

การปรับปรุงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคซอฟต์สวิตช์

AN IMPROVEMENT OF A BOOST CONVERTER USING A SOFT SWITCHING
TECHNIQUE

บัญชา หิรัญสิงห์
BANCHA HIRANSING

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-020-352

การปรับปรุงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคซอฟต์สวิตช์

AN IMPROVEMENT OF A BOOST CONVERTER USING A SOFT SWITCHING
TECHNIQUE

บัญชา หิรัญสิงห์

BANCHA HIRANSING

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 82664
วัน,เดือน,ปี 21 ก.ค. 2551

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-020-352

AN IMPROVEMENT OF A BOOST CONVERTER USING A SOFT SWITCHING
TECHNIQUE

BANCHA HIRANSING

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2008

KMITL-2008-EN-M-020-352

COPYRIGHT 2008

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคซอฟต์แวร์สวิตช์
นักศึกษา	นาย บัญชา หิริฐสิงห์
รหัสประจำตัว	46060315
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการปรับปรุงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยใช้เทคนิคแบบซอฟต์แวร์สวิตช์ โดยการใช้อุปกรณ์ช่วยต่อเพิ่มเข้าไปจากวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม เพื่อที่จะลดการสูญเสียขณะการสวิตช์ ลดความเค้นของแรงดันตกคร่อมสวิตช์และกระแสไหลผ่านสวิตช์ เป็นผลทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรเพิ่มขึ้น ซึ่งวงจรทำงานโดยสวิตช์หลัก S_1 นำกระแส ด้วยการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ขณะที่สวิตช์ช่วย S_2 หยุดนำกระแส ด้วยการสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์ (ZCS) วงจรทำงานที่ความถี่การสวิตช์ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้โมสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์ สำหรับวงจรควบคุมการทำงานได้ประยุกต์ใช้ไอซี UC3879N ในการสร้างสัญญาณพีคเบิลยูเอ็ม ในส่วนของแรงดันเอาต์พุตทำการควบคุมให้คงที่ โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยคำนึงถึงพฤติกรรมทางพลวัตของระบบ ซึ่งสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้ วิทยานิพนธ์นี้ได้อธิบายหลักการทำงานของวงจร การออกแบบ พร้อมทั้งได้ทำการแสดงผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และผลการทดลอง เพื่อเป็นการยืนยันตามแนวคิดที่ได้นำเสนอ

Thesis Title	An Improvement of a Boost Converter using a Soft Switching Technique
Student	Mr. Bancha Hiransing
Student ID.	46060315
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Anuwat Jangwanitlert

ABSTRACT

This thesis presents an improved boost converter using a soft switching technique based on an auxiliary circuit adding to the conventional boost. The switching losses and voltage stress are reduced in order to obtain a high efficiency. The main switch is turned on under Zero Voltage Switching while the auxiliary switch is turned off under Zero Current Switching conditions. The switching frequency is 50 kHz using MOSFET. The control circuit is based on the UC 3879N pulse width modulation (PWM) IC. The output voltage is kept at constant value by using PI controller with dynamic analysis of system. The principle and design procedure are illustrated in this thesis. Both simulation results using MATLAB/Simulink and experimental results are shown to verify the validity of the proposed concept.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีจากความกรุณาของ ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิเศเลิศ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำปรึกษาตลอดจนช่วยแก้ปัญหาต่างๆเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.สุวัฒน์ กิตติรัตนัสัจจา และ รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ กรรมการสอบหัวข้อ และโครงร่างวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำแนะนำตลอดจนชี้แนะจนทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณ พี่จ๊ะศักดิ์ บุญส่งแก้ว, พี่สันติภาพ โคตรทะเล และคุณ ชาญกิต ที่คอยให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางตลอดจนความรู้เกี่ยวกับวงจรถออิเล็กทรอนิกส์และอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ขอกราบขอบคุณ คุณพ่อคำภา และขอขอบคุณพี่สาวปรารถนา ที่คอยให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียนมาโดยตลอด

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆและน้องๆ หจก. เอมดีอี ที่ให้ความสะดวกและช่วยเหลือในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, ห้องสมุดวิศวกรรมศาสตร์, สำนักหอสมุดกลางสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราเอกสารอ้างอิง และข้อมูลทางอินเทอร์เน็ตรวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทำวิจัย

สุดท้ายสำหรับคำขอบคุณอันพิเศษสุดขอมอบให้แก่ พี่ๆ น้องๆ และเพื่อนๆ นักศึกษาห้อง ECC 406 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจด้วยดีตลอดมา

คุณค่าและประโยชน์ที่พึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับ บิดา มารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่งของข้าพเจ้า ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพนับถือและผู้มีพระคุณทุกท่าน

บัญชา หิรัญสิงห์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
1.7 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 มอสเฟตกำลัง.....	6
2.2.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง.....	6
2.3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์ชนิดต่างๆ.....	8
2.3.1 หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	8
2.3.2 หลักการทั่วไปของวงจรการสวิตซ์แบบซอฟต์สวิตซ์ที่โหลดแรงดัน กับสวิตซ์ช่วย.....	17
2.3.3 การเปรียบเทียบของวิธีการต่างๆ.....	21
2.3.3.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสแน็บเบอร์.....	21
2.3.3.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบแอคทีฟสแน็บเบอร์.....	22
2.3.3.3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ชนิด การสวิตซ์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS).....	23

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.3.3.4 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ชนิด การสวิตซ์ขณะกระแสเป็นศูนย์ (ZCS).....	26
2.4 การวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุต.....	26
2.4.1 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น.....	27
2.4.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส.....	28
2.4.3 กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลัง.....	30
2.5 กระแสฮาร์มอนิกจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด.....	33
2.6 มาตรฐานกระแสฮาร์มอนิก.....	36
2.7 การประเมินสมรรถนะของระบบด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า.....	37
2.7.1 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแส.....	38
2.7.2 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแสมาตรฐาน.....	38
2.7.3 ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุต.....	38
2.7.4 ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน.....	38
2.7.5 องค์กรประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม.....	38
2.7.6 องค์กรประกอบค่ายอด.....	39
2.8 บทสรุป.....	39
บทที่ 3 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์	40
3.1 บทนำ.....	40
3.2 หลักการทำงานของวงจร.....	40
3.2.1 หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์.....	40
3.3 การออกแบบวงจร.....	54
3.3.1 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม.....	55
3.3.2 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์แบบใหม่.....	56
3.4 บทสรุป.....	60
บทที่ 4 การออกแบบวงจรควบคุมสวิตซ์และระบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่.....	61
4.1 บทนำ.....	61

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2 การออกแบบสร้างสัญญาณ.....	61
4.2.1 การออกแบบตัวกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม.....	62
4.2.2 วงจรขับสวิตช์.....	65
4.3 บทนำระบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่.....	67
4.3.1 การออกแบบระบบควบคุมเพื่อรักษาระดับแรงดันคงที่ของวงจร.....	67
4.3.2 การวิเคราะห์พฤติกรรมพลวัตของวงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	70
4.3.3 การวิเคราะห์แบบ 3 เทอร์มินอลของวงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบชอฟท์สวิตช์.....	75
4.3.4 วงจรเฉลี่ยสวิตช์ของวงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์.....	76
4.3.5 การสร้างตัวควบคุมด้วยเทคโนโลยีแอนะล็อก.....	81
4.4 สรุป.....	83
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	84
5.1 ทดสอบเมื่อมีการปรับค่าโหลด.....	84
5.1.1 วงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม.....	85
5.1.2 วงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์แบบใหม่.....	87
5.1.3 ทดสอบประสิทธิภาพวงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	90
5.2 ทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่.....	99
5.2.1 ทดสอบเมื่อมีการปรับลดและเพิ่ม โหลด.....	100
5.2.2 ทดสอบเมื่อมีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุตเปลี่ยนแปลง.....	101
5.3 บทสรุปการวิจัย.....	101
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	103
6.1 ข้อเสนอแนะ.....	103
บรรณานุกรม.....	105
ภาคผนวก ก	107

ประวัติผู้เขียน.....113

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 อัตราขยายแรงดันของ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบการปรับค่าควิตซ์ไชเกิด D.....	13
5.1 ค่าอุปกรณ์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในงานวิจัย.....	84
5.2 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ควิตซ์ไชเกิด $D= 0.5$	90
5.3 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟท์สวิตซ์แบบใหม่เมื่อต่อ โหลดความต้านทานที่ควิตซ์ไชเกิด $D= 0.5$	91
5.4 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟท์สวิตซ์แบบใหม่เมื่อต่อ โหลดความต้านทานที่ควิตซ์ไชเกิด $D= 0.45$	92
5.5 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟท์สวิตซ์แบบใหม่เมื่อต่อ โหลดความต้านทานที่ควิตซ์ไชเกิด $D= 0.40$	93
5.6 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟท์สวิตซ์แบบใหม่เมื่อต่อ โหลดความต้านทานที่ควิตซ์ไชเกิด $D= 0.35$	94
5.7 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟท์สวิตซ์แบบใหม่เมื่อต่อ โหลดความต้านทานที่ควิตซ์ไชเกิด $D= 0.30$	95
5.8 ทดสอบและเปรียบเทียบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของแรงดัน ($\%THD_v$) ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	98
5.9 ทดสอบและเปรียบเทียบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของแรงดัน ($\%THD_i$) ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	98

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ลักษณะของการสวิตช์แบบฮาร์ด.....	2
1.2 ลักษณะของการสวิตช์แบบศูนย์.....	3
1.3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอพท์สวิตช์แบบใหม่ที่น่าเสนอในงานวิจัย.....	3
2.1 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลัง เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส.....	7
2.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	9
2.3 วงจรสมมูลขณะสวิตช์ S เริ่มนำกระแส.....	10
2.4 (a) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (b) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ.....	11
2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์ S ไม่นำกระแส.....	11
2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันไฟฟ้ากับ D	14
2.7 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ.....	16
2.8 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	17
2.9 พื้นฐานการสวิตช์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอพท์สวิตช์.....	18
2.10 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสลับเบอร์.....	14
2.11 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบแอคทีฟสลับเบอร์.....	21
2.12 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอพท์สวิตช์ชนิดสวิตช์ตัวเดียว.....	24
2.14 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอพท์สวิตช์ชนิดสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS).....	24
2.15 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอพท์สวิตช์ชนิดสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS).....	25
2.15 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอพท์สวิตช์ชนิดสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์ (ZCS).....	26
2.16 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า.....	32
2.17 วงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์.....	34
2.18 รูปคลื่นกระแสและแรงดันอินพุตของวงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์.....	34
2.19 สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าสัญญาณไซน์ที่มีส่วนประกอบฮาร์มอนิก.....	35
2.20 ไดอะแกรมของแรงดันที่จู่คร่อม.....	36
3.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอพท์สวิตช์แบบใหม่.....	41
3.2 รูปคลื่นการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบชอพท์สวิตช์แบบใหม่.....	42

สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

3.3 โหมคการทำงานวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบชอฟท์สวิตช์แบบใหม่.....	43
3.4 โหมคการทำงานที่ 0.....	44
3.5 รูปคลื่นการทำงานของวงจร โหมคการทำงานที่ 0.....	44
3.6 โหมคการทำงานที่ 1.....	45
3.7 รูปคลื่นการทำงานของวงจร โหมคการทำงานที่ 1.....	45
3.8 โหมคการทำงานที่ 2.....	46
3.9 รูปคลื่นการทำงานของวงจร โหมคการทำงานที่ 2.....	47
3.10 โหมคการทำงานที่ 3.....	48
3.11 รูปคลื่นการทำงานของวงจร โหมคการทำงานที่ 3.....	49
3.12 โหมคการทำงานที่ 4.....	49
3.13 รูปคลื่นการทำงานของวงจร โหมคการทำงานที่ 4.....	50
3.14 โหมคการทำงานที่ 5.....	51
3.15 รูปคลื่นการทำงานของวงจร โหมคการทำงานที่ 5.....	51
3.16 โหมคการทำงานที่ 6.....	52
3.17 รูปคลื่นการทำงานของวงจร โหมคการทำงานที่ 6.....	53
3.18 โหมคการทำงานที่ 7.....	53
3.19 รูปคลื่นการทำงานของวงจร โหมคการทำงานที่ 7.....	54
3.20 คลื่นแรงดันและกระแสของวงจรเรโซแนนท์กรณิควบคุมกำลังไฟฟ้า ด้วยวิธี Pulse Width Modulation.....	57
3.21 กำลังไฟฟ้าเรโซแนนท์ที่ค่าความถี่สวิตช์ต่างๆ.....	58
3.22 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์แบบชอฟท์สวิตช์ แบบใหม่ที่ได้จากการออกแบบ.....	59
4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม.....	62
4.2 วงจรภายในของตัวสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม ไอซี UC3879N.....	64
4.3 สัญญาณการเลื่อนเฟส.....	64
4.4 วงจรขับสวิตช์อย่างง่าย.....	65

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 วงจรขับสวิทช์.....	66
4.6 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม.....	67
4.7 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม.....	69
4.8 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	70
4.9 วงจรเฉลี่ยสวิทช์พีคเบิลยูเอ็ม.....	71
4.10 วงจรเฉลี่ยวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	72
4.11 วงจรสมมูลวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	73
4.12 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิทช์.....	75
4.13 แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิทช์.....	76
4.14 วงจรเฉลี่ยสวิทช์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิทช์.....	76
4.15 แผนภาพโบคของระบบที่มีตัวควบคุมพีไอ.....	79
4.16 ทางเดินรากของระบบที่ซคเซยแล้ว.....	79
4.17 แสดงผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบวงปิด.....	80
4.18 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน.....	81
4.19 วงจรควบคุมพีไอที่สร้างจากออปแอมป์.....	82
4.20 สัญญาณพีคเบิลยูเอ็มจากการสร้าง.....	83
4.21 แสดงวงจรควบคุมการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิทช์.....	83
5.1 วงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	85
5.2 แรงดันและกระแสด้านอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ ก่อนเข้าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม.....	85
5.3 แรงดันและกระแสตกคร่อมสวิทช์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม.....	85
5.4 แรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม.....	86
5.5 สเปคตรัมฮาร์มอนิกแรงดันด้านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม.....	86
5.6 สเปคตรัมฮาร์มอนิกกระแสด้านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม.....	86
5.7 วงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟท์สวิทช์แบบใหม่.....	87

สารบัญญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.8 แรงดันและกระแสด้านอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ก่อนเข้า วงจรมอเตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่.....	87
5.9 แรงดันและกระแสตกคร่อมสวิตช์ S_1 ของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่.....	87
5.10 แรงดันและกระแสตกคร่อมสวิตช์ S_2 ของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่.....	88
5.11 แรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่.....	88
5.12 สเปกตรัมฮาร์มอนิกแรงดันด้านอินพุตของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่.....	88
5.13 สเปกตรัมฮาร์มอนิกกระแสด้านอินพุตของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่.....	89
5.14 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมอเตอร์แบบเดิม.....	91
5.15 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่ $D=0.5$	92
5.16 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่ $D=0.45$	93
5.17 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่ $D= 0.40$	94
5.18 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่ $D= 0.35$	95
5.19 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมอเตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่ $D= 0.30$	96
5.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency กับ P_{out}	97
5.21 ความสัมพันธ์ระหว่าง %THD กับ P_{out}	99
5.22 วงจรมอเตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่มีการควบคุมแบบพีไอ.....	100

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.23 การปรับระดับโหลด.....	100
5.24 การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต.....	101

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

โดยทั่วไปในปัจจุบันวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงเช่น วงจรบัค บูสต์ และบัส-บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ มีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางในวงการอุตสาหกรรม โดยส่วนใหญ่เป็นวงจรที่ทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง เนื่องจากมีพิกัดกำลังสูง การตอบสนองในสถานะชั่วขณะรวดเร็ว ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และความง่ายในการควบคุมการทำงาน สามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่การสวิตช์ อย่างไรก็ตามการเพิ่มความถี่การสวิตช์กลับทำให้เกิดการสูญเสียขณะสวิตช์ (Switching Losses) และเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) ด้วยเหตุผลนี้จึงคิดค้นวงจรที่ช่วยในการลดการสูญเสียขณะสวิตช์ (Switching Losses) ในขณะที่วงจรทำงานที่ความถี่สูง วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์เป็นอีกวงจรหนึ่งที่จะนำเสนอ กล่าวคือวงจรใช้หลักการของสถานะเรโซแนนซ์ที่แน่นอนทั้งการสวิตช์ขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และ การสวิตช์ที่กระแสเป็นศูนย์ (ZCS) เพื่อลดการสูญเสียขณะสวิตช์ (Switching Losses)

วงจรถูกบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ที่จะเสนอนี้ในงานวิจัยนี้ เป็นวงจรที่ไม่สลับซับซ้อน ประหยัดค่าใช้จ่ายและง่ายในการควบคุมการทำงาน วงจรซอฟท์สวิตช์ที่ต่อเพิ่มเข้ามาประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ สวิตช์ช่วยหนึ่งตัวและไดโอดช่วยอีกสี่ตัว อีกทั้งวงจรสามารถทำงานในเงื่อนไขที่โหลดน้อยๆ อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำในวงจรถูกบูสต์คอนเวอร์เตอร์เปิดและปิดวงจรภายใต้เงื่อนไขการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และ/หรือการสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์ (ZCS) ที่แน่นอนหรือใกล้เคียง ไม่เกิดแรงดันเกินและความเค้นของกระแสบนสวิตช์หลักและไดโอดหลัก ดังนั้นแรงดันและความเค้นของกระแสในวงจรช่วยก็ยังคงอยู่ในเกณฑ์ดีมาก ซึ่งเป็นการลดการสูญเสียขณะนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ (Conduction Losses) ได้อีกด้วย

การวิเคราะห์ของวงจรถูกบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ ในโหมดการนำกระแสต่อเนื่อง (CCM) การทำนายหลักการการทำงานในแต่ละช่วงเวลา การวิเคราะห์วงจรในแง่ของทฤษฎีการออกแบบวงจร โดยคำนึงถึงความถี่การสวิตช์และความถี่เรโซแนนซ์ในสถานะเรโซแนนซ์ตลอดจนทำนายการทำงานด้วยผลการจำลอง โดยการใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ที่พิกัดกำลังด้านเอาต์พุต 500 วัตต์ แรงดันไฟฟ้านด้านเอาต์พุต 100 โวลต์ และความถี่การสวิตช์ 50 กิโลเฮิร์ต โดยการใช้ออสเฟดเป็นอุปกรณ์สวิตช์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

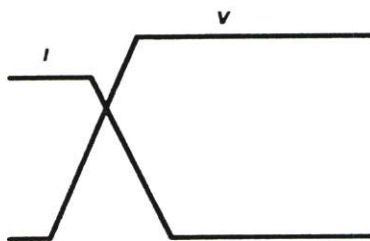
- 1.2.1 เพื่อให้เข้าใจถึงเทคนิคการลดกำลังสูญเสียในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์
- 1.2.2 เพื่อวิเคราะห์ ลักษณะการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ ที่มีลักษณะของการสวิตช์แบบแรงดันเป็นศูนย์ และลักษณะของการสวิตช์แบบกระแสเป็นศูนย์
- 1.2.3 เพื่อทำการศึกษาความแตกต่าง ของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์ฮาร์ดสวิตช์แบบเดิม กับวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่
- 1.2.4 เพื่อออกแบบวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ และนำไปใช้งานจริงเพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆต่อไป

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การที่อุปกรณ์สวิตช์ของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมทำงานที่ความถี่สูงนั้น จะมีกำลังการสูญเสียมาก อันเนื่องมาจากเกิดการเหลื่อมซ้อนกันระหว่างแรงดันและกระแสของสวิตช์ ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมมีค่าลดลง ดังนั้นหากจะลดความสูญเสียที่เกิดขึ้นก็จะต้องทำการออกแบบวงจรใหม่ เพื่อแก้ปัญหานี้ เทคนิคของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่จึงนำเสนอเพื่อลดความเค้นของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์ และลดการสูญเสียกำลังงานในการสวิตช์ดังกล่าว จึงทำให้ประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มขึ้น

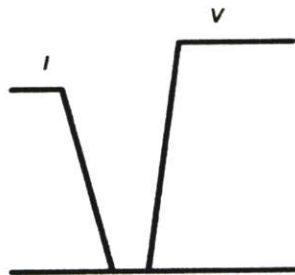
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่มีใช้อยู่ในปัจจุบัน จะมีลักษณะของการสวิตช์อยู่ด้วยกัน 2 แบบการสวิตช์แบบฮาร์ด (Hard Switching) ตัวอุปกรณ์สวิตช์จะมีค่ากระแสและแรงดันที่ทำให้เกิดความเค้นบนตัวอุปกรณ์สวิตช์ในช่วงเวลาการสวิตช์สูงและจะเกิดการสูญเสีย ในตัวอุปกรณ์สวิตช์สูงเช่นกัน ลักษณะของการสวิตช์แบบนี้จะเป็นตามรูปที่ 1.1



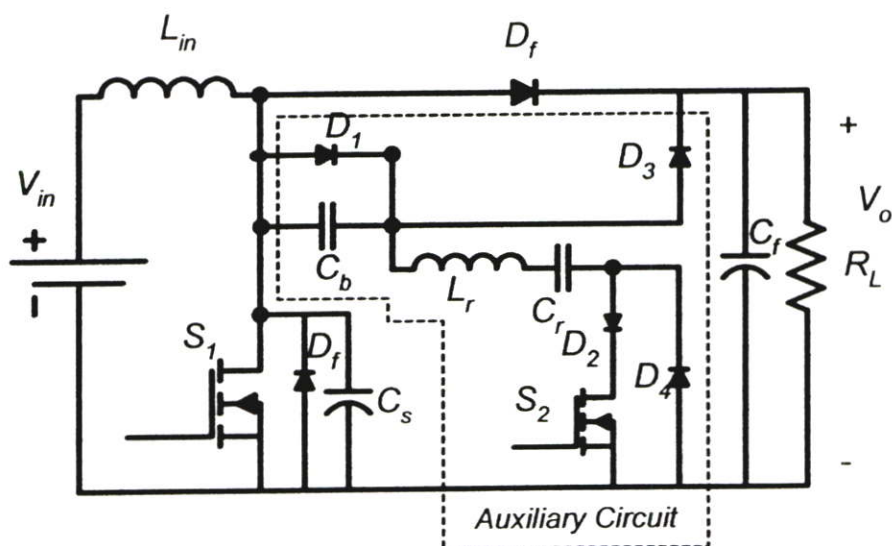
รูปที่ 1.1 ลักษณะของการสวิตช์แบบฮาร์ด

การสวิตช์แบบซอฟท์ (Soft Switching) ลักษณะของการสวิตช์แบบนี้จะมีความเค้นที่ตัวอุปกรณ์สวิตช์ลดลงและกำลังการสูญเสียก็จะลดลงตามไปด้วย โดยการใช้วงจรสับเบอร์ด์คร่อมที่ตัวอุปกรณ์สวิตช์เพื่อลดค่า dv/dt หรือการใช้วงจรเรโซแนนท์เพื่อทำให้กระแสหรือแรงดันมีค่าเป็นศูนย์ก่อนการสวิตช์ เรียกว่าการสวิตช์แบบศูนย์ (Zero Switching) ในลักษณะของการสวิตช์แบบนี้จะต้องทำให้แรงดันหรือกระแสมีค่าเป็นศูนย์ก่อนช่วงเวลาของการสวิตช์ จะเป็นผลทำให้ความเค้นและกำลังการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตช์หมดไปดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 ลักษณะของการสวิตช์แบบศูนย์

ฉะนั้นในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะการสวิตช์นี้จะเป็นที่นิยมใช้มาก โดยส่วนใหญ่แล้วจะเป็นแบบสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ ซึ่งหลักการนี้จะถูกนำมาใช้ในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่จะนำเสนอ ด้วยการลดกระแสในช่วงหยุดการกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ให้มีค่าเป็นศูนย์ โดยวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้จะใช้ความถี่สวิตช์ที่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ใช้ออสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์ แนวคิดนี้ทั้งหมดสามารถแสดงตามรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ที่นำเสนอในงานวิจัย

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 การวิเคราะห์ หลักการทำงาน และ การควบคุมการทำงาน รวมทั้งการจำลอง และ ทดลองการทำงานของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ โดยการปรับค่าตัวดีไอ้เกิลของวงจรมุสค์ควบคุม

1.5.2 ออกแบบวงจรมุสค์ควบคุม และหลักการออกแบบสวิตช์ช่วย S_2 ของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่

1.5.3 นำเครื่องต้นแบบของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิม และวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ต่อกับโหลดตัวต้านทาน เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะต่างๆที่พิกัดกำลัง 500 วัตต์

1.5.4 ออกแบบวงจรมุสค์ป้องกันกลับเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

1.6.1 ศึกษาข้อมูลจากบทความ และตำราต่างๆที่สามารถ ให้ข้อมูลเกี่ยวกับวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรที่เกี่ยวข้อง

1.6.2 ศึกษาข้อมูลของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์ และวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบต่างๆ

1.6.3 วิเคราะห์ และออกแบบวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิม และวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ โดยการจำลองการทำงานของวงจรมุสค์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

1.6.4 ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการวิจัย

1.6.5 ทำการทดสอบและเก็บข้อมูลพร้อมทั้งวิเคราะห์ผลให้สอดคล้องกับทฤษฎี

1.6.6 เรียบเรียงและเขียนวิทยานิพนธ์

1.7 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอ การวิเคราะห์ การออกแบบ และการสร้างเครื่องต้นแบบของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิม และวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ขนาด 500 วัตต์ ซึ่งสามารถแบ่งรายละเอียดที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์เป็น 6 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมา ความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมาย วัตถุประสงค์ สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนของการศึกษา และ โครงสร้างของวิทยานิพนธ์ ซึ่งกล่าวถึงเนื้อหาคร่าวๆของแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น กล่าวถึงหลักการ และทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้ รวมถึงดัชนีทางไฟฟ้าที่เกี่ยวข้องกับวงจร

บทที่ 3 การวิเคราะห์การทำงาน และออกแบบวงจร ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิม และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่

บทที่ 4 กล่าวถึง หลักการออกแบบวงจรควบคุม และลักษณะของสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็ม ที่นำไปควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ ทั้งที่ทำงานที่ความถี่การสวิตช์คงที่ และการควบคุมเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

บทที่ 5 การทดสอบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิม และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ในพิกัดการทำงานต่างๆ เพื่อทดสอบหาค่าประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร ในแต่ละกรณี

บทที่ 6 บทสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ กล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในการวิจัย ตลอดจนข้อเสนอแนะ ในการพัฒนางจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีเบื้องต้น

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม และวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ที่มีลักษณะการทำงานแบบสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และแบบสวิตช์ที่กระแสเป็นศูนย์ (ZCS) เพื่อที่จะลดการสูญเสีย เนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรเพิ่มขึ้น โดยจะกล่าวถึงลักษณะของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม และวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ในลักษณะต่างๆกันเพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของวงจรในแต่ละแบบ

2.2 มอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากการใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะ เป็นผลดีในการลดขนาดของมุสค์คอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของมอสเฟตกำลังนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับมอสเฟตกำลังให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมเช่น UC3879N ได้โดยตรง มอสเฟตกำลังจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็ว ในการผลิตสวิตช์ซึ่ง เพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมในปัจจุบัน

2.2.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอสเฟตกำลังขณะทำงาน[1] จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะ เช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ (Switching Loss) และกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส (Conduction Loss) แต่สำหรับมอสเฟตกำลัง จะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on) และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off) สั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของมอสเฟตกำลังจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามมอสเฟตกำลังจะมีค่า

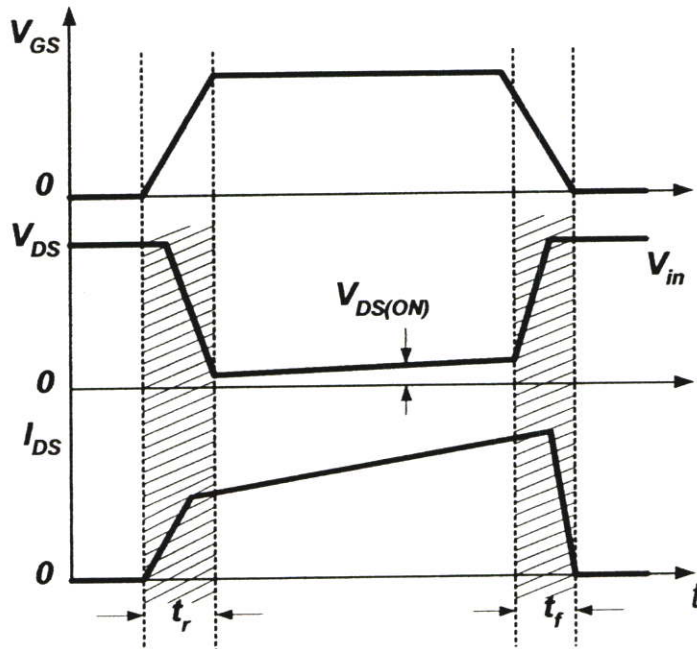
ความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียมอสเฟตกำลังขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไปโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะการตอบสนองของมอสเฟตกำลังเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส ของมอสเฟตกำลังจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปมอสเฟตกำลังมักถูกใช้งานเมื่อความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิรตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงาน จำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ของมอสเฟตกำลังมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของมอสเฟตกำลังขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad (2.1)$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} \cdot t_r}{T} \quad (2.2)$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} \cdot t_f}{T} \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.1 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลังเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

$$P_C = I_{D_{rms}}^2 \times R_{DS(on)}(T_j) \quad (2.4)$$

โดยที่ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

$P_{SW(off)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
P_C	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
$I_{PK(on)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
$I_{PK(off)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
$I_{D,rms}$	คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังขณะทำงาน
$R_{DS,on}(T_j)$	คือ ค่าความต้านทานระหว่างแควินและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุด ขณะทำงานของมอสเฟตกำลัง
t_r	คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง
t_f	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

หมายเหตุ สำหรับมอสเฟตกำลังโดยทั่วไป ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสหยุดนำกระแสในคาบซ้ำซึ่ของผู้ผลิตส่วนใหญ่มีกระบุ มาเป็นค่า t_r (current rise time) และ t_f (current fall time) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น t_r และ t_f แทน t_{on} และ t_c เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

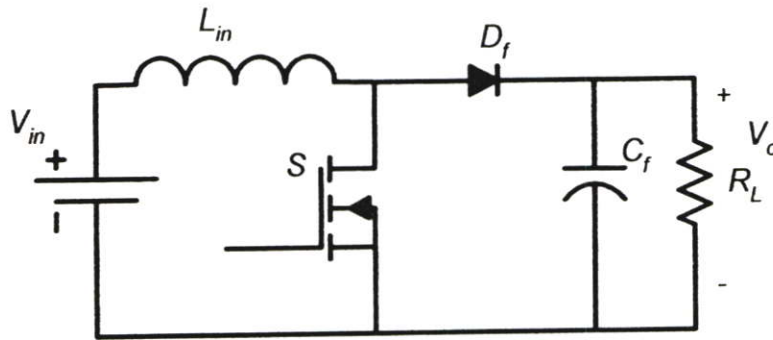
2.3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ หรือ วงจรทบระดับแรงดันไฟฟ้า คือ วงจรสวิตชิงความถี่สูงที่มีลักษณะการทำงานที่ช่วยเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตได้ โดยที่ไม่ต้องใช้หม้อแปลงแรงดัน ซึ่งวงจรมีขนาดเล็ก มีอุปกรณ์น้อยชิ้น ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_m ตัวเหนี่ยวนำ L_m สวิตช์ S ไดโอด D_f ตัวเก็บประจุ C_f และตัวต้านทานโหลด R_L แสดงในรูปที่ 2.2

2.3.1 หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันด้านเอาต์พุตสูงกว่าแรงดันด้านอินพุตตามต้องการ พื้นฐานการทำงานทำได้สองโหมดซึ่งขึ้นอยู่กับกรควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ คือกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่องและกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไม่ต่อเนื่อง ในวิทยานิพนธ์นี้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง หลักการทำงานจะเริ่มต้นจากข้อกำหนดที่ว่า แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลา (Volt-sec balance) จะเท่ากับศูนย์ และวิเคราะห์การทำงานในช่วงสภาวะอยู่ตัว สามารถหา

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมคดังนี้[2]-
[5]



รูปที่ 2.2 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

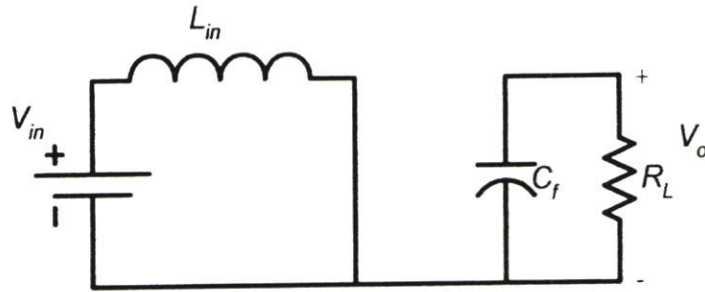
2.3.1.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะมีการกำหนดเงื่อนไขในการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบมีค่าเท่ากันและเป็นบวกเสมอ
2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบมีค่าเป็นศูนย์ หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ในแต่ละคาบมีค่าเป็นศูนย์
3. ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตมีขนาดใหญ่เพียงพอที่จะทำให้แรงดันด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่
4. กำลังไฟฟ้าด้านอินพุตเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต ในกรณีนี้ไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจร โดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรเป็นหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์

2.3.1.2 ขณะสวิตช์ S เริ่มนำกระแส

จากวงจรรูปที่ 2.2 กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_m จะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m ผ่านสวิตช์ S ขณะเดียวกัน ไดโอด D_f จะถูกไบอัสย้อนกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ แสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลขณะสวิตช์ S เริ่มนำกระแส

และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_m ดังนี้

$$-V_{in} + v_{L_m} = 0 \quad (2.5)$$

$$v_{L_m} = V_{in} = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} \quad (2.6)$$

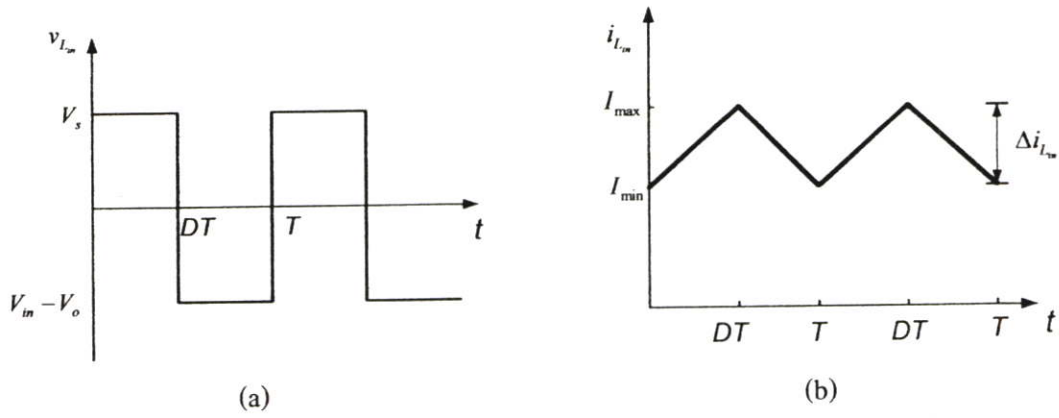
$$\frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_m} \quad (2.7)$$

โดยที่ขณะสวิตช์นำกระแส $dt = DT$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าคงที่ อาจถือว่าการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_{L_m}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_m}}{DT} = \frac{V_{in}}{L_m} \quad (2.8)$$

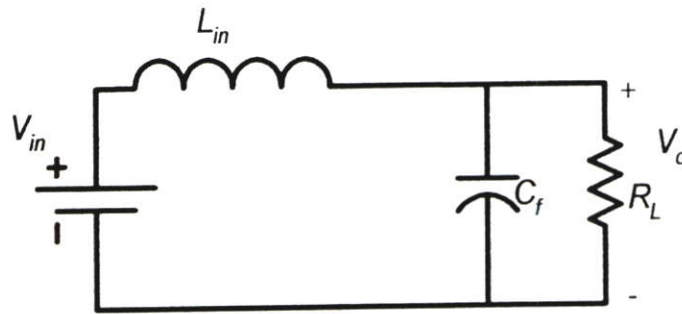
$$\Delta i_{L_m, on} = \frac{V_{in} DT}{L_m} \quad (2.9)$$

เมื่อ $\Delta i_{L_m, on}$ หมายถึง อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m ขณะสวิตช์ S นำกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.4 โดยรูป (a) แสดงแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_m ส่วนรูป (b) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m ซึ่งทำงานในโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่อง



รูปที่ 2.4 (a) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (b) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

2.3.1.3 ขณะสวิตช์ S ไม่นำกระแส



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์ S ไม่นำกระแส

จากรูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลขณะสวิตช์ S ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{in} จะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ใดโอด D_f จะถูกไบอัสไปหน้าให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{in} อย่างต่อเนื่อง ซึ่งจากเงื่อนไขแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ดังนี้

$$-V_{in} + v_{L_{in}} + V_o = 0 \quad (2.10)$$

$$v_{L_{in}} = L_{in} \frac{di_{L_{in}}}{dt}$$

$$\frac{di_{L_{in}}}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L_{in}} \quad (2.11)$$

โดยที่ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส $dt = (1 - D)T$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าคงที่ อาจถือว่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta i_{L_m,off} = \frac{(V_m - V_o)(1 - D)T}{L_m} \quad (2.12)$$

เพราะฉะนั้นที่สภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m มีค่าเท่ากับศูนย์ เราจึงได้ว่า

$$\Delta i_{L_m,on} + \Delta i_{L_m,off} = 0 \quad (2.13)$$

$$\left(\frac{V_m}{L_m}\right)DT + \frac{(V_m - V_o)(1 - D)T}{L_m} = 0 \quad (2.14)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{V_o}{V_m} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.15)$$

จากการหาความสัมพันธ์ของ อัตราส่วนแรงดันไฟฟ้านำเข้าต่อแรงดันไฟฟ้าค่านินพุต ที่เรียกว่า อัตราขยายแรงดัน (Voltage Gain) สามารถหาได้โดยง่าย ๆ โดยใช้สมการแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบซึ่งจะมีค่าเป็นศูนย์ และได้ผลเช่นเดียวกับสมการที่ (2.15) ดังนี้

$$V_{L,av} = v_{L,on}(t_{on}) + v_{L,off}(t_{off}) = 0 \quad (2.16)$$

จากสมการที่ 3.2

$$v_{L,on} = V_m$$

และจากสมการที่ 3.7

$$v_{L,off} = V_m - V_o$$

$$V_{L,av} = (V_m)(t_{on}) + (V_m - V_o)(t_{off}) = 0$$

$$(V_m)(DT) + (V_m - V_o)(1 - D)T = 0$$

$$V_{in} - V_o(1 - D) = 0$$

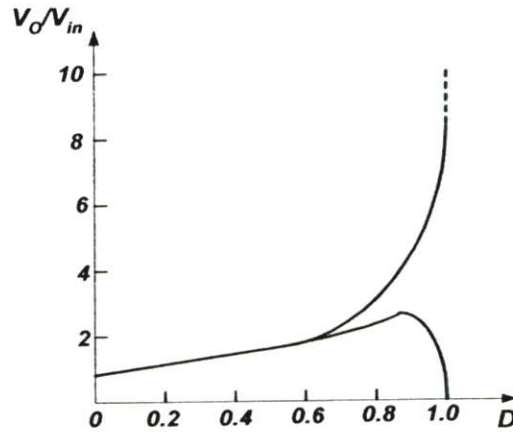
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.17)$$

การได้มาซึ่งสมการอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตต่อแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต จากสมการที่ (2.17) แท้จริงแล้วมีหลักการทำงานอันเดียวกัน ทำให้สามารถคำนวณค่าอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตต่อแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตได้จากการปรับค่าควิตีไซเกิล D ดังแสดงในตารางที่ 2.1

จากตารางที่ 2.1 สามารถเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 2.6 เมื่อค่า D เพิ่มขึ้นค่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในทางปฏิบัตินิยมกำหนดอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 4 เท่า ทั้งนี้เพื่อให้วงจรมีความเสถียรภาพ โดยอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าขั้นต่ำสุดคือหนึ่งหรือแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัติแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตจะน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตเล็กน้อย เนื่องจากมีแรงดันไฟฟ้านคร่อมไดโอดและตัวอุปกรณ์สวิตช์

ตารางที่ 2.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบการปรับค่าควิตีไซเกิล D

Duty ratio (D)	อัตราขยายแรงดัน(Voltage gain)(V_o / V_{in})
0.0	1.00
0.1	1.10
0.2	1.25
0.3	1.43
0.4	1.67
0.5	2.00
0.6	2.50
0.7	3.33
0.8	5
0.9	10
1.0	infinity



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันไฟฟ้ากับ D

2.3.1.4 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง

สมมติการสูญเสียของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าด้านอินพุตวงจรเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับ เงื่อนไขนี้จะได้

$$P_{in} = P_o = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (2.18)$$

$$P_{in} = V_m I_{in} = V_m I_{L_m} \quad (2.19)$$

$$V_m I_{L_m} = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (2.20)$$

$$\frac{V_o}{V_m} = \frac{1}{1-D} \quad (2.21)$$

แก้สมการทั้งสามจะได้

$$I_{L_m} = \frac{V_m}{(1-D)^2 R_L} \quad (2.22)$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุด หาได้จากค่าเฉลี่ย และการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่สวิตช์นำกระแส

$$\Delta i_{L_m, on} = \frac{V_m DT}{L_m} \quad (2.23)$$

ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดคือ

$$I_{L_m, max} = i_{L_m} + \frac{\Delta i_{L_m}}{2} \quad (2.24)$$

$$I_{L_m, max} = \frac{V_m}{(1-D)^2 R_L} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_m DT}{L_m} \right) \quad (2.25)$$

$$I_{L_m, min} = \frac{V_m}{(1-D)^2 R_L} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_m DT}{L_m} \right) \quad (2.26)$$

จากเงื่อนไขกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่อง และเป็นบวกเสมอ ดังนั้นจะหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด ที่ทำให่วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง และไม่ต่อเนื่อง ได้จากการกำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์

$$I_{L_m, min} = \frac{V_m}{(1-D)^2 R_L} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_m DT}{L_m} \right) = 0 \quad (2.27)$$

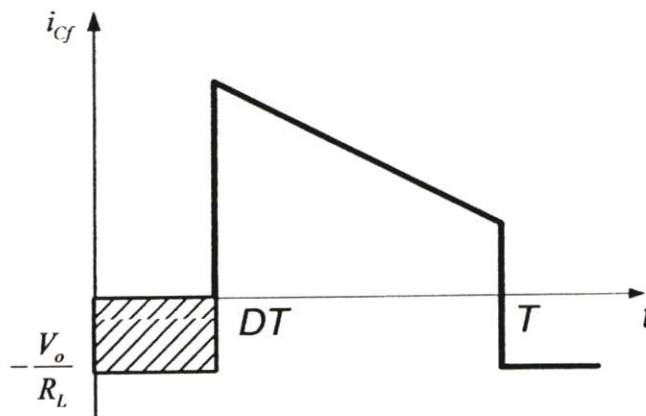
$$\frac{V_m}{(1-D)^2 R_L} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_m DT}{L_m} \right)$$

$$L_{m, min} = \frac{D(1-D)^2 R_L}{2f_s} \quad (2.28)$$

จากสมการที่ (2.28) ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด ที่วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง สามารถนำมาเป็นแนวทางในการออกแบบสร้าง ตัวเหนี่ยวนำ L_m ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการจำลองและการทดลองต่อไป

2.3.1.5 การหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต

การที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ จะสามารถรักษาให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตให้คงที่ได้ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มาๆได้ เนื่องจากราคาแพงและใช้พื้นที่มาก จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสม และค่าระลอกคลื่นของ แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตจากขดถึงขด สามารถหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

จาก

$$|\Delta Q| = C_f \Delta V_o = I_o \Delta t_{on} \quad (2.29)$$

เมื่อ

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} \quad (2.30)$$

$$\Delta t_{on} = DT \quad (2.31)$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o \Delta t_{on}}{C_f} = \frac{V_o DT}{R_L C_f} \quad (2.32)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{R_L C_f} \quad (2.33)$$

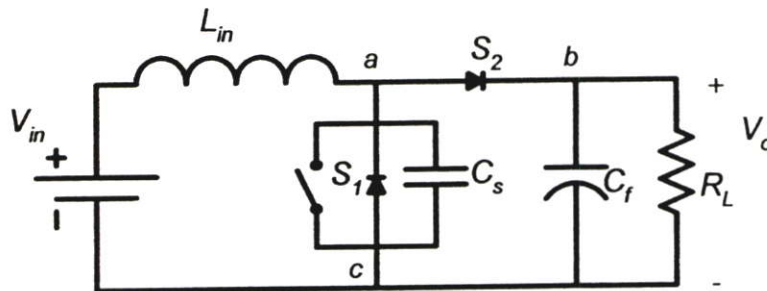
ส่วนที่หกของสมการ พิจารณาผลด้านค่ากระแส

$$\text{โดยที่ } T = \frac{1}{f_s}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R_L C_f f_s} \quad (2.34)$$

เมื่อต้องการจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต จะทำได้โดยการลดค่า D ให้มีค่าใกล้ศูนย์ หรือการเพิ่มค่าโหลด หรือเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุ หรือเพิ่มค่าความถี่ให้สูงขึ้น

จากวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวิจัยชิ้นนี้ จะใช้อุปกรณ์ สวิตช์มอสเฟต ซึ่งจะมีไดโอดภายในสวิตช์และตัวเก็บประจุแฝงทางด้านเอาต์พุต C_s บรรจุอยู่ ภายในสวิตช์แสดงดังรูปที่ 2.8 ซึ่งไดโอดภายในสวิตช์และตัวเก็บประจุแฝงทางด้านเอาต์พุต C_s นี้ มีประโยชน์ในการที่ช่วยให้วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เกิดการ ทำงานในลักษณะซอฟต์สวิตช์ที่ จะกล่าวในหัวข้อต่อไป



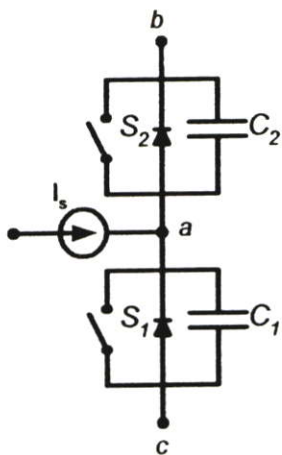
รูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

2.3.2 หลักการทั่วไปของวงจรการสวิตช์แบบซอฟต์สวิตช์ที่โหมดแรงดันกับสวิตช์ช่วย

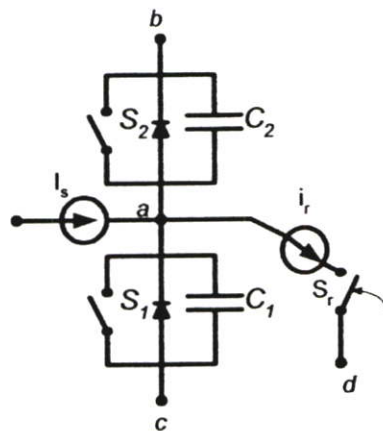
การสลับเปลี่ยนการทำงานระหว่างโครงสร้างของทั้งสองสวิตช์[6] ที่มีผลต่อทิศทางการไหลของกระแสที่เกิดขึ้นในขดลวด โดยอธิบายไว้อย่างง่ายๆด้วยวิธีของ Voltage Mode Soft Switching ดังรูปที่ 2.9 (b) และจากรูปที่ 2.9 (a) เขียนแทนด้วยตำแหน่งสวิตช์ทั้งสองตัวของบัสต์คอนเวอร์เตอร์ในแบบพื้นฐาน แหล่งจ่ายกระแส (I_s) ในแต่ละรูปที่แสดงเป็นการถ่ายโอนพลังงานกระแสของขดลวด ในวงจรคอนเวอร์เตอร์รูปแบบต่างๆ ที่ไม่เกิดการสูญเสียโดยแหล่งกำเนิดกระแส (I_s) ในรูปที่ 2.9 (a) แสดงทิศทางการไหลของกระแสไปยังโหนด a ซึ่งอธิบายการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยสวิตช์ทั้งสองเป็นแบบแอกทีฟสวิตช์หรือเป็นแบบสวิตช์แอกทีฟเดียว นอกจากนี้ยังประกอบไปด้วย ตัวเก็บประจุที่เป็น snubber capacitor ทั้งสองตัวคือ C_1 และ C_2 จะวางขนานกับสวิตช์ที่เป็นแบบ การสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching) ส่วนสวิตช์ที่เป็นแบบ Zero Voltage Soft Switching ในทางปฏิบัติสามารถที่จะใช้การ

สวิตช์ที่ได้จากแหล่งจ่ายกระแสในการประจุและคายประจุที่ตัวเก็บประจุ ในการทำหน้าที่เป็นสับเบออร์ได้ โดยกำหนดการทำงานที่สวิตช์ S_1 และ S_2 เป็นสำคัญ

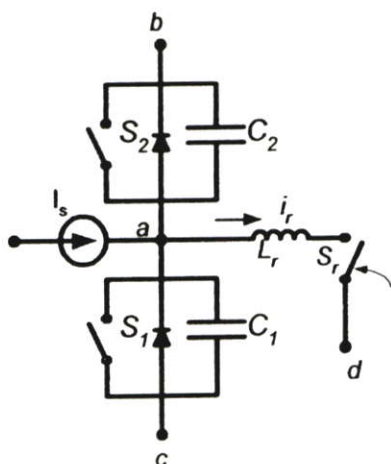
ถ้าสวิตช์ S_1 ไม่ทำงาน กระแส (I_s) จะชาร์จประจุ C_1 และคายประจุ C_2 โดยจะทำให้สวิตช์ S_1 หยุดทำงานแบบชอฟท์ เมื่อเกิดความต่างศักย์ที่โหนด a (กำหนดแรงดันตกคร่อม: V_a) จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมโหนด b (แรงดันตกคร่อม: V_b) ตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่เป็นสับเบออร์ C_2 ที่ขนานกับสวิตช์ S_2 ส่งผลกระทบบัให้เกิดแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching) ขณะเดียวกันกับที่ไดโอดอยู่ในสถานะที่นำกระแสและถ้าในขณะที่สวิตช์ S_2 เกิดการแอกทีฟในช่วงเวลานี้ ก็จะสามารถทำงานในขณะที่แรงดันในการสวิตช์เป็นศูนย์ได้ ซึ่งผลมาจากการควบคุมทิศทางกระแสของกระแส (I_s) ส่วนในกรณีที่เป็นแบบการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching) นั้นมันจะไม่มีทางเป็นไปได้ที่สวิตช์ S_2 และ S_1 จะมีการทำงานพร้อม



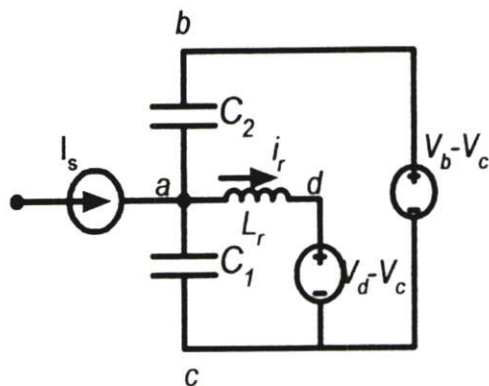
(a) สวิตช์ทั้งสองตัวกับแหล่งจ่ายกระแส



(b) การควบคุมการกลับทิศทางของกระแส



(c) สวิตช์ช่วย S_r ในคอนเวอร์เตอร์



(d) วงจรสมมูล

รูปที่ 2.9 พื้นฐานการสวิตช์ของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์แบบชอฟท์สวิตช์

เมื่อแบบการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching) สามารถกำหนดการทำงานให้สวิตช์ S_2 กับ S_1 ทำงานร่วมกันได้นั้น การกลับทิศทางของกระแส I_r ซึ่งจะต้องทำการสวิตช์ตัวแรกที่โหนด a ที่เป็น Soft Switching ดังรูปที่ 2.9 (b) นอกจากนี้ยังสามารถที่ทำการกลับทิศทางของกระแสของสวิตช์ S_2 ได้อีกเช่นกัน โดยที่สามารถเขียนเป็นสมการ การไหลของกระแสได้ว่า $i_r + i_{s2} = I_s$ ดังนั้นกระแสที่มีการกลับทิศทางต้องมีค่ามากกว่ากระแส I_s ในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้น I_{s2} จะเกิดการเปลี่ยนแปลงทิศทางไปตลอดจนกว่าสวิตช์ S_2 จะหยุดการทำงานที่แรงดันเป็นศูนย์ ถ้าสวิตช์ S_2 ถูกเปรียบเสมือนกระแสที่ไหลคืนย้อนกลับ (Reverse Recovery) ของไดโอด ซึ่งสามารถที่จะควบคุมการกลับกระแสทิศทางของกระแส i_r หลังจากทีสวิตช์ S_2 หยุดการทำงานแล้ว การกลับทิศทางของกระแสจะทำให้เกิดการประจุที่ C_2 และ คายประจุที่ C_1 และเกิดแรงดันตกคร่อมที่โหนด a ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมโหนด c ไดโอดที่ขนานกับสวิตช์หลัก (Main Switch) S_1 จะเกิดการถ่ายโอนพลังงาน และสวิตช์ S_1 จะทำงานที่แรงดันตกคร่อมเป็นศูนย์ ในรูปที่ 2.4 (c) วิธีการของ Voltage Mode Soft Switching ที่แสดงให้เห็นถึงผลรวมของกระแส ซึ่ง i_r นั้น จะกระทำกับขดลวดขนาดเล็ก ทำให้เกิดผลต่างของแรงดันที่ตกคร่อมที่โหนด d มีค่าน้อยกว่าที่โหนด a

ทำให้ทิศทางการไหลของกระแสที่มีแรงดันสูงกว่าไปสู่แรงดันที่ต่ำกว่า เมื่อสวิตช์ (S_r) ซึ่งเป็นสวิตช์แบบสวิตช์ช่วย (Auxiliary Switch) ถูกปิดลง และ $V_d < V_a$ เมื่อกระแสเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังสมการ

$$i_{Lr}(t) = \frac{(V_a - V_d)}{L_r} \quad (2.35)$$

เมื่อ i_r เข้าใกล้ I_s กระแสใน S_2 จะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์และทิศทางจะเกิดการเปลี่ยนแปลง หลังจากเวลานี้สวิตช์ S_2 สามารถที่จะหยุดการทำงานลงได้ วงจรสมมูลในขณะนี้จะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่มีค่าเรโซแนนซ์ต่อวงจรมินิมัล ซึ่งประกอบด้วย C_1 , C_2 และ L_r ประกอบรวมอยู่กับตัวเก็บประจุที่เรโซแนนซ์เพื่อช่วยในการถ่ายโอนพลังงานไปยังขดลวดซึ่งจะได้อธิบายในหัวข้อถัดไป

ในแต่ละเงื่อนไขของวงจรจะยอมให้เกิดความต่างศักย์ที่ C_1 ที่เป็นเรโซแนนซ์ของวงจร จะมีค่าความต่างศักย์เท่ากับศูนย์ สำหรับวงจรที่ชดเชยการทำงานด้วยขดลวดและสวิตช์ สามารถที่จะเขียนแบบจำลองของวงจรสมมูลได้ ในขณะที่สวิตช์ S_r ถูกปิดลงและสวิตช์ S_2 ถูกเปิด แสดงได้ดังรูปที่ 2.9 (ง) โดยความต่างศักย์ที่ตกคร่อม C_1 และ C_2 คือ แรงดันที่ตกคร่อมที่โหนดเป็น $V_b - V_c$ และ 0 ตามลำดับ ทำให้เกิดการไหลของกระแสที่ขดลวด คือ กระแส I_s ในการแก้ปัญหาของวงจรมีสามารถหาได้จากสมการ สำหรับ $V_{c1}(t)$ เมื่อ $C_e = C_1 + C_2$ และ $\Delta I = I_r - I_s$ ดังสมการ (2.36)

$$V_{c1}(t) = V_d - V_c + (V_b - V_d) \cos\left[\frac{t}{\sqrt{C_e L_r}}\right] + \Delta I \sqrt{\frac{L_r}{C_e}} \sin\left[\frac{t}{\sqrt{C_e L_r}}\right] \quad (2.36)$$

ในกรณีที่สวิตช์ทั้งสองที่เกิดการแอกทีฟ $\Delta I > 0$ จะขึ้นอยู่กับเวลาระหว่างการปิดของสวิตช์ S_2 และการเปิดของสวิตช์ S_1 สำหรับการเปรียบเทียบกันทุกวิธี แทนที่สวิตช์ S_2 ให้เป็นไดโอด ดังนั้นสวิตช์แบบพาสซีฟจะถูกปิด เมื่อกระแสที่ไหลในขดลวดมีค่าเท่ากับ I_s , เช่น $\Delta I = 0$ เมื่อความต่างศักย์ของ C_1 ซึ่งได้จาก สมการ (2.36) สามารถเขียนได้เป็นดังนี้คือ

$$V_d < \frac{V_b + V_c}{2} \quad (2.37)$$

การสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ L_r จะประกอบไปด้วยพลังงานที่ได้จาก C_1 และกระแสทางด้านอินพุต (I_s) พลังงานนี้อาจถ่ายโอนกลับเข้ามาทางอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหรือกระจายอยู่ภายในวงจรที่ทำการชดเชยการสูญเสีย โดยวงจรที่ทำการชดเชยการสูญเสียในแต่ละแบบที่เลือกมาจะมีความแตกต่างกันในการกระจายพลังงานของขดลวด

ประสิทธิภาพรวมของวงจรที่ใช้ชดเชยต้องมีการสูญเสียน้อย โดยการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรที่ชดเชยการสูญเสียจะประกอบไปด้วย สภาพการนำ (Conduction) การเปิด และการปิด ซึ่งเป็นการสูญเสียวงจรสวิตช์ที่ชดเชย เพราะวิธีที่เลือกใช้นั้น ขดลวดจะทำให้เกิดกระแสย้อนกลับ สวิตช์ชดเชยจะเป็นการทำงานที่กระแสเท่ากับศูนย์ อย่างไรก็ตามความต่างศักย์ขณะทำงานอยู่นั้นจะไม่เท่ากับศูนย์ดังสมการที่ (2.37) เป็นเพราะว่าการกระจายพลังงานประจุของสวิตช์เอง

ดังนั้นวงจรที่เลือกใช้มอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ค่าความจุภายในของมอสเฟต (C_{ds} : ค่าความจุระหว่างขาเดรนเทียบกับชาซอร์ส) ไม่ได้ถูกตัดทิ้งไป และยังคงมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของวงจรอีกด้วย นอกจากนั้นการใช้งานที่ความต่างศักย์สูงๆ และการสูญเสียจากสภาพการนำที่มีผลต่อความต้านทานของสวิตช์ช่วยเป็นอย่างมาก การปิดของสวิตช์ช่วย สามารถทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นอยู่กับแต่ละวิธีที่เลือกใช้ด้วย

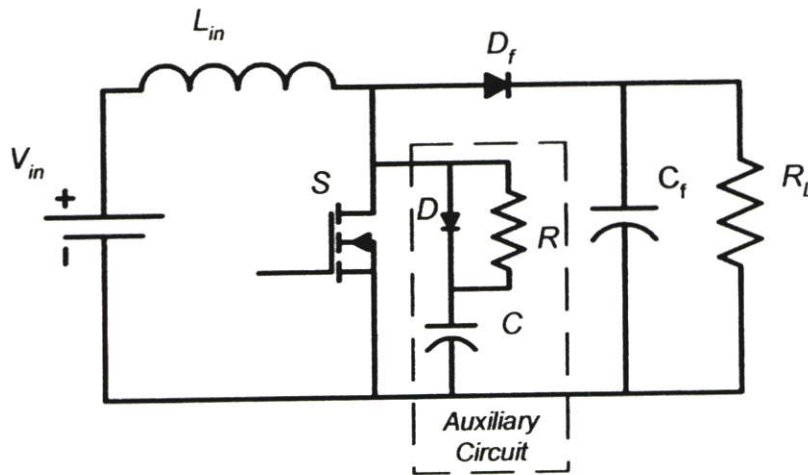
โดยการสูญเสียที่เกิดขึ้นนี้เป็นความสูญเสียภายในวงจรชดเชยการสูญเสียนั้นเอง และขึ้นอยู่กับกระแส I_s ในวงจรและระดับของความต่างศักย์ V_b ซึ่งในแต่ละวิธีจะมีการสูญเสียการปิดและการเปิดรวมไปถึงสภาพการนำกระแสด้วย ซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงอีกด้วย

2.3.3 การเปรียบเทียบของวิธีการต่างๆ

การปฏิบัติรวมไปถึงคุณสมบัติและความสูญเสียทางกลของวิธี Voltage Mode Soft Switching การสูญเสียทำให้แกนของแม่เหล็ก (Magnetic Core) และไดโอดเกิดการสูญเสียไม่มากนัก ดังนั้นจึงเกิดการสูญเสียเฉพาะเชิงกลเท่านั้น ซึ่งผลกระทบนี้ไม่ได้นำมาคิดในระบบแต่ก็จะมีผลบ้างต่อค่าของการสูญเสียในวงจรบางส่วนเช่นกัน

2.3.3.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจร เพื่อลดการสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับมอสเฟตกำลังในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และ วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแน็บเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วย ตัวต้านทาน R ตัวเก็บประจุ C และไดโอด D เรียกว่า วงจร RCD สแน็บเบอร์แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสแน็บเบอร์

จากรูปที่ 2.10 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ RCD สแน็บเบอร์[1] จะมีการทำงานดังนี้ สวิตช์มอสเฟตกำลัง S เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาซอร์สมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C และไดโอด D วงจรสแน็บเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C จะทำให้แรงดันที่ขาเดรนของมอสเฟตกำลัง S เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ ตัวเก็บประจุ C มีค่ามากพอ การเพิ่มของแรงดันที่ขาเดรนก็จะถูก

หน่วยออกไป เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลัง S ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และ จะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวมอสเฟตกำลัง S ได้

ขณะที่มอสเฟตกำลัง S เริ่มนำกระแสอีกครั้ง ตัวเก็บประจุ C จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R ทิ้งไป แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้ง และสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของตัวเก็บประจุ C และตัวต้านทาน R ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C = \frac{I_p(t_r + t_f)}{2 * V_{ds}} \quad (2.38)$$

$$R = \frac{t_{on}}{3 * C} \quad (2.39)$$

เมื่อ I_p คือกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลัง S สูงสุด
 V_{ds} คือแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลัง S
 t_r คือ เวลาขอบขาขึ้น มอสเฟตกำลัง S
 t_f คือ เวลาขอบขาลง มอสเฟตกำลัง S
 t_{on} คือ เวลานำกระแสแมมอสเฟตกำลัง S

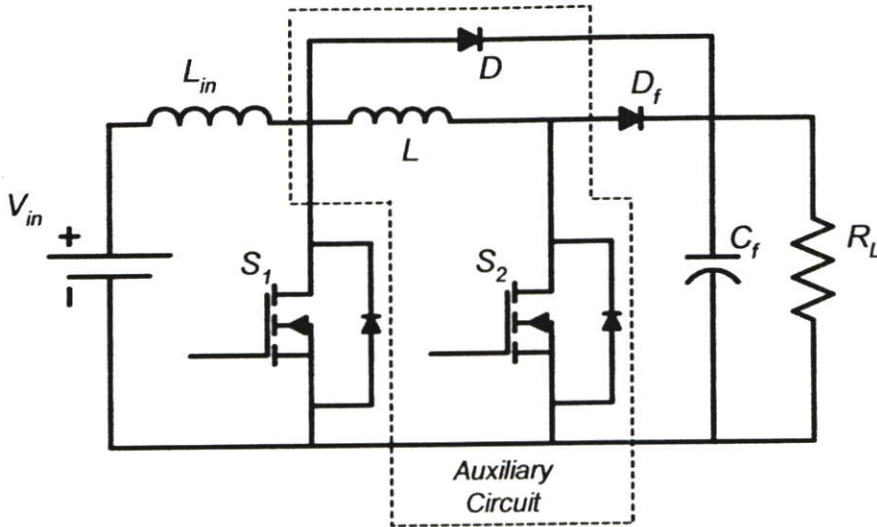
ในส่วนของ การคายประจุของตัวเก็บประจุ C ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวต้านทาน R มีค่าสูง ดังนั้นตัวต้านทาน R จะต้องทนกำลังได้สูง โดยสามารถหาลำกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน R ได้จาก

$$P_d = \frac{C(2 * V_{ds})^2}{2T} \quad (2.40)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของมอสเฟตกำลัง S

2.3.3.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบแอคทีฟสลับเบอร์

จากรูปที่ 2.11 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบแอคทีฟสลับเบอร์[7] เป็นวงจรที่ลดการสูญเสียจากการสวิตช์ในตัวอุปกรณ์สวิตช์ แบบต่อวงจรช่วยที่เป็นแอคทีฟสวิตช์ และอุปกรณ์พาสซีฟเพิ่มเข้าไป เพื่อการลดการฟื้นตัวย้อนกลับในตัวอุปกรณ์สวิตช์ โดยการควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแส $\frac{di}{dt}$ ของการหยุดนำกระแส ของไดโอด D_f ซึ่งวงจรไม่เกิดสถานะเรโซแนนซ์ และการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ และสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์



รูปที่ 2.11 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบแอกทีฟสับเบอร์

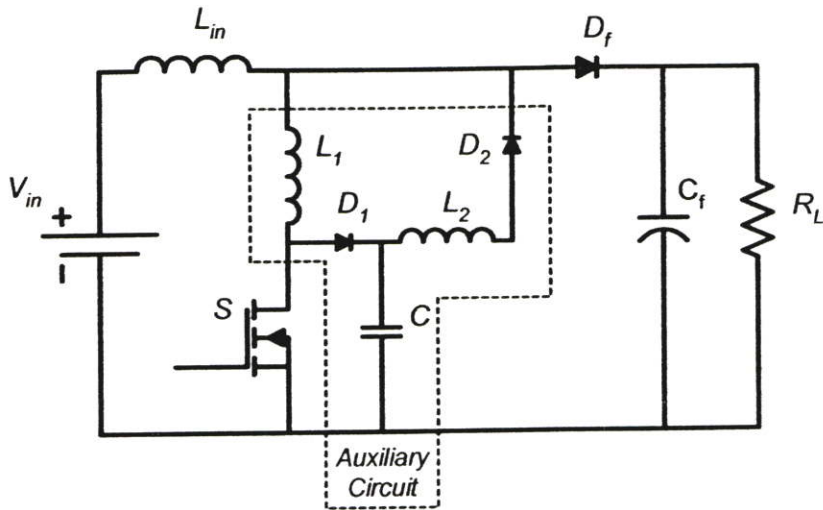
ในส่วนการออกแบบนั้นทำการออกแบบโดยการเลือกตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ได้จากสมการ

$$\frac{di_{df}}{dt} = -\frac{V_o}{L_{in}} \quad (2.41)$$

ข้อดีของวงจรนี้เป็นการต่อวงจรช่วยเข้าไปน้อยชิ้น ง่ายต่อการวิเคราะห์ การออกแบบ รวมถึงประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มขึ้นจากวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.1 เป็น 93 ถึง 94 เปอร์เซ็นต์ อย่างไรก็ตามวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบแอกทีฟสับเบอร์ จะมีข้อเสียคือจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (EMI) สูงขึ้น เมื่อเพิ่มอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแส $\frac{di}{dt}$ ในสวิตช์

2.3.3.3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ชนิดสวิตซ์ขณะแรงดันเป็นศูนย์

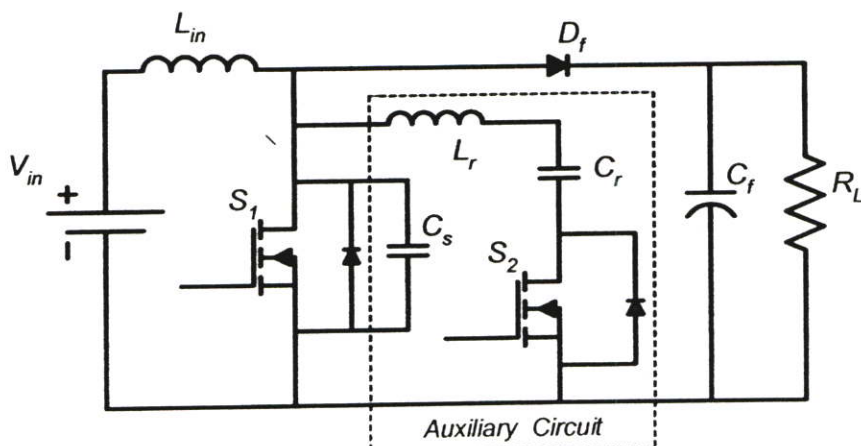
วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์ชนิดนี้ ในปัจจุบันจะมีผู้จำหน่ายเสนอที่มีความหลากหลายวงจรซึ่งมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไปในแต่ละวิธี ในที่นี้จึงขอยกตัวอย่างเพื่อเป็นแนวทางประมาณ 3 วงจร ดังนี้



รูปที่ 2.12 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ชนิดสวิตช์ตัวเดียว

จากรูปที่ 2.12 เป็นวงจรวงจรถูกบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์[8] ชนิดที่สามารถทำงานแบบซอฟต์สวิตช์ได้โดยไม่ต้องต่อเพิ่มอุปกรณ์แอกทีฟสวิตช์เข้าในวงจร เพียงแต่เพิ่มอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนไม่มากนัก เมื่อเทียบกับวงจรอื่น ซึ่งทำให้วงจรเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ส่งผลให้อุปกรณ์สวิตช์ทำงานในลักษณะสวิตช์แบบซอฟต์สวิตช์คือ เกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ในช่วงนำกระแส และสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์ ในช่วงการหยุดนำกระแส ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรเพิ่มขึ้นจากวงจรถูกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.2 ประมาณ 2 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งวงจรมีข้อดีคือ ง่ายต่อการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มเพื่อควบคุมสวิตช์ เพราะว่ามีอุปกรณ์แอกทีฟสวิตช์ตัวเดียว

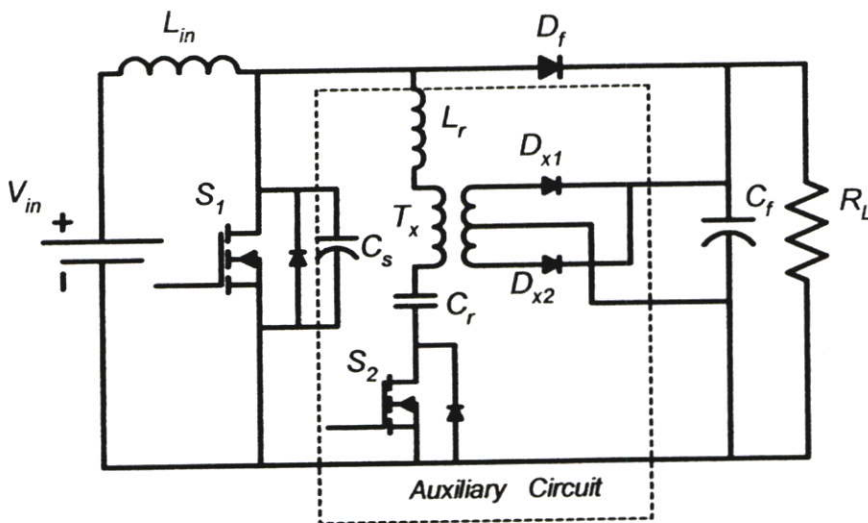
ข้อเสียของวงจรชนิดนี้คือ เมื่อวงจรการเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ในวงจรช่วย ทำให้กระแสสูงมากในช่วงของการเริ่มนำกระแส ส่งผลเสียหายต่ออุปกรณ์การสวิตช์



รูปที่ 2.13 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ชนิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์

จากรูปที่ 2.13 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์ชนิดสวิตซ์ขณะแรงดันเป็นศูนย์[9] ซึ่งวงจรทำงานที่ความถี่คงที่ เป็นวงจรที่ใช้วงจรช่วยต่อเพิ่มเข้าไปโดยใช้อุปกรณ์น้อยชิ้นไม่มีความยุ่งยากในการออกแบบ ซึ่งทำให้เกิดสภาวะเรโซแนนซ์ ผลของการเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ ทำให้เกิดการสวิตซ์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ ในช่วงนำกระแส และสวิตซ์ขณะกระแสเป็นศูนย์ ในช่วงการหยุดนำกระแส ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มขึ้นจากวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.1 เป็น 94 ถึง 96 เปอร์เซ็นต์

ข้อเสียของวงจรชนิดนี้คือ เมื่อวงจรการเกิดสภาวะเรโซแนนซ์ในวงจรช่วย ทำให้กระแสสูงมากในช่วงของการเริ่มนำกระแส ส่งผลเสียหายต่ออุปกรณ์การสวิตซ์

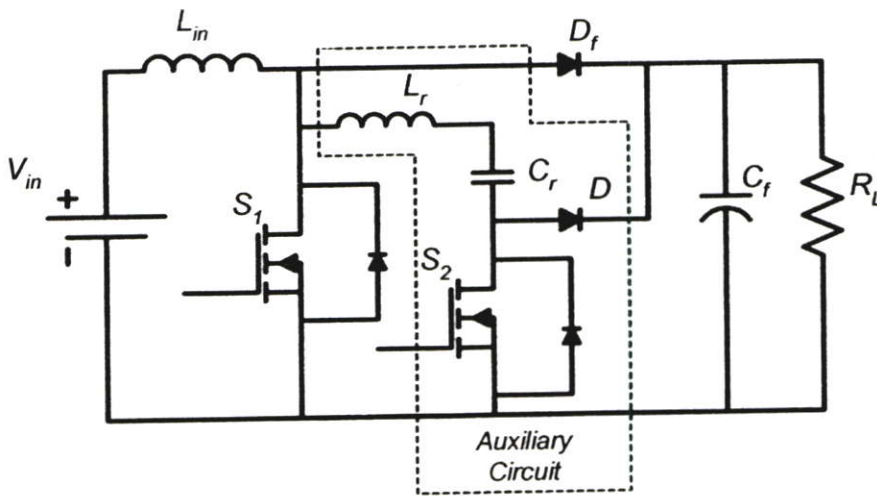


รูปที่ 2.14 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์ชนิดสวิตซ์ขณะแรงดันเป็นศูนย์

จากวงจรรูปที่ 2.14 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบการสวิตซ์ ขณะแรงดันเป็นศูนย์[10] อีกชนิด ซึ่งมีจุดเด่นเป็นการเกิดลักษณะการซอฟต์สวิตซ์ทั้งแอกทีฟสวิตซ์มอสเฟตและไดโอดซึ่งลดการสูญเสียจากการสวิตซ์ในตัวอุปกรณ์สวิตซ์ทั้งสอง โดยเกิดการสวิตซ์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ทั้งในช่วงของการนำกระแส และการหยุดนำกระแส หรือที่เรียกว่าการเปลี่ยนสถานะขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVT) ใช้เวลาในการเกิดสภาวะเรโซแนนซ์เล็กน้อยใน 1 คาบเวลาของการสวิตซ์ ส่วนข้อเสียของวงจรเป็นความยุ่งยากในการออกแบบในส่วนของหม้อแปลง และเกิดผลของสัญญาณรบกวน (EMI) แต่สามารถทำให้ประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มขึ้นจากวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.1 เป็น 94 ถึง 96 เปอร์เซ็นต์

2.3.3.4 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ชนิดการสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์

จากรูปที่ 2.15 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ชนิดการสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์[11] ซึ่งวงจรทำงานที่ความถี่คงที่ เป็นวงจรที่ใช้วงจรช่วยต่อเพิ่มเข้าไปโดยใช้อุปกรณ์น้อยชิ้น ไม่มีความยุ่งยากในการออกแบบ ซึ่งทำให้เกิดสถานะเรโซแนนซ์ ผลของการเกิดเรโซแนนซ์ จะเกิดสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ ในช่วงนำกระแส และสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์ ในช่วงการหยุดนำกระแส ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มขึ้นจากวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.1 เป็น 94 ถึง 95 เปอร์เซ็นต์ ส่วนข้อเสียของวงจรชนิดนี้คือ เมื่อวงจรมีการเกิดสถานะเรโซแนนซ์ในวงจรช่วย ทำให้กระแสสูงมาก ในช่วงของการเริ่มนำกระแส ส่งผลเสียหายต่ออุปกรณ์การสวิตช์



รูปที่ 2.15 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์ชนิดการสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์

2.4 การวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุต

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง รูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง[12] และรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ จะวิเคราะห์ส่วนประกอบอยู่ในรูปคลื่นสัญญาณด้านอินพุตเสมอ เช่น แรงดันที่ป้อนเข้าสู่มอเตอร์ไฟฟ้าด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ซึ่งโดยส่วนใหญ่สัญญาณกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้างกล่าว จะมี ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณสูง และที่สภาวะคงตัวรูปคลื่นสัญญาณดังกล่าวจะเป็นสัญญาณ ที่มีคาบเวลาเท่ากับ T ซึ่งมีความถี่เท่ากับ $f (f = \omega / 2\pi = 1/T)$ และความถี่ดังกล่าวจะเรียกว่า ความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) แต่เมื่อพิจารณารูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้าจะประกอบด้วย องค์ประกอบของความถี่มูลฐานและองค์ประกอบของความถี่ฮาร์โมนิกซึ่งมีความถี่ที่มีค่าเป็น

จำนวนเท่าของความถี่มูลฐาน และองค์ประกอบของความถี่ดังกล่าวซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ด้วย การวิเคราะห์ฟูเรียร์ดังแสดงในรายละเอียดดังนี้

2.4.1 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น

เนื่องจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยทั่วไปจะทำให้รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้า มีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์สูงมาก อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์รูปคลื่นไฟฟ้าที่มีความผิดเพี้ยน ดังกล่าวสามารถวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีการวิเคราะห์รูปคลื่นของฟูเรียร์ (Fourier series)

การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณ $f(t)$ ที่ไม่เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์และมีความถี่เชิงมุม เท่ากับ ω สามารถนิยามอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$f(t) = F_o + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \frac{1}{2} a_o + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\} \quad (2.42)$$

โดยที่ $F_o = \frac{1}{2} a_o$ ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ย (2.43)

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (2.44)$$

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (2.45)$$

เมื่อ $\omega = \frac{2\pi}{T}$

แทนค่าสมการที่ (2.44) ลงในสมการที่ (2.43) จะได้สมการเฉลี่ย F_o ดังสมการที่ (2.46)

$$F_o = \frac{1}{2} a_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d(\omega t) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.46)$$

ในสมการที่ (2.42) แต่ละองค์ประกอบของความถี่สามารถเขียนแทนด้วยเฟสเซอร์ในเทอมของค่า ประสิทธิภาพ (rms) ได้ดังสมการที่ (2.47)

$$F_h = F_h e^{j\phi_h} \quad (2.47)$$

โดยที่ขนาดของค่าประสิทธิภาพสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.48)

$$F_h = \frac{\sqrt{a_h^2 + b_h^2}}{\sqrt{2}} \quad (2.48)$$

และมุมเฟส ϕ_h จะมีค่าเท่ากับสมการที่ (2.49)

$$\tan(\phi_h) = \frac{-b_h}{a_h} \quad (2.49)$$

ดังนั้นอนุกรมฟูเรียร์ในเทอมของค่าประสิทธิผลสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.50)

$$F = \left(F_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} F_h^2 \right)^{1/2} \quad (2.50)$$

2.4.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส

จากการใช้งานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทำให้ลักษณะของรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุต i_s มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ จากลักษณะการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุต อาจส่งผลทำให้รูปคลื่นแรงดันทางด้านอินพุตมีลักษณะผิดเพี้ยนได้อีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นกับแรงดันมักมีขนาดเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นเพื่อให้ง่ายในการวิเคราะห์และทำความเข้าใจ จึงสมมติให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุตมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีเฉพาะความถี่มูลฐานเท่านั้น ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.51) เมื่อ $\omega_1 = \omega$ และ $f_1 = f$

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega_1 t \quad (2.51)$$

และกระแสอินพุต i_s สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.52)

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h=1}^{\infty} i_{sh}(t) \quad (2.52)$$

เมื่อ i_{s1} เป็นค่าองค์ประกอบของความถี่มูลฐาน

i_{sh} เป็นค่าองค์ประกอบของความถี่ฮาร์โมนิก

ซึ่งองค์ประกอบของกระแสทางด้านอินพุตในสมการที่ (2.52) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.53)

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1}^{\infty} \sqrt{2}I_{sh} \sin(\omega_h t - \phi_h) \quad (2.53)$$

เมื่อ ϕ_1 เป็นมุมเฟสระหว่างแรงดันอินพุต v_s ที่เป็นรูปคลื่นไซน์และกระแสอินพุต i_{s1} (โดยที่ ϕ_1 แสดงถึงค่ากระแส i_{s1} ตามหลังแรงดัน v_s) ดังนั้นค่าประสิทธิภาพของกระแสสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.54) และรูปคลื่นสัญญาณของกระแส i_s สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.55) เมื่อ

$$T_1 = \frac{1}{f_1} = \frac{2\pi}{\omega_1}$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (2.54)$$

$$I_s = \left(\frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} i_s^2(t) dt \right)^{1/2} \quad (2.55)$$

แทนค่า จากสมการที่ (2.52) ลงในสมการที่ (2.55) จะสังเกตได้ว่าอินทิกรัลทั้งหมดของเทอม Cross-Product เป็นศูนย์ดังสมการที่ (2.56)

$$I_s = \left(I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (2.56)$$

ดังนั้นรูปคลื่นสัญญาณทางด้านอินพุตที่ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ จะมีองค์ประกอบของฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วยเสมอการที่จะบอกว่ารูปคลื่นนั้นๆ ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์มากหรือน้อยจะต้องพิจารณาจากค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total harmonic distortion : THD) โดยค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนของกระแส i_{dis} จากสมการที่ (2.52) แสดงได้ดังสมการที่ (2.57)

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1}^{\infty} i_{sh}(t) \quad (2.57)$$

สามารถแสดงค่าประสิทธิภาพความผิดเพี้ยนของกระแส (Distortion current) ได้ดังนี้

$$I_{dis} = [I_s^2 - I_{s1}^2] = \left(\sum_{h \neq 1}^{\infty} I_{sh}^2(t) \right)^{1/2} \quad (2.58)$$

และค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสถูกกำหนดให้เป็น

$$\%THD_i = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (2.59)$$

จากสมการที่ (2.58) แทนค่า I_{dis} ในสมการที่ (2.59) จะได้ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสคั่งสมการที่ (2.60) และ (2.61)

$$\%THD_i = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (2.60)$$

$$\%THD_i = 100 \times \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} \quad (2.61)$$

เมื่อ $I_{s,peak}$ เป็นค่ายอดของรูปคลื่นกระแส i_s ดังนั้นอัตราส่วนระหว่างค่ายอดต่อค่าประสิทธิภาพ (Crest factor: CF) ของกระแสอินพุต สามารถหาได้จากสมการที่ (2.62)

$$CF = \frac{I_{s,peak}}{I_s} \quad (2.62)$$

2.4.3 กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลัง

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานในระบบไฟฟ้าจะเกิดกำลังไฟฟ้าขึ้น 2 ลักษณะคือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นแล้วสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ และกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปโดยไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ เช่นกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปในรูปของความร้อน โดยกำลังไฟฟ้าสามารถแยกออกได้เป็น 3 ประเภทคือ

2.4.3.1 กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power: S) เป็นกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรหรือโหลดที่ได้จากการอดรอกที่สองของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถคำนวณได้จากสมการที่(2.63) มีหน่วยเป็น โวลต์-แอมแปร์ (VA)

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2.63)$$

2.4.3.2 กำลังไฟฟ้าจริง (Real power: P) เป็นกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับโหลดที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ สามารถคำนวณได้จากสมการที่(2.64) มีหน่วยเป็น วัตต์ (W)

$$P = VI \cos \phi \quad (2.64)$$

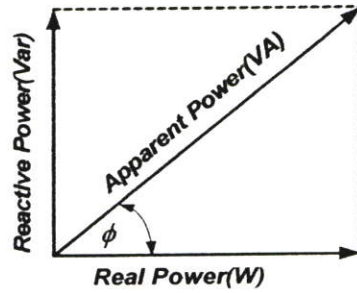
2.4.3.3 กำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive power: Q) เป็นกำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หรือกำลังไฟฟ้าสูญเสีย สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.65) มีหน่วยเป็นโวลต์แอมแปร์รีแอกทีฟหรือวาร์ (VAR)

$$Q = VI \sin \phi \quad (2.65)$$

จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าทั้งสามแบบ เมื่อรูปคลื่นมีเพียงส่วนประกอบของสัญญาณไซน์สามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปของสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า (Power factor: PF) เมื่อค่าตัวประกอบกำลัง คือ อัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1 จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าในรูปที่ 2.16 สามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังได้ดังสมการที่ (2.66)

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{VI} = \cos \phi \quad (2.66)$$

โดยที่ค่าตัวประกอบกำลังอาจเป็นแบบนำหน้าหรือล้าหลัง ขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกำลังงานที่ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าเสมือน คือถ้ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนไหลไปในทิศทางเดียวกันค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบล้าหลัง แต่ถ้าไหลไปในทิศทางที่ตรงกันข้ามกับค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบนำหน้า ตัวอย่างเช่นระบบที่มีตัวเก็บประจุเป็นแหล่งกำเนิดกำลังงานรีแอกทีฟเพียงอย่างเดียว ค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบนำหน้า และในระบบที่มีเพียงตัวเหนี่ยวนำค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบล้าหลัง ซึ่งจะเห็นว่าในกรณีที่โหลดเป็นแบบเชิงเส้นหรือเมื่อรูปคลื่นมีเพียงส่วนประกอบของสัญญาณไซน์นั้น การแก้ค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นจนกระทั่งเข้าใกล้หนึ่งนั้น สามารถทำได้โดยการลดค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนให้เท่ากับศูนย์ ในทางกลับกันถ้ากำลังไฟฟ้าเสมือนของระบบมีค่าสูง ก็จะทำให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำนั่นเอง ดังนั้นโดยทั่วไปโหลดแบบรีแอกทีฟจะถูกชดเชยด้วยการต่อตัวเก็บประจุขนาดเข้าในระบบ ซึ่งสำหรับในกรณีที่โหลดเป็นแบบเชิงเส้นแล้ว ก็จะสามารถทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของระบบสูงขึ้นได้



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า

ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังจึงเป็นตัวบ่งบอกถึงความสามารถในการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้ให้เกิดประโยชน์ได้มากน้อยเพียงใด จากรูปที่ 2.16 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยแสดงได้ดังสมการที่ (2.67)

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} v_s(t) i_s(t) dt \quad (2.67)$$

ใช้ v_s จากสมการที่ (2.51) และ i_s จากสมการ (2.53) เมื่อค่าอินทิกรัลทั้งหมดของเทอม Cross Product เป็นศูนย์แทนลงในสมการที่ (2.67) จะได้

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2V_s} \sin \omega_1 t \cdot \sqrt{2I_{s1}} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (2.68)$$

จากสมการที่ (2.68) จะสังเกตเห็นว่าส่วนประกอบของกระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกไม่มีผลกับกำลังไฟฟ้าจาก แหล่งจ่ายแรงดันรูปคลื่นไซน์ v_s โดยกำลังไฟฟ้าปรากฏที่ได้ เป็นผลมาจากค่าประสิทธิภาพของแรงดัน V_s และค่าประสิทธิภาพของกระแส I_s แสดงได้ดังสมการที่ (2.69)

$$S = V_s I_s \quad (2.69)$$

โดยค่าตัวประกอบกำลังของสัญญาณที่ใกล้เคียงรูปคลื่น ไซน์จะมีลักษณะเหมือนกับสมการที่ (2.66) สามารถแสดงได้ดังตามสมการที่ (2.70)

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.70)$$

จากสมการที่ (2.68) ถึง (2.70) เมื่อลักษณะของกระแสผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ สามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังได้ดังสมการที่ (2.71)

$$PF = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 \quad (2.71)$$

และค่าตัวประกอบกำลังมูลฐาน (Displacement power factor : DPF) ที่มุม ϕ_1 คืออัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยต่อค่าประสิทธิผลของแรงดันมูลฐานคูณกับค่าประสิทธิผลของกระแสมูลฐาน

$$DPF = \frac{\text{average power}}{\text{fundamental rms voltage} \times \text{fundament rms current}} \quad (2.72)$$

จากสมการที่ (2.72) สามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังมูลฐานได้ดังสมการที่ (2.73)

$$DPF = \frac{P}{V_s I_{s1}} = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_{s1}} = \cos \phi_1 \quad (2.73)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.71) และ (2.63) ค่าตัวประกอบกำลังเมื่อกระแสไม่ใช่รูปคลื่นไซน์

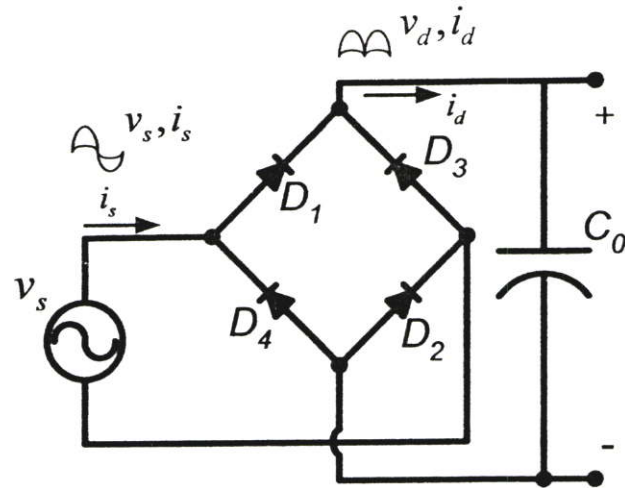
$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (2.74)$$

จากสมการที่ (2.58) ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสส่งผลในรูปของ I_{s1}/I_s และค่าตัวประกอบกำลังจากสมการ (2.60) และ (2.74) สามารถหาค่าตัวประกอบกำลังได้ดังสมการที่ (2.75)

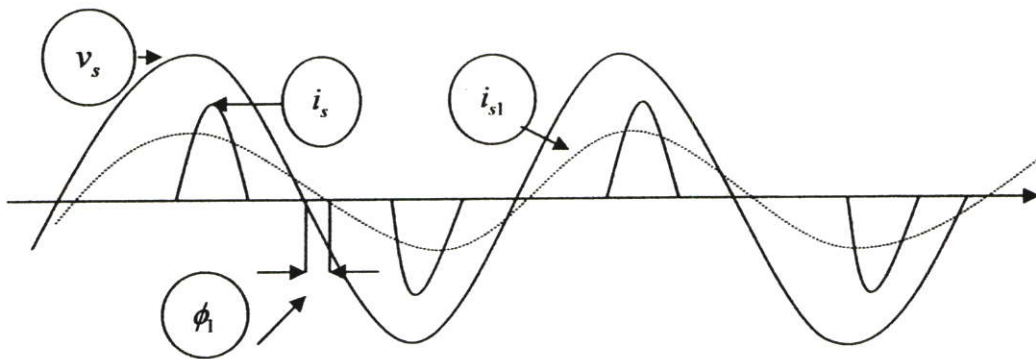
$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + (\%THD_i)^2}} DPF \quad (2.75)$$

2.5 กระแสฮาร์มอนิกจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด

ในกรณีที่โหลดของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับไม่เป็นแบบเชิงเส้น เช่นวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ไดโอด ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งประกอบด้วย ไดโอดและตัวเก็บประจุ เพื่อกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้เรียบทำให้กระแสด้านอินพุต i_s ของวงจรมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ เนื่องจากกระแสอินพุต i_s จะไหลเฉพาะในช่วงเวลาที่ไดโอดนำกระแสหรือมีการเก็บประจุของตัวเก็บประจุที่ต่อด้านเอาต์พุตเท่านั้น



รูปที่ 2.17 วงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์



รูปที่ 2.18 รูปคลื่นกระแสและแรงดันอินพุตของวงจรเรียงกระแสเฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์

จากรูปที่ 2.18 จะเห็นว่ากระแสที่ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์นั้นจะประกอบด้วยกระแสมูลฐานและกระแสฮาร์มอนิกซึ่งจากสมการที่ (2.53) เมื่อ I_{s1} แทนค่าประสิทธิภาพของกระแสมูลฐาน และ I_{sh} แทนค่าประสิทธิภาพของกระแสฮาร์มอนิกที่ความถี่อันดับต่างๆ จะได้ค่าประสิทธิภาพของกระแสอินพุตดังสมการที่ (2.76)

$$I_s = \sqrt{I_{s1}^2 + \sum_{h=1}^{\infty} I_{sh}^2} \quad (2.76)$$

และค่าประสิทธิภาพความผิดเพี้ยนของกระแสดังสมการที่ (2.77)

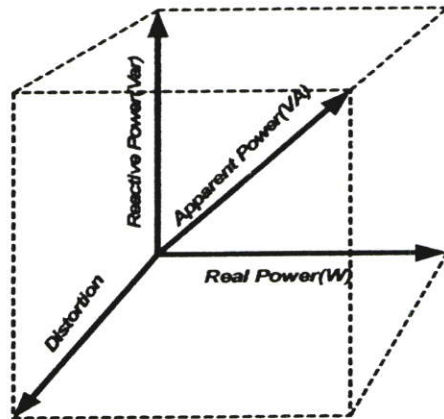
$$I_{dis} = \sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{sh}^2} \quad (2.77)$$

ซึ่งอัตราส่วนระหว่างค่าประสิทธิผลของกระแสผิดเพี้ยนและกระแสมูลฐานเรียกว่า ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแส แสดงได้ดังสมการ (2.59) โดยค่าตัวประกอบผิดเพี้ยน (Distortion factor: DF) ก็คืออัตราส่วนระหว่างค่าประสิทธิผลของกระแสที่ความถี่มูลฐานและค่าประสิทธิผลของกระแสรวมดังสมการที่ (2.78)

$$DF = \frac{\text{rms value of fundamental current}}{\text{rms value of total current}} \quad (2.78)$$

จากสมการที่ (2.78) สามารถแสดงค่าตัวประกอบผิดเพี้ยนได้ดังสมการที่ (2.79)

$$DF = \frac{I_{s1}}{I_s} \quad (2.79)$$



รูปที่ 2.19 สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าสัญญาณไซน์ที่มีส่วนประกอบฮาร์มอนิก

เมื่อรวมค่ากำลังไฟฟ้าจริง (P), ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือน(Q) และค่ากำลังไฟฟ้าผิดเพี้ยน (D) ผลที่ได้คือกำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) จะมีค่าเท่ากับสมการที่ (2.80) ซึ่งความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าที่แสดงในรูปที่ 2.19 และรูปที่ 2.16 เป็นความแตกต่างของสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าที่มีเพียงส่วนประกอบของรูปคลื่นไซน์ที่เกิดจากโหลดที่เป็นเชิงเส้น ดังรูปที่ 2.16 และสัญญาณที่มีทั้งส่วนประกอบของรูปคลื่นไซน์และส่วนประกอบของฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.19

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2.80)$$

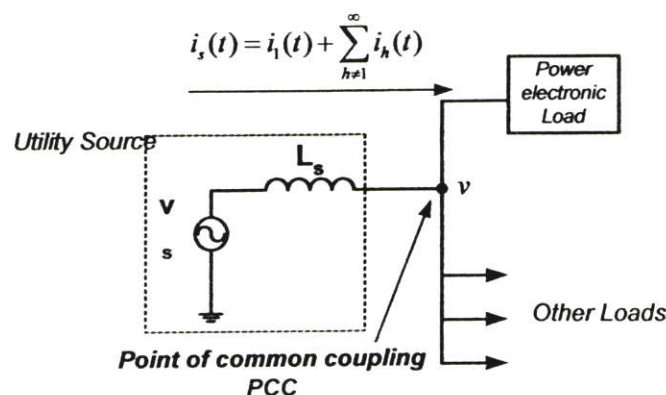
ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังของโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นหรือกำลังไฟฟ้าที่มีส่วนประกอบของฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วยกำหนดได้ดังสมการที่ (2.81)

$$PF = DF \cdot DPF = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_s} \quad (2.81)$$

จากสมการที่ (2.81) จะเห็นได้ว่า ค่าตัวประกอบกำลังไม่ได้ขึ้นอยู่กับมุมเฟสระหว่างกระแสและแรงดันเท่านั้น แต่ยังขึ้นอยู่กับความผิดเพี้ยนของกระแสอีกด้วยกล่าวคือแม้ว่า $\cos \phi_1$ จะมีค่าเท่ากับหนึ่งแต่ถ้ารูปคลื่นกระแสมีความผิดเพี้ยนมากกว่าตัวประกอบกำลังก็มีค่าต่ำได้ ดังนั้นในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง สำหรับในกรณีที่โหลดไม่เป็นแบบเชิงเส้นจะไม่สามารถชดเชยด้วยการต่อตัวเก็บประจุขนานเข้าไปในระบบ ซึ่งแนวทางการแก้ปัญหาที่ถูกต้องควรที่จะทำการชดเชยโดยวงจรกรองแบบพาสซีฟ (Passive filter) หรือวงจรกรองแบบแอคทีฟ (Active filter) เพื่อเป็นตัวกำจัดค่าฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดที่ไม่เป็นแบบเชิงเส้น หรืออาจกล่าวได้ว่าหลักในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังให้เข้าใกล้หนึ่ง ก็คือการพยายามทำให้กระแสทางด้านอินพุตเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกับแรงดันทางด้านอินพุตด้วย

2.6 มาตรฐานกระแสฮาร์มอนิก

จากปัญหากระแสทางด้านอินพุตที่มีกระแสฮาร์มอนิกรวมอยู่กับกระแสมูลฐานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าโดยใช้อิเล็กทรอนิกส์กำลังดังรูปที่ 2.20 ไม่ว่าจะเป็ระบบไฟฟ้าเฟสเดียวหรือสามเฟส เมื่อพิจารณาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่าย อาจทำให้รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่จุดต่อร่วม (PCC) มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งแรงดันที่ผิดเพี้ยนอาจส่งผลให้การทำงานของอุปกรณ์ที่จุดต่อร่วมทำงานผิดพลาดได้



รูปที่ 2.20 โคอแอดเจนของแรงดันที่จุดร่วม

เมื่อ L_s แทนค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าในรูปที่ 2.20 ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายโหลดอื่นๆ ณ จุดต่อรวมจะมีค่าเท่ากับสมการที่ (2.82)

$$v = v_s - L_s \frac{di_s}{dt} \quad (2.82)$$

ปัญหาที่เกิดจากกระแสฮาร์มอนิกสามารถสรุปได้ดังนี้ คือ

2.6.1 ประสิทธิภาพ การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบต่ำลง เนื่องจากระบบมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำทำให้ต้องจ่ายกระแสมากกว่าปกติ เมื่อกระแสในสายส่งกำลังมากกำลังไฟฟ้าสูญเสียก็มากขึ้นตามไปด้วย

2.6.2 พิกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าเมื่อต้องรับภาระในการจ่ายกระแสมากขึ้นดังนั้นการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า เช่นสายส่งกำลัง หม้อแปลงไฟฟ้า อุปกรณ์สวิตช์จะมีขนาดใหญ่ขึ้นตามไปด้วย

2.6.3 เกิดการเสื่อมของฉนวนเร็วขึ้น เนื่องจากผลของฮาร์มอนิกของแรงดัน จะเป็นตัวเพิ่มความเครียดต่อไดอิเล็กทริก เพราะแรงดันไฟฟ้าที่มีฮาร์มอนิกปนอยู่จะมีแรงดันค่ายอด (Crest voltage) ที่สูงกว่าเดิมทำให้อายุการใช้งานของฉนวนลดลง และยังทำให้เกิดการผิดพลาด (Fault) ในระบบมากขึ้น

2.6.4 หม้อแปลงกำลังเสียหาย เพราะกระแสไหลวนจากฮาร์มอนิกอันดับสาม ภายในขดลวดเคลด้าของหม้อแปลงกำลัง ขดลวดต้องรับกระแสเกินพิกัดอาจทำให้เสียหายได้

2.6.5 ตัวเก็บประจุที่ก่อไว้เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังอาจเสียหายเนื่องจาก แรงดันเกินพิกัดที่เกิดจากการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ฮาร์มอนิก

2.6.6 ความสูญเสียในสายส่งกำลังมีมากขึ้นเนื่องจากผลกระทบของพื้นผิว (Skin effect) ทำให้ความต้านทานของสายส่งต่อความถี่เพิ่มมากขึ้น และยังส่งผลให้เกิดการสูญเสียในสายส่งกำลังมีมากกว่าปกติอีกด้วย

2.6.7 มีความถี่รบกวน การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าชนิดอื่นที่ต่อร่วม โดยอาจทำให้ อุปกรณ์เหล่านั้นทำงานผิดพลาดได้ ปัญหากระแสฮาร์มอนิกซึ่งถือได้ว่าเป็นมลภาวะในระบบไฟฟ้านั้น ในปัจจุบันมีเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นประเทศในกลุ่มยุโรป อเมริกาเหนือ และในแถบเอเชียบางประเทศจึงได้ออกกฎหมายข้อบังคับในการควบคุมระดับ ของกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากเครื่องใช้ไฟฟ้าให้อยู่ในระดับมาตรฐานตาม IEC61000-3-2 สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้กระแสไม่เกิน 16 แอมแปร์ต่อเฟส โดยเครื่องใช้ไฟฟ้าเหล่านั้นจะต้องได้รับการทดสอบ และมีการออกใบรับรองที่เชื่อถือได้ในรูปของเครื่องหมายกำกับ CE ของยุโรป หรือ UL ของอเมริกาเป็นต้น

2.7 การประเมินสมรรถนะของระบบด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า

ดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าที่ใช้ในงานวิจัยนี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อทำการประเมินคุณภาพของ สัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต ของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ไดโอดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ และเป็นตัวชี้วัดถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นเพื่อทำการวิจัย ซึ่งประกอบด้วย

2.7.1 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแสมูลฐาน

เป็นค่าประสิทธิผลขององค์ประกอบความถี่มูลฐานของแรงดัน (V_{s1}) และกระแส (I_{s1}) ที่ความถี่มูลฐาน ซึ่งเป็นความถี่ของระบบแหล่งจ่าย องค์ประกอบนี้เป็นองค์ประกอบที่สร้างกำลังไฟฟ้าและเป็นองค์ประกอบที่ต้องการใช้งาน

2.7.2 ค่าประสิทธิผลของแรงดันและกระแส

ค่าประสิทธิผลของแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ด้านอินพุตที่รวมองค์ประกอบทุกตัวของทั้งความถี่มูลฐานและความถี่ฮาร์โมนิก

2.7.3 ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุต

ลักษณะรูปคลื่นกระแสและมุมต่างเฟสระหว่าง กระแสและแรงดันทางด้านอินพุต จะเป็นตัวกำหนด ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุต (Input Power Factor: PF) ของวงจร ซึ่งค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุตของวงจรจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงประสิทธิภาพในการให้กำลังงานไฟฟ้า ของวงจรนั้นๆ กล่าวคือ วงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูงๆ จะให้กำลังงานไฟฟ้าที่ดีกว่าวงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำๆ ดังนั้นวงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูงๆ จึงมีความคุ้มค่าในแง่ของการจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้ดีกว่าวงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังต่ำๆ

2.7.4 ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน

ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยน (Distortion factor: DF) คืออัตราส่วนระหว่างค่าประสิทธิผลของกระแสที่ความถี่มูลฐานและค่าประสิทธิผลของกระแสรวม โดยอัตราส่วนจะมีค่าสูงสุดเท่ากับหนึ่ง หมายถึงสัญญาณไม่มีความผิดเพี้ยน ส่วนกรณีที่ค่าตัวประกอบความผิดเพี้ยนมีค่าต่ำๆ แสดงว่าเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณกระแสมาก

2.7.5 องค์กรประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม

ค่าองค์กรประกอบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion: THD) เป็นดัชนีที่ใช้ในการบ่งชี้ถึงความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นด้านอินพุตของแหล่งจ่ายที่แตกต่างไปจากองค์กรประกอบความถี่มูลฐาน ในการหาค่า %THD จะต้องอาศัยการวิเคราะห์โดยใช้ทฤษฎีฟูเรียร์เพื่อทำการหาค่าองค์กรประกอบความถี่มูลฐานและองค์กรประกอบฮาร์มอนิกของรูปคลื่นสัญญาณทางด้านอินพุตของแหล่งจ่ายจึงสามารถนำไปเข้าสู่สูตร และหาค่าออกมาได้

2.7.6 องค์กรประกอบค่ายอด

องค์กรประกอบค่ายอด (Crest factor: CF) เป็นตัวบ่งชี้ถึงความราบเรียบของรูปคลื่นสำหรับไฟฟ้ากระแสตรง และรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) จะมีค่าองค์กรประกอบค่ายอดเท่ากับหนึ่งและรูปคลื่นไซน์จะมีองค์กรประกอบค่ายอดเท่ากับ 1.414 โดยค่าองค์กรประกอบค่ายอดมีค่าสูงแสดงว่ารูปคลื่นนั้นมีประสิทธิภาพในการส่งถ่ายกำลังงานต่ำ

2.8 สรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึง กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง ume เริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส หลักการทำงานพื้นฐานของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม และวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบต่างๆ เพื่อแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างในการทำงานและลักษณะการสวิตช์ ข้อดีข้อเสียของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่รวมถึงปัญหาในแต่ละแบบด้วย สุดท้ายเป็นการกล่าวถึงการวิเคราะห์สมรรถนะและดัชนีทางไฟฟ้า ทางด้านอินพุตจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดก่อนที่ จะเข้าวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบด้วย

บทที่ 3

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ซึ่งเป็นวงจรที่พัฒนาขึ้นจากวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมที่ทำงานในลักษณะการสวิตช์ที่เรียกว่า ฮาร์ดสวิตช์ (Hard Switch) โดยวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ จะเป็นการเพิ่มวงจรช่วย (Auxiliary Circuit) เข้าไปจากวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมทำให้เกิดสถานะเรโซแนนซ์ขึ้น และนำไปสู่การเกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และการสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์ (ZCS) เพื่อที่จะลดการสูญเสียขณะการสวิตช์ ลดความเค้นของแรงดันตกคร่อมสวิตช์และกระแสไหลผ่านสวิตช์ เป็นผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรเพิ่มขึ้น โดยในหัวข้อถัดไปจะเป็นการ วิเคราะห์โครงสร้างและหลักการทำงานในแต่ละโหมดการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ ตลอดจน การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ ตามลำดับ

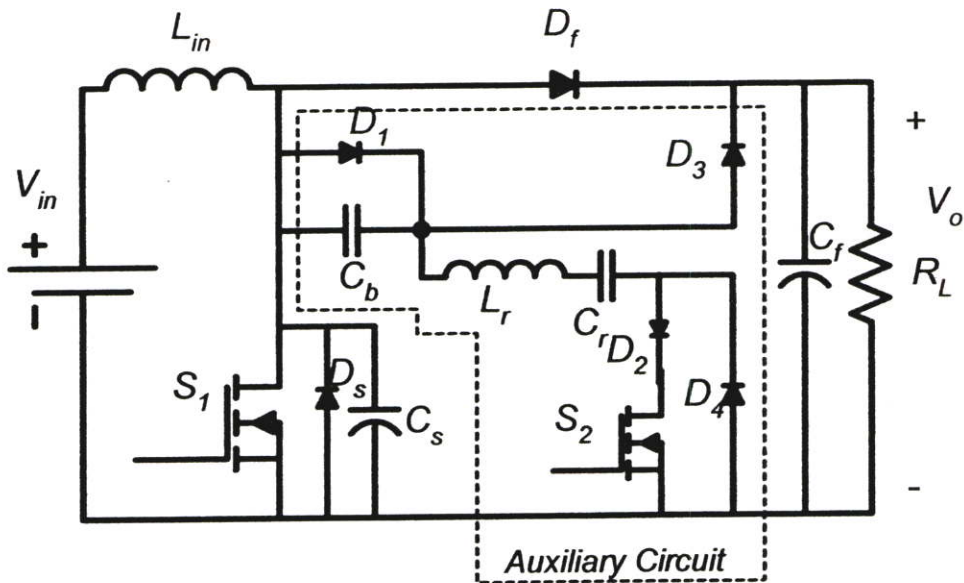
3.2 หลักการทำงานของวงจร

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง โครงสร้าง และหลักการทำงานในแต่ละโหมดการทำงาน ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ซึ่งพัฒนาขึ้นจากวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม ตลอดจนการออกแบบของวงจร เพื่อจะนำไปใช้เป็นเครื่องต้นแบบในการจำลอง และทดลองการทำงาน ตลอดจนวิเคราะห์ สรุปผลการจำลองและทดลองการทำงานต่อไป

3.2.1 หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์

โครงสร้างของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ ที่จะนำเสนอในงานวิจัยนี้[13] ประกอบด้วยสวิตช์หลัก S_1 ไดโอด D_f ตัวเหนี่ยวนำอินพุต L_m ตัวเก็บประจุ

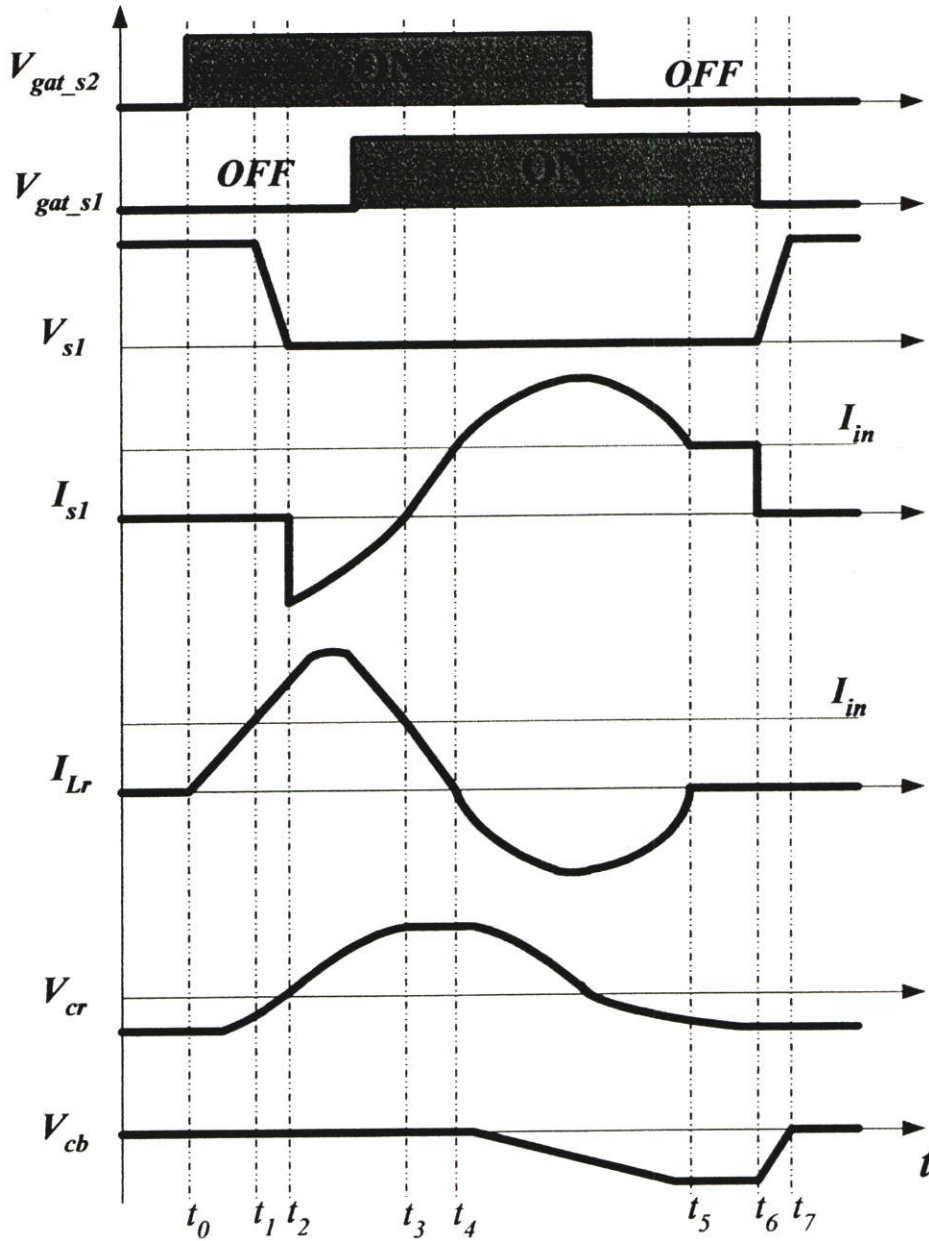
เอาต์พุต C_f และ ความต้านทานโหลด R_L ซึ่งเป็นส่วนประกอบพื้นฐานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมที่กล่าวแล้ว ในบทที่ 2 ส่วนวงจรช่วยที่ต่อเพิ่มเข้าไป เป็นวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่นั้น ประกอบด้วย ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_r ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ L_r สวิตช์ช่วย S_2 ไดโอด $D_1 - D_4$ ตัวเก็บประจุป้อนตรง C_b ซึ่งทำหน้าที่ช่วยลดค่ากระแสสูงสุด (Peak Current) ในขณะเริ่มหยุดนำกระแสของสวิตช์ช่วย S_2 ส่วนไดโอด D_3 และตัวเก็บประจุ C_s เป็นไดโอดและตัวเก็บประจุแฝงกร่อมมอสเฟต โดยที่วงจรรับแรงดันไฟตรงขนาด 50 โวลต์ และทำงานที่ความถี่การสวิตช์ 50 กิโลเฮิรตซ์



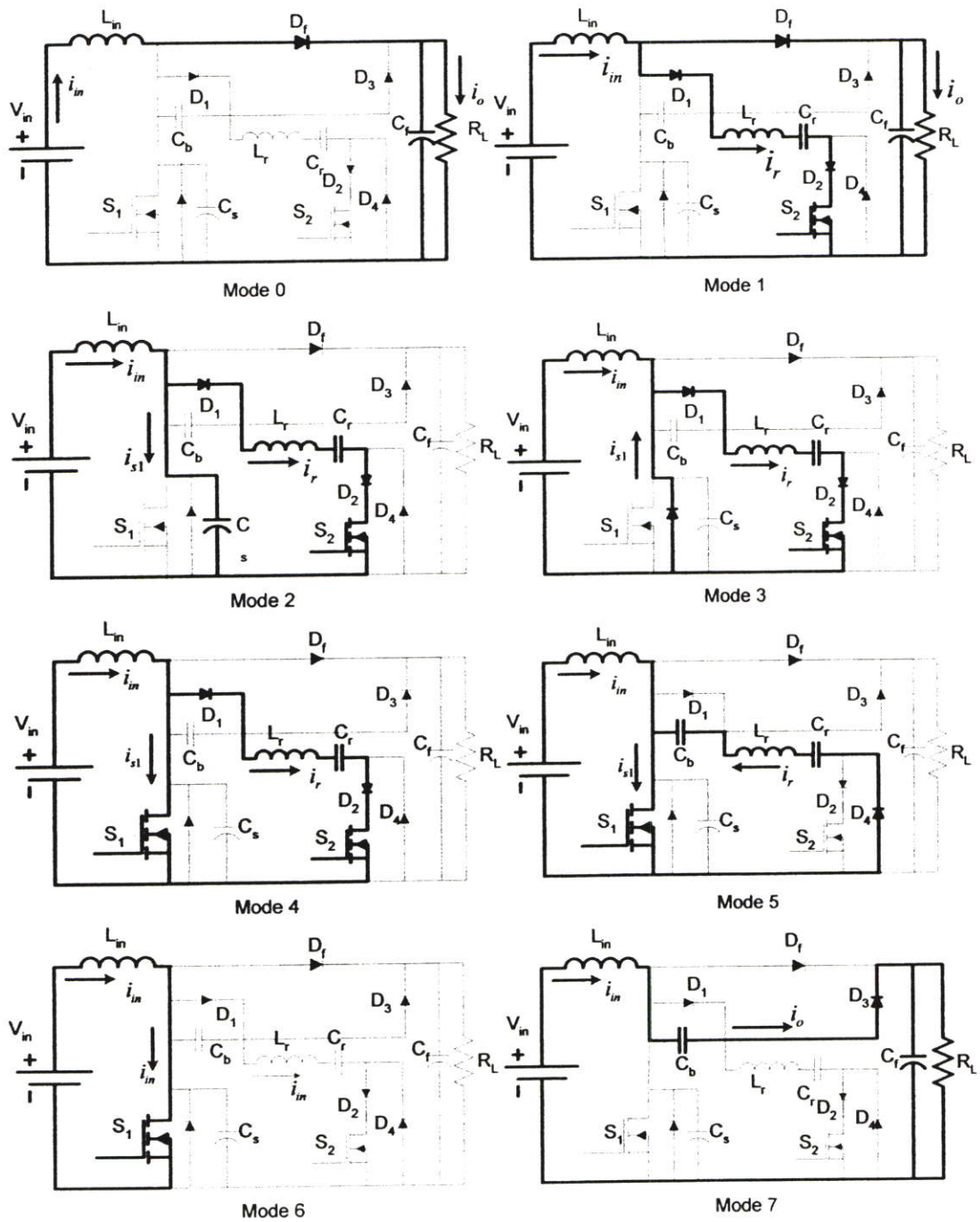
รูปที่ 3.1 โครงสร้างวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่

วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่น่าสนใจในงานวิจัยนี้ มีโหมดการทำงาน 8 ช่วงการทำงานใน 1 ไซเคิล โดยมีรูปคลื่นและช่วงเวลาการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.2 และ 3.3 ตามลำดับ จากรูปที่ 3.2 และ รูปที่ 3.3 สามารถอธิบายการออกแบบสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็ม ที่จะนำไปควบคุมการทำงานของสวิตช์ทั้งสองได้ว่า เมื่อสัญญาณ V_{gat_s1} เป็นสัญญาณที่จะนำไปขับสวิตช์หลัก S_1 ส่วนสัญญาณ V_{gat_s2} เป็นสัญญาณที่จะนำไปขับสวิตช์ช่วย S_2 จะเห็นว่าสัญญาณ V_{gat_s2} เลื่อนเฟสจาก สัญญาณ V_{gat_s1} ประมาณ 90 องศา ทั้งนี้เพราะว่าพิจารณาจากรูปที่ 3.2 และรูปที่ 3.3 จะเห็นว่าในขณะที่สวิตช์หลัก S_1 หยุดนำกระแส สวิตช์ช่วย S_2 จะต้องเริ่มนำกระแส เพื่อเป็นการเปิดให้กระแสไหลผ่านเข้าไปสู่วงจรช่วย และ เกิดสภาวะเรโซแนนท์ขึ้น และ นำไปสู่การเกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ และการสวิตช์กระแสเป็นศูนย์ ในสวิตช์ทั้งสองนั่นเอง

เพื่อให้การอธิบายการทำงานในช่วงสภาวะคงที่และเป็นไปได้ง่าย จึงขอกำหนดเงื่อนไขอุปกรณ์ให้เป็นแบบอุดมคติ โดยกำหนด ตัวเหนี่ยวนำ L_m และตัวเก็บประจุ C_f มีค่าใหญ่มากพอที่จะทำให้กระแสไหลต่อเนื่องและแรงดันคงที่ ตามลำดับ

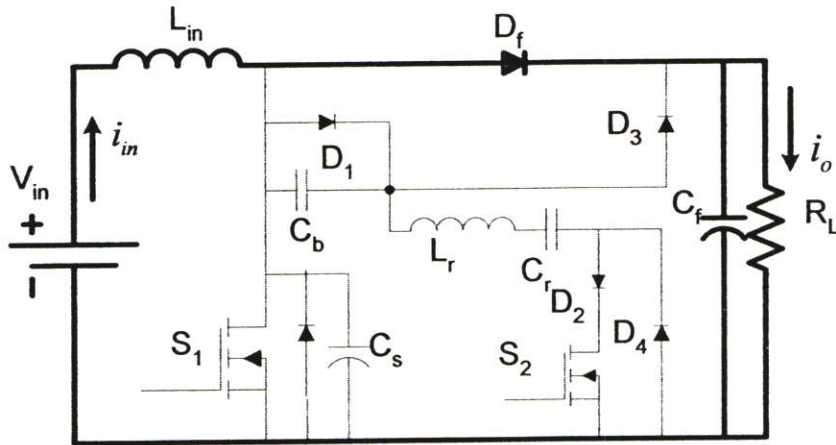


รูปที่ 3.2 รูปคลื่นการทำงานของวงจรจรรยาสูตรค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตซ์แบบใหม่

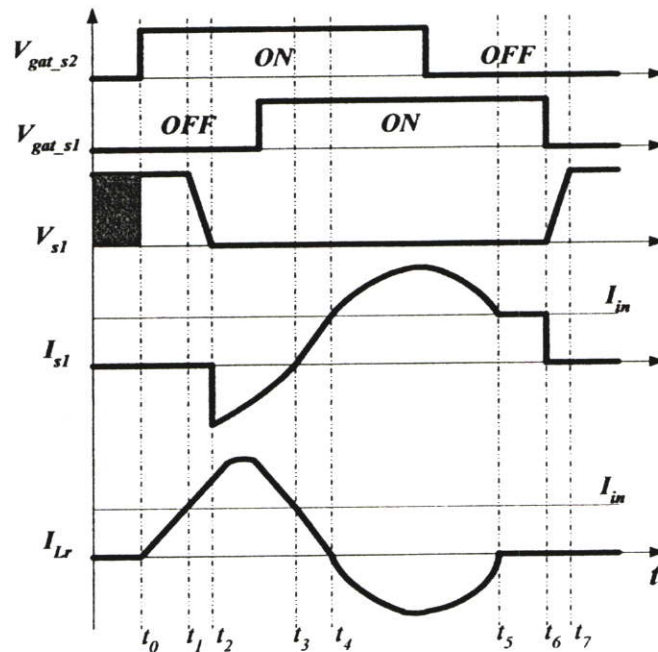


รูปที่ 3.3 โหมดการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์แบบใหม่

3.2.1.1 โหมคการทำงานที่ 0 ($t < t_0$)



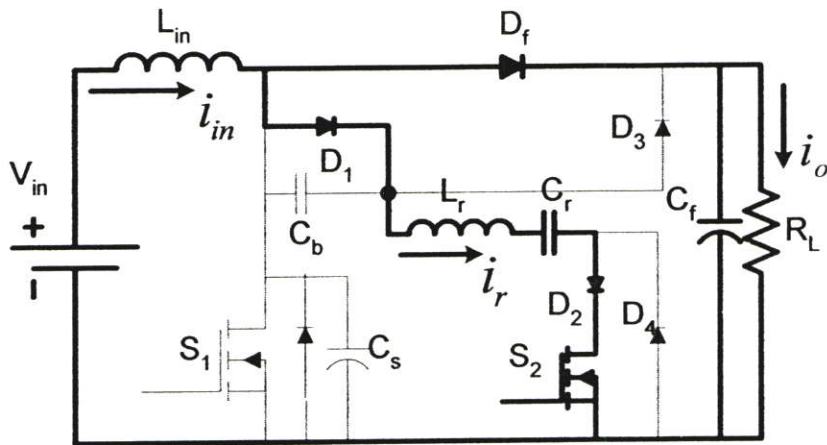
รูปที่ 3.4 โหมคการทำงานที่ 0



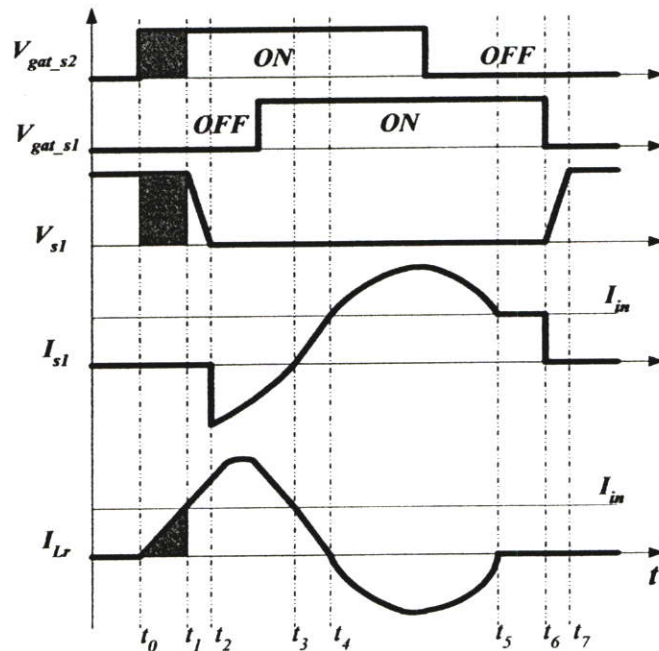
รูปที่ 3.5 รูปคลื่นการทำงานของวงจรโหมคการทำงานที่ 0

หลักการทำงานของโหมคที่ 0 ในช่วงเวลานี้ เป็นช่วงเวลาที่สวิตช์หลัก S_1 และสวิตช์ช่วย S_2 อยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ส่วนไดโอดหลัก D_f อยู่ในสภาวะนำกระแส จนมีค่าเป็น I_{in} ซึ่งเป็นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{in} และถ่ายโอนพลังงานจากด้านอินพุตไปสู่ด้านเอาต์พุต ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ในโหมคนี้วงจรทำงานแบบวงจรพีคบัลลิเอ็มบูสต์คอนเวอร์เตอร์ กรณีสวิตช์ S ไม่นำกระแส

3.2.1.2 โหมดการทำงานที่ 1 ($t_0 < t < t_1$)



รูปที่ 3.6 โหมดการทำงานที่ 1



รูปที่ 3.7 รูปคลื่นการทำงานของวงจรโหมดการทำงานที่ 1

หลักการทำงานของโหมดที่ 1 ที่เวลา $t = t_0$ สวิตช์ช่วย S_2 เริ่มนำกระแสแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 จะเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่าย V_{in} และไดโอด D_f ชึ่งนำกระแสและลดลงช้าๆ จนที่เวลา $t = t_1$ กระแสของวงจรเรโซแนนท์ I_{L_r} เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง โดยเริ่มต้นจากศูนย์ มีผลทำให้ไดโอด D_f หยุดนำกระแส ในโหมดการทำงานนี้ เกิดสถานะเรโซแนนท์ระหว่าง L_r และ C_r หาสมการได้ดังนี้

$$I_{Lr} = [-(V_{Cr0} - V_0)e^{-\xi t} \sin(\omega_r t)] / (\omega_r L_r) \quad (3.1)$$

$$V_{Cr} = \frac{\omega_0}{\omega_r} (V_{Cr0} - V_0)e^{-\xi t} \cos(\omega t - \varphi) + V_0 \quad (3.2)$$

โดยที่

$$\xi = \frac{R_r}{2L_r} \quad (3.3)$$

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{L_r C_r} \quad (3.4)$$

$$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \xi^2} \quad (3.5)$$

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{\xi}{\omega_r}\right) \quad (3.6)$$

เมื่อ ξ คือ ค่าความถี่เนเปอร์ (Neper Frequency)

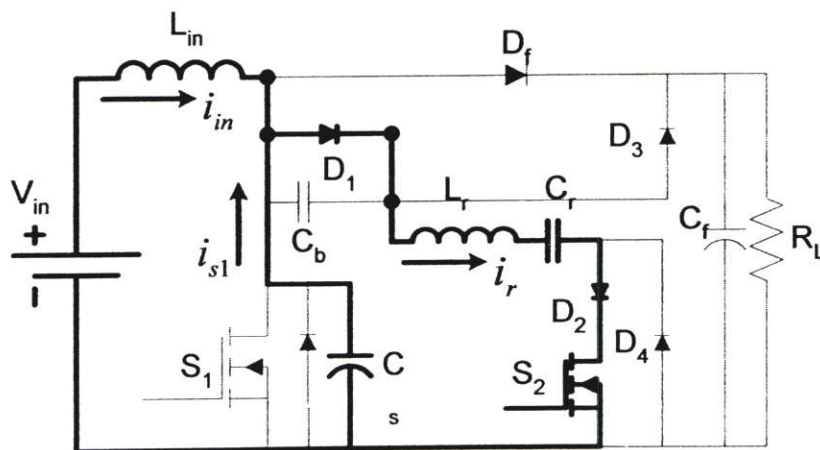
ω_0 คือ ค่าความถี่เรโซแนนท์ (Resonance Frequency)

ω_r คือ ค่าความถี่หน่วง (Damped Frequency)

φ คือ ค่ามุมหน่วง (Damped Angle)

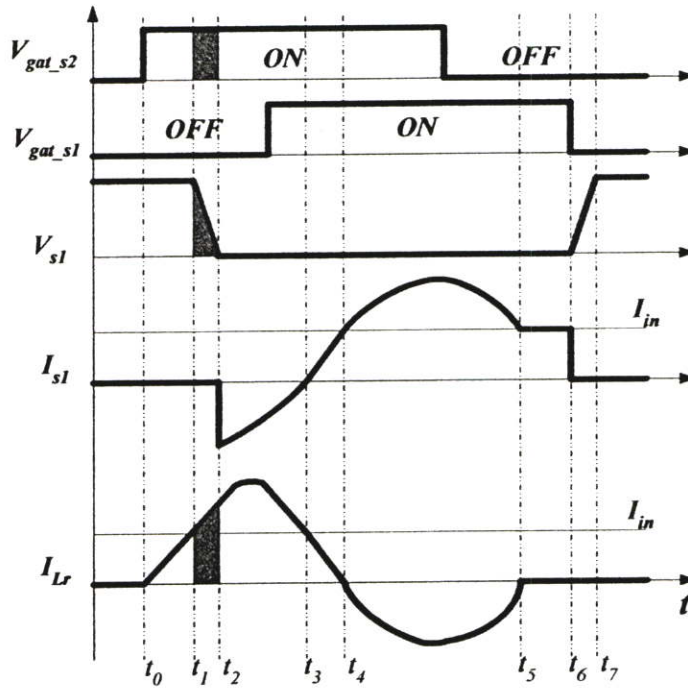
R_r คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเหนี่ยวนำ L_r

3.2.1.3 โหมดการทำงานที่ 2 ($t_1 < t < t_2$)



รูปที่ 3.8 โหมดการทำงานที่ 2

หลักการทํางานของโหมดที่ 2 ที่เวลา $t = t_1$ กระแสของวงจรเรโซแนนท์ I_{Lr} ยังคงเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง ส่วนแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 เริ่มลดลง และกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_{Lm} ยังคงที่เพราะตัวเหนี่ยวนำ L_m มีค่าใหญ่เพียงพอและตัวเก็บประจุแฝง C_s ภายในสวิตช์หลัก S_1 คายประจุผ่านวงจรช่วย ทำให้กระแสไหลผ่านวงจรช่วยเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง จนที่เวลา $t = t_2$ ตัวเก็บประจุแฝง C_s คายประจุจนหมด มีผลทำให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 เริ่มลดลงเป็นศูนย์ พลังงานถูกสะสมในวงจรช่วย



รูปที่ 3.9 รูปคลื่นการทํางานของวงจรโหมดการทํางานที่ 2

หาสมการต่างๆ ได้ดังนี้

$$I_{Lr} = e^{-\xi t} (A \cos(\omega_p t) + B \sin(\omega_p t)) + \frac{I_{Lr1} C_p}{C_s} \quad (3.7)$$

$$V_{Cs} = e^{-\xi t} \left(\frac{E}{C_s} \cos(\omega_p t) + \frac{F}{C_s} \sin(\omega_p t) \right) + \frac{I_{Lr1} (C_s - C_r) t}{C_s^2} + V_0 - \frac{E}{C_s} \quad (3.8)$$

$$V_{Cr} = -e^{-\xi t} \left(\frac{E}{C_r} \cos(\omega_p t) + \frac{F}{C_r} \sin(\omega_p t) \right) + \frac{I_{Lr1} C_p t}{C_r C_s} + V_{Cr1} + \frac{E}{C_r} \quad (3.9)$$

โดยที่

$$C_p = \frac{C_r C_s}{C_r + C_s} \quad (3.10)$$

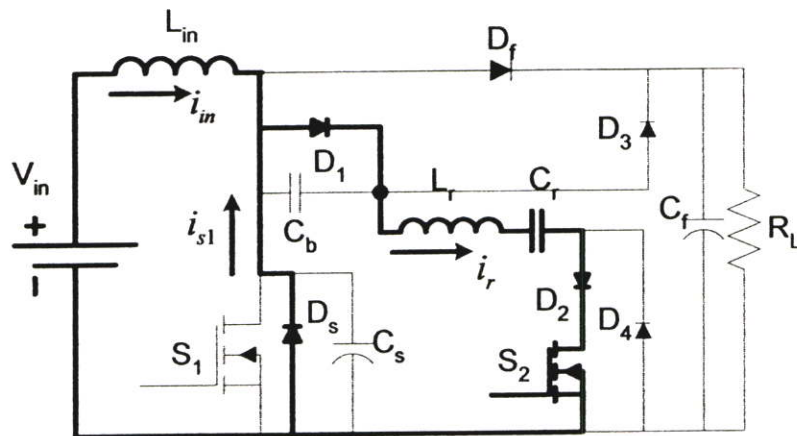
$$A = \frac{I_b C_p}{C_r} \quad (3.11)$$

$$B = \frac{V_0 - V_{Cr1} - I_b R_r + L_r \xi A}{\omega_p L_r} \quad (3.12)$$

$$E = \frac{\xi A + B \omega_p}{\omega_{op}^2} \quad (3.13)$$

$$F = \frac{\xi B - A \omega_p}{\omega_{op}^2} \quad (3.14)$$

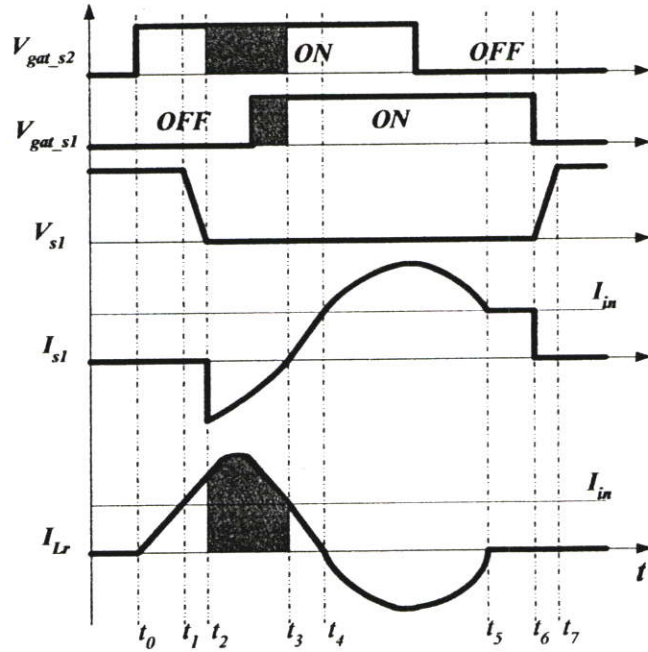
3.2.1.4 โหมดการทำงานที่ 3 ($t_2 < t < t_3$)



รูปที่ 3.10 โหมดการทำงานที่ 3

หลักการทํางานของโหมดที่ 3 หลังจากตัวเก็บประจุแฝง C_s คายประจุจนหมดและแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 ลดลงเป็นศูนย์ที่หลังเวลา $t = t_2$ ไดโอด D_s ซึ่งแฝงตัวอยู่ในสวิตช์หลัก S_1 เริ่มนำกระแส เกิดกระแสฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Current) I_{rr} ขึ้นก่อนที่สวิตช์หลัก S_1 จะนำกระแส เป็นเหตุให้เกิดการสวิตช์ขณะที่มีแรงดันเป็นศูนย์ ตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 ทำให้ไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในช่วงเริ่มนำกระแส ส่วนกระแสในวงจรช่วย I_{Lr} ยังคงลดลง

อย่างต่อเนื่อง และมีผลทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ V_C มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องด้วย



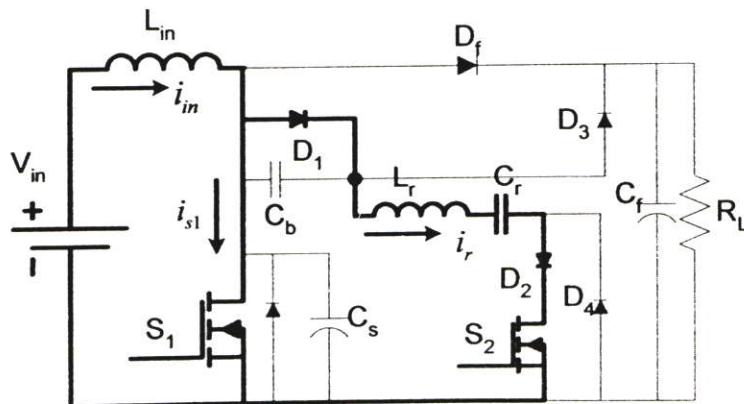
รูปที่ 3.11 รูปคลื่นการทำงานของวงจรโหมคการทำงานที่ 3

หาสมการต่างๆ ได้ดังนี้

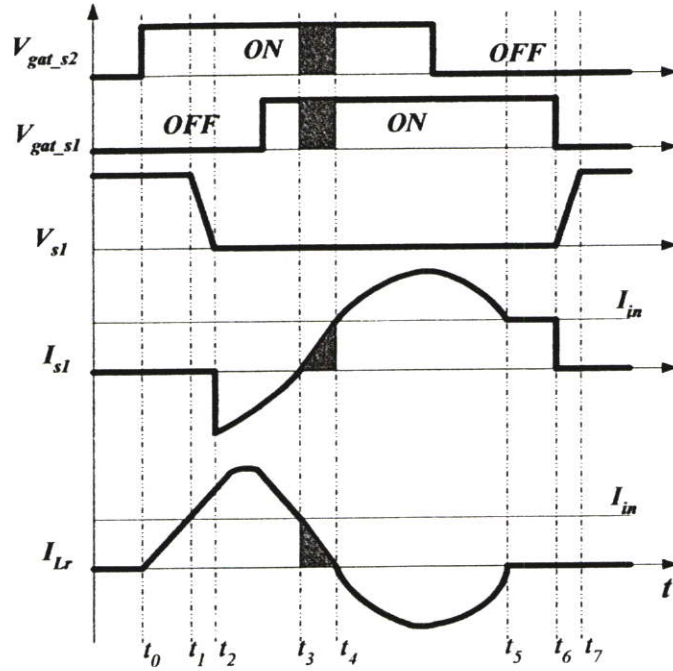
$$I_{Lr} = e^{-\xi t} (I_{Lr2} \cos(\omega_r t) - \frac{V_{Cr2} + L_r \xi I_{Lr2}}{\omega_r L_r} \sin(\omega_r t)) \tag{3.15}$$

$$V_{Cr} = e^{-\xi t} (V_{Cr2} \cos(\omega_r t) + \frac{I_{Lr2} + \xi V_{Cr2} C_r}{\omega_r C_r} \sin(\omega_r t)) \tag{3.16}$$

3.2.1.5 โหมคการทำงานที่ 4 ($t_3 < t < t_4$)



รูปที่ 3.12 โหมคการทำงานที่ 4



รูปที่ 3.13 รูปคลื่นการทำงานของวงจร โหมคการทำงานที่ 4

หลักการทำงานของโหมคที่ 4 ช่วงเวลานี้สวิตช์หลัก S_1 และ สวิตช์ช่วย S_2 ยังคงนำกระแสทั้งสองตัว มีผลทำให้กระแสของวงจรเรโซแนนท์ I_{L_r} ต่ำกว่ากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_{L_m} ส่วนแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_C คงที่ เมื่อถูกชาร์จประจุจากโหมคการทำงานก่อนนี้ ส่วนกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m ยังคงที่ ถึงที่สุดที่เวลา $t = t_4$ กระแสของวงจรเรโซแนนท์ I_{L_r} ลดลงเป็นศูนย์ หาสมการต่างๆ ได้ดังนี้

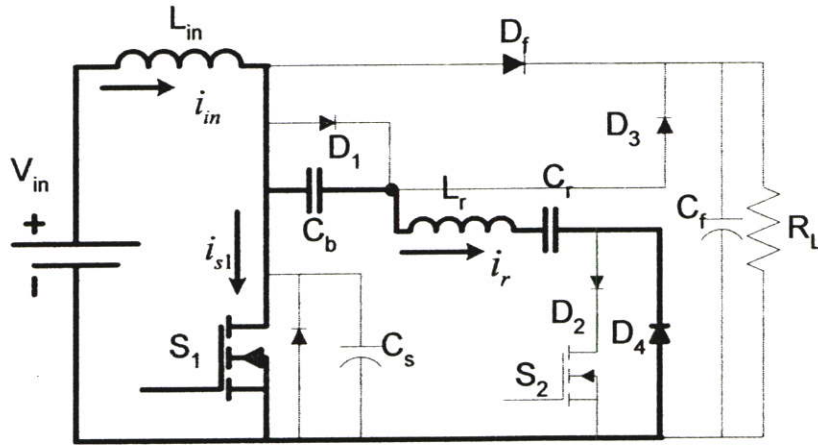
$$I_{L_r} = e^{-\xi t} (I_{Lr3} \cos(\omega_r t) - \frac{V_{Cr2} + L_r \xi I_{Lr2}}{\omega_r L_r} \sin(\omega_r t)) \quad (3.17)$$

$$V_{Cr} = e^{-\xi t} (V_{Cr3} \cos(\omega_r t) + \frac{I_{Lr2} + \xi V_{Cr2} C_r}{\omega_r C_r} \sin(\omega_r t)) \quad (3.18)$$

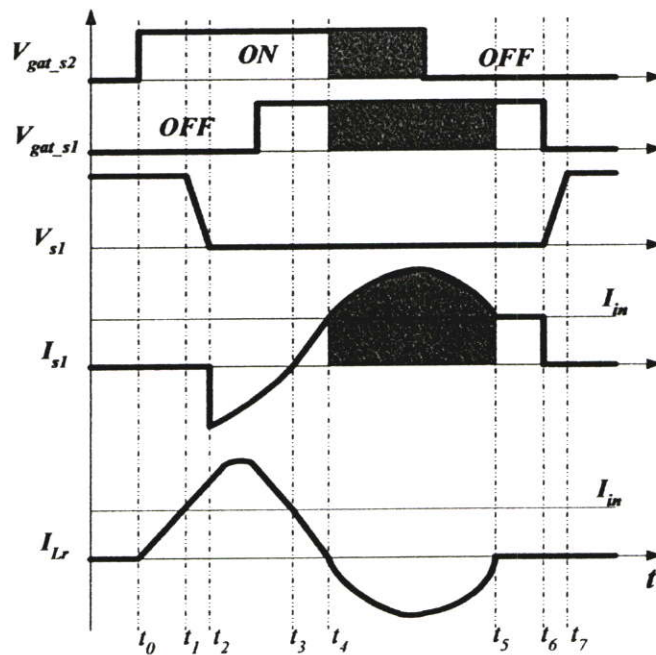
3.2.1.6 โหมคการทำงานที่ 5 ($t_4 < t < t_5$)

หลักการทำงานของโหมคที่ 5 ที่เวลา $t = t_4$ กระแส I_{L_r} ลดลงต่ำกว่าศูนย์ ซึ่งจะเห็นว่ากระแสในวงจรช่วย I_{L_r} ไหลกลับทิศทาง ซึ่งเป็นการเกิดสภาวะเรโซแนนท์ทิศทางลบแบบหลายเรโซแนนท์ (Multi Resonance) ระหว่าง L_r, C_r และ C_b มีผลทำให้ไดโอด D_2 และสวิตช์

ช่วย S_2 หยุดนำกระแส ส่วนไดโอด D_4 เริ่มนำกระแส และเกิดการสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์ (ZCS) ต่อกับสวิตช์ช่วย S_2 ในขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 3.14 โหมดการทำงานที่ 5



รูปที่ 3.15 รูปคลื่นการทำงานของวงจรโหมดการทำงานที่ 5

จากสถานะนี้ทำให้ไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสีย พลังงานบางส่วนถูกเก็บสะสมในตัวเก็บประจุ C_b อีกส่วนถ่ายโอนกลับไปยังด้านอินพุตของวงจร เพื่อเป็นการรักษาสถานะการนำกระแสอย่างต่อเนื่องของสวิตช์หลัก S_1 ถึงสิ้นสุดที่เวลา $t = t_5$ กระแสวงจรช่วย I_{Lr} เท่ากับศูนย์อีกครั้ง หากสมการต่างๆ ได้ดังนี้

$$I_{Lr} = -C_{pb} \omega_{opb} V_{Cr4} \sin \omega_{opb} t \quad (3.19)$$

$$V_{Cr} = \frac{C_{pb} V_{Cr4}}{C_r} \cos \omega_{opb} t + \frac{C_{pb} V_{Cr4}}{C_b} \quad (3.20)$$

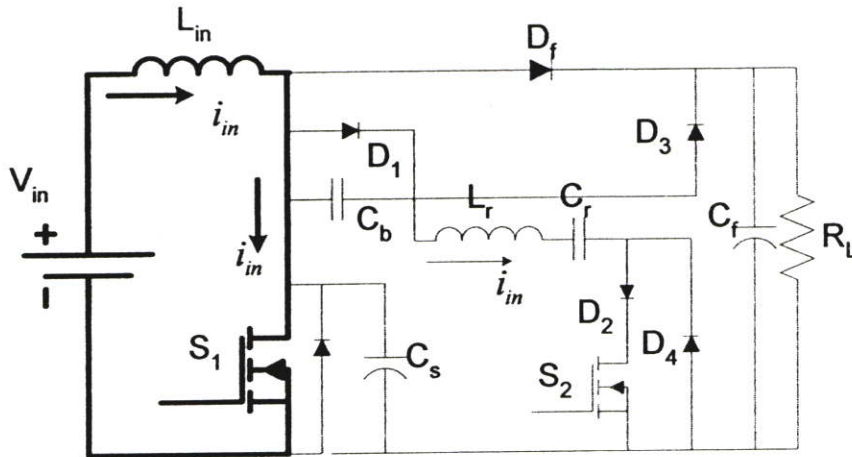
$$V_{Cb} = \frac{C_{pb} V_{Cr4}}{C_r} \cos \omega_{opb} t - \frac{C_{pb} V_{Cr4}}{C_b} \quad (3.21)$$

โดยที่

$$C_{pb} = \frac{C_r C_b}{C_r + C_b} \quad (3.22)$$

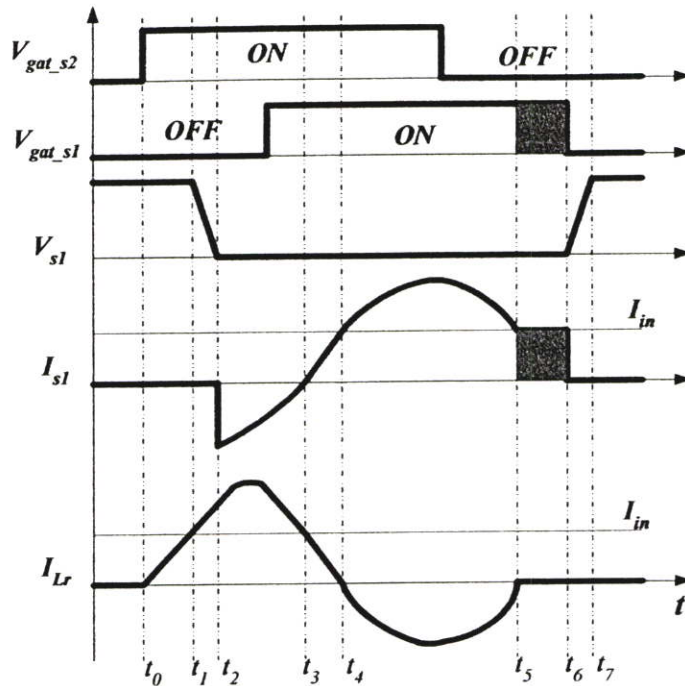
$$\omega_{0pb} = 1 / \sqrt{L_r C_{pb}} \quad (3.23)$$

3.2.1.7 โหมดการทำงานที่ 6 ($t_5 < t < t_6$)



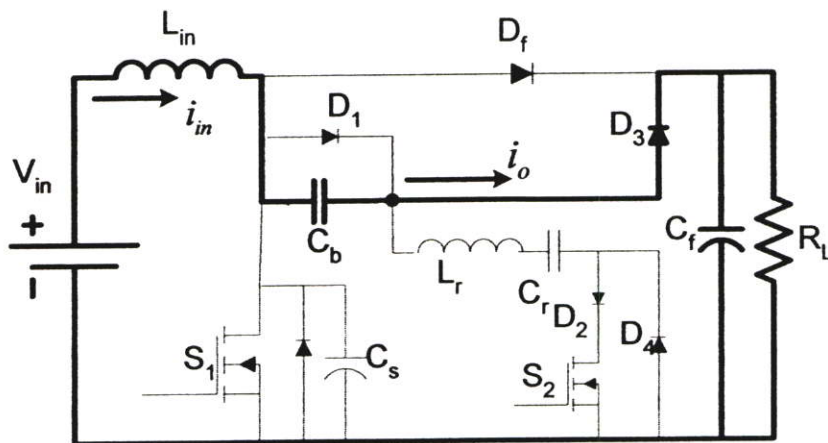
รูปที่ 3.16 โหมดการทำงานที่ 6

หลักการการทำงานของโหมดที่ 6 ที่เวลา $t = t_5$ สวิตช์หลัก S_1 นำกระแสอย่างต่อเนื่อง เป็นการสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำอินพุต L_{in} เพื่อใช้ในวงจรการทำงานถัดไป ในโหมดการทำงานนี้วงจรทำงานเป็นแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์กรณีสวิตช์ S นำกระแสสิ้นสุดการทำงานในโหมดนี้ ที่เวลา $t = t_6$ สวิตช์หลัก S_1 เริ่มหยุดนำกระแสอีกครั้งในขณะที่กระแสไหลผ่านสวิตช์หลัก S_1 เป็นศูนย์



รูปที่ 3.17 รูปคลื่นการทำงานของวงจรโหมคการทำงานที่ 6

3.2.1.8 โหมคการทำงานที่ 7 ($t_6 < t < t_7$)



รูปที่ 3.18 โหมคการทำงานที่ 7

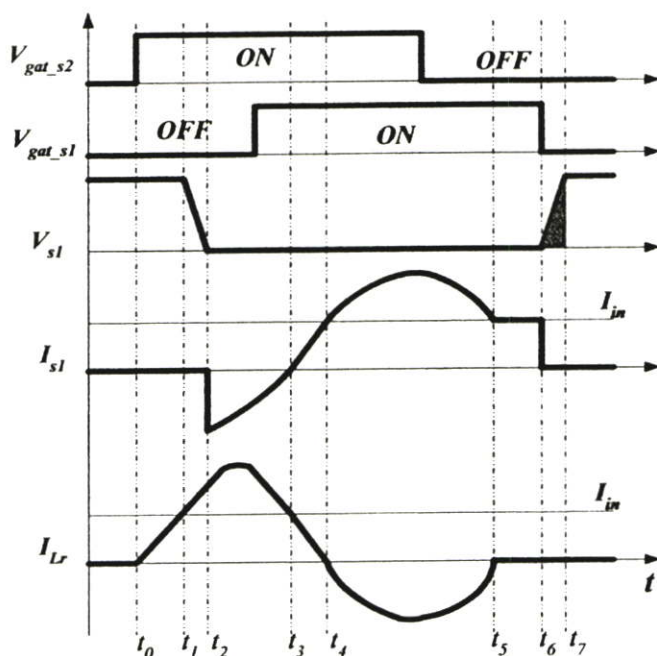
หลักการทำงานของโหมคที่ 7 ที่เวลา $t = t_6$ สวิตช์หลัก S_1 หยุดนำกระแส โดยที่ตัวเก็บประจุ C_b ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ เป็นการลดแรงดันเกิน (Voltage Stress) ของสวิตช์หลัก S_1 ส่วนไดโอด D_f ยังคงหยุดนำกระแส โดยได้รับแรงดันไบอัสกลับจากแรงดัน V_{cb} และตัวเก็บประจุ C_b คายประจุผ่านไดโอด D_3 เป็นการถ่ายโอนพลังงานสู่ด้านเอาต์พุตของวงจร หลังเวลา $t = t_7$ ตัวเก็บประจุ C_b คายประจุจนหมดทำให้ไดโอด D_f นำกระแสได้ เป็นการถ่ายโอนพลังงานจากด้านอินพุตไปสู่ด้านเอาต์พุตวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

และสวิตช์ช่วย S_2 เริ่มนำกระแส การทำงานของวงจรครบรอบและเริ่มต้นใหม่ในโหมดการทำงานที่ 0 อีกครั้ง สมการต่างๆ ได้ดังนี้

$$V_{Cb} = \frac{I_{inD}}{C_b} t + V_{Cb5} \quad (3.24)$$

I_{inD} คือ กระแสค่าใหม่ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m ซึ่งมีค่าตามสมการดังนี้

$$I_{inD} = I_{in} + \frac{V_{in} DT_{sw}}{L_m} \quad (3.25)$$



รูปที่ 3.19 รูปคลื่นการทำงานของวงจรโหมคการทำงานที่ 7

3.3 การออกแบบวงจร

ในหัวข้อนี้เป็นการออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ โดยใช้สมการ และเงื่อนไขต่างๆ ที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมาในการออกแบบ เพื่อสร้างเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดลองดังนี้[2]-[5]

3.3.1 ออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเคม

จากหัวข้อที่ 2.3 สามารถออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเคมได้โดยกำหนด แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต V_m เท่ากับ 50 โวลต์ แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต V_o เท่ากับ 100 โวลต์ ความถี่ในการสวิตช์ f_s เท่ากับ 50 กิโลเฮิรต์ซ์ คิวดีไซเคิล D เท่ากับ 0.5 อัตราระลอกกลืนกระแส ด้านอินพุตและแรงดันด้านเอาต์พุตเท่ากับ 0.3 ดังนั้นหาตัวเหนี่ยวนำของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเคมดังนี้

จากสมการที่ (2.9)

$$L_m = \frac{V_m D}{\Delta i_{L_m} f_s}$$

แทนค่าพารามิเตอร์จะได้

$$L_m = 1670 \mu H$$

เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำบูสต์คอนเวอร์เตอร์ $1.65 mH$ ส่วนในการสร้างตัวเหนี่ยวนำ L_m ได้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ EE55 และขดลวดทองแดงเบอร์ S.W.G. 30 ตีเกลียวจำนวน 15 เส้น พันรอบแกนเฟอร์ไรต์ 85 รอบ

หาค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองบูสต์คอนเวอร์เตอร์

จากสมการที่ (2.32)

$$C_f = \frac{I_o}{\Delta V_o f_s}$$

แทนค่าพารามิเตอร์จะได้

$$C_f = 670 \mu F$$

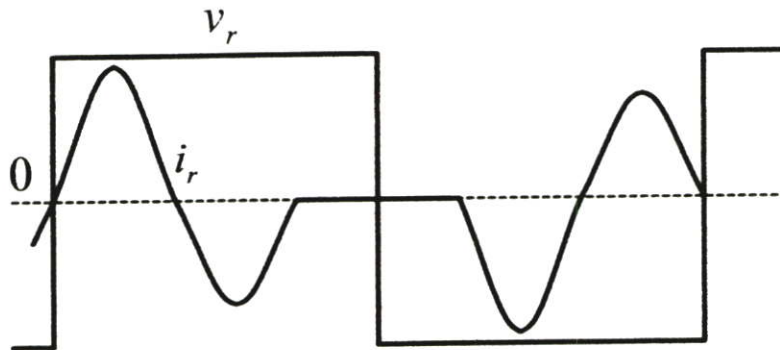
ดังนั้นเลือกค่า C_f เท่ากับ $470 \mu F$ ทนแรงดันได้ 450 โวลต์ ในส่วนของอุปกรณ์ สวิตช์หลัก S_1 ใช้มอสเฟตกำลัง ที่มีพิกัดแรงดันและพิกัดกระแสที่สูง ซึ่งในที่นี้เลือก IREF460 ที่มี พิกัดแรงดัน 500 โวลต์ พิกัดกระแส 20 แอมแปร์ ไดโอด D_f ที่ทนแรงดันและกระแสได้สูงและ ทำงานที่ความถี่สูง ในที่นี้เลือก MUR 1560 ที่มีพิกัดแรงดัน 60 โวลต์ พิกัดกระแส 15 แอมแปร์

3.3.2 ออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่

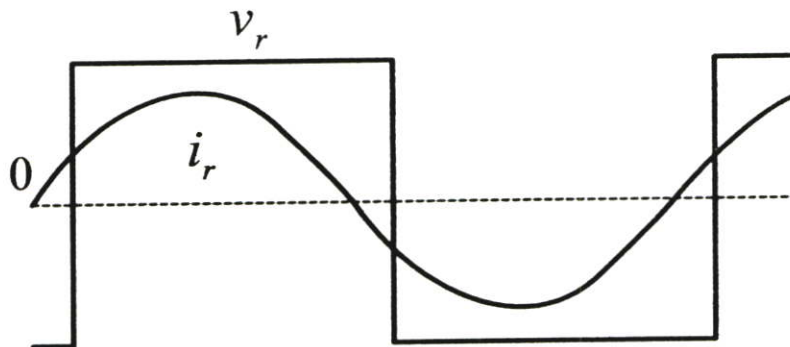
ในการออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ ที่จะนำเสนอในงานวิจัยนี้ จะเป็นการใช้หลักการของการควบคุมกำลังไฟฟ้าในวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม มาเป็นแนวทางในการออกแบบและหาค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ L_r ค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_r และตัวเก็บประจุป้อนตรง C_b ซึ่งมีหลายวิธี ส่วนในงานวิจัยนี้จะเป็นการใช้การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธี Pulse Width Modulation มาเป็นแนวทางในการออกแบบ

3.3.2.1 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธี Pulse Width Modulation

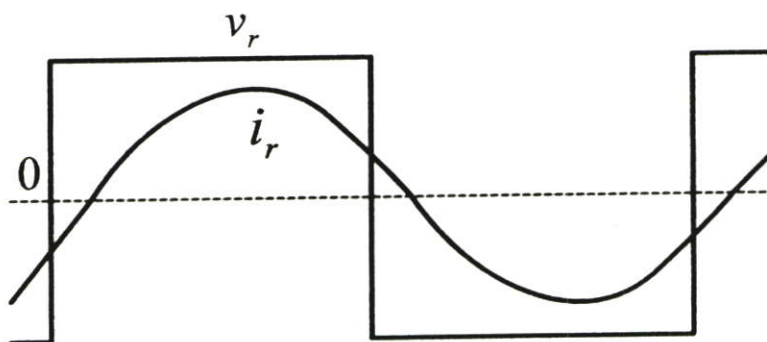
การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าในกรณีนี้เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้า สามารถทำได้โดยปรับความกว้างพัลส์ของสวิตช์ ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ โดยในที่นี้จะทำการเปรียบเทียบความถี่สวิตช์ ω_s กับความถี่เรโซแนนท์ ω_0 จะได้ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรเรโซแนนท์ ดังแสดงในรูปที่ 3.20 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบความถี่สวิตช์น้อยกว่าและมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ในค่าต่างๆ เมื่อนำมาเขียนเป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้า ในวงจรเรโซแนนท์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ กับค่าความถี่สวิตช์ที่เปลี่ยนแปลงจะได้ดังรูปที่ 3.21 ซึ่งจะเห็นว่า กำลังไฟฟ้าในวงจรเรโซแนนท์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ และจะได้กำลังไฟฟาลดต่ำลงที่ความถี่สวิตช์น้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีนี้มีข้อดีคือ ระบบควบคุมไม่ซับซ้อน แต่มีข้อจำกัดคือ จะมีการสูญเสียที่ตัวสวิตช์และเมื่อปรับความถี่สวิตช์ให้มีค่าสูงขึ้น ก็จะทำให้กระแสเพี้ยนไปจากลักษณะคลื่นไซน์มากขึ้น ทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกเกิดขึ้นตามมาด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีที่ค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์มีค่าต่ำลง อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้ จะทำการเลือกความถี่สวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ เพื่อให้เกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ในสวิตช์หลัก S_1 แต่จะเลือกความถี่สวิตช์ให้สูงกว่าเล็กน้อยเพื่อไม่ให้กำลังไฟฟาลดลงมากเกินไป



(a) ความถี่สวิตช์น้อยกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่เรโซแนนท์ ($\omega_s < \frac{\omega_o}{2}$)

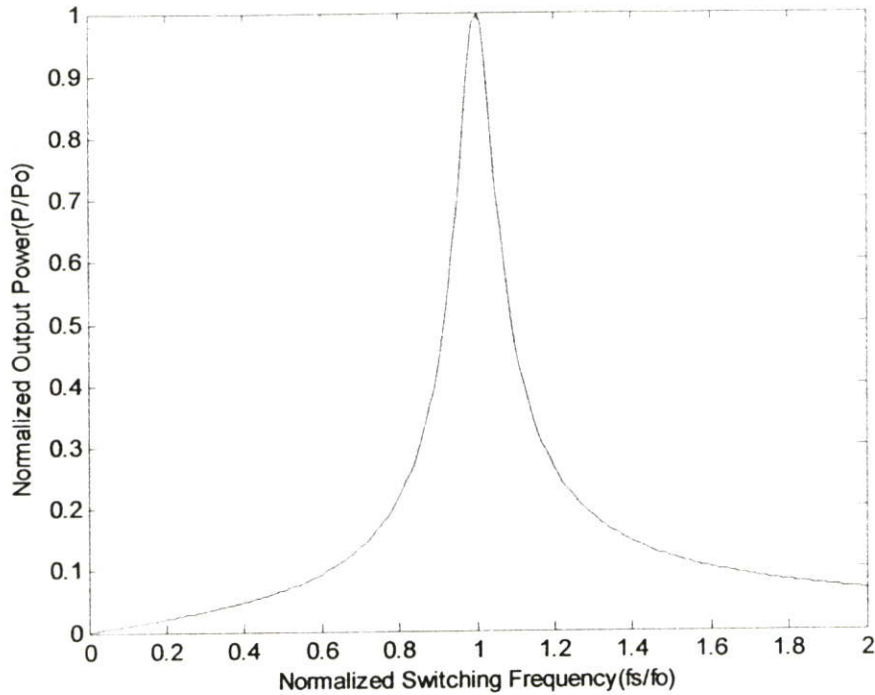


(b) ความถี่สวิตช์มีค่าต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์แต่มากกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่เรโซแนนท์ ($\frac{\omega_o}{2} < \omega_s < \omega_o$)



(c) ความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($\omega_s > \omega_o$)

รูปที่ 3.20 คลื่นแรงดันและกระแสของวงจรเรโซแนนท์กรณีกควบคุมกำลังไฟฟ้า
ด้วยวิธี Pulse Width Modulation



รูปที่ 3.21 กำลังไฟฟ้าเรโซแนนท์ที่ค่าความถี่สวิตช์ต่างๆ

พิจารณาโหมดการทำงานที่ 1. ช่วงเวลา $t_0 - t_1$ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ เกิดสภาวะเรโซแนนท์แบบอนุกรม $L-C$ ทำให้สามารถกำหนดการทำงาน ซึ่งขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สวิตช์ ω_s กับความถี่เรโซแนนท์ ω_0 ของวงจร ในกรณีนี้ สมมติให้ความถี่สวิตช์ ω_s มีค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ω_0 ($\omega_s > \omega_0$) เล็กน้อยซึ่ง หากกำหนดให้ความถี่สวิตช์ มีค่าใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนท์อนุกรม $L-C$ จะทำให้กระแสเรโซแนนท์ i_L มีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ที่ความถี่เท่ากับความถี่สวิตช์ และจะเห็นว่ากระแสที่ตัวสวิตช์จะนำหน้าแรงดันตกคร่อมตัวสวิตช์ เป็นผลทำให้กระแสที่ตัวสวิตช์จะเริ่มนำกระแส ขณะแรงดันมีค่าเป็นศูนย์ เพื่อลดการสูญเสียในช่วงเริ่มนำกระแส แต่สวิตช์จะเริ่มหยุดนำกระแส ขณะที่แรงดันไม่เป็นศูนย์ ดังนั้นจะยังคงมีการสูญเสียในช่วงเริ่มหยุดนำกระแสอยู่ อย่างไรก็ตาม ตัวเก็บประจุหรือตัวเก็บประจุแฝงที่วางคร่อมสวิตช์จะทำหน้าที่เสมือนสแน็บเบอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย เพื่อป้องกันไม่ให้มีการสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส พิจารณาสมการ

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r} \quad (3.26)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.27)$$

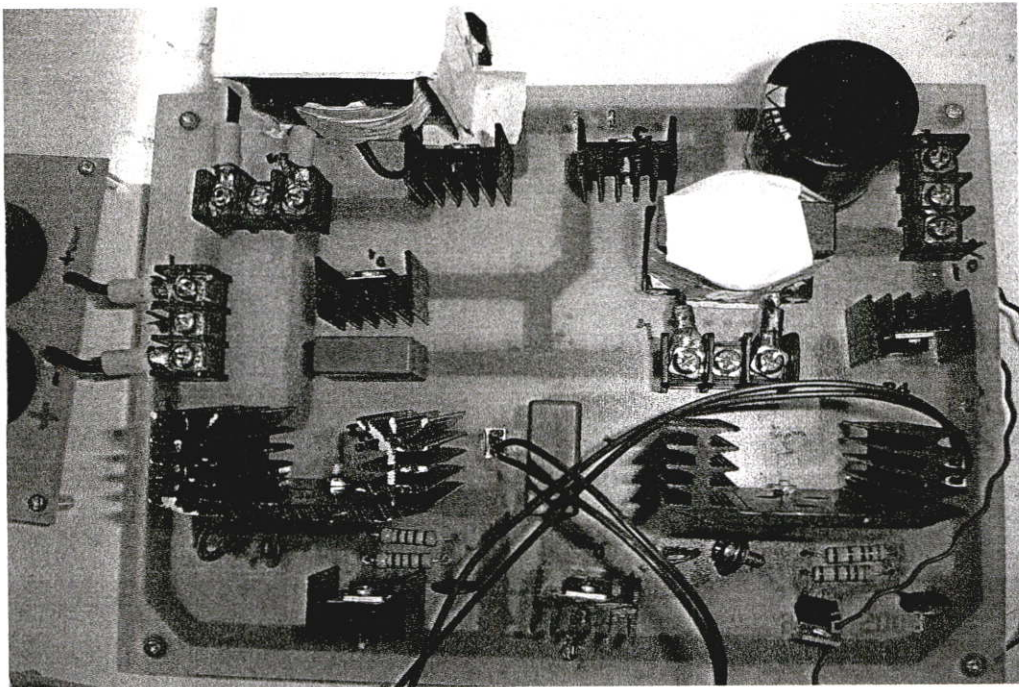
จากความถี่สวิตช์ f_s เท่ากับ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ต้องกำหนดความถี่เรโซแนนท์ f_o ให้ต่ำกว่าความถี่สวิตช์ f_s เล็กน้อยตามเงื่อนไข ($\omega_s > \omega_o$) กล่าวคือ กำหนดความถี่เรโซแนนท์ f_o 42 กิโลเฮิร์ตซ์ เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ L_r เท่ากับ $15 \mu H$ แทนในสมการ (3.27)

$$42 \times 10^3 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(15 \times 10^{-6} \times C_r)}}$$

$$C_r = 958 nF$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ $C_r = 1 \mu F$ ส่วนตัวเก็บประจุป้อนตรง C_b เลือกให้มีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงกับค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_r เพราะฉะนั้นเลือก $C_b = 1 \mu F$ ส่วนในการสร้างตัวเหนี่ยวนำ L_r ได้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ EER39 ขดลวดทองแดงเบอร์ S.W.G. 30 ดีเกลียวจำนวน 18 เส้น พันรอบแกนเฟอร์ไรต์ 20 รอบ

ส่วนรูปที่ 3.22 แสดงวงจรวงจรวจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ที่ใช้ในงานวิจัยนี้



รูปที่ 3.22 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ที่ได้จากการออกแบบ

3.4 สรุป

ในบทนี้เป็นการนำเสนอ หลักการทำงาน และ การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม และ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ โดยในส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม กล่าวถึง หลักการทำงานในแต่ละช่วงระยะเวลาการทำงานและออกแบบวงจรตามพิกัดของกระแส แรงดัน อัตราการสลับคลื่น และความถี่สวิตช์ ส่วนวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ ก็เช่นเดียวกันก็กล่าวถึงหลักการทำงานในแต่ละโหมดการทำงานและออกแบบวงจร ตามหลักการของวงจรความถี่เรโซแนนซ์แบบอนุกรม $L-C$ และ ค่อยวงจรช่วยเพิ่มเข้าไปเพื่อทำให้วงจรเกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และ การสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์(ZCS) นอกนั้นยังได้กล่าวถึงการสร้างตัวเหนี่ยวนำ L_m และ L_r เพื่อใช้ในการจำลองและทดลองด้วย

บทที่ 4

การออกแบบวงจรควบคุมสวิตช์และระบบควบคุม แรงดันเอาต์พุตคงที่

4.1 บทนำ

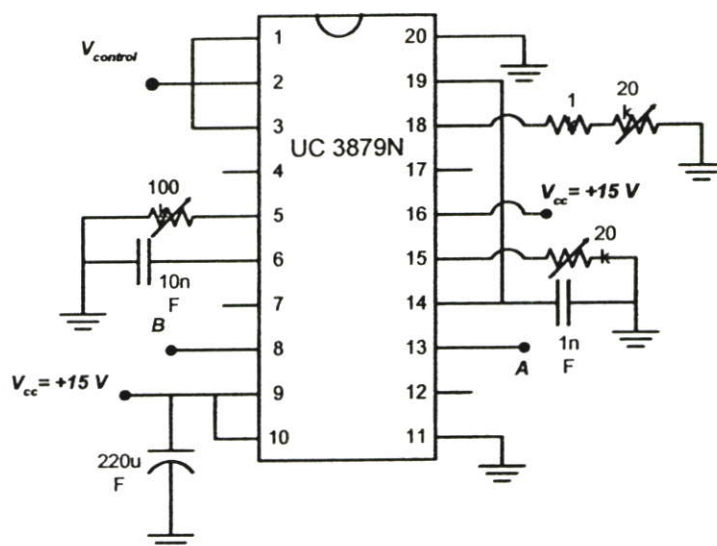
ในระบบวงจรขับสวิตช์นั้น จะสามารถทำให้เกิดการนำกระแส และหยุดนำกระแส สำหรับอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งการที่จะออกแบบก็จะต้องพยายามให้วงจรขับสวิตช์มีราคาต่ำและที่สำคัญวงจรขับสวิตช์ จะต้องสามารถจ่ายกำลังให้เพียงพอที่จะสามารถขับสวิตช์ตลอดช่วงการทำงานได้ โดยส่วนมากแล้ววงจรขับสวิตช์จะต้องใช้เวลาในการลดลงของสัญญาณมาสู่จุดต่ำสุดให้มีค่าน้อยที่สุดและจะไม่ปล่อยสัญญาณในลักษณะที่มีการแกว่งออกมาเลย สำหรับระบบการสร้างสัญญาณขับของวงจรขับสวิตช์จะใช้ตัวกำเนิดสัญญาณขับที่เป็นพีคดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งจะไม่ใช่ส่วนหนึ่งของวงจรขับ โดยที่วงจรสวิตช์จะอยู่ระหว่างตัวกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มกับตัวอุปกรณ์สวิตช์และจำเป็นจะต้องมี วงจรแยกโคคเพื่อการแยกกราวด์กันระหว่างตัวกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มกับตัวอุปกรณ์สวิตช์ด้วย ส่วนแรงดันที่ใช้สำหรับขับสวิตช์มอสเฟต และไอจีบีทีนั้น เพื่อให้มีการนำกระแส และหยุดนำกระแสจะใช้แรงดัน 10-20 โวลต์ อย่างไรก็ตามระหว่างขาเกต และขาซอร์สของตัวสวิตช์มอสเฟต จะมีค่าความจุแฝงอยู่จึงทำให้เกิดการประจุ และคายประจุ ในช่วงสัญญาณที่ทำให้มีการนำกระแส และหยุดนำกระแส ฉะนั้นในการขับสวิตช์จะต้องมีเวลาเพื่อ (Dead time) ให้มีค่าพอสำหรับการขับสวิตช์ และในบทนี้จะกล่าวถึงการนำเอาวงจรควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่ตามความต้องการ โดยใช้การควบคุมแบบพีไอ (PI Control)

4.2 การออกแบบสร้างสัญญาณ

การควบคุมเพื่อให้อุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตเกิดการนำกระแสขึ้นโดยคุณสมบัติในการขับสวิตช์จะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของมอสเฟต ซึ่งจะได้สัญญาณควบคุมพีคดับเบิลยูเอ็มขับขาเกตออกเป็น 2 สัญญาณ ที่มีการแยกกราวด์ที่ความถี่การสวิตช์เป็น 50 กิโลเฮิรตซ์ และแรงดันสัญญาณขับสวิตช์เป็น ± 12 โวลต์ โดยการควบคุมสัญญาณจะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

4.2.1 การออกแบบตัวกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม

ตัวสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มจะใช้ไอซี UC3879N เป็นตัวสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งได้สัญญาณเอาต์พุตออกมา 2 สัญญาณ โดยที่แต่ละสัญญาณจะมีควิตีไซเกิล 50 เปอร์เซ็นต์ จะมีลักษณะการต่อวงจรของ ตัวกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มตามรูปที่ 4.1 และมีวงจรภายในตามรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม

จากรูปที่ 4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม เป็นไอซี UC3879N ที่สามารถกำหนดความถี่ของสัญญาณออสซิลเลเตอร์ได้สูงถึง 600 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำให้สามารถออกแบบให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 300 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งความถี่ที่ขั้วมอสเฟตลดลงเหลือครึ่งหนึ่งเมื่อผ่านฟลิปฟลอปที่อยู่ภายในไอซี เป็นไอซีที่ได้รับการปรับปรุงให้กินกระแสน้อยและสามารถทำงานได้ในโหมดกระแส (Current Mode) หรือที่เรียกว่า Cycle-by-Cycle Current Limit ได้แต่ละเอาต์พุตของไอซีสามารถจ่ายกระแสได้เพียง 100 มิลลิแอมป์ เท่านั้น เพื่อเหตุผลที่ว่าลดการกระเพื่อมของระบบกราวด์ในไอซีและวงจรควบคุมอันเกิดจากขั้วเอาต์พุตด้วยกระแสสูงๆ รวมทั้งให้ผู้ใช้งานสามารถเลือกวงจรขั้วเกตได้อย่างอิสระและเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์มากขึ้นด้วย นอกจากนี้ไอซีเบอร์นี้ยังสามารถเลือกแรงดันให้วงจรเริ่มทำงานได้ 2 ระดับ โดยถ้าขา U_{vsel} (ขา 16) ต่อเข้ากับขา V_{cc} จะทำให้ไอซีเริ่มทำงานเมื่อไฟเลี้ยงในวงจรมีค่า 15 โวลต์ ลักษณะพิเศษของวงจรจำกัดกระแสในไอซี UC3879N ก็คือ ถ้าแรงดันที่ป้อนเข้ามาที่ขา Current Sense (ขา 4) มีค่าสูงกว่า 2 โวลต์ แต่ไม่เกิน 2.5 โวลต์ วงจรจะควบคุมให้มอสเฟต เกิดการสวิตช์ เพื่อเข้าสู่ สภาวะพีร์

วอลท์ทันที ทำให้ควิตซ์ไอเกิลแคบลง ซึ่งเป็นลักษณะการทำงานแบบ Cycle-by-Cycle Current Limit เพื่อจำกัดไม่ให้กระแสประจุรวมที่ไหลผ่านหม้อแปลงมีค่าสูงเกินกว่า ที่มอสเฟตจะรับได้ซึ่งจะทำให้มอสเฟตเสียหาย แต่หากแรงดันที่ขานี้มีค่าสูงเกิน 2.5 โวลต์ ก็จะกระตุ้นให้วงจรตรวจจับกระแสเกิน (Over Current) ทำงานซึ่งจะสั่งให้มอสเฟตหยุดนำกระแสและจะกลับไปเริ่มต้นทำงานใหม่เมื่อแรงดันที่ขานี้ต่ำกว่า 2.5 โวลต์

ส่วนขา 14 และ 15 เป็นการออกแบบค่าควิตซ์ไอเกิลของสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม A ที่ขา 13 ส่วนขา 5 และ 6 เป็นการออกแบบค่าควิตซ์ไอเกิลของสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม B ที่ขา 8 โดยที่สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มทั้งสองสัญญาณ สามารถแยกกันได้อย่างอิสระด้วยการ ต่อตัวต้านทานภายนอกเข้าที่ขาซีลีย์ของแต่ละชุดซึ่งก็คือที่ขา 15 และขา 5 ตามลำดับ จะทำให้มีการหน่วงเวลาระหว่าง 50-200 ns ส่วนสัญญาณ A และ B จะมีเฟสที่เปลี่ยนแปลงตามระดับสัญญาณ $V_{control}$ ซึ่งมาจากส่วนของวงจรควบคุมแบบพีไอที่จะกล่าวถึงหลักการออกแบบในหัวข้อถัดไป โดยไอซี UC3879N สามารถทำงานได้ในช่วงอุณหภูมิ 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส รูปที่ 4.2 แสดงวงจรภายในของตัวสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม ไอซี UC3879N สำหรับการออกแบบและรายละเอียดของตัวไอซีจะสามารถดูได้จากผนวก

ส่วนการออกแบบวงจรโดยกำหนดค่าควิตซ์ไอเกิล 50 เปอร์เซ็นต์ และความถี่การสวิตช์เป็น 50 กิโลเฮิร์ตซ์ สามารถหาค่า C_T ได้จากสมการที่ (4.1) และ (4.2)

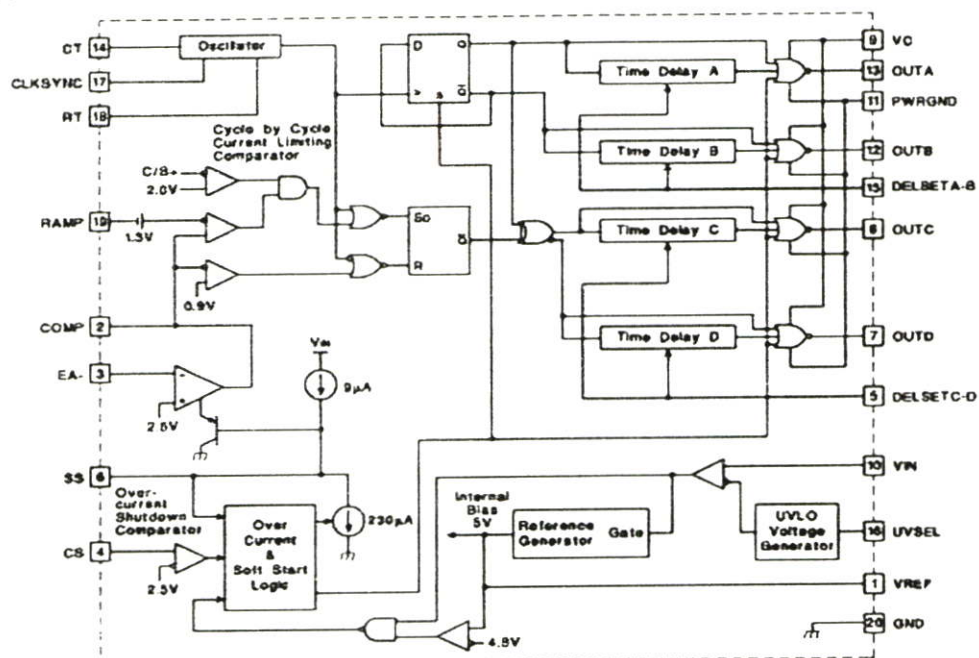
$$C_T = \frac{D_{in}}{1.08 \cdot R_T \cdot f} \quad (4.1)$$

$$R_T = \frac{2.5}{10mA \cdot (1 - D_{in})} \quad (4.2)$$

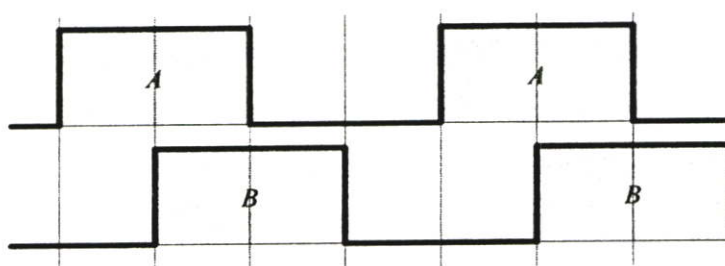
เมื่อค่า $D_{in} = \text{linear duty cycle}$

แทนค่าต่างๆในสมการที่ 4.1 จะได้ ตัวเก็บประจุ $C_T = 1nF$ และค่าความต้านทาน $R_T = 21k\Omega$ ที่ใช้ในการสร้างความถี่ออสซิลเลเตอร์

BLOCK DIAGRAM



รูปที่ 4.2 วงจรภายในของตัวสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มไอซี UC3879N



รูปที่ 4.3 สัญญาณการเลื่อนเฟส

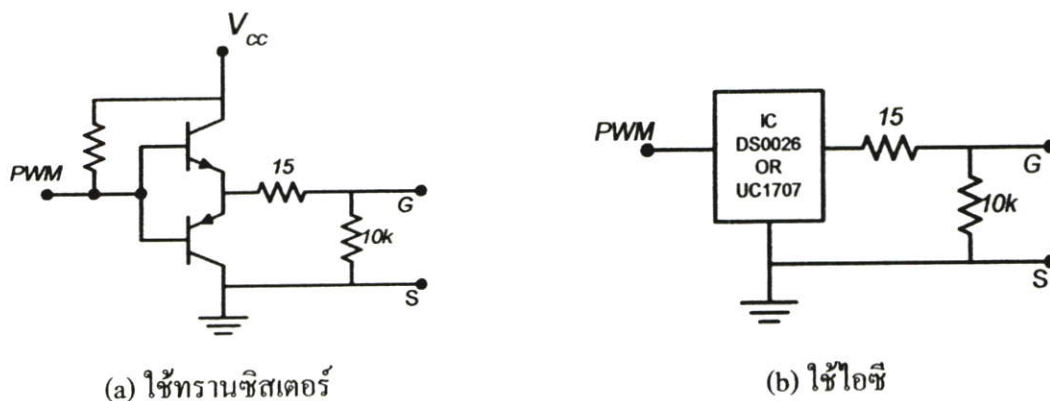
จากรูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มไอซีที่ออกแบบสัญญาณ B เป็นสัญญาณที่จะนำไปขับสวิตช์หลัก S_1 ส่วนสัญญาณ A เป็นสัญญาณที่จะนำไปขับสวิตช์ช่วย S_2 จะเห็นว่าสัญญาณ B เลื่อนเฟสจาก สัญญาณ A ประมาณ 90 องศา ทั้งนี้เพราะว่าจากรูปที่ 3.2 และรูปที่ 3.3 ในขณะที่สวิตช์หลัก S_1 หยุดนำกระแสสวิตช์ช่วย S_2 ต้องเริ่มนำกระแสเพื่อเป็นการเปิดให้กระแสไหลผ่านวงจรช่วยและเพื่อให้เกิดสถานะเรโซแนนท์ และนำไปสู่การเกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ และการสวิตช์กระแสเป็นศูนย์ ของวงจรนั่นเอง ซึ่งจะทำให้วงจรวงจรถูกตัดคอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ทำงานได้ตามโหมดการทำงานที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3

4.2.2 วงจรขับสวิตช์

เมื่อมีตัวกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มแล้วจำเป็นจะต้องมีวงจรขับสวิตช์เพื่อการแยกกราวด์กันระหว่างตัวกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มกับตัวอุปกรณ์สวิตช์ ในหัวข้อนี้จะแนะนำวงจรวงจรขับสวิตช์ดังนี้[14]

4.2.2.1 วงจรขับสวิตช์แบบง่าย

ข้อดีของมอสเฟตคือวงจรขับสวิตช์ไม่ต้องจ่ายกระแสไฟตรงให้ขาเกต อย่างไรก็ตามการทำให้มอสเฟต นำกระแสหรือหยุดนำกระแสนั้น หมายถึงการใส่ประจุหรือการดึงประจุออกจากขาเกต เพื่อให้การสะสมหรือการคายประจุของขาเกตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว กระแสที่ขาเกตจะต้องเป็นพัลส์ที่มีค่ายอดสูง กำลังสูญเสียของวงจรขับนำเกตมีค่าเท่ากับพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุของขาเกตคูณด้วยความถี่การสวิตช์และคูณด้วยสอง ยิ่งความถี่การสวิตช์มีค่าสูง วงจรขับสวิตช์ยังต้องทนกำลังสูงขึ้นไปด้วย



รูปที่ 4.4 วงจรขับสวิตช์อย่างง่าย

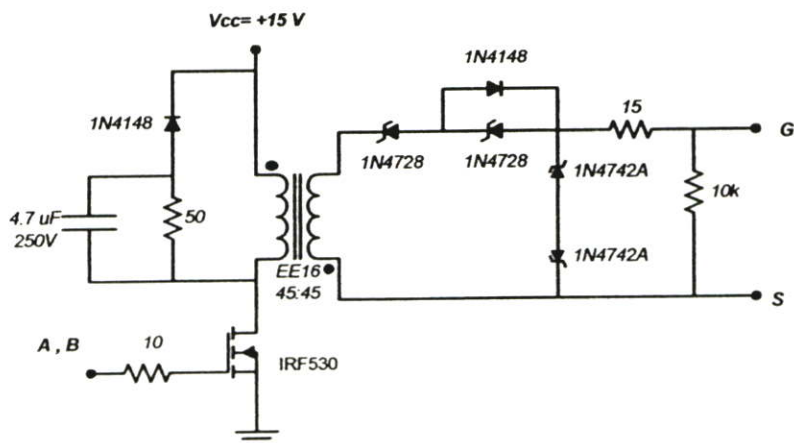
วงจรในรูปที่ 4.4 (a) และ (b) แสดงวงจรขับสวิตช์แบบง่ายที่ใช้ทรานซิสเตอร์หรือไอซี ในการขับนำมอสเฟต วงจรประมวลผลที่นิยมใช้ได้แก่วงจรบัฟเฟอร์เช่นใช้ไอซี DS 0026 หรือ UC 1707 ซึ่งสามารถจ่ายหรือดึงกระแสได้มากกว่า 1 แอมแปร์

4.2.2.2 วงจรขับนำที่มีการแยกโคด

วงจรขับนำมอสเฟตอาจใช้วงจรเชื่อมโยงผ่านแสง เพื่อให้เกิดการแยกโคด อย่างไรก็ตาม คีมอสเฟตมักจะทำงานที่ความถี่สูงและมีการเปลี่ยนสถานะอย่างรวดเร็ว เมื่อใช้วงจรเชื่อมโยงผ่านแสงซึ่งเปลี่ยนสถานะได้ช้ากว่า ก็จะทำให้การตอบสนองต่อสัญญาณควบคุมช้าไปด้วย

วงจรขับนำมอสเฟตที่ใช้หม้อแปลงในการแยกโคด จะมีข้อจำกัดเกี่ยวกับ คิวดีไซเกิลสูงสุด เนื่องจากมอสเฟต ต้องการกระแสในลักษณะที่เป็นพัลส์ ที่ไม่ใช่กระแสต่อเนื่อง เราจึงอาจใช้หม้อแปลงผ่านรูปคลื่นที่เป็นพัลส์บวกและลบเฉพาะในช่วงเปลี่ยนสถานะ รูปคลื่นเช่นนี้มีลักษณะสมมาตรซึ่งทำให้การใช้หม้อแปลงมีประสิทธิภาพมากขึ้น พิจารณาจากรูปที่ 4.5 แสดงวงจรขับสวิทช์ที่เลือกใช้ สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มจะส่งไปเป็นสัญญาณขับให้กับสวิทช์มอสเฟต IRF530 แต่ละตัวซึ่งจะต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดค้ำานปฐมภูมิของหม้อแปลงพัลส์ (EE16) โดยจะมีการแยกอิสระทางไฟฟ้า ในแต่ละสัญญาณ ซึ่งผลของสัญญาณทางด้านทุติยภูมิจะเกิดพัลส์ทางด้านบวกและด้านลบ เพื่อใช้เป็นสัญญาณขับสวิทช์ที่เป็นมอสเฟต

ส่วนทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง เราใช้ซีเนอร์ไดโอด เพื่อให้แรงดันที่ป้อนให้แก่มอสเฟตไม่ลดลงเป็นศูนย์ เมื่อไม่มีแรงดันที่หม้อแปลง แรงดัน V_z ของซีเนอร์ไดโอดนี้ควรมีค่าต่ำกว่าแอมปริจูดของพัลส์ ส่วนการทำงานซีเนอร์ไดโอดที่ต่อทางด้านเอาต์พุต 1N4742A นั้นมีหลักการทำงานคือเมื่อมีพัลส์ทางด้านบวกผ่านเข้ามา จะทำให้ซีเนอร์ไดโอดตัวบนไบอัสไปหน้า และซีเนอร์ไดโอดตัวล่างไบอัสย้อนกลับทำให้ได้แรงดันพัลส์บวกมีค่าประมาณ +12.7 โวลต์ ในลักษณะเดียวกันเมื่อมีพัลส์ทางด้านลบผ่านเข้ามา จะทำให้ซีเนอร์ไดโอดตัวบนไบอัสย้อนกลับและซีเนอร์ไดโอดตัวล่างไบอัสไปหน้า ทำให้ได้แรงดันพัลส์ลบมีค่าประมาณ -12.7 โวลต์ ซึ่งในที่สุดแล้วจะได้แรงดันพัลส์ทางด้านบวกและด้านลบเพื่อใช้เป็นสัญญาณขับสวิทช์ที่เป็นมอสเฟตเป็น 12.7 โวลต์



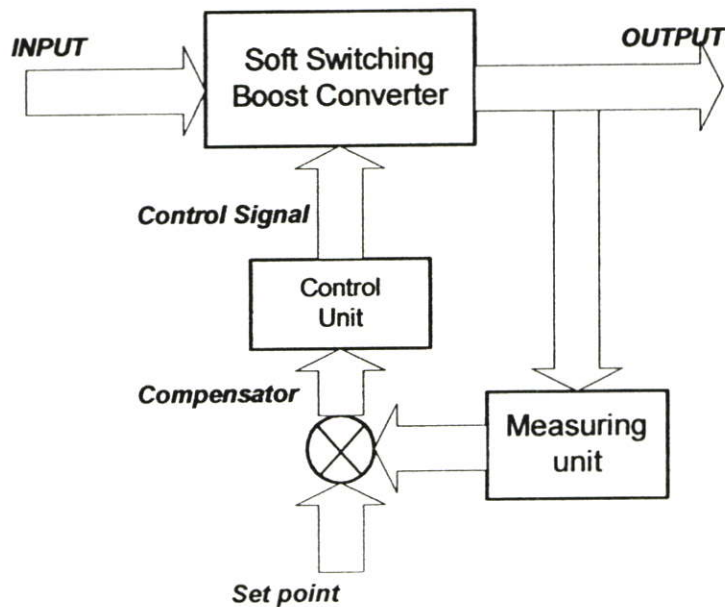
รูปที่ 4.5 วงจรขับสวิทช์

4.3 บทนำระบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่

จากหัวข้อที่ผ่านมาเป็นการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานที่ความถี่คงที่ ซึ่งคือวงจรทำงาน โดยไม่มีการควบคุมแบบป้อนกลับแรงดันจากด้านเอาต์พุตเข้ามา ควบคุมการทำงานของสวิตช์ ส่วนในหัวข้อนี้จะเป็นการกล่าวถึงการออกแบบระบบควบคุมเพื่อรักษาระดับแรงดันคงที่ของวงจรเมื่อวงจรมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันทางด้านเอาต์พุตและแรงดันทางด้านอินพุตอย่างทันทีทันใดโดยจะเริ่มต้นกล่าวถึง การวิเคราะห์พฤติกรรมพลวัต (Dynamic) ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ การเลือกสวิตช์พีคิปเบิลยูเอ็มของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ รวมถึงการวิเคราะห์แบบ 3 เทอร์มินอลของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ และตัวควบคุมแบบพีไอ

4.3.1 การออกแบบระบบควบคุมเพื่อรักษาระดับแรงดันคงที่ของวงจร

ในระบบควบคุมนี้ จะเป็นระบบควบคุมที่นำเอาสัญญาณเอาต์พุตป้อนกลับ (Feedback Output) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ต้องการ ซึ่งค่าของสัญญาณความคลาดเคลื่อน (Error Signal) ที่ได้จะถูกป้อนให้กับหน่วยควบคุมเพื่อที่จะลดค่าความคลาดเคลื่อนให้น้อยลง[15]



รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม

จากบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบป้อนกลับดังรูปที่ 4.6 จะมีลำดับขั้นการทำงานจากอุปกรณ์วัด (Measuring Unit) จะทำการวัดค่าตัวแปรทางด้านเอาต์พุต ของวงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์ หลังจากนั้นอุปกรณ์เปรียบเทียบ (Comparator) จะทำการเปรียบเทียบค่าวัดได้จากเอาต์พุตของวงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์กับค่าอ้างอิงที่ต้องการ (Set Point) และคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนในการควบคุมป้อนให้กับอุปกรณ์ควบคุม (Control Unit) เป็นตัวกำหนดที่จะสร้างสัญญาณควบคุมไปทำการปรับสภาพของวงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์ ให้มีการทำงานเป็นไปตามเป้าหมาย ที่ต้องการสำหรับตัวควบคุม ในการใช้สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่นั้นจะใช้หลักการควบคุมแบบพีไอ (PI Control) ซึ่งการควบคุมแบบพีไอ จะเป็นการรวมเอาคุณสมบัติในการควบคุมแบบพีและแบบไอเข้าไว้ด้วยกัน คือ

- มีผลตอบสนองชั่วขณะ (Transient Response) ที่ดีสามารถเข้าสู่เป้าหมายในการควบคุมได้เร็ว ซึ่งเป็นคุณสมบัติของการควบคุมแบบพี
- สามารถที่จะกำจัดค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดค่าออฟเซต (Off Set) ที่เกิดขึ้นในกระบวนการควบคุมลงได้ ซึ่งเป็นคุณสมบัติของการควบคุมแบบไอ

จากคุณสมบัติของการควบคุมแบบพีและแบบไอจะได้รับความสัมพันธ์ของค่าเอาต์พุตของหน่วยควบคุม ($m(t)$) กับค่าความคลาดเคลื่อน ($e(t)$) โดยที่ ค่าความสัมพันธ์แบบพีไอจะเป็นไปตามสมการ (4.3)

โดยการออกแบบในงานวิจัยนี้ใช้ควบคุมแบบพีไอ (Proportional-Integral Controller PI Controller) ซึ่งเป็นควบคุมที่ไม่ต้องการให้มีค่าความคลาดเคลื่อนในสภาวะอยู่ตัวของระบบ โดยคุณสมบัติของการควบคุมแบบไอ (I-Controller) จะทำให้ไม่มีความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัว แต่จะทำให้ระบบควบคุมทำงานช้าลงไป จึงต้องอาศัยคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบพี (P-Controller) ซึ่งจะทำให้มีผลตอบสนองที่เข้าสู่เป้าหมายได้เร็วขึ้น แต่การออกแบบตัวควบคุมพีไอ จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม และฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมนั้นๆด้วย ซึ่งในการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนี้จะใช้วิธีของแผนภาพโบด (Bode Diagram) ที่ประกอบด้วยกราฟสองชุด คือ กราฟของขนาดเทียบกับความถี่และกราฟเฟสเทียบกับความถี่ ส่วนในการวิเคราะห์ระบบควบคุมในโดเมนเวลาใช้ฟังก์ชันหนึ่งหน่วย (Unit Step) มาพิจารณาผลตอบสนองของระบบ ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนตัวควบคุมแบบพีไอได้ คือ

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right) \quad (4.3)$$

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (4.4)$$

หรือเขียนได้ในอีกลักษณะหนึ่งดังสมการ

$$G_c(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \quad (4.5)$$

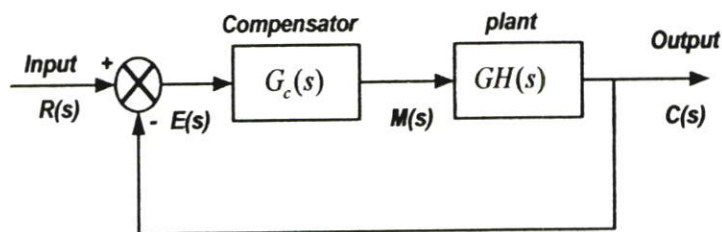
เมื่อ K_p คืออัตราขยายสัดส่วน (Proportional Gain)

K_I คืออัตราขยายอินทิกรัล (Integral Gain)

ถ้า $e(t)$ เป็นสัญญาณอินพุตของตัวควบคุมพีไอ

$u(t)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอ

ในระบบควบคุมแบบพีไอที่ใช้เป็นการควบคุมป้อนกลับ มีหลักการพิจารณาโดยนำสัญญาณเอาต์พุต $C(s)$ ของกระบวนการมาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณปรับตั้งที่กำหนด $R(s)$ โดยที่ฟังก์ชันถ่ายโอนของเซนเซอร์ $H(s)$ เป็นหนึ่ง จากนั้นนำสัญญาณความคลาดเคลื่อนที่ได้จากการเปรียบเทียบ $E(s)$ มาเข้ากระบวนการควบคุมพีไอ เพื่อให้ได้สัญญาณควบคุม $M(s)$ ที่นำไปควบคุมกระบวนการต่อไป ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม

โดยที่

$G_c(s)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอ

$GH(s)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ รวมทั้งอุปกรณ์ตรวจจับ (Process and Sensor)

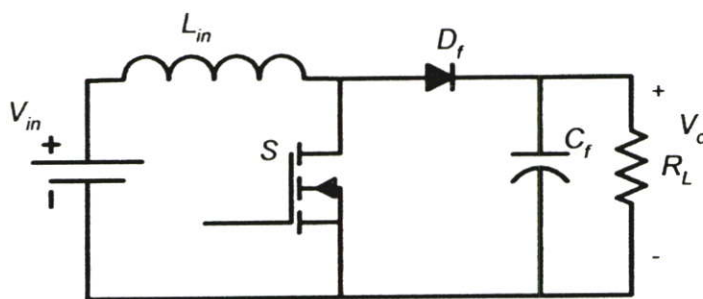
$R(s)$ เป็นสัญญาณปรับตั้ง (Set point)

$C(s)$ เป็น สัญญาณเอาต์พุตของระบบ

$E(s)$ เป็นสัญญาณคลาดเคลื่อนที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง $C(s)$ และ $R(s)$

$M(s)$ เป็นสัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมพีไอ

ในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ที่น่าเสนอนั้น เป็นการป้อนกลับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ได้ โดยเริ่มจากการวิเคราะห์จากพฤติกรรมพลวัต (Dynamic) ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แล้ววิเคราะห์ห้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ โดยการใช้วิธี 3 เทอร์มินอลตามลำดับดังนี้[14]



รูปที่ 4.8 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

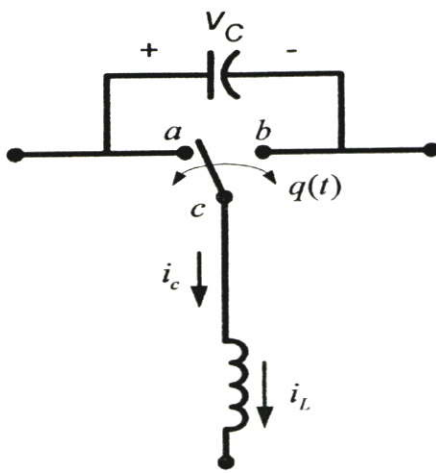
4.3.2 การวิเคราะห์พฤติกรรมพลวัต(Dynamic) ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์ห้วงรอบของวงจรควบคุม ขึ้นอยู่กับพฤติกรรมพลวัต (Dynamic) ของแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า และอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งจะไม่เหมือนกับกรณีสถานะคงตัวที่ค่าเฉลี่ยของวงจรมีค่าคงที่ พฤติกรรมทางพลวัต สามารถหาได้โดยอาศัยพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขนาดเล็กรอบๆจุดทำงานที่สถานะอยู่ตัว

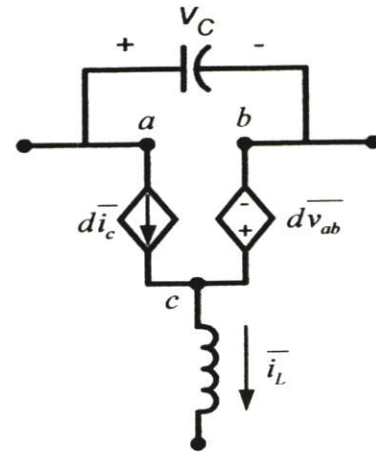
4.3.2.1 การเฉลี่ยสวิตซ์ที่ดับเบิลยูเอ็ม

เมื่อศึกษาวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานในเชิงสถิต เราได้เขียนความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณเฉลี่ยที่ขั้วของสวิตซ์ ที่ดับเบิลยูเอ็มซึ่งคือมอสเฟต และไดโอด จากนั้นจึงเขียนเป็นวงจรสมมูลไฟตรงที่ใช้ในการคำนวณอัตราแปลงผันเมื่อมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ i_L และตัวเก็บประจุ v_c ในเชิงพลวัต (Dynamic) แทนที่จะใช้ปริมาณเฉลี่ยเราอาจใช้ปริมาณเฉลี่ยเฉพาะที่ โดยมีสมมติฐานดังนี้

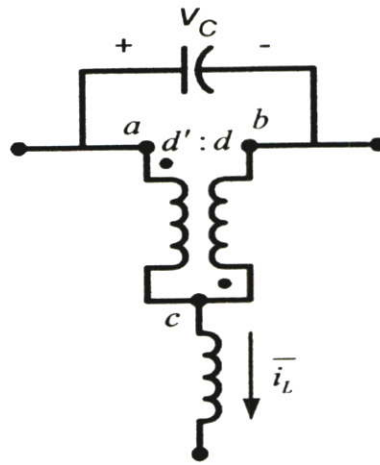
1. ตัวแปรสถานะซึ่งคือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ v_c และกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L มีระลอกคลื่นเพียงเล็กน้อย จนสมมติได้ว่าตัวแปรสถานะมีค่าใกล้เคียงกับค่าเฉลี่ยเฉพาะที่
2. ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของตัวแปรสถานะเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ คือไม่มีองค์ประกอบที่มีสูงกว่าครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตซ์



(a) สวิตช์พีคัมเบิลยูเอ็ม



(b) วงจรเฉลี่ยสวิตช์พีคัมเบิลยูเอ็ม



(c) ใช้สัญลักษณ์หม้อแปลง

รูปที่ 4.9 วงจรเฉลี่ยสวิตช์พีคัมเบิลยูเอ็ม

รูปที่ 4.9 วงจรเฉลี่ยสวิตช์พีคัมเบิลยูเอ็มโดยรูป (a) แสดงสวิตช์พีคัมเบิลยูเอ็ม ซึ่งมีขั้ว c เป็นขั้วที่กระแสไหลต่อเนื่อง และระหว่างจุด a และ b เป็นแรงดัน ให้ $q(t)$ เป็นฟังก์ชันการสวิตช์ โดยสวิตช์อยู่ในตำแหน่ง a ในช่วงเวลาที่ $q(t) = 1$ ดังนั้น

$$i_a = q(t)i_c \quad (4.6)$$

และ

$$\bar{i}_a = \bar{q}i_c \quad (4.7)$$

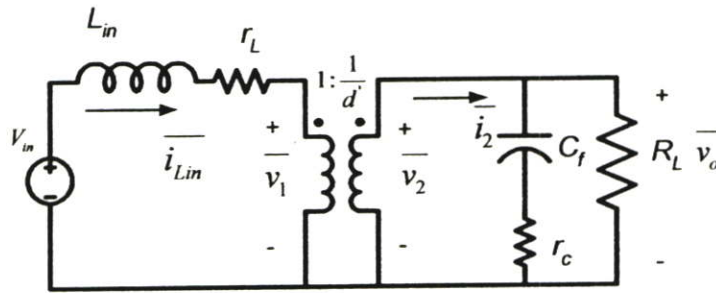
จากสมมติฐานข้อที่ 2 $\bar{i}_c(\tau)$ เป็นปริมาณเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ จนอาจสมมติว่า i_c เป็นค่าคงตัวในช่วงเวลาการเฉลี่ย $t - T \langle \tau \rangle$ ดังนั้น

$$\bar{i}_a(t) = \bar{q}i_c = \bar{q}(t) = d(t)\bar{i}_c(t) \quad (4.8)$$

ในทำนองเดียวกัน $v_{ab} = qv_{ap}$ มีค่าเฉลี่ยเฉพาะที่

$$\bar{v}_{cp}(t) = \bar{q}v_{ap} = \bar{q}(t)\bar{v}_{ab}(t) = d(t)\bar{v}_{ab}(t) \quad (4.9)$$

สมการที่ (4.8) และ (4.9) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณเฉลี่ยเฉพาะที่ของสวิตช์พีคับเบิลยูเอ็ม สมการทั้งสองสามารถนำไปเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังในรูปที่ 4.9 (b) และ (c) โดยรูปแรกใช้สัญลักษณ์ของแหล่งควบคุม ส่วนรูปที่สองใช้สัญลักษณ์ของหม้อแปลง จากวงจรเขียนเป็นวงจรเฉลี่ยได้ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 วงจรเฉลี่ยของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.10 วงจรเฉลี่ยของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ สามารถเขียนสมการไม่เชิงเส้นที่เป็นความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณเฉลี่ยที่สวิตช์ PWM ได้ดังนี้

$$\bar{i}_{Lin} = \frac{\bar{i}_2}{d'} \quad (4.10)$$

$$\bar{v}_2 = \frac{\bar{v}_1}{d'} \quad (4.11)$$

สำหรับการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก แรงดันไฟฟ้าจากอินพุต แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต คิวดีไซเกิดกระแสไฟฟ้าที่ตัวเหนี่ยวนำ และปริมาณอื่นๆจะถูกแทนด้วย

$$\bar{i}_1 = I_1 + \hat{i}_1, \quad \bar{i}_2 = I_2 + \hat{i}_2 \quad (4.12)$$

$$\bar{v}_1 = V_1 + \hat{v}_1, \quad \bar{v}_2 = V_2 + \hat{v}_2 \quad (4.13)$$

$$d' = D' + \hat{d}', \quad d = D + \hat{d} \quad (4.14)$$

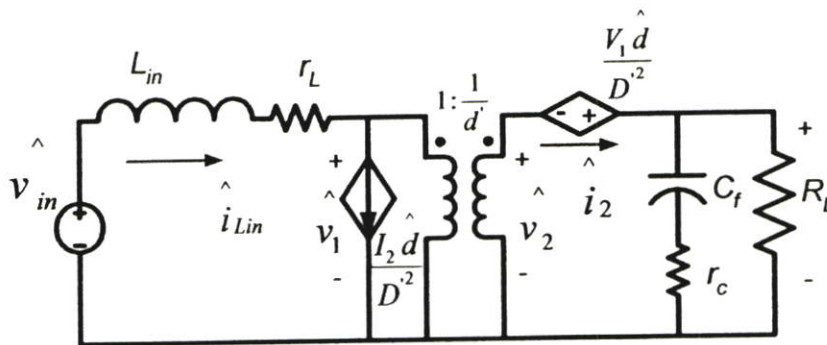
จากสมการแสดงค่าองค์ประกอบกระแสตรงหรือหมายถึงค่าปริมาณต่างๆ ที่สภาวะคงตัวจะแทนด้วยตัวอักษรตัวพิมพ์ใหญ่ ในขณะที่ค่าองค์ประกอบเสถสลับหรือสัญญาณเล็กจะแทนด้วยตัวอักษรตัวพิมพ์เล็ก และ “^” โดยที่ค่าผลรวมขององค์ประกอบทั้งสองจะแทนด้วยอักษรตัวพิมพ์เล็ก

ทำสมการ (4.10) และ (4.11) ให้เป็นเชิงเส้น สำหรับสัญญาณขนาดเล็กโดยการแทนสมการ (4.12), (4.13) และ (4.14) ได้ดังสมการ (4.15), (4.16)

$$\hat{i}_1 = \frac{\hat{i}_2}{D'} + \frac{I_2 \hat{d}}{D'^2} \quad (4.15)$$

$$\hat{v}_1 = \frac{\hat{v}_2}{D'} + \frac{I_1 \hat{d}}{D'^2} \quad (4.16)$$

นำสมการที่ (4.15) และ (4.16) ไปเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.11 วงจรสมมูลวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

ซึ่งเราสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอน ของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่พฤติกรรมทางพลวัต (Dynamic) ได้ดังนี้

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = M \left[\frac{1 + \frac{s}{s_{z1}}}{1 + a_1 s + a_2 s^2} \right] \quad (4.17)$$

โดยที่

$$M = \frac{\frac{R_L}{d'}}{R_L + \left(\frac{R'_C d}{d'} + \frac{r_L}{d'^2} \right)}$$

$$a_1 = C \left[r_c + R_L // \left(\frac{R'_C d}{d'} + \frac{r_L}{d'^2} \right) \right] + \left(\frac{\frac{L_{in}}{d'^2}}{R_L + \left(\frac{R'_C d}{d'} + \frac{r_L}{d'^2} \right)} \right)$$

$$a_2 = \frac{\frac{L_{in}}{d'^2} C_f (R_L + r_c)}{R_L + \left(\frac{R'_C d}{d'} + \frac{r_L}{d'^2} \right)}$$

$$s_{z1} = \frac{1}{R_C C_f} \quad \text{และ} \quad R'_C = \frac{r_L R_C}{r_L + R_C}$$

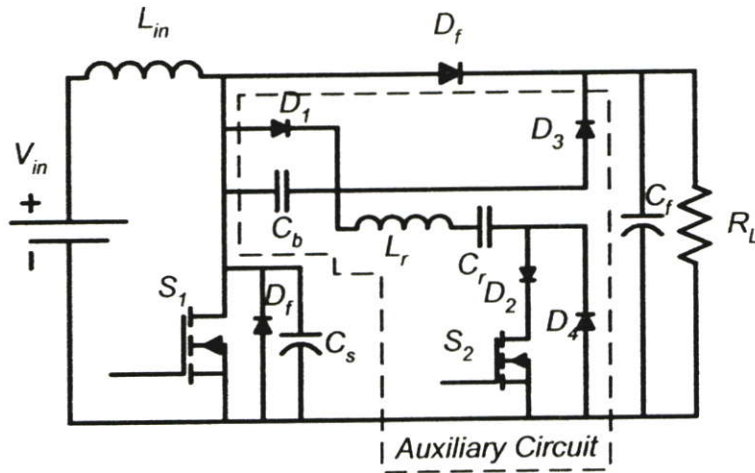
เมื่อแทนค่าตัวแปรต่างๆในสมการ (4.17) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรดังนี้

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = G(s) = \frac{1}{1-D} \left[\frac{1 + s r_c C_f}{1 + s \left(r_c C_f + \frac{r_L C_f}{(1-D)^2} + \frac{L_{in}}{R_L (1-D)^2} \right) + \frac{s^2 L_{in} C_f}{(1-D)^2}} \right] \quad (4.18)$$

และในทำนองเดียวกัน

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \left[\frac{1 + s \left[r_c C_f - \frac{L_{in}}{R_L (1-D)^2} \right]}{1 + s \left(r_c C_f + \frac{r_L C_f}{(1-D)^2} + \frac{L_{in}}{R_L (1-D)^2} \right) + \frac{s^2 L_{in} C_f}{(1-D)^2}} \right] \quad (4.19)$$

4.3.3 การวิเคราะห์แบบ 3 เทอร์มินอลของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์



รูปที่4.12 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่

จากวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ สามารถวิเคราะห์แบบ 3 เทอร์มินอล[16] ได้สองวิธีคือ วิธีกระแสเฉลี่ย (Average Current Method) และ วิธีแรงดันเฉลี่ย (Average Voltage Method) วิธีแรกเป็นวิธีที่ยุ่งยากมากกว่าจึงเลือกวิธีที่สองวิธีแรงดันเฉลี่ย (Average Voltage Method)

จากที่ทราบได้ว่าในสภาวะอยู่ตัว อินทิกรัลเทียบเวลาของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในหนึ่งคาบมีค่าเป็นศูนย์

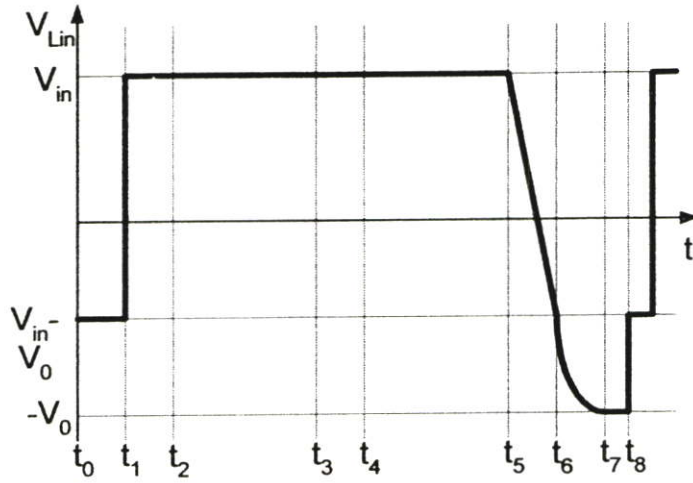
$$\int_0^T V_{L_{in}} dt = 0 \tag{4.20}$$

$$\int_0^T V_{L_{in}}(V_o, V_i, \alpha, \omega_o, G) dt = 0 \tag{4.21}$$

โดยที่

$$T = t_7 - t_0, \quad D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{(t_5 - t_1)}{T} \tag{4.22}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{in} C_r}}, \quad G = \frac{V_o}{V_{in}} \quad \text{และ} \quad \alpha = \frac{I_{L_{in}}}{V_o} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \tag{4.23}$$



รูปที่ 4.13 แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

จากรูปที่ 4.13 แสดงแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำใน 1 คาบเวลาดังนี้

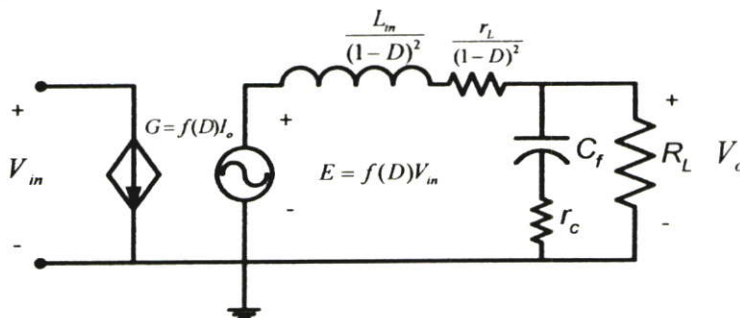
$$V_{L_1} = V(6) - V(1) \tag{4.24}$$

จากสมการที่ (4.20) ถึง (4.24) จะได้อัตราส่วนของแรงดันด้านเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตเป็น

$$\frac{V_o}{V_{in}} = f(D) = \frac{1}{1 - D + \frac{1}{\omega_o T} (\alpha - \frac{1}{2\alpha})} \tag{4.25}$$

4.3.4 วงจรเฉลี่ยสวิตช์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

จากสมการที่ (4.16), (4.25) เราจะได้วงจรเฉลี่ยสวิตช์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 วงจรเฉลี่ยสวิตช์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

ได้สมการของฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงคั่นดังนี้

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = f(D) \frac{1}{1-D} \left[\frac{1 + sr_c C_f}{1 + s(r_c C_f + \frac{r_L C_f}{(1-D)^2} + \frac{L_m}{R_L (1-D)^2}) + \frac{s^2 L_m C_f}{(1-D)^2}} \right] \quad (4.26)$$

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.7 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open Loop Transfer Function) ได้ดังนี้

จาก

$$G_o(s) = G_c GH(s) \quad (4.27)$$

$$G_o(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \left(\frac{f(D)}{1-D} \right) \left[\frac{1 + sr_c C_f}{1 + s(r_c C_f + \frac{r_L C_f}{(1-D)^2} + \frac{L_m}{R_L (1-D)^2}) + \frac{s^2 L_m C_f}{(1-D)^2}} \right] \quad (4.28)$$

เมื่อแทนค่าตัวแปรต่างๆ

$$L_m = 1.65 \text{mH}, C_f = 470 \mu\text{F}, R_L = 80 \Omega, r_c = 0.25 \Omega, r_L \cong 2r_c = 0.5 \Omega$$

$$D = 0.5, L_r = 15 \mu\text{H}, C_r = 1 \mu\text{F} \text{ และ } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = 258.3 \text{krad/s}$$

จะได้

$$G_c GH(s) = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \frac{13.12(0.0001175s + 1)}{0.000003102s^2 + 0.00114s + 1} \quad (4.29)$$

โดยในการออกแบบระบบควบคุมแบบพีไอนั้นเป็นการหาค่า K_p และ K_I ที่เหมาะสม [17] จะใช้แผนภาพโบลด์เพื่อหาค่าอัตราขยาย (Gain) ที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพโดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open Loop Transfer Function) ของระบบมาพิจารณา ซึ่งเสถียรภาพของระบบจะต้องคำนึงถึงความเร็วของผลตอบสนองทางด้านแอด์พุดในโดเมนเวลาที่ได้มาจากการพิจารณา

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิด (Close Loop Transfer Function) ซึ่งมีการทดสอบด้วยสัญญาณอินพุตที่เป็นฟังก์ชันหนึ่งหน่วย ในงานวิจัยนี้ตั้งเงื่อนไขให้ระบบเป็นดังนี้
ส่วนเฟสเฟสมากกว่าหรือเท่ากับ 50 องศา ส่วนเฟสอัตรายายมากกว่า 10 dB ดังนั้น

$$phase\ margin \geq 50^\circ$$

เลือกความถี่ตัดข้าม (crossover frequency, ω_c) $\omega_c = 720\text{rad/sec}$ ส่วนเฟสอัตรายาย

$$\theta = -180^\circ + phase\ margin - \angle GH(j\omega_c)$$

แทนค่ามุมและค่าความถี่ตัดข้าม

$$K_p = \frac{\cos\theta}{|GH(j\omega_c)|} \quad (4.30)$$

$$K_I = -\frac{\omega_c \sin\theta}{|GH(j\omega_c)|} \quad (4.31)$$

จะได้ค่าคงตัวพีไอ

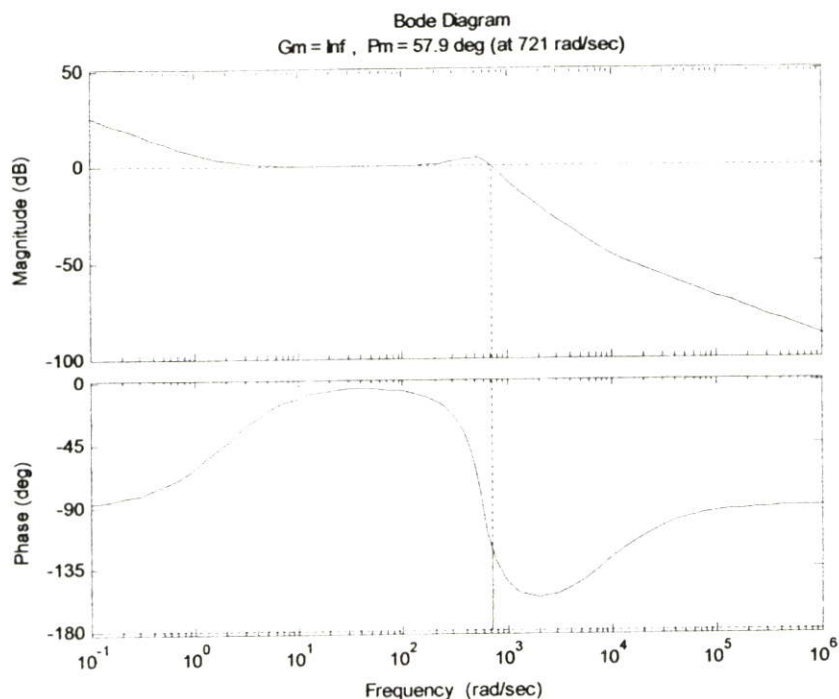
$$K_I = 0.15 \quad (4.32)$$

และ

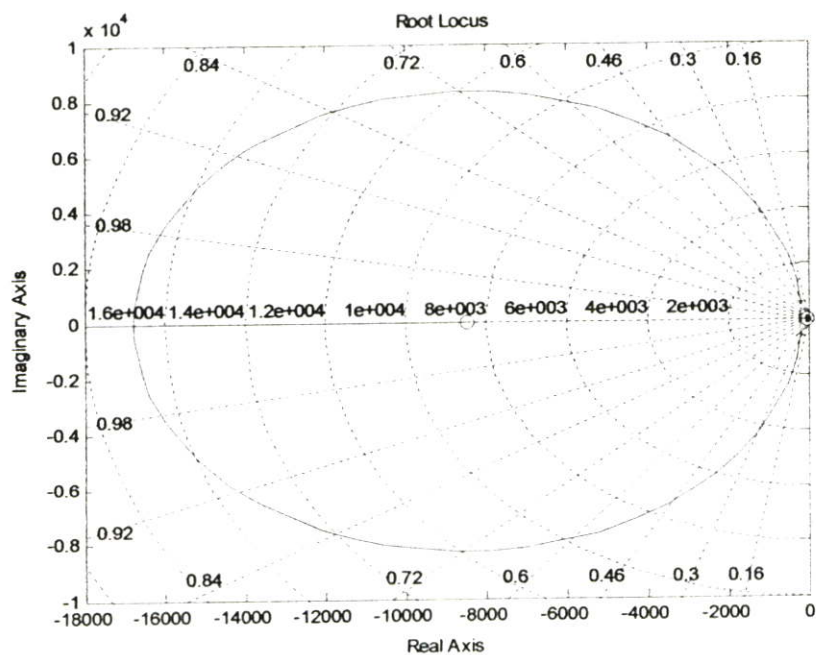
$$K_p = 0.078 \quad (4.33)$$

เพราะฉะนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบวงเปิดที่มีการชดเชยแล้วแบบพีไอเป็นดังสมการที่ (4.34)

$$G_c GH(s) = \frac{13.12(0.0000092s^2 + 0.078s + 0.15)}{0.000003102s^3 + 0.00114s^2 + s} \quad (4.34)$$



รูปที่ 4.15 แผนภาพโบคของระบบที่มีตัวควบคุมพีไอ



รูปที่ 4.16 ทางเดินรากของระบบที่ชดเชยแล้ว

รูปที่ 4.15 แสดงแผนภาพโบคของระบบที่มีการชดเชยแล้ว โดยการใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink[18] ในการจำลอง จะเห็นว่ามีส่วนเผื่อเฟสเท่ากับ 57.9 องศา และส่วนเผื่ออัตราขยายเป็น อนันต์ (∞) ส่วนรูปที่ 4.16 เป็นทางเดินราก (Root Locus) ของระบบที่ชดเชยแล้ว ซึ่งจะเห็นว่ายังอยู่ในซีกซ้ายมือทั้งหมด จึงถือว่าระบบนี้ยังมีเสถียรภาพอยู่

ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบวงปิด (Close Loop Transfer Function) ที่มีการชดเชยแล้ว แบบพีไอเป็นดังสมการ (4.36)

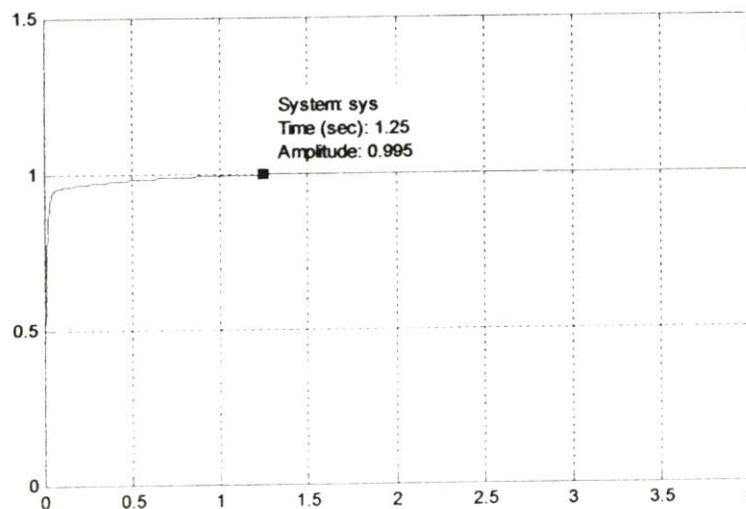
จาก

$$T(s) = \frac{G_c GH(s)}{1 + G_c GH(s)} \quad (4.35)$$

จะได้

$$T(s) = \frac{13.12(0.0000092s^2 + 0.078s + 0.15)}{0.000003102s^3 + 0.00126s^2 + 2.023s + 1.968} \quad (4.36)$$

รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองต่อขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบวงปิดของระบบที่ชดเชยแล้ว จะเห็นว่าระบบมีการตอบสนองเป็นแบบหน่วงเกิน (Overdamped response) เข้าสู่สภาวะคงตัวที่ (Settling time) ในเวลา 1.25 วินาทีซึ่งใช้เวลาค่อนข้างมาก โดยปกติแล้วการออกแบบระบบควบคุมโดยทั่วไปนิยมออกแบบที่มีการตอบสนองเป็นแบบหน่วงขาด (Underdamped response) แต่ในวิทยานิพนธ์นี้โดยรวมยังถือว่าระบบยังมีเสถียรภาพอยู่ และระบบไม่มีการพุ่งเกิน (Overshoot) มีช่วงเวลาไต่ขึ้น (Risetime) น้อย



รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดหนึ่งหน่วยของระบบวงปิด

จากสมการ (4.32) และ (4.33) สามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อออกแบบวงจรถวลุมพีไอที่สร้างจากออปแอมป์ได้ดังนี้ หาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพี

$$K_p = \frac{R_{p2}}{R_{p1}} \quad (4.37)$$

$$K_p = \frac{R_{p2}}{R_{p1}} = 0.078 \quad (4.38)$$

เลือก $R_{p2} = 390\Omega$ จะได้ $R_{p1} = 5k\Omega$

และสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบโอได้ดังนี้

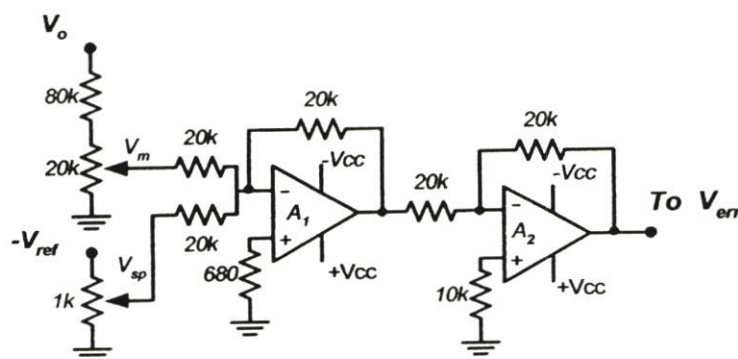
$$K_I = 0.15 = \frac{1}{R_{I1}C_1} \quad (4.39)$$

$$\frac{1}{R_{I1}C_1} = 0.15 \quad (4.40)$$

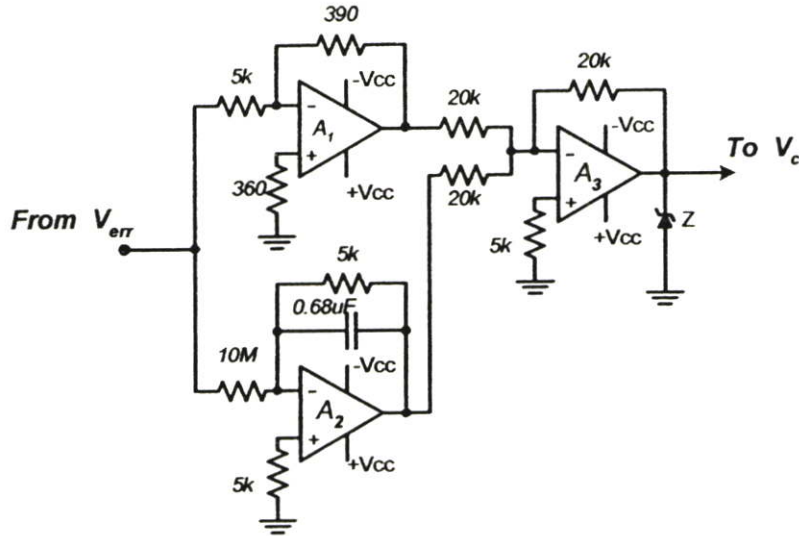
เลือก $C_1 = 0.68\mu F$ จะได้ $R_{I1} = 10M\Omega$

4.3.5 การสร้างตัวควบคุมด้วยเทคโนโลยีแอนาล็อก

ตัวควบคุมแบบพีไอ เป็นตัวควบคุมที่ใช้งานกันอย่างกว้างขวางในภาคอุตสาหกรรม ในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอการสร้างตัวควบคุมที่มีโครงสร้างแบบขนาน[17] โดยอาศัยออปแอมป์ธรรมดาเป็นอุปกรณ์หลัก แผนภาพวงจรแสดงดังรูปที่ 4.18 และ 4.19 ซึ่งหากหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่หามาได้ในสมการ (4.37) ถึง (4.40)



รูปที่ 4.18 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน

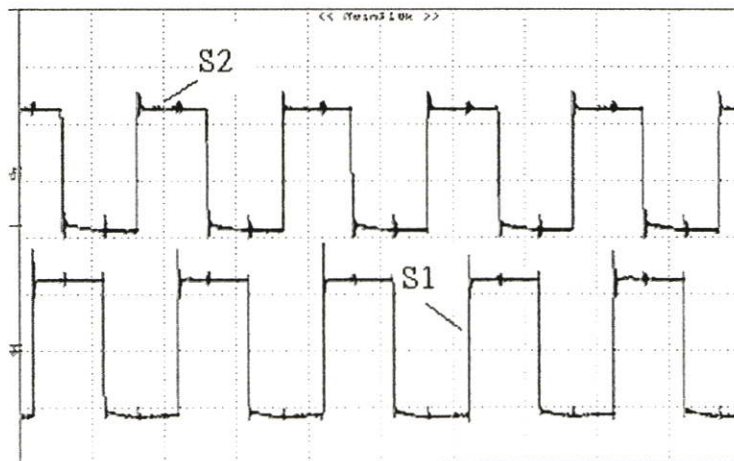


รูปที่ 4.19 วงจรควบคุมพีไอที่สร้างจากออปแอมป์

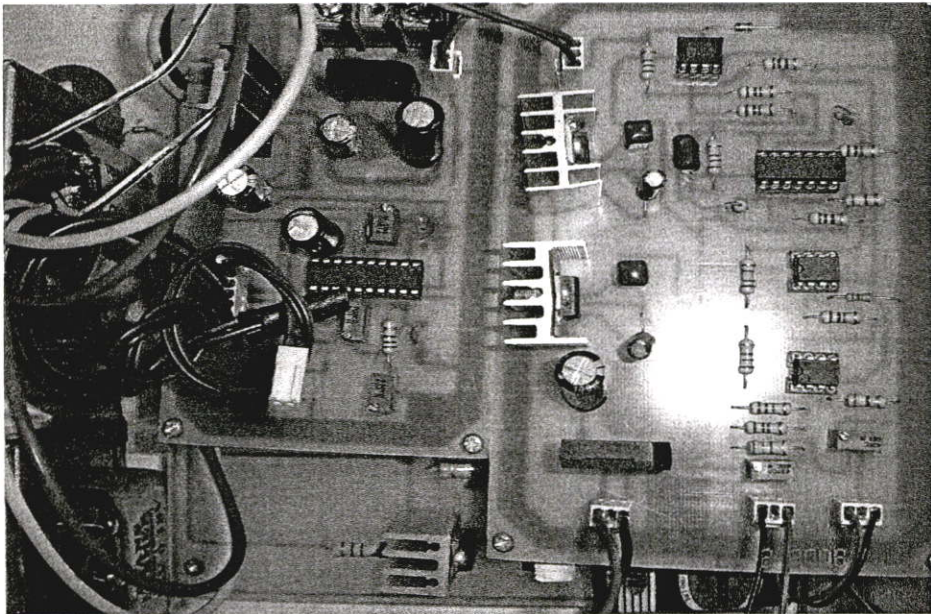
ในการออกแบบวงจรควบคุมสามารถอธิบายรูปที่ 4.18 และ 4.19 โดยวงจรแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือรูปที่ 4.18 เป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) ซึ่งในขั้นตอนแรกทำการปรับตั้งค่าเอาต์พุตของวงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยการปรับการแบ่งแรงดันให้แรงดันลดลงมาใกล้กับแรงดัน V_{ref} โดยมีออปแอมป์ A_1 เป็นตัวที่ทำหน้าที่เปรียบเทียบและออปแอมป์ A_2 เป็นตัวขยายสัญญาณและส่งสัญญาณไปยังวงจรควบคุมแบบพีไอ (PI Control) ในส่วนของวงจรเปรียบเทียบ (V_{error}) ให้เป็นไปตามสมการที่ (4.41) โดยที่ค่าแรงดันอ้างอิง (V_{sp}) มีเท่ากับ 5 โวลต์ ส่วนรูปที่ 4.19 เป็นส่วนของวงจรควบคุมแบบพีไอ (PI Control) โดยที่ออปแอมป์ A_1 จะทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ควบคุมแบบพี และออปแอมป์ A_2 จะทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ควบคุมแบบไอ ส่วนออปแอมป์ A_3 เป็นตัวขยายสัญญาณและส่งสัญญาณไปยังไอซี UC3879N โดยมีซีเนอร์ไดโอดเป็นตัวจำกัดระดับแรงดัน

$$V_{error} = V_m - V_{sp} \quad (4.41)$$

รูปที่ 4.20 สัญญาณพีคิบิลยูเอมที่ได้จากการออกแบบและการทดลอง จะเห็นว่าสัญญาณมีการเลื่อนเฟสกันประมาณ 90 องศา ส่วนรูปที่ 4.21 แสดงแผนวงจรควบคุมการทำงานของวงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 4.20 สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มที่ได้



รูปที่ 4.21 วงจรควบคุมการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่

4.4 สรุป

ในบทนี้จะเป็นการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม ที่มีการเลื่อนเฟสกันของสัญญาณ เพื่อที่จะนำไปขับสวิตช์มอสเฟต ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ดังนั้น เพื่อให้ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ จึงจำเป็นที่จะต้องมียังวงจรควบคุม เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ตลอดช่วงของการทำงานโดยจะใช้วงจรควบคุมแบบพีไอ (PI Control) ส่งสัญญาณเมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจากค่าที่กำหนดไปยังวงจรสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม โดยใช้ไอซี UC3879N

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้เป็นการนำเครื่องต้นแบบของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม และแบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ที่สร้างขึ้นมาทำการทดสอบด้วยเงื่อนไขการทำงานต่างๆ เช่นเมื่อต่อกับโหลดที่เป็นตัวต้านทาน เพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลอง รวมทั้งการหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อประเมินคุณภาพของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทั้งแบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิมและแบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ การทดสอบการปรับค่าโหลดที่พิกัดต่างๆ การปรับค่าความถี่สวิตชิ่งและการทดสอบเมื่อมีการปรับลดและเพิ่มโหลดให้กับวงจร ตลอดจนทดสอบการรักษาระดับความคงที่ของแรงดันเอาต์พุต เป็นต้น

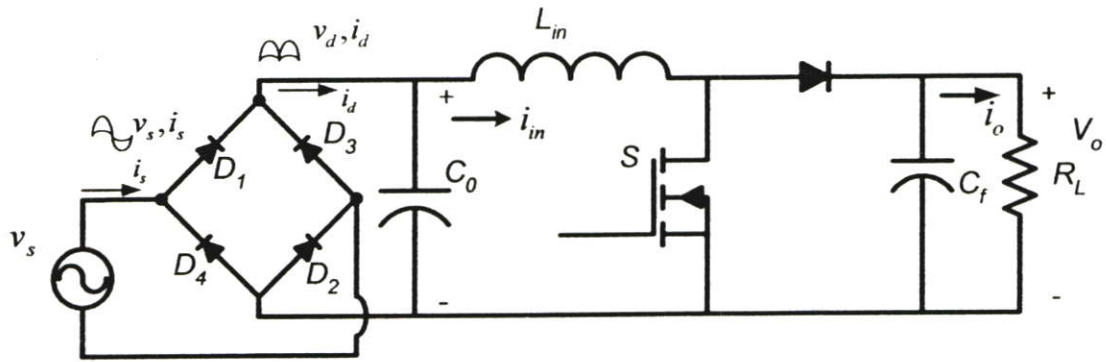
5.1 ทดสอบเมื่อมีการปรับค่าโหลดความต้านทาน

ในการทดสอบนี้ จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่เปรียบเทียบกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาคุณลักษณะและพฤติกรรม การทำงานของวงจรทั้งแบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิมและซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ พร้อมทั้งการหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า เพื่อประเมินประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบเช่น ค่าประสิทธิภาพการทำงาน ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน (% THD_v) และ กระแสทางด้านอินพุต (% THD_i) และ สเปคตรัมฮาร์มอนิกของแรงดันและกระแสทางด้านอินพุตก่อนเข้าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยอุปกรณ์การจำลองและการทดลองแสดงดังตารางที่ 5.1 ทดลองที่โหลดความต้านทานที่ 500 วัตต์ อีกทั้งมีการปรับค่าโหลดเพื่อประเมินประสิทธิภาพการทำงาน โดยวงจรทำงานที่ความถี่การสวิตช์ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ แรงดันอินพุตคงที่ 50 โวลต์

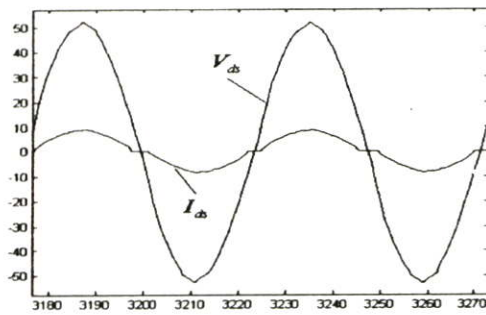
ตารางที่ 5.1 ค่าอุปกรณ์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในงานวิจัย

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์		วงจรช่วย	
ชนิด	อุปกรณ์	ชนิด	อุปกรณ์
L_m	1650 μ H	S_2	IRFP 460
S	IRFP 460	$D_1 - D_4$	MUR 1560
D_f	MUR 1560	L_r	15 μ H
C_f	470 μ F	C_r, C_b	1 μ F

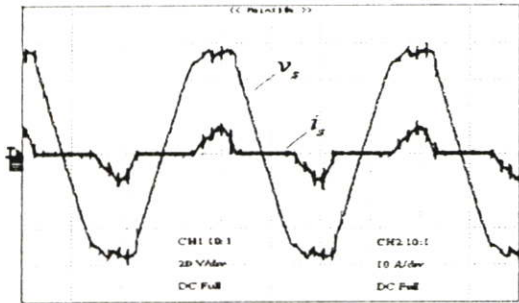
5.1.1 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม



รูปที่ 5.1 วงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์และวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม

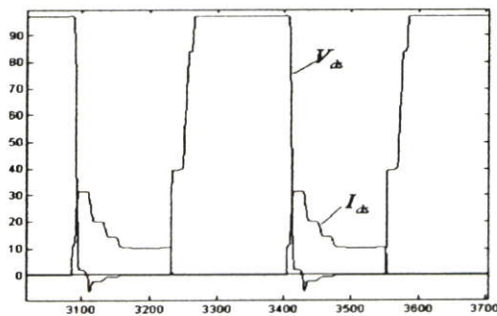


(a) การจำลอง

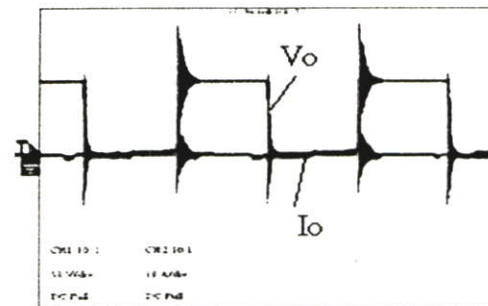


(b) การทดลอง

รูปที่ 5.2 แรงดันและกระแสด้านอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ก่อนเข้า วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม

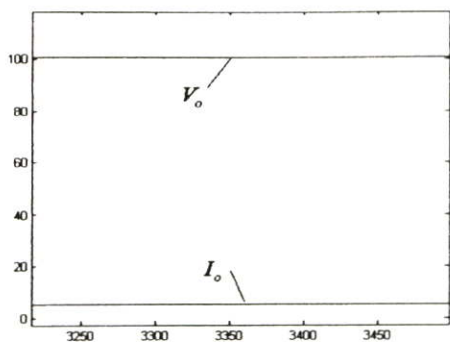


(a) การจำลอง

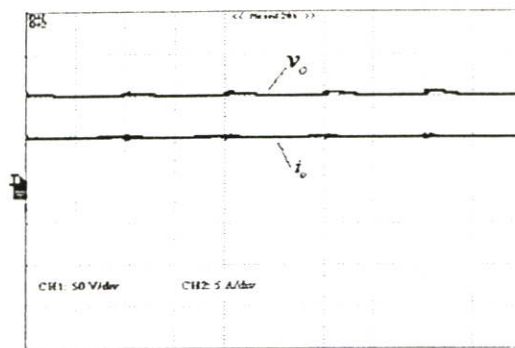


(b) การทดลอง

รูปที่ 5.3 แรงดันและกระแสคกร่อมสวิตช์ของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม

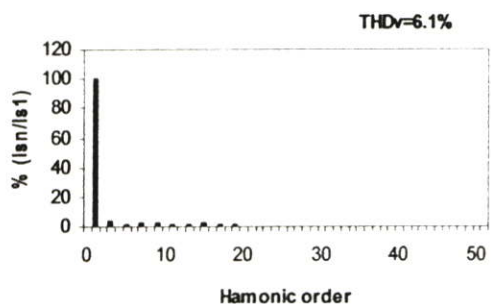


(a) การจำลอง

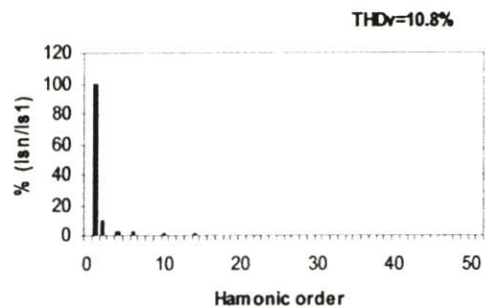


(b) การทดลอง

รูปที่ 5.4 แรงดันและกระแสค่านเอาต์พุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม

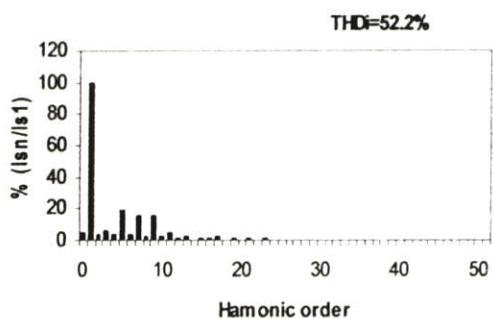


(a) การจำลอง

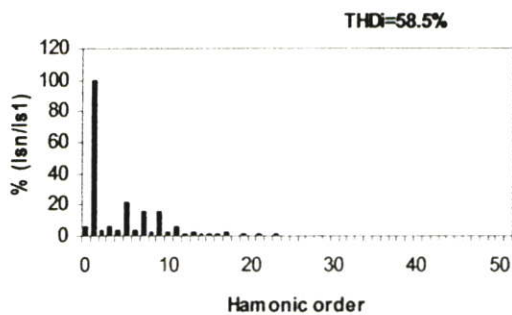


(b) การทดลอง

รูปที่ 5.5 สเปกตรัมฮาร์มอนิกแรงดันค่านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม



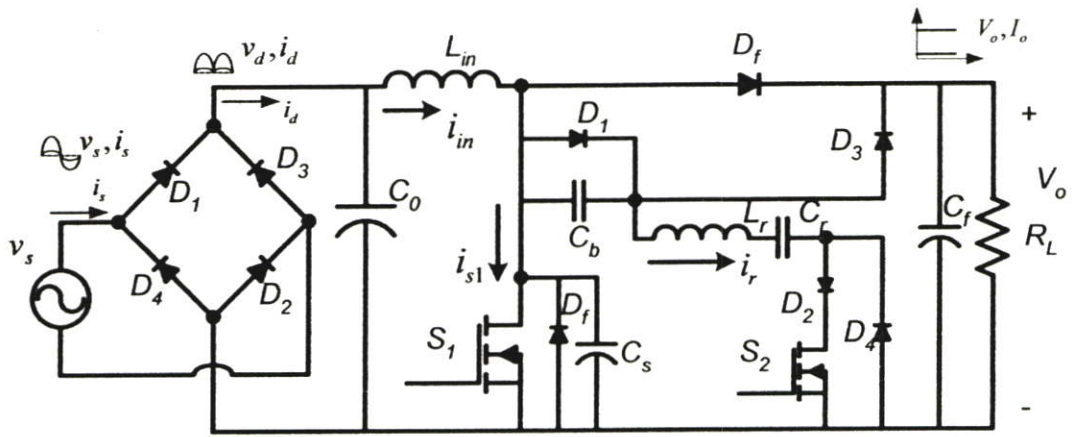
(a) การจำลอง



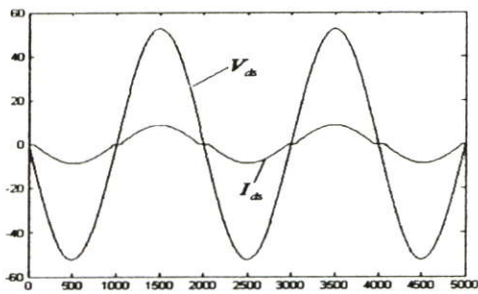
(b) การทดลอง

รูปที่ 5.6 สเปกตรัมฮาร์มอนิกกระแสค่านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม

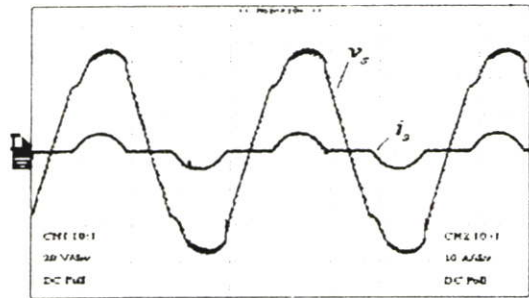
5.1.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์แบบใหม่



รูปที่ 5.7 วงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์แบบใหม่

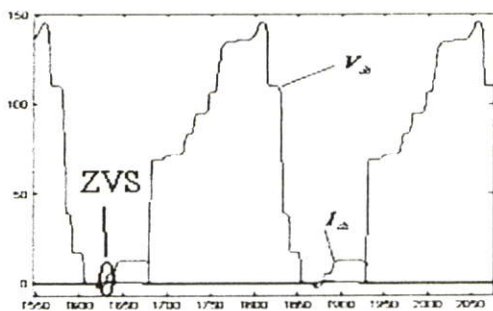


(a) การจำลอง

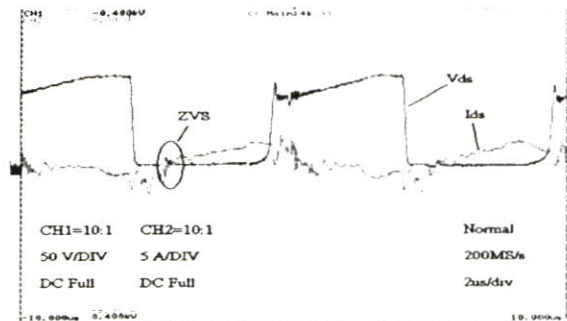


(b) การทดลอง

รูปที่ 5.8 แรงดันและกระแสด้านอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ก่อนเข้า
วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์แบบใหม่

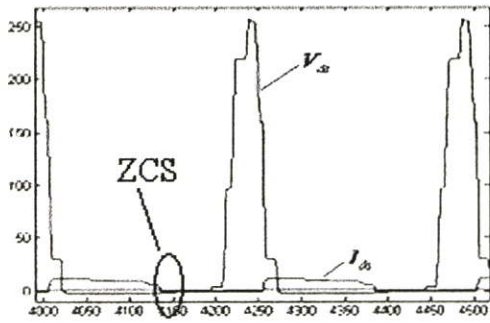


(a) การจำลอง

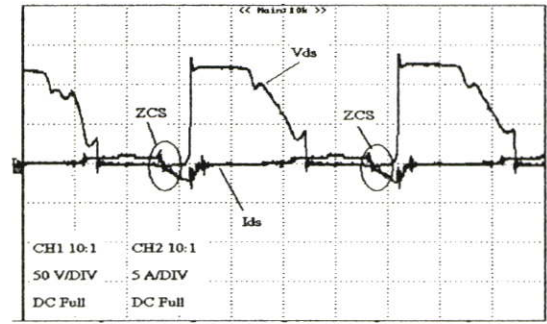


(b) การทดลอง

รูปที่ 5.9 แรงดันและกระแสคร่อมสวิตช์ S_1 ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์
แบบซอฟต์แวร์สวิตช์แบบใหม่

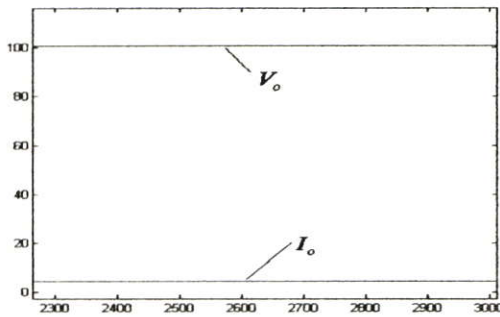


(a) การจำลอง

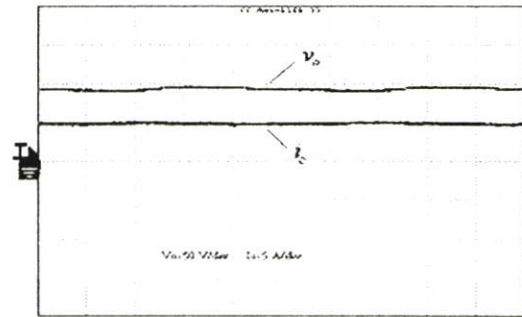


(b) การทดลอง

รูปที่ 5.10 แรงดันและกระแสที่คร่อมสวิตช์ S_2 ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่

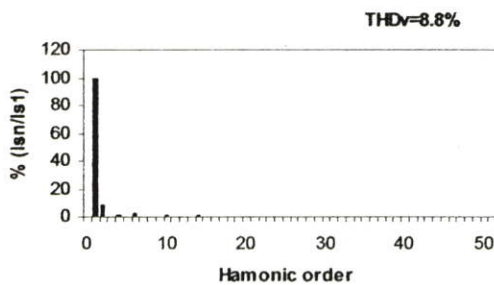


(a) การจำลอง

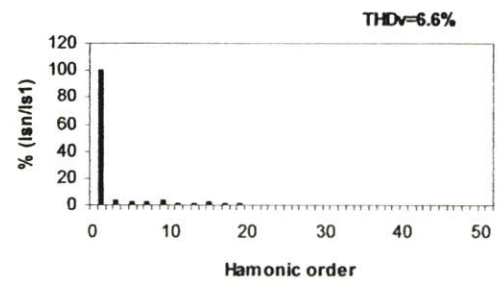


(b) การทดลอง

รูปที่ 5.11 แรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่

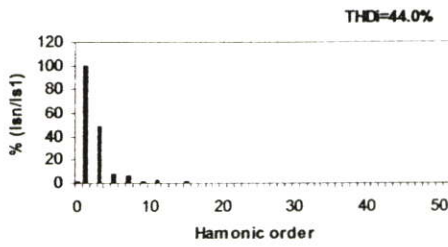


(a) การจำลอง

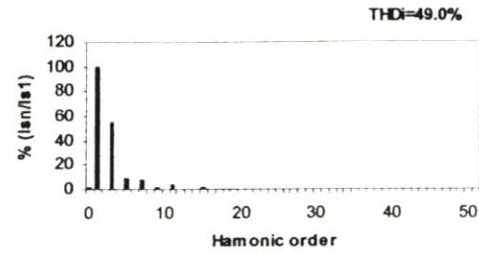


(b) การทดลอง

รูปที่ 5.12 สเปกตรัมฮาร์มอนิกแรงดันด้านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่



(a) การจำลอง



(b) การทดลอง

รูปที่ 5.13 สเปกตรัมฮาร์มอนิกกระแสด้านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่

รูปที่ 5.1 และ รูปที่ 5.7 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมและวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ ที่ใช้ในการทดลองตามลำดับส่วนรูปที่ 5.2 (a) และ (b) แสดงแรงดัน และกระแสด้านอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ก่อนเข้าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมจากการจำลองและการทดลองตามลำดับ จะเห็นว่าสัญญาณแรงดันและกระแสมีลักษณะผิดเพี้ยน อันเนื่องจากวงจรทำงานสวิตช์แบบฮาร์ดสวิตช์ สัญญาณแรงดันและกระแสจากการทดลองจะมีสไปค์เล็กน้อยอันเนื่องจากผลของค่าอุปกรณัมแฝง (Parasitic Parameters) และวงจรทำงานแบบฮาร์ดสวิตช์ และรูปที่ 5.8 (a) และ (b) แสดงแรงดันและกระแสด้านอินพุตของวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ก่อนเข้าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ จะเห็นว่าสัญญาณเรียบขึ้นซึ่งจากการจำลองและการทดลองมีความใกล้เคียงกัน

รูปที่ 5.3 (a) และ (b) แสดงแรงดันและกระแสคกรวมสวิตช์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม จะเห็นว่ารูปคลื่นมีการเหลื่อมซ้อนกันระหว่างแรงดันและกระแส อีกทั้งรูปที่ 5.3 (b) ในการทดลองยังมีการสไปค์ของแรงดันและกระแสในช่วงการเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสอีกด้วย เป็นการทำให้เกิดการสูญเสียในสถานการณ์ทำงานทั้งสอง ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 5.9 (a) และ (b) ซึ่งแสดงแรงดันและกระแสคกรวมสวิตช์ S_1 ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ แล้วจะเห็นว่าแรงดันและกระแสไม่มีการเหลื่อมซ้อนกันกล่าวคือ ในสถานะเริ่มนำกระแสรูปคลื่นของแรงดันลดลงเป็นศูนย์ก่อนที่จะมีการนำกระแสหรือที่เรียกว่านำกระแสด้วยการสวิตช์ขณะแรงดันศูนย์ ส่วนในสถานะเริ่มหยุดนำกระแส รูปคลื่นของแรงดันและกระแสค่อยๆเพิ่มขึ้นและลดลงพร้อมๆกัน รูปที่ 5.10 แสดงแรงดันและกระแสคกรวมสวิตช์ S_2 ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ ซึ่งเป็นสวิตช์ที่ต่อเพิ่มเข้าไปในวงจรช่วย จากรูปจะเห็นว่ารูปคลื่นของแรงดันและกระแสไม่มีการเหลื่อมซ้อนกันกล่าวคือในสถานะเริ่มหยุดนำกระแสรูปคลื่นของกระแสลดลงเป็นศูนย์แล้วแรงดันจึงเพิ่มขึ้น ในสภาวะเช่นนี้เรียกว่าการหยุดนำกระแสด้วยการสวิตช์กระแสศูนย์ ส่วนในสถานะเริ่มนำกระแส รูปคลื่นของแรงดันและกระแสค่อยๆเพิ่มขึ้นและลดลงพร้อมๆกันเช่นกัน รูปที่ 5.4 (a) และ (b) แสดงแรงดันและกระแสด้าน

เอาต์พุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ รูปที่ 5.11 (a) และ (b) แสดงแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่

รูปที่ 5.5 (a) และ (b) แสดงสเปคตรัมฮาร์มอนิกแรงดันด้านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม ที่วัดได้จากรูปที่ 5.1 วงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ที่ต่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม รูปที่ 5.12 (a) และ (b) แสดงสเปคตรัมฮาร์มอนิกแรงดันด้านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ จะเห็นว่าผลการจำลองและผลการทดลองให้ผลที่ใกล้เคียงกัน โดยสามารถลดค่าองค์ประกอบการผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมลงได้ รูปที่ 5.6 (a) และ (b) สเปคตรัมฮาร์มอนิกกระแสด้านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม รูปที่ 5.13 (a) และ (b) สเปคตรัมฮาร์มอนิกกระแสด้านอินพุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ จะเห็นว่าผลการจำลองและผลการทดลองให้ผลที่ใกล้เคียงกัน โดยสามารถลดค่าองค์ประกอบการผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมลงได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามผลการจำลองและผลการทดลองอาจแตกต่างกันบ้างแต่ไม่มากนัก เนื่องจากผลการทดลองไม่ได้รวมผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุแฝงในตัวอุปกรณ์สวิตช์เข้าไปด้วย

5.1.3 ทดสอบประสิทธิภาพพวงจรมอเตอร์

ในหัวข้อเป็นการทดสอบนี้จะเป็นการทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานโดยรวม ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมและแบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ เมื่อต่อโหลดความต้านทาน ซึ่งทดสอบที่โหลดพิคก 500 วัตต์ และปรับลดลงถึง 50 วัตต์ โดยจะปรับค่าดีวีไอซีเกิด D จากค่า 0.5% ลดลง 0.3% ซึ่งแสดงผลการทดสอบดังตารางที่ 5.2-5.7

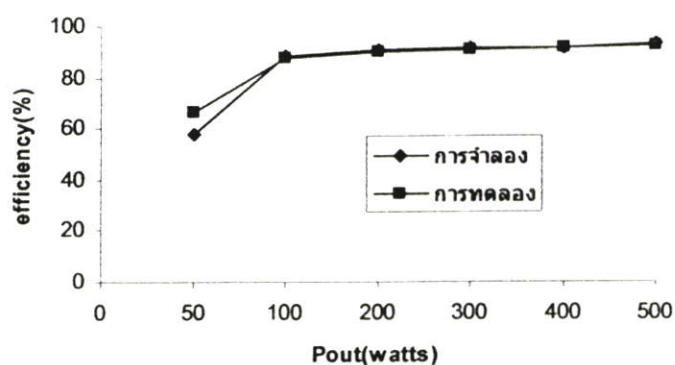
ตารางที่ 5.2 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมเมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ดีวีไอซีเกิด $D=0.5$

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	10.25	97.6	4.88	512.5	476.28	92.93	500
50	8.08	97.24	3.80	404	369.66	91.5	400
50	6.2	97.43	2.90	310	282.37	91.09	300
50	4.31	97.75	2.00	215.5	195.5	90.72	200
50	2.45	103.56	1.04	122.5	107.7	87.92	100
50	0.8	154.9	0.15	40	23.24	58.08	50

(a) การจำลอง

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	10.12	97.2	4.78	506.0	464.62	91.82	500
50	8.86	97.36	4.15	443.0	404.95	91.41	400
50	6.12	97.58	2.85	306.0	277.78	90.78	300
50	4.2	97.96	2.08	210.0	188.62	89.82	200
50	2.32	102.46	0.99	116.0	101.43	87.23	100
50	0.99	158.96	0.21	50.02	33.38	66.73	50

(b) การทดลอง



รูปที่ 5.14 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม

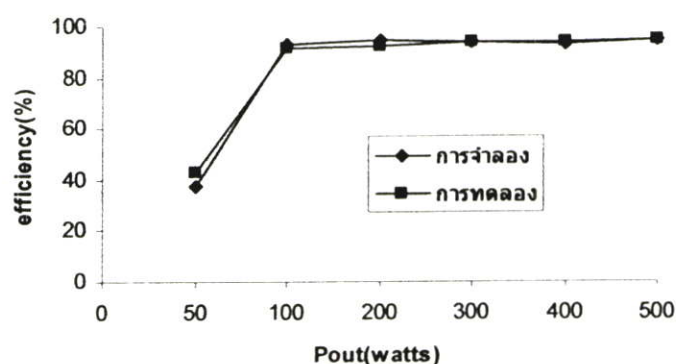
ตารางที่ 5.3 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่เมื่อค่อโหลดความต้านทานที่คิวิตซ์ไจเกิล $D=0.5$

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	13.04	110.9	5.55	652	615.49	94.40	500
50	11.19	114.25	4.58	559.5	523.26	93.35	400
50	9.17	119.5	3.60	458.5	430.2	93.83	300
50	7.97	136.8	2.78	398.5	376.2	94.40	200
50	5.85	165.5	1.65	292.5	273.2	93.35	100
50	3.13	243.5	0.24	156.5	58.44	37.34	50

(a) การจำลอง

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	12.86	110.02	5.54	643.0	609.43	94.78	500
50	11.05	115.06	4.51	552.5	518.57	93.86	400
50	9.16	120.3	3.56	458.0	428.0	93.45	300
50	7.56	141.2	2.47	378.0	348.21	92.12	200
50	5.46	168.2	1.48	273.0	250.0	91.60	100
50	3.02	248.9	0.25	151.0	64.29	42.58	50

(b) การทดลอง



รูปที่ 5.15 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ $D=0.50$

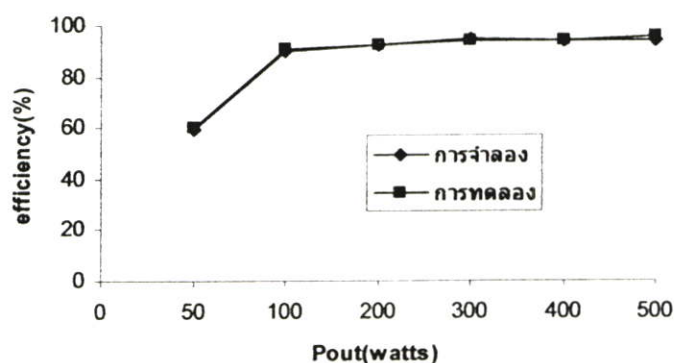
ตารางที่ 5.4 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ควิต์ไวเกิล $D=0.45$

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	10.65	100.2	5.00	532.5	501.0	94.08	500
50	9.06	103	4.12	453.0	424.36	93.67	400
50	7.66	109.6	3.3	383.0	361.68	94.43	300
50	6.55	123.8	2.45	327.5	303.31	92.61	200
50	4.88	145.8	1.51	244.0	220.15	90.22	100
50	3.16	248.5	0.38	158	94.43	59.76	50

(a) การจำลอง

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	10.64	100.9	5.00	532.0	505.29	94.98	500
50	9.26	103.2	4.21	463.0	434.66	93.88	400
50	7.65	110.1	3.26	382.5	359.24	93.92	300
50	6.59	126.2	2.41	329.5	304.65	92.46	200
50	4.85	148.6	1.48	242.5	220.4	90.89	100
50	3.26	256.3	0.38	163.0	98.14	60.21	50

(b) การทดลอง



รูปที่ 5.16 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์
แบบใหม่ $D=0.45$

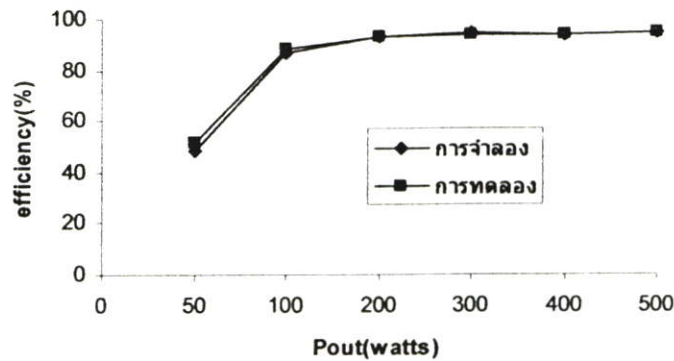
ตารางที่ 5.5 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์
แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ควิต์ไว้เกิด $D=0.40$

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	8.20	87.9	4.4	410.0	386.76	94.33	500
50	6.84	89.5	3.58	342.0	320.41	93.68	400
50	5.95	96.65	2.90	297.5	280.29	94.21	300
50	4.98	107.5	2.15	249.0	231.13	92.82	200
50	3.24	118.5	1.20	164.0	142.2	86.70	100
50	1.05	158.1	0.16	52.5	25.29	48.18	50

(a) การจำลอง

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	8.86	88.23	4.75	443.0	418.9	94.56	500
50	6.96	90.02	3.63	348.0	327.0	93.99	400
50	5.02	97.86	2.41	251.0	235.99	94.02	300
50	4.96	107.78	2.14	248.0	230.54	92.96	200
50	3.22	119.23	1.19	161.0	142.54	88.54	100
50	1.21	159.01	0.19	60.5	31.01	51.26	50

(b) การทดลอง



รูปที่ 5.17 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์แบบใหม่ $D=0.40$

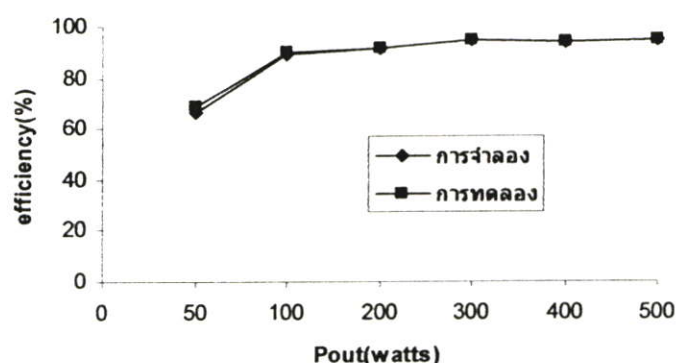
ตารางที่ 5.6 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตซ์แบบใหม่เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่คิวิต์ไวเกิล $D=0.35$

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	6.68	79.3	3.98	334.0	315.62	94.49	500
50	5.67	81.6	3.25	253.5	665.2	93.54	400
50	4.77	86.25	2.61	238.5	225.11	94.38	300
50	3.74	92.4	1.85	187.0	170.94	91.41	200
50	2.47	102.18	1.08	123.5	110.35	89.36	100
50	0.65	143.06	0.15	32.5	21.46	66.03	50

(a) การจำลอง

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	6.46	80.02	3.82	323.0	305.49	94.58	500
50	5.58	83.45	3.13	279.0	261.67	93.79	400
50	4.70	88.23	2.52	235.0	222.26	94.58	300
50	3.46	92.79	1.70	173.0	158.22	91.46	200
50	2.41	103.45	1.04	120.5	107.93	89.57	100
50	0.68	141.98	0.16	34.0	23.29	68.51	50

(b) การทดลอง



รูปที่ 5.18 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่ D=0.35

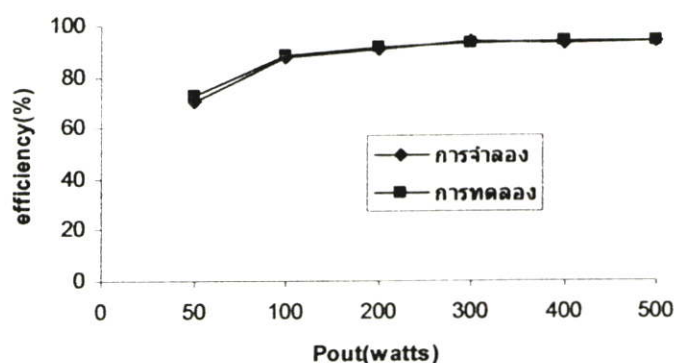
ตารางที่ 5.7 การทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมุสค์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์สวิตช์แบบใหม่เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ควิต์ไวเกิล D=0.30

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	5.64	72.6	3.64	282.0	264.26	93.71	500
50	4.67	73.7	2.95	233.5	217.42	93.11	400
50	3.75	76.2	2.3	187.5	175.26	93.42	300
50	2.73	78.57	1.58	136.5	124.14	90.94	200
50	1.77	88.27	0.88	88.5	77.67	87.71	100
50	0.48	130.2	0.13	24.0	16.93	70.53	50

(a) การจำลอง

V_{in} (โวลต์)	I_{in} (แอมแปร์)	V_{out} (โวลต์)	I_{out} (แอมแปร์)	P_{in} (วัตต์)	P_{out} (วัตต์)	η (%)	load (วัตต์)
50	5.56	71.2	3.66	278.0	260.98	93.88	500
50	4.76	74.6	2.99	238.0	223.38	93.86	400
50	3.95	78.3	2.35	197.5	183.91	93.12	300
50	2.23	80.0	1.27	111.5	101.55	91.08	200
50	1.52	89.05	0.76	76.0	67.36	88.64	100
50	0.42	132.0	0.12	21.0	15.19	72.32	50

(b) การทดลอง



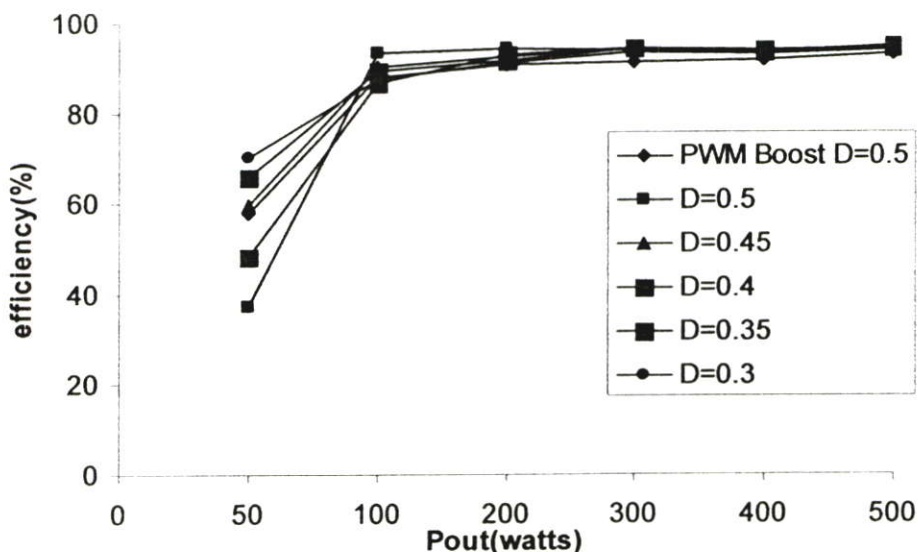
รูปที่ 5.19 เปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ D= 0.30

ตารางที่ 5.2 (a) และ (b) แสดงข้อมูลที่ได้จากการทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ คิวดีไซเกิล $D = 0.5$ ส่วนตารางที่ 5.3 (a) และ (b) แสดงข้อมูลที่ได้จากการทดสอบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ คิวดีไซเกิล $D = 0.5$ $D = 0.45$ $D = 0.4$ $D = 0.35$ และ $D = 0.3$ ตามลำดับ จะเห็นว่าประสิทธิภาพการทำงานโดยรวมของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ สูงกว่า 2-3 เปอร์เซ็นต์ เมื่อวงจรทำงานที่โหลดพิกัด 500 วัตต์หรือต่ำกว่าเล็กน้อยอันเนื่องจากการสูญเสียจากการสวิตช์ แต่เมื่อวงจรทำงานที่โหลดน้อยประสิทธิภาพการทำงาน โดยรวมของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ จะลดน้อยลง ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี และเมื่อทำการเปลี่ยนการทำงานของ คิวดีไซเกิลพบว่าไม่มีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของวงจรอย่างชัดเจน

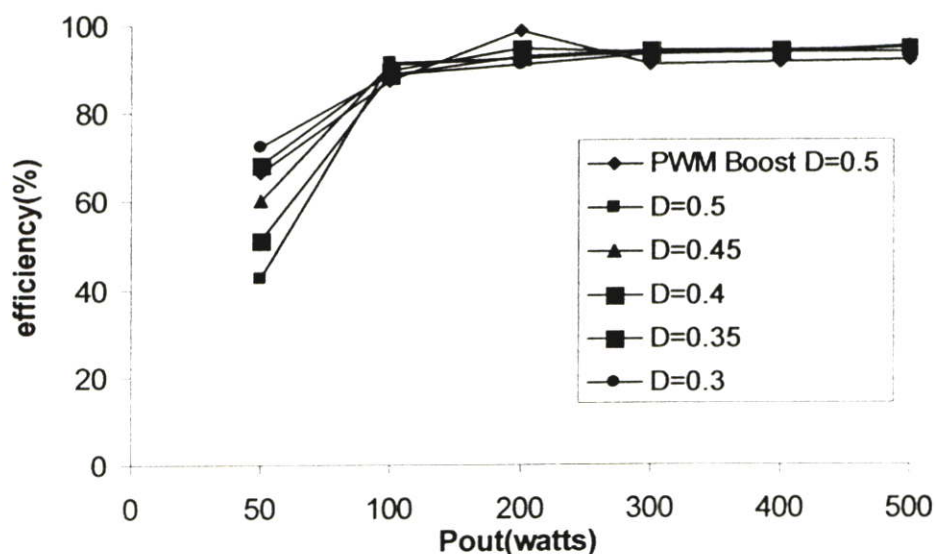
รูปที่ 5.14 ถึง 5.19 แสดงกราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม และ แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ เมื่อต่อโหลดความต้านทานที่ค่าคิวดีไซเกิล

D= 0.5 D= 0.45 D= 0.4 D= 0.35 และ D= 0.3 ตามลำดับ ซึ่งการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ จะเห็นว่าการจำลองและการทดลองได้ผลใกล้เคียงกัน

รูปที่ 5.20 (a) และ (b) แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างเปรียบเทียบประสิทธิภาพ การทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิม และ แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ การปรับค่าโหลจะเห็นว่าผลการจำลองและ การทดลองได้ผลใกล้เคียงกัน



(a) การจำลอง



(b) การทดลอง

รูปที่ 5.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง Efficiency กับ P_{out}

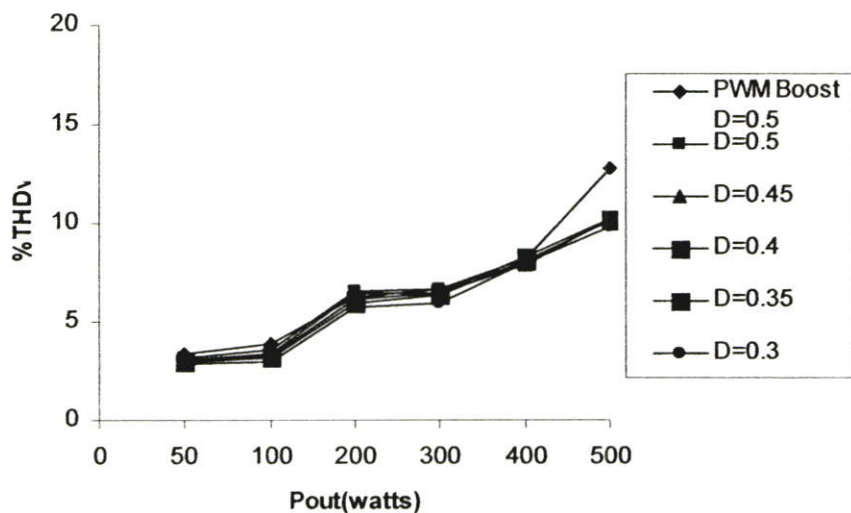
ตารางที่ 5.8 และ 5.9 เป็นข้อมูลการทดสอบ และเปรียบเทียบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดัน และกระแสของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบเดิมและแบบซอฟต์แวร์สวิตช์แบบใหม่ จากการปรับค่าความถี่สวิตช์และกำลังโหลด โดยวัดจากวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ ที่จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ เพื่อให้เห็นภาพมากขึ้น โดยการนำข้อมูลแสดงคิงกราฟรูปที่ 5.21 จะเห็นว่าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์แบบใหม่ ให้ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดัน และกระแสดีกว่าแบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิม

ตารางที่ 5.8 การทดสอบและเปรียบเทียบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดัน (% THD_v) ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

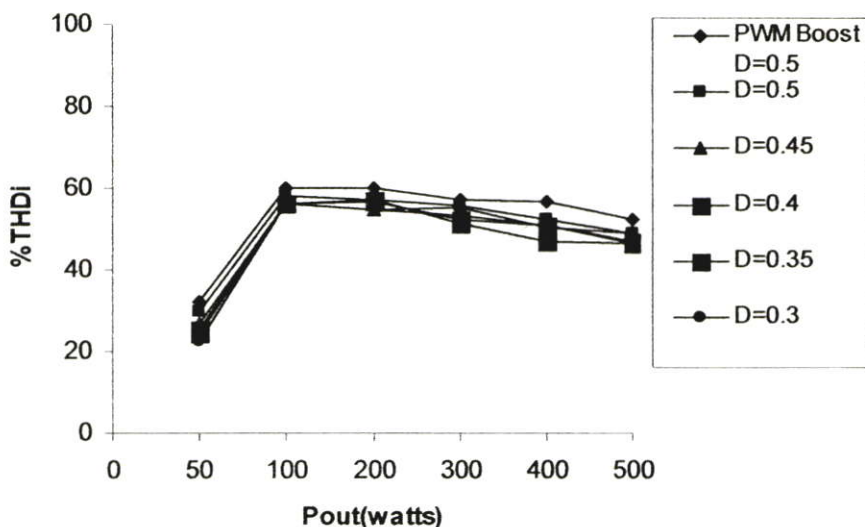
<i>load</i> (วัตต์)	PWM Boost D=0.5	D=0.5	D=0.45	D=0.4	D=0.35	D=0.3
500	12.8	10.2	10.2	10.2	10.1	9.8
400	8.2	8.0	7.9	8.3	8.1	8.0
300	6.6	6.6	6.4	6.4	6.3	5.9
200	6.2	6.5	6.4	6.1	5.9	5.7
100	3.9	3.6	3.4	3.3	3.2	3.0
50	3.4	3.2	3.1	3.0	3.0	2.9

ตารางที่ 5.9 การทดสอบและเปรียบเทียบความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแส (% THD_i) ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

<i>load</i> (วัตต์)	PWM Boost D=0.5	D=0.5	D=0.45	D=0.4	D=0.35	D=0.3
500	52.2	49.0	48.8	46.3	46.7	46.3
400	56.8	52.3	50.1	46.6	50.6	50.7
300	57.3	55.8	55.2	51.2	52.3	53.1
200	59.8	57.2	54.6	56.9	56.6	54.7
100	60.1	58.1	56.2	56.0	56.1	56.1
50	32.2	29.8	26.6	25.3	24.5	22.2



(a) แรงดัน

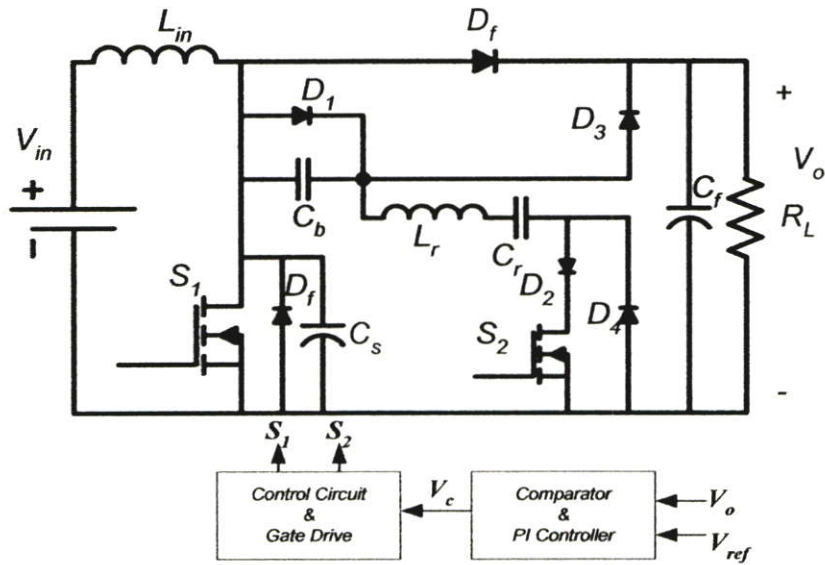


(b) กระแส

รูปที่ 5.21 ความสัมพันธ์ระหว่าง %THD กับ P_{out}

5.2 ทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่

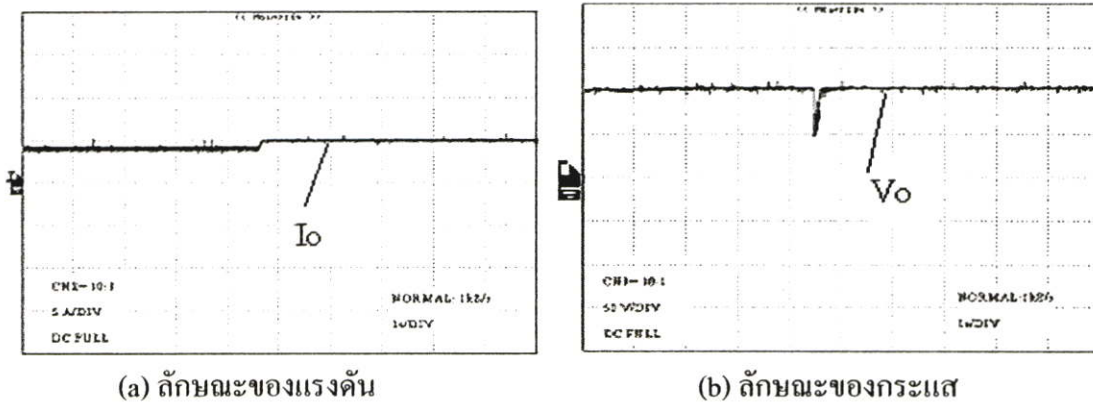
ในการทดสอบนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ที่มีการควบคุมแบบพีไอโดยใช้ค่าอัตราขยาย K_p และ K_i ที่ได้ออกแบบในบทที่ 4 มาใช้ รูปที่ 5.22 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ที่มีการควบคุมแบบพีไอ โดยป้อนกลับแรงดันด้านเอาต์พุต ผ่านชุดควบคุมและนำสัญญาณที่ได้เข้าไปขับสวิตช์ S_1 และ S_2 ตามลำดับ



รูปที่ 5.22 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ที่มีการควบคุมแบบพีไอ

5.2.1 ทดสอบเมื่อมีการปรับลดและเพิ่มโหลด

การทดลองนี้เป็นการปรับ โหลด เพื่อจะแสดงให้เห็นถึงการรักษาระดับแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ที่มีการออกแบบการควบคุมแบบพีไอในบทที่ 4

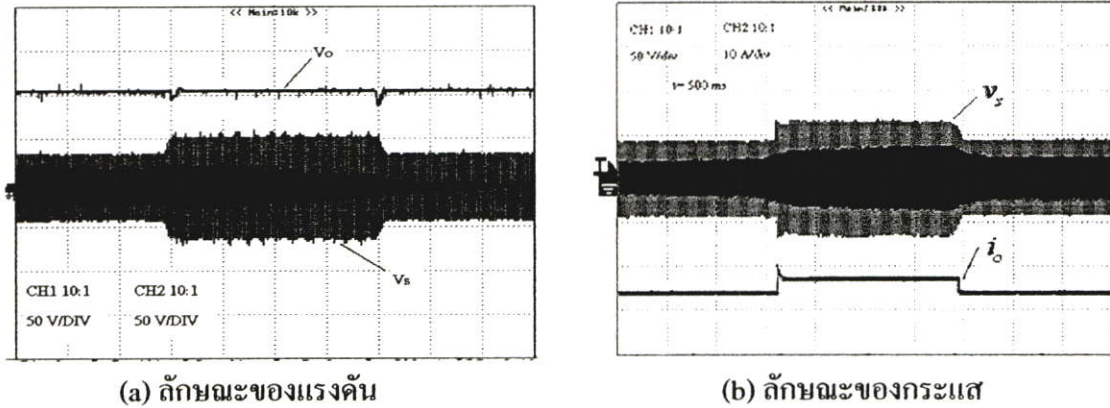


รูปที่ 5.23 การปรับระดับโหลด

รูปที่ 5.23 (a) และ (b) แสดงผลการตอบสนองของแรงดันและกระแสเอาต์พุตเมื่อมีการปรับระดับโหลด โดยที่รูป 5.23 (a) การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ 100 โวลต์ให้คงที่ทุกช่วงของการเปลี่ยนแปลงโหลด จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุต จะมีช่วงเวลาช่วงหนึ่งก่อนเข้าสู่ระดับแรงดัน 100 โวลต์ ส่วนรูปที่ 5.23 (b) แสดงลักษณะของกระแสเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงจากระดับ โหลด 400 วัตต์ เป็น 500 วัตต์

5.2.2 ทดสอบเมื่อมีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุตเปลี่ยนแปลง

การทดลองนี้เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต เพื่อจะแสดงให้เห็นถึงการรักษาระดับแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ที่มีการออกแบบการควบคุมแบบพีไอในบทที่ 4



รูปที่ 5.24 การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต

รูปที่ 5.24 (a) และ (b) แสดงผลการตอบสนองของแรงดันและกระแสเอาต์พุต เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต โดยที่รูป 5.24 (a) ผลการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ 100 โวลต์ จะเห็นว่า แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต โดยแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงในช่วง 48- 52 โวลต์ และมีช่วงเวลาการเปลี่ยนระดับน้อยมาก ส่วนรูปที่ 5.24 (b) แสดงลักษณะของการเปลี่ยนแปลงของกระแส เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจะเห็นว่า กระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต และ มีช่วงเวลาการเปลี่ยนระดับน้อยเช่นกัน

5.3 บทสรุปการวิจัย

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการจำลองและการทดลองต่างๆ ซึ่งประกอบไปด้วย การทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ภายใต้โหลดความต้านทาน เพื่อเปรียบเทียบและประเมินสมรรถนะ การทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ฮาร์ดสวิตช์แบบเดิมและแบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ ที่เพิ่มวงจรช่วยเข้าไป ซึ่งจากการประเมินประสิทธิภาพการทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์นั้น พบว่า ประสิทธิภาพการทำงาน ของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ สูงกว่า

แบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิม 2-3 เปอร์เซ็นต์ ส่วนการทดสอบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของแรงดัน (% THD_v) และกระแส (% THD_i) พบว่า วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์แบบใหม่ดีกว่า แบบฮาร์ดสวิตช์แบบเดิมเล็กน้อย พร้อมทั้งยังมีการทดสอบผลตอบสนองของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์แบบใหม่ เมื่อมีการลดและเพิ่มโหลดอย่างฉับพลัน และ มีการทดสอบเมื่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตกระแสสลับอย่างฉับพลันด้วย จากการทดสอบพบว่า วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟต์แวร์สวิตช์แบบใหม่ ยังคงรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในการทดสอบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่ที่ปรับปรุงขึ้น โดย วงจรต่อวงจรช่วย เพิ่มเข้าไปเพื่อทำให้วงจรทำให้เกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ และการสวิตช์ ขณะกระแสเป็นศูนย์ ซึ่งจะส่งผลทำให้สามารถลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ และ ทำให้ ประสิทธิภาพโดยรวม ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่เพิ่มขึ้น ในส่วน ของวงจรควบคุมใช้ไอซี UC3879N เป็นตัวสร้างสัญญาณพีคเบิลยูเอ็มแบบเลื่อนเฟส 2 ชุด พร้อมทั้งมีการแยกโคจรระหว่างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุม ในการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ โดยที่สวิตช์ที่ใช้มอสเฟตเป็นตัวสวิตช์ และจะเกิดการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ ช่วงเวลาเริ่ม นำกระแส และที่สวิตช์ช่วย S_2 หยุดนำกระแสด้วยการสวิตช์ขณะกระแสเป็นศูนย์

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่สร้างขึ้นมีพิกัดกำลัง 500 วัตต์ที่โหลดสูงสุด และที่แรงดันเอาต์พุต 100 โวลต์ วงจรทำงานที่ความถี่สวิตช์ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งผลจากการจำลอง โปรแกรมด้วย MATLAB/Simulink [18] จะสามารถยืนยันผลการทดลองและมีความใกล้เคียงกัน

ในการทดสอบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์แบบใหม่นั้น จะทำการปรับ ค่าความถี่ไซเคิลของส่วนควบคุมจาก 0.3% ถึง 0.5% เพื่อทดสอบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของ แรงดัน กระแส และค่าประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร ซึ่งจะเห็นว่าดีกว่าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ แบบเดิม ส่วนในการทดสอบการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุตจาก 48 โวลต์ ถึง 52 โวลต์ อย่างรวดเร็ว และเปลี่ยนแปลงระดับโหลดอย่างรวดเร็ว จะเห็นว่าวงจรสามารถรักษาระดับแรงดัน เอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้

6.1 ข้อเสนอแนะ

6.1.1 ทั้งนี้เนื่องจากการทดลองที่ได้กล่าวมาทั้งหมด เป็นการทดสอบเครื่องต้นแบบ โดยการใช้โหลดตัวต้านทาน ดังนั้นจึงควรมีการพัฒนาและทดลองเพิ่มเติม กับโหลดประเภทอื่นๆ เช่น เครื่อง UPS หรือ อินเวอร์เตอร์ เป็นต้น

6.6.2 ในการสร้างสัญญาณควบคุม ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในงานวิจัยนี้ เป็น แบบแอนะล็อก ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้ง่าย เพราะว่าวงจรแบบแอนะล็อกมีความอ่อนไหว ต่อสัญญาณรบกวนสูง ทำให้เกิดข้อผิดพลาดจากการทำงาน และส่งผลเสียต่ออุปกรณ์การสวิตช์ ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ได้ ดังนั้นในการพัฒนาต่อไปควรมีการออกแบบ โดยการใช้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ หรือ Digital Signal Processing (DSP) ซึ่งสามารถช่วยลดปัญหาได้

6.6.3 ในการทดลองนี้เป็นการทดลองหาค่าประสิทธิภาพโดยรวม ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่เป็นผลมาจากการสูญเสียจากการเปลี่ยนสถานะของตัวอุปกรณ์สวิตช์ แต่ยังไม่มีการกล่าวถึงการสูญเสียจากการนำกระแส ดังนั้นจึงนำที่นำมาศึกษาและในการพัฒนาต่อไป

บรรณานุกรม

- [1] สุวัฒน์ แซ่ตัน. **สวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย: ในเครื่องรับโทรทัศน์สี**. กรุงเทพฯ: เอนเทคไทย, 2538.
- [2] D. W. Hart. **Introduction to Power Electronics**. Prentice Hall, 1st edition, 1997.
- [3] M.H. Rashid. **Power Electronics Circuit, Devices, and Application**. 3rd. New Jersey: Pearson Education, Inc. 2004.
- [4] M.H. Rashid. **Power Electronic Handbook**. California: McGrall Hill, 2001.
- [5] วีระเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิปด ธาราธิรเศรษฐ์. **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง**. กรุงเทพฯ: หุ่นส่วนจำกัด วิ.เจ. พรินติ้ง. 2547.
- [6] K. M. Smjth, K. M. Smedley. "A comparison of voltage-mode soft-switching methods for PWM converters" *IEEE Transcations on Power Electronic*, Vol. 12, no. 2, March 1997. pp. 653-661.
- [7] M. M. Jovanovic and Y. Jang. "A novel active snubber for high-power boost converters," *Applied Electronics Conference and Exposition*, Vol.1, 1999, pp. 619-625.
- [8] M.D. Bagewadi, B.G. Fernandes, and R.V.S. Subrahmanyam "A novel soft switched boost converter using a soft switch" *Power Electronics and Motion Control Conference PIEMC 2000*, vol. 1, 2000, pp. 412-416.
- [9] G. Moschopoulos, P. Jain, and G. Joos. "A novel zero-voltage switched PWM boost converter" *Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 2, Jun 1995, pp. 694-700.
- [10] G. Moschopoulos, P. Jain, Y. Liu and G. Joos. "A zero-voltage-switched PWM boost converter with an energy feedforward auxiliary circuit" *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, July 1999. pp. 653-661.
- [11] G. Hua, E. X. Yang Jiang and F. C. Lee, "Novel zero-current-transition PWM converters" *IEEE Transcations on Powrer Electronic*, Vol. 9, no. 6, 1994, pp. 601-606.

- [12] จารุวัฒน์ จันทโร “การออกแบบและวิเคราะห์วงจรสวิตซ์โหมคฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการปรับปรุงความสมดุลของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2549.
- [13] N. Jain, P. Jain and G. Joos. “Analysis of a zero voltage transition boost converter using a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses” Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2001, pp. 1799-1804.
- [14] โทม อารียา, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2. กรุงเทพฯ: ซีเอ็ดดูเคชั่น, 2544.
- [15] จิรศักดิ์ ส่งบุญแก้ว “วงจรคอนเวอร์เตอร์ 42 โวลต์ แบบเลื่อนเฟสฟลูบริดจ์ พัดเบิลยูเอ็ม โดยสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2547.
- [16] T. C. Nai, C. W. Wa. “A boost PWM soft-single-switched converter average switch model for small signal and transient analysis” IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive System, PEDS’99, July 1999, pp. 984-989.
- [17] สราวุฒิ สุจิตจร, การควบคุมอัตโนมัติ. กรุงเทพฯ: เพียร์สัน เอ็ดดูเคชั่น อินโดไชน่า, 2546.
- [18] มนัส สัจวรศิลป์, วรรัตน์ ภัทรอมรกุล. คู่มือการใช้งาน MATLAB ฉบับสมบูรณ์. พิมพ์ครั้งที่ 2. นนทบุรี: สำนักพิมพ์อินโฟเพรส. 2543.

ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์หรือยอมรับให้ตีพิมพ์ ในวารสารทางวิชาการ

[1] บัญชา หิรัญสิงห์, อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, “การปรับปรุงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีซอฟต์แวร์สวิตช์,” การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล รัตนบุรี, 9-10 พฤศจิกายน 2549.



The EECON-29 Conference Joins the Sixtieth Anniversary Celebration of His Majesty's Accession to the Throne

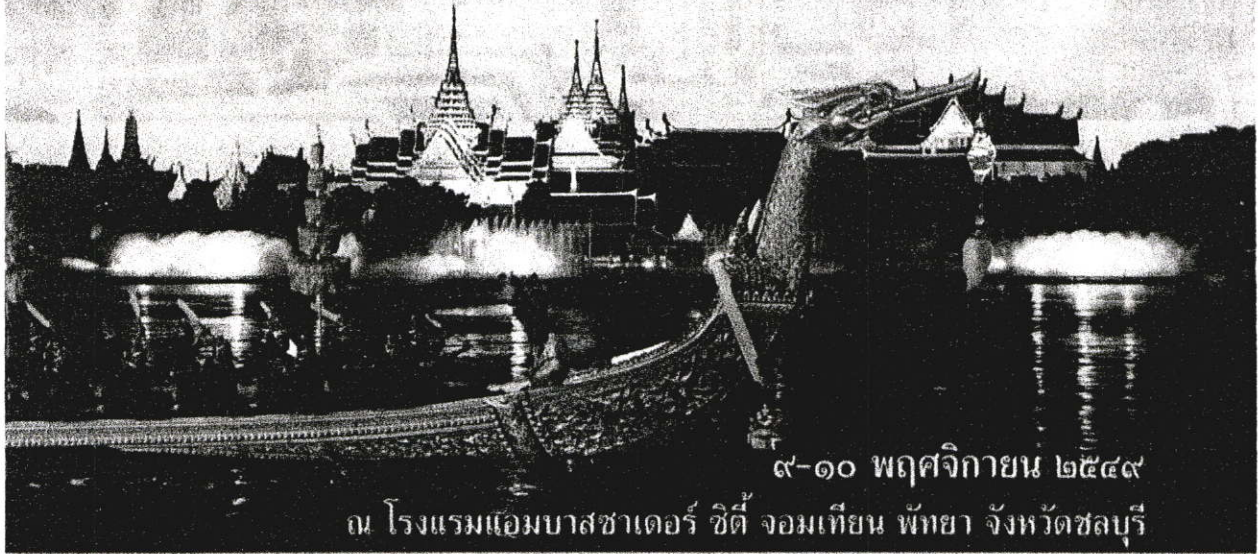
29th Electrical Engineering Conference

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ ๒๙

Volume I



- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)



๙-๑๐ พฤศจิกายน ๒๕๕๙

ณ โรงแรมแอมบาสซาเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี



ดำเนินการโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การปรับปรุงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ด้วยวิธีซอฟท์สวิตช์

An Improved Boost Converter with Soft Switching Technique

บัญชา ทวีธุสิงห์ อนุวัฒน์ ขาววนิชพิศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร. 0-2326-4550 โทรสาร 0-2326-4550 Email: s6060315@kmitl.ac.th, kjaauwat@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการปรับปรุงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยการใช้อุปกรณ์ช่วยต่อเพิ่มเข้าไปทำให้เกิดการสวิตช์ขณะแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ เพื่อลดการสูญเสียขณะการสวิตช์ ลดความถี่ของแรงดันตกคร่อมสวิตช์และกระแสไหลผ่านสวิตช์ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มขึ้น ซึ่งสวิตช์หลักนำกระแสด้วยวิธีการสวิตช์ขณะแรงดันศูนย์(ZVS) ขณะที่สวิตช์ช่วยหยุดนำกระแสด้วยการสวิตช์กระแสศูนย์(ZCS)โดยวงจรทำงานที่ความถี่การสวิตช์ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ หลักการทำงานของวงจรได้อธิบายไว้ในบทความ พร้อมทั้งได้ทำการแสดงผลของการจำลองด้วยโปรแกรมMATLAB/Simulink และ ผลของการทดลอง เพื่อเป็นการยืนยันความแนวคิดที่ได้นำเสนอ

คำสำคัญ: สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และ กระแสศูนย์, บูสต์คอนเวอร์เตอร์

Abstract

This paper presents an improved boost converter with soft switching technique used an auxiliary circuit. The switching losses and voltage stress are reduced in order to obtain a high efficiency. The main switch is turned on under zero-voltage switching (ZVS) while the auxiliary switch is turned off under zero-current switching (ZCS). The principle and design procedure are illustrated in this paper. The switching frequency is 50 kHz using MOSFET. Both simulation results using MATLAB/Simulink and experimental results are shown to verify the validity of the proposed concept.

Keywords: Zero-Voltage and Zero-current switching, Boost Converter

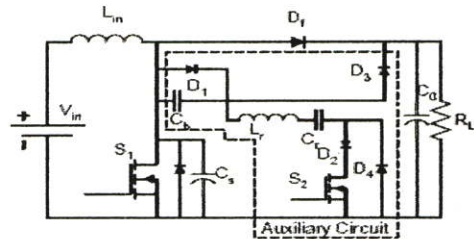
1. บทนำ

ปัจจุบันนี้เทคนิคของวงจรซอฟท์สวิตช์ซึ่งใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์กำลังสูง กำลังงานสูง เป็นที่แพร่หลายโดยได้นำเสนอเพื่อลดความถี่ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์และ ลดการสูญเสียกำลังงานใน

การสวิตช์ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เป็นหนึ่งในวงจรที่ช่วยลดผลของกำลังงานการสูญเสียในช่วงสวิตช์ทำงาน ด้วยความถี่ที่แกว่งและเกิดสูญเสียทั้งจากการสวิตช์ (switching losses) และจากการนำกระแส (conduction losses) [1-4] บทความนี้จึงนำเสนอการปรับปรุงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่เกิดสวิตช์แรงดันศูนย์ (ZVS) ที่มีการใช้วงจรช่วยแบบมี 2 สวิตช์ โดยอุปกรณ์การสวิตช์ใช้มอสเฟต (MOSFETs) ซึ่งมีไดโอดและตัวเก็บประจุแฝงอยู่ในเพื่อที่จะช่วยให้เกิดการสวิตช์แรงดันศูนย์ ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มขึ้น [5-7] โครงสร้างของวงจร หลักการทำงาน ผลการจำลองและการทดลอง แสดงในหัวข้อถัดไป

2. โครงสร้าง

รูปที่ 1 แสดงถึงโครงสร้างของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่จะนำเสนอประกอบด้วย สวิตช์หลัก S_1 ไดโอด D_1 ตัวเหนี่ยวนำอินพุต L_m และตัวเก็บประจุชดเชย C_1 ต่อกร่อมความต้านทานโหลด R_L ส่วนวงจรช่วยประกอบด้วย ตัวเก็บประจุโรแมนนท์ C_2 ตัวเหนี่ยวนำโรแมนนท์ L_1 ไดโอด D_2, D_3 สวิตช์ช่วย S_2 ตัวเก็บประจุป้อนตรง C_3 ซึ่งทำหน้าที่ช่วยลดค่ากระแสสูงสุด(peak current) ในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสของสวิตช์หลัก S_1 ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 เป็นตัวเก็บประจุแฝงคร่อมมอสเฟต



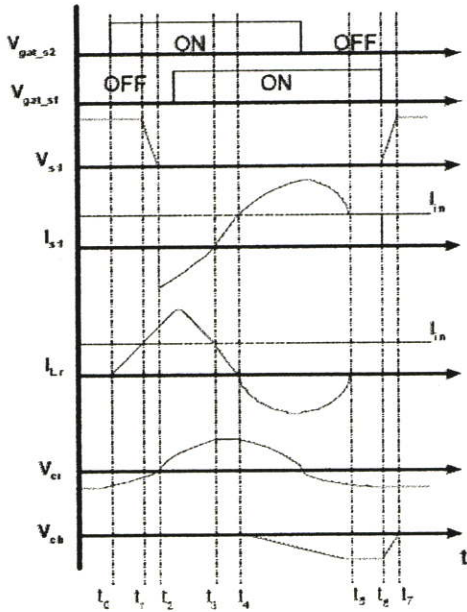
รูปที่ 1 โครงสร้างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์

3. หลักการทำงาน

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบซอฟท์สวิตช์ที่นำเสนอมีโหมดการทำงาน 7 ช่วงการทำงานใน 1 ไซคลิก รูปที่ 2 และ 3 แสดงช่วงการทำงานแบบแสดงดังรูปที่ 2 และ 3 ตามลำดับ เพื่อให้การอธิบายการทำงานในช่วงสภาวะคงที่กันไปได้อ้างอิงข้อกำหนดเงื่อนไขอุปกรณ์เป็นแบบ

PE42

อุดมคติ โดยที่ ตัวเหนี่ยวนำ L_m และตัวเก็บประจุ C_u มีค่าใหญ่พอที่จะทำให้กระแสต่อเนื่องในการสวิตช์และแรงดันคงที่ ตามลำดับ



รูปที่ 2 รูปคลื่นการทำงานของวงจร

โหมดการทำงานที่ 1 ($t_c < t < t_r$) ที่เวลา $t = t_c$ สวิตช์ช่วย S_2 เริ่มนำกระแส แรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 เท่ากับแรงดันแหล่งจ่าย V_{o1} ไดโอด D_2 ยังนำกระแสและลดลงช้าจนที่เวลา $t = t_r$ กระแส I_m เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง โดยเริ่มต้นจากศูนย์ มีผลทำให้ไดโอด D_2 หยุดนำกระแสและ โหมดการทำงานนี้เกิดประโยชน์ระหว่าง L_m และ C_u หาสมการได้ดังนี้

$$I_m = [- (V_{o1} - V_o) e^{-\xi \omega_0 t} \sin(\omega_d t)] / (\omega_d L_m) \tag{1}$$

$$V_{o1} = \frac{\omega_0}{\omega_d} (V_{o1} - V_o) e^{-\xi \omega_0 t} \cos(\omega_d t - \phi) + V_o \tag{2}$$

เมื่อ

$$\xi = \frac{R_s}{2L_m} \tag{3}$$

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{L_m C_u} \tag{4}$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \xi^2} \tag{5}$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\xi}{\omega_d} \right) \tag{6}$$

โหมดการทำงานที่ 2 ($t_r < t < t_2$) ที่เวลา $t = t_r$ กระแส I_m ยังคงเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องส่วนแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 เริ่มลดลง กระแส I_m ยังคงมีเพราะตัวเหนี่ยวนำ L_m มีค่าใหญ่เพียงพอและตัวเก็บประจุ C_u ภายในสวิตช์หลัก S_1 ภายหลังจุดนำวงจรช่วยให้กระแสในวงจรช่วยเพิ่มขึ้น

อย่างค่อยเป็นค่อยไป ที่เวลา $t = t_2$ ตัวเก็บประจุ C_u ภายหลังจนหมดมีผลทำให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 เริ่มลดลงเป็นศูนย์ที่พลังงานถูกสะสมในวงจรช่วย

โหมดการทำงานที่ 3 ($t_2 < t < t_3$) ภายหลังจากตัวเก็บประจุ C_u ภายหลังจนหมดและแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 ลดลงเป็นศูนย์หลังจากเวลา $t = t_2$ ไดโอดภายในสวิตช์หลัก S_1 เริ่มนำกระแส เกิดกระแสฟื้นตัวย้อนกลับ (reverse recovery current) I_m ขึ้นก่อนที่สวิตช์หลัก S_1 จะนำกระแส เป็นเหตุให้เกิดการสวิตช์ขณะที่ยังคงเป็นศูนย์ (ZVS) ทำให้ไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในช่วงเริ่มนำกระแส (turn on) ตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 ส่วนกระแส I_m ลดลงมีผลให้ แรงดัน V_{o1} เพิ่มขึ้น

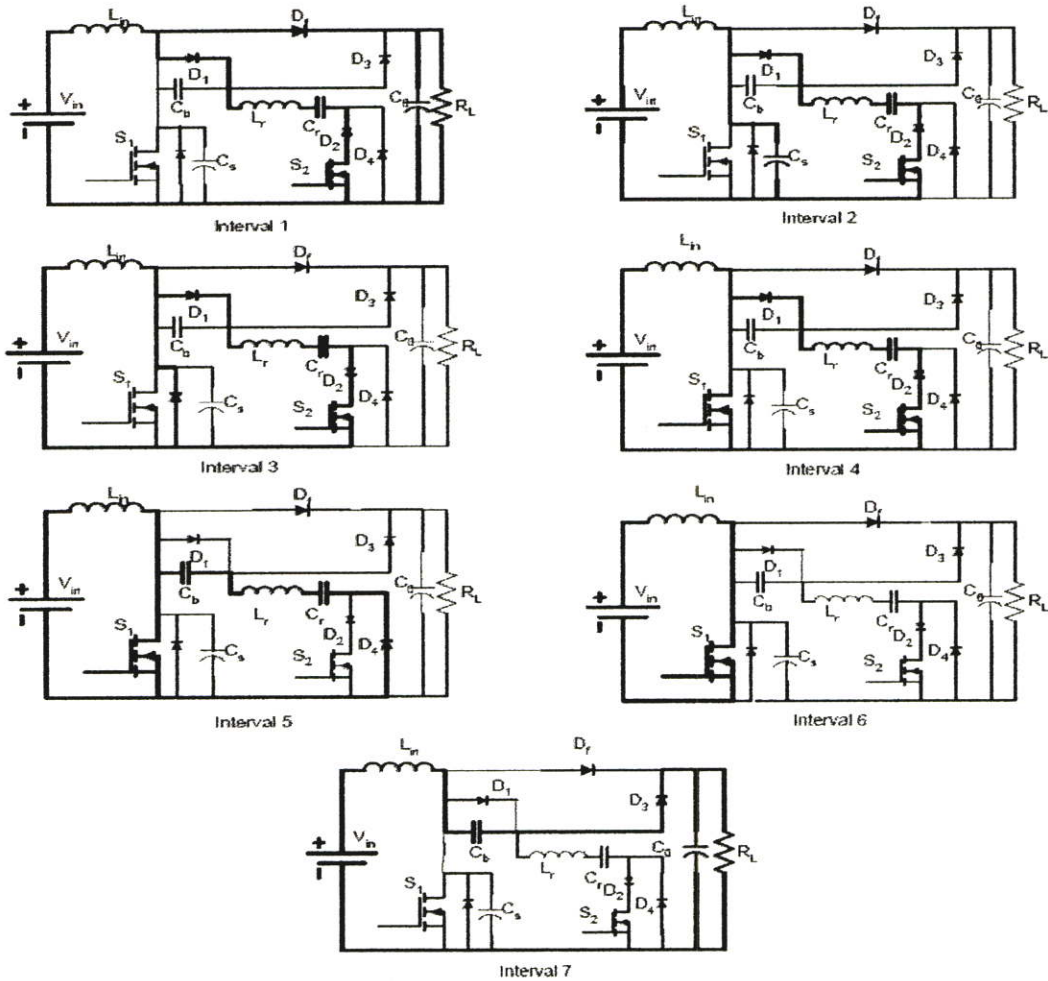
โหมดการทำงานที่ 4 ($t_3 < t < t_4$) ช่วงเวลานี้สวิตช์หลัก S_1 นำกระแสมีผลทำให้กระแส I_m ต่ำกว่ากระแส I_m แรงดัน V_{o1} ลงที่เมื่อถูกชาร์จประจุจากโหมดการทำงานก่อนหน้านี้ส่วนกระแส I_m ยังคงที่ ที่เวลา $t = t_4$ กระแส I_m ลดลงเป็นศูนย์

โหมดการทำงานที่ 5 ($t_4 < t < t_5$) ที่เวลา $t = t_4$ กระแส I_m ลดลงต่ำกว่าศูนย์ ระหว่างที่กระแส I_m ไหลกลับทางเป็นการเกิดประโยชน์ทางกัมมภาพหลายเรโซแนนซ์ (multi resonance) ระหว่าง L_m , C_u และ C_s มีผลทำให้ไดโอด D_2 และ สวิตช์ช่วย S_2 หยุดนำกระแส ส่วนไดโอด D_1 เริ่มนำกระแส เกิดการสวิตช์ที่กระแสเป็นศูนย์ (ZCS) ตกคร่อมสวิตช์ช่วย S_2 ในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสและ อดทำให้ไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในช่วงนี้ พลังงานบางส่วนถูกเก็บสะสมในตัวเก็บประจุ C_u อีกส่วนป้อนกลับไปยังด้านอินพุตของวงจร เพื่อเป็นการรักษาสถานะการนำกระแสอย่างต่อเนื่องของสวิตช์หลัก S_1 ที่เวลา $t = t_5$ กระแส I_m เท่ากับศูนย์อีกครั้ง

โหมดการทำงานที่ 6 ($t_5 < t < t_6$) ที่เวลา $t = t_5$ สวิตช์หลัก S_1 นำกระแสอย่างค่อยเป็นค่อยไป มีการสะสมพลังงานของตัวเหนี่ยวนำอินพุต L_m โหมดการทำงานนี้วงจรทำงานเป็นแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์กรีนส์วิตช์นำกระแส

โหมดการทำงานที่ 7 ($t_6 < t < t_7$) ที่เวลา $t = t_6$ สวิตช์หลัก S_1 หยุดนำกระแส โดยที่ตัวเก็บประจุ C_u ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก S_1 เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆเป็นการลดแรงดันเกิน (Voltage Stress) ส่วนไดโอด D_1 ยังคงหยุดกระแส โดยได้รับแรงดันไบอัสกลับจากแรงดัน V_{o1} และตัวเก็บประจุ C_u ภายหลังจนหมดทำให้ไดโอด D_1 นำกระแสได้ เป็นการถ่ายเทพลังงานจากด้านอินพุตสู่ด้านเอาต์พุต และสวิตช์ช่วย S_2 เริ่มนำกระแส การทำงานของวงจรครบรอบและเริ่มต้น โหมดการทำงานที่ 1 อีกครั้ง

PE42

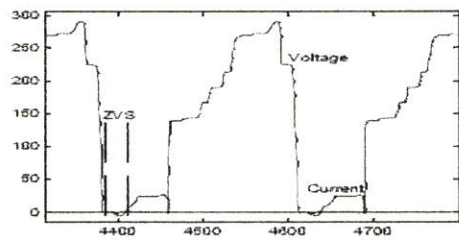


รูปที่ 3 โหมดการทำงาน

4. ผลการทดลอง

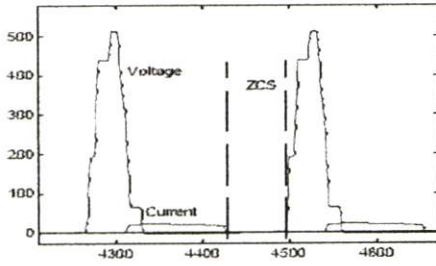
เพื่อพิสูจน์หลักการทำงานของวงจรรูปสวิตช์คอนเวอร์เตอร์แบบจอฟท์สวิตช์ที่ได้นำเสนอ ผลการจำลองจาก MATLAB/Simulink ได้แสดงดังรูปที่ 4 และ 5 ส่วนรูปที่ 6 และ 7 เป็นผลที่ได้จากการทดลองเพื่อเปรียบเทียบกัน การทดสอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ 350 W แรงดันอินพุต 100 โวลต์ แรงดันเอาต์พุต 175 โวลต์ กระแสเอาต์พุต 2 แอมแปร์ ความถี่สวิตช์ 50 kHz โดเมนที่ทำการจำลองของวงจรคอนเวอร์เตอร์จากสมการ (3)-(6) แสดงดังนี้

- $S_1, S_2 =$ IREP460 $D_1, D_2, D_3 =$ MUR 1560
- $L_m =$ 1250 μ H $L_r =$ 15 μ H
- $C_r, C_s =$ 1 μ F $C_g =$ 470 μ F

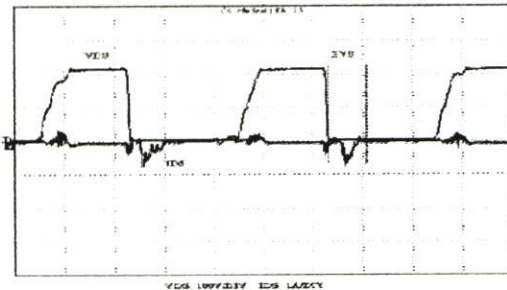


รูปที่ 4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์ S_1 จากการจำลองโปรแกรม

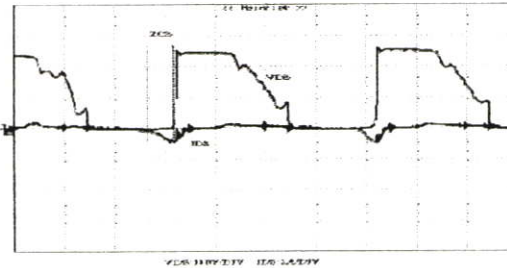
MATLAB/Simulink



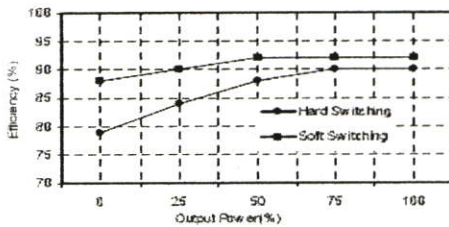
รูปที่ 5 รูปคลื่นแรงดันและ กระแสของสวิตช์ S_2 จากการใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink



รูปที่ 6 รูปคลื่นแรงดันและ กระแสของสวิตช์ S_1



รูปที่ 7 รูปคลื่นแรงดันและ กระแสของสวิตช์ S_2



รูปที่ 8 ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร

ผลการวิเคราะห์ของรูปคลื่นที่ได้เป็นดังนี้ รูปที่ 4 และ 5 เป็นรูปคลื่นแรงดันและ กระแสสวิตช์ของสวิตช์ S_1 และ S_2 จากการใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ในการจำลองการทำงานตามลำดับ รูปที่ 6 และ 7 เป็นการยืนยันผลที่ได้จากการทดลอง จะเห็นว่ารูปคลื่นที่ได้มีลักษณะ

คล้ายกัน แตกต่างกันบ้างที่รูปคลื่นที่ได้จากการทดลอง มีสไปก์ของแรงดันและกระแสเนื่องมาจากผลของการจำลองไม่ได้อะไรของค่าอุปารณณ์แฝง (parasitic parameters) ด้วยทำให้ผลที่ได้แตกต่างกับเล็กน้อย อย่างไรก็ตามผลของรูปคลื่นที่ได้สอดคล้องตามทฤษฎีที่กล่าวถึงข้างต้น การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ จะให้แรงดันเอาต์พุต 175 โวลต์ ที่กระแส 2 โอมป์ โดยมีประสิทธิภาพที่คิดโหลด 93% โดยหาได้จากกำลังงานด้านเอาต์พุตต่อกำลังงานด้านอินพุต จึงถือว่าวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์แบบซาร์ตสวิตซ์ตามรูปที่ 8

5. สรุป

การปรับปรุงวงจบบัสคอนเวอร์เตอร์ โดยการใช้อุปกรณ์ช่วยค่อเพิ่มเข้าไปทำให้เกิดการสวิตซ์ขณะแรงดันศูนย์และ กระแสศูนย์ของสวิตซ์ เพื่อลดการสูญเสียขณะการสวิตซ์ ลดความถี่ของแรงดันตกคร่อมสวิตซ์และกระแสไหลผ่านสวิตซ์ ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรเพิ่มขึ้น โดยวงจรทำงานที่ความถี่การสวิตซ์ 50 กิโลเฮิรตซ์ อีกทั้งมีการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และผลของการทดลอง เพื่อเป็นการยืนยันตามแนวคิดที่ได้นำเสนอ

เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Yang and C. Q. Lee, "Analysis and Design of a Zero Voltage Transition PWM Converter," IEEE Applied Power Electronics Conference Record, 1993, pp. 707-713.
- [2] G. Hua, C. S. Lien, and F. C. Lee, "Novel Zero Voltage Transition PWM Converters," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.9, No.2, pp. 213-219, Mar 1994.
- [3] G. Moschopoulos, P. Jain, and G. Joos, "A Novel zero-voltage switched PWM boost converter," IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1995, pp. 694-700.
- [4] Guichao, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage Transition PWM converter," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.9, No.6, 1994, pp. 601-606.
- [5] R. Gururathan and A. S. Bhat, "A Soft-Switched boost converter for High-Frequency Operation," Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1999, pp. 463-468.
- [6] G. Moschopoulos, P. Jain, Y. Liu, and G. Joos, "A Zero-Voltage-Switched PWM boost converter with an energy feedforward auxiliary circuit," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.14, No.4, July, 1999
- [7] N. Jain, P. Jain, and G. Joos, "Analysis of a zero voltage transition boost converter using a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses," Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2001, pp. 1799-1804.

PE42



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ นามสกุล	นาย บัญชา หิริณสิงห์
วัน เดือน ปีเกิด	22 มกราคม 2518
ที่อยู่	19 หมู่ที่ 2 ต.น้ำคำ อ.ไทยเจริญ จ.ยโสธร 35120
ประวัติการศึกษา	2542 จบการศึกษาระดับปริญญาตรีจาก คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยขอนแก่น 2537 จบการศึกษาชั้นมัธยมศึกษาปีที่ 6 จากโรงเรียนเลิงนกทา จ.ยโสธร 2534 สอบเทียบชั้นมัธยมศึกษาปีที่ 3 จากศูนย์การศึกษานอกโรงเรียน (กศน.) จ.ยโสธร
ประวัติการทำงาน	2543 ถึง ปัจจุบันทำงานในตำแหน่งวิศวกรฝ่ายบริการ ที่ ห้างหุ้นส่วนจำกัด เอมดีอี ซึ่งเป็นบริษัทเอกชนที่นำเข้าเครื่องมือแพทย์จำหน่ายในประเทศไทย
งานวิจัยที่สนใจ	การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังสูงโดยการใช้สัญญาณดิจิทัลและ ประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ทางการแพทย์
ผลงานวิจัย	
พ.ศ. 2549	บทความเรื่อง “การปรับปรุงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีซอฟต์แวร์” การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า(EECON) ครั้งที่ 29, 2549, หน้า 525-528
ปัจจุบัน	เป็นนักศึกษาระดับปริญญาโท บัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง