

การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรถ่ายเดี่ยว

**ANALYSIS AND DESIGN OF A SINGLE-STAGE SWITCH MODE
POWER SUPPLY**



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2553

KMITL-2010-EN-M-080-143

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ANALYSIS AND DESIGN OF A SINGLE-STAGE SWITCH MODE
POWER SUPPLY**

PHUVADEJ KONGTHAWORNWATTANA



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2010

KMITL-2010-EN-M-080-143

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2010

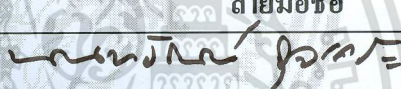




FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียว
Thesis Title Analysis and Design of a Single-Stage Switch Mode Power Supply
นักศึกษา นายภูวเดช คงถาวรวัฒนา
รหัสประจำตัว 48060554
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2010-EN-M-080-143

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ	
ดร.สมภพ ผลไม้	
รศ.สุเชียร เกียรติสุนทร	
รศ.ดร.ไพบูรณ์ นาคมหาศาลสินธุ์	
รศ.ดร.ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 11 ตุลาคม พ.ศ. 2553 เวลา 10.00-12.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG


คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.สุชัชวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 11 ตุลาคม พ.ศ. 2553

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจล.
วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์ทำสมบูรณ์
วันที่ 20 เดือน ต.ค. พ.ศ. 2553
ลงชื่อ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แม้ว่ากรณีใดๆก็ตาม อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเว็บไซต์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ แบบวงจรภาคเดียว
นักศึกษา	นายภูวเดช คงถาวรวัฒนา
รหัสประจำตัว	48060554
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร.ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียวที่มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูงและมีการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดี วงจรที่ศึกษาคือวงจรเอช-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการรวมกันของวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์ที่ทำงานใน โหมดกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่องและวงจรแปลงผันไฟฟ้าดีซี-ดีซีแบบฟลายแบคเป็นวงจรเดียวและใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว การทำงานของวงจรที่ศึกษาจะเหมือนกับวงจรปรับปรุณค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์กับวงจรฟลายแบคต่ออนุกรมกัน วงจรที่ต่ออนุกรมกันนี้จึงถูกใช้เป็นวงจรสมมูลย์เพื่อวิเคราะห์หาสมการสำหรับออกแบบวงจรภาคกำลังและแบบจำลองสำหรับการออกแบบตัวควบคุม การออกแบบแสดงกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวขนาด 120W (12V, 10A) ผลการทดสอบวงจรต้นแบบพบว่ามีความสอดคล้องกับทฤษฎีการออกแบบ

Thesis Title	Analysis and Design of a Single-Stage Switch Mode Power Supply
Student	Mr. Phuvadej Kongthawornwattana
Student ID.	48060554
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2010
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chanin Bunlaksanusorn

ABSTRACT

This thesis presents analysis and design of a Single-Stage Switch Mode Power Supply, which can achieve high input power factor and good output voltage regulation. The circuit under study is an AC/DC converter resulted from integration of a DCM boost PFC and flyback DC/DC converter into single stage with one active switch. The converter operation is equivalent to its two-stage counterpart (i.e. DCM boost PFC cascade with flyback converter), whereby switches in the PFC and DC/DC converter stages turned on and off at the same time. Based on the cascade equivalent circuit, power circuit design equations are derived and the system model for controller design developed. This design concept is applied to design a 120W (12V, 10A) prototype converter. Experimental results are given to confirm validity of the proposed design method.

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ. ดร. ชนินทร์ บุญลักษณะนาม สำหรับการช่วยเหลือในทุกสิ่งที่ทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ คำปรึกษาและความกรุณาที่ผู้ทำวิทยานิพนธ์ได้รับตลอดมา ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ ผศ. ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ สำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ในการทำงานวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการควบคุมการแปลงรูปกำลังงานไฟฟ้า (Power Conversion Control Lab) ที่จะเป็นกำลังสำคัญในการทำวิทยานิพนธ์นี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ภูวเดช กงถาวรวัฒนา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	2
บทที่ 2 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรถูกเดี่ยว.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์.....	4
2.3 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรถูกเดี่ยว.....	6
2.4 การควบคุมแรงดันเอาต์พุต.....	12
บทที่ 3 การออกแบบวงจรถูกกำลัง.....	13
3.1 บทนำ.....	13
3.2 หลักการออกแบบวงจรถูกกำลัง.....	13
3.3 การออกแบบวงจรถูกกำลัง.....	19
3.3.1 การหากราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_{C1} กับ P_{out}	19
3.3.2 ตรวจสอบโหมดการทำงานของตัวเหนี่ยวนำ L_1	20
3.3.3 การเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_1 และตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_L	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.4 การหาพิกัดแรงดันและกระแสอสเฟตและไดโอด.....	21
บทที่ 4 การออกแบบวงจรควบคุม.....	27
4.1 บทนำ.....	27
4.2 หลักการออกแบบวงจรควบคุม.....	27
4.2.1 วงจรภาคกำลัง ($G_p(s)$).....	30
4.2.2 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ($G_{PWM}(s)$).....	32
4.2.3 ตัวควบคุม ($G_c^*(s)$).....	32
4.3 การออกแบบวงจรควบคุมของวงจรต้นแบบ.....	33
4.3.1 การออกแบบตัวควบคุม.....	34
4.3.2 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟต.....	38
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	43
5.1 บทนำ.....	43
5.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	43
5.3 การทดสอบวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	45
5.4 การทดสอบหาจุดเปลี่ยนโหมด DCM/CCM ของตัวเหนี่ยวนำ L_2	51
5.5 การวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุไฟฟ้า.....	54
5.6 การวัดรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1	56
5.7 การทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบ.....	59
บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง.....	62
เอกสารอ้างอิง.....	63
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาสมการกำลังไฟฟ้า.....	66
ก.1 สมการกำลังไฟฟ้าของวงจรบัสต์คอนเวอเตอร์ที่ทำงานในโหมด DCM.....	67
ก.2 สมการกำลังไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคที่ทำงานในโหมด DCM และ CCM.....	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ข โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดัน V_{C1}	71
ข.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟ แรงดัน V_{C1} ของวงจรภาคเดียว.....	72
ข.2 โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดัน V_{C1} DCM-DCM.....	74
ข.3 โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดัน V_{C1} DCM-CCM.....	75
ภาคผนวก ค การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	77
ค.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_1	78
ค.2 การออกแบบหม้อแปลงฟลายแบคและตัวเหนี่ยวนำ L_2	79
ภาคผนวก ง ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} กับ P_{out}	82
ง.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} กับ P_{out}	83
ภาคผนวก จ บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	85
ประวัติผู้เขียน.....	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าตัวแปรต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม.....	34
5.1 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุตค่าต่างๆของวงจรภาคเดี่ยวด้านแบบ.....	44
5.2 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังที่กระแสเอาต์พุตค่าต่างๆของวงจรภาคเดี่ยวด้านแบบ.....	45



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์.....	4
2.2 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่มีวงจรแก้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	5
2.3 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบภาคเดียว.....	6
2.4 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียว.....	6
2.5 การทำงานของวงจรในสถานะที่ 1.....	7
2.6 การทำงานของวงจรในสถานะที่ 2.....	8
2.7 การทำงานของวงจรในสถานะที่ 3.....	8
2.8 การทำงานของวงจรในสถานะที่ 4.....	9
2.9 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 (ก) ภาระทางด้านเอาต์พุตน้อย (ข) ภาระทางด้านเอาต์พุตมาก.....	9
2.10 รูปกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าทางด้านดีซีอินพุต (เอาต์พุตของบริดจ์เรกติไฟเออร์).....	11
2.11 รูปกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอซีอินพุต (อินพุตของบริดจ์เรกติไฟเออร์).....	11
2.12 วงจรเปรียบเทียบที่ดับบลิวเอ็ม (ก) รูปวงจร (ข) รูปคลื่นสัญญาณ.....	12
3.1 (ก) วงจรภาคกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบภาคเดียว (ข) วงจรสมมูล.....	14
3.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} กับ P_{out} (ก) วงจรฟลายแบคทำงานในโหมด DCM (สมการที่(3.1)) (ข) วงจรฟลายแบคทำงานในโหมด CCM (สมการที่ (3.2)).....	16
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} กับ P_{out} (ได้จากนำกราฟในรูปที่ 3.2 กรณี $L_1/L_2 = 0.4$ และ รูปที่ 3.3 กรณี $n = 5$ พล็อตบนแกนเดียวกัน).....	17
3.4 Flow chart แสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรภาคกำลัง.....	18
3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} และ P_{out} ของวงจรต้นแบบ.....	20
3.6 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_1 (ก) แรงดันไฟฟ้า V_{D1} (ข) กระแสไฟฟ้า I_{D1}	22
3.7 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_2 (ก) แรงดันไฟฟ้า V_{D2} (ข) กระแสไฟฟ้า I_{D2}	23
3.8 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_3 (ก) แรงดันไฟฟ้า V_{D3} (ข) กระแสไฟฟ้า I_{D3}	24
3.9 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของมอสเฟต (ก) แรงดันไฟฟ้ามอสเฟต (ข) กระแสไฟฟ้ามอสเฟต.....	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 วงจรภาคกำลังที่ได้ออกแบบ.....	26
4.1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรถ่ายถ่ายพร้อมวงจรถวล.....	27
4.2 วงจรสมมูลย์ของวงจรในรูปที่ 4.1.....	28
4.3 วงจรในรูปที่ 4.2 ลดรูปเหลือเป็นวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีแรงดันอินพุตเป็น V_{C1}	29
4.4 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันเอาต์พุต.....	30
4.5 ตัวควบคุม.....	32
4.6 การออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่	
(ก) อัตราขยายของ $G_p(s)G_{pwm}(s)$ (ข) อัตราขยายของ $G_c^*(s)$	36
4.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_p(s)G_{pwm}(s)G_c^*(s)$	38
4.8 วงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังสำหรับวงจรถ่ายถ่าย.....	38
4.9 วงจรต้นแบบพร้อมวงจรถวล.....	41
4.10 ภาพถ่ายวงจรต้นแบบ.....	42
5.1 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	44
5.2 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	45
5.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ $V_{in}=242V$ $I_{out}=1A$	
(ก) ก่อน EMI Filter (ข) หลัง EMI Filter.....	47
5.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ $V_{in}=198V$ $I_{out}=10A$	
(ก) ก่อน EMI Filter (ข) หลัง EMI Filter.....	48
5.5 กระแสฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ $V_{in}=242V$ $I_{out}=1A$	
(ก) รูปกราฟกระแสฮาร์โมนิกส์ (ข) ตารางค่ากระแสฮาร์โมนิกส์.....	49
5.6 กระแสฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ $V_{in}=198V$ $I_{out}=10A$	
(ก) รูปกราฟกระแสฮาร์โมนิกส์ (ข) ตารางค่ากระแสฮาร์โมนิกส์.....	50
5.7 การจัดชุดทดลองสำหรับวัดกระแส i_{D3}	51
5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_{L2} และ i_{D3} กรณี (ก) DCM และ (ข) CCM	52
5.9 รูปคลื่นกระแส i_{D3} ที่ $V_{in}=220V$ $I_{out}=4A$	53
5.10 รูปคลื่นกระแส i_{D3} ที่ $V_{in}=220V$ $I_{out}=5A$	53
5.11 การจัดชุดทดลองสำหรับการวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1	54
5.12 ความความสัมพันธ์ V_{C1} และ P_{out} เปรียบเทียบผลที่วัดได้กับค่าตามทฤษฎี ที่ $V_{in}=198V$	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 กราฟความสัมพันธ์ V_{C1} และ P_{out} เปรียบเทียบผลที่วัดได้กับค่าตามทฤษฎี ที่ $V_{in} = 242V$	56
5.14 การจับชุดทดลองสำหรับวัดกระแสไฟฟ้า L_1	57
5.15 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ L_1 (2A/div).....	58
5.16 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ L_1 ขยายบริเวณ peak (2A/div).....	58
5.17 จับชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุต.....	59
5.18 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่ $V_{in} = 220V$ เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสลับจาก 1A ไป 3A และ จาก 3A กลับมา 1A.....	60
5.19 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่ $V_{in} = 220V$ เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสลับจาก 3A ไป 6A และ จาก 6A กลับมา 3A.....	61
5.20 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่ $V_{in} = 220V$ เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสลับจาก 6A ไป 10A และ จาก 10A กลับมา 6A.....	61
ก.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (ก) รูปวงจร (ข) กระแส DCM.....	67
ก.2 วงจรฟลายแบค (ก) รูปวงจร (ข) กระแส DCM (ค) กระแส CCM.....	69
ข.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียน โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 ของวงจรภาคเดียวในโหมดทำงาน DCM-DCM.....	72
ข.2 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียน โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 ของวงจรภาคเดียวในโหมดทำงาน DCM-CCM.....	73
ง.1 วงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียว.....	83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

a	พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดง
A	แอมแปร์
A_C	พื้นที่ตัดขวางของแกน
A_p	ผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
A_w	พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
B_{max}	ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด
CCM	โหมดการทำงานแบบกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง
C_1	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_1
C_{C1}	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_{C1}
C_{C2}	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_{C2}
C_{C3}	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_{C3}
C_L	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_L
C_p	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_p
C_s	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_s
C_T	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_T
\hat{d}_1	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของควิตีไซเคิล
d	ควิตีไซเคิล
dB	เดซิเบล
D	ค่าควิตีไซเคิล
D_1	ไดโอดกำลัง D_1
D_2	ไดโอดกำลัง D_2
D_3	ไดโอดกำลัง D_3
DCM	โหมดการทำงานแบบกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง
D_{max}	ค่าควิตีไซเคิลสูงสุด
$D_{IC,max}$	ค่าควิตีไซเคิลสูงสุดของไอซี
D_z	ซีเนอร์ไดโอด
E	พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
EA	วงจรรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier)
ESR	ความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Resistance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

f	ความถี่
f_c	ความถี่ครอสโอเวอร์
f_{in}	ความถี่ทางด้านอินพุต
f_s	ความถี่สวิตช์
f_o	ความถี่ของโพลคู่
f_1	ความถี่ของโพลตัวที่ 1 ของตัวควบคุม
f_{p1}	ความถี่ของโพลตัวที่ 2 ของตัวควบคุม
f_{p2}	ความถี่ของโพลตัวที่ 3 ของตัวควบคุม
f_{pL}	ความถี่ของโพลตัวที่ 1 ของวงจรรักษากำลัง
f_{pH}	ความถี่ของโพลตัวที่ 2 ของวงจรรักษากำลัง
f_{z1}	ความถี่ของซีโร่ตัวที่ 1 ของตัวควบคุม
f_{z2}	ความถี่ของซีโร่ตัวที่ 2 ของตัวควบคุม
f_{zC}	ความถี่ของซีโร่เนื่องจาก ESR ในตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต C
f_{zRHP}	ความถี่ของซีโร่ทางขวาของระนาบเชิงซ้อน
F	ฟารัด
$G_c(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของ EA
$G_c^*(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม
$G_{PWM}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ
$G_p(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรักษากำลัง
H	เฮนรี่
Hz	เฮิร์ตซ์
i_{D3}	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน D_3
i_{in}	กระแสไฟฟ้าอินพุต
i_{L1}	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_1
i_{L2}	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_2
I_{ave}	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย
I_{D1}	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ D_1
I_{D2}	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ D_2
I_{D3}	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ D_3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

I_{L1}	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ L_1
$I_{in,AC}$	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกระแสสลับทางด้านอินพุต
$I_{out,min}$	กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตต่ำสุด
$I_{out,max}$	กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด
I_{out}	กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต
I_{pk}	กระแสไฟฟ้าสูงสุด
J	ค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าของเส้นลวดที่ใช้พันขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ
k	คิโโล
K_D	อัตราขยายของวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า
K_p	อัตราขยายของวงจรภาคกำลัง
K_w	ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
L_1	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_1
L_2	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_2
L_p	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_p
M	มอสเฟตกำลัง
M_1	มอสเฟตกำลังตัวที่หนึ่ง
M_2	มอสเฟตกำลังตัวที่สอง
n	อัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิต่อจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค
N_p	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
P_{out}	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต
$P_{out,min}$	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตต่ำสุด
$P_{out,max}$	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด
PF	ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า
r_C	ความต้านทานอนุกรมสมมูลของตัวเก็บประจุ
r_{CL}	ความต้านทานอนุกรมสมมูลของตัวเก็บประจุเอาต์พุต
R_{D1}	ความต้านทานของ R_{D1}
R_{D2}	ความต้านทานของ R_{D2}
R_{C1}	ความต้านทานของ R_{C1}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

R_{C2}	ความต้านทานของ R_{C2}
R_{C3}	ความต้านทานของ R_{C3}
R_g	ความต้านทานของ R_g
R_{gs}	ความต้านทานของ R_{gs}
R_L	ความต้านทานของโหลด
R_T	ความต้านทานของ R_T
R_{min}	ความต้านทานของโหลดต่ำสุด
t_H	ค่า hold-up time
t_{off}	ช่วงเวลาในการหยุดนำกระแส
t_{on}	ช่วงเวลาในการนำกระแส
T_{in}	คาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าอินพุต
T_S	คาบเวลาของในการสวิตช์
\hat{v}_e	ค่าสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันเปรียบเทียบ
\hat{v}_C	ค่าสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันควบคุม
\hat{v}_o	ค่าสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต
\hat{v}'_o	ค่าสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ผ่านวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า
V_C	แรงดันไฟฟ้าควบคุม
V_{C1}	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1
$V_{C1,min}$	แรงดันไฟฟ้าต่ำสุดของ V_{C1}
$V_{C1,max}$	แรงดันไฟฟ้าสูงสุดของ V_{C1}
V_{D1}	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ D_1
V_{D2}	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ D_2
V_{D3}	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ D_3
V_F	แรงดันไฟฟ้าย้อนกลับ
V_{in}	แรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต
$V_{in,AC}$	แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยกระแสสลับทางด้านอินพุต
$V_{in,pk}$	แรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุด
$V_{in,min}$	แรงดันไฟฟ้า RMS ของแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุด
$V_{in,max}$	แรงดันไฟฟ้า RMS ของแรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

V_o	แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของ DCM boost PFC
V_{OUT}	แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต
V'_{OUT}	แรงดันไฟฟ้าหลังวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า
$V_{pri,pk}$	แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ
V_{ref}	แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง
V_S	แรงดันไฟฟ้าฟีนเลื่อย
Z_1	อิมพีแดนซ์อินพุตของวงจรขยายความถี่พลาตซูดที่หนึ่ง
Z_2	อิมพีแดนซ์อินพุตของวงจรขยายความถี่พลาตซูดที่สอง
ω_t	ความถี่เชิงมุมของแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต
ω_o	ความถี่เชิงมุมของโพลคู่
ω_I	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่ 1 ของตัวควบคุม
ω_{P1}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่ 2 ของตัวควบคุม
ω_{P2}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่ 3 ของตัวควบคุม
ω_{PL}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่ 1 ของวงจรภาคกำลัง
ω_{PH}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่ 2 ของวงจรภาคกำลัง
ω_{Z1}	ความถี่เชิงมุมของซีโรตัวที่ 1 ของตัวควบคุม
ω_{Z2}	ความถี่เชิงมุมของซีโรตัวที่ 2 ของตัวควบคุม
ω_{zc}	ความถี่เชิงมุมของซีโรเนื่องจาก ESR ในตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต
ω_{zRHP}	ความถี่เชิงมุมของซีโรทางขวาของระนาบเชิงซ้อน
η	ค่าประสิทธิภาพ
ΔV_{C1}	แรงดันไฟฟ้า V_{C1} ที่ลดลงในช่วงเวลา t_H
ΔV_{out}	ริบเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต
Ω	โอห์ม
ϕ	เส้นผ่านศูนย์กลางกลางของลวดทองแดง
π	ค่าคงที่ประมาณ 3.14
μ	ไมโคร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ (Switched mode Power Supply, SMPS) นิยมให้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ เนื่องจากมีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพสูง เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบเชิงเส้น (Linear power supply) โดยทั่วไปวงจรทางด้านอินพุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์จะเป็นวงจรเรกติไฟเออร์ที่ประกอบไปด้วยไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าซึ่งกระแสไฟฟ้าทางด้านอินพุตมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ กระแสไฟฟ้าที่มอดูเลตประกอบฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่ทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้นในสายส่งและอาจมีผลไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ ที่ต่ออยู่ร่วม นอกจากนี้ฮาร์โมนิกส์ยังทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor, PF) ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์มีค่าต่ำซึ่งบ่งบอกถึงการใช้กำลังงานไฟฟ้าอย่างไม่มีคุณค่า

ที่ผ่านมามีวิธีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใน SMPS ที่นิยมคือนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) มาต่อขึ้นระหว่างวงจรเรกติไฟเออร์กับวงจรแปลงผันไฟฟ้าดิจิตอล-ดิจิตอลคอนเวอร์เตอร์ (DC-DC converter) แล้วควบคุมให้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ดึงกระแสไฟฟ้าอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์ [1-2] แต่วิธีนี้ค่อนข้างยุ่งยากเพราะต้องมีการป้อนกลับตัวแปรหลายตัว เช่น แรงดันไฟฟ้าอินพุต แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำให้กับวงจรควบคุมของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ บทความ [3-4] นำเสนอแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียว (Single-stage converter) ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ได้จากการนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรแปลงผันไฟฟ้าดิจิตอล-ดิจิตอลแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter) มารวมกัน แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวนี้มีคุณสมบัติทางด้านอินพุตเหมือนกับวงจรแก้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง (DCM Boost converter) คือมีการดึงกระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง และมีคุณสมบัติทางด้านเอาต์พุตเหมือนกับวงจรดิจิตอล-ดิจิตอลคอนเวอร์เตอร์ทั่วไปที่สามารถออกแบบให้มีการรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดีและมีการตอบสนองที่รวดเร็ว

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาการวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียว พร้อมทั้งนำเสนอผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรถูกเดี่ยว
2. คิดค้นการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรถูกเดี่ยว
3. ออกแบบ สร้างและทดสอบสมรรถนะของวงจรต้นแบบโดยสิ่งที่ทดสอบคือความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุต ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลง และคุณสมบัติทางไฟฟ้าด้านอื่นๆของวงจร

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรถูกเดี่ยวที่ศึกษามีการทำงานเหมือนกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต่ออนุกรมกับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่สวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองทำงานพร้อมกัน ดังนั้นจึงสามารถพิจารณาวงจรบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ต่ออนุกรมกันนี้เป็นวงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรถูกเดี่ยว วงจรสมมูลย์จะถูกใช้ในการวิเคราะห์หาสมการการออกแบบวงจรถูกกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรถูกเดี่ยว นอกจากนี้วงจรสมมูลย์ยังเป็นพื้นฐานสำหรับการหาแบบจำลองของระบบเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมในรูปการควบคุมป้อนกลับเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรถูกเดี่ยว ผลการศึกษานี้ถูกนำมาใช้ออกแบบวงจรต้นแบบให้มีสมรรถนะที่ศึกษาคือมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูงและมีการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดี วงจรต้นแบบมีคุณสมบัติทางไฟฟ้า (Electrical specification) ดังนี้ แรงดันอินพุต $V_{in} = 220V \pm 10\%$ ความถี่อินพุต $f_{in} = 50Hz$ แรงดันเอาต์พุต $V_{out} = 12V$ ริปเปิลแรงดันเอาต์พุต $\Delta V_{out} = 5\%$ ของ V_{out} กระแสเอาต์พุต $I_{out} = 1-10A$ ความถี่ในการสวิตช์ของวงจร $f_s = 100kHz$

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรถูกเดี่ยว
2. ศึกษาวิธีการออกแบบวงจรถูกกำลังและวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรถูกเดี่ยว
3. ออกแบบสร้างวงจรต้นแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรถูกเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ทดสอบสมรรถนะของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียว
5. สรุปผลการทดลองและเขียนวิทยานิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

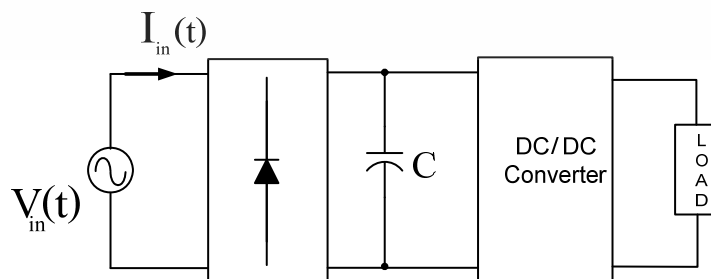
แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียว

2.1 บทนำ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียว (Single-stage converter) เป็นวงจรที่ได้จากการรวมกันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) กับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter) โดยวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เป็นภาคอินพุตทำหน้าที่แก้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าส่วนวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าดิซีทีที่ได้จากวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เป็นค่าแรงดันดิซีทีที่โหลดต้องการ การรวมกันของวงจรทั้งสองเป็นวงจรภาคเดียวทำให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามีขนาดเล็กและใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยลง ในบทนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์การทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวและหลักการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจร

2.2 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

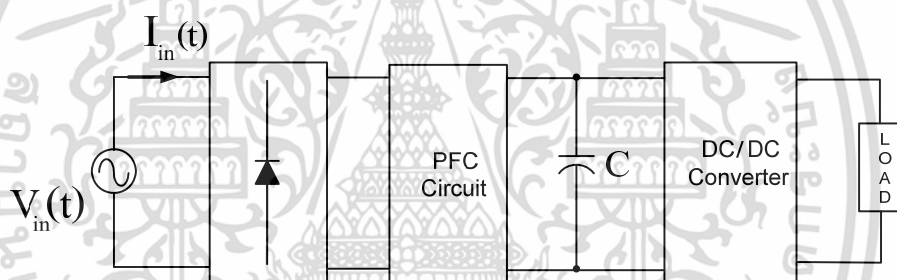
ปัจจุบันแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ (Switched Mode Power Supply, SMPS) มีการใช้งานอย่างแพร่หลายในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ไอทีสมัยใหม่ อาทิเช่น คอมพิวเตอร์แบบพกพา (Notebook) จอคอมพิวเตอร์ (Monitor) เครื่องพิมพ์ (Printer) และ เครื่องถ่ายเอกสาร (Copying machine) เป็นต้น แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าเอซีอินพุตจากการไฟฟ้า (AC mains) ไปเป็นแรงดันไฟฟ้าดิซีทีที่มีขนาดเหมาะสมให้กับโหลดซึ่งก็คือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆที่อยู่ภายในอุปกรณ์ องค์ประกอบของวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แสดงดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

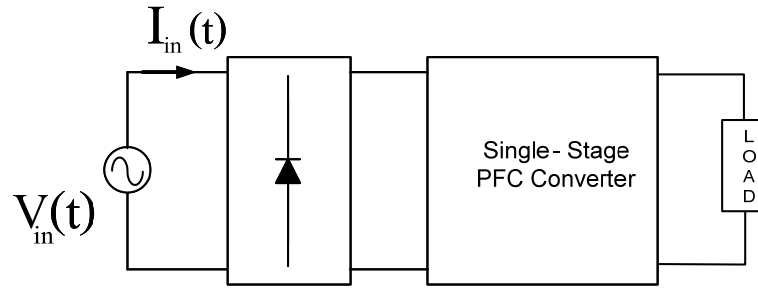
โดยภาคอินพุตจะเป็นวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าเอซีจากการไฟฟ้า (ขนาด 220V) เป็นแรงดันไฟฟ้าดีซี (ขนาด 310V) ป้อนให้กับภาคดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าดีซี (ขนาด 12V, 5V, 3.3V เป็นต้น) จ่ายให้กับโหลด การทำงานของวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ทำให้กระแสที่ดึงจากการไฟฟ้ามีรูปร่างผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor, PF) มีค่าต่ำ (มีค่าประมาณ 0.5) และเกิดกระแสฮาร์โมนิกส์ (Harmonic current) ในระบบของการไฟฟ้า ค่า PF ที่ต่ำบ่งบอกถึงการใช้พลังงานไฟฟ้าเป็นอย่างไม่คุ้มค่าและกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นก็สร้างผลเสียหลายอย่างอาทิเช่น ทำให้การทำงานของเซอร์กิตเบรกเกอร์ (Circuit breaker) ผิดเพี้ยน หม้อแปลงในระบบจำหน่ายเกิดความร้อนอย่างผิดปกติ เป็นต้น ดังนั้นการเพิ่มค่า PF และลดกระแสฮาร์โมนิกส์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์จึงเป็นสิ่งที่สำคัญและจำเป็น ปัจจุบันวิธีที่นิยมใช้ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า และลดกระแสฮาร์โมนิกส์คือการนำวงจรแก้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor Correction, PFC) มาต่ออยู่หลังวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์ที่มีวงจรแก้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

โดยวงจรแก้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ใช้ส่วนใหญ่คือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่ถูกควบคุมให้ดึงกระแสอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์ [1] การแก้ไขปัญหานี้โดยวิธีนี้ถึงแม้ว่าจะได้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่สูงใกล้เคียงหนึ่งและสามารถลดกระแสฮาร์โมนิกส์ลงได้อย่างมากแต่ก็ต้องใช้อุปกรณ์จำนวนมากขึ้นขึ้นเนื่องจากส่วนวงจรแก้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่เพิ่มเข้ามา ทำให้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามีขนาดใหญ่และราคาแพงขึ้น นอกจากนี้ระบบยังต้องการตัวควบคุมจำนวนสองชุดคือ (1) ชุดการควบคุมกระแสอินพุตให้เป็นรูปคลื่นไซน์ในภาค PFC และ (2) ชุดการควบคุมแรงดันไฟฟ้าโหลดให้มีค่าคงที่ในภาค DC-DC converter

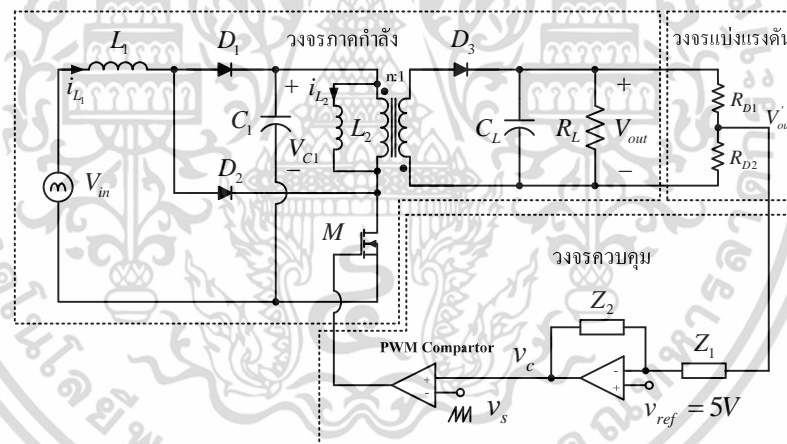
จากปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นจึงได้มีการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์แบบใหม่ที่ได้การรวมกันของภาค PFC และ ภาค DC-DC converter เป็นวงจรเดียว [3] เรียกว่าแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบภาคเดียว (Single-stage converter) ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบภาคเดียว

เปรียบเทียบกับวงจรในรูปที่ 2.2 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบภาคเดียวในรูปที่ 2.3 มีขนาดของวงจรเล็กลง ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยขึ้น และมีตัวควบคุมเพียงชุดเดียวที่ทำหน้าที่ควบคุมทั้งกระแสอินพุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในเวลาเดียวกัน

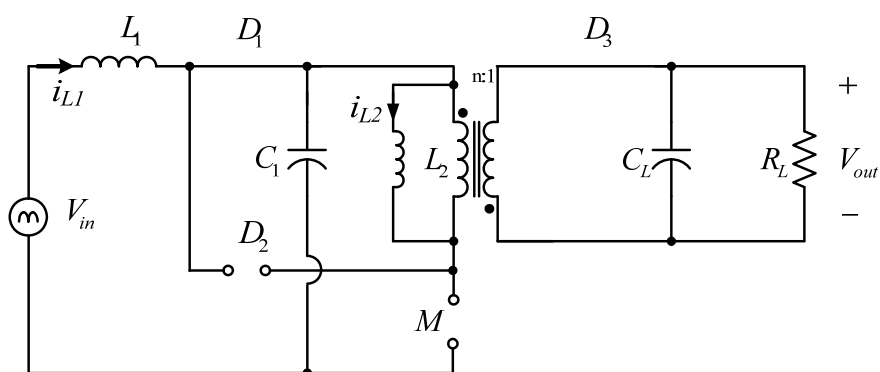
2.3 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียว



รูปที่ 2.4 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียว

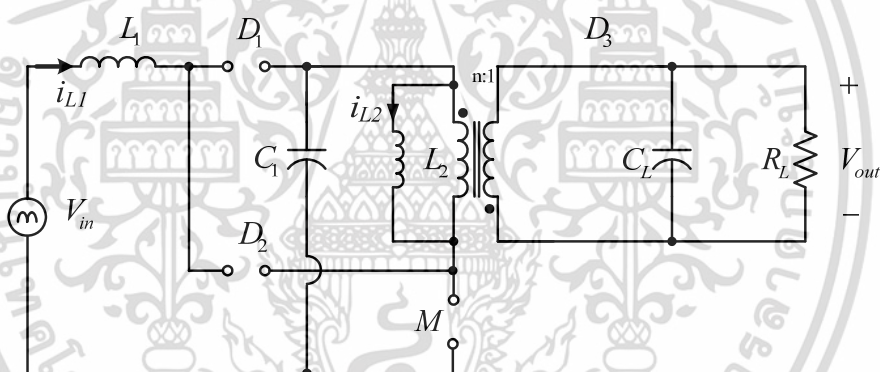
รูปที่ 2.4 แสดงแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียวที่ได้จากการรวมกันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรแปลงผันไฟฟ้าดิซี-ดีซีแบบฟลายแบค [3-5] แรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต V_{in} เป็นรูปคลื่นไซน์เต็มคลื่นความถี่ $f_{in} = 100\text{Hz}$ ที่ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าเอซีสารณะความถี่ 50Hz ความถี่ในการสวิตช์ของมอสเฟต M มีค่า $f_s = 100\text{kHz}$ ซึ่งสูงกว่า f_{in} มากทำให้ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ของ M สามารถมองว่า V_{in} มีค่าคงที่ได้ ตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_1 ทำหน้าที่สมดุลกำลังไฟฟ้าระหว่างอินพุตและเอาต์พุต โดยแรงดันไฟฟ้าคร่อม C_1 (V_{C1}) เป็นแรงดันไฟฟ้าดิซีที่มีริบเปลควมถี่ 100Hz ขนาดของแรงดันริบเปลจะมีค่าน้อยถ้า C_1 มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



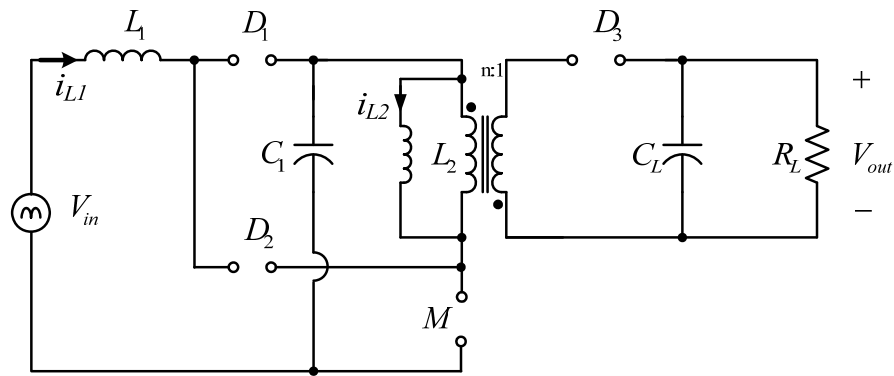
รูปที่ 2.6 การทำงานของวงจรในสถานะที่ 2

(3) วงจรสมมูลย์แสดงดังรูปที่ 2.7 ในสถานะนี้พลังงานที่สะสมใน L_1 หมดลง D_1 จะหยุดนำกระแสไฟฟ้า ส่วนพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_2 ยังไม่หมดและยังคงจ่ายไปที่ C_L และ R_L (การที่พลังงานที่สะสมใน L_1 หมดลงก่อนเนื่องจาก L_1 มีค่าน้อยกว่า L_2)



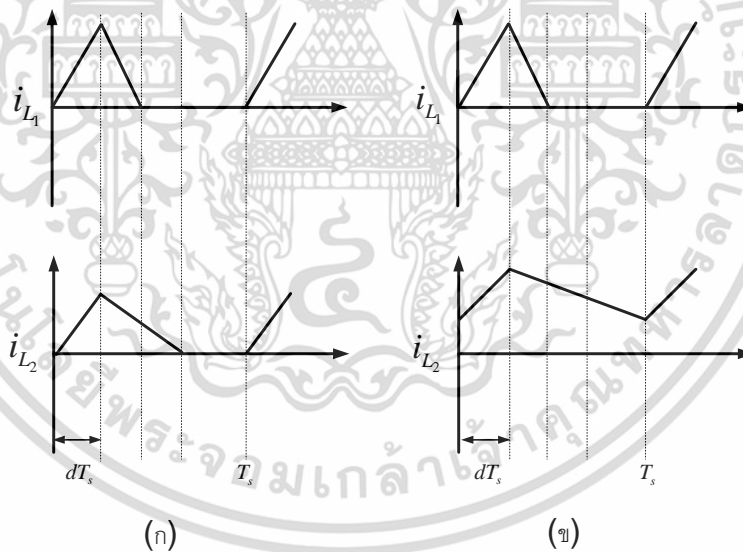
รูปที่ 2.7 การทำงานของวงจรในสถานะที่ 3

(4) วงจรสมมูลย์แสดงดังรูปที่ 2.8 สถานะนี้จะเกิดขึ้นที่กระแสโหลดมีค่าน้อย (Light load) โดยพลังงานที่สะสมใน L_2 หมดลง ทำให้ D_3 หยุดนำกระแสไฟฟ้าก่อนที่มอสเฟตจะนำกระแสไฟฟ้าอีกครั้งหนึ่งในคาบสวิตช์ถัดไป สถานะนี้ (รูปที่ 2.5) จะไม่เกิดขึ้นเมื่อกระแสโหลดมีค่ามาก (Heavy load) โดยพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_2 ยังคงจ่ายไปที่ C_L และ R_L ต่อไปจนกระทั่งสิ้นสุดคาบเวลาการสวิตช์



รูปที่ 2.8 การทำงานของวงจรในสภาวะที่ 4

รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ที่สภาวะภาระทางด้านเอาต์พุตน้อย และภาระทางด้านเอาต์พุตมากแสดงในรูปที่ 2.9 จากที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้นกระแส i_{L1} เป็นกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) เสมอ ส่วนกระแส i_{L2} เป็นกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ที่สภาวะ Light load และเป็นกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) ที่สภาวะ Heavy load



รูปที่ 2.9 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2
 (ก) ภาระทางด้านเอาต์พุตน้อย (ข) ภาระทางด้านเอาต์พุตมาก

รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าอินพุต v_{in} และกระแสไฟฟ้าอินพุตของวงจรแสดงในรูปที่ 2.10 จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าอินพุตเป็นกระแสไม่ต่อเนื่องและมีค่าเท่ากับกระแส i_{L1} เมื่อมองทางด้านเอซีอินพุตของวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์แรงดันและกระแสของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่นกระแสที่แสดงในรูปที่ 2.11 จะเหมือนกับกระแสอินพุตของวงจรแก้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบัสต์ที่ทำงานในโหมด DCM (DCM Boost Power Factor Corrector (PFC)) บทความ [6] ได้วิเคราะห์รูปคลื่นกระแสดังกล่าวและได้ผลลัพธ์ดังนี้

กระแสอินพุตสูงสุด (I_{pk})

$$I_{pk} = \frac{(V_m \sin \omega t)DT_s}{L_1} \quad (2.1)$$

โดยที่

V_m คือ ค่าสูงสุดแรงดันอินพุต (peak AC voltage)

D คือ ค่าดีวตีไซเคิล

T_s คือ คาบเวลาในการสวิตช์

L_1 คือ ตัวเหนี่ยวนำอินพุตของ DCM boost PFC

กระแสอินพุตเฉลี่ย (I_{ave})

$$I_{ave} = k \left(\frac{\alpha \sin \omega t}{1 - \alpha \sin \omega t} \right) \quad (2.2)$$

โดยที่

$$k = \frac{D^2 T_s V_o}{2L_1}$$

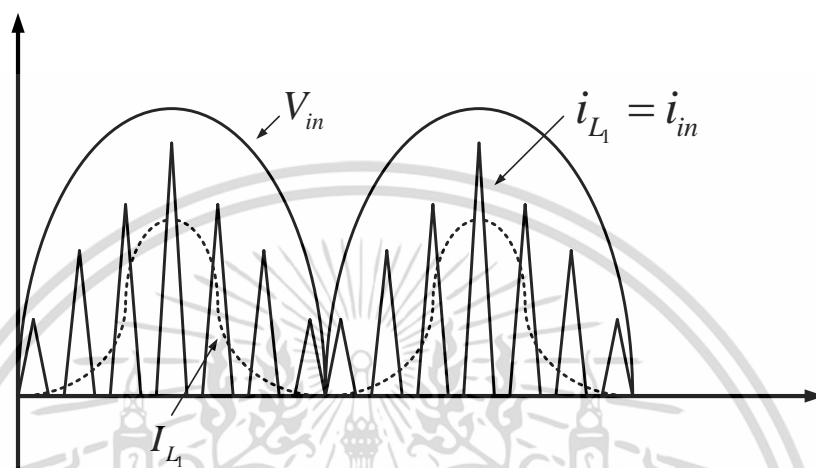
$$\alpha = \frac{V_m}{V_o} \quad \text{เมื่อ } 0 < \alpha < 1$$

V_o คือ แรงดันเอาต์พุตของ DCM Boost PFC

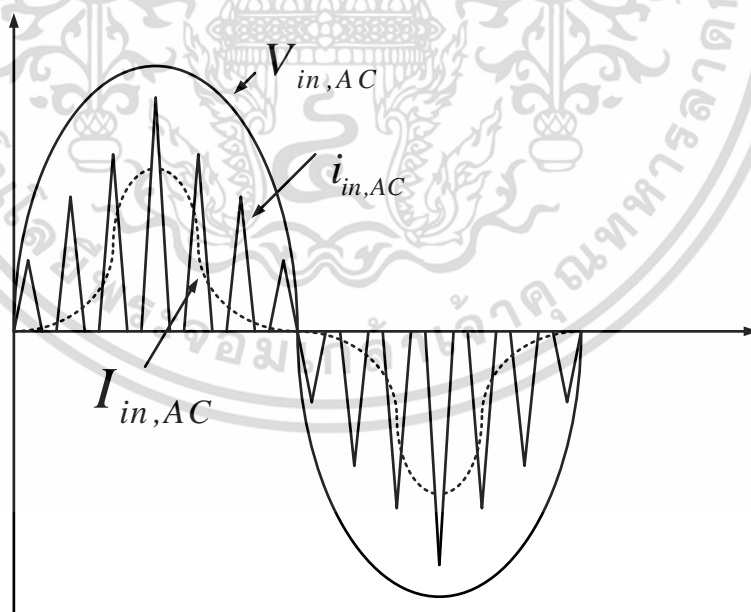
ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

$PF > 0.9$ สำหรับ $\alpha < 0.9$

$PF < 0.9$ สำหรับ $\alpha > 0.9$



รูปที่ 2.10 รูปกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าทางด้านดิซอินพุต (เอาต์พุตของบริดจ์เร็คติไฟเออร์)



รูปที่ 2.11 รูปกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอซอินพุต (อินพุตของบริดจ์เร็คติไฟเออร์)

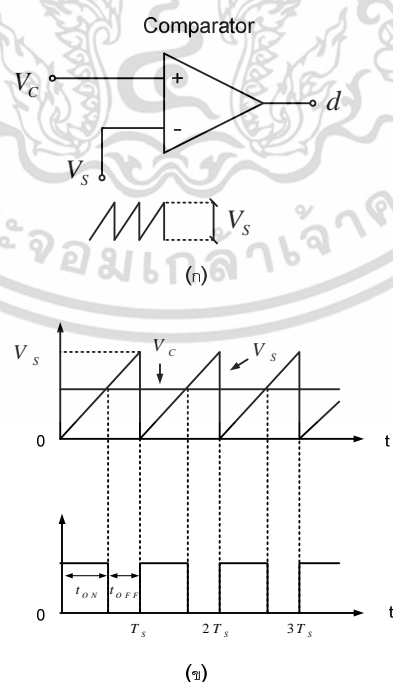
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การควบคุมแรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตของวงจรสามารถควบคุมได้ด้วยการค่าปรับคัตไซ้เกิดของสวิทช์ โดยมีวิธีการควบคุม 2 แบบ คือ การควบคุมแบบแรงดัน (Voltage mode control) และการควบคุมแบบกระแส (Current mode control) ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดัน

จากรูปที่ 2.4 การควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตทำได้โดยการป้อนกลับ V_{out} ผ่านวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage divider) ไปยังวงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier, EA) ที่มีแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงเท่ากับ V_{ref} สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก EA เป็นสัญญาณควบคุม V_C ซึ่งจะถูกรับเทียบกับสัญญาณไฟฟ้าฟันเลื่อย V_S สร้างสัญญาณพีคดับลิวิตเอ็มขัดของสวิทช์ M เพื่อรักษา V_{out} ให้มีค่าคงที่ รูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตนี้จะต้องถูกออกแบบให้ระบบมีเสถียรภาพ มีการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดีและตอบสนองที่รวดเร็ว การออกแบบรูปการควบคุมจะแสดงในบทที่ 4

รูปที่ 2.12 แสดงการทำงานของตัวเปรียบเทียบ (Comparator) ซึ่งเปรียบเทียบสัญญาณรูปฟันเลื่อยที่มีความสูงของรูปคลื่นเท่ากับ V_S และมีความถี่เท่ากับความถี่สวิทช์ ($f = 1/T_S$) กับสัญญาณควบคุม V_C สัญญาณเอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบจะเป็นสัญญาณรูปคลื่นพัลส์ (ควิตไซ้เกิด) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย (ความถี่ในการสวิทช์) แต่มีความกว้างของสัญญาณ (Pulse width) ขึ้นอยู่กับค่าของสัญญาณควบคุม กล่าวคือหากสัญญาณควบคุมมีค่ามากขึ้น ความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้จะมากขึ้นตาม แต่หากแรงดันควบคุมมีค่าน้อยลงความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้ก็จะน้อยลงเช่นกัน



รูปที่ 2.12 วงจรเปรียบเทียบพีคดับลิวิตเอ็ม (ก) รูปวงจร (ข) รูปคลื่นสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

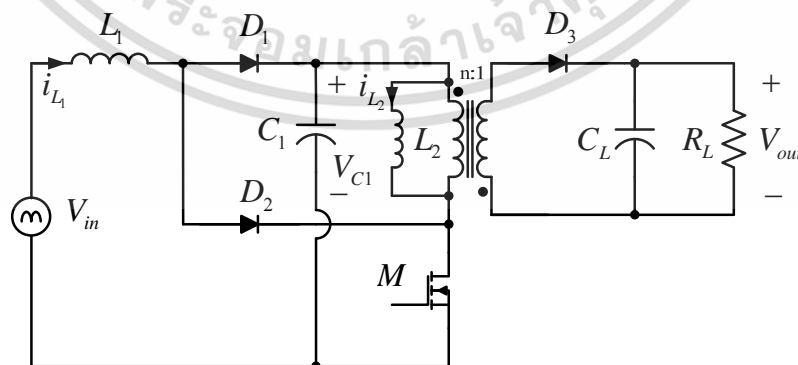
การออกแบบวงจรภาคกำลัง

3.1 บทนำ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวประกอบด้วยสองส่วนหลักคือวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุม บทนี้อธิบายหลักการออกแบบวงจรภาคกำลังโดยใช้วงจรสมมูลย์ (Equivalent circuit) จากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่แล้ว แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวมีการทำงานเสมือนกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต่ออนุกรมกับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงสามารถพิจารณา วงจรบูสต์-ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นี้เป็นวงจรสมมูลย์และใช้ในการวิเคราะห์หาสมการสำหรับการออกแบบวงจร

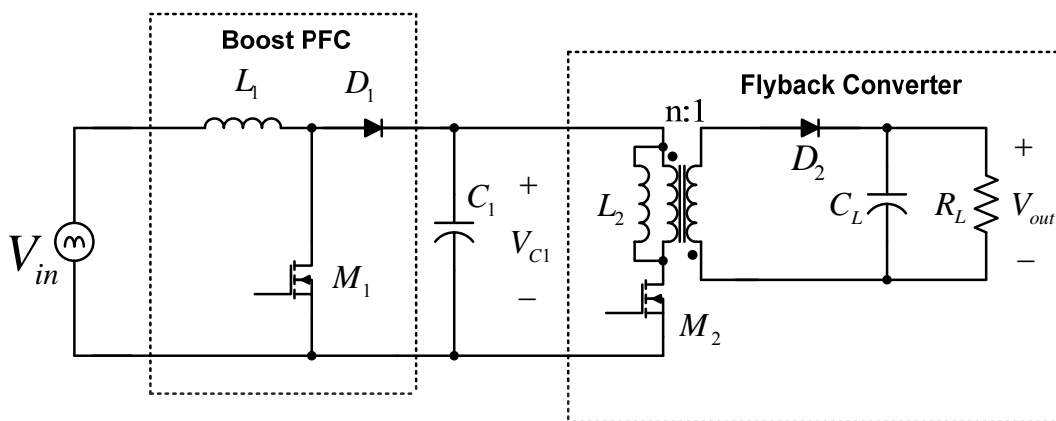
3.2 หลักการออกแบบวงจรภาคกำลัง

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวในรูปที่ 3.1(ก) มีพื้นฐานมาจากวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต่ออนุกรมกับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.1(ข) เมื่อมอสเฟต M_1 และ M_2 ในรูปที่ 3.1(ข) สวิตช์พร้อมกัน การทำงานของวงจรในรูปที่ 3.1(ข) จะเหมือนกับวงจรในรูปที่ 3.1(ก) ตามที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 2.2 ทุกประการ ดังนั้นจึงสามารถพิจารณาได้ว่าวงจรในรูปที่ 3.1(ก) เป็นวงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวในรูปที่ 3.1(ข) ด้วยเหตุนี้จะใช้วงจรสมมูลย์ในรูปที่ 3.1(ข) ในการหาสมการการออกแบบของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียว



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 3.1 (ก) วงจรภาคกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบภาคเดียว (ข) วงจรสมมูล

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.1(ข) V_{C1} เป็นแรงดันเอาต์พุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และเป็นแรงดันอินพุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แรงดัน V_{C1} จะเป็นตัวแปรที่มีค่าไม่คงที่โดยจะมีขนาดขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจร สมการของแรงดัน V_{C1} สามารถหาได้จากหลักสมดุลกำลังไฟฟ้า (Power balance) โดยกำหนดให้กำลังไฟฟ้าอินพุตของวงจรมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

ที่สภาวะภาระทางด้านเอาต์พุตน้อย (Light load) วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด DCM และวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด DCM จากหลักสมดุลกำลังไฟฟ้าของวงจรในรูปที่ 3.1(ข) จะได้ (รายละเอียดการหาสมการแสดงในภาคผนวก ก)

$$\left(\frac{1}{T_{in}}\right)\left(\frac{V_{in,pk}^2}{V_{C1}}\right)\left(\frac{L_2}{L_1}\right)\int_0^{T_{in}}\left(\frac{\sin^2(\omega t)dt}{V_{C1}-V_{in,pk}\sin(\omega t)}\right) = 1 \quad (3.1)$$

โดยที่

$V_{in,pk}$ คือ ค่าแรงดันอินพุตสูงสุด (Peak input voltage)

T_{in} คือ คาบเวลาของแรงดันอินพุต

ที่สภาวะภาระทางด้านเอาต์พุตมาก (Heavy load) วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด DCM และวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด CCM จากหลักสมดุลกำลังไฟฟ้าจะได้ (รายละเอียดการหาสมการแสดงในภาคผนวก ก)

$$\left(\frac{T_s}{T_{in}} \right) \left(\frac{\left(\frac{nV_{out}}{V_{C1} + (n \cdot V_{out})} \right)^2 V_{in, pk}^2 V_{C1}}{2L_1} \right) \int_0^{T_{in}} \left(\frac{\sin^2(\omega t)}{V_{C1} - V_{in, pk} \sin(\omega t)} \right) dt - P_{out} = 0 \quad (3.2)$$

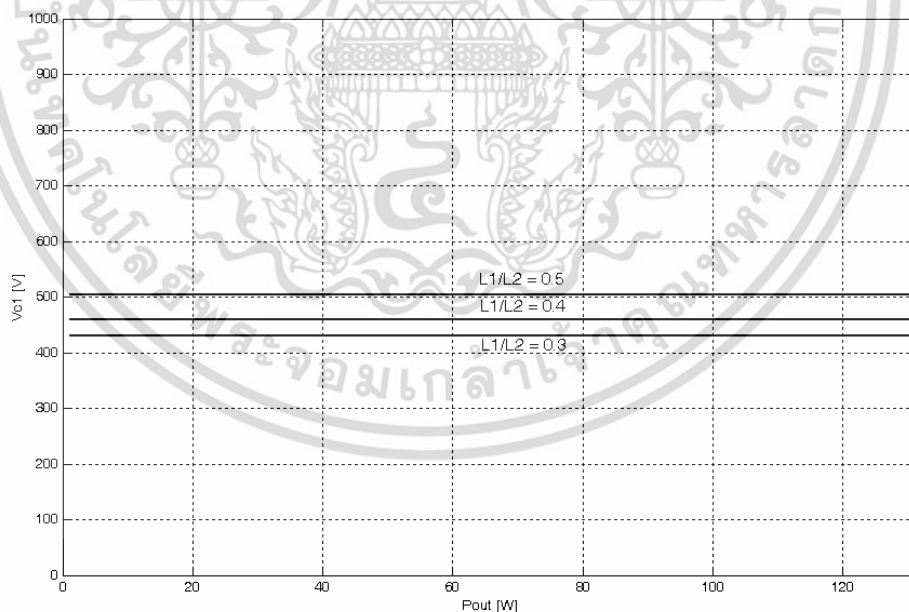
โดยที่

n คือ อัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิต่อจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค

T_s คือ คาบเวลาการสวิตช์

P_{out} คือ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

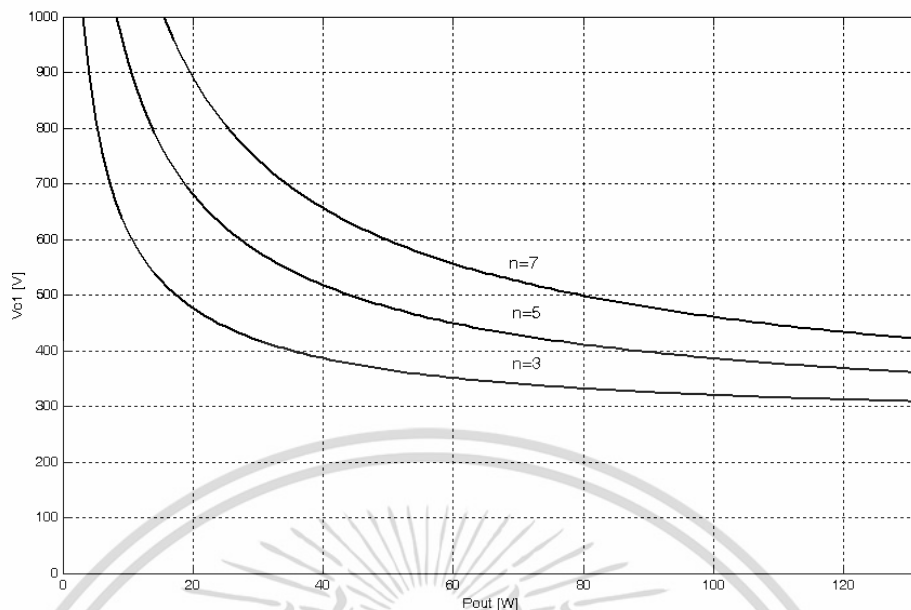
สมการที่ (3.1) และ (3.2) เป็นสมการแบบ Implicit function ในการหาคำตอบของสมการต้องใช้หลักการคำนวณเชิงเลข (Numerical technique) แก่สมการ (3.1) และ (3.2) หากำแรงดัน V_{C1} จากนั้นนำค่า V_{C1} ที่ได้มาพล็อตเทียบกับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_{out} จะได้กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} และ P_{out} ดังรูปที่ 3.2 (วิธีแก้สมการโดยใช้โปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก ข)



(ก)

(ในการแก้สมการที่ (3.1) กำหนด $V_{in, pk} = 280V$ $T_{in} = 0.02s$ $\omega = 100\pi$ rad/s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

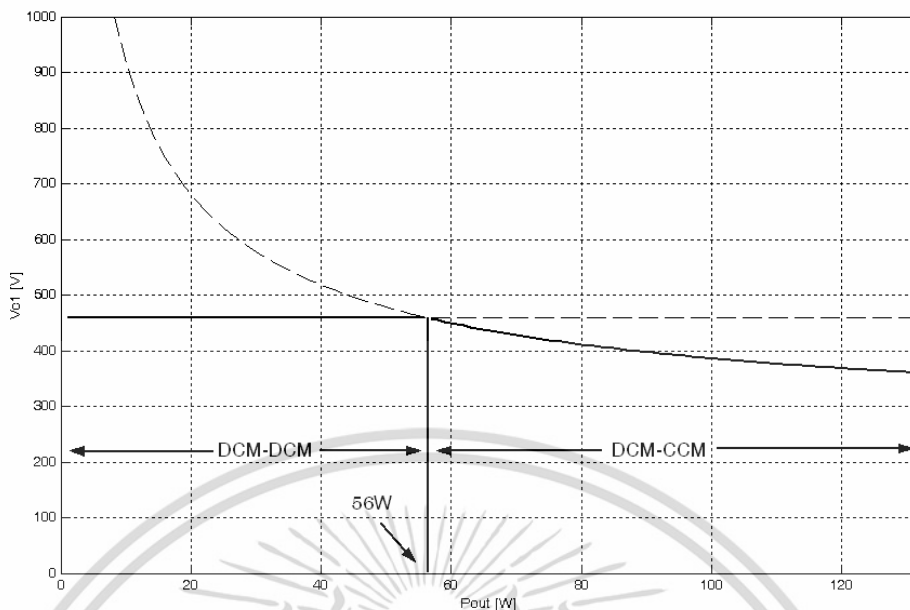
(ในการแก้สมการที่ (3.2) กำหนด $V_{in,pk} = 280V$ $T_{in} = 0.02s$ $T_S = 10\mu s$ $L_1 = 100\mu H$
 $V_{out} = 12V$ $\omega = 100\pi$ rad/s)

รูปที่ 3.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{Cl} กับ P_{out} (ก) วงจรฟลายแบคทำงานในโหมด DCM (สมการที่ (3.1)) (ข) วงจรฟลายแบคทำงานในโหมด CCM (สมการที่ (3.2))

จากสมการที่ (3.1) และกราฟในรูปที่ 3.2(ก) พบว่าเมื่อวงจรฟลายแบคทำงานในโหมด DCM แรงดัน V_{Cl} จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับ P_{out} แต่จะขึ้นกับอัตราส่วน L_1/L_2 โดย V_{Cl} มีค่าน้อยลงเมื่ออัตราส่วน L_1/L_2 มีค่าลดลง จากสมการที่ (3.2) และกราฟในรูปที่ 3.2(ข) พบว่าเมื่อวงจรฟลายแบคทำงานในโหมด CCM แรงดัน V_{Cl} จะมีค่าแปรผกผันกับ P_{out} โดย V_{Cl} มีค่าน้อยลงเมื่อ P_{out} มีค่าเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ V_{Cl} ยังมีค่าขึ้นอยู่กับอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงฟลายแบค n โดย V_{Cl} มีค่าน้อยลงเมื่อ n มีค่าลดลง (เหตุผลที่ V_{Cl} ไม่ขึ้นกับ P_{out} เมื่อ L_2 ทำงานในโหมด DCM และ V_{Cl} ขึ้นกับ P_{out} เมื่อ L_2 ทำงานในโหมด CCM อธิบายไว้ในภาคผนวก ง)

เมื่อนำกราฟในรูปที่ 3.2(ก) และ 3.2(ข) มาพล็อตบนแกนเดียวกันจะได้ความสัมพันธ์ V_{Cl} และ P_{out} ดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยจุดตัดกันระหว่างเส้นกราฟทั้งสองในรูปแสดงจุดแบ่งการทำงานระหว่างโหมด DCM และ CCM ของหม้อแปลงฟลายแบค จากรูปจะเห็นว่าจุดแบ่งระหว่างโหมด DCM และ CCM เกิดขึ้นที่ประมาณ 56W ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตน้อยกว่า 56W แรงดัน V_{Cl} จะค่าคงที่ประมาณ 470V และที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตมากกว่า 56W แรงดัน V_{Cl} จะมีค่าลดลงเมื่อ P_{out} เพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} กับ P_{out} (ได้จากนำกราฟในรูปที่ 3.2 กรณี $L_1/L_2 = 0.4$ และ รูปที่ 3.3 กรณี $n = 5$ พล็อตบนแกนเดียวกัน)

ในการแก้สมการที่ (3.1) และ (3.2) เพื่อคำนวณค่า V_{C1} จะต้องมีการระบุตัวแปร V_{in} , P_{out} , L_1 , L_1/L_2 และ n โดยปกติ V_{in} และ P_{out} จะถูกระบุมาใน Specification ของวงจร ค่าอัตราส่วน L_1/L_2 จะมีผลเฉพาะในกรณีหม้อแปลงฟลายแบคโหมด DCM เท่านั้น (สมการที่ (3.1)) โดยถ้า L_1/L_2 ยิ่งมีค่ามาก แรงดัน V_{C1} ก็จะมีค่ามากขึ้น ตัวแปร n จะมีผลเฉพาะในกรณีหม้อแปลงฟลายแบคโหมด CCM เท่านั้น (สมการที่ (3.2)) โดยถ้า n ยิ่งมีค่าน้อยแรงดัน V_{C1} ก็จะมีค่าน้อยลงตามไปด้วย ค่าตัวเหนี่ยวนำอินพุต L_1 โดยปกติจะเลือกให้มีค่าน้อยเพื่อที่จะให้มั่นใจว่า L_1 ทำงานในโหมด DCM ตลอดย่านการทำงานของวงจร จากนั้นนำค่า V_{in} , P_{out} , L_1 , L_1/L_2 และ n ที่เลือกไว้ มาใช้ในการแก้สมการที่ (3.1) และ (3.2) เพื่อพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} และ P_{out} ถ้ากราฟความสัมพันธ์ที่ได้ยังไม่เป็นที่น่าพอใจ กล่าวคือ V_{C1} มีค่าสูงเกินไปตลอดย่าน P_{out} ก็จะต้องทำการเลือกค่า L_1 , L_1/L_2 และใหม่จนกระทั่งกราฟความสัมพันธ์เป็นที่น่าพอใจ การทำซ้ำนี้อาจจะต้องทำอยู่หลายรอบกว่าที่จะได้รับผลตามที่ต้องการ ขั้นตอนต่อไปคือต้องตรวจสอบว่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่เลือกนั้นทำงานในโหมด DCM ตลอดย่านการทำงานของวงจรจริงหรือไม่ ซึ่งสามารถตรวจสอบจากสมการการออกแบบตัวเหนี่ยวนำอินพุตของ DCM boost PF [11]

$$L_1 < \frac{\eta V_{in,min}^2 T_S (V_{C1,min} - \sqrt{2}V_{in,min})}{2P_{out,max} V_{C1,min}} \tag{3.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

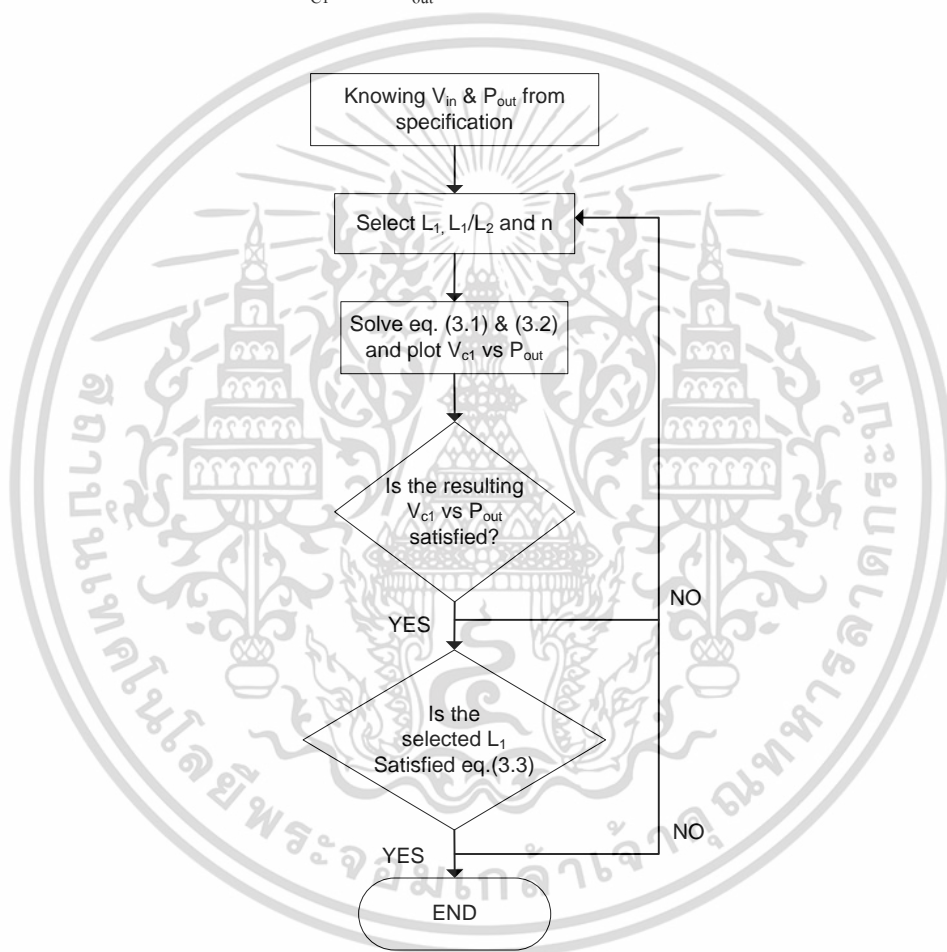
$V_{in, min}$ คือ ค่า RMS ของแรงดันอินพุตต่ำสุด

$V_{C1, min}$ คือ ค่าแรงดันต่ำสุดของ V_{C1}

η คือ ค่าประสิทธิภาพของ DCM boost PFC ปกติกำหนดให้มีค่าประมาณ 0.8

$P_{out, max}$ คือ ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด

สาเหตุที่ต้องตรวจสอบ L_1 ในขั้นตอนหลังสุดเพราะ $V_{C1, min}$ ในสมการที่ (3.3) เป็นค่าที่ต้องอ่านจากกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} และ P_{out}



รูปที่ 3.4 Flow chart แสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรภาคกำลัง

ค่าตัวเก็บประจุ C_1 สามารถได้จากสมการ [12]

$$C_1 > \frac{2P_{out, max} t_H}{V_{C1, min}^2 - (V_{C1, min} - \Delta V_{C1})^2} \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

t_H คือ ค่า Hold-up time

ΔV_{C1} คือ แรงดัน V_{C1} ที่ลดลงในช่วงเวลา t_H

ค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_L สามารถได้จากสมการ [13]

$$C_L > \frac{D_{\max} T_s V_{\text{out}}}{R_{\min} \Delta V_{\text{out}}} \quad (3.5)$$

โดยที่

$D_{\max} = nV_{\text{out}} / (V_{C1,\min} + nV_{\text{out}})$ คือ ค่าดิวิตีไซเคิลสูงสุด

R_{\min} คือ ความต้านทานโหลดต่ำสุด

สำหรับการหาค่าพิกัดกำลังของอุปกรณ์สวิตช์และไดโอดในวงจรจะต้องทราบค่าแรงดันและกระแสสูงสุดที่อุปกรณ์เหล่านี้ได้รับซึ่งวิธีหนึ่งที่ทำให้คือการจำลองวงจร (Circuit simulation) ในรูปที่ 3.1(ก)

3.3 การออกแบบวงจรภาคกำลัง

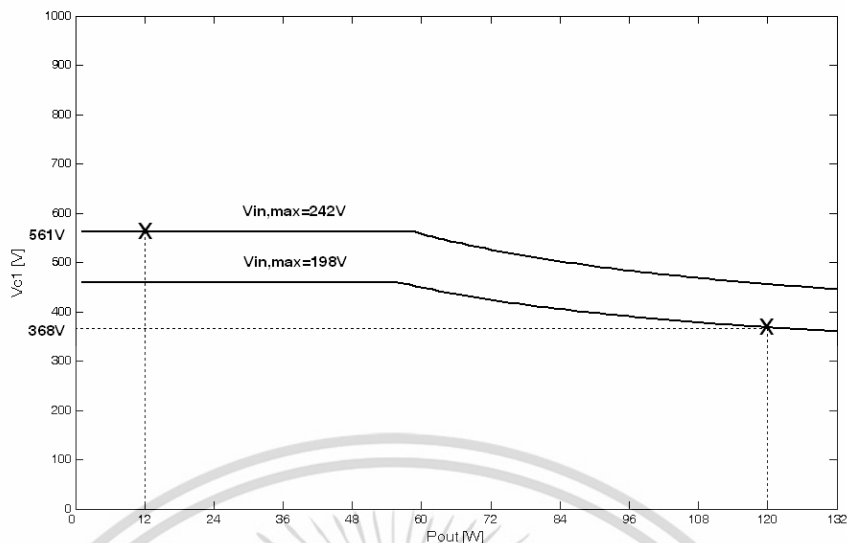
แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวที่ทำการออกแบบมีคุณสมบัติทางไฟฟ้า (Electrical specification) ดังนี้ $V_{\text{in,AC}} = 220\text{V} \pm 10\%$, $f_{\text{in,AC}} = 50\text{Hz}$, $V_{\text{out}} = 12\text{V}$, $\Delta V_{\text{out}} = 5\%$ of V_{out} , $I_o = 1\text{-}10\text{A}$, switching frequency ($f_s = 1/T_s$) = 100kHz แรงดัน $V_{\text{in,AC}}$ ที่ความถี่ $f_{\text{in,AC}}$ นี้จะถูกเร็คตีไฟร์กลายเป็นแรงดันไซน์เต็มคลื่น (Full-wave sinusoid) ที่ความถี่ 100Hz ($T_{\text{in}} = 10\text{ms}$) เพื่อเป็นแรงดันอินพุต V_{in} ให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์โดย V_{in} นี้จะมีค่าสูงสุดอยู่ในช่วง $V_{\text{in,pk}} = 280\text{V} - 342\text{V}$ และมีค่า RMS อยู่ในช่วง $V_{\text{in}} = 198\text{V} - 242\text{V}$ เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 12V และกระแสโหลดสามารถเปลี่ยนแปลงได้ระหว่าง 1A ถึง 10A ดังนั้นกำลังเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงได้ระหว่าง 12W ถึง 120W

3.3.1 การหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_{C1} กับ P_{out}

เลือกค่า $L_1/L_2 = 0.4$ $n = 5$ $L_1 = 100\mu\text{H}$ $L_2 = 250\mu\text{H}$ และนำค่าเลือกนี้ไปใช้แก้สมการที่

(3.1) และ (3.2) เพื่อพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} และ P_{out} จะได้ดังรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} และ P_{out} ของวงจรต้นแบบ

จากกราฟที่ได้พบว่า $V_{C1, min} = 368V$ เกิดขึ้นที่สภาวะ $V_{in, min} = 198V$ $P_{out, max} = 120W$ และ $V_{C1, max} = 561V$ เกิดขึ้นที่สภาวะ $V_{in, max} = 242V$ $P_{out, min} = 12W$ แรงดัน V_{C1} ที่ได้มีค่าอยู่ระหว่าง 368V ถึง 561V ถือว่าเป็นที่ยอมรับได้ในการออกแบบนี้

3.3.2 ตรวจสอบโหมดการทำงานของตัวเหนี่ยวนำ L_1

เมื่อได้ค่า V_{C1} ที่ยอมรับได้แล้วขั้นตอนต่อไปคือการตรวจสอบว่าตัวเหนี่ยวนำ $L_1 = 100\mu H$ ที่เลือกทำงานในโหมด DCM หรือไม่ที่สภาวะแรงดันอินพุตมีค่าต่ำสุดและกำลังเอาต์พุตมีค่าสูงสุด ซึ่งทำโดยการแทนค่า $V_{in, min} = 198V$ $V_{C1, min} = 368V$ $P_{out, max} = 120W$ และ $T_s = 10\mu s$ ลงในสมการที่ (3.3) จะได้ $L_1 < 312\mu H$ นั่นคือค่า $L_1 = 100\mu H$ ที่เลือกสามารถใช้งานได้

ตัวเหนี่ยวนำ L_1 สร้างขึ้นโดยใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD 35 และพันขดลวดจำนวน 13 รอบ โดยใช้ลวดทองแดงเบอร์ AWG20 จำนวน 2 เส้นขนานกัน รายละเอียดการออกแบบ L_1 แสดงไว้ในภาคผนวก ก

ตัวเหนี่ยวนำ $L_2 = 250\mu H$ คือความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค (Magnetizing inductance) รายละเอียดการออกแบบหม้อแปลงฟลายแบคแสดงไว้ในภาคผนวก ค

3.3.3 การเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_1 และตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_L

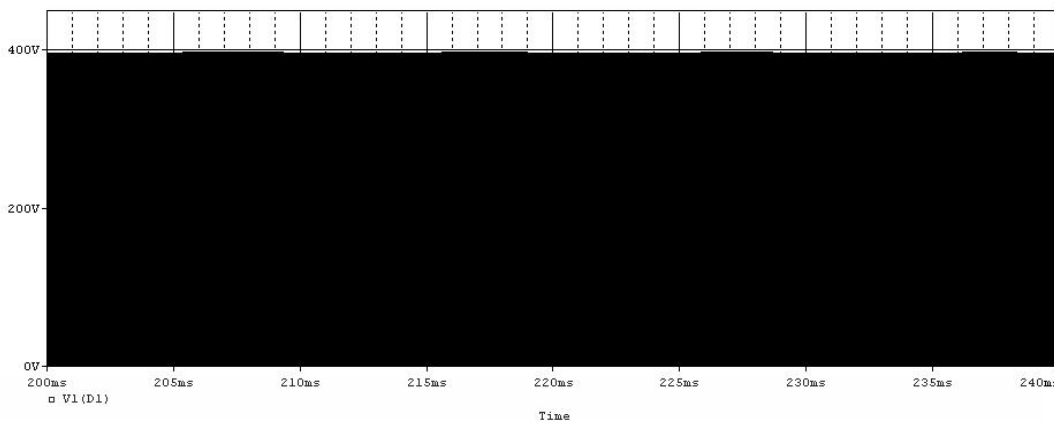
ค่าตัวเก็บประจุ C_1 สามารถเลือกได้จากสมการ (3.4) แทนค่า Hold-up time $t_H = 5ms$ และ $\Delta V_{C1} = 20V$ จะได้ $C_1 > 84\mu F$ ดังนั้นเลือก $C_1 = 110\mu F$ ตัวเก็บประจุ C_1 นี้จะต้องสามารถทน

ค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_L สามารถเลือกได้จากสมการที่ (3.5) แทนค่า $\Delta V_o = 0.05V_o$, $D_{\max} = 0.14$, $R_{\min} = 1.2\Omega$ จะได้ $C > 2.3 \mu\text{F}$ เพื่อไม่ให้รีปเปิลของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเกินค่าที่กำหนด ความจุไฟฟ้าจะต้องมีค่ามากกว่าค่าที่คำนวณได้ ในการสร้างวงจรต้นแบบเลือกตัวเก็บประจุไฟฟ้าเอาต์พุต $C_L = 990\mu\text{F}$ โดยใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ชนิด 330 μF $r_c = 0.12\Omega$ พิกัดแรงดัน 50V สามตัวต่อขนานกัน ทำให้ได้ค่า ESR รวมเท่ากับ 0.04 Ω

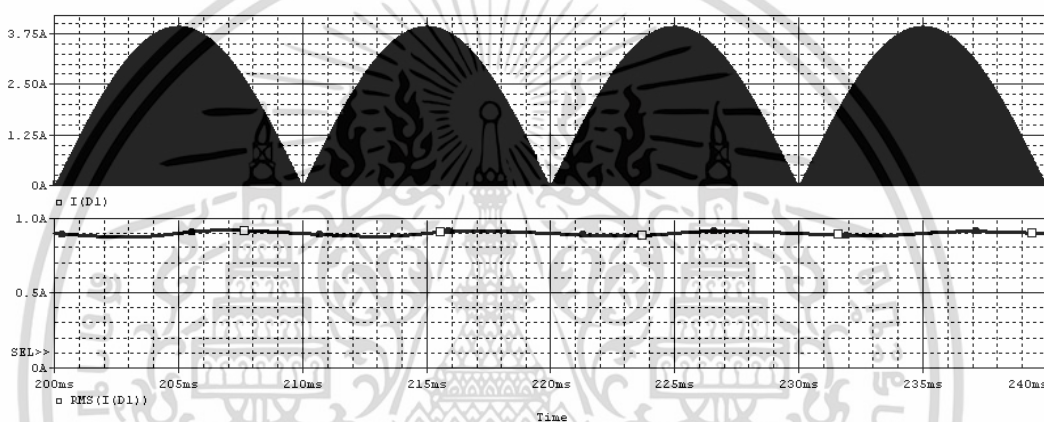
3.3.4 การหาพิกัดแรงดันและกระแสของมอสเฟตและไดโอด

ค่าพิกัดแรงดันและกระแสของอุปกรณ์สวิตช์และไดโอดหาได้จากการจำลองวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการจำลองวงจรแสดงในรูปที่ 3.6 ถึง 3.9 ซึ่งเป็นรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์ต่างๆ

รูป 3.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันของไดโอด D_1 ที่สภาวะ $V_{in, \max} = 242\text{V}$, $I_{out, \min} = 1\text{A}$ และกระแสของไดโอด D_1 ที่สภาวะ $V_{in, \min} = 198\text{V}$, $I_{out, \max} = 10\text{A}$ จากรูป 3.6 (ก) พบว่าแรงดันคร่อมไดโอด D_1 มีค่าสูงสุดเท่ากับ 396V จากรูปที่ 3.6 (ข) ใช้ Built-in math function ในโปรแกรม PSPICE คำนวณค่ากระแส RMS ของไดโอด D_1 ได้เท่ากับ 0.9A (รูปที่ 3.6 (ข) รูปล่าง) นั่นคือต้องเลือกอุปกรณ์ไดโอด D_1 ที่สามารถทนกระแสได้มากกว่า 0.9A และแรงดันไฟฟ้าสูงสุดได้มากกว่า 396V



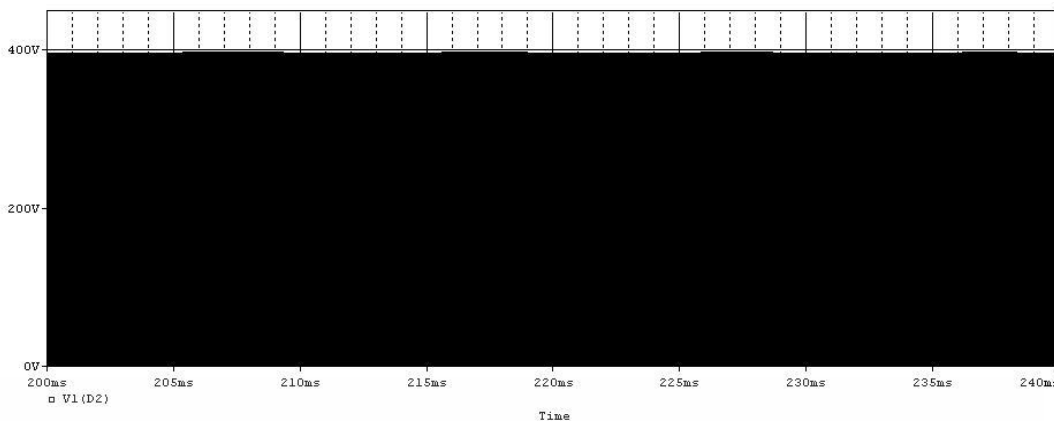
(ก)



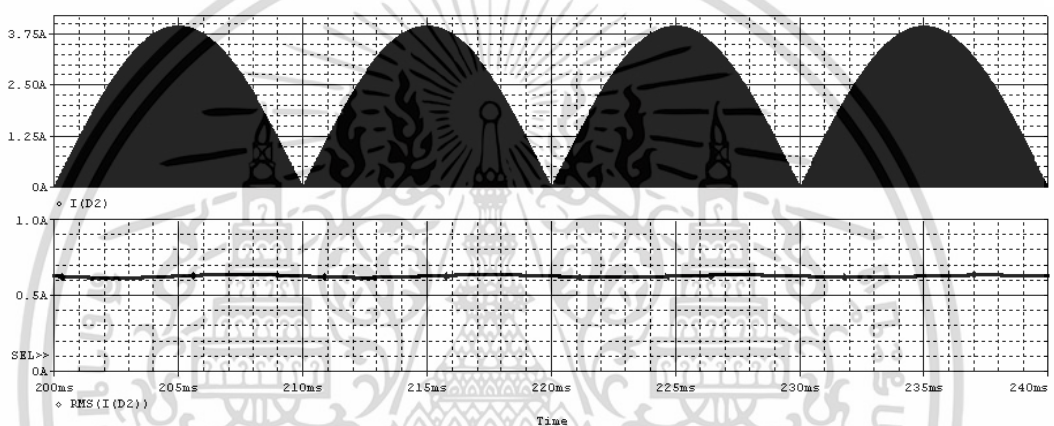
(ข)

รูปที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_1 (ก) แรงดันไฟฟ้า V_{D1}
(ข) กระแสไฟฟ้า I_{D1}

รูป 3.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันของไดโอด D_2 ที่สภาวะ $V_{in,max} = 242V$ $I_{out,min} = 1A$ และกระแสของไดโอด D_2 ที่สภาวะ $V_{in,min} = 198V$ $I_{out,max} = 10A$ จากรูป 3.7 (ก) พบว่าแรงดันคร่อมไดโอด D_2 มีค่าสูงสุดเท่ากับ 397V จากรูปที่ 3.7 (ข) ใช้ Built-in math function ในโปรแกรม PSPICE คำนวณค่ากระแส RMS ของไดโอด D_2 ได้เท่ากับ 0.6A (รูปที่ 3.7 (ข) รูปล่าง) นั่นคือต้องเลือกอุปกรณ์ไดโอด D_2 ที่สามารถทนกระแสได้มากกว่า 0.6A และแรงดันไฟฟ้าสูงสุดได้มากกว่า 397V



(ก)

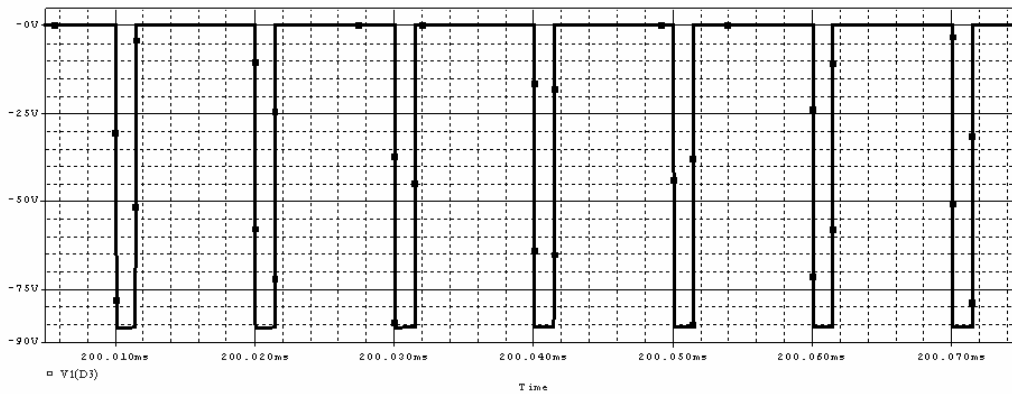


(ข)

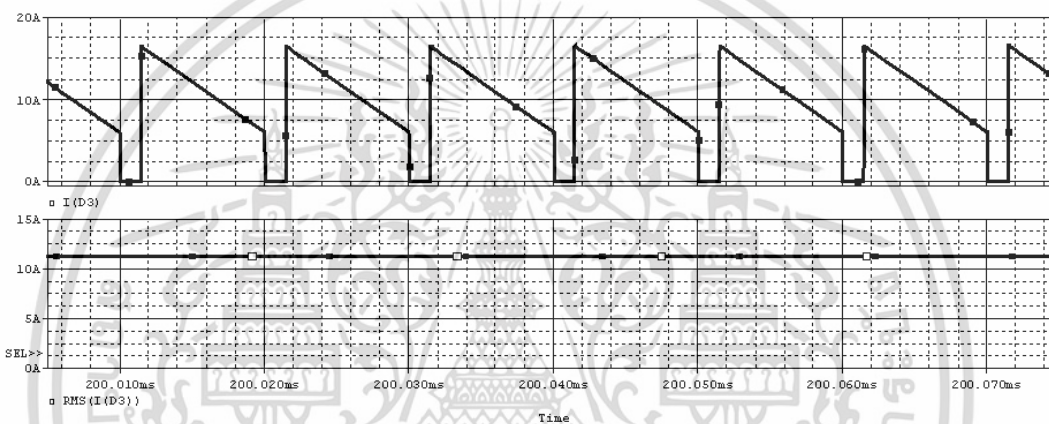
รูปที่ 3.7 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_2 (ก) แรงดันไฟฟ้า V_{D2}

(ข) กระแสไฟฟ้า I_{D2}

รูป 3.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันของไดโอด D_3 ที่สภาวะ $V_{in,max} = 242V$ $I_{out,min} = 1A$ และกระแสของไดโอด D_3 ที่สภาวะ $V_{in,min} = 198V$ $I_{out,max} = 10A$ จากรูป 3.8 (ก) พบว่าแรงดันคร่อมไดโอด D_3 มีค่าสูงสุดเท่ากับ 85V จากรูปที่ 3.8 (ข) ใช้ Built-in math function ในโปรแกรม PSPICE คำนวณค่ากระแส RMS ของไดโอด D_3 ได้เท่ากับ 11.2A (รูปที่ 3.8 (ข) รูปล่าง) นั่นคือต้องเลือกอุปกรณ์ไดโอด D_3 ที่สามารถทนกระแสได้มากกว่า 11.2A และแรงดันไฟฟ้าสูงสุดได้มากกว่า 85V



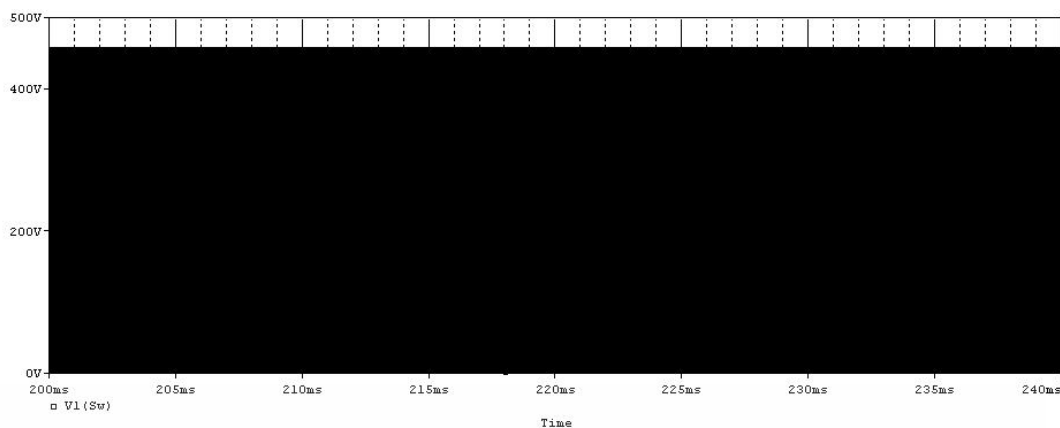
(ก)



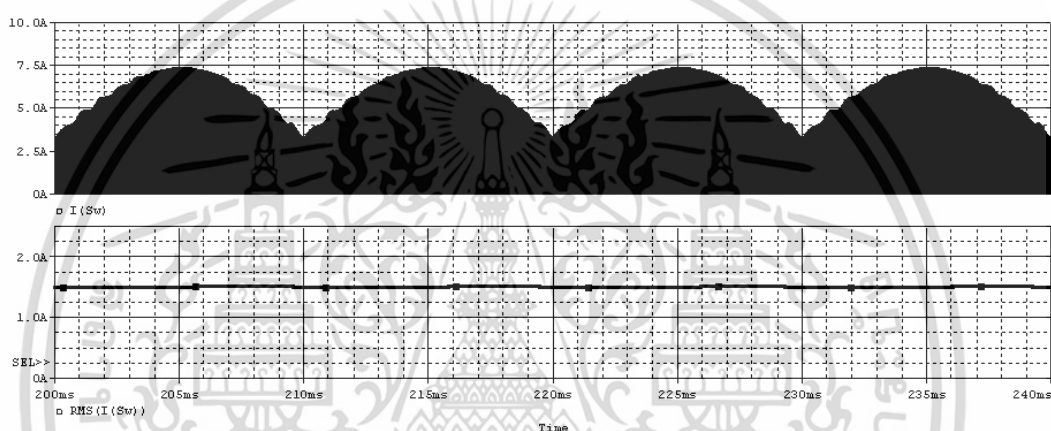
(ข)

รูปที่ 3.8 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_3 (ก) แรงดันไฟฟ้า V_{D3}
(ข) กระแสไฟฟ้า I_{D3}

รูป 3.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันของมอเตอร์ที่สภาวะ $V_{in,max} = 242V$ $I_{out,min} = 1A$ และ
กระแสของมอเตอร์ที่สภาวะ $V_{in,min} = 198V$ $I_{out,max} = 10A$ จากรูป 3.9 (ก) พบว่าแรงดันคร่อม
มอเตอร์มีค่าสูงสุดเท่ากับ 458V จากรูปที่ 3.9 (ข) ใช้ Built-in math function ในโปรแกรม
PSPICE คำนวณค่ากระแส RMS ของมอเตอร์ได้เท่ากับ 1.5A (รูปที่ 3.9 (ข) รูปล่าง) นั่นคือต้อง
เลือกอุปกรณ์มอเตอร์ที่สามารถทนกระแสได้มากกว่า 1.5A และแรงดันไฟฟ้าสูงสุดได้มากกว่า
458V



(ก)

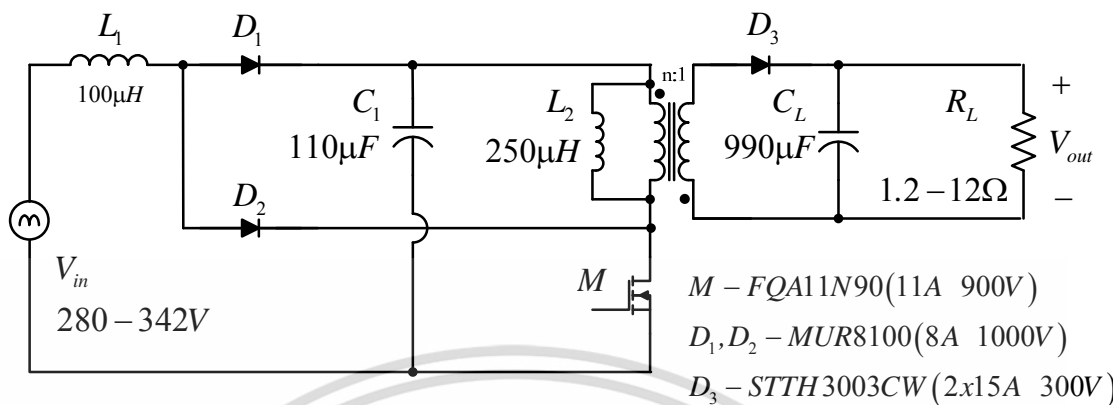


(ข)

รูปที่ 3.9 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของมอสเฟต (ก) แรงดันไฟฟ้ามอสเฟต
(ข) กระแสไฟฟ้ามอสเฟต

มอสเฟตกำลังเลือกใช้เบอร์ FQA11N90 ซึ่งมีขนาดแรงดันไฟฟ้าเดรน-ซอร์สสูงสุด 900V ขนาดกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเดรนสูงสุด 11A ไดโอด D_3 กำลังเลือกใช้เบอร์ STTP3003CW ซึ่งเป็นไดโอดกำลังชนิดชอตต์กี (Schottky diode) และมีขนาดแรงดันไฟฟ้าสูงสุด 300V ขนาดกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุด 2x15A ไดโอด D_1 และ D_2 เลือกใช้เบอร์ MUR8100 ซึ่งเป็นไดโอดกำลังชนิดอัลตราฟาสท์ (Ultra Fast Recovery diode) และมีขนาดแรงดันไฟฟ้าสูงสุด 1000V ขนาดกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุด 8A

วงจรภาคกำลังที่ได้ออกแบบแสดงในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรภาคกำลังที่ได้ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

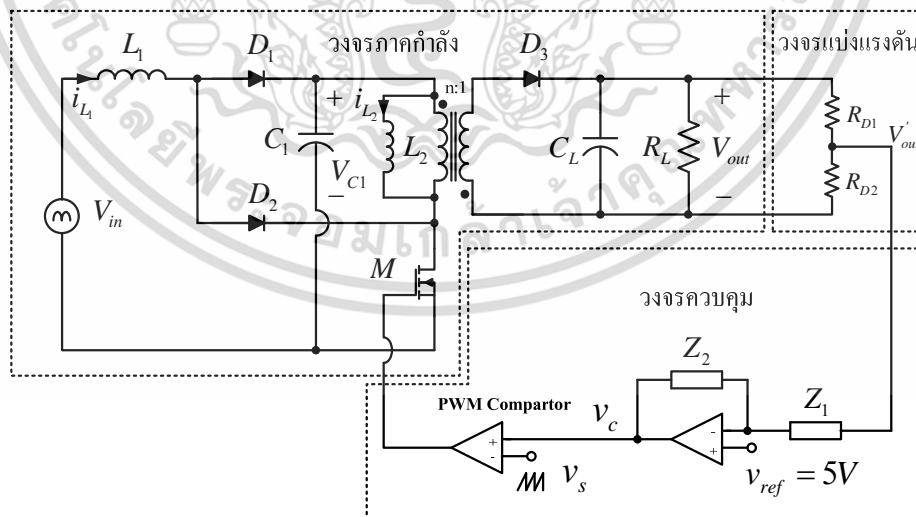
การออกแบบวงจรควบคุม

4.1 บทนำ

บทนี้กล่าวถึงการออกแบบวงจรควบคุม หลักการออกแบบรูปการควบคุมแรงดันเอาต์พุต จะใช้สมมุติฐานตัวเก็บประจุ C_1 ของวงจรมีค่ามาก (แรงดัน V_{C1} มีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง) จากสมมุติฐานดังกล่าวทำให้สามารถแยกส่วน (Decouple) วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ออกจากวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้ วงจรสมมุติสำหรับออกแบบระบบควบคุมจึงลดรูปเหลือเป็นวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีแรงดันอินพุตเท่ากับ V_{C1} จากวงจรสมมุติที่ได้เราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบตัวควบคุม (Controller) การออกแบบตัวควบคุมของวงจรต้นแบบจะใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่

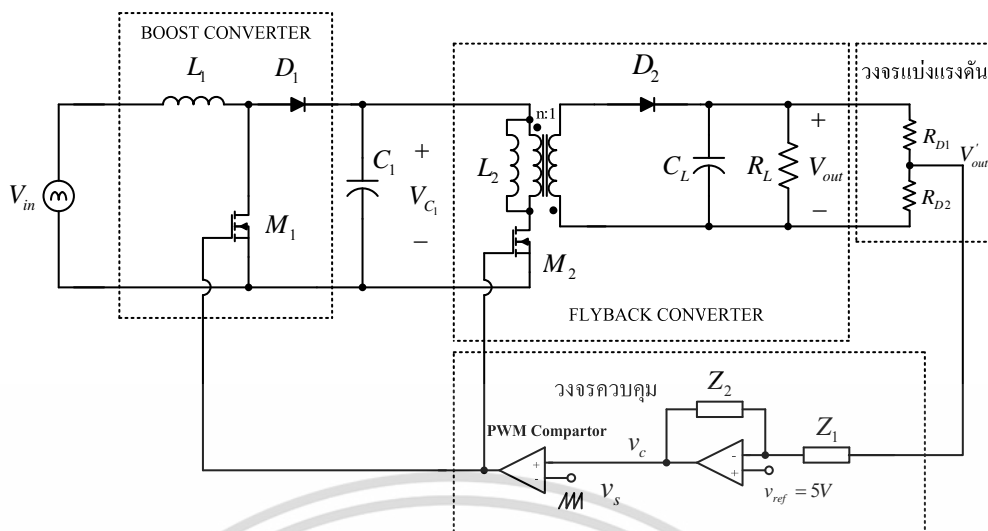
4.2 หลักการออกแบบวงจรควบคุม

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบภาคเดียวพร้อมวงจรควบคุม ในรูปที่ 4.2 วงจรภาคกำลังถูกแทนด้วยวงสมมุติบูสต์คอนเวอร์เตอร์อนุกรมกับวงจรฟลายแบคโดยสัญญาณคิวตี้ไซเคิลที่สร้างจากวงจรควบคุมถูกนำไปใช้ขับสวิตช์ M_1 และ M_2 พร้อมๆกัน



รูปที่ 4.1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียวพร้อมวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลของวงจรในรูปที่ 4.1

ที่สภาวะคงตัว ค่าดิวตี้ไซเคิลหรือช่วงเวลาการนำกระแส (Switch-on time) ของสวิตช์ทั้งสองจะมีค่าคงที่ จากคุณสมบัติของ DCM boost converter เมื่อช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ M_1 มีค่าคงที่ กระแสเฉลี่ย i_{L1} จะมีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และมีเฟสทับกับแรงดันอินพุตทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง ในขณะที่เดียวกันในส่วนของวงจรฟลายแบค เมื่อดิวตี้ไซเคิลของ M_2 มีค่าคงที่ จะได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$\text{DCM: } V_{out} = V_{C1} D \sqrt{\frac{R_L}{2f_s L_2}} \tag{4.1}$$

$$\text{CCM: } V_{out} = V_{C1} \frac{D}{1-D} \tag{4.2}$$

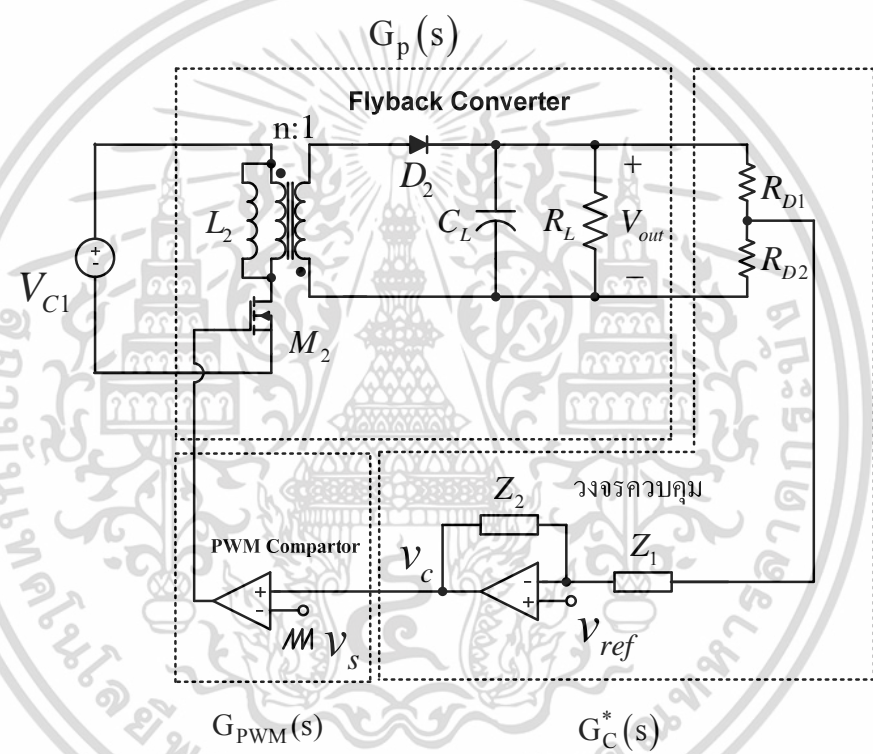
โดยที่

f_s คือ ค่าความถี่สวิตช์

D คือ ค่าดิวตี้ไซเคิล

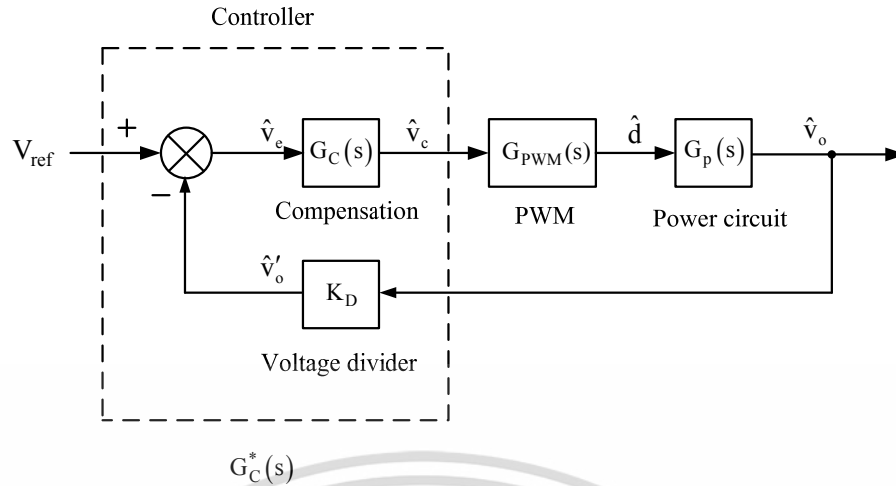
สมมุติว่าอัตราส่วนจำนวนรอบปฐมภูมิต่อทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคมีค่าเท่ากับหนึ่ง จากสมการที่ (4.1) และ (4.2) จะเห็นว่าเมื่อ D มีค่าคงที่ แรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับแรงดัน V_{C1} ถ้ากำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่ามากๆ การเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตหรือกระแสไหลจะไม่มีผลต่อแรงดัน V_{C1} กล่าวคือ V_{C1} ยังคงมีค่าคงที่ แต่จะส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลง เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลง วงจรควบคุมจะตอบสนองโดยการปรับค่าดิวตี้ไซเคิลเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ตัวอย่างเช่นถ้ากระแสไหลคมีค่าเพิ่มขึ้น แรงดันเอาต์พุตจะตกลง แต่เนื่องจากแรงดัน V_{C1} มีค่าคงที่ จากสมการที่ (4.1) หรือ (4.2) วงจรควบคุมจะปรับค่าดิวตี้ไซเคิลให้

จากการหลักการทำงานดังกล่าวจะพบว่าถ้าตัวเก็บประจุ C_1 มีค่ามาก การทำงานของ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะเป็นอิสระจากวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถแยกส่วน (Decouple) วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ออกจากวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้ ดังนั้นในการ ออกแบบรูปการควบคุมแรงดันเอาต์พุต จึงจะพิจารณาเฉพาะส่วนของวงจรฟลายแบคที่มีแรงดัน อินพุตเท่ากับ V_{C1} ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3 วงจรในรูปที่ 4.2 แสดงเป็นวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีแรงดันอินพุตเป็น V_{C1}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

ฟังก์ชันถ่ายโอนของส่วนต่างๆในบล็อกไดอะแกรมมีรายละเอียดดังนี้

4.2.1 วงจรภาคกำลัง ($G_p(s)$)

ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิลไปแรงดันเอาต์พุต (Duty cycle-to-output voltage transfer function, $G_p(s)$) ของวงจรฟลายแบคในโหมด DCM และ CCM แสดงได้ดังสมการที่ (4.3) และ (4.4) (รายละเอียดการทำฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ [13])

วงจรฟลายแบคในโหมด DCM

$$G_p(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = K_p \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{ZC}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{PL}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{PH}}\right)} \quad (4.3)$$

เมื่อ

$$K_p = \frac{V_{C1}}{n\sqrt{K}}$$

$$K = \frac{2L_2 f_s}{n^2 R_L}$$

$$M = \frac{nV_{out}}{V_{C1}}$$

$$\omega_{ZC} = \frac{1}{r_{CL} C_L}$$

$$\omega_{RHP} = \frac{n^2 R_L}{L_2} \frac{1}{M(M+1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{pL} = \frac{2}{R_L C_L}$$

$$\omega_{pH} = \frac{n^2 R_L}{L_2} \frac{1}{(M+1)^2}$$

r_{CL} คือ Equivalent Series Resistance (ESR) ของ C_L

วงจรฟลายแบคในโหมด CCM

$$G_p(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = K_p \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zC}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{zRHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}\right)} \quad (4.4)$$

เมื่อ

$$K_p = \frac{V_{C1}}{nD^2}$$

$$D' = 1 - D$$

$$D = \frac{1}{1 + \frac{V_{C1}}{n(V_{out} + V_F)}}$$

$$\omega_{zC} = \frac{1}{r_{CL} C_L}$$

$$\omega_{zRHP} = \frac{n^2 D'^2 R_L}{DL_2}$$

$$\omega_o = \frac{n}{\sqrt{L_2 C_L}} \sqrt{\frac{D^2 R_L}{R_L + r_{CL}}}$$

$$Q = \frac{1}{\omega_o} \frac{1}{\frac{L_2}{n^2 D'^2 R_L} + r_{CL} C_L}$$

โดยที่

V_F คือ แรงดันย้อนกลับมีค่าเท่ากับ 1.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

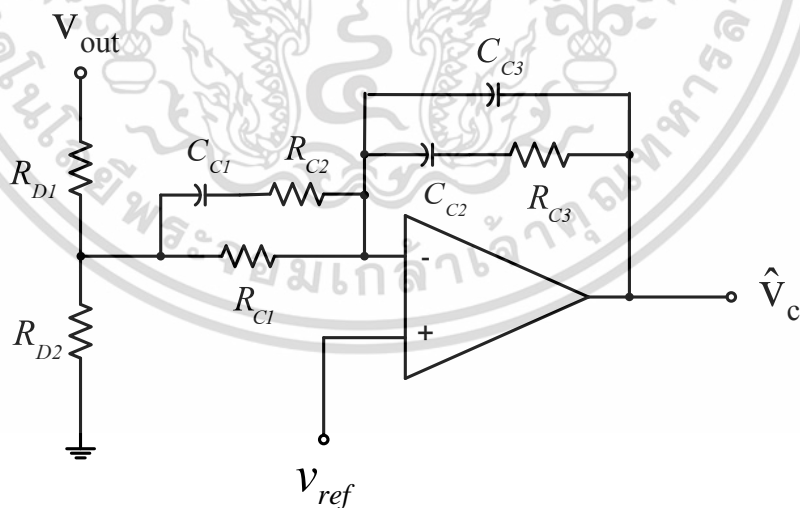
4.2.2 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ($G_{pwm}(s)$)

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ PWM ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณควบคุม $V_c(t)$ กับสัญญาณฟันเลื่อย $V_{sawtooth}$ ที่มีขนาดเท่ากับ V_S เพื่อกำหนดค่าวิตซ์ที่ไหลให้กับมอสเฟต โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$G_{pwm}(s) = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_c} = \frac{1}{V_S} \quad (4.5)$$

4.2.3 ตัวควบคุม ($G_c^*(s)$)

ตัวควบคุมที่เลือกใช้เป็นแบบสามโพลสองซีโร ซึ่งมีความเหมาะสมสำหรับการใช้ในการชดเชยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรฟลายแบคในโหมด CCM ที่ใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดัน ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรฟลายแบค ในโหมด CCM มีโพล 2 ตัว และ ซีโร 2 ตัว ซึ่งจะถูกหักล้างโดย ซีโร 2 ตัวและโพล 2 ตัวของตัวควบคุมตามลำดับ ส่วนโพลที่เหลืออีก 1 ตัว ของตัวควบคุมเป็นโพลที่จุดกำเนิดที่จะช่วยทำให้ดีซีเกนของระบบมีค่าสูง ตัวควบคุมที่เลือกใช้ประกอบด้วยวงจรแบ่งแรงดันป้อนกลับ (R_{D1} และ R_{D2}) และวงจรชดเชย EA (R_{C1} R_{C2} R_{C3} C_{C1} C_{C2} และ C_{C3}) ดังแสดงในรูปที่ 4.5 จากรูปถ้ากำหนดให้อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุต (Input impedance) ของวงจรชดเชย EA มีค่ามากกว่า R_{D2} มาก จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมดังสมการที่ (4.6)



รูปที่ 4.5 ตัวควบคุม

$$G_C^*(s) = K_D \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{Z2}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{P2}}\right)} \quad (4.6)$$

เมื่อ

$$K_D = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}}$$

$$\omega_{Z1} = \frac{1}{R_{C3} C_{C2}}$$

$$\omega_{Z2} = \frac{1}{(R_{C2} + R_{C1}) C_{C1}}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_{C1} (C_{C2} + C_{C3})}$$

$$\omega_{P1} = \frac{1}{R_{C2} C_{C1}}$$

$$\omega_{P2} = \frac{1}{R_{C3} \left(\frac{C_{C2} C_{C3}}{C_{C2} + C_{C3}} \right)}$$

4.3 การออกแบบวงจรถวลุมของวงจรต้นแบบ

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดัน (Voltage mode control) ไอซีที่เลือกใช้คือ UC3825 [19] ซึ่งมีวงจรเปรียบเทียบ วงจรขยายความผิดพลาด วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง ฯลฯ อยู่ภายในตัวไอซี การสร้างสัญญาณดิวตี้ไซเคิลให้ได้ความถี่ในการสวิตช์ที่ต้องการ ($f_s = 100\text{kHz}$) ทำได้โดยการเลือกค่าความต้านทานของตัวต้านทานตั้งเวลา R_T (ต่อที่ขา 5 ของไอซี) และค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้าตั้งเวลา C_T (ต่อที่ขา 6 ของไอซี) ให้เหมาะสม ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (4.7) และ (4.8) ตามลำดับ

$$R_T = \frac{3}{10 \times 10^{-3} (1 - D_{IC,max})} \quad (4.7)$$

$$C_T > \frac{0.8 D_{IC,max}}{R_T f_s} \quad (4.8)$$

โดยที่

$D_{IC,max}$ คือ ดิวตี้ไซเคิลสูงสุดของไอซีมีค่าเท่ากับ 0.85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการจะได้ $R_T = 2 \text{ k}\Omega$ และ $C_T = 4.7 \text{ nF}$ ตัวต้านทาน R_T และตัวเก็บประจุ C_T จะต่ออยู่ที่ขา 5 และ 6 ของ UC 3825 ตามลำดับ

4.3.1 การออกแบบตัวควบคุม

จากบล็อกไดอะแกรมการควบคุมในรูปที่ 4.4 จะทำการออกแบบตัวควบคุม $G^*(s)$ โดยใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response Method) [14] เพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open loop transfer function) ของบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.4 มีคุณสมบัติดังนี้

1. เฟสมาจิ้นและเกนมาจิ้นควรมีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า 45° และ 6dB ตามลำดับเพื่อความมีเสถียรภาพและไม่ให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแกว่งมากเกินไป

2. ดีซีเกนควรมีค่ามากเพื่อให้มีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดี

3. ความถี่ครอสโอเวอร์ f_c ควรมีค่ามากเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตอบสนองได้อย่างรวดเร็วแต่ไม่ควรเกิน 0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์เพราะอาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้

การออกแบบตัวควบคุมจะพิจารณาที่สภาวะ $V_{in, min} = 198\text{V}$ $I_{out, max} = 10\text{A}$ ในสภาวะนี้ ตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะทำงานในโหมด CCM ดังนั้นจะนำฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM ในสมการที่ 4.4 มาใช้ในการออกแบบ ตารางที่ 4.1 แสดงค่าตัวแปรต่างๆที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม

ตารางที่ 4.1 ค่าตัวแปรต่างๆที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม

ตัวแปร	ค่าตัวแปร
V_{Cl}	368 V
R_L	1.2 Ω
n	5
L_2	250 μH
f_s	100 kHz
V_{out}	12V
C_L	990 μF
r_{CL}	0.04 Ω
V_S	1.8 V
D	0.155
D'	0.845

จากตารางที่ 4.1 แทนค่าตัวแปรที่เกี่ยวข้องลงในสมการที่ (4.4) และ (4.5) จากนั้นนำฟังก์ชันถ่ายโอนทั้งสองมาคูณกัน จะได้ผลคูณ $G_p(s)G_{pwm}(s)$ ดังสมการ

$$G_p(s)G_{pwm}(s) = 57.26 \frac{\left(1 + \frac{s}{23491}\right)\left(1 - \frac{s}{552.82 \times 10^3}\right)}{\left(1 + \frac{s}{(2.2)(8.34 \times 10^3)} + \frac{s^2}{(8.34 \times 10^6)^2}\right)} \quad (4.9)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)G_{pwm}(s)$ มีซีโรตัวที่หนึ่งที่มีความถี่ $f_{zc} = 23491/2\pi = 3.738$ kHz ซีโรตัวที่สองที่มีความถี่ $f_{zRHP} = 552.82 \times 10^3/2\pi = 87.984$ kHz โพลคู่ที่มีความถี่ $f_0 = 8.34 \times 10^3/2\pi = 1.328$ kHz ค่า $Q = 2.2$ ดีซีเกินเท่ากับ 35.15dB ($20\log_{10}(57.26)$) ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตของ $G_p(s)G_{pwm}(s)$ แสดงได้ดังรูปที่ 4.6 โดยค่า -1 และค่า -2 ในรูปหมายถึง -20 dB/decade และ -40 dB/decade ตามลำดับ

ขั้นตอนการออกแบบวงจรชดเชยแสดงดังนี้

1. กำหนดให้ $f_c = 0.1f_s = 10$ kHz (0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตซ์) และจากรูปที่ 4.6 (ก) อัตราขยายความถี่คrossover ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอดค่าคือ 8.26 dB ดังนั้นจะได้อัตราขยายความถี่คrossover ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยเท่ากับ -8.26 dB

2. วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรชดเชยที่ f_1 ที่จุดกำเนิด

3. วางโพลตัวที่สองของวงจรชดเชยที่ $f_{p1} = 3000$ Hz (ใกล้กับ $f_{z1} = 3738$ Hz)

4. วางโพลตัวที่สามของวงจรชดเชยที่ $f_{p2} = 80$ kHz (ใกล้กับ $f_{z2} = 87.98$ kHz)

5. วางซีโรทั้งสองตัวของวงจรชดเชยที่ $f_{z1} = f_{z2} = 1000$ Hz (ใกล้กับ $f_0 = 1328$ Hz)

- อัตราขยายที่ f_{p1} และ อัตราขยายที่ f_{p2} เท่ากับอัตราขยายที่ f_c คือ -8.26 dB

- อัตราขยายที่ f_{z1} และ อัตราขยายที่ f_{z2} คือ $20\log(1000/3000) - 8.26$ คือ -17.8 dB

6. คำนวณค่าอุปกรณ์ชดเชย

- ซีโรที่ $f_{z1} = f_{z2}$ มีความถี่ 1000 Hz มี $\omega_{z1} = \omega_{z2} = 6283$ เมื่อ $\omega_{z1} = 1/(R_{c3}C_{c2})$

และ $\omega_{z2} = 1/(R_{c2}+R_{c1})C_{c1}$

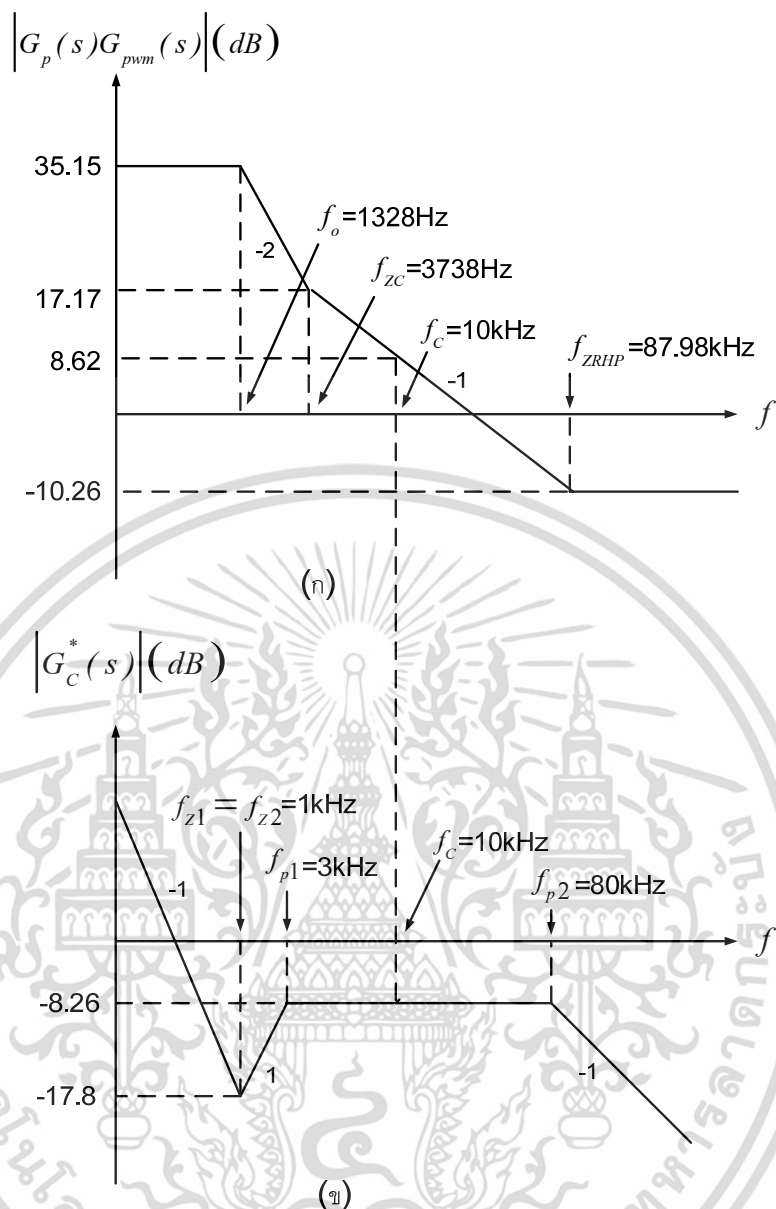
- โพลที่ f_{p1} มีความถี่ 3000 Hz มี $\omega_{p1} = 18850$ เมื่อ $\omega_{p1} = 1/(R_{c2}C_{c1})$

- โพลที่ f_{p2} มีความถี่ 80 kHz มี $\omega_{p2} = 502.65 \times 10^3$ เมื่อ $\omega_{p1} = 1/[R_{c3}((C_{c2}C_{c3})/(C_{c2}+C_{c3}))]$

- โพลที่ f_1 มีความถี่ที่จุดกำเนิด $\omega_1 = 1/(R_{c1}(C_{c2}+C_{c3}))$

จะได้ค่าอุปกรณ์ $R_{c1} = 400$ k Ω , $R_{c2} = 240$ k Ω , $R_{c3} = 150$ k Ω , $C_{c1} = 220$ pF, $C_{c2} = 1$ nF, $C_{c3} = 20$ pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 การออกแบบตัวควบคุมโดยวิธีผลตอบสนองเชิงความถี่
 (ก) อัตรายบายของ $G_p(s)G_{pwm}(s)$ (ข) อัตรายบายของ $G_c^*(s)$

7. คำนวณค่าอุปกรณ์ของวงจรแบ่งแรงดัน K_D

วงจรแบ่งแรงดันทำหน้าที่ลดทอนแรงดันเอาต์พุตจาก 12V มาเป็น 5V เพื่อเป็นอินพุตให้กับวงจรชดเชย EA นั่นคือ

$$K_D = \frac{V'_{OUT}}{V_{OUT}} = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} \tag{4.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

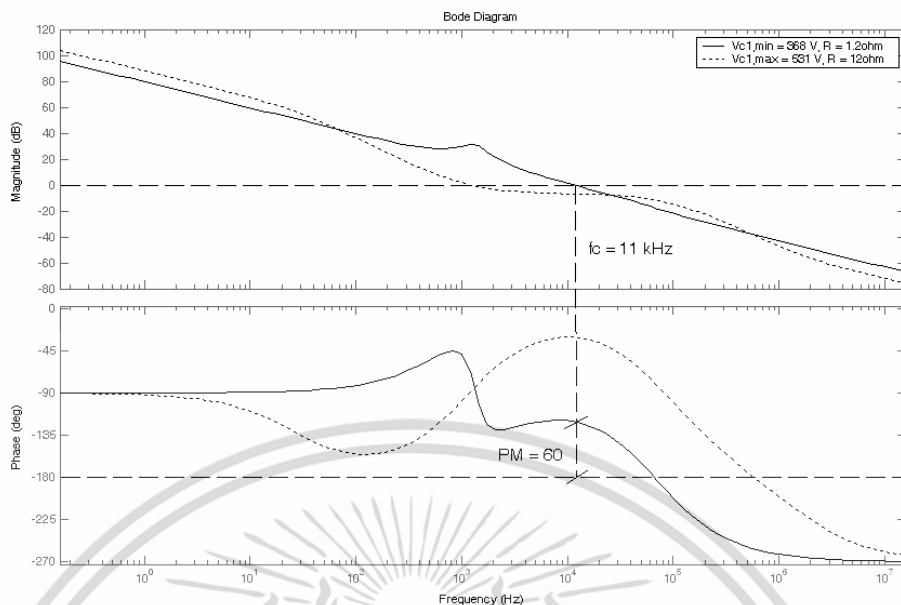
จากสมการที่ (4.10) เลือก $R_{D1} = 10 \text{ k}\Omega$ และ $R_{D2} = 7.14 \text{ k}\Omega$ โดย R_{D1} ใช้ตัวต้านทานมาตรฐานและ R_{D2} ใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้

นำค่าอุปกรณ์ของวงจรชดเชย EA และวงจรแบ่งแรงดันที่ได้ไปแทนในสมการที่ (4.6) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมดังสมการที่ (4.11)

$$G_c^*(s) = 0.416 \frac{\left(1 + \frac{s}{6.666 \times 10^3}\right) \left(1 + \frac{s}{7.102 \times 10^3}\right)}{\left(\frac{s}{2.45 \times 10^3}\right) \left(1 + \frac{s}{18.939 \times 10^3}\right) \left(1 + \frac{s}{340 \times 10^3}\right)} \quad (4.11)$$

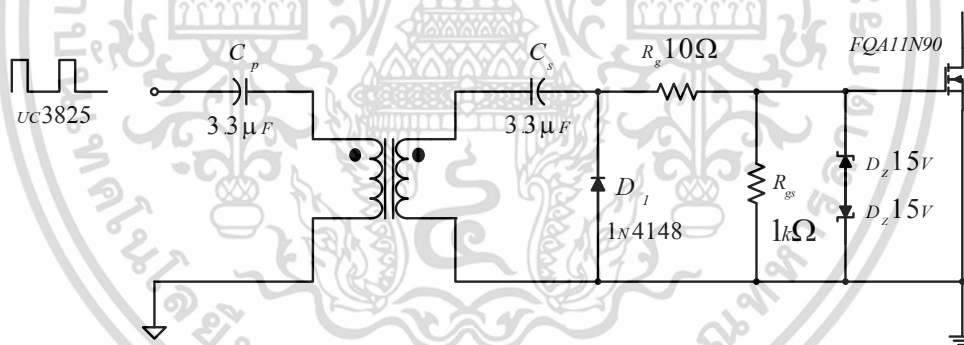
นำฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)G_{pwm}(s)$ ในสมการที่ (4.9) และ $G_c^*(s)$ ในสมการที่ (4.11) มาคูณกันจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_p(s)G_{pwm}(s)G_c^*(s)$ จากนั้นพล็อตผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดโดยใช้โปรแกรม MATLAB ได้ดังรูปที่ 4.7 (เส้นเต็ม) จะเห็นว่าความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ $f_c = 11 \text{ kHz}$ ซึ่งไม่เท่ากับความถี่ที่เลือกใช้ในคำนวณ ($f_c = 10 \text{ kHz}$) เนื่องจากค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุม (R_{C1} , R_{C2} , R_{C3} , C_{C1} , C_{C2} และ C_{C3}) ที่เลือกใช้ได้มีการปัดค่าที่คำนวณได้ให้เป็นค่ามาตรฐานของอุปกรณ์ จากรูปจะเห็นว่าตัวควบคุมที่ออกแบบทำให้ระบบมีดีซีเกนสูงและมีเฟสมาร์จินประมาณ 60 องศา ผลที่ได้นี้แสดงให้เห็นว่าระบบมีเสถียรภาพและมีการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดี

เส้นประในรูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่สภาวะ $V_{in, \max} = 242 \text{ V}$, $I_{out, \max} = 1 \text{ A}$ ภายใต้สภาวะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะทำงานในโหมด DCM ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนเป็นสมการที่ (4.3) จากรูปจะเห็นว่าถึงแม้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนไปแต่ตัวควบคุมที่ออกแบบยังคงทำให้ระบบมีเสถียรภาพและมีค่าดีซีเกนสูง อย่างไรก็ตามความถี่ครอสโอเวอร์ได้ลดลงมีค่าประมาณ $f_c = 1 \text{ kHz}$ ซึ่งจะมีผลทำให้วงจรมีผลตอบสนองที่ช้าลงในสภาวะที่ L_2 ทำงานในโหมด DCM



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_p(s)G_{pwm}(s)G_c^*(s)$

4.3.2 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟต



รูปที่ 4.8 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังสำหรับวงจรภาคเดียว

ในการขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลังจำเป็นต้องสร้างวงจรขับเคลื่อนที่มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรภาคกำลัง โดยวงจรขับเคลื่อนที่เลือกเป็นแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 [14] การออกแบบสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าง่ายๆสามารถเลือกใช้แกนขนาดเล็กได้เนื่องจากส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI-19 ($A_c = 23.3\text{mm}^2$ $A_w = 51.7\text{mm}^2$ $A_p = 1204.61\text{mm}^4$) จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าคำนวณได้จากสมการที่ (4.12)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_p = \frac{V_{pri,pk} D_{max}}{A_c B_{max} f_{sw}} \quad (4.12)$$

โดยที่

N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

$V_{pri,pk}$ คือ แรงดันสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อ

$V_{pri,pk} = 15V$ $D_{max} = 0.45$ และ $B_{max} = 0.2$ จะได้ 16 รอบ และเลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า N_s ให้เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ คือ $N_s = N_p = 16$ รอบ โดยใช้ลวดทองแดงที่ใช้พัน คือ ลวดทองแดงเบอร์ 28

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ C_p ป้องกันกระแสดิซีโพลผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรจับเกิดของมอสเฟตกำลัง (แรงดันเอาต์พุตของ UC3825) เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p ต้องเลือกค่าที่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (series resonance) เนื่องจากตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p และตัวเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า L_p น้อยกว่าความถี่ในการสวิตช์อย่างเพียงพอ เมื่อเลือกความถี่เรโซแนนซ์เป็น 0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p คำนวณได้จากสมการที่ (4.13)

$$C_p = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_p} \quad (4.13)$$

โดยที่

C_p คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า

L_p คือ ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ C_s ไดโอดเรียงกระแส D_1 ตัวต้านทาน R_s และ R_{ss} ต่อกันเป็นวงจรแคลมป์ (clamping circuit) ชนิดที่แรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ค่าคงตัวเวลาของวงจรแคลมป์ต้องมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์อย่างเพียงพอเพื่อรักษาให้ขนาดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คงที่ เมื่อเลือกค่าคงตัวเวลาของวงจรแคลมป์ไม่น้อยกว่า 10 เท่าของคาบเวลาในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คำนวณได้จากสมการที่ (4.14)

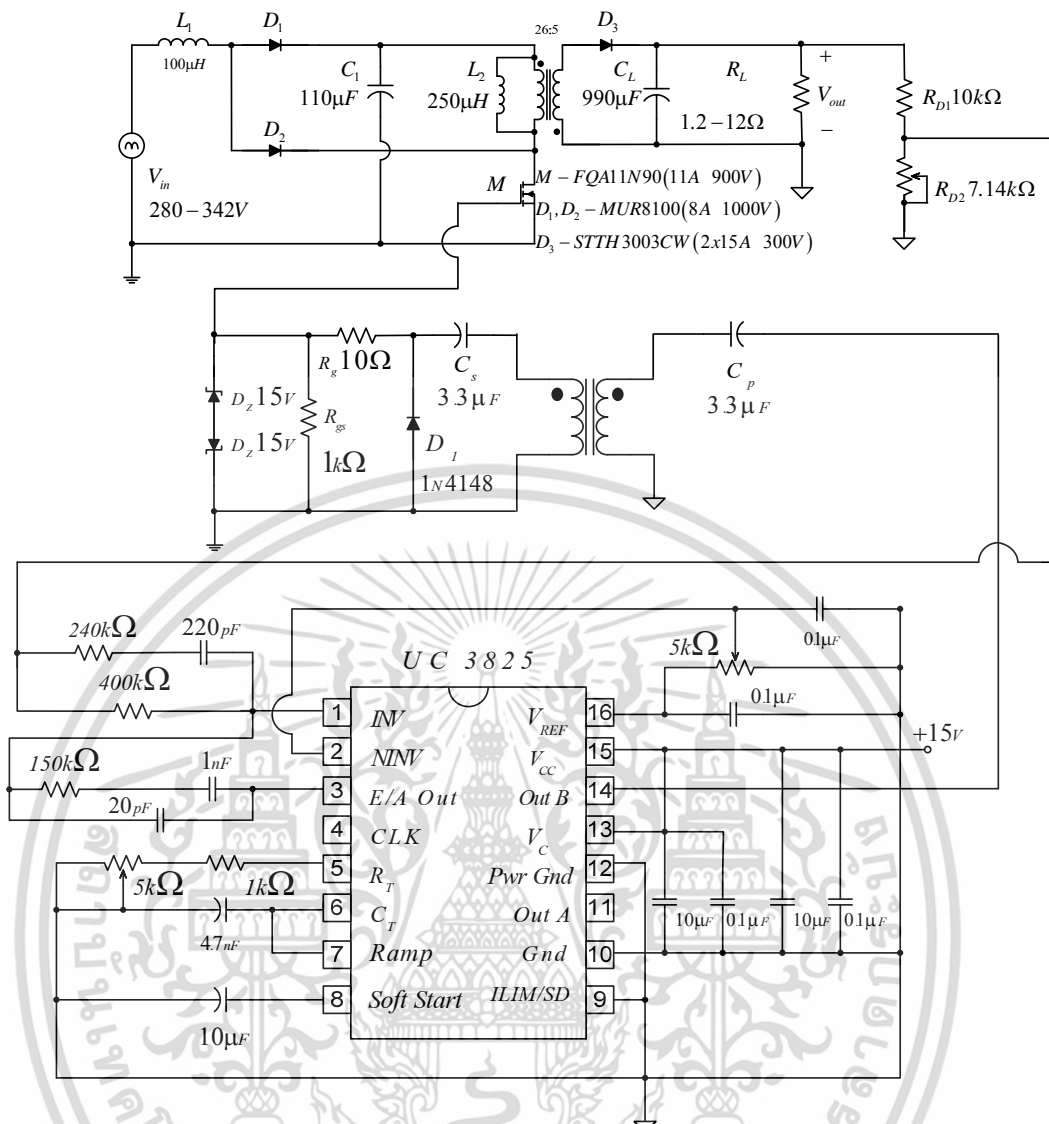
$$C_s \geq \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \quad (4.14)$$

โดยที่

- C_s คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า
 R_g คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน
 R_{gs} คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน

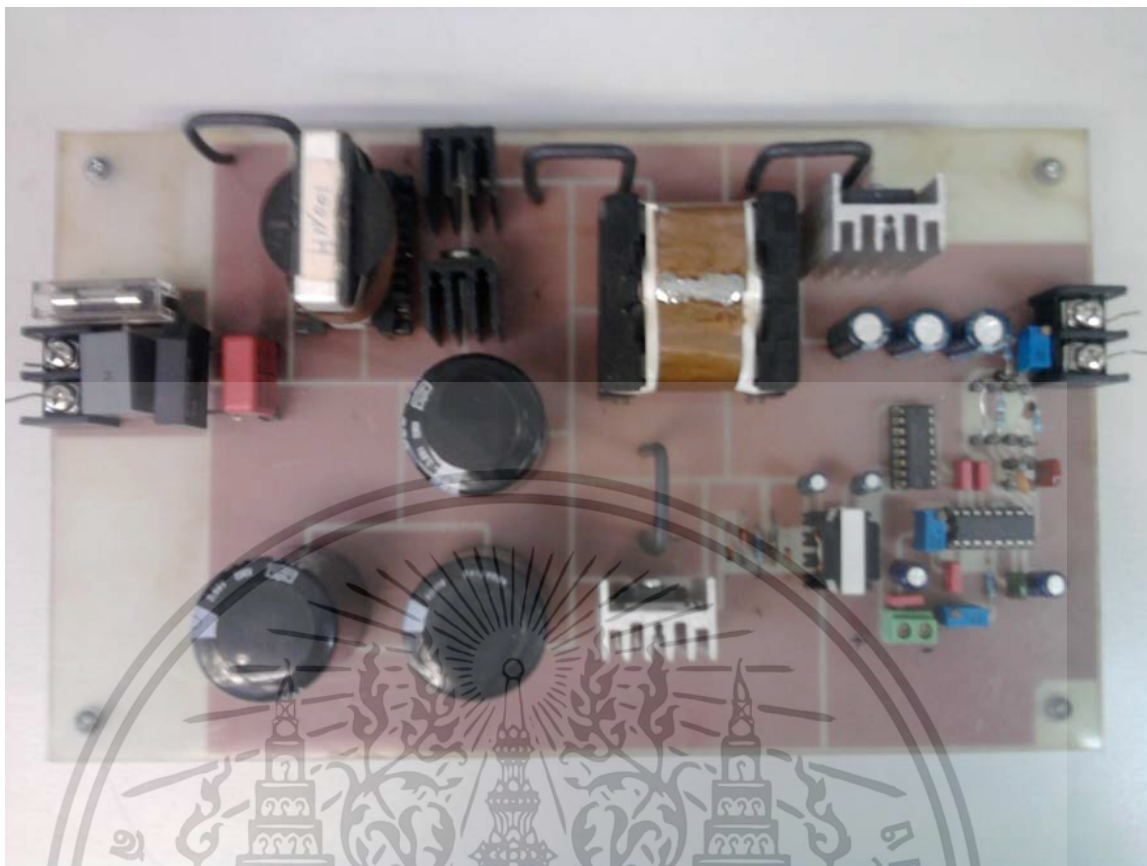
ตัวต้านทาน R_g ต่อเพื่อป้องกันการรอสซิลเลตปรสิติก (parasitic oscillate) ที่ค่าความถี่ในการอสซิลเลตมีค่าสูงมาก การอสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าเกต-ซอร์สและตัวเหนี่ยวนำปรสิติกที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณในวงจรขับเคลื่อน นอกจากนี้ค่าความต้านทานของตัวต้านทาน R_g ยังใช้กำหนดช่วงเวลารับขึ้น (rise time) ของแรงดันเกต-ซอร์ส เลือก $R_g = 10 \Omega$ เพื่อให้ช่วงเวลารับขึ้นของแรงดันเกต-ซอร์สสั้นทำให้มอสเฟตกำลังทำการสวิตช์ด้วยความเร็วสูง ตัวต้านทาน R_{gs} ต่อเพื่อเป็นเส้นทางนำประจุไฟฟ้าออกจากเกตขณะมอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ซีเนอริโคไดโอด D_z ต่อแบบแอนโตร่วมเพื่อจำกัดขนาดแรงดันสไปก์ (spike) ที่ตกคร่อมเกต-ซอร์สไม่ให้เกินพิกัดแรงดันเกต-ซอร์สของมอสเฟตกำลัง

วงจรต้นแบบพร้อมวงจรควบคุมที่ใช้ไอซี UC3825 แสดงในรูปที่ 4.9 วงจรชดเชย EA ที่ออกแบบจะต่ออยู่ระหว่างขา 1 และ 3 ซึ่งเป็นขา inverting และ output ของ EA ภายในตัวไอซี รูปที่ 4.10 แสดงภาพถ่ายของวงจรต้นแบบที่ได้สร้างขึ้น



รูปที่ 4.9 วงจรต้นแบบพร้อมวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ภาพถ่ายวงจรต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 บทนำ

บทนี้แนะนำเสนอผลการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบภาคเดียวต้นแบบซึ่งประกอบด้วย

- การวัดความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุต
- การวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า
- การหาจุดการเปลี่ยนโหมดการทำงาน DCM/CCM ของ L_2
- การวัดแรงดันคร่อม V_{C1}
- การวัดรูปคลื่นกระแสอินพุต
- การวัดผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตเมื่อเกิดกระแสเอาต์พุตแบบสแต็ป

โดยอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ได้แก่

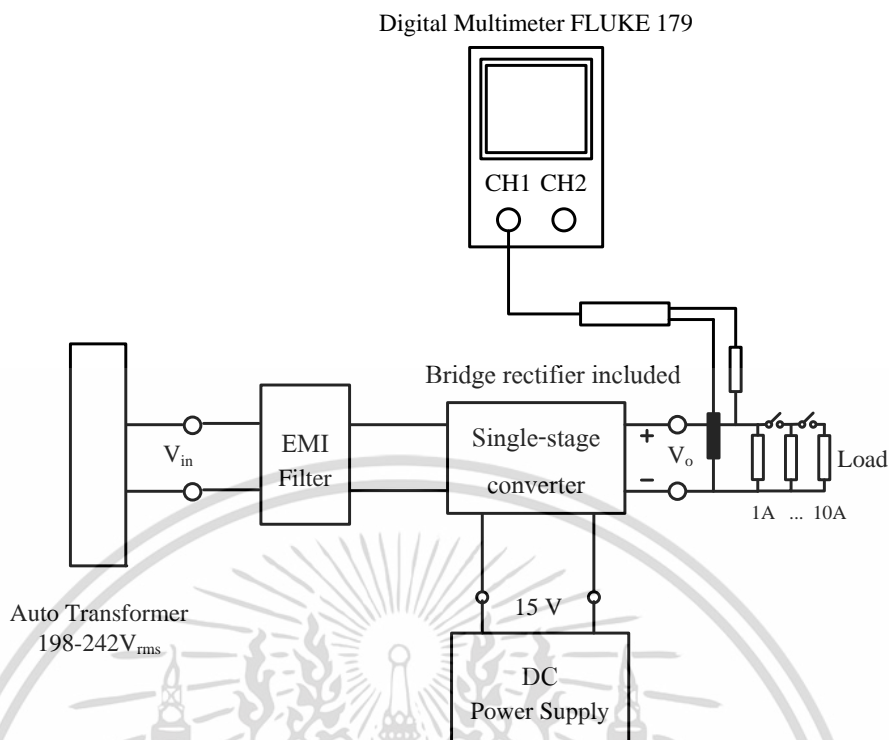
1. Digital Oscilloscope ของ Tektronix รุ่น TDS754D
2. Digital Oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520
3. High-Voltage Differential Probe ของ Tektronix รุ่น P5205
4. Current Probe ของ Tektronix รุ่น TCP202 (15A Max)
5. DC Power Supply ของ Analab รุ่น APS-1
6. Digital Multimeter FLUKE179
7. Autotransformer ของ ISKRA รุ่น HSN0103K

5.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.1
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มจาก 1A จนถึง 10A
5. ทำการทดลองตามข้อ 3 และ 4 โดยเปลี่ยนการจ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็น 198V และ

242V ตามลำดับ



รูปที่ 5.1 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

ตารางที่ 5.1 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุตค่าต่างๆของวงจรภาคเดียวต้นแบบ

แรงดันไฟฟ้า อินพุต(V_{in})	แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต(V_{out})									
	1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	8A	9A	10A
198 V	12.00	12.00	12.00	11.99	11.99	11.99	11.98	11.98	11.97	11.97
220 V	12.00	12.00	11.99	11.99	11.99	11.99	11.97	11.97	11.97	11.97
242 V	12.00	12.00	12.00	11.99	11.99	11.99	11.98	11.98	11.97	11.97

จากตารางที่ 5.1 จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบจะถูกรักษาไว้ที่ประมาณ 12V ตลอดย่านการทำงานของวงจรจากตารางคำนวณค่าความสามารถรักษาแรงดัน (Voltage Regulation, VR)

$$VR = \frac{(12 - 11.97)}{12} \times 100\% = 0.25\%$$

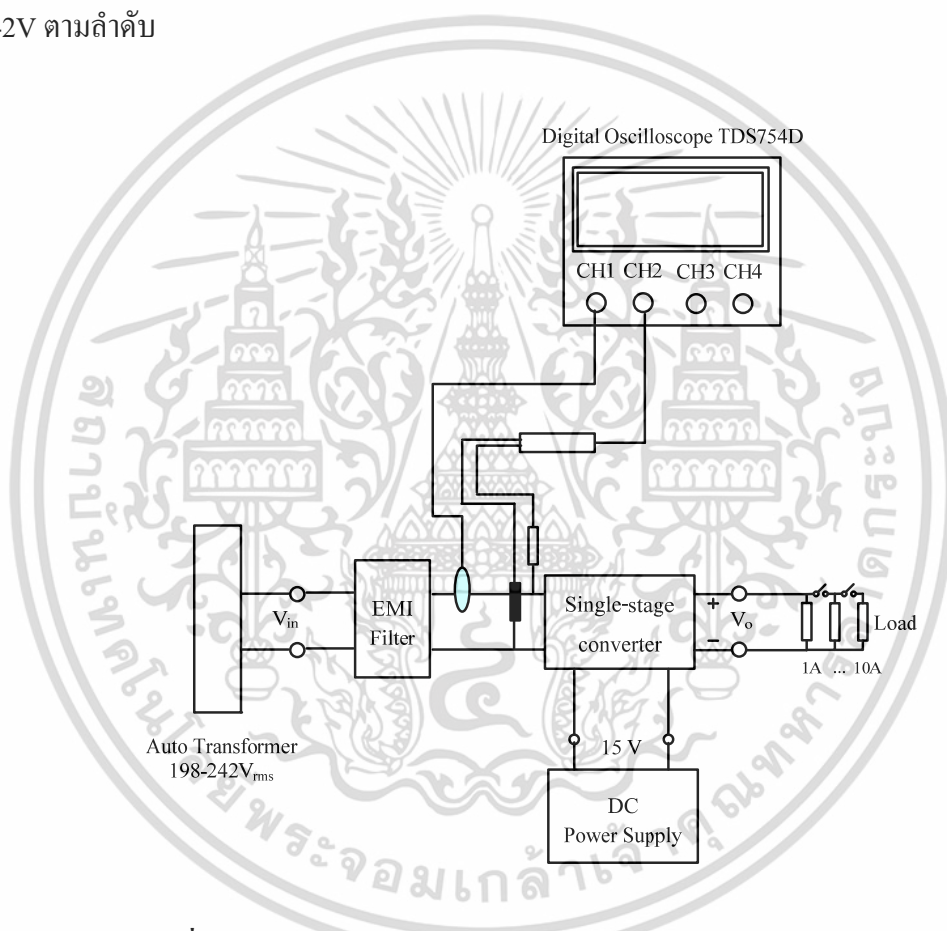
ความสามารถในการรักษาแรงดันที่ดีนี้สอดคล้องกับผลตอบสนองเชิงความถี่ในรูปที่ 4.7 ที่แสดงฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบมีค่าซีเกินที่สูงซึ่งหมายถึงระบบมีการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่

ดี เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การทดสอบวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.2
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าตัวประกอบกำลังที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มจาก 1A จนถึง 10A
5. ทำการทดลองตามข้อ 3 และ 4 โดยเปลี่ยนการจ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็น 198V และ 242V ตามลำดับ



รูปที่ 5.2 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังที่กระแสเอาต์พุตค่าต่างๆ ของวงจรภาคเดียวต้นแบบ

แรงดันไฟฟ้า อินพุต(V _{in})	ค่าตัวประกอบกำลัง (PF)									
	1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	8A	9A	10A
198 V	0.836	0.917	0.944	0.955	0.958	0.958	0.956	0.953	0.949	0.946
220 V	0.802	0.897	0.931	0.946	0.951	0.952	0.951	0.949	0.947	0.944
242 V	0.766	0.880	0.920	0.930	0.947	0.950	0.957	0.958	0.946	0.942

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

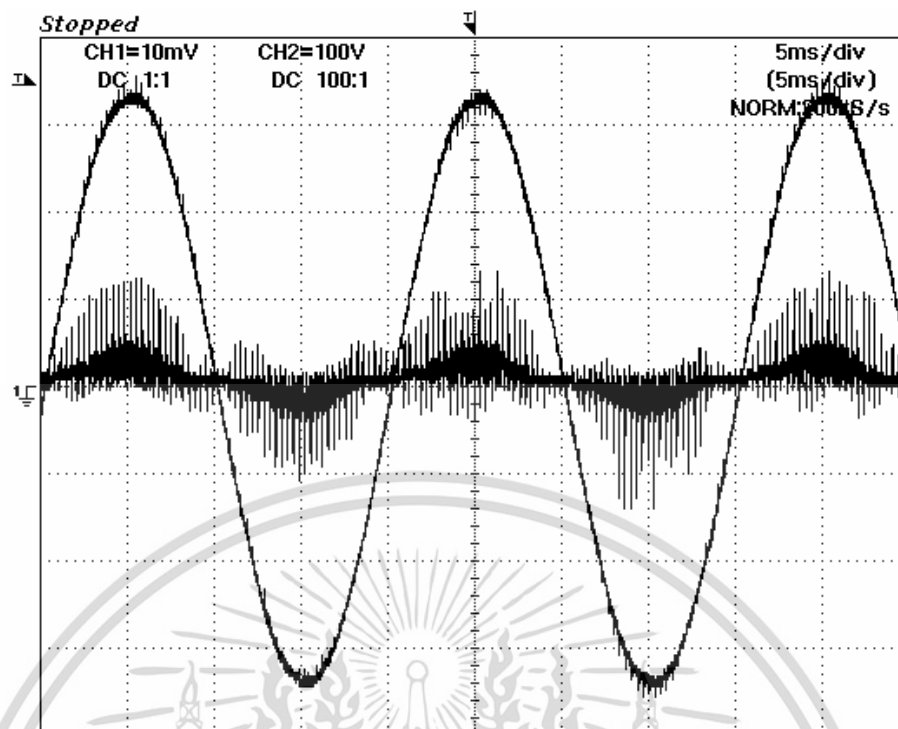
จากตารางที่ 5.2 จะพบว่าค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านเอซีอินพุตของวงจรมีค่าสูงกว่า 0.9 ยกเว้นบางสถานะที่แรงดันอินพุตสูงและกระแสเอาต์พุตต่ำ ที่สถานะดังกล่าวกระแสอินพุตของวงจรมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ค่อนข้างมาก จาก [18]

$$PF = \text{displacement factor} \times \text{distortion factor} \quad (5.1)$$

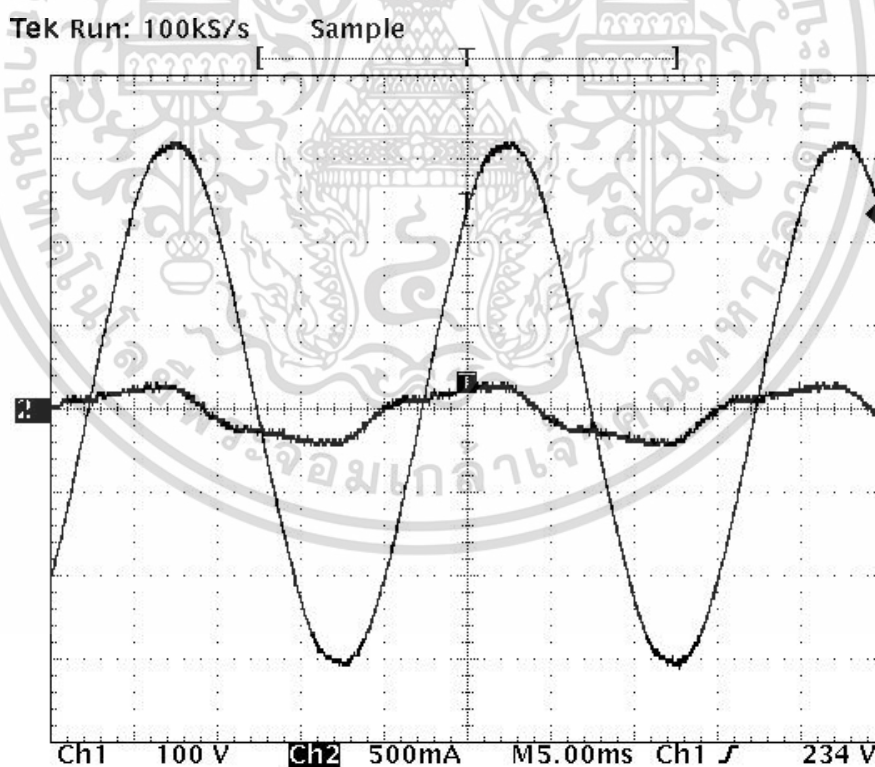
กระแสอินพุตที่มีความผิดเพี้ยนสูงจะมีค่า distortion factor ต่ำซึ่งมีผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำด้วย

ตัวอย่างรูปคลื่นแรงดันและกระแสเอซีอินพุตของวงจรต้นแบบแสดงในรูปที่ 5.3 และ 5.4 จะเห็นว่าที่สถานะ $V_{in,max} = 242V$ $I_{out,min} = 1A$ (รูปที่ 5.3) กระแสจะมีความผิดเพี้ยนมากกว่าที่สถานะ $V_{in,min} = 198V$ $I_{out,max} = 10A$ (รูปที่ 5.4) ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังในรูปที่ 5.3 ($PF = 0.766$) จะต่ำกว่าในรูปที่ 5.4 ($PF = 0.946$)

ผลการวัดค่ากระแสฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นกระแสในรูปที่ 5.3 และ 5.4 แสดงในรูปที่ 5.5 และ 5.6 จะพบว่ากระแสฮาร์โมนิกส์ที่วัดได้มีค่าไม่เกินค่าที่กำหนดในมาตรฐาน Class D ซึ่งใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าขนาดไม่เกิน 150 วัตต์



(ก)

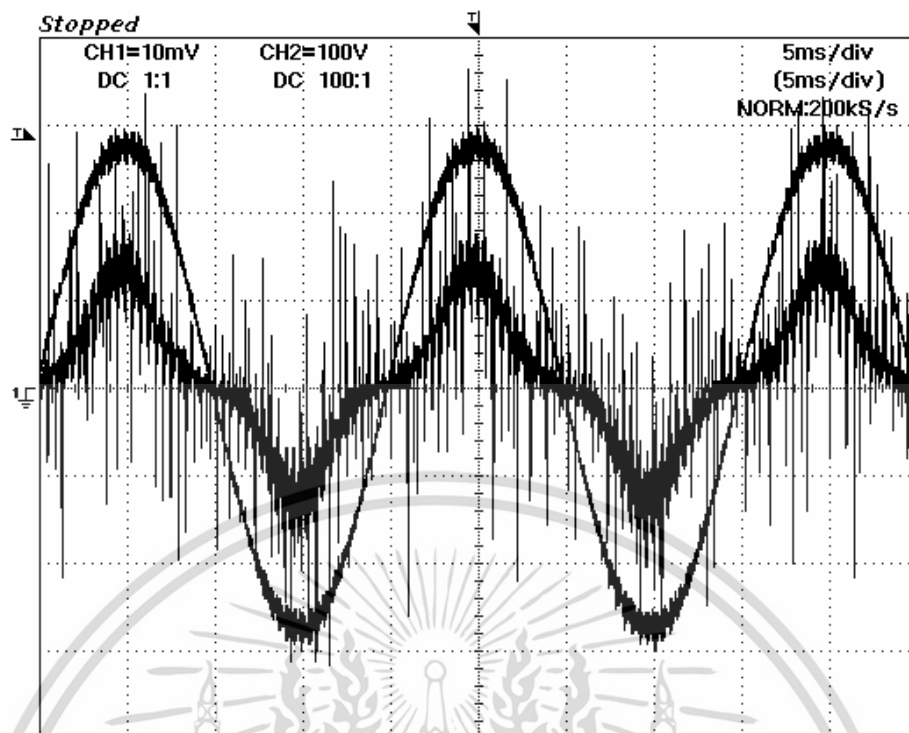


(ข)

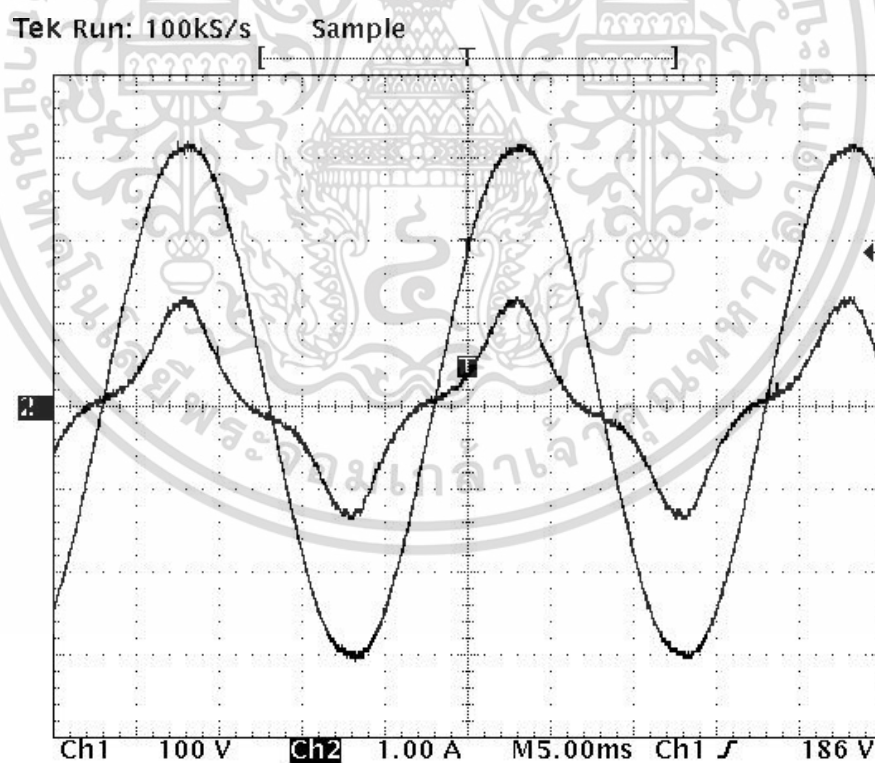
รูปที่ 5.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอชอินพุตที่ $V_{in}=242V$ $I_{out}=1A$

(ก) ก่อน EMI Filter (ข) หลัง EMI Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

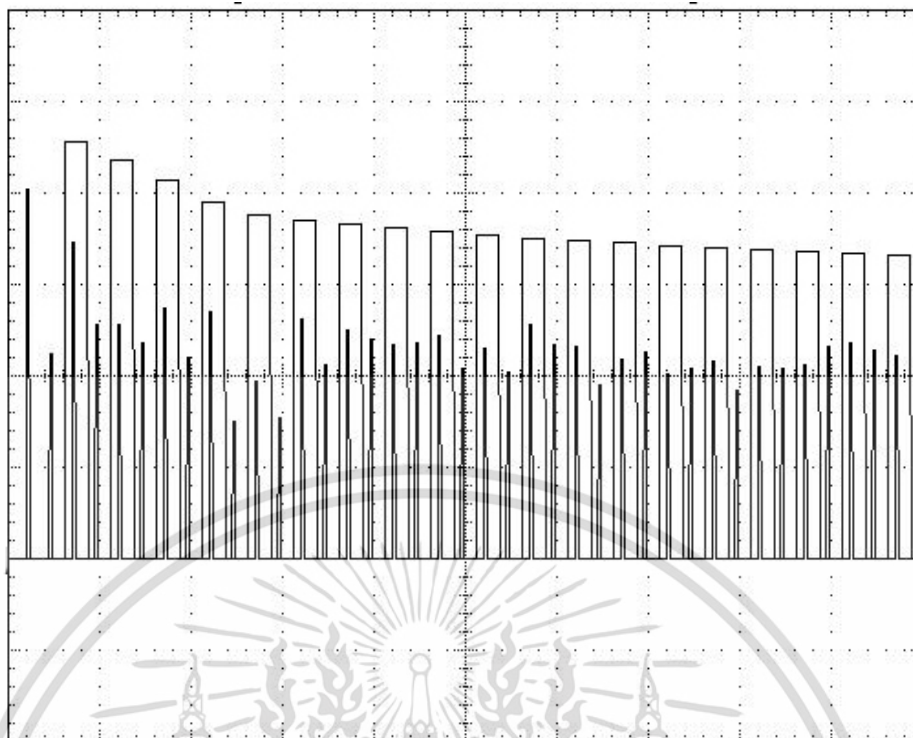


(ข)

รูปที่ 5.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ $V_{in} = 198V$ $I_{out} = 10A$

(ก) ก่อน EMI Filter (ข) หลัง EMI Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

Current Harmonic Emissions

Test: IEC 61000-3-2

Equip: Class D: Power=150W

Line Freq: 50Hz

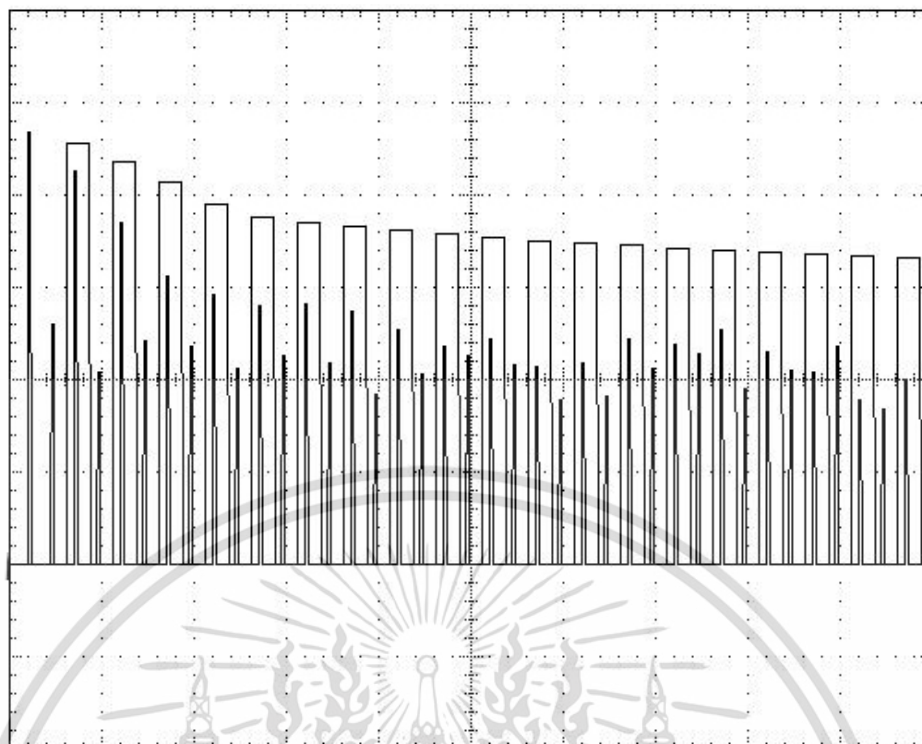
Har #	Meas dBuA	Limit dbuA	Margin dB
1	101.3	-	-
2	56.0	-	-
3	86.8	114.2	27.3
4	64.1	-	-
5	64.3	109.1	44.8
6	59.3	-	-
7	68.7	103.5	34.8
8	55.4	-	-
9	67.7	97.5	29.8
10	37.6	-	-
11	48.9	94.4	45.5
12	38.9	-	-
13	65.5	93.0	27.4
14	53.2	-	-
15	62.7	91.7	29.1
16	60.0	-	-
17	58.8	90.6	31.8
18	59.0	-	-
19	61.0	89.7	28.6
20	52.2	-	-

(ข)

รูปที่ 5.5 กระแสฮาร์โมนิกของรูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ $V_{in}=242V$ $I_{out}=1A$

(ก) รูปกราฟกระแสฮาร์โมนิก (ข) ตารางค่ากระแสฮาร์โมนิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

Current Harmonic Emissions
 Test: IEC 61000-3-2
 Equip: Class D: Power=150W
 Line Freq: 50Hz

Har #	Meas dBuA	Limit dbuA	Margin dB
1	117.3	—	—
2	65.2	—	—
3	106.7	114.2	7.5
4	52.2	—	—
5	92.7	109.1	16.4
6	60.5	—	—
7	78.4	103.5	25.1
8	59.3	—	—
9	73.3	97.5	24.2
10	53.4	—	—
11	70.2	94.4	24.2
12	56.8	—	—
13	70.8	93.0	22.2
14	55.0	—	—
15	68.9	91.7	22.8
16	46.1	—	—
17	63.7	90.6	26.9
18	51.9	—	—
19	59.3	89.7	30.4
20	56.5	—	—

(ข)

รูปที่ 5.6 กระแสฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุตที่ $V_{in}=198V$ $I_{out}=10A$

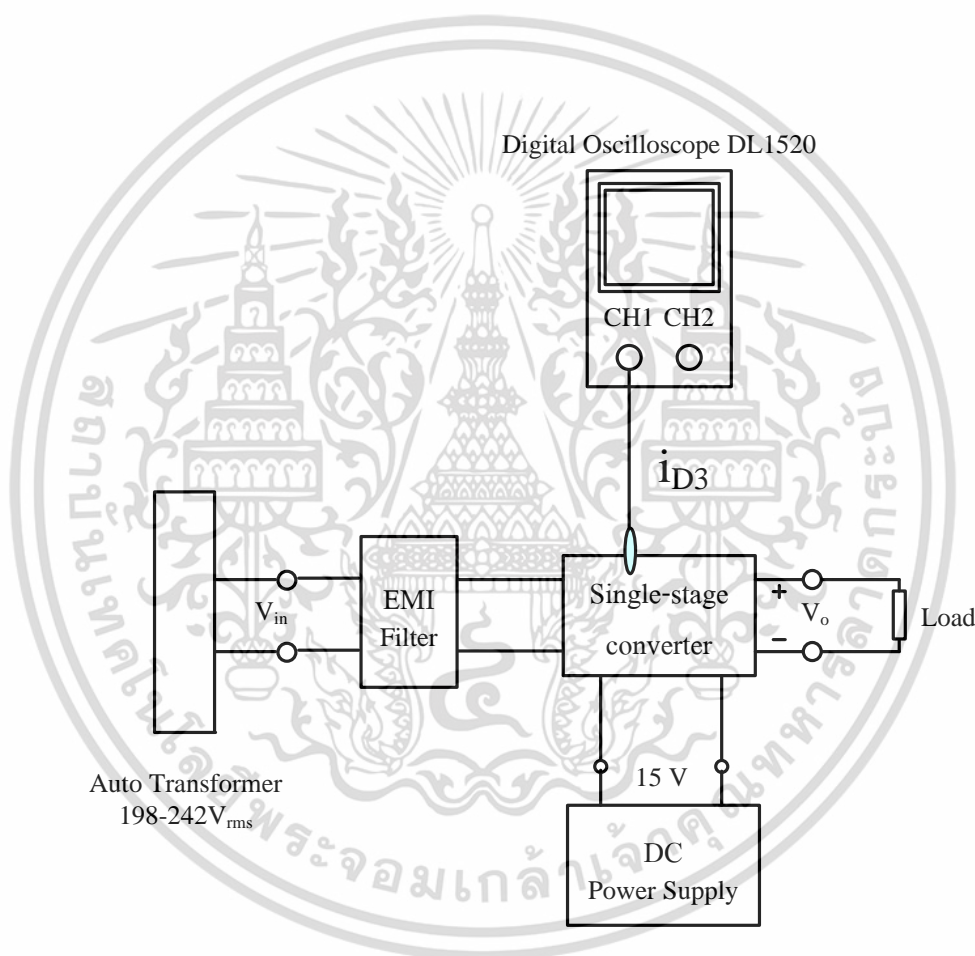
(ก) รูปกราฟกระแสฮาร์โมนิกส์ (ข) ตารางค่ากระแสฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การทดสอบหาจุดเปลี่ยนโหมด DCM/CCM ของตัวเหนี่ยวนำ L_2

ขั้นตอนการทดลอง

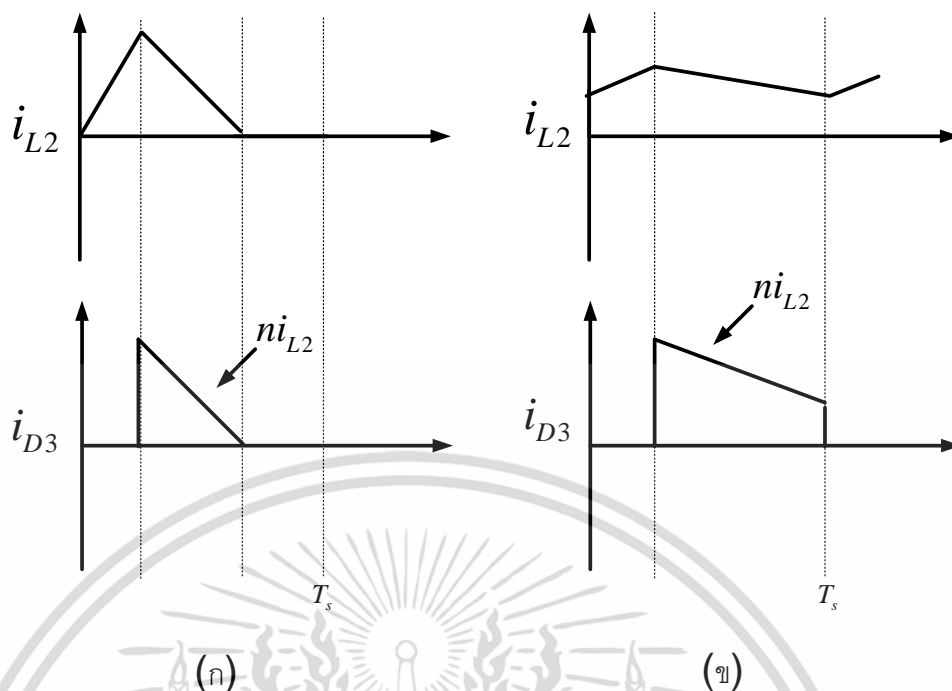
1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.5
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_3 ที่กระแสเอาต์พุต 4A และ 5A



รูปที่ 5.7 การจัดชุดทดลองสำหรับวัดกระแส i_{D3}

ตัวเหนี่ยวนำ L_2 คือ Magnetizing inductance ภายในหม้อแปลงฟลายแบค เราไม่สามารถวัดรูปคลื่นกระแส i_{L2} ได้โดยตรง ในที่นี้จะใช้การวัดรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_3 (i_{D3}) แทน โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_{L2} และ i_{D3} แสดงได้ดังรูปที่ 5.6 กล่าวคือในช่วงเวลาที่มอสเฟตไม่นำกระแส กระแส i_{L2} จะดิซชาร์จผ่านออกมาทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคไหลผ่านไดโอด D_3

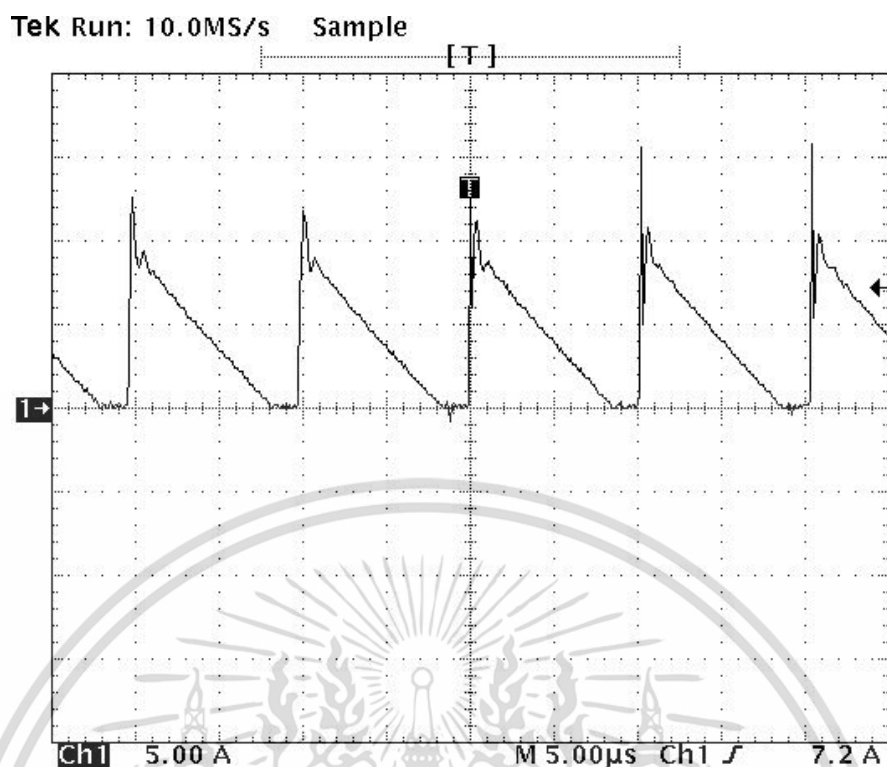
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



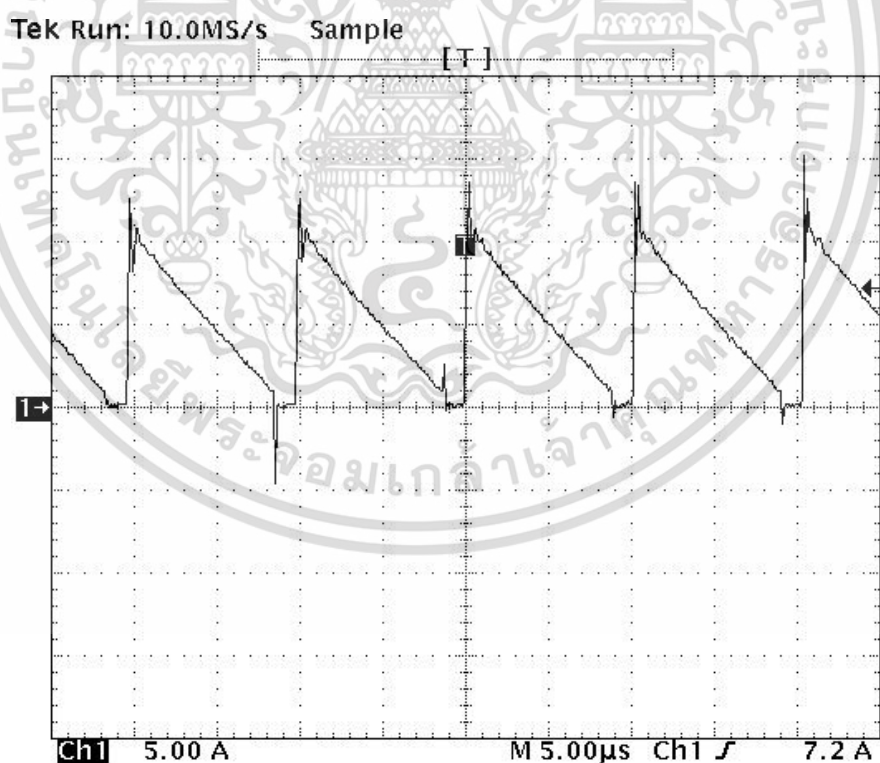
รูป 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_{L2} และ i_{D3} กรณี (ก) DCM และ (ข) CCM

จากรูปถ้า L_2 ทำงานในโหมด DCM กระแสของ i_{D3} จะเป็นรูปสามเหลี่ยม แต่ถ้า L_2 ทำงานในโหมด CCM ขอบกระแสของ i_{D3} จะเป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมู จากข้อสังเกตดังกล่าวสามารถนำรูปคลื่นกระแส i_{D3} มาใช้ประเมินโหมดการทำงานของ L_2 ได้

ผลการวัดรูปคลื่นกระแสไดโอด D_3 (i_{D3}) จากวงจรต้นแบบแสดงในรูปที่ 5.7 และ 5.8 พบว่าในรูปที่ 5.7 ที่กระแสเอาต์พุต $I_o = 4A$ ($P_o = 48W$) กระแส i_{D3} เป็นกระแสในโหมด DCM รูปสามเหลี่ยม และในรูปที่ 5.8 ที่กระแสเอาต์พุต $I_o = 5A$ ($P_o = 60W$) กระแส i_{D3} เป็นกระแสในโหมด CCM รูปสี่เหลี่ยมคางหมู นั่นคือด้วยเหตุนี้นำ L_2 เกิดการเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมด DCM ไปเป็นโหมด CCM ที่กระแสเอาต์พุตระหว่าง 4A และ 5A หรือกำลังเอาต์พุตระหว่าง 48W และ 60W ผลที่ได้นี้จะสอดคล้องกับกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} และ P_{out} ในรูปที่ 3.3 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนโหมดการทำงานของ L_2 เกิดขึ้นที่กำลังเอาต์พุตประมาณ 56W (กระแสเอาต์พุตประมาณ 4.67A)



รูปที่ 5.9 รูปคลื่นกระแส i_{D3} ที่ $V_{in} = 220V$ $I_{out} = 4A$



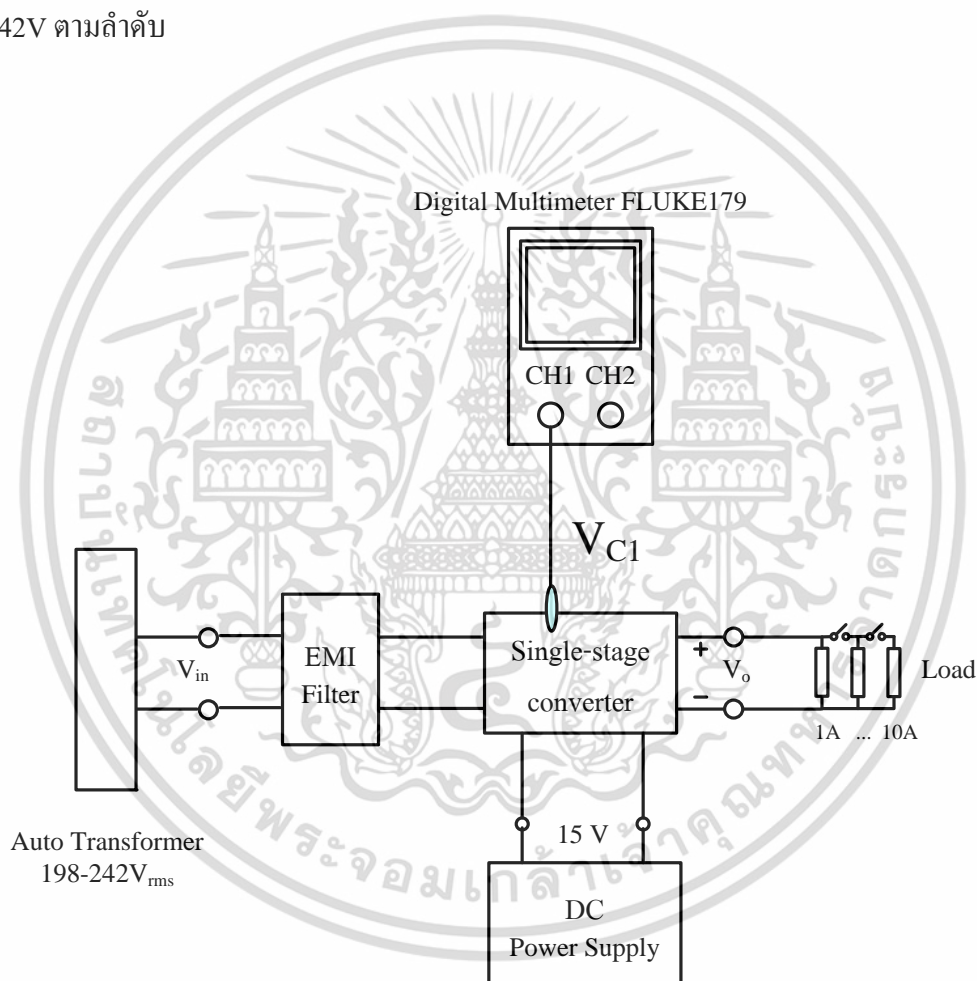
รูปที่ 5.10 รูปคลื่นกระแส i_{D3} ที่ $V_{in} = 220V$ $I_{out} = 5A$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 การวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_1

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.9
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มจาก 1A จนถึง 10A
5. ทำการทดลองตามข้อ 3 และ 4 โดยเปลี่ยนการจ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็น 198V และ 242V ตามลำดับ



รูปที่ 5.11 การจัดชุดทดลองสำหรับการวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1

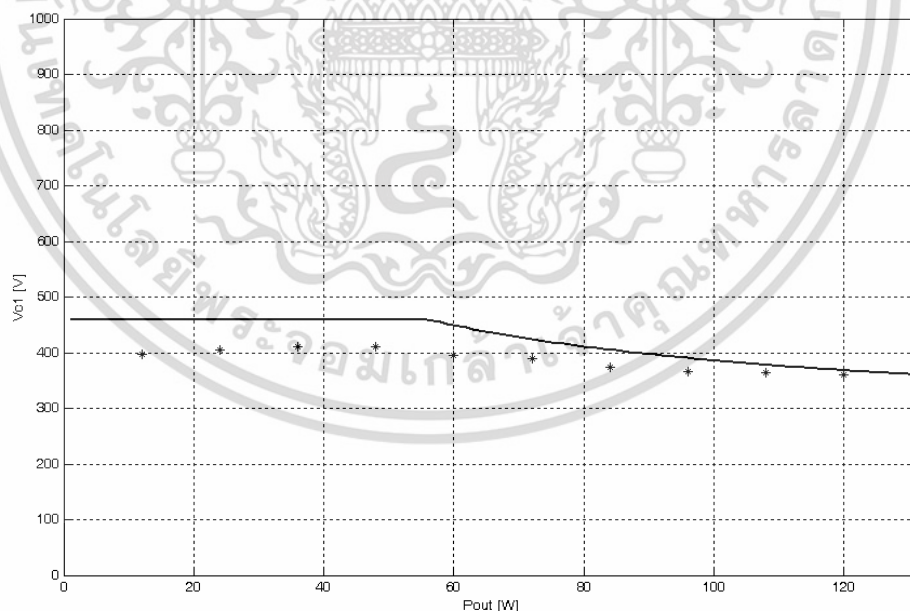
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 ของวงจรภาคเดี่ยวด้านแบบ

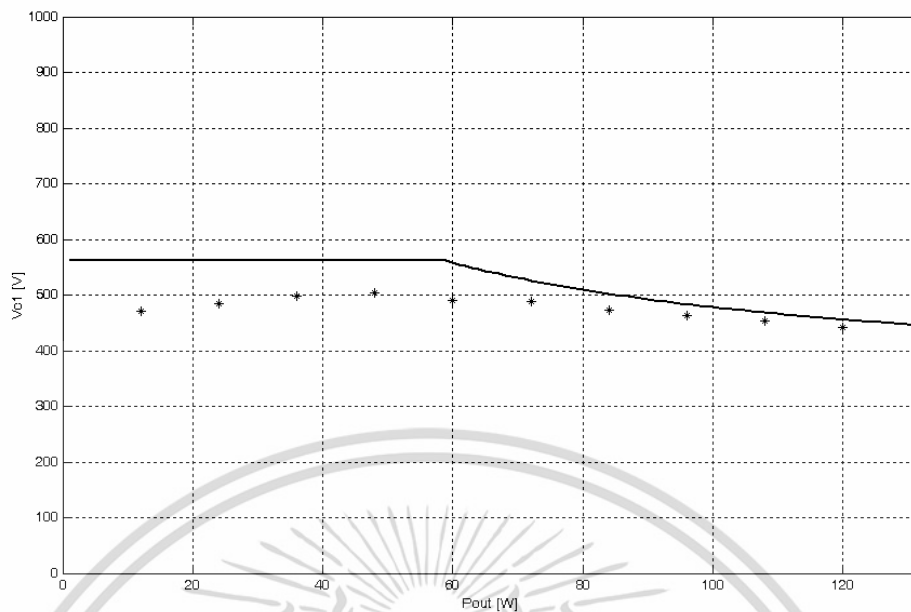
แรงดันไฟฟ้า อินพุต(Vin)	ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 (V)									
	1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	8A	9A	10A
198 V	397	405	410	411	396	389	373	366	364	360
220 V	435	445	456	457	449	437	424	417	412	410
242 V	470	484	499	504	490	488	472	463	454	442

ที่กระแสเอาต์พุตต่ำกว่า 5A (ส่วนที่แรงเงา) ตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะทำงานในโหมด DCM ซึ่งตามทฤษฎี (สมการที่ (3.1) และรูปที่ 3.2(ก)) แรงดัน V_{C1} จะไม่ขึ้นกับกำลังเอาต์พุตหรือกระแสเอาต์พุต แต่จากผลที่วัดได้ในตารางที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่า V_{C1} มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกระแสเอาต์พุตดังกล่าว

ที่กระแสเอาต์พุตตั้งแต่ 5A ขึ้นไป (ส่วนที่ไม่แรงเงา) L_2 จะทำงานในโหมด CCM ซึ่งตามทฤษฎี (สมการที่ (3.2)) และรูปที่ 3.2(ข)) แรงดัน V_{C1} จะขึ้นกับกำลังเอาต์พุตโดยแรงดัน V_{C1} จะมีค่าลดลงที่กำลังเอาต์พุตมากขึ้น โดยผลที่วัดได้ในตารางที่ 5.3 มีความสอดคล้องกับทางทฤษฎี รูปที่ 5.10 และ รูปที่ 5.11 แสดงกราฟความสัมพันธ์ V_{C1} และ P_{out} เปรียบเทียบผลที่วัดได้กับค่าตามทฤษฎี



รูปที่ 5.12 กราฟความสัมพันธ์ V_{C1} และ P_{out} เปรียบเทียบผลที่วัดได้กับค่าตามทฤษฎี ที่ $V_{in} = 198V$



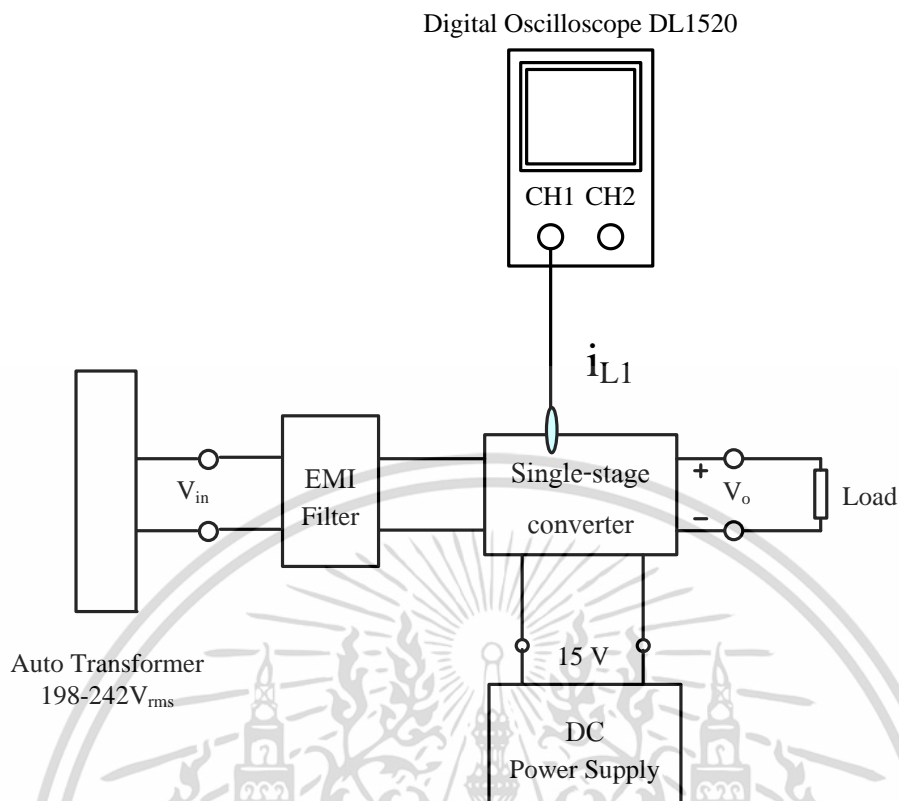
รูปที่ 5.13 กราฟความสัมพันธ์ V_{out} และ P_{out} เปรียบเทียบผลที่วัดได้กับค่าตามทฤษฎี ที่ $V_{in} = 242V$

5.6 การวัดรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1

ขั้นตอนการทดลอง

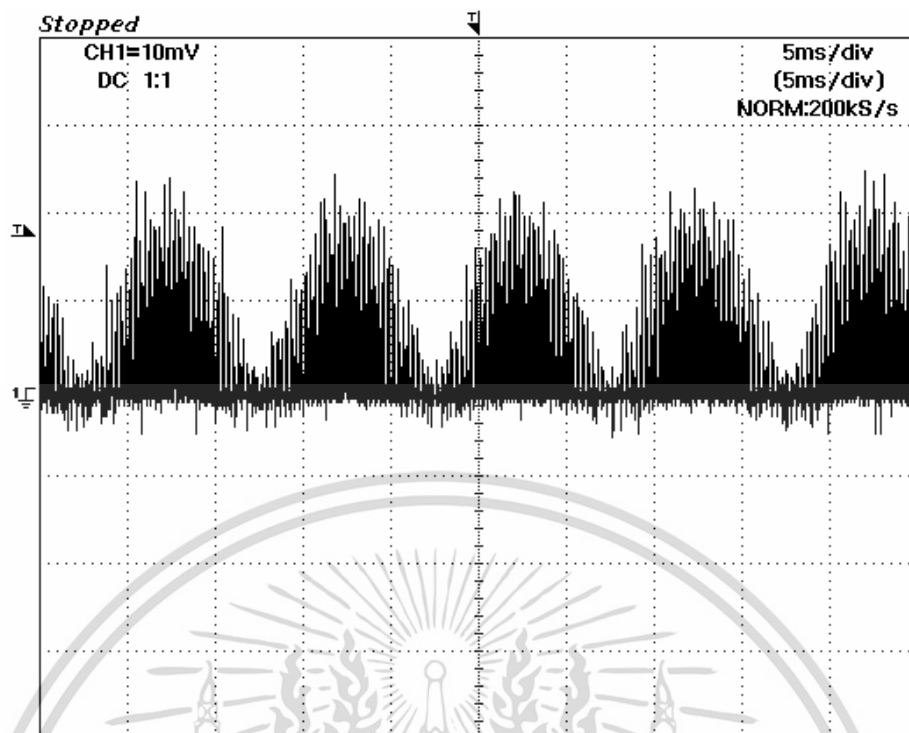
1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.12
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 198V ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกรูปคลื่นกระแสไฟฟ้า L_1 ที่กระแสเอาต์พุต 10A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

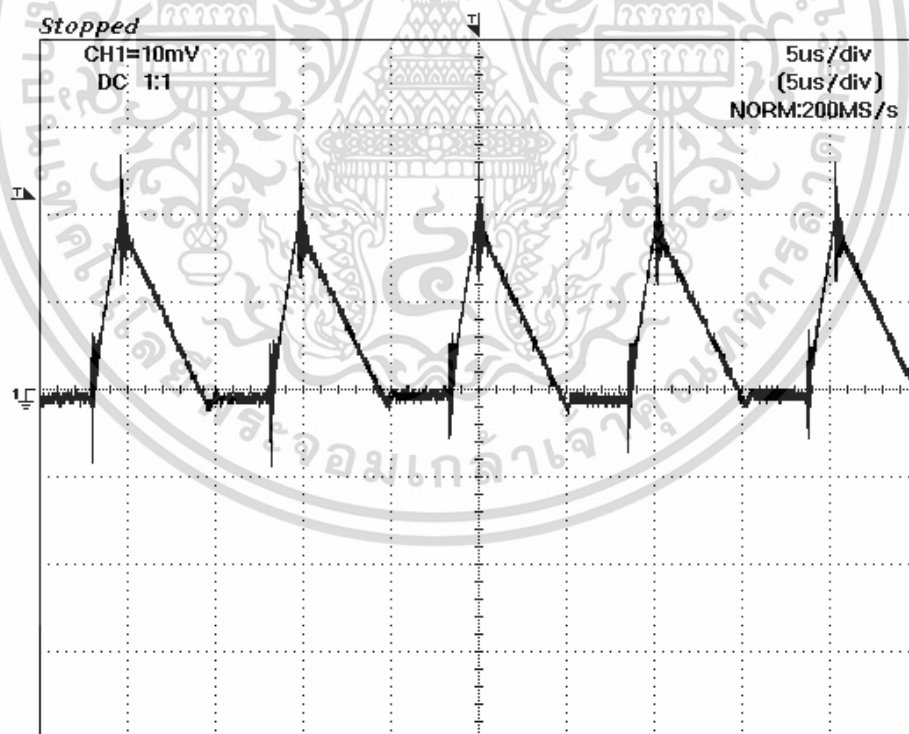


รูปที่ 5.14 การจัดชุดทดลองสำหรับวัดกระแสไฟฟ้า L_1

ผลการวัดรูปคลื่นกระแส i_{L1} หรืออีกนัยหนึ่งคือกระแสอินพุตทางด้านดีซีของวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ ที่สภาวะ $V_{in,min}=198V$ $I_{out,max}=10A$ แสดงในรูปที่ 5.13 รูปที่ 5.14 เป็นรูปขยายบริเวณ peak ของกระแสอินพุต จากรูปพบว่ากระแสอินพุตเป็นกระแสแบบ DCM โดยกระแสสูงสุด (peak current) มีค่าประมาณ 4A



รูปที่ 5.15 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของเหนี่ยวนำ L_1 (2A/div)



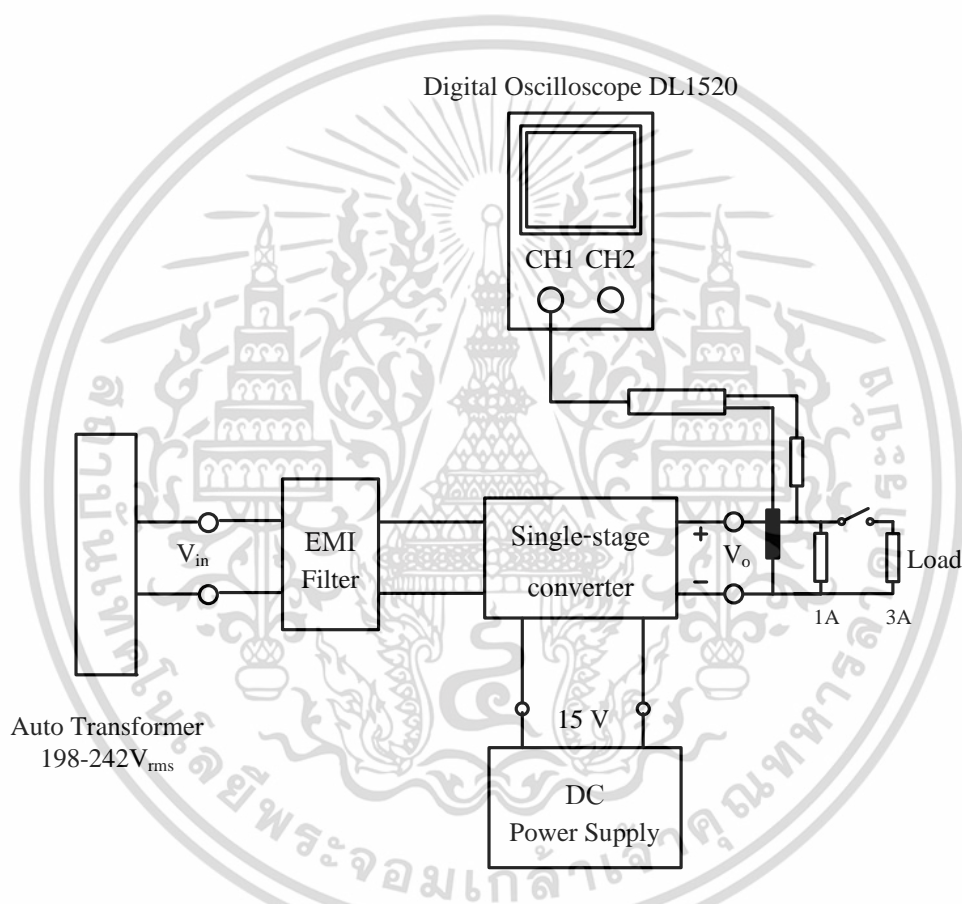
รูปที่ 5.16 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ L_1 ขยายบริเวณ Peak (2A/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 การทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบ

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.15
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นสเต็ป (Step output current)

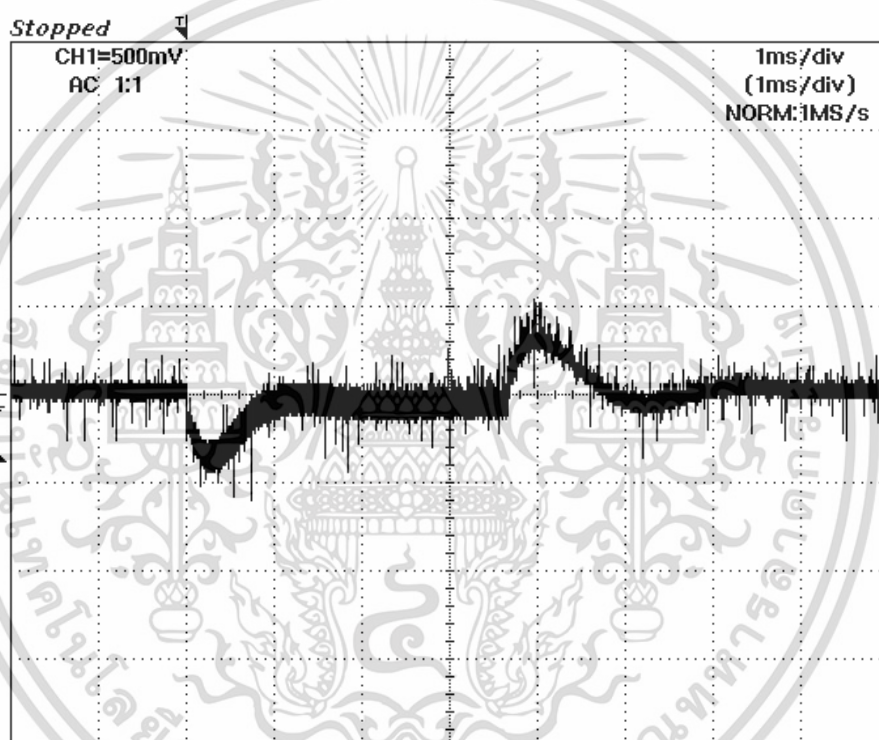


รูปที่ 5.17 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุต

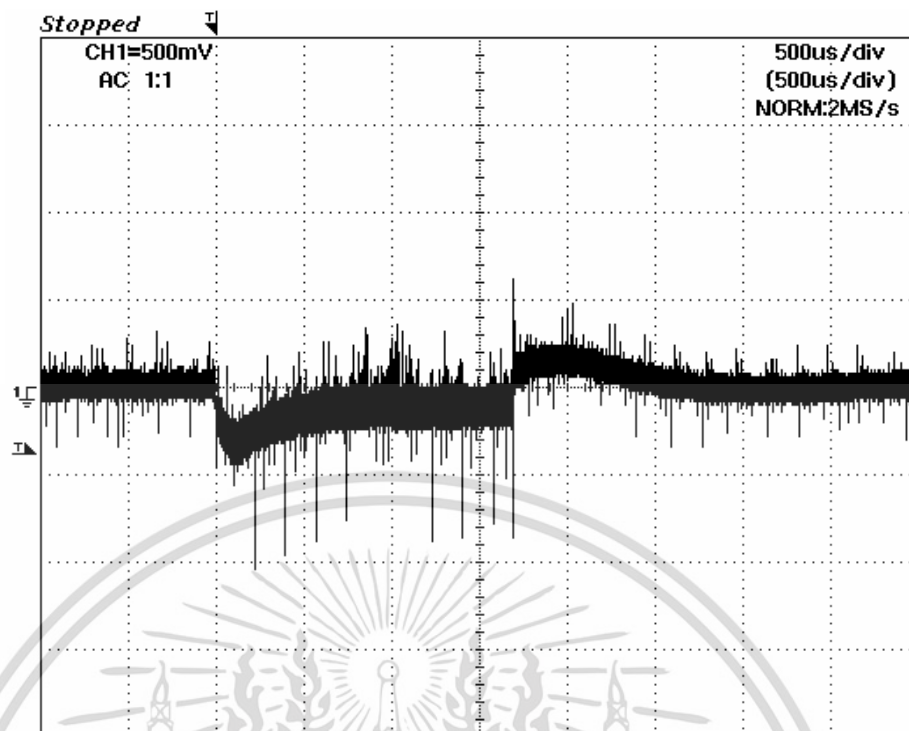
จากหัวข้อที่ 5.4 ตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของหม้อแปลงฟลายแบคทำงานโหมด DCM เมื่อกระแสเอาต์พุตน้อยกว่า 4.67A และโหมด CCM เมื่อกระแสเอาต์พุตมากกว่า 4.67A ดังนั้นในรูปที่ 5.16 การเปลี่ยนแปลงกระแสเอาต์พุต (1A-3A-1A) ยังคงทำให้ L_2 ทำงานโหมด DCM ในรูปที่ 5.17 การเปลี่ยนแปลงกระแสเอาต์พุตทำให้ L_2 มีการเปลี่ยนโหมดการทำงานระหว่าง DCM และ CCM ในรูปที่ 5.18 การเปลี่ยนแปลงกระแสเอาต์พุตยังคงทำให้ L_2 ทำงานในโหมด CCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

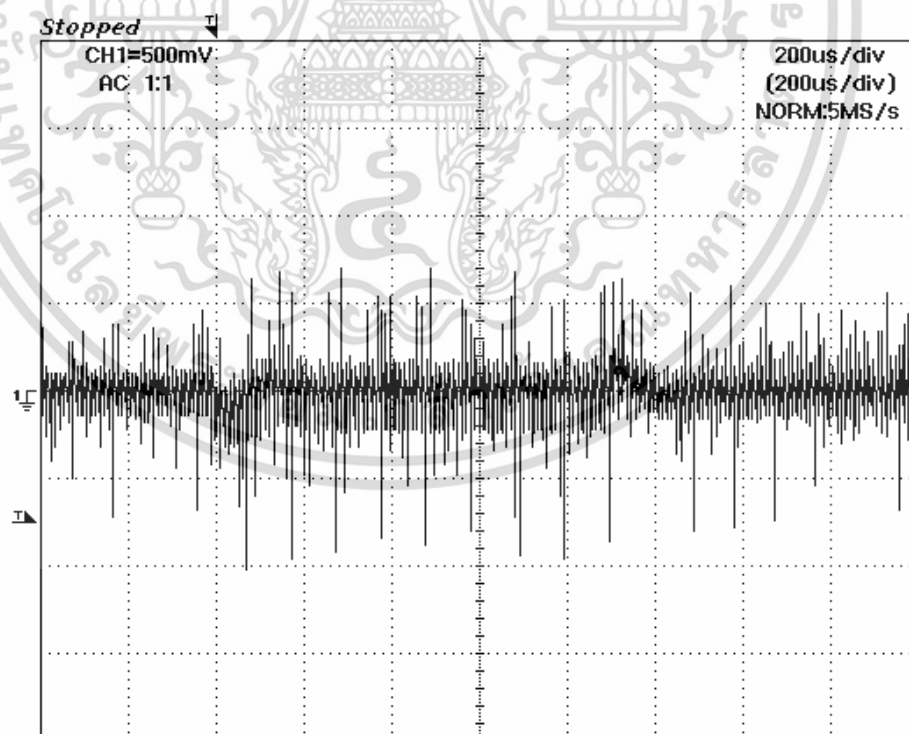
จากทั้งสามกรณีนี้จะพบว่าผลตอบสนองในรูป 5.18 ดีที่สุดกล่าวคือแรงดันตกชั่วขณะ (Transient voltage drop) มีค่าต่ำที่สุดและเวลาที่ใช้ในการคืนตัว (Settling time) สั้นที่สุด สาเหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะตัวควบคุม ได้ถูกออกแบบ (หัวข้อที่ 4.3) ภายใต้อาณาการทำงานที่แรงดันอินพุตต่ำสุด ($V_{in,min} = 198V$) กระแสเอาต์พุตสูงสุด ($I_{out,max} = 10A$) ซึ่งในสภาวะนี้ L_2 ทำงานในโหมด CCM ผลตอบสนองในรูป 5.16 ค่อนข้างช้าเมื่อเทียบกับรูปที่ 5.18 เนื่องจากในสภาวะที่ L_2 ทำงานในโหมด DCM ระบบจะมีค่าความถี่ครอสโอเวอร์ที่ต่ำกว่ากรณีสภาวะที่ L_2 ทำงานในโหมด CCM ค่อนข้างมาก(รูปที่ 4.7)



รูปที่ 5.18 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่ $V_{in} = 220V$ เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสลับจาก 1A ไป 3A และ จาก 3A กลับมา 1A



รูปที่ 5.19 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่ $V_{in} = 220V$ เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสลับทีปจาก 3A ไป 6A และ จาก 6A กลับมา 3A



รูปที่ 5.20 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต ที่ $V_{in} = 220V$ เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสลับทีปจาก 6A ไป 10A และ จาก 10A กลับมา 6A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลอง

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาการวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรภาคเดียวที่ได้จากการรวมกันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ สามารถได้ข้อสรุปดังนี้

1. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำสองตัว L_1 เป็นตัวเหนี่ยวนำอินพุตซึ่งจะถูกออกแบบให้ทำงานในโหมด DCM ตลอดย่านการทำงานเพื่อให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตมีค่าสูง L_2 เป็นตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคซึ่งจะถูกออกแบบให้ทำงานในโหมด DCM ที่สภาวะภาระทางด้านเอาต์พุตน้อย และทำงานในโหมด CCM ที่สภาวะภาระทางด้านเอาต์พุตมาก ในการออกแบบวงจรต้นแบบการเปลี่ยนโหมดการทำงาน DCM/CCM ของ L_2 จะเกิดขึ้นที่กำลังเอาต์พุตประมาณ 56W หรือที่กระแสเอาต์พุต 4.67A (รูปที่ 3.3) ผลการทดลองในหัวข้อที่ 5.4 ที่แสดงการเปลี่ยนโหมดการทำงาน DCM/CCM ของ L_2 เกิดขึ้นที่กระแสเอาต์พุตระหว่าง 4A และ 5A ยืนยันผลการออกแบบนี้ สำหรับตัวเหนี่ยวนำ L_1 ผลการทดลองในหัวข้อที่ 5.6 ยืนยันว่า L_1 มีการทำงานในโหมด DCM ตลอดย่านการทำงาน

2. ตัวเก็บประจุ C_1 ในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวทำหน้าที่สมดุลย์กำลังไฟฟ้าระหว่างด้านอินพุตและเอาต์พุต จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 พบว่าแรงดันของตัวเก็บประจุ C_1 (V_{C1}) มีค่าคงที่เมื่อ L_2 ทำงานในโหมด DCM และมีค่าไม่คงที่เมื่อ L_2 ทำงานในโหมด CCM โดย V_{C1} จะมีค่าลดลงที่กำลังเอาต์พุตมากขึ้น ผลการทดลองวัดค่าแรงดัน V_{C1} ในหัวข้อที่ 5.5 พบว่ากราฟความสัมพันธ์ V_{C1} และ P_{out} ที่ได้จากการทดลองมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันกับผลการวิเคราะห์

3. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวมีคุณสมบัติทางด้านอินพุตเหมือนกับ DCM Boost PFC คือมีรูปคลื่นกระแสอินพุตเฉลี่ยใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ทำให้มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในหัวข้อที่ 5.3 ยืนยันข้อความดังกล่าว โดยมีข้อยกเว้นในบางสภาวะที่แรงดันอินพุตสูงและกระแสเอาต์พุตต่ำ ที่สภาวะดังกล่าวกระแสอินพุตของวงจรมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ค่อนข้างมากซึ่งมีผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำลง (ต่ำกว่า 0.9)

4. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวมีคุณสมบัติทางด้านเอาต์พุตเหมือนกับวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทั่วไปคือสามารถออกแบบตัวควบคุม (หัวข้อ 4.3) เพื่อให้วงจรมีการรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดีและมีการตอบสนองที่รวดเร็วดังแสดงในผลการทดลองในหัวข้อที่ 5.2 และ 5.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Rossetto, G. spiazzi, P. Tenti, “Control Techniques for Power Factor Correction Converters”, Power Electronics and Motion Control Conference, 1994.
- [2] L. H. Dixon, “Average current mode control of switching power supplies”, Unitrode Power Supply Design Seminar, SEM-700, 1990.
- [3] R. Redl, L. Balogh, and N.O Sokal, “A new family of single-stage isolated power-factor correctors with fast regulation of the output voltage”, Power Electronics Specialists Conference, pp. 1137-1144, 1994.
- [4] C. Qian and K. M. Smedly, “A topology survey of single-stage power factor correction with a boost type input-current shaper”, IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 460-467, 2000.
- [5] R. Redl and L. Balogh, “Design considerations for single-stage isolated power-factor-corrected power supplies with fast regulation of the output voltage,” in Proc. IEEE APEC’95, 1995, pp. 454–458.
- [6] K. H. Liu and Y. L. Lin, “Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters,” in Proc. IEEE PESC’89, 1989, pp. 825–829.
- [7] Q. Zhao, F. C. Lee, and F. S. Tsai, “Design Optimization of an Off-Line Input Harmonic Current Corrected Flyback Converter”, IEEE Applied Power Electronics Conference , pp. 91-97 , 1999.
- [8] Q. Zhao, F. C. Lee and F. S. Tsai, “Voltage and Current Stress Reduction in Single-stage Power Factor Correction AC/DC Converters with Bulk Capacitor Voltage Feedback”, IEEE Transaction on Power Electronics, pp 477-484, July 2002.
- [9] F. Tsai, P. Markowski, and E. Whitecomb, “Off-line flyback converter with input harmonic current correction”, IEEE International Telecommunications Energy Conference, pp. 120-124, 1996.
- [10] J. Qian, Q. Zhao, and F.C. Lee, “Single-stage single-switch power-factor-correction ac/dc converters with DC-bus voltage feedback for universal line applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, pp. 1079-1088, 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] F. K. Siu. Analysis and Measurement of DCM Power Factor Correctors. M.S. thesis, The Hong Kong University of Science and Technology, 1998.
- [12] V. Quercioli. **Pulse Width Modulated (PWM) Power Supplies.** Elsevier. Amsterdam, 1993.
- [13] วนวิวัฒน์ กลีบจำปี, “การจำลองแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตในโหมดกระแสและมิกซ์โหมดกับแบบใช้ออปโตคัปเปอ์”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548.
- [14] กันติชา กิตติพิรัชคม, “การออกแบบวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.
- [15] H. W. Whittington, et. Al. **Switched Mode power Supplies: Design and Contruction.** Research Studies Press Ltd, 1992.
- [16] L. Umanang, S. R. Bhat. **Design of Magnetic Components for Switch Mode Power Converters.** Wiley Eastern Limited, 1992.
- [17] D. W. Hart. **Introduction to power electronics.** Prentice-Hall International, Inc. 1997.
- [18] R. W. Erickson, D. Maksimovic. **Fundamental of Power Electronics.** 2th Edition, Massachusetts, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [19] Unitrode Corporation. **Unitrode’s Power Supply Circuit Data Book.** 1993



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

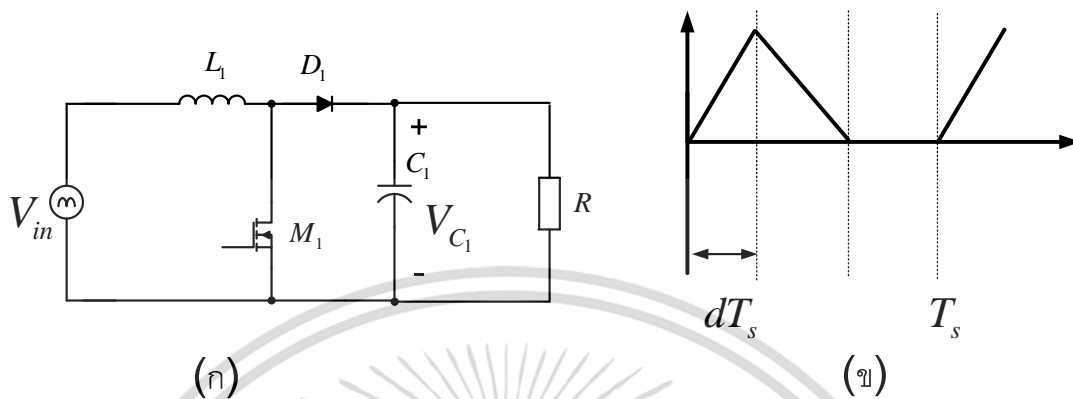
การวิเคราะห์หาสมการกำลังไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.1 สมการกำลังไฟฟ้าของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมด DCM

วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ ก.1 (ก) จะมีรูปกระแส DCM ดังรูปที่ ก.1 (ข)



รูปที่ ก.1 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ (ก) รูปวงจรรูปกระแส DCM

จะได้สมการกระแสในหนึ่งคาบเวลาสวิตช์

$$I_{L1, pk} = \left(\frac{V_{in, pk} DT_s}{L_1} \right) = \left(\frac{V_{C1} - V_{in, pk}}{L_1} \right) D_1 T_s \quad (ก.1)$$

จะได้กระแสเฉลี่ย

$$I_{L1, ave} = \left(\frac{1}{2} \right) I_{L1, pk} (D + D_1) \quad (ก.2)$$

โดยที่

$$\frac{V_{in, pk} DT_s}{L_1} = \left(\frac{V_{C1} - V_{in, pk}}{L_1} \right) D_1 T_s \quad (ก.3)$$

$$D_1 = \left(\frac{V_{in, pk} DT_s}{L_1} \right) \left(\frac{L_1}{(V_{C1} - V_{in, pk}) T_s} \right) \quad (ก.4)$$

$$D_1 = \left(\frac{V_{in, pk}}{V_{C1} - V_{in, pk}} \right) D \quad (ก.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จได้

$$I_{in,ave} = \left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{V_{in,pk}DT_S}{L_1}\right)\left(D + \left(\frac{V_{in,pk}}{V_{C1} - V_{in,pk}}\right)D\right) \quad (ก.6)$$

$$I_{in,ave} = \left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{V_{in,pk}D^2T_S}{L_1}\right)\left(1 + \frac{V_{in,pk}}{V_{C1} - V_{in,pk}}\right) \quad (ก.7)$$

$$I_{in,ave} = \left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{V_{in,pk}D^2T_S}{L_1}\right)\left(\frac{V_{C1} - V_{in,pk} + V_{in,pk}}{V_{C1} - V_{in,pk}}\right) \quad (ก.8)$$

$$I_{in,ave} = \left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{V_{in,pk}D^2T_S}{L_1}\right)\left(\frac{V_{C1}}{V_{C1} - V_{in,pk}}\right) \quad (ก.9)$$

กำลังไฟฟ้าในหนึ่งคาบเวลาสวิตช์

$$P = V_{in} I_{in} \quad (ก.10)$$

$$P = \left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{V_{in,pk}^2 D^2 T_S}{L_1}\right)\left(\frac{V_{C1}}{V_{C1} - V_{in,pk}}\right) \quad (ก.11)$$

กำลังไฟฟ้าในหนึ่งคาบเวลาอินพุต

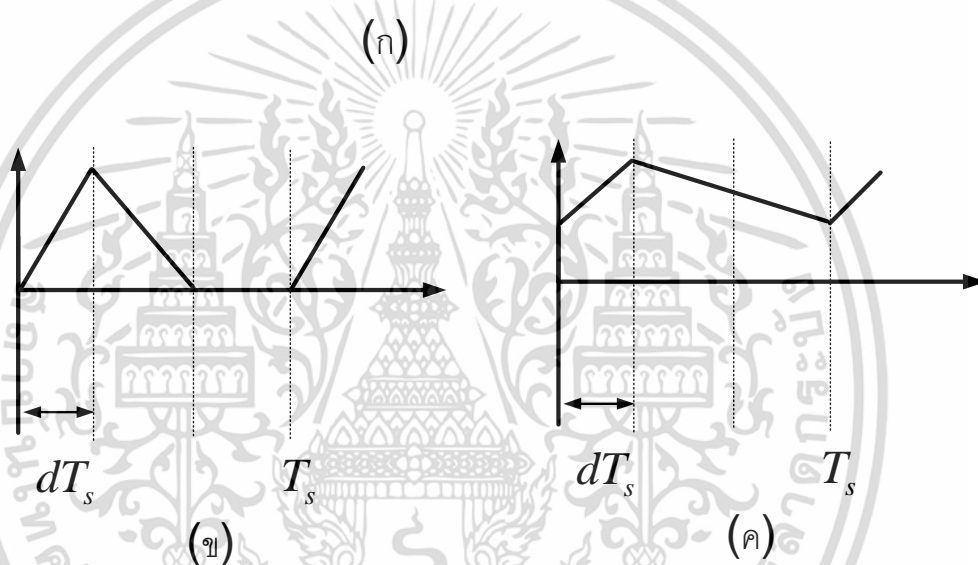
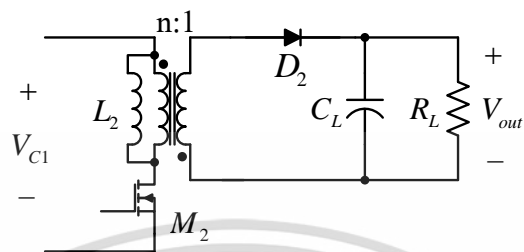
$$P = \frac{1}{T_{in}} \int_0^{T_{in}} P(t) dt \quad (ก.12)$$

$$P = \left(\frac{1}{T_{in}}\right)\left(\frac{V_{in,pk}^2 D^2 T_S}{2L_1}\right) \int_0^{T_{in}} \left(\frac{V_{C1}}{V_{C1} + V_{in,pk} \sin(\omega t)}\right) (\sin^2(\omega t)) dt \quad (ก.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.2 สมการกำลังไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคที่ทำงานในโหมด DCM และ CCM

วงจรฟลายแบครูปที่ ก.2 (ก) จะมีรูปกระแสดังรูปที่ ก.2 (ข) DCM (ค) CCM



รูปที่ ก.2 วงจรฟลายแบค (ก) รูปวงจรร (ข) กระแส DCM (ค) กระแส CCM

พิจารณาที่โหมด DCM จะได้สมการกระแสในหนึ่งคาบเวลาสวิตช์

$$I_{L2} = \left(\frac{1}{2}\right)(DT_s) \left(\frac{V_{C1}DT_s}{L_2}\right) \left(\frac{1}{T_s}\right) \tag{ก.14}$$

$$I_{L2} = \left(\frac{V_{C1}D^2T_s}{2L_2}\right) \tag{ก.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าในหนึ่งคาบเวลาสวิตช์โหมด DCM

$$P = \frac{V_{C1}^2 D^2 T_S}{2L_2} \quad (ก.16)$$

กำลังไฟฟ้าในหนึ่งคาบเวลาสวิตช์โหมด CCM

$$P_{in} = P_{out} \quad (ก.17)$$

วงจรถูกเดี่ยวที่วงจรถูกค้อนเวอร์เตอร์โหมด DCM วงจรถูกหลายแบคโหมด DCM จะได้สมการที่ (ก.18) โดยใช้หลักการสมบรูณ์ของกำลังไฟฟ้า (Power balance) $P_{in} = P_{out}$

$$\left(\frac{1}{T_{in}} \right) \left(\frac{V_{in.pk}^2}{V_{C1}} \right) \left(\frac{L_2}{L_1} \right) \int_0^{T_{in}} \left(\frac{\sin^2(\omega t)}{V_{C1} - V_{in.pk} \sin(\omega t)} \right) dt = 1 \quad (ก.18)$$

วงจรถูกเดี่ยวที่วงจรถูกค้อนเวอร์เตอร์โหมด DCM วงจรถูกหลายแบคโหมด CCM จะได้สมการที่ (ก.19) โดยใช้หลักการสมบรูณ์ของกำลังไฟฟ้า (Power balance) $P_{in} = P_{out}$

$$\left[\left(\frac{T_S}{T_{in}} \right) \left(\frac{D^2 \cdot V_{in.pk}^2 \cdot V_{C1}}{2 \cdot L_1} \right) \int_0^{T_{in}} \left(\frac{\sin^2(\omega t)}{V_{C1} - V_{in.pk} \sin(\omega t)} \right) dt \right] - P_{out} = 0 \quad (ก.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

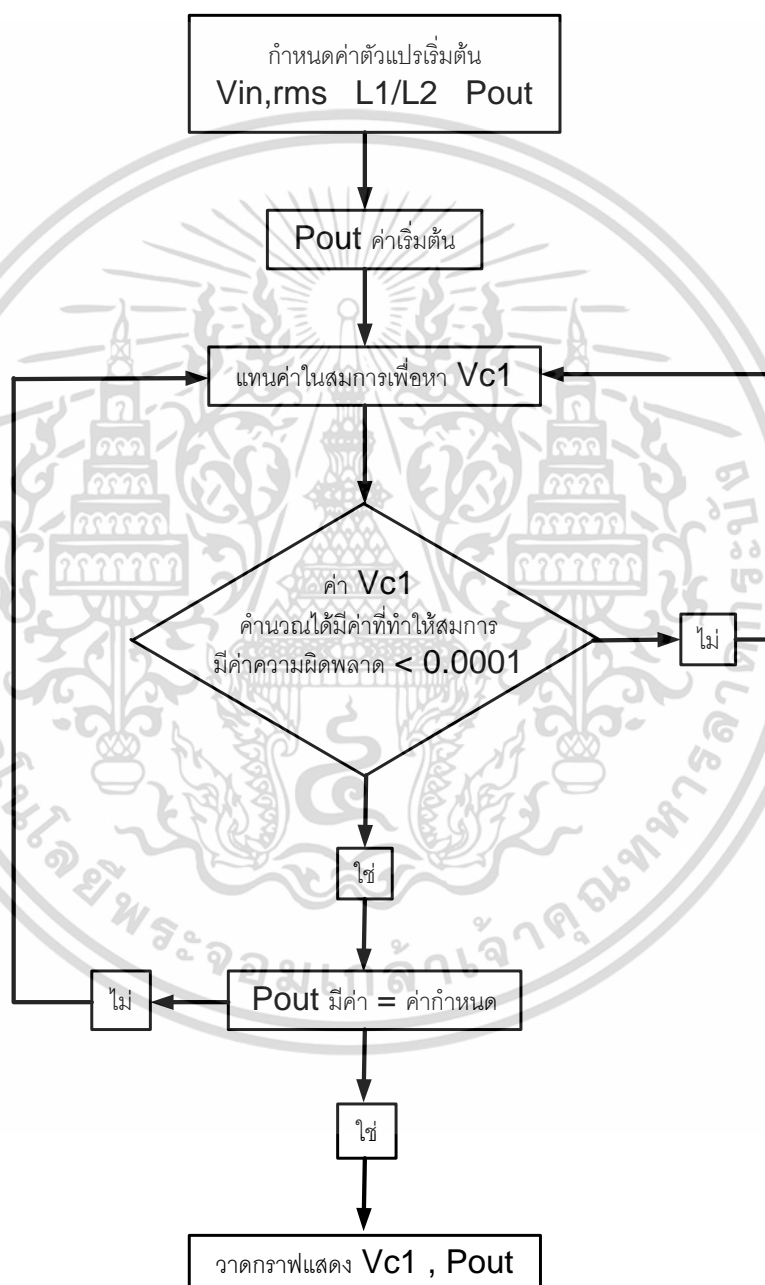
ภาคผนวก ข

โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดัน V_{C1} 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดัน V_{C1} ของวงจรภาคเดียว

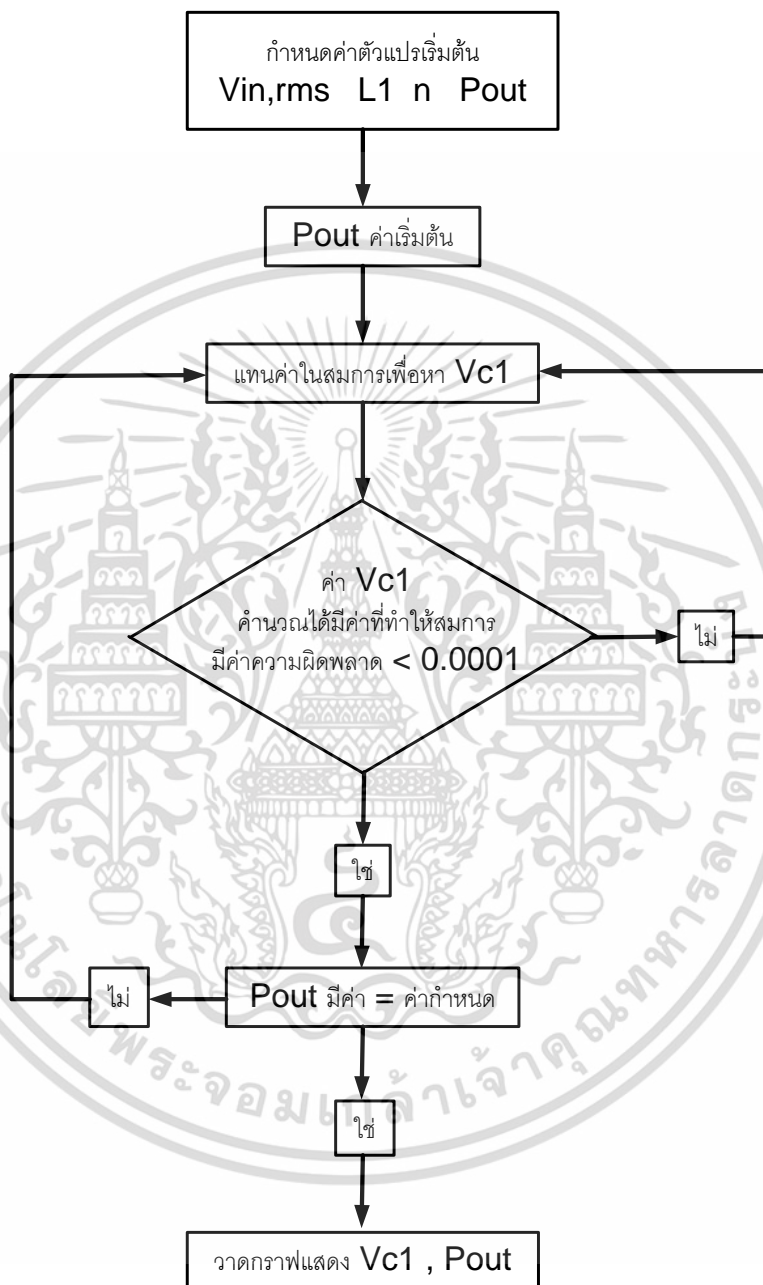
ขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 ของวงจรภาคเดียวในโหมดทำงาน DCM-DCM แสดงดังรูปที่ ข.1



รูป ข.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 ของวงจรภาคเดียวในโหมดทำงาน DCM-DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการเขียน โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 ของวงจรภาคเดียวในโหมดทำงาน DCM-CCM แสดงดังรูปที่ ข.2



รูป ข.2 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียน โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 ของวงจรภาคเดียวในโหมดทำงาน DCM-CCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2 โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดัน V_{C1} DCM-DCM (หน้าที่ 15)

```

clc;
clear all;
Vin_rms = 198;
L1_L2 = 0.4;
Pout = 132;
L2_L1 = 1/(L1_L2);
Po = 1;
w = 2*pi*50;
TL = 0.02;
Vc1 = 2000;
z = 100;
Vin = Vin_rms*sqrt(2);
for mm = 1:1:Pout
    for m = 1:1:8
        sum1 = -1;
        while (sum1 <= 0.0001)&(Vc1 ~= 100)
            Vc = Vc1;
            sum = (2/TL)*((Vin^2)/(Vc))*(L2_L1);
            x = linspace(0,0.01,10^2);
            a = (sin(w.*x));
            y = (a.^2)./(Vc-Vin.*a);
            q = trapz(x,y);
            sum1 = (sum*q)-1;
            Vc1 = Vc1-z;
        end
        Vc1 = Vc+z;
        z = z/10;
    end
end
Vc;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

z = 100;
Vc1 = 2000;
Pout_1(mm) = Po;
Vc_output(mm) = Vc;
Po = Po+1;
end

```

```

plot(Pout_1,Vc_output)
axis([0 132 0 1000])
Xlabel('Pout [W]');
Ylabel('Vc1 [V]');
grid on;
hold on;

```

ข.3 โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างกราฟแรงดัน V_{C1} DCM-CCM (หน้าที่ 16)

```

clc;
clear all;
Vin_rms = 198;
L1 = 100*10^-6;
n = 5;
Pout = 132;
w = 2*pi*50;
TL = 0.02;
Vc1 = 10000;
z = 100;
Ts = 10*10^-6;
Vout = 12;
Vin = Vin_rms*sqrt(2);
Po = 1;

```

```

for mm = 1:1:Pout
    for m = 1:1:10
        sum1 = -1;
        while (sum1 <= 0.0001)&(Vc1 ~= 100)
            Vc = Vc1;
            D = (n*Vout)/(Vc+(n*Vout));
            sum = (D^2)*(1/TL)*(Vin^2*Vc*Ts)*(1/L1);
            x = linspace(0,0.01,10^2);
            a = (sin(w.*x));
            y = (a.^2)/(Vc-Vin.*a);
            q = trapz(x,y);
            sum1 = (sum*q)-Po;
            Vc1 = Vc1-z;
        end
        Vc1 = Vc+z;
        z = z/10;
    end
    Vc;
    z = 100;
    Vc1 = 10000;
    Pout_1(mm) = Po;
    Vc_output(mm) = Vc;
    Po = Po+1;
end

plot(Pout_1,Vc_output)
axis([0 132 0 1000])
Xlabel('Pout [W]');
Ylabel('Vc1 [V]');
grid on;
hold on;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_1

ในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ L_1 สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงคือ ตัวเหนี่ยวนำจะต้องไม่อิ่มตัว แม้ในขณะที่กระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุด โดยวิธีการออกแบบที่ใช้คือ วิธีการกำหนดขนาดของแกน ด้วยผลคูณพื้นที่ (area product, A_p) ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกน (core cross section area, A_c) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (windows area, A_w) ซึ่งค่าผลคูณพื้นที่ดังกล่าวได้ตั้งสมการที่ (ค.1) [16]

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{\max}} \quad (\text{ค.1})$$

โดยที่

A_p	คือ ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
A_c	คือ พื้นที่ตัดขวางของแกน
A_w	คือ พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
E	คือ พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
k_w	คือ ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
k_c	คือ อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสอาร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ
J	คือ ความหนาแน่นกระแสในเส้นลวดทองแดง
B_{\max}	คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการที่ (ค.2)

$$E = \frac{1}{2} L I_{L,\max}^2 \quad (\text{ค.2})$$

โดยที่

$I_{L,\max}$ คือ กระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ

พิจารณาค่า $I_{L,\max}$ ของตัวเหนี่ยวนำ L_1 ได้จากสมการที่ (ค.3.1)

$$I_{L1,\max} = \frac{4P_{out}}{\eta V_{in,pk,\min}} \quad (\text{ค.3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

P_{out} คือ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

พิจารณาหา $I_{L1,max}$ เมื่อ $P_{out} = 120W$, $\eta = 0.8$, $V_{in,pk,min} = 280V$ จะได้ $I_{L1,max} = 2.14 A$ และ $E = 228 \times 10^{-6} J$ นำไปแทนในสมการที่ (ค.1) โดยกำหนดให้ $k_w = 0.6$, $k_c = 1$, $J = 3 \times 10^6 A/m^2$ และ $B_{max} = 0.2T$ ทำให้ได้ $A_p = 1266.66 mm^4$ จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD 35 ($A_c = 100 mm^2$ $A_w = 218 mm^2$ $A_p = 21800 mm^4$) ซึ่งมีค่าผลคูณพื้นที่ A_p มากกว่าค่าที่คำนวณได้

ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำจะใช้ลวดขนาดเบอร์ 20 จำนวน 2 เส้นขนานกัน โดยจำนวนรอบของลวดทองแดงได้จากสมการที่ (ค.4)

$$N = \frac{L_1 I_{L1,max}}{A_c B_{max}} \quad (ค.4)$$

โดยที่

N คือ จำนวนรอบของลวดทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ

จะได้ $N = 13$ รอบ ระยะของช่องอากาศ (air gap) ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการคำนวณได้จากสมการที่ (ค.5)

$$I_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_c}{L_1} \quad (ค.5)$$

โดยที่

I_g คือ ความยาวของช่องอากาศ

จะได้ $I_g = 0.212 mm$

ค.2 การออกแบบหม้อแปลงฟลายแบคและตัวเหนี่ยวนำ L_2

ค่าเหนี่ยวนำ L_2 คือค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค ฉะนั้นการออกแบบหม้อแปลงฟลายแบคจะใช้วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ที่ได้ดังสมการที่(ค.6)

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_{02} \left(1 + \frac{1}{\eta}\right)}{4k_f B_{\max} J k_w f_s} \quad (\text{ก.6})$$

โดยที่

- P_{02} คือ กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค
 f_s คือ ความถี่ในการสวิตช์
 η คือ ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงฟลายแบค
 k_f คือ ค่าคงที่ 1.11

ค่า P_{02} คำนวณหาได้จากสมการที่ (ก.7)

$$P_{02} = (V_{\text{out}} + V_{D3}) I_{\text{out}} \quad (\text{ก.7})$$

โดยที่

- V_{out} คือ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย
 V_{D3} คือ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด D_3 กำลังขณะนำกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ
 I_{out} คือ กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย

พิจารณาหา P_{02} เมื่อ $V_{\text{out}} = 12\text{V}$, $I_{\text{out}} = 10\text{A}$, $V_{D3} = 1.5\text{V}$ ลงในสมการที่ (ก.7) จะได้ $P_{02} = 135\text{W}$ เพื่อหาค่า A_p จากสมการที่ (ก.6) กำหนดให้ $\eta = 0.8$, $k_f = 1.11$, $B_{\max} = 0.2$, $J = 3 \times 10^6$, $k_w = 0.4$, $f_{sw} = 100\text{kHz}$ จะได้ค่า $A_p = 2876 \text{ mm}^4$ จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD 39 ($A_c = 123 \text{ mm}^2$, $A_w = 257 \text{ mm}^2$, $A_p = 31610 \text{ mm}^4$) ซึ่งมีค่าผลคูณพื้นที่ A_p มากกว่าค่าที่คำนวณได้

การหาขนาดจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบคสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (ก.8) และ (ก.9)

$$N_1 = \frac{E}{4k_f A_c B_{\max} f_{sw}} \quad (\text{ก.8})$$

$$N_2 = \frac{N_1}{n} \quad (\text{ก.9})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

n คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง

พิจารณาหา N_1 เมื่อแทนค่าในสมการที่ (ค.9) จะได้ $n_1 = 24$ รอบ และ $n_2 = 5$ รอบ ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำจะใช้ลวดขนาดเบอร์ 20 จำนวน 11 เส้นขนานกัน



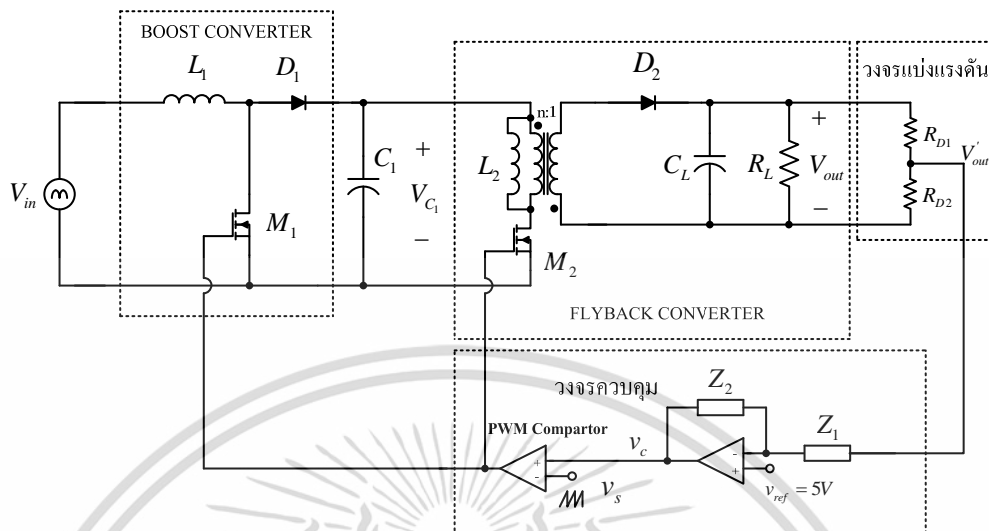
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} กับ P_{out} 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{C1} กับ P_{out}



รูปที่ ง.1 วงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรรภาคเดี่ยว

แรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อ L_2 ทำงานในโหมด DCM และ CCM แสดงดังสมการที่ ง.1 และ ง.2

$$\text{DCM: } V_{out} = V_{C1} D \sqrt{\frac{R_L}{2f_s L_2}} \quad (ง.1)$$

$$\text{CCM: } V_{out} = V_{C1} \frac{D}{1-D} \quad (ง.2)$$

พิจารณาสมการที่ ง.1 เมื่อโหลด R_L มีค่าลดลง แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{out} ก็จะลดลง วงจรควบคุมจะทำให้ค่าดีไซเคิล D เพิ่มขึ้น นั่นคือมอสเฟต M_1 , M_2 ในรูปที่ ง.1 นำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้พลังงานจากแหล่งจ่าย V_{in} ส่งผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ไปยังตัวเก็บประจุ C_1 มากขึ้น และในขณะเดียวกันตัวเหนี่ยวนำ L_2 ก็จะดึงพลังงานจากตัวเก็บประจุ C_1 เพิ่มขึ้นเพื่อส่งผ่านไปยังเอาต์พุต เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีค่าน้อย พลังงานจากแหล่งจ่ายจะถูกส่งผ่านไปยังเอาต์พุตโดยตรงโดยตัวเก็บประจุ C_1 ไม่มีส่วนเกี่ยวข้อง ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า V_{C1} จึงมีค่าคงที่และไม่ขึ้นกับ P_{out} เมื่อ L_2 ทำงานในโหมด DCM

พิจารณาสมการที่ ง.2 จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{out} ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด R_L ดังนั้นเมื่อโหลด R_L มีการเปลี่ยนแปลง แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_{out} ก็ยังจะมีค่าคงที่ ทำให้ค่าดีไซเคิล D คงที่ด้วย มอสเฟต M_1 , M_2 ในรูปที่ ง.1 นำกระแสเท่าเดิมทำให้พลังงานจากแหล่งจ่าย V_{in} ส่งผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ไปยังตัวเก็บประจุ C_1 ไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ในขณะเดียวกันตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

29th Electrical Engineering Conference

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ ๒๙

Volume I

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

๙-๑๐ พฤศจิกายน ๒๕๕๙
ณ โรงแรมแอมบาสซาเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี

Western Digital | สํานักงาน สหกรณ์มหาวิทยาลัย | TOT | NECTEC^๓
a member of NSTDA

ดำเนินการโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ในแบบวงจรภาคเดียวที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูง Design of a Single-Stage Power-Factor-Corrected Power Supply

ภูวเดช คงดาววัฒนา และ ชานันท์ บุญถิ่นทดอนุสรณ์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ถนนคลองหลวงเขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร 0-2326-4221 โทรสาร 0-2326-4225 Email : phuvadej6425@yahoo.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบวงจรภาคเดียวที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูง แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ที่ศึกษาเป็นวงจรแบบเปลี่ยนแรงดันเอช-ดีซีซีที ได้ออกการรวมกันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรแปลงผันไฟฟ้ดีซี-ดีซีแบบฟลายแบคเป็นวงจรภาคเดียว ผลการทดสอบพบว่า วงจรต้นแบบขนาด 60W (12V, 5A) ที่ได้ออกแบบนี้สามารถทำงานที่นำพียงพอโดยวงจรมีการรบกวนคลื่นไฟฟ้ที่ทางสายเคเบิลที่ต่ำและมีค่าตัวประกอบกำลังสูง

Abstract

In this paper, design of a single-stage power-factor-corrected power supply is presented. The power supply is the AC/DC converter resulted from integration of a boost converter and flyback converter into single stage. Test on the designed 60W (12V, 5A) prototype circuit shows that the converter has good output voltage regulation and high input power factor.

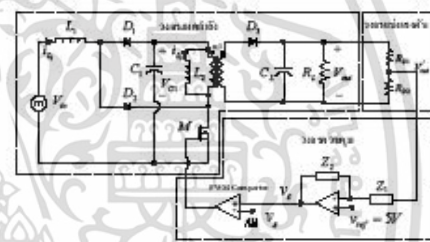
Keywords: AC/DC converter, Power factor correction

1. บทนำ

การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบสวิตจิงมีค่าสูงขึ้น ทำให้โดยการควบคุมไฟฟ้วงจรที่กระแสไฟฟ้ที่ทางสายเคเบิลให้มีรูปฟ้ไรต์แองเกิลรูปคลื่นไซน์และมีแอมพลิจูดแรงดันไฟฟ้ที่ทางสายเคเบิลมีค่าตาม [1] ได้ประสบความสำเร็จด้วยเหตุผลที่คอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรภาคเดียวของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้และตรวจสอบคุณภาพรูปคลื่นที่ทำได้วงจรที่กระแสไฟฟ้ที่ทางสายเคเบิลมีรูปฟ้ไรต์แองเกิลรูปคลื่นไซน์ โดยการใส่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้แบบมีแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ที่ประกอบด้วยสองภาค (two stage) คือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์และวงจรแปลงผันไฟฟ้ดีซี-ดีซีที่เรียงแรงดันไฟฟ้ดีซีซีทีกับโพลต์บวกความ [2] ได้นำเสนอแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบภาคเดียว (single stage) ซึ่งได้จากการนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรแปลงผันไฟฟ้ดีซี-ดีซีมารวมกัน ทำให้วงจรแบบภาคเดียวมีขนาดเล็กลงและราคาถูกลงกว่าแบบสองภาค เนื่องจากใช้สวิตจิงตัวเดียวและวงจรควบคุมเพียงชุดเดียว

โดยวงจรเรียงโมดูลสแตทิกโกล์ดมีของคลื่นคือ มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ที่ทางอินพุตสูงและสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้ดีซีซีทีที่โพลต์โพลต์ได้ ที่ตามขนาดความถี่ที่ของช่วงใหญ่ [3] ได้เน้นไปทางด้านการปรับปรุงวงจรที่ออกแรงดันไฟฟ้ที่ทางสายเคเบิลที่ประยุตู่อยู่ระหว่างวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรแปลงผันไฟฟ้ดีซี-ดีซีซีทีจะช่วยลดความเครียดของอุปกรณ์ในวงจร ยังไม่มีบทความที่อธิบายรายละเอียดการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบวงจรภาคเดียว ดังนั้นบทความนี้จะทำการศึกษารายละเอียดการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบภาคเดียว หรือที่นำมาเสนอผลการทดสอบวงจรต้นแบบขนาด 60W (12V, 5A) ที่ได้สร้างขึ้น

2. หลักการทำงานของวงจร



รูปที่ 1 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบวงจรภาคเดียว

รูปที่ 1 แสดงแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้แบบวงจรภาคเดียวที่ได้ทำการศึกษารายละเอียดโดยได้จากการรวมกันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรแปลงผันไฟฟ้ดีซีซีทีแบบฟลายแบค แรงดันไฟฟ้ที่ทางสายเคเบิล V_m เป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าความถี่ $f_m = 100\text{Hz}$ ที่ได้จากการรีกติไฟฟ้แรงดันไฟฟ้ที่ทางสายเคเบิลที่ความถี่ 50Hz ความถี่ในการสวิตจิงของมอสเฟต M มีค่า $f_s = 100\text{kHz}$ ซึ่งสูงกว่า f_m มากทำให้ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตจิงของ M สามารถมองว่า V_m มีค่าคงที่ได้ ตัวเก็บประจุฟ้ฟ้ C1 ทำหน้าที่ส่งกำลังไฟฟ้ที่ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต โดย V_{C1} เป็นแรงดันไฟฟ้ดีซีซีทีที่มีรูปเฟืองความถี่ 100Hz แรงดันไฟฟ้ที่ทางสายเคเบิล V_m เป็นแรงดันไฟฟ้ดีซีซีทีที่มีรูปเฟืองความถี่ 100Hz ป้อนสู่อินพุตเนื่องจากมีการสวิตจิง ที่สภาวะสวิตจิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการฉ้อโกงใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(steady state condition) ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ใด ๆ ของ M การทำงานของวงจรแบ่งออกเป็น 4 สถานะคือ

(1) เมื่อ M นำกระแสไฟฟ้า ไดโอด D_2 จะถูกไบออสตรงทำให้อัตราการไหลของกระแส V_{in} ถูกสะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_1 ขณะเดียวกันตัวเก็บประจุ C_1 จ่ายพลังงานไปสะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของหม้อแปลงสายแบบ และตัวเก็บประจุ C_2 จ่ายพลังงานไปที่ความต้านทานโหลด R_L ในสถานะนี้ ไดโอด D_1 และ D_3 จะถูกไบออสกลับทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้า

(2) เมื่อ M หยุดนำกระแสไฟฟ้า D_2 จะหยุดนำกระแสไฟฟ้าด้วย ส่วน D_1 จะถูกไบออสตรงทำให้อัตราการไหลของกระแสใน L_1 ถูกจ่ายไปที่ C_1 ขณะเดียวกัน D_3 จะถูกไบออสตรงทำให้อัตราการไหลของกระแสใน L_2 ถูกจ่ายไปที่ C_2 และ R_L

(3) หลังจากกระแสใน L_1 หมุดตรง D_2 จะหยุดนำกระแสไฟฟ้า ส่วนพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_1 ยังไม่หมดและยังคงจ่ายไปที่ C_1 และ R_L (การที่พลังงานที่สะสมใน L_1 หมุดตรงกลับเนื่องจาก L_1 มีค่าน้อยกว่า L_2)

(4) หลังจากกระแสใน L_1 หมุดตรง D_2 จะหยุดนำกระแสไฟฟ้า พลังงานที่สะสมใน C_1 จะถูกจ่ายไปที่ R_L

รูปที่ 2 แสดงรูปคลื่นกระแสไหลเข้า และ i_{L_1} ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ของ M โดยจะเห็นว่ายังมีช่วงที่กระแสไหลเข้าไม่ต่อเนื่อง (DCM)



รูปที่ 2 รูปคลื่น i_{L_1} และ i_s ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ของ M

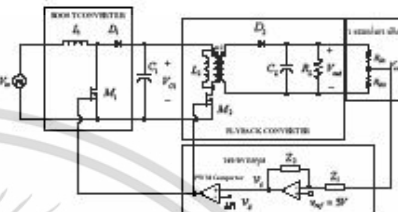
การควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกทำได้โดยการปรับอัตรา V_{in} ไปยังวงจรขยายความถี่กลาง (error amplifier) ที่มีแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงเท่ากับ V_{ref} สัญญาณขาออกที่ได้เป็นสัญญาณควบคุม V_c ซึ่งจะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณไฟฟ้าพื้นฐานเพื่อสร้างสัญญาณที่ดับขั้วคลื่น (PWM) ร่วมกับขาของ M หรือ V_{in} โดยมีค่าคงที่ คูณการควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกเพื่อจะได้ออกสัญญาณให้ V_{in} มีสัญญาณที่ระดับของขาของที่รวดเร็ว ซึ่งทำได้โดยการขยายวงขยายความถี่กลางซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ 4

3. การออกแบบวงจรกำลัง

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบจลนศาสตร์ต่อเนื่องในรูปที่ 3 มีพื้นฐานมาจากวงจรสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ตัวเชื่อมกับวงจรแปลงไฟฟ้าซี-ซีแบบพลาสมาดังแสดงในรูปที่ 3 ซึ่งหนังสือจะพิจารณารูปแบบการที่เป็นการออกแบบวงจรสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ในโหมด DCM (4) และจะปรับเปลี่ยน

ต้นโพธิ์ซี-ซีเชื่อมพลาสมาดในโหมด DCM [5] มาใช้ร่วมกันได้วงจรภาคกำลังที่ทำการออกแบบมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้ $V_{in} = 85-240V_{ac}$ (ได้จากการรีกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าเอชซีซาร์บะ), $V_{out} = 12V, I_{out} = 1-5A, P_{out} = 12-60W, f_s = 100kHz, \Delta V_{out} = 1\%$ ของ V_{out}

ขั้นตอนแรกในการออกแบบจะต้องหาตัวแรงดันไฟฟ้า V_{in} ซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้าขาออกของภาคบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะเป็นแรงดันไฟฟ้าขาออกของภาคสามขั้วคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากในหนึ่งคาบเวลา



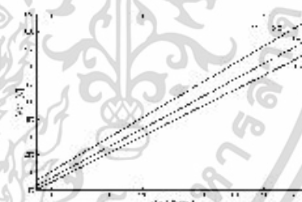
รูปที่ 3 วงจรสมมูลของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในรูปแบบที่ 1

ของแรงดันไฟฟ้า $V_{in}(T_{on} = t_s/f_s = 10\mu s)$ ถ้าถึงไปพิจารณาส่วนอินพุตที่เข้าเป็นกำลังไฟให้มองด้านเอาต์พุต จากหลักการสมดุลกำลังไฟฟ้า (power balance) ดังกล่าว สามารถหา V_{in} และ ตัวซี-ซีของวงจรได้ดังแสดงการ

$$\left(\frac{1}{T_s}\right) \left(\frac{I_{L_1}^2}{2} \frac{T_{on}}{L_1}\right) \left(\frac{1}{V_{in} - V_{out} \sin(\omega t)}\right) dt = 1 \quad (1)$$

$$d = \left(\frac{1}{V_{in}}\right) \sqrt{2I_{out}P_{out}f_s} \quad (2)$$

จากสมการที่ (1) สามารถแก้หา V_{in} ได้โดยใช้วิธีการคำนวณเชิงตัวเลข (Numerical method) ได้ดังแสดงรูปที่ 4 จากรูปเลือกอัตราส่วน $L_1/L_2 = 0.4$ จะ ได้ $V_{in(min)} = 197V$ ที่ $V_{out(max)} = 35V$ และ $V_{in(max)} = 557V$ ที่ $V_{out(min)} = 240V$



รูปที่ 4 แรงดันไฟฟ้า V_{in}

เมื่อทราบค่า V_{in} แล้วสามารถหาตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ได้จากสมการที่ (3) (4) และ สมการที่ (4)

$$L_1 < \frac{\eta P_{out} f_s (V_{in(max)} - \sqrt{2} V_{out(max)})}{2 P_{out} f_s (V_{in(max)})} \quad (3)$$

$$L_2 = L_1 / 0.4 \quad (4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

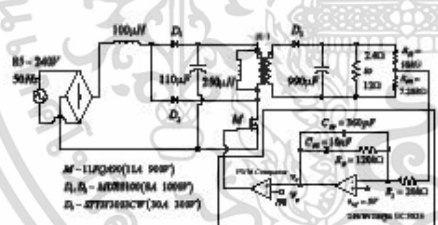
โดย η คือประสิทธิภาพของวงจรboostที่คอนเวอร์เตอร์กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.8 จะได้ $L_1 = 100\mu\text{H}$ และ $L_2 = 250\mu\text{H}$ เมื่อได้ค่า L_1 , L_2 แล้วสามารถคำนวณค่า d_{max} ของวงจรได้จากสมการที่ (2) จะได้ $d_{\text{max}} = 0.278$ ที่ $V_{\text{out,max}} = 197\text{V}$, $P_{\text{out,max}} = 60\text{W}$ และ $d_{\text{min}} = 0.044$ ที่ $V_{\text{out,min}} = 557\text{V}$, $P_{\text{out,min}} = 12\text{W}$ ค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 สามารถหาได้จากสมการที่ (5) และ (6) [5]

$$C_1 > \frac{2P_{\text{out,max}}}{V_{\text{out,max}}^2 - (V_{\text{in,max}} - \Delta V_{\text{in}})^2} \quad (7)$$

$$C_2 > \frac{d_{\text{max}} V_{\text{in}}}{R_{\text{on}} f_s \Delta V_{\text{in}}} \quad (8)$$

โดยที่ η คือค่า boost-up time ของ C_1 กำหนดให้ไม่ต่ำกว่ากับ 5ns , ΔV_{in} คือแรงดันไฟฟ้า V_{in} ที่ลดลงในช่วงเวลา η , กำหนดให้ V_{in} มีค่าเท่ากับ 20V , R_{on} คือค่าความต้านทานที่อุณหภูมิห้องมีค่าเท่ากับ 2.4Ω จะได้ค่า $C_1 = 1.59\mu\text{F}$ และ $C_2 = 990\mu\text{F}$

การเลือกอุปกรณ์ตัวนำในวงจรต้องคำนึงถึงขนาดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านและแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์ จากวงจรในรูปแบบ boost มีสองแกนกระแสไฟฟ้าที่ไหลมากกว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_1 รวมถึงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_2 และแกนแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่าน V_{in} รวมถึงแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์ของเซมิคอนดักเตอร์ ไดโอด D_1 ต้องทนกระแสไฟฟ้าได้มากกว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_1 และแกนแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_1 และแกนแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่าน V_{in} กับกระแสของแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_1 กับแรงดันไฟฟ้าอินพุต ไดโอด D_2 ต้องทนกระแสไฟฟ้าได้มากกว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_2 และแกนแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_2 ต้องทนกระแสไฟฟ้าได้มากกว่ากระแสไฟฟ้าที่ตกคร่อมของหรือแปลงพลังงานและแกนแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์ของหรือแปลงพลังงานรวมแล้วมีแรงดันไฟฟ้าอินพุต วงจรหลักกำลังที่ได้ออกแบบถูกแสดงในรูปแบบที่ 3



รูปที่ 3 วงจรหลักแบบของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรboost

4. การออกแบบรูปการควบคุม

จากรูปที่ 3 จะเห็นว่าเราออกแบบรูปการควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรboost มีคือการออกแบบรูปการควบคุมของวงจรแปลงดันไฟฟ้าดิจิทัลซึ่งมีแบบหลายแบบทำงานในโหมด DCM ที่

มีแรงดันไฟฟ้าอินพุตเท่ากับ V_{in} วงจรแปลงดันไฟฟ้าดิจิทัลซึ่งมีแบบหลายแบบมีฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s) = V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$ ดังสมการที่ (7) [6]

$$G_c(s) = K_f \left(\frac{1}{V_s} \right) \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_{z1}} \right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{p1}} \right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_n} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_d} \right)} \quad (7)$$

โดย $K_f = \frac{V_{\text{in}}}{M^2 K}$, $K = \frac{2M_0 f_s}{M^2 R_L}$, $M = \frac{nV_{\text{in}}}{V_{\text{in}}}$, $\omega_{z1} = \frac{1}{R_0 C_1}$, $\omega_{p1} = \left(\frac{n^2 R_L}{L_2} \right) \left(\frac{1}{M(M+1)} \right)$, $\omega_n = \frac{2}{R_0 C_2}$, $\omega_d = \left(\frac{n^2 R_L}{L_2} \right) \left(\frac{1}{(M+1)^2} \right)$

การหาค่าขั้วจริงและความถี่ขั้วจริงใช้จรรยาบรรณเชิงวิเคราะห์ของโพลซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s) = V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$ ดังสมการที่ (8)

$$G_c(s) = K_0 \left(\frac{s+1}{\omega_n} \right) \left(\frac{s}{\omega_d} \right) \left(\frac{s+1}{\omega_n} \right) \quad (8)$$

โดย $K_0 = \frac{R_{\text{on}} // R_L}{R_{\text{on}} + (R_{\text{on}} // R_L)}$, $\omega_n = \frac{1}{R_f (C_{\text{in}} + C_{\text{ff}})}$

$\omega_d = \frac{1}{R_f \left(\frac{C_{\text{in}} C_{\text{ff}}}{C_{\text{in}} + C_{\text{ff}}} \right)}$, $\omega_n = \frac{1}{R_f C_{\text{ff}}}$

พิจารณาที่ขั้วจริง $V_{\text{out,max}} = 197\text{V}$ และ $I_{\text{out,max}} = 5\text{A}$ ($R_{\text{load}} = 2.4\Omega$) แทนค่าตัวแปรที่เกี่ยวข้องลงในสมการที่ (7) โดย $V_s = 2.8\text{V}$ จะได้

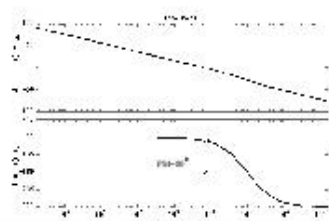
$$G_c(s) = 23.978 \frac{(1 + 42.569 \times 10^{-6} s)(1 - 1.021 \times 10^{-4} s)}{(1 + 0.001187 s)(1 + 2.697 \times 10^{-4} s)} \quad (9)$$

ในการออกแบบรูปการควบคุมจะกำหนดวงจรมีขั้วจริงและขั้วจริงของ $G_c(s)$ ในส่วนหนึ่งที่เหมาะสมเพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรมีดี (loop transfer function) $G_c(s)G_c(s)$ มีค่าที่ขั้วจริงสูง (เพื่อเสริมการวางตำแหน่งขั้วจริง) และมีความถี่ขั้วจริงสูง (ไม่กินหนึ่งในสี่ของความถี่ ω_{c} ที่ตอบสนองวงจรมีขั้วจริง) ในที่นี้กำหนดความถี่ขั้วจริง ω_{c} ที่ 10kHz ถ้าพิจารณาดีขั้วจริงที่ความถี่ 10kHz โดยตัวหารหนึ่งที่ดูค่าขั้วจริงและขั้วจริงของที่ความถี่ 10kHz จำนวนค่าอุปกรณ์จะพบได้ $R_1 = 20\text{k}\Omega$, $R_2 = 120\text{k}\Omega$, $C_{\text{in}} = 10\mu\text{F}$ และ $C_{\text{ff}} = 360\mu\text{F}$ แทนค่าอุปกรณ์ของวงจรที่ (8) จะได้

$$G_c(s) = (1679.498) \frac{(0.001299s+1)}{s(41.698 \times 10^{-4} s+1)} \quad (10)$$

รูปที่ 4 แสดงแผนภาพโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรมีดี $G_c(s)G_c(s)$ จะเห็นว่า ω_{c} มีค่าประมาณ 10kHz ตามที่ได้กำหนดไว้เฟสขั้วจริงมีค่าประมาณ 80 องศาขั้วจริงที่ขั้วจริงรูปการควบคุมที่ออกแบบนั้นทำให้ระบบมีเสถียรภาพ นอกจากนี้รูปการควบคุมที่ออกแบบนี้ทำให้ระบบมีค่าที่ขั้วจริงสูงซึ่งหมายถึงระบบจะมีการรักษาแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่ดี

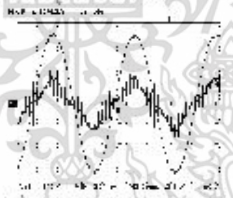
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



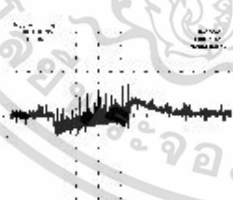
รูปที่ 6 แผนภาพโชนของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด

5. ผลการทดสอบ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในรูปที่ 5 ได้ถูกสร้างขึ้นโดยวงจรควบคุมไอซี UC3825 ผลการทดสอบวงจรไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตแสดงดังตารางที่ 1 จะเห็นว่าแรงดันเบสเมื่อแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตค่อนข้างคงที่ตลอดงานการทำงาน ผลการวัดค่าดังประกอบกำลังแสดงดังตารางที่ 2 จะเห็นว่าวงจรต้นแบบมีค่าตัวประกอบกำลังที่สูงผลจกงานการทำงานด้วยรันกับ รูปที่ 7 แสดงผลการวัดรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ขาอินพุตทางด้านอินพุตของวงจร จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าทางด้านอินพุตมีความถี่ที่ใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ (รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุตซึ่งขาดค่า EMI filter รูปที่ 8 แสดงผลการวัดการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันกลับไปกลับมาระหว่าง 1A ถึง 5A จะเห็นว่าเมื่อกระแสไฟฟ้าอินพุตยก 1A ไป 5A แรงดันไฟฟ้าที่ขาเอาต์พุตจะประมาณ 500mV ใ้เวลาประมาณ 1.5ms ในการเข้าสู่สภาวะเสถียรที่ 12V และเมื่อกระแสไฟฟ้าอินพุตยก 5A กลับไป 1A แรงดันไฟฟ้าที่ขาเอาต์พุตจะประมาณ 400mV ใ้เวลาประมาณ 2ms ในการเข้าสู่สภาวะเสถียรที่ 12V



รูปที่ 7 รูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่ขาอินพุต



รูปที่ 8 ผลตอบสนองของวงจรไฟฟ้าเมื่อเอาต์พุต

ตารางที่ 1 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่สภาวะการทำงานต่างๆ

แรงดันไฟฟ้าอินพุต (V _i)	แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (V _o)				
	1A	2A	3A	4A	5A
85 V	12.00	12.00	12.00	12.00	11.99
240 V	12.00	12.00	12.00	11.99	11.98

ตารางที่ 2 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่สภาวะการทำงานต่างๆ

แรงดันไฟฟ้าอินพุต (V _i)	ค่าตัวประกอบกำลัง (P.F)				
	1A	2A	3A	4A	5A
85 V	0.937	0.961	0.970	0.968	0.977
240 V	0.788	0.895	0.925	0.942	0.960

6. สรุป

บทความนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนและแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูง โดยได้นำเสนอวิธีการและผลการออกแบบวงจรภาคกำลังและอุปกรณ์ควบคุม จากผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่ได้สร้างขึ้น จะเห็นว่าวงจรระบบวงจรที่นำเอาเอาต์พุตที่ได้ที่ประมาณ 12V และมีค่าตัวประกอบกำลังอินพุตสูงตลอดการทำงาน วิธีการออกแบบที่นำเสนอจะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบวงจรภาคเดียวชนิดอื่นได้

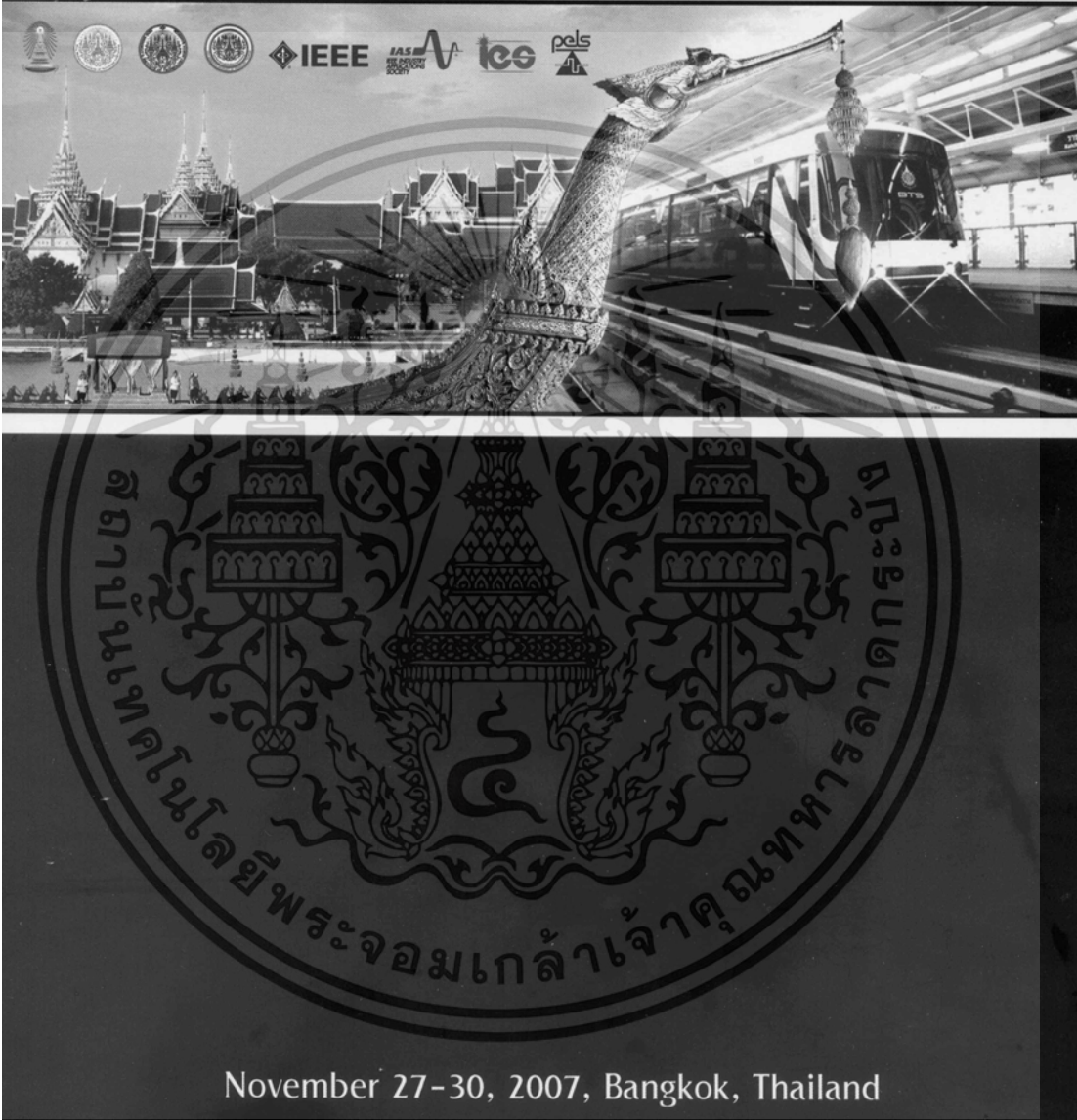
เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, "Control Techniques for Power Factor Correction Converters", Power Electronics and Motion Control Conference, 1994.
- [2] R. Redl, L. Bakula, N.O. Sokol, "A new family of single-stage isolated power-factor converters with fast regulation of the output voltage", Power Electronics Specialist Conference, pp. 1137-1144, 1994.
- [3] C. Qian, K. M. Smedley, "A topology survey of single-stage power factor correction with a boost-type input-current shaper", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 460-467, 2000.
- [4] Ping Min Su, "Analysis and Measurement of DCM Power Factor Converters", M.s. thesis, The Hong Kong University of Science and Technology, 1998.
- [5] V. Querciaoli, "Pulse Width Modulated (PWM) Power Supplies", Elsevier, Amsterdam, 1993.
- [6] ณัฐวัฒน์ ดอนชัย, "การนำของแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตในโหมดกระแสและโหมดแรงดันกับแบบโซลิตโดคัลปอร์รี่", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาบัณฑิต โทปโพลีเทค, วิทยาลัยพระจอมเกล้าฯ ศึกษาศาสตร์ ภาควิชาการศึกษาระดับมัธยมศึกษา, 2548.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Final Conference Program PEDS 2007

The Seventh International Conference on Power Electronics and Drive Systems



November 27-30, 2007, Bangkok, Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Design of a Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Corrected (S^4 -PFC) AC/DC Converter

P. Kongthawornwattana*, C. Bunlaksanamusorn*, and S. Kittiratsatcha*

* Faculty Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok 10520, Thailand

Abstract—This paper presents the design of a Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Corrected (S^4 -PFC) AC/DC converter. The converter under study is an integration of boost and flyback converters. The converter operation is equivalent to its two-stage counterpart with switches in the PFC and DC/DC converter stages turned on and off at the same time. Based on this observation, power circuit and control loop design of the converter can be carried out using standard design equations and methods, after the bulk capacitor voltage has been determined. This design concept is applied to design a 120W (12V, 10A) S^4 -PFC AC/DC converter. Experimental results are given to confirm validity of the proposed design method.

Index Terms—Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Corrected AC/DC converter

I. INTRODUCTION

Modern electronic equipment and systems invariably use a Switched Mode Power Supply (SMPS) as a power source. The SMPS is an AC/DC converter that converts a voltage from the AC mains into a DC voltage at the level required by the load. Traditionally, the SMPS uses a diode bridge rectifier with a bulk output capacitor at its input stage. This input configuration is infamous for poor power utilization, i.e. low power factor, and being a source of harmonic currents. Since the enforcement of harmonics standards such as IEC1000-3-2, it becomes mandatory that a Power Factor Correction (PFC) circuit be incorporated into the SMPS. The common PFC solution is to connect a boost converter in between the bridge rectifier and the DC-DC converter. The boost converter is controlled to draw the averaged sinusoidal input current from the AC mains using the average current control technique [1]. Although this approach gives a near unity power factor and very low harmonic currents, it increases size and cost of the SMPS due to the additional PFC stage. To reduce the size and cost, several circuit topologies that integrate the PFC stage and DC-DC converter stage into a single circuit have recently been proposed [2]. Among them, a Single-Stage Single-Switch Power Factor Corrected (S^4 -PFC) AC/DC converter proposed by Redl et. al. [3] has gained wide acceptance due to its good potential for practical usage. The converter uses only one power switch and single control circuit to achieve high power factor and fast output regulation, as compared with the two-stage approach which requires two sets of power switches and control circuits. The reduced part count greatly contributes to the size and cost reduction of the converter.

The existing papers on S^4 -PFC AC/DC converters have mainly focused on circuit improvement to reduce the voltage across the bulk capacitor [4, 5]. There is yet to be a publication that describes the design of this type of converter. Therefore, the purpose of this paper is to present the design of the S^4 -PFC AC/DC converter.

The paper is organized as follows. The principle of operation of the S^4 -PFC AC/DC converter is concisely described in Section II. Section III explains the design concept. The prototype circuit design is undertaken in Section IV. Section V presents experimental results. Section VI gives a conclusion of the paper.

II. DESCRIPTION OF S^4 -PFC AC/DC CONVERTER

The S^4 -PFC boost-flyback AC/DC converter is shown in Fig. 1. V_{in} is a full-wave sinusoidal voltage rectified from the AC mains. L_1 and L_2 are an input inductance and magnetizing inductance of the flyback transformer respectively. C_1 is a bulk energy storage capacitor which helps balance power between the input and output. Because the switching frequency of the power switch, M , is much higher than the frequency of V_{in} , it can be assumed that V_{in} is constant during one switching period of M .

L_1 is operated in discontinuous conduction mode (DCM) throughout the converter's operating range as this mode of operation yields good power factor. L_2 is operated in DCM at light loads and in continuous conduction mode (CCM) at heavy loads. Fig. 2 depicts possible circuit configurations of the converter within one switching period. When M is turned on (Fig. 2(a)), L_1 is charged by V_{in} through M , L_2 is charged by C_1 also through M , and the load R_L receives the power discharged from C_1 . When M is turned off (Fig. 2(b)), L_1 is discharged to C_1 through D_1 and L_2 discharged to C_1 and R_L through D_2 . When i_{L1} reaches zero (Fig. 2(c)), D_1 ceases to conduct, but i_{L2} continues to flow since L_2 is larger than L_1 . At light loads, i_{L2} will reach zero before the end of a switching period and thus D_2 cease to conduct as shown in Fig. 2(d). At heavy loads, i_{L2} will continue to flow until the end of a switching period, and thus the circuit in Fig. 2(d) will not occur. Fig. 3 shows a sketch of i_{L1} and i_{L2} over one switching period. Note that i_{L1} is always in DCM, whereas i_{L2} is in DCM at light loads and CCM at heavy loads. Fig. 4 shows a sketch of V_{in} and i_{L1} over two periods of V_{in} . It is an inherent property of the boost inductance L_1 that, when operated in DCM, will draw the averaged current waveform, I_{L1} close to a sinusoid, which produces high power factor.

Referring back to Fig. 1, the converter's output voltage is regulated by a simple PWM control loop. The error amplifier amplifies the difference between the reference voltage and the feedback output voltage. The resulting control signal, V_c , is then compared with the sawtooth signal, V_{ref} , producing a duty cycle signal to drive the power switch, M_1 , to maintain a constant output voltage. For the converter to have good regulation characteristics, the error amplifier must be properly compensated.

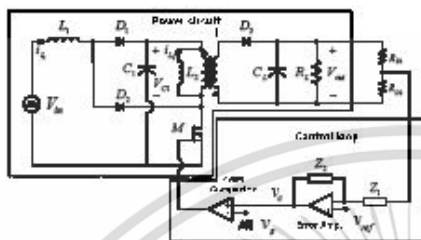


Fig. 1. S¹-PFC boost-flyback AC/DC converter

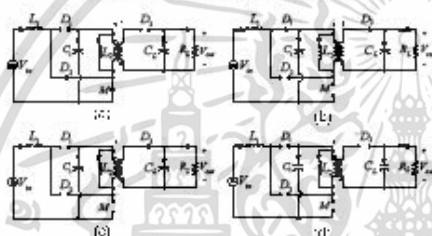


Fig. 2. Circuit topologies in one switching period

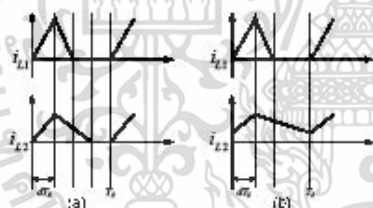


Fig. 3. Waveforms of i_{L1} and i_{L2} : (a) light loads (b) heavy loads

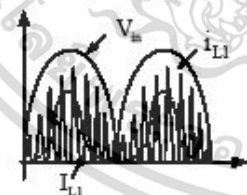


Fig. 4. Input voltage and current waveforms

III. DESIGN CONCEPT

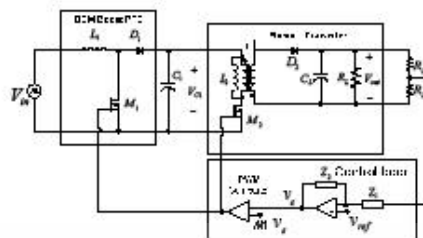


Fig. 5. DCM boost PFC cascaded with flyback converter

The operation of converter in Fig. 1 is the same as that of a DCM boost PFC cascaded with a flyback converter in Fig. 5, given that the power switches M_1 and M_2 are driven by the same duty cycle signal, and turned on and off at the same time. Therefore, the converter in Fig. 5 can be considered to be an equivalent circuit of the converter in Fig. 1. Thus, it will be used to develop the design equations for the S¹-PFC converter.

A. Power Circuit Design

In Fig. 5, V_{C1} is the output of the boost converter and the input of the flyback converter. It is normally an unknown and depends on the line and load conditions. The expression for V_{C1} can be determined from the equivalent circuit in Fig. 5 by equating the input power to the output power. At light loads, Fig. 5 will be a combination of a DCM boost PFC and DCM flyback converter, where application of power balance yields

$$\left(\frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} \left(\frac{V_{in,peak}}{V_{C1}} \right) \left(\frac{L_1}{L_2} \right) \left(\frac{\sin^2(\alpha t)}{V_{C1} - V_{in,peak} \sin(\alpha t)} \right) dt \right) = 1 \quad (1)$$

where $V_{in,peak}$ is a peak rectified input voltage and T_m a time period of the rectified input voltage. At heavy loads, Fig. 5 will be a combination of a DCM boost PFC and CCM flyback converter and the power balance gives

$$\left(\frac{P_{out}}{T_m} \right) \left(\frac{(nV_{out})^2}{V_{C1} + (nV_{out})} \right) \left(\frac{V_{in,peak}^2}{2L_1} \right) \left(\frac{\sin^2(\alpha t)}{V_{C1} - V_{in,peak} \sin(\alpha t)} \right) dt - P_{out} = 0 \quad (2)$$

where n is a primary-to-secondary turn ratio of the flyback transformer, T_s is a switching period, and P_{out} is an output power. Equations (1) and (2) are an implicit function and V_{C1} can be solved by a numerical method. A sample plot of V_{C1} versus P_{out} is given Fig. 6. The point, where (1) and (2) intersect, defines a DCM/CCM boundary of L_2 . V_{C1} is largest and independent of P_{out} when L_2 is in DCM. V_{C1} becomes lower as L_2 enters CCM.

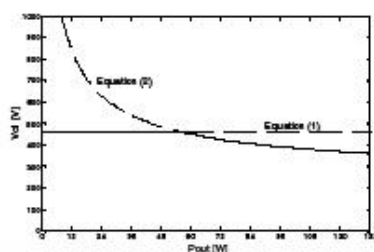


Fig. 6. V_{C1} versus P_{out} curve

From (1) and (2) it can be seen that V_{in} , P_{out} , L_1 , L_1/L_2 , and n have to be specified before V_{C1} can be computed. The ranges of V_{in} and P_{out} are normally specified in a specification. The inductance L_1/L_2 affects V_{C1} only when L_2 is in DCM; the larger is L_1/L_2 , the lower is V_{C1} . By contrast, the turn ratio n affects V_{C1} only when L_2 is in CCM; the larger is n , the lower is V_{C1} . The input inductance L_1 should be small to ensure its operation in DCM. Given V_{in} , P_{out} , and the arbitrarily selected L_1 , L_1/L_2 , and n , (1) and (2) can be solved for V_{C1} . Many rounds of iterations may be required before the right values of L_1 , L_1/L_2 , and n that yield the satisfied value of V_{C1} are found. Next, it is essential to check if the selected L_1 will be operated in DCM throughout the converter's operating range. This can be verified by the inductance equation of the DCM boost PFC [6]

$$L_1 < \frac{\eta V_{in, min}^2 T_s (V_{C1, min} - \sqrt{2} V_{in, min})}{2 P_{out, max} V_{C1, min}} \quad (3)$$

where $V_{in, min}$ is a minimum RMS input voltage, $V_{C1, min}$ is a minimum bulk capacitor voltage, η is an efficiency of the boost PFC (≈ 0.8), and $P_{out, max}$ is a maximum output power.

The bulk capacitor, C_1 , can be chosen based on its hold-up time, as given by (4)

$$C_1 > \frac{2 P_{out, max} t_H}{V_{C1, min}^2 - (V_{C1, min} - 20)^2} \quad (4)$$

where t_H is a hold-up time. The output capacitor, C_L , can be selected as in a standard flyback converter [7]

$$C_L > \frac{D_{max} T_s V_{out}}{R_{min} \Delta V_{out}} \quad (5)$$

where $D_{max} = n V_{out} / (V_{C1, min} + n V_{out})$ is a maximum duty cycle and R_{min} a minimum load resistance.

To specify ratings of the components and switching devices, voltage and current stresses that these devices have to endure in the actual circuit must be determined. For this purpose, simulation of Fig. 1 can be performed to estimate the values.

B. Control Loop Design

From Fig. 5, it can be observed that control loop design of the S^1 -PFC AC/DC converter is equivalent to that of the flyback converter with V_{C1} as the input voltage. The control block diagram of the converter, hence, can be drawn as shown in Fig. 7.

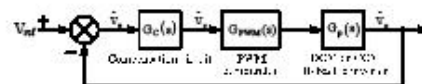


Fig. 7. Control block diagram

Transfer functions of each block are given below:

- Flyback converter in DCM [8]:

$$G_F(s) = K_p \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zc}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{zsp}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (6)$$

where $K_p = \frac{V_{C1}}{n \sqrt{K}}$, $K = \frac{2L_1 f_s}{n^2 R_L}$, $M = \frac{n V_{out}}{V_{C1}}$, $\omega_{zc} = \frac{1}{r_{C1} C_1}$, $\omega_{zsp} = \frac{n^2 R_L}{L_1 M (M+1)}$, $\omega_{p1} = \frac{2}{R_L C_L}$, $\omega_{p2} = \frac{n^2 R_L}{L_1 (M+1)^2}$. r_{C1} is an equivalent series resistance (ESR) of C_1 .

- Flyback converter in CCM [8]:

$$G_F(s) = K_p \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zc}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{zsp}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right)} \quad (7)$$

where $K_p = \frac{V_{C1}}{n D^2}$, $D^* = 1 - D$, $\omega_{zc} = \frac{1}{r_{C1} C_1}$, $\omega_{zsp} = \frac{n^2 D^2 R_L}{D L_2}$, $\omega_0 = \frac{n}{\sqrt{L_2 C_1}} \sqrt{\frac{D^2 R_L}{R_L + r_{C1}}}$, $Q = \frac{1}{n D^2} \frac{1}{R_L + r_{C1}}$.

- PWM comparator:

$$G_{pwm}(s) = \frac{1}{V_i} \quad (8)$$

- Error amplifier's compensation circuit

$$G_C(s) = K_D \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (9)$$

where $K_D = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}}$, $\omega_{z1} = \frac{1}{R_{C1} C_{C2}}$, $\omega_{z2} = \frac{1}{(R_{C2} + R_{C1}) C_{C1}}$, $\omega_{p1} = \frac{1}{R_{C1} (C_{C1} + C_{C2})}$, $\omega_{p2} = \frac{1}{R_p \left(\frac{C_{C1} C_{C2}}{C_{C2} + C_{C1}}\right)}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Design of the error amplifier's compensation circuit involves positioning of poles and zeros of $G_c(s)$ to give the open-loop transfer function, $G_c(s)G_{pswm}(s)G_p(s)$: (1) a high DC gain for good output voltage regulation, (2) a crossover frequency between one tenth and one fourth of the switching frequency for fast response, and (3) a phase margin of at least 45° for an adequate stability margin.

IV. PROTOTYPE CIRCUIT DESIGN

In this section the design of a S^4 -PFC AC/DC converter is illustrated. The converter has the following specifications: $V_{in,AC} = 220V_{rms} \pm 10\%$, $f_{in,AC} = 50Hz$, $V_o = 12V$, $\Delta V_o = 5\%$ of V_o , $I_o = 1-10A$, and switching frequency ($f_s = 1/T_s$) = 100kHz. The 50Hz AC voltage, $V_{in,AC}$, is rectified by an input bridge rectifier, giving the full-wave sinusoidal voltage, V_{in} , as an input to the converter. V_{in} is ranged from 198V to 242V in terms of an RMS value, or 280V to 342V in terms of a peak value. The time period of V_{in} (T_{in}) is 10ms. The converter's output power (P_{out}) is ranged from 12W to 120W.

In the design, L_1/L_2 , n , L_1 , and L_2 are selected to be 0.4, 5, 100 μ H, and 250 μ H respectively. Given these values, the minimum and maximum bulk capacitor voltage can be computed from (1) and (2), yielding $V_{C1, min} = 368V$ (at $V_{in, min} = 198V_{rms}$, $P_{out, max} = 120W$) and $V_{C1, max} = 561V$ (at $V_{in, max} = 242V_{rms}$, $P_{out, min} = 12W$). These two extreme operating points are marked on the V_{C1} - P_{out} plot shown in Fig. 8. Next, it is essential to check if the selected L_1 will be operating in DCM throughout the converter's operating range. Substitution of $V_{in, min} = 198V_{rms}$, $V_{C1, min} = 368V$, $P_{out, max} = 120W$, $T_s = 10\mu s$ into (3) found $L_1 < 312\mu H$. Thus, the selected L_1 of 100 μ H is a valid value. Given the hold-up time, t_{hk} , of 5ms, C_1 is selected according to (4), which gives $C_1 > 84\mu F$. Here, C_1 of 110 μ F is chosen. Since this capacitor must be able to withstand $V_{C1, max} = 561V$, it is assembled from two 220 μ F, 450V electrolytic capacitors connected in series. From (5), C_1 of 990 μ F is chosen. It is assembled from three 330 μ F, 50V, ESR= 0.13 Ω , electrolytic capacitors connected in parallel.

The ratings of devices or components in the circuit can be determined with an aid of simulation. Fig.9 shows the PSPICE simulation result of the power switch response current in Fig. 1, at the full-load condition ($V_{in, rms} = 198V_{rms}$, $I_o, max = 10A$). Only five cycles of the current is shown here for clarity. The RMS value of this current over one period of

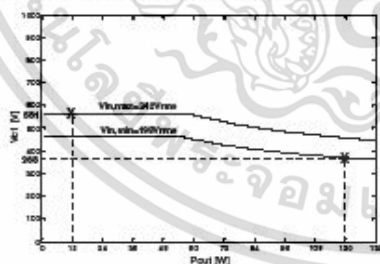


Fig. 8. V_{C1} versus P_{out} curve of the designed converter

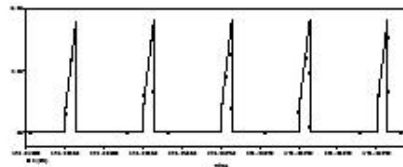


Fig. 9. Simulated waveform of the power switch current

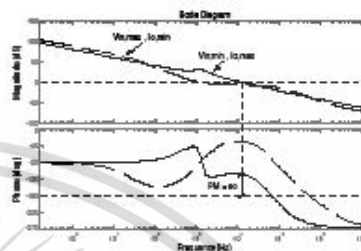


Fig. 10. Open loop frequency responses of the designed converter

V_{in} can be computed using a built-in mathematical function in PSPICE program, which yields the value of 1.5A. Thus, the power switch current handling capability must be rated higher than 1.5A. Ratings of other devices can be quantified in a similar manner.

The error amplifier's compensation circuit in (9) is designed assumed that the converter is operated at the full-load condition ($V_{in, min} = 198V_{rms}$, $I_o, max = 10A$). Under this condition, L_2 is in CCM and thus the transfer function of a flyback converter in CCM in (7) is used in the design. Substituting the relevant parameters into (7) and the peak-to-peak sawtooth voltage, $V_{s,}$ of 1.8V into (8), the transfer function $G_{pswm}(s)G_p(s)$ can be determined

$$G_p(s)G_{pswm}(s) = 63.14 \frac{(1 + 42.57 \times 10^{-6} s)(1 - 2.41 \times 10^{-6} s)}{(1 + 60.09 \times 10^{-6} s + 20.16 \times 10^{-6} s^2)} \quad (10)$$

Given $G_{pswm}(s)G_p(s)$ in (10), the error amplifier's compensation circuit can be designed to give the open-loop transfer function the desired frequency response. The crossover frequency, f_c , is chosen at 10kHz. The two zeros of $G_c(s)$ are placed at $\omega_{z1} = \omega_{z2} = 1kHz$. The first pole of $G_c(s)$ is at origin, the second pole is placed at $\omega_{p1} = 3kHz$, and the third pole placed at $\omega_{p2} = 80kHz$. Based on the selected f_c and pole and zero location of $G_c(s)$, the compensation circuit component values are calculated and rounded off to the nearest standard values, obtaining $R_{C1} = 400k\Omega$, $R_{C2} = 240k\Omega$, $R_{C3} = 150k\Omega$, $C_{C1} = 220pF$, $C_{C2} = 1nF$, and $C_{C3} = 20pF$. With the designed compensation circuit, the open-loop frequency response (i.e. the frequency response of $G_c(s)G_{pswm}(s)G_p(s)$) is plotted and shown in Fig. 10 by the solid line. The plot indicates the high DC gain, the phase margin of 60° and the crossover frequency of about 10kHz. It predicts that the converter will be stable and exhibit good output voltage regulation.

The dashed line in Fig. 10 shows the open-loop frequency response at the light-load condition ($V_{in, max} = 242V_{rms}$, $I_{o, max} = 1A$). At this condition, L_2 is in DCM and hence the converter's transfer function has changed to (6). In spite of this, the designed compensation circuit is still able to maintain the converter's stability and high DC gain. However, the deterioration in the output voltage response should be expected, as the crossover frequency has reduced to about 1kHz. Fig. 11 shows a circuit schematic of the designed prototype converter.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

Tables I and II show the output voltage and input power factor measured from the prototype converter. The output voltage is well regulated at around 12V throughout the converter's operating range. This result agrees with the prediction in Fig. 10 that the high DC loop gain would yield the converter good output voltage regulation. The input power factor is above 0.9 in most cases, except some conditions at high lines and light loads that the power factor falls under 0.9. The low power factor is caused by the much distorted input current occurred at those conditions. The AC input voltage and current waveforms at the nominal input voltage and maximum load current (i.e. $V_{in} = 220V_{rms}$, $I_o = 10A$) are shown in Fig. 12. It should be noted that these waveforms were measured at the input of an EMI filter located on an AC side of the input bridge rectifier. The current waveform was analyzed and its harmonics were found to be below the limits set by the IEC1000-3-2 Class D harmonic standards.

Fig. 13 shows the secondary diode current waveform, i_{D2} . At $I_o = 4A$ ($P_o = 48W$), i_{D2} is in DCM (Fig. 13(a)). At $I_o = 5A$ ($P_o = 60W$), i_{D2} is in CCM (Fig. 13(b)). Therefore, transition of L_2 from DCM to CCM has taken place at some points between these two loading conditions. This result corresponds with the prediction in Fig. 8, in which the operational mode transition of L_2 was seen to have occurred when the output power is approximately 56W. The output voltage transient responses of the converter due to the load application/rejection are shown in Fig. 14. In Fig. 14(b), the load application/rejection causes L_2 to change between DCM and CCM, while L_1 remains in DCM in Fig. 14(a) and CCM in Fig. 14(c) after the load change. Of the three cases, the output response when L_2 is in CCM (Fig 14(c)) is the most satisfactory because the

error amplifier's compensation circuit has been designed for this mode of operation. The output response is sluggish when L_2 is in DCM (Fig. 14(a)), due to the dwindling crossover frequency in this mode of operation (see the dashed line in Fig. 10).

TABLE I
MEASURED OUTPUT VOLTAGE

Vin	Vout					
	1A	2A	4A	6A	8A	10A
180V	12.90	12.00	11.99	11.99	11.98	11.97
242V	12.90	12.00	11.99	11.99	11.98	11.97

TABLE II
MEASURED INPUT POWER FACTOR

Vin	PF					
	1A	2A	4A	6A	8A	10A
180V	0.93	0.913	0.950	0.951	0.935	0.948
242V	0.78	0.86	0.93	0.930	0.930	0.944

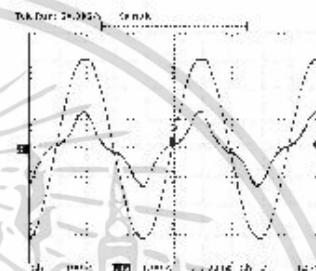


Fig. 12. Waveforms of the AC input voltage and current

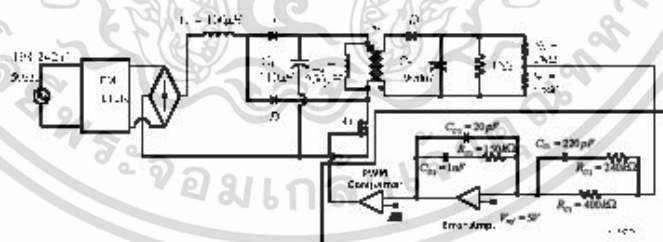
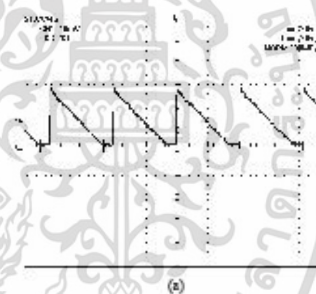


Fig. 11. Circuit schematic of the prototype S^4 -PFC AC/DC converter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

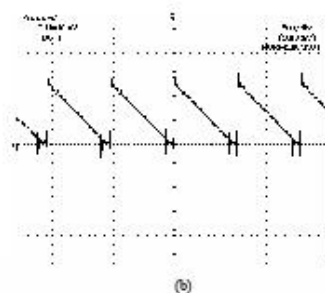


Fig. 13. Waveforms of i_{D1} when: (a) $I_o = 4A$ (b) $I_o = 5A$

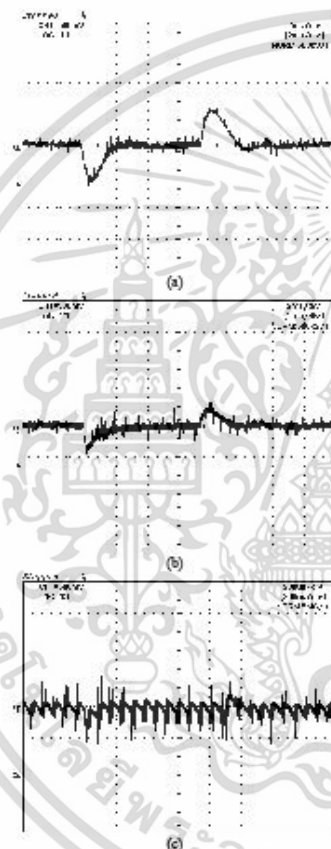


Fig. 14. Output voltage transient response, when: (a) I_o is stepped from 1A to 3A (b) I_o is stepped from 3A to 6A (c) I_o is stepped from 6A to 10A

VI. CONCLUSION

Design of a Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Corrected (S^4 PFC) boost-flyback AC/DC converter has been described in this paper. The design is based on the equivalent circuit in Fig. 5 which is a DCM boost PFC cascaded with a flyback converter, where the flyback converter is operated in DCM at light loads and CCM at high loads. From the equivalent circuit, it is seen that the bulk capacitor voltage, V_{C1} , is the output of the DCM boost PFC and the input of the flyback converter. The expression for V_{C1} can be derived from the power balance principle. As given in (1) and (2), V_{C1} is a nonlinear function of the input voltage, V_{in} , the output power, P_{out} , the input inductance L_1 , the inductance ratio L_1/L_2 and the flyback transformer's turn ratio, n . Given V_{in} , P_{out} and the arbitrarily selected L_1 , L_1/L_2 and n , (1) and (2) can be solved for V_{C1} . It is an iterative process to find L_1 , L_1/L_2 and n that gives the satisfied value of V_{C1} . From the equivalent circuit, it is observed that control loop design of the S^4 -PFC AC/DC converter is the same as that of the flyback converter with V_{C1} as the input voltage. Therefore, once the value of V_{C1} has been determined, design of the error amplifier compensation circuit can be proceeded using the standard frequency response design method. In the paper, various experimental results are presented to support the design validity.

REFERENCES

- [1] L. H. Dixon, "Average current mode control of switching power supplies", Unirode Power Supply Design Seminar, SEM-700, 1990.
- [2] C. Qian and K. M. Smedley, "A topology survey of single-stage power factor correction with a boost type input-current shaper", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 460-467, 2000.
- [3] R. Redl, L. Balogh, and N.O. Sokal, "A new family of single-stage isolated power-factor correctors with fast regulation of the output voltage", *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1137-1144, 1994.
- [4] F. Tsai, P. Markowski, and E. Whitecomb, "Off-line flyback converter with input harmonic current correction", *IEEE International Telecommunications Energy Conference*, pp. 120-124, 1996.
- [5] J. Qian, Q. Zhao, and F.C. Lee, "Single-stage single-switch power-factor-correction ac/dc converters with DC-bus voltage feedback for universal line applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 6, pp. 1079-1088, 1998.
- [6] F. K. Siu, "Analysis and Measurement of DCM Power Factor Correctors", M.S. thesis, The Hong Kong University of Science and Technology, 1998.
- [7] V. Quercioni, "Pulse Width Modulated (PWM) Power Supplies", Elsevier, Amsterdam, 1993.
- [8] W. Kleebechampee, "Modeling of a Current Mode Controlled Flyback Converter with optocoupler Feedback", M.S. thesis, King Mongkut's Institute of Technology Landkrabang, 2004.

ประวัติผู้เขียน

นายภูวเดช คงถาวรวัฒนา เกิดวันที่ 6 เมษายน 2525 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมระบบควบคุม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2547 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาปริญญาโท สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้