

การวิเคราะห์และจำลองแบบวงจรปรับรูปกำลังไฟฟ้าแบบชุก
คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง

ANALYSIS AND MODELLING OF POWER FACTOR CORRECTOR
BASED ON CUK CONVERTER OPERATING IN DISCONTINUOUS
CONDUCTION MODE

ศาสตราจารย์เกียรติคุณ

TODSAPORN KERDPOL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-080-172

การวิเคราะห์และจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุก
คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง

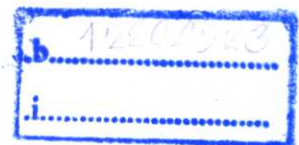
ANALYSIS AND MODELLING OF POWER FACTOR CORRECTOR
BASED ON CUK CONVERTER OPERATING IN DISCONTINUOUS
CONDUCTION MODE



ทศพร เกิดผล

TODSAPORN KERDPOL

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 107454
วัน,เดือน,ปี 29 ส.ค. 2553



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL 2009-EN-M-080-172

**ANALYSIS AND MODELLING OF POWER FACTOR CORRECTOR
BASED ON CUK CONVERTER OPERATING IN DISCONTINUOUS
CONDUCTION MODE**

TODSAPORN KERDPOL

**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
2009
KMITL 2009-EN-M-080-172**

COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์และจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง

Thesis Title Analysis and Modelling of Power Factor Corrector based on Cuk Converter Operating in Discontinuous Conduction Mode

นักศึกษา นายทศพร เกิดผล

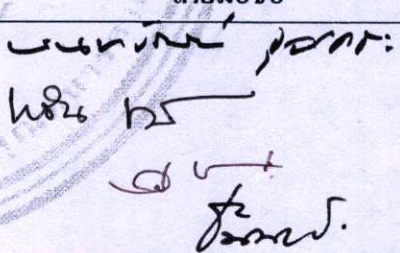
รหัสประจำตัว 47060559

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-080-172

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
รศ.ดร.โยธิน	เปรมปราณีรัชต์	
รศ.ดร.ไพบูลย์	นาคมหาชลาสินธุ์	
รศ.ดร.ชรินทร์	บุญลักษณานุสรณ์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 19 ตุลาคม พ.ศ. 2552 เวลา 09.30-11.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุมคณะกรรมการประจำส่วนงานวิชาการ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 19 ตุลาคม พ.ศ. 2552

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจล.
วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์
วันที่ 30 เดือน ต.ค. พ.ศ. 2552
ลงชื่อ.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การวิเคราะห์และจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง

นักศึกษา

นายทศพร เกิดผล

รหัสนักศึกษา

47060559

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมระบบควบคุม

พ.ศ.

2552

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ. ดร. ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์และจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง การจำลองแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์จะใช้หลักการของแบบจำลองเฉลี่ยของสวิตช์ เมื่อทำการรบกวนแบบจำลองเฉลี่ยที่ได้ด้วยสัญญาณขนาดเล็กก็จะได้แบบจำลองเชิงเส้นของระบบ แบบจำลองเชิงเส้นนี้ถูกนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นพบว่าระบบควบคุมที่ได้ออกแบบสามารถทำให้วงจรมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตสูงและมีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ดี

Thesis Title	Analysis and Modelling of Power Factor Corrector Based on Cuk Converter Operating in Discontinuous Conduction Mode
Student	Mr. Todsaporn Kerdpol
Student ID.	47060559
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chanin Bunlaksananusorn

ABSTRACT

This thesis presents analysis and modelling of power factor corrector base on a Cuk converter operating in Discontinuous Conduction Mode (DCM). The averaged behaviour of the converters are modelled and can be represented in the form of the averaged switching model. The converter's linear model is obtained by small-signal perturbation of the averaged model and used in control loop design of the prototype converters. Experimental results show that with the designed control loop the converters exhibit a high input power factor and good output voltage regulation.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนเชื่อว่าสิ่งที่สำคัญที่สุดในชีวิตมนุษย์เรานั้นคือ ความรัก ทั้งในการดำเนินชีวิตและในการทำงาน ซึ่งตลอดระยะเวลาที่ศึกษาอยู่ระดับปริญญาโทนั้น ผู้เขียนได้เห็นถึงความรักในการทำงาน การเอาใจจริงเอาใจ มุ่งมั่น มุ่งเทแรงกาย แรงใจ ของอาจารย์ที่ปรึกษา ขอขอบคุณ รศ. ดร. ชรินทร์ บุญลักษณะนาม สำหรับการช่วยเหลือในทุกสิ่งที่ทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ “ศิษย์ไม่ใหญ่กว่าครู แต่ศิษย์ทุกคนที่ได้รับการฝึกสอนครบแล้ว ก็จะเป็นเหมือนครูของตน”

ขอขอบคุณ ผศ. ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ ที่เป็นผู้วางรากฐานในวิชา Power electronics และคำแนะนำที่มีประโยชน์ในการทำงานวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการควบคุมการแปลงรูปกำลังงานไฟฟ้า (Power Conversion Control Lab) ที่จะเป็นกำลังสำคัญในการพัฒนาประเทศชาติ สำหรับมิตรภาพและความห่วงใยที่มีให้ตลอดมา

ผู้เขียนมีความตั้งใจที่จะนำความรู้ที่ได้รับไปต่อยอดและพัฒนาองค์ความรู้ที่มีอยู่เพื่อสร้างสรรคงานวิจัยที่มีประโยชน์ต่อประเทศชาติและมวลมนุษยชาติ

ความรักนั้นจะเสริมสร้าง สนับสนุนกันและกัน ความรักนั้นก็อดทนนานและกระทำคุณให้ ความรักไม่อิจฉา ไม่อวดตัว ไม่หยิ่งผยอง ไม่หยาบคาย ไม่คิดเห็นแก่ตนเองฝ่ายเดียว ไม่ฉุนเฉียว ไม่เห็นดีด้วยเมื่อประพฤติผิด แต่เห็นดีด้วยเมื่อประพฤติชอบ และความรักไม่มีวันสูญสลาย

หากวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีประโยชน์ต่อผู้ศึกษาวิจัยในแวดวงต่างๆ ผู้เขียนขอมอบความดีให้กับอาจารย์ ครอบครัวและ Jc ที่อบรมสั่งสอนสรรพรวิทยาต่างๆ และส่งเสริม สนับสนุนทางที่ถูกต้อง

ศาสพร เกิดผล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 หลักการทำงาน.....	4
2.3 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM	6
2.5.1 กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยในวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์.....	12
2.5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าอินพุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	14
2.5.3 ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{eq} ที่ทำให้วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ทำงานในโหมด DCM.....	15
2.4 การควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	17
2.5 สรุป.....	18
บทที่ 3 การจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	20
3.1 บทนำ.....	20

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 วงจรภาคกำลัง.....	21
3.3.1 แบบจำลองเฉลี่ย.....	21
3.3.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก.....	24
3.3 วงจรชดเชย EA	25
3.4 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณพีดับบีวเอ็ม.....	26
3.5 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	27
3.6 สรุป.....	27
บทที่ 4 การออกแบบสร้างวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	28
4.1 บทนำ.....	28
4.2 วงจรภาคกำลัง.....	28
4.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า.....	28
4.2.2 การเลือกพิกัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟต และไดโอด.....	31
4.3 ผลการชิมมูละชั้นการทำงาน.....	32
4.4 การออกแบบวงจร PFC ภาคควบคุม.....	35
4.5 สรุป.....	42
บทที่ 5 ผลการทดสอบ.....	43
5.1 บทนำ.....	43
5.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต.....	43
5.3 การทดสอบการวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า.....	45
5.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสไฟฟ้าอินพุต เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง.....	48
5.5 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2	52

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย.....	55
บรรณานุกรม.....	56
ภาคผนวก ก ภาพถ่ายของงานวิจัย.....	57
ภาคผนวก ข บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	59
ภาคผนวก ค การหาค่า Turn ratio ของหม้อแปลงไฟฟ้าชุก.....	71
ประวัติผู้เขียน.....	73

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 สมการที่ได้จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจร.....	19
2.2 สมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพิกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอุปกรณ์ สวิตช์ และ ไดโอด.....	19
4.1 ค่าตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าและค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ใช้ในการซิมูเลชัน การทำงานของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์.....	31
4.2 พิกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอุปกรณ์ สวิตช์ และ ไดโอด.....	32
5.1 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต และกระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆ.....	44
5.2 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตและกระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆ.....	46

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 (ก) วงจร PFC ที่ทำงานในโหมด DCM (ข) รูปคลื่น $\langle v_G \rangle$ ที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละช่วงเวลาของ T_s ภายใน 1 คาบเวลาของ $v_G(t)$	5
2.2 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์.....	6
2.3 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ใน โหมด DCM เมื่อ (ก) มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า (ข) มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า (ค) มอสเฟตและไดโอดหยุดนำกระแสไฟฟ้า.....	7
2.4 (ก) (ข) (ค) (ง) และ (จ) รูปคลื่นกระแสไฟฟ้า i_{L_1} i_{L_2} i_{C_2} i_{sw} และ i_D ของวงจรชุกคอนเวอเตอร์ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์.....	11
2.5 (ก) รูปคลื่น $\langle v_G \rangle$ และ $\langle i_{L_1} \rangle$ ที่พล็อตโดยใช้โปรแกรม MATLAB (ข) รูปคลื่น $v_G(t)$ $i_{L_1}(t)$ และ $\langle i_{L_1} \rangle$ ใน 1 คาบเวลาของ $v_G(t)$	13
2.6 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมของตัวเหนี่ยวนำ L_1	15
2.6 การควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์.....	17
2.7 หลักการทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ PWM.....	18
3.1 (ก) วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์พร้อมวงจรควบคุม (ข) บล็อกไดอะแกรมของวงจร.....	21
3.2 (ก) วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ (ข) วงจรเฉลี่ย (ค) แบบจำลอง ASM (ง) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก.....	23
3.3 วงจรชดเชย EA แบบหนึ่งซีโรและสองโพล.....	25
4.1 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ต้นแบบ.....	31
4.2 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ที่ใช้ในการซิมูเลชัน.....	32
4.3 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า v_s และกระแสไฟฟ้าอินพุต i_s เมื่อ (ก) ที่ $V_G = 310V_{pk}$ และ $I_o = 1A$ (ข) ที่ $V_G = 280V_{pk}$ และ $I_o = 5A$	33
4.4 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 คาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าอินพุต.....	33
4.5 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์.....	34
4.6 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	34
4.7 วงจรชดเชยหนึ่งซีโรและสองโพล.....	35
4.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์.....	36

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 แผนภาพโบดแสดงอัตราขยาย (ก) $T_U(s) = G_{pwm}(s)G_p(s)K_D$ และ (ข) $G_C(s)$	39
4.10 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบที่ได้ออกแบบโดยที่ เส้นที่บดคือในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุดกระแสไฟฟ้าอินพุตสูงสุดและเส้นประคือใน กรณีที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุดกระแสไฟฟ้าต่ำสุด.....	41
4.11 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ พร้อมวงจรป้อนกลับดันแบบที่ได้ออกแบบ.....	42
4.12 ภาพถ่ายวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ดันแบบ ที่ได้ออกแบบและสร้าง.....	42
5.1 การจับชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต.....	44
5.2 รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ที่ $V_G = 220V_{rms}$ $I_o = 5A$	45
5.3 การจับชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต.....	46
5.4 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอซีอินพุต (v_s) และกระแสไฟฟ้าเอซีอินพุต (i_s) ที่ $V_G = 220V_{rms}$ $I_o = 5A$	47
5.5 (ก) การจับชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตและ (ข) การจับชุดทดลองสำหรับวัดแรงดันไฟฟ้า (v_s) และกระแสไฟฟ้าอินพุตเอซี (i_s) เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน.....	48
5.6 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต (2V/div) ที่ $V_G = 220V_{rms}$ (ก) เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลด เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 4A และ (ข) เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลด เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 5A.....	49
5.7 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอซีอินพุต ($v_s = 220V_{rms}$) และกระแสไฟฟ้าเอซีอินพุต (i_s) (ก) เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 4A และ (ข) เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 5A	50
5.8 การจับชุดทดลองสำหรับวัดกระแสไฟฟ้า L_1 และ L_2	51
5.9 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลาของ v_g ที่ $V_G = 220V_{rms}$ $I_o = 5A$ (ก) L_1 (0.2A/div, 2ms/div) และ (ข) L_2 (10A/div, 2ms/div).....	52
5.10 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลาของการสวิตช์ ที่ $V_G = 220V_{rms}$ $I_o = 5A$ (ก) L_1 (0.2A/div, 5us/div) และ (ข) L_2 (10A/div, 5us/div).....	53
5.11 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลาของการสวิตช์ ที่ $V_G = 220V_{rms}$ $I_o = 5A$ (ก) L_1 (0.2A/div, 5us/div) และ (ข) L_2 (10A/div, 5us/div).....	54

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ (Switched Mode Power Supply, SMPS) นิยมใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ เนื่องจากมีขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพสูง เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบเชิงเส้น (Linear power supply) โดยทั่วไป วงจรทางด้านอินพุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์จะเป็นวงจรเรกติไฟเออร์ที่ประกอบไปด้วยไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุไฟฟ้าซึ่งกระแสไฟฟ้าอินพุตมีรูปร่างผิคล้ายคลื่นไซน์ กระแสไฟฟ้าที่มีองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่ทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้นในสายส่งและอาจมีผลไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆที่ต่ออยู่ร่วม นอกจากนี้ฮาร์โมนิกส์ยังทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor, pf) ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์มีค่าต่ำซึ่งบ่งบอกถึงการใช้กำลังงานไฟฟ้าอย่างไม่คุ้มค่า ดังนั้นประโยชน์ของการลดค่าฮาร์โมนิกส์คือ

1. เพิ่มค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทำให้การใช้ประโยชน์ของกำลังงานไฟฟ้าเป็นไปอย่างคุ้มค่า กล่าวคือที่ค่ากำลังงานไฟฟ้าเอาต์พุตเดียวกัน วงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูงจะดึงกระแสไฟฟ้าอินพุตน้อยกว่าวงจรที่มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ ทำให้อุปกรณ์ป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินพิทักและขนาดของสายไฟฟ้าของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามีขนาดเล็กลงได้ นอกจากนี้องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสไฟฟ้าที่ลดลงยังทำให้การรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆที่ต่ออยู่ร่วมกันลดลงด้วย

2. เปิดโอกาสทางการค้า เนื่องจากในบางกลุ่มประเทศโดยเฉพาะประเทศที่พัฒนาแล้วได้กำหนดมาตรฐานการควบคุมค่ากระแสฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ ดังนั้นสินค้าที่จะส่งไปขายยังกลุ่มประเทศเหล่านี้จะต้องผ่านมาตรฐานการควบคุมค่ากระแสฮาร์โมนิกส์

ที่ผ่านมาวิธีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใน SMPS ที่นิยม คือการนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) มาต่อคั่นระหว่างวงจรเรกติไฟเออร์กับวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ (DC-DC converter) แล้วควบคุมให้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ดึงกระแสไฟฟ้าอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์ [1] แต่วิธีการนี้ค่อนข้างยุ่งยากเพราะต้องมีการป้อนกลับตัวแปรหลายตัว เช่น แรงดันไฟฟ้าอินพุต แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำให้กับวงจรควบคุมของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ บทความ [2] นำเสนอวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter) ที่ทำงานใน

โหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode, DCM) ซึ่งมีคุณสมบัติการดึงกระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันไฟฟ้าอินพุต เมื่อคิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) ถูกควบคุมให้มีค่าคงที่นั่นคือวงจรจะมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูงเหมาะสำหรับใช้เป็นภาคอินพุตของ SMPS นอกจากนี้วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM ยังมีวงจรชุกคอนเวอเตอร์ (Cuk converter) และวงจรซีพิกคอนเวอเตอร์ (Sepic converter) ที่ทำงานในโหมด DCM [3-5] ซึ่งมีคุณสมบัติการทำงานที่คล้ายคลึงกันและเหมาะสมสำหรับใช้เป็นภาคอินพุตของ SMPS ด้วยเช่นกัน

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์การทำงานและจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอเตอร์ โดยพบว่าพฤติกรรมเฉลี่ยของวงจรสามารถจัดให้อยู่ในรูปแบบของแบบจำลองเฉลี่ยของสวิทช์ (Averaged Switch Model, ASM) [6] ได้ จากแบบจำลอง ASM ที่ได้สามารถนำมาหาแบบจำลองเชิงเส้น (Linear model) เพื่อใช้ในการออกแบบระบบควบคุมของวงจรคอนเวอเตอร์ให้มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตสูงและมีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาพุตที่ดี ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์นำเสนอผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการการทำงานของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอเตอร์ ในโหมด DCM
2. นำเสนอการวิเคราะห์การทำงานและจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอเตอร์ ในโหมด DCM
3. นำแบบจำลองที่ได้ไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอเตอร์ ในโหมด DCM
4. ออกแบบ สร้างและทดสอบสมรรถนะวงจรต้นแบบ

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

1. การวิเคราะห์การทำงานของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM ที่สภาวะคงตัว (Steady-state condition) ผลจากการวิเคราะห์จะทำให้เข้าใจพฤติกรรมการทำงานของวงจรและสมการที่ได้จากการวิเคราะห์การทำงานสามารถนำไปใช้เลือกพิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์ในวงจรได้

2. การหาแบบจำลองเฉลี่ยที่อธิบายพฤติกรรมทางพลศาสตร์ (Dynamic) ของวงจรใน 1 คาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าอินพุต โดยแบบจำลองเฉลี่ยที่ได้สามารถจัดให้อยู่ในรูปของแบบจำลอง ASM

3. การหาแบบจำลองเชิงเส้น โดยการรบกวนแบบจำลองเฉลี่ยด้วยสัญญาณขนาดเล็ก (Small-signal perturbation) โดยแบบจำลองเชิงเส้นที่ได้สามารถนำมาหาฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) เพื่อใช้ในการออกแบบระบบควบคุม

4. การนำผลการวิเคราะห์การทำงานและการจำลองแบบ มาใช้ออกแบบสร้างวงจรต้นแบบ

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษาหลักการการทำงาน การวิเคราะห์และการจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM ผลการศึกษานี้จะนำมาใช้ออกแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต้นแบบให้มีสมรรถนะที่ดี โดยวงจรต้นแบบมีคุณสมบัติทางไฟฟ้า (Electrical specification) คือ $V_G = 280-342V_{pk}$ (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้าอินพุต $310V_{pk} \pm 10\%$ ความถี่ 50Hz), $V_o = 12V$, $I_o = 1-5A$, ความถี่ในการสวิตช์ (f_s) = 50kHz

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

1. ศึกษาหลักการการทำงาน การวิเคราะห์และการจำลองแบบของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ทำงานในโหมด DCM
2. ศึกษาวิธีการออกแบบระบบควบคุม
3. ออกแบบสร้างวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอเตอร์ ในโหมด DCM พร้อมระบบควบคุม
4. ทดสอบสมรรถนะทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต้นแบบ
5. วิเคราะห์ผลการทดลอง
6. สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

2.1 บทนำ

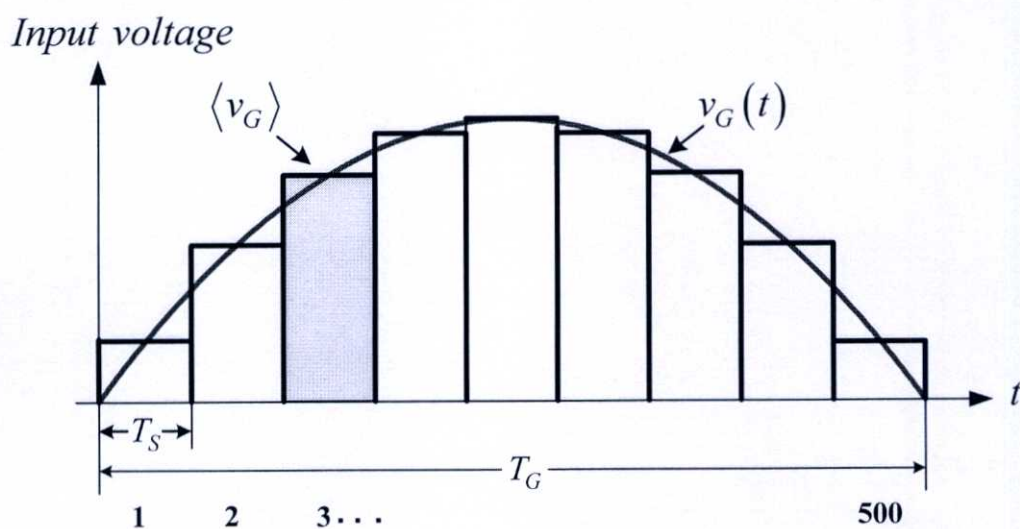
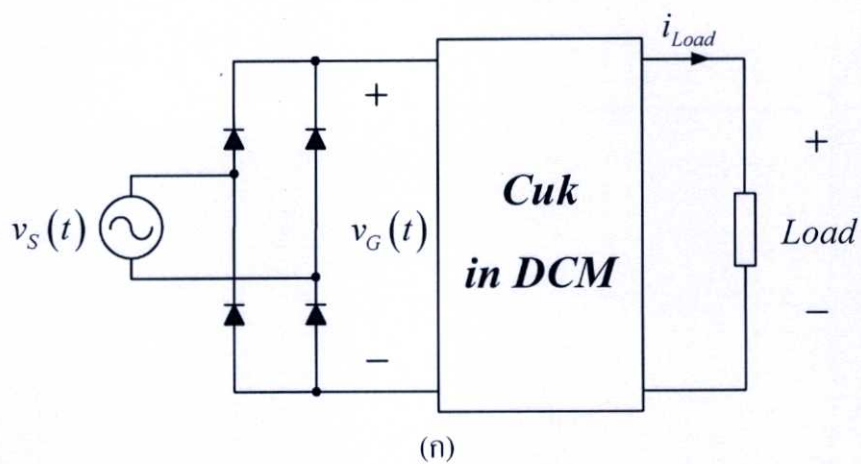
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทํางานและแสดงการวิเคราะห์การทํางานของวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบชุกคอนเวอเตอร์ ที่ทํางานในโหมด DCM ในแต่ละคาบเวลาการสวิตช์ จะแบ่งการทํางานของวงจรออกเป็น 3 สภาวะ ผลที่ได้จากการวิเคราะห์การทํางานของวงจรจะถูกนำไปใช้หาแบบจำลองของวงจร รวมทั้งใช้ในการออกแบบวงจร ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวในบทที่ (3) และ (4)

2.2 หลักการทํางาน

วงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor Corrector, PFC) ที่ทํางานในโหมด DCM แสดงรูปที่ 2.1(ก) ทางด้านอินพุตจะต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ 220V 50Hz ทางด้านเอาต์พุตวงจรจะสร้างแรงดันไฟฟ้าดีซีให้กับโหลด

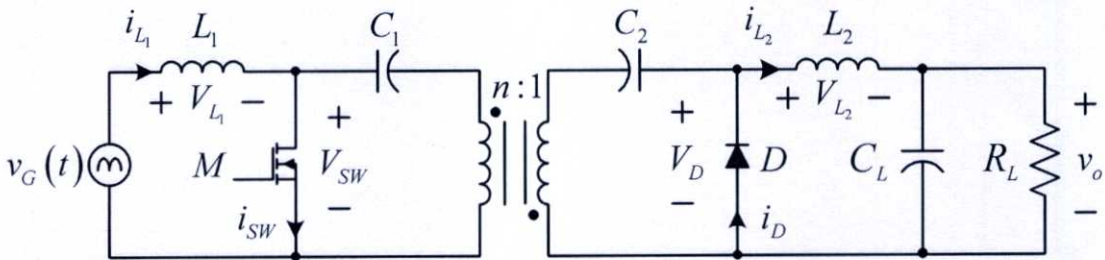
แรงดันไฟฟ้าอินพุตของวงจรคอนเวอเตอร์ ($v_G(t)$) มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์แบบเต็มคลื่น (Full-wave sinusoid) ที่ความถี่ (f_G) 100Hz ซึ่งได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต เนื่องจากความถี่ในการสวิตช์ (f_S) ของมอสเฟตในวงจรคอนเวอเตอร์มีค่ามากกว่าความถี่ f_G มาก เมื่อพิจารณา $v_G(t)$ ที่มีการเปลี่ยนแปลงในแต่ละคาบเวลาการสวิตช์ (T_S) ปรากฏว่า $v_G(t)$ มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากทำให้สามารถพิจารณาได้ว่า $v_G(t)$ มีค่าคงที่เท่ากับค่าเฉลี่ยของ $v_G(t)$ ในคาบเวลาการสวิตช์นั้น ($\langle v_G \rangle$) แนวความคิดดังกล่าวแสดงในรูปที่ 2.1(ข) จากรูปได้กำหนดว่าความถี่ในการสวิตช์ f_S มีค่าเท่ากับ 50kHz นั่นคือใน 1 คาบเวลาของ $v_G(t)$ จะมีคาบเวลาการสวิตช์อยู่ 500 คาบ ซึ่งในแต่ละคาบเวลาการสวิตช์ $v_G(t)$ ถูกกำหนดให้มีค่าคงที่เท่ากับ $\langle v_G \rangle$ โดย

$$\langle v_G \rangle = \frac{1}{T_S} \int_n^{(n+1)T_S} v_G(t) dt \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.1 (ก) วงจร PFC ที่ทำงานในโหมด DCM (ข) รูปคลื่น $\langle v_G \rangle$ ที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละช่วงเวลาของ T_s ภายใน 1 คาบเวลาของ $v_G(t)$

2.3 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM



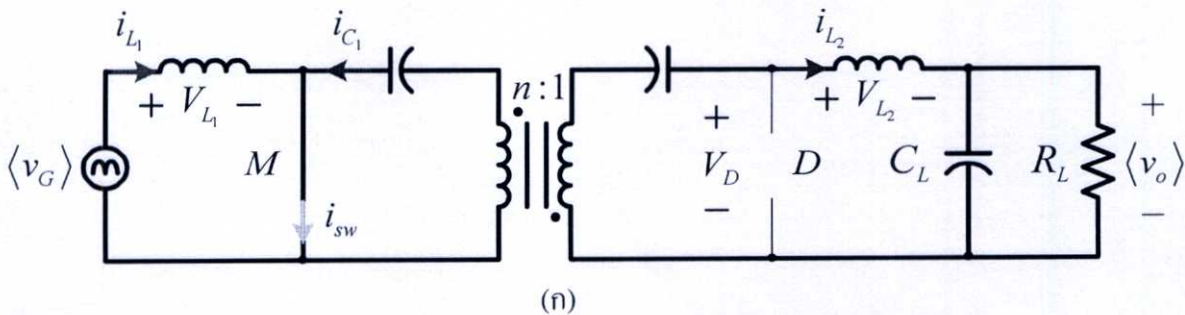
รูปที่ 2.2 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์

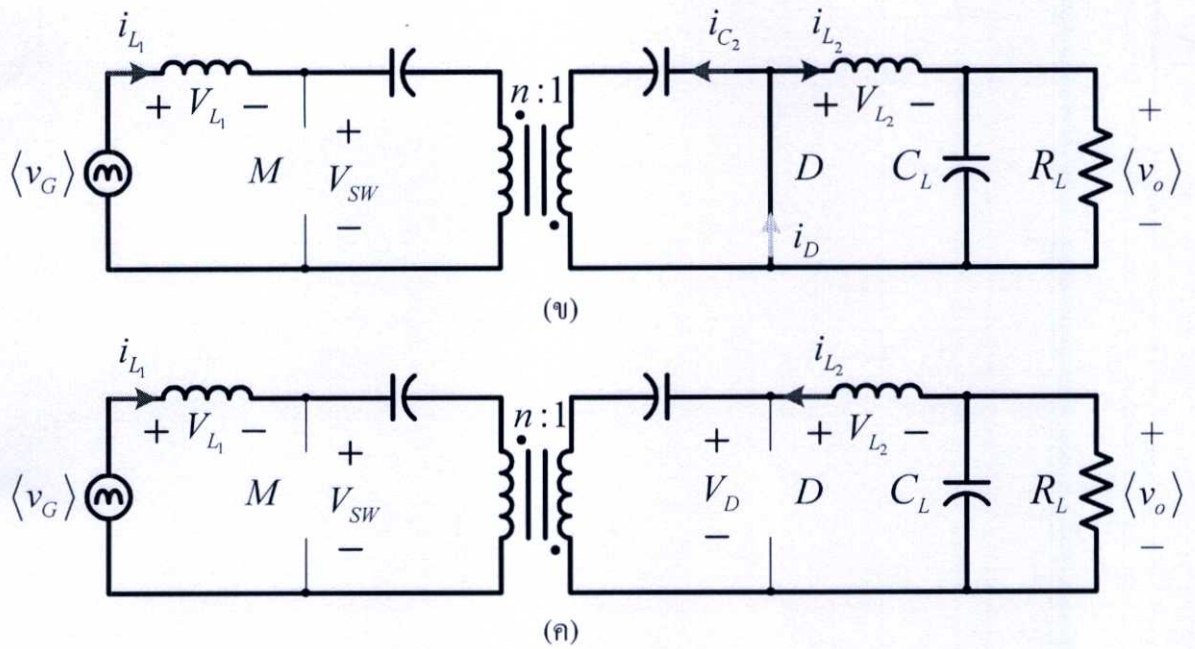
วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์แสดงในรูปที่ 2.2 ประกอบด้วยมอสเฟต (M) ซึ่งทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ไดโอด (D) ตัวเก็บประจุไฟฟ้า $C_1 C_2 C_L$ ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า $L_1 L_2$ และหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิเท่ากับ $n : 1$ ซึ่งทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต แรงดันไฟฟ้าอินพุตของวงจรในแต่ละคาบเวลาการสวิตช์สามารถพิจารณาให้มีค่าคงที่เท่ากับ $\langle v_G \rangle$ จากวงจรในรูปที่ 2.2 ที่สภาวะคงตัว แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ $L_1 L_2$ และหม้อแปลงไฟฟ้าใน 1 คาบเวลาการสวิตช์มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตามลำดับ

$$\langle v_{C_1} \rangle = \langle v_G \rangle \tag{2.2}$$

$$\langle v_{C_2} \rangle = \langle v_O \rangle \tag{2.3}$$

ในโหมด DCM แต่ละคาบเวลาการสวิตช์ วงจรแบ่งการทำงานออกเป็น 3 สภาวะ





รูปที่ 2.3 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM เมื่อ (ก) มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า (ข) มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า (ค) มอสเฟตและไดโอดหยุดนำกระแสไฟฟ้า

สถานะที่ 1 มอสเฟตนำกระแส ช่วงเวลา $d_1 T_S$

วงจรสมมูลย์แสดงในรูปที่ 2.3(ก) เมื่อมอสเฟตนำกระแสพลังงานถูกสะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในขณะที่เดียวกันตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ถ่ายเทพลังงานไปที่ตัวเหนี่ยวนำ L_2 ตัวเก็บประจุ C_L และความต้านทานโหลด R_L ในสถานะนี้ไดโอดจะถูกไบแอสกลับทำให้ไม่นำกระแส

จากรูปที่ 2.3(ก) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม L_1 มีค่าเท่ากับ $\langle v_G \rangle$ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม L_2 มีค่าเท่ากับ $\frac{\langle v_G \rangle}{n}$ ดังนั้นกระแสไฟฟ้า i_{L_1} และ i_{L_2} ที่เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากับ

$$\Delta i_{L_1(on)} = \frac{\langle v_G \rangle d_1 T_S}{L_1} \quad (2.4)$$

$$\Delta i_{L_2(on)} = \frac{\langle v_G \rangle d_1 T_S}{n L_2} \quad (2.5)$$

เนื่องจากวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM กระแสไฟฟ้า i_{L_1} และ i_{L_2} มีค่าเริ่มต้นจาก i และ $-ni$ ตามลำดับ โดยที่ i คือ ค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ย ดังนั้นกระแสไฟฟ้า i_{L_1} และ i_{L_2} สูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$I_{L_1.PK} = \Delta i_{L_1(on)} + i = \frac{\langle v_G \rangle d_1 T_S}{L_1} + i \quad (2.6)$$

$$I_{L_2.PK} = \Delta i_{L_2(on)} - ni = \frac{\langle v_G \rangle d_1 T_S}{nL_2} - ni \quad (2.7)$$

กระแสไฟฟ้า i_{C_1} สูงสุด มีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้า i_{L_2} สูงสุดที่ย้ายจากทุติยภูมิไปปฐมภูมิ

$$I_{C_1.PK} = \frac{I_{L_2.PK}}{n} = \frac{\langle v_G \rangle d_1 T_S}{n^2 L_2} - i \quad (2.8)$$

กระแสไฟฟ้ามอสเฟตสูงสุด เกิดจากกระแสไฟฟ้า i_{L_1} และ i_{C_1} สูงสุดรวมกัน มีค่าเท่ากับ

$$I_{SW.PK} = \langle v_G \rangle d_1 T_S \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{n^2 L_2} \right) = \frac{\langle v_G \rangle d_1 T_S}{L_{eq}} \quad (2.9)$$

โดย

$$L_{eq} = \frac{n^2 L_1 L_2}{L_1 + n^2 L_2}$$

ในช่วงเวลานี้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด มีค่าเท่ากับ

$$v_D = \frac{\langle v_G \rangle}{n} + \langle v_O \rangle \quad (2.10)$$

สถานะที่ 2 มอสเฟตหยุดนำกระแส ช่วงเวลา $d_2 T_S$

วงจรสมมูลย์แสดงในรูปที่ 2.3(ข) เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแสพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_1 จะถูกถ่ายเทไปสะสมในตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ขณะเดียวกันพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะถูกถ่ายเทไปยังตัวเก็บประจุ C_L และความต้านทานโหลด R_L ในสภาวะนี้ไดโอดจะถูกไบแอสตรงโดยนำกระแสไฟฟ้าที่เป็นผลรวมของกระแสไฟฟ้า i_{C_2} และ i_{L_2}

จากรูปที่ 2.3(ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม L_1 มีค่าเท่ากับ $n\langle v_o \rangle$ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม L_2 มีค่าเท่ากับ $\langle v_o \rangle$ ดังนั้นกระแสไฟฟ้า i_{L_1} และ i_{L_2} ที่เปลี่ยนแปลงลดลงมีค่าเท่ากับ

$$\Delta i_{L_1(off)} = \frac{n\langle v_o \rangle d_2 T_S}{L_1} \quad (2.11)$$

$$\Delta i_{L_2(off)} = \frac{\langle v_o \rangle d_2 T_S}{L_2} \quad (2.12)$$

เมื่อสิ้นสุดช่วงเวลานี้กระแสไฟฟ้า i_{L_1} และ i_{L_2} จะเท่ากับ i และ $-ni$ ตามลำดับ ดังนั้นกระแสไฟฟ้า i_{L_1} และ i_{L_2} สูงสุดมีค่าเท่ากับ

$$I_{L_1.PK} = \Delta i_{L_1(off)} + i = \frac{n\langle v_o \rangle d_2 T_S}{L_1} + i \quad (2.13)$$

$$I_{L_2.PK} = \Delta i_{L_2(off)} - ni = \frac{\langle v_o \rangle d_2 T_S}{L_2} - ni \quad (2.14)$$

กระแสไฟฟ้า i_{C_2} สูงสุดมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้า i_{L_1} สูงสุดที่ย้ายจากปฐมภูมิไปทุติยภูมิ

$$I_{C_2.PK} = nI_{L_1.PK} = \frac{n^2 \langle v_o \rangle d_2 T_S}{L_1} + ni \quad (2.15)$$

กระแสไฟฟ้าไดโอดสูงสุดเกิดจากกระแสไฟฟ้า i_{L_2} และ i_{C_2} สูงสุดรวมกัน

$$I_{D.PK} = \langle v_o \rangle d_2 T_S \left(\frac{n^2}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) = \frac{n^2 \langle v_o \rangle d_2 T_S}{L_{eq}} \quad (2.16)$$

ในช่วงเวลานี้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอสเฟตมีค่าเท่ากับ

$$v_{sw} = \langle v_G \rangle + n\langle v_o \rangle \quad (2.17)$$

สภาวะที่ 3 มอสเฟตและไดโอดหยุดนำกระแส ช่วงเวลา $(1-(d_1+d_2)T_s$

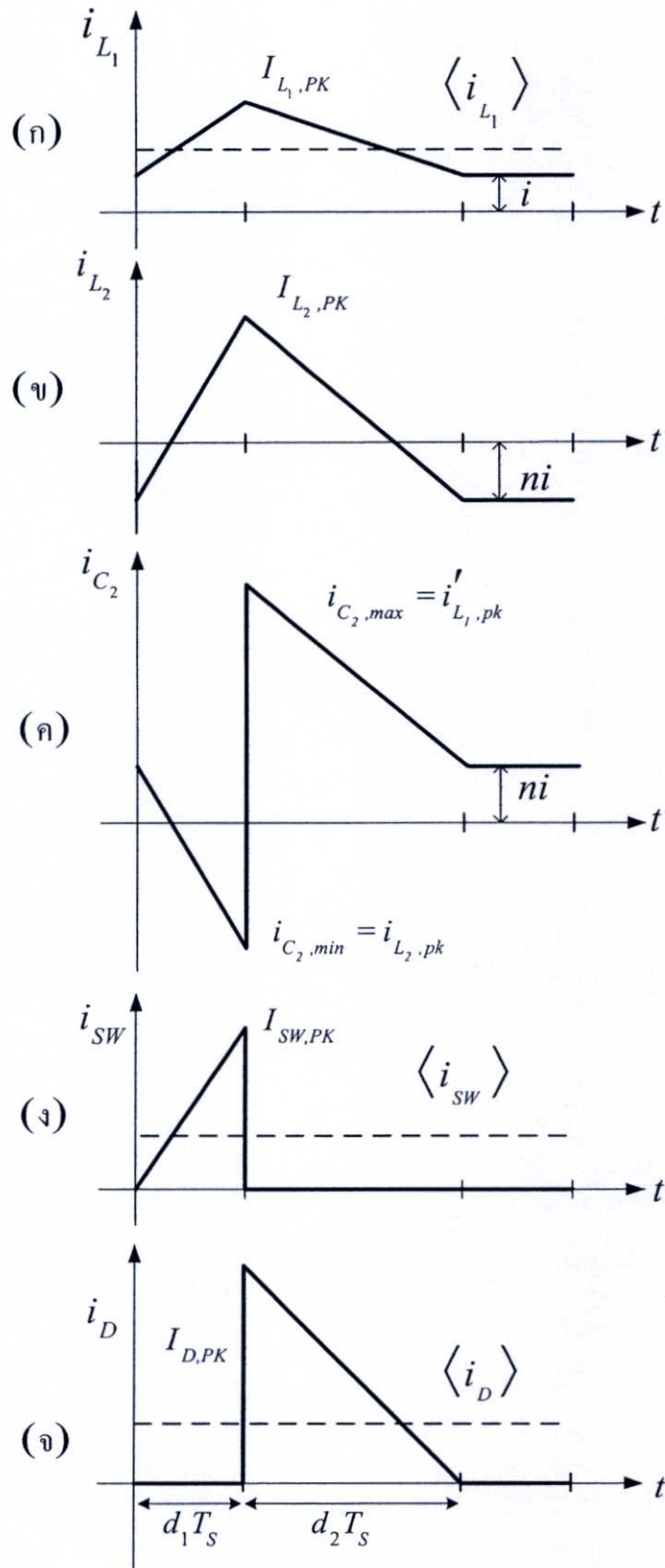
วงจรสมมูลย์แสดงในรูปที่ 2.3(ค) เมื่อพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 หมดลง ไดโอดหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ถูกชาร์จโดยกระแสไฟฟ้าค่าคงที่ทำให้ยังคงสะสมพลังงานต่อไป ตัวเก็บประจุ C_2 ทำหน้าที่จ่ายพลังงานให้กับโหลด R_L

ในช่วงเวลานี้แรงดันไฟฟ้าคคร่อม L_1 และ L_2 มีค่าเท่ากับศูนย์ กระแสไฟฟ้า i_{L_1} และ i_{L_2} มีค่าเท่ากับ i และ $-ni$ ตามลำดับ

$$i_{L_1} = i \quad (2.18)$$

$$i_{L_2} = -ni \quad (2.19)$$

รูปคลื่นกระแสไฟฟ้า i_{L_1} i_{L_2} i_{sw} และ i_D ใน 1 คาบเวลาสวิตช์ แสดงดังรูปที่ 2.4(ก) (ข) (ง) และ (ฉ)



รูปที่ 2.4 (ก) (ข) (ค) (ง) และ (จ) รูปคลื่นกระแสไฟฟ้า i_{L_1} i_{L_2} i_{C_2} i_{SW} และ i_D ของวงจรชุกอนเวอเตอร์ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์

2.3.1 กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยในวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์

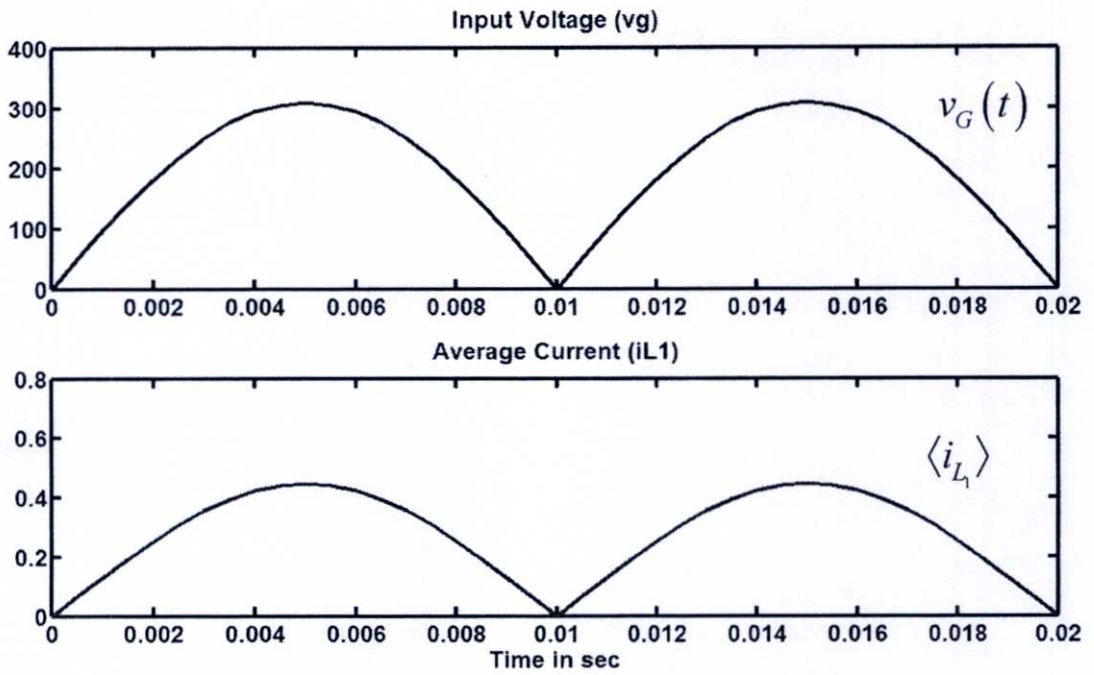
จากรูปที่ 2.4 (ก) (ง) และ (ฉ) สามารถหากระแสไฟฟ้า i_{L_1} i_{SW} และ i_D เฉลี่ยได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} \langle i_{L_1} \rangle &= \frac{1}{T_S} \left[\left(\frac{1}{2} (d_1 T_S) \Delta i_{L_1(on)} + i d_1 T_S \right) + \left(\frac{1}{2} (d_2 T_S) \Delta i_{L_1(off)} + i d_2 T_S \right) + i d_3 T_S \right] \\ &= \frac{\langle v_G \rangle d_1^2 T_S}{2L_1} \left(1 + \frac{\langle v_G \rangle}{n \langle v_O \rangle} \right) + i \end{aligned} \quad (2.20)$$

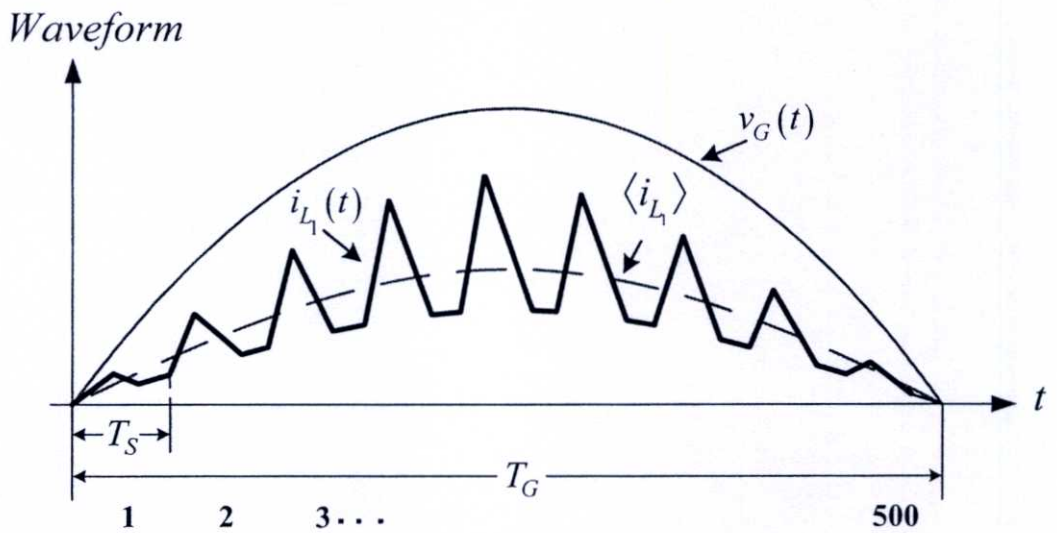
$$\begin{aligned} \langle i_{SW} \rangle &= \frac{1}{T_S} \frac{1}{2} (d_1 T_S) (I_{SW,PK}) \\ &= \frac{\langle v_G \rangle d_1^2 T_S}{2L_{eq}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} \langle i_D \rangle &= \frac{1}{T_S} \frac{1}{2} (d_2 T_S) (I_{D,PK}) \\ &= \frac{n^2 \langle v_O \rangle d_2^2 T_S}{2L_{eq}} \end{aligned} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.20) กำหนดแรงดันไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ย $\langle v_G \rangle$ มีการเปลี่ยนแปลงตามรูปคลื่นไซน์ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_O มีค่าคงที่ และค่าดิวตี้ไซเคิล d_1 มีค่าคงที่ นำสมการที่ (2.20) มาพล็อตโดยใช้โปรแกรม MATLAB จะได้ผลดังรูปที่ 2.5(ก) จะพบว่า $\langle i_{L_1} \rangle$ มีการเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนกับ $\langle v_G \rangle$ กล่าวคือมีรูปร่างเป็นรูปคลื่นไซน์ด้วยเช่นกัน เนื่องจากกระแสไฟฟ้าอินพุตของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์มีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้า i_{L_1} นั่นคือ กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยของวงจรจะเป็นรูปคลื่นไซน์และมีเฟสทับกับแรงดันไฟฟ้าอินพุตทำให้วงจรมีค่าตัวประกอบกำลังสูง รูปที่ 2.5(ข) แสดงแรงดันไฟฟ้าอินพุต กระแสไฟฟ้าอินพุต และกระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ย ของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์

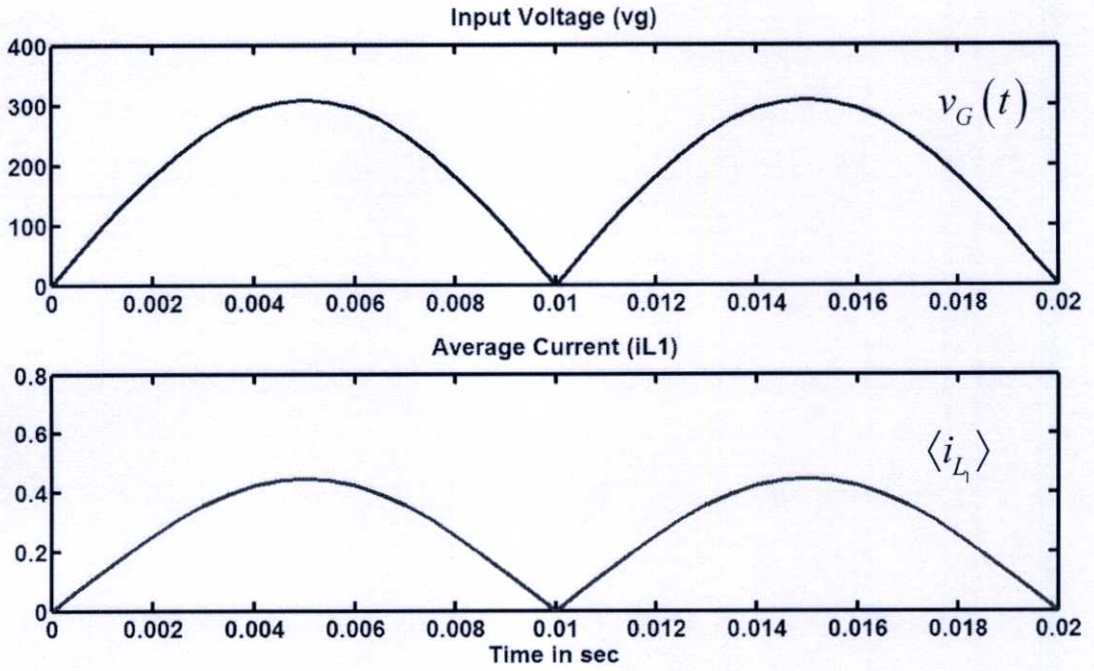


(ก)



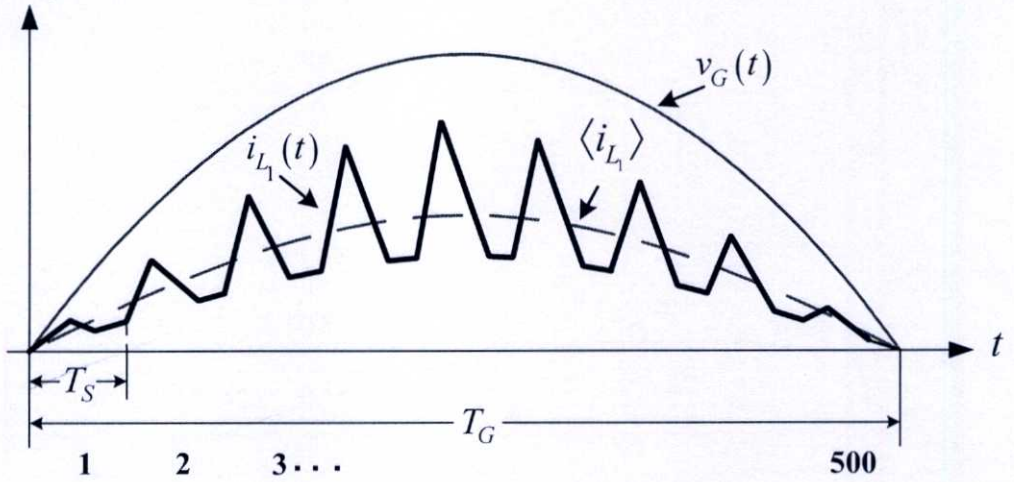
(ข)

รูปที่ 2.5 (ก) รูปคลื่น $\langle v_G \rangle$ และ $\langle i_{L1} \rangle$ ที่พล็อตโดยใช้โปรแกรม MATLAB (ข) รูปคลื่น $v_G(t)$ $i_{L1}(t)$ และ $\langle i_{L1} \rangle$ ใน 1 คาบเวลาของ $v_G(t)$



(ก)

Waveform



(ข)

รูปที่ 2.5 (ก) รูปคลื่น $\langle v_G \rangle$ และ $\langle i_{L1} \rangle$ ที่พล็อตโดยใช้โปรแกรม MATLAB (ข) รูปคลื่น $v_G(t)$ $i_{L1}(t)$ และ $\langle i_{L1} \rangle$ ใน 1 คาบเวลาของ $v_G(t)$

2.3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าอินพุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต การที่วงจรดึงกระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยเป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าอินพุต หมายถึงภาคอินพุตของวงจรมีพฤติกรรมเหมือนตัวต้านทาน จากการสมดุลกำลังไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุต (Power balance)

$$\langle P_{in} \rangle = \langle P_o \rangle \quad (2.23)$$

$$\frac{\langle v_{G,rms}^2 \rangle}{2R_e} = \frac{\langle v_o^2 \rangle}{R_L} \quad (2.24)$$

$$\left(\frac{\langle v_o \rangle}{\langle v_{G,rms} \rangle} \right)^2 = \frac{R_L}{2R_e} \quad (2.25)$$

เมื่อ R_e คือ ความต้านทานอินพุตของวงจรมีค่าดังแสดงในสมการที่ (4.2)

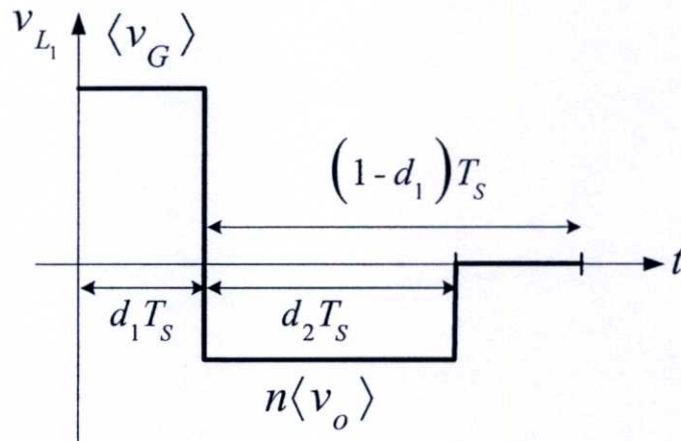
$$R_e = \frac{2L_{eq}}{d_1^2 T_s}$$

แทนค่า R_e ลงในสมการที่ (2.25) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุต

$$\frac{\langle v_o \rangle}{\langle v_G \rangle} = d_1 \sqrt{\frac{R_L T_s}{4L_{eq}}} \quad (2.26)$$

2.3.3 ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{eq} ที่ทำให้วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ทำงานในโหมด DCM

ที่สถานะคงตัวแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 แสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมของตัวเหนี่ยวนำ L_1

แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ ของตัวเหนี่ยวนำ L_1 เท่ากับศูนย์ จะได้

$$\langle v_G \rangle d_1 = n \langle v_o \rangle d_2$$

$$d_2 = \frac{\langle v_G \rangle d_1}{n \langle v_o \rangle} \quad (2.27)$$

จากรูปที่ 2.6 ในโหมด DCM ช่วงเวลา $(d_2)T_S$ จะมีค่าน้อยกว่าช่วงเวลา $(1-d_1)T_S$ กล่าวคือ

$$d_2 < 1-d_1 \quad (2.28)$$

แทนค่า d_2 ลงในสมการที่ (2.28) จะได้

$$\frac{\langle v_G \rangle d_1}{n \langle v_o \rangle} < 1-d_1 \quad (2.29)$$

$$d_1 < \frac{1}{\left(\frac{\langle v_G \rangle}{n\langle v_O \rangle} + 1\right)} \quad (2.30)$$

$$d_1 < \frac{n\langle v_O \rangle}{\langle v_G \rangle + n\langle v_O \rangle} \quad (2.31)$$

แทนค่า d_1 ลงในสมการที่ (2.31) จะได้

$$\frac{\langle v_O \rangle}{\langle v_G \rangle} \sqrt{\frac{4L_{eq}}{R_L T_S}} < \frac{n\langle v_O \rangle}{\langle v_G \rangle + n\langle v_O \rangle} \quad (2.32)$$

$$\sqrt{\frac{4L_{eq}}{R_L T_S}} < \frac{n\langle v_O \rangle}{\langle v_G \rangle + n\langle v_O \rangle} \frac{\langle v_G \rangle}{\langle v_O \rangle} \quad (2.33)$$

$$\frac{4L_{eq}}{R_L T_S} < \frac{1}{\left(\frac{\langle v_G \rangle + n\langle v_O \rangle}{n\langle v_G \rangle}\right)^2} \quad (2.34)$$

$$\frac{\langle v_O \rangle}{\langle v_G \rangle} \sqrt{\frac{4L_{eq}}{R_L T_S}} < \frac{n\langle v_O \rangle}{\langle v_G \rangle + n\langle v_O \rangle} \quad (2.35)$$

$$\sqrt{\frac{4L_{eq}}{R_L T_S}} < \frac{n\langle v_O \rangle}{\langle v_G \rangle + n\langle v_O \rangle} \frac{\langle v_G \rangle}{\langle v_O \rangle} \quad (2.36)$$

$$\frac{4L_{eq}}{R_L T_S} < \frac{1}{\left(\frac{\langle v_G \rangle + n\langle v_O \rangle}{n\langle v_G \rangle}\right)^2} \quad (2.37)$$

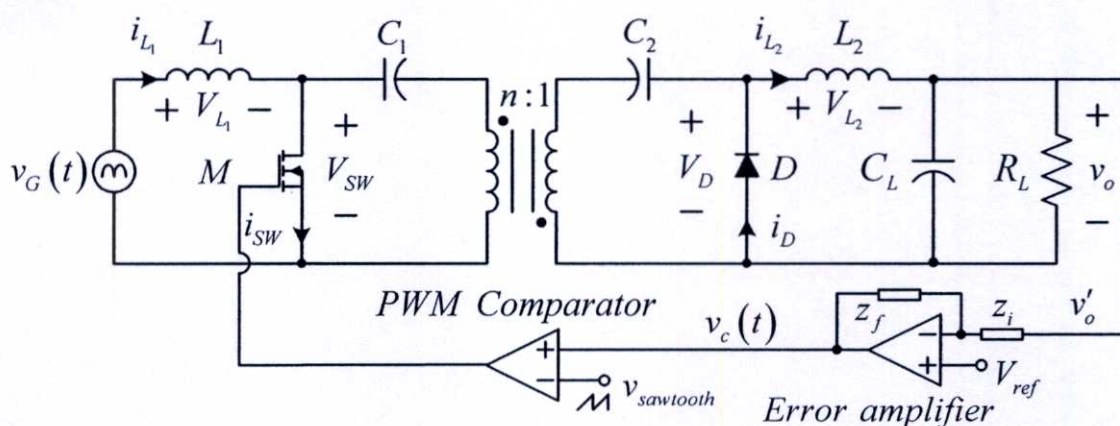
$$L_{eq} < \frac{R_L T_S}{4 \left(\frac{1}{n} + \frac{\langle v_O \rangle}{\langle v_G \rangle}\right)^2} \quad (2.38)$$

จะได้ค่า L_{eq} ที่ทำให้วงจรชุกคอนเวอเตอร์ทำงานในโหมด DCM

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

$$L_{eq} < \frac{R_L T_s}{4 \left(\frac{1}{n} + \frac{\langle v_o \rangle}{\langle v_G \rangle} \right)^2} \quad (2.39)$$

2.4 การควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต



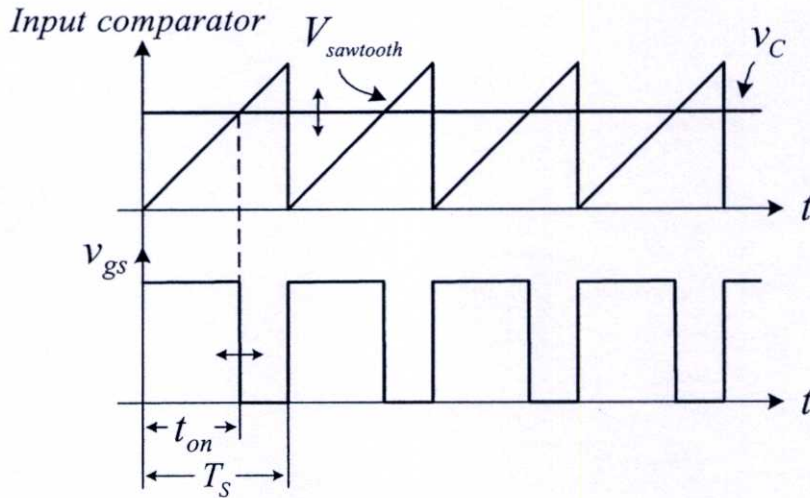
รูปที่ 2.6 การควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์

วงจรควบคุมของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ แสดงในรูปที่ 2.6 ประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม (PWM Comparator) และวงจรขยายความผิดพลาด (Error amplifier) ตามลำดับ ทำหน้าที่ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่และวงจรมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตสูง วงจรควบคุมมีหลักการทำงาน ดังนี้คือ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตถูกป้อนกลับไปยังวงจรขยายความผิดพลาดซึ่งทำหน้าที่ขยายผลต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (v_o') และแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (V_{ref}) ได้แรงดันไฟฟ้าควบคุม (v_c) ดังสมการที่ (2.40)

$$v_c = \frac{Z_f}{Z_i} (V_{ref} - v_o') + V_{ref} \quad (2.40)$$

โดย Z_f และ Z_i เป็นค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจรชดเชยที่ต่ออยู่โดยรอบวงจรขยายความผิดพลาดแรงดันไฟฟ้าควบคุมนี้จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าฟันเลื่อย ($V_{sawtooth}$) โดยวงจร

เปรียบเทียบสัญญาณ PWM ได้สัญญาณพัลส์ (v_{gs}) เพื่อใช้ขับมอสเฟต หลักการทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ PWM แสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 หลักการทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ PWM

เมื่อ v'_o มีค่าลดลง v_c จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ค่าควิตซ์ไคเคลของสัญญาณพัลส์เพิ่มขึ้น (มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้านานขึ้น) และเมื่อ v'_o มีค่าเพิ่มขึ้น v_c จะมีค่าลดลงทำให้ค่าควิตซ์ไคเคลของสัญญาณพัลส์ลดลง (มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าสั้นลง) จากหลักการนี้วงจรควบคุมสามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่ได้

วัตถุประสงค์หลักอีกข้อหนึ่งของวงจร PFC ดันแบบ ที่ออกแบบสร้างขึ้นมานั้น นอกจากต้องมีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดีแล้ว วงจรต้องสามารถรักษากระแสไฟฟ้าอินพุตให้เป็นรูปคลื่นไซน์ ตลอดย่านแรงดันไฟฟ้าอินพุตและกระแสไฟฟ้าโหลด ซึ่งทำได้โดยการออกแบบให้วงจรชดเชย EA มีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ต่ำกว่าความถี่ของแรงดันไฟฟ้าอินพุต (f_c) ประมาณ 1 ใน 5 ซึ่งส่งผลให้กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยมีรูปร่างเป็นรูปคลื่นไซน์เหมือนแรงดันไฟฟ้าอินพุต

2.5 สรุป

บทนี้ ได้กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ที่ทำงานในโหมด DCM แรงดันไฟฟ้าอินพุต $v_c(t)$ ของวงจร PFC ดันแบบ มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์แบบเต็มคลื่น ที่ความถี่ (f_c) 100Hz ซึ่งได้จากการเรกติไฟร์แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับอินพุต เมื่อพิจารณา $v_c(t)$ ในแต่ละ

คาบเวลาการสวิตช์ พบว่ามีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากซึ่งเท่ากับค่าเฉลี่ยของ $v_G(t)$ ในแต่ละคาบเวลาการสวิตช์นั้น (รูปที่ 2.1(ข)) ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตในแต่ละคาบเวลาการสวิตช์ เป็นค่าเฉลี่ย $\langle v_G \rangle$ กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยของวงจร PFC ต้นแบบ แสดงดังสมการที่ (2.20) พบว่ากระแสไฟฟ้าอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์

สมการที่ได้จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจร PFC ต้นแบบ จะถูกนำไปใช้วิเคราะห์หาแบบจำลองของวงจร (ตารางที่ 2.1) และถูกนำไปคำนวณหาค่าพิกัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของมอสเฟตและไดโอด (ตารางที่ 2.2) ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวในบทที่ 3 และบทที่ 4 ตามลำดับ

ตารางที่ 2.1 สมการที่ได้จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจร

Cuk converter	
$I_{SW,PK}$	$\langle v_G \rangle d_1 T_S \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{n^2 L_2} \right)$
$I_{D,PK}$	$n^2 \langle v_O \rangle d_2 T_S \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{n^2 L_2} \right)$

ตารางที่ 2.2 สมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพิกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอุปกรณ์ สวิตช์ และไดโอด

Cuk converter	
$I_{SW,PK}$	$\langle v_G \rangle d_1 T_S \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{n^2 L_2} \right)$
$I_{D,PK}$	$n^2 \langle v_O \rangle d_2 T_S \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{n^2 L_2} \right)$
V_{SW}	$\langle v_G \rangle + n \langle v_O \rangle$
V_D	$\frac{\langle v_G \rangle}{n} + \langle v_O \rangle$

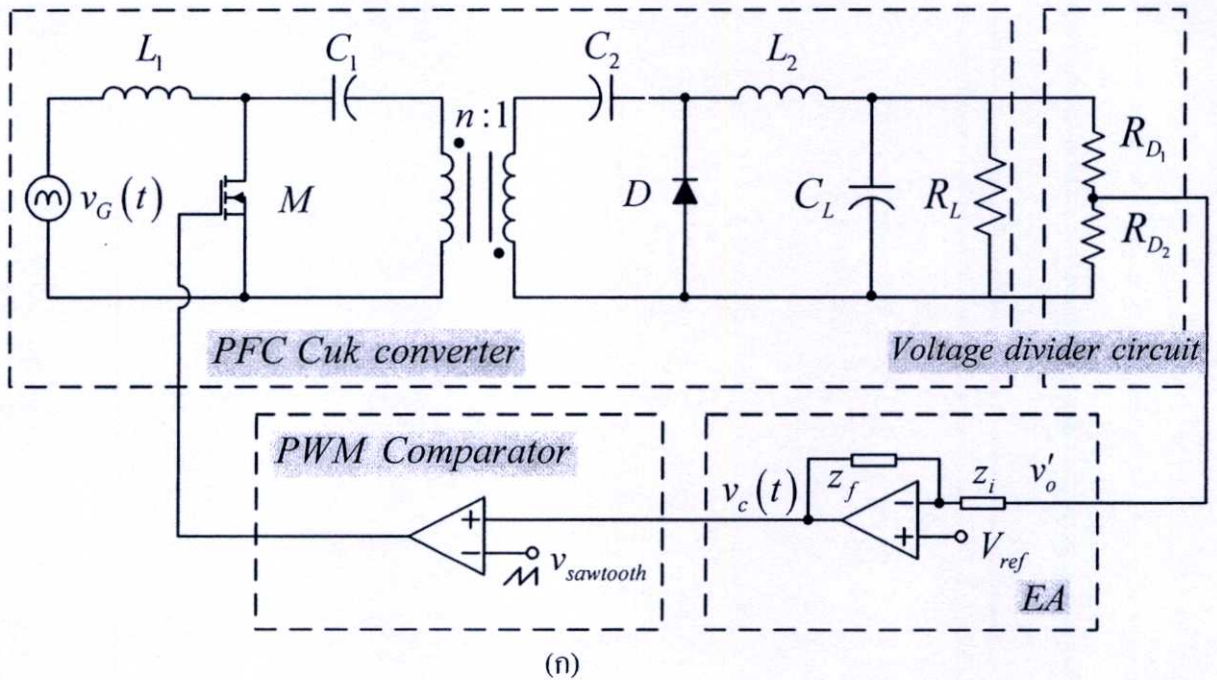
บทที่ 3

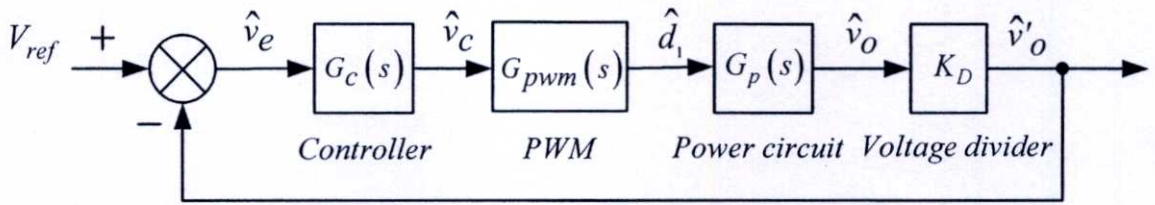
การจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

3.1 บทนำ

ในการออกแบบระบบควบคุมของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM จำเป็นต้องทราบแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (Mathematics model) ของวงจร ซึ่งในบทนี้ จะนำเสนอวิธีการจำลองแบบ วงจร PFC แบบชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small-signal model) ที่ได้ จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบวงจรชดเชยเพื่อให้วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ มีสมรรถนะที่ดี กล่าวคือวงจรสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่และมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง

วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในรูปที่ 3.1(ก) สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม (Block diagram) ได้ดังรูปที่ 3.1(ข) ซึ่งรายละเอียดการจำลองแบบวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในแต่ละส่วนมีดังนี้





(ข)

รูปที่ 3.1 (ก) วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์พร้อมวงจรควบคุม (ข) บล็อกโคโอะแกรมของวงจร

3.2 วงจรภาคกำลัง

การจำลองแบบวงจรภาคกำลังจะเริ่มจากการหาแบบจำลองเฉลี่ยที่อยู่ในรูปของแบบจำลอง ASM จากนั้นจึงหาแบบจำลองเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็ก

3.2.1 แบบจำลองเฉลี่ย

วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในรูปที่ 3.3(ก) มีแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์แบบเต็มคลื่น (Full-wave sinusoid) ที่ความถี่ (f_G) 100Hz เนื่องจากความถี่ในการสวิตช์ (f_S) ของมอสเฟตในวงจรคอนเวอเตอร์มีค่ามากกว่าความถี่ f_G มาก จึงสามารถพิจารณาได้ว่า แรงดันไฟฟ้ามีค่าคงที่ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ หลักการนี้จะถูกนำมาใช้หาแบบจำลองเฉลี่ยของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์

แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมเฉลี่ยใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ ของตัวเหนี่ยวนำ ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิมีค่าเป็นศูนย์ และกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ ของตัวเก็บประจุมีค่าเป็นศูนย์เช่นเดียวกัน ดังนั้นพฤติกรรมเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิเสมือนลัดวงจร และพฤติกรรมเฉลี่ยของตัวเก็บประจุเสมือนเปิดวงจร ทำให้สามารถเขียนวงจรเฉลี่ยของ PFC ชุกคอนเวอเตอร์ ได้ดังรูปที่ 3.2(ข) จากนั้นจะทำการหาพฤติกรรมเฉลี่ยของมอสเฟตและไดโอด โดยกระแสไฟฟ้ามอสเฟตเฉลี่ยใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ สามารถคำนวณได้จากรูปคลื่นกระแสไฟฟ้างแสดงรูปที่ 2.4(ง)

$$\langle i_{SW} \rangle = \frac{1}{2} d_1 I_{SW,PK} \quad (3.1)$$

แทนค่า $I_{SW,PK}$ จากสมการที่ (2.9) ลงในสมการที่ (3.1) จัดรูปได้สมการที่ (3.2)

$$\langle i_{sw} \rangle = \frac{\langle v_G \rangle d_1^2 T_S}{2L_{eq}} = \frac{\langle v_G \rangle}{R_e} \quad (3.2)$$

โดย

$$R_e = \frac{2L_{eq}}{d_1^2 T_S}$$

$$L_{eq} = \frac{n^2 L_1 L_2}{L_1 + n^2 L_2}$$

กระแสไฟฟ้าไดโอดเฉลี่ยใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ คำนวณได้จากรูปคลื่นดังแสดงรูปที่ 2.4(จ) มีค่าดังสมการที่ (3.3)

$$\langle i_D \rangle = \frac{1}{2} d_2 I_{D,PK} \quad (3.3)$$

ในโหมด DCM แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของ L_1 และ L_2 ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ มีค่าเป็นศูนย์จะได้

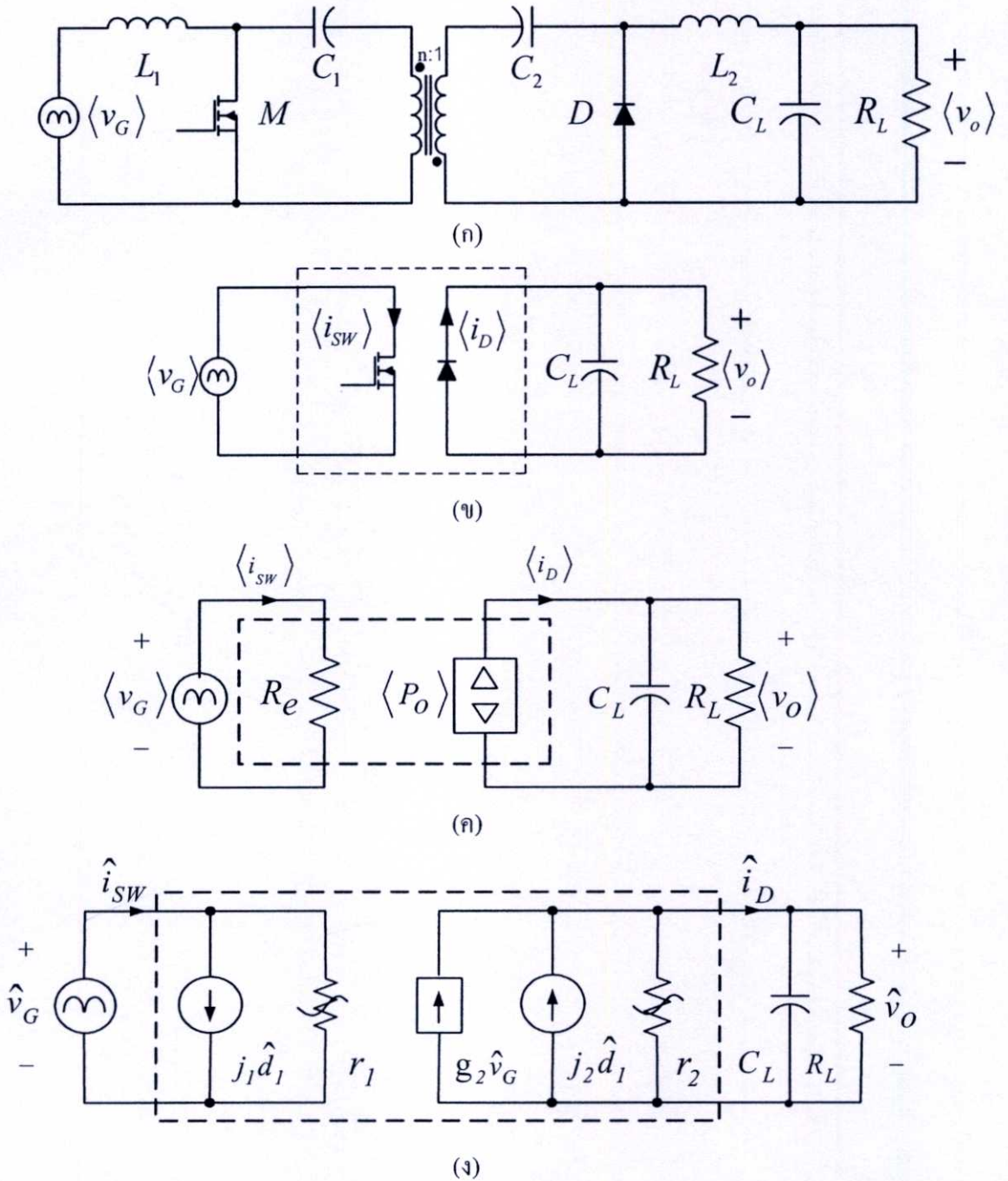
$$d_2 = \frac{\langle v_G \rangle d_1}{n \langle v_o \rangle} \quad (3.4)$$

แทนค่า $I_{D,PK}$ จากสมการที่ (2.16) และสมการที่ (3.4) ลงในสมการที่ (3.3) แล้วจัดรูปได้สมการที่ (3.2)

$$\langle P_O \rangle = \langle i_D \rangle \langle v_o \rangle = \frac{\langle v_G^2 \rangle d_1^2 T_S}{2L_{eq}} = \frac{\langle v_G^2 \rangle}{R_e} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.2) และสมการที่ (3.5) สามารถนำมาเขียนเป็นแบบจำลองเฉลี่ยของสวิตช์ (Averaged Switch Model, ASM) [6] ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.2(ก) จะเห็นว่าอินพุตของวงจรมีพฤติกรรมเสมือนตัวต้านทานและเอาต์พุตของวงจรมีพฤติกรรมเสมือนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ซึ่งกำลังไฟฟ้าที่ได้จะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่รับมาทางด้านอินพุต จากสมการที่ (3.2) เมื่อควบคุม d_1 ให้มี

ค่าคงที่ในแต่ละคาบเวลาของ $v_G(t)$ กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ย $\langle i_{SW} \rangle$ ก็จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าอินพุต ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามี่ค่าสูง



รูปที่ 3.2 (ก) วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ (ข) วงจรเฉลี่ย (ค) แบบจำลอง ASM (ง) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

3.2.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

แบบจำลอง ASM ในสมการที่ (3.2) และสมการที่ (3.5) เป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น เพราะอยู่ในรูปผลคูณของ $\langle v_G \rangle$ และ d_1 ในการออกแบบระบบควบคุมจะต้องหาแบบจำลองของ สวิตช์ที่เป็นเชิงเส้น (Linear model) ซึ่งทำได้โดยการรบกวนแบบจำลอง ASM ด้วยสัญญาณขนาดเล็กโดยกำหนดให้

$$\begin{aligned}
 d_1 &= D_1 + \hat{d}_1 \\
 \langle v_G \rangle &= V_G + \hat{v}_G \\
 \langle v_O \rangle &= V_O + \hat{v}_O \\
 \langle i_{SW} \rangle &= I_{SW} + \hat{i}_{SW} \\
 \langle i_D \rangle &= I_D + \hat{i}_D
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

เมื่ออักษรตัวใหญ่แทนค่าเฉลี่ยและอักษรที่มีสัญลักษณ์ $\hat{}$ แทนค่าสัญญาณขนาดเล็ก แทนสมการที่ (3.6) ลงในสมการที่ (3.2) และสมการที่ (3.5) พิจารณาเฉพาะพจน์ของสัญญาณขนาดเล็กและที่ พจน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น (พจน์ที่มีสัญญาณขนาดเล็กสองตัวคูณกัน) จะได้สมการสัญญาณขนาดเล็กดัง สมการที่ (3.7) และสมการที่ (3.8) ตามลำดับ

$$\hat{i}_{SW} = \frac{\hat{v}_G}{r_1} + j_1 \hat{d}_1 \tag{3.7}$$

$$\hat{i}_D = g_2 \hat{v}_G + j_2 \hat{d}_1 - \frac{\hat{v}_O}{r_2} \tag{3.8}$$

เมื่อ

$$r_1 = R_e$$

$$j_1 = \frac{2V_G}{D_1 R_e}$$

$$r_2 = \frac{R_e V_o^2}{V_G^2}$$

$$j_2 = \frac{2V_G^2}{D_1 R_e V_o}$$

$$g_2 = \frac{2V_G}{V_o R_e}$$

นำสมการสัญญาณขนาดเล็ก (สมการที่ (3.7) และ (3.8)) มาเขียนเป็นแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ได้ดังรูปที่ 3.2(ง) จากรูปสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (\hat{v}_o) กับค่าความถี่ไซเคิล (\hat{d}_1) เพื่อใช้ในการออกแบบระบบควบคุม โดยกำหนดให้ $\hat{v}_G = 0$ จะได้

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}_1} = \frac{K_{od}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (3.9)$$

เมื่อ

$$K_{od} = \frac{2V_G^2 R_L V_O}{D_1 (R_e V_O^2 + R_L V_G^2)}$$

$$\omega_p = \frac{R_e V_O^2 + R_L V_G^2}{C_L R_L R_e V_O^2}$$

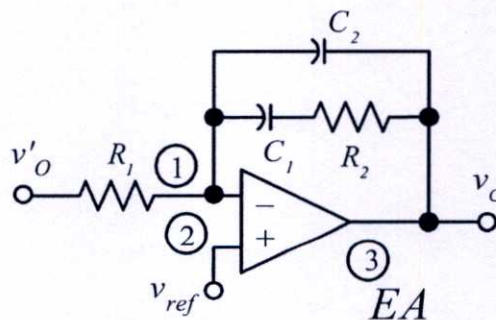
โดย

K_{od} คือ ค่าเกนของฟังก์ชันถ่ายโอน

ω_p คือ ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเซช

3.3 วงจรถดเซช EA

วงจรถดเซช EA ที่เลือกใช้แสดงดังรูปที่ 3.3 ซึ่งเป็นวงจรที่มีหนึ่งซีโรและสองโพลและมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (3.10)



รูปที่ 3.3 วงจรถดเซช EA แบบหนึ่งซีโรและสองโพล

$$G_c(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_{zc}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)\left(\frac{s}{\omega_{pc}} + 1\right)} \quad (3.10)$$

เมื่อ

$$\omega_{zc} = \frac{1}{R_2 C_1}$$

$$\omega_o = \frac{1}{R_1 (C_1 + C_2)}$$

$$\omega_{pc} = \frac{(C_1 + C_2)}{(R_2 C_1 C_2)}$$

โดย

ω_{zc} คือ ความถี่เชิงมุมของซีโรของวงจรควบคุม

ω_o คือ ความถี่เชิงมุมของโพลที่จุดกำเนิดของวงจรควบคุม

ω_{pc} คือ ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่หนึ่งของวงจรควบคุม

3.4 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ PWM ทำหน้าที่เปรียบเทียบ $v_c(t)$ กับ $V_{sawtooth}$ (ที่มีขนาด peak-to-peak = V_s) เพื่อกำหนดค่าดิวิตีไซเคิลให้กับมอสเฟตดังแสดงในรูปที่ 2.7 โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$G_{PWM}(s) = \frac{\hat{d}_1}{\hat{v}_c} = \frac{1}{V_s} \quad (3.11)$$

3.5 วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

วงจรแบ่งแรงดันทำหน้าที่วัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต เพื่อมาเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง V_{ref} ของวงจรควบคุม โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน

$$K_D = \frac{\hat{v}_o'}{\hat{v}_o} = \frac{R_{D_2}}{R_{D_1} + R_{D_2}} \quad (3.12)$$

โดย

R_{D_1} คือ ความต้านทานของวงจรแบ่งแรงดันตัวที่ 1

R_{D_2} คือ ความต้านทานของวงจรแบ่งแรงดันตัวที่ 2

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงวิธีการหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ ประกอบด้วย วงจรภาคกำลัง ($G_p(s)$ ในสมการที่ (3.9)) วงจรควบคุม ($G_c(s)$ ในสมการที่ (3.10)) วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ PWM ($G_{PWM}(s)$ ในสมการที่ (3.11)) และวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (K_D ในสมการที่ (3.12)) ซึ่งแบบจำลองทั้งหมดที่ได้ จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบวงจรชดเชย EA ของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ เพื่อให้วงจรต้นแบบมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูงและมีการรักษา ระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดี รายละเอียดจะกล่าวในบทถัดไป

บทที่ 4

การออกแบบสร้างวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

4.1 บทนำ

ในบทนี้ จะนำเสนอการที่ได้จากการวิเคราะห์การทำงานและการจำลองแบบวงจร PFC ในบทที่ 2 และบทที่ 3 มาใช้ในการออกแบบสร้างวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM ต้นแบบโดยรายละเอียดในการออกแบบสร้างวงจรแต่ละส่วนมีดังนี้

4.2 วงจรภาคกำลัง

คุณสมบัติทางไฟฟ้า (Electrical specification) ของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ในโหมด DCM ที่ทำการออกแบบ คือ ค่าพิคแรงดันไฟฟ้าอินพุต $V_G = 280-342V_{PK}$ (ได้จากการเรียกตีไฟร์แรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุด $310V \pm 10\%$ ความถี่ $50Hz$) $V_o = 12V$ $I_o = 1-5A$ ($R_L = 2.4-12\Omega$) $f_s = 50kHz$ ($T_s = 20\mu s$) และ $n = 8$ ซึ่งในการออกแบบสร้างวงจรภาคกำลังนั้นจะมีส่วนประกอบต่างๆ ดังนี้ (รายละเอียดการหาค่า n แสดงในภาคผนวกที่ ค)

4.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า L_1 และ L_2 ทำหน้าที่ในการเก็บและคายพลังงานในวงจรภาคกำลัง สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ คือตัวเหนี่ยวนำจะต้องไม่เกิดการอิ่มตัวขณะที่กระแสไฟฟ้าเอาท์พุตสูงสุดและแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุด

ค่าความเหนี่ยวนำรวมของวงจร (L_{eq}) ที่ทำให้วงจร PFC ทำงานในโหมด DCM หาได้จากการสมมูลกำลังไฟฟ้าอินพุตและเอาท์พุต (รายละเอียดการได้มาซึ่งสมการดูได้จากสมการที่ (2.39))

$$L_{eq} < \frac{R_{L,min} T_s}{4 \left(\frac{1}{n} + \frac{\langle v_o \rangle}{\langle v_{G,min} \rangle} \right)^2} \quad (4.1)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องในสมการที่ (4.1) จะได้

$$L_{eq} < \frac{(2.4)(20 \times 10^{-6})}{4\left(\frac{1}{8} + \frac{12}{280}\right)^2}$$

$$< 425.89 \mu\text{H}$$

เพื่อให้แน่ใจว่าวงจรภาคกำลังทำงานในโหมด DCM ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{eq} ที่เลือกใช้จะมีค่าเป็น 75% ของค่าที่คำนวณได้ นั่นคือ $L_{eq} = 319.42 \mu\text{H}$

จากสมการที่ (2.26) ค่าควิตซ์ไซเคิลสูงสุด เกิดขึ้นที่สภาวะแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุดและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด

$$d_{max} = \frac{\langle v_O \rangle}{\langle v_{G,min} \rangle} \sqrt{\frac{4L_{eq}}{R_{L,min} T_s}} \quad (4.2)$$

แทนค่า L_{eq} และค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องเพื่อคำนวณหาค่า d_{max} ในสมการที่ (4.2)

$$d_{max} = \frac{12}{280} \sqrt{\frac{4(319.42 \times 10^{-6})}{(2.4)(20 \times 10^{-6})}}$$

$$= 0.2211$$

ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า L_1 คำนวณได้จากสมการที่ (2.4)

$$L_1 = \frac{\langle v_{G,min} \rangle d_{max} T_s}{\Delta i_{L_1}} \quad (4.3)$$

โดย Δi_{L_1} เป็นค่าริบเบิล (Ripple) ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_1 ซึ่งในการคำนวณจะคิดที่ 20% ของกระแสไฟฟ้าอินพุต ($I_{G,PK}$) มีค่าเท่ากับ

$$\Delta i_{L_1} = 20\% I_{G,PK}$$

$$= 20\% \frac{2P_o}{\langle v_{G,min} \rangle}$$

$$= \frac{0.4 P_o}{\langle v_{G,min} \rangle} \quad (4.4)$$

เมื่อ $P_o = V_o I_{O,max}$

แทนค่า $P_o = 60\text{W}$ และพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องในสมการที่ (4.4) ได้ค่า $\Delta i_{L_1} = 0.0857\text{A}$ แทนค่า Δi_{L_1} และพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้อง ในสมการที่ (4.3) ได้ค่า

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{(280)(0.2211)(20 \times 10^{-6})}{0.0857} \\ &= 14.397\text{mH} \end{aligned}$$

ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า L_2 คำนวณได้จากสมการที่ (4.5)

$$L_2 = \frac{L_1 L_{eq}}{n^2 L_1 - n^2 L_{eq}} \quad (4.5)$$

แทนค่า $L_1 = 14.397\text{mH}$ และ $L_{eq} = 319.42\mu\text{H}$ ในสมการที่ (4.5) ได้ค่า

$$\begin{aligned} L_2 &= \frac{(14.397 \times 10^{-3})(319.42 \times 10^{-6})}{8^2 (14.397 \times 10^{-3}) - 8^2 (319.42 \times 10^{-6})} \\ &= 5.104\mu\text{H} \end{aligned}$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าและค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรต้นแบบสรุปไว้ในตารางที่ 4.1 ในวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้หา close-form equation สำหรับเลือกค่าตัวเก็บประจุใช้วิธี simulation โดยเลือกค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้แรงดันริบเบิ้ลคร่อมตัวเก็บประจุนั้น มีค่าเป็นที่ยอมรับได้

ตารางที่ 4.1 ค่าตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าและค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ใช้ในการซิมูเลชันการทำงานของ วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์

L_1	L_2	C_1	C_2	C_o
14.3mH	5.104 μ H	500nF	66 μ F	8800 μ F

4.2.2 การเลือกพิกัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตและไดโอด

สมการที่ (2.9) (2.10) (2.16) และ (2.17) สามารถนำมาใช้การเลือกพิกัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตและไดโอดซึ่งสรุปได้ตามตารางที่ 4.2

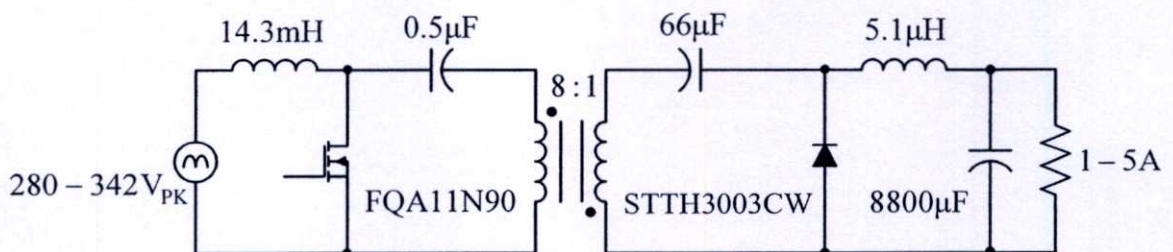
ตารางที่ 4.2 พิกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าของอุปกรณ์ สวิตช์ และไดโอด

กระแสของมอสเฟตสูงสุด	กระแสไดโอดสูงสุด	แรงดันคร่อมมอสเฟต	แรงดันคร่อมไดโอด
$\langle v_G \rangle d_{max} T_S \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{n^2 L_2} \right)$	$\frac{\langle v_G \rangle d_{max} T_S}{n} \left(\frac{n^2}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)$	$\langle v_G \rangle + n \langle v_O \rangle$	$\frac{\langle v_G \rangle}{n} + \langle v_O \rangle$

จากตารางที่ 4.2 คำนวณค่ากระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของสวิตช์และไดโอด ได้ดังนี้

$$I_{SW,PK} = 3.876A \quad I_{D,PK} = 31.01A \quad v_{SW} = 438V \quad \text{และ} \quad v_D = 54.74V$$

ดังนั้นเลือกใช้มอสเฟตเบอร์ FQA11N90 ซึ่งมีขนาดทนแรงดันไฟฟ้าเดรน-ซอร์สสูงสุด 900V ขนาดกระแสไฟฟ้าสูงสุด 11.4A และไดโอดเบอร์ STTH3003CW ซึ่งมีขนาดทนแรงดันไฟฟ้าสูงสุด 300V ขนาดกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุด 30A วงจรต้นแบบที่ได้ทำการออกแบบแสดงในรูปที่ 4.1

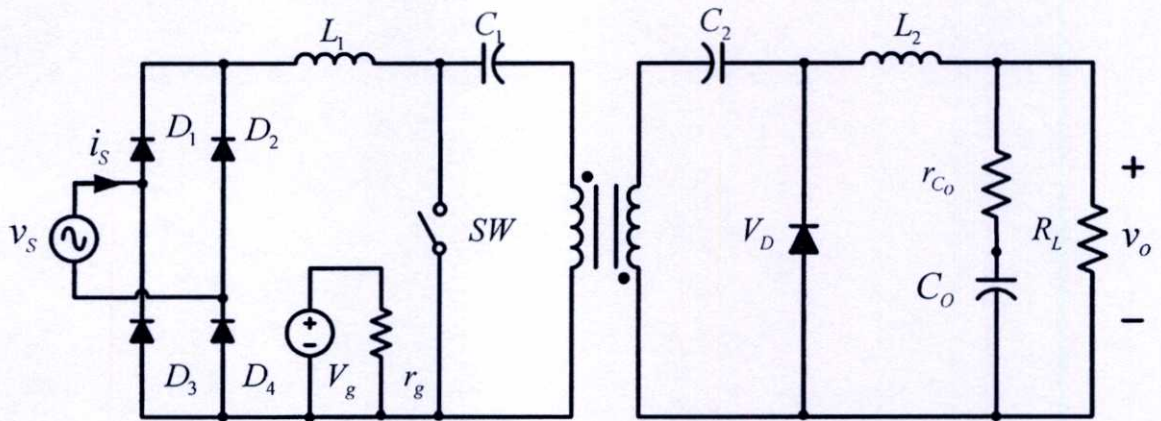


รูปที่ 4.1 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ต้นแบบ

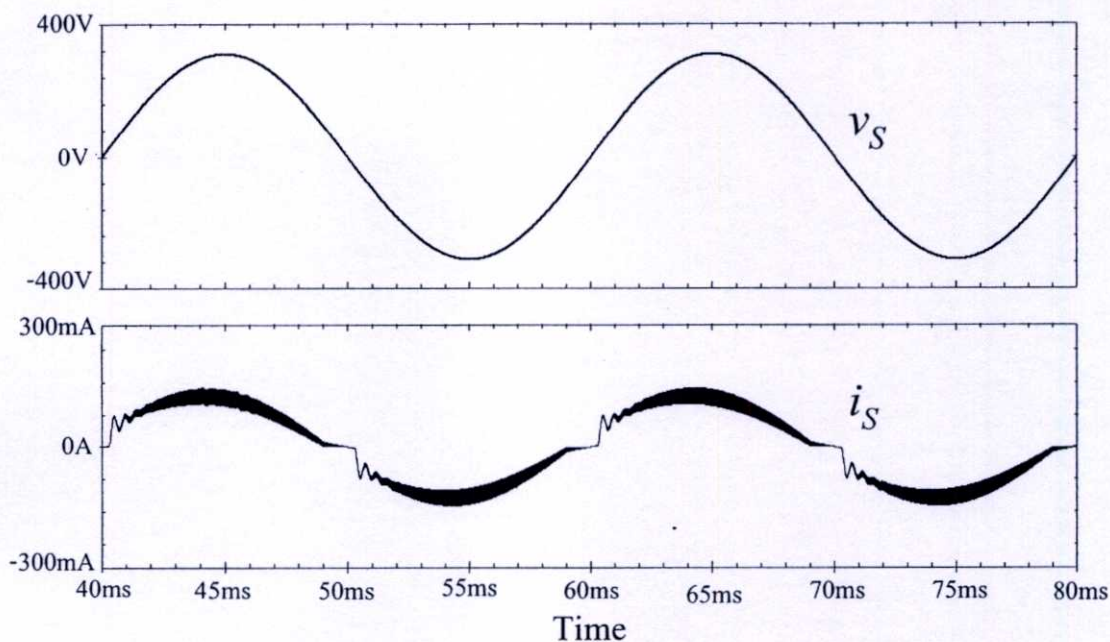
4.3 ผลการซิมูเลชันการทำงาน

วงจร PFC ดันแบบถูกนำมาซิมูเลชัน (Simulation) การทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ดังแสดงในรูปที่ 4.2 เพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจร ในรูปที่ 4.2 V_g และ r_g คือ วงจรควบคุมการทำงานของสวิตช์ (SW) เงื่อนไขที่ใช้ในการซิมูเลชันคือ $V_g = 280V$ $I_o = 5A$ ($R_L = 2.4\Omega$) $d_1 = 0.2211$ $f_s = 50kHz$ $n = 8$ ค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในวงจรใช้ค่าในตารางที่ 4.1

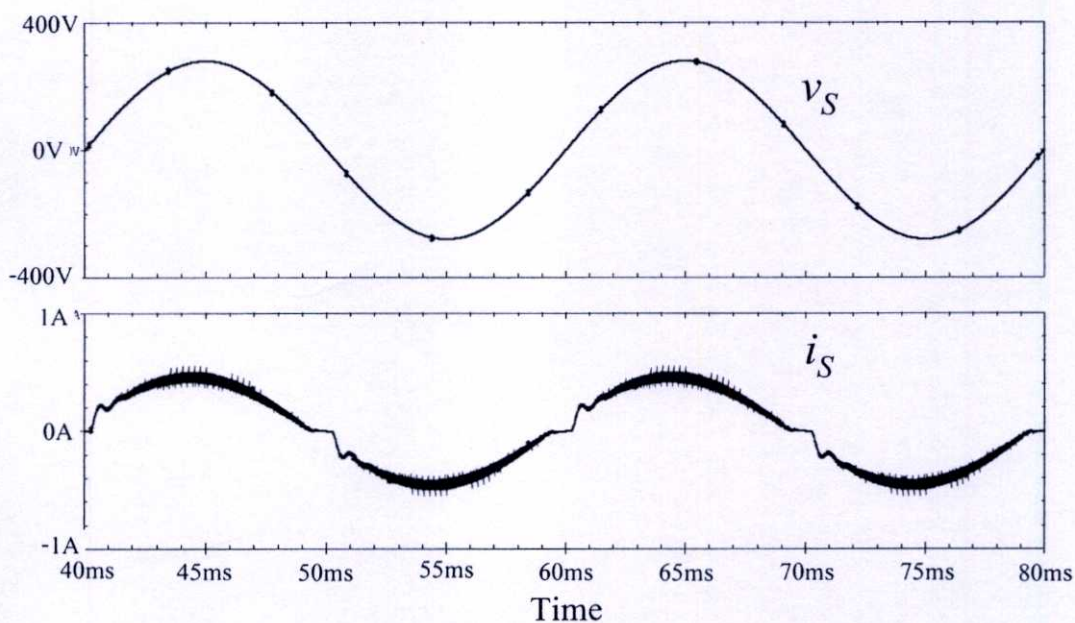
ผลการซิมูเลชันแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเอชอินพุต (AC main) เมื่อวงจร PFC อยู่ในสภาวะที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุด กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตต่ำสุด จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าเอชอินพุตมีความผิดเพี้ยนเมื่อกระแสไฟฟ้าตกกลงใกล้ศูนย์ (รูปที่ 4.3 (ก)) และที่สภาวะแรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุด กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าเอชอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์ตามแรงดันไฟฟ้าเอชอินพุต (รูปที่ 4.3 (ข))



รูปที่ 4.2 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ที่ใช้ในการซิมูเลชัน



(ก)

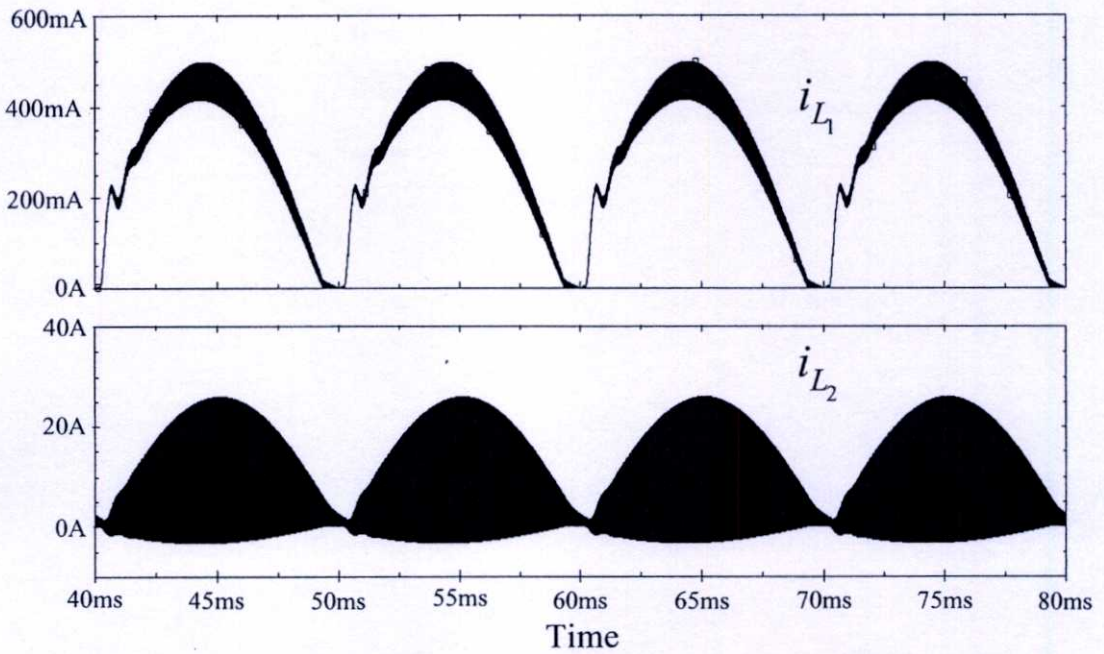


(ข)

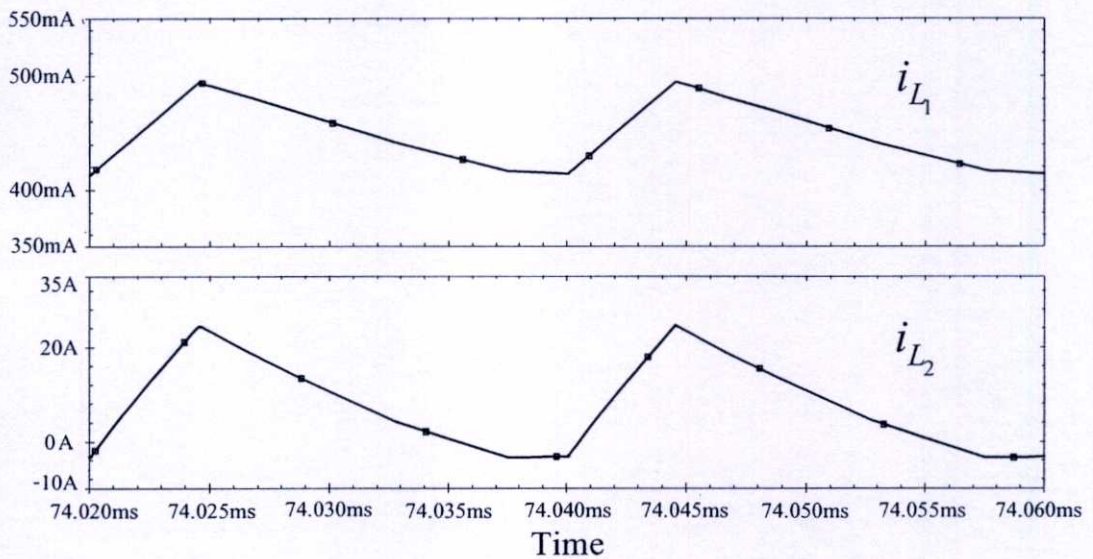
รูปที่ 4.3 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า v_s และกระแสไฟฟ้าอินพุต i_s เมื่อ (ก) ที่ $V_G = 311V_{PK}$ และ $I_O = 1A$

(ข) ที่ $V_G = 280V_{PK}$ และ $I_O = 5A$

รูปที่ 4.4 แสดงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ในคาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าอินพุต โดยกระแสไฟฟ้าทั้งสองนี้มีภาพขยายดังแสดงในรูปที่ 4.5 จากรูปจะเห็นว่าวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ต้นแบบ ทำงานในโหมด DCM

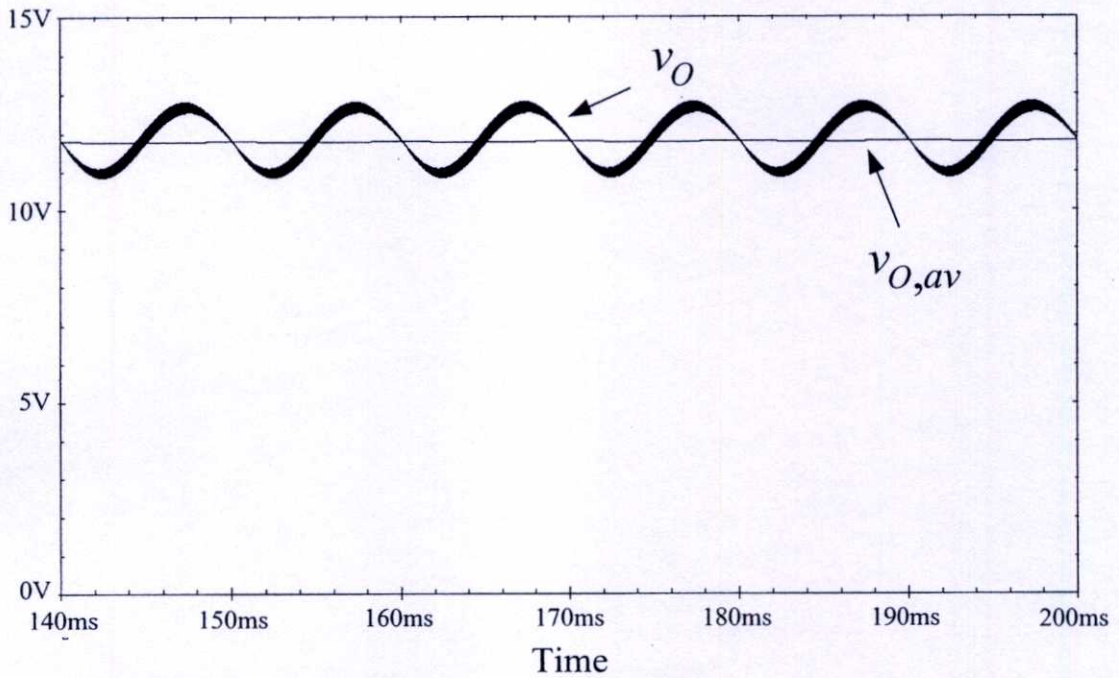


รูปที่ 4.4 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 คาบเวลาของแรงดันไฟฟ้าอินพุต



รูปที่ 4.5 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์

รูปที่ 4.6 แสดงแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_o ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 12V และมีริบเบิลที่ความถี่ 100Hz ปนอยู่ โดยริบเบิลนี้เกิดจากกำลังไฟฟ้าอินพุตมีค่าไม่คงที่แต่มีการแกว่ง (pulsating) ที่ความถี่สองเท่าของความถี่เอซีอินพุตคือ 100Hz

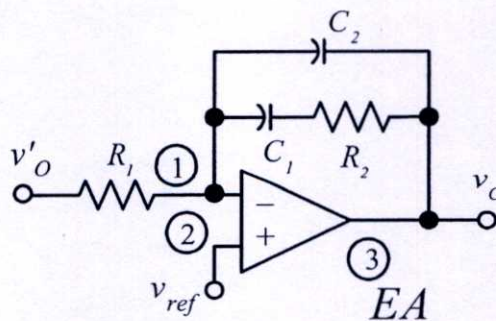


รูปที่ 4.6 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

4.4 การออกแบบวงจร PFC ภาคควบคุม

การควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ เลือกใช้ไอซี UC 3825 [9] ซึ่งภายในประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณผิดพลาด EA วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ PWM วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย วงจรสร้างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง ฯลฯ แรงดันเอาต์พุตของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ จะถูกป้อนกลับมาจากขา 1 ของไอซี ซึ่งเป็นขา inverting input ของ EA สัญญาณขับมอเตอร์ที่สร้างจาก UC3825 จะออกมาที่ขา 11 ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่คงที่ 50kHz

วงจรชดเชยที่ต่ออยู่รอบ EA ที่เลือกใช้แสดงดังรูปที่ 4.7 ซึ่งเป็นวงจรที่มีหนึ่งซีโรและสองโพลซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการ



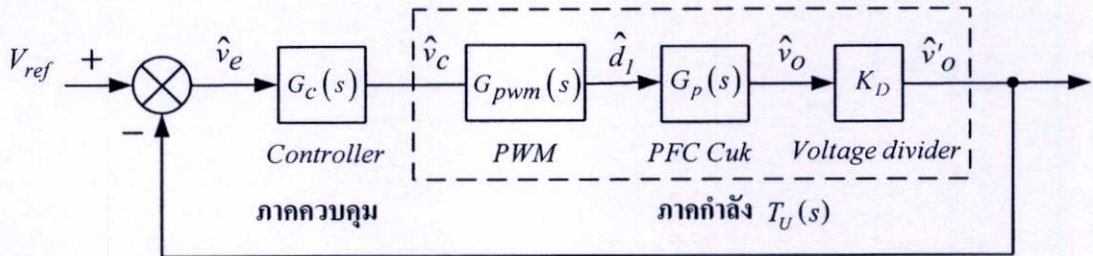
รูปที่ 4.7 วงจรชดเชยหนึ่งซีโรและสองโพล

$$G_c(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_{zc}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)\left(\frac{s}{\omega_{pc}} + 1\right)} \quad (4.6)$$

เมื่อ

$$\omega_{zc} = \frac{1}{R_2 C_1} \quad \omega_o = \frac{1}{R_1 (C_1 + C_2)} \quad \omega_{pc} = \frac{(C_1 + C_2)}{(R_2 C_1 C_2)}$$

ในการออกแบบวงจรชดเชยของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ สิ่งที่สำคัญถึง คือวงจรชดเชยจะต้องทำให้ระบบมีเสถียรภาพ มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี และมีแบนวิทซ์ต่ำกว่าความถี่ของ v_G พอสครกกล่าวคือประมาณ 1 ใน 5 ของความถี่ (f_G) แรงดันไฟฟ้าอินพุต เพื่อให้กระแสไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยเป็นรูปคลื่นไซน์เหมือนแรงดันไฟฟ้าอินพุต บล็อกไดอะแกรมการควบคุมของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์แสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์

ในการออกแบบวงจรชดเชย $G_c(s)$ จำเป็นต้องทราบฟังก์ชันถ่ายโอนรวมทั้งหมดของวงจรภาคกำลัง ($T_U(s) = G_{pwm}(s) G_p(s) K_D$) โดยจะเลือกในกรณีนี้ที่ $V_G = 280V$ และ $I_o = 5A$ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลัง $G_p(s)$ ในกรณีดังกล่าวหาได้จากสมการที่ (4.6)

$$G_p(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}_1} = \frac{K_{od}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (4.7)$$

เมื่อ

$$K_{od} = \frac{2V_G^2 R_L V_O}{D_1 (R_e V_O^2 + R_L V_G^2)} \quad \omega_p = \frac{R_e V_O^2 + R_L V_G^2}{C_L R_L R_e V_O^2}$$

แทนค่า $V_G = 280\text{V}$ $V_O = 12\text{V}$ $D_1 = 0.2211$ $R_L = 2.4\Omega$ $C_L = 8800\mu\text{F}$ และ $R_e = 653.408$ (จากสมการที่ (3.2)) ลงในสมการที่ (4.7) จะได้

$$G_P(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}_1} = \frac{K_{od}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} = \frac{72.3627}{1 + 0.00704s} \quad (4.8)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร $G_{pwm}(s)$ หาได้จากสมการที่ (3.11)

$$G_{PWM}(s) = \frac{\hat{d}_1}{\hat{v}_c} = \frac{1}{V_s} \quad (4.9)$$

แทนค่า $V_s = 1.8$ ลงในสมการที่ (4.9) จะได้

$$G_{PWM}(s) = \frac{\hat{d}_1}{\hat{v}_c} = \frac{1}{V_s} = \frac{1}{1.8} = 0.556 \quad (4.10)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร K_D หาได้จากสมการที่ (3.12)

$$K_D = \frac{\hat{v}'_o}{\hat{v}_o} = \frac{R_{D_2}}{R_{D_1} + R_{D_2}} \quad (4.11)$$

แทนค่า $R_{D_1} = 233\text{k}\Omega$ $R_{D_2} = 167\text{k}\Omega$ ลงในสมการที่ (4.9) จะได้

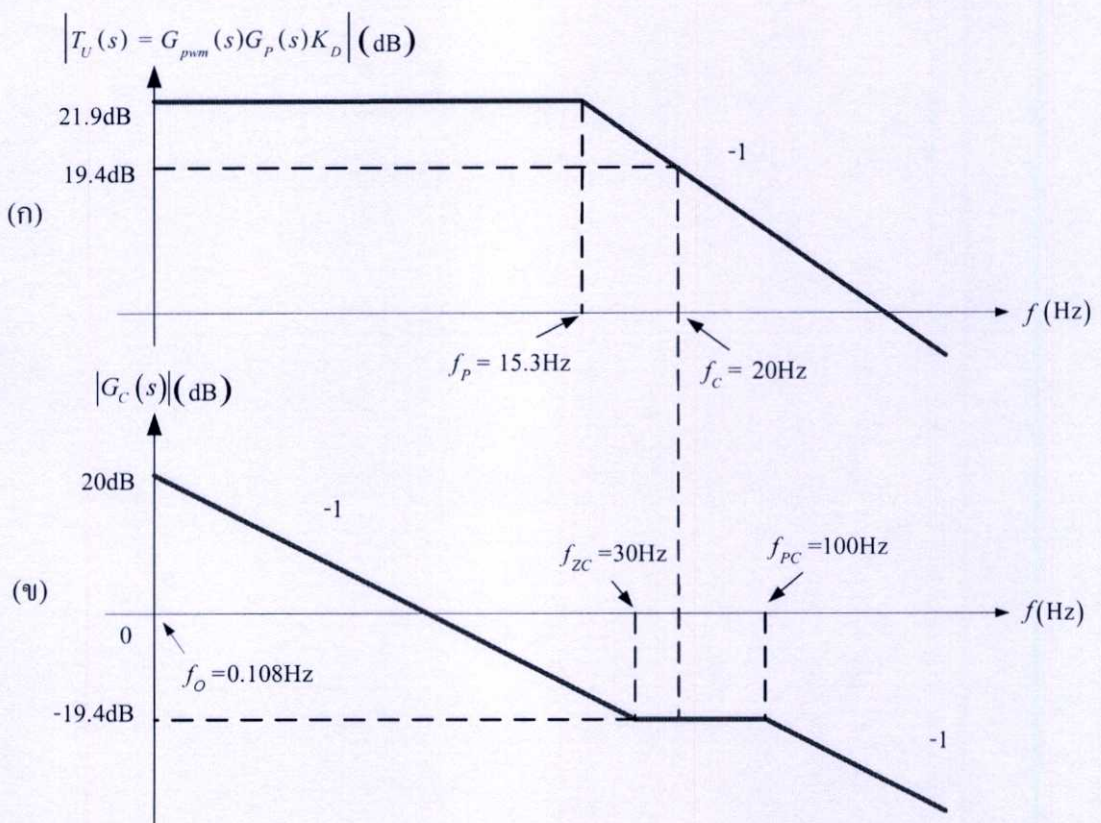
$$K_D = \frac{\hat{v}'_o}{\hat{v}_o} = \frac{R_{D_2}}{R_{D_1} + R_{D_2}} = 0.4175 \quad (4.12)$$

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.8

$$T_U(s) = G_{pwm}(s)G_p(s)K_D = (0.556) \left(\frac{72.3627}{1 + 0.00704s} \right) (0.4175)$$

$$= \frac{18.35}{0.005725s + 1}$$
(4.13)

แผนภาพโบดแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตของ $T_U(s) = G_{pwm}(s)G_p(s)K_D$ แสดงได้ดังรูปที่ 4.9(ก) โดยมีโพลอยู่ที่ความถี่ $f_p = 15\text{Hz}$



รูปที่ 4.9 แผนภาพโบดแสดงอัตราขยาย (ก) $T_U(s) = G_{pwm}(s)G_p(s)K_D$ และ (ข) $G_C(s)$

ในการออกแบบวงจรถดเชย $G_C(s)$ สามารถแสดงเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

1. กำหนดความถี่ครอสโอเวอร์ $f_c = 20\text{Hz}$ (ประมาณ 1 ใน 5 ของ f_c) จากรูปที่ 4.8(ก) อัตราขยายที่ f_c ของ $T_U(s) = G_{pwm}(s)G_p(s)K_D$ คือ 19.4dB ดังนั้นอัตราขยายของ $G_C(s)$ ที่ f_c ต้องการมีค่าเท่ากับ -19.4dB

2. วางโพลตัวที่หนึ่งของ $G_c(s)$ ที่จุดกำเนิด (origin)
3. วางซีโรของ $G_c(s)$ ที่ $f_{zc} = 15\text{Hz}$ (อยู่ใกล้กับ f_p)
4. วางโพลตัวที่สองของ $G_c(s)$ ที่ $f_{pc} = 32\text{Hz}$
5. กำหนดค่าอัตราขยายจากรูปที่ 4.9(ข) จะได้
 - อัตราขยายที่ f_{zc} และ f_{pc} มีค่าเท่ากับอัตราขยายที่ f_c คือ -19.4dB
 - อัตราขยายที่ความถี่ 0.108Hz มีค่าเท่ากับ 20dB
6. จากรูปที่ 4.9(ข) กำหนดค่าอุปกรณ์ชดเชย ได้ดังนี้

จาก $\omega_o = \frac{1}{R_1(C_1+C_2)}$ กำหนดให้ $C_1 = 1\mu\text{F}$ และ $C_2 = 1\mu\text{F}$ จะได้

$$R_1 = \frac{1}{\omega_o(C_1+C_2)} = \frac{1}{(2 \times 3.14 \times 0.108) \left((1 \times 10^{-6}) + (1 \times 10^{-6}) \right)} = 737\text{k}\Omega \quad (4.14)$$

จาก $\omega_{zc} = \frac{1}{R_2 C_1}$ แทนค่า $C_1 = 1\mu\text{F}$ จะได้

$$R_2 = \frac{1}{\omega_{zc} C_1} = \frac{1}{(2 \times 3.14 \times 15) (1 \times 10^{-6})} = 10.6\text{k}\Omega \quad (4.15)$$

จาก $\omega_{pc} = \frac{(C_1+C_2)}{R_2 C_1 C_2}$ แทนค่า $C_1 = 1\mu\text{F}$ และ $C_2 = 1\mu\text{F}$ จะได้

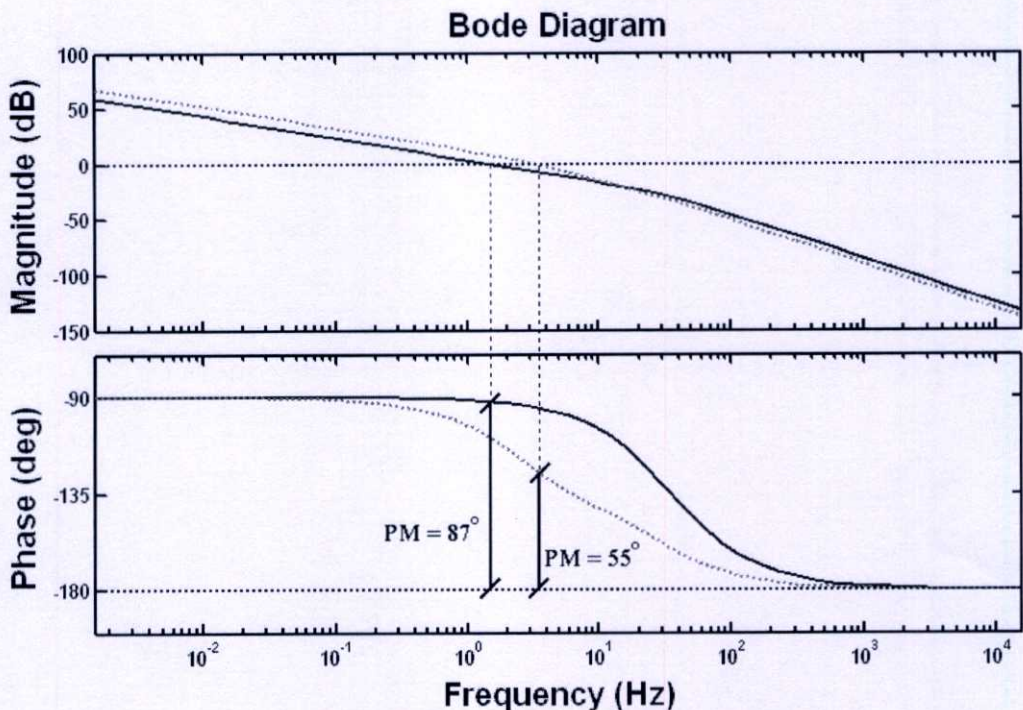
$$R_2 = \frac{(C_1+C_2)}{\omega_{pc} C_1 C_2} = \frac{\left((1 \times 10^{-6}) + (1 \times 10^{-6}) \right)}{(2 \times 3.14 \times 32) (1 \times 10^{-6}) (1 \times 10^{-6})} = 9.952\text{k}\Omega \quad (4.16)$$

จากค่าความต้านทานและค่าความจุของตัวเก็บประจุที่คำนวณได้ นำไปเลือกค่าอุปกรณ์ชดเชยได้
 ดังนี้ $R_2 = 10\text{k}\Omega$ $R_1 = 740\text{k}\Omega$ $C_1 = 1\mu\text{F}$ และ $C_2 = 1\mu\text{F}$

นำค่าอุปกรณ์ชดเชยที่เลือกไปแทนในสมการที่ (4.6) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ ดังสมการที่ (4.17)

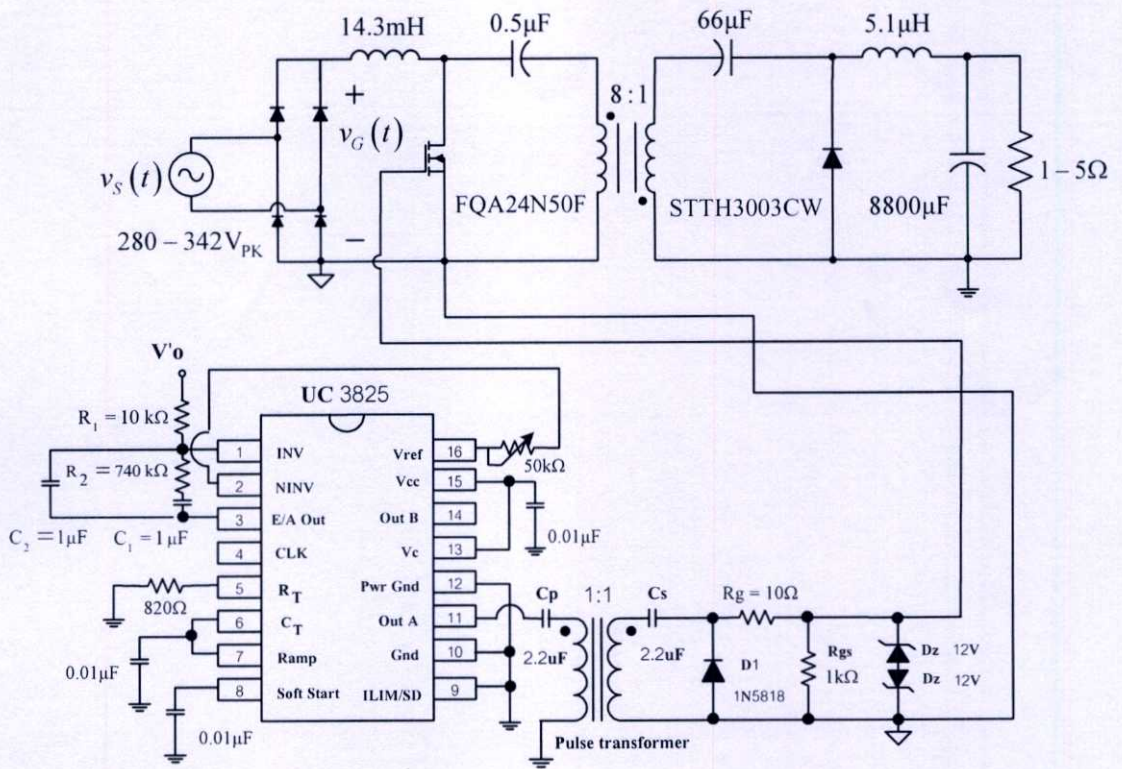
$$G_c(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_{zc}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)\left(\frac{s}{\omega_{pc}} + 1\right)} = \frac{0.01s + 1}{0.0074s^2 + 1.48s} \quad (4.17)$$

แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $T(s) = G_c(s)T_U(s)$ ที่ได้จากการคูณสมการที่ (4.13) กับสมการที่ (4.17) แสดงได้ดังรูปที่ 4.10 จะเห็นว่าเฟสมาร์จินมีค่าประมาณ 87° เส้นประในรูปแสดงแผนภาพโบด $T(s) = G_c(s)T_U(s)$ ในกรณีแรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุดกระแสไฟฟ้าต่ำสุด จะเห็นว่าเฟสมาร์จินประมาณ 55° ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรชดเชยที่ทำการออกแบบนั้นทำให้ระบบมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน

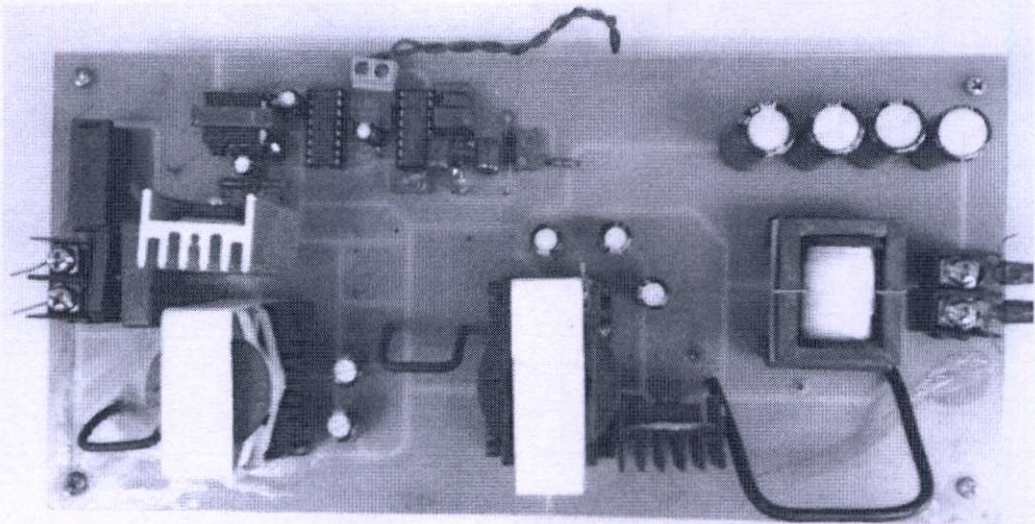


รูปที่ 4.10 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบที่ได้ออกแบบ โดยที่ เส้นทึบคือในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตต่ำสุดกระแสไฟฟ้าอินพุตสูงสุดและเส้นประคือในกรณีแรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุดกระแสไฟฟ้าต่ำสุด

แผนผังวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ที่ได้ทำการออกแบบแสดงในรูปที่ 4.11 และภาพถ่ายวงจรต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นแสดงในรูปที่ 4.12 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรต้นแบบจะนำเสนอในบทต่อไป



รูปที่ 4.11 วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ พร้อมวงจรป้อนกลับต้นแบบที่ได้ออกแบบ



รูปที่ 4.12 ภาพถ่ายวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ต้นแบบ ที่ได้ออกแบบและสร้าง

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงการออกแบบวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ ดันแบบ ส่วนแรก เป็นการออกแบบวงจรภาคกำลัง โดยนำสมการที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรในบทที่ 2 มาใช้ในการออกแบบ ตัวเหนี่ยวนำและคำนวณพิกัดแรงดันและกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิตซ์ไดโอดและมอสเฟต ส่วนที่สองเป็นการนำค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ได้จากการออกแบบมาขิมมูลฐานเพื่อศึกษาพฤติกรรม การทำงานของวงจร และสุดท้าย นำเอาฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 มาออกแบบวงจรชดเชย EA ของวงจรดันแบบ ผลการทดสอบวงจรดันแบบจะได้นำเสนอในบทต่อไป

บทที่ 5

ผลการทดสอบ

5.1 บทนำ

วงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ได้ออกแบบในบทที่ 4 ถูกนำมาทดสอบเพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรสิ่งที่ทำการทดสอบคือ (1) การรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (2) ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (3) การตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและกระแสไฟฟ้าอินพุตเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง (4) รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบประกอบด้วย

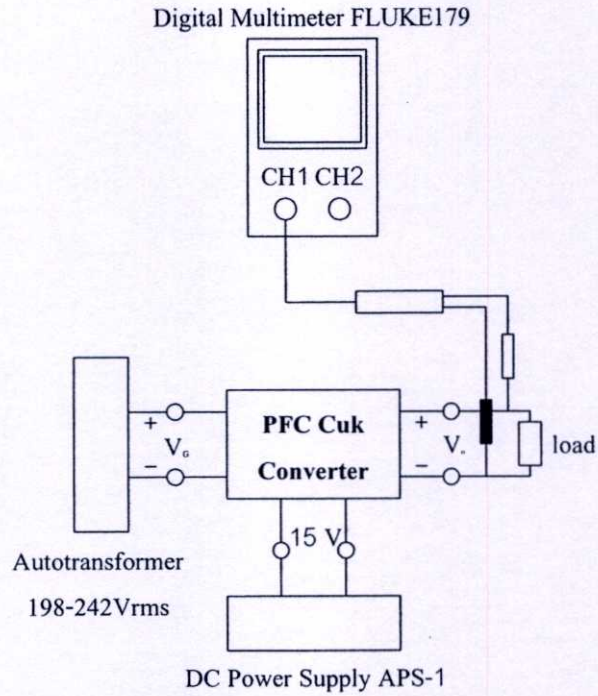
1. Digital Oscilloscope ของ Tektronix รุ่น TDS754D จำนวน 1 เครื่อง
2. Digital Oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520 จำนวน 1 เครื่อง
3. High-Voltage Differential Probe ของ Tektronix รุ่น P5205
4. Current Probe ของ Tektronix รุ่น TCP202 (15A Max) รุ่น A6303 (100A Max)
5. DC Power Supply ของ Analab รุ่น APS-1 จำนวน 1 เครื่อง
6. Autotransformer ของ ISKRA รุ่น HSN0103K จำนวน 1 เครื่อง
7. Digital Multimeter FLUKE179

5.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

ขั้นตอนการทดสอบ

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.1
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต $198V_{rms}$ จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสโหลด 1A ถึง 5A
5. ทำการทดสอบตามข้อ 3 และ 4 โดยเปลี่ยนจากแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็น $220V_{rms}$ และ $242V_{rms}$

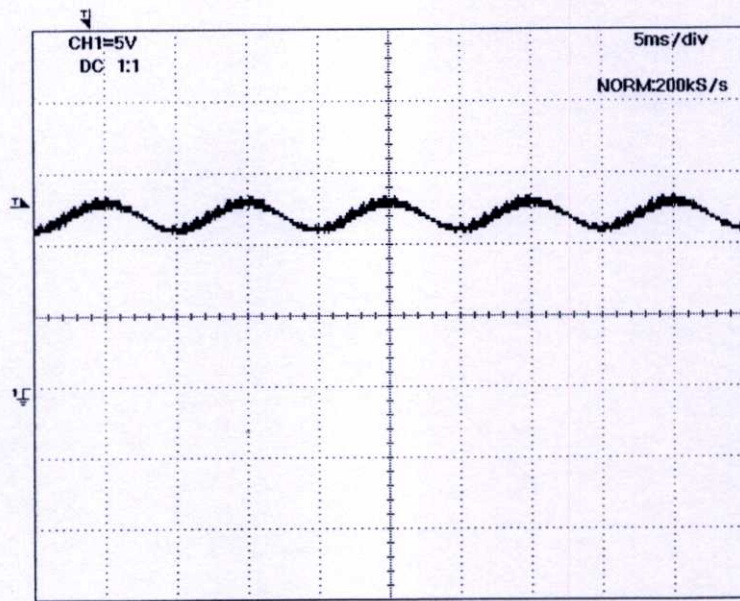
ตามลำดับ



รูปที่ 5.1 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

ตารางที่ 5.1 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตและกระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆ

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต					
กระแสโหลด	1A	2A	3A	4A	5A
$V_{in} = 198V_{rms}$	12	11.99	11.99	11.99	11.98
$V_{in} = 220V_{rms}$	12	11.99	11.99	11.99	11.99
$V_{in} = 242V_{rms}$	12	11.99	11.99	11.99	11.98



รูปที่ 5.2 รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ที่ $V_G = 220V_{rms}$ $I_o = 5A$

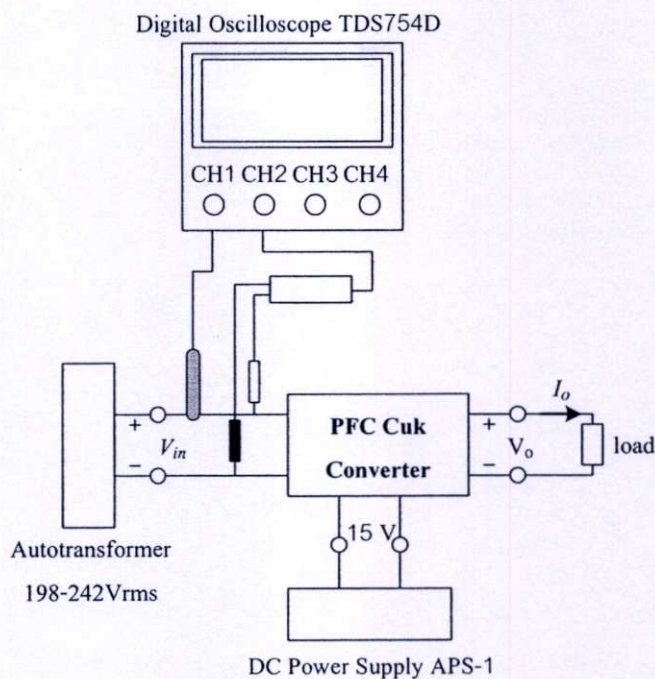
จากผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตและกระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆ ในตารางที่ 5.1 จะเห็นว่าวงจร PFC ต้นแบบสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้คงที่ 12V ตลอดย่านการทำงานของวงจร รูปที่ 5.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต 12V ที่มีริบเบิลประมาณ 2V (peak to peak) ที่ความถี่ 100Hz

5.3 การทดสอบการวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.3
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต $198V_{rms}$ จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่กระแสโหลด 1A ถึง 5A
5. ทำการทดสอบตามข้อ 3 และ 4 โดยเปลี่ยนจากแรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็น $220V_{rms}$ และ $242V_{rms}$

ตามลำดับ



รูปที่ 5.3 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตและกระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆ

ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า					
กระแสโหลด	1A	2A	3A	4A	5A
$V_{in} = 198V_{rms}$	0.913	0.937	0.986	0.991	0.994
$V_{in} = 220V_{rms}$	0.851	0.950	0.975	0.985	0.989
$V_{in} = 242V_{rms}$	0.858	0.947	0.972	0.982	0.988

จากผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจร PFC ในตารางที่ 5.2 จะเห็นว่าวงจร PFC ต้นแบบ มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่สูง ในตารางจะเห็นว่าค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูงกว่า 0.9 ตลอดย่านการทำงานยกเว้นที่สภาวะแรงดันไฟฟ้าอินพุตสูง กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตต่ำ ($V_{in} = 220-242V_{rms}$ $I_o = 1A$) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

จากนิยามค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า [10]

$$pf = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} [\cos(\theta_1 - \phi_1)]$$

$$= (\text{Distortion power factor, DF.}) (\text{Displacement factor})$$

โดย

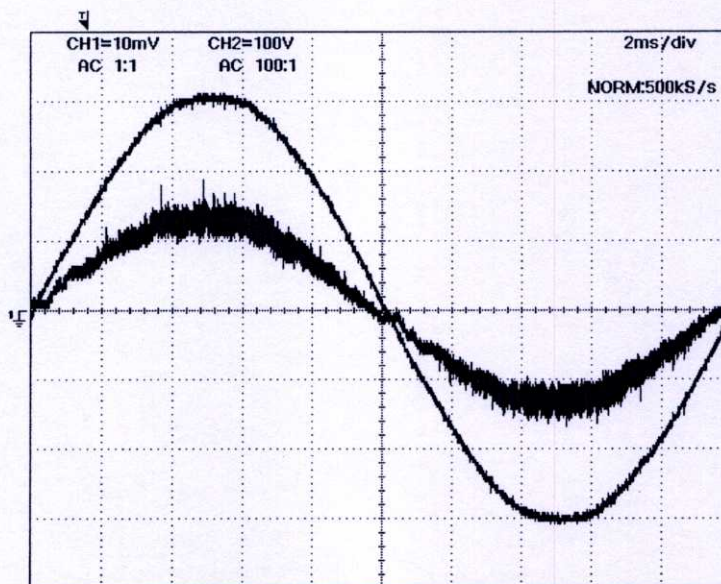
$I_{1,rms}$ คือ กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสขององค์ประกอบ Fundamental

I_{rms} คือ กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสรวม

ϕ_1 คือ ค่ามุมของแรงดันไฟฟ้า

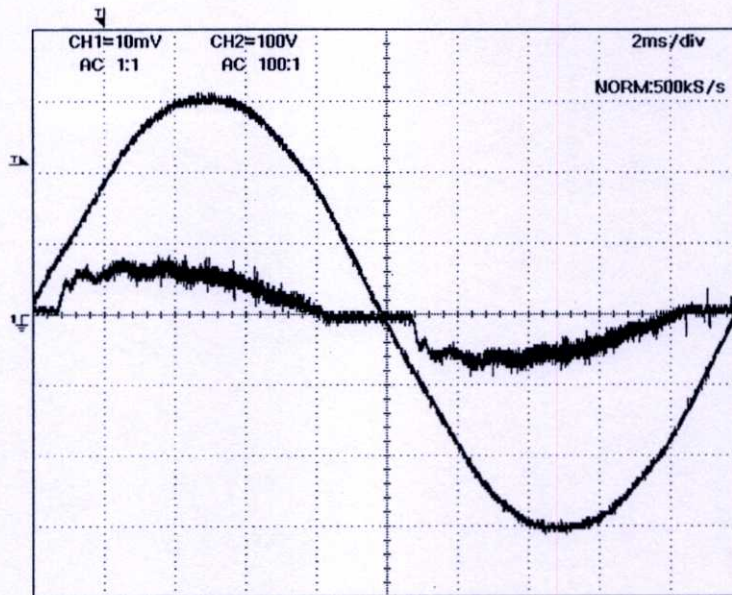
θ_1 คือ ค่ามุมของกระแสไฟฟ้า

จะพบว่าค่า pf จะขึ้นอยู่กับ ค่าดิสตอร์ชันเพาเวอร์แฟกเตอร์ (Distortion power factor, D.F.) และค่าดีสเพลสเมนต์แฟกเตอร์ (Displacement factor) จากรูปที่ 5.4 ซึ่งเป็นสถานะที่กระแสไฟฟ้าเอาท์พุตสูง ($I_o = 5A$) พบว่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าอินพุตมีเฟสที่ทับกัน และกระแสไฟฟ้าอินพุตมีความผิดเพี้ยนน้อย ดังนั้นค่า pf จะมีค่าสูง แต่ในสถานะกระแสไฟฟ้าเอาท์พุตต่ำ ($I_o = 1A$) แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าอินพุตที่วัดได้แสดงดังรูปที่ 5.5 ซึ่งจะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าอินพุตมีความผิดเพี้ยนสูงทำให้ค่า pf มีค่าต่ำกว่ากรณีในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาชีอินพุต (v_s) และกระแสไฟฟ้าเอาชีอินพุต (i_s) ที่ $V_G = 220V_{rms}$

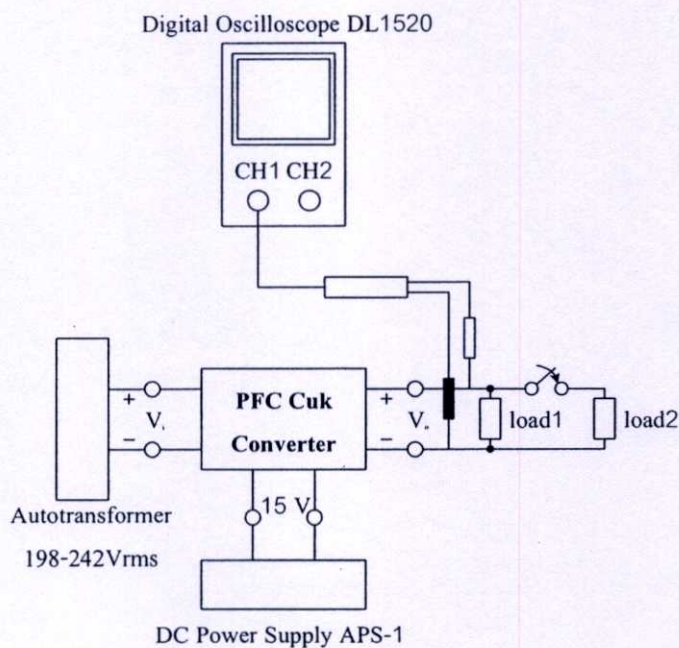
$$I_o = 5A \text{ (0.5A/div)}$$



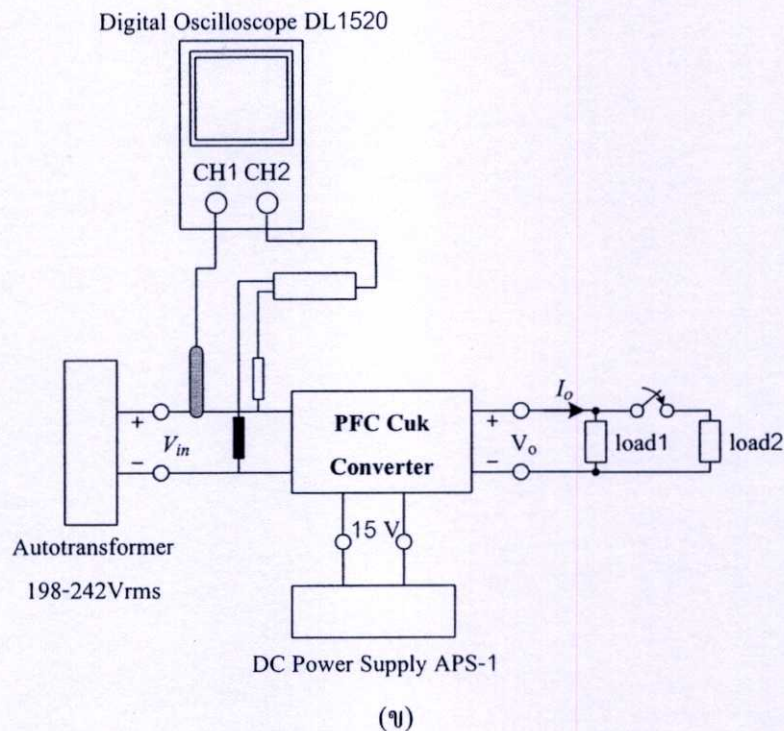
รูปที่ 5.5 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (v_o) และกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (i_o) ที่ $V_G = 220V_{rms}$

$$I_o = 1A \text{ (0.2A/div)}$$

5.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสไฟฟ้าอินพุตเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง



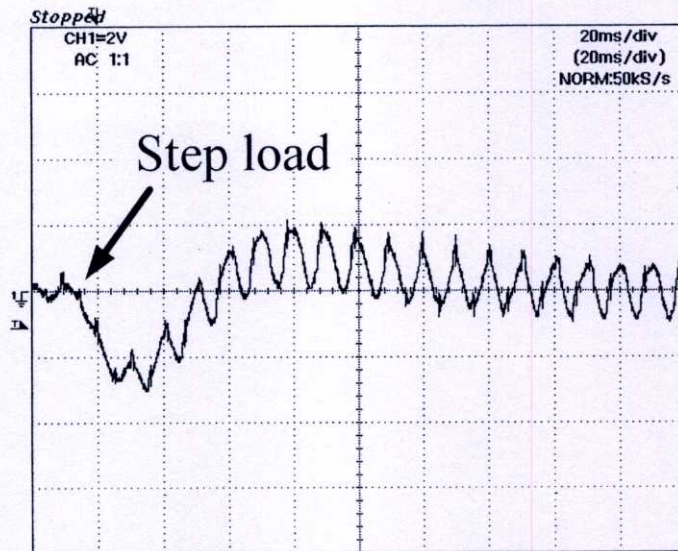
(ก)



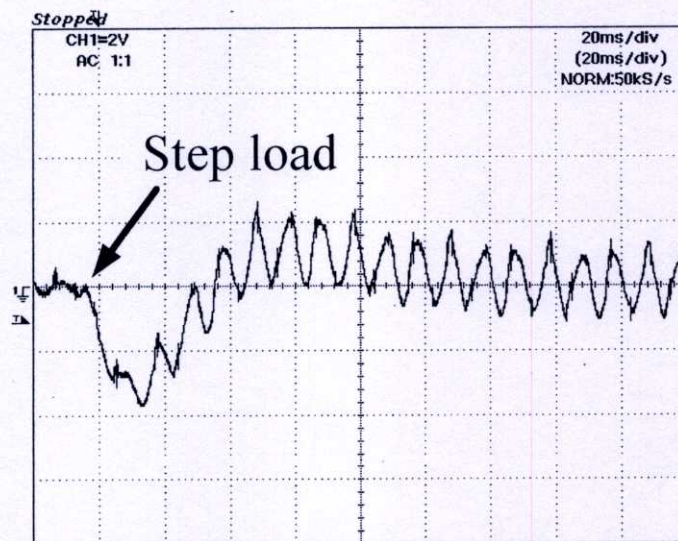
รูปที่ 5.6 (ก) การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตและ (ข) การจัดชุดทดลองสำหรับวัดแรงดันไฟฟ้า (v_o) และกระแสไฟฟ้าอินพุตเอชซี (i_o) เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.6(ก)
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V_{rms} จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างทันที จาก 1A ไป 4A และ 1A ไป 5A
5. ทำการทดสอบตามข้อ 1 ถึง ข้อ 3 โดยเปลี่ยนจากจัดชุดทดลองเป็นรูปที่ 5.6(ข)
6. บันทึกผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าอินพุตเอชซี เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีจาก 1A ไป 4A และ 1A ไป 5A



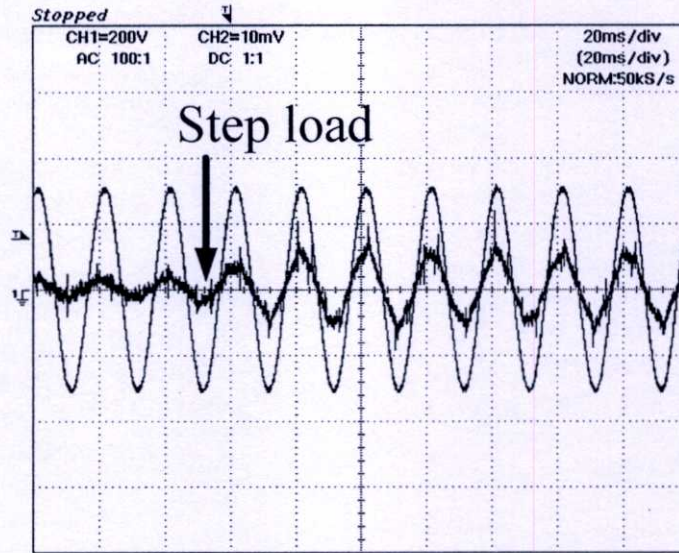
(ก)



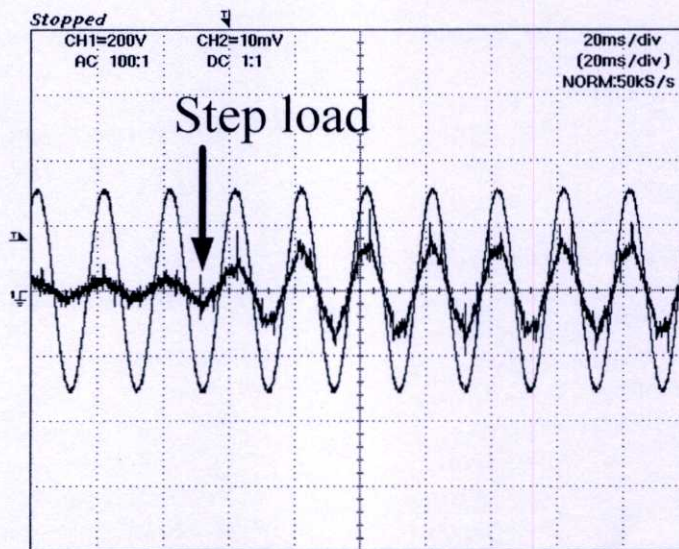
(ข)

รูปที่ 5.7 รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต (2V/div) ที่ $V_G = 220V_{rms}$ (ก) เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 4A และ (ข) เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 5A

รูปที่ 5.7(ก) แสดงผลการวัดการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะสูงสุดมีค่าประมาณ 3V และใช้เวลาประมาณ 80ms ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 12V และรูปที่ 5.7(ข) แสดงผลการวัดการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 5A จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะสูงสุดมีค่าประมาณ 3.5V และใช้เวลาประมาณ 80ms ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 12V



(ก)



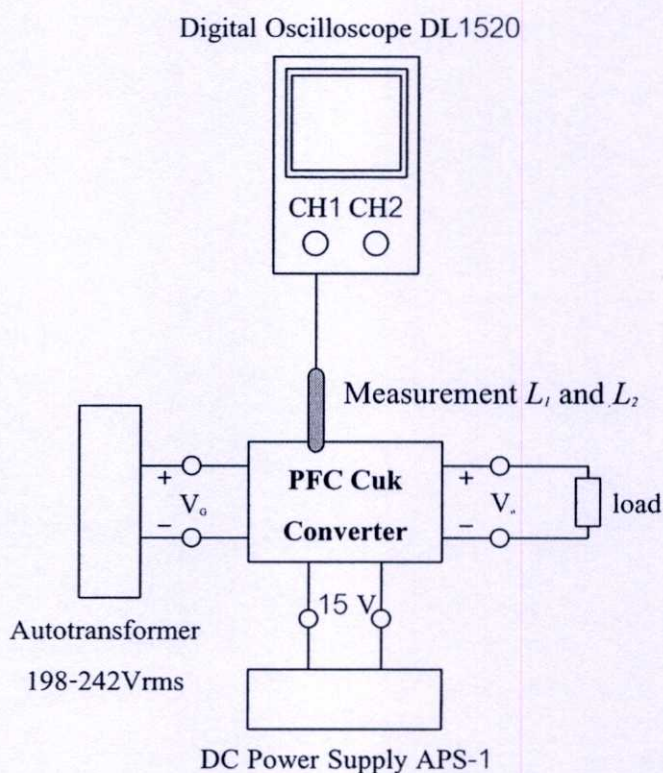
(ข)

รูปที่ 5.8 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าเอชอินพุต ($v_s = 220V_{\text{rms}}$) และกระแสไฟฟ้าเอชอินพุต (i_s) (ก) เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 4A และ (ข) เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 5A

จากรูปที่ 5.8 จะเห็นว่าเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 4A หรือ จาก 1A ไป 5A กระแสไฟฟ้าอินพุตเอช เป็นรูปคลื่นไซน์และมีขนาดที่โตเพิ่มขึ้นและใช้เวลาประมาณ 80ms ในการกลับเข้าสู่สภาวะคงตัว จากผลการตอบสนองที่ได้นำเสนอในข้างต้นพบว่า วงจรชดเชย EA ที่ได้ทำการออกแบบมีผลการตอบสนองเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันที่ช้า แต่อย่างไรก็

ตามวงจรสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและรักษากระแสไฟฟ้าอินพุตเอซีเป็นรูปคลื่นไซน์ได้

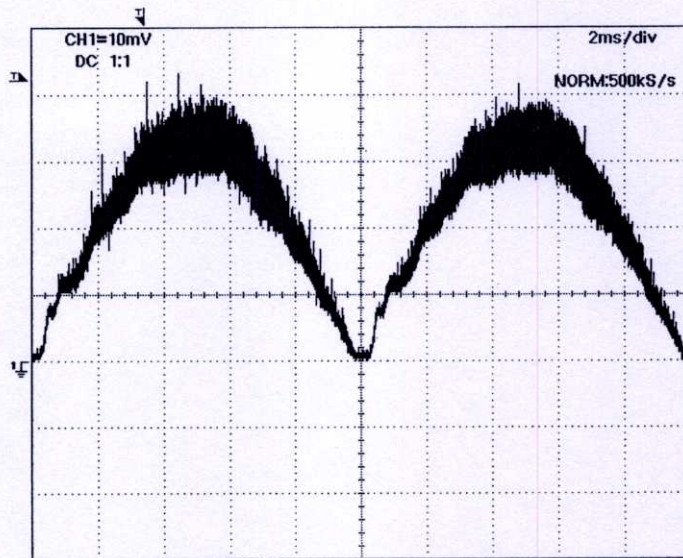
5.5 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2



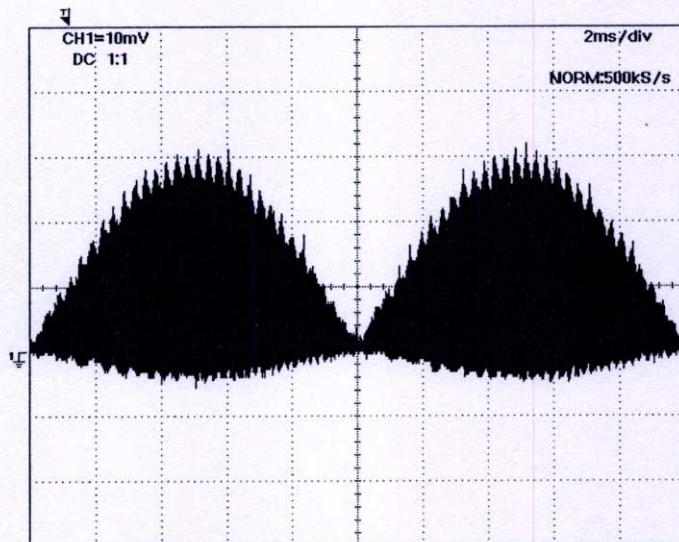
รูปที่ 5.9 การจัดชุดทดลองสำหรับวัดกระแสไฟฟ้า L_1 และ L_2

ขั้นตอนการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.9
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดันไฟฟ้าอินพุต 220V_{rms} จาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกรูปคลื่นกระแสไฟฟ้า L_1 ที่กระแสไหลค 5A
5. ทำการทดสอบตามข้อ 3 และ 4 โดยเปลี่ยนจากตัวเหนี่ยวนำ L_1 เป็น L_2

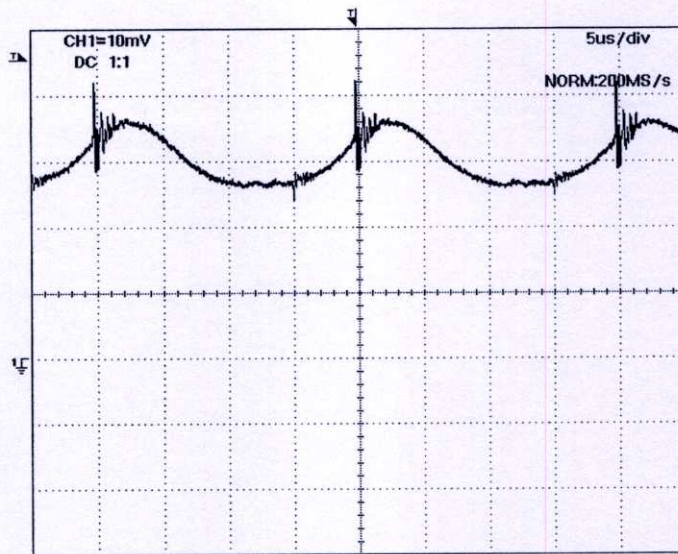


(ก)

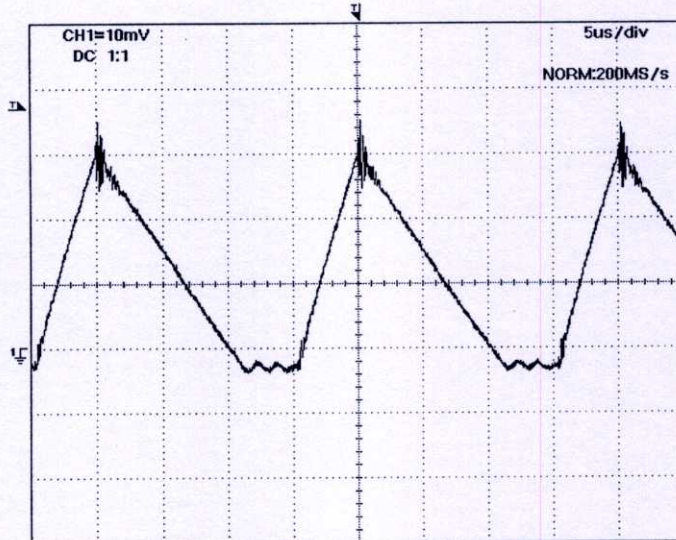


(ข)

รูปที่ 5.10 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลาของ v_g ที่ $V_G = 220V_{rms}$ $I_o = 5A$ (ก)
 L_1 (0.2A/div, 2ms/div) และ (ข) L_2 (10A/div, 2ms/div)



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.11 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลาของการสวิตช์ ที่ $V_G = 220V_{rms}$ $I_o = 5A$ (ก) L_1 (0.2A/div, 5us/div) และ (ข) L_2 (10A/div, 5us/div)

จากรูปที่ 5.10 แสดงกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน L_1 และ L_2 ในหนึ่งคาบเวลาของ v_g (20ms) โดยกระแสไฟฟ้าทั้งสองนี้มีภาพขยายดังแสดงในรูปที่ 5.11 จากรูปจะเห็นว่าวงจร PFC ดันแบบ ทำงานในโหมด DCM

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และจำลองแบบวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง โดยวงจรที่ศึกษาประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge rectifier) ต่ออนุกรมกับวงจรชุกคอนเวอเตอร์ทำงานในโหมด DCM วงจรทั้งสองนี้รวมกันเรียกว่าวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ เมื่อควบคุมค่าความถี่ไซเคิลของมอสเฟตสวิตช์ให้มีความถี่ พดคติกรรมทางด้านอินพุตของวงจรจะเสมือนตัวต้านทานกล่าวคือกระแสไฟฟ้าอินพุตจะเป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าอินพุต ทำให้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าสูง ดังนั้นวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์จึงเหมาะกับการนำไปใช้เป็นภาคอินพุตของ SMPS

การควบคุมการทำงานของวงจรมีสองสิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือ (1) กระแสไฟฟ้าอินพุตจะต้องเป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าอินพุต (2) แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าคงที่ เพื่อให้บรรลุวัตถุประสงค์ดังกล่าว วงจรชดเชย EA ในรูปการควบคุมของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ ได้ถูกออกแบบให้ระบบมีผลตอบสนองที่ช้าโดยมีแบนวิดธ์ประมาณ 1 ใน 5 ของความถี่ไฟฟ้าอินพุต (f_c) ผลที่ได้ก็คือแรงดันควบคุม v_c จาก EA จะมีการเปลี่ยนแปลงช้า ทำให้ค่าความถี่ไซเคิลของมอสเฟตที่สร้างจากวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณพีดับบิวเอ็ม (PWM Comparator) มีค่าค่อนข้างคงที่ในหนึ่งคาบเวลาไฟฟ้าอินพุต ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขของการทำให้วงจรมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง อย่างไรก็ตาม การที่รูปการควบคุมมีผลตอบสนองที่ช้า นั้น ส่งผลให้การตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตช้าตามไปด้วย ดังแสดงในผลการทดสอบรูปที่ 5.6 (ก) และ (ข) ซึ่งทั้งสองกรณีแรงดันเอาต์พุตใช้เวลาประมาณ 80ms ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 12V ในแง่การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต วงจรชดเชย EA ที่ได้รับการออกแบบสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตได้ดีตลอดย่านแรงดันไฟฟ้าอินพุตและกระแสไฟฟ้าโหลดดังแสดงในตารางที่ 5.1 ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยที่วัดได้มีการเปลี่ยนแปลงประมาณ 10mV และเช่นเดียวกันตลอดย่านแรงดันไฟฟ้าอินพุตและกระแสไฟฟ้าโหลด ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรที่วัดได้มีค่าสูงกว่า 0.9 ดังแสดงในตารางที่ 5.2 เมื่อเทียบกับวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าประมาณ 0.6

จุดเด่นอีกข้อหนึ่งของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ กล่าวคือจะใช้การควบคุมแบบแรงดันไฟฟ้า (voltage mode control) โดยมีการป้อนกลับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเพียงอย่างเดียวให้กับวงจรควบคุมซึ่งมีโครงสร้างและวิธีการออกแบบง่ายกว่า เมื่อเทียบกับวงจรบูตส์คอนเวอเตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย (Averaged current mode control) ซึ่งมีการป้อนกับตัวแปรหลายตัว คือ แรงดันไฟฟ้าอินพุต กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

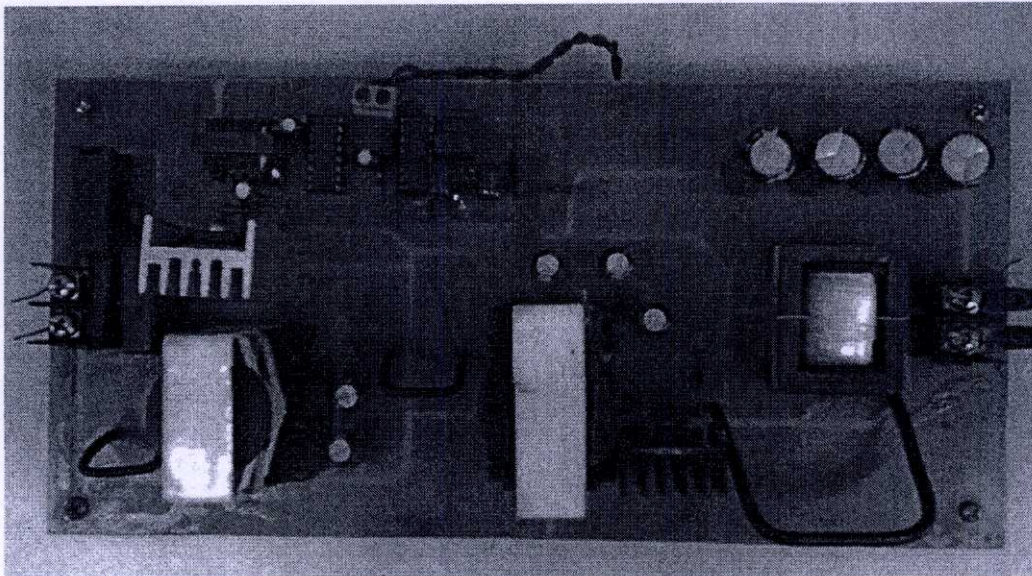
บรรณานุกรม

- [1] P.C. Todd , “Controlled Power Factor Correction Circuit Design.” Unitrode application note. 1999.
- [2] R.W. Erickson, M. Madigan, S. Singer, “Design of a Simple High-Power-Factor Rectifier Based on the Flyback Converter”, Proc. IEEE APEC’90, pp. 792-801, 1990.
- [3] M. Brkovic and S. Cuk, “Input Current Shaper Using Cuk Converter”, Proc. IEEE INTELEC’92., pp. 532-539, 1992.
- [4] G. Ranganathan and L. Umanand, “Power Factor Improvement using DCM Cuk converter with Coupled Inductor”, IEE Proc-Electr. Power Appl.,vol. 146. No. 2. pp. 231-236, 1999.
- [5] D.S. Lyrio, J. Sebastian, J. Uceda, “The Discontinuous Conduction Mode Sepic and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design”, IEEE Trans Industrial Electronics, vol. 44, No. 5, pp. 630-637, 1997.
- [6] R.W. Erickson, D Maksimovic. **Fundamental of Power Electronics**. 2nd Edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [7] H. W. Whittington, et. al. **Switched Mode Power Supplies: Design and Construction**. Research Studies Press Ltd. 1992.
- [8] L. Umanand, S. R. Bhat. **Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters**. Wiley Eastern Limited. 1992.
- [9] Unitrode. Power Supply Circuit [Data Book]. 1993.
- [10] D. W. Hart. **Introduction to Power electronics**. Prentice-Hall International, Inc. 1997.

ภาคผนวก ก
ภาพถ่ายของงานวิจัย



รูปที่ ก.1 ภาพถ่ายวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ ขณะทำการทดสอบ



รูปที่ ก.2 ภาพถ่ายวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ต้นแบบที่ได้ออกแบบสร้างขึ้น

ภาคผนวก ข
บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์

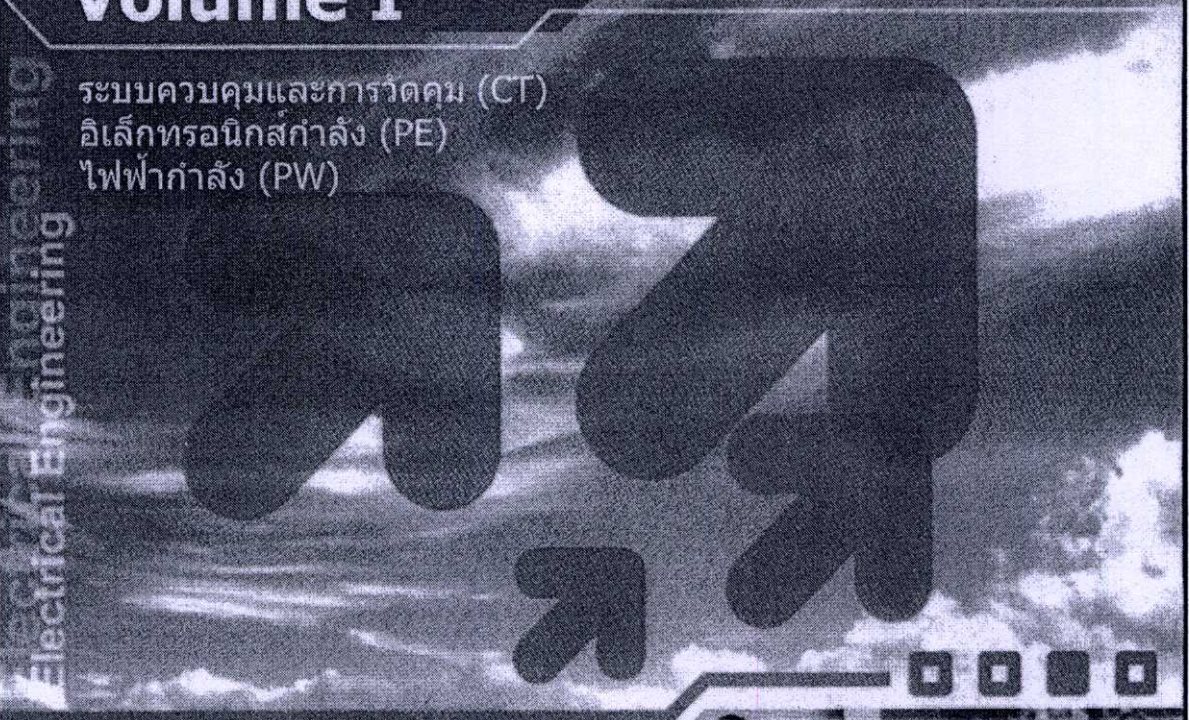
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28 28th Electrical Engineering Conference



Volume I

ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
ไฟฟ้ากำลัง (PW)

Electrical Engineering



ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์
20 - 21 ตุลาคม 2548
ณ โรงแรมเฟิร์ล วิลเลจ จ.ภูเก็ต

การจำลองแบบและออกแบบรูปการควบคุมวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูง

Modeling and Control Loop Design of a High-Power-Factor Flyback Converter

ทศพร เกศผล และ ชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร 0-2326-4221 โทรสาร 0-2326-4225 Email: kbchanin@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการจำลองแบบและออกแบบรูปการควบคุมวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูงแบบจำลองที่ได้ถูกนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของวงจรต้นแบบผลการทดสอบวงจรต้นแบบยืนยันว่ารูปการควบคุมที่ออกแบบทำให้ระบบมีการรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดีและมีค่าตัวประกอบกำลังสูงทางด้านอินพุตสูง

Abstract

In this paper, modeling and control loop design of a high-power-factor flyback converter is presented. The converter model is derived and used in control loop design of the prototype circuit. Test on the prototype circuit confirms that the designed controller results in the system with good output voltage regulation and high power factor.

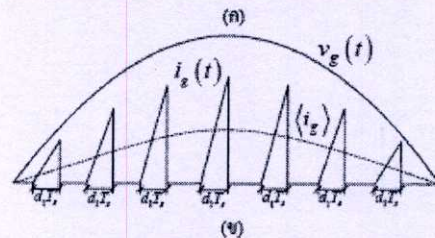
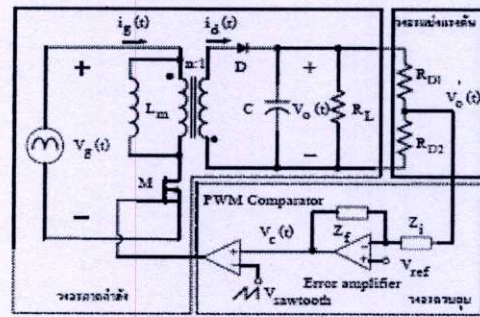
Keywords : Flyback converter, Power factor correction, Modeling

1. บทนำ

วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์นิยมใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ดีให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ เนื่องจากวงจรใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยขึ้นทำให้มีขนาดเล็กและราคาถูก เมื่อใช้งานกับแรงดันไฟฟ้าสลับอินพุต วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์จะถูกต่ออยู่หลังวงจรเรกติไฟร์ซึ่งสังเคราะห์ไฟเอาต์พุตมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์เป็นผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าต่ำ วิธีที่นิยมใช้ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง คือ การนำวงจรบูสต์คอนเวอเตอร์มาต่อขึ้นระหว่างภาคเรกติไฟเออร์กับฟลายแบคคอนเวอเตอร์แล้วควบคุมให้สังเคราะห์ไฟเอาต์พุตเป็นรูปคลื่นไซน์ [1] แต่การแก้ค่าตัวประกอบกำลังโดยวิธีนี้ค่อนข้างจะยุ่งยากเพราะต้องมีการป้อนกลับตัวแปรหลายตัวให้กับวงจรควบคุมของบูสต์คอนเวอเตอร์ บทความ [2] ได้นำเสนอวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูงโดยอาศัยคุณสมบัติการทำงานในโหมดกระแสไฟไม่ต่อเนื่อง (DCM) ที่วงจรจะสังเคราะห์ไฟเอาต์พุตเฉลี่ยเป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าอินพุต แรงดันไฟฟ้าอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์กระแสอินพุตก็จะเป็นรูปคลื่นไซน์ด้วยทำให้มีค่าตัวประกอบกำลังสูง ส่วนแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรถูกรักษาให้คงที่โดยการป้อนกลับ รูปการควบคุม

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตนี้จะต้องถูกออกแบบให้เหมาะสมเพื่อทำให้งานมีการรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดีและมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตสูง บทความนี้นำเสนอการจำลองแบบและออกแบบตัวควบคุมในรูปแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูง และแสดงผลการทดสอบวงจรต้นแบบขนาด 60W (12V 5A) ที่ได้สร้างขึ้น

2. หลักการทำงานของวงจร



รูปที่ 1 (ก) วงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูง (ข) รูปคลื่น $v_o(t)$, $i_g(t)$, $\langle i_g \rangle$

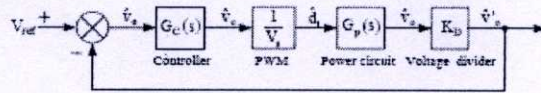
รูปที่ 1(ก) แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูง แรงดันไฟฟ้าอินพุตของวงจร $v_g(t)$ เป็นรูปคลื่นไซน์เต็มคลื่นที่ได้จากการเรกติไฟร์แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสลับสาธารณะ 220V 50Hz ความถี่ในการสวิตช์ของมอสเฟต (f) มีค่าคงที่และมากกว่าความถี่ของ $v_g(t)$ ($f_s = 100\text{Hz}$) มาก ในแต่ละคาบเวลาการสวิตช์ (T) วงจรจะทำงานในโหมด DCM โดยแบ่งออกเป็น 3 สภาวะ คือ (1) เมื่อมอสเฟต

(M) นำกระแส เกิด $i_u(t)$ โหลด พลังงานจะถูกสะสมในตัวเหนี่ยวนำ (L_m) ของหม้อแปลงฟลายแบค ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิที่พันกลับทิศทางกันทำให้ไดโอด (D) อยู่ในสภาวะไบแอสกลับ ตัวเก็บประจุ (C) ทำหน้าที่จ่ายพลังงานให้กับความต้านทานโหลด (R_L) (2) เมื่อ M หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำฟลายแบคเกิดการยุบตัว แรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดปฐมภูมิเกิดการกลับขั้วทำให้ D อยู่ในสภาวะไบแอสตรง เกิด $i_d(t)$ โหลด พลังงานไฟฟ้าที่สะสมใน L_m จะถูกจ่ายไปยัง C และ R_L (3) เมื่อพลังงานไฟฟ้าที่สะสมใน L_m หหมดลง D จะหยุดนำกระแส C ทำหน้าที่จ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับ R_L รูปที่ 1(ข) แสดงรูปคลื่น $v_r(t)$ และ $i_u(t)$ ของวงจรโดยกระแสเฉลี่ย $i_u(t)$ ($\langle i_g \rangle$) จะเป็นรูปคลื่นไซน์เหมือนกับ $v_r(t)$ เมื่อตัวดีไอโอดของมอสเฟต (d_1) มีค่าคงที่ใน 1 คาบเวลาของ $v_r(t)$

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตถูกรักษาให้มีค่าคงที่โดยการป้อนกลับไปยังวงจรถ่ายยความผิดพลาด (Error amplifier) ที่มีแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงเท่ากับ V_m สัญญาณเอาต์พุตที่ได้คือสัญญาณควบคุม $v_c(t)$ ซึ่งจะถูกรับเทียบกับสัญญาณไฟฟ้าพื้นฐานเลือก ($V_{m,ref}$) เพื่อสร้างสัญญาณ PWM ขับเกตของมอสเฟต ตัวควบคุมประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ Z, และ Z, ซึ่งจะต้องถูกออกแบบให้รูปการควบคุมมีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ต่ำกว่า f_s มากพอสมควรเพื่อให้ d_1 มีค่าค่อนข้างคงที่ใน 1 คาบเวลาของ $v_r(t)$ ซึ่งเป็นการป้องกันมิให้ $\langle i_g \rangle$ ผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ รายละเอียดการออกแบบรูปการควบคุมจะกล่าวในหัวข้อที่ 4

3. การจำลองแบบวงจร

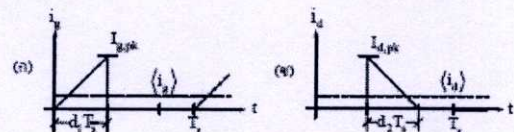
วงจรรูปที่ 1(ก) สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2 โดยมีรายละเอียดของแบบจำลองในแต่ละส่วนเป็นดังนี้



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรในรูปที่ 1(ก)

3.1 วงจรภาคกำลัง

จะเริ่มจากการหาแบบจำลองเฉลี่ยหลังจากนั้นหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กและฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร รูปที่ 3 แสดงรูปคลื่นกระแส $i_u(t)$ และ $i_d(t)$ ใน 1 คาบเวลาการสวิตชิ่งใดๆ ถ้ากำหนดให้ในขณะนั้น $v_r(t)$ มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ $\langle V_g \rangle$ จากรูปที่ 3(ก) จะได้ $i_u(t)$ มีค่าเฉลี่ยดังสมการที่ (1)



รูปที่ 3 (ก) รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าอินพุต $i_u(t)$ (ข) กระแสไฟฟ้าไดโอด $i_d(t)$

$$\langle i_g \rangle = \frac{1}{2} d_1 I_{u,pk} = \frac{\langle V_g \rangle d_1 T_s}{2L_m} = \frac{\langle V_g \rangle}{R_s} \quad (1)$$

โดย $R_s = 2L_m/d_1^2 T_s$ จากสมการที่ 1 จะเห็นว่า ถ้าใน 1 คาบเวลาของ $v_r(t)$ d_1 ถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ R_s จะมีค่าคงที่ $\langle i_g \rangle$ ก็จะเป็นสัดส่วนกับ $\langle V_g \rangle$ ที่มีค่าแปรเปลี่ยนเป็นฟังก์ชันไซน์ดังแสดงในรูปที่ 1(ข) จากรูปที่ 3(ก) จะได้ $i_u(t)$ มีค่าเฉลี่ยดังสมการที่ (2)

$$\langle i_d \rangle = \frac{1}{2} d_2 I_{d,pk} = \frac{1}{2} \left(\frac{\langle V_g \rangle d_1}{n \langle V_o \rangle} \right) \left(\frac{n \langle V_g \rangle d_1 T_s}{L_m} \right) = \frac{\langle V_g^2 \rangle}{R_s \langle V_o \rangle} \quad (2)$$

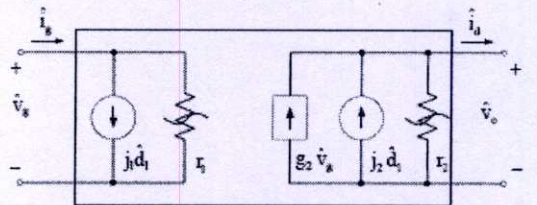
สมการที่ (1) และสมการที่ (2) เป็นสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้น เพราะอยู่ในรูปที่มีตัวแปรอินพุต 2 ตัว ($\langle V_g \rangle, d_1$) คู่กัน ในการหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กจะทำการรวมรวมสมการที่ (1) และสมการที่ (2) โดยการแทน $d_1 = D_1 + \hat{d}_1, \langle V_g \rangle = V_g + \hat{v}_g, \langle V_o \rangle = V_o + \hat{v}_o, \langle i_g \rangle = I_g + \hat{i}_g, \langle i_d \rangle = I_d + \hat{i}_d$ (เลือกตัวใหญ่คือค่าดีซี อักษรที่มีสัญลักษณ์ ^ คือค่าสัญญาณขนาดเล็ก) ในสมการที่ (1) และสมการที่ (2) พิจารณาเฉพาะพจน์ของสัญญาณขนาดเล็กและละทิ้งพจน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น (พจน์ที่มีสัญญาณขนาดเล็กสองตัวคูณกัน) จะได้สมการสัญญาณขนาดเล็กดังสมการที่ (3) และสมการที่ (4) ตามลำดับ

$$\hat{i}_g = \frac{\hat{v}_g}{R_s} + j_1 \hat{d}_1 \quad (3)$$

$$\hat{i}_d = \varepsilon_2 \hat{v}_g + j_2 \hat{d}_1 \cdot \frac{\hat{v}_g}{R_s} \quad (4)$$

โดย $r_1 = R_s, j_1 = \frac{2V_g}{D_1 R_s}, \varepsilon_2 = \frac{2V_g}{V_o R_s}, j_2 = \frac{2V_g^2}{D_1 R_s V_o}, r_2 = \frac{R_s V_o^2}{V_g^2}$

นำสมการทั้งสองนี้ไปเขียนเป็นแบบจำลองจำลองสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 4



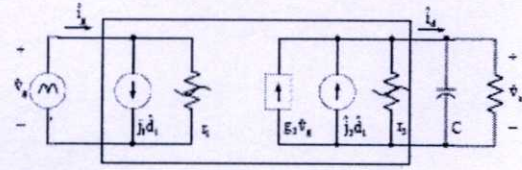
รูปที่ 4 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่หาจากสมการเฉลี่ย (1) และ (2)

นำแบบจำลองนี้ไปแทนในรูปที่ 1(ก) จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรภาคกำลัง ดังรูปที่ 5 จากรูปสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (\hat{v}_o) กับค่าตัวชี้โวลเทจ (\hat{d}_1) เพื่อใช้ในการออกแบบอุปกรณ์ควบคุมได้โดยกำหนดให้ $\hat{v}_e = 0$ จะได้

$$G_D(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}_1} = \frac{K_{od}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (5)$$

โดย $K_{od} = \frac{2V_g^2 R_L V_o}{D_1 (R_g V_o^2 + R_L V_g^2)}$ $\omega_p = \frac{R_g V_o^2 + R_L V_g^2}{CR_L R_g V_o^2}$



รูปที่ 5 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรภาคกำลัง

3.2 วงจรแบ่งแรงดัน

วงจรแบ่งแรงดันทำหน้าที่วัด v_o เพื่อมาเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง v_g ของตัวควบคุมโดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน

$$K_D = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_e} = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} \quad (6)$$

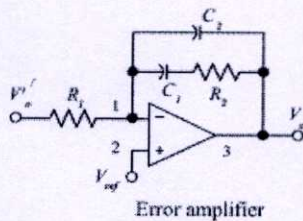
3.3 วงจร PWM

วงจร PWM ทำหน้าที่เปรียบเทียบ $v_e(s)$ กับ v_{triang} (ที่มีขนาด V_t) เพื่อกำหนดค่าตัวชี้โวลเทจให้กับมอสเฟสโดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน

$$G_{pwm}(s) = \frac{\hat{d}_1}{\hat{v}_e} = \frac{1}{V_t} \quad (7)$$

3.4 วงจรควบคุม

ตัวควบคุมที่เลือกใช้แสดงดังรูปที่ 6 ซึ่งมีหนึ่งซีโรและสองโพลและมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (8)



รูปที่ 6 ตัวควบคุมแบบหนึ่งซีโรและสองโพล

$$G_c(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_{zc}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1\right)} \quad (8)$$

$$\text{โดย } \omega_{zc} = \frac{1}{R_1 C_1} \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_1 (C_1 + C_2)} \quad \omega_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{R_1 C_1 C_2}$$

4. การออกแบบอุปกรณ์ควบคุม

การออกแบบอุปกรณ์ควบคุมจะแสดงกับวงจรหลายแบบคอนเวอร์ชันแบบที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้ $V_g = 198-242V_{rms}$ (ได้จากการเรียกใช้ไฟแรงดันไฟฟ้าสลับอินพุต $220V_{rms} \pm 10\%$ ความถี่ 50Hz), $V_o = 12V$, $I_o = 1-5A$, $f_s = 50kHz$ และมีค่า $n = 8$, $L_m = 5.1 \mu H$, $C = 8800 \mu F$, (ได้จากการนำเอาตัวเก็บประจุขนาด $2200 \mu F$ $25V$ 4 ตัวขนานกัน) ในส่วนการควบคุมใช้ $V_m = 5V$ และ $V_t = 1.8V$ ทำให้ได้ค่า $K_D = 5/12 = 0.417$ (สมการที่ (6)) และ $G_{pwm}(s) = 1/1.8 = 0.556$ (สมการที่ (7)) ที่จรรยาที่สภาวะ $V_g = 198V_{rms}$ และ $I_o = 5A$ ($R_L = 2.4 \Omega$) แทนค่าตัวแปรที่เกี่ยวข้องลงในสมการที่ (5) จะได้

$$G_D(s) = \frac{53.84}{1 + 0.01065s} \quad (9)$$

และเมื่อรวมกับ K_D และ $G_{pwm}(s)$ จะได้

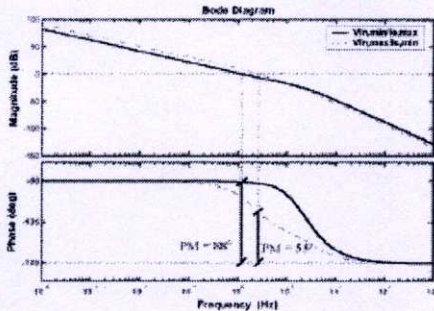
$$K_D G_{pwm}(s) G_D(s) = \frac{12.488}{1 + 0.01065s} \quad (10)$$

ในการออกแบบอุปกรณ์ควบคุมจะทำการวางตำแหน่งโพลและซีโรของตัวควบคุม $G_c(s)$ ในตำแหน่งที่เหมาะสมเพื่อทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $K_D G_{pwm}(s) G_D(s) G_c(s)$ มีค่าดีซีเกนสูง (เพื่อการรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดี) มีเฟสแมจิ้นไม่น้อยกว่า 45 องศา (เพื่อการมีเสถียรภาพที่ดี) และมีความถี่ครอสโอเวอร์ f_c ไม่เกินหนึ่งในห้าของความถี่ f_s (เพื่อมิให้เกิดแอสไซคลิงเนื่องจากรูปคลื่นไซน์) ในที่นี้กำหนดความถี่ครอสโอเวอร์ f_c ที่ 20Hz ทำการวางตำแหน่งซีโรที่ความถี่ 10Hz โพลตัวที่หนึ่งที่จุดกำเนิดและโพลตัวที่สองที่ความถี่ 20Hz จำนวนตัวคูณปรับขนาดขอได้ $R_1 = 16k\Omega$, $R_2 = 744k\Omega$, $C_1 = 1\mu F$ และ $C_2 = 1\mu F$ แทนค่าอุปกรณ์ขดเชยลงในสมการที่ (8) จะได้

$$G_c(s) = \frac{0.016s + 1}{(1.485s)(0.008s + 1)} \quad (11)$$

รูปที่ 7 แสดงแผนภาพโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open loop transfer function) ซึ่งคือผลคูณระหว่างสมการที่ (10) และ (11) จะเห็นว่าเฟสแมจิ้นมีค่าประมาณ 88 องศา ในกรณีแรงดันไฟฟ้าอินพุตค่าสุด

กระแสไฟฟ้าสูงสุด (เส้นทึบ) และประมาณ 55 องศา ในกรณีแรงดันไฟฟ้าอินพุตสูงสุดกระแสไฟฟ้านำสุด (เส้นประ) แสดงให้เห็นว่าอุปกรณ์ควบคุมที่ออกแบบนั้นทำให้ระบบมีเสถียรภาพตลอดการทำงาน นอกจากนี้ตัวควบคุมที่ออกแบบยังทำให้ระบบมีค่าดัชนีเกินสูงด้วย



รูปที่ 7 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด

5. ผลการทดสอบ

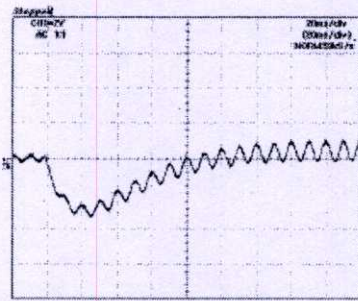
วงจรพลาซมแบคคอนเวอเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูงในรูปที่ 1(ก) ได้ถูกสร้างขึ้นและนำมาทดสอบวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตซึ่งได้ผลแสดงดังตารางที่ 1 จะเห็นว่าวงจรต้นแบบมีแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตค่อนข้างคงที่ตลอดการทำงาน ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตและกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตค่าต่างๆแสดงในตารางที่ 2 จะเห็นว่าวงจรต้นแบบมีค่าตัวประกอบกำลังที่สูงตลอดการทำงาน รูปที่ 8 แสดงผลการวัดการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไปเป็น 4A จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะสูงสุดมีค่าประมาณ 3V และใช้เวลาประมาณ 80ms ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 12V รูปที่ 9 แสดงผลการวัดรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสลับอินพุตของวงจร (วัดหลังจากค่าน EMF filter) จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าอินพุตมีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และมีสัญญาณรบกวนอันเนื่องจากการสวิตช์รบกวนอยู่ด้วย

ตารางที่ 1 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

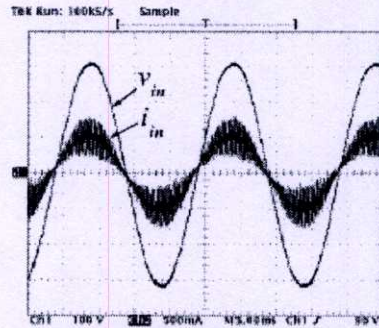
กระแส โหลด	1A	2A	3A	4A	5A
$V_o = 198V$	11.99V	11.98V	11.98V	11.98V	11.98V
$V_o = 220V$	12V	12V	11.99V	11.98V	11.98V
$V_o = 242V$	11.99V	11.99V	11.98V	11.98V	11.98V

ตารางที่ 2 ผลการวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

กระแส โหลด	1A	2A	3A	4A	5A
$V_o = 198V$	0.895	0.972	0.988	0.993	0.995
$V_o = 220V$	0.763	0.845	0.871	0.883	0.891
$V_o = 242V$	0.811	0.936	0.967	0.978	0.983



รูปที่ 8 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต



รูปที่ 9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าทางดำนอินพุตของภาคเรกติไฟเออร์ ที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต 5A

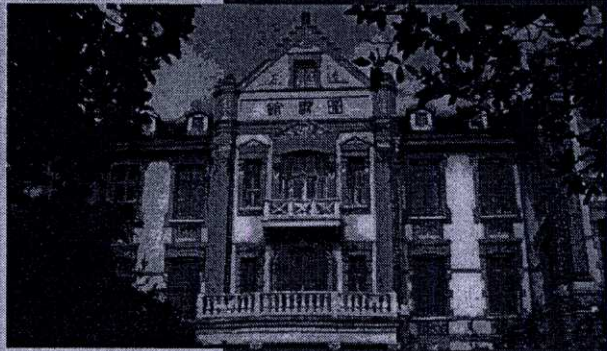
6. สรุป

บทความนี้ได้กล่าวถึงการจัดลองแบบและออกแบบอุปกรณ์ควบคุมวงจรพลาซมแบคคอนเวอเตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังสูง โดวงจรทำงานในโหมด DCM ซึ่งมีคุณสมบัติในการดึงกระแสไฟฟ้าอินพุตเป็นสัดส่วนกับแรงดันไฟฟ้าอินพุตเมื่อตัวไดโอดของมอสเฟตถูกควบคุมให้ มีค่าคงที่ ดังนั้นตัวควบคุมจะต้องถูกออกแบบให้อุปกรณ์ควบคุมแบบคิวิติต่ำกว่าความถี่ของแรงดันไฟฟ้าอินพุตมากพอสมควร เพื่อป้องกันมิให้กระแสไฟฟ้าอินพุตผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์อันจะเป็นผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังต่ำ แบบคิวิติที่ต่ำนี้มีผลทำให้วงจรตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันค่อนข้างช้า อย่างไรก็ตามวงจรมีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดีเนื่องจากอุปกรณ์ควบคุมที่ออกแบบทำให้ระบบมีค่าดัชนีเกินสูง

เอกสารอ้างอิง

[1] P.C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design", Unistroke Application Note, 1999.
 [2] R.W. Erickson, M.Madigan, S.Singer, "Design of a Simple High-Power-Factor Rectifier Based on the Flyback Converter", Proc. IEEE APEC '90, pp 792-801, 1990.

Conference Proceedings
MC 2006



International Power Electronics and
Motion Control Conference
2006 Shanghai, China

Volume 2

Modelling of a Discontinuous Conduction Mode (DCM) Cuk Power-Factor-Corrector (PFC) with the Averaged Switch Model

T. Kerdpol and C. Bunlaksananusorn

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

E-mail: kbchanin@kmitl.ac.th

Abstract— A Cuk converter, when operating in Discontinuous Conduction Mode (DCM) with a duty cycle of the power switch being kept relatively constant, exhibits the property of a resistor at its input port, in which an average input current drawn is proportional to an input voltage. Such property makes it very suitable to be used as a power factor corrector (PFC) in off-the-line applications. This paper presents modelling of a DCM Cuk PFC using the averaged switch model. Due to its quasi-static nature of operation, the converter's averaged model can be obtained directly from circuit inspection and represented by the averaged switch model. A linear model useful for feedback control design can then be derived by small-signal perturbation of the averaged model. The DCM Cuk PFC has been designed and prototyped. Experimental results are given to verify its performances.

Keywords—Cuk converter; Power factor correction; Modelling

I. INTRODUCTION

A Cuk converter, when operating in Discontinuous Conduction Mode (DCM) with a duty cycle of the power switch being kept relatively constant, exhibits the property of a resistor at its input port, in which an average input current drawn is proportional to an input voltage [1]. This means the converter will draw a sinusoidal average input current when connected to the sinusoidal AC mains. Such characteristic makes the DCM Cuk converter suitable to be used as a power factor corrector (PFC) in off-the-line applications. Compared with the conventional boost PFC employing average current mode control, the Cuk PFC uses only a simple output voltage control loop to achieve high power factor and does not require a current control loop and multiplier circuit. Moreover, input/output isolation is easier to implement in the Cuk PFC by incorporating a transformer into the circuit. Inclusion of the isolated transformer increases flexibility in stepping up/down the output voltage, as well as eliminating the polarity reversal problem in the Cuk converter, whereas in the boost PFC the output voltage is always higher than the input voltage. The DCM Cuk PFC has recently been studied by many researchers. In [1-3], analysis and design of the converter are described. The main results from these papers yield design guidelines and equations for

selecting component in the power circuit. The converter modelling is studied in [4], where the authors applied the method so called Current Injected Equivalent Circuit Approach (CIECA) to derive the converter's small-signal model. However, the obtained model was validated only by simulation. No experimental work has been given.

Focused on the modelling issue, this paper proposes an alternative method to model the DCM Cuk PFC using the concept of the averaged switch model [5]. The proposed technique makes use of a quasi-static nature of the converter to obtain its averaged equivalent circuit directly by inspection. The resulting averaged circuit is in the form that can be readily represented by the averaged switch model. A linear model for control loop design can then be derived by small-signal perturbation of the averaged switch model. Compared with CIECA, the proposed method is more intuitive and straightforward in arriving at the viable model.

Organisation of the paper is as follows. In Section II, operation and analysis of the DCM Cuk PFC are reviewed. The averaged switch modeling procedure, including derivation of the converter's small-signal model, is described in Section III. Control loop design is presented in Section IV, along with experimental results. Finally, a conclusion is given in Section V.

II. CONVERTER OPERATION

The Cuk power factor corrector is shown in Fig. 1. The input voltage is a full-wave sinusoid rectified from the 220V, 50Hz AC mains. Since the switching frequency the power switch ($f_s = 1/T_s$) is much higher than the frequency of the full-wave sinusoid (f_G), the input voltage to the converter can be considered to be constant equal to its averaged value over one switching cycle. Moreover, at

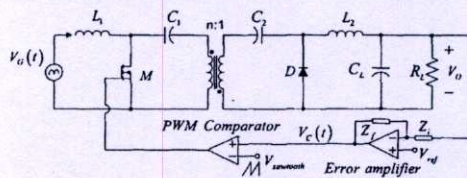


Figure 1. DCM Cuk power factor corrector

steady state the averaged voltage across L_1 , L_2 , primary and secondary windings over one switching cycle is zero. Hence, the averaged voltages of C_1 and C_2 are equal to the averaged input and output voltages, as given by (1) and (2) respectively.

$$\langle v_{C1} \rangle = \langle v_G \rangle \tag{1}$$

$$\langle v_{C2} \rangle = \langle v_O \rangle \tag{2}$$

Note that the brackets are used to denote an averaged value.

At steady state the converter operates in DCM (i.e. L_1 and L_2 are in DCM), with three distinct states in each switching cycle. The first state is when M conducts and lasted for D_1T_s (Fig. 2a). During this interval, L_1 is charged by the input source and current i_{L1} ramps up; meanwhile L_2 is charged by C_1 and C_2 and current i_{L2} also ramps up. The ripple currents Δi_{L1} and Δi_{L2} are given by

$$\Delta i_{L1} = \frac{\langle v_G \rangle d_1 T_s}{L_1}, \tag{3}$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{\langle v_G \rangle d_1 T_s}{nL_2}. \tag{4}$$

The second state is when D conducts and lasted for D_2T_s (Fig. 2b). During this interval, L_1 is discharged to C_1 and C_2 causing i_{L1} to ramps down; meanwhile L_2 is discharged to C_L and R_L and i_{L2} ramps down as well. The ripple currents Δi_{L1} and Δi_{L2} during this state are given by

$$\Delta i_{L1} = \frac{n \langle v_O \rangle d_2 T_s}{L_1}, \tag{5}$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{\langle v_O \rangle d_2 T_s}{L_2}. \tag{6}$$

The third state is when M and D are not conducted and lasted for $(1-(D_1+D_2))T_s$ (Fig. 2c). During this interval, L_1 and L_2 are completely discharged. The currents i_{L1} and i_{L2} are constant expressed by

$$i_{L1} = I, \tag{7}$$

$$i_{L2} = nI. \tag{8}$$

Note that the direction of i_{L2} has been reversed in Fig. 2c. Fig. 3 shows waveforms of i_{L1} , i_{L2} , i_{sw} (the switch current), and i_D (the diode current) in one switching cycle. The switch current i_{sw} is a sum of i_{L1} and i_{L2} reflected to the primary (see Fig. 2(a)), while the diode current i_D is a sum of i_{L2} and i_{L1} reflected to the secondary (see Fig. 2(b)). Peak values of i_{sw} and i_D are given by

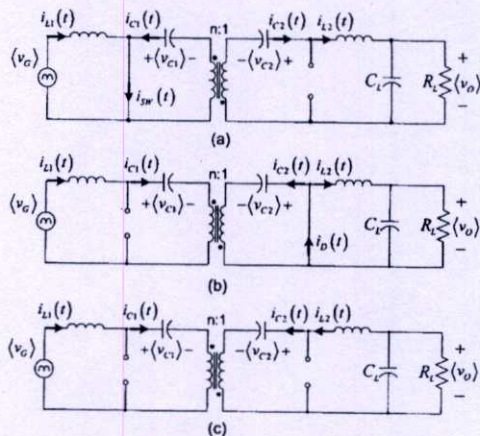


Figure 2. DCM Cuk converter when (a) M is on (b) D is on (c) both M and D are off

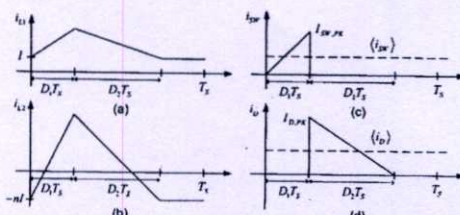


Figure 3. Waveforms of (a) i_{L1} (b) i_{L2} (c) i_{sw} (d) i_D

$$I_{sw,PK} = \langle v_G \rangle d_1 T_s \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{n^2 L_2} \right) = \frac{\langle v_G \rangle d_1 T_s}{L_{eq}} \tag{9}$$

$$I_{D,PK} = \langle v_O \rangle d_2 T_s \left(\frac{n^2}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) = \frac{n^2 \langle v_O \rangle d_2 T_s}{L_{eq}} \tag{10}$$

where $L_{eq} = n^2 L_1 L_2 / (n^2 L_2 + L_1)$. Referring back to Fig. 1, the output voltage is regulated by a simple PWM control loop. This control loop is intentionally designed to have a low bandwidth, typically lower than one fifth of the input voltage's frequency (f_G), to make the duty cycle appears relatively constant over one period of the input voltage for good power factor.

III. CONVERTER MODELLING

The input and output voltages of the converter are not constant, but periodic with the frequency f_G ; i.e. the input voltage is a full-wave sinusoid and the output voltage contains some ripple. However, due to f_s being much higher than f_G , both input and output voltages can be assumed to be constant equal to their averaged values in each switching cycle. Consequently, an averaged model of the converter can be derived based on the averaged behaviour in one switching cycle. This modelling technique is known as "quasi-static approach" [5]. Once the averaged model has been obtained, the small signal

model for control loop design can be derived by small-signal perturbation of the averaged model.

A. Averaged Model

Under the steady-state condition, in each switching cycle the Cuk converter in Fig. 1 has zero averaged voltages across L_1 , L_2 , primary and secondary windings, and zero averaged currents in C_1 and C_2 . Hence, the averaged equivalent circuit can be drawn by short circuiting L_1 , L_2 , primary and secondary windings, and open circuiting C_1 and C_2 . The resulting averaged circuit is shown in Fig. 4a.

The averaged switch current, $\langle i_{sw} \rangle$, can be determined from the i_{sw} waveform in Fig. 3(c).

$$\langle i_{sw} \rangle = \frac{1}{2} d_1 I_{sw,PK} \quad (11)$$

Substitution of $I_{sw,PK}$ from (9) into (11) gives

$$\langle i_{sw} \rangle = \frac{\langle v_G \rangle d_1^2 T_s}{2L_{eq}} = \frac{\langle v_G \rangle}{R_e} \quad (12)$$

where $R_e = 2L_{eq}/d_1^2 T_s$.

The averaged diode current, $\langle i_D \rangle$, can be determined from the i_D waveform in Fig. 3(d).

$$\langle i_D \rangle = \frac{1}{2} d_2 I_{D,PK} \quad (13)$$

Since the averaged voltages across L_1 and L_2 over one switching cycle are zero, this allows d_2 to be computed.

$$d_2 = \frac{\langle v_G \rangle d_1}{n \langle v_O \rangle} \quad (14)$$

Substitution of d_2 and $I_{D,PK}$ into (13) gives

$$\langle P_O \rangle = \langle i_D \rangle \langle v_O \rangle = \frac{\langle v_G \rangle^2 d_1^2 T_s}{2L_{eq}} = \frac{\langle v_G \rangle^2}{R_e} \quad (15)$$

From (12) and (15), the averaged model of the MOSFET and diode in Fig. 4(a) can be drawn as shown in Fig. 4b. The model, known as the averaged switch model [5], exhibits the characteristic of a resistor at its input port and of a constant power source at its output port, with the output power being equal to the power consumed at the input. It can be seen from (12) that if d_1 is held constant over one period of the input voltage v_G , the averaged input current $\langle i_{sw} \rangle$ will be proportional to v_G , resulting in high power factor.

B. Small-signal Model

The averaged switch model in Fig. 4b is nonlinear because it contains the product of two independent

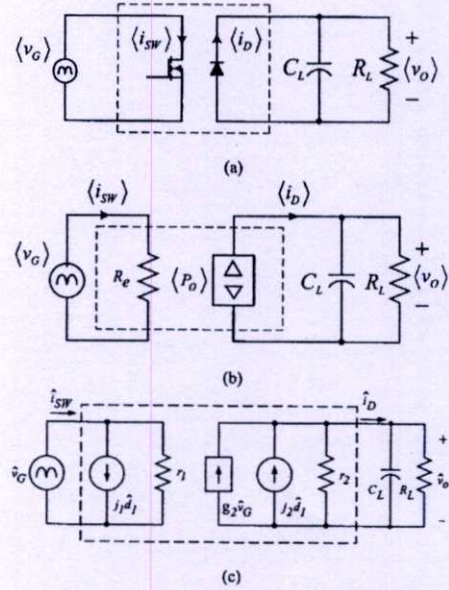


Figure 4. DCM Cuk PFC: (a) Averaged circuit (b) Averaged Switch Model (c) Small-signal model

variables, $\langle v_G \rangle$ and d_1 . The small-signal model suitable for linear control design can be derived by applying the following perturbations to (12) and (15):

$$\begin{aligned} d_1 &= D_1 + \hat{d}_1 \\ \langle v_G \rangle &= V_G + \hat{v}_G \\ \langle v_O \rangle &= V_O + \hat{v}_O \\ \langle i_{sw} \rangle &= I_{sw} + \hat{i}_{sw} \\ \langle i_D \rangle &= I_D + \hat{i}_D \end{aligned} \quad (16)$$

where the capital letters represent a DC value and the tilde letters a small signal variation. Taking only the small-signal terms and neglecting the DC and non-linear terms (i.e. a product of the two small-signal quantities), the linear small-signal equations are expressed by

$$\hat{i}_{sw} = \frac{\hat{v}_G}{r_1} + j_1 \hat{d}_1 \quad (17)$$

$$\hat{i}_D = g_2 \hat{v}_G + j_2 \hat{d}_1 - \frac{\hat{v}_O}{r_2} \quad (18)$$

where $r_1 = R_e$, $j_1 = 2V_G/D_1 R_e$, $j_2 = 2V_G^2/D_1 R_e V_O$, $g_2 = 2V_G/V_O R_e$, $r_2 = R_e V_O^2/V_G^2$. From (17) and (18), the small-signal model can be drawn as shown in Fig. 4c. The duty cycle-to-output voltage transfer function for use

in control loop design can be derived from the figure by assigning $\hat{v}_G = 0$.

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{d}_1} = \frac{K}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (19)$$

$$\text{where } K = \frac{2V_G^2 R_L V_O}{D_1(R_e V_O^2 + R_L V_G^2)}, \omega_p = \frac{R_e V_O^2 + R_L V_G^2}{CR_L R_e V_O^2}$$

IV. CONTROLLER DESIGN AND RESULTS

The small-signal transfer function (19) is used to design a control loop of the prototype DCM Cuk PFC. The PFC has the following specifications: $v_G = 198\text{-}242V_{rms}$ (rectified from the $220V_{rms}$, 50Hz AC main), $V_O = 12V$, $I_O = 1\text{-}5A$ and $f_s = 50\text{kHz}$ ($T_S = 20\mu s$). Parameters of the converter are as follows: $n = 8$, $L_1 = 9.7\text{mH}$, $L_2 = 3.8\mu\text{H}$, $C_1 = 550\text{nF}$, $C_2 = 66\mu\text{F}$, $C_L = 8800\mu\text{F}$, and $R_L = 2.4\text{-}12\Omega$. The PWM IC, UC3825, is selected for output voltage feedback control.

The control design is performed under the low-line full-load condition, i.e. $v_G = 198V_{rms}$ and $I_O = 5A$ ($R = 2.4\Omega$). Substituting the relevant circuit parameters into (19), $G_{vd}(s)$ is found to be

$$G_{vd}(s) = \frac{26}{1 + 0.009s} \quad (20)$$

The control signal-to-output voltage transfer function is equal to a product of $G_{vd}(s)$ and the gain of the PWM comparator, which is equal to $1/V_{sawtooth}$. For the UC3825, $V_{sawtooth} = 1.8V$. Therefore,

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_c} = \frac{14.4}{1 + 0.009s} \quad (21)$$

The control loop's compensation circuit is shown in Fig. 5. It has the transfer function

$$G_c(s) = \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{zc}})}{(\frac{s}{\omega_o})(1 + \frac{s}{\omega_{pc}})} \quad (22)$$

where $\omega_{zc} = 1/R_{C1}C_{C1}$, $\omega_o = 1/(R_{C1}(C_{C1}+C_{C2}))$, $\omega_{pc} = (C_{C1}+C_{C2})/(R_{C1}C_{C1}C_{C2})$. The classical frequency response method [5] is adopted to carry out the loop compensation design. The crossover frequency is chosen at 20Hz , the first pole of $G_c(s)$ is placed at $f_o = 0.1\text{Hz}$, the second pole at $f_{pc} = 32\text{Hz}$, and the zero at $f_{zc} = 15\text{Hz}$. Such the design yields $R_{C1} = 740\text{k}\Omega$, $R_{C2} = 10\text{k}\Omega$, and $C_{C1} = C_{C2} = 1\mu\text{F}$. The frequency response of the open loop transfer function, $G_{vc}(s)G_c(s)$, resulted after the control loop compensation, is shown in Fig. 6. The system has the phase margin of 87° under the low-line full-load

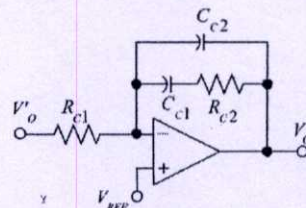


Figure 5. Loop compensation circuit in the prototype PFC

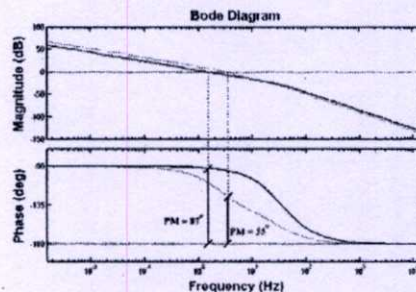


Figure 6. Frequency responses of $G_{vc}(s)G_c(s)$

condition and 55° under the high-line light-load condition ($v_G = 242V_{rms}$ and $I_O = 1A$). This implies the prototype PFC is stable throughout its operating range. In both cases, the crossover frequency is seen to be below 10Hz (it was specified at 20Hz in the design). This is the desired result as the duty cycle will vary slowly in one period of the input voltage, resulting in high power factor. Furthermore, the loop compensation yields the system a high DC gain, which indicates good output regulation.

Experimental results of the prototype DCM Cuk PFC measured under the low-line full-load condition are given in Fig. 7. It can be seen that the input current of the bridge rectifier is proportional to the sinusoidal input voltage (Fig. 7(a)). The output voltage is regulated at $12V$ and contains a ripple voltage at the 100Hz frequency (Fig. 7(b)). The output voltage transient response, when the load current was suddenly increased from $1A$ to $5A$, is shown in Fig. 7(c). The voltage has dropped to about $10V$ and taken about 100ms to arrive back at $12V$, with small overshoot. Dynamic of the input current of the bridge rectifier under the same loading condition is shown in Fig. 7(d). The input voltage is relatively unchanged, while the current has increased to the new steady-state value just about the same time as the output voltage resettles to $12V$.

V. CONCLUSION

In this paper, modelling of the DCM Cuk PFC has been presented. The averaged model of the converter is obtained from circuit inspection and represented in the form of the averaged switch model (Fig. 4(b)). It can be seen from the model that the input port of the converter has the characteristic of a resistor; i.e. the averaged input current is proportional to the input voltage, making the

converter ideal for use in power factor correction. To facilitate control design, the converter's linear model is required and has been derived by small-signal perturbation of the averaged model. Based on this linear model, control loop design is carried out for the prototype PFC. Test results confirm the capability of the designed control loop in regulating the output voltage and achieving the high input power factor. The modeling technique presented in this paper can be readily extended to model other converters in the same class, such as a DCM flyback PFC and DCM SEPIC PFC.

REFERENCES

- [1] M. Brkovic and S. Cuk, "Input current shaper using Cuk converter", *Proceedings Telecommunications Energy Conference*, 1992, pp. 532-539.
- [2] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda, "The discontinuous conduction mode sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design", *IEEE trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, 1997, pp. 630-637.
- [3] G. Ranganathan, and L. Umanand, "Power factor improvement using DCM Cuk converter with coupled inductor", *IEE proceedings Electric Power Applications*, vol. 146, 1999, pp. 231-236.
- [4] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, and J. Uceda, "A small-signal model for sepic, Cuk, and flyback converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode", *Power Electronics Specialists Conference Record*, 1993, pp. 735-741.
- [5] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. 2nd Ed., Kluwer Academic Publishers, 2001.

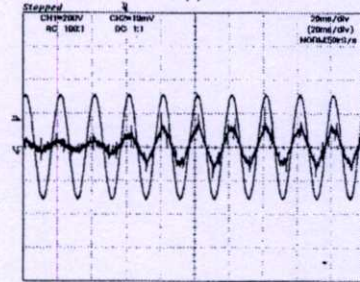
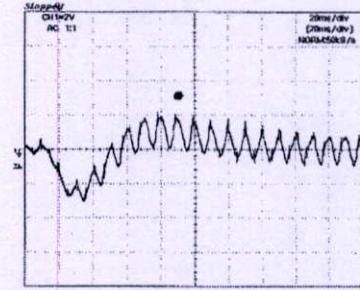
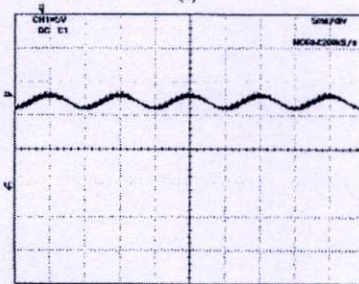
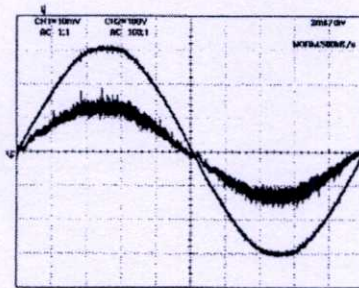


Figure 7. Measured results from the prototype PFC

ภาคผนวก ค**การหาค่า Turn ratio ของหม้อแปลงไฟฟ้าชุก**

ตารางที่ ค.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ของวงจร PFC ชุกคอนเวอเตอร์ เมื่อ n มีการเปลี่ยนแปลง

n	L_{eq}	L_1 (mH)	L_2 (μ H)	Duty	V_{SW}	V_D	$I_{D,PK}$	$I_{SW,PK}$
5	152.59	9.984	6.199	0.1528	402	80.40	28.04	5.61
6	205.01	11.573	5.797	0.1771	414	69.00	29.03	4.84
7	260.94	13.057	5.434	0.1999	426	60.86	30.02	4.29
8	319.42	14.446	5.104	0.2211	438	54.75	31.01	3.88
9	379.64	15.749	4.803	0.2411	450	50.00	32.00	3.56
10	441	16.974	4.528	0.2598	462	46.20	32.99	3.30
11	502.97	18.127	4.275	0.2775	474	43.09	33.98	3.09
12	565.18	19.216	4.044	0.2941	486	40.50	34.97	2.91

เหตุผลที่เลือกใช้ $n = 8$ เนื่องจากค่าความถี่สวิตชิ่งสูงสุดมีขนาดไม่เล็กเกินไปซึ่งอาจส่งผลต่อการขับมอสเฟต ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 มีขนาดโตไม่มากนักในการสร้าง พิกัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอดไม่สูงจนเกินไป

ประวัติผู้เขียน

นายชศพร เกิดผล เกิดวันที่ 31 ธันวาคม ที่กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับ
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมระบบควบคุม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
ทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2547 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาปริญญาโท สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง