

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเรียงกระแสพร้อมบูสเตอร์ความถี่สูงที่มีการ
แก้ค่าตัวประกอบกำลังค่านอินพุต

ANALYSIS AND DESIGN OF HIGH FREQUENCY RECTIFIER-BOOSTER
WITH INPUT POWER FACTOR CORRECTION

ชนนาวรณห์ ท้าวตาญ
CHONNAWAT HAOHARN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาค้นคว้าหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-773-6

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเรียงกระแสพร้อมบูสเตอร์ความถี่สูงที่มีการ
แก้ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุท

ANALYSIS AND DESIGN OF HIGH FREQUENCY RECTIFIER-BOOSTER
WITH INPUT POWER FACTOR CORRECTION



ชนนวรรธน์ ห้าวหาญ

CHONNAWAT HAOHARN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2545

ISBN 974-648-773-6

**ANALYSIS AND DESIGN OF HIGH FREQUENCY RECTIFIER-BOOSTER
WITH INPUT POWER FACTOR CORRECTION**

CHONNAWAT HAOHARN

**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**

2002

ISBN 974-648-773-6

COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเรียงกระแสพร้อมบูสเตอร์ ความถี่สูงที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุท
นักศึกษา	นาย ชนนวนรณห์ หัวหาญ
รหัสประจำตัว	38061215
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการวิเคราะห์วงจรบูสเตอร์ความถี่สูงในกรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไซน์ฟูลเวฟที่เรกติฟายมาจากแรงดันไซน์การไฟฟ้า 220V 50Hz โดยใช้ IC 16 ขา เบอร์ UC3854 เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสอินพุทในไลน์เอซีให้มีลักษณะใกล้เคียง ไซน์และมีค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้เคียง 1 การคำนวณวิเคราะห์วงจรโดยวิธีการทางซิมมูลชันและการทดลองเพื่อให้ได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆของวงจรจะเป็นส่วนแรกของเนื้อหาสำหรับกรณีที่ป้อนอินพุทด้วยแรงดันไฟดีซีตรงเรียบ ซึ่งผลการทดลองและผลการคำนวณทางทฤษฎีเหล่านี้จะเป็นพื้นฐานสำคัญที่จะทำให้สามารถเข้าใจหลักการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่มีความยุ่งยากซับซ้อนมากยิ่งขึ้นในกรณีที่ป้อนแรงดันไซน์ฟูลเวฟเข้าทางด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์นี้ ในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้กล่าวถึงหลักการแก้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุทของคอนเวอร์เตอร์และการควบคุมแรงดันเอาต์พุทให้มีค่าคงที่เสมอภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงของโหลดด้านเอาต์พุท และการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไลน์อินพุทสำหรับกรณีที่มีการควบคุมด้วยวงจรป้อนกลับ ผลการทดลองที่ได้นี้ยังได้นำมาเปรียบเทียบกับผลการซิมมูลชันทางทฤษฎีให้เห็นการปรับปรุงค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่แท้จริง นอกจากนั้นยังได้มีการออกแบบสร้างและทดลองจริงเพื่อสร้างคลื่นแรงดันและกระแสจากเครื่องต้นแบบภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงต่างๆของตัวแปรในวงจรเพื่อนำผลเหล่านี้ไปเปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎี วงจรบูสเตอร์ความถี่สูงที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถจ่ายแรงดันดีซีเอาต์พุทสูงสุดได้เท่ากับ 400V และกำลังไฟฟ้ดีซีเอาต์พุทเท่ากับ 500 Watt ที่ความถี่สวิทซ์เท่ากับ 50kHz

Thesis Title	Analysis and Design of High Frequency Rectifier-Booster with Input Power Factor Correction
Student	Mr. Chonnawat Haoharn
Student ID.	38061215
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Viriya Phichetjamroen

ABSTRACT

This thesis presents an analysis of high-frequency boost converter energized with sinusoidal fullwave input voltage of 220V 50Hz , using a 16-pin IC NO. UC3854 to control the ac line input current in a nearly sinusoidal waveform with almost unity input power factor. The circuit analysis by simulation and experiment for various voltage and current waveforms will be described as the first step for the case when the input-side of the converter is supplied with a ripple-free dc voltage. These theoretical and experimental results can then be used as a basic knowledge to understand the more complicated converter circuit operation when the input-side is supplied with a sinusoidal fullwave voltage. The improvement of input power factor and output voltage regulation due to load change and fluctuation of ac line input voltage are also achieved after incorporating a feedback control circuit into the converter. All these experimental results are also verified by theoretical simulation results to see the actual improvement of circuit input power factor. Moreover , the boost converter is actually designed , constructed and operated to generate voltage and current waveforms under various changing circuit parameters for comparison with the theoretical results. The boost converter proposed in this thesis can deliver a Max. dc output voltage of 400V and a Max. dc output power of 500 watts with switching frequency of 50kHz.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการดำเนินการศึกษาและวิจัยจาก รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ คุณ ไซมัส ธรรมาธิฐาน คุณสิทธิโชค สินรัตน์ และคุณอาฉัต ถึงสาคร ที่ให้ความช่วยเหลือในการจัดทำวิทยานิพนธ์ และเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกคนที่ไม่ได้กล่าวนามในที่นี้ที่ได้ช่วยเหลือทั้งร่างกายแรงใจจนงานวิจัยนี้สำเร็จไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อประยงค์ คุณแม่มาลา และพี่สิริศักษณ์ ห้าวหาญ ที่เป็นผู้สนับสนุนและให้กำลังใจที่เต็มใจตลอดเวลาจนสำเร็จสมความตั้งใจ

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชนนวรรธน์ ห้าวหาญ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 อธิบายถึงปัญหาที่กำลังศึกษาและวิจัย.....	1
1.2 เพราะเหตุใดปัญหานี้จึงน่าสนใจ.....	1
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัยที่จะทำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้.....	2
1.5 ขั้นตอนการศึกษาค้นคว้า.....	2
บทที่ 2 การวิเคราะห์วงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์กรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 การทำงานของวงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์.....	4
2.2.1 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง.....	6
2.2.2 การทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	6
2.2.3 สมการในโหมด 1.....	7
2.2.4 สมการในโหมด 2.....	8
2.2.5 สมการในโหมด 3.....	12
2.3 หลักการซิมมูลเททคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าในวงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์.....	12
2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกในสถานะคงตัว.....	14
2.5 การทดลองและผลการทดลอง.....	16
บทที่ 3 การวิเคราะห์วงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์กรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ฟูลเวฟ.....	22
3.1 บทนำ.....	22
3.2 แนวคิดในการวิเคราะห์เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟ.....	22
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออก.....	24
3.4 เปรียบเทียบผลการซิมมูลเททด้วย Pspice และ Matlab.....	26

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การวิเคราะห์วงจรมอดูเลเตอร์กรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้า	
คลื่นไซน์ฟูลเวฟและมีการแก้ตัวประกอบกำลัง	32
4.1 บทนำ	32
4.2 การควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า.....	32
4.2.1 สมการของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า.....	33
4.2.2 การหาค่าสัญญาณพินเฉลี่ยในแต่ละช่วงเวลา.....	34
4.2.3 การซิมูเลทเมื่อมีการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า.....	35
4.3 การควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก.....	38
4.4 การชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า.....	39
4.5 การหาสมการที่ใช้เมื่อระบบมีการควบคุมทั้งกระแสและแรงดันไฟฟ้า	41
4.5.1 สมการของกระแสอ้างอิง.....	41
4.5.2 สมการของวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก	41
4.5.3 สมการของวงจร RMS Detector	45
4.6 การซิมูเลทโดยใช้สมการที่ได้จากการวิเคราะห์ทั้งระบบ	50
บทที่ 5 ผลการทดลองและผลการซิมูเลท	57
5.1 ขั้นตอนในการทำการทดลองและบันทึกผล.....	57
5.2 การซิมูเลทเพื่อเทียบผลกับการทดลอง	58
5.2.1 ขั้นตอนในการซิมูเลทด้วย Matlab	58
5.2.2 ขั้นตอนในการซิมูเลทด้วย Pspice	59
5.3 ผลการทดลองและการซิมูเลท	60
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	69
เอกสารอ้างอิง	72
ภาคผนวก.....	74
ภาคผนวก ก.	75
ประวัติผู้เขียน.....	83

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลการทดลอง.....	18
2.2 ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จากการทดลอง ซิมมูลเตท และการคำนวณ.....	18

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์เมื่อแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่	4
2.2 การทำงานของวงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมด (a) การทำงานในโหมด 1 (b) การทำงานในโหมด 2 (c) การทำงานในโหมด 3	5
2.3 ลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำและช่วงระยะเวลาของโหมดการทำงาน (a) โหมดกระแสต่อเนื่อง (b) โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	6
2.4 รายละเอียดของช่วงเวลาเมื่อมีทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง	13
2.5 รายละเอียดของช่วงเวลาเมื่อมีการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	14
2.6 โพล์ชาร์ทการคำนวณคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้ากรณีแหล่งจ่ายด้านเข้า เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่.....	15
2.7 แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จากการคำนวณ	16
2.8 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำ v_L	17
2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรงานกับแรงดันไฟฟ้าตรงด้านออก ในโหมดกระแสต่อเนื่อง	19
2.10 เปรียบเทียบแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ได้จากการทดลอง และจากการซิมูเลทด้วย Matlab เมื่อปรับค่าวัฏจักรงานตั้งแต่ 0.1-0.7.....	19
3.1 การแบ่งแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ฟูลเวฟออกเป็นส่วนย่อยๆ	22
3.2 ค่าวัฏจักรงาน $D(t)$ ในช่วงครึ่งไซเคิลของแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์	25
3.3 ลักษณะคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าเมื่อให้ค่าวัฏจักรงานมีลักษณะดังรูปที่ 3.2	25
3.4 เปรียบเทียบลักษณะคลื่นของกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่าง Pspice และ Matlab เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 150Vrms ที่โหลดความต้านทาน (a) 1090 Ω , (b) 552 Ω , (c) 360 Ω	26
3.5 เปรียบเทียบลักษณะคลื่นของกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่าง Pspice และ Matlab เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 175Vrms ที่โหลดความต้านทาน (a) 1090 Ω , (b) 600 Ω , (c) 402 Ω	27
3.6 เปรียบเทียบลักษณะคลื่นของกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่าง Pspice และ Matlab เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 200Vrms ที่โหลดความต้านทาน (a) 1270 Ω , (b) 631 Ω , (c) 400 Ω	28
3.7 ค่าวัฏจักรงานที่ใช้ในการซิมูเลท.....	29

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8	เปรียบเทียบลักษณะคลื่นของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตที่ได้จากการทดลองและการซิมูเลทโดยใช้ Pspice ในช่วงเวลาต่างๆที่มีการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟและค่าวัฏจักรงานที่ใช้มีค่าคงที่..... 30
4.1	บล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า..... 32
4.2	ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในส่วนของารควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า 33
4.3	ลักษณะคลื่นแรงดันพ้นเลื้อยและค่าแรงดันในแต่ละช่วงเวลาของการคำนวณ..... 35
4.4	สัญญาณพ้นเลื้อยที่ได้จากการวัด 36
4.5	คลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าตามจุดต่างๆที่ได้จากการซิมูเลทเมื่อมีการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า..... 36
4.6	ค่าของแรงดัน กระแสไฟฟ้าและค่าวัฏจักรงานเมื่อมีการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า 37
4.7	สัญญาณที่เกิดจากการควบคุมกระแสในช่วงครึ่งคาบแรกของคลื่น ไซน์แบบฟูลเวฟ..... 37
4.8	เมื่อเพิ่มส่วนของารควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก 38
4.9	เมื่อใช้คลื่น ไซน์จากแรงดัน v_{in} เป็นสัญญาณคลื่น ไซน์อ้างอิง 39
4.10	เมื่อเพิ่มส่วนของารชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดัน ไฟฟ้าด้านเข้า..... 40
4.11	บล็อกไดอะแกรมของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าด้านเข้า..... 40
4.12	วงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก 41
4.13	เปรียบเทียบคลื่นแรงดัน ไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกโดยใช้ Matlab และ Pspice (a) คลื่นแรงดัน v_{vca} , (b) คลื่นแรงดัน v_{out} , (c) คลื่นแรงดัน v_{vca} เมื่อทำการขยาย , (d) คลื่นแรงดัน v_{out} เมื่อทำการขยาย 44
4.14	วงจร RMS Detector 45
4.15	เปรียบเทียบคลื่นแรงดัน ไฟฟ้าที่ตกคร่อม C_1 และ C_2 ของวงจรจรรยา RMS Detector โดยใช้ Matlab และ Pspice (a) แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า v_{in} , (b) แรงดันไฟฟ้า v_{C_1} , (c) แรงดันไฟฟ้า v_{C_2} , (d) แรงดันไฟฟ้า v_{C_1} เมื่อทำการขยาย , (e) แรงดันไฟฟ้า v_{C_2} เมื่อทำการขยาย 51
4.16	ลักษณะของกระแสอ้างอิง i_{mo} ที่เกิดจากสมการ 4.6 ที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 220V กำลังไฟฟ้าด้านออก 500W 52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.17 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ก้ำกึ่งไฟฟ้า ด้านออกค่าต่างๆ.....	53
4.18 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจร RMS Detector ที่แรงดันไฟฟ้า ด้านเข้าค่าต่างๆ.....	53
4.19 ค่าของกระแสอ้างอิง i_{mo} และค่าวัฏจักรงานที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและก้ำกึ่งไฟฟ้า ด้านออกค่าต่างๆ.....	54
4.20 ค่าวัฏจักรงานที่ก้ำกึ่งไฟฟ้าด้านออกและแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าค่าต่างๆ	55
4.21 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องที่ $V_{in} = 220V$, $P_{out} = 100W$	56
4.22 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องที่ $V_{in} = 220V$, $P_{out} = 500W$	56
5.1 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้าที่ได้จากการทดลอง (a) $V_s = 175V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (b) $V_s = 175V_{rms}$ $P_{out} = 500W$ (c) $V_s = 220V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (d) $V_s = 220V_{rms}$ $P_{out} = 500W$ (e) $V_s = 265V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (f) $V_s = 265V_{rms}$ $P_{out} = 500W$	60
5.2 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ได้จากการทดลอง (a) $V_s = 175V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (b) $V_s = 175V_{rms}$ $P_{out} = 500W$ (c) $V_s = 220V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (d) $V_s = 220V_{rms}$ $P_{out} = 500W$ (e) $V_s = 265V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (f) $V_s = 265V_{rms}$ $P_{out} = 500W$	61
5.3 ขนาดและคลื่นแรงดันระลอกด้านออกเทียบกับตำแหน่งของแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้า ที่ได้จากการทดลอง (a) $V_s = 175V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (b) $V_s = 175V_{rms}$ $P_{out} = 500W$ (c) $V_s = 220V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (d) $V_s = 220V_{rms}$ $P_{out} = 500W$ (e) $V_s = 265V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (f) $V_s = 265V_{rms}$ $P_{out} = 500W$	62
5.4 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้าที่ $V_s = 175V_{rms}$, $P_{out} = 500W$ (a) ได้จาก การทดลอง , (b) ได้จากการซิมูเลตด้วย Pspice	63
5.5 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ $V_s = 175V_{rms}$, $P_{out} = 500W$ (a) ได้จาก การทดลอง , (b) ได้จากการซิมูเลตด้วย Pspice , (c) ได้จากการซิมูเลตด้วย Matlab	63
5.6 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าเมื่อทำการขยายจากรูปที่ 5.5 (a) ได้จาก การทดลอง , (b) ได้จากการซิมูเลตด้วย Pspice , (c) ได้จากการซิมูเลตด้วย Matlab	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.7 ขนาดและคลื่นแรงดันระลอกด้านออกเทียบกับตำแหน่งของแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้า ที่ $V_s = 175V_{rms}$, $P_{out} = 500W$ (a) ได้จากการทดลอง , (b) ได้จากการซิมูเลท ด้วย Pspice , (c) ได้จากการซิมูเลทด้วย Matlab.....	65
5.8 การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดซึ่งได้จากการทดลองโดยวัดทางด้านไฟสลับ ด้านเข้าที่แรงดัน $V_s = 220V_{rms}$ (a) เปลี่ยนโหลดจาก 100W ไปยัง 300W (b) เปลี่ยนโหลดจาก 300W มายัง 100W	65
5.9 ข้อมูลที่ได้จากการทดลองเมื่อวิเคราะห์หาค่า (a) ตัวประกอบการกระจัด , (b) ตัวประกอบความเพี้ยน , (c) ตัวประกอบกำลัง , (d) เปอร์เซนต์ความเพี้ยน ฮาโมนิคส์รวม , (e) ประสิทธิภาพ , (f) แรงดันไฟฟ้าตรงด้านออกระหว่าง ทดลองและซิมูเลท.....	66

บทที่ 1

บทนำ

1.1 อธิบายถึงปัญหาที่กำลังศึกษาและวิจัย

ในปัจจุบันอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ถูกนำมาใช้มากขึ้นในการประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ เช่น UPS , Inverter drive เป็นต้น ซึ่งการประยุกต์ใช้งานดังกล่าวมีความจำเป็นต้องใช้เทคโนโลยีการสวิตซ์ที่ความถี่สูง โดยส่วนใหญ่จะมีวงจรเรียงกระแส (Rectifier) อยู่ทางด้านหน้า และมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ต่อร่วมอยู่ด้วยเพื่อต้องการกรองแรงดันไฟฟ้าตรงให้เรียบดังนั้นก็ทำให้กระแสไฟฟ้าด้านเข้ามีลักษณะคลื่นไม่เป็นไซน์แต่มีลักษณะเป็นพัลส์แคบๆ ออกแหลมซึ่งเกิดเนื่องจากการชาร์ตประจุของตัวเก็บประจุเมื่อแรงดันไฟฟ้าตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ทำให้กระแสไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าฮาร์โมนิกสูงและตัวประกอบกำลัง (Power Factor) มีค่าต่ำ

ดังนั้น การปรับปรุงตัวประกอบกำลังจึงมีความจำเป็นที่จะนำมาใช้เป็นองค์ประกอบในการประยุกต์ใช้งานทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อพัฒนาประสิทธิภาพของระบบได้ดียิ่งขึ้นจะเห็นว่าในงานอุตสาหกรรมมีการนำเอาอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังมาใช้งานเป็นจำนวนมาก ดังนั้นในอนาคตจึงมีแนวโน้มที่จะต้องทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังอย่างแน่นอน

ทั้งนี้การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในวิทยานิพนธ์นี้เลือกศึกษาวงจรแบบ Active เนื่องจากมีขนาดเล็กและค่าสูญเสียในวงจรต่ำ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบ Passive ดังนั้นการศึกษาเพื่อออกแบบและวิเคราะห์ลักษณะการทำงานของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังเพื่อให้เข้าใจพฤติกรรมการทำงานได้เป็นอย่างดีนั้นนับว่าเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับในสภาวะปัจจุบันและอนาคต

1.2 เพราะเหตุใดปัญหานี้จึงน่าสนใจ

1. การเข้าใจพฤติกรรมการทำงานของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้อย่างถ่องแท้ก็นับว่ามีผลดีเป็นอย่างมาก นำมาซึ่งการพัฒนาวงจรที่ดียิ่งขึ้นได้ในภายหลังนับว่าเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับในสภาวะปัจจุบันและอนาคต

2. ที่ค่ากำลังไฟฟ้าเดียวกันถ้าตัวประกอบกำลังมีค่าต่างกันปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ดึงมาใช้งานก็มีปริมาณต่างกันด้วย นั่นคือถ้าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงปริมาณของกระแสไฟฟ้าที่ดึงมาใช้งานจะน้อยกว่าที่ตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ อุปกรณ์ป้องกันที่ใช้ในการป้องกันกระแสเกินพิกัดก็สามารถเลือกใช้ค่าต่ำลงได้ รวมไปถึงขนาดของสายไฟก็สามารถรับการจ่ายโหลดได้สูงขึ้นเมื่อโหลดที่ใช้มีค่าตัวประกอบกำลังสูง ทำให้ลดค่าใช้จ่ายของสายไฟและอุปกรณ์ป้องกัน

3. ถ้าผลของตัวประกอบกำลังของการใช้งานในแต่ละ Unit ดีขึ้นจะส่งผลให้ระบบจ่ายไฟฟ้าโดยรวมของประเทศดีขึ้นด้วย

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย

ในการวิเคราะห์พฤติกรรมการทำงานของวงจรมอสเฟตคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังให้เข้าใจได้ดีนั้น จะเริ่มจากการวิเคราะห์วงจรมอสเฟตคอนเวอร์เตอร์แบบธรรมดาที่ยังไม่มีการควบคุมแบบป้อนกลับและมีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่ โดยนำคณิตศาสตร์พื้นฐานมาประยุกต์ใช้เพื่อช่วยให้เข้าใจการทำงานของวงจรมอสเฟตคอนเวอร์เตอร์ได้เป็นอย่างดี จากนั้นจึงเปลี่ยนแหล่งจ่ายที่ใช้จากแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่มาเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟ ในการวิเคราะห์จะใช้แนวคิดที่ว่าความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์มีค่าสูงกว่าความถี่ของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามากจึงสามารถแทนค่าแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟด้วยค่าคงที่ในแต่ละคาบเวลาของการสวิตช์ จากนั้นเพิ่มส่วนของการควบคุมแบบป้อนกลับเพื่อควบคุมให้กระแสไฟฟ้าด้านเข้าเป็นไปตามกระแสอ้างอิงที่เป็นคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกับแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ของแหล่งจ่าย โดยใช้วิธีการควบคุมกระแสเฉลี่ย [1], [2] จากนั้นจึงทำการเพิ่มส่วนของการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกและการชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าซึ่งจะทำให้วงจรมอสเฟตคอนเวอร์เตอร์สามารถแก้ค่าตัวประกอบกำลังและรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้มีค่าคงที่ได้

1.4 ขอบเขตของการวิจัยที่จะทำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งรายละเอียดการศึกษาและค้นคว้าออกเป็นบทต่างทั้งหมด 6 บท โดยเริ่มจากพื้นฐานและรายละเอียดของหลักการการทำงานของวงจรมอสเฟตคอนเวอร์เตอร์เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าคงที่ จากนั้นจึงพิจารณาเมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟ ตามด้วยกรณีที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าคู่กันไปพร้อมกัน ระหว่างทฤษฎีและปฏิบัติซึ่งในทางทฤษฎีจะประกอบด้วยหลักการคำนวณและการซิมูเลชันด้วยโปรแกรม Matlab และ Pspice สำหรับวงจรมอสเฟตคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบมีพิกัดดังนี้

กำลังด้านออก 500 วัตต์

แรงดันไฟสลับด้านเข้า 220 โวลต์ $\pm 20\%$

แก๊เพาเวอร์สำหรับโหลดความต้านทานได้ 0.99

แรงดันไฟตรงด้านออก 400 โวลต์

ความถี่สวิตซ์ 50 kHz

1.6 ขั้นตอนการศึกษาค้นคว้า

ในกระบวนการศึกษานั้นจะเริ่มจากการศึกษารวบรวมทฤษฎีและหลักการที่มีการใช้งานกันอยู่โดยทั่วไปและยังได้ศึกษาจากข้อมูลในบทความต่างประเทศที่ได้มีการทำวิจัยอย่างต่อเนื่อง หลังจาก

นั้นจะทำการสร้างเครื่องต้นแบบและปรับปรุงพร้อมทั้งทดสอบและเก็บข้อมูล โดยจะทำการซิมูเลทด้วยโปรแกรม Pspice เป็นอย่างแรกหลังจากนั้นทำการวิเคราะห์การทำงานของระบบโดยแยกการวิเคราะห์ออกเป็นส่วนๆแล้วเขียนให้อยู่ในรูปของสมการคณิตศาสตร์และทำการซิมูเลทด้วยโปรแกรม Matlab นำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลจากการซิมูเลทด้วยโปรแกรม Pspice เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของสมการที่วิเคราะห์ได้ แล้วจึงทำการทดสอบและเก็บข้อมูลจริงเพื่อทำการเปรียบเทียบกับซิมูเลทเป็นการยืนยันความถูกต้องของทฤษฎีที่วิเคราะห์ได้

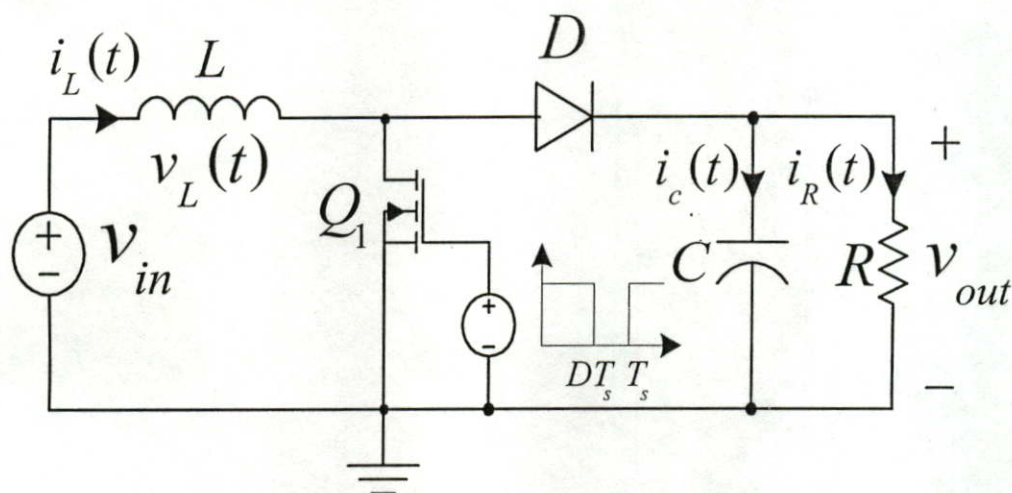
บทที่ 2

การวิเคราะห์วงจร buck converter หนึ่งเฟสเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทำงานและการวิเคราะห์วงจร buck converter แบบอุดมคติเพื่อจะนำไปสู่การวิเคราะห์การทำงานของวงจร buck converter ที่มีการแกว่งตัวประกอบกำลังในบทต่อไป ในการวิเคราะห์จะพิจารณาในลักษณะโหมดการทำงานทั้งกรณีโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง พร้อมทั้งสมการที่สัมพันธ์กับโหมดการทำงานในแต่ละโหมดด้วย

2.2 การทำงานของวงจร buck converter

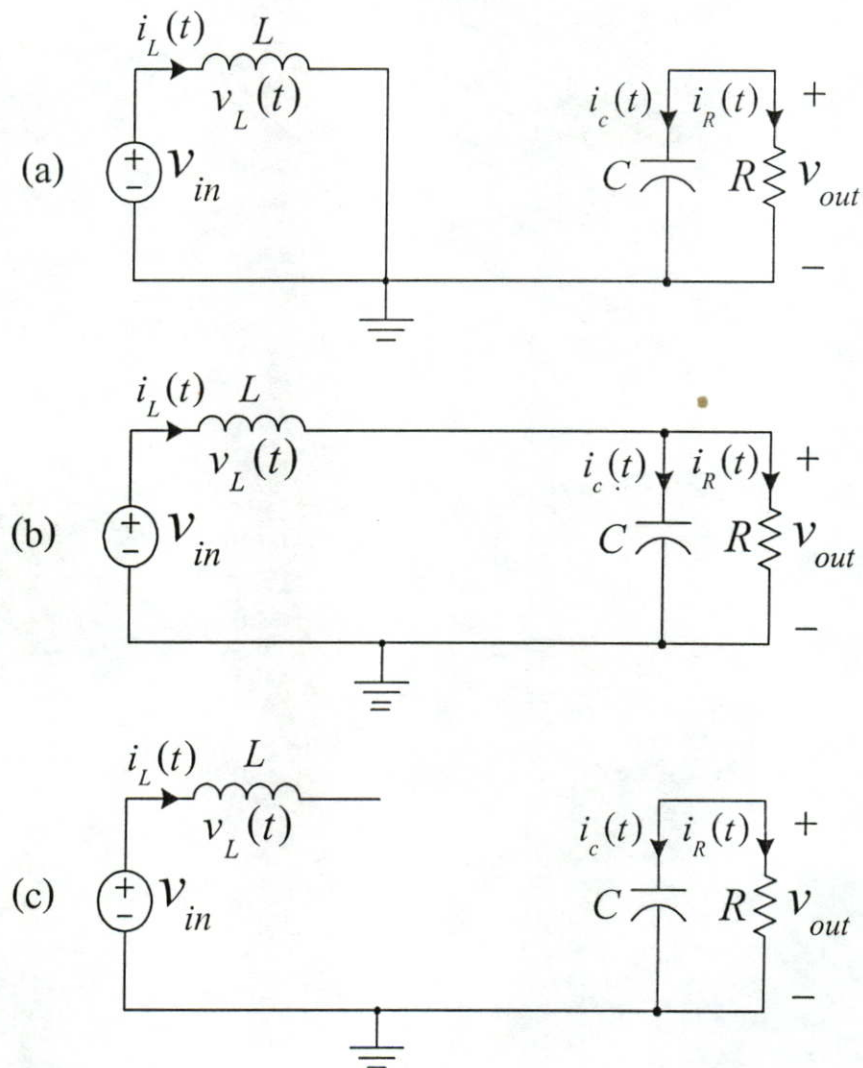


รูปที่ 2.1 วงจร buck converter หนึ่งเฟสเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่

ลักษณะของวงจร buck converter ในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าตรง v_{in} จ่ายแรงดันไฟฟ้าเข้าสู่วงจร buck converter โดยมีขดลวดเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C ทำหน้าที่สะสมพลังงานและมีมอสเฟต Q_1 และไดโอด D ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อวงจรที่ความถี่สูง โดยมีสัญญาณขับเกตเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการทำงานของสวิตช์ Q_1 ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวมีค่าเท่ากับ DT_s โดยที่ T_s คือคาบเวลาของความถี่ f_s ที่ใช้ในการสวิตช์ และมีตัวความต้านทาน R เป็นโหลด

ในการวิเคราะห์การทำงานจะพิจารณาได้จากรูปที่ 2.1 ซึ่งสามารถแบ่งลักษณะการทำงานของสวิตช์ Q_1 และ ไดโอด D ได้เป็น 3 โหมดดังในรูปที่ 2.2 (a), (b) และ (c) ซึ่งในโหมด 1 สวิตช์ Q_1 ทำงาน ส่วน ไดโอด D หยุดทำงาน ในขณะที่โหมด 2 สวิตช์ Q_1 หยุดทำงาน ส่วน ไดโอด D ทำงาน และในโหมด 3 ทั้งสวิตช์ Q_1 และ ไดโอด D หยุดทำงาน

ลักษณะการทำงานของสวิตช์ทั้ง 3 โหมดดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำอันเนื่องมาจากการตัดต่อการทำงานของสวิตช์ ถ้ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำมีการไหลอย่างต่อเนื่องการทำงานของสวิตช์จะมี 2 โหมด คือ โหมด 1 และ โหมด 2 แต่ถ้ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำมีการไหลอย่างไม่ต่อเนื่อง การทำงานของสวิตช์จะมีครบทั้ง 3 โหมด



รูปที่ 2.2 การทำงานของวงจร buck คอนเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมด

- (a) การทำงานในโหมด 1
- (b) การทำงานในโหมด 2
- (c) การทำงานในโหมด 3

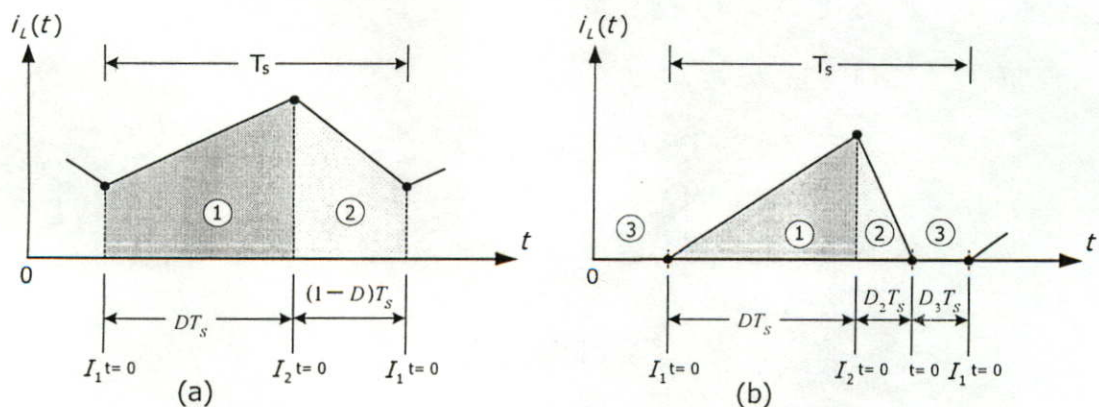
2.2.1 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

ประกอบด้วยการทำงานในโหมด 1 และโหมด 2 โดยที่โหมด 1 รูปที่ 2.2 (a) เมื่อป้อนสัญญาณขับเคลื่อนให้กับสวิตช์ Q_1 ซึ่งเป็นมอสเฟตกำลัง จะทำให้สวิตช์ Q_1 นำกระแส ขดลวดเหนี่ยวนำจะทำการสะสมพลังงานเป็นเวลานานเท่ากับระยะเวลาของสัญญาณขับเคลื่อนคือ DT_s ในขณะเดียวกันตัวเก็บประจุ C จะทำการจ่ายพลังงานให้กับโหลด R เมื่อสิ้นสุดสัญญาณขับเคลื่อนวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนการทำงานมาอยู่ในโหมด 2 ดังรูปที่ 2.2 (b) ทำให้ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D จะนำกระแสแทน ขดลวดเหนี่ยวนำจะคายพลังงานส่งไปยังโหลดและตัวเก็บประจุเป็นเวลานานเท่ากับ $(1-D)T_s$ หลังจากนั้นก็จะกลับเข้าสู่การทำงานในโหมด 1 ใหม่

2.2.2 การทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ประกอบด้วยการทำงานในโหมด 1, 2 และ 3 โดยในโหมด 1 จะเหมือนกับกรณีกระแสต่อเนื่อง ส่วนโหมด 2 ระยะเวลาการนำกระแสของไดโอดจะเปลี่ยนไปเป็น D_2T_s ซึ่งเท่ากับช่วงเวลาที่กระแสไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำเริ่มลดระดับลงจนถึงศูนย์ จากนั้นการทำงานของวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์ก็จะเปลี่ยนโหมดการทำงานไปเป็นโหมด 3 ซึ่งทั้งสวิตช์ Q_1 และไดโอด D จะไม่มีการนำกระแส อันเนื่องมาจากยังไม่มีสัญญาณขับเคลื่อนเข้ามาและพลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำก็มีค่าเป็นศูนย์ ตัวเก็บประจุจะทำการจ่ายพลังงานให้กับโหลด R จนกว่าจะถึงเวลาที่สัญญาณขับเคลื่อนถูกป้อนเข้ามาใหม่ วงจรก็จะกลับเข้าสู่การทำงานในโหมด 1 ใหม่อีกครั้ง

จากการทำงานของวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวข้างต้น สามารถนำมาเขียนสมการของแรงดันและกระแสซึ่งเกิดจากการทำงานในแต่ละโหมด โดยใช้การแปลงลาปลาซและการแปลงกลับเพื่อใช้ในการแก้สมการเชิงอนุพันธ์ โดยที่แต่ละโหมดการทำงาน ตัวแปรเวลา t ที่ใช้ในโหมคนั้นๆจะเริ่มพิจารณาที่เวลา $t = 0$ ซึ่งถือว่าเป็นเวลาของการเริ่มต้นในการทำงานในแต่ละโหมด



รูปที่ 2.3 ลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำและช่วงระยะเวลาของโหมดการทำงาน
(a) โหมดกระแสต่อเนื่อง (b) โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

2.2.3 สมการในโหมด 1

การทำงานจะอยู่ในช่วงเวลา $t = 0$ ถึง DT_s

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t v_L dt \quad (2.1)$$

$$v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \quad (2.2)$$

เมื่อแรงดันไฟฟ้าค่านเข้า V_{in} เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่ โดยใช้การแปลงลาปลาซสมการที่ (2.1) และ (2.2) จะได้

$$I_L(s) = \frac{1}{Ls} V_L(s) + \frac{i_L(0)}{s} = \frac{1}{Ls} \left(\frac{V_{in}}{s} \right) + \frac{I_1}{s} \quad (2.3)$$

$$V_c(s) = \frac{1}{Cs} I_c(s) + \frac{v_c(0)}{s} = -\frac{1}{Cs} I_R(s) + \frac{v_c(0)}{s} = -\frac{1}{Cs} \frac{V_{out}(s)}{R} + \frac{V_1}{s} \quad (2.4)$$

เมื่อ $v_c = v_{out}$ ดังนั้น
$$V_{out}(s) = \frac{V_1}{s + (1/RC)} \quad (2.5)$$

จากนั้นเมื่อทำการหาลาปลาซทรานส์ฟอร์มกลับก็จะได้ว่า

$$i_L(t) = \frac{1}{L} V_{in} t + I_1 \quad (2.6)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$v_{out}(t) = V_1 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.7)$$

และจากรูปที่ 2.2 a) จะได้ว่า

$$i_R(t) = \frac{v_{out}(t)}{R} \quad (2.8)$$

$$i_c(t) = -i_R(t) \quad (2.9)$$

โดยที่ I_1 คือค่าเริ่มต้นของ i_L ที่เวลา $t = 0$ ของโหมด 1

V_1 คือค่าเริ่มต้นของแรงดัน v_c หรือ v_{out} ที่เวลา $t = 0$ ของโหมด 1

2.2.4 สมการในโหมด 2

การทำงานจะอยู่ในช่วงเวลา $t = 0$ ถึง $(1 - D)T_s$ เมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและการทำงานจะอยู่ในช่วงเวลา $t = 0$ ถึง $D_2 T_s$ เมื่อทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง จากรูปที่ 2.2 (b)

$$v_c = v_{in} - v_L \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.2) เมื่อทำการแปลงลาปลาซแล้วจะได้สมการที่ (2.4) ดังนั้นแทนค่าสมการที่ (2.4) ลงใน (2.10) จะได้ว่า

$$\frac{1}{Cs} I_c(s) + \frac{v_c(0)}{s} = V_{in}(s) - V_L(s)$$

$$\text{หรือ} \quad I_c(s) = Cs \left(V_{in}(s) - V_L(s) - \frac{v_c(0)}{s} \right) \quad (2.11)$$

$$\text{และ} \quad I_R(s) = \frac{V_c(s)}{R} = \frac{V_{in}(s) - V_L(s)}{R} \quad (2.12)$$

$$\text{เมื่อ} \quad I_L(s) = I_c(s) + I_R(s) \quad (2.13)$$

จากสมการที่ (2.1) เมื่อทำการแปลงลาปลาซแล้วจะได้สมการที่ (2.3) ดังนั้นแทนค่าสมการที่ (2.3), (2.11) และ (2.12) ลงใน (2.13) จะได้ว่า

$$\frac{1}{Ls} V_L(s) + \frac{i_L(0)}{s} = Cs \left(V_{in}(s) - V_L(s) - \frac{v_c(0)}{s} \right) + \frac{V_{in}(s) - V_L(s)}{R}$$

$$\left(\frac{1}{Ls} + \frac{1}{R} + Cs \right) V_L(s) = \left(\frac{1}{R} + Cs \right) V_{in}(s) - Cv_c(0) - \frac{i_L(0)}{s}$$

$$\left(\frac{R + Ls + RLCs^2}{sLR} \right) V_L(s) = \left(\frac{sRC + 1}{R} \right) V_{in}(s) - Cv_c(0) - \frac{i_L(0)}{s}$$

$$V_L(s) = \left(\frac{RLs}{RLCs^2 + Ls + R} \right) = \left(\frac{sRC + 1}{R} \right) V_{in}(s) - Cv_c(0) - \frac{i_L(0)}{s}$$

และ $V_{out}(s) = V_c(s) = V_{in}(s) - V_L(s)$

$$V_{out}(s) = V_{in}(s) - \left(\frac{Ls(sRC + 1)}{RLCs^2 + Ls + R} \right) V_{in}(s) + \left(\frac{RLs}{RLCs^2 + Ls + R} \right) \left(Cv_c(0) + \frac{i_L(0)}{s} \right)$$

$$= \frac{1}{RLCs^2 + Ls + R} \left(RV_{in}(s) + RLs \left(Cv_c(0) + \frac{i_L(0)}{s} \right) \right)$$

$$V_{out}(s) = \frac{V_{in}(s) + sLCV_2 + LI_2}{LCs^2 + (L/R)s + 1} = \frac{sV_2 + (1/C)I_2 + (1/LC)V_{in}(s)}{s^2 + (1/RC)s + (1/LC)} \quad (2.14)$$

ทำการแยกตัวประกอบของ $s^2 + (1/RC)s + (1/LC)$

โดยมีค่าราก

$$s = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

$$= \frac{-(1/RC) \pm \sqrt{(1/RC)^2 - 4(1/LC)}}{2}$$

$$= -(1/2RC) \pm \sqrt{(1/2RC)^2 - (1/LC)}$$

$$= a_1 \pm jb_1$$

$$\therefore s^2 + (1/RC)s + (1/LC) = (s - d_1)(s - d_2)$$

เมื่อ $d_1 = a_1 + jb_1$, $d_2 = a_1 - jb_1$

$$a = 1, b = 1/RC, c = 1/LC, a_1 = -(1/2RC), b_1 = \sqrt{(1/2RC)^2 - (1/LC)}$$

และ $(1/LC)$ จะต้องมีค่ามากกว่า $(1/2RC)^2$

ดังนั้นจากสมการ (2.14) จะได้ว่า

$$V_{out}(s) = \frac{sV_2}{(s - d_1)(s - d_2)} + \frac{(1/C)I_2}{(s - d_1)(s - d_2)} + \frac{(1/LC)V_{in}}{s(s - d_1)(s - d_2)}$$

ทำการหา Laplace transform กลับ โดยใช้ตาราง Laplace transform [3] จะได้

$$v_{out}(t) = \frac{V_2(d_1 e^{d_1 t} - d_2 e^{d_2 t})}{d_1 - d_2} + \frac{I_2(e^{d_1 t} - e^{d_2 t})}{C(d_1 - d_2)} + \frac{V_{in}((e^{d_1 t} - 1)/d_1 - (e^{d_2 t} - 1)/d_2)}{LC(d_1 - d_2)}$$

$$= \frac{1}{d_1 - d_2} \left[e^{d_1 t} \left(V_2 d_1 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC d_1} \right) - e^{d_2 t} \left(V_2 d_2 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC d_2} \right) + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{1}{d_2} - \frac{1}{d_1} \right) \right]$$

แทน d_1 และ d_2 ด้วย $a_1 + jb_1$ และ $a_1 - jb_1$ ตามลำดับ

$$= \frac{1}{a_1 + jb_1 - a_1 + jb_1} \left[e^{(a_1 + jb_1)t} \left(V_2 d_1 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC d_1} \right) - e^{(a_1 - jb_1)t} \left(V_2 d_2 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC d_2} \right) + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{d_1 - d_2}{d_1 d_2} \right) \right]$$

$$= \frac{1}{2jb_1} \left[e^{a_1 t} e^{jb_1 t} \left(V_2(a_1 + jb_1) + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC(a_1 + jb_1)} \right) - e^{a_1 t} e^{-jb_1 t} \left(V_2(a_1 - jb_1) + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC(a_1 - jb_1)} \right) + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{a_1 + jb_1 - a_1 + jb_1}{a_1^2 + b_1^2} \right) \right]$$

$$= \frac{1}{2jb_1} \left[e^{a_1 t} e^{jb_1 t} \left(a_1 V_2 + jb_1 V_2 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{a_1 - jb_1}{a_1^2 + b_1^2} \right) \right) - e^{a_1 t} e^{-jb_1 t} \left(a_1 V_2 - jb_1 V_2 + \frac{I_2}{C} + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{a_1 + jb_1}{a_1^2 + b_1^2} \right) \right) + \frac{V_{in}}{LC} \left(\frac{2jb_1}{a_1^2 + b_1^2} \right) \right]$$

$$= \frac{1}{2jb_1} \left[e^{a_1 t} \left(a_1 V_2 (e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t}) + jb_1 V_2 (e^{jb_1 t} + e^{-jb_1 t}) + \frac{I_2}{C} (e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t}) + \frac{a_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} (e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t}) - \frac{jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} (e^{jb_1 t} + e^{-jb_1 t}) \right) + \frac{2jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right]$$

คูณทั้งเศษและส่วนด้วย $-j$ และเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของไซน์และโคไซน์

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2jb_1} \left(\frac{-j}{-j} \right) \left[e^{a_1 t} \left(2ja_1 V_2 \frac{(e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t})}{2j} + 2jb_1 V_2 \frac{(e^{jb_1 t} + e^{-jb_1 t})}{2} + \frac{2jI_2}{C} \frac{(e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t})}{2j} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{2ja_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \frac{(e^{jb_1 t} - e^{-jb_1 t})}{2j} - \frac{2jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \frac{(e^{jb_1 t} + e^{-jb_1 t})}{2} \right) + \frac{2jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right] \\
 &= \frac{-j}{2b_1} \left[e^{a_1 t} \left(2ja_1 V_2 \sin(b_1 t) + 2jb_1 V_2 \cos(b_1 t) + \frac{2jI_2 \sin(b_1 t)}{C} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{2ja_1 V_{in} \sin(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} - \frac{2jb_1 V_{in} \cos(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right) + \frac{2jb_1 V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right]
 \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 v_{out}(t) &= \frac{e^{a_1 t}}{b_1} \left(a_1 V_2 \sin(b_1 t) + b_1 V_2 \cos(b_1 t) + \frac{I_2 \sin(b_1 t)}{C} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{a_1 V_{in} \sin(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} - \frac{b_1 V_{in} \cos(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right) + \frac{V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \quad (2.15)
 \end{aligned}$$

$$i_R(t) = \frac{v_{out}(t)}{R} \quad (2.16)$$

และ

$$i_C(t) = C \frac{dv_{out}(t)}{dt}$$

$$\begin{aligned}
 i_C(t) &= C \left[\frac{e^{a_1 t}}{b_1} \left(a_1 V_2 \cos(b_1 t) b_1 - b_1 V_2 \sin(b_1 t) b_1 + \frac{I_2 \cos(b_1 t) b_1}{C} + \frac{a_1 V_{in} \cos(b_1 t) b_1}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{b_1 V_{in} \sin(b_1 t) b_1}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right) + \left(a_1 V_2 \sin(b_1 t) + b_1 V_2 \cos(b_1 t) + \frac{I_2 \sin(b_1 t)}{C} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{a_1 V_{in} \sin(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} - \frac{b_1 V_{in} \cos(b_1 t)}{LC(a_1^2 + b_1^2)} \right) \frac{a_1 e^{a_1 t}}{b_1} + 0 \right]
 \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$i_c(t) = C e^{a_1 t} \left(2a_1 V_2 \cos(b_1 t) + \frac{(a_1^2 - b_1^2)}{b_1} V_2 \sin(b_1 t) + \frac{I_2}{C} \left(\cos(b_1 t) + \frac{a_1}{b_1} \sin(b_1 t) \right) + \frac{1}{LCb_1} V_{in} \sin(b_1 t) \right) \quad (2.17)$$

$$i_L(t) = i_R(t) + i_C(t) \quad (2.18)$$

โดยที่ I_2 คือค่าเริ่มต้นของ i_L ที่เวลา $t = 0$ ของโหมด 2

V_2 คือค่าเริ่มต้นของแรงดัน v_C หรือ v_{out} ที่เวลา $t = 0$ ของโหมด 2

2.2.5 สมการในโหมด 3

การทำงานจะอยู่ในช่วงเวลา $t = 0$ ถึง $D_3 T_s$ ซึ่งเป็นการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ดังรูปที่ 2.2 (c) โดยที่ $v_{out}(t), i_R(t), i_C(t)$ จะมีสมการเหมือนกับโหมด 1 ดังสมการที่ (2.7), (2.8) และ (2.9) ตามลำดับ ส่วนกระแส $i_L(t)$ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ และ V_1 คือค่าเริ่มต้นของแรงดัน v_C หรือ v_{out} ที่เวลา $t = 0$ ของโหมด 3

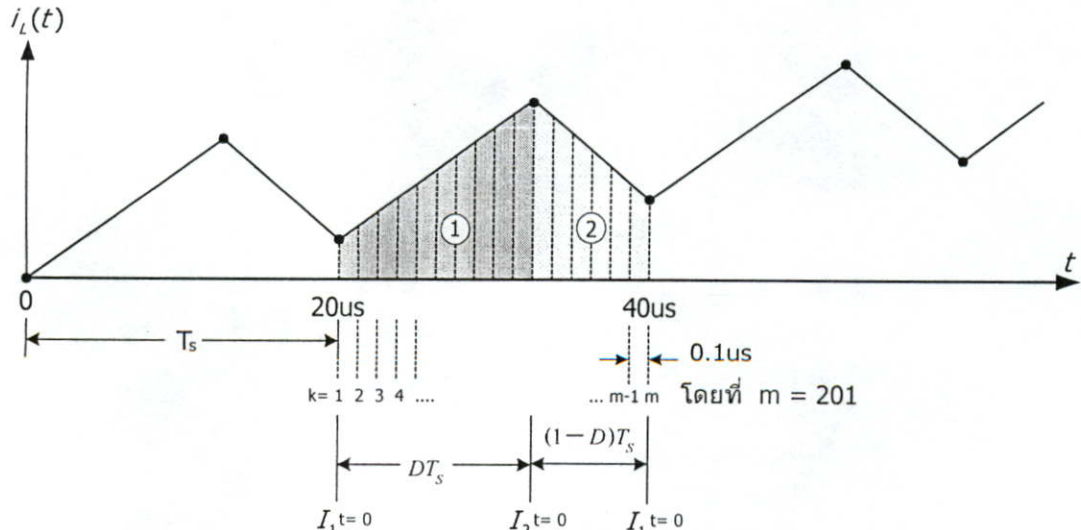
2.3 หลักการซิมมูลเทกลิ้นแรงดันและกระแสไฟฟ้าในวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์

โดยการนำสมการที่หาได้จากการทำงานทั้ง 3 โหมดในหัวข้อ 2.2.3, 2.2.4 และ 2.2.5 มาจัดเรียงลำดับขั้นตอนให้ถูกต้อง จะทำให้เข้าใจถึงลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ที่เวลาต่างๆ ได้ อีกทั้งยังช่วยให้เข้าใจถึงผลของการทำงานที่จะเกิดขึ้นในสถานะเงื่อนไขต่างๆ ที่กำหนดให้

ขั้นตอนในการนำสมการในโหมดต่างๆ มาใช้เริ่มจากการกำหนดช่วงเวลาย่อยๆ ที่จะใช้ในการคำนวณในแต่ละคาบเวลา T_s ของความถี่ f_s ที่ใช้ในการสวิตช์ โดยระยะห่างของช่วงเวลาย่อยๆ นี้จะมีค่าคงที่ ซึ่งถ้าแบ่งช่วงเวลาดังกล่าวมีความละเอียดมากเท่าไร ผลที่ได้จากการคำนวณจากสมการก็จะมีค่าถูกต้องมากขึ้น เช่น ความถูกต้องของช่วงเวลาที่เกิดการเปลี่ยนแปลงของโหมดการทำงานจากโหมดกระแสต่อเนื่องไปเป็นโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง หรือในกรณีที่วงจรมีการใช้สัญญาณป้อนกลับซึ่งจะมีการปรับค่าวัฏจักรงาน (duty cycle) โดยอัตโนมัติ ซึ่งความละเอียดของเวลาที่ใช้ในการคำนวณนี้ก็จะมีผลต่อความถูกต้องของผลที่ได้ด้วยเช่นกัน แต่ถ้ากำหนดช่วงเวลาดังกล่าวละเอียดมากเกินไปก็จะส่งผลให้เวลาที่ใช้ในการคำนวณนานขึ้นด้วย ในงานวิจัยนี้ใช้ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 50kHz หรือมีคาบเวลาเท่ากับ 20us และคาบเวลาดังกล่าวถูกแบ่งออกเป็น 200 ค่า ดังนั้นระยะห่างของเวลาที่ใช้ในการคำนวณในแต่ละช่วงย่อยๆ จะมีค่าเท่ากับ 0.1us

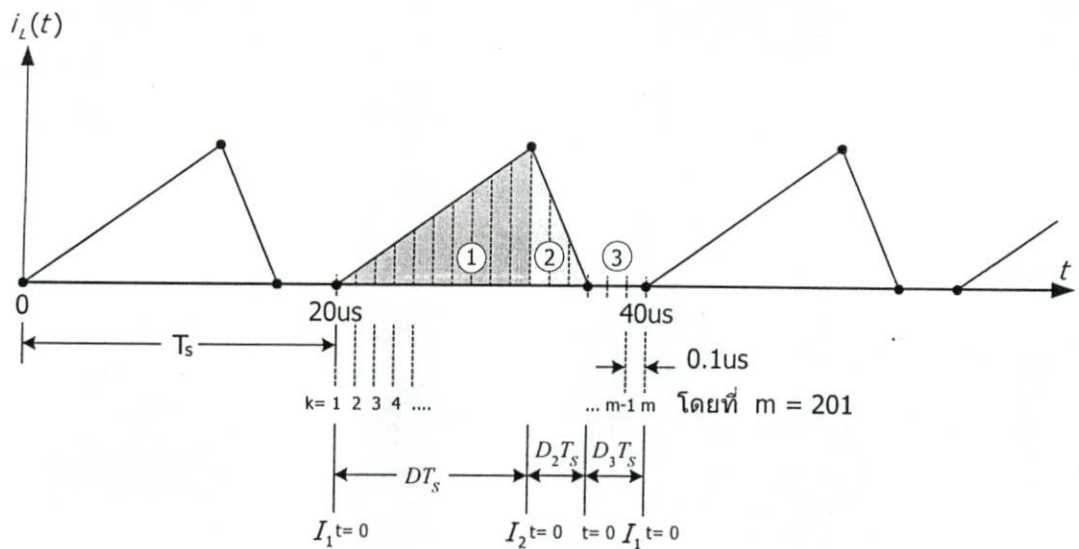
จากนั้นกำหนดค่าวัฏจักรงานเพื่อใช้ในการคำนวณหาช่วงเวลาในการทำงานของโหมด 1 (DT_s) และกำหนดค่าอื่นๆที่เกี่ยวข้อง เช่น แรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้า ค่าตัวเหนี่ยวนำ ค่าตัวเก็บประจุ โหลดความต้านทาน จำนวนไซเคิลของการทำงานทั้งหมด และค่าเริ่มต้น I_1, V_1 จากนั้นจึงเริ่มทำการคำนวณโดยเริ่มต้นการทำงานในโหมด 1 โดยใช้สมการที่ (2.6), (2.7), (2.8) และ (2.9) เพื่อหาค่า i_L, v_{out}, i_R และ i_C ตามลำดับโดยเริ่มต้นแทนค่าเวลา t เท่ากับศูนย์แล้วจึงเพิ่มค่าเวลา t ไปครั้งละ $0.1\mu s$ ไปจนถึงที่เวลา t มีค่าเท่ากับ DT_s ก็จะได้อ่านค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าของการทำงานในโหมด 1 ที่เวลา t ต่างๆดังกล่าว ค่าของแรงดัน v_{out} และกระแส i_L ที่เวลา t เท่ากับ DT_s จะถูกนำมาใช้เป็นค่าเริ่มต้น [4] V_2 และ I_2 ที่ติดอยู่ในสมการที่ (2.15), (2.16), (2.17) และ (2.18) เพื่อหาค่า v_{out}, i_R, i_C และ i_L ที่เวลา t ต่างๆของการทำงานในโหมด 2 จากนั้นก็จะเข้าสู่การทำงานในโหมด 2 โดยเริ่มต้นแทนค่าเวลา t เท่ากับศูนย์ที่จุดเดียวกับที่ t มีค่าเท่ากับ DT_s ในโหมด 1 แล้วจึงเพิ่มค่าเวลา t ไปครั้งละ $0.1\mu s$ ก็จะสามารรถคำนวณหาค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าของการทำงานในโหมด 2 ได้ ในระหว่างที่ t เพิ่มค่าไปเรื่อยๆจะต้องคอยตรวจสอบเสมอว่ากระแส i_L มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับศูนย์หรือไม่ถ้าเริ่มตรวจพบว่า i_L มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับศูนย์ก็แสดงว่า วงจรเปลี่ยนโหมดการทำงานไปยังโหมด 3 เนื่องจากกระแส i_L ในรูปที่ 2.1 จะสามารถไหลได้ในทิศทางเดียวเท่านั้นเพราะมีไดโอดต่ออยู่ ดังนั้นเมื่อแทนการทำงานในรูปที่ 2.1 ในโหมด 2 ด้วยรูปที่ 2.2 (b) แล้วนำรูป 2.2 (b) มาเขียนเป็นสมการแทนการทำงานในโหมดนั้น จึงจำเป็นต้องกำหนดให้กระแส i_L ไหลได้ในทิศทางเดียวด้วยเช่นกัน

ดังนั้นที่เวลา t เท่ากับ D_2T_s (คือจุดที่ i_L ตรวจพบว่ามีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับศูนย์) ซึ่งเป็นจุดของการเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมด 2 ไปเป็นโหมด 3 นั้น จะกำหนดให้ $i_L = 0, v_{out}, i_R$ และ i_C ยังคงใช้ค่าที่คำนวณได้จากสมการในโหมด 2 และให้ค่าเริ่มต้น V_1 ที่จะนำมาใช้คำนวณ



รูปที่ 2.4 รายละเอียดของช่วงเวลาเมื่อมีทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

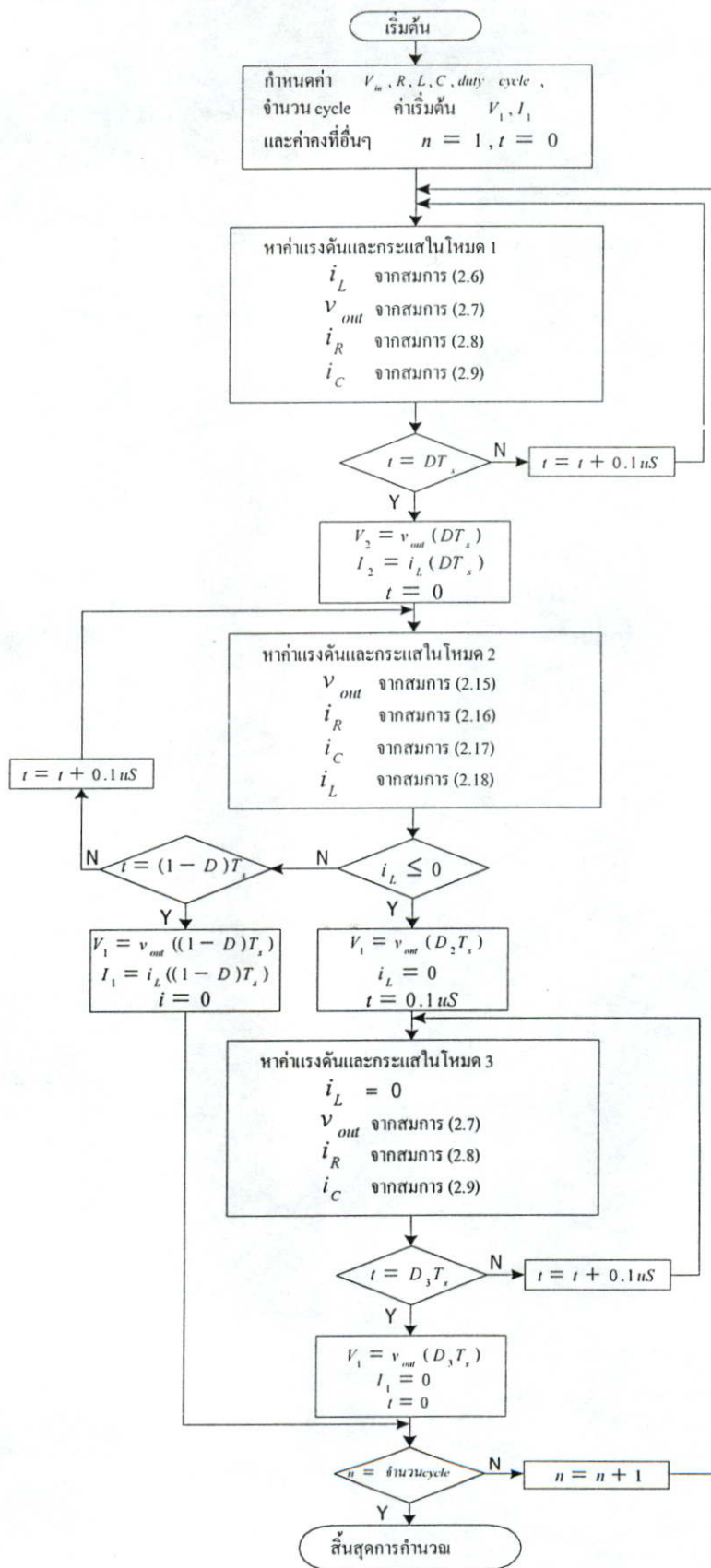
ในโหมด 3 มีค่าเท่ากับ v_{out} และที่เวลาถัดไปของโหมด 3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $0.1\mu s$ สมการที่ใช้ในการหาค่า v_{out} , i_R และ i_C ก็คือสมการที่ (2.7), (2.8) และ (2.9) ตามลำดับ ส่วนกระแส i_L จะกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงการทำงานในโหมด 3 เมื่อเพิ่มค่าเวลา t ไปครั้งละ $0.1\mu s$ ไปจนถึงที่เวลา t มีค่าเท่ากับ D_3T_s ก็จะได้ค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าของการทำงานในโหมด 3 ที่เวลา t ต่างๆ ดังนั้นในโหมด 2 ก็จะมีช่วงการทำงานนานเท่ากับ D_2T_s และโหมด 3 ก็จะมีช่วงการทำงานนานเท่ากับ D_3T_s ดังรูปที่ 2.5 ค่าของแรงดัน v_{out} และกระแส i_L ที่เวลา t เท่ากับ D_3T_s จะถูกนำมาใช้เป็นค่าเริ่มต้น V_1 และ I_1 ให้กับโหมด 1 ใหม่อีกครั้ง แต่ถ้าในช่วงของการทำงานในโหมด 2 i_L มีค่ามากกว่าศูนย์เสมอเป็นเวลานานเท่ากับ $(1-D)T_s$ ก็แสดงว่าวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์นั้นทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ดังนั้นค่าของแรงดัน v_{out} และกระแส i_L ที่เวลา t เท่ากับ $(1-D)T_s$ จะถูกนำมาใช้เป็นค่าเริ่มต้น V_1 และ I_1 ในโหมด 1 ใหม่อีกครั้ง ทำการคำนวณเช่นนี้ไปเรื่อยๆจนครบจำนวน cycle ที่กำหนดไว้



รูปที่ 2.5 รายละเอียดของช่วงเวลาเมื่อมีการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกในสถานะคงตัว

จากสมการที่ได้ในโหมด 1, 2 และ 3 สามารถนำมาคำนวณด้วย Matlab เพื่อเขียนลักษณะคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ได้ดังรูปที่ 2.7 และ 2.8 ซึ่งเป็นสถานะคงตัว จะเห็นว่าคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีลักษณะเรียบและต่อเนื่องมีค่าเฉลี่ยประมาณ 70.92 V ขณะที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ป้อนให้กับบัสคอนเวอร์เตอร์นี้มีค่าเท่ากับ 50 V คงที่ จากลักษณะแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้นี้สามารถนำไปคำนวณหาค่าแรงดัน v_L ที่คร่อมขดลวดเหนี่ยวนำในช่วงเวลา 1 ไซเคิลของการสวิตช์ (T_s) ซึ่งประกอบด้วย $T_{on} = DT_s$ และ $T_{off} = (1-D)T_s$ แรงดันคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำในช่วง T_{on} หรือในช่วง DT_s สามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 2.2 (a) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ V_{in} เท่ากับ 50 V คงที่และแรงดัน

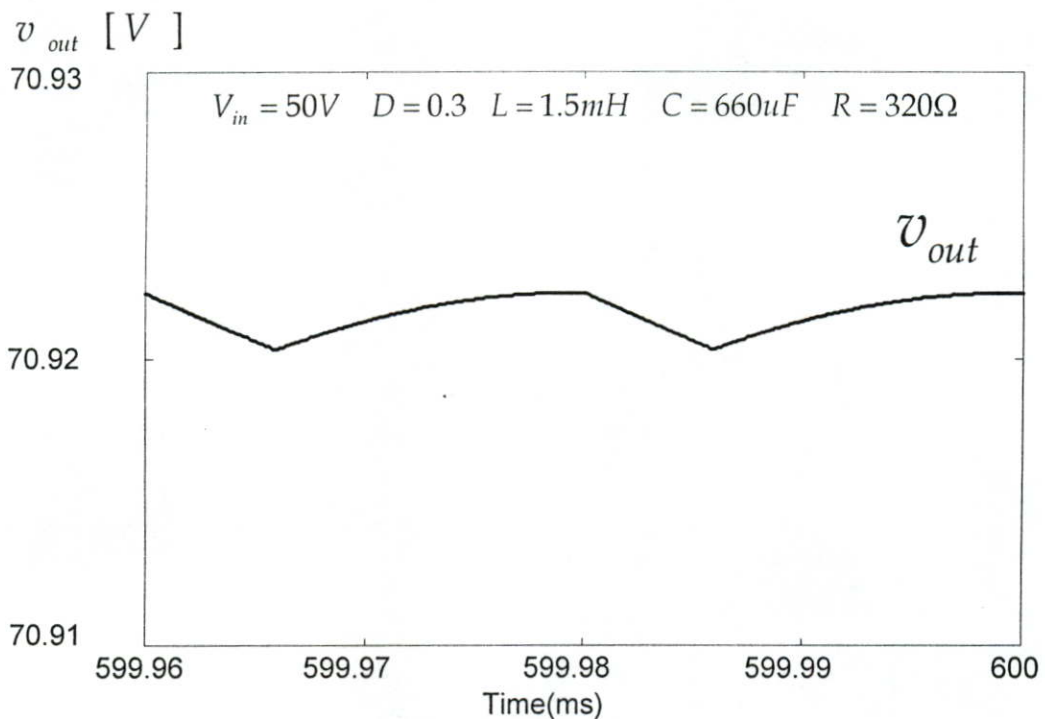


รูปที่ 2.6 โพล์ซาร์ทการคำนวณคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้ากรณีแหล่งจ่ายด้านเข้าเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่

คร่อมขดลวดเหนี่ยวนำในช่วง T_{off} หรือ $(1-D)T_s$ สามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 2.2 (b) ซึ่งจะมีค่า $v_L = v_{in} - v_{out} = 50 - 70.92 = -20.92$ V จากแรงดันไฟฟ้าซีกบวกของคลื่น v_L ในรูปที่ 2.8 สามารถหาค่าเนื้อที่ใต้เท่ากับ $V_{in}DT_s$ และจากแรงดันไฟฟ้าซีกลบของ v_L ในรูปเดียวกันก็จะมีค่าเท่ากับ $(V_{in} - v_{out})(1-D)T_s$ ซึ่งในสภาวะคงตัว เนื้อที่ของแรงดันซีกบวกของ v_L จะมีค่าเท่ากับ เนื้อที่ของแรงดันซีกลบของ v_L และจะได้สมการของค่าวัฏจักรงาน (Duty Cycle: D) ดังนี้ [5]

$$\int_0^{T_s} v_L(t)dt = (V_{in})(DT_s) + (V_{in} - V_{out})(1-D)T_s = 0$$

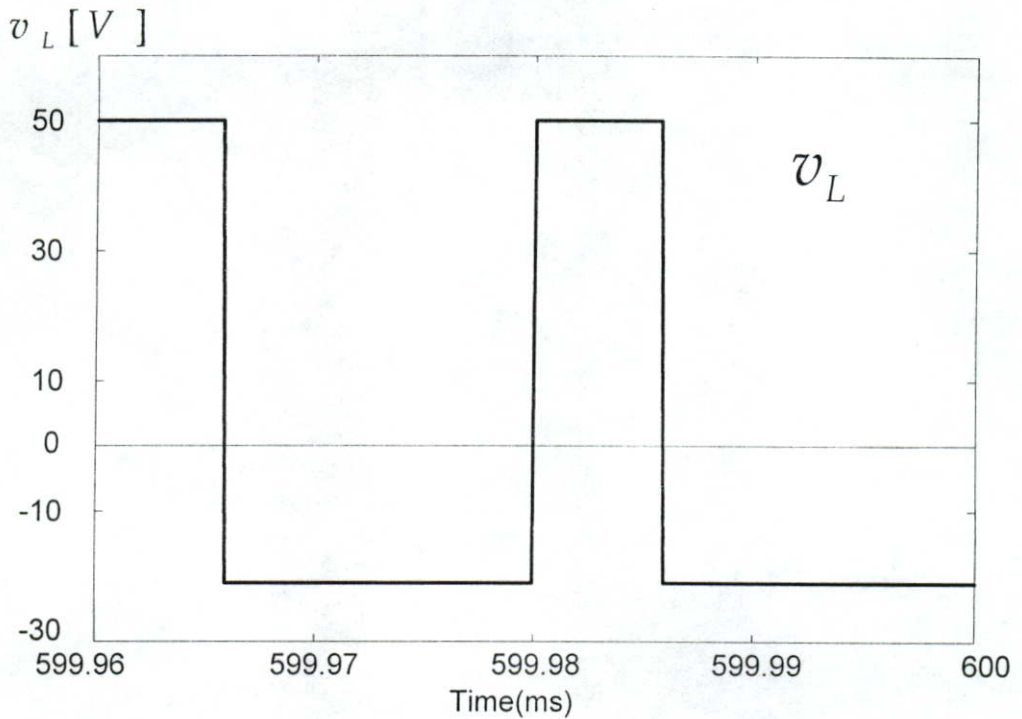
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad \text{หรือ} \quad D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (2.19)$$



รูปที่ 2.7 แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จากการคำนวณ

2.5 การทดลองและผลการทดลอง

โดยทำการสร้างชุดทดสอบวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์เพื่อนำมาใช้กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่ โดยใช้ MOSFET IRFP450, ไดโอด U1560, $L = 1.7mH$, $C = 660\mu F$ โหลดที่ใช้เป็นชุดโหลดหลอดไฟขนาดต่าง ๆ นำมาต่ออนุกรม 2 ดวงต่อ 1 ชุด เพื่อให้สามารถทนระดับแรงดันไฟฟ้าตรงได้ 400V ส่วนแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่จะป้อนเข้าสู่ วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ได้จากชุดวงจรเรียงกระแส โดยใช้ไดโอดต่อแบบบริดจ์ และใช้ตัวเก็บประจุขนาด $11,500\mu F/150Vdc$ จำนวน 3 ตัวต่อ



รูปที่ 2.8 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำ v_L

ขนานกัน เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้ามีค่าระลอก (ripple) ต่ำ กำลังไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออก ได้จากการคำนวณค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่วัดได้ โดยใช้ Digital oscilloscope ทำการวัดกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวต้านทานวัดกระแส ทางด้านเข้าจะวัดกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ตัวต้านทานขนาด 0.5Ω ส่วนทางด้านออกวัดกระแสที่ไหลไปยังโหลดโดยใช้ตัวต้านทานขนาด 1Ω ส่วนวงจรที่ใช้ในการขับเคลื่อนของมอเตอร์และการปรับค่าวัฏจักรงานได้จาก IC UC3842 โดยต่อวงจรให้มีการทำงานแบบไม่มีการป้อนกลับและสามารถปรับค่าวัฏจักรงานได้โดยตรง ค่าวัฏจักรงานหาได้จากการคำนวณช่วงเวลาในการนำกระแสของสวิตช์มอเตอร์เทียบกับคาบเวลาของคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งช่วงเวลาในการนำกระแสของสวิตช์มอเตอร์ได้จากการวัดคลื่นของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์มอเตอร์เมื่อมีสัญญาณขับเคลื่อนเข้ามา ไม่ได้วัดที่สัญญาณขับเคลื่อนโดยตรง ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณขับเคลื่อนที่ได้เมื่อนำมาป้อนให้กับสวิตช์มอเตอร์จะมีช่วงเวลาขาขึ้นมากพอสมควร ทำให้ไม่สามารถทราบช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์มอเตอร์ได้ถูกต้อง ดังนั้นจึงใช้การวัดแรงดันไฟฟ้าคร่อมสวิตช์มอเตอร์แทนซึ่งจะทำให้ทราบช่วงเวลาของการนำกระแสและหยุดนำกระแสของสวิตช์มอเตอร์ได้ ซึ่งจะใช้ได้กับการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องเท่านั้น ส่วนแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ใช้ในการทดสอบนี้กำหนดให้มีค่า 120V เพื่อไม่ให้เกินค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุทนได้คือ 150V และให้กำลังไฟฟ้าด้านออกมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ตั้งไว้คือ 100W โดยการปรับโหลดหลอดไฟ ค่าที่วัดได้จากการทดลองแสดงไว้ในตารางที่ 2.1 และเมื่อเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่วัดได้จากการทดลองกับผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้สมการที่ 2.19 และจากการชิมมูเลท

โดยใช้สมการในโหมด 1, 2 และ 3 ที่ค่าวัฏจักรงานต่างๆดังแสดงในตารางที่ 2.2 ซึ่งสามารถนำมาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2.9 ส่วนรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำที่ค่าวัฏจักรงานต่างๆเทียบกับที่ได้จากการซิมูเลทแสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีรูปร่างและขนาดใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 2.1 ผลการทดลอง

	D = 0.1	D = 0.2	D = 0.3	D = 0.4	D = 0.5	D = 0.6	D = 0.7
V_{in}	120V	120V	120V	120V	120V	120V	120V
I_{in}	0.87A	0.85A	0.856A	0.869A	0.844A	0.856A	0.89A
P_{in}	104.4W	102W	102.7W	104.28W	101.28W	102.72W	106.8W
V_{out}	130V	147.8V	168V	195.7V	234.8V	298.3V	395V
I_{out}	0.795A	0.686A	0.599A	0.523A	0.419A	0.339A	0.263A
P_{out}	103.35W	101.39W	100.6W	102.35W	98.38W	101.1W	103.88W
η	98.99%	99.4%	97.95%	98.15%	97.1%	98.4%	97.2%

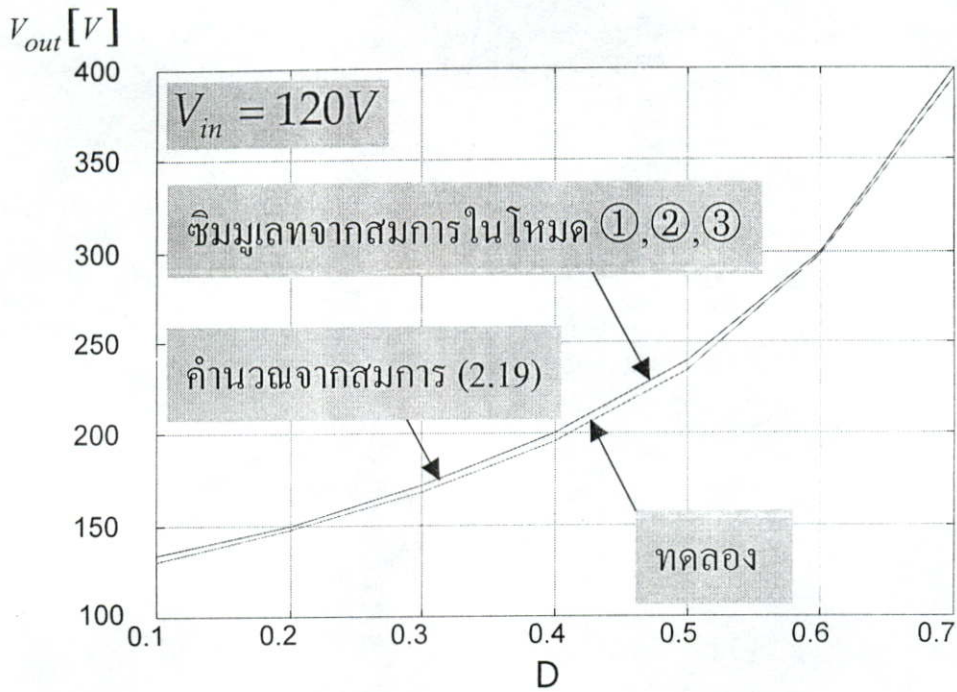
ตารางที่ 2.2 ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จากการทดลอง ซิมูเลท และการคำนวณ

	D = 0.1	D = 0.2	D = 0.3	D = 0.4	D = 0.5	D = 0.6	D = 0.7
$V_{out,1}$	130V	147.8V	168V	195.7V	234.8V	298.3V	395V
$V_{out,2}$	133.33V	149.997V	171.427V	199.997V	240.032V	300.011V	399.95V
$V_{out,3}$	133.33V	150V	171.4V	200V	240V	300V	400V

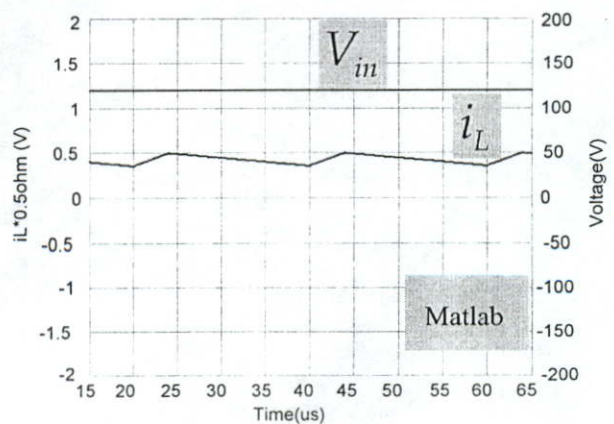
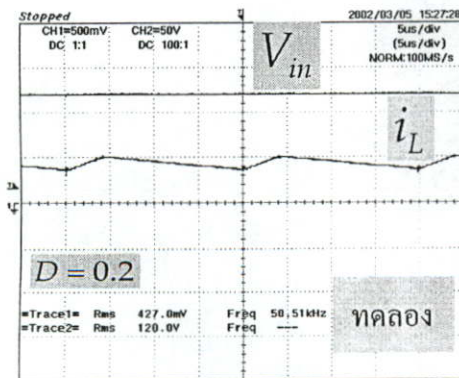
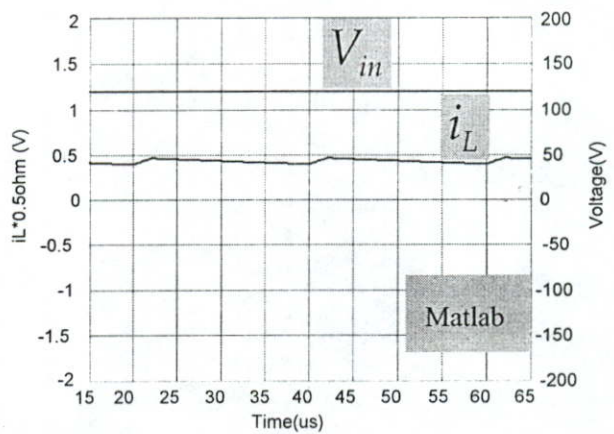
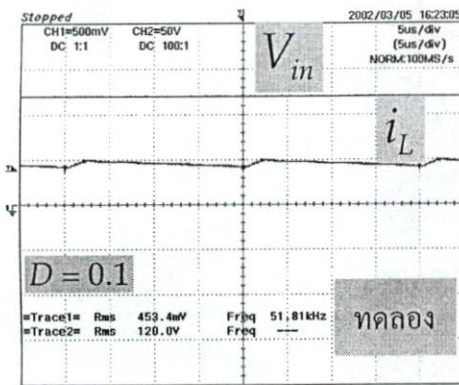
โดยที่ $V_{out,1}$ ได้จากการทดลอง

$V_{out,2}$ ได้จากซิมูเลท โดยใช้โฟลว์ชาร์ทในรูปที่ 2.6

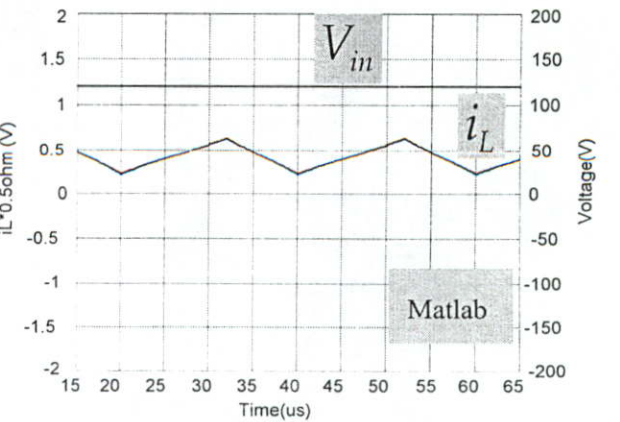
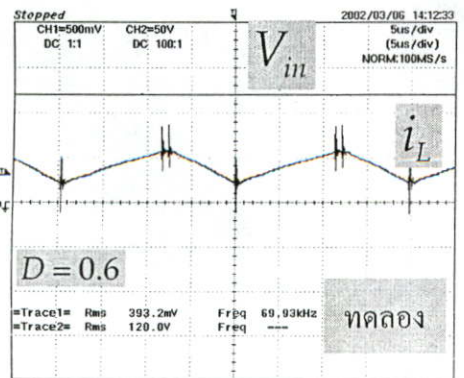
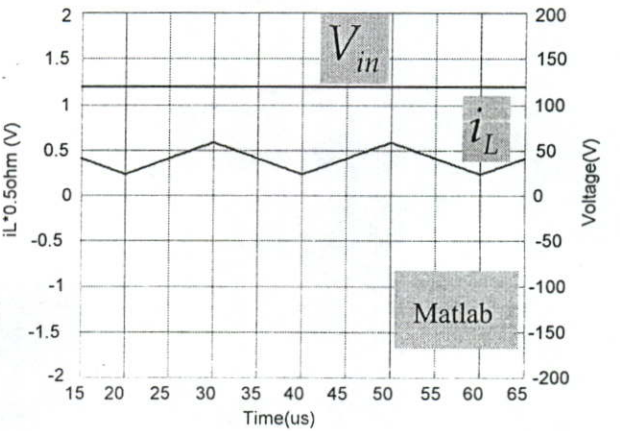
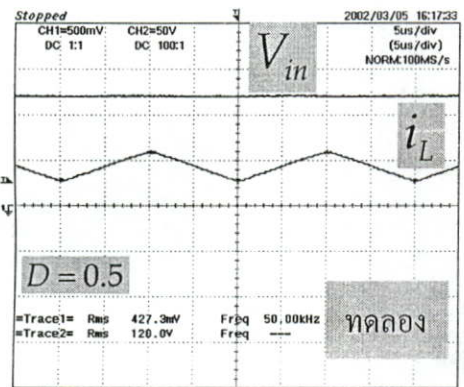
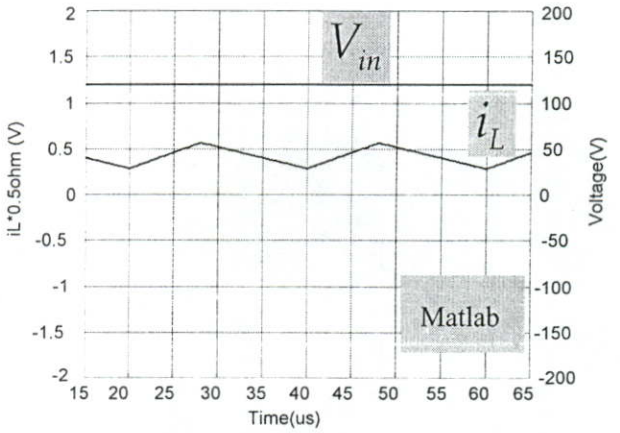
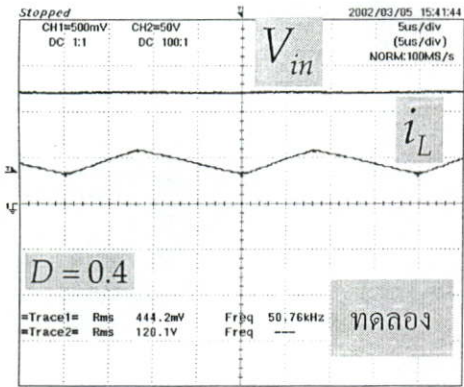
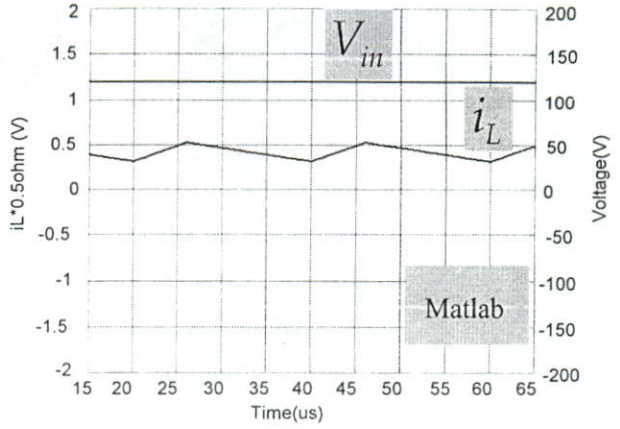
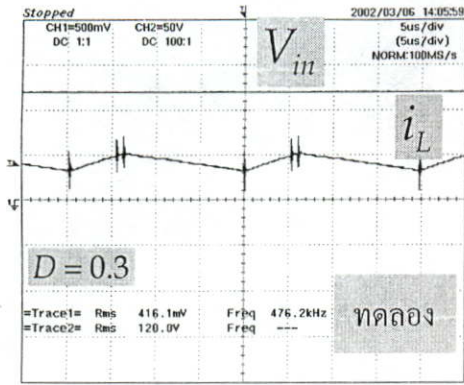
$V_{out,3}$ ได้จากคำนวณ โดยใช้สมการ (2.19)



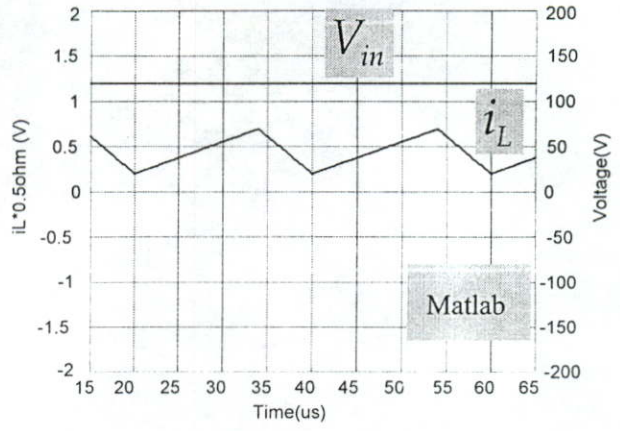
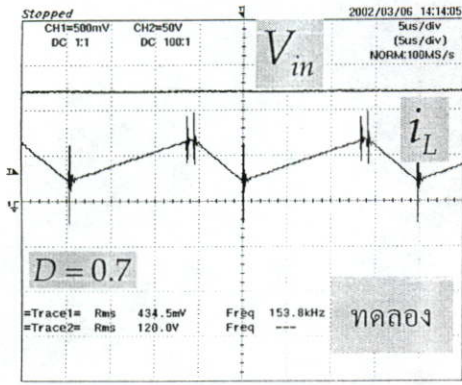
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรงานกับแรงดันไฟฟ้าตรงด้านออกในโหมดกระแสต่อเนื่อง



รูปที่ 2.10 เปรียบเทียบแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ได้จากการทดลองและจากการซิมมูลเตจด้วย Matlab เมื่อปรับค่าวัฏจักรงานตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.7



รูปที่ 2.10 (ต่อ)



รูปที่ 2.10 (ต่อ)

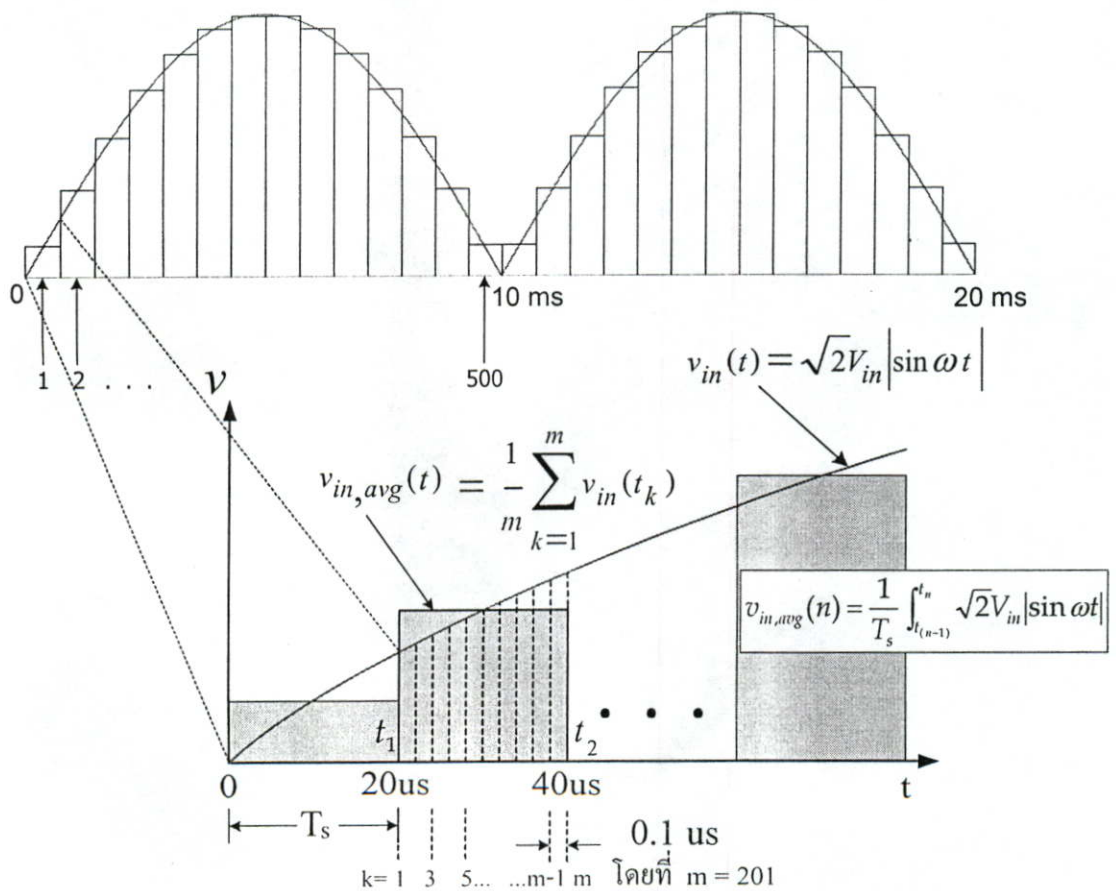
บทที่ 3

การวิเคราะห์วงจรอนุกรมคอนเวอร์เตอร์กรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ฟูลเวฟ

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการวิเคราะห์วงจรอนุกรมคอนเวอร์เตอร์ เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟซึ่งได้จากวงจรเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์ ค่าวัฏจักรงานที่ใช้เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟดังกล่าวเมื่อพิจารณาการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและลักษณะของกระแสไฟฟ้าด้านเข้าที่เกิดขึ้นเมื่อไม่มีควมคุมแบบป้อนกลับ

3.2 แนวคิดในการวิเคราะห์เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟ



รูปที่ 3.1 การแบ่งแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ฟูลเวฟออกเป็นส่วนย่อยๆ

ในบทที่ 2 ได้แสดงให้เห็นถึงหลักการทำงานของวงจรมอเตอร์กระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่ ส่วนบทนี้จะแสดงให้เห็นถึงแนวคิดเพื่อใช้ในการวิเคราะห์วงจรมอเตอร์ที่มีการป้อนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ไม่ใช่ไฟตรงคงที่ แต่จะเป็นในลักษณะของคลื่นไซน์ฟูลเวฟที่ได้จากการป้อนแรงดันไฟฟ้าสลับคลื่นไซน์ 220 Vrms 50Hz ผ่านวงจรเรียงกระแสทั่วไปซึ่งหลักการคิดในกรณีนี้สามารถนำความรู้ต่างๆ ที่ได้วิเคราะห์ไว้แล้วในบทที่ 2 ในกรณีแหล่งจ่ายด้านเข้าเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคงที่มาประยุกต์ใช้กับกรณีฟูลเวฟนี้ได้

เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟ สมการต่างๆ ที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้แล้วในบทที่ 2 จะไม่สามารถนำมาใช้ได้โดยตรงเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีการเปลี่ยนแปลงไปตามฟังก์ชันไซน์ แต่สมการต่างๆ ที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้แล้วนั้นแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ แต่เนื่องจากความถี่ของแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ที่จะป้อนเข้าสู่วงจรมอเตอร์มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์มาก ดังนั้นเมื่อทำการพิจารณาแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์นี้ในแต่ละคาบเวลาของการสวิตช์ จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ตามฟังก์ชันไซน์ เมื่อเป็นเช่นนั้นเราสามารถแทนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้านี้ด้วยแรงดันไฟฟ้าตรงที่มีขนาดคงที่ในแต่ละคาบเวลาที่ใช้ในการสวิตช์ และจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปในแต่ละคาบเวลาที่ใช้ในการสวิตช์ด้วยเช่นกัน

ซึ่งในงานวิจัยนี้กำหนดให้ค่าแรงดันไฟฟ้าตรงขนาดคงที่นี้ มีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ในช่วงเวลาดังกล่าว ดังแสดงในรูปที่ 3.1 เมื่อความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์มีค่าเท่ากับ 50kHz และความถี่ของแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ฟูลเวฟนี้ค่าเท่ากับ 100Hz ดังนั้นจึงสามารถแบ่งแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ฟูลเวฟนี้ได้เป็น 500 ช่วง โดยในแต่ละช่วงจะมีความกว้างเท่ากับคาบเวลาที่ใช้ในการสวิตช์ซึ่งมีค่าเท่ากับ 20us และคาบเวลาดังกล่าวจะถูกแบ่งลงไปอีก 200 ค่า โดยมีระยะห่างแต่ละค่าเท่ากับ 0.1us เพื่อใช้ในการคำนวณหาลักษณะคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าในแต่ละคาบของการสวิตช์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ดังนั้นเราจึงสามารถนำสมการต่างๆ ที่ได้วิเคราะห์ไว้แล้วในบทที่ 2 มาใช้ได้เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟ

ซึ่งค่าเฉลี่ยนี้สามารถหาได้จากผลรวมของค่าแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ที่เวลา t ใดๆ ในแต่ละคาบเวลาของการสวิตช์ที่คาบเวลาที่กำลังพิจารณาอยู่หารด้วยจำนวนค่าแรงดันทั้งหมดในคาบเวลาดังกล่าว ดังรูปที่ 3.1 หรืออาจหาได้จาก

$$v_{in,avg(1)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} \sqrt{2}V_{in} |\sin \omega t| dt \quad (3.1)$$

$$v_{in,avg(2)} = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} \sqrt{2}V_{in} |\sin \omega t| dt \quad (3.2)$$

⋮

$$v_{in\,avg(n)} = \frac{1}{T_s} \int_{t_{(n-1)}}^{t_n} \sqrt{2}V_{in} |\sin \omega t| dt \quad (3.3)$$

โดยที่ T_s คือคาบเวลาของความถี่สวิตช์ f_s ค่าเฉลี่ยในแต่ละช่วงสามารถหาได้ดังสมการที่ (3.1), (3.2), (3.3) ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าในส่วนย่อยที่ 1 ไปจนถึงที่ n โดยที่ $n = 500$ ในกรณีที่ป้อนแรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้า 220 Vrms 50Hz จะได้ส่วนย่อยที่ 1 มีแรงดันไฟฟ้าค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0.9770326 V ซึ่งเป็นค่าต่ำสุดในทุกๆส่วนย่อยในขณะเดียวกันจะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุดในส่วนย่อยที่ 250 เท่ากับ 310.9977 V ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยบริเวณยอดของแรงดันไฟฟ้าสลับคลื่นไซน์ด้านเข้า

3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออก

เมื่อนำวงจรบรูสกอนเวอเตอร์ไปใช้กับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟและต้องการให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่ จำเป็นที่จะต้องมีการควบคุมให้สวิตช์มอสเฟตมีการนำกระแสและหยุดนำกระแสด้วยค่าวัฏจักรงาน D ที่สัมพันธ์กับแรงดันไฟฟ้าด้านออก v_{out} และแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า v_{in} ที่เหมาะสม ในงานวิจัยนี้ต้องการให้แรงดันไฟฟ้าด้านออก v_{out} มีค่าเท่ากับ 400 V โดยพิจารณาว่าวงจรบรูสกอนเวอเตอร์สามารถทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องได้ตลอดช่วงของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าคลื่นไซน์ จากสมการที่ (2.19) เมื่อนำมาเขียนใหม่อีกครั้งจะได้

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (3.4)$$

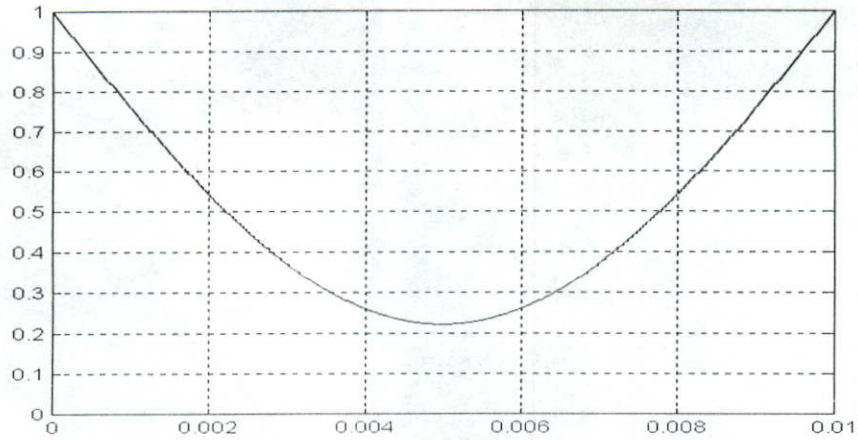
$$D(t) = 1 - \frac{\sqrt{2}V_{in} |\sin \omega t|}{V_{out}} \quad (3.5)$$

การเปลี่ยนแปลงของค่าวัฏจักรงาน $D(t)$ ในช่วงครึ่งไซเคิลของแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์จะมีลักษณะดังรูปที่ 3.2 ซึ่งจะเห็นว่าค่าวัฏจักรงาน $D(t)$ จะมีค่าต่ำสุดเท่ากับ 0.22250513 และมีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.99755 ซึ่งมาจากค่า

$$1 - \frac{V_{in}(MAX)}{V_{out}} = 1 - \frac{310.9977}{400} = 0.22250513$$

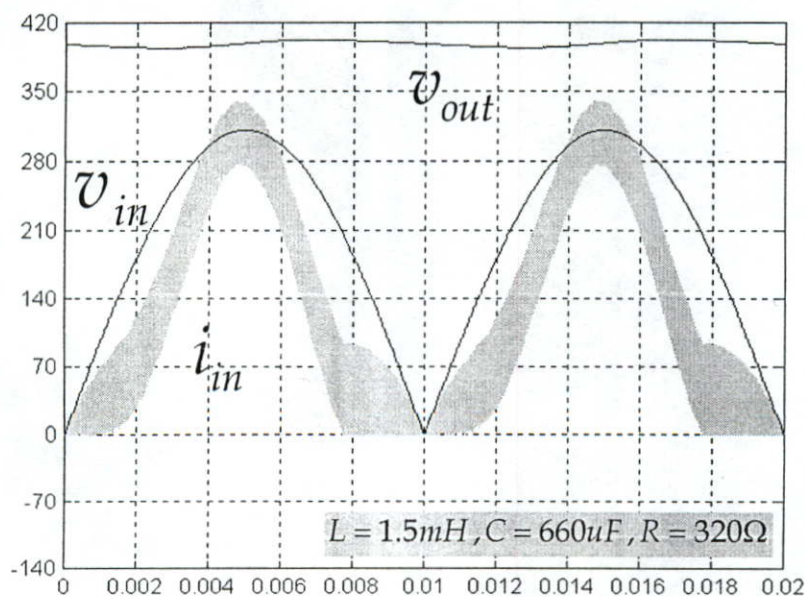
และ

$$1 - \frac{V_{in}(MIN)}{V_{out}} = 1 - \frac{0.9770326}{400} = 0.99755$$



รูปที่ 3.2 ค่าวัฏจักรงาน $D(t)$ ในช่วงครึ่งไซเคิลของแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์

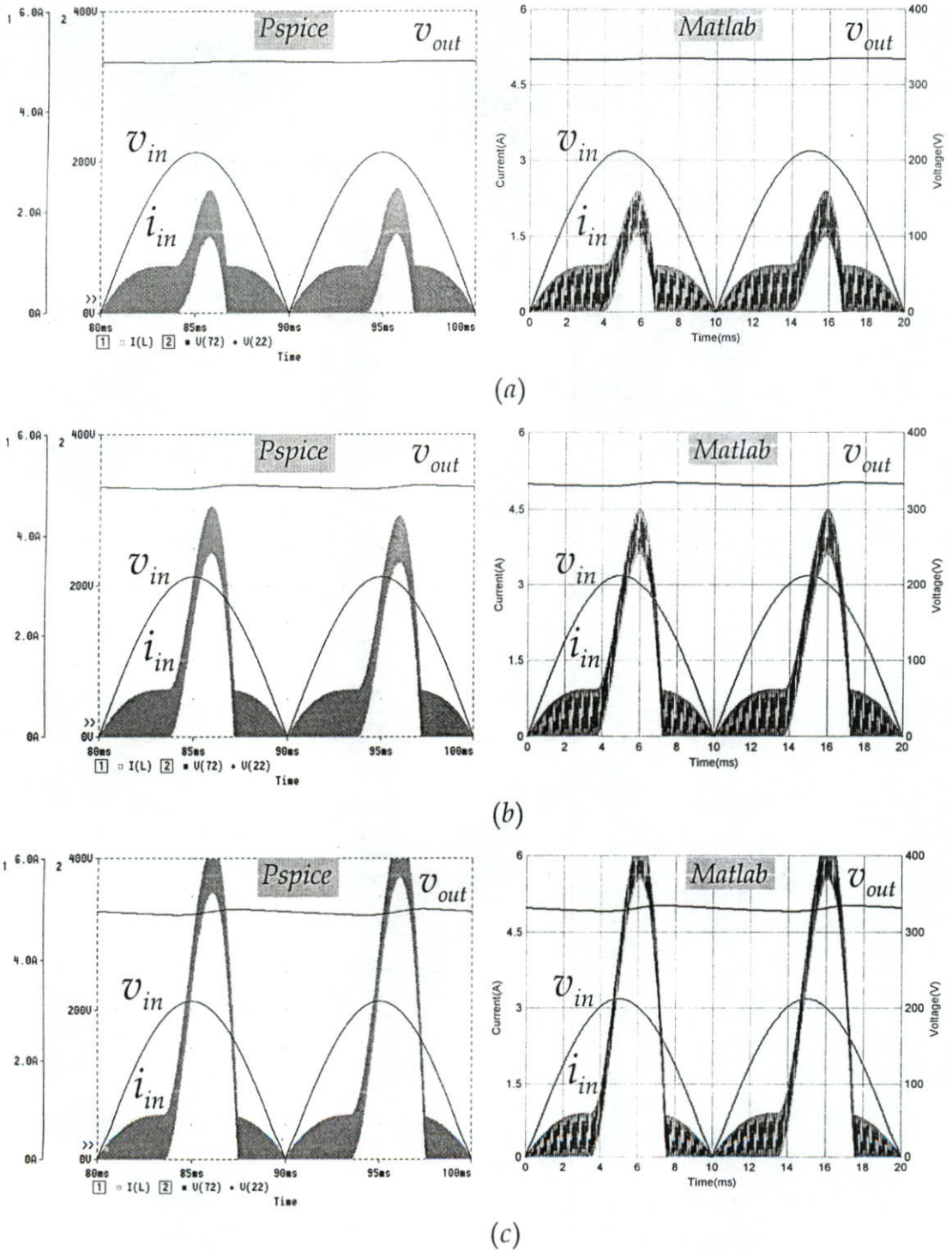
จากลักษณะค่าวัฏจักรงานที่มีการเปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 3.2 เมื่อนำมาคำนวณหาค่าแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ โดยใช้โพลีซาร์ทในรูปที่ 2.6 เพื่อคำนวณหา v_{out} , v_{in} และ i_{in} โดยใช้การขมิบเลขจำเป็นจะต้องเพิ่มการคำนวณในการหาค่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเข้าจากสมการที่ (3.1) ถึง (3.3) หรือในรูปที่ 3.1 และคำนวณหาวัฏจักรงานโดยใช้สมการที่ (3.5) ก่อนที่จะหาค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าในแต่ละโหมคของโพลีซาร์ทรูปที่ 2.6 ผลที่ได้จากการคำนวณแสดงในรูปที่ 3.3 โดยแสดงให้เห็นเฉพาะลักษณะคลื่น v_{out} , v_{in} และ i_{in} เท่านั้น จะเห็นว่าขณะที่ v_{in} มีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะคลื่นไซน์ ด้วยค่ายอดเท่ากับ 311V แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าคงที่เท่ากับ 398V และกระแสไฟฟ้าด้านเข้าจะมีลักษณะคล้ายคลื่นไซน์ที่มีความเพี้ยนระดับหนึ่ง และช่วงที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าไม่สูงมากนั้นวงจรจะมีการทำงานในโหมคกระแสไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 3.3 ลักษณะคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าเมื่อให้ค่าวัฏจักรงานมีลักษณะดังรูปที่ 3.2

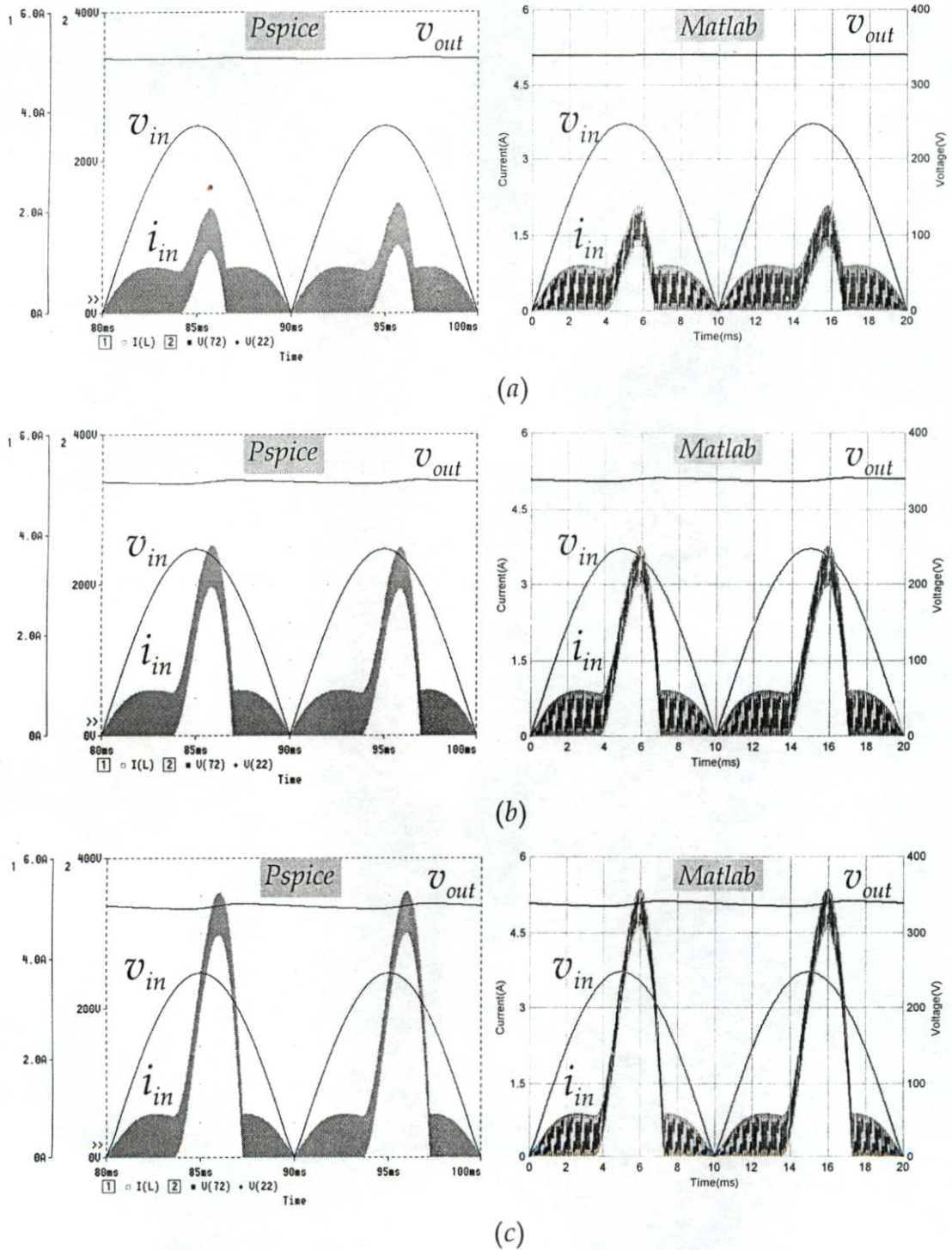
3.4 เปรียบเทียบผลการซิมมูลต์ด้วย Pspice และ Matlab

เมื่อกำหนดให้ค่าวัฏจักรงานที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าค่าต่างๆเป็นดังรูปที่ 3.7 ผลที่ได้จากการซิมมูลต์แสดงในรูปที่ 3.4 ถึง 3.6 เมื่อให้แรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่า 150V , 175V และ 200V



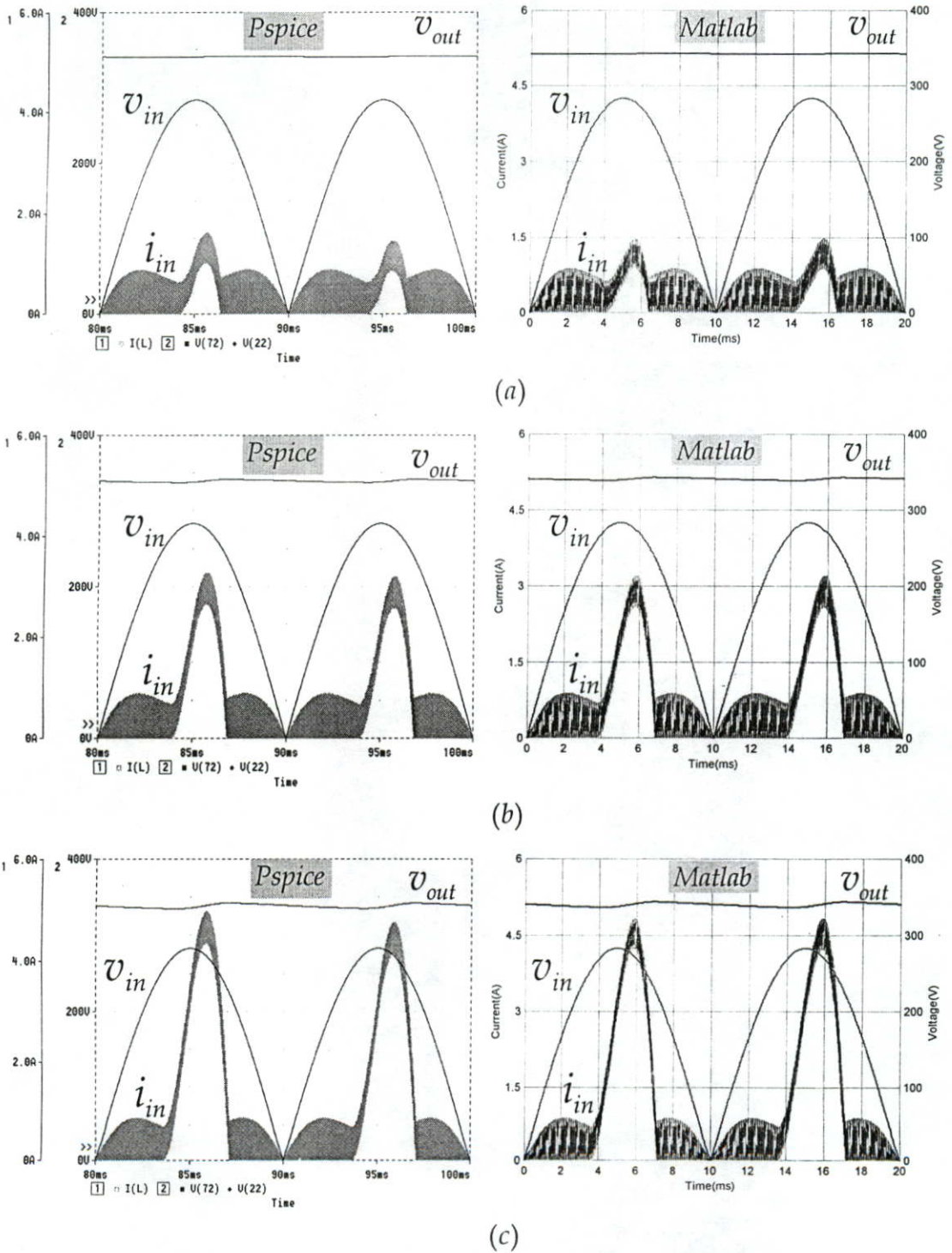
รูปที่ 3.4 เปรียบเทียบลักษณะคลื่นของกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่าง Pspice และ Matlab เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 150Vrms ที่โหลดความต้านทาน (a) 1090Ω , (b) 552Ω , (c) 360Ω

และโหลดความต้านทานค่าต่างๆ จะเห็นว่าผลที่ได้จากการซิมูเลทระหว่าง Pspice กับ Matlab มีความใกล้เคียงกันทั้งขนาดและรูปร่าง ดังนั้นแนวคิดที่ใช้ในการวิเคราะห์เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟและมีความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์มากเราสามารถแทนแรงดันไฟฟ้า

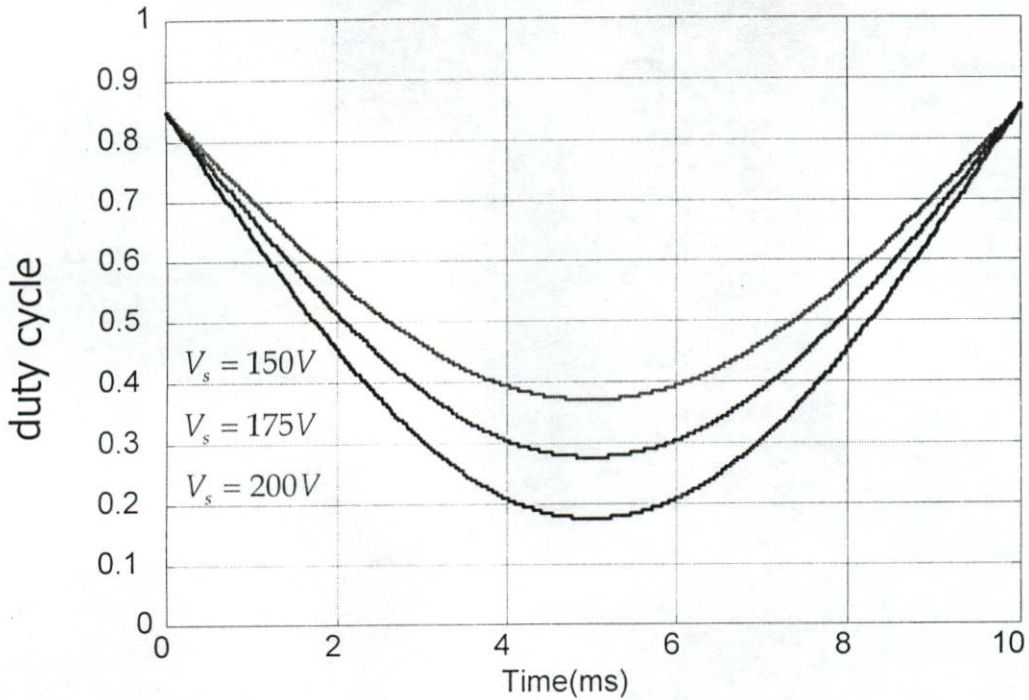


รูปที่ 3.5 เปรียบเทียบลักษณะคลื่นของกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่าง Pspice และ Matlab เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 175Vrms ที่โหลดความต้านทาน (a) 1090Ω , (b) 600Ω , (c) 402Ω

ด้านเข้านี้ด้วยแรงดันไฟฟ้าตรงที่มีขนาดคงที่ในแต่ละคาบเวลาที่ใช้ในการสวิตช์ได้ ซึ่งแนวคิดดังกล่าวนี้สามารถนำไปใช้กับวงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง ได้เช่นกันซึ่งจะกล่าวถึงในบทถัดไป

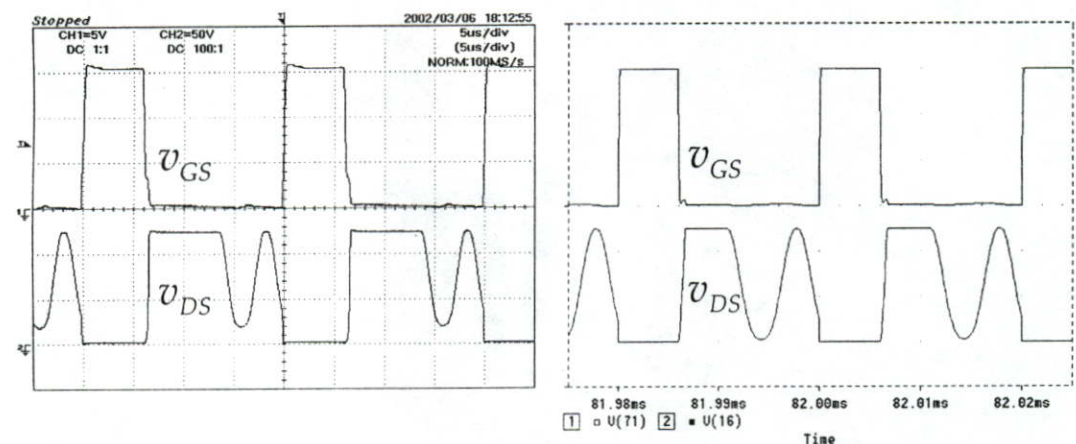
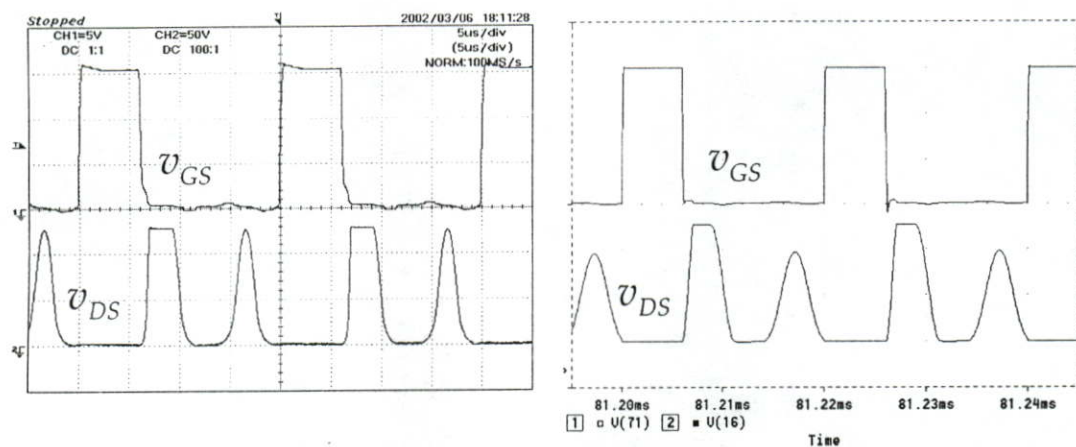
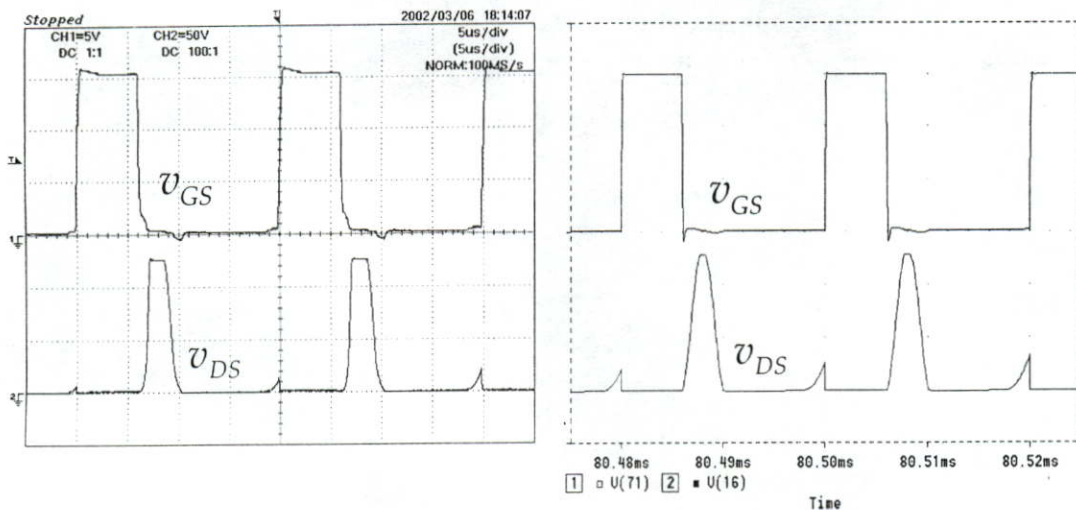


รูปที่ 3.6 เปรียบเทียบลักษณะคลื่นของกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่าง Pspice และ Matlab เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 200Vrms ที่โหลดความต้านทาน (a) 1270Ω , (b) 631Ω , (c) 400Ω



รูปที่ 3.7 ค่าวัฏจักรงานที่ใช้ในการซิมมูลา

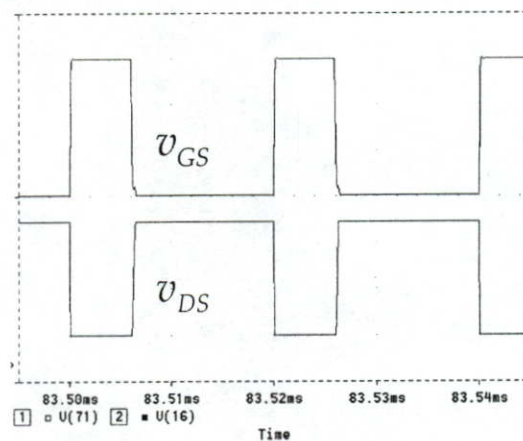
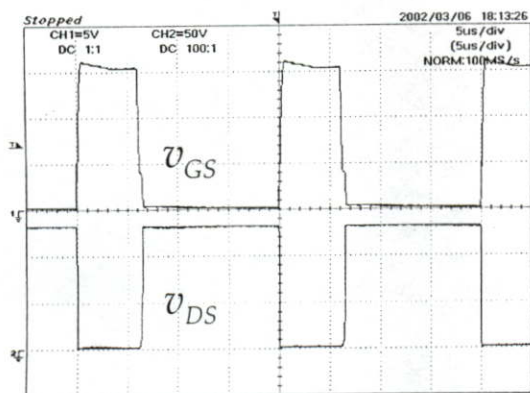
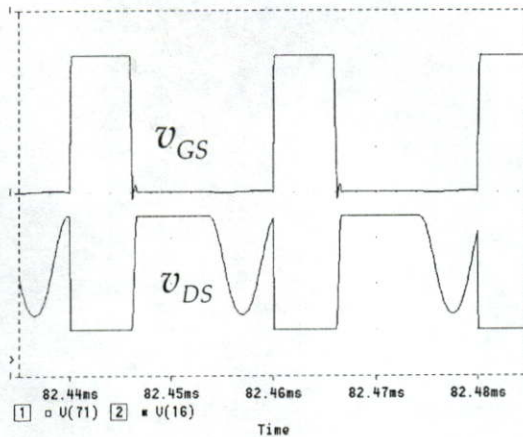
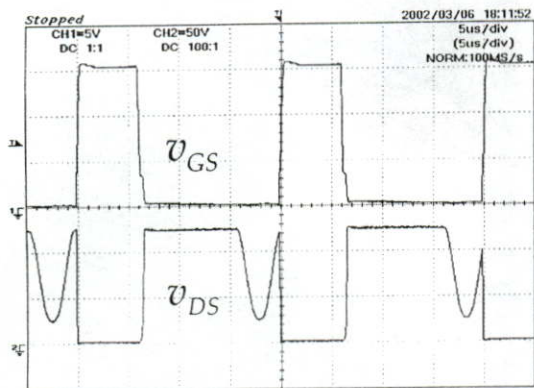
เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์ฟูแลฟและให้ค่าวัฏจักรงานมีค่าคงที่ ลักษณะของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต (v_{DS}) ที่เกิดขึ้น ในช่วงเวลาที่มีการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องก่อนที่จะเปลี่ยนเข้าสู่การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องนั้น แสดงให้เห็นในรูปที่ 3.8 โดยวัดสัญญาณเทียบกับสัญญาณที่ใช้ขับเคลื่อนและทำการเปรียบเทียบกับผลจากการซิมมูลาด้วย Pspice โดยใช้มอสเฟตและไดโอดโมเดล [6] ซึ่งลักษณะของรูปคลื่นที่ได้จะคล้ายคลึงกัน ซึ่งลักษณะของแรงดันคร่อมสวิตช์ในช่วงเวลาที่ไดโอดหยุดนำกระแสแล้วเกิดขึ้นเนื่องจากตัวเก็บประจุที่มีอยู่ภายในตัวไดโอด [5] และตัวเก็บประจุที่ขา เคน-ซอร์ส ในตัวมอสเฟต รวมทั้งขดลวดเหนี่ยวนำของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์เกิดการออสซิลเลชัน [7] โดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้ากำหนดให้มีค่าเท่ากับ 70Vrms และค่าของวัฏจักรงานมีค่าคง



ทดลอง

Pspice

รูปที่ 3.8 เปรียบเทียบลักษณะคลื่นของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตที่ได้จากการทดลอง และการซิมูเลทโดยใช้ Pspice ในช่วงเวลาต่างๆที่มีการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเมื่อแรงดันไฟฟ้านำเข้าเป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟและค่าวัฏจักรงานที่ใช้มีค่าคงที่



ทดลอง

Pspice

รูปที่ 3.8 (ต่อ)

บทที่ 4

การวิเคราะห์วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์กรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ฟูลเวฟและมีการแก้ตัวประกอบกำลัง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำการควบคุมแบบป้อนกลับ มาใช้กับวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ที่ได้วิเคราะห์มาแล้วในบทที่ 2 และ 3 เพื่อให้สามารถแก้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าได้ โดยการควบคุมให้กระแสไฟฟ้าด้านเข้าของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะคลื่นเช่นเดียวกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และมีเฟสตรงกันหรือเกือบจะทับกัน โดยจะอธิบายให้เห็นถึงหลักการทำงาน การควบคุม และการวิเคราะห์สมการของส่วนประกอบต่างๆที่ได้เพิ่มเติมขึ้นเพื่อให้วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์สามารถแก้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าได้ ซึ่งจะนำสมการต่างๆที่เกี่ยวข้องตั้งแต่บทที่ 2 และ 3 และในบทนี้มาสร้างเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อช่วยทำให้เกิดความเข้าใจในการทำงานได้ดีขึ้น

4.2 การควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า



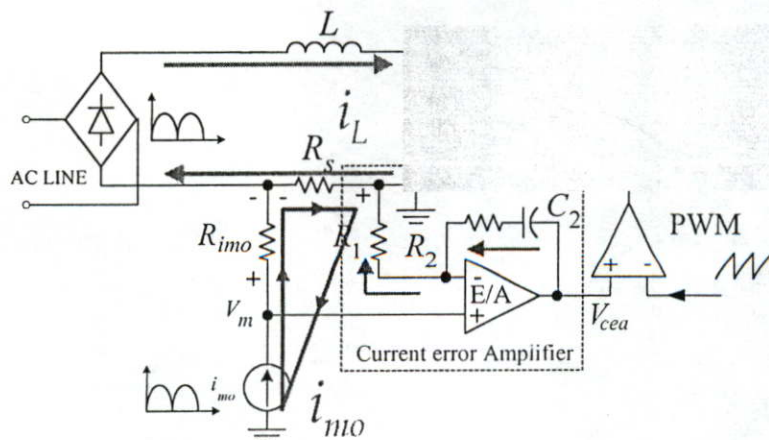
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

แรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้าสู่วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.1 จะมีลักษณะเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟซึ่งได้จากวงจรเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์ โดยมีแหล่งจ่ายทางด้านเข้าเป็นแรงดันไฟฟ้าสลับคลื่นไซน์ ดังนั้นถ้าสามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ไหลเข้าสู่วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์นี้ซึ่งก็คือกระแส i_L ที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ L ให้มีคลื่นเช่นเดียวกับแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟ v_m ที่อยู่ด้านหลังวงจรเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์นี้และมีเฟส

ตรงกัน ก็จะทำให้กระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์เช่นเดียวกับแรงดันไฟฟ้าสลับคลื่นไซน์ด้านเข้าด้วย และจะทำให้ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียง 1 ดังนั้นสัญญาณอ้างอิงที่จะใช้ในการควบคุมกระแส i_L ก็คือกระแสอ้างอิง i_{mo} [8], [9] ซึ่งจะมีลักษณะเป็นคลื่นเช่นเดียวกับแรงดัน v_m และมีเฟสตรงกัน โดยปกติแล้วกระแส i_L ซึ่งเป็นกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของวงจรกำลังจะมีค่าสูงกว่ากระแสอ้างอิงซึ่งอยู่ในส่วนของวงจรควบคุม ดังนั้นจึงจำเป็นต้องลดทอนกระแส i_L ลงและเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของแรงดันโดยใช้ตัวต้านทาน R_s ส่วนปริมาณกระแสอ้างอิง i_{mo} ก็จะถูกขยายให้มีขนาดใหญ่ขึ้นและเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของแรงดันเช่นเดียวกันโดยใช้ตัวต้านทาน R_{imo} ดังนั้นกระแสทั้งสองเมื่อเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของแรงดันแล้วก็อยู่ในระดับปริมาณเดียวกัน ซึ่งผลต่างของกระแสทั้งสองที่อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้า จะถูกป้อนให้กับ current error amplifier (ที่ตำแหน่ง V_m) ซึ่งเป็นวงจรควบคุมแบบ PI โดยจะพยายามควบคุมให้ผลต่างของกระแสทั้งสองมีค่าน้อยที่สุด โดยการปรับความกว้างของสัญญาณ PWM ซึ่งต่ออยู่กับวงจรขับเคลื่อนเพื่อใช้ในการขับสวิตช์มอสเฟตของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นความกว้างของสัญญาณ PWM นี้จะได้จากการเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรควบคุมแบบ PI กับสัญญาณฟันเลื่อยในแต่ละคาบเวลาของความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ ซึ่งความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์นี้จะมีค่าคงที่

4.2.1 สมการของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

ในการหาสมการที่ใช้ในการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้าของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์สามารถพิจารณาได้ดังนี้ เมื่อกระแสอ้างอิง i_{mo} มีค่าน้อยกว่ากระแส i_L มากและค่าของ R_s มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่า R_{imo} ดังนั้นในรูปของกระแส i_{mo} จะคิดเฉพาะแรงดันที่ตกคร่อม R_{imo} เท่านั้น ออปแอมป์ที่ใช้ในวงจรควบคุมถือว่าเป็นแบบอุดมคติ ดังนั้น แรงดัน v_m ที่ขาบวกจะไปปรากฏที่ขาลบด้วยเช่นกัน ทิศทางการไหลของกระแสเพื่อใช้ในการหาสมการของวงจรควบคุมแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในส่วนของการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

ซึ่งสามารถเขียนสมการที่เกี่ยวข้องได้ดังนี้

$$v_m = i_{mo}R_{imo} - i_L R_s \quad (4.1)$$

$$i_{mo} = I_{mo,pk} |\sin \omega t| \quad (4.2)$$

$$v_{cea} - v_m = v_{C_2} + v_{R_2} \quad \text{เมื่อ } v_{C_2} = \frac{1}{C_2} \int_0^t i_{C_2}(t) dt \quad \text{และ } i_{C_2} = i_{R_2} = i_{R_1} = \frac{v_m}{R_1}$$

จะได้ว่า

$$v_{cea}(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_m(t) + \frac{1}{R_1 C_2} \int_0^t v_m(t) dt + v_{C_2}(0) \quad (4.3)$$

เมื่อ v_m คือแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของวงจรควบคุมกระแส

v_{cea} คือแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรควบคุมกระแส

4.2.2 การหาค่าสัญญาณฟันเลื่อยในแต่ละช่วงเวลา

เนื่องจากความกว้างของสัญญาณ PWM ได้จากการเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรควบคุมกระแส v_{cea} กับสัญญาณฟันเลื่อย ดังนั้นจึงต้องทราบระดับของสัญญาณฟันเลื่อยที่เปลี่ยนแปลงไปในแต่ละเวลา t ใน 1 คาบเวลาของความถี่สวิตช์ที่ใช้ สัญญาณฟันเลื่อยที่ใช้แสดงในรูปที่ 4.3 ประกอบด้วยส่วนที่มีความชันของสัญญาณที่มีค่าเป็นบวกและมีค่าเป็นลบ ที่จุด V_{ramp_min} สัญญาณ PWM ที่ได้จะมีค่าเป็น 1 เสมอในทุกๆคาบเวลาของความถี่สวิตช์ การเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรควบคุมกระแส v_{cea} กับสัญญาณฟันเลื่อยจะเกิดขึ้นภายในช่วงเวลาที่สัญญาณฟันเลื่อยมีค่าต่ำสุด V_{ramp_min} จนถึงช่วงเวลาที่สัญญาณฟันเลื่อยมีค่าสูงสุด V_{ramp_max} เท่านั้น ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวมีค่าเท่ากับ $D_{max} T_s$ ถ้าแรงดัน v_{cea} มีค่าเท่ากับค่าแรงดันฟันเลื่อยภายในช่วงเวลาดังกล่าว สัญญาณ PWM จะมีค่าเป็นศูนย์ทันทีและจะคงค่านี้ไว้นานจนกระทั่งสัญญาณฟันเลื่อยลดระดับลงจนถึง V_{ramp_min} ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นของไซเคิลถัดไป โดยที่ค่า $D_{max} T_s$ จะเป็นตัวกำหนดค่าเวลาสูงสุดที่ใช้ในการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตใน 1 คาบของความถี่สวิตช์ ดังนั้นค่าวัฏจักรงานสูงสุดมีค่าเท่ากับค่า D_{max}

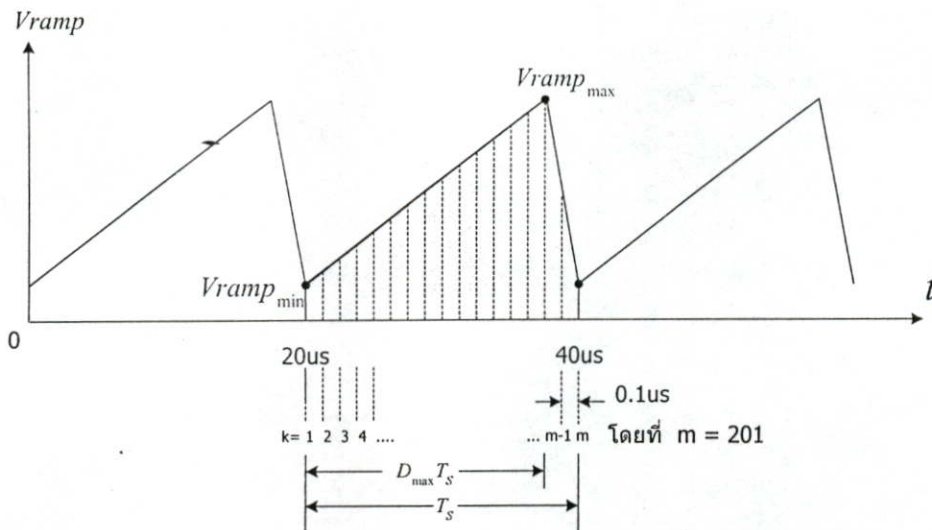
จากความถี่สวิตช์ 50kHz มีคาบเวลาเท่ากับ 20us และคาบเวลาดังกล่าวถูกแบ่งออกเป็น 200 ค่า ดังนั้นในการคำนวณในแต่ละช่วงเวลาย่อยๆจะมีค่าเท่ากับ 0.1us ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 นั้น ดังนั้นสัญญาณฟันเลื่อยที่ใช้จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงเวลาย่อยๆเช่นเดียวกันและมีค่าเท่ากับค่าดังกล่าว ดังนั้นในการหาระยะห่างของค่าแรงดันฟันเลื่อยในช่วงขาขึ้นในแต่ละช่วงเวลาย่อยสามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta V_{ramp_up} = \frac{(V_{ramp_max} - V_{ramp_min}) T_{step}}{D_{max} T_s} \quad (4.4)$$

ระยะห่างของค่าแรงดันฟันเลื่อยในช่วงขาลงในแต่ละช่วงเวลาย่อยสามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta V_{ramp_down} = \frac{(V_{ramp_max} - V_{ramp_min}) T_{step}}{(T_s - D_{max} T_s)} \quad (4.5)$$

เมื่อ $T_{step} = 0.1\mu s$

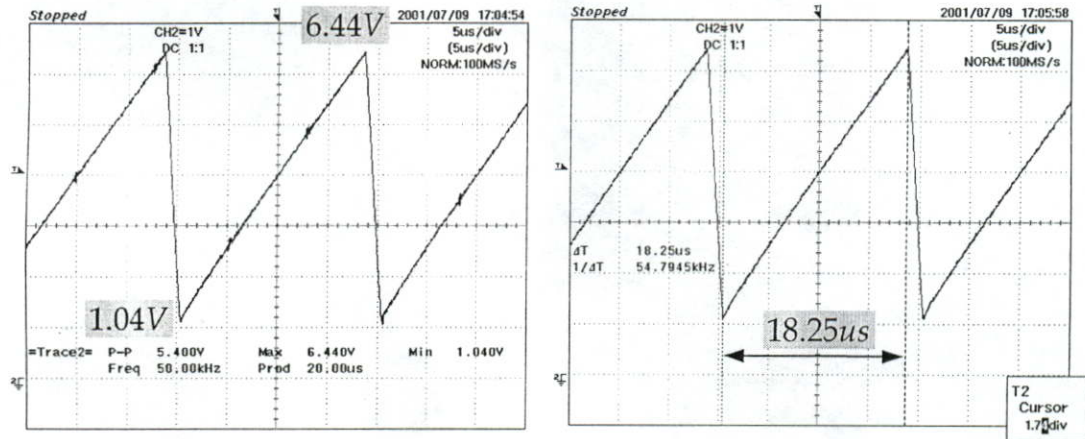


รูปที่ 4.3 ลักษณะคลื่นแรงดันฟันเลื่อยและค่าแรงดันในแต่ละช่วงเวลาของการคำนวณ

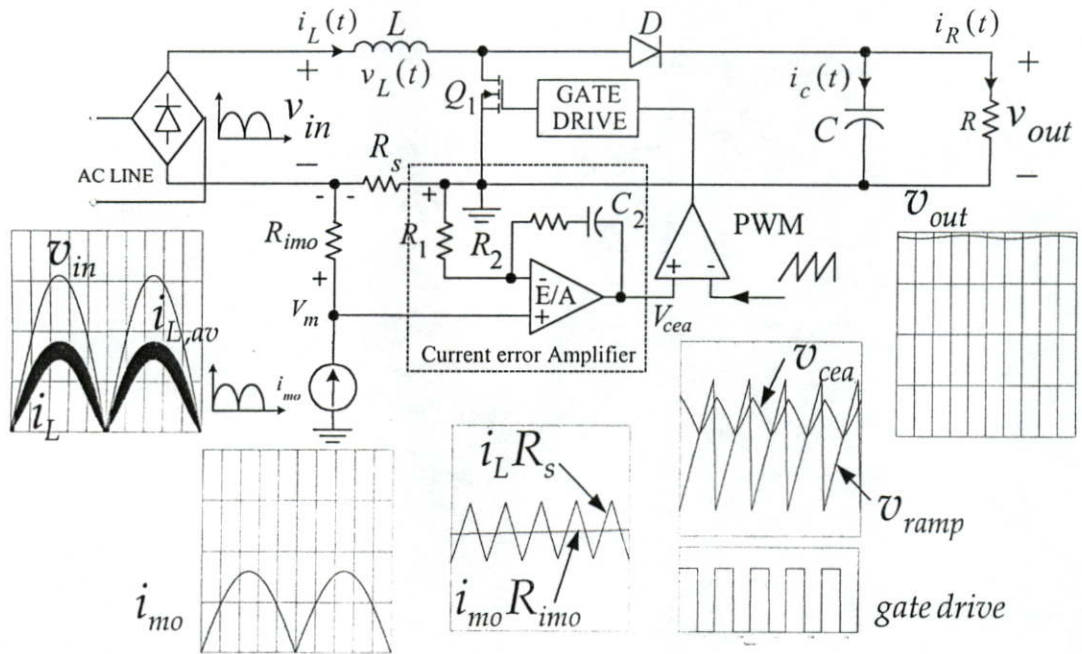
4.2.3 การขมิบมูลเหตุเมื่อมีการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

เมื่อนำสมการดังกล่าวข้างต้นมาใช้ร่วมกับสมการในบทที่ 2 ซึ่งเป็นสมการของวงจรรูปสคอนเวอร์เตอร์ และบทที่ 3 เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์สามารถนำมาคำนวณหาลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าตามจุดต่างๆเมื่อมีการควบคุมกระแสทางด้านเข้าได้ดังรูปที่ 4.5 ถึง 4.7 โดยกำหนดให้แรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าเท่ากับ $220V_{rms}$ หรือมีค่าเท่ากับ $311V_{peak}$ ถ้าให้กำลังไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าเท่ากับ $500W$ โดยพิจารณาว่าสามารถควบคุมกระแสทางด้านเข้าให้เป็นคลื่นไซน์และตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นกระแสทางด้านเข้ามีค่าเท่ากับ $500W/220V = 2.273A$ หรือเท่ากับ $3.214A$ (peak) ดังนั้นกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ โดยไม่คิดค่าระลอกของกระแสจะมีค่าเท่ากับ $3.214A$ (peak) ด้วยเช่นกัน เมื่อให้ R_s มีค่าเท่ากับ 0.2Ω แรงดันที่ตกคร่อม R_s จะมีค่าเท่ากับ $0.628V_p$ ถ้าสามารถควบคุมให้กระแสทางด้านเข้าเป็นไปตามกระแสอ้างอิง แรงดันที่ตกคร่อม R_{imo} จะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อม R_s ดังนั้น

กระแสอ้างอิง i_{mo} ก็จะมีค่าเท่ากับ $V_{Rimo}/R_{imo} = 0.6428Vp/2.989k = 250.064\mu A(peak)$ โดยที่ R_{imo} มีค่าเท่ากับ $2.989k$ ให้ R_1 มีค่าเท่ากับ R_{imo} , $R_2 = 17.58k$, $C_2 = 1nF$, $L = 1.7mH$, $C = 660\mu F$, $R = 305\Omega$ [9] ส่วนค่า V_{ramp_min} , V_{ramp_max} , D_{max} , T_s ได้จากค่าของสัญญาณที่วัดได้จาก UC3854A [10] ดังรูปที่ 4.4 ซึ่งจะใช้ในการทดลองภายหลัง

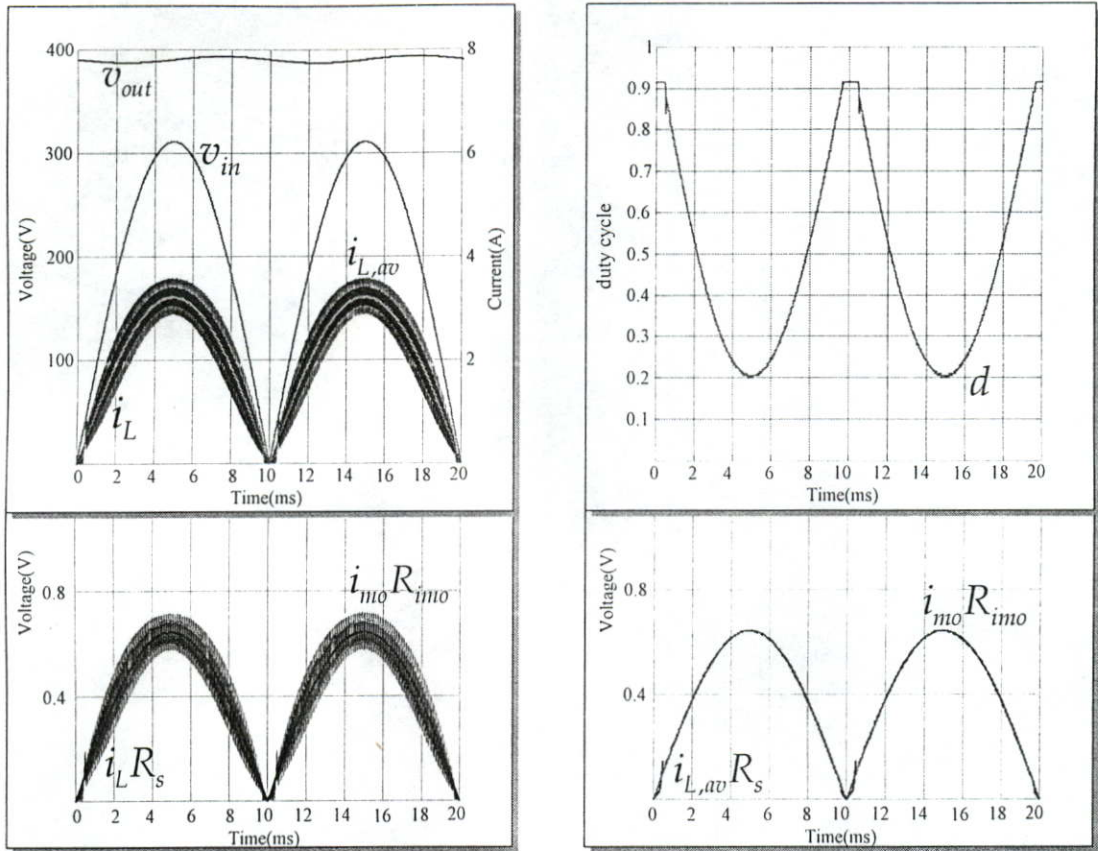


รูปที่ 4.4 สัญญาณพื้นเลื้อยที่ได้จากการวัด

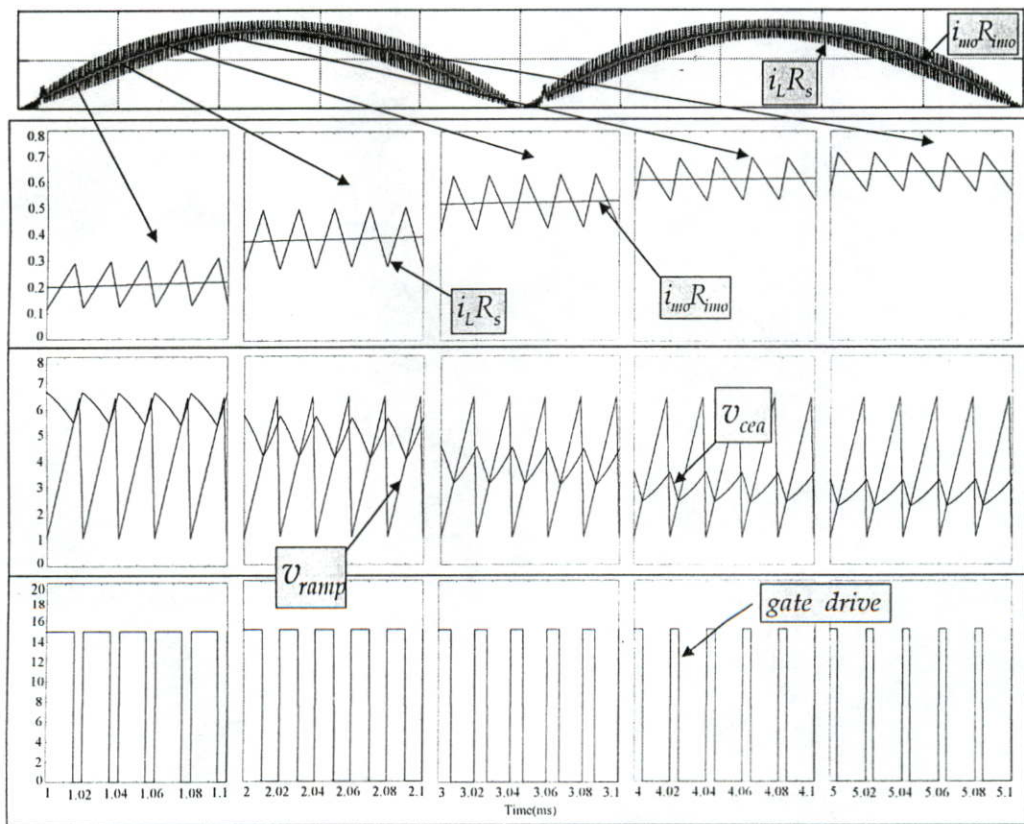


รูปที่ 4.5 คลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าตามจุดต่างๆที่ได้จากการซิมูเลทเมื่อมีการควบคุมกระแสไฟฟ้านำเข้า

โดยในรูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นถึงภาพรวมของคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นตามส่วนต่างๆของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการควบคุมแบบป้อนกลับในส่วนของการควบคุมกระแสทางด้านเข้า ในขณะที่รูปที่ 4.6 ได้ทำการขยายให้เห็นค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่



รูปที่ 4.6 ค่าของแรงดัน กระแสไฟฟ้าและค่าวัฏจักรงานเมื่อมีการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้า

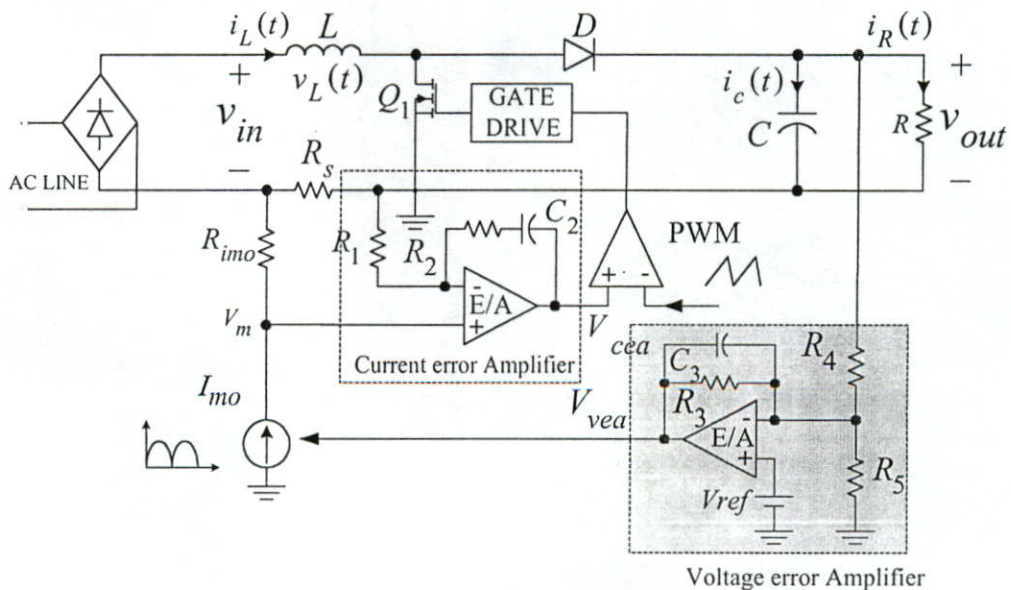


รูปที่ 4.7 สัญญาณที่เกิดจากการควบคุมกระแสในช่วงครึ่งคาบแรกของคลื่นไซน์แบบฟูลเวฟ

เกิดขึ้น จะเห็นได้ว่าลักษณะของสัญญาณ $i_{L,av} R_s$ จะเกาะไปตามสัญญาณอ้างอิง $i_{mo} R_{imo}$ ซึ่งหมายความว่ากระแส i_L สามารถควบคุมให้เป็นไปตามกระแสอ้างอิง i_{mo} ได้โดยที่ $i_{L,av}$ เป็นค่าเฉลี่ยของกระแส i_L ในแต่ละคาบของการสวิตช์ และเมื่อพิจารณาคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาครึ่งคาบของแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์แบบฟูลเวฟสามารถดูได้จากรูปที่ 4.7 ซึ่งจะเห็นว่าที่ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าต่ำๆ ความชันของกระแส i_L ในช่วงการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตจะมีค่าต่ำสุด ส่วนสัญญาณขับเกตซึ่งจะแปรตามสัญญาณ PWM จะมีความกว้างมากที่สุด และเมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนถึงค่าสูงสุด ความชันของกระแส i_L ในช่วงการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตจะมีค่าสูงสุด ในขณะที่สัญญาณขับเกตจะมีความกว้างแคบสุด ส่วนระยะเวลาครึ่งคาบที่เหลือลักษณะของสัญญาณที่ได้ก็จะเป็นไปในลักษณะที่กลับกัน

4.3 การควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก

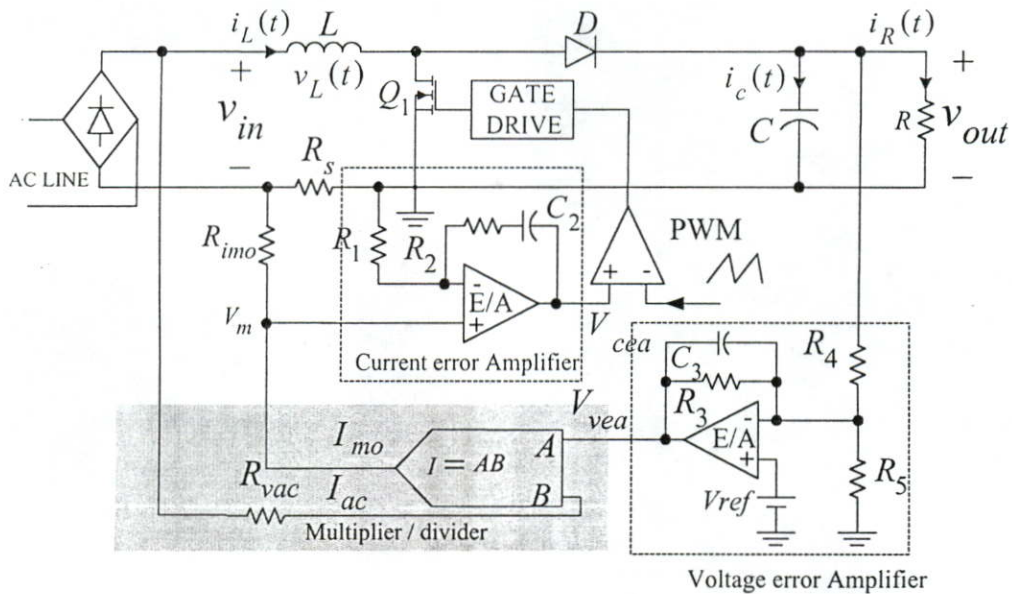
จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.1 แสดงให้เห็นเฉพาะส่วนของการควบคุมกระแสเพื่อบังคับให้กระแสไฟฟ้าด้านเข้าเป็นคลื่นไซน์ ดังนั้นเมื่อต้องการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้มีค่าคงที่อันเนื่องมาจากการดิ่งกระแสของโหลด จึงจำเป็นต้องเพิ่มส่วนของการควบคุมแรงดันทางด้านออกดังแสดงในรูปที่ 4.8 โดยการป้อนแรงดันไฟฟ้าด้านออกกลับเข้ามายังวงจรที่ใช้ควบคุมแรงดัน ซึ่งแรงดันที่ป้อนกลับเข้ามานี้จะถูกลดระดับลงเพื่อเปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่กำหนดไว้ ผลต่างของแรงดันทั้งสองจะถูกขยายสัญญาณเพื่อไปกำหนดค่าของปริมาณกระแสอ้างอิง i_{mo} ที่เป็นคลื่นไซน์ ซึ่งจะเป็นตัวบังคับปริมาณการดิ่งกระแสไฟฟ้าด้านเข้าให้เพียงพอที่จะจ่ายให้กับโหลดที่ต่ออยู่ทางด้านออกเพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้มีค่าคงที่



รูปที่ 4.8 เมื่อเพิ่มส่วนของการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก

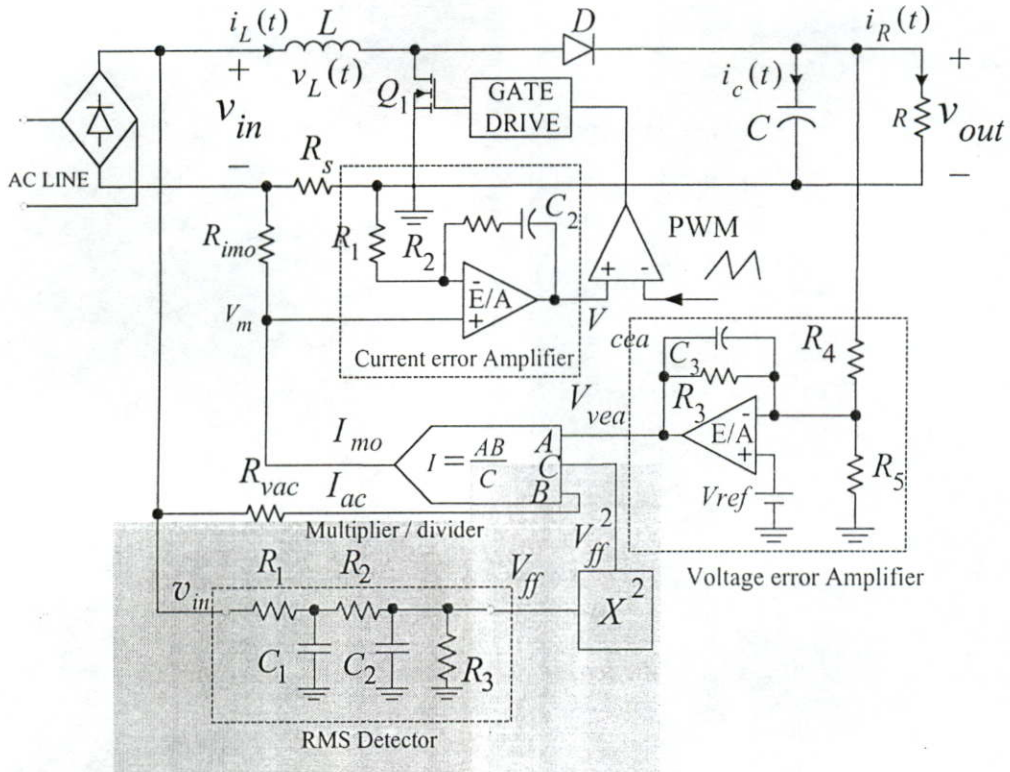
4.4 การชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า

เมื่อกระแสอ้างอิง i_{mo} มีลักษณะคลื่นเช่นเดียวกับแรงดัน v_{in} และมีเฟสตรงกัน ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 4.2 ดังนั้นเราสามารถใช้คลื่นของแรงดัน v_{in} ซึ่งเป็นคลื่นไซน์แบบฟูลเวฟ แทนแหล่งกำเนิดกระแส i_{mo} ได้ดังในรูปที่ 4.9 โดยที่สัญญาณทางด้านออกของวงจรถูกจะอยู่ในรูปของกระแส

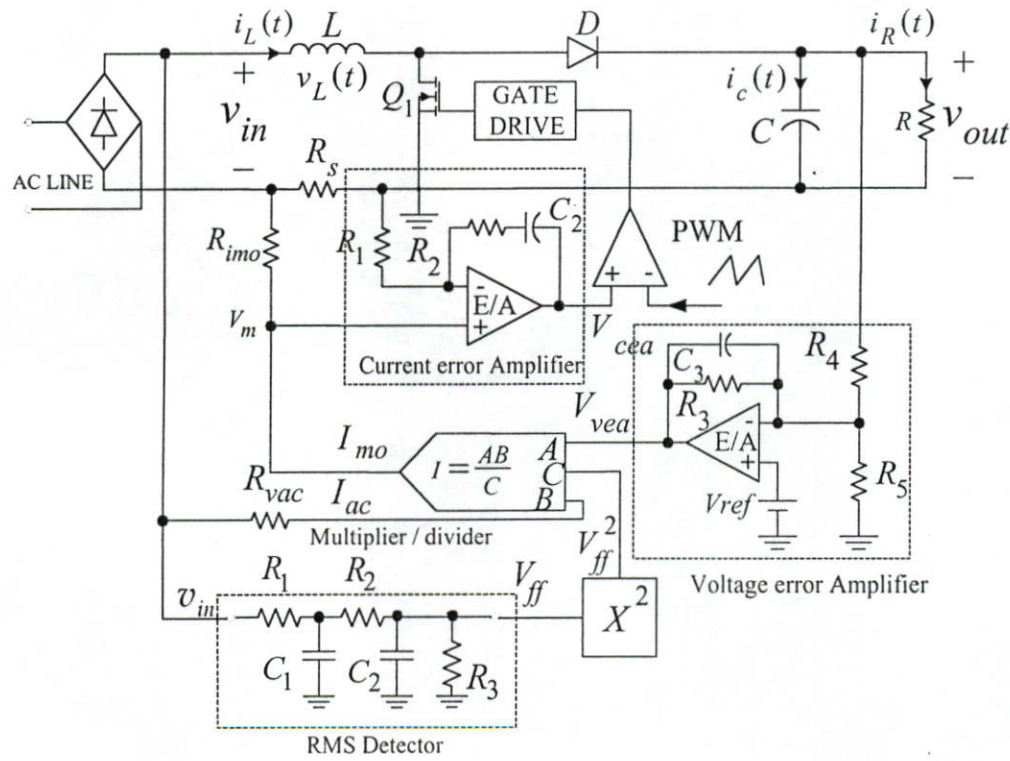


รูปที่ 4.9 เมื่อใช้คลื่นไซน์จากแรงดัน v_{in} เป็นสัญญาณคลื่นไซน์อ้างอิง

แต่เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้า 220V มีการเปลี่ยนแปลงขึ้นลงไม่คงที่ ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่เกิดขึ้นจะส่งผลต่อกระแสอ้างอิง i_{mo} ทำให้กระแสอ้างอิง i_{mo} มีการเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดัน v_{in} เมื่อกระแสอ้างอิง i_{mo} มีการเปลี่ยนแปลงปริมาณการดึงกระแสไฟฟ้าด้านเข้าก็จะเปลี่ยนแปลงตาม ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อโวลต์ที่ต่ออยู่ทางด้านออก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการชดเชยการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้านี้ โดยการเพิ่มวงจร RMS Detector [11] วงจรหาร และวงจรยกกำลังสองดังรูปที่ 4.10 วงจร RMS Detector จะทำหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่เป็นคลื่นไซน์ฟูลเวฟ ให้เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงที่มีค่าแปรตามค่า rms ของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ดังนั้นเมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีการเปลี่ยนแปลง ยกตัวอย่างเช่น มีค่าเพิ่มเป็นสองเท่า กระแส I_{ac} ก็จะเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า แรงดันทางด้านออกของวงจร RMS Detector ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าด้วยเช่นกัน ดังนั้นเมื่อทำการหารด้วยค่ากำลังสองของขนาดแรงดันที่เพิ่มขึ้นนี้ก็จะทำให้ค่ากระแส i_{mo} ลดลงครึ่งหนึ่ง ทำให้กำลังไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าคงที่เท่าเดิม กำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับก็จะไม่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่เปลี่ยนแปลงไป จึงเป็นการชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า



รูปที่ 4.10 เมื่อเพิ่มส่วนของการชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า



รูปที่ 4.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าด้านเข้า

4.5 การหาสมการที่ใช้เมื่อระบบมีการควบคุมทั้งกระแสและแรงดันไฟฟ้า

จากการทำงานดังกล่าวเมื่อมีทั้งการควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกรวมทั้งมีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.11 [9] , [11] ดังนั้นในส่วนของการควบคุมที่ได้มีการเพิ่มเติมเข้าไปใหม่สามารถเขียนเป็นสมการเพื่อใช้ในการหาค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าตามจุดต่างๆ ได้ดังนี้

4.5.1 สมการของกระแสอ้างอิง

กระแสอ้างอิง i_{mo} ซึ่งได้จากวงจร Multiplier/divider หาได้จาก [10] , [12]

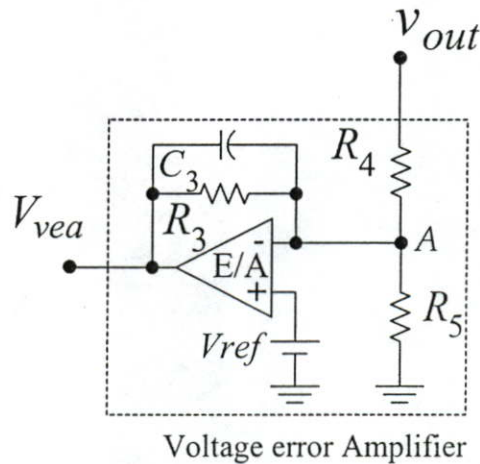
$$i_{mo} = \frac{i_{ac}(v_{vea} - 1.5V)}{(K)(v_{ff})^2} \quad (4.6)$$

เมื่อ $K = 1$

และ
$$i_{ac} = \frac{\sqrt{2}V_{in}|\sin \omega t|}{R_{ac}} \quad (4.7)$$

4.5.2 สมการของวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก

โดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของวงจรควบคุมแรงดันมาจากแรงดันไฟฟ้าด้านออก v_{out} ของวงจรบูสคอนเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถหาสมการได้ดังนี้



รูปที่ 4.12 วงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก

จากรูปที่ 4.12 ที่โหนด A กระแสไหลเข้าโหนดเท่ากับกระแสไหลออกจากโหนด

$$\frac{v_{out} - v_A}{R_4} = \frac{v_A}{R_5} + \frac{v_A - v_{vea}}{R_3} + C_3 \frac{d}{dt}(v_A - v_{vea})$$

โดยใช้การแปลงลาปลาซจะได้ว่า

$$\frac{V_{out}(s) - V_{REF}(s)}{R_4} = \frac{V_{REF}(s)}{R_5} + \frac{V_{REF}(s) - V_{vea}(s)}{R_3} + C_3(s[V_{REF}(s) - V_{vea}(s)] - v_{C_3}(0))$$

$$\frac{V_{out}(s)}{R_4} - \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3} \right) V_{REF}(s) = -\frac{V_{vea}(s)}{R_3} + C_3 s V_{REF}(s) - C_3 s V_{vea}(s) - C_3 v_{C_3}(0)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{R_4} - \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3} + C_3 s \right) V_{REF}(s) = -\left(\frac{1 + R_3 C_3 s}{R_3} \right) V_{vea}(s) - C_3 v_{C_3}(0)$$

$$V_{vea}(s) = -\left(\frac{R_3}{1 + R_3 C_3 s} \right) \left(\frac{V_{out}(s)}{R_4} - \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3} + C_3 s \right) V_{REF}(s) + C_3 v_{C_3}(0) \right)$$

$$= -\frac{R_3}{R_4} \left(\frac{1}{1 + R_3 C_3 s} \right) V_{out}(s) + \left(\frac{R_3}{1 + R_3 C_3 s} \right) \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3} \right) V_{REF}(s)$$

$$+ \frac{R_3 C_3 s V_{REF}(s)}{1 + R_3 C_3 s} - \frac{R_3 C_3}{1 + R_3 C_3 s} v_{C_3}(0)$$

ถ้าให้ $V_{REF}(s) = \frac{V_{REF}}{s}$

$$= -\frac{R_3}{R_4} \left(\frac{1/R_3 C_3}{s + 1/R_3 C_3} \right) V_{out}(s) + R_3 \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3} \right) \left(\frac{1/R_3 C_3}{s + 1/R_3 C_3} \right) \left(\frac{V_{REF}}{s} \right)$$

$$+ R_3 C_3 \left(\frac{1/R_3 C_3}{s + 1/R_3 C_3} \right) s \left(\frac{V_{REF}}{s} \right) - R_3 C_3 \left(\frac{1/R_3 C_3}{s + 1/R_3 C_3} \right) v_{C_3}(0)$$

ทำการหาลาปลาซทรานส์ฟอร์มกลับ โดยใช้ตารางลาปลาซทรานส์ฟอร์ม [3] จะได้ว่า

$$= -\frac{1}{R_4 C_3} (e^{-t/R_3 C_3}) * v_{out}(t) - R_3 \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) (e^{-t/R_3 C_3} - 1) V_{REF}$$

$$+ V_{REF} e^{-t/R_3 C_3} - v_{C_3}(0) e^{-t/R_3 C_3}$$

จากคุณสมบัติของคอนโวลูชัน (convolution property) [13]

ถ้า $L^{-1}[F(s)] = f(t)$ และ $L^{-1}[G(s)] = g(t)$ ดังนั้น

$$L^{-1}[F(s)G(s)] = \int_0^t f(u)g(t-u)du = f * g$$

ให้ $f(u) = v_{out}(u)$

$$g(t-u) = -\frac{1}{R_4 C_3} \left(e^{-(t-u)/R_3 C_3} \right) = -\frac{1}{R_4 C_3} \left(e^{-t/R_3 C_3} \right) \left(e^{u/R_3 C_3} \right)$$

$$\therefore -\frac{1}{R_4 C_3} \left(e^{-t/R_3 C_3} \right) * v_{out}(t) = -\frac{1}{R_4 C_3} e^{-t/R_3 C_3} \int_0^t e^{u/R_3 C_3} v_{out}(u) du$$

$$v_{ven} = -e^{-t/R_3 C_3} \left[\frac{1}{R_4 C_3} \int_0^t e^{u/R_3 C_3} v_{out}(u) du + v_{C_3}(0) \right]$$

$$+ V_{REF} \left[e^{-t/R_3 C_3} - R_3 \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_3} \right) \left(e^{-t/R_3 C_3} - 1 \right) \right]$$

$$= -e^{-t/R_3 C_3} \left[\frac{1}{R_4 C_3} \int_0^t e^{u/R_3 C_3} v_{out}(u) du + v_{C_3}(0) \right]$$

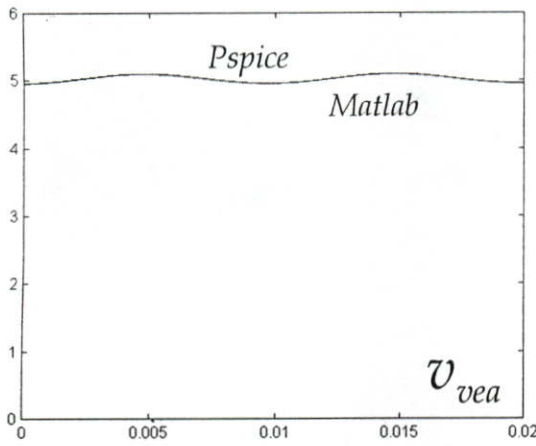
$$+ V_{REF} \left[e^{-t/R_3 C_3} - \left(\frac{R_3(R_5 + R_4)}{R_4 R_5} + 1 \right) \left(e^{-t/R_3 C_3} - 1 \right) \right]$$

$$= -e^{-t/R_3 C_3} \left[\frac{1}{R_4 C_3} \int_0^t e^{u/R_3 C_3} v_{out}(u) du + v_{C_3}(0) \right]$$

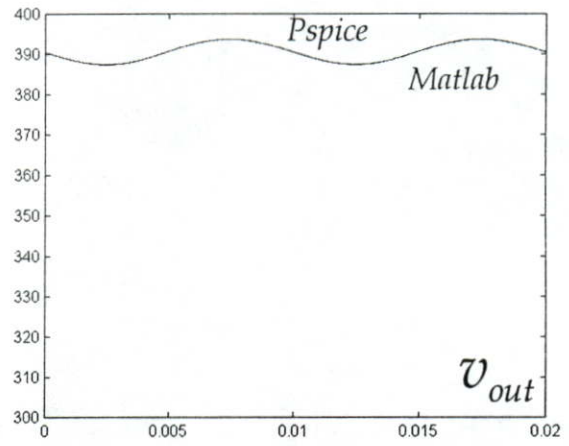
$$+ V_{REF} \left[e^{-t/R_3 C_3} - \frac{R_3(R_5 + R_4)}{R_4 R_5} e^{-t/R_3 C_3} - e^{-t/R_3 C_3} + \frac{R_3(R_5 + R_4)}{R_4 R_5} + 1 \right]$$

$$= -e^{-t/R_3 C_3} \left[\frac{1}{R_4 C_3} \int_0^t e^{u/R_3 C_3} v_{out}(u) du + v_{C_3}(0) \right] + V_{REF} \left[\frac{R_3(R_5 + R_4)}{R_4 R_5} (1 - e^{-t/R_3 C_3}) + 1 \right]$$

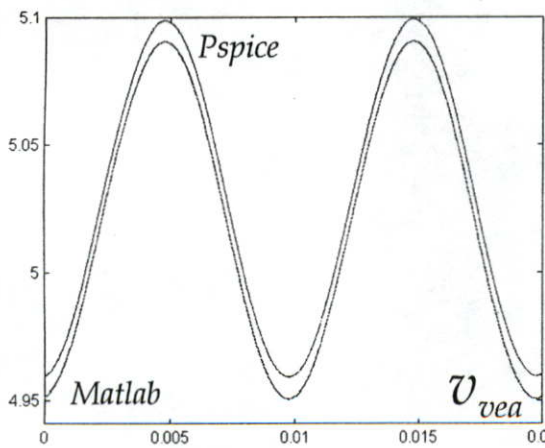
$$\begin{aligned} \therefore v_{vea} &= -e^{-t/R_3C_3} \left[\frac{1}{R_4C_3} \int_0^t e^{u/R_3C_3} v_{out}(u) du + v_{C_3}(0) \right] \\ &\quad + V_{REF} \left[\frac{R_3(R_5 + R_4)}{R_4R_5} (1 - e^{-t/R_3C_3}) + 1 \right] \\ v_{vea} &= \underbrace{-e^{-t/R_3C_3} \left[\frac{1}{R_4C_3} \int_0^t e^{u/R_3C_3} v_{out}(u) du + v_{C_3}(0) \right]}_{-v_{C_3}(t)} + V_{REF} \frac{R_3(R_5 + R_4)}{R_4R_5} (1 - e^{-t/R_3C_3}) + V_{REF} \end{aligned} \tag{4.8}$$



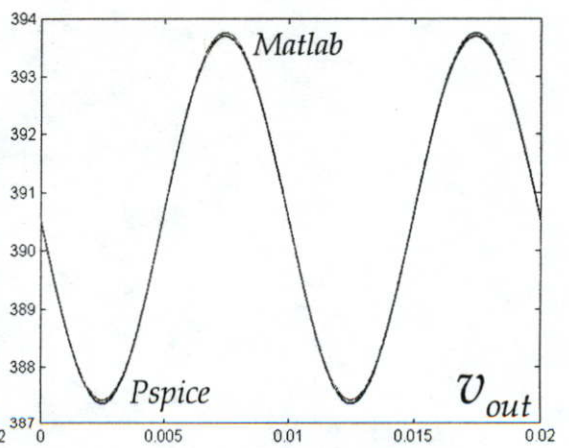
(a)



(b)



(c)

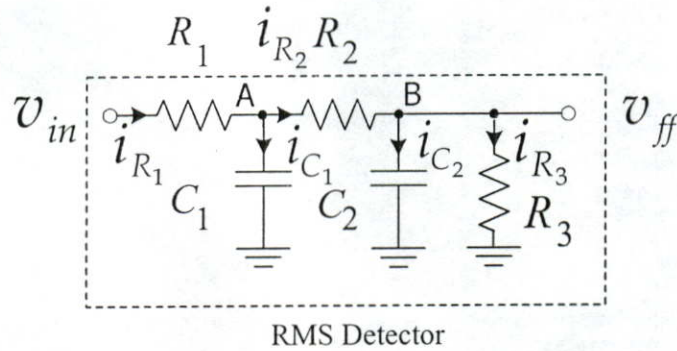


(d)

รูปที่ 4.13 เปรียบเทียบคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกโดยใช้ Matlab และ Pspice (a) คลื่นแรงดัน v_{vea} , (b) คลื่นแรงดัน v_{out} , (c) คลื่นแรงดัน v_{vea} เมื่อทำการขยาย, (d) คลื่นแรงดัน v_{out} เมื่อทำการขยาย

4.5.3 สมการของวงจร RMS Detector

แรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์แบบฟูลเวฟ v_{in} จะถูกป้อนให้กับวงจร RMS Detector [11] ทางด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จากวงจรนี้จะเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงที่ถูกลดทอนระดับลงและจะแปรค่าตามค่า rms ของแรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้าของวงจรอนุสคอนเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถหาสมการได้ดังนี้



รูปที่ 4.14 วงจร RMS Detector

ที่โนด A

$$i_{R_1} = i_{C_1} + i_{R_2}$$

$$\frac{v_{in} - v_A}{R_1} = C_1 \frac{dv_A}{dt} + \frac{v_A - v_B}{R_2}$$

$$\frac{V_{in}(s) - V_{C_1}(s)}{R_1} = C_1 [sV_{C_1}(s) - v_{C_1}(0)] + \frac{V_{C_1}(s) - V_{C_2}(s)}{R_2}$$

$$\frac{V_{in}(s)}{R_1} + C_1 v_{C_1}(0) = \left(C_1 s + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) V_{C_1}(s) - \frac{V_{C_2}(s)}{R_2}$$

ที่โนด B

$$i_{R_2} = i_{C_2} + i_{R_3}$$

$$\frac{v_A - v_B}{R_2} = C_2 \frac{dv_B}{dt} + \frac{v_B}{R_3}$$

$$\frac{V_{C_1}(s) - V_{C_2}(s)}{R_2} = C_2 [sV_{C_2}(s) - v_{C_2}(0)] + \frac{V_{C_2}(s)}{R_3}$$

$$C_2 v_{C_2}(0) = -\left(\frac{1}{R_2}\right)V_{C_1}(s) + \left(C_2 s + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)V_{C_2}(s)$$

เมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของเมตริกจะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} C_1 s + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} & -\frac{1}{R_2} \\ -\frac{1}{R_2} & C_2 s + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C_1}(s) \\ V_{C_2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}(s)}{R_1} + C_1 v_{C_1}(0) \\ C_2 v_{C_2}(0) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \det &= \left(C_1 s + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\left(C_2 s + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) - \left(\frac{1}{R_2}\right)\left(\frac{1}{R_2}\right) \\ &= C_1 C_2 s^2 + \frac{C_1 s}{R_2} + \frac{C_1 s}{R_3} + \frac{C_2 s}{R_2} + \frac{1}{R_2 R_3} + \left(\frac{1}{R_2}\right)^2 + \frac{C_2 s}{R_1} + \frac{1}{R_1 R_3} + \frac{1}{R_1 R_2} - \left(\frac{1}{R_2}\right)^2 \\ &= C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{C_1}{R_2} + \frac{C_1}{R_3} + \frac{C_2}{R_1} + \frac{C_2}{R_2}\right)s + \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3}\right) \\ &= C_1 C_2 \left[s^2 + \left(\frac{C_1 R_1 (R_2 + R_3) + C_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}\right)s + \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}\right) \right] \end{aligned}$$

โดยการแยกตัวประกอบของ

$$s^2 + \left(\frac{C_1 R_1 (R_2 + R_3) + C_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}\right)s + \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}\right) \text{ จะได้ } (s-a)(s-b)$$

$$\text{โดยที่ } a = \frac{-b_0 + \sqrt{b_0^2 - 4a_0 c_0}}{2a_0} \quad \text{และ} \quad b = \frac{-b_0 - \sqrt{b_0^2 - 4a_0 c_0}}{2a_0}$$

$$a_0 = 1, \quad b_0 = \frac{C_1 R_1 (R_2 + R_3) + C_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}, \quad c_0 = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}$$

$$\therefore \det = C_1 C_2 (s-a)(s-b)$$

ทำการหาแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม C_2

$$\begin{aligned}
 V_{C_2}(s) &= \frac{\begin{vmatrix} C_1s + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} & \frac{V_{in}(s)}{R_1} + C_1v_{C_1}(0) \\ -\frac{1}{R_2} & C_2v_{C_2}(0) \end{vmatrix}}{\det} \\
 &= \frac{\left[C_2v_{C_2}(0) \left(C_1s + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{V_{in}(s)}{R_1R_2} + \frac{C_1v_{C_1}(0)}{R_2} \right]}{\det} \\
 &= \frac{\left[(C_1R_1R_2s + R_1 + R_2)C_2v_{C_2}(0) + R_1C_1v_{C_1}(0) + V_{in}(s) \right]}{(R_1R_2)\det} \\
 \therefore V_{C_2}(s) &= \frac{\left[C_1C_2s + \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1R_2} \right) C_2 \right] v_{C_2}(0) + \left(\frac{C_1}{R_2} \right) v_{C_1}(0) + \left(\frac{1}{R_1R_2} \right) V_{in}(s)}{C_1C_2(s-a)(s-b)}
 \end{aligned}$$

ทำการหาลาปลาซทรานส์ฟอร์มกลับ โดยใช้ตารางลาปลาซทรานส์ฟอร์ม จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 v_{C_2}(t) &= \left[\left(\frac{1}{a-b} \right) (ae^{at} - be^{bt}) + \left(\frac{1}{a-b} \right) (e^{at} - e^{bt}) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1R_2C_1} \right) \right] v_{C_2}(0) \\
 &\quad + \left(\frac{1}{a-b} \right) (e^{at} - e^{bt}) \left(\frac{1}{R_2C_2} \right) v_{C_1}(0) + \left(\frac{1}{a-b} \right) (e^{at} - e^{bt}) \left(\frac{1}{R_1R_2C_1C_2} \right) * V_{in}(t)
 \end{aligned}$$

จากคุณสมบัติของคอนโวลูชัน (convolution property) [13]

ถ้า $L^{-1}[F(s)] = f(t)$ และ $L^{-1}[G(s)] = g(t)$ ดังนั้น

$$L^{-1}[F(s)G(s)] = \int_0^t f(u)g(t-u)du = f * g$$

ให้ $f(u) = v_{in}(u)$

$$\begin{aligned}
g(t-u) &= \left(\frac{1}{a-b}\right) \left(e^{a(t-u)} - e^{b(t-u)}\right) \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right) \\
&= \left(\frac{1}{a-b}\right) \left(e^{at} e^{-au} - e^{bt} e^{-bu}\right) \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right) \\
\therefore \frac{(e^{at} - e^{bt})}{(a-b)(R_1 R_2 C_1 C_2)} * V_{in}(t) \\
&= \left(\frac{1}{a-b}\right) \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right) \left[e^{at} \int_0^t e^{-au} v_{in}(u) du - e^{bt} \int_0^t e^{-bu} v_{in}(u) du \right] \\
\therefore v_{C_2}(t) \\
&= \left(\frac{1}{a-b}\right) e^{at} \left[\left(a + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}\right) v_{C_2}(0) + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) v_{C_1}(0) + \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right) \int_0^t e^{-au} v_{in}(u) du \right] \\
&\quad - \left(\frac{1}{a-b}\right) e^{bt} \left[\left(b + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}\right) v_{C_2}(0) + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) v_{C_1}(0) + \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\right) \int_0^t e^{-bu} v_{in}(u) du \right]
\end{aligned} \tag{4.9}$$

ทำการหาแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม C_1

$$\begin{aligned}
V_{C_1}(s) &= \frac{\begin{vmatrix} \frac{V_{in}(s)}{R_1} + C_1 v_{C_1}(0) & -\frac{1}{R_2} \\ C_2 v_{C_2}(0) & C_2 s + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \end{vmatrix}}{\det} \\
&= \frac{\left[\left(C_2 s + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) \frac{V_{in}(s)}{R_1} + \left(C_2 s + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) C_1 v_{C_1}(0) + \frac{C_2 v_{C_2}(0)}{R_2} \right]}{\det} \\
&= \frac{\left[\left(\frac{C_2 s}{R_1} + \frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3}\right) V_{in}(s) + \left(C_1 C_2 s + \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3}\right) C_1\right) v_{C_1}(0) + \frac{C_2 v_{C_2}(0)}{R_2} \right]}{C_1 C_2 (s-a)(s-b)}
\end{aligned}$$

ทำการหาลาปลาซทรานส์ฟอร์มกลับ โดยใช้ตารางลาปลาซทรานส์ฟอร์ม จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 v_{C_1}(t) &= \left[\left(\frac{1}{a-b} \right) (ae^{at} - be^{bt}) \frac{1}{R_1 C_1} + \left(\frac{1}{a-b} \right) (e^{at} - e^{bt}) \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right) \right] * v_{in}(t) \\
 &+ \left[\left(\frac{1}{a-b} \right) (ae^{at} - be^{bt}) + \left(\frac{1}{a-b} \right) (e^{at} - e^{bt}) \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3 C_2} \right) \right] v_{C_1}(0) \\
 &+ \left(\frac{1}{a-b} \right) (e^{at} - e^{bt}) \left(\frac{1}{R_2 C_1} \right) v_{C_2}(0)
 \end{aligned}$$

จากคุณสมบัติของคอนโวลูชัน (convolution property) [13]

ถ้า $L^{-1}[F(s)] = f(t)$ และ $L^{-1}[G(s)] = g(t)$ ดังนั้น

$$L^{-1}[F(s)G(s)] = \int_0^t f(u)g(t-u)du = f * g$$

ให้ $f(u) = v_{in}(u)$

$$g(t-u) = \left(\frac{1}{a-b} \right) (ae^{a(t-u)} - be^{b(t-u)}) \frac{1}{R_1 C_1} + \left(\frac{1}{a-b} \right) (e^{a(t-u)} - e^{b(t-u)}) \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right)$$

$$= \left(\frac{1}{a-b} \right) \left[(ae^{at} e^{-au} - be^{bt} e^{-bu}) \frac{1}{R_1 C_1} + (e^{at} e^{-au} - e^{bt} e^{-bu}) \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right) \right]$$

$$= \left(\frac{1}{a-b} \right) \left[\left\{ \frac{a}{R_1 C_1} + \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right) \right\} e^{at} e^{-au} - \left\{ \frac{b}{R_1 C_1} + \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right) \right\} e^{bt} e^{-bu} \right]$$

$$\therefore \left[\left(\frac{1}{a-b} \right) (ae^{at} - be^{bt}) \frac{1}{R_1 C_1} + \left(\frac{1}{a-b} \right) (e^{at} - e^{bt}) \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right) \right] * v_{in}(t)$$

$$= \left(\frac{1}{a-b} \right) \left[\left\{ \frac{a}{R_1 C_1} + \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right) \right\} e^{at} \int_0^t e^{-au} v_{in}(u) du \right]$$

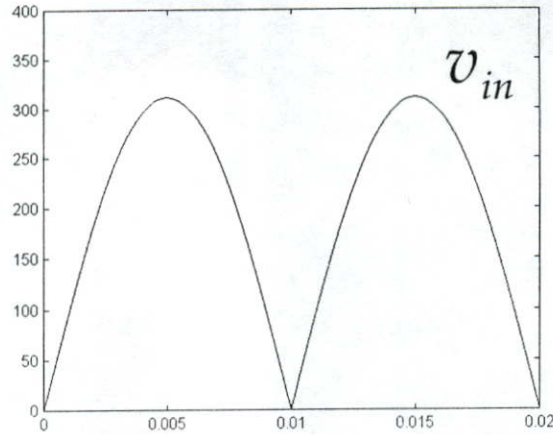
$$\begin{aligned}
& - \left[\frac{b}{R_1 C_1} + \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right) \right] e^{bt} \int_0^t e^{-bu} v_{in}(u) du \Big] \\
\therefore v_{C_1}(t) &= \left(\frac{1}{a-b} \right) e^{at} \left[\frac{1}{R_2 C_1} v_{C_2}(0) + \left(a + \frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3 C_2} \right) v_{C_1}(0) \right. \\
& \quad \left. + \left(\frac{a}{R_1 C_1} + \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right) \right) \int_0^t e^{-au} v_{in}(u) du \right] \\
& - \left(\frac{1}{a-b} \right) e^{bt} \left[\frac{1}{R_2 C_1} v_{C_2}(0) + \left(b + \frac{R_2 + R_3}{R_2 R_3 C_2} \right) v_{C_1}(0) \right. \\
& \quad \left. + \left(\frac{b}{R_1 C_1} + \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \right) \right) \int_0^t e^{-bu} v_{in}(u) du \right] \quad (4.10)
\end{aligned}$$

4.6 การซิมมูลต์โดยใช้สมการที่ได้จากการวิเคราะห์ทั้งระบบ

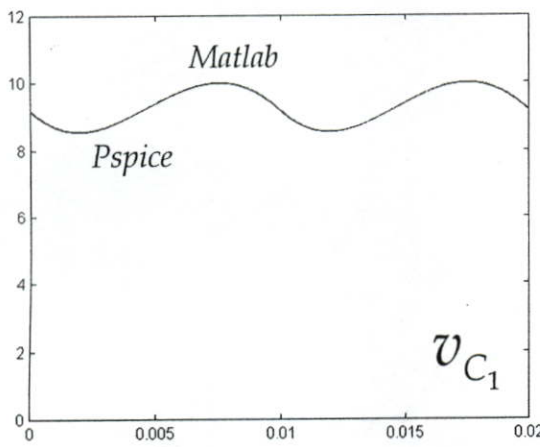
เมื่อได้สมการของวงจรในส่วนต่างๆครบทั้งหมดแล้ว การศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าด้านเข้า เมื่อมีการป้อนกลับโดยการควบคุมกระแสไฟฟ้าและชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก ก็สามารถทำได้ โดยกำหนดให้แรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่า $220V_{rms} \pm 20\%$ และกำลังไฟฟ้าด้านออกมีค่า 100W, 300W และ 500W โดยที่ค่าอุปกรณ์ที่ใช้เพิ่มเติมในส่วนของวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกใช้ค่า $R_3 = 279.4k$, $R_4 = 1.52M$, $R_5 = 11.44k$, $C_3 = 47nF$, $V_{REF} = 3V$ ในส่วนของวงจร RMS Detector ใช้ค่า $R_1 = 1.583M$, $R_2 = 62.4k$, $R_3 = 15.63k$, $C_1 = 180nF$, $C_2 = 680nF$ และ $R_{vac} = 1.5M$ [9]

จากรูปที่ 4.13 และ 4.15 จะเห็นว่าขนาดและรูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าในวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกกับวงจร RMS Detector ซึ่งได้จากการซิมมูลต์ โดยนำสมการที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้มาใช้กับ Matlab เมื่อเปรียบเทียบกับ Pspice จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก และจะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรทั้งสองจะมีค่าระลอกเกิดขึ้นเล็กน้อยซึ่งอาจจะส่งผลกระทบต่อลักษณะของกระแสอ้างอิง i_{mo} สัญญาณต่างๆที่ทำให้เกิดกระแสอ้างอิง i_{mo} ซึ่งได้จากสมการที่ 4.6 เมื่อมีการควบคุมทั้งกระแสและแรงดันไฟฟ้าแสดงให้เห็นในรูปที่ 4.16 จะเห็นว่ากระแสอ้างอิง i_{mo} ที่ได้มีลักษณะที่แตกต่างจากสัญญาณไซน์เพียงเล็กน้อยเท่านั้นซึ่งเป็นผลเนื่องจากแรงดันระลอกดังกล่าว

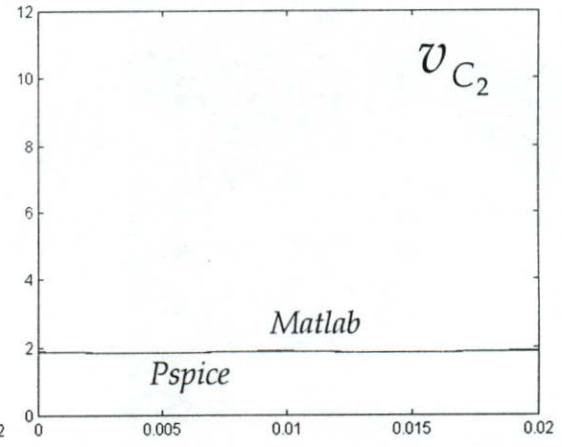
จากรูปที่ 4.17 จะเห็นว่าเมื่อกำลังไฟฟ้าด้านออกมีค่าสูงขึ้น แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจร



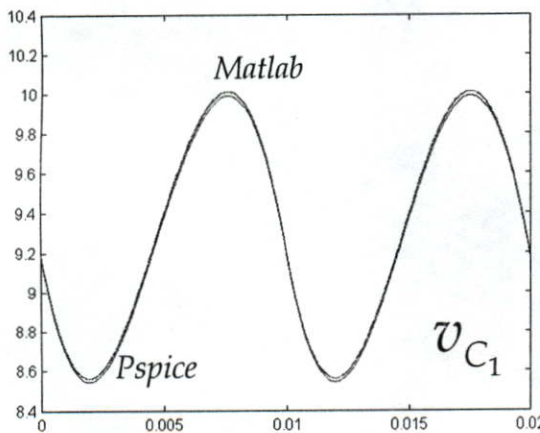
(a)



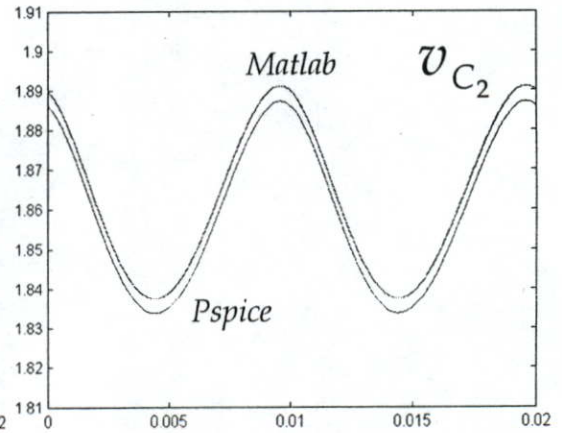
(b)



(c)

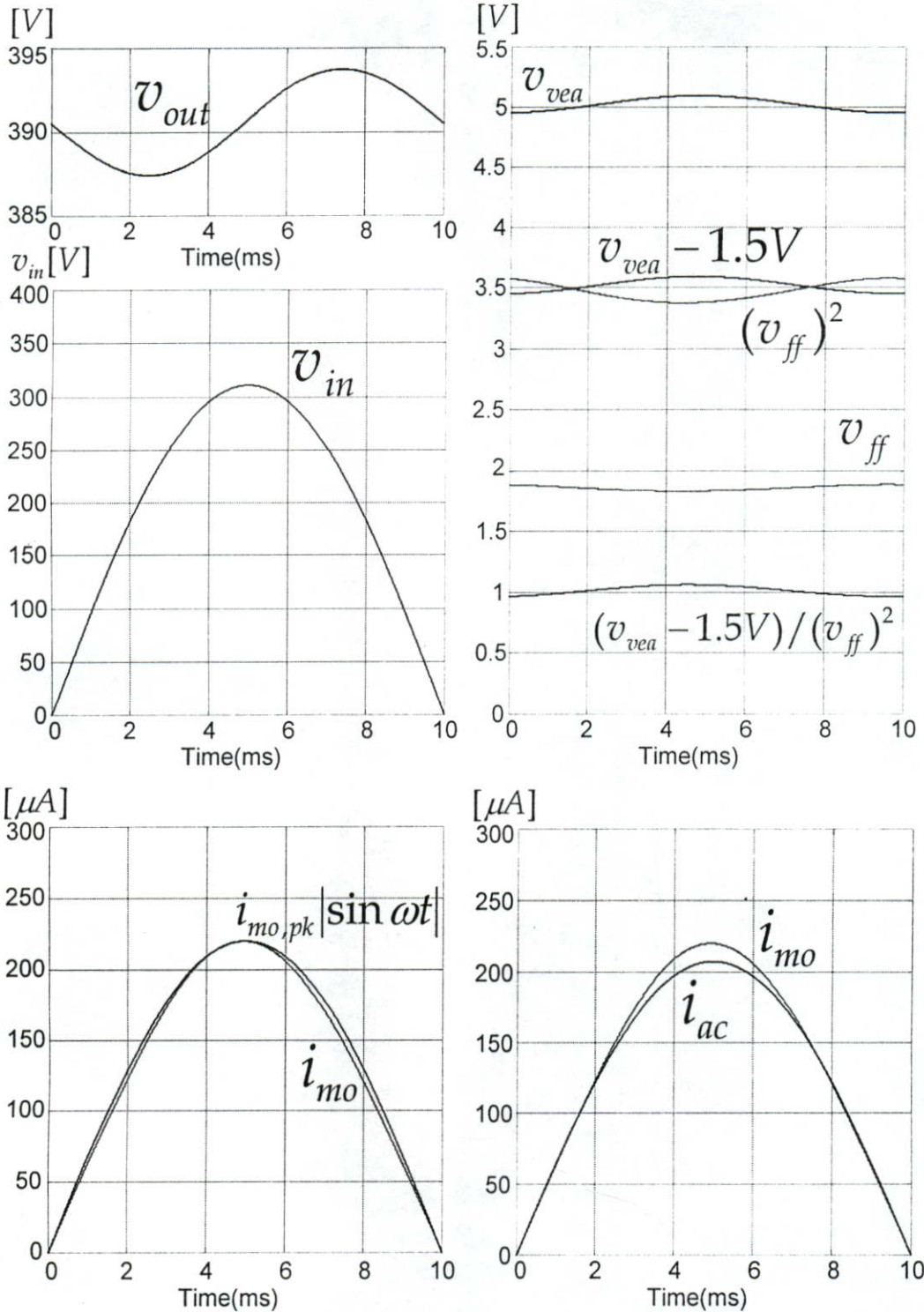


(d)



(e)

รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม C_1 และ C_2 ของวงจร RMS Detector โดยใช้ Matlab และ Pspice (a) แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า v_{in} , (b) แรงดันไฟฟ้า v_{C_1} , (c) แรงดันไฟฟ้า v_{C_2} , (d) แรงดันไฟฟ้า v_{C_1} เมื่อทำการขยาย, (e) แรงดันไฟฟ้า v_{C_2} เมื่อทำการขยาย

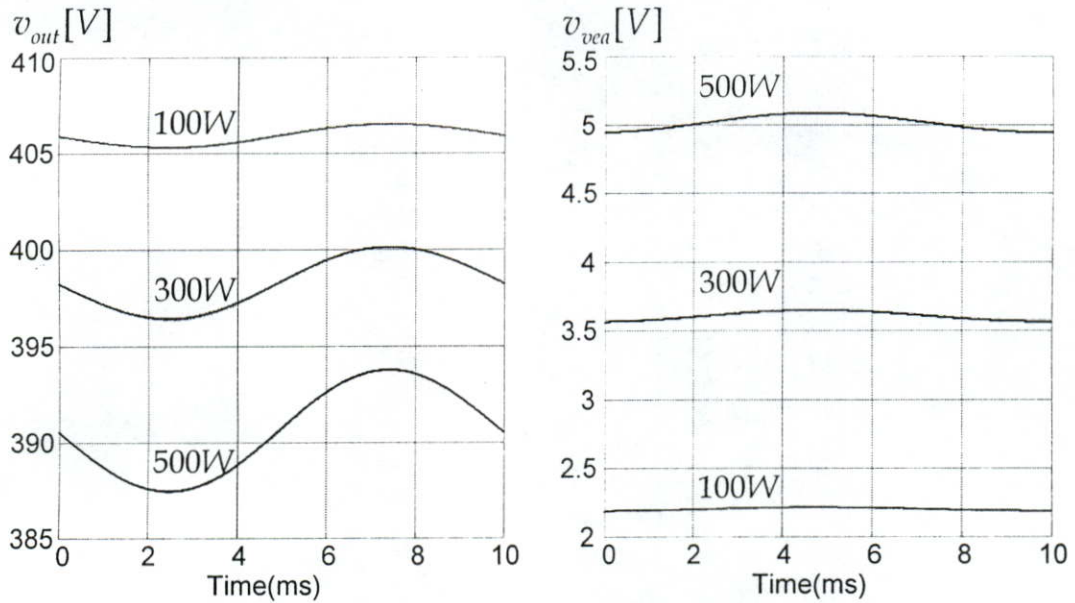


รูปที่ 4.16 ลักษณะของกระแสอ้างอิง i_{mo} ที่เกิดจากสมการ 4.6 ที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 220V กำลังไฟฟ้าด้านออก 500W

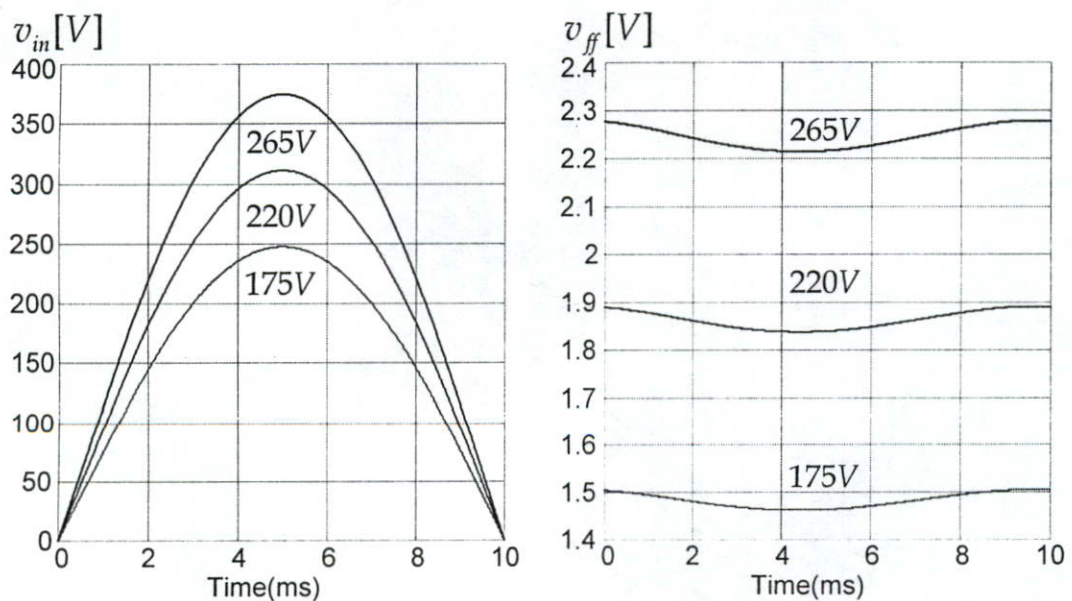
บวสคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าลดลงและขนาดของค่าระลอกก็มีค่าสูงขึ้น ส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรควบคุมแรงดัน v_{vea} จะมีค่าเพิ่มขึ้น วงจรควบคุมแรงดันที่ใช้ยังไม่สามารถรักษาค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่ได้ทุกๆค่าโหลดส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดัน

ไฟฟ้าด้านเข้าของวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์จะไม่ค่อยมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านออก เนื่องจากการชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าได้ถูกเพิ่มเข้าไป ส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจร RMS Detector จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าดังรูปที่ 4.18

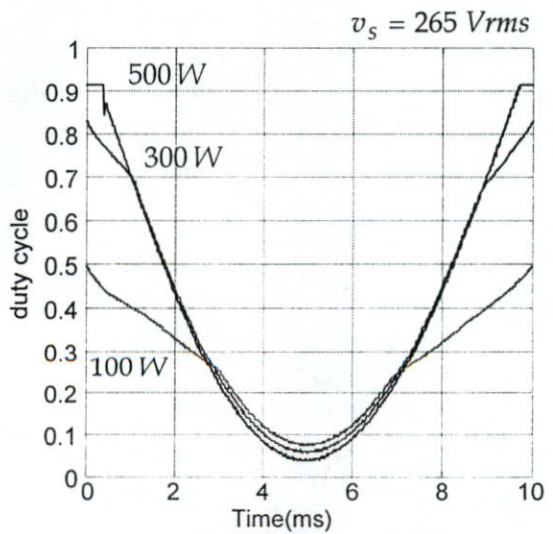
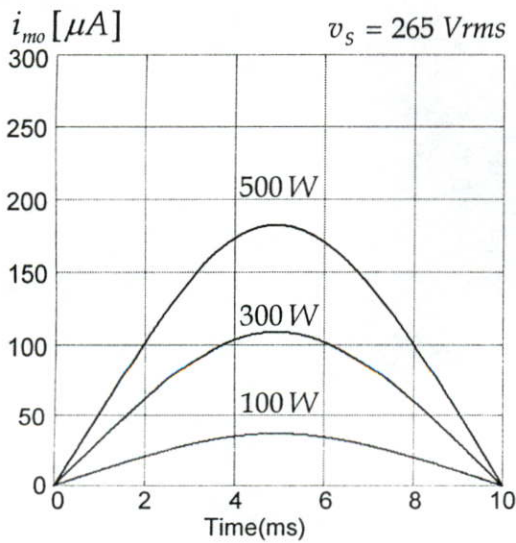
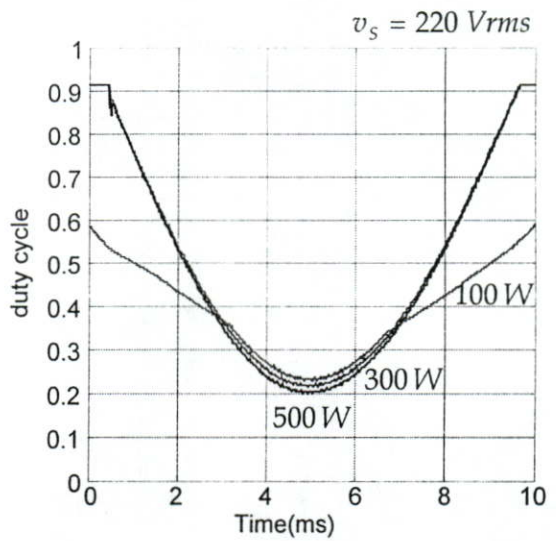
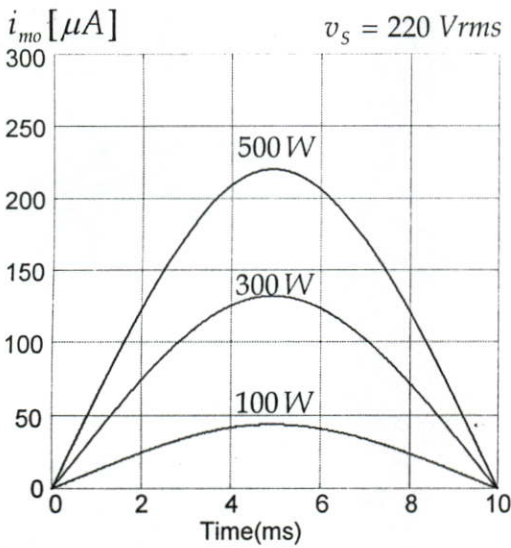
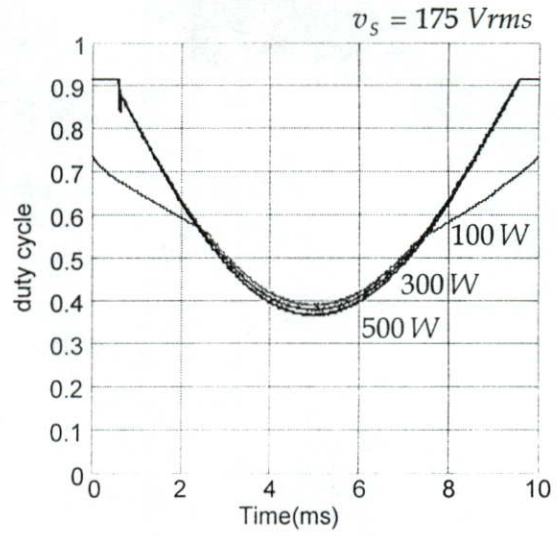
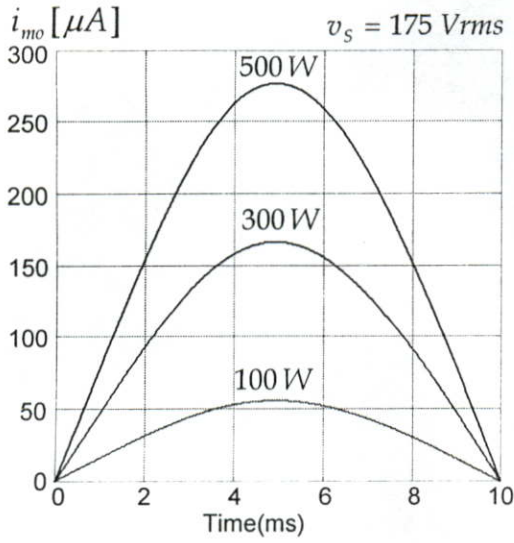
ลักษณะและขนาดของกระแสอ้างอิง i_{mo} และค่าวัฏจักรงานที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 175V, 220V และ 265V ที่โหลดค่าต่างๆแสดงในรูปที่ 4.19 เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าสูงขึ้นค่าของกระแส



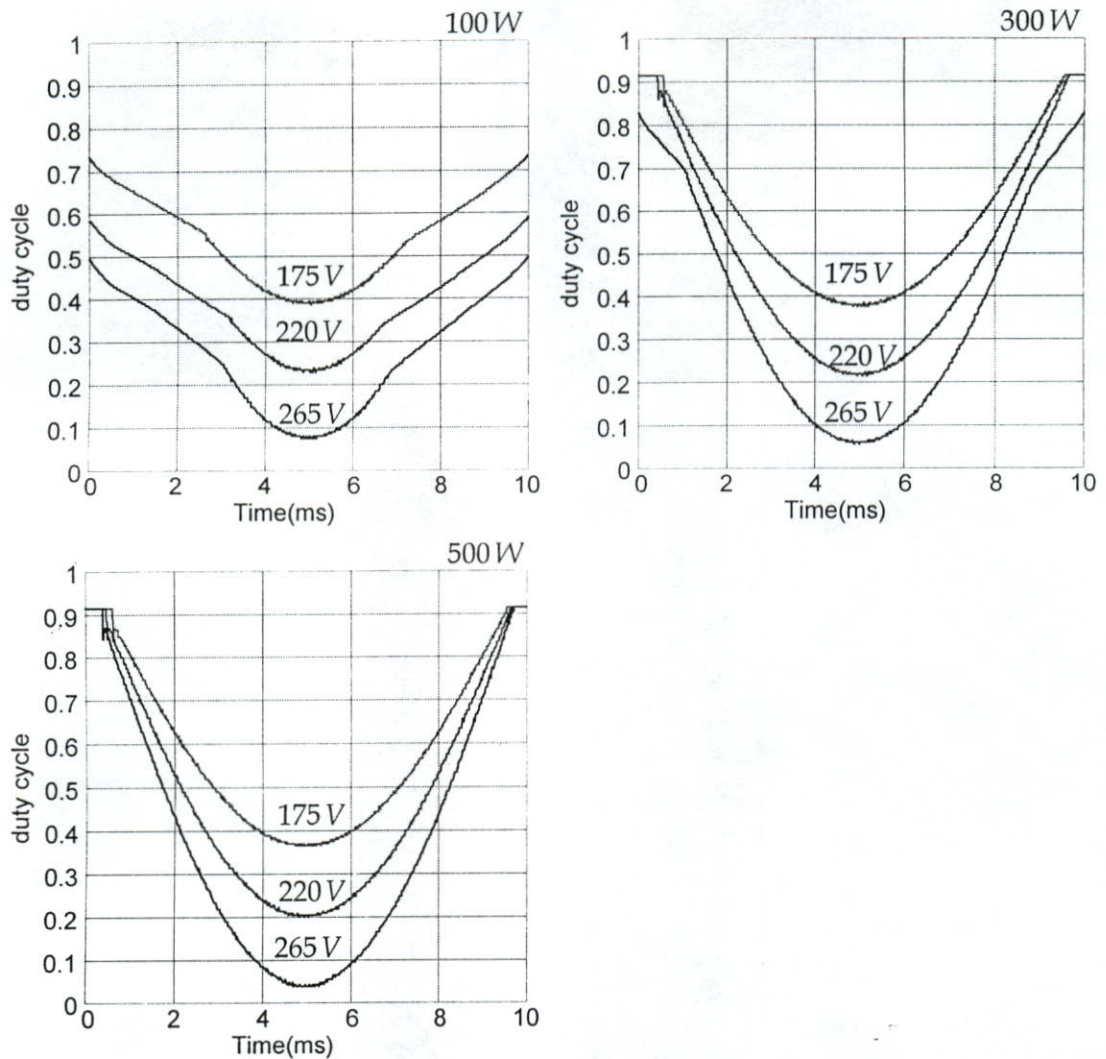
รูปที่ 4.17 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้่าที่ก้าลงไฟฟ้าด้านออกค่าต่างๆ



รูปที่ 4.18 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจร RMS Detector ที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าค่าต่างๆ

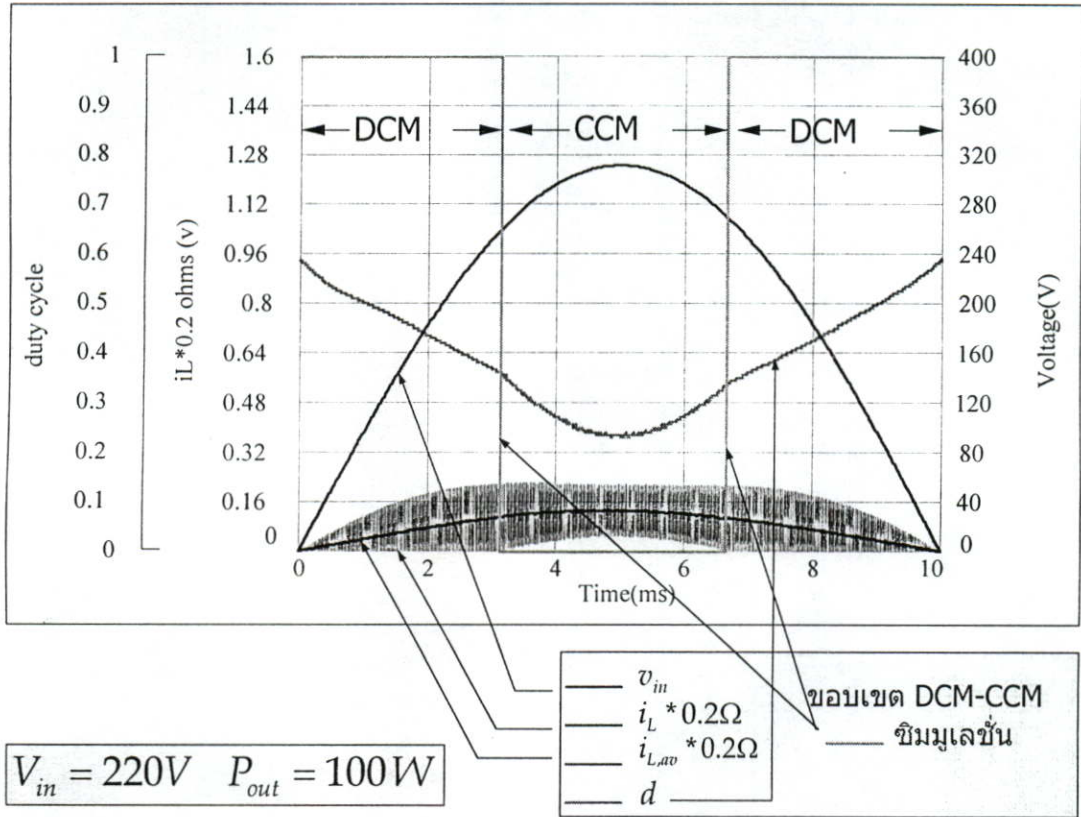


รูปที่ 4.19 ค่าของกระแสอ้างอิง i_{mo} และค่าวัฏจักรงานที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและกำลังไฟฟ้าด้านออกค่าต่างๆ

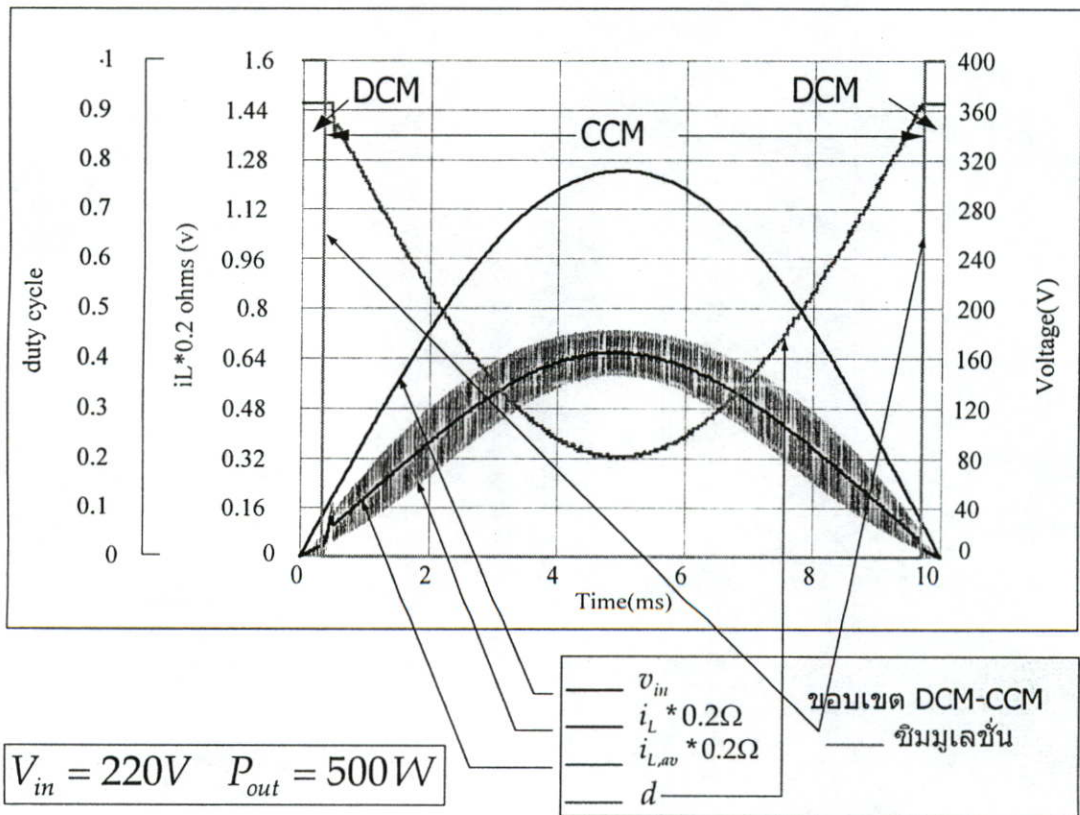


รูปที่ 4.20 ค่าวัฏจักรงานที่กำลังไฟฟ้านอกและแรงดันไฟฟ้านเข้าค่าต่างๆ

แอสั่งอิง i_{mo} จะมีค่าลดลงในขณะที่กำลังไฟฟ้านอกมีค่าเพิ่มขึ้นกระแอสั่งอิง i_{mo} จะมีค่าเพิ่มขึ้นตาม ค่าวัฏจักรงานที่กำลังไฟฟ้านอก 100W , 300W และ 500W เมื่อแรงดันไฟฟ้านเข้า มีค่าต่างๆดังแสดงในรูปที่ 4.20 จะเห็นว่าที่กำลังไฟฟ้านอกมีค่า 100W จะเกิดการทํางานใน โหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเป็นเวลาค่อนข้างนาน ในขณะที่กำลังไฟฟ้านอกมีค่าเท่ากับ 500W จะเกิดการทํางานใน โหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเป็นเวลาที่สั้นๆเท่านั้น ซึ่งสังเกตได้จากลักษณะของค่าวัฏจักรงานส่วนรายละเอียดของขอบเขตการทํางานใน โหมดกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่องดูได้จากรูปที่ 4.21 และ 4.22 ซึ่งขอบเขตการทํางานดังกล่าวได้จากการชิมมูลท



รูปที่ 4.21 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องที่ $V_{in} = 220V$, $P_{out} = 100W$



รูปที่ 4.22 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องที่ $V_{in} = 220V$, $P_{out} = 500W$

บทที่ 5

ผลการทดลองและผลการซิมมูลาท

เมื่อทำการเพิ่มวงจรป้อนกลับให้กับวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมกระแสไฟฟ้าด้านเข้าให้มีคลื่นเช่นเดียวกับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำให้ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่งและรักษาค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้มีค่าคงที่ภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงโหลดและการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้า โดยข้อมูลที่ทำการวัดและทดสอบมีรายการดังต่อไปนี้

1. วัดคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้าที่เข้าสู่วงจรบวสคอนเวอร์เตอร์
2. วัดคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าหลังไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์
3. วัดค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านออกที่ต่ออยู่กับโหลด
4. วัดค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้าตรงด้านออกที่ต่ออยู่กับโหลด
5. วัดคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบ

ทันทีทันใด

โดยมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดและทดสอบดังนี้

1. Digital oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520
2. วาริแอมป์ขนาด 5A ซึ่งสามารถปรับค่าแรงดันไฟฟ้าสลับด้านออกให้มีค่าอยู่ในช่วง 0-265V
3. ชุดโหลดที่ใช้ในการทดสอบ ประกอบด้วย
 - 1) หลอดไฟขนาด 60W , 220V 2 ดวงต่ออนุกรมกัน จำนวน 5 ชุด
 - 2) หลอดไฟขนาด 50W , 220V 2 ดวงต่ออนุกรมกัน จำนวน 2 ชุด
 - 3) หลอดไฟขนาด 3-5W , 220V 2 ดวงต่ออนุกรมกัน จำนวน 2 ชุด
 - 4) หลอดไฟขนาด 3-5W , 220V 4 ดวงต่ออนุกรมกัน จำนวน 1 ชุด

โดยแต่ละชุดจะมีสวิตช์ในการเปิด/ปิดการใช้งาน ดังนั้นเวลาที่ทำการทดสอบจะต้องวัดค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านออกที่ต่อโหลดอยู่ และคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าที่โหลดให้ได้ค่าตามที่กำหนดไว้คือมีค่าเท่ากับ 100W , 200W , 300W , 400W และ 500W หรือมีค่าใกล้เคียงมากที่สุดโดยการเลือกใช้งานชุดโหลดดังกล่าว

4. วงจรบวสคอนเวอร์เตอร์ที่ได้สร้างขึ้น

5.1 ขั้นตอนในการทำการทดลองและบันทึกผล

1. ปรับแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าให้มีค่าเท่ากับ 175V และปรับขนาดโหลดด้านออกให้มีค่า 100W ทำการบันทึกรูปคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้า แรงดันและกระแส

ไฟฟ้าตรงด้านเข้าหลังไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ วัดค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านออกที่ต่ออยู่กับโหลด วัดค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้าตรงด้านออกที่ต่ออยู่กับโหลดโดยวัดเทียบกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าหลังไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ จากนั้นทำการเพิ่มโหลดขึ้นทีละ 100W และปรับค่าแรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้าให้มีค่าคงที่เช่นเดิม ทำการวัดและบันทึกค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าตามจุดต่างๆดังที่ได้กล่าวมาแล้วทำเช่นนี้จนครบ 500W

2. ทำการทดลอง วัด และบันทึกค่า เช่นเดียวกับข้อ 1 โดยปรับแรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้าให้มีค่าเท่ากับ 220V

3. ทำการทดลอง วัด และบันทึกค่า เช่นเดียวกับข้อ 1 โดยปรับแรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้าให้มีค่าเท่ากับ 265V

4. จากนั้นทำการวัดคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด เมื่อให้แรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้ามีค่าเท่ากับ 220V และทำการเปลี่ยนโหลดจาก 100W ไปยัง 300W ทำการบันทึกรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาดังกล่าว และเมื่อทำการเปลี่ยนโหลดจาก 300W มายัง 100W

5.2 การซิมมูลตเพื่อเทียบผลกับการทดลอง

ในงานวิจัยนี้จะใช้โปรแกรม Matlab และ Pspice ในการซิมมูลต เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากสมการที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้แล้วในบทที่ 2 ถึง 4 โดยใช้โปรแกรม Matlab เทียบกับการซิมมูลตด้วยโปรแกรม Pspice และนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองจริงในหัวข้อ 5.1 โดยกำหนดให้กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกมีค่าเท่ากันหรือใกล้เคียงกันมากที่สุด สำหรับในงานวิจัยนี้ข้อแตกต่างของวงจรที่ใช้ในการซิมมูลตด้วย Matlab และ Pspice คือ ทางด้านเข้าของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ Pspice จะใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสลับและมีขดลวดเหนี่ยวนำต่ออนุกรมอยู่ โดยใช้ค่า 0.5mH แทนค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสลับ และมีตัวเก็บประจุต่อคร่อมทางด้านเข้าและทางด้านออกของวงจรเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์ก่อนที่จะเข้าวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์โดยใช้ค่า 1uF และ 0.1uF ตามลำดับซึ่งเป็นค่าเดียวกับค่าที่ใช้ในการทดลองจริง ในขณะที่ Matlab จะใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟป้อนเข้าสู่วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์โดยตรง

5.2.1 ขั้นตอนในการซิมมูลตด้วย Matlab

ในส่วนของโปรแกรม Matlab จะมีขั้นตอนดังนี้

1. ให้แรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าคือ $v_{in} = \sqrt{2}V_{in}|\sin \omega t|$ โดยที่ $V_{in} = 175V$

2. นำค่าความต้านทาน โหลดที่ได้จากการทดลองโดยคำนวณจาก

$R = V_{out}^2 / P_{out}$ มาใช้ในการซิมมูลต

เมื่อ V_{out} คือค่าแรงดันไฟฟ้าตรงเฉลี่ยด้านออกที่วัดได้จากการทดลอง

P_{out} คือค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกที่คำนวณได้จากทางทดลอง มีค่าเท่ากับ $V_{out} I_R$

I_R คือค่ากระแสไฟฟ้าตรงด้านออกที่วัดได้จากการทดลอง

3. ทำการซิมมูลเท

4. คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าด้านออกที่ได้จากการซิมมูลเท ถ้ามีค่าไม่เท่ากับค่าที่ได้จากการทดลอง ให้ทำการเปลี่ยนค่าตัวความต้านทานเพิ่มขึ้นหรือลดลงเล็กน้อยแล้วทำการซิมมูลเทใหม่จนกว่าค่ากำลังไฟฟ้าด้านออกที่ได้มีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงค่าที่ได้จากการทดลองมากที่สุด

5. เพิ่มโหลดจาก 100W เป็น 200W , 300W , 400W และ 500W ตามลำดับ โดยทำตามข้อ 2 ถึงข้อ 4

6. เปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้า (V_{in}) ในข้อ 1 จาก 175V เป็น 220V และ 265V แล้วทำตามข้อ 2 ถึงข้อ 5 จนครบ

5.2.2 ขั้นตอนในการซิมมูลเทด้วย Pspice

ในส่วนของโปรแกรม Pspice จะมีขั้นตอนดังนี้

1. ให้แรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้าคือ $v_s = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t)$ โดยที่ $V_s = 175V$
2. ใช้ค่าความต้านทานโหลดค่าเดียวกับค่าที่ได้เมื่อทำการซิมมูลเทด้วย

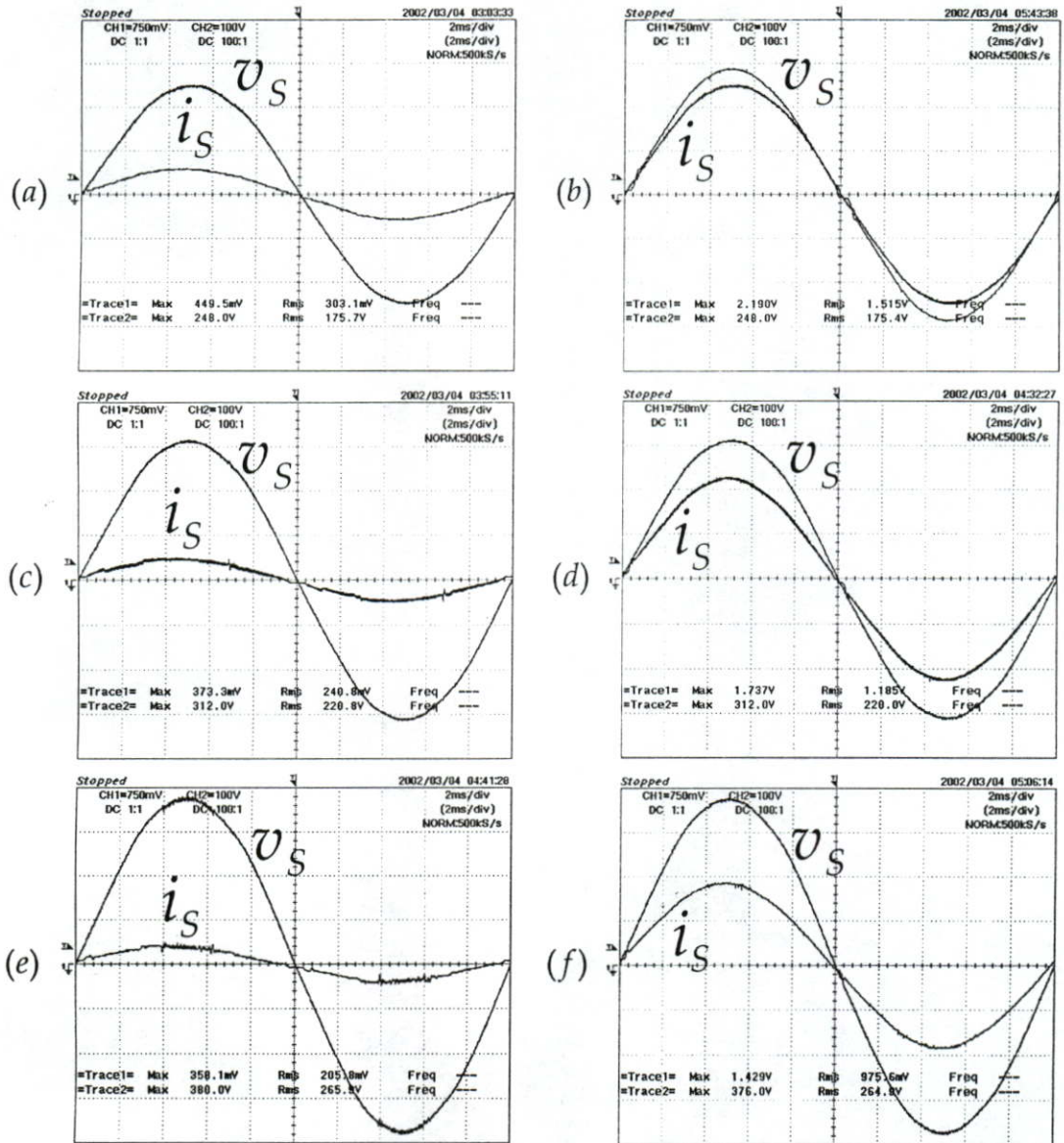
โปรแกรม Matlab

3. ทำการซิมมูลเท

4. เพิ่มโหลดจาก 100W เป็น 200W , 300W , 400W และ 500W ตามลำดับ โดยทำตามข้อ 1 ถึงข้อ 3

5. เปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้า (V_s) ในข้อ 1 จาก 175V เป็น 220V และ 265V แล้วทำตามข้อ 2 ถึงข้อ 4 จนครบ

5.3 ผลการทดลองและการขมิมุเลข



รูปที่ 5.1 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้าที่ได้จากการทดลอง

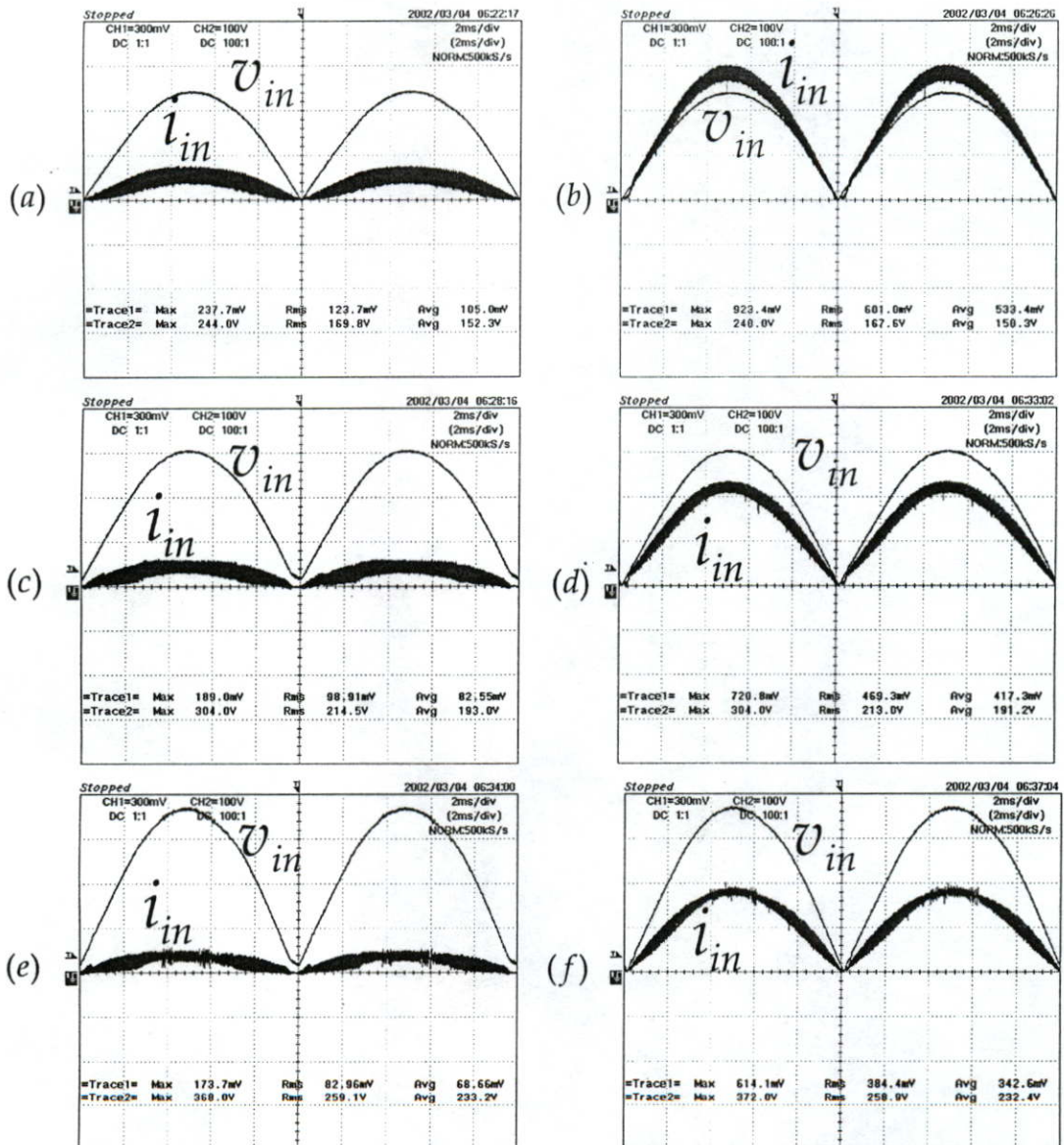
$$(a) V_s = 175V_{rms} \quad P_{out} = 100W, \quad (b) V_s = 175V_{rms} \quad P_{out} = 500W$$

$$(c) V_s = 220V_{rms} \quad P_{out} = 100W, \quad (d) V_s = 220V_{rms} \quad P_{out} = 500W$$

$$(e) V_s = 265V_{rms} \quad P_{out} = 100W, \quad (f) V_s = 265V_{rms} \quad P_{out} = 500W$$

จากรูปที่ 5.1 เมื่อกำลังไฟฟ้านำออกมีค่าเพิ่มขึ้นกระแสที่ไหลเข้าสู่วงจรรูปสคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น แต่เมื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าให้มีค่าสูงขึ้นกระแสไฟฟ้าด้านเข้าจะมีค่าลดลง ดังนั้นวงจรป้อนกลับที่เพิ่มเข้าไปสามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้ตามที่โหลดต้องการ และสามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดให้คงที่เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีการเปลี่ยนแปลง ที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 220V กำลังไฟด้านออก 500W กระแสไฟฟ้าด้านเข้าจะมีค่า

เท่ากับ 2.37A ขณะที่รูปที่ 5.2 กระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าหลังจกรเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์ซึ่งเป็นกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำจะมีค่ากระแสรวมอยู่ด้วย ในขณะที่กระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าในรูป 5.1 จะมีค่ากระแสระลอกน้อยมาก ทั้งนี้เพราะมีตัวเก็บประจุต่อคร่อมทางด้านเข้าของวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้น ซึ่งทำหน้าที่กรองค่ากระแสระลอกไม่ให้ไหลกลับเข้าไปยังแหล่งจ่าย และจากรูปจะเห็นว่าที่กำลังไฟฟ้านอกมีค่า 100W จะเกิดช่วงการทำงานในโหมมกระแสไม่ต่อเนื่องเป็นเวลานานกว่าที่กำลังไฟฟ้านอกมีค่า 500W ซึ่งเกิดขึ้นเป็นเวลาชั่วช่วงสั้นๆเท่านั้นในช่วงที่แรงดันทางด้านเข้ามีค่าน้อยๆ สำหรับรูปที่ 5.3

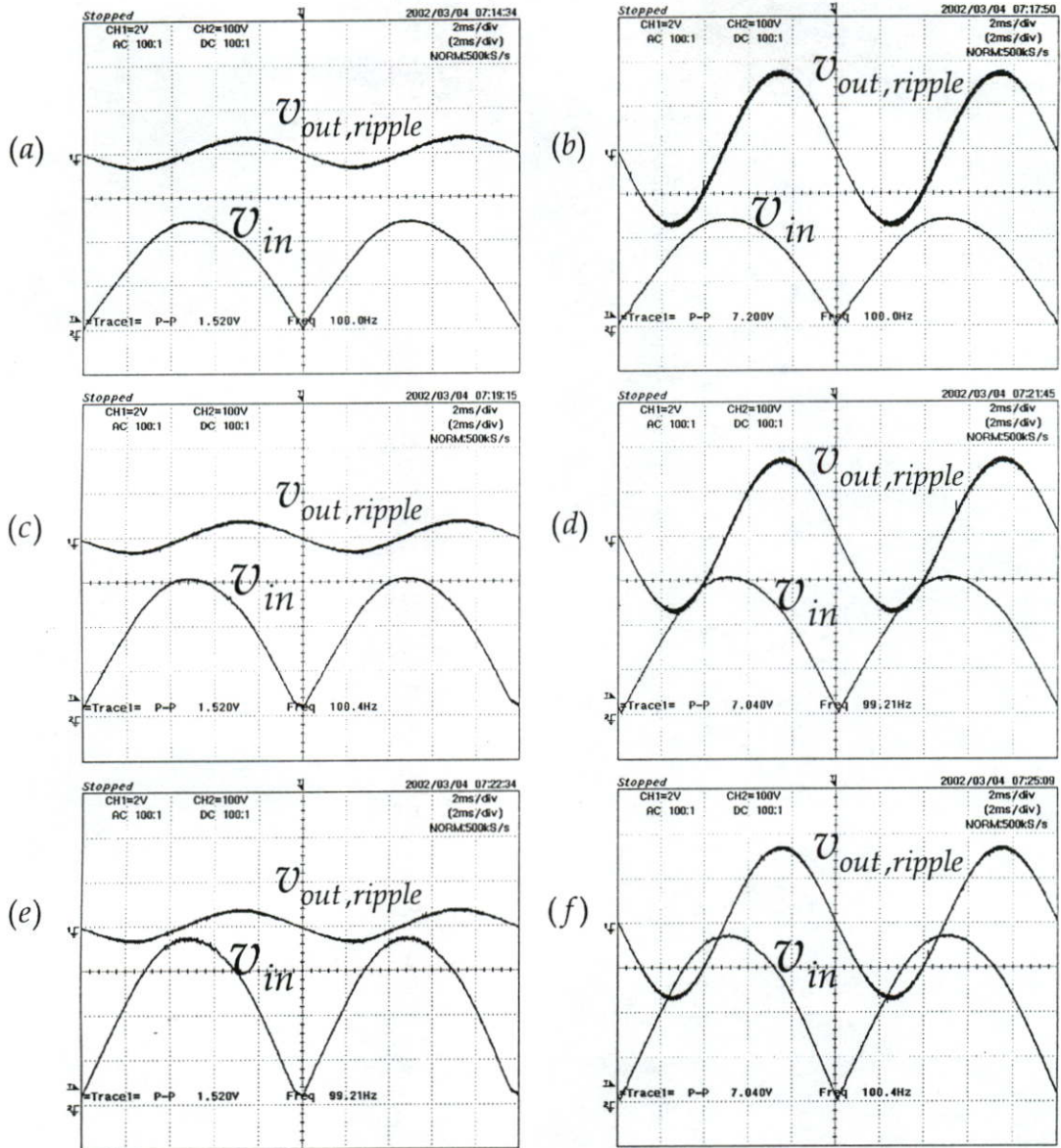


รูปที่ 5.2 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ได้จากการทดลอง

$$(a) V_s = 175V_{rms} \quad P_{out} = 100W, \quad (b) V_s = 175V_{rms} \quad P_{out} = 500W$$

$$(c) V_s = 220V_{rms} \quad P_{out} = 100W, \quad (d) V_s = 220V_{rms} \quad P_{out} = 500W$$

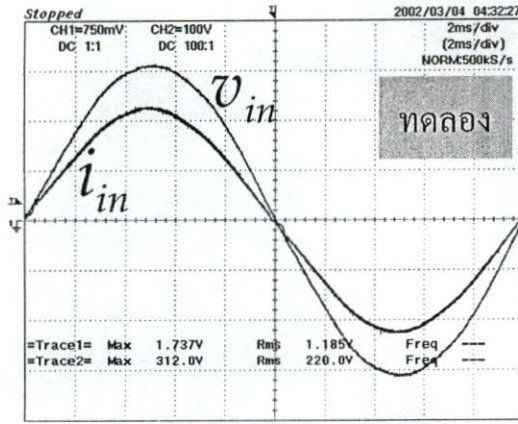
$$(e) V_s = 265V_{rms} \quad P_{out} = 100W, \quad (f) V_s = 265V_{rms} \quad P_{out} = 500W$$



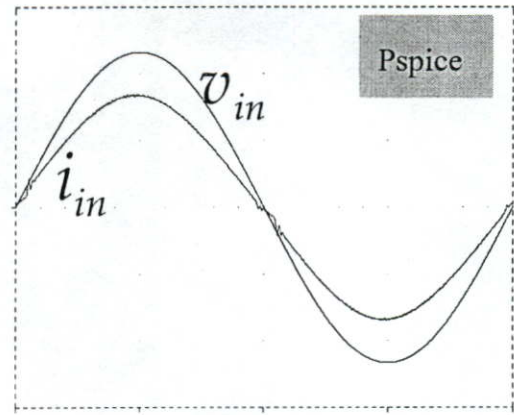
รูปที่ 5.3 ขนาดและคลื่นแรงดันระลอกด้านออกเทียบกับตำแหน่งของแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ได้จากการทดลอง

- (a) $V_s = 175V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (b) $V_s = 175V_{rms}$ $P_{out} = 500W$
- (c) $V_s = 220V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (d) $V_s = 220V_{rms}$ $P_{out} = 500W$
- (e) $V_s = 265V_{rms}$ $P_{out} = 100W$, (f) $V_s = 265V_{rms}$ $P_{out} = 500W$

จะเห็นว่าเมื่อโหลดมีค่ามากขึ้นค่าแรงดันระลอกจะมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่การเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านเข้าจะไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันระลอก ซึ่งค่าแรงดันระลอกนี้จะมีค่าเป็น 2 เท่าของความถี่ไลน์กรไฟฟ้าที่ป้อนเข้าวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 220V กำลังไฟฟ้า 500W มีค่าระลอกสูงสุดเท่ากับ 7.04Vp-p โดยที่ตัวประกอบค่าระลอก (Ripple Factor) มีค่าเท่ากับ ค่า rms ขององค์ประกอบไฟสลับ ($7.04V / (2 * 1.414)$)หารด้วยองค์ประกอบไฟตรง (387.7V) มีค่าเป็น 0.642% จากรูปที่ 5.4 ถึง 5.6 จะเห็นว่าลักษณะของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ได้

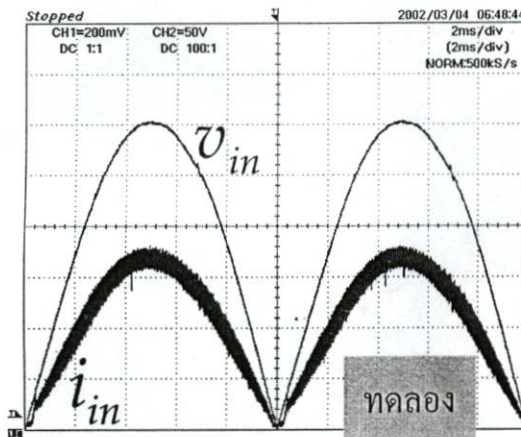


(a)

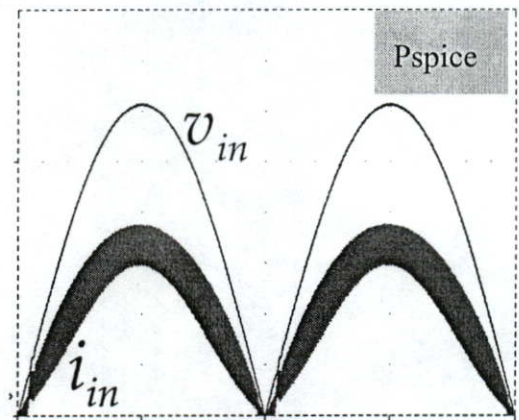


(b)

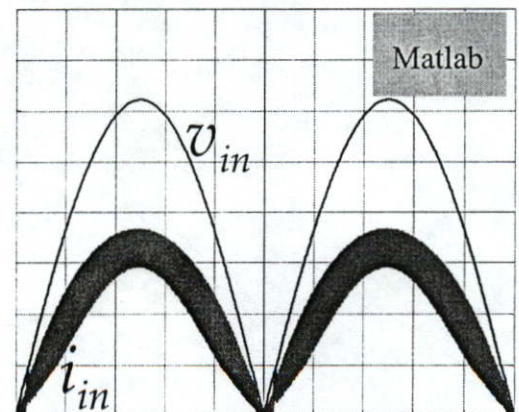
รูปที่ 5.4 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้าที่ $V_s = 175V_{rms}$, $P_{out} = 500W$ (a) ได้จากการทดลอง, (b) ได้จากการซิมูเลทด้วย Pspice



(a)

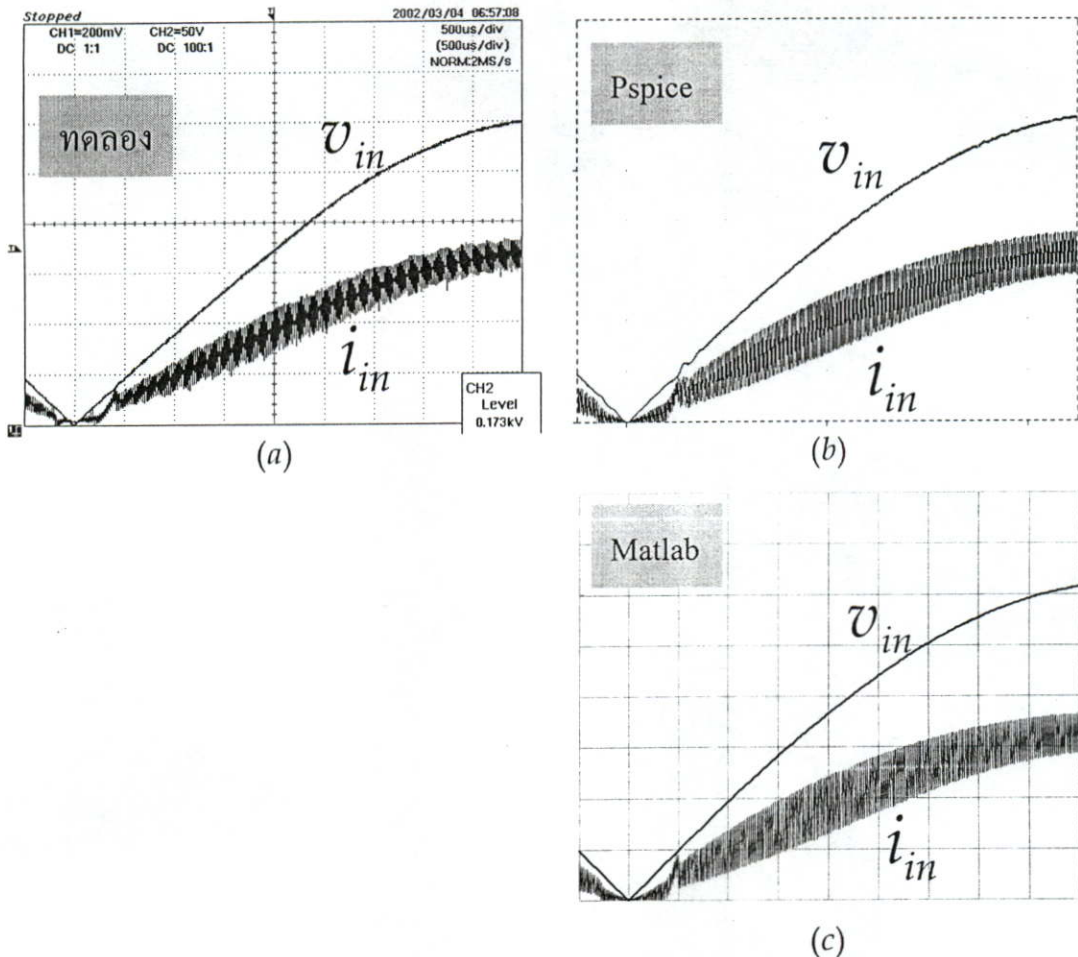


(b)



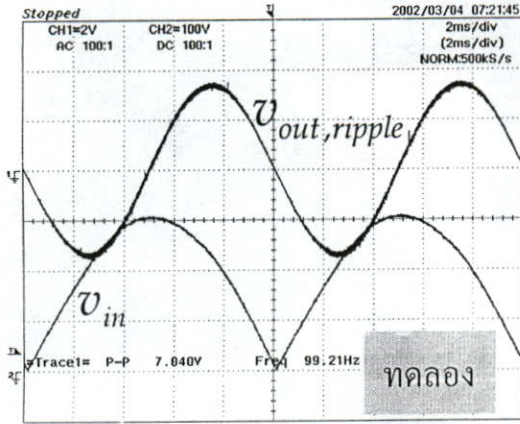
(c)

รูปที่ 5.5 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ $V_s = 175V_{rms}$, $P_{out} = 500W$ (a) ได้จากการทดลอง, (b) ได้จากการซิมูเลทด้วย Pspice, (c) ได้จากการซิมูเลทด้วย Matlab

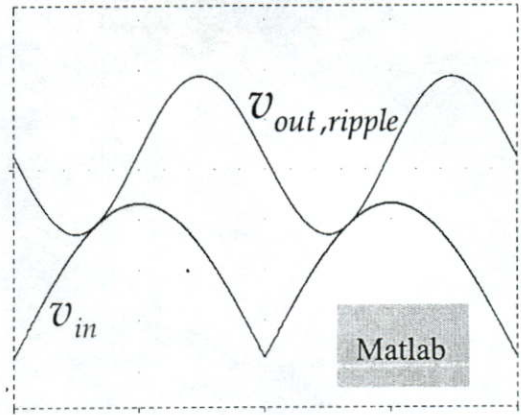


รูปที่ 5.6 คลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าตรงด้านเข้าเมื่อทำการขยายจากรูปที่ 5.5 (a) ได้จากการทดลอง, (b) ได้จากการซิมูเลทด้วย Pspice, (c) ได้จากการซิมูเลทด้วย Matlab

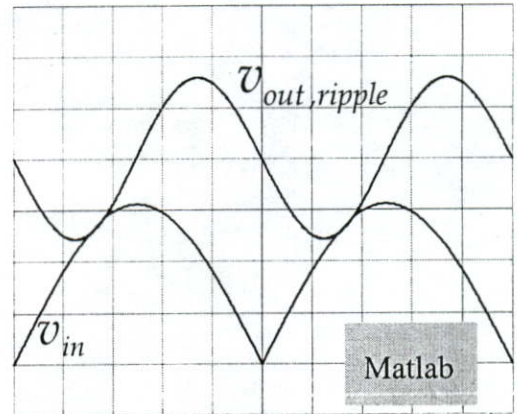
จากการทดลองและการซิมูเลทมีลักษณะใกล้เคียงกัน ค่ากระแสระลอกที่ได้จากการซิมูเลทจะมีค่าสูงกว่า บริเวณที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าน้อยๆจะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำไม่สามารถเกาะไปตามคลื่นไซน์อ้างอิงได้ ซึ่งคาดว่าน่าจะเกิดขึ้นเนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้มีค่ามากเกินไปและถูกจำกัดด้วยค่าของวัฏจักรงานสูงสุด ส่วนรูปที่ 5.4 จะมีเฉพาะผลที่ได้จากการทดลองเทียบกับ Pspice เท่านั้นเนื่องจากสมการคณิตศาสตร์ที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้แล้วนั้นพิจารณาที่ด้านเข้าของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงเท่านั้น ขณะที่แรงดันระลอกที่ได้จากการซิมูเลทในรูปที่ 5.7 จะมีลักษณะใกล้เคียงกับที่วัดได้จากการทดลอง ส่วนรูปที่ 5.8 จะเห็นว่าเวลาที่ใช้ในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 100W ไปยัง 300W จะใช้เวลาประมาณ 100ms ในขณะที่เวลาที่ใช้ในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 300W มายัง 100W จะใช้เวลาประมาณ 80ms



(a)

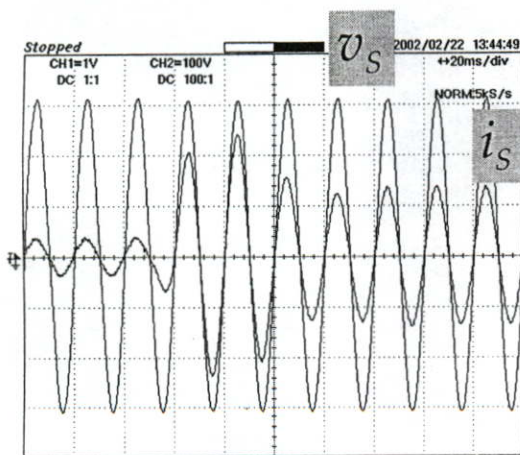


(b)

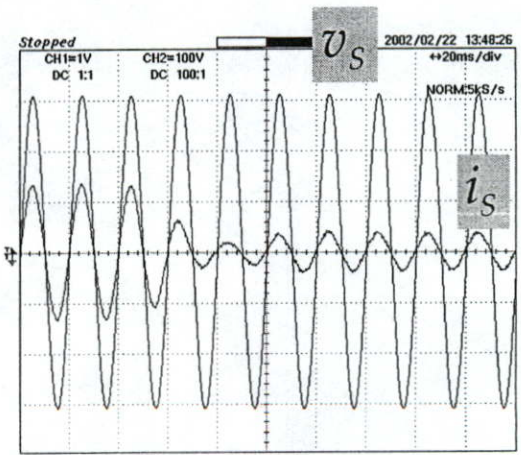


(c)

รูปที่ 5.7 ขนาดและคลื่นแรงดันระลอกด้านออกเทียบกับตำแหน่งของแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าที่ $V_s = 175V_{rms}$, $P_{out} = 500W$ (a) ได้จากการทดลอง , (b) ได้จากการซิมูเลทด้วย Pspice , (c) ได้จากการซิมูเลทด้วย Matlab

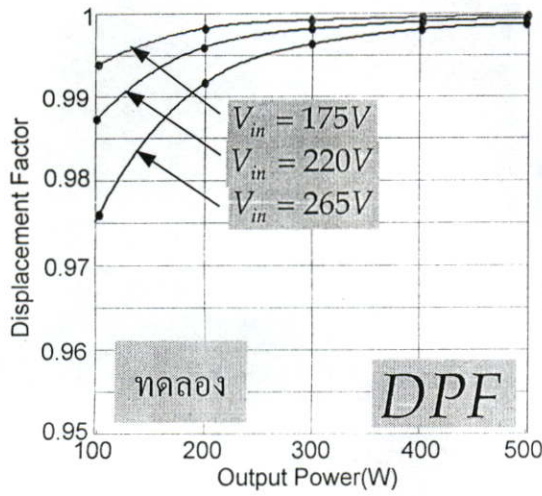


(a)

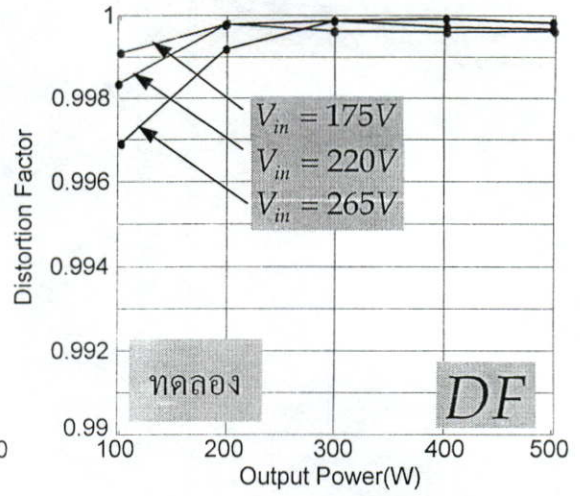


(b)

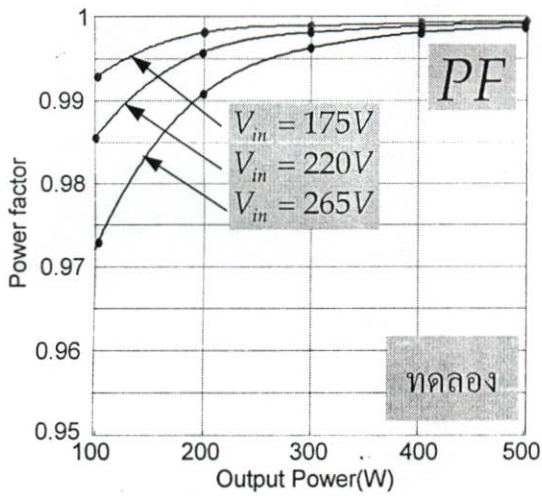
รูปที่ 5.8 การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดซึ่งได้จากการทดลองโดยวัดทางด้านไฟสลับ ด้านเข้าที่แรงดัน $V_s = 220V_{rms}$ (a) เปลี่ยนโหลดจาก 100W ไปยัง 300W (b) เปลี่ยนโหลดจาก 300W มายัง 100W



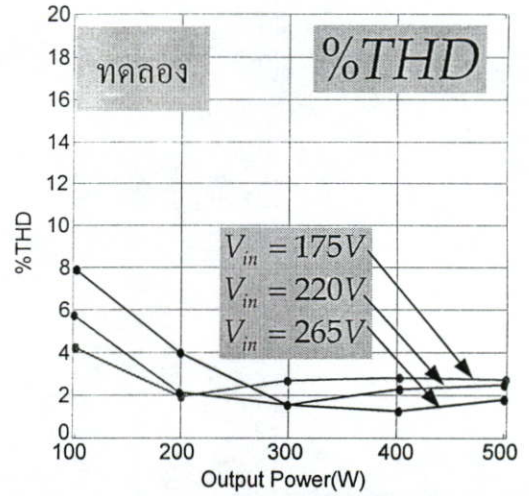
(a)



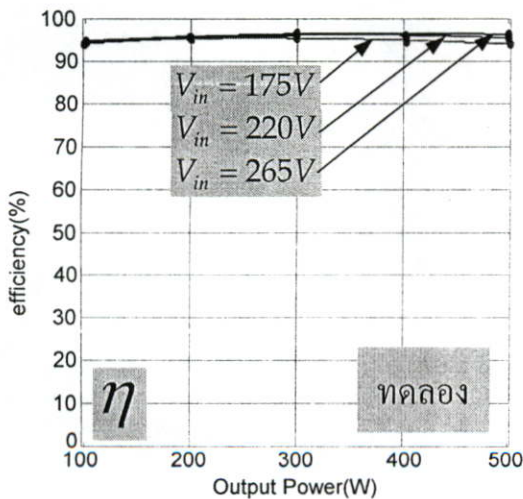
(b)



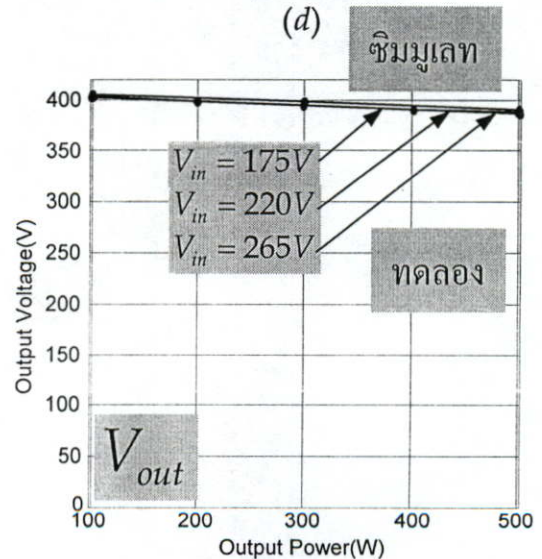
(c)



(d)



(e)



(f)

รูปที่ 5.9 ข้อมูลที่ได้จากการทดลองเมื่อวิเคราะห์หาค่า (a) ตัวประกอบการกระจัด , (b) ตัวประกอบความเพี้ยน , (c) ตัวประกอบกำลัง , (d) เปอร์เซนต์ความเพี้ยนฮาร์โมนิครวม , (e) ประสิทธิภาพ , (f) แรงดันไฟฟ้าตรงด้านออกระหว่างทดลองและชิมมูเลท

จากรูปที่ 5.9 จะเห็นว่าค่าตัวประกอบความเพี้ยน (DF) จะมีค่าค่อนข้างสูง และค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวม (%THD) มีค่าค่อนข้างต่ำ ซึ่งหมายความว่าวงจรควบคุมแบบป้อนกลับสามารถควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าสู่ตัวจอร์นคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงไซน์มาก และจะเห็นว่าค่าของตัวประกอบการกระจัด (DPF) จะมีผลต่อค่าของตัวประกอบกำลัง (PF) ค่อนข้างมาก ซึ่งอาจจะเป็นผลเนื่องมาจากตัวเก็บประจุทางด้านเข้าที่ใส่เพิ่มเข้าไปเพื่อกรองค่าระลอกของกระแส เมื่อกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลดมีค่ามากขึ้น ค่าของตัวประกอบการกระจัด และตัวประกอบกำลังจะมีค่าสูงขึ้น ประสิทธิภาพของเครื่องจะอยู่ที่ประมาณ 94% ถึง 96% และความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์รวมจะมีค่าไม่เกิน 3% ที่กำลังไฟฟ้าที่พิกัด โดยที่ [14], [15]

1. ตัวประกอบการกระจัด (Displacement Factor) หาได้จากค่าโคไซน์ของมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าสลับที่ความถี่มูลฐาน (fundamental)

$$DPF = \cos \theta_1$$

2. ตัวประกอบความเพี้ยน (Distortion Factor) หาได้จาก ค่ากระแสไฟฟ้าสลับที่ความถี่มูลฐานหารด้วยผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานกับกระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกต่างๆ

$$DF = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}$$

3. ค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าเป็นคลื่นไซน์สามารถหาได้จากผลคูณของตัวประกอบความเพี้ยนกับตัวประกอบการจัดการ

$$PF = DF \times DPF$$

ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าไม่ได้เป็นคลื่นไซน์สามารถหาได้จาก

$$PF = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \theta_n}{\left(\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \right) \left(\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \right)}$$

4. เปอร์เซนต์ความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (Percent Total Harmonic Distortion) คือ ผลรวมของแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าที่ความถี่ฮาร์โมนิกต่างๆหารด้วยแรงดันหรือกระแสที่ความถี่หลักมูล โดยคิดค่าเป็นเปอร์เซนต์

$$\%THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100$$

ส่วนค่าของแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จากการชิมมูลและการทดลองจะมีค่าแตกต่างกันอยู่ประมาณ 3V เมื่อแรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้ามีการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันไฟฟ้าตรงด้านออกที่ค่าโหลดต่างๆจะมีค่าใกล้เคียงกันซึ่งแสดงว่าวงจรที่ใช้ชดเชยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าสามารถทำงานได้ดี แต่ในกรณีที่มีการจ่ายโหลดมากขึ้นค่าของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าลดลง ซึ่งมีค่าสูงสุดเท่ากับ 403V ที่โหลด 100W และมีค่าต่ำสุดเท่ากับ 387V ที่โหลด 500W จะเห็นว่าวงจรควบคุมแรงดันที่ใช้อยู่ยังไม่สามารถควบคุมแรงดันด้านออกให้มีค่าคงที่ได้ในทุกๆค่าโหลด ซึ่งค่าของ Voltage Regulation ที่แรงดันไฟฟ้าสลับด้านเข้า 220V มีค่าเท่ากับ 3.87% สามารถหาได้

$$\text{จาก Voltage Regulation} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100 = \frac{402.7 - 387.7}{387.7} \times 100 = 3.87\%$$

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากหัวข้องานวิจัยในเรื่องบวสคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ทำการศึกษาวิจัย ค้นคว้าทั้งในเชิงทฤษฎี และปฏิบัติเพื่อเปรียบเทียบ ปรากฏว่าได้ผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีรวมทั้งในทางปฏิบัติที่สอดคล้องกันเป็นที่น่าพอใจ โดยเนื้อหาสาระต่างๆที่ได้เขียนไว้ในวิทยานิพนธ์นี้พอที่จะสรุปเป็นประเด็นสำคัญๆรวมทั้งข้อเสนอแนะต่างได้ดังนี้ :

1. ได้ทำการวิเคราะห์วงจรบวสคอนเวอร์เตอร์โดยการนำคณิตศาสตร์พื้นฐานมาประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์การทำงาน โดยการหาค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าตามจุดต่างๆซึ่งเกิดจากการทำงานของวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์ ที่เขียนในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์แล้วทำการหาคำตอบของสมการเชิงอนุพันธ์ดังกล่าวโดยใช้วิธีการแปลงลาปลาซและการแปลงกลับจึงทำให้สามารถหาค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่เวลา t ใดๆได้ ซึ่งเป็นการหาแบบวิธีตรงไปตรงมา ข้อดีคือ สามารถเข้าใจวิธีการในการคิดนี้ได้ไม่ยาก และเมื่อหาสมการออกมาได้แล้วสามารถแทนค่าเวลา t ใดๆได้โดยตรงทำให้เวลาที่ใช้ในการคำนวณหาค่าแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าทำได้ค่อนข้างเร็ว แต่ข้อเสียก็คือใช้เวลาค่อนข้างนานในการหาคำตอบของสมการที่ต้องการ และเมื่อวงจรมีความซับซ้อนมากขึ้นการหาก็จะยุ่งยากมากขึ้น

2. ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์นี้จะถือว่าเป็นแบบอุดมคติซึ่งไม่คิดผลของการสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่อุปกรณ์ต่าง เช่น มอสเฟตและไดโอดที่ใช้ในการสวิตช์ จะไม่คิดค่าความต้านทานภายในและแรงดันที่ตกคร่อมตัวสวิตช์ ซึ่งในขณะที่มอสเฟตหรือไดโอดทำงานจะแทนด้วยการลัดวงจรที่ตำแหน่งสวิตช์นั้นๆและขณะที่มอสเฟตหรือไดโอดหยุดทำงาน จะแทนด้วยการเปิดวงจร ณ ตำแหน่งที่สวิตช์นั้นวางอยู่ รวมทั้งไม่คิดค่าช่วงเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนสถานะการทำงานของสวิตช์ ไม่คิดค่าความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ และไม่คิดค่าความต้านทานภายในของตัวเก็บประจุ ซึ่งจากผลการทดลองที่ได้ ประสิทธิภาพของเครื่องจะอยู่ที่ 94% ถึง 96% ในช่วงการเปลี่ยนแปลงของโหลดจาก 100W ถึง 500W ในขณะที่ทางทฤษฎีซึ่งไม่คิดค่าการสูญเสียกำลังไฟฟ้าอาจจะมีประสิทธิภาพถึง 100% จะเห็นว่าประสิทธิภาพที่ได้จากการทดลองมีค่าใกล้เคียงกับค่าในเชิงอุดมคติ และในส่วนของวงจรป้อนกลับที่ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันและควบคุมกระแสไฟฟ้า ออปแอมป์ที่ใช้จะพิจารณาว่าเป็นแบบอุดมคติ ซึ่งทั้งหมดนี้จะทำให้การหาค่าสมการของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ไหลตามจุดต่างๆของวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมลดความยุ่งยากซับซ้อนลงไปได้มาก

3. ในการวิเคราะห์การทำงานจะเริ่มจากกรณีที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ป้อนเข้าสู่วงจรบวสคอนเวอร์เตอร์เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงที่มีค่าคงที่ ซึ่งสามารถแบ่งโหมดการทำงานได้ 3 โหมด

ตามลักษณะการทำงานของสวิตช์ โดยที่กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ กระแสไหลต่อเนื่อง ซึ่งจะประกอบไปด้วยโหมคการทำงานที่ 1 และ 2 และกระแสไหลไม่ต่อเนื่องซึ่งจะประกอบไปด้วยโหมคการทำงานที่ 1, 2 และ 3 เมื่อได้สมการของแรงดันและกระแสไฟฟ้าครบทั้ง 3 โหมคการทำงาน ก็สามารถหาค่าคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้าตามจุดต่างๆของวงจรมุสคอนเวอร์เตอร์ได้

4. ในกรณีของการป้อนแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าให้กับวงจรมุสคอนเวอร์เตอร์ด้วยแรงดันไซน์ฟูลเวฟ 100 Hz ที่แปลงมาจากไฟการไฟฟ้า 50Hz ด้วยวงจรเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์สามารถทำการวิเคราะห์ห้วงจร โดยใช้หลักการและสมการต่างๆที่ได้วิเคราะห์ไว้ในกรณีของวงจรมุสคอนเวอร์เตอร์ที่มีแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้ามีค่าคงที่ ทั้งนี้เนื่องจากความถี่ในการสวิตช์มีค่าเท่ากับ 50kHz จะมีค่าสูงกว่าแรงดันไซน์ฟูลเวฟถึง 500 เท่า ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม Pspicec แล้วจะให้ผลที่ใกล้เคียงกันและมีแนวโน้มเดียวกันด้วยดังนั้น จึงสามารถนำแนวคิดนี้มาประยุกต์ใช้กับคอนเวอร์เตอร์นี้ได้เป็นอย่างดี

5. เนื่องจากวงจรมุสคอนเวอร์เตอร์ทั่วไปแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้า ซึ่งมีค่าคงที่ได้มาจากแรงดันไฟฟ้าสลับความถี่ 50Hz ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์และมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ทำหน้าที่กรองแรงดันให้เรียบจึงทำให้กระแสไฟฟ้าสลับด้านเข้ามีลักษณะเป็นพัลส์ช็อคแหลม ซึ่งมีผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ ดังนั้นในการปรับปรุงให้ตัวประกอบกำลังมีค่าสูงนั้นจะนำตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ที่ต่ออยู่หลังไดโอดบริดจ์นี้ออก ซึ่งแรงดันไฟฟ้าตรงด้านเข้าหลังไดโอดบริดจ์จะมีลักษณะเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟ และเมื่อเพิ่มวงจรป้อนกลับที่เหมาะสมในส่วนของกรควบคุมแรงดันและการควบคุมกระแสก็จะช่วยทำให้ตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่าสูง และในงานวิจัยนี้ยังได้ทำการหาสมการที่ใช้ในส่วนของวงจรมุสคอนเวอร์เตอร์ซึ่งทำให้สามารถหาค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเมื่อวงจรมุสคอนเวอร์เตอร์มีการควบคุมแบบป้อนกลับด้วย

6. งานวิจัยในขณะนี้ ข้อมูลของแรงดันและกระแสไฟฟ้าตามจุดต่างๆในขณะที่วงจรมุสคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์เท่ากับ 50kHz ภายได้เงื่อนไขของแนวคิดที่ได้จากการป้อนแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟให้กับวงจรมุสคอนเวอร์เตอร์ ส่วนในทางปฏิบัติแรงดันไซน์ฟูลเวฟที่ป้อนให้กับวงจรมุสคอนเวอร์เตอร์นี้ ต่อผ่านมาจากแรงดันไฟฟ้าสลับ 50Hz ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์ เพื่อป้อนเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟให้กับวงจรมุสคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าว ดังนั้นในกรณีที่มีการเพิ่มอุปกรณ์บางส่วน เช่น L หรือ C ฟิเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนไม่ให้เข้าไปยังไลน์การไฟฟ้าจากตัวมุสคอนเวอร์เตอร์ ในกรณีนี้ยังไม่สามารถนำข้อมูลที่วิเคราะห์ได้ทางด้านแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟมาโยงความสัมพันธ์ให้เป็นข้อมูลทางด้านแรงดันไฟฟ้าสลับได้ ดังนั้นในการหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าตรงคลื่นไซน์ฟูลเวฟกับแรงดันไฟฟ้าสลับเข้าหากัน จึงเป็นประเด็นที่น่าสนใจในการพิจารณาต่อไป

7. โหลดที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นชนิดโหลดความต้านทาน แต่การนำเอาวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ที่วิจัยนี้ไปใช้เป็นวงจรทางด้านเข้าให้กับวงจรทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งจัดอยู่ในประเภทโหลดไม่เชิงเส้น (non-linear load) เช่นการนำไปขับวงจรอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสหรือ 3 เฟส เพื่อพยายามควบคุมให้ตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่าใกล้เคียงหนึ่งและค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกอยู่ในระดับที่ยังยอมรับได้นั้นก็เป็นประเด็นที่น่าสนใจต่อไป

8. ในงานวิจัยนี้แรงดันไฟฟ้าตรงด้านออกภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงโหลดจากโหลดต่างๆจนถึงระดับโหลดพิกัดจะมีค่า voltage regulation เท่ากับ 3.87% ในกรณีที่ต้องการให้ voltage regulation ต่ำกว่านี้ก็สามารถทำได้โดยการเพิ่มตัวเก็บประจุต่ออนุกรมเข้ากับตัวความต้านทานที่อยู่ในวงจรส่วนของการควบคุมแรงดันเพิ่มเข้าไปอีก 1 ตัว แต่การเพิ่มตัวเก็บประจุนี้จะทำให้การคำนวณหาสมการแรงดันเอาท์พุทของวงจรควบคุมแรงดันมีความยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้นไปกว่าเดิม ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้เฉพาะตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวในวงจรควบคุมแรงดัน ซึ่งจะได้ค่า voltage regulation ดังกล่าว

เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Dixon. "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies" Unitrode Application Note, U-140, Product and Application Handbook, 1993-94, pp. 9/457-9/470.
- [2] W. Tang , F. C. Lee, R. B. Ridley "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control" IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 8, no. 2 , April 1993. pp. 112-119.
- [3] J. J. Tuma, R. A. Walsh. **Engineering Mathematics Handbook**. , McGraw-Hill. 1998.
- [4] C. Tocci, S. Adams. **Applied MAPLE for Engineers and Scientists**. , ARTECH HOUSE, Inc. 1996.
- [5] R. W. Erickson. **Fundamental of Power Electronics**. , Chapman & Hall , Inc. 1997.
- [6] M. H. Rashid. **Spice for Power Electronics and Electric Power**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1993.
- [7] Huber L., M. M. Jovanovic. "Design-Oriented Analysis and Performance Evaluation of Clamped-Current-Boost Input-Current Shaper for Universal-Input-Voltage Range." IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 3 , May 1998. pp. 528-537.
- [8] G. Spiazzi, J. A. Pomilio. "Interaction Between EMI Filter and Power Factor Preregulators with Average Current Control : Analysis and Design Considerations." IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, no. 3 , July 1999. pp. 577-584.
- [9] P. C. Todd. "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design." Unitrode Application Note, U-134, Product and Application Handbook, 1993-94, pp. 9/362-9/381
- [10] "UC3854A/B , Enhanced High Power Factor Preregulator." Datasheet , Unitrode Corporation , pp. 1-6
- [11] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti. "Control Techniques for Power Factor Correction Converters." Proc. of Power Electronics, Motion Control (PEMC), September 1994. pp. 1310-1318.
- [12] J. P. Noon. "UC3855A/B High Performance Power Factor Preregulator." Unitrode Application Note, U-153, Unitrode Corporation , pp. 1-20
- [13] นีรันดร คำประเสริฐ คณิตศาสตร์ วิศวกรรมไฟฟ้า 2 ลาปลาซทรานส์ฟอร์มและการประยุกต์ใช้. ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพ 1997

- [14] N. Mohan, T. M. Undeland , W. P. Robbins. **Power Electronics, Converters Applications and Design.** 2nd Ed. , John Wiley & Sons, Inc. 1995
- [15] D. W. Hart **Introduction to Power Electronic.** Prentic-Hall, 1997

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ผลงานเกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์

1. ชนนวรรณ ห้าวหาญ , วิริยะ พิเชฐจำเริญ "การวิเคราะห์อนุสัทคอนเวอร์เตอร์ที่ป้อนด้วยแรงดัน
ฟูลเวฟ" วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต ปีที่ 19 ฉบับที่ 1 เดือนมีนาคม 2545



วิศวกรรมลาดกระบัง⁷⁶

Ladkrabang Engineering Journal

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520

วันที่ 28 กุมภาพันธ์ 2545

เลขที่อ้างอิง 721

เรื่อง การตอบรับบทความ

เรียน คุณชนนวรรณ ห้าวหาญ วิริยะ พิเชฐจำเริญ

ตามที่ท่านได้ส่งบทความเรื่อง การวิเคราะห์บูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ป้อนด้วยแรงดันฟูลเวฟ (Analysis of Boost Converter Supplied with Fullwave Voltage) มาให้พิจารณาเพื่อลงตีพิมพ์ในวารสาร วิศวกรรมลาดกระบัง บัดนี้ ผู้ทรงคุณวุฒิได้ทำการพิจารณาแล้วเห็นว่า ยอมรับตีพิมพ์ได้ โดยจะตีพิมพ์ในปีที่ 19 ฉบับที่ 1 เดือนมีนาคม 2545

จึงเรียนมาเพื่อทราบ

(รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ)

หัวหน้ากองบรรณาธิการ

การวิเคราะห์บู้สท์คอนเวอร์เตอร์ที่ป้อนด้วยแรงดันฟูลเวฟ

Analysis of Boost Converter Supplied with Fullwave Voltage

ชนนวรรณ ห้าวหาญ วิริยะ พิเชฐจำเริญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้ได้นำเสนอหลักการวิเคราะห์วงจรบู้สท์คอนเวอร์เตอร์ ในกรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไซน์ฟูลเวฟที่เรียกพิมายมาจากแรงดันไซน์การไฟฟ้า 220 V 50 Hz โดยใช้ผลการวิเคราะห์ที่ได้จากวงจรบู้สท์คอนเวอร์เตอร์ในกรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันดิซีคิงที่เป็นจุดเริ่มต้นในการวิเคราะห์ เพื่อเชื่อมโยงกับกรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไซน์ฟูลเวฟ จากนั้นจะทำการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ และค่า Output Voltage Regulation อันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดทางด้านเอาท์พุทและการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันสลับทางด้านแหล่งจ่ายให้ดีขึ้นด้วยการเพิ่มวงจรป้อนกลับ คุณสมบัติต่างๆ ทางไฟฟ้านี้ จะได้แสดงให้เห็นทั้งโดยการคำนวณและการทดลอง ซึ่งปรากฏว่าให้ผลที่มีลักษณะสอดคล้องกัน

Abstract

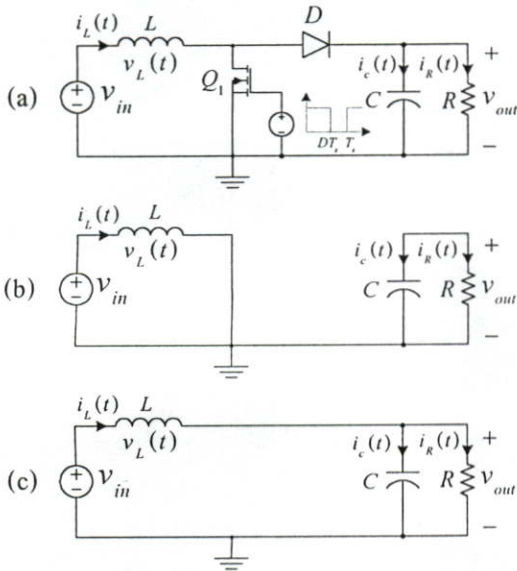
This paper presents the analysis of boost converter energized with sinusoidal fullwave input voltage of 220 V, 50 Hz. The results obtained from the analysis of boost converter energized with constant dc input voltage is used as a starting point to describe the converter operation with a sinusoidal fullwave input voltage. The improvement of input power factor and output voltage regulation due to load change and fluctuation of ac line input voltage are achieved after incorporating a feedback control circuit into the converter. Experimental results agree well with the theoretical predictions.

1. บทนำ

วงจรเรียกพิมายเออร์ ซึ่งมีแหล่งจ่าย 220 V 50 Hz จะให้แรงดัน DC สูงสุดได้เพียง 310 V ในกรณีที่ต้องการแรงดัน DC สูงกว่านี้ จะใช้วงจรบู้สท์คอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงทำหน้าที่บู้สท์หรือเพิ่มแรงดัน DC ให้สูงขึ้น ปัญหาของวงจรบู้สท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีอินพุทเป็นแรงดันไซน์ฟูลเวฟนี้คือ จากข้อมูลงานวิจัยที่มีอยู่ทั่วไปปรากฏว่าหลักการบู้สท์ของแรงดันดังกล่าว ยังไม่สามารถแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจน ดังนั้นในบทความวิจัยนี้จึงได้ทำการวิเคราะห์วงจรบู้สท์คอนเวอร์เตอร์นี้ โดยแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ขั้นตอนคือ ขั้นตอนการวิเคราะห์วงจรบู้สท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีแหล่งจ่ายเป็นแรงดัน DC คงที่ที่สามารถเข้าใจได้ง่ายๆ และต่อด้วยขั้นตอนอันซับซ้อนที่มี

แหล่งจ่ายเป็นแรงดันไซน์ฟูลเวฟ โดยจะสามารถเข้าใจหลักการดังกล่าวได้อย่างอ่องแท้ นอกจากนั้นยังได้ทำการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่แหล่งจ่ายการไฟฟ้า ให้มีค่าสูงขึ้น[1] โดยให้กระแสที่แหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้น ตลอดจนได้ทำการควบคุมวงจรบู้สท์คอนเวอร์เตอร์นี้ ให้สามารถรักษาระดับแรงดัน พร้อมทั้งจ่ายกระแสโหลดได้ ในสภาวะที่แรงดันแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงในช่วง $\pm 20\%$ ของแรงดันปกติ 220 Vrms ซึ่งสมรรถนะการทำงานเหล่านี้ จะได้แสดงให้เห็นโดยวิธีการทาง Simulation พร้อมกับการเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ซึ่งปรากฏว่าวงจรที่ได้สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการทดลองนี้ สามารถทำงานได้ดีและให้ผลการทดลองที่ใกล้เคียงกับผลทางทฤษฎี

2. การทำงานของวงจร Boost Converter กรณี แหล่งจ่ายเป็นดิซิกคิงที่



รูปที่ 1 การทำงานของวงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์

(a) วงจรบูสท์คอนเวอร์เตอร์ (b) การทำงานในโหมด 1 (c) การทำงานในโหมด 2

การทำงานของวงจร Boost ในช่วงกระแสต่อเนื่องสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 โหมดคือโหมด 1 สวิตช์ Q1 นำกระแสเป็นเวลานานเท่ากับ DT_s และโหมด 2 ไดโอด D นำกระแสเป็นเวลานานเท่ากับ $(1-D)T_s$ โดยที่ T_s คือคาบเวลาของความถี่ f_s ที่ใช้ในการสวิตช์ ซึ่งสามารถแยกเขียนเป็นสมการในแต่ละช่วงการทำงานได้ดังนี้ โดยที่แรงดันอินพุต V_{in} เป็นแรงดันดิซิกคิงที่จึงสามารถแทนได้ด้วย unit step function

2.1 โหมด 1 (รูป 1(b))

Q1 นำกระแสในช่วงเวลาจาก $t=0$ ถึง DT_s

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t v_L dt \tag{1}$$

$$v_{out} \text{ หรือ } v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt \tag{2}$$

โดยใช้การแปลงลาปลาซจะได้

$$I_L(s) = \frac{1}{Ls} \left(\frac{V_{in}}{s} \right) + \frac{I_1}{s} \tag{3}$$

$$V_{out}(s) = \frac{V_1}{s + (1/RC)} \tag{4}$$

จากนั้นเมื่อทำการหาลาปลาซทรานส์ฟอร์มกลับก็จะได้ว่า

$$i_L(t) = \frac{1}{L} V_{in} t + I_1 \tag{5}$$

ในทำนองเดียวกัน

$$v_{out}(t) = V_1 e^{-\frac{t}{RC}} \tag{6}$$

และจากรูป 1 (b) จะได้ว่า

$$i_c(t) = -i_R(t) \tag{7}$$

$$i_R(t) = \frac{v_{out}(t)}{R} \tag{8}$$

โดยที่ I_1 คือค่าเริ่มต้นของ i_L ที่เวลา $t=0$ ของโหมด 1 V_1 คือค่าเริ่มต้นของแรงดัน v_C หรือ v_{out} ที่เวลา $t=0$ ของโหมด 1

2.2 โหมด 2 (รูป 1(c))

ไดโอด D นำกระแส จึงทำให้วงจรมีลักษณะการทำงานเปลี่ยนไปจากเดิมโดยที่การทำงานในโหมดนี้จะอยู่ในช่วง $t=0$ ถึง $(1-D)T_s$ ซึ่งจะได้สมการของแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆดังนี้

$$V_{out}(s) = \frac{(1/LC)(V_{in}/s) + sV_2 + (1/C)I_2}{s^2 + (1/RC)s + (1/LC)} \tag{9}$$

$$v_{out}(t) = \frac{V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} + \frac{e^{-a_1 t}}{b_1} \left(\frac{V_{in}}{LC(a_1^2 + b_1^2)} (a_1 \sin(b_1 t) - b_1 \cos(b_1 t)) + V_2 (a_1 \sin(b_1 t) + b_1 \cos(b_1 t)) + \frac{I_2 \sin(b_1 t)}{C} \right) \tag{10}$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_{out}(t)}{dt} = \frac{Ce^{-a_1 t}}{b_1} \left(\frac{V_{in} \sin(b_1 t)}{LC} + (a_1^2 - b_1^2) V_2 \sin(b_1 t) + \frac{2a_1 V_2 \cos(b_1 t)}{b_1} + \frac{I_2 (a_1 \sin(b_1 t) + b_1 \cos(b_1 t))}{C} \right) \tag{11}$$

$$i_R(t) = \frac{v_{out}(t)}{R} \tag{12}$$

$$i_L(t) = i_C(t) + i_R(t) \tag{13}$$

โดยที่ I_2 คือค่าเริ่มต้นของ i_L ที่เวลา $t=0$ ของโหมด 2 V_2 คือค่าเริ่มต้นของแรงดัน v_C หรือ v_{out} ที่เวลา $t=0$ ของโหมด 2

$$a_1 = -\frac{1}{2RC}$$

$$b_1 = \sqrt{(1/LC) - (1/2RC)^2}$$

และ $(1/LC)$ จะต้องมีค่ามากกว่า $(1/2RC)^2$ จึงจะทำให้สมการที่หาได้ในโหมด 2 เป็นจริง จากสมการที่ได้ในโหมด 1 และโหมด 2 สามารถนำไปศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจรบัสท์ที่เวลาต่างๆได้ โดยที่ค่าของ v_{out} และ i_L ที่ $t=DT_s$ ในโหมด 1 จะถูกนำมาใช้เป็นค่าเริ่มต้น V_2 และ I_2 ของการทำงานในโหมด 2 ส่วนค่าของ v_{out} และ i_L ที่ $t=(1-D)T_s$ ในโหมด 2 จะถูกนำมาใช้เป็นค่าเริ่มต้น V_1 และ I_1 ของการทำงานในโหมด 1

2.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{out}/V_{in} กับ Duty Cycle (D) ในสภาวะคงตัว

จาก v_{out} ของโหมด 1 ในสมการที่(6) ในหัวข้อ 2.1 และ v_{out} ของโหมด 2 ในสมการที่ (10) ในหัวข้อ 2.2 สามารถนำมาคำนวณด้วย MATLAB เพื่อเขียนลักษณะคลื่นที่ได้ดังรูปที่ 2 ในสภาวะ steady state ซึ่งปรากฏว่า

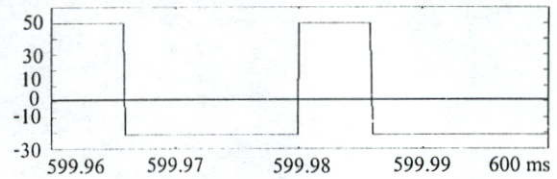


รูปที่ 2 แรงดันเอาต์พุต v_{out} จากการคำนวณ

จะได้คลื่นเอาต์พุตที่มีลักษณะเรียบและต่อเนื่องมีค่าระดับแรงดันเท่ากับ 70.92 V ขณะที่แรงดันอินพุตที่ป้อนให้กับบัสท์คอนเวอเตอร์นี้มีค่าเท่ากับ 50 V คงที่ จากลักษณะแรงดัน v_{out} ที่ได้นี้สามารถนำไปคำนวณหาค่าแรงดัน v_L คร่อม L ในช่วงเวลา 1 ไซเคิลของการสวิตช์ (T_s) ซึ่งประกอบด้วย $T_{on} = DT_s$ และ $T_{off} = (1-D)T_s$ แรงดันคร่อม L ในช่วง T_{on} หรือในช่วง DT_s สามารถพิจารณาได้จากรูป 1(b) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} = 50V$ คงที่และแรงดันคร่อม L ในช่วง T_{off} หรือ $(1-D)T_s$ สามารถพิจารณาได้จากรูป 1(c) ซึ่งจะมีค่า $v_L = v_{in} - v_{out} = 50 - 70.92 = -20.92 V$ จากแรงดันเนือบวกลบของคลื่น v_L ในรูปที่ 3 สามารถหาค่าเนื้อที่ใต้เท่ากับ $V_{in}DT_s$ และจากแรงดันเนือบลงของ v_L ในรูปเดียวกันก็จะหาค่าได้เท่ากับ $(V_{in} - v_{out})(1-D)T_s$ ในสภาวะ steady เนือแรงดันบวกของ v_L จะมีค่าเท่ากับเนือแรงดันลบของ v_L และจะใ้สมการของ Duty Cycle (D) ดังนี้

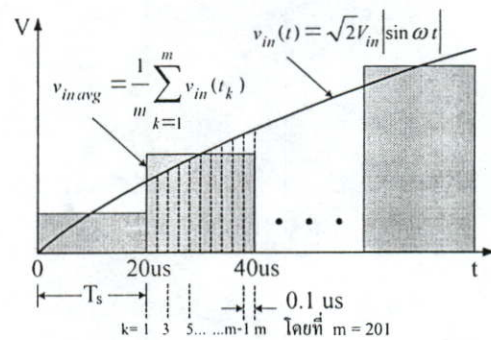
$$\int_0^{T_s} v_L(t)dt = (V_{in})(DT_s) + (V_{in} - V_o)(1-D)T_s = 0$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \text{ หรือ } D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (14)$$



รูปที่ 3 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_L คร่อม L

3. การทำงานของวงจร Boost Converter กรณีแหล่งจ่ายเป็นไซน์ฟูลเวฟ



รูปที่ 4 การแบ่งแรงดันไซน์ฟูลเวฟเป็นส่วนย่อยๆ

โดยที่ T_s คือคาบเวลาของความถี่สวิตช์ f_s

$$v_{in\,avg(1)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_1} \sqrt{2}V_{in}|\sin \omega t| \quad (15)$$

$$v_{in\,avg(2)} = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} \sqrt{2}V_{in}|\sin \omega t| \quad (16)$$

⋮

$$v_{in\,avg(n)} = \frac{1}{T_s} \int_{t_{(n-1)}}^{t_n} \sqrt{2}V_{in}|\sin \omega t| \quad (17)$$

ในหัวข้อที่ 2 ได้แสดงให้เห็นหลักการทำงานของวงจร Boost Converter สำหรับกรณีแรงดันอินพุตที่ป้อนให้ converter เป็นดิซีคิงท์ ในหัวข้อนี้จะเป็นการแสดงให้เห็นวิธีคิดเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ห้วงจรบัสท์คอนเวอเตอร์ที่มีการป้อนแรงดันอินพุตที่ไม่ใช่ดิซีคิงท์ แต่จะเป็นดิซีในลักษณะของคลื่นไซน์ฟูลเวฟที่ได้จากการป้อนแรงดันไซน์การไฟฟ้า 220 Vrms 50Hz ผ่านวงจร เรกติฟายเออร์ทั่วไปซึ่งหลักการคิดในกรณีนี้สามารถนำความรู้ต่างๆ ที่ได้วิเคราะห์ไว้แล้วในหัวข้อที่ 2 ในกรณีอินพุตเป็นแรงดันดิซีคิงท์มาประยุกต์ใช้กับกรณีฟูลเวฟนี้ได้ หลักการก็จะทำ

การแบ่งแรงดันฟูลเวฟในแต่ละครึ่งไซเคิลออกเป็น ส่วนย่อยๆ เช่น 500 ส่วนต่อครึ่งไซเคิล(20us) หรือความถี่สวิทซ์เท่ากับ 50 kHz ซึ่งเป็นตัวเลขที่ได้ใช้จริงในงานวิจัยนี้ ดังแสดงในรูปที่ 4 จากนั้นให้พิจารณาว่าค่าแรงดันฟูลเวฟในแต่ละช่วงย่อยๆ มีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยของเนื้อที่ได้คลื่นไซน์ในแต่ละช่วงย่อยๆ นั้น ซึ่งค่าเฉลี่ยในแต่ละช่วงสามารถหาได้ดังสมการที่ (15),(16),(17) ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยของแรงดันในส่วนย่อยที่ 1 ไปจนถึงที่ n โดยที่ n = 500 ในกรณีที่ป้อนอินพุต 220 Vrms 50Hz จะได้ส่วนย่อยที่ 1 มีแรงดันค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0.9770326 V ซึ่งเป็นค่าต่ำสุดในทุกๆ ส่วนย่อยในขณะเดียวกันจะได้ค่าแรงดันเฉลี่ยสูงสุดในส่วนย่อยที่ 250 เท่ากับ 310.9977 ซึ่งเป็นค่า peak ของแรงดันไซน์อินพุตที่ป้อน สำหรับการใช้งานของบูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ป้อนอินพุตด้วยลักษณะของคลื่นฟูลเวฟจะได้แรงดัน v_{out} ของบูสท์คอนเวอร์เตอร์ มีค่าคงที่ ในงานวิจัยนี้จะให้ค่าคงที่ของ $v_{out} = 400$ V ในกรณีนี้จะต้องมีการควบคุมให้ สวิทช์มอสเฟตมีการ on และ off ด้วยค่า Duty Cycle D ที่ไม่คงที่ แต่จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะที่สัมพันธ์กับแรงดัน v_{out} และ v_{in} ที่เหมาะสมดังนี้

จากสมการที่ (14) เมื่อนำมาเขียนใหม่อีกครั้งจะได้

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \tag{18}$$

$$D(t) = 1 - \frac{\sqrt{2}V_{in}|\sin \omega t|}{V_{out}} \tag{19}$$

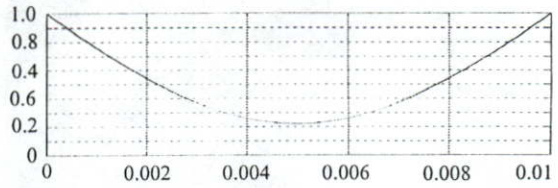
เมื่อนำค่า Duty Cycle $D(t)$ มา plot กราฟเพื่อแสดงการเปลี่ยนแปลงในช่วงครึ่งไซเคิลของแรงดันไซน์ การไฟฟ้าจะได้ลักษณะดังรูปที่ 5 ซึ่งจะเห็นว่าค่า Duty Cycle $D(t)$ จะมีค่าต่ำสุดเท่ากับ 0.22250513 ซึ่งมาจากค่า

$$1 - \frac{V_{in}(MAX)}{V_{out}} = 1 - \frac{310.9977}{400}$$

ขณะที่ $D(t)$ มีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.9975 ซึ่งมาจากค่า

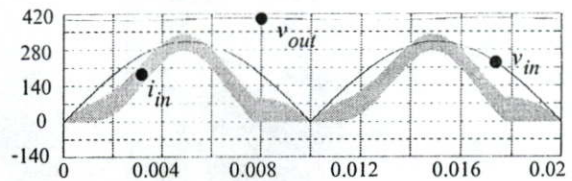
$$1 - \frac{V_{in}(MIN)}{V_{out}} = 1 - \frac{0.9770326}{400}$$

จากลักษณะค่า Duty Cycle ที่มีการเปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 5 เมื่อนำมาคำนวณหาค่าแรงดันและกระแสตามจุด



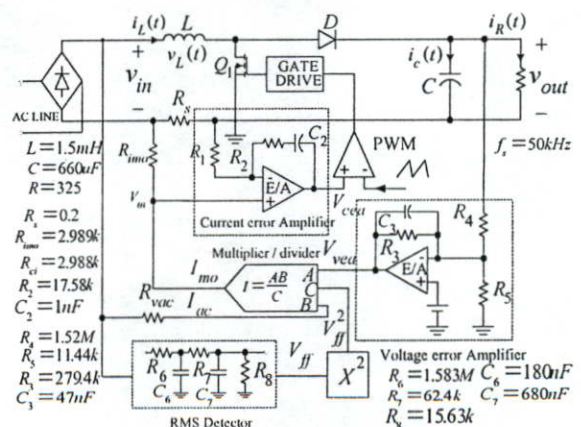
รูปที่ 5 ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของ Duty cycle D

ต่างๆ โดยใช้วงจรถ T_{on} ในรูปที่ 1(b) และสมการ (5),(6),(7),(8) พร้อมกับการใช้วงจรถ T_{off} ในรูปที่ 1(c) และสมการ (10),(11),(12),(13) เพื่อคำนวณหา v_{out}, v_{in} และ i_{in} โดยใช้วิธีการ Simulation ดังโพลซาร์ท ในรูปที่ 8 ซึ่งใช้เฉพาะในส่วนของ Block ที่ ②, ③, ⑥, ⑦, ⑩ และ ⑪ โดยใช้ค่า Duty cycle D ในสมการ (19) หรือในรูปที่ 5 จะได้ผลการคำนวณในรูปที่ 6 ซึ่งแสดงให้เห็นเฉพาะลักษณะคลื่น v_{out}, v_{in} และ i_{in} เท่านั้น จะเห็นว่าขณะที่ v_{in} มีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะคลื่นไซน์ ด้วยค่า peak = 311 V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าคงที่ = 398 V และกระแสไลน์อินพุตด้านไฟการไฟฟ้าจะมีลักษณะคล้ายคลื่นไซน์ที่มีความเพี้ยนระดับหนึ่ง



รูปที่ 6 ลักษณะคลื่น v_{out}, v_{in} และ i_{in}

4. Boost converter พร้อมวงจรถ้อนกลับ



รูปที่ 7 บูสท์คอนเวอร์เตอร์พร้อมวงจรถ้อนกลับ

จากลักษณะคลื่นกระแส i_{in} ในรูปที่ 6 ในหัวข้อที่ 3 เนื่องจากกระแสแหล่งจ่าย i_{in} ยังมีลักษณะไม่เป็นไซน์ และมีผลทำให้อินพุตเพอร์เวอร์เฟคเตอร์ทางด้านแหล่ง

จ่ายการไฟฟ้ายังไม่ดีเท่าที่ควรจึงมีความจำเป็นที่จะต้องแก้ไขให้กระแสจากแหล่งจ่ายมีลักษณะคลื่นที่ใกล้เคียงไซน์มากขึ้นดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำวงจรป้อนกลับมาเพิ่มเข้ากับวงจร บุสท์คอนเวอเตอร์ในรูปที่ 1 ซึ่งจะได้วงจรรวมดังรูปที่ 7

4.1 สมการที่ใช้ในแต่ละส่วนของการควบคุม

4.1.1 วงจรควบคุมแรงดัน (voltage error amplifier)

แรงดันอินพุตที่เข้าสู่วงจรนี้คือแรงดันเอาต์พุตของวงจร บุสท์คอนเวอเตอร์ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{vea}(s) = \frac{R_3 V_{ref}}{s} \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \right) \left(\frac{1/(R_3 C_3)}{s + 1/(R_3 C_3)} \right) + \frac{V_{ref} - V_{c_3}(0)}{s + 1/(R_3 C_3)} - \frac{1}{R_4 C_3} \left(\frac{1}{s + 1/(R_3 C_3)} \right) V_{out}(s) \quad (20)$$

$$v_{vea}(t) = V_{ref} \left(\frac{R_3(R_4 + R_5)}{R_2 R_4} (1 - e^{-t/R_3 C_3}) + 1 \right) - e^{-t/R_3 C_3} \left(\frac{1}{R_4 C_3} \int_0^t e^{t'/R_3 C_3} v_{out}(t') dt + V_{c_2}(0) \right) \quad (21)$$

4.1.2 ส่วนของ RMS Detector

อินพุตที่เข้าสู่วงจรนี้มาจากแรงดันฟูลเวฟโดยที่แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรในส่วนนี้ จะเป็นแรงดันคิซีที่ถูกลดทอนระดับลงมาและแปรเปลี่ยนตามค่า rms ของแรงดันไล์นการไฟฟ้าซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{ff}(t) = v_{c_7}(t) = \frac{e^{at}}{a-b} \left[\left(a + \frac{R_6 + R_7}{R_6 R_7 C_6} \right) V_{c_7}(0) + \frac{V_{c_6}(0)}{R_7 C_7} + \frac{1}{R_6 R_7 C_6 C_7} \int_0^t e^{-at} v_{in}(t) dt \right] - \frac{e^{bt}}{a-b} \left[\left(b + \frac{R_6 + R_7}{R_6 R_7 C_6} \right) V_{c_7}(0) + \frac{V_{c_6}(0)}{R_7 C_7} + \frac{1}{R_6 R_7 C_6 C_7} \int_0^t e^{-bt} v_{in}(t) dt \right] \quad (22)$$

$$v_{c_6}(t) = \frac{e^{at}}{a-b} \left[\left(a + \frac{R_7 + R_8}{R_7 R_8 C_7} \right) V_{c_6}(0) + \frac{V_{c_7}(0)}{R_7 C_6} + \left(\frac{a}{R_6 C_6} + \frac{R_7 + R_8}{R_6 R_7 R_8 C_6 C_7} \right) \int_0^t e^{-at} v_{in}(t) dt \right]$$

$$- \frac{e^{at}}{a-b} \left[\left(b + \frac{R_7 + R_8}{R_7 R_8 C_7} \right) V_{c_6}(0) + \frac{V_{c_7}(0)}{R_7 C_6} + \left(\frac{b}{R_6 C_6} + \frac{R_7 + R_8}{R_6 R_7 R_8 C_6 C_7} \right) \int_0^t e^{-bt} v_{in}(t) dt \right] \quad (23)$$

โดยที่

$$a = \frac{-b_0 + \sqrt{b_0^2 - 4c_0}}{2}$$

$$b = \frac{-b_0 - \sqrt{b_0^2 - 4c_0}}{2}$$

$$b_0 = \frac{C_6 R_6 (R_7 + R_8) + C_7 R_8 (R_6 + R_7)}{R_6 R_7 R_8 C_6 C_7}$$

$$c_0 = \frac{R_6 + R_7 + R_8}{R_6 R_7 R_8 C_6 C_7}$$

4.1.3 ส่วนของการควบคุมกระแส

จะทำหน้าที่ควบคุมกระแสอินพุตที่เข้าสู่วงจรบุสท์คอนเวอเตอร์ให้ใกล้เคียงกับคลื่นไซน์มากที่สุด แรงดันอินพุตที่เข้าสู่วงจรในส่วนนี้มาจากผลต่างระหว่างกระแสอ้างอิง I_{mo} ที่ไหลผ่าน R_{imo} กับกระแสอินพุต i_{in} หรือ i_L ที่ไหลผ่าน R_s ซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\frac{V_{cea}(s)}{V_m(s)} = 1 + \frac{R_2 + (1/s)C_2}{R_1} \quad (24)$$

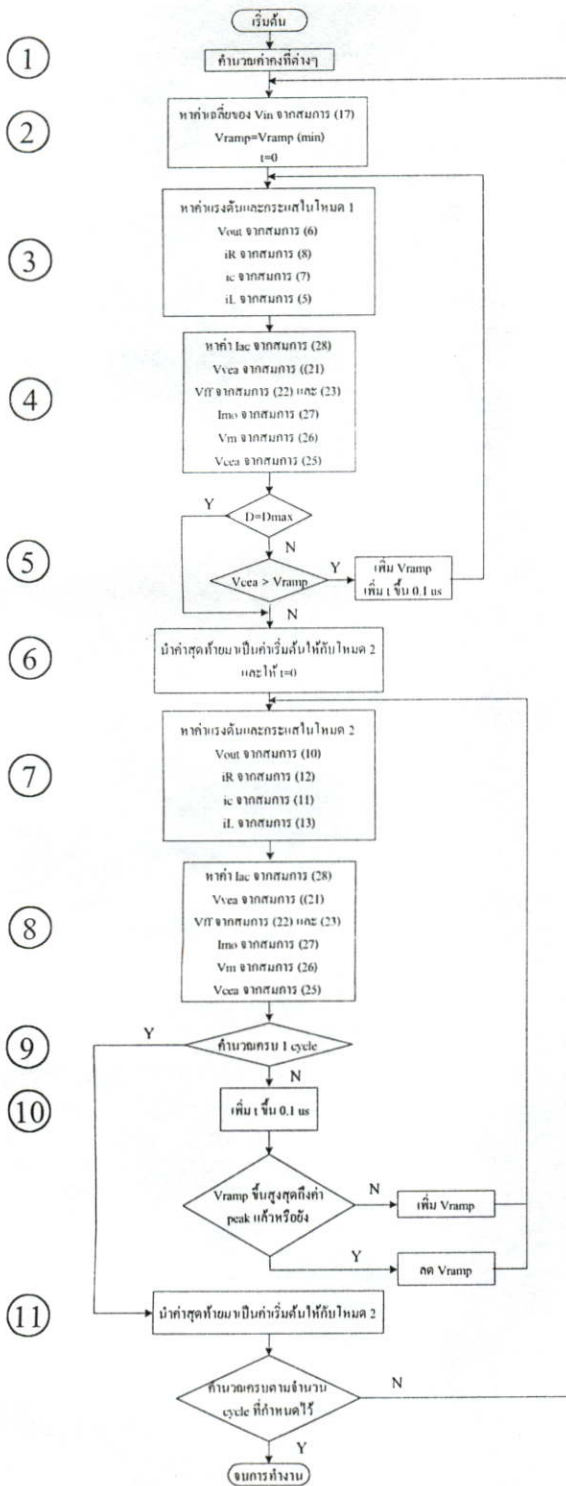
$$v_{cea}(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_m(t) + \left(\frac{1}{R_1 C_2} \int_0^t v_m(t) dt + V_{c_2}(0) \right) \quad (25)$$

โดยที่ $v_m = i_{mo} R_{imo} - i_L R_s$ (26)

แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับแรงดัน ramp เพื่อใช้เป็นสัญญาณในการควบคุมช่วงเวลาในการทำงานของสวิตช์มอสเฟต ในการ on/off ส่วนกระแสอ้างอิง I_{mo} ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นฟูลเวฟจะมาจากวงจร multiplier/divider ดังสมการ :

$$i_{mo} = \frac{i_{ac} v_{vea}}{2 v_{ff}} \quad (27)$$

และ $i_{ac} = \frac{\sqrt{2} V_{in} |\sin \omega t|}{R_{ac}}$ (28)

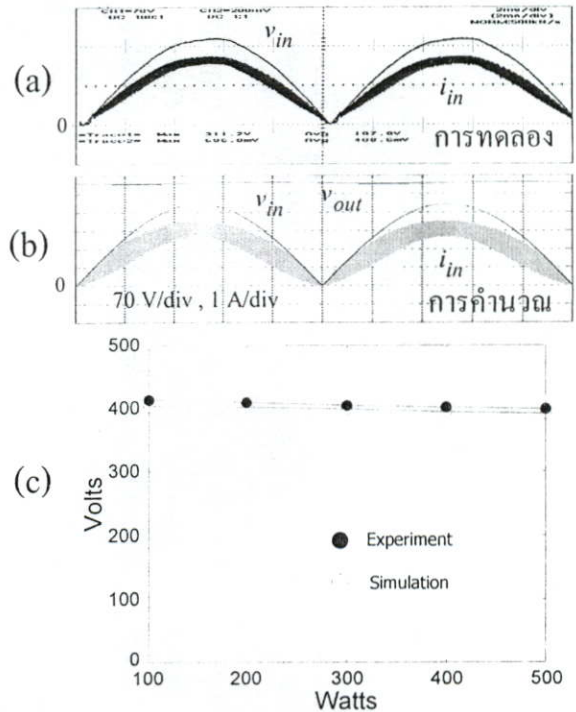


รูปที่ 8 โฟลว์ชาร์ทการคำนวณคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรบัสคอนเวอเตอร์ในรูปที่ 7

5. การทดลองและผลการทดลอง

จากการทดลองกับเครื่องต้นแบบในรูปที่ 7 ในขณะที่โหลดคงที่ที่ 100, 200, ... , 500 Watts เมื่อป้อนแรงดันอินพุต = 220V(rms) ±20% จะได้แรงดัน v_{out} คงที่ที่

413.7V, 409.5V, 404.6V, 401.2V, 398.2V ตามลำดับ จากนั้นถ้าให้แรงดัน v_{in} คงที่ = 220V(rms) และเมื่อปรับโหลดเพิ่มขึ้นจาก 100-500 Watts จะได้เส้นกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของ v_{out} ดังรูปที่ 9 ซึ่งมีทั้งกรณีการคำนวณและทดลอง



รูปที่ 9 ผลการทดลองและคำนวณที่ v_{in} 220 Vrms :

- (a),(b) คลื่น v_{in} , i_{in} ตามลำดับ ที่ 500 Watts
- (c) การเปลี่ยนแปลงของ v_{out} ที่โหลดต่างๆ

6.สรุป

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์วงจรบัสคอนเวอเตอร์ที่ป้อนอินพุตด้วยแรงดันไซน์ฟูลเวฟโดยมีประเด็นสำคัญที่พอสรุปได้ดังนี้ :

- (1) หลักการแบ่งแรงดันแหล่งจ่ายลักษณะไซน์ฟูลเวฟออกเป็นส่วนย่อยๆ ที่มีค่าคงที่ในแต่ละส่วนย่อยนั้นๆ สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับคอนเวอเตอร์นี้ได้เป็นอย่างดี
- (2) วงจรป้อนกลับที่เพิ่มเข้าไปกับวงจรบัสคอนเวอเตอร์นี้สามารถแก้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์และ Voltage Regulation ด้านเอาต์พุตให้ดีขึ้นได้

7. เอกสารอ้างอิง

[1] Unitrode, "Products & Applications Handbook," 1993-1994.

ประวัติผู้เขียน

นายชนนวรรณ ห้าวหาญ เกิดวันที่ 3 พฤษภาคม พ.ศ. 2514 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จ การศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ปีการศึกษา 2536 และประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากสถาบันเทคโนโลยี ราชมนักวิทยาลัยเทคนิคกรุงเทพฯ สาขาไฟฟ้ากำลัง ปีการศึกษา 2533