

การศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแส
แบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่อง

A COMPARATIVE STUDY OF FLYBACK CONVERTERS OPERATING IN
CONTINUOUS CONDUCTION MODE (CCM) AND DISCONTINUOUS
CONDUCTION MODE (DCM)



ศุภชัย หอวิมานพร

SUPPACHAI HOWIMANPORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

จพ.
ศ/๒๘๔ ก
๒๕๔๗
๕.๑

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....

พ.ศ. ๒๕๔๗

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

เลขทะเบียน... 51110...

ISBN 974-324-988-5

วัน,เดือน,ปี: ๒ ก.ค. ๒๕๔๗

ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**A COMPARATIVE STUDY OF FLYBACK CONVERTERS OPERATING IN
CONTINUOUS CONDUCTION MODE (CCM) AND DISCONTINUOUS
CONDUCTION MODE (DCM)**

SUPPACHAI HOWIMANPORN



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

2004

ISBN 974-324-988-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ใน โหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่อง
นักศึกษา	นายศุภชัย หอวิมานพร
รหัสนักศึกษา	43061505
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร.ชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการศึกษาและเปรียบเทียบคุณลักษณะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องและโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง โดยในการศึกษาทำการออกแบบและสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ทำงานในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่องขนาด 5 V, 25 W ทำงานที่ความถี่ 50 kHz และทำการทดสอบเปรียบเทียบความเครียดของอุปกรณ์ในวงจร ความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต การตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน และประสิทธิภาพของวงจร ผลการศึกษาพบว่าแต่ละโหมดการทำงานมีทั้งข้อเด่นและข้อด้อย ผลจากการศึกษานี้จะเป็นประโยชน์กับผู้ออกแบบในการตัดสินใจเลือกโหมดการทำงานของวงจรที่เหมาะสม

Thesis Title	A Comparative Study of Flyback Converters Operating in Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM)
Student	Mr. Suppachai Howimanporn
Student ID.	43061505
Degree	Master of Engineering
Programme	Control Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Dr. Chanin Bunlaksananusorn

ABSTRACT

In this thesis, a comparative study of flyback converters operating in Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM) is presented. The prototype 5 V, 25 W, 50 kHz CCM and DCM flyback converters were designed and tested for their component stress, output voltage regulation, transient response due to a sudden load change, and efficiency. The experiment on these prototype converters indicates that each mode of operation possesses both the pros and cons. The results from this study provide a power supply designer a basis for deciding appropriate mode of operation of a flyback converter for a given application.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับวงจรคอมพิวเตอร์และการควบคุมจาก ดร.ชรินทร์ บุญลักษณะนาสุรณ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ดร.นนทวัฒน์ จุลเคชะ ที่ช่วยเหลือแก้ไขและให้คำแนะนำในบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหาบางอย่าง ซึ่งมีส่วนช่วยทำให้ผู้วิจัยเข้าใจในปัญหานั้น

ขอขอบคุณครอบครัวและเพื่อนๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่างๆจนสำเร็จ สมบูรณ์ยิ่งขึ้นและยังให้กำลังใจต่อผู้วิจัยอย่างใกล้ชิดตลอดมา

สุดท้ายขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ศุภชัย หอวิมานพร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	1
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์.....	4
2.1 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้้าค่านอินพุต.....	5
2.2 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์.....	6
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	6
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์.....	6
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์.....	7
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	7
2.2.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	8
2.2.6 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	9
2.2.7 มอสเฟตกำลัง.....	11
2.2.8 ไคโอดกำลัง.....	13
2.3 วงจรการควบคุมสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์.....	13
บทที่ 3 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และโหมดการนำกระแสไฟฟ้า.....	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	16
3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	17
3.3 การกำหนดเงื่อนไขการทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	22
บทที่ 4 การออกแบบสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ.....	24
4.1 หม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค.....	24
4.1.1 การหาขนาดของแกน.....	24
4.1.2 การหาขนาดจำนวนรอบและขนาดของสวด.....	26
4.1.3 การกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค.....	27
4.2 เลือกขนาดการทนกำลังของอุปกรณ์กำลัง.....	28
4.3 วงจรควบคุมพีคบัลลิเอ็ท.....	29
4.4 การออกแบบวงจรชดเชย.....	31
4.5 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลัง.....	36
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	40
5.1 การทดสอบความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ในวงจรกำลัง.....	40
5.2 ทดสอบผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	45
5.3 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจร.....	48
บทที่ 6 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ.....	53
6.1 สรุปผลการทดลอง.....	53
6.2 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต.....	53
เอกสารอ้างอิง.....	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ก การกำหนดขนาดของแกนเฟอร์ไรต์และขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค.....	56
ภาคผนวก ข ภาพถ่ายของงานวิจัยและรูปสัณฐานเพิ่มเติม.....	58
ภาคผนวก ค DATA.SHEET.....	63
ภาคผนวก ง บทความวิจัยที่ได้รับการพิจารณาตีพิมพ์.....	84
ประวัติผู้เขียน.....	103



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พิกัดกระแสไฟฟ้าและพิกัดแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตกำลัง ไดโอดกำลังและไดโอดบริดจ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์ที่ใช้ในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	28
4.2 ค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรชดเชยที่ออกแบบ.....	33
5.1 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสูงสุดของ v_{DS} , i_1 , v_D และ i_2	43
5.2 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆ.....	48
5.3 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรที่กระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆ.....	49
5.4 ผลการวัดกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในแต่ละจุดของวงจรที่กระแสไฟฟ้าโหลด 5 A.....	50
5.5 ผลการวัดค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ย i_1 และ i_2	50
ก.1 ข้อมูลและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์.....	57
ก.2 ขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลของขดลวดทองแดงอบน้ำยา.....	57
ข.1 ผลการวัดค่า Ripple Factor , Crest factor , THD โหลดสูงสุด 5 A.....	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์.....4
2.2	วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต.....5
2.3	วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....6
2.4	วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์.....6
2.5	วงจรพุก-พุกคอนเวอร์เตอร์.....7
2.6	วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....8
2.7	วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....8
2.8	แกนเฟอร์ไรต์แบบ EI EE ETD.....10
2.9	การขับมอสเฟตกำลังด้วยบัพเฟอร์ชนิด CMOS.....12
2.10	การขับมอสเฟตกำลังด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า.....13
2.11	วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน (voltage mode control).....14
2.12	วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส (current mode control).....14
3.1	ขั้นตอนการพัฒนาวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จากวงจรแบบบีก-บูสต์ (ก) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบีก-บูสต์ (ข) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบีก-บูสต์ ที่ได้จากการใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบสองขด (ค) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบค.....16
3.2	วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....18
3.3	วงจรสมมูลของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อมอสเฟตนำกระแส.....18
3.4	วงจรสมมูลของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า.....19
3.5	กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในโหมด DCM22
3.6	กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในโหมด CCM23
4.1	การปรับเปลี่ยนค่า L_m ของหม้อแปลงฟลายแบคโดยการเปลี่ยนขนาดช่องอากาศ.....28
4.2	วงจรภาคกำลังของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ.....29
4.3	การต่อวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน.....30
4.4	การต่อวงจรควบคุมในโหมดกระแส.....30
4.5	บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบค.....31
4.6	วงจรชดเชยแบบ โพลเดี่ยว.....32
4.7	แผนภาพโพล $G_{E_i}(s)G_p(s)$ ของวงจรในโหมด CCM voltage mode control.....34
4.8	แผนภาพโพล $G_{E_i}(s)G_p(s)$ ของวงจรในโหมด DCM voltage mode control.....34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9...แผนภาพโพล $G_{E_i}(s)G_p(s)$ ของวงจรในโหมด CCM current mode control.....	35
4.10 แผนภาพโพล $G_{E_i}(s)G_p(s)$ ของวงจรในโหมด DCM current mode control.....	35
4.11 วงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังที่ออกแบบ.....	37
4.12 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โหมด CCM ควบคุมแบบแรงดัน.....	37
4.13 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โหมด DCM ควบคุมแบบแรงดัน.....	38
4.14 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โหมด CCM ควบคุมแบบกระแส.....	38
4.15 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โหมด DCM ควบคุมแบบกระแส.....	39
5.1 การจัดชุดทดลองทดสอบความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ในวงจรภาคกำลัง.....	41
5.2 ผลการทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังใน โหมด CCM voltage mode control ที่โหลด 5A.....	41
5.3 ผลการทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังใน โหมด DCM voltage mode control ที่โหลด 5A.....	42
5.4 ผลการทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังใน โหมด CCM current mode control ที่โหลด 5A.....	42
5.5 ผลการทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังใน โหมด DCM current mode control ที่โหลด 5A.....	42
5.6 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o) ในโหมด CCM voltage mode control ที่โหลด 5A.....	43
5.7 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o) ในโหมด DCM voltage mode control ที่โหลด 5A.....	44
5.8 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o) ในโหมด CCM current mode control ที่โหลด 5A.....	44
5.9 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o) ในโหมด DCM current mode control ที่โหลด 5A.....	44
5.10 การจัดชุดทดลองทดสอบผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	45
5.11 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด CCM voltage mode control เมื่อกระแสไฟฟ้า โหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไป 3 A (เวลาที่แรงดันเอาต์พุตใช้ในการ เข้าสู่สถานะ คงตัวมีค่าประมาณ 30 ms)	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12 ผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด DCM voltage mode control เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 3A (เวลาที่แรงดันเอาต์พุตใช้ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 3 ms).....	46
5.13 ผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด CCM current mode control เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไป 3A (เวลาที่แรงดันเอาต์พุตใช้ในการ เข้าสู่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 3 ms).....	47
5.14 ผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด DCM current mode control เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไป 3A (เวลาที่แรงดันเอาต์พุตใช้ในการ เข้าสู่ สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 3 ms).....	47
5.15 การจับจุดทดลองทดสอบประสิทธิภาพของวงจร.....	49
5.16 กราฟประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ.....	50
5.17 ผลการวัดการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ของวงจร CCM voltage mode control มีค่าเท่ากับ $30 \mu\text{W} \times 50 \text{ kHz} = 1.5 \text{ W}$ ที่กระแสโหลดสูงสุด 5 A.....	51
5.18 ผลการวัดการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ของวงจร DCM voltage mode control มีค่าเท่ากับ $30 \mu\text{W} \times 50 \text{ kHz} = 1.4 \text{ W}$ ที่กระแส โหลดสูงสุด 5 A.....	51
5.19 ผลการวัดรีกิงของวงจร CCM voltage mode control ที่กระแสโหลดสูงสุด 5 A.....	51
5.20 ผลการวัดรีกิงของวงจร DCM voltage mode control ที่กระแสโหลดสูงสุด 5 A.....	52
ข.1 ภาพถ่ายวงจรต้นแบบเรียงจากซ้ายไปขวา (1) CCM current mode control (2) DCM current mode control (3) CCM voltage mode control (4) DCM voltage mode control.....	59
ข.2 ภาพถ่ายวงจรต้นแบบเมื่อต่อกับชุดเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า โหลด.....	59
ข.3 ภาพถ่ายวงจรต้นแบบเมื่อต่อทำการทดลองทดสอบ.....	60
ข.4 ภาพถ่ายการบันทึกภาพสัญญาณจากการทดลองทดสอบ.....	60
ข.5 ผลการวัด Crest factor ของกระแสอินพุตขณะที่วงจรต้นแบบจ่ายกระแสโหลด 5 A (ก) CCM voltage mode control (ข) DCM voltage mode control (ค) CCM current mode control (ง) DCM current mode control.....	58
ข.6 ผลการวัด THD _i ของกระแสอินพุตขณะที่วงจรต้นแบบจ่ายกระแสโหลด 5 A (ก) CCM voltage mode control (ข) DCM voltage mode control (ค) CCM current mode control (ง) DCM current mode control	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

A	แอมแปร์ (หน่วยของกระแสไฟฟ้า)
A_c	พื้นที่หน้าตัดขวางของแกน (cross-section area)
A_p	ค่าผลคูณระหว่างพื้นที่หน้าตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุลวด (area product)
A_w	พื้นที่ที่ใช้บรรจุลวด (window area)
ΔB	ค่าความแตกต่างความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก
B_{max}	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าสูงสุด
B_{min}	ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าต่ำสุด
C	ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้า
CCM	โหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (continuous conduction mode)
C_o	ตัวเก็บประจุเอาต์พุต
C_i	ตัวเก็บประจุเลือกความถี่
D	ค่าวัฏจักรหน้าที่
DCM	โหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง (discontinuous conduction mode)
D_{max}	ค่าวัฏจักรหน้าที่ค่าสูงสุด
D_{min}	ค่าวัฏจักรหน้าที่ค่าต่ำสุด
D_c	ซีเนอร์ไดโอด
D_f-D_d	ไดโอดเรียงกระแสไฟฟ้า
F	ฟารัด (หน่วยของความจุไฟฟ้า)
$G_{Co}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรากกำลังในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
$G_{EA}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถดเชยในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
GM	เกนส่วนเผื่อ (gain margin)
H	เฮนรี (หน่วยของความเหนี่ยวนำ)
Hz	เฮิร์ตซ์ (หน่วยของความถี่)
I_D	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด
$I_{D,max}$	กระแสไฟฟ้าเดรนสูงสุด
I_{Lm}	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ
$I_{Lm,max}$	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำค่าสูงสุด
$I_{Lm,min}$	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำค่าต่ำสุด
I_o	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$I_{1,rms}$	กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค
$I_{2,rms}$	กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค
J	ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดทองแดง
K_w	ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (window utilizing factor)
L	ตัวเหนี่ยวนำ
L_m	ตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค
$L_{m,min}$	ค่าความเหนี่ยวนำต่ำสุด
L_o	ตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต
M_1	มอสเฟตกำลัง
N_1	จำนวนรอบปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
N_2	จำนวนรอบทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
PCB	แผ่นวงจร (print circuit board)
PM	มุมเฟสส่วนเผื่อ (phase margin)
P_{in}	กำลังไฟฟ้าอินพุต
P_o	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต
PWM	การมอดูเลชันความกว้างพัลส์ (pulse width modulation)
P_{o2}	กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค
R_g	ตัวต้านทานจำกัดกระแสเกต-ซอร์ส
R_{gs}	ตัวต้านทานบลีดเดอร์ (bleeder resistor) ที่เกต-ซอร์ส
R_L	ความต้านทานของโหลด
R_s	ตัวต้านทานตรวจจับกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ
R_r	ความต้านทานสำหรับเลือกความถี่
SMPS	แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์
T	คาบเวลา
T	เทสค่า (หน่วยของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก)
T_s	คาบเวลาในการสวิตช์
T_1	หม้อแปลงไฟฟ้า
V	โวลต์ (หน่วยของแรงดันไฟฟ้า)
$V_{cc,max}$	แรงดันไฟฟ้าตรงอินพุตสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

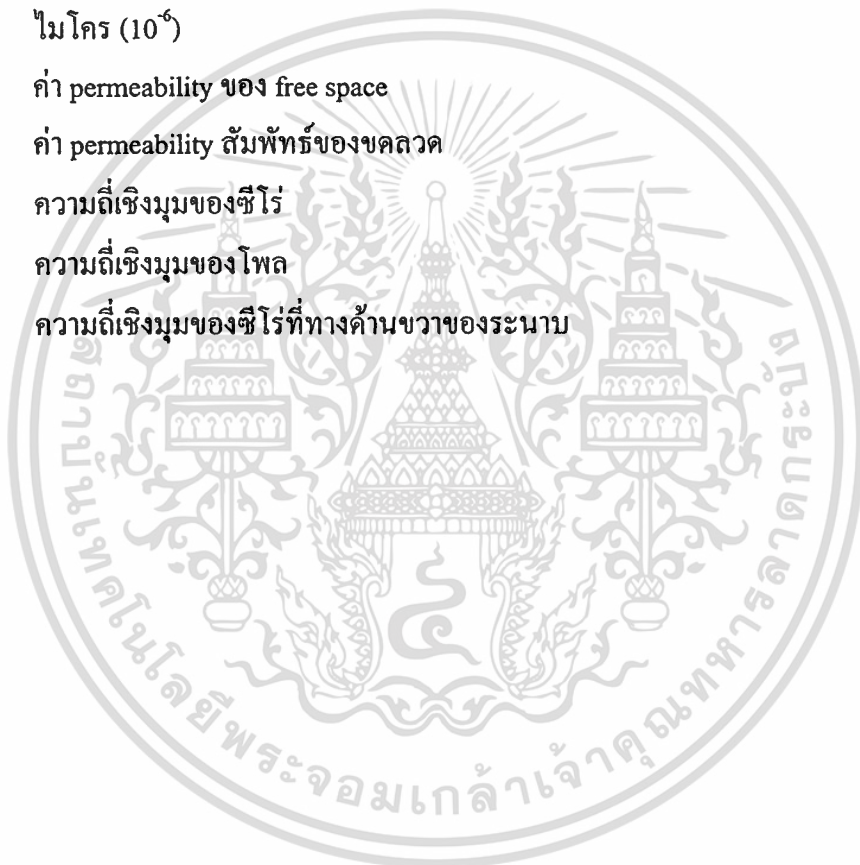
รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$V_{cc,min}$	แรงดันไฟฟ้าตรงอินพุตต่ำสุด
V_{in}	แรงดันไฟฟ้าอินพุต
$V_{in,pk}$	แรงดันไฟฟ้าสูงสุดทางอินพุต
$V_{in,rms}$	แรงดันไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสทางอินพุต
V_{MinL}	แรงดันไฟฟ้าขณะที่โหลดต่ำสุด
V_{MaxL}	แรงดันไฟฟ้าขณะที่โหลดสูงสุด
V_{ref}	แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง
W	วัตต์ (หน่วยของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย)
a_1	พื้นที่หน้าตัดของขดลวดปฐมภูมิ
a_2	พื้นที่หน้าตัดของขดลวดทุติยภูมิ
f_s	ความถี่ในการสวิตช์
i_1	กระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ
i_2	กระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ
Δi_{Lm}	อัตราการใช้เปลี่ยนแปลงกระแสของตัวเหนี่ยวนำ
$\Delta i_{Lm,close}$	อัตราการใช้เปลี่ยนแปลงกระแสของตัวเหนี่ยวนำเมื่อมอสเฟตนำกระแส
$\Delta i_{Lm,open}$	อัตราการใช้เปลี่ยนแปลงกระแสของตัวเหนี่ยวนำเมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส
l_g	ระยะของช่องอากาศ
m	เมตร
m^2	ตารางเมตร
m^4	ตารางเมตร ²
mm	มิลลิเมตร
n	ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบปฐมภูมิ
v_D	แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดกำลัง
v_{DS}	แรงดันไฟฟ้าแครน-ซอร์ส ของมอสเฟตกำลัง
v_{GS}	แรงดันไฟฟ้าเกต-ซอร์ส ของมอสเฟตกำลัง
v_1	แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิ
v_2	แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมิ
Δv_o	แรงดันไฟฟ้ากระเพื่อมเอาต์พุต
π	ค่าคงที่ ≈ 3.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

Ω	โอห์ม (หน่วยของความต้านทาน)
δ_{cu}	ความหนาของผิวทองแดงที่สามารถนำกระแสไฟฟ้า
ρ_{cu}	ความต้านทานไฟฟ้าของขดลวด
α	ตัวเลขดัชนีการถ่ายโอนพลังงาน
ϕ	เส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง
η	ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค
μ	ไมโคร (10^{-6})
μ_o	ค่า permeability ของ free space
μ_{cu}	ค่า permeability สัมพัทธ์ของขดลวด
ω_z	ความถี่เชิงมุมของซีโร
ω_o	ความถี่เชิงมุมของโพล
ω_{ZRHP}	ความถี่เชิงมุมของซีโรที่ทางด้านขวาของระนาบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นิยมใช้กันมากในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่มีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตน้อยกว่า 100 W ปัจจุบันแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคถูกใช้ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำนักงานอาทิเช่น เครื่องแฟกซ์ คอมพิวเตอร์แบบพกพา (notebook) จอคอมพิวเตอร์ เป็นต้น สาเหตุที่วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้รับความนิยมเนื่องจากข้อเด่นคือ วงจรมีอุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้นและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตเหมือนในคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น (เช่น คอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พูลหรือแบบฟอร์เวิร์ด) ทำให้คอนเวอร์เตอร์มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบาและราคาถูก ในขบวนการการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ไม่ว่าผู้ออกแบบจะเลือกใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ประเภทใดสิ่งที่จะต้องตัดสินใจควบคู่กันไปคือ โหมดการนำกระแสไฟฟ้าของวงจร วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สามารถถูกออกแบบให้ทำงานในโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (CCM) กล่าวคือ กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคมีค่ามากกว่าศูนย์ในแต่ละคาบของการสวิตช์ และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) กล่าวคือ กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคตกเป็นศูนย์ก่อนที่จะจบแต่ละคาบของการสวิตช์ พฤติกรรมและสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละ โหมดการทำงานนี้จะแตกต่างกัน วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM โดยจะพิจารณาเปรียบเทียบ

- 1 ความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ในวงจร
- 2 สมรรถนะในการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดมีการเปลี่ยนแปลง
- 3 ประสิทธิภาพการทำงานของวงจร

ผลที่ได้จากการศึกษาเปรียบเทียบนี้สามารถนำไปใช้เป็นแนวทางให้ผู้ออกแบบได้พิจารณาเลือกออกแบบโหมดการนำกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้อย่างถูกต้องและเหมาะสม

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

งานวิจัยนี้ต้องการศึกษาในเรื่องต่อไปนี้

1. ศึกษาการทำงาน ออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ศึกษาข้อดีและข้อเสียของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่นำกระแสไฟฟ้าในโหมดต่อเนื่อง (CCM) และ โหมดไม่ต่อเนื่อง (DCM)

3. ทำการทดลองเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM โดยพิจารณาความเครียดของอุปกรณ์ในวงจร ความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตขณะที่โหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน และประสิทธิภาพ

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบค ได้ถูกใช้งานอย่างกว้างขวางในปัจจุบันโดยวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์อาจจะถูกออกแบบให้ทำงานในโหมด CCM หรือโหมด DCM ก็ได้ พฤติกรรมและสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานนี้จะแตกต่างกัน ซึ่งจะมีผลต่อราคา ประสิทธิภาพ และ ความยากง่ายในการออกแบบ การทราบถึงข้อเด่นและข้อด้อยของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานจึงเป็นข้อมูลที่สำคัญสำหรับผู้ออกแบบ ในการเลือกโหมดการทำงานที่เหมาะสม

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษา ออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคต้นแบบทำงานในโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) โดยวงจรที่สร้างขึ้นมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือนกันทุกประการ การควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่ใช้การควบคุมทั้งแบบแรงดัน (voltage mode control) และแบบกระแส (current mode control) วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ออกแบบและสร้างขึ้นมีรายละเอียดคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้

- ขนาดแรงดันไฟฟ้าอินพุตคือ 198-242 V_{rms}
- ขนาดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต คือ 5 V
- ขนาดแรงดันไฟฟ้ากระแสเพิ่มเอาต์พุต ไม่เกิน 10 % ของแรงดันเอาต์พุต (~500 mV)
- พิกัดกระแสไฟฟ้าของโหลดคือ 1-5 A
- พิกัดกำลังไฟฟ้าทางเอาต์พุต คือ 25 W
- ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ คือ 50 kHz

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

1. ศึกษาทฤษฎีการทำงานและโหมดการนำกระแสของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ออกแบบและสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่วงจรคือ โหมด CCM voltage mode control โหมด DCM voltage mode control โหมด CCM current mode control โหมด DCM current mode control
3. ทำการทดสอบเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ระหว่างโหมด CCM และ DCM
4. วิเคราะห์ผลการทดลอง
5. สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

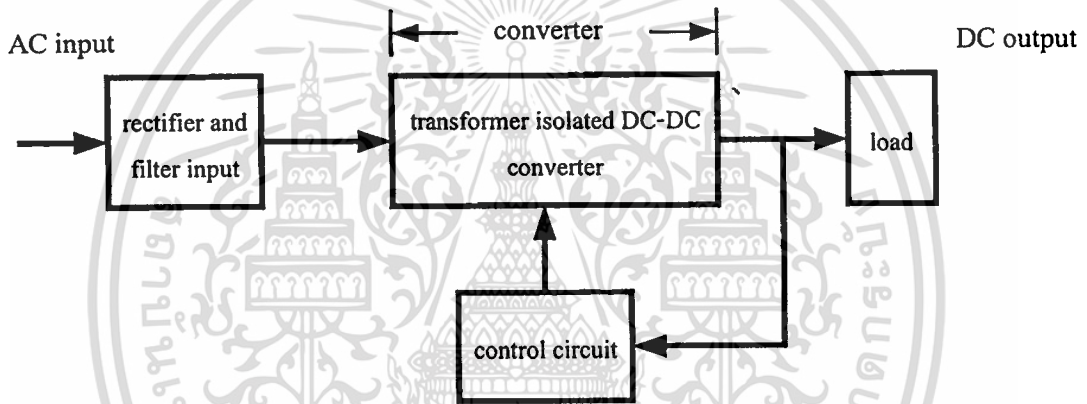


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V ให้เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงค่าต่ำเพื่อใช้งานในวงจรและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่นิยมใช้ในปัจจุบัน โดยทั่วไปจะมีส่วนประกอบหลักดังแสดงในรูปที่ 2.1 คือ (1) วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต (2) วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ประกอบไปด้วย หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตและ (3) วงจรควบคุมรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

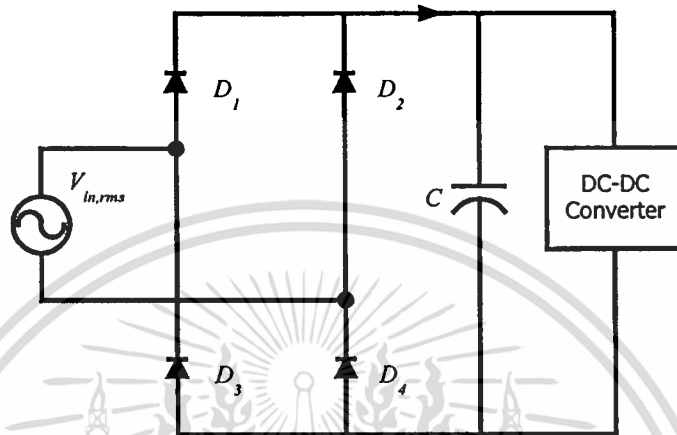


รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์โดยทั่วไป ถูกออกแบบให้ใช้กับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ โดยที่ไฟฟ้ากระแสสลับจะต่อเข้ากับภาควงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและจะถูกเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าตรงที่แรงดันไฟฟ้าสูง ต่อจากนั้นถูกส่งให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีมอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ โดยจะตัดต่อแรงดันไฟฟ้าออกเป็นช่วงๆ ที่ความถี่สูง จากนั้นผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง เพื่อลดทอนแรงดันไฟฟ้าให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้าให้เรียบเพื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโหลด การรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอินพุตและการเปลี่ยนแปลงโหลดกระทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังให้มีช่วงเวลาในการนำกระแสไฟฟ้ามามากขึ้นหรือน้อยลงเพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่ได้

2.1 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้ามีหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าอินพุต กระแสไฟฟ้าสลับ ไปเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงเพื่อนำไปเป็นแรงดันไฟฟ้าอินพุตให้กับภาคคีชี-คีชีคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและกรองแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต

วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าในรูปที่ 2.2 ประกอบไปด้วยไดโอดเรียงกระแสไฟฟ้า (D_1 - D_4) และตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้า (C) ไดโอดที่นำมาใช้งานจะต้องมีอัตราทนกระแสไฟฟ้าควรมีค่ามากกว่า 1.5-2 เท่าของค่ากระแสไฟฟ้าปกติและมีอัตราทนแรงดันไฟฟ้ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตของวงจร

ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้าทำหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากการเรียงกระแสไฟฟ้าของไดโอดทั้ง 4 ตัว ให้เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงที่เรียบมากขึ้น การทำงานของตัวเก็บประจุ ในวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าจะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ ค่ากระแสไฟฟ้าขณะชาร์จประจุและคายประจุจะมากหรือน้อย ขึ้นกับค่าความจุของตัวเก็บประจุและภาระของโหลดที่เอาต์พุตของวงจร ค่าตัวเก็บประจุที่ต้องการจะถูกกำหนดโดยแรงดันไฟฟ้ากระแสเพื่่อม โดยทั่วไปการออกแบบวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าจะกำหนดให้มีแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระแสเพื่่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ อัตราทนแรงดันไฟฟ้าของตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ควรทนได้ไม่ต่ำกว่า 1.5 เท่าของแรงดันไฟฟ้าตรงที่เอาต์พุต ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้าที่ใช้กัน โดยทั่วไปนั้นจะเป็นชนิดอิเล็กโทรไลต์ ซึ่งจะมีคุณสมบัติคือมีค่าความจุมากและทนแรงดันไฟฟ้าได้สูงแต่ราคาของตัวเก็บประจุก็จะสูงตามขนาดค่าความจุและการทนแรงดันไฟฟ้า ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (hold-up time) เป็นช่วงเวลาที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจะยังคงรักษาแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อแรงดันไฟฟ้าอินพุตลดลงต่ำกว่าย่านที่กำหนด ช่วงเวลาโฮลด์อัฟนี้จะขึ้นอยู่กับค่าความจุของตัวเก็บประจุและภาระที่ต่อพร้อมตัวเก็บประจุ

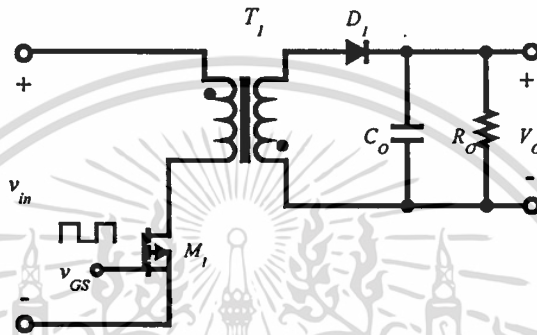
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญในการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าตรงค่าหนึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้าตรงอีกค่าหนึ่ง วงจรคอนเวอร์เตอร์มีหลายประเภท โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละประเภทจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์พื้นฐานประเภทต่างๆ [1]

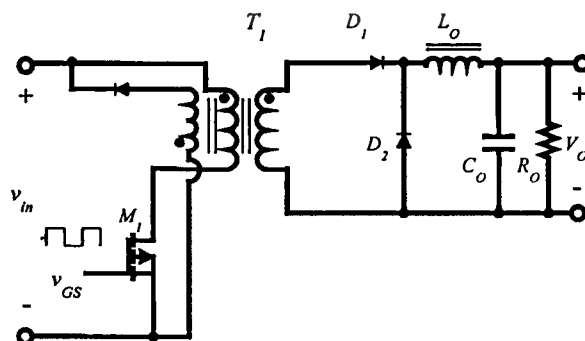
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.3 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เมื่อมอสเฟต M_1 นำกระแสไฟฟ้าไดโอด D_1 ถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแสไฟฟ้า เนื่องจากหม้อแปลงไฟฟ้า T_1 จะกำหนดให้ขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิพันกลับเฟส จึงมีการสะสมพลังงานในแกนของหม้อแปลงไฟฟ้า T_1 เมื่อ M_1 หยุดนำกระแสไฟฟ้าสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงไฟฟ้า T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันไฟฟ้าที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงพลังงานที่สะสมจะถูกถ่ายเททำให้เกิดมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลด

2.2.2 ฟอว์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์

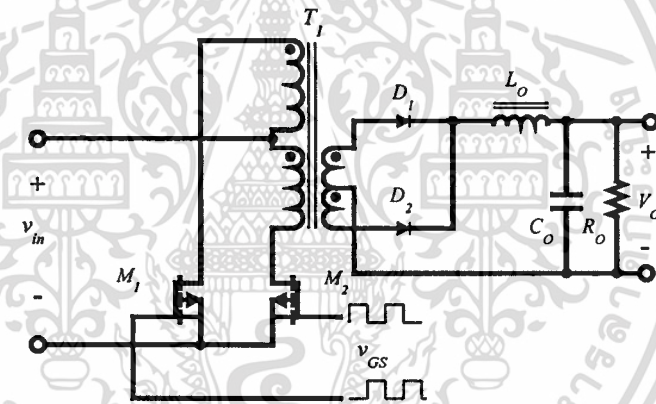


รูปที่ 2.4 วงจรฟอว์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่หม้อแปลงไฟฟ้า T , ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกันและไม่มีช่องว่างอากาศในแกนของหม้อแปลงไฟฟ้า เมื่อ M , นำกระแสไฟฟ้าไดโอด D , จะถูกไบแอสตรงแต่ D_2 , จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแสไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าจึงไหลผ่านไดโอด D , และตัวเหนี่ยวนำ L_o , ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลด ขณะที่มีการไหลผ่าน L_o , จะมีการสะสมพลังงาน เมื่อ M , หยุดนำกระแสไฟฟ้าไดโอด D , จะถูกไบแอสกลับจึงไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L_o , จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 , ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง L_o , จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเก็บประจุและโหลด

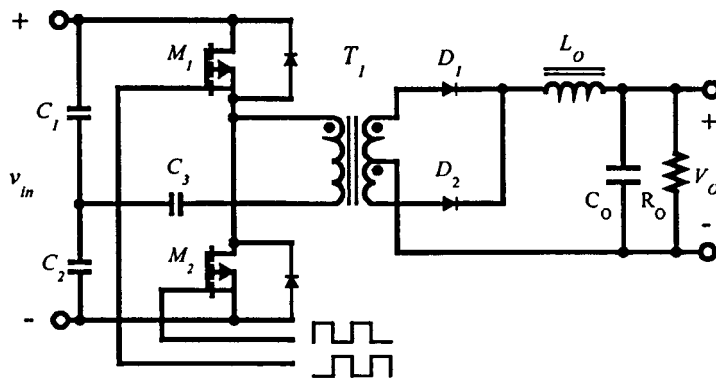
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.5 วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.5 มอสเฟต M_1 , และมอสเฟต M_2 , จะสลับกันนำกระแสไฟฟ้า เมื่อ M_1 , นำกระแสไฟฟ้า D_1 , จะถูกไบแอสกลับแต่ D_2 , จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสไฟฟ้าผ่าน L_o , ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุตและโหลด เมื่อ M_2 , นำกระแสไฟฟ้า D_2 , จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และ D_1 , จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสไฟฟ้าผ่าน L_o , ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุตและโหลด

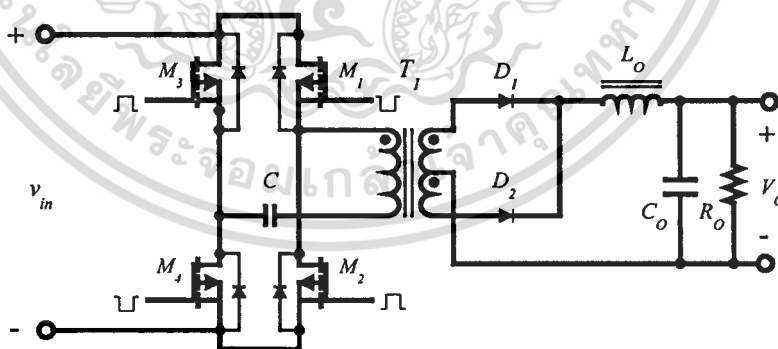
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.6 วงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากมอสเฟตตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสไฟฟ้าค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอสเฟตตัวที่เหลือจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าอินพุตเท่านั้นทำให้ความเครียดอันเนื่องมาจากแรงดันไฟฟ้าน้อยกว่าในกรณีของพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันตกคร่อมมอสเฟตเท่ากับสองเท่าของแรงดันอินพุต เมื่อ M_1 และ M_2 สลับกันนำกระแสไฟฟ้าผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟฟ้าอินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดันไฟฟ้า ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิมิค่าสูงกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบพุ่ม-พูลที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากัน

2.2.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 วงจรพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีมอสเฟตในวงจรทั้งหมด 4 ตัว ทำงานสลับเป็นคู่ๆ โดย M_1 จะนำกระแสไฟฟ้าพร้อมกับ M_4 และ M_2 จะนำกระแสไฟฟ้าพร้อมกับ M_3 เมื่อมอสเฟตคู่ใดคู่หนึ่งนำกระแสไฟฟ้า มอสเฟตคู่ที่เหลือจะมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมเท่ากับแรงดันไฟฟ้าอินพุตนอกจากนี้ขด

ปฏิกิริยาจะมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฏิกิริยาจึงมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของกรณีฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากัน

2.2.6 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

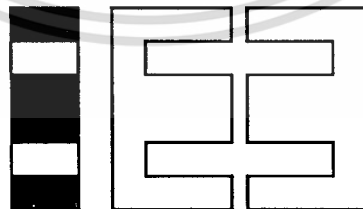
หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทำหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟฟ้าตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าสูงให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟฟ้าค่าต่ำที่เอาต์พุตและทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันไฟฟ้าอินพุตและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงคือ

2.2.6.1 แกนเฟอร์ไรต์ (ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักแม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักแม่เหล็กสูงประมาณในช่วง 0.5 ถึง 1 เทสลา (tesla) และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่มาทำเป็นแกนของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปดังรูปที่ 2.8 ขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะถูกผลิตออกมาเป็นแบบมาตรฐานเดียวกันเช่น แกนแบบ EI EE ETD เป็นต้น

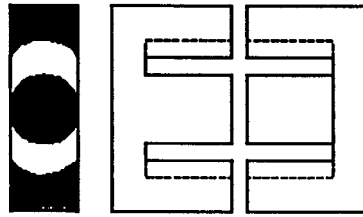


EI



EE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ETD

รูปที่ 2.8 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EI EE ETD

การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบกันได้ ชนิดของเนื้อสารบนแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันก็จะให้คุณลักษณะทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการ การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะต้องระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว ดังนั้นในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักแม่เหล็กที่ยอมรับให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของความหนาแน่นฟลักแม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดความร้อนซึ่งมีสาเหตุอยู่ 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์ริซิสของแกน (hysteresis loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไฟฟ้าไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (eddy current loss)

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดปฐมภูมิมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันไฟฟ้าอินพุตจะไปตกคร่อมที่มอสเฟตกำลังขณะที่นำกระแสไฟฟ้าทำให้มอสเฟตกำลังพังเสียหายได้ นอกจากนี้ความหนาแน่นฟลักแม่เหล็กที่สูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงขึ้นอีกด้วย

2.2.6.2 บอบบิ้น (bobbin)

บอบบิ้นเป็นแบบรองพัน ปกติจะทำจากวัสดุชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยในการพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์ได้สะดวกขึ้นและป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐาน และบอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

2.2.6.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา

การพันขดลวดทั้งขดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ปกติจะใช้ทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น ปกติขดลวดทองแดงอาบน้ำยาจะแสดงขนาดตามมาตรฐาน AWG และ SWG ในขณะที่หม้อแปลงไฟฟ้าทำงานกระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดที่มีความถี่สูง [1] จะไหลที่บริเวณใกล้พื้นผิวของลวดทองแดง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะนำกระแสไฟฟ้าได้เพียงแค่วิถีของลวดทองแดงซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสไฟฟ้าของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้นรวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้น (proximity effect) ในขดลวดเช่นเดียวกัน กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อนซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงไฟฟ้าทำงานการกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

2.2.6.4 เทปฉนวน

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ การใช้เทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับกรอบแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยจะต้องเลือกใช้ให้มีอัตราทนอุณหภูมิมากกว่าอุณหภูมิสูงสุดของขดลวดทองแดงขณะที่หม้อแปลงไฟฟ้าทำงานเป็นหลักอย่างไรก็ตามเพื่อความปลอดภัยในกรณีที่มีหม้อแปลงไฟฟ้าหรือวงจรทำงานผิดปกติอาจทำให้เกิดความร้อนสูงในขดลวดเช่นกรณีลัดวงจร ดังนั้นเทปฉนวนจะต้องทำจากวัสดุที่ไม่ติดไฟ เพื่อป้องกันการติดไฟที่เทปฉนวน

2.2.6.5 ฉากกัน RFI และ EMI

ฉากกัน RFI หรือ (faradays screen) เพิ่มเข้ามาในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อป้องกันการเกิดกระแสไฟฟ้า RF ไหลผ่านระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิในหม้อแปลงไฟฟ้าเนื่องจากสนามไฟฟ้าระหว่างขดลวดอาจทำให้เกิดตัวเก็บประจุแฝงคร่อมระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ส่วนฉากกัน EMI (electromagnetic screen) ทำไว้เพื่อลดการกระจายของสัญญาณรบกวน EMI ซึ่งจุดที่จะก่อให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ได้มากที่สุดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงก็คือช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์ การลดสัญญาณรบกวน EMI ทำได้โดยการใช้แผ่นทองแดงที่มีความกว้างประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ของความกว้างของบอบบิ้นพันรอบแกนเฟอร์ไรต์

2.2.7 มอสเฟตกำลัง

ในปัจจุบันมอสเฟตกำลังได้มีบทบาทมากในวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์เพราะสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงและใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น มอสเฟตกำลังจะใช้แรงดันไฟฟ้าเป็นตัวควบคุมการทำงาน สำหรับมอสเฟตกำลังการเกิดเซคันด์ารีเบรกดาวน์ (secondary breakdown) เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้นเพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแสไฟฟ้า $R_{DS(ON)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลงต่างจากกรณีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งเกิดเซคันด์ารีเบรกดาวน์เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสไฟฟ้าจะไหลมากยิ่งขึ้นซึ่งจะเกิดการพังเสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทซึ่งในเอกสารนี้ทุกข้อหาเห็น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์จะเขียนตีพิมพ์การหา

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างรวดเร็ว มอสเฟตกำลังจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA (save operating area) กว้างกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับ ไบโพลาร์พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากมอสเฟตกำลังไม่เกิดเซกชั่นคาร์เรียรคาวาน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้นพิสัยกำลังของมอสเฟตกำลังนั้นแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะคือ

-แรงดันไฟฟ้าตกรวมเดรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุดที่สามารถทนได้ (maximum drain source voltage)

-ค่ากระแสไฟฟ้าเดรน I_D สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย

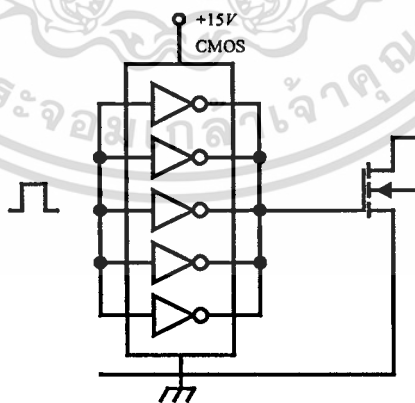
-ค่าความต้านทานขณะนำกระแสไฟฟ้า ($R_{DS(ON)}$)

-การระบายความร้อนของตัวถัง (package limit)

โครงสร้างภายในตัวมอสเฟตกำลังเสมือนมีตัวเก็บประจุอยู่ระหว่างขาเกตกับซอร์สเมื่อมอสเฟตกำลังนำกระแสจะเกิดการเก็บประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกรวมขาเกต (V_{GS}) มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันไฟฟ้าเริ่มทำงาน ส่วนในการที่จะทำให้มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแสไฟฟ้างี้จะทำการคายประจุออกจนแรงดันไฟฟ้าตกรวมที่ขาเกตลดลงต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าเริ่มทำงาน อัตราการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุที่อยู่ในตัวมอสเฟตกำลังนี้ จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของตัวมอสเฟตกำลัง

วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย CMOS

มอสเฟตกำลังสามารถถูกขับโดยการต่อตรงเข้ากับ ไอซีบัฟเฟอร์ชนิด CMOS ดังรูปที่ 2.9 โดยทั่วไปแรงดันไฟฟ้าขนาด 12 V ถึง 15 V จะเหมาะสมสำหรับการขับมอสเฟตกำลัง

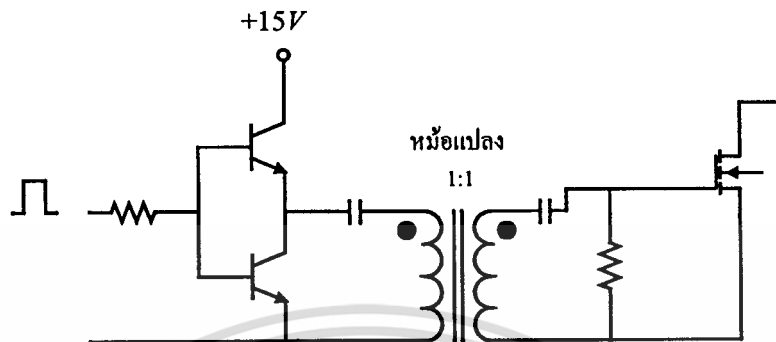


รูปที่ 2.9 การขับมอสเฟตกำลังด้วยบัฟเฟอร์ชนิด CMOS

สำหรับการขับมอสเฟตกำลังที่ต้องนำกระแสไฟฟ้าสูงๆการต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดังรูป จะสามารถเพิ่มกระแสไฟฟ้าที่ขาเกต ซึ่งจะทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไป得更เร็วขึ้น ในกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์และฟลู-บริดจ์วงจรขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟตกำลังตัวบนและตัวล่างในกิ่งเดียวกันจะต้องมีการแยกกราวน้ออกจากกันและอาจจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การขับมอสเฟตกำลังด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า

2.2.8 ไดโอดกำลัง

ไดโอดที่ต่ออยู่ในภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ลิ่งที่ควรคำนึงถึงอย่างหนึ่งคือกำลังสูญเสียในไดโอดเนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังการสูญเสียจะเกิดได้ใน 2 ลักษณะคือกำลังการสูญเสียขณะนำกระแสไฟฟ้าและกำลังการสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้งานของไดโอดที่ความถี่สูงๆกำลังการสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะจะมีผลต่อกำลังการสูญเสียทั้งหมดฉะนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไดโอดให้ถูกต้อง ไดโอดจะเกิดกำลังสูญเสียได้มากที่สุดในระหว่างการคืนตัวหลังจากหยุดนำกระแส (reversed recovery) ซึ่งมีผลมาจากการสะสมประจุในตัวไดโอดขณะนำกระแสไฟฟ้า

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะใช้งานที่ค่าความถี่ตั้งแต่ประมาณ 20 kHz ขึ้นไปไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ (1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสไฟฟ้าต่ำ (2) มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และ (3) สามารถทนกำลังไฟฟ้าได้สูง ไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้

- ฟาส-รีคัฟเวอรี่ (fast recovery diode)
- อุลตราฟาส-รีคัฟเวอรี่ (ultra fast recovery diode)
- โชตต์กี้ไดโอด (schottky diode)

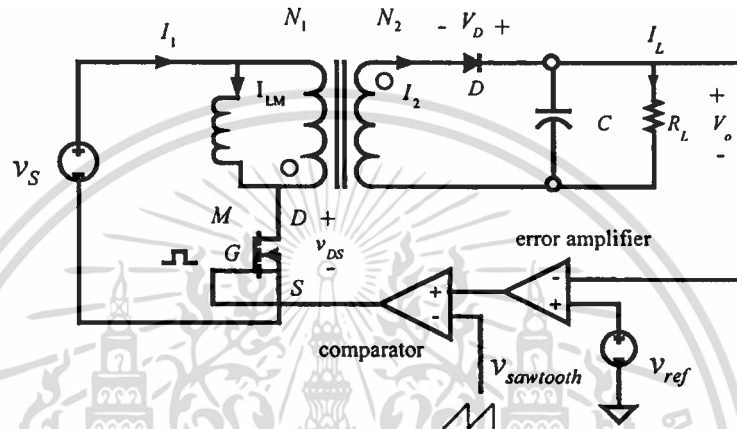
2.3 วงจรการควบคุมสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์

การรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ทำได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสไฟฟ้าของมอสเฟตกำลัง การควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่นิยมมี

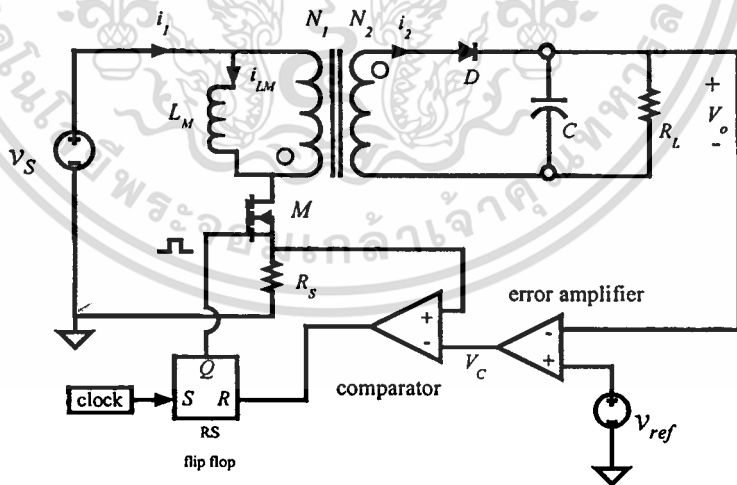
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองแบบคือ การควบคุมในโหมดแรงดัน (voltage mode control) และการควบคุมในโหมดกระแส (current mode control)

(1) การควบคุมในโหมดแรงดัน (voltage mode control) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 V_o ถูกควบคุมโดยการป้อนกลับไปยังวงจรรขยายความผิดพลาด (error amplifier) สัญญาณผิดพลาด (V_e) จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย ($V_{sawtooth}$) เพื่อสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม (PWM) ขับมอเตอร์เพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่



รูปที่ 2.11 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบแรงดัน (voltage mode control)



รูปที่ 2.12 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ควบคุมแบบกระแส (current mode control)

(2) การควบคุมในโหมดกระแส (current mode control) ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ในแต่ละคาบของการสวิตช์สัญญาณ clock ความถี่คงที่จะเซต RS flip flop ทำให้มอเตอร์นำกระแสไฟฟ้า V_o ถูกควบคุมโดยการป้อนกลับไปยังวงจรรขยายความผิดพลาด สัญญาณผิดพลาด (V_e) จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม R_s (ซึ่งก็คือสัญญาณกระแสของมอสเฟต) เมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม R_s มีค่ามากกว่า V_c RS flip flop จะถูกรีเซ็ต (reset) ทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า โดยวิธีการดังกล่าวนี้ความกว้างพัลส์ของสัญญาณ PWM จะเปลี่ยนแปลงเพื่อชดเชย V_o ที่เปลี่ยนแปลงไป

วงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ทั้งในโหมดควบคุมแบบแรงดันและโหมดควบคุมแบบกระแส เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับในลักษณะลูปปิด (closed loop feedback control) ซึ่งอาจเกิดจากการแกว่ง (oscillation) ขึ้นได้หากไม่มีการชดเชยวงจรถูกออกแบบที่ดีพอ

วงจรถูกออกแบบจะมีเสถียรภาพเมื่อเงื่อนไขดังต่อไปนี้เป็นจริง

1. เฟสมาร์จินและเกนมาร์จินควรมีค่าเป็นบวกไม่น้อยกว่า 45° และ 6dB ตามลำดับเพื่อความมีเสถียรภาพและไม่ให้แรงดันเอาต์พุตแกว่งมากเกินไป
2. อัตราขยายดีซีควรมีค่ามากเพื่อให้มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี
3. ความถี่ครอสโอเวอร์ควรมีค่ามากเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว แต่ไม่ควรเกิน 0.25 เท่าของความถี่ในการสวิตช์เพราะอาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้

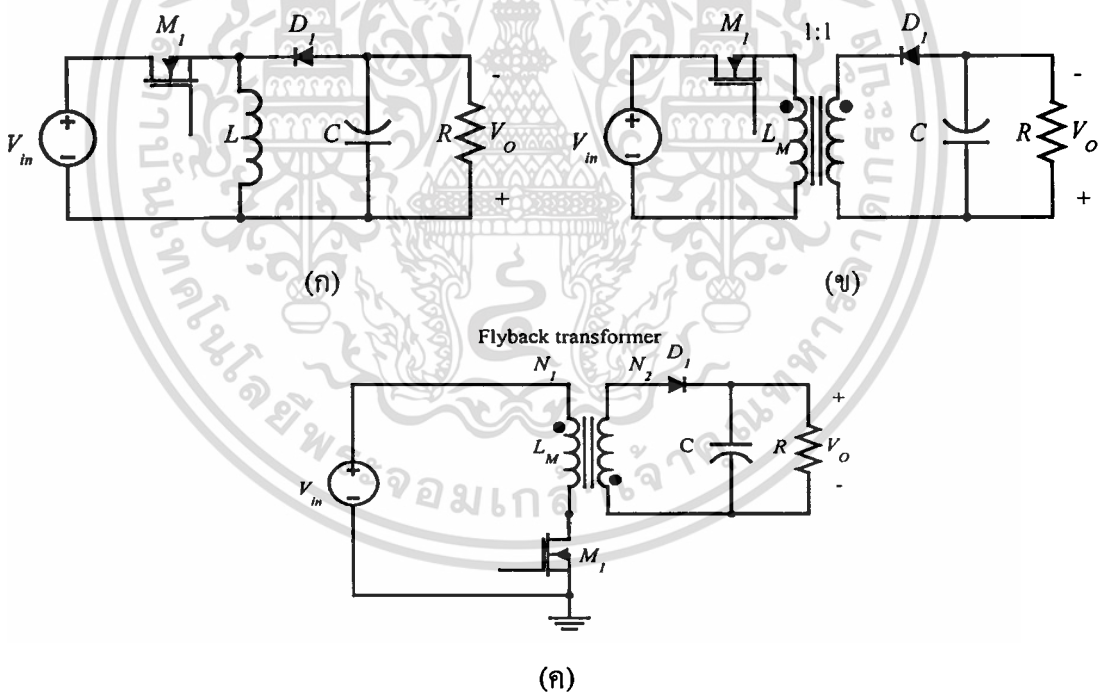


บทที่ 3

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และโหมดการนำกระแสไฟฟ้า

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ได้เลือกวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (flyback converters) ซึ่งเป็นวงจรกำลังที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ประหยัดค่าใช้จ่ายในการสร้าง และเหมาะสมสำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่มีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตไม่เกิน 100 W ในบทนี้ นำเสนอการวิเคราะห์การทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM)

3.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



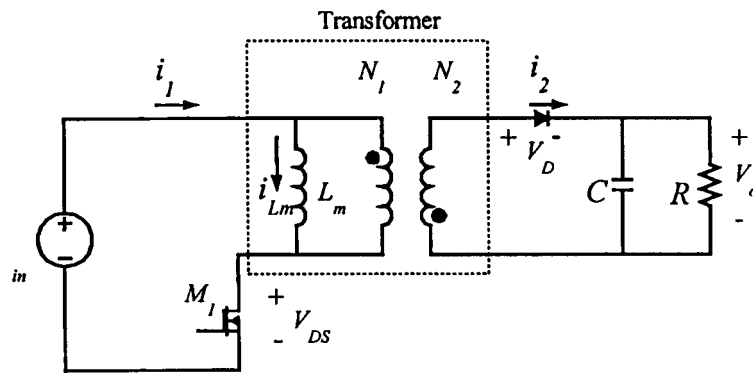
รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการพัฒนาของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จากวงจรแบบบั๊ก-บูสต์

- (ก) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบั๊ก-บูสต์
- (ข) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบั๊ก-บูสต์ที่ได้จากการใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบสองขด
- (ค) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบค

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์พัฒนามาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบ็ีก-บูสต์ ซึ่งลำดับขั้นตอนการพัฒนาแสดงตามรูปที่ 3.1 [2] กล่าวคือจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบบ็ีก-บูสต์ตามรูปที่ 3.1 (ก) ถ้าตัวเหนี่ยวนำ L ในรูปแยกออกเป็นขดลวดสองขดพันบนแกนอันเดียวกันและมีจำนวนรอบเท่ากันดังรูปที่ 3.1 (ข) การทำงานของวงจรในทุกๆคาบเวลาของการสวิตช์ คือในช่วงเวลาที่มอสเฟต (M_1) นำกระแสไฟฟ้า (ON) และไดโอด (D_1) ไม่นำกระแสไฟฟ้าเนื่องจากถูกไบแอสย้อนกลับช่วงเวลานี้คือเวลาที่ตัวเหนี่ยวนำทางอินพุต (L_m) เก็บพลังงาน ในช่วงเวลาที่ M_1 หยุดนำกระแสไฟฟ้า (OFF) สนามแม่เหล็กในแกนขุดตัวทำให้สภาพขั้วของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมิเปลี่ยนแปลงมีผลให้ D_1 นำกระแสไฟฟ้าเนื่องจากการถูกไบแอสตรงช่วงเวลานี้พลังงานที่เก็บไว้ใน L_m ได้ถ่ายโอนไปยังขดลวดทุติยภูมิและจ่ายพลังงานนี้ให้กับโหลด (R) และตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C) ดังนั้นวงจรในรูปที่ 3.1 (ข) ยังคงทำงานเหมือนกับวงจรตามรูปที่ 3.1 (ก) เพียงแต่อินพุตและเอาต์พุตได้ถูกแยกจากกันทางไฟฟ้า (electrical isolation) ด้วยตัวเหนี่ยวนำเอาไว้ (coupled inductor) ที่เรียกกันโดยทั่วไปว่าหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค หม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคแตกต่างจากหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไปคือ จะมีช่องว่างอากาศในแกนเพื่อการสะสมพลังงาน วงจรฟลายแบคในรูปที่ 3 (ค) เกิดจากการย้ายตำแหน่งของมอสเฟตกำลัง M_1 โดยให้ขา ซอร์สเทียบ กับกราวด์และกำหนดให้ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิพันกลับทิศกันซึ่งทำให้ต้องกลับขั้วของไดโอดด้วย หม้อแปลงไฟฟ้าในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ช่วยให้สามารถเลือกให้ขั้วของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_o ตรงกันหรือตรงข้ามกับแรงดันไฟฟ้าอินพุต V_m ได้ และสามารถเลือกขนาดของแรงดันไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิได้ตามต้องการ โดยใช้อัตราส่วนจำนวนรอบ จะสังเกตว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบคดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ค) ประกอบด้วยอุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้น และอุปกรณ์สวิตช์ต่อกลับจุดอ้างอิงที่เป็นกราวด์ ซึ่งทำให้ง่ายต่อการสร้างวงจรขับอุปกรณ์สวิตช์

3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคซึ่งมีคุณลักษณะในการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างด้านอินพุตและเอาต์พุต โดยการวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะต้องคำนึงถึงค่าความเหนี่ยวนำ L_m ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคดังแสดงในรูปที่ 3.2 [3]

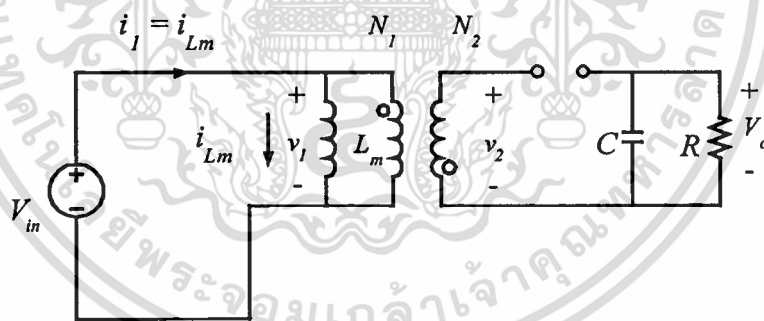


รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ในการวิเคราะห์การทำงานจะแบ่งเป็นช่วงเวลาที่มอสเฟต (M_1) นำกระแสไฟฟ้าและไม่ นำกระแสไฟฟ้า

เมื่อ M_1 นำกระแสไฟฟ้า (ON) (รูปที่ 3.3)

มีกระแสไฟฟ้า i_1 ไหลผ่านขดลวดทางด้านปฐมภูมิ โดยกระแสไฟฟ้า i_1 จะมีขนาดเท่ากับ กระแสไฟฟ้า i_{Lm} และแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ (v_1) มีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าทาง อินพุต (V_{in}) การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำในขณะ M_1 นำกระแสไฟฟ้า แสดงดังสมการที่ (3.1)



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อมอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า

$$V_{Lm} = V_{in} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt}$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} = \frac{V_{in}}{L_m}$$

$$\Delta i_{Lm,close} = \frac{V_{in} DT}{L_m} \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น L_m ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย D คือวัฏจักรงาน (duty cycle) ในสภาวะนี้ไดโอดไม่นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค (v_2) มีค่าเท่ากับผลคูณระหว่างอัตราส่วนจำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิต่อทางด้านปฐมภูมิ (N_2/N_1) กับแรงดันไฟฟ้าอินพุต (V_{in}) ดังสมการที่ (3.2) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอสเฟตมีค่าเป็นศูนย์ดังสมการที่ (3.3) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด (V_D) มีค่าดังสมการที่ (3.4)

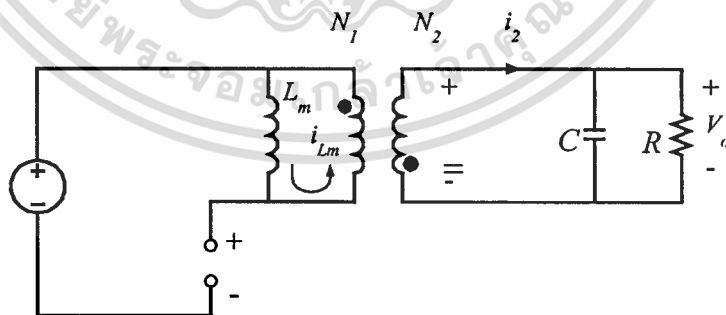
$$v_2 = v_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = V_{in} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (3.2)$$

$$V_{DS} = 0 \quad (3.3)$$

$$V_D = -V_o - V_{in} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (3.4)$$

เมื่อ M , หยุดนำกระแสไฟฟ้า (OFF) (รูปที่ 3.4)

สนามแม่เหล็กในแกนเหล็กจะเกิดการยุบตัวทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิกลับขั้วมีค่าเท่ากับ $(N_1/N_2)V_o$ เกิดกระแสไฟฟ้าผ่าน ไดโอด ไปยัง โหลดและตัวเก็บประจุ การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำในขณะ M , หยุดนำกระแสไฟฟ้าแสดงได้ดังสมการที่ (3.5)



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า

$$V_{Lm} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt}$$

$$V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = L_m \frac{\Delta i_{Lm}}{(1-D)T}$$

$$\Delta i_{Lm,open} = \frac{V_o (1-D)T N_1}{L_m N_2} \quad (3.5)$$

แรงดันไฟฟ้าของขดลวดทุติยภูมิ v_2 มีค่าเท่ากับ V_o ดังสมการที่ (3.6) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอสเฟตดังสมการที่ (3.7) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด (D) มีค่าเท่ากับศูนย์ดังสมการที่ (3.8)

$$v_2 = V_o \quad (3.6)$$

$$V_{DS} = V_{in} + \left(\frac{N_1}{N_2} \right) V_o \quad (3.7)$$

$$V_D = 0 \quad (3.8)$$

ในสภาวะคงตัว (steady state) การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ ในขณะที่ M , นำกระแสไฟฟ้า (สมการที่ (3.1)) และขณะ M , ไม่นำกระแสไฟฟ้า (สมการที่ (3.5)) มีค่าเท่ากัน

$$\Delta i_{Lm,closed} = \Delta i_{Lm,open}$$

$$\frac{V_{in}DT}{L_m} = \frac{V_o(1-D)T N_1}{L_m N_2}$$

$$V_o = V_{in} \frac{D N_2}{1-D N_1} \quad (3.9)$$

ในทางอุดมคติ ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านอินพุต (P_{in}) จะมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต (P_o) ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าแสดงตามสมการที่ (3.10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{in} = P_o \quad V_{in} I_1 = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.10)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านอินพุต (I_1) หาได้จากผลคูณระหว่างกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำกับค่าวัฏจักรงาน ($I_{Lm} D$) เมื่อนำสมการแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตจากสมการที่ (3.9) มาแทนในสมการที่ (3.10) แล้วจัดรูปแบบสมการเพื่อหากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของในตัวเหนี่ยวนำ (I_{Lm}) จะได้ดังสมการที่ (3.11)

$$I_{Lm} = \frac{V_{in} D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{V_o}{(1-D)R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (3.11)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำค่าสูงสุด ($I_{Lm,max}$) และต่ำสุด ($I_{Lm,min}$) หาได้จากการนำกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำดังสมการ (3.11) มารวมหรือลบออกจากครึ่งหนึ่งของอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าในขณะที่สวิตช์ปิดดังสมการ (3.1) โดยแสดงดังสมการที่ (3.12) และ (3.13) ตามลำดับ

$$I_{Lm,max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = \frac{V_{in} D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 + \frac{V_{in} DT}{2L_m} \quad (3.12)$$

$$I_{Lm,min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = \frac{V_{in} D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - \frac{V_{in} DT}{2L_m} \quad (3.13)$$

ในจุดที่กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำค่าต่ำสุด ($I_{Lm,min}$) มีค่าเท่ากับศูนย์วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดรอยต่อระหว่าง CCM กับ DCM (boundary mode) จากสมการที่ (3.13) ค่าตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค L_m ที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด boundary mode แสดงดังสมการที่ (3.14)

$$I_{Lm,min} = 0$$

$$\frac{V_{in} D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{V_{in} DT}{2L_m} = \frac{V_{in} D}{2L_m f}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(L_m)_{\min} = \frac{(1-D)^2 R \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2}{2f} \quad (3.14)$$

$(L_m)_{\min}$ คือค่าความเหนี่ยวนำที่ทำให้วงจรทำงานใน boundary mode

D คือ วัฏจักรงาน (duty cycle)

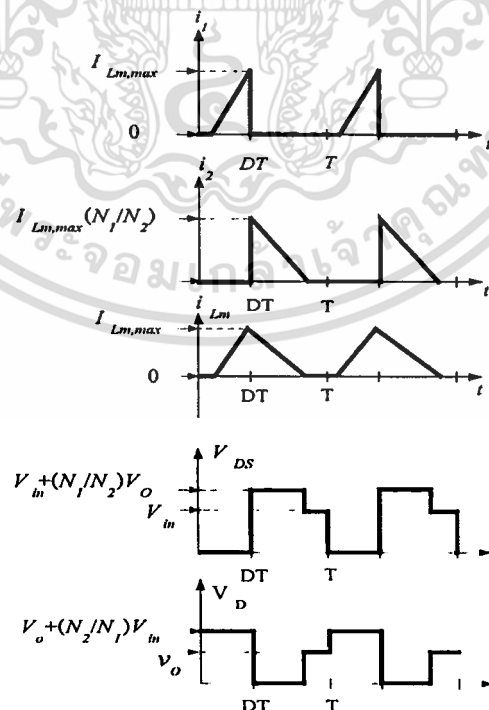
R_L คือความต้านทานของโหลด

f คือความถี่ในการสวิตช์

N_1 และ N_2 คือจำนวนรอบปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค

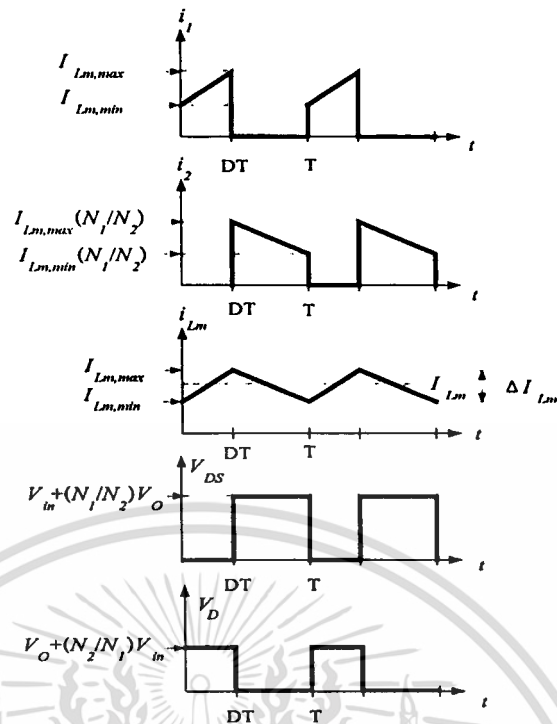
3.3 การกำหนดเงื่อนไขการทำงานเป็นโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในโหมด DCM พลังงานที่ถูกสะสมไว้ในหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคถูกถ่ายเทจนหมด นั่นคือกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดทุติยภูมิจะมีค่าเป็นศูนย์ ก่อนที่มอสเฟตจะนำกระแสไฟฟ้าในไซเคิลถัดไป ส่วนการทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM ต่างกันตรงที่พลังงานที่ถูกเก็บสะสมในหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคถูกถ่ายเทไม่หมด นั่นคือกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดทุติยภูมียังมีค่ามากกว่าศูนย์ในขณะที่มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าในไซเคิลถัดไป



รูปที่ 3.5 กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าในโหมด CCM

ถ้าออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าหลายเบคให้มีค่า $L_m > (L_m)_{min}$ ในสมการที่ (3.14) วงจรจะทำงานในโหมด CCM ในทางตรงกันข้ามถ้า $L_m < (L_m)_{min}$ วงจรจะทำงานในโหมด DCM

รูปที่ 3.5 และ 3.6 แสดงรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลทางด้านขดปฐมภูมิ (i_1) กระแสไฟฟ้าที่ไหลทางด้านขดทุติยภูมิ (i_2) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ (i_{Lm}) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมมอสเฟต (V_{DS}) แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอดกำลัง (V_D) ของวงจรหลายเบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM ตามลำดับ โดยสังเกตว่าในโหมด DCM รูปที่ 3.5 เมื่อกระแสไฟฟ้า i_{Lm} ตกลงมาเป็นศูนย์ V_{DS} จะเปลี่ยนจาก $V_{in} + (N_1/N_2)V_o$ ไปเป็น V_{in} ในขณะเดียวกัน V_D จะเปลี่ยนจาก V_o ไปเป็น $V_o + (N_2/N_1)V_{in}$

บทที่ 4

การออกแบบสร้างวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคที่ศึกษาในวิทยานิพนธ์มีทั้งหมดสี่วงจรคือ (1) วงจรโหมค CCM voltage mode control (2) วงจรโหมค DCM voltage mode control (3) วงจรโหมค CCM current mode control และ (4) วงจรโหมค DCM current mode control โดยวงจรทั้งสี่ถูกออกแบบให้มีคุณสมบัติทางไฟฟ้า (electrical specification) เหมือนกัน ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรต้นแบบทั้งสี่โดยจะอธิบายการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค วงจรภาคกำลังไฟฟ้า วงจรควบคุมพีคดับลิวิตี วงจรชดเชยและวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์

4.1 หม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค

หม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคเป็นอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในวงจรภาคกำลังของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงในการออกแบบคือ หม้อแปลงไฟฟ้าจะต้องสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุดโดยที่ไม่เกิดการอิ่มตัว

4.1.1 การหาขนาดของแกน

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคในวิทยานิพนธ์ใช้เทคนิคค่าผลคูณพื้นที่ (area product, A_p) ซึ่งก็คือค่าผลคูณระหว่างพื้นที่หน้าตัดขวางของแกน (cross sectional area, A_c) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (window area, A_w) ค่า A_p สำหรับหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคทำงานในโหมค CCM และ DCM ถูกแสดงดังสมการที่ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ [4]

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_{o2} \left[\left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D_{\min} \alpha}{3}} \right) + \left(\sqrt{\frac{4(1-D_{\min}) \alpha}{3}} \right) \right]}{K_w J \Delta B f_s} \quad (4.1)$$

$$A_p = A_c A_w = \frac{P_{o2} \left[\left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D_{\min}}{3}} \right) + \left(\sqrt{\frac{4(1-D_{\min})}{3}} \right) \right]}{K_w J B_{\max} f_s} \quad (4.2)$$

โดย P_{o2} : กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค (W)

D_{\min} : ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f_s : ความถี่ของการสวิตช์ (Hz)

α : ตัวเลขดัชนีการถ่ายโอนพลังงานที่มีค่า $0.75 < \alpha < 1$ สำหรับการทำงานในโหมด CCM และเท่ากับ 1 สำหรับการทำงานในโหมด DCM

η : ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค

K_w : ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (window utilizing factor)

J : ค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในเส้นลวดที่ใช้พันขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ (A/m^2)

$\Delta B = B_{max} - B_{min}$: ค่าความแตกต่างความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก

B_{max} : ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าสูงสุด (T)

B_{min} : ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่าต่ำสุด (T)

ค่าของ P_{O2} คำนวณหาได้จากสมการที่ (4.3)

$$P_{O2} = (V_o + V_D) I_o \left[\frac{(1 - D_{min})}{D_{min}} \right] \quad (4.3)$$

โดย V_o : แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยเอาต์พุต

V_D : แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอดขณะที่น่ากระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ

I_o : กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเอาต์พุต

ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคที่ใช้ในวงจรต้นแบบทั้งสี่มีค่าดังนี้

$V_{in,rms} = 198-242 \text{ V}$	$V_o = 5 \text{ V}$	$\Delta V_o = 10\% V_o$	$V_D = 0.7 \text{ V}$
$I_o = 1-5 \text{ A}$	$D_{min} = 0.25$	$\eta = 0.75$	$P_{O2} = 85.5 \text{ W}$
$K_w = 0.4$	$\Delta B = 0.1 \text{ T}$	$J = 5 \times 10^6 \text{ A/m}^2$	$f_s = 50 \text{ kHz}$
$R_L = 1-5 \text{ } \Omega$	$\alpha = 1 \text{ DCM และ CCM}$		

นำค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดข้างต้นไปแทนในสมการที่ (4.1)

ในโหมด CCM ได้ค่า $A_p = 1.5 \times 10^{-3} \text{ m}^2 = 15,000 \text{ mm}^2$ เลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่า A_p สูงกว่าค่า A_p ที่คำนวณได้ คือ แกนแบบ ETD 44 ($A_c = 174 \text{ mm}^2$ $A_w = 213 \text{ mm}^2$ $A_p = 37,062 \text{ mm}^2$)

ในโหมด DCM ได้ค่า $A_p = 0.75 \times 10^{-3} \text{ m}^2 = 7,500 \text{ mm}^2$ เลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่า A_p สูงกว่าค่า A_p ที่คำนวณได้คือแกนแบบ ETD 39 ($A_c = 125 \text{ mm}^2$ $A_w = 174 \text{ mm}^2$ $A_p = 21,750 \text{ mm}^2$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 การหาขนาดจำนวนรอบและขนาดของลวด

จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคสามารถออกแบบคำนวณดังสมการที่ (4.4)

$$N_1 = \frac{V_{cc, \max} \cdot D_{\min}}{\Delta B \cdot A_c \cdot f_s} \quad (4.4)$$

ในโหมด CCM ที่แรงดันไฟฟ้าคิซีอินพุตสูงสุด ($V_{cc, \max} = 342.2 \text{ V}$) ได้ $N_1 = 136.8$ รอบ ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิต่อจำนวนรอบปฐมภูมิ (n) คำนวณได้ดังสมการที่ (4.5)

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{(V_o + V_D)}{V_{cc, \max}} \left(\frac{1 - D_{\min}}{D_{\min}} \right) \quad (4.5)$$

ได้ $n = 0.05$ ดังนั้นจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค $N_2 = n \cdot N_1 = 6.84$ รอบ เลือก $N_2 = 7$ รอบ คำนวณย้อนกลับได้ $N_1 = 140$ รอบ ในโหมด DCM จำนวนรอบ N_1 และ N_2 ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคมีค่าเท่ากับกับในโหมด CCM เพื่อประโยชน์ในการเปรียบเทียบ

กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ $I_{1, rms}$ และที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิ $I_{2, rms}$ ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค คำนวณได้ดังสมการที่ (4.6)

$$I_{1, rms} = \frac{\sqrt{2P_o}}{\eta \cdot V_{cc, \min}} \quad (4.6)$$

$$I_{2, rms} = I_{1, rms} / n$$

ที่ $P_o = 25 \text{ W}$ และ ($V_{cc, \min} = 280 \text{ V}$) และ $\eta = 0.75$ ได้ $I_{1, rms} = 0.168 \text{ A}$ และ $I_{2, rms} = 3.37 \text{ A}$ พื้นที่หน้าตัดของขดลวดปฐมภูมิ a_1 และทุติยภูมิ a_2 คำนวณได้ดังสมการที่ (4.7)

$$a_1 = \frac{I_{1, rms}}{J}$$

$$a_2 = \frac{I_{2, rms}}{J} \quad (4.7)$$

ที่ $J = 5 \times 10^6 \text{ A/m}^2$ ได้ $a_1 = 0.033 \text{ mm}^2$ และ $a_2 = 0.674 \text{ mm}^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความลึกจากผิวขดลวดที่นำกระแสไฟฟ้า (skin depth, δ_{cu}) เนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิว (skin effect) คำนวณได้ดังสมการที่ (4.8) [1], [5]

$$\delta_{cu} = \sqrt{\frac{\rho_{cu}}{\pi \mu_o \mu_{cu} f_s}} \quad (4.8)$$

ρ_{cu} ความต้านทานไฟฟ้าของขดลวดมีค่าเท่ากับ ($1.709 \times 10^{-8} \Omega \text{ m}$ ที่ 20° C)

μ_o ค่า permeability ของ free space มีค่าเท่ากับ ($4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$)

μ_{cu} ค่า permeability สัมพัทธ์ของขดลวดมีค่าเท่ากับ ($\approx 1 \text{ H/m}$)

ที่ $f_s = 50 \text{ kHz}$ ได้ $\delta_{cu} = 0.2942 \text{ mm}$ ขนาดของขดลวดที่ไม่มีผลกระทบเนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิว ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเพิ่มขึ้นคือ ขดลวดที่มีเส้นผ่าศูนย์กลาง (ϕ) น้อยกว่า $2\delta_{cu}$ นั่นคือ $\phi_{cu} < 0.5884 \text{ mm}$ ในงานวิจัยนี้จึงเลือกขดลวดเบอร์ AWG30 ($a_{30} = 0.0507 \text{ mm}^2$, $\phi_{30} = 0.2540 \text{ mm}$) จำนวนหนึ่งเส้นสำหรับขดลวดปฐมภูมิและเลือกขดลวดเบอร์ AWG24 ($a_{24} = 0.205 \text{ mm}^2$, $\phi_{24} = 0.5105 \text{ mm}$) จำนวนสี่เส้นขนานกันสำหรับขดลวดทุติยภูมิ ความเป็นไปได้ในการพันขดลวดที่เลือกไว้ลงในพื้นที่ที่ใช้พันขดลวดของแกนเฟอร์ไรต์ที่เลือกไว้สามารถตรวจสอบได้ด้วยสมการที่ (4.9)

$$K_w A_w \geq a_1 N_1 + a_2 N_2 \quad (4.9)$$

ในโหมด DCM แกน ETD39 ($K_w = 0.4$, $A_w = 174 \text{ mm}^2$)

$$0.4 \times 174 \text{ mm}^2 \geq (140 \times 0.0507 \text{ mm}^2) + (7 \times 4 \times 0.205 \text{ mm}^2)$$

$$69.6 \text{ mm}^2 \geq 12.8 \text{ mm}^2$$

ในโหมด CCM แกน ETD44 ($K_w = 0.4$, $A_w = 213 \text{ mm}^2$)

$$0.4 \times 213 \text{ mm}^2 \geq (140 \times 0.0507 \text{ mm}^2) + (7 \times 4 \times 0.205 \text{ mm}^2)$$

$$85.2 \text{ mm}^2 \geq 12.8 \text{ mm}^2$$

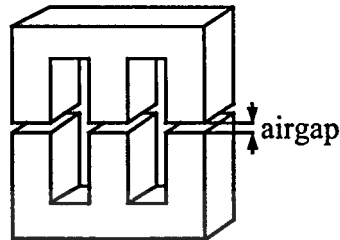
ดังนั้นแกนแบบ ETD39 และแบบ ETD44 ที่เลือกสามารถรองรับจำนวนขดลวดทั้งหมดได้

4.1.3 การกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบค

ค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคที่กำหนดการนำกระแสไฟฟ้าแบบ CCM หรือ DCM ถูกแสดงในสมการที่ (3.14) ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกค่า L_m สำหรับวงจรในโหมด DCM เท่ากับ 2.2 mH และใน CCM เท่ากับ 30 mH การกำหนดค่า L_m ทำโดยการกำหนดขนาดของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือทรัพย์สินทางปัญญาอื่นใดไว้ก่อน ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อากาศให้กับแกนเฟอร์ไรต์ดังรูปที่ 4.1 เนื่องจากจำนวนรอบขดลวดในโหมด CCM และ DCM มีค่าเท่ากัน ขนาดช่องอากาศของแกนในโหมด DCM จะกว้างกว่าในโหมด CCM เพื่อให้ค่า L_m ในโหมด DCM มีค่าน้อยกว่าในโหมด CCM



รูปที่ 4.1 การปรับเปลี่ยนค่า L_m ของหม้อแปลงฟลายแบคโดยการเปลี่ยนขนาดช่องอากาศ

4.2 เลือกขนาดการทนกำลังของอุปกรณ์กำลัง

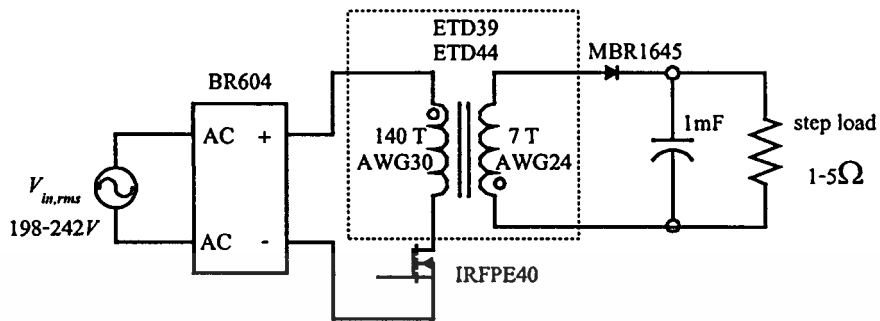
การเลือกพิกัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตกำลัง ไดโอดกำลัง และไดโอดบริดจ์นั้นต้องคำนึงถึงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวอุปกรณ์มีพิกัดกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์กำลังในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ถูกแสดงในตารางที่ 4.1 [5]

ตารางที่ 4.1 พิกัดกระแสไฟฟ้าและพิกัดแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟตกำลัง ไดโอดกำลังและไดโอดบริดจ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์ที่ใช้ในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

อุปกรณ์	แรงดันไฟฟ้าสูงสุด	กระแสไฟฟ้าสูงสุด	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย
มอสเฟตกำลัง	$2V_{in,pt} + \frac{V_o}{n}$	$\frac{2P_o}{\eta V_{in,pt}}$	$\frac{4}{\pi} \frac{P_o}{\eta V_{in,pt}}$
ไดโอดกำลัง	$V_o \left(\frac{1+nV_{in,pt}}{V_o} \right)$	$\frac{1}{n} \frac{2P_o}{\eta V_{in,pt}}$	$\frac{4}{\pi n} \frac{P_o}{\eta V_{in,pt}}$
ไดโอดบริดจ์	$V_{in,pt}$	$\frac{2P_o}{\eta V_{in,pt}}$	$\frac{2}{\pi} \frac{P_o}{\eta V_{in,pt}}$

ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้อุปกรณ์ที่มีพิกัดสูงกว่าที่กำหนดในตารางที่ 4.1 ประมาณ 20% ขึ้นไป มอสเฟตกำลังถูกเลือกที่ขนาดของแรงดันไฟฟ้าเดรน-ซอร์สสูงสุด 800 V ขนาดกระแสไฟฟ้าเดรนสูงสุด $I_{d,max}$ สูงสุด 5.4 A ไดโอดกำลังชนิดชอตต์กีถูกเลือกให้มี (schottky diode) ขนาดแรงดันไฟฟ้าสูงสุด 35 V ขนาดของกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย 16 A ไดโอดบริดจ์ถูกเลือกให้มีขนาด

แรงดันไฟฟ้าสูงสุด 400 V ขนาดกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุด 6 A วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์พร้อม
กับอุปกรณ์ที่เลือกใช้ถูกแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรภาคกำลังของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบ

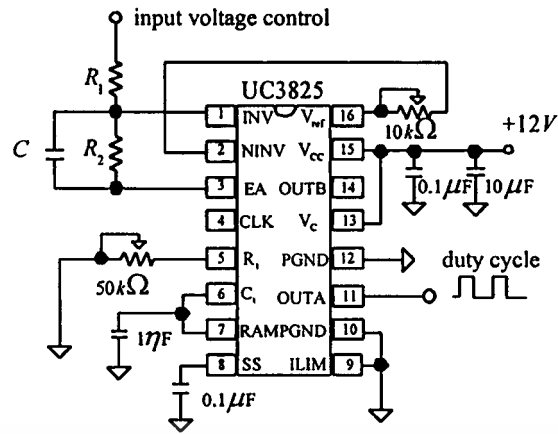
4.3 วงจรควบคุมพีดับลิเวียม

วงจรควบคุมค่าวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณขับสวิตช์ที่ใช้การควบคุมแบบแรงดัน (voltage mode control) และแบบกระแส (current mode control) ใช้ IC PWM UC3825 [6] ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุสำหรับเลือกความถี่ในการสวิตช์หาได้ดังสมการที่ (4.10) โดยที่ D_{MAX} คือค่าวัฏจักรหน้าที่สูงสุดมีค่าเท่ากับ 0.98 และ f_s คือ ความถี่ของการสวิตช์

$$R_i = \frac{3V}{10mA(1-D_{MAX})}$$

$$C_i = \frac{0.8D_{MAX}}{R_i f_s} \quad (4.10)$$

ได้ $R_i = 15 \text{ k}\Omega$ และ $C_i = 1 \text{ nF}$ โดยตัวต้านทานที่ใช้เป็นแบบปรับค่าได้ 0-50 $\text{k}\Omega$ เพื่อประโยชน์ในการปรับแต่งค่าความถี่ในการสวิตช์ ภายในตัว UC3825 จะประกอบไปด้วย วงจรขยายความผิดพลาด (error amplifier) วงจรเปรียบเทียบพีดับลิเวียม (PWM comparator) วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง (reference voltage) โดยไอซีเบอร์นี้สามารถทำงานทั้งโหมดควบคุมแรงดันและโหมดควบคุมกระแส

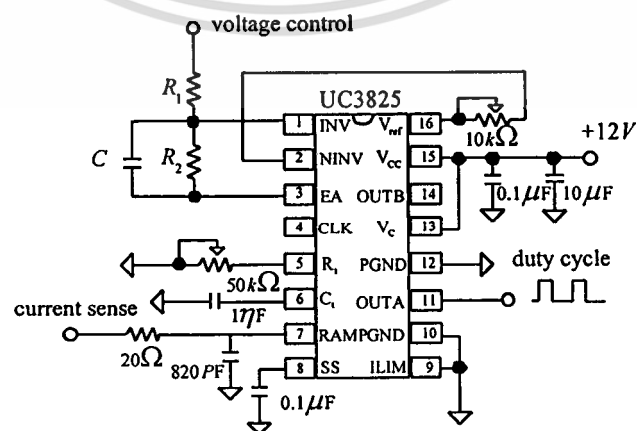


รูปที่ 4.3 การต่อวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน

รูปที่ 4.3 แสดงการต่อ UC3825 ในโหมดควบคุมแรงดัน

- ขาที่ 15 และ 13 ต่อกับไฟเลี้ยงบวก 12V
- ขา 11 และ 14 คือเอาต์พุตของ IC ที่ให้ค่าวัฏจักรหน้าที่
- ขา 5 ต่อตัวต้านทาน R_1
- ขา 6 ต่อตัวเก็บประจุ C_1
- ขา 12 ต่อกราวด์กำลัง (power ground) ขา 8 9 10 ต่อกราวด์สัญญาณ (signal ground)
- ขา 16 ต่อกับความต้านทานแบ่งแรงดันไฟฟ้าย่างอิง
- ขา 1 2 3 ต่อกับวงจรชดเชย

รูปที่ 4.4 แสดงการต่อ UC3825 ในโหมดควบคุมกระแส สังเกตว่าการต่ออุปกรณ์ทั่วไปจะมีความคล้ายคลึงกันกับรูปที่ 4.3 ต่างกันตรงที่ขา 7 ที่ทำหน้าที่รับแรงดันไฟฟ้าที่ตรวจจับกระแสไฟฟ้าทางปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคโดยก่อนเข้าจะมีวงจรกรองสัญญาณ RC เพื่อลดสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.4 การต่อวงจรควบคุมในโหมดกระแส

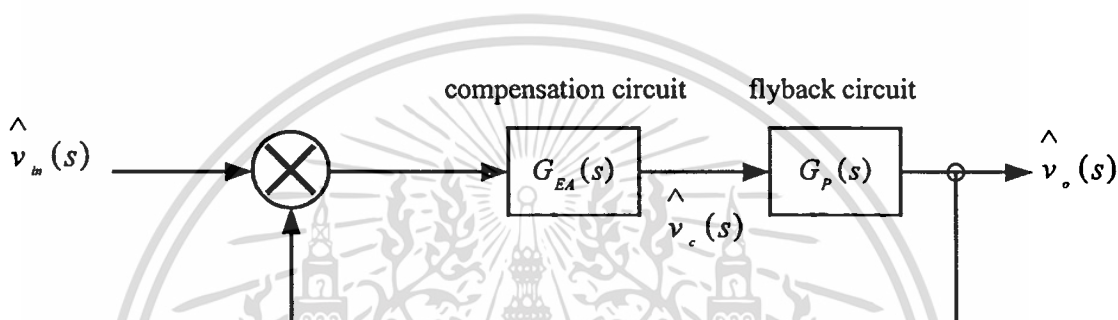
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การออกแบบวงจรถดเชย

วิทยานิพนธ์เลือกวิธีการออกแบบวงจรถดเชยโดยวิธีตอบสนองต่อความถี่ [7,8] (frequency response) รูปที่ 4.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคแบบที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดดังสมการที่ (4.11)

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{in}(s)} = \frac{G_{EA}(s)G_p(s)}{1+G_{EA}(s)G_p(s)} \quad (4.11)$$



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบค

สมการที่ 4.12 แสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในโหมด CCM voltage mode control

$$G_p(s) = \frac{nV_{in}}{D^2} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})(1 - \frac{s}{\omega_{ZRHP}})}{1 + \frac{1}{Q} \frac{s}{\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (4.12)$$

โดย $\omega_z = \frac{1}{r_c C}$ $\omega_{ZRHP} = \frac{D^2 R}{DL}$ $\omega_o = \frac{D'}{\sqrt{LC}}$ $Q = \frac{D^2 R}{\omega_o L}$

สมการที่ 4.13 แสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในโหมด DCM voltage mode control

$$G_p(s) = \frac{nV_m}{\sqrt{K}} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})}{(1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $K = \frac{2Lf}{R}$ $\omega_z = \frac{1}{r_c C}$ $\omega_p = \frac{2}{RC}$

สมการที่ 4.14 แสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในโหมด CCM current mode control

$$G_p(s) = \frac{RV_{in}}{(2V_o + V_{in})} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})(1 - \frac{s}{\omega_{ZRHP}})}{(1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (4.14)$$

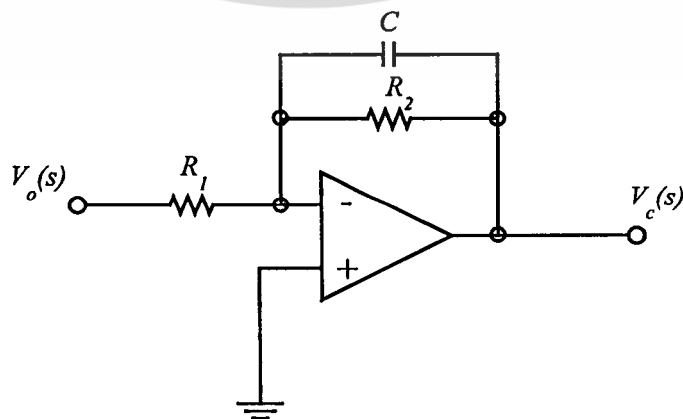
โดย $\omega_z = \frac{1}{r_c C}$ $\omega_{ZRHP} = \frac{RV_{in}^2}{LV_o(V_o + V_{in})}$ $\omega_p = \frac{(1+D)}{RC}$

สมการที่ 4.15 แสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรในโหมด DCM current mode control

$$G_p(s) = \sqrt{\frac{RLf}{2}} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})}{(1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (4.15)$$

โดย $\omega_z = \frac{1}{r_c C}$ $\omega_p = \frac{2}{RC}$

วงจรชดเชยที่ใช้เป็นแบบโพลเดี่ยวดังแสดงในรูปที่ 4.6 และมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4.16)



รูปที่ 4.6 วงจรชดเชยแบบโพลเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{EM}(s) = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \right) \quad (4.16)$$

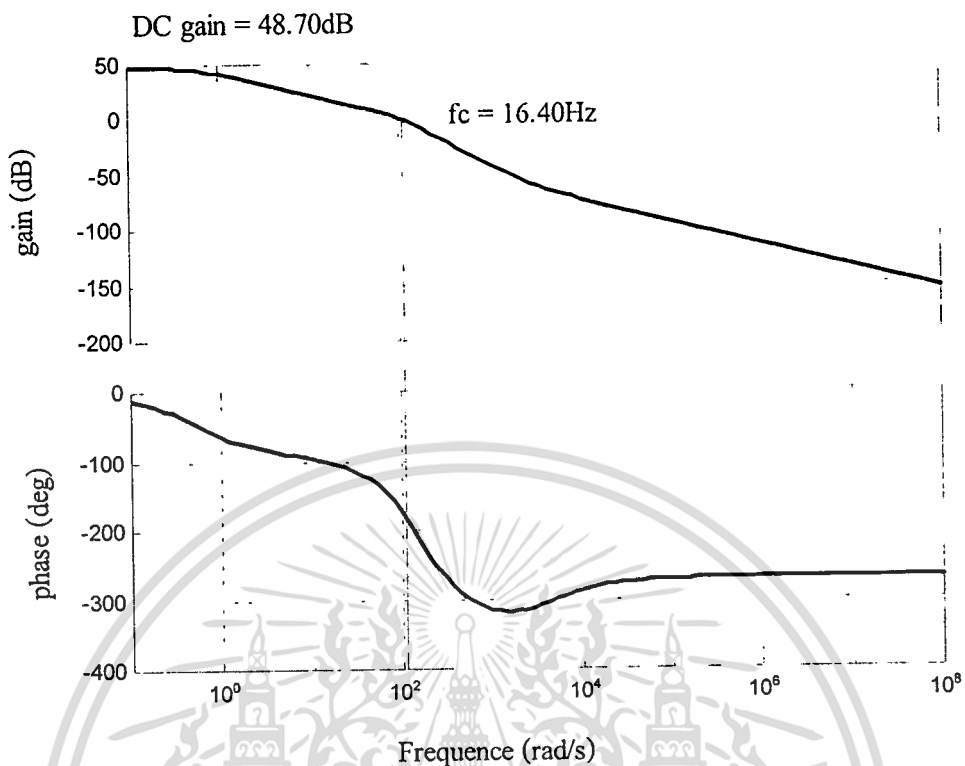
โดย $\omega_p = \frac{1}{R_2 C}$

การออกแบบวงจรชดเชยทำได้โดยการพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรากกำลังและวงจรชดเชยรวมกันแล้วต้องทำให้แกนของฟังก์ชันถ่ายโอนมีมุมเฟสไม่เกิน -180 องศา ที่ความถี่ครอสโอเวอร์โดยค่าอุปกรณ์ของวงจรชดเชยในแต่ละวงจรที่คำนวณได้แสดงในตารางที่ 4.2

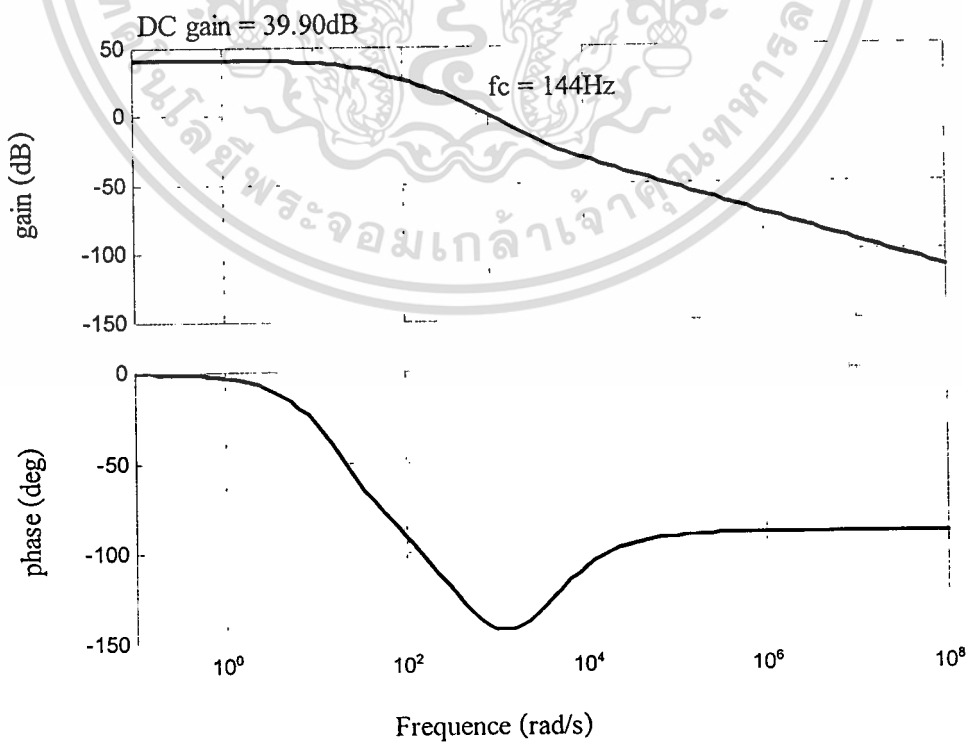
ตารางที่ 4.2 ค่าอุปกรณ์ของวงจรชดเชยที่ออกแบบ

mode/control	R_1	R_2	C
CCM voltage mode control	100 k Ω	2 M Ω	1 μ F
DCM voltage mode control	5 k Ω	500 k Ω	0.1 μ F
CCM current mode control	8.2 k Ω	22 k Ω	0.1 μ F
DCM current mode control	8.2 k Ω	470 k Ω	22 μ F

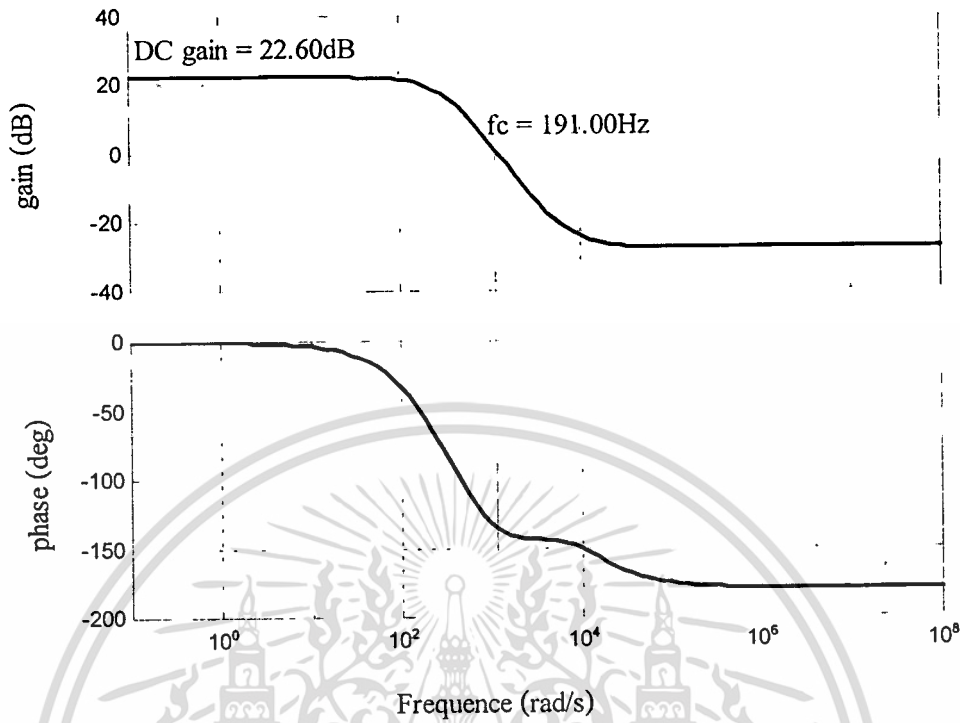
แผนภาพ โปดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $G_{EM}(s)G_p(s)$ โดยใช้ค่าอุปกรณ์ของวงจรชดเชยที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 4.7 - 4.10



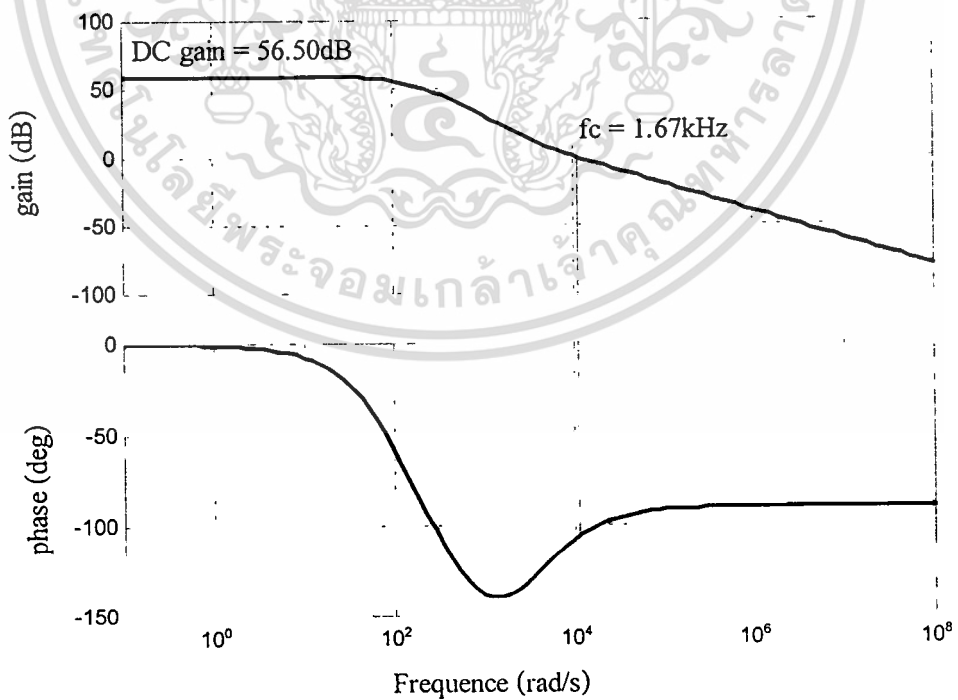
รูปที่ 4.7 แผนภาพโบด $G_{EA}(s)G_P(s)$ ของวงจรในโหมด CCM voltage mode control



เอกสารนี้รูปที่ 4.8 แผนภาพโบด $G_{EA}(s)G_P(s)$ ของวงจรในโหมด DCM voltage mode control
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แผนภาพโบด $G_{EA}(s)G_p(s)$ ของวงจรในโหมด CCM current mode control



รูปที่ 4.10 แผนภาพโบด $G_{HA}(s)G_p(s)$ ของวงจรในโหมด DCM current mode control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การออกแบบสร้างวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลัง

วิทยานิพนธ์เลือกใช้วงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังเป็นแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้าในรูปที่ 4.11 เพื่อการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรภาคกำลัง หม้อแปลงไฟฟ้านี้ส่งกำลังจำนวนน้อยดังนั้นจึงสามารถใช้แกนเฟอร์ไรต์ขนาดเล็ก จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ N_1 คำนวณได้จากสมการที่ 4.4 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า คือ $v_1 = 12 \text{ V}$ $D_{min} = 0.2$ $f_s = 50 \text{ kHz}$ $\Delta B = 0.1 \text{ T}$ และ $A_c = 24 \text{ mm}^2$ ผลการคำนวณได้ $N_1 = 20$ รอบ และเลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ N_2 เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ ในรูปที่ 4.11 ตัวเก็บประจุทางด้านปฐมภูมิ C_1 ป้องกันกระแสไฟฟ้าตรงไหลผ่านหม้อแปลงไฟฟ้าเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่ออกมาจากขา 11 หรือ 14 ของ IC UC3825 เป็นรูปสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ความจุ C_1 จะต้องถูกเลือกให้มีค่าความถี่เรโซแนนซ์ f_r น้อยกว่าความถี่ของการสวิตช์ f_s อย่างเพียงพอ เนื่องจาก C_1 และค่าความเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า L_m ต่อเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (series resonance) ในวิทยานิพนธ์นี้เลือก $f_r = f_s/10$ ค่าความจุไฟฟ้า C_1 สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.17)

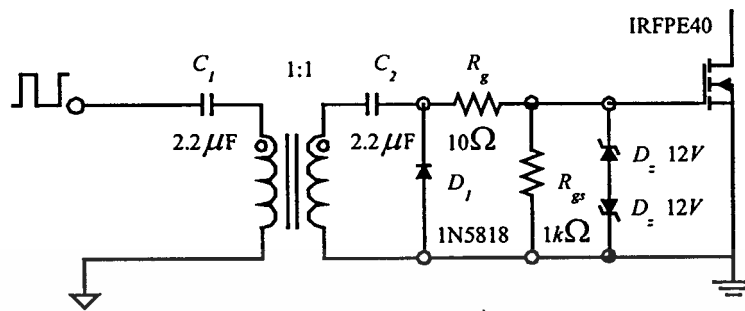
$$C_1 = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_m} \quad (4.17)$$

ตัวเก็บประจุทางด้านทุติยภูมิ C_2 ไคโอดเรียงกระแสไฟฟ้า D ตัวต้านทาน R_x และ R_{gs} ต่อกันเป็นวงจรแคลมป์ (clamping circuit) ชนิดที่แรงดันไฟฟ้าคกร้อมไคโอด D เป็นรูปสัญญาณแบบพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ค่าคงตัวของวงจรแคลมป์ $C_2(R_x + R_{gs})$ ต้องมากกว่าคาบเวลาของการสวิตช์ T_s อย่างเพียงพอ เพื่อรักษาให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้าคกร้อม C_2 คงที่ วิทยานิพนธ์เลือกให้ $C_2(R_x + R_{gs}) \geq 10T_s$ ค่าความจุไฟฟ้าของ C_2 สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (4.18) [5]

$$C_2 \geq \frac{10T_s}{R_x + R_{gs}} \quad (4.18)$$

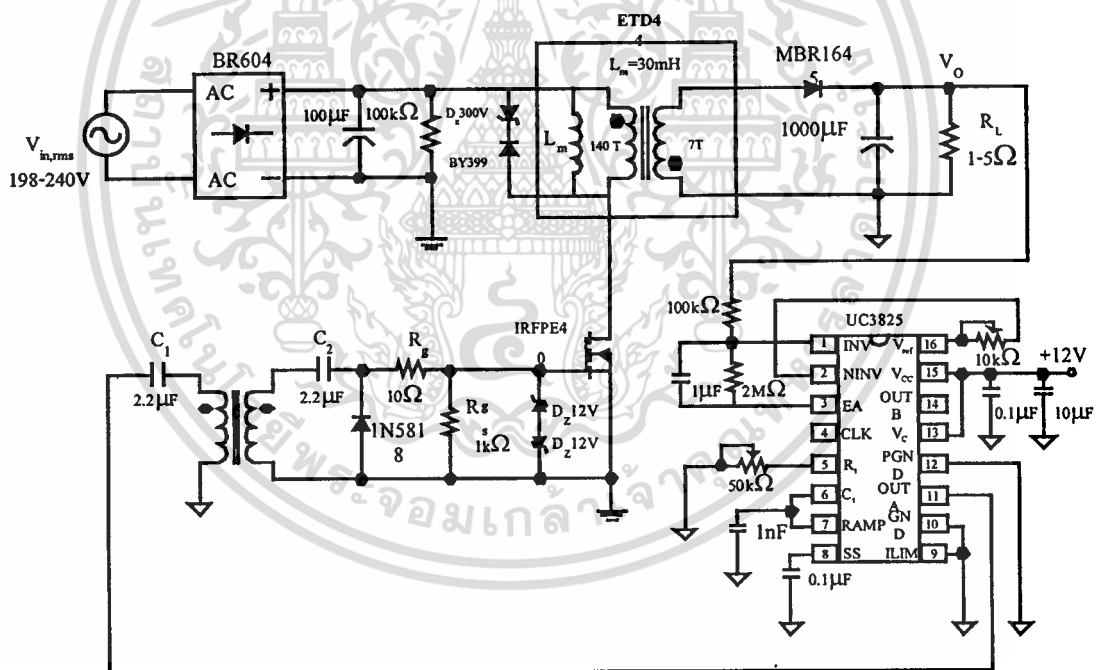
ตัวต้านทาน R_x ต่อเพื่อป้องกันการออสซิลเลตที่ค่าความถี่ของการออสซิลเลตมีค่าสูงมาก การออสซิลเลตสามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าเกต-ซอร์ส และค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณในวงจรขับเคลื่อน นอกจากนี้ค่าความต้านทาน R_x ยังใช้กำหนดช่วงเวลาขาขึ้นของแรงดันไฟฟ้าเกต-ซอร์สอีกด้วย ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกค่าความต้านทาน $R_x = 10 \Omega$ เพื่อให้ได้การสวิตช์มอเตอร์กำลังด้วยความเร็วสูงเนื่องจากทำให้ได้ช่วงเวลาของ t_r สั้นมาก ตัวต้านทาน R_{gs} ต่อเพื่อเป็นเส้นทางนำประจุออกจากเกตในขณะที่มอเตอร์กำลังหยุดนำกระแสไฟฟ้า ซิเนอร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอด D_2 ที่ต่อเป็นแบบฮาโนคร่วมต่อเพื่อจำกัดขนาดของแรงดันไฟฟ้าแบบสไปก์ (spike) ที่ตกคร่อมเกต-ซอร์สไม่ให้เกินพิกัดแรงดันไฟฟ้าเกต-ซอร์สของมอสเฟตกำลัง



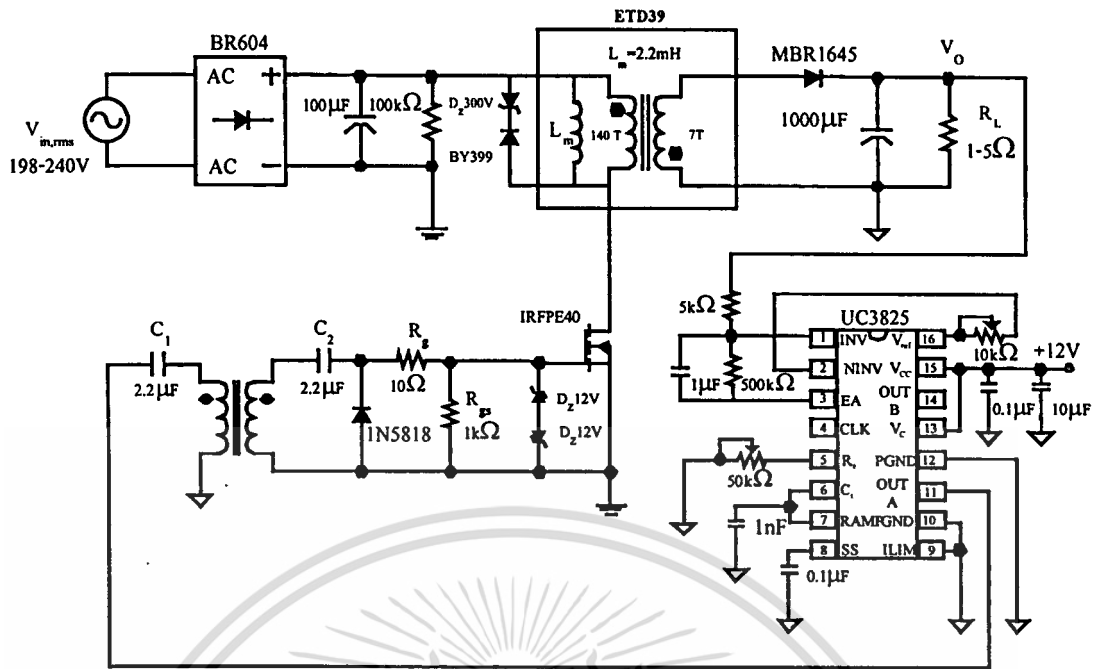
รูปที่ 4.11 วงจรขับเกตของมอสเฟตกำลังที่ออกแบบ

รูปที่ 4.12 - 4.15 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ได้ออกแบบเพื่อใช้ในการศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้

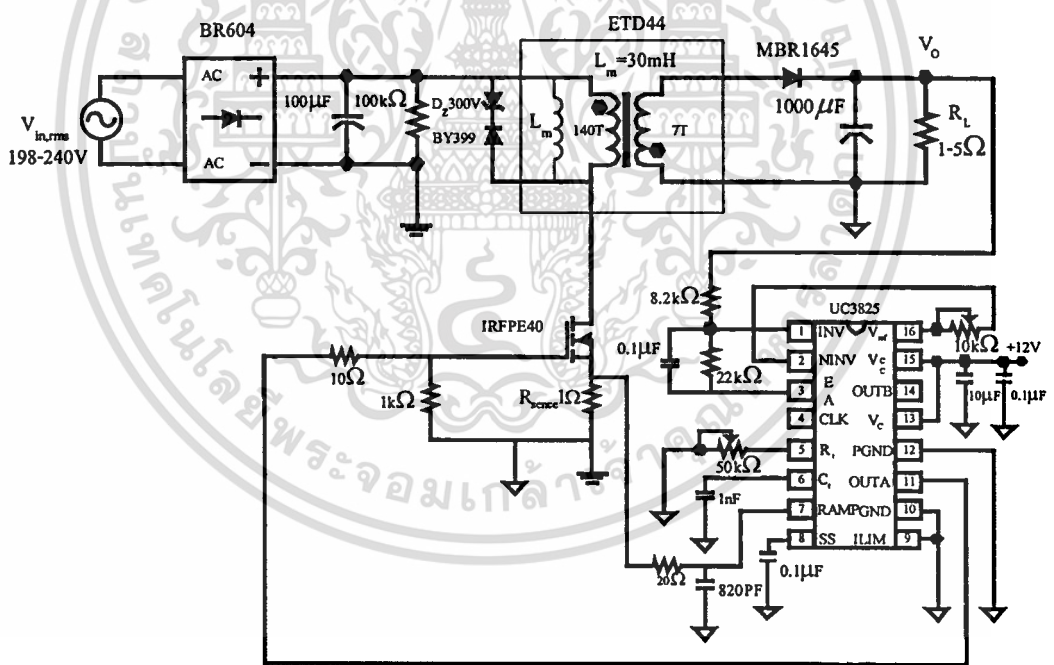


รูปที่ 4.12 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โหมด CCM ควบคุมแบบแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

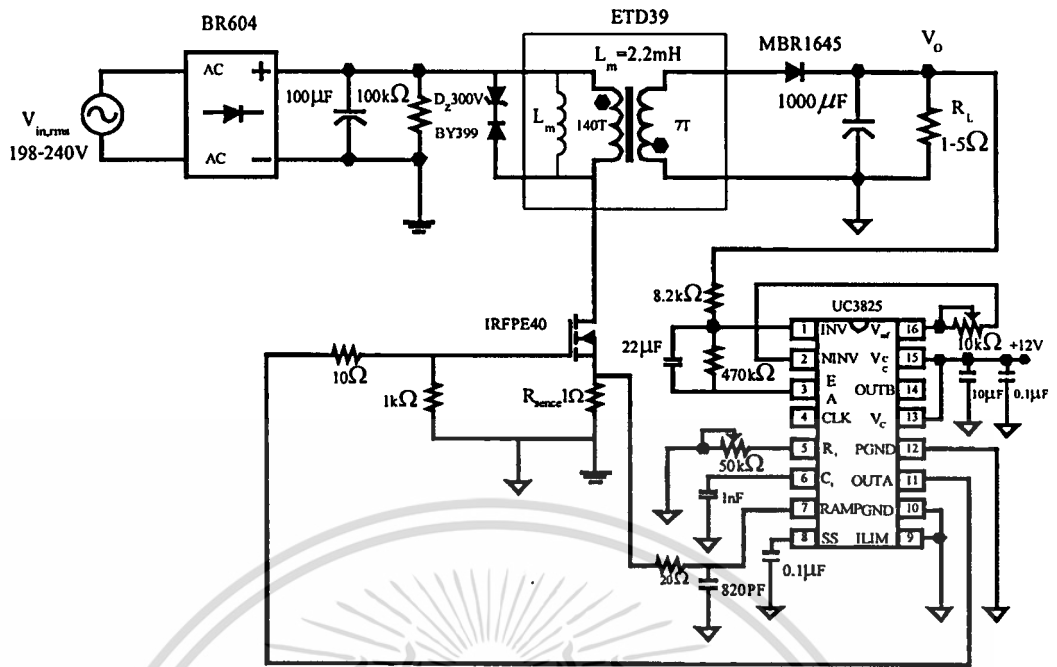


รูปที่ 4.13 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โหมด DCM ควบคุมแบบแรงดัน



รูปที่ 4.14 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โหมด CCM ควบคุมแบบกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์โหมด DCM ควบคุมแบบกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นถูกนำมาใช้ศึกษาเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างโหมด CCM และ DCM การทดลองจะมุ่งประเด็นไปที่ข้อเด่นและข้อจำกัดของวงจรในแต่ละโหมดการทำงาน โดยพิจารณา

5.1 ความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ในวงจรภาคกำลัง

5.2 ผลตอบสนองของแรงดัน ไฟฟ้าเอาต์พุตและการรักษาระดับแรงดัน ไฟฟ้าเอาต์พุต

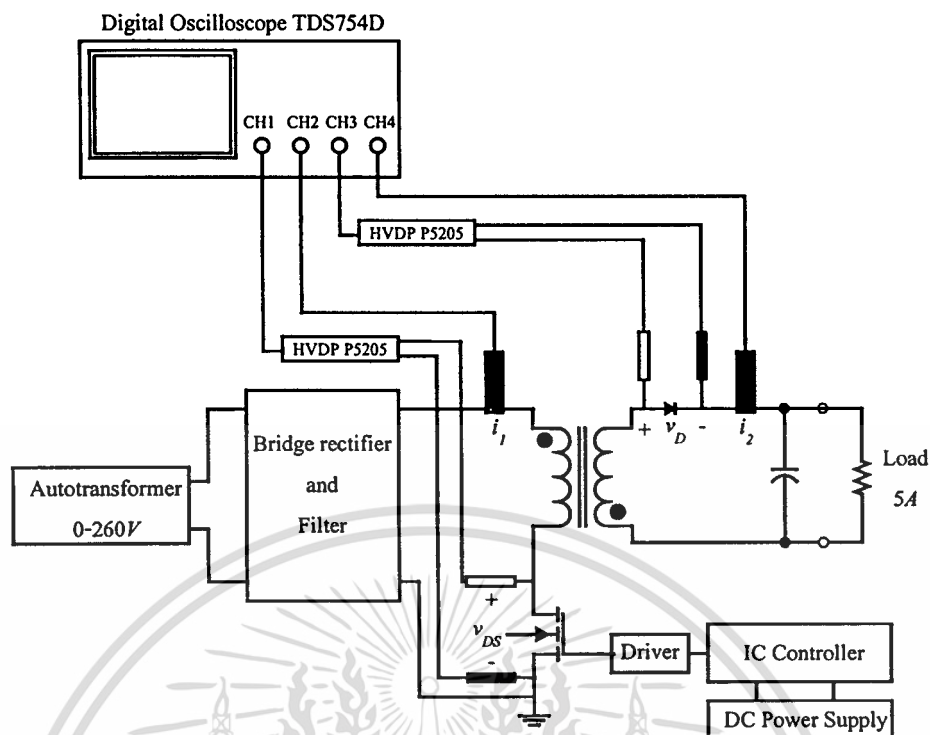
5.3 ประสิทธิภาพของวงจร

อุปกรณ์และเครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดลองได้แก่

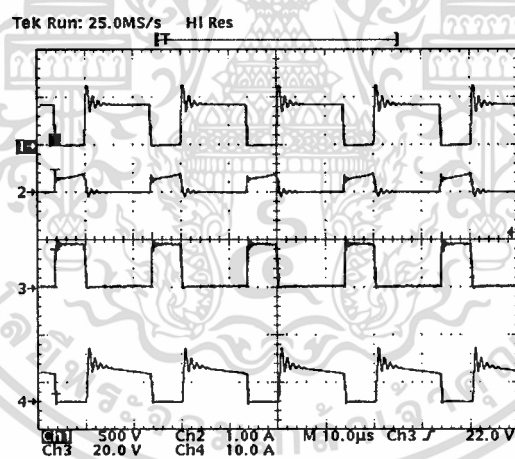
1. Digital Oscilloscope ของ Tektronix รุ่น TDS754D
2. Oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520
3. High-Voltage Differential Probe ของ Tektronix รุ่น P5205
4. Current Probe ของ Tektronix รุ่น TCP202 (15A Max) และรุ่น A6303 (100A Max)
5. DC Power Supply ของ ANALAB รุ่น APS-1
6. Autotransformer ของ ISKRA รุ่น HSN0103K
7. Digital Multimeter ของ Sanwa รุ่น CD800

5.1 การทดสอบความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ในวงจรภาคกำลัง ขั้นตอนการทดลอง (รูปที่ 5.1)

1. จ่ายแรงดัน ไฟฟ้าตรงขนาด 12 V จาก DC Supply ให้กับวงจรควบคุม
2. จ่ายแรงดัน ไฟฟ้าอินพุตขนาด 220 V อาร์เอ็มเอสจาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. ปรับโหลดให้วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จ่ายกระแสโหลด 5 A
4. บันทึกรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิทช์ CH1 (v_{ds}) รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ CH2 (i_p) รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอดกำลัง CH3 (v_D) และรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ CH4 (i_s)
5. บันทึกรูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o)



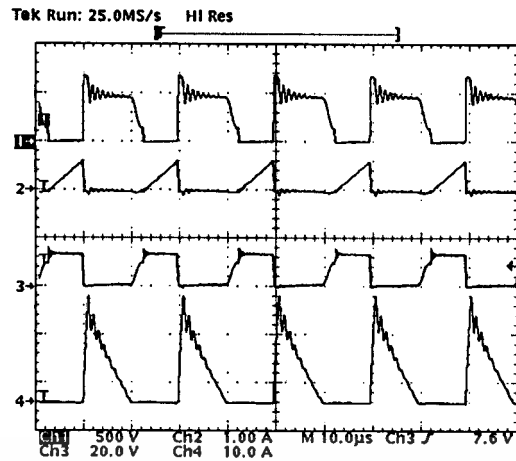
รูปที่ 5.1 การจับชุดทดลองทดสอบความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ในวงจรภาคกำลัง



รูปที่ 5.2 ผลการทดลองการทำงานของวงจรภาคกำลังในโหมด CCM voltage mode control ที่โหลด

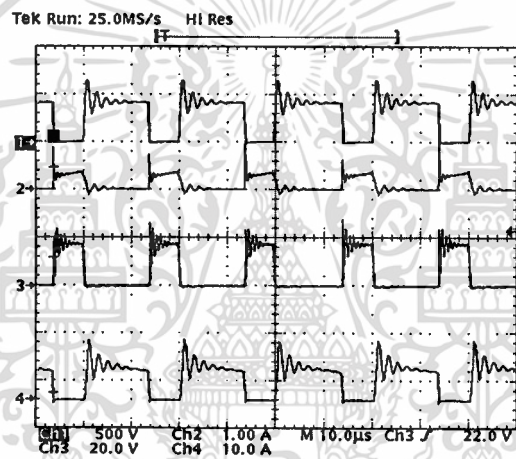
5 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



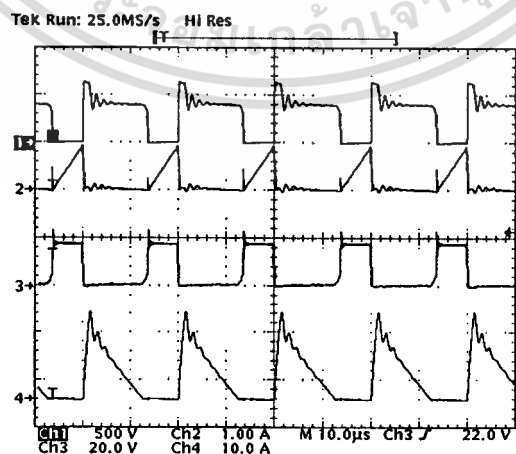
รูปที่ 5.3 ผลการทดลองการทำงานของวงจรกำลังในโหมด DCM voltage mode control ที่โหลด

5 A



รูปที่ 5.4 ผลการทดลองการทำงานของวงจรกำลังในโหมด CCM current mode control ที่โหลด

5 A



รูปที่ 5.5 ผลการทดลองการทำงานของวงจรกำลังในโหมด DCM current mode control ที่โหลด

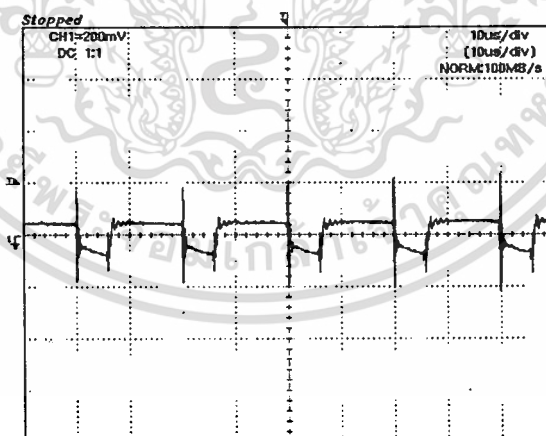
5 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

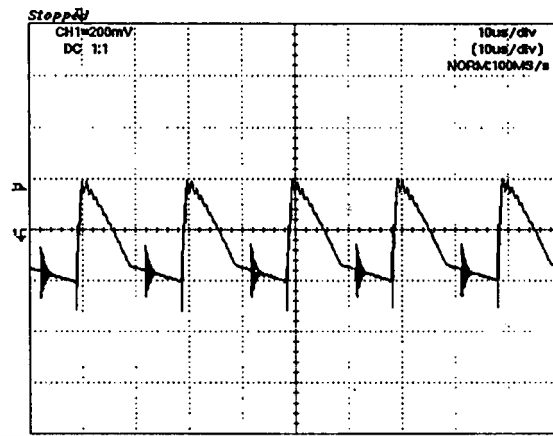
ตารางที่ 5.1 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสูงสุดของ v_{DS} , i_1 , v_D และ i_2

ค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ได้จากการทดลอง				
mode	CH1 (v_{DS})	CH2 (i_1)	CH3 (v_D)	CH4 (i_2)
CCM voltage mode	640 V	390 mA	22.3 V	11.3 A
DCM voltage mode	680 V	600 mA	15.4 V	22.1 A
CCM current mode	650 V	400 mA	27.2 V	12.6 A
DCM current mode	640 V	930 mA	22.7 V	18.3 A

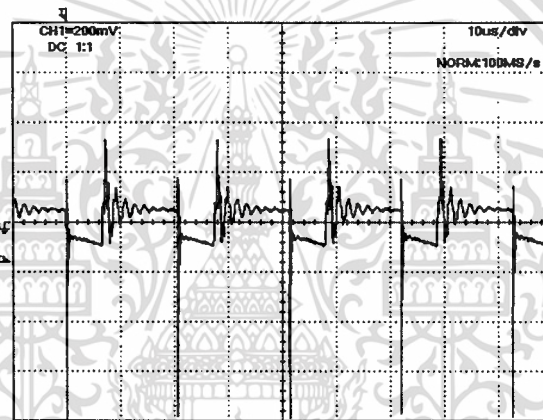
รูปที่ 5.2-5.5 แสดงรูปสัญญาณ v_{DS} , i_1 , v_D และ i_2 ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบทั้งสี่ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 25 W (5 V, 5 A) ค่ากระแสไฟฟ้า (ค่าสูงสุด) และแรงดันไฟฟ้า (ค่าสูงสุด) ที่วัดได้แสดงในตารางที่ 5.1 จะเห็นว่า กระแสไฟฟ้าสูงสุด i_1 และ i_2 ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด DCM voltage mode control และ DCM current mode control มีค่ามากกว่าในโหมด CCM voltage mode control และ CCM current mode control แสดงให้เห็นว่าเมื่อวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากัน ความเครียดในตัวอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดที่เกิดจากกระแสในโหมด DCM มีค่ามากกว่าในโหมด CCM อุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดของทั้งสองจรต้องทนแรงดันไฟฟ้า (v_{DS} และ v_D) ค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นความเครียดในอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้าของวงจรในโหมด CCM และ DCM จึงมีค่าใกล้เคียงกัน



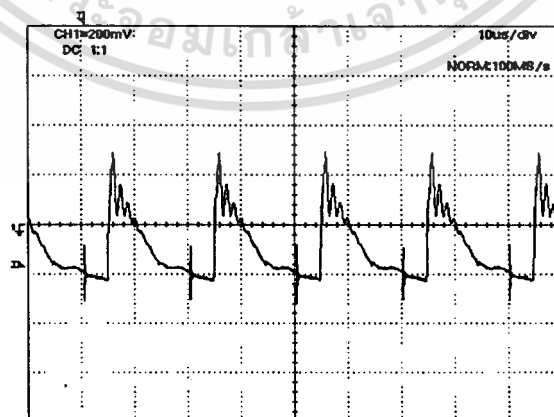
รูปที่ 5.6 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o) ในโหมด CCM voltage mode control ที่โหลด 5 A



รูปที่ 5.7 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o) ในโหมด DCM voltage mode control ที่โหลด 5 A



รูปที่ 5.8 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o) ในโหมด CCM current mode control ที่โหลด 5 A



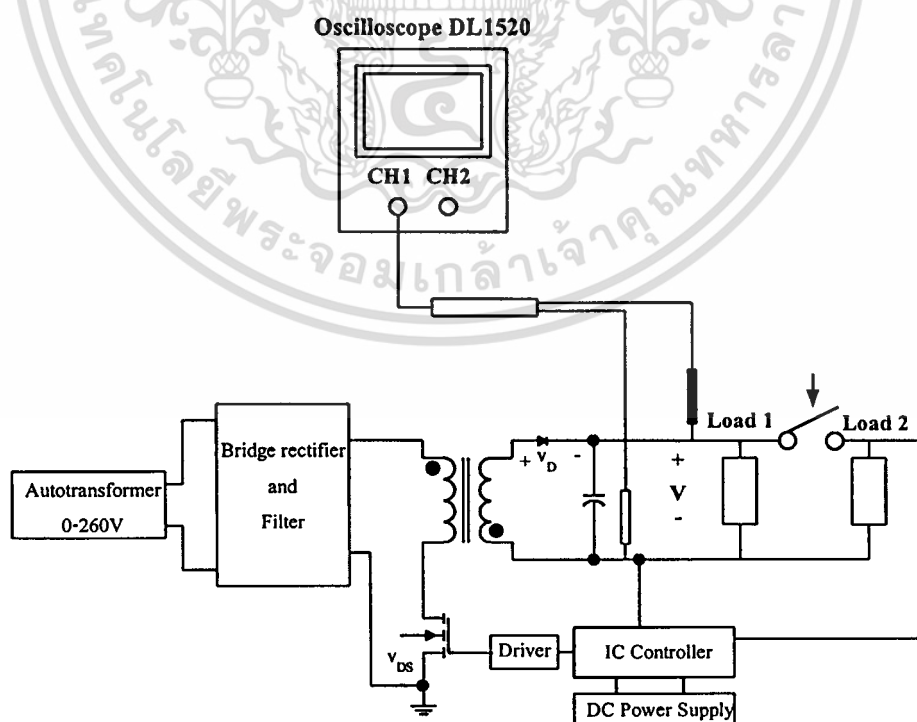
รูปที่ 5.9 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o) ในโหมด DCM current mode control ที่โหลด 5 A
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.6-5.9 แสดงรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อมของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบทั้งสี่ ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 25 W องค์กรประกอบ AC ของกระแสไฟฟ้า i_L ที่ไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุเอาต์พุตจะทำให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกระเพื่อม (Δv_o) ในโหมด DCM มีค่ามากกว่าในโหมด CCM ดังนั้นความเครียดที่เกิดขึ้นกับตัวเก็บประจุเอาต์พุตของวงจรในโหมด DCM จะมีค่ามากกว่าในโหมด CCM

5.2 การทดสอบผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตและการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

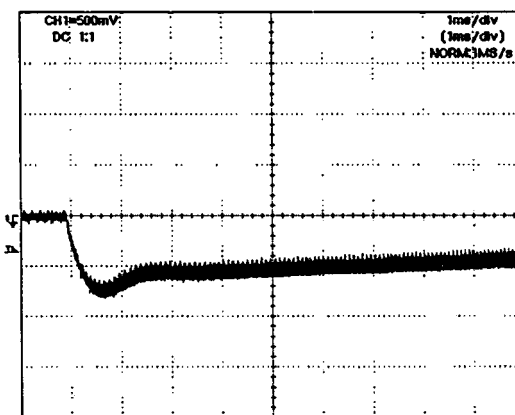
ขั้นตอนการทดลอง (รูปที่ 5.10)

1. จ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงขนาด 12 V จาก DC Supply ให้กับวงจรควบคุม
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าขนาด 220 V อาร์เอ็มเอสจาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. ทำการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าโหลดอย่างฉับพลันจาก 1 A ไป 3 A
4. บันทึกผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร
5. ทำการเพิ่มกระแสโหลดทีละ 1 A จาก 1 A ไป 5 A และในแต่ละค่าของกระแสไฟฟ้าโหลดวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

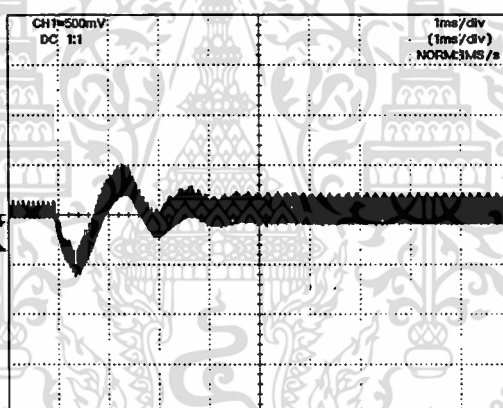


รูปที่ 5.10 การจัดชุดทดลองทดสอบผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

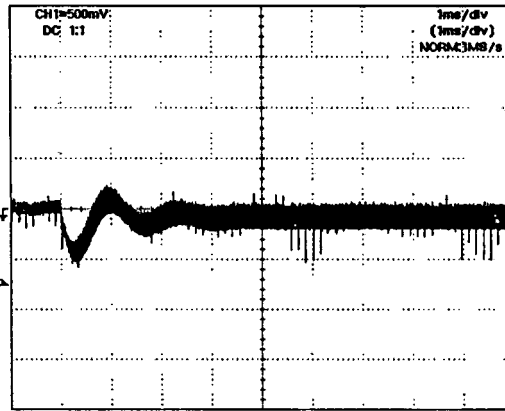


รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด CCM voltage mode control เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไป 3 A (เวลาที่แรงดันเอาต์พุตใช้ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 30 ms)

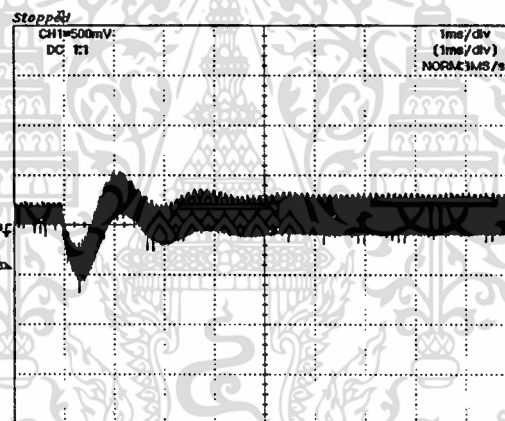


รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด DCM voltage mode control เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไป 3 A (เวลาที่แรงดันเอาต์พุตใช้ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 3 ms)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด CCM current mode control เมื่อ กระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไป 3 A (เวลาที่แรงดันเอาต์พุตใช้ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 3 ms)



รูปที่ 5.14 ผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในโหมด DCM current mode control เมื่อ กระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 1 A ไป 3 A (เวลาที่แรงดันเอาต์พุตใช้ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 3 ms)

รูปที่ 5.11-5.14 แสดงผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (output voltage transient response) ของวงจรทั้งสี่ เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน (step load change) จาก 1 A ไป 3 A พบว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรในโหมด CCM voltage mode control ในรูปที่ 5.11 จะใช้เวลานานในการเข้าสู่สภาวะคงตัว (มี settling time มากกว่าวงจรอื่น) สาเหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าซีโรทางระนาบด้านขวาที่ปรากฏอยู่ในฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ในโหมด CCM voltage mode control จะบังคับให้การออกแบบวงจรชดเชยต้องทำให้ระบบมีแบน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิท (bandwidth) ค่าเพื่อความมีเสถียรภาพ (ดูแผนภาพโบคในรูปที่ 4.7) การที่ระบบมีแบนวิทต่ำก็จะทำให้ผลตอบสนองช้า

ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรหลายแบบคอนเวอร์เตอร์ทั้งสี่วงจร ที่กระแสโหลดค่าต่างๆแสดงในตารางที่ 5.3 จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าประมาณ 5 V ตลอดย่านของกระแสโหลด (1-5 A) จากนิยามความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

$$\% \text{ Output Voltage Regulation} = [(V_{MinL} - V_{MaxL}) / V_{MinL}] \times 100\% \quad (5.1)$$

พบว่าวงจรมีค่าความสามารถในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ 0.4% ยกเว้น วงจรในโหมด CCM current mode control ที่มีค่าเท่ากับ 2% สาเหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าระบบมีค่าดีซีเกินต่ำกว่าวงจรอื่น (ดูแผนภาพ โบคที่ 4.9)

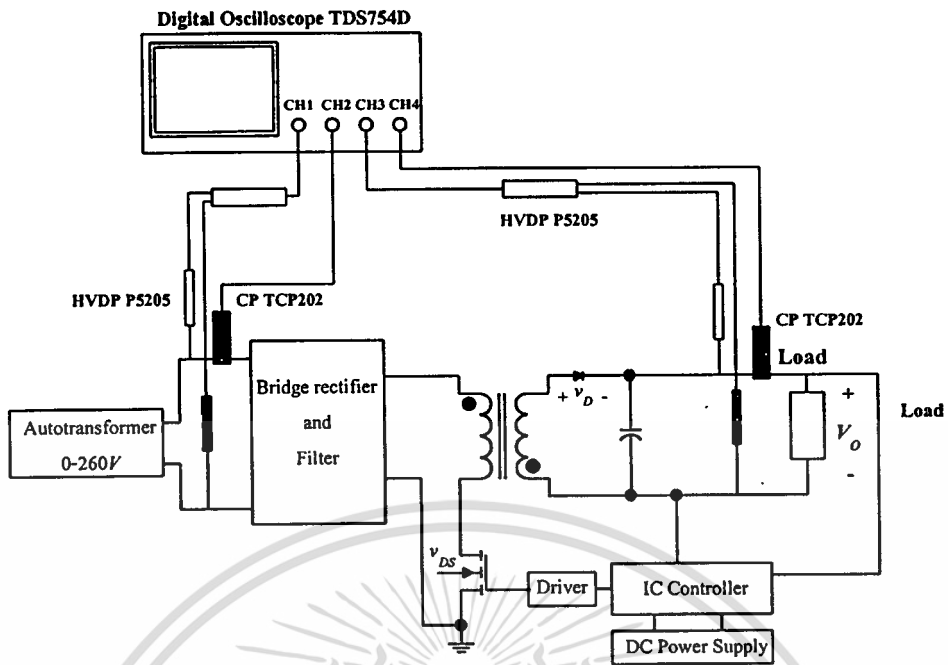
ตารางที่ 5.2 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่กระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆ

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (V_o)					
mode	1A	2A	3A	4A	5A
CCM voltage mode	5.00 V	4.99 V	4.99 V	4.98 V	4.98 V
DCM voltage mode	5.00 V	4.99 V	4.99 V	4.99 V	4.98 V
CCM current mode	5.00 V	4.98 V	4.95 V	4.92 V	4.90 V
DCM current mode	5.00 V	4.99 V	4.99 V	4.99 V	4.98 V

5.3 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจร

ขั้นตอนการทดลอง (รูปที่ 5.15)

1. จ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงขนาด 12 V จาก DC Supply ให้กับวงจรควบคุม
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้าขนาด 220 V อาร์เอ็มเอสจาก Autotransformer ให้กับวงจรภาคกำลัง
3. ทำการเพิ่มกระแสโหลดทีละ 1 A จาก 1 A ไป 5 A
4. บันทึกผลรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุตของวงจร และใช้ฟังก์ชันใน TDS754D คำนวณกำลังไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุตและประสิทธิภาพของวงจรที่กระแสโหลดค่าต่างๆ

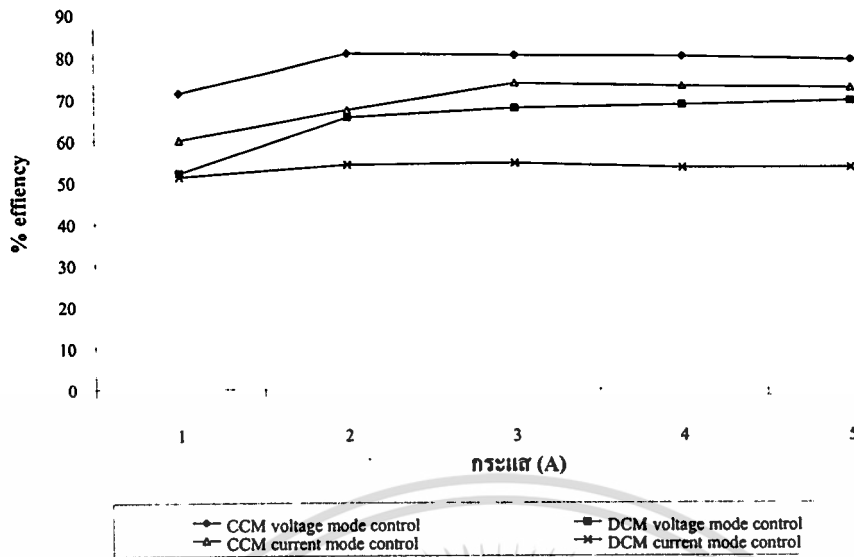


รูปที่ 5.15 การวัดจุดทดลองทดสอบประสิทธิภาพของวงจร

ตารางที่ 5.3 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรที่กระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆ

	efficiency (%)				
mode	1 A	2 A	3 A	4 A	5 A
CCM voltage mode	71.3	80.7	80.3	80.1	79.3
DCM voltage mode	52.0	65.5	67.7	68.5	69.5
CCM current mode	60.0	67.2	73.7	73.0	72.6
DCM current mode	51.1	54.0	54.4	53.3	53.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 กราฟประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ

ตารางที่ 5.4 ผลการวัดกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในแต่ละจุดของวงจรที่กระแสไฟฟ้าโหลด 5A

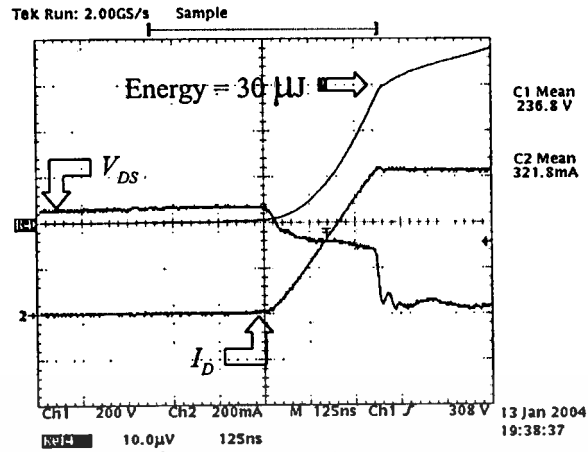
mode	กำลังไฟฟ้า (W)			
	อินพุต	หลังวงจรเรกติไฟเออร์	หลังหม้อแปลงฟลายแบค	เอาต์พุต
CCM voltage mode	33.12 W	31.40 W	29.51 W	25.49 W
DCM voltage mode	35.28 W	33.45 W	29.40 W	24.52 W

จากตารางที่ 5.4 แสดงการวัดกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในแต่ละจุดของวงจรไฟฟ้าในภาวะที่โหลดสูงสุด 5 A โดยแสดงการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแต่ละจุดของวงจร CCM และ DCM voltage mode control

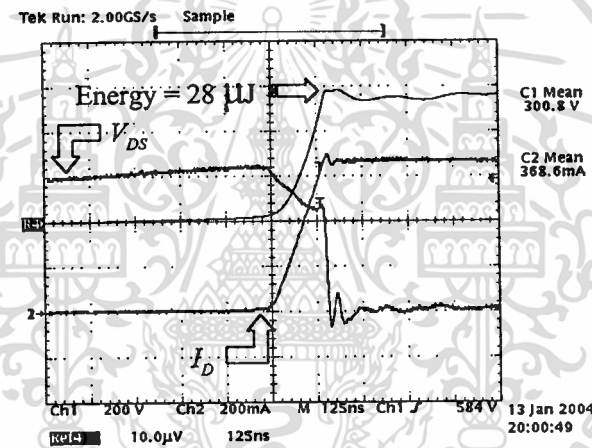
ตารางที่ 5.5 ผลการวัดค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ย i_1 และ i_2

mode	ค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ได้จากการทดลอง	
	CH2 (i_1)	CH4 (i_2)
CCM voltage mode	111 mA	5.38 A
DCM voltage mode	174 mA	4.60 A
CCM current mode	100 mA	4.45 A
DCM current mode	185 mA	4.60 A

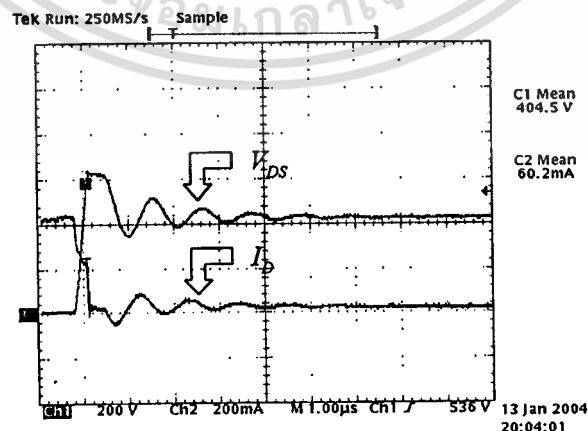
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 ผลการวัดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์ของมอสเฟตกำลังในวงจร CCM voltage mode control มีค่าเท่ากับ $30 \mu\text{J} \times 50 \text{ kHz} = 1.5 \text{ W}$ ที่กระแสโหลดสูงสุด 5 A

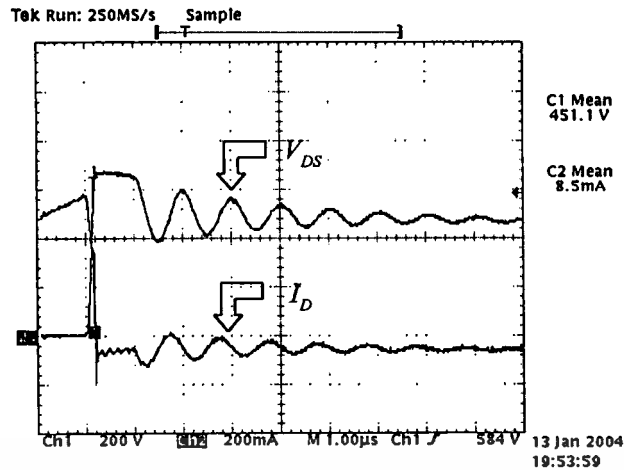


รูปที่ 5.18 ผลการวัดการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์ของมอสเฟตกำลังในวงจร CCM voltage mode control มีค่าเท่ากับ $28 \mu\text{J} \times 50 \text{ kHz} = 1.4 \text{ W}$ ที่กระแสโหลดสูงสุด 5 A



รูปที่ 5.19 ผลการวัดริงกิงของวงจร CCM voltage mode control ที่กระแสโหลดสูงสุด 5 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 ผลการวัดริงกิงของวงจร DCM voltage mode control ที่กระแสโหลดสูงสุด 5 A

ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบทั้งสี่ที่กระแสไฟฟ้าโหลดค่าต่างๆถูกแสดงดังในตารางที่ 5.3 และ 5.4 พบว่าประสิทธิภาพของวงจรในโหมด CCM voltage mode control และในโหมด CCM current mode control มีค่าสูงกว่าวงจรในโหมด DCM voltage mode control และในโหมด DCM current mode control ที่ทุกค่าของกระแสไฟฟ้าโหลด สาเหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่า กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย i_1 และ i_2 ที่ไหลในวงจร DCM ทั้งสองแบบการควบคุม มีค่ามากกว่าในวงจร CCM ทั้งสองแบบการควบคุม (ดังแสดงในตารางที่ 5.5) ทำให้เกิดการสูญเสีย (conduction loss) ในอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดมากกว่า นอกจากนี้หม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคของวงจรในโหมด DCM มีขนาดช่องอากาศในแกน (air-gap) กว้างกว่าหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคในโหมด CCM (เนื่องจากค่า L_m ของวงจรในโหมด DCM มีค่าน้อยกว่าค่า L_m ในโหมด CCM ดังนั้น ขนาดช่องอากาศในแกนของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคโหมด DCM จะต้องมากกว่าของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคโหมด CCM โดยที่หม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคทั้งสองมีจำนวนรอบเท่ากัน) ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำอันเนื่องมาจากปลั๊กไว้ไหล (leakage inductance) ของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคในโหมด DCM มีค่ามากกว่าในโหมด CCM ค่าความเหนี่ยวนำไว้ไหลนี้มีผลทำให้รูปสัญญาณในวงจร DCM เกิดริงกิงมากกว่าในวงจร CCM (เปรียบเทียบรูปที่ 5.19 กับ 5.20) ริงกิงที่มากกว่าจะทำให้เกิดการสูญเสียที่มากกว่าด้วย

อย่างไรก็ตามวงจรในโหมด CCM จะมีค่าการสูญเสียในระหว่างการสวิตช์ของมอสเฟตมากกว่าวงจรในโหมด DCM เพียงเล็กน้อย (เปรียบเทียบรูปสัญญาณ 5.17 กับ 5.18) ทั้งนี้เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าฟลายแบคในโหมด CCM มีค่ามากกว่าทำให้มอสเฟตกำลังมีการสวิตช์ที่ช้ากว่าในโหมด DCM

บทที่ 6

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการทดลอง

1. จากการศึกษาเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ผลการทดสอบเปรียบเทียบความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ในวงจรพบว่า ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากันความเครียดของอุปกรณ์ในวงจร DCM จะสูงกว่าในวงจร CCM ทั้งสองแบบการควบคุม

2. เมื่อเปรียบเทียบการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตพบว่า วงจรมีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าใกล้เคียงกันแต่ผลตอบสนองแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันของวงจรในโหมด CCM voltage mode control จะช้าที่สุดเนื่องจากระบบมีแบนวิทที่จำกัดอันเป็นผลเนื่องมาจากซีโรทางต้านระนาบขวา

3. เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรในโหมด CCM ทั้งสองแบบการควบคุม จะมีค่าประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรในโหมด DCM ทั้งสองแบบการควบคุมเนื่องจากวงจรในโหมด CCM มีค่าการสูญเสียขณะนำกระแส (conduction loss) และการสูญเสียเนื่องมาจากริงกิงน้อยกว่าในโหมด DCM โดยวงจรทั้งสองมีการสูญเสียระหว่างการสวิตช์ (switching loss) ใกล้เคียงกัน

ผลจากการศึกษาเปรียบเทียบนี้สามารถนำไปใช้เป็นแนวทางให้ผู้ออกแบบได้พิจารณาเลือกออกแบบโหมดการนำกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้อย่างถูกต้องเหมาะสมต่อไป

6.2 ข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

ในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคนอกจากโหมด CCM และ DCM แล้ว วงจรยังสามารถถูกออกแบบให้ทำงานในโหมดรอยต่อระหว่าง CCM และ DCM (boundary mode) ได้ การทำงานโหมด boundary นี้จะมีคุณสมบัติที่ประนีประนอมข้อดีและข้อเสียของโหมด CCM และ DCM การควบคุมวงจรในโหมดนี้ต้องอาศัยการควบคุมความถี่ในการสวิตช์ และวงจรควบคุมจะต้องมีส่วนตรวจสอบกระแสผ่านจุดศูนย์ (zero crossing detection) เพื่อควบคุมให้มอสเฟตนำกระแสทันทีหลังจากกระแสหยุดมีค่าเป็นศูนย์

เอกสารอ้างอิง

- [1] สุวัฒน์ ดัน. **เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย** พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ เอนเทคไทย 2537.
- [2] R. W. Erickson. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd Edition. Chapman & Hall, Inc. 1997.
- [3] D. W. Hart. **Introduction to Power Electronics**. Prentice-Hall, Inc. 1997.
- [4] L. Umanand, S. R. Bhat. **Design of Magnetic Components for Switch Mode Power Converters**. Wiley Eastern Limited, Inc. 1992.
- [5] เฉลิมเกียรติ เทพสำราญ. "การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสไฟฟ้าสลับเฟสเดียวเป็นกระแสไฟฟ้าตรงกำลังต่ำด้วยวิธีควบคุมแบบพหุชนิดไม่เป็นเชิงเส้น" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2544.
- [6] **Unitrode Power Supply Circuits (Data Book)**. 1993.
- [7] L. H. Dixon. "Closing the feedback loop". **Unitrode Power Supply Design Seminar Manual (SEM-200)**. 1983.
- [8] H. W. Whittington, B. W. Flynn and D. E. Macpherson. **Switch Mode Power Supplies Design and Construction**. Research studies press Ltd. 1992.
- [9] A. I. Pressman. **Switching Power Supply Design**. 2nd Edition. Mcgraw Hill Inc. 1999.
- [10] N. Mohan. et. al. **Power Electronics Converter Applications and Design**. 2nd Edition. John Wiley and Son, Inc. 1995.
- [11] M. H. Rashid. **Power Electronics, Circuit, Device, and Application**. 2nd Edition. Prentice-Hall, Inc. 1993.
- [12] K. Ogata. **Modern Control Engineering**. 3rd Edition. Prentice-Hall, Inc. 1997.
- [13] M. Brown. **Power Supply Cookbook**. Butterworth-Heinemann. 1994.
- [14] T. H. Chen, W. L. Lin, and C. M. Liaw. "Dynamic Modeling and Controller Design of Flyback Converter", **IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems**, vol. 35, No. 4, 1999, pp. 1230-1238.
- [15] M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee. "Design Considerations and

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance Evaluations of Synchronous Rectification in Flyback converter", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 13, No. 3, 1998.

- [16] ปราบกฤต เหลียงประดิษฐ์ “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งความถี่สูงที่แรงดันสวิตช์ศูนย์”
วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2543.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

การกำหนดขนาดของแกนเฟอร์ไรต์และขดลวดของหม้อแปลง ไฟฟ้าฟลายแบค



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ก.1 ข้อมูลและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
ETD34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD49	2.110	2.710	24.20	114.0

- A_c ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
 A_w ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบ็อบบิน
 V_c ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
 l_c ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

ตารางที่ ก.2 ขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลของขดลวดทองแดงอบน้ำยา

เบอร์(AWG)	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง(d) mm	พื้นที่หน้าตัดปกติ (mm ²)
30	0.2540	0.0507
29	0.2870	0.0647
28	0.3200	0.0804
27	0.3607	0.1022
26	0.4043	0.128
25	0.4547	0.162
24	0.5105	0.205
23	0.5740	0.259
22	0.6426	0.324
21	0.7239	0.412
20	0.8128	0.519

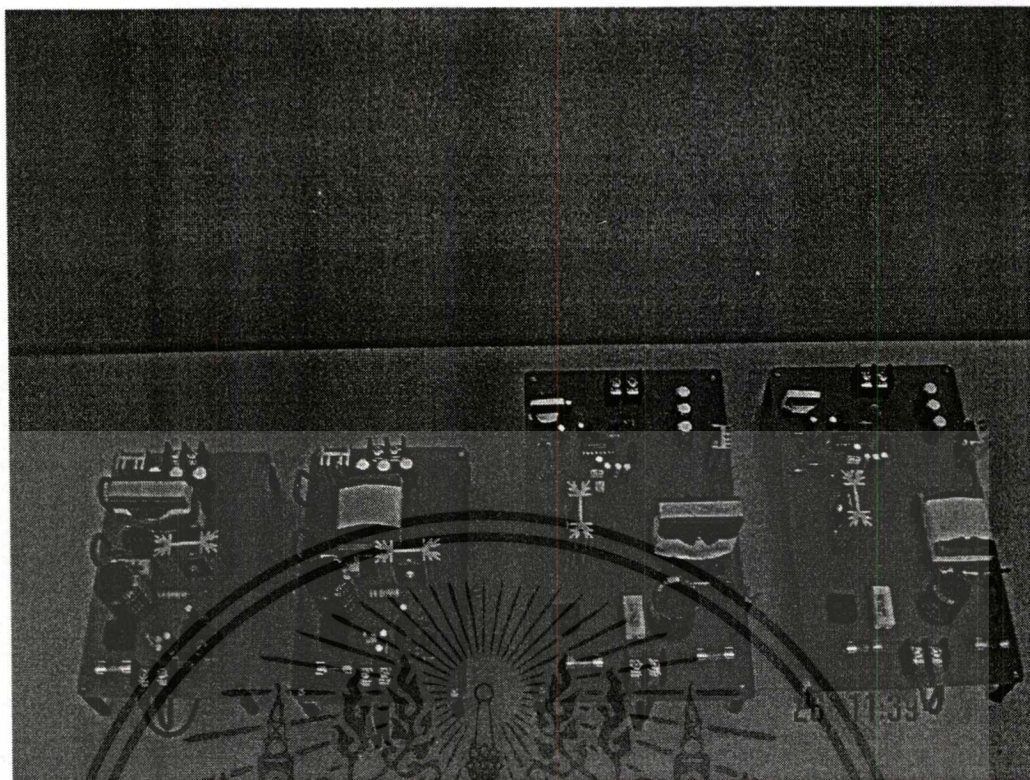
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

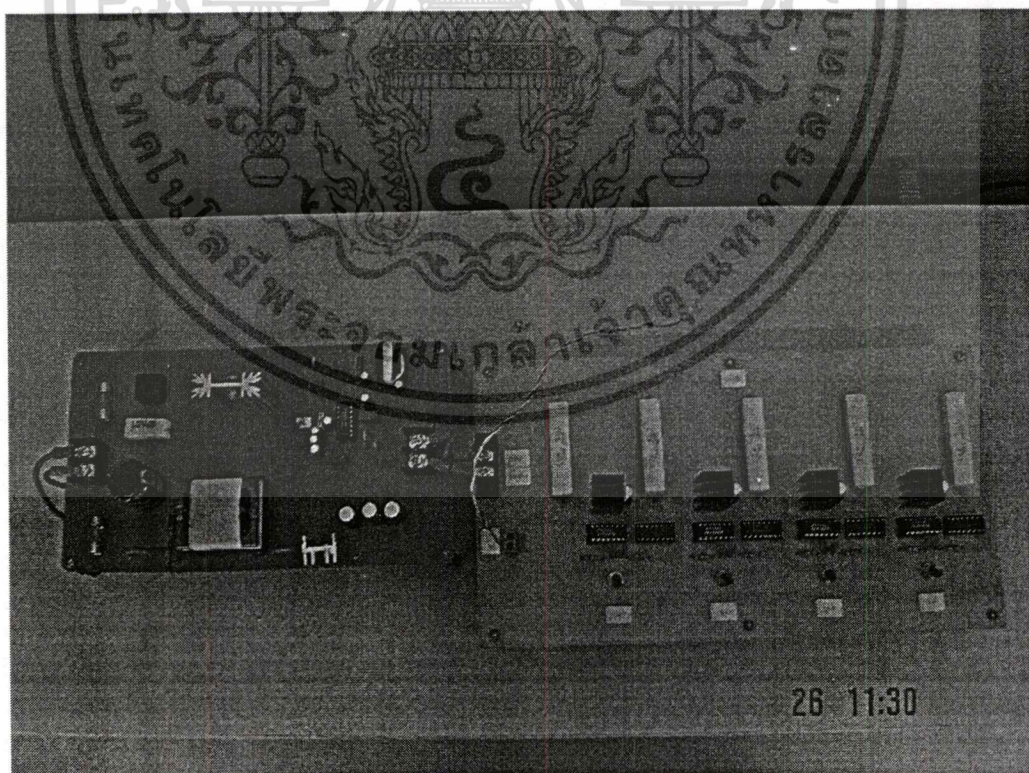
ภาพถ่ายของงานวิจัยและรูปสัญลักษณ์เพิ่มเติม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.1 ภาพถ่ายวงจรต้นแบบเรียงจากซ้ายไปขวา (1) CCM current mode control (2) DCM current mode control (3) CCM voltage mode control (4) DCM voltage mode control



รูปที่ ข.2 ภาพถ่ายวงจรต้นแบบเมื่อต่อกับชุดเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.3 ภาพถ่ายวงจรต้นแบบเมื่อต่อทำการทดลองทดสอบ



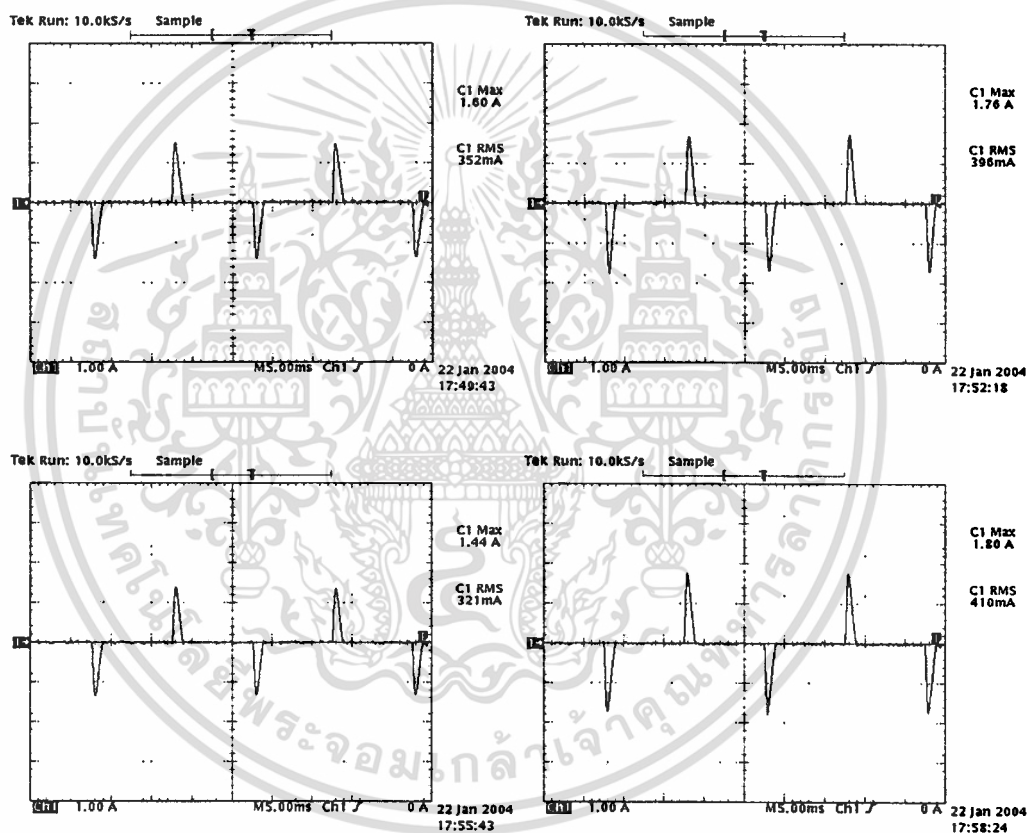
รูปที่ ข.4 ภาพถ่ายการบันทึกภาพสัญญาณจากการทดลองทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

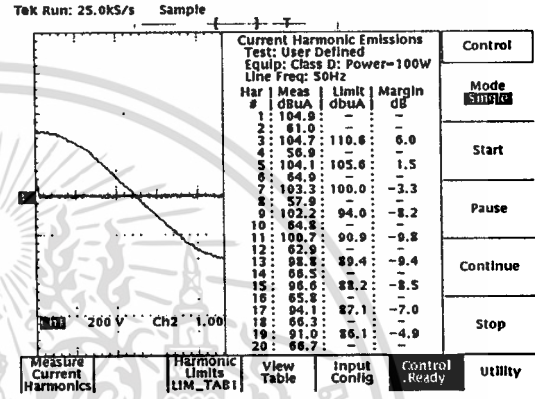
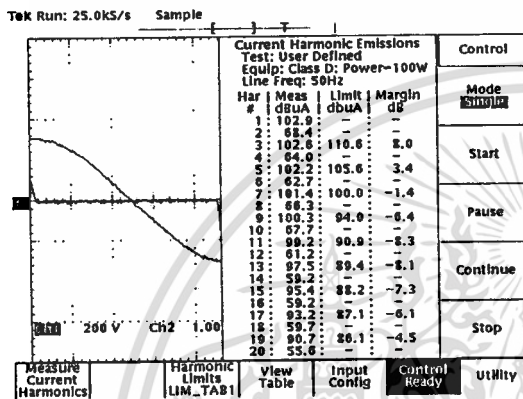
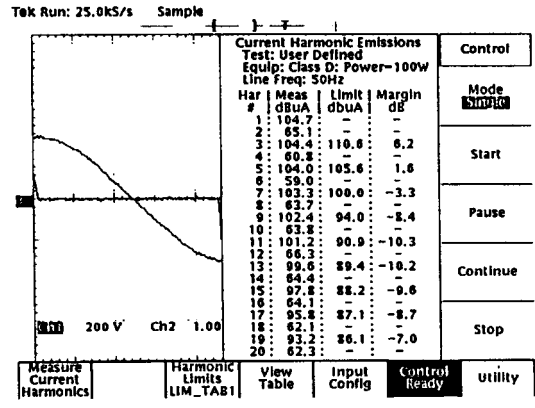
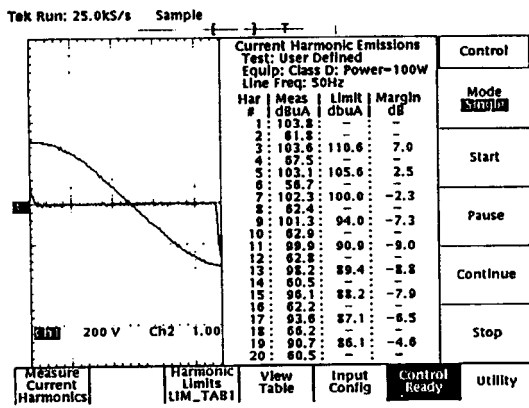
ตารางที่ ข.1 ผลการวัดค่า Ripple Factor, Crest factor, THD, โหลดสูงสุด 5 A

mode control	Ripple (mV)	V_o (V)	Ripple (%)	I_{peak} (A)	I_{rms} (mA)	Crest Factor	THDi
CCM voltage	140	5	2.8	1.6	352	4.50	2.0159
DCM voltage	410	5	8.2	1.76	396	4.44	2.062
CCM current	180	5	3.6	1.44	321	4.48	2.025
DCM current	440	5	8.8	1.8	412	4.36	1.977

ค่า THD ในตารางที่ 5.4 ใช้ค่าฮาร์โมนิกส์ 19 อันดับแรก



รูปที่ ข.5 ผลการวัด Crest factor ของกระแสอินพุตขณะที่ยังจรด้นแบบจ่ายกระแสโหลด 5 A
(ก) CCM voltage mode control (ข) DCM voltage mode control (ค) CCM current mode control (ง) DCM current mode control



รูปที่ ข.6 ผลการวัด THD ของกระแสอินพุตขณะที่วงจรต้นแบบจ่ายกระแสโหลด 5 A

(ก) CCM voltage mode control (ข) DCM voltage mode control (ค) CCM current mode control (ง) DCM current mode control

ภาคผนวก ค.

DATA SHEET



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UC1825
UC2825
UC3825

High Speed PWM Controller

FEATURES

- Compatible with Voltage or Current Mode Topologies
- Practical Operation Switching Frequencies to 1MHz
- 50ns Propagation Delay to Output
- High Current Dual Totem Pole Outputs (1.5A Peak)
- Wide Bandwidth Error Amplifier
- Fully Latched Logic with Double Pulse Suppression
- Pulse-by-Pulse Current Limiting
- Soft Start / Max. Duty Cycle Control
- Under-Voltage Lockout with Hysteresis
- Low Start Up Current (1.1mA)
- Trimmed Bandgap Reference (5.1V \pm 1%)

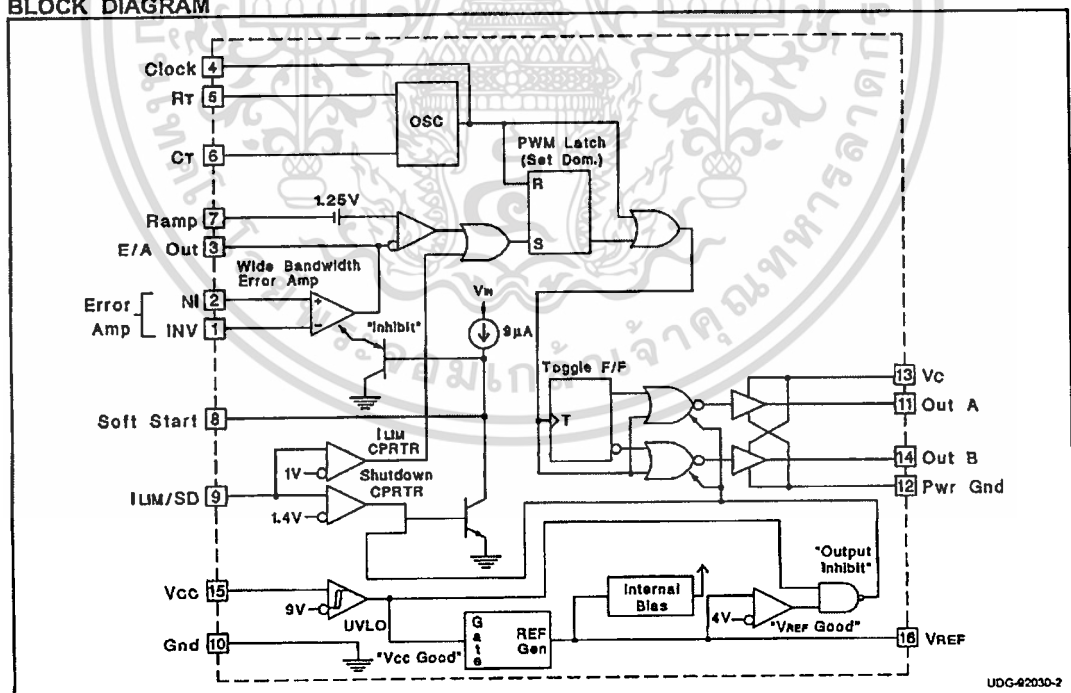
DESCRIPTION

The UC1825 family of PWM control ICs is optimized for high frequency switched mode power supply applications. Particular care was given to minimizing propagation delays through the comparators and logic circuitry while maximizing bandwidth and slew rate of the error amplifier. This controller is designed for use in either current-mode or voltage mode systems with the capability for input voltage feed-forward.

Protection circuitry includes a current limit comparator with a 1V threshold, a TTL compatible shutdown port, and a soft start pin which will double as a maximum duty cycle clamp. The logic is fully latched to provide jitter free operation and prohibit multiple pulses at an output. An under-voltage lockout section with 800mV of hysteresis assures low start up current. During under-voltage lockout, the outputs are high impedance.

These devices feature totem pole outputs designed to source and sink high peak currents from capacitive loads, such as the gate of a power MOSFET. The on state is designed as a high level.

BLOCK DIAGRAM



3/97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

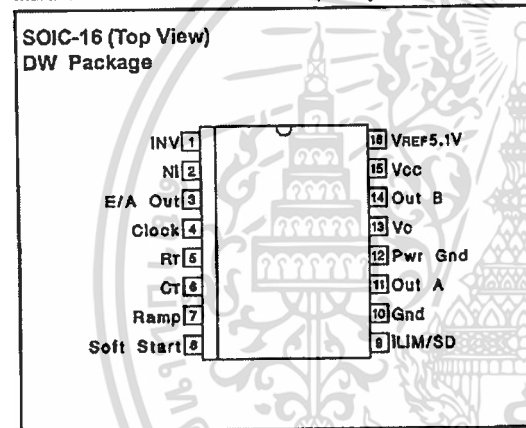
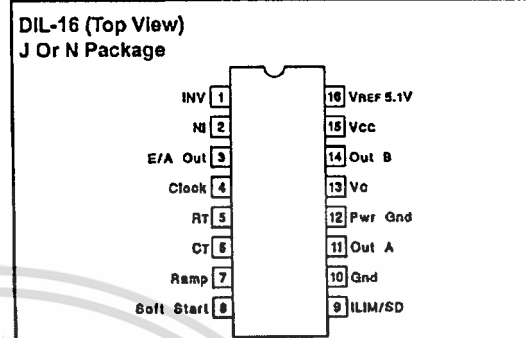
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Supply Voltage (Pins 13, 15)	30V
Output Current, Source or Sink (Pins 11, 14)	
DC	0.5A
Pulse (0.5µs)	2.0A
Analog Inputs	
(Pins 1, 2, 7)	-0.3V to 7V
(Pin 8, 9)	-0.3V to 6V
Clock Output Current (Pin 4)	-5mA
Error Amplifier Output Current (Pin 3)	5mA
Soft Start Sink Current (Pin 8)	20mA
Oscillator Charging Current (Pin 5)	-5mA
Power Dissipation	1W
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Note 1: All voltages are with respect to GND (Pin 10); all currents are positive into, negative out of part; pin numbers refer to DIL-16 package.

Note 3: Consult Nitrode Integrated Circuit Databook for thermal limitations and considerations of package.

CONNECTION DIAGRAMS



PLCC-20 & LCC-20 (Top View)
Q & L Packages

PACKAGE PIN FUNCTION	FUNCTION	PIN
	N/C	1
	INV	2
	NI	3
	E/A Out	4
	Clock	5
	N/C	6
	RT	7
	CT	8
	Ramp	9
	Soft Start	10
	N/C	11
	ILIM/SD	12
	Gnd	13
	Out A	14
	Pwr Gnd	15
	N/C	16
	Vc	17
	Out B	18
	Vcc	19
	VREF 5.1V	20

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for, $R_T = 3.65k$, $C_T = 1nF$, $V_{CC} = 15V$, $-55^\circ C < T_A < 125^\circ C$ for the UC1825, $-40^\circ C < T_A < 85^\circ C$ for the UC2825, and $0^\circ C < T_A < 70^\circ C$ for the UC3825, $T_A = T_J$.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	$T_J = 25^\circ C, I_O = 1mA$	5.05	5.10	5.15	5.00	5.10	5.20	V
Line Regulation	$10V < V_{CC} < 30V$		2	20		2	20	mV
Load Regulation	$1mA < I_O < 10mA$		5	20		5	20	mV
Temperature Stability*	$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/°C
Total Output Variation*	Line, Load, Temperature	5.00		5.20	4.95		5.25	V
Output Noise Voltage*	$10Hz < f < 10kHz$		50			50		µV
Long Term Stability*	$T_J = 125^\circ C, 1000hrs.$		5	25		5	25	mV
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0V$	-15	-50	-100	-15	-50	-100	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy*	$T_J = 25^\circ C$	360	400	440	360	400	440	kHz
Voltage Stability*	$10V < V_{CC} < 30V$		0.2	2		0.2	2	%
Temperature Stability*	$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$		5			5		%
Total Variation*	Line, Temperature	340		460	340		460	kHz

UC1825
UC2825
UC3825

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
(cont.)

Unless otherwise stated, these specifications apply for $R_T = 3.65k$, $C_T = 1nF$, $V_{CC} = 15V$, $-55^\circ C < T_A < 125^\circ C$ for the UC1825, $-40^\circ C < T_A < 85^\circ C$ for the UC2825, and $0^\circ C < T_A < 70^\circ C$ for the UC3825, $T_A = T_J$.

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	UC1825 UC2825			UC3825			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Oscillator Section (cont.)								
Clock Out High		3.9	4.5		3.9	4.5		V
Clock Out Low			2.3	2.9		2.3	2.9	V
Ramp Peak*		2.6	2.8	3.0	2.6	2.8	3.0	V
Ramp Valley*		0.7	1.0	1.25	0.7	1.0	1.25	V
Ramp Valley to Peak*		1.6	1.8	2.0	1.6	1.8	2.0	V
Error Amplifier Section								
Input Offset Voltage				10			15	mV
Input Bias Current			0.6	3		0.6	3	μA
Input Offset Current			0.1	1		0.1	1	μA
Open Loop Gain	$1V < V_O < 4V$	60	95		60	95		dB
CMRR	$1.5V < V_{CM} < 5.5V$	75	95		75	95		dB
PSRR	$10V < V_{CC} < 30V$	85	110		85	110		dB
Output Sink Current	$V_{PIN 3} = 1V$	1	2.5		1	2.5		mA
Output Source Current	$V_{PIN 3} = 4V$	-0.5	-1.3		-0.5	-1.3		mA
Output High Voltage	$I_{PIN 3} = -0.5mA$	4.0	4.7	5.0	4.0	4.7	5.0	V
Output Low Voltage	$I_{PIN 3} = 1mA$	0	0.5	1.0	0	0.5	1.0	V
Unity Gain Bandwidth*		3	5.5		3	5.5		MHz
Slew Rate*		6	12		6	12		V/ μs
PWM Comparator Section								
Pin 7 Bias Current	$V_{PIN 7} = 0V$		-1	-5		-1	-5	μA
Duty Cycle Range		0		80	0		85	%
Pin 3 Zero DC Threshold	$V_{PIN 7} = 0V$	1.1	1.25		1.1	1.25		V
Delay to Output*			50	80		50	80	ns
Soft-Start Section								
Charge Current	$V_{PIN 8} = 0.5V$	3	9	20	3	9	20	μA
Discharge Current	$V_{PIN 8} = 1V$	1			1			mA
Current Limit / Shutdown Section								
Pin 9 Bias Current	$0 < V_{PIN 9} < 4V$			15			10	μA
Current Limit Threshold		0.9	1.0	1.1	0.9	1.0	1.1	V
Shutdown Threshold		1.25	1.40	1.55	1.25	1.40	1.55	V
Delay to Output			50	80		50	80	ns
Output Section								
Output Low Level	$I_{OUT} = 20mA$		0.25	0.40		0.25	0.40	V
	$I_{OUT} = 200mA$		1.2	2.2		1.2	2.2	V
Output High Level	$I_{OUT} = -20mA$	13.0	13.5		13.0	13.5		V
	$I_{OUT} = -200mA$	12.0	13.0		12.0	13.0		V
Collector Leakage	$V_C = 30V$		100	500		10	500	μA
Rise/Fall Time*	$C_L = 1nF$		30	60		30	60	ns
Under-Voltage Lockout Section								
Start Threshold		8.8	9.2	9.6	8.8	9.2	9.6	V
UVLO Hysteresis		0.4	0.8	1.2	0.4	0.8	1.2	V
Supply Current Section								
Start Up Current	$V_{CC} = 8V$		1.1	2.5		1.1	2.5	mA
ICC	$V_{PIN 1}, V_{PIN 7}, V_{PIN 9} = 0V; V_{PIN 2} = 1V$		22	33		22	33	mA

* This parameter not 100% tested in production but guaranteed by design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

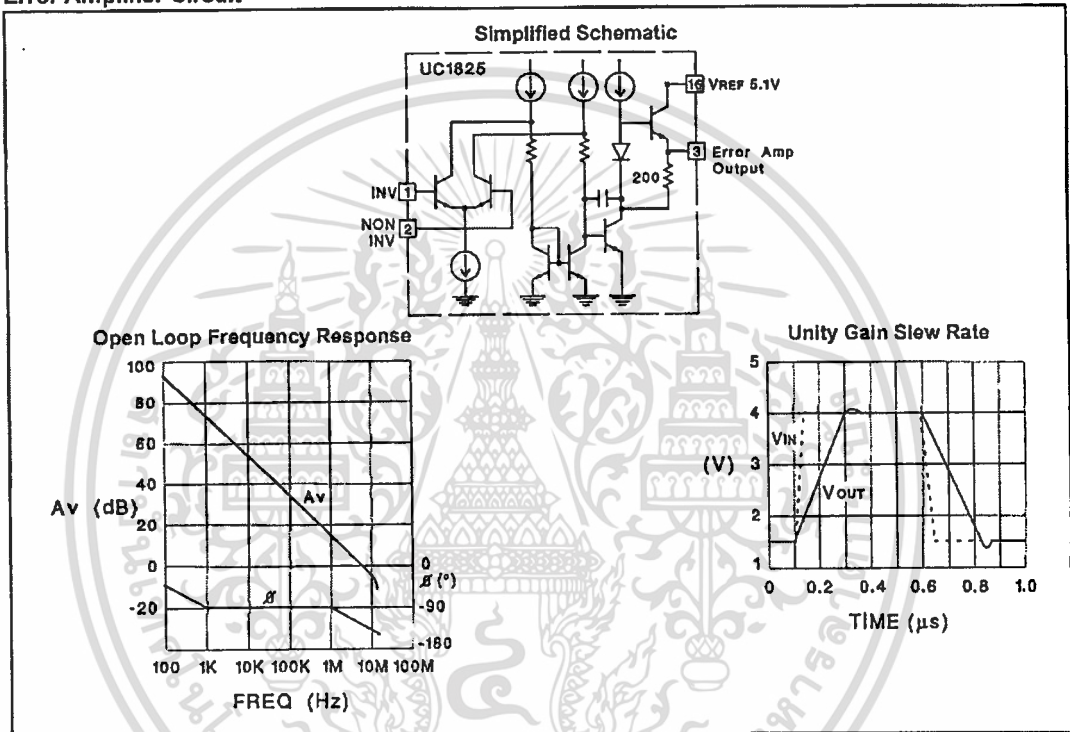
UC1825
UC2825
UC3825

Printed Circuit Board Layout Considerations

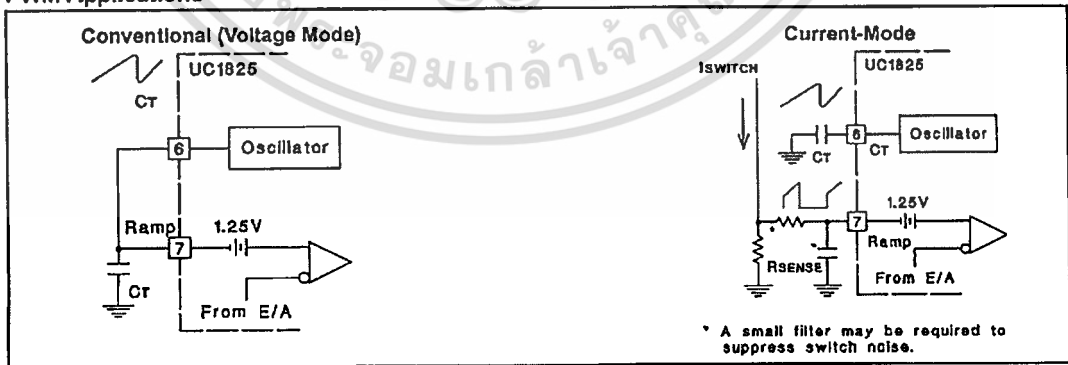
High speed circuits demand careful attention to layout and component placement. To assure proper performance of the UC1825 follow these rules: 1) Use a ground plane. 2) Damp or clamp parasitic inductive kick energy from the gate of driven MOSFETs. Do not allow the output pins to ring below ground. A series gate resistor or a shunt 1 Amp

Schottky diode at the output pin will serve this purpose. 3) Bypass VCC, VC, and VREF. Use 0.1µF monolithic ceramic capacitors with low equivalent series inductance. Allow less than 1 cm of total lead length for each capacitor between the bypassed pin and the ground plane. 4) Treat the timing capacitor, CT, like a bypass capacitor.

Error Amplifier Circuit



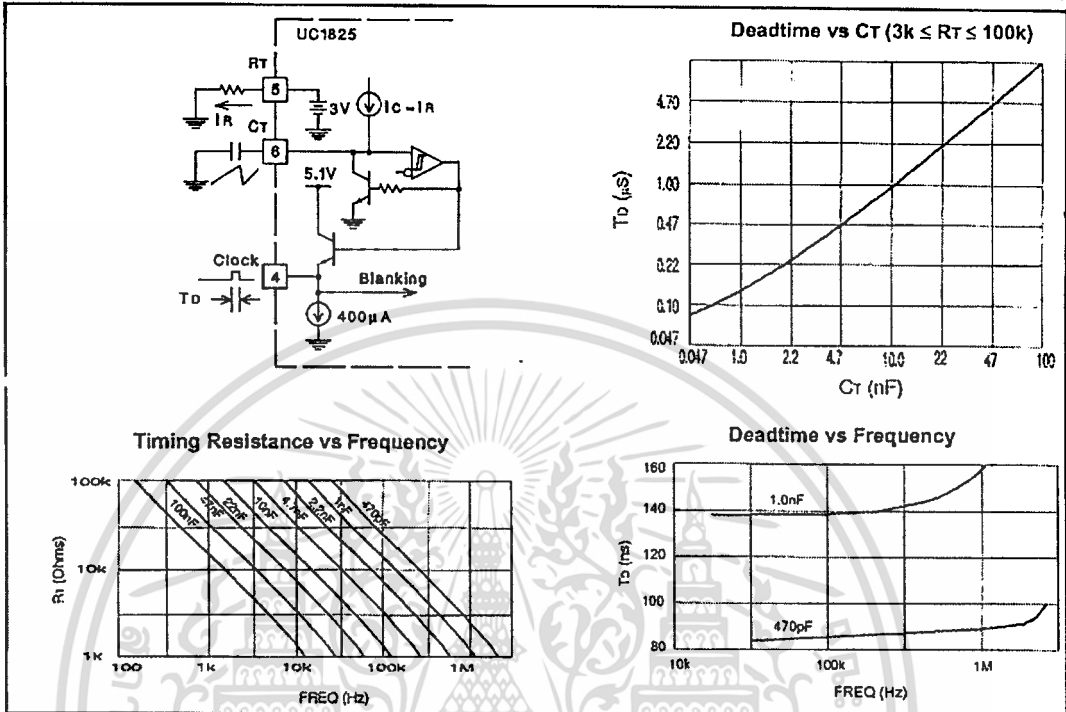
PWM Applications



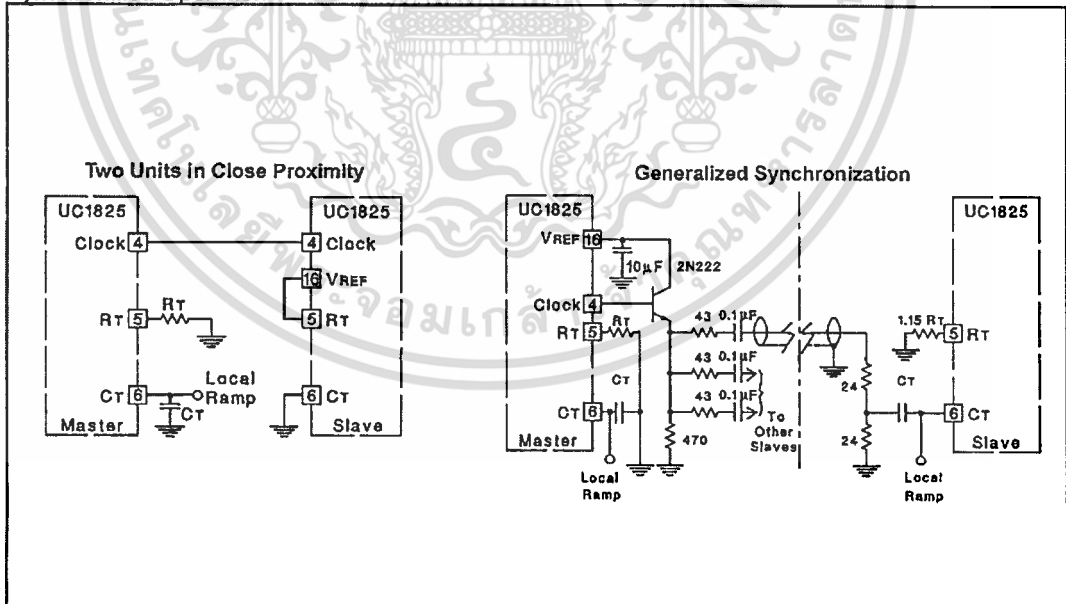
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

Oscillator Circuit



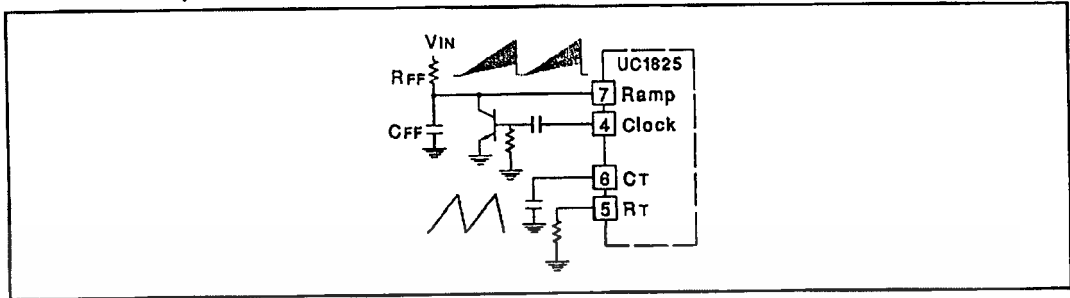
Synchronized Operation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

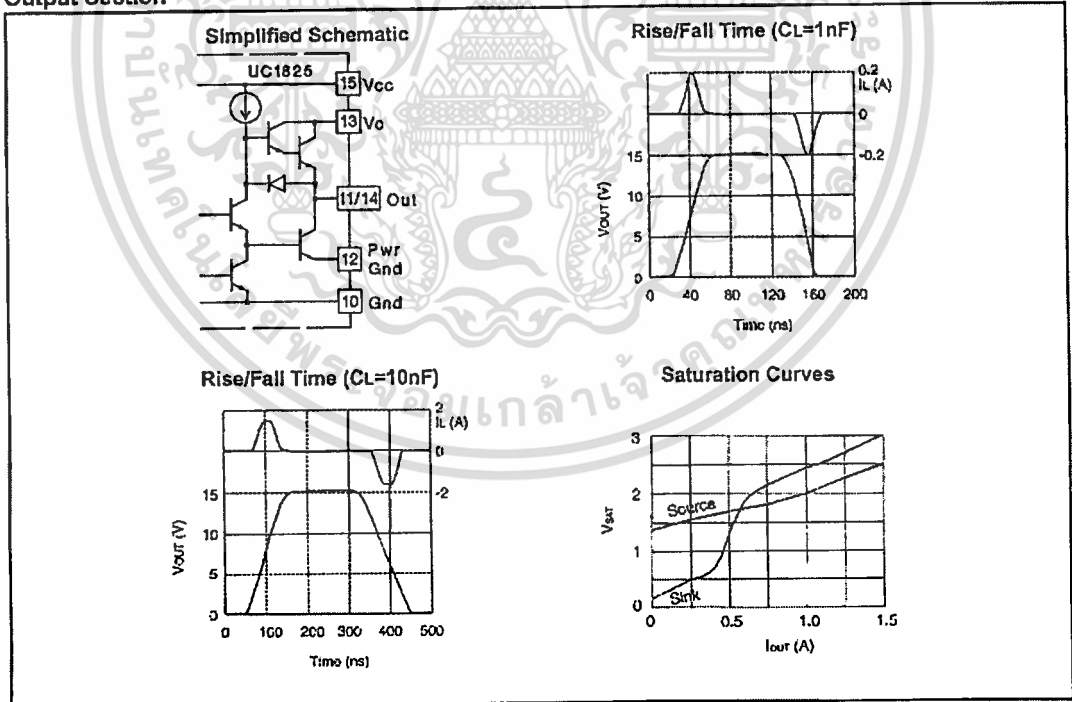
Forward Technique for Off-Line Voltage Mode Application



Constant Volt-Second Clamp Circuit

The circuit shown here will achieve a constant volt-second clamp over varying input voltages. The ramp generator components, RT and CR are chosen so that the ramp at Pin 9 crosses the 1V threshold at the same time the desired maximum volt-second product is reached. The delay through the functional nor block must be such that the ramp capacitor can be completely discharged during the minimum deadtime.

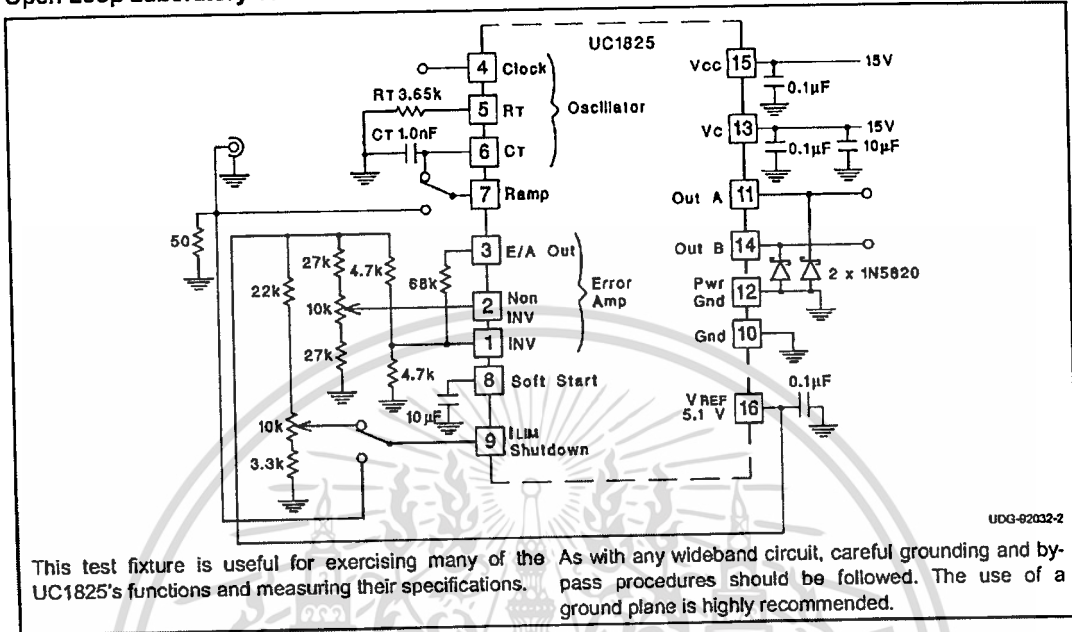
Output Section



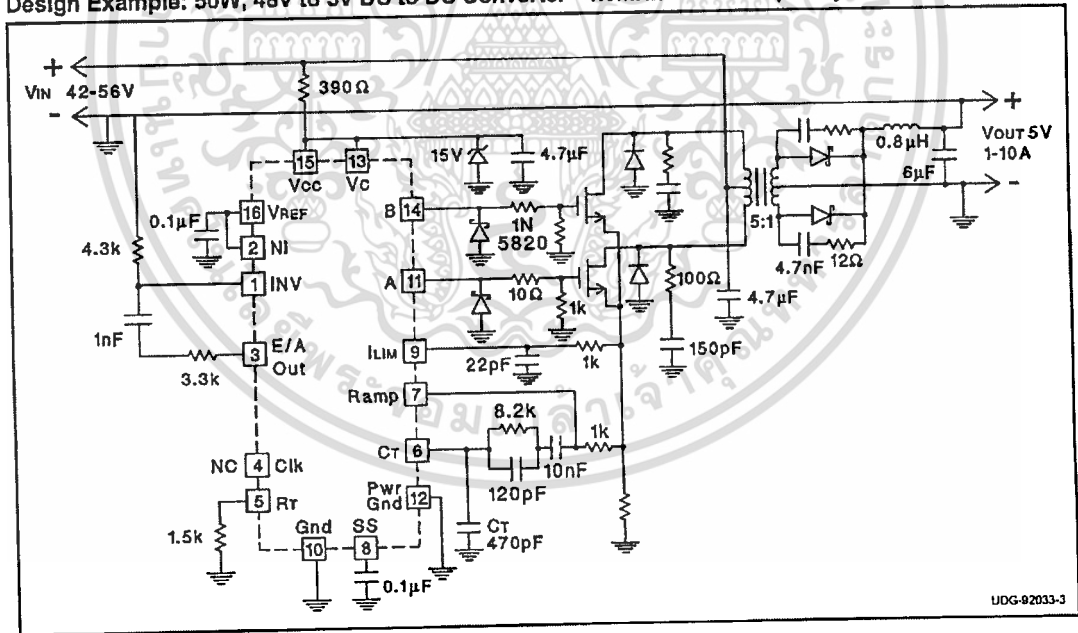
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1825
UC2825
UC3825

Open Loop Laboratory Test Fixture



Design Example: 50W, 48V to 5V DC to DC Converter - 1.5MHz Clock Frequency



UNITRODE CORPORATION
7 CONTINENTAL BLVD. • MERRIMACK, NH 03054
TEL. (603) 424-2410 • FAX (603) 424-3460

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

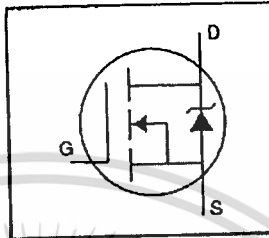
International IR Rectifier

PD-9.578B

IRFPE40

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 800V$$

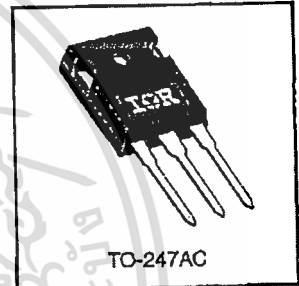
$$R_{DS(on)} = 2.0\Omega$$

$$I_D = 5.4A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



TO-247AC

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	5.4	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	3.4	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	22	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	150	W
	Linear Derating Factor	1.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	490	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	5.4	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	15	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	2.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance


	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.83	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

1073


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFPE40

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	800	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.98	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	2.0	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=3.2A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	3.0	—	—	S	$V_{DS}=100V, I_D=3.2A$ ①
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	100	μA	$V_{DS}=800V, V_{GS}=0V$
		—	—	500		$V_{DS}=640V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	130	nC	$I_D=5.4A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	17		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	72		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ①
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	16	—	ns	$V_{DD}=400V$
t_r	Rise Time	—	36	—		$I_D=5.4A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	100	—		$R_G=9.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	32	—		$R_D=75\Omega$ See Figure 10 ①
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1900	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	470	—		$V_{DS}=25V$
C_{ras}	Reverse Transfer Capacitance	—	280	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	5.4	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	22		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=5.4A, V_{GS}=0V$ ①
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	550	830	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=5.4A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	2.4	3.6	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ①
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② $I_{SD}\leq 5.4A, di/dt\leq 120A/\mu s, V_{DD}\leq 600, T_J\leq 150^\circ\text{C}$

③ $V_{DD}=50V, \text{starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=31\text{mH}, R_G=25\Omega, I_{AS}=5.4A$ (See Figure 12)

④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.



IRFPE40

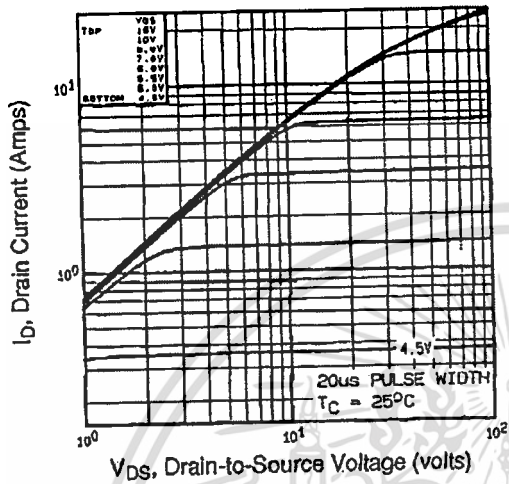


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

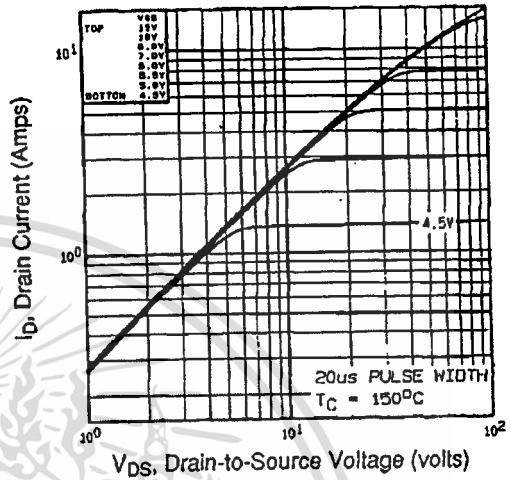


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

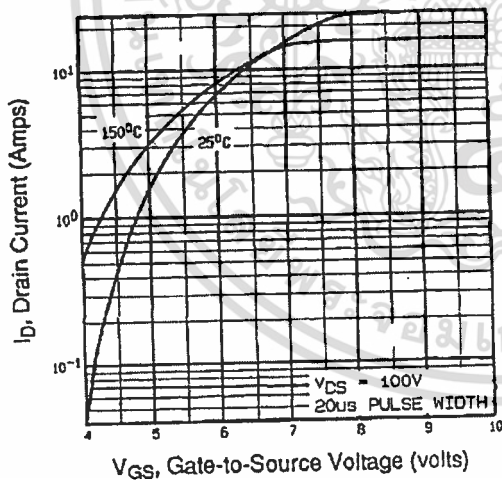


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

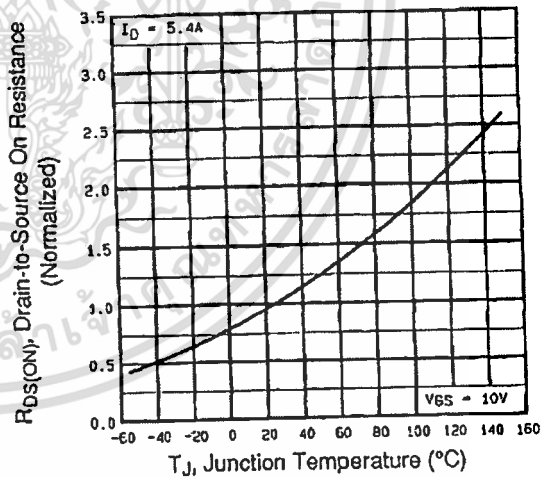


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFPE40

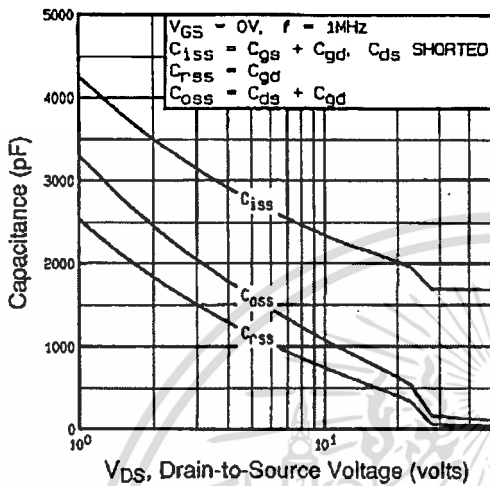


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

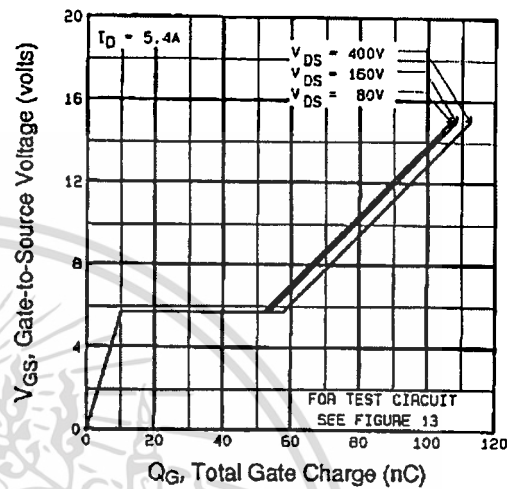


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

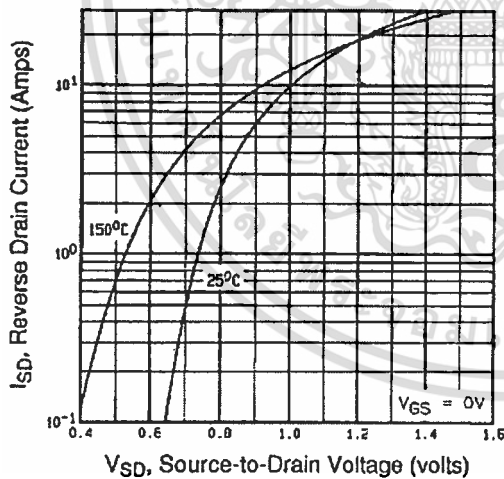


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

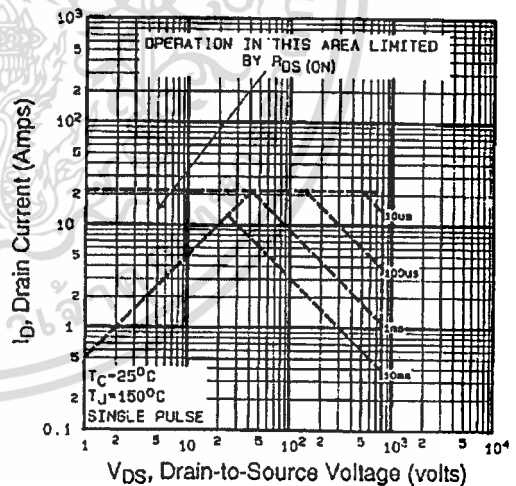


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFPE40

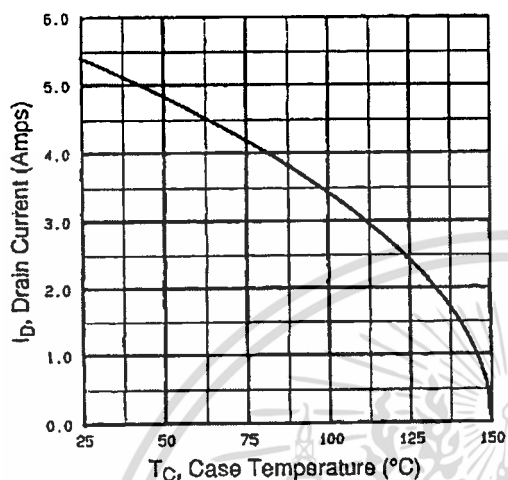


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

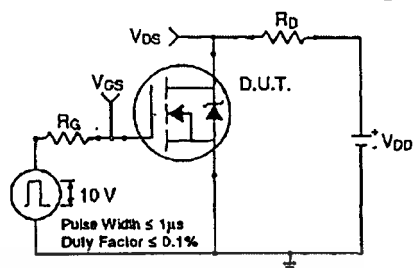


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

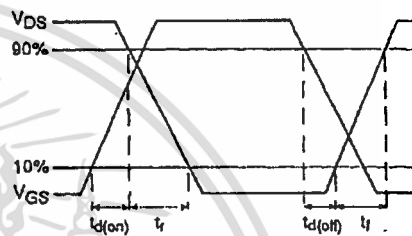


Fig 10b. Switching Time Waveforms

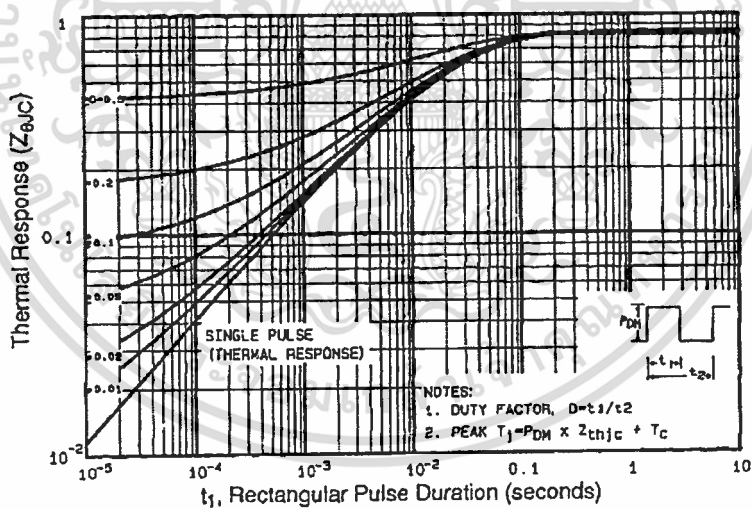


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFPE40

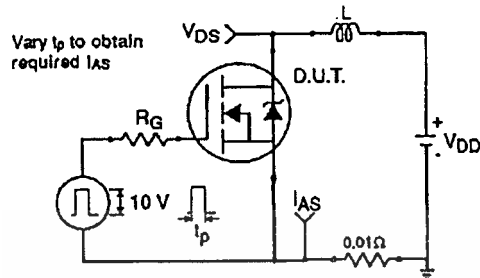


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

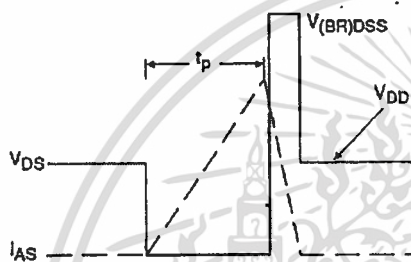


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

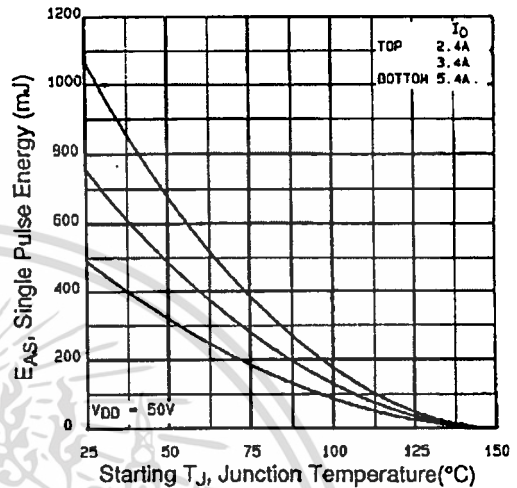


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

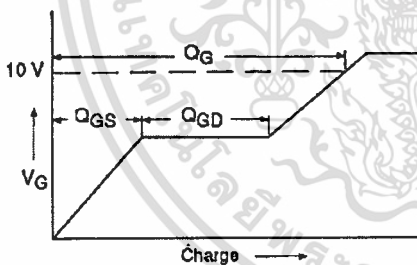


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

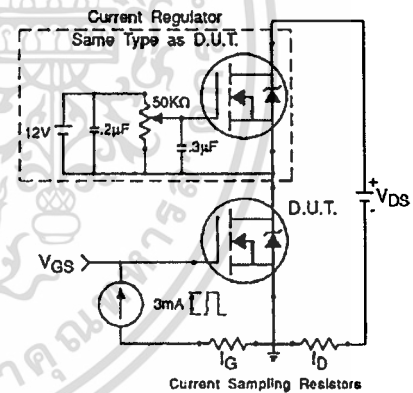


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MBR1635, MBR1645

MBR1645 is a Preferred Device

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... using the Schottky Barrier principle with a platinum barrier metal. These state-of-the-art devices have the following features:

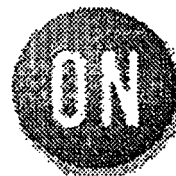
- Guardring for Stress Protection
- Low Forward Voltage
- 150°C Operating Junction Temperature

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: B1635, B1645

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}		V
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}	35	V
DC Blocking Voltage	V_R	45	V
Average Rectified Forward Current (Rated V_R , $T_C = 125^\circ\text{C}$)	$I_{F(AV)}$	16	A
Peak Repetitive Forward Current, (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz, $T_C = 125^\circ\text{C}$)	I_{FRM}	32	A
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge Applied at Rated Load Conditions Halfwave, Single Phase, 60 Hz)	I_{FSM}	160	A
Peak Repetitive Reverse Surge Current (2.0 μs , 1.0 kHz)	I_{RRM}	1.0	A
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +175	°C
Operating Junction Temperature	T_J	-65 to +150	°C
Voltage Rate of Change (Rated V_R)	dv/dt	10,000	V/ μs



ON Semiconductor™

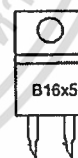
<http://onsemi.com>

SCHOTTKY BARRIER
RECTIFIERS
16 AMPERES
35 and 45 VOLTS



TO-220AC
CASE 221B
PLASTIC

MARKING DIAGRAM



B16x5 = Device Code
x = 3 or 4

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MBR1635	TO-220	50 Units/Rail
MBR1645	TO-220	50 Units/Rail

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MBR1635, MBR1645

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	$^{\circ}\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1.) ($I_F = 16$ Amps, $T_C = 125^{\circ}\text{C}$) ($I_F = 16$ Amps, $T_C = 25^{\circ}\text{C}$)	V_F	0.57 0.63	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1.) (Rated dc Voltage, $T_C = 125^{\circ}\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_C = 25^{\circ}\text{C}$)	I_R	40 0.2	mA

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

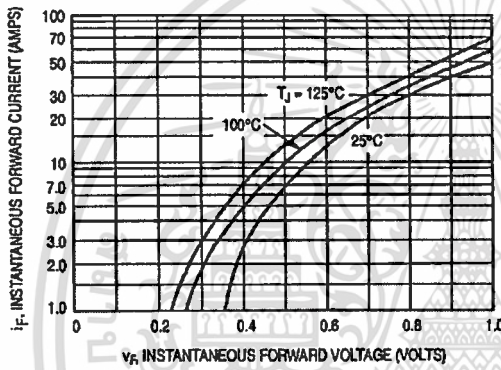


Figure 1. Typical Forward Voltage

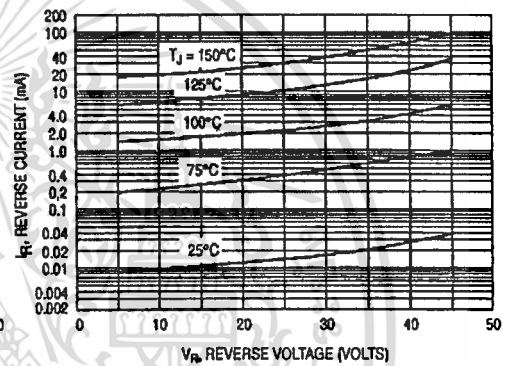


Figure 2. Typical Reverse Current

MBR1635, MBR1645

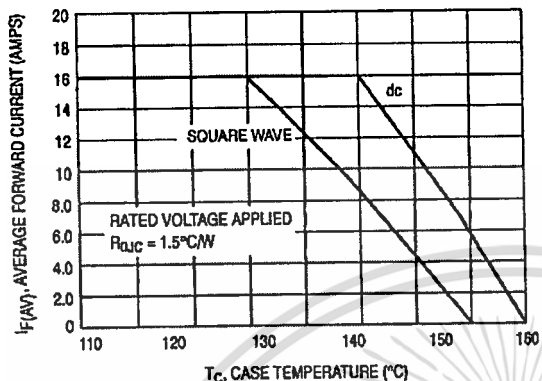


Figure 3. Current Derating, Case

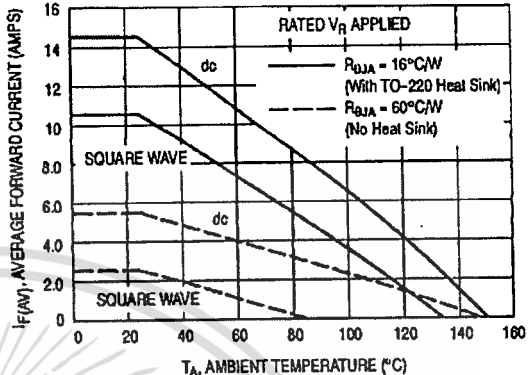


Figure 4. Current Derating, Ambient

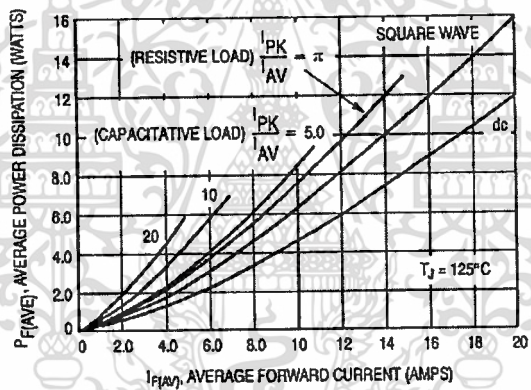
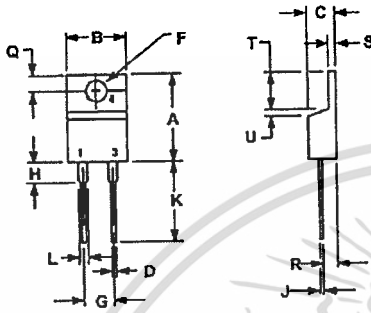


Figure 5. Forward Power Dissipation

MBR1635, MBR1645

PACKAGE DIMENSIONS


TO-220
PLASTIC
CASE 221B-04
ISSUE D



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.555	0.628	15.11	15.75
B	0.260	0.441	6.53	10.93
C	0.150	0.190	3.85	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.75
Q	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.78	3.30
J	0.010	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.582	12.70	14.27
L	0.345	0.080	1.14	1.92
O	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.78
S	0.045	0.055	1.14	1.38
T	0.235	0.255	5.97	6.46
U	0.000	0.050	0.000	1.27

SWITCHMODE is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

EUROPE: LDC for ON Semiconductor - European Support
German Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-franch@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781
*Available from Germany, France, Italy, UK, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:
Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit-spanish@hibbertco.com
Toll-Free from Mexico: Dial 01-800-288-2872 for Access -
then Dial 866-297-9322

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor - Asia Support
Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 8:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
Toll Free from Hong Kong & Singapore:
001-800-4422-3781
Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
Phone: 81-3-5740-2700
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

MBR1635/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Cert/Case Number: 019561

Cert/Case Number: 019561

BR600 - BR610

SILICON BRIDGE RECTIFIERS

PRV : 50 - 1000 Volts

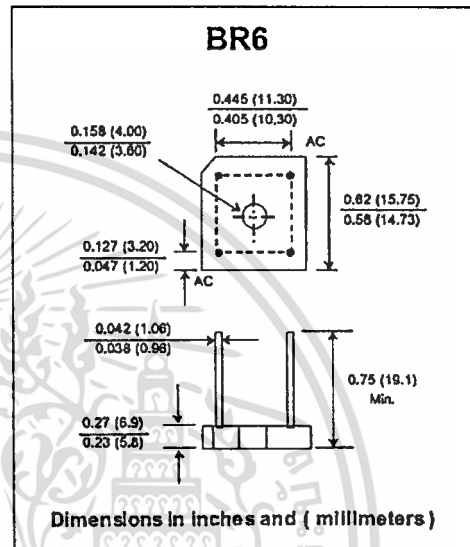
Io : 6.0 Amperes

FEATURES :

- High current capability
- High surge current capability
- High reliability
- Low reverse current
- Low forward voltage drop
- Ideal for printed circuit board

MECHANICAL DATA :

- Case : Reliable low cost construction utilizing molded plastic technique
- Epoxy : UL94V-0 rate flame retardant
- Lead : Axial lead solderable per MIL - STD 202 , Method 208 guaranteed
- Polarity : Polarity symbols marked on case
- Mounting position : Any
- Weight : 3.6 grams



MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rating at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.
Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

RATING	SYMBOL	BR600	BR601	BR602	BR604	BR606	BR608	BR610	UNITS
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS Voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum Average Forward Current $T_c=50^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	6.0							Amps.
Peak Forward Surge Current, Single half sine wave Superimposed on rated load (JEDEC Method)	I_{FSM}	200							Amps.
Current Squared Time at $t < 8.3$ ms.	I^2t	64							A^2S
Maximum Forward Voltage per Diode at $I_F = 3$ A.	V_F	1.0							Volts
Maximum DC Reverse Current $T_a = 25^\circ\text{C}$	I_R	10							μA
at Rated DC Blocking Voltage $T_a = 100^\circ\text{C}$	$I_{R(H)}$	200							μA
Typical Thermal Resistance (Note 1)	$R_{\theta JC}$	8.0							$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature Range	T_J	-40 to +150							$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-40 to +150							$^\circ\text{C}$

Notes :

1. Thermal Resistance from junction to case with units mounted on a 2.6" x 1.4" x 0.06" T-HK (6.5cm x 3.5cm x 0.15cm) Al. Plate. Heatsink.

UPDATE : APRIL 23, 1998

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Certificate Number: Q10961

Certificate Number: 217179

RATING AND CHARACTERISTIC CURVES (BR600 - BR610)

FIG.1 - DERATING CURVE FOR OUTPUT RECTIFIED CURRENT

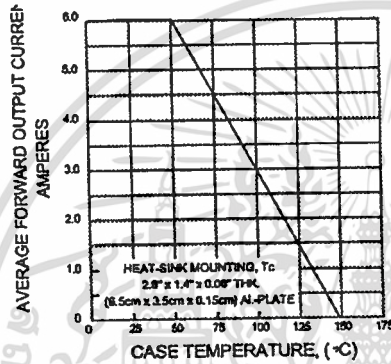


FIG.2 - MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK FORWARD SURGE CURRENT

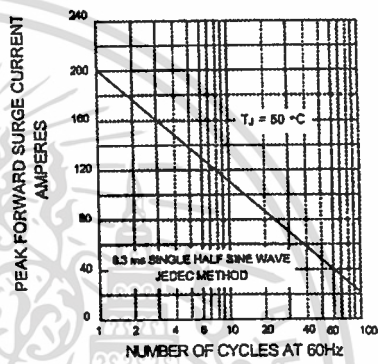


FIG.3 - TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS PER DIODE

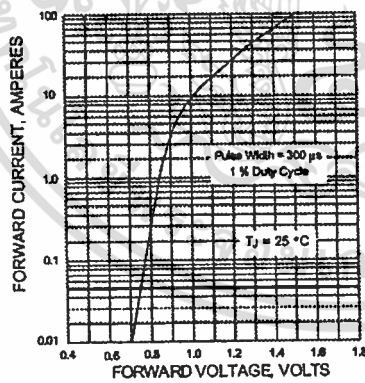
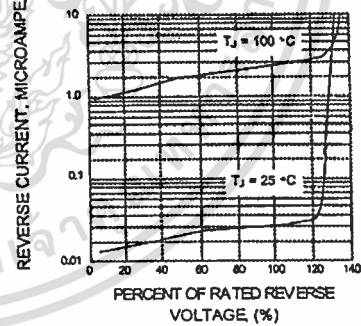


FIG.4 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS PER DIODE

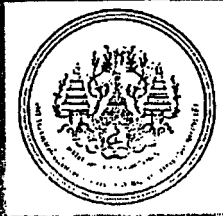


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

บทความวิจัยที่ได้รับการพิจารณาตีพิมพ์

- [1] ศุภชัย หอวิมานพรและชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์
“การศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM)”, วิศวกรรมลาดกระบังปีที่ 20 ฉบับที่ 1 หน้า 19-24
- [2] ศุภชัย หอวิมานพรและชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์
“การเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM)”, การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 หน้า 764-769
- [3] S.Howimanporn, C.Bunlaksananusorn
“Performance Comparison of Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM) flyback converters”, PEDS 2003 Nov. 2003 Page



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

ลาดกระบัง

ฉบับวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 20 ฉบับที่ 1

มกราคม 2546

1.	วงจรรวมด้านทวนแบบลอยตัวที่ควบคุมด้วยกระแสไหลอสถวามเชิงเส้น	1
	สมนึก ทวีวาทย์ กอบชัย เตชะพวง ไซโซ อรรถวัฒน์	
2.	วงจรรองกำลังที่ใช้วงจรขยายกระแสตัวควบคุมด้วยกระแส	7
	วิจิตรา เพ็ชรภักดิ์ สิทธิพร เพ็ชรภักดิ์ วิวัฒน์ ภิรมานนท์	
3.	วงจรมัลติเพล็กซ์แบบลอยตัวโดยใช้วงจรรวมสลิเบิ้ลในแบบลอยเฟ้นและการประยุกต์	13
	ภัทรา เพ็ชรชอุบ อมร จิรศรีอมรกุล วิมลภา สุระทิพย์พลอย	
4.	การศึกษาเปรียบเทียบของวงจรขยายแบบคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM)	19
	ศุภชัย หอวิมานพร ชนิษกร บุญอภัยคุณุสรณ์	
5.	เอทเอ็มเอสวีซีเอ็มพีเฟอโรแมกเนติกสสำหรับโอบายการจ่ายกำลังความสำคัญของข้อมูลภายใต้กราฟฟิกแบบคล้ายคลึงตัวเบ่ง	25
	ปิติพงษ์ ประภามณฑล สุวิมล สิทธิชัยภาค เกียรติเกรียง พงศ์โรจน์ภรณ์	
6.	การจัดเส้นทางของโครงข่ายโทรศัพทให้ดีที่สุดโดยวิธีฮิวอิสติกส์เน็ต	31
	ฉัตรชัย วัฒนพันธุ์ มนูญ สุขเกษม ถวิล พึ่งมา	
7.	การปรับปรุงคุณภาพของแต่ละคลาสที่ได้จากตัวจ่ายแอกความเหมือนสูงสุด	37
	สมบัติ อิศระวาณิชย์ พุศศักดิ์ ชิวสุวิทย์	
8.	การแปลงภาพระดับสีเทาเป็นภาพสองระดับโดยใช้วิธีของเอนโทรปีด้วยบอร์คสตาร์ที่เคอร์เนล TMS 320C31	43
	เพชร ใจหาญ พุศศักดิ์ ชิวสุวิทย์	
9.	การแปลงเวฟเล็ดและโครงข่ายประสาทเทียมสำหรับแบ่งประเภทฟอลต์ในสายส่ง	49
	อรอรพอล เก้าทิพย์กุล สุลี บรรจงจิตร สมชาติ จิรวิภากร สุธีวัฒน์ นงนุช	
10.	การระบุตำแหน่งฟอลต์ในสายส่งโดยใช้การแปลงเวฟเล็ดและโครงข่ายประสาทเทียม	56
	อรอรพอล เก้าทิพย์กุล สุลี บรรจงจิตร สมชาติ จิรวิภากร อัครชัย บรรจงศิลป์	
11.	การหาฟอลต์ในสถานีให้หาแรงสูงหนองจอกโดยใช้โครงข่ายประสาทเทียม	61
	พุดธิษร บุญมี มาตุต ดันดีเดชามงคล สมชาติ จิรวิภากร นิทัศน์ กฤษณจินดา	
12.	การวิเคราะห์ฟอลต์ที่ขัดขวางหม้อแปลงไฟฟ้า 3 เฟสโดยใช้ไมโครกรม ATP/EMTP	67
	จิตรี อินทร์พวง มณฑล สิวาจินดาไกรฤกษ์ บุญเลิศ สือเอษ ปัญญา มาลีวัตร สิริวิช ทัดสวน	
13.	การวิเคราะห์ผลการออกแบบหม้อแปลงจำหน่ายเชิงเศรษฐศาสตร์	73
	บุญเลิศ สือเอษ ปัญญา มาลีวัตร สมศักดิ์ สิริไพเราะนามนท์ สุลี บรรจงจิตร	
14.	การออกแบบบรรดาที่เหมาะสมของหม้อแปลงจำหน่ายโดยใช้เทคนิคอัลกอริธึม	79
	ชวรัตน์ เก่งธรรมกิจ ต่อพงศ์ ภูมิภาค ชัยวุฒิ ฉัตรอุทัย	
15.	การออกแบบโปรแกรมวิเคราะห์การใช้ไฟฟ้าของโรงงานอุตสาหกรรม	85
	มาตุต ดันดีเดชามงคล สมชาติ จิรวิภากร	
16.	การป้องกันไหลตกลับในระบบไฟฟ้ากำลังโดยวิธีการปรับตารางการป้อนแหล่งจ่ายและไลน์สวิตชิ่ง	91
	สิทธิเดช วชิรศรีศิริกุล มณฑล สิวาจินดาไกรฤกษ์	
17.	การวิเคราะห์และจำลองพฤติกรรมของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไม่มีแปรงถ่าน	97
	นิติพงษ์ สมไชยวงศ์ ประภาณ อุดกิมภรณ์	
18.	Semantic Query for Content-Based Image Retrieval Using Genetic Algorithm	103
	Cantleya Duanggate Orachai Chitsobhuk Suphamit Chittayasothon	
19.	Rohust Inverse Response Compensator	109
	Pratch Tontjirittiphol Mongkol Janchookiat Klattisak Kumwachara	
20.	อิทธิพลของตำแหน่งการติดตั้งอากาศชุดภูมิต่ออุณหภูมิการเผาไหม้ในเตาเผาฟลูอิดไลซ์เบดแบบอากาศหมุนวน	115
	นิยม ศรีศิริสิทธิกุล พงษ์เจต พรหมวงษ์ ภูรินทร์ อัครภูธร	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM)

A Comparative Study of Flyback Converters Operating in Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM)

ศุภชัย หอวิมานพร ชรินทร์ บุญลักษณ์อนุสรณ์

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการศึกษาเปรียบเทียบคุณลักษณะและสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ในการศึกษาจะทำการทดสอบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบในโหมด CCM และ DCM ที่ออกแบบและสร้างขึ้น โดยวงจรต้นแบบทั้งสองนี้มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือนกันทุกประการ สิ่งที่ทำการศึกษาเปรียบเทียบคือ ความเครียดที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในวงจร สมรรถนะในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต และประสิทธิภาพของวงจร ผลจากการศึกษานี้จะเป็นประโยชน์กับผู้ออกแบบในการเลือกโหมดการนำกระแส ของวงจร ได้อย่างเหมาะสม

Abstract

This paper presents a comparative study of flyback converters operating in Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM). Comparison between the two modes of operation is made through the experiment on the prototype CCM and DCM flyback converters. Aspects to be compared are component stress, output voltage regulation and transient response due to a step load change, and efficiency. It is hoped that the results from this study provide a power supply designer the basis in deciding the mode of operation that is best suited to his/her applications.

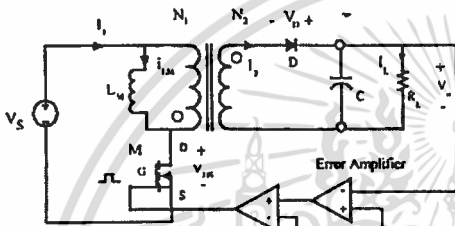
1. บทนำ

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นิยมใช้กันมากในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิทช์ที่มีกำลังเอาต์พุตน้อยกว่า 100 วัตต์ ปัจจุบันแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคถูกใช้ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำนักงาน อาทิเช่น เครื่องแฟกซ์ เครื่องประจุแบตเตอรี่ขนาดเล็ก (wall adapter) จอคอมพิวเตอร์ เป็นต้น สาเหตุที่วงจรฟลายแบคได้รับความนิยมเนื่องจากข้อเด่นคือ วงจรมีอุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้นและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตเหมือนในคอนเวอร์เตอร์

แบบอื่น [1] ทำให้คอนเวอร์เตอร์มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และราคาถูก ในรอบหลายปีที่ผ่านมาวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้รับการศึกษาอย่างกว้างขวาง ไม่ว่าจะเป็นวิธีการออกแบบ [1] การควบคุมและการจำลองแบบ [2,3] วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สามารถถูกออกแบบให้ทำงานในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) กล่าวคือ กระแสในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคมีค่ามากกว่าศูนย์ในแต่ละคาบของการสวิทช์ หรือแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) กล่าวคือ กระแสในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลง

ฟลายแบคคกเป็นศูนย์กลางก่อนที่จะจบแต่ละคาบของการสวิทช์ พฤติกรรมและสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานนี้จะแตกต่างกัน บทความนี้นำเสนอการศึกษาเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM โดยจะพิจารณาเปรียบเทียบ (1) ความเครียดที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในวงจร (2) สมรรถนะในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสไหลตกมีการเปลี่ยนแปลง และ (3) ประสิทธิภาพการทำงาน ของวงจร

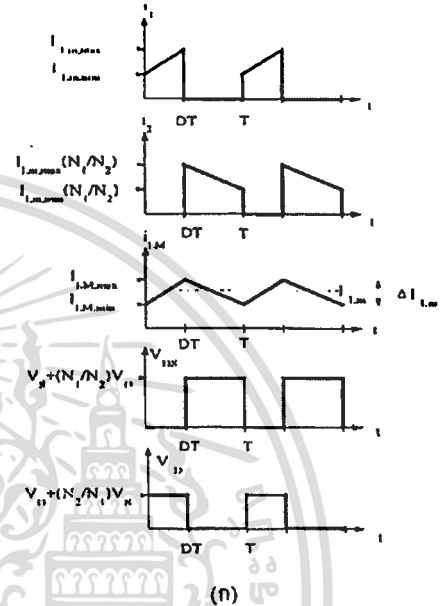
2. วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน

รูปที่ 1 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน วงจรประกอบด้วยไดโอด (D) ตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C) และมอสเฟต (M) ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ และหม้อแปลงฟลายแบคซึ่งมีอัตราส่วนจำนวนรอบ $N_1:N_2$ ทำหน้าที่เป็นตัวเก็บพลังงานและแยกกราวด์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดย L_m เป็นค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค เมื่อมอสเฟตนำกระแส (ON) จะมีกระแสไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ทำให้มีการสะสมพลังงานในหม้อแปลงฟลายแบค แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิพันอยู่ในลักษณะกลับทิศทาง ดังนั้นในขณะที่มอสเฟตนำกระแส ไดโอดจะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังเอาต์พุต หลังจากนั้นจะถูกสะสมไว้ที่หม้อแปลง เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส (OFF) สนามแม่เหล็กในแกนเหล็กขยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ ไดโอดจึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง หลังจากนั้นถูกสะสมจะถ่ายเทไปยังโหลด (R_L) และตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C) แรงดันเอาต์พุต (V_o) ถูกควบคุมโดยการป้อนกลับไปยัง

วงจรรายความผิดพลาด (error amplifier) สัญญาณผิดพลาดจะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth signal) เพื่อสร้างสัญญาณที่คิมบิวเอ็ม (PWM) ขับมอสเฟตเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่



รูปที่ 2 สัญญาณกระแสและแรงดันของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด (ก) CCM (ข) DCM

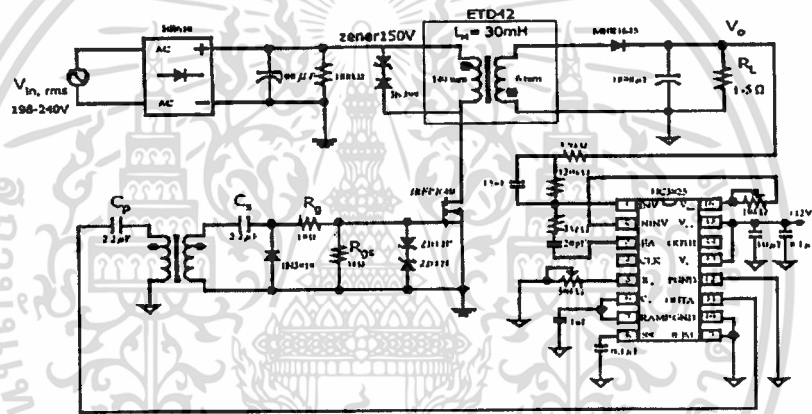
วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์อาจจะถูกออกแบบให้ทำงานในโหมด CCM หรือ DCM ซึ่งสามารถกำหนดโดยค่า L_m ของหม้อแปลงฟลายแบค ค่า L_m ที่จุดรอยต่อระหว่างโหมด CCM และ DCM แสดงดังสมการที่ 1 [4]

$$(L_m)_{min} = \frac{(1-D)^2 R_L \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2}{2f} \quad (1)$$

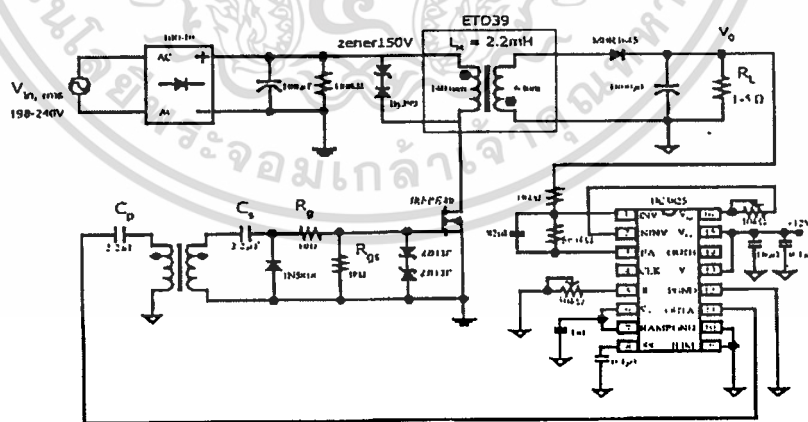
โดย D คือวัฏจักรงาน (duty cycle) R_L คือความต้านทานของโหลด f คือความถี่ในการสวิตช์ N_1 และ N_2 คือจำนวนรอบปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ถ้าออก

แบบหม้อแปลงให้มีค่า $L_m > (L_m)_{min}$ วงจรจะทำงานในโหมด CCM ในทางตรงกันข้ามถ้า $L_m < (L_m)_{min}$ วงจรจะทำงานในโหมด DCM รูปที่ 2 (ก) และ (ข) แสดงรูปคลื่น i_L , i_2 , i_{LM} , V_{DS} , V_o ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM ตามลำดับ โดยสังเกตว่าในโหมด DCM เมื่อกระแส i_{LM} ตกลงมาเป็นศูนย์ V_{DS} จะเปลี่ยนจาก $V_s + (N_1/N_2)V_o$ ไปเป็น V_s ในขณะที่เดียวกัน V_o จะเปลี่ยนจาก V_o ไปเป็น $V_o + (N_2/N_1)V_s$

3. วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบ



(ก)



(ข)

รูปที่ 3 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบกรณี (ก) โหมด CCM (ข) โหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3 (ก) และ (ข) แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบในโหมด CCM และโหมด DCM ที่ออกแบบและสร้างขึ้น โดยวงจรทั้งสองมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้ $V_{in} = 220V \pm 10\%$, $V_o = 5V$, $I_o = 1-5A$, switching frequency = 50kHz หม้อแปลงของวงจรในรูปที่ 3 (ก) ถูกออกแบบให้มีค่า L_m เท่ากับ 30mH ส่วนในรูปที่ 3 (ข) หม้อแปลงมีค่า L_m เท่ากับ 2.2mH วงจรควบคุมป้อนกลับใช้ IC UC 3825 [5] ซึ่งภายในประกอบด้วยวงจรขยายความผิดพลาด (error amplifier) และวงจรเปรียบเทียบ (comparator) รวมทั้งวงจรประกอบอื่นๆที่ช่วยวงจรป้องกันแรงดันเกิน (over voltage protection) วงจรในรูปที่ 3 (ก) และ (ข) มีโครงสร้างและใช้อุปกรณ์เหมือนกันทุกประการยกเว้นวงจรชดเชย (compensation circuit) ที่ต่ออยู่รอบๆขา 1, 2 และ 3 ของตัว IC ควบคุม เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของวงจร ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM มีสองโพล ซีโรอันเนื่องมาจากความต้านทานในตัวเก็บประจุเอาต์พุต (ESR zero) และซีโรทางระนาบด้านขวา (right half plane zero) จึงใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลสองซีโร ส่วนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด DCM จะมีโพลเดียว และ ESR zero จึงใช้วงจรชดเชยแบบหนึ่งโพลหนึ่งซีโร รายละเอียดเกี่ยวกับการเลือกและการออกแบบวงจรชดเชยสามารถค้นคว้าได้จากบทความอ้างอิง [6]

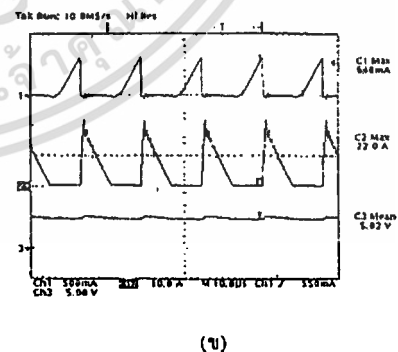
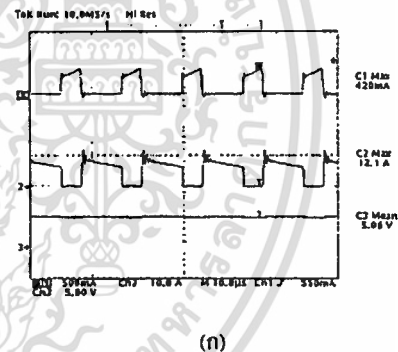
4. ผลการทดลองและศึกษาเปรียบเทียบ

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้น ถูกนำมาใช้ศึกษาคุณลักษณะและเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างโหมด CCM กับ DCM โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

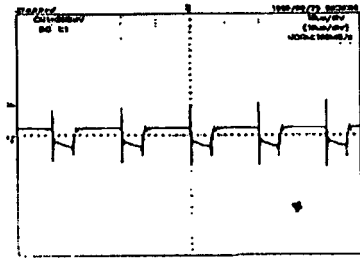
4.1 ความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ในวงจร

รูปที่ 4 (ก) และ (ข) แสดงคลื่นสัญญาณ i_1 , i_2 และ V_o ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM ตามลำดับขณะจ่ายกำลังเอาต์พุต 25W (5V, 5A) จากรูปกระแสสูงสุด i_1 และ i_2 ในโหมด DCM ($i_{1,max} = 640mA$, $i_{2,max} = 22A$) มีค่ามากกว่าในโหมด CCM ($i_{1,max} = 420mA$, $i_{2,max} = 12.1A$) แสดงให้

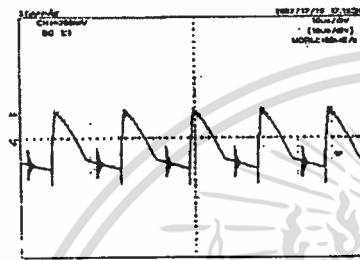
เห็นว่าเมื่อวงจรทั้งสองจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากัน ความเครียดในตัวอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดที่เกิดจากกระแสในโหมด DCM มีค่ามากกว่าในโหมด CCM ในขณะที่อุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดของวงจรทั้งสองต้องทนแรงดันไฟฟ้าสูงสุดเท่ากัน (ดูรูปสัญญาณ V_{DS} และ V_o ในรูปที่ 2 (ก) และ (ข)) คือ $V_{DS,max} = V_o + (N_1/N_2)V_o = 410V$ และ $V_{D,max} = V_o + (N_2/N_1)V_s = 20V$ ดังนั้นความเครียดในตัวอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้าของวงจรในโหมด CCM และ DCM จึงมีค่าเท่ากัน นอกจากนี้มีองค์ประกอบ AC ของกระแส i_2 ที่ไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุเอาต์พุตจะทำให้แรงดันเอทท์ทุกกระเพื่อม (ΔV_o) ในโหมด DCM มีค่ามากกว่าในโหมด CCM ดังแสดงในรูปที่ 5 (ก) และ (ข) ดังนั้น ความเครียดที่เกิดกับตัวเก็บประจุเอาต์พุตของวงจรในโหมด DCM จะมีค่ามากกว่าในโหมด CCM



รูปที่ 4 คลื่นสัญญาณ i_1 (CH1), i_2 (CH2), และ V_o (CH3) ที่กระแสโหลด 5 แอมป์ (ก) CCM (ข) DCM



(ก)



(ข)

รูปที่ 5 คลื่นสัญญาณแรงดันเอาต์พุตกระเพื่อม (ΔV_o) ที่กระแสโหลด 5 แอมป์ (ก) CCM ($\Delta V_o = 120\text{mV}$) (ข) DCM ($\Delta V_o = 400\text{mV}$)

4.2 สมรรถนะในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

ผลการทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM แสดงในตารางที่ 1 วงจรทั้งสองให้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 5V ตลอดย่านของกระแสโหลด (1-5A) จากนิยามความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

$$\% \text{ Voltage Regulation} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\% \quad (2)$$

พบว่าวงจรทั้งสองมีค่าความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตเกือบจะเท่ากันคือ 2.2% สำหรับวงจรในโหมด CCM และ 2.4% สำหรับวงจรในโหมด DCM

ตารางที่ 1 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตที่กระแสโหลดค่าต่าง ๆ

แรงดันเอาต์พุต (V_o)					
Mode	1 A	2 A	3 A	4 A	5 A
CCM	5.05	5.02	5.00	4.97	4.94
DCM	5.05	5.02	4.99	4.96	4.93

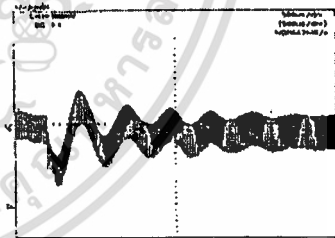
รูปที่ 6 (ก) และ (ข) แสดงผลตอบสนองชั่วขณะของแรงดันเอาต์พุต (output voltage transient response) ของวงจรในโหมด CCM และ DCM ตามลำดับ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน (step load change) จาก 4A ไป 5A พบว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรในโหมด CCM จะมีการแกว่งมากกว่าและใช้เวลานานกว่าในการเข้าสู่สภาวะคงตัว (มี settling time มากกว่า) สาเหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าซีโรทางระนาบด้านขวา (ω_{ZRHP}) ที่ปรากฏอยู่ในฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM (แสดงดังสมการที่ 3 [6])

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = \frac{V_o N_2}{(1-D)^2 N_1} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{ZRHP}}\right)}{1 + \frac{s}{Q\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}} \quad (3)$$

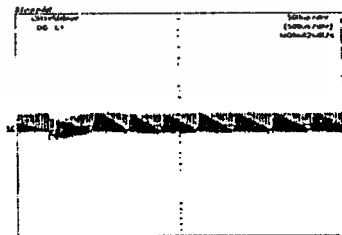
โดย

$$\omega_z = \frac{1-D}{\sqrt{LC}} \cdot \omega_p = \frac{1}{R_s C} \cdot \omega_{min} = \frac{(1-D)^2 R_s}{DL} \cdot \omega = \frac{(1-D)^2 R_s}{\omega_p L}$$

จะบังคับให้การออกแบบวงจรชดเชยต้องทำให้ระบบมีแบนวิธ (bandwidth) ต่ำเพื่อความมีเสถียรภาพ การที่ระบบมีแบนวิธต่ำก็จะทำให้ผลตอบสนองชั่วขณะช้า



(ก)



(ข)

รูปที่ 6 ผลตอบสนองชั่วขณะของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 4A ไป 5A (ก) CCM (ข) DCM

4.3 ประสิทธิภาพของวงจร

ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM ที่กระแสโหลดค่าต่างๆถูกแสดงดังในตารางที่ 2 พบว่าประสิทธิภาพของวงจรในโหมด CCM มีค่าสูงกว่าในโหมด DCM ที่ทุกค่าของกระแสโหลด สาเหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่ากระแส i_1 และ i_2 ที่ไหลในวงจร DCM ที่มีค่ามากกว่าในวงจร CCM ทำให้เกิดการสูญเสีย (conduction loss) ในอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดมากกว่า นอกจากนี้หม้อแปลงฟลายแบคของวงจรในโหมด DCM มีขนาดช่องอากาศในแกนเหล็ก (air-gap) กว้างกว่าหม้อแปลงฟลายแบคในโหมด CCM (เนื่องจากค่า L_m ของวงจรในโหมด DCM มีค่าน้อยกว่าค่า L_m ในโหมด CCM ดังนั้น ขนาดช่องอากาศในแกนเหล็กของหม้อแปลง DCM จะต้องมากกว่าของหม้อแปลง CCM โดยที่หม้อแปลงทั้งสองมีจำนวนรอบเท่ากัน) ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำอันเนื่องมาจากฟลักซ์รั่วไหล (leakage inductance) ของหม้อแปลงฟลายแบคในโหมด DCM มีค่ามากกว่าในโหมด CCM ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลนี้ มีผลทำให้การสูญเสียในระหว่างการสวิตช์ (switching loss) ของวงจร DCM มีค่ามากขึ้นด้วย

ตารางที่ 2 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรที่กระแสโหลดต่างๆ

Efficiency (%)					
Mode	1 A	2 A	3 A	4 A	5 A
CCM	71.30	80.70	80.30	80.08	79.28
DCM	52.00	65.45	67.70	68.52	69.50

5. บทสรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการศึกษาเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ผลการทดสอบเปรียบเทียบความเครียดที่เกิดขึ้นอุปกรณ์ในวงจรพบว่า ที่กำลังเอาต์พุตเท่ากันความเครียดของอุปกรณ์ในวงจร DCM จะสูงกว่าในวงจร CCM

เมื่อเปรียบเทียบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตพบว่า วงจรทั้งสองมีสมรรถนะใกล้เคียงกัน แต่วงจรในโหมด DCM จะมีผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตชั่วขณะเร็วกว่า และเมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพ วงจรในโหมด CCM จะมีค่าประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรในโหมด DCM ผลจากการศึกษาเปรียบเทียบนี้สามารถนำไปใช้เป็นแนวทางให้ผู้ออกแบบได้พิจารณาเลือกออกแบบโหมดการนำกระแสของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้อย่างถูกต้องเหมาะสมต่อไป

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] A. I. Pressman, "Switching Power Supply Design", 2nd Edition, McGraw Hill Inc., 1999.
- [2] M.T. Zhang, M.M. Jovanovic, and F.C. Lee, "Design Considerations and Performance Evaluations of Synchronous Rectification in Flyback converter", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 13, No. 3, pp 538-546, 1998.
- [3] T.H. Chen, W.L. Lin, and C.M. Liaw, "Dynamic Modeling and Controller Design of Flyback Converter", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. 35, No. 4, pp 1230-1238, 1999.
- [4] D.W. Hart, "Introduction to Power Electronics", Prentice-Hall Inc., 1997.
- [5] Unitrode Power Supply Circuits (Data Book), 1993.
- [6] L.H. Dixon, "Closing the feedback loop", Unitrode Power Supply Design Seminar Manual (SEM-200), 1983.



EECON26

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 26

26th Electrical Engineering Conference



NECTEC



Seagate
The World on Demand



ABB



AIS

สภาวิศวกร

กรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ

กรมส่งเสริมการเกษตร

กรมส่งเสริมการส่งออก

กรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ

กรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ

สภาวิศวกร

กรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ

กรมส่งเสริมการเกษตร

กรมส่งเสริมการส่งออก

กรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ

กรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM)

Performance Comparison of Flyback Converters Operating in Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM)

ศุภชัย หอวิมานพร และ ชนินทร์ บุญถักขณาบุตร

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ถนนจตุรทิศ เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทร (02) 326-4221 โทรสาร (02) 326-4225 E-mail: kbchanin@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และโหมดการนำกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ในการศึกษาจะทำการทดสอบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบในโหมด CCM และ DCM ที่ควบคุมแบบแรงดัน (voltage mode control) และในโหมด CCM และ DCM ที่ควบคุมแบบกระแส (current mode control) ที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้น โดยวงจรต้นแบบทั้งสองจะมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือนกันทุกประการ สิ่งที่ทำการศึกษาเปรียบเทียบคือ ความเครียดที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในวงจร สมรรถนะในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตและประสิทธิภาพของวงจร ผลจากการศึกษานี้จะเป็นประโยชน์กับผู้ออกแบบในการเลือกโหมดการนำกระแส ของวงจรได้อย่างเหมาะสม

Abstract

This paper presents performance comparison of flyback converters operating in Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM). Comparison between the two modes of operation is conducted by the experiment on the prototype CCM and DCM flyback converters with both voltage mode control and current mode control. Aspects to be compared are component stress, output voltage regulation and transient response due to a step load change, and efficiency. The results from this study provide the basis in selecting the mode of operation, when designing a flyback converter.

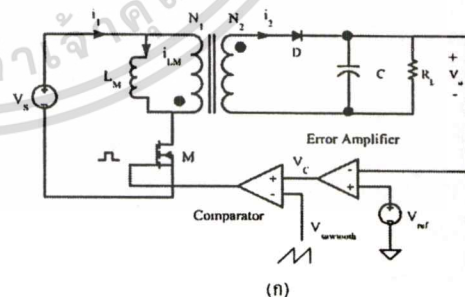
Keywords: Flyback converters, Voltage mode and current mode control

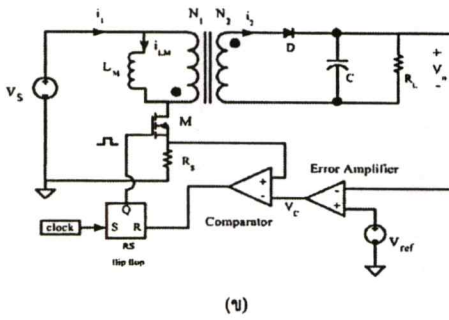
1. บทนำ

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นิยมใช้กันมากในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิทช์ที่มีกำลังเอาต์พุตน้อยกว่า 100 วัตต์ ปัจจุบันแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคถูกใช้ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำนักงาน

อาทิเช่น เครื่องแฟกซ์ เครื่องประจุแบตเตอรี่ขนาดเล็ก (wall adaptor) จอคอมพิวเตอร์ เป็นต้น สาเหตุที่วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้รับความนิยมเนื่องจากข้อเด่นคือ วงจรมีอุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้นและไม่มีตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตเหมือนในคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น [1] ทำให้คอนเวอร์เตอร์มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบาและราคาถูก ในรอบหลายปีที่ผ่านมา วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้รับการศึกษาอย่างกว้างขวาง ไม่ว่าจะเป็นวิธีการออกแบบ [1] การควบคุม และการจำลองแบบ [2,3] วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สามารถถูกออกแบบให้ทำงานในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) กล่าวคือ กระแสในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบคคกเป็นศูนย์ก่อนที่จะจบแต่ละคาบของการสวิทช์ พฤติกรรมและสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานนี้จะแตกต่างกัน บทความนี้นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM และ DCM โดยจะพิจารณาเปรียบเทียบ (1) ความเครียดที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในวงจร (2) สมรรถนะในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลง และ (3) ประสิทธิภาพการทำงานของวงจร

2. พื้นฐานการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

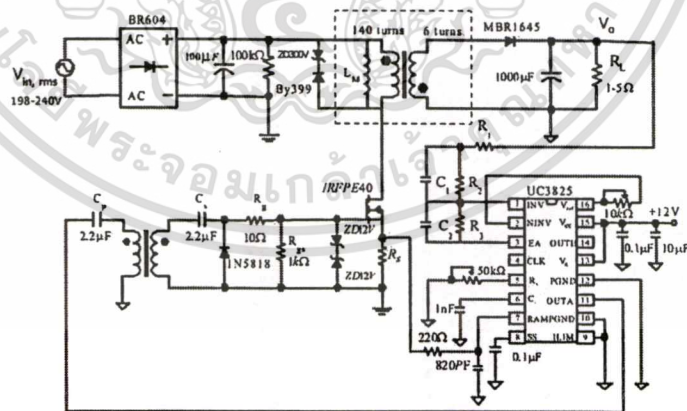




รูปที่ 1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน (n) Voltage mode control
(ข) Current mode control

รูปที่ 1 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน วงจรประกอบด้วยไดโอด (D) ตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C) มอสเฟต (M) ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ และหม้อแปลงฟลายแบคซึ่งมีอัตราส่วนจำนวนรอบ $N_1:N_2$ ทำหน้าที่เป็นตัวเก็บพลังงานและแยกกราวด์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดย L_m คือค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบค เมื่อมอสเฟตนำกระแส (ON) จะมีกระแสไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ทำให้มีการสะสมพลังงานในหม้อแปลงฟลายแบค แต่เนื่องจากหม้อแปลงฟลายแบคถูกกำหนดให้ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิพันอยู่ในลักษณะกลับทิศทาง ดังนั้นในขณะที่มอสเฟตนำกระแส ไดโอดจะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีการไหลผ่านไปยังเอาต์พุต พลังงานจะถูกสะสมไว้ที่หม้อแปลงฟลายแบค เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส (OFF) สนามแม่เหล็กในแกนเหล็กขยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดทุติยภูมิ ไดโอดจึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมจะถ่ายเทไปยังโหลด (R_L) และตัวเก็บประจุเอาต์พุต

3. วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบ



รูปที่ 2 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 (EECON-26) 6-7 พฤศจิกายน 2546 สจพ.

วิธีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต (V_o) ทำได้สองวิธีคือ

(1) การควบคุมในโหมดแรงดัน (voltage mode control) ดังแสดงในรูปที่ 1(n) V_o ถูกควบคุมโดยการป้อนกลับไปยังวงจรรายความผิดพลาด (error amplifier) สัญญาณผิดพลาด (V_e) จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณพื้นเลื้อย ($V_{sawtooth}$) เพื่อสร้างสัญญาณที่คิปลิวเอ็ม (PWM) ขับมอสเฟตเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

(2) การควบคุมในโหมดกระแส (current mode control) ดังแสดงในรูปที่ 1(ข) ในแต่ละคาบของการสวิตช์สัญญาณ Clock ความถี่คงที่ จะเจต RS flip flop ทำให้มอสเฟตนำกระแส V_o ถูกควบคุมโดยการป้อนกลับไปยังวงจรรายความผิดพลาด สัญญาณผิดพลาด (V_e) จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันคคร่อม R_s (ซึ่งก็คือสัญญาณกระแสของมอสเฟต) เมื่อแรงดันคคร่อม R_s มีค่ามากกว่า V_c RS flip flop จะถูกรีเซต (reset) ทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส โดยวิธีการดังกล่าวนี้ความกว้างพัลส์ของสัญญาณ PWM จะเปลี่ยนแปลงเพื่อชดเชย V_o ที่เปลี่ยนแปลงไป

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์อาจจะถูกออกแบบให้ทำงานในโหมด CCM หรือ DCM ซึ่งสามารถกำหนดค่า L_m ของหม้อแปลงฟลายแบค ค่า L_m ที่จุดรอยต่อระหว่างโหมด CCM และ DCM แสดงดังสมการที่ 1 [4]

$$(L_m)_{min} = \frac{(1-D)^2 R_L}{2f} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \tag{1}$$

โดยที่ D คือ วัฏจักรงาน (duty cycle) R_L คือความต้านทานของโหลด f คือความถี่ในการสวิตช์ N_1 และ N_2 คือจำนวนรอบปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบค ถ้าออกแบบหม้อแปลงฟลายแบคให้มีค่า $L_m > (L_m)_{min}$ วงจรจะทำงานในโหมด CCM ในทางตรงกันข้ามถ้า $L_m < (L_m)_{min}$ วงจรจะทำงานในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 ค่าอุปกรณ์ของวงจรชดเชย

Mode / Control	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$	$R_3(\Omega)$	$C_1(F)$	$C_2(F)$
CCM / voltage mode	3.9k	120k	3M	120p	15n
DCM / voltage mode	10k	0	500k	0	82n
CCM / current mode	8.2k	0	22k	0	0.1 μ
DCM / current mode	8.2k	0	470k	0	22n

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบและสร้างวงจรชดเชยแบบคอนเวอร์เตอร์
 ดันแบบขึ้น 4 วงจรคือ (1) วงจรในโหมด CCM voltage mode control (2)
 วงจรในโหมด DCM voltage mode control (3) วงจรในโหมด CCM
 current mode control และ (4) วงจรในโหมด DCM current mode control
 เพื่อใช้ในการทดสอบเปรียบเทียบสมรรถนะโดยวงจรทั้งหมดนี้มีโครง
 สร้างดังแสดงในรูปที่ 2 และมีคุณสมบัติทางไฟฟ้า (electrical
 specification) เหมือนกันคือ $V_m = 220V \pm 10\%$, $V_o = 5V$, $I_o = 1-5A$,
 switching frequency = 50kHz สำหรับวงจรในโหมด CCM voltage mode
 control และในโหมด CCM current mode control หม้อแปลงถูกออกแบบ
 ให้มีค่า L_m เท่ากับ 30mH ส่วนวงจรในโหมด DCM voltage mode control
 และในโหมด DCM current mode control หม้อแปลงถูกออกแบบให้มีค่า
 L_m เท่ากับ 2.2mH วงจรควบคุมป้อนกลับใช้ IC UC3825 [5] ซึ่งภายใน
 ประกอบด้วยวงจรขยายความคิดพลาด (error amplifier) และวงจรเปรียบเทียบ (comparator) ฯลฯ IC เบอร์นี้สามารถใช้ควบคุมได้ทั้งแบบ voltage
 mode control และ current mode control วงจรในรูปที่ 2 แสดงการต่อควบคุมแบบ current mode control ถ้าเป็นการควบคุมแบบ voltage mode control ก็จะไม่มีการตรวจวัดสัญญาณกระแสทางด้านปฐมภูมิ ($R_s=0$) และ
 ขาที่ 7 ของตัว IC จะถูกต่อกับขาที่ 6

วงจรถดเชยป้อนกลับ (feedback compensation circuit) ที่ต่ออยู่
 รอบๆขา 1, 2 และ 3 ของตัว IC ควบคุมมีค่าดังแสดงในตารางที่ 1 เนื่อง
 จากฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ของวงจรชดเชยแบบคอนเวอร์
 เตอร์ในโหมด CCM voltage mode control มีสองโพล ซีโรอันเนื่องมาจาก
 ความต้านทานในตัวเก็บประจุเอาต์พุต (ESR zero) และซีโรทางระนาบ
 ด้านขวา (right half plane zero) จึงใช้วงจรถดเชยแบบสองโพล สองซีโร
 ส่วนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยแบบคอนเวอร์เตอร์ในโหมดอื่นๆ จะ
 มีโพลเดียว กับ ESR zero จึงใช้วงจรถดเชยแบบโพลเดียวรายละเอียดเกี่ยวกับการเลือกและการออกแบบวงจรถดเชยสามารถค้นคว้าได้จากบทความ
 อ้างอิง [6]

4. ผลการทดสอบ

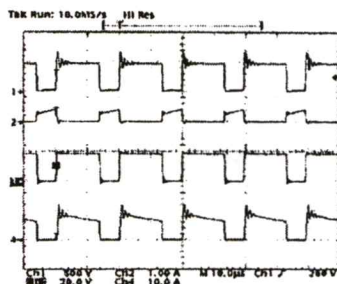
วงจรหลายแบบคอนเวอร์เตอร์ดันแบบที่สร้างขึ้นถูกนำมาทดสอบ
 เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างโหมด CCM กับ DCM โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 ความเครียดที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในวงจร

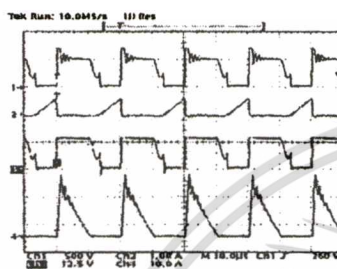
รูปที่ 3 แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันคกคร่อมมอสเฟต (v_{ds}) กระแส
 ด้านปฐมภูมิ (i_1) แรงดันคกคร่อมไดโอด (v_D) และกระแสต้านทุติยภูมิ (i_2)
 ของวงจรหลายแบบคอนเวอร์เตอร์ดันแบบทั้งสี่วงจร ขณะจ่ายกำลังเอาต์พุ
 ต 25W (5V, 5A) ค่ากระแส (ค่าสูงสุด) และโวลต์เตจ (ค่าสูงสุด) ที่วัดได้
 แสดงในตารางที่ 2 จะเห็นว่า กระแสสูงสุด i_1 และ i_2 ของวงจรหลาย
 แบบคอนเวอร์เตอร์ในโหมด DCM voltage mode control และ DCM
 current mode control มีค่ามากกว่าในโหมด CCM voltage mode control
 และ CCM current mode control แสดงให้เห็นว่าเมื่อวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้า
 เอาต์พุตเท่ากัน ความเครียดในตัวอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดที่เกิดจาก
 กระแสในโหมด DCM มีค่ามากกว่าในโหมด CCM ในขณะที่อุปกรณ์
 มอสเฟตและไดโอดของทั้งสี่วงจรต้องทนแรงดันไฟฟ้า (v_{DS} และ v_D) ค่า
 ใกล้เคียงกัน ดังนั้นความเครียดในอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดที่เกิดจาก
 แรงดันไฟฟ้าของวงจรในโหมด CCM และ DCM จึงมีค่าประมาณเท่ากัน
 สังเกตว่าค่าแรงดัน v_{DS} สูงสุดในโหมด DCM จะถูกคลิป์ที่ค่าประมาณ 640
 โวลต์โดยวงจรจำกัดแรงดัน (voltage clamp) ที่ประกอบด้วยซีเนอร์ได
 โอดและไดโอดค้อนุกรมกันคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง (รูปที่
 2) ถ้าไม่มีวงจรจำกัดแรงดันค่า v_{DS} สูงสุดในโหมด DCM ก็จะมีค่ามากกว่า
 ในโหมด CCM นอกจากนี้องค์ประกอบ AC ของกระแส i_2 ที่ไหลเข้าสู่
 ตัวเก็บประจุเอาต์พุตจะทำให้แรงดันเอาต์พุตกระเพื่อม (ΔV_o) ในโหมด
 DCM มีค่ามากกว่าในโหมด CCM ดังนั้นความเครียดที่เกิดขึ้นกับตัวเก็บ
 ประจุเอาต์พุตของวงจรในโหมด DCM จะมีค่ามากกว่าในโหมด CCM

ตารางที่ 2 ผลการวัดค่า v_{DS} , i_1 , v_D และ i_2

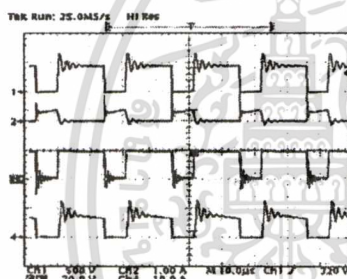
Mode / Control	$v_{DS}(V)$	$i_1(A)$	$v_D(V)$	$i_2(A)$
CCM / voltage mode	620V	430mA	17.1V	12.1A
DCM / voltage mode	630V	630mA	16.8V	21.6A
CCM / current mode	625V	426mA	17.5V	12.9A
DCM / current mode	640V	632mA	16.8V	22.0A



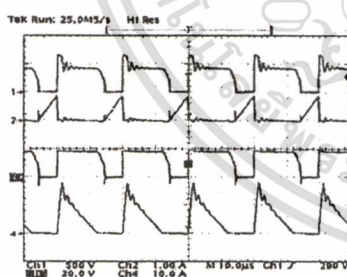
(ก) CCM voltage mode control



(ข) DCM voltage mode control



(ค) CCM current mode control



(ง) DCM current mode control

3 คลื่นสัญญาณ v_{DS} (CH1), i_1 (CH2), v_o (CH3) และ i_2 (CH4) ที่กระแสโหลด 5 แอมป์

4.2 สมรรถนะในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรพลาซแมคคอนเวอร์เตอร์ทั้งสี่วงจร ที่กระแสโหลดค่าต่างๆแสดงในตารางที่ 3 จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าประมาณ 5V ตลอดย่านของกระแสโหลด (1-5A) จากนิยามความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

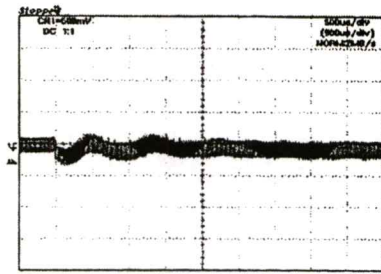
$$\% \text{ Output Voltage Regulation} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\% \quad (2)$$

พบว่าทั้งสี่วงจรมีความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตใกล้เคียงกันคือ 2.2% สำหรับวงจรโหมด CCM voltage mode control 2.4% สำหรับวงจรโหมด DCM voltage mode control และวงจรโหมด CCM current mode control และ 2.6% สำหรับวงจรโหมด DCM current mode control

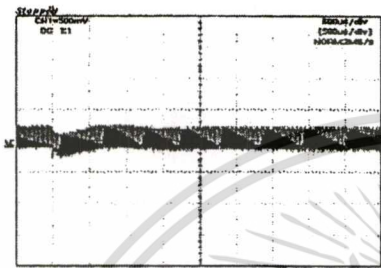
รูปที่ 4 แสดงผลตอบสนองชั่วขณะของแรงดันเอาต์พุตของวงจรพลาซแมคคอนเวอร์เตอร์ทั้งสี่วงจร เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน (step load change) จาก 4A ไป 5A พบว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรโหมด CCM voltage mode control จะมีการแกว่งมากกว่าและใช้เวลานานกว่าในการเข้าสู่สภาวะคงตัว (มี settling time มากกว่า) เมื่อเปรียบเทียบกับอีกสามวงจร สาเหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่าซีโรทางระนาบด้านขวาที่ปรากฏอยู่ในฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรพลาซแมคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM voltage mode control จะบังคับให้การออกแบบวงจรชดเชยต้องทำให้ระบบมีแบนวิดท์ (bandwidth) ต่ำเพื่อความมีเสถียรภาพ การที่ระบบมีแบนวิดท์ต่ำก็จะทำให้ผลตอบสนองชั่วขณะช้า

ตารางที่ 3 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตที่กระแสโหลดค่าต่างๆ

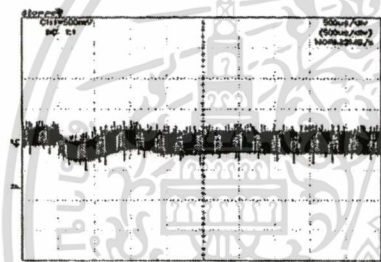
Mode / Control	แรงดันเอาต์พุต (V_o)				
	1 A	2 A	3 A	4 A	5 A
CCM / voltage mode	5.05	5.02	5.00	4.97	4.94
DCM / voltage mode	5.05	5.02	4.99	4.96	4.93
CCM / current mode	5.05	5.02	4.98	4.95	4.93
DCM / current mode	5.05	5.01	4.99	4.95	4.92



(n) CCM voltage mode control



(ข) DCM voltage mode control



(ค) CCM current mode control



(ง) DCM current mode control

รูปที่ 4 ผลตอบสนองชั่วขณะของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนอย่างฉับพลันจาก 4A ไป 5A

4.3 ประสิทธิภาพของวงจร

ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทั้งสี่วงจร ที่กระแสโหลดค่าต่างๆถูกแสดงดังในตารางที่ 4 พบว่า

ประสิทธิภาพของวงจรในโหมด CCM มีค่าสูงกว่าในโหมด DCM ที่ทุกค่าของกระแสโหลด สาเหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่า กระแส i_1 และ i_2 ที่ไหลในวงจรในโหมด DCM มีค่ามากกว่าในวงจรในโหมด CCM (ดูผลการวัดในตารางที่ 2) ทำให้การสูญเสียขณะนำกระแส (conduction loss) ในอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดของวงจรในโหมด DCM มากกว่าวงจรในโหมด CCM นอกจากนี้หม้อแปลงฟลายแบคของวงจรในโหมด DCM มีขนาดช่องอากาศในแกนเหล็ก (air-gap) กว้างกว่าหม้อแปลงฟลายแบคในโหมด CCM (เนื่องจากค่า L_m ของวงจรในโหมด DCM มีค่าน้อยกว่าค่า L_m ในโหมด CCM ดังนั้นขนาดช่องอากาศในแกนเหล็กของหม้อแปลงฟลายแบคในโหมด DCM จะโตกว่าของหม้อแปลงฟลายแบคในโหมด CCM โดยที่หม้อแปลงมีจำนวนรอบเท่ากัน) ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำอันเนื่องมาจากฟลักซ์รั่วไหล (leakage inductance) ของหม้อแปลงฟลายแบคในโหมด DCM มีค่ามากกว่าในโหมด CCM ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลนี้มีผลทำให้การสูญเสียในระหว่างการสวิตช์ (switching loss) ของวงจรในโหมด DCM มีค่ามากกว่าวงจรในโหมด CCM การที่วงจรในโหมด DCM มี conduction loss และ switching loss มากกว่านี้เองที่ทำให้มีประสิทธิภาพต่ำกว่าวงจรในโหมด CCM

จากผลการทดสอบยังพบว่าสำหรับโหมดการนำกระแสแบบเดียวกันวงจรที่ควบคุมแบบ voltage mode control มีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรที่ควบคุมแบบ current mode control ทั้งนี้เนื่องจากความต้านทานที่ใช้ในการตรวจวัดสัญญาณกระแสทางด้านปฐมภูมิในวงจรที่ควบคุมแบบ current mode control จะทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 4 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรที่กระแสโหลดค่าต่างๆ

Mode / Control	Efficiency (%)				
	1 A	2 A	3 A	4 A	5 A
CCM / voltage mode	71.3	80.7	80.3	80.1	79.3
DCM / voltage mode	52.0	65.5	67.7	68.5	69.5
CCM / current mode	60.0	67.2	73.7	73.0	72.6
DCM / current mode	51.1	54.0	54.4	53.3	53.3

5. บทสรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่อง (CCM) และแบบไม่ต่อเนื่อง (DCM) ผลการทดสอบเปรียบเทียบความเครียดที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในวงจรพบว่า ที่กำลังเอาต์พุตเท่ากันความเครียดของอุปกรณ์ในวงจร DCM จะสูงกว่าในวงจร CCM ทั้งสองแบบการควบคุม เมื่อเปรียบเทียบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต (output voltage regulation) พบว่าวงจรทั้งหมดมีสมรรถนะใกล้เคียงกัน แต่ผลตอบสนองชั่วขณะของแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM voltage mode control จะช้าที่สุดเนื่องจากระบบถูกออกแบบให้มีแบนด์วิดท์ต่ำเพื่อความมีเสถียรภาพ เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรพบ

ว่าวงจร CCM จะมีค่าประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรในโหมด DCM และสำหรับวงจรในโหมดการนำกระแสแบบเดียวกันวิธีการควบคุมโดย current mode control จะมีประสิทธิภาพต่ำกว่า voltage mode control เนื่องจากการสูญเสียในความต้านทานที่ใช้ในการตรวจวัดสัญญาณกระแส ผลจากการศึกษาเปรียบเทียบนี้สามารถนำไปใช้เป็นแนวทางให้ผู้ออกแบบได้พิจารณาเลือกออกแบบโหมดการนำกระแสของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้อย่างถูกต้องเหมาะสมต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] A. I. Pressman, "Switching Power Supply Design," 2nd Edition, Mcgraw Hill Inc., 1999.
- [2] M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Design Considerations and Performance Evaluations of Synchronous Rectification in Flyback converter," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 13, No. 3, pp 538-546, 1998.
- [3] T. H. Chen, W. L. Lin, and C. M. Liaw, "Dynamic Modeling and Controller Design of Flyback Converter," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. 35, No. 4, pp 1230-1238, 1999.
- [4] D. W. Hart, "Introduction to Power Elelctronics," Prentice-Hall Inc., 1997.
- [5] Unitrode Power Supply Circuits (Data Book), 1993.
- [6] L. H. Dixon, "Closing the feedback loop," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual (SEM-200), 1983.



ศุภชัย หอวิมานพร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ.2542 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



ชนิษฐ์ บุญลักษณ์มานุชรณ์ เป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

**The 2003 International Conference on
Power Electronics and Drive Systems
PEDS 2003**



PEDS

17–20 November 2003

Novotel Apollo Hotel

Singapore

Edited by
King-Jet Tseng

Organised by
**Industry Applications / Power Electronics Joint Chapter of IEEE Singapore
Section**



In Technical Co-sponsorship with
IEEE Industry Applications Society



IEEE Power Electronics Society



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Performance Comparison of Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM) Flyback Converters

S. Howimanporn, C. Bunlaksananusorn

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

Abstract—This paper presents performance comparison of Continuous Conduction Mode (CCM) and Discontinuous Conduction Mode (DCM) flyback converters. The comparison is conducted through experiment on the 5V/25W, 50kHz prototype CCM and DCM flyback converters, which have been designed and built with similar circuit layouts, components, and power ratings. Aspects to be compared are component stress, output voltage regulation and transient response due to a step-load, and efficiency. The pros and cons for each mode of operation are discussed based on the experimental results.

Keywords—Flyback converters

I. INTRODUCTION

A flyback converter is a switching power supply topology widely used in applications that require power below 100W. Due to its low part count and electrical isolation between input and output, the flyback converter is compact and suitable for off-the-line operation. Flyback power supplies are ubiquitous in modern low-power office equipment, such as computer monitors, printers, AC/DC adapters, etc.

Various aspects of the flyback converter have already been studied, whether they be the design issues [1], control techniques [2], or simulation and modeling [3]. It can be said that existing knowledge of a flyback converter is well established with current research tending to apply this knowledge to cater for some particular needs. Adoption of a quasi-resonant flyback converter [4] in efficiency-sensitive applications and a self-oscillating flyback converter in cost-sensitive applications [5] attest to this development trend. One of the very first challenges, when designing a flyback converter, is decision on the circuit's mode of operation. It is known that performance of the CCM and DCM flyback converters differ significantly in terms of component stress, output voltage regulation and transient response, and efficiency. However, there has not been a comprehensive performance comparison between the two modes of operation.

This paper presents performance comparison of the CCM and DCM flyback converters. The comparison is carried out experimentally on the 5V/25W, 50kHz prototype CCM and DCM flyback converters, which have been designed and built with similar circuit layouts, components, and power ratings. Aspects to be compared

are component stress, output voltage regulation and transient response due to a step-load, and efficiency.

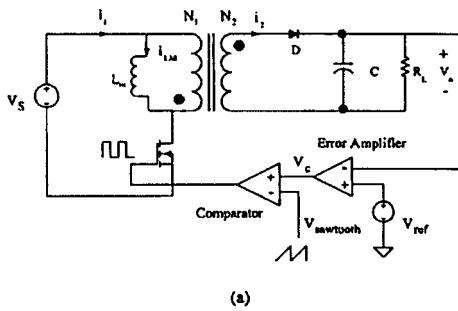
II. BASIC OPERATION OF FLYBACK CONVERTERS

A basic flyback converter, comprising of a power MOSFET, diode, capacitor, and transformer, is shown in Fig. 1. A gapped transformer, with a turn ratio of N_1 to N_2 , provides electrical isolation between input and output as well as store energy (in the air-gap). When the MOSFET is turned on, the primary current, i_1 , flows, while the diode is reverse biased preventing a flow of secondary current, i_2 . During this MOSFET's turn on period, energy is stored in the transformer with a load current being supplied by the output capacitor. When the MOSFET is turned off, the primary current ceases to conduct. The collapsing magnetic field in the transformer causes a polarity of the secondary voltage to reverse. The diode is now forward biased enabling a flow of secondary current. During this turn off period, energy stored in the transformer is released to the output capacitor and load.

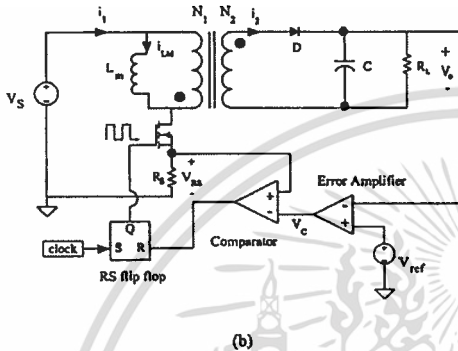
An output voltage, V_o , is controlled by modulating a pulse width of the MOSFET's gate drive signal. The two standard PWM control techniques are voltage mode control and current mode control. In voltage mode control (Fig. 1(a)), an error amplifier amplifies the difference between a reference voltage, V_{ref} , and output voltage, V_o . The resulting error voltage, V_e , is then compared with a sawtooth voltage, $V_{sawtooth}$, generating a PWM signal to drive the MOSFET to maintain the constant output voltage. A different mechanism is used to regulate the output voltage in current mode control (Fig. 1(b)). At the beginning of the switching cycle, a clock signal sets a flip-flop and the MOSFET is turned on. An error signal, V_e , is compared with a voltage representing the MOSFET current, V_{RS} . As soon as V_{RS} reaches V_e , the flip-flop is reset and the MOSFET turned off. The whole process is repeated for the next clock signal. This control mechanism allows a pulse width of the gate drive signal to be adjusted to maintain the constant output voltage.

A flyback converter can be designed to operate in CCM or DCM. The value of magnetizing inductance at the boundary between CCM and DCM is given as [6]

$$L_{m, crit} = \frac{(1-D)^2 R_L}{2f} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (1)$$



(a)



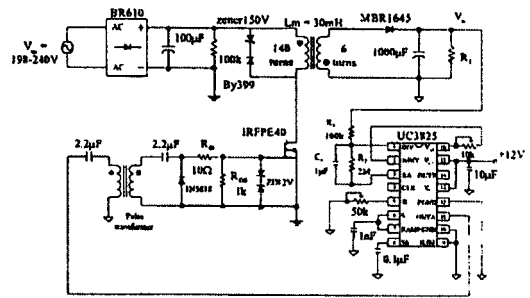
(b)

Fig. 1. Basic flyback converters with (a) voltage mode control (b) current mode control.

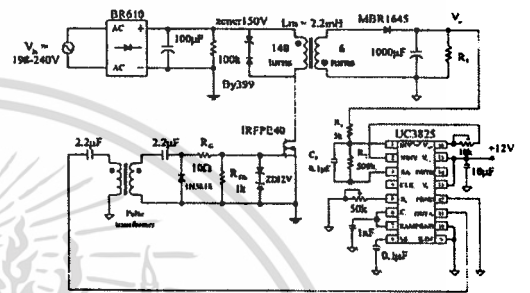
where, D is a duty cycle of the MOSFET, f is a switching frequency, and R_L is a load resistance. In (1), once the switching frequency, circuit operating range (i.e. D and R_L), and transformer turn ratio have been specified, the converter's mode of operation (CCM or DCM) is decided solely by the value of L_m . The circuit will operate in CCM if L_m is designed to be larger than $L_{m, crit}$, and in DCM if L_m is designed to be smaller than $L_{m, crit}$.

III. DESCRIPTION OF PROTOTYPE FLYBACK CONVERTERS

This section describes a prototype CCM and DCM flyback converters used in experimental studies. Circuit schematics of the prototype converters are shown in Fig. 2. Both circuits have the following electrical specifications: $V_{in} = 220V \pm 10\%$, $V_o = 5V$, $I_o = 1-5A$, switching frequency = 50kHz. For comparison sake, care has been taken to ensure the two converters have similar circuit layouts and use the same component values where possible. The CCM and DCM flyback transformers are designed to have a magnetizing inductance, L_m , of 30mH and 2.2mH respectively. Both transformers are assembled on the same core type and size and have the same number of primary and secondary turns. Due to the smaller L_m , the DCM transformer thus possesses the larger air gap. A



(a)



(b)

Fig. 2. Prototype flyback converters: (a) CCM (b) DCM.

Zener diode and fast recovery diode connected back-to-back across the transformer's primary work as a clamp circuit to prevent the MOSFET from excessive voltage when switched off. The output voltage is regulated by UC3825 [7] control IC, operating in voltage mode control. This IC could function in both voltage mode control and current mode control. To use it in voltage mode control, pins 6 and 7 of the IC are tied together. The switching frequency is programmed by an external resistor and capacitor connected at pins 5 and 6 respectively. The MOSFET is driven by a standard drive circuitry made up of R_G , R_{GS} , and the back-to-back connected 12V Zener diodes. A pulse transformer with a 1:1 turn ratio is incorporated into the drive circuitry to provide a complete electrical isolation between input and output.

Both prototype circuits employ a single pole network, consisting of R_1 , R_2 , and C_1 , for feedback compensation. The compensation network is designed to give the system in Fig. 2(a) a DC gain of 50dB and crossover frequency of 100 rad/s, and the system in Fig. 2(b) a DC gain of 70dB and crossover frequency of 5000 rad/s. The crossover frequency (i.e. system bandwidth) of the CCM flyback converter is much lower than that of the DCM flyback converter because the presence of a RHP zero in the former's power circuit transfer function dictates feedback compensation be designed to be responsive at low frequencies to avoid instability.

IV. PERFORMANCE COMPARISON RESULTS

The prototype CCM and DCM flyback converters are tested to compare their component stress, output voltage regulation and response, and efficiency. Details are as follows.

A. Component Stress

A peak voltage and current that a device has to sustain is used as a means to indicate the device stress. Fig. 3(a) and Fig. 3(b) show a voltage across the power MOSFET (V_{DS}), primary current (i_1), voltage across the diode (V_D), and secondary current (i_2), of the prototype CCM and DCM flyback converters respectively. The measurement is made under the nominal AC input voltage condition, i.e. $V_{in} = 220V$, and the converters are delivering an output current of 5A.

Each time the MOSFET is turned off, overshoot and subsequent ringing caused by parasitic resonance between the transformer's leakage inductance and the MOSFET's output capacitance can be observed in the waveform V_{DS} of both circuits. The ringing of V_{DS} in the DCM circuit (Fig. 3(b)) is more remarkable because its transformer has the larger leakage inductance (the reason is discussed in Section IVC). After the ringing had died out, the MOSFETs in both circuits sustain the voltage: $V_{DS} = V_{dc} + (N_1/N_2)V_o \approx 427V$, where V_{dc} is a rectified input voltage. While the MOSFET in the CCM circuit has to sustain this voltage for the remaining of the turn-off period, the MOSFET in the DCM circuit bears it only until the stored energy in the transformer is depleted, after which V_{DS} reduces toward V_{dc} . Each time the MOSFET is turned on (i.e. the diode is turned off), overshoot and subsequent ringing caused by parasitic resonance between the transformer's leakage inductance and the diode's output capacitance can be observed in the waveforms V_D of both circuits. After the ringing had died out, the diodes in both circuits sustain the voltage of about $V_o + (N_2/N_1)V_{dc} \approx 18.3V$. If one ignores the initial overshoot and ringing of V_{DS} and V_D , the MOSFETs and diodes in both circuits would be subjected to the same maximum voltage, i.e. $V_{DS} = 427V$ and $V_D = 18.3V$. Consequently, the voltage stress on the MOSFETs and diodes in the CCM and DCM circuits is about the same.

The peak primary and secondary currents of the CCM flyback converter (Fig. 3(a)) are measured to be 430mA and 12.1A respectively, and the DCM flyback converter (Fig. 3(b)) to be 630mA and 21.6A respectively. The peak currents in the DCM circuit are considerably greater than those in the CCM circuit. Therefore, the MOSFET and diode in the DCM circuit are subjected to the higher current stress. Moreover, a large AC component of i_2 in the DCM circuit that flows into the output capacitor creates a large output ripple voltage as shown in Fig. 4, where the output ripple voltage is about 200mV for the CCM circuit and about 400mV for the DCM. This large AC current component subjects the output capacitor in the DCM circuit to the higher current stress.

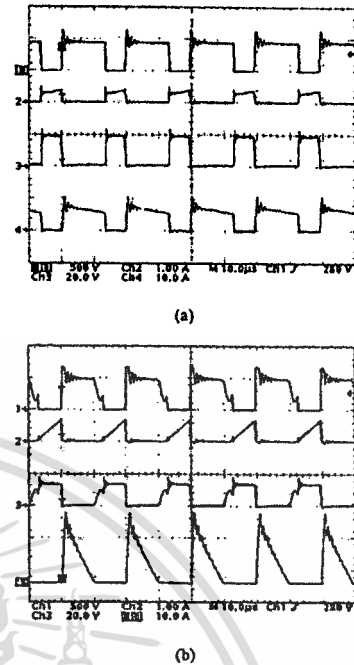


Fig. 3. Voltage across MOSFET, V_{DS} , (CH1), primary current, i_1 , (CH2), voltage across diode, V_D , (CH3), and secondary current, i_2 , (CH4) at a 5A load current: (a) CCM (b) DCM.

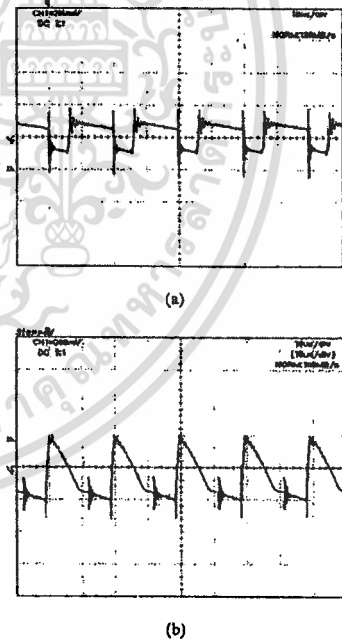


Fig. 4. Output ripple voltage: (a) CCM (b) DCM.

B. Output Voltage Regulation and Response

A measured output voltage of the prototype CCM and DCM flyback converters at various load currents is given in Table I. The measurement is made under the nominal AC input voltage condition, i.e. $V_{in} = 220V$. It can be seen that the output voltage in both circuits drops only slightly when the load current is increased from minimum to maximum values. The output voltage regulation, defined as the difference between a voltage at minimum load current and a voltage at maximum load current divided by a voltage at maximum load current, is found to be 0.4% for both circuits. The good voltage regulation is attributed to that the feedback compensation network has been designed to give the systems a high gain at low frequencies, which has an effect on reducing an output voltage error.

Fig. 5 shows the output voltage transient response of the prototype CCM and DCM flyback converters, when the load current is stepped from 1A to 3A. It can be seen that the output voltage response of the CCM circuit is very sluggish compared to that of the DCM circuit. A settling time of 14ms has been recorded for the former (Fig. 5(a)) and of 3ms for the latter (Fig. 5(b)). Sluggishness in the output voltage response of the CCM flyback converter is due to the limited system bandwidth caused by the RHP zero.

It is commonly known that a converter's transient performance can be improved with current mode control. To confirm this statement, the circuit in Fig. 2(a) is modified to operate in current mode control by inserting a 1Ω sensing resistor (R_s) between the source terminal of the MOSFET and primary ground, and feeding the voltage across R_s , which represents the MOSFET current, to pin 7 of UC3825. In addition, feedback compensation circuit has been re-designed to ensure the stable operation, resulting in $R_1 = 8.2k\Omega$, $R_2 = 22k\Omega$, and $C_1 = 0.1\mu F$. Fig. 5(c) shows the output voltage transient response of the CCM flyback converter with current mode control, subjected to the same loading condition as in Fig. 5(a). It can be seen that the improvement in the settling time has been significant.

C. Efficiency

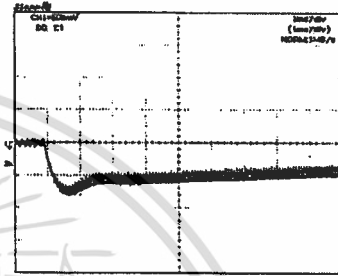
A measured efficiency of the prototype CCM and DCM flyback converters at various load currents is given in Table II. The measurement is made under the nominal AC input voltage condition, i.e. $V_{in} = 220V$. As shown in the table, the efficiency of the DCM circuit is considerably lower than that of the CCM circuit throughout the load current range. The higher peak primary and secondary currents in the DCM circuit (figure 3(b)) result in a larger conduction loss in the MOSFET, diode, and other circuit components than in the CCM circuit. Moreover, because the transformers in both circuits have the same number of turns and use the same core size, the transformer in the DCM circuit therefore

TABLE I
OUTPUT VOLTAGE MEASUREMENT

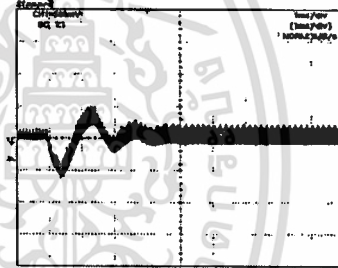
Operation mode	1A	2A	3A	4A	5A
CCM	4.98	4.97	4.97	4.97	4.96
DCM	4.98	4.98	4.97	4.97	4.96

TABLE II
EFFICIENCY MEASUREMENT

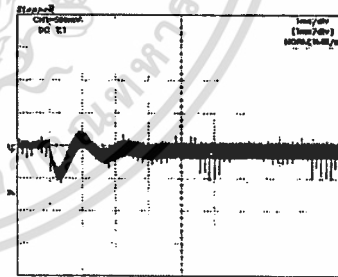
Operation mode	1A	2A	3A	4A	5A
CCM	71.3%	80.7%	80.3%	80.1%	79.3%
DCM	52%	65.5%	67.7%	68.5%	69.5%



(a)



(b)



(c)

Fig. 5. Output voltage transient response when load current is stepped from 1A to 3A: (a) CCM (b) DCM (c) CCM with current mode control.

includes a bigger air gap in the magnetic core, in order to obtain the lower magnetizing inductance, L_m (i.e. 2.2mH). The wide air gap increases the transformer's leakage inductance, which is accountable for the increase in switching time, resonant ringing, and switching loss. It is the large conduction and switching losses that make the efficiency of the DCM circuit lower than the CCM circuit.

V. CONCLUSIONS

Performance comparison of a CCM and DCM flyback converters has been presented in this paper. Tests performed on the prototype converters show that devices in the CCM flyback converter sustains the same voltage stress as, but less current stress than its DCM counterpart, when delivering the same output power. As for output voltage performance, both CCM and DCM flyback converters perform equally well in terms of output voltage regulation, but the former exhibits the slower output voltage response due to the limited system bandwidth imposed by RHP zero. However, its output voltage response time can be improved by use of current mode control. In the light of efficiency, the CCM flyback converter is superior to its DCM counterpart, which suffers from the larger conduction and switching losses. It is expected that the findings from this study provide a basis for selecting mode of operation of a flyback converter, the decision of which a power designer has to make early in the design process.

REFERENCES

- [1] A. I. Pressman, "Switching Power Supply Design," 2nd edition, McGraw Hill Inc., 1999.
- [2] M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Design Consideration and Performance Evaluations of Synchronous Rectification in Flyback Converters," IEEE Trans. Power Electronics, vol.13, no. 3, pp. 538-546, 1998.
- [3] T. H. Chen, W. L. Lin, and C. M. Liaw, "Dynamic modeling and controller design of flyback converter," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, vol. 35, no. 4, pp. 1230-1238, 1999.
- [4] J. Kleuskens and R. Kennis, "75W SMPS with TEA1507 quasi-resonant flyback controller," Application note, Philips Semiconductors, 2000.
- [5] B. T. Irving and M. M. Jovanovic, "Analysis and design of self-oscillating flyback converter," Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 897-903, 2002.
- [6] D. W. Hart, "Introduction to power electronics," Prentice Hall Inc., 1997.
- [7] Unitrode's Power Supply Circuits Data Book, 1993.

ประวัติผู้เขียน

นายสุภชัย หอวิมานพร เกิดเมื่อวันที่ 24 พฤศจิกายน 2518 ที่กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรีหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังในปีการศึกษา 2541 และในปี 2543 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้