

วงจรถ่ายแบบคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองและ
ใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ

A SELF-OSCILLATING FLYBACK CONVERTER WITH
PRIMARY FEEDBACK CONTROL



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2563

KMITL-2020-EN-D-018-013

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองและ
ใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ

A SELF-OSCILLATING FLYBACK CONVERTER WITH
PRIMARY FEEDBACK CONTROL



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2563

KMITL-2020-EN-D-018-013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SELF-OSCILLATING FLYBACK CONVERTER WITH
PRIMARY FEEDBACK CONTROL



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2020

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2020-EN-D-018-013



COPYRIGHT 2020

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเอง และใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านประจุ
นักศึกษา	นายบัณฑิตย์ เข็มมณี
รหัสประจำตัว	56601361
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2563
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. ชนินทร์ บุญลักษณะนาม

บทคัดย่อ

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองมีโครงสร้างวงจรค่อนข้างง่าย และใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยชิ้น จึงเหมาะสำหรับการใช้งานเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าดีซีให้กับอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความอ่อนไหวทางด้านราคา เช่น ชาร์จเจอร์โทรศัพท์มือถือ และแหล่งจ่ายไฟฟ้า ช่วยต่าง ๆ เป็นต้น ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตให้คงที่ วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองแบบเดิมใช้รูปแบบการควบคุมป้อนกลับทางด้านหัตถิยภูมิซึ่งมีส่วนประกอบหลัก ได้แก่ ตัวขยายความผิดพลาด (Error amplifier TL431) และออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) อย่างไรก็ตาม อุปกรณ์ทั้งสองตัวนี้มีส่วนสำคัญที่ส่งผลต่อราคาโดยรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเอง ราคาของวงจรจะถูกลงถ้าสามารถตัดอุปกรณ์ทั้งสองตัวนี้ออกไปได้ วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองและใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านประจุ ในวงจรที่นำเสนอ ตัวขยายความผิดพลาดและออปโตคัปเปิลเลอร์จะถูกแทนที่ด้วยซีเนอร์ไดโอด และแรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วย (Auxiliary winding) จะถูกป้อนกลับแทนแรงดันเอาต์พุตของขดลวดหัตถิยภูมิ (Secondary winding) ที่จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด ในวิทยานิพนธ์จะอธิบายหลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ วงจรต้นแบบที่รับอินพุตจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเอซี 220V และให้แรงดันเอาต์พุต 24V และกระแสเอาต์พุต 0.5A ได้ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบสมรรถนะของวงจร ผลการทดสอบพบว่าวงจรต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตได้ใกล้เคียง 24V ตลอดย่านการทำงานของวงจร และจากรูปคลื่นที่วัดได้พบว่าวงจรมีการทำงานเป็นไปตามทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	A self-oscillating flyback converter with primary feedback control
Student	Mr. Bundit Khemmanee
Student ID.	56601361
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2020
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chanin Bunlaksananusorn

ABSTRACT

Due to its simplicity and low component count, a self-oscillating flyback converter is an ideal topology for cost sensitive applications, such as mobile phone chargers and auxiliary power supplies. To regulate the output voltage, the conventional self-oscillating flyback converter employs a secondary feedback current mode control scheme whose major components include a TL431 error amplifier and optocoupler. These two components nonetheless contribute significantly to a total cost of the self-oscillating flyback converter. A further cost reduction can be achieved, if these devices can be eliminated altogether. This thesis proposes a self-oscillating flyback converter with primary feedback control. In the proposed converter, the error amplifier and optocoupler are replaced by a Zener diode, and the output voltage from the auxiliary winding is used as a feedback variable, instead of the actual output voltage from the secondary winding. In the thesis, the operation of the proposed converter is described. The prototype converter operating from a 220V AC main and producing an output of 24V/0.5A is fabricated to validate the performance of the proposed converter. Experimental results show that the prototype converter exhibits a satisfactory output voltage regulation and the operating waveforms are consistent with the theoretical prediction.

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ. ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์สำหรับคำแนะนำ และความกรุณาที่ผู้วิจัยได้รับตลอดมา พร้อมทั้งชี้แนะแนวทางให้ปฏิบัติอย่างถูกต้องตามขั้นตอน จนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จอย่างสมบูรณ์

ขอขอบคุณ ผศ. ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ ที่ให้ความช่วยเหลือคำแนะนำ และความรู้ที่เป็นประโยชน์ต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ บิดา มารดา และครอบครัวที่อบรมเลี้ยงดูสนับสนุนในทางการศึกษา และให้กำลังใจ จนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ดี คุณค่าอันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

บัณฑิตย์ เข็มมณี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ||้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	4
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	5
บทที่ 2 หลักการทำงานวงจรพลาสมาแบบคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 หลักการทำงาน.....	7
2.3 วงจรต้นแบบ.....	10
2.4 ผลการทดลอง.....	13
บทที่ 3 หลักการทำงานวงจรพลาสมาแบบคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ.....	14
3.1 บทนำ.....	14
3.2 หลักการทำงานของวงจรภาคกำลัง.....	14
3.3 หลักการทำงานของวงจรควบคุม.....	17
3.4 กลไกการรักษาแรงดันเอาต์พุต.....	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 รายละเอียดวงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองและใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ.....	21
4.1 บทนำ.....	21
4.2 วงจรต้นแบบ.....	21
4.3 การคำนวณออกแบบวงจรต้นแบบ.....	24
4.4 โครงสร้างการพันขดลวดหม้อแปลงฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	28
บทที่ 5 ผลการทดลอง.....	30
5.1 บทนำ.....	30
5.2 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุต.....	30
บทที่ 6 สรุป.....	38
เอกสารอ้างอิง.....	41
ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	42
ประวัติผู้เขียน.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร.....	12
2.2 ความสามารถในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของการผันขดลวดแบบที่ 1.....	13
2.3 ความสามารถในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของการผันขดลวดแบบที่ 2.....	13
4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบ.....	23
4.2 ค่าที่ได้จากการคำนวณการออกแบบหม้อแปลงหลายแบบ.....	27
4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดและกระแสไฟฟ้า.....	27
4.4 รายละเอียดของหม้อแปลงหลายแบบที่ออกแบบ.....	28
5.1 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของหม้อแปลงที่ผันขดลวดแบบที่ 1.....	31
5.2 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของหม้อแปลงที่ผันขดลวดแบบที่ 2.....	31
5.3 ความถี่สวิตซ์ซิ่งของหม้อแปลงที่ผันขดลวดแบบที่ 2.....	32
6.1 ราคาต้นทุนต่อหน่วยของวงจรหลายแบบคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ.....	39
6.2 ราคาต้นทุนต่อหน่วยของวงจรหลายแบบคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านทุติยภูมิ.....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรฟลายแบคที่สามารถกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองโดยทั่วไป.....	3
1.2 วงจรฟลายแบคที่สามารถกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่มีป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ.....	3
2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ.....	7
2.2 รูปคลื่นการทำงานวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ.....	8
2.3 วงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิโดยใช้ IC VIPER16.....	11
2.4 โครงสร้างหม้อแปลงแปลงฟลายแบค.....	13
3.1 วงจรภาคกำลัง.....	14
3.2 การทำงานของวงจรภาคกำลังในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์.....	16
3.3 รูปคลื่นการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ.....	18
3.4 การทำงานของวงจรควบคุม.....	20
3.5 กลไกการการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต.....	20
4.1 วงจรต้นแบบ.....	22
4.2 โครงสร้างการพันหม้อแปลงฟลายแบค.....	28
5.1 อุปกรณ์และการตั้งค่าเครื่องมือสำหรับการทดลอง.....	30
5.2 รูปสัญญาณของวงจรต้นแบบ.....	33
5.3 รูปสัญญาณของวงจรต้นแบบ.....	34
5.4 รูปสัญญาณของวงจรต้นแบบ.....	35
5.5 รูปสัญญาณรีปเปิดแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบ.....	36
5.6 รูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุตในสภาวะเริ่มทำงาน.....	36
5.7 กราฟประสิทธิภาพของวงจร.....	37
5.8 รูปสัญญาณกระแสและแรงดันของมอสเฟสในสภาวะนำกระแสและหยุดนำกระแส.....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันมีการนำแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์ซิ่ง (Switching power supply) มาใช้แทนที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบลิเนียร์ (Linear power supply) ซึ่งเห็นได้ทั่วไปในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ไอทีแบบพกพาสมัยใหม่ เช่น โทรศัพท์มือถือ แล็ปท็อป เป็นต้น อุปกรณ์เหล่านี้ต้องใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหรืออะแดปเตอร์ (Adaptor) เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อชาร์จแบตเตอรี่และจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่อยู่ภายในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ไอทีสมัยใหม่ จากเงื่อนไขที่ต้องพกพาได้สะดวก แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้ต้องมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ในขณะเดียวกันจากเงื่อนไขด้านการตลาดที่มีการแข่งขันสูง แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้ต้องมีราคาถูก (Low cost) และมีความคงทนสูง (High reliability) ด้วยเหตุผลดังกล่าว วงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter) [1, 2] จึงเป็นตัวเลือกที่เหมาะสมเนื่องจากมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้น (Low component count) ทำให้วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีขนาดเล็กกะทัดรัด ราคาถูก และมีความคงทนสูงสามารถตอบสนองเงื่อนไขความต้องการดังกล่าวมาข้างต้น นอกจากนี้ วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ยังมีหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงซึ่งมีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างด้านปฐมภูมิ (Primary side) และด้านทุติยภูมิ (Secondary side) อย่างชัดเจน จึงเหมาะสำหรับการออกแบบใช้งานโดยตรงกับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากการไฟฟ้าหรือที่เรียกว่า Off-line application

โดยปกติวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ถูกออกแบบให้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตหรือกระแสเอาต์พุตคงที่ เพื่อให้บรรลุเป้าหมายดังกล่าวข้างต้น วงจรต้องใช้การควบคุมแบบป้อนกลับและวิธีการควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control) [3] เป็นเทคนิคที่นิยมนำมาใช้มากที่สุด ในทางปฏิบัติวงจรควบคุมในโหมดกระแสสามารถสร้างโดยใช้ไอซีควบคุม [4-7] หรือสร้างโดยใช้อุปกรณ์ดิสครี (discrete) แต่เพียงอย่างเดียวโดยไม่มีไอซีควบคุม [8] วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบหลังนี้เรียกว่า วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเอง (Self-oscillating flyback converter) [8] การไม่ใช้ไอซีควบคุมทำให้ราคาลดลงอย่างมาก วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองจึงเหมาะกับการนำไปใช้ในงานที่มีความอ่อนไหวในด้านราคา (Cost sensitive applications) เช่น เครื่องชาร์จแบตเตอรี่โทรศัพท์มือถือ เป็นต้น

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองแบบดั้งเดิมแสดงในรูปที่ 1.1 [8] แรงดันเอาต์พุต v_o ทางด้านทุติยภูมิจะถูกป้อนกลับไปยัง Error amplifier TL431 โดยผ่านตัวต้าน

ทาน RD_1 และ RD_2 ผลต่างระหว่างแรงดันป้อนกลับกับแรงดันอ้างอิงภายในของ TL431 จะถูกเอกสทรานเป็นเอกสทรานที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายและส่งผ่านไปยังด้านปฐมภูมิผ่านทางออปโตคัปเปิลเลอร์(Optocoupler)เป็นสัญญาณกระแสผิดพลาด (Error current) i_e จากนั้นสัญญาณกระแสผิดพลาดนี้จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสมอสเฟต i_s ที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_S โดยวงจรเปรียบเทียบพีดีบีบลิวเอ็ม (PWM comparator) ซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_1 ตัวต้านทาน R_F และตัวต้านทาน R_A มอสเฟตจะหยุดนำกระแสเมื่อสัญญาณกระแส i_s เท่ากับสัญญาณกระแส i_e และจะนำกระแสหลังจากพลังงานที่สะสมในหม้อแปลงฟลายแบคในช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแสได้ถูกถ่ายโอนไปยังขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วยจนหมด จากหลักการทำงานดังกล่าว วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดก้าเนิดความถี่ด้วยตัวเองจึงทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode: DCM) และมีความถี่สวิตช์ที่ไม่คงที่ขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจร วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดก้าเนิดความถี่ด้วยตัวเองแบบดั้งเดิมในรูปแบบที่ 1.1 อาศัยออปโตคัปเปิลเลอร์(Opto-coupler) เพื่อช่วยให้การแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิเป็นไปอย่างสมบูรณ์ และ TL431 error amplifier เพื่อช่วยสร้างสัญญาณกระแสผิดพลาด i_e อย่างไรก็ตาม อุปกรณ์ทั้งสองตัวนี้ส่งผลต่อราคาารวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดก้าเนิดความถี่ด้วยตัวเอง โดยวงจรจะมีราคาถูกลงถ้าสามารถตัดอุปกรณ์ทั้งสองตัวนี้ออกไปได้

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดก้าเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิดังแสดงในรูปแบบที่ 1.2 จากรูปจะเห็นว่าในวงจรที่นำเสนอ Opto-coupler และ TL431 error amplifier ได้ถูกตัดออกไปและแทนที่โดยซีเนอร์ไดโอด Z_1 นอกจากนี้แรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วยยังถูกใช้เป็นแรงดันป้อนกลับแทนแรงดันเอาต์พุตของขดลวดทุติยภูมิซึ่งเทคนิคดังกล่าวเรียกว่าการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ (Primary feedback control) [9-11] การควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมินี้ เป็นเทคนิคการรักษาแรงดันเอาต์พุตทางอ้อม (Indirect output voltage regulation) โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วยและแรงดันเอาต์พุตของขดลวดทุติยภูมิดังสมการ

$$v_{o,aux} = \left(\frac{N_{aux}}{N_2} \right) v_o \quad (1.1)$$

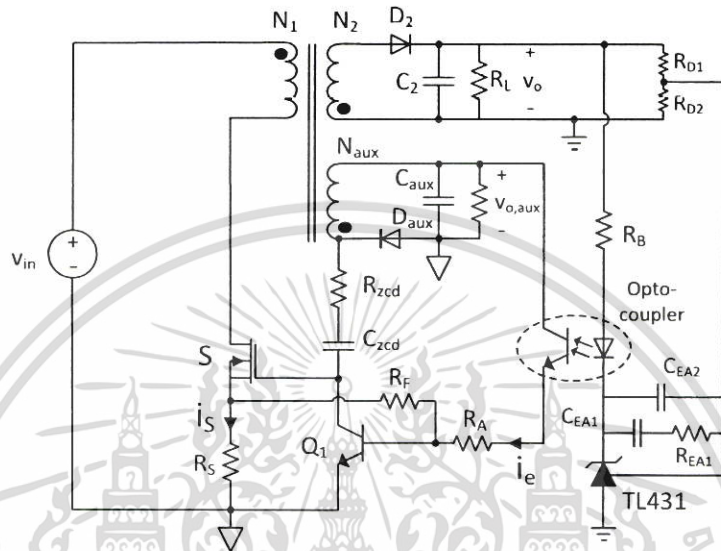
โดย $v_{o,aux}$ และ v_o คือแรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วยและขดลวดทุติยภูมิ ตามลำดับ

N_{aux} และ N_2 คือจำนวนรอบของขดลวดช่วยและขดลวดทุติยภูมิ ตามลำดับ

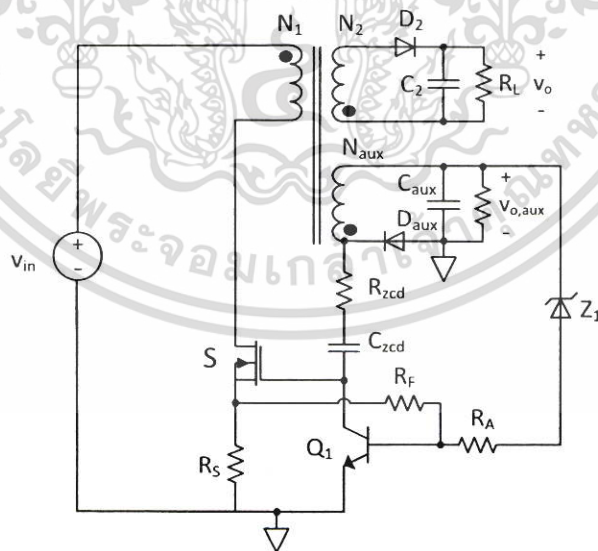
จากสมการพบว่า แรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วยเป็นสัดส่วนกับแรงดันเอาต์พุตของขดลวดทุติยภูมิ จึงเป็นไปได้ที่จะควบคุมแรงดันเอาต์พุตของขดลวดทุติยภูมิโดยใช้แรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วยเป็นตัวแปรป้อนกลับ อย่างไรก็ตาม ประสิทธิภาพในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับความถูกต้องของความสัมพันธ์ในสมการที่ (1.1) ซึ่งในทางปฏิบัติต้องอาศัยหม้อแปลงฟลายแบคที่มีการคัปปลิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Coupling) ที่ดีระหว่างขดลวดช่วยและขดลวดทุติยภูมิ (รายละเอียดการออกแบบหม้อแปลงฟลายแบคแสดงในบทที่ 4) เมื่อเปรียบเทียบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 1.2 กับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมในรูปที่ 1.1 จะเห็นว่าวงจรใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยลงส่งผลให้ราคาของวงจรถูกลง



รูปที่ 1.1 วงจรฟลายแบคที่สามารถกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองโดยทั่วไป



รูปที่ 1.2 วงจรฟลายแบคที่สามารถกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่มีป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 ศึกษาหลักการทำงานและวิเคราะห์การทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ

1.2.2 ออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ

1.2.3 ทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากเงื่อนไขด้านการตลาดที่มีการแข่งขันสูง แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้ต้องมีราคาถูก (Low cost) และมีความคงทนสูง (High reliability) ด้วยเหตุผลดังกล่าววิทยานิพนธ์นี้จึงได้สนใจศึกษา วงจรฟลายแบคที่สามารถกำเนิดความถี่ด้วยตัวเอง (Self oscillating flyback converter) เนื่องจากไม่ใช่ไอซีควบคุมทำให้มีราคาถูก แต่วงจรฟลายแบคที่สามารถกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองแบบดั้งเดิมในรูปที่ 1.1 ใช้การควบคุมทางด้านหุติยภูมิซึ่งต้องมีอุปกรณ์หลักคือ Optocoupler และ Error amplifier รวมทั้งอุปกรณ์ต่อพร้อมอื่น ๆ จึงเกิดแนวคิดที่ว่าถ้าสามารถตัดการป้อนกลับทางด้านหุติยภูมิ ออกแล้วออกแบบให้ใช้การควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิได้ ก็จะสามารถลดราคาต่อหน่วยลงได้อีก ที่ผ่านมามีการศึกษาวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมทางด้านปฐมภูมิโดยใช้แรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วยเป็นตัวแปรป้อนกลับ [11] ผลการศึกษพบว่า แม้การควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่จะไม่ดีเท่ากับการป้อนกลับทางด้านหุติยภูมิ แต่จากผลการทดลองได้แสดงให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุตยังสามารถอยู่ในช่วงที่กำหนดไว้ในคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร ถ้ามีการผันขดลวดหม้อแปลงฟลายแบคอย่างเหมาะสม ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำแนวคิดการควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิมาใช้รักษาแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเอง

วงจรฟลายแบคที่สามารถกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองแบบดั้งเดิม อธิบายทฤษฎีการทำงานของวงจรในรูปแบบที่เข้าใจยากและค่อนข้างซับซ้อน [8] วิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งอธิบายการทำงานของวงจรแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลัก ๆ คือ (1) การทำงานของวงจรกำลัง (2) การทำงานของวงจรควบคุม และ (3) กลไกการรักษาแรงดันเอาต์พุต (Output voltage regulation mechanism) เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจโดยอธิบายในรูปแบบของแรงดัน ซึ่งต่างกับวงจรแบบดั้งเดิมที่ได้อธิบายการทำงานในรูปแบบของกระแส ความถูกต้องของหลักการทำงานที่น่าเสนอถูกยืนยันโดยการเปรียบเทียบผลการวัดรูปสัญญาณจริงกับสัญญาณในอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งนำความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีคุณสมบัติทางไฟฟ้า (Electrical Specification) ดังต่อไปนี้

แรงดันอินพุต AC $v_m = 176-264V$ 50Hz

แรงดันเอาต์พุตดีซี $v_o = 24V$

ความถี่สวิตช์ $f_s = 35 - 70kHz$

กระแสเอาต์พุต $i_o = 0.1A - 0.5A$

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_o = 2.4W - 12W$

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.5.1 ศึกษาหลักการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งนำความถี่ด้วยตัวเอง
- 1.5.2 ศึกษาเทคนิคการควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ
- 1.5.3 ศึกษาเทคนิคการผันขดลวดหม้อแปลงฟลายแบค
- 1.5.4 ออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งนำความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ
- 1.5.5 ทดสอบสมรรถนะวงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งนำความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ
- 1.5.6 สรุปผลการทดลองและ สรุปข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

หลักการทํางานวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุม ป้อนกลับด้านปฐมภูมิ

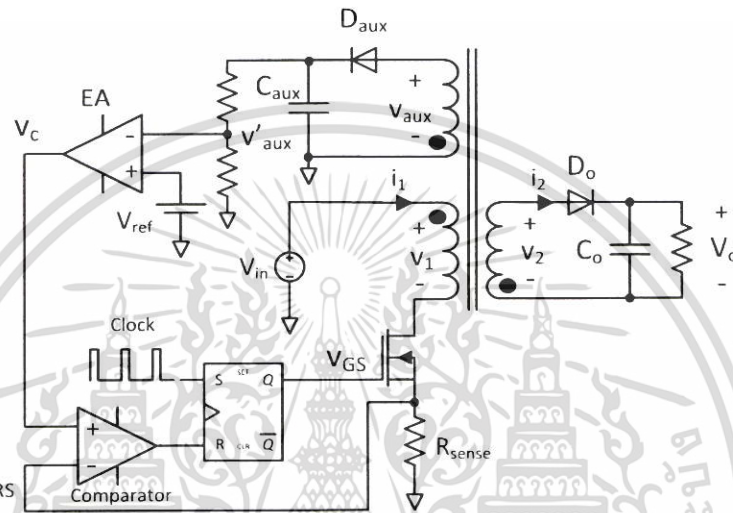
2.1 บทนำ

ในปัจจุบันมีความต้องการแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์ซิง (Switching power supply) ในผลิตภัณฑ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กสำหรับผู้บริโภค (Consumer electronic product) แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจะต้องมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีความคงทนสูง และราคาถูก วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีกำลังต่ำและเป็นที่ยอมรับ เนื่องจากวงจรมีโครงสร้างที่ง่ายและใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยชิ้น ที่สำคัญคือในวงจรมีหม้อแปลงความถี่สูงทำให้มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างด้านอินพุตและด้านเอาต์พุต โดยทั่วไปหม้อแปลงฟลายแบคจะประกอบด้วยขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิมาพันรวมกันบนแกนเฟอร์ไรต์ที่มีช่องว่างอากาศ (Air gap) ดังนั้นจึงสามารถกำหนดให้จ่ายแรงดันไฟฟ้าขึ้นหรือลงได้เหมือนกับหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไปและในขณะเดียวกันก็สามารถเก็บสะสมพลังงานได้เหมือนกับตัวเหนี่ยวนำ วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สามารถกำหนดให้ทํางานได้ในโหมดใดโหมดหนึ่งดังต่อไปนี้: 1 โหมดกระแสแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode: DCM) 2 โหมดกระแสแบบต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode: CCM) และ 3 โหมดขอบเขตระหว่างกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง (Boundary Conduction Mode: BCM) สำหรับการใช้งานที่โหลดกำลังไฟฟ้าต่ำมักจะเลือกออกแบบให้วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทํางานในโหมด DCM เนื่องจากสามารถตอบสนองได้รวดเร็วกว่าโหมด CCM และยังทํางานด้วยความถี่สวิตซ์ซิงที่เมื่อเทียบกับความถี่สวิตซ์ซิงไม่คงที่ของการทำงานในโหมด BCM

ในการใช้งานส่วนใหญ่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจะต้องรักษาแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตคงที่ แม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง เพื่อตอบสนองความต้องการนี้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจึงต้องมีวงจรควบคุมการป้อนกลับ (Control circuit) วิธีการควบคุมในโหมดกระแส (Current mode control) เป็นเทคนิคที่นิยมใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ บทนี้จะกล่าวถึงการทํางานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิและใช้ไอซี VIPER16 [12] เป็นวงจรควบคุม

2.2 หลักการทำงาน

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิแสดงดังรูปที่ 2.1 หม้อแปลงประกอบด้วยขดลวด 3 ชุด คือ ขดลวดปฐมภูมิ (Primary winding) ขดลวดทุติยภูมิ (Secondary winding) และขดลวดช่วย (Auxiliary winding) วงจรมีการทำงานในโหมด DCM และมีรูปคลื่นการทำงานแสดงดังรูปที่ 2.2 ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ สามารถแบ่งการทำงานของวงจรได้เป็น 3 โหมด ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ

โหมดการทำงานที่ 1 ช่วงเวลา dT : มอสเฟตนำกระแส แรงดันตกคร่อมมอสเฟตจะเท่าศูนย์ ($v_{DS} = 0$) แรงดันทางด้านอินพุต (v_m) จะตกคร่อมขดปฐมภูมิของหม้อแปลงเกิดกระแส i_1 ไหลผ่านขดปฐมภูมิและเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นโดย slope แสดงดังสมการที่ (2.1)

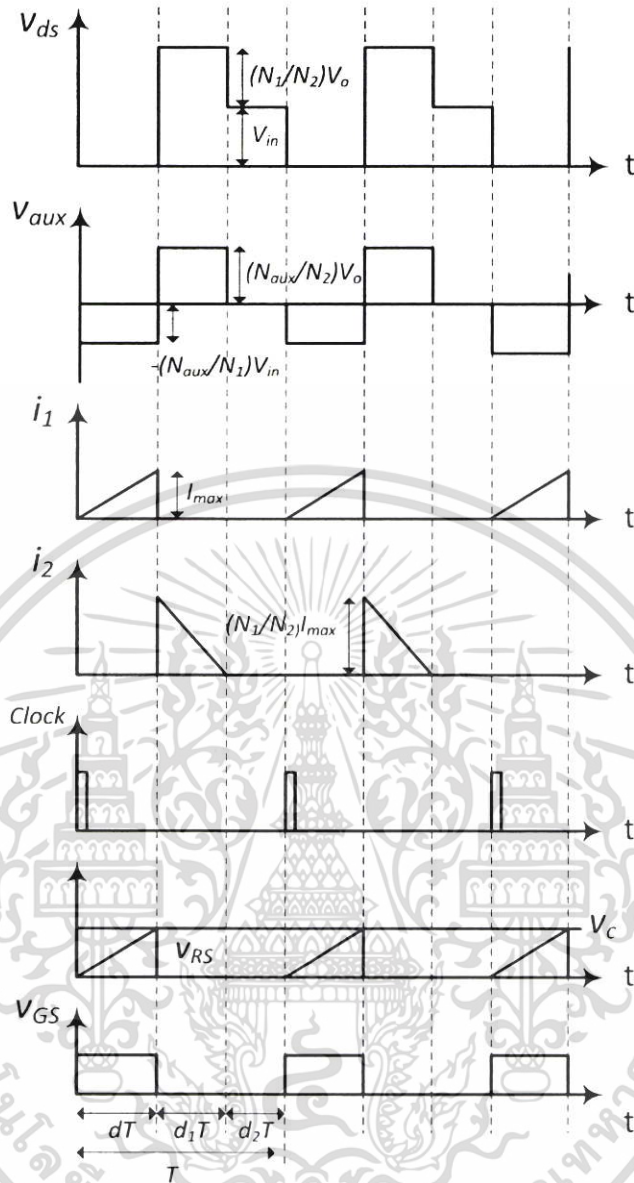
$$\frac{di_1}{dt} = \frac{v_m}{L_1} \quad (2.1)$$

โดย L_1 คือค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ

พลังงานที่ถูกสะสมในหม้อแปลง สามารถแสดงดังสมการที่ (2.2)

$$E = 0.5L_1i_1^2 \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 รูปคลื่นการทำงานวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ

ในช่วงเวลานี้แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดทุติยภูมิ (v_2) และขดลวดช่วย (v_{aux}) มีค่าเป็นลบ ดังนั้น ไดโอด D_o และ D_{aux} จึงอยู่ในสภาวะไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลในขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วย โดยแรงดัน v_{aux} แสดงได้ดังสมการที่ (2.3)

$$v_{aux} = -\left(\frac{N_{aux}}{N_1}\right)v_{in} \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดการทำงานที่ 2 ในช่วงเวลา d_1T : มอสเฟตหยุดนำกระแส พลังงานที่สะสมไว้ในหม้อแปลงในช่วงเวลาที่ผ่านมาจะถูกจ่ายออกมา ทำให้แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดมีการกลับทิศ ดังนั้น ไดโอด D_o จะได้รับการไบอัสตรง และกระแส i_2 จะไหลไปชาร์จตัวเก็บประจุ C_o และจ่ายไปสู่โหลด กระแส i_2 จะลดลงเป็นเชิงเส้นโดยมี slope แสดงดังสมการที่ (2.4)

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{v_o}{L_2} \quad (2.4)$$

โดย L_2 คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำทางด้านทุติยภูมิ

ในช่วงเวลานี้มอสเฟตหยุดนำกระแส แรงดันตกคร่อมมอสเฟตมีค่าแสดงดังสมการที่ (2.5)

$$v_{ds} = v_{in} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) v_o \quad (2.5)$$

แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยมีค่าเป็นบวก แสดงดังสมการที่ (2.6)

$$v_{aux} = \left(\frac{N_{aux}}{N_2} \right) v_o \quad (2.6)$$

จากสมการที่ (2.6) จะเห็นว่าแรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วย จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันเอาต์พุต ซึ่ง v_{aux} นี้จะถูกป้อนกลับไปยังวงจรควบคุม เพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

โหมดการทำงานที่ 3 ในช่วงเวลา d_2T : มอสเฟตและไดโอด D_o หยุดนำกระแส พลังงานที่สะสมในหม้อแปลงได้ถูกจ่ายออกมาจนหมด แรงดัน v_1 v_2 และ v_{aux} จะมีค่าเท่ากับศูนย์ แรงดันตกคร่อมมอสเฟตจะลดลงเท่ากับแรงดันอินพุต ($v_{DS} = v_{in}$)

วงจรควบคุมในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วย Error Amplifier (EA) Voltage comparator และ RS flip-flop ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ ในแต่ละคาบของการสวิตช์ สัญญาณนาฬิกาความถี่คงที่ (Constant frequency clock signal) จะเซต RS flip-flop เอาต์พุตที่ขา Q มีค่าสูง เกิดแรงดันเกต-ซอร์ส (v_{GS}) ขับให้มอสเฟตนำกระแส แรงดันเหนี่ยวนำที่ขดลวดช่วย (v_{aux}) จะถูกเร็กติไฟด์และป้อนกลับผ่านวงจร divider ไปยังขาลบของ EA เพื่อเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (v_{ref}) ที่ขาบวก ค่าความแตกต่างจะถูกขยายเป็นแรงดันควบคุม (v_c) โดย v_c จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อ $v_{aux} < v_{ref}$ และมีค่าน้อยลงเมื่อ $v_{aux} > v_{ref}$ แรงดันควบคุมจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดัน v_{RS} ที่เกิดจากกระแส มอสเฟตไหลผ่านตัวต้านทาน R_{sense} เมื่อ $v_{RS} = v_c$ RS flip-flop จะถูกรีเซต v_{GS} มีค่าเป็นศูนย์ทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้มอสเฟตหยุดนำกระแส จากการทำงานดังกล่าวข้างต้น ช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแสจะมีการเปลี่ยนแปลงเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ แม้ว่าแรงดันอินพุตและกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

2.3 วงจรต้นแบบ

วงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิและใช้ไอซี VIPER16 [9] เป็นวงจรควบคุม แสดงดังรูปที่ 2.3 ข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Specification) ของวงจรต้นแบบมีรายละเอียดดังนี้

แรงดัน AC อินพุต

$$v_m = 220V \pm 20\% \text{ 50Hz}$$

แรงดันเอาต์พุต

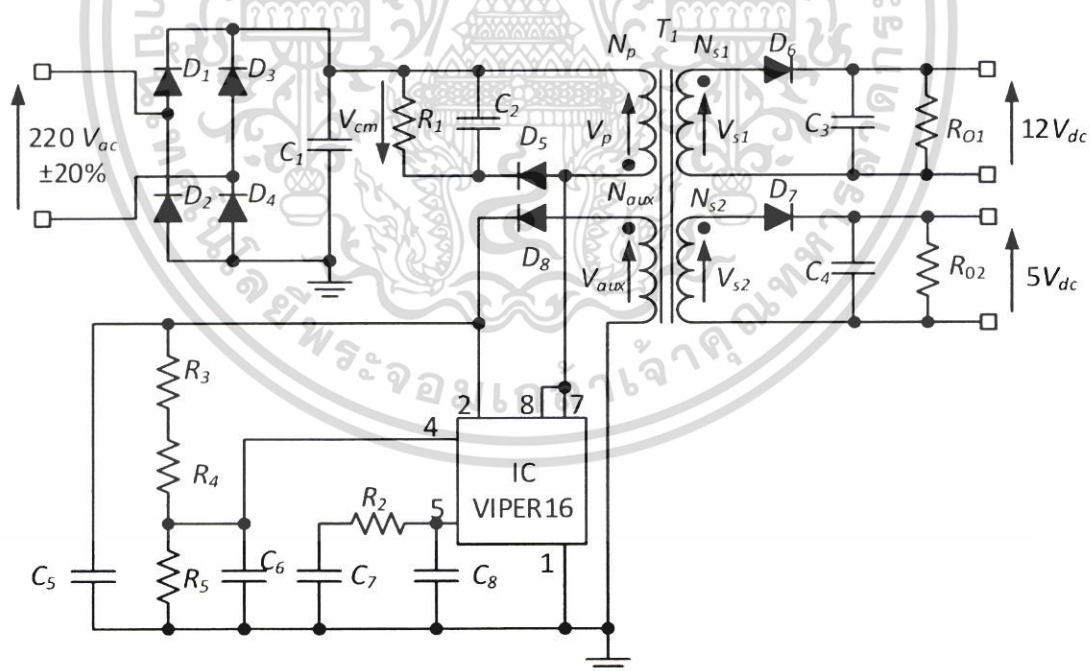
$$v_o = 12V \pm 5\% \text{ และ } 5V \pm 5\%$$

ความถี่สวิตซ์

$$f_s = 60\text{kHz}$$

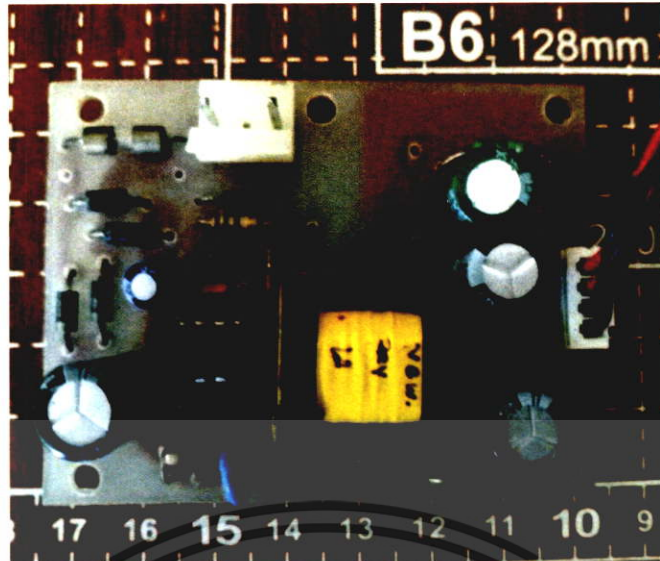
กระแสเอาต์พุต

$$i_o = 0.5A@12V \text{ และ } i_o = 0.25A@5V$$



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.3 วงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ

โดยใช้ IC VIPER16

(ก) Schematic (ข) ภาพถ่าย

แรงดัน AC อินพุตจะถูกเร็กตีไฟต์โดยไดโอด $D_1 - D_4$ และถูกทำให้เรียบโดยตัวเก็บประจุ C_1 โดยแรงดันตกคร่อม C_1 จะมีค่าที่ตั้งตั้งแต่ 244 – 373V หม้อแปลงฟลายแบคถูกออกแบบให้มีจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ N_p เท่ากับ 125 รอบ ขดลวดทุติยภูมิของแรงดัน 12V N_{S1} เท่ากับ 30 รอบ ขดลวดทุติยภูมิของแรงดัน 5V N_{S2} เท่ากับ 13 รอบ และขดลวดช่วย N_{aux} เท่ากับ 36 รอบ ตัวต้านทาน R_1 ตัวเก็บประจุ C_2 และไดโอด D_5 คือวงจร RCD สนับเบอร์สำหรับป้องกันแรงดันเกินของมอสเฟตที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลในขณะหยุดนำกระแส วงจรควบคุมใช้ IC Viper 16 ซึ่งทำงานที่ความถี่สวิตชิ่งที่ 60kHz โดย Viper 16 ได้รวมเอามอสเฟตที่มีแรงดัน breakdown สูงถึง 800V ตัวต้านทาน R_{sense} EA Voltage comparator RS flip-flop และวงจรในส่วนควบคุม อื่น ๆ ไว้ภายในตัว IC จาก Schematic ของวงจรในรูปที่ 2.3(ก) จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตของขดช่วยถูกใช้เป็นไฟเลี้ยงให้กับตัว IC โดยผ่านตัวเก็บประจุ C_5 และยังทำหน้าที่เป็นแรงดันป้อนกลับให้กับวงจรควบคุม โดยผ่านตัวต้านทาน R_3 R_4 และ R_5 ไปยังขา 4 ซึ่งเป็นขาของ EA ในตัว IC Viper เพื่อไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (v_{ref}) ภายใน 3.3V วงจรชดเชยป้อนกลับประกอบด้วยตัวต้านทาน R_2 ตัวเก็บประจุ C_7 และ C_8 โดยต่อที่ขา 5 ของ IC เพื่อรักษาเสถียรภาพของระบบควบคุม รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบ แสดงในตารางที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

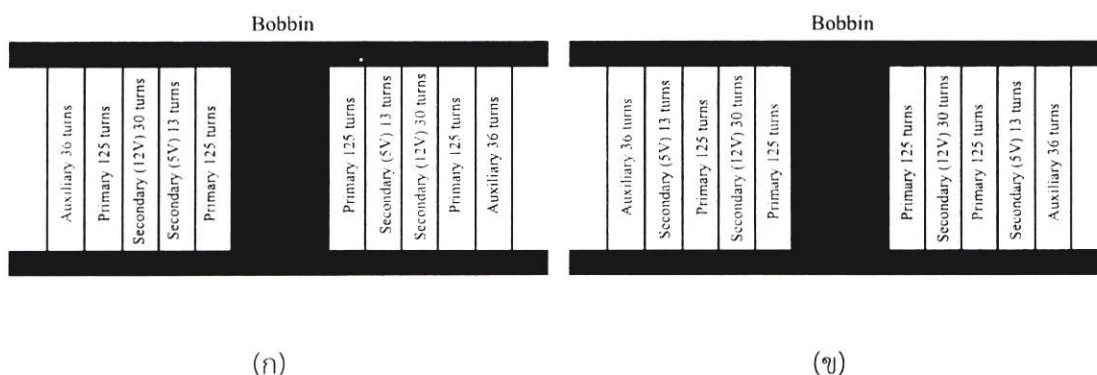
ตารางที่ 2.1 รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร

อุปกรณ์	รายละเอียด	จำนวน
$D_1 D_2 D_3$	1N4007	4
D_8	1N4148	1
$D_5 D_6 D_7$	FR107	3
R_2	1K 1/4W	1
$R_3 R_4$	17K 1/4W	2
R_5	10K 1/4W	1
$R_1 R_{o1} R_{o2}$	10K 1W	3
C_1	4.7uF/400V	1
$C_3 C_4$	470uF/35V	2
C_5	10uF/35V	1
C_6	0.01uF X7R	1
C_7	0.1uF X7R	1
C_8	1000pF X7R	1
T_1	หม้อแปลง EE19	1
Viper 16	Viper 16	1

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิจะมีความแม่นยำก็ต่อเมื่อหม้อแปลงที่ใช้มีการคัปปลิง (Coupling) ที่ดีระหว่างขดลวดช่วยและขดลวดทุติยภูมิ ดังแสดงในสมการที่ (2.6) ในบทนี้ได้นำเสนอรูปแบบการพันหม้อแปลง 2 แบบ คือ

1) การพันขดลวดแบบที่ 1 แสดงดังรูปที่ 2.4(ก) โดยเทคนิคการวางขดลวดแบบนี้ปกติจะใช้กับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมทางด้านทุติยภูมิทั่วไป ลักษณะการพันขดลวดจะเป็นแบบสลับทับซ้อน โดยชั้นแรกพันครึ่งหนึ่งของขดปฐมภูมิ ชั้นที่สองพันขดทุติยภูมิทั้งสองขดซึ่งวางเป็นชั้นที่สามพันอีกครึ่งหนึ่งของขดลวดปฐมภูมิ และชั้นนอกสุดพันขดลวดช่วย

2) การพันขดลวดแบบที่ 2 แสดงดังรูปที่ 2.4(ข) โดยชั้นแรกพันครึ่งหนึ่งของขดปฐมภูมิ ชั้นที่สองพันขดทุติยภูมิ 12V ชั้นที่สามพันครึ่งหนึ่งของขดลวดปฐมภูมิ ชั้นที่สี่พันขดลวดทุติยภูมิ 5V และชั้นนอกสุดพันขดลวดช่วย



รูปที่ 2.4 โครงสร้างหม้อแปลงแปลงหลายแบบ

(ก) การพันขดลวดแบบที่ 1

(ข) การพันขดลวดแบบที่ 2

2.4 ผลการทดลอง

ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัวของวงจรต้นแบบที่ใช้หม้อแปลงโครงสร้างแบบที่ 1 และแบบที่ 2 แสดงดังตารางที่ 2.2 และ 2.3 ตามลำดับ จากผลการทดลองพบว่า เมื่อเปลี่ยนสภาวะจากไม่มีโหลดเป็นสภาวะโหลดสูงสุด วงจรต้นแบบที่ใช้หม้อแปลงแบบที่หนึ่งจะมีแรงดันตกจาก 5.24V เป็น 2.62V และ 12.8V เป็น 6.75V ส่วนวงจรต้นแบบที่ใช้หม้อแปลงแบบที่สองมีแรงดันตกจาก 5.24V เป็น 5.06V และ 12.8V เป็น 12.5V ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดคือ $v_o = 12V \pm 5\%$ และ $5V \pm 5\%$ ได้

ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า ความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับ การพันขดลวดหม้อแปลงซึ่งจะต้องพันให้มีการคัปปลิงที่ดีระหว่างขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วย

ตารางที่ 2.2 ความสามารถในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของการพันขดลวดแบบที่ 1

เงื่อนไขโหลด	แรงดันเอาต์พุต 5V	แรงดันเอาต์พุต 12V
ไม่มีโหลด	5.24	12.8
โหลดสูงสุด	2.62	6.75

ตารางที่ 2.3 ความสามารถในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของการพันขดลวดแบบที่ 2

เงื่อนไขโหลด	แรงดันเอาต์พุต 5V	แรงดันเอาต์พุต 12V
ไม่มีโหลด	5.24	12.8
โหลดสูงสุด	5.06	12.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

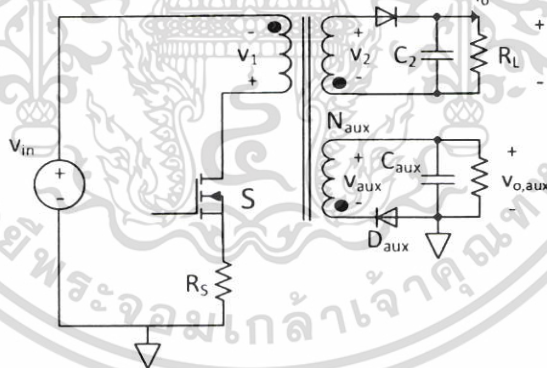
หลักการทํางานวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกําเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ

3.1 บทนํา

บทนํานําเสนอหลักการทํางานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกําเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิและไม่ใช้ไอซีควบคุม โดยจะอธิบายการทํางานของวงจรแบ่งออกเป็น: (1) การทํางานของวงจรกําลัง (2) การทํางานของวงจรควบคุม และ (3) กลไกการรักษาแรงดันเอาต์พุต (Output voltage regulation mechanism)

3.2 หลักการทํางานของวงจรภาคกําลัง

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกําเนิดความถี่ด้วยตัวเองที่มีการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิและไม่ใช้ไอซีควบคุม แสดงดังรูปที่ 3.1 วงจรประกอบด้วย



รูปที่ 3.1 วงจรภาคกําลัง

หม้อแปลงฟลายแบค มอสเฟต (S) ตัวความต้านทานตรวจจับกระแสสวิตช์ (R_s) วงจรเรกติไฟที่ขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วย ($D_2 - C_2$ และ $D_{aux} - C_{aux}$) โหลดความต้านทาน (R_L) หม้อแปลงฟลายแบค ประกอบด้วยขดลวดปฐมภูมิจำนวนรอบ N_1 ทุติยภูมิจำนวนรอบ N_2 และขดลวดช่วยจำนวนรอบ N_{aux} ขดลวดทุติยภูมิทำหน้าที่จ่ายแรงดันเอาต์พุต v_o ให้กับโหลด ขณะเดียวกันแรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วย $v_{o,aux}$ จะถูกป้อนกลับไปยังวงจรควบคุม วงจรกําลังในรูปที่ 3.1 ทํางานในโหมด

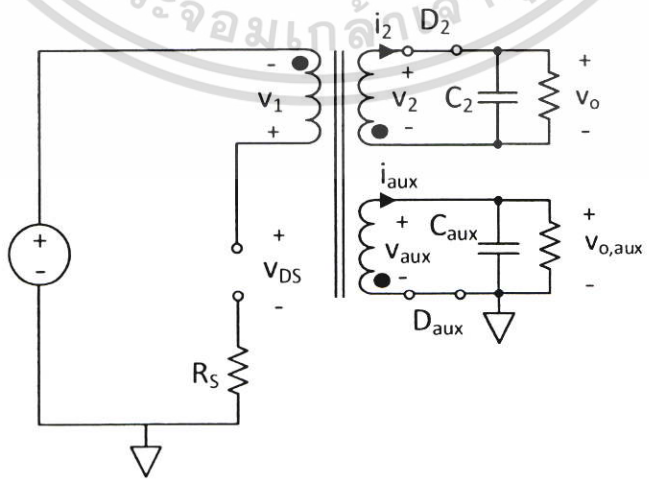
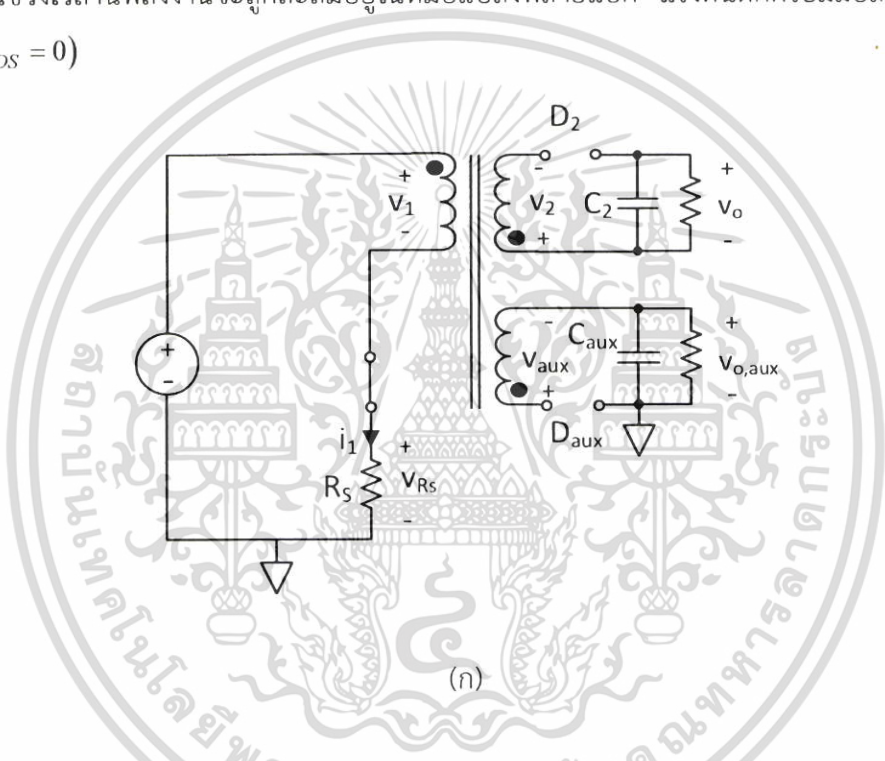
DCM ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ การทํางานของวงจรสามารถแบ่งออกเป็น 3 โหมด ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

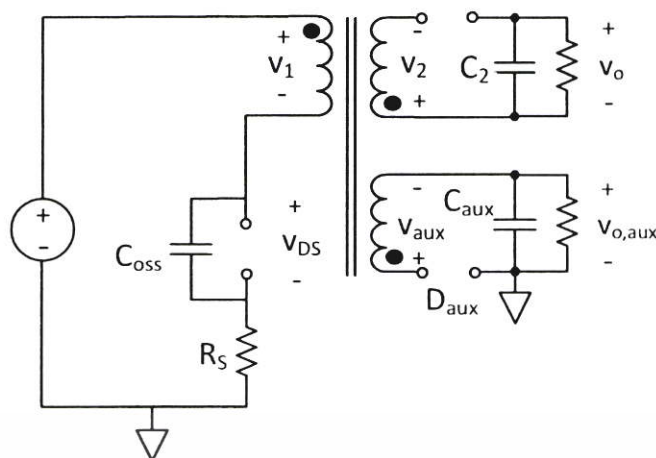
โหมดการทำงานที่ 1 ช่วงเวลา dt : มอสเฟตนำกระแส วงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 3.2(ก) แรงดันอินพุต (v_{in}) จะตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ กระแสปฐมภูมิ i_1 จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น แรงดันคร่อมตัวต้านทาน R_S จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น แสดงดังสมการที่ (3.1)

$$v_{RS} = i_1 R_S \tag{3.1}$$

แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดทุติยภูมิ (v_2) และขดลวดช่วย (v_{aux}) มีค่าเป็นลบ ดังนั้น ไดโอด D_o และ D_{aux} จึงอยู่ในสภาวะไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลในขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วย ในช่วงเวลา ในช่วงเวลานี้พลังงานจะถูกสะสมอยู่ในหม้อแปลงฟลายแบค แรงดันตกคร่อมมอสเฟตมีค่าเป็นศูนย์ ($v_{DS} = 0$)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 3.2 การทำงานของวงจรภาคกำลังในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์

(ก) โหมดที่ 1 (ข) โหมดที่ 2 (ค) โหมดที่ 3

โหมดการทำงานที่ 2 ในช่วงเวลา d_1T : มอสเฟตหยุดนำกระแส วงจรสมมูลแสดงดังรูป 3.2(ข) พลังงานที่สะสมไว้ในหม้อแปลงในช่วงเวลาที่ผ่านมาจะถูกจ่ายออกมา ทำให้แรงดันเหนี่ยวนำของทุกขดลวดมีการกลับทิศ ดังนั้นไดโอด D_2 และ D_{aux} จะได้รับการไบอัสตรงทำให้มีกระแส i_2 และกระแส i_{aux} ไหล และสลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_{aux} มีขนาดเล็กกว่าตัวเก็บประจุ C_2 มาก ทำให้ i_{aux} ตกลงเป็นศูนย์ก่อน i_2 ในช่วงเวลานี้ แรงดันคร่อมตัวต้านทาน R_s มีค่าเป็นศูนย์ และแรงดันคร่อมมอสเฟสแสดงดังสมการที่ (3.2)

$$v_{DS} = v_m + \frac{N_1}{N_2} v_o \quad (3.2)$$

จากรูปที่ 3.2(ข) เห็นว่า แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวดช่วยจะถูกเรกติไฟต์โดยไดโอด D_{aux} ได้แรงดัน $v_{o,aux}$ ถ้าไม่คิดแรงดันตกคร่อมไดโอด D_{aux} แรงดัน $v_{o,aux}$ มีค่าดังสมการที่ (3.3)

$$v_{o,aux} = v_{aux} = \frac{N_{aux}}{N_2} v_o \quad (3.3)$$

จากสมการเห็นว่า $v_{o,aux}$ เป็นแรงดัน DC ที่เป็นสัดส่วนกับแรงดันเอาต์พุต เนื่องจากวงจรมีการสวิตช์ที่ความถี่สูง แรงดัน $v_{o,aux}$ จะมีค่าค่อนข้างคงที่ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ โดยแรงดัน $v_{o,aux}$ นี้ จะถูกป้อนกลับยังวงจรควบคุมซึ่งจะอธิบายการทำงานต่อไปในหัวข้อที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดการทำงานที่ 3 ในช่วงเวลา d_2T : พลังงานที่สะสมในหม้อแปลงฟลายแบคได้ถูกจ่ายออกมาจนหมด D_2 และ D_{aux} หยดนำกระแส วงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 3.2(ค) ในช่วงเวลานี้กระแส i_2 และ i_{aux} ตกลงเป็นศูนย์ ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance) ของหม้อแปลงฟลายแบค จะเรโซแนนซ์กับตัวเก็บประจุแฝง (C_{oss}) ของมอสเฟต แรงดัน v_{DS} ลดลงเป็นรูปคลื่นไซน์จากค่า $v_m + (N_1/N_2)v_o$ ไปสู่ค่า v_m

รูปคลื่นแรงดัน v_{DS} กระแส i_1 และกระแส i_2 แสดงดังรูปที่ 3.3 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.1 ทำงานที่ความถี่สวิตช์ไม่คงที่โดยเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับสภาวะการทำงานของวงจร ความถี่สวิตช์จะมีค่าสูงสุดเมื่อทำงานที่แรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสเอาต์พุตต่ำสุด และความถี่สวิตช์มีค่าต่ำสุดเมื่อทำงานที่แรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสเอาต์พุตสูงสุด นอกจากนี้การที่วงจรทำงานในโหมด DCM จะส่งผลให้มอสเฟตเริ่มต้นนำกระแสที่แรงดันศูนย์ (Zero Current Switching: ZCS) นั่นคือไม่เกิดกำลังสูญเสียในมอสเฟตในช่วง Turn on พฤติกรรมการทำงานที่ความถี่สวิตช์ไม่คงที่และการสวิตช์ที่กระแสศูนย์แสดงโดยผลการทดลองในบทที่ 5

3.3 หลักการทำงานของวงจรควบคุม

วงจรควบคุมในรูปที่ 3.4 ประกอบด้วย ตัวต้านทาน R_{cd} ตัวเก็บประจุ C_{cd} ตัวต้านทาน R_F ตัวต้านทาน R_A ทรานซิสเตอร์ Q_1 และซีเนอร์ไดโอด Z_1 ตัวแปรที่ล้อมรอบด้วยเส้นประคือตัวแปรสำคัญที่ใช้อธิบายการทำงานของวงจรควบคุมซึ่งประกอบด้วย แรงดัน v_{RS} แรงดัน v_{be} แรงดัน v_x และแรงดัน v_y การทำงานของวงจรควบคุมสามารถอธิบายได้ดังนี้

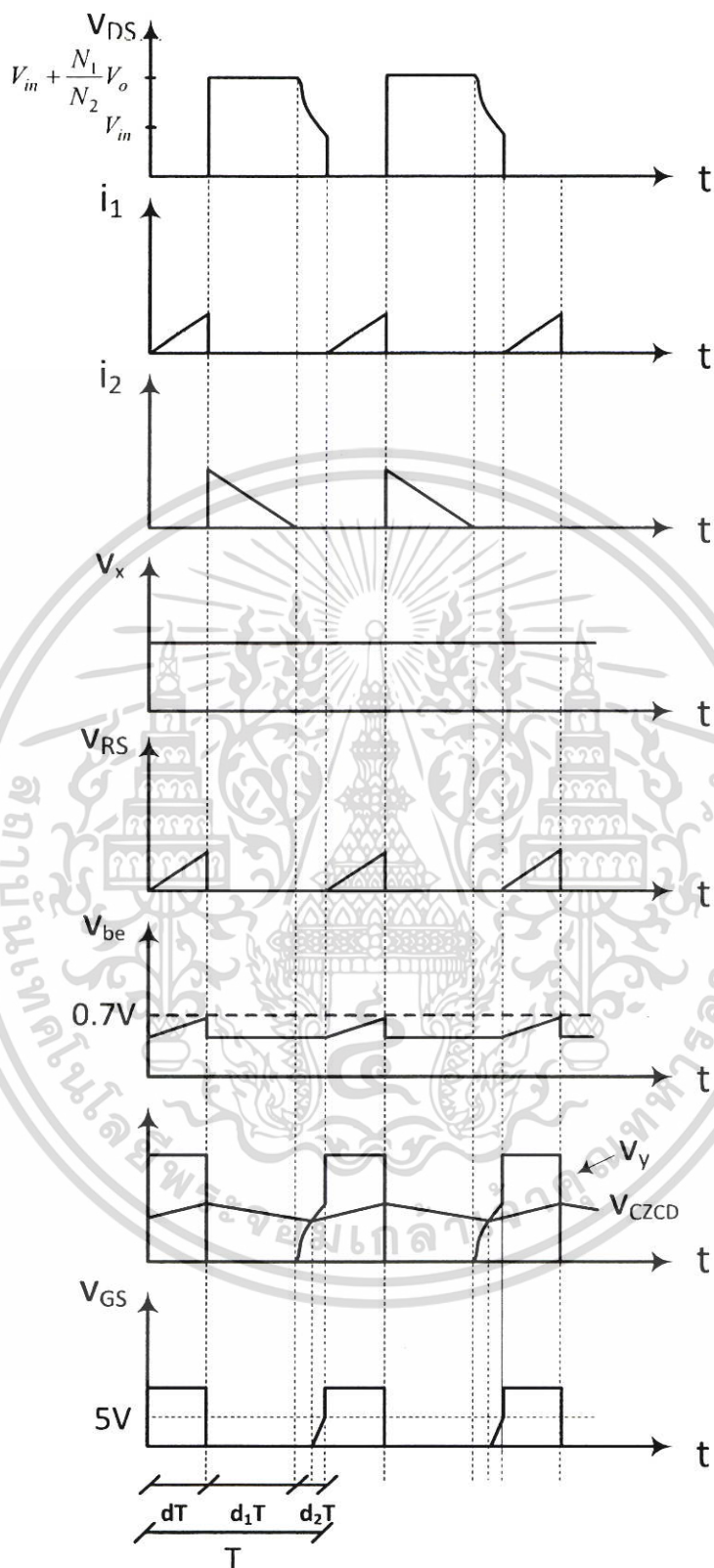
แรงดัน $v_{o,aux}$ ถูกป้อนกลับมายังขาคาโทดของซีเนอร์ไดโอด Z_1 ถ้าแรงดัน $v_{o,aux}$ มีค่ามากกว่าแรงดัน breakdown ของซีเนอร์ไดโอด Z_1 ตลอดย่านการทำงานของวงจร แรงดันที่ขาแอนโอดของซีเนอร์ไดโอด Z_1 เทียบกับกราวด์จะมีค่าดังสมการที่ (3.4)

$$v_x = v_{o,aux} - v_{z1} \quad (3.4)$$

โดย v_x คือแรงดันที่ขาแอนโอดของซีเนอร์ไดโอด Z_1 เทียบกับกราวด์

v_{z1} คือแรงดันเบรกดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด Z_1

จากสมการที่ (3.5) เนื่องจากแรงดัน v_{z1} มีค่าคงที่ แรงดัน v_x จะมีค่าขึ้นอยู่กับแรงดัน $v_{o,aux}$ โดยถ้าแรงดัน $v_{o,aux}$ เพิ่มขึ้น แรงดัน v_x จะมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางกลับกัน ถ้า $v_{o,aux}$ ลดลง แรงดัน v_x จะมีค่าลดลง ในมุมมองของการควบคุม v_x ในสมการที่ (3.5) เปรียบเสมือนแรงดันผิดพลาด (Error voltage) ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างแรงดันป้อนกลับ $v_{o,aux}$ และแรงดันอ้างอิง v_{z1}



รูปที่ 3.3 รูปคลื่นการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวต้านทาน R_A ตัวต้านทาน R_F และทรานซิสเตอร์ Q_1 ประกอบกันเป็นวงจรเปรียบเทียบพีคดับลิวเอ็มซึ่งทำหน้าที่รวมแรงดัน v_{RS} (ผ่านตัวต้านทาน R_F) กับแรงดัน v_x (ผ่านตัวต้านทาน R_A) ได้เป็นแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ (Base emitter voltage) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 แสดงดังสมการที่ (3.5)

$$v_{be} = \left(\frac{R_A}{R_F + R_A} \right) v_{RS} + \left(\frac{R_F}{R_F + R_A} \right) v_x \quad (3.5)$$

รูปคลื่น v_{RS} v_x และ v_{be} แสดงในรูปที่ 3.4 จากรูปจะเห็นว่าแรงดัน v_{be} มีรูปคลื่นที่เป็นสัดส่วนกับ v_{RS} และ v_x รวมกัน นั่นคือแรงดัน v_{be} เกิดจากการมอดูเลต (Modulate) กันระหว่างแรงดัน v_{RS} และ v_x เมื่อแรงดัน v_{be} เพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันเริ่มทำงาน (Threshold voltage) ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งมีประมาณ 0.7V ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะเริ่มนำกระแส ตัวเก็บประจุระหว่างขาเกต-ซอร์ส (Gate-source capacitance) ของมอสเฟตจะถูกดิสชาร์จประจุจนหมด ทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแส การทำงานของวงจรภาคกำลังก็จะเข้าสู่โหมดการทำงานที่ 2 ในรูปที่ 3.2(ข)

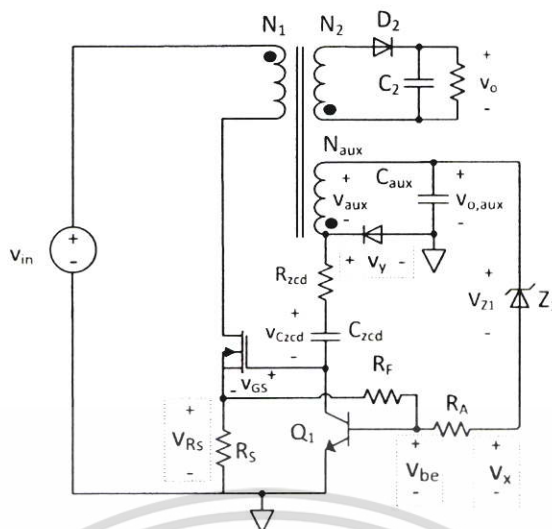
มอสเฟตจะเริ่มนำกระแสอีกครั้งหลังจากพลังงานที่สะสมในหม้อแปลงฟลายแบคได้ถูกจ่ายออกไปยังขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วยจนหมด โดยสภาวะดังกล่าวจะเกิดขึ้นในระหว่างการทำงานในโหมดที่ 3 ของวงจรภาคกำลังแสดงในรูปที่ 3.2(ค) ในช่วงเวลานี้แรงดัน v_o ซึ่งเป็นแรงดันคาโทดของไดโอด D_{aux} เทียบกับกราวด์ จะมีค่าเป็นบวกและเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง เนื่องจากแรงดัน v_{aux} ลดลงอย่างต่อเนื่อง ในขณะที่แรงดัน $v_{o,aux}$ มีค่าคงที่ เมื่อแรงดัน v_o มีค่ามากกว่าแรงดัน v_{Czcd} ตัวเก็บประจุ C_{zcd} จะเริ่มชาร์จประจุ เกิดกระแสไหลเข้าไปยังขาเกตของมอสเฟต แรงดัน gate-source ของ มอสเฟตจะเพิ่มสูงขึ้นจนกระทั่งถึงแรงดันเริ่มทำงานของมอสเฟตซึ่งมีค่าประมาณ 5V จากนั้นมอสเฟตจะเริ่มนำกระแส การทำงานของวงจรภาคกำลังก็จะเข้าสู่โหมดการทำงานที่ 1 ในรูปที่ 3.2(ก) ตัวเก็บประจุ C_{zcd} ยังคงอยู่ในสภาวะชาร์จประจุต่อไปในโหมดการทำงานที่ 1 และจะอยู่สภาวะดิสชาร์จประจุในโหมดการทำงานที่ 2 รูปคลื่นแรงดัน v_o แรงดัน v_{Czcd} และ แรงดัน v_{GS} แสดงในรูป 3.4

3.4 กลไกการรักษาแรงดันเอาต์พุต

จากสมการที่ (3.3) เห็นว่าแรงดัน v_{aux} เป็นสัดส่วนกับแรงดัน v_o ดังนั้นจึงเป็นไปได้ที่จะควบคุมแรงดัน v_o โดยใช้แรงดัน $v_{o,aux}$ เป็นแรงดันป้อนกลับ ซึ่งหลักการดังกล่าวเป็นแนวคิดหลักของการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

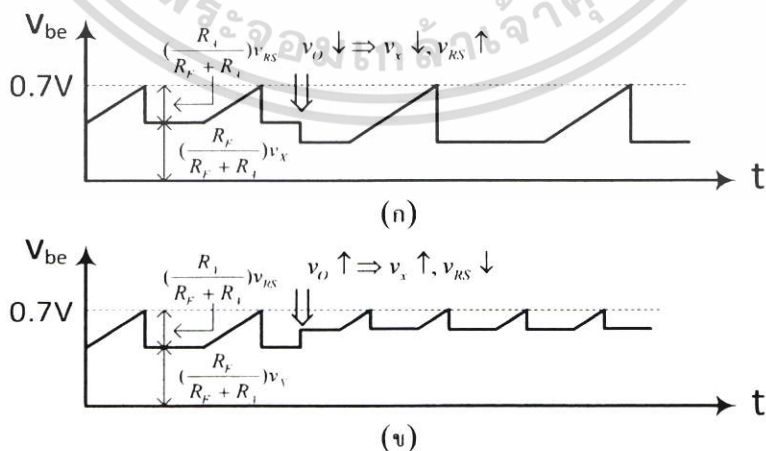
เมื่อวงจรทำงานที่กระแสอินพุตต่ำสุดและกระแสเอาต์พุตสูงสุด แรงดัน v_o และแรงดัน $v_{o,aux}$ จะมีค่าลดลง จากสมการที่ (3.4) แรงดัน $v_{o,aux}$ ที่ลดลงจะทำให้แรงดัน v_x ลดลงด้วยเนื่องจากแรงดัน v_{x1} มีค่าคงที่ จากสมการที่ (3.5) แรงดันเริ่มทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_1 มีค่าคงที่ประมาณ 0.7V แรงดัน v_x ที่ลดลงจึงทำให้แรงดัน v_{RS} มีค่าสูงขึ้น ซึ่งจะเกิดขึ้นได้เมื่อมอสเฟตนำกระแสเป็นเวลานาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



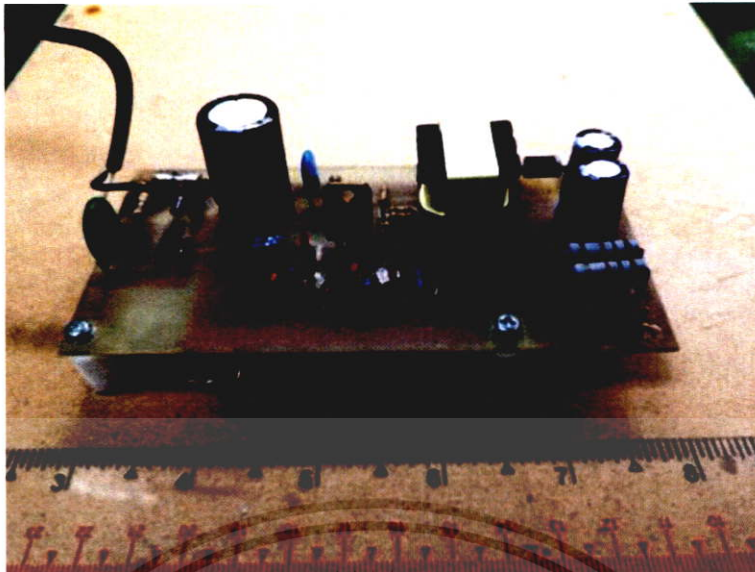
รูปที่ 3.4 การทำงานของวงจรถวลคุม

ขึ้นทำให้กระแส i_t สูงขึ้น กลไกการทำงานดังกล่าวถูกแสดงดังรูปที่ 3.5(ก) โดยจากรูปจะเห็นว่าเมื่อแรงดัน v_o ลดลง องค์กรประกอบ $R_A/(R_F + R_A)v_{RS}$ จะมีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของ v_{RS} ในขณะเดียวกันองค์กรประกอบ $R_F/(R_F + R_A)v_x$ จะมีค่าลดลงเนื่องจากการลดลงของ v_x นั่นก็คือเมื่อแรงดัน v_o ลดลงวงจรถวลคุมจะตอบสนองโดยการลดแรงดันผิดพลาด (v_x) ลง เพื่อนำไปสู่การเพิ่มขึ้นของค่าตัวตีไซเคิลและค่ากระแสสูงสุดของมอสเฟต ซึ่งกลไกการทำงานดังกล่าวเป็นคุณลักษณะประจำตัวของการควบคุมในโหมดกระแส [12]ในทางกลับกัน เมื่อวงจรถวลที่แรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสเอาต์พุตต่ำสุด แรงดัน v_o และแรงดัน $v_{o,aux}$ จะมีค่าเพิ่มขึ้น วงจรถวลคุมก็จะมีการทำงานตรงกันข้ามกับกรณีที่อธิบายไว้ข้างต้น ดังแสดงในรูปที่ 3.5(ข)



รูปที่ 3.5 กลไกการการรักษาแรงดันเอาต์พุต

(ก) เมื่อแรงดัน v_o ลดลง (ข) เมื่อแรงดัน v_o เพิ่มขึ้น
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อคุณได้เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 4.1 วงจรต้นแบบ

(ก) Schematic (ข) ภาพถ่าย

วงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งนำความถี่ด้วยตัวเองและใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิแสดงดังรูปที่ 4.1 วงจรถูกออกแบบให้ทำงานกับแรงดัน AC อินพุต $v_{in,ac} = 220V \pm 20\%$ (176V ถึง 264V) จ่ายแรงดัน DC เอาต์พุต $v_o = 24V \pm 5\%$ (22.8V ถึง 25.2V) และจ่ายกระแสเอาต์พุต $i_o = 0.1A-0.5A$ แรงดัน AC อินพุตจะถูกเรกติไฟต์เป็นแรงดัน DC (v_{in}) โดยวงจรบริดจ์เรกติไฟต์เออร์ ($D_1 - D_4$) และถูกทำให้เรียบโดยตัวเก็บประจุ C_{in}

ตัวต้านทาน R_{sn} ตัวเก็บประจุ C_{sn} และไดโอด D_{sn} คือวงจร snubber (RCD Snubber) ถูกออกแบบให้ป้องกันมอสเฟตจากแรงดันเกินชั่วขณะ (Transient over voltage) ในขณะหยุดนำกระแส ซึ่งเป็นผลมาจากตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance: L_k) ของหม้อแปลงฟลายแบค เกิดการเรโซแนนซ์กับค่าตัวเก็บประจุแฝงทางด้านปฐมภูมิ (C_p) ของหม้อแปลงและค่าตัวเก็บประจุแฝง (C_{oss}) ของมอสเฟต โดยแรงดันเกินชั่วขณะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.1) [13]

$$v_{overshoot} = I_{l,max} \sqrt{\frac{L_k}{C_p + C_{oss}}} + \frac{v_{in}(v_o + v_f)}{n} \quad (4.1)$$

เมื่อ $v_f = nv_o$ คือแรงดันเอาต์พุตที่สะท้อนกลับจากด้านทุติยภูมิมายังด้านปฐมภูมิ

n คืออัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิ

$i_{l,max}$ คือกระแสปฐมภูมิสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวต้านทาน R_{start} และซีเนอร์ไดโอด Z_{start} ทำหน้าที่เป็นวงจร Start up ในตอนเริ่มต้นที่มีแรงดัน v_{in} จะมีกระแสไหลไปชาร์จตัวเก็บประจุเกต-ซอร์ส (Gate-source capacitance) ของมอสเฟตผ่านตัวต้านทาน R_{start} โดยซีเนอร์ไดโอด Z_{start} ทำหน้าที่เคลมป์แรงดันที่ขาเกต-ซอร์ส (v_{GS}) ของมอสเฟตไม่ให้มีค่าเกิน 20V เพื่อป้องกันความเสียหาย วงจร Start up จะทำงานเฉพาะในช่วงเริ่มต้นเท่านั้น เมื่อวงจรเข้าสู่สภาวะคงตัว กลไกการนำกระแสและหยุดนำกระแสของมอสเฟตจะเป็นไปตามที่ได้อธิบายได้ในบทที่ 3 ตัวต้านทาน R_{start} ควรออกแบบให้ค่าคงที่เวลา $R_{start}C_{GS}$ มีค่ามากกว่าคาบเวลาการสวิตช์มาก ๆ [8] ดังสมการที่ (4.2)

$$R_{start}C_{GS} \gg T \quad (4.2)$$

เมื่อ C_{GS} คือตัวเก็บประจุเกต-ซอร์สของมอสเฟต

T คือคาบเวลาในการสวิตช์

วงจรควบคุมประกอบด้วย ตัวต้านทาน R_{zcd} ตัวต้านทาน R_F ตัวต้านทาน R_A ตัวเก็บประจุ C_{zcd} ทรานซิสเตอร์ Q_1 และซีเนอร์ไดโอด Z_1 โดยจะทำงานควบคุมในโหมดกระแสและความถี่สวิตช์ไม่คงที่ขึ้นอยู่กับสภาวะการทำงานของวงจรดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.2 และ 3.3 แรงดันเอาต์พุตของขดช่วยถูกออกแบบให้มีค่า $v_{o,max} = 13.5V$ เพื่อจะเบรกดาว์นซีเนอร์ไดโอด Z_1 ซึ่งมีค่าแรงดันเบรกดาว์น $v_{Z1} = 12V$ ตัวต้านทาน R_S (Sense resistor) ทำหน้าที่ตรวจจับกระแสที่ไหลทางด้านปฐมภูมิหรือกระแสของมอสเฟตสามารถคำนวณได้จากสมการ(4.14) รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบแสดงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบ

ตำแหน่ง	รายละเอียด	จำนวนที่ใช้
D_1-D_4	1N4007	4
R_S	4.4 Ω 1/4W	2 (ต่อขนานกัน)
R_F	22 Ω 1/4W	1
R_{zcd}	1.8k Ω 1/4 W	1
C_{zcd}	0.01 μ F (X7R)	1
R_{start}	270k Ω 1/4W	4 (ต่ออนุกรมกัน)
R_A	33 Ω 1/4W	1
Z_1	1N5242	1
D_{sn}	UF4007	1
R_{sn}	100k Ω 1/2W	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่ง	รายละเอียด	จำนวนที่ใช้
C_{sn}	2200pF 1000V	1
C_m	100 μ F 400V	1
C_2	470 μ F 35V	2 (ต่อขนานกัน)
D_2	HER305	1
D_{aux}	1N4148	1
C_{aux}	22 μ F 50V	1
Z_{start}	1N5250	1
$Q1$	2N4401	1
S	STP2NK60N	1
หม้อแปลง EI28	KV Electronic	1

4.3 การคำนวณออกแบบวงจรต้นแบบ

หัวข้อนี้แสดงรายละเอียดการคำนวณออกแบบวงจรต้นแบบค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบกำหนดดังนี้

- แกนเฟอร์ไรต์กำหนดใช้แกนขนาด EE28 ($A_c = 87.1\text{mm}^2$ $V_c = 4,297.8\text{mm}^3$)
- ความถี่สวิตช์ต่ำสุด $f_{s,\min} = 40\text{kHz}$
- อัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิ $n = 4$
- ประสิทธิภาพ $e_{ff} = 75\%$
- ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ $\Delta B = 0.25\text{T}$
- แรงดันอินพุต DC ต่ำสุด $v_{m,\min} = 176\sqrt{2}\text{V}$
- แรงดันเอาต์พุตของขดลวดทุติยภูมิ $v_o = 24\text{V}$
- แรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วย $v_{o,\text{aux}} = 13.5\text{V}$
- กำลังเอาต์พุต $P_o = 12\text{W}$

โดยมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

1) ค่าแรงดันสะท้อนกลับ v_r

แรงดันเอาต์พุตที่สะท้อนกลับจากด้านทุติยภูมิมายังด้านปฐมภูมิถูกใช้คำนวณหาค่าแรงดันตกคร่อมมอสเฟตขณะหยุดนำกระแสและค่าตัวที่ใช้เคลสสูงสุด ค่าแรงดันสะท้อนกลับสามารถทำได้

จากสมการที่ (4.3)

$$v_f = nv_o \quad (4.3)$$

2) ค่าตัวชี้ไขเคลสูงสุด D_{\max}
สามารถหาได้จากสมการที่ (4.4)

$$D_{\max} = \frac{v_f}{v_{in,\min} + v_f} \quad (4.4)$$

3) ค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ L_1
สามารถหาได้จากสมการที่ (4.5)

$$L_1 = \frac{e_{ff} (v_{in,\min} D_{\max})^2}{2f_{S,\min} P_o} \quad (4.5)$$

4) ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลด้านปฐมภูมิ $I_{1,\max}$
สามารถหาได้จากสมการที่ (4.6)

$$I_{1,\max} = \frac{v_{in,\min} D_{\max}}{L_1 f_{S,\min}} \quad (4.6)$$

5) จำนวนรอบด้านปฐมภูมิ N_1
สามารถหาได้จากสมการที่ (4.7)

$$N_1 \geq \frac{L_1 I_{1,\max}}{A_c \Delta B} \quad (4.7)$$

6) จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วย
สามารถหาได้จากสมการที่ (4.8) และ (4.9) ตามลำดับ

$$N_2 = \frac{N_1}{n} \quad (4.8)$$

$$N_{aux} = \frac{v_{aux} N_2}{v_o} \quad (4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7) ขนาดของช่องว่างอากาศ (Air-gap)

การทำงานของหม้อแปลงฟลายแบคแตกต่างจากหม้อแปลงโดยทั่วไปคือจะต้องสะสมพลังงานไฟฟ้าขณะที่มอสเฟตนำกระแสและจ่ายพลังงานไฟฟ้าสะสมไว้ออกไปในขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแส พลังงานไฟฟ้างี้จะถูกสะสมไว้ในช่องว่างอากาศสามารถหาขนาดช่องว่างอากาศได้จากสมการที่ (4.10)

$$gap \approx \frac{0.4\pi L_1 I_{1,max} 10^8}{A_c \Delta B^2} \quad (4.10)$$

8) ค่ากระแส RMS ด้านปฐมภูมิ $I_{1,RMS}$

สามารถหาได้จากสมการ (4.11)

$$I_{1,RMS} \approx I_{1,max} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad (4.11)$$

9) ค่าแรงดันสูงสุดตกคร่อมมอสเฟตขณะหยุดนำกระแส

สามารถหาได้จากสมการ (4.12)

$$V_{ds,max} = nV_o + V_{m,max} \quad (4.12)$$

10) ค่าแรงดันสูงสุดตกคร่อมไดโอดเอาต์พุต

สามารถหาได้จากสมการ (4.13)

$$V_{diode,max} = \frac{V_{m,max}}{n} + V_o \quad (4.13)$$

11) ค่าตัวต้านทาน R_s

สามารถหาได้จากสมการ (4.14)

$$R_s = \frac{1V}{I_{1,max}} \quad (4.14)$$

ค่าที่คำนวณได้จากสมการ (4.3) ถึง (4.14) แสดงในตารางที่ 4.2

ค่า $I_{1,RMS}$ ที่ได้ในตารางที่ 4.2 ถูกนำมากำหนดขนาดของลวดโดยใช้ตารางที่ 4.3 โดยพิจารณาที่ค่า

ความหนาแน่นกระแส $5A/mm^2$ ตารางที่ 4.4 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงฟลายแบคที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์อันใดจากการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการขออนุญาตจากเจ้าของเอกสาร กรุณาแจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.2 ค่าที่ได้จากการคำนวณการออกแบบหม้อแปลงพลาเยแบค

ค่าทางไฟฟ้า	ค่าที่คำนวณได้
v_f	96V
$I_{1,max}$	0.482mA
D_{max}	0.28%
L_1	3.5mH
N_1	100 รอบ
N_2	25 รอบ
N_{aux}	14 รอบ
gap	0.11cm
$I_{1,RMS}$	0.147mA
$V_{ds,max}$	469V
$V_{diode,max}$	117V
R_s	0.22 Ω

ตาราง 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดและกระแสไฟฟ้า

เส้นผ่าศูนย์กลาง (mm)	Amp	Amp	Amp	Amp
	3A/mm ²	4A/mm ²	5A/mm ²	6A/mm ²
0.36	0.305	0.407	0.50	0.61
0.35	0.289	0.385	0.481	0.577
0.32	0.24	0.322	0.402	0.48
0.29	0.198	0.264	0.33	0.396
0.27	0.172	0.229	0.286	0.344
0.25	0.147	0.196	0.245	0.295
0.23	0.125	0.166	0.208	0.249
0.2	0.094	0.126	0.157	0.188
0.18	0.076	0.102	0.127	0.153
0.16	0.060	0.080	0.1	0.121
0.12	0.034	0.045	0.057	0.068
0.11	0.029	0.038	0.048	0.057
0.1	0.024	0.031	0.039	0.047

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.4 รายละเอียดของหม้อแปลงฟลายแบคที่ออกแบบ

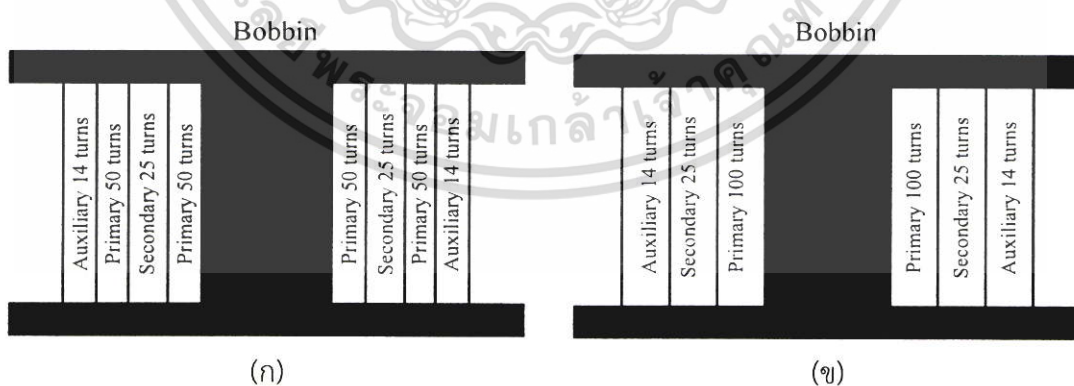
ขดลวด	จำนวนรอบ	ขนาดลวด
ปฐมภูมิ	100 รอบ	0.2mm
ขดช่วย	14 รอบ	0.2mm
ทุติยภูมิ	25 รอบ	0.36mm

สำหรับวงจรควบคุม สามารถคำนวณอุปกรณ์ได้ดังนี้

- ซีเนอร์ไดโอด Z_1 เลือกใช้ 1N524 ซึ่งมีแรงดันเบรกดาวน์ 12V
- ตัวต้านทาน R_A และ R_F เลือกได้จากสมการ (3.5)
- ตัวเก็บประจุ C_{ZCD} ต้องมีค่ามากกว่า $10 \times C_{ISS}$ [8] โดย C_{ISS} คือค่าความจุอินพุตของมอสเฟต
- ตัวต้านทาน R_{ZCD} สามารถหาได้จาก $R_{ZCD} = \frac{V_{o,aux} - V_{Zstart}}{I_{Zstart}}$ เมื่อกำหนด $I_{Zstart} = 1mA$

4.4 โครงสร้างการพันขดลวดหม้อแปลงฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

การพันขดลวดหม้อแปลงฟลายแบคมีบทบาทสำคัญต่อการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองและใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ การควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่แม่นยำต้องอาศัยการพันขดลวดหม้อแปลงที่ทำให้เกิดการคัปปลิงที่ีระหว่างขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วย วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาเทคนิคการพันขดลวดหม้อแปลงที่แตกต่างกันสองแบบคือ



รูปที่ 4.2 โครงสร้างการพันหม้อแปลงฟลายแบค

(ก) การพันขดลวดแบบที่หนึ่ง

(ข) การพันขดลวดแบบที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) การพันขดลวดแบบที่หนึ่ง

การพันขดลวดหม้อแปลงฟลายแบคแบบที่หนึ่งแสดงในรูปที่ 4.2 เทคนิคการพันขดลวดแบบนี้ปกติจะใช้กับวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมทางด้านทุติยภูมิ โดยลักษณะการพันจะเป็นแบบสลับทับซ้อน โดยชั้นที่หนึ่งพันครึ่งหนึ่งของขดลวดปฐมภูมิ ชั้นที่สองพันขดลวดทุติยภูมิ ชั้นที่สามพันอีกครั้งหนึ่งของขดลวดปฐมภูมิ และชั้นนอกสุดพันขดลวดช่วย โดยระหว่างชั้นต่าง ๆ จะมีเทปฉนวนกันอยู่

2) การพันลวดแบบที่สอง

การพันขดลวดหม้อแปลงฟลายแบคแบบที่สองแสดงในรูปที่ 4.2(ข) โดยชั้นที่หนึ่งพันขดลวดปฐมภูมิ ชั้นที่สองพันขดลวดทุติยภูมิ และชั้นที่สามพันขดลวดช่วย โดยระหว่างชั้นต่าง ๆ จะมีการพันเทปฉนวนกันอยู่การเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการรักษาแรงดันเอาต์พุตของหม้อแปลงแต่ละแบบแสดงรายละเอียดในบทถัดไป



บทที่ 5

ผลการทดลอง

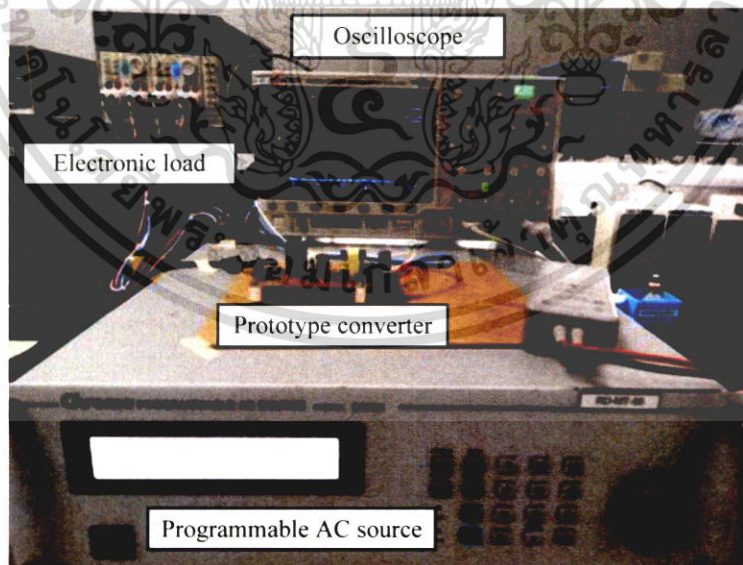
5.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นโดยแสดงผลการวัดแรงดันเอาต์พุตเมื่อแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลง ผลการวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันของอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจร ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตในสภาวะทรานเซียนท์ และผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจร

อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง ได้แก่

- 1) Digital Oscilloscope ของ Keysight รุ่น DSOX3024T
- 2) Chroma Electronic load รุ่น 63610
- 3) Chroma Programmable AC source รุ่น 61604
- 4) High Voltage Differential probe ของ Keysight รุ่น N2790A
- 5) Current probe ของ Keysight รุ่น 1147B

5.2 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 5.1 อุปกรณ์และการตั้งค่าเครื่องมือสำหรับการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบวงจรต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.1 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบโปรแกรมได้ (Programmable AC source) ทำหน้าที่จ่ายแรงดันอินพุต $v_{in,ac} = 220V \pm 20\%$ 50Hz ให้วงจรต้นแบบ เอาต์พุตของวงจรต้นแบบจะถูกต่อจ่ายให้กับโหลดอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic load) ที่ถูกโปรแกรมให้ดึงกระแสเอาต์พุตได้ตั้งแต่ 0.1A จนถึง 0.5A ทำการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบ เมื่อแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไป โดยแรงดันอินพุตสูงสุดที่จ่ายให้กับวงจรมีค่า $v_{in,ac} = 264V$ และต่ำสุดมีค่า $v_{in,ac} = 176V$ ในขณะที่อิเล็กทรอนิกส์โหลดดึงกระแสเอาต์พุตต่ำสุด 0.1A และสูงสุด $i_o = 0.5A$ ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตแสดงในตารางที่ 5.1 สำหรับวงจรต้นแบบที่ใช้หม้อแปลงแบบที่ 1 (รูปที่ 4.2 (ก)) และตารางที่ 5.2 สำหรับวงจรต้นแบบที่ใช้หม้อแปลงแบบที่ 2 (รูปที่ 4.2 (ข))

ตารางที่ 5.1 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของหม้อแปลงที่พันขดลวดแบบที่ 1

กระแสแรงดันอินพุต	$v_{in,ac} = 176V$	$v_{in,ac} = 220V$	$v_{in,ac} = 264V$
$i_o = 0.1A$	24.2V	24.3V	24.4V
$i_o = 0.2A$	23.8V	23.9V	24.0V
$i_o = 0.3A$	22.1V	22.2V	22.4V
$i_o = 0.4A$	21.4V	21.5V	21.7V
$i_o = 0.5A$	21.2V	21.3V	21.6V

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของหม้อแปลงที่พันขดลวดแบบที่ 2

กระแสแรงดันอินพุต	$v_{in,ac} = 176V$	$v_{in,ac} = 220V$	$v_{in,ac} = 264V$
$i_o = 0.1A$	24.4V	24.5V	24.6V
$i_o = 0.2A$	24.1V	24.2V	24.3V
$i_o = 0.3A$	23.7V	23.8V	23.9V
$i_o = 0.4A$	23.2V	23.4V	23.5V
$i_o = 0.5A$	23.1V	23.2V	23.3V

จากผลการทดลองในตารางที่ 5.1 พบว่าวงจรต้นแบบที่ใช้หม้อแปลงแบบที่ 1 วัดแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดได้ $v_o = 21.6V$ ที่สภาวะแรงดันไฟฟ้าอินพุต $v_{in,ac} = 176V$ และกระแสเอาต์พุตโหลด $i_o = 0.5A$ แรงดันเอาต์พุตได้ตกลงมากกว่า 5% ซึ่งไม่เป็นไปตามข้อกำหนดการออกแบบ ($v_o = 24V \pm 5\%$) ในขณะเดียวกัน จากผลการทดลองในตารางที่ 5.1 พบว่าวงจรต้นแบบที่ใช้หม้อแปลงแบบที่ 2 วัดแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดได้ $v_o = 23.3V$ ที่สภาวะแรงดันไฟฟ้าอินพุต $v_{in,ac} = 176V$ และกระแสเอาต์พุตโหลด $i_o = 0.5A$ แรงดันเอาต์พุตตกลงไม่เกิน 5% เป็นไปตามข้อกำหนดการออกแบบ วงจรต้นแบบที่ใช้หม้อแปลงเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงแบบที่ 2 สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้ดีกว่าหม้อแปลงแบบที่ 1 เนื่องจากโครงสร้างหม้อแปลงแบบที่ 2 ขดลวดช่วยได้ถูกพันไว้ใกล้กับขดลวดทุติยภูมิ ทำให้เกิดการคัปปลิงที่ีระหว่างขดลวดทั้งสอง ในขณะที่โครงสร้างหม้อแปลงแบบที่ 1 จะเกิดการคัปปลิงที่ีระหว่างขดลวดปฐมภูมิกับขดลวดช่วยเท่านั้น แต่ไม่เกิดการคัปปลิงที่ีระหว่างขดลวดทุติยภูมิกับขดลวดช่วยเนื่องจากพันอยู่ห่างกัน ผลการทดลองในตารางที่ 5.1 และ 5.2 ยืนยันว่าหม้อแปลงที่มี การคัปปลิงที่ีระหว่างขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วยมีความสำคัญต่อการทำงานของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ

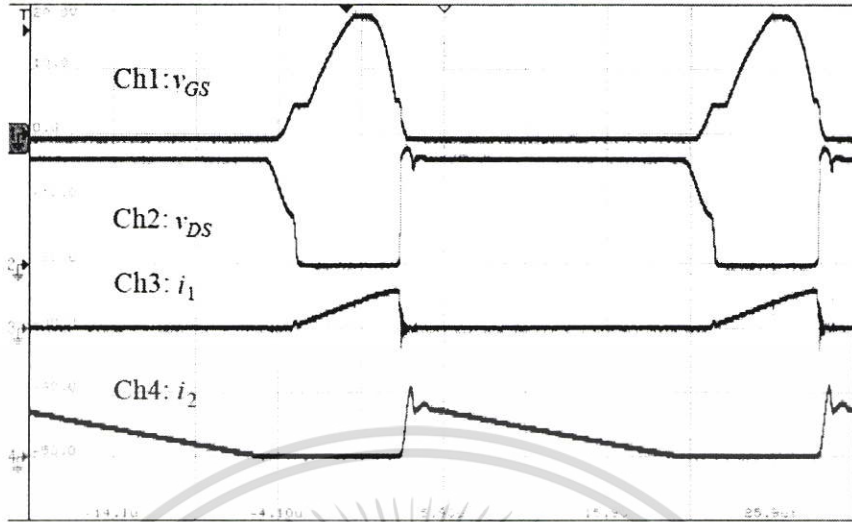
ผลการวัดความถี่สวิตช์ของวงจรต้นแบบแสดงในตารางที่ 5.3 จากผลการทดลองพบว่าวงจรควบคุมพยายามรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่โดยเปลี่ยนความถี่การสวิตช์เมื่อแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไป โดยความถี่สวิตช์ต่ำสุดวัดได้ 39.6kHz ที่สภาวะแรงดันไฟฟ้าอินพุต $v_{in.ac} = 176V$ และกระแสเอาต์พุต $i_o = 0.5A$ และความถี่สูงสุดวัดได้ 107kHz ที่สภาวะแรงดันไฟฟ้าอินพุต $v_{in.ac} = 264V$ และกระแสเอาต์พุต $i_o = 0.1A$ ผลการทดลองในตารางที่ 5.3 ยืนยันการทำงานที่ความถี่สวิตช์ไม่คงที่ของวงจรต้นแบบ

ตารางที่ 5.3 ความถี่สวิตช์ซึ่งของหม้อแปลงที่พันขดลวดแบบที่ 2

กระแสแรงดันอินพุต	$v_{in.ac} = 176V$	$v_{in.ac} = 220V$	$v_{in.ac} = 264V$
$i_o = 0.1A$	100kHz	105kHz	107kHz
$i_o = 0.2A$	74.5kHz	80kHz	85.6kHz
$i_o = 0.3A$	58.1kHz	64.3kHz	68.7kHz
$i_o = 0.4A$	47.4kHz	52.6kHz	56.4kHz
$i_o = 0.5A$	39.7kHz	44.2kHz	47.5kHz

ผลการวัดรูปคลื่นสัญญาณที่สำคัญของวงจรต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.2 พบว่ารูปคลื่นที่วัดได้จากการทดลองมีลักษณะใกล้เคียงกับรูปคลื่นในอุดมคติในรูปที่ 3.4 จากผลการวัดรูปคลื่นในรูปที่ 5.2(ก) จะเห็นว่าเมื่อมอสเฟตอยู่ในสภาวะนำกระแส แรงดัน v_{DS} จะเป็นศูนย์ กระแส i_1 จะเพิ่มขึ้น เมื่อมอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส แรงดัน v_{DS} จะมีค่าประมาณ 345V (ซึ่งเท่ากับแรงดันอินพุตบวกกับอัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิคูณด้วยแรงดันเอาต์พุต) กระแส i_1 จะเป็นศูนย์ และกระแส i_2 จะลดลง เมื่อกระแส i_2 ลดลงจนเป็นศูนย์ วงจรจะทำงานเข้าสู่สภาวะเรโซแนนซ์ (resonance) ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงฟลายแบคจะเรโซแนนซ์กับ ค่าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตส่งผลให้แรงดัน v_{DS} ลดลงเป็นรูปคลื่นไซน์จาก 345V ลงมาเหลือ 140V ซึ่งเป็นจุดที่มอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง จากผลการวัดรูปคลื่นในรูป 5.2(ข) จะเห็นว่าแรงดัน v_x เป็นแรงดัน DC แรงดัน v_{RS} เป็นแรงดัน Ramp และแรงดัน v_{be} เกิดจากแรงดัน v_x และแรงดัน v_{RS} รวมกันตามสมการที่ (3.5) เมื่อแรงดัน v_{be} มีค่าประมาณ 0.7V มอสเฟตจะหยุดนำกระแส ผล

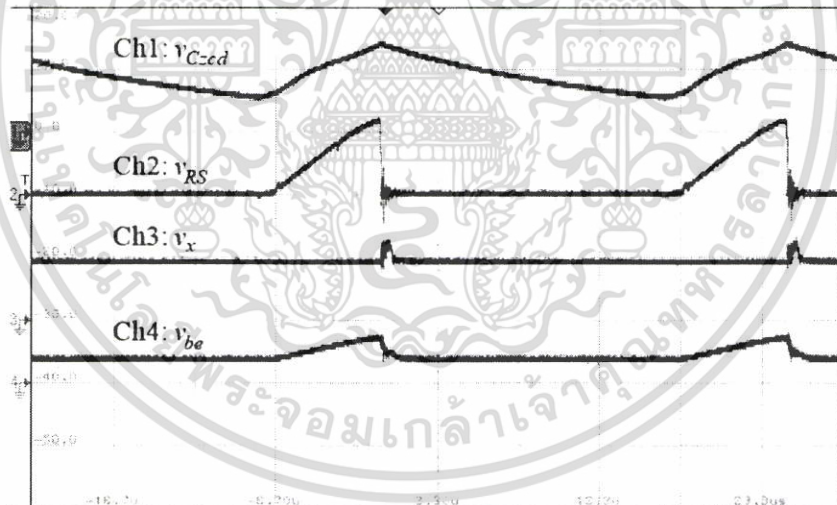
เอกสารการวัดรูปสัญญาณในรูปที่ 5.2 ยืนยันทฤษฎีการทำงานของวงจรที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 3 โยชน์ด้านการค้าไม่ว่าการณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



x-scale: $5\mu\text{s}/\text{div}$

Ch1: $10\text{V}/\text{div}$ Ch2: $200\text{V}/\text{div}$ Ch3: $0.5\text{A}/\text{div}$ Ch4: $2\text{A}/\text{div}$

(ก)



x-scale: $5\mu\text{s}/\text{div}$

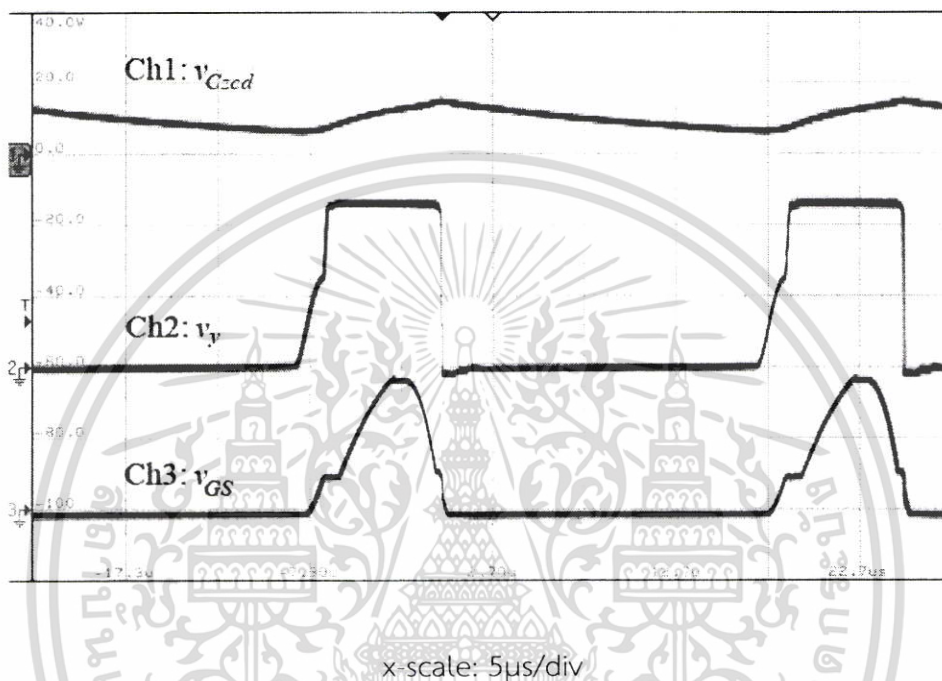
Ch1: $10\text{V}/\text{div}$ Ch2: $0.5\text{V}/\text{div}$ Ch3: $1\text{V}/\text{div}$ Ch4: $1\text{V}/\text{div}$

(ข)

รูปที่ 5.2 รูปสัญญาณของวงจรต้นแบบ

รูปที่ 5.3 แสดงผลการวัดรูปคลื่นสัญญาณแรงดัน v_{Czcd} , v_y และ v_{GS} ตามลำดับ จะเห็นว่าแรงดัน v_y จะเพิ่มสูงขึ้นในสภาวะเรโซแนนซ์ เมื่อแรงดัน v_y เริ่มมีค่ามากกว่า v_{Czcd} ที่ประมาณ 8V ตัวเก็บประจุเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C_{zcd} จะได้รับการชาร์จประจุทำให้แรงดัน v_{Czcd} เพิ่มขึ้น กระแสชาร์จประจุนี้ไหลผ่าน ตัวเก็บประจุ C_{zcd} เข้าไปยังขาเกตของมอสเฟต ทำให้แรงดัน v_{GS} เพิ่มสูงขึ้น เมื่อ v_{GS} มีค่าประมาณ 5V มอสเฟตจะเริ่มนำกระแส แรงดัน v_{GS} จะสูงขึ้นไปด้วยเช่นกันเมื่อก็ตามที่แรงดัน v_{GS} ถึงแรงดันเริ่มทำงานของมอสเฟต ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้อยู่ที่ 5V มอสเฟตก็จะเริ่มนำกระแส ผลการวัดรูปสัญญาณในรูปที่ 5.3 ยืนยันถึงบทบาทของแรงดัน v_y ในการจ่ายแรงดันเกตเพื่อทำให้มอสเฟตนำกระแส

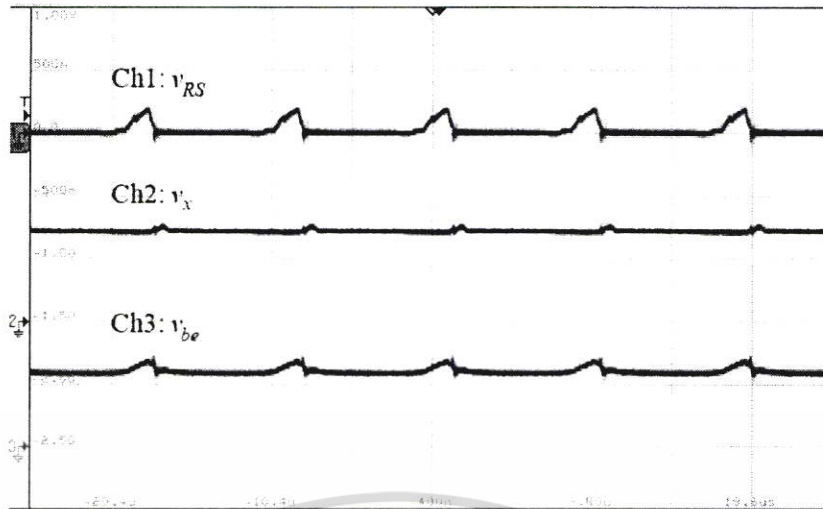


Ch1: 20V/div Ch2: 20V/div Ch3: 10V/div

รูปที่ 5.3 รูปสัญญาณของวงจรต้นแบบ

กลไกการรักษาแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบที่อธิบายในหัวข้อที่ 3.3 สามารถยืนยันความถูกต้องได้จากผลการวัดรูปคลื่นในรูปที่ 5.4 จะเห็นว่าเมื่อวงจรต้นแบบเปลี่ยนสภาวะการทำงานจากสภาวะแรงดันไฟฟ้าอินพุต $v_{in,ac} = 264V$ และกระแสเอาต์พุต $i_o = 0.1A$ ไปเป็นแรงดันไฟฟ้าอินพุต $v_{in,ac} = 176V$ และกระแสเอาต์พุต $i_o = 0.5A$ แรงดัน v_x ลดลงจากประมาณ 1.4V ในรูปที่ 5.4(ก) ไปเป็นประมาณ 0.9V ในรูปที่ 5.4(ข) ส่งผลให้แรงดัน v_{RS} ในรูปที่ 5.4(ข) มีค่าสูงกว่าในรูปที่ 5.4(ก) แรงดัน v_{RS} ที่สูงขึ้นนี้เป็นตัวบ่งชี้ว่ามอสเฟตได้นำกระแสเป็นเวลานานขึ้น ผลที่ตามมาคือกระแส i_t ได้เพิ่มสูงขึ้น นั่นกล่าวคือเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสภาวะการทำงาน วงจรควบคุมพยายามควบคุมจะพยายามรักษาแรงดันเอาต์พุต โดยการลดแรงดันผิดพลาด (v_x) ลงเพื่อเพิ่มกระแสมอสเฟตให้สูงขึ้น ซึ่งก็คือหลักการทำงานของการควบคุมแบบกระแส (Current mode control) นั่นเอง

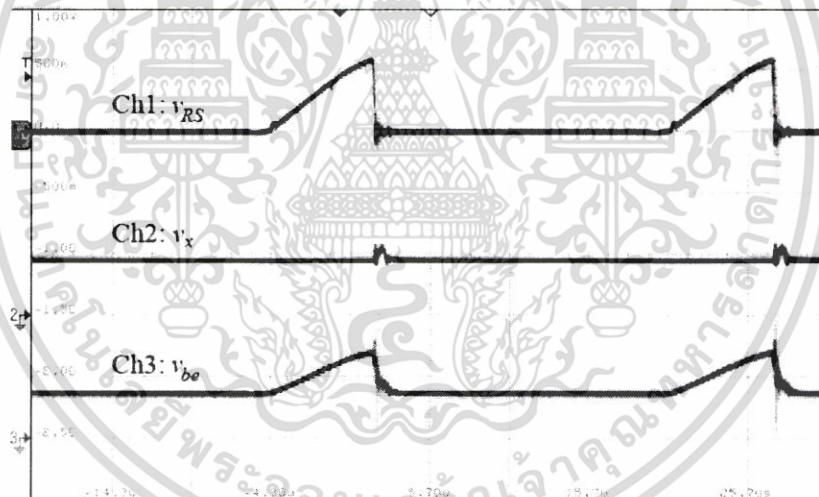
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



x-scale: $5\mu\text{s}/\text{div}$

Ch1: $0.5\text{V}/\text{div}$ Ch2: $1\text{V}/\text{div}$ Ch3: $0.5\text{V}/\text{div}$

(ก)



x-scale: $5\mu\text{s}/\text{div}$

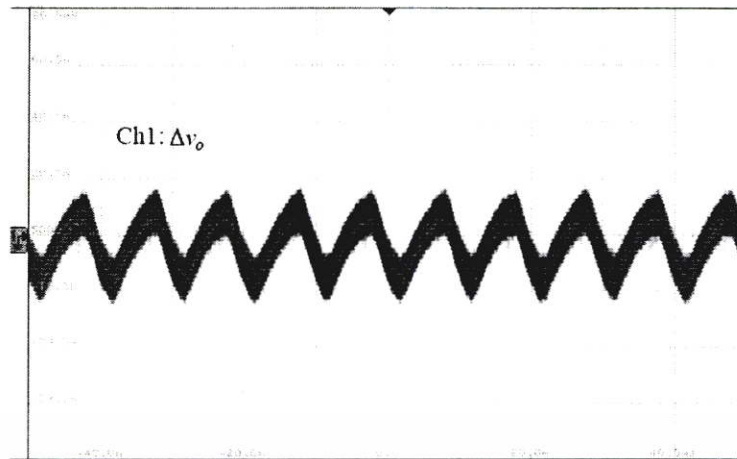
Ch1: $0.5\text{V}/\text{div}$ Ch2: $1\text{V}/\text{div}$ Ch3: $0.5\text{V}/\text{div}$

(ข)

รูปที่ 5.4 รูปสัญญาณของวงจรต้นแบบ

รูปที่ 5.4 แสดงผลการวัดรูปคลื่นสัญญาณรีปเปิลแรงดันเอาต์พุต Δv_o จะเห็นว่าแรงดัน Δv_o มีค่าประมาณ 36mV ซึ่งค่อนข้างต่ำเป็นเพราะว่าวงจรได้ใช้ค่าตัวเก็บประจุทางเอาต์พุต C_2 ที่ค่อนข้างใหญ่ ($C_2 = 940\mu\text{F}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

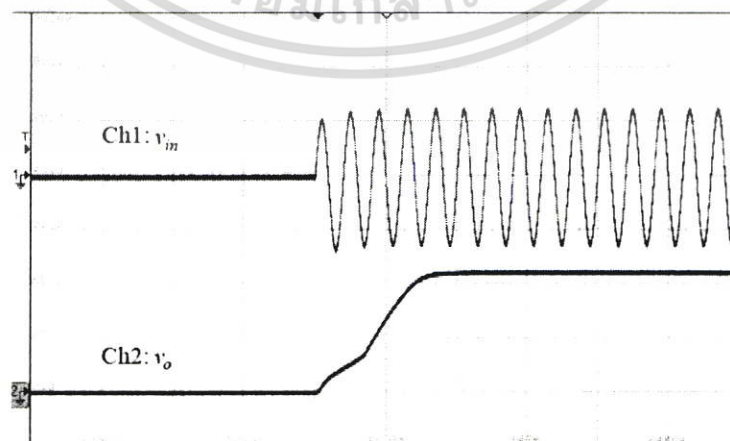


x-scale: 10ms/div Ch1: 20mV/div

รูปที่ 5.5 รูปสัญญาณรีปเปิลแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบ

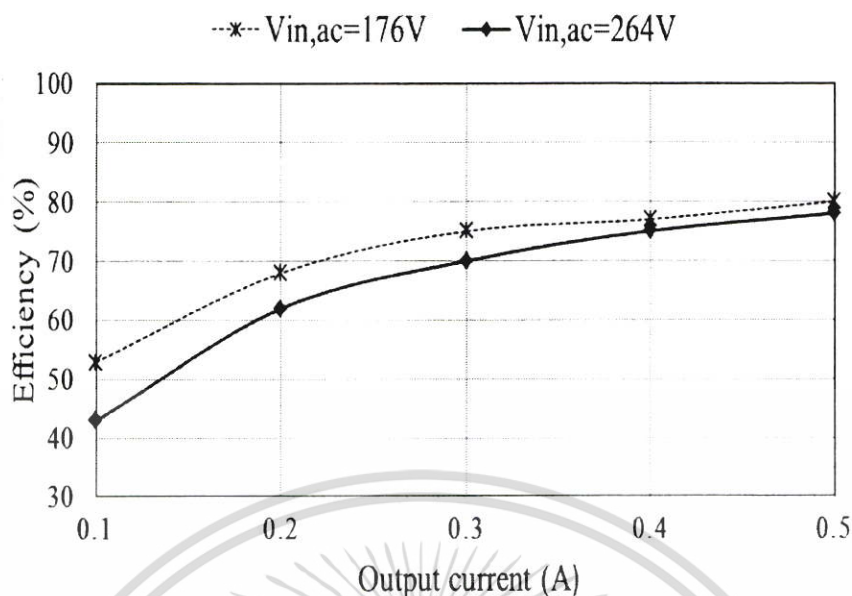
รูปที่ 5.5 แสดงผลการวัดสมรรถนะของวงจรต้นแบบในขณะเริ่มต้นทำงาน (Start-up performance) จะเห็นว่าเมื่อเริ่มป้อนแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นและเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ประมาณ 24V หลังจากเวลาผ่านไปประมาณ 4 ลูกคลื่นของแรงดัน AC อินพุตหรือประมาณ 80ms โดยไม่มีโอเวอร์ชูท (Overshoot) เกิดขึ้น ในทางปฏิบัติโหลดของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในอุปกรณ์ไอทีต่าง ๆ ซึ่งมีความอ่อนไหวต่อแรงดันโอเวอร์ชูท ดังนั้นการที่แรงดันเอาต์พุตไม่มีโอเวอร์ชูทจึงส่งผลดีกับโหลดที่ต่ออยู่

ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.7 โดยประสิทธิภาพคืออัตราส่วนกำลังไฟฟ้าอินพุต AC ต่อกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต DC จากรูปจะเห็นว่าประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรวัดได้ประมาณ 80% ที่แรงดันไฟฟ้าอินพุต $v_{in,ac} = 176V$ และกระแสเอาต์พุต $i_o = 0.5A$ และประสิทธิภาพต่ำสุดวัดได้ 43% แรงดันไฟฟ้าอินพุต $v_{in,ac} = 264V$ และกระแสเอาต์พุต $i_o = 0.1A$

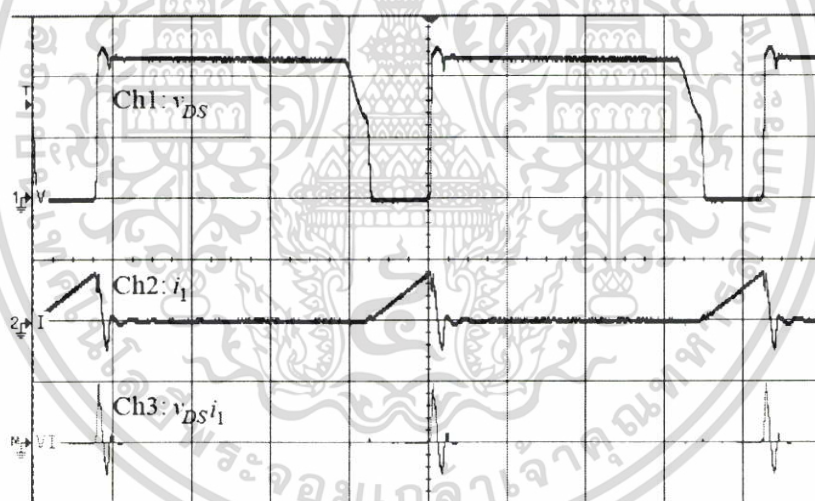


รูปที่ 5.6 รูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุตในสภาวะเริ่มทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 กราฟประสิทธิภาพของวงจร



x-scale: 5 μ s/div

Ch1: 200V/div Ch2: 0.5A/div Ch3: Ch1xCh2

รูปที่ 5.8 รูปสัญญาณกระแสและแรงดันของมอสเฟตในสภานำกระแสและหยุดนำกระแส

รูปที่ 5.8 แสดงผลการวัดรูปคลื่นสัญญาณแรงดัน v_{DS} (Ch1) กระแส i_1 (Ch2) และกำลังไฟฟ้าของมอสเฟต (Ch3) จากรูปจะเห็นว่าไม่เกิดกำลังสูญเสียขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส (Turn on) เนื่องจากวงจรมีการทำงานแบบ Zero current switching (ZCS) กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแส (Turn off) เท่านั้น การทำงานแบบ ZCS ถือเป็นข้อได้เปรียบของวงจรพลาสมาแบบที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองโดยใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรฟลายแบคที่สามารถกำเนิดความถี่ด้วยตัวเองแบบดั้งเดิมที่ใช้การป้อนกลับทางด้านทุติยภูมิ วงจรที่นำเสนอใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยกว่าเนื่องจากได้ตัดวงจรป้อนกลับทางด้านทุติยภูมิ ซึ่งประกอบด้วย วงจรขยายค่าความผิดพลาดและออปโตคัปเปิลเลอร์ออกไป วงจรที่นำเสนอจึงเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีต้นทุนต่ำอย่างแท้จริง ในวงจรที่นำเสนอ แรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วย ($v_{o,aux}$) ถูกใช้เป็นตัวแปรป้อนกลับแทนแรงดันเอาต์พุตของขดลวดทุติยภูมิ (v_o) ซึ่งใช้ในวงจรดั้งเดิม เทคนิคการควบคุมแรงดันเอาต์พุตทางอ้อม (Indirect output regulation) ดังกล่าว สามารถกระทำได้เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตของขดลวดช่วยมีค่าเป็นสัดส่วนกับแรงดันเอาต์พุตของขดลวดทุติยภูมิ อย่างไรก็ตามการควบคุมจะมีประสิทธิภาพเมื่อหม้อแปลงฟลายแบคมีการคัปปลิงที่ดีระหว่างขดลวดทุติยภูมิและขดลวดช่วย ผลจากการทดลองในตารางที่ 5.1 และ 5.2 แสดงให้เห็นว่าหม้อแปลงฟลายแบคที่พันขดลวดในแบบที่สองในรูปที่ 4.3 สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ดีกว่าแบบที่หนึ่ง ดังนั้นการพันขดลวดแบบที่สองนี้จึงเหมาะสำหรับการควบคุมป้อนกลับด้านปฐมภูมิ ในขณะที่การพันขดลวดแบบที่หนึ่งเหมาะสำหรับการควบคุมป้อนกลับด้านทุติยภูมิ ผลการทดลองในตารางที่ 5.3 ยังแสดงให้เห็นว่า วงจรต้นแบบทำงานที่ความถี่สวิตซ์ไม่คงที่เปลี่ยนแปลงโดยอัตโนมัติตลอดสภาวะการทำงานของวงจร โดยความถี่สวิตซ์ต่ำสุดมีค่า 39kHz เมื่อวงจรทำงานที่แรงดันอินพุตต่ำสุด ($v_{in,ac} = 176V$) และกระแสเอาต์พุตสูงสุด ($i_o = 0.5A$) และความถี่สวิตซ์สูงสุดมีค่า 107kHz เมื่อวงจรทำงานที่แรงดันอินพุตสูงสุด ($v_{in,ac} = 264V$) และกระแสเอาต์พุตต่ำสุด ($i_o = 0.1A$) ผลการวัดรูปคลื่นสัญญาณในวงจรต้นแบบพบว่ารูปคลื่นสัญญาณที่วัดได้ในรูปที่ 5.2 - 5.4 สอดคล้องกับรูปคลื่นสัญญาณทางทฤษฎีที่แสดงในรูปที่ 3.3 จึงเป็นเครื่องยืนยันว่าหลักการทํางานของวงจรต้นแบบที่อธิบายในบทที่ 3 มีความถูกต้อง นอกจากนี้ผลการทดลองในรูปที่ 5.5 - 5.7 ยังแสดงให้เห็นว่าวงจรต้นแบบมีค่าแรงดันเอาต์พุตริปเปิล (Δv_o) ต่ำ แรงดันเอาต์พุตขณะเริ่มทำงานไม่มีโอเวอร์ชูท มีประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ 80% และมีการทำงานเป็นแบบ Zero current switching ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส

ผลการเปรียบเทียบราคาต้นทุนวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอกับวงจรแบบดั้งเดิมแสดงในตารางที่ 6.1 และ 6.2 ตามลำดับ จะพบว่าวงจรที่นำเสนอมีต้นทุนต่อหน่วยถูกกว่าวงจรแบบดั้งเดิมประมาณ 6.14 บาท โดยราคาอุปกรณ์ในตารางอ้างอิงจากร้าน Electronic source และบางส่วนจากตัวแทนผู้ผลิตอุปกรณ์ภายในประเทศไทย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 ราคาต้นทุนต่อหน่วยของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งนำเน็ดความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านปฐมภูมิ

อุปกรณ์	รายละเอียด	จำนวนที่ใช้	ราคาต่อหน่วย (บาท)	ราคา (บาท)
D_1-D_4	1N4007	4	0.37	1.48
R_S	4.4 Ω 1/4W	2	0.14	0.28
R_F	22 Ω 1/4W	1	0.14	0.14
R_{zcd}	1.8k Ω 1/4 W	1	0.14	0.14
C_{zcd}	0.01 μ F (X7R)	1	0.52	0.52
R_{start}	270k Ω 1/4W	4	0.14	0.56
R_A	33 Ω 1/4W	1	0.14	0.14
Z_1	1N5242	1	1.12	1.12
Q_1	2N4401	1	0.99	0.99
D_{sn}	UF4007	1	2.11	2.11
R_{sn}	100k Ω 1/2W	1	0.48	0.48
C_{sn}	2200pF 1000V	1	1.1	1.1
C_{in}	100 μ F 400V	1	16	16
C_2	470 μ F 35V	2	2.3	4.6
D_2	HER305	1	3.08	3.08
D_{aux}	1N4148	1	0.1	0.1
C_{aux}	22 μ F 50V	1	1.46	1.46
Z_{start}	1N5250	1	1.12	1.12
S	STP2NK60N	1	9.84	9.84
หม้อแปลง EI28	KV Electronic	1	30	30
ราคารวม (บาท)				75.26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.2 ราคาต้นทุนต่อหน่วยของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งนำความถี่ด้วยตัวเองที่ใช้การควบคุมป้อนกลับทางด้านทุติยภูมิ

อุปกรณ์	รายละเอียด	จำนวนที่ใช้	ราคาต่อหน่วย (บาท)	ราคา (บาท)
D_1-D_4	1N4007	4	0.37	1.48
R_S	4.4 Ω 1/4W	2	0.14	0.28
R_F	22 Ω 1/4W	1	0.14	0.14
R_{zcd}	1.8k Ω 1/4 W	1	0.14	0.14
C_{zcd}	0.01 μ F (X7R)	1	0.52	0.52
R_{start}	270k Ω 1/4W	4	0.14	0.56
R_A	33 Ω 1/4W	1	0.14	0.14
D_{sn}	UF4007	1	2.11	2.11
R_{sn}	100k Ω 1/2W	1	0.48	0.48
C_{sn}	2200pF 1000V	1	1.1	1.1
C_{in}	100 μ F 400V	1	16	16
C_2	470 μ F 35V	2	2.3	4.6
Q_1	2N4401	1	0.99	0.99
D_2	HER305	1	3.08	3.08
D_{aux}	1N4148	1	0.1	0.1
C_{aux}	22 μ F 50V	1	1.46	1.46
Z_{start}	1N5250	1	1.12	1.12
S	STP2NK60N	1	9.84	9.84
หม้อแปลง EI28	KV Electronic	1	30	30
Optocoupler	PC817	1	3.62	3.62
$R_{D1} R_{D2}$	1/4W	2	0.14	0.28
TL431	TL431	1	2.26	2.26
C_{EA2}	1000pFX7R	1	0.52	0.52
R_{EA1}	1/4W	1	0.14	0.14
C_{EA1}	0.1 μ FX7R	1	0.52	0.5
ราคารวม (บาท)				81.40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] D. W. Hart, Power Electronics (McGraw-Hill Companies, 2011)
- [2] A. I Pressman, K. Billings, T. Morey, Switching Power Supply Design (McGraw-Hill Companies, 2009)
- [3] S. Howimanporn, C. Bunlaksananusorn, Performance comparison of continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) flyback converters, The 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, November 17-20, 2003, Singapore.
- [4] UC3825 datasheet, Texas Instrument, 2004.
- [5] NCP1200 datasheet, ON Semiconductor, 2015.
- [6] VIPER16 datasheet, ST Microelectronics, 2014.
- [7] P. Lidak, Critical conduction mode flyback switching power supply using the MC33364, Motorola semiconductor application note, 1998.
- [8] B. T. Irving, M. M. Jovanovic, Analysis and design of self-oscillating flyback converter, The 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 10-14, 2002, USA.
- [9] R. Nalepa, N. Barry, P. Meaney, Primary side control circuit of a flyback converter, The 16th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 4-8, 2001, USA.
- [10] B. Khemmanee, N. Chuladaycha, C. Bunlaksananusorn, A low-cost flyback converter with primary side regulation for a TV set top box, The International Electrical Engineering Congress, March 8-10, 2017, Thailand.
- [11] T. J. Liang, K. H. Chen, J. F. Chen, Primary Side Control for Flyback Converter Operating in DCM and CCM, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, issue 4, April 2018, pp. 3604-3612.
- [12] R. W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics (Kluwer Academic Publishers, 2001).
- [13] K. Gao, U. B. Goerke, Choosing Standard Recovery Diode or Ultra-Fast Diode in Snubber, application report SNVA744, October 2015.

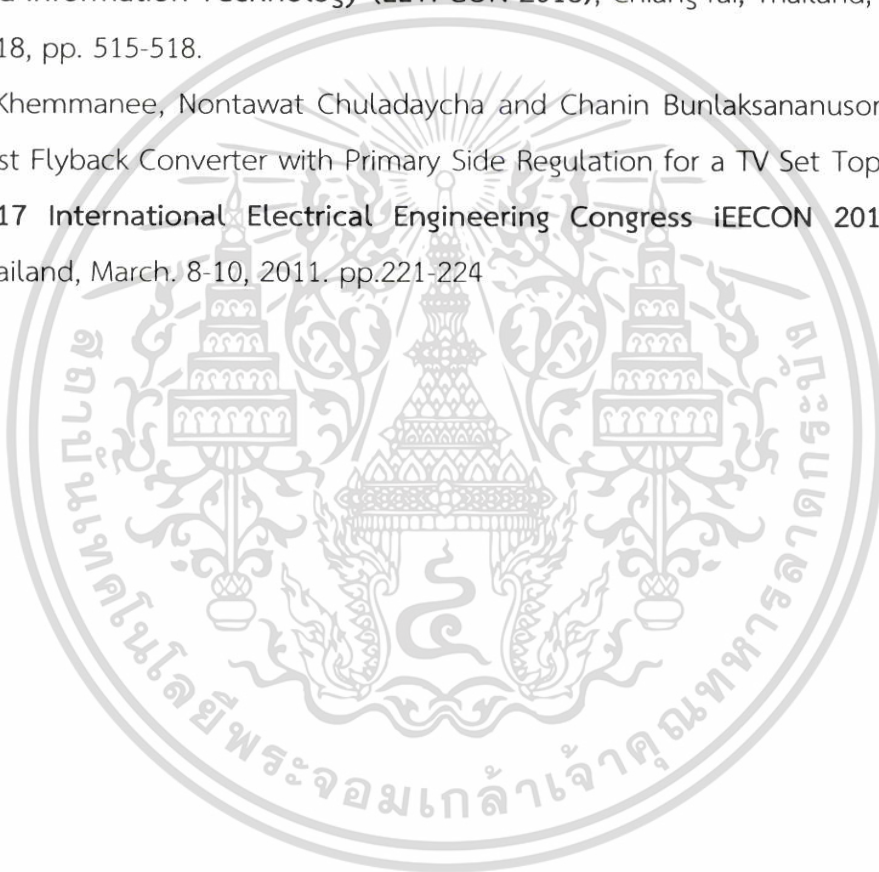
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ ดังนี้

- [1] Bundit Khemmanee, and Chanin Bunlaksananusorn. “A Self-Oscillating Flyback Converter with Primary Feedback Control,” **The International Review of Electrical Engineering (IREE)**, Dec. 5, 2019
- [2] B.Khemmanee, K. Tattiwong, and C. Bunlaksananusorn. “Experiment Study of a Vibration Based Energy Harvesting System for an RFID Module,” **15th International Conference on Electrical Engineering / Electronic, Computer, Telecommunications and information Technology (EETI-CON 2018)**, Chiang rai, Thailand, July. 18-21, 2018, pp. 515-518.
- [3] B Khemmanee, Nontawat Chuladaycha and Chanin Bunlaksananusorn. “A Low-Cost Flyback Converter with Primary Side Regulation for a TV Set Top box,” **The 2017 International Electrical Engineering Congress iEECON 2017**, Pattaya, Thailand, March. 8-10, 2011. pp.221-224



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Self-Oscillating Flyback Converter with Primary Feedback Control

B. Khemmanee¹ and C. Bunlaksananusorn¹

Abstract – Due to its simplicity and low component count, a self-oscillating flyback converter is an ideal topology for cost sensitive applications, such as mobile phone chargers and auxiliary power supplies. To regulate the output voltage, the conventional self-oscillating flyback converter employs a secondary feedback current mode control scheme whose major components include a TL431 error amplifier and optocoupler. These two components nonetheless contribute significantly to a total cost of the self-oscillating flyback converter. A further cost reduction can be achieved, if the error amplifier and optocoupler can be eliminated altogether. This paper proposes a self-oscillating flyback converter with primary feedback control. In the proposed converter, the error amplifier and optocoupler are replaced by a Zener diode, and the output voltage from the auxiliary winding is used as a feedback variable, instead of the actual output voltage from the secondary winding. In the paper, the operation of the proposed converter is described. The prototype converter operating from a 230V AC main and producing an output of 24V/0.5A is fabricated and tested. Experimental results are presented to verify the converter performance as well as to validate the principle of operation. Copyright © 2009 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.

Keywords: Flyback Converter, Self-Oscillating Flyback Converter, Primary Feedback Control

Nomenclature

V_{in}	DC input voltage	i_o	output current
$V_{in,ac}$	AC input voltage	N_1	number of turns of a primary winding
V_o	output voltage of a secondary winding	N_2	number of turns of a secondary winding
$V_{o,aux}$	output voltage of an auxiliary winding	N_{aux}	number of turns of an auxiliary winding
V_{R_s}	voltage across a sensing resistor	dT	time duration when a MOSFET is turned on
V_{be}	base-emitter voltage of a transistor Q_1	$d'T$	time duration when a MOSFET is turned off
V_z	anode voltage of a Zener diode Z_1 with respect to ground	d_rT	time duration when resonance occurs
V_D	cathode voltage of a diode D_{aux} with respect to ground	PHM	pulse width modulator
V_{z1}	break down voltage of a Zener diode Z_1	CCM	continuous conduction mode discontinuous conduction mode
V_{GS}	gate-source voltage of a MOSFET switch	DCM	conduction mode
V_{DS}	drain-source voltage of a MOSFET switch		
$V_{C_{red}}$	voltage across a capacitor C_{red}		
ΔV_o	ripple output voltage of a secondary winding		
V_1	induced voltage of a primary winding		
V_2	induced voltage of a secondary winding		
V_{aux}	induced voltage of an auxiliary winding		
i_1	primary winding current		
i_2	secondary winding current		
i_{aux}	auxiliary winding current		

I. Introduction

At present, there is a high demand for a low power switched mode power supply in modern portable IT devices such as, smart phones, laptop computers, etc. These devices require a power supply, or an adaptor, to draw electric power from the AC main for operation and battery charging. The product portability requires that the power supply must be small and lightweight. At the same time, the intense market competition demands that the power supply must be inexpensive and reliable. A flyback converter [1, 2] is an ideal candidate to meet all these requirements. The flyback converter has a simple circuit structure and low component counts, making it compact, inexpensive, and reliable. The circuit also includes a

high-frequency transformer which provides a voltage step up/down transformation and electrical isolation between input and output, making it well suited for off-line applications. The flyback converter can operate in Continuous Conduction Mode (CCM) or Discontinuous Conduction Mode (DCM). For low-power applications, the DCM operation is preferred due to the smaller transformer, ease of control loop compensation, and superior dynamic response compared with the CCM [3]. Moreover, the flyback converter can operate with a constant or variable switching frequency. With the variable frequency operation, zero voltage or zero current switching can be realized, leading to an improved efficiency over the constant frequency operation [4]. However, a major drawback of the variable frequency operation is the difficulty in filter component design. In the literature, various aspects of a flyback converter have been studied. The modeling and control design of a flyback converter are dealt with in [5, 6] for constant frequency, and in [7-9] for variable frequency. The circuit simulation and related issues are addressed in [10, 11]. The current research trend focusses on the adoption of flyback converter to improve power factor in LED driver [12-14].

Typically, the flyback converter is required to deliver a constant voltage to a load. To achieve this, feedback control is normally employed to perform output regulation, with current mode control [15] being the most commonly used technique. The current mode control in the flyback convert can be implemented using dedicated control Integrated Circuits (IC) [16-19] or using only discrete components [20]. The latter implementation is often referred to as a self-oscillating flyback converter. Without the control IC, a cost of the converter is lowered considerably. Therefore, the self-oscillating flyback converter is an ideal solution for cost sensitive applications, such as mobile phone chargers and auxiliary power supplies. The conventional self-oscillating flyback converter [20] is shown in Fig. 1. The output voltage, v_o , on the secondary side is fed back to the TL431 error amplifier, through the resistive divider, R_{D1} and R_{D2} . The difference between the sensed output voltage and the internal reference voltage of the TL431 is amplified and reflected through the optocoupler to the primary side as the error current, i_e . The error current is then compared with the switch current, i_s , at the Pulse Width Modulator (PWM) implemented discretely using Q_1 , R_F , and R_A . The MOSFET switch is turned off when i_s is equal to i_e , and is turned on sometime after energy stored in the flyback transformer is completely transferred to the secondary and auxiliary windings. Hence, the self-oscillating flyback converter operates in Discontinuous Conduction Mode (DCM), with a variable switching frequency. The secondary feedback current mode control scheme in Fig. 1 relies on the optocoupler to provide a complete electrical isolation between primary and secondary sides, and the TL431 error amplifier to generate the error signal. However, these two components contribute significantly to a total cost of the

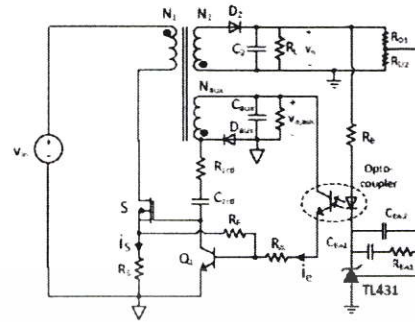


Fig. 1. Conventional secondary feedback self-oscillating flyback converter

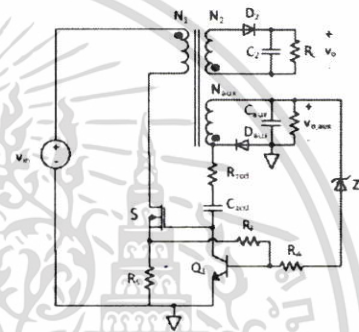


Fig. 2. Proposed self-oscillating flyback converter with primary feedback control

self-oscillating flyback converter. A further cost reduction can be achieved, if the optocoupler and TL431 error amplifier can be eliminated altogether.

This paper proposes a self-oscillating flyback converter with primary feedback control shown in Fig. 2, where the optocoupler and TL431 error amplifier have been removed and replaced by the Zener diode Z_1 . In the proposed circuit, the output voltage from the auxiliary winding, $v_{o,aux}$, is used as a feedback variable, instead of the output voltage from the secondary winding, v_o , as in the conventional circuit. By analyzing the ideal flyback converter, it can be shown that $v_{o,aux}$ is related to v_o as $v_{o,aux} = (N_{aux}/N_2)v_o$, where N_{aux}/N_2 is a turn ratio of the auxiliary to secondary windings. Since $v_{o,aux}$ is proportional to v_o , it is possible to regulate v_o by using $v_{o,aux}$ as a feedback variable. This indirect output voltage regulation is a main feature of primary feedback control [21-23] adopted in the proposed converter. By comparing the proposed circuit in Fig. 2 to the conventional circuit in Fig. 1, it can be appreciated that the primary feedback control has led to a

considerable circuit simplification and hence cost saving. The remainder of this paper is organized as follows. Section II describes the operating principle of the proposed converter. Section III provides the details of the prototype converter and transformer winding structures. Section IV presents experimental results. Finally, the conclusion is drawn in Section V.

II. Converter Operation

To facilitate the explanation of how the proposed converter in Fig. 2 works, this section is subdivided into (1) power circuit operation, (2) control circuit operation, and (3) output voltage regulation mechanism.

III. Power Circuit Operation

A power circuit of the proposed converter is shown in Fig. 3. It consists of a flyback transformer, a MOSFET switch (S), a sensing resistor (R_s), rectifier circuits (D_2 , C_2 and D_{aux} - C_{aux}), and a load resistances (R_L). The flyback transformer contains the primary, secondary, and auxiliary windings with a number of turns N_1 , N_2 , and N_{aux} respectively. The secondary winding provides the output voltage, v_o , supplied to the load. Meanwhile, the output voltage from the auxiliary winding, $v_{o,aux}$ is used as a feedback signal to the control circuit. The power circuit in Fig. 3 operates in Discontinuous Conduction Mode (DCM). In one switching cycle, its operation can be divided into 3 stages as follows.

Stage I: During the time interval d_1T , S is turned on. The equivalent circuit is shown in Fig. 4(a). The input voltage, v_{in} , is applied across the primary winding. The primary current, i_1 , increases linearly with a slope $di_1/dt = v_{in}/L_1$, where L_1 is an inductance of the primary winding. The voltage across R_s also increases linearly expressed by

$$v_{r,s} = i_1 R_s \tag{1}$$

Due to the dot polarity of the secondary and auxiliary windings, both v_2 and v_{aux} are negative, causing D_2 and D_{aux} to be reverse-biased. Hence, there is no current flow in the secondary and auxiliary windings ($i_2 = 0$ and $i_{aux} = 0$). During this interval, energy is stored in the flyback transformer. The voltage across the MOSFET switch is zero ($v_{r,s} = 0$).

Stage II: During the time interval d_1T , S is turned off. The equivalent circuit is shown in Fig. 4(b). Energy stored in the flyback transformer from the previous interval is discharged, causing a reversal of voltage polarities on all windings. Hence, D_2 and D_{aux} become forward-biased. i_1 and i_{aux} start to flow. As energy is being released from the flyback transformer, both i_1 and i_{aux} decrease linearly. Since C_{aux} is much smaller than C_2 , i_{aux} falls to zero before i_1 . During this interval, the voltage

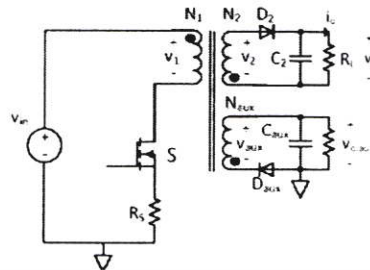


Fig. 3 Power circuit

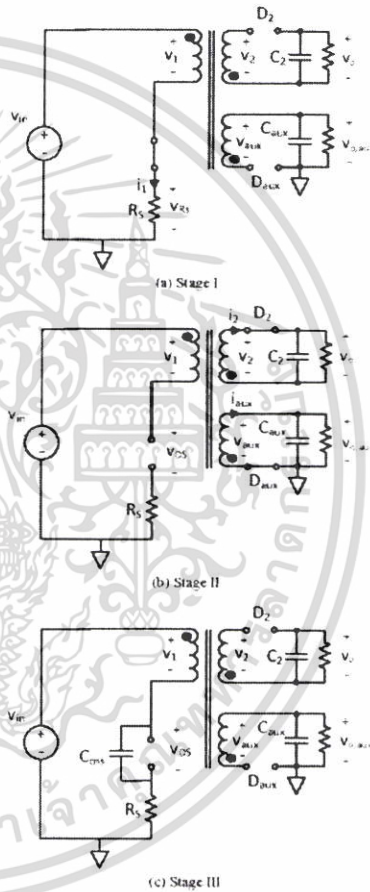


Fig. 4. Operation of power circuit in one switching cycle

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

across sensing resistor is zero ($v_{ES} = 0$) and the voltage across the MOSFET switch is given by

$$v_{DS} = v_{in} + \frac{N_1}{N_2} v_o \quad (2)$$

As seen in Fig. 4(b), the induced voltage on the auxiliary winding, $v_{o,aux}$, is rectified by D_{aux} to produce $v_{o,max}$. Neglecting a voltage drop across D_{aux} , $v_{o,max}$ is given by

$$v_{o,max} = v_{aux} = \frac{N_{aux}}{N_2} v_o \quad (3)$$

It becomes clear from (3) that $v_{o,max}$ is a DC voltage proportional to v_o . Due to a high switching frequency, $v_{o,max}$ is relatively constant over one switching period. It is used as a feedback voltage to the control circuit whose operation is described in the next section.

Stage III: During the time interval d_3T , energy stored in the flyback transformer is completely transferred to the secondary and auxiliary windings. D_2 and D_{aux} are turned off. The equivalent circuit is shown in Fig. 4(c). During this interval, i_1 and i_{aux} are zero. A leakage inductance of the flyback transformer is resonating with a parasitic output capacitance, C_{oss} of the MOSFET switch. As a result, v_{DS} drops sinusoidally from $v_{in} + (N_1/N_2)v_o$ towards v_o .

The waveforms of v_{DS} , i_1 , and i_2 are depicted in Fig. 5. The flyback converter in Fig. 3 operates with a variable switching frequency, depending on the operating condition. The converter's switching frequency is highest at the maximum input voltage and minimum output current, and lowest at the minimum input voltage and maximum output current. Furthermore, due to the DCM operation, the MOSFET switch is always turned on at zero current (i.e. zero current switching), thereby no switching loss at turn on. These facts are illustrated later by experimental results in Section IV.

III.2. Control Circuit Operation

As shown in Fig. 6, the control circuit comprises of R_{zcd} , C_{zcd} , R_F , R_A , Q_1 , and Z_1 . In the figure, the variables surrounded by a dashed box, i.e. v_{DS} , $v_{o,max}$, v_s , and v_x plays an important role in the operation of the control circuit, which can be described as follows

Starting from the auxiliary winding, $v_{o,max}$ is fed back to overcome v_{Z1} , which is a break down voltage of the Zener diode Z_1 . The voltage v_x , which is the anode voltage of Z_1 with respect to ground, can be expressed as

$$v_x = v_{o,max} - v_{Z1} \quad (4)$$

Since v_{Z1} is constant, v_x thus depends on $v_{o,max}$. If $v_{o,max}$ is increased, v_x is also increased and vice versa. From the feedback control point of view, v_x in (4) can be perceived as the error voltage, which is a difference between the feedback voltage, $v_{o,max}$, and the reference voltage, v_{Z1} .

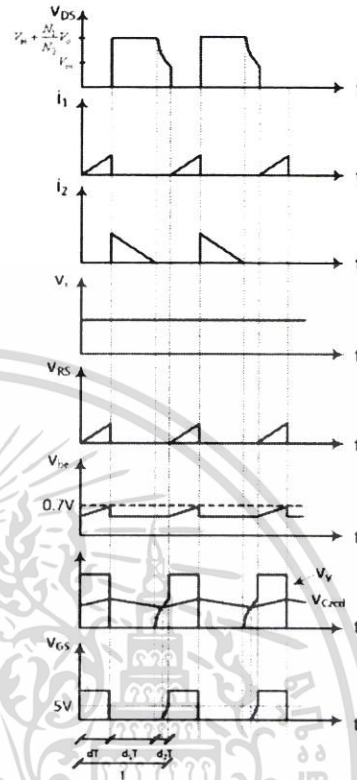


Fig. 5. Operating waveforms of the proposed converter

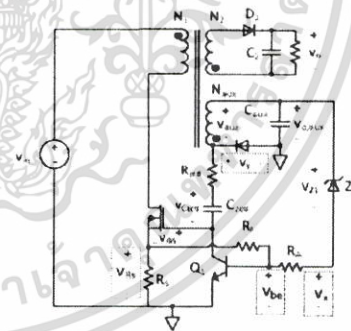


Fig. 6. Operation of control circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The components R_A , R_F , and Q_1 constitute a PWM comparator. Through R_F and R_A , v_{RS} is summed with v_x , producing the base-emitter voltage of Q_1 :

$$v_{be} = \left(\frac{R_A}{R_F + R_A}\right)v_{RS} + \left(\frac{R_F}{R_F + R_A}\right)v_x \quad (5)$$

Since v_{RS} is the ramp voltage representing the primary current and v_x is the error voltage which is the DC quantity, v_{be} in (5) therefore has a wave shape of the ramp voltage superimposed on the error voltage. The waveforms of v_x , v_{RS} , and v_{be} are shown in Fig. 5. When v_{be} reaches the threshold value of approximately 0.7V, the transistor Q_1 is turned on, discharging the gate-source capacitance of the MOSFET switch. This immediately causes the MOSFET switch to turn off and the power circuit enters stage II in Fig. 4(b).

The MOSFET switch is turned on sometime after energy stored in the flyback transformer is completely transferred to the secondary and auxiliary windings. This happens during the stage III of the power circuit (Fig. 4(c)). During the stage III, the voltage v_y , which is the cathode voltage of D_{aux} with respect to ground, becomes increasingly positive as v_{aux} drops sinusoidally while $v_{o,max}$ is relatively constant. When v_y is greater than v_{CEsat} , the capacitor C_{ZCD} is charged and the resulting charging current flows into the gate of the MOSFET switch. This causes the gate-source voltage, v_{GS} , of the MOSFET switch to increase. When v_{GS} reaches the threshold value of approximately 5V, the MOSFET switch is turned on and the power circuit operation enters the stage I in Fig. 4(a). C_{ZCD} continues to be charged during the stage I and is discharged during the stage II. The waveforms of v_y , v_{CEsat} , and v_{GS} are shown in Fig. 5.

II.3. Output Voltage Regulation Mechanism

As shown in (3), $v_{o,max}$ is proportional to v_o . It is therefore possible to regulate v_o by using $v_{o,max}$ as a feedback voltage. This is a concept of primary feedback control employed in the proposed converter.

At the minimum input voltage and maximum output current, v_o and $v_{o,max}$ are decreased. From (4), the lower $v_{o,max}$ results in the lower v_x , as v_{Z1} is constant. From (5), because the value of v_{be} to switch on the transistor Q_1 is fixed at approximately 0.7V, the lower v_x means that v_{RS} must be higher, which can occur only when the MOSFET switch is turned on longer to increase the peak primary current i_l . The described mechanism is illustrated by the v_{be} waveform in Fig. 7(a). It can be seen that when v_o is decreased, the component $[R_A/(R_F+R_A)]v_{RS}$ is increased due to the increase of v_{RS} , whereas the component $[R_F/(R_F+R_A)]v_x$ is decreased due to the decrease of v_x . In other words, when v_o is decreased, the control circuit reacts by lowering the error voltage v_x , which subsequently leads to the increase in the MOSFET switch's turn-on time and the peak primary current. This

regulation mechanism is a unique characteristic of peak current mode control [15].

On the contrary, at the maximum input voltage and minimum output current, v_o and $v_{o,max}$ are increased. The regulation mechanism would operate in an opposite manner as shown in Fig. 7(b).

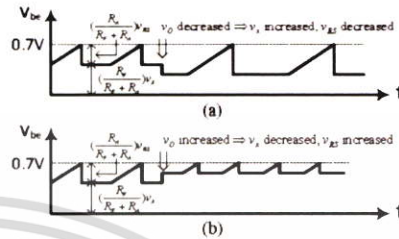


Fig. 7. Output regulation mechanism when: (a) v_o is decreased and (b) v_o is increased

III. Prototype Converter

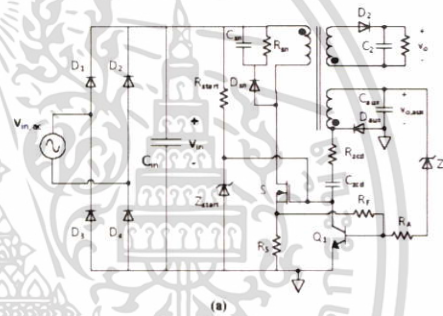


Fig. 8. Prototype converter: (a) circuit schematic and (b) photo

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A prototype converter is shown in Fig. 8. It has been designed and fabricated by the authors for use in the experiment. The converter is operated from a single-phase 50Hz AC supply with the RMS voltage $v_{in,rms} = 220V \pm 20\%$ (i.e. 176V to 264V), and produces a DC output voltage $v_o = 24V$. The converter's output current, i_o , can vary from 0.1A to 0.5A. As shown in the circuit schematic in Fig. 8(a), $v_{in,ac}$ is rectified by the diode bridge rectifier (D_1 - D_4) to obtain a DC input voltage, v_{in} , supplied to the proposed converter circuit.

An RCD snubber circuit, comprising R_{sn} , C_{sn} , and D_{sn} , is employed across the primary winding to prevent the MOSFET switch from a transient over voltage caused by the transformer's leakage inductance during turn-off. A resistance R_{start} and Zener diode Z_{start} work as a start-up circuit. When v_{in} is first applied, a gate-source capacitance of the MOSFET switch is charged via R_{start} to the clamp voltage set by Z_{start} , allowing the MOSFET switch to turn on. Once switching action begins, the influence of the start-up circuit must be ceased so that thereafter the MOSFET switch is turned on by the voltage v_g as described in Section II.2. For this reason, the start-up resistor must be chosen so that the time constant $R_{start}C_{GS}$ is much greater than a switching period, i.e. $R_{start}C_{GS} \gg T$, where C_{GS} is the gate-source capacitance of the MOSFET switch and T is a switching period.

The control circuit comprises of R_{zener} , C_{zener} , R_F , R_A , Q_1 , and Z_1 . Together, these discrete components implement the operation of a peak current mode control with a variable switching frequency as described in Sections II.2 and II.3. The component values used in the prototype converter are listed in Table I. The Zener diode Z_1 uses 1N5242, which has a break down voltage of 12V. The sensing resistor uses two 4.4k Ω resistors connected in parallel, giving the total sensing resistance $R_S = 2.2k\Omega$. The output capacitor uses two 470 μ F electrolytic capacitors connected in parallel, yielding the total output capacitance $C_2 = 940\mu$ F. The start-up resistor uses four 270k Ω connected in series, resulting in the total resistance $R_{start} = 1.08M\Omega$. The large value of R_{start} is required to satisfy the condition $R_{start}C_{GS} \gg T$.

The flyback transformer is constructed using the gapped ferrite core EE28 MB4. The number of turns of the primary, secondary, and auxiliary windings are $N_1 = 100$, $N_2 = 14$, and $N_{aux} = 25$, respectively. The copper wire diameter of the primary winding is 0.2mm, the secondary winding is 0.36mm and the auxiliary winding is 0.2mm. The transformer plays a vital role in output voltage regulation of the converter. For the feedback voltage $v_{o,aux}$ to accurately represent the output voltage v_o , i.e. $v_{o,aux} = (N_{aux}/N_2)v_o$, a good coupling between the secondary and auxiliary windings is essential. In this work, two transformer winding structures shown in Fig. 9 are considered and experimented. For the winding structure in Fig. 9(a), the secondary winding is placed in between the primary and auxiliary windings. This winding method is referred herein as the sandwich winding because the secondary winding is placed in the middle between the other two windings. For the winding structure in Fig. 9(b), half of

the primary winding is placed in a first layer, the secondary windings in a second layer, another half of primary winding in a third layer, and the auxiliary winding in an outer most layer. This latter winding method is referred herein as the interleave winding. The effect of the transformer winding structures on the output voltage regulation of the converter is presented in the next section, along with the experimental results of the proposed converter.

TABLE I
COMPONENT USED IN THE PROTOTYPE CONVERTER

Items	Description	Units
D_1 - D_4	1N4007	4
R_S	4.4k Ω 1/4W	2 (parallel)
R_F	22k Ω 1/4W	1
R_{start}	1.8k Ω 1/4 W	1
C_{zener}	0.01 μ F X7R	1
R_{start}	270k Ω 1/4W	4 (series)
R_A	33k Ω 1/4W	1
Z_1	1N5242	1
D_{sn}	UF4007	1
R_{sn}	100k Ω 1/2W	1
C_{sn}	2200pF 1000V	1
C_2	470 μ F 35V	2 (parallel)
D_1	HER305	1
D_{aux}	1N4148	1
C_{zener}	22 μ F 50V	1
Z_{start}	1N5250	1
S	STP2NK60N	1

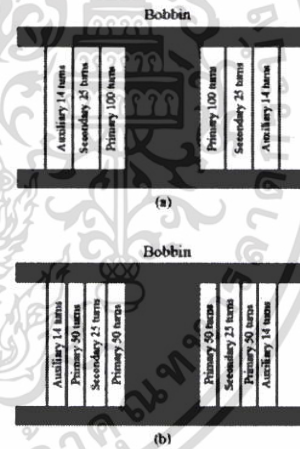


Fig. 9. Transformer windings:
(a) sandwich structure and (b) interleave structure

IV. Experimental Results

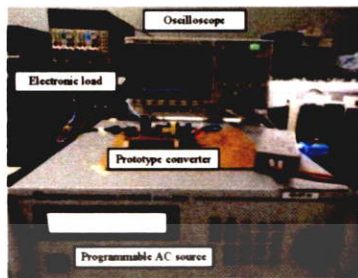


Fig. 10 Experimental setup

Experimental setup to measure the performance of the proposed converter is depicted in Fig. 10. The programmable AC voltage source was employed to produce $v_{in,ac} = 220V \pm 20\%$ supplied to the prototype converter. The converter's output was connected to the electronic load programmed to draw $i_o = 0.1A$ to $0.5A$. The output voltage of the prototype converter was measured at different input voltage and output current conditions. The output voltage measurement results are shown in Tables II and III. It can be seen that when the operating condition is changed from the maximum input voltage ($v_{in,ac} = 264V$) and minimum output current ($i_o = 0.1A$) to the minimum input voltage ($v_{in,ac} = 176V$) and maximum output current ($i_o = 0.5A$), the output voltage drops from $v_o = 24.4V$ to $v_o = 21.2V$ in the case of the prototype converter with the interleave winding transformer, and from $v_o = 24.6V$ to $v_o = 23.1V$ in the case of the prototype converter with the sandwich winding transformer. Obviously, the latter has the better output voltage regulation than the former. The reason the sandwich winding is superior to its interleave counterpart because, as shown in Fig. 9(a), the sandwich winding layout allows the secondary winding be placed next to the auxiliary winding, hence resulting in a good coupling between them. On the other hand, the interleave winding layout in Fig. 9(b) only yields a good coupling between the primary and auxiliary windings, but a poor coupling between the secondary and auxiliary windings. These comparison results reaffirm that the transformer with a good coupling between the secondary and auxiliary windings is vital for the successful operation of the proposed converter. Due to its superior performance, only the results of the prototype converter with the sandwich winding transformer are presented from here on.

The switching frequency measured from the prototype converter is shown in Table IV. As the control circuit attempts to regulate the output voltage, the switching frequency is varied automatically throughout the converter's operating conditions. The switching frequency is minimum (39.6kHz), when operating at the minimum input voltage ($v_{in,ac} = 176V$) and maximum output current ($i_o = 0.5A$).

TABLE II
OUTPUT VOLTAGE OF THE PROTOTYPE CONVERTER WITH THE INTERLEAVE WINDING TRANSFORMER

i_o	$v_{in,ac}$	$v_{in,ac} = 176V$	$v_{in,ac} = 220V$	$v_{in,ac} = 264V$
$i_o = 0.1A$		24.2V	24.3V	24.4V
$i_o = 0.2A$		23.8V	23.9V	24.0V
$i_o = 0.3A$		22.1V	22.2V	22.4V
$i_o = 0.4A$		21.4V	21.5V	21.7V
$i_o = 0.5A$		21.2V	21.3V	21.6V

TABLE III
OUTPUT VOLTAGE OF THE PROTOTYPE CONVERTER WITH THE SANDWICH WINDING TRANSFORMER

i_o	$v_{in,ac}$	$v_{in,ac} = 176V$	$v_{in,ac} = 220V$	$v_{in,ac} = 264V$
$i_o = 0.1A$		24.4V	24.5V	24.6V
$i_o = 0.2A$		24.1V	24.2V	24.3V
$i_o = 0.3A$		23.7V	23.8V	23.9V
$i_o = 0.4A$		23.2V	23.4V	23.5V
$i_o = 0.5A$		23.1V	23.2V	23.3V

TABLE IV
SWITCHING FREQUENCY OF THE PROTOTYPE CONVERTER WITH THE SANDWICH WINDING TRANSFORMER

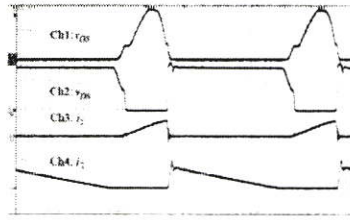
i_o	$v_{in,ac}$	$v_{in,ac} = 176V$	$v_{in,ac} = 220V$	$v_{in,ac} = 264V$
$i_o = 0.1A$		100kHz	105kHz	107kHz
$i_o = 0.2A$		74.5kHz	80kHz	85.6kHz
$i_o = 0.3A$		58.1kHz	64.3kHz	68.7kHz
$i_o = 0.4A$		47.4kHz	52.6kHz	56.4kHz
$i_o = 0.5A$		39.7kHz	44.2kHz	47.5kHz

The switching frequency is maximum (107kHz), when operating at the maximum input voltage ($v_{in,ac} = 264V$) and minimum output current ($i_o = 0.1A$). The results in Table IV clearly confirm the variable switching frequency nature of the proposed converter.

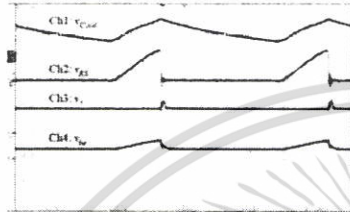
The important waveforms measured from the prototype converter are shown in Fig. 11. It can be seen that these experimental waveforms closely resemble the ideal converter waveforms in Fig. 5. As seen in Fig. 11(a), when the MOSFET switch is turned on, v_{DS} is zero and i_p is ramping up. When the MOSFET switch is turned off, v_{DS} becomes $v_p + (N_p/N_s)V$ (i.e. 345V), i_p is zero and i_s is ramping down. When i_s becomes zero, the converter enters the resonant stage (Fig. 4(c)), in which a leakage inductance of the transformer resonates with a parasitic capacitance of the MOSFET switch. Consequently, v_{DS} drops sinusoidally from 345V to about 140V, at which the MOSFET switch is turned on. As seen in Fig. 11(b), v_o is a DC voltage, representing the error between v_{ref} and v_o . Meanwhile, v_{DS} is a ramp voltage, representing the primary current i_p . v_o and v_{DS} are summed together in accordance with (5) to produce v_{in} . It can be seen that, when v_{in} reaches a threshold value of about 0.7V, the MOSFET switch is turned off. The results in Fig. 11 verify the converter's operating principle described in Section II.

Fig. 12 shows the waveforms of v_{DS} , v_p , and v_{DS} . The voltage v_p starts to increase during the resonant stage in Fig. 4(c). As can be observed in the figure, when v_p exceeds v_{DS} at approximately 8V, the capacitor C_{zcd} is charged and therefore v_{DS} starts to increase. The charging current flows into the gate of the MOSFET switch, causing v_{DS} to build up. When v_{DS} reaches the threshold value of

F. A. Author, S. B. Author, T. C. Author

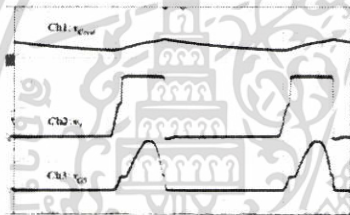


(a) x-scale 5 μ s/div
Ch1: 10V/div, Ch2: 200V/div, Ch3: 0.5A/div, Ch4: 2A/div



(b) x-scale 5 μ s/div
Ch1: 10V/div, Ch2: 0.5V/div, Ch3: 1V/div, Ch4: 1V/div

Fig. 11 Waveforms of the prototype converter operating at $v_{in,ac} = 176V$ and $i_o = 0.5A$

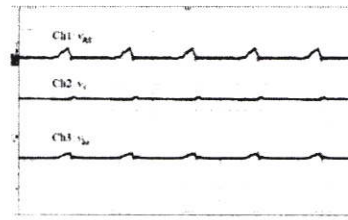


x-scale 5 μ s/div
Ch1: 20V/div, Ch2: 20V/div, Ch3: 10V/div

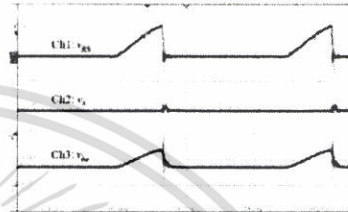
Fig. 12 Waveforms v_{gs} , v_s , and v_{gs} of the prototype converter operating at $v_{in,ac} = 176V$ and $i_o = 0.5A$

about 5V, the MOSFET switch is turned on. The result in Fig. 12 confirms that the voltage v_s plays an important role in supplying the gate voltage to turn on the MOSFET switch.

Next, the output regulation mechanism described in Section II.3 is validated as shown in Fig. 13. When the converter's operating condition is changed from the maximum input voltage ($v_{in,ac} = 264V$) and minimum output current ($i_o = 0.1A$) to the minimum input voltage ($v_{in,ac} = 176V$) and maximum output current ($i_o = 0.5$), the error voltage v_e has reduced from about 1.4V in Fig. 13(a) to about 0.9V in Fig. 13(b). Dictated by (5), the lower v_e in the latter operating condition results in the higher v_{gs} seen in Fig. 13(b). The higher v_{gs} is an indication that the MOSFET



(a) x-scale 5 μ s/div
Ch1: 0.5V/div, Ch2: 1V/div, Ch3: 0.5V/div



(b) x-scale 5 μ s/div
Ch1: 0.5V/div, Ch2: 1V/div, Ch3: 0.5V/div

Fig. 13 Waveforms v_{gs} , v_s , and v_{gs} of the prototype converter operating at (a) $v_{in,ac} = 264V$ and $i_o = 0.1A$ and (b) $v_{in,ac} = 176V$ and $i_o = 0.5A$

switch has been turned on longer and hence the primary current i_f has become larger. In summary, when the operating condition is changed, the prototype converter has exerted a corrective action in attempt to keep the output voltage constant by lowering the error voltage so as to increase the peak primary current. This action is an inherent regulation characteristic of peak current mode control.

The ripple output voltage, Δv_o , measured from the prototype converter is shown in Fig. 14. Since the time scale is set at 10ms/div, both the high frequency component due to the converter switching and low frequency component (i.e. 100Hz) due to the line rectification can be observed from the Δv_o waveform. Overall, the peak-to-peak ripple voltage is measured to be approximately 36mV. The prototype converter is able to achieve this low ripple output voltage due to the large output capacitance, i.e. $C_2 = 940 \mu F$.

The start-up performance of the prototype converter is measured as shown in Fig. 15. When the AC input voltage is applied to the prototype converter, the output voltage starts to rise and eventually reaches the steady state value of 24V, after about 4 AC cycles or 80ms. The start-up output voltage has no overshoot which is very desirable. The output voltage overshoot, if existed and uncontained, could pose a problem for, or even destroy, the load which is normally an electronic circuitry in the end user device.

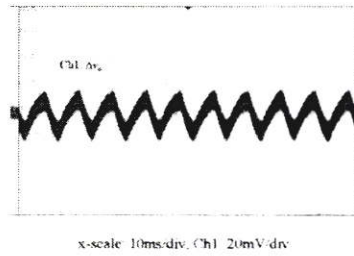


Fig. 14 Ripple output voltage of the prototype converter operating at $v_{in,ac} = 176V$ and $i_o = 0.5A$

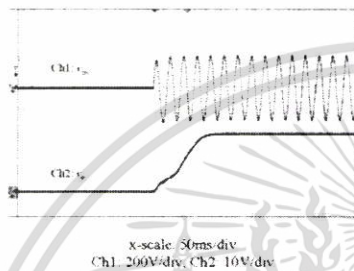


Fig. 15 Start-up performance of the prototype converter operating at $v_{in,ac} = 176V$ and $i_o = 0.5A$

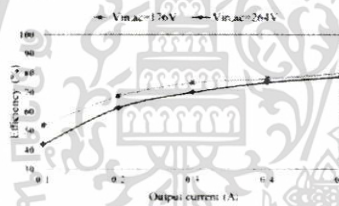


Fig. 16 Efficiency of the prototype converter

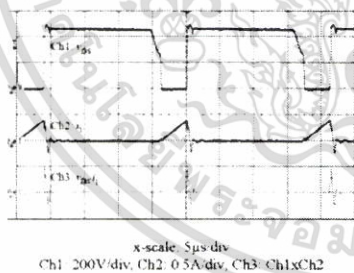


Fig. 17 Voltage, current and power waveforms of the MOSFET switch

The efficiency of the prototype converter, which is a ratio of the measured DC output power to the measured AC input power, is shown in Fig. 16. The prototype converter has the maximum efficiency of about 80% at the minimum input voltage ($v_{in,ac} = 176V$) and maximum output current ($i_o = 0.5A$), and the minimum efficiency of 43% at the maximum input voltage ($v_{in,ac} = 264V$) and minimum output current ($i_o = 0.1A$). The minimum efficiency occurs at the minimum output current ($i_o = 0.1A$) because the converter's losses become dominant when the output power is low. Also, as shown in Table IV, the converter's switching frequency is highest when operating at the maximum input voltage ($v_{in,ac} = 264V$) and minimum output current ($i_o = 0.1A$). Losses associated with high frequency operation could be another contributing factor for the lowest efficiency at this operating point.

Fig. 17 shows the voltage (Ch1), current (Ch2), and power (Ch3) waveforms of the MOSFET switch. It can be seen that there is essentially no power loss when the device is turned on, due to zero current switching. The switching loss only exists when the device is turned off, due to an overlap between the voltage and current. This favorable turn-on condition, i.e. zero current switching, is considered as an advantage of the proposed converter.

V. Conclusion

In this paper, a self-oscillating flyback converter with primary feedback control has been proposed. Compared with the conventional self-oscillating flyback converter, the proposed converter has fewer component counts due to the omission of the error amplifier and optocoupler, thus providing a truly low cost solution. In the proposed converter, the output voltage from the auxiliary winding ($v_{o,aux}$) was used as a feedback variable, instead of the actual output voltage from the secondary winding (v_o). This indirect output voltage regulation was possible due to the proportionality between $v_{o,aux}$ and v_o . However, the effectiveness of primary feedback control depended on a good coupling between the secondary and auxiliary windings. It has been experimentally proven that the sandwich winding transformer in Fig. 9(a) yielded the better output regulation than the interleave winding transformer in Fig. 9(b). The former winding method was thus well suited for primary feedback control. The experimental results also shown that, as the control circuit attempted to regulate the output voltage, the switching frequency was varied automatically throughout the converter's operating conditions. In the experiment, it was found that the switching frequency ranges from 39.7kHz to 107kHz. The maximum switching frequency occurred at the maximum input voltage and minimum output current, whereas the minimum switching frequency occurred at the minimum input voltage and maximum output current. Furthermore, the waveforms measured from the prototype converter in Fig. 11 to Fig. 13 were consistent with the theoretical waveforms in Fig. 5.

In other words, the converter behaved as explained in Section II, validating its principle of operation. Furthermore, the prototype converter exhibited good output performance. The ripple output voltage was low as illustrated in Fig. 14 and the start-up voltage was without an overshoot as evident in Fig. 15. Finally, the prototype converter achieved the maximum efficiency of 80%.

References

- [1] D. W. Hart, *Power Electronics* (McGraw-Hill Companies, 2011).
- [2] A. I. Pressman, K. Billings, T. Morey, *Switching Power Supply Design* (McGraw-Hill Companies, 2009).
- [3] S. Howmanpon, C. Bunlaksanusorn, Performance comparison of continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) flyback converters, *The 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, November 17-20, 2003, Singapore.
- [4] C. Adragna, L6565 quasi-resonant controller application note, STMicroelectronics, 2002.
- [5] Y. Panov, M. M. Jovanovic, Small-Signal Analysis and Control Design of Isolated Power Supplies with Optocoupler Feedback, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, issue 4, July 2005, pp. 823 – 832.
- [6] W. Kleebechampee, C. Bunlaksanusorn, Modeling and control design of a current-mode controlled flyback converter with optocoupler feedback, *The 6th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2005, Malaysia.
- [7] J. Lempien, T. Suntio, Small-signal modeling for design of robust variable-frequency flyback battery chargers for portable device applications, *The 16th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, March 4-8, 2001, USA.
- [8] B.T. Irving, Y. Panov, M. Jovanovic, Small-signal model of variable-frequency flyback converter, *The 19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, February 9-13, 2003, USA.
- [9] C. H. Cheng, C. J. Chen, S. S. Wang, An overview of stability improvement methods for wide-operation-range flyback converter with variable frequency peak-current-mode control, *The International Power Electronics Conference*, May 20-24, 2018, Japan.
- [10] C. Basso, *Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs* (McGraw-Hill Companies, 2008).
- [11] S. Meo, L. Toscano, Some New Results on the Averaging Theory Approach for the Analysis of Power Electronic Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, issue 12, December 2018, pp. 9367-9377.
- [12] T. S. Song, S. W. Lee, H. L. Do, A Zeta-Flyback Resonant DC-DC Converter for LED Driver, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 11 n. 6, 2016, pp. 554-557.
- [13] T. S. Song, S. W. Lee, H. L. Do, A Two-Stage Output Current Ripple-Free Flyback-Buck AC-DC LED Driver with High Power Factor, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 11 n. 1, 2016, pp. 1-8.
- [14] S. W. Lee, H. L. Do, Single-Stage Single-Switch AC-DC LED Driver with High Power Factor, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 12 n. 1, 2017, pp. 1-8.
- [15] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics* (Kluwer Academic Publishers, 2001).
- [16] UC3825 datasheet, Texas Instrument, 2004.
- [17] NCP1200 datasheet, ON Semiconductor, 2015.
- [18] VIPER16 datasheet, ST Microelectronics, 2014.
- [19] P. Lidak, Critical conduction mode flyback switching power supply using the MC33364, Motorola semiconductor application note, 1998.
- [20] B. T. Irving, M. M. Jovanovic, Analysis and design of self-oscillating flyback converter, *The 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, March 10-14, 2002, USA.

- [21] R. Nalepa, N. Barry, P. Meaney, Primary side control circuit of a flyback converter, *The 16th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, March 4-8, 2001, USA.
- [22] B. Khemmanee, N. Chuladachya, C. Bunlaksanusorn, A low-cost flyback converter with primary side regulation for a TV set top box, *The International Electrical Engineering Congress*, March 8-10, 2017, Thailand.
- [23] T. J. Liang, K. H. Chen, J. F. Chen, Primary Side Control for Flyback Converter Operating in DCM and CCM, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, issue 4, April 2018, pp. 3604-3612.

Authors' information

¹ Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok 10520, Thailand
E-mail: chanin.bu@kmitl.ac.th



Bundit Khemmanee received the B. Eng. degree in electrical engineering from Kasembundit university and M. Eng. degree in control engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Thailand, in 1989 and 2013 respectively. His research interest is power electronics.



Chanin Bunlaksanusorn received a Ph.D. degree in Electrical Engineering from The University of Edinburgh, UK, in 1997. He is currently an Associate Professor with the Faculty of Engineering, KMUTL. His research interests are power electronics and energy conversion.



2018 ECTI-CON

18-21 JULY 2018,
CHANG RAI, THAILAND

15th INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL
ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER,
TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION TECHNOLOGY

RAJAMANGALA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY LANNA
CONFERENCE VENUE : WIANG INN HOTEL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Experimental Study of a Vibration Based Energy Harvesting System for an RFID Module

B. Khemmanee, K. Tattiwong, and C. Bunlaksananusorn
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand 10520
E-mail: chanin.bu@kmitl.ac.th

Abstract—In recent years, an application of a piezoelectric transducer to harvest energy from ambient vibrations has been a subject of intense research. As the material technology advances, the amount of energy being able to produce by the transducer continues to increase. This paper presents an experimental study of a vibration based energy harvesting system for an RFID module. The system consists of a piezoelectric transducer, a power management circuit based on a buck converter, and an RFID module. The transducer converts mechanical movement produced by a finger press into a voltage to charge an input capacitor. The buck converter then converts the input capacitor voltage into a stable DC output voltage to power the RFID module. Experimental results are presented to validate the performance of the proposed energy harvesting system.

Keywords— Piezoelectric transducer; Power management circuit; RFID

I. INTRODUCTION

A technology to capture energy from ambient environment has been constantly evolving. The potential energy sources include solar, thermal, and vibration. In particular, the vibration energy is readily available in most industrial environment. A mechanical vibration normally occurs, while a machine is operating. Consequently, a transducer can be attached to the working machine to harvest the vibration energy [1]. There are three types of transduction methods for converting vibration energy into electrical energy: electromagnetic [2], electrostatic [3], and piezoelectric [4]. Among them, the piezoelectric is probably the most practical technology. A piezoelectric transducer not only has a simple structure and high conversion efficiency, but also is suitable for mass production.

Recently, an application of a piezoelectric transducer to harvest energy from ambient vibrations has been a subject of intense research [5-9]. However, there are considerable challenges in converting the energy generated from the piezoelectric elements to usable form. This paper presents an experimental study of a vibration based energy harvesting system for an RFID module. As shown in Fig. 1, the system consists of a piezoelectric vibration transducer, a power management circuit based on a buck converter, and an RFID module. The transducer converts mechanical movement produced by a finger press into an AC voltage, which is rectified to charge an input capacitor, C_{in} . When the capacitor voltage, V_{in} , reaches a rising threshold value, the buck converter is enabled and produces a stable DC voltage supplied to the RFID module. Once power-on, the RFID module is

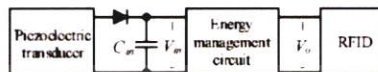


Fig. 1. Energy harvesting system for RFID module

ready for operation, i.e. it can transmit an identification (ID) tag to a nearby reader. When V_{in} drops below a falling threshold value, the buck converter is disabled and stops working, thus shutting off the RFID module operation.

II. SYSTEM DESCRIPTION

A. Piezoelectric Vibration Transducer

The piezoelectric vibration transducer, SRD-001-BD from Shindo battery [10], in Fig. 2 has been selected for the experiment. It produces electricity by a finger press. The transducer weighs 19.5g, with a dimension of 45x34x10mm. It has a life expectancy of 4 million presses and can generate an electric energy of 170μJ, when pressed with a force of 1.25kg.

The output voltage of the SRD-001-BD is AC, with one complete cycle being generated per one press. The voltage amplitude and frequency depend on the applied force and the rate at which the transducer is pressed respectively. Fig. 3 depicts the transducer's output voltage waveform, when it is pressed 4 times.



Fig. 2. Piezoelectric vibration transducer SRD-001-BD [10]

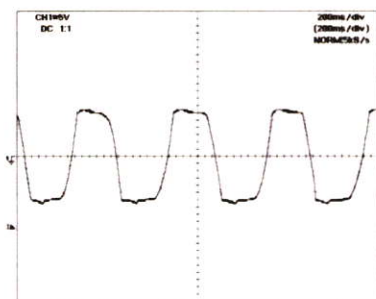
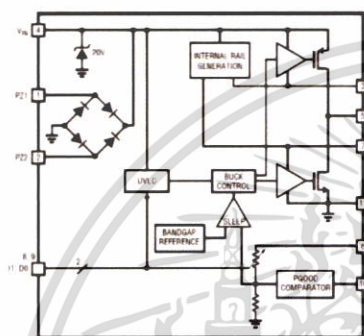
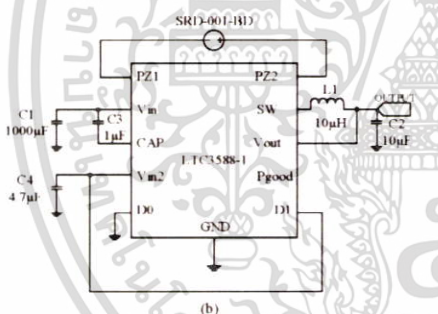


Fig. 3. AC output voltage produced by SRD-001-BD



(a)



(b)

Fig. 4 Power management circuit LTC3588-1 [11] (a) Internal circuitry, (b) connection diagram

B. Power Management Circuit

The power management circuit is implemented using LTC3588-1 IC [12] shown in Fig 4. The IC's internal circuitry contains a full-wave bridge rectifier and a pair of complementary MOSFET switches. The SRD-001-BD transducer is connected between pins 1 (PZ1) and 2 (PZ2), and the input storage capacitor, $C_m = 1000\mu\text{F}$, connected to pin 4 (V_{in}). An external filter inductor ($L=10\mu\text{H}$) and capacitor ($C=10\mu\text{F}$) are tied to the complementary MOSFET switches via pin 5 (SW) to form a synchronous buck converter, whose output voltage is supplied to the RFID module. Pins 8 (D1) and 9 (D0) are set to a logic "high" and "low" respectively. This logic setting enables the buck converter to produce an output voltage of 3.3V, to start working when V_m reaches a the rising threshold value of about 5V, and to stop working when V_m drops below the falling threshold value of about 3.7V. The output voltage is fed back via pin 6 (V_{out}). The feedback mechanism allows the output voltage to be monitored and regulated accordingly.

C. RFID module

The RFID module shown in Fig. 5 is based on an ultra-low power UHF transceiver IC SIC8630 [12]. It works in conjunction with an UHF reader shown in Fig. 6(b). The UHF reader is interfaced with a laptop computer and programmed to transmit a wake-up signal every 10 seconds. After each wake-up signal transmission, the UHF reader waits for the response from the RFID module. If the wake-up signal is detected by the RFID module, it will become active and transmit an ID tag back to the reader. The received ID tag will then be displayed on the computer screen.

The RF module is originally run on a battery. In the experiment, the battery is removed and the module is supplied by the proposed energy harvesting system. So long as there is sufficient energy stored in C_m , i.e. V_m remains above the falling threshold voltage of 3.7V, the buck converter will operate and provide a 3.3V DC voltage supplied to the RFID module. Otherwise, the buck converter will not operate and the RFID module be shut off.

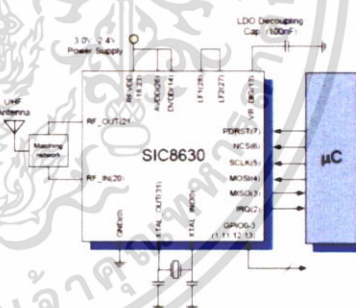


Fig. 5 SIC8630 UHF transceiver [12]

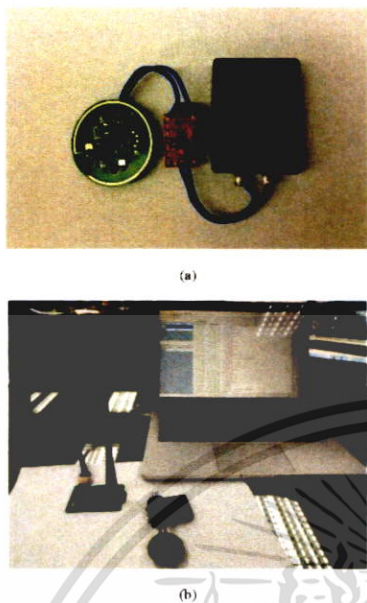


Fig. 6. (a) Energy harvesting prototype (b) Experimental set-up

III. EXPERIMENT RESULTS

The proposed energy harvesting prototype and experimental set-up are shown in Fig. 6. The bar chart in Fig. 7 shows the number of finger press required to charge C_{in} to various voltage levels. It can be seen that C_{in} reaches the rising threshold voltage of 5V after 147 presses, where the buck converter starts to operate. Thereafter, the pressing is continued and V_{in} becomes 6V after 187 presses, 7V after 236 presses, 8V after 284 presses, 9V after 370 presses, and 10V after 450 presses. As can be seen in Fig. 7, V_{in} is proportional to the number of finger press but not in a linear manner. In theory, V_{in} would be linearly proportional to the number of finger press, if losses due to the bridge rectifier and input capacitor were neglected and the successive finger press produced an equal amount of charge.

Fig. 8 shows the input capacitor voltage, V_{in} and the output voltage of the SRD-001-BD, when the transducer is continuously pressed from the start. The SRD-001-BD generates a continuous AC voltage (bottom trace), which gets rectified to charge C_{in} . Consequently, V_{in} (top trace) continues to rise.

Fig. 9 shows the input capacitor voltage, V_{in} and the output voltage of the buck converter, V_o , when V_{in} crosses over the rising threshold voltage of 5V. The moment this happens, the buck converter is enabled and starts working, thereby

producing $V_o = 3.3V$ supplied to the RFID module. After the RFID module is power-up, it starts drawing energy from C_{in} , causing the abrupt voltage drop in V_{in} shown in Fig. 9.

Fig. 10 shows the input capacitor voltage, V_{in} , and the output voltage of the buck converter, when V_{in} drops below the falling threshold voltage of 3.7V. The moment this happens, the buck converter is disabled and stops working. Its output voltage falls to zero, shutting off the RFID module.

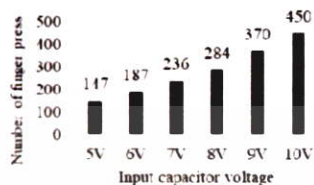


Fig. 7 Input capacitor voltage vs number of finger press

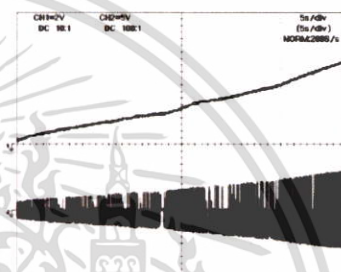


Fig. 8 Measured waveforms of the input capacitor voltage, V_{in} (top trace: 2V/div) and output voltage from SRD-001-BD (bottom trace: 5V/div) when the transducer is pressed continuously from start.

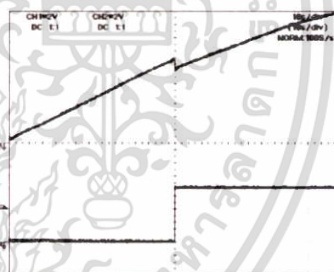


Fig. 9 Measured waveforms of the input capacitor voltage, V_{in} (top trace: 2V/div) and output voltage of the buck converter (bottom trace: 2V/div), when V_{in} crosses over the rising threshold voltage of 5V.

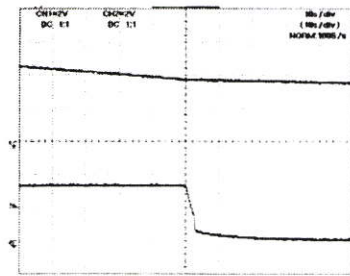


Fig. 10 Measured waveforms of the input capacitor voltage, V_{in} (top trace 2V/div) and output voltage of the buck converter (bottom trace: 2V/div), when V_{in} drop below the falling threshold voltage of 3.7V

Lastly, Fig. 11 shows the time duration that the proposed energy harvesting source can supply power to the RFID module. Starting with $V_{in} = 10V$ and the finger press stopped, it is found that the system operation time lasts about 90 seconds, during which the RFID module can successfully send its ID tag back to the UHF reader 7 times. The waveform associated with this case is shown in Fig. 12. Every time the RFID module sends the ID tag, it draws a considerable amount of energy from C_{in} , causing V_{in} to drop in a stepwise manner. After 7 successive transmission, V_{in} has dropped below the falling threshold voltage of 3.7V, at which point the buck converter stop working and the power supply to the RFID module shut off. As shown by the bar chart in Fig. 11, the system operation time lessens as V_{in} is lowered. For example, with $V_{in} = 8V$ and $V_{in} = 6V$, the operation time is measured to be 49 seconds and 12 seconds respectively.

IV. CONCLUSION

In this paper, an experimental study of a vibration based energy harvesting system for an RFID module has been presented. The energy harvesting source consists of a finger-press piezoelectric transducer and a power management circuit based on a buck converter. When pressed, the transducer produces an AC voltage, which is rectified to charge the input capacitor, C_{in} . The buck converter then converts the input capacitor voltage, V_{in} into a constant DC voltage of 3.3V supplied to the RFID module. The buck converter is enabled when V_{in} is greater than 5V, and disabled when V_{in} is lower than 3.7V. To investigate the system performance, experiment was performed on the laboratory prototype, with the results shown in Fig. 7-12. It is concluded that, so long as there is sufficient energy stored in C_{in} , the RFID module can operate satisfactorily as if it was supplied by a battery. The perpetual pressing force is undoubtedly a vital ingredient to keep C_{in} in a healthy state of charge and thus the system running. In real applications, the pressing force does not necessarily come from a finger press. It can be obtained by other means; for example, by embedding the transducer into a shoe, energy can be harvested while a person is walking.

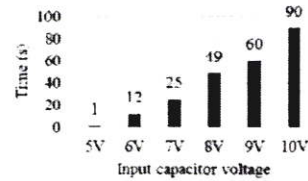


Fig. 11. Input capacitor voltage vs system operation time

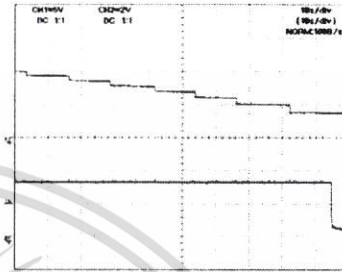


Fig. 12. Measured waveforms of the input capacitor voltage, V_{in} (top trace: 5V/div) and output voltage of the buck converter (bottom trace: 2V/div), showing the system operation lasts about 90 seconds with $V_{in} = 10V$ and finger press stopped

REFERENCES

- [1] H. S. Kim, J. H. Kim, and J. Kim, "A review of piezoelectric energy harvesting based on vibration," *Int. Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, vol. 12, no. 6, pp. 1129-1141, 2011.
- [2] P. Glynn-Jones, M. J. Tudor, S. P. Beeby, and N. M. White, "An electromagnetic, vibration-powered generator for intelligent sensor systems," *Sens. Actuators A*, vol. 110, pp. 344-349, 2004.
- [3] F. Penno and T. Tambosso, "Design and optimization of a MEMS electrol-based capacitive energy scavenger," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 14, pp. 435-529, 2005.
- [4] S. R. Anton and H. A. Sodano, "A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003-2006)," *Smart Mater. Struct.*, vol. 16, pp. R1-R21, 2007.
- [5] A. Harb, "Energy harvesting: State-of-the-art," *Renewable Energy*, vol. 36, pp. 2641-2654, 2011.
- [6] S. P. Beeby, M. J. Tudor, and N. M. White, "Energy harvesting vibration sources for microsystem applications," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 17, pp. R175-R195, 2006.
- [7] R. J. M. Vullers, R. Van Schaijk, I. Doms, C. Van Hoof, and R. Mertens, "Micropower energy harvesting," *Solid-state Electron.*, vol. 53, pp. 684-693, 2009.
- [8] E. K. Reilly, L. M. Miller, R. Fain, and P. Wright, "A study of ambient vibrations for piezoelectric energy conversion," *PowerMEMS 2009*, pp. 312-315, Washington DC, USA, December 1-4, 2009.
- [9] S. Romydy and P. K. Wright, "A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics," *Smart. Mater. Struct.*, vol. 13, pp. 1131-1142, 2004.
- [10] <https://www.marutsu.co.jp/contents/shop/marutsu/datasheet/544195.pdf>
- [11] LTC3588-1 Nanopower energy harvesting power supply, Linear Technology Cooperation, 2010
- [12] SIC8630 Ultra low power ISM RF transceiver IC with low power RF wake-up, Silicon Craft Technology, 2014

iEECON 2017

The 2017 International Electrical Engineering Congress

8-10 MARCH 2017, PATTAYA THAILAND

“Smart Mobility for Smart Future”

Proceedings

Organized by

Technical Co-sponsored by

Sponsored by

VOLUME I
POWER & ENERGY
SPECIAL SESSION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Low-Cost Flyback Converter with Primary Side Regulation for a TV Set Top Box

Bundit Khemmanee, Nontawat Chuladaycha, and Chanin Bunlaksanusorn

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

Abstract— In consumer electronic products, there is a high demand for an off-line low-power Switched Mode Power Supply (SMPS). Applications invariably require the SMPS be small, lightweight, reliable, and low cost. This paper presents the design of a low-cost flyback converter to power a TV set top box. To reduce costs, the conventional output feedback circuit using an opto-coupler is removed and replaced by the feedback circuit using an auxiliary winding of the flyback transformer. This feedback technique is literally called Primary Side Regulation (PSR). In the PSR, the output regulation performance largely depends on good coupling between the secondary and auxiliary windings. The paper considers two transformer winding methods and their impacts on output voltage regulation are compared. Experimental results are provided to verify the output performance given by each winding technique.

Keywords— Flyback converter, Primary side regulation

I. INTRODUCTION

Currently, there is a high demand for an off-line low-power Switched Mode Power Supply (SMPS) in consumer electronic products. Applications often require the power supply be small, lightweight, reliable, and low cost. A flyback converter is the most common topology used in the off-line low-power SMPS. It is popular due to the circuit's simplicity and low component counts. Additionally, the inherent electrical isolation between input and output makes the flyback converter ideal for the off-line applications. The flyback transformer typically consists of a primary and secondary windings wound on a gapped ferrite core, and therefore can provide a voltage step up/down function as well as storing energy. The flyback converter can operate in one of the following modes: Discontinuous Conduction Mode (DCM), Continuous Conduction Mode (CCM), and Boundary Conduction Mode (BCM) between DCM and CCM. For low-power applications, a DCM flyback converter is often used. It has a faster response time than its CCM counterpart [1], and operates with a constant switching frequency compared with a variable frequency in a BCM flyback converter [2]. In most applications, the power supply is required to deliver a constant voltage to a load. To meet this requirement, a feedback control circuit is often incorporated, with current mode control [3] being the most common technique used to regulate an output voltage of a flyback converter.

This paper describes the design of a DCM flyback converter for a TV set top box. To reduce cost, the conventional opto-coupler feedback circuit is removed and replaced by the feedback circuit using an auxiliary winding of the flyback transformer. In the literature, this technique is

commonly referred to as the Primary Side Regulation (PSR) [4]. During the main switch turn-off interval, the auxiliary winding provides an induced voltage, which is proportional to the output voltage. The auxiliary voltage is then used as a feedback variable to the current mode control circuit to perform output voltage regulation. However, the effectiveness of the PSR depends on good couplings between the secondary and auxiliary windings. This can be accomplished by carefully winding the transformer. In the paper, two winding methods are considered and their impacts on output voltage regulation are compared. The flyback converter prototype is implemented using VIPER16 [5] as a control IC. It has a total material cost less than USD.

II. DCM FLYBACK CONVERTER WITH PSR

The flyback converter with a current-mode controlled PSR is shown in Fig. 1. The converter's switching waveforms in DCM is depicted in Fig. 2. Over one switching period, the converter operation is divided into three intervals as follows: (1) During the interval dT , MOSFET is turned on and thus the voltage across it is zero ($V_{ds} = 0$). The input voltage, V_{in} , is applied across the primary winding. The primary current, i_1 , increases linearly with the slope $di_1/dt = V_{in}/L_p$, where L_p is a primary inductance. Energy is being stored in the transformer represented by $E = 0.5L_p i_1^2$. Due to the dot polarity of the secondary winding, v_2 is negative, D_o is reverse-biased, and thus i_2 is zero. The load current is supplied by the output capacitor, C_o . During this interval, the auxiliary winding voltage is negative given by $v_{aux} = -(N_{aux}/N_1)V_{in}$.

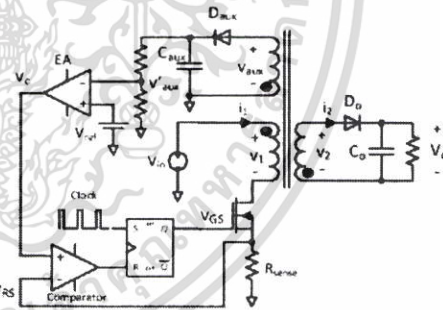


Fig. 1. Flyback converter with PSR.

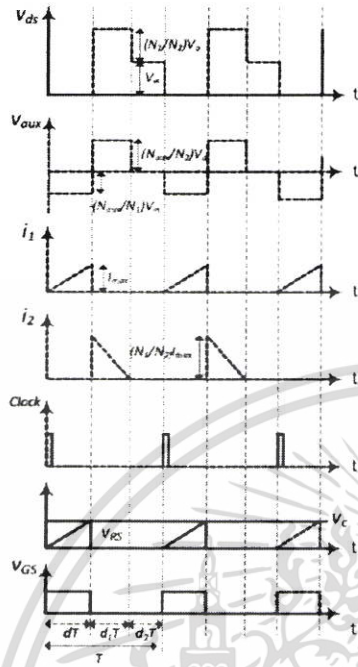


Fig. 2. Waveforms of DCM flyback with PSR

(2) During the interval d_2T , MOSFET is turned off. Energy stored in the transformer from the previous interval is discharged, causing a reversal of voltage polarities on all windings. D_s becomes forward-biased and i_s starts flowing to charge C_s and supply the load current. As energy is being released, i_2 decreases linearly with the slope $di_2/dt = -V_s/L_s$, where L_s is a secondary inductance. During this interval, the MOSFET has to block the voltage: $v_{ds} = V_{in} + (N_p/N_s)V_c$. The auxiliary winding voltage is positive given by $v_{aux} = (N_{aux}/N_s)V_c$. This voltage is rectified and fed to the control circuit.

(3) During the interval d_3T , both MOSFET and D_s are turned off. Energy stored in the transformer is emptied, v_1 and v_2 are zero, so as i_1 and i_2 . During this interval, the voltage across MOSFET reduces to $V_{ds} = V_{in}$. The auxiliary winding voltage is zero, $v_{aux} = 0$.

As shown in Fig. 1, the current-mode control circuit consists of an Error Amplifier (EA), voltage comparator, and RS flip-flop. At the beginning of a switching cycle, a clock signal sets the flip-flop, the gate drive signal, v_{GS} is high, and thus the MOSFET is turned on. The rectified v_{aux} is fed to the EA via a resistive divider. The difference between the

reference voltage, V_{ref} , and the sampled auxiliary voltage, v_{aux} , is amplified by the EA to generate the control voltage, v_c . At the comparator, v_c is compared with v_{RS} which is a MOSFET current sensed signal. As soon as v_{RS} reaches v_c , the flip-flop is reset, v_{GS} goes low, and the MOSFET is turned off. When the next clock signal arrives, the MOSFET is turned on again and the same process is repeated. Through this control mechanism, a pulse width of v_{GS} is automatically adjusted to regulate the output voltage against changes in the input voltage and load current.

III. PROTOTYPE FLYBACK CONVERTER

Fig. 3 shows a DCM flyback converter with current-mode controlled PSR designed and prototyped by the authors. It takes in AC main voltage of $220V \pm 20\%$ and produces a 12V and 5V DC output voltages to power a TV set top box. The AC input voltage is rectified by the diode bridge rectifier (D_1 to D_4) with a bulk capacitor C_1 . Given a $\pm 20\%$ tolerance of the AC input voltage, the DC voltage across C_1 can vary between 249V and 373V. The transformer consists of a primary winding ($N_p = 125$ turns), two secondary windings ($N_{s1} = 30$ turns for the 12V output, and $N_{s2} = 13$ turns for the 5V output), and an auxiliary winding ($N_{aux} = 36$ turns) wound on the gapped ferrite core. R_1 , C_2 , and D_2 form an RCD snubber circuit, which protects the MOSFET from a transient over voltage due to the leakage inductance.

The control circuit is implemented using the IC Viper16, which is a current mode controller operating at a switching frequency of 60kHz. The VIPER16 contains inside the IC a MOSFET switch, sensing resistor, EA, comparator, flip flop and other circuitry necessary for control and protection functions. The internal MOSFET switch can sustain the maximum voltage up to 800V. As seen in Fig. 3(a), the auxiliary winding provides both the feedback output voltage and the supply voltage to the control IC. V_{aux} is rectified and fed back via a resistive divider (R_1 , R_2 , and R_3) to pin 4 of the IC, which is an inverting input of the EA (the non-inverting input is connected to the internal reference voltage V_{ref} of 3.3V). At the same time, V_{aux} is also used to charge C_3 to provide the supply voltage to the IC. The EA is of a transconductance type and its output pin 5 is connected to R_2 , C_1 , and C_3 . This RC network compensates the loop gain, ensuring stable control operation. Table I lists component values and device model.

The effectiveness of the PSR in regulating the output voltage depends on a good coupling between the secondary and auxiliary windings. This is because the feedback voltage is a representative of the output voltage reflected from the secondary winding, i.e. $v_{aux} = (N_{aux}/N_s)V_o$. In this paper, two winding techniques commonly employed for the high-frequency transformer are compared to determine whether which one yields a better result with respect to the PSR. The first winding structure is shown in Fig. 4(a), in which the two secondary windings are laid in the middle and enclosed by each half of the primary windings. This winding method is informally known as the sandwich technique, so named

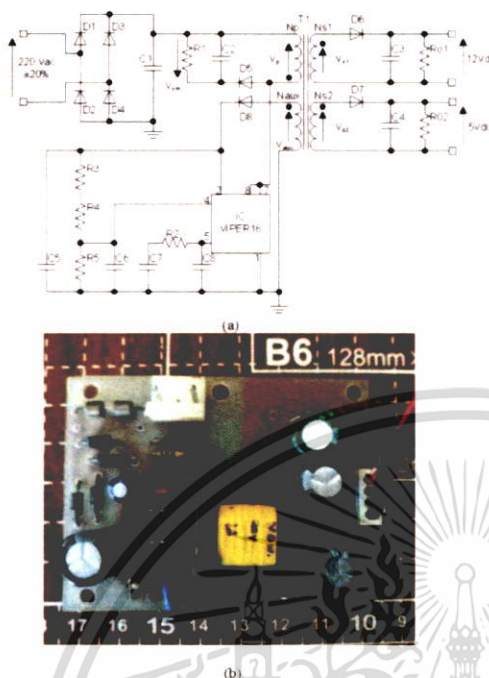


Fig. 3. Prototype flyback converter: (a) circuit schematic and (b) photo

because the secondary windings are sandwiched between the primary winding. The second winding structure is shown in Fig. 4(b), in which a half of primary winding and the secondary windings are laid alternately. This winding method is referred to as the interleave technique. In both cases, the auxiliary winding is wound on the outermost layer of the bobbin. The transformer details, including a number of turns, wire size and core material, is listed in Table I.

Table I. Transformer details

Windings	Number of turns	Wire size (mm)	Core size and material
Primary	250	0.1	EE 19 MB3
Auxiliary	36	0.1	
Secondary 5 V	13	0.25	
Secondary 12 V	30	0.35	

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The prototype flyback converter in Fig. 3 is tested to evaluate its output performance. The steady state output voltage measurement is shown in Tables II and III. With the transformer based on the sandwich windings, the prototype converter is able to regulate the output voltages at 5V and 12V

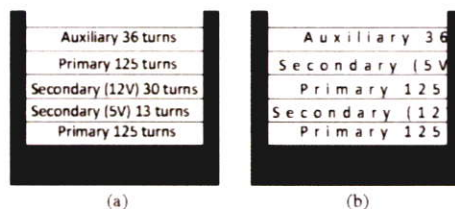


Fig. 4. Transformer windings: (a) sandwich structure and (b) interleave structure

only at no load. At maximum load ($I_o = 0.25$ for the 5V output and $I_o = 0.5$ A for the 12V output), the output regulation is lost as the output voltage is fallen to 2.62V for the 5V output and to 6.75V for the 12V output. On the contrary, with the transformer based on the interleave windings, the prototype converter is able to regulate the output voltages at both the no load and full load conditions. The interleave winding performs better than its sandwich counterpart because, as shown in Fig. 4(b), the winding layout in the interleave structure allows the secondary winding (i.e. the 5V output) to be placed next to the auxiliary winding, hence resulting in a good coupling between them. On the other hand, the winding layout in the sandwich structure in Fig. 4(a) only promotes a good coupling between primary and auxiliary windings, but a poor coupling between secondary and auxiliary windings. These results reaffirm that the transformer with a good coupling between the secondary and auxiliary windings is vital for the PSR to yield desirable output regulation.

TABLE II
Output voltages of the converter with sandwich winding transformer

Test condition	Output 5V	Output 12V
No load	5.24	12.8
Max Load	2.62	6.75

TABLE III
Output voltages of the converter with interleave winding transformer

Test condition	Output 5V	Output 12V
No load	5.24	12.8
Max Load	5.06	12.5

The start-up output voltage of the prototype converter at minimum and maximum input voltages are depicted in Fig. 5. The output voltages increase rapidly from zero to the regulated values of 5V and 12V after power up, with no overshoot. This is a desirable result because the voltage overshoot, if existed and uncontained, could destroy the electronic circuitry of the set top box.

The output voltage transient response due to a step load change is shown in Fig. 6. The load current is changed in a step manner, i.e. 0.5A-to-0A-to-0.5A for the 12V output and 0.25A-to-0A-to-0.25A for the 5V output. As seen in the figure, the sudden decrease/increase in the load current causes

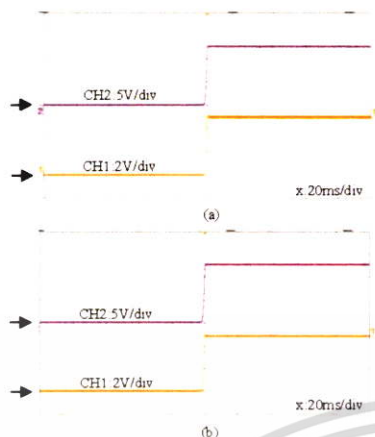


Fig. 5 Output voltages at start up when the AC input voltage is (a) 264V and (b) 176V

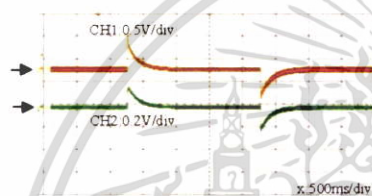


Fig. 6 Output voltage responses due to a step load change: 12V output (top trace) and 5V output (bottom trace)

the output voltage to momentarily rise/drop. In both cases, the PSR is capable of restoring the output voltage back to the regulated values.

The material cost of the prototype converter is listed in Table IV. The price is quoted by the manufacturer based on the ordering amount of 10,000 pieces per lot. The total material cost of the prototype converter is less than 1USD. This illustrates that the DCM flyback converter with PSR provides a low-cost solution to power a TV set top box.

CONCLUSION

This paper has described the design of a low-cost flyback converter for a TV set top box. To lower cost, the Primary Side Regulation (PSR) technique was adopted to reduce the component counts, and was implemented using the VIPER16 IC. With the PSR, the converter's output voltage regulation relies on good coupling between the secondary and auxiliary windings of the flyback transformer. This paper has considered two transformer winding methods: the sandwich technique and the interleave techniques. The experimental results showed that the latter yields the satisfactory regulation

TABLE IV Cost of materials

Items	Details	Unit	Unit price (Bath)	Total (Bath)
D1,2,3,4	1N4007	4	0.37	1.48
D8	1N4148	1	0.1	0.1
D5,6,7	FR107	3	0.5	1.5
R2	1k 1/4W	1	0.14	0.56
R3,4	17k 1/4W	2	0.14	0.28
R5	10k 1/4W	1	0.14	0.14
R1,RO1,RO2	10k 1W	3	0.75	2.25
C1	4.7uF/400v	1	1.39	1.39
C3,4	470uF/35V	2	1.23	2.46
C5	10uF/35V	1	1.05	1.05
C6	0.01uF X7R	1	0.52	0.52
C7	0.1uF X7R	1	0.52	0.52
C8	1000pF X7R	1	0.52	0.52
T1	Transformer EE19	1	8.4	8.4
VIPER 16	VIPER 16	1	5.88	5.88
PCB	PCB FR1	1	4.5	4.5
Total material cost				31.55

*1 USD is approximately 35Baht

performance, whereas the former fails. It is therefore concluded that the interleave winding structure is suitable for the flyback converter with the PSR. Finally, the prototype converter was fabricated with the material costs less than 1USD, hence offering a cost-saving option to power the TV set top box.

REFERENCES

- [1] S. Howmanporn and C. Bunlaksanansom, "Performance comparison of continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) flyback converters," in *Proc. Int. Conf. Power Electron. and Drive Sys.*, Singapore, 2003, pp. 1434-1438.
- [2] J. Chen, R. Erickson, and D. Maksimovic, "Averaged switch modeling of boundary conduction mode dc-to-dc converters," in *Proc. Ann. Conf. IEEE Ind. Electron. Society, USA*, 2001, pp. 844-849.
- [3] W. Kleebechampee and C. Bunlaksanansom, "Modeling and control design of a current-mode controlled flyback converter with optocoupler feedback," in *Proc. Int. Conf. Power Electron. and Drive Sys.*, Malaysia, 2005, pp. 787-792.
- [4] R. Nalepa, N. Barry, and P. Meaney, "Primary side control circuit of a flyback converter," in *Proc. Applied Power Electron. Conf. and Exp.*, USA, 2001, pp. 542-547.
- [5] VIPER16 datasheet, STMicroelectronics, 2014.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายบัณฑิตย์ เข็มมณี
วัน เดือน ปีเกิด	18 ธันวาคม พ.ศ. 2510 ที่กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	359 ถนนแพรงษา แขวงแพรงษา เขตเมือง สมุทรปราการ 10280 โทร. 081-8449596
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิตสาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเกษมบัณฑิต ปีการศึกษา 2535 สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรม ระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2555
ปัจจุบัน	นักศึกษาปริญญาเอก คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้