

การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้า
สลับเฟสเดียวเป็นกระแสไฟฟ้าตรงกำลังต่ำด้วยวิธีควบคุมแบบพาหะชนิด
ไม่เป็นเชิงเส้น

POWER FACTOR IMPROVEMENT FOR A LOW-POWER SINGLE-PHASE
AC/DC CONVERTER BY NONLINEAR-CARRIER CONTROL TECHNIQUE



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-439-7

การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้า
สลับเฟสเดียวเป็นกระแสไฟฟ้าตรงกำลังต่ำด้วยวิธีควบคุมแบบพาหะชนิด
ไม่เป็นเชิงเส้น

POWER FACTOR IMPROVEMENT FOR A LOW-POWER SINGLE-PHASE
AC/DC CONVERTER BY NONLINEAR-CARRIER CONTROL TECHNIQUE



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 41273
วัน, เดือน, ปี 1 0 ส.ค. 2545

b.....
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-439-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไปว่ากรณีใดสิ่งใด ลึกซึ้งหยาบเขี้ยให้ดัดแปลงแก้ไขหา และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**POWER FACTOR IMPROVEMENT FOR A LOW-POWER SINGLE-PHASE
AC/DC CONVERTER BY NONLINEAR-CARRIER CONTROL TECHNIQUE**



**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**

2001

ISBN 974-648-439-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปทำธุรกิจโดยไม่ขออนุญาต หรือทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาต และต้องอ้างถึงชื่อของเอกสารฉบับนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไปว่ากรณีโดยทั้งสิ้น สิ่งซึ่งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่ และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้า
 สลับเฟสเดี่ยวเป็นกระแสไฟฟ้าตรงกำลังต่ำด้วยวิธีควบคุมแบบพาหะชนิด
 ไม่เป็นเชิงเส้น

POWER FACTOR IMPROVEMENT FOR A LOW POWER SINGLE-
 PHASE AC/DC CONVERTER BY NONLINEAR CARRIER CONTROL
 TECHNIQUE

ชื่อนักศึกษา

นายเฉลิมเกียรติ เทพสำราญ

รหัสประจำตัว

38061236

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

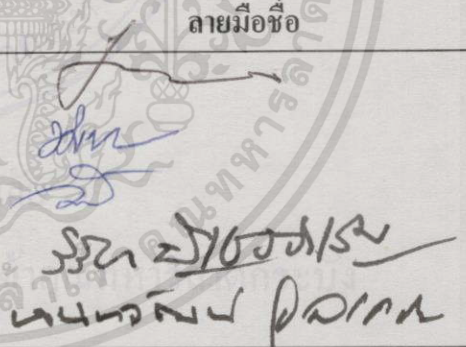
สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ดร.นนทวัฒน์

จุลเดชะ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ดร.ชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์	
ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ	
รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร	
รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ	
ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 25 กันยายน 2544 เวลา 13.30 – 15.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัดชู)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 5 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้าสลับเฟสเดียวเป็นกระแสไฟฟ้าตรงกำลังต่ำด้วยวิธีควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น
นักศึกษา	นายเฉลิมเกียรติ เทพสำราญ
รหัสประจำตัว	38061236
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร.นนทวัฒน์ จุกเดชะ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่พัฒนาขึ้นจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ชนิดพื้นฐาน คือ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก เพื่อให้ได้คุณสมบัติที่สำคัญสองประการ คือ คุณสมบัติประการแรก ได้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าที่มีลักษณะของรูปสัญญาณใกล้เคียงกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า (รูปสัญญาณรูปไซน์) และมีมุมเฟสต่างระหว่างรูปสัญญาณทั้งสองน้อยที่สุด ซึ่งทำให้ได้การใช้ประโยชน์กำลังไฟฟ้าที่คุ้มค่า ดังแสดงผลได้ด้วยค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่าสูง ($pf \approx 1$) และคุณสมบัติประการที่สอง แรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกถูกรักษาให้มีขนาดคงที่ตามต้องการ แม้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลด เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพื่อให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการเป็นเทคนิคที่สามารถปรับปรุงข้อจำกัดของเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่มีผลการพัฒนาอยู่แล้ว คือ วงจรควบคุมกระแสไฟฟ้าสามารถสร้างได้โดยไม่ต้องใช้วงจรคูณไม่ต้องใช้วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าและไม่ต้องใช้วงจรป้อนกลับกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า จึงสามารถลดความซับซ้อนของวงจรควบคุมลงได้ ผลการทดลองที่ได้ทำการทดลองกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบขนาด 50W (5V/10A) สามารถยืนยันได้ว่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่พัฒนาขึ้นมีคุณสมบัติตามที่ต้องการ นอกจากนี้ กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ประกอบอยู่ในกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่พัฒนาขึ้นยังสามารถผ่านมาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2 class D ได้อีกด้วย แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่พัฒนาขึ้นมีข้อดีอีกประการ คือ คุณสมบัติทั้งสองประการข้างต้นสามารถสร้างขึ้นได้ด้วยการใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์หลักเพียงวงจรเดียว ซึ่งเป็นการประหยัดค่าใช้จ่ายและเวลาในการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ได้มากกว่าการใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์หลักสองวงจรเพื่อให้ได้คุณสมบัติทั้งสองประการนั้น

Thesis Title	Power Factor Improvement for A Low-Power Single-Phase AC/DC Converter by Nonlinear-Carrier Control Technique
Student	Mr. Chalermkiat Tepsumran
Student ID.	38061236
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Dr. Nontawat Chuladaycha

ABSTRACT

This thesis proposes a development of switched-mode power supply (SMPS) based on a basic DC/DC converter, i.e. a flyback converter, to perform the two important properties namely an AC input current is almost the same waveform as an AC input voltage (sinusoidal waveform) with a very small phase difference between them so that the higher utilization of an input power can be achieved by denoting of a very high input power factor ($pf \approx 1$) and a DC output voltage can maintain to a desired value although an AC input voltage and load have changed. A succeeding of the two properties with the proposed current control technique has also improved some disadvantages of the conventional control techniques, i.e. the multiplier approach control technique, by unused of a multiplier, an input voltage sensing circuit and also an input current amplifier in the controller unit to reduce its complexity. The experimental results of a 50W (5V/10A) flyback prototype can verify those required properties. Moreover, the harmonic contents of an AC input current are well below IEC-1000-3-2 class D harmonic standard. An advantage of the proposed SMPS above the two-stage converter SMPS is an available of two above properties in a single-stage converter. Thus, the proposed SMPS can save the cost and manufacturing time more than the two-stage converter SMPS.

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณครอบครัวและอาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้การสนับสนุนผู้วิจัยด้วยดีตลอดมา

ขอขอบคุณอาจารย์ชนินทร์ บุญลักษณะานุสรณ์สำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัยนี้

และขอขอบคุณนักวิจัยทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังทุกท่านที่ได้อุทิศเวลาและภูมิปัญญาสร้างผลงานให้ผู้วิจัยได้ศึกษาอย่างไม่มีที่สิ้นสุด

เฉลิมเกียรติ เทพดำราญ



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	IX
รายการคำย่อและสัญลักษณ์	XIV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา	3
1.4 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา	4
บทที่ 2 กำลังไฟฟ้าเมื่อกระแสไฟฟ้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์และวิธีการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้ ประโยชน์ได้คุ้มค่าที่สุด	5
2.1 การแสดงรูปคลื่นที่ไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ด้วยอนุกรมฟูริเยร์ (Fourier series)	5
2.2 ค่าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่นชนิดคาบ	6
2.3 ความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกทั้งหมด (Total Harmonic Distortion)	7
2.4 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไม่เป็นรูปสัญญาณ รูปไซน์	7
2.5 ตัวประกอบกำลังในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แต่กระแสไฟฟ้า ไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์	8
2.6 วิธีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบ วิธีสวิตช์	9
2.6.1 วิธีพาสซีฟ (Passive)	9
2.6.2 วิธีแอกทีฟ (Active)	10

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.7	คุณสมบัติของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่รูปแบบของการสวิตช์เป็นแบบ PWM และสามารถนำมาใช้เป็นวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า	11
2.8	คุณสมบัติของเทคนิคการควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่ใช้เป็นวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า	12
2.9	ตัวอย่างของเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่มีผลการพัฒนาอยู่แล้ว	13
2.9.1	เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย (Average current control)	13
2.9.2	เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าสูงสุด (Peak current control)	14
2.9.3	เทคนิคการควบคุมประจุไฟฟ้า (Charge control)	16
2.9.4	เทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Follower Control)	17
2.10	สรุป	18
บทที่ 3	แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์แบบที่สร้างด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคเดียวที่มีคุณสมบัติ PFC ทางด้านเข้าและมีคุณสมบัติ DC/DC ทางด้านออก	19
3.1	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	19
3.2	เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น	21
3.2.1	การสร้างฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	22
3.2.2	การสร้างฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นในทางปฏิบัติ	24
3.2.3	ผลกระทบของค่าคงตัวเวลาของสัญญาณ v_{nlc}^* ที่มีต่อความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แบบสัมบูรณ์ของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	26
3.3	การกำหนดเงื่อนไขของการทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องหรือแบบไม่ต่อเนื่องของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	28
3.4	แบบจำลอง Large signal และแบบจำลอง Small signal ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์สำหรับใช้ออกแบบวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก ..	30
3.5	สรุป	37

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ	38
4.1 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลังชนิดฟลายแบ็ก	38
4.2 การออกแบบสร้างวงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์	42
4.3 การออกแบบสร้างวงจรควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ ...	44
4.4 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลัง	48
4.5 การออกแบบสร้างวงจรป้องกันกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก	50
4.6 การออกแบบสร้างวงจรกรองทางด้านเข้า	56
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	65
5.1 การทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังที่เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ฟลายแบ็ก	65
5.2 การทดลองการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ด้วยเทคนิคการ ควบคุมแบบพหุระนาบไม่เป็นเชิงเส้น	67
5.3 การทดสอบความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า	68
5.4 การทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า	74
5.5 การทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก	76
5.5.1 การทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการ เปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า	76
5.5.2 การทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมี การแปรค่าขนาดของโหลด	79
5.5.3 การทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการ เปลี่ยนแปลงขนาดของโหลดแบบทันทีทันใด	80
บทที่ 6 วิจารณ์ผลการทดลอง	83
บทที่ 7 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	90
7.1 สรุปผลการทดลอง	90
7.2 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต	91

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง	93
ภาคผนวก ก. โปรแกรม MATLAB ที่ใช้ช่วยออกแบบงานวิจัยของวิทยานิพนธ์	98
ภาคผนวก ข. การกำหนดขนาดของแกนของหม้อแปลงไฟฟ้าหลายเบ้กและตัวเหนี่ยวนำด้วยเทคนิค แบบผลคูณพื้นที่	106
ภาคผนวก ค. สมการคำนวณค่าความจุไฟฟ้าทางด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ หลายเบ้ก	117
ภาคผนวก ง. ภาพถ่ายของงานวิจัยและรูปสัญญาณเพิ่มเติมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธี สวิตซ์ที่พัฒนาขึ้น	119
ภาคผนวก จ. บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ของวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุม วิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 23 (EECON-23)	126
ประวัติผู้เขียน	131

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่า $M[d(t)]$ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่การทำงานเป็น โมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง	12
4.1 พิกัดกระแสไฟฟ้าและพิกัดแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตกำลัง, ไดโอดกำลัง และไดโอดบริดจ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์แบบที่ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	41
4.2 มุมเฟสของ $G_{EA}(j\omega)$ ที่ $\omega = \omega_{gc}$ จากการแทนค่า KF ค่าต่าง ๆ ของวงจรชดเชยแบบ One zero-pole pair	55
5.1 มาตรฐานฮาร์โมนิกของ IEC 1000-3-2 class D	71
5.2 ผลการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์โมนิกและผลการคำนวณค่า %THD, ของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าที่เปรียบเทียบกับมาตรฐานฮาร์โมนิกของ IEC 1000-3-2 class D	72
6.1 ผลการคำนวณค่า Load regulation และ Line regulation ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้น	85
6.2 ผลการคำนวณค่าประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้น	86
6.3 การเปรียบเทียบผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ได้จากการใช้เทคนิคการควบคุมแบบพหุระนาบไม่เป็นเชิงเส้นและเทคนิคการควบคุมแบบอื่น ๆ	89

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่มีวงจรถับประจุค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าเป็นวงจรกรองชนิด LC	10
2.2 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่มีวงจรถับประจุค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC (ภาคแรก)	11
2.3 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า $v_{rec}(t)$ และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า $i_{rec}(t)$ ของวงจรถับประจุค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าแบบที่ใช้วิธีแอกทีฟ	11
2.4 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรถับประจุค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย	14
2.5 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรถับประจุค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าสูงสุด	15
2.6 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรถับประจุค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมประจุไฟฟ้า	16
2.7 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรถับประจุค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้า	17
3.1 ขั้นตอนการพัฒนาจากรุ่นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบัก-บูสต์	20
3.2 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่สร้างจากรุ่นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น	21
3.3 รูปสัญญาณที่ใช้สร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ $v_{g}(\cdot)$, ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	24
3.4 ตัวอย่างเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณของ $v_{nlc}(\cdot)$ (สมการ (3.6)) กับรูปสัญญาณของ $v_{nlc}^*(\cdot)$ (สมการ (3.8)) ในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s	25
3.5 วงจร RC สำหรับสร้างสัญญาณ $v_{nlc}^*(\cdot)$	26
3.6 ผลการคำนวณเปรียบเทียบรูปสัญญาณของ $i_{rec}(t)$ ที่ใช้สัญญาณ $v_{nlc}^*(\cdot)$ เป็นสัญญาณพาหะที่ค่าคงตัวเวลามีค่าต่าง ๆ กับรูปสัญญาณ $ \sin(\omega_L t) $ ในช่วงเวลา $0 \leq t \leq T_L/2$	27
3.7 ผลการคำนวณสำหรับค่า K ที่ทำให้ได้การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็นโมดขอบเขต ($0 \leq \omega_L t \leq \pi$)	30

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 แบบจำลอง Large signal ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ของงานวิจัย	31
3.9 ตัวอย่างผลการคำนวณรูปสัญญาณของ $p_o(t)$ (สมการ (3.19)) และรูปสัญญาณของ $p_{rec}(t)$ (สมการ (3.20))	32
3.10 แบบจำลอง Large signal ที่ได้ผ่านการเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s	34
3.11 ผลของการแยกแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าไม่อิสระทางด้านออกของแบบจำลองตามรูปที่ 3.10	34
3.12 แบบจำลอง Large signal ทางด้านออกที่ผ่านการเฉลี่ยในครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้า สลับทางด้านเข้า $T_L/2$	34
3.13 แบบจำลอง Small signal ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ของงานวิจัย	36
4.1 วงจรภาคกำลังชนิดฟลายแบ็กที่ออกแบบ	42
4.2 (a) วงจรสมมูลของหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า	43
(b) รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า	43
4.3 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ที่ออกแบบ	44
4.4 วงจรเปรียบเทียบที่ใช้การป้อนกลับแบบบวก	46
4.5 วงจรควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์แบบวงเปิด (Open-loop) ของ เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นที่ออกแบบ	47
4.6 วงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังที่ออกแบบ	48
4.7 แผนภาพของระบบควบคุมแบบป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกของแหล่งจ่ายกำลัง ไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์	50
4.8 นิยามของค่า GM และค่า PM ของตัวอย่างระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่มีเสถียรภาพ	51
4.9 วงจรชดเชยแบบ One zero-pole pair	52
4.10 ผลการคำนวณเส้นแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $G_{co}(j\omega)$ สำหรับ $V_{in,rms} = 230V$ และ $R = 0.7\Omega$	54
4.11 ผลการคำนวณเส้นแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $G_{co}(j\omega)G_{EA}(j\omega)$ ที่ออกแบบ	56
4.12 วงจรช่องทางด้านเข้าแบบ LC และทิศทางการพิจารณาอิมพีแดนซ์	57
4.13 ผลการคำนวณเส้นแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $Z_{OF}(j\omega)/Z_{IC}(j\omega)$ โดย (a) $R_e = 882\Omega$ ($V_{in,rms} = 210V, P_o = 50W$) (b) $R_e = 1,058\Omega$ ($V_{in,rms} = 230V, P_o = 50W$)	59

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 ผลการคำนวณเลียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $Z_{IF}(j\omega)$ ของวงจรกรองที่ออกแบบ โดย (a) $R_e = 882\Omega$ ($V_{in,rms} = 210V, P_o = 50W$) (b) $R_e = 1,058\Omega$ ($V_{in,rms} = 230V, P_o = 50W$) ...	60
4.15 ผลการคำนวณเลียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $T_{IF}(j\omega)$ ของวงจรกรองที่ออกแบบ โดย (a) $R_e = 882\Omega$ ($V_{in,rms} = 210V, P_o = 50W$) (b) $R_e = 1,058\Omega$ ($V_{in,rms} = 230V, P_o = 50W$)	62
4.16 วงจรต้นแบบของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ออกแบบ	64
5.1 การจัดชุดทดลองสำหรับทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังที่เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	66
5.2 ผลการทดลองของการทำงานของวงจรภาคกำลังที่เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก โดย CH1: $v_{DS}(\cdot)$ CH2: $i_D(\cdot)$ CH3: $v_{AK}(\cdot)$ CH4: $i_A(\cdot)$ (20A/div)	66
5.3 การจัดชุดทดลองสำหรับทดลองการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น	67
5.4 ผลการทดลองของการทดลองการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ $v_g(\cdot)$, ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น โดย CH1: CLK CH2: $v_{nic}^*(\cdot)$ CH3: $v_r(\cdot)$ CH4: $v_g(\cdot)$	68
5.5 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า	69
5.6 ผลการทดลองของการทดสอบความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า โดย CH1: $v_{in}(t)$ CH2: $i_{in}(t)$ M1: FFT ของมุมเฟสของ $v_{in}(t)$ ที่ค่าความถี่หลักมูล M2: FFT ของมุมเฟสของ $i_{in}(t)$ ที่ค่าความถี่หลักมูล (a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$	70
5.7 การเปรียบเทียบระหว่างกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ประกอบอยู่ในกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและมาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2 class D (a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$	74
5.8 ผลการทดลองของการทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า โดย CH1: $v_{in}(t)$ CH2: $i_{in}(t)$ (a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$	76

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า	77
5.10 ผลการทดลองของการทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า โดย CH1: $v_{in}(t)$ CH2: V_o (a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$	78
5.11 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการแปรค่าขนาดของโหลด	79
5.12 ผลการทดลองสำหรับการทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการแปรค่าขนาดของโหลด	80
5.13 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหลดแบบทันทีทันใด	81
5.14 ผลการทดลองของการทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหลดแบบทันทีทันใด โดย CH1: V_o (DC coupling) DC offset = 5V CH2: I_o (DC coupling) DC offset = 9A (a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$	82
6.1 การเปรียบเทียบการใช้กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power) ขนาดของกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้าและขนาดของกระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้า โดย CH1: $v_m(t)$ (200V/div) CH2: $i_{in}(t)$ (500mA/div) (a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ชนิดที่ใช้ไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าขนาด 50W (b) แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ขนาด 50W ที่พัฒนาขึ้น	84
6.2 การทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่องภายในสัดส่วนช่วงเวลาของ $T_L/2$ เมื่อขนาดของโหลดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กมีค่าน้อย โดย CH1: V_o CH2: I_o CH3: $i_{rec}(\cdot)$	84
6.3 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ปรากฏในหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก, มอสเฟตกำลังและไดโอดกำลังเฉพาะคาบเวลาของการสวิตซ์ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กมีขนาดใกล้เคียงกับค่าสูงสุด	88

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้นจากการรวมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบัสด์กับ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	92
B.1 A_c และ A_w ของแกนแบบต่าง ๆ	108
B.2 (a) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก	109
(b) รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิ	109
(c) รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมิ	109
(d) รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ	109
(e) รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ	109
(f) รูปสัญญาณของฟลักซ์แม่เหล็ก	109
B.3 รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์เมื่อหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก เกิดการอิ่มตัว	114
D.1 ภาพถ่ายของงานวิจัย	120
D.2 ผลการวัดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ใช้สร้างแผนภูมิแห่งรูปที่ 5.7 (a)	121
D.3 ผลการวัดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ใช้สร้างแผนภูมิแห่งรูปที่ 5.7 (b)	121
D.4 ผลการวัดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ใช้สร้างแผนภูมิแห่งรูปที่ 5.7 (c)	122
D.5 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลทางด้านออก (CH3) [CH1: $v_{in}(t)$ CH4: I_o]	122
D.6 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลทางด้านออก (CH3) [CH1: $v_{in}(t)$ CH4: I_o]	123
D.7 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลทางด้านออก (CH3) [CH1: $v_{in}(t)$ CH4: I_o]	123
D.8 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบในตารางที่ 6.3 ($P_o = 50W$)	124
D.9 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบในตารางที่ 6.3 ($P_o = 22W$)	124
D.10 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบในตารางที่ 6.3 ($P_o = 44W$)	125

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

A	แอมแปร์ (หน่วยของกระแสไฟฟ้า)
A	ค่าคงที่ที่ใช้กำหนดค่าเฉพาะขนาดของแรงดันไฟฟ้าพหุชนิดอิเล็กทรอนิกส์โพเทนเชียลแบบลดถอย
AC/DC	วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้าสลับเป็นกระแสไฟฟ้าตรง
A_C	พื้นที่ตัดขวางของแกน
A_p	ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ A_C และพื้นที่ A_w
A_T	อัตราการลดทอนของวงจรช่องทางด้านเข้าในหน่วย dB
A_w	พื้นที่ใช้บรรจุจำนวนขดลวดทั้งหมด
ΔB	ค่าความแตกต่างระหว่างความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดและต่ำสุด
B_{max}	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด
$B_{max}(\cdot)$	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
B_{min}	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กต่ำสุด
$B_{min}(\cdot)$	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กต่ำสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
B_{sat}	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กอิ่มตัวของวัสดุที่ใช้สร้างแกนเฟอร์ไรต์
C	ตัวเก็บประจุไฟฟ้า
$^{\circ}C$	องศาเซลเซียส (หน่วยของอุณหภูมิ)
CCM	การนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode)
CLK	สัญญาณนาฬิกา
C_F	ตัวเก็บประจุไฟฟ้าของวงจรช่องทางด้านเข้า
C_{int}	ตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ทำหน้าที่อินทิเกรตกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์
C_p	ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจับเบด
C_n	ผลรวมแบบเวกเตอร์ของ a_n และ b_n
C_{nlc}	ตัวเก็บประจุไฟฟ้าของวงจร RC
C_s	ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจับเบด
C_t	ตัวเก็บประจุไฟฟ้าตั้งเวลา
DC/DC	วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้าตรงเป็นกระแสไฟฟ้าตรง
DCM	การนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode)
D_1, D_s	ไดโอดเรียงกระแสไฟฟ้า
D_{min}	ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่ำสุด

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

D_{max}	ค่าวัฏจักรหน้าที่ค่าสูงสุด
D_z	ซีเนอร์ไดโอด
E	พลังงานที่สะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำ
EMI	การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electro-Magnetic Interference)
ESR	ความต้านทานอนุกรมสมมูล (Equivalent Series Resistance) ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า
F	ฟารัด (หน่วยของความจุไฟฟ้า)
FFT	Fast Fourier Transform
F_{rms}	ค่าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่นชนิดคาบ
$G_{CO}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอดกำลังในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
$G_{EA}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเซย์ในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
$G_{EA}(s)G_{CO}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิดในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
$ G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega) $	แกนของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิดในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $j\omega$
$\angle G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)$	มุมเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิดในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $j\omega$
GM	เกนส่วนเผื่อ (Gain margin)
H	เฮนรี่ (หน่วยของความเหนี่ยวนำ)
Hz	เฮิรตซ์ (หน่วยของความถี่)
%Hys	ค่าฮิสเตอร์ซิสในรูปเปอร์เซ็นต์
I_0	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย
$I_{d,av}$	กระแสไฟฟ้าเดรนเฉลี่ย (มอสเฟต)
$I_{d,max}$	กระแสไฟฟ้าเดรนสูงสุด (มอสเฟต)
$I_{F,av}$	กระแสไฟฟ้าไปหน้าเฉลี่ย (ไดโอด)
$I_{F,max}$	กระแสไฟฟ้าไปหน้าสูงสุด (ไดโอด)
$I_{in,pk}$	กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้า
$I_{in,rms}$	กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้า
ΔI_L	กระแสไฟฟ้าริปเปิลที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรทางด้านเข้า L_F
$I_{L,pk}$	กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,rms}$	กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
$I_{max}(\cdot)$	กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

- $I_{min}(\cdot)$ กระแสไฟฟ้าต่ำสุดที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s
- I_o กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกของแบบจำลอง LFR
- $\langle I_o(\cdot) \rangle$ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s
- $I_{pri,max}(\cdot)$ กระแสไฟฟ้าปฐมภูมิสูงสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
- $I_{pri,min}(\cdot)$ กระแสไฟฟ้าปฐมภูมิต่ำสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
- $I_{p,rms}$ กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก
- $I_{p,rms}(\cdot)$ กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s
- $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle$ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก (บทที่ 2)
- $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle$ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก (บทที่ 3)
- $\langle I_{rec}^*(\cdot) \rangle$ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ที่ได้จากการใช้รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าพาหะ $v_{nc}^*(\cdot)$
- $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle_{dcm}$ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , เมื่อวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง
- I_{rms} กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส
- $I_{rms,(l)}$ กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้านิครูปคลื่นโคไซน์ที่มีค่าความถี่หลักมูล
- $I_{rms,(n)}$ กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้านิครูปคลื่นโคไซน์ที่มีค่าความถี่อันดับที่ n
- $I_{sec,max}(\cdot)$ กระแสไฟฟ้าทุติยภูมิสูงสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
- $I_{sec,min}(\cdot)$ กระแสไฟฟ้าทุติยภูมิต่ำสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
- $I_{s,rms}$ กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก
- $I_{s,rms}(\cdot)$ กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s
- IEC International Electrotechnical Commission
- J จุด (หน่วยของพลังงาน)
- J ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดทองแดง

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

K	ค่าพารามิเตอร์ของโหลดและวงจร
K_C	อัตราส่วนระหว่างกระแสไฟฟ้าสูงสุดกับกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส (Crest factor)
K_F	อัตราส่วนระหว่างแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสกับแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ย (Form factor)
KF	อัตราส่วนระหว่าง ω_{gc} กับ $\omega_{z,EA}$ หรืออัตราส่วนระหว่าง $\omega_{p,EA}$ กับ ω_{gc}
K_{max}	ค่าพารามิเตอร์ของโหลดและวงจรค่าสูงสุด
K_{min}	ค่าพารามิเตอร์ของโหลดและวงจรค่าต่ำสุด
K_w	ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุจำนวนขดลวดทั้งหมด
L	ตัวเหนี่ยวนำ
LC	วงจรกรองชนิดที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุไฟฟ้า
L_c	ตัวเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก (บทที่ 4)
L_{eq}	ตัวเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก, แบบชุกหรือแบบซีบิก (บทที่ 2)
L_F	ตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองทางด้านเข้า
LFR	แบบจำลองชนิด Loss-Free Resistor
L_m	ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรขับเคลื่อน
L_M	ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก
$L_{M,BCM}$	ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กที่ทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็น โมดขอบเขต
$L_{M,CCM}$	ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กที่ทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็น โมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง
$L_{M,DCM}$	ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กที่ทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็น โมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง
L_{pri}	ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรขับเคลื่อนและหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า
L_s	ตัวเหนี่ยวนำทางด้านออกของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก
$M[d(t)]$	อัตราส่วนของการแปลงผันแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC
MLT	ความยาวรอบเฉลี่ยของเส้นลวดทองแดง
N	จำนวนรอบของขดลวดทองแดงที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองทางด้านเข้า
N_p	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

N	จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
P_{app}	กำลังไฟฟ้าปรากฏ
P_{av}	กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย
PFC	การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor Correction)
PM	มุมเฟสส่วนเผื่อ (Phase margin)
P_o	กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออก
P_p	กำลังไฟฟ้าปรากฏทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
$\langle P_{p,av}(\cdot) \rangle$	กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
P_r	กำลังไฟฟ้าปรากฏทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
$\langle P_{r,av}(\cdot) \rangle$	กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
PCC	จุดเชื่อมต่อทางไฟฟ้าร่วม (Point of Common Coupling)
PWM	การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation)
Q_1	มอสเฟตกำลัง
R	โหนดแบบความต้านทาน
RC	วงจรสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบลดถอยแบบที่ใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุไฟฟ้า
R_d	ความต้านทานปรสิติกที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณและความยาวของลวดทองแดงที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำ L_F
R_e	ตัวต้านทานเสมือนทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก
R_g	ตัวต้านทานจำกัดกระแสไฟฟ้าเกต-ซอร์ส
R_{gs}	ตัวต้านทานบลีดเดอร์ (Bleeder resistor) ที่เกต-ซอร์ส
R_i	ตัวต้านทานทางด้านเข้าของวงจรเปรียบเทียบ
R_f	ตัวต้านทานป้อนกลับของวงจรเปรียบเทียบ
R_{nlc}	ตัวต้านทานของวงจร RC
R_{res}	ตัวต้านทานที่ทำหน้าที่รีเซ็ตฟลักซ์แม่เหล็กเมื่ออุปกรณ์สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า
R_s	ตัวต้านทานสมมูลของวงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก
R_{sen}	ตัวต้านทานที่ทำหน้าที่แปลงกระแสไฟฟ้าทุติยภูมิเป็นแรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิ

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

R_t	ตัวต้านทานตั้งเวลา
SMPS	แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์
T	คาบเวลา
T	เทสลา (หน่วยของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก)
$T_{IF}(j\omega)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรช่องทางด้านเข้าในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $j\omega$
T_L	คาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า
T_s	คาบเวลาของการสวิตช์
%THD	ความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกทั้งหมดในรูปเปอร์เซ็นต์ของรูปคลื่นชนิดคาบ
V	โวลต์ (หน่วยของแรงดันไฟฟ้า)
V_0	แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ย
V_A	โวลต์-แอมแปร์ (หน่วยของกำลังไฟฟ้าปรากฏ)
V_C	แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก
V_D	แรงดันไฟฟ้าไปหน้าของไดโอดเรียงกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ
$V_{ds,max}$	แรงดันไฟฟ้าเดรน-ซอร์สสูงสุด (มอสเฟต)
$\langle V_{err} \rangle$	แรงดันไฟฟ้าผิดพลาดจากวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก
V_{in}	แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก
$V_{in,pk}$	แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้า
$V_{in,rms}$	แรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้า
$\langle V_{in,rms} \rangle_{T_s}$	แรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s ทางด้านเข้า
V_o	แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกของแบบจำลอง LFR
$V_{o,LOW}$	แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกค่าต่ำสุดในช่วงเวลา t_H
$\langle V_o(\cdot) \rangle$	แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$V_{p,rms}$	แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำอาร์เอ็มเอสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
$V_{pri,max}(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$V_{pri,pk}(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าซบเกิดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$V_{R,max}$	แรงดันไฟฟ้าย้อนกลับสูงสุด (ไดโอด)

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

- $\langle V_{rec}(\cdot) \rangle$ แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก (บทที่ 2)
- $\langle V_{rec}(\cdot) \rangle$ แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าซึ่งผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มลูกคลื่นแล้วในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s (บทที่ 3)
- V_{ref} แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง
- V_{rms} แรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส
- $V_{rms,(1)}$ แรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าซึ่ชนิครูปคลื่นโคไซน์ที่มีค่าความถี่หลักมูล
- $V_{rms,(n)}$ แรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าซึ่ชนิครูปคลื่นโคไซน์ที่มีค่าความถี่อันดับที่ n
- $\langle V_s(\cdot) \rangle$ แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s ที่เป็นปฏิภาคโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์
- $V_{sec,max}(\cdot)$ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
- $V_{sec,pk}(\cdot)$ แรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิสูงสุดของหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า
- W วัตต์ (หน่วยของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย)
- X ตัวแปรเฉลี่ย
- $\langle X \rangle_{T_L/2}$ ตัวแปรที่ผ่านการเฉลี่ยในครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า $T_L/2$
- $Z_{IC}(j\omega)$ อิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์ในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $j\omega$
- $Z_{IF}(j\omega)$ อิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าของวงจรกรองทางด้านเข้าในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $j\omega$
- $Z_{OF}(j\omega)$ อิมพีแดนซ์ทางด้านออกของวงจรกรองทางด้านเข้าในรูปตัวแปรเชิงซ้อน $j\omega$
- a ค่าคงที่ที่มีพิสัย $0 < a < 1$
- a_0 ค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นชนิดคาบ
- a_n ค่าสูงสุดของรูปคลื่นเป็นรูปสัญญาณรูปโคไซน์ที่มีค่าความถี่อันดับที่ n
- a_p พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดงที่ใช้พันขดลวดปฐมภูมิ
- a_s พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดงที่ใช้พันขดลวดทุติยภูมิ
- b_n ค่าสูงสุดของรูปคลื่นเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ที่มีค่าความถี่อันดับที่ n
- $d(t)$ ค่าวัฏจักรหน้าที่ที่เวลาใด ๆ
- dB เดซิเบล
- f ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

f_0	ความถี่ของโพลที่จุด origin
f_1	ความถี่หลักมูล
f_{gc}	ความถี่ตัดข้ามแกน
f_L	ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า
f_n	ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่ n
f_r	ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรสร้างสัญญาณขับเคลื่อนและวงจรกรองทางด้านเข้า
f_s	ความถี่ของการสวิตช์
$f(t)$	ฟังก์ชันชนิดคาบ
$f(X_1, \dots, X_n)$	ฟังก์ชันของตัวแปรเฉลี่ยจำนวน n ตัวแปร
$f(\langle X_1 \rangle_{T_L/2}, \dots, \langle X_n \rangle_{T_L/2})$	ฟังก์ชันของตัวแปร $\langle X \rangle_{T_L/2}$ จำนวน n ตัวแปร
g_o	แกนของแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า Small signal ที่มีขนาดเป็น $2I_o/V_{n,rms}$
$i(t)$	กระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ
$i_1(t)$	กระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ทางด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก
$i_d(t)$	กระแสไฟฟ้าโหลดเฉลี่ย
$i_A(\cdot)$	กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตของไดโอดกำลังในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$i_C(t)$	กระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก
$i_D(\cdot)$	กระแสไฟฟ้าเดรนของมอสเฟตกำลังในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$i_n(t)$	กระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ทางด้านเข้า
$i_L(t)$	กระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ทางด้านเข้าของวงจรกรองชนิด LC (บทที่ 2)
$i_{mag}(\cdot)$	กระแสไฟฟ้าแม่เหล็กในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$i_o(t)$	กระแสไฟฟ้าทางด้านออกที่เวลาใด ๆ
$i_{pri}(\cdot)$	กระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$i_{rec}(\cdot)$	กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s (บทที่ 6)
$i_{rec}(t)$	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยในช่วงเวลาสั้น ๆ ทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก (บทที่ 2)
$i_{rec}(t)$	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก (บทที่ 3)
$i_{rec}(t)$	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ ของวงจรกรองทางด้านเข้าแบบ LC (บทที่ 4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา XXI ห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$i'_{rec}(t)$	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก (บทที่ 4)
$i_{ref}(t)$	กระแสไฟฟ้าอ้างอิง
$i_s(\cdot)$	กระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$i_{sec}(\cdot)$	กระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
j_o	แกนของแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า Small signal ที่มีขนาดเป็น $n_{fb} V_{in,rms}^2 / R_s V_o^2$
k	กิโล (10^3)
k_d	ตัวประกอบความเพี้ยน (Distortion factor)
k_ϕ	ตัวประกอบการกระจัด (Displacement factor)
l_g	ระยะของช่องอากาศ
l_m	ระยะทางเฉลี่ยของฟลักซ์แม่เหล็ก
m	เมตร
m^2	ตารางเมตร
m^4	ตารางเมตร ²
mm	มิลลิเมตร
m	มิลลิ (10^{-3})
m_a	ค่าความชันของกระแสไฟฟ้าลาเคอียง $i_u(t)$
n	นาโน (10^{-9})
n	จำนวนเต็มค่าบวก (1, 2, 3, ...)
n_{ci}	อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า
n_{tr}	อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก, แบบชุกหรือแบบซีบิก
n_{fb}	อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก
p	พิโค (10^{-12})
pf	ตัวประกอบกำลัง
$p(t)$	กำลังไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ
$p_o(t)$	กำลังไฟฟ้าทางด้านออกที่เวลาใด ๆ ของแบบจำลอง LFR

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$p_{rec}(t)$	กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ ของแบบจำลอง LFR
r_o	ความต้านทาน Small signal ทางด้านออก
s	วินาที (หน่วยของเวลา)
t	เวลาใด ๆ
t_H	ช่วงเวลา Hold-up
t_{on}	เวลานำกระแสไฟฟ้าในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s
t_r	ช่วงเวลารั้งขึ้น
$\hat{v}_{in}(s)$	สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของฟังก์ชันถ่ายโอนที่อยู่ในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
$\hat{v}_o(s)$	สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของฟังก์ชันถ่ายโอนที่อยู่ในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
$v(t)$	แรงดันไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ
$v_{AK}(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าเอาโนด-คาโทดของไดโอดกำลังในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$v_C(t)$	แรงดันไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ทางด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก
$v_{DS}(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าเดรน-ซอร์สของมอสเฟตกำลังในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$v_{err}(t)$	แรงดันไฟฟ้าผิดพลาดจากวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกที่เวลาใด ๆ
$v_g(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าสำหรับขับอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$v_{in}(t)$	แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ
$v_{nic}(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$v_{nic}^*(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบลดถอยในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
Δv_o	แรงดันไฟฟ้ารบกวนทางด้านออก
$v_o(t)$	แรงดันไฟฟ้าทางด้านออกที่เวลาใด ๆ
$v_{pri}(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$v_{rec}(t)$	แรงดันไฟฟ้าที่ผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มลูกคลื่นแล้ว
$v_s(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าที่เป็นปฏิภาคโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$v_{sec}(\cdot)$	แรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$\hat{x}(s)$	ตัวแปร Small signal ในโดเมนของ s

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$\hat{x}(t)$	ตัวแปร Small signal ใน โดเมนของเวลา
$\langle x(t) \rangle_{T_s}$	ตัวแปรที่เวลาใด ๆ ที่ผ่านการเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s
α	ตัวเลขดัชนีการถ่ายโอนพลังงาน
δ_{Cu}	ความหนาของผิวลวดทองแดงที่สามารถนำกระแสไฟฟ้าได้
η	ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า
η_p	ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้าหลายเบ็ท
μ	ไมโคร (10^{-6})
μ_0	ค่า Permeability ของ Free space
μ_{Cu}	ค่า Permeability สัมพัทธ์ของทองแดง
π	ค่าคงที่ ≈ 3.14
Ω	โอห์ม (หน่วยของความต้านทาน)
ρ_{Cu}	ความต้านทานทางไฟฟ้าของทองแดง
ϕ	เส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง
$\phi(\cdot)$	ฟังก์ชันแม่เหล็กในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$\phi_{max}(\cdot)$	ฟังก์ชันแม่เหล็กสูงสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
$\phi_{min}(\cdot)$	ฟังก์ชันแม่เหล็กต่ำสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
ϕ_n	มุมเฟสระหว่างรูปคลื่นรูปไซน์และรูปคลื่นรูปโคไซน์ที่มีค่าความถี่อันดับที่ n ของ $f(t)$
$\phi_{v(n)}$	มุมเฟสของกระแสไฟฟ้าที่มีค่าความถี่อันดับที่ n
$\phi_{v(n)}$	มุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าที่มีค่าความถี่อันดับที่ n
ω	ความถี่เชิงมุมของความถี่หลักมูล ($\omega = 2\pi f_1$)
ω_0	ความถี่เชิงมุมของโพลที่จุด origin
ω_L	ความถี่เชิงมุมของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า ($\omega_L = 2\pi f_L$)
$\omega_{P,CO}$	ความถี่เชิงมุมของโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรภาคกำลัง
$\omega_{P,EA}$	ความถี่เชิงมุมของโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรชดเซย
$\omega_{Z,CO}$	ความถี่เชิงมุมของซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรภาคกำลัง
$\omega_{Z,EA}$	ความถี่เชิงมุมของซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรชดเซย
∞	จำนวนอนันต์ (Infinity)

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ (Switched-Mode Power Supply, SMPS) ได้เพิ่มปริมาณขึ้นอย่างต่อเนื่อง เพราะแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์มีข้อดีหลายประการ เช่น มีขนาดเล็ก มีน้ำหนักเบา มีประสิทธิภาพสูง มีความน่าเชื่อถือและมีราคาถูก ด้วยเหตุนี้ เครื่องคอมพิวเตอร์และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่จึงนิยมใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์เป็นภาคจ่ายกำลังไฟฟ้า อย่างไรก็ตาม วงจรภาคแรกของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ต่อเข้ากับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสลับสาธารณะ ($220V_{rms}$) ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC (AC/DC converter) ชนิดที่มีโคโอดบรีดจ์ และตัวเก็บประจุไฟฟ้าทำหน้าที่สร้างแรงดันไฟฟ้าตรงให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC (DC/DC converter) ซึ่งเป็นวงจรภาคต่อมา การเพิ่มปริมาณประจุไฟฟ้าให้กับตัวเก็บประจุไฟฟ้าในวงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ชนิดนี้เกิดขึ้นเฉพาะช่วงเวลาที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า ซึ่งมีผลทำให้กระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีลักษณะไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งเป็นกระแสไฟฟ้าชนิดที่มีกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิก (Harmonic current) ประกอบอยู่ กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกนี้สร้างผลกระทบหลายประการ [1-15] ตัวอย่าง เช่น

1. กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกทำให้ปริมาณของกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส (Root Mean Square, RMS) ทางด้านเข้าเพิ่มขึ้น ซึ่งทำให้เกิดการสิ้นเปลืองการใช้กระแสไฟฟ้า โดยกระแสไฟฟ้าบางส่วนไม่ก่อให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่ใช้ประโยชน์ได้หรือการใช้กำลังไฟฟ้าไม่คุ้มค่า ดังแสดงได้จากค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor, pf) ทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ชนิดนี้มีค่าต่ำ ($pf < 0.6$) [13]

2. กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกทำให้ขนาดของกระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้าเพิ่มขึ้น ซึ่งมีผลต้องเพิ่มค่าพิกัดความสามารถในการรองรับกระแสไฟฟ้าสูงสุดของอุปกรณ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์

3. กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกเพิ่มกำลังไฟฟ้าสูญเสียในสายเคเบิล (Cable) และหม้อแปลงไฟฟ้าของระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าซึ่งมีส่วนลดอายุการใช้งานของอุปกรณ์เหล่านี้

4. กระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกสร้างแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิก โดยที่ขนาดของแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิกแปรผันตามค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้า (Source impedance) ซึ่งมีผลทำให้รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์และสามารถสร้างการรบกวนต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าและอุปกรณ์อื่น ๆ ที่ใช้จุดเชื่อมต่อกัน (Point of Common Coupling, PCC)

ประโยชน์ที่จะได้รับการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าให้กับแหล่งจ่ายกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ ได้แก่

1. ใช้ประโยชน์กำลังไฟฟ้าได้คุ้มค่าโดยแสดงผลได้จากค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าจะมีค่าสูง ($pf \approx 1$)
2. ปริมาณของกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้าสำหรับใช้สร้างกำลังไฟฟ้าที่โหลดต้องการของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ได้ทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าแล้วจะมีปริมาณน้อยลง [1-3], [12], [15]
3. กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ได้ทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าแล้วจะมีปริมาณต่ำกว่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ยังไม่ได้ทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า ดังนั้นจึงสามารถลดค่าพิคคความสามารถในการรองรับกระแสไฟฟ้าสูงสุดของอุปกรณ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ เช่น ไดโอดบริดจ์, ฟิลต์ และสายส่งกำลังไฟฟ้าได้
4. กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ได้ทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าแล้วจะมีกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกประกอบอยู่จำนวนน้อยจึงไม่สร้างปัญหาให้กับระบบจ่ายกำลังไฟฟ้า [3], [4], [7], [12], [14]
5. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ได้ทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าแล้วมีส่วนช่วยรักษาความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า ณ จุดเชื่อมต่อร่วมกัน ซึ่งจะเป็นผลดีสำหรับผู้ใช้งานกำลังไฟฟ้าโดยรวม [3], [4], [9], [12]
6. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ได้ทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าแล้ว เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ได้รับการยอมรับโดยทั่วไปและเป็นที่ต้องการในปัจจุบัน โดยกลุ่มประเทศยุโรปได้กำหนดให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ต้องผ่านมาตรฐานการควบคุมกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกซึ่งประกาศใช้เมื่อวันที่ 1 มกราคม 2544 [16]

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

งานวิจัยนี้ต้องการศึกษาและพัฒนาในเรื่อง ต่อไปนี้

1. ศึกษาข้อจำกัดของการใช้ประโยชน์กำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีลักษณะไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์
 2. ศึกษาข้อดีและข้อจำกัดของวิธีการปรับปรุงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าให้มัลักษณะเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์มากที่สุดที่มีการพัฒนาและวิจัยอยู่แล้ว
 3. พัฒนาความเป็นไปได้ที่จะสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ชนิดพื้นฐานที่มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายอยู่แล้วให้เป็นวงจรที่มีความสามารถมากขึ้น โดยมีคุณสมบัติสองประการ คือ คุณสมบัติประการแรกสามารถทำให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีลักษณะเป็นรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์มากที่สุดและมีมมเฟสต่าง
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าน้อยที่สุด และคุณสมบัติประการที่สองสามารถรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกให้คงที่ตามต้องการ แม้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลด ชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์และเทคนิคการควบคุมที่เลือกควรมีความซับซ้อนน้อยที่สุดเพื่อให้ออกแบบสร้างได้ง่ายและประหยัดค่าใช้จ่าย

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การใช้ประโยชน์กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าได้ไม่คุ้มค่าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่แสดงผลได้ด้วยค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่าต่ำ น่าจะมีสาเหตุมาจากรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์มีลักษณะไม่เหมือนกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า (รูปสัญญาณรูปไซน์) [1-15]

1.4 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ทำการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้ามีลักษณะของรูปสัญญาณใกล้เคียงกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า (รูปสัญญาณรูปไซน์) มากที่สุด โดยใช้เทคนิคการควบคุมแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์เป็นแบบควบคุมกระแสไฟฟ้า (Current mode control) ที่ด้านทางเข้า และต้องมีความสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก รวมอยู่ด้วย วงจรควบคุมแบบควบคุมกระแสไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในงานวิจัยเรื่องนี้ควรมีความซับซ้อนน้อยกว่าวงจรควบคุมแบบควบคุมกระแสไฟฟ้าที่มีอยู่แล้ว [1], [10], [12], [13], [17-24]

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

1. ศึกษา สร้าง และพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่สามารถปรับปรุุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าได้ โดยมีวงจรหลักเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC เพียงวงจรเดียว และในงานวิจัยนี้ได้เลือกวงจรคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบฟลายแบ็ก แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่สร้างขึ้นมีคุณสมบัติสองประการ คือ คุณสมบัติที่รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีลักษณะเป็นรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์มากที่สุดและมีมูมเฟสต่างกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าน้อยที่สุด และคุณสมบัติที่แรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกมีขนาดคงที่ตามต้องการ แม้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลด เทคนิคที่ใช้ควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเพื่อให้ได้คุณสมบัติสองประการข้างต้น คือ เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบสำหรับโหลดแบบคงที่ (Fixed Load) มีรายละเอียดเฉพาะดังต่อไปนี้

- ขนาดของแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้า คือ $210-230V_{rms}$

- ขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก คือ $5V$
- ขนาดของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลทางด้านออกไม่เกิน $\pm 500mV$
- พิกัดของโหลด คือ $10A$
- พิกัดของกำลังไฟฟ้าทางด้านออก คือ $50W$

2. ขอบเขตเพิ่มเติม คือ ต้องจำกัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่สร้างขึ้นให้สามารถผ่านมาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2 class D

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาการใช้ประโยชน์กำลังไฟฟ้า ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อการใช้ประโยชน์กำลังไฟฟ้า วิธีการทำให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์นำกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้ามาใช้ได้คุ้มค่า ศึกษาข้อดีและข้อจำกัดของวิธีการที่มีอยู่
2. นำเสนอแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่สร้างด้วยวงจรหลักเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC เพียงวงจรเดียวที่มีคุณสมบัติตามที่กำหนด
3. ออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบตามรายละเอียดเฉพาะที่กำหนด
4. ทำการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ
5. วิเคราะห์ผลการทดลอง
6. สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

กำลังไฟฟ้าเมื่อกระแสไฟฟ้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ และวิธีการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้ประโยชน์ได้คุ้มค่าที่สุด

กำลังไฟฟ้าที่ส่งมาจากแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้าสลับที่มีลักษณะของรูปสัญญาณเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์สามารถนำกำลังไฟฟ้าไปใช้ประโยชน์ได้คุ้มค่าที่สุด ถ้าอุปกรณ์ไฟฟ้าหรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่รับกำลังไฟฟ้านี้มีคุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าเป็นชนิดความต้านทาน เพราะทำให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้ามีลักษณะของรูปสัญญาณเหมือนกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าและมีมุมเฟสตรงกัน [1-3], [12-13] ผลคือ อัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าที่ทำให้เกิดงานต่อกำลังไฟฟ้าที่ต้องเตรียมไว้มีค่าสูง (ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง) แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ชนิดที่ใช้ไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าเป็นวงจรทางด้านเข้าจัดเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้กำลังไฟฟ้าไม่คุ้มค่า (ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่าต่ำ) เนื่องจากมีรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่มีลักษณะไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ วิทยานิพนธ์บทนี้ได้อธิบายสาเหตุของการใช้กำลังไฟฟ้าที่ไม่คุ้มค่าอันเนื่องมาจากรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้ามีลักษณะไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์และวิธีการแก้ไขปัญหาดังกล่าว

2.1 การแสดงรูปคลื่นที่ไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ด้วยอนุกรมฟูริเยร์ (Fourier series)

รูปคลื่นที่ไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แต่เป็นฟังก์ชันคาบ (Periodic function) $f(t)$, ดังแสดงคุณสมบัติได้ตามสมการ (2.1) เมื่อ t เป็นเวลาใด ๆ และ T เป็นคาบเวลา [25-26] $f(t)$ สามารถแสดงได้ด้วยอนุกรมฟูริเยร์แบบตรีโกณมิติตามสมการ (2.2) [3], [10] a_0 คือ ค่าเฉลี่ย, a_n และ b_n คือ ค่าสูงสุดของรูปคลื่นเป็นรูปสัญญาณรูปโคไซน์และรูปสัญญาณรูปไซน์ตามลำดับที่ค่าความถี่ f_n โดย $f_n = nf_1$ และ $n = 1, 2, 3, \dots$ ที่ $n = 1$ $f_1 = 1/T$, f_1 เรียกว่า ความถี่หลักมูล (Fundamental frequency) และ f_n เมื่อ $n > 1$ เรียกว่า ความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic frequency)

$$f(t+T) = f(t) \quad (2.1)$$

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (2.2)$$

$$\text{โดย } a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \quad \omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f_1$$

สมการ (2.2) สามารถจัดรูปได้ใหม่ดังแสดงตามสมการ (2.3)

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t - \phi_n) \quad (2.3)$$

โดย $C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \phi_n = \tan^{-1}(b_n/a_n)$

แรงดันไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ $v(t)$, และกระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ $i(t)$, ที่มีคุณสมบัติเป็นฟังก์ชันชนิดคาบตามสมการ (2.1) สามารถแสดงได้ด้วยอนุกรมฟูริเยร์เช่นกันดังแสดงตามสมการ (2.4) [1] V_0 และ I_0 คือ แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย, $V_{rms,(n)}$ และ $I_{rms,(n)}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าชนิดรูปคลื่นโคไซน์ที่มีค่าความถี่อันดับที่ n , $\phi_{v(n)}$ และ $\phi_{i(n)}$ คือ มุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าและมุมเฟสของกระแสไฟฟ้าเมื่อเปรียบเทียบกับเวลาเริ่มต้นที่มีค่าความถี่อันดับที่ n

$$\begin{aligned} v(t) &= V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{rms,(n)} \cos(n\omega t - \phi_{v(n)}) \\ i(t) &= I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{rms,(n)} \cos(n\omega t - \phi_{i(n)}) \end{aligned} \quad (2.4)$$

โดยการเปรียบเทียบสมการ (2.3) กับ (2.4) จะได้ว่า

$$V_0, I_0 \triangleq a_0 \quad V_{rms,(n)}, I_{rms,(n)} \triangleq \frac{C_n}{\sqrt{2}} \quad \phi_{v(n)}, \phi_{i(n)} \triangleq \tan^{-1} \frac{b_n}{a_n}$$

2.2 ค่าอาร์เอ็มเอสของรูปคลื่นชนิดคาบ

ค่าอาร์เอ็มเอส F_{rms} , ของรูปคลื่นชนิดคาบ $f(t)$, ที่มีคาบเวลา $T = 2\pi/\omega$ มีนิยามตามสมการ (2.5) [1-3]

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \{f(t)\}^2 dt} \quad (2.5)$$

แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ตามสมการ (2.4) มีค่าอาร์เอ็มเอสที่คำนวณผลได้จากสมการ (2.5) ดังแสดงตามสมการ (2.6) [1], [3], [5]

$$V_{rms} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} V_{rms,(n)}^2}$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{rms,(n)}^2}$$
(2.6)

สังเกตว่า รูปคลื่นที่มีค่าความถี่ $n > 1$ ปนอยู่จะมีค่าอาร์เอ็มเอสมากกว่ารูปคลื่นที่มีเฉพาะค่าความถี่ $n = 1$

2.3 ความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกทั้งหมด (Total Harmonic Distortion)

นิยามของความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกทั้งหมดในรูปเปอร์เซ็นต์ %THD, ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แสดงตามสมการ (2.7) [1-5], [9-10], [15]

$$\%THD_v = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{rms,(1)}^2}}{V_{rms,(1)}} \times 100\%$$

$$\%THD_i = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_{rms,(1)}^2}}{I_{rms,(1)}} \times 100\%$$
(2.7)

2.4 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์

นิยามของกำลังไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ $p(t)$, คือ ผลคูณของ $v(t)$ และ $i(t)$ ตามสมการ (2.8) [1-3]

$$p(t) = v(t)i(t)$$
(2.8)

ค่าเฉลี่ยของ $p(t)$ คือ กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย P_{av} , ที่คำนวณผลได้ตามสมการ (2.9)

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt$$
(2.9)

แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ที่นิยามได้ตามสมการ (2.4) ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยดังแสดงตามสมการ (2.10)

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\left(V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{rms,(n)} \cos(n\omega t - \phi_{v(n)}) \right) \times \left(I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{rms,(n)} \cos(n\omega t - \phi_{i(n)}) \right) \right] dt \quad (2.10)$$

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ใด ๆ และกระแสไฟฟ้าที่ความถี่ใด ๆ ที่ค่าความถี่ต่างกันมีผลการคำนวณตามสมการ (2.10) เป็นศูนย์ [1], [3] แต่กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ค่าความถี่เดียวกันมีผลการคำนวณตามสมการ (2.10) ดังแสดงตามสมการ (2.11)

$$P_{av} = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_{rms,(n)} I_{rms,(n)} \cos(\phi_{v(n)} - \phi_{i(n)}) \quad (2.11)$$

2.5 ตัวประกอบกำลังในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แต่กระแสไฟฟ้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์

ตัวประกอบกำลัง pf , มีนิยามตามสมการ (2.12) เป็นค่าแสดงผลชนิดที่สามารถแสดงถึงความคุ้มค่าของการใช้ประโยชน์กำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ได้ [1-5], [9-10], [15] P_{av} คือ กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในหน่วยวัตต์, P_{app} คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏในหน่วยโวลต์-แอมแปร์

$$pf = \frac{P_{av}}{P_{app}} \quad (2.12)$$

กำลังไฟฟ้าปรากฏ คือ กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ส่งจากแหล่งกำเนิด และเป็นกำลังไฟฟ้าที่ใช้กำหนดพิสัยกำลังไฟฟ้าของระบบไฟฟ้าหนึ่ง ๆ ที่ต้องเตรียมให้อุปกรณ์ไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สามารถทำงานได้เต็มพิสัย กำลังไฟฟ้าชนิดนี้คำนวณขนาดได้จากผลคูณของแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส และกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส ($P_{app} = V_{rms} I_{rms}$) ส่วนกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในกรณีนี้สามารถคำนวณได้จากสมการ (2.11) ดังแสดงตามสมการ (2.13) (ในกรณีนี้รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ ดังนั้น $V_{rms} = V_{rms,(1)}$ และ $\phi_v = \phi_{v(1)}$)

$$P_{av} = V_{rms} I_{rms,(1)} \cos(\phi_v - \phi_{i(1)}) \quad (2.13)$$

แทนค่า P_{av} จากสมการ (2.13) และ P_{app} ลงในสมการ (2.12)

$$\begin{aligned}
 pf &= \frac{V_{rms} I_{rms,(1)} \cos(\phi_v - \phi_{i(1)})}{V_{rms} I_{rms}} \\
 &= \frac{I_{rms,(1)}}{I_{rms}} \cos(\phi_v - \phi_{i(1)}) \\
 &= k_d k_\phi
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

โดย $k_d = \frac{I_{rms,(1)}}{I_{rms}}$ $k_\phi = \cos(\phi_v - \phi_{i(1)})$

k_d เรียกว่า ตัวประกอบความเพี้ยน (Distortion factor) และ k_ϕ เรียกว่า ตัวประกอบการกระจัด (Displacement factor) [1-5], [9-10], [15] พิจารณาผลของความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของกระแสไฟฟ้าจากสมการ (2.14) $pf = k_d k_\phi$ กรณีแรก ถ้ากระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แล้ว $k_d = 1$ ดังนั้น $pf = k_\phi = \cos(\phi_v - \phi_{i(1)})$ [27-29] กรณีที่สอง ถ้ากระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แล้ว $k_d \neq 1$ ดังนั้น $pf = k_d k_\phi = (I_{rms,(1)}/I_{rms}) \cos(\phi_v - \phi_{i(1)})$ ถ้า k_d มีความสัมพันธ์กับค่า %THD_i ดังแสดงตามสมการ (2.15)

$$k_d = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{\%THD_i}{100} \right]^2}} \tag{2.15}$$

การใช้กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าได้คุ้มค่าที่สุด คือ ต้องทำให้ $P_{av} = P_{app}$ หรือได้ค่า $pf = P_{av}/P_{app} = 1$ ซึ่ง pf จะมีค่าเป็น 1 ได้ เมื่อ $k_d = 1$ และ $k_\phi = 1$ k_d จะมีค่าเป็น 1 ได้ เมื่อกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าต้องเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ และ k_ϕ จะมีค่าเป็น 1 ได้ เมื่อรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่มีเฉพาะค่าความถี่หลักมูลและมีมุมเฟสตรงกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า

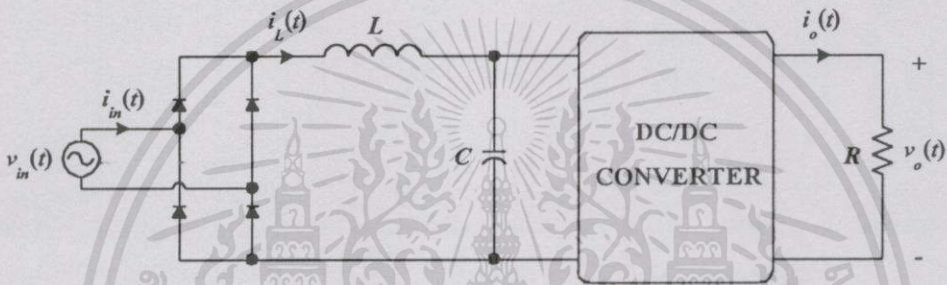
2.6 วิธีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์

วิธีการสามารถแบ่งออกได้เป็นสองวิธีหลัก ได้แก่ วิธีพาสซีฟ (Passive) และวิธีแอคทีฟ (Active) [1], [3], [12-13]

2.6.1 วิธีพาสซีฟ (Passive)

วิธีพาสซีฟ คือ การใช้อุปกรณ์รีแอคทีฟลดจำนวนและปริมาณของกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิก เช่น วงจรกรองชนิด LC ดังแสดงตามรูปที่ 2.1 วงจรกรองชนิด LC สามารถให้อยู่ทางด้านหน้าของวงจรบริดจ์ (ด้านกระแสไฟฟ้าสลับ) หรืออยู่ต่อจากวงจรบริดจ์ (ด้านกระแสไฟฟ้าตรง) ก็ได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[1], [6], [8], [11], [30] ข้อดีของวิธีพาสซีฟ คือ วงจรมีความคงทนสูง การทำงานของวงจรเชื่อถือได้และไม่สร้างการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) ที่ความถี่สูง การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ใช้วงจรกรองชนิด LC สามารถทำได้ โดยทำให้กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรกรองไหลแบบต่อเนื่อง ซึ่งความสามารถในการไหลของกระแสไฟฟ้าแบบนี้แปรผันกับค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance) ค่าความจุไฟฟ้า (Capacitance) และค่าความต้านทานทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC [1] แต่เพื่อให้ได้การไหลของกระแสไฟฟ้าเป็นแบบต่อเนื่องจะต้องใช้ค่าความเหนี่ยวนำค่ามาก [30] ซึ่งมีผลทำให้ตัวเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก วิธีพาสซีฟจึงไม่นิยมใช้กับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์

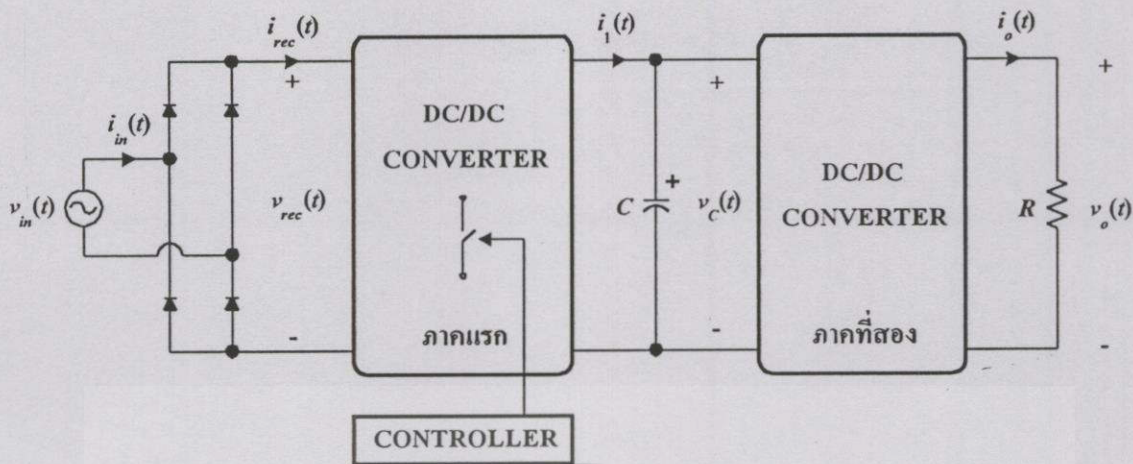


รูปที่ 2.1 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่มีวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าเป็นวงจรกรองชนิด LC

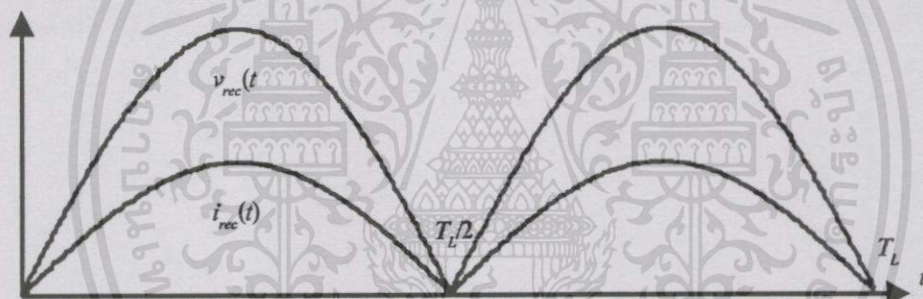
2.6.2 วิธีแอคทีฟ (Active)

วิธีแอคทีฟ คือ การเพิ่มวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกอยู่ระหว่างไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าดังแผนภาพที่แสดงตามรูปที่ 2.2 วงจรควบคุม (Controller) ควบคุมให้คุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าที่ขานความถี่ต่ำของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกเป็นเสมือนกับความต้านทาน (Emulated resistance) ด้วยการควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ที่ทำหน้าที่ปรับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยในช่วงเวลาสั้น ๆ ทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก $i_{rec}(t)$, ให้แปรผันตรงกับแรงดันไฟฟ้าซึ่งผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มลูกคลื่นแล้ว (Full-wave rectified AC line voltage) $v_{rec}(t)$, ดังแสดงตามรูปที่ 2.3 ข้อดีของวิธีแอคทีฟ คือ ได้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าค่าสูงมาก ($pf \approx 1$) ได้ค่า %THD, ค่าต่ำมาก อุปกรณ์รีแอคทีฟที่ใช้ในวงจรมีขนาดเล็ก เพราะวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ทำงานที่ความถี่ของการสวิตช์ค่าสูง ($\geq 20kHz$) วงจรจึงไม่ต้องเก็บพลังงานปริมาณมาก นอกจากนี้ วงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกยังสามารถรักษขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกให้คงที่ได้ แม้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลดในแบบทันทีทันใด [1], [3], [12-13]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่มีวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทาง ด้านเข้าเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC (ภาคแรก)



รูปที่ 2.3 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า $v_{rec}(t)$ และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทาง ด้านเข้า $i_{rec}(t)$ ของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าแบบที่ใช้วิธีแอกทีฟ

2.7 คุณสมบัติของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่รูปแบบของการสวิตช์เป็นแบบ PWM และสามารถนำมาใช้เป็นวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า

แรงดันไฟฟ้า $v_{rec}(t)$ มีฟังก์ชันดังแสดงตามสมการ (2.16) $V_{in, pk}$ คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้า, ω_L คือ ความถี่เชิงมุมของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าโดย $\omega_L = 2\pi/T_L = 2\pi f_L$

$$v_{rec}(t) = V_{in, pk} |\sin \omega_L t| \tag{2.16}$$

จากรูปที่ 2.2 ค่าอัตราส่วนของการแปลงผันแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ย (DC voltage conversion ratio) $M[d(t)]$,

ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกแสดงตามสมการ (2.17) V_C คือ แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก

$$M[d(t)] = \frac{v_C(t)}{v_{rec}(t)} = \frac{V_C}{V_{in,pk} |\sin \omega_L t|} \quad (2.17)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (2.17) วงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่สามารถนำมาใช้เป็นวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าต้องสามารถเปลี่ยนแปลงค่า $M[d(t)]$ ได้ตั้งแต่ค่า $V_C/V_{in,pk}$ ซึ่งเป็นค่าต่ำสุดที่ $t = T_L/4$ ไปจนถึงค่าอนันต์ที่ $t = 0$ และ $T_L/2$ ได้แก่ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบูสต์ (Boost) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบั๊ก-บูสต์ (Buck-Boost) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก (Flyback) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบชุก (Cuk) และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบซีพิก (SEPIC) เมื่อวงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบดังกล่าวทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง [1], [13] ค่า $M[d(t)]$ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้แสดงตามตารางที่ 2.1 $d(t)$ คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) ที่เวลาใด ๆ โดย $0 < d(t) < 1$, n_T คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC

ตารางที่ 2.1 ค่า $M[d(t)]$ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่การทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง

ชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC	$M[d(t)]$
Boost	$1/[1-d(t)]$
Buck-Boost	$-d(t)/[1-d(t)]$
Flyback, Cuk, SEPIC	$n_T d(t)/[1-d(t)]$

2.8 คุณสมบัติของเทคนิคการควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่ใช้เป็นวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า

เทคนิคการควบคุมต้องมีความสามารถ ต่อไปนี้

1. ความสามารถควบคุมขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกให้คงที่ตามต้องการ แม้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลด

2. ความสามารถควบคุมรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าให้มีลักษณะของรูปสัญญาณเหมือนกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า (รูปสัญญาณรูปไซน์) และมีมุมเฟสตรงกัน ที่สามารถเลือกกระทำได้สองทางเลือก ได้แก่

2.1 การใช้วงจรควบคุมกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกที่ทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง เพื่อควบคุมให้กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้านี้มีขนาดเท่ากับกระแสไฟฟ้าอ้างอิง $i_{ref}(t)$ วิธีการสร้างรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าอ้างอิงที่ลักษณะของรูปสัญญาณเหมือนกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าซึ่งผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มลูกคลื่นแล้ว และขนาดของรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าอ้างอิงแปรผันตามขนาดของสัญญาณคำสั่งที่มาจากวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกจะต้องใช้วงจรคูณชนิดแอนะล็อก (Analog multiplier) [31] เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบนี้เรียกว่าเทคนิคการควบคุมแบบวิธีคูณ (Multiplier approach control) [1], [12-13]

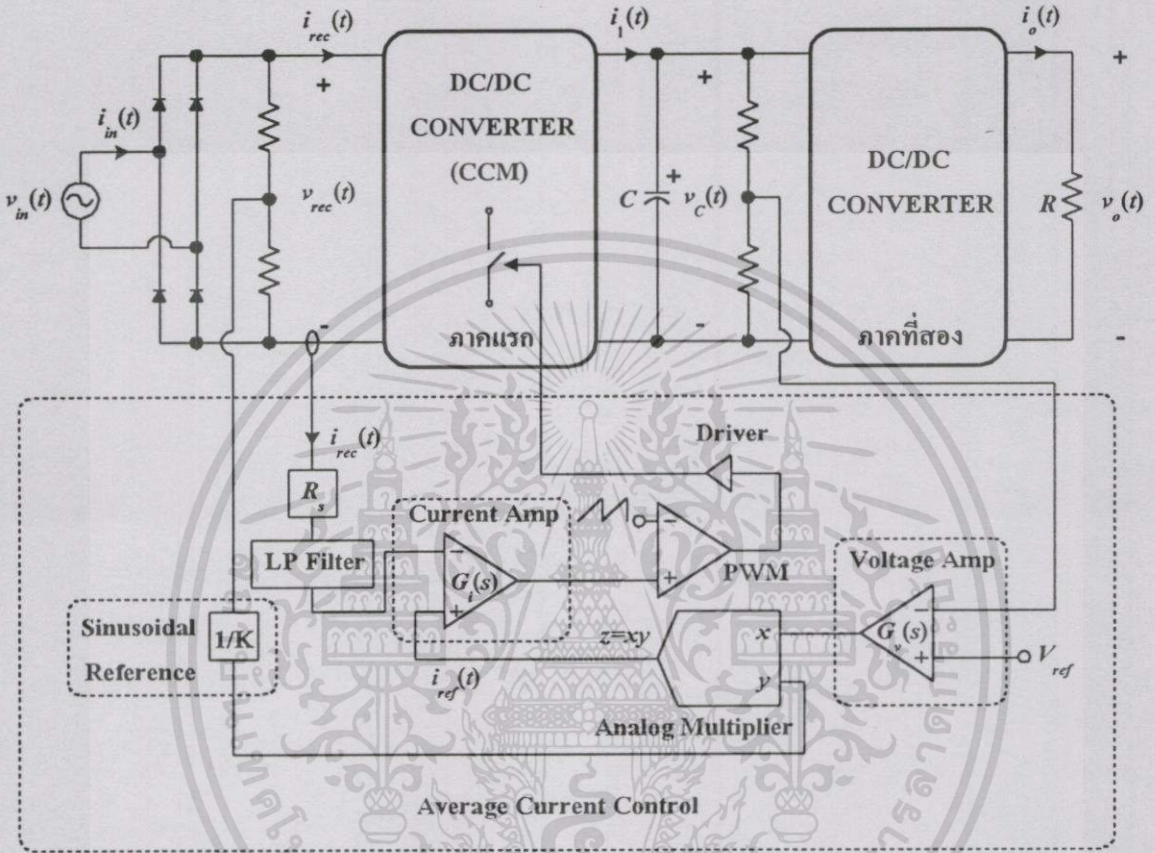
2.2 การใช้วงจรควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่และค่าความถี่ของการสวิตช์ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกที่ทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง เพื่อควบคุมให้ค่าพารามิเตอร์ทั้งสองมีขนาดคงที่ เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบนี้เรียกว่า เทคนิคการควบคุมแบบวิธีตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage-follower approach control) [1], [12-13], [32-34]

2.9 ตัวอย่างของเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่มีผลการพัฒนาอยู่แล้ว

2.9.1 เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย (Average Current Control)

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเป็นกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องที่ไม่มีกระแสไฟฟ้ารีปเปิลประกอบอยู่ กระแสไฟฟ้าชนิดนี้สามารถสร้างเลียนแบบได้ด้วยกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกที่ทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง และทำการลดทอนขนาดของกระแสไฟฟ้ารีปเปิลที่มีค่าความถี่เป็นความถี่ของการสวิตช์ f_s ด้วยวงจรกรองผ่านต่ำ (Lowpass filter) กระแสไฟฟ้าที่ผ่านการปรับปรุงรูปสัญญาณแล้วนี้ได้นำมาเปรียบเทียบกับกระแสไฟฟ้าอ้างอิง $i_{ref}(t)$ ในวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า ซึ่งความแตกต่างระหว่างขนาดของกระแสไฟฟ้าทั้งสองจะถูกปรับแก้ด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ที่สร้างขึ้นจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าแบบลาดเอียง (Ramp signal) กับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าผิวดลาดของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า เพื่อรักษาให้กระแสไฟฟ้าทั้งสองมีขนาดเท่ากัน ผลคือ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยและแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกแปรผันตามกันในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยมีข้อดี คือ ได้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าค่าสูงมาก ($pf \approx 1$) และได้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าที่มีลักษณะใกล้เคียงรูปสัญญาณรูปไซน์อย่างมาก ($\%THD, < 10\%$) [1], [12-13], [20-22] อย่างไรก็ตาม เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยมีข้อจำกัด คือ วงจรควบคุมมีความซับซ้อนมาก เพราะต้องใช้วงจรตรวจวัดหลายวงจรและต้องใช้วงจรป้อนกลับกระแสไฟฟ้าทางเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านเข้า เทคนิคการควบคุมแบบนี้จึงเหมาะสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่กำลังไฟฟ้าทาง
ด้านออกมีขนาดใหญ่ แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบ
กำลังทางด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยแสดงตามรูปที่ 2.4



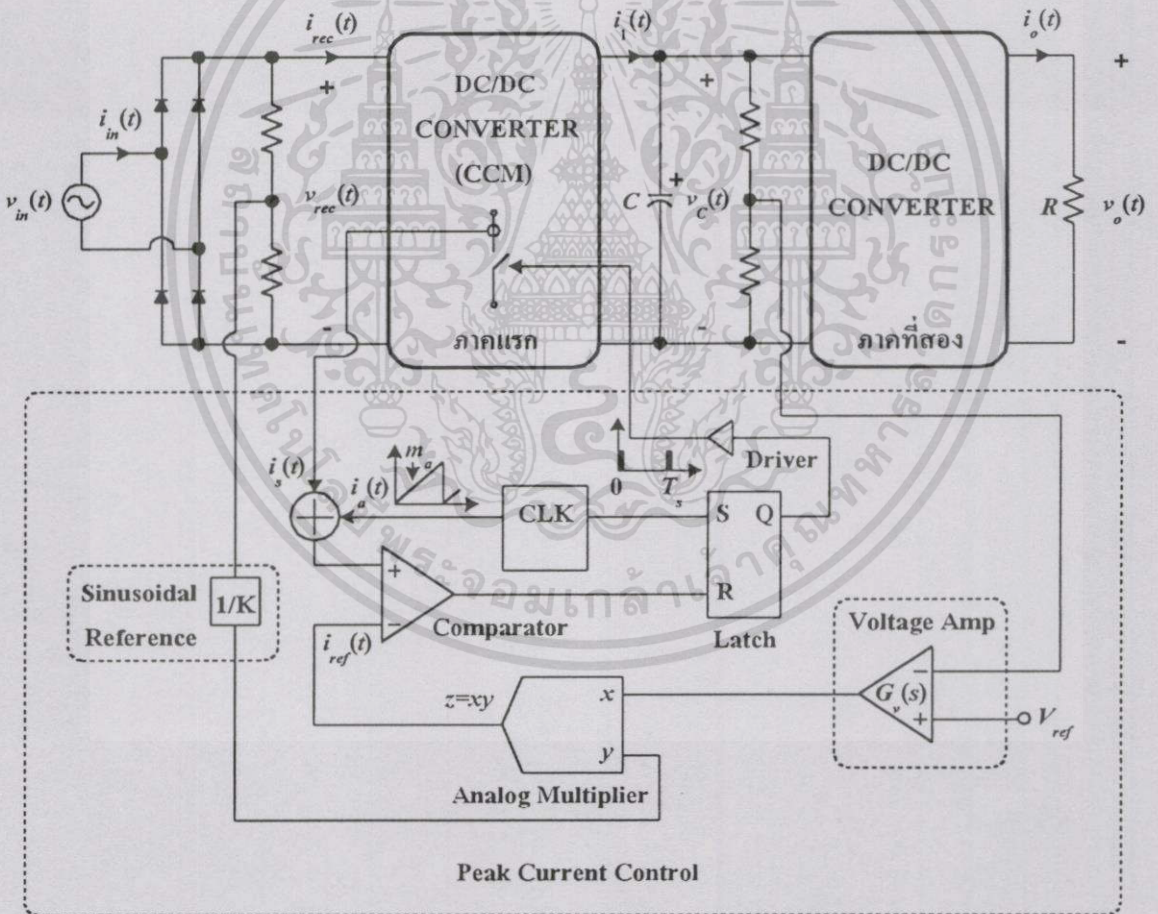
รูปที่ 2.4 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทาง
ด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย

2.9.2 เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าสูงสุด (Peak Current Control)

กระแสไฟฟ้าที่เป็นองค์ประกอบส่วนหนึ่งหรือเป็นองค์ประกอบทั้งหมดของ
กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก เช่น กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน
อุปกรณ์สวิตช์ก็สามารถนำมาใช้ควบคุมกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC
ภาคแรกได้ ด้วยการนำกระแสไฟฟ้านี้รวมเข้ากับกระแสไฟฟ้าลาดเอียง (Ramp current) ที่ค่าความชัน
ได้ถูกเลือกอย่างเหมาะสม เพื่อป้องกันไม่ให้กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC
ภาคแรกเกิดการแกว่งแบบ Subharmonic ในช่วงคาบเวลาของการสวิตช์ T_s ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่มีค่า
มากกว่า 50% [1], [13], [23-24] กระแสไฟฟ้าที่ผ่านการปรับปรุงรูปสัญญาณแล้วนี้ได้นำมาเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

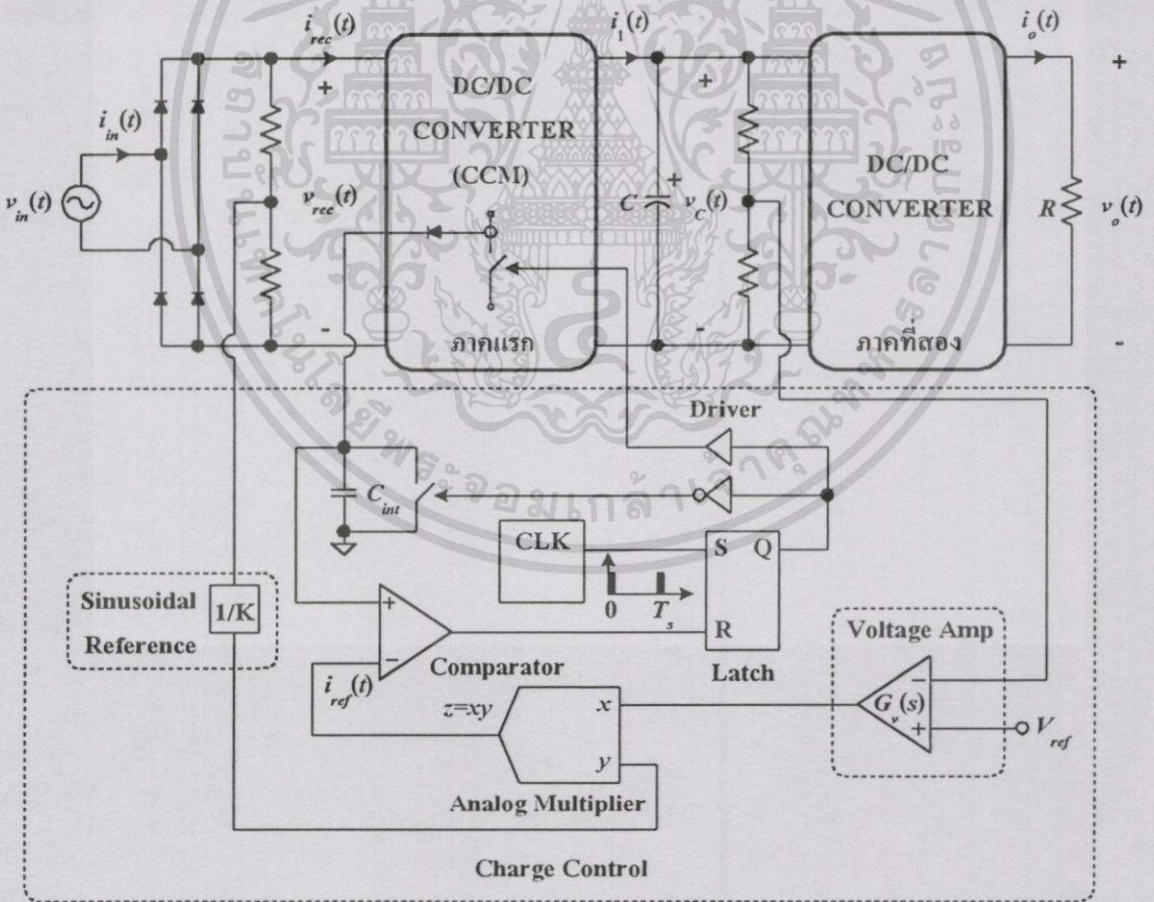
กับกระแสไฟฟ้าอ้างอิง $i_{ref}(t)$, เพื่อสร้างสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ได้ปรับให้ขนาดของกระแสไฟฟ้าทั้งสองเท่ากัน การควบคุมกระแสไฟฟ้าสูงสุดมีข้อดี คือ วงจรควบคุมสร้างได้ง่ายกว่า วงจรควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยและการจำกัดกระแสไฟฟ้าเกินทำได้รวดเร็วมก แต่มีข้อจำกัด คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์มีสัญญาณสไปก์ (Spike) ปนอยู่ซึ่งอาจมีผลให้เกิดความผิดพลาดในการควบคุมได้ และการชดเชยด้วยกระแสไฟฟ้าลาดเอียงเป็นสาเหตุที่ทำให้กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกไม่เท่ากับกระแสไฟฟ้าอ้างอิงอย่างแท้จริง [1] ดังนั้นรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าจะมีลักษณะไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งสังเกตได้ที่บริเวณใกล้กับจุดตัดข้ามศูนย์ (Zero crossing) ของรูปสัญญาณ [24] แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าสูงสุดแสดงตามรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าสูงสุด

2.9.3 เทคนิคการควบคุมประจุไฟฟ้า (Charge control)

เนื่องจากกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s คือ ผลของการอินทิเกรตกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าต่อคาบเวลาของการสวิตช์ T_s ซึ่งผลอินทิกรัลนี้ก็คือปริมาณประจุไฟฟ้าทั้งหมดในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s [18-19] กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกที่ผ่านมาการอินทิเกรตในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s ได้นำมาเปรียบเทียบกับกระแสไฟฟ้าอ้างอิง $i_{ref}(t)$ เพื่อสร้างสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ได้ปรับให้ขนาดของกระแสไฟฟ้าทั้งสองเท่ากัน เทคนิคการควบคุมประจุไฟฟ้ามีข้อดี คือ วงจรควบคุมสร้างได้ง่ายกว่าวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย เพราะไม่ต้องใช้วงจรป้อนกลับกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกและการใช้การอินทิเกรตช่วยลดผลจากสัญญาณสไปคี่ที่ปนอยู่ในกระแสไฟฟ้าที่ต้องตรวจวัด แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางเข้าใช้เทคนิคการควบคุมประจุไฟฟ้าแสดงตามรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทาง

ด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมประจุไฟฟ้า

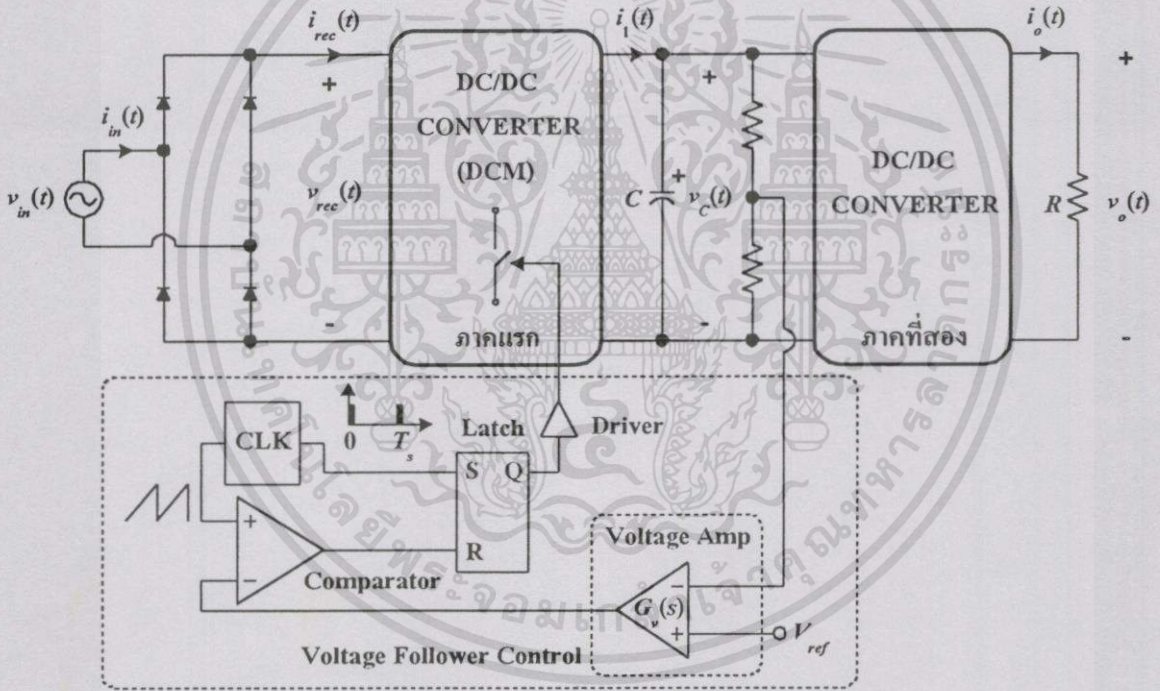
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภาควิชางานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.4 เทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Follower Control)

การทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่องของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกชนิดที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.1 มีผลการคำนวณของกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle_{dcm}$ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์เหล่านั้น (ยกเว้นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบูสต์) ดังแสดงตามสมการ (2.18) [32-34] $\langle V_{rec}(\cdot) \rangle$ คือ แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก, d คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่, L_{eq} คือ ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกและ f_s คือ ความถี่ของการสวิตช์

$$\langle I_{rec}(\cdot) \rangle_{dcm} = \frac{d^2}{2L_{eq}f_s} \langle V_{rec}(\cdot) \rangle \tag{2.18}$$



รูปที่ 2.7 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้า

สมการ (2.18) แสดงว่า $i_{rec}(t)$ แปรผันตรงกับ $v_{rec}(t)$ ถ้าค่าความถี่ของการสวิตช์มีค่าคงที่ และควบคุมให้ค่าวัฏจักรหน้าที่มีค่าคงที่ ซึ่งสามารถทำได้ด้วยวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรก ข้อดีของเทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้า คือ วงจรควบคุมสร้างได้ง่ายมากและไม่ต้องใช้ IC ที่ทำหน้าที่ปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลังโดยเฉพาะ อย่างไรก็ตาม ข้อจำกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้า คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้าและกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ปรากฏในอุปกรณ์สวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกมีค่าสูง เทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้าจึงเหมาะสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่กำลังไฟฟ้าทางด้านออกมีขนาดเล็ก แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าใช้เทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้าแสดงตามรูปที่ 2.7

2.10 สรุป

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์สามารถใช้กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าได้คุ้มค่า ถ้าทำให้ได้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีลักษณะของรูปสัญญาณเหมือนกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า (รูปสัญญาณรูปไซน์) และมีมุมเฟสตรงกัน ที่แสดงผลได้ด้วยค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่าสูง วิธีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์นิยมใช้วิธีแอกทีฟ คือ ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกและทำการควบคุมกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคแรกนี้ เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่มีผลการพัฒนาอยู่แล้วมีข้อจำกัดที่สำคัญ ได้แก่

1. การควบคุมรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าแบบที่ใช้วิธีการปรับตามรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าอ้างอิงซึ่งถูกควบคุมด้วยตัวแปรหลายตัวแปร มีผลทำให้วงจรควบคุมมีความซับซ้อนและออกแบบสร้างได้ยาก

2. วงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC จะมีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในปริมาณมากและมีผลในการกำเนิดสัญญาณรบกวน EMI ปริมาณมาก ถ้ากระแสไฟฟ้าสูงสุดมีค่าสูง

สำหรับโหลดที่บริโภคกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย เช่น บอร์ดคอมพิวเตอร์และบอร์ดควบคุมต่าง ๆ ที่ต้องการแรงดันไฟฟ้าตรงค่าต่ำ เช่น $5V \pm 10\%$ และต้องการกระแสไฟฟ้าปริมาณมาก เช่น 10-15A สำหรับไบออสไอซีทั้งหมดภายในบอร์ด การสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ต้องใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC สองภาค โดยวงจรภาคแรกทำหน้าที่ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าและวงจรภาคที่สองทำหน้าที่สร้างแรงดันไฟฟ้าตรงค่าต่ำตามที่โหลดต้องการเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายและเวลาในการสร้าง ด้วยเหตุนี้ ส่วนสำคัญที่ต้องทำการพัฒนา ได้แก่

1. พัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่มีโครงสร้างที่ง่ายที่สุดให้สามารถทำหน้าที่ทั้งสองประการได้ และไม่สร้างสัญญาณรบกวนปริมาณมากต่ออุปกรณ์อื่น ๆ

2. พัฒนาเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าให้ออกแบบสร้างได้ง่ายขึ้น

การพัฒนาส่วนสำคัญทั้งสองส่วนสามารถทำได้ด้วยการเลือกวงจรภาคกำลังเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่มีการทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง และเลือกเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเป็นแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งได้มีการกล่าวถึงรายละเอียดไว้ในบทต่อไปของวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

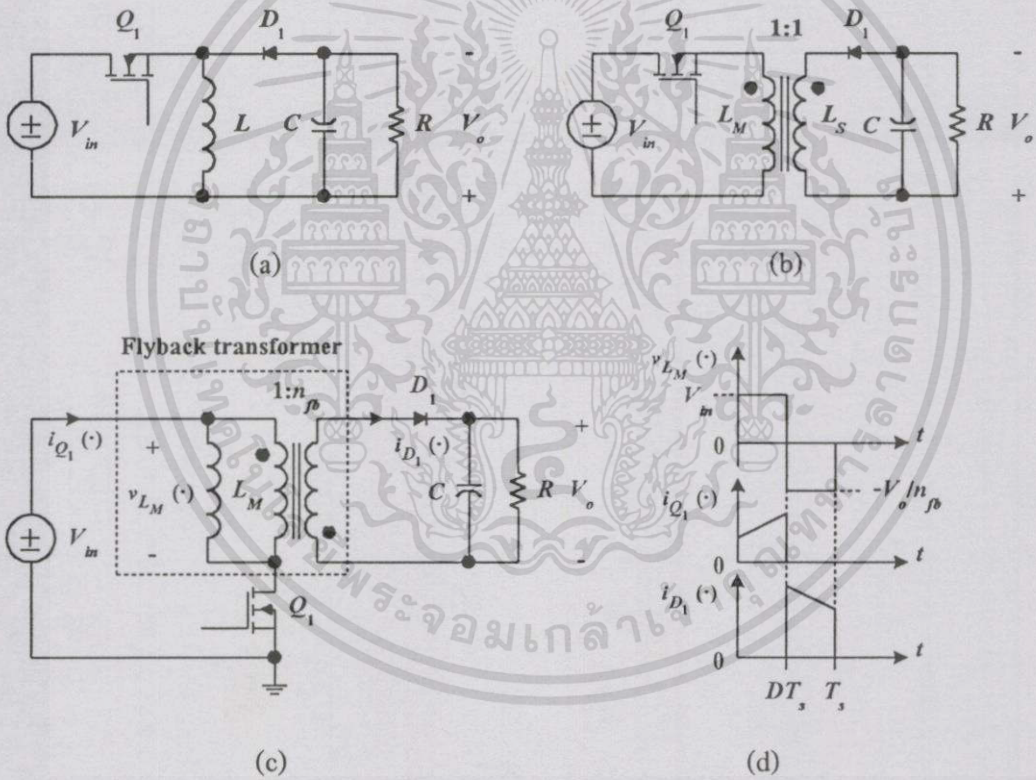
แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์แบบที่สร้างด้วยวงจร คอนเวอร์เตอร์ DC/DC ภาคเดียวที่มีคุณสมบัติ PFC ทางด้านเข้า และมีคุณสมบัติ DC/DC ทางด้านออก

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่สร้างด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC เพียงภาคเดียวแต่มีคุณสมบัติสองประการ คือ คุณสมบัติประการแรกสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor Correction, PFC) ทางด้านเข้าได้ โดยทำให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีลักษณะของรูปสัญญาณใกล้เคียงกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า (รูปสัญญาณรูปไซน์) มากที่สุด และมีมุมเฟสตรงกัน คุณสมบัติประการที่สองรักษาให้แรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกมีขนาดคงที่ตามต้องการ แม้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลด ในงานวิจัยนี้ได้เลือกวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC เป็นแบบฟลายแบ็ก ซึ่งเป็นวงจรกำลังที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนจึงเหมาะสำหรับโหลดที่บริโภคกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย เพราะช่วยประหยัดค่าใช้จ่ายในการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอหลักการทํางานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็น โมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง และเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ออกแบบสร้างได้ง่ายกว่าเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้านเฉลี่ย และยังคงทำให้ขนาดของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์น้อยกว่าเทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้า

3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กพัฒนามาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบั๊ก-บูสต์ซึ่งลำดับขั้นตอนของการพัฒนาแสดงตามรูปที่ 3.1 [1] กล่าวคือ จากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบั๊ก-บูสต์ตามรูปที่ 3.1 (a) ถ้าตัวเหนี่ยวนำ L ในรูปแยกออกเป็นขดลวดสองขดพันขนานกันไปบนแกนสารแม่เหล็กอันเดียวกันและมีจำนวนรอบเท่ากันตามรูปที่ 3.1 (b) การทํางานของวงจรในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ คือ ในช่วงเวลาที่ Q_1 นำกระแสไฟฟ้าและ D_1 ไม่นำกระแสไฟฟ้าเนื่องจากถูกไบแอสย้อนกลับ ช่วงเวลานี้เป็นช่วงเวลาที่ตัวเหนี่ยวนำทางด้านเข้า L_M เก็บพลังงาน ในช่วงขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแสไฟฟ้า สภาพขั้วของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม L_M เกิดการผกผันและการเชื่อมโยงทางแม่เหล็กได้เหนี่ยวนำให้เกิดการผกผันสภาพขั้วของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำทางด้านออก L_S เช่นกัน และทำให้ D_1 นำกระแสไฟฟ้าเนื่องจากถูกไบแอสไปหน้า ช่วงเวลานี้พลังงานที่เก็บไว้ใน L_M ได้ถ่ายโอนไปยัง L_S และจ่ายพลังงานนี้ให้กับตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก C และโหลด R ดังนั้น วงจรตามรูปที่ 3.1 (b) ยังคงสมมูลกับวงจรตามรูปที่ 3.1 (a) เพราะรูปแบบของการถ่ายโอนพลังงานเหมือนกัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพียงแต่วงจรทางด้านออกได้ถูกแยกโคคทางไฟฟ้า (Electrical isolated) ออกจากวงจรทางด้านเข้าด้วยตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยง (Coupled inductor) L_M - L_S , หรือที่เรียกกันโดยทั่วไปว่าหม้อแปลงไฟฟ้า ฟลายแบ็ก หม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กแตกต่างจากหม้อแปลงไฟฟ้าโดยทั่วไป คือ การถ่ายโอนพลังงานในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ไม่เกิดขึ้นในเวลาเดียวกัน การใช้หม้อแปลงไฟฟ้าในวงจรฟลายแบ็กทำให้เกิดข้อดีบางประการ คือ สามารถเลือกให้สภาพขั้วของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออก V_o , ผกผันหรือไม่ผกผันกับสภาพขั้วของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้า V_{in} ก็ได้ และสามารถเลือกขนาดของแรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิได้ตามต้องการโดยใช้ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนจำนวนรอบ สังเกตว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ได้ปรับปรุงแล้วดังแสดงตามรูปที่ 3.1 (c) ประกอบด้วยอุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้นและอุปกรณ์สวิตช์ต่อกับจุดอ้างอิงที่เป็นกราวด์ ซึ่งช่วยให้การสร้างวงจรจับอุปกรณ์สวิตช์ทำได้ง่าย ด้วยเหตุผลดังกล่าว ผู้วิจัยจึงได้เลือกวงจรคอนเวอร์ชันชนิดนี้ในงานวิจัย

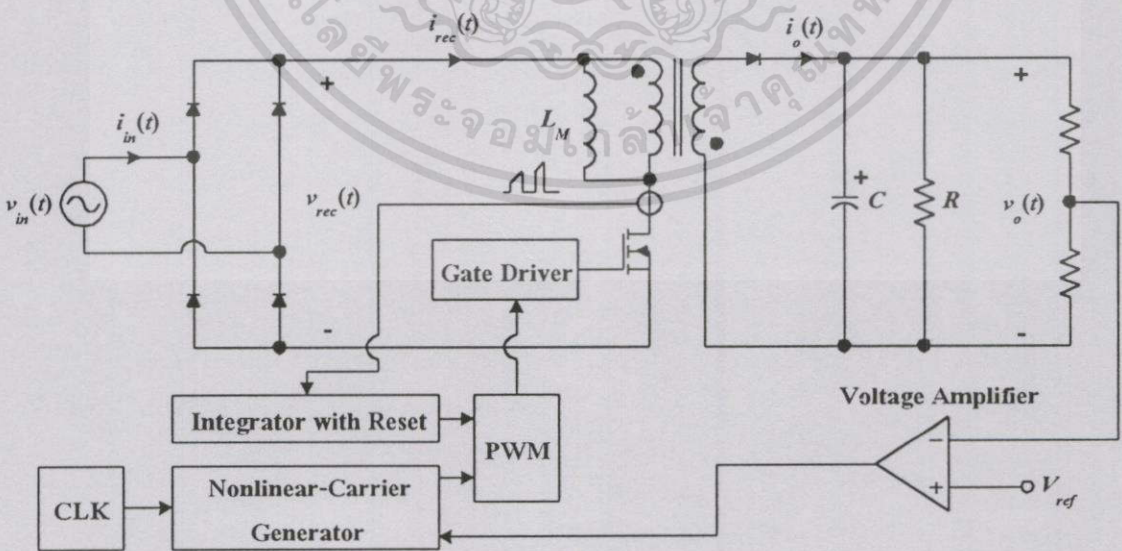


รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการพัฒนาของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบั๊ก-บูสต์
 (a) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบั๊ก-บูสต์
 (b) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กอย่างง่ายที่ได้จากการแยกตัวเหนี่ยวนำออกจากกัน
 (c) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ได้ปรับปรุงให้นำไปใช้งานได้ง่ายขึ้น
 (d) รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม L_M และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลัง Q_1 และไดโอด D_1 ในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T ,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น [1], [35-37] ดังแสดงตามรูปที่ 3.2 เป็นเทคนิคที่ใช้ควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่การทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง ค่าวัฏจักรหน้าทีของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ที่ควบคุมด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นได้ปรับให้กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle$, ทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , แปรผันตรงกับแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ย $\langle V_{rec}(\cdot) \rangle$, ของแรงดันไฟฟ้าซึ่งผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มลูกคลื่นแล้วในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , การสร้างค่าวัฏจักรหน้าทีที่สร้างโดยการเปรียบเทียบสัญญาณสองสัญญาณ สัญญาณแรก คือ สัญญาณ (แรงดันไฟฟ้า) ที่เป็นปฏิภาคโดยตรงกับผลอินทิกรัลของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , และสัญญาณที่สอง คือ สัญญาณพาหะ (แรงดันไฟฟ้า) ที่เป็นฟังก์ชันชนิดคาบแบบไม่เป็นเชิงเส้นและมีค่าความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิตช์ f_s , ฟังก์ชันของสัญญาณพาหะ (แรงดันไฟฟ้า) แปรผันตามชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ที่นำมาใช้งาน [35-36] การเริ่มไหลของกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิตช์เริ่มต้นพร้อมกับสัญญาณนาฬิกาแบบพัลส์ที่มีความกว้างของพัลส์แคบและมีค่าความถี่คงที่ การไหลของกระแสไฟฟ้าสิ้นสุดลงที่เวลาที่ขนาดของสัญญาณ (แรงดันไฟฟ้า) ที่เป็นปฏิภาคโดยตรงกับผลอินทิกรัลของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์เท่ากับขนาดของสัญญาณพาหะ (แรงดันไฟฟ้า) ชนิดไม่เป็นเชิงเส้น ขณะที่การนำประจุไฟฟ้าออกจากตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ทำหน้าที่อินทิเกรตกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์จะต้องกระทำให้เสร็จสิ้นก่อนการเริ่มต้นการสวิตช์ครั้งต่อไป



รูปที่ 3.2 แผนภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่สร้างจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลาย-

แบ็กที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรควบคุมสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ ออกแบบสร้างได้ง่ายกว่าวงจรควบคุมแบบที่ใช้เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย เนื่องจาก ประการแรกไม่ต้องใช้วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า ประการที่สองไม่ต้องใช้วงจรป้อนกลับกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า และประการที่สามไม่ต้องใช้วงจรคูณ/หารในวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก

3.2.1 การสร้างฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

ข้อกำหนดเบื้องต้นสำหรับการสร้างฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่

1. วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็น โมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s
2. ความถี่ของการสวิตช์ f_s มากกว่าสองเท่าของความถี่ของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า f_L อย่างมาก ($f_s \gg 2f_L$) และคาบเวลาของการสวิตช์ T_s น้อยกว่าครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า $T_L/2$ อย่างมาก ($T_s \ll T_L/2$) ดังนั้น แรงดันไฟฟ้าซึ่งผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มลูกคลื่นแล้วในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s จึงอนุมาณได้ด้วยค่าเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s นั้น
3. อุปกรณ์ทั้งหมดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็นอุปกรณ์ในอุดมคติ
4. ค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเท่ากับ 100%

ค่าอัตราส่วนของการแปลงผันแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่การทำงานเป็น โมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง ในขณะที่วงจรคอนเวอร์เตอร์อยู่ในสถานะอยู่ตัว (Steady state) แสดงได้ตามสมการ (3.1) $\langle V_o(\cdot) \rangle$ คือ แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , $\langle V_{rec}(\cdot) \rangle$ คือ แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าซึ่งผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มลูกคลื่นแล้วในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , d คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่และ n_{fb} คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก [1], [3], [32], [36]

$$\frac{\langle V_o(\cdot) \rangle}{\langle V_{rec}(\cdot) \rangle} = n_{fb} \frac{d}{1-d} \quad (3.1)$$

$\langle V_{rec}(\cdot) \rangle$ เป็นฟังก์ชันของ $\langle V_o(\cdot) \rangle$, n_{fb} และ d ดังแสดงตามสมการ (3.2)

$$\langle V_{rec}(\cdot) \rangle = \frac{\langle V_o(\cdot) \rangle (1-d)}{n_{fb} d} \quad (3.2)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้า $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle$, ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , แสดงตามสมการ (3.3) $i_s(\cdot)$ คือ กระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , R_e คือ ความต้านทานเสมือน (Emulated resistance) ทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

$$\langle I_{rec}(\cdot) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{t=dT_s} i_s(\cdot) dt = \frac{\langle V_{rec}(\cdot) \rangle}{R_e} \quad (3.3)$$

แทนค่า $\langle V_{rec}(\cdot) \rangle$ จากสมการ (3.2) ลงในสมการ (3.3) และคูณสมการ (3.3) ด้วยความต้านทานสมมูลของวงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ (Equivalent current-sensing resistance) R_s , ทำให้ได้แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ย $\langle V_s(\cdot) \rangle$, ที่เป็นปฏิภาคโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ซึ่งมีขนาดเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่เป็นฟังก์ชันของ $\langle V_{err} \rangle$ และ d ดังแสดงตามสมการ (3.4) $\langle V_{err} \rangle$ คือ แรงดันไฟฟ้าผิดพลาดจากวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกซึ่งใช้ปรับค่าขนาดของ R_e เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าและขนาดของโหลด ขนาดของ $\langle V_{err} \rangle$ มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากในระหว่างคาบเวลาของการสวิตช์ T_s ,

$$\frac{R_s}{T_s} \int_0^{t=dT_s} i_s(\cdot) dt = R_s \frac{\langle V_o(\cdot) \rangle (1-d)}{n_{fb} R_e d} = \langle V_s(\cdot) \rangle \quad (3.4)$$

$$\langle V_s(\cdot) \rangle = \langle V_{err} \rangle \frac{1-d}{d} \quad \langle V_{err} \rangle = \frac{R_s \langle V_o(\cdot) \rangle}{n_{fb} R_e}$$

R_e สามารถจัดรูปใหม่ให้เป็นฟังก์ชันของ R_s , $\langle V_o(\cdot) \rangle$, n_{fb} และ $\langle V_{err} \rangle$ ดังแสดงตามสมการ (3.5)

$$R_e = R_s \frac{\langle V_o(\cdot) \rangle}{n_{fb} \langle V_{err} \rangle} \quad (3.5)$$

แทนค่า $d = t/T_s$ ทางด้านขวามือของสมการ (3.4) จะได้แรงดันไฟฟ้าแปรตามเวลาชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

ดังแสดงตามสมการ (3.6) แรงดันไฟฟ้านี้ คือ แรงดันไฟฟ้าพหุนิยมไม่เป็นเชิงเส้น $v_{nic}(\cdot)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

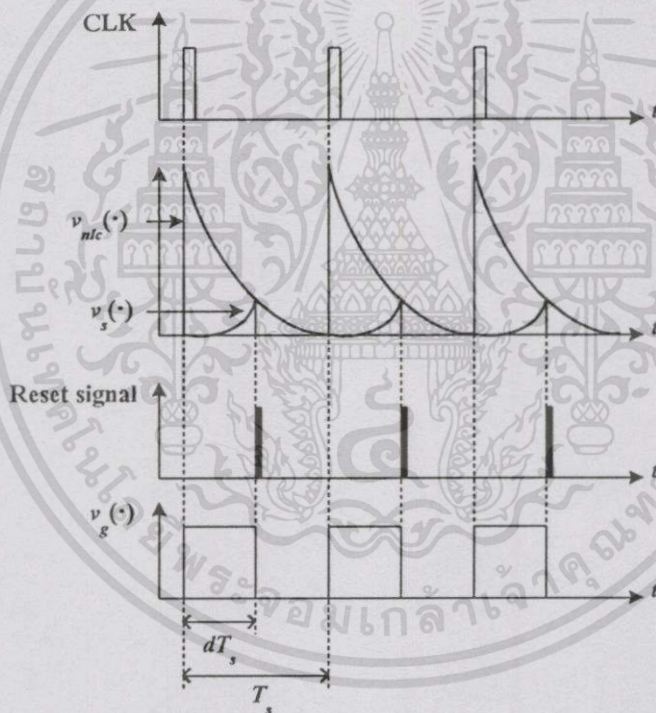
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{nlc}(\cdot) = \langle V_{err} \rangle \frac{T_s}{t} \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) : 0 \leq t \leq T_s \quad (3.6)$$

ความสัมพันธ์แบบเป็นเชิงเส้นระหว่าง $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle$ และ $v_{nlc}(\cdot)$ ที่ได้มาจากสมการ (3.3), (3.4) และ (3.6) แสดงตามสมการ (3.7)

$$\langle I_{rec}(\cdot) \rangle = \frac{v_{nlc}(dT_s)}{R_s} \quad (3.7)$$

รูปสัญญาณที่ใช้สร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสำหรับขับอุปกรณ์สวิตช์ $v_g(\cdot)$, ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นแสดงตามรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 รูปสัญญาณที่ใช้สร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ $v_g(\cdot)$, ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

3.2.2 การสร้างฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นในทางปฏิบัติ

ฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นที่มีนิยามตามสมการ

(3.6) ไม่สามารถสร้างขึ้นได้ในทางปฏิบัติที่ $t \approx 0$ อย่งไรก็ตาม เนื่องจากค่าวัฏจักรหน้าที่ค่าต่ำสุด

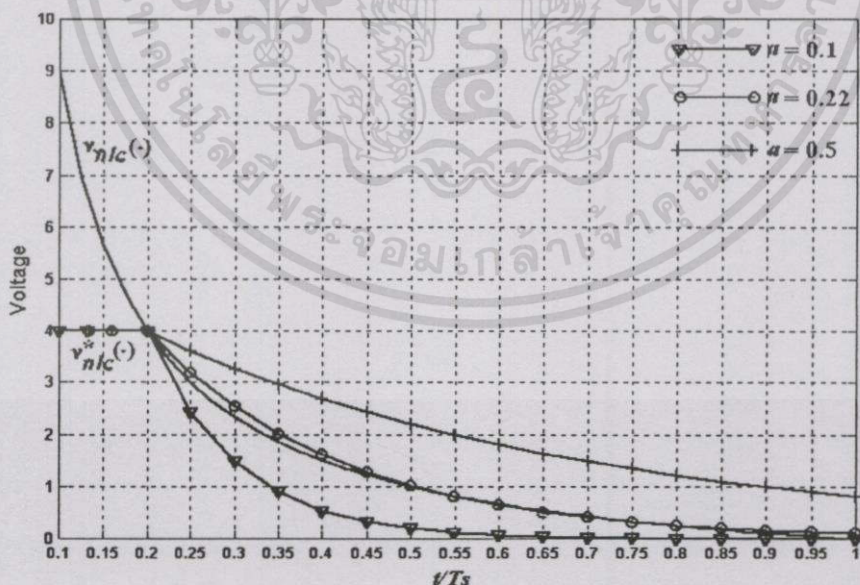
D_{min} ขณะที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีค่าสูงสุดมีค่าไม่เป็นศูนย์ ($D_{min} \neq 0$) ดังนั้น ในทางปฏิบัติ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกพันไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

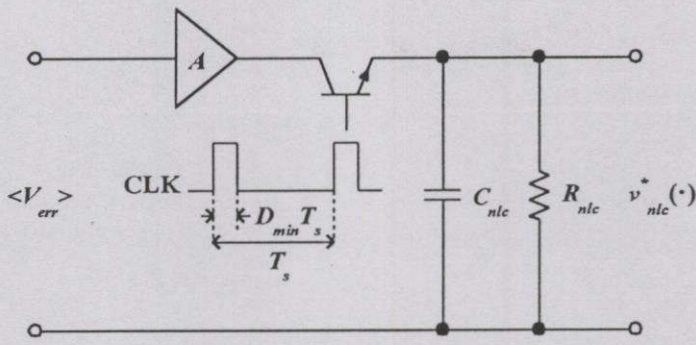
จึงสามารถสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะที่ขนาดสูงสุดของสัญญาณ ได้ถูกกำหนดค่าเฉพาะในช่วงเวลา $0 < t \leq D_{min}T_s$, โดยไม่ทำให้การควบคุมวงจรถอนเวอร์เตอร์เกิดความผิดพลาดแต่อย่างใด สัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นที่มีฟังก์ชันตามสมการ (3.6) สามารถสร้างเลียนแบบด้วยสัญญาณแรงดันไฟฟ้าชนิดเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบลดถอย (Exponential decay waveform) $v_{nlc}^*(\cdot)$, ที่ได้ทำการปรับแต่งรูปสัญญาณแล้ว ฟังก์ชันของแรงดันไฟฟ้าชนิดเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบลดถอยมีนิยามตามสมการ (3.8) A คือ ค่าคงที่ที่ใช้กำหนดค่าเฉพาะขนาดของสัญญาณ, aT_s คือ ค่าคงตัวเวลา (Time constant) ของสัญญาณ โดย $0 < a < 1$

$$v_{nlc}^*(\cdot) = \begin{cases} A < V_{err} > & : 0 < t \leq D_{min}T_s \\ A < V_{err} > e^{-\left(\frac{t-D_{min}T_s}{aT_s}\right)} & : D_{min}T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (3.8)$$

ตัวอย่างเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณของ $v_{nlc}(\cdot)$ ตามสมการ (3.6) ที่กำหนดให้ $<V_{err}> = 1$ กับรูปสัญญาณของ $v_{nlc}^*(\cdot)$ ตามสมการ (3.8) ที่กำหนดให้ $D_{min} = 0.2$, $A = 4$, $<V_{err}> = 1$ และ $a = 0.1$, 0.22 และ 0.5 ตามลำดับแสดงควมรูปที่ 3.4 สังเกตว่า การเลือกค่า $a = 0.22$ จะทำให้ได้รูปสัญญาณของ $v_{nlc}^*(\cdot)$ คล้ายคลึงกับรูปสัญญาณของ $v_{nlc}(\cdot)$ มากที่สุด



รูปที่ 3.4 ตัวอย่างเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณของ $v_{nlc}(\cdot)$ (สมการ (3.6)) กับรูปสัญญาณของ $v_{nlc}^*(\cdot)$ (สมการ (3.8)) ในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s



รูปที่ 3.5 วงจร RC สำหรับสร้างสัญญาณ $v_{nlc}^*(t)$

วงจรที่ใช้สร้างสัญญาณ $v_{nlc}^*(t)$ คือ วงจร RC ดังแสดงตามรูปที่ 3.5 ในช่วงเวลาที่ $0 < t \leq D_{min}T_s$ อุปกรณ์สวิตช์ถูกขับให้นำกระแสไฟฟ้าด้วยสัญญาณนาฬิกา CLK, ที่มีค่าวัฏจักรหน้าที่เป็น D_{min} และมีค่าความถี่เป็นความถี่ของการสวิตช์ f_s แรงดันไฟฟ้าทางด้านออกที่ขั้วของวงจร RC ในช่วงเวลานี้มีขนาดเป็น $A \langle V_{err} \rangle$ อุปกรณ์สวิตช์ถูกตั้งให้หยุดนำกระแสไฟฟ้าในช่วงเวลาที่ $D_{min}T_s < t \leq T_s$ ซึ่งขนาดของสัญญาณ $v_{nlc}^*(t)$ ได้ลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียลจาก $A \langle V_{err} \rangle$ เข้าสู่ศูนย์ด้วยค่าคงตัวเวลา คือ $R_{nlc} C_{nlc}$ ซึ่งก็คือค่าคงตัวเวลา aT_s ในสมการ (3.8) ค่าความต้านทานของ R_{nlc} และค่าความจุไฟฟ้าของ C_{nlc} สามารถเลือกได้ตามต้องการ เพื่อปรับให้รูปสัญญาณชนิดเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบลดถอยมีรูปทรงคล้ายคลึงกับรูปสัญญาณพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นในทางทฤษฎีมากที่สุด

3.2.3 ผลกระทบของค่าคงตัวเวลาของสัญญาณ $v_{nlc}^*(t)$ ที่มีต่อความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แบบสมบูรณ์ของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

การใช้สัญญาณ $v_{nlc}^*(t)$ (สมการ (3.8)) เลียนแบบสัญญาณ $v_{nlc}(t)$ (สมการ (3.6)) มีผลทำให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แบบสมบูรณ์ (Absolute sinusoidal) ในทุก ๆ $T_s/2$ แม้ว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กจะทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s ก็ตาม สาเหตุเพราะรูปสัญญาณพาหะทั้งสองชนิดไม่ทับซ้อนกันสนิทอย่างแท้จริง ผลกระทบของค่าคงตัวเวลาของสัญญาณ $v_{nlc}^*(t)$ สามารถแสดงให้เห็นได้ โดยเริ่มจากการพิจารณากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้า $\langle I_{rec}^*(t) \rangle$, ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ที่การสร้างค่าวัฏจักรหน้าหนึ่งของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์สร้างจากสัญญาณ $v_{nlc}^*(t)$ ดังแสดงตามสมการ (3.9)

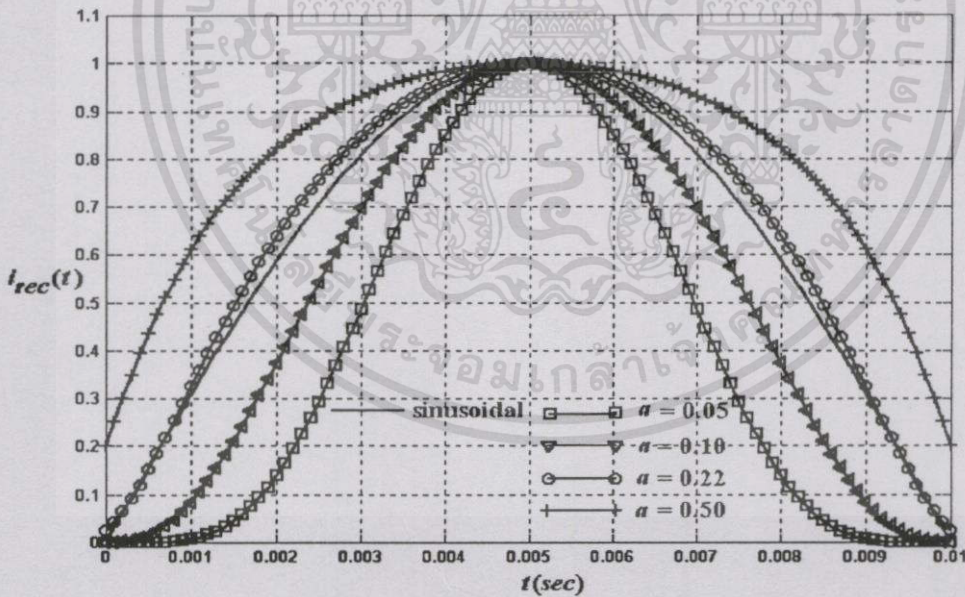
$$\langle I_{rec}^*(t) \rangle = \frac{v_{nlc}^*(dT_s)}{R_s} \tag{3.9}$$

จากการจัดรูปสมการ (3.1) ซึ่งจะได้ค่า d ที่เป็นฟังก์ชันของเวลาตามสมการ (3.10) $V_{in, pk}$ คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้าและ ω_L คือ ความถี่เชิงมุมของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า ($\omega_L = 2\pi f_L$)

$$d = \frac{1}{1 + \frac{V_{in, pk} |\sin \omega_L t|}{\langle V_o(\cdot) \rangle / n_{fb}}} \quad (3.10)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ $i_{rec}(t)$, ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ใช้สัญญาณ $v_{nlc}^*(\cdot)$ เป็นสัญญาณพาหะได้มาด้วยการแทนสมการ (3.8) สำหรับ $D_{min} T_s < t \leq T_s$ และสมการ (3.10) ลงในสมการ (3.9) ดังแสดงตามสมการ (3.11)

$$i_{rec}(t) = \frac{v_{nlc}^*(t)}{R_s} = \frac{A \langle V_{err} \rangle}{R_s} e^{-\frac{1}{a} \left[\frac{1}{1 + \frac{V_{in, pk} |\sin \omega_L t|}{\langle V_o(\cdot) \rangle / n_{fb}}} - D_{min} \right]} \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.6 ผลการคำนวณเปรียบเทียบรูปสัญญาณของ $i_{rec}(t)$ ที่ใช้สัญญาณ $v_{nlc}^*(\cdot)$ เป็นสัญญาณพาหะที่ค่าคงตัวเวลามีค่าต่าง ๆ กับรูปสัญญาณ $|\sin(\omega_L t)|$ ในช่วงเวลา $0 \leq t \leq T_L/2$

ผลการคำนวณเปรียบเทียบระหว่างรูปสัญญาณของ $i_{rec}(t)$ ที่กำหนดให้ $D_{min} = 0.2$, $T_L = 20ms$,

$A \langle V_{err} \rangle / R_s = 1$, $n_{fb} V_{rec, pk} / \langle V_o(\cdot) \rangle = 4$ และ $a = 0.05, 0.1, 0.22$ และ 0.5 กับรูปสัญญาณของกระแสเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์แบบสแอมพลิงที่กำหนดให้ขนาดสูงสุดเป็นหนึ่งในช่วงเวลา $0 \leq t \leq T_s/2$ แสดงตามรูปที่ 3.6 สังเกตว่า การเลือกค่าคงตัวเวลาเป็น $4.4ms$ ($a = 0.22$) จะทำให้ได้รูปสัญญาณของ $i_{rec}(t)$ คล้ายคลึงกับรูปสัญญาณรูปไซน์แบบสแอมพลิงมากที่สุด ดังนั้น ค่าคงตัวเวลาค่านี้จะได้นำไปใช้ในการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบของงานวิจัย

3.3 การกำหนดเงื่อนไขของการทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องหรือแบบไม่ต่อเนื่องของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

ถ้าวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง ในคาบเวลาของการสวิตช์ T_s คาบเวลาใดแล้ว ค่าอัตราส่วนของการแปลงผันแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในคาบเวลาของการสวิตช์นั้นจะไม่ใช่ไปตามสมการ (3.1) ที่มีผลทำให้ $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle$ ไม่แปรผันตรงกับ $\langle V_{rec}(\cdot) \rangle$ และมีผลต่อเนื่องไปถึงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าที่จะไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ เงื่อนไขของการทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องหรือแบบไม่ต่อเนื่องสามารถกำหนดขึ้นได้ดังต่อไปนี้

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้า $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle_{dcm}$ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s เมื่อวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่องคำนวณผลได้ตามสมการ (3.12) L_M คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance) ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก

$$i_{rec}(\cdot)_{dcm} = \frac{\langle V_{rec}(\cdot) \rangle}{L_M} t : 0 \leq t \leq dT_s \quad (3.12)$$

$$\langle I_{rec}(\cdot) \rangle_{dcm} = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} \frac{\langle V_{rec}(\cdot) \rangle}{L_M} t dt = \frac{\langle V_{rec}(\cdot) \rangle}{2L_M f_s} d^2$$

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง ถ้า $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle_{ccm}$ (สมการ (3.3)) มากกว่า $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle_{dcm}$ (สมการ (3.12)) ดังแสดงตามสมการ (3.13)

$$\frac{\langle V_{rec}(\cdot) \rangle}{R_e} > \frac{\langle V_{rec}(\cdot) \rangle}{2L_M f_s} d^2 \Rightarrow \text{CCM} \quad (3.13)$$

จากข้อกำหนดเบื้องต้นที่ค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์เป็น 100% ดังนั้น กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออก ซึ่งทำให้ได้ $R_e = R_{in,pk}^2 / 2 \langle V_o(\cdot) \rangle^2$ โดย $R = \langle V_o(\cdot) \rangle / \langle I_o(\cdot) \rangle$ แทนค่า R_e นี้ลงในสมการ (3.13) ได้สมการใหม่ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{2 \langle V_o(\cdot) \rangle^2}{V_{in,pk}^2 R} > \frac{d^2}{2L_M f_s} \quad (3.14)$$

แทนค่า d ที่เป็นฟังก์ชันของเวลาจากสมการ (3.10) ลงในสมการ (3.14) และจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{2L_M f_s}{R/n_{fb}^2} > \frac{1}{2} \left[\frac{\left(\frac{V_{in,pk}}{\langle V_o(\cdot) \rangle / n_{fb}} \right)^2}{1 + \frac{V_{in,pk} |\sin \omega_L t|}{\langle V_o(\cdot) \rangle / n_{fb}}} \right]^2 \quad (3.15)$$

กำหนดให้ $2L_M f_s / (R/n_{fb}^2) = K$ โดย K คือ ค่าพารามิเตอร์ของโหลดและวงจร (Circuit and load parameter) ซึ่งเป็นค่าที่ใช้กำหนดเงื่อนไขการทำงานเป็นโหมดต่าง ๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC [1] การแปรผันขนาดของ $v_{rec}(t)$ ในทุก ๆ $T_L/2$ สามารถกำหนดขอบเขตบน K_{max} และขอบเขตล่าง K_{min} ของค่า K ได้ดังแสดงตามสมการ (3.16)

$$K_{max} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{in,pk}}{\langle V_o(\cdot) \rangle / n_{fb}} \right)^2 \quad \text{ที่ } \omega_L t = 0 \text{ และ } \pi$$

$$K_{min} = \frac{1}{2} \left(\frac{\frac{V_{in,pk}}{\langle V_o(\cdot) \rangle / n_{fb}}}{1 + \frac{V_{in,pk}}{\langle V_o(\cdot) \rangle / n_{fb}}} \right)^2 \quad \text{ที่ } \omega_L t = \pi/2 \quad (3.16)$$

สมการ (3.15) และสมการ (3.16) ทำให้ได้เงื่อนไขการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก คือ ถ้า $K > K_{max}$ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T , ถ้า $K < K_{min}$ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่องในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T , และถ้า $K_{min} < K < K_{max}$ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่องในคาบเวลาของการสวิตช์ T , เมื่อคำนวณผลที่เวลานั้นได้ $K < K_{max}$ และทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องในคาบเวลาของการสวิตช์ T , เมื่อคำนวณผลที่เวลานั้นได้ $K > K_{min}$ [35-36] การทำงานแบบนี้เรียกว่า การทำงานเป็นโหมดขอบเขต (Boundary Conduction Mode, BCM) การทำงานแต่ละโหมดสามารถเลือกได้จากค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กที่คำนวณผลได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

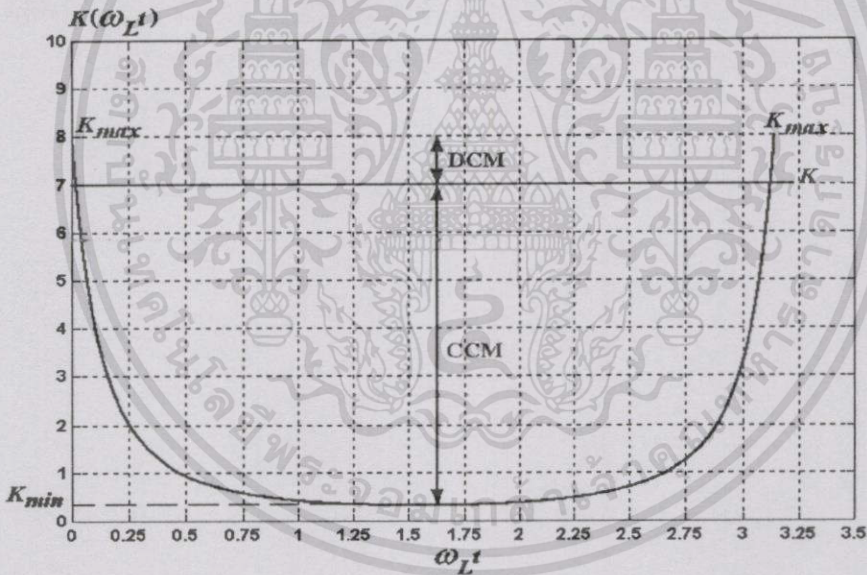
ตามอสมการ (3.17)

$$L_{M,CCM} > \frac{1}{4} \frac{R_{max}}{n^2 f_b f_s} \left(\frac{V_{in,pk}}{\langle V_o(\cdot) \rangle / n f_b} \right)^2$$

$$L_{M,DCM} < \frac{1}{4} \frac{R_{min}}{n^2 f_b f_s} \left(\frac{V_{in,pk}}{\langle V_o(\cdot) \rangle / n f_b} \right)^2$$

$$L_{M,DCM} < L_{M,BCM} < L_{M,CCM} \quad (3.17)$$

ตัวอย่างผลการคำนวณจากอสมการ (3.15) ที่ทำให้ได้การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็นโหมดขอบเขต โดยสมมติให้ $K_{max} = 8$, $K_{min} = 0.32$ และ $K = 7$ แสดงตามรูปที่ 3.7



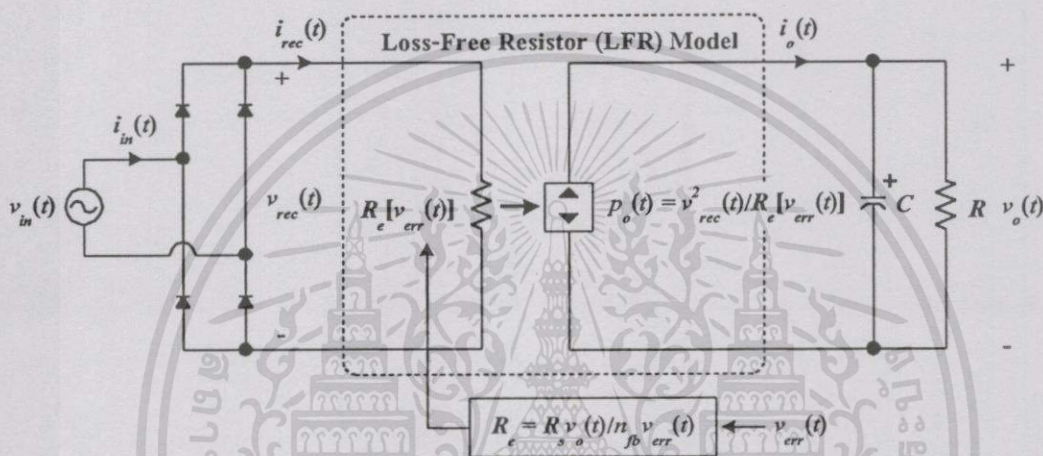
รูปที่ 3.7 ผลการคำนวณสำหรับค่า K ที่ทำให้ได้การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็นโหมดขอบเขต ($0 \leq \omega_L t \leq \pi$)

3.4 แบบจำลอง Large signal และแบบจำลอง Small signal ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์สำหรับใช้ออกแบบวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก

เนื่องจากเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นทำให้ได้คุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์เป็นเสมือนความต้านทาน คือ กระแสไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฉลี่ยทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ แปรผันตรงกับแรงดันไฟฟ้าที่ผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มลูกคลื่นแล้วและมีมุมเฟสตรงกัน อย่างไรก็ตาม กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ ไม่ได้สูญเสียในตัวต้านทานเหมือน R_c แต่ได้ถ่ายโอนไปเป็นกำลังไฟฟ้าทางด้านออกที่เวลาใด ๆ ทั้งหมด เพื่อเตรียมไว้ให้โหลดนำไปใช้ประโยชน์และมีการสูญเสียไปบางส่วน จากแนวความคิดดังกล่าวทำให้สามารถสร้างแบบจำลอง Large signal ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ของงานวิจัยในกรณีที่สมมติว่าไม่มีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าเป็นแบบจำลอง 2 ทางเข้าออกดังแสดงตามรูปที่ 3.8 สัญลักษณ์ \square คือ แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าไม่อิสระ (Dependent power source)



รูปที่ 3.8 แบบจำลอง Large signal ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ของงานวิจัย

แบบจำลองตามรูปที่ 3.8 เรียกว่า แบบจำลองชนิด LFR (Loss-Free Resistor) แบบจำลองชนิดนี้มีคุณสมบัติ คือ กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า $i_{rec}(t)$, แปรผันตรงกับแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า $v_{rec}(t)$ และกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ $p_{rec}(t)$, เท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านออกที่เวลาใด ๆ $p_o(t)$ ดังแสดงตามสมการ (3.18) [1], [38-39] $v_o(t)$ และ $i_o(t)$ คือ แรงดันไฟฟ้าทางด้านออกและกระแสไฟฟ้าทางด้านออกที่เวลาใด ๆ

$$P_{rec}(t) = \frac{v_{rec}^2(t)}{R_e[v_{err}(t)]} = P_o(t) = v_o(t)i_o(t) \quad (3.18)$$

แรงดันไฟฟ้าทางด้านออกที่เวลาใด ๆ ประกอบด้วยแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยและแรงดันไฟฟ้าริปเปิล ถ้าแรงดันไฟฟ้าริปเปิลมีขนาดเล็กกว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยอย่างมากและ โหลดของแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์มีขนาดคงที่แล้ว $p_o(t)$ สามารถอนุมานได้ว่า มีขนาดคงที่ดังแสดงตามสมการ (3.19) P_o คือ กำลังไฟฟ้า

เฉลี่ยทางด้านออก, V_o และ I_o คือ แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภาควิชาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

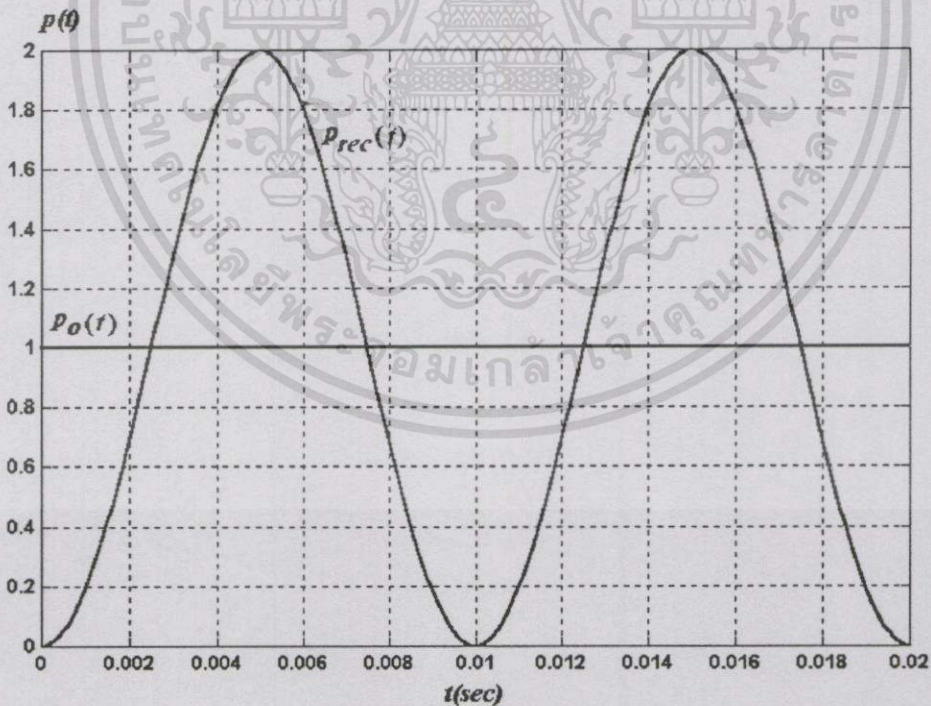
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p_o(t) = P_o = V_o I_o \quad (3.19)$$

อย่างไรก็ตาม $p_{rec}(t)$ มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาดังแสดงตามสมการ (3.20) $V_{in,pk}$ คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้า

$$p_{rec}(t) = v_{rec}(t)i_{rec}(t) = \frac{V_{in,pk}^2}{2R_e} (1 - \cos 2\omega_L t) \quad (3.20)$$

เพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออก ด้านทางออกจะต้องมีอุปกรณ์เก็บพลังงานที่มีความสามารถจ่ายและรับกำลังไฟฟ้าที่มีค่าความถี่ $2f_L$ ที่ส่งมาจากด้านทางเข้าได้นั้นคือ ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก C , ที่แสดงในรูปที่ 3.8 ตัวเก็บประจุไฟฟ้านี้ทำหน้าที่รับกำลังไฟฟ้าส่วนที่ $p_{rec}(t) > p_o(t)$ และทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าส่วนที่ $p_{rec}(t) < p_o(t)$ ตัวอย่างผลการคำนวณรูปสัญญาณของ $p_{rec}(t)$ และ $p_o(t)$ ในหนึ่งคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า T_L ที่ $f_L = 50\text{Hz}$ แสดงตามรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ตัวอย่างผลการคำนวณรูปสัญญาณของ $p_o(t)$ (สมการ (3.19)) และรูปสัญญาณของ $p_{rec}(t)$ (สมการ (3.20))

ข้อสังเกตประการหนึ่งสำหรับการออกแบบวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก คือ R_e เป็นฟังก์ชันของตัวแปรที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาซึ่งตัวแปรนั้น คือ แรงดันไฟฟ้าผิดพลาดของวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก $v_{err}(t)$ การเขียนแบบคุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้า ชนิดความต้านทานที่ต้องการให้มีขนาดคงที่ภายในคาบเวลา $T_L/2$ จะไม่เกิดขึ้น ถ้า $v_{err}(t)$ มีการเปลี่ยนแปลงขนาดตามเวลา ซึ่งมีผลให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ ดังนั้น การออกแบบวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกจะต้องทำให้ได้ $v_{err}(t)$ ที่มีขนาดคงที่ ($v_{err}(t) \approx \langle V_{err} \rangle$) กล่าวคือ ลูปเกน (Loop gain) ของวงจรป้อนกลับนี้จะต้องออกแบบให้มีค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth) น้อยกว่าค่าความถี่ $2f_L$ อย่างเพียงพอ

การสร้างแบบจำลอง Small signal จากแบบจำลอง Large signal ชนิด LFR ตามรูปที่ 3.8 เพื่อใช้ออกแบบวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกไม่จำเป็นต้องสร้างแบบจำลอง Small signal ที่เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันไฟฟ้า Small signal ทางด้านออกและแรงดันไฟฟ้าผิดพลาด Small signal (Control to output transfer function) ที่สามารถมีผลการตอบสนองต่อความถี่ที่ค่าแบนด์วิดท์ที่มีค่ามาก, เพราะลูปเกนของวงจรป้อนกลับที่ใช้ในงานวิจัยนี้ต้องออกแบบให้มีค่าแบนด์วิดท์น้อยกว่าค่าความถี่ $2f_L$ ตามเหตุผลที่ได้อธิบายแล้วข้างต้น ลำดับขั้นตอนของการสร้างแบบจำลอง Small signal ได้แก่

1. ทำการเฉลี่ยแบบจำลอง Large signal ชนิด LFR ภายในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s เพื่อกำจัดผลของความไม่เป็นเชิงเส้นเนื่องจากแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลและกระแสไฟฟ้ารีปเปิลที่มีค่าความถี่เป็นความถี่ของการสวิตช์ f_s ออกไป ผลลัพธ์คือได้แบบจำลอง Large signal ตามรูปที่ 3.10 รูปแบบของสัญญาณของตัวแปร $\langle x(t) \rangle_{T_s}$ ที่แสดงในรูป คือ ตัวแปรที่เวลาใด ๆ ที่ผ่านการเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s ซึ่งยังคงเหลือผลของตัวแปรเฉลี่ยและตัวแปรที่มีค่าความถี่ $2f_L$

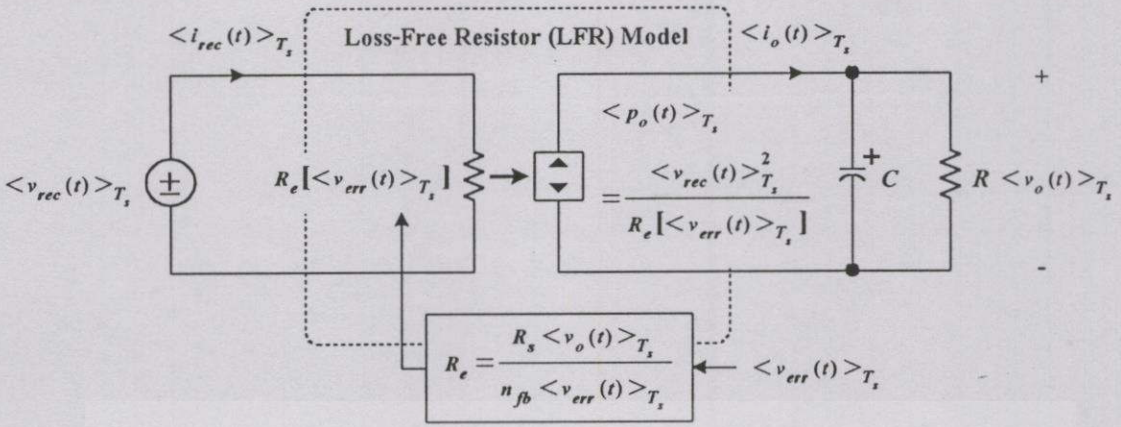
จากรูปที่ 3.10 กำลังไฟฟ้าทางด้านออกที่เวลาใด ๆ $\langle p_o(t) \rangle_{T_s}$ ที่ผ่านการเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s แสดงได้ตามสมการ (3.21) $\langle V_{in,rms} \rangle_{T_s}$ คือ แรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s ทางด้านเข้า

$$\langle p_o(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_{rec}(t) \rangle_{T_s}^2}{R_e[\langle v_{err}(t) \rangle_{T_s}]} = \frac{\langle V_{in,rms} \rangle_{T_s}^2}{R_e[\langle v_{err}(t) \rangle_{T_s}]} (1 - \cos 2\omega L t) \quad (3.21)$$

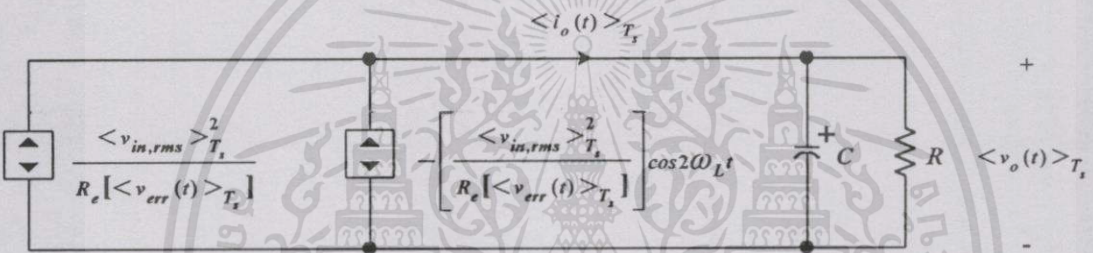
สมการ (3.21) แสดงให้เห็นว่า $\langle p_o(t) \rangle_{T_s}$ ประกอบด้วยกำลังไฟฟ้า 2 ชนิด คือ กำลังไฟฟ้าชนิดที่มีขนาดคงที่และกำลังไฟฟ้าชนิดที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาที่มีค่าความถี่เป็น $2f_L$ ดังนั้น แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าไม่อิสระทางด้านออกของแบบจำลอง Large signal ตามรูปที่ 3.10 สามารถแยกออกเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าไม่อิสระ 2 แหล่งจ่ายได้ดังแสดงตามรูปที่ 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

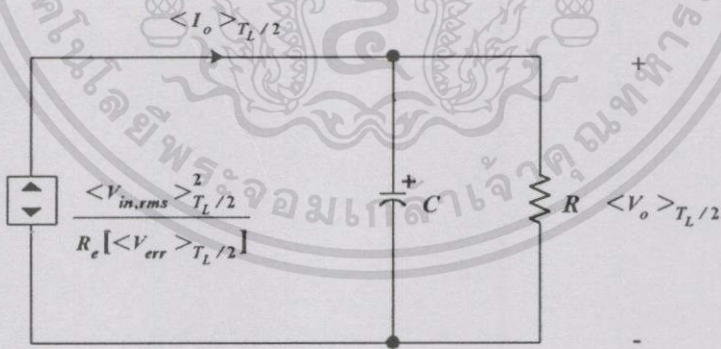
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แบบจำลอง Large signal ที่ได้ผ่านการเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s



รูปที่ 3.11 ผลของการแยกแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าไม่อิสระทางด้านออกของแบบจำลองตามรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.12 แบบจำลอง Large signal ทางด้านออกที่ผ่านการเฉลี่ยในครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า $T_L/2$

2. ทำการเฉลี่ยแบบจำลอง Large signal รูปที่ 3.11 ในครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า $T_L/2$ เพื่อกำจัดผลของความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดจากตัวแปรที่มีค่าความถี่ $2f_L$ ออกไป ผลลัพธ์คือได้แบบจำลอง Large signal ที่ไม่แปรตามเวลาและไม่เป็นเชิงเส้น (Non-linear and time-variant) เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

invariant) ดังแสดงตามรูปที่ 3.12 รูปแบบของสัญลักษณ์ของตัวแปร $\langle X \rangle_{T_L/2}$ ที่แสดงในรูปคือ ตัวแปรที่ผ่านการเฉลี่ยในครั้งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า $T_L/2$ ซึ่งเหลือเฉพาะผลของตัวแปรเฉลี่ย

3. ถ้าตัวแปรเฉลี่ยของตัวแปร $\langle X \rangle_{T_L/2}$ ทุกตัวแปรในรูปที่ 3.12 ถูกครอบงวมให้มีค่าเปลี่ยนแปลงขนาดจำนวนน้อยด้วยตัวแปรที่เรียกว่า ตัวแปร Small signal $\hat{x}(t)$, ซึ่งขนาดของตัวแปร Small signal น้อยกว่าขนาดของตัวแปรเฉลี่ยอย่างมาก ($X \gg \hat{x}(t)$) การครอบงวมนี้สามารถแสดงได้ตามสมการ (3.22) รูปแบบของสัญลักษณ์ของตัวแปร X คือ ตัวแปรเฉลี่ยและรูปแบบของสัญลักษณ์ของตัวแปร $\hat{x}(t)$ คือ ตัวแปร Small signal

$$\begin{aligned} \langle V_{in,rms} \rangle_{T_L/2} &= V_{in,rms} + \hat{v}_{in,rms}(t) & \langle V_{err} \rangle_{T_L/2} &= V_{err} + \hat{v}_{err}(t) \\ \langle V_o \rangle_{T_L/2} &= V_o + \hat{v}_o(t) & \langle I_o \rangle_{T_L/2} &= I_o + \hat{i}_o(t) \end{aligned} \quad (3.22)$$

จากรูปที่ 3.12 $\langle I_o \rangle_{T_L/2}$ มีฟังก์ชันดังแสดงตามสมการ (3.23)

$$\begin{aligned} \langle I_o \rangle_{T_L/2} &= \frac{\langle V_{in,rms} \rangle_{T_L/2}^2}{R_e |\langle V_{err} \rangle_{T_L/2}| \langle V_o \rangle_{T_L/2}} \\ &= f(\langle V_{in,rms} \rangle_{T_L/2}, \langle V_{err} \rangle_{T_L/2}, \langle V_o \rangle_{T_L/2}) \end{aligned} \quad (3.23)$$

การทำให้ฟังก์ชันของ $\langle I_o \rangle_{T_L/2}$ เป็นฟังก์ชันชนิดเป็นเชิงเส้นสามารถทำได้ โดยทำการสร้างให้ $\langle I_o \rangle_{T_L/2}$ อยู่ในรูปอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor's series) รอบตัวแปรเฉลี่ย I_o และไม่พิจารณาพจน์ที่มีอันดับสูงกว่าหนึ่ง สมการเชิงเส้นของ $\langle I_o \rangle_{T_L/2}$ แสดงตามสมการ (3.24)

$$I_o + \hat{i}_o(t) = f(V_{in,rms}, V_{err}, V_o) + g_o \hat{v}_{rms}(t) + j_o \hat{v}_{err}(t) - \frac{\hat{v}_o(t)}{r_o} \quad (3.24)$$

$$\text{โดย } f(V_{in,rms}, V_{err}, V_o) = \frac{V_{in,rms}^2}{R_e |V_{err}| V_o} = I_o$$

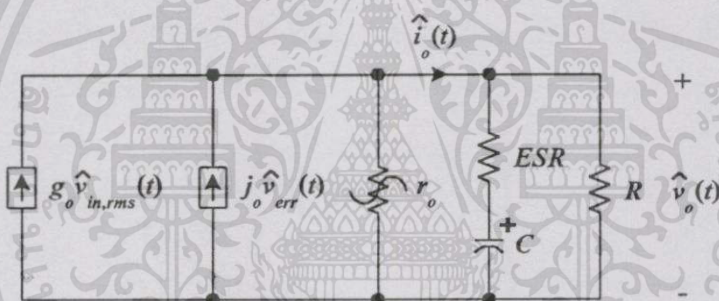
$$g_o = \left. \frac{df(\langle V_{in,rms} \rangle_{T_L/2}, V_{err}, V_o)}{d \langle V_{in,rms} \rangle_{T_L/2}} \right|_{\langle V_{in,rms} \rangle_{T_L/2} = V_{in,rms}} = \frac{2V_{in,rms}}{R_e |V_{err}| V_o} = \frac{2I_o}{V_{in,rms}}$$

$$j_o = \frac{df(V_{in,rms}, \langle V_{err} \rangle_{T_L/2}, V_o)}{d \langle V_{err} \rangle_{T_L/2}} \Big|_{\langle V_{err} \rangle_{T_L/2} = V_{err}} = \frac{n_{fb} V_{in,rms}^2}{R_s V_o^2}$$

$$-\frac{1}{r_o} = \frac{df(V_{in,rms}, V_{err}, \langle V_o \rangle_{T_L/2})}{d \langle V_o \rangle_{T_L/2}} \Big|_{\langle V_o \rangle_{T_L/2} = V_o} = -\frac{2I_o}{V_o}$$

$$r_o = \frac{V_o}{2I_o} = \frac{R}{2}$$

สมการ (3.24) สามารถสร้างเป็นแบบจำลอง Small signal ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธิตวิตซ์ของงานวิจัยดังแสดงตามรูปที่ 3.13 r_o คือ ความต้านทาน Small signal ทางด้านออก และ ESR คือ ความต้านทานอนุกรมสมมูล (Equivalent Series Resistance) ของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก



รูปที่ 3.13 แบบจำลอง Small signal ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธิตวิตซ์ของงานวิจัย

ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง $\hat{v}_o(s)$ และ $\hat{v}_{err}(s)$ (Control to output transfer function) สร้างขึ้นได้ด้วยการแปลงลาปลาซ (Laplace transform) ตัวแปรในโดเมนของเวลา t , เป็นตัวแปรในโดเมนของ s และทำการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้ารูปที่ 3.13 ด้วยทฤษฎีการทับซ้อน (Superposition theorem) ผลการวิเคราะห์ที่แสดงตามสมการ (3.25)

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{err}(s)} \Big|_{\hat{v}_{in,rms}(s)=0} = \frac{j_o R}{3} \left[\frac{1 + sC \cdot ESR}{1 + s \frac{C(R + 3ESR)}{3}} \right] \quad (3.25)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนที่แสดงตามสมการ (3.25) นี้จะได้นำไปใช้ออกแบบสร้างวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกของงานวิจัยในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 สรุป

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็นวงจรที่สร้างได้ด้วยอุปกรณ์เพียงสี่ชิ้น (2 Switches, 2 Reactive components) และยังสามารถแยกโคจรทางไฟฟ้าระหว่างด้านทางเข้าและด้านทางออก จึงเหมาะสำหรับนำไปสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ต้องการประหยัดค่าใช้จ่าย เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับใช้ควบคุมแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ เพื่อให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์มีคุณสมบัติสองประการ คือ คุณสมบัติประการแรกสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าได้ และคุณสมบัติประการที่สองรักษาให้แรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก มีขนาดคงที่ตามต้องการ แม้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลด คือ เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น วงจรควบคุมของเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสามารถสร้างได้ง่ายกว่าวงจรควบคุมของเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย เนื่องจากไม่ต้องใช้วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า ไม่ต้องใช้วงจรคูณ และไม่ต้องใช้วงจรป้อนกลับกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้า การสร้างค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ของเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสร้างโดยการเปรียบเทียบสัญญาณสองสัญญาณ คือ สัญญาณ (แรงดันไฟฟ้า) ที่เป็นปฏิภาคโดยตรงกับผลอินทิกรัลของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s และสัญญาณพาหะ (แรงดันไฟฟ้า) ที่เป็นฟังก์ชันชนิดคาบแบบไม่เป็นเชิงเส้น ฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กสามารถสร้างเลียนแบบได้ด้วยฟังก์ชันของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบลดออย รูปแบบการไหลของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ทำให้ได้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์มากที่สุดและยังได้ขนาดของกระแสไฟฟ้าที่ปรับเปลี่ยจำนวนน้อยสามารถเลือกได้ด้วยค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก การสร้างแบบจำลอง Small signal ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสามารถสร้างได้จากแบบจำลอง Large signal ชนิด LFR และการออกแบบวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเพื่อให้ได้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์มากที่สุดจะต้องออกแบบให้ค่าแบนด์วิดท์ของลูปเกนของวงจรป้อนกลับนี้น้อยกว่าค่าความถี่ $2f_c$ อย่างเพียงพอ

การออกแบบสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ของวิทยานิพนธ์ประกอบด้วยวงจรร้อยได้แก่ วงจรภาคกำลังชนิดฟลายแบ็ก วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ วงจรควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ วงจรขับเคลื่อน วงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกและวงจรช่องทางด้านเข้า วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอรายละเอียดของการออกแบบสร้างวงจรร้อยดังกล่าว

4.1 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลังชนิดฟลายแบ็ก

อุปกรณ์ที่สำคัญของวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดฟลายแบ็กที่ใช้เป็นวงจรภาคกำลัง คือ หม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก ซึ่งต้องออกแบบให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าทางด้านออกตามต้องการได้ เทคนิคการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ เทคนิคการกำหนดขนาดของแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (Area product) A_p (m^2), ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกน A_c (m^2), กับพื้นที่ใช้บรรจุจำนวนขดลวดทั้งหมด A_w (m^2) ค่า A_p ที่ใช้กำหนดขนาดของแกนของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กมีฟังก์ชันดังแสดงตามสมการ (4.1) [40]

$$A_p = A_c A_w = \frac{\langle P_{s,av}(\cdot) \rangle \left[\frac{1}{\eta_{fb}} \sqrt{\frac{4D_{min}\alpha}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-D_{min})\alpha}{3}} \right]}{K_w J \Delta B f_s} \quad (4.1)$$

โดย $\langle P_{s,av}(\cdot) \rangle$: กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก (W)

D_{min} : ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่ำสุด f_s : ความถี่ของการสวิตช์ (Hz)

α : ตัวเลขดัชนีการถ่ายโอนพลังงานที่มีพิสัย $0.75 < \alpha < 1$ สำหรับการทำงานเป็นโหมด CCM (ดูภาคผนวก ข. ในหน้าที่ 111)

η_{fb} : ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก

K_w : ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุจำนวนขดลวดทั้งหมด

J : ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดทองแดงที่ใช้พันขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ (A/m^2)

ΔB : ค่าความแตกต่างระหว่างความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic flux density)

ค่าสูงสุด B_{max} และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กต่ำสุด B_{min} (T)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของ $\langle P_{s,av}(\cdot) \rangle$ คำนวณผลได้ตามสมการ (4.2) (ได้จากการจัดรูปสมการ (B-19) ในหน้าที่ 112)

$$\langle P_{s,av}(\cdot) \rangle = \left(\frac{1 - D_{min}}{D_{min}} \right) (\langle V_o(\cdot) \rangle + V_D) \langle I_o(\cdot) \rangle \quad (4.2)$$

โดย $\langle V_o(\cdot) \rangle$: แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T ,
 V_D : แรงดันไฟฟ้าไปหน้าของไดโอดเรียงกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ
 $\langle I_o(\cdot) \rangle$: กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T ,

วิทยานิพนธ์กำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กดังต่อไปนี้

$$\begin{array}{llll} V_{in,rms} = 210-240V & \langle V_o(\cdot) \rangle = 5V & \Delta v_o = 200mV & V_D = 1V \\ \langle I_o(\cdot) \rangle = 10.4 & D_{min} = 0.2 & \eta_{fb} = 0.75 & \alpha = 0.80 \\ K_w = 0.4 & \Delta B = 0.1T & J = 5 \times 10^6 A/m^2 & f_s = 50kHz \\ f_L = 50Hz & 0.5\Omega \leq R \leq 0.7\Omega & \langle P_{s,av}(\cdot) \rangle = 240W & \end{array}$$

ค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดข้างต้นทำให้ได้ผลของค่า $A_p = 3.695 \times 10^{-8} m^4 = 36,950 mm^4$ แกนเฟอร์ไรต์ ที่มีค่า A_p ใกล้เคียงกับค่า A_p ที่คำนวณได้ คือ แกนแบบ ETD44 ($A_c = 174 mm^2$, $A_w = 213 mm^2$, $A_p = 37,062 mm^4$, $MLT = 76.2 mm$, $l_m = 103 mm$) [1]

จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก N_p คำนวณผลได้ตามสมการ (4.3)

$$N_p = \frac{V_{in,pk} D_{min}}{\Delta B A_c f_s} \quad (4.3)$$

ที่แรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้ามีขนาด $240V$ ($V_{in,pk} = 339.4V$) คำนวณผล $N_p = 78$ รอบ ค่าอัตราส่วนของจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก n_{fb} ที่คำนึงถึงผลของแรงดันไฟฟ้าไปหน้าของไดโอดคำนวณผลได้ตามสมการ (4.4)

$$n_{fb} = \frac{\langle V_o(\cdot) \rangle + V_D}{V_{in,pk}} \frac{1 - D_{min}}{D_{min}} \quad (4.4)$$

ค่า n_{fb} ที่คำนวณได้ คือ 0.071 และจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก

$N_s = n_{fb} N_p = 5.5$ รอบ ถ้าเลือก $N_s = 6$ รอบแล้ว การคำนวณย้อนกลับจะได้ $N_p = 85$ รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก $I_{p,rms}$ และกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก $I_{s,rms}$ คำนวณผลได้ตามสมการ (4.5) P_o คือ กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออก

$$I_{p,rms} = \frac{\sqrt{2}P_o}{\eta_{fb}V_{in,pk}} \quad I_{s,rms} = I_{p,rms}/n_{fb} \quad (4.5)$$

ที่ $P_o = 50W$ และ $V_{in,rms} = 210V$ ($V_{in,pk} = 297V$) คำนวณผล $I_{p,rms} = 0.32A$ และ $I_{s,rms} = 4.51A$

พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดงที่ใช้พันขดลวดปฐมภูมิ a_p และพื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดงที่ใช้พันขดลวดทุติยภูมิ a_s คำนวณผลได้ตามสมการ (4.6)

$$a_p = \frac{I_{p,rms}}{J} \quad a_s = \frac{I_{s,rms}}{J} \quad (4.6)$$

ที่ $J = 5 \times 10^6 A/m^2$ คำนวณผล $a_p = 0.064mm^2$ และ $a_s = 0.902mm^2$

ความหนาของผิวลวดทองแดงที่สามารถนำกระแสไฟฟ้าได้ (Skin depth) δ_{Cu} ในหน่วยเมตรเนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิว (Skin effect) คำนวณผลได้ตามสมการ (4.7) ρ_{Cu} คือ ความต้านทานทางไฟฟ้าของทองแดง ($1.709 \times 10^{-8} \Omega m$ ที่ $20^\circ C$), μ_0 คือ ค่า Permeability ของ Free space ($4\pi \times 10^{-7} H/m$) และ μ_{Cu} คือ ค่า Permeability สัมพัทธ์ของทองแดง ($\approx 1 H/m$) [1-3], [41], [42]

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \mu_0 \mu_{Cu} f_s}} \quad (4.7)$$

ที่ $f_s = 50kHz$ คำนวณผล $\delta_{Cu} = 0.2942mm$ ขนาดของลวดทองแดงที่ไม่มีผลกระทบเนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิว ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในเส้นลวดทองแดงเพิ่มขึ้น คือ ลวดทองแดงที่มีเส้นผ่าศูนย์กลาง ϕ , น้อยกว่า $2\delta_{Cu}$ นั่นคือ $\phi_{Cu} < 0.5884mm$ วิทยานิพนธ์จึงเลือกลวดทองแดงเบอร์ AWG27 ($a_{27} = 0.1022mm^2$, $\phi_{27} = 0.3607mm$) จำนวนหนึ่งเส้นสำหรับใช้พันขดลวดปฐมภูมิ และเลือกลวดทองแดงเบอร์ AWG23 ($a_{23} = 0.2588mm^2$, $\phi_{23} = 0.5740mm$) จำนวนสี่เส้นสำหรับใช้พันขดลวดทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเป็นไปได้ในการบรรจุขดลวดทั้งหมดลงในพื้นที่ที่ใช้พันขดลวดของแกนแบบ ETD44 สามารถตรวจสอบผลได้ด้วยสมการ (4.8)

$$K_w A_w \geq a_p N_p + a_s N_s$$

$$0.4 \times 213 \text{mm}^2 \geq (85 \times 0.1022 \text{mm}^2) + (6 \times 4 \times 0.2588 \text{mm}^2) \quad (4.8)$$

$$85.2 \text{mm}^2 \geq 14.9 \text{mm}^2$$

ดังนั้น แกนแบบ ETD44 ที่เลือกสามารถบรรจุจำนวนขดลวดทั้งหมดได้

ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กที่ได้คำนวณผลจากสมการ (3.17) โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดข้างต้น ผลที่ได้คือ $L_{M,DCM} < 340 \mu\text{H}$, $L_{M,CCM} > 16 \text{mH}$ และ $340 \mu\text{H} < L_{M,BCM} < 16 \text{mH}$ วิทยานิพนธ์เลือกค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่ทำให้ได้การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็นโหมดขอบเขต (BCM) คือ 2.3mH ด้วยการสร้างช่องอากาศให้กับแกนแบบ ETD44 ข้อดีของการเลือกการทำงานเป็นโหมดขอบเขต คือ กระแสไฟฟ้ายุติที่ค่าความถี่ของการสวิตช์ f_s มีขนาดน้อยกว่าเมื่อเลือกการทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง และหม้อแปลงไฟฟ้ามีขนาดเล็กกว่าเมื่อเลือกการทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง

ตารางที่ 4.1 พิกัดกระแสไฟฟ้าและพิกัดแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตกำลัง, ไดโอดกำลัง และไดโอดบริดจ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวีธีสวิตช์แบบที่ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

อุปกรณ์	แรงดันไฟฟ้าสูงสุด	กระแสไฟฟ้าสูงสุด	กระแสไฟฟ้ามเฉลี่ย
มอสเฟตกำลัง	$2V_{in, pk} + \frac{V_o}{n_{fb}}$	$\frac{2P_o}{\eta_{fb} V_{in, pk}}$	$\frac{4}{\pi} \frac{P_o}{\eta_{fb} V_{in, pk}}$
ไดโอดกำลัง	$V_o \left(1 + \frac{n_{fb} V_{in, pk}}{V_o}\right)$	$\frac{1}{n_{fb}} \frac{2P_o}{\eta_{fb} V_{in, pk}}$	$\frac{4}{\pi n_{fb}} \frac{P_o}{\eta_{fb} V_{in, pk}}$
ไดโอดบริดจ์	$V_{in, pk}$	$\frac{2P_o}{\eta_{fb} V_{in, pk}}$	$\frac{2}{\pi} \frac{P_o}{\eta_{fb} V_{in, pk}}$

พิกัดกระแสไฟฟ้าและพิกัดแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตกำลัง, ไดโอดกำลังและไดโอดบริดจ์แสดงตามตารางที่ 4.1 วิทยานิพนธ์เลือกใช้อุปกรณ์เหล่านี้ที่มีพิกัดสูงกว่าพิกัดที่กำหนด 20% ขึ้นไป ได้แก่ เลือกรมอสเฟตกำลังที่ขนาดของแรงดันไฟฟ้ากระแส-ซอร์สสูงสุด $V_{ds, max} \geq 900 \text{V}$, ขนาดของกระแสไฟฟ้ากระแสสูงสุด $I_{d, max} \geq 0.544$ และขนาดของกระแสไฟฟ้ามเฉลี่ย $I_{d, av} \geq 0.344$ เลือกไดโอดกำลัง

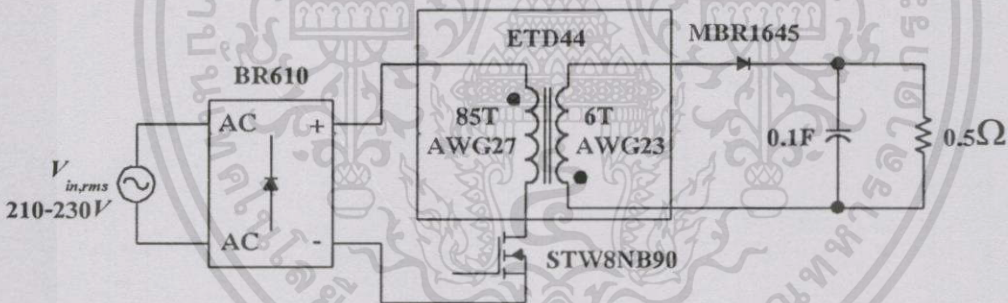
เอกรสิทธิ์ในเอกสารฉบับนี้สงวนลิขสิทธิ์โดยสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพลังงานทดแทนเพื่อใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดชอตต์กี (Schottky diode) ที่ขนาดของแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับสูงสุด $V_{R,max} \geq 35V$, ขนาดของกระแสไฟฟ้าไปหน้าสูงสุด $I_{F,max} \geq 7.6A$ และขนาดของกระแสไฟฟ้าไปหน้าเฉลี่ย $I_{F,av} \geq 4.8A$ เลือกไดโอดบริดจ์ที่ขนาดของแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับสูงสุด $V_{R,max} \geq 407V$, ขนาดของกระแสไฟฟ้าไปหน้าสูงสุด $I_{F,max} \geq 0.54A$ และขนาดของกระแสไฟฟ้าไปหน้าเฉลี่ย $I_{F,av} \geq 0.17A$

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางดำนออกคำนวณผลได้ตามสมการ (4.9) [1] $V_{in,rms}$ และ $I_{in,rms}$ คือ แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้า ตามลำดับ, Δv_o คือ แรงดันไฟฟ้ารีปเปิลทางดำนออกและ ω_L คือ ความถี่เชิงมุมของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า

$$C = \frac{V_{in,rms} I_{in,rms}}{2V_o \Delta v_o \omega L} \quad (4.9)$$

ผลการคำนวณค่าความจุไฟฟ้าที่ทำให้ได้ขนาดของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลทางดำนออกไม่เกินขนาดที่ต้องการ คือ 0.1F โดยประมาณ วงจรภาคกำลังชนิดฟลายแบ็กที่ออกแบบแสดงตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรภาคกำลังชนิดฟลายแบ็กที่ออกแบบ

4.2 การออกแบบสร้างวงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์

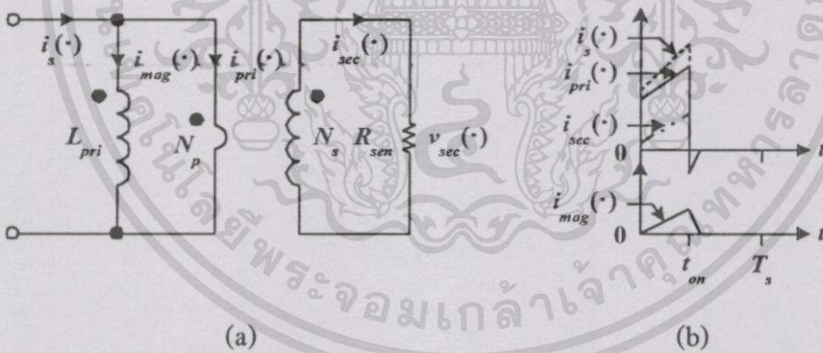
วิทยานิพนธ์เลือกใช้อุปกรณ์ตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์เป็นหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า (Current transformer) เนื่องจากหม้อแปลงกระแสไฟฟ้ามีข้อดี คือ สามารถแยกโคดวงจรภาคกำลังที่มีสัญญาณรบกวนมากออกจากวงจรควบคุมได้ และหม้อแปลงกระแสไฟฟ้ามีกำลังไฟฟ้าสูญเสียน้อยกว่าตัวต้านทานตรวจวัดกระแสไฟฟ้า หลักการออกแบบหม้อแปลงกระแสไฟฟ้าคือต้องทำให้ได้ขนาดของกระแสไฟฟ้าแม่เหล็ก (Magnetizing current) ทางดำนปฐมภูมิที่น้อยที่สุดเพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์มีขนาดใกล้เคียงกับกระแสไฟฟ้าปฐมภูมิมากที่สุด วงจรสมมูลและรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของหม้อแปลงกระแสไฟฟ้าแสดงตามรูปที่ 4.2 $i_c(\cdot)$ คือ กระแสเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , $i_{mag}(\cdot)$ คือ กระแสไฟฟ้าแม่เหล็ก ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , $i_{pri}(\cdot)$ และ $i_{sec}(\cdot)$ คือ กระแสไฟฟ้าปฐมภูมิและกระแสไฟฟ้าทุติยภูมิในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , $i_{mag}(\cdot)$ มีฟังก์ชันดังแสดงตามสมการ (4.10) [40]

$$i_{mag}(\cdot) = \frac{i_{pri}(\cdot)R_{senton}}{N_s^2 L_{pri}} \tag{4.10}$$

- โดย R_{sen} : ตัวต้านทานที่ทำหน้าที่แปลงกระแสไฟฟ้าทุติยภูมิเป็นแรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิ
- t_{on} : เวล่านำกระแสไฟฟ้าในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ของอุปกรณ์สวิตช์
- N_s : จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ
- L_{pri} : ความเหนี่ยวนำแม่เหล็กทางด้านปฐมภูมิ

สมการ (4.10) แสดงว่าการทำให้ได้ $i_{mag}(\cdot)$ ขนาดเล็กต้องเลือกค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กค่ามากด้วยการเลือกแกนที่มีพื้นที่ตัดขวางขนาดใหญ่และมีค่า permeability ค่าสูง ต้องเลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิจำนวนมากและต้องเลือกขนาดของแรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิขนาดเล็ก

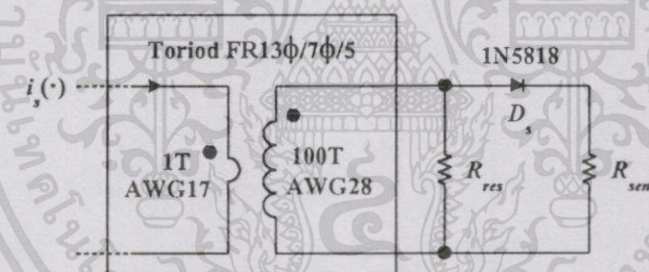


รูปที่ 4.2 (a) วงจรสมมูลของหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า
(b) รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า

กำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ออกแบบหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า คือ แรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิสูงสุด $V_{sec,pt}(\cdot)$, ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ $T_s = 1.5V$, $N_p = 1$ รอบ, $N_s = 100$ รอบ $D_{min} = 0.2$, $f_s = 50kHz$, $t_{on,min} = 4\mu s$, $J = 2 \times 10^6 A/m^2$ และ $B_{max} = 0.02T$ พื้นที่ตัดขวางของแกนเฟอร์ไรต์ A_c , คำนวณผลได้จากกฎแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟาราเดย์ดังแสดงตามสมการ (4.11)

$$A_C = \frac{V_{sec,pk}(\cdot)t_{on,min}}{N_s B_{max}} \quad (4.11)$$

ค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดคำนวณผล $A_C = 3\text{mm}^2$ วิทยานิพนธ์เลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบทอรอยด์รุ่น FR13 ϕ /7 ϕ /5 ($\phi_{in} = 7\text{mm}$, $\phi_{out} = 13\text{mm}$, $A_C = 30\text{mm}^2$, $A_W = 38.5\text{mm}^2$) พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดงที่ใช้พันขดลวดปฐมภูมิ a_p คือ 1mm^2 และพื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดงที่ใช้พันขดลวดทุติยภูมิ a_s คือ 0.01mm^2 วิทยานิพนธ์เลือกลวดทองแดงเบอร์ AWG17 ($a_{17} = 1.040\text{mm}^2$, $\phi_{17} = 1.151\text{mm}$) จำนวนหนึ่งเส้นสำหรับใช้พันขดลวดปฐมภูมิและเลือกลวดทองแดงเบอร์ AWG28 ($a_{28} = 0.0844\text{mm}^2$, $\phi_{28} = 0.3200\text{mm}$) จำนวนหนึ่งเส้นสำหรับใช้พันขดลวดทุติยภูมิ วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ที่ออกแบบแสดงตามรูปที่ 4.3 ตัวต้านทาน R_{res} ทำหน้าที่รีเซ็ตฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์หลังจากที่อุปกรณ์สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า ค่าความต้านทานของ R_{res} ต้องเลือกให้มากกว่าค่าความต้านทานของ R_{sen} เพื่อลดความผิดพลาดของค่าวัดเนื่องจากผลการต่อขนานของตัวต้านทานทั้งสองในขณะไคโอด D_s นำกระแสไฟฟ้า เช่น $R_{res} \geq 10R_{sen}$ ไคโอด D_s ทำหน้าที่ปิดกั้นแรงดันไฟฟ้าค่าลบมิให้ปรากฏที่ R_{sen} หลังจากที่อุปกรณ์สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 4.3 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ที่ออกแบบ

4.3 การออกแบบสร้างวงจรควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์

วงจรควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์ที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นประกอบด้วยวงจรย่อย ได้แก่ วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา วงจรสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น วงจรอินทิเกรตกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ วงจรเปรียบเทียบและวงจร PWM

วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาแบบควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ได้สร้างได้ด้วย IC PWM UC2825 [43] ค่าความต้านทานของตัวต้านทานตั้งเวลา R , และค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าตั้งเวลา C , ที่ต่อ

กับส่วนสร้างสัญญาณพิกภายใน IC จำนวนผลได้ตามสมการ (4.12) $D_{max,IC}$ คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ สูงสุดของ IC UC2825 = 0.98 และ f_s คือ ความถี่ของการสวิตช์

$$R_t = \frac{3V}{10mA(1 - D_{max,IC})} \quad (4.12)$$

$$C_t = \frac{0.8D_{max,IC}}{R_t f_s}$$

วิทยานิพนธ์เลือกค่าความต้านทานของ $R_t = 15k\Omega$ จำนวนผลค่าความจุไฟฟ้าของ $C_t = 1nF$

วงจรสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพหุชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสร้างได้ด้วยวงจร RC ตามรูปที่ 3.5 (ในหน้าที่ 26) ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_{nlc} และค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_{nlc} ที่ใช้ กำหนดค่าคงตัวของรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกของวงจร RC จำนวนผลได้ตามสมการ (4.13) a คือ ตัวเลขใด ๆ ที่ค่าอยู่ในพิสัย $0 < a < 1$ และ T_s คือ คาบเวลาของการสวิตช์

$$R_{nlc}C_{nlc} = aT_s \quad (4.13)$$

จากรูปที่ 3.4 (ในหน้าที่ 25) ค่า a ที่ทำให้ได้รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกของวงจร RC มี ลักษณะคล้ายคลึงกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าพหุชนิดไม่เป็นเชิงเส้น ในทางทฤษฎีมากที่สุด คือ 0.22 และคาบเวลาของการสวิตช์ = $20\mu s$ วิทยานิพนธ์เลือกค่าความต้านทานของ $R_{nlc} = 2k\Omega$ ซึ่ง ได้ผลการคำนวณค่าความจุไฟฟ้าของ $C_{nlc} = 2.2nF$

วงจรอินทิเกรตกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์สร้างได้ด้วยตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีอุปกรณ์ สวิตช์ต่อขนาน เพื่อรีเซ็ตประจุไฟฟ้าหลังจากที่การนำกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิตช์สิ้นสุดลงในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ทำหน้าที่อินทิเกรตกระแสไฟฟ้า ที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ C_{int} จำนวนผลได้ตามสมการ (4.14) n_{ct} คือ อัตราส่วนของจำนวนรอบ ของขดลวดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแสไฟฟ้า, R_s คือ ความต้านทานสมมูลของวงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์

$$C_{int} = \frac{1}{n_{ct} R_s f_s} \quad (4.14)$$

ค่าความต้านทานของ R_s คำนวณผลได้ตามสมการ (4.15) ที่ได้จากการจัดรูปสมการ (3.5) (ในหน้าที่ 23)

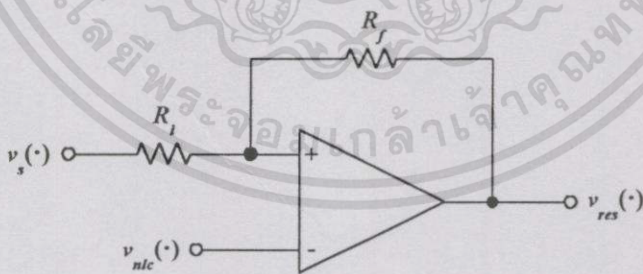
$$R_s = \frac{n_{fb} R_e \langle V_{err} \rangle}{\langle V_o(\cdot) \rangle} \quad (4.15)$$

R_e คำนวณผลได้จากหลักการสมดุลของกำลังไฟฟ้าดังแสดงตามสมการ (4.16)

$$R_e = \frac{V_{in,rms}^2}{P_o} \quad (4.16)$$

ที่ $V_{in,rms} = 230V$ และ $P_o = 50W$ คำนวณขนาดสูงสุดของ $R_e = 1,058\Omega$ สมมติให้ขนาดของ $\langle V_{err} \rangle = 1V$ คำนวณขนาดของ $R_s = 15\Omega$ และคำนวณขนาดของ $C_{int} = 13.3nF$ (ปรับค่าจากผลการทดลอง)

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพหุหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นกับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่เป็นปฏิภาคโดยตรงกับผลอินทิกรัลของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s เพื่อสร้างสัญญาณรีเซ็ตฟลิปฟล็อปสร้างได้ด้วย IC LM339 ตามรูปที่ 4.4 วิทยานิพนธ์ ออกแบบให้วงจรเปรียบเทียบมีการป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ซึ่งมีการทำงานเป็นแบบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis) ป้อนอยู่ด้วย ข้อดีของการทำงานเป็นแบบฮิสเทอรีซิส คือ ช่วยป้องกันการสร้างสัญญาณรีเซ็ตฟลิปฟล็อปที่ผิดพลาดเนื่องจากสัญญาณรบกวน [44-45]

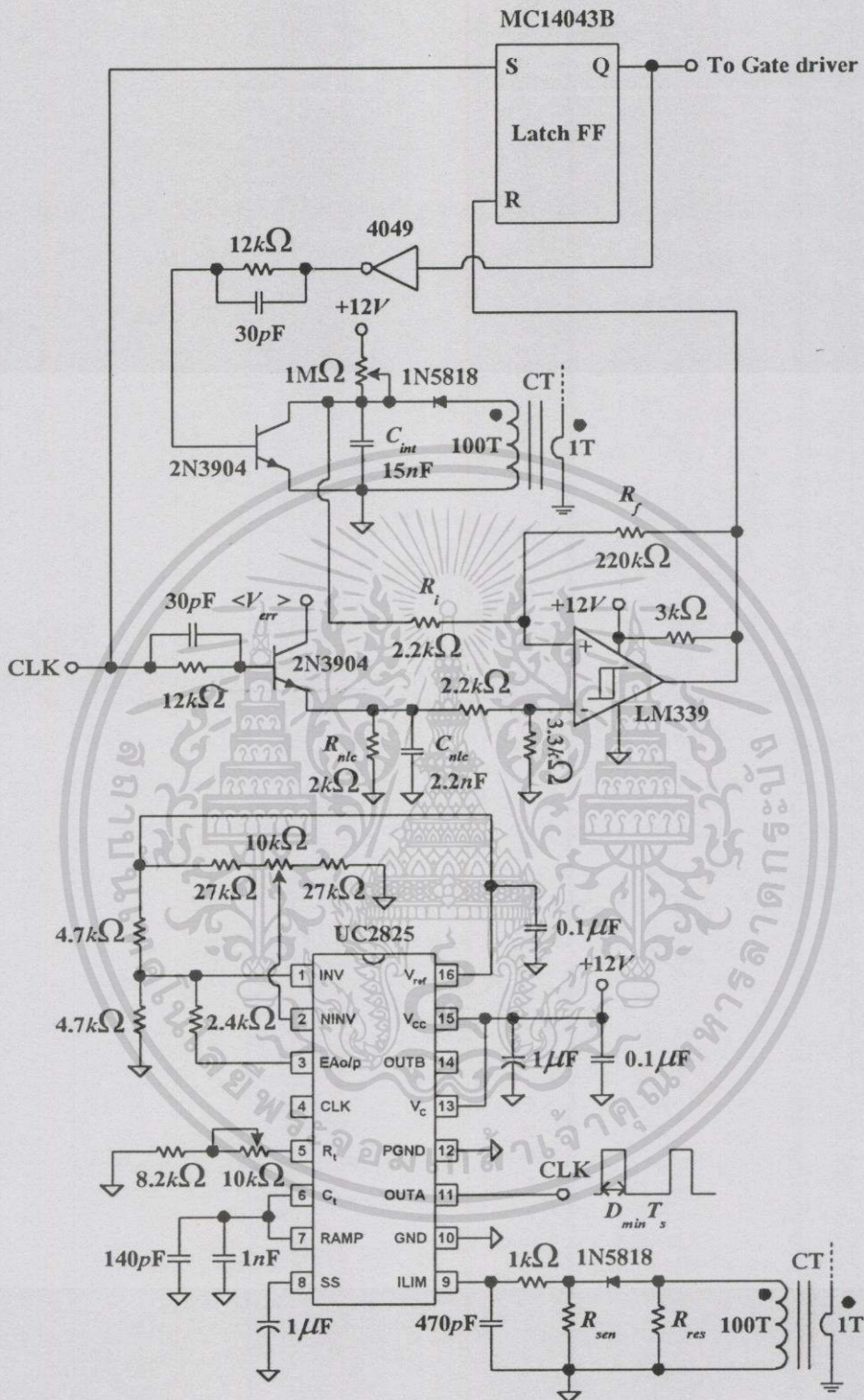


รูปที่ 4.4 วงจรเปรียบเทียบที่ใช้การป้อนกลับแบบบวก

ค่าฮิสเทอรีซิสในรูปเปอร์เซ็นต์ $\%Hys$, ของวงจรเปรียบเทียบที่แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงป้อนให้ด้านทางเข้าแบบผกผัน (Inverting input) ของออปแอมป์ (Op amp) คำนวณผลได้ตามสมการ (4.17)

$$\%Hys = \frac{R_i}{R_f} \times 100\% \quad (4.17)$$

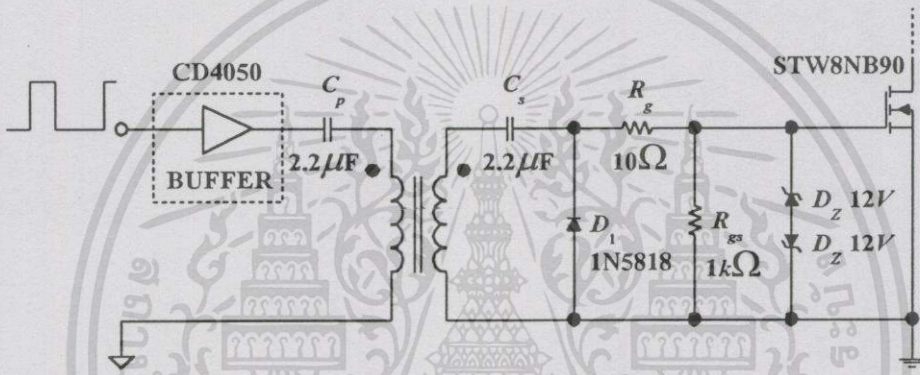
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 วงจรควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์แบบวงเปิด (Open-loop) ของเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นที่ออกแบบ

วิทยานิพนธ์เลือกให้ $\%H_{ys}$ ของวงจรเปรียบเทียบกับที่สร้างขึ้นเป็น 1% และเลือกค่าความต้านทานของ $R_i = 2.2k\Omega$ ทำให้ได้ผลการคำนวณค่าความต้านทานของ $R_f = 220k\Omega$

วงจร PWM สร้างได้ด้วย IC MC14043B (R-S Latch Flip-Flop) ที่เป็น IC ชนิดซีมอส (CMOS) ข้อดีของ IC ชนิดซีมอส คือ แรงดันไฟฟ้าตรงที่ใช้ไบแอส IC เลือกได้หลายค่า คือ 3-18V ดังนั้น ขนาดของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกของวงจร PWM ที่ใช้ขั้วเกตของมอสเฟตกำลังจึงสามารถเลือกให้สูงกว่าขนาดของแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน (Threshold voltage) ของมอสเฟตกำลัง ($\geq 5V$) ได้ วงจรควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับอุปกรณ์สวิตช์แบบวงเปิด (Open-loop) ที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นที่ออกแบบแสดงตามรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.6 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังที่ออกแบบ

4.4 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง

วิทยานิพนธ์เลือกใช้วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังเป็นแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อแยกโดเมนวงจรควบคุมออกจากวงจรภาคกำลังดังแสดงตามรูปที่ 4.6 หม้อแปลงไฟฟ้านี้ส่งกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย ดังนั้น จึงสามารถใช้แกนขนาดเล็กสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าได้ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า N_p คำนวณผลได้ตามสมการ (4.18) $V_{pri,pk}(\cdot)$ คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s

$$N_p = \frac{V_{pri,pk}(\cdot)t_{on,max}}{A_c B_{max}} \quad (4.18)$$

กำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า คือ $V_{pri,pk}(\cdot) = 12V$, $D_{max} = 0.85$, $f_s = 50kHz$, $t_{on,max} = 17\mu s$, $B_{max} = 0.15T$ และ $A_c = 41.5mm^2$ ผลการคำนวณของ N_p คือ 33 รอบและ

เลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ N_s ตามจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัฟเฟอร์ (Buffer) ที่ต่ออยู่ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าตามรูปที่ 4.6 ต่อเพื่อเพิ่มความสามารถในการจ่ายและรับกระแสไฟฟ้าค่าสูงในช่วงเวลาสั้น ๆ ซึ่งจำเป็นสำหรับการขับอุปกรณ์สวิตช์ที่ด้านทางเข้ามีคุณสมบัติเชิงฟิสิกส์เป็นชนิดตัวเก็บประจุไฟฟ้า เช่น เกตของมอสเฟตกำลัง [2-3] ข้อดีดังกล่าวของบัฟเฟอร์ทำให้หม้อแปลงกำลังสามารถทำงานเป็นแบบสวิตช์ที่มีความเร็วในการสวิตช์สูงมาก [46] วิทยานิพนธ์จัดให้บัฟเฟอร์ทั้งหมดภายใน IC บัฟเฟอร์ (CD4050) ต่อขนานกัน เพื่อให้อุปกรณ์สามารถจ่ายและรับกระแสไฟฟ้าได้เต็มค่าพิกัด

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ C_p ป้องกันกระแสไฟฟ้าตรงไหลผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกของบัฟเฟอร์เป็นรูปสัญญาณแบบพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ค่าความจุไฟฟ้าของ C_p ต้องเลือกค่าที่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ f_r น้อยกว่าความถี่ของการสวิตช์ f_s อย่างเพียงพอ เนื่องจาก C_p และตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า L_m ต่อเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series resonance) วิทยานิพนธ์เลือกให้ $f_r = f_s/10$ ค่าความจุไฟฟ้าของ C_p คำนวณผลได้ตามสมการ (4.19)

$$C_p = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_m} \quad (4.19)$$

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ C_s , ไดโอดเรียงกระแสไฟฟ้า D_1 , ตัวต้านทาน R_g และ R_{gs} ต่อกันเป็นวงจรแคลมป์ (Clamping circuit) ชนิดที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด D_1 เป็นรูปสัญญาณแบบพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ [47] ค่าคงตัวเวลาของวงจรแคลมป์ $C_s(R_g + R_{gs})$ ต้องมากกว่าคาบเวลาของการสวิตช์ T_s อย่างเพียงพอ เพื่อรักษาให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_s คงที่ วิทยานิพนธ์เลือกให้ $C_s(R_g + R_{gs}) \geq 10T_s$ ค่าความจุไฟฟ้าของ C_s คำนวณผลได้ตามสมการ (4.20)

$$C_s \geq \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \quad (4.20)$$

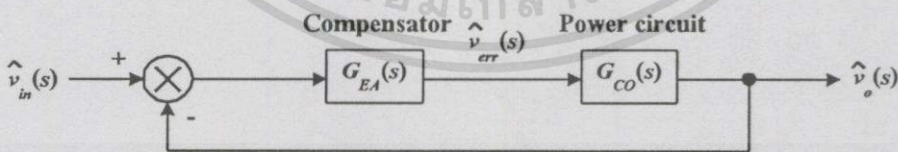
ตัวต้านทาน R_g ต่อเพื่อป้องกันการออสซิลเลตปรสิติก (Parasitic oscillate) ที่ค่าความถี่ของการออสซิลเลตมีค่าสูงมาก การออสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าเกต-ซอร์สและตัวเหนี่ยวนำปรสิติกที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณในวงจรขับเคลื่อน [44] นอกจากนี้ ค่าความต้านทานของ R_g ยังใช้กำหนดช่วงเวลารั้งขึ้น (Rise time) t_r ของแรงดันไฟฟ้าเกต-ซอร์สที่รูปสัญญาณเป็นแบบพัลส์อีกด้วย [46] วิทยานิพนธ์เลือกค่าความต้านทานของ $R_g = 10\Omega$ เพื่อให้ได้การสวิตช์มอสเฟตกำลังด้วยความเร็วสูงเนื่องจากทำให้ได้ช่วงเวลาของ t_r สั้นมาก ตัวต้านทาน R_{gs} ต่อเพื่อเป็นเส้นทางนำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประจุไฟฟ้าออกจากเกตเพื่อทำให้มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแสไฟฟ้า ซีเนอร์ไดโอด D_z ที่ต่อเป็นแบบ อาโนคร่อมต่อเพื่อจำกัดขนาดของแรงดันไฟฟ้าแบบสไปก์ (Spike) ที่ตกคร่อมเกต-ซอร์สไม่ให้เกินพิคัด แรงดันไฟฟ้าเกต-ซอร์สของมอสเฟตกำลัง

4.5 การออกแบบสร้างวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก

วิทยานิพนธ์เลือกวิธีการออกแบบสร้างวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเป็นแบบวิธีตอบสนองต่อความถี่ (Frequency response) ของแบบจำลอง Small signal คือ สร้างแบบจำลอง Small signal ของวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอนแล้วพิจารณาผลของการป้อนกลับที่ออกแบบด้วยแผนภาพของโบด (Bode diagram) ซึ่งเป็นแผนภาพที่แสดงผลการตอบสนองต่อความถี่ของเกน (Gain) และมุมเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนในเวลาเดียวกัน ข้อดีของการแสดงผลการตอบสนองต่อความถี่ด้วยแผนภาพของโบด คือ การพิจารณาเสถียรภาพของระบบควบคุมที่ออกแบบทำได้ง่าย วิธีการสร้างแผนภาพของโบดสามารถศึกษาได้จากตำราวิศวกรรมระบบควบคุมโดยทั่วไปและไม่นำเสนอ ณ ที่นี้ ในแนวความคิดของระบบควบคุม แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่มีการป้อนกลับสามารถพิจารณาเป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback control system) ดังแสดงตามรูปที่ 4.7 ฟังก์ชันถ่ายโอนของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่มีการป้อนกลับแสดงตามสมการ (4.21) $G_{CO}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลัง, $G_{EA}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชย (Compensator), $\hat{v}_{in}(s)$ คือ สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ และ $\hat{v}_o(s)$ คือ สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ [1], [48-49]

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{G_{EA}(s)G_{CO}(s)}{1 + G_{EA}(s)G_{CO}(s)} \quad (4.21)$$



รูปที่ 4.7 แผนภาพของระบบควบคุมแบบป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์

เทอม $G_{EA}(s)G_{CO}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิด (Open-loop transfer function) ที่อยู่ในรูปของเศษส่วนโพลิโนเมียล (Polynomial) ของ s โดย $s = j\omega$ ถ้าสัญญาณด้านทางเข้าเป็นสัญญาณรูปไซน์ [49]

สมการ $1 + G_{EA}(s)G_{CO}(s) = 0$ คือ สมการคุณลักษณะ (Characteristic equation) ที่รากคำตอบหรือเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพล (Pole) ของสมการคุณลักษณะ คือ ค่าความถี่ที่ทำให้ระบบควบคุมแบบป้อนกลับเกิดความไร้เสถียรภาพ สมการคุณลักษณะแสดงความไร้เสถียรภาพเกิดขึ้นได้ถ้าเกณฑ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิด คือ -1 เงื่อนไขที่ทำให้ได้ค่าเกณฑ์นี้แสดงตามสมการ (4.22)

$$|G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)| = 1 \text{ (0dB) ที่ } \angle G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega) = -180^\circ \quad (4.22)$$

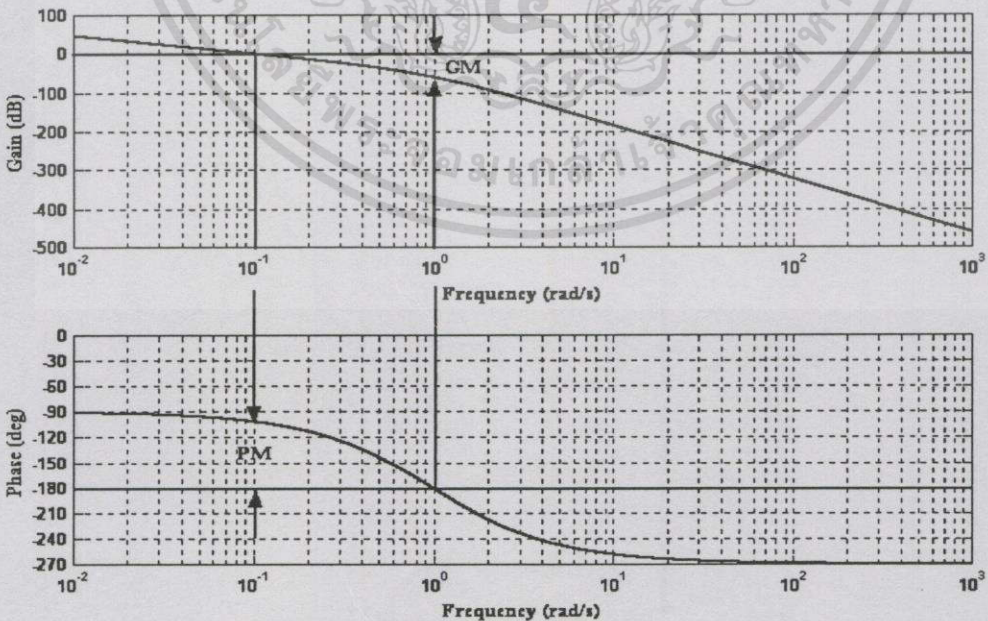
โดย $|G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)|$: เกณฑ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิด

$\angle G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)$: มุมเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิด

ดังนั้น การออกแบบวงจรชดเชยต้องทำให้ได้ $|G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)| < 1$ ที่ $\angle G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega) = -180^\circ$ เพื่อให้ได้ระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่มีเสถียรภาพ พารามิเตอร์ที่ใช้พิจารณาเสถียรภาพของระบบควบคุมแบบป้อนกลับจากแผนภาพของโบด คือ เกณฑ์ส่วนเพื่อ (Gain margin) GM และมุมเฟสส่วนเพื่อ (Phase margin) PM ที่มีนิยามดังนี้

เกณฑ์ส่วนเพื่อ GM คือ ผลต่างระหว่าง $|G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)| = 0\text{dB}$ กับ $|G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)|$ ที่ $\angle G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega) = -180^\circ$

มุมเฟสส่วนเพื่อ PM คือ ผลต่างระหว่าง $\angle G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)$ ที่ $|G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)| = 0\text{dB}$ กับ $\angle G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega) = -180^\circ$



รูปที่ 4.8 นิยามของค่า GM และค่า PM ของตัวอย่างระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่มีเสถียรภาพ

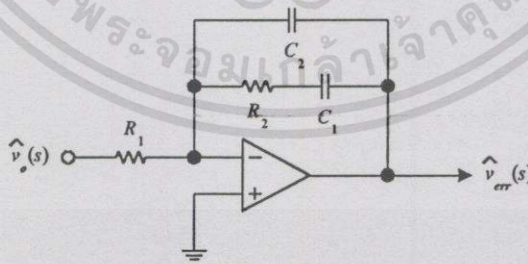
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างผลการคำนวณของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิดของระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่มีเสถียรภาพคือ มีค่า GM และค่า PM เป็นค่าบวกในเวลาเดียวกันแสดงตามรูปที่ 4.8 [48-49] ค่า PM ที่ทำให้ได้ผลการตอบสนองทางเวลาต่อการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดที่ขนาดของการพุ่งเกิน (Overshoot) ของสัญญาณทางด้านออกของระบบควบคุมแบบป้อนกลับสามารถยอมรับได้ไม่ควรน้อยกว่า 45° และค่า GM ต้องไม่น้อยกว่า 6dB ซึ่งสามารถชดเชยผลของการใช้ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ภายในระบบควบคุมที่ไม่ตรงตามค่าจากการคำนวณ เช่น ค่าความต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าที่ทำได้ในทางปฏิบัติ

การออกแบบวงจรรีโอบกลับแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเริ่มจากพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรากกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิสวิตซ์ ที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นดังแสดงตามสมการ (4.23) ที่ทำได้จากแบบจำลอง Small signal รูปที่ 3.13 (ในหน้าที่ 36) $j_o = n_{fb} V_{in,rms}^2 / R_s V_o^2$, $\omega_{Z,CO} = 1/(C \cdot ESR)$ และ $\omega_{P,CO} = 3/C(R + 3ESR)$

$$G_{CO}(j\omega) = \frac{\hat{v}_o(j\omega)}{\hat{v}_{err}(j\omega)} = \frac{j_o R}{3} \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_{Z,CO}}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{P,CO}}} \quad (4.23)$$

วิธานิพนธ์เลือกใช้วงจรชดเชยเป็นแบบ One zero-pole pair ดังแสดงตามรูปที่ 4.9 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยแบบนี้แสดงตามสมการ (4.24) $\omega_0 = 1/R_1(C_1 + C_2)$, $\omega_{Z,EA} = 1/R_2 C_1$ และ $\omega_{P,EA} = (C_1 + C_2)/R_2 C_1 C_2 \approx 1/R_2 C_2$ [46], [50]



รูปที่ 4.9 วงจรชดเชยแบบ One zero-pole pair

$$G_{EA}(j\omega) = \frac{\hat{v}_{err}(j\omega)}{\hat{v}_o(j\omega)} = \frac{\omega_0}{j\omega} \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_{Z,EA}}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{P,EA}}} \quad (4.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเกณฑ์ $\omega_{Z,EA} \ll \omega \ll \omega_{P,EA}$ และมุมเฟสของ $G_{EA}(j\omega)$ แสดงตามสมการ (4.25)

$$|G_{EA}(j\omega)|_{\omega_{Z,EA} \ll \omega \ll \omega_{P,EA}} \approx \frac{\omega_0}{\omega_{Z,EA}} \approx \frac{R_2}{R_1} \quad (4.25)$$

$$\angle G_{EA}(j\omega) = -90^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_{Z,EA}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_{P,EA}}\right)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิดของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิทช์แสดงตามสมการ (4.26)

$$G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega) = \frac{j_0 R \omega_0}{3 j\omega} \begin{bmatrix} 1 + \frac{j\omega}{\omega_{Z,CO}} \\ 1 + \frac{j\omega}{\omega_{P,CO}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 + \frac{j\omega}{\omega_{Z,EA}} \\ 1 + \frac{j\omega}{\omega_{P,EA}} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

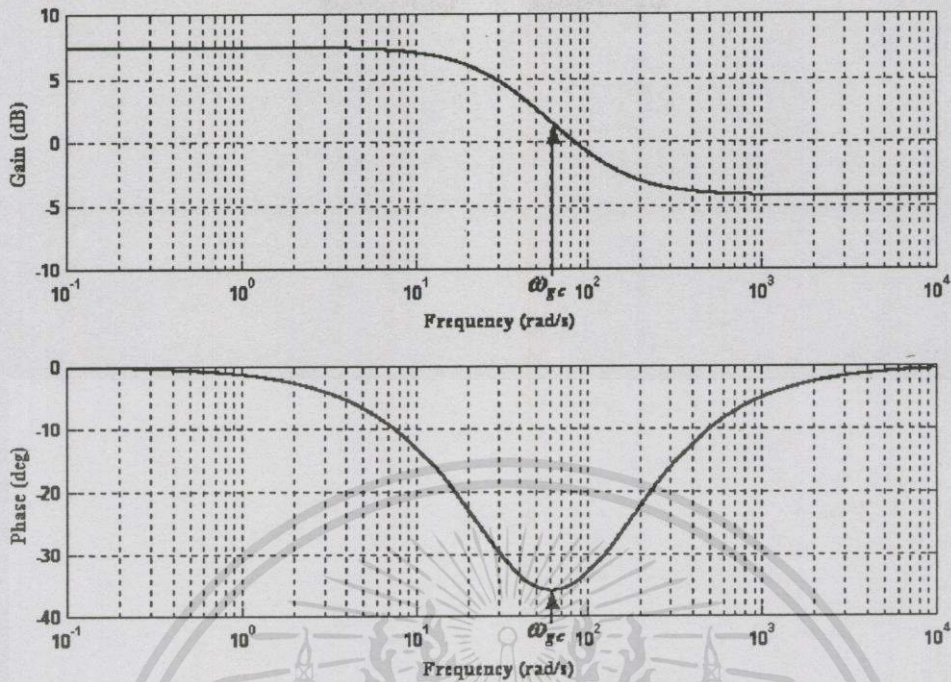
ค่าความถี่ตัดข้ามเกณฑ์ f_{gc} ซึ่งเป็นความถี่ที่ $|G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)| = 1$ (0dB) ต้องเลือกค่าน้อยกว่าค่าความถี่ของแรงดันไฟฟ้ารีปเปลททางด้านออกซึ่งมีค่าเป็น $2f_L$ (100Hz) อย่างเพียงพอ เพราะถ้าระบบควบคุมที่ออกแบบสามารถตอบสนองต่อความถี่ค่า $2f_L$ ได้ จะมีผลทำให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกปนอยู่ [1] วิทยานิพนธ์เลือกค่า $f_{gc} = 10\text{Hz}$ ($\approx 63 \text{ rad/s}$) การออกแบบระบบควบคุมจะต้องคำนึงถึงเงื่อนไขที่จะทำให้ระบบควบคุมมีโอกาสเกิดความไร้เสถียรภาพได้มากที่สุด ซึ่งในกรณีนี้ คือ ค่าเกณฑ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถูกกำลัง $G_{CO}(j\omega)$ มีค่ามากที่สุด นั่นคือ แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้ามีขนาดสูงสุดและโหลดมีขนาดน้อยที่สุด เพราะทำให้ค่า GM ของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิด $|G_{EA}(j\omega)G_{CO}(j\omega)|$ มีค่าน้อยที่สุด ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ออกแบบวงจรถดเชยเพื่อให้ได้ระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่มีเสถียรภาพตลอดพิสัยของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลดที่กำหนด คือ $V_{i,rms} = 230V$ และ $R = 0.7\Omega$ ขนาดของ j_0 ซึ่งคำนวณผลได้จากสมการ (3.24) (ในหน้าที่ 35) โดย $n_p = 0.071$ (สมการ (4.4)), $R_s = 15\Omega$ (สมการ (4.15)) และ $V_o = 5V$ คือ 10 และค่า ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกที่ได้จากการทดลองคือ 0.082Ω ดังนั้น $G_{CO}(j\omega)$ ในกรณีที่เลวร้ายที่สุดแสดงตามสมการ (4.27)

$$G_{CO}(j\omega) = 2.34 \begin{bmatrix} 1 + \frac{j\omega}{121.95} \\ 1 + \frac{j\omega}{31.71} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

ผลการคำนวณเขียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $G_{CO}(j\omega)$ แสดงตามรูปที่ 4.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ผลการคำนวณเขียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $G_{CO}(j\omega)$ สำหรับ $V_{in,rms} = 230V$ และ $R = 0.7\Omega$

จากรูปที่ 4.10 ค่าเกนและมุมเฟสของ $G_{CO}(j\omega)$ ที่ $f_{gc} = 10\text{Hz}$ คือ 1.5dB และ -36° ตามลำดับ ดังนั้นค่าเกนของ $G_{EA}(j\omega)$ ต้องเป็น -1.5dB ที่ $f_{gc} = 10\text{Hz}$ เพื่อให้ได้ค่าเกนของ $G_{CO}(j\omega)G_{EA}(j\omega)$ เป็น 0dB ที่ $f_{gc} = 10\text{Hz}$ ค่าเกนของ $G_{EA}(j\omega)$ คำนวณผลได้ตามสมการ (4.28)

$$|G_{EA}(j\omega)|_{\omega=\omega_{gc}} = 10^{\frac{-1.5}{20}} = 0.84 = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.28)$$

วิศวานิพนธ์เลือกค่าความต้านทานของ $R_1 = 300k\Omega$ และได้ค่าความต้านทานของ $R_2 = 252k\Omega$ การเลือกค่ามุมเฟสของ $G_{EA}(j\omega)$ ที่ $f_{gc} = 10\text{Hz}$ เพื่อให้ได้ค่า PM ของ $G_{CO}(j\omega)G_{EA}(j\omega)$ ที่ยอมรับได้เลือกจากสมการ (4.25) ที่ $\omega = \omega_{gc}$ ดังแสดงตามสมการ (4.29)

$$\angle G_{EA}(j\omega)|_{\omega=\omega_{gc}} = -90^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{gc}}{\omega_{Z,EA}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{gc}}{\omega_{P,EA}}\right) \quad (4.29)$$

นิยามค่าคงที่ KF แสดงตามสมการ (4.30) [50]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$KF = \frac{\omega_{gc}}{\omega_{Z,EA}} = \frac{\omega_{P,EA}}{\omega_{gc}} \quad (4.30)$$

ตัวอย่างของมุมเฟสของ $G_{EA}(j\omega)$ ที่ $\omega = \omega_{gc}$ ที่คำนวณผลได้จากการแทนค่า KF ค่าต่าง ๆ ลงในสมการ (4.29) แสดงตามตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 มุมเฟสของ $G_{EA}(j\omega)$ ที่ $\omega = \omega_{gc}$ จากการแทนค่า KF ค่าต่าง ๆ ของวงจรชดเชยแบบ One zero-pole pair

KF	$\angle G_{EA}(j\omega) _{\omega=\omega_{gc}}$
1.1	-84.55°
1.5	-67.38°
2	-53.13°

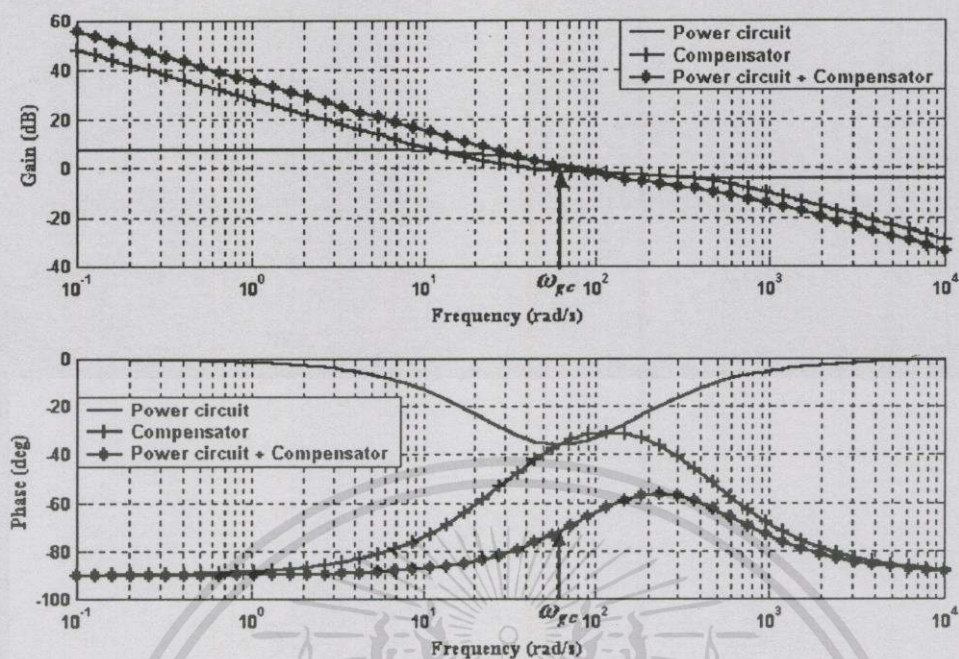
จากตารางที่ 4.2 ถ้าเลือกค่า $KF=2$ แล้วค่าความจุไฟฟ้าของ C_1 คำนวณได้จากสมการ (4.31)

$$C_1 = \frac{KF}{R_2 \omega_{gc}} = \frac{2}{252 \times 10^3 \times 2\pi \times 10} = 126.3 \text{ nF} \quad (4.31)$$

และค่าความจุไฟฟ้าของ C_2 คำนวณได้จากสมการ (4.32)

$$C_2 = \frac{1}{R_2 KF \omega_{gc}} = \frac{1}{252 \times 10^3 \times 2 \times 2\pi \times 10} = 31.6 \text{ nF} \quad (4.32)$$

ผลการคำนวณเขียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $G_{co}(j\omega)G_{EA}(j\omega)$ ที่ออกแบบแสดงตามรูปที่ 4.11 จากรูป ค่า PM ของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงเปิดมีค่าประมาณ 108° ซึ่งเพียงพอสำหรับการผ่อนผันให้กับความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ที่นำมาสร้างวงจรชดเชยในทางปฏิบัติ

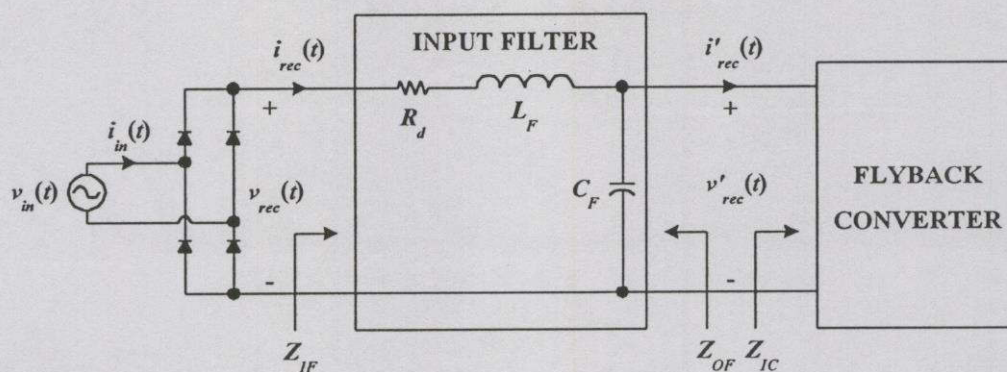


รูปที่ 4.11 ผลการคำนวณเขียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $G_{Co}(j\omega)G_{EA}(j\omega)$ ที่ออกแบบ

4.6 การออกแบบสร้างวงจรกรองทางด้านเข้า

เนื่องจากโครงสร้างของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่แสดงตามรูปที่ 4.1 (ในหน้าที่ 42) เป็นแบบที่มีตัวเหนี่ยวนำปรากฏด้านทางเข้าเฉพาะช่วงเวลาที่อุปกรณ์สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ดังนั้น กระแสไฟฟ้าที่รีปเปิลที่เกิดจากการสวิตช์ซึ่งประกอบอยู่ในกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าจะมีปริมาณมาก และสามารถรบกวนการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่น ๆ ได้ การลดขนาดของกระแสไฟฟ้าที่รีปเปิลนี้ทำได้โดยการใส่วงจรกรองทางด้านเข้าดังแสดงตามรูปที่ 4.12 วิทยานิพนธ์เลือกใช้วงจรกรองทางด้านเข้าเป็นแบบ LC เพราะวงจรกรองแบบนี้ออกแบบสร้างได้ง่าย หลักการที่ใช้ออกแบบวงจรกรองของวิทยานิพนธ์ คือ วงจรกรองต้องสามารถลดทอนขนาดของกระแสไฟฟ้าที่รีปเปิลตามต้องการได้ วงจรกรองควรมีผลกระทบต่อค่าตัวประกอบการกระจัด k_d น้อยที่สุด เพื่อรักษาไว้ซึ่งค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าค่าสูงตามสมการ (2.14) [51] และค่าแกนของอิมพีแดนซ์ทางด้านออกของวงจรกรอง $|Z_{Or}(j\omega)|$, ต้องน้อยกว่าค่าแกนของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีสวิตช์ $|Z_{ic}(j\omega)|$, เพื่อให้ได้มูฟเฟสที่ 0dB น้อยกว่า -180° ซึ่งมีผลให้กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้ามีเสถียรภาพ [52-54] ลำดับขั้นตอนของการออกแบบวงจรกรองของวิทยานิพนธ์มีดังต่อไปนี้

1. เลือกค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรอง f_r ที่ทำให้ได้อัตราการลดทอน A_r ของขนาดของกระแสไฟฟ้าที่รีปเปิลที่ค่าความถี่ของการสวิตช์ f_s ตามต้องการดังแสดงตามสมการ (4.33) $f_r = 1/2\pi(L_r C_p)^{1/2}$ และค่าความชันของอัตราลดทอนของวงจรกรองชนิด LC คือ -40dB/decade



รูปที่ 4.12 วงจรกรองทางด้านเข้าแบบ LC และทิศทางการพิจารณาอิมพีแดนซ์

$$f_r = 10^{\frac{A_r}{40}} f_s \quad (4.33)$$

2. เลือกค่าความจุไฟฟ้าของ C_F ซึ่งเงื่อนไขสำหรับการเลือกมีอยู่สองประการ เงื่อนไขประการแรกคือ ลดผลกระทบของการเรโซแนนซ์ที่เป็นผลจากการต่อขนานของ C_F และ L_M ในขณะที่อุปกรณ์สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าให้น้อยที่สุด การเรโซแนนซ์จะทำให้เกิดความผิดปกติของรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กและรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s [51] นั่นคือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ต้องน้อยกว่าค่าความถี่ของการสวิตช์อย่างเพียงพอ ตัวอย่าง เช่น $f_r = f_s/10$ เงื่อนไขประการที่สองคือ มุมเฟสของอิมพีแดนซ์ทางเข้าของวงจรกรอง $\angle Z_{IF}(j\omega)$ ที่ค่าความถี่ $2f_L$ ควรมีขนาดน้อยที่สุด สาเหตุเพราะ $\angle Z_{IF}(j\omega)$ มีผลกระทบต่อค่าตัวประกอบการกระจัด k_d ที่ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางเข้ามีค่าต่ำ [1], [51] วิทยานิพนธ์กำหนดเงื่อนไขของการเลือกค่าความจุไฟฟ้าของ C_F ที่ทำให้ได้ค่าความถี่มุม (Comer frequency) $1/R_e C_F \geq 7.5 \cdot 2\pi(2f_r)$ ดังแสดงตามสมการ (4.34) $R_{e,min}$ คือ ความต้านทานเสมือนทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ค่าต่ำสุด

$$C_F \leq \frac{0.13}{4\pi f_L R_{e,min}} \quad (4.34)$$

3. ค่าความเหนี่ยวนำของ L_F คำนวณผลได้จากสมการ (4.35)

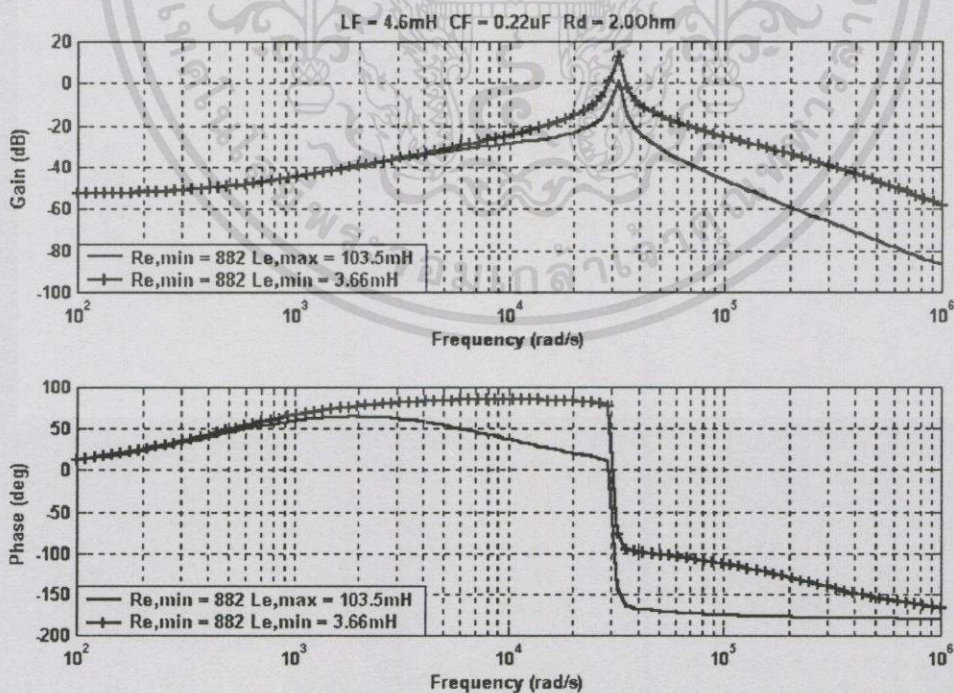
$$L_F = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_F} \quad (4.35)$$

ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ออกแบบวงจรกรองของวิทยานิพนธ์ คือ $A_r = -40\text{dB}$, $f_s = 50\text{kHz}$, $f_L = 50\text{Hz}$, $R_{e,\min} = 882\Omega$ และ $R_{e,\max} = 1,058\Omega$ (สมการ (3.18)-(3.20)) ซึ่งได้ผลการคำนวณของ $f_r = 5\text{kHz}$ และ $C_F \leq 0.23\mu\text{F}$ วิทยานิพนธ์เลือก $C_F = 0.22\mu\text{F}$ และได้ผลการคำนวณของ $L_F = 4.6\text{mH}$ การพิจารณาเงื่อนไขของเสถียรภาพที่ $|Z_{OF}(j\omega)| < |Z_{IC}(j\omega)|$ เริ่มจากการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของ $Z_{OF}(j\omega)$ และ $Z_{IC}(j\omega)$ ดังแสดงตามสมการ (4.36) R_d คือ ความต้านทานปรสิติกที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณและความยาวของลวดทองแดงที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำ L_F , L_e คือ ความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก โดย $L_e = [(2-d)/d^2]L_M$ [55]

$$Z_{OF}(j\omega) = (R_d + j\omega L_F) \parallel \frac{1}{j\omega C_F} = \frac{(j\omega)L_F + R_d}{(j\omega)^2 L_F C_F + (j\omega)R_d C_F + 1} \quad (4.36)$$

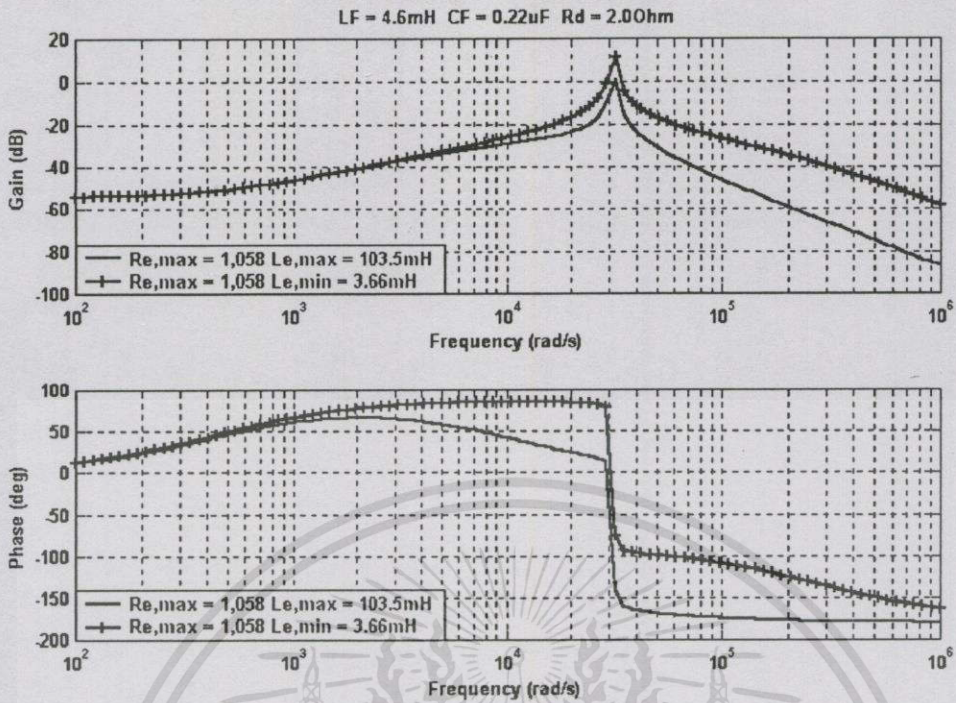
$$Z_{IC}(j\omega) = (j\omega)L_e + R_e$$

L_e มีค่ามากที่สุด เมื่อ $d = D_{\min} = 0.2$ และ L_e มีค่าน้อยที่สุด เมื่อ $d = D_{\max} = 0.85$ ซึ่งมีผลการคำนวณสำหรับ $L_M = 2.3\text{mH}$ คือ $L_{e,\max} = 103.5\text{mH}$ และ $L_{e,\min} = 3.66\text{mH}$ ผลการคำนวณเขียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $Z_{OF}(j\omega)/Z_{IC}(j\omega)$ แสดงตามรูปที่ 4.13



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

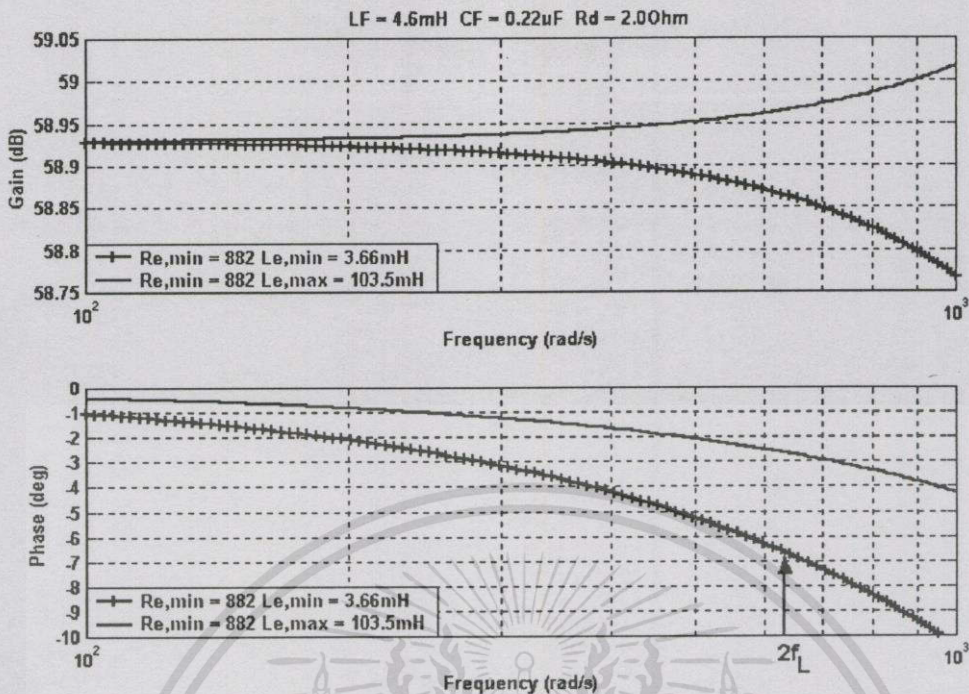
รูปที่ 4.13 ผลการคำนวณเขียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $Z_{OF}(j\omega)/Z_{IC}(j\omega)$ โดย
 (a) $R_e = 882\Omega$ ($V_{in,rms} = 210V$, $P_o = 50W$) (b) $R_e = 1,058\Omega$ ($V_{in,rms} = 230V$, $P_o = 50W$)

จากรูปที่ 4.13 (a) และ (b) $|Z_{OF}(j\omega)|/|Z_{IC}(j\omega)|$ ที่มุมเฟส -180° มีขนาดน้อยกว่า 0dB ซึ่งแสดงว่า
 เงื่อนไข $|Z_{OF}(j\omega)| < |Z_{IC}(j\omega)|$ เป็นจริง และได้ความถี่มีเสถียรภาพตามข้อกำหนดของ Grigore V.
 [52] และ Spiazzi G. [53] สำหรับผลกระทบของวงจรกรองที่มีต่อค่า k_ϕ สามารถพิจารณาได้จาก
 ฟังก์ชันถ่ายโอนของอิมพีแดนซ์ทางดำนเข้าของวงจรกรอง $Z_{IF}(j\omega)$ ดังแสดงตามสมการ (4.37)

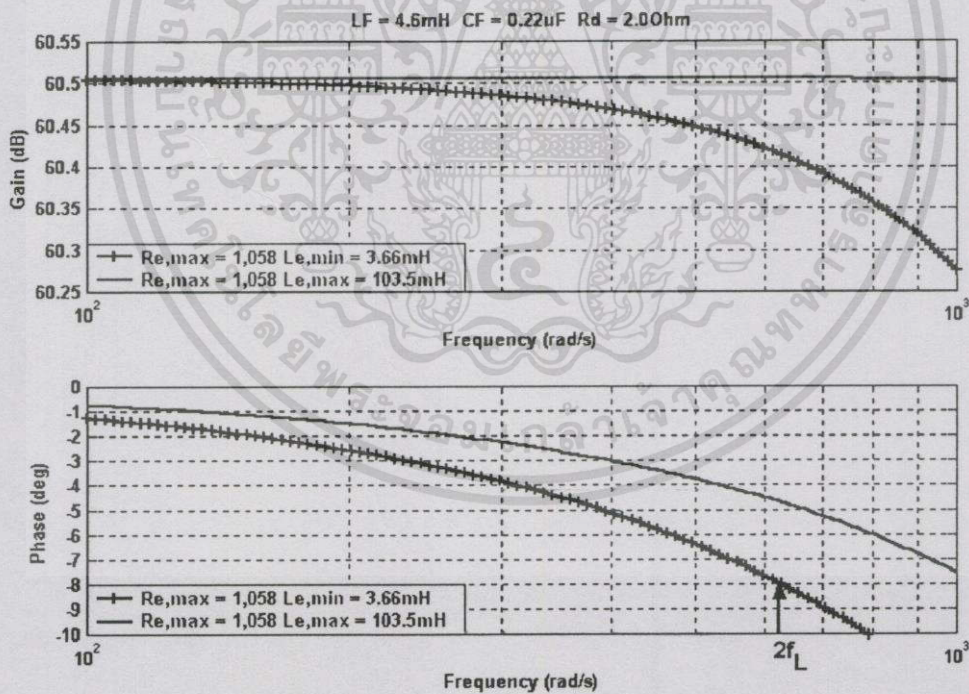
$$\begin{aligned}
 Z_{IF}(j\omega) &= (R_d + j\omega L_F) + \left[\frac{1}{j\omega C_F} \parallel (R_e + j\omega L_e) \right] \\
 &= \frac{1}{(j\omega)^2 L_e C_F + (j\omega) C_F R_e + 1} \left\{ (j\omega)^3 L_e L_F C_F + (j\omega)^2 C_F (L_e R_d + L_F R_e) \right. \\
 &\quad \left. + (j\omega)(L_e + L_F + C_F R_d R_e) + (R_d + R_e) \right\}
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

ผลการคำนวณเขียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $Z_{IF}(j\omega)$ ของวงจรกรองที่ออกแบบแสดง
 ตามรูปที่ 4.14 จากรูปมุมเฟสของ $Z_{IF}(j\omega)$ ที่ค่าความถี่เป็น $2f_L$ (628.32rad/s) มีขนาดสูงสุด คือ -8°

โดยประมาณ ซึ่งแสดงว่า $i_m(t)$ นำ (Lead) $v_m(t)$ เนื่องจากผลของ C_F ของวงจรกรองทางดำนเข้า
 เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

รูปที่ 4.14 ผลการคำนวณเขียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $Z_{IF}(j\omega)$ ของวงจรกรองที่ออกแบบ โดย (a) $R_e = 882\Omega$ ($V_{in,rms} = 210V, P_o = 50W$) (b) $R_e = 1,058\Omega$ ($V_{in,rms} = 230V, P_o = 50W$)

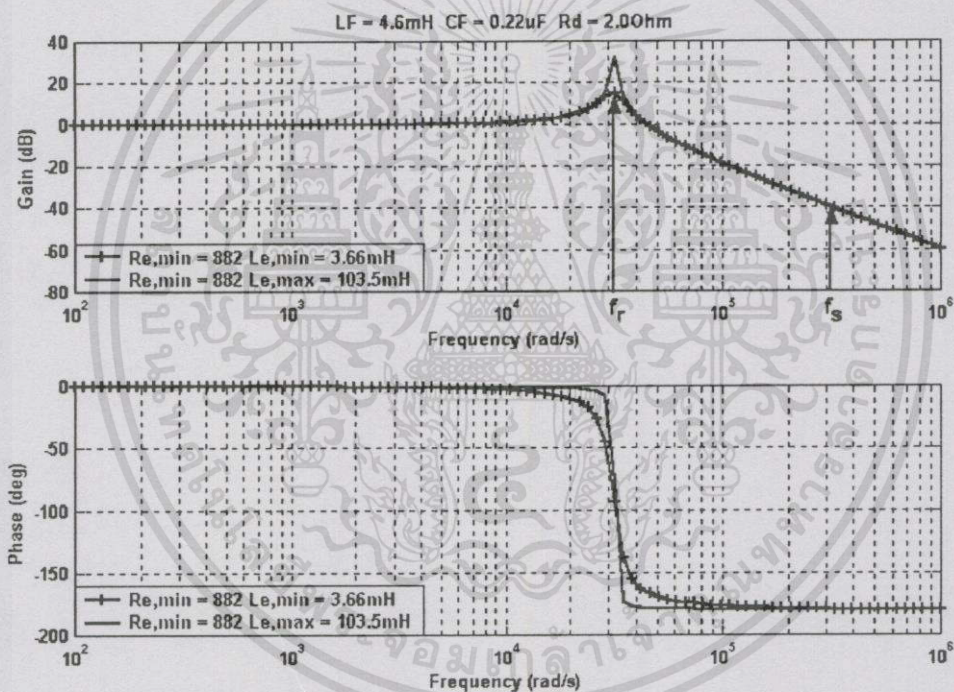
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.12 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรทางด้านเข้า $T_{IF}(j\omega)$, คำนวณได้ตามสมการ (4.38)

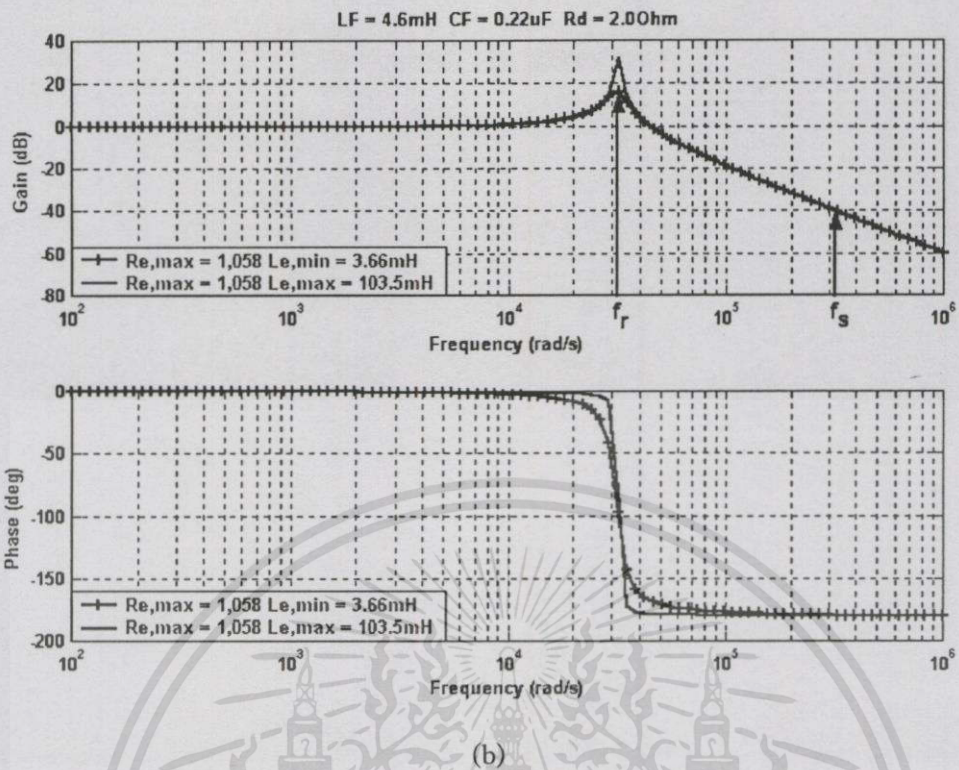
$$T_{IF}(j\omega) = \frac{Z_{IC}(j\omega)}{Z_{IC}(j\omega) + Z_{OF}(j\omega)}$$

$$= \frac{(j\omega)L_e + R_e}{(j\omega)^3 L_e L_F C_F + (j\omega)^2 C_F (L_e R_d + L_F R_e) + (j\omega)(L_e + L_F + C_F R_d R_e) + (R_d + R_e)} \quad (4.38)$$

ผลการตอบสนองต่อความถี่ของ $T_{IF}(j\omega)$ แสดงตามรูปที่ 4.15 จากรูป อัตราการลดทอน A_T ที่ค่าความถี่ของการสวิตช์ $f_s = 50\text{kHz}$ ($3.14 \times 10^5 \text{ rad/s}$) มีขนาด -40dB ตามต้องการ



(a)



รูปที่ 4.15 ผลการคำนวณเขียนแบบการตอบสนองต่อความถี่ของ $T_{IF}(j\omega)$ ของวงจรกรองที่ออกแบบ โดย (a) $R_e = 882\Omega$ ($V_{in,rms} = 210V$, $P_o = 50W$)
 (b) $R_e = 1,058\Omega$ ($V_{in,rms} = 230V$, $P_o = 50W$)

การออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำยังคงใช้เทคนิคการเลือกขนาดของแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ A_p , ซึ่งค่า A_p มีฟังก์ชันดังแสดงตามสมการ (4.39) [40] E คือ พลังงานที่สะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำ, K_C คือ อัตราส่วนระหว่างกระแสไฟฟ้าสูงสุดและกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส (Crest factor) โดยค่า K_C มีผลการคำนวณเป็น 1.1 สำหรับรูปสัญญาณแบบพัลส์ที่มีริบเปิดขนาดเล็กน้อยประกอบอยู่ [1] K_w , J และ B_{max} มีความหมายเหมือนกับความหมายที่กำหนดไว้ในสมการ (4.1)

$$A_p = A_C A_W = \frac{2E}{K_w K_C J B_{max}} \quad (4.39)$$

E คำนวณผลได้ตามสมการ (4.40) $I_{in,pk}$ คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้าและ ΔI_L คือ กระแสไฟฟ้าริบเปิดที่ไหลผ่าน L_F

$$E = \frac{1}{2} L_F \left(I_{in, pk} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \quad (4.40)$$

$I_{in, pk}$ คำนวณผลได้ตามสมการ (4.41)

$$I_{in, pk} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\eta_{fb} V_{in, rms}} \quad (4.41)$$

กำหนดให้ $P_o = 50W$ $\eta_{fb} = 0.75$ $V_{in, rms} = 210V$ คำนวณผล $I_{in, pk} = 0.45A$ และเลือก $\Delta I_L = 0.1 I_{in, pk}$ วิทยานิพนธ์เลือกค่าความเหนี่ยวนำของ L_F เป็น $5mH$ แล้วใช้การปรับระยะของช่องอากาศเพื่อให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำค่า $4.6mH$ ในภายหลัง ค่า E ที่คำนวณผลจากสมการ (4.40) คือ $5.58 \times 10^{-4} J$ กำหนดให้ $K_w = 0.6$, $J = 3A/mm^2$ และ $B_{max} = 0.2T$ ค่า A_p ที่คำนวณผลจากสมการ (4.39) คือ $2,818.2mm^4$ โดยประมาณ วิทยานิพนธ์เลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI30/26K ($A_C = 111mm^2$, $A_w = 61.2mm^2$, $A_p = 6,793.2mm^4$)

จำนวนรอบของขดลวดทองแดง N , คำนวณผลได้ตามสมการ (4.42)

$$N = \frac{L_F \left(I_{in, pk} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)}{A_C B_{max}} \quad (4.42)$$

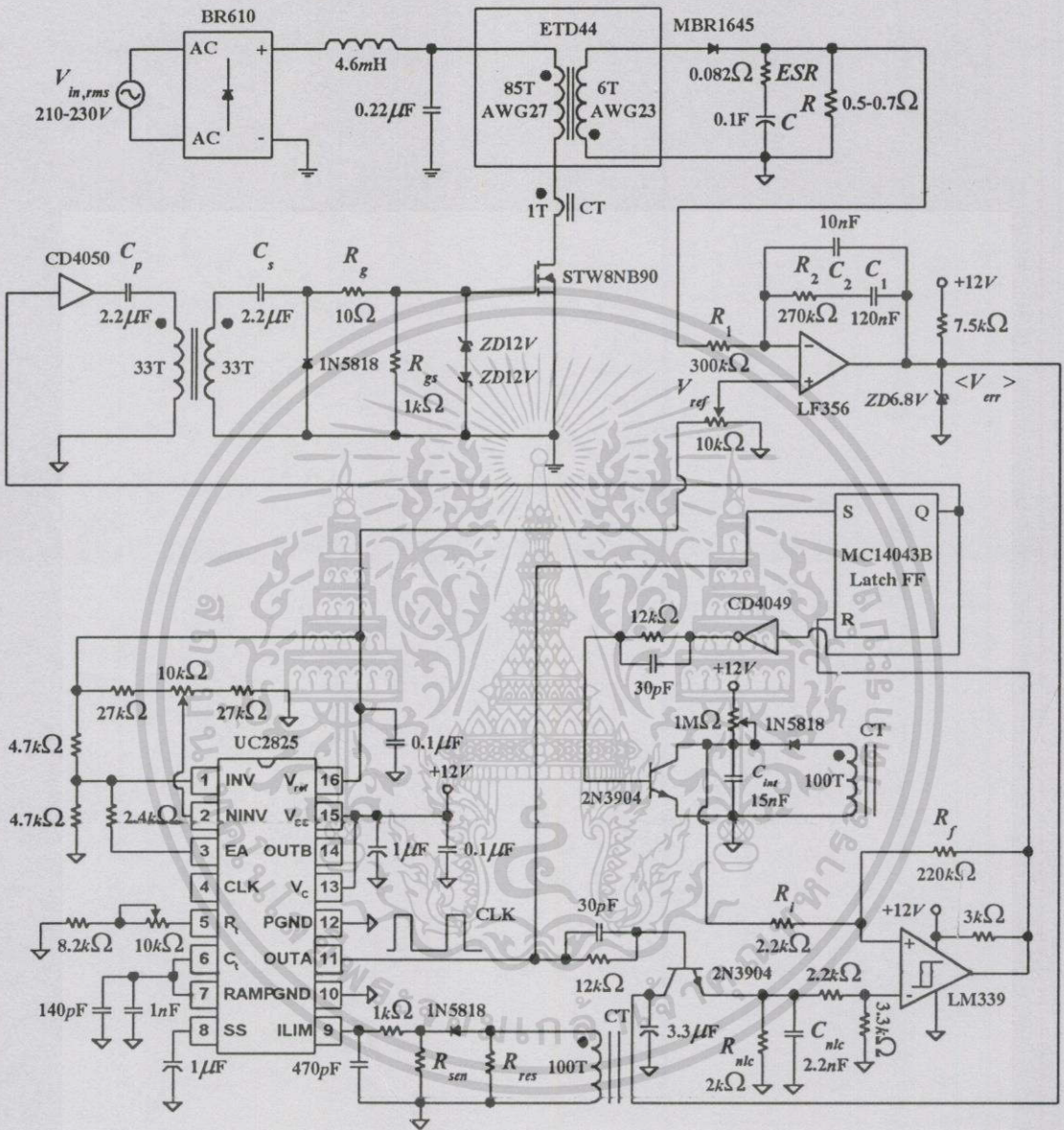
จำนวนรอบที่คำนวณได้ คือ 107 รอบ

พื้นที่ตัดขวางของขดลวดทองแดงที่ $J = 3A/mm^2$ และ $I_{in, rms} = 0.32A$ คือ $0.107mm^2$ วิทยานิพนธ์เลือกขดลวดทองแดงเบอร์ AWG27 ($a_{27} = 0.1022mm^2$) จำนวนหนึ่งเส้นสำหรับพันตัวเหนี่ยวนำ ความเป็นไปได้ในการบรรจุขดลวดลงในพื้นที่ที่ใช้พันขดลวดของแกนแบบ EI30/26K สามารถตรวจสอบได้ด้วยสมการ (4.8) คือ $A_w K_w \geq a_{27} N$ โดย $A_w K_w = 36.72mm^2$ และ $a_{27} N = 10.93mm^2$ แสดงว่าแกนที่เลือกสามารถบรรจุจำนวนขดลวดทั้งหมดได้

ระยะของช่องอากาศ l_g , ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำของ $L_F = 4.6mH$ คำนวณผลได้ตามสมการ (4.43)

$$l_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_C}{L_F} \quad (4.43)$$

I_g ที่คำนวณได้ คือ 0.35mm โดยประมาณ วงจรต้นแบบของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ของงานวิจัยแสดงตามรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 วงจรต้นแบบของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ออกแบบ

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

เนื่องจากคุณสมบัติสองประการที่ต้องการจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่ออกแบบสร้างขึ้น คือ คุณสมบัติ PFC ทางด้านเข้าและคุณสมบัติ DC/DC ทางด้านออกตามที่ได้นำเสนอในบทที่สามของวิทยานิพนธ์ การทดลองจึงมุ่งประเด็นไปที่การพิสูจน์คุณสมบัติทั้งสองประการดังกล่าว โดยมีรายละเอียดของการทดลองดังต่อไปนี้

5.1 การทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังที่เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

5.2 การทดลองการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

5.3 การทดสอบความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า

5.4 การทดสอบความสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า

5.5 การทดสอบความสามารถรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก อุปกรณ์และเครื่องมือวัดที่ใช้ทำการทดลอง ได้แก่

1. Digital Oscilloscope ของ Tektronix รุ่น TDS754D

2. Voltage Probe ของ Tektronix รุ่น P6139A

3. High-Voltage Differential Probe ของ Tektronix รุ่น P5205

4. Current Probe ของ Tektronix รุ่น TCP202 (15A Max.) และรุ่น A6303 (100A Max.)

6. DC Power Supply ของ GW รุ่น GPC-3020D

7. Autotransformer ของ Matsunaga

5.1 การทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังที่เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก
วิธีทดลองดำเนินการตามขั้นตอนต่อไปนี้

1. จ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงขนาด 12V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

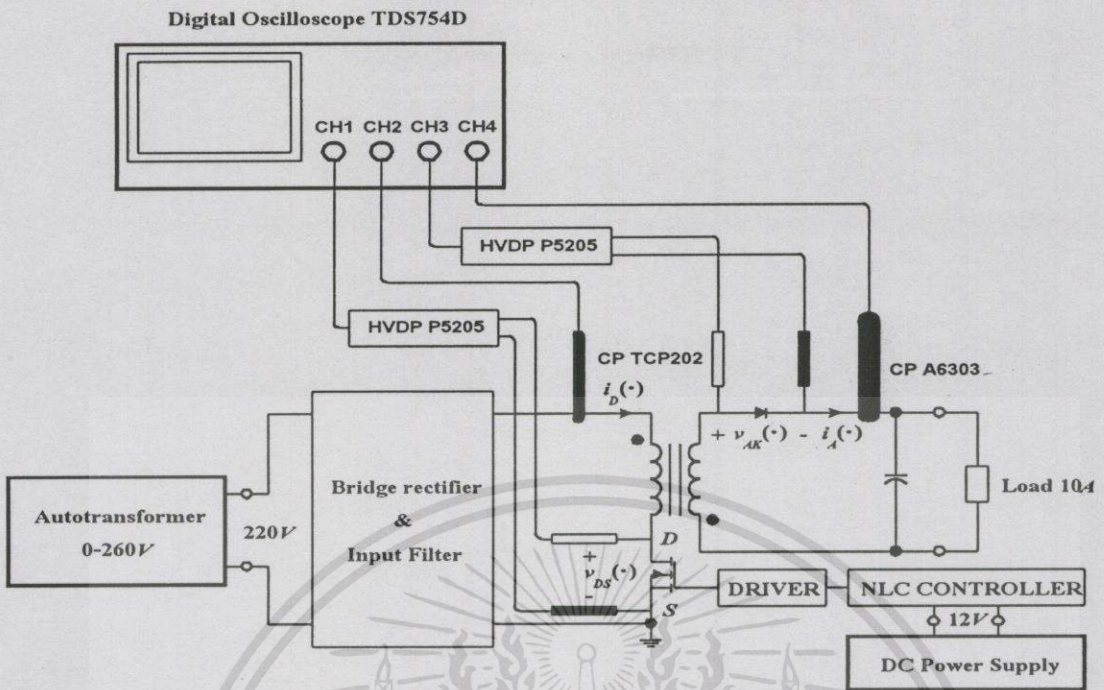
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด 220V จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง

3. บันทึกภาพของรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าแครน-ชอร์ส $v_{ds}(\cdot)$, และรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าแครน $i_D(\cdot)$, ของมอสเฟตกำลัง รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าอาโนด-คาโทด $v_{AK}(\cdot)$, และรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าอาโนด $i_A(\cdot)$, ของไดโอดกำลัง

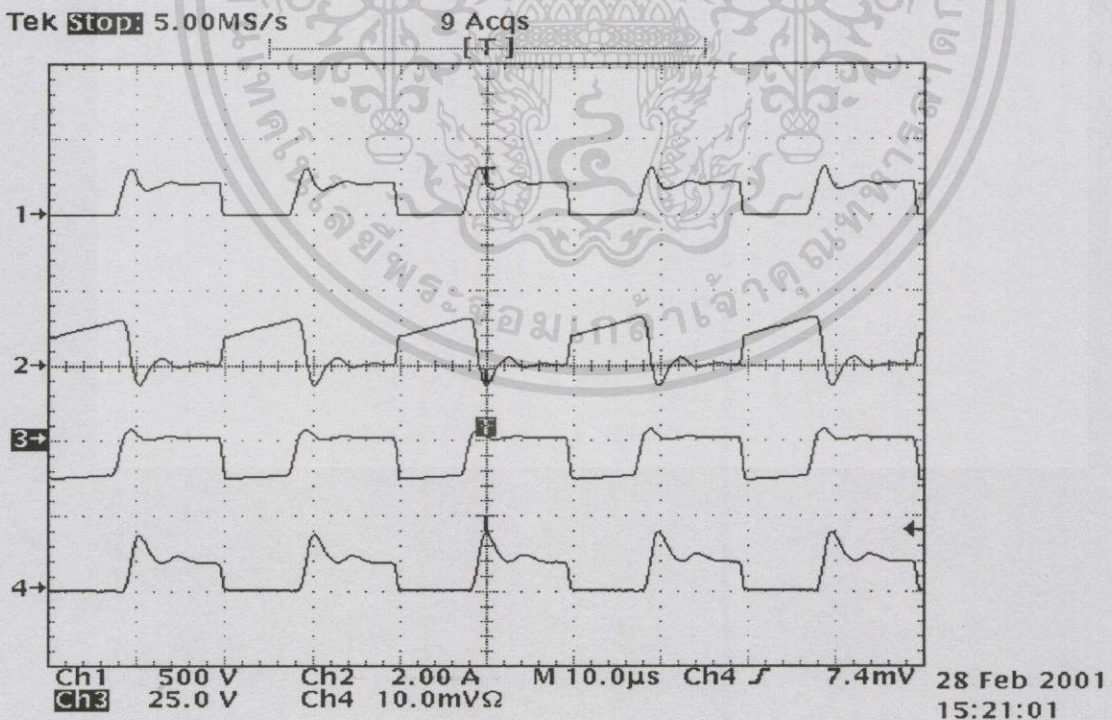
การจัดชุดทดลองแสดงตามรูปที่ 5.1 และผลการทดลองแสดงตามรูปที่ 5.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 การจัดชุดทดลองสำหรับทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังที่เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก



รูปที่ 5.2 ผลการทดลองของการทำงานของวงจรภาคกำลังที่เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

โดย CH1: $v_{DS}(\cdot)$ CH2: $i_D(\cdot)$ CH3: $v_{AK}(\cdot)$ CH4: $i_A(\cdot)$ (20A/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การทดลองการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

วิธีทดลองดำเนินการตามขั้นตอนต่อไปนี้

1. จ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงขนาด 12V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

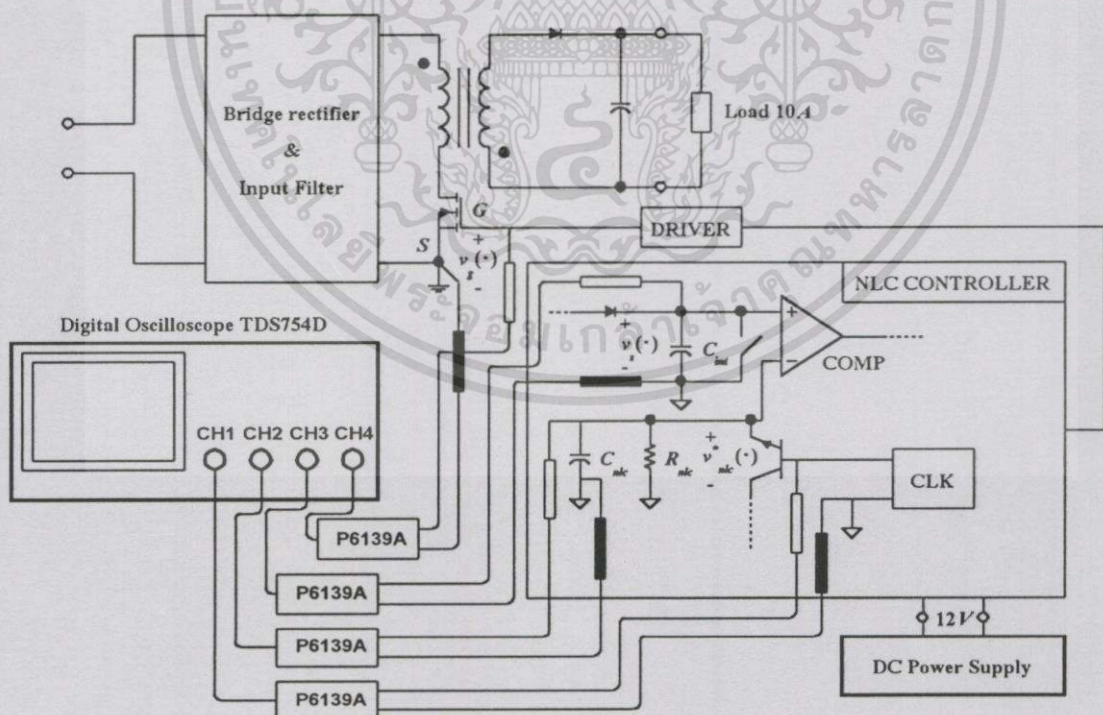
2. บันทึกภาพของรูปสัญญาณต่อไปนี้

2.1 รูปสัญญาณนาฬิกา CLK

2.2 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น $v_{nlc}(\cdot)$, ที่ได้แก่รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_{nlc}

2.3 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้า $v_s(\cdot)$, ที่เป็นปฏิภาคโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ $i_s(\cdot)$, ที่ได้แก่ รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_{int}

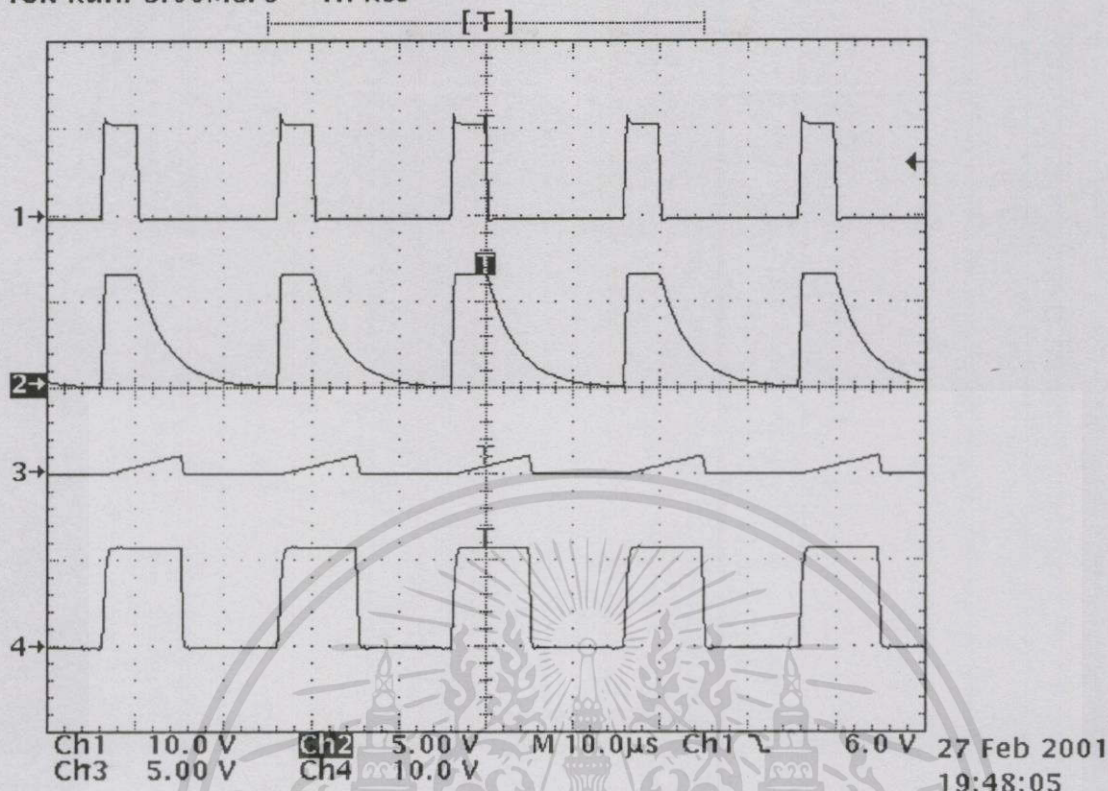
2.4 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ $v_g(\cdot)$, ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก ที่ได้แก่ รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมเกด-ชอร์สของมอสเฟตกำลัง การจับชุดทดลองแสดงตามรูปที่ 5.3 และผลการทดลองแสดงตามรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.3 การจับชุดทดลองสำหรับทดลองการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 5.00MS/s Hi Res



รูปที่ 5.4 ผลการทดลองของการทดลองการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ $v_g(\cdot)$, ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

โดย CH1: CLK CH2: $v_{mc}(\cdot)$ CH3: $v_g(\cdot)$ CH4: $v_g(\cdot)$

5.3 การทดสอบความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า
วิธีทดลองดำเนินการตามขั้นตอนต่อไปนี้

1. จ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงขนาด 12V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด 210V จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง

3. บันทึกภาพของรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ทางด้านเข้า $v_m(t)$, รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ทางด้านเข้า $i_m(t)$, รูปสัญญาณ FFT (Fast Fourier Transform) ของมูฟเฟสของ $v_m(t)$ และรูปสัญญาณ FFT ของมูฟเฟสของ $i_m(t)$ ที่ค่าความถี่หลักมูล (50Hz)

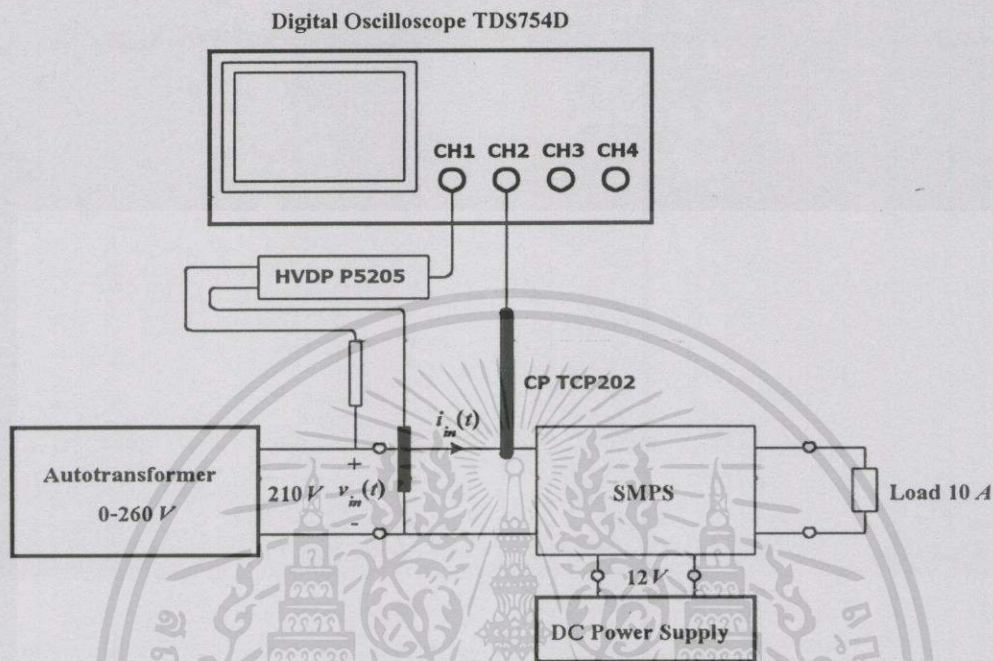
4. เลือกฟังก์ชันการวัดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของออสซิลโลสโคป TDS754D แล้วใช้ฟังก์ชันนี้วัดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกทางด้านเข้าและบันทึกผล

5. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด 220V และ 230V ตามลำดับจาก Autotrans-

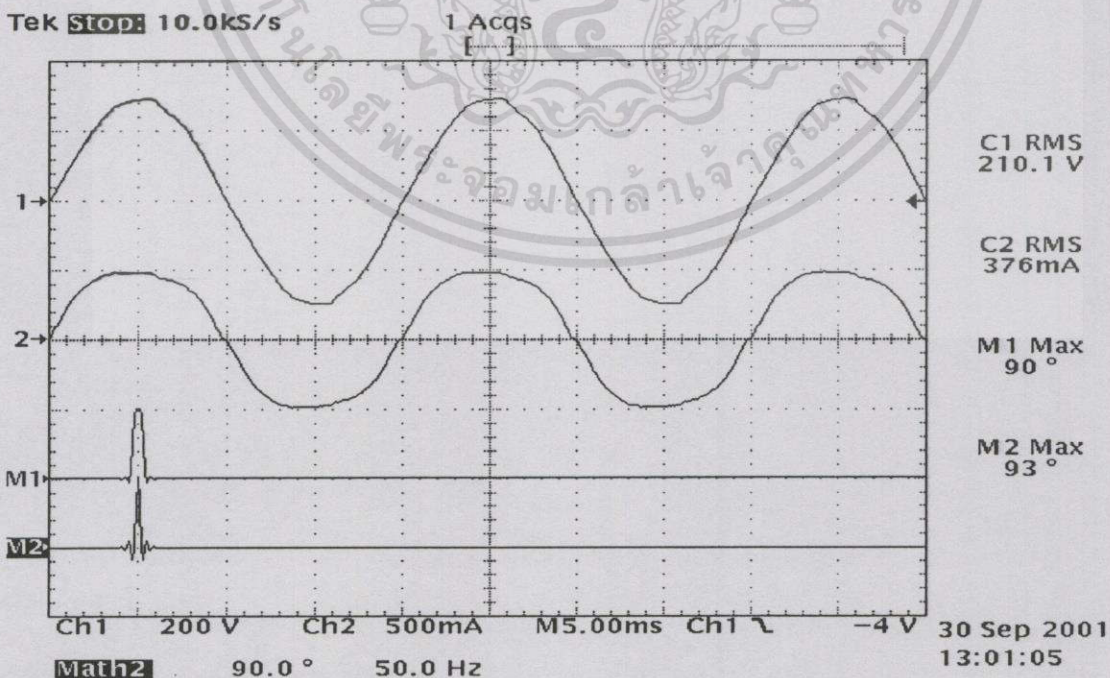
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

former ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อ 3. และข้อ 4. กับแรงดันไฟฟ้าทั้งสองค่า การจัดชุดทดลองแสดงตามรูปที่ 5.5 และผลการทดสอบแสดงตามรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.5 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า

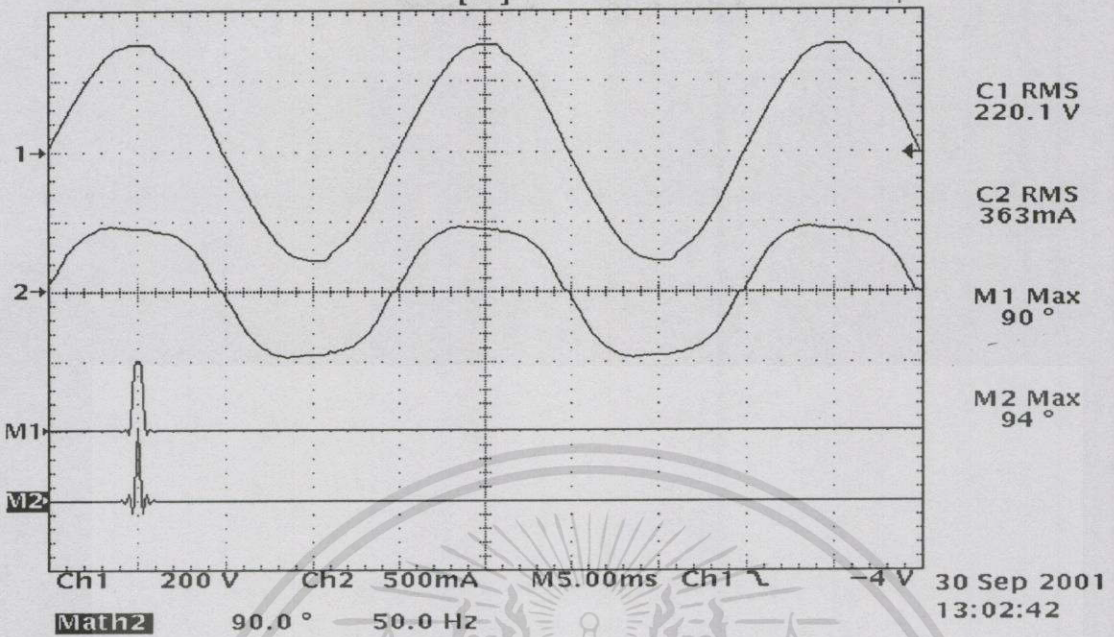


(a) $k_{\phi} = 0.9986$ (Leading)

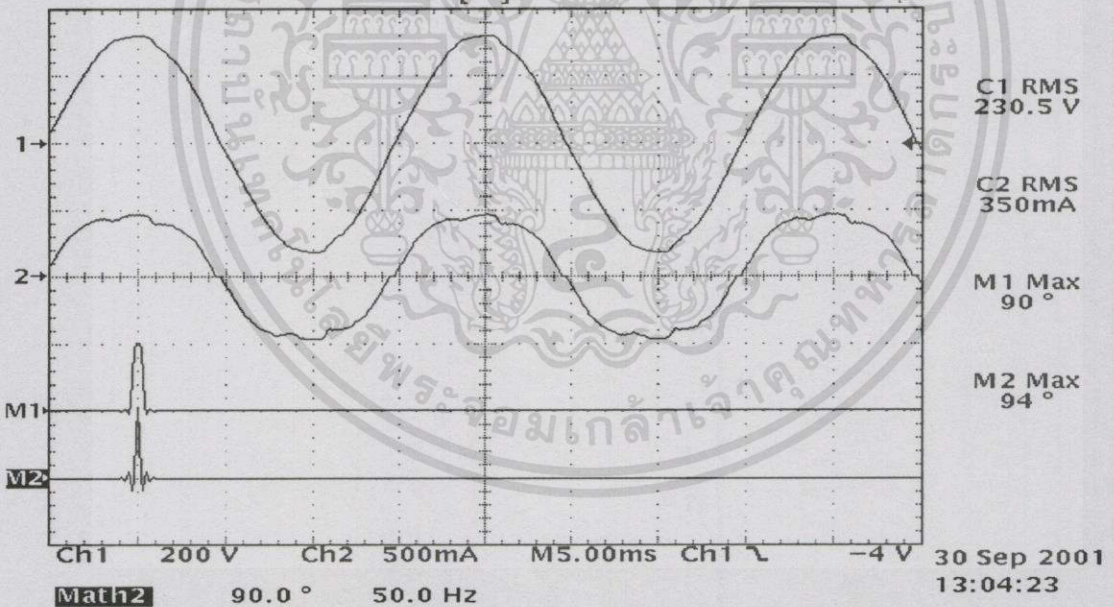
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek **Stop:** 10.0kS/s

2 Acqs

(b) $k\phi = 0.9976$ (Leading)Tek **Stop:** 10.0kS/s

10 Acqs

(c) $k\phi = 0.9976$ (Leading)

รูปที่ 5.6 ผลการทดลองของการทดสอบความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของกระแสไฟฟ้าสลับทาง
ด้านเข้า โดย CH1: $v_n(t)$ CH2: $i_n(t)$ M1: FFT ของมุมเฟสของ $v_n(t)$ ที่ค่าความถี่หลักมูล
M2: FFT ของมุมเฟสของ $i_n(t)$ ที่ค่าความถี่หลักมูล

(a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์โมนิกที่ประกอบอยู่ในกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและผลการคำนวณค่า %THD, ของกระแสไฟฟ้านี้ที่คำนวณผลจากสมการ (2.7) (ในหน้าที่ 7) แสดงตามตารางที่ 5.2 โดยมีมาตรฐานฮาร์โมนิกของ IEC 1000-3-2 class D [16] ที่นิยามตามตารางที่ 5.1 เป็นขีดจำกัด

ตารางที่ 5.1 มาตรฐานฮาร์โมนิกของ IEC 1000-3-2 class D

อันดับของฮาร์โมนิก (n)	ขนาดของกระแสไฟฟ้าฮาร์โมนิกสูงสุดต่อกำลังไฟฟ้าขนาด $1W$ ที่ยอมให้มีได้ (mA_{rms}/W)
3	3.4
5	1.9
7	1.0
9	0.5
11	0.35
$13 \leq n \leq 39$ (เฉพาะจำนวนเต็มที่เป็นเลขคี่)	$3.85/n$

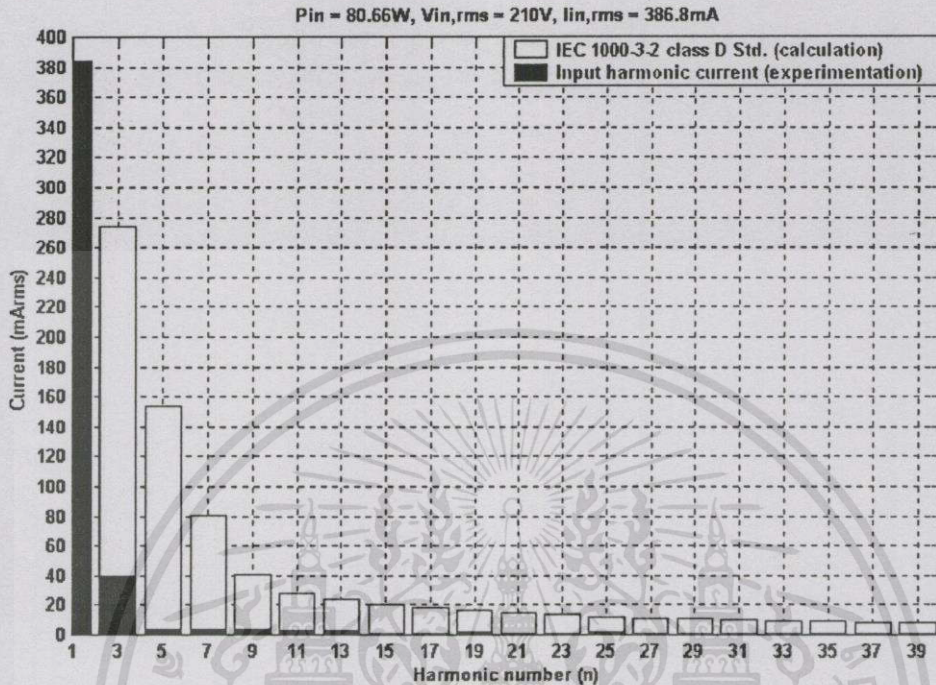
ตารางที่ 5.2 ผลการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกและผลการคำนวณค่า %THD_i ของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าที่เปรียบเทียบกับมาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2

class D

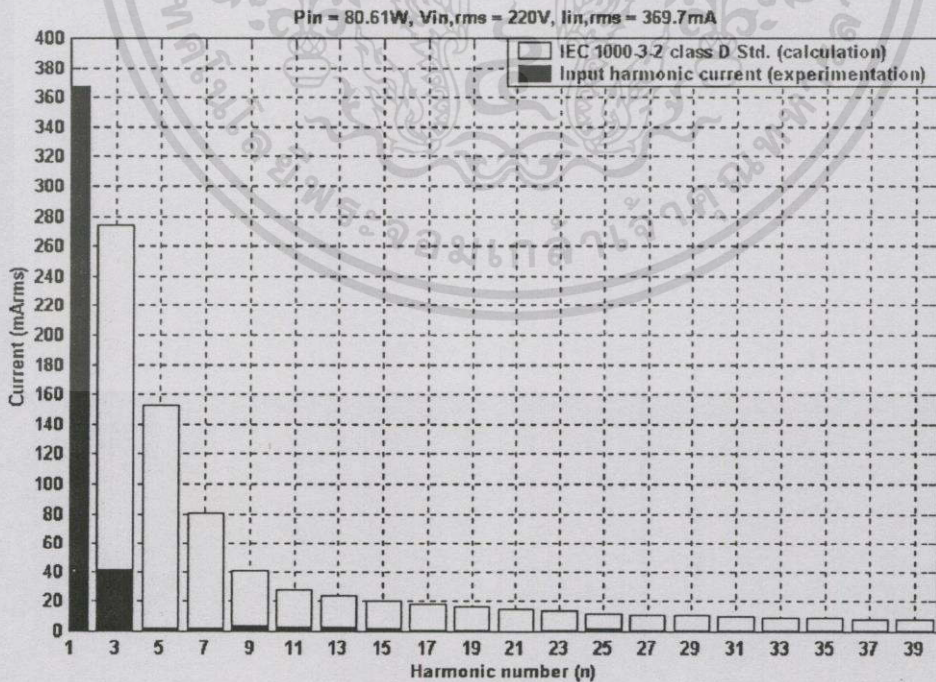
P_{in} (W)	$V_{in,rms}$ (V)	$I_{in,rms}$ (mA)	$I_{rms,(n)}$ (การทดลอง) (mA)															%THD _i	I_o (A)						
			$I_{rms,(1)}$	$I_{rms,(3)}$	$I_{rms,(5)}$	$I_{rms,(7)}$	$I_{rms,(9)}$	$I_{rms,(11)}$	$I_{rms,(13)}$	$I_{rms,(15)}$	$I_{rms,(17)}$	$I_{rms,(19)}$	$I_{rms,(21)}$	$I_{rms,(23)}$	$I_{rms,(25)}$	$I_{rms,(27)}$	$I_{rms,(29)}$			$I_{rms,(31)}$	$I_{rms,(33)}$	$I_{rms,(35)}$	$I_{rms,(37)}$	$I_{rms,(39)}$	
80.66	210	386.8	384.6	40.27	3.71	3.35	3.94	2.72	2.92	1.10	0.92	1.51	0.55	0.79	1.64	0.85	0.67	0.81	0.47	1.02	1.26	0.83	10.7	10	
80.61	220	369.7	367.3	41.69	1.97	1.97	3.98	3.09	2.60	1.46	1.07	1.30	0.31	1.05	1.50	0.55	0.72	0.82	0.54	1.08	1.05	0.66	11.4	10	
82.35	230	361.3	358.9	39.81	7.41	6.76	4.73	4.57	2.88	2.45	1.84	2.26	0.93	1.11	2.21	0.98	1.36	1.68	0.47	1.44	1.43	0.33	11.6	10	
$I_{rms,(n)}$ (IEC 1000-3-2 class D Std.) (คำนวณ)																									
80.66	—	—	—	274.24	153.25	80.66	40.33	28.23	23.89	20.70	18.27	16.34	14.79	13.50	12.42	11.50	10.71	10.02	9.41	8.87	8.39	7.96	—	—	
80.61	—	—	—	274.31	153.29	80.68	40.34	28.24	23.89	20.71	18.27	16.35	14.79	13.50	12.42	11.50	10.71	10.02	9.41	8.87	8.39	7.96	—	—	
82.35	—	—	—	279.99	156.46	82.35	41.17	28.82	24.39	21.14	18.65	16.69	15.10	13.78	12.68	11.74	10.93	10.23	9.61	9.06	8.57	8.13	—	—	

$$P_{in} = V_{in,rms} I_{in,rms} (1)k\phi$$

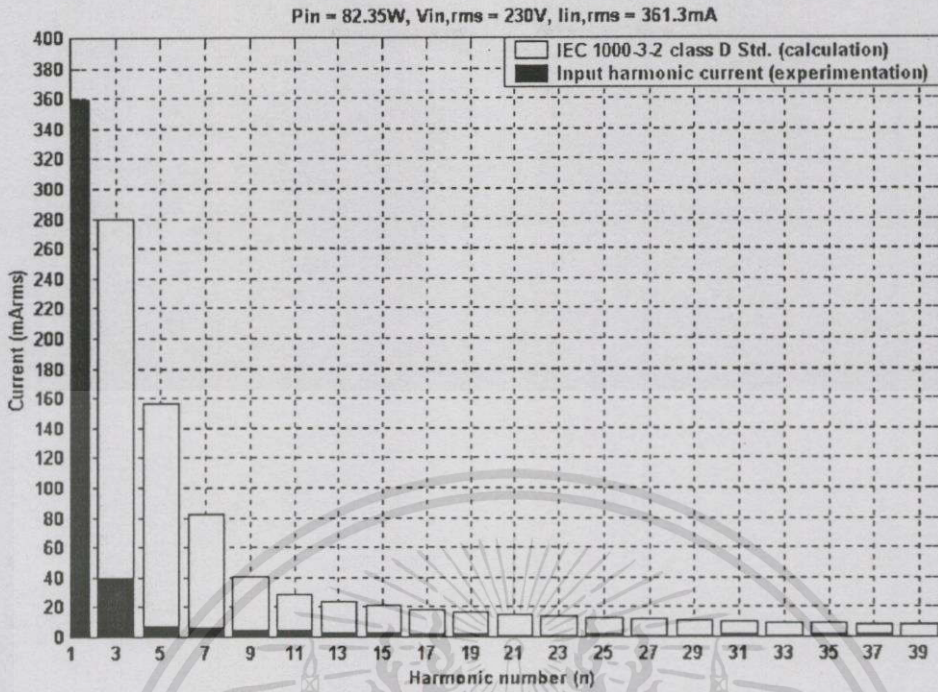
การเปรียบเทียบระหว่างกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ประกอบอยู่ในกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและมาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2 class D ในรูปแบบที่แสดงตามรูปที่ 5.7



(a) %THD_i = 10.7%



(b) %THD_i = 11.4%



(c) $\%THD_i = 11.6\%$

รูปที่ 5.7 การเปรียบเทียบระหว่างกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ประกอบอยู่ในกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและมาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2 class D

(a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$

5.4 การทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า

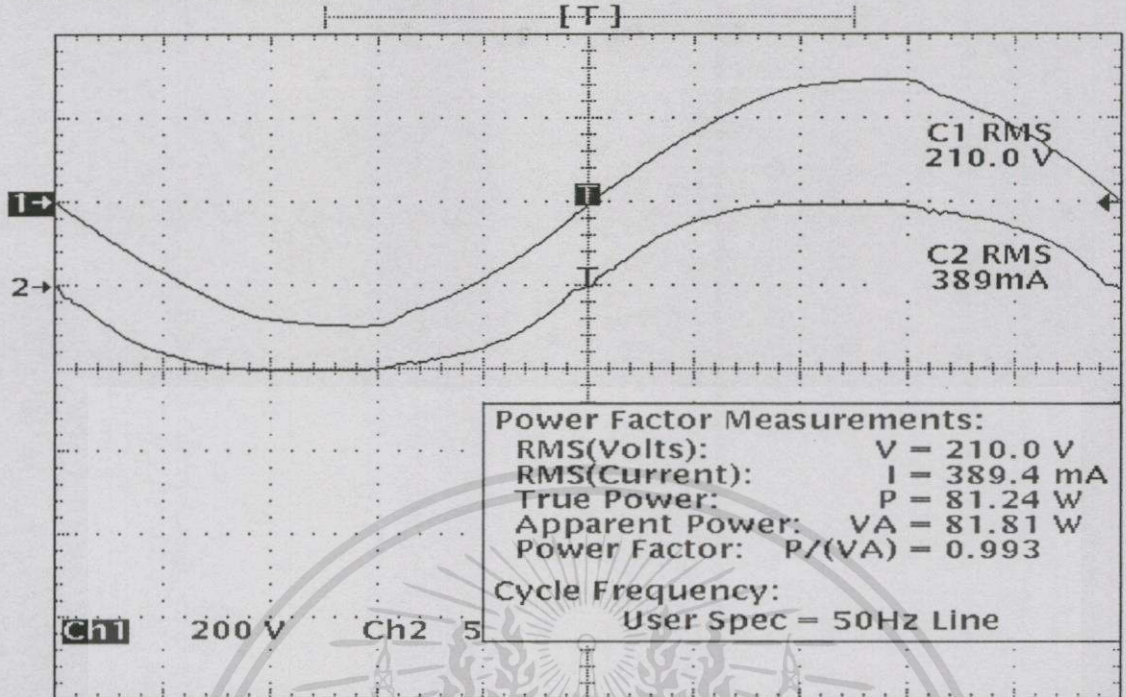
วิธีทดลองดำเนินตามขั้นตอนต่อไปนี้

1. จ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงขนาด $12V$ จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุมแบบพหุชนิดไม่เป็นเชิงเส้น
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด $210V$ จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. บันทึกภาพของรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ทางด้านเข้า $v_{in}(t)$, และรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ทางด้านเข้า $i_{in}(t)$
4. เลือกฟังก์ชันการวัดค่าตัวประกอบกำลังของออสซิลโลสโคป TDS754D แล้วใช้ฟังก์ชันนี้วัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด $220V$ และ $230V$ ตามลำดับจาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อ 3. และข้อ 4. กับแรงดันไฟฟ้าทั้งสองค่า

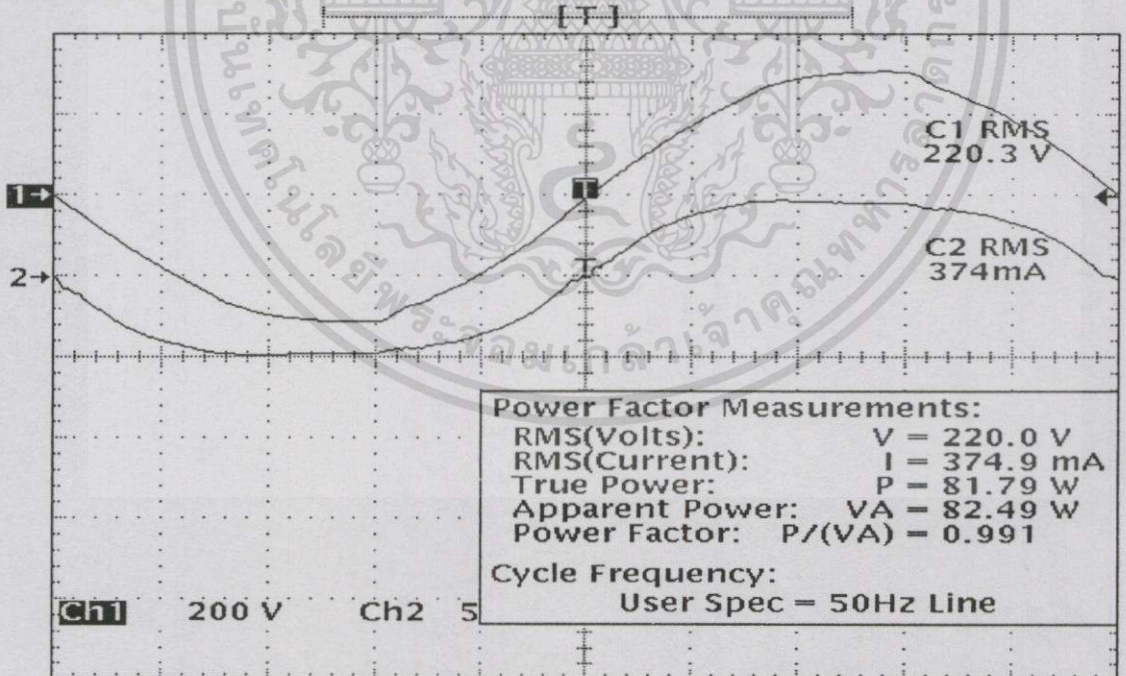
การจัดชุดทดลองเหมือนกับรูปที่ 5.5 และผลการทดสอบแสดงตามรูปที่ 5.8

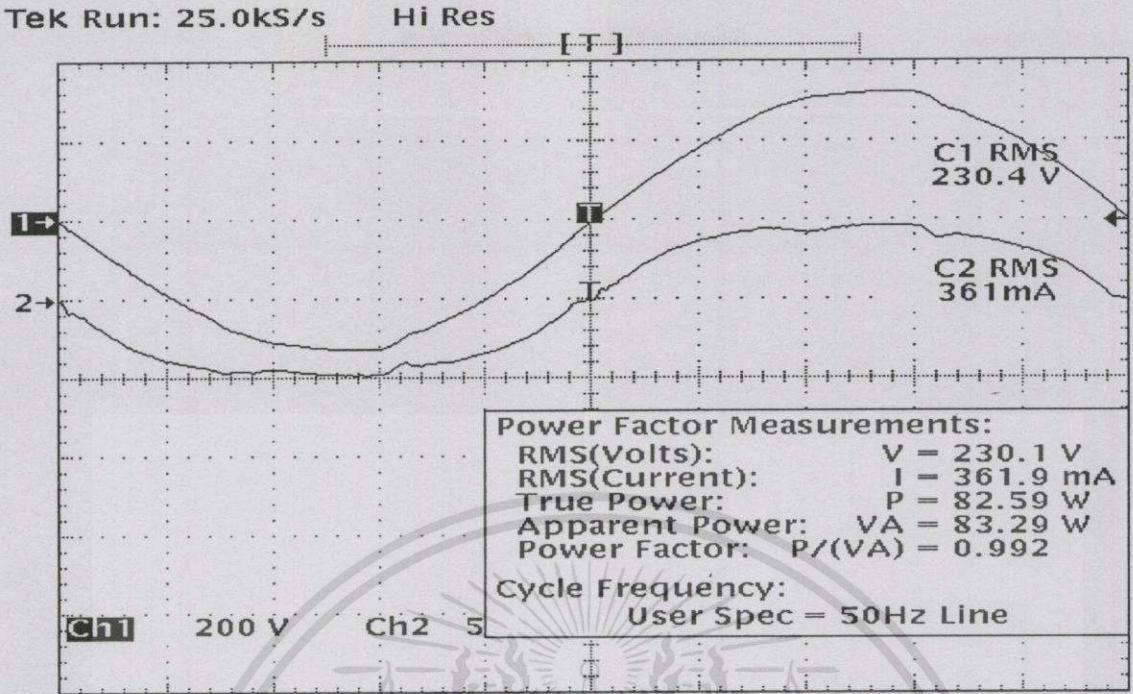
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 25.0kS/s Hi Res

(a) $pf = 0.993$

Tek Run: 25.0kS/s Hi Res

(b) $pf = 0.991$



(c) $pf = 0.992$

รูปที่ 5.8 ผลการทดลองของการทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้า

โดย CH1: $v_{in}(t)$ CH2: $i_{in}(t)$ (a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$

5.5 การทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก

การทดสอบแบ่งออกเป็นสามการทดสอบย่อย ได้แก่

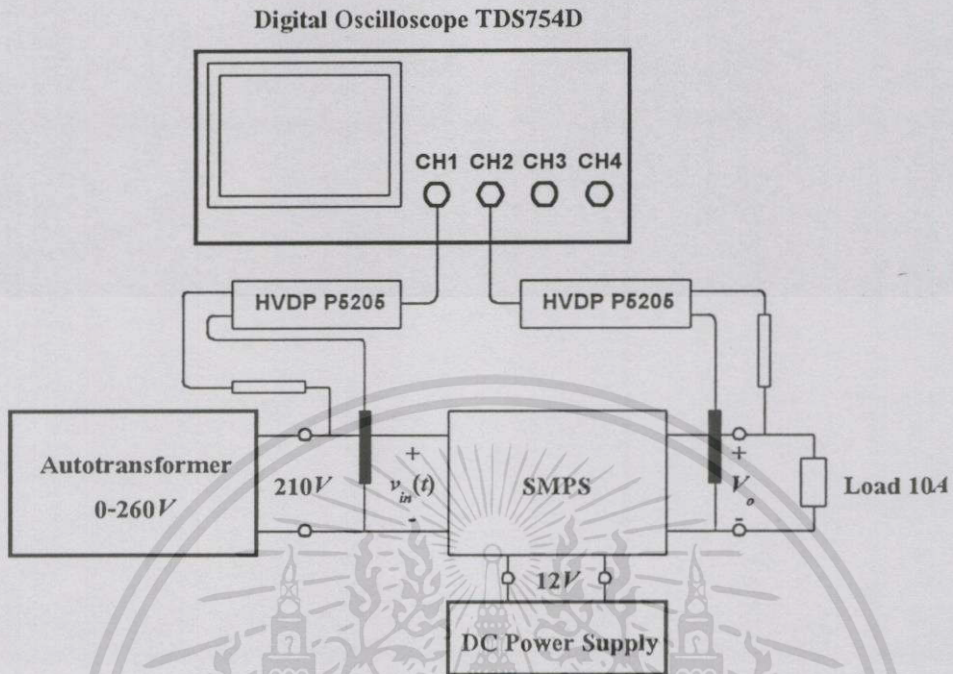
5.5.1 การทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า

วิธีทดลองดำเนินการตามขั้นตอนต่อไปนี้

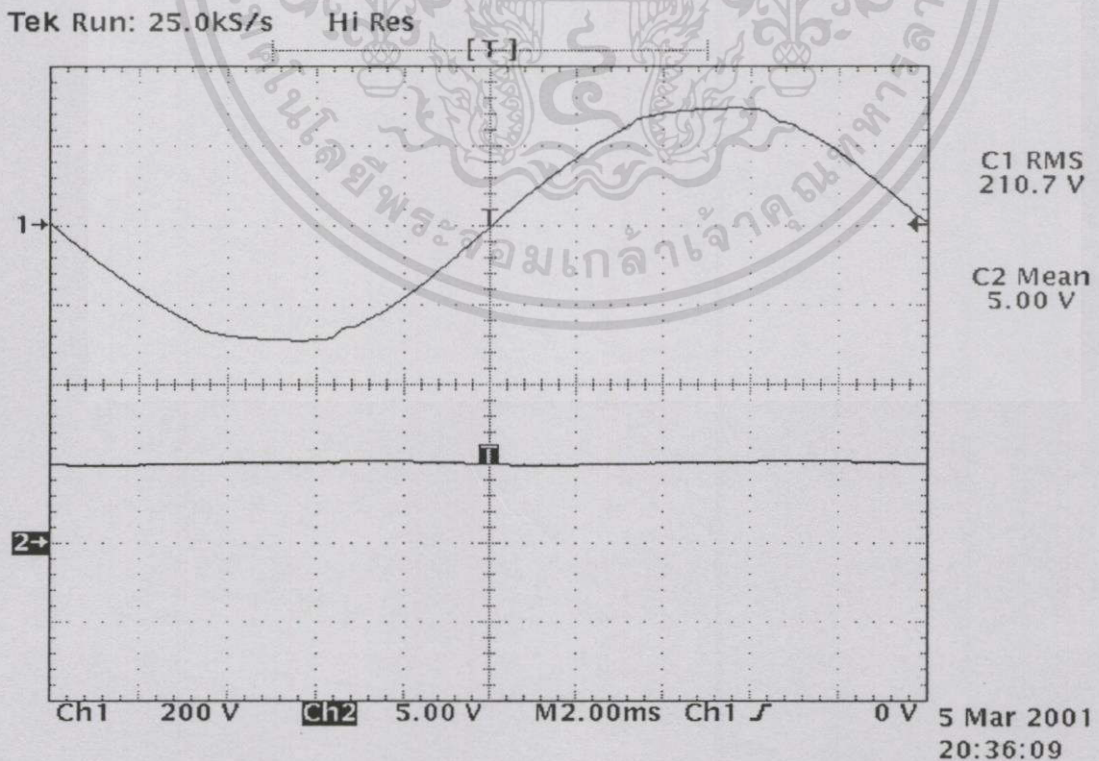
1. จ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงขนาด 12V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด 210V จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. บันทึกภาพของรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ทางด้านเข้า $v_{in}(t)$ และรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก V_o
4. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด 220V และ 230V ตามลำดับจาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อ 3. กับแรงดันไฟฟ้าทั้งสองค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจัดชุดทดลองแสดงตามรูปที่ 5.9 และผลการทดสอบแสดงตามรูปที่ 5.10

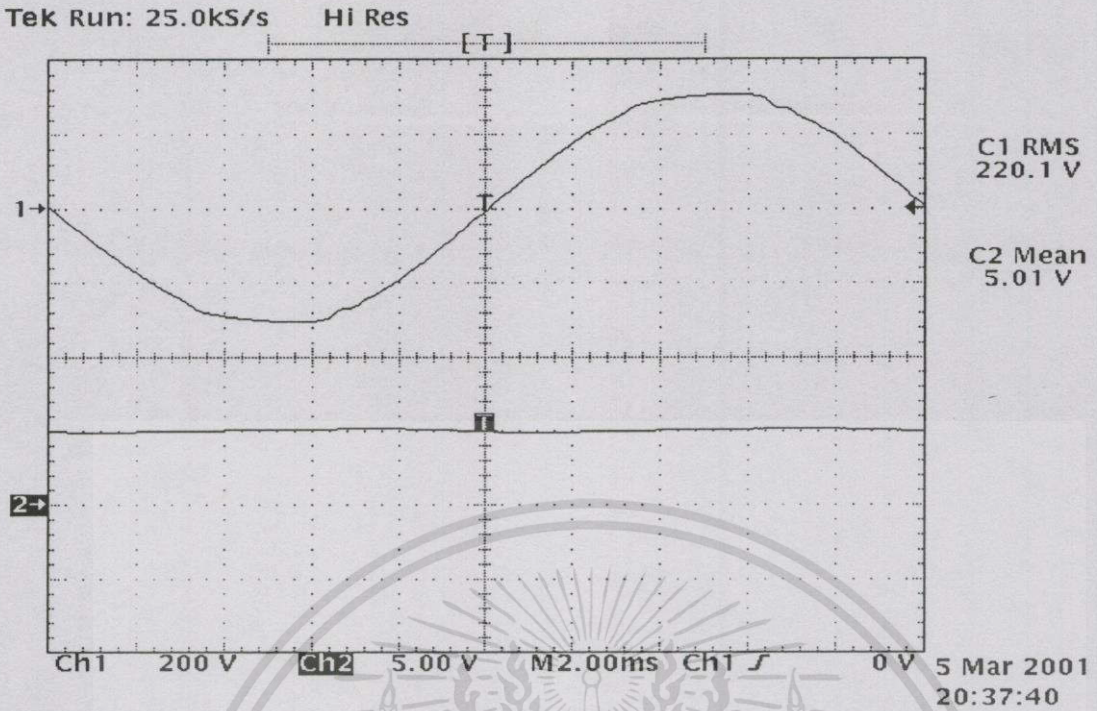
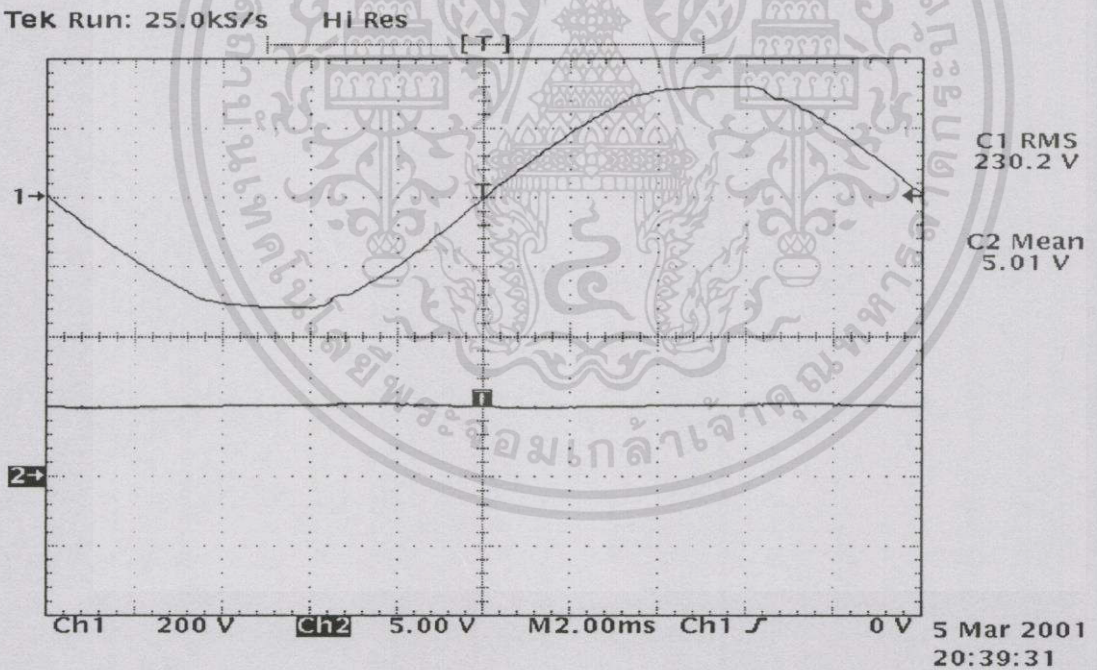


รูปที่ 5.9 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษานาฬิกาของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้ากลับทางด้านเข้า



(a) $I_o = 10A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(b) $I_o = 10A$ (c) $I_o = 10A$

รูปที่ 5.10 ผลการทดลองของการทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า โดย CH1: $v_{in}(t)$ CH2: V_o

(a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$

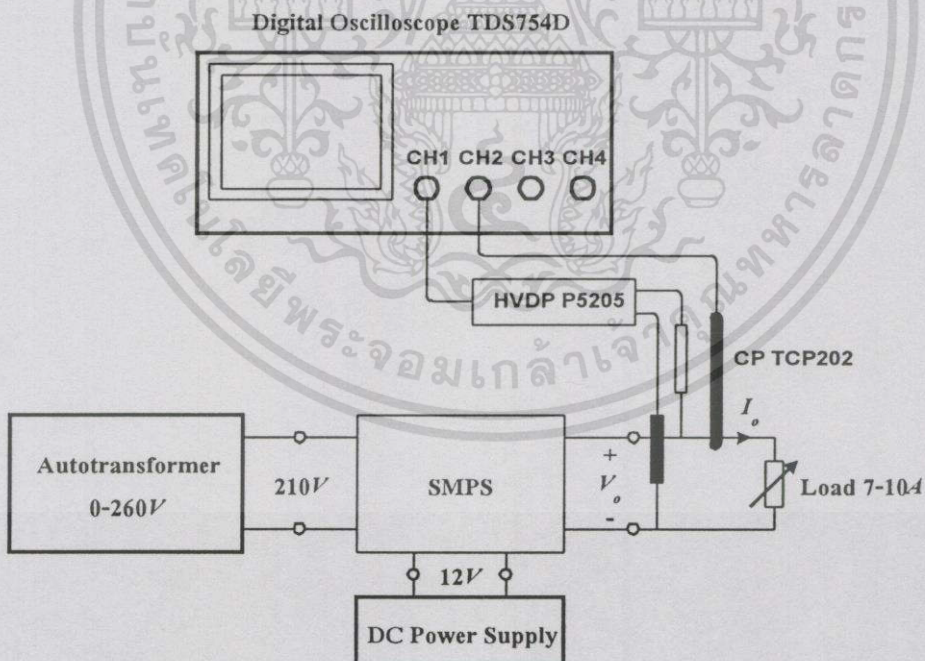
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะโดยใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.2 การทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการแปรค่าขนาดของโหลด

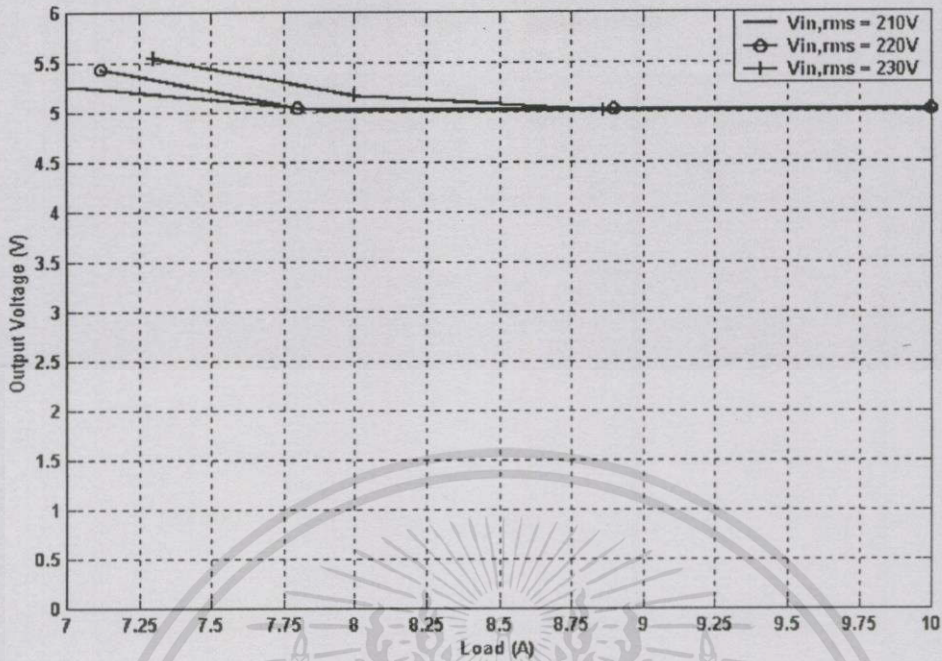
วิธีทดลองดำเนินการตามขั้นตอนต่อไปนี้

1. จ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงขนาด $12V$ จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุมแบบพหุหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด $210V$ จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. ทำการปรับค่าขนาดของโหลดในพิสัย $70\%-100\%$
4. บันทึกค่าขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก V_o ที่ค่าขนาดของโหลดแต่ละค่า
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด $220V$ และ $230V$ ตามลำดับจาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อ 3. และข้อ 4. กับแรงดันไฟฟ้าทั้งสองค่า

การจัดชุดทดลองแสดงตามรูปที่ 5.11 และผลการทดสอบแสดงตามรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.11 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการแปรค่าขนาดของโหลด



รูปที่ 5.12 ผลการทดลองสำหรับการทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการแปรค่าขนาดของโหลด

5.5.3 การทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหลดแบบทันทีทันใด

วิธีทดลองดำเนินการตามขั้นตอนต่อไปนี้

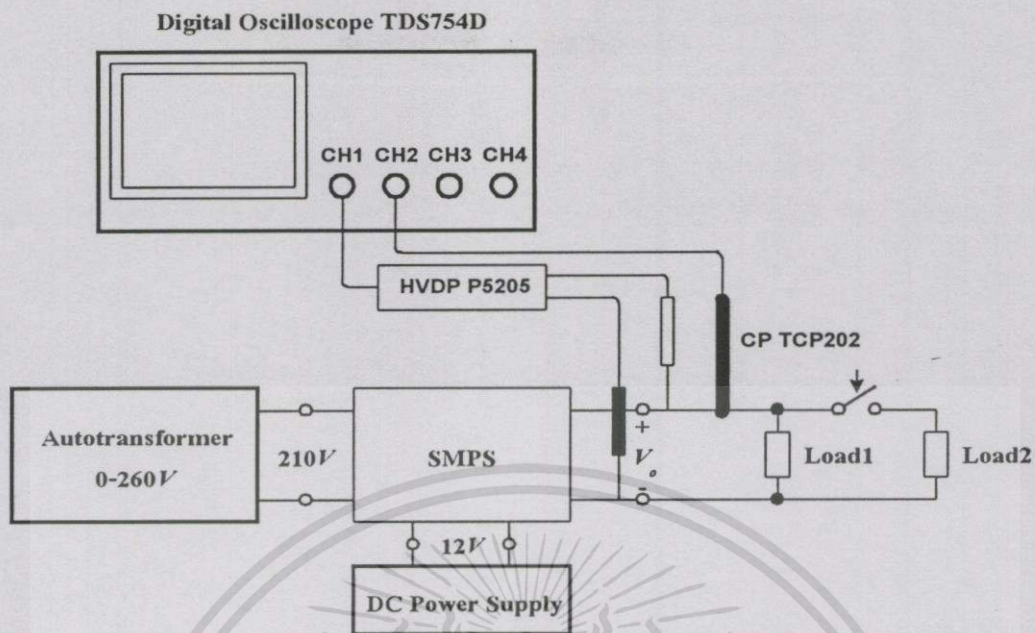
1. จ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงขนาด 12V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด 210V จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง

3. ทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหลดแบบทันทีทันใดด้วยวิธีสวิตช์จาก 90% ของค่าพิคคของโหลดเป็น 110% ของค่าพิคคของโหลดโดยประมาณ

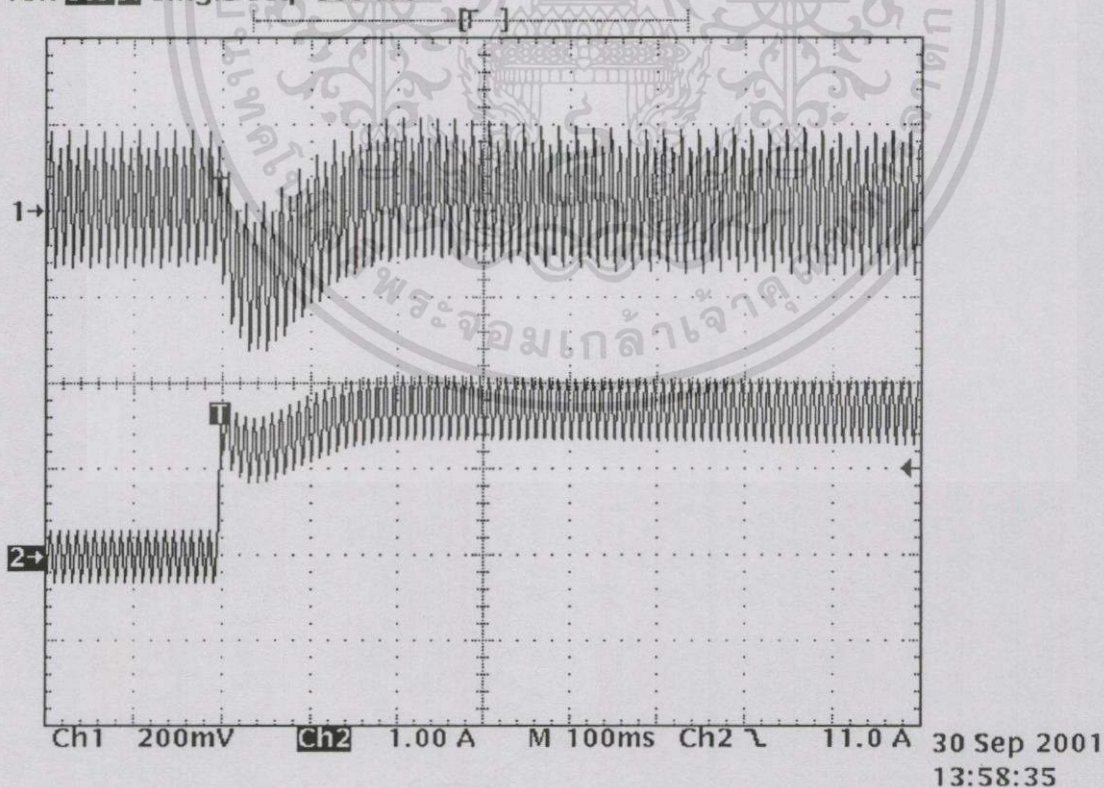
4. บันทึกภาพของรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก V_o และรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าตรงทางด้านออก I_o

5. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขนาด 220V และ 230V ตามลำดับจาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อ 3. และข้อ 4. กับแรงดันไฟฟ้าทั้งสองค่า การจับชุดทดลองแสดงตามรูปที่ 5.13 และผลการทดสอบแสดงตามรูปที่ 5.14



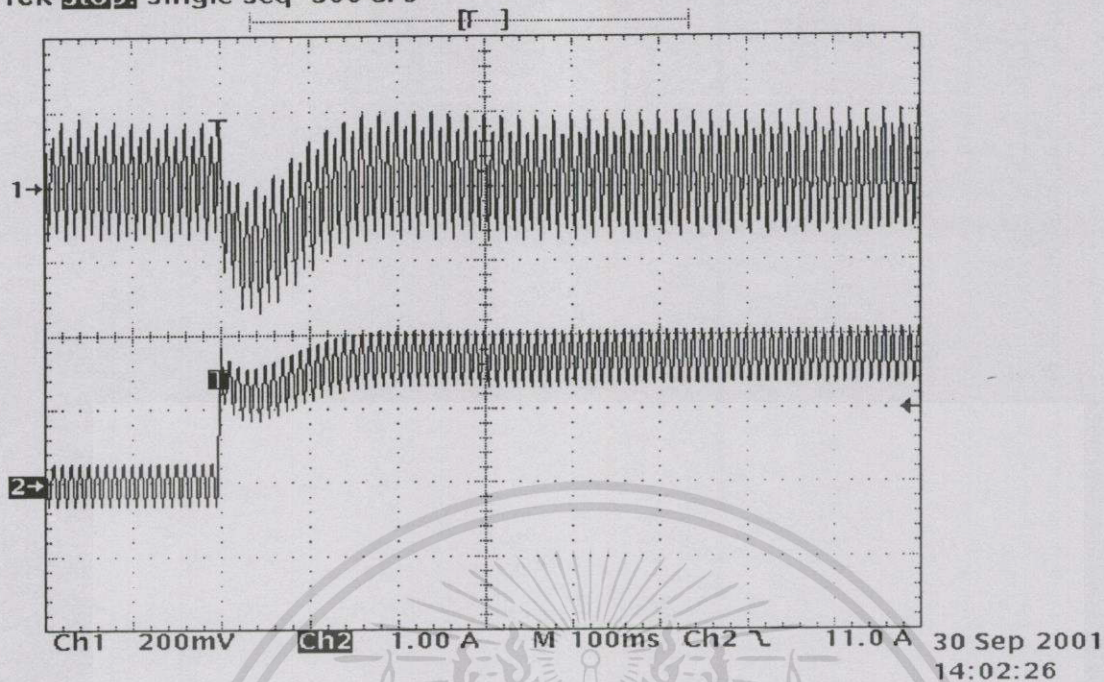
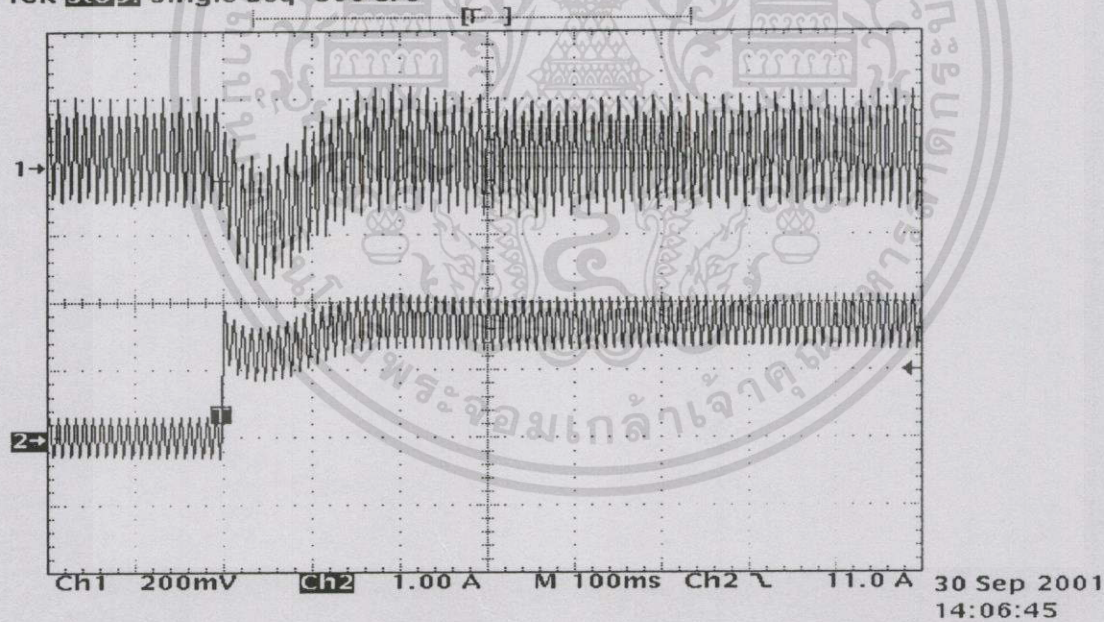
รูปที่ 5.13 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษานาฬิกาของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหลดแบบทันทีทันใด

Tek **Stop**: Single Seq 500 S/s



(a) $V_{in,rms} = 210V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek **Stop:** Single Seq 500 S/s(b) $V_{in,rms} = 220V$ Tek **Stop:** Single Seq 500 S/s(c) $V_{in,rms} = 230V$

รูปที่ 5.14 ผลการทดลองของการทดสอบการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหลดแบบทันทีทันใด

โดย CH1: V_o (DC coupling) DC offset = 5V CH2: I_o (DC coupling) DC offset = 9A

(a) $V_{in,rms} = 210V$ (b) $V_{in,rms} = 220V$ (c) $V_{in,rms} = 230V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

วิจารณ์ผลการทดลอง

ผลการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้นได้แสดงให้เห็นข้อดีและข้อจำกัดที่สำคัญของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์แบบนี้ดังต่อไปนี้

1. สามารถปรับปรุงให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีความเป็นรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์อย่างมาก ที่พิจารณาได้จากผลการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ประกอบอยู่ในกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและผลการคำนวณค่า %THD, ดังแสดงตามตารางที่ 5.2 (ในหน้าที่ 72) นอกจากนี้ ขนาดของกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกยังต่ำกว่ามาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2 class D ครบทุกฮาร์มอนิกดังแสดงตามรูปที่ 5.7 (ในหน้าที่ 73-74) อีกด้วย

2. สามารถทำให้ได้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ค่าความถี่หลักมูลเกือบจะทับซ้อนกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าที่ค่าความถี่หลักมูล ที่พิจารณาได้จากผลการวัดมุมเฟสของรูปสัญญาณทั้งสองดังแสดงตามรูปที่ 5.6 (ในหน้าที่ 69-70) ซึ่งมีค่าผลต่างค่าสูงสุด คือ -4° ผลการคำนวณค่าตัวประกอบการกระจัด $k_\phi = \cos(-4^\circ) \approx 0.998$

3. สามารถปรับปรุงให้การใช้ประโยชน์กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าทำได้คุ้มค่ามากกว่าและยังสามารถลดขนาดของกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้าและขนาดของกระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้าลงได้ต่ำกว่าการใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ชนิดที่ใช้ไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าเป็นวงจรภาคแรก ที่พิจารณาได้จากการเปรียบเทียบผลการวัดกำลังไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสและกระแสไฟฟ้าสูงสุดระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ชนิดที่ใช้ไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้า กับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้นดังแสดงตามรูปที่ 6.1

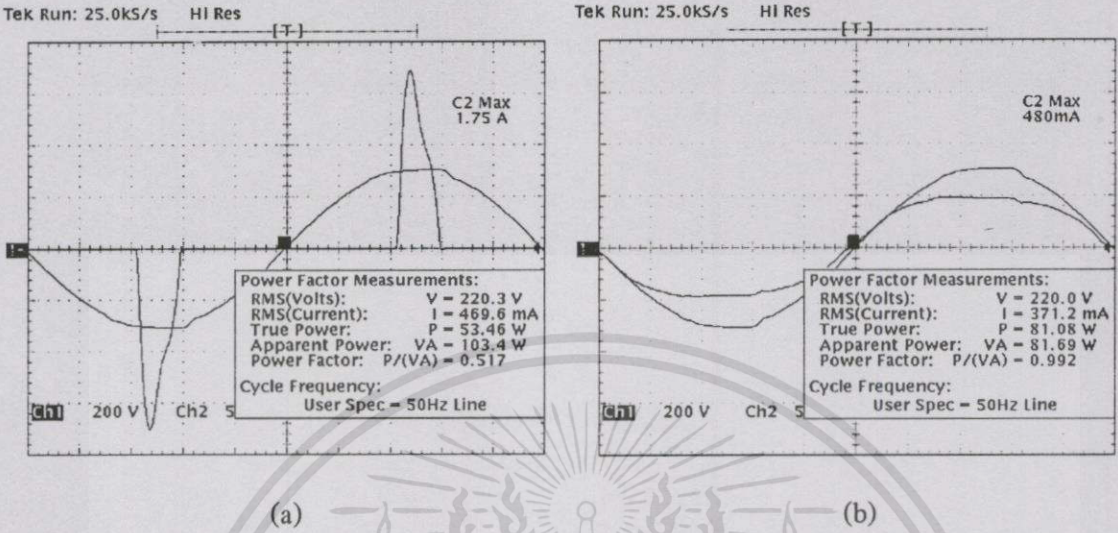
4. สามารถรักษารักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกให้คงที่ตามต้องการ คือ 5V แม้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลดที่พิจารณาได้จากผลการทดสอบดังแสดงตามรูปที่ 5.10 (ในหน้าที่ 77-78), รูปที่ 5.12 (ในหน้าที่ 80) และรูปที่ 5.14 (ในหน้าที่ 81-82)

5. ขนาดของโหลดที่แรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกมีขนาดคงที่ตามต้องการมีพิสัย 85%-100% ของค่าพิสัยของโหลด สาเหตุเพราะวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กมีการทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่องภายในสัดส่วนของช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า $T_{L/2}$ ที่มากพอที่จะมีผลทำให้แรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกแปรผันตามขนาดของโหลด การทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่องจะเกิดขึ้นในช่วงเวลาที่แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีค่าต่ำ กล่าวคือ ณ บริเวณจุดตัดข้ามศูนย์ดังแสดงตามรูปที่ 6.2 การปรับปรุงข้อจำกัดข้อนี้สามารถทำได้ด้วยการเลือกค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก

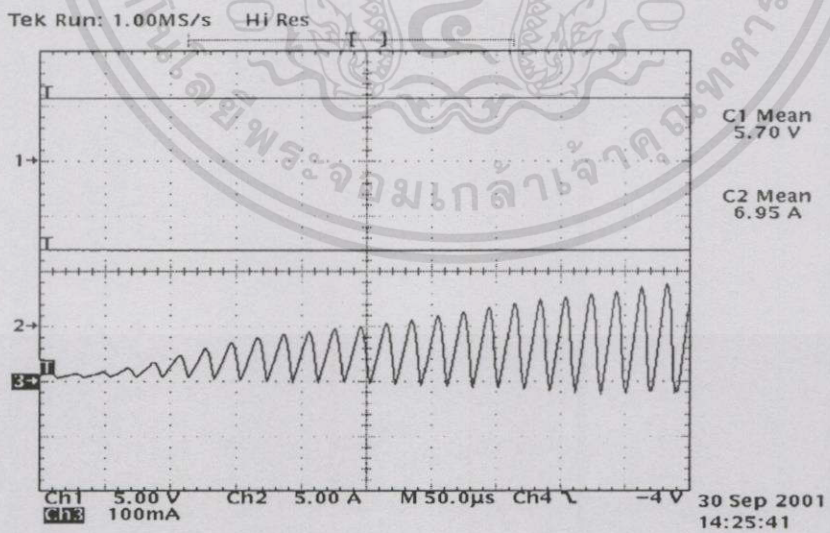
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้มากขึ้น เพื่อจำกัดช่วงเวลาที่วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กจะต้องทำงานเป็น โหมดการนำกระแส ไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่องภายในสัดส่วนของช่วงเวลา $T_L/2$ ให้มีเพียงช่วงเวลาสั้น ๆ



รูปที่ 6.1 การเปรียบเทียบการใช้กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power) ขนาดของกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้าและขนาดของกระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านเข้า โดย CH1: $v_m(t)$ (200V/div) CH2: $i_m(t)$ (500mA/div)
 (a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ชนิดที่ใช้ไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าขนาด 50 μ F
 (b) แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ขนาด 50W ที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 6.2 การทำงานเป็น โหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่องภายในสัดส่วนช่วงเวลาของ $T_L/2$ เมื่อขนาดของโหลดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กมีค่าน้อย

โดย CH1: V_o CH2: I_o CH3: $i_{rec}(\cdot)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ค่าแสดงผลในรูปแบบเปอร์เซ็นต์ของการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของโหลด (% Load regulation) และค่าแสดงผลในรูปแบบเปอร์เซ็นต์ของการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า (% Line regulation) คำนวณผลได้ตามสมการ (6.1) [56-57]

$$\text{Load regulation (\%)} = \frac{V_{o,LL} - V_{o,FL}}{V_{o,nom}} \times 100\% \quad (6.1)$$

$$\text{Line regulation (\%)} = \frac{V_{o,min} - V_{o,max}}{V_{o,nom}} \times \frac{1}{V_{in,rms(max)} - V_{in,rms(min)}} \times 100\%$$

โดย $V_{o,LL}$: ขนาดของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกที่ขนาดของโหลดน้อยที่สุด
 $V_{o,FL}$: ขนาดของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกที่ขนาดของโหลดมากที่สุด
 $V_{o,nom}$: ขนาดของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกที่ต้องการ
 $V_{o,min}$: ขนาดต่ำสุดของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกที่ขนาดของโหลดมากที่สุด
 $V_{o,max}$: ขนาดสูงสุดของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกที่ขนาดของโหลดมากที่สุด
 $V_{in,rms(min)}$: ขนาดต่ำสุดของแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้า
 $V_{in,rms(max)}$: ขนาดสูงสุดของแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้า

ผลการคำนวณค่า Load regulation และ Line regulation แสดงตามตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 ผลการคำนวณค่า Load regulation และ Line regulation ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตซ์ที่พัฒนาขึ้น

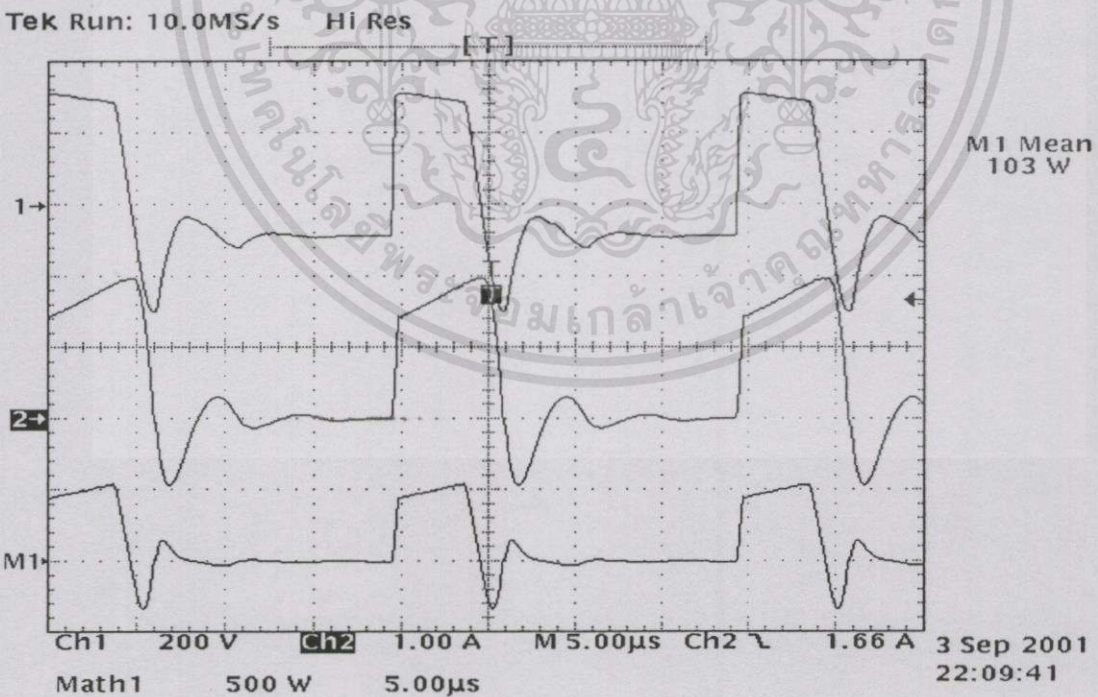
	$V_{in,rms} = 210V$		$V_{in,rms} = 220V$		$V_{in,rms} = 230V$	
	Load (A)		Load (A)		Load (A)	
	7	10	7.12	10	7.3	10
$V_o (V)$	5.26	5.00	5.43	5.01	5.54	5.01
Load regulation (%)	5.2		8.4		10.6	
Line regulation (%)	0.01					

7. ผลการคำนวณค่าประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้นแสดงตามตารางที่ 6.2

ตารางที่ 6.2 ผลการคำนวณค่าประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้น

	$V_{in,rms} = 210V$		$V_{in,rms} = 220V$		$V_{in,rms} = 230V$	
	$P_{in} (W)$	$P_o (W)$	$P_{in} (W)$	$P_o (W)$	$P_{in} (W)$	$P_o (W)$
	63.01	38.50	67.32	41.17	70.60	43.22
Efficiency (%)	61		61		61	
	$P_{in} (W)$	$P_o (W)$	$P_{in} (W)$	$P_o (W)$	$P_{in} (W)$	$P_o (W)$
	80.66	50	80.61	50	82.35	50
Efficiency (%)	62		62		61	

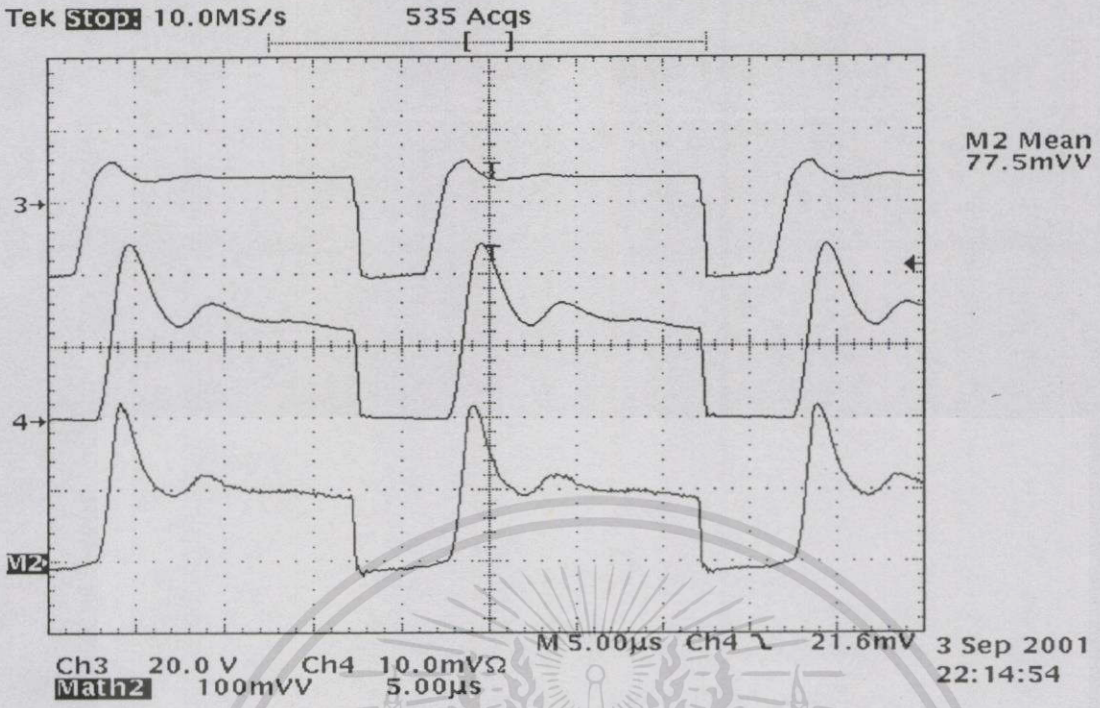
กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก, ในมอสเฟตกำลังและในไดโอดกำลังที่พิจารณาเฉพาะคาบเวลาของการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กมีขนาดใกล้เคียงกับค่าสูงสุดแสดงตามรูปที่ 6.3



(a)

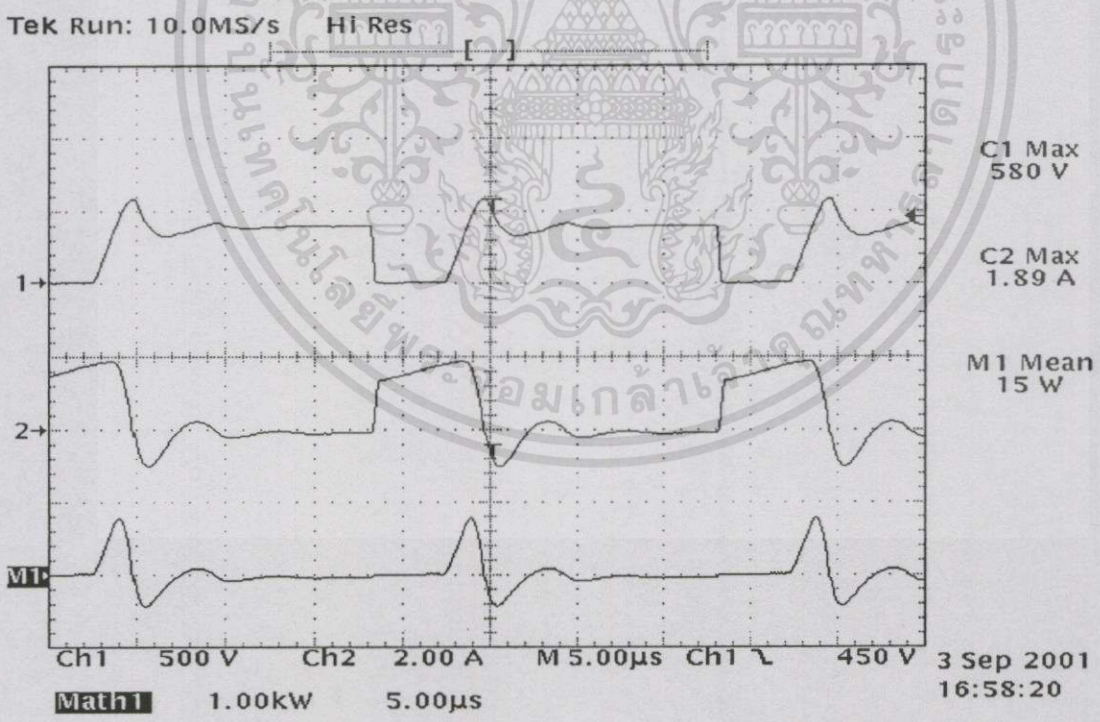
CH1: แรงดันไฟฟ้าปฐมภูมิ $v_{pri}(\cdot)$ CH2: กระแสไฟฟ้าปฐมภูมิ $i_{pri}(\cdot)$ M1: $v_{pri}(\cdot) \cdot i_{pri}(\cdot)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

CH3: แรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิ $v_{sec}(\cdot)$ CH4: กระแสไฟฟ้าทุติยภูมิ $i_{sec}(\cdot)$ M2: $v_{sec}(\cdot) \cdot i_{sec}(\cdot)$

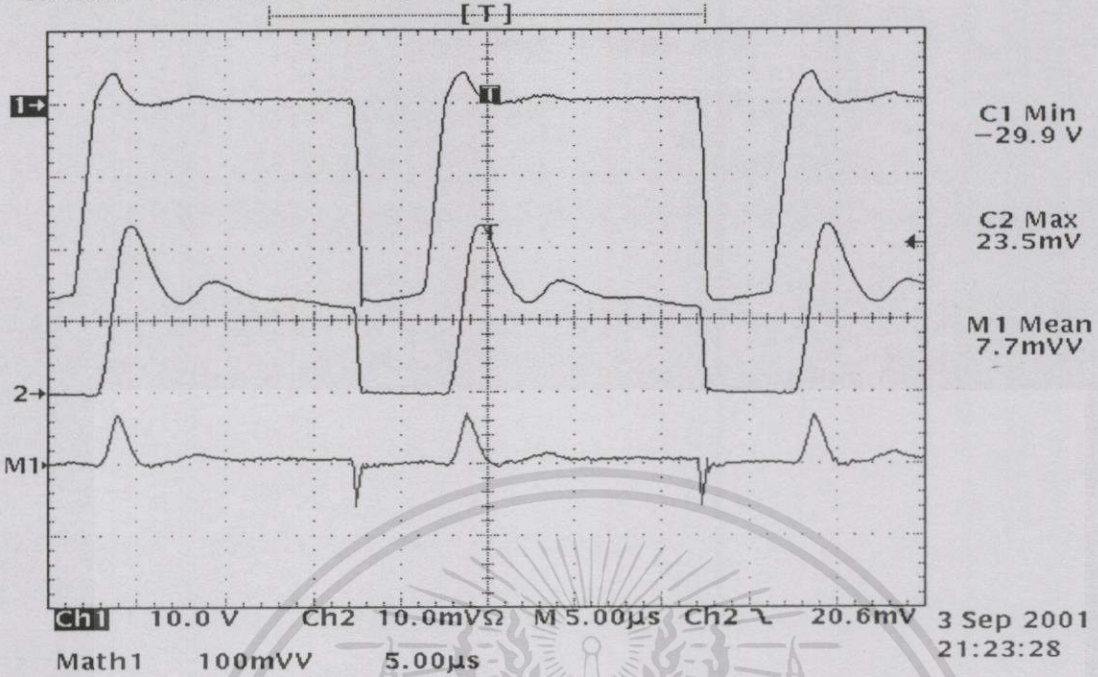


(c)

CH1: แรงดันไฟฟ้าทราน-ซอร์ส $v_{DS}(\cdot)$ CH2: กระแสไฟฟ้าทราน $i_D(\cdot)$ M1: $v_{DS}(\cdot) \cdot i_D(\cdot)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 10.0MS/s HI Res



(d)

CH1: แรงดันไฟฟ้าอินค-คาโทด $v_{AK}(\cdot)$ CH2: กระแสไฟฟ้าอินค $i_A(\cdot)$ M1: $v_{AK}(\cdot) \cdot i_A(\cdot)$

รูปที่ 6.3 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ปรากฏในหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก, มอสเฟตกำลังและไดโอดกำลังเฉพาะคาบเวลาของการสวิตช์ที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กมีขนาดใกล้เคียงกับค่าสูงสุด

รูปที่ 6.3 (a), (b) และ (c) แสดงว่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียส่วนใหญ่สูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กเนื่องจากการรั่วไหลของฟลักซ์แม่เหล็กรอบช่องอากาศและสูญเสียในมอสเฟตกำลังเนื่องจากมีแรงดันไฟฟ้าค่าสูงปรากฏพร้อมอุปกรณ์ชนิดนี้

8. เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นของงานวิจัยมีความสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าได้ดีกว่าเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบวิธีตามแรงดันไฟฟ้าและเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบวิธีควบคุมช่วงเวลานำกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิตช์ให้คงที่ (Constant on-time control) ที่สามารถพิจารณาได้จากการเปรียบเทียบผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ได้จากเทคนิคการควบคุมทั้งสามแบบ เมื่อแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านเข้าและกำลังไฟฟ้าทางด้านออกมีขนาดเท่ากันดังแสดงตามตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 การเปรียบเทียบผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ได้จากการใช้เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นและเทคนิคการควบคุมแบบอื่น ๆ

$V_{in,rms}$	P_o	pf	
		Non-linear Carrier Control Technique (ภาคผนวก ง.)	Voltage Follower Control Technique [58]
110V	50W	0.996	0.994
110V	22W	0.997	0.75
110V	44W	Non-linear Carrier Control Technique (ภาคผนวก ง.)	Constant On-time Control Technique [59]
		0.998	0.99



สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการทดลอง

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่สร้างด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กและใช้เทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็นแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นมีคุณสมบัติที่ต้องการทั้งสองประการ คือ คุณสมบัติที่แรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกมีขนาดคงที่ตามต้องการ แม้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าและขนาดของโหลด และคุณสมบัติที่รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีลักษณะของรูปสัญญาณใกล้เคียงกับรูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า (รูปสัญญาณรูปไซน์) มากที่สุดและมีมุมเฟสระหว่างรูปสัญญาณทั้งสองน้อยที่สุด แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้นนี้ใช้ประโยชน์กำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าได้คุ้มค่าที่แสดงผลได้ด้วยค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่าสูง ($pf_{in} = 0.991$) และคุ้มค่ากว่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์แบบที่ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ AC/DC ที่สร้างจากไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าเป็นวงจรภาคแรก ซึ่งมีค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าต่ำ ($pf < 0.6$) นอกจากนี้ ขนาดของกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้นยังต่ำกว่ามาตรฐานฮาร์มอนิกของ IEC 1000-3-2 Class D อย่างชัดเจน

ข้อดีของเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น คือ เทคนิคการควบคุมแบบนี้สร้างได้ง่าย เนื่องจากไม่ต้องใช้วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า ไม่ต้องใช้วงจรป้อนกลับกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าและไม่ต้องใช้วงจรคูณ/หารในวงจรป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกเหมือนกับเทคนิคการควบคุมกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย นอกจากนี้ การวิเคราะห์และออกแบบวงจรควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นยังทำได้ง่ายกว่า คำวิจารณ์หน้าที่ของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ขับอุปกรณ์สวิตช์ที่ปรับให้กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s แปรผันตรงกับแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าซึ่งผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มถูกคลื่นแล้วในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s สร้างจากการเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสองสัญญาณ คือ สัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่เป็นปฏิภาคโดยตรงกับผลอินทิกรัลของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s และสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะที่มีฟังก์ชันชนิดคาบเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้นและมีค่าความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิตช์ f_s รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นในทางทฤษฎีสามารถสร้างเลียนแบบได้โดยง่ายด้วยรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอ็กซ์โพเนนเชียลแบบลดออยท์ที่สร้างจากวงจร RC

ลักษณะของรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าแปรผันตามโหมดการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก กล่าวคือ รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าจะมีลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภารกิจการงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

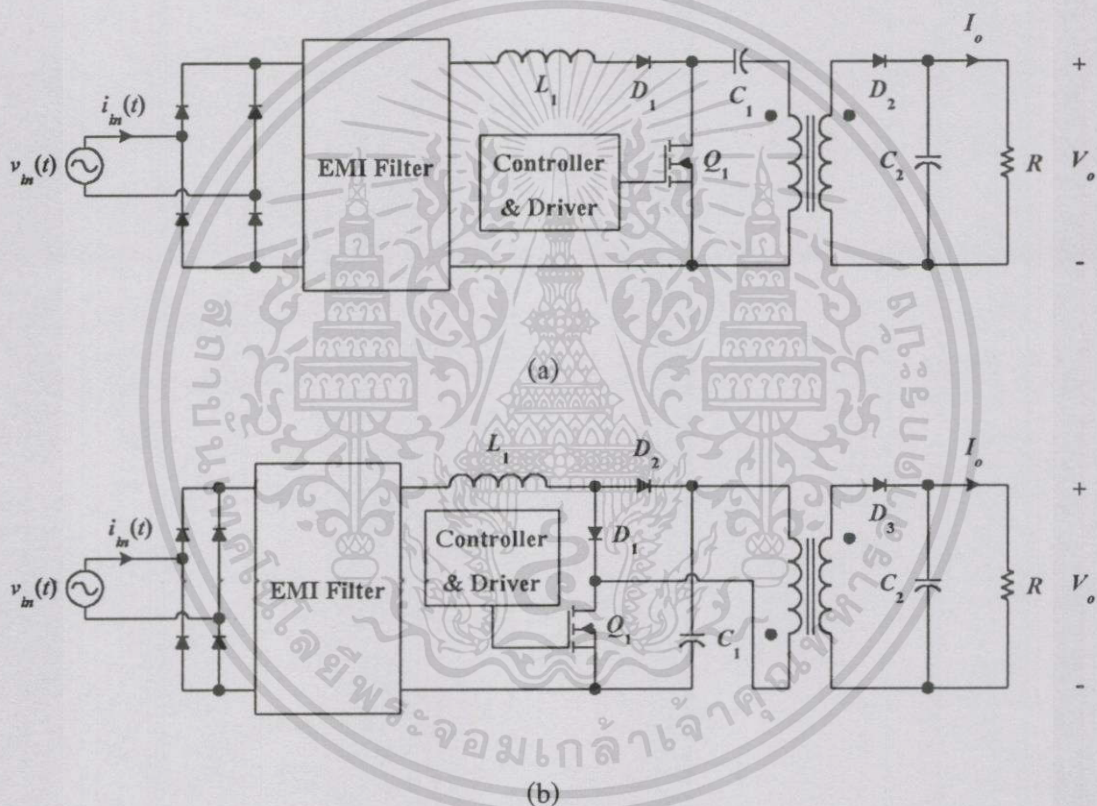
ของรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์มากที่สุด เมื่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้แบบต่อเนื่องในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s เนื่องจากเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นสามารถสร้างคุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าเป็นชนิดความต้านทานได้เฉพาะการทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้แบบต่อเนื่อง แต่ถ้าวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้แบบไม่ต่อเนื่องในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้สลับทางด้านเข้าจะมีลักษณะของรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์น้อยที่สุด เนื่องจากค่าวัฏจักรหน้าที่ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s ของเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นแปรผันตามขนาดของแรงดันไฟฟ้ซึ่งผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้แบบเต็มลูกคลื่นแล้วทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ด้วยเหตุนี้ เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นจึงไม่สามารถสร้างคุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าเป็นชนิดความต้านทานได้ เมื่อวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้แบบไม่ต่อเนื่อง เหมือนกับเทคนิคการควบคุมตามแรงดันไฟฟ้ ซึ่งคุณลักษณะของอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าเป็นชนิดความต้านทานสามารถสร้างขึ้นได้ ถ้าค่าวัฏจักรหน้าที่ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s และค่าความถี่ของการสวิตช์ f_s มีขนาดคงที่ การทำงานแต่ละโหมดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กแปรผันตามค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้ฟลายแบ็ก L_M

ผลการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบขนาด 50W (5V/10A) แสดงว่า การรวมคุณสมบัติทั้งสองประการดังกล่าวข้างต้นไว้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์เพียงวงเดียวมีความเป็นไปได้จริงในทางปฏิบัติ ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบวิธีสวิตช์สำหรับโหลดที่บริโภคกำลังไฟฟ้จำนวนน้อยที่ต้องการประหยัดค่าใช้จ่ายและมีมาตรฐานเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไป

7.2 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

เนื่องจากช่วงเวลาเข้าที่ (Settling time) ของแรงดันไฟฟ้ตรงทางด้านออก เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงขนาดแบบทันทีทันใดของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้น คือ 200ms โดยประมาณ ที่พิจารณาได้จากผลการทดลองที่แสดงตามรูปที่ 5.14 (ในหน้าที่ 81-82) สาเหตุเพราะวิทยานิพนธ์ต้องการให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้สลับทางด้านเข้ามีลักษณะของรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์มากที่สุด วิทยานิพนธ์จึงออกแบบให้ค่าแบนด์วิดท์ของลูปเกนของวงจรมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้ตรงทางด้านออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบวิธีสวิตช์มีค่าน้อยมาก ($f_{gc} \approx 10\text{Hz}$) ผลคือระบบควบคุมของวิทยานิพนธ์ไม่สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดในเวลาที่ยอมรับได้ ข้อเสนอแนะประการหนึ่งสำหรับการปรับปรุงผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดได้อย่างรวดเร็วขึ้น คือ พัฒนาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบวิธีสวิตช์แบบใหม่ที่ด้านทางเข้ามีคุณสมบัติ PFC โดยธรรมชาติโดยไม่จำเป็นต้องใช้การป้อนกลับ และใช้การป้อนกลับเฉพาะที่ด้าน

ทางออกสำหรับการรักษาขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกให้คงที่ ซึ่งสามารถออกแบบรูปเกนด้านทางออกให้มีค่าแบนด์วิดท์ค่ามากได้ แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวมีแนวความคิดมาจากการรวมวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC สองวงจรเข้าด้วยกัน เช่น วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบูสต์รวมเข้ากับวงจรคอนเวอร์เตอร์ DC/DC ชนิดต่าง ๆ รายละเอียดของหลักการรวมวงจรคอนเวอร์เตอร์และเทคนิคการควบคุมสามารถศึกษาได้จากงานวิจัยของ Madigan M. และคณะ [60] งานวิจัยของ Redl R. และคณะ [61] งานวิจัยของ Wu T. และคณะ [62] เป็นต้น ตัวอย่างของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้นจากการรวมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบูสต์เข้ากับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กแสดงตามรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้นจากการรวมวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบูสต์กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

(a) วงจรแบบ BIFRED (Boost Integrated with Flyback Rectifier/Energy Storage/DC/DC Converter) [60]

(b) วงจรแบบ SSIPP (Single-Stage Isolated Power-Factor-Corrected Power Supply) [61] หรือวงจรแบบ SMC-SMC SSC (Switching Mode Converter-Switching Mode Converter Single-Stage Converter) [62]

เอกสารอ้างอิง

- [1] Robert W. Erickson. *Fundamental of Power Electronics*. New York : Chapman & Hall, Inc. 1997.
- [2] John G. Kassakian, et. al. *Principles of Power Electronics*. Reading, Massachusetts : Addison-Wesley publishing Company, Inc. 1991.
- [3] Ned Mohan, et al. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 2nd Ed. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [4] Cividino L. "Power Factor, Harmonic Distortion; Causes, Effects and Consideration." *Proc. IEEE-INTELEC.*, 1992. pp. 506-513.
- [5] Grady M. W., Gilleskie R. J. "Harmonics and How They Relate to Power Factor." *Proc. EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conference.*, 1993. pp. 1-8.
- [6] Ji Y., Wang F. "Single-Phase Diode Rectifier with Novel Passive Filter." *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, vol. 145, no. 4, Aug. 1998. pp. 254-259.
- [7] Johnson K., Zavadil R. "Assessing the Impacts of Nonlinear Loads on Power Quality in Commercial Buildings — an Overview." *Proc. IEEE-IAS.*, 1991. pp. 1863-1869.
- [8] Maset E., et. al. "Improved Passive Solutions to Meet IEC 1000-3-2 Regulation in Low Cost Power Supplies." *Proc. IEEE-INTELEC.*, 1996. pp. 99-106.
- [9] Mitchell J. E. "Distortion Factor: the 'New' Problem of Power Factor." *Proc. IEEE-INTELEC.*, 1992. pp. 514-516.
- [10] Nalbant M. K. "Power Factor Calculations and Measurements." *Proc. IEEE-APEC.*, 1990. pp. 543-552.
- [11] Prasad A. R., et. al. "A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifier." *Proc. IEEE-IECON.*, 1990. pp. 1041-1050.
- [12] Redl R., "Power-Factor Correction in Single-Phase Switching-Mode Power Supplies — an Overview." *Int. J. Electronics.*, vol. 77, no. 5, 1994. pp. 555-582.
- [13] Sebastián J., et. al. "An Overview of Power Factor Correction in Single-Phase Off-Line Power Supply Systems." *Proc. IEEE-IECON.*, 1994. pp. 1688-1693.
- [14] Wagner V. E., et. al. "Effects of Harmonics on Equipment." *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, Apr. 1993. pp. 672-680.

- [15] Wuidard L. 1995. "Understanding Power Factor." : SGS-Thomson Microelectronics. Application Note AN824/0795.
- [16] International Electrotechnical Commission. 1995. International Standard CEI/IEC 1000-3-2 : Electromagnetic Compatibility (EMC) — Part 3 : Limits — Section 2 : Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current $\leq 16A$ /phase). 1st ed.
- [17] Hwang J., et. al. "New Universal Control Methods for Power Factor Correction and DC to DC Converter Applications." Proc. IEEE-APEC., 1997. pp. 59-65.
- [18] Tang W., et. al. "Charge control: Modeling, Analysis and Design." Proc. IEEE-PESC., 1992. pp. 503-511.
- [19] Tang W., et. al. "Power Factor Correction with Flyback Converter Employing Charge Control." Proc. IEEE-APEC., 1993. pp. 293-298.
- [20] Spiazzi G., Mattavelli P. "Design Criteria for Power Factor Preregulators Based on SEPIC and Ćuk Converter in Continuous Conduction Mode." Proc. IEEE-IAS., 1994. pp. 1084-1089.
- [21] Huliehel F. A., et. al. "Small-Signal Modeling of the Single-Phase Boost High power Factor Converter with Constant Frequency Control." Proc. IEEE-PESC., 1992. pp. 475-482.
- [22] Hwang J., et. al. "New Universal Control Methods for Power Factor Correction and DC to DC Converter Applications." Proc. IEEE-APEC., 1997. pp. 59-65.
- [23] Redl R., Erisman B. P. "Reducing Distortion in Peak-Current-Controlled Boost Power Factor Correctors." Proc. IEEE-APEC., 1994. pp. 576-583.
- [24] Canesin C. A., Barbi I. "Analysis and Design of Constant-Frequency Peak-Current-Controlled High-Power-Factor Boost Rectifier with Slope Compensation." Proc. IEEE-APEC., 1996. pp. 807-813.
- [25] J. Arrillaga, et. al. Power System Harmonics. Great Britain : John Wiley & Sons, Inc. 1985
- [26] Erwin Kreyszig. Advanced Engineering Mathematics. 7th Ed. Singapore : John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [27] Theodore Wildi. Electrical Power Technology. Singapore : John Wiley & Sons, Inc. 1985.
- [28] Edward Hughes. Electrical Technology. 7th Ed. Singapore : Longman, Inc. 1995.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [29] Giorgio Rizzoni. *Principles and Applications of Electrical Engineering*. Irwin, Inc. 1993.
- [30] Redl R., Balogh L. "Power-Factor Correction in Bridge and Voltage-Doubler Rectifier Circuits with Inductors and Capacitors." *Proc. IEEE-APEC.*, 1995. pp. 466-472.
- [31] Liu K. H., Lin Y. L. "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters." *Proc. IEEE-PESC.*, 1989. pp. 825-829.
- [32] Erickson R. W., et. al. "Design of a Simple High-Power-Factor Rectifier Based on the Flyback Converter." *Proc. IEEE-APEC.*, 1990. pp. 792-801.
- [33] Brković M., Čuk S. "Input Current Shaper Using Čuk Converter." *Proc. IEEE-INTELEC.*, 1992. pp. 532-539.
- [34] Simonetti D. S. L., et. al. "Design Criteria for Sepic and Čuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode." *IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation*, 1992. pp. 283-288.
- [35] Maksimović D., et. al. "Nonlinear-Carrier Control for High-Power-Factor Boost Rectifiers." *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 11, no. 4, Jul. 1996. pp. 578-584.
- [36] Zane R., Maksimović D. "Nonlinear-Carrier Control for High-Power-Factor Rectifiers Based on Up-Down Switching Converters." *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 13, no. 2, Mar. 1998. pp. 213-221.
- [37] Jayaram N., Maksimović D. "Power Factor Correctors Based on Coupled-Inductor SEPIC and Čuk Converters with Nonlinear-Carrier Control." *Proc. IEEE-APEC.*, 1998. pp. 468-474.
- [38] Erickson R. W., Singer S. "Canonical Modeling of Power Processing Circuits Based on the POPI Concept." *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 7, no. 1, Jan. 1992. pp. 37-43.
- [39] Singer S. "The Application of Loss-Free Resistors in Power Processing Circuits." *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 6, no. 4, Oct. 1991. pp. 595-600.
- [40] L. Umanand., S. R. Bhat. *Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters*. New Delhi : John Wiley & Sons, Inc. 1992.

- [41] E. C. Snelling. *Soft Ferrites; Properties and Applications*. 2nd Ed. Great Britain : Butterworth, Inc. 1988.
- [42] F. J. Bueche. *Introduction to Physics for Scientists and Engineers*. 4th Ed. Singapore : McGraw-Hill, Inc. 1986.
- [43] Unitrode. *Power Supply Circuits [Data Book]*. 1993. pp. 5-134-5 – 5-140.
- [44] R. Lenk. *Practical Design of Power Supplies*. USA : McGraw-Hill, Inc. 1998.
- [45] W. D. Stanley. *Operational Amplifiers with Linear Integrated Circuits*. 3rd-Ed. USA : Macmillan College Publishing Company, Inc. 1994.
- [46] G. Chryssis. *High-Frequency Switching Power Supplies : Theory and Design*. 2nd Ed. Singapore : McGraw-Hill, Inc. 1989.
- [47] S. R. Fleeman. *Electronic Devices : Discrete and Integrated*. Englewood Cliffs, New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1990.
- [48] G. F. Franklin., et. al. *Feedback Control of Dynamic Systems*. 3rd Ed. Reading, Massachusetts : Addison-Wesley publishing Company, Inc. 1994.
- [49] K. Ogata. *Modern Control Engineering*. 3rd Ed. Upper Saddle River, New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1997.
- [50] D. W. Hart. *Introduction to Power Electronics*. Upper Saddle River, New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1997.
- [51] Glaser J. S., Witulski A. F. "Design Issues for High Power Factor AC-DC Converter Systems." *Proc. IEEE-PESC.*, 1995. pp. 542-548.
- [52] Grigore V., et. al. "Input Filter Design for Power Factor Correction Converters Operating in Discontinuous Mode." *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1999. pp. 145-150.
- [53] Spiazzi G., Rossetto L. "Analysis of EMI Filter Instabilities in Boost Power Factor Preregulators." *Proc. IEEE-PESC.*, 1998. pp. 1048-1053.
- [54] Redl R., Kislovski. A. S. "Source Impedance and Current-Control Loop Interaction in High-Frequency Power Factor Correctors." *Proc. IEEE-PESC.*, 1992. pp. 483-488.
- [55] Zane R., Maksimović D. "Modeling of High-Power-Factor Rectifiers Based on Switching Converters with Nonlinear-Carrier Control." *IEEE-PESC.*, 1996. pp. 1105-1111.
- [56] Ralph E. Tarter. *Solid-State Power Conversion Handbook*. New York : John Wiley & Sons, Inc. 1993.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [57] H. W. Whittington., et al. *Switched Mode Power Supplies: Design and Construction*. England : Research Studies Press Ltd. 1992.
- [58] Hsieh G. C., et. al. "Design of Power Factor Corrector for the Off-Line Isolated Buck/Boost Converter by a Voltage-Follower Technique." *Proc. IEEE-IECON.*, 1993. pp. 959-964.
- [59] Lai J. S., et. al. "Design Consideration for Power Factor Correction Boost Converter Operating at the Boundary of Continuous Conduction Mode and Discontinuous Conduction Mode." *Proc. IEEE-APEC.*, 1993. pp. 267-273.
- [60] Madigan M., et. al. "Integrated High Quality Rectifier-Regulators." *Proc. IEEE-PESC.*, 1992. pp. 1043-1051.
- [61] Redl R., et. al. "A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage." *Proc. IEEE-PESC.*, 1994. pp. 1137-1144.
- [62] Wu T., Yu T. "Off-Line Applications with Single-Stage Converters." *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, vol. 44, no. 5, Oct. 1997. pp. 638-647.
- [63] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics; Circuits, Devices, and Applications*. 2nd Ed. Englewood Cliffs, New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1993.
- [64] V. Quercioi. *Pulse Width Modulated (PWM) Power Supplies*. Netherlands : Elsevier Science Publisher B. V. 1993.
- [65] M. J. Fisher. *Power Electronics*. Boston : PWS-KENT Publishing Company. 1991.

ภาคผนวก ก.

โปรแกรม MATLAB ที่ใช้ช่วยออกแบบงานวิจัยของวิทยานิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 3.4 (หน้าที่ 25)

```
% Ideal NLC waveform :  $y = Ve*Ts/t*(1-t/Ts)$  ,  $0 \leq t \leq Ts$ 
% Exponential decay waveform :
%  $y = AVe$  ,  $0 \leq t < DminTs$ 
%  $y = AVe*exp(-(t-DminTs)/tau)$  ,  $DminTs \leq t \leq Ts$ 
t1 = 2e-6:0.5e-6:20e-6; Ts = 20e-6; d1 = (t1./Ts); y1 = (1-d1)./d1;
plot(d1,y1,'-')
axis(axis); grid; hold on
t2 = 0:1e-6:4e-6; d2 = (t2./Ts); y2 = 4;
plot (d2,y2,'-'); hold on
t3 = 4e-6:1e-6:20e-6; d3 = (t3./Ts); Dmin = 0.2; a = 0.22;
y3 = 4*exp(-(d3-Dmin)./a);
plot (d3,y3,'-'); hold on
t4 = 4e-6:1e-6:20e-6; d4 = (t4./Ts); Dmin = 0.2; a = 0.1;
y4 = 4*exp(-(d4-Dmin)./a);
plot (d4,y4,'-'); hold on
t5 = 4e-6:1e-6:20e-6; d5 = (t5./Ts); Dmin = 0.2; a = 0.5;
y5 = 4*exp(-(d5-Dmin)./a);
plot (d5,y5,'-'); xlabel('t/Ts')
```

2. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 3.6 (หน้าที่ 27)

```
% Plotting of  $i_{rec}(t)$ 
fline = 50; Dmin = 0.2; w = 2*pi*fline; Tline = 20e-3;
a1 = 0.05; a2 = 0.1; a3 = 0.22; a4 = 0.5; Mg = 4;
t = (0:0.1e-3:0.5*Tline)';
iref = abs(sin(w*t));
plot (t,iref,'-'); hold on
axis(axis)
d = 1./(1+(Mg*abs(sin(w*t))));
inlc1 = exp(-1*(d - Dmin)./a1);
plot (t,inlc1); hold on
inlc2 = exp(-1*(d - Dmin)./a2);
plot (t,inlc2); hold on
inlc3 = exp(-1*(d - Dmin)./a3);
plot (t,inlc3); hold on
inlc4 = exp(-1*(d - Dmin)./a4);
plot (t,inlc4)
xlabel('t(sec)'); ylabel('irec(t)');
```

3. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 3.7 (หน้าที่ 30)

```
% Plotting of a load parameter  $K$ , variation of the PFC flyback
% converter with NLC
fline = 50; w = 2*pi*fline; Tline = 20e-3; Mg = 4;
wt = (0:0.1e-3:0.5*Tline)'; K = 0.5*(Mg./(1+Mg*abs(sin(wt)))).^2;
plot (wt,K,'-'); hold on
axis(axis); grid
```

4. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 3.9 (หน้าที่ 32)

```
% Plotting of instantaneous input and output power of the PFC flyback
% converter with NLC
fline = 50; w = 2*pi*fline; Tline = 20e-3; t = (0:0.1e-3:Tline)';
prec = 1-cos(2*w*t); plot (t,prec,'-'); hold on
axis(axis)
po = 1; plot (t,po,'-'); grid
xlabel('t(sec)'); ylabel('Power');
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเข้าถึงเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 4.8 (หน้าที่ 51)

```
% Bode diagram describes Gain Margin GM and Phase Margin PM
nea = [0.1]; dea = [1 2 1 0];
bode(nea, dea);
w = logspace(-2, 3, 10000)';
[m, p] = bode(nea, dea, w);
subplot(211); semilogx(w, 20*log(m)); grid;
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Gain (dB)');
subplot(212); semilogx(w, p); grid;
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Phase (deg)');
```

6. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 4.10 (หน้าที่ 54)

```
% Control-to-Output Transfer function of Power Circuit:
% Maximum input voltage and Minimum load
K = 2.34; nco = [8.2e-3 1]; dco = [0.0315 1];
w = logspace(-1, 4, 10000)';
[mco, pco] = bode(K*nco, dco, w);
subplot(211); semilogx(w, 20*log10(mco)); grid;
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Gain (dB)');
subplot(212); semilogx(w, pco); grid;
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Phase (deg)');
```

7. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 4.11 (หน้าที่ 56)

```
% Design of Voltage Feedback loop
% Control-to-Output Transfer Function: (maximum input & minimum load)
Kco = 2.34; Nco = [8.2e-3 1]; Dco = [0.0315 1];
% Bode plot of Control-to-Output Transfer Function:
w = logspace(-1, 4, 100)';
[mco, pco] = bode(Kco*Nco, Dco, w);
subplot(211); semilogx(w, 20*log10(mco)); grid;
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Gain (dB)'); hold on
subplot(212); semilogx(w, pco); grid;
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Phase (deg)'); hold on
% Error Amplifier Transfer Function:
% R1=300kohm R2=255kohm C1=120nF C2=10nF
Wea = 25.64; Nea = [0.0306 1]; Dea = [2.326e-3 1 0];
% Bode plot of Error Amplifier Transfer Function:
w = logspace(-1, 4, 100)';
[mea, pea] = bode(Wea*Nea, Dea, w);
subplot(211); semilogx(w, 20*log10(mea)); hold on
subplot(212); semilogx(w, pea); hold on
% Bode plot of Open-loop Transfer Function:
subplot(211); semilogx(w, (20*log10(mea)+20*log10(mco))); hold on
subplot(212); semilogx(w, (pea+pco)); hold on
```

8. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 4.13 (หน้าที่ 58-59)

```
% Frequency response of ZOF(s)/ZIC(s)
% Output Impedance of Input Filter ZOF(s):
%  $ZOF(s) = (s*LF + Rd)/(s^2*LF*CF + s*Rd*CF + 1)$ 
% Input Impedance of SMPS ZIC(s):
%  $ZIC(s) = sLe + Re$ 
% Loop gain TF(s) = ZOF(s)/ZIC(s):
%  $TF(s) = (s*LF + Rd)/[(s^2*LF*CF + s*Rd*CF + 1)(s*Le + Re)]$ 
% CF=0.22uF LF=4.6mH Rd = 2
NTF = [4.6e-3 2];
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DZOF = [1.012e-9 0.44e-6 1];
DZIC1 = [103.5e-3 882]; DZIC2 = [3.66e-3 882];
DZIC3 = [103.5e-3 1058]; DZIC4 = [3.66e-3 1058];
DTF1 = conv([1.012e-9 .44e-6 1],[103.5e-3 882]);
DTF2 = conv([1.012e-9 0.44e-6 1],[3.66e-3 882]);
DTF3 = conv([1.012e-9 .44e-6 1],[103.5e-3 1058]);
DTF4 = conv([1.012e-9 .44e-6 1],[3.66e-3 1058]);
% 1. Re = 882 Le = 103.5mH
w = logspace(2,6,100)';
[MTF1,PTF1] = bode(NTF,DTF1,w);
figure(1)
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MTF1),'k'); grid
title('LF = 4.6mH CF = 0.22uF Rd = 2.0Ohm');
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Gain (dB)'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PTF1,'k'); grid
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Phase (deg)'); hold on
% -----
% 2. Re = 882 Le = 3.66mH
w = logspace(2,6,100)';
[MTF2,PTF2] = bode(NTF,DTF2,w);
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MTF2),'r'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PTF2,'r'); hold on
% -----
% 3. Re = 1058 Le = 103.5mH
w = logspace(2,6,100)';
[MTF3,PTF3] = bode(NTF,DTF3,w);
figure(2)
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MTF3),'k'); grid
title('LF = 4.6mH CF = 0.22uF Rd = 2.0Ohm');
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Gain (dB)'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PTF3,'k'); grid
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Phase (deg)'); hold on
% -----
% 4. Re = 1058 Le = 3.66mH
w = logspace(2,6,100)';
[MTF4,PTF4] = bode(NTF,DTF4,w);
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MTF4),'r'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PTF4,'r'); hold on
% -----

```

9. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 4.14 (หน้าที่ 60)

```

% Frequency response ZIF(s)
% ZIF(s) = [s^3*Le*LF*CF+s^2*CF*(Le*Rd+LF*Re)]+s*(Le+LF+CF*Rd*Re)
%           + (Re+Rd)]/s^2*Le*CF+s*CF*Re+1)
LF = 4.6e-3; CF = 0.22e-6; Rd = 2;
Lemin = 3.66e-3; Lemax = 103.5e-3;
Remin = 882; Remax = 1058;
N00 = (Remin+Rd); N10 = (Lemin+LF+(CF*Rd*Remin));
N20 = (CF*(Lemin*Rd+LF*Remin)); N30 = Lemin*LF*CF;
D10 = CF*Remin; D20 = Lemin*CF;
% -----
N01 = (Remin+Rd); N11 = (Lemax+LF+(CF*Rd*Remin));
N21 = (CF*(Lemax*Rd+LF*Remin)); N31 = Lemax*LF*CF;
D11 = CF*Remin; D21 = Lemax*CF;
% -----
N02 = (Remax+Rd); N12 = (Lemin+LF+(CF*Rd*Remax));
N22 = (CF*(Lemin*Rd+LF*Remax)); N32 = Lemin*LF*CF;
D12 = CF*Remax; D22 = Lemin*CF;
% -----

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

N03 = (Remax+Rd); N13 = (Lemax+LF+(CF*Rd*Remax));
N23 = (CF*(Lemax*Rd+LF*Remax)); N33 = Lemax*LF*CF;
D13 = CF*Remax; D23 = Lemax*CF;
% -----
% 1. Re = 882 Le = 3.66mH
NZIF1 = [N30 N20 N10 N00]; DZIF1 = [D20 D10 1];
w = logspace(2,3,100)';
%w = logspace(2,6,100)';
[MZIF1,PZIF1] = bode(NZIF1,DZIF1,w);
figure(1)
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MZIF1),'r'); grid
title('LF = 4.6mH CF = 0.22uF Rd = 2.0Ohm');
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Gain (dB)'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PZIF1,'r'); grid
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Phase (deg)'); hold on
% -----
% 2. Re = 882 Le = 103.5mH
NZIF2 = [N31 N21 N11 N01]; DZIF2 = [D21 D11 1];
w = logspace(2,3,100)';
%w = logspace(2,6,100)';
[MZIF2,PZIF2] = bode(NZIF2,DZIF2,w);
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MZIF2),'k'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PZIF2,'k'); hold on
% -----
% 3. Re = 1058 Le = 3.66mH
NZIF3 = [N32 N22 N12 N02]; DZIF3 = [D22 D12 1];
w = logspace(2,3,100)';
%w = logspace(2,6,100)';
[MZIF3,PZIF3] = bode(NZIF3,DZIF3,w);
figure(2)
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MZIF3),'r'); grid
title('LF = 4.6mH CF = 0.22uF Rd = 2.0Ohm');
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Gain (dB)'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PZIF3,'r'); grid
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Phase (deg)'); hold on
% -----
% 4. Re = 1058 Le = 103.5mH
NZIF4 = [N33 N23 N13 N03]; DZIF4 = [D23 D13 1];
w = logspace(2,3,100)';
%w = logspace(2,6,100)';
[MZIF4,PZIF4] = bode(NZIF4,DZIF4,w);
figure(2)
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MZIF4),'k'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PZIF4,'k'); hold on
% -----

```

10. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 4.15 (หน้าที่ 61-62)

```

% Frequency Responce of TCF(s)
% TCF(s) = (s*Le + Re)/
% [s^3*Le*LF*CF+s^2*CF*(Le*Rd+LF*Re)+s*(Le+LF+CF*Rd*Re)+(Re+Rd)]
LF = 4.6e-3; CF = 0.22e-6; Rd = 2;
Lemin = 3.66e-3; Lemax = 103.5e-3;
Remin = 882; Remax = 1058;
D00 = (Remin+Rd); D10 = (Lemin+LF+(CF*Rd*Remin));
D20 = (CF*(Lemin*Rd+LF*Remin));
D30 = Lemin*LF*CF; N00 = Remin; N10 = Lemin;
% -----
D01 = (Remin+Rd); D11 = (Lemax+LF+(CF*Rd*Remin));
D21 = (CF*(Lemax*Rd+LF*Remin));

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

D31 = Lemax*LF*CF; N01 = Remin; N11 = Lemax;
% -----
D02 = (Remax+Rd); D12 = (Lemin+LF+(CF*Rd*Remax));
D22 = (CF*(Lemin*Rd+LF*Remax));
D32 = Lemin*LF*CF; N02 = Remax; N12 = Lemin;
% -----
D03 = (Remax+Rd); D13 = (Lemax+LF+(CF*Rd*Remax));
D23 = (CF*(Lemax*Rd+LF*Remax));
D33 = Lemax*LF*CF; N03 = Remax; N13 = Lemax;
% -----
% 1. Re = 882 Le = 3.66mH
NZIF1 = [N10 N00]; DZIF1 = [D30 D20 D10 D00];
w = logspace(2,6,100)';
[MZIF1,PZIF1] = bode(NZIF1,DZIF1,w);
figure(1)
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MZIF1),'r'); grid
title('LF = 4.6mH CF = 0.22uF Rd = 2.0Ohm');
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Gain (dB)'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PZIF1,'r'); grid
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Phase (deg)'); hold on
% -----
% 2. Re = 882 Le = 103.5mH
NZIF2 = [N11 N01]; DZIF2 = [D31 D21 D11 D01];
w = logspace(2,6,100)';
[MZIF2,PZIF2] = bode(NZIF2,DZIF2,w);
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MZIF2),'k'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PZIF2,'k'); hold on
% -----
% 3. Re = 1058 Le = 3.66mH
NZIF3 = [N12 N02]; DZIF3 = [D32 D22 D12 D02];
w = logspace(2,6,100)';
[MZIF3,PZIF3] = bode(NZIF3,DZIF3,w);
figure(2)
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MZIF3),'r'); grid
title('LF = 4.6mH CF = 0.22uF Rd = 2.0Ohm');
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Gain (dB)'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PZIF3,'r');grid
xlabel('Frequency (rad/s)'); ylabel('Phase (deg)'); hold on
% -----
% 4. Re = 1058 Le = 103.5mH
NZIF4 = [N13 N03]; DZIF4 = [D33 D23 D13 D03];
w = logspace(2,6,100)';
[MZIF4,PZIF4] = bode(NZIF4,DZIF4,w);
figure(2)
subplot(211); semilogx(w,20*log10(MZIF4),'k'); hold on
subplot(212); semilogx(w,PZIF4,'k'); hold on
% -----

```

11. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 5.7 (หน้าที่ 73-74)

```

% Harmonic bar graph of an ac input current
If1 = 1E-3*10^(111.7/20); Ih3 = 1E-3*10^(92.1/20);
Ih5 = 1E-3*10^(71.4/20);
Ih7 = 1E-3*10^(70.5/20); Ih9 = 1E-3*10^(71.9/20);
Ih11 = 1E-3*10^(68.7/20);
Ih13 = 1E-3*10^(69.3/20); Ih15 = 1E-3*10^(60.8/20);
Ih17 = 1E-3*10^(59.3/20);
Ih19 = 1E-3*10^(63.6/20); Ih21 = 1E-3*10^(54.8/20);
Ih23 = 1E-3*10^(58/20);
Ih25 = 1E-3*10^(64.3/20); Ih27 = 1E-3*10^(58.6/20);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Ih29 = 1E-3*10^(56.5/20);
Ih31 = 1E-3*10^(58.2/20); Ih33 = 1E-3*10^(53.5/20);
Ih35 = 1E-3*10^(60.2/20);
Ih37 = 1E-3*10^(62/20); Ih39 = 1E-3*10^(58.4/20); n = (1:2:39)';
P = 80.66;
S3 = 3.4; S5 = 1.9; S7 = 1; S9 = 0.5; S11 = 0.35; SH = 3.85;
std1 = [0 P*S3 P*S5 P*S7 P*S9 P*S11 P*SH/13 P*SH/15 P*SH/17 P*SH/19
P*SH/21 P*SH/23 P*SH/25 P*SH/27 P*SH/29 P*SH/31 P*SH/33 P*SH/35
P*SH/37 P*SH/39];
bar(n,std1,'w'); grid; hold on
curh1 = [If1 Ih3 Ih5 Ih7 Ih9 Ih11 Ih13 Ih15 Ih17 Ih19 Ih21 Ih23 Ih25
Ih27 Ih29 Ih31 Ih33 Ih35 Ih37 Ih39];
bar(n,curh1,'k'); xlabel('Harmonic number (n)');
ylabel('Current (mArms)');
title('Pin = 80.66W, Vin,rms = 210V, Iin,rms = 386.8mA');
% -----
If1 = 1E-3*10^(111.3/20); Ih3 = 1E-3*10^(92.4/20);
Ih5 = 1E-3*10^(65.9/20);
Ih7 = 1E-3*10^(65.9/20); Ih9 = 1E-3*10^(72/20);
Ih11 = 1E-3*10^(69.8/20);
Ih13 = 1E-3*10^(68.3/20); Ih15 = 1E-3*10^(63.3/20);
Ih17 = 1E-3*10^(60.6/20);
Ih19 = 1E-3*10^(62.3/20); Ih21 = 1E-3*10^(49.7/20);
Ih23 = 1E-3*10^(60.4/20);
Ih25 = 1E-3*10^(63.5/20); Ih27 = 1E-3*10^(54.8/20);
Ih29 = 1E-3*10^(57.2/20);
Ih31 = 1E-3*10^(58.3/20); Ih33 = 1E-3*10^(54.7/20);
Ih35 = 1E-3*10^(60.7/20);
Ih37 = 1E-3*10^(60.4/20); Ih39 = 1E-3*10^(56.4/20); n = (1:2:39)';
P = 80.61;
S3 = 3.4; S5 = 1.9; S7 = 1; S9 = 0.5; S11 = 0.35; SH = 3.85;
std1 = [0 P*S3 P*S5 P*S7 P*S9 P*S11 P*SH/13 P*SH/15 P*SH/17 P*SH/19
P*SH/21 P*SH/23 P*SH/25 P*SH/27 P*SH/29 P*SH/31 P*SH/33 P*SH/35
P*SH/37 P*SH/39];
bar(n,std1,'w'); grid; hold on
curh1 = [If1 Ih3 Ih5 Ih7 Ih9 Ih11 Ih13 Ih15 Ih17 Ih19 Ih21 Ih23 Ih25
Ih27 Ih29 Ih31 Ih33 Ih35 Ih37 Ih39];
bar(n,curh1,'k'); xlabel('Harmonic number (n)');
ylabel('Current (mArms)');
title('Pin = 80.61W, Vin,rms = 220V, Iin,rms = 369.7mA');
% -----
If1 = 1E-3*10^(111.1/20); Ih3 = 1E-3*10^(92/20);
Ih5 = 1E-3*10^(77.4/20);
Ih7 = 1E-3*10^(76.6/20); Ih9 = 1E-3*10^(73.5/20);
Ih11 = 1E-3*10^(73.2/20);
Ih13 = 1E-3*10^(69.2/20); Ih15 = 1E-3*10^(67.8/20);
Ih17 = 1E-3*10^(65.3/20);
Ih19 = 1E-3*10^(67.1/20); Ih21 = 1E-3*10^(59.4/20);
Ih23 = 1E-3*10^(60.9/20);
Ih25 = 1E-3*10^(66.9/20); Ih27 = 1E-3*10^(59.8/20);
Ih29 = 1E-3*10^(62.7/20);
Ih31 = 1E-3*10^(64.5/20); Ih33 = 1E-3*10^(53.4/20);
Ih35 = 1E-3*10^(63.2/20);
Ih37 = 1E-3*10^(63.1/20); Ih39 = 1E-3*10^(50.5/20); n = (1:2:39)';
P = 82.35;
S3 = 3.4; S5 = 1.9; S7 = 1; S9 = 0.5; S11 = 0.35; SH = 3.85;
std1 = [0 P*S3 P*S5 P*S7 P*S9 P*S11 P*SH/13 P*SH/15 P*SH/17 P*SH/19
P*SH/21 P*SH/23 P*SH/25 P*SH/27 P*SH/29 P*SH/31 P*SH/33 P*SH/35
P*SH/37 P*SH/39];
bar(n,std1,'w'); grid; hold on

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

curh1 = [If1 Ih3 Ih5 Ih7 Ih9 Ih11 Ih13 Ih15 Ih17 Ih19 Ih21 Ih23 Ih25
Ih27 Ih29 Ih31 Ih33 Ih35 Ih37 Ih39];
bar(n,curh1,'k'); xlabel('Harmonic number (n)');
ylabel('Current (mA rms)');
title('Pin = 82.35W, Vin,rms = 230V, Iin,rms = 361.3mA');
% -----

```

12. โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างรูปที่ 5.12 (หน้าที่ 80)

```

% Plotting of output voltage & current of NLC flyback converter
I1 = [7 7.9 9 10]; V1 = [5.26 5.02 5.02 5.02];
plot(I1,V1,'b'); xlabel('Load (A)'); ylabel('Output Voltage (V)');
hold on
I2 = [7.12 7.8 8.9 10]; V2 = [5.43 5.04 5.03 5.03];
plot(I2,V2,'r'); hold on
I3 = [7.3 8 8.86 10]; V3 = [5.54 5.17 5.02 5.02]; plot(I3,V3,'g');

```



ภาคผนวก ข.

**การกำหนดขนาดของแกนของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก
และตัวเหนี่ยวนำด้วยเทคนิคแบบผลคูณพื้นที่ (Area Product)**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับขนาดของหม้อแปลงไฟฟ้า

หม้อแปลงไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าจากแหล่งกำเนิดไปสู่โหลด การถ่ายโอนกำลังไฟฟ้ากระทำผ่านวัสดุที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็ก เช่น เฟอร์ไรต์ [41] เป็นต้น

แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำอาร์เอ็มเอสที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าที่เป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กในแกน $V_{p,rms}$ ได้มาจากกฎของฟาราเดย์ดังแสดงตามสมการ (B-1) [40], [63]

$$V_{p,rms} = 4K_F N_p f B_{max} A_C \quad (B-1)$$

โดย N_p : จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

K_F : อัตราส่วนระหว่างแรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสกับแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยภายในช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า (Form factor)

$K_F = 1$ ถ้ารูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็นรูปสัญญาณแบบรูปคลื่นจตุรัส

$K_F = 1.11$ ถ้ารูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์

f : ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า

A_C : พื้นที่ตัดขวางของแกน

B_{max} : ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าสูงสุด

กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า $I_{p,rms}$ ที่เป็นฟังก์ชันของพื้นที่ที่ใช้บรรจุจำนวนขดลวดทั้งหมด A_w , ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดทองแดงที่ใช้พันขดลวดปฐมภูมิ J , ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุจำนวนขดลวดทั้งหมด K_w , และ N_p แสดงตามสมการ (B-2) [40]

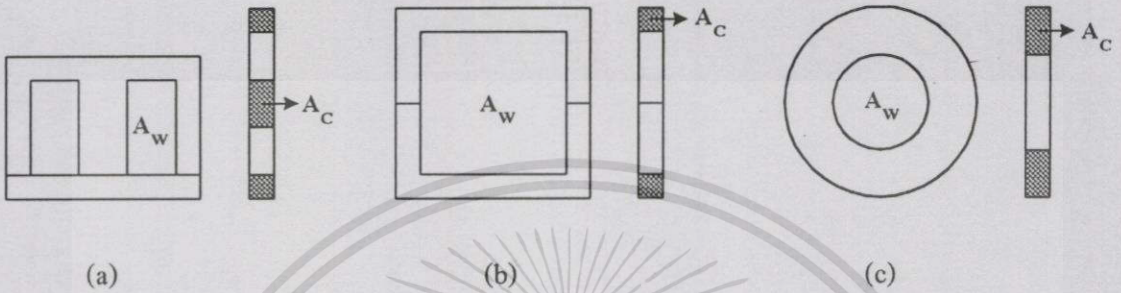
$$I_{p,rms} = \frac{A_w K_w J}{N_p} \quad (B-2)$$

กำลังไฟฟ้าปรากฏทางด้านปฐมภูมิ P_p , และกำลังไฟฟ้าปรากฏทางด้านทุติยภูมิ P_s , ของหม้อแปลงไฟฟ้าที่หาได้จากสมการ (B-1) และ (B-2) แสดงตามสมการ (B-3) η คือ ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า

$$P_p = V_{p,rms} I_{p,rms} = 4K_F K_w J B_{max} f A_C A_w = \frac{P_s}{\eta} \quad (B-3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (B-3) แสดงว่ากำลังไฟฟ้าที่หม้อแปลงไฟฟ้าสามารถจ่ายได้เป็นปฏิภาคโดยตรงกับผลคูณระหว่าง A_c และ A_w ที่เรียกว่า ผลคูณพื้นที่ A_p [40] ค่า A_p ที่ระบุไว้ในใบแสดงรายละเอียดข้อมูลของแกนหรือสามารถคำนวณผลได้โดยง่ายจึงนำมาใช้ออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าได้ ตัวอย่างของ A_c และ A_w ของแกนแบบ EI แบบ C และแบบทอรอยด์แสดงตามรูปที่ B.1



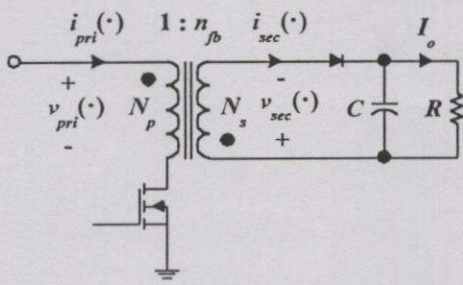
รูปที่ B.1 ค่า A_c และ A_w ของแกนแบบต่าง ๆ

(a) แกนแบบ EI (b) แกนแบบ C (c) แกนแบบทอรอยด์

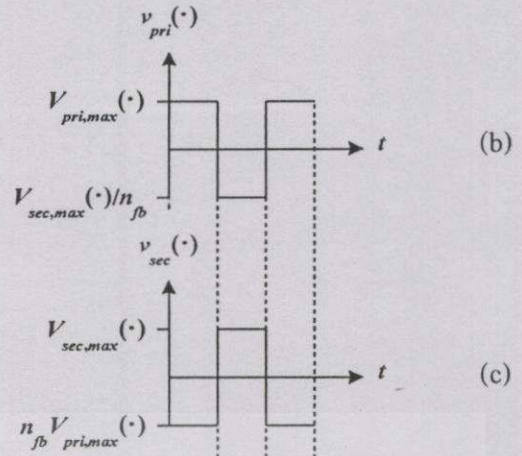
2. ผลคูณพื้นที่ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก

การทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กเหมือนกับตัวเหนี่ยวนำ คือ หม้อแปลงไฟฟ้านี้เก็บพลังงานในช่วงเวลาหนึ่งและถ่ายโอนพลังงานในอีกช่วงเวลาหนึ่งในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s โมดการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กสามารถกำหนดได้จากปริมาณของพลังงานที่หม้อแปลงไฟฟ้าเก็บไว้หรือถ่ายโอนไปได้หมดในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s กล่าวคือ ถ้าหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กสามารถถ่ายโอนพลังงานไปให้โหลดได้หมดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s เรียกว่า การทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) แต่ถ้าหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กถ่ายโอนพลังงานไปให้โหลดได้เพียงบางส่วนและยังคงมีพลังงานเก็บอยู่ในหม้อแปลงไฟฟ้าในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s เรียกว่า การทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (CCM) การหาผลคูณพื้นที่ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กเริ่มจากพิจารณาวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กและรูปสัญญาณของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่การทำงานของวงจรเป็นแบบอูคมคติดังแสดงตามรูปที่ B.2 n_p คือ อัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ N_s ต่อจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ N_p , $i_{pri}(\cdot)$ และ $i_{sec}(\cdot)$ คือ กระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s ตามลำดับ, $v_{pri}(\cdot)$ และ $v_{sec}(\cdot)$ คือ แรงดันไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิและแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s ตามลำดับ, I_o คือ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกและ $\phi(\cdot)$ คือ ฟลักซ์แม่เหล็กในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s ,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

(c)

รูปที่ B.2 (a) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

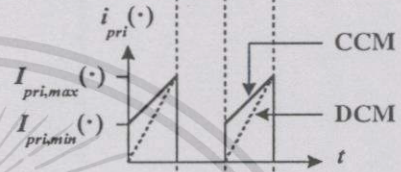
(b) รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิ

(c) รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมิ

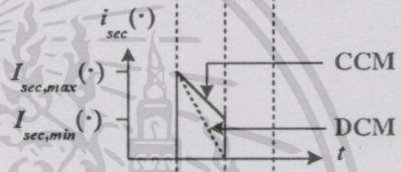
(d) รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ

(e) รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ

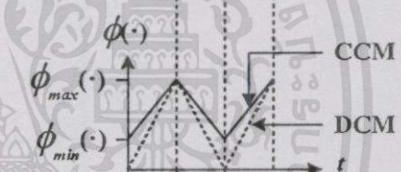
(f) รูปสัญญาณของฟลักซ์แม่เหล็ก



(d)



(e)



(f)

จากรูปที่ B.2 (b) และ (f) แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิสำหรับการทำงานเป็นโหมด CCM ที่ได้จากกฎของฟาราเดย์แสดงตามสมการ (B-4)

$$\begin{aligned}
 V_{pri,max}(\cdot) &= N_p \frac{d\phi(\cdot)}{dt} = N_p \frac{[\phi_{max}(\cdot) - \phi_{min}(\cdot)]}{DT_s} \\
 &= N_p A C \frac{[B_{max}(\cdot) - B_{min}(\cdot)]}{DT_s} = \frac{N_p A C \Delta B f_s}{D}
 \end{aligned}
 \tag{B-4}$$

โดย $V_{pri,max}(\cdot)$: แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s

$\phi_{max}(\cdot)$: ฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s

$\phi_{min}(\cdot)$: ฟลักซ์แม่เหล็กต่ำสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s

$B_{max}(\cdot)$: ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s

$B_{min}(\cdot)$: ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กต่ำสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s ,
โดย $B(\cdot) = \phi(\cdot)/A_c$

พลังงานที่เก็บไว้ในหม้อแปลงไฟฟ้าพลายเบ็กในช่วงเวลาที่ $t = DT_s$, ได้ถ่ายโอนไปยังโหลดในช่วงเวลาที่ไดโอดนำกระแสไฟฟ้า คือ $t = (1-D)T_s$, แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านทุติยภูมิ $V_{sec,max}(\cdot)$, ในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ในช่วงเวลาที่มีการถ่ายโอนพลังงานไปยังโหลดนี้แสดงตามสมการ (B-5)

$$V_{sec,max}(\cdot) = \frac{N_s A_c \Delta B f_s}{1-D} \quad (B-5)$$

จัดรูปสมการ (B-4) และ (B-5) ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของ N_p และ N_s , ดังแสดงตามสมการ (B-6) และ (B-7) ตามลำดับ

$$N_p = \frac{DV_{pri,max}(\cdot)}{A_c \Delta B f_s} \quad (B-6)$$

$$N_s = \frac{(1-D)V_{sec,max}(\cdot)}{A_c \Delta B f_s} \quad (B-7)$$

จัดรูปสมการ (B-2) ที่คำนึงถึงจำนวนขดลวดทั้งหมดที่บรรจุลงในพื้นที่ A_w จะได้

$$A_w K_w J = N_p I_{p,rms}(\cdot) + N_s I_{s,rms}(\cdot) \quad (B-8)$$

แทนสมการ (B-6) และ (B-7) ลงในสมการ (B-8) ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของ A_p , ดังแสดงตามสมการ (B-9)

$$A_p = A_c A_w = \frac{DV_{pri,max}(\cdot) I_{p,rms}(\cdot)}{K_w J \Delta B f_s} + \frac{(1-D)V_{sec,max}(\cdot) I_{s,rms}(\cdot)}{K_w J \Delta B f_s} \quad (B-9)$$

จากรูปที่ B.2 (d) และ (e) $i_{pri}(\cdot)$ และ $i_{sec}(\cdot)$ ที่เป็นฟังก์ชันของเวลาสามารถนิยามได้ตามสมการ (B-10) และ (B-11) ตามลำดับ $I_{pri,max}(\cdot)$ และ $I_{pri,min}(\cdot)$ คือ กระแสไฟฟ้าปฐมภูมิสูงสุดและต่ำสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ตามลำดับ, $I_{sec,max}(\cdot)$ และ $I_{sec,min}(\cdot)$ คือ กระแสไฟฟ้าทุติยภูมิสูงสุดและต่ำสุดในทุก ๆ คาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{pri}(\cdot) = I_{pri,min}(\cdot) + \frac{I_{pri,max}(\cdot) - I_{pri,min}(\cdot)}{DT_s} t \quad : \quad 0 \leq t \leq DT_s \quad (B-10)$$

$$i_{sec}(\cdot) = I_{sec,max}(\cdot) + \frac{I_{sec,min}(\cdot) - I_{sec,max}(\cdot)}{(1-D)T_s} t \quad : \quad 0 \leq t \leq (1-D)T_s \quad (B-11)$$

นิยามกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสและกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยตามสมการ (B-12) และ (B-13) ตามลำดับ

$$I_{rms}(\cdot) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^t i^2(\cdot) dt} \quad (B-12)$$

$$\langle P_{av}(\cdot) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^t v(\cdot) i(\cdot) dt \quad (B-13)$$

กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านปฐมภูมิ $I_{p,rms}(\cdot)$ และกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านทุติยภูมิ $I_{s,rms}(\cdot)$ มีผลการคำนวณที่คำนวณตามสมการ (B-12) ดังแสดงตามสมการ (B-14) และ (B-15) ตามลำดับ

$$I_{p,rms}(\cdot) = \sqrt{\frac{D}{3} [I_{pri,max}^2(\cdot) + I_{pri,min}^2(\cdot) + I_{pri,max}(\cdot) I_{pri,min}(\cdot)]} \quad (B-14)$$

$$I_{s,rms}(\cdot) = \sqrt{\frac{1-D}{3} [I_{sec,max}^2(\cdot) + I_{sec,min}^2(\cdot) + I_{sec,max}(\cdot) I_{sec,min}(\cdot)]} \quad (B-15)$$

ค่า A_p ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กที่การทำงานเป็น โหมด CCM ที่ได้มาจากการแทนสมการ (B-14) และ (B-15) ลงในสมการ (B-9) แสดงตามสมการ (B-16) โดย $D' = (1-D)$

$$A_p = \left[\frac{DV_{pri,max}(\cdot) \sqrt{\frac{D}{3} [I_{pri,max}^2(\cdot) + I_{pri,min}^2(\cdot) + I_{pri,max}(\cdot) I_{pri,min}(\cdot)]}}{K_W J \Delta B f_s} + \frac{D' V_{sec,max}(\cdot) \sqrt{\frac{D'}{3} [I_{sec,max}^2(\cdot) + I_{sec,min}^2(\cdot) + I_{sec,max}(\cdot) I_{sec,min}(\cdot)]}}{K_W J \Delta B f_s} \right] \quad (B-16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า A_p ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กที่การทำงานเป็นโหมด DCM ที่ได้มาจากการแทน $I_{pri,min}(\cdot)$ และ $I_{sec,min}(\cdot) = 0$ ลงในสมการ (B-16) แสดงตามสมการ (B-17)

$$A_p = \left[\frac{\left(DV_{pri,max}(\cdot) I_{pri,max}(\cdot) \sqrt{\frac{D}{3}} \right) + \left(D' V_{sec,max}(\cdot) I_{sec,max}(\cdot) \sqrt{\frac{D'}{3}} \right)}{K_W J \Delta B f} \right] \quad (B-17)$$

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , ทางด้านปฐมภูมิ $\langle P_{p,av}(\cdot) \rangle$ และทางด้านทุติยภูมิ $\langle P_{s,av}(\cdot) \rangle$ มีผลการคำนวณที่คำนวณตามสมการ (B-13) ดังแสดงตามสมการ (B-18) และ (B-19) ตามลำดับ

$$\begin{aligned} \langle P_{p,av}(\cdot) \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[V_{pri,max}(\cdot) \left(I_{pri,min}(\cdot) + \frac{I_{pri,max}(\cdot) - I_{pri,min}(\cdot)}{DT_s} t \right) \right] dt \\ &= DV_{pri,max}(\cdot) \left[\frac{I_{pri,max}(\cdot) + I_{pri,min}(\cdot)}{2} \right] \end{aligned} \quad (B-18)$$

$$\begin{aligned} \langle P_{s,av}(\cdot) \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left[V_{sec,max}(\cdot) \left(I_{sec,max}(\cdot) + \frac{I_{sec,min}(\cdot) - I_{sec,max}(\cdot)}{(1-D)T_s} t \right) \right] dt \\ &= (1-D) V_{sec,max}(\cdot) \left[\frac{I_{sec,max}(\cdot) + I_{sec,min}(\cdot)}{2} \right] \end{aligned} \quad (B-19)$$

ค่า A_p สามารถแสดงในเทอมของ $\langle P_{p,av}(\cdot) \rangle$ และ $\langle P_{s,av}(\cdot) \rangle$ ที่ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่ง่ายขึ้น ด้วยการแทน $V_{pri,max}(\cdot)$ และ $V_{sec,max}(\cdot)$ ที่ได้จากการจัดรูปสมการ (B-18) และ (B-19) ตามลำดับ ลงในสมการ (B-16) ดังแสดงตามสมการ (B-20) η_{fb} คือ ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก α คือ ตัวเลขดัชนีการถ่ายโอนพลังงานที่คำนวณผลได้ตามสมการ (B-21)

$$A_p = \left[\frac{2 \langle P_{p,av}(\cdot) \rangle \sqrt{\frac{D}{3} [I_{pri,max}^2(\cdot) + I_{pri,min}^2(\cdot) + I_{pri,max}(\cdot)I_{pri,min}(\cdot)]}}{[I_{pri,max}(\cdot) + I_{pri,min}(\cdot)]K_W J \Delta B f_s} + \frac{2 \langle P_{s,av}(\cdot) \rangle \sqrt{\frac{D'}{3} [I_{sec,max}^2(\cdot) + I_{sec,min}^2(\cdot) + I_{sec,max}(\cdot)I_{sec,min}(\cdot)]}}{[I_{sec,max}(\cdot) + I_{sec,min}(\cdot)]K_W J \Delta B f_s} \right] \\ = \frac{\langle P_{s,av}(\cdot) \rangle \left[\left(\frac{1}{\eta_{fb}} \sqrt{\frac{4D\alpha}{3}} \right) + \sqrt{\frac{4D'\alpha}{3}} \right]}{K_W J \Delta B f_s} \quad (B-20)$$

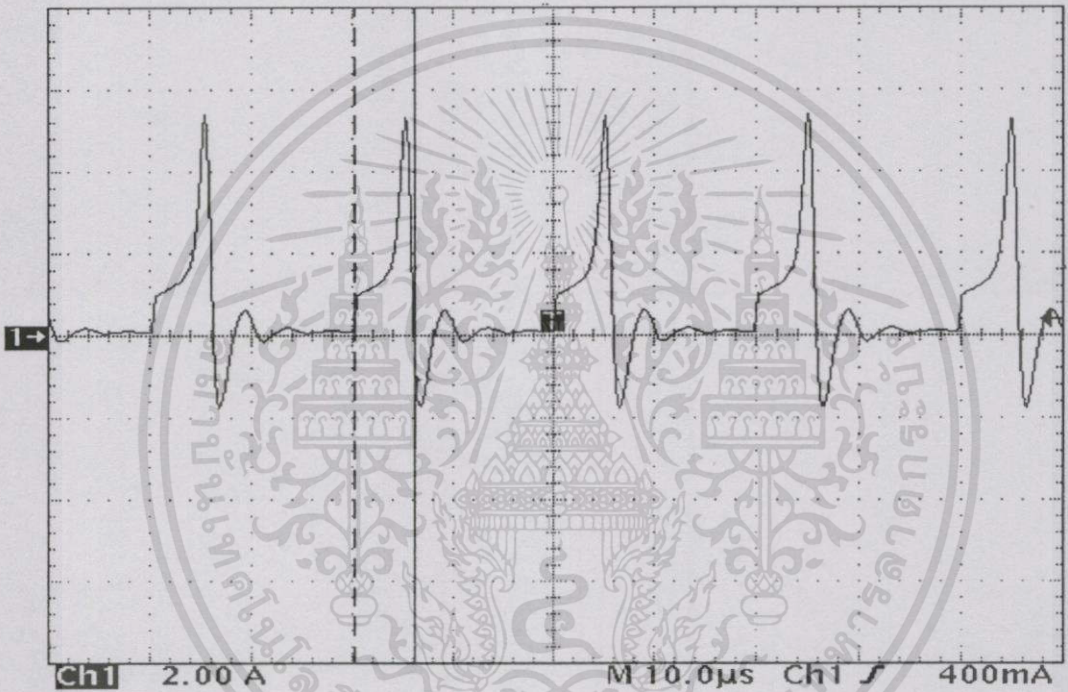
$$\alpha = \frac{I_{pri,max}^2(\cdot) + I_{pri,min}^2(\cdot) + I_{pri,max}(\cdot)I_{pri,min}(\cdot)}{[I_{pri,max}(\cdot) + I_{pri,min}(\cdot)]^2} \\ = \frac{[I_{pri,max}(\cdot) + I_{pri,min}(\cdot)]^2 - I_{pri,max}(\cdot)I_{pri,min}(\cdot)}{[I_{pri,max}(\cdot) + I_{pri,min}(\cdot)]^2} \quad (B-21) \\ = 1 - \frac{1}{\left(\frac{I_{pri,max}(\cdot)}{I_{pri,min}(\cdot)} + \frac{I_{pri,min}(\cdot)}{I_{pri,max}(\cdot)} + 2 \right)}$$

สมการ (B-21) มีข้อสังเกตที่สำคัญ คือ การทำงานเป็น โหมด DCM ซึ่ง $I_{pri,min}(\cdot) = 0$ มีผลให้ค่า $\alpha = 1$ เนื่องจากเทอมลบมีขนาดเป็นศูนย์ ($I_{pri,max}(\cdot)/I_{pri,min}(\cdot) = \infty$) การทำงานเป็น โหมด CCM ซึ่ง $I_{pri,min}(\cdot) > 0$ มีผลให้ค่า $\alpha < 1$ และหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กไม่สามารถเก็บพลังงานได้ ถ้า $I_{pri,min}(\cdot) = I_{pri,max}(\cdot)$ ที่มีผลให้ค่า $\alpha = 0.75$ ดังนั้น ค่า α ที่ต้องกำหนด เมื่อเลือกการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็น โหมด CCM หรือโหมด DCM เลือกได้ตามสมการ (B-22)

$$\begin{aligned} 0.75 < \alpha < 1 &\Rightarrow \text{CCM} \\ \alpha = 1 &\Rightarrow \text{DCM} \end{aligned} \quad (B-22)$$

การอิ่มตัว (Saturation) ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก เนื่องจากความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด B_{max} ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กมีค่าสูงกว่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กอิ่มตัวของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัสดุที่ใช้สร้างแกนเฟอร์ไรต์ B_{sat} ที่ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์มีค่าสูงมากดังแสดงตามรูปที่ B.3 การอิมตัวของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กเมื่อการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องสามารถป้องกันได้ ด้วยการคำนึงถึงความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กต่ำสุด B_{min} ที่มีค่าไม่เป็นศูนย์สำหรับการทำงานเป็นโหมดนี้และคำนวณผลได้ตามสมการ (B-23) [64] L_M คือ ความเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็ก, $I_{min}(\cdot)$ คือ กระแสไฟฟ้าต่ำสุดที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ T_s , N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กและ A_C คือ พื้นที่ตัดขวางของแกน



รูปที่ B.3 รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์เมื่อหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบ็กเกิดการอิมตัว

$$B_{min} = \frac{L_M I_{min}(\cdot)}{N_p A_C} \tag{B-23}$$

$I_{min}(\cdot)$ ในกรณีที่อุปกรณ์ทั้งหมดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กเป็นอุปกรณ์ในอุดมคติคำนวณผลได้ตามสมการ (B-24) [65] R_{min} คือ ค่าความต้านทานค่าต่ำสุดของโหลด

$$I_{min}(\cdot) = \frac{n_{fb}^2 D_{min} V_{in, pk}}{(1 - D_{min})^2 R_{min}} - \frac{V_{in, pk} D_{min}}{2 L_M f_s} \tag{B-24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของ B_{max} สำหรับการทำงานเป็นโมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องคำนวณผลได้ตามสมการ (B-25)

$$B_{max} = B_{min} + \Delta B \quad (B-25)$$

การป้องกันการอิ่มตัวของหม้อแปลงไฟฟ้าหลายเบ็กต้องออกแบบให้ $B_{max} < B_{sat}$ เช่น $B_{max} \leq 0.85B_{sat}$ เป็นต้น ซึ่งการออกแบบอาจจำเป็นต้องกระทำซ้ำหลายครั้งจนกว่าจะได้ผลตามต้องการ อย่างไรก็ตาม การเลือกค่า ΔB หรือ B_{min} ค่าต่ำ เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของหม้อแปลงไฟฟ้าหลายเบ็กมีผลกระทบคือ แกนที่เลือกมีขนาดใหญ่และจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีจำนวนมาก

3. ผลคูณพื้นที่ของตัวเหนี่ยวนำ

พารามิเตอร์พื้นฐานที่จำเป็นต้องทราบในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ คือ ขนาดของกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ต้องการ พารามิเตอร์ตัวนี้ใช้คำนวณค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าสูงสุดซึ่งจะต้องไม่สูงกว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กอิ่มตัวของวัสดุที่เลือกมาใช้เป็นแกนของตัวเหนี่ยวนำ กระแสไฟฟ้าสูงสุดทำให้มีพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำดังแสดงตามสมการ (B-26) E คือ พลังงานที่สะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำและ $I_{L,pk}$ คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

$$E = \frac{1}{2} LI_{L,pk}^2 \quad (B-26)$$

จำนวนรอบของขดลวด N ที่สามารถบรรจุลงในพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด A_w คำนวณได้ตามสมการ (B-27) a คือ พื้นที่ตัดขวางของเส้นลวด, K_w คือ ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ A_w

$$K_w A_w = Na \quad (B-27)$$

แทน a ด้วยอัตราส่วนระหว่างกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $I_{L,rms}$ และความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า J จะได้สมการใหม่ที่ปรับปรุงจากสมการ (B-27) คือ

$$K_w A_w = N \frac{I_{L,rms}}{J} \quad (B-28)$$

นิยามค่าอัตราส่วนระหว่างกระแสไฟฟ้าสูงสุดกับกระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอส (Crest factor) $K_C = I_{L,pk}/I_{L,rms}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น $I_{L,rms}$ สามารถเขียนได้อีกแบบหนึ่ง คือ $I_{L,rms} = I_{L,pk}/K_C$ และสมการ (B-28) สามารถเขียนใหม่ได้ดังแสดงตามสมการ (B-29)

$$I_{L,pk} = \frac{JK_C K_W A_W}{N} \quad (B-29)$$

นอกจากนี้ $I_{L,pk}$ ยังมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ทางฟิสิกส์ที่สร้างขึ้นได้จากกฎของฟาราเดย์ ดังแสดงตามสมการ (B-30) A_C คือ พื้นที่ตัดขวางของแกน, B_{max} คือ ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กค่าสูงสุดและ L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ

$$I_{L,pk} = \frac{N A_C B_{max}}{L} \quad (B-30)$$

แทนสมการ (B-29) และ (B-30) ลงในสมการ (B-26) แล้วจัดรูปสมการ จะได้สมการผลคูณพื้นที่ A_p , สำหรับใช้เลือกขนาดของแกนดังแสดงตามสมการ (B-31)

$$A_p = A_C A_W = \frac{2E}{K_W K_C J B_{max}} \quad (B-31)$$

สมการ (B-30) ยังสามารถจัดรูปใหม่เพื่อคำนวณจำนวนรอบของขดลวดได้อีกด้วย ถ้าทราบค่าพารามิเตอร์ค่าอื่น ๆ ในสมการ ระยะช่องอากาศ l_g สามารถคำนวณได้ตามสมการ (B-32) [1-3], [40]

$$l_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_C}{L} \quad (B-32)$$

ภาคผนวก ก.

สมการคำนวณค่าความจุไฟฟ้าทางด้านออก
ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก



1. การคำนวณค่าของ C ทางด้านออกเพื่อให้ได้ขนาดของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลตามต้องการ จากสมการ (3.18) ในหน้าที่ 31 และสมการ (3.20) ในหน้าที่ 32

$$V_{in,rms} I_{in,rms} (1 - \cos 2\omega_L t) = v_o(t) i_o(t) \quad (C-1)$$

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกทำหน้าที่จ่ายและรับกำลังไฟฟ้าที่มีค่าความถี่ $2f_L$ ที่ส่งมาจากด้านทางเข้า ถ้าขนาดของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิลเล็กกว่าขนาดของแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกอย่างมาก ก็จะสามารถอนุมานได้ว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกมีขนาดคงที่ ซึ่งทำให้สามารถแสดงสมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก $i_C(t)$, ได้ตามสมการ (C-2)

$$i_C(t) = -\frac{V_{in,rms} I_{in,rms}}{V_o} \cos 2\omega_L t \quad (C-2)$$

แรงดันไฟฟ้าที่เวลาใด ๆ ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก $v_C(t)$ คือ ผลอินทิกรัลของกระแสไฟฟ้า $i_C(t)$ ดังแสดงตามสมการ (C-3)

$$\begin{aligned} v_C(t) &= \frac{1}{C} \int_0^t \left[-\frac{V_{in,rms} I_{in,rms}}{V_o} \cos 2\omega_L t \right] dt + V_C(0) \\ &= V_o - \frac{V_{in,rms} I_{in,rms}}{2\omega_L C V_o} \sin 2\omega_L t \end{aligned} \quad (C-3)$$

แรงดันไฟฟ้ารีปเปิล Δv_o , มีขนาดสูงสุด (Peak value) ดังแสดงตามสมการ (C-4)

$$\Delta v_o = \frac{V_{in,rms} I_{in,rms}}{2\omega_L C V_o} \quad (C-4)$$

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออกคำนวณผลได้จากการจัดรูปสมการ (C-4)

นอกจากนี้ ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านออกที่สามารถรักษาให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกอยู่ในพิสัยที่กำหนด ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้าขาดหายไปชั่วคราวสามารถเลือกได้จากสมการ (C-5)

[43] t_H คือ ช่วงเวลา Hold-up และ $V_{o,LOW}$ คือ แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านออกค่าต่ำสุดในช่วงเวลา t_H

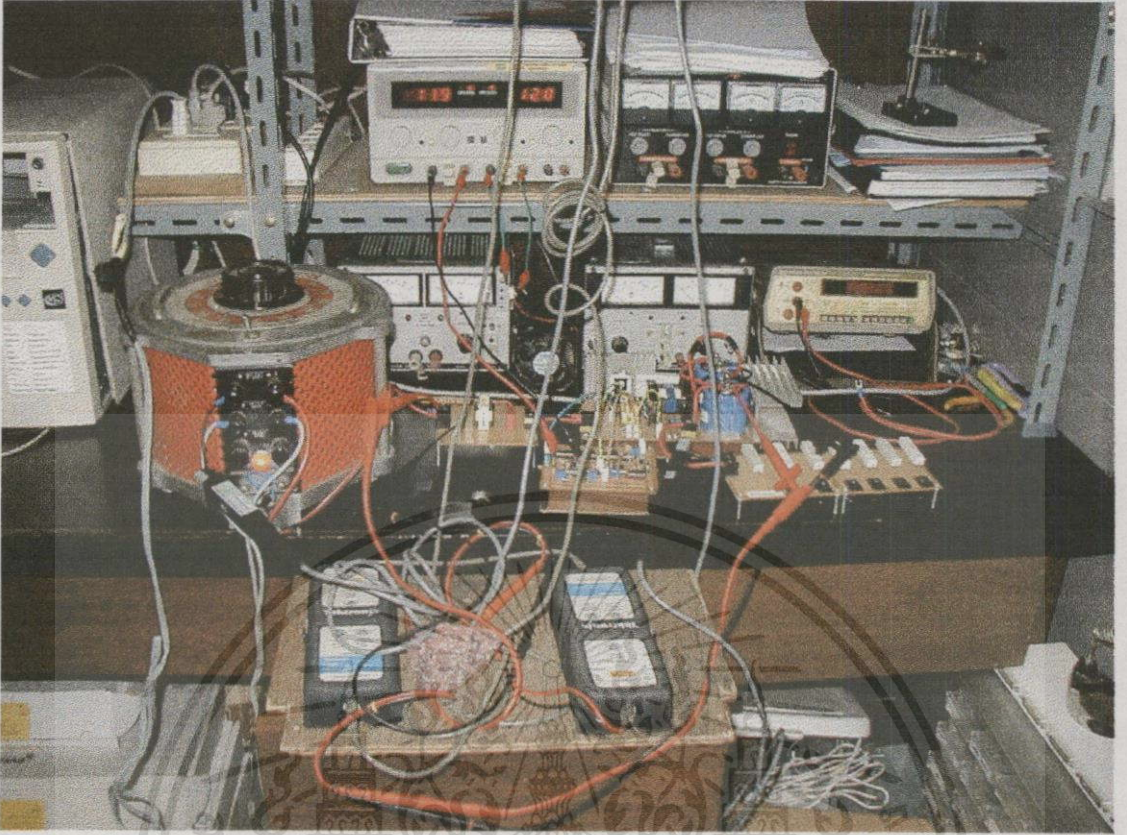
$$C = \frac{2P_o t_H}{(V_o^2 - V_{o,LOW}^2)} \quad (C-5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

ภาพถ่ายของงานวิจัยและรูปสัญลักษณ์เพิ่มเติม
ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวิธีสวิตช์ที่พัฒนาขึ้น





รูปที่ D.1 ภาพถ่ายของงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Current Harmonic Emissions
Test: IEC 61000-3-2
Equip: Class D: Power=80W
Line Freq: 50Hz

Har #	Meas dBuA	Limit dbuA	Margin dB
1	111.7	-	-
2	47.1	-	-
3	92.1	108.7	16.6
4	43.7	-	-
5	71.4	103.6	32.2
6	38.9	-	-
7	70.5	98.1	27.6
8	40.7	-	-
9	71.9	92.0	20.2
10	41.9	-	-
11	68.7	88.9	20.3
12	45.7	-	-
13	69.3	87.5	18.2
14	46.3	-	-
15	60.8	86.2	25.5
16	41.5	-	-
17	59.3	85.2	25.8
18	45.6	-	-
19	63.6	84.2	20.6
20	47.6	-	-

Current Harmonic Emissions
Test: IEC 61000-3-2
Equip: Class D: Power=80W
Line Freq: 50Hz

Har #	Meas dBuA	Limit dbuA	Margin dB
21	54.8	83.3	28.5
22	35.5	-	-
23	58.0	82.5	24.5
24	47.6	-	-
25	64.3	81.8	17.5
26	47.1	-	-
27	58.6	81.1	22.5
28	48.2	-	-
29	56.5	80.5	24.0
30	49.0	-	-
31	58.2	79.9	21.8
32	36.9	-	-
33	53.5	79.4	25.9
34	42.4	-	-
35	60.2	78.9	18.7
36	43.7	-	-
37	62.0	78.4	16.4
38	39.2	-	-
39	58.4	77.9	19.6
40	40.3	-	-

รูปที่ D.2 ผลการวัดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ใช้สร้างแผนภูมิแท่งรูปที่ 5.7 (a)

Current Harmonic Emissions
Test: IEC 61000-3-2
Equip: Class D: Power=80W
Line Freq: 50Hz

Har #	Meas dBuA	Limit dbuA	Margin dB
1	111.3	-	-
2	50.9	-	-
3	92.4	108.7	16.2
4	54.2	-	-
5	65.9	103.6	37.7
6	42.1	-	-
7	65.9	98.1	32.1
8	51.1	-	-
9	72.0	92.0	20.0
10	44.0	-	-
11	69.8	88.9	19.1
12	49.5	-	-
13	68.3	87.5	19.2
14	41.8	-	-
15	63.3	86.2	23.0
16	41.6	-	-
17	60.6	85.2	24.6
18	37.2	-	-
19	62.3	84.2	21.9
20	24.7	-	-

Current Harmonic Emissions
Test: IEC 61000-3-2
Equip: Class D: Power=80W
Line Freq: 50Hz

Har #	Meas dBuA	Limit dbuA	Margin dB
21	49.7	83.3	33.7
22	38.4	-	-
23	60.4	82.5	22.1
24	36.4	-	-
25	63.5	81.8	18.3
26	44.8	-	-
27	54.8	81.1	26.4
28	41.2	-	-
29	57.2	80.5	23.3
30	43.6	-	-
31	58.3	79.9	21.6
32	41.3	-	-
33	54.7	79.4	24.7
34	42.5	-	-
35	60.7	78.9	18.2
36	42.0	-	-
37	60.4	78.4	18.0
38	35.2	-	-
39	56.4	77.9	21.5
40	41.7	-	-

รูปที่ D.3 ผลการวัดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ใช้สร้างแผนภูมิแท่งรูปที่ 5.7 (b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

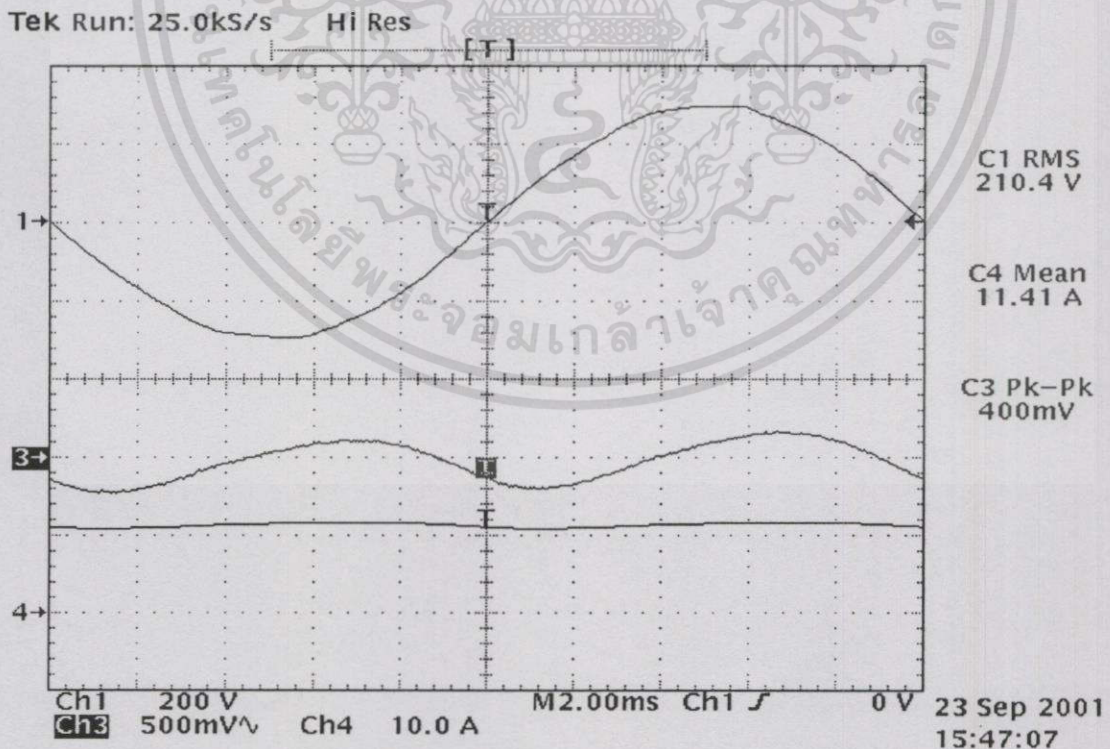
Current Harmonic Emissions
 Test: IEC 61000-3-2
 Equip: Class D: Power=80W
 Line Freq: 50Hz

Har #	Meas dBuA	Limit dbuA	Margin dB
1	111.1	-	-
2	52.5	-	-
3	92.0	108.7	16.7
4	50.4	-	-
5	77.4	103.6	26.2
6	44.8	-	-
7	76.6	98.1	21.5
8	38.6	-	-
9	73.5	92.0	18.5
10	52.5	-	-
11	73.2	88.9	15.8
12	49.2	-	-
13	69.2	87.5	18.3
14	46.8	-	-
15	67.8	86.2	18.5
16	32.9	-	-
17	65.3	85.2	19.8
18	50.7	-	-
19	67.1	84.2	17.0
20	41.1	-	-

Current Harmonic Emissions
 Test: IEC 61000-3-2
 Equip: Class D: Power=80W
 Line Freq: 50Hz

Har #	Meas dBuA	Limit dbuA	Margin dB
21	59.4	83.3	23.9
22	37.2	-	-
23	60.9	82.5	21.6
24	37.3	-	-
25	66.9	81.8	14.9
26	49.3	-	-
27	59.8	81.1	21.3
28	29.9	-	-
29	62.7	80.5	17.8
30	35.3	-	-
31	64.5	79.9	15.5
32	38.2	-	-
33	53.4	79.4	26.0
34	46.0	-	-
35	63.2	78.9	15.7
36	40.4	-	-
37	63.1	78.4	15.3
38	47.2	-	-
39	50.5	77.9	27.4
40	36.7	-	-

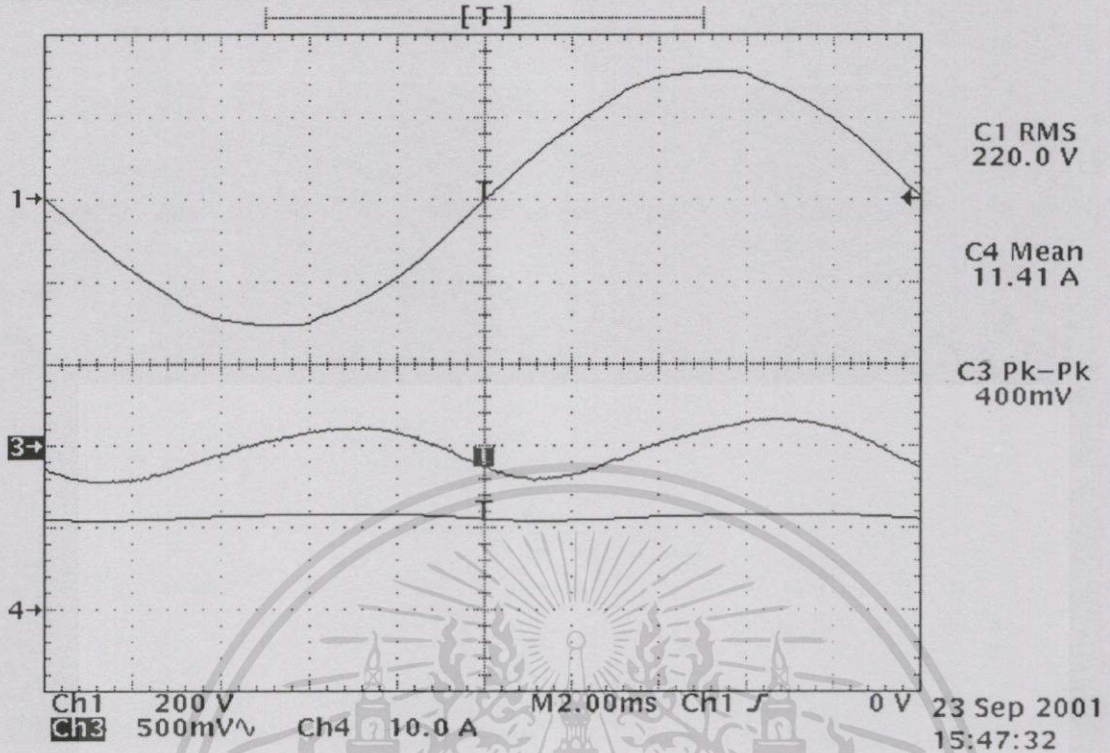
รูปที่ D.4 ผลการวัดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ใช้สร้างแผนภูมิแห่งรูปที่ 5.7 (c)



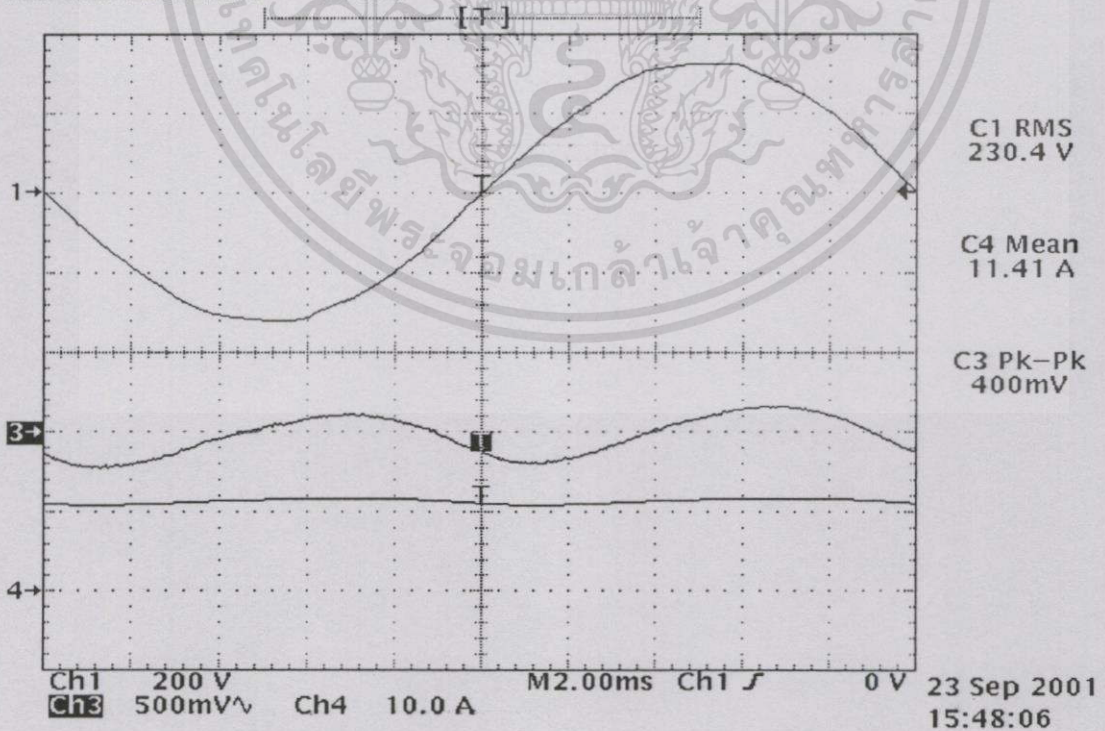
รูปที่ D.5 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิดทางด้านออก (CH3) [CH1: $v_m(t)$ CH4: I_o]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Run: 25.0kS/s HI Res

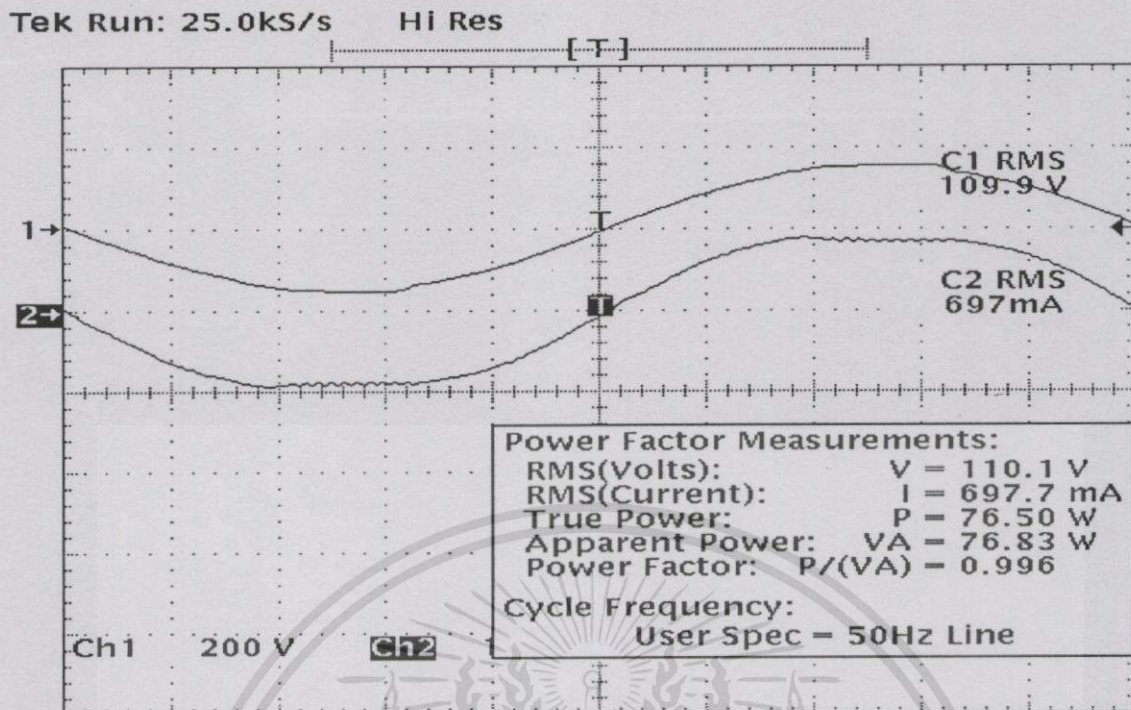
รูปที่ D.6 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าที่รีปเปิดทางด้านออก (CH3) [CH1: $v_{in}(t)$ CH4: I_o]

Tek Run: 25.0kS/s HI Res

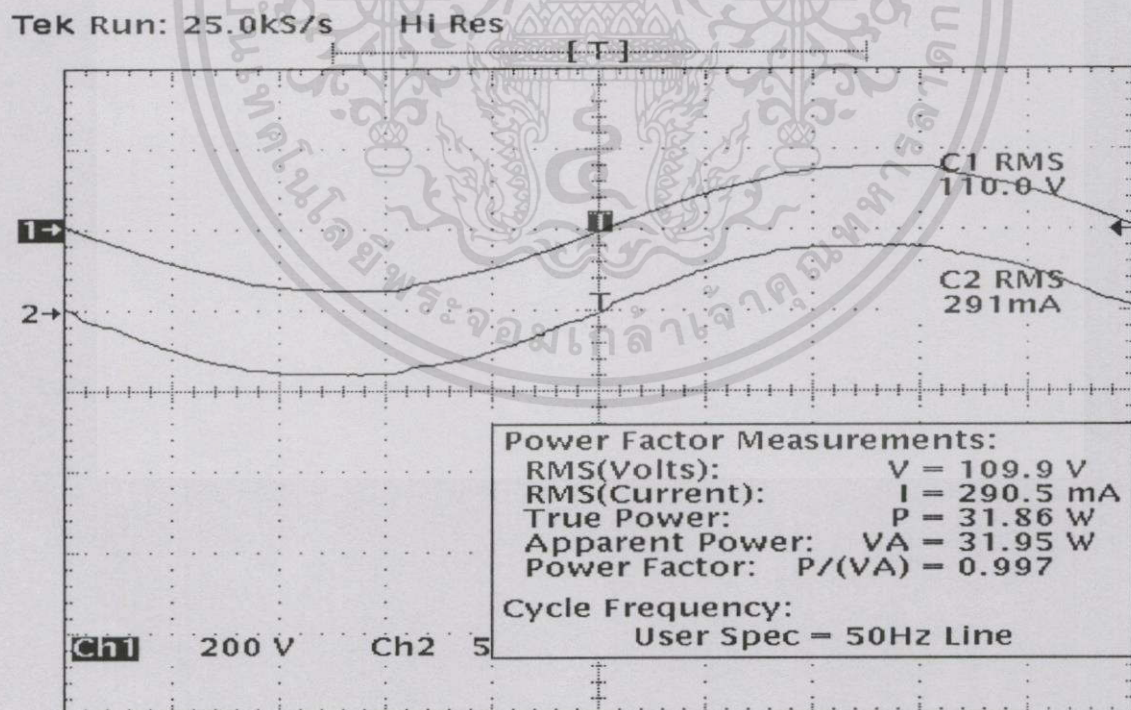
รูปที่ D.7 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าที่รีปเปิดทางด้านออก (CH3) [CH1: $v_{in}(t)$ CH4: I_o]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

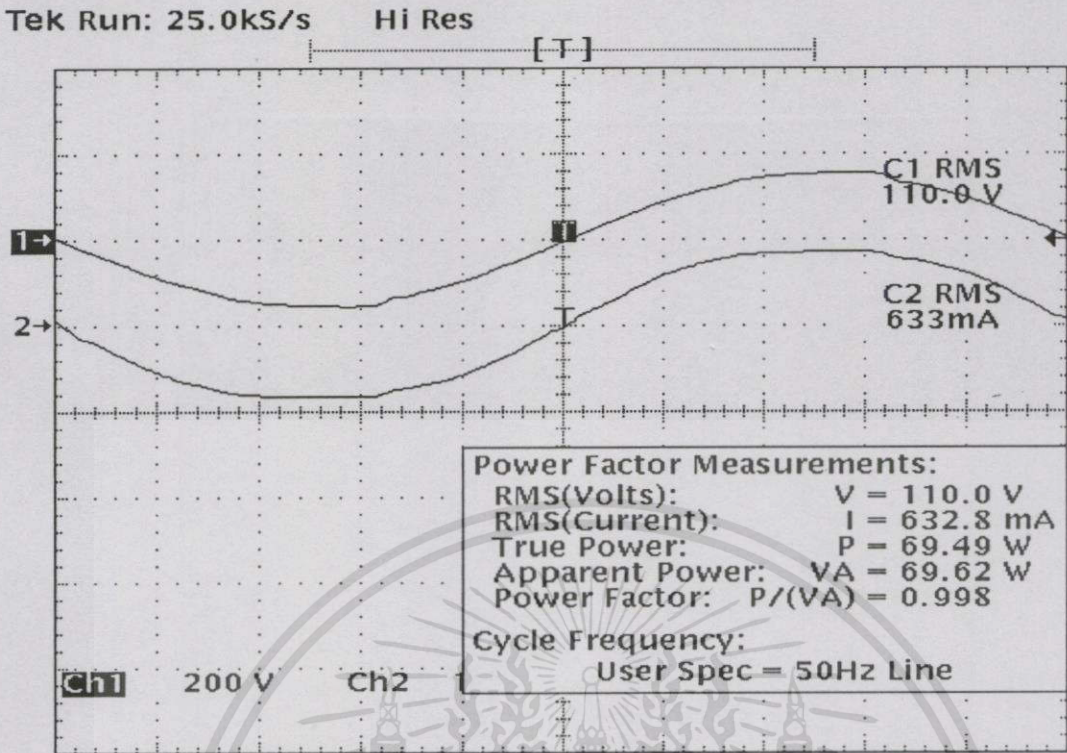


รูปที่ D.8 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบในตารางที่ 6.3
($P_o = 50W$)



รูปที่ D.9 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบในตารางที่ 6.3
($P_o = 22W$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ D.10 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าที่ใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบในตารางที่ 6.3

$$(P_o = 44W)$$

ภาคผนวก จ.

บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ของวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์ใน
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 23 (EECON-23)



การปรับปรุงตัวประกอบกำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้าสลับเฟสเดียวเป็นกระแสไฟฟ้าตรง ด้วยวิธีควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

Power Factor Correction for A Single-Phase AC/DC Converter by Nonlinear-Carrier Control Technique

เฉลิมเกียรติ เทพสำราญ และ นนทวัฒน์ จุลเดชะ

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทร. (02) 326-9989 E-mail: kcnontaw@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนำเสนอการปรับปรุงตัวประกอบกำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดฟลายแบ็ก เทคนิคที่ใช้ควบคุมการทำงานเป็นแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น คำวิจัยกรหน้าที่ใช้ปรับการทำงานของวงจรเพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าเป็นรูปสัญญาณโคไซน์คล้ายรูปไซน์มากที่สุด สร้างขึ้นมาจากการเปรียบเทียบผลอินทิกรัลของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิตช์กับรูปคลื่นแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น ผลการปรับปรุงตัวประกอบกำลังแสดงได้ด้วยผลการวัดค่าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรต้นแบบขนาด 50W โดยทำการเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC 1000-3-2 class D

คำสำคัญ : การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง, วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดฟลายแบ็ก, การควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

ABSTRACT

In this paper, a flyback converter with a Nonlinear-Carrier (NLC) control to improve the input power factor is presented. The duty cycle, which is used to drive the converter to draw a nearly sinusoidal current from the main, is obtained by comparing an integral of a switch current with a periodic nonlinear carrier waveform. The prototype converter was built and tested for a 50W output power. Results show that the line current waveform is closed to sinusoid, i.e. improving the input power factor, with its harmonic contents well below the values required by IEC 1000-3-2 class D standard.

Keyword : Power factor correction, Flyback converter, Nonlinear-carrier control

สัญลักษณ์:

- x : ตัวแปรที่เวลาใด ๆ
 $\langle X \rangle$: ตัวแปรเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลา T , ของความถี่ทางด้านเข้า, f
 X_{rms}, X_{pk} : ตัวแปร RMS และตัวแปรสูงสุดของความถี่ทางด้านเข้า, f
 $x(\cdot)$: ตัวแปรที่เวลาใด ๆ ในคาบเวลา T , ของความถี่การสวิตช์, f

$\langle X(\cdot) \rangle$: ตัวแปรเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลา T , ของความถี่การสวิตช์, f

1. บทนำ

การเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าสลับเป็นกระแสไฟฟ้าตรงด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์และวงจรกรองแรงดันไฟฟ้าด้วยตัวเก็บประจุไฟฟ้า เป็นวิธีที่ใช้กันแพร่หลายสำหรับการสร้างแรงดันไฟฟ้าตรงให้กับแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธิตวิตช์ (Switched-Mode Power Supply) อย่างไรก็ตาม วงจรดังกล่าวมีข้อจำกัด ดังต่อไปนี้

- ไม่สามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าตรงเฉลี่ย ที่คกร้อมตัวเก็บประจุไฟฟ้าได้ เพราะแรงดัน ไฟฟ้านี้เปลี่ยนแปลงตามค่าขนาดของโหลด
- รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งทำให้มีค่า THD (Total Harmonic Distortion) สูง (>100%) และตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่า (≤ 0.6)

ด้วยข้อจำกัดประการที่สอง ทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ไม่ผ่านมาตรฐาน IEC 1000-3-2 class D [1]

การแก้ปัญหากระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าไม่เป็นรูปสัญญาณรูปไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำมีวิธีที่แพร่หลายอยู่สองวิธี คือ วิธีแบบแรกใช้อุปกรณ์พาสซีฟ (Passive elements) วิธีนี้ทำได้ง่าย แต่มีข้อจำกัดในเรื่องขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ [2] วิธีแบบที่สองใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟ (Active elements) โดยให้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ DC/DC อยู่ระหว่างวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านออก แล้วใช้เทคนิคการควบคุมแบบต่าง ๆ เช่น Multiplier approach control หรือ Voltage-follower approach control การควบคุมแบบแรกทำให้กระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าสูงมาก แต่วงจรมีความซับซ้อน การควบคุมแบบที่สองสามารถสร้างได้ง่าย แต่มีข้อจำกัดหลายประการ คือ กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ปรากฏในอุปกรณ์สวิตช์มีค่าสูงมาก, มีสัญญาณรบกวนมากเพราะกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้ามีค่า Ripple สูง อีกทั้งกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์น้อยกว่าเทคนิคการควบคุมแบบแรก [3]

วิธีควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นเป็นวิธีการใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟแบบหนึ่ง ซึ่งมีข้อดีหลายประการ คือ ไม่ต้องใช้วงจรตรวจวัดรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า, ไม่ต้องใช้วงจรขยายความผิดพลาดใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมกระแสไฟฟ้า และไม่ต้องใช้วงจรคุม/หารในระบบควบคุม
ป้อนกลับเพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้า แต่ผลของการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่
เป็นเชิงเส้นยังคงทำให้กระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีความเป็นรูป
สัญญาณรูปไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าสูงมาก [4-5]

บทความนำเสนอการสร้างแหล่งจ่ายกำลังแบบวิธิตวิคซ์โดยใช้
วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดฟลายแบ็ก การควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ใช้เทคนิค
ควบคุมการทำงานเป็นแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น ระบบควบคุมป้อน
กลับเพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกให้คงที่ได้ปรับปรุงจาก
Maksimovic' [5] โดยใช้เทคนิคการชดเชยแบบ One zero-pole pair ซึ่ง
สามารถชดเชยผลจาก ESR (Equivalent Series Resistance) ในตัวเก็บประจุ
ไฟฟ้าทางด้านออก วงจรต้นแบบขนาด 50W ที่สร้างขึ้นให้แรงดันไฟฟ้าตรง
ทางด้านออกคงที่ที่ 5V และทำให้ตัวประกอบกำลังทางด้านเข้ามีค่าสูงใน
เวลาเดียวกัน แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าตรงทางด้านออกแบบ
ทันทีทันใดและมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า (210-230V_{rms})

2. หลักการของการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

หน้าที่หลักสองประการของวงจรที่สร้างขึ้น คือ ประการแรกทำ
หน้าที่ควบคุมให้กระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าที่เวลาใด ๆ i_{in} แปรผันตรงกับ
แรงดันไฟฟ้าซึ่งผ่านการเรียงกระแสไฟฟ้าแบบเต็มลูกคลื่นแล้ว (Full-wave
Rectified AC Line Voltage, v_{in}) ประการที่สองทำหน้าที่ควบคุมแรงดัน
ไฟฟ้าตรงทางด้านออก $\langle V_o \rangle$ ให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้าตรงตามต้องการ $\langle V_{ref} \rangle$

การพิจารณาหลักการควบคุมใช้ข้อสมมติฐาน คือ $f_s \gg f_r \gg T_s \gg T$ ดังนั้น แรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าในคาบเวลา T จึงสามารถอนุมาณได้
ด้วยค่าเฉลี่ยในคาบเวลา T นั้น ค่าวัฏจักรหน้าที่ในแต่ละคาบเวลาของการ
สวิคซ์ T ที่ใช้ปรับกระแสไฟฟ้าทางด้านเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ
ฟลายแบ็กให้แปรผันตรงกับแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า สร้างขึ้นจาก
ผลการเปรียบเทียบรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้าสองรูปคลื่น รูปคลื่นสัญญาณ
ไฟฟ้ารูปคลื่นแรก คือ รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า $v_s(\cdot)$ ที่ได้จากผลอินทิกรัล
ของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิคซ์ $i_s(\cdot)$ (ในแต่ละคาบเวลาของการสวิคซ์
 T) ดังแสดงตามสมการ (1) [4] R_s คือ Equivalent current sensing
resistance, C_s คือ Switch-current integrator capacitor และ n_s คือ Current
transformer turn ratio (ในรูปที่ 2)

$$v_s(\cdot) = \frac{R_s}{T_s} \int_0^T i_s(\cdot) dt = \frac{1}{n_s C_s} \int_0^T i_s(\cdot) dt \quad (1)$$

รูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้าอีกรูปคลื่น คือ รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าแบบพาหะชนิด
ไม่เป็นเชิงเส้น $v_{ac}(\cdot)$ ซึ่งรูปทรงของรูปคลื่นพาหะนี้แปรผันกับชนิดของวงจ
รคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้งาน รูปคลื่น $v_{ac}(\cdot)$ สำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์
แบบฟลายแบ็กแสดงตามสมการ (2) [5] $\langle V_o \rangle$ คือ สัญญาณควบคุมจาก

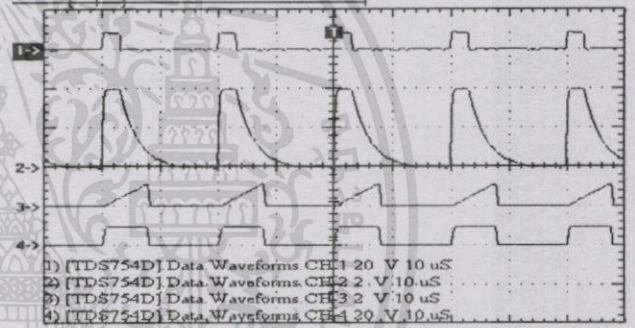
วงจรรักษาความผิดพลาดของระบบควบคุมป้อนกลับเพื่อรักษาแรงดัน ไฟฟ้า
ตรงทางด้านออก

$$v_{nic}(\cdot) = \langle V_o \rangle \frac{T_s}{t(\cdot)} \left[1 - \frac{t(\cdot)}{T_s} \right], \quad 0 \leq t(\cdot) \leq T_s \quad (2)$$

เมื่อเวลา $t(\cdot) = dT_s$ (ในแต่ละคาบเวลาของการสวิคซ์ T_s) กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย
ทางด้านเข้า $\langle I_{rec}(\cdot) \rangle$ มีความสัมพันธ์กับ $v_{ac}(\cdot)$ ตามสมการ (3)

$$\langle I_{rec}(\cdot) \rangle = \frac{v_{nic}(\cdot)}{R_s} \quad (3)$$

รูปคลื่นสัญญาณแรงดันไฟฟ้าสำหรับใช้ขับอุปกรณ์สวิคซ์ $v_x(\cdot)$ โดยใช้
เทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้นและรูปคลื่นของ
สัญญาณ CLK, $v_{ac}(\cdot)$ และ $v_s(\cdot)$ ที่ใช้สร้าง $v_x(\cdot)$ แสดงตามรูปที่ 1



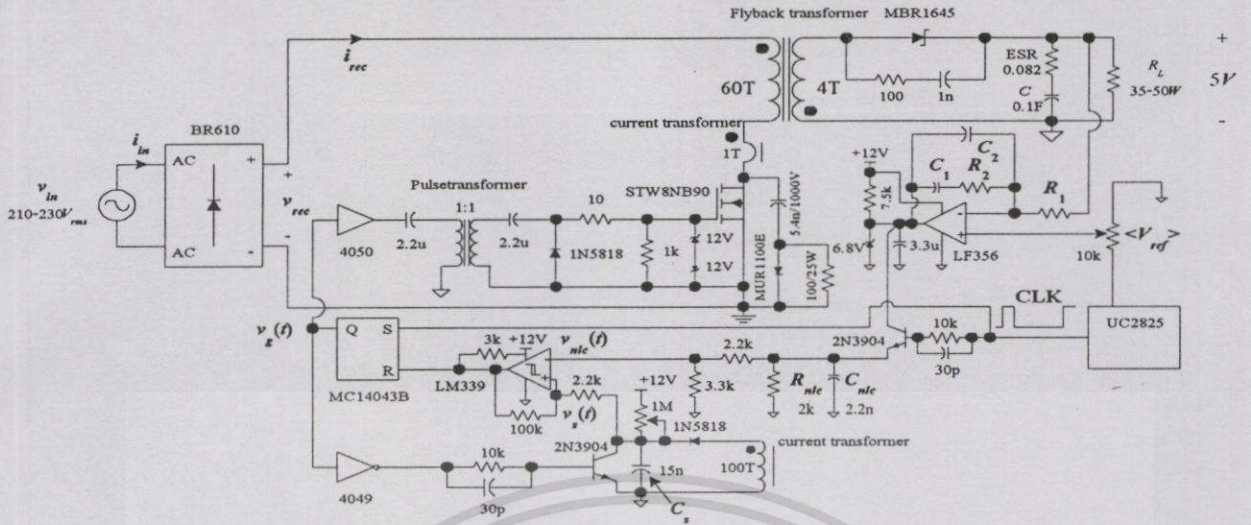
รูปที่ 1 รูปคลื่นสำหรับสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าขับอุปกรณ์สวิคซ์ $v_x(\cdot)$
โดย CH1: CLK, CH2: $v_{ac}(\cdot)$, CH3: $v_s(\cdot)$ และ CH4: $v_x(\cdot)$

3. รายละเอียดของวงจรต้นแบบ

วงจรต้นแบบแสดงในรูปที่ 2 ประกอบด้วยวงจรร่วมที่สำคัญสาม
วงจร ได้แก่ วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา (CLK), วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ
ฟลายแบ็ก และวงจรรชดเชยแบบ One zero-pole pair

วงจรถ่ายสัญญาณ CLK แบบควบคุมวัฏจักรหน้าที่ได้สร้างขึ้นจาก
IC PWM UC2825 ซึ่งความถี่ของสัญญาณ CLK กำหนดค่าได้ด้วยค่าความ
ต้านทานและค่าความจุไฟฟ้าของ R และ C ที่ต่อกับส่วนสร้างสัญญาณ CLK
ภายใน IC สัญญาณ CLK ใช้กระตุ้นฟลิปฟล็อปให้ทำการเซ็ท เพื่อให้มี
สัญญาณแรงดันไฟฟ้า $v_x(\cdot)$ ไปขับอุปกรณ์สวิคซ์ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของ CLK
กำหนดช่วงเวลาสำหรับการจำกัดขนาดของรูปคลื่น $v_{ac}(\cdot)$ ให้มีขนาดคงที่
เพราะรูปคลื่น $v_{ac}(\cdot)$ ซึ่งมีฟังก์ชันตามสมการ (2) ไม่สามารถสร้างขึ้นได้ใ
นทางปฏิบัติ (เมื่อ $t(\cdot) \approx 0$) ตัวอย่างแบบหนึ่งสำหรับการสร้างรูปคลื่น $v_{ac}(\cdot)$
ในทางปฏิบัติ คือ การสร้างโดยใช้วงจร RC ซึ่งรูปคลื่นที่ได้คล้ายกับรูปคลื่น
ในทางทฤษฎีเป็นอย่างมาก [5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2 แหล่งจ่ายกำลังแบบวิธีวิตซ์ขนาด 50W ที่มีการปรับจูนตัวประกอบกำลังทางค่านเข้าด้วยเทคนิคการควบคุมแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น

ในทุก ๆ $T/2$ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่สร้างขึ้นสามารถเลือกการทำงานได้ 3 โหมด คือ โหมดกระแสไฟฟ้าไหลต่อเนื่อง (CCM), โหมดกระแสไฟฟ้าไหลไม่ต่อเนื่อง (DCM) และโหมดขอบเขต (BCM) ซึ่งอยู่ระหว่างโหมด CCM และ โหมด DCM ข้อดีของการทำงานในโหมด BCM เมื่อเปรียบเทียบกับโหมด CCM และโหมด DCM (สำหรับกำลังทางค่านออกมีขนาดเท่ากัน) คือ การเลือกการทำงานในโหมด BCM ใช้หม้อแปลงไฟฟ้าขนาดเล็กกว่าการเลือกการทำงานในโหมด CCM และกระแสไฟฟ้าสูงสุดยังมีขนาดเล็กกว่าการเลือกการทำงานในโหมด DCM อีกด้วย ดังนั้น งานวิจัยจึงเลือกการทำงานในโหมด BCM ซึ่งกำหนดได้โดยเลือกค่าอินดักแตนซ์ (Inductance) ของหม้อแปลงไฟฟ้าให้อยู่ภายในขอบเขต ดังแสดงตามสมการ (4) $V_{rec,pk}$ คือ แรงดันไฟฟ้าที่สลับสูงสุดทางค่านเข้า, R_L คือ โหลดทางค่านออก และ n คือ อัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิต่อจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

$$L_{CCM} > \frac{1}{4} \frac{R_L}{n^2 f_s} \left[\frac{V_{rec,pk}}{\langle V_o \rangle / n} \right]^2 \quad L_{DCM} < \frac{1}{4} \frac{R_L}{n^2 f_s} \left[\frac{\frac{V_{rec,pk}}{\langle V_o \rangle / n}}{1 + \frac{V_{rec,pk}}{\langle V_o \rangle / n}} \right]^2 \quad (4)$$

$$L_{DCM} < L_{BCM} < L_{CCM}$$

ข้อมูลที่ใช้ออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับการทำงานในโหมด BCM คือ $V_{rec,rms} = 210-230V_{rms}$, $\langle V_o \rangle = 5V$, $D_{min} = 0.2$, $n = 0.067$, $0.5\Omega \leq R_L \leq 0.7\Omega$ และ $f_s = 50kHz$ วิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแบบฟลายแบ็กออกแบบตามแบบของ Umanand [6] หม้อแปลงไฟฟ้าขนาด 50W ที่ออกแบบมีรายละเอียดดังนี้ ใช้แกนเป็นวัสดุ Mn-Zn เฟอร์ไรต์, มีรูปทรงทางเรขาคณิตเป็นแบบ ETD39 ซึ่งมีพื้นที่ตัดขวางของแกน A_e เป็น $125mm^2$ มีพื้นที่สำหรับพันขดลวด A_w เป็น $174mm^2$, จำนวนรอบปฐมภูมิพันด้วยลวดทองแดง AWG27 จำนวน 60 รอบ, จำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิพันด้วยลวดทองแดง AWG23 จำนวน 4 รอบ โดยใช้จำนวนเส้นลวดขนานกันจำนวน

7 เส้น, และมีช่องอากาศขนาด 0.1mm ค่าอินดักแตนซ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าคือ $2.3mH$ ซึ่งเป็นค่าที่อยู่ในช่วงขอบเขตตามสมการ (4) คือ $357\mu H < L_{BCM} < 15mH$

ในส่วนของการควบคุม, งานวิจัยนี้ได้เสนอการปรับจูนการคำนวณความถี่ตัดข้ามแกน f_c ของอัตราขยายของระบบควบคุมป้อนกลับเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าตรงทางค่านออก $T(s)$ ซึ่งเดิมใช้วงจรชดเชยแบบ PI ที่ไม่เกิดผลของ ESR ตามวิธีของ [5] โดยปรับจูนตัววงจรชดเชยแบบ One zero-pole pair ที่รวมผลซึ่งเกิดจาก ESR ในตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางค่านออก ข้อดีของวงจรชดเชยแบบนี้คือ สามารถลดขนาดแรงดันไฟฟ้า ripple ทางค่านออกให้น้อยกว่าวงจรชดเชยแบบ PI $T(s)$ ที่แสดงตามสมการ (5) ได้มาจากแบบจำลอง Small signal จาก [5] $g_e = n^2 V_{rec,rms}^2 / R_L \langle V_o \rangle^2$, $\omega_z = 1/C_e \cdot ESR$, $\omega_p = 3/C_e(R_L + 3ESR)$, $\omega_o = 1/(C_1 + C_2)R_1$, $\omega_{ze} = 1/C_e R_2$, $\omega_{pe} = 1/(C_1 || C_2)R_1$ และ $A_e = R_2/R_1$

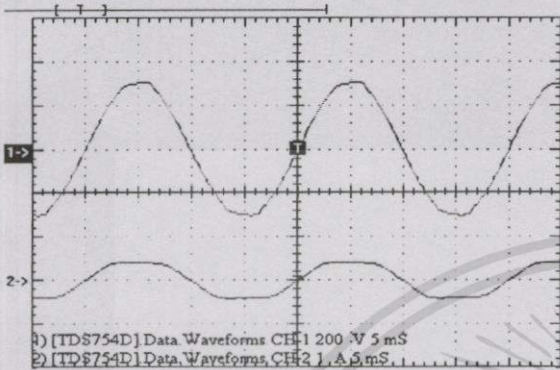
$$T(s) = F(s)A_e(s) = \left[\frac{g_e R_L (1 + s/\omega_z)}{3 (1 + s/\omega_p)} \right] \left[\frac{\omega_o (1 + s/\omega_{ze})}{s (1 + s/\omega_{pe})} \right] \quad (5)$$

เพื่อรักษาสถียรภาพของวงจรถูกจูน, ต้องออกแบบให้ ω_{ze} และ ω_{pe} ขดเชยกับ ω_p และ ω_z ตามลำดับ ซึ่งจะได้ $f_c = (g_e R_L / 3) f_o$, $f_o = \omega_o / 2\pi$ การออกแบบวงจรชดเชยจะพิจารณาเงื่อนไขความเร็วที่ต่ำที่สุดที่สามารถเกิดขึ้นได้กับวงจรถูกจูน นั่นคือ $V_{rec,rms} = 230V_{rms}$ และ $R_L = 0.7\Omega$ ที่เงื่อนไขดังกล่าวจะได้ $R_1 = 1/n C_e C_f = 13.3\Omega$, $g_e = 10.66S$, $\omega_z = 122rad/s$, $\omega_p = 31.7rad/s$ ในกรณีที่ต้องการ $f_c = 15Hz$, จะได้ $f_o = 6Hz$ อัตราขยายแรงดันไฟฟ้าตรงของวงจรชดเชย $G_m(dB) = 20 \log(f/f_o) - 20 \log(g_e R_L / 3) = 1.63dB$ และ $A_e = 10^{G_m(dB)/20} = 1.2$ ถ้ากำหนดให้ $R_1 = 300k\Omega$ แล้ว, จะได้ $R_2 = 360k\Omega$, $C_1 = 88nF$ และ $C_2 = 30nF$ ผลการจำลอง $T(s)$ ด้วยตัวแปรที่คำนวณได้ข้างต้น โดยใช้โปรแกรม MATLAB พบว่าวงจรชดเชยแบบ One zero-pole pair ให้ค่า $f_c = 11.3Hz$ ในขณะที่วงจรถดเชยแบบ PI ของ [5] ให้ค่า $f_c = 23.9Hz$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ผลการทดลอง

รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าของวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นมีความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ใกล้เคียงกับและมีเฟสตรงกับรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า ดังแสดงในรูปที่ 3



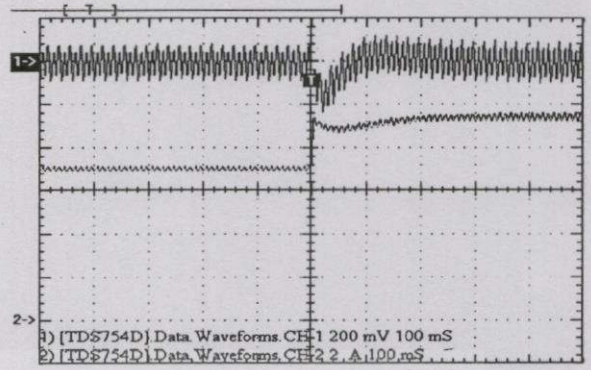
รูปที่ 3 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า (CH1) และรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า (CH2) ($V_{in,rms} = 220V_{rms}$, $I_{in,rms} = 0.334A_{rms}$, PF = 0.992)

ความเป็นรูปสัญญาณรูปไซน์ของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้า แสดงให้เห็นได้ด้วยผลการวัดปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ปริมาณกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าที่ค่าทางด้านเข้าค่าต่าง ๆ เปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC 1000-3-2 class D

P_{in} (W)	$V_{in,rms}$ (V _{rms})	$I_{in,rms}$ (mA _{rms})	$I_{in}(n)$ (mA _{rms})								%THD
			I_1	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}		
87.89	210	423	412.1	58.2	8.0	5.6	6.5	2.3	1.5	23.1	
81.46	220	375	367.3	53.1	6.6	5.7	5.8	2.2	1.4	20.6	
76.99	230	338	331.1	46.8	2.7	6.3	4.5	1.5	1.7	20.5	
IEC 1000-3-2 Std. class D (mA _{rms})											
87.89	-	-	298.8	167.0	87.9	43.9	30.8	26.0	-	-	
81.46	-	-	277.0	154.8	81.5	40.7	28.5	24.1	-	-	
76.99	-	-	261.8	146.3	77.0	38.5	26.9	22.8	-	-	

การรักษาแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกให้คงที่ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสไฟฟ้าตรงทางด้านออกแบบทันทีทันใดแสดงดังรูปที่ 4 สังเกตว่าการใช้วงจรชดเชยแบบ One zero-pole pair ได้ขนาดของแรงดันไฟฟ้า ripple ทางด้านออก Δv_o ประมาณ $200mV_{pk-pk}$ หรือ 4% ของ $\langle V_o \rangle$ ในขณะที่วงจรชดเชยแบบ PI ของ [5] ได้ขนาดของ Δv_o ประมาณ $10V_{pk-pk}$ หรือ 8% ของ $\langle V_o \rangle$ นั้นแสดงว่างานวิจัยนี้สามารถลดขนาดของ Δv_o ลงได้ต่ำกว่างานวิจัยของ [5] หนึ่งใน



รูปที่ 4 ผลตอบสนองของ $\langle V_o \rangle$ (CH1: AC coupling) เมื่อทำการเปลี่ยนแปลง $\langle I_o \rangle$ แบบทันทีทันใดจาก $75\% \langle I_{o,max} \rangle$ เป็น $100\% \langle I_{o,max} \rangle$ (CH2) ($V_{in,rms} = 220V_{rms}$)

สรุป

การใช้วงจร DC/DC คอนเวอร์เตอร์ชนิดฟลายแบ็กที่ใช้เทคนิคการควบคุมเป็นแบบพาหะชนิดไม่เป็นเชิงเส้น สามารถปรับปรุงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้าให้มีความเป็นรูปสัญญาณใกล้เคียงรูปไซน์ ซึ่งทำให้มีค่าตัวประกอบกำลังทางด้านเข้าสูงมาก ข้อดีของเทคนิคการควบคุมแบบนี้คือ วงจรควบคุมมีความซับซ้อนน้อยมาก ผลการทดลองสำหรับวงจรต้นแบบขนาด 50W แสดงให้เห็นว่า กระแสไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามีค่ากระแสฮาร์มอนิกต่ำกว่ามาตรฐาน IEC 1000-3-2 class D อย่างชัดเจน และยังสามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าตรงทางด้านออกให้คงที่ในเวลาเดียวกัน นอกจากนี้การใช้วงจรชดเชยแบบ One zero-pole pair ยังสามารถลดขนาดแรงดันไฟฟ้า ripple ทางด้านออกลงได้ต่ำกว่าการใช้วงจรชดเชยแบบ PI ของ [5] อีกด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Redl, A. S. Kislovski and B. P. Erisman, "Input-current-clamping an inexpensive novel control technique to achieve compliance with harmonic regulations", Proc. IEEE APEC'96, pp. 145-151.
- [2] R. Redl, L. Balogh, "PFC in bridge and voltage-doubler rectifier circuits with inductors and capacitor", Proc. IEEE APEC'95, pp. 466-472.
- [3] J. Sebastián, M. Jaureguizar and J. Uceda, "An overview of PFC in single-phase off-line power supply system", Proc. IEEE IECON'94, pp. 1688-1693.
- [4] D. Maksimović, Y. Jang and R. W. Erickson, "NLC control for high-power-factor boost rectifiers", IEEE Trans. PE., vol. 11, 1996, pp. 578-584.
- [5] R. Zane, D. Maksimović, "NLC control for high-power-factor rectifiers based on up-down switching converters", IEEE Trans. PE., vol. 13, 1998, pp. 213-221.
- [6] L. Umanand, S.R. Bhat, "Design of magnetic components for switched mode power converters", Wiley Eastern Ltd., India, 1992.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายเฉลิมเกียรติ เทพสำราญ เกิดเมื่อวันที่ 20 กรกฎาคม พ.ศ. 2512 ที่จังหวัดนครปฐม สำเร็จการศึกษาวิทยาสาสตรบัณฑิต (ฟิสิกส์ประยุกต์) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2534 มีผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์สองผลงานวิจัย ได้แก่ งานวิจัยเรื่อง ระบบควบคุมความเร็วคาปาซิเตอร์มอเตอร์ด้วย PI คอนโทรลเลอร์ (วิจัยร่วมกับ รศ.ดร.โยชิน เปรมปราชญ์) ที่ตีพิมพ์ในวารสารวิศวกรรมสาร ปีที่ 48 เล่มที่ 4 เมษายน พ.ศ. 2538 และงานวิจัย เรื่อง การปรับปรุงตัวประกอบกำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้าสลับเฟสเดียวเป็นกระแส ไฟฟ้าตรงด้วยวิธีควบคุมแบบพหุชนิดไม่เป็นเชิงเส้น (วิจัยร่วมกับ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ) ที่ตีพิมพ์ ในการประชุมทางวิศวกรรมไฟฟ้า (Electrical Engineering Conference) ครั้งที่ 23 พ.ศ. 2543 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชา วิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

