

การวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์  
แบบสองสวิตช์

ANALYSIS DESIGN AND PERFORMANCE EVALUATION OF A TWO SWITCH  
FORWARD CONVERTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2559

KMITL-2016-EN-D-018-018-033

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์  
แบบสองสวิตช์

ANALYSIS DESIGN AND PERFORMANCE EVALUATION OF A TWO SWITCH  
FORWARD CONVERTER



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 144058  
วันเดือนปี 25 ต.ค. 2559

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในห้องสมุดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALYSIS DESIGN AND PERFORMANCE EVALUATION OF A TWO SWITCH  
FORWARD CONVERTER



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  
2016  
KMUTL-EN-D-018-018-033

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

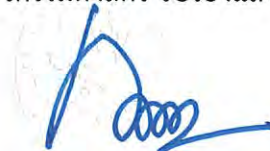
หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์  
Thesis Title Analysis Design and Performance Evaluation of Two Switch Forward Converter  
นักศึกษา นายวิโรจน์ วุฒิ  
รหัสประจำตัว 54610173  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชนินทร์ บุญลักษณะนามุสรณ์  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2016-EN-D-018-018-033

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.อนันต์ ทวีวัฒน์	คุณากร	
ผศ.ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
รศ.ดร.โยธิน	เปรมปราณีรัชต์	
รศ.ดร.สุพัฒน์	กิตติรัตน์สัจจา	
รศ.ดร.ชนินทร์	บุญลักษณะนามุสรณ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 16 พฤษภาคม พ.ศ. 2559 เวลา 10.00-12.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 16 พฤษภาคม พ.ศ. 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์
นักศึกษา	นายวิโรจน์ วุฒิ
รหัสประจำตัว	54610173
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์

### บทคัดย่อ

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นิยมใช้ทำเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟตีสวิทช์ที่มีพิกัดกำลังเอาต์พุตในย่าน 50W ถึง 400W วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมต้องใช้หม้อแปลงความถี่สูงที่มีขดลวดเพิ่มขึ้นอีกหนึ่งชุดสำหรับช่วยในการรีเซทฟลักแม่เหล็ก และการทำงานจะเกิดแรงดันคร่อมสวิตช์กำลังที่มีค่าสูงทำให้มีความน่าเชื่อถือ (Reliability) ต่ำ ในงานที่เน้นด้านราคา วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์จะเป็นที่นิยมใช้ เนื่องจากมีโครงสร้างวงจรไม่ซับซ้อนและมีราคาถูก อย่างไรก็ตามก็ตีปัญหาของวงจรประเภทนี้คือมีประสิทธิภาพต่ำและแรงดันคร่อมสวิตช์สูง ปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขโดยวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ ในอดีตอุปกรณ์สำคัญที่ทำให้วงจรแบบสองสวิตช์ไม่เป็นที่นิยมแพร่หลายเพราะมีต้นทุนสูง เนื่องจากวงจรต้องใช้สวิตช์กำลังและไดโอดเพิ่มขึ้นจากปกติอย่างละหนึ่งตัว ปัจจุบันอุปกรณ์สวิตช์กำลังและไดโอดมีราคาที่ถูกลง วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์จึงมีแนวโน้มการใช้งานที่เพิ่มขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานที่ต้องการความน่าเชื่อถือของวงจรสูง วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบและทดสอบสมรรถนะของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ ผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นพบว่า วงจรมีการทำงานเป็นไปตามข้อกำหนดของการออกแบบ มีความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดี มีค่าประสิทธิภาพสูงสุด 84.55% และมีสมรรถนะการทำงานที่ดีกว่าวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ในทุกด้านที่ทำการเปรียบเทียบ

Thesis Title	Analysis Design and Performance Evaluation of Two Switch Forward Converter
Student	Mr. Virot Wuti
Student ID.	54610173
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2016
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chanin Bunlaksananusorn

## ABSTRACT

A forward converter is an isolated DC-DC converter widely used in switching power supplies with output power ratings ranging from 50W to 400W. The conventional forward converter requires a transformer with a tertiary winding to assist in magnetic core reset and subjects its power switch to a high voltage at turn-off. In cost sensitive applications, an RCD clamp forward converter is widely adopted due to its simplicity and low cost. However, the RCD clamp converter suffers from low efficiency and high voltage stress on its power switch. These shortcomings are eliminated in the two-switch forward converter. In the past, the main obstacle that limits widespread applications of the two-switch forward converter was the cost associated with the extra power switch and diode. Now, with the price of power semiconductor devices continue to fall, an adoption of the two-switch forward converter is thus on an upward trend, especially in applications where the converter reliability is of the utmost concern. This thesis presents analysis, design, and performance evaluation of a two-switch forward converter. It is confirmed by the experimental results that the prototype converter complies with the design specification, exhibits good output voltage regulation, achieves the highest efficiency of 84.55%, and outperforms the RCD clamp forward converter in all aspect of the comparison.

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร.ชนินทร์ บุญลักษณะนามุสรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ สำหรับ คำแนะนำและความกรุณาที่ผู้วิจัยได้รับตลอดมา

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ สำหรับคำแนะนำและความกรุณาที่ผู้วิจัยได้รับตลอดมา

ขอขอบคุณ คณะอาจารย์และเจ้าหน้าที่ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมที่ได้ให้โอกาส กับผู้วิจัยได้ศึกษา

ขอขอบคุณ คุณประภัสสร อ่ำเอี่ยม คุณอมต หลวงพล และน้องๆ ในห้อง Lab ทุกคน ที่ได้ให้ความช่วยเหลือต่างๆ และให้กำลังใจต่อผู้วิจัยตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวของผู้วิจัยสำหรับการสนับสนุนส่งเสริมในทุกๆ ด้าน จนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ ขอมอบแก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.1.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ (Forward converter with a RCD clamp).....	2
1.1.2 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบแอลซีดีดีสนับเบอร์ (Forward converter with a LCDD snubber).....	2
1.1.3 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์รีเซท (Forward converter with a resonant reset).....	3
1.1.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (Two-switch forward converter).....	3
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	5
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	6
บทที่ 2 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 หลักการทำงานของวงจร.....	7
2.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทและแรงดันเอาต์พุท.....	11
2.2.2 สมการแรงดันและกระแส.....	12
2.3 การออกแบบวงจร.....	15
2.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร.....	18

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 การจำลองแบบและออกแบบตัวควบคุมวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์.....	22
3.1 บทนำ.....	22
3.2 การจำลองแบบวงจรถูกคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี State-Space Averaging (SSA).....	22
3.3 การจำลองแบบวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์โดยวิธี SSA .....	23
3.4 การออกแบบวงจรถูกควบคุมฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์.....	27
3.4.1 หลักการทำงานของวงจรถูกควบคุม.....	27
3.4.2 แบบจำลองการควบคุม.....	29
3.4.3 การออกแบบตัวควบคุม.....	32
3.4.3.1 การออกแบบตัวควบคุม $PI$ .....	33
3.4.3.2 การออกแบบตัวควบคุม $LL$ .....	36
บทที่ 4 ผลการทดสอบวงจรถูกควบคุมฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ .....	40
4.1 บทนำ.....	40
4.2 รายละเอียดของวงจรถูกควบคุมวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ .....	40
4.3 ผลการทดสอบวงจรถูกควบคุมวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ .....	41
4.3.1 ผลการวัดรูปคลื่นในวงจร .....	42
4.3.2 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุต.....	45
4.3.2.1 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัว .....	45
4.3.2.2 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะทรานเซียนต์ .....	46
4.3.3 ผลการวัดประสิทธิภาพ .....	49
บทที่ 5 การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และแบบอาร์ซีดีแคลมป์ .....	50
5.1 บทนำ.....	50
5.2 รายละเอียดวงจรต้นแบบ.....	50
5.3 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะ .....	51
5.3.1 ความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต .....	51
5.3.2 กระแสอินพุต .....	52
5.3.3 กระแสตัวเหนี่ยวนำ $L$ .....	53
5.3.4 แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด .....	54
5.3.5 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุต .....	55
5.3.6 ประสิทธิภาพ.....	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย.....	59
เอกสารอ้างอิง .....	60-61
ภาคผนวก .....	62
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ แบบอาร์ชิตีแคลมป์ .....	63
ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ .....	70
ประวัติผู้เขียน .....	98



# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 คุณสมบัติของวงจรถ่วงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆ .....	4
2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรถ่วงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ .....	17
2.2 การเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการคำนวณ .....	21
3.1 ค่าตัวแปรของวงจรถ่วงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ .....	33
3.2 สรุปตารางค่าอุปกรณ์ตัวควบคุม $PI$ .....	39
3.3 สรุปตารางค่าอุปกรณ์ตัวควบคุม $LL$ .....	39
4.1 การเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลอง ผลการวัดจากวงจรต้นแบบและผลการคำนวณ .....	44
4.2 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ใช้ตัวควบคุม $PI$ กรณี $K_{PI} = 1,000$ .....	45
4.3 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ใช้ตัวควบคุม $PI$ กรณี $K_{PI} = 2,000$ .....	45
4.4 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ใช้ตัวควบคุม $LL$ กรณี $\omega_{p2} = 0.5\omega_2$ .....	45
4.5 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ใช้ตัวควบคุม $LL$ กรณี $\omega_{p2} = \omega_2$ .....	46
4.6 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรถ่วงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ .....	49
5.1 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรถ่วงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และแบบอาร์ซีดีแคลมป์ .....	52
5.2 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรถ่วงฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และวงจรถ่วงฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ .....	58

# สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบขดลวดรีเซท.....	1
1.2 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ .....	2
1.3 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบแอลซีดีดีส์นั้บเปอร์.....	3
1.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบโรโซแนนท์รีเซท .....	3
1.5 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ .....	4
2.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ .....	7
2.2 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ในขณะสวิตช์ $S_1$ และ $S_2$ นำกระแส .....	8
2.3 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ในขณะไดโอด $D_1$ และ $D_2$ นำกระแส .....	9
2.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ในขณะสวิตช์ $S_1$ - $S_2$ และไดโอด $D_1$ - $D_2$ หยุดนำกระแส .....	10
2.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ .....	13
2.6 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ที่ใช้จำลองการทำงานในโปรแกรม PSPICE .....	18
2.7 (ก) ผลการจำลองริบ์เปิ้ลแรงดันเอาต์พุท ที่สภาวะแรงดันอินพุทต่ำสุดและกระแสโหลดสูงสุด (ข) ผลการจำลองริบ์เปิ้ลแรงดันเอาต์พุท ที่สภาวะแรงดันอินพุทสูงสุดและกระแสโหลดต่ำสุด .....	18
2.8 (ก) ผลการจำลองริบ์เปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ $L$ ที่สภาวะแรงดันอินพุทต่ำสุดและ กระแสโหลดสูงสุด (ข) ผลการจำลองริบ์เปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ $L$ ที่สภาวะ แรงดันอินพุทสูงสุดและกระแสโหลดต่ำสุด .....	19
2.9 (ก) ผลการจำลองแรงดันคร่อมไดโอด $D_1$ และสวิตช์ $S_1$ ที่สภาวะแรงดันอินพุทต่ำสุด และกระแสโหลดสูงสุด (ข) ผลการจำลองแรงดันคร่อมไดโอด $D_1$ และสวิตช์ $S_1$ ที่สภาวะแรงดันอินพุทสูงสุดและกระแสโหลดต่ำสุด.....	19-20
2.10 (ก) ผลการจำลองกระแสอินพุท กระแสสวิตช์ และกระแสไดโอด ที่สภาวะแรงดัน อินพุทต่ำสุดและกระแสโหลดสูงสุด (ข) ผลการจำลองกระแสอินพุท กระแสสวิตช์ และกระแสไดโอด ที่สภาวะแรงดันอินพุทสูงสุดและกระแสโหลดต่ำสุด .....	20-21
3.1 วงจรสมมูลย์ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ .....	23
3.2 วงจรสมมูลย์ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (ก) ในช่วงเวลา $DT$ (ข) ในช่วงเวลา $(1-D)T$ .....	23-24
3.3 วงจรควบคุมฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ .....	28
3.4 ตัวควบคุมป้อนกลับ .....	28
3.5 การทำงานของ PWM comparator .....	29
3.6 บล็อกไดอะแกรมสัญญาณขนาดเล็กของการควบคุมวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ แบบสองสวิตช์.....	30

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม.....	30
3.8 ตัวควบคุมแบบ $PI$ .....	32
3.9 ตัวควบคุมแบบ Lead-Lag .....	32
3.10 แผนภาพโพลแสดงการออกแบบตัวควบคุม $PI$ กรณี $K_{PI} = 1,000$ .....	34
3.11 แผนภาพโพลแสดงการออกแบบตัวควบคุม $PI$ กรณี $K_{PI} = 2,000$ .....	35
3.12 แผนภาพโพลแสดงการออกแบบตัวควบคุม $LL$ กรณี $\omega_{p2} = 0.5\omega_z$ .....	37
3.13 แผนภาพโพลแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิลโทต .....	38
4.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ (ก) Schematic (ข) รูปถ่าย .....	41
4.2 รูปคลื่นรีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะ $V_{m,min} = 280V$ $I_{o,max} = 10A$ (รูปบน $x:5\mu s/div$ , $y:50mV/div$ ) และที่สภาวะ $V_{m,max} = 340V$ $I_{o,min} = 1A$ (รูปล่าง $x:5\mu s/div$ , $y:50mV/div$ ) .....	42
4.3 รูปคลื่นรีปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำที่สภาวะ $V_{m,min} = 280V$ $I_{o,max} = 10A$ (รูปบน $x:5\mu s/div$ , $y:2A/div$ ) และที่สภาวะ $V_{m,max} = 340V$ $I_{o,min} = 1A$ (รูปล่าง $x:5\mu s/div$ , $y:2A/div$ ).....	42
4.4 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด $V_{D1}$ และแรงดันคร่อมสวิตช์ $V_{S1}$ ที่สภาวะ $V_{m,min} = 280V$ $I_{o,max} = 10A$ ( $x:5\mu s/div$ , $y:200V/div$ ).....	43
4.5 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด $V_{D1}$ และแรงดันคร่อมสวิตช์ $V_{S1}$ ที่สภาวะ $V_{m,max} = 340V$ $I_{o,min} = 1A$ ( $x:5\mu s/div$ , $y:200V/div$ ).....	43
4.6 รูปคลื่นกระแสอินพุตที่สภาวะ $V_{m,min} = 280V$ $I_{o,max} = 10A$ (รูปบน $x:5\mu s/div$ , $y:0.5A/div$ ) และที่สภาวะ $V_{m,max} = 340V$ $I_{o,min} = 1A$ (รูปล่าง $x:5\mu s/div$ , $y:0.1A/div$ ) .....	44
4.7 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ ที่ใช้ตัวควบคุม $PI$ กรณี $K_{PI} = 1,000$ ที่สภาวะ $V_m = 310V$ และกระแสโหลดเพิ่มขึ้น อย่างฉับพลันจาก $I_o = 1A$ ไปเป็น $I_o = 5A$ ( $x:200\mu s/div$ , $y:0.5V/div$ ).....	47
4.8 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ ที่ใช้ตัวควบคุม $PI$ กรณี $K_{PI} = 2,000$ ที่สภาวะ $V_m = 310V$ และกระแสโหลดเพิ่มขึ้น อย่างฉับพลันจาก $I_o = 1A$ ไปเป็น $I_o = 5A$ ( $x:200\mu s/div$ , $y:0.5V/div$ ).....	48
4.9 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ ที่ใช้ตัวควบคุม $LL$ กรณี $K_{LL}$ ที่ $\omega_{p2} = 0.5\omega_z$ ที่สภาวะ $V_m = 310V$ และกระแสโหลดเพิ่มขึ้น อย่างฉับพลัน จาก $I_o = 1A$ ไปเป็น $I_o = 5A$ ( $x:200\mu s/div$ , $y:0.5V/div$ ).....	48

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุทของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ ที่ใช้ตัวควบคุม $LL$ กรณี $K_{LL}$ ที่ $\omega_{p2} = \omega_z$ ที่สภาวะ $V_m = 310V$ และกระแสไหลดเพิ่มขึ้น อย่างฉับพลัน จาก $I_o = 1A$ ไปเป็น $I_o = 5A$ ( $x:200\mu s/div, y:0.5V/div$ ).....	48
4.11 กราฟประสิทธิภาพของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ.....	49
5.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์ต้นแบบ (ก) Schematic (ข) รูปถ่าย .....	52
5.2 รูปคลื่นกระแสอินพุทที่ $V_m = 310V$ $I_o = 10A$ (รูปบน $x:5\mu s/div, y:0.5A/div$ ) และ $I_o = 1A$ (รูปล่าง $x:5\mu s/div, y:0.1A/div$ ) (ก) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (ข) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์ .....	53
5.3 รูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำ $L$ ที่ $V_{m,AC} = 310V$ $I_o = 10A$ (รูปบน $x:5\mu s/div, y:2A/div$ ) และ $I_o = 1A$ (รูปล่าง $x:5\mu s/div, y:2A/div$ ) (ก) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (ข) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์ .....	53
5.4 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอดที่ $V_m = 310V$ และ $I_o = 10A$ (ก) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (รูปบน แรงดันคร่อมสวิตช์ $S_1$ และ รูปล่าง แรงดันคร่อมไดโอด $D_1$ ) (ข) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์ (รูปบน แรงดันคร่อมสวิตช์ $S_1$ และรูปล่าง แรงดันคร่อมไดโอด $D_{sn}$ ).....	54
5.5 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอดที่ $V_m = 310V$ และ $I_o = 1A$ (ก) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (รูปบน แรงดันคร่อมสวิตช์ $S_1$ และ รูปล่าง แรงดันคร่อมไดโอด $D_1$ ) (ข) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์ (รูปบน แรงดันคร่อมสวิตช์ $S_1$ และรูปล่าง แรงดันคร่อมไดโอด $D_{sn}$ ).....	55
5.6 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุท ที่ $V_m = 310V$ เมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง อย่างฉับพลันจาก $I_o = 1A$ ไปเป็น $I_o = 5A$ ของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์ ( $x:200\mu s/div, y:0.5V/div$ ).....	55-56
5.7 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์ .....	58

## สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

สัญลักษณ์	ความหมาย
$A$	พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดง
$A_c$	พื้นที่ตัดขวางของแกน
$A_p$	ผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
$A_w$	พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
$AWG$	American wire gauge
$B_{max}$	ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด
$C$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ $C$
$CCM$	การนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง
$C_{DS}$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุแผ่น $C_{DS}$ ระหว่างขาเดรนซอร์สของมอสเฟต
$C_f$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ $C_f$
$C_p$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า $C_p$ ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง
$C_r$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ $C_r$
$C_s$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า $C_s$ ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง
$C_{VCO}$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ $C_{VCO}$ ในวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่
$C_T$	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า $C_T$ กำหนดช่วงเวลาหยุดนำกระแส
$C_1$	คอมพาราเตอริ์ในวงจรขยายความผิดพลาด
$C_2$	คอมพาราเตอริ์ในวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่
$DCM$	การนำกระแสไฟฟ้าแบบไม่ต่อเนื่อง
$D$	ดิวตีไซเคิลที่สภาวะคงตัว
$D_1$	ไดโอดเรียงกระแส $D_1$
$D_2$	ไดโอดเรียงกระแส $D_2$
$D_3$	ไดโอดเรียงกระแส $D_3$
$D_4$	ไดโอดเรียงกระแส $D_4$
$D$	ไดโอด
$D_B$	ไดโอดแฝงภายในมอสเฟต
$D_{max}$	ดิวตีไซเคิลสูงสุด
$D_{min}$	ดิวตีไซเคิลต่ำสุด
$D_S$	ไดโอดต่ออนุกรมกับมอสเฟต
$D_z$	ซีเนอร์ไดโอด
$DT$	ระยะเวลาที่สวิตช์ $S_1$ และ $S_2$ นำกระแส
$EA$	วงจรรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier)
$ESR$	ความต้านทานอนุกรมสมมูล

## สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
$f_s$	ความถี่ในการสวิตช์
$F$	หน่วยของตัวเก็บประจุไฟฟ้า เรียกว่า ฟารัด
$H$	หน่วยของตัวเหนี่ยวนำ เรียกว่า เฮนรี่
$H_z$	หน่วยความถี่ เรียกว่า เฮิรตซ์
$i_s$	กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ (มอสเฟต)
$I_{avg}$	กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,max}$	กระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,min}$	กระแสต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำ
$I_O$	กระแสเอาต์พุต
$I_{Lm,pk}$	กระแสตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงสูงสุด
$I_{m,pk}$	กระแสอินพุตสูงสุด
$I_{L,max}$	กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L$
$I_o$	กระแสโหลด
$I_{o,max}$	กระแสโหลดสูงสุด
$I_{o,min}$	กระแสโหลดต่ำสุด
$\Delta I_{Lf}$	ริบเบิลของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตัวเหนี่ยวนำ $L_f$
$\Delta i_L$	ริบเบิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ $L$
$\Delta i_{Lm}$	ริบเบิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ $L$
$(\Delta i_{Lm})_{ON}$	กระแสในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลง $L_m$ เพิ่มขึ้นช่วงเวลา $DT$
$(\Delta i_L)_{ON}$	กระแสในตัวเหนี่ยวนำ $L$ เพิ่มขึ้นช่วงเวลา $DT$
$(\Delta i_{Lm})_{OFF}$	กระแสในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลง $L_m$ ลดลงช่วงเวลา $\Delta t$
$(\Delta i_L)_{OFF}$	กระแสในตัวเหนี่ยวนำ $L$ ลดลงช่วงเวลา $\Delta t$
$(\Delta i_L)_{OFF1}$	กระแสในตัวเหนี่ยวนำ $L$ ลดลงช่วงเวลา $\Delta t_1$
$J$	ความหนาแน่นกระแสในเส้นลวดทองแดง
$K_C$	อัตราขยายดีซีของฟังก์ชันถ่ายโอนภาคกำลัง
$K_{LL}$	อัตราขยายของตัวควบคุม Lead-Lag
$k$	เกิล
$L$	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ $L$
$L_m$	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำร่วม

## สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
$L_f$	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ $L_f$
$L_p$	ความเหนี่ยวนำทางด้าน primary ของหม้อแปลง
$L_r$	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ $L_r$
$l_g$	ความยาวของช่องอากาศ
$mm$	มิลลิ
$m$	เมตร
$M$	เมกะ
$n$	นาโน
$N$	จำนวนรอบของแผ่นทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ
$N_p$	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
$N_s$	จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
$N_1$	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของตัวเหนี่ยวนำ
$N_2$	จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของตัวเหนี่ยวนำ
$P_{max}$	กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่สวิทช์
$PM$	เฟสมาร์จิน
$R$	ความต้านทานของโหลด
$R_{DS,on}$	ความต้านทานของสวิทช์ในช่วงนำกระแส
rad/sec	เรเดียนต่อวินาที
$r_{Cf}$	ความต้านทานแฝงภายในตัวเก็บประจุ $C_f$
$r_{min}$	Minimum Normalized load resistance
$r_{max}$	Maximum Normalized load resistance
$R_{min}$	ความต้านทานกำหนดความถี่ต่ำสุด
$s$	วินาที
$S$	สวิทช์ (มอสเฟต)
$SW$	สวิทช์
$t$	เวลา
$t_{on}$	ช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแส
$t_{off}$	ช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแส
$t_{off1}$	ช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแส $t_{off1}$
$T$	คาบเวลาในการสวิทช์
$T_S$	คาบเวลาในการสวิทช์

## สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
$\Delta t$	ระยะเวลาเมื่อไดโอด $D_1$ และ $D_2$ นำกระแส
$\Delta t_1$	ระยะเวลาเมื่อสวิตช์ $S_1$ - $S_2$ และไดโอด $D_1$ - $D_2$ หยุดนำกระแส
$V$	โวลต์
$V_{in}$	แรงดันอินพุทที่สภาวะคงตัว
$V_o$	แรงดันเอาต์พุทที่สภาวะคงตัว
$V_m$	แรงดันอินพุทในสภาวะคงตัว
$V_{m,min}$	แรงดันอินพุทต่ำสุด
$V_{m,max}$	แรงดันอินพุทสูงสุด
$V_{ref}$	แรงดันอ้างอิงในสภาวะคงตัว
$V_{D,max}$	แรงดันสูงสุดของไดโอด
$V_M$	แรงดันขอบเขตในวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่
$V_{M,max}$	แรงดันขอบเขตสูงสุดในวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่
$V_{M,min}$	แรงดันขอบเขตต่ำสุดในวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่
$\Delta v_o$	ริบเปิ้ลของแรงดันเอาต์พุท
$v_c$	แรงดันควบคุม
$v_{cr}$	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์
$v_{CI}$	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $C_1$
$v_D$	แรงดันคร่อมไดโอด
$v_{D,max}$	แรงดันป้อนกลับสูงสุดของไดโอด
$v_{gs}$	แรงดันขับเกตมอสเฟต
$v_S$	แรงดันคร่อมสวิตช์ (มอสเฟต)
$v_{SWITCH}$	แรงดันคร่อมสวิตช์
$\tilde{v}_o$	สัญญาณขนาดเล็กของแรงดันเอาต์พุท
$Z_0$	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ
$Z_1$	อิมพีแดนซ์อินพุทของวงจรขยายความผิดพลาด
$Z_2$	อิมพีแดนซ์ป้อนกลับของวงจรขยายความผิดพลาด
$\omega_z$	ความถี่เชิงมุมของซีโรของวงจรแปลงผันแรงดัน
$\omega_o$	ความถี่เชิงมุมของโพลคู่เนื่องจากวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน L-C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
$\omega_{z1}$	ความถี่เชิงมุมของซีโรตัวที่หนึ่งของตัวควบคุม
$\omega_{z2}$	ความถี่เชิงมุมของซีโรตัวที่สองของตัวควบคุม

## สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
$\omega_{p1}$	ความถี่เชิงมุมของโพลที่หนึ่งของตัวควบคุม
$\omega_{p2}$	ความถี่เชิงมุมของโพลที่สองของตัวควบคุม
$\mu$	ไมโคร
$\Omega$	โอห์ม
$\pi$	ค่าคงที่ประมาณ 3.14
$\sigma$	เส้นผ่าศูนย์กลางของลวดทองแดง

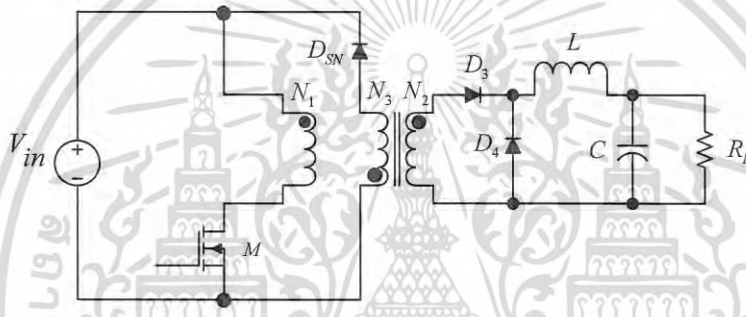


# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter) เป็นวงจรแปลงผันแรงดัน DC-DC ที่นิยมใช้ทำเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสวิตชิ่ง (Switching power supply) ที่มีพิกัดกำลังเอาต์พุตอยู่ในย่าน 50W ถึง 400W วงจรทำงานโดยหลักการสวิตช์ที่ความถี่สูงและมีหม้อแปลงความถี่สูงทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างด้านอินพุตและเอาต์พุตและช่วยกำหนดอัตราส่วนการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของแรงดันให้เป็นไปตามที่ต้องการ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้โดยทั่วไป คือ แบบขดลวดรีเซท แสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบขดลวดรีเซท

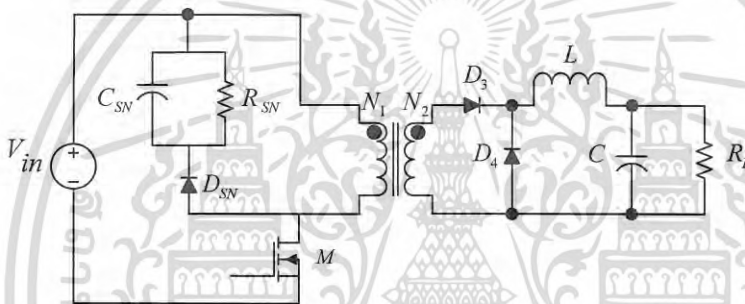
วงจรมีสวิตช์กำลังเพียงตัวเดียวและหม้อแปลงแบบที่มี 3 ขดลวด โดยมีขดลวดปฐมภูมิ (Primary winding,  $N_1$ ) เป็นด้านอินพุต และขดลวดทุติยภูมิ (Secondary winding,  $N_2$ ) เป็นด้านเอาต์พุต และขดลวดตติยภูมิ (Tertiary winding,  $N_3$ ) ที่ต่ออนุกรมกับไดโอด  $D_1$  ทำหน้าที่รีเซท (Reset) ฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเหล็กเพื่อป้องกันการอิ่มตัวของแกนเหล็ก การที่ต้องใช้หม้อแปลงแบบสามขดลวดนี้ถือเป็นจุดด้อยข้อหนึ่งของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 1.1 เนื่องจากมีความยุ่งยากในการออกแบบและผลิต และมีราคาสูงกว่าหม้อแปลงแบบสองขดลวดโดยทั่วไป ข้อเสียอีกข้อหนึ่งของวงจรในรูปที่ 1.1 คือในช่วงเวลาที่สวิตช์หยุดนำกระแส (Turn-off period) จะเกิดแรงดันเท่ากันกับแรงดันอินพุตรวมกับแรงดันคร่อมขดลวด primary ที่สะท้อนมาจากขดลวด tertiary ตกคร่อมสวิตช์กำลัง โดยทั่วไปอัตราส่วนจำนวนรอบขดลวด Primary ต่อขดลวด Tertiary มีค่าเท่ากับหนึ่ง ( $N_1/N_3 = 1$ ) ซึ่งจะส่งผลให้ในทางทฤษฎีแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันอินพุต (ในทางปฏิบัติแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังจะมีค่าสูงกว่านี้ เนื่องจากเกิดแรงดัน spike จากผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง) ดังนั้น สวิตช์กำลังของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะต้องมีพิกัดการทนแรงดันที่สูงและมีราคาแพง นอกจากนี้ สวิตช์กำลังที่มีพิกัดแรงดันสูงจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแส (On-state resistance:  $R_{ds,on}$ ) สูงกว่าสวิตช์กำลังที่มีพิกัดแรงดันต่ำกว่าการใช้สวิตช์กำลังที่มีพิกัดแรงดันสูงจึงทำให้เกิดการสูญเสียในขณะสวิตช์นำกระแส (Conduction loss) เพิ่มสูงขึ้น ส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดลงเพื่อแก้ปัญหาของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบขดลวดรีเซท จึงได้มีการพัฒนาวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคการรีเซทฟลักแม่เหล็กแบบต่างๆ [1,2] ขึ้น ได้แก่

### 1.1.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ (Forward converter with an RCD clamp)

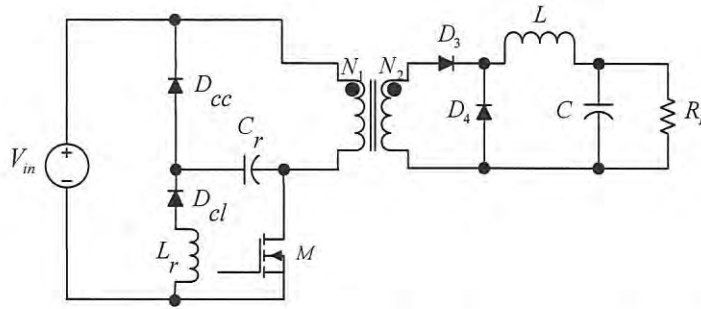
วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ [3,4] แสดงในรูปที่ 1.2 วงจรประเภทนี้ใช้วงจรแคลมป์ที่ประกอบด้วย  $R_{SN}$ ,  $C_{SN}$ ,  $D_{SN}$  ทำหน้าที่รีเซทฟลักแม่เหล็ก และหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้เป็นแบบสองขดลวด (2-winding transformer) ในช่วงเวลาที่สวิตช์หยุดนำกระแส แรงดันคร่อมสวิตช์กำลังมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตรวมกับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{SN}$  ซึ่งอาจมีค่าสูงถึงสองเท่าของแรงดันอินพุตขึ้นอยู่กับสภาวะการทำงานของวงจร จุดด้อยอีกข้อหนึ่งของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ คือ การเกิดกำลังสูญเสียที่  $R_{SN}$  ซึ่งส่งผลให้วงจรมีประสิทธิภาพต่ำ



รูปที่ 1.2 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์

### 1.1.2 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบแอลซีดีดีสไนบเบอร์ (Forward converter with a LCDD snubber)

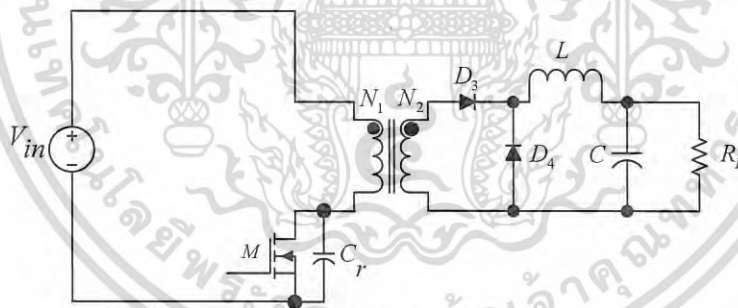
วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบแอลซีดีดีสไนบเบอร์ [5] แสดงในรูปที่ 1.3 วงจรแคลมป์ที่ใช้เป็นวงจรสไนบเบอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless snubber) ซึ่งประกอบด้วย  $D_{cs}$ ,  $D_{cb}$ ,  $C_r$ ,  $L_r$  ทำหน้าที่รีเซทฟลักแม่เหล็กและหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้เป็นแบบสองขดลวด ในช่วงเวลาที่สวิตช์หยุดนำกระแส แรงดันคร่อมสวิตช์กำลังมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตรวมกับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_r$  ซึ่งอาจมีค่าสูงถึงสองเท่าของแรงดันอินพุต จุดด้อยอีกข้อหนึ่งของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบแอลซีดีดีสไนบเบอร์ คือ การเกิดเรโซแนนซ์ระหว่าง  $L_r$  และ  $C_r$  ในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสสามารถทำให้วงจรเกิดการ ทำงานได้หลายโหมด การออกแบบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ประเภทนี้ให้มีการทำงานเป็นที่น่าพึงพอใจตลอดย่านแรงดันอินพุตและกระแสโหลดจึงกระทำได้ยาก นอกจากนี้ถึงแม้ว่าจะใช้วงจรสไนบเบอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย ประสิทธิภาพของวงจรก็ไม่ได้เพิ่มขึ้นจากวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์มากนัก เนื่องจากการสูญเสียในขณะสวิตช์นำกระแส (Conduction loss) ที่เพิ่มขึ้นจากการเกิดเรโซแนนซ์



รูปที่ 1.3 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบแอลซีดีดีสลับเบอร์

### 1.1.3 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์รีเซท (Forward converter with a resonant reset)

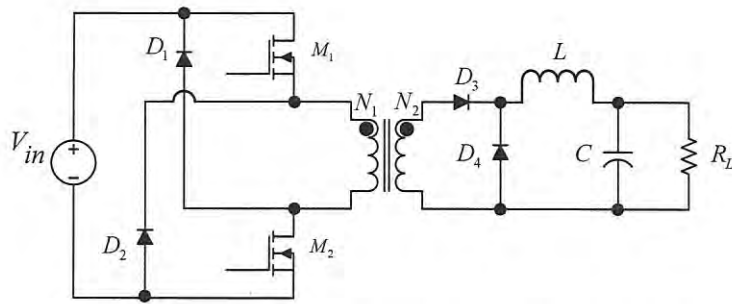
วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์รีเซท [6] แสดงในรูปที่ 1.4 วงจรประเภทนี้ใช้การเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงและค่าตัวเก็บประจุ  $C_r$  ในการรีเซทฟลักแม่เหล็กและหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้เป็นแบบสองขดลวด แรงดันคร่อมสวิตช์อาจมีค่าสูงถึงสองเท่าของแรงดันอินพุตขึ้นอยู่กับสถานะการทำงานของวงจร จุดด้อยอีกข้อหนึ่งของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์รีเซท คือ การทำให้เกิดเงื่อนไขการรีเซทที่เหมาะสม (Optimal reset condition) ในทุกสถานะการทำงานของวงจรทำได้ยาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีที่แรงดันอินพุตและกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงในย่านกว้าง



รูปที่ 1.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์รีเซท

### 1.1.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (Two-switch forward converter)

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ [1,7] แสดงในรูปที่ 1.5 วงจรประเภทนี้ใช้การทำงานของไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  ในการรีเซทฟลักแม่เหล็ก และหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้เป็นแบบสองขดลวด ในช่วงเวลาที่สวิตช์หยุดนำกระแส แรงดันคร่อมสวิตช์กำลังมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตซึ่งมีค่าน้อยที่สุดเทียบกับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ประเภทอื่น อย่างไรก็ตาม จุดด้อยของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์คือความต้องการสวิตช์กำลังและไดโอดที่เพิ่มขึ้นอย่างละหนึ่งตัว ทำให้วงจรมีต้นทุนที่สูงกว่าวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ประเภทอื่น



รูปที่ 1.5 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์

จากที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปคุณสมบัติของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆ ได้ดังตารางที่ 1.1 โดย  $V_{in,max}$  คือ แรงดันอินพุตสูงสุดของวงจร

ตารางที่ 1.1 คุณสมบัติของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆ

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	ประสิทธิภาพ	แรงดันคร่อมสวิตช์	ข้อด้อย
แบบชดลวตรีเซท	ต่ำ	$2.6 V_{in,max}$	ใช้หม้อแปลงสามชดลวด
แบบอาร์ซีดีแคลมป์	ต่ำ	$2.0 V_{in,max}$	เกิดกำลังสูญเสียที่ R ของวงจรแคลมป์
แบบแอลซีดีสลับเบอร์	ต่ำ	$2.0 V_{in,max}$	Conduction loss เพิ่มขึ้นเนื่องจากการเรโซแนนซ์ของวงจรสลับเบอร์
แบบเรโซแนนซ์รีเซท	ปานกลาง	$2.0 V_{in,max}$	ปัญหาการรีเซทเมื่อแรงดันอินพุตและกระแสโหลด มีย่านการเปลี่ยนแปลงที่กว้าง
แบบสองสวิตช์	ปานกลาง	$1.0 V_{in,max}$	จำนวนมอสเฟตและไดโอดที่เพิ่มขึ้น

จากตารางที่ 1.1 จะเห็นว่าวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์มีความโดดเด่นในด้านประสิทธิภาพการทำงาน และแรงดันคร่อมสวิตช์กำลังที่มีค่าน้อยที่สุดเทียบกับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น การที่มีแรงดันคร่อมสวิตช์กำลังต่ำทำให้วงจรมีความน่าเชื่อถือสูง (High reliability) ในการนำไปใช้งาน ปัจจุบันอุปกรณ์สวิตช์กำลังและไดโอดมีแนวโน้มราคาที่ถูกลง ความต้องการสวิตช์กำลังและไดโอดที่เพิ่มขึ้น จึงไม่ได้เป็นอุปสรรคสำคัญที่จำกัดการใช้งานของวงจรประเภทนี้อีกต่อไปโดยสังเกตได้จากมีความสนใจและมีการใช้งานวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์เพิ่มมากขึ้นในรอบหลายปีที่ผ่านมา [8-13]

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอรายละเอียดการวิเคราะห์ ออกแบบ และทดสอบสมรรถนะวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาหลักการการทำงานและการวิเคราะห์วงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์
2. เพื่อศึกษาการออกแบบวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์โดยครอบคลุมส่วนวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุม
3. เพื่อศึกษาและทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบที่สร้างขึ้น
4. เพื่อศึกษาและเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานระหว่างวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์

## 1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

1. การวิเคราะห์การทำงานของวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ที่สภาวะคงตัว (Steady state condition) ผลจากการวิเคราะห์จะทำให้เข้าใจพฤติกรรมการทำงานของวงจร และสามารถนำป้ไปใช้ออกแบบวงจรได้
2. การจำลองแบบวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ใช้วิธี State Space Averaging (SSA) [14-117] ผลลัพธ์ที่ได้คือฟังก์ชันถ่ายโอน สำหรับการใช้ในการออกแบบตัวควบคุม
3. ตัวควบคุมที่ศึกษาประกอบด้วย ตัวควบคุม  $PI$  (Proportional Integral) และตัวควบคุม  $LL$  (Lead Lag) การออกแบบตัวควบคุมใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ [17] ซึ่งเป็นวิธีที่ทำให้สะดวกและให้ผลลัพธ์ที่ดีในทางปฏิบัติ

## 1.4 ขอบเขตการวิจัย

วงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ที่ศึกษามีข้อกำหนด (Specification) ของวงจรดังต่อไปนี้

- แรงดันดีซีอินพุท  $V_m = 280V-340V$  (ได้จากการเร็คตีไฟร์แรงดันเอซี  $220V \pm 10\%$ )
- แรงดันเอาต์พุท  $V_o = 5V$
- กระแสเอาต์พุท  $I_o = 1A-10A$
- ความถี่สวิตช์  $f = 100kHz$  (คาบเวลาในการสวิตช์  $T = 10\mu s$ )
- ริปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $\Delta i_L < 10\%$  ของ  $I_{o,max}$  ( $\Delta i_L < 1A$ )
- ริปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุท  $\Delta v_o < 1\%$  ของ  $V_o$  ( $\Delta v_o < 0.05V$ )

นอกจากวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์แล้ว วิทยานิพนธ์นี้ยังได้ศึกษาและออกแบบวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ดังแสดงรายละเอียดในภาคผนวก ก. วงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์นี้ถูกออกแบบให้มีการทำงานตามข้อกำหนดข้างบนด้วยเช่นกัน และถูกใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะกับวงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ดังแสดงรายละเอียด ในบทที่ 5

## 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรถ่ายเฟรมวีดิทัศน์คอมพิวเตอร์แบบสองสวิตช์
2. วิเคราะห์การทำงานของวงจรถ่ายเฟรมวีดิทัศน์
3. ออกแบบและสร้างวงจรถ่ายเฟรมวีดิทัศน์
4. ทดสอบสมรรถนะของวงจรถ่ายเฟรมวีดิทัศน์
5. เปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างวงจรถ่ายเฟรมวีดิทัศน์คอมพิวเตอร์แบบสองสวิตช์ และวงจรถ่ายเฟรมวีดิทัศน์คอมพิวเตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

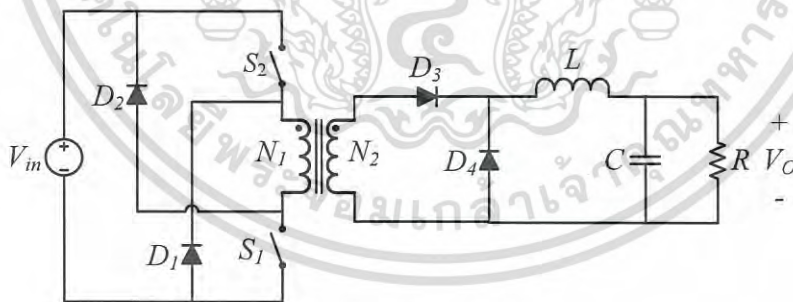
## วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์

### 2.1 บทนำ

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์มีแรงดันคร่อมสวิตช์ต่ำที่สุดเมื่อเทียบกับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ชนิดอื่น ทำให้วงจรมีความน่าเชื่อถือสูงในการนำไปใช้งาน (High reliability) นอกจากนี้ในช่วงเวลารีเซทหม้อแปลงพลังงานที่สะสมอยู่ในแกนเหล็กกรรมทั้งในตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล (Transformer's leakage inductance) จะถูกส่งคืนกลับให้แหล่งจ่ายด้านอินพุท ไม่เกิดกำลังสูญเสียเหมือนในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ ในอดีตข้อจำกัดหลักที่ทำให้วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ไม่เป็นที่นิยมแพร่หลาย คือ วงจรต้องใช้หม้อสเฟตและไดโอดกำลังเพิ่มขึ้นอย่างละหนึ่งตัว ทำให้มีต้นทุนที่สูงกว่าวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ชนิดอื่น ปัจจุบันอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์กำลัง (Power semiconductor switch) มีแนวโน้มราคาที่ถูกลงอุปสรรคทางด้านราคาจึงไม่ได้เป็นข้อจำกัดหลักในการเลือกใช้งานวงจรชนิดนี้อีกต่อไป เมื่อพิจารณาเทียบกับความน่าเชื่อถือที่เพิ่มขึ้น

บทนี้นำเสนอหลักการการทำงานและการวิเคราะห์วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ พร้อมทั้งแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจร โดยความถูกต้องในการออกแบบจะถูกยืนยันด้วยผลการจำลองส่วนท้ายบท

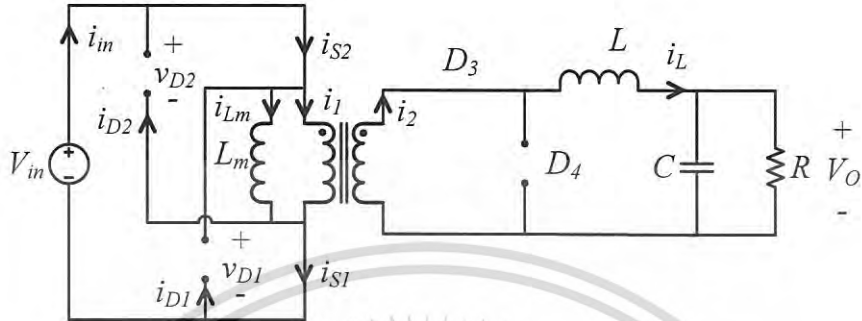
### 2.2 หลักการทำงานของวงจร



รูปที่ 2.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์แสดงในรูปที่ 2.1 วงจรด้าน Primary ของหม้อแปลงประกอบไปด้วยสวิตช์กำลังสองตัว  $S_1$  และ  $S_2$  และไดโอดสองตัวคือ  $D_1$  และ  $D_2$  ต่อกันดังรูป สวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  จะนำกระแสพร้อมกันเมื่อได้รับสัญญาณขับ ส่วนไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  จะนำกระแสพร้อมกันหลังจากที่สวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  หยุดนำกระแส วงจรด้าน Secondary ประกอบด้วย ไดโอดเรกติไฟเออร์  $D_3$  และ  $D_4$  วงจรกรอง  $L-C$  และความต้านทานโหลด  $R$

ที่สภาวะคงตัว (Steady-state condition) ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode: CCM) จะมีการทำงาน 3 สถานะคือ



รูปที่ 2.2 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ในขณะสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  นำกระแส

(1) เมื่อสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  นำกระแส (รูปที่ 2.2) ขดลวด Primary จะได้รับแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ส่งผลให้ฟลักแม่เหล็กเพิ่มขึ้นในแกนเหล็กของหม้อแปลง ( $i_{Lm}$  มีค่าเพิ่มขึ้น) แรงดันเหนี่ยวนำที่ขดลวด Secondary ทำให้ไดโอด  $D_3$  อยู่ในสภาวะฟอร์เวิร์ดไบอัสเกิดกระแส Secondary  $i_2$  ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C$  และความต้านทานโหลด  $R$  เมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ  $L_m$  และ  $L$  จะได้

$$(\Delta i_{Lm})_{ON} = \frac{V_{in} DT}{L_m} \quad (2.1)$$

$$(\Delta i_L)_{ON} = \left( \frac{N_2}{N_1} V_{in} - V_o \right) \frac{DT}{L} \quad (2.2)$$

โดย  $(\Delta i_{Lm})_{ON}$  และ  $(\Delta i_L)_{ON}$  คือ กระแส  $i_{Lm}$  และ  $i_L$  ที่เพิ่มขึ้นในช่วงเวลา  $DT$   
 $D$  คือ ค่าตัวชี้เซคัลของสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$   
 $T$  คือ คาบเวลาการสวิตช์

ในสภาวะนี้สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรสามารถเขียนได้ ดังนี้

$$i_m = i_{S1} = i_{S2} = \frac{N_2}{N_1} i_L + i_{Lm} \quad (2.3)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = 0 \quad (2.4)$$

$$v_{S1} = v_{S2} = 0 \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

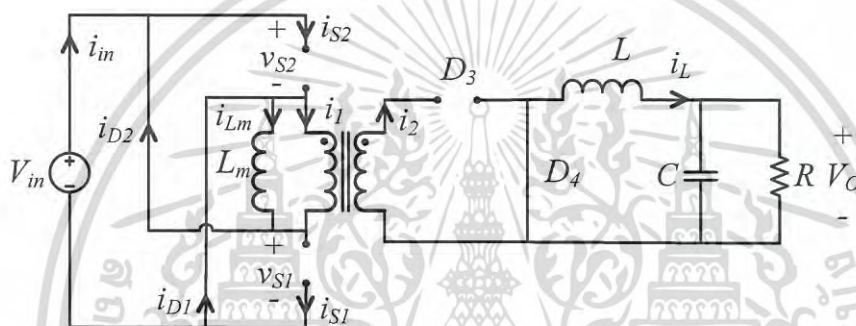
$$v_{D1} = v_{D2} = V_{in} \quad (2.6)$$

$$v_{D3} = 0 \quad (2.7)$$

$$v_{D4} = \frac{N_2}{N_1} V_{in} \quad (2.8)$$

$$i_{D3} = i_L \quad (2.9)$$

$$i_{D4} = 0 \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.3 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ในขณะไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  นำกระแส

(2) เมื่อสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  หยุดนำกระแส (รูปที่ 2.3) ไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  จะนำกระแสขดลวด Primary จะได้รับแรงดันอินพุตที่มีขั้วตรงข้ามกันจากเดิม ( $-V_{in}$ ) ส่งผลให้ฟลักแม่เหล็กในแกนเหล็กของหม้อแปลงลดลง ( $i_{Lm}$  มีค่าลดลง) นั่นคือ ฟลักแม่เหล็กในแกนเหล็กถูกรีเซตโดยการทำงานของ  $D_1$  และ  $D_2$  แรงดันเหนี่ยวนำที่ขดลวด Secondary จะมีขั้วตรงข้ามจากเดิมทำให้ไดโอด  $D_3$  อยู่ในสภาวะรีเวิร์สไบอัสและหยุดนำกระแส ในขณะที่กระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ยังคงไหลได้อย่างต่อเนื่องโดยผ่านไดโอด  $D_4$  ในสภาวะนี้กระแส  $i_{Lm}$  จะไหลกลับมายังแหล่งจ่ายไฟโดยผ่านไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  เมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ  $i_{Lm}$  และ  $L$  จะได้

$$(\Delta i_{Lm})_{OFF} = -V_{in} \frac{\Delta t}{L_m} \quad (2.11)$$

$$(\Delta i_L)_{OFF} = -\frac{V_o \Delta t}{L} \quad (2.12)$$

โดย  $(\Delta i_{Lm})_{OFF}$  และ  $(\Delta i_L)_{OFF}$  คือ กระแส  $i_{Lm}$  และ  $i_L$  ที่ลดลงในช่วงเวลา  $\Delta t$   
 $\Delta t = DT$  คือ ช่วงเวลาการรีเซตแกนเหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสภาวะนี้สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรสามารถเขียนได้ ดังนี้

$$i_{in} = -i_{Lm} \quad (2.13)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{Lm} \quad (2.14)$$

$$v_{S1} = v_{S2} = V_{in} \quad (2.15)$$

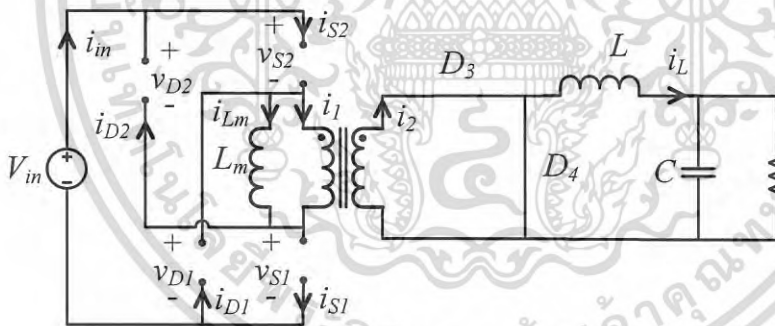
$$v_{D1} = v_{D2} = 0 \quad (2.16)$$

$$v_{D3} = \frac{N_2}{N_1} V_{in} \quad (2.17)$$

$$v_{D4} = 0 \quad (2.18)$$

$$i_{D3} = 0 \quad (2.19)$$

$$i_{D4} = i_L \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ในขณะสวิตช์  $S_1$ - $S_2$  และไดโอด  $D_1$ - $D_2$  หยุดนำกระแส

(3) เมื่อสวิตช์  $S_1$ - $S_2$  และ ไดโอด  $D_1$ - $D_2$  หยุดนำกระแส (รูปที่ 2.4) ในช่วงเวลานี้แกนเหล็ก ได้รับเซทอย่างสมบูรณ์ ( $i_{Lm} = 0$ ) ทำให้แรงดันเหนี่ยวนำที่ขดลวด Primary และ Secondary มีค่าเป็นศูนย์ ทางด้าน Secondary กระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ยังคงลดลงอย่างต่อเนื่องผ่านไดโอด  $D_3$  และ  $D_4$  เมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จะได้

$$(\Delta i_L)_{OFF1} = -\frac{V_o \Delta t_1}{L} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $(\Delta i_L)_{OFF1}$  คือ กระแส  $i_L$  ที่ลดลงในช่วงเวลา  $\Delta t_1$   
 $\Delta t_1 = T - DT - \Delta t = T - 2DT$  คือช่วงเวลาที่มี  $S_1 - S_2$  และ  $D_1 - D_2$  หยุดนำกระแส

ในสภาวะนี้สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรสามารถเขียนได้ ดังนี้

$$i_{in} = 0 \quad (2.22)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = 0 \quad (2.23)$$

$$v_{S1} = v_{S2} = \frac{V_{in}}{2} \quad (2.24)$$

$$v_{D1} = v_{D2} = \frac{V_{in}}{2} \quad (2.25)$$

$$v_{D3} = 0 \quad (2.26)$$

$$v_{D4} = 0 \quad (2.27)$$

$$i_{D3} = 0 \quad (2.28)$$

$$i_{D4} = i_L \quad (2.29)$$

### 2.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทและแรงดันเอาต์พุท

ที่สภาวะคงตัวในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ การเปลี่ยนแปลงของกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

$$(\Delta i_L)_{ON} + (\Delta i_L)_{OFF} + (\Delta i_L)_{OFF1} = 0 \quad (2.30)$$

แทนค่าสมการที่ (2.2) (2.12) (2.21) ลงในสมการที่ (2.30) จะได้

$$V_o = \left( \frac{N_2}{N_1} \right) DV_{in} = nDV_{in} \quad (2.31)$$

โดย  $n = N_2/N_1$  คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง จากสมการจะเห็นว่าที่แรงดันอินพุทค่าหนึ่ง แรงดันเอาต์พุทของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์จะขึ้นอยู่กับค่าตัวขั้วไซเคิลและอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง

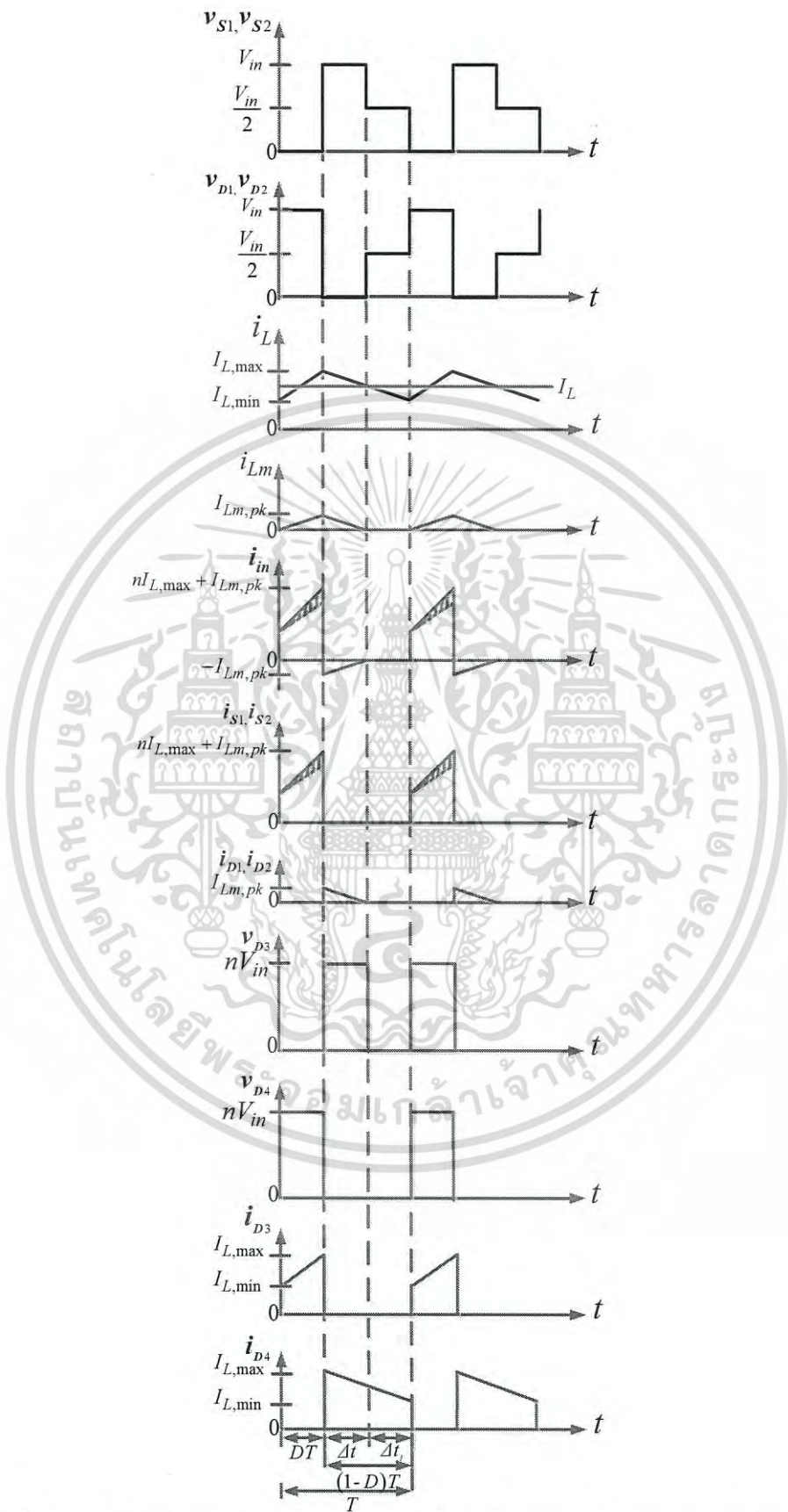
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.2 สมการแรงดันและกระแส

จากสมการที่ (2.1) ถึง สมการที่ (2.29) สามารถเขียนรูปคลื่นแรงดันและกระแสของ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ได้ดังรูปที่ 2.5 โดยค่าแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจร สามารถสรุปได้ ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แรงดันสูงสุดคร่อมสวิตช์  $S_1$ - $S_2$  และไดโอด  $D_1$ - $D_2$

$$V_{S1,\max} = V_{S2,\max} = V_{in} \quad (2.32)$$

$$V_{D1,\max} = V_{D2,\max} = V_{in} \quad (2.33)$$

- กระแสเฉลี่ย กระแสสูงสุด และกระแสต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำ  $L$

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.34)$$

$$I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = I_o + \frac{V_o(1-D)T}{2L} \quad (2.35)$$

$$I_{L,\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = I_o - \frac{V_o(1-D)T}{2L} \quad (2.36)$$

- กระแสกระตุ้นสนามแม่เหล็กสูงสุด (Peak magnetizing current)

$$I_{Lm,\text{pk}} = (\Delta i_{Lm})_{ON} = \frac{V_{in}DT}{L_m} \quad (2.37)$$

- กระแสอินพุทสูงสุด (Peak input current)

$$I_{in,\text{pk}} = nI_{L,\max} + I_{Lm,\text{pk}} = n \left( I_o + \frac{V_o(1-D)T}{2L} \right) + \frac{V_{in}DT}{L_m} \quad (2.38)$$

- กระแสสูงสุดของสวิตช์  $S_1$ - $S_2$  (Peak switch  $S_1$ - $S_2$  current)

$$I_{S1,\text{pk}} = I_{S2,\text{pk}} = I_{in,\text{pk}} \quad (2.39)$$

- กระแสสูงสุดของไดโอด  $D_1$ - $D_2$  (Peak diode  $D_1$ - $D_2$  current)

$$I_{D1,\text{pk}} = I_{D2,\text{pk}} = I_{Lm,\text{pk}} \quad (2.40)$$

- แรงดันสูงสุดคร่อมไดโอด  $D_3$ - $D_4$

$$V_{D3,\max} = V_{D4,\max} = nV_{in} \quad (2.41)$$

- กระแสสูงสุดของไดโอด  $D_3$ - $D_4$

$$I_{D3, pk} = I_{D4, pk} = I_{L, max} \quad (2.42)$$

### 2.3 การออกแบบวงจร

ข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical specification) ของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ที่ต้องการออกแบบเป็นดังนี้

- แรงดันดีซีอินพุท  $V_{in} = 280V-340V$  (ได้จากการเร็คตีไฟร์แรงดันเอซี  $220V \pm 10\%$ )
- แรงดันเอาต์พุท  $V_o = 5V$
- กระแสเอาต์พุท  $I_o = 1A-10A$
- ความถี่สวิตช์  $f = 100kHz$  (คาบเวลาในการสวิตช์  $T = 10\mu s$ ).
- ค่าความต้านทานโหลด  $R = 0.5\Omega-5\Omega$
- ริปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $\Delta i_L < 10\%$  ของ  $I_{o, max}$  ( $\Delta i_L < 1A$ )
- ริปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุท  $\Delta v_o < 1\%$  ของ  $V_o$  ( $\Delta v_o < 0.05V$ )

การออกแบบสามารถแสดงเป็นขั้นตอนได้ ดังนี้

1. เลือกอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง ( $n$ )

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \left( \frac{1}{20} \right) = 0.05$$

2. คำนวณค่าดีวีทีไซเคิลต่ำสุด ( $D_{min}$ ) และสูงสุด ( $D_{max}$ ) ของสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  จากสมการที่ (2.31)

$$D_{min} = \frac{V_o}{nV_{in, max}} = \frac{5}{0.05 \times 340} = 0.294$$

$$D_{max} = \frac{V_o}{nV_{in, min}} = \frac{5}{0.05 \times 280} = 0.357$$

นั่นคือ เมื่อแรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลงจาก 280V ไปเป็น 340V ค่าดีวีทีไซเคิลจะลดลงจาก 0.357 เป็น 0.294 เพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุทให้คงที่ 5V

3. คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จากสมการที่ (2.12) และ (2.21) และเงื่อนไข  $\Delta i_L < 1A$

$$\Delta i_L = (\Delta i_L)_{OFF} + (\Delta i_L)_{OFF1} < 1A$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o(1-D)T}{L} < 1A$$

$$L > V_o(1-D_{\min})T = 5 \times (1-0.294) \times 10 \times 10^{-6} = 35.5 \mu H$$

เลือกตัวเหนี่ยวนามีค่ามากกว่าที่คำนวณได้ โดยตัวเหนี่ยวนำที่ใช้มีค่า  $L=66 \mu H$

4. คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C$  โดยใช้สมการแรงดันรีปเปลเอาต์พุตของวงจร buck-converter [19] และเงื่อนไข  $\Delta v_o < 0.05V$

$$\Delta v_o = \frac{V_o(1-D_{\min})}{8f^2LC} < 0.05V$$

$$C > \left( \frac{5}{0.05} \right) \times \frac{(1-0.294)}{8 \times (100 \times 10^3)^2 \times (70 \times 10^{-6})} = 12.6 \mu F$$

ค่า  $ESR$  ของตัวเก็บประจุเอาต์พุตจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$ESR < \frac{\Delta v_o}{\Delta i_L} = \frac{0.05}{1} = 0.05 \Omega$$

เลือกตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C = 300 \mu F$  โดยการนำตัวเก็บประจุขนาด  $100 \mu F$   $50V$  จำนวน 3 ตัว ต่อขนานกันมีค่า  $ESR$  รวมเท่ากับ  $0.08 \Omega$

5. คำนวณกระแสและแรงดันของอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ จากสมการที่ (2.32) แรงดันสูงสุดคร่อมสวิตช์  $S_1-S_2$  มีค่าเท่ากับ

$$V_{S1,max} = V_{S2,max} = 340V$$

จากสมการที่ (2.39) กระแสสูงสุดของสวิตช์  $S_1-S_2$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{S1,pk} = I_{S2,pk} = I_{in,pk} = 0.05 \times \left( 10 + \frac{5 \times (1-0.357) \times 10 \times 10^{-6}}{2 \times (66 \times 10^{-6})} \right) + \frac{280 \times 0.357 \times 10 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-3}} = 0.61A$$

จากสมการที่ (2.33) แรงดันสูงสุดคร่อมไดโอด  $D_1-D_2$  มีค่าเท่ากับ

$$V_{D1,max} = V_{D2,max} = 340V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.40) กระแสสูงสุดของไดโอด  $D_1$ - $D_2$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{D1,pk} = I_{D2,pk} = I_{Lm,pk} = \frac{280 \times 0.357 \times 10 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-3}} = 0.1A$$

จากสมการที่ (2.41) แรงดันสูงสุดคร่อมไดโอด  $D_3$ - $D_4$  มีค่าเท่ากับ

$$V_{D3,max} = V_{D4,max} = 0.05 \times 340 = 17V$$

จากสมการที่ (2.42) กระแสสูงสุดของไดโอด  $D_3$ - $D_4$

$$I_{D3,pk} = I_{D4,pk} = I_{L,max} = 10 + \frac{5 \times (1 - 0.357) \times 10 \times 10^{-6}}{2 \times (70 \times 10^{-6})} = 10.2A$$

6. อุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจรต้นแบบแสดงในตารางที่ 2.1

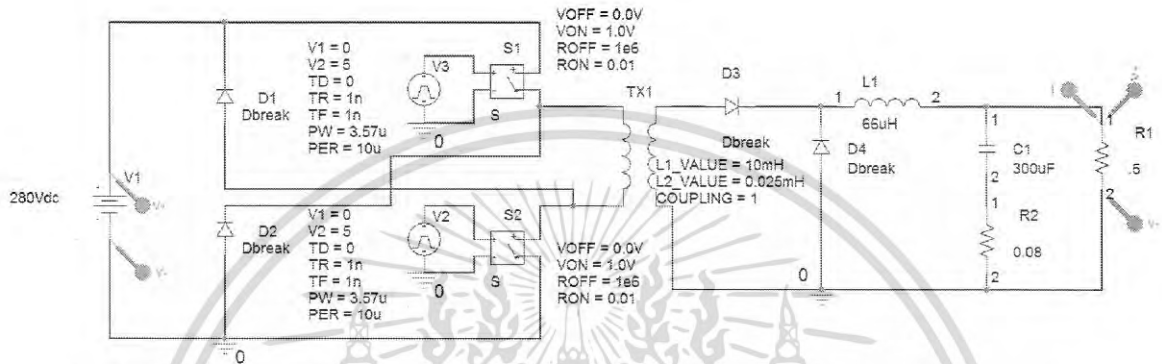
ตารางที่ 2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรฟอรัเวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ

อุปกรณ์	รายละเอียด
1. หม้อแปลงไฟฟ้า	สร้างโดยใช้แกนเฟอร์ไรท์ EE42 พัน $N_1 = 65$ รอบ ด้วยลวดทองแดง AWG26 จำนวน 1 เส้น และ $N_2 = 4$ รอบ ด้วยลวดทองแดง AWG23 จำนวน 9 เส้น วัดค่า Magnetizing inductance ด้าน Primary ได้ $L_m = 10mH$
2. ตัวเหนี่ยวนำ $L$	สร้างโดยใช้แกนเฟอร์ไรท์ ETD44 พัน $N = 13$ รอบ ด้วยแผ่นทองแดง (Copper strip) ขนาด $20mm \times 0.15mm$ . ใส่ Spacer ขนาด $0.25mm$ ที่ขาด้านนอกทั้งสองของแกนเฟอร์ไรท์เพื่อทำให้เกิดช่องว่างอากาศ (Air gap) วัดค่า inductance ได้ $L = 66\mu H$
3. ตัวเก็บประจุเอาต์พุต $C$	ตัวเก็บประจุไฟฟ้าชนิด Electrolytic ขนาด $100\mu F$ 50V 3 ตัว ต่อขนานกันมีค่า ESR รวมเท่ากับ $0.08\Omega$
4. ไดโอด $D_1$ - $D_2$	Ultrafast diode: MUR460 (600V, 4A)
5. ไดโอด $D_3$ - $D_4$	Schottky diode: STPS30L60 (60V, 30A)
6. สวิตช์ $S_1$ - $S_2$	Power MOSFET: FQA24N50F (500V, 24A)

### 2.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจร

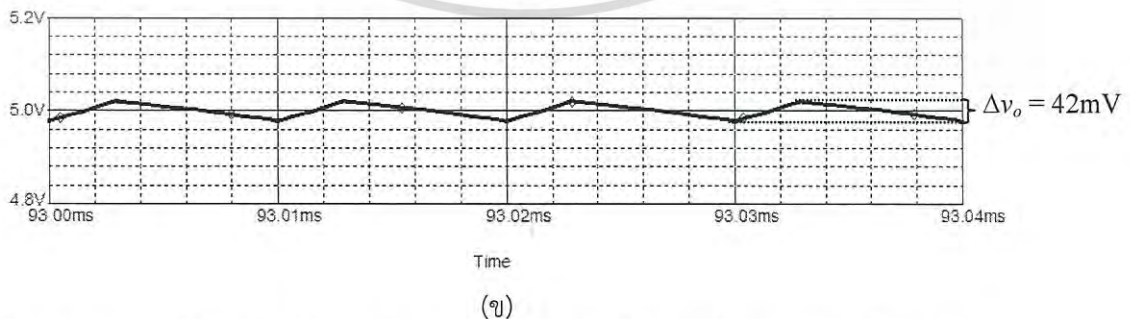
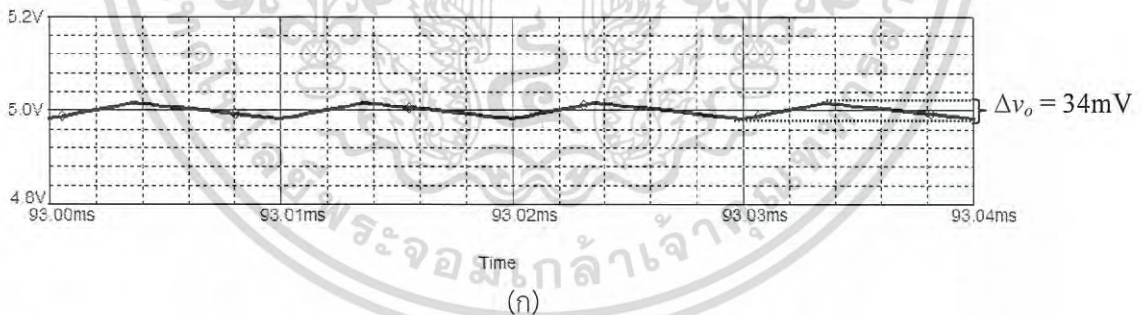
เพื่อยืนยันผลการออกแบบ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ที่ได้ออกแบบ ถูกนำมาจำลองการทำงานโดยโปรแกรม PSPICE ดังแสดงในรูปที่ 2.6 การจำลองการทำงานของวงจรได้กระทำที่สองสภาวะ คือ

- สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสเอาต์พุตสูงสุด ( $V_m = 280V, D_{max} = 0.357, R = 0.5\Omega$ )
- สภาวะแรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสเอาต์พุตต่ำสุด ( $V_m = 340V, D_{min} = 0.294, R = 5\Omega$ )



รูปที่ 2.6 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ที่ใช้จำลองการทำงานในโปรแกรม PSPICE

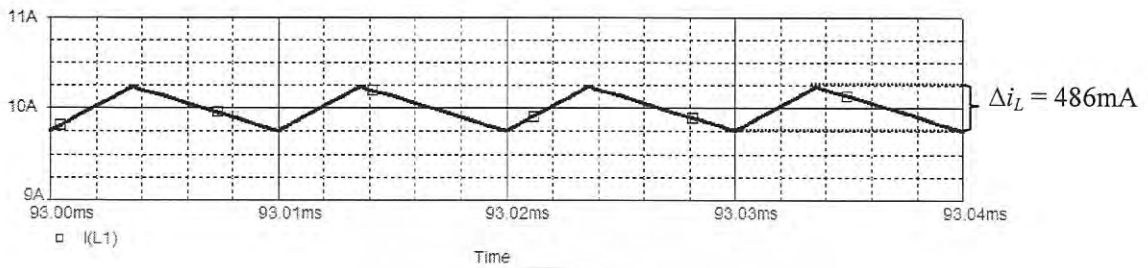
ผลการจำลอง ripple แรงดันเอาต์พุตทั้งสองสภาวะแสดงในรูปที่ 2.7 จะเห็นว่า  $\Delta v_o$  มีค่าเท่ากับ 34mV และ 42mV ตามลำดับ ทั้งสองกรณี  $\Delta v_o$  มีค่าน้อยกว่า 0.05V เป็นไปตาม Specification ของการออกแบบวงจร



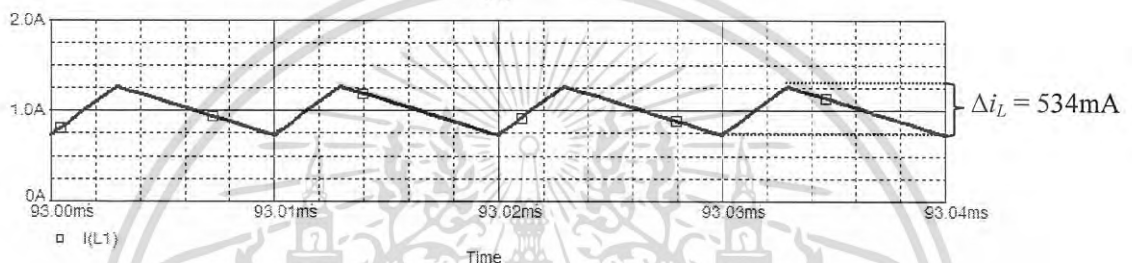
รูปที่ 2.7 (ก) ผลการจำลอง ripple แรงดันเอาต์พุต ที่สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสโหลดสูงสุด  
 (ข) ผลการจำลอง ripple แรงดันเอาต์พุต ที่สภาวะแรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสโหลดต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองริบเปิดกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ทั้งสองสภาวะแสดงในรูปที่ (2.8) จะเห็นว่า  $\Delta i_L$  มีค่าเท่ากับ 486mA และ 534mA ตามลำดับ ทั้งสองกรณี  $\Delta i_L$  มีค่าน้อยกว่า 1A เป็นไปตาม Specification ของการออกแบบวงจร



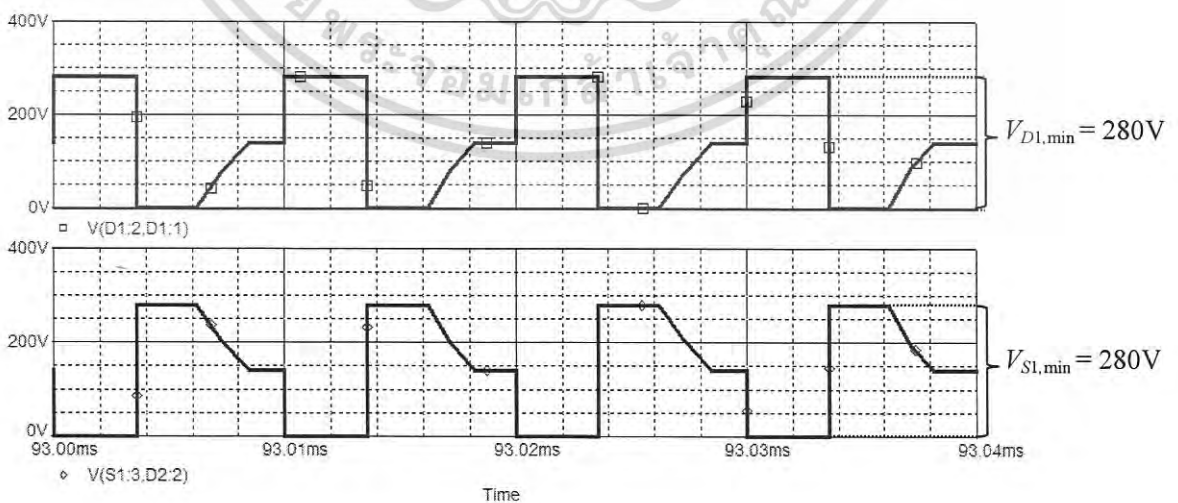
(ก)



(ข)

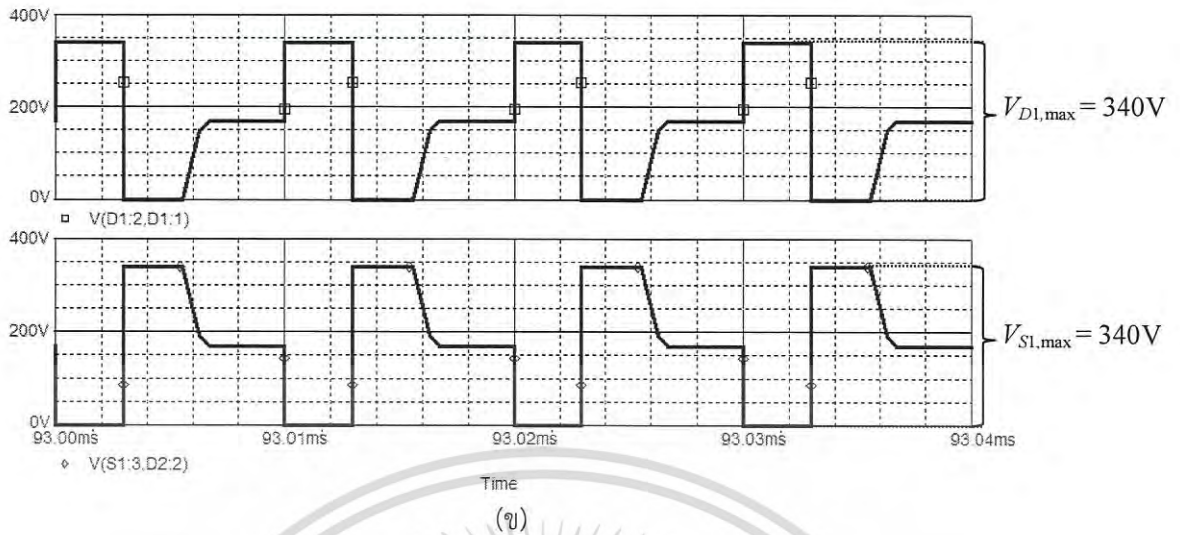
รูปที่ 2.8 (ก) ผลการจำลองริบเปิดกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ที่สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสโหลดสูงสุด  
 (ข) ผลการจำลองริบเปิดกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ที่สภาวะแรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสโหลดต่ำสุด

ผลการจำลองแรงดันคร่อมไดโอด  $D_1$  และแรงดันคร่อมสวิตช์  $S_1$  ทั้งสองสภาวะแสดงในรูปที่ (2.9) จะเห็นว่าทั้งสองกรณีแรงดันสูงสุดคร่อมสวิตช์และไดโอดมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต



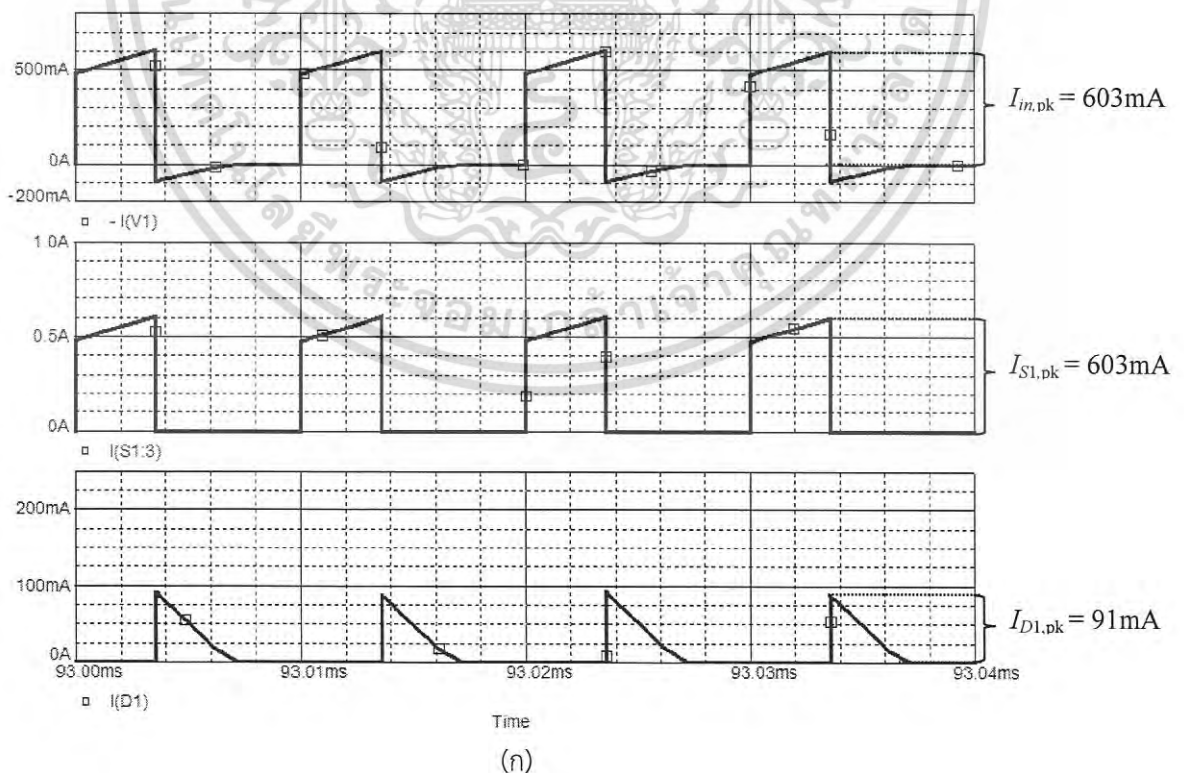
(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

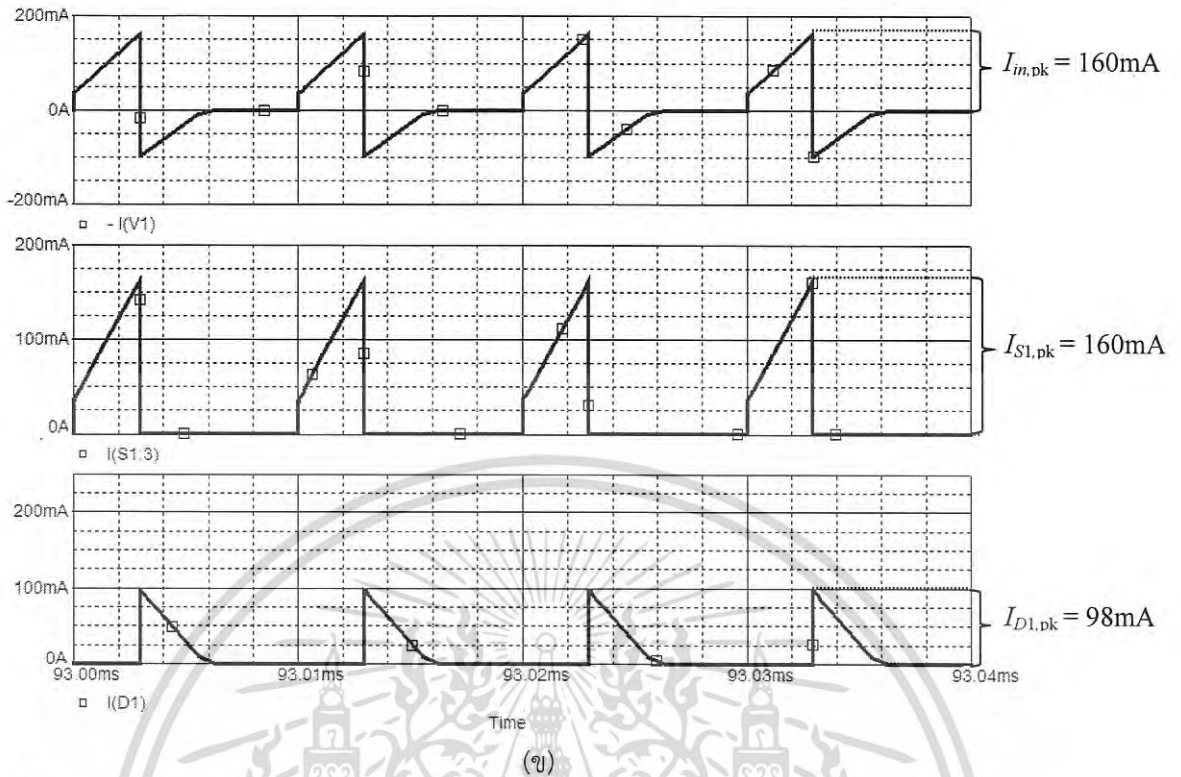


รูปที่ 2.9 (ก) ผลการจำลองแรงดันคร่อมไดโอด  $D_1$  และสวิตช์  $S_1$  ที่สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุด และกระแสไหลสูงสุด  
 (ข) ผลการจำลองแรงดันคร่อมไดโอด  $D_1$  และสวิตช์  $S_1$  ที่สภาวะแรงดันอินพุตสูงสุด และกระแสไหลต่ำสุด

ผลการจำลองกระแสอินพุต กระแสสวิตช์และกระแสไดโอด ทั้งสองสภาวะแสดงในรูปที่ (2.10) จะเห็นว่ากระแสอินพุตและกระแสสวิตช์มีค่ามากที่สุด ที่สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสไหลสูงสุด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 (ก) ผลการจำลองกระแสอินพุท กระแสสวิตช์ และกระแสไดโอด ที่สภาวะแรงดันอินพุทต่ำสุดและกระแสโหลดสูงสุด  
 (ข) ผลการจำลองกระแสอินพุท กระแสสวิตช์ และกระแสไดโอด ที่สภาวะแรงดันอินพุทสูงสุดและกระแสโหลดต่ำสุด

การเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการคำนวณแสดงในตารางที่ 2.2 จะเห็นว่าผลทั้งสองมีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดี จึงเป็นการยืนยันว่าสมการที่ใช้ในการคำนวณมีความถูกต้อง

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองและผลการคำนวณ

ตัวแปร	สภาวะ $V_{m,min}$ และ $I_{o,max}$		สภาวะ $V_{m,max}$ และ $I_{o,min}$	
	ผลการซิมูเลชั่น	ผลการคำนวณ	ผลการซิมูเลชั่น	ผลการคำนวณ
$\Delta v_o^1$	34mV	39mV	42mV	43mV
$\Delta i_L$	486mA	487mA	534mA	535mA
$V_{S1,max}, V_{S2,max}$	280V	280V	340V	340V
$V_{D1,max}, V_{D2,max}$	280V	280V	340V	340V
$I_{m,pk}$	603mA	612mA	160mA	163mA
$I_{S1,pk}, I_{S2,pk}$	603mA	612mA	160mA	163mA
$I_{D1,pk}, I_{D2,pk}$	91mA	100mA	98mA	100mA

หมายเหตุ 1  $\Delta v_o \approx \Delta I_L \times ESR$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# การจำลองแบบและออกแบบตัวควบคุมวงจรถูกฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์

### 3.1 บทนำ

การรักษาแรงดันเอาต์ของวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่ตลอดย่านแรงดันอินพุตและกระแสโหลด จะต้องอาศัยการควบคุมป้อนกลับ (Feedback control) วิธีการควบคุมที่นิยมใช้ในดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ คือ การควบคุมแบบพัลส์วิธึมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation : PWM) ชนิดความถี่คงที่ โดยในวิธีดังกล่าวแรงดันเอาต์พุตของวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะถูกป้อนกลับมายังวงจรถูกขยายความแตกต่าง (Error Amplifier : EA) ซึ่งทำหน้าที่ขยายผลต่างระหว่างแรงดันที่ต้องการ (Reference voltage) และแรงดันที่ป้อนกลับได้เป็นสัญญาณควบคุม (Control signal) ค่าเกนและมุมเฟสของสัญญาณควบคุมจะถูกกำหนดโดยวงจรถดเชย (Compensation circuit) ที่ต่ออยู่ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของ EA ในวิทยานิพนธ์นี้ EA ร่วมกับวงจรถดเชยจะถูกเรียกว่า ตัวควบคุมป้อนกลับ (Feedback controller) ในการควบคุมแบบ PWM ตัวควบคุมที่ถูกออกแบบได้อย่างเหมาะสมจะทำให้วงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีเสถียรภาพในการทำงานมีการรักษาแรงดันที่ดีและมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว

ในการออกแบบตัวควบคุมอย่างมีหลักการนั้นจำเป็นต้องทราบแบบจำลองเชิงเส้น (Linear dynamic model) หรือฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนแรกของบทนี้จะนำเสนอการหาแบบจำลองเชิงเส้นของวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์โดยวิธี State Space Averaging (SSA) และในส่วนหลังจะแสดงการออกแบบตัวควบคุมป้อนกลับ

### 3.2 การจำลองแบบวงจรถูกฟอร์เวิร์ดโดยวิธี State-Space Averaging (SSA)

วิธี State-Space Averaging (SSA) เป็นเทคนิคที่นิยมใช้ในการจำลองแบบวงจรถูกฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ จุดเด่นของวิธี SSA คือ กระบวนการจำลองแบบที่เป็นระบบ (Systematic approach) โดยการกระทำในรูปแบบของเมตริกซ์ การหาแบบจำลองของวงจรถูกฟอร์เวิร์ดโดยวิธี SSA มีขั้นตอนดังนี้คือ

1. เขียนสมการ State-space ของวงจรถูกฟอร์เวิร์ดในแต่ละสภาวะการทำงานที่ปรากฏในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์
2. นำสมการ State-space ที่ได้ทั้งหมดในขั้นตอนที่ 1 มาหาสมการเฉลี่ย State-space
3. รวบรวมสมการเฉลี่ย State-space ที่ได้จากขั้นตอนที่ 2 ด้วยสัญญาณดีซีที่มีสัญญาณเอซีขนาดเล็กปนอยู่ จากนั้นแยกเทอมที่เป็นสัญญาณดีซี (DC term) และสัญญาณเอซีขนาดเล็ก (Small-signal AC term) ออกจากกัน โดยสมการของสัญญาณดีซีนี้เรียกว่า สมการสภาวะคงตัว (Steady state equation) และ สมการของสัญญาณเอซีขนาดเล็ก (Small-signal AC term) เรียกว่า สมการเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็ก (Linear small-signal equation)

4. สมการสภาวะคงตัวที่ได้จากขั้นตอนที่ 3 สามารถนำมาแก้สมการเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรต่างๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่สภาวะคงตัว (State-space solution) ได้

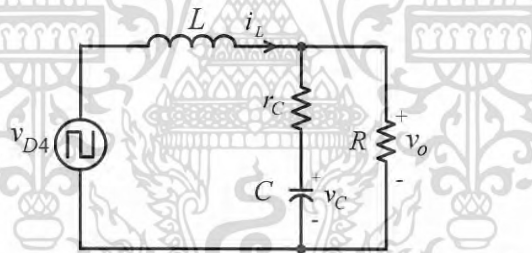
5. สมการเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็กที่ได้จากขั้นตอนที่ 3 สามารถนำมาแก้สมการเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ต่างๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ได้

การประยุกต์ใช้วิธี SSA ในการจำลองแบบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์จะแสดงในหัวข้อถัดไป

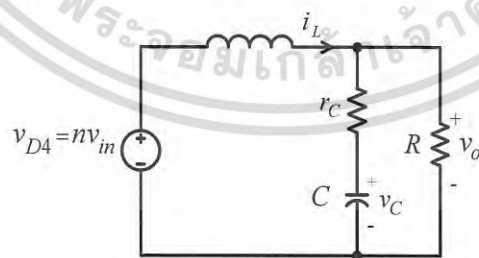
### 3.3 การจำลองแบบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์โดยวิธี SSA

จากรูปคลื่นการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (รูปที่ 2.5) จะเห็นว่าการทำงานของสวิตช์  $S_1$ - $S_2$  และไดโอด  $D_1$ - $D_2$  ทางด้าน Primary ทำให้เกิดแรงดันคร่อมไดโอด  $D_4$  ( $v_{D4}$ ) เป็นรูปคลื่นพัลส์ที่มีขนาดเท่ากับ  $nV_m$  และมีความกว้างพัลส์เท่ากับ  $DT$  เป็นอินพุตให้กับวงจรกรอง  $L$ - $C$  และความต้านทานโหลด  $R$  ทางด้าน Secondary ดังนั้น จึงสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ได้ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดย  $r_c$  คือค่า ESR (Equivalent Series Resistance) ของตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C$

ในวงจรสมมูลย์แรงดัน  $v_{D4}$  มีค่าเท่ากับ  $nV_m$  ในช่วงเวลา  $DT$  และมีค่าเท่ากับ 0 ในช่วงเวลา  $(1-D)T$  ดังนั้น ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ วงจรสมมูลย์มีการทำงานแบ่งออกเป็นสองสภาวะดังแสดงในรูปที่ 3.2

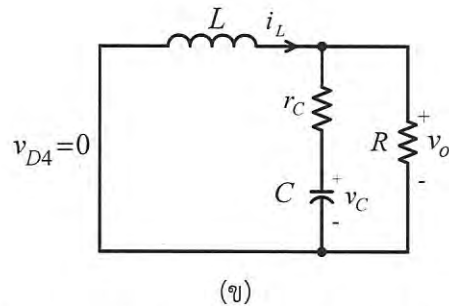


รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลย์ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลย์ฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (ก) ในช่วงเวลา  $DT$  (ข) ในช่วงเวลา  $(1-D)T$

จากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 3.2 (ก) สามารถเขียนสมการ State-space ได้ ดังนี้

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C}{L(R+r_C)} & \frac{-R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} nv_m \\ v_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.1)$$

จากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 3.2 (ข) สามารถเขียนสมการ State-space ได้ ดังนี้

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C}{L(R+r_C)} & \frac{-R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.1) และ (3.2) สามารถหาสมการเฉลี่ย State-space ในหนึ่งคาบเวลา การสวิตช์ได้ดังสมการที่ (3.3)

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C}{L(R+r_C)} & \frac{-R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} ndv_m \\ \bar{v}_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยตัวแปรที่มีสัญลักษณ์ “-” หมายถึง ค่าเฉลี่ยในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ สมการเฉลี่ย State-space เป็นสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear equation) เนื่องจากเทอมทางขวามือมีผลคูณของตัวแปรอิสระสองเทอมคือ  $dv_m$

รบกวนสมการเฉลี่ย State-space ด้วยสัญญาณดิสรีที่มีสัญญาณเอซีขนาดเล็กลงอยู่ โดยการแทนค่า  $\bar{i}_L = I_L + \tilde{i}_L$ ,  $\bar{v}_C = V_C + \tilde{v}_C$ ,  $\bar{v}_O = V_O + \tilde{v}_O$ ,  $d = D + \tilde{d}$  และ  $v_m = V_m + \tilde{v}_m$  (ตัวแปรที่เป็นอักษรตัวใหญ่คือค่าดิสรี และตัวแปรที่มีสัญลักษณ์ “~” คือค่าเอซีขนาดเล็กลง) จะได้

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L + \tilde{i}_L \\ V_C + \tilde{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C}{L(R+r_C)} & \frac{-R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L + \tilde{i}_L \\ V_C + \tilde{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} n(D+\tilde{d})(V_m + \tilde{v}_m) \\ V_O + \tilde{v}_O = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L + \tilde{i}_L \\ V_C + \tilde{v}_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.4)$$

แยกเทอมที่เป็นดิสรีและเทอมที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กลงออกจากกัน จะได้สมการดิสรีและสมการสัญญาณขนาดเล็กลงดังสมการที่ (3.5) และ (3.6) ตามลำดับ

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C}{L(R+r_C)} & \frac{-R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} nDV_m \\ V_O = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C}{L(R+r_C)} & \frac{-R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} nD \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{v}_m + \begin{bmatrix} nV_m \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{v}_O = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.6)$$

ในสมการที่ (3.6) เทอมที่เป็นผลคูณระหว่างสัญญาณขนาดเล็กลง  $\tilde{v}_m \tilde{d}$  มีค่าน้อยและสามารถละทิ้งได้ ทำให้สมการสัญญาณขนาดเล็กลงที่ได้นี้เป็นสมการที่เป็นเชิงเส้น (Linear equation) ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้เป็น

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Ax + B_{in}\tilde{v}_{in} + B_d d \\ \tilde{v}_o &= Cx\end{aligned}\quad (3.7)$$

โดย  $x = \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_C \end{bmatrix}$ ,  $A = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C}{L(R+r_C)} & \frac{-R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix}$ ,  $B_{in} = \begin{bmatrix} \frac{nD}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $B_d = \begin{bmatrix} \frac{nV_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$ ,

และ  $C = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix}$

จากสมการที่ (3.7) แปลงลาปลาซ (Laplace transform) จะได้

$$\begin{aligned}sx(s) &= Ax(s) + B_{in}\tilde{v}_{in}(s) + B_d d(s) \\ \tilde{v}_o(s) &= Cx(s)\end{aligned}\quad (3.8)$$

หรือ

$$\begin{aligned}x(s) &= (sI - A)^{-1}(B_{in}\tilde{v}_{in}(s) + B_d d(s)) \\ \tilde{v}_o(s) &= C[(sI - A)^{-1}(B_{in}\tilde{v}_{in}(s) + B_d d(s))]\end{aligned}\quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) ฟังก์ชันถ่ายโอนจากคิวดัชนีเคิลไปแรงดันเอาต์พุต ( $\tilde{v}_o(s)/d(s)$ ) สามารถหาได้โดยกำหนดให้  $\tilde{v}_{in}(s) = 0$  จะได้

$$\begin{aligned}\tilde{v}_o(s) &= C[(sI - A)^{-1}B_d d(s)] \\ \frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)} &= C(sI - A)^{-1}B_d\end{aligned}\quad (3.10)$$

แทนค่าเมตริก  $C$   $A$   $B_d$  และ  $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$  ในสมการที่ (3.10) จะได้

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)} = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \left\{ s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C}{L(R+r_C)} & \frac{-R}{L(R+r_C)} \\ \frac{R}{C(R+r_C)} & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{nV_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}\quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐานดังแสดงในสมการที่ (3.12)

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)} = \frac{nV_m(1 + \frac{s}{\omega_z})}{1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (3.12)$$

โดย  $\omega_z = \frac{1}{r_C C}$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,  $Q = \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{R}{Rr_C C + L} \right)$  ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิลไป

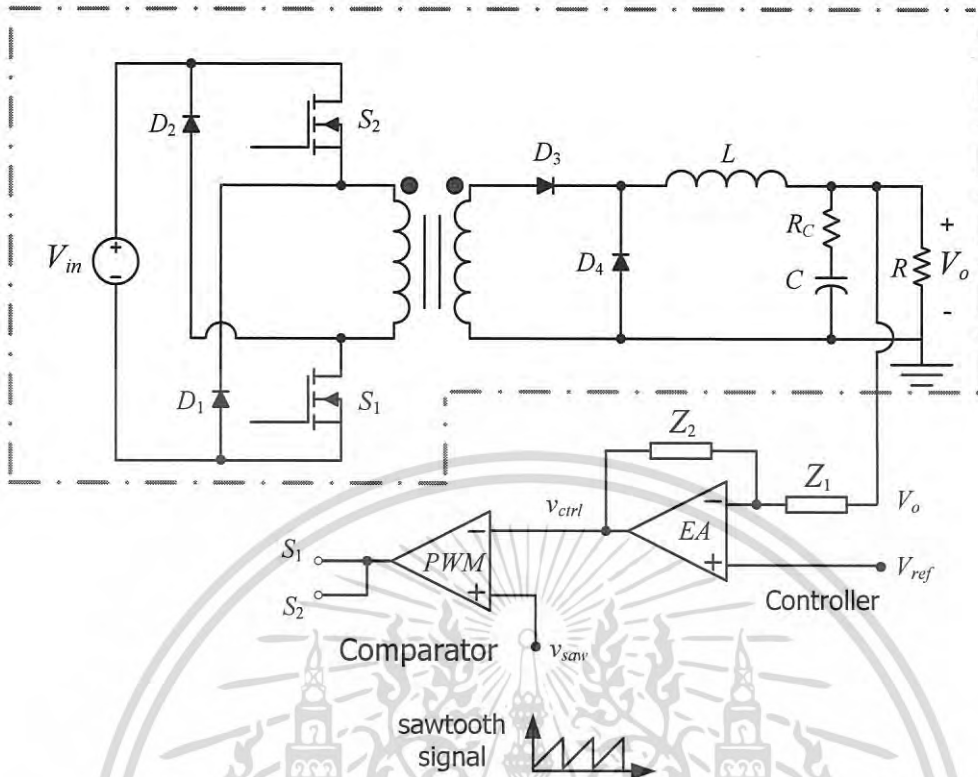
แรงดันเอาต์พุต ( $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ ) นี้จะถูกใช้ในการออกแบบตัวควบคุมป้อนกลับของวงจรถอ้วร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ที่จะได้นำเสนอในหัวข้อถัดไป

### 3.4 การออกแบบวงจรถอ้วร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์

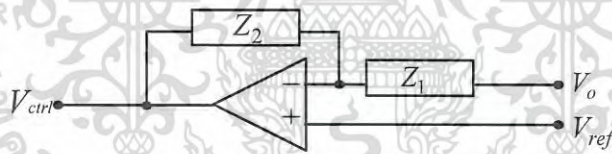
การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรถอ้วร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ให้คงที่ในสภาวะที่แรงดันอินพุตหรือกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลง สามารถทำได้โดยการปรับช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์โดยเทคนิค PWM (Pulse Width Modulation) วงจรถอ้วร์เวิร์ด PWM จะทำหน้าที่ตรวจจับแรงดันเอาต์พุตและสร้างสัญญาณขับสวิตช์ ที่มีช่วงเวลาการนำกระแสที่เหมาะสมเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ การออกแบบตัวควบคุมป้อนกลับในวงจรถอ้วร์เวิร์ด PWM นี้จะอาศัยทฤษฎีพื้นฐานการออกแบบระบบควบคุมเพื่อบรรลุเป้าหมายที่ต้องการคือระบบมีเสถียรภาพ มีการรักษาแรงดันที่ดีและมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว หัวข้อนี้นำเสนอหลักการการทำงานของวงจรถอ้วร์เวิร์ดและการออกแบบตัวควบคุมป้อนกลับ

#### 3.4.1 หลักการทำงานของวงจรถอ้วร์เวิร์ด

ในรูปที่ 3.3 วงจรถอ้วร์เวิร์ดประกอบด้วย วงจรขยายความผิดพลาด EA (Error Amplifier) และวงจรถอ้วร์เวิร์ดเปรียบเทียบที่ดับลิเอ็ม PWM comparator) แรงดันเอาต์พุต ( $V_o$ ) ของวงจรถอ้วร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ จะถูกป้อนกลับเพื่อมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ค่าความแตกต่างระหว่าง  $V_{ref}$  และ  $V_o$  จะถูกขยายโดยวงจร EA ได้แรงดันควบคุม ( $V_{ctrl}$ ) ซึ่งถูกส่งต่อไปยังวงจรถอ้วร์เวิร์ด PWM comparator เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย  $V_{saw}$  (Sawtooth signal) เอาต์พุตที่ได้จากวงจรถอ้วร์เวิร์ด PWM comparator จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีคาบเวลาเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อย และความกว้างของพัลส์เปลี่ยนไปตามแรงดันควบคุม ( $V_{ctrl}$ ) ซึ่งความกว้างของพัลส์จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ในวงจรถอ้วร์เวิร์ด



รูปที่ 3.3 วงจรควบคุมฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์



รูปที่ 3.4 ตัวควบคุมป้อนกลับ

วงจรรขยายความผิดพลาดแสดงในรูปที่ 3.4 อิมพีแดนซ์  $Z_1$  และ  $Z_2$  คือวงจรถดเชยซึ่งทำหน้าที่กำหนดคุณลักษณะอัตราขยาย-ความถี่ (Gain frequency characteristic) ของ EA ให้เป็นไปตามที่ต้องการ ค่า  $Z_1$  และ  $Z_2$  สามารถปรับเปลี่ยนได้โดยผู้ออกแบบ ในที่นี้จะเรียก EA และวงจรถดเชยรวมกันว่า “ตัวควบคุมป้อนกลับ” จากรูปที่ 3.4 จะสามารถหาสมการของ  $V_{ctrl}$  ได้ดังนี้

$$\frac{V_{ref} - V_{ctrl}}{Z_2} + \frac{V_{ref} - V_o}{Z_1} = 0 \tag{3.13}$$

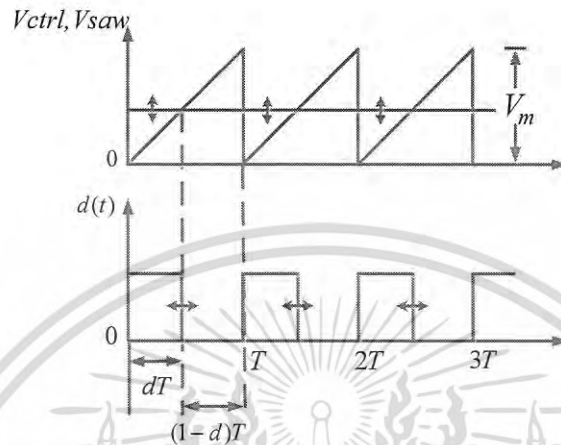
$$V_{ctrl} = \left( \frac{V_{ref} - V_o}{Z_1} + \frac{V_{ref}}{Z_2} \right) Z_2 \tag{3.14}$$

$$V_{ctrl} = \frac{Z_2}{Z_1}(V_{ref} - V_o) + V_{ref} \tag{3.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.15) พบว่า

- เมื่อ  $V_O = V_{ref}$  จะได้  $V_{ctrl} = V_{ref}$
- เมื่อ  $V_O < V_{ref}$  จะได้  $V_{ctrl} > V_{ref}$
- เมื่อ  $V_O > V_{ref}$  จะได้  $V_{ctrl} < V_{ref}$



รูปที่ 3.5 การทำงานของ PWM comparator

การทำงานของวงจร PWM comparator แสดงในรูปที่ 3.5 เมื่อ  $V_{ctrl}$  มากกว่า  $V_{saw}$  พัลส์เอานต์พุทจะมีค่าสูงขับมอสเฟตให้ทำงาน และเมื่อ  $V_{ctrl}$  น้อยกว่า  $V_{saw}$  พัลส์เอานต์พุทจะมีค่าต่ำทำให้มอสเฟตไม่ทำงาน โดยค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณพัลส์เอานต์พุท ( $d$ ) จะแปรตามค่า  $V_{ctrl}$  จากรูปที่ 3.5 สามารถหาสมการความสัมพันธ์ระหว่าง  $d$  และ  $V_{ctrl}$  ได้ดังนี้

$$\frac{v_{ctrl}}{dT} = \frac{V_m}{T} \quad (3.16)$$

$$\frac{d}{v_{ctrl}} = \frac{1}{V_m} \quad (3.17)$$

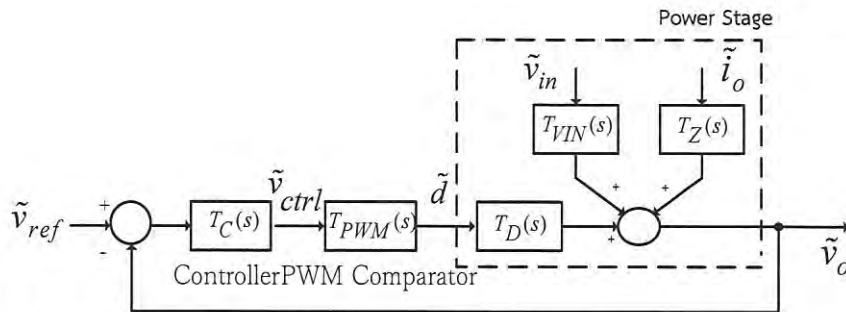
โดย  $V_m$  คือ ขนาดของสัญญาณฟันเลื่อย

จากหลักการการทำงานของวงจร EA และวงจร PWM comparator ที่กล่าวมาสามารถสรุปการทำงานของวงจรควบคุมในการรักษาแรงดันเอาต์พุทให้คงที่ได้ดังนี้ คือ เมื่อ  $V_O$  เกิดการเปลี่ยนแปลง วงจรควบคุมจะตอบสนองโดยจะปรับค่า  $V_{ctrl}$  (สมการที่ 3.15) และค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณพัลส์ขับมอสเฟต (สมการที่ 3.17) จนกระทั่ง  $V_O$  เท่ากับ  $V_{ref}$

### 3.4.2 แบบจำลองการควบคุม

จากรูปที่ 3.4 สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมการควบคุมวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิทช์แสดงในรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

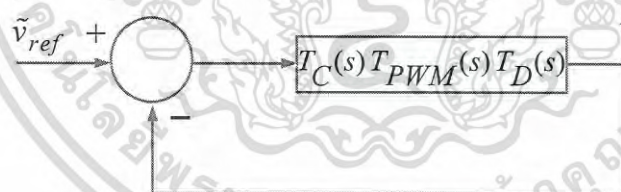


รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมสัญญาณขนาดเล็กของการควบคุมวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์

วงจรรูปภาพกำลังถูกแสดงโดยฟังก์ชันถ่ายโอน  $T_D(s), T_{VIN}(s), T_Z(s)$  คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากค่าตัวที่ไซเคิลไปยังแรงดันเอาต์พุต ( $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ ) ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุตไปยังแรงดันเอาต์พุต ( $\tilde{v}_o(s)/\tilde{v}_m(s)$ ) และฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสเอาต์พุตไปยังแรงดันเอาต์พุต ( $\tilde{v}_o(s)/\tilde{i}_o(s)$ ) ตามลำดับความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรเอาต์พุต ( $\tilde{v}_o(s)$ ) และตัวแปรอินพุตทั้งสาม ( $\tilde{d}(s), \tilde{v}_m(s)$  และ  $\tilde{i}_o(s)$ ) ของวงจรรูปภาพกำลัง แสดงดังสมการที่ (3.18)

$$\tilde{v}_o(s) = T_D(s)\tilde{d}(s) + T_{VIN}(s)\tilde{v}_m(s) + T_Z(s)\tilde{i}_o(s) \quad (3.18)$$

ในการออกแบบตัวควบคุม  $\tilde{v}_m$  และ  $\tilde{i}_o$  เป็นตัวแปรที่ไม่สามารถควบคุมได้และจะพิจารณาเป็น Disturbance ของระบบ ดังนั้นในการออกแบบตัวควบคุมจะกำหนด  $\tilde{v}_m$  และ  $\tilde{i}_o$  มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.6 จะลดรูปลงเหลือเป็นบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม

จากรูปที่ 3.7 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open loop transfer function) และฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรถัด (Close loop transfer function) ได้ดังสมการที่ 3.19 และ 3.20 ตามลำดับ

$$T(s) = T_C(s)T_{PWM}(s)T_D(s) = T_C(s)T_{plant}(s) \quad (3.19)$$

$$T_{CL}(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $T_{plant}(s) = T_{PWM}(s)T_D(s)$

ฟังก์ชันถ่ายโอนจากค่าตัวชี้เซลล์ไปยังแรงดันเอาต์พุตหาได้จากการจำลองแบบวงจร ในหัวข้อที่ 3.3 และมีค่าดังแสดงในสมการที่ (3.21)

$$T_D(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)} = \frac{nV_m(1 + \frac{s}{\omega_z})}{1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (3.21)$$

โดย  $\omega_z = \frac{1}{r_c C}$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  และ  $Q = \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{R}{Rr_c C + L} \right)$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของ PWM comparator ( $T_{PWM}(s)$ ) มีค่าดังแสดงในสมการที่ (3.22)

$$T_{PWM}(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{V_m} \quad (3.22)$$

เมื่อ  $V_m$  คือ ขนาดของสัญญาณฟันเลื่อย

นำสมการที่ (3.21) (3.22) มาคูณกัน จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน  $T_{plant}(s)$  ดังสมการที่ (3.23)

$$T_{plant}(s) = T_D(s)T_{PWM}(s) = \frac{\frac{nV_m}{V_m} \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (3.23)$$

ตัวควบคุมแบบ PI แสดงในรูปที่ 3.8 มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงดังสมการที่ (3.24)

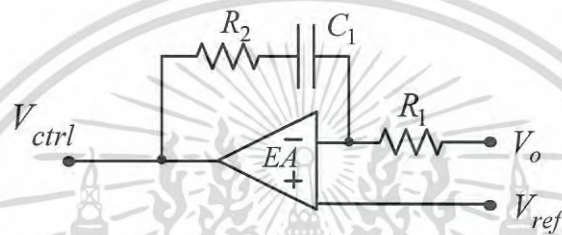
$$T_{C,PI}(s) = \frac{K_{PI} \left(1 + \frac{s}{\omega_{z,PI}}\right)}{s} \quad (3.24)$$

โดย  $K_{PI} = \frac{1}{C_1 R_1}$  และ  $\omega_{z,PI} = \frac{1}{R_2 C_1}$

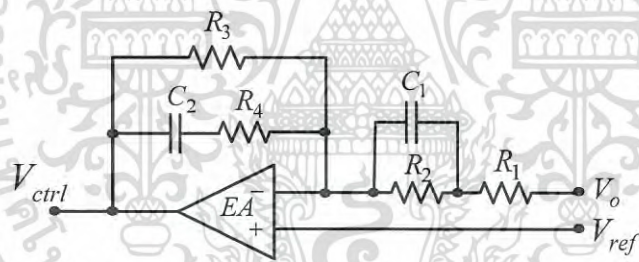
ตัวควบคุมแบบ Lead-Lag แสดงในรูปที่ 3.9 มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงดังสมการที่ (3.25)

$$T_{C,LL}(s) = K_{LL} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (3.25)$$

เมื่อ  $K_{LL} = \frac{R_3}{R_1 + R_2}$ ,  $\omega_{z1} = \frac{1}{R_4 C_2}$ ,  $\omega_{z2} = \frac{1}{R_2 C_1}$ ,  $\omega_{p1} = \frac{1}{C_2 (R_3 + R_4)}$  และ  $\omega_{p2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}$



รูปที่ 3.8 ตัวควบคุมแบบ PI



รูปที่ 3.9 ตัวควบคุมแบบ Lead-Lag

### 3.4.3 การออกแบบตัวควบคุม

การออกแบบตัวควบคุม  $T_C(s)$  ใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency response method) [17] โดยจะทำการวางตำแหน่งโพลและซีโรของตัวควบคุม เพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดในสมการที่ (3.19) มีคุณสมบัติดังนี้

1. เฟสมีค่าไม่น้อยกว่า  $45^\circ$  เพื่อความมีเสถียรภาพและไม่ให้แรงดันเอาต์พุตแกว่งมากเกินไป
2. ดีซีเกนควรมีค่ามากเพื่อให้มีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดี
3. ความถี่ครอสโอเวอร์ควรมีค่ามากเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว แต่ไม่ควรมีค่าเกิน  $1/10$  ของความถี่ในการสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4.3.1 การออกแบบตัวควบคุม PI

ในการออกแบบตัวควบคุมจะพิจารณาการทำงานวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ที่สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุด  $V_{in,min} = 280V$  และกระแสเอาต์พุตสูงสุด  $I_{o,max} = 10A$  ค่าตัวแปรต่างๆ ของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแสดงดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าตัวแปรของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์

$V_{in}$	$C$	$L$	$R$	$r_C$	$n$	$V_m$
280V	300 $\mu$ F	66 $\mu$ H	0.5 $\Omega$	0.08 $\Omega$	0.05	1.8V

แทนค่าตัวแปรต่างๆ ที่เกี่ยวข้องลงในสมการที่ (3.23) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน  $T_{plant}(s)$

$$T_{plant}(s) = \frac{7.8(1 + \frac{s}{41,668})}{1 + \left(\frac{s}{0.9 \times 7,106}\right) + \left(\frac{s}{7,106}\right)^2} \quad (3.26)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอน  $T_{plant}(s)$  มีค่าดีซีเกนเท่ากับ 17.8dB ( $20\log(7.8)$ ) มีซีโรที่ความถี่  $\omega_z = 41,668\text{rad/s}$  มีโพลคู่ (Complex pole) ที่ความถี่  $\omega_0 = 7,106\text{rad/s}$  และมีค่า  $Q = 0.9$  แผนภาพโพลของ  $T_{plant}(s)$  แสดงดังรูปที่ 3.10 (ก) โดยค่า -1 และค่า -2 ในรูปหมายถึง -20dB/decade และ -40dB/decade ตามลำดับ

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PI ในสมการที่ 3.24 มีค่าเกนเท่ากับ  $K_{PI}$  มีโพลอยู่ที่จุดกำเนิด และมีซีโรอยู่ที่ความถี่  $\omega_{z,PI}$  ในการออกแบบ ซีโรของตัวควบคุม PI จะต้องวางที่ความถี่ต่ำกว่าโพลคู่ของ  $T_{plant}(s)$  มีเช่นนั้นเฟสล่าช้า (phase lag) ที่เกิดจากโพลที่จุดกำเนิดของตัวควบคุม PI และเฟสล่าช้าที่เกิดจากโพลคู่ของ  $T_{plant}(s)$  ที่ความถี่  $\omega_0$  จะรวมกันทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพ ส่วนค่าเกน  $K_{PI}$  จะมีผลต่อความเร็วในการตอบสนองโดยถ้า  $K_{PI}$  มีค่ามาก ระบบจะตอบสนองอย่างรวดเร็ว แต่ถ้ามีค่ามากเกินไปจะทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพได้เช่นกัน ดังนั้น  $K_{PI}$  ต้องเลือกให้มีความเหมาะสม

อัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม PI ที่ความถี่  $\omega_{z,PI}$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.24)

$$T_{C,PI}(j\omega) = \frac{K_{PI}(1 + \frac{j\omega}{\omega_{z,PI}})}{j\omega} \quad (3.27)$$

$$T_{C,PI}(j\omega)|_{\omega=\omega_{z,PI}} = \frac{K_{PI}(1 + j)}{j\omega_{z,PI}} \quad (3.28)$$

$$|T_{C,PI}(j\omega)|_{\omega=\omega_{z,PI}} = \frac{K_{PI}\sqrt{2}}{\omega_{z,PI}} \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

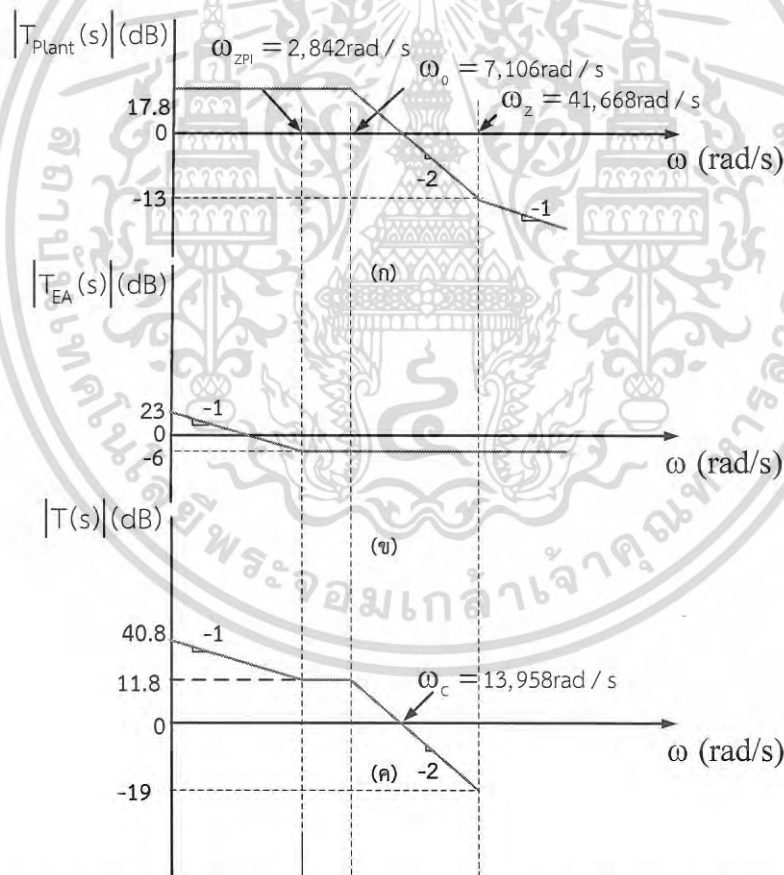
ในการออกแบบตัวควบคุม  $PI$  เลือก  $\omega_{z,PI} = 0.4\omega_0 = 0.4 \times 7,106 = 2,842 \text{ rad/s}$  และพิจารณา  $K_{PI}$  สองค่า คือ  $K_{PI} = 1,000$  และ  $K_{PI} = 2,000$

กรณี  $K_{PI} = 1,000$

จากสมการที่ 3.29 จะได้อัตราขยายของตัวควบคุม  $PI$  ที่ความถี่  $\omega_{z,PI} = 2,842 \text{ rad/s}$  มีค่าเท่ากับ  $20 \log \left( \frac{1,000 \times \sqrt{2}}{2,842} \right) = -6 \text{ dB}$

อัตราขยายของตัวควบคุม  $PI$  ที่ความถี่  $\omega = 100 \text{ rad/s}$  มีค่าเท่ากับ  $-6 - 20 \log \left( \frac{100}{2,842} \right) = 23 \text{ dB}$

แผนภาพโบดของตัวควบคุม  $PI$  ที่ออกแบบแสดงในรูปที่ 3.10 (ข) เมื่อนำมารวมกับแผนภาพโบดของ  $T_{plant}$  ในรูปที่ 3.10 (ก) จะได้แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด  $T(s)$  ดังแสดงในรูปที่ 3.10 (ค) ซึ่งมีความถี่ครอสโอเวอร์  $\omega_c = 13,958 \text{ rad/s}$



รูปที่ 3.10 แผนภาพโบดแสดงการออกแบบตัวควบคุม  $PI$  กรณี  $K_{PI} = 1,000$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณอุปกรณของตัวควบคุม  $PI$  กำหนดให้  $R_1 = 10\text{k}\Omega$

$$\text{จาก } K_{PI} = \frac{1}{R_1 C_1} = 1,000 \quad \text{จะได้ } C_1 = 0.1\mu\text{F}$$

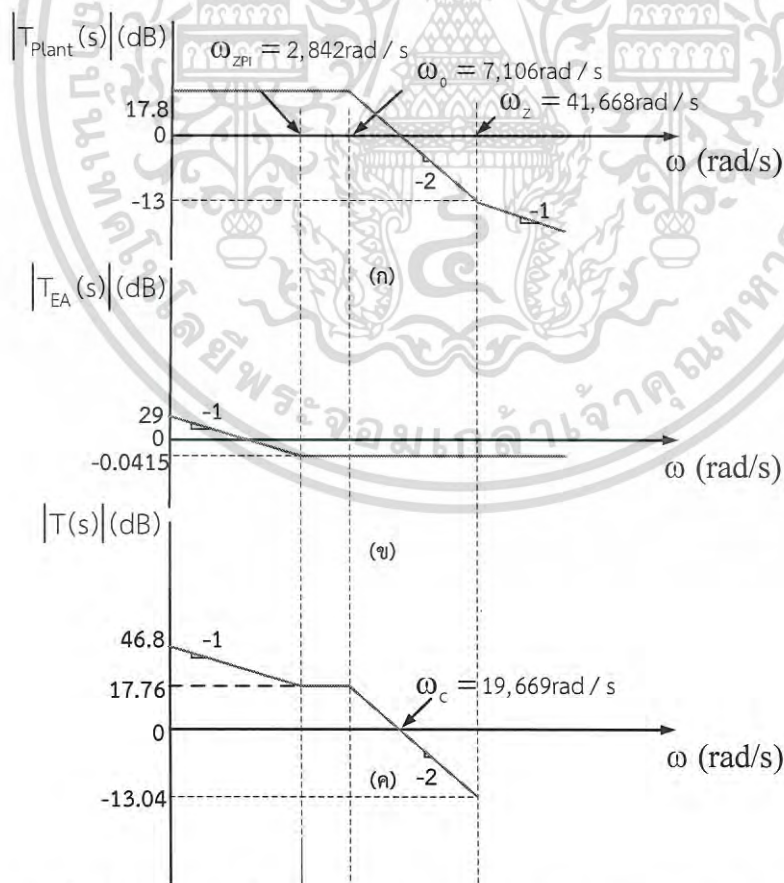
$$\text{จาก } \omega_{z,PI} = \frac{1}{R_2 C_1} = 2,842 \quad \text{จะได้ } R_2 = 3.3\text{k}\Omega$$

กรณี  $K_{PI} = 2,000$

จากสมการที่ 3.29 จะได้อัตราขยายของตัวควบคุม  $PI$  ที่ความถี่  $\omega_{z,PI} = 2,842\text{rad/s}$  มีค่าเท่ากับ  $20\log\left(\frac{2,000 \times \sqrt{2}}{2,842}\right) = -0.0415\text{dB}$

อัตราขยายของตัวควบคุม  $PI$  ที่ความถี่  $\omega = 100\text{rad/s}$  มีค่าเท่ากับ  $(-0.0415) - 20\log\left(\frac{100}{2,842}\right) = 29\text{dB}$

แผนภาพโบทของตัวควบคุม  $PI$  ที่ออกแบบแสดงในรูปที่ 3.11 (ข) เมื่อนำมารวมกับแผนภาพโบทของ  $T_{plant}$  ในรูปที่ 3.11 (ก) จะได้แผนภาพโบทของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด  $T(s)$  ดังแสดงในรูปที่ 3.11 (ค) ซึ่งมีความถี่ครอสโอเวอร์  $\omega_c = 19,669\text{rad/s}$



รูปที่ 3.11 แผนภาพโบทแสดงการออกแบบตัวควบคุม  $PI$  กรณี  $K_{PI} = 2,000$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณอุปกรณของตัวควบคุม  $PI$  กำหนดให้  $R_1 = 5k\Omega$

$$\text{จาก } K_{PI} = \frac{1}{R_1 C_1} = 2,000 \quad \text{จะได้ } C_1 = 0.1\mu F$$

$$\text{จาก } \omega_{z,PI} = \frac{1}{R_2 C_1} = 2,842 \quad \text{จะได้ } R_2 = 3.3k\Omega$$

### 3.4.3.2 การออกแบบตัวควบคุม $LL$

จากสมการที่ 3.26

$$T_{plant}(s) = T_D(s)T_{PWM}(s) = \frac{7.8(1 + \frac{s}{41,668})}{1 + \left(\frac{s}{0.9 \times 7,106}\right) + \left(\frac{s}{7,106}\right)^2} \quad (3.30)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอน  $T_{plant}(s)$  มีค่าดีซีเกนเท่ากับ  $17.8\text{dB}$  ( $20\log(7.8)$ ) มีซีโรที่ความถี่  $\omega_z = 41,668\text{rad/s}$  มีโพลคู่ (Complex pole) ที่ความถี่  $\omega_0 = 7,106\text{rad/s}$  และมีค่า  $Q = 0.9$  แผนภาพโพลของ  $T_{plant}(s)$  แสดงดังรูปที่ 3.12 (ก) โดยค่า  $-1$  และค่า  $-2$  ในรูปหมายถึง  $-20\text{dB/decade}$  และ  $-40\text{dB/decade}$  ตามลำดับ

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม  $LL$  ในสมการที่ 3.25 มีค่าเกนเท่ากับ  $K_{LL}$  มีโพลตัวที่หนึ่งอยู่ที่ความถี่  $\omega_{p1}$  โพลตัวที่สองอยู่ที่ความถี่  $\omega_{p2}$  ซีโรตัวที่หนึ่งอยู่ที่ความถี่  $\omega_{z1}$  และซีโรตัวที่สองอยู่ที่ความถี่  $\omega_{z2}$  การออกแบบตัวควบคุม  $LL$  มีหลักการดังต่อไปนี้

- ค่าเกน  $K_{LL}$  จะเลือกให้มีค่ามาก
- โพลตัวที่หนึ่งจะวางที่ความถี่ต่ำเพื่อช่วยเพิ่มค่าดีซีเกนของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด
- ซีโรตัวที่หนึ่งและสองจะวางที่ความถี่  $\omega_0$  ของ  $T_{plant}(s)$  เพื่อหักล้างผลของโพลคู่ของ  $T_{plant}(s)$
- โพลตัวที่สองจะวางที่ความถี่ระหว่าง  $\omega_0$  และ  $\omega_z$  ของ  $T_{plant}(s)$  ตำแหน่งของโพลตัวที่สองนี้จะมีผลต่อค่า Crossover frequency ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด

การออกแบบตัวควบคุม  $LL$  จะพิจารณา 2 กรณีคือ

กรณีที่ 1  $\omega_{p2} = 0.5\omega_z$

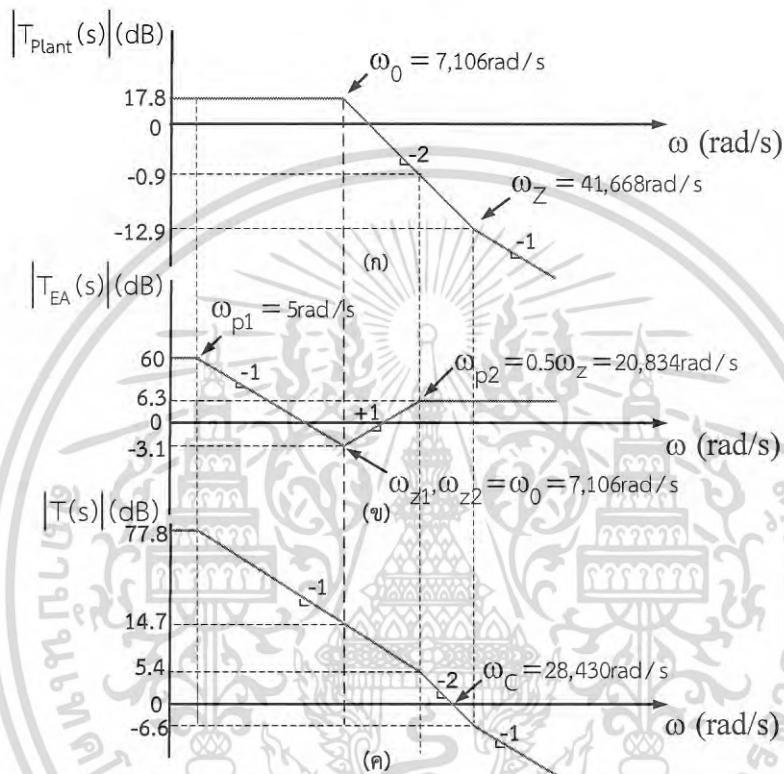
- เลือกค่าเกนของตัวควบคุม  $K_{LL} = 60\text{dB}$
- วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรชดเชยที่  $\omega_{p1} = 5\text{rad/s}$
- วางซีโรตัวที่หนึ่งและตัวที่สองของตัวควบคุมที่ความถี่โพลคู่ของ  $T_{plant}(s)$  นั่นคือ  $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_0 = 7,106\text{rad/s}$
- วางโพลตัวที่สองของวงจรชดเชยที่ครึ่งหนึ่งของความถี่ซีโรของ  $T_{plant}(s)$  นั่นคือ  $\omega_{p2} = 0.5\omega_z = 20,834\text{rad/s}$
- อัตราขยายของวงจรชดเชยที่  $\omega_{z1} = \omega_{z2}$  มีค่าเท่ากับ

$$60 + 20\log\left(\frac{5}{7,106}\right) = -3.1\text{dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- อัตราขยายของวงจรถดเซย์ที่  $\omega_{p2}$  มีค่าเท่ากับ  $-3.1 - 20 \log \left( \frac{7,106}{20,834} \right) = 6.3 \text{ dB}$

เมื่อนำแผนภาพโบทของตัวควบคุม  $LL$  ที่ออกแบบในรูปที่ 3.12 (ข) มารวมกับแผนภาพโบทของ  $T_{plant}$  ในรูปที่ 3.12 (ก) จะได้แผนภาพโบทของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดดังแสดงในรูปที่ 3.12 (ค) ซึ่งมีความถี่ครอสโอเวอร์  $\omega_c = 28,430 \text{ rad/s}$



รูปที่ 3.12 แผนภาพโบทแสดงการออกแบบตัวควบคุม  $LL$   $\omega_{p2} = 0.5\omega_z$

คำนวณอุปกรณ์ของตัวควบคุมกำหนดให้  $R_2 = 1.2 \text{ k}\Omega$

$$\text{จาก } \omega_{z2} = \frac{1}{R_2 C_1} = 7,106 \quad \text{จะได้ } C_1 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$\text{จาก } \omega_{p2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1} = 20,834 \quad \text{จะได้ } R_1 = 680 \Omega$$

$$\text{จาก } K_{LL} = \frac{R_3}{R_1 + R_2} = 60 \text{ dB} = 1,000 \quad \text{จะได้ } R_3 = 2 \text{ M}\Omega$$

เลือก  $R_4 = 1.2 \text{ k}\Omega$

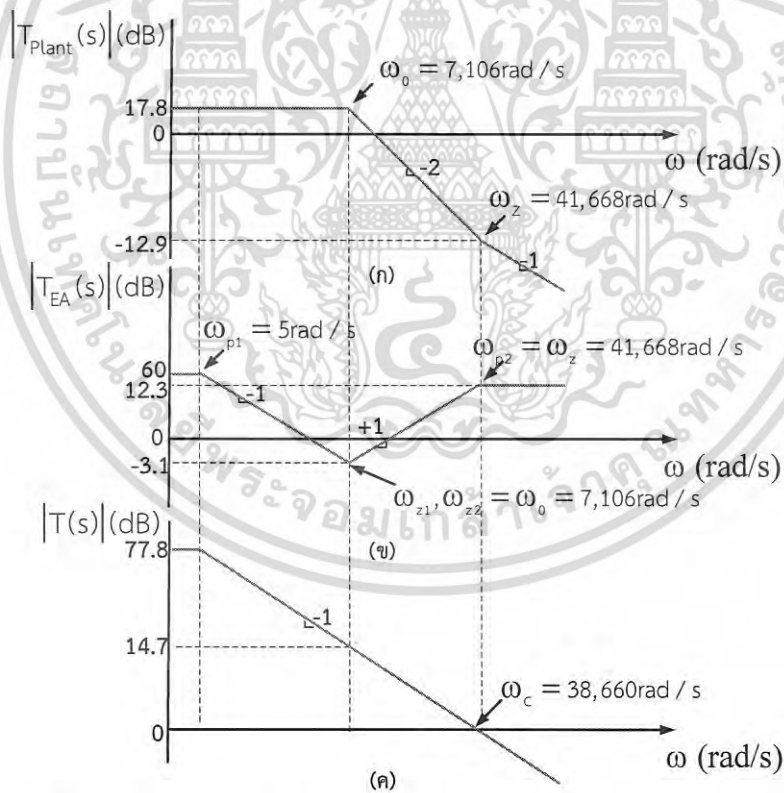
$$\text{จาก } \omega_{z1} = \frac{1}{R_4 C_2} = 7,106 \quad \text{จะได้ } C_2 = 0.1 \mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ 2  $\omega_{p2} = \omega_z$

- เลือกค่าเกนของตัวควบคุม  $K_{LL} = 60\text{dB}$
- วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเชยที่  $\omega_{p1} = 5\text{rad/s}$
- วางซีโรตัวที่หนึ่งและตัวที่สองของตัวควบคุมที่ความถี่โพลคู่ของ  $T_{plant}(s)$  นั่นคือ  $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_0 = 7,106\text{rad/s}$
- วางโพลตัวที่สองของวงจรถดเชยที่ครึ่งหนึ่งของความถี่ซีโรของ  $T_{plant}(s)$  นั่นคือ  $\omega_{p2} = \omega_z = 41,668\text{rad/s}$
- อัตราขยายของวงจรถดเชยที่  $\omega_{z1} = \omega_{z2}$  มีค่าเท่ากับ  $60 + 20\log\left(\frac{5}{7,106}\right) = -3.1\text{dB}$
- อัตราขยายของวงจรถดเชยที่  $\omega_{p2}$  มีค่าเท่ากับ  $-3.1 - 20\log\left(\frac{7,106}{41,668}\right) = 12.3\text{dB}$

เมื่อนำแผนภาพโบทของตัวควบคุม  $LL$  ที่ออกแบบในรูปแบบที่ 3.13 (ข) มารวมกับแผนภาพโบทของ  $T_{plant}$  ในรูปที่ 3.13 (ก) จะได้แผนภาพโบทของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด ดังแสดงในรูปที่ 3.13 (ค) ซึ่งมีความถี่ครอสโอเวอร์  $\omega_c = 38,660\text{rad/s}$



รูปที่ 3.13 แผนภาพโบทแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิลโทต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณอุปกรณ์ของตัวควบคุมกำหนดให้  $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$

$$\text{จาก } \omega_{z2} = \frac{1}{R_2 C_1} = 7,106 \quad \text{จะได้ } C_1 = 0.1\mu\text{F}$$

$$\text{จาก } \omega_{p2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1} = 41,668 \quad \text{จะได้ } R_1 = 270\Omega$$

$$\text{จาก } K_{LL} = \frac{R_3}{R_1 + R_2} = 60\text{dB} = 1,000 \quad \text{จะได้ } R_3 = 1.5\text{M}\Omega$$

เลือก  $R_4 = 1.2\text{k}\Omega$

$$\text{จาก } \omega_{z1} = \frac{1}{R_4 C_2} = 7,106 \quad \text{จะได้ } C_2 = 0.1\mu\text{F}$$

ผลลัพธ์ของการออกแบบตัวควบคุม  $PI$  และตัวควบคุม  $LL$  สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.2 และ 3.3

ตารางที่ 3.2 ค่าอุปกรณ์ตัวควบคุม  $PI$

กรณี $K_{PI} = 1,000$	กรณี $K_{PI} = 2,000$
$R_1 = 10\text{k}\Omega$	$R_1 = 5\text{k}\Omega$
$R_2 = 3.3\text{k}\Omega$	$R_2 = 3.3\text{k}\Omega$
$C = 0.1\mu\text{F}$	$C = 0.1\mu\text{F}$

ตารางที่ 3.3 ค่าอุปกรณ์ตัวควบคุม  $LL$

กรณี $\omega_{p2} = 0.5\omega_z$	กรณี $\omega_{p2} = \omega_z$
$R_1 = 680\Omega$	$R_1 = 270\Omega$
$R_2, R_4 = 1.2\text{k}\Omega$	$R_2, R_4 = 1.2\text{k}\Omega$
$R_3 = 2\text{M}\Omega$	$R_3 = 1.5\text{M}\Omega$
$C_1, C_2 = 0.1\mu\text{F}$	$C_1, C_2 = 0.1\mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# ผลการทดสอบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ ต้นแบบ

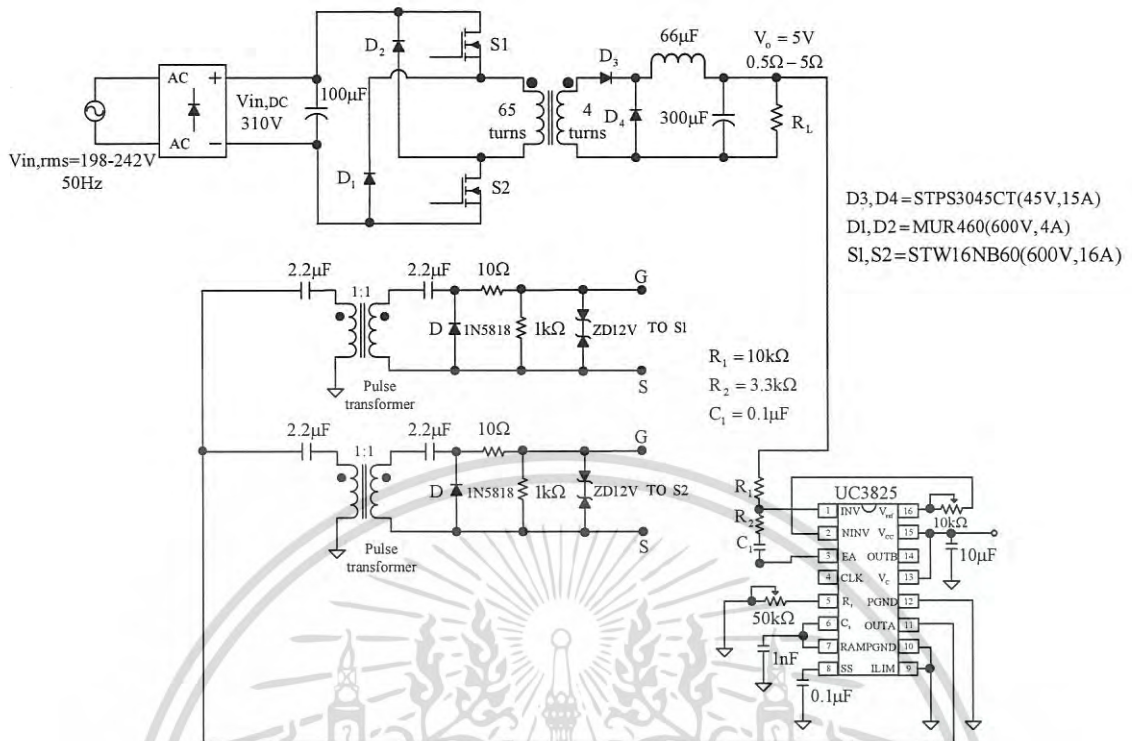
### 4.1 บทนำ

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบได้ถูกสร้างขึ้นตามผลการออกแบบวงจรภาคกำลัง (Power stage) ในบทที่ 2 และวงจรควบคุม (Control circuit) ในบทที่ 3 วงจรต้นแบบถูกนำมาทดสอบเพื่อยืนยันว่ามีการทำงานเป็นไปตามข้อกำหนด (Specification) ของการออกแบบ กล่าวคือ วงจรสามารถให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ 5V โดยแรงดันอินพุตสามารถแปรเปลี่ยนได้จาก 280V ถึง 340V และกระแสโหลดสามารถแปรเปลี่ยนได้จาก 1A ถึง 10A และในย่านการทำงานดังกล่าว ริปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตจะต้องมีค่าไม่เกิน 0.05V และริปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จะต้องไม่เกิน 1A

นอกจากการยืนยันข้อกำหนดในช่วงต้นแล้ว บทนี้ยังได้นำเสนอผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรและการเปรียบเทียบสมรรถนะในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตระหว่างตัวควบคุม  $PI$  และตัวควบคุม  $LL$  ด้วย

### 4.2 รายละเอียดของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบแสดงในรูปที่ 4.1 วงจรถูกออกแบบให้รับแรงดันเอซอินพุต  $220V \pm 10\%$  ซึ่งจะถูกแปลงเป็นแรงดันดีซี 280V-340V โดย Diode bridge rectifier ในภาคอินพุต แรงดันเอาต์พุตถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ 5V โดยใช้ IC UC3825 เป็นวงจรควบคุมแรงดันเอาต์พุตจะถูกป้อนกลับมายัง EA ที่อยู่ในตัว IC ซึ่งมีขา 1 2 และ 3 เป็นขา Inverting Non-inverting และ Output ตามลำดับ ในรูปอุปกรณ์  $R_1$   $R_2$  และ  $C_1$  ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 1 และ 3 คือ วงจรชดเชย  $PI$  อุปกรณ์เหล่านี้สามารถถอดเปลี่ยนและใส่เป็นวงจรชดเชย  $LL$  ได้ ส่วนขา 2 จะรับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref} = 5V$  จากตัวต้านทานแบ่งแรงดันที่ต่อจากขา 16 ซึ่งให้ค่าแรงดันอ้างอิง 5.1V สัญญาณควบคุม (Control signal) ที่ขา 3 ถูกต่อไปยัง PWM comparator ที่อยู่ในตัว IC เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยที่มีขนาด  $V_{saw} = 1.8V$  ได้สัญญาณพัลส์เอาต์พุตออกมาที่ขา 11 สัญญาณพัลส์นี้จะถูกป้อนให้วงจรขับเกทมอสเฟตโดยผ่านไอซีบัฟเฟอร์แรงดันเบอร์ CD4050 เพื่อป้องกัน Loading effect วงจรขับเกทที่ใช้เป็นวงจรขับแบบหม้อแปลงพัลส์ (Pulse transformer drive circuit) เพื่อให้เกิดแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรภาคกำลัง วงจรขับเกทนี้จะไม่ผลต่อค่าลูบเกนตามที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 3 เนื่องจาก Pulse transformer มีอัตราส่วนจำนวนรอบเป็น 1:1 ความถี่ในการสวิตช์ถูกเซตให้มีค่า 100kHz กำหนดโดยค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุต่ออยู่ที่ขา 5 และ 6 ของ IC



D3, D4 = STPS3045CT (45V, 15A)  
 D1, D2 = MUR 460 (600V, 4A)  
 S1, S2 = STW16NB60 (600V, 16A)



(ข)

รูปที่ 4.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ (ก) Schematic (ข) รูปถ่าย

### 4.3 ผลการทดสอบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ

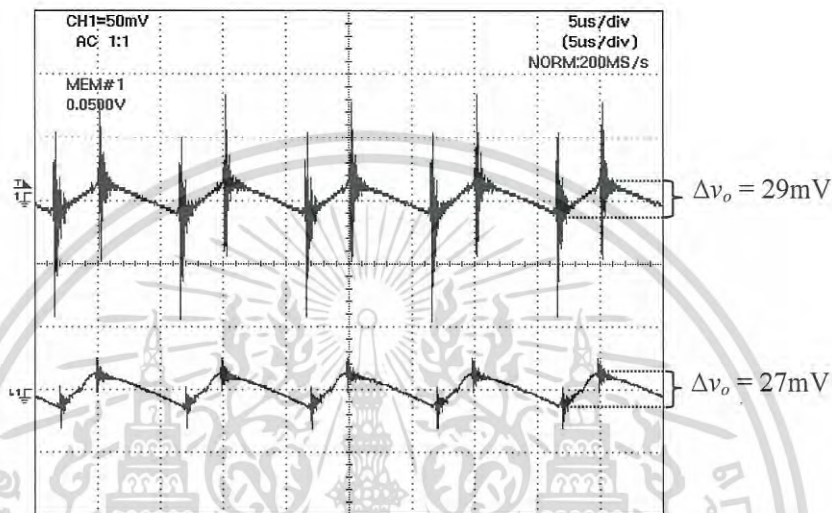
วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบถูกทดสอบที่สองสภาวะการทำงาน คือ

- สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสเอาต์พุตสูงสุด ( $V_{in,min} = 280V, I_{o,max} = 10A$ )
- สภาวะแรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสเอาต์พุตต่ำสุด ( $V_{in,max} = 340V, I_{o,min} = 1A$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

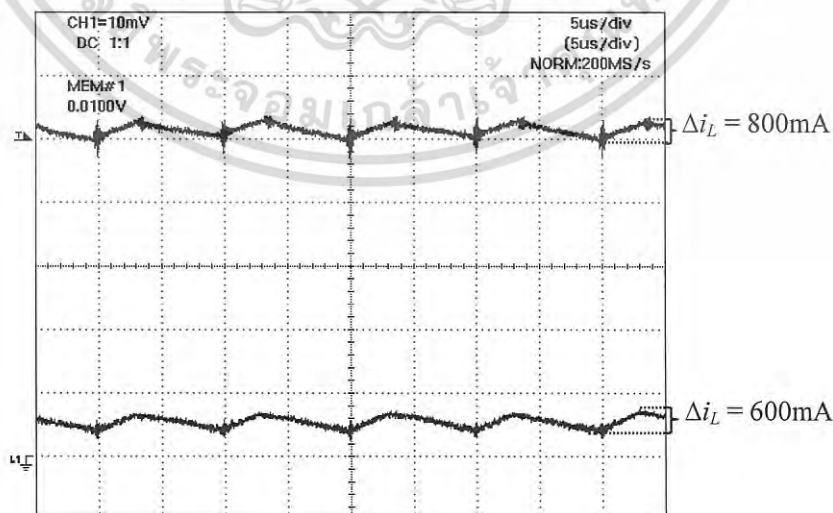
### 4.3.1 ผลการวัดรูปคลื่นในวงจร

ผลการวัดรีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตทั้งสองสถานะแสดงในรูปที่ 4.2 จะเห็นว่า  $\Delta v_o$  มีค่าเท่ากับ 29mV และ 27mV ตามลำดับ ทั้งสองกรณี  $\Delta v_o$  มีค่าน้อยกว่า 0.05V เป็นไปตาม Specification ของการออกแบบวงจร สิ่งเกตุว่าที่สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสโหลดสูงสุด จะเกิด Switching noise ที่แรงดันเอาต์พุตค่อนข้างมาก ในการวัดรีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตนี้จะไม่คิดผลของ Switching noise



รูปที่ 4.2 รูปคลื่นรีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะ  $V_{in,min} = 280V$   $I_{o,max} = 10A$  (รูปบน  $x:5\mu s/div$ ,  $y:50mV/div$ ) และที่สภาวะ  $V_{in,max} = 340V$   $I_{o,min} = 1A$  (รูปล่าง  $x:5\mu s/div$ ,  $y:50mV/div$ )

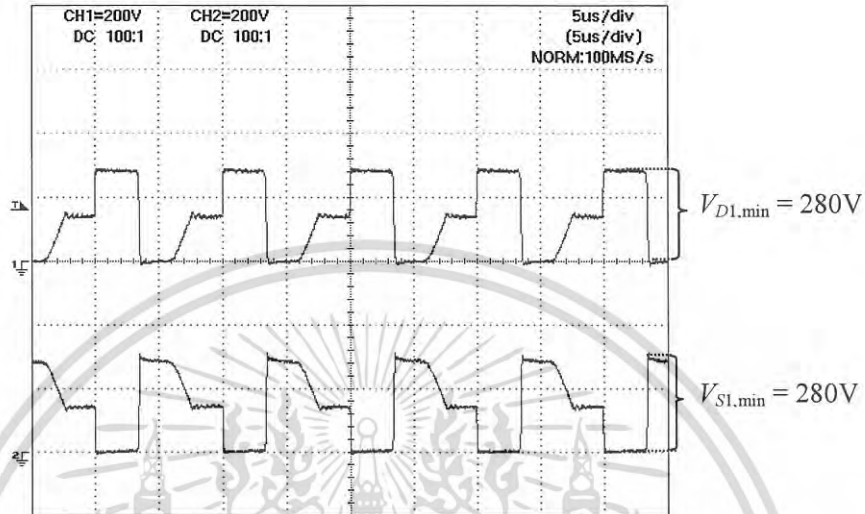
ผลการวัดรีปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ทั้งสองสถานะแสดงในรูปที่ 4.3 จะเห็นว่า  $\Delta i_L$  มีค่าเท่ากับ 800mA และ 600mA ตามลำดับ ทั้งสองกรณี  $\Delta i_L$  มีค่าน้อยกว่า 1A เป็นไปตาม Specification ของการออกแบบวงจร



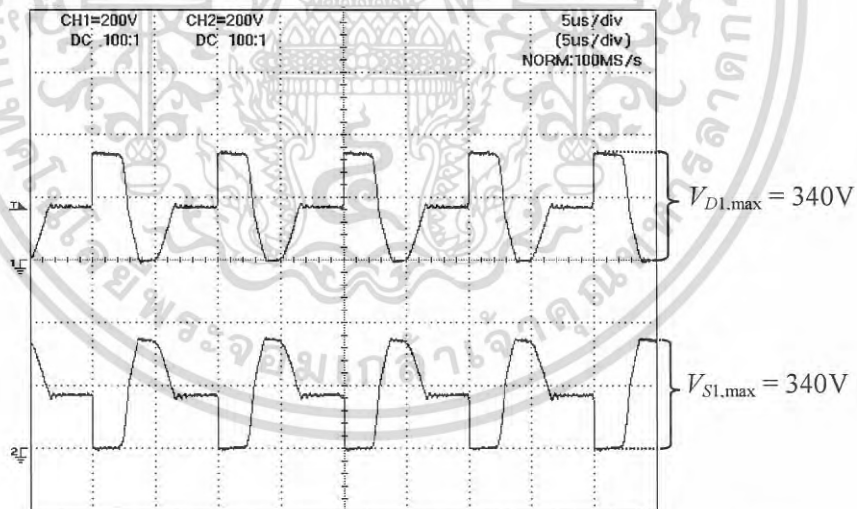
รูปที่ 4.3 รูปคลื่นรีปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำที่สภาวะ  $V_{in,min} = 280V$   $I_{o,max} = 10A$  (รูปบน  $x:5\mu s/div$ ,  $y:2A/div$ ) และที่สภาวะ  $V_{in,max} = 340V$   $I_{o,min} = 1A$  (รูปล่าง  $x:5\mu s/div$ ,  $y:2A/div$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดแรงดันคร่อมไดโอด  $V_{DI}$  และแรงดันคร่อมสวิตช์  $V_{SI}$  ทั้งสองสภาวะแสดงในรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าทั้งสองกรณี แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอดต่ำสุดและสูงสุดมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุท



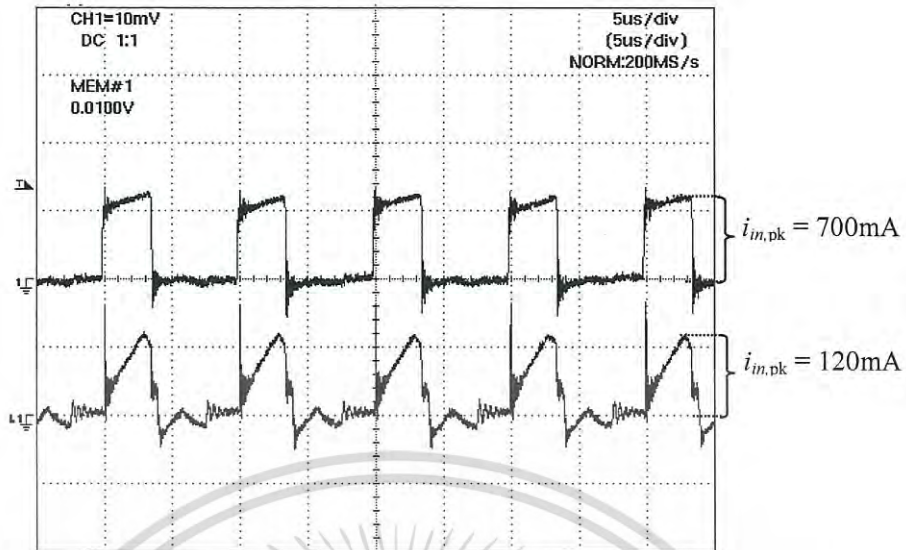
รูปที่ 4.4 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด  $V_{DI}$  และแรงดันคร่อมสวิตช์  $V_{SI}$  ที่สภาวะ  $V_{m,min} = 280V$   
 $I_{o,max} = 10A$  (x:5 $\mu$ s/div, y:200V/div)



รูปที่ 4.5 รูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอด  $V_{DI}$  และแรงดันคร่อมสวิตช์  $V_{SI}$  ที่สภาวะ  $V_{m,max} = 340V$   
 $I_{o,min} = 1A$  (x:5 $\mu$ s/div, y:200V/div)

ผลการวัดกระแสอินพุททั้งสองสภาวะแสดงในรูปที่ 4.6 จะเห็นว่ากระแสอินพุทสูงสุดมีค่าเท่ากับ 700mA และ 120mA ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 รูปคลื่นกระแสอินพุตที่สภาวะ  $V_{in,min} = 280V$   $I_{o,max} = 10A$  (รูปบน  $x:5\mu s/div$ ,  $y:0.5A/div$ ) และที่สภาวะ  $V_{in,max} = 340V$   $I_{o,min} = 1A$  (รูปล่าง  $x:5\mu s/div$ ,  $y:0.1A/div$ )

การเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลอง ผลการวัดจากวงจรต้นแบบ และผลการคำนวณ แสดงในตารางที่ 4.1 จะเห็นว่า โดยรวมผลการวัดมีความสอดคล้องกับผลการจำลองและผลการคำนวณ ยกเว้นค่า  $\Delta i_L$  ที่สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสโหลดสูงสุดที่แตกต่างจากผลการจำลองและผลการคำนวณมาก สาเหตุอาจเกิดขึ้นเนื่องจากที่สภาวะดังกล่าว ตัวเหนี่ยวนำทำงานใกล้จุดอิ่มตัวทำให้ค่าความเหนี่ยวนำลดลงส่งผลให้ ripple กระแสตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลอง ผลการวัดจากวงจรต้นแบบและผลการคำนวณ

ตัวแปร	สภาวะ $V_{in,min}$ และ $I_{o,max}$			สภาวะ $V_{in,max}$ และ $I_{o,min}$		
	ผลการซิมูเลชัน	ผลการวัด	ผลการคำนวณ	ผลการซิมูเลชัน	ผลการวัด	ผลการคำนวณ
$\Delta v_o^1$	34mV	29mV	39mV	42mV	27mV	43mV
$\Delta i_L$	486mA	800mA	487mA	534mA	600mA	535mA
$V_{S1,max} V_{S2,max}$	280V	280V	280V	340V	340V	340V
$V_{D1,max} V_{D2,max}$	280V	280V	280V	340V	340V	340V
$I_{in,pk}$	603mA	700mA	612mA	160mA	120mA	163mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.2 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุท

จะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ แรงดันเอาต์พุทที่สภาวะคงตัว (Steady state condition) และ ที่สภาวะทรานเซียนต์ (Transient condition)

#### 4.3.2.1 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุทที่สภาวะคงตัว

ตารางที่ 4.2 ถึง 4.5 แสดงผลการวัดแรงดันเอาต์พุทจากวงจรต้นแบบที่ใช้ตัวควบคุม  $PI$  และ ตัวควบคุม  $LL$  ตามลำดับ ในการวัดแรงดันเอาต์พุทนี้ แรงดันอินพุทถูกกำหนดไว้ที่ 280V 310V และ 340V ตามลำดับ และในแต่ละค่าของแรงดันอินพุท กระแสโหลดถูกเพิ่มขึ้นจาก 2A ไป 10A

ตารางที่ 4.2 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุทที่ใช้ตัวควบคุม  $PI$  กรณี  $K_{PI} = 1,000$

$I_O$	2A	4A	6A	8A	10A
$V_{in,DC} = 280V$	5.010	5.007	5.004	5.002	4.999
$V_{in,DC} = 311V$	5.010	5.007	5.005	5.002	4.999
$V_{in,DC} = 340V$	5.010	5.007	5.004	5.002	4.999

ตารางที่ 4.3 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุทที่ใช้ตัวควบคุม  $PI$  กรณี  $K_{PI} = 2,000$

$I_O$	2A	4A	6A	8A	10A
$V_{in,DC} = 280V$	5.005	5.002	4.999	4.997	4.995
$V_{in,DC} = 311V$	5.005	5.002	4.999	4.997	4.995
$V_{in,DC} = 340V$	5.005	5.002	4.999	4.997	4.995

ตารางที่ 4.4 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุทที่ใช้ตัวควบคุม  $LL$  กรณี  $\omega_{p2} = 0.5\omega_c$

$I_O$	2A	4A	6A	8A	10A
$V_{in,DC} = 280V$	5.013	5.009	5.003	4.998	4.992
$V_{in,DC} = 311V$	5.013	5.009	5.003	4.998	4.992
$V_{in,DC} = 340V$	5.013	5.009	5.003	4.998	4.992

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ใช้ตัวควบคุม  $LL$  กรณี  $\omega_{p2} = \omega_2$

$I_O$	2A	4A	6A	8A	10A
$V_{in,DC} = 280V$	5.016	5.010	5.005	5.000	4.994
$V_{in,DC} = 311V$	5.016	5.010	5.005	5.000	4.994
$V_{in,DC} = 340V$	5.016	5.011	5.005	5.000	4.994

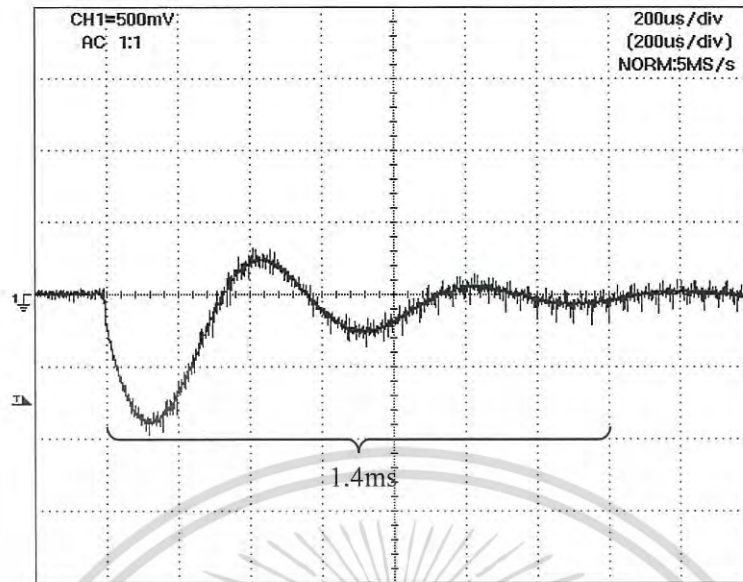
จากตารางจะเห็นว่าตัวควบคุมที่ออกแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตคงที่ประมาณ 5V ได้ตลอดย่านแรงดันอินพุตและกระแสโหลด ค่าความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุต (Voltage Regulation : VR) สามารถนิยามได้ดังสมการ

$$V.R. = \frac{V_{o,max} - V_{o,min}}{V_{o,min}} \times 100\% \quad (4.1)$$

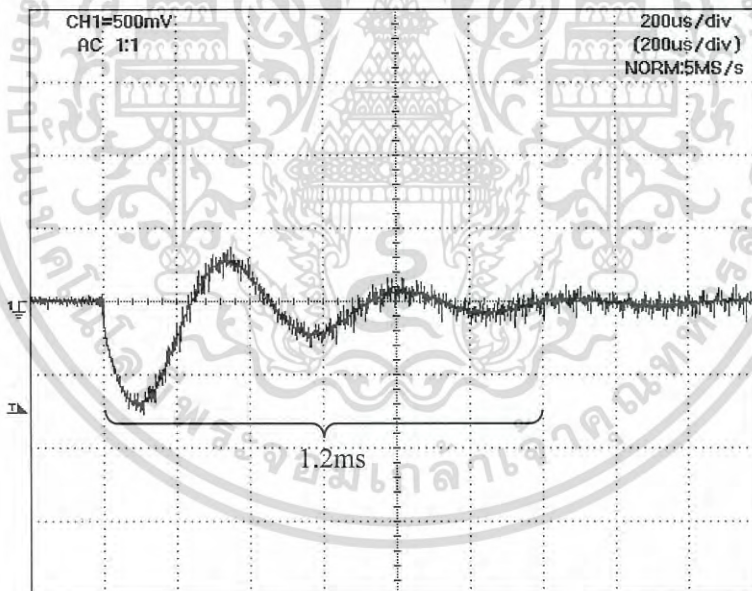
โดย  $V_{o,max}$  และ  $V_{o,min}$  คือ แรงดันเอาต์พุตสูงสุดและแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดตามลำดับ จากผลในตาราง 4.2 ถึง 4.5 สามารถคำนวณค่า VR ได้ 0.22%, 0.20%, 0.42% และ 0.44% ตามลำดับ ตัวควบคุมทั้งสี่ที่ออกแบบมีความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุตใกล้เคียงกัน เนื่องจากตัวควบคุมที่ออกแบบทั้งหมดทำให้ระบบมีฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่มีค่าดีซีเกนสูง (รูปที่ 3.10 - 3.13)

#### 4.3.2.2 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะทรานเซียนต์

รูปที่ 4.7 ถึง 4.10 แสดงผลการวัดแรงดันเอาต์พุตในสภาวะทรานเซียนต์จากวงจรต้นแบบที่ใช้ตัวควบคุม  $PI$  และ ตัวควบคุม  $LL$  ตามลำดับ ในการวัดแรงดันเอาต์พุตนี้ แรงดันอินพุตถูกกำหนดไว้ที่ 310V และกระแสโหลดถูกเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 1A ไป 5A

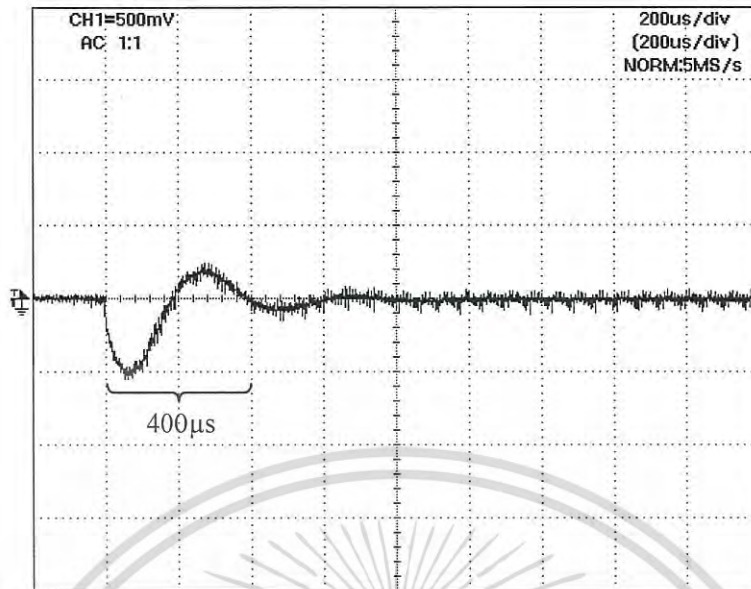


รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบที่ใช้ตัวควบคุม  $PI$  กรณี  $K_{PI} = 1,000$  ที่สภาวะ  $V_m = 310V$  และกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก  $I_o = 1A$  ไปเป็น  $I_o = 5A$  ( $x:200\mu s/div, y:0.5V/div$ )

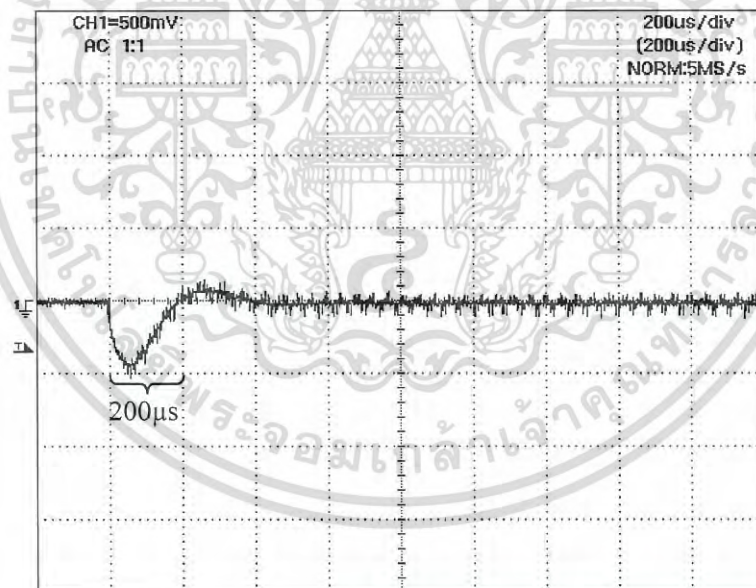


รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบที่ใช้ตัวควบคุม  $PI$  กรณี  $K_{PI} = 2,000$  ที่สภาวะ  $V_m = 310V$  และกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน จาก  $I_o = 1A$  ไปเป็น  $I_o = 5A$  ( $x:200\mu s/div, y:0.5V/div$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบที่ใช้ตัวควบคุม  $LL$  กรณี  $K_{LL}$  ที่  $\omega_{p2} = 0.5\omega_c$  ที่สภาวะ  $V_m = 310V$  และกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน จาก  $I_o = 1A$  ไปเป็น  $I_o = 5A$  ( $x:200\mu s/div, y:0.5V/div$ )



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบที่ใช้ตัวควบคุม  $LL$  กรณี  $K_{LL}$  ที่  $\omega_{p2} = \omega_c$  ที่สภาวะ  $V_m = 310V$  และกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน จาก  $I_o = 1A$  ไปเป็น  $I_o = 5A$  ( $x:200\mu s/div, y:0.5V/div$ )

จากผลการวัดการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่ใช้ตัวควบคุม  $PI$  ในรูปที่ 4.7 และ 4.8 พบว่า ที่  $K_{PI} = 1,000$  แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $0.9V$  และมีเวลาคืนตัว (Settling time)  $1.4ms$  ที่  $K_{PI} = 2,000$  แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $0.75V$  และมีเวลาคืนตัว  $1.2ms$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการวัดการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรที่ใช้ตัวควบคุม  $LL$  ในรูปที่ 4.9 และ 4.10 พบว่า ที่  $\omega_{p2} = 0.5\omega_c$  แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า 0.5V และมีเวลาคืนตัว 400 $\mu$ s และที่  $\omega_{p2} = \omega_c$  แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า 0.45V และมีเวลาคืนตัว 200 $\mu$ s

โดยสรุป ตัวควบคุม  $LL$  กรณี  $K_{LL}$  ที่  $\omega_{p2} = \omega_c$  จะให้ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตเร็วที่สุด เนื่องจากตัวควบคุมดังกล่าวทำให้ระบบมีฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดที่มีค่าความถี่ครอสโอเวอร์สูงที่สุด (รูปที่ 3.10 – 3.13)

### 4.3.3 ผลการวัดประสิทธิภาพ

ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบแสดงในตารางที่ 4.6 และรูปที่ 4.11 ในวิทยานิพนธ์นี้ ประสิทธิภาพคำนวณจากสมการ

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} \tag{4.2}$$

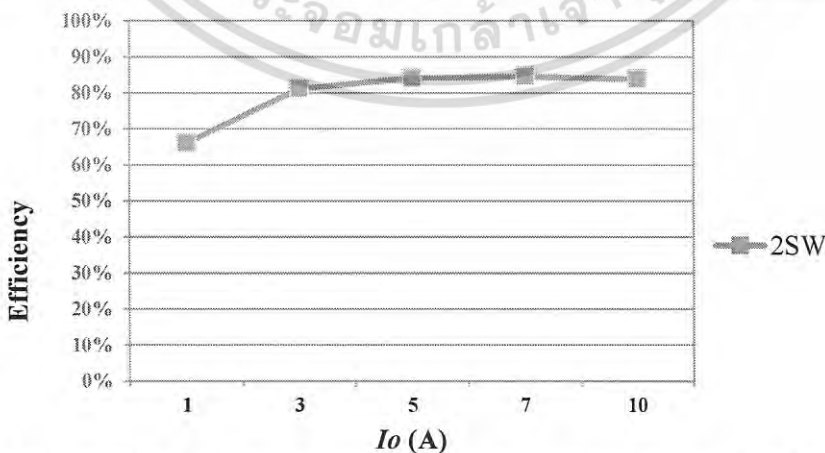
โดย

- $P_o$  คือ กำลังเอาต์พุต
- $P_{loss}$  คือ กำลังสูญเสียรวมของวงจร

ในการวัดค่าประสิทธิภาพนี้ แรงดันอินพุตถูกกำหนดไว้ที่ 310V การวัดประสิทธิภาพแสดงรายละเอียดในภาคผนวก ข จากตารางจะเห็นว่า วงจรมีประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ 84.55% ที่กระแสโหลด 7A และประสิทธิภาพต่ำสุดที่กระแสโหลดต่ำสุด (1A) 65.03% เนื่องจากที่สภาวะดังกล่าว กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าต่ำและกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรค่อนข้างมีนัยสำคัญเมื่อเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

ตารางที่ 4.6 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ

$I_o$	1A	3A	5A	7A	10A
2SW	65.03%	81.09%	84.06%	84.55%	83.79%



รูปที่ 4.11 กราฟประสิทธิภาพของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และแบบอาร์ซีดีแคลมป์

### 5.1 บทนำ

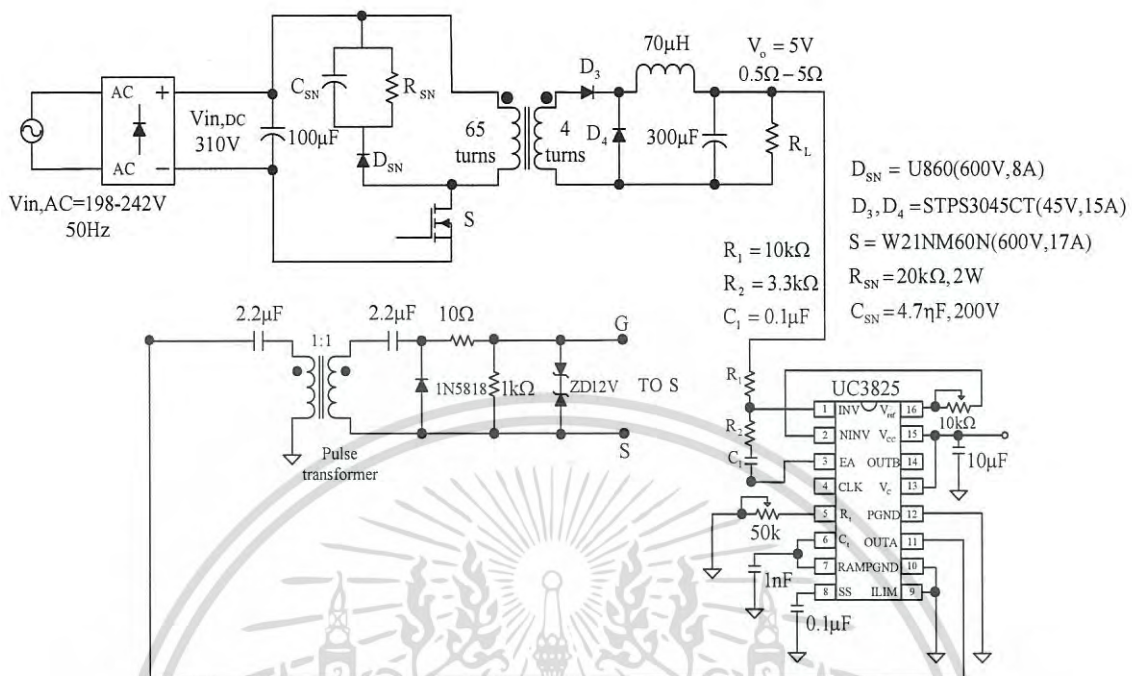
บทนี้นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และแบบอาร์ซีดีแคลมป์ โดยอาศัยผลการวัดจากวงจรต้นแบบทั้งสองวงจรที่ได้สร้างขึ้น การเปรียบเทียบจะพิจารณารูปคลื่นในวงจร แรงดันคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ ความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุตรวมทั้งผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน และประสิทธิภาพของวงจร

### 5.2 รายละเอียดวงจรต้นแบบ

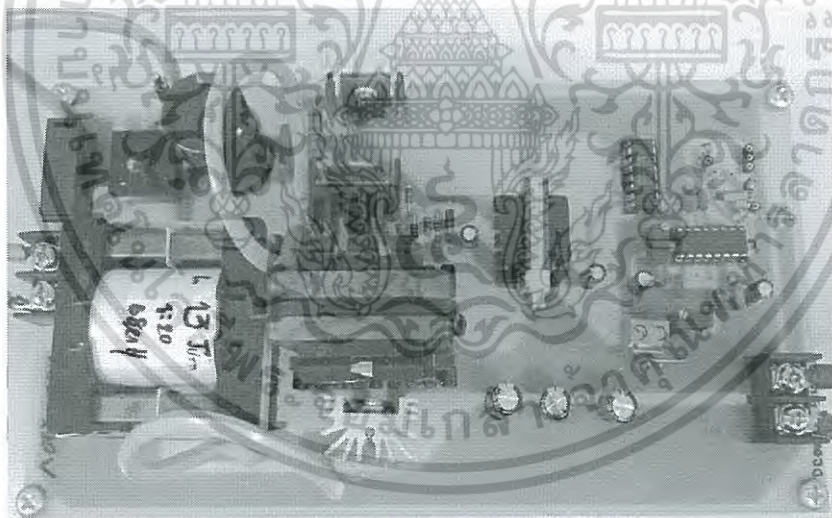
วงจรต้นแบบฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ แสดงในรูปที่ 5.1 โดยวงจรมี Specification เหมือนกับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ กล่าวคือ

- แรงดันดีซีอินพุต  $V_m = 280\text{V}-340\text{V}$  (ได้จากการเรกติไฟร์แรงดันเอซี  $220\text{V}\pm 10\%$ )
- แรงดันเอาต์พุต  $V_o = 5\text{V}$
- กระแสเอาต์พุต  $I_o = 1\text{A}-10\text{A}$
- ความถี่สวิตช์  $f = 100\text{kHz}$  (คาบเวลาในการสวิตช์  $T = 10\mu\text{s}$ )
- ค่าความต้านทานโหลด  $R = 0.5\Omega-5\Omega$
- รีปเปิ้ลกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $\Delta i_L < 10\%$  ของ  $I_{o,\text{max}}$  ( $\Delta i_L < 1\text{A}$ )
- รีปเปิ้ลแรงดันเอาต์พุต  $\Delta v_o < 1\%$  ของ  $V_o$  ( $\Delta v_o < 0.05\text{V}$ )

วงจรควบคุมที่ใช้เหมือนกับในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้นแบบ ซึ่งรายละเอียดได้อธิบายอยู่ในหัวข้อที่ 4.2 ตัวควบคุม  $PI$  และ ตัวควบคุม  $LL$  ที่ออกแบบสำหรับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ถูกนำมาใช้ในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ โดยไม่ได้มีการดัดแปลงแต่อย่างใด



(ก) Schematic



(ข)

รูปที่ 5.1 วงจรต้นแบบฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ (ก) Schematic (ข) รูปถ่าย

### 5.3 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะ

#### 5.3.1 ความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์เปรียบเทียบกับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ แรงดันอินพุตและกระแสโหลดค่าต่างๆ แสดงในตารางที่ 5.1 จะเห็นว่าวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์มีการรักษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

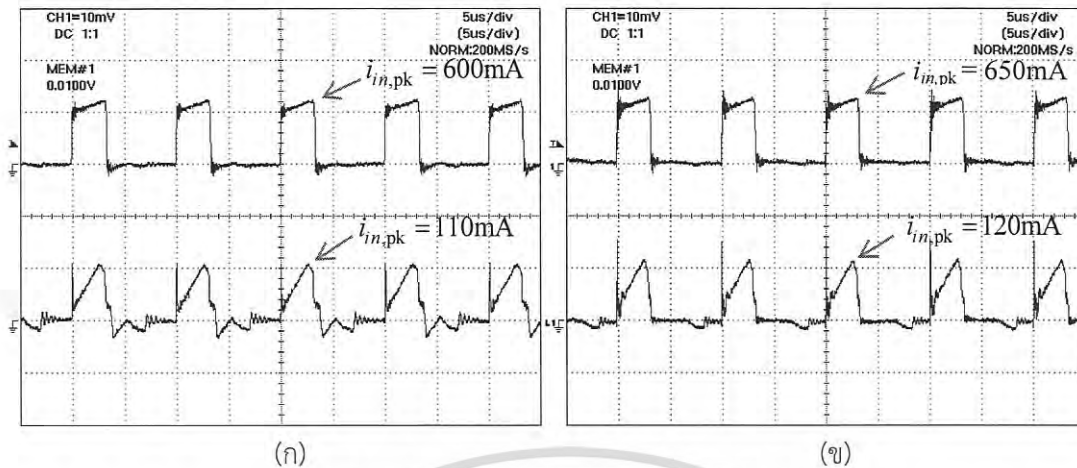
แรงดันเอาต์พุตที่ต่ำกว่าวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ โดยเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้น จาก  $I_o = 2A$  ถึง  $I_o = 10A$  แรงดันเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ตกลง 0.011V (5.010V-4.99V) เทียบกับ 0.025V (5.003V-4.978V) ในกรณีของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์

ตารางที่ 5.1 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และแบบอาร์ซีดีแคลมป์

$I_o$	2A		4A		6A		8A		10A	
	2sw	RCD	2sw	RCD	2sw	RCD	2sw	RCD	2sw	RCD
$V_{in} = 280V$	5.010	5.003	5.007	4.999	5.004	4.992	5.002	4.985	4.999	4.980
$V_{in} = 310V$	5.010	5.003	5.007	4.999	5.005	4.991	5.002	4.986	4.999	4.978
$V_{in} = 340V$	5.010	5.003	5.007	4.999	5.004	4.991	5.002	4.985	4.999	4.980

### 5.3.2. กระแสอินพุท

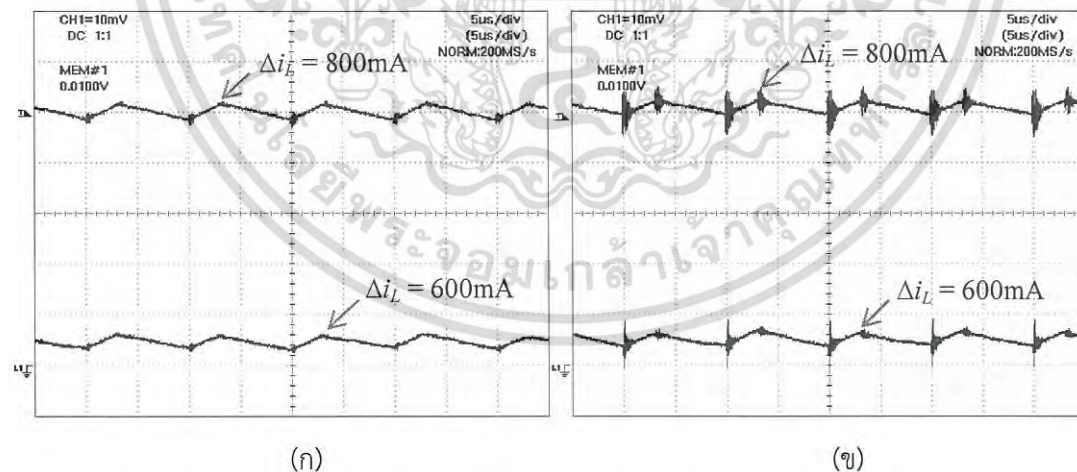
ผลการวัดรูปคลื่นกระแสอินพุทแสดงในรูปที่ 5.2 ในกรณีของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ กระแส  $i_m$  จะมีค่าเป็นลบหลังจากสวิตช์หยุดนำกระแส ซึ่งเกิดจากกระแส  $i_{Lm}$  ไหลย้อนกลับมาทางอินพุทในช่วงรีเซทแกนเหล็ก โดยจะเห็นได้เด่นชัดที่สภาวะกระแสโหลดต่ำสุด ในรูปที่ 5.2 (ก) ในกรณีของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ จะสังเกตเห็นกระแส  $i_m$  ที่เป็นลบบางช่วงเวลาหลังจากสวิตช์หยุดนำกระแส กระแส  $i_m$  ที่เป็นลบดังกล่าวเกิดจากการเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำ  $L_m$  และตัวเก็บประจุแบ่งระหว่างขาเดรน-ซอสของมอสเฟตหลังจากแกนเหล็กได้รีเซทอย่างสมบูรณ์ [20] ค่ากระแสอินพุทสูงสุด ( $I_{m,pk}$ ) ที่วัดได้มีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.2 รูปคลื่นกระแสอินพุตที่  $V_m = 310V$   $I_o = 10A$  (รูปบน  $x:5\mu s/div$ ,  $y:0.5A/div$ ) และ  $I_o = 1A$  (รูปล่าง  $x:5\mu s/div$ ,  $y:0.1A/div$ ) (ก) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (ข) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์

### 5.3.3 กระแสตัวเหนี่ยวนำ $L$

ผลการวัดรูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  แสดงในรูปที่ 5.3 จะเห็นว่ารูปเปลี่กระแสตัวเหนี่ยวนำของทั้งสองวงจร มีค่าใกล้เคียงกันเนื่องจากใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าเท่ากัน ( $L = 66\mu H$ ) จากรูปจะสังเกตเห็น สัญญาณรบกวนที่เกิดกับกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ในกรณีของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์มากกว่ากรณีของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ อย่างเห็นได้ชัด



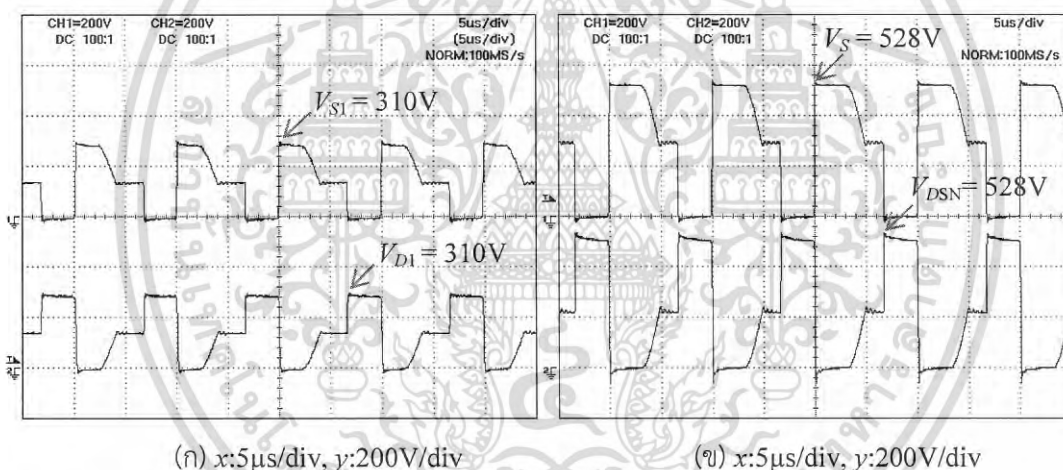
รูปที่ 5.3 รูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำ ( $L$ ) ที่  $V_m = 310V$   $I_o = 10A$  (รูปบน  $x:5\mu s/div$ ,  $y:2A/div$ ) และ  $I_o = 1A$  (รูปล่าง  $x:5\mu s/div$ ,  $y:2A/div$ ) (ก) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (ข) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3.4 แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอด

ผลการวัดรูปคลื่นแรงดันของสวิตช์และไดโอดแสดงในรูปที่ 5.4 และ 5.5 ในกรณีของวงจรพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอดสูงสุดมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุท  $V_m = 310\text{V}$  ส่วนในกรณีของวงจรพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ แรงดันสูงสุดคร่อมสวิตช์และไดโอดมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุทรวมกับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{sm}$  โดยที่  $I_o = 1\text{A}$  แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอดสูงสุดที่วัดได้มีค่าประมาณ  $488\text{V}$  และที่  $I_o = 10\text{A}$  แรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอดสูงสุดที่วัดได้มีค่าประมาณ  $528\text{V}$  นั่นคือแรงดันสูงสุดคร่อมสวิตช์และไดโอดของวงจรพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์มีค่าขึ้นอยู่กับกระแสไหลลดเมื่อแรงดันอินพุทคงที่ แรงดันที่มีค่าสูงนี้ส่งผลโดยตรงต่อความเครียดที่เกิดขึ้นต่อตัวอุปกรณ์ (Device stress) วงจรที่อุปกรณ์มีความเครียดสูงมีโอกาสเสียหายได้ง่ายและรวดเร็วกว่าวงจรที่อุปกรณ์มีความเครียดต่ำ

กล่าวโดยสรุปความเครียดอันเนื่องมาจากแรงดันของอุปกรณ์สวิตช์ (Device voltage stress) ในวงจรพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์จะต่ำกว่าในวงจรพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ วงจรพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์จึงความน่าเชื่อถือสูงกว่าในการใช้งาน และสามารถเลือกใช้อุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดที่มีพิสัยการทนแรงดันที่ต่ำกว่าได้



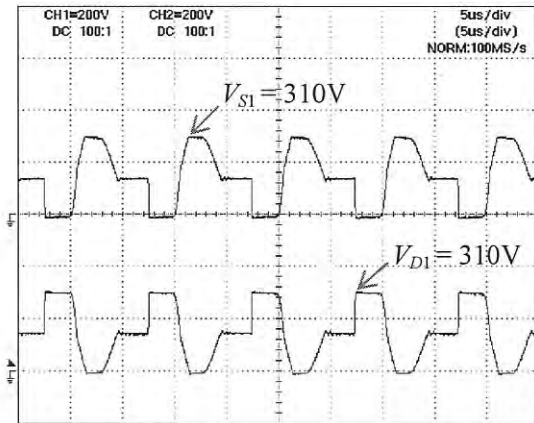
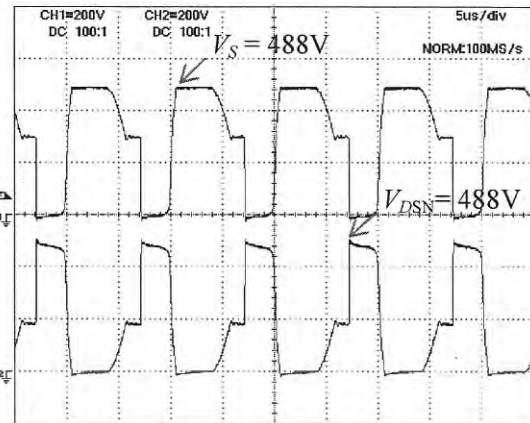
รูปที่ 5.4 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอดที่  $V_m = 310\text{V}$  และ  $I_o = 10\text{A}$

(ก) วงจรพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (รูปบน แรงดันคร่อมสวิตช์  $S_1$

และ รูปล่าง แรงดันคร่อมไดโอด  $D_1$ )

(ข) วงจรพอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ (รูปบน แรงดันคร่อมสวิตช์  $S_1$

และรูปล่าง แรงดันคร่อมไดโอด  $D_{sm}$ )

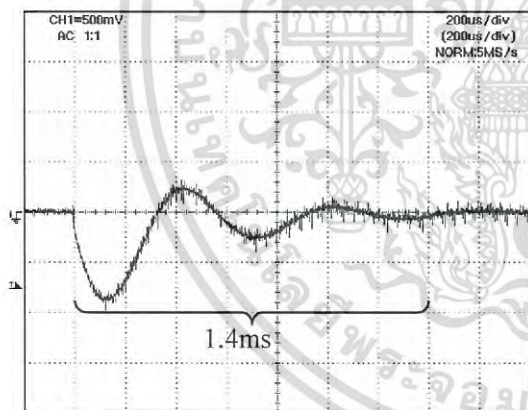
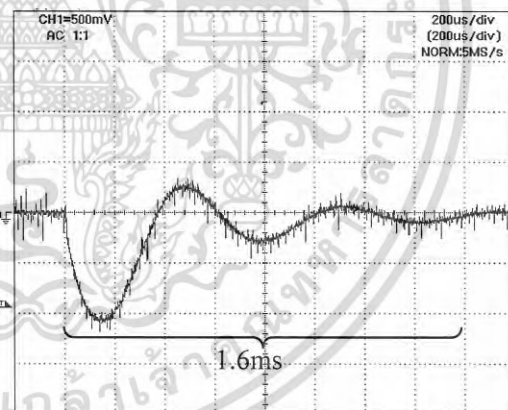
(ก) x:5 $\mu$ s/div, y:200V/div(ข) x:5 $\mu$ s/div, y:200V/div

รูปที่ 5.5 รูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์และไดโอดที่  $V_m = 310V$  และ  $I_o = 1A$

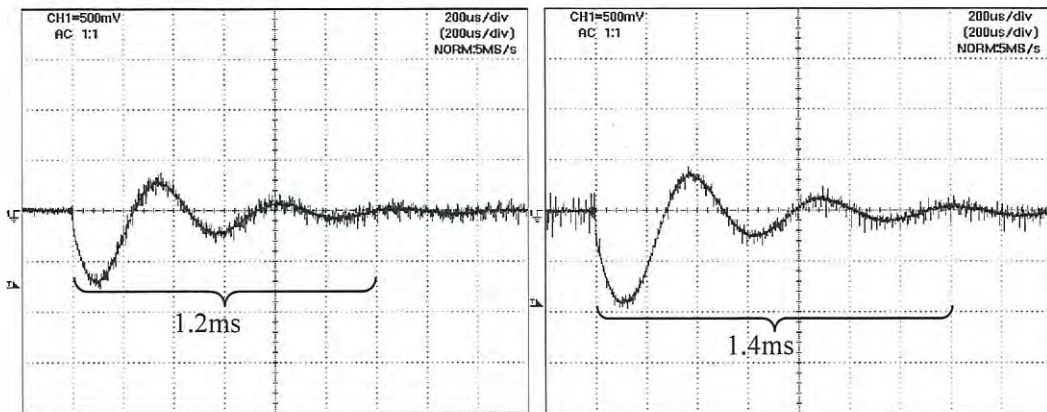
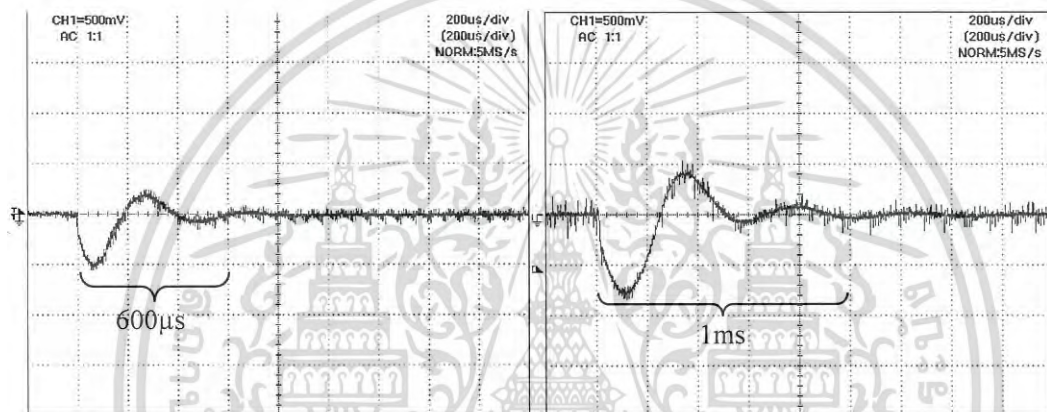
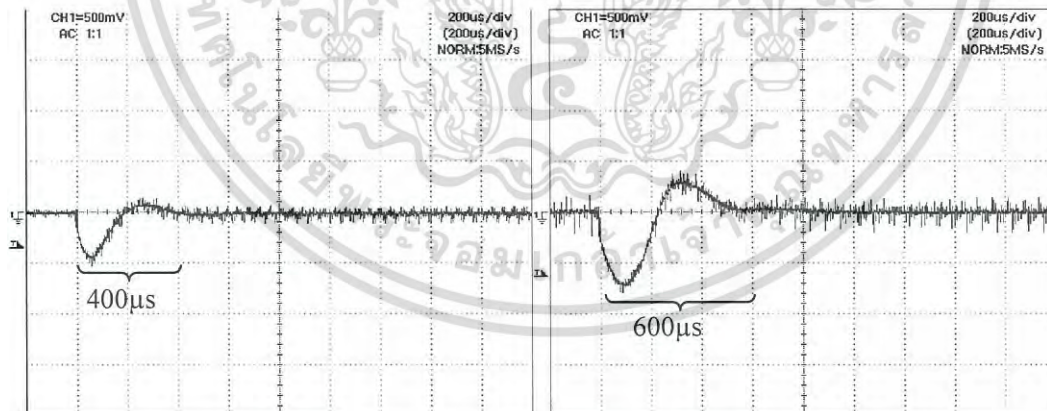
(ก) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (รูปบน แรงดันคร่อมสวิตช์  $S_1$  และรูปล่าง แรงดันคร่อมไดโอด  $D_1$ )

(ข) วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์ (รูปบน แรงดันคร่อมสวิตช์  $S_1$  และรูปล่าง แรงดันคร่อมไดโอด  $D_{sm}$ )

### 5.3.5 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุต

(ก) 2SW กรณี  $K_{PI} = 1,000$ (ข) RCD กรณี  $K_{PI} = 1,000$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ค) 2SW กรณี  $K_{p1}=2,000$ (ง) RCD กรณี  $K_{p1}=2,000$ (จ) 2SW กรณี  $\omega_{p2} = 0.5\omega_z$ (ฉ) RCD กรณี  $\omega_{p2} = 0.5\omega_z$ (ช) 2SW กรณี  $\omega_{p2} = \omega_z$ (ญ) RCD กรณี  $\omega_{p2} = \omega_z$ 

รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุต ที่  $V_m=310V$  และกระแสโหลดเพิ่มขึ้นเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก  $I_o = 1A$  ไปเป็น  $I_o = 5A$  ของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ และวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์ ( $x:200\mu s/div$ ,  $y:0.5V/div$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการวัดการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 5.6 โดยมีรายละเอียดสรุปได้ดังนี้

- รูปที่ 5.6 (ก) และ 5.6 (ข) สำหรับตัวควบคุม  $PI$  กรณี  $K_{PI}=1,000$  แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $0.9V$  และมีเวลาคืนตัว (Settling time)  $1.4ms$  ในขณะที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $1.1V$  และมีเวลาคืนตัว  $1.6ms$
- รูปที่ 5.6 (ค) และ 5.6 (ง) สำหรับตัวควบคุม  $PI$  กรณี  $K_{PI}=2,000$  ที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $0.75V$  และมีเวลาคืนตัว  $1.2ms$  ในขณะที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $0.95V$  และมีเวลาคืนตัว  $1.4ms$
- รูปที่ 5.6 (จ) และ 5.6 (ฉ) สำหรับตัวควบคุม  $LL$  กรณี  $\omega_{p2} = 0.5\omega_c$  ที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $0.5V$  และมีเวลาคืนตัว  $600\mu s$  ในขณะที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $0.85V$  และมีเวลาคืนตัว  $1ms$
- รูปที่ 5.6 (ซ) และ 5.6 (ญ) สำหรับตัวควบคุม  $LL$  กรณี  $\omega_{p2} = \omega_c$  แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $0.45V$  และมีเวลาคืนตัว  $400\mu s$  ในขณะที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ตกชั่วขณะสูงสุดมีค่า  $0.75V$  และมีเวลาคืนตัว  $600\mu s$

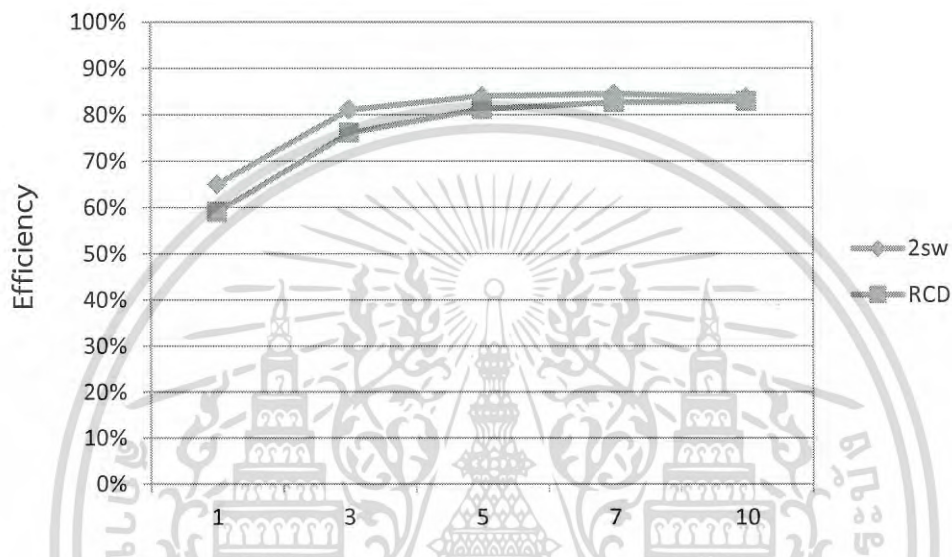
มีข้อสังเกตว่าตัวควบคุมที่ออกแบบสำหรับวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์สามารถนำมาใช้ได้กับวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์โดยได้ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตที่มีรูปร่างและแนวโน้มคล้ายกับวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ในทุกกรณีแตกต่างกันเฉพาะขนาดและเวลาของการตอบสนองเท่านั้น สิ่งนี้จึงเป็นเครื่องยืนยันว่าฟังก์ชันถ่ายโอนฟังก์ชันถ่ายโอนจากตัวใส่เคลไปแรงดันเอาต์พุต ( $\hat{v}_o(s)/\hat{d}(s)$ ) ของวงจรถอร์เวิร์ดทั้งสองเหมือนกันตามที่กล่าวอ้างในบทความ [2]

### 5.3.6 ประสิทธิภาพ

ผลการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพระหว่างวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์และวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์แสดงในตารางที่ 5.2 และรูปที่ 5.7 จะเห็นว่าประสิทธิภาพของวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ มีค่าสูงกว่าวงจรถอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ตลอดย่านกระแสไหล

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิทช์  
และวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีเคลมพ์ที่  $V_{in} = 310V$

$I_o$	1A	3A	5A	7A	10A
2SW	65.03%	81.09%	84.06%	84.55%	83.79%
RCD	59.09%	76.10%	81.31%	82.69%	83.03%



รูปที่ 5.7 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิทช์  
และวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีเคลมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] A. I. Pressman, *Switching power supply design*, Mcgraw-Hill Inc, 2nd ed, 1999.
- [2] F. D Tan, "The forward converter: from the classic to the contemporary", *Applied Power Electronic Conference and Exposition (APEC)*, Vol. 2, pp. 857-864, 2002.
- [3] B. Andreyca, Active clamp and reset technique enhances forward converter performance, *Texas Instrument Inc.*, 2001.
- [4] C. D. Bridge, Clamp voltage analysis for RCD forward converters, *Applied Power Electronic Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, 2000, pp. 959-965.
- [5] Wittenberger and V.D. Baggerly "a duty cycle extension technique for single ended forward converter," *IEEE APEC Proceeding*, pp.51-57, 1992
- [6] J.A. Cobos, O. Garcia, J. Sebastian, and J. Uceda "Resonant reset forward topologies for low output voltage on board converter," *IEEE APEC Proceedings*, pp. 703-708, 1994
- [7] M. Chen, D. Xu, and M. Matsui, "Study on magnetizing inductance of high frequency transformer in the two-transistor forward converter", *Power Conversion Conf. Proceedings*, Vol. 2, pp. 597-602, April 2002.
- [8] B. Bell, Two-switch topology benefits forward and flyback power converters, *EDN Magazine*, September 2000, pp. 107-111.
- [9] E. Walker, Design review: a step-by-step approach to ac line-powered converters, *Texas Instrument Inc.*, 2005.
- [10] T. Sutto, 2 Switch-forward current mode converter, *On Semiconductor Application Notes*, 2010, Publication order number: AND8373/D.
- [11] P. Zuk and S. Havanur, Two-switch forward converter: operation FOM and mosfet selection guide, *Vishay Siliconix Application Notes*, 2014, Document number: 91616.
- [12] J. Xu, X. Cao, and Q. Luo, An improved two-transistor forward converter, *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, July 1999, pp. 225-228.
- [13] M. Prudik and P. Vorel, Advantages of using two-switch forward converter for high-voltage applications, *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drive, Automation and Motion*, June 2012, pp.326-330.
- [14] R. D. Middlebrook and S. Cuk, A general unified approach to modeling switching-converter power stages, *INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS*, vol. 42, June 1977, pp. 521-550.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [15] R.W. ERICKSON AND D. MAKSIMOVIC, FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS, 2ND ED., KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 2001.
- [16] สิริพรรณ ตระกูลดิษฐ์, “การศึกษาเปรียบเทียบการควบคุมวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2555.
- [17] เกศสุดา การเกษ, “การจำลองและการออกแบบวงจรมอเตอร์ตติง ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2556.
- [18] B. C. Kuo and F. Golnaraghi, Automatic control systems, John Wiley & Sons, 8th ed, 2002.
- [19] D. W. Hart, “Introduction to Power Electronics”, McGraw-Hill, 2011.
- [20] C. S. Leu, G. Hua, F. C. Lee and C. Zhou, “Analysis and design of RCD clamp forward converter,” HFPC Proceeding, pp.198-208, 1992.



ภาคผนวก

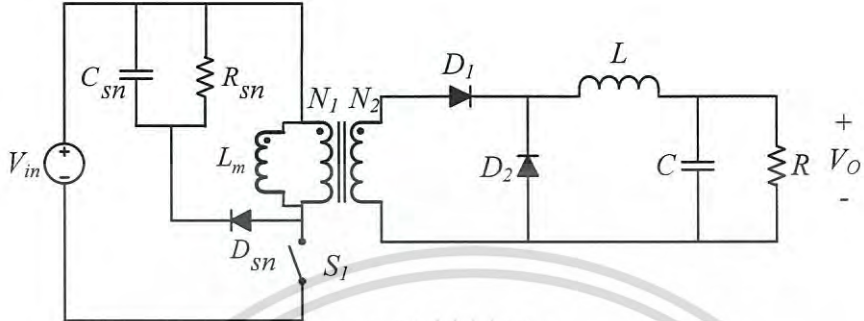
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

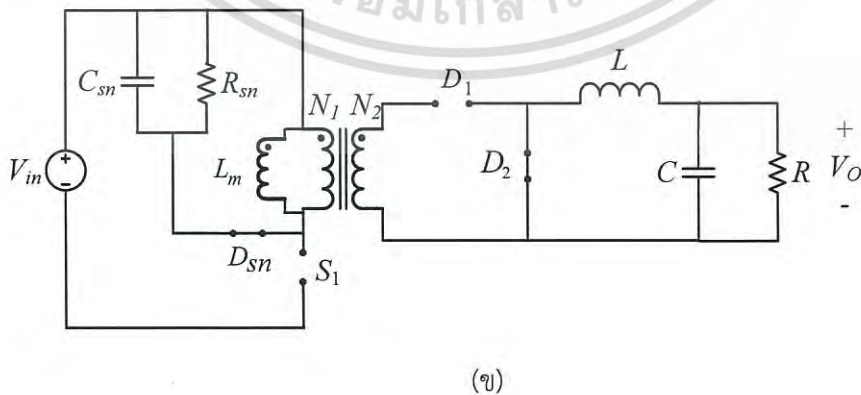
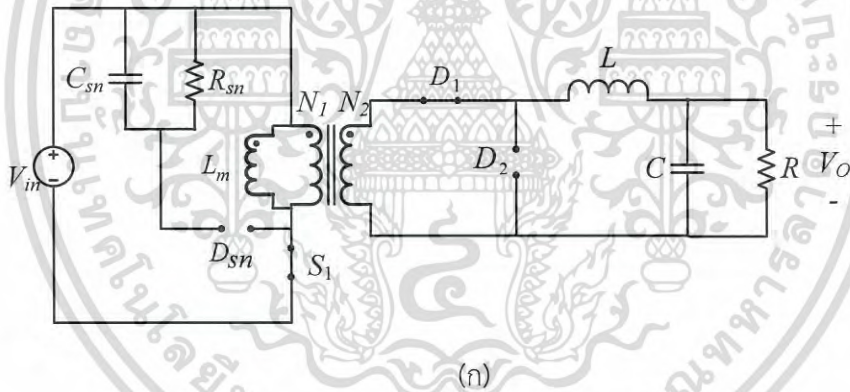
## ก.1 การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์

### ก.1.1 หลักการทำงานของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์

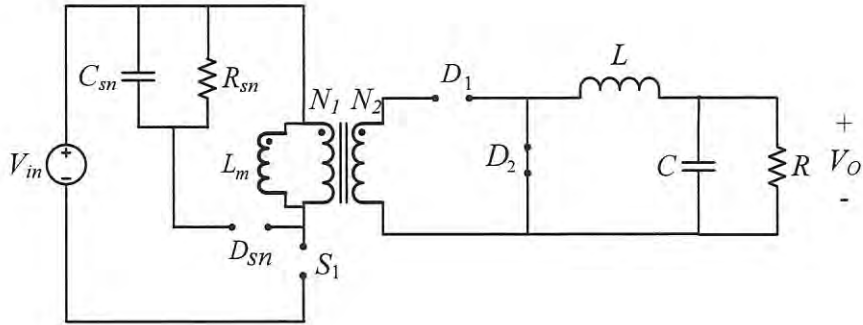


รูปที่ ก.1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์

พิจารณาที่สภาวะคงตัว (Steady-state condition) ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมด CCM จะมีการทำงาน 3 สภาวะคือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ ก.2 การทำงานของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์

(1) เมื่อสวิตช์  $S$  นำกระแส (รูปที่ ก.2 (ก)) ขดลวด Primary จะได้รับแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ส่งผลให้ฟลักแม่เหล็กเพิ่มขึ้นในแกนเหล็กของหม้อแปลง ( $i_{L_m}$  มีค่าเพิ่มขึ้น) แรงดันเหนี่ยวนำทางด้าน Secondary ( $v_2$ ) ทำให้ไดโอด  $D_1$  อยู่ในสภาวะฟอร์เวิร์ดไบอัสเกิดกระแสด้าน Secondary ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C$  และความต้านทานโหลด  $R$  พิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ  $L_m$  และ  $L$  จะได้

$$(\Delta i_{L_m})_{ON} = \frac{V_{in} DT}{L_m} \quad (ก.1)$$

$$(\Delta i_L)_{ON} = \left( \frac{N_2}{N_1} V_{in} - V_o \right) \frac{DT}{L} \quad (ก.2)$$

เมื่อ  $(\Delta i_{L_m})_{ON}$  และ  $(\Delta i_L)_{ON}$  คือ กระแส  $i_{L_m}$  และ  $i_L$  ที่เพิ่มขึ้น  $D$  คือ ค่าดิวตี้ไซเคิลของ  $S$  และ  $T$  คือ คาบเวลาการสวิตช์

สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรสามารถเขียนได้ ดังนี้

$$i_{in} = i_S = \frac{N_2}{N_1} i_L + i_{L_m} \quad (ก.3)$$

$$i_D = 0 \quad (ก.4)$$

$$v_S = 0 \quad (ก.5)$$

$$v_{D_{sn}} = V_{C_{sn}} + V_{in} \quad (ก.6)$$

(2) เมื่อสวิตช์  $S$  หยุดนำกระแส (รูปที่ ก.2 (ข)) ไดโอด  $D_{sn}$  นำกระแส ขดลวด Primary จะได้รับแรงดัน  $V_{C_{sn}}$  ที่มีขั้วตรงข้ามกันจากเดิม ส่งผลให้ฟลักแม่เหล็กในแกนเหล็กของหม้อแปลงลดลง ( $i_{L_m}$  มีค่าลดลง) นั่นคือฟลักแม่เหล็กในแกนเหล็กถูกรีเซตโดยวงจรแคลมป์ แรงดันเหนี่ยวนำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ขดานการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของขดลวด Secondary ( $v_2$ ) จะมีขั้วตรงข้ามจากเดิม ทำให้ไดโอด  $D_1$  อยู่ในสภาวะรีเวิร์สไบอัสและหยุดนำกระแส ในขณะที่กระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ยังคงไหลได้อย่างต่อเนื่องโดยผ่านไดโอด  $D_2$  พิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ  $L_m$  และ  $L$  จะได้

$$(\Delta i_{L_m})_{OFF} = -V_{C_{sn}} \frac{\Delta t}{L_m} \quad (ก.7)$$

$$(\Delta i_L)_{OFF} = -\frac{V_o \Delta t}{L} \quad (ก.8)$$

เมื่อ  $(\Delta i_{L_m})_{OFF}$  และ  $(\Delta i_L)_{OFF}$  คือ กระแส  $i_{L_m}$  และ  $i_L$  ที่ลดลง  $\Delta t$  คือ ช่วงเวลาการรีเซทแกนเหล็ก

สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรสามารถเขียนได้ ดังนี้

$$i_{in} = 0 \quad (ก.9)$$

$$i_D = i_{L_m} \quad (ก.10)$$

$$v_S = V_{in} + V_{C_{sn}} \quad (ก.11)$$

$$v_{D_{sn}} = 0 \quad (ก.12)$$

(3) เมื่อสวิตช์  $S$  และไดโอด  $D_{sn}$  หยุดนำกระแส (รูปที่ ก.2 (ค)) ในช่วงเวลานี้แกนเหล็กได้รีเซทอย่างสมบูรณ์ ( $i_{L_m}=0$ ) ทำให้แรงดันเหนี่ยวนำที่ขดลวด Primary และ Secondary มีค่าเป็นศูนย์ทางด้าน Secondary กระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ยังคงลดลงอย่างต่อเนื่องผ่านไดโอด  $D_2$  นั่นคือ

$$(\Delta i_L)_{OFF1} = -\frac{V_o \Delta t_1}{L} \quad (ก.13)$$

เมื่อ  $(\Delta i_L)_{OFF1}$  คือ กระแส  $i_L$  ที่ลดลงในช่วงเวลา  $\Delta t_1$  โดย  $\Delta t_1 = (1-D)T - \Delta t$  สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรสามารถเขียนได้ ดังนี้

$$i_{in} = 0 \quad (ก.14)$$

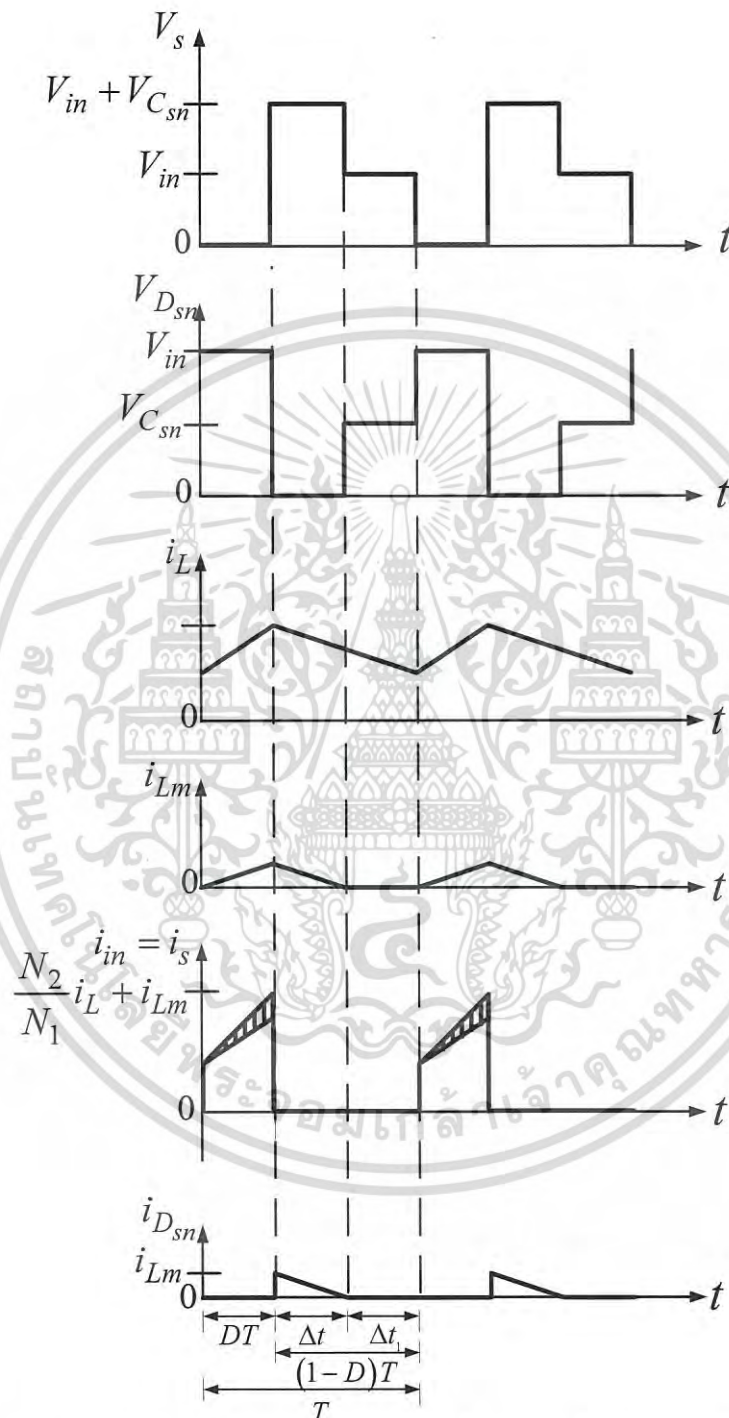
$$i_{D_{sn}} = 0 \quad (ก.15)$$

$$v_S = V_{in} \quad (ก.16)$$

$$v_{D_{sn}} = V_{C_{sn}} \quad (ก.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทำงานข้างต้น รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์แสดงได้ดังรูปที่ ก. 3



รูปที่ ก.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ชิตีแคลมป์

ที่สภาวะคงตัวในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ การเปลี่ยนแปลงของกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(\Delta i_L)_{ON} + (\Delta i_L)_{OFF} + (\Delta i_L)_{OFF1} = 0 \quad (ก.18)$$

แทนค่าสมการที่ (ก.2) (ก.8) (ก.13) ลงใน (ก.18) จะได้

$$V_o = D \left( \frac{N_2}{N_1} \right) V_{in} \quad (ก.19)$$

จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตขึ้นอยู่กับค่าตัวชี้เสถียรของสวิทช์และอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง สมการแรงดันเอาต์พุตนี้เหมือนกับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิทช์

### ก.1.2 การออกแบบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์

Specification ของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ เหมือนกับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิทช์ในหัวข้อที่ 2.3 การออกแบบหม้อแปลง ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเอาต์พุตได้ผลลัพธ์เช่นเดียวกับกรณีของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิทช์

การออกแบบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ มีรายละเอียดดังนี้

- แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ ( $V_{C_{sn}}$ ) คำนวณได้จากสมการ [20]

$$V_{C_{sn}} = \frac{\left( \frac{N_1}{N_2} \right) V_o}{1 - D_{\max}} = \frac{20 \times 5}{1 - 0.357} = 155V \quad (ก.20)$$

- ค่าความจุของตัวเก็บประจุ ( $C_{sn}$ ) คำนวณได้จากสมการ [20]

$$\Delta V_{C_{sn}} = \frac{V_{C_{sn}} D_{\max}}{C_{sn} R_{sn} f_s} \quad (ก.21)$$

โดย  $\Delta V_{C_{sn}}$  คือ ริปเปิลแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{sn}$  กำหนดให้  $\Delta V_{C_{sn}}$  มีค่า 5% ของ  $V_{C_{sn}}$  จะได้

$$C_{sn} = \frac{0.357}{0.05 \times (20 \times 10^3) \times (100 \times 10^3)} \quad (ก.22)$$

$$C_{sn} = 3.57 \eta F \quad (ก.23)$$

ดังนั้นเลือกตัวเก็บประจุ  $C_{sn}$  เท่ากับ 4.7nF ที่มีพิคการทนแรงดัน 400V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่าความต้านทาน ( $R_{sn}$ ) คำนวณได้จากสมการ

$$P = \frac{V_{c_{sn}}^2}{R_{sn}} \quad (ก.24)$$

กำหนดกำลังสูญเสียที่  $R_{sn}$  มีค่า 1W จะได้

$$R_{sn} = \frac{(155)^2}{1} = 24k\Omega \quad (ก.25)$$

เลือกใช้  $R_{sn} = 20k$  ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้า 2W

สวิตช์  $S$  สำหรับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ซีดีแคลมป์ เลือกใช้ MOSFET เบอร์ W21NM60N ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 600V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 17V ไดโอด  $D_1$  เลือกใช้ MUR460 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 600V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 4A ไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  เลือกใช้ STPS30L60 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 60V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 30A





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# International Review of Electrical Engineering (IREE)

## Contents:

<b>Analysis Design and Experimental Verification of a Two-Switch Forward Converter</b> <i>by Vitor F. de, Chanin Banlaksamekwan</i>	694
<b>Condition Monitoring of Induction Motors Based on Stator Currents Demodulation</b> <i>by Elkoussim Elhoucheïbi, Vincent Choquet, Mohamed Benbouajid</i>	704
<b>Intelligent Backstepping Control of Variable Speed DFIG-Wind Turbine Under Unbalanced Grid Voltage Conditions Using Genetic Algorithm Optimization</b> <i>by Yousef Majid, Ahmed Abbou, Mohamed Akheray, Rachid El Akherij</i>	716
<b>Optimal Power Flow with Interline Power Flow Controller Using Hybrid Genetic Algorithm</b> <i>by Sant Langsri, Anant Oontulai</i>	727
<b>Power Flow Solutions by Newton-Raphson Method with Approximated Second-Order Term of Taylor Series</b> <i>by Paritip Panakorn</i>	734
<b>A Reliable Wide-Area Measurement System Using Hybrid Genetic Particle Swarm Optimization (HGPSO)</b> <i>by N. V. Phongsatra Boon, P. Suresh Babu, D. V. S. Siva Samba</i>	747
<b>Control Strategies of Electrical Power on Smart Buildings, a Review</b> <i>by José Alberto Aburto, María Trigo-Perez, María de los Angeles Herrera-Arellano, José Gabriel Ríos-Morales</i>	764
<b>Modal Analysis of Weakly Coupled Electromagnetic Systems Using Tridiagonal Inverse Matrices</b> <i>by Josep M. Martínez, Jose Brando Faria</i>	771
<b>Review of UK Domestic Electricity Consumption and Potential Trends in Using Renewable Energy Sources and Plug-in Hybrid Electrical Vehicles</b> <i>by Masud Ali Sarker, Mohamed K. Darwish, Al Jaber</i>	776
<b>Coordination Tuning PID-PSS and TCSC Based Model of Single Machine Infinite-Bus Using Combination Bacteria Foraging-Particle Swarm Optimization Method</b> <i>by Ida Bagus Gede Manuaba, Ardyono Priyodi, Mawardi Hari P.</i>	787

(continued on inside back cover)



Wiley  
Publishing House

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Analysis Design and Experimental Verification of a Two-Switch Forward Converter

V. Wuti, C. Bunlaksananusorn

**Abstract** – A forward converter is an isolated DC-DC converter widely used in switching power supplies with output power ratings ranging from 50W to 400W. The conventional forward converter requires a transformer with a tertiary winding to assist in magnetic core reset and subjects its power switch to a high voltage at turn-off. These shortcomings are eliminated in the two-switch forward converter. This paper presents analysis, design and experimental verification of a two-switch forward converter. First, the converter operation is analyzed, enabling its key equations and important waveforms to be established. Then, the converter design, including both the power circuit and feedback controller, is illustrated in detail. Finally, experimental results from the prototype circuit are presented to confirm the validity of the analysis and design. Copyright © 2015 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.

**Keywords:** Analysis, Design, Control, Two-Switch Forward Converter

### Nomenclature

$DT$	Time duration when $S_1$ and $S_2$ turn on
$\Delta t$	Time duration when $D_1$ and $D_2$ turn on
$\Delta t_1$	Time duration when $S_1$ - $S_2$ and $D_1$ - $D_2$ turn off
$(\Delta i_{Lm})_{ON}$	Increase in magnetizing current during $DT$
$(\Delta i_L)_{ON}$	Increase in inductor current during $DT$
$(\Delta i_{Lm})_{OFF}$	Decrease in magnetizing current during $\Delta t$
$(\Delta i_L)_{OFF}$	Decrease in inductor current during $\Delta t$
$(\Delta i_L)_{OFF1}$	Decrease in inductor current during $\Delta t_1$
$\Delta i_L$	Ripple inductor current
$\Delta V_o$	Ripple output voltage
$I_{L,max}$	Maximum inductor current
$I_{L,min}$	Minimum inductor current
$I_{Lm,pk}$	Peak magnetizing current
$I_{in,pk}$	Peak input current
$D_{min}$	Minimum duty cycle
$D_{max}$	Maximum duty cycle
$\omega_2$	Frequency of a zero of a duty cycle-to-output voltage transfer function
$\omega_0$	Frequency of double poles of a duty cycle-to-output voltage transfer function
$K_{LL}$	DC gain of a Lead-Lag (LL) controller
$\omega_{z1}$	Frequency of a first zero of a LL controller
$\omega_{z2}$	Frequency of a second zero of a LL controller
$\omega_{p1}$	Frequency of a first pole of a LL controller

$\omega_{p2}$  Frequency of a second pole of a LL controller

### I. Introduction

A forward converter is an isolated DC-DC converter widely used in switching power supplies with output power ratings ranging from 50W to 400W.

Derived from a buck converter, the forward converter incorporates a high frequency transformer, which provides an input/output isolation and a voltage step up/step down ratio. Many types of forward converters exist classified by a method used to reset magnetic flux in the transformer core [1]. The conventional forward converter in Fig. 1(a) employs a tertiary winding ( $N_3$ ) together with a diode ( $D_1$ ) to reset the flux. When the power switch ( $S$ ) is turned off, the diode and tertiary winding provide the path for the de-magnetizing current to flow back to the input source. This reset scheme is efficient as the energy recovered from the magnetic core is returned to the input source. However, the need of the tertiary winding complicates the transformer design and production, as well as increases the cost.

Another downside of this converter is that the power switch is subjected to a high voltage, typically twice the input voltage, during the turn-off period. This necessitates the use of a high voltage switching device (e.g. a power MOSFET), which is not only more expensive but also has a higher on-state resistance ( $R_{ds,on}$ ) than a low-voltage device. The use of the high voltage switching device therefore leads to greater conduction losses and lower converter efficiency.

In cost sensitive applications, an RCD clamp forward converter in Fig. 1(b) [2], [3] is extensively adopted, due to its simplicity and low cost. This converter topology

uses a passive snubber circuit comprising of a resistor ( $R_{sn}$ ), capacitor ( $C_{sn}$ ), and diode ( $D_{sn}$ ) to reset the flux.

When the power switch is turned off, the demagnetizing current charges the snubber capacitor through the snubber diode. When the power switch is turned on, the energy stored in the snubber capacitor is dissipated in the snubber resistor. Due to this dissipative nature, the RCD clamp forward converter suffers from a low efficiency. Moreover, the power switch in this topology still endures a high turn-off voltage equal to the input voltage plus the voltage across the snubber capacitor, and hence still requires the high-voltage rated device. The aforementioned pitfalls of the conventional and RCD clamp forward converters are overcome by the two-switch forward converter in Fig. 1(c) [4]-[6], which offers the following advantages.

Firstly, the two-switch forward converter does not require a transformer with a tertiary winding, simplifying the transformer design and lowering cost. Secondly, the flux reset scheme of the two-switch forward converter is non-dissipative as the demagnetizing energy is allowed to return to the input source via the two reset diodes ( $D_1$  and  $D_2$ ). Lastly, the power switches ( $S_1$  and  $S_2$ ) of the two-switch forward converter only endures the turn-off voltage equal to the input voltage, which is a half of that in the conventional forward converter and considerably lower than the RCD clamp converter. In the past, the main obstacle that limits widespread applications of the two-switch forward converter was the cost associated with the extra power switch. Now, with prices of power semiconductor devices continued to fall, the cost issue is becoming insignificant as witnessed by the recent renewed interest in the two-switch forward converter in the power supply industry [7]-[13].

The existing literatures on the two-switch forward converter [3]-[13] merely explain the converter operation and provide little details on the converter analysis and design, especially the design of a feedback controller. To fill the gap, this paper therefore presents analysis, design and experimental verification of a two-switch forward converter.

The paper is organized as follows. Section II describes the converter operation and analysis. Section III illustrates the design of the two-switch forward converter. Section IV explains the converter control and illustrates the design of the feedback controller. Section V presents the experimental verification of the analysis and design, through the testing and measurement of a constructed converter. Finally, conclusions are drawn in Section VI.

## II. Analysis of Two-Switch Forward Converter

The two-switch forward converter in Fig. 1(c) comprises of two power switches,  $S_1$  and  $S_2$ , and two diodes,  $D_1$  and  $D_2$ , on a primary side of the transformer.

The circuit on the secondary side includes a pair of rectifying diodes,  $D_3$  and  $D_4$ , a low pass LC filter, and a

load resistance,  $R$ . The transformer has a secondary-to-primary turn ratio,  $n = N_2/N_1$ , and a magnetizing inductance,  $L_m$ . Operation of the two-switch forward converter is divided into three sub-intervals as follows.

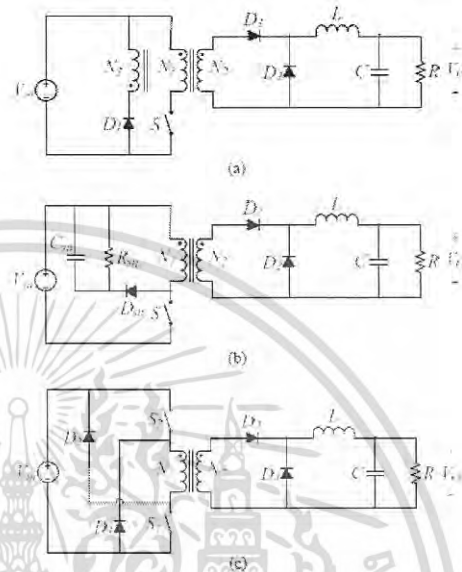


Fig. 1. (a) Conventional, (b) RCD clamp, and (c) Two-switch forward converters

(1). When  $S_1$  and  $S_2$  are turned on, the equivalent circuit is shown in Fig. 2(a). The input voltage,  $V_m$ , is applied across the primary winding, causing the magnetizing current  $i_{Lm}$  to increase, i.e. magnetic flux is built up in the transformer core. On the secondary side,  $D_3$  is forward biased and the secondary current,  $i_2$ , is equal to the inductor current,  $i_L$ . During this interval, the increase in  $i_{Lm}$  and  $i_2$  are given by  $(\Delta i_{Lm})_{ON}$  and  $(\Delta i_L)_{ON}$  in (1) and (2) respectively:

$$(\Delta i_{Lm})_{ON} = \frac{V_m DT}{L_m} \quad (1)$$

$$(\Delta i_L)_{ON} = (nV_m - V_o) \frac{DT}{L} \quad (2)$$

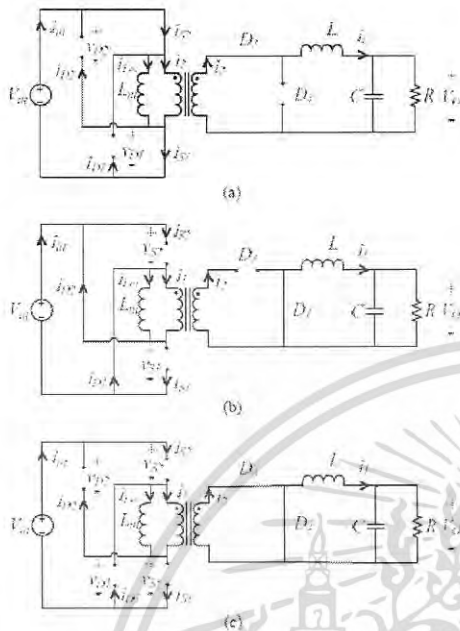
where  $D$  is a duty cycle of  $S_1$  and  $S_2$ , and  $T$  is a switching period. From Fig. 2(a), the following current and voltage equations can be written:

$$i_m = i_{S1} = i_{S2} = ni_L + i_{Lm} \quad (3)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = 0 \quad (4)$$

$$v_{S1} = v_{S2} = 0 \quad (5)$$

$$v_{D1} = v_{D2} = V_m \quad (6)$$



Figs. 2 Operation of two-switch forward converter

(2). When  $S_1$  and  $S_2$  are turned off, the equivalent circuit is shown in Fig. 2(b). As  $i_{Lm}$  now cannot flow through  $S_1$  and  $S_2$ , it seeks an alternative path through  $D_1$  and  $D_2$  to preserve the current continuity. The primary voltage becomes  $-V_m$  due to the conduction of  $D_1$  and  $D_2$ .

This causes  $i_{Lm}$  to decrease and therefore the magnetic flux in the transformer core is being reset.

On the secondary side, the reversed secondary voltage ceases the conduction of  $D_2$ , while  $D_1$  is forward biased to allow the continuous flow of  $i_L$ . During this interval, the decrease in  $i_{Lm}$  and  $i_L$  are expressed by  $(\Delta i_{Lm})_{OFF}$  and  $(\Delta i_L)_{OFF}$  in (7) and (8) respectively:

$$(\Delta i_{Lm})_{OFF} = -V_m \frac{\Delta t}{L_m} \tag{7}$$

$$(\Delta i_L)_{OFF} = -\frac{V_o \Delta t}{L} \tag{8}$$

where  $\Delta t = DT$  is a time spent for resetting the magnetic flux. From Fig. 2(b), the following current and voltage equations can be written:

$$i_m = -i_{Lm} \tag{9}$$

$$i_{D_1} = i_{D_2} = i_{Lm} \tag{10}$$

$$v_{S_1} = v_{S_2} = V_m \tag{11}$$

$$v_{D_1} = v_{D_2} = 0 \tag{12}$$

(3). When all  $S_1$ - $S_2$  and  $D_1$ - $D_2$  are turned off, the equivalent circuit is shown in Fig. 2(c). This state occurs when the magnetic flux in the transformer core has been completely reset, i.e.  $i_{Lm} = 0$ . Both the primary and secondary voltages are now zero. On the secondary side,  $i_L$  continues to decrease, but remains positive. During this interval, the decrease in  $i_L$  are given by  $(\Delta i_L)_{OFF1}$  in (13):

$$(\Delta i_L)_{OFF1} = -\frac{V_o \Delta t_1}{L} \tag{13}$$

where  $\Delta t_1 = (1-D)T - \Delta t$ . From Fig. 2(c), the following current and voltage equations can be written:

$$i_m = 0 \tag{14}$$

$$i_{D_1} = i_{D_2} = 0 \tag{15}$$

$$v_{S_1} = v_{S_2} = \frac{V_m}{2} \tag{16}$$

$$v_{D_1} = v_{D_2} = \frac{V_o}{2} \tag{17}$$

The steady state condition exists when the net change in  $i_L$  over one switching period is zero, that is:

$$(\Delta i_L)_{ON} + (\Delta i_L)_{OFF} + (\Delta i_L)_{OFF1} = 0 \tag{18}$$

Substitution of (2), (8), and (13) into (18) leads to:

$$V_o = nDV_m \tag{19}$$

It can be seen from (19) that, for a given input voltage, an output voltage of the two-switch forward converter depends on a duty cycle and turn ratio.

This output voltage expression is the same as that of the conventional forward converter. Based on (1) – (17), key voltage and current waveforms of the two-switch forward can be drawn as shown in Fig. 3. In the figure, the ripple inductor current can be found as:

$$\Delta i_L = I_{L,max} - I_{L,min} = (\Delta i_L)_{OFF} + (\Delta i_L)_{OFF1} = \frac{V_o (1-D)T}{L} \tag{20}$$

As with any buck-derived converter, the average inductor current is equal to the load current, i.e.:

$$I_L = I_o \tag{21}$$

Based on the above  $\Delta i_L$  and  $I_L$ , the maximum and minimum inductor are given as:

$$I_{L,max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = I_o + \frac{V_o(1-D)T}{2L} \quad (22)$$

$$I_{L,min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = I_o - \frac{V_o(1-D)T}{2L} \quad (23)$$

In Fig. 3, the peak magnetizing current is equal to  $(\Delta i_{Lm})_{ON}$  in (1), i.e.:

$$I_{Lm,peak} = (\Delta i_{Lm})_{ON} = \frac{V_m DT}{L_m} \quad (24)$$

The peak input current is given by:

$$I_{in,peak} = nI_{L,max} + I_{Lm,peak} = n \left( I_o + \frac{V_o(1-D)T}{2L} \right) + \frac{V_m DT}{L_m} \quad (25)$$

and, the peak switch current is equal to the peak input current in (25).

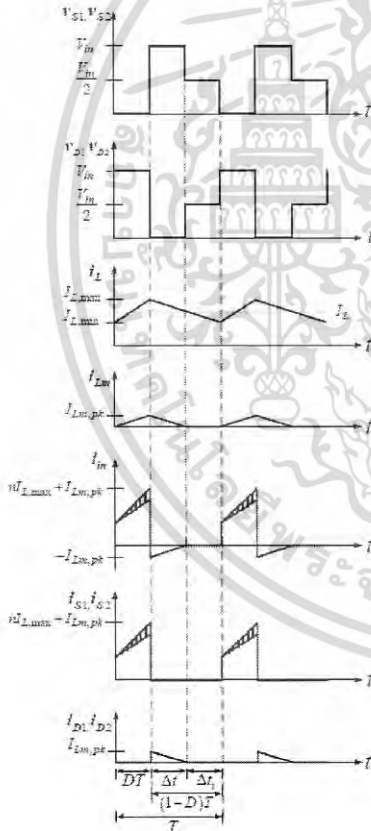


Fig. 3. Key waveforms of two-switch forward converter

### III. Design of Two-Switch Forward Converter

In this section, the design of a two-switch forward converter is illustrated. The converter specifications are as follows.  $V_{in} = 280V-340V$  (acquired from rectifying the AC main of  $220V \pm 10\%$ ),  $V_o = 5V$ ,  $I_o = 1A$ -to- $10A$  (i.e.  $R = 0.5\Omega$ -to- $5\Omega$ ), ripple inductor current  $\Delta i_L \leq 10\%$  of  $I_{o,max}$  and ripple output voltage  $\Delta v_o \leq 1\%$  of  $V_o$ .

The switching frequency is constant at  $100kHz$  (i.e. the switching period  $T = 10\mu s$ ).

#### III.1. Duty Cycle Calculation

The transformer's turn ratio,  $n = N_2/N_1 = 0.05$ , is chosen. Knowing the turn ratio, the minimum and maximum duty cycles of  $S_1$  and  $S_2$  can be calculated from (19):

$$D_{min} = \frac{V_o}{nV_{in,max}} = \frac{5}{0.05 \times 340} = 0.29$$

$$D_{max} = \frac{V_o}{nV_{in,min}} = \frac{5}{0.05 \times 280} = 0.36$$

These values satisfy operating requirement of the two-switch forward converter in which the duty cycle must not exceed 0.5.

#### III.2. Inductor Design

As seen in (20), the inductor,  $L$ , can be calculated based on the desired ripple inductor current,  $\Delta i_L$ .

Here, the specification requires that  $\Delta i_L \leq 10\%$  of  $I_{o,max}$  or  $\Delta i_L \leq 1A$ . Applying this constraint to (20), the required inductor value can be determined:

$$\Delta i_L = \frac{V_o(1-D)T}{L} \leq 1A$$

with  $D_{min} = 0.29$ ,  $V_o = 5V$ , and  $T = 10\mu s$ , the above inequality gives  $L \geq 35.5\mu H$ . The inductor is fabricated using 13 turns of a  $20mm \times 0.15mm$  copper strip wound on a ferrite core ETD44 [14]. The chosen copper strip is able to handle the maximum inductor current which, regarding to (22), has the value  $I_{L,max} = 10.2A$ . The core outer legs have spacers inserted to create a gap length of approximately  $0.25mm$ . The complete inductor unit is measured to have the inductance of approximately  $66\mu H$ .

#### III.3. Output Capacitor Design

The output capacitor of the two-switch forward converter can be computed in the same way as a buck converter, using the following formula [5]:

$$C = \left( \frac{V_o}{\Delta v_o} \right) \frac{(1-D)T^2}{8L}$$

The output capacitor,  $C$ , can be computed if the desired ripple output voltage,  $\Delta v_o$ , is given. Here, the specification requires that  $\Delta v_o \leq 1\%$  of  $V_o$  or  $\Delta v_o \leq 0.05V$ . Applying this constraint to the above formula, the required capacitor value can be found:

$$\Delta v_o = \frac{V_o(1-D)T^2}{8LC} \leq 0.05V$$

with  $D_{min} = 0.29$ ,  $V_o = 5V$ ,  $L = 66\mu H$ , and  $T = 10\mu s$ , the above inequality yields  $C \geq 13.4\mu F$ .

In this design, the output capacitor of  $300\mu F$  are selected and realized by connecting three  $100\mu F/50V$  electrolytic capacitors in parallel. This parallel connection helps reduce an ESR of the output capacitor, and hence the ripple output voltage. In this case, the total ESR is approximately  $80m\Omega$ .

III.4. Transformer Design

Given  $n = 0.05$ , the number of turns of the primary and secondary windings are chosen as  $N_1 = 80$  turns and  $N_2 = 4$  turns. The transformer is constructed using a ferrite core EE42 [15]. The primary and secondary windings are concentrically wound on a center leg of the core, with the primary winding laid down first followed by the secondary winding. The primary winding uses 1xAWG26 copper wire and the secondary winding 9xAWG23 copper wire. The complete transformer unit is measured to have the magnetizing inductance of approximately  $10mH$ .

III.5. Selection of Power Switches and Diodes

As shown in Fig. 3, during turn-off,  $S_1$  and  $S_2$  have to block the input voltage. In this case, the maximum input voltage is  $V_{in,max} = 340V$ . During turn-on,  $S_1$  and  $S_2$  conduct the input current, whose peak value is  $I_{p,peak} = 0.61A$  as calculated from (25). Similarly, during turn-off,  $D_1$  and  $D_2$  are subjected to  $V_{in,max} = 340V$ . During turn-on, they conduct the magnetizing current which, according to (24), has the peak value  $I_{D,peak} = 0.1A$ . Meanwhile, on the secondary side,  $D_3$  and  $D_4$  are subjected to the secondary winding voltage,  $v_2$ , during turn-off. The maximum value of  $v_2$  is given by  $V_{2,max} = nV_{in,max} = 17V$ . During turn-on,  $D_3$  and  $D_4$  conduct the inductor current, whose maximum value is  $I_{L,max} = 10.2A$  as calculated from (22).

The selected power devices must be able to withstand the turn-off voltage, and safely conduct the expected maximum current during turn-on. In this design, the power MOSFET FQA24N50F (500V, 24A) is selected for  $S_1$  and  $S_2$ , the ultra-fast switching diode MUR460 (600V, 4A) for  $D_1$  and  $D_2$ , and the Schottky diode STPS30L60 (60V, 30A) for  $D_3$  and  $D_4$ .

IV. Control of Two-Switch Forward Converter

An output voltage of the two-switch forward converter is regulated by a PWM control shown in Fig. 4.

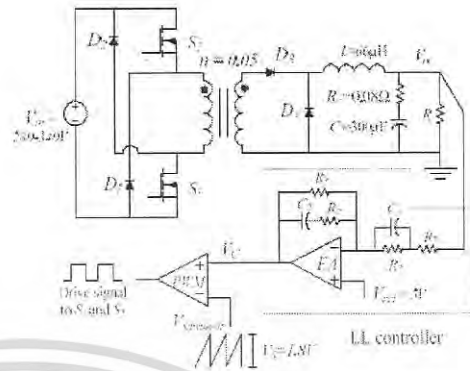


Fig. 4. Two-switch forward converter employing LL controller

The control circuit includes a Lead-Lag (LL) controller and a PWM comparator. The output voltage,  $V_o$ , is fed back to the LL controller, which generates the control signal,  $V_c$ , by amplifying the difference between the reference voltage,  $V_{ref}$ , and  $V_o$ . The control signal is then compared with the sawtooth signal,  $V_{sawtooth}$ , at the PWM comparator to produce the duty cycle signal,  $d$ , to drive  $S_1$  and  $S_2$  towards maintaining the constant output voltage. The LL controller dictates gain and phase of the control signal. The properly designed controller will result in a closed-loop converter having stable operation, good voltage regulation, and fast transient response.

In Fig. 4, since  $V_{ref}$  is set to 5V, therefore  $V_o$  will be regulated at 5V as well. The load resistance,  $R$ , can vary from  $5\Omega$  to  $0.5\Omega$ , resulting in the load current of 1A to 10A. In the figure,  $R_c = 0.08\Omega$  denotes the ESR of the output capacitor.

IV.1. Converter Control Block Diagram

A control system block diagram of the converter in Fig. 4 can be drawn as shown in Fig. 5 [16]. The power stage of the two-switch forward converter is represented by the three transfer functions:  $T_D(s)$ ,  $T_{TMS}(s)$ , and  $T_Z(s)$ , which are a small-signal duty cycle-to-output voltage, a small-signal input voltage-to-output voltage, and a small-signal output current-to-output voltage transfer functions respectively. The small-signal variables are denoted by the caret symbol (^).

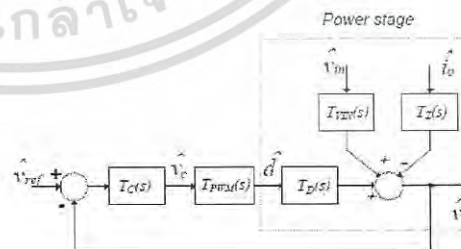


Fig. 5. Control block diagram of a two-switch forward converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The control stage of the two-switch forward converter includes  $T_C(s)$  and  $T_{PWM}(s)$ , which are small-signal transfer functions of the LL controller and PWM comparator respectively.

When designing the controller, the input voltage ( $\hat{v}_m$ ) and output current ( $\hat{i}_o$ ) are treated as the disturbances to the system, and thus can be ignored (i.e. set to zero). As a result,  $T_{ID}(s)$  and  $T_Z(s)$  are eliminated from Fig. 5, and the open-loop transfer function of the converter,  $T(s)$ , is defined as:

$$T(s) = T_C(s)T_{PWM}(s)T_D(s) = T_C(s)T_{plant}(s) \quad (26)$$

where  $T_{plant}(s) = T_{PWM}(s)T_D(s)$  is defined as a plant transfer function. Given that  $T_{plant}(s)$  is known, the controller can be designed by the frequency response method [17], which essentially involves placement of poles and zeros of  $T_C(s)$ , in such a way that the resulting open loop transfer function,  $T(s)$ , exhibits a high DC gain, rolls off with a slope of  $-20\text{dB/decade}$ , and crosses the unity gain (0dB) line at reasonably high frequencies.

The characteristics of  $T(s)$  are qualitatively related to time-domain performance of the converter.

The high DC gain indicates good output voltage regulation, the large crossover frequency (or bandwidth) is related to the fast output response, and the slope of  $-20\text{dB/decade}$  at the crossover frequency ensures the system will have an adequate phase margin, an indicator of good stability.

IV.2. Converter Transfer Functions

The duty cycle-to-output voltage transfer function,  $T_D(s)$ , can be derived using the State Space Averaging technique [18], [19] and is given by:

$$T_D(s) = \frac{v_c}{d} = \frac{nV_{in} \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (27)$$

where:

$$\omega_z = \frac{1}{R_c C}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \text{and} \quad Q = \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{R}{RR_c C - L} \right)$$

The small-signal transfer function of the PWM comparator,  $T_{PWM}(s)$ , is expressed as:

$$T_{PWM}(s) = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{1}{V_S} \quad (28)$$

where  $V_S$  is the amplitude of the sawtooth signal.

Multiplying (27) and (28), the plant transfer,  $T_{plant}(s)$ , is obtained as:

$$T_{plant}(s) = T_D(s)T_{PWM}(s) = \frac{nV_{in} \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{V_S \left(1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right)} \quad (29)$$

The transfer function of the LL controller is:

$$T_C(s) = K_{LL} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{z1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (30)$$

where:

$$K_{LL} = \frac{R_3}{R_1 + R_2}, \quad \omega_{z1} = \frac{1}{R_1 C_2}, \quad \omega_{z2} = \frac{1}{R_2 C_1},$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_2 (R_3 + R_4)} \quad \text{and} \quad \omega_{p2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}$$

As seen in (30), the LL controller has DC gain of  $K_{LL}$ , two poles at  $\omega_{p1}$  and  $\omega_{p2}$ , and two zeros at  $\omega_{z1}$  and  $\omega_{z2}$ .

In the controller design, the first pole will be placed at low frequencies to boost DC gain of the open-loop transfer function required for good output voltage regulation. The two zeros will be placed at  $\omega_0$  of the plant transfer function to cancel the effect of its double poles.

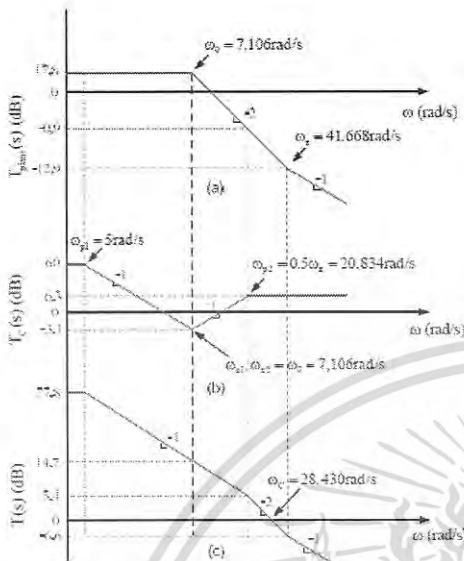
If not cancelled, these double poles would introduce a rapid phase lag into the system and cause instability.

The second pole will be placed at frequencies somewhere between  $\omega_0$  and  $\omega_z$  of the plant transfer function. The location of this pole determines the crossover frequency of the open-loop transfer function - the higher the frequency of this pole, the larger the crossover frequency. However, to prevent excessive high frequency noises, the crossover frequency is practically limited not to exceed one tenth of the converter's switching frequency.

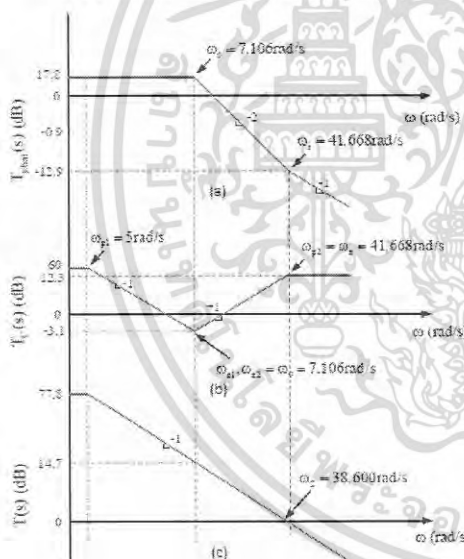
IV.3. Lead-Lag Controller Design

The converter is assumed to be operating under the minimum input voltage ( $V_{in,min}$ ) and maximum output current ( $I_{o,max}$ ) conditions. Substitution of  $V_{in,min} = 280\text{V}$ ,  $R_{onc} = 0.5\Omega$ ,  $L = 66\mu\text{H}$ ,  $C = 300\mu\text{H}$ ,  $R_c = 0.08\Omega$ ,  $n = 0.05$ , and  $V_S = 1.8\text{V}$  into (29) yields  $T_{plant}(s)$  having DC gain = 17.8dB,  $\omega_0 = 7.106\text{rad/s}$ ,  $\omega_z = 41.668\text{rad/s}$ , and  $Q = 0.9$ . Fig. 6(a) shows the asymptote Bode plot of  $T_{plant}(s)$ . The symbols +1, -1, and -2 on the Bode diagram represent the slopes of +20dB/decade, -20dB/decade, and -40dB/decade respectively. The LL controller is designed for two cases. In the first case, the controller parameters are set as follows:  $K_{LL} = 60\text{dB}$ ,  $\omega_{p1} = 5\text{rad/s}$ ,  $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_0 = 7.106\text{rad/s}$ , and  $\omega_{p2} = 0.5\omega_z = 20.834\text{rad/s}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Figs. 6. Asymptote Bode plots for the first design case.



Figs. 7. Asymptote Bode plots for the second design case.

Bode plots of the designed LL controller is shown in Fig. 6(b). Addition of the Bode plots in Figs. 6(a) and 6(b) gives the Bode plots of the open-loop transfer function in Fig. 6(c), which has the DC gain of 77.8dB and the crossover frequency,  $\omega_c$ , of 28.430rad/s. In the second design case, the controller parameters are kept unchanged from the first design (i.e.  $K_v = 60$ dB,  $\omega_{p1} =$

5rad/s,  $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_p = 7.106$ rad/s), except the second pole is being placed at  $\omega_{p2} = \omega_2 = 41.668$ rad/s. Bode plots of the second designed LL controller and the resulting open-loop transfer function are shown in Figs. 7(b) and 7(c) respectively. It can be seen that the crossover frequency has now increased to 38.600rad/s as compared with 28.430rad/s in the first design case. Because of the higher crossover frequency (i.e. larger bandwidth), the LL controller from the second design is expected to have a faster transient response.

Knowing the values of  $K_{LL}$ ,  $\omega_{p1}$ ,  $\omega_{z1}$ ,  $\omega_{z2}$ , and  $\omega_{p2}$ , the controller component values can be calculated from (30), yielding  $R_1 = 680\Omega$ ,  $R_2 = R_4 = 1.2k\Omega$ ,  $R_3 = 2M\Omega$ , and  $C_1 = C_2 = 0.1\mu F$  for the first design case, and  $R_1 = 270\Omega$ ,  $R_2 = R_4 = 1.2k\Omega$ ,  $R_3 = 1.5M\Omega$ , and  $C_1 = C_2 = 0.1\mu F$  for the second design case.

### V. Experimental Results

Based on the circuit schematic in Fig. 4, the prototype two-switch forward converter is constructed as shown in Fig. 8. In the prototype converter, the duty cycle signal generated by the PWM comparator is fed to  $S_1$  and  $S_2$  through the two separate gate drive circuits based on a pulse transformer.

Having a turn ratio equal to one, the pulse transformer provides galvanic isolation between the MOSFET gate and the control circuit.

Table I shows the converter's output voltage when the input voltage is set at minimum, nominal, maximum values and the load current varied from 2A to 10A.

It can be seen that the output voltage is maintained at around 5V throughout the converter's operating range. A voltage regulation, which is a measure of the converter ability to maintain its output voltage, is defined as:

$$V.R. = \frac{V_{o,max} - V_{o,min}}{V_{o,nom}} \cdot 100\%$$

where  $V_{o,max}$  and  $V_{o,min}$  are the maximum and minimum output voltages respectively. From the result in Table I, the output voltage regulation is calculated to be 0.22%.

Fig. 9 shows waveforms of the ripple output voltage,  $\Delta v_o$ . The measured  $\Delta v_o$  is about 27mV at the minimum load current, and 29mV (excluding switching noises) at the maximum load current. The ripple voltages on both loading conditions are within the specification which requires  $\Delta v_o \leq 1\%$  of  $V_o$ , or  $\Delta v_o \leq 50$ mV.

Fig. 10 depicts waveforms of the inductor current,  $i_L$ .

TABLE I  
MEASURED OUTPUT VOLTAGE

$i_o$	2A	4A	6A	8A	10A
$V_m = 280V_{dc}$	5.010	5.007	5.004	5.002	4.999
$V_m = 311V_{dc}$	5.010	5.007	5.005	5.002	4.999
$V_m = 342V_{dc}$	5.010	5.007	5.004	5.002	4.999

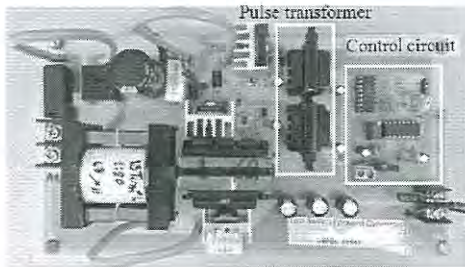


Fig. 8. Prototype two-switch forward converter

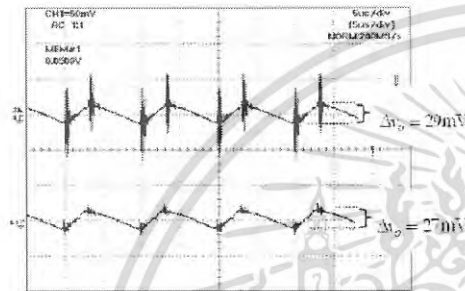


Fig. 9. Ripple output voltage,  $\Delta V_o$ , at  $I_o = 1A$  (lower trace) and  $I_o = 10A$  (upper trace), for both cases  $V_m = 310V$  (y-scale: 50mV/div; x-scale: 5μs/div)

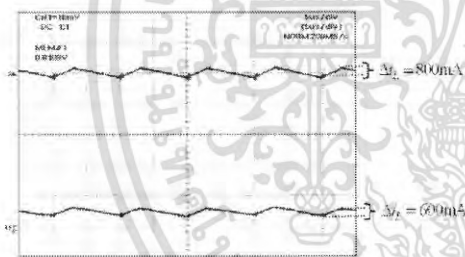


Fig. 10. Inductor current,  $i_L$ , at  $I_o = 1A$  (lower trace) and  $I_o = 10A$  (upper trace), for both cases  $V_m = 310V$  (y-scale: 2A/div; x-scale: 5μs/div)

The measured  $\Delta i_L$  is about 0.6A at the minimum load current, and 0.8A at the maximum load current. These values comply with the specification which requires  $\Delta i_L \leq 10\%$  of  $I_{o,max}$  or  $\Delta i_L \leq 1A$ .

Fig. 11 shows the voltage waveforms of  $S_1$  and  $D_1$ . The three sub-intervals in relation to the theoretical waveforms in Fig. 3, namely  $DT$ ,  $\Delta t$ , and  $\Delta t_1$ , are identified in the figure. In general, these measured voltage waveforms resemble their theoretical counterparts, except that the transition from the  $\Delta t$  to  $\Delta t_1$  intervals does not occur instantly as those in Fig. 3. The smooth transition observed in the actual waveforms is due to the resonance between  $L_m$  and the drain-source capacitances of the MOSFET switches [6].

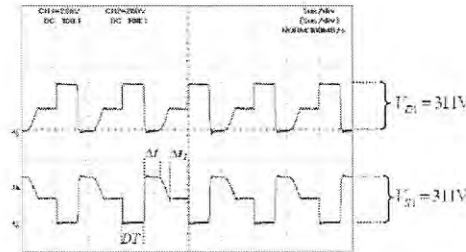


Fig. 11. Voltage across  $S_1$  (lower trace) and  $D_1$  (upper trace) at  $I_o = 10A$  and  $V_m = 310V$  (y-scale: 200V/div; x-scale: 5μs/div)

It can be seen in Fig. 11 that both  $S_1$  and  $D_1$  are subjected to the maximum voltage equal to the input voltage, which is 311V in this case. The voltage waveforms of  $S_2$  and  $D_2$  are not shown here as they are identical to those of  $S_1$  and  $D_1$ .

Fig. 12 shows the efficiency of the prototype converter which is a ratio of the measured output power to the measured input power. The converter achieves the highest efficiency of 86.5% at the maximum load current of 10A.

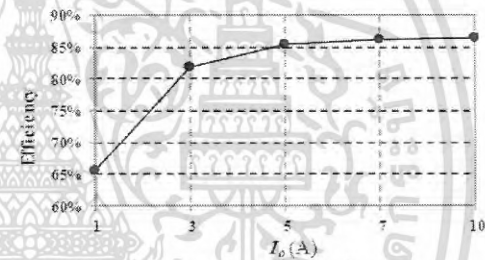


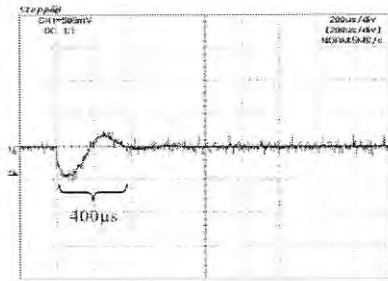
Fig. 12. Efficiency vs load current

The lowest efficiency occurs at the minimum load current as the converter's losses become a dominating factor when the output power is low.

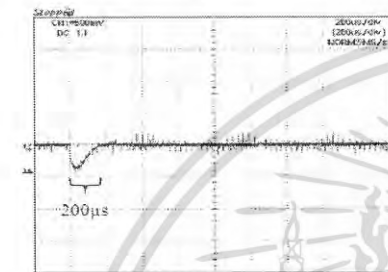
To verify the controller ability to regulate the output voltage under a transient condition, the prototype two-switch forward converter is subjected to a step load current change from 1A to 5A. Fig. 13(a) depicts the output voltage response given by the first design LL controller, which exhibits an overshoot and has a settling of approximately 400μs.

Fig. 13(b) shows the response given by the second design LL controller, which contains no voltage overshoot and has a settling of approximately 200μs. As predicted, the latter yields a faster transient response than the former, due to the larger system bandwidth. For comparison purposes, output voltage responses of the two-switch forward converter using the PI controllers are provided here in Figs. 14 [20].

The responses by the PI controllers display an underdamped characteristic with the settling of 1.4ms for  $K_{PI} = 1000$ , and 1ms for  $K_{PI} = 2000$ .

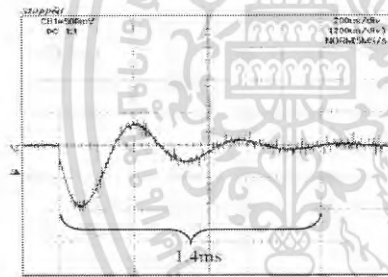


(a)

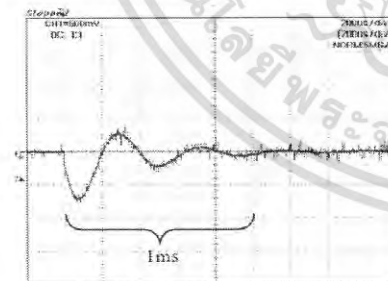


(b)

Figs. 13. Output voltage response of the converter. (a) first-design LL controller, and (b) second-design LL controller (y-scale: 500mV/div; x-scale: 200µs/div)



(a)



(b)

Figs. 14. Output voltage responses of the converter given by the PI controllers in [20]: (a)  $K_2=1000$  and (b)  $K_2=2000$  (y-scale: 500mV/div; x-scale: 200µs/div)

The LL controllers evidently outperform the PI controllers in terms of the response speed. The better performance arrives from that the LL controllers possesses one more pole and zero than the PI controllers.

These extra pairs are used to compensate the effect of the double poles (at  $\omega_0$ ) and zero (at  $\omega_z$ ) of the plant transfer function, allowing the converter to attain higher values of crossover frequency than what can be achieved by the PI controllers.

## VI. Conclusion

In this paper, a two-switch forward converter has been analyzed, designed, and implemented.

The analysis of the converter operating in CCM was divided into three sub-intervals, from which key voltage and current equations were derived and theoretical converter waveforms constructed. Based on the analytical results, calculation was performed to guide the selection of the inductor, output capacitor, transformer, and power switching devices. Next, a PWM feedback loop with a Lead-Lag (LL) controller was introduced to control the output voltage of the converter. Given that the plant model is known, the LL controller can be designed to yield the open loop transfer with the desirable frequency response.

The design essentially involves selection of gain and placement of poles and zeros of the LL controller to compensate for the undesirable effects of the double poles and zero of the plant transfer function.

This design principle can be easily visualized when performed on the Bode diagram. Experimental results shown that the prototype two-switch forward converter operates satisfactorily throughout its operating range (i.e.  $V_m = 280\text{V}-340\text{V}$  and  $I_o = 1\text{A}-10\text{A}$ ). Both the ripple output voltage and ripple inductor current were found to conform to the specification. The designed LL controller was capable of providing good output voltage regulation and fast transient response. Its superior performance over the PI controller was experimentally validated.

## References

- [1] F. D. Tan. The forward converter from the classic to the contemporary. *Applied Power Electronic Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, 2002, pp. 837-864.
- [2] B. Andreyev. Active clamp and reset technique enhances forward converter performance. *Texas Instrument Inc.*, 2001.
- [3] C. D. Bridge. Clamp voltage analysis for RCD forward converters. *Applied Power Electronic Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, 2000, pp. 959-965.
- [4] A. I. Pressman, K. Billings, and T. Morey. *Switching Power Supply Design* (McGraw-Hill Companies, 2009).
- [5] D. W. Hart. *Power Electronics* (McGraw-Hill Companies, 2011).
- [6] M. Chen, D. Xu, and M. Matsui. Study on magnetizing inductance of high frequency transformer in the two-transistor forward converter. *Power Conversion Conf. Proceedings*, vol. 2, April 2002, pp. 597-602.
- [7] B. Bell. Two-switch topology benefits forward and flyback power converters. *EDN Magazine*, September 2000, pp. 107-111.
- [8] E. Walker. Design review: a step-by-step approach to ac line-powered converters. *Texas Instrument Inc.*, 2005.
- [9] T. Sutto. 2 Switch-forward current mode converter. *Oh*

- Semiconductor Application Notes*, 2010. Publication order number: AND8373-D.
- [10] V.S.A.K. Chorangudi, *Analysis and design of pulse-width modulated two-switch forward dc-dc converter for universal laptop adaptor*. Master Thesis, Wright State University, 2011.
- [11] P. Zuk and S. Havanur, Two-switch forward converter: operation FOM and mosfet selection guide. *Vishay Silconix Application Notes*, 2014. Document number: 91616.
- [12] J. Xu, X. Cao, and Q. Luo, An improved two-transistor forward converter, *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, July 1999, pp. 225-228.
- [13] M. Prudk and P. Vorel, Advantages of using two-switch forward converter for high-voltage applications. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drive, Automation and Motion*, June 2012, pp.326-330.
- [14] Data sheet ETD 44/22/15 cores and accessories. EPCOS, 2006.
- [15] Data sheet E 42/21/15 E cores and accessories. ERROXCUBE, 2008.
- [16] R.W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., (Kluwer Academic Publishers, 2001).
- [17] B. C. Kuo and F. Golnaraghi, *Automatic Control Systems*, 8th ed., (John Wiley & Sons, 2002).
- [18] R. D. Middlebrook and S. Cuk, A general unified approach to modeling switching-converter power stages. *INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS*, vol. 42, June 1977, pp. 521-550.
- [19] P. Chrin, S. Traksnidit, S. Polmai, and C. Bunlaksananusorn, Improvement of output dynamic performance of an average current mode controlled Buck converter with a parallel controller. *International Power Electronics Conference (IPEC)*, June 2010, pp. 1916-1922.
- [20] V. Wuti, T. Kerdpol, and C. Bunlaksananusorn, Feedback compensator design for a two-switch forward converter. *IEEE International Conference on Electron Devices And Solid State Circuits*, 2012, pp. 1-4

### Authors' information




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



Virot Wuti received the B. Eng. in Industrial Technology and M. Eng. in Control Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Thailand, in 2001 and 2010 respectively. He is currently a researcher at the same university. His research interests are power electronics and switched mode converters.



Chanin Bunlaksananusorn 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 is power electronics.

**ECTI** Association Proceedings

Conference on Applications  
Research and Development

การประชุม การ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ครั้งที่ 7  
"รู้ค่าผลงานและสิ่งเชื่อมโยงเพื่อที่ วสุภาวธรรมที่ 21"

โครงการจัดตั้งคณะวิศวกรรมศาสตร์สมัยใหม่  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย

8-10 กรกฎาคม 2558  
ณ โรงแรมธรรมาภรต์ ธานี  
อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทความวิจัย

การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนานวัตกรรมยุคที่ 7

ECTI-CARD 2025, Trang, Thailand

การออกแบบและพัฒนางจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์  
Design and Development of a Two-switch Forward Converter

วีรจน์ วุฒิ อมต ทววงทด กวีวิษฐ์ ทิทธิวงษ์ ชรินทร์ บุญลักษณะานุสรณ์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 E-mail: kwirorn@mitil.ac.th

บทคัดย่อ

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นิยมใช้ทำเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ที่มีที่กักกำลังเอาต์พุตในย่านประมาณ 50W ถึง 300W วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมคือวงจรนำขั้วแปลงที่มีขดลวดเพิ่มชั้นอีกชุดหนึ่งสำหรับช่วยในการรีเซ็ตฟลักแม่เหล็กในแกนเหล็ก และการที่แรงดันจะเกิดแรงดันคร่อมสวิตช์กำลังที่มีค่าสูง ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขโดยวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (Two-switch forward converter) บทความนี้นำเสนอหลักการทำงาน และการออกแบบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ ความถูกต้องของการออกแบบจะถูกยืนยันโดยผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้น

คำสำคัญ: ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

Abstract

A forward converter is used extensively in a DC power supply with power ratings between 50W and 300W. The conventional forward converter requires a transformer having an extra winding to assist in magnetic core reset, and subjects its power switch to a high voltage. These shortcomings are eliminated in a two-switch forward converter. This article describes the operating principle and the design of a two-switch forward converter. Experimental results from the prototype converter are presented to validate the design.

1. บทนำ

วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter) นิยมใช้ทำเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ที่มีที่กักกำลังเอาต์พุตอยู่ในย่านประมาณ 50W ถึง 300W วงจรทำงานโดยหลักการ สวิตช์ที่ความถี่สูงและมีหม้อแปลงความถี่สูง ทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างด้านอินพุตและเอาต์พุต และช่วยกำหนดอัตราส่วนการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของแรงดันให้เป็นไปตามที่ต้องการ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter) แบบดั้งเดิม [1] ใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียวและมีหม้อแปลงแบบที่มี 3 ขดลวด โดยมีขดลวดปฐมภูมิ (Primary winding) เป็นด้านอินพุต และขดลวดทุติยภูมิ

(Secondary winding) เป็นด้านเอาต์พุต และขดลวดตติยภูมิ (Tertiary winding) ค่อยอนุกรมกับ ไดโอดทำหน้ารีเซ็ต (Reset) ฟลักแม่เหล็กในแกนเหล็กเพื่อป้องกันความอิ่มตัวของหม้อแปลง การที่ต้องใช้หม้อแปลงแบบสามขดลวดนี้ถือเป็นจุดด้อยข้อหนึ่งของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ประเภทนี้ เนื่องจากมีความยุ่งยากในการออกแบบและผลิต และมีราคาสูงกว่าหม้อแปลงแบบสองขดลวด ข้อเสียอีกข้อหนึ่งคือในช่วงเวลาที่สวิตช์หยุดนำกระแส จะเกิดแรงดันเหนี่ยวนำที่อินพุตร่วมกับแรงดันคร่อมขดลวดปฐมภูมิที่เกิดจากการทำงานของขดลวดตติยภูมิที่ขดลวดสวิตช์กำลังซึ่งอาจมีค่าสูงเป็นสองเท่าของแรงดันอินพุต ดังนั้นสวิตช์กำลังที่เลือกใช้จึงต้องมีที่กักการทนแรงดันที่สูงและราคาแพงเพื่อที่จะลดการใช้ขดลวด Tertiary และแรงดันคร่อมสวิตช์ที่มีค่าสูงนี้ จึงได้มีการพัฒนางจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคการรีเซ็ตแม่เหล็กแบบแคช

[2] วงจรหนึ่งที่น่าสนใจคือ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ (Two-switch forward converter) แสดงในรูปที่ 1 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์นี้จะไม่ใช้ขดลวด Tertiary การรีเซ็ตฟลักแม่เหล็กจะอาศัยการนำกระแสของไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  เพื่อคืนพลังงานที่สะสมในแกนเหล็กกลับเข้าสู่หม้อแปลงเอาต์พุต นอกจากนี้แรงดันคร่อมสวิตช์จะถูกจำกัดให้มีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตเท่านั้น อย่างไรก็ตามวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ต้องใช้สวิตช์กำลัง และ ไดโอดเพิ่มขึ้นอีกสองตัวซึ่งมีค่าเฉลี่ยเทียบกับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบเดิม บทความนี้นำเสนอหลักการการทำงานและการออกแบบวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ ความถูกต้องของการออกแบบจะถูกยืนยันโดยผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่สร้างขึ้น

2. หลักการทำงาน

ที่สภาวะคงตัว (Steady-state condition) ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ ที่ทำงานในโหมด CCM จะมีการทำงาน 3 สภาวะคือ

(1) เมื่อสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  นำกระแส (รูปที่ 2 (a)) ขดลวด Primary จะได้รับแรงดันอินพุต  $V_m$  ซึ่งผลให้ฟลักแม่เหล็กเพิ่มขึ้นในแกนหม้อแปลง ( $i_{Lm}$  มีค่าเพิ่มขึ้น) แรงดันเหนี่ยวนำทางด้าน Secondary ( $v_2$ ) ทำให้ไดโอด  $D_2$  อยู่ในสภาวะฟอร์เวิร์ดไบอัสเกิดการนำกระแสด้าน Secondary ไหลผ่านตัว  $L$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C$  และความต้านทานโหลด  $R$  พิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ  $L_m$  และ  $Z$  จะได้

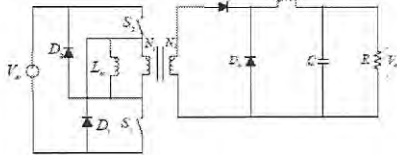


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

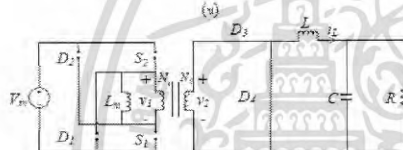
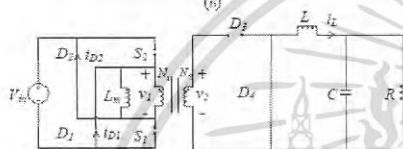
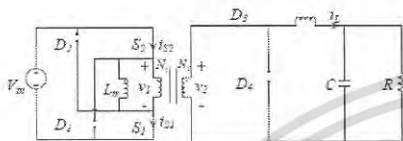
บทความวิจัย

การประจุมหาวิชาการ งานวิจัยและพัฒนานวัตกรรม ครั้งที่ 7

ECTI-CARD 2015, Trang, Thailand



รูปที่ 1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์



รูปที่ 2 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ ในหนึ่งคาบเวลาทวิขั้ว

$$(\Delta i_{Lm})_{ON} = \frac{V_L DT}{L_m} \quad (1)$$

$$(\Delta i_L)_{ON} = \left( \frac{N_2}{N_1} V_m - V_o \right) \frac{DT}{L} \quad (2)$$

เมื่อ  $(\Delta i_{Lm})_{ON}$  และ  $(\Delta i_L)_{ON}$  คือ กระแส  $i_{Lm}$  และ  $i_L$  ที่เพิ่มขึ้น  $D$  คือ ค่าเฉลี่ยของ  $S_1$  และ  $S_2$  และ  $T$  คือ คาบเวลาทวิขั้ว

$$i_m = i_{S1} = i_{S2} = \frac{N_2}{N_1} i_L = i_{Lm} \quad (3)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = 0 \quad (4)$$

$$v_{S1} = v_{S2} = 0 \quad (5)$$

$$v_{D1} = v_{D2} = V_m \quad (6)$$

(2) เมื่อสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  หยุดนำกระแส (รูปที่ 2 (ข)) ไลโคด  $D_1$  และ  $D_2$  จะนำกระแส ขดลวด Primary จะได้รับแรงดันอินพุตที่มีขั้วตรงข้ามกันจากเดิม ( $-V_m$ ) ส่งผลให้ฟลักแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงลดลง ( $i_{Lm}$  มีค่าลดลง) นั่นคือฟลักแม่เหล็กถูกรีเซ็ต โดยการทำงานของ  $D_1$  และ  $D_2$  แรงดันเหนี่ยวนำของขดลวด Secondary ( $v_2$ ) จะมีขั้วตรงข้ามจากเดิม ทำให้ไลโคด  $D_3$  อยู่ในสภาวะรีเวิร์สไบอัสและหยุดนำกระแส ในขณะที่กระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ยังคงไหลได้อย่างต่อเนื่องโดยผ่านไลโคด  $D_4$  ในสภาวะนี้ กระแส  $i_{Lm}$  จะไหลกลับมายังแหล่งจ่ายไฟโดยผ่านไลโคด  $D_1$  และ  $D_2$  พิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ  $L_m$  และ  $L$  จะได้

$$(\Delta i_{Lm})_{OFF} = -V_m \frac{\Delta t}{L_m} \quad (7)$$

$$(\Delta i_L)_{OFF} = -\frac{V_o \Delta t}{L} \quad (8)$$

เมื่อ  $(\Delta i_{Lm})_{OFF}$  และ  $(\Delta i_L)_{OFF}$  คือ กระแส  $i_{Lm}$  และ  $i_L$  ที่ลดลง  $\Delta t$  คือ ช่วงเวลาทวิขั้วแทนหม้อแปลง

สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรสามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_m = -i_{Lm} \quad (9)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{Lm} \quad (10)$$

$$v_{S1} = v_{S2} = V_m \quad (11)$$

$$v_{D1} = v_{D2} = 0 \quad (12)$$

(3) เมื่อสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  และไลโคด  $D_1$  และ  $D_2$  หยุดนำกระแส (รูปที่ 2 (ค)) ในช่วงเวลานี้แทนหม้อแปลงได้รีเซ็ตอย่างสมบูรณ์ ( $i_{Lm} = 0$ ) ทำให้แรงดันเหนี่ยวนำที่ขดลวด Primary และ Secondary มีค่าเป็นศูนย์ทางค้ำ Secondary กระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ยังคงลดลงอย่างต่อเนื่องโดยแยกไหลผ่านไลโคด  $D_3$  และ  $D_4$  นั่นคือ

$$(\Delta i_L)_{OFF1} = -\frac{V_o \Delta t_1}{L} \quad (13)$$

เมื่อ  $(\Delta i_L)_{OFF1}$  คือกระแส  $i_L$  ที่ลดลงในช่วงเวลา  $\Delta t_1$  โดย  $\Delta t_1 = (1-D)T - \Delta t$

สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรสามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_m = 0 \quad (14)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = 0 \quad (15)$$

$$v_{S1} = v_{S2} = \frac{V_m}{2} \quad (16)$$

$$v_{D1} = v_{D2} = \frac{V_o}{2} \quad (17)$$

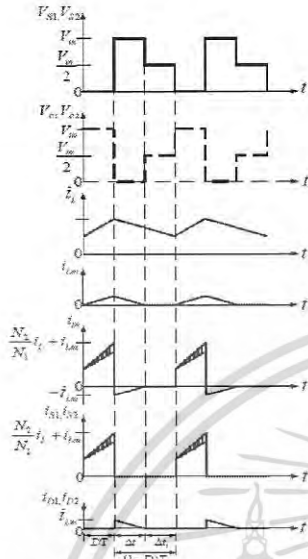
จากสมการที่ (1) ถึง (17) สามารถเขียนรูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ได้ดังรูปที่ 3



**บทความวิจัย**

การประชุมวิชาการ งานวิจัยและผลงานเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 7

7<sup>th</sup> ECTI-CARD 2015, Trang, Thailand



รูปที่ 3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรพอร์ไวร์ค้อนเวอร์เตอร์

**แบบสองสวิตช์**

ที่สภาวะคงตัวในหนึ่งคาบเวลาของสวิตช์ การเปลี่ยนแปลงของกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $L$  มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

$$(\Delta I_L)_{ON} + (\Delta I_L)_{OFF} + (\Delta I_L)_{OFF} = 0 \quad (18)$$

แทนค่าสมการที่ (2) (8) (13) ลงใน (18) จะได้

$$V_o = D \left( \frac{N_2}{N_1} \right) V_m \quad (19)$$

จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตขึ้นอยู่กับค่าตัวเหนี่ยวนำของสวิตช์ อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง และแรงดันอินพุต สมการแรงดันเอาต์พุตนี้เหมือนกับสมการของวงจรพอร์ไวร์ค้อนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมทุกประการ

**3 การออกแบบวงจร**

กำหนด Specification ของวงจรที่ต้องการออกแบบเป็นดังนี้  
 แรงดันอินพุต  $V_m = 280V - 340V$  (ได้จากกริดเฟสไฟร์แรงดันเฉลี่ย  $220V \pm 10\%$ ) แรงดันเอาต์พุต  $V_o = 5V$  ความถี่สวิตช์  $f = 100kHz$   
 กระแสเอาต์พุต  $I_o = 1.4 - 10.4$  ค่าความต้านทานโหลด  $R = 0.5\Omega - 5\Omega$  ริปเปิลแรงดันเอาต์พุต  $\Delta V_o < 1\%$  ของ  $V_o$  และ ริปเปิลกระแสตัวเหนี่ยวนำ  $\Delta I_L < 10\%$  ของ  $I_{o,max}$

การออกแบบสามารถสรุปเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

1. เลือกอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง ( $n$ )

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \left( \frac{1}{20} \right) = 0.05$$

หม้อแปลงสร้างโดยใช้แกนเฟอร์ไรท์ EE42 พัน  $N_1 = 65$  รอบ โดยใช้ลวดทองแดง AWG26 จำนวน 1 เส้น และ  $N_2 = 4$  รอบ โดยใช้ลวดทองแดง AWG23 จำนวน 9 เส้น วัสดุ Magnetizing inductance ทางด้าน Primary ได้  $L_m = 10mH$

2. คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ ( $D_{min}$ ) และ สูงสุด ( $D_{max}$ ) ของสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  โดยใช้สมการที่ (19)

$$D_{min} = \frac{V_o}{nV_{m,max}} = \frac{5}{0.05 \times 340} = 0.294$$

$$D_{max} = \frac{V_o}{nV_{m,min}} = \frac{5}{0.05 \times 280} = 0.357$$

3. คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จากสมการที่ (8) และ (13) และเงื่อนไข  $\Delta I_L < 10\%$  ของ  $I_{o,max}$  (หรือ  $\Delta I_L < 1.4$ )

$$\Delta I_L = (\Delta I_L)_{OFF} + (\Delta I_L)_{OFF} < 1.4$$

$$L > \frac{V_o(1-D_{min})}{\Delta I_L f} = \frac{5 \times (1-0.294)}{1 \times 100 \times 10^3} = 35.3 \mu H$$

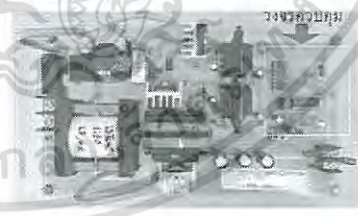
ในที่นี้เลือก  $L = 70 \mu H$  ตัวเหนี่ยวนำสร้างโดยใช้แกนเฟอร์ไรท์ ETD44 (ได้ Air gap ขนาด 0.25mm) พันด้วยแผ่นทองแดง (Copper strip) จำนวน 13 รอบ

4. คำนวณค่าประจุที่ทุกขั้วของตัวเหนี่ยวนำได้เช่นเดียวกับวงจรพอร์ไวร์ค้อนเวอร์เตอร์ [1] โดยใช้เงื่อนไข  $\Delta V_o < 1\%$  ของ  $V_o$  (หรือ  $\Delta V_o < 0.05V$ )

$$C > \left( \frac{V_o}{\Delta V_o} \right) \frac{(1-D_{min})}{8f^2 L} = \frac{1}{0.01} \times \frac{(1-0.294)}{8 \times (100 \times 10^3)^2 \times 70 \times 10^{-6}} = 12.6 \mu F$$

ในที่นี้เลือก  $C = 300 \mu F$  ตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นแบบ Electrolytic ขนาด  $100 \mu F$  (ESR = 0.05  $\Omega$ ) จำนวน 3 ตัวต่อขนานกัน

5. สวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  เลือกใช้ของพิกัดเบอร์ FQA243SE ซักแทนแรงดันสูงสุดได้ 500V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 24.4 โดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  เลือกใช้ไดโอด MUR460 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 600V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 4.4 โดโอด  $D_3$  และ  $D_4$  เลือกใช้ STPS30L60 ซึ่งทนแรงดันสูงสุดได้ 60V และกระแสเฉลี่ยสูงสุด 30.4 วงจรในแบบที่สร้างขึ้นแสดงในรูปที่ 4



รูปที่ 4 รูปถ่ายวงจรต้นแบบพอร์ไวร์ค้อนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**บทความวิจัย**

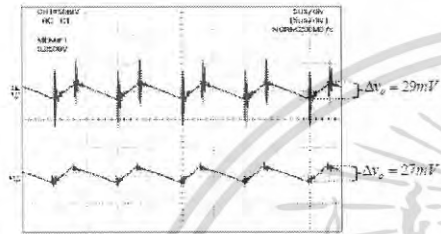
การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนานาซึ่งประยุกต์ ครั้งที่ 7

*ECTI-CARD 2015, Trang, Thailand*

**4 ผลการทดสอบวงจร**

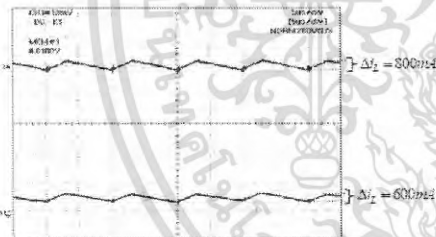
วงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นสามารถให้แรงดันคือโอเพนสวิตช์ 5V ตลอดย่านแรงดันอินพุท ( $V_{in} = 280V - 340V$ ) และกระแสโอเพนสวิตช์ ( $I_o = 1A - 10A$ ) แรงดันเอาพุทถูกควบคุมให้คงที่ โดยใช้จอร์ควบคุม UC3825

ผลการวัด ripple แรงดันเอาพุทแสดงในรูปที่ 5 จะเห็นว่า  $\Delta V_o$  มีค่าเท่ากับ 29mV (ไม่รวม Switching noise) ที่  $I_{o,max} = 10A$  และ 27mV ที่  $I_{o,max} = 1A$  ซึ่งทั้งสองกรณี  $\Delta V_o$  มีค่าน้อยกว่า 0.05V เป็นไปตาม Specification ที่กำหนด



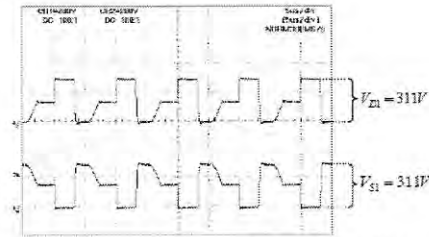
รูปที่ 5 รูปคลื่น ripple แรงดันเอาพุทที่  $I_{o,max} = 10A$  (รูปบน  $x: 5\mu s / div, y: 50mV / div$ ) และ  $I_{o,max} = 1A$  (รูปล่าง  $x: 5\mu s / div, y: 50mV / div$ ) เมื่อแรงดันอินพุท  $V_{in,DC} = 220V$

ผลการวัด ripple กระแสตัวเหนี่ยวนำ ( $i_L$ ) แสดงในรูปที่ 6 จะเห็นว่า  $\Delta i_L$  มีค่าเท่ากับ 800mA ในกรณีที่โหลดสูงสุดและ 600mA ในกรณีที่โหลดต่ำสุด ซึ่งทั้งสองกรณี  $\Delta i_L$  มีค่าน้อยกว่า 1A เป็นไปตาม Specification ที่กำหนด



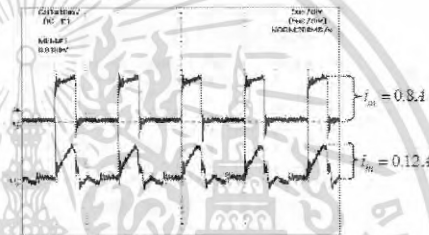
รูปที่ 6 รูปคลื่น ripple กระแสตัวเหนี่ยวนำที่  $I_{o,max} = 10A$  (รูปบน  $x: 5\mu s / div, y: 2A / div$ ) และ  $I_{o,max} = 1A$  (รูปล่าง  $x: 5\mu s / div, y: 2A / div$ ) เมื่อแรงดันอินพุท  $V_{in,DC} = 220V$

ผลการวัดแรงดันคร่อมไดโอด  $D_1$  และสวิตช์  $S_1$  แสดงในรูปที่ 7 จะเห็นว่าแรงดันคร่อมสวิตช์และ ไดโอดสูงสุดมีค่าเท่ากับ 311V



รูปที่ 7 รูปคลื่นแรงดันไดโอด  $D_1$  และสวิตช์  $S_1$  ที่  $I_{o,max} = 10A$  (รูปบน  $x: 5\mu s / div, y: 200V / div$ ) และ  $I_{o,max} = 1A$  (รูปล่าง  $x: 5\mu s / div, y: 200V / div$ ) เมื่อแรงดันอินพุท  $V_{in,DC} = 220V$

ผลการวัดกระแสอินพุท ( $i_m$ ) แสดงในรูปที่ 8 จะเห็นว่า  $i_m$  มีค่าเท่ากับ 0.8A ที่  $I_{o,max} = 10A$  และ 0.12A ที่  $I_{o,max} = 1A$



รูปที่ 8 รูปคลื่นกระแสอินพุทที่  $I_{o,max} = 10A$  (รูปบน  $x: 5\mu s / div, y: 0.5A / div$ ) และ  $I_{o,max} = 1A$  (รูปล่าง  $x: 5\mu s / div, y: 0.1A / div$ ) เมื่อแรงดันอินพุท  $V_{in,DC} = 220V$

**สรุป**

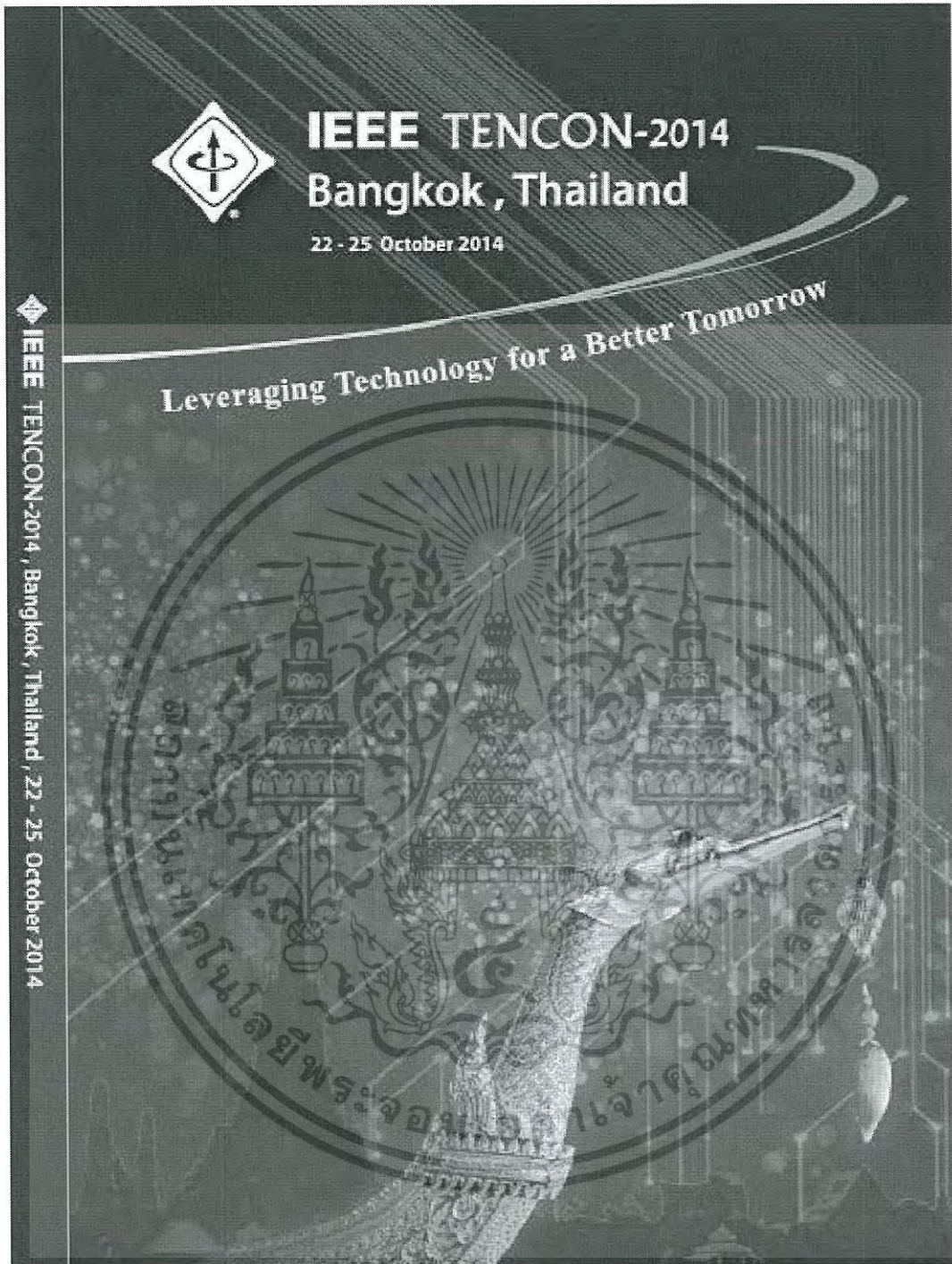
บทความนี้ได้อธิบายหลักการทำงานและ แสดงการออกแบบวงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์ ผลการทดสอบอินพุทวอร์จที่ออกแบบมีการทำงานเป็นไปตาม Specification ที่กำหนด รูปคลื่นต่างๆ ที่วัดได้จลวงจรต้นแบบจะใกล้เคียงกับรูปคลื่นทางทฤษฎีในรูปที่ 3 จุดเด่นของวงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์แบบสองสวิตช์คือแรงดันคร่อมสวิตช์และ ไดโอดทางด้านปฐมภูมิมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุทคั้งแสดงในรูปที่ 7 ซึ่งน้อยกว่าวงจรพอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น ๆ

**เอกสารอ้างอิง**

- [1] D. W. Hart, Introduction to Power Electronics, Prentice Hall Inc, 1997.
- [2] F. D Tan, "The forward converter: from the classic to the contemporary", Applied Power Electronic Conference, Vol. 2, pp. 857-864, 2002.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Improving Output Performance of a Two-Switch Forward Converter with a Lead-Lag Controller

V. Wuti and C. Bumlaksananusorn

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

Bangkok 10520, Thailand

E-mail: kbchanin@kmitl.ac.th

**Abstract**— This paper presents improvement of an output performance of a two-switch forward converter with a Lead-Lag (LL) controller. The controller design is illustrated and its ability to regulate the converter's output voltage is evaluated experimentally. It is revealed that the converter employing the LL controller can achieve a higher system bandwidth compared to that employing the Proportional-plus-Integral (PI) controller, therefore exhibiting a faster output voltage response.

**Keywords**—two-switch forward converter; PI controller; Lead-Lag controller; controller design

## I. INTRODUCTION

The desirable output performance of AC-DC and DC-DC converters are good voltage regulation and fast transient response to disturbances such as a step load or a step input voltage. To achieve these targets, the converters normally incorporate some forms of feedback control that work to maintain the constant output voltage against the disturbances. The commonly used feedback control methods are Voltage-Mode Control (VMC) and Current-Mode Control (CMC) [1]. In both control techniques, there exists a controller in the output voltage feedback loop. The converter's output performance largely depends on the type of the controller used and how well this controller has been designed. It is therefore vital that a suitable controller must be selected and appropriately designed in order to achieve the desired converter's performance.

Recently, a two-switch forward converter has received good attention from power converter designers and researchers. Main advantages of the converter over its single-switch counterparts are a lower voltage stress on the power semiconductor switches and a reduced turn-off switching noise. These benefits make a two-switch forward converter a good candidate in applications where the converter reliability is of concern. Existing literatures on a two-switch forward converter [2,3,4] had mainly focused on circuit analysis and design aspects. Recently, feedback controller design for a two-switch forward converter has been undertaken [5], wherein the design of a Proportional-plus-Integral (PI) controller to regulate the converter's output voltage was described. It was found that a well designed PI controller can

provide a reasonable output voltage response, when the converter is subjected to a step load change. In control design point of view, the PI controller is a compensator which has one pole (at the origin) and one zero, and is only effective in compensating the low frequency portions of the converter transfer function. As a result, the attainable crossover frequency (or bandwidth) of the converter is limited to the low frequency regions, causing a slow output voltage response. To further improve the output performance, the controller that has adequate numbers of poles and zeros to properly compensate the converter transfer function across the frequency range of interest should be used. In this paper, an adoption of a Lead-Lag (LL) controller to regulate an output voltage of a two-switch forward converter is proposed. The LL controller possesses two poles and two zeros. The extra pole and zero are used to extend the converter's crossover frequency (or bandwidth), thus increasing the output voltage response speed. The experimental measurements, which show the superior performance of the LL controller over the PI controller, are presented.

## II. TWO-SWITCH FORWARD CONVERTER

### A. Converter Operation

The two-switch forward converter is shown in Fig. 1. Steady-state operation of the converter operating in Continuous Conduction Mode (CCM) can be divided into three subintervals. Firstly, when the power MOSFET switches,  $M_1$  and  $M_2$ , are turned on (the diodes,  $D_1$  and  $D_2$ , turned off), the input voltage,  $V_m$ , is applied across the primary winding, causing magnetic flux to build up in the transformer core. The induced secondary voltage,  $v_s$ , forward biases the diode  $D_3$ , causing the secondary current to flow through the inductor to the output capacitor,  $C$ , and load resistance,  $R$ . Secondly,  $D_1$  and  $D_2$  are turned on ( $M_1$  and  $M_2$  turned off), the negative  $V_m$  is applied across the primary winding, causing magnetic flux in the transformer core to decrease. The secondary voltage,  $v_s$ , now reverses its polarity which causes  $D_3$  to stop conducting, while  $D_4$  is forward biased to allow the continuous flow of the inductor current,  $i_L$ . Lastly, when all  $M_1$ ,  $M_2$ , and  $D_1$ ,  $D_2$  are turned off, the transformer core has been completely demagnetized. On the secondary side,  $i_L$  continues to flow

through  $D_2$ . The next cycle repeats when  $M_1$  and  $M_2$  are turned on again.

In Fig. 1, the output voltage,  $v_o$ , is fed back to the LL controller, which generates the control signal,  $v_c$ , by amplifying the difference between the reference voltage,  $v_{ref}$ , and  $v_o$ . The control signal is then compared with the sawtooth signal,  $v_{saw}$ , at the PWM comparator to produce the duty cycle signal,  $d$ , to drive  $M_1$  and  $M_2$  towards maintaining the constant output voltage. The LL controller dictates gain and phase of the control signal. The properly designed controller will result in a closed-loop converter having stable operation, good voltage regulation, and fast transient response.

**B. Converter Model**

A control system block diagram of the converter in Fig. 1 can be drawn as shown in Fig. 2 [6]. The power stage of the two-switch forward converter is represented by the three transfer functions:  $T_D(s)$ ,  $T_{PWM}(s)$ , and  $T_Z(s)$ , which are a small-signal duty cycle-to-output voltage, a small-signal input voltage-to-output voltage, and a small-signal output current-to-output voltage transfer functions respectively. The control stage includes  $T_C(s)$  and  $T_{PWM}(s)$ , which are small-signal transfer functions of the LL controller and PWM comparator respectively.

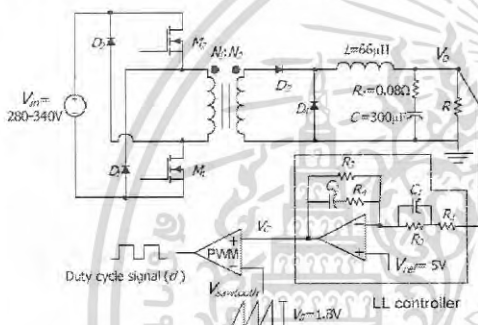


Fig. 1. Two-switch forward converter employing LL controller.

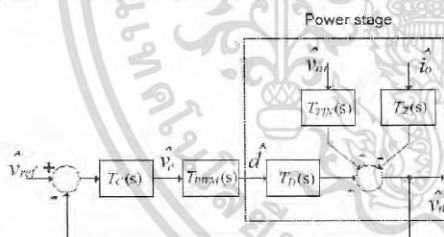


Fig. 2. Control block diagram of a two-switch forward converter.

When designing the controller, the input voltage ( $\hat{v}_m$ ) and output current ( $\hat{i}_o$ ) will be treated as the disturbances to the

system, and thus can be ignored (i.e. set to zero). As a result,  $T_{YZ}(s)$  and  $T_Z(s)$  are eliminated from Fig. 2, and the open-loop transfer function of the converter,  $T(s)$ , is defined as:

$$T(s) = T_c(s)T_{PWM}(s)T_D(s) = T_c(s)T_{plant}(s) \tag{1}$$

where  $T_{plant}(s) = T_{PWM}(s)T_D(s)$  is defined as a plant transfer function.

The small-signal duty cycle-to-output voltage transfer function,  $T_D(s)$ , is derived using State Space Averaging technique [6] and is given by:

$$T_D(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{nV_m(1 + \frac{s}{\omega_z})}{1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \tag{2}$$

where  $\omega_z = \frac{1}{R_o C}$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , and  $Q = \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{R}{RR_o C + L} \right)$ .  $R_o$  is the Equivalent Series Resistance (ESR) of the output capacitor,  $C$ , and  $n = \frac{N_2}{N_1}$  is the transformer's turn ratio.

The small-signal transfer function of the PWM comparator,  $T_{PWM}(s)$ , is expressed as:

$$T_{PWM}(s) = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{1}{V_s} \tag{3}$$

where  $V_s$  is an amplitude of the sawtooth signal.

Multiplying Eq. (2) and (3) yields the plant transfer,  $T_{plant}(s)$ :

$$T_{plant}(s) = T_D(s)T_{PWM}(s) = \frac{nV_m(1 + \frac{s}{\omega_z})}{V_s \left( 1 + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 \right)} \tag{4}$$

The transfer function of the LL controller is given by:

$$T_c(s) = K_{LL} \frac{\left( 1 + \frac{s}{\omega_{z1}} \right) \left( 1 + \frac{s}{\omega_{z2}} \right)}{\left( 1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left( 1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)} \tag{5}$$

where  $K_{LL} = \frac{R_o}{R_o + R_c}$ ,  $\omega_{z1} = \frac{1}{R_o C_2}$ ,  $\omega_{z2} = \frac{1}{R_c C_1}$ ,  $\omega_{p1} = \frac{1}{C_2(R_o + R_c)}$ , and  $\omega_{p2} = \frac{R_o + R_c}{R_o R_c C_1}$ . As seen in Eq. (5).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the LL controller has DC gain of  $K_{LL}$ , two poles at  $\omega_{p1}$  and  $\omega_{p2}$ , and two zeros at  $\omega_{z1}$  and  $\omega_{z2}$ . In the design process, the first pole will be placed at low frequencies to boost DC gain of the open-loop transfer function,  $T(s)$ , required for good output voltage regulation. The two zeros will be placed at  $\omega_b$  of the plant transfer function,  $T_{plant}(s)$ , to cancel the effect of its double poles. If not cancelled, these double poles would introduce a rapid phase lag into the system and cause instability. The second pole will be placed at frequencies somewhere between  $\omega_b$  and  $\omega_c$  of the plant transfer function. The location of this pole determines the crossover frequency of the open-loop transfer function - the higher the frequency of this pole, the larger the crossover frequency. However, to prevent excessive high frequency noises, the crossover frequency is practically limited to not exceed one tenth of the converter's switching frequency [6].

### III. LEAD-LAG CONTROLLER DESIGN

The two-switch forward converter in Fig. 1 has the following circuit parameters:  $L = 66\mu\text{H}$ ,  $C = 300\mu\text{F}$ ,  $R = 0.08\Omega$ ,  $n = N_2/N_1 = 0.05$ , and  $R = 0.5\Omega$  to  $5\Omega$ . The amplitude of the sawtooth signal,  $V_s$ , is 1.8V. The switching frequency of the power MOSFETs is 100kHz. Rectified from a  $220\pm 10\%$  AC voltage, the DC input voltage,  $V_m$ , can vary between 280V and 340V. The desired output voltage,  $V_o$ , is 5V and the output current,  $I_o$ , can vary from 1A to 10A.

The converter is assumed to be operating under the minimum input voltage and maximum output current conditions, i.e.  $V_m = 280\text{V}$  and  $R = 0.5\Omega$ . Substitution of the relevant circuit parameters into Eq. (4) yields  $T_{plant}(s)$  having the DC gain,  $\omega_b$ ,  $\omega_c$  and Q of 17.8dB, 7106rad/s, 41.668rad/s and 0.9 respectively. Fig. 3(a) shows the asymptote Bode plot of  $T_{plant}(s)$ . Note that the symbols -1, -1, and -2 on the Bode diagram represent the slopes of +20dB/decade, -20dB/decade, and -40dB/decade respectively. Moreover, the x- and y- scales of all the plots are exaggerated to ease visualization, not based on correct scaling.

The LL controller is designed for two cases. In the first case, the controller parameters are set as follows:  $K_{LL} = 60\text{dB}$ ,  $\omega_{p1} = 5\text{rad/s}$ ,  $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_b = 7106\text{rad/s}$ , and  $\omega_{p2} = 0.5\omega_c = 20834\text{rad/s}$ . Bode plots of the designed LL controller is shown in Fig. 3(b). Addition of the Bode diagrams in Fig. 3(a) and 3(b) gives the open-loop transfer function,  $T(s)$ , in Fig. 3(c), which has the DC gain of 77.8dB and the crossover frequency,  $\omega_c$ , of 28.430rad/s. In the second design case, the controller parameters remains unchanged from the first one (i.e.  $K_{LL} = 60\text{dB}$ ,  $\omega_{p1} = 5\text{rad/s}$ ,  $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_b = 71075\text{rad/s}$ ), except the second pole is being placed at  $\omega_{p2} = \omega_c = 41.668\text{rad/s}$ . Bode plots of the LL controller and the resulting open-loop transfer function for the second design case are shown in Fig. 4(b) and 4(c) respectively. It can be seen that the crossover frequency is

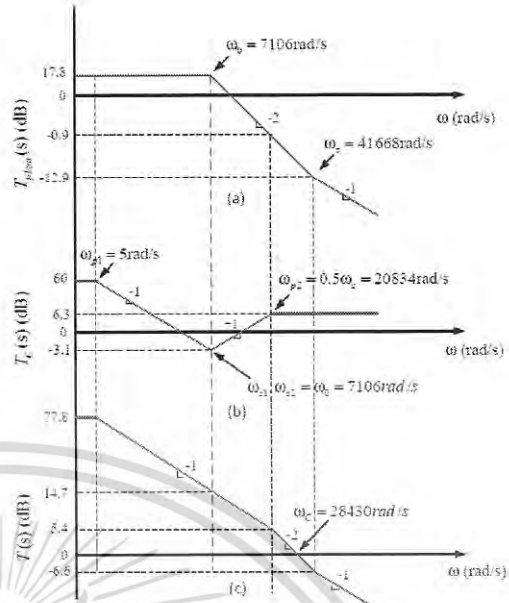


Fig. 3. Asymptote Bode plots for the first design case.

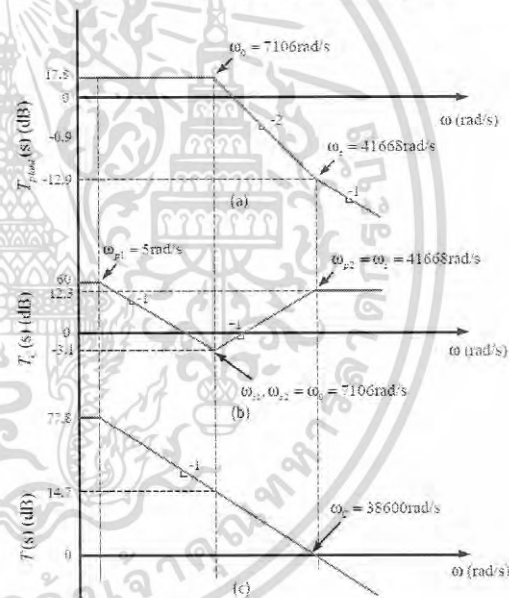


Fig. 4. Asymptote Bode plots for the second design case.

now increased to 38.600rad/s as compared with 28.430rad/s in the first design case. Because of the higher crossover

frequency (i.e. larger bandwidth), the LL controller from the second design is expected to have a faster transient response.

Knowing the values of  $K_{LL}$ ,  $\omega_{p1}$ ,  $\omega_{p2}$ ,  $\omega_{z1}$ , and  $\omega_{z2}$  the controller component values can be calculated, yielding  $R_1 = 680\Omega$ ,  $R_2 = R_7 = 1.2k\Omega$ ,  $R_3 = 2M\Omega$ , and  $C_1 = C_2 = 0.1\mu F$  for the former case, and  $R_1 = 270\Omega$ ,  $R_2 = R_4 = 1.2k\Omega$ ,  $R_3 = 1.5M\Omega$ , and  $C_1 = C_2 = 0.1\mu F$  for the latter design case.

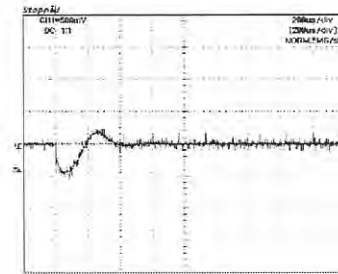
#### IV. EXPERIMENTAL VERIFICATION

The two-switch forward converter in Fig. 1 was designed and implemented. To verify the controller ability in output voltage regulation, the converter was subjected to a step load current change from 1A to 5A and the output voltage response measured. Fig. 5(a) depicts the response given by the first LL controller, which exhibits an overshoot and has a settling of approximately 400 $\mu s$ . Fig. 5(b) shows the response given by the second LL controller, which contains no voltage overshoot and has a settling of approximately 200 $\mu s$ . As predicted, the latter yields a faster transient response than the former, due to the larger system bandwidth.

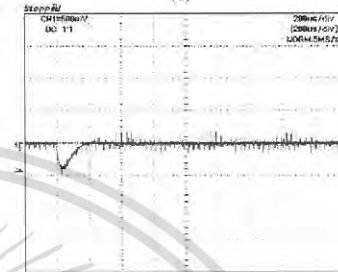
For comparison purposes, output voltage responses of a two-switch forward converter regulated by PI controllers in paper [5] are provided in Fig. 6. The responses by the PI controllers display an underdamped characteristic with the settling of 1.4ms for  $K_{PI} = 1000$ , and 1ms for  $K_{PI} = 2000$ . The LL controllers evidently outperform the PI controllers in terms of the response speed. The better performance arises from that the LL controllers possess one more pole and zero than the PI controllers. These extra pairs are used to compensate the effect of the double poles (at  $\omega_p$ ) and zero (at  $\omega_z$ ) of the converter transfer function, allowing the converter to attain higher values of crossover frequency than what can be achieved by the PI controllers.

#### V. CONCLUSION

This paper has presented output performance improvement of a two-switch forward converter with a Lead-Lag controller. The design of the LL controller involves selection of gain and placement of poles and zeros to compensate for the undesirable effects of the double poles and zero of the converter transfer function. It was experimentally shown that the designed LL controller, which yields a larger system crossover frequency or bandwidth, exhibits a faster output response. Experimental results showing the superior performance of the LL controller over the PI controller were also given.

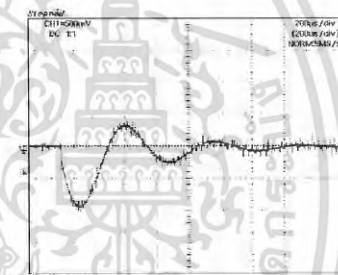


(a)

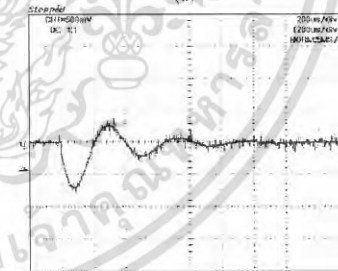


(b)

Fig. 5 Output voltage response of the converter given by the LL controller: (a) first design case, (b) second design case.



(a)



(b)

Fig. 6 Output voltage response of the converter given by the PI controllers in paper [5]: (a)  $K_{PI}=1000$ , (b)  $K_{PI}=2000$ .

## REFERENCES

- [1] A. I. Pressman, *Switching power supply design*, 2nd ed., McGraw-Hill Inc., 1999.
- [2] T. Sutto, "2 switch-forward current mode converter", ON Semiconductor application notes, March 2010.
- [3] M. Chen, D. Xu, and M. Matsui, "Study on magnetizing inductance of high frequency transformer in the two-transistor forward converter", *Power Conversion Conf. Proceedings*, Vol. 2, April 2002, pp. 597-602.
- [4] B. Bell, "Two-switch topology benefits forward and flyback power converters", *EDN Magazine*, September 2000, pp. 107-111.
- [5] V. Wuti, T. kerdpol, and C. Bunlaksananusom, "Feedback compensator design for a two-switch forward converter", *IEEE Int. Conf. on Electron Devices and Solid State Circuit*, December 2012, pp. 1-4.
- [6] R.W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers, 2001.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## EDSSC2012

*The 8<sup>th</sup>  
IEEE International Conference  
on Electron Devices and Solid-State Circuits*

### Conference Proceedings

- Message
- Committee
- Technical Program
- Venue Map



December 3-5, 2012  
*The Maha Chulalongkorn Lecture Hall  
Chulalongkorn University, Bangkok, Thailand*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Feedback Compensator Design for a Two-Switch Forward Converter

V. Wuti, T. Kerdpol, and C. Bunlaksananusorn  
Faculty of Engineering,  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
Bangkok 10520, Thailand  
kbchanin@kmitl.ac.th

**Abstract**—Advantages of a two-switch forward converter over its single-switch counterpart are that it operates with reduced voltage stress on power semiconductor switches and does not require a transformer with a reset winding. The lower stress on the switching devices leads to increased reliability and, without the reset windings, the transformer production is simplified. In this paper, feedback compensator design for a two-switch forward converter is presented. A Proportional-plus-Integral (PI) compensator is chosen for its simplicity. Experimental results confirm that the properly designed PI compensator is capable of providing the satisfying output voltage regulation and transient response.

**Keywords**—switched mode power supplies; forward converter; feedback compensation

## I. INTRODUCTION

A two-switch forward converter [1] has many advantages over a conventional forward converter. It operates with reduced voltage stress on power semiconductor switches and does not require a transformer with a reset winding, simplifying the transformer design and production. Moreover, a turn-off voltage spike imposed on the power switches is less severe in this two-switch topology, as the circuit arrangement provides a path for the transformer's leakage inductance to release its stored energy to the input source. All these distinctive features make the two-switch forward converter attractive and replace the conventional forward converter in many applications. The desirable performance of any converter is good output voltage regulation and fast transient response to disturbances such as a step load or a step input voltage. These targets can be attained by feedback control of a converter's output voltage. A compensator is usually included in this feedback loop to adjust gain and phase of a control signal. This compensated control signal, when compared with a constant-frequency sawtooth signal, generates a pulse-width-modulated (PWM) gate signal that drives the converter towards maintaining the constant output voltage. Output voltage regulation and transient characteristics are largely dependent on the type of compensators used and how well it has been designed [2].

Existing literatures of a two-switch forward converter [1,3,4] had mainly focused on the circuit operation and design. This paper presents feedback compensator design for a two-switch forward converter. The design is illustrated using a PI compensator chosen for its simplicity. Experimental results

confirm that the properly designed PI compensator is capable of providing the satisfying output voltage regulation and transient response.

## II. TWO-SWITCH FORWARD CONVERTER

In Continuous Conduction Mode (CCM), the steady-state operation of the two-switch forward converter in Fig. 1 can be divided into three stages as follows:

When  $M_1$  and  $M_2$  are turned on (Fig. 2(a)), the input voltage,  $V_{in}$ , is applied across the primary winding, causing magnetic flux to build up in the transformer core, i.e. the magnetizing current,  $i_{m1}$ , is increasing. The induced secondary voltage,  $v_2$ , forward biases the diode  $D_2$ . The secondary current flows through the inductor to the output capacitor (C) and load resistance (R). The primary current,  $i_{m1}$ , is made up of two current components,  $i_{Lm}$ , and the inductor current reflected to the primary,  $i_L$ .

When  $M_1$  and  $M_2$  are turned off, i.e.  $D_1$  and  $D_2$  are turned on (Fig. 2(b)), the negative  $V_{in}$  is applied across the primary winding, resetting magnetic flux in the transformer core and causing  $i_{m1}$  to decrease. The polarity reversal of  $v_2$  reverse biases  $D_2$ , while  $D_1$  is forward biased to allow the continuous flow of  $i_L$ . The primary current,  $i_{m1}$ , is equal, but opposite, to the demagnetizing current,  $i_{Lm}$ .

When both  $M_1$  and  $M_2$  and  $D_1$  and  $D_2$  are turned off (Fig. 2(c)), the transformer core has been completely demagnetized, i.e.  $i_{Lm}$  is equal to zero. On the secondary,  $i_L$  continues flowing through  $D_1$ .

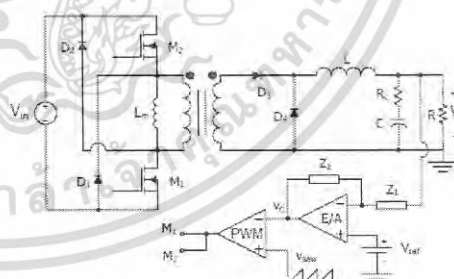


Figure 1. Two-switch forward converter.

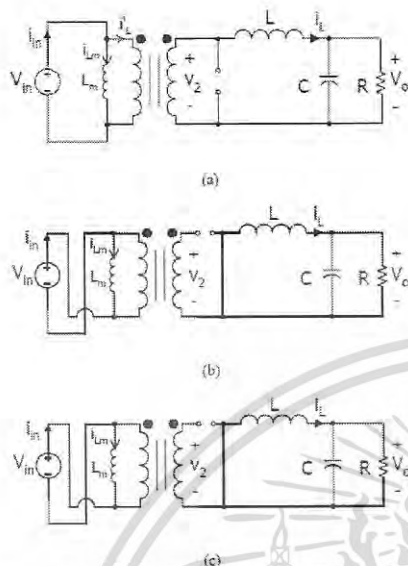


Figure 2. Two-switch forward converter: (a) when  $M_1$  and  $M_2$  are on, (b) when  $D_1$  and  $D_2$  are on, and (c) when  $M_1$ - $M_2$  and  $D_1$ - $D_2$  are off.

From the above operation, the magnetic core is demagnetized by the conduction of  $D_1$  and  $D_2$  which applied the negative voltage to the primary. This flux reset scheme not only eliminates a need of the tertiary winding, but also reduces voltage stress on the power MOSFET switches ( $M_1$  and  $M_2$ ) to half of that in the conventional forward converter. The circuit on the secondary operates in a similar manner to a buck converter. Therefore, the output voltage is DC with a small switching ripple. In CCM, the relationship between the input and output voltages is given by:

$$\frac{V_o}{V_m} = nD \quad (1)$$

where  $n$  is a secondary-to-primary turn ratio and  $D$  is a duty cycle of  $M_1$  and  $M_2$ .

As seen in Fig. 1, the output voltage is regulated to a desirable value by feedback control. The control signal,  $V_c$ , is generated by amplifying the difference between the reference voltage,  $V_{ref}$ , and sensed output voltage. It is then compared with the sawtooth signal,  $V_{saw}$ , at the PWM comparator to produce the duty-cycle signal that drives  $M_1$  and  $M_2$  towards maintaining the constant output voltage. The feedback compensator represented by  $Z_1$  and  $Z_2$  dictates gain and phase of the control signal. The properly designed compensator can result in a closed-loop converter having stable operation, good voltage regulation, and fast transient response.

### III. OVERVIEW OF COMPENSATOR DESIGN

A control block diagram of the two-switch forward converter in Fig. 1 can be drawn as shown in Fig. 3 [2].

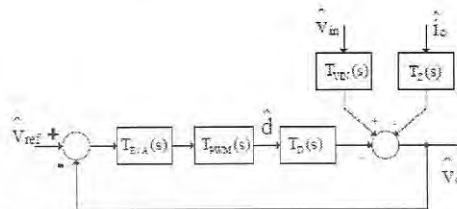


Figure 3. Two-switch forward converter control block diagram.

An output voltage variation ( $\hat{v}_o$ ) is dependent on variations in a duty cycle ( $\hat{d}$ ), input voltage ( $\hat{v}_m$ ), and load current ( $\hat{i}_o$ ), which can be expressed as

$$\hat{v}_o = T_D(s)\hat{d} + T_{EV}(s)\hat{v}_m + T_L(s)\hat{i}_o \quad (2)$$

where  $T_D(s)$ ,  $T_{EV}(s)$ , and  $T_L(s)$  represent a small-signal duty cycle-to-output voltage transfer function, a small-signal input voltage-to-output voltage transfer function, and an output impedance transfer function respectively. The variables  $\hat{v}_m$  and  $\hat{i}_o$  are treated as being disturbances to the system and can be ignored (i.e. set to zero) when designing the compensator. As a result, an open loop transfer function of the converter,  $T(s)$ , is defined as:

$$T(s) = T_{EA}(s)T_{PWM}(s)T_D(s) \quad (3)$$

where  $T_{EA}(s)$  and  $T_{PWM}(s)$  are the transfer functions of the compensator and PWM comparator respectively. It can be shown that by designing  $T_{EA}(s)$  to make  $T(s)$  sufficiently large in magnitude, output voltage regulation of the converter can be improved and, at the same time, the effects of the input voltage and load current variations on the output voltage are reduced. Nonetheless, the large  $T(s)$  tends to cause damped oscillation in the output response and, if too large, it can cause instability. Hence, the main objective of the  $T_{EA}(s)$  design is to reach compromise between good output performance and stability.

The compensator can be designed by the frequency response method [5], which essentially involves placement of poles and zeros of  $T_{EA}(s)$ , in such a way that the resulting open loop transfer function,  $T(s)$ , exhibits the high DC gain, rolls off with a slope of  $-20\text{dB/decade}$ , and crosses the unity gain (0dB) line at reasonably high frequencies. The characteristics of  $T(s)$  are qualitatively related to time-domain performances of the converter. The high DC gain indicates good output voltage regulation, the large crossover frequency (or bandwidth) is akin to the fast output response, and the slope of  $-20\text{dB/decade}$  at the crossover frequency ensures the

system will have an adequate phase margin, an indicator of good stability.

#### IV. CONVERTER TRANSFER FUNCTIONS

The two-switch forward converter is the topology derived from a buck converter. It hence possesses the same form of duty cycle-to-output voltage transfer function,  $T_D(s)$ , as the buck converter, with the gain lowered by the transformer's turn ratio.

$$T_D(s) = \frac{\hat{v}_e(s)}{d(s)} = \frac{nV_m (1 + \frac{s}{\omega_z})}{1 + \left( \frac{s}{Q\omega_0} \right) + \left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2} \quad (4)$$

where  $\omega_z = \frac{1}{R_2 C}$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,  $Q = \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{R}{RR_2 C + L} \right)$ . The transfer function is composed of double poles at  $\omega_0$  and a zero at  $\omega_z$ .

The PWM comparator transfer function,  $T_{PWM}(s)$ , is expressed by [2]:

$$T_{PWM}(s) = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{v}_e(s)} = \frac{1}{V_s} \quad (5)$$

where  $V_s$  is an amplitude of the sawtooth signal. Multiplying (4) and (5) yields the transfer function  $T_D(s)T_{PWM}(s)$ :

$$T_D(s)T_{PWM}(s) = \frac{\frac{nV_m}{V_s} (1 + \frac{s}{\omega_z})}{1 + \left( \frac{s}{Q\omega_0} \right) + \left( \frac{s}{\omega_0} \right)^2} \quad (6)$$

The PI compensator in Fig. 4 is chosen to compensate the feedback loop and its transfer function is expressed by

$$T_{E/A}(s) = \frac{K_{PI} (1 + \frac{s}{\omega_{z,PI}})}{s} \quad (7)$$

where  $K_{PI} = 1/C_1 R_1$ ,  $\omega_{z,PI} = 1/R_2 C_1$ ,  $T_{E/A}(s)$  has a pole at origin and a zero at  $\omega_{z,PI}$ . In the design process,  $\omega_{z,PI}$  must be placed below  $\omega_0$  of  $T_D(s)T_{PWM}(s)$ , otherwise a phase lag due to the pole at origin of the PI compensator and that due to the double poles at  $\omega_0$  of  $T_D(s)T_{PWM}(s)$  will combine and potentially cause instability. Hence, the crossover frequency of the open-loop transfer function in (3) must be less than  $\omega_0$  of  $T_D(s)T_{PWM}(s)$ .  $K_{PI}$  controls the gain of the PI compensator. Large  $K_{PI}$  will increase a speed of the output voltage response but, if too large, the system will become unstable.

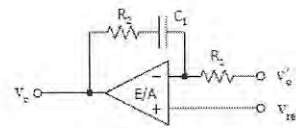


Figure 4. PI compensator

#### V. COMPENSATOR DESIGN

The two-switch forward converter has the following circuit values:  $L = 66\mu\text{H}$ ,  $C = 300\mu\text{F}$ ,  $n = 0.05$ ,  $R_c = 0.083\Omega$ , and  $R = 0.5$  to  $5\Omega$ . The switching frequency is  $100\text{kHz}$ . The DC input voltage,  $V_m$ , in Fig. 1 is obtained by rectifying the AC main supply of  $220\text{V} \pm 10\%$ ; hence  $V_m$  is ranging from  $280\text{V}$  to  $342\text{V}$ . The output voltage is fed back and regulated to  $5\text{V}$  by the control IC UC3825 [6]. The compensator's circuit components, comprising  $R_1$ ,  $R_2$  and  $C_1$ , is connected around the error amplifier (E/A), which is accessible through pins 1 (an inverting input), 2 (a non-inverting input), and 3 (an output) of the IC. The PWM comparator and sawtooth signal generator are both internal to the IC. The amplitude of the sawtooth signal,  $V_s$ , is  $1.8\text{V}$ .

In designing the compensator, the converter is assumed to be operating under the minimum input voltage and maximum output current condition, i.e.  $V_m = 280\text{V}$  and  $R = 0.5\Omega$ . Substituting all the relevant parameters into (6), the DC gain,  $\omega_0$ , and  $\omega_z$  of the transfer function  $T_D(s)T_{PWM}(s)$  are found to be  $-8.9\text{dB}$ ,  $7.107\text{rad/sec}$ , and  $40.210\text{rad/sec}$  respectively. The PI compensator in (7) is designed for two different values of gain, i.e.  $K_{PI} = 1000$  and  $K_{PI} = 2000$ . In both cases, the zero  $\omega_{z,PI}$  of the PI compensator is placed at the frequency  $0.4\omega_0$  or  $2850\text{rad/sec}$ . For  $K_{PI} = 1000$ , component values of the compensator in Fig. 4 are:  $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 3.3\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = 0.1\mu\text{F}$ , and for  $K_{PI} = 2000$  the component values are:  $R_1 = 5\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 3.3\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = 0.1\mu\text{F}$ .

Bode plots of the converter's open-loop transfer function are shown in Fig. 5. The compensator with the gain  $K_{PI} = 2000$  results in the open-loop transfer function having higher gain and bandwidth ( $700\text{rad/s}$  for  $K_{PI} = 2000$  versus  $400\text{rad/s}$  for  $K_{PI} = 1000$ ). Thus, it is expected to have better voltage regulation and faster transient response than when  $K_{PI} = 1000$ .

#### VI. EXPERIMENTAL VERIFICATION

The two-switch forward converter was prototyped with the designed PI compensator being used in the feedback loop. Its output voltage was measured under a varying input voltage and load current. The result is presented in Tables 1 and 2 for  $K_{PI} = 1000$  and  $K_{PI} = 2000$  respectively. As seen in the tables, the output voltage is regulated to around  $5\text{V}$  despite the changing input voltage and load current. At a given input voltage, when the load current increases from minimum to maximum, the output voltage drops only  $0.013\text{V}$  for  $K_{PI} = 1000$  and  $0.012\text{V}$  for  $K_{PI} = 2000$ . The reason for good output voltage regulation can be explained through the closed-loop small-signal input voltage-to-output voltage transfer function (or audio-susceptibility) and output current-to-output voltage transfer

function (or output impedance) derived from Fig. 5 and are given in (8) and (9) respectively.

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_{in}} = \frac{T_{VPI}(s)}{1+T(s)} \quad (8)$$

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{i}_o} = \frac{T_Z(s)}{1+T(s)} \quad (9)$$

At steady state ( $s=0$ ), the gain of  $T(s)$  is theoretically infinite due to the pole at origin of the PI compensator. Hence, the term  $1+T(s)$  in denominators of (8) and (9) is very large. As a result, the output voltage variation becomes almost independent of the input voltage and load current variations.

The output voltage transient responses under a step load are given in Fig. 6 and 7. In both cases, the output voltage exhibits a damped oscillatory characteristic which is typical for the PI compensator. It was earlier predicted from Fig. 5 that the compensator with  $K_{PI}=2000$  would yield the faster response as it yielded the larger system bandwidth. This prediction can be verified by observing the settling time of the responses in Fig. 6 and 7. The settling time is approximately 1.4ms for  $K_{PI}=1000$  (Fig. 6), and 1ms for  $K_{PI}=2000$  (Fig. 7).

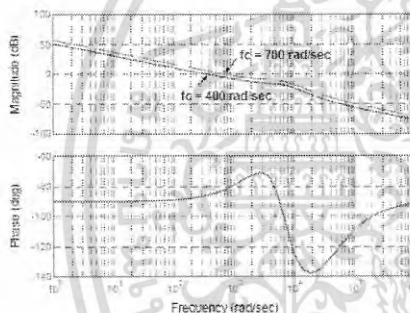


Figure 5. Bode plots of the open loop transfer function for  $K_{PI}=1000$  (solid line) and  $K_{PI}=2000$  (dashed line).

TABLE I. MEASURED OUTPUT VOLTAGE WITH  $K_{PI}=1000$

$I_o$	2A	4A	6A	8A	10A
$V_{in}=280V_{dc}$	5.010	5.007	5.004	5.002	4.999
$V_{in}=311V_{dc}$	5.010	5.007	5.005	5.002	4.999
$V_{in}=342V_{dc}$	5.010	5.007	5.004	5.002	4.999

TABLE II. MEASURED OUTPUT VOLTAGE WITH  $K_{PI}=2000$

$I_o$	2A	4A	6A	8A	10A
$V_{in}=280V_{dc}$	5.005	5.002	4.999	4.997	4.995
$V_{in}=311V_{dc}$	5.005	5.002	4.999	4.997	4.995
$V_{in}=342V_{dc}$	5.005	5.002	4.999	4.997	4.995

## VII. CONCLUSION

In this paper, feedback compensator design for a two-switch forward converter has been presented. The PI compensator was selected because of its simplicity. The compensator design involved selection of the gain,  $K_{PI}$  and zero,  $\omega_z$ , to get high open-loop gain and bandwidth possible, at the same time not breaching stability criterion. It was experimentally shown that the properly designed PI compensator is capable of providing the satisfying output voltage regulation and transient response.

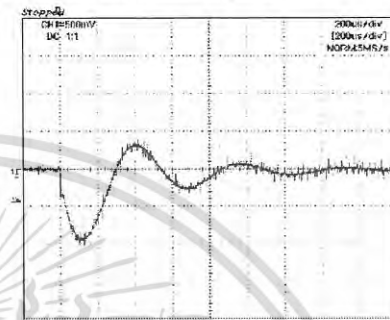


Figure 6. Output voltage response of the converter ( $K_{PI}=1000$ ), when the load current is stepped from 1A to 5A (X-scale: 200 $\mu$ s/div, Y-scale: 0.5V/div)

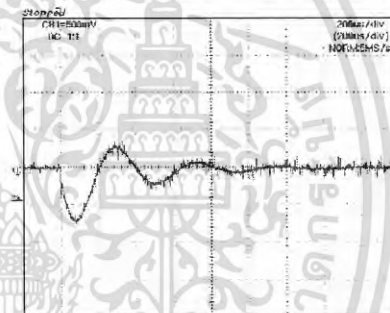


Figure 7. Output voltage response of the converter ( $K_{PI}=2000$ ), when the load current is stepped from 1A to 5A (X-scale: 200 $\mu$ s/div, Y-scale: 0.5V/div)

## REFERENCES

- [1] A. I. Pressman, *Switching power supply design*, 2nd ed., McGraw-Hill Inc., 1999.
- [2] R.W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] T. Surto, "2-switch-forward current mode converter", ON Semiconductor, March 2010.
- [4] B. Bell, "Two-switch topology benefits forward and flyback power converters", *EDN Magazine*, September 2000, pp. 107-111.
- [5] B. C. Kuo and F. Golnaraghi, *Automatic control systems*, 8th ed., John Wiley & Sons, 2002.
- [6] Unitrode's *Power Supply Circuits Data Book*, 1993.

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายวิโรจน์ วุฒิ
วัน เดือน ปีเกิด	10 กรกฎาคม พ.ศ. 2515 ที่จังหวัดพระนครศรีอยุธยา
ที่อยู่	43 หมู่ที่.1 ตำบลสนามไชย อำเภอบางไทร จังหวัดพระนครศรีอยุธยา 13190 โทร. 092-6356492
ประวัติการศึกษา	
2545	อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม สาขาวิชาเทคโนโลยี โทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2553	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปัจจุบัน	นักศึกษาระดับปริญญาเอก คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้