

การวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะวงจรเพิ่มแรงดัน
ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยายสูง

ANALYSIS DESIGN AND PERFORMANCE EVALUATION OF HIGH STEP-UP
DC-DC CONVERTERS

กวีวัชร ทัตติวงษ์
KAWEEWAT TATTIWONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2556
KMITL-2013-EN-M-080-188

ANALYSIS DESIGN AND PERFORMANCE EVALUATION OF HIGH STEP-UP
DC-DC CONVERTERS

KAWEEWAT TATTIWONG

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2013
KMITL-2013-EN-M-080-188


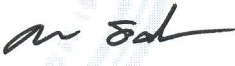


COPYRIGHT 2013

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะวงจรเพิ่มแรงดันดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์
ที่มีอัตราขยายสูง
Thesis Title Analysis Design and Performance Evaluation of High Step-up DC-DC
Converters
นักศึกษา นายกวีวัชร ทัตติวงษ์
รหัสประจำตัว 54611210
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2013-EN-M-080-188

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
ดร.ดอน	อิศรากร	
รศ.ดร.ไพบุลย์	นาคมหาชาสินธุ์	
รศ.ดร.ชรินทร์	บุญลักษณานุสรณ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 8 ตุลาคม พ.ศ. 2556 เวลา 11.00-13.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น (12) E12-304

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(ศาสตราจารย์ ดร.สุชวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 8 ตุลาคม พ.ศ. 2556

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะวงจรเพิ่มแรงดันดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์
นักศึกษา	นายกวีวัชร ทัตติวงษ์
รหัสประจำตัว	54611210
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2556
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะวงจรเพิ่มแรงดันดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ โดยวงจรที่พิจารณาประกอบด้วยวงจรควอดเรติกบูสท์คอนเวอร์เตอร์ (Quadratic Boost Converter: QBC) และวงจรเพิ่มแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Integrated Boost-Flyback Converter: IBFC) สมการที่ใช้ออกแบบได้มาจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่สภาวะคงตัว ความถูกต้องของการออกแบบถูกยืนยันโดยผลการซิมูเลชันและการทดสอบวงจรจริง ผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นพบว่าวงจรทั้งสองสามารถทำงานได้ตามข้อกำหนด (Specification) สามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตคงที่ได้ตลอดย่านกระแสโหลด และมีค่าประสิทธิภาพสูงสุดมากกว่า 80% ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรทั้งสองพบว่าวงจร IBFC มีสมรรถนะโดยรวมดีกว่าวงจร QBC

Thesis Title	Analysis Design and Performance Evaluation of high step-up DC-DC converters
Student	Mr. Kaweewat Tattiwong
Student ID.	54611210
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2013
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chanin Bunlaksananusorn

ABSTRACT

This thesis presents analysis design and performance evaluation of high step-up dc-dc converters. The circuits under study include a Quadratic Boost Converter (QBC) and an Integrated Boost- Flyback Converter (IBFC). Design equations are derived from analyzing the converter circuits at steady state. Design accuracy is validated by simulated and experimental results. Experimentation on the prototype circuits found that the converter performs well within the specification, have good output voltage regulation, and achieves the highest efficiency of over 80%. The overall performance of IBFC is superior to that of QBC.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เรื่องการวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะวงจรเพิ่มแรงดันดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยายสูง นี้ สำเร็จลุล่วงเนื่องจากความอนุเคราะห์จาก รศ. ดร. ชรินทร์ บุญลักษณะนามสรณ์ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษาและความรู้ พร้อมทั้งชี้แนะแนวทางให้ปฏิบัติอย่างถูกต้องตามขั้นตอน จนวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงอย่างสมบูรณ์

ขอขอบคุณ ผศ. ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ ที่ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์ต่อวิทยานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ รวมทั้งห้องปฏิบัติการควบคุมการแปลงรูปกำลังงานไฟฟ้า (Power Conversion Control Lab) ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ พร้อมทั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

ขอขอบคุณ พี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการควบคุมการแปลงรูปกำลังงานไฟฟ้า (Power Conversion Control Lab) ทั้งที่จบไปแล้วก็ดียังไม่จบก็ดี ที่ได้คำแนะนำในการทำวิทยานิพนธ์และให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์ตลอดมา

สุดท้ายนี้ ขอขอบคุณ บิดา มารดา และครอบครัว ที่อบรมเลี้ยงดู สนับสนุนในด้านการศึกษา และให้กำลังใจ จนกระทั่งบรรลุในสิ่งที่มุ่งหวังไว้ คุณค่าอันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ขอมอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

กวีวัชร ทัดวงษ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	XV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตการวิจัย	5
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา	5
บทที่ 2 วงจรควอดเรตริคบูสท์คอนเวอร์เตอร์	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 วิวัฒนาการของวงจรควอดเรตริคบูสท์คอนเวอร์เตอร์	6
2.3 หลักการทำงานของวงจร.....	7
2.3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต	10
2.3.2 การวิเคราะห์รูปคลื่น (Waveform analysis)	12
2.3.3 ค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด CCM.....	15
2.4 การออกแบบวงจร.....	16
2.4.1 วงจรควอดเรตริคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 4 เท่า	16
2.4.2 วงจรควอดเรตริคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า.....	19
2.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร	20
2.5.1 ผลการจำลองกระแสตัวเหนี่ยวนำที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด	21
2.5.2 ผลการจำลองกระแสไดโอดและสวิตช์ที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด.....	23
2.5.3 ผลการจำลองแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด	25
2.5.4 ผลการจำลองกระแสตัวเหนี่ยวนำที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด	27
2.5.5 ผลการจำลองกระแสไดโอดและสวิตช์ที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด	29

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.6 ผลการจำลองแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุที่สภาวะกระแสไหลดต่ำสุด.....	31
บทที่ 3 วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายคอนเวอร์เตอร์.....	33
3.1 บทนำ.....	33
3.2 วิวัฒนาการของวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	33
3.3 หลักการทำงานของวงจร.....	35
3.3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างเอาท์พุทกับแรงดันอินพุท	38
3.3.2 การวิเคราะห์รูปคลื่น (Waveform analysis)	40
3.3.3 ค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด CCM.....	43
3.4 การออกแบบวงจร.....	44
3.4.1 วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 4 เท่า โดยใช้ $N_2 / N_1 = 2$	44
3.4.2 วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 4 เท่า โดยใช้ $N_2 / N_1 = 3.2$ และ $N_2 / N_1 = 6$	46
3.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร	48
3.5.1 ผลการจำลองกระแสอินพุทที่สภาวะกระแสไหลดสูงสุด	49
3.5.2 ผลการจำลองกระแสไดโอดและสวิทช์ที่สภาวะกระแสไหลดสูงสุด.....	49
3.5.3 ผลการจำลองแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุและแรงดันเอาท์พุทที่สภาวะกระแส ไหลดสูงสุด.....	51
3.5.4 ผลการจำลองกระแสอินพุทที่สภาวะกระแสไหลดต่ำสุด	53
3.5.5 ผลการจำลองกระแสไดโอดและสวิทช์ที่สภาวะกระแสไหลดต่ำสุด	54
3.5.6 ผลการจำลองแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุและแรงดันเอาท์พุทที่สภาวะกระแส ไหลดต่ำสุด.....	55
บทที่ 4 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรควอดเรติกบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	58
4.1 บทนำ.....	58
4.2 ผลการวัดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล.....	60
4.3 ผลการวัดแรงดันและกระแสเอาท์พุท.....	61
4.4 ผลการวัดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2	63
4.5 ผลการวัดกระแสไดโอดและสวิทช์.....	65
4.6 ผลการวัดแรงดันคร่อมไดโอดและสวิทช์.....	68

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.7 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจร	71
4.8 ผลการวัดการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต	71
4.9 วงจรควอดเทรตริคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า	72
4.9.1 ผลการวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุต	73
4.9.2 ผลการวัดสัญญาณดิวิชั่นเซลล์	74
บทที่ 5 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	75
5.1 บทนำ	75
5.2 ผลการวัดสัญญาณดิวิชั่นเซลล์	77
5.3 ผลการวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุต	78
5.4 ผลการวัดกระแสไดโอด อินพุต และสวิตช์	80
5.5 ผลการวัดแรงดันคร่อมสวิตช์ ไดโอด D_1 และ D_2	84
5.6 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจร	85
5.7 ผลการวัดการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต	86
5.8 วงจรเพิ่มแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า	87
5.8.1 ผลการวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุต	88
5.8.2 ผลการวัดสัญญาณดิวิชั่นเซลล์	89
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง	92
6.1 บทนำ	92
6.2 จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร	92
6.3 การเพิ่มอัตราส่วนการแปลงแรงดัน	92
6.4 กระแสอินพุต	94
6.5 พิกัดของอุปกรณ์สวิตช์	95
6.6 รีบเปิ้ลแรงดันเอาต์พุต	98
6.7 ประสิทธิภาพของวงจร	99
6.8 ผลการวัดการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของวงจร QBC และ IBFC	100
บทที่ 7 สรุปผลการทดลอง	101
เอกสารอ้างอิง	102
ภาคผนวก ก การออกแบบวงจรควอดเทรตริคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรบูสท์-ฟลายแบคคอน เวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า	103

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ข การวัดการสูญเสียในวงจร QBC และ IBFC	111
ภาคผนวก ค บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	131
ประวัติผู้เขียน.....	137

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 เปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์กำลังที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด.....	25
2.2 เปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์กำลังที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด.....	31
3.1 เปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์กำลังที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด.....	50
3.2 เปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์กำลังที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด.....	55
4.1 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบ Quadratic boost converter	58
4.2 ค่าแรงดันเอาต์พุต ริปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตและแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1	63
4.3 ค่ากระแสเฉลี่ยและค่าริปเปิ้ลของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2	64
4.4 ค่ากระแสเฉลี่ยสวิตช์และไดโอด	67
4.5 แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด.....	70
4.6 ผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจร	71
4.7 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบวงจรควอดเรติกบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า	72
5.1 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบ Intergrade Boost-Flyback converter.....	75
5.2 ค่าแรงดันเอาต์พุต ริปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตและแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ	80
5.3 ค่ากระแสเฉลี่ยอินพุต สวิตช์และไดโอด และค่าริปเปิ้ลกระแสอินพุต.....	83
5.4 แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด.....	85
5.5 ผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจร	85
5.6 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบวงจรเพิงแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า	87
6.1 จำนวนอุปกรณ์ในวงจร.....	92
6.2 ค่ากระแสอินพุตเฉลี่ย กระแสอินพุต RMS และริปเปิ้ลอินพุตของวงจร QBC และ IBFC.....	95
6.3 กระแสเฉลี่ยสวิตช์และไดโอดของวงจร QBC และ IBFC	96
6.4 แรงดันคร่อมสวิตช์ และไดโอดของวงจร QBC และ IBFC	97
6.5 ริปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตของวงจร QBC และ IBFC.....	91
6.6 ผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจร QBC และ IBFC.....	92

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรบัลลาสต์สำหรับขับหลอด HID	1
1.2 แหล่งจ่ายไฟฟ้าเครื่องคอมพิวเตอร์เซิร์ฟเวอร์	1
1.3 ระบบผลิตไฟฟ้าโดยพลังงานแสงอาทิตย์	2
1.4 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมที่ใช้สวิทช์เพียงตัวเดียว	3
1.5 วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	4
2.1 วิวัฒนาการของวงจรควอดเรตติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์	6
2.2 วงจรควอดเรตติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์	7
2.3 วงจรควอดเรตติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ในช่วงที่สวิทช์นำกระแส	7
2.4 วงจรควอดเรตติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ในช่วงที่สวิทช์ไม่นำกระแส	8
2.5 อัตราขยายของวงจรถูกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ	11
2.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรควอดเรตติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์	12
2.7 รูปคลื่นกระแส I_{C1} และ I_{C2} เมื่อประมาณให้ค่ารีปเปิลกระแสตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อย	13
2.8 Schematic วงจรควอดเรตติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด ($R = 24\Omega$)	20
2.9 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1	21
2.10 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2	22
2.11 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1	23
2.12 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_2	23
2.13 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_3	24
2.14 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิทช์	24
2.15 ผลการจำลองค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1	25
2.16 ผลการจำลองค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2	26

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.17 Schematic วงจรควอดเตรตคิคุสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด ($R = 96\Omega$)	27
2.18 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1	27
2.19 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2	28
2.20 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1	29
2.21 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_2	29
2.22 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_3	30
2.23 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์.....	30
2.24 ผลการจำลองค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1	31
2.25 ผลการจำลองค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2	32
3.1 วิวัฒนาการของวงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	34
3.2 วงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	35
3.3 วงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ในช่วงที่สวิตช์นำกระแส	35
3.4 วงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส	37
3.5 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายของวงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ กับค่าตัวตีไซเคิล	39
3.6 อัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เทียบกับ วงจรควอดเตรตคิคุสต์คอนเวอร์เตอร์.....	39
3.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	40
3.8 รูปคลื่นกระแส i_{C1} และ i_{C2} เมื่อคาร์ิปเปิลของ i_{Lm} มีค่าน้อยๆ	42
3.9 กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_m ที่สภาวะรอยต่อ CCM/ DCM.....	43
3.10 Schematic วงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด ($R = 24\Omega$).....	48
3.11 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสอินพุท.....	49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2	49
3.13 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์	50
3.14 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1	51
3.15 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2	51
3.16 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต	52
3.17 Schematic วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด ($R = 96\Omega$)	53
3.18 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสอินพุต	53
3.19 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2	54
3.20 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์	54
3.21 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1	55
3.22 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2	56
3.23 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต	56
4.1 Schematic ของวงจรควอดเดรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ	59
4.2 วงจรควอดเดรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ	59
4.3 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสไหล 0.5A	60
4.4 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสไหล 2A	60
4.5 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหล 0.5A	61
4.6 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหล 2A	61
4.7 รูปคลื่นริบเบิลแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหล 0.5A	62
4.8 รูปคลื่นริบเบิลแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหล 2A	62
4.9 รูปคลื่นริบเบิลกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ที่กระแสไหล 0.5A	63
4.10 รูปคลื่นริบเบิลกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ที่กระแสไหล 2A	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสไหลด 0.5A.....	65
4.12 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสไหลด 2A.....	65
4.13 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_3 และกระแสสวิตช์ ที่กระแสไหลด 0.5A.....	66
4.14 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_3 และกระแสสวิตช์ ที่กระแสไหลด 2A.....	66
4.15 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด D_1 ที่กระแสไหลด 0.5A.....	68
4.16 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด D_1 ที่กระแสไหลด 2A	68
4.17 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด D_2 และ D_3 ที่กระแสไหลด 0.5A	69
4.18 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด D_2 และ D_3 ที่กระแสไหลด 2A.....	69
4.19 รูปคลื่นผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสไหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 0.66 เป็น 2A	71
4.20 วงจรควอดเรตติคบูลส์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่อัตราขยาย 10 เท่า	72
4.21 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหลด 0.3A	73
4.22 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหลด 0.6A.....	73
4.23 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสไหลด 0.3A.....	74
4.24 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสไหลด 0.6A.....	74
5.1 Schematic ของวงจรแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ	76
5.2 วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ	76
5.3 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสไหลด 0.5A.....	77
5.4 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสไหลด 2A.....	77
5.5 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหลด 0.5A	78
5.6 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหลด 2A	78
5.7 รูปคลื่นริบเบิลแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหลด 0.5A	79
5.8 รูปคลื่นริบเบิลแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหลด 2A.....	79

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 0.5A.....	80
5.10 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 2A.....	81
5.11 รูปคลื่นกระแสอินพุทและสวิตช์ที่กระแสโหลด 0.5A	81
5.12 รูปคลื่นกระแสอินพุทและสวิตช์ที่กระแสโหลด 2A.....	82
5.13 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ ไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 0.5A	84
5.14 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ ไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 2A.....	84
5.15 รูปคลื่นผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 0.66 เป็น 2A	86
5.16 วงจรเพิ่มแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า	87
5.17 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุท ที่กระแสโหลด 0.3A.....	88
5.18 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุท ที่กระแสโหลด 0.6A.....	88
5.19 รูปคลื่นดิวิตีไซเคิลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 0.3Aของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 3.2$	89
5.20 รูปคลื่นดิวิตีไซเคิลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 0.6Aของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 3.2$	89
5.21 รูปคลื่นดิวิตีไซเคิลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 0.3Aของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 6$	89
5.22 รูปคลื่นดิวิตีไซเคิลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 0.6Aของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 6$	89
6.1 วงจรบูสท์อนุกรมที่ใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว.....	92
6.2 อัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจร N-stage cascade boost converter กรณีที่ N = 1, 2, 3, 4.....	93

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.3	อัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วน ขดลวดทุติยภูมิต่อปฐมภูมิที่เพิ่มขึ้น..... 94
6.4	รูปคลื่นกระแสและแรงดันอินพุทของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A..... 94
6.5	รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A 95
6.6	รูปคลื่นกระแสไดโอด D_3 และสวิตช์ ของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A 96
6.7	รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด D_1 ของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A.... 97
6.8	รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด D_2 และ D_3 ของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A..... 97
6.9	รูปคลื่นรีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุทของวงจร ที่กระแสโหลด 2A 98
6.10	กราฟแสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร QBC และ IBFC..... 99
6.11	รูปคลื่นผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน จาก 0.66 เป็น 2A ของวงจร QBC และ IBFC 100

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

AWG	American wire gauge
C_1	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_1
C_2	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_2
CCM	การนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง
D	ดิวตี้ไซเคิลที่สภาวะคงตัว
D_1	ไดโอดเรียงกระแส D_1
D_2	ไดโอดเรียงกระแส D_2
D_3	ไดโอดเรียงกระแส D_3
DCM	การนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง
ESR	ความต้านทานอนุกรมสมมูล
f_s	ความถี่ในการสวิตช์
F	หน่วยของตัวเก็บประจุไฟฟ้า เรียกว่า ฟารัด
H	หน่วยของตัวเหนี่ยวนำ เรียกว่า เฮนรี่
H_z	หน่วยความถี่ เรียกว่า เฮิรตซ์
IBFC	วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
I_{avg}	กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,max}$	กระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,min}$	กระแสต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำ
I_o	กระแสเอาต์พุต
Δi_{L1}	ริบเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1
Δi_{L2}	ริบเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_2
k	กิโล
$L_{critical}$	ความเหนี่ยวนำของตัวที่ทำให้วงจรทำงานที่สภาวะรอยต่อ CCM/DCM
L_1	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_1
L_2	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_2
L_m	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำร่วม
m	มิลลิ
n	นาโน
N_1	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของตัวเหนี่ยวนำร่วม
N_2	จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของตัวเหนี่ยวนำร่วม

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

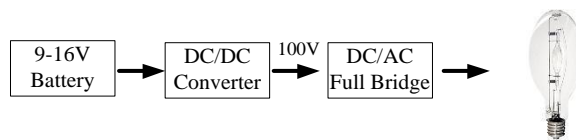
QBC	วงจรถอดเตรตีคบุสท์คอนเวอร์เตอร์
R	ความต้านทานของโหลด
R_1	ความต้านทานของโหลด R_1
R_2	ความต้านทานของโหลด R_2
$R_{DS,on}$	ความต้านทานของสวิตช์ในช่วงนำกระแส
s	วินาที
SW	สวิตช์
t	เวลา
t_{on}	ช่วงเวลาที่มอสเฟสนำกระแส
t_{off}	ช่วงเวลาที่มอสเฟสหยุดนำกระแส
T	คาบเวลาในการสวิตช์
V_{C1}	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1
V_{C2}	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2
V_{L1}	แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1
V_{L2}	แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_2
V	โวลต์
V_{in}	แรงดันอินพุตที่สภาวะคงตัว
V_o	แรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัว
ΔV_o	ริบเบิลของแรงดันเอาต์พุต
μ	ไมโคร
Ω	โอห์ม

บทที่ 1

บทนำ

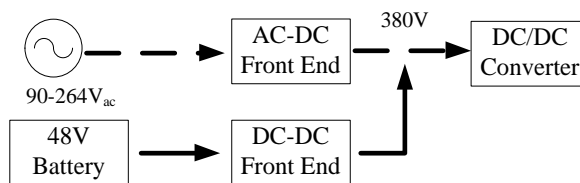
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันมีความต้องการวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงแรงดันที่สูง (High step-up conversion ratio) มีเพิ่มมากขึ้น ตัวอย่างเช่น ในรถยนต์ที่ใช้ไฟหน้าหลอด HID (High Intensity Discharge) วงจรบัลลาสต์สำหรับขับหลอด HID ต้องการวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถแปลงแรงดันดีซี 12V จากแบตเตอรี่ไปเป็นแรงดันดีซีขนาด 100V เพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 1.1



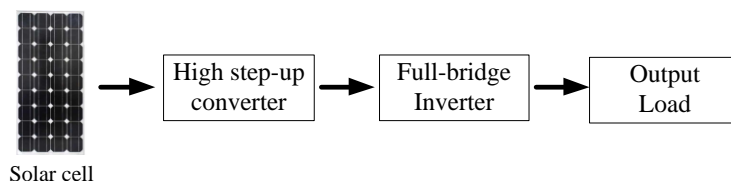
รูปที่ 1.1 วงจรบัลลาสต์สำหรับขับหลอด HID

เครื่องคอมพิวเตอร์เซิร์ฟเวอร์ (Server computer) ที่ติดตั้งอยู่ในศูนย์การสื่อสารข้อมูล (Telecommunication center) ที่ใช้ระบบไฟดีซี 48V จากแบตเตอรี่ ภาคอินพุทของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องสามารถรับแรงดันได้จาก 2 แหล่ง (Dual input) คือ ไฟเอซีจากเมนหลักและไฟดีซี 48V จากแบตเตอรี่ โดยภาคอินพุทดีซีจะเป็นวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่แปลงแรงดัน 48V เป็น 380V สำหรับเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ในภาคต่อไป ซึ่งทำหน้าที่สร้างแรงดันที่เหมาะสมให้กับโหลด ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 แหล่งจ่ายไฟเครื่องคอมพิวเตอร์เซิร์ฟเวอร์

ในระบบการผลิตไฟฟ้าโดยพลังงานแสงอาทิตย์ที่ต้องมีการแปลงแรงดันดีซีจากเซลล์แสงอาทิตย์ไปเป็นแรงดันดีซีที่สูงขึ้น เพื่อเป็นอินพุทให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3 ระบบการผลิตไฟฟ้าโดยพลังงานแสงอาทิตย์

การประยุกต์ใช้งานในการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าที่กล่าวมาข้างต้น วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์มีคุณลักษณะร่วมที่เหมือนกันคือ

- 1) มีอัตราส่วนการแปลงแรงดันที่สูง (High step-up ratio)
- 2) มีประสิทธิภาพสูง
- 3) ไม่จำเป็นต้องมีการแยกทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตและเอาต์พุต (ไม่จำเป็นต้องมีหม้อแปลงไฟฟ้า)

วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ในการเพิ่มแรงดัน คือ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ในทางทฤษฎี อัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับ ค่าดิวิตีไซเคิล โดยอัตราส่วนการแปลงแรงดันจะมีค่ามากขึ้น เมื่อค่าดิวิตีไซเคิลสูงขึ้น แต่ในทางปฏิบัติวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ไม่สามารถให้แรงดันเอาต์พุตที่สูงมากได้ เนื่องจากการสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ และของสวิตช์ที่เพิ่มมากขึ้นเมื่อค่าดิวิตีไซเคิลสูงขึ้น [1] โดยทั่วไปอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะถูกจำกัดให้มีค่าไม่เกิน 4 หรือ 5 เท่า ถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุตที่สูงขึ้นสามารถทำได้โดยการนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์หลายวงจรมาต่ออนุกรมกัน (Cascade connection) แต่วิธีนี้มีข้อเสีย คือจำนวนสวิตช์จะเพิ่มขึ้นตามจำนวนวงจรอนุกรม (Stage) ที่เพิ่มขึ้น และระบบมีประสิทธิภาพต่ำ บทความ [2,3] พยายามแก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยได้นำเสนอวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมที่ใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว (Cascade boost converter with one active switch) สำหรับวงจรนี้ในสถานะที่สวิตช์นำกระแส กระแสตัวเหนี่ยวนำของทุก Stage จะไหลมารวมกันผ่านสวิตช์ และในสถานะที่สวิตช์ไม่นำกระแส สวิตช์ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่าแรงดันเอาต์พุต นั่นคือสวิตช์ที่ใช้จะต้องมีพิกัดแรงดันและกระแสที่สูง และที่พิกัดแรงดันสูง ความต้านทานของสวิตช์มอสเฟตกำลัง ($R_{DS, ON}$) จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้กำลังสูญเสียที่สวิตช์เพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย นอกจากวิธีการอนุกรมที่กล่าวมาข้างต้น อัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำให้เพิ่มขึ้นโดยนำมาทำงานร่วมกับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ และนำแรงดันเอาต์พุตของวงจรทั้งสองมาอนุกรมกัน ซึ่งหลักการดังกล่าวถูกนำเสนอในบทความ [4, 5] โดยเรียกววงจรประเภทนี้ว่า วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Integrated Boost-Flyback Converter: IBFC)

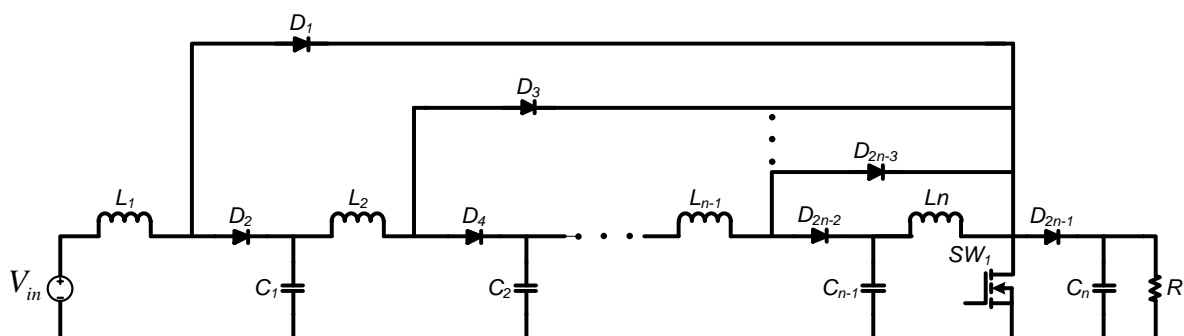
วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาการวิเคราะห์และออกแบบวงจรเพิ่มแรงดันดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองประเภท คือ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมสองวงจรที่ใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว (เรียกววงจรควอดเรตติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์) และวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รวมทั้งนำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างวงจรทั้งสองประเภท

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

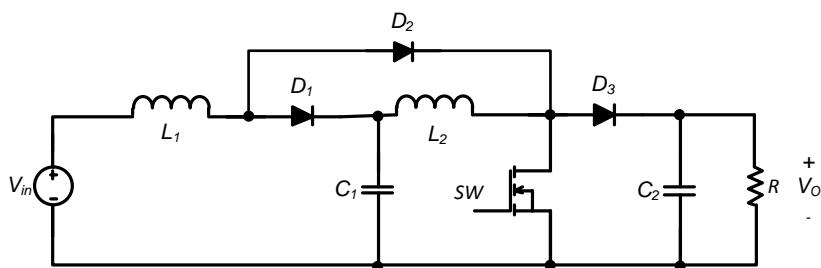
1. เพื่อศึกษาหลักการทำงานของวงจรควอดเทรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยายสูง
2. เพื่อออกแบบและทดสอบสมรรถนะวงจรควอดเทรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยายสูง
3. เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างวงจรควอดเทรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยายสูง

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วงจรควอดเทรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ สืบเคราะห์มาจากวงจร N-stage Cascade Boost Converter with one active switch [2, 3] โดยกำหนดให้ N มีค่าเท่ากับ 2 ดังแสดงในรูปที่ 1.4 งานวิจัยเกี่ยวกับวงจรควอดเทรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ผ่านมา [3, 4] ได้เน้นไปที่การจำลองแบบและออกแบบตัวควบคุม โดยในงานวิจัยนี้เน้นการวิเคราะห์วงจรที่สภาวะคงตัว (Steady-state condition) เพื่อหาสมการในการออกแบบวงจร ความถูกต้องของการออกแบบจะถูกยืนยันโดยผลการจำลองและผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้น



(ก) วงจร N-stage Cascade Boost Converter with one active switch

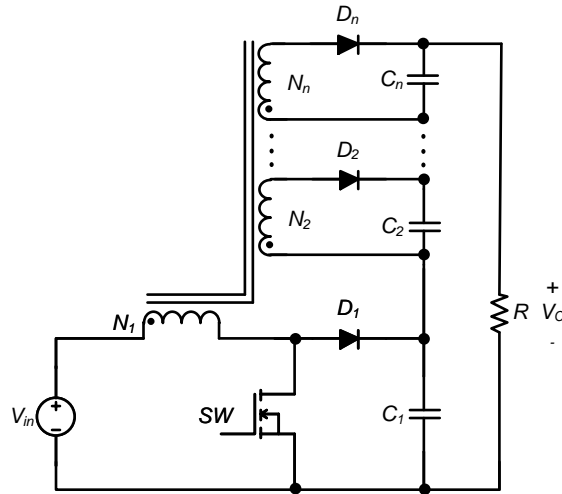


(ข) วงจรควอดเทรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์

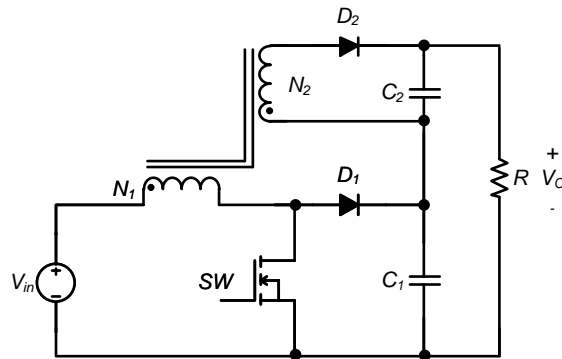
รูปที่ 1.4 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมที่ใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว

วงจรบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ (รูปที่ 1.5) ได้แนวความคิดมาจากบทความที่ [5, 6] เช่นเดียวกับในกรณีของวงจรควอดเรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ งานวิจัยนี้เน้นการวิเคราะห์วงจรบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่สภาวะคงตัว เพื่อหาสมการในการออกแบบวงจร ความถูกต้องของการออกแบบจะถูกยืนยันโดยผลการจำลองและผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้น

ในตอนท้ายของวิทยานิพนธ์จะทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรทั้งสองประเภทบนพื้นฐานของผลการทดสอบที่วัดได้



(ก) วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ กรณีตัวเหนี่ยวนำรวมมีขดลวดทุติยภูมิ $N-1$ ขด



(ข) วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ กรณีตัวเหนี่ยวนำรวมมีขดลวดทุติยภูมิ 1 ขด

รูปที่ 1.5 วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษาหลักการทำงานและออกแบบวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 1.4 (ข) และ วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 1.5 (ข) รวมทั้งสร้างและทดสอบสมรรถนะของ วงจรต้นแบบที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้า (Electrical Specification) ดังนี้

- วงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์มี แรงดันอินพุท 12V แรงดันเอาต์พุท 48V กระแสเอาต์พุท 0.5A ถึง 2A และความถี่สวิตช์ 100kHz
- วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มี แรงดันอินพุท 12V แรงดันเอาต์พุท 48V กระแสเอาต์พุท 0.5A ถึง 2A อัตราส่วนรอบขดลวดทุติยภูมิต่อขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 2 และความถี่สวิตช์ 100kHz

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
2. วิเคราะห์การทำงานของวงจรเพื่อหาสมการในการออกแบบวงจร
3. ออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบ
4. ทดสอบสมรรถนะของวงจรต้นแบบ
5. เปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

บทที่ 2

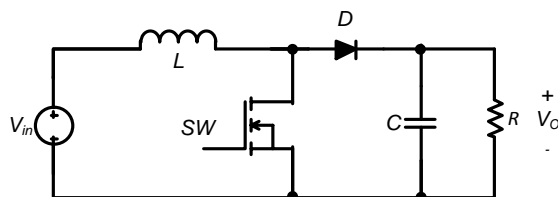
วงจรควอดเทรติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์

2.1 บทนำ

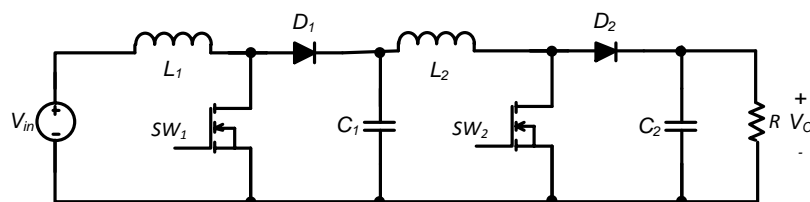
บทนี้แนะนำการวิเคราะห์ห้วงจรควอดเทรติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ พร้อมทั้งแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจร โดยความถูกต้องในการออกแบบจะถูกยืนยันด้วยผลการจำลองในส่วนท้ายบท

2.2 วิวัฒนาการของวงจรควอดเทรติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์

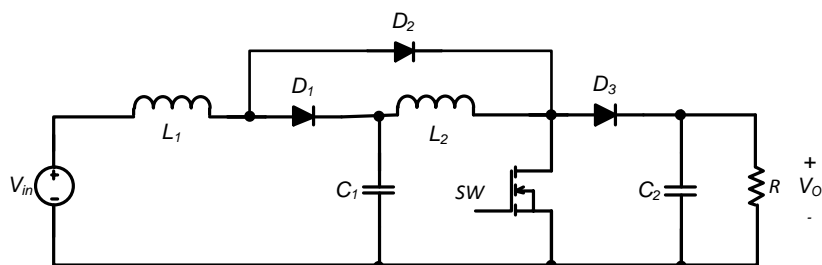
วิวัฒนาการของวงจรควอดเทรติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ เริ่มต้นจากการนำวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.1(ก) 2 วงจร มาต่ออนุกรมกัน ดังรูปที่ 2.1(ข) จากนั้นจัดรูปแบบวงจรใหม่ให้เหลือสวิทช์เพียงตัวเดียว [2] ผลลัพธ์ที่ได้คือวงจรควอดเทรติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.1(ค) ซึ่งมีการทำงานเหมือนกับวงจรอนุกรมบูสท์คอนเวอร์เตอร์



(ก) วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์



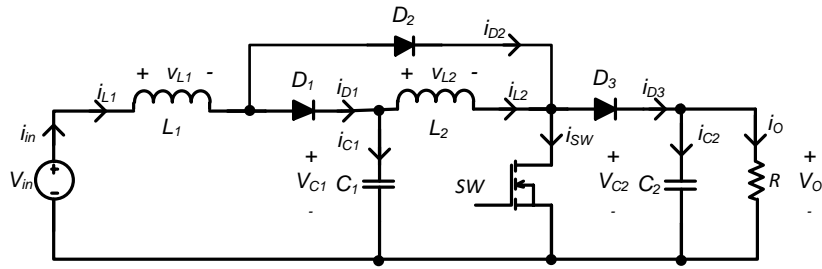
(ข) วงจรอนุกรมบูสท์คอนเวอร์เตอร์



(ค) วงจรควอดเทรติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์

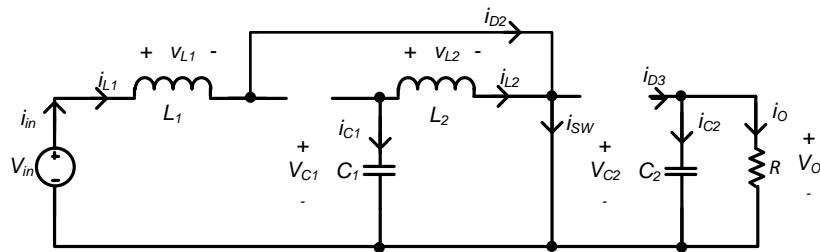
รูปที่ 2.1 วิวัฒนาการของวงจรควอดเทรติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์

2.3 หลักการทำงานของวงจร



รูปที่ 2.2 วงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์

ที่สภาวะคงตัว (Steady-state condition) ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ วงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM (กระแส L ไหลต่อเนื่อง) จะมีการทำงาน 2 สภาวะคือ



รูปที่ 2.3 วงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ ในช่วงที่สวิตช์นำกระแส

- (1) เมื่อสวิตช์นำกระแส (รูปที่ 2.3) ไดโอด D_1 และ D_3 ไม่นำกระแส ไดโอด D_2 นำกระแส ในช่วงเวลานี้ตัวเหนี่ยวนำทั้งสองจะอยู่ในสภาวะชาร์จกระแส ดังนั้นกระแส i_{L1} และ i_{L2} จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ในขณะที่ตัวเก็บประจุตัวที่ 1 และ 2 อยู่ในสภาวะดิสชาร์จประจุ ซึ่งหากพิจารณาแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 จะได้ว่า

$$v_{L1} = V_{in} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{DT} \quad (2.1)$$

$$v_{L2} = V_{C1} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{DT} \quad (2.2)$$

จากสมการที่ (2.1) จะได้การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในช่วงสวิตช์นำกระแส

$$(\Delta i_{L1})_{closed} = \frac{V_{in} DT}{L_1} \quad (2.3)$$

จากสมการที่ (2.2) จะได้การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ในช่วงสวิตช์นำกระแส

$$(\Delta i_{L2})_{closed} = \frac{V_{C1}DT}{L_2} \quad (2.4)$$

ในสถานะสวิตช์นำกระแสนี้ แรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรเป็นดังนี้

$$v_{D1} = V_{C1} \quad (2.5)$$

$$v_{SW} = 0 \quad (2.6)$$

$$v_{D2} = 0 \quad (2.7)$$

$$v_{D3} = V_{C2} = V_O \quad (2.8)$$

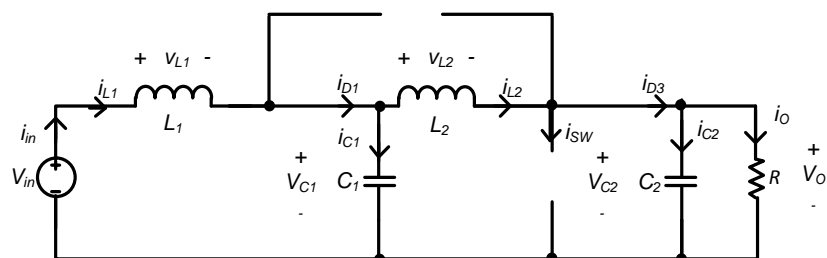
$$i_{in} = i_{L1} = i_{D2} = i_{SW} - i_{L2} \quad (2.9)$$

$$i_{L2} = -i_{C1} \quad (2.10)$$

$$i_{D1} = 0 \quad (2.11)$$

$$i_{D3} = 0 \quad (2.12)$$

$$i_{C2} = -i_O \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.4 วงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ ในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส

- (2) เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส (รูปที่ 2.4) ไดโอด D_1 และ D_3 นำกระแส ไดโอด D_2 ไม่นำกระแส ในช่วงเวลานี้ตัวเหนี่ยวนำทั้งสองจะอยู่ในสถานะดิสชาร์จกระแส ดังนั้นกระแส i_{L1} และ i_{L2} จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น ในขณะที่ตัวเก็บประจุตัวที่ 1 และ 2 อยู่ในสถานะชาร์จประจุ ซึ่งหากพิจารณาแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 จะได้ว่า

$$v_{L1} = V_{in} - V_{C1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D)T} \quad (2.14)$$

$$v_{L2} = V_{C1} - V_O = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D)T} \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.14) จะได้การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในช่วงสวิตช์ไม่นำกระแส

$$(\Delta i_{L1})_{open} = \frac{(V_{in} - V_{C1})(1-D)T}{L_1} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.15) จะได้การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ในช่วงสวิตช์ไม่นำกระแส

$$(\Delta i_{L2})_{open} = \frac{(V_{C1} - V_O)(1-D)T}{L_2} \quad (2.17)$$

ในสภาวะสวิตช์ไม่นำกระแสนี้ แรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรเป็นดังนี้

$$v_{SW} = V_{C2} = V_O \quad (2.18)$$

$$v_{D1} = 0 \quad (2.19)$$

$$v_{D2} = V_O - V_{C1} \quad (2.20)$$

$$v_{D3} = 0 \quad (2.21)$$

$$i_{in} = i_{L1} = i_{D1} = i_{L2} + i_{C1} \quad (2.22)$$

$$i_{L2} = i_{D3} = i_{C2} + i_O \quad (2.23)$$

$$i_{D2} = 0 \quad (2.24)$$

$$i_{SW} = 0 \quad (2.25)$$

2.3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต

ที่สภาวะคงตัวในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเท่ากับศูนย์

$$(\Delta i_L)_{closed} + (\Delta i_L)_{open} = 0 \quad (2.26)$$

แทนค่าสมการที่ (2.3) และสมการที่ (2.16) ลงในสมการที่ (2.26) จะได้ค่า V_{C1}

$$\frac{V_{in}DT}{L_1} + \frac{(V_{in} - V_{C1})(1-D)T}{L_1} = 0 \quad (2.27)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (2.28)$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.4) และสมการที่ (2.17) ลงในสมการที่ (2.26) จะได้ค่า V_o

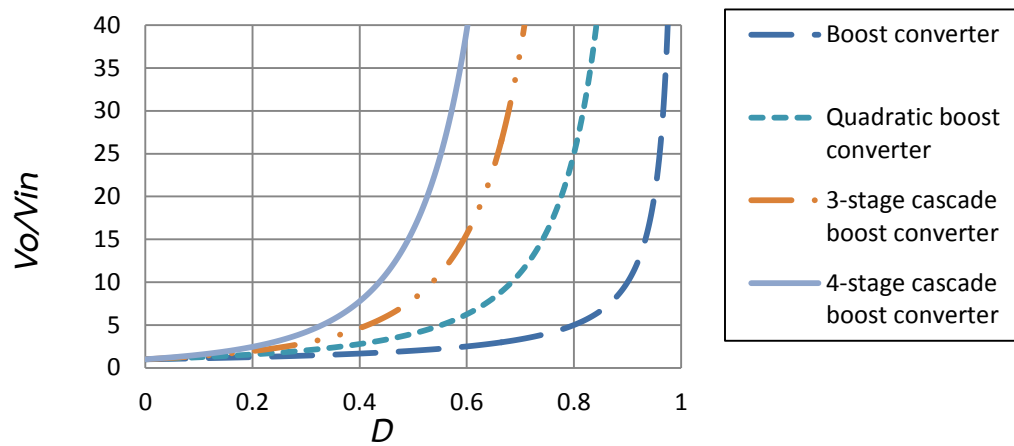
$$\frac{V_{C1}DT}{L_2} + \frac{(V_{C1} - V_o)(1-D)T}{L_2} = 0 \quad (2.29)$$

$$V_o = \frac{V_{C1}}{1-D} = V_{C2} \quad (2.30)$$

จากสมการที่ (2.28) และสมการที่ (2.30) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต

$$V_o = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) จะเห็นว่าอัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจรวงจรควอดเรตติคบูลส์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเป็นกำลังสองของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ รูปที่ 2.5 แสดงอัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจร QBC เทียบกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ

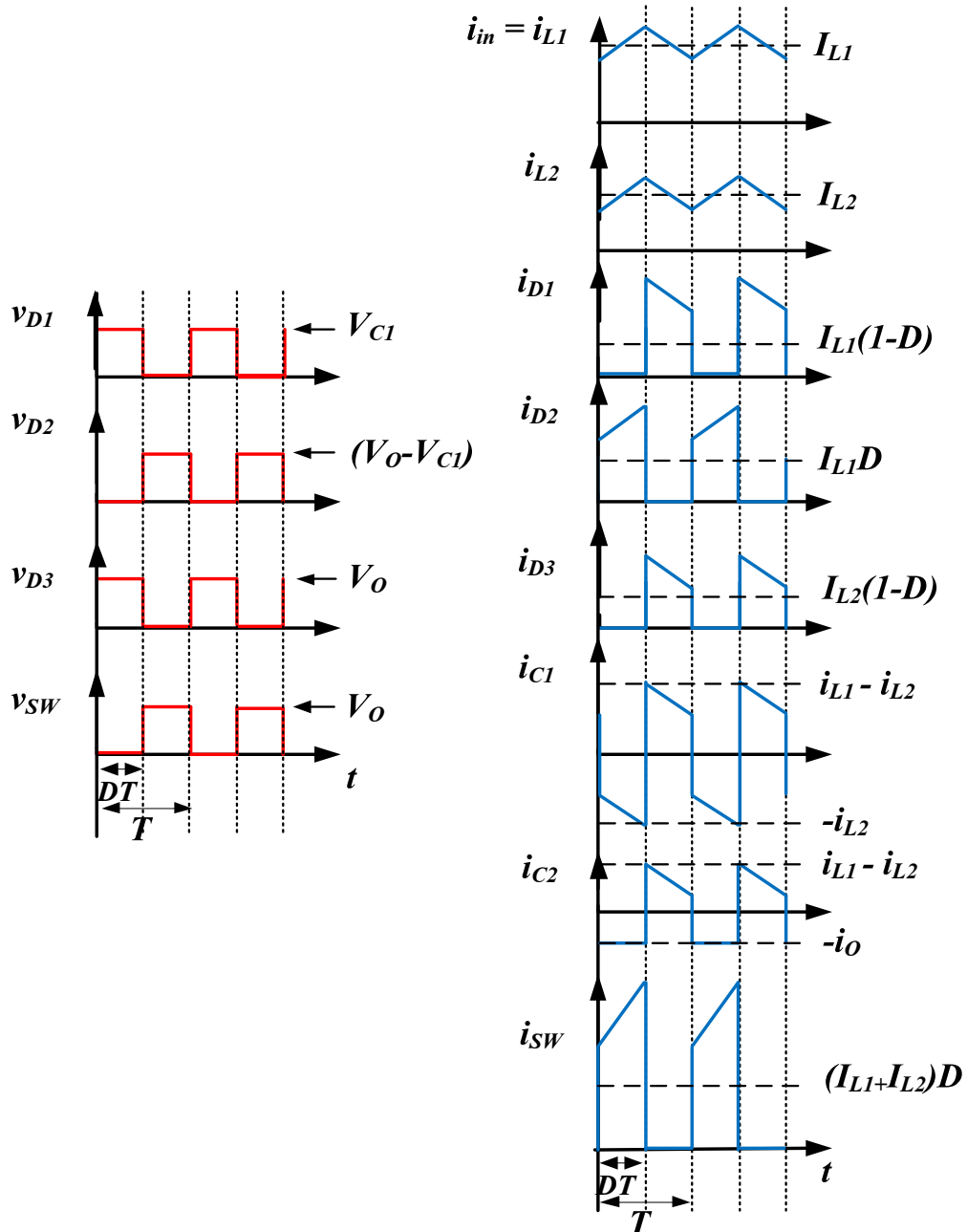


รูปที่ 2.5 อัตราขยายของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ

จากกราฟ จะเห็นว่าอัตราขยายของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงขึ้น เมื่อจำนวนวงจรที่นำมาอนุกรมเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 2.5 เช่น พิจารณาที่ค่าตัวชี้เซลล์เท่ากับ 0.6 จะเห็นว่าอัตราขยายของวงจรแรงดันบูสท์คอนเวอร์เตอร์ปกติมีค่าเท่ากับ 2.5 ในขณะที่วงจรควอดเรติกบูสท์คอนเวอร์เตอร์มีอัตราขยายเท่ากับ 6.25 วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์คาสเคด 3 วงจรและ 4 วงจร มีอัตราขยายเท่ากับ 15.63 และ 39.06 ตามลำดับ

2.3.2 การวิเคราะห์รูปคลื่น (Waveform analysis)

จากสมการที่ (2.1) ถึง (2.25) สามารถเขียนรูปคลื่นทางทฤษฎีของกระแสและแรงดันของวงจร QBC ได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรควอดเรทีคบูสท์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.6 แรงดันสูงสุดคร่อมไดโอดและสวิตช์สรุปได้ดังนี้

$$V_{D1,\max} = V_{C1} \quad (2.32)$$

$$V_{D2,\max} = V_o - V_{C1} \quad (2.33)$$

$$V_{D3,\max} = V_o \quad (2.34)$$

$$V_{SW,\max} = V_o \quad (2.35)$$

จากรูปที่ 2.6 กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์สรุปได้ดังนี้

$$I_{D1} = I_{L1}(1-D) \quad (2.36)$$

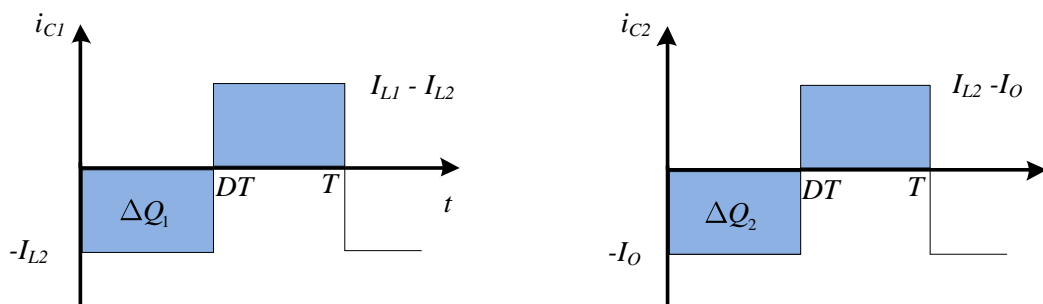
$$I_{D2} = I_{L1}D \quad (2.37)$$

$$I_{D3} = I_{L2}(1-D) \quad (2.38)$$

$$I_{SW} = (I_{L1} - I_{L2})D \quad (2.39)$$

โดย I_{L1} และ I_{L2} คือกระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ตามลำดับ

เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ จะประมาณให้ค่าริปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 มีค่าน้อย (Small ripple approximation) และสามารถเขียนรูปกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ใหม่ได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 รูปคลื่นกระแส i_{C1} และ i_{C2} เมื่อประมาณให้ค่าริปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อย

ที่สภาวะคงตัวปริมาณการชาร์จและดิสชาร์จประจุของตัวเก็บประจุต้องมีค่าเท่ากัน นั่นคือ พื้นที่ใต้กราฟซีกบวกและซีกลบของรูปคลื่นกระแสตัวเก็บประจุต้องมีค่าเท่ากัน พิจารณาที่ตัวเก็บประจุ C_1 จะได้

$$I_{L2}DT = (I_{L1} - I_{L2})(1-D)T \quad (2.40)$$

จะได้ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$I_{L1} = \frac{I_{L2}}{(1-D)} = \frac{I_o}{(1-D)^2} \quad (2.41)$$

พิจารณาที่ตัวเก็บประจุ C_2 จะได้

$$I_oDT = (I_{L2} - I_o)(1-D)T \quad (2.42)$$

จะได้ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2

$$I_{L2} = \frac{I_o}{(1-D)} \quad (2.43)$$

จากรูปที่ 2.7 ปริมาณประจุที่สะสมในตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ในสภาวะนำกระแสสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\Delta Q_1 = C_1 \Delta v_{C1} = I_{L2}DT \quad (2.44)$$

$$\Delta Q_2 = C_2 \Delta v_{C2} = I_oDT \quad (2.45)$$

จากสมการที่ (2.44) สามารถหาค่าตัวเก็บประจุ C_1 ได้ดังนี้

$$C_1 = \frac{I_{L2}DT}{\Delta v_{C1}} = \frac{I_oDT}{(1-D)\Delta v_{C1}} = \frac{I_oD}{(1-D)\Delta v_{C1}f_s} \quad (2.46)$$

จากสมการที่ (2.45) สามารถหาค่าตัวเก็บประจุ C_2 ได้ดังนี้

$$C_2 = \frac{I_oDT}{\Delta v_{C2}} = \frac{I_oD}{\Delta v_{C2}f_s} \quad (2.47)$$

โดย f_s คือ ความถี่ในการสวิตช์

จากรูปที่ 2.7 กระแส RMS ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$I_{C1,rms} = \sqrt{D I_{L2}^2 + 1-D (I_{L1} - I_{L2})^2} \quad (2.48)$$

$$I_{C2,rms} = \sqrt{D I_o^2 + 1-D (I_{L2} - I_o)^2} \quad (2.49)$$

2.3.3 ค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด CCM

ที่รอยต่อ (Boundary) ระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM) จะได้สมการดังนี้

$$i_{L1,\min} = I_{L1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = 0 \quad (2.50)$$

$$i_{L2,\min} = I_{L2} - \frac{\Delta i_{L2}}{2} = 0 \quad (2.51)$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.41) ลงในสมการที่ (2.50) จะได้ค่า Δi_{L1}

$$\Delta i_{L1} = \frac{2I_o}{1-D} \quad (2.52)$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.52) ลงในสมการที่ (2.3) จะได้ค่า L_1

$$L_1 = \frac{V_{in} D (1-D)^2}{2I_o f_s} \quad (2.52)$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.43) ลงในสมการที่ (2.51) จะได้ค่า Δi_{L2}

$$\Delta i_{L2} = \frac{2I_o}{1-D} \quad (2.54)$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.54) ลงในสมการที่ (2.4) จะได้ค่า L_2

$$L_2 = \frac{V_{in} D}{2I_o f_s} \quad (2.55)$$

2.4 การออกแบบวงจร

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบวงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ จำนวน 2 วงจร คือ

- 1) วงจร QBC ที่มีอัตราขยาย 4 เท่า
- 2) วงจร QBC ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า

2.4.1 วงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 4 เท่า

ข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical specification) ของวงจรเป็นดังนี้

แรงดันอินพุท	$V_{in} = 12V$
แรงดันเอาพุท	$V_o = 48V,$
ความถี่สวิตช์	$f_s = 100kHz$
กระแสเอาท์พุท	$I_o = 0.5A-2A \Rightarrow I_{o, min} = 0.5A, I_{o, max} = 2A$
ค่าความต้านทานเอาท์พุท	$R = 24\Omega-96\Omega \Rightarrow R_{min} = 24\Omega, R_{max} = 96\Omega$
กำลังไฟฟ้าเอาท์พุท	$P_o = 24W-96W \Rightarrow P_{o, min} = 24W, P_{o, max} = 96W$
ค่าริปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1	$\Delta i_{L1} = 20\%I_{L1}$
ค่าริปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_2	$\Delta i_{L2} = 20\%I_{L2}$
ค่าริปเปิ้ลแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1	$\Delta V_{C1} = 4\%V_{C1}$
ค่าริปเปิ้ลแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2	$\Delta V_{C2} = 4\%V_{C2}$

จาก Specification ที่กำหนดสามารถออกแบบวงจรได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณค่าดีวตี้ไซเคิล

จากสมการที่ (2.31) สามารถคำนวณค่าดีวตี้ไซเคิลได้โดยแทนค่า $V_{in} = 12V, V_o = 48V$ จะได้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \Rightarrow D = 0.5$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (2.41) และ (2.42) สามารถหาค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ได้ดังนี้

$$I_{L1, min} = \frac{I_{o, min}}{(1-D)^2} = \frac{0.5}{(1-0.5)^2} = 2A$$

$$I_{L1, max} = \frac{I_{o, max}}{(1-D)^2} = \frac{2}{(1-0.5)^2} = 8A$$

$$I_{L2,\min} = \frac{I_{o,\min}}{1-D} = \frac{0.5}{1-0.5} = 1\text{A}$$

$$I_{L2,\max} = \frac{I_{o,\max}}{1-D} = \frac{2}{1-0.5} = 4\text{A}$$

จากสมการที่ (2.50) สามารถคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$L_{1,\min} = \frac{V_{in}D}{\Delta i_{L1,\max} f_s} = \frac{12 \times 0.5}{0.2 \times 8 \times 100 \times 10^3} = 37.5 \mu\text{H}$$

$$L_{1,\max} = \frac{V_{in}D}{\Delta i_{L1,\min} f_s} = \frac{12 \times 0.5}{0.2 \times 2 \times 100 \times 10^3} = 0.15\text{mH}$$

จากสมการที่ (2.51) สามารถคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ L_2

$$L_{2,\min} = \frac{V_{in}D}{\Delta i_{L2,\max} (1-D) f_s} = \frac{12 \times 0.5}{0.2 \times 4 \times (1-0.5) \times 100 \times 10^3} = 0.15\text{mH}$$

$$L_{2,\max} = \frac{V_{in}D}{\Delta i_{L2,\min} (1-D) f_s} = \frac{12 \times 0.5}{0.2 \times 1 \times (1-0.5) \times 100 \times 10^3} = 0.6\text{mH}$$

ต้องเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำให้มากกว่าค่าที่คำนวณได้เพื่อให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องในที่นี้
เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_1 = 0.22\text{mH}$ ขดลวดใช้เบอร์ AWG#20 จำนวน 6 เส้นพันขนานกันบนแกน
ETD 49 จำนวน 42 รอบ และตัวเหนี่ยวนำ $L_2 = 0.6\text{mH}$ ขดลวดใช้เบอร์ AWG#20 จำนวน 3 เส้น
พันขนานกันบนแกน ETD 44 จำนวน 69 รอบ

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต

จากสมการที่ (2.28) และ (2.30) สามารถคำนวณหาค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2
ได้ดังนี้

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{12}{1-0.5} = 24\text{V}$$

$$V_{C2} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} = \frac{12}{(1-0.5)^2} = 48\text{V}$$

จากสมการที่ (2.46) และ (2.47) สามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2

ที่ $R = 24 \Omega$

$$C_{1, \max} = \frac{I_{o, \max} D}{\Delta v_{C1} (1-D) f_s} = \frac{2 \times 0.5}{24 \times 0.04 \times (1-0.5) \times 100 \times 10^3} = 20.8 \mu F$$

$$C_{2, \max} = \frac{I_{o, \max} D}{\Delta v_{C2} f_s} = \frac{2 \times 0.5}{48 \times 0.04 \times 100 \times 10^3} = 5.2 \mu F$$

ที่ $R = 96 \Omega$

$$C_{1, \min} = \frac{I_{o, \min} D}{\Delta v_{C1} (1-D) f_s} = \frac{0.5 \times 0.5}{24 \times 0.04 \times (1-0.5) \times 100 \times 10^3} = 5.2 \mu F$$

$$C_{2, \min} = \frac{I_{o, \min} D}{\Delta v_{C2} f_s} = \frac{0.5 \times 0.5}{48 \times 0.04 \times 100 \times 10^3} = 1.3 \mu F$$

$$I_{C1 \text{ rms}} = \sqrt{D I_{L2 \max}^2 + (1-D) (I_{L1 \max} - I_{L2 \max})^2} = 9.3A$$

$$I_{C2 \text{ rms}} = \sqrt{D I_{O \max}^2 + (1-D) (I_{L2 \max} - I_O)^2} = 2.94A$$

เลือกตัวเก็บประจุโดยพิจารณาจากแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งเท่ากับ 24V และ 48V ตามลำดับ ในที่นี้เลือกตัวเก็บประจุ C_1 แบบ Electrolytic capacitor ที่มีค่าเท่ากับ 100 μ F ทนแรงดันได้ 100V และตัวเก็บประจุ C_2 แบบ Electrolytic capacitor ที่มีค่าเท่ากับ 22 μ F ทนแรงดันได้ 100V จำนวน 5 ตัวมาต่อขนานกันเพื่อให้ได้ค่าเท่ากับ 110 μ F กระแส RMS $I_{C1} = 9.3A$ และ $I_{C2} = 2.94A$

ขั้นตอนที่ 4 เลือกไดโอดและสวิตช์กำลัง

จากสมการที่ (2.32) ถึงสมการที่ (2.39) สามารถหาค่าแรงดันและกระแสของไดโอดและสวิตช์ดังนี้

- ไดโอด D_1 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 24V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D1} = I_{L1, \max} (1-D) = 4A$$

- ไดโอด D_2 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C2} - V_{C1} = 24V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D2} = I_{L1, \max} D = 4A$$

- ไดโอด D_3 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_O = 48V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D3} = I_{L2, \max} (1-D) = 2A$$

- สวิตช์กำลัง SW ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_O = 48V$ และกระแสเฉลี่ยมากกว่า

$$I_{SW} = (I_{L1, \max} + I_{L2, \max}) D = 6A$$

สำหรับ D_1 D_2 และ D_3 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR 1520 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 200V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 20A สำหรับสวิตช์เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRF3710 ซึ่งทนแรงดันเดรน-ซอสสูงสุดได้ 100V และกระแสเดรนเฉลี่ยสูงสุด 57A

2.4.2 วงจรควอดเทรติคบุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า

ข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical specification) ของวงจรเป็นดังนี้

แรงดันอินพุท	$V_{in} = 12V$
แรงดันเอาต์พุท	$V_o = 120V,$
ความถี่สวิตช์	$f_s = 100kHz$
กระแสเอาต์พุท	$I_o = 0.3A - 0.6A \Leftrightarrow I_{o, min} = 0.3A, I_{o, max} = 0.6A$
ค่าความต้านทานเอาต์พุท	$R = 200\Omega - 400\Omega \Leftrightarrow R_{min} = 200\Omega, R_{max} = 400\Omega$
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุท	$P_o = 36W - 72W \Leftrightarrow P_{o, min} = 36W, P_{o, max} = 72W$
ค่าริปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1	$\Delta i_{L1} = 20\%I_{L1}$
ค่าริปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_2	$\Delta i_{L2} = 20\%I_{L2}$
ค่าริปเปิ้ลแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1	$\Delta v_{C1} = 4\%V_{C1}$
ค่าริปเปิ้ลแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2	$\Delta v_{C2} = 4\%V_{C2}$

การออกแบบวงจรเหมือนกับการออกแบบวงจรที่มีอัตราส่วนการแปลงแรงดัน 4 เท่าข้างต้น รายละเอียดการออกแบบแสดงในภาคผนวก ก

สรุปผลการออกแบบ OBC ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า

1. ค่าดีวตี้ไซเคิล (D) มีค่าเท่ากับ 0.684
2. เลือกตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่มีค่าเท่ากับ $463\mu H$ ขดลวดใช้แผ่นทองแดงบาง (Copper strips) กว้าง 18mm พันบนแกน ETD-5901 จำนวน 20 รอบ
3. เลือกตัวเหนี่ยวนำ L_2 ที่มีค่าเท่ากับ $797.5\mu H$ ขดลวดใช้เบอร์ AWG#20 จำนวน 5 เส้นพันขนานกันบนแกน ETD-5901 จำนวน 32 รอบ
4. เลือกตัวเก็บประจุโดยพิจารณาจากแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งเท่ากับ 38V และ 120V ตามลำดับ ในที่นี้เลือกตัวเก็บประจุแบบ Electrolytic capacitor โดยตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ $180\mu F$ ทนแรงดันได้ 100V และตัวเก็บประจุ C_2 มีค่าเท่ากับ $180\mu F$ ทนแรงดันได้ 100 V จำนวน 4 ตัว มาต่ออนุกรมแถวละ 2 ตัว และนำ 2 แถวมาขนานกัน เพื่อให้สามารถทนแรงดันได้ 200V และมีค่าเท่ากับ $180\mu F$ กระแส RMS $I_{C1} = 2.8A$ และ $I_{C2} = 0.88A$

5. เลือกไดโอดและสวิตช์กำลัง

- ไดโอด D_1 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 38V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D1} = I_{L1, max} (1-D) = 1.9A$$

- ไดโอด D_2 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_o - V_{C1} = 82.2V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D2} = I_{L1, max} D = 4.1A$$

- ไดโอด D_3 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_o = 120V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D3} = I_{L2, max} (1-D) = 0.6A$$

- สวิตช์กำลัง (SW) ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_O = 120V$ และกระแสเฉลี่ยมากกว่า

$$I_{SW} = (I_{L1,max} + I_{L2,max})D = 5.4A$$

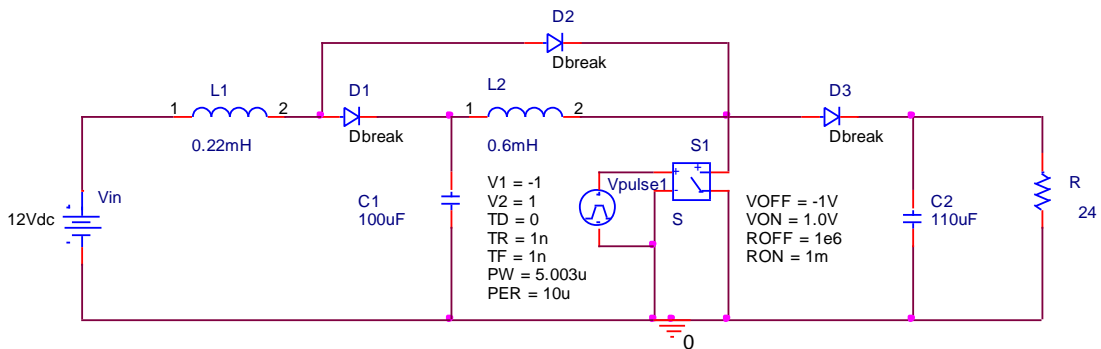
สำหรับ D_1 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MBRF20100CT ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 100V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 20A สำหรับ D_2 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR1520 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 200V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 15A สำหรับ D_3 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ SBR10U150CTFP ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 150V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 10A สำหรับสวิตช์กำลังเลือกใช้ออสเฟตเบอร์ IRFP264 ซึ่งทนแรงดันเดรน-ซอสสูงสุดได้ 250V และกระแสเดรนเฉลี่ยสูงสุด 40A

2.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

วงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 4 เท่าถูกนำมาจำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSpice เพื่อยืนยันความถูกต้องของการออกแบบ

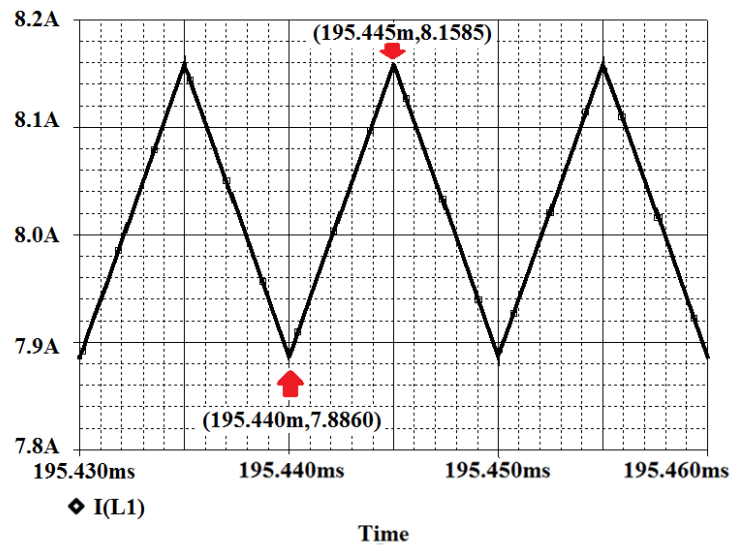
- พิจารณาที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด ($I_o = 2A$)

Schematic ของวงจรแสดงในรูปที่ 2.8 เงื่อนไขในการทำงานคือ $V_{in} = 12V$, $D = 0.5$, $R = 24\Omega$



รูปที่ 2.8 Schematic วงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ทำงานที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด ($R = 24\Omega$)

2.5.1 ผลการจำลองกระแสตัวเหนี่ยวนำที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด



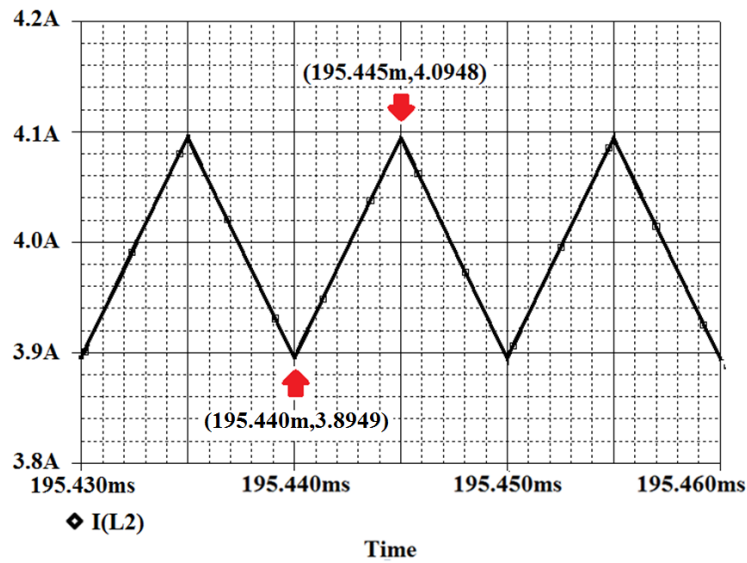
รูปที่ 2.9 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1

จากผลการจำลองในรูปที่ 2.9 จะเห็นว่ากระแสสูงสุด กระแสต่ำสุด และกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีค่า $i_{L1, max} = 8.1585A$ $i_{L1, min} = 7.886A$ และ $I_{L1} = 8.02V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า Δi_{L1} ได้ดังนี้

$$\Delta i_{L1} = i_{L1, max} - i_{L1, min} = 8.1585 - 7.886 = 0.27A$$

$$\frac{\Delta i_{L1}}{I_{L1}} = \frac{0.27}{8.02} = 3.36\%$$

จะเห็นว่าริบเปิ้ลกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่ได้เป็นไปตาม Specification คือ $\frac{\Delta i_{L1}}{I_{L1}} < 20\%$ และค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่ได้จากการจำลอง ($I_{L1} = 8.02A$) สอดคล้องกับทางทฤษฎี ($I_{L1} = 8A$)



รูปที่ 2.10 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2

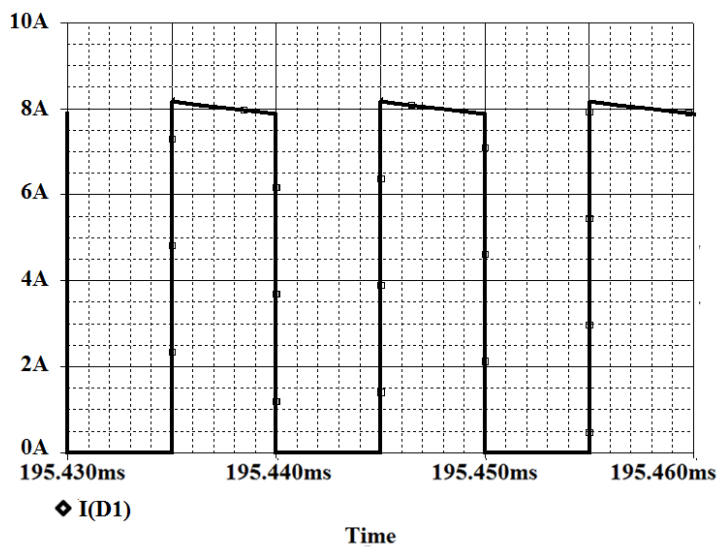
จากผลการจำลองในรูปที่ 2.10 จะเห็นว่ากระแสสูงสุด กระแสต่ำสุด และกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีค่า $i_{L2, max} = 4.0948A$ $i_{L2, min} = 3.8949A$ และ $I_{L2} = 3.99A$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า Δi_{L2} ได้ดังนี้

$$\Delta i_{L2} = i_{L2, max} - i_{L2, min} = 4.0948 - 3.8949 = 0.1999A$$

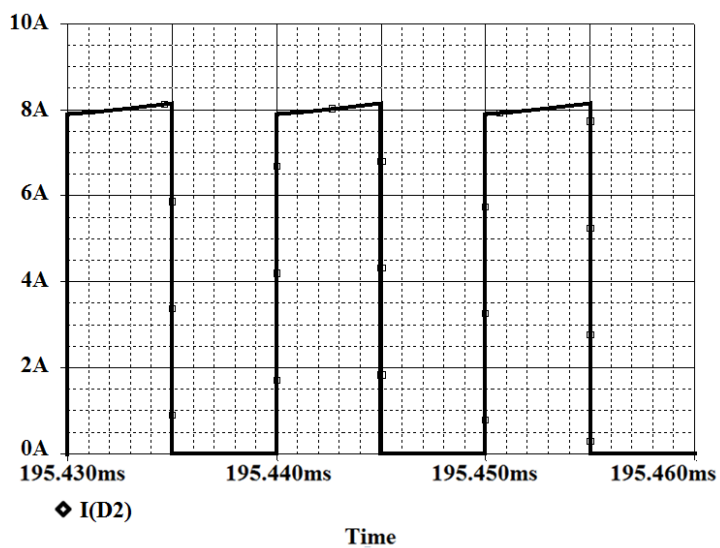
$$\frac{\Delta i_{L2}}{I_{L2}} = \frac{0.1999}{3.99} = 5\%$$

จะเห็นว่าริบเปิ้ลกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ที่ได้เป็นไปตาม Specification คือ $\frac{\Delta i_{L2}}{I_{L2}} < 20\%$ และค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ที่ได้จากการจำลอง ($I_{L2} = 3.99A$) สอดคล้องกับทางทฤษฎี ($I_{L2} = 4A$)

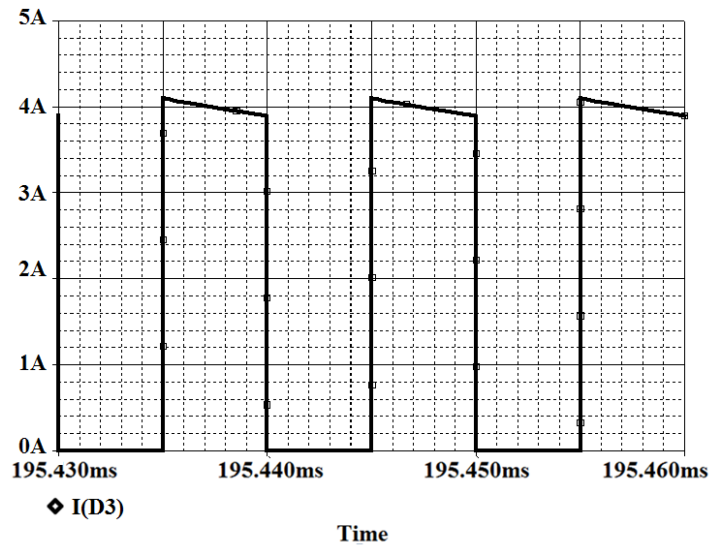
2.5.2 ผลการจำลองกระแสไดโอดและสวิตช์ที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด



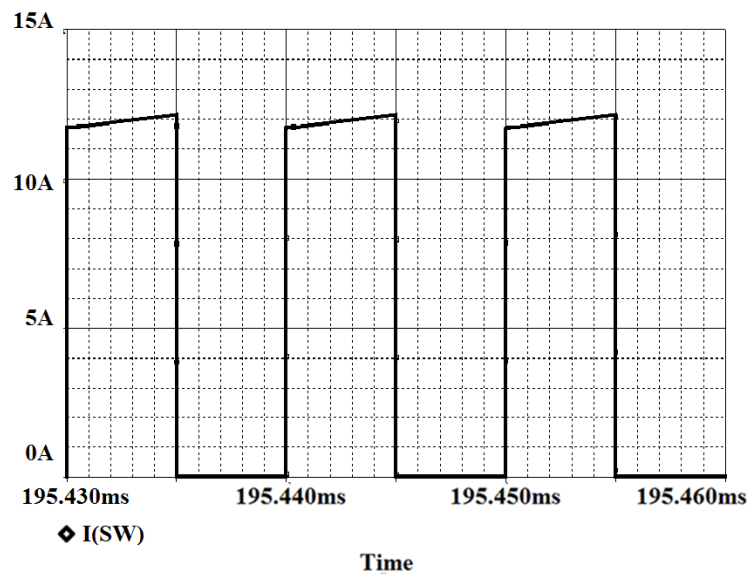
รูปที่ 2.11 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1



รูปที่ 2.12 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_2



รูปที่ 2.13 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_3



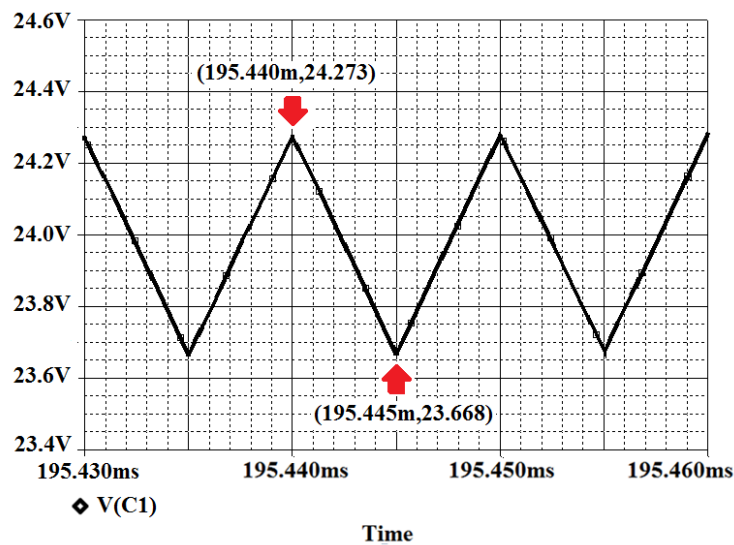
รูปที่ 2.14 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์

ผลการจำลองรูปคลื่นกระแส i_{D1} , i_{D2} , i_{D3} และ i_{SW} แสดงในรูปที่ 2.11 - 2.14 ตามลำดับ ผลการเปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ได้จากทางทฤษฎี (สมการที่ (2.32) - (2.35)) และที่ได้จากการจำลองวงจร สรุปในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์กำลังที่สภาวะกระแสโหลดสูงสุด

	ค่าจากการจำลอง	ค่าทางทฤษฎี
i_{D1}	3.99A	4A
i_{D2}	4A	4A
i_{D3}	1.99A	2A
i_{SW}	5.99A	6A

2.5.3 ผลการจำลองแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุที่สภาวะกระแสโหลดสูงสุด



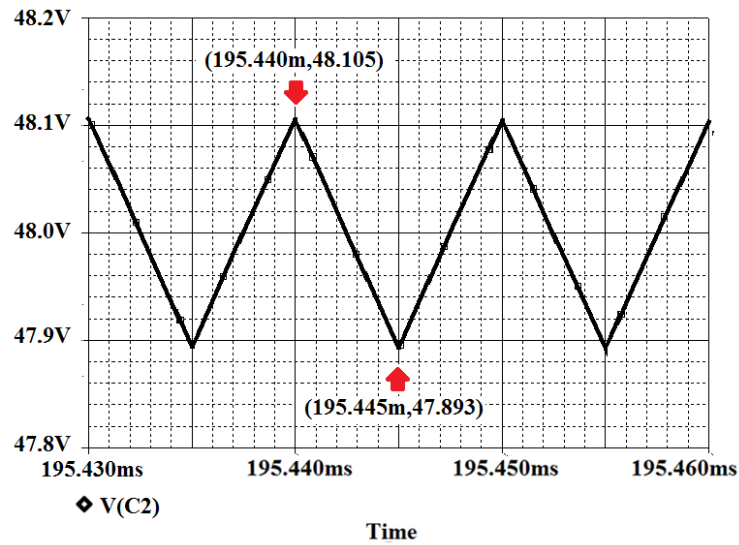
รูปที่ 2.15 ผลการจำลองค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1

จากผลการจำลองในรูปที่ 2.15 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 มีค่า $v_{C1, max} = 24.273V$ $v_{C1, min} = 23.668V$ และ $V_{C1} = 23.97V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า Δv_{C1} ได้ดังนี้

$$\Delta v_{C1} = v_{C1, max} - v_{C1, min} = 24.273 - 23.668 = 0.605V$$

$$\frac{\Delta v_{C1}}{V_{C1}} = \frac{0.605}{23.97} = 2.5\%$$

จะเห็นว่าริบเปิ้ลของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ที่ได้เป็นไปตาม Specification คือ $\frac{\Delta v_{C1}}{V_{C1}} < 4\%$ และค่าแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ที่ได้จากการจำลอง ($V_{C1} = 23.97V$) สอดคล้องกับทางทฤษฎี ($V_{C1} = 24V$)



รูปที่ 2.16 ผลการจำลองค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2

จากผลการจำลองในรูปที่ 2.16 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 มีค่า $V_{C2, max} = 48.105V$ $V_{C2, min} = 47.893V$ และ $V_{C2} = 47.99V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า ΔV_{C2} ได้ดังนี้

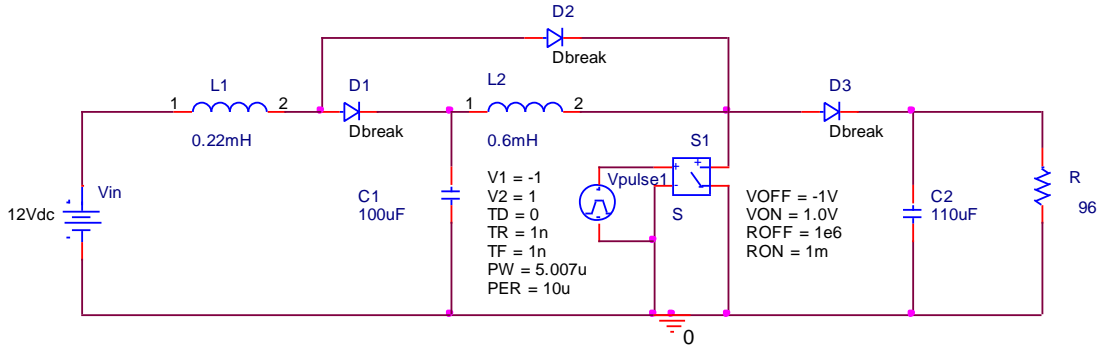
$$\Delta V_{C2} = V_{C2, max} - V_{C2, min} = 48.105 - 47.893 = 0.212V$$

$$\frac{\Delta V_{C2}}{V_{C2}} = \frac{0.212}{47.99} = 0.44\%$$

จะเห็นว่าริบเปิ้ลของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 ที่ได้เป็นไปตาม Specification คือ $\frac{\Delta V_{C2}}{V_{C2}} < 4\%$ และค่าแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 ที่ได้จากการจำลอง ($V_{C2} = 47.99V$) สอดคล้องกับทางทฤษฎี ($V_{C2} = 48V$)

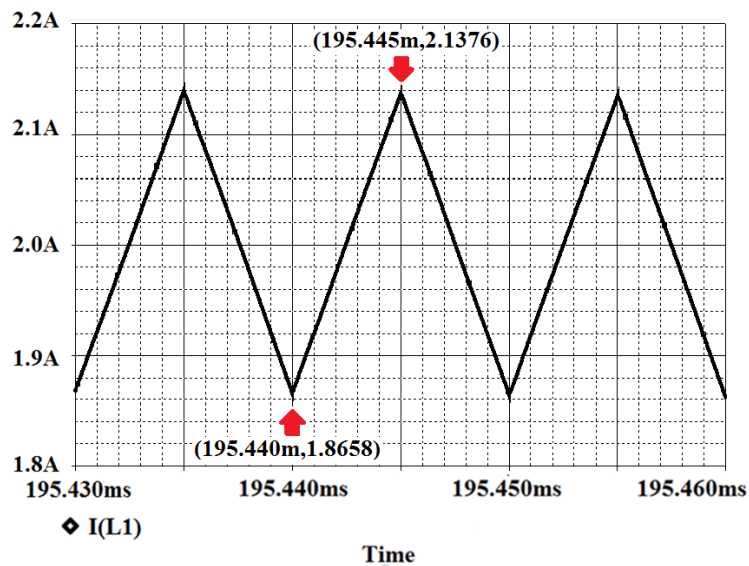
- พิจารณาที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด ($I_o=0.5A$)

Schematic ของวงจรแสดงในรูปที่ 2.17 เงื่อนไขในการทำงานคือ $V_{in} = 12V$, $D = 0.5$, $R = 96\Omega$



รูปที่ 2.17 Schematic วงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ทำงานที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด ($R = 96\Omega$)

2.5.4 ผลการจำลองกระแสตัวเหนี่ยวนำที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด



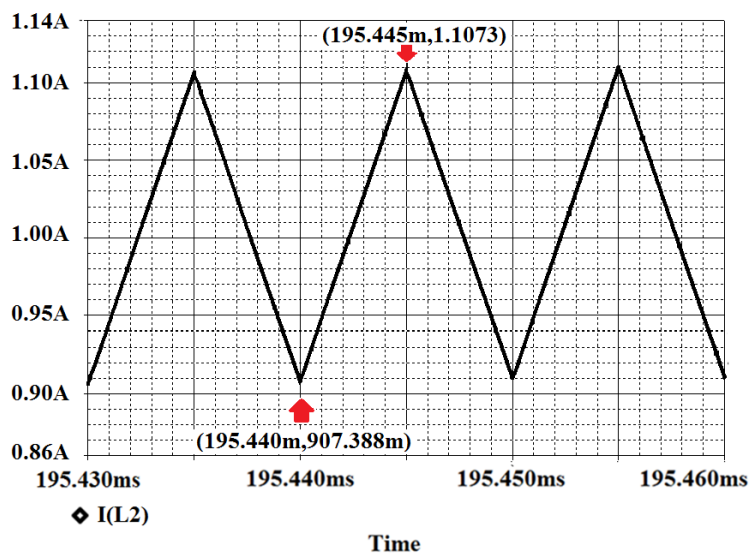
รูปที่ 2.18 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1

จากผลการจำลองในรูปที่ 2.18 จะเห็นว่ากระแสสูงสุด กระแสต่ำสุด และกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีค่า $i_{L1, max} = 2.1376A$ $i_{L1, min} = 1.8658A$ และ $I_{L1} = 2V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณ ค่า Δi_{L1} ได้ดังนี้

$$\Delta i_{L1} = i_{L1, max} - i_{L1, min} = 2.1376 - 1.8658 = 0.2718A$$

$$\frac{\Delta i_{L1}}{I_{L1}} = \frac{0.2718}{2} = 13.59\%$$

จะเห็นว่าริบเปิ้ลกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่ได้เป็นไปตาม specification คือ $\frac{\Delta i_{L1}}{I_{L1}} < 20\%$ และค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่ได้จากการจำลอง ($I_{L1} = 2A$) สอดคล้องกับทางทฤษฎี ($I_{L1} = 2A$)



รูปที่ 2.19 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2

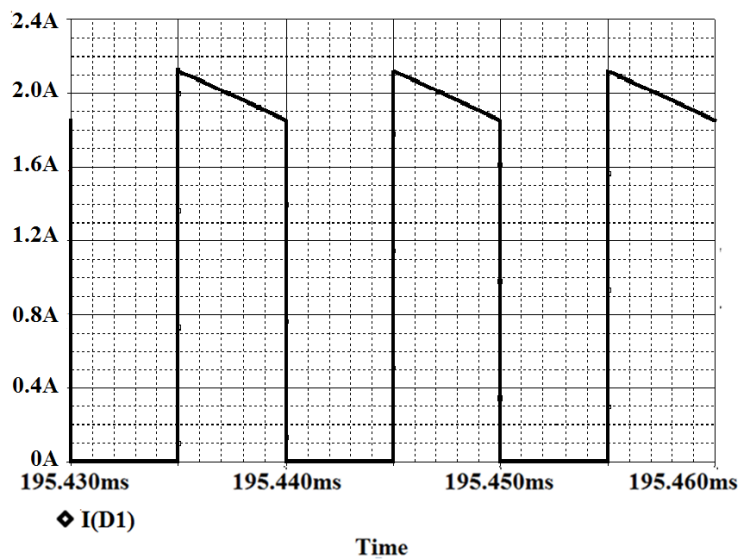
จากผลการจำลองในรูปที่ 2.19 จะเห็นว่ากระแสสูงสุด กระแสต่ำสุด และกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีค่า $i_{L2, max} = 1.1073A$ $i_{L2, min} = 0.9074A$ และ $I_{L2} = 1A$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า Δi_{L2} ได้ดังนี้

$$\Delta i_{L2} = i_{L2, max} - i_{L2, min} = 1.1073 - 0.9074 = 0.1999A$$

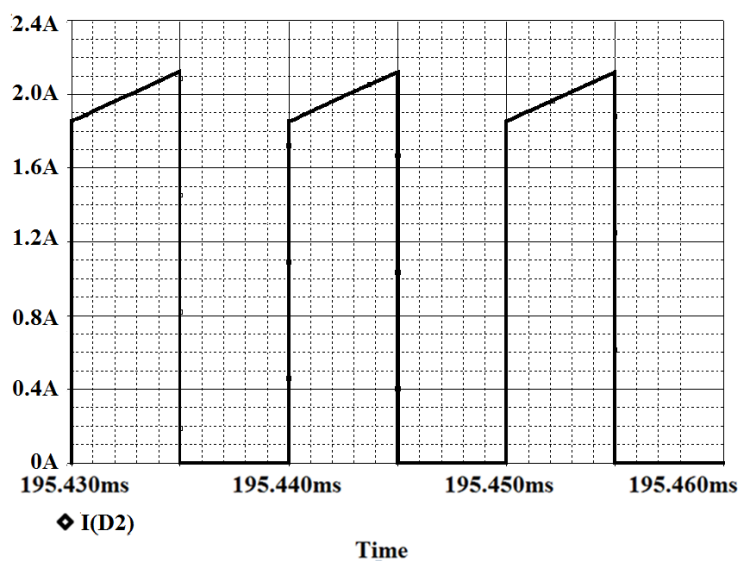
$$\frac{\Delta i_{L2}}{I_{L2}} = \frac{0.1999}{1} = 19.99\%$$

จะเห็นว่าริบเปิ้ลกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ที่ได้เป็นไปตาม Specification คือ $\frac{\Delta i_{L2}}{I_{L2}} < 20\%$ และค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ที่ได้จากการจำลอง ($I_{L2} = 1A$) สอดคล้องกับทางทฤษฎี ($I_{L2} = 1A$)

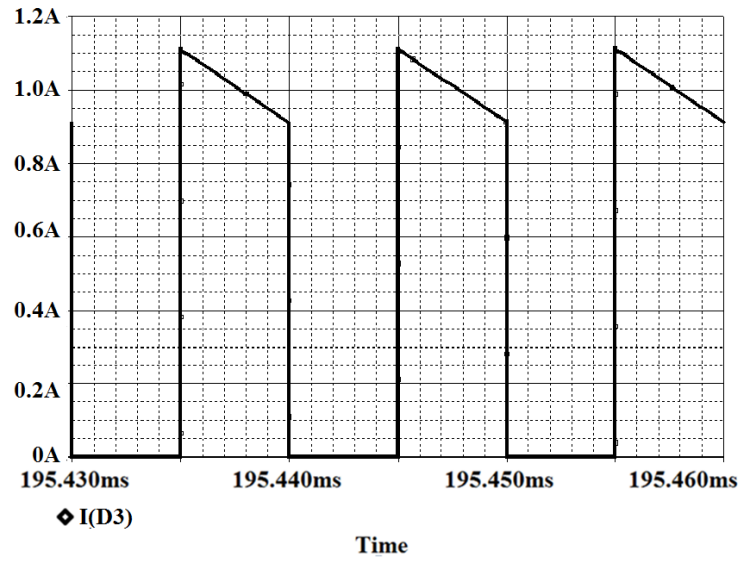
2.5.5 ผลการจำลองกระแสไดโอดและสวิตช์ที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด



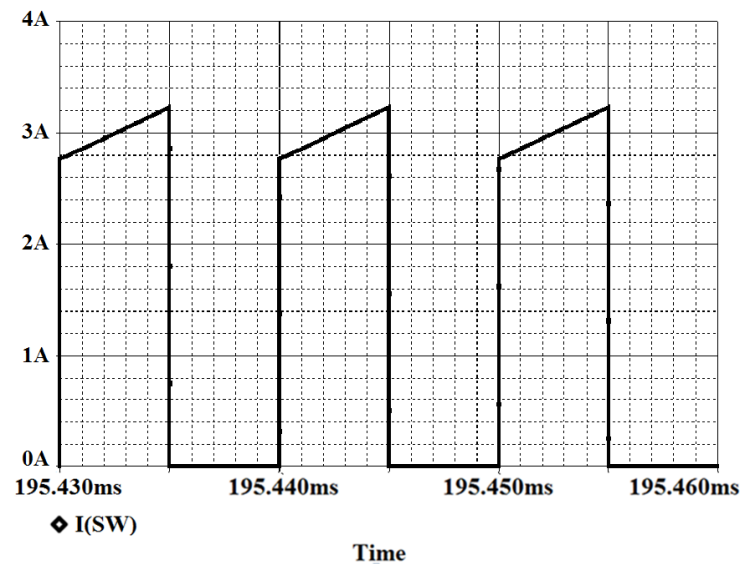
รูปที่ 2.20 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1



รูปที่ 2.21 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่าน D_2



รูปที่ 2.22 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_3



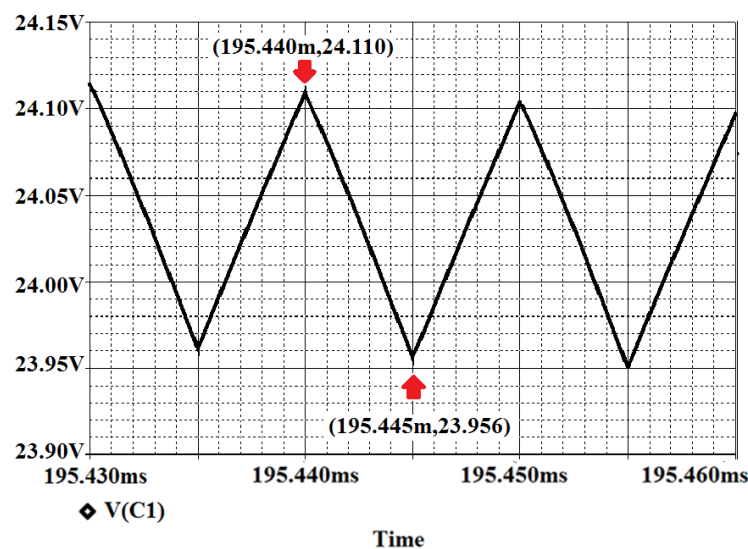
รูปที่ 2.23 ผลการจำลองค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์

ผลการจำลองรูปคลื่นกระแส i_{D1} , i_{D2} , i_{D3} และ i_{SW} แสดงในรูปที่ 2.20 - 2.23 ตามลำดับ ผลการเปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ได้จากทางทฤษฎี(สมการที่ (2.32) - (2.35))และที่ได้จากการจำลองวงจร สรุปในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์กำลังที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด

	ค่าจากการจำลอง	ค่าทางทฤษฎี
i_{D1}	1.02A	1A
i_{D2}	1.03A	1A
i_{D3}	512mA	500mA
i_{SW}	1.53A	1.5A

2.5.6 ผลการจำลองแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด



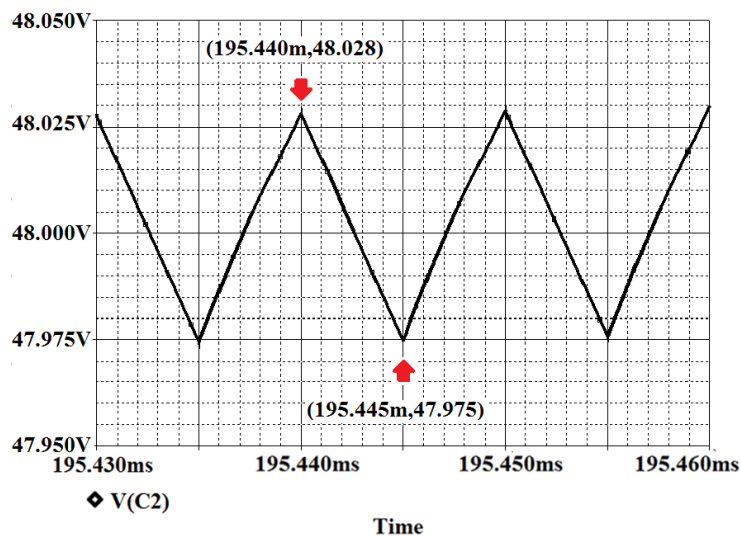
รูปที่ 2.24 ผลการจำลองค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1

จากผลการจำลองในรูปที่ 2.24 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 มีค่า $V_{C1, max} = 24.110V$ $V_{C1, min} = 23.956V$ และ $V_{C1} = 24V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า ΔV_{C1} ได้ดังนี้

$$\Delta V_{C1} = V_{C1, max} - V_{C1, min} = 24.110 - 23.956 = 0.154V$$

$$\frac{\Delta V_{C1}}{V_{C1}} = \frac{0.154}{24} = 0.64\%$$

จะเห็นว่าริบเปิ้ลของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ที่ได้เป็นไปตาม Specification คือ $\frac{\Delta V_{C1}}{V_{C1}} < 4\%$ และค่าแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ที่ได้จากการจำลอง ($V_{C1} = 24V$) สอดคล้องกับทางทฤษฎี ($V_{C1} = 24V$)



รูปที่ 2.25 ผลการจำลองค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2

จากผลการจำลองในรูปที่ 2.25 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 มีค่า $V_{C2, max} = 48.028V$ $V_{C2, min} = 47.975V$ และ $V_{C2} = 48V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า ΔV_{C2} ได้ดังนี้

$$\Delta V_{C2} = V_{C2, max} - V_{C2, min} = 48.028 - 47.975 = 0.053V$$

$$\frac{\Delta V_{C2}}{V_{C2}} = \frac{0.053}{48} = 0.11\%$$

จะเห็นว่าริบเปิ้ลของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 ที่ได้เป็นไปตาม Specification คือ $\frac{\Delta V_{C2}}{V_{C2}} < 4\%$ และค่าแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 ที่ได้จากผลการจำลอง ($V_{C2} = 48V$) สอดคล้องกับทางทฤษฎี ($V_{C2} = 48V$)

บทที่ 3

วงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

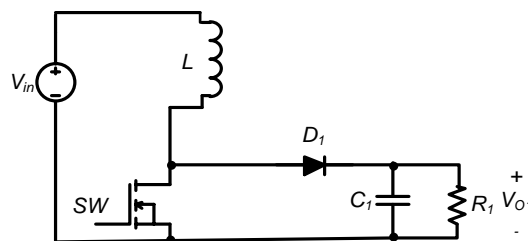
3.1 บทนำ

วงจร QBC ในบทที่ 2 ในสถานะที่สวิตช์นำกระแส กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 จะไหลมารวมกันผ่านสวิตช์ และในสถานะที่สวิตช์ไม่นำกระแส สวิตช์ต้องรับแรงดันเท่ากับแรงดันเอาต์พุต สวิตช์ที่ใช้จะต้องมีพิกัดแรงดันและกระแสสูง ที่พิกัดแรงดันสูงความต้านทานของสวิตช์มอสเฟตกำลัง ($R_{DS, ON}$) จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อประกอบกับกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่ามากจะทำให้กำลังสูญเสียที่สวิตช์เพิ่มมากขึ้นซึ่งจะส่งผลต่อประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร QBC บทนี้นำเสนอวงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Integrated Boost-Flyback Converter : IBFC) ที่อาศัยการทำงานร่วมกันของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์และวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในการเพิ่มแรงดัน แรงดันคร่อมสวิตช์ของวงจร IBFC จะมีค่าต่ำกว่า QBC ทำให้สามารถเลือกใช้มอสเฟตกำลังพิกัดแรงดันต่ำและค่า $R_{DS, ON}$ ต่ำได้ นอกจากนี้วงจร IBFC ยังใช้ตัวเหนี่ยวนำเพียงตัวเดียว (เทียบกับวงจร QBC ใช้ตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว) ปัจจัยทั้งสองนี้ส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร IBFC สูงกว่า QBC

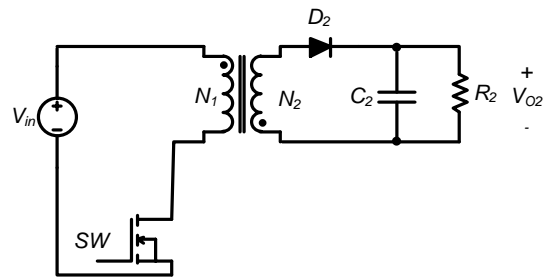
รายละเอียดในบทที่ 3 นี้ประกอบด้วยการวิเคราะห์การทำงานของวงจร IBFC และการออกแบบวงจรซึ่งความถูกต้องในการออกแบบจะถูกยืนยันโดยผลการจำลอง ในส่วนท้ายบทได้ต่อยอดแนวคิดโดยนำเสนอวงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โดยฝั่งพฤติกรรมของตัวเหนี่ยวนำร่วมเป็นวงจรทวีแรงดันซึ่งอัตราขยายที่ได้มีค่าสูงกว่าวงจรเดิม

3.2 วิวัฒนาการของวงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

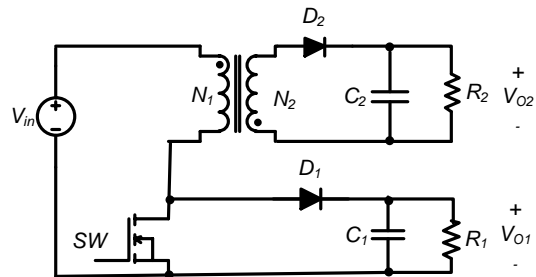
รูปที่ 3.1 แสดงวิวัฒนาการของวงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ โดยเริ่มจากการนำวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มารวมกันโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วมกัน [4] ซึ่งตัวเหนี่ยวนำร่วมที่ใช้เป็นแบบ 2 ขดลวด (Two-winding coupled inductor) จากนั้นนำแรงดันเอาต์พุตของวงจรทั้งสองต่ออนุกรมกัน



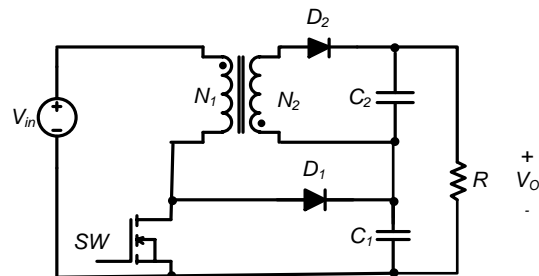
(ก) วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์



(ข) วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



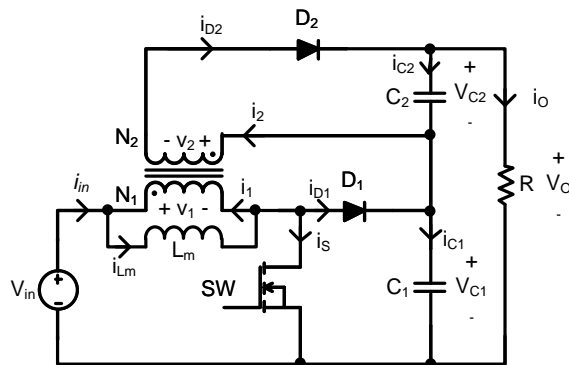
(ค) วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์รวมกันโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วมกัน



(ง) วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

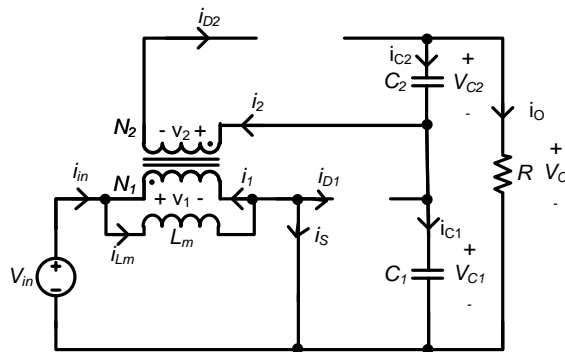
รูปที่ 3.1 วิวัฒนาการของวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

3.3 หลักการทำงานของวงจร



รูปที่ 3.2 วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานแสดงในรูปที่ 3.2 ตัวเหนี่ยวนำร่วมมีค่าความเหนี่ยวนำ (Magnetizing inductance) เท่ากับ L_m และมีจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิเท่ากับ N_1 และ N_2 ตามลำดับ ในทางปฏิบัติตัวเหนี่ยวนำร่วมจะมีค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากฟลักซ์รั่วไหล (Leakage inductance) ปรากฏอยู่ด้วย แต่เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์จะไม่คิดผลของ Leakage inductance ที่สภาวะคงตัว (Steady-state condition) ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ วงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM (กระแส L_m ไหลต่อเนื่อง) จะมีการทำงาน 2 สภาวะ คือ



รูปที่ 3.3 วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ในช่วงที่สวิตช์นำกระแส

- (1) เมื่อสวิตช์นำกระแส (รูปที่ 3.3) ไดโอด D_1 และ D_2 ไม่นำกระแส ในสภาวะนี้การทำงานของวงจรจะเหมือนกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในสภาวะที่สวิตช์นำกระแส กล่าวคือตัวเหนี่ยวนำร่วมอยู่ในสภาวะชาร์จกระแส ดังนั้นกระแส i_{Lm} จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น และพลังงานถูกสะสมใน L_m ทางด้านขดลวดทุติยภูมิเนื่องจากไดโอด D_2 ไม่นำกระแสจึงทำให้กระแสขดลวดทุติยภูมิ (i_2) และปฐมภูมิ (i_1) ของตัวเหนี่ยวนำร่วมมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะเดียวกัน

ทางด้านเอาท์พุทตัวเก็บประจุทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับโหลด ซึ่งหากพิจารณาแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำร่วมฝั่งปฐมภูมิ จะได้ว่า

$$v_1 = V_{in} = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = L_m \frac{\Delta i_{L_m}}{\Delta t} = L_m \frac{\Delta i_{L_m}}{DT} \quad (3.1)$$

จากสมการที่ (3.1) จะได้การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำร่วมในช่วงสวิตช์นำกระแส

$$\left(\Delta i_{L_m}\right)_{closed} = \frac{V_{in} DT}{L_m} \quad (3.2)$$

ในสภาวะสวิตช์นำกระแสนี้ แรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรเป็นดังนี้

$$v_{D1} = V_{C1} \quad (3.3)$$

$$v_{D2} = V_{C2} + \frac{N_2}{N_1} V_{in} \quad (3.4)$$

$$v_{SW} = 0 \quad (3.5)$$

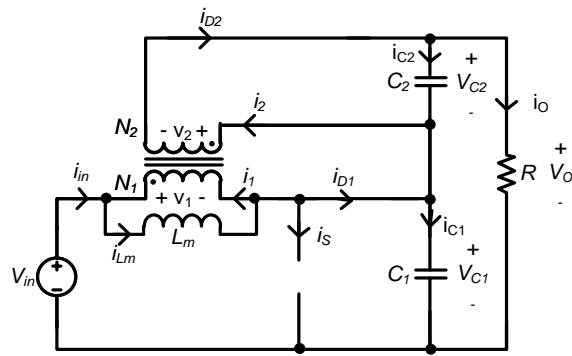
$$i_{in} = i_{SW} = i_{L_m} \quad (3.6)$$

$$i_2 = i_{D2} = 0 \quad (3.7)$$

$$i_1 = i_2 \frac{N_2}{N_1} = 0 \quad (3.8)$$

$$i_{D1} = 0 \quad (3.9)$$

$$i_{C1} = i_{C2} = -i_o \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.4 วงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส

- (2) เมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส (รูปที่ 3.4) ไดโอด D_1 และ D_2 นำกระแส ในสภาวะนี้การทำงานของวงจรจะเหมือนกับวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์และฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในสภาวะที่สวิตช์หยุดนำกระแส กล่าวคือตัวเหนี่ยวนำร่วมอยู่ในสภาวะดิสชาร์จกระแส ดังนั้นกระแส i_{L_m} จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นและพลังงานที่สะสมใน L_m จะถูกจ่ายไปยังด้านเอาต์พุตทั้งสองโดยผ่านไดโอด D_1 และไดโอด D_2 ซึ่งหากพิจารณาแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำร่วมฝั่งปฐมภูมิจะได้ว่า

$$v_1 = V_{in} - V_{C1} = -V_{C2} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = L_m \frac{\Delta i_{L_m}}{(1-D)T} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) จะได้การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำร่วมในช่วงสวิตช์ไม่นำกระแส

$$\left(\Delta i_{L_m} \right)_{open} = -\frac{V_{C2}}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) (1-D)T = \frac{(V_{in} - V_{C1})(1-D)T}{L_m} \quad (3.12)$$

ในสภาวะสวิตช์ไม่นำกระแสนี้ แรงดันและกระแสต่างๆในวงจรเป็นดังนี้

$$v_{D1} = 0 \quad (3.13)$$

$$v_{D2} = 0 \quad (3.14)$$

$$v_{sw} = V_{C1} \quad (3.15)$$

$$i_{in} = i_{D1} \quad (3.16)$$

$$i_{L_m} = i_1 + i_{D1} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)i_2 + i_{D1} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)i_{D2} + i_{D1} \quad (3.17)$$

$$i_{C1} = i_{D1} - i_o \quad (3.18)$$

$$i_{C2} = i_{D2} - i_o \quad (3.19)$$

$$i_{SW} = 0 \quad (3.20)$$

3.3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต

ที่สภาวะคงตัวในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำรวมสุทธิมีค่าเท่ากับศูนย์

$$\left(\Delta i_{L_m}\right)_{closed} + \left(\Delta i_{L_m}\right)_{open} = 0 \quad (3.21)$$

แทนค่าสมการที่ (3.2) และ (3.12) ลงในสมการที่ (3.21) จะได้ค่า V_{C1} และ V_{C2}

$$\frac{V_{in} DT}{L_m} + \frac{(V_{in} - V_{C1})(1-D)T}{L_m} = 0 \quad (3.22)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (3.23)$$

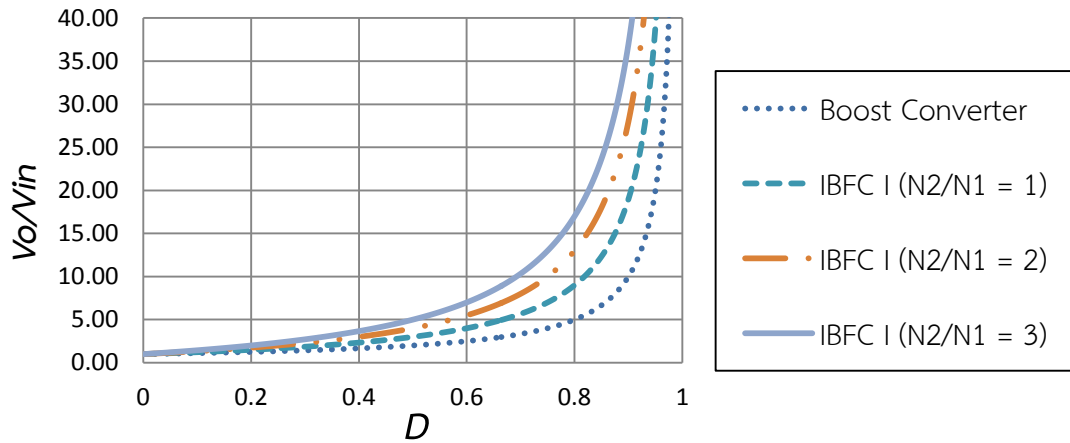
$$\frac{V_{in} DT}{L_m} - \frac{V_{C2}}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2}\right) (1-D)T = 0 \quad (3.24)$$

$$V_{C2} = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{DV_{in}}{1-D}\right) \quad (3.25)$$

จากสมการที่ (3.23) และสมการที่ (3.25) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต

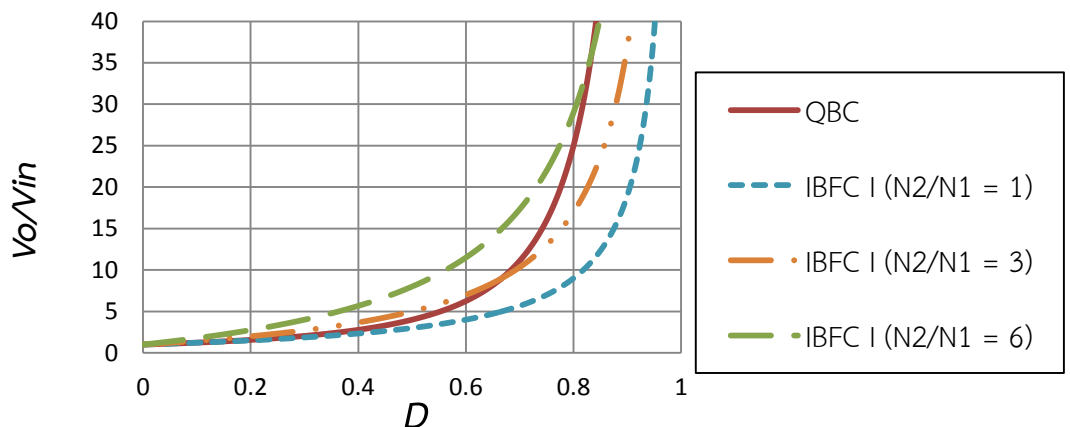
$$V_o = V_{C1} + V_{C2} = \frac{1+D \frac{N_2}{N_1}}{1-D} V_{in} \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.26) จะเห็นว่าแรงดันเอาพุทของวงจร IBFC เกิดจากการรวมกันของแรงดันเอาพุทของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รูปที่ 3.5 แสดงอัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจร IBFC เมื่อ N_2/N_1 มีค่าเพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายของวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์กับค่าตัวตีไซเคิล

จากกราฟจะเห็นว่า อัตราขยายของวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงขึ้นเมื่ออัตราส่วนจำนวนรอบขดทุติยภูมิต่อขดลวดปฐมภูมิมีค่าเพิ่มขึ้น ตัวอย่างเช่นเมื่อพิจารณาที่ค่าตัวตีไซเคิลเท่ากับ 0.8 จากรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าอัตราขยายของวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์คอนเวอร์เตอร์ปกติมีค่าเท่ากับ 5 ในขณะที่วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ $N_2/N_1 = 1$ 2 และ 3 มีค่าอัตราขยายเท่ากับ 9 13 และ 17 ตามลำดับ



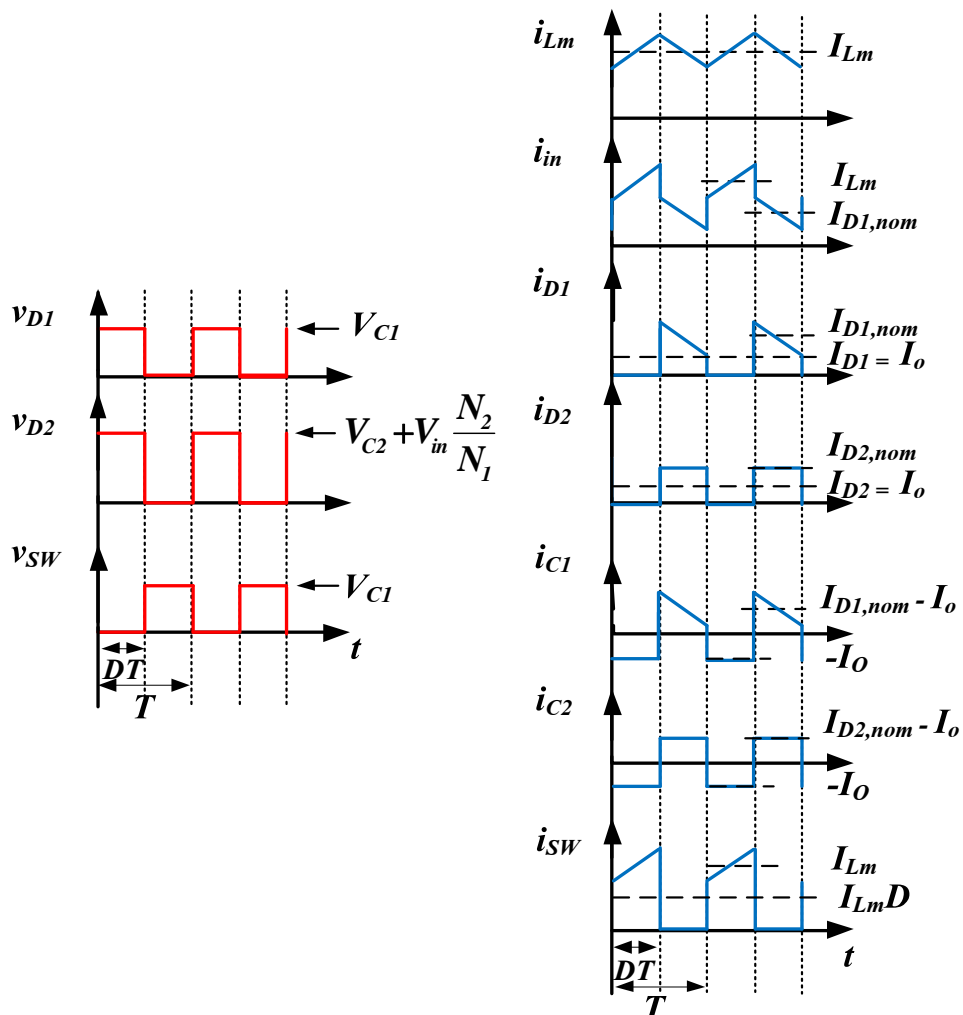
รูปที่ 3.6 อัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เทียบกับวงจรควอดเรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์

อัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจร IBFC เทียบกับ QBC แสดงในรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 1$ มีอัตราขยายต่ำกว่าวงจร QBC ตลอดย่านค่าตัวที่ใช้เคลิล แต่เมื่อพิจารณาวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 3$ และ $N_2/N_1 = 6$ จะมีย่านของค่าตัวที่ใช้เคลิลที่อัตราขยายวงจร IBFC สูงกว่า QBC โดยย่านดังกล่าวจะมีช่วงกว้างขึ้นเมื่อ N_2/N_1 เพิ่มขึ้น

ในทางปฏิบัติวงจรคอนเวอร์เตอร์จะถูกออกแบบให้ทำงานโดยมีค่าตัวที่ใช้เคลิลอยู่ระหว่าง 0.3 ถึง 0.5 ดังนั้นจากรูปที่ 3.6 ถ้าต้องการให้อัตราขยาย IBFC สูงกว่า QBC ควรเลือก IBFC ที่มีอัตรา N_2/N_1 มากกว่า 1 เป็นต้นไป

3.3.2 การวิเคราะห์รูปคลื่น (Waveform analysis)

จากสมการที่ (3.1) ถึง (3.20) สามารถเขียนรูปคลื่นทางทฤษฎีของกระแสและแรงดันของ IBFC ได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.7 แรงดันสูงสุดคร่อมไดโอดและสวิตช์สรุปได้ดังนี้

$$V_{D1,\max} = V_{C1} \quad (3.27)$$

$$V_{D2,\max} = V_{C2} + V_{in} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (3.28)$$

$$V_{SW,\max} = V_{C1} \quad (3.29)$$

จากสมการที่ (3.29) จะเห็นว่าแรงดันคร่อมสวิตช์ของวงจร IBFC มีค่าต่ำกว่า QBC ซึ่งมีแรงดันคร่อมสวิตช์เท่ากับ V_o

จากรูปที่ 3.7 กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์สรุปได้ดังนี้

$$I_{D1} = I_o \quad (3.30)$$

$$I_{D2} = I_o \quad (3.31)$$

$$I_{SW} = I_{Lm} D \quad (3.32)$$

ค่ากระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ I_{Lm} สามารถหาได้โดยกำหนดให้วงจรเป็นอุดมคติกำลังไฟฟ้าอินพุตเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่เอาต์พุต

$$P_{in} = P_o \quad (3.33)$$

$$V_{in} I_{in} = V_o I_o \quad (3.34)$$

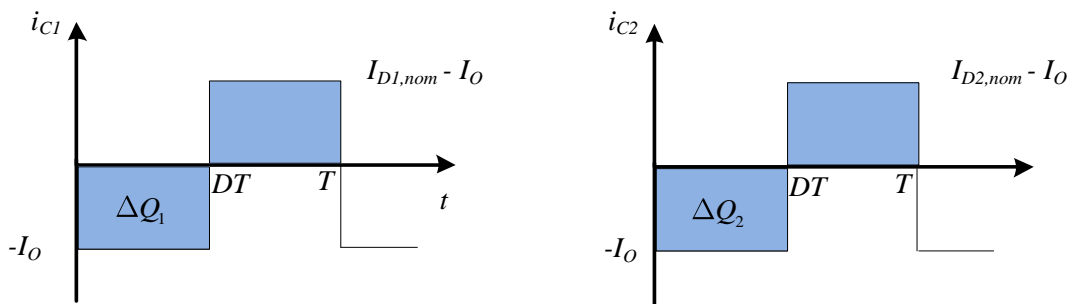
$$I_{in} = I_o \left(\frac{V_o}{V_{in}} \right) = I_o \left(\frac{1 + D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D} \right) = I_{Lm} D + I_{D1,nom} (1 - D) \quad (3.35)$$

แทนค่า $I_{D1,nom} = \frac{I_o}{(1 - D)}$ ลงในสมการที่ (3.35) จะได้

$$I_o \left(\frac{1 + D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D} \right) = I_{Lm} D + I_o \quad (3.36)$$

$$I_{Lm} = \left[\left(\frac{1 + D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D} \right) - 1 \right] \frac{I_o}{D} \quad (3.37)$$

จากรูปที่ 3.7 เมื่อประมาณให้ค่าริปเปิลของกระแส i_{Lm} มีค่าน้อย (Small ripple Approximation) จะได้รูปกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ใหม่ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 รูปคลื่นกระแส i_{C1} และ i_{C2} เมื่อค่าริปเปิลของ i_{Lm} มีค่าน้อยๆ

จากรูปที่ 3.8 ประจุที่ติสซาร์จจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ในสถานะสวิตช์นำกระแส แสดงได้ดังสมการ

$$\Delta Q_1 = C_1 \Delta v_{C1} = I_o DT \quad (3.38)$$

$$\Delta Q_2 = C_2 \Delta v_{C2} = I_o DT \quad (3.39)$$

จากสมการที่ (3.38) สามารถหาค่าตัวเก็บประจุ C_1 ได้ดังนี้

$$C_1 = \frac{I_o DT}{\Delta v_{C1}} = \frac{I_o D}{\Delta v_{C1} f_s} = \frac{D}{R(\Delta v_{C1}/V_{C1}) f_s} \quad (3.40)$$

จากสมการที่ (3.39) สามารถหาค่าตัวเก็บประจุ C_2 ได้ดังนี้

$$C_2 = \frac{I_o DT}{\Delta v_{C2}} = \frac{I_o D}{\Delta v_{C2} f_s} = \frac{D}{R(\Delta v_{C2}/V_{C2}) f_s} \quad (3.41)$$

$$\frac{\Delta v_o}{V_o} = \frac{\Delta v_{C1}}{V_{C1}} + \frac{\Delta v_{C2}}{V_{C2}}; \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \geq \frac{D}{R(\Delta v_o / V_o) f_s} \quad (3.42)$$

โดย f_s คือ ความถี่ในการสวิตช์

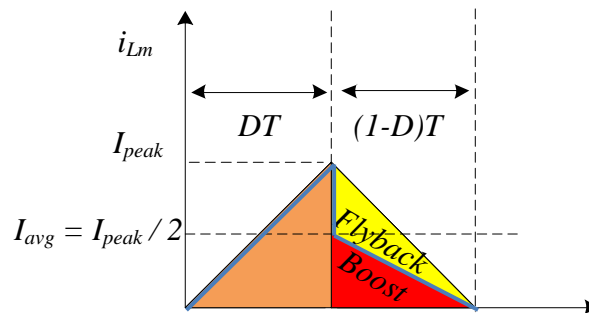
จากรูปที่ 3.8 กระแส RMS ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$I_{C1, rms} = \sqrt{D I_o^2 + \frac{I_o D^2}{1-D}} \quad (3.43)$$

$$I_{C2, rms} = \sqrt{D I_o^2 + \frac{I_o D^2}{1-D}} \quad (3.44)$$

3.3.3 ค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด CCM

รูปคลื่นกระแส i_{Lm} ที่สภาวะรอยต่อ (Boundary) ระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) และ โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM) แสดงใน รูปที่ 3.9 ในช่วงสวิตช์นำกระแส i_{Lm} เพิ่มขึ้นจาก 0 เป็น I_{peak} พลังงานถูกสะสมใน L_m และในช่วงสวิตช์หยุดนำกระแส i_{Lm} ลดลงจาก I_{peak} เป็น 0 พลังงานที่สะสมใน L_m ถูกจ่ายไปยังเอาต์พุตของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์และฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โดยผ่าน D_1 และ D_2



รูปที่ 3.9 กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_m ที่สภาวะรอยต่อ CCM/DCM

พิจารณาในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์

$$P_{in} = P_{flyback} + P_{boost} = P_{out} \quad (3.45)$$

$$V_{in} I_{in} = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.46)$$

จากสมการที่ (3.46) เมื่อ I_{in} เท่ากับ I_{avg} จะได้

$$\frac{V_{in} I_{peak}}{2} = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.47)$$

แทนค่า $I_{peak} = \frac{V_{in} DT}{L_m}$ ลงในสมการที่ (3.47) จะได้

$$L_m = L_{critical} = \frac{1}{2} \frac{RD(1-D)^2}{f_s \left(1 + \frac{N_2}{N_1} D\right)^2} \quad (3.48)$$

โดย $L_{critical}$ คือ ค่า L_m ที่ทำให้วงจรทำงานที่สภาวะรอยต่อ CCM/DCM

3.4 การออกแบบวงจร

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ จำนวน 2 วงจร คือ

- 1) วงจร IBFC ที่มีอัตราขยาย 4 เท่า โดยใช้ $N_2/N_1=2$
- 2) วงจร IBFC ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า โดยใช้ $N_2/N_1=3.2$ และ $N_2/N_1=6$

3.4.1 วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 4 เท่า โดยใช้ $N_2/N_1=2$

ข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical specification) ของวงจรเป็นดังนี้

แรงดันอินพุท	$V_{in} = 12V$
แรงดันเอาต์พุท	$V_o = 48V$
ความถี่สวิตช์	$f_s = 100 \text{ kHz}$
กระแสเอาต์พุท	$I_o = 0.5A - 2A \Rightarrow I_{o, min} = 0.5A, I_{o, max} = 2A$
ค่าความต้านทานเอาต์พุท	$R = 24 \Omega - 96 \Omega \Rightarrow R_{min} = 24 \Omega, R_{max} = 96 \Omega$
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุท	$P_o = 24 \text{ W} - 96 \text{ W} \Rightarrow P_{o, min} = 24 \text{ W}, P_{o, max} = 96 \text{ W}$
ค่าริปเปิลแรงดันเอาต์พุท	$\Delta V_o = 2\% V_o$

จาก Specification ที่กำหนดสามารถออกแบบวงจรได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณค่าดิวตี้ไซเคิล

จากสมการที่ (3.26) สามารถคำนวณค่าดิวตี้ไซเคิลได้โดยแทนค่า $V_{in} = 12V, V_o = 48V$ และ $N_2/N_1 = 2$ จะได้

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} = \frac{1 + \frac{N_2}{N_1} D}{1 - D} V_{in} \Rightarrow D = 0.5$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (3.48) สามารถคำนวณหาค่า $L_{critical}$ ได้ดังนี้

ที่ $R = 24 \Omega$

$$L_{critical} = \frac{1}{2} \frac{(1-0.5)^2 \times 24 \times 0.5}{100000 \times [1 + (2 \times 0.5)]^2} = 3.75 \mu\text{H}$$

ที่ $R = 96 \Omega$

$$L_{critical} = \frac{1}{2} \frac{(1-0.5)^2 \times 96 \times 0.5}{100000 \times [1 + (2 \times 0.5)]^2} = 15 \mu\text{H}$$

ต้องเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L_m ให้มากกว่า $L_{critical}$ เพื่อให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ในที่นี้เลือกตัวเหนี่ยวนำรวมที่มีค่า $L_m = 125 \mu\text{H}$ ฝั่งปฐมภูมิใช้ลวดเบอร์ AWG#20 จำนวน 3 เส้นขนานกัน พันบนแกน ETD 59 จำนวน 15 รอบ ฝั่งทุติยภูมิใช้ลวดเบอร์ AWG#20 จำนวน 2 เส้นขนานกัน พันบนแกนเดียวกันจำนวน 30 รอบ

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต

จากสมการที่ (3.23) และ (3.25) สามารถคำนวณหา V_{C1} และ V_{C2} จะได้

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1 - D} \Rightarrow V_{C1} = 24V$$

$$V_{C2} = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{D V_{in}}{1 - D} \right) \Rightarrow V_{C2} = 24V$$

จากสมการที่ (3.42) เมื่อแทนค่าความต้านทานโหลด ต่ำสุด และความต้านทานโหลดสูงสุด จะได้

ที่ $R = 24 \Omega$

$$C \geq \frac{D}{R(\Delta v_o / V_o) f} = \frac{0.5}{24 \times 0.02 \times 100000} = 10.42 \mu\text{F}$$

ที่ $R = 96 \Omega$

$$C \geq \frac{D}{R(\Delta v_o / V_o) f} = \frac{0.5}{96 \times 0.02 \times 100000} = 2.6 \mu\text{F}$$

เลือกตัวเก็บประจุโดยพิจารณาจากแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งเท่ากับ 24V และ 24V ตามลำดับ ในที่นี้เลือกตัวเก็บ C_1 และ C_2 แบบ Electrolytic capacitor ที่มีค่าเท่ากับ 22 μF ทนแรงดันได้ 100V จำนวน 5 ตัวมาต่อขนานกันเพื่อให้ได้ค่าเท่ากับ 110 μF และทนกระแส RMS ได้มากกว่า

$$I_{C1, rms} = \sqrt{DI_{o, \max}^2 + \frac{I_{o, \max}^2 D^2}{1-D}} = 2 \text{ A}$$

$$I_{C2, rms} = \sqrt{DI_{o, \max}^2 + \frac{I_{o, \max}^2 D^2}{1-D}} = 2 \text{ A}$$

ขั้นตอนที่ 4 เลือกไดโอดและสวิตช์กำลัง

จากสมการที่ (3.27) ถึงสมการที่ (3.32) สามารถหาค่าแรงดันและกระแสไดโอดและสวิตช์ได้ดังนี้

- ไดโอด D_1 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 24\text{V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D1} = I_{o, \max} = 2 \text{ A}$$

- ไดโอด D_2 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C2} + V_{in}(N_2/N_1) = 48\text{V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D2} = I_{o, \max} = 2 \text{ A}$$

- สวิตช์กำลังมอสเฟต SW ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 24\text{V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{SW} = I_{Lm, \max} D = \left[\left(\frac{1 + D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D} \right) - 1 \right] I_o = 6 \text{ A}$$

สำหรับ D_1 D_2 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR 1520 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 200V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 20A สำหรับสวิตช์เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRF3710 ซึ่งมีแรงดันเดรน-ซอสสูงสุด 100V และกระแสเดรนเฉลี่ยสูงสุด 57A

3.4.2 วงจรเพิ่มแรงดันบัพส์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า โดยใช้

$$N_2/N_1=3.2 \text{ และ } N_2/N_1=6$$

วงจรเพิ่มแรงดันบัพส์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า ได้ถูกศึกษาใน 2 กรณีคือ

1. ที่อัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิต่อขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 3.2
2. ที่อัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิต่อขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 6

โดยทั้งสองกรณีมี Specification เหมือนกันดังนั้นเพื่อลดความยุ่งยาก วงจรต้นแบบได้ถูกสร้างขึ้นเพียงวงจรเดียวและในการทดลองจะอาศัยการเปลี่ยนตัวเหนี่ยวนำร่วมเท่านั้น การออกแบบวงจรที่มี

อัตราขยาย 10 เท่าจะเหมือนกับวงจรที่มีอัตราขยาย 4 เท่าข้างต้น รายละเอียดการออกแบบแสดงในภาคผนวก ก

ข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical specification) ของวงจรที่มีอัตราขยาย 10 เท่าเป็นดังนี้	
แรงดันอินพุต	$V_{in} = 12V$
แรงดันเอาต์พุต	$V_o = 120V,$
ความถี่สวิตช์	$f_s = 100 \text{ kHz}$
กระแสเอาต์พุต	$I_o = 0.3A - 0.6A \quad \Leftrightarrow \quad I_{o, \min} = 0.3A, I_{o, \max} = 0.6A$
ค่าความต้านทานเอาต์พุต	$R = 200 \Omega - 400\Omega \quad \Leftrightarrow \quad R_{\min} = 200 \Omega, R_{\max} = 400\Omega$
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต	$P_o = 36 \text{ W} - 72 \text{ W} \quad \Leftrightarrow \quad P_{o, \min} = 36 \text{ W}, P_{o, \max} = 72 \text{ W}$
ค่าริปเปิลแรงดันเอาต์พุต	$\Delta v_o = 2\%V_o$

สรุปการออกแบบ

- ค่าดีวตี้ไซเคิล (D) ของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 3.2$ และ 6 มีค่าเท่ากับ 0.681 และ 0.5625 ตามลำดับ
- เลือกตัวเหนี่ยวนำร่วม ($N_2/N_1=3.2$) ที่มีค่า $L_m = 59.55 \mu\text{H}$ ฝั่งปฐมภูมิใช้แผ่นทองแดงบาง (Copper strips) กว้าง 25mm พันบนแกน ETD-5901 จำนวน 11 รอบ ฝั่งทุติยภูมิใช้ลวดเบอร์AWG#20 จำนวน 2 เส้นขนานกันพันบนแกนเดียวกันจำนวน 36 รอบ
- เลือกตัวเหนี่ยวนำร่วม ($N_2/N_1=6$) ที่มีค่า $L_m = 65.5 \mu\text{H}$ ฝั่งปฐมภูมิใช้แผ่นทองแดงบาง (Copper strips) กว้าง 25mm พันบนแกน ETD-5901 จำนวน 11 รอบ ฝั่งทุติยภูมิใช้ลวดเบอร์AWG#20 จำนวน 2 เส้นขนานกันพันบนแกนเดียวกันจำนวน 66 รอบ
- เลือกตัวเก็บประจุโดยพิจารณาจากแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งเท่ากับ 38V และ 93V ตามลำดับ ในที่นี้เลือกตัวเก็บประจุแบบ Electrolytic capacitor โดยตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 180 μF ทนแรงดันได้ 100V และตัวเก็บประจุ C_2 มีค่าเท่ากับ 180 μF ทนแรงดันได้ 100V ตัวเก็บประจุทั้งสองต้องสามารถทนกระแส RMS ได้มากกว่า $I_{C1,rms} = I_{C2,rms} = 0.88\text{A}$
- เลือกไดโอดและสวิตช์กำลัง
 - ไดโอด D_1 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 38V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D1} = I_{O,\max} = 0.6 \text{ A}$$
 - ไดโอด D_2 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C2} + V_{in}(N_2/N_1) = 165V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D2} = I_{O,\max} = 0.6 \text{ A}$$
 - สวิตช์กำลังมอสเฟต SW ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 38V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{SW} = I_{Lm,max} D = \left[\left(\frac{1 + D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D} \right) - 1 \right] I_o = 5.4 \text{ A}$$

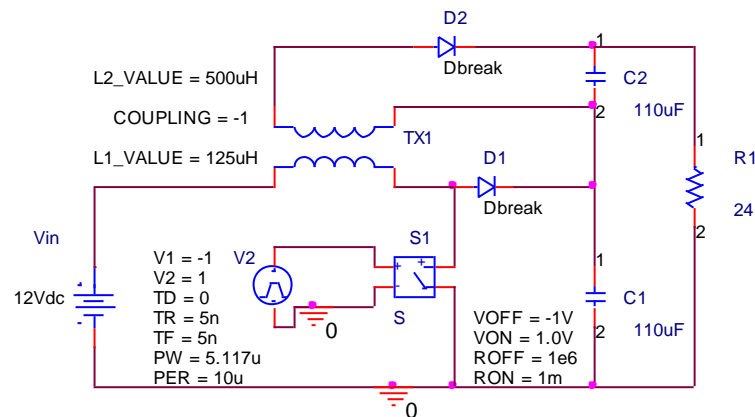
สำหรับ D_1 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MBR20100CTG ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 100V และกระแส เฉลี่ยสูงสุด 20A สำหรับ D_2 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR 1520 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 200V และกระแส เฉลี่ยสูงสุด 20A สำหรับสวิทช์เลือกใช้โมสเฟตเบอร์ IRF3710 ซึ่งมีแรงดันเดรน-ซอสสูงสุด 100V และกระแสเดรนเฉลี่ยสูงสุด 57A

3.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่มีอัตราขยาย 4 เท่า ถูกนำมาจำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSpice เพื่อยืนยันความถูกต้องของการออกแบบ

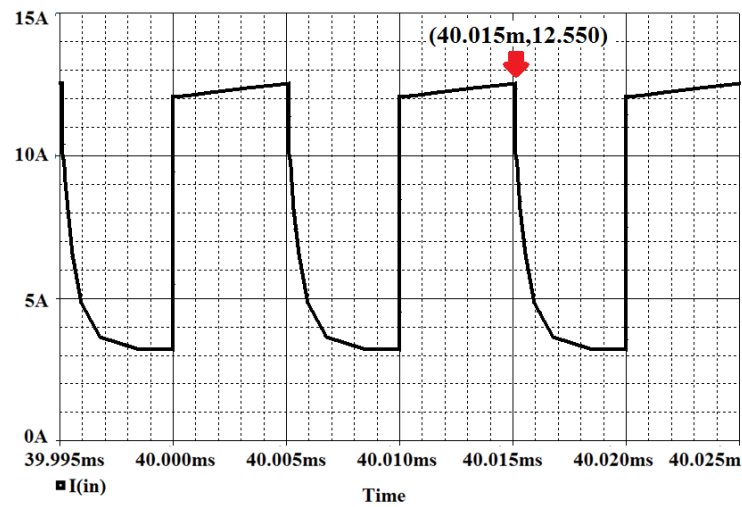
- พิจารณาที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด ($I_o = 2\text{A}$)

Schematic ของวงจรแสดงในรูปที่ 3.13 เงื่อนไขในการทำงานคือ $V_{in} = 12\text{V}$ $D = 0.5$ $R = 24\Omega$



รูปที่ 3.10 Schematic วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด ($R = 24\Omega$)

3.5.1 ผลการจำลองกระแสอินพุทที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด

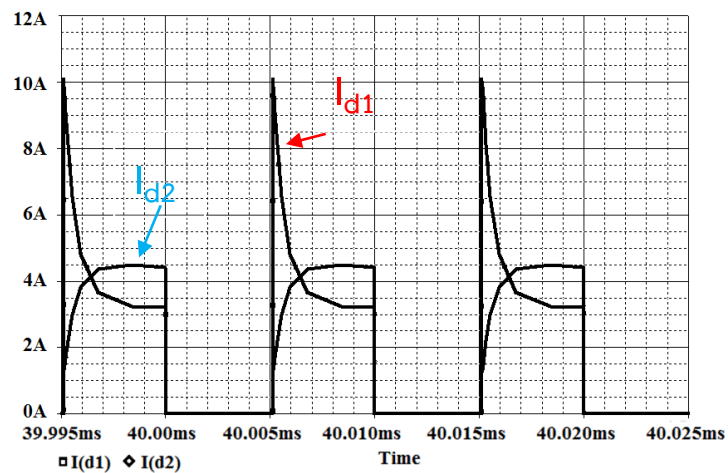


รูปที่ 3.11 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสอินพุท

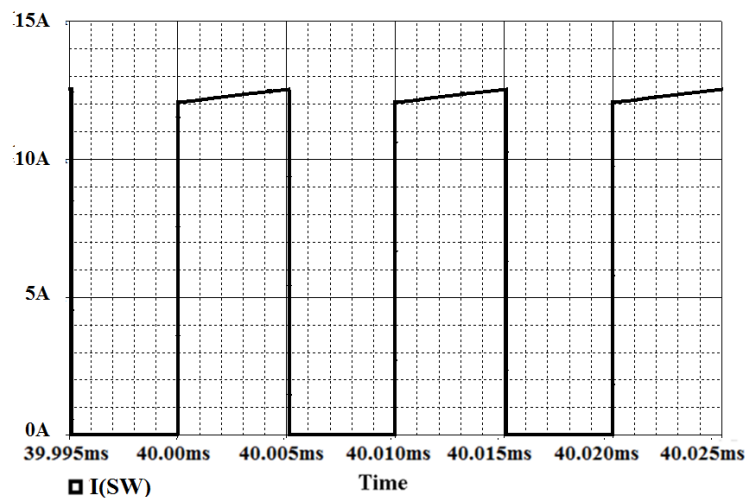
จากผลการจำลองในรูปที่ 3.10 จะเห็นว่ากระแสอินพุทมีค่าสูงสุดเท่ากับ 12.550A และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 8.56A ซึ่งสอดคล้องกับค่าทางทฤษฎีในรูปที่ 3.7 ซึ่งกระแสอินพุทเฉลี่ยสามารถคำนวณจากสมการ

$$I_{in} = I_{Lm}D + (1-D)I_{D1,nom} = I_{SW} + I_O = 8A$$

3.5.2 ผลการจำลองกระแสไดโอดและสวิตช์ที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด



รูปที่ 3.12 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2



รูปที่ 3.13 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์

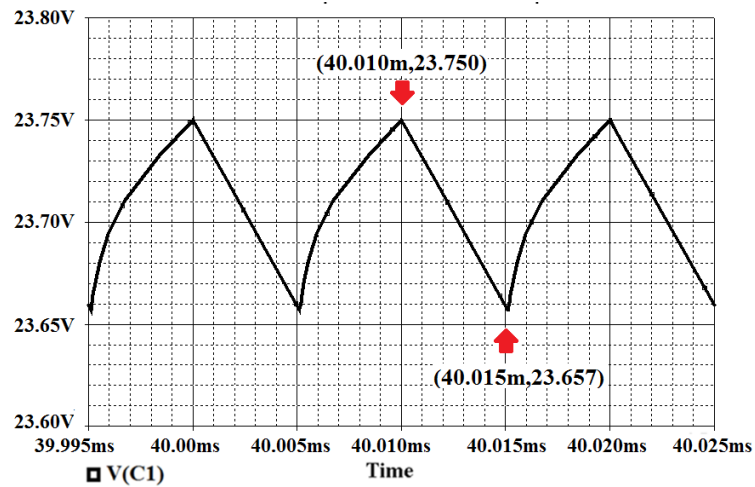
จากผลการจำลองในรูปที่ 3.12 และ 3.13 จะเห็นว่ากระแส i_{d1} i_{d2} และ i_{sw} มีค่าสูงสุดเท่ากับ 10.1A 4.5A และ 12.5A ตามลำดับ ผลการเปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ได้จากทางทฤษฎี (สมการที่ (3.30) - (3.32)) และที่ได้จากการจำลองวงจร สรุปในตารางที่ 3.1 ซึ่งจะเห็นว่ามีความใกล้เคียงกันมาก

อย่างไรก็ดีรูปคลื่นกระแส i_{d1} และ i_{d2} ที่ได้จากการจำลองมีลักษณะเป็นเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งแตกต่างจากรูปคลื่น i_{d1} และ i_{d2} ทางทฤษฎีในรูปที่ 3.7 รูปคลื่นเอกซ์โพเนนเชียลนี้เป็นผลตอบสนองของวงจรอันดับหนึ่งที่เกิดจากค่าตัวเหนี่ยวนำ L_m และความต้านทานโหลด R (ไม่มีผลจากตัวเก็บประจุเอาต์พุต เนื่องจากแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าคงที่)

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์กำลังที่สภาวะกระแสโหลดสูงสุด

	ค่าจากการจำลอง	ค่าทางทฤษฎี
i_{D1}	2A	2A
i_{D2}	2A	2A
i_{sw}	6.1A	6A

3.5.3 ผลการจำลองแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุและแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะกระแสไหลสูงสุด

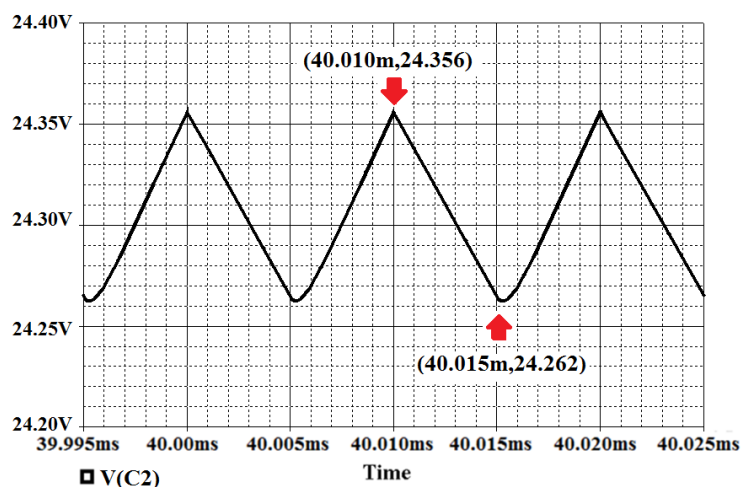


รูปที่ 3.14 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.14 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 มีค่า $V_{C1, max} = 23.750V$ $V_{C1, min} = 23.657V$ และ $V_{C1} = 23.7V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า ΔV_{C1} ได้ดังนี้

$$\Delta V_{C1} = V_{C1, max} - V_{C1, min} = 23.750 - 23.657 = 0.093V$$

ค่าแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ที่ได้จากการจำลอง ($V_{C1} = 23.7V$) สอดคล้องกับค่าทางทฤษฎี ($V_{C1} = 24V$)

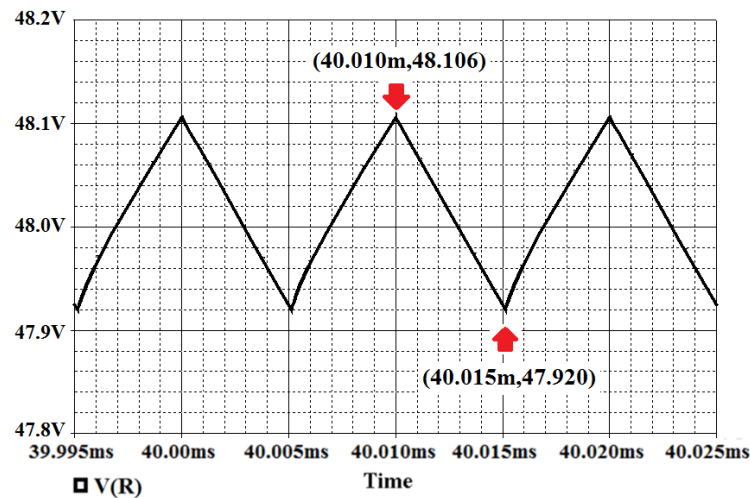


รูปที่ 3.15 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.15 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 มีค่า $V_{C_2, max} = 24.356V$ $V_{C_2, min} = 24.262V$ และ $V_{C_2} = 24.3V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า ΔV_{C_2} ได้ดังนี้

$$\Delta V_{C_2} = V_{C_2, max} - V_{C_2, min} = 24.356 - 24.262 = 0.094V$$

ค่าแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 ที่ได้จากผลการจำลอง ($V_{C_2} = 24.3V$) สอดคล้องกับค่าทางทฤษฎี ($V_{C_2} = 24V$)



รูปที่ 3.16 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุท

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.16 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยเอาต์พุท มีค่า $V_{O, max} = 48.106V$ $V_{O, min} = 47.920V$ และ $V_O = 48V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณ ค่า ΔV_O ได้ดังนี้

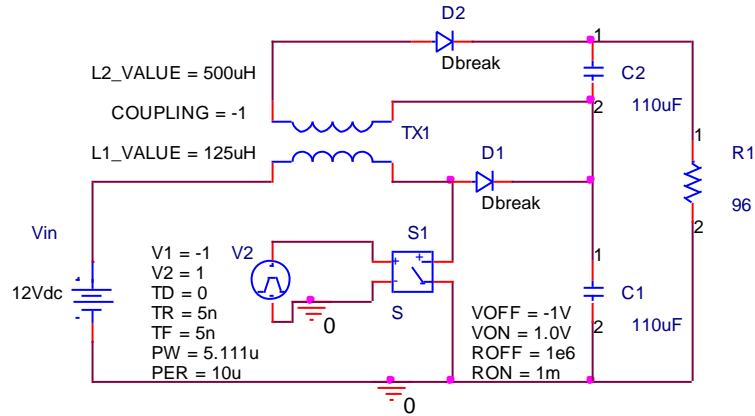
$$\Delta V_O = V_{O, max} - V_{O, min} = 48.106 - 47.920 = 0.186V$$

$$\Delta V_O / V_O = 0.186 / 48 = 0.4\%$$

จะเห็นว่าค่าริบเปิลของแรงดันเอาต์พุทที่ได้เป็นไปตาม specification คือ $\Delta V_O < 2\%$ และค่าแรงดันเอาต์พุทเฉลี่ยที่ได้จากผลการจำลอง ($V_O = 48V$) สอดคล้องกับทางทฤษฎี ($V_O = 48V$)

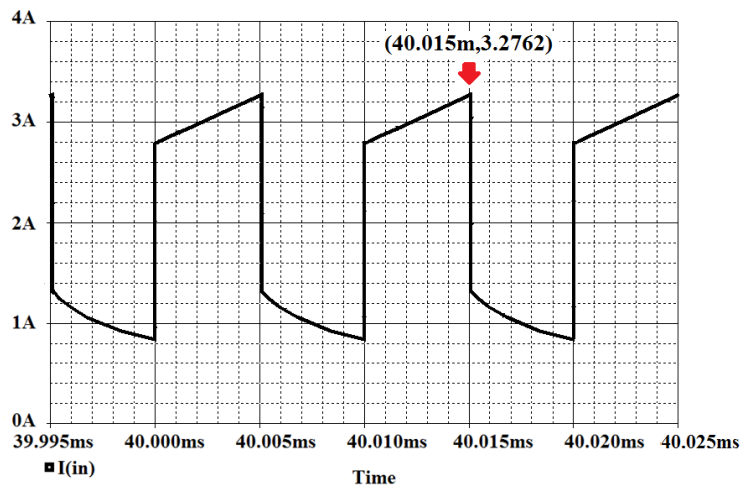
- ที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด ($I_o=0.5A$)

Schematic ของวงจรแสดงในรูปที่ 3.17 เนื่องมาในการทำงานคือ $V_{in} = 12V$ $D = 0.5$ $R = 96\Omega$



รูปที่ 3.17 Schematic วงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายเบคคอนเวอร์เตอร์ สภาวะกระแสไหลต่ำสุด ($R = 96\Omega$)

3.5.4 ผลการจำลองกระแสอินพุทที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด

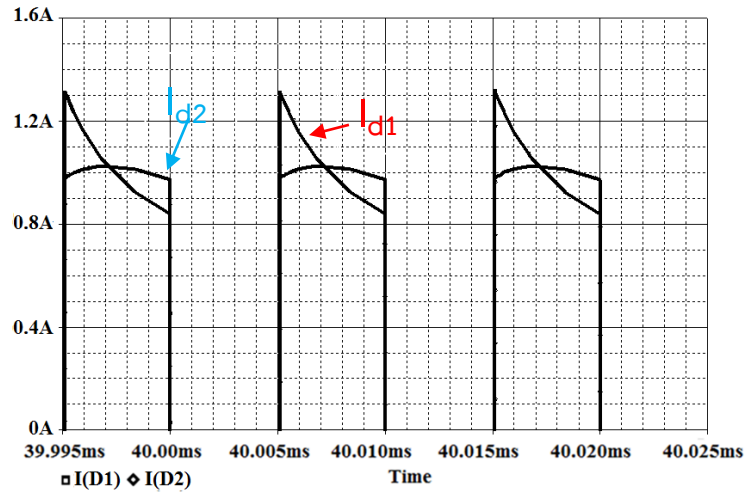


รูปที่ 3.18 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสอินพุท

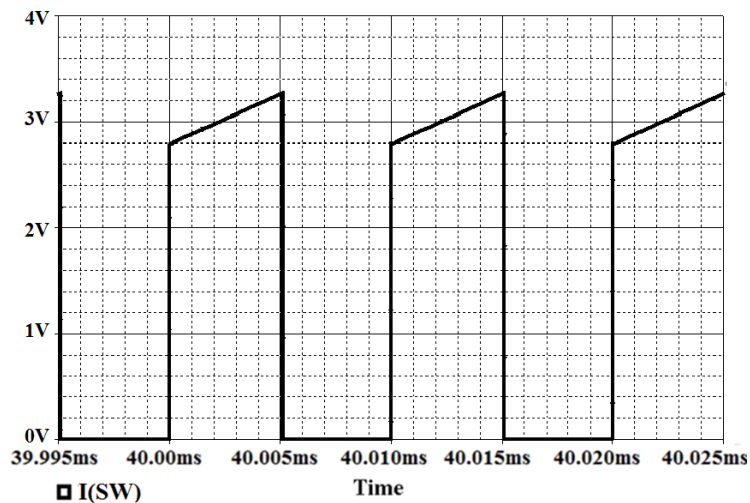
จากผลการจำลองในรูปที่ 3.18 จะเห็นว่ากระแสอินพุทมีค่าสูงสุดเท่ากับ 3.3A และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 2.4A ซึ่งสอดคล้องกับค่าทางทฤษฎีในรูปที่ 3.7 ซึ่งกระแสอินพุทเฉลี่ยสามารถคำนวณจากสมการ

$$I_{in} = I_{Lm}D + (1-D)I_{D1,nom} = I_{SW} + I_O = 2A$$

3.5.5 ผลการจำลองกระแสไดโอดที่สภาวะกระแสไหลดต่ำสุด



รูปที่ 3.19 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านไดโอดทั้ง D_1 และ D_2



รูปที่ 3.20 ผลการจำลองรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์

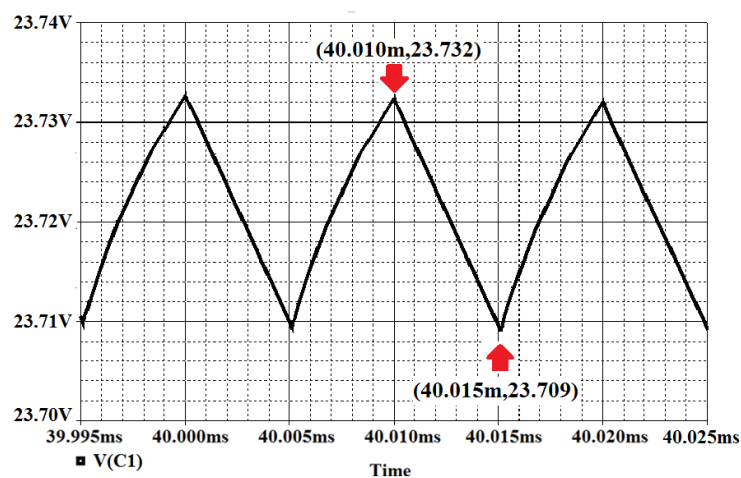
จากผลการจำลองในรูปที่ 3.19 และ 3.20 จะเห็นว่ากระแส i_{d1} i_{d2} และ i_{sw} มีค่าสูงสุดเท่ากับ 1.4A 1A และ 3.2 ตามลำดับ ผลการเปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ได้จากทางทฤษฎี (สมการที่ (3.30) - (3.32)) และที่ได้จากการจำลองวงจร สรุปในตารางที่ 3.2 ซึ่งจะเห็นว่ามีความใกล้เคียงกันมาก

อย่างไรก็ดีรูปคลื่นกระแส i_{d1} และ i_{d2} ที่ได้จากการจำลองมีลักษณะเป็นเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งแตกต่างจากรูปคลื่น i_{d1} และ i_{d2} ทางทฤษฎีในรูปที่ 3.7 รูปคลื่นเอกซ์โพเนนเชียลนี้เป็นผลตอบสนองของวงจรอันดับหนึ่งที่เกิดจากค่าตัวเหนี่ยวนำ L_m และความต้านทานโหลด R (ไม่มีผลจากตัวเก็บประจุเอาต์พุต เนื่องจากแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าคงที่)

ตารางที่ 3.2 เปรียบเทียบค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดและสวิตช์กำลังที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด

	ค่าจากการจำลอง	ค่าทางทฤษฎี
i_{D1}	0.57A	0.5A
i_{D2}	0.57A	0.5A
i_{SW}	1.5A	1.5A

3.5.6 ผลการจำลองแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุและแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะกระแสไหลต่ำสุด

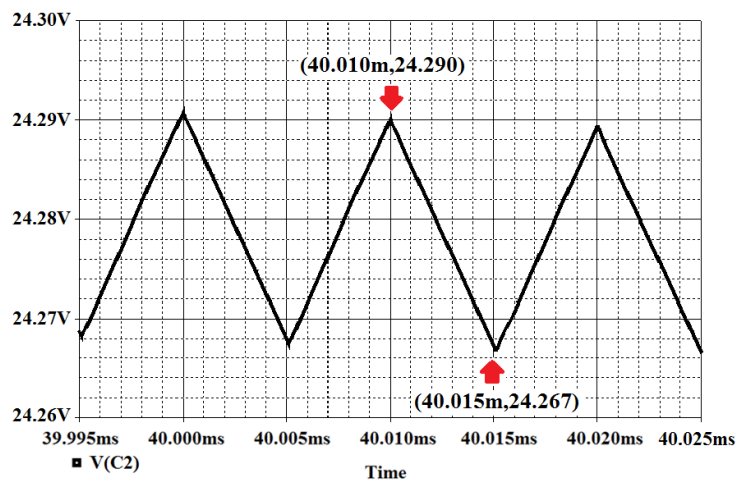


รูปที่ 3.21 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.21 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 มีค่า $V_{C1, max} = 23.732V$, $V_{C1, min} = 23.709V$ และ $V_{C1} = 23.7V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า ΔV_{C1} ได้ดังนี้

$$\Delta V_{C1} = V_{C1, max} - V_{C1, min} = 23.732 - 23.709 = 0.023V$$

จะเห็นว่าค่าแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ที่ได้จากการจำลอง ($V_{C1} = 23.7V$) สอดคล้องกับค่าทางทฤษฎี ($V_{C1} = 24V$)

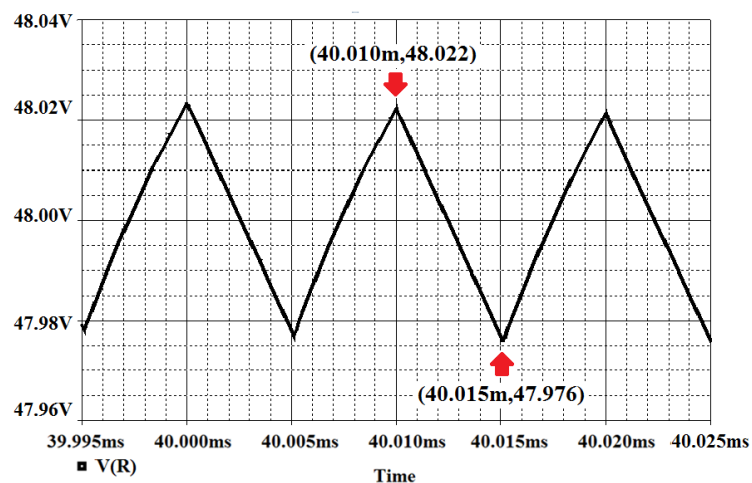


รูปที่ 3.22 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.22 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 มีค่า $V_{C2, max} = 24.290V$, $V_{C2, min} = 24.267V$ และ $V_{C2} = 24.3V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณค่า ΔV_{C2} ได้ดังนี้

$$\Delta V_{C2} = V_{C2, max} - V_{C2, min} = 24.290 - 24.267 = 0.023V$$

จะเห็นว่าค่าแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 ที่ได้จากการจำลอง ($V_{C2} = 24.3V$) สอดคล้องกับค่าทางทฤษฎี ($V_{C2} = 24V$)



รูปที่ 3.23 ผลการจำลองรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุท

จากผลการจำลองในรูปที่ 3.26 จะเห็นว่าแรงดันสูงสุด แรงดันต่ำสุด และแรงดันเฉลี่ยเอาท์พุท มีค่า $V_{O,max} = 48.022V$, $V_{O,min} = 47.976V$ และ $V_O = 48V$ ตามลำดับ จากผลที่ได้สามารถคำนวณ ค่า ΔV_O ได้ดังนี้

$$\Delta V_O = V_{O,max} - V_{O,min} = 48.022 - 47.976 = 0.046V$$

$$\Delta V_O / V_O = 0.046 / 48 = 0.001 = 0.1 \%$$

จะเห็นว่าริบเปิลของแรงดันคร่อมโหลด ที่ได้เป็นไปตาม specification คือ $\Delta V_O < 2\%$ และค่าแรงดันเฉลี่ยเอาท์พุท ที่ได้จากผลการจำลอง ($V_O = 48V$) สอดคล้องกับค่าทางทฤษฎี ($V_O = 48V$)

บทที่ 4

ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจร ควอดเดรทีคบูสท์คอนเวอร์เตอร์

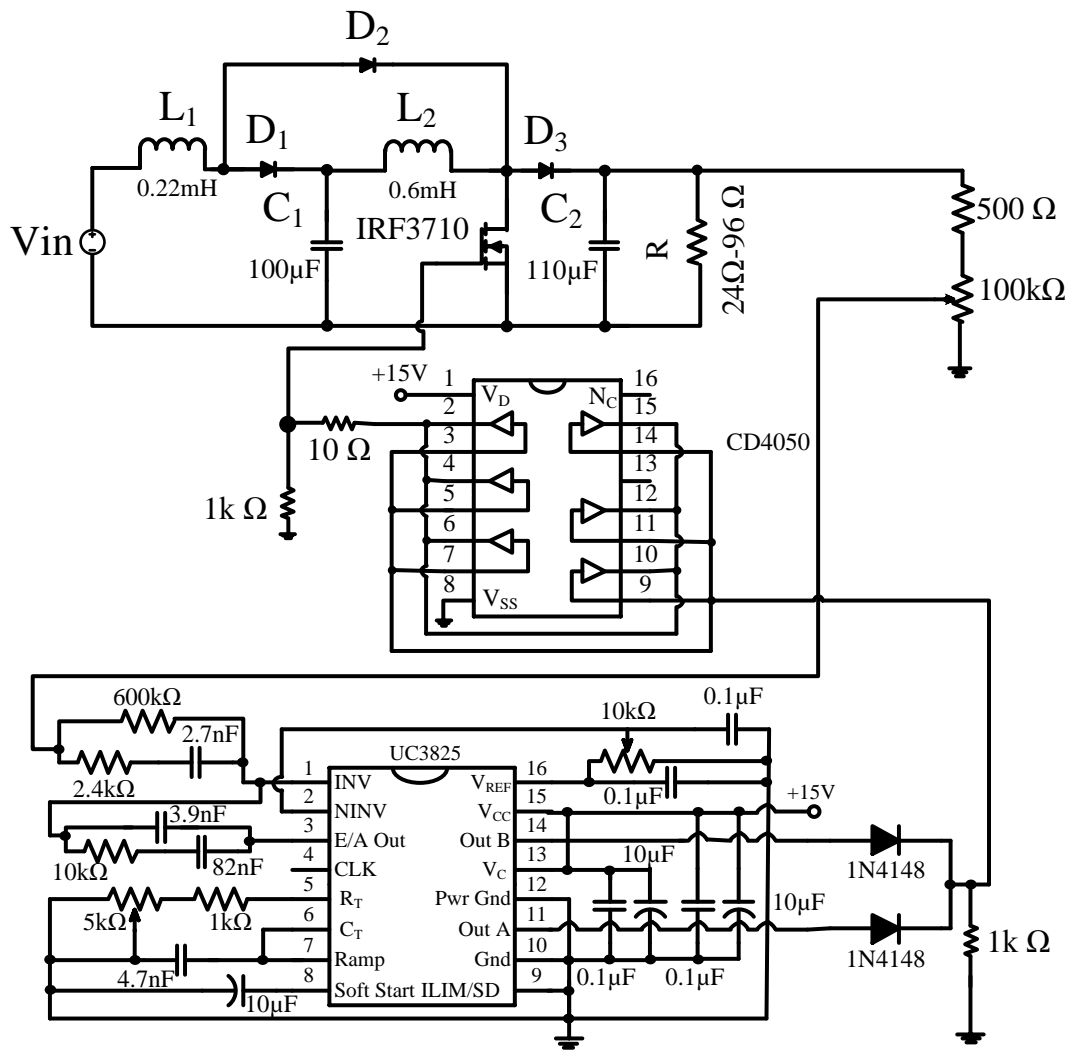
4.1 บทนำ

บทที่ 2 ได้แสดงการวิเคราะห์และออกแบบวงจรควอดเดรทีคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ บทนี้ นำเสนอผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นโดยนำเสนอผลการวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของ อุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร รวมทั้งประสิทธิภาพและผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจร

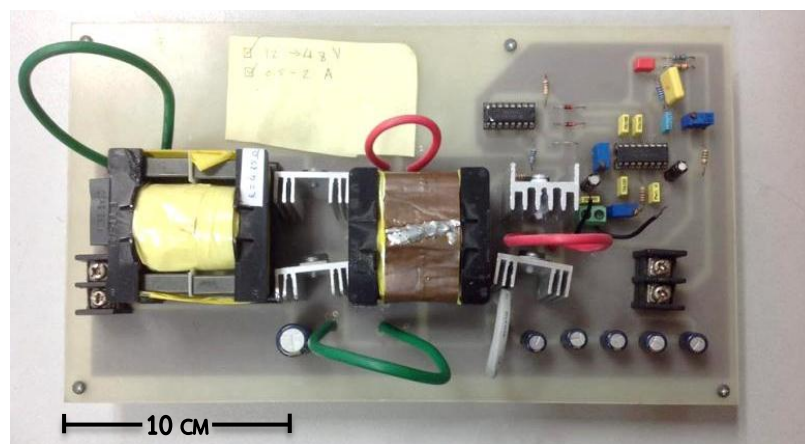
ตารางที่ 4.1 แสดงรายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรควอดเดรทีคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบในรูป ที่ 4.1 ในวงจรต้นแบบแรงดันเอาต์พุตถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ 48V โดยการป้อนกลับผ่านชุดความต้านทานแบ่งแรงดัน (Resistive voltage divider) ไปยังไอซีควบคุม UC3825 ซึ่งต่อวงจรให้ทำงาน ควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control) วงจรชดเชย (Compensation circuit) ซึ่ง ประกอบด้วย $R_{C1}=600k\Omega$, $R_{C2}=10k\Omega$, $R_{C3}=2.4k\Omega$, $C_{C1} = 82nF$, $C_{C3}= 2.2nF$ ต่ออยู่ระหว่างขา 1 และ 3 ของไอซีนำมาจากวิทยานิพนธ์ [7] สัญญาณเอาต์พุต PWM ที่ขา 11 และ 14 ซึ่งมีเฟสต่างกัน 180 องศาถูกนำมาต่อร่วมกันโดยผ่านไดโอด (1N4148) ทำให้สัญญาณ PWM ที่ได้มีค่าดิวตีไซเคิล เปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0% ถึง 90% (โดยปกติสัญญาณ PWM ที่ขา 11 หรือ 14 เพียงลำพังจะมี ค่าดิวตีไซเคิลเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0% ถึง 45% เท่านั้น) สัญญาณ PWM นี้ถูกนำไปขับเกทของ สวิตช์มอสเฟต โดยผ่านไอซีบัฟเฟอร์ CD4050

ตารางที่ 4.1 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบ Quadratic boost converter

พารามิเตอร์	ค่า
C_1	100 μ F (1 \times 100 μ F)
C_2	110 μ F (5 \times 22 μ F)
L_1	0.22mH
L_2	0.6mH
R	24 Ω -96 Ω
D_1, D_2, D_3	MUR1520
MOSFET	IRF3710PBF
PWM control IC	UC3825
Voltage buffer IC	CD4050

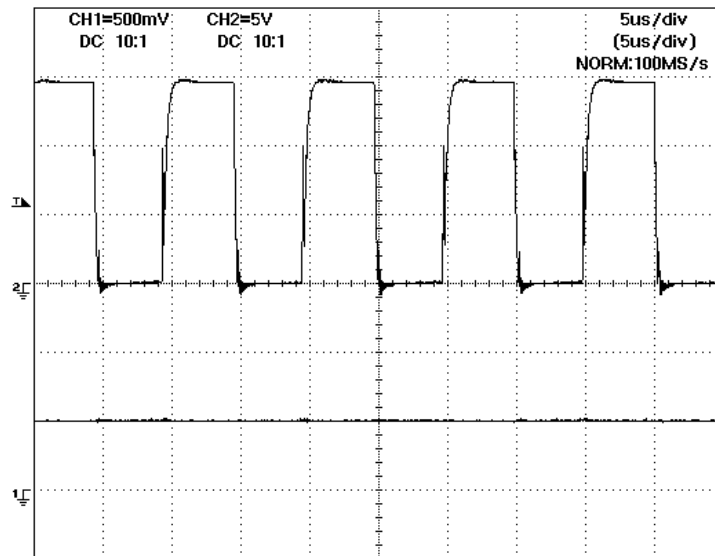


รูปที่ 4.1 Schematic ของวงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ



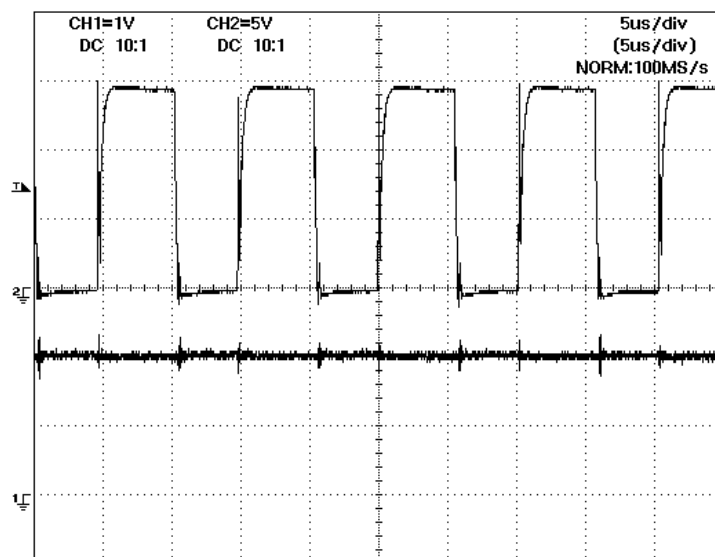
รูปที่ 4.2 วงจรควอดเรตติคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ

4.2 ผลการวัดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล



รูปบน : D (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $5\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.5\text{A}/\text{DIV}$)

รูปที่ 4.3 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 0.5A

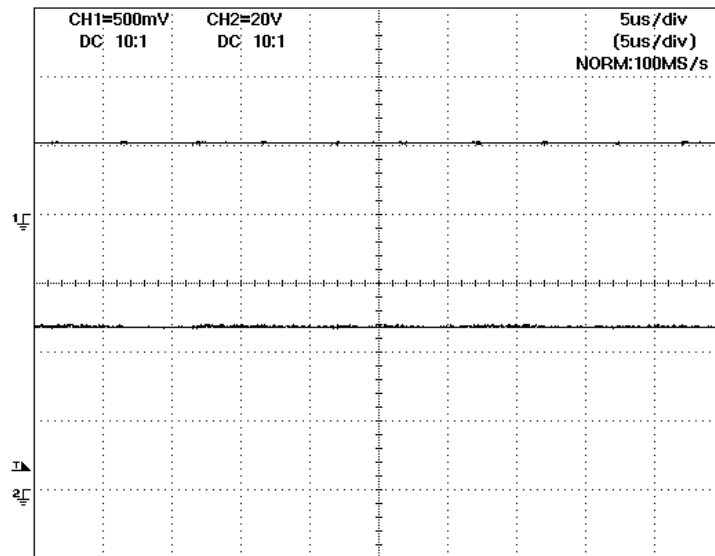


รูปบน : D (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $5\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $1\text{A}/\text{DIV}$)

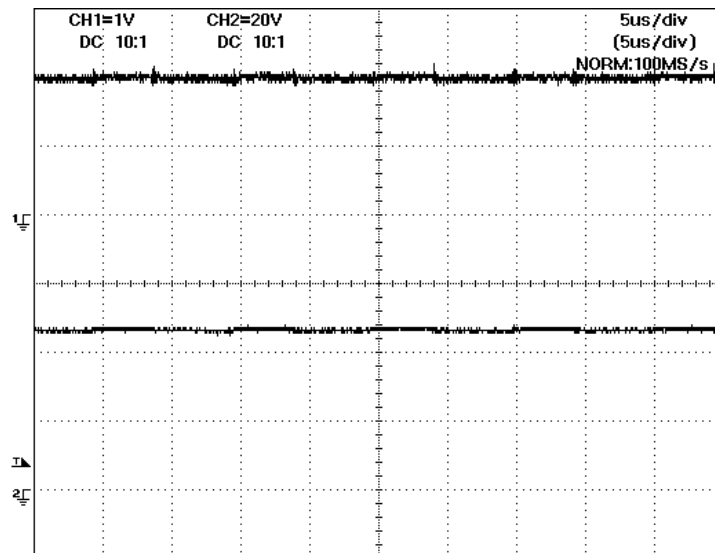
รูปที่ 4.4 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 2A

ผลการวัดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตแสดงในรูปที่ 4.3 และ รูปที่ 4.4 จะเห็นว่า ค่าดิฟเฟอเรนเชียลเท่ากับ 51% และ 56% ตามลำดับ ซึ่งใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี คือ 50% ค่าที่ต่างกันนี้ เกิดขึ้นเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรจริง เช่น มอสเฟตสวิตช์ มีค่า $R_{DS, on}$ ตัวเหนี่ยวนำมีค่าความต้านทานแฝง เป็นต้น

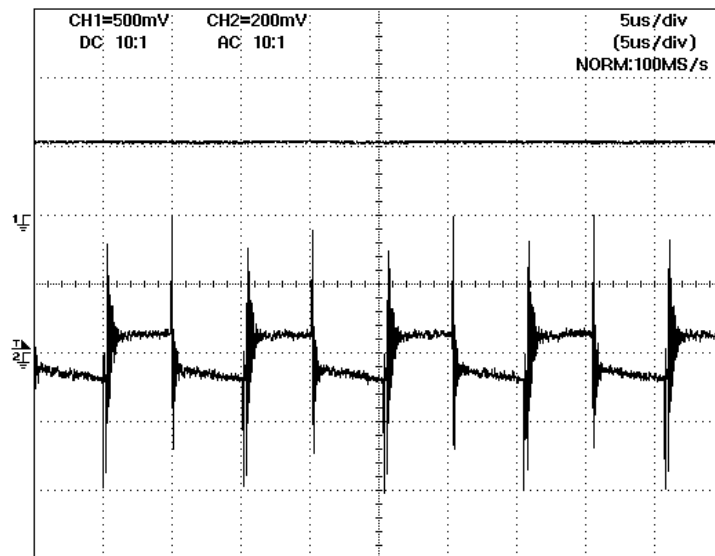
4.3 ผลการวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุต



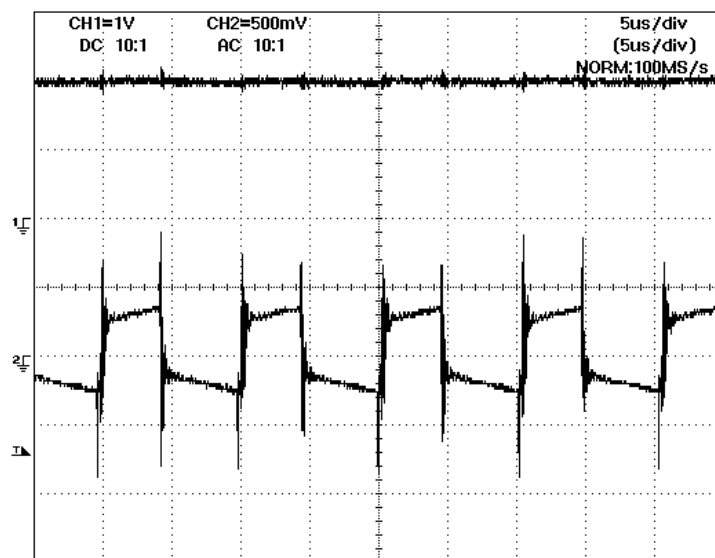
รูปบน : I_o (x: 5 μ s/DIV) (y:0.5A/DIV) รูปล่าง : V_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)
รูปที่ 4.5 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : I_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 1A/DIV) รูปล่าง : V_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)
รูปที่ 4.6 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 2A



รูปบน : I_o (x: 5 μ s/DIV) (y:0.5A/DIV) รูปล่าง : $Ripple\ v_o$ (x: 5 μ s/DIV) (y:0.2V/DIV)
รูปที่ 4.7 รูปคลื่นริบเบิลแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : I_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 1A/DIV) รูปล่าง : $Ripple\ v_o$ (x: 5 μ s/DIV) (y:0.5V/DIV)
รูปที่ 4.8 รูปคลื่นริบเบิลแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 2A

ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุต ริบเบิลเอาต์พุต และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 แสดงในตารางที่ 4.2 จะเห็นว่าวงจรสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ 48V ได้ตลอดช่วงการทำงาน

ตารางที่ 4.2 ค่าแรงดันเอาต์พุต รีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตและแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1

I_o (A)	V_o		Δv_o		V_{C1}	
	ค่าจากการ คำนวณ*	ค่าจากการ วัด	Specification**	ค่าจาก การวัด	ค่าจากการ คำนวณ***	ค่าจาก การวัด
0.5	48	48.05	0.96	0.14	24	24
1	48	48.03	0.96	0.25	24	23
1.5	48	48.08	0.96	0.50	24	21
2	48	48.05	0.96	0.68	24	20

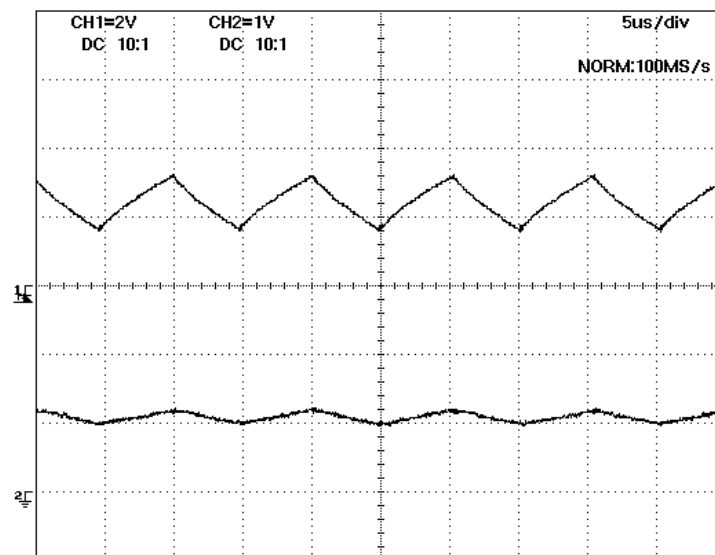
หมายเหตุ ในการคำนวณใช้ $D = 0.5$, $V_{in} = 12V$

* จากสมการ $V_o = \frac{V_{in}}{(1-D)^2}$

** จากสมการ $\Delta v_o = 2\%V_o$

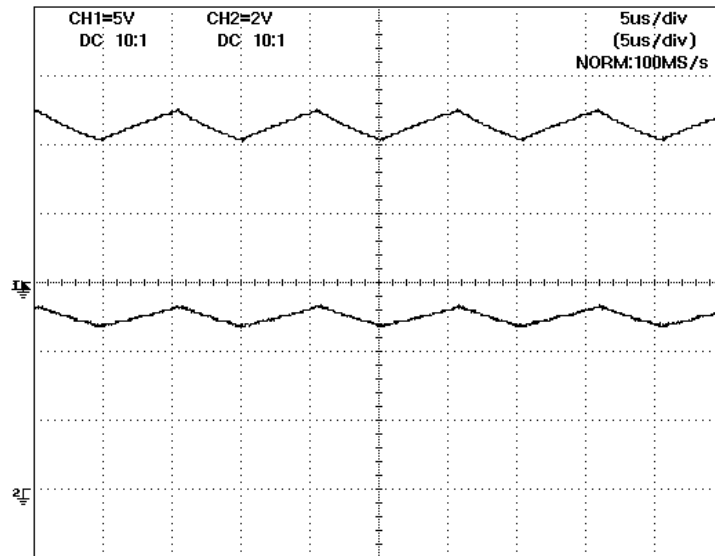
*** จากสมการ $V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D}$

4.4 ผลการวัดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2



รูปบน : I_{L1} (x: 5μs/DIV) (y: 2A/DIV) รูปล่าง : I_{L2} (x: 5μs/DIV) (y: 1A/DIV)

รูปที่ 4.9 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : i_{L1} (x: 5 μ s/DIV) (y: 5A/DIV) รูปล่าง : i_{L2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 2A/DIV)
รูปที่ 4.10 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ที่กระแสโหลด 2A

ผลการวัดกระแสเฉลี่ยและริบเบิลกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 แสดงดังตารางที่ 4.3 การที่กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีค่าเฉลี่ยและค่า Ripple แตกต่างจากค่าทางทฤษฎีค่อนข้างมากที่สภาวะกระแสโหลดสูง (1.5A และ 2A) อาจมีสาเหตุเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีการทำงานใกล้จุดอิ่มตัว

ตารางที่ 4.3 ค่ากระแสเฉลี่ยและค่าริบเบิลของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2

I_o (A)	I_{L1} (A)		I_{L2} (A)		Δi_{L1}		Δi_{L2}	
	ค่าจากการคำนวณ*	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ**	ค่าจากการวัด	Specification***	ค่าจากการวัด	Specification***	ค่าจากการวัด
0.5	2	2.4	1	1.1	1.6	1.6	0.8	0.2
1	4	4.9	2	2.2	1.6	1.65	0.8	0.3
1.5	6	7.87	3	3.45	1.6	1.8	0.8	0.4
2	8	11.4	4	5	1.6	2.2	0.8	0.72

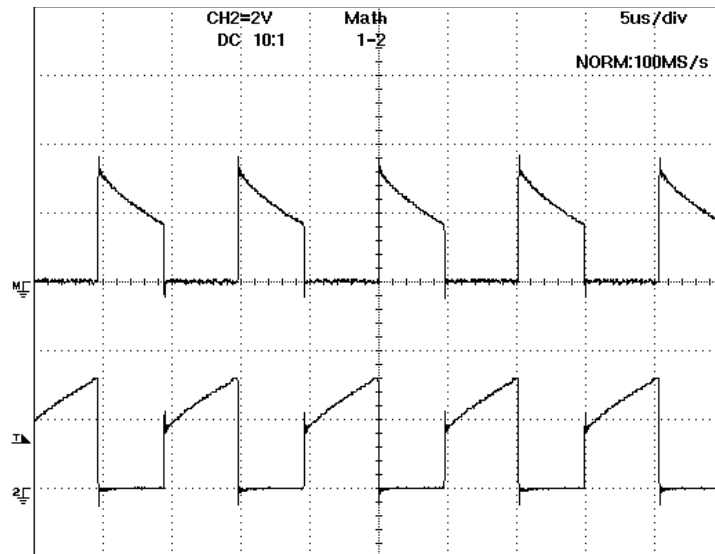
หมายเหตุ ในการคำนวณใช้ $D = 0.5$

* จากสมการ $I_{L1} = \frac{I_o}{(1-D)^2}$

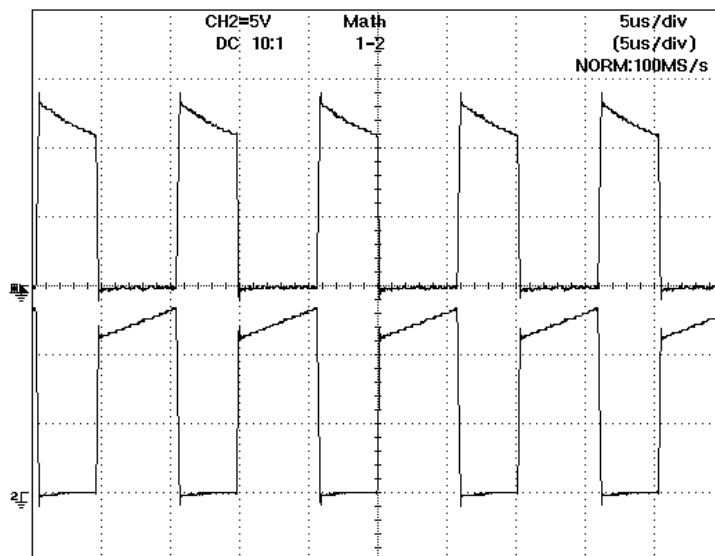
** จากสมการ $I_{L2} = \frac{I_o}{(1-D)}$

*** จากสมการ $\Delta i_{L1} = 20\%I_{L1}$, $\Delta i_{L2} = 20\%I_{L2}$

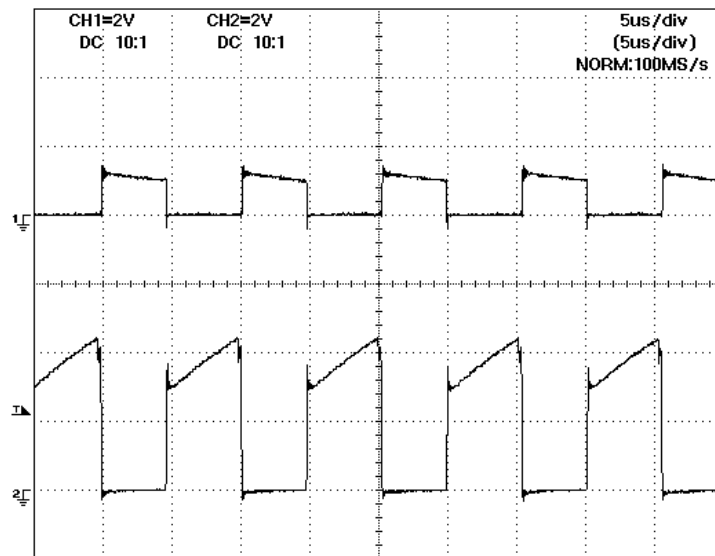
4.5 ผลการวัดกระแสไดโอดและสวิตช์



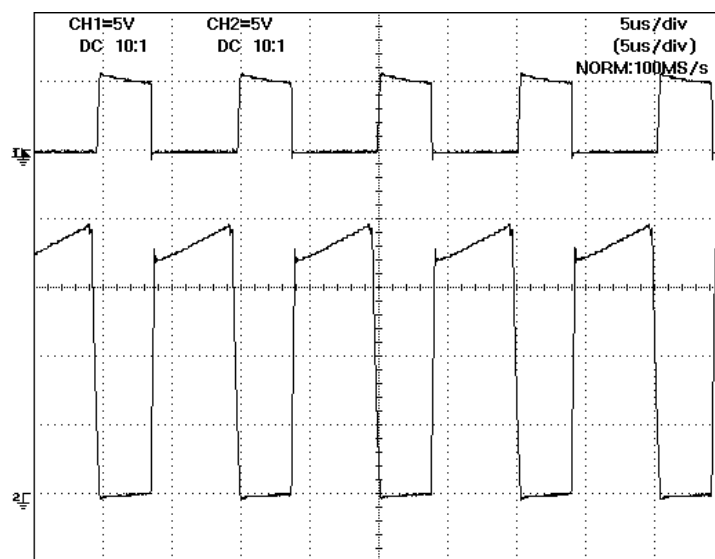
รูปบน : I_{D1} (x: 5 μ s/DIV) (y: 2A/DIV) รูปล่าง : I_{D2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 2A/DIV)
รูปที่ 4.11 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : I_{D1} (x: 5 μ s/DIV) (y: 5A/DIV) รูปล่าง : I_{D2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 5A/DIV)
รูปที่ 4.12 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 2A



รูปบน : I_{D3} (x: 5µs/DIV) (y: 2A/DIV) รูปล่าง : I_{SW} (x: 5µs/DIV) (y: 2A/DIV)
รูปที่ 4.13 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_3 และกระแสสวิตช์ ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : I_{D3} (x: 5µs/DIV) (y: 5A/DIV) รูปล่าง : I_{SW} (x: 5µs/DIV) (y: 5A/DIV)
รูปที่ 4.14 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_3 และกระแสสวิตช์ ที่กระแสโหลด 2A

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจร QBC ในบทที่ 2 ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไดโอดและสวิตช์กับกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ดังนี้

$$i_{D1} = \begin{cases} 0 & , sw \ on \\ i_{L1} & , sw \ off \end{cases}$$

$$i_{D2} = \begin{cases} i_{L1} & , sw \ on \\ 0 & , sw \ off \end{cases}$$

$$i_{D3} = \begin{cases} 0 & , sw \ on \\ i_{L2} & , sw \ off \end{cases}$$

$$i_{sw} = \begin{cases} i_{L1} + i_{L2} & , sw \ on \\ 0 & , sw \ off \end{cases}$$

ซึ่งผลการทดสอบในรูปที่ 4.11 – 4.14 ยืนยันความสัมพันธ์ดังกล่าว ผลการวัดกระแสเฉลี่ยสวิตช์และไดโอด แสดงดังตารางที่ 4.4 เนื่องจากกระแสสวิตช์ และกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ขึ้นอยู่กับกระแส i_{L1} ซึ่งมีการทำงานใกล้จุดอิ่มตัวที่สภาวะกระแสไหลสูง (1.5A และ 2A) ดังนั้นค่าเฉลี่ยกระแสสวิตช์ และกระแสไดโอด D_1 และ D_2 จึงแตกต่างจากค่าทางทฤษฎีค่อนข้างมากที่สภาวะกระแสไหลสูงนี้

ตารางที่ 4.4 ค่ากระแสเฉลี่ยสวิตช์และไดโอด

I_o (A)	I_{sw} (A)		I_{D1} (A)		I_{D2} (A)		I_{D3} (A)	
	ค่าจากการคำนวณ*	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ**	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ***	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ****	ค่าจากการวัด
0.5	1.5	1.93	1	1.3	1	1.1	0.5	0.5
1	3	4	2	2.36	2	2.28	1	1
1.5	4.5	6.6	3	3.58	3	4.3	1.5	1.47
2	6	10.52	4	5.3	4	6	2	1.8

หมายเหตุ ในการคำนวณใช้ค่า I_{L1} และ I_{L2} จากการคำนวณในตารางที่ 4.3

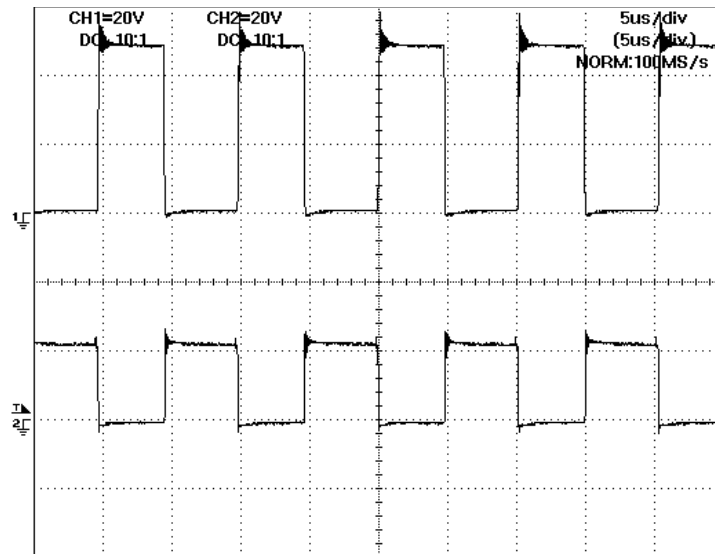
* จากสมการ $I_{sw} = (I_{L1} + I_{L2})D$

** จากสมการ $I_{D1} = I_{L1}(1-D)$

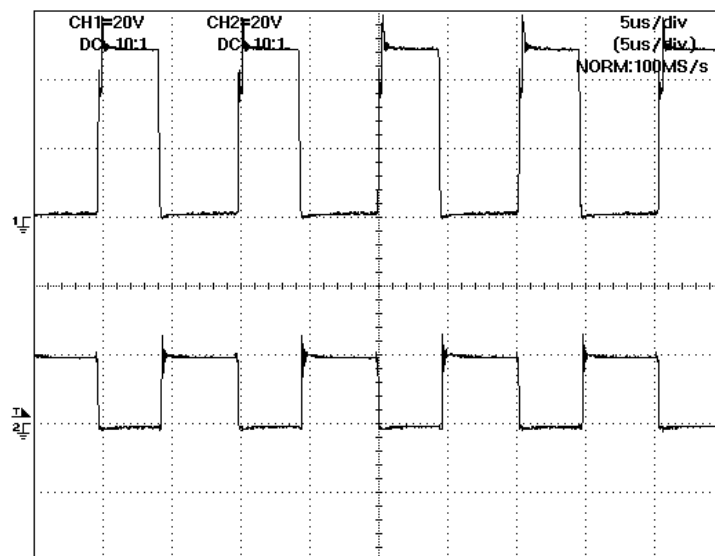
*** จากสมการ $I_{D2} = I_{L1}D$

**** จากสมการ $I_{D3} = I_{L2}(1-D)$

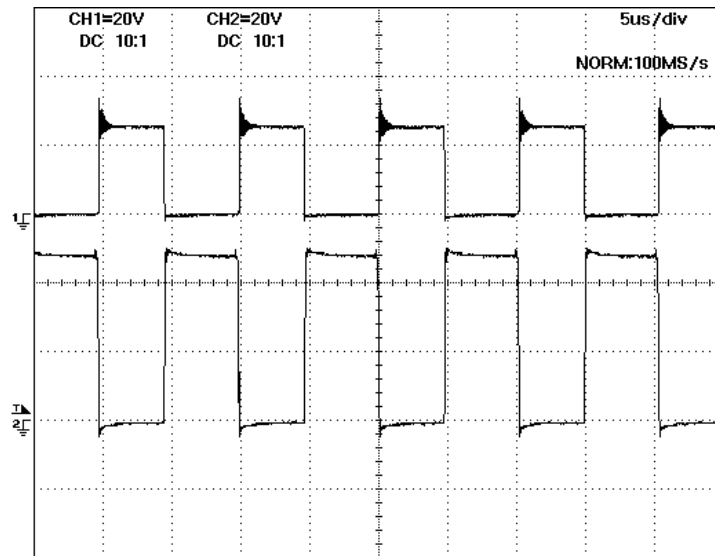
4.6 ผลการวัดแรงดันคร่อมไดโอดและสวิตช์



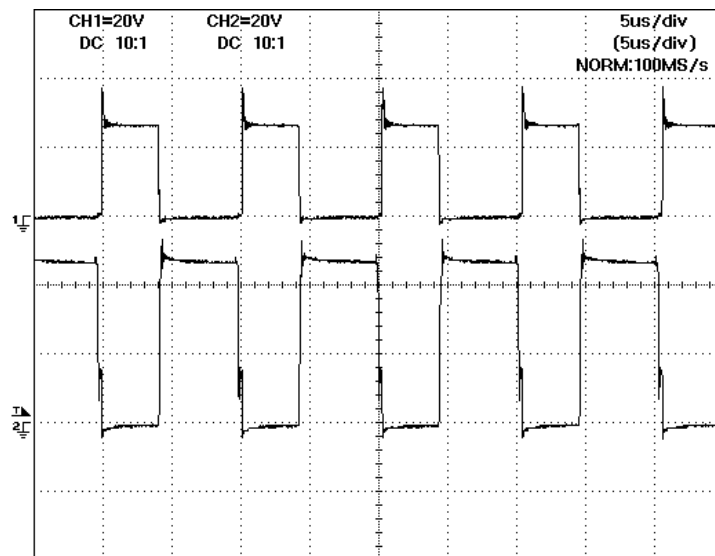
รูปบน : V_{SW} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : V_{DI} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$)
รูปที่ 4.15 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด D_1 ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : V_{SW} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : V_{DI} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$)
รูปที่ 4.16 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด D_1 ที่กระแสโหลด 2A



รูปบน : V_{D2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV) รูปล่าง : V_{D3} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)
รูปที่ 4.17 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด D_2 และ D_3 ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : V_{D2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV) รูปล่าง : V_{D3} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)
รูปที่ 4.18 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด D_2 และ D_3 ที่กระแสโหลด 2A

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจร QBC ในบทที่ 2 ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมไดโอด และสวิตช์กับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และเอาต์พุตดังนี้

$$v_{D1} = \begin{cases} V_{C1} & , sw\ on \\ 0 & , sw\ off \end{cases}$$

$$v_{D2} = \begin{cases} 0 & , sw\ on \\ V_o - V_{C1} & , sw\ off \end{cases}$$

$$v_{D3} = \begin{cases} V_o & , sw\ on \\ 0 & , sw\ off \end{cases}$$

$$v_{sw} = \begin{cases} 0 & , sw\ on \\ V_o & , sw\ off \end{cases}$$

ซึ่งผลการทดสอบในรูปที่ 4.15 – 4.18 ยืนยันความสัมพันธ์ดังกล่าว ผลการวัดแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด แสดงดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด

I_o (A)	V_{sw} (V)		V_{D1} (V)		V_{D2} (V)		V_{D3} (V)	
	ค่าจากการ คำนวณ*	ค่าจากการวัด	ค่าจากการ คำนวณ**	ค่าจากการวัด	ค่าจากการ คำนวณ***	ค่าจากการวัด	ค่าจากการ คำนวณ****	ค่าจากการวัด
0.5	48	48.05	24	24	24	24.05	48	48.05
1	48	48.03	23	24	24	25.03	48	48.03
1.5	48	48.08	21	24	24	27.08	48	48.08
2	48	48.05	20	24	24	28.05	48	48.05

หมายเหตุ ในการคำนวณใช้ค่า $V_{C1} = 24V$ และ $V_o = 48V$

* จากสมการ $V_{sw} = V_o$

** จากสมการ $V_{D1} = V_{C1}$

*** จากสมการ $V_{D2} = V_o - V_{C1}$

**** จากสมการ $V_{D3} = V_o$

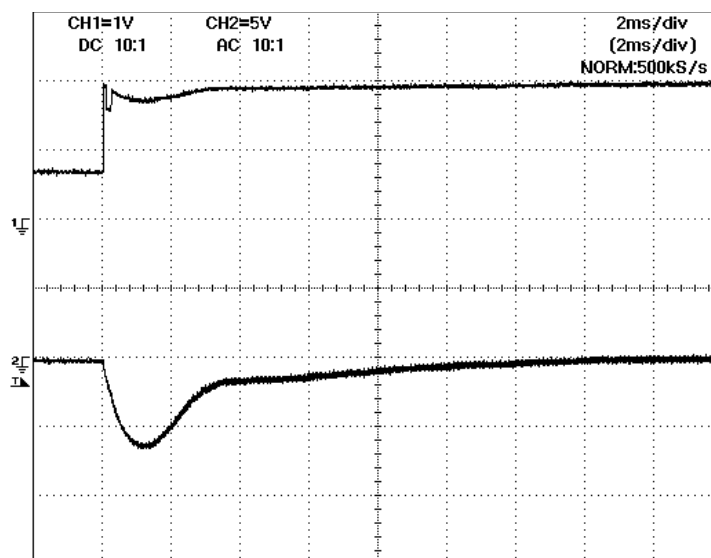
4.7 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจร

ตารางที่ 4.6 ผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจร

Output		D	Input		Efficiency
I	V		I	V	
0.5	48.05	0.51	2.4	12.0	83%
1	48.03	0.52	4.9	12.2	80%
1.5	48.08	0.54	7.87	12.1	76%
2	48.05	0.56	11.4	12.03	70%

จากผลการวัดในตารางที่ 4.6 จะเห็นว่าวงจรต้นแบบมีค่าประสิทธิภาพลดลงเมื่อกระแสโหลดเพิ่มสูงขึ้น สาเหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้น กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 รวมทั้งกระแสของมอสเฟตก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้การสูญเสียเนื่องจากความต้านทานขดลวดตัวเหนี่ยวนำและความต้านทานของมอสเฟตในขณะนำกระแส ($R_{DS(ON)}$) มีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วยส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรมีค่าลดลง การสูญเสียของวงจรที่ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลงได้แสดงในภาคผนวก ข.

4.8 ผลการวัดการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต



รูปบน : I_o (x: 2ms/DIV) (y: 1A/DIV) รูปล่าง : V_o (x: 2ms/DIV) (y: 5V/DIV)
 รูปที่ 4.19 รูปคลื่นผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน
 จาก 0.66 เป็น 2A

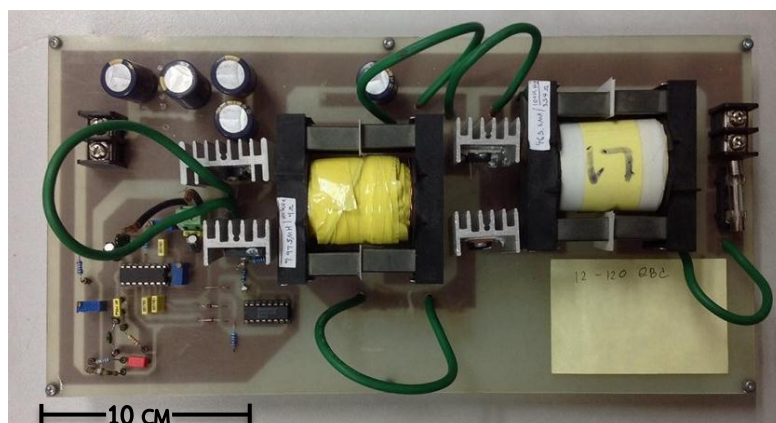
ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตต่อกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 0.66A เป็น 2A แสดงในรูปที่ 4.19 จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตตกสูงสุดประมาณ 6.5V (จาก 48V ไปเป็น 41.5V) และใช้เวลาประมาณ 14ms ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 48V อีกครั้งหนึ่ง

4.9 วงจรควบคุมแรงดันคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า

เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรควบคุมแรงดันคอนเวอร์เตอร์ สามารถให้อัตราขยายในช่วงกว้างได้จริง ในหัวข้อนี้นำเสนอผลการทดสอบวงจรควบคุมแรงดันคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า Schematic ของวงจรที่มีอัตราขยาย 10 เท่านี้จะเหมือนกับวงจรที่มีอัตราขยาย 4 เท่า โดยค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจรแสดงดังตารางที่ 4.7 และวงจรต้นแบบแสดงดังรูปที่ 4.20

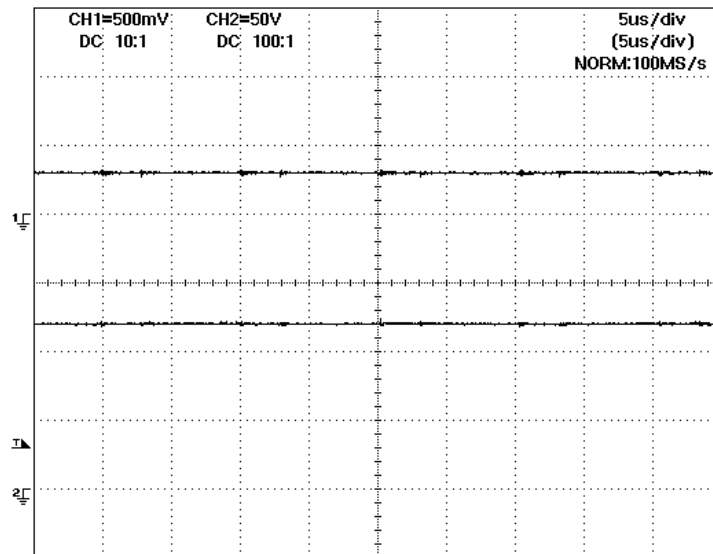
ตารางที่ 4.7 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบวงจรควบคุมแรงดันคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า

พารามิเตอร์	ค่า
C_1	100 μ F (1 \times 100 μ F)
C_2	110 μ F (5 \times 22 μ F)
L_1	463 μ H
L_2	797.5 μ H
R	200 Ω -400 Ω
D_1	MBRF20100CT
D_2	MUR1520
D_3	SBR10U150CTFP
MOSFET	IRFP264
PWM control IC	UC3825
Voltage buffer IC	CD4050



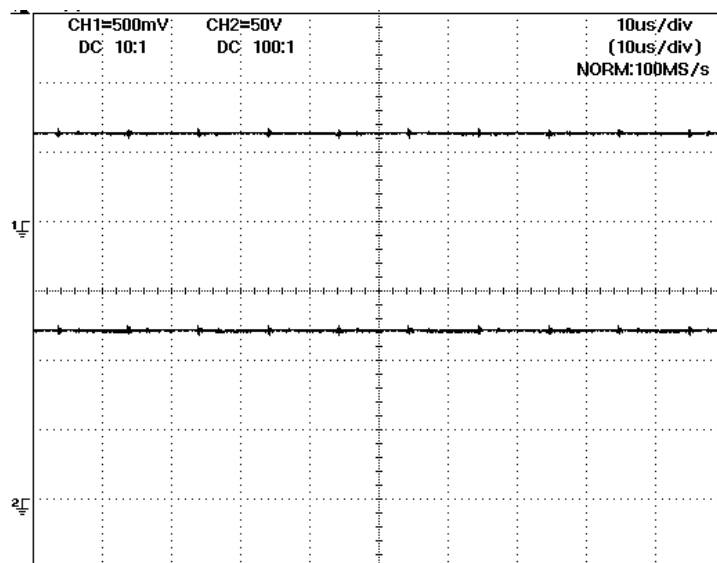
รูปที่ 4.20 วงจรควบคุมแรงดันคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่มีอัตราขยาย 10 เท่า

4.9.1 ผลการวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุต



รูปบน : I_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 0.5A/DIV) รูปล่าง : V_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 50V/DIV)

รูปที่ 4.21 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 0.3A

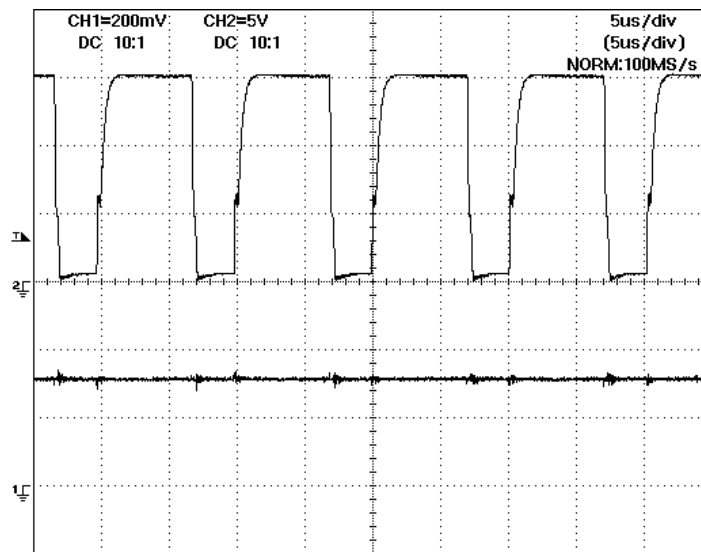


รูปบน : I_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 0.5A/DIV) รูปล่าง : V_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 50V/DIV)

รูปที่ 4.22 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 0.6A

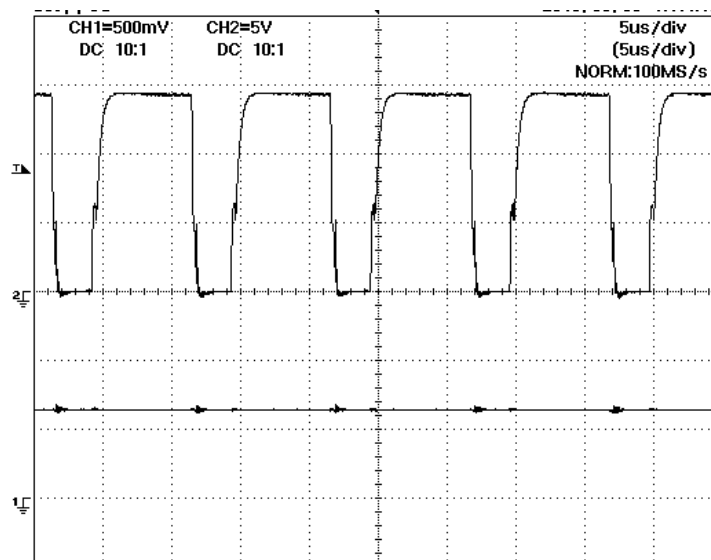
ผลการวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรควอดเทรทิกบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า แสดงในรูปที่ 4.21 และ 4.22 พบว่าวงจรสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ 120V ที่กระแสโหลด 0.3A และ 0.6A ได้

4.9.2 ผลการวัดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล



รูปบน : D (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $5\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.2\text{A}/\text{DIV}$)

รูปที่ 4.23 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 0.3A



รูปบน : D (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $5\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.5\text{A}/\text{DIV}$)

รูปที่ 4.24 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 0.6A

ผลการวัดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตแสดงในรูปที่ 4.23 และ รูปที่ 4.24 จะเห็นว่า ค่าดิฟเฟอเรนเชียลเท่ากับ 70% และ 76% ที่กระแสโหลด 0.3A และ 0.6A ตามลำดับ (ค่าดิฟเฟอเรนเชียลทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 68%)

บทที่ 5

ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรเพิ่มแรงดัน บูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

5.1 บทนำ

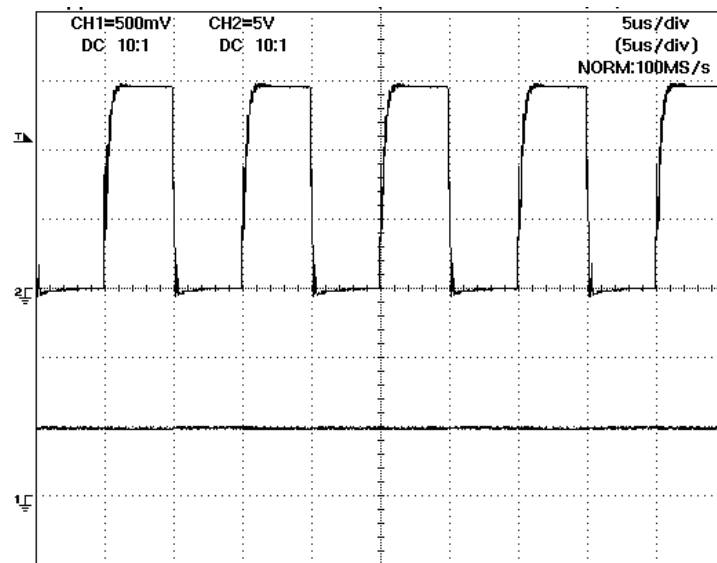
บทที่ 3 ได้แสดงการวิเคราะห์และออกแบบ วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ บทนี้นำเสนอผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นโดยนำเสนอผลการวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร รวมทั้งประสิทธิภาพและผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจร

ตารางที่ 5.1 แสดงรายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบในรูปที่ 5.1 ในวงจรต้นแบบแรงดันเอาต์พุตถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ 48V โดยการป้อนกลับผ่านชุดความต้านทานแบ่งแรงดัน (Resistive voltage divider) ไปยังไอซีควบคุม UC3825 ซึ่งต่อวงจรให้ทำงานควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control) วงจรชดเชย (Compensation circuit) ซึ่งประกอบด้วย $R_{C1}=600k\Omega$, $R_{C2}=10k\Omega$, $R_{C3}=2.4k\Omega$, $C_{C1} = 82nF$, $C_{C3}= 2.2nF$ ต่ออยู่ระหว่างขา 1 และ 3 ของไอซีนำมาจากวิทยานิพนธ์ [7] สัญญาณเอาต์พุต PWM ที่ขา 11 และ 14 ซึ่งมีเฟสต่างกัน 180 องศาถูกนำมาต่อร่วมกันโดยผ่านไดโอด (1N4148) ทำให้สัญญาณ PWM ที่ได้มีค่าดิวตีซีเคิลเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0% ถึง 90% (โดยปกติสัญญาณ PWM ที่ขา 11 หรือ 14 เพียงลำพังจะมีค่าดิวตีซีเคิลเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0% ถึง 45% เท่านั้น) สัญญาณ PWM นี้ถูกนำไปขับเกตของสวิตช์มอสเฟต โดยผ่านไอซีบัฟเฟอร์ CD4050

ตารางที่ 5.1 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบ Intergrade Boost-Flyback converter

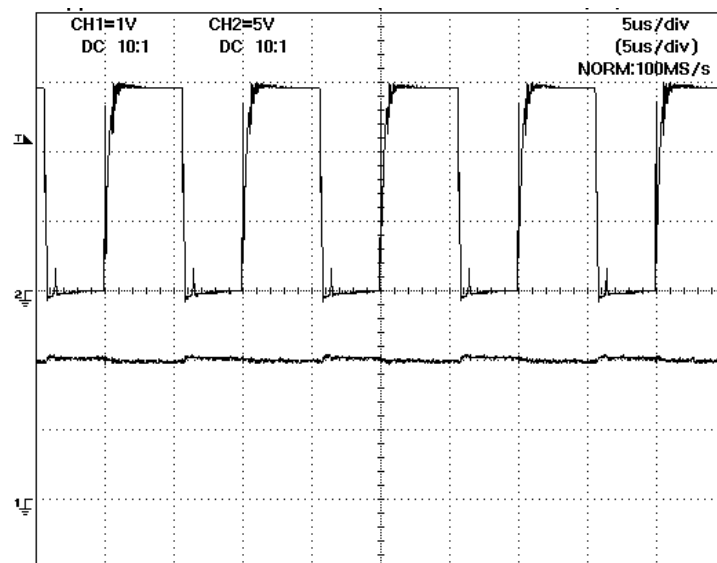
พารามิเตอร์	ค่า
C_2	110 μ F (5 \times 22 μ F)
C_2	110 μ F (5 \times 22 μ F)
L_1	130 μ H
L_2	560 μ H
R	24 Ω -96 Ω
D_1, D_2	MUR1520
MOSFET	IRF3710PBF
PWM control IC	UC3825
Voltage buffer IC	CD4050

5.2 ผลการวัดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล



รูปบน : D (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $5\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.5\text{A}/\text{DIV}$)

รูปที่ 5.3 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟต ที่กระแสไหลลด 0.5A

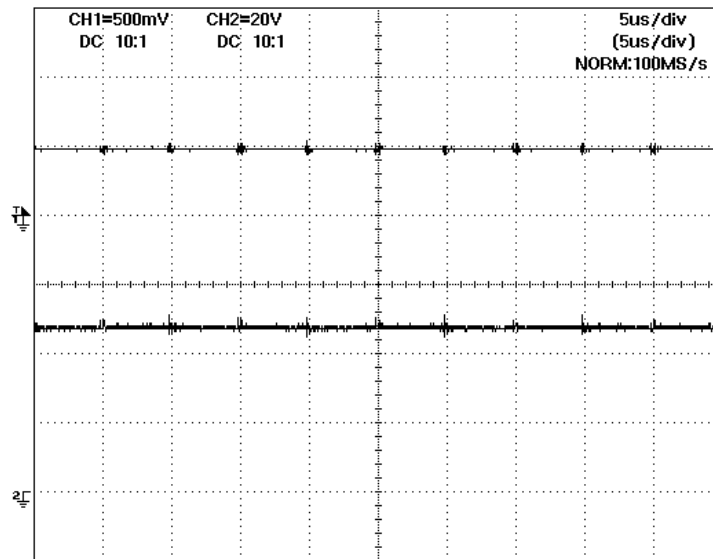


รูปบน : D (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $5\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $1\text{A}/\text{DIV}$)

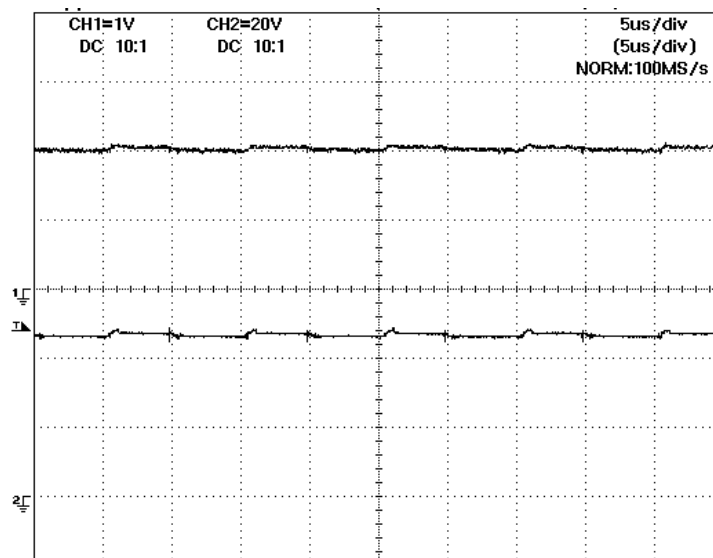
รูปที่ 5.4 รูปคลื่นดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟต ที่กระแสไหลลด 2A

ผลการวัดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตแสดงในรูปที่ 5.3 และ รูปที่ 5.4 จะเห็นว่า ค่าดิฟเฟอเรนเชียลเท่ากับ 50% และ 56% ตามลำดับ ซึ่งใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎีคือ 50% ค่าที่ต่างกันนี้ เกิดขึ้นเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรจริงเช่นเดียวกับกรณีของวงจรควอดเรตริกบูสท์คอนเวอร์เตอร์

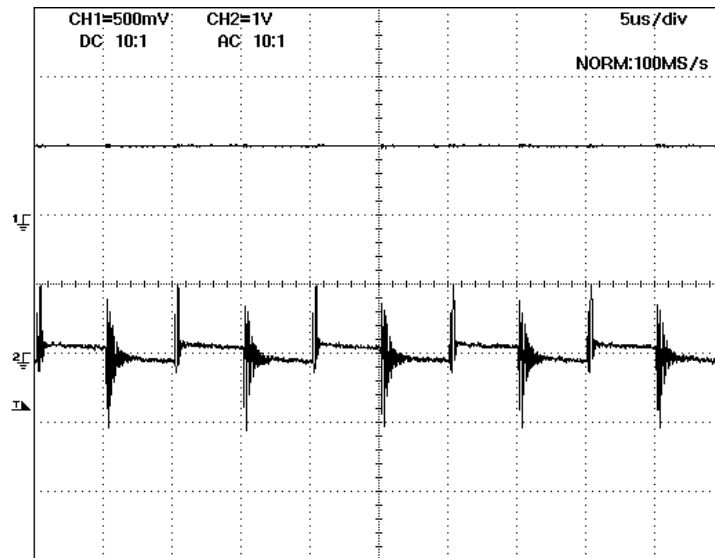
5.3 ผลการวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุต



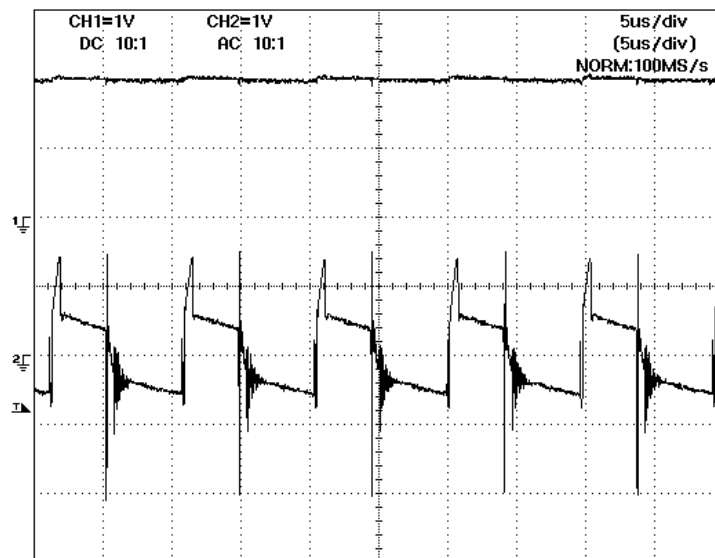
รูปบน : I_O (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.5\text{A}/\text{DIV}$) รูปล่าง : V_O (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$)
รูปที่ 5.5 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : I_O (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $1\text{A}/\text{DIV}$) รูปล่าง : V_O (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$)
รูปที่ 5.6 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 2A



รูปบน : I_o (x: 5 μ s/DIV) (y:0.5A/DIV) รูปล่าง : V_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 1V/DIV)
รูปที่ 5.7 รูปคลื่นรีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : I_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 1A/DIV) รูปล่าง : V_o (x: 5 μ s/DIV) (y: 1V/DIV)
รูปที่ 5.8 รูปคลื่นรีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 2A

ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุต และรีปเปิ้ลเอาต์พุต (ไม่รวม switching noise) แสดงในตารางที่ 5.2 จะเห็นว่าวงจรสามารถรักษาระดับแรงดันที่ 48V ได้ตลอดช่วงการทำงาน

ตารางที่ 5.2 ค่าแรงดันเอาต์พุต รีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตและแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ

I_o (A)	V_o (V)		ΔV_o (V)		V_{C1} (V)		V_{C2} (V)	
	ค่าจากการ คำนวณ*	ค่า จาก การ วัด	Specification**	ค่า จาก การ วัด	ค่าจากการ คำนวณ***	ค่า จาก การ วัด	ค่าจากการ คำนวณ****	ค่า จาก การ วัด
0.5	48	48.02	0.96	0.4	24	24	24	24
1	48	48.03	0.96	0.6	24	25.12	24	23.88
1.5	48	48.01	0.96	0.8	24	25.57	24	23.43
2	48	48.03	0.96	1	24	25	24	23

หมายเหตุ ในการคำนวณใช้ $D = 0.5$, $V_{in} = 12V$, $N_2/N_1 = 2$

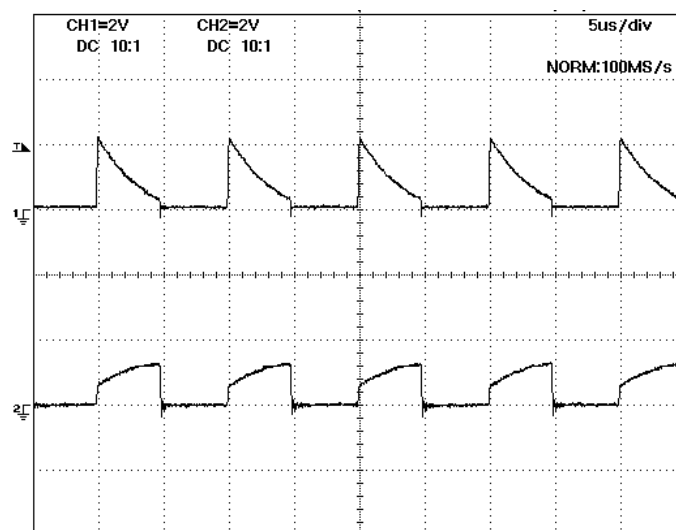
$$* \quad \text{จากสมการ } V_o = V_{in} \left(\frac{1 + D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D} \right)$$

$$** \quad \text{จากสมการ } \Delta V_o = 2\%V_o$$

$$*** \quad \text{จากสมการ } V_{C1} = \frac{V_{in}}{1 - D}$$

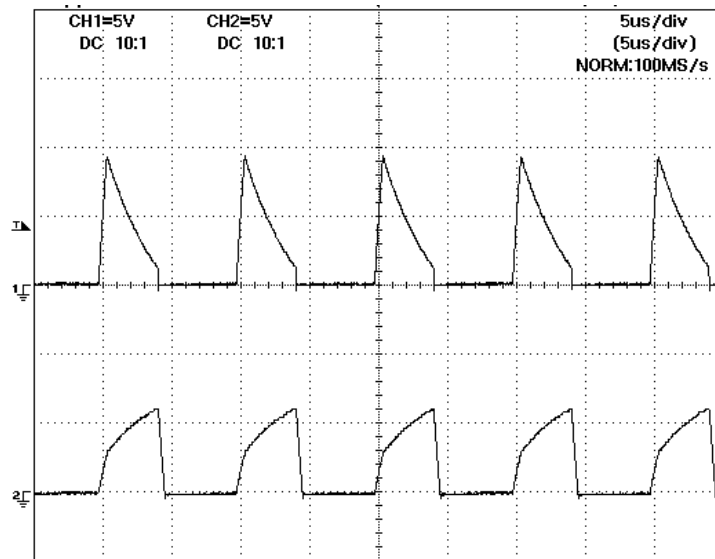
$$**** \quad \text{จากสมการ } V_{C2} = \frac{V_{in} D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D}$$

5.4 ผลการวัดกระแสไดโอด อินพุท และสวิตช์

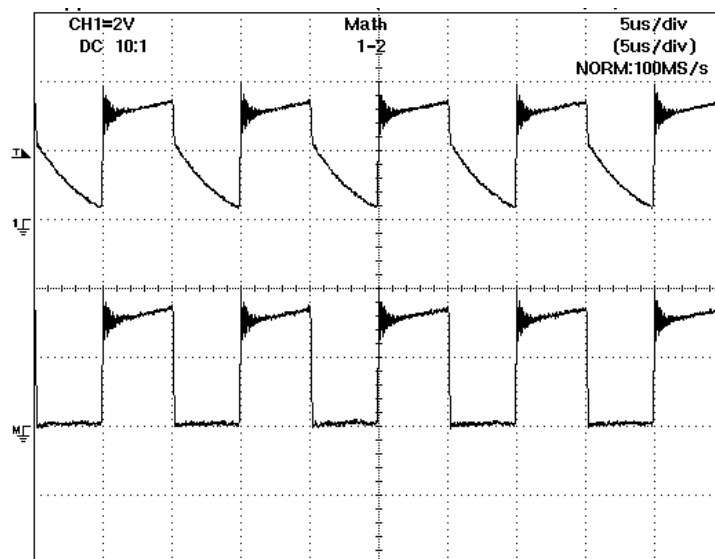


รูปบน : I_{D1} (x: 5µs/DIV) (y: 2A/DIV) รูปล่าง : I_{D2} (x: 5µs/DIV) (y: 2A/DIV)

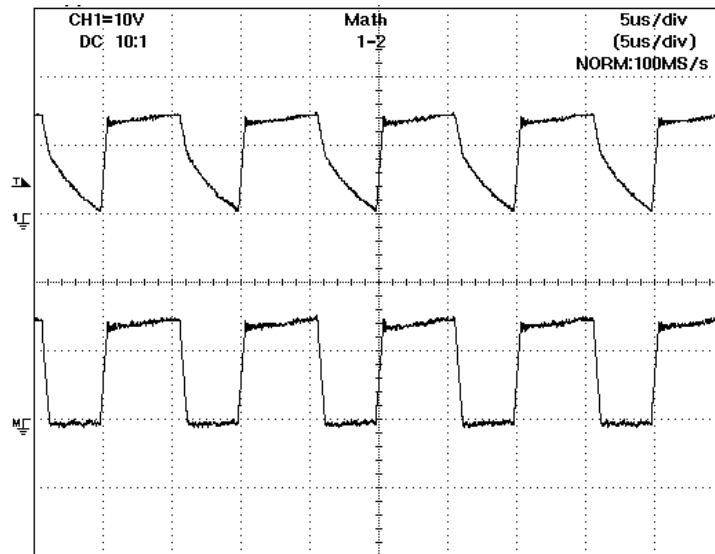
รูปที่ 5.9 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : I_{D1} (x: 5 μ s/DIV) (y: 5A/DIV) รูปล่าง : I_{D2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 5A/DIV)
รูปที่ 5.10 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 2A



รูปบน : I_{in} (x: 5 μ s/DIV) (y: 2A/DIV) รูปล่าง : I_{SW} (x: 5 μ s/DIV) (y: 2A/DIV)
รูปที่ 5.11 รูปคลื่นกระแสอินพุทและสวิทช์ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : i_{in} (x: 5 μ s/DIV) (y: 10A/DIV) รูปล่าง : i_{sw} (x: 5 μ s/DIV) (y: 10A/DIV)
รูปที่ 5.12 รูปคลื่นกระแสอินพุทและสวิทช์ที่กระแสโหลด 2A

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจร IBFC ในบทที่ 3 ได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุท สวิทช์ และไดโอดดังนี้

$$i_{in} = \begin{cases} i_{sw} & , sw \text{ on} \\ i_{D1} & , sw \text{ off} \end{cases}$$

ซึ่งผลการทดสอบในรูปที่ 5.9 – 5.12 ยืนยันความสัมพันธ์ดังกล่าว ผลการวัดกระแสเฉลี่ยอินพุท สวิทช์และไดโอด แสดงดังตารางที่ 5.3 ในรูปที่ 5.12 จะสังเกตเห็นว่า ในช่วงที่สวิทช์เริ่ม/หยุด นำกระแส กระแสสวิทช์และกระแสอินพุทจะไม่เพิ่มขึ้น/ลดลงอย่างฉับพลัน ซึ่งเกิดจากผลของ Leakage inductance ของตัวเหนี่ยวนำร่วม ทำให้พื้นที่ใต้กราฟของกระแสเพิ่มขึ้นมากกว่าปกติ ปรากฏการณ์ดังกล่าว มีส่วนสำคัญที่ทำให้กระแสอินพุทและสวิทช์มีค่าเฉลี่ยแตกต่างจากค่าทาง ทฤษฎีค่อนข้างมากที่สภาวะกระแสโหลดสูง (1.5A และ 2A)

ตารางที่ 5.3 ค่ากระแสเฉลี่ยอินพุต สวิตช์และไดโอด และค่ารีปเปิ้ลกระแสอินพุต

I_o (A)	I_{in} (A)		Δi_{in} (A)	I_{SW} (A)		I_{D1} (A)		I_{D2} (A)	
	ค่าจากการคำนวณ*	ค่าจากการวัด	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ**	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ***	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ****	ค่าจากการวัด
0.5	2	2.3	3	1.5	1.66	0.5	0.54	0.5	0.47
1	4	5.8	6.5	3	3.75	1	1	1	0.98
1.5	6	7.4	9	5.5	5.3	1.5	1.5	1.5	1.48
2	8	10.7	13	6	7.7	2	2	2	1.8

หมายเหตุ ในการคำนวณใช้ค่า $D = 0.5$, $(N_2/N_1) = 2$

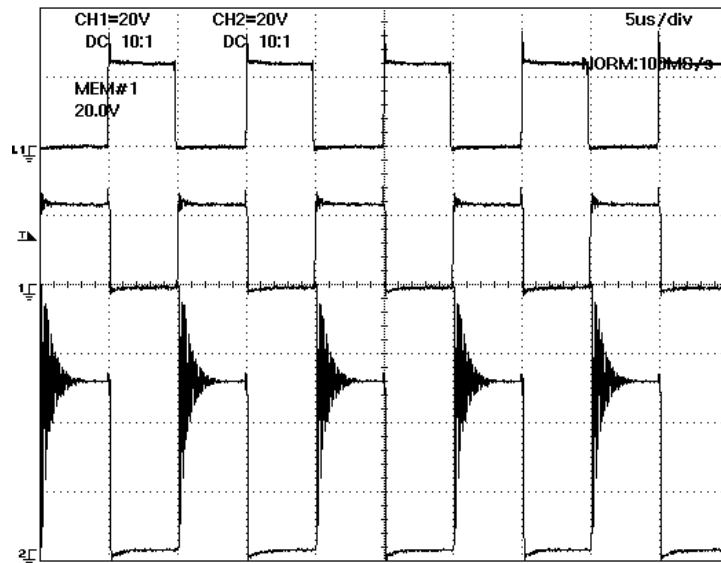
* จากสมการ $I_{in} = I_o \left(\frac{V_o}{V_{in}} \right)$

** จากสมการ $I_{SW} = \left[\left(\frac{1 + D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D} \right) - 1 \right] I_o$

*** จากสมการ $I_{D1} = I_o$

**** จากสมการ $I_{D2} = I_o$

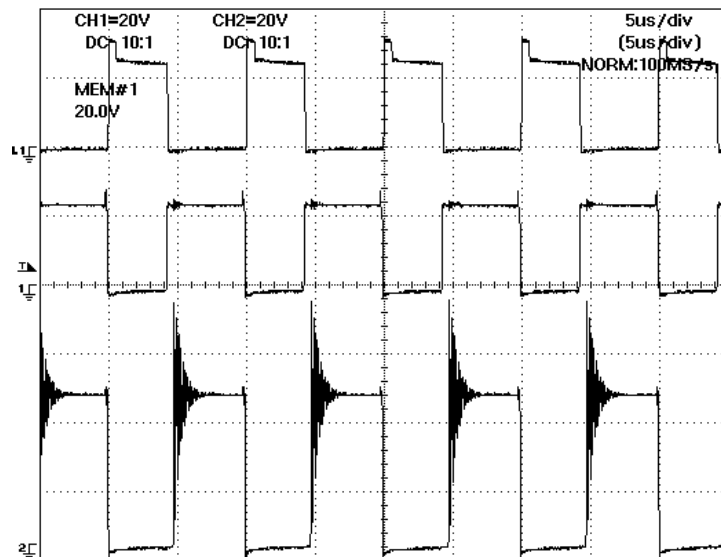
5.5 ผลการวัดแรงดันคร่อมสวิตช์ ไดโอด D_1 และ D_2



รูปบน : V_{SW} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$) รูปกลาง : V_{D1} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$)

รูปล่าง : V_{D2} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$)

รูปที่ 5.13 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ ไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 0.5A



รูปบน : V_{SW} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$) รูปกลาง : V_{D1} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$)

รูปล่าง : V_{D2} (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $20\text{V}/\text{DIV}$)

รูปที่ 5.14 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ ไดโอด D_1 และ D_2 ที่กระแสโหลด 2A

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจร IBFC ในบทที่ 3 ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมไดโอดและสวิตช์กับแรงดันอินพุท แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังนี้

$$v_{D1} = \begin{cases} V_{C1} & , sw\ on \\ 0 & , sw\ off \end{cases}$$

$$v_{D2} = \begin{cases} 0 & , sw\ on \\ V_{in} \frac{N_2}{N_1} + V_{C2} & , sw\ off \end{cases}$$

$$v_{sw} = \begin{cases} 0 & , sw\ on \\ V_{C1} & , sw\ off \end{cases}$$

ซึ่งผลการทดสอบในรูปที่ 5.13 และ 5.14 ยืนยันความสัมพันธ์ดังกล่าว ผลการวัดแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด แสดงดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด

I_o (A)	V_{sw} (V)		V_{D1} (V)		V_{D2} (V)	
	ค่าจาก การ คำนวณ*	ค่าจาก การวัด	ค่าจาก การ คำนวณ**	ค่าจาก การวัด	ค่าจากการ คำนวณ***	ค่าจาก การวัด
0.5	24	24	24	24	48	48
1	24	25.12	24	25.12	48	48.12
1.5	24	25.57	24	25.57	48	48.57
2	24	25	24	25	48	49

หมายเหตุ ในการคำนวณใช้ค่า $V_{C1} = 24V$ และ $V_{C2} = 24V$

* จากสมการ $V_{sw} = V_{C1}$

** จากสมการ $V_{D1} = V_{C1}$

*** จากสมการ $V_{D2} = V_{C2} + V_{in} \frac{N_2}{N_1}$

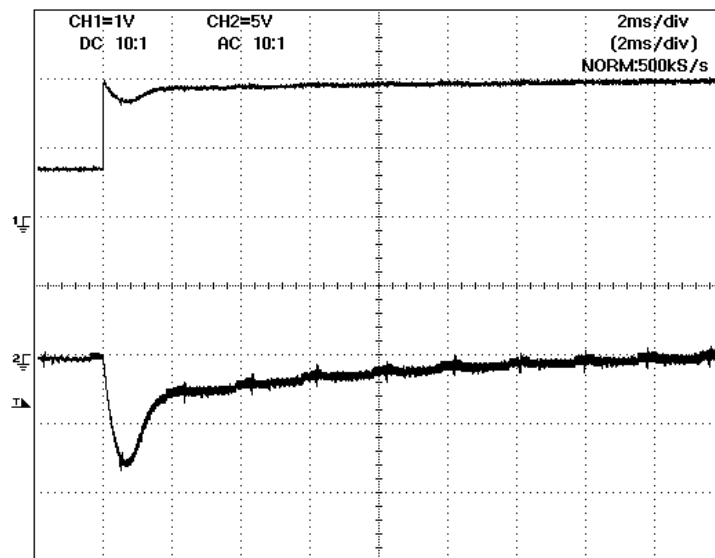
5.6 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจร

ตารางที่ 5.5 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจร

Output		D	Input		Efficiency
I	V		I	V	
0.5	48.02	0.5	2.3	12.02	87%
1	48.03	0.52	5.8	12.01	83%
1.5	48.01	0.54	7.4	12.01	81%
2	48.03	0.56	10.7	12.00	75%

จากผลการวัดในตารางที่ 5.5 จะเห็นว่า วงจรต้นแบบมีค่าประสิทธิภาพลดลงเมื่อกระแสโหลดเพิ่มสูงขึ้น สาเหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้น กระแสอินพุทและกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ต่างๆ (I_{SW} I_{D1} I_{D2}) ในวงจรจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้การสูญเสียเนื่องจากการนำกระแส (Conduction Lose) ของอุปกรณ์เหล่านี้มีค่าเพิ่มขึ้นตามไปส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรมีค่าลดลง การสูญเสียของวงจรที่ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลงได้แสดงในภาคผนวก ข.

5.7 ผลการวัดการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุท



รูปบน : I_O (x: 2ms/DIV) (y: 1A/DIV) รูปล่าง : V_O (x: 2ms/DIV) (y: 5V/DIV)

รูปที่ 5.15 รูปคลื่นผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 0.66 เป็น 2A

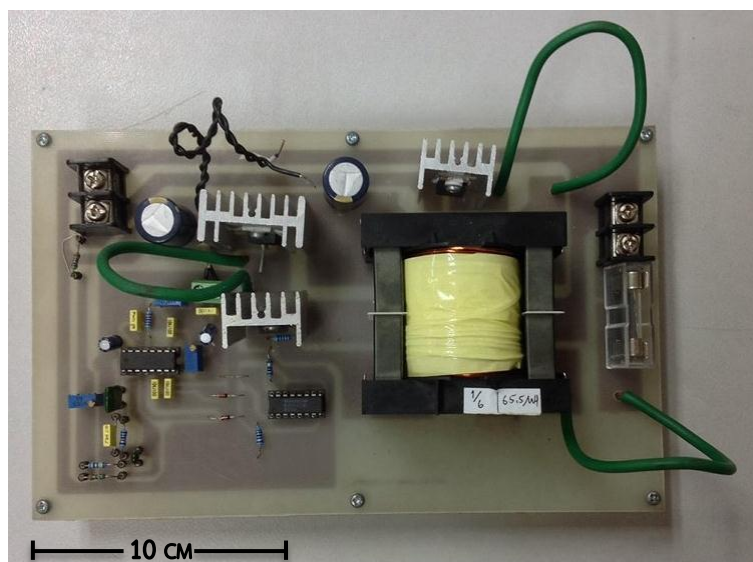
ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทต่อกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 0.66A เป็น 2A แสดงในรูปที่ 8 จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุทตกสูงสุดประมาณ 8V (จาก 48V ไปเป็น 40V) และใช้เวลาประมาณ 16ms ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 48V อีกครั้งหนึ่ง

5.8 วงจรเพิงแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยาย 10 เท่า

เพื่อเป็นการยืนยันว่าวงจรเพิงแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ สามารถให้อัตราขยายในช่วงกว้างได้จริง ในหัวข้อนี้นำเสนอผลการทดสอบวงจรเพิงแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า Schematic ของวงจรที่อัตราขยาย 10 เท่านี้จะเหมือนกับวงจรที่อัตราขยาย 4 เท่า โดยค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจรแสดงดังตารางที่ 5.6 และวงจรต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.16

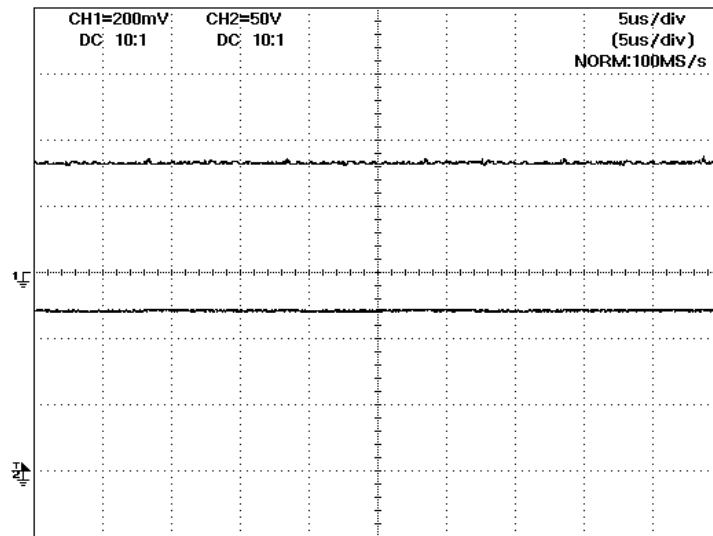
ตารางที่ 5.6 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบวงจรเพิงแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า

พารามิเตอร์	ค่า			
C_1	180 μ F			
C_2	180 μ F			
L_m	3.2	59.5 μ H	6	65.5 μ H
R	200 Ω -400 Ω			
D_1	MBRF20100CT			
D_2	MUR1520			
MOSFET	IRF3710PBF			
PWM control IC	UC3825			
Voltage buffer IC	CD4050			

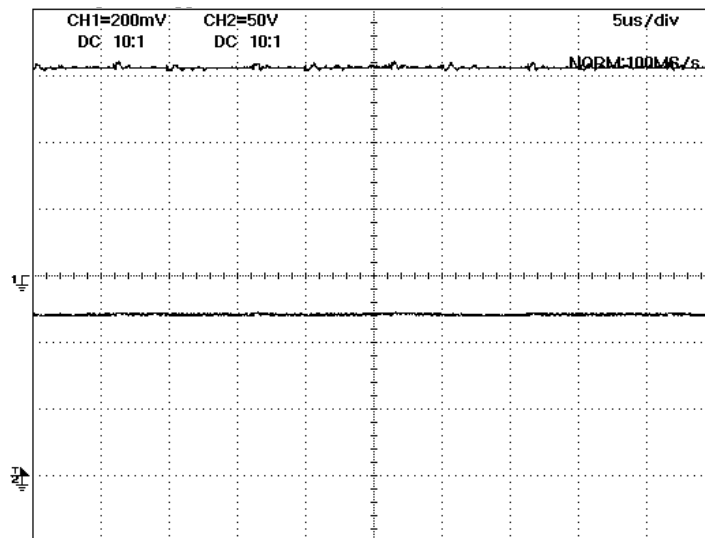


รูปที่ 5.16 วงจรเพิงแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า

5.8.1 ผลการวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุต



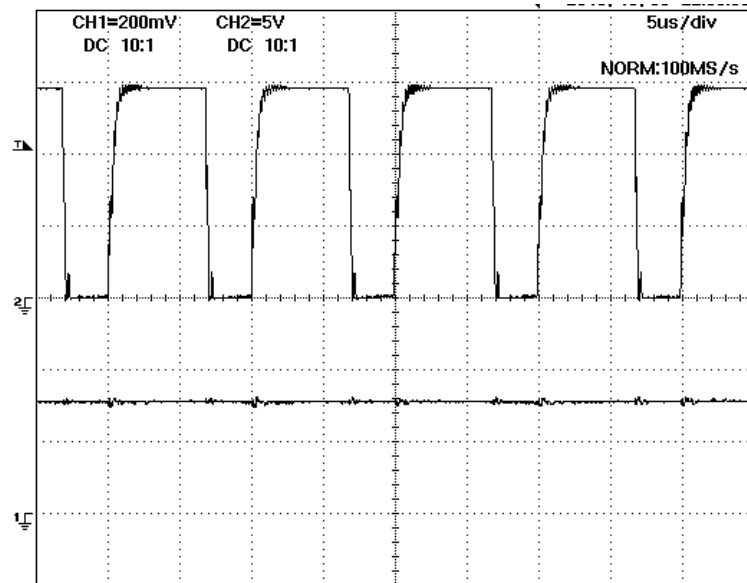
รูปบน : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.5\text{A}/\text{DIV}$) รูปล่าง : V_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $50\text{V}/\text{DIV}$)
รูปที่ 5.17 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 0.3A



รูปบน : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.5\text{A}/\text{DIV}$) รูปล่าง : V_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $50\text{V}/\text{DIV}$)
รูปที่ 5.18 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 0.6A

จากรูปที่ 5.17 และ 5.18 เป็นผลการวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 3.2$ พบว่าวงจรสามารถรักษาแรงดัน 120V ที่กระแสโหลด 0.3A และ 0.6A ได้

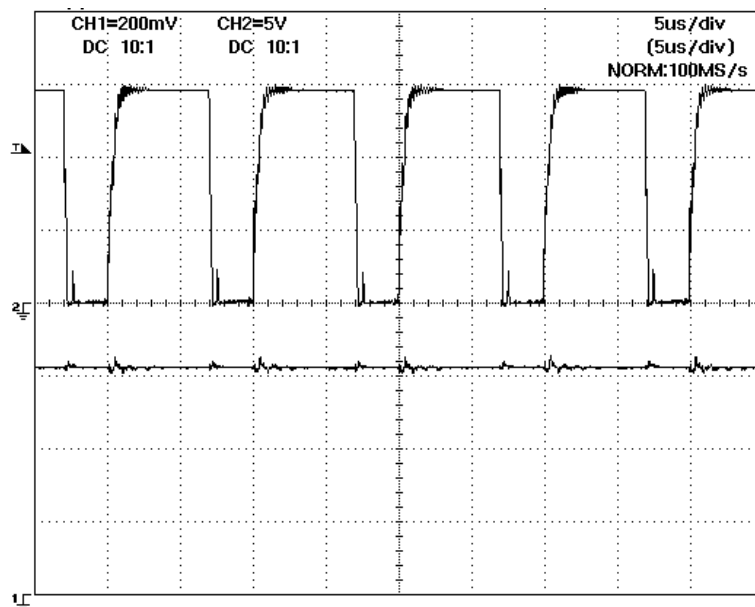
5.8.2 ผลการวัดสัญญาณตัวชี้เซลล์



รูปบน : D (x: 5 μ s/DIV) (y: 5V/DIV) รูปล่าง : I_O (x: 5 μ s/DIV) (y: 0.2A/DIV)

รูปที่ 5.19 รูปคลื่นตัวชี้เซลล์ที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 0.3A

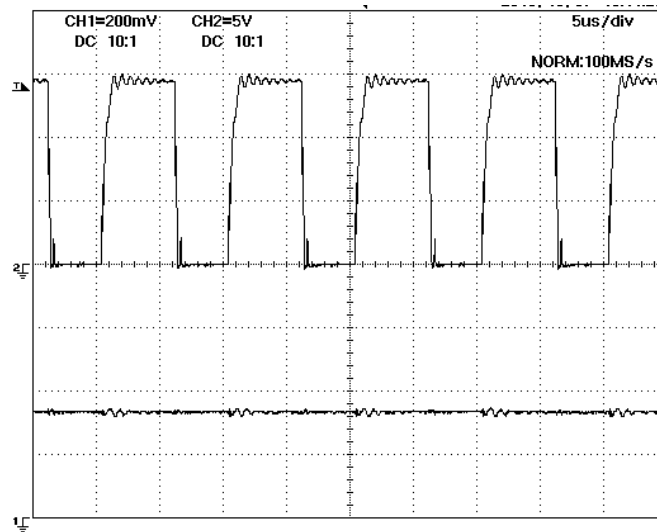
ของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 3.2$



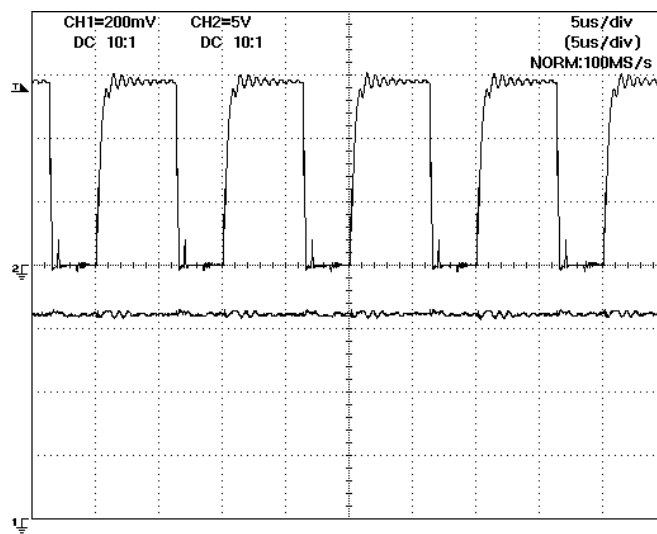
รูปบน : D (x: 5 μ s/DIV) (y: 5V/DIV) รูปล่าง : I_O (x: 5 μ s/DIV) (y: 0.2A/DIV)

รูปที่ 5.20 รูปคลื่นตัวชี้เซลล์ที่ขา Gate ของมอสเฟตที่กระแสโหลด 0.6A

ของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 3.2$



รูปบน : D (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $5\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.2\text{A}/\text{DIV}$)
 รูปที่ 5.21 รูปคลื่นดิวิต์เซเคิลที่ขา Gate ของมอสเฟดที่กระแสไหลลด 0.3A
 ของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 6$



รูปบน : D (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $5\text{V}/\text{DIV}$) รูปล่าง : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.2\text{A}/\text{DIV}$)
 รูปที่ 5.22 รูปคลื่นดิวิต์เซเคิลที่ขา Gate ของมอสเฟดที่กระแสไหลลด 0.6A
 ของวงจร IBFC ที่ $N_2/N_1 = 6$

ผลการวัดสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลที่ขา Gate ของมอสเฟตแสดงในรูปที่ 5.19 และ รูปที่ 5.20 จะเห็นว่า ค่าดิฟเฟอเรนเชียลเท่ากับ 70% และ 73% ที่กระแสโหลด 0.3A และ 0.6A ตามลำดับ (ค่าดิฟเฟอเรนเชียลทาง ทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 68%) และในรูปที่ 5.19 และ รูปที่ 5.20 จะเห็นว่าค่าดิฟเฟอเรนเชียลเท่ากับ 70% และ 73% ที่กระแสโหลด 0.3A และ 0.6A ตามลำดับ (ค่าดิฟเฟอเรนเชียลทางทฤษฎีมีค่าเท่ากับ 68%) สอดคล้องกับทางทฤษฎีคือที่อัตราขยายเท่ากัน เมื่ออัตราส่วนขดลวดทุติยภูมิต่อปฐมภูมิเพิ่มขึ้น ค่าดิฟเฟอเรนเชียลจะลดลง

บทที่ 6

การเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจร

6.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจร QBC และ IBFC ต้นแบบ โดยอาศัยข้อมูลการทดสอบในบทที่ 4 และ 5 การเปรียบเทียบสมรรถนะจะพิจารณาจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร (Component count) กระแสอินพุท (Input current) พิกัดของอุปกรณ์สวิตช์ (Component Rating) ประสิทธิภาพของวงจร (Efficiency) และผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุท (Output response)

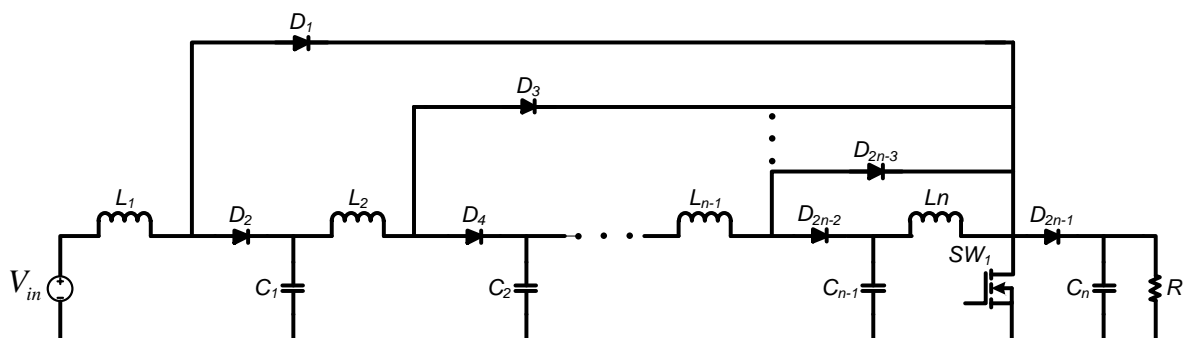
6.2 จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร

ตารางที่ 6.1 จำนวนอุปกรณ์ในวงจร

อุปกรณ์	QBC	IBFC
ตัวเหนี่ยวนำ	2	1
ไดโอด (D)	3	2
ตัวเก็บประจุ (C)	2	2
สวิตช์มอสเฟต (SW)	1	1

จากตารางที่ 6.1 จะเห็นว่าวงจร QBC ใช้ไดโอดและตัวเหนี่ยวนำมากกว่าวงจร IBFC อย่างละ 1 ตัว

6.3 การเพิ่มอัตราส่วนการแปลงแรงดัน



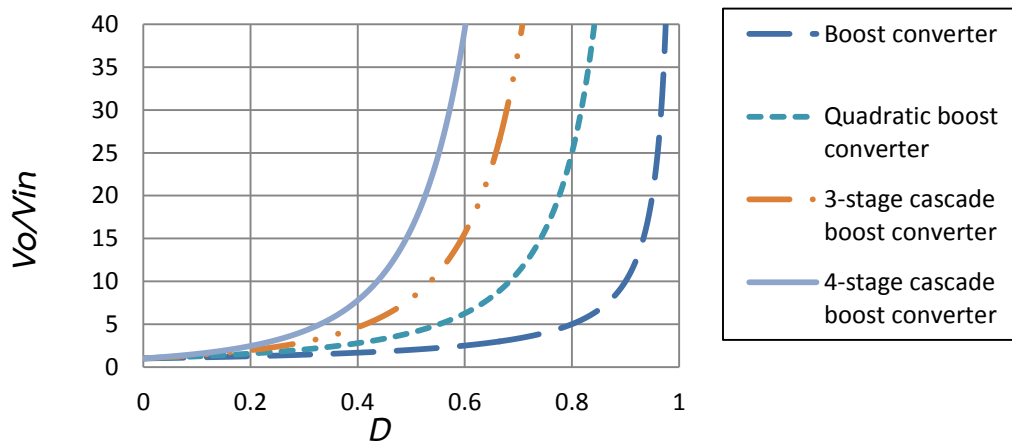
รูปที่ 6.1 วงจรบูสต์อนุกรมที่ใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว

วงจร QBC สามารถเพิ่มอัตราส่วนการแปลงแรงดันโดยการเพิ่มจำนวน stage โดยใน 1 stage ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัว ไดโอด 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 6.1 ความสัมพันธ์

ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตของ N-stage cascade boost converter with one active switch จะเป็นไปตามสมการที่ 6.1

$$V_o = \frac{V_{in}}{(1-D)^n} \quad (6.1)$$

โดย n คือ จำนวน stage

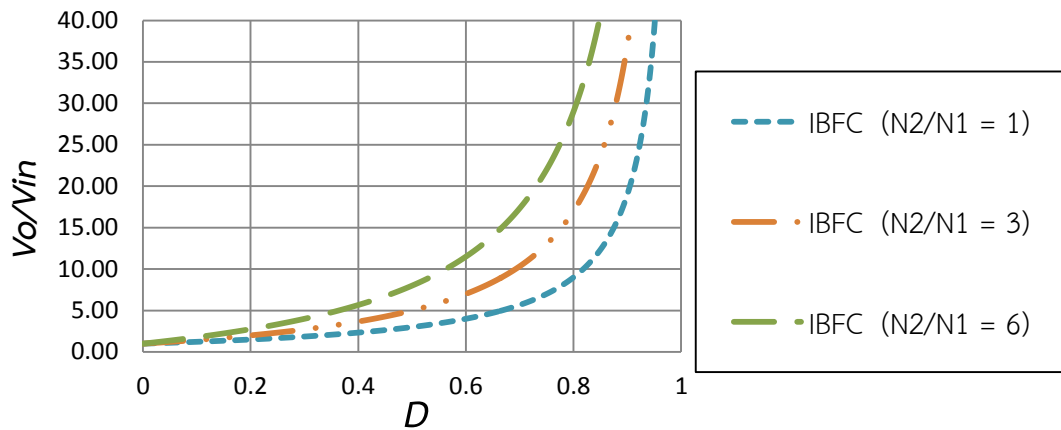


รูปที่ 6.2 อัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจร N-stage cascade boost converter กรณีที่ N = 1, 2, 3, 4

จากกราฟรูปที่ 6.2 เมื่อพิจารณาที่ค่าตัวชี้ไขเคลดงที่ค่าหนึ่ง จะเห็นว่าอัตราส่วนการแปลงแรงดันจะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวน stage เพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามข้อเสียของการเพิ่มจำนวน stage คือจำนวนอุปกรณ์ที่เพิ่มขึ้นและประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรลดลงเนื่องจากค่าความสูญเสียในอุปกรณ์สวิตซ์ที่เพิ่มขึ้น

วงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ สามารถเพิ่มอัตราส่วนการแปลงแรงดันโดยเพิ่มอัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิต่อปฐมภูมิ (N_2/N_1) ดังแสดงในสมการที่ (6.2)

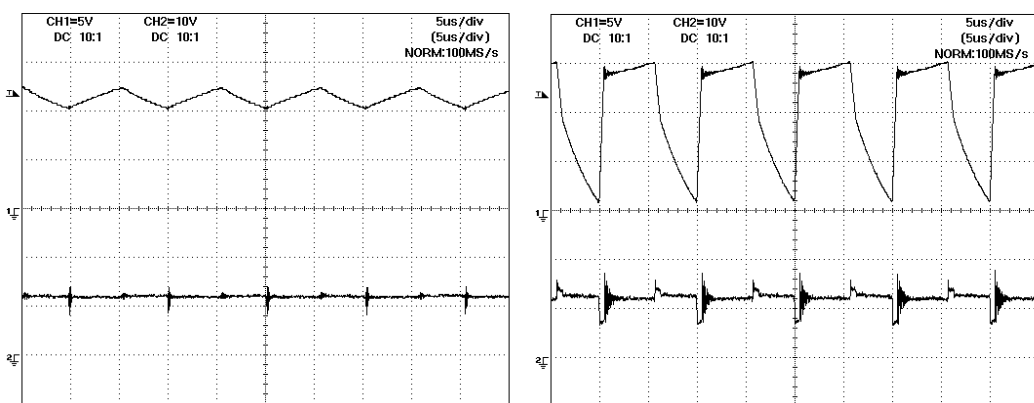
$$V_o = \frac{V_{in} \left(1 + D \frac{N_2}{N_1} \right)}{(1-D)} \quad (6.2)$$



รูปที่ 6.3 อัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจรเพิ่มแรงดันบูสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วนขดลวดทุติยภูมิต่อปฐมภูมิที่เพิ่มขึ้น

จากกราฟรูปที่ 6.3 เมื่อพิจารณาที่ค่าตัวที่ใช้เคลคกที่ค่าหนึ่ง จะเห็นว่าอัตราส่วนการแปลงแรงดันจะเพิ่มขึ้น เมื่ออัตราส่วนขดลวดทุติยภูมิต่อปฐมภูมิเพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามข้อเสียของการเพิ่มอัตราส่วน N_2 / N_1 คือ แรงดันฝั่งขดลวดทุติยภูมิจะมีค่ามากขึ้นซึ่งส่งผลให้แรงดันคร่อมไดโอด D_2 และตัวเก็บประจุ C_2 ฝั่งทุติยภูมิมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นพิกัดกำลังไฟฟ้าของ D_2 และ C_2 ที่ใช้จึงมีค่าสูงขึ้นด้วย นอกจากนี้การเพิ่มอัตราส่วน N_2 / N_1 ยังส่งผลต่อกระแสฝั่งปฐมภูมิของตัวเหนี่ยวนำรวมกล่าวคือ กระแสอินพุท (I_{in}) กระแสสวิตช์ (I_{sw}) และกระแสไดโอด D_1 (I_{D1}) มีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วย ดังนั้นพิกัดกระแสของสวิตช์และไดโอด D_1 ที่ใช้จึงต้องมีค่าสูงขึ้นด้วย

6.4 กระแสอินพุท



(ก) วงจร QBC

รูปบน : i_{L1} (x: 5µs/DIV) (y: 5A/DIV)
รูปล่าง : V_{in} (x: 5µs/DIV) (y: 10V/DIV)

(ข) วงจร IBFC

รูปบน : i_{in} (x: 5µs/DIV) (y: 5A/DIV)
รูปล่าง : V_{in} (x: 5µs/DIV) (y: 10V/DIV)

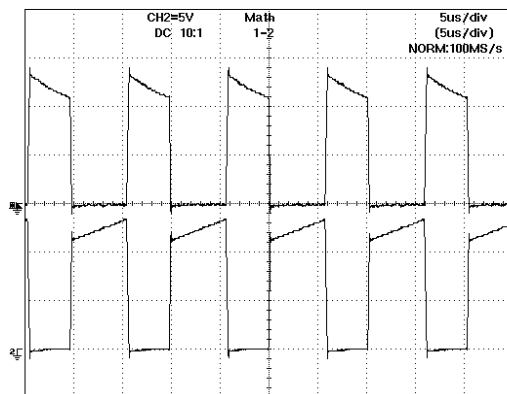
รูปที่ 6.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันอินพุทของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A

ตารางที่ 6.2 ค่ากระแสอินพุตเฉลี่ย กระแสอินพุต RMS และริบเปิ้ลกระแสอินพุตของวงจร QBC และ IBFC

I_o (A)	QBC			IBFC		
	i_{L1} (A)		Δi_{L1}	i_{in} (A)		Δi_{in} (A)
	AVG	RMS		AVG	RMS	
0.5	2.4	2.5	1.6	2.3	2.54	3
1	6.9	6.91	1.65	6.8	5.41	6.5
1.5	7.87	7.89	1.8	7.4	8.23	9
2	11.4	11.42	2.2	10.7	11.8	13

จากรูปที่ 6.4 และ ตารางที่ 6.2 จะเห็นว่าค่ากระแสเฉลี่ยของทั้งสองวงจรมีค่าใกล้เคียงกัน แต่ค่าริบเปิ้ลกระแสอินพุตของวงจร IBFC มีค่ามากกว่าวงจร QBC อย่างเห็นได้ชัด โดยเฉพาะที่สภาวะกระแสโหลดสูง กระแสอินพุตที่ไม่ราบเรียบของ IBFC ส่งผลให้แรงดันอินพุตมีการกระเพื่อมขึ้นลงมากกว่าในกรณีของวงจร QBC ดังแสดงในรูปที่ 6.4 ผลจากแรงดันอินพุตที่มีการกระเพื่อมนี้ถูกสะท้อนไปยังแรงดันเอาต์พุตของวงจร IBFC ดังแสดงในรูปที่ 4.25 นอกจากนี้จะเห็นว่ากระแสอินพุต RMS ของวงจร IBFC มีค่ามากกว่าวงจร QBC กระแสอินพุต RMS ที่สูงนี้ทำให้เกิดการสูญเสียในสายตัวนำระหว่างแหล่งจ่ายกับวงจรมีค่าเพิ่มขึ้น

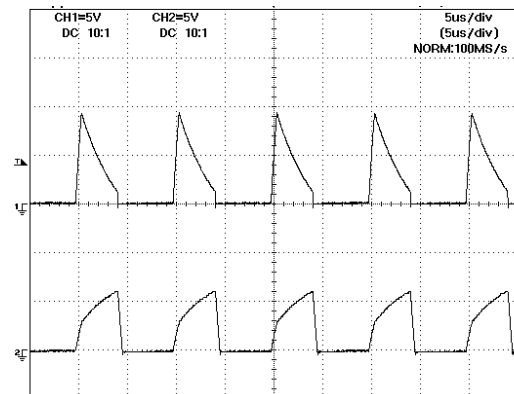
6.5 พิกัดของอุปกรณ์สวิตช์



(ก) วงจร QBC

รูปบน : I_{D1} (x: 5 μ s/DIV) (y: 5A/DIV)

รูปล่าง : I_{D2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 5A/DIV)

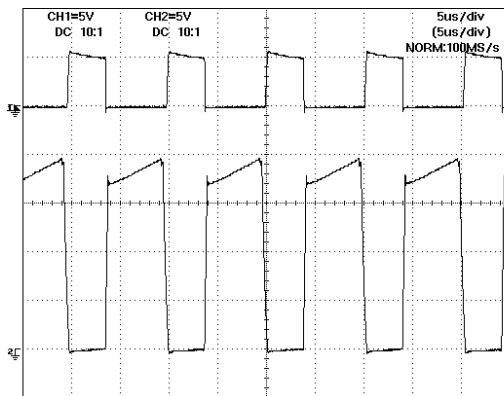


(ข) วงจร IBFC

รูปบน : I_{D1} (x: 5 μ s/DIV) (y: 5A/DIV)

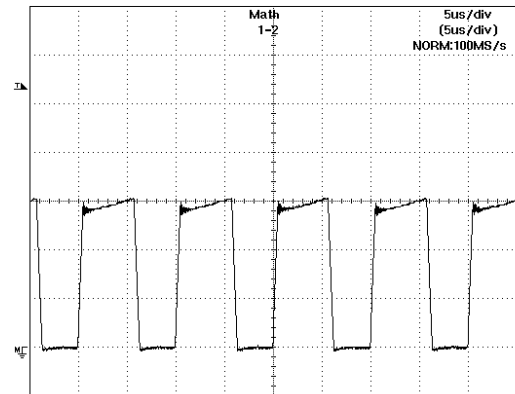
รูปล่าง : I_{D2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 5A/DIV)

รูปที่ 6.5 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_1 และ D_2 ของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A



(ก) วงจร QBC

รูปบน : i_{D3} (x: 5μs/DIV) (y: 5A/DIV)
รูปล่าง : i_{SW} (x: 5μs/DIV) (y: 5A/DIV)



(ข) วงจร IBFC

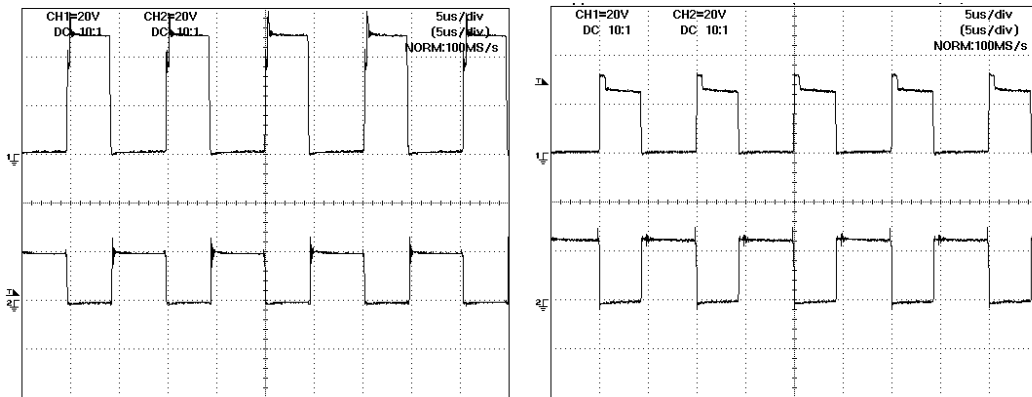
i_{SW} (x: 5μs/DIV) (y: 5A/DIV)

รูปที่ 6.6 รูปคลื่นกระแสไดโอด D_3 และสวิตช์ของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A

ตารางที่ 6.3 กระแสเฉลี่ยสวิตช์และไดโอดของวงจร QBC และ IBFC

i_o (A)	QBC				IBFC		
	i_{SW} (A)	i_{D1} (A)	i_{D2} (A)	i_{D3} (A)	i_{SW} (A)	i_{D1} (A)	i_{D2} (A)
0.5	1.93	1.3	1.1	0.5	1.66	0.54	0.47
1	4	2.36	2.28	1	3.75	1	0.98
1.5	6.6	3.58	6.3	1.47	5.3	1.5	1.48
2	10.52	5.3	6	1.8	7.7	2	1.8

จากรูปที่ 6.5 และ 6.6 และตารางที่ 6.3 จะเห็นว่าค่ากระแสเฉลี่ยสวิตช์และ ไดโอดของวงจร QBC มีค่ามากกว่าวงจร IBFC ดังนั้นสวิตช์และไดโอดในวงจร QBC มีความเครียดเนื่องจากกระแส (Current stress) มากกว่าและต้องใช้อุปกรณ์ที่มีพิกัดกระแสสูงกว่าวงจร IBFC



(ก) วงจร QBC

(ข) วงจร IBFC

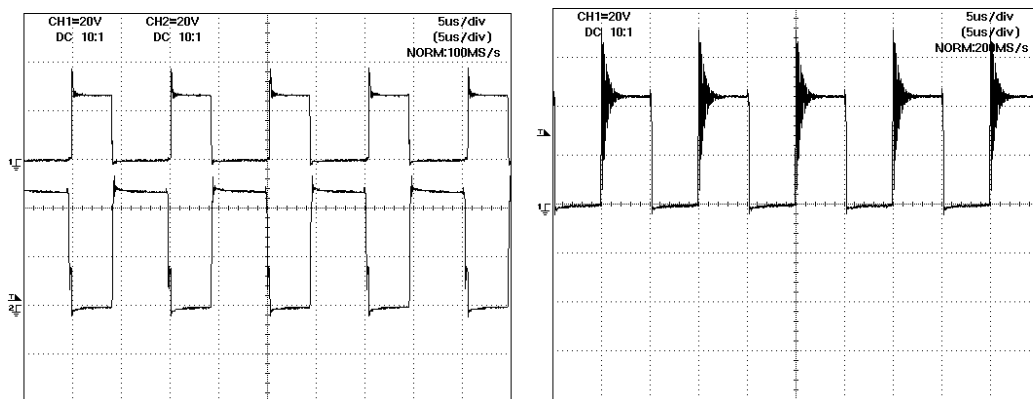
รูปบน : V_{SW} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)

รูปบน : V_{SW} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)

รูปล่าง : V_{D1} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)

รูปล่าง : V_{D1} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)

รูปที่ 6.7 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด $D1$ ของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A



(ก) วงจร QBC

(ข) วงจร IBFC

รูปบน : V_{D2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)

V_{D2} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)

รูปล่าง : V_{D3} (x: 5 μ s/DIV) (y: 20V/DIV)

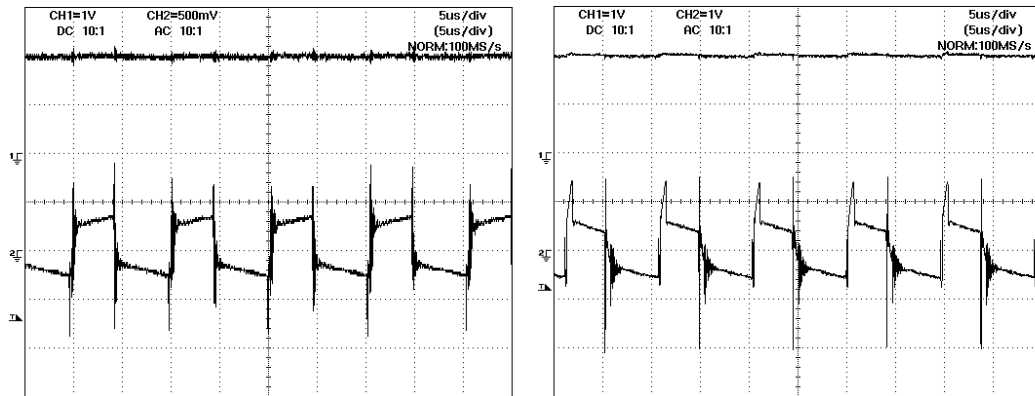
รูปที่ 6.8 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด $D2$ และ $D3$ ของวงจร QBC และ IBFC ที่กระแสโหลด 2A

ตารางที่ 6.4 แรงดันคร่อมสวิตช์ และไดโอดของวงจร QBC และ IBFC

I_o (A)	QBC				IBFC		
	V_{SW} (V)	V_{D1} (V)	V_{D2} (V)	V_{D3} (V)	V_{SW} (V)	V_{D1} (V)	V_{D2} (V)
0.5	48.05	24	26.05	48.05	24	24	48
1	48.03	24	25.03	48.03	26.12	26.12	48.12
1.5	48.08	24	27.08	48.08	26.57	26.57	48.57
2	48.05	24	28.05	48.05	25	25	49

จากรูปที่ 6.7 และ 6.8 และตารางที่ 6.4 จะเห็นว่าค่าแรงดันคร่อมสวิตช์ของวงจร QBC มีค่ามากกว่า IBFC โดยแรงดันคร่อมสวิตช์ของวงจร QBC มีค่าเท่ากับแรงดันเอาต์พุต แต่แรงดันคร่อมสวิตช์ของวงจร IBFC มีค่าเท่ากับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ดังนั้นสวิตช์ในวงจร QBC มีความเครียดเนื่องจากแรงดัน (Voltage stress) มากกว่าและต้องใช้อุปกรณ์ที่มีพิกัดแรงดันสูงกว่าวงจร IBFC

6.6 รีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุต



(ก) วงจร QBC

รูปบน : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $1\text{A}/\text{DIV}$)
รูปล่าง : ΔV_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $0.5\text{V}/\text{DIV}$)

(ข) วงจร IBFC

รูปบน : I_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $1\text{A}/\text{DIV}$)
รูปล่าง : ΔV_o (x: $5\mu\text{s}/\text{DIV}$) (y: $1\text{V}/\text{DIV}$)

รูปที่ 6.9 รูปคลื่นรีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 2A

ตารางที่ 6.5 รีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตของวงจร QBC และ IBFC

I_o (A)	ΔV_o (V)	
	QBC	IBFC
0.5	0.14	0.4
1	0.25	0.6
1.5	0.50	0.8
2	0.68	1

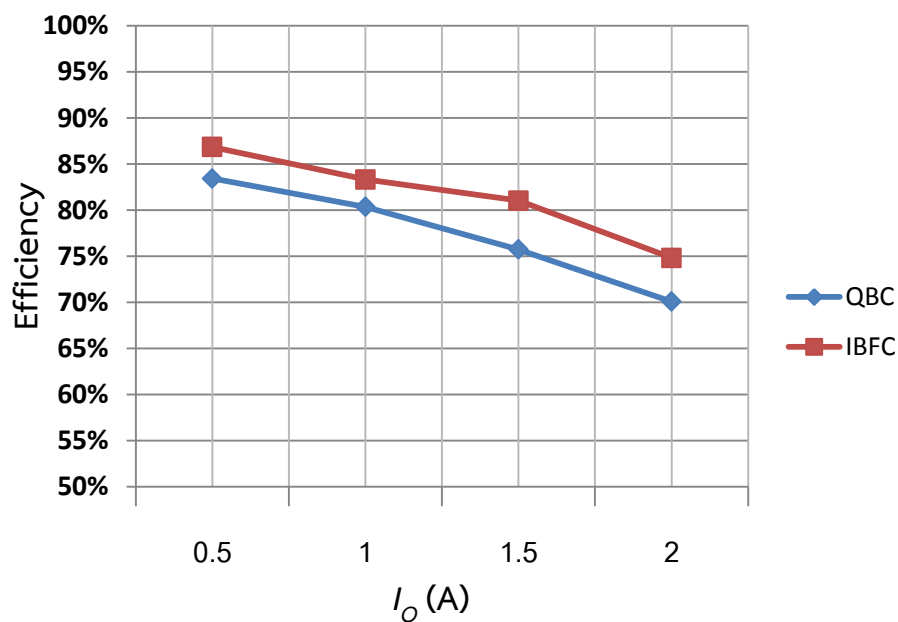
จากรูปที่ 6.9 และ ตารางที่ 6.5 จะเห็นว่าค่ารีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตของวงจร QBC มีค่าน้อยกว่าวงจร IBFC โดยเฉลี่ยประมาณครึ่งหนึ่ง เป็นผลมาจากค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตรวมของวงจร QBC มีค่าเท่ากับ $110\mu\text{F}$ ($C_2=110\mu\text{F}$) ซึ่งมีค่าเป็นสองเท่าค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตรวมของวงจร IBFC ซึ่งมีค่าเท่ากับ $55\mu\text{F}$ ($C_1=110\mu\text{F}$ ต่ออนุกรมกับ $C_2=110\mu\text{F}$) จากผลที่ได้ดังกล่าวถ้าตัวเก็บประจุเอาต์พุตรวมของวงจรทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน รีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตก็จะมีค่าใกล้เคียงกันด้วย

6.7 ประสิทธิภาพของวงจร

ตารางที่ 6.6 ผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจร QBC และ IBFC

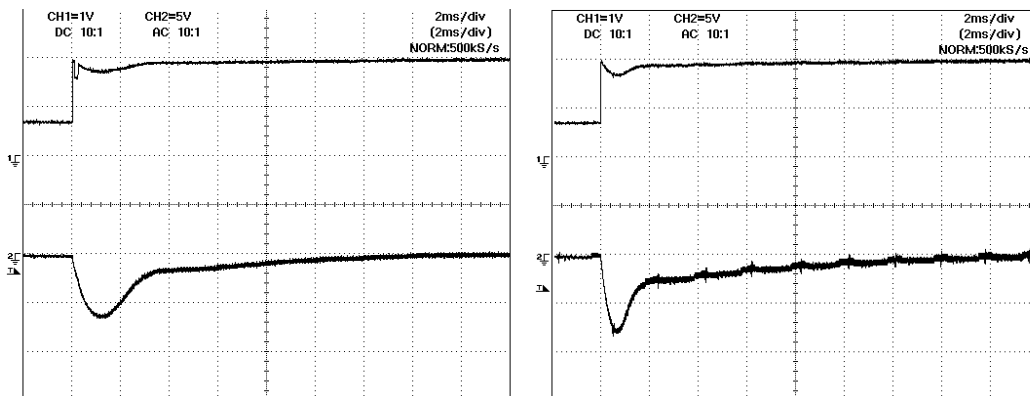
QBC					IBFC				
Output		Input		Efficiency	Output		Input		Efficiency
I	V	I	V		I	V	I	V	
0.5	48.05	2.4	12.0	83%	0.5	48.02	2.3	12.02	87%
1	48.03	6.9	12.2	80%	1	48.03	6.8	12.01	83%
1.5	48.08	7.87	12.1	76%	1.5	48.01	7.4	12.01	81%
2	48.05	11.4	12.03	70%	2	48.03	10.7	12.00	75%

จากตารางที่ 6.6 และกราฟรูปที่ 6.10 จะเห็นว่าวงจร QBC มีประสิทธิภาพของวงจรต่ำกว่าวงจร IBFC ตลอดย่นการทำงาน เป็นผลมาจากวงจร QBC มีค่าความสูญเสียรวมมากกว่าวงจร IBFC เนื่องจากใช้จำนวนไดโอดที่มากกว่า และกระแสไดโอดและสวิตช์เฉลี่ยมีค่าสูงกว่า เป็นต้น



รูปที่ 6.10 กราฟแสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร QBC และ IBFC

6.8 ผลการวัดการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทของวงจร QBC และ IBFC



(ก) QBC

รูปบน : I_o (x: 2ms/DIV) (y: 1A/DIV)
รูปล่าง : V_o (x: 2ms/DIV) (y: 5V/DIV)

(ข) IBFC

รูปบน : I_o (x: 2ms/DIV) (y: 1A/DIV)
รูปล่าง : V_o (x: 2ms/DIV) (y: 5V/DIV)

รูปที่ 6.11 รูปคลื่นผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน จาก 0.66 เป็น 2A ของวงจร QBC และ IBFC

จากรูปที่ 6.11 จะเห็นว่าในกรณีของวงจร QBC แรงดันเอาต์พุทตกสูงสุดมีค่า 6.5V และใช้เวลาประมาณ 14ms ในการเข้าสู่สภาวะคงตัว ในกรณีของวงจร IBFC แรงดันเอาต์พุทตกสูงสุดมีค่า 8V และใช้เวลาประมาณ 16ms ในการเข้าสู่สภาวะคงตัว นั่นคือผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุทของวงจร QBC ดีกว่า IBFC ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุทจะขึ้นอยู่กับวงจรชดเชย (Compensation circuit) ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้วงจรชดเชย [4] ที่ถูกออกแบบให้เหมาะสมกับวงจร QBC ทั้งสองวงจร หากออกแบบวงจรชดเชยใหม่ให้เหมาะสมกับวงจร IBFC ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุทของวงจร IBFC จะดีขึ้น

บทที่ 7

สรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ และทดสอบสมรรถนะ วงจรควอดเตรตคิบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยายสูง โดยวงจรทั้งสองมี Specification ที่เหมือนกันคือ $V_{in} = 12V$, $V_o = 48V$, $I_o = 0.5 - 2A$ ความถี่สวิตช์ 100kHz

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรควอดเตรตคิบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ถูกแสดงอยู่ในบทที่ 2 และ 3 ตามลำดับ ผลการซิมูเลชันยืนยันว่าวงจรที่ออกแบบมีการทำงานเป็นไปตาม Specification ที่กำหนด การทดสอบวงจรต้นแบบทั้งสองประเภท ถูกแสดงในบทที่ 4 และ 5 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรทั้งสองแสดงในบทที่ 6 ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

1. จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร QBC มีมากกว่าวงจร IBFC
2. การเพิ่มอัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจร QBC ทำได้โดยการเพิ่มจำนวน stage ที่ต่ออนุกรมกัน ในขณะที่วงจร IBFC ทำได้โดยการเพิ่มอัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิต่อปฐมภูมิ
3. กระแสอินพุทเฉลี่ยของทั้งสองวงจรมีค่าใกล้เคียงกัน แต่ค่าริปเปิ้ลกระแสอินพุทของวงจร IBFC มีค่ามากกว่าวงจร QBC
4. กระแสเฉลี่ยสวิตช์และ ไดโอดของวงจร QBC มีค่ามากกว่าวงจร IBFC ดังนั้นสวิตช์และไดโอดในวงจร QBC ต้องใช้อุปกรณ์ที่มีพิกัดกระแสสูงกว่าวงจร IBFC
5. แรงดันคร่อมสวิตช์ของวงจร QBC มีค่ามากกว่าวงจร IBFC ดังนั้นสวิตช์ในวงจร QBC ต้องใช้อุปกรณ์ที่มีพิกัดแรงดันสูงกว่าวงจร IBFC
6. ริปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุทของวงจร QBC มีค่าใกล้เคียงกับวงจร IBFC เมื่อค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุทรวมมีค่าเท่ากัน
7. วงจร QBC มีประสิทธิภาพต่ำกว่าวงจร IBFC ตลอดย่านการทำงาน

กล่าวโดยสรุปวงจร IBFC มีสมรรถนะดีกว่าวงจร QBC ทุกด้าน ยกเว้นในด้านริปเปิ้ลกระแสอินพุทที่วงจร IBFC จะดีน้อยกว่าวงจร QBC

เอกสารอ้างอิง

- [1]. Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [2]. Jorge Alberto Morales-Saldaña, Roberto Galarza-Quirino, Jesús Leyva-Ramos, “Modeling and Control of a Cascaded Boost Converter with a Single Switch, 591-596, *IEEE Trans*, 2006.
- [3]. M.G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, E.E. Carbajal-Gutiérrez, and J.A. Morales-Saldaña, 2007, “Modeling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch”, 478-487, *IET Power Electronics*, Vol. 1, No. 4, 2008.
- [4]. เกศสุตา การะเกษ, “การจำลองและออกแบบวงจรควอดเทรทิก ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2556.
- [5]. K.C. Tseng, and T.J. Liang, 2003, “Novel high-efficiency step-up converter”, *IEE Proceedings –Electronics Power Applied*, Vol. 151, No. 2, March 2004.
- [6]. T.J. Liang, and K.C. Tseng, 2005, “Analysis of integrated boost-flyback step-up converter”, *IEE Proceedings –Electronics Power Applied*, Vol. 152, No. 2, March 2005.

ภาคผนวก ก

การออกแบบวงจรควอดเตรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ และ
วงจรบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า

ก.1 การออกแบบวงจรควอดเรทีคบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า

ข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical specification) ของวงจรเป็นดังนี้

แรงดันอินพุท	$V_S = 12V$
แรงดันเอาพุท	$V_O = 120V,$
ความถี่สวิตช์	$f_S = 100kHz$
กระแสเอาพุท	$I_O = 0.3A-0.6A \Rightarrow I_{O, \min} = 0.3A, I_{O, \max} = 0.6A$
ค่าความต้านทานเอาพุท	
$R = 60\Omega-240\Omega$	$\Rightarrow R_{\min} = 60\Omega, R_{\max} = 240\Omega$
กำลังไฟฟ้าเอาพุท	
$P_O = 36W-72W$	$\Rightarrow P_{O, \min} = 36W, P_{O, \max} = 72W$
ค่าริปเปิลกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1	$\Delta i_{L1} = 20\%I_{L1}$
ค่าริปเปิลกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_2	$\Delta i_{L2} = 50\%I_{L2}$
ค่าริปเปิลแรงดันคร่อมตัวเก็บ C_1	$\Delta V_{C1} = 4\%V_{C1}$
ค่าริปเปิลแรงดันคร่อมตัวเก็บ C_2	$\Delta V_{C2} = 4\%V_{C2}$

จาก Specification ที่กำหนดสามารถออกแบบวงจรได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้
ขั้นตอนที่ 1 คำนวณค่าดีวีทีไซเคิล

จากสมการที่ (2.31) สามารถคำนวณค่าดีวีทีไซเคิลได้โดยแทนค่า $V_{in} = 12V, V_O = 120$ จะได้

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{1}{(1-D)^2} \Rightarrow D = 0.684$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (2.41) และ (2.42) สามารถหาค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ได้ดังนี้

$$I_{L1, \min} = \frac{I_{O, \min}}{(1-D)^2} = \frac{0.3}{(1-0.684)^2} = 3A$$

$$I_{L1, \max} = \frac{I_{O, \max}}{(1-D)^2} = \frac{0.6}{(1-0.684)^2} = 6A$$

$$I_{L2, \min} = \frac{I_{O, \min}}{(1-D)^2} = \frac{0.5}{(1-0.684)^2} = 0.95A$$

$$I_{L2, \max} = \frac{I_{o, \max}}{(1-D)^2} = \frac{0.6}{(1-0.684)^2} = 1.9\text{A}$$

จากสมการที่ (2.50) สามารถคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$L_{1, \min} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L1, \max} f_s} = \frac{12 \times 0.684}{0.2 \times 6 \times 100 \times 10^3} = 68.4 \mu\text{H}$$

$$L_{2, \min} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L1, \min} (1-D) f_s} = \frac{12 \times 0.684}{0.2 \times 1.9 \times (1-0.684) \times 100 \times 10^3} = 0.68\text{mH}$$

จากสมการที่ (2.51) สามารถคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ L_2

$$L_{1, \max} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L2, \max} f_s} = \frac{12 \times 0.684}{0.2 \times 3 \times 100 \times 10^3} = 136.8 \mu\text{H}$$

$$L_{2, \max} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L2, \min} (1-D) f_s} = \frac{12 \times 0.684}{0.4 \times 0.95 \times (1-0.684) \times 100 \times 10^3} = 1.37\text{mH}$$

ต้องเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำให้มากกว่าค่าที่คำนวณได้เพื่อให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องในที่นี้
เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_1 = 463 \mu\text{H}$ ขดลวดใช้แผ่นทองแดงบาง (Copper strips) กว้าง 18mm พันบนแกน ETD-5901 จำนวน 20 รอบ และตัวเหนี่ยวนำ $L_2 = 797.5 \mu\text{H}$ ขดลวดใช้เบอร์ AWG#20 จำนวน 5 เส้นพันขนานกันบนแกน ETD-5901 จำนวน 32 รอบ

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุท

จากสมการที่ (2.28) และ (2.30) สามารถคำนวณหาค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ได้ดังนี้

$$V_{C1} = \frac{V_s}{1-D} = \frac{12}{1-0.684} = 37.97\text{V}$$

$$V_{C2} = \frac{V_s}{(1-D)^2} = \frac{12}{(1-0.684)^2} = 120.17\text{V}$$

จากสมการที่ (2.46) และ (2.47) สามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2

ที่ $R = 24 \Omega$

$$C_{1, \max} = \frac{I_{o, \max} D}{\Delta v_{C1} (1-D) f_s} = \frac{0.6 \times 0.684}{37.97 \times 0.04 \times (1-0.684) \times 100 \times 10^3} = 8.6 \mu\text{F}$$

$$C_{2, \max} = \frac{I_{o, \max} D}{\Delta v_{C2} f_s} = \frac{0.6 \times 0.684}{120.17 \times 0.04 \times 100 \times 10^3} = 0.85 \mu\text{F}$$

ที่ $R = 96 \Omega$

$$C_{1, \min} = \frac{I_{o, \min} D}{\Delta v_{C1} (1-D) f_s} = \frac{0.3 \times 0.684}{37.97 \times 0.04 \times (1-0.684) \times 100 \times 10^3} = 4.27 \mu\text{F}$$

$$C_{2, \min} = \frac{I_{o, \min} D}{\Delta v_{C2} f_s} = \frac{0.3 \times 0.684}{120.17 \times 0.04 \times 100 \times 10^3} = 0.427 \mu\text{F}$$

กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$I_{C1 \text{ rms}} = \sqrt{D I_{L2 \max}^2 + (1-D) (I_{L1 \max} - I_{L2 \max})^2} = 2.79 \text{ A}$$

$$I_{C2 \text{ rms}} = \sqrt{D I_{O \max}^2 + (1-D) (I_{L2 \max} - I_{O \max})^2} = 0.88 \text{ A}$$

เลือกตัวเก็บประจุโดยพิจารณาจากแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งเท่ากับ 38V และ 120V ตามลำดับ ในที่นี้เลือกตัวเก็บประจุ C_1 แบบ Electrolytic capacitor ที่มีค่าเท่ากับ 180 μ F ทนแรงดันได้ 100V และตัวเก็บประจุ C_2 แบบ Electrolytic capacitor ที่มีค่าเท่ากับ 180 μ F ทนแรงดันได้ 100V กระแส RMS $I_{C1} = 2.79 \text{ A}$ และ $I_{C2} = 0.88 \text{ A}$

ขั้นตอนที่ 4 เลือกไดโอดและสวิตช์กำลัง

จากสมการที่ (2.32) ถึงสมการที่ (2.39) สามารถหาค่าแรงดันและกระแสของไดโอดและสวิตช์ดังนี้

- ไดโอด D_1 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 37.97 \text{ V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D1} = I_{L1, \max} (1-D) = 1.9 \text{ A}$$

- ไดโอด D_2 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C2} - V_{C1} = 82.2 \text{ V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D2} = I_{L1, \max} D = 4.1 \text{ A}$$

- ไดโอด D_3 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_O = 120.17V$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D3} = I_{L2,max} (1-D) = 0.6A$$

- สวิตช์กำลังมอสเฟต SW ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_O = 120.17V$ และกระแสเฉลี่ยมากกว่า

$$I_{SW} = (I_{L1,max} + I_{L2,max}) D = 5.4A$$

สำหรับ D_1 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MBRF20100CT ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 100V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 20A สำหรับ D_2 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR1520 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 200V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 15A สำหรับ D_3 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ SBR10U150CTFP ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 150V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 10A สำหรับสวิตช์กำลังเลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRFP264 ซึ่งทนแรงดันเดรน-ซอสสูงสุดได้ 250V และกระแสเดรนเฉลี่ยสูงสุด 40A

ก.2 การออกแบบวงจรเพิ่มแรงดันบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราขยาย 10 เท่า โดยใช้ $N_2/N_1=3.2$ และ $N_2/N_1=6$

ข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical specification) ของวงจรเป็นดังนี้

แรงดันอินพุท	$V_{in} = 12V$
แรงดันเอาต์พุท	$V_O = 120V,$
ความถี่สวิตช์	$f_S = 100 \text{ kHz}$
กระแสเอาต์พุท	$I_O = 0.3A - 0.6A \Rightarrow I_{O,min} = 0.3A, I_{O,max} = 0.6A$
ค่าความต้านทานเอาต์พุท	$R = 200 \Omega - 400 \Omega \Rightarrow R_{min} = 200 \Omega, R_{max} = 400 \Omega$
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุท	$P_O = 36 \text{ W} - 72 \text{ W} \Rightarrow P_{O,min} = 36 \text{ W}, P_{O,max} = 72 \text{ W}$
ค่าริปเปิลแรงดันเอาต์พุท	$\Delta V_O = 2\% V_O$

จาก Specification ที่กำหนดสามารถออกแบบวงจรได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1) อัตราส่วนรอบขดลวดทุติยภูมิต่อขดลวดปฐมภูมิ $N_2/N_1 = 3.2$

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณค่าดิวิตีไซเคิล

จากสมการที่ (3.26) สามารถคำนวณค่าดิวิตีไซเคิลได้โดยแทนค่า $V_{in} = 12V, V_O = 120V$ และ $N_2/N_1 = 3.2$ และ $N_2/N_1 = 6$ จะได้

$$V_O = V_{C1} + V_{C2} = \frac{1 + \frac{N_2}{N_1} D}{1 - D} V_{in} \Rightarrow D = 0.681, 0.5625$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (3.48) สามารถคำนวณหาค่า $L_{critical}$ ได้ดังนี้

$$N_2/N_1 = 3.2$$

$$\text{ที่ } R = 200 \Omega$$

$$L_{critical} = \frac{1}{2} \frac{(1-0.681)^2 \times 200 \times 0.681}{100000 \times [1+(2 \times 0.681)]^2} = 6.87 \mu\text{H}$$

$$\text{ที่ } R = 400 \Omega$$

$$L_{critical} = \frac{1}{2} \frac{(1-0.681)^2 \times 400 \times 0.681}{100000 \times [1+(2 \times 0.681)]^2} = 13.7 \mu\text{H}$$

ต้องเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L_m ให้มากกว่า $L_{critical}$ เพื่อให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ในที่นี้เลือกตัวเหนี่ยวนำรวม ($N_2/N_1=3.2$) ที่มีค่า $L_m = 59.55 \mu\text{H}$ ฝังปฐุมภูมิใช้แผ่นทองแดงบาง (Copper strips) กว้าง 25mm พันบนแกน ETD-5901 จำนวน 11 รอบ ฝังทุติยภูมิใช้ลวดเบอร์ AWG#20 จำนวน 2 เส้นขนานกันพันบนแกนเดียวกันจำนวน 36 รอบ

$$N_2/N_1 = 6$$

$$\text{ที่ } R = 200 \Omega$$

$$L_{critical} = \frac{1}{2} \frac{(1-0.5625)^2 \times 200 \times 0.5625}{100000 \times [1+(2 \times 0.5625)]^2} = 23.84 \mu\text{H}$$

$$\text{ที่ } R = 400 \Omega$$

$$L_{critical} = \frac{1}{2} \frac{(1-0.5625)^2 \times 400 \times 0.5625}{100000 \times [1+(2 \times 0.5625)]^2} = 47.68 \mu\text{H}$$

ต้องเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L_m ให้มากกว่า $L_{critical}$ เพื่อให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ในที่นี้เลือกตัวเหนี่ยวนำรวม ($N_2/N_1=6$) ที่มีค่า $L_m = 65.5 \mu\text{H}$ ฝังปฐุมภูมิใช้แผ่นทองแดงบาง (Copper strips) กว้าง 25mm พันบนแกน ETD-5901 จำนวน 11 รอบ ฝังทุติยภูมิใช้ลวดเบอร์ AWG#20 จำนวน 2 เส้นขนานกันพันบนแกนเดียวกันจำนวน 66 รอบ

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณค่าตัวเก็บประจุเอพาร์ทพุท

จากสมการที่ (3.23) และ (3.25) สามารถคำนวณหา V_{C1} และ V_{C2} จะได้

$$N_2/N_1 = 3.2$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \Rightarrow V_{C1} = 37.62 \text{ V}$$

$$V_{C2} = \frac{N_2}{N_1} \times \frac{DV_{in}}{1-D} \Rightarrow V_{C2} = 81.98 \text{ V}$$

จากสมการที่ (3.42) เมื่อแทนค่าความต้านทานโหลด ต่ำสุด และความต้านทานโหลดสูงสุด
จะได้

ที่ $R = 200 \ \Omega$

$$C \geq \frac{D}{R(\Delta V_o/V_o)f} = \frac{0.681}{200 \times 0.02 \times 100000} = 1.7 \mu F$$

ที่ $R = 400 \ \Omega$

$$C \geq \frac{D}{R(\Delta V_o/V_o)f} = \frac{0.681}{400 \times 0.02 \times 100000} = 0.85 \mu F$$

$$N_2/N_1 = 6$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \Rightarrow V_{C1} = 27.43 \text{ V}$$

$$V_{C2} = \frac{N_2}{N_1} \times \frac{DV_{in}}{1-D} \Rightarrow V_{C2} = 92.57 \text{ V}$$

จากสมการที่ (3.42) เมื่อแทนค่าความต้านทานโหลด ต่ำสุด และความต้านทานโหลดสูงสุด
จะได้

ที่ $R = 200 \ \Omega$

$$C \geq \frac{D}{R(\Delta V_o/V_o)f} = \frac{0.5625}{200 \times 0.02 \times 100000} = 1.4 \mu F$$

ที่ $R = 400 \Omega$

$$C \geq \frac{D}{R(\Delta V_o / V_o)f} = \frac{0.5625}{400 \times 0.02 \times 100000} = 0.7 \mu F$$

หากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ใช้ค่า $D = 0.681$ เนื่องจากเป็นค่าสูงสุด

$$I_{C1, rms} = \sqrt{DI_{o, \max}^2 + \frac{I_{o, \max} D^2}{1-D}} = 0.88 \text{ A}$$

$$I_{C2, rms} = \sqrt{DI_{o, \max}^2 + \frac{I_{o, \max} D^2}{1-D}} = 0.88 \text{ A}$$

เลือกตัวเก็บประจุโดยพิจารณาจากแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งเท่ากับ 38V และ 93V ตามลำดับ ในที่นี้เลือกตัวเก็บประจุแบบ Electrolytic capacitor โดยตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 180 μF ทนแรงดันได้ 100V และตัวเก็บประจุ C_2 มีค่าเท่ากับ 180 μF ทนแรงดันได้ 100V ตัวเก็บประจุทั้งสองต้องสามารถทนกระแส RMS ได้มากกว่า $I_{C1, rms} = I_{C2, rms} = 0.88 \text{ A}$

ขั้นตอนที่ 4 เลือกไดโอดและสวิตช์กำลัง

- ไดโอด D_1 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 38 \text{ V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D1} = I_{o, \max} = 0.6 \text{ A}$$

- ไดโอด D_2 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C2} + V_{in}(N_2/N_1) = 165 \text{ V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

$$I_{D2} = I_{o, \max} = 0.6 \text{ A}$$

- สวิตช์กำลังมอสเฟต SW ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 38 \text{ V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า

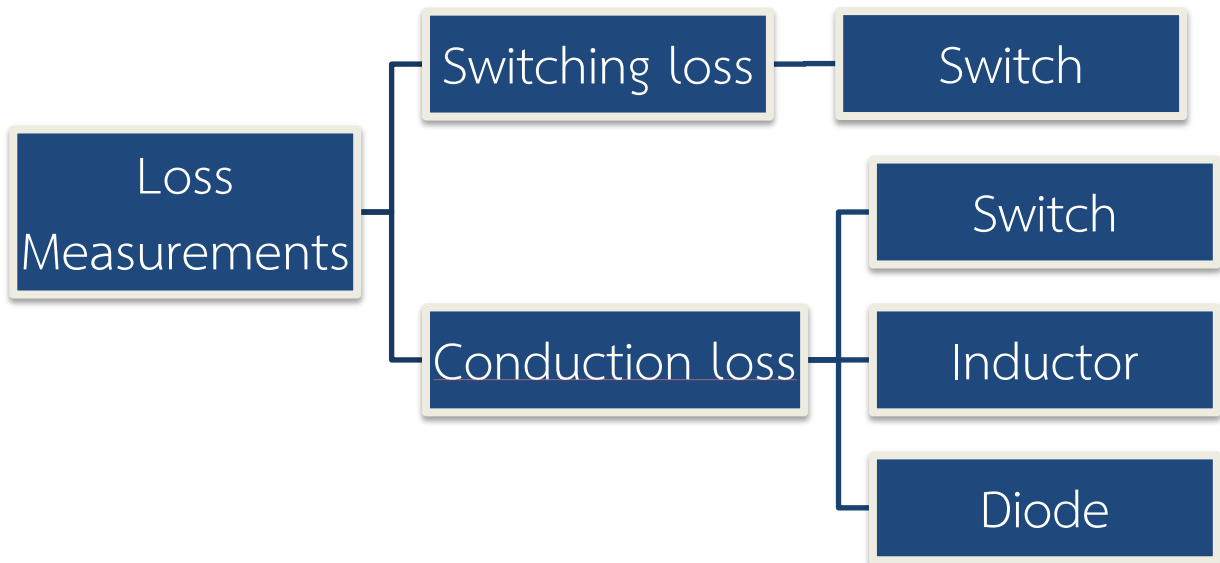
$$I_{SW} = I_{L, \max} D = \left[\left(\frac{1 + D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D} \right) - 1 \right] I_o = 5.4 \text{ A}$$

สำหรับ D_1 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MBR20100CTG ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 100V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 20A สำหรับ D_2 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR 1520 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 200V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 20A สำหรับสวิตช์เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRF3710 ซึ่งมีแรงดันเดรน-ซอสสูงสุด 100V และกระแสเดรนเฉลี่ยสูงสุด 57A

ภาคผนวก ข

การวัดการสูญเสียในวงจร QBC และ IBFC

ข.1 การวัดการสูญเสีย



รูปที่ ข.1 การสูญเสียในวงจรที่วัดได้

การสูญเสียที่สามารถวัดได้จากวงจรควอดเรตริกบัสที่คอนเวอร์เตอร์ และวงจรบัส-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แสดงในรูปที่ ข.1 ซึ่งประกอบไปด้วย

- 1) การสูญเสียจากการสวิตช์ (Switching loss)
- 2) การสูญเสียจากการนำกระแส (Conduction loss)

ข.1.1 การสูญเสียจากการสวิตช์

การสูญเสียจากการสวิตช์เกิดขึ้นขณะที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะ โดยขณะที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะจากนำกระแสเป็นไม่นำกระแส (Switch turn off) และจากไม่นำกระแสเป็นนำกระแส (Switch turn on) แรงดันและกระแสของสวิตช์จะเกิดการคาบเกี่ยวกัน (Overlapping) ทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่สวิตช์ดังสมการที่ (ข.1)

$$P_{sw} = (W_{off} + W_{on}) f_s \quad (\text{ข.1})$$

โดย	P_{sw}	คือ กำลังสูญเสียจากการสวิตช์
	W_{off}	คือ พลังงานสูญเสียในช่วง switch turn off
	W_{on}	คือ พลังงานสูญเสียในช่วง switch turn on
	f_s	คือ ความถี่สวิตช์

ข.1.2 การสูญเสียจากการนำกระแส

การสูญเสียจากการนำกระแสเกิดขึ้นขณะอุปกรณ์ต่างๆในวงจรนำกระแส ซึ่งการสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ สวิตช์ และไดโอดสามารถคำนวณได้ดังนี้

1. การสูญเสียจากการนำกระแสของตัวเหนี่ยวนำ

$$P_{loss,L} = I_{rms,L}^2 \times R_L = \left(I_L \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{I_L} \right)^2} \right)^2 \times R_L \quad (ข.2)$$

โดย R_L คือ ความต้านทานในขดลวดตัวเหนี่ยวนำ
 $I_{rms,L}$ คือ กระแส rms ของตัวเหนี่ยวนำ
 Δi_L คือ ริปเปิ้ลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ
 I_L คือ กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ

2. การสูญเสียจากกระแสของสวิตช์

$$P_{loss,SW} = I_{rms,sw}^2 \times R_{DS,ON} = \left((I_{L1} + I_{L2}) \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_{L1} + \Delta i_{L2}}{(I_{L1} + I_{L2})} \right)^2} \right)^2 \times R_{DS,ON} \quad (ข.3)$$

โดย $R_{DS,on}$ คือ ความต้านทานของ Mosfet ในขณะนำกระแส
 $I_{rms,sw}$ คือ กระแส rms ของ Mosfet
 Δi_{L1} และ Δi_{L2} คือ ริปเปิ้ลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2
 I_{L1} และ I_{L2} คือ กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ

3. การสูญเสียจากการนำกระแสของไดโอด

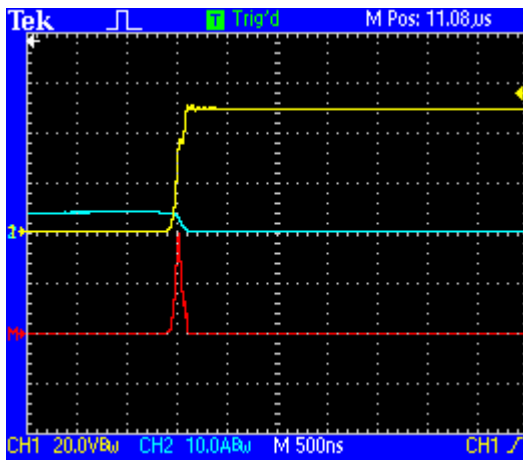
$$P_{loss,D} = I_D \times V_F \quad (ข.4)$$

โดย I_D คือ กระแสเฉลี่ยของไดโอด
 V_F คือ แรงดันคร่อมไดโอดขณะนำกระแส

นอกจากการสูญเสียที่กล่าวมาข้างต้นซึ่งเป็นกำลังสูญเสียส่วนใหญ่ของวงจร ยังมีการสูญเสียอื่นๆอีกในวงจรที่ไม่กล่าวถึง ยกตัวอย่างเช่น การสูญเสียของตัวเก็บประจุเนื่องจากค่าความต้านทานแฝง (Equivalent series resistance:ESR) การสูญเสียเนื่องจากความต้านทานในสายวงจร การสูญเสียเนื่องจากความต้านทานในสายตัวนำ การสูญเสียจากปรากฏการณ์ฮิสเทอรีซิสในแกนเหล็ก เป็นต้น

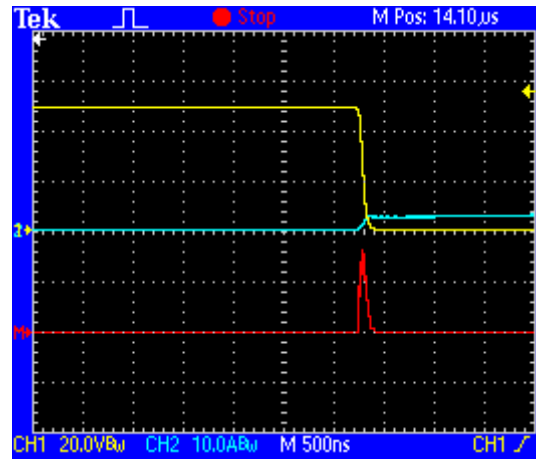
ข.2 การวัดการสูญเสียในวงจรควอดเรตที่คิบูสท์คอนเวอร์เตอร์

ข.2.1 การสูญเสียจากการสวิตช์



(ก) ช่วง switch turn off

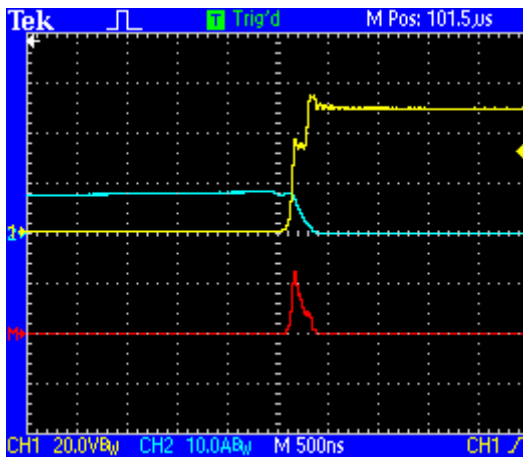
รูปล่าง : W_{off} (x: 500ns/DIV) (y: 50VA/DIV)



(ข) ช่วง switch turn on

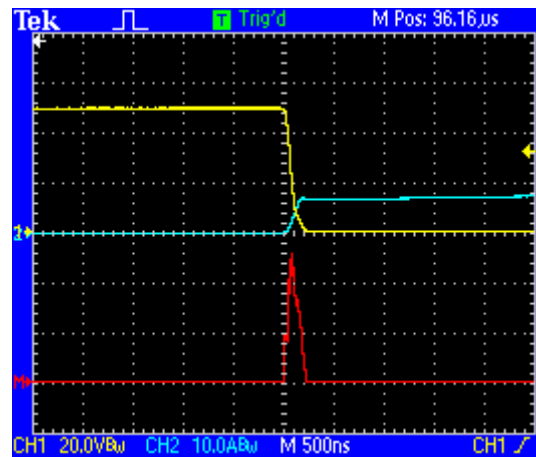
รูปล่าง : W_{on} (x: 500ns/DIV) (y: 20VA/DIV)

รูปที่ ข.2 รูปคลื่นการสูญเสียจากการสวิตช์ ที่กระแสโหลด 0.5A



(ก) ช่วง switch turn off

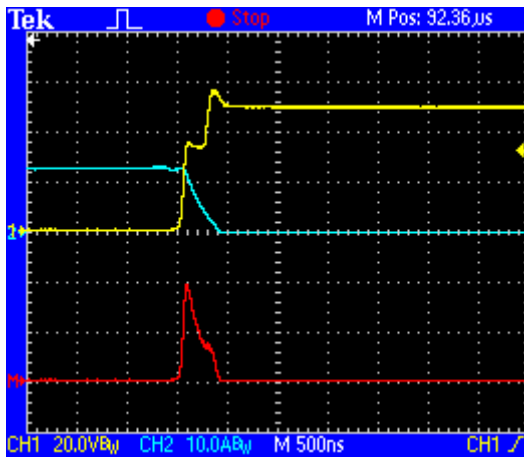
รูปล่าง : W_{off} (x: 500ns/DIV) (y: 200VA/DIV)



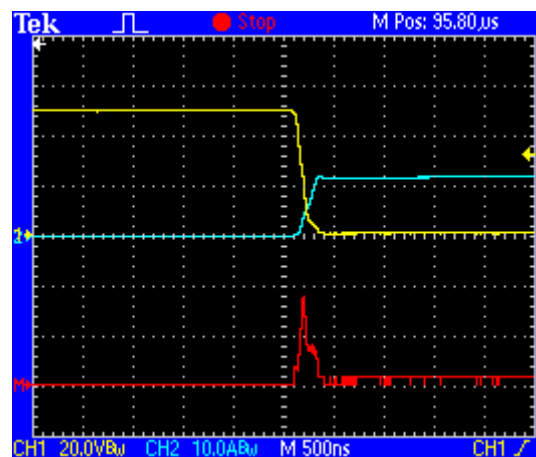
(ข) ช่วง switch turn on

รูปล่าง : W_{on} (x: 500ns/DIV) (y: 20VA/DIV)

รูปที่ ข.3 รูปคลื่นการสูญเสียจากการสวิตช์ที่กระแสโหลด 1A



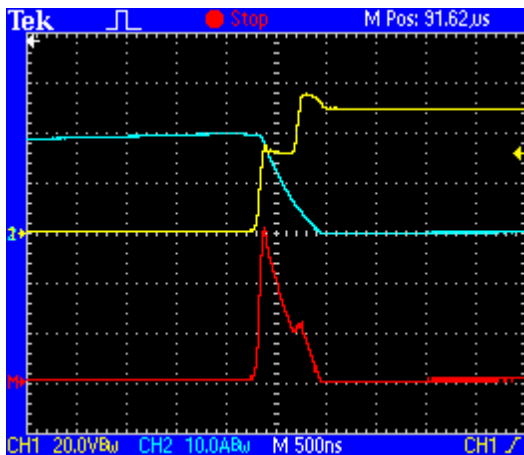
(ก) ช่วง switch turn off

รูปถ่าย : W_{off} (x: 500ns/DIV) (y: 200VA/DIV)

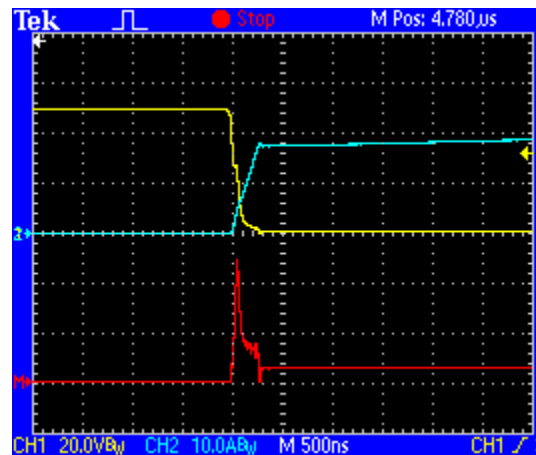
(ข) ช่วง switch turn on

รูปถ่าย : W_{on} (x: 500ns/DIV) (y: 50VA/DIV)

รูปที่ ข.4 รูปคลื่นการสูญเสียจากการสวิตช์ที่กระแสโหลด 1.5A



(ก) ช่วง switch turn off

รูปถ่าย : W_{off} (x: 500ns/DIV) (y: 200VA/DIV)

(ข) ช่วง switch turn on

รูปถ่าย : W_{on} (x: 500ns/DIV) (y: 50VA/DIV)

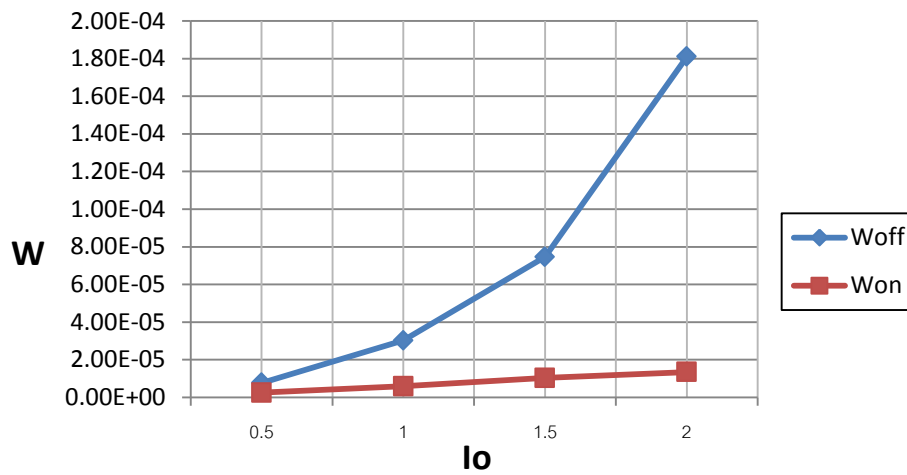
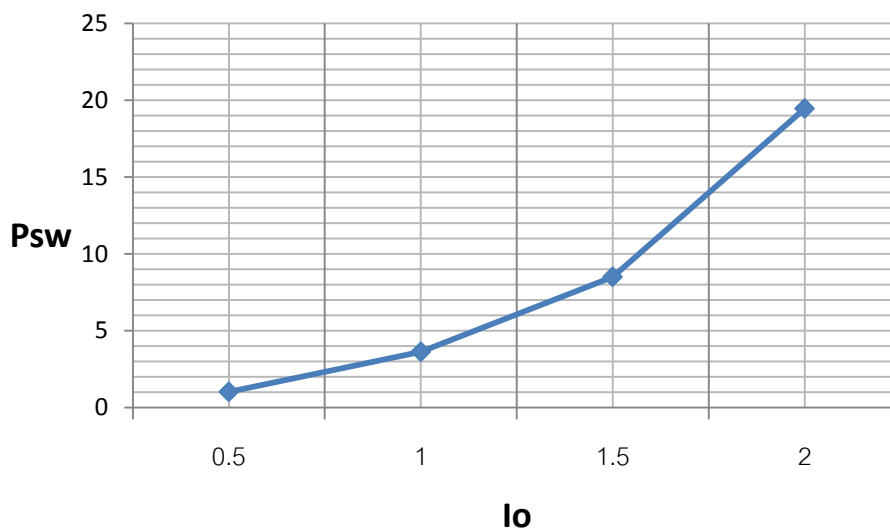
รูปที่ ข.5 รูปคลื่นการสูญเสียจากการสวิตช์ ที่กระแสโหลด 2A

จากผลการวัดในรูปที่ ข.2 ถึง ข.5 จะเห็นว่าขณะที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะ กระแสสวิตช์ (เส้นสีฟ้า) และแรงดันคร่อมสวิตช์ (เส้นสีเหลือง) จะเกิดการคาบเกี่ยวกัน (Overlapping) เมื่อนำค่าทั้งสองมาคูณกันจะได้กราฟเส้นสีแดง โดยมีพื้นที่ใต้กราฟคือพลังงานที่สูญเสียจากการสวิตช์ (W_{on} และ W_{off}) การคำนวณพลังงานที่สูญเสียจากการสวิตช์ทำได้โดยการ import กราฟเส้นสีแดงไปในโปรแกรม Matlab จากนั้นใช้ฟังก์ชันอินทิเกรต (trapz) เพื่อหาพื้นที่ใต้กราฟในช่วงคาบเกี่ยวระหว่างแรงดันและกระแสของสวิตช์ เมื่อทราบค่า W_{on} และ W_{off} เราสามารถหาค่ากำลังสูญเสียจากการสวิตช์โดยใช้สมการที่ (ข.1) ดังแสดงผลในตารางที่ ข.1

ตารางที่ ข.1 การสูญเสียจากการสวิตช์ (Switching Loss)

I_o	W_{off}	W_{on}	P_{SW} (W)
0.5	7.644E-06	2.4432E-06	1
1	3.02E-05	5.91E-06	3.6
1.5	7.46E-05	1.03E-05	8.5
2	1.81E-04	1.34E-5	19.44

จากตารางที่ ข.1 จะเห็นว่าพลังงานสูญเสียส่วนใหญ่เกิดขึ้นในช่วง switch turn off ผลการพล็อตค่า W_{on} , W_{off} และ P_{SW} เทียบกับกระแสโหลดแสดงในกราฟที่ ข.5 และ ข.6

รูปที่ ข.5 กราฟเปรียบเทียบพลังงานสูญเสียขณะสวิตช์ turn on (W_{on}) และ turn off (W_{off})

รูปที่ ข.6 กราฟการสูญเสียจากการสวิตช์

ข.2.2 การสูญเสียจากการนำกระแส (Conduction Loss)

1) การสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ

วงจร QBC ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำ L_1 ซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำ 0.22mH ขดลวดใช้เบอร์ AWG#20 จำนวน 6 เส้นพันขนานกันบนแกน ETD 49 จำนวน 42 รอบ ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีค่าความเหนี่ยวนำ 0.6mH ขดลวดใช้เบอร์ AWG#20 จำนวน 3 เส้นพันขนานกันบนแกน ETD 44 จำนวน 69 รอบ ค่าความต้านทานของขดลวดทองแดง AWG#20 มีค่าเท่ากับ $332.3 \times 10^{-6} \Omega / \text{cm}$ ความยาวเส้นรอบวงของ Bobbin ETD49 และ ETD 44 มีค่าเท่ากับ 5.65cm และ 5.5cm ตามลำดับ สามารถหาค่าความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำทั้งสองได้จากสมการที่ (ข.5)

$$R_L = \frac{(n1 \times l_B \times r)}{n2} \quad (\text{ข.5})$$

โดย R_L คือ ความต้านทานในขดลวดของตัวเหนี่ยวนำ

$n1$ คือ จำนวนรอบขดลวด

$n2$ คือ จำนวนเส้นลวด

l_B คือ ความยาวเส้นรอบวง Bobbin

r คือ ความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำ

$$R_{L1} = \frac{(42 \times 5.65 \times 332.3 \times 10^{-6})}{6} = 13.14 \text{ m}\Omega$$

$$R_{L2} = \frac{(69 \times 5.5 \times 332.3 \times 10^{-6})}{3} = 42 \text{ m}\Omega$$

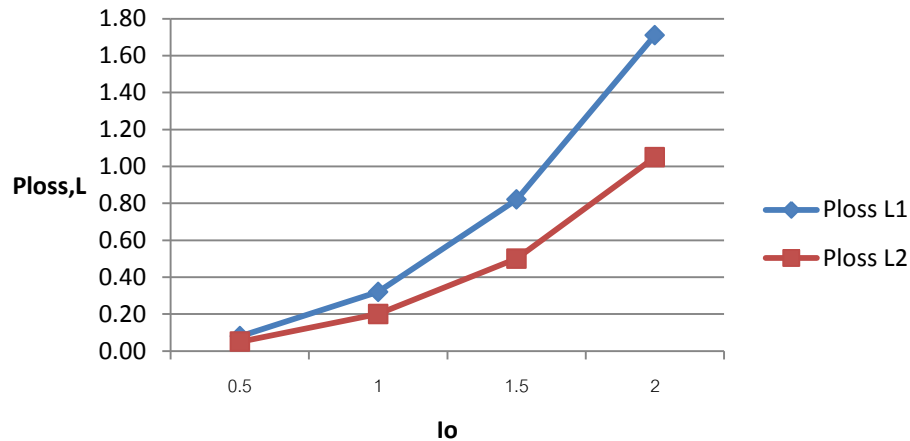
โดย R_{L1} คือ ความต้านทานในขดลวดของตัวเหนี่ยวนำ L_1

R_{L2} คือ ความต้านทานในขดลวดของตัวเหนี่ยวนำ L_2

เมื่อนำผลการวัดค่ากระแสเฉลี่ยและรีปเปิ้ลของตัวเหนี่ยวนำจากตารางที่ 4.3 แทนลงในสมการที่ (ข.2) สามารถหาค่ากำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำแสดงดังตารางที่ ข.2

ตารางที่ ข.2 การสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ

I_o (A)	I_{L1} (A)	I_{L2} (A)	Δi_{L1} (A)	Δi_{L2} (A)	$I_{L1,rms}$ (A)	$I_{L2,rms}$ (A)	$P_{loss,L1}$ (W)	$P_{loss,L2}$ (W)
0.5	2.4	1.1	1.6	0.2	2.44	1.1	0.08	0.05
1	4.9	2.2	1.65	0.3	4.92	2.2	0.32	0.20
1.5	7.87	3.45	1.8	0.4	7.89	3.45	0.82	0.50
2	11.4	5	2.2	0.72	11.42	5	1.71	1.05



รูปที่ ข.7 กราฟเปรียบเทียบกำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2

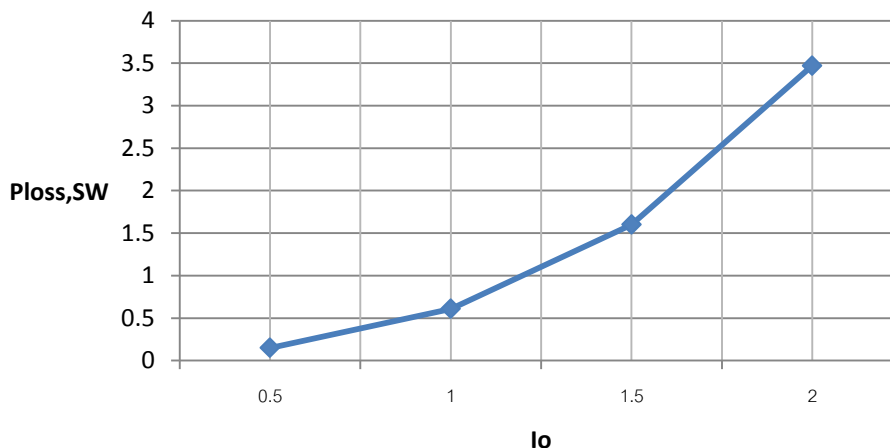
จากตารางที่ ข.2 จะเห็นว่าเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้น กำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วยดังแสดงในรูปที่ ข.7

2) การสูญเสียจากการนำกระแสที่สวิตช์มอสเฟต

วงจร QBC ใช้มอสเฟสกำลัง IRF3710 ที่มีค่าความต้านทานในขณะนำกระแส ($R_{DS,ON}$) เท่ากับ $23\text{m}\Omega$ เมื่อนำผลการวัดค่ากระแสเฉลี่ยและริบเบิลของตัวเหนี่ยวนำจากตารางที่ 4.3 และค่าดิวิตีไซเคิลจากตารางที่ 4.6 มาแทนลงในสมการที่ (ข.3) สามารถหาค่ากำลังสูญเสียจากการนำกระแสของสวิตช์ได้ดังแสดงในตารางที่ ข.3

ตารางที่ ข.3 การสูญเสียจากการนำกระแสที่สวิตช์

I_o (A)	D	$I_{L1} + I_{L2}$ (A)	$\Delta i_{L1} + \Delta i_{L2}$ (A)	$I_{rms,sw}$ (A)	$P_{loss,SW}$ (W)
0.5	0.51	3.5	1.8	2.53	0.15
1	0.52	7.1	1.95	5.14	0.61
1.5	0.54	11.32	2.2	8.33	1.60
2	0.56	16.4	2.92	12.28	3.47



รูปที่ ข.8 รูปคลื่นการสูญเสียจากการนำกระแสที่สวิตช์

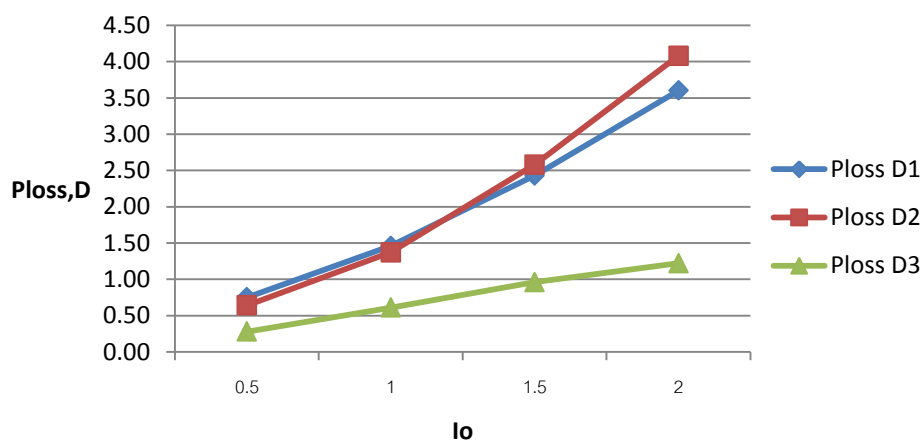
จากตารางที่ ข.3 จะเห็นว่าเมื่อกระแสไหลตเพิ่มข้้น กำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่สวิตช์จะเพิ่มขึ้นตามไป ด้วยดังแสดงในรูปที่ ข.8

3) การสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอด

วงจร QBC ใช้ไดโอดชนิด Ultrafast เบอร์ MUR1520 ซึ่งมีแรงดันคร่อมไดโอดขณะนำกระแสประมาณ 0.85V (maximum rating) เมื่อนำผลการวัดค่ากระแสเฉลี่ยไดโอด D_1 , D_2 และ D_3 จากตารางที่ 4.4 และผลการวัดแรงดันคร่อมไดโอด MUR1520 แทนลงในสมการที่ (ข.4) สามารถหาค่ากำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอด ได้ดังแสดงในตารางที่ ข.4

ตารางที่ ข.4 การสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอด

I_o (A)	D_1			D_2			D_3		
	I_{D1} (A)	$V_{F,D1}$ (V)	$P_{loss,D1}$ (W)	I_{D2} (A)	$V_{F,D2}$ (V)	$P_{loss,D2}$ (W)	I_{D3} (A)	$V_{F,D3}$ (V)	$P_{loss,D3}$ (W)
0.5	1.30	0.58	0.75	1.1	0.58	0.64	0.5	0.55	0.28
1	2.36	0.62	1.46	2.28	0.6	1.37	1	0.61	0.61
1.5	3.58	0.68	2.43	4.3	0.6	2.58	1.47	0.64	0.94
2	5.30	0.68	3.60	6	0.68	4.08	1.8	0.68	1.22



รูปที่ ข.9 รูปคลื่นการสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอด

เมื่อนำค่าที่ได้จากตารางที่ ข.4 มาแสดงดังกราฟรูปที่ ข.9 จะเห็นว่าเมื่อกระแสไหลตเพิ่มข้้นกำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอดจะเพิ่มข้้นตามไปด้วย เนื่องจากแรงดันคร่อมไดโอดขณะนำกระแสมีค่าเพิ่มข้้นน้อย เมื่อกระแสไหลตเพิ่มข้้น ดังนั้นกำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอดจะแปรผันโดยตรงกับกระแสเฉลี่ยไดโอด

ข.2.3 การสูญเสียรวมในวงจร

จากผลการวัดกำลังสูญเสียต่างๆในวงจร QBC ที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปได้ดังตารางที่ ข.5

ตารางที่ ข.5 การสูญเสียรวมในวงจรที่วัดได้ในวงจร

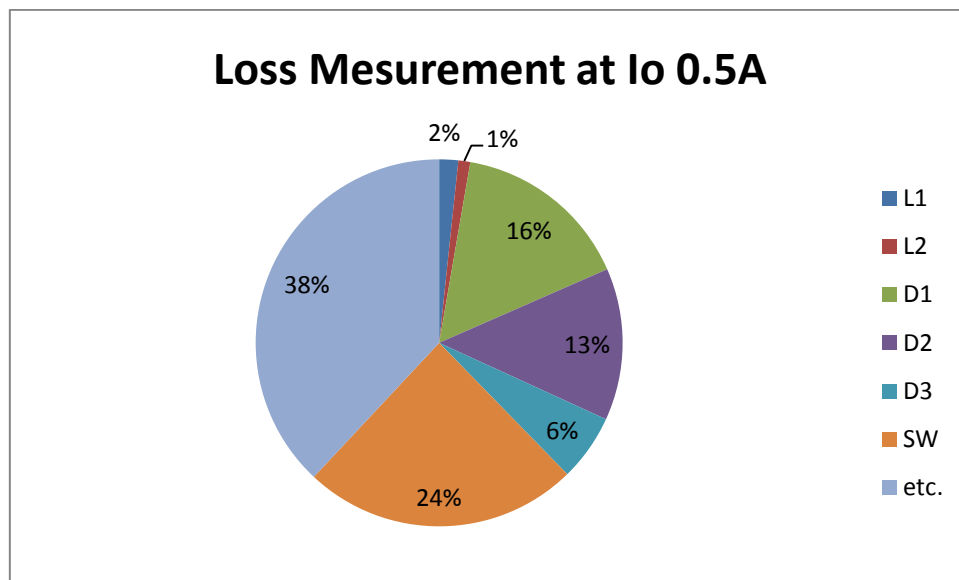
I_o	Power loss (W)						
	L_1	L_2	D_1	D_2	D_3	SW	$total$
0.5	0.08	0.05	0.75	0.64	0.28	1.16	2.96
1.0	0.32	0.20	1.46	1.37	0.61	4.22	8.18
1.5	0.82	0.50	2.43	2.58	0.96	10.09	17.38
2.0	1.71	1.05	3.60	4.08	1.22	22.91	34.57

ตารางที่ ข.6 การสูญเสียที่วัดไม่ได้ในวงจร

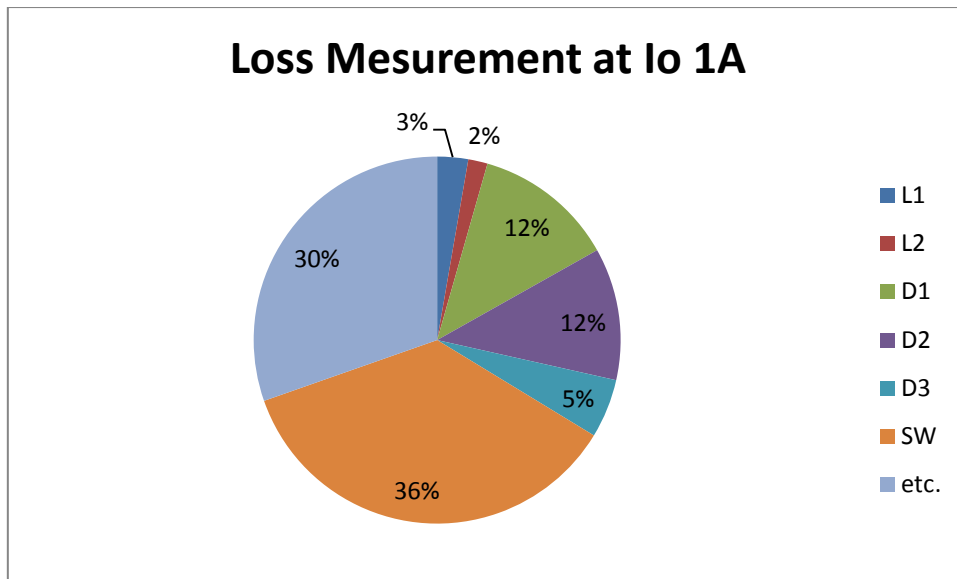
D	Efficiency	P_{in}	P_o	$P_{loss}=P_{in}-P_o$	Ploss ที่วัดได้	Ploss ที่วัดไม่ได้
0.51	83%	28.8	24.025	4.78	2.96	1.82
0.52	80%	59.78	48.03	11.75	8.18	3.57
0.54	76%	95.227	72.12	23.11	17.38	5.72
0.56	70%	137.142	96.1	41.04	34.57	6.47

จากผลการวัดประสิทธิภาพในตารางที่ 4.6 สามารถหาค่ากำลังสูญเสียรวมในวงจรได้ ($P_{loss} = P_{in} - P_O$) ซึ่งกำลังสูญเสียรวมนี้มีค่ามากกว่าการสูญเสียรวมที่วัดได้ในตารางที่ ๕.5 นั่นคือยังมีกำลังสูญเสียส่วนที่วัดไม่ได้อยู่ในวงจรซึ่งสามารถประมาณได้จากผลต่างระหว่างกำลังสูญเสียรวมในตารางที่ ๕.6 และกำลังสูญเสียรวมที่วัดได้ในตารางที่ ๕.5

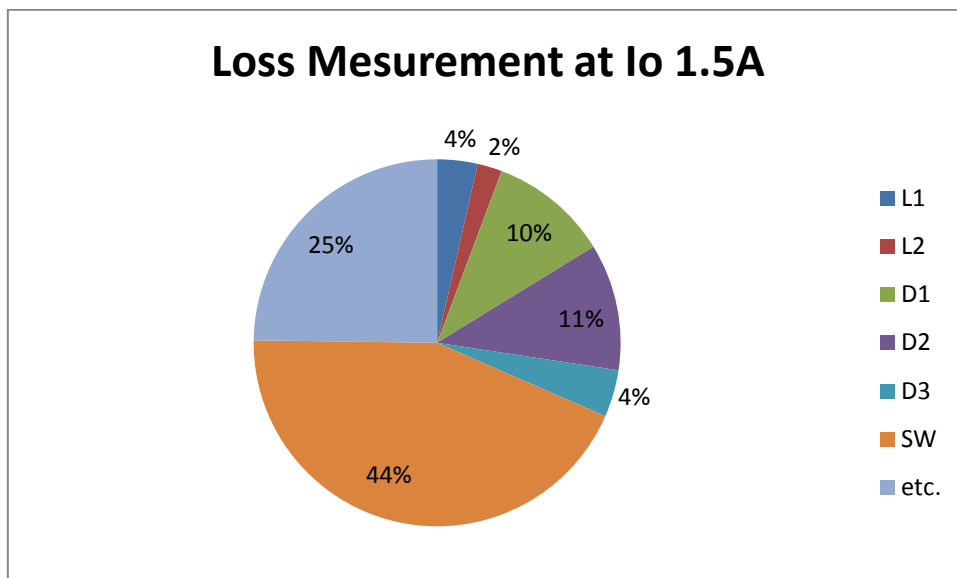
เมื่อนำค่ากำลังสูญเสียประเภทต่างๆมาแสดงในรูปแบบของแผนภูมิวงกลม จะได้ผลดังแสดงในรูปที่ ๕.10 ถึง ๕.13 โดยกำลังสูญเสียที่สวิทช์ (สีส้ม) คือผลรวมของ Switching loss และ Conduction loss จะเห็นว่ากำลังสูญเสียที่สวิทช์จะมีสัดส่วนที่สูงขึ้นเมื่อกระแสโหลดสูงขึ้นในขณะที่การสูญเสียที่อุปกรณ์อื่นๆ (L_1 L_2 D_1 D_2 D_3) มีสัดส่วนไม่เปลี่ยนแปลง ในรูปที่ ๕.10 ถึง ๕.13 การสูญเสีย etc. (สีฟ้าอ่อน) คือค่าการสูญเสียอื่นๆในวงจรที่ไม่สามารถวัดได้



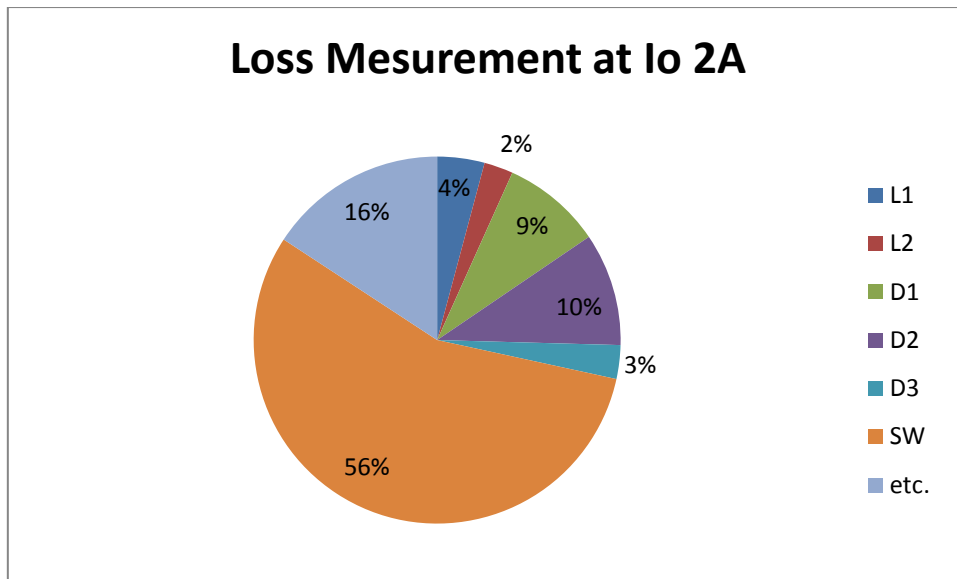
รูปที่ ๕.10 รูปคลื่นการสูญเสียรวมของวงจรที่กระแสโหลด 0.5A



รูปที่ ข.11 รูปคลื่นการสูญเสียรวมของวงจรที่กระแสไหลต 1A



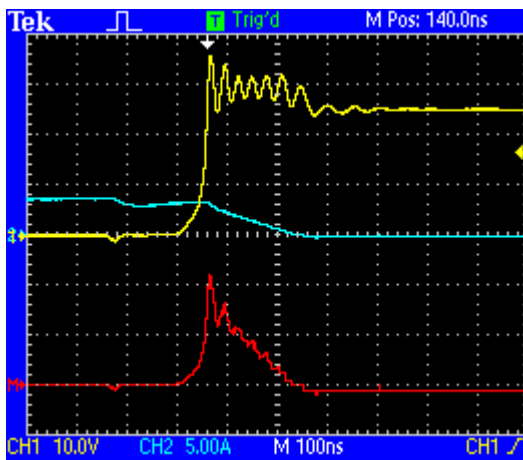
รูปที่ ข.12 รูปคลื่นการสูญเสียรวมของวงจรที่กระแสไหลต 1.5A



รูปที่ ข.13 รูปคลื่นการสูญเสียรวมของวงจรที่กระแสโหลด 2A

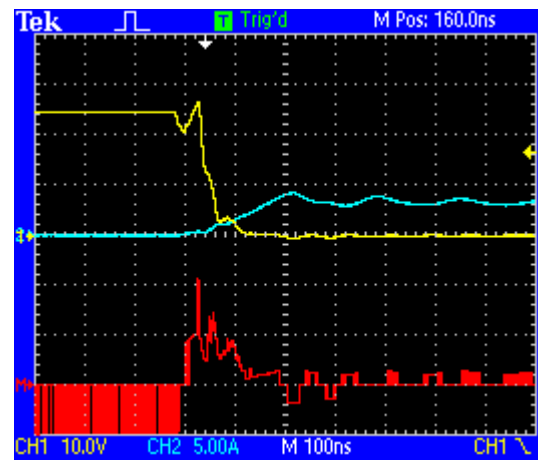
ข.3 การวัดการสูญเสียในวงจรเพิ่มแรงดันบัสท์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ข.3.1 การสูญเสียจากการสวิตช์



(ก) ช่วง switch turn off

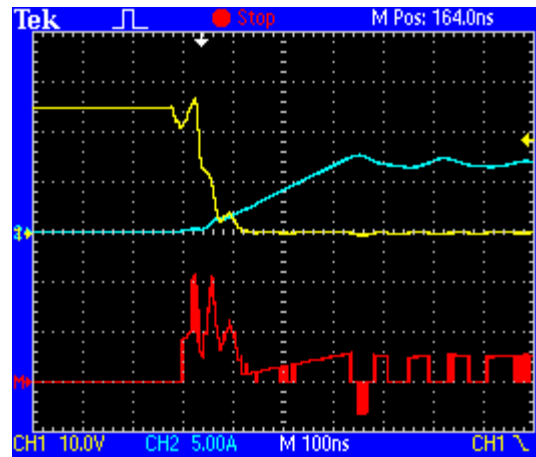
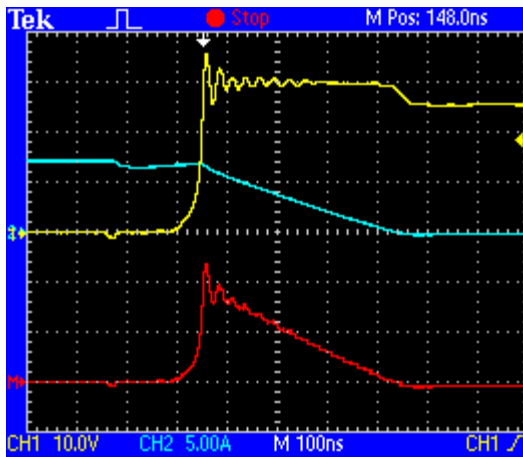
รูปล่าง : W_{off} (x: 100ns/DIV) (y: 50VA/DIV)



(ข) ช่วง switch turn on

รูปล่าง : W_{on} (x: 100ns/DIV) (y: 5VA/DIV)

รูปที่ ข.14 รูปคลื่นการสูญเสียจากการสวิตช์ที่กระแสโหลด 0.5A



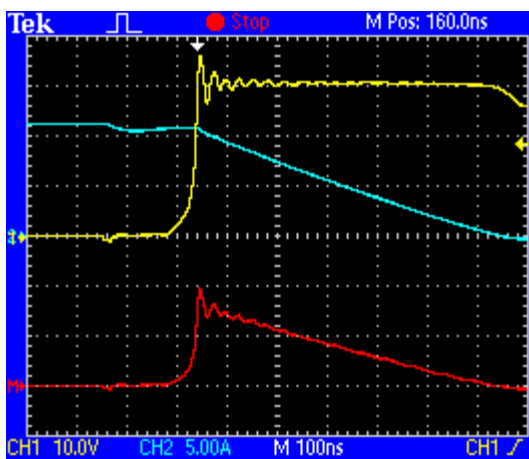
(ก) ช่วง switch turn off

รูปถ่าย : W_{off} (x: 100ns/DIV) (y: 100VA/DIV)

(ข) ช่วง switch turn on

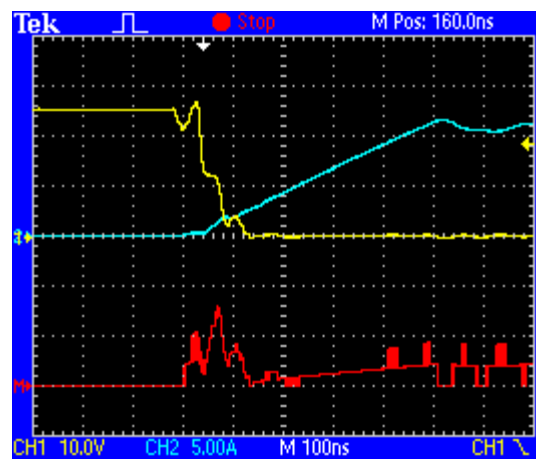
รูปถ่าย : W_{on} (x: 100ns/DIV) (y: 5VA/DIV)

รูปที่ ข.15 รูปคลื่นการสูญเสียจากการสวิตช์ที่กระแสโหลด 1A



(ก) ช่วง switch turn off

รูปถ่าย : W_{off} (x: 100ns/DIV) (y: 200VA/DIV)



(ข) ช่วง switch turn on

รูปถ่าย : W_{on} (x: 100ns/DIV) (y: 10VA/DIV)

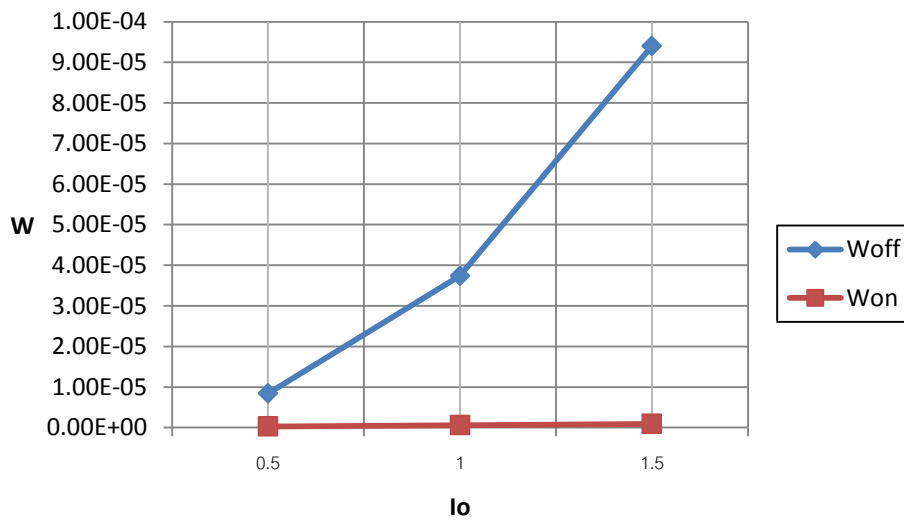
รูปที่ ข.16 รูปคลื่นการสูญเสียจากการสวิตช์ที่กระแสโหลด 1.5A

จากผลการวัดในรูปที่ ข.14 ถึง ข.16 จะเห็นว่าขณะที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะ กระแสสวิตช์ (เส้นสีฟ้า) และ แรงดันคร่อมสวิตช์ (เส้นสีเหลือง) จะเกิดการคาบเกี่ยวกัน (Overlapping) เมื่อนำค่าทั้งสองมาคูณกันจะได้ กราฟเส้นสีแดงโดยมีพื้นที่ใต้กราฟคือพลังงานที่สูญเสียจากการสวิตช์ (W_{on} และ W_{off}) การคำนวณพลังงานที่ สูญเสียจากการสวิตช์ทำโดยการ import กราฟเส้นสีแดงไปโปรแกรม Matlab จากนั้นใช้ฟังก์ชันอินทิเกรต (trapz) เพื่อหาพื้นที่ใต้กราฟในช่วงคาบเกี่ยวระหว่างแรงดันและกระแสของสวิตช์ เมื่อทราบค่า W_{on} และ W_{off} เราสามารถหาค่ากำลังสูญเสียจากการสวิตช์โดยใช้สมการที่ (ข.1) ดังแสดงผลในตารางที่ ข.7

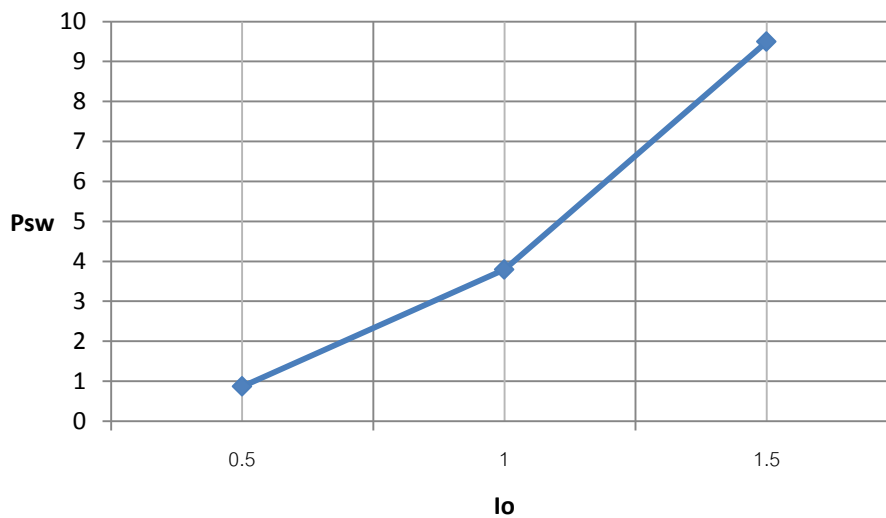
ตารางที่ ข.7 การสูญเสียจากการสวิตช์ (Switching Loss)

I_o	W_{off}	W_{on}	P_{sw} (W)
0.5	8.38E-06	2.93E-07	0.87
1	3.74E-05	5.77E-07	3.80
1.5	9.40E-05	9.04E-07	9.49

จากตารางที่ ข.5 จะเห็นว่าพลังงานสูญเสียส่วนใหญ่เกิดขึ้นในช่วง switch turn off ผลการพล็อตค่า W_{on} , W_{off} และ P_{sw} เทียบกับกระแสโหลดแสดงในกราฟที่ ข.17 และ ข.18



รูปที่ ข.17 กราฟเปรียบเทียบพลังงานสูญเสียขณะสวิตช์ turn on (W_{on}) และ turn off (W_{off})



รูปที่ ข.18 กราฟการสูญเสียจากการสวิตช์

ข.3.2 การสูญเสียจากการนำกระแส (Conduction Loss)

1) การสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ

วงจร IBFC ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำรวม $L_m = 125\mu\text{H}$ โดยฝั่งปฐมภูมิใช้ลวดเบอร์ AWG#20 จำนวน 3 เส้น ขนานกันพันบนแกน ETD 59 จำนวน 15 รอบ ฝั่งทุติยภูมิใช้ลวดเบอร์ AWG#20 จำนวน 2 เส้น ขนานกันพันบนแกนเดียวกันจำนวน 30 รอบ ค่าความต้านทานของขดลวดทองแดง AWG#20 มีค่าเท่ากับ $332.3 \times 10^{-6} \Omega / \text{cm}$ ความยาวเส้นรอบวง Bobbin ETD59 เท่ากับ 7.07cm สามารถหาค่าความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำทั้งสองได้จากสมการที่ (ข.5)

$$R_p = \frac{(15 \times 7.07 \times 332.3 \times 10^{-6})}{3} = 11.74 \text{ m}\Omega$$

$$R_s = \frac{(30 \times 7.07 \times 332.3 \times 10^{-6})}{2} = 35.24 \text{ m}\Omega$$

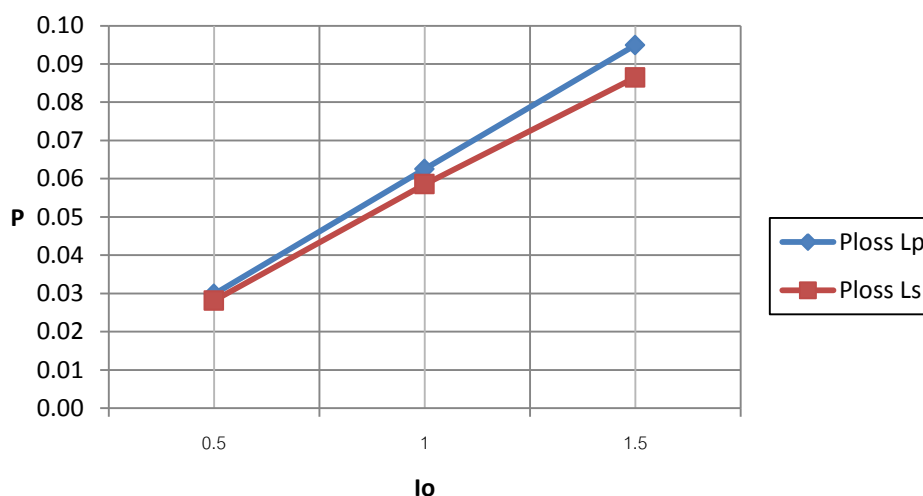
โดย R_p คือ ความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำรวมฝั่งปฐมภูมิ

R_{L2} คือ ความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำรวมฝั่งทุติยภูมิ

เมื่อนำผลการวัดค่ากระแส rms ของตัวเหนี่ยวนำรวมแทนลงในสมการที่ (ข.2) สามารถหาค่ากำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำได้ดังแสดงในตารางที่ ข.8

ตารางที่ ข.8 การสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ

I_o (A)	$I_{Lp,rms}$ (A)	$I_{Ls,rms}$ (A)	$P_{loss,Lp}$ (W)	$P_{loss,Ls}$ (W)
0.5	2.54	0.85	0.03	0.03
1	5.33	1.66	0.06	0.06
1.5	8.08	2.45	0.09	0.09



รูปที่ ข.19 รูปคลื่นการสูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ

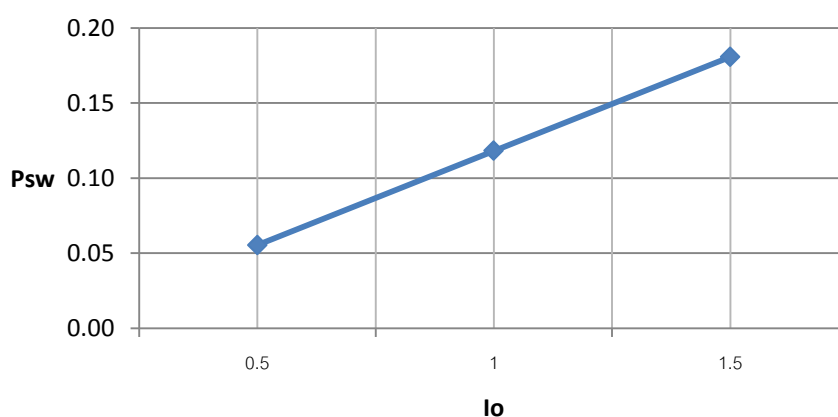
จากตารางที่ ข.8 จะเห็นว่าเมื่อกระแสไหลตเพิ่มสูงขึ้น พลังงานที่สูญเสียจากการนำกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำรวมจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วยดังรูปที่ ข.19

2) การสูญเสียจากการนำกระแสที่สวิทช์มอสเฟต

วงจร IBFC ใช้มอสเฟตกำลัง IRF3710 ที่มีค่าความต้านทานแฝง ($R_{DS,ON}$) $23m\Omega$ เมื่อนำผลการวัดค่ากระแส rms ของสวิทช์ และค่าดิวิตีไซเคิลจากตารางที่ 4.6 มาแทนลงในสมการที่ (ข.3) สามารถหาค่ากำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่สวิทช์ได้ดังแสดงในตารางที่ ข.9

ตารางที่ ข.9 การสูญเสียจากการนำกระแสที่สวิทช์

I_o (A)	D	$I_{rms,sw}$ (A)	$P_{loss,SW}$ (W)
0.5	0.5	2.41	0.06
1	0.52	5.14	0.12
1.5	0.54	7.85	0.18



รูปที่ ข.20 รูปคลื่นการสูญเสียจากการนำกระแสที่สวิทช์

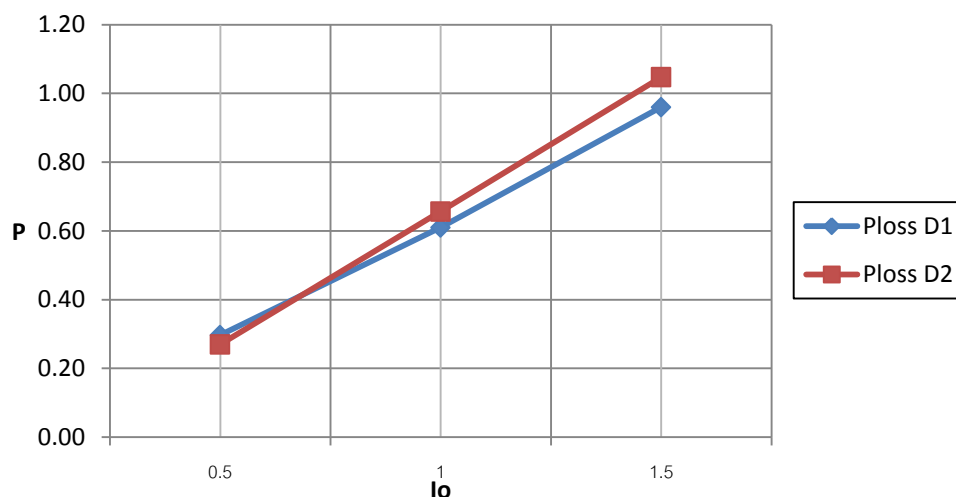
จากตารางที่ ข.9 จะเห็นว่าเมื่อกระแสไหลตเพิ่มสูงขึ้น กำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่สวิทช์จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วยดังแสดงในรูปที่ ข.20

3) การสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอด

วงจร IBFC ใช้ไดโอดชนิด Ultrafast เบอร์ MUR1520 ซึ่งมีแรงดันคร่อมไดโอดขณะนำกระแสประมาณ 0.85V (maximum rating) เมื่อนำผลการวัดค่ากระแสเฉลี่ยไดโอด D_1 และ D_2 จากตารางที่ 5.3 แทนลงในสมการที่ (ข.4) สามารถหาค่าพลังงานสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอดได้ดังแสดงในตารางที่ ข.10

ตารางที่ ข.10 การสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอด

I_o (A)	D_1			D_2		
	I_{D1} (A)	$V_{F,D1}$ (V)	$P_{loss,D1}$ (W)	I_{D2} (A)	$V_{F,D2}$ (V)	$P_{loss,D2}$ (W)
0.5	0.54	0.55	0.30	0.47	0.50	0.24
1	1	0.61	0.61	0.98	0.60	0.59
1.5	1.5	0.64	0.96	1.48	0.64	0.95



รูปที่ ข.21 รูปคลื่นการสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอด

เมื่อนำค่าที่ได้จากตารางที่ ข.10 มาแสดงดังกราฟรูปที่ ข.21 จะเห็นว่าเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นกำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอดจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย เนื่องจากแรงดันคร่อมไดโอดขณะนำกระแสมีค่าเพิ่มขึ้นน้อย เมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้น ดังนั้นกำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่ไดโอดจะแปรผันโดยตรงกับกระแสเฉลี่ยไดโอด

ข.3.3 การสูญเสียรวมในวงจร

จากผลการวัดกำลังสูญเสียต่างๆในวงจร IBFC ที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปได้ดังตารางที่ ข.11

ตารางที่ ข.11 การสูญเสียรวมในวงจร

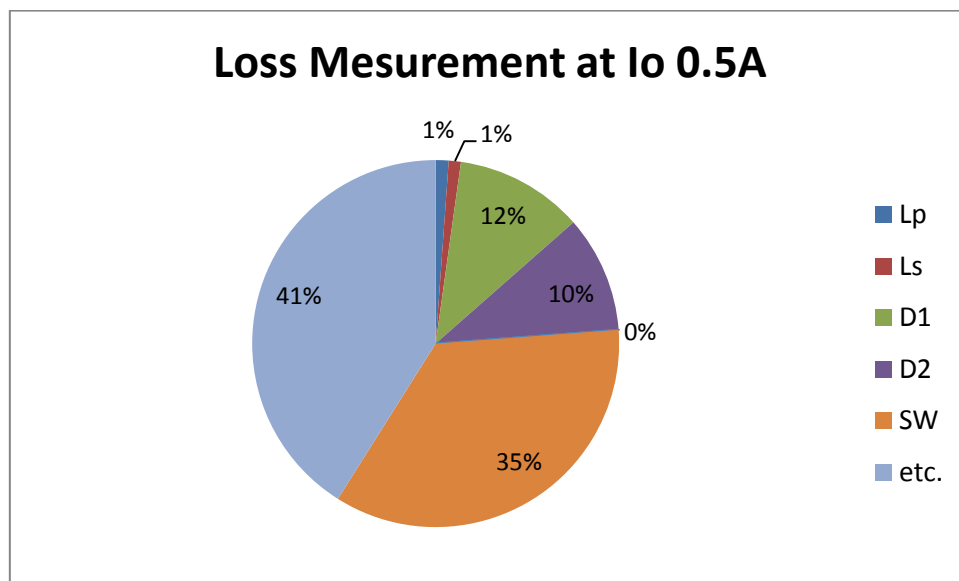
I_o	Power loss (W)						
	L_p	L_s	D1	D2	D3	SW	total
0.50	0.03	0.03	0.30	0.27	0.00	0.92	1.55
1.00	0.06	0.06	0.61	0.66	0.00	3.91	5.30
1.50	0.09	0.09	0.96	1.05	0.00	9.67	11.86

ตารางที่ ข.12 การสูญเสียที่วัดไม่ได้ในวงจร

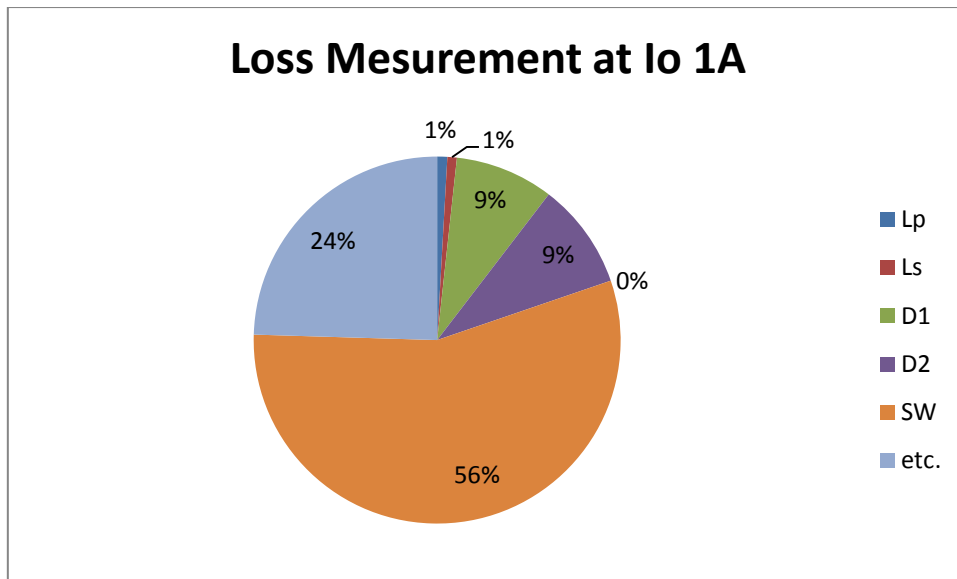
D	Efficiency	P_{in}	P_o	$P_{loss}=P_{in}-P_o$	Ploss ที่วัดได้	Ploss ที่วัดไม่ได้
0.5	87%	26.64	24.01	2.63	1.55	1.08
0.52	83%	55.05	48.03	7.02	5.30	1.72
0.54	81%	85.63	72.02	13.62	11.86	1.75

จากผลการวัดประสิทธิภาพในตารางที่ 5.5 สามารถหาค่ากำลังสูญเสียรวมในวงจรได้ ($P_{loss} = P_{in} - P_o$) ซึ่งกำลังสูญเสียรวมนี้มีค่ามากกว่าการสูญเสียรวมที่วัดได้ในตารางที่ ข.5 นั่นคือยังมีกำลังสูญเสียส่วนที่วัดไม่ได้อยู่ในวงจรซึ่งสามารถประมาณได้จากผลต่างระหว่างกำลังสูญเสียรวมในตารางที่ ข.11 และกำลังสูญเสียรวมที่วัดได้ในตารางที่ ข.12

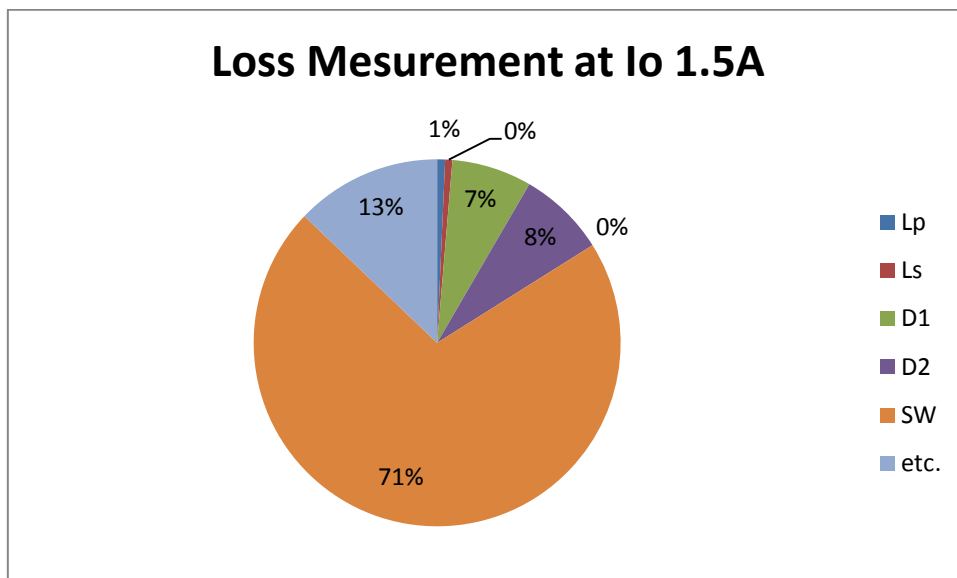
เมื่อนำค่ากำลังสูญเสียประเภทต่างๆมาแสดงในรูปแบบของแผนภูมิวงกลม จะได้ผลดังแสดงในรูปที่ ข.22 ถึง ข.24 โดยกำลังสูญเสียที่สวิทช์ (สีส้ม) คือผลรวมของ Switching loss และ Conduction loss จะเห็นว่ากำลังสูญเสียที่สวิทช์จะมีสัดส่วนที่สูงขึ้นเมื่อกระแสโหลดสูงขึ้นในขณะที่การสูญเสียที่อุปกรณ์อื่นๆ (L_1 L_2 D_1 D_2 D_3) มีสัดส่วนไม่เปลี่ยนแปลง ในรูปที่ ข.10 ถึง ข.13 การสูญเสีย etc. (สีฟ้าอ่อน) คือค่าการสูญเสียอื่นๆในวงจรที่ไม่สามารถวัดได้



รูปที่ ข.22 รูปคลื่นการสูญเสียรวมของวงจรที่กระแสโหลด 0.5A



รูปที่ ข.23 รูปคลื่นการสูญเสียรวมของวงจรที่กระแสโหลด 1A



รูปที่ ข.24 รูปคลื่นการสูญเสียรวมของวงจรที่กระแสโหลด 1.5A

ภาคผนวก ค

บทความทางวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์



การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 35
The 35th Electrical Engineering Conference

Volume 1

- (PW) ไฟฟ้ากำลัง
- (PE) อิเล็กทรอนิกส์กำลัง
- (GN) งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า



BANGKOK UNIVERSITY
THE CREATIVE UNIVERSITY



NECTEC
a member of NSTDA



สนับสนุนโดย

จัดการประชุมโดย
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยกรุงเทพ และ
ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ
ณ รอยัลสโตนด์ กอล์ฟฟิวเจอร์ แอนด์ สเปซ นครนายก
12-14 ธันวาคม 2555



การออกแบบและทดสอบสมรรถนะ วงจรควอดเรติกบัสท์คอนเวอร์เตอร์

Design and Performance Evaluation of a Quadratic Boost Converter

กวีวิษฐ์ ทิวังษ์ เกศสุดา การเกษ ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 E-mail: kbchanin@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบวงจรควอดเรติกบัสท์คอนเวอร์เตอร์โดยแสดงรายละเอียดขั้นตอนการเลือกค่าและพิกัดของอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร ผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นพบว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามข้อกำหนด (Specification) สามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตคงที่ได้ตลอดย่านกระแสโหลด และมีค่าประสิทธิภาพสูงสุด 86%

Abstract

This paper describes design of a quadratic boost converter. A procedure to select the converter's component values and ratings are presented. Experimentation on the prototype circuit found that the converter performs well within the specification, has good output voltage regulation, and achieves the highest efficiency of 86%.

1. บทนำ

ปัจจุบันความต้องการวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันที่สูง (High conversion ratio) มีเพิ่มมากขึ้น เช่นในระบบผลิตกระแสไฟฟ้าโดยพลังงานแสงอาทิตย์หรือในระบบผลิตกระแสไฟฟ้าโดยเซลล์เชื้อเพลิง (Fuel cell) ที่ต้องการแปลงแรงดันดีซีจากเซลล์แสงอาทิตย์หรือเซลล์เชื้อเพลิงที่มีค่าเป็นแรงดันดีซีที่สูงขึ้น วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ในการเพิ่มแรงดันคือวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) ในทางทฤษฎีอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์เป็นไปดังสมการที่ (1)

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \tag{1}$$

เมื่อ V_o และ V_s คือ แรงดันเอาต์พุตและแรงดันอินพุตตามลำดับ และ D คือค่าดีวีดีไซคิล จากสมการที่ (1) จะเห็นว่าอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันจะมีค่ามากขึ้น เมื่อค่าดีวีดีไซคิลสูงขึ้นแต่ในทางปฏิบัติวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ไม่สามารถให้แรงดันเอาต์พุตที่สูงมากได้เนื่องจากการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำและสวิตช์ที่เพิ่มขึ้นเมื่อค่าดีวีดีไซคิลสูงขึ้น [1] โดยปกติอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์จะถูกจำกัดไว้ไม่เกิน 5 เท่า ถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุตที่สูงกว่าวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์หนึ่งตัวจะให้ได้ สามารถทำได้โดยการนำวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์หลายวงกรมต่อกัน (Cascade connection) แต่วิธีนี้มีข้อเสียคือการใช้สวิตช์กำลังหลายตัวและระบบโดยรวมจะมีประสิทธิภาพต่ำ บทความ

[2,3] ได้นำเสนอวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ N ภาคต่อกันและใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียว (N -stage cascade boost converter with one active switch) ซึ่งสามารถแก้ปัญหาในเรื่องจำนวนสวิตช์ที่ใช้และประสิทธิภาพที่ต่ำของการต่อกันของวงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์ที่กล่าวมาแล้ว

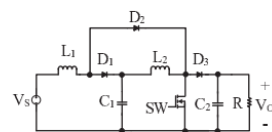
บทความนี้นำเสนอการออกแบบวงจรควอดเรติกบัสท์คอนเวอร์เตอร์ (Quadratic boost converter) ซึ่งเป็นวงจร N -stage cascade boost converter with one active switch ในกรณีที่ $N = 2$ พร้อมทั้งนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้น

2. วงจรควอดเรติกบัสท์คอนเวอร์เตอร์

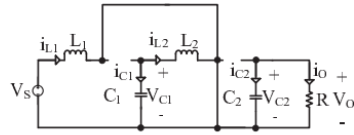
วงจรควอดเรติกบัสท์คอนเวอร์เตอร์ (รูปที่ 1) ประกอบด้วยสวิตช์กำลังมอสเฟต (SW) ไดโอดกำลัง (D_1, D_2, D_3) ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2) ตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2) และ ตัวต้านทานโหลด (R) วงจรควอดเรติกบัสท์คอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM จะมีการทำงานอยู่สองสภาวะในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์คือ (1) เมื่อ SW นำกระแส (รูปที่ 2) ไดโอด D_1 และ D_3 ไม่นำกระแส ไดโอด D_2 นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 จะอยู่ในสภาวะชาร์จกระแสทำให้ i_{L1} และ i_{L2} เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 อยู่ในสภาวะคายประจุโดย C_1 ทำหน้าที่จ่ายกระแส i_{C1} และ C_2 จ่ายกระแสโหลด i_o (2) เมื่อ SW หยุดนำกระแส (รูปที่ 3) ไดโอด D_2 ก็หยุดนำกระแสด้วย ไดโอด D_1 และ D_3 นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 จะอยู่ในสภาวะดิสชาร์จกระแสทำให้ i_{L1} และ i_{L2} ลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 อยู่ในสภาวะอัดประจุ โดย C_1 ได้รับกระแส $(i_{L1} - i_{L2})$ และ C_2 ได้รับกระแส $(i_{L2} - i_o)$

ความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_s ของวงจรควอดเรติกบัสท์คอนเวอร์เตอร์แสดงดังสมการที่ (2)

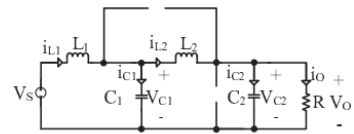
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{(1-D)^2} \tag{2}$$



รูปที่ 1 วงจรควอดเรติกบัสท์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2 วงจรควบคุมแรงดันสองขั้นตอนเมื่อสวิตช์นำกระแส



รูปที่ 3 วงจรควบคุมแรงดันสองขั้นตอนเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อ D คือค่าเฉลี่ยที่ไหลของ SW จากสมการแรงดันและกระแสของ N-stage cascade boost converter ในบทความ [2] เมื่อกำหนดให้ N=2 จะได้สมการแรงดันและกระแสของวงจรควบคุมแรงดันสองขั้นตอนดังนี้

$$I_{L1} = I_o / (1-D)^2 \tag{3}$$

$$I_{L2} = I_o / (1-D) \tag{4}$$

$$\Delta i_{L1} = V_s D / L_1 f_s \tag{5}$$

$$\Delta i_{L2} = V_s D L_1 (1-D) f_s \tag{6}$$

$$V_{C1} = V_s (1-D) \tag{7}$$

$$V_{C2} = V_s (1-D)^2 \tag{8}$$

$$\Delta v_{C1} = I_o D / C_1 (1-D) f_s \tag{9}$$

$$\Delta v_{C2} = I_o D / C_2 f_s \tag{10}$$

โดยที่

I_{L1} คือ กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ L_1

I_{L2} คือ กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ L_2

V_{C1} คือ แรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1

V_{C2} คือ แรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_2

f_s คือ ความถี่สวิตช์

Δi_{L1} คือ ริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1

Δi_{L2} คือ ริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_2

Δv_{C1} คือ ริปเปิลของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1

Δv_{C2} คือ ริปเปิลของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_2

สมการที่ (2) ถึง (10) จะถูกนำไปใช้ในกรออกแบบวงจรในหัวข้อถัดไป

3. การออกแบบวงจรควบคุมแรงดันสองขั้นตอน

กำหนด Specification ของวงจรดังนี้ $V_s = 12V$ $V_o = 48V$
 $f_s = 100kHz$ $I_o = 0.5A$ $R = 24\Omega$ $\Delta i_{L1} = 20\% I_{L1}$ $\Delta i_{L2} = 20\% I_{L2}$ $\Delta v_{C1} = 4\% V_{C1}$ และ $\Delta v_{C2} = 4\% V_{C2}$ การออกแบบวงจรแสดงได้ตามขั้นตอนต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณค่าเฉลี่ยที่ไหลจากสมการที่ (2) จะได้

$$D = 1 - \sqrt{\frac{12}{48}} = 0.5$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณกระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 จากสมการ (3) และ (4) โดยแทนค่าเฉลี่ยที่ไหล (0.5A) และกระแสที่ไหลสูงสุด (2A) จะได้ $I_{L1,max} = 2A$ $I_{L1,min} = 8A$ $I_{L2,max} = 1A$ $I_{L2,min} = 4A$ จากนั้นคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 โดยใช้สมการที่ (5) และ (6) จะได้

$$L_{1,min} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L1,max} f_s} = \frac{12 \times 0.5}{0.2 \times 8 \times 100 \times 10^3} = 37.5 \mu H$$

$$L_{1,max} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L1,min} f_s} = \frac{12 \times 0.5}{0.2 \times 2 \times 100 \times 10^3} = 0.15 mH$$

$$L_{2,min} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L2,max} (1-D) f_s} = \frac{12 \times 0.5}{0.2 \times 4 \times 1 \times 100 \times 10^3} = 0.15 mH$$

$$L_{2,max} = \frac{V_s D}{\Delta i_{L2,min} (1-D) f_s} = \frac{12 \times 0.5}{0.2 \times 1 \times 1 \times 100 \times 10^3} = 0.6 mH$$

เลือกตัวเหนี่ยวนำ $L_1 = 0.15mH$ และ $L_2 = 0.6mH$ โดย L_1 และ L_2 ต้องสามารถทำงานที่กระแสสูงสุด $I_{L1,max} + \Delta i_{L1} / 2 = 8.2A$ และ $I_{L2,max} + \Delta i_{L2} / 2 = 4.1A$ ได้ตามลำดับโดยไม่มีตัว (Saturation) ตัวเหนี่ยวนำ L_1 สร้างจากแกนเฟอร์ไรต์ ETD49 พันด้วยลวดทองแดงเบอร์ AWG20 (6 เส้น) จำนวน 29 รอบ และ L_2 สร้างจากแกนเฟอร์ไรต์ ETD44 พันด้วยลวดทองแดงเบอร์ AWG20 (3 เส้น) จำนวน 69 รอบ

ขั้นตอนที่ 3 คำนวณแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 จากสมการ (7) และ (8) โดยแทนค่าเฉลี่ยที่ไหล และแรงดันอินพุต จะได้ $V_{C1} = 24V$ และ $V_{C2} = 48V$ จากนั้นคำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 โดยใช้สมการที่ (9) และ (10) จะได้

$$C_{1,min} = \frac{I_o D}{\Delta v_{C1} (1-D) f_s} = \frac{0.5 \times 0.5}{24 \times 0.04 \times 1 \times 100 \times 10^3} = 5.2 \mu F$$

$$C_{1,max} = \frac{I_o D}{\Delta v_{C1} (1-D) f_s} = \frac{2 \times 0.5}{24 \times 0.04 \times 1 \times 100 \times 10^3} = 20.8 \mu F$$

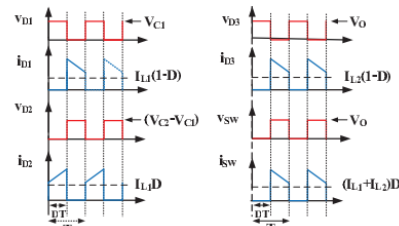
$$C_{2,min} = \frac{I_o D}{\Delta v_{C2} f_s} = \frac{0.5 \times 0.5}{48 \times 0.04 \times 100 \times 10^3} = 1.3 \mu F$$

$$C_{2,max} = \frac{I_o D}{\Delta v_{C2} f_s} = \frac{2 \times 0.5}{48 \times 0.04 \times 100 \times 10^3} = 5.2 \mu F$$

เลือกตัวเก็บประจุแบบ Electrolytic capacitor $C_1 = 100 \mu\text{F}$ และ $C_2 = 110 \mu\text{F}$ โดย C_1 และ C_2 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 24\text{V}$ และ $V_{C2} = 48\text{V}$ ตามลำดับ และทนกระแส RMS ได้มากกว่า

$$I_{C1, \text{RMS}} = \sqrt{D I_{L2, \text{max}}^2 + (1-D) (I_{L1, \text{max}} + I_{L2, \text{max}})^2} = 4\text{A}$$

$$I_{C2, \text{RMS}} = \sqrt{D I_{O, \text{max}}^2 + (1-D) (I_{L2, \text{max}} + I_{O, \text{max}})^2} = 2\text{A}$$



รูปที่ 4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของ D_1 , D_2 , D_3 และ SW ในวงจรควอดเรทีคบูตคอนเวอร์เตอร์

ขั้นตอนที่ 4 เลือกไดโอดและสวิตช์กำลังโดยพิจารณาจากกราฟแรงดันและกระแสในรูปที่ 4 โดย

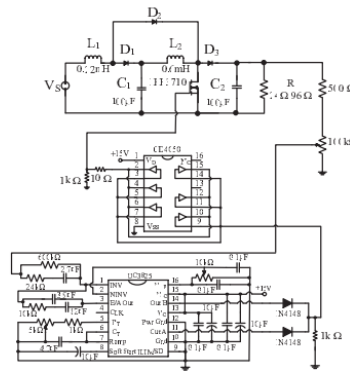
- ไดโอด D_1 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C1} = 24\text{V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า $(1-D)I_{L2, \text{max}} = 4\text{A}$
- ไดโอด D_2 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_{C2} - V_{C1} = 24\text{V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า $D I_{L2, \text{max}} = 4\text{A}$
- ไดโอด D_3 ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_O = 48\text{V}$ และกระแสเฉลี่ยได้มากกว่า $(1-D)I_{L2, \text{max}} = 2\text{A}$
- สวิตช์กำลังมอสเฟต SW ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า $V_O = 48\text{V}$ และกระแสเฉลี่ยมากกว่า $D(I_{L1, \text{max}} + I_{L2, \text{max}}) = 6\text{A}$

สำหรับ D_1 , D_2 และ D_3 เลือกใช้ไดโอดเบอร์ MUR 1520 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 200 V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 15A สำหรับ SW เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRF3710 ซึ่งมีแรงดันครั้น-ซอสสูงสุด 100V และกระแสครั้นเฉลี่ยสูงสุด 57A

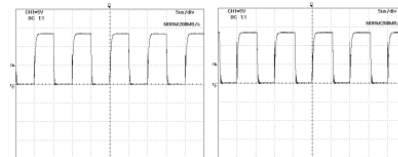
4. ผลการทดลอง

วงจรควอดเรทีคบูตคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นแสดงในรูปที่ 5 แรงดันเอาต์พุตถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ 48V โดยการป้อนกลับผ่านชุดความต้านทานแบ่งแรงดัน (Resistive voltage divider) ไปยังไอซีควบคุม UC3825 [4] ซึ่งทำให้ทำงานควบคุมโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control) สัญญาณเอาต์พุต PWM ที่ขา 11 และ 14 ซึ่งมีเฟสต่างกัน 180° ถูกนำมาต่อร่วมกันโดยผ่านไดโอด (1N4148) ทำให้สัญญาณ PWM ที่ได้มีค่าเฉลี่ยเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0% ถึง 90%

(โดยปกติสัญญาณ PWM ที่ขา 11 หรือ 14 เพียงลำพังจะมีค่าเฉลี่ยที่เฉลี่ยเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0% ถึง 45% เท่านั้น) สัญญาณ PWM นี้ถูกนำไปขับเกาท์ของมอสเฟต IRF3710 โดยผ่านไอซีขับเฟลอร์ CD4050



รูปที่ 5 วงจรต้นแบบควอดเรทีคบูตคอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้น

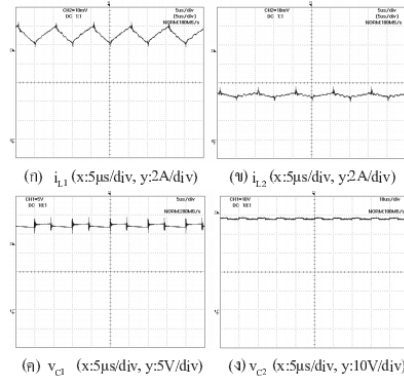


(ก) กระแสโหลด $I_o = 0.5\text{A}$ (ข) กระแสโหลด $I_o = 2\text{A}$

รูปที่ 6 ผลการวัดค่าเฉลี่ยที่เฉลี่ยของสัญญาณขับจากมอสเฟต

(x: 5μs/div, y: 5 V/div)

ผลการวัดค่าเฉลี่ยที่เฉลี่ยของสัญญาณ PWM ที่ขาเกาท์ของมอสเฟตแสดงในรูปที่ 6 จะเห็นว่าค่าเฉลี่ยที่เฉลี่ยเท่ากับ 52% และ 56% ที่กระแสโหลด 0.5A และ 2A ตามลำดับซึ่งใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎีคือ $D = 50\%$



(ก) i_{L1} (x:5 μ s/div, y:2A/div) (ข) i_{L2} (x:5 μ s/div, y:2A/div)
 (ค) v_{C1} (x:5 μ s/div, y:5V/div) (ง) v_{C2} (x:5 μ s/div, y:10V/div)
 รูปที่ 7 ผลการวัดคลื่นที่กระแสไหล 2A

รูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ที่วัดจากวงจรต้นแบบที่กระแสไหล 2A แสดงดังรูปที่ 7 ผลการวัดค่ารีปเปิลกระแสตัวเหนี่ยวนำและรีปเปิลแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุที่กระแสไหลค่าต่างๆสรุปในตารางที่ 2 จากตารางจะเห็นว่าค่ารีปเปิลกระแสและแรงดันที่วัดได้เป็นไปตามข้อกำหนดใน Specification

ตารางที่ 2 ผลการวัดค่ารีปเปิลกระแสและแรงดันในวงจรต้นแบบ

I_O (A)	D	Δi_{L1} (A)	Δi_{L2} (A)	Δv_{C1} (V)	Δv_{C2} (V)
0.55	0.52	1.4	0.2	0.4	0.4
1	0.52	1.4	0.2	0.6	0.6
1.5	0.54	1.4	0.2	0.7	0.8
2	0.56	1.4	0.2	0.8	1.0
Specification		$20\%I_{Lmax}$ (1.6A)	$20\%I_{Lmax}$ (0.8A)	$4\%V_{C1}$ (0.96V)	$4\%V_{C2}$ (1.92V)

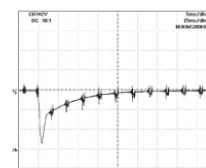
ตารางที่ 3 ผลการวัดแรงดันอินพุท/เอาต์พุทและกระแสอินพุท/เอาต์พุทและค่าประสิทธิภาพของวงจร

I_O	V_O	I_{in}	V_{in}	Efficiency
0.55	48.13	2.5	12.3	0.86
1	48.03	5	12.2	0.79
1.5	48.08	7.5	12.1	0.79
2	48.12	10.5	12.03	0.76

จากผลการวัดในตารางที่ 3 จะเห็นว่าวงจรต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุทอยู่ที่ 48V ได้ที่ทุกค่าของกระแสไหล (0.5A ถึง 2A) วงจร

ต้นแบบมีค่าประสิทธิภาพลดลงเมื่อกระแสไหลเพิ่มขึ้น สาเหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากเมื่อกระแสไหลเพิ่มขึ้น กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 รวมทั้งกระแสของมอเตอร์ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้การสูญเสียเนื่องจากความต้านทานขดลวดตัวเหนี่ยวนำและความต้านทานของมอเตอร์ในขณะนำกระแส ($P_{resistor}$) มีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วยส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรมีค่าลดลง

ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทต่อกระแสไหลที่เพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 0.5A เป็น 1.7A แสดงในรูปที่ 8 จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุทตกสูงสุดประมาณ 5 V (จาก 48V ไปเป็น 43V) และใช้เวลาประมาณ 35ms ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 48V อีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 8 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทต่อกระแสไหลที่เพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน (x:5ms/div, y:2V/div)

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการออกแบบและทดสอบสมรรถนะวงจรควบคุมความเร็วสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ ในการออกแบบได้แสดงสมการและวิธีการคำนวณเพื่อเลือกขนาดและพิกัดของอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร ผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นพบว่า วงจรสามารถทำงานได้โดยมีค่ารีปเปิลกระแสและแรงดันเป็นไปตามข้อกำหนดใน Specification สามารถรักษาแรงดันเอาต์พุทคงที่ 48V ได้ตลอดช่วงกระแสไหล และมีค่าประสิทธิภาพสูงสุด 86%

เอกสารอ้างอิง

- [1] D. W. Hart Introduction to power electronics, (Prentice-Hall, 1964)
- [2] M. G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, E. E. Carbajal-Gutierrez, and J. A. Morales-Salda, "Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch", IET Power Electronics, Vol. 1 No. 4, 2008, pp. 478-487.
- [3] J. A. Morales-Salda, R. Galarza-Quirino, J. Leyva-Ramos, E. E. Carbajal-Gutierrez, and M. G. Ortiz-Lopez, "Modeling and control of a cascaded boost converter with a single switch", Conf. Proc. IEEE Industrial Electronics, 2006, pp. 591-596.
- [4] Unitrode's Power Supply Circuit Data book, 1993.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายทวีวัชร ทัดวงษ์
วัน เดือน ปีเกิด	1 กรกฎาคม พ.ศ. 2532 ที่กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	360 ถนนเฉลิมพระเกียรติ ร.9 แขวงหนองบอน เขตประเวศ กรุงเทพมหานคร 10250 โทร. 081-6296315
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2553
ปัจจุบัน	นักศึกษาปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง