

การจำลองและออกแบบวงจรควอดเรติก ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

MODELING AND DESIGN OF QUADRATIC DC-DC CONVERTERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2556

KMITL-2013-EN-M-080-002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MODELING AND DESIGN OF QUADRATIC DC-DC CONVERTERS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2013

KMITL-2013-EN-M-080-002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2013

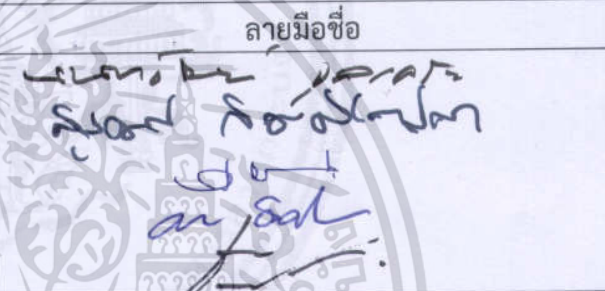
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การจำลองและออกแบบวงจรควอดเรติก ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์
Thesis Title Modeling and Design of Quadratic DC-DC Converters
นักศึกษา นางสาวเกศสุดา การะเกษ
รหัสประจำตัว 52610818
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชรินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2013-EN-M-080-002

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
รศ.ดร.สุพัฒน์	กิตติรัตน์สัจจา	
รศ.ดร.ไพบุลย์	นาคมหาขลาสินธุ์	
ดร.ดอน	อิสรากร	
รศ.ดร.ชรินทร์	บุญลักษณ์านุสรณ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 26 ธันวาคม พ.ศ. 2555 เวลา 09.00-11.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(ศาสตราจารย์ ดร.สุชชีวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 26 ธันวาคม พ.ศ. 2555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การจำลองและออกแบบวงจรถอดเตรทิก ดีซี-ดีซี
คอนเวอร์เตอร์

นักศึกษา

นางสาวเกศสุดา ภาระเกษ

รหัสประจำตัว

52610818

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมระบบควบคุม

พ.ศ.

2556

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ. ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์

บทคัดย่อ

วงจรถอดเตรทิก ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรมีอัตราส่วนการแปลงแรงดันเป็นกำลังสองของวงจรถอดเตรทิกปกติ และเหมาะกับงานที่ต้องการแปลงแรงดันในช่วงกว้าง เช่น การแปลงแรงดันดีซีค่าต่ำที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์หรือเซลล์เชื้อเพลิงไปเป็นแรงดันดีซีที่สูงขึ้นเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งาน เป็นต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาการทำงาน การจำลองแบบ และการออกแบบวงจรถอดเตรทิก ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ วงจรที่ศึกษาประกอบด้วย วงจรถอดเตรทิกคอนเวอร์เตอร์และวงจรถอดเตรทิกคอนเวอร์เตอร์ การจำลองแบบวงจรถอดเตรทิกใช้วิธี State Space Averaging (SSA) โดยคิดผลของความต้านทานแฝงของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจรถอดเตรทิกแบบจำลองที่ได้ถูกนำมาใช้ออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้วงจรถอดเตรทิกมีการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ดีเมื่อแรงดันอินพุตหรือกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลง ผลการซิมูเลชันและการทดสอบวงจรถอดเตรทิกแบบพบว่าวงจรถอดเตรทิกมีการทำงานเป็นที่น่าพอใจและเป็นไปตามข้อกำหนดในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Modeling and Design of Quadratic DC-DC Converters
Student	Miss. Ketsuda Karaket
Student ID.	52610818
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2013
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chanin Bunlaksananusorn

ABSTRACT

A quadratic converter is a DC-DC converter whose voltage conversion ratio is square that of the ordinary converters. This type of converter is attractive for applications where a large voltage step-up or step-down is required, such as converting a low DC voltage from solar cells or fuel cells to a higher usable DC voltage. This thesis studies the operating principle, dynamic modeling, and circuit design of the cascade quadratic DC-DC converters, including the cascade buck converter and cascade boost converter. The State Space Averaging (SSA) technique is used to model the converters, whereby an Equivalent Series Resistance (ESR) of the inductors and capacitors has also been accounted for in the model development. Based on the obtained model, a feedback controller is designed to regulate the output voltage against the input voltage or load current change. The simulation and prototype testing results confirm that the converters operate satisfactorily and meet the design specification.

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ. ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์
สำหรับคำแนะนำในการทำวิทยานิพนธ์และตลอดจนเรื่องการใช้ชีวิตต่างๆ

ขอขอบคุณ ผศ. ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ สำหรับคำแนะนำคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ต่อ
งานวิทยานิพนธ์นี้และให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์และสอบวิทยานิพนธ์ตลอดมา

ขอขอบคุณ พี่ๆ น้องๆ ในห้องปฏิบัติการควบคุมการแปลงรูปกำลังงานไฟฟ้า (Power
Conversion Control Lab) ทั้งที่จบไปแล้วก็ดียังไม่จบก็ดี ที่ให้คำแนะนำในการทำวิทยานิพนธ์และ
ให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์ตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวของผู้ทำวิทยานิพนธ์สำหรับการสนับสนุนและให้กำลังใจในทุก
ด้านจนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ขอ
มอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา	3
บทที่ 2 วงจรควอดเรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์	4
2.1 บทนำ	4
2.2 ข้อจำกัดในการแปลงแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	4
2.3 วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว	6
2.4 วงจรควอดเรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์	9
2.5 การจำลองแบบวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี State-Space Averaging (SSA) Technique	11
2.6 การหาแบบจำลองวงจรควอดเรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี SSA	18
บทที่ 3 วงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์	28
3.1 บทนำ	28
3.2 ข้อจำกัดในการแปลงแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	28
3.3 วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว	31
3.4 วงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์	34
3.5 การหาแบบจำลองวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยวิธี SSA	35

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบวงจรภาคกำลัง.....	46
4.1 บทนำ	46
4.2 สมการการออกแบบวงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	46
4.3 การออกแบบวงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	47
4.4 ผลการซิมูเลชันวงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	49
4.5 สมการการออกแบบวงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	51
4.6 การออกแบบวงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	52
4.7 ผลการซิมูเลชันวงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	55
บทที่ 5 การออกแบบวงจรควบคุม.....	58
5.1 บทนำ	58
5.2 วงจรควบคุมควบคุมเอาต์พุต (Output Voltage Control).....	58
5.3 แบบจำลองสำหรับการออกแบบตัวควบคุม.....	60
5.4 การออกแบบตัวควบคุม.....	63
5.5 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	64
5.6 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	69
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง.....	77
6.1 บทนำ	77
6.2 การทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต.....	77
6.2.1 วงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	77
6.2.2 วงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	80
6.3 การวัดรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2	82
6.3.1 วงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	82
6.3.2 วงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	84
6.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต	87
6.4.1 วงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	87
6.4.2 วงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	89
6.5 การทดสอบประสิทธิภาพ	90
6.5.1 วงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์	90
6.5.2 วงจรควอดเรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 7 สรุปผลการทดลอง.....	95
เอกสารอ้างอิง	97
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรควอดเตรตริกคอนเวอร์เตอร์.....	98
ภาคผนวก ข โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด ของวงจรควอดเตรตริกคอนเวอร์เตอร์	122
ภาคผนวก ค ภาพถ่ายของงานวิจัย.....	128
ภาคผนวก ง บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	130
ประวัติผู้เขียน.....	141



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์.....	4
2.2 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์สองตัวอนุกรมกัน	5
2.3 วงจรควอดเรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว.....	5
2.4 วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว.....	6
2.5 วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว ขณะสวิตช์นำกระแส	7
2.6 วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	7
2.7 การทำงานของวงจรควอดเรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์.....	10
2.8 วงจรควอดเรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์นำกระแส	18
2.9 วงจรควอดเรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	20
3.1 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	28
3.2 แสดงรูปความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการขยายแรงดันกับค่าตัวเก็บที่ไซเคิล ที่ $r_L = 1\Omega$	29
3.3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์สองตัวต่ออนุกรมกัน.....	30
3.4 วงจรควอดเรทิกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว.....	30
3.5 เปรียบเทียบระหว่างอัตราการขยายแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (สมการที่ (3.2) $r_L = 1\Omega$) และวงจรควอดเรทิกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (สมการที่ (3.4) $r_L = 1\Omega$).....	31
3.6 วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว	31
3.7 วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว ขณะสวิตช์นำกระแส.....	32
3.8 วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	33
3.9 การทำงานของวงจรควอดเรทิกบูสต์คอนเวอร์เตอร์	35
3.10 วงจรควอดเรทิกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์นำกระแส.....	35
3.11 วงจรควอดเรทิกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส	37
4.1 วงจรควอดเรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์.....	46
4.2 วงจรควอดเรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน PSPICE simulation.....	49
4.3 ผลซิมูเลชันแรงดันเอาพุทของวงจรในรูปที่ 4.2.....	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 ผลซิมูเลชันกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} ของวงจรในรูปที่ 4.2	50
4.5 ผลซิมูเลชันแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C1} และ v_{C2} ของวงจรในรูปที่ 4.2.....	51
4.6 วงจรควอดเตรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์	51
4.7 วงจรควอดเตรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน PSpice simulation	55
4.8 ผลซิมูเลชันแรงดันเอาพุทของวงจรในรูปที่ 4.7	55
4.9 ผลซิมูเลชันกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} ของวงจรในรูปที่ 4.7.....	56
4.10 ผลซิมูเลชันแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C1} และ v_{C2} ของวงจรในรูปที่ 4.7	56
5.1 การควบคุมแรงดันเอาพุทของวงจรควอดเตรตริกคอนเวอร์เตอร์	59
5.2 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันเอาพุท	60
5.3 ตัวควบคุมที่เลือกใช้สำหรับวงจรควอดเตรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์.....	61
5.4 ตัวควบคุมที่เลือกใช้สำหรับวงจรควอดเตรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์	62
5.5 บล็อกไดอะแกรมที่ลดรูปมาจากรูปที่ 5.2	63
5.6 แผนภาพโพลแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตของ $T_u(s)$ และ $G_c(s)$	65
5.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $T_u(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$ ของวงจรควอดเตรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์	67
5.8 วงจรควอดเตรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบพร้อมวงจรควบคุม	68
5.9 ภาพถ่ายวงจรควอดเตรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ.....	69
5.10 แผนภาพโพลแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตของ $T_u(s)$ และ $G_c(s)$	71
5.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $T_u(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$ ของวงจรควอดเตรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์	73
5.12 สัญญาณพัลส์เอาพุทที่ขา 11 และ 14 ของไอซี UC3825 และสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการนำสัญญาณทั้งสองมาขนานกัน	74
5.13 วงจรควอดเตรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบพร้อมวงจรควบคุม	75
5.14 ภาพถ่ายวงจรควอดเตรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ.....	76
6.1 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาพุทของวงจรควอดเตรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์.....	78
6.2 รูปสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C1} (CH1: 10V/div) และสัญญาณแรงดันเอาพุท v_{C2} (CH2: 1V/div) ของวงจรควอดเตรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุท 48V กระแสเอาพุท 5A.....	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

6.3	รูปสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} (CH1: 10V/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{C2} (CH2: 1V/div) ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 48V กระแสเอาต์พุต 10A.....	79
6.4	การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์.....	80
6.5	รูปสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} (CH1: 10V/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{C2} (CH2: 10V/div) ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 12V กระแสเอาต์พุต 0.8A.....	81
6.6	รูปสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} (CH1: 10V/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{C2} (CH2: 10V/div) ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 12V กระแสเอาต์พุต 1.6A.....	81
6.7	การจัดชุดทดลองสำหรับการวัดรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์.....	82
6.8	รูปสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} (1A/div) และสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} (1A/div) ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 48V กระแสเอาต์พุต 5A.....	83
6.9	รูปสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} (1A/div) และสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} (1A/div) ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 48V กระแสเอาต์พุต 10A.....	84
6.10	การจัดชุดทดลองสำหรับการวัดรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์.....	85
6.11	รูปสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} (1A/div) และสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} (1A/div) ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 12V กระแสเอาต์พุต 0.8A.....	86
6.12	รูปสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} (1A/div) และสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} (1A/div) ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 12V กระแสเอาต์พุต 1.6A.....	87
6.13	การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน.....	88
6.14	รูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุต (CH1: 1V/div) และกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} (CH2: 5A/div) ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 48V กระแสเอาต์พุตเพิ่มขึ้น/ลดลงอย่างฉับพลันระหว่าง 5A และ 10A.....	88
6.15	การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน.....	89

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.16 รูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุต (CH1: 2V/div) และกระแสตัวเหนี่ยวนำ I_{L2} (CH2: 1A/div) ของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 12V เมื่อกระแสเอาต์พุตเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 0.8A ไป 1.6A	90
6.17 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบประสิทธิภาพของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง	91
6.18 รูปสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} (1A/div) และสัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{out} (1A/div) ของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 48V ที่กระแสโหลดเอาต์พุต 5A....	92
6.19 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบประสิทธิภาพของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง.....	93
6.20 รูปสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} (1A/div) และสัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{out} (1A/div) ของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 12V ที่กระแสโหลดเอาต์พุต 0.8A	94
6.21 รูปสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} (2A/div) และสัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{out} (1A/div) ของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 12V ที่กระแสโหลดเอาต์พุต 1.6A	94

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่าสัมประสิทธิ์ $G_{dv}(s)$, $G_{vw}(s)$ และ $G_{zv}(s)$ ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์.....	26
3.1 ค่าสัมประสิทธิ์ $G_{dv}(s)$, $G_{vw}(s)$ และ $G_{zv}(s)$ ของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	44
5.1 ค่าตัวแปรต่างๆ ของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์	64
5.2 ค่าตัวแปรต่างๆ ของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	69
6.1 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุทของวงจรควอดเรตริกบับคอนเวอร์เตอร์.....	78
6.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุทของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	80
6.3 ผลการวัดค่าริปเปิลและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำเปรียบเทียบกับทางทฤษฎี.....	83
6.4 ผลการวัดค่าริปเปิลและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำเปรียบเทียบกับทางทฤษฎี.....	85
6.5 ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุทเปลี่ยนแปลง.....	91
6.6 ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุทเปลี่ยนแปลง.....	93

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

a	พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดง
A	แอมแปร์
A_c	พื้นที่ตัดขวางของแกน
A_p	ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
A_w	พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
B_{max}	ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด
C	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C
C_1	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_1
C_2	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_2
C_p	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_p
C_s	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_s
C_T	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุตั้งเวลา C_T
CCM	การนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง
d	ดิวตี้ไซเคิล
dB	เดซิเบล
$\hat{d}(s)$	ดิวตี้ไซเคิลที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กในรูปตัวแปรเชิงซ้อน s
D	ดิวตี้ไซเคิลที่สภาวะคงตัว
D_1	ไดโอดเรียงกระแส D_1
D_2	ไดโอดเรียงกระแส D_2
D_3	ไดโอดเรียงกระแส D_3
D_{max}	ดิวตี้ไซเคิลสูงสุด
D_{min}	ดิวตี้ไซเคิลต่ำสุด
D_z	ซีเนอร์ไดโอด
$D_{IC,max}$	ดิวตี้ไซเคิลสูงสุดของไอซี
E	พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
ESR	ความต้านทานอนุกรมสมมูล
f	ความถี่
f_l	ความถี่ของโพลคู่เนื่องจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L-C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
f_c	ความถี่ครอสโอเวอร์
f_{p1}	ความถี่ของโพลตัวที่หนึ่งของวงจรควบคุม
f_{p2}	ความถี่ของโพลตัวที่สองของวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

f_{p3}	ความถี่ของโพลตัวที่สามของวงจรควบคุม
f_{p4}	ความถี่ของโพลตัวที่สี่ของวงจรควบคุม
f_s	ความถี่ในการสวิตช์
f_z	ความถี่ของซีโร่เนื่องจาก ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
f_{z1}	ความถี่ของซีโร่ตัวที่หนึ่งของวงจรควบคุม
f_{z2}	ความถี่ของซีโร่ตัวที่สองของวงจรควบคุม
f_{z3}	ความถี่ของซีโร่ตัวที่สามของวงจรควบคุม
f_{z4}	ความถี่ของซีโร่ตัวที่สี่ของวงจรควบคุม
f_{zRHP}	ความถี่ของซีโร่ทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน s ของวงจรแปลงผันแรงดัน
F	หน่วยของตัวเก็บประจุไฟฟ้า เรียกว่า ฟารัด
$G_c(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรควบคุม
$G_d(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาต์พุตและดิวิตีไซเคิลของวงจรแปลงผันแรงดัน
$ G_c(s) $	อัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรควบคุม
GM	เกนมาจिन
H	หน่วยของตัวเหนี่ยวนำ เรียกว่า เฮนรี
H_z	หน่วยความถี่ เรียกว่า เฮิรตซ์
$I_{L,max}$	กระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,min}$	กระแสต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำ
I_o	กระแสเอาต์พุต
ΔI_{L1}	ริบเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ I_{L1}
ΔI_{L2}	ริบเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ I_{L2}
J	หน่วยของกำลังงาน เรียกว่า จูล
k	กิโล
k_c	อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสอาร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ
k_w	ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
K_c	อัตราขยายดีซีของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างสัญญาณควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควบคุม
l_g	ความยาวของช่องอากาศ
L_1	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_1
L_2	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_2
m	มิลลิ

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

m	เมตร
M	เมกะ
n	นาโน
N	จำนวนรอบของแผ่นทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ
N_p	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
N_s	จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
PM	เฟสอาร์จิน
Q	ค่า quality factor
rad/sec	เรเดียนต่อวินาที
R	ความต้านทานของโหลด
R_1	ความต้านทานของโหลด R_1
R_2	ความต้านทานของโหลด R_2
R_3	ความต้านทานของโหลด R_3
R_4	ความต้านทานของโหลด R_4
R_{C1}	ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_1
R_{C2}	ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_2
R_{L1}	ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า L_1
R_{L2}	ESR ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า L_2
R_{d1}	ความต้านทานของตัวต้านทาน R_{d1}
R_{d2}	ความต้านทานของตัวต้านทาน R_{d2}
R_{d3}	ความต้านทานของตัวต้านทาน R_{d3}
R_g	ความต้านทานของตัวต้านทาน R_g
R_{gs}	ความต้านทานของตัวต้านทาน R_{gs}
R_{max}	ความต้านทานสูงสุดของโหลด
R_{min}	ความต้านทานต่ำสุดของโหลด
R_T	ความต้านทานของตัวต้านทาน R_T
s	วินาที
t	เวลา
t_{on}	ช่วงเวลาที่มีอสเฟสนำกระแส
t_{off}	ช่วงเวลาที่มีอสเฟสหยุดนำกระแส
T	เทสลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

T_s	คาบเวลาในการสวิตช์
$T(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบควบคุมป้อนกลับ
$ T(s) $	อัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบควบคุมป้อนกลับ
V_c	สัญญาณควบคุม
V_{in}	แรงดันอินพุท
V_o	แรงดันเอาต์พุท
V_{ref}	แรงดันอ้างอิง
V_s	สัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย
V	โวลต์
V_{in}	แรงดันอินพุทที่สภาวะคงตัว
V_o	แรงดันเอาต์พุทที่สภาวะคงตัว
V_{ref}	แรงดันอ้างอิงที่สภาวะคงตัว
V_s	ความสูงของสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย
ΔV_o	ริบเปิลของแรงดันเอาต์พุท
μ	ไมโคร
π	ค่าคงที่ประมาณ 3.14
Ω	โอห์ม
ω_o	ความถี่เชิงมุมของโพลคู่เนื่องจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L-C ของวงจรแปลงผันแรงดัน
ω_p	ความถี่เชิงมุมของโพลของวงจรแปลงผันแรงดัน
ω_{p1}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่หนึ่งของวงจรควบคุม
ω_{p2}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่สองของวงจรควบคุม
ω_z	ความถี่เชิงมุมของซีโรของวงจรแปลงผันแรงดัน
ω_{z1}	ความถี่เชิงมุมของซีโรตัวที่หนึ่งของวงจรควบคุม
ω_{z2}	ความถี่เชิงมุมของซีโรตัวที่สองของวงจรควบคุม
$\omega_{z,RHP}$	ความถี่เชิงมุมของซีโรทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน s ของวงจรแปลงผันแรงดัน
ϕ	เส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์สามารถแปลงแรงดันอินพุตดีซีให้เป็นแรงดันเอาต์พุตดีซีที่มีขนาดมากกว่าหรือน้อยกว่าแรงดันอินพุตได้ ตัวอย่างเช่นวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) และวงจรบูสคอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) ในทางทฤษฎีอัตราส่วนการแปลงแรงดัน (Conversion Ratio) ของวงจรเหล่านี้มีค่าไม่จำกัดโดยขึ้นอยู่กับค่าดีวีทีไอเคิลของสวิตช์แต่ในทางปฏิบัติถ้าอัตราส่วนการแปลงแรงดันมีค่าสูงหรือต่ำมากเกินไป ค่าดีวีทีไอเคิลก็จะมีค่าสูงหรือต่ำมากเกินไปด้วยเช่นกัน ตัวอย่างเช่นในกรณีของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ต้องการอัตราส่วนการลดทอนแรงดันสิบเท่า ค่าดีวีทีไอเคิลของสวิตช์จะมีค่าเท่ากับ 0.1 ที่ความถี่สวิตช์ 100kHz สัญญาณพัลส์ขับสวิตช์จะมีความกว้างเพียง 1 μ s ซึ่งสัญญาณขับสวิตช์ที่มีความกว้างพัลส์แคบๆนี้ จะมีความไวต่อสัญญาณรบกวนทำให้การขับสวิตช์เกิดความผิดพลาดและวงจรไม่สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการ นอกจากนี้ ช่วงเวลาการนำกระแสที่สั้นนี้ (1 μ s) อาจจะทำให้สวิตช์ทำงานผิดพลาดได้โดยอย่างยิ่งถ้าสวิตช์ที่เลือกใช้มี Turn-On Time และ Turn-Off Time มากเกินไป ส่วนในกรณีของวงจรบูสคอนเวอร์เตอร์ ถ้าต้องการอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันสิบเท่า ค่าดีวีทีไอเคิลของสวิตช์จะมีค่าเท่ากับ 0.9 ซึ่งหมายถึงช่วงเวลา 90% ของหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและสวิตช์ (โดยช่วงเวลา 10% ที่เหลือกระแสจะไหลผ่านไดโอด) ส่งผลให้ Conduction Loss สูงขึ้นและประสิทธิภาพของวงจรลดลง นอกจากนี้เมื่อคิดผลของ Conduction Loss ที่เกิดขึ้นจะพบว่าอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันของวงจรบูสคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงสุดเพียงค่าหนึ่ง หลังจากนั้นจะมีค่าลดลงที่ค่าดีวีทีไอเคิลมากขึ้น

เพื่อที่จะแก้ปัญหาระบบการแปลงแรงดันที่จำกัดนี้ บทความ [1] ได้นำเอาวงจรคอนเวอร์เตอร์พื้นฐานสองตัวมาต่ออนุกรมกัน (Cascade Connection) และจัดรูปวงจรใหม่ให้เหลือสวิตช์เพียงตัวเดียว (จากเดิมที่ใช้สวิตช์สองตัว) ในกรณีใช้วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรพื้นฐานเป็นวงจรใหม่นี้จะถูกเรียกว่าวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์ (Quadratic Buck Converter) ซึ่งมีอัตราส่วนการแปลงแรงดันเท่ากับ d^2 เมื่อ d คือค่าดีวีทีไอเคิล ในกรณีใช้วงจรบูสคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรพื้นฐานเป็น วงจรใหม่นี้จะถูกเรียกว่าวงจรควอดเรติกบูสคอนเวอร์เตอร์ (Quadratic Boost Converter) ซึ่งมีอัตราส่วนการแปลงแรงดันเท่ากับ $1/(1-d)^2$ เมื่อไม่นานมานี้ บทความ [2] ได้มีการขยายแนวความคิดจากบทความ [1] โดยการนำวงจรคอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน n ตัวต่ออนุกรมกันและจัดรูปวงจรใหม่ให้เหลือสวิตช์เพียงตัวเดียว วงจรที่ได้นี้เรียกว่าวงจรคาสเคดคอนเวอร์เตอร์ (Cascade Converter) โดยอัตราส่วนการแปลงแรงดันของวงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์และวงจรคาสเคดบูสคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ d^n และ $1/(1-d)^n$ ตามลำดับ

วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาการทำงานของวงจรรคาคอนเวอร์เตอร์และนำผลการศึกษามาประยุกต์ใช้ออกแบบวงจรควอดเรตริกคักคอนเวอร์เตอร์และวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ในการหาแบบจำลองของวงจรจะใช้วิธี State Space Averaging (SSA) โดยแบบจำลองที่ได้จะถูกใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์นำเสนอผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่ได้ ออกแบบและสร้างขึ้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรรคาคอนเวอร์เตอร์และนำมาประยุกต์ออกแบบวงจรควอดเรตริกคักคอนเวอร์เตอร์และวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์
2. ศึกษาการจำลองแบบวงจรโดยใช้วิธี State-Space Averaging (SSA)
3. ศึกษาทฤษฎีระบบควบคุมและการออกแบบตัวควบคุม
4. ออกแบบสร้างวงจรและทดสอบสมรรถนะของวงจรต้นแบบ

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

แนวคิดและสมการการออกแบบวงจรควอดเรตริกคักคอนเวอร์เตอร์และวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (หัวข้อ 4.2 และ 4.5 ในวิทยานิพนธ์) ได้มาจากบทความวงจรรคาคอนเวอร์เตอร์ [2] โดยกำหนดให้ค่า $n = 2$ ในการออกแบบ สมการที่ได้จะถูกใช้ในการคำนวณหาตัวเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุเพื่อให้ได้ค่ารีปเปิลกระแสตัวเหนี่ยวนำและค่ารีปเปิลแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเป็นไปตามข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical Specification) ของวงจร

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรตริกคักคอนเวอร์เตอร์และวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะใช้การป้อนกลับแรงดันเอาต์พุตเพื่อสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มซิปสวิทช์มอสเฟส การออกแบบตัวควบคุมจะอาศัยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรควอดเรตริกคักคอนเวอร์เตอร์และวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการจำลองแบบโดยใช้วิธี State-Space Averaging (SSA) ในการหาแบบจำลองของวงจรโดยวิธี SSA ได้คิดค่าความต้านทานแฝง (Equivalent Series Resistance, ESR) ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเอาไว้ด้วยทำให้แบบจำลองที่ได้มีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น แบบจำลองวงจรควอดเรตริกคักคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในบทความ [6, 5] ไม่ได้คิดผลของค่าความต้านทานแฝง

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษาหลักการทำงานและออกแบบของวงจรควอดเตรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์และวงจรควอดเตรทิกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ พร้อมทั้งออกแบบตัวควบคุมป้อนกลับเพื่อให้วงจรมีการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดีและมีเสถียรภาพเมื่อแรงดันอินพุตและกระแสเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลง

คุณสมบัติทางไฟฟ้า (Electrical Specification) ของวงจรควอดเตรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ศึกษา คือ แรงดันอินพุต 48 V แรงดันเอาต์พุต 5 V กระแสเอาต์พุต 5A ถึง 10A ความถี่สวิตช์ 100 kHz

คุณสมบัติทางไฟฟ้า (Electrical Specification) ของวงจรควอดเตรทิกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ศึกษา คือ แรงดันอินพุต 12 V แรงดันเอาต์พุต 48 V กระแสเอาต์พุต 0.5A ถึง 2A ความถี่สวิตช์ 100 kHz

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรควอดเตรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์และวงจรควอดเตรทิกบูสต์คอนเวอร์เตอร์
2. ศึกษาวิธีการควบคุมและการออกแบบตัวควบคุม
3. ออกแบบวงจรต้นแบบ
4. สร้างและทดสอบสมรรถนะวงจรต้นแบบ
5. วิเคราะห์ผลการทดลอง
6. สรุปผลการทดลอง

บทที่ 2

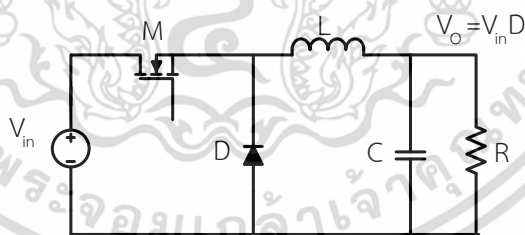
วงจรควอดเทรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์

2.1 บทนำ

ในปัจจุบันนี้วงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ได้เข้ามามีบทบาทต่อชีวิตประจำวันเป็นอย่างมาก เพราะการใช้งานของอุปกรณ์และระบบอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ ต้องการที่จะมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีประสิทธิภาพสูงและมีย่านการแปลงแรงดันไฟฟ้าที่กว้าง เช่น วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) ที่สามารถแปลงแรงดันอินพุตให้มีขนาดที่มากกว่าแรงดันเอาต์พุตได้ โดยในทางทฤษฎี อัตราส่วนการแปลงแรงดัน (Conversion Ratio) ของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่จำกัดโดยขึ้นอยู่กับค่าดีวีทีไอเคิลของสวิตช์ แต่ในทางปฏิบัติอัตราส่วนการแปลงแรงดันจะถูกจำกัดไว้ไม่เกินสิบเท่า เนื่องจากถ้ามากกว่านี้วงจรอาจจะทำงานผิดพลาดหรือไม่สามารถทำงานได้ จากปัญหาข้อจำกัดการแปลงแรงดันไฟฟ้าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์นี้ สามารถแก้ไขปัญหามาได้โดยการนำวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์พื้นฐานมาต่อแบบคาสเคด (Cascade) กัน ในบทนี้จึงจะกล่าวถึงข้อจำกัดในการแปลงแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์กรณีที่มี $n = 2$ ซึ่งเรียกว่าวงจรควอดเทรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์

2.2 ข้อจำกัดในการแปลงแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) ในรูปที่ 2.1 เป็นวงจรแปลงแรงดันดีซี - ดีซีที่ให้แรงดันเอาต์พุตที่มีขนาดน้อยกว่าแรงดันอินพุต



รูปที่ 2.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

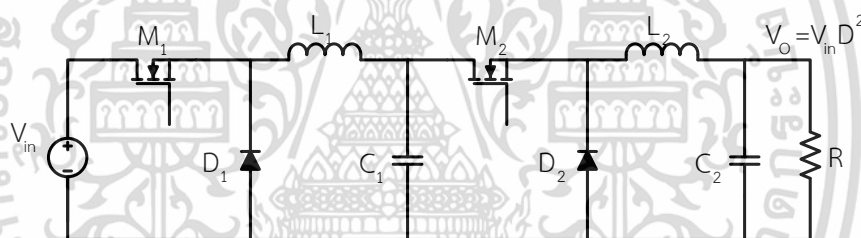
เมื่อวงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode, CCM) อัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตหรือที่เรียกว่าอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าเท่ากับค่าดีวีทีไอเคิลของสวิตช์ดังแสดงในสมการที่ (2-1)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (2-1)$$

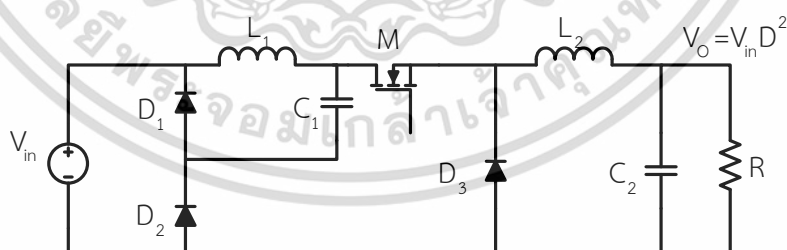
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยค่าตัวชี้เซลล์ D มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ในทางทฤษฎีเราสามารถกำหนดแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตเท่าไรก็ได้โดยการเลือกค่า D ให้เหมาะสมจากสมการที่ (2-1) แต่ในทางปฏิบัติอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร buck converter เตอร์จะถูกจำกัดไว้ไม่เกินสิบเท่าหรือ D มีค่าน้อยกว่า 0.1 เนื่องจากถ้าน้อยกว่านี้ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสจะมีค่าน้อยมาก ตัวอย่างเช่น วงจร buck converter เตอร์ที่มีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันสิบเท่า ($D = 0.1$) และทำงานที่ความถี่สวิตช์ 100kHz สวิตช์จะมีช่วงเวลารนำกระแสเพียง $1\mu s$ เนื่องจากสวิตช์มีเวลาในการนำกระแสและหยุดนำกระแสที่จำกัดอยู่ค่าหนึ่ง (Finite Turn-On And Turn-Off Time) ดังนั้นถ้าสวิตช์ที่เลือกใช้มี Turn-On Time และ Turn-Off Time มากเกินไป วงจรอาจจะทำงานผิดพลาดหรือไม่สามารถทำงานได้ นอกจากนี้สัญญาณพัลส์ขับสวิตช์ที่มีความกว้างพัลส์แคบๆ จะมีความไวต่อสัญญาณรบกวน (Electro-Magnetic Interference, EMI) ทำให้การขับสวิตช์เกิดความผิดพลาดและวงจรไม่สามารถทำงานได้ตามที่ต้องการ

เพื่อที่จะแก้ปัญหาอัตราส่วนการลดทอนแรงดันที่จำกัดดังกล่าว ในบทความ [1] ได้มีนำเอา วงจร buck converter เตอร์สองตัวต่ออนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 2.2 และจัดรูปวงจรใหม่ให้เหลือสวิตช์เพียงตัวเดียว (จากเดิมที่ใช้สวิตช์สองตัว) ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.2 วงจร buck converter เตอร์สองตัวต่ออนุกรมกัน



รูปที่ 2.3 วงจรควอดเรติก buck converter เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว

โดยวงจรใหม่นี้ถูกเรียกว่าวงจรควอดเรติก buck converter เตอร์ (Quadratic Buck Converter) เนื่องจากอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรมีค่าเท่ากับค่าตัวชี้เซลล์ยกกำลังสองดังแสดงในสมการที่ (2-2)

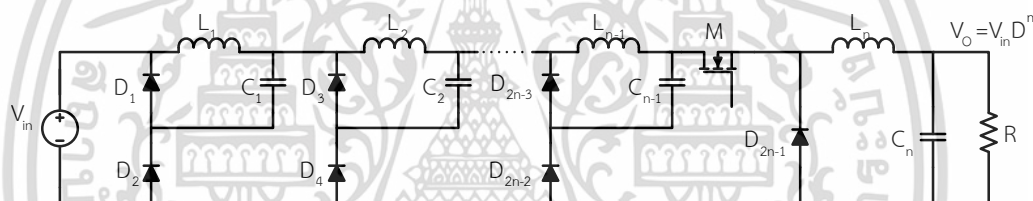
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D^2 \quad (2-2)$$

จากสมการที่ (2-2) เมื่อต้องการอัตราส่วนการลดทอนแรงดันสิบเท่า ค่าตัวดีไซเคิลจะมีค่าประมาณ 0.3 ถ้าวางจรทำงานที่ความถี่สวิตช์ 100kHz สวิตช์จะมีช่วงเวลากำหนดกระแสประมาณ 3 μ s (เทียบกับ 1 μ s ในกรณีของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์) นั่นคือวงจรควอดเรทีคบัคคอนเวอร์เตอร์จะมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันที่มากกว่าวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

2.3 วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว (Cascade Buck Converter With A Single Active Switch)

เมื่อไม่นานมานี้ บทความ [2] ได้มีการขยายแนวความคิดจากบทความ [1] โดยการนำวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์พื้นฐานจำนวน n ตัวต่ออนุกรมกันและจัดรูปวงจรใหม่ให้เหลือสวิตช์เพียงตัวเดียวดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว

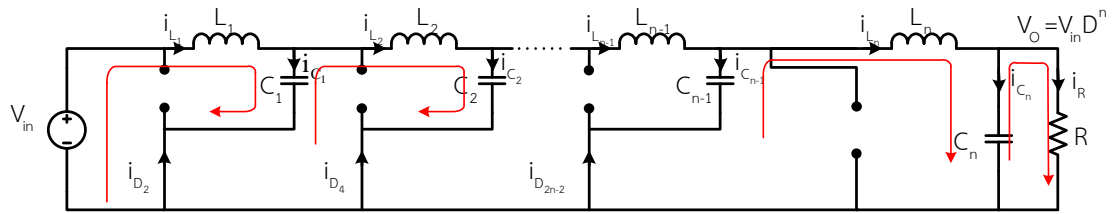
วงจรที่ได้ (รูปที่ 2.4) นี้ถูกเรียกว่าวงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ (Cascade Buck Converter) ซึ่งมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันแสดงดังสมการ (2-3)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D^n \quad (2-3)$$

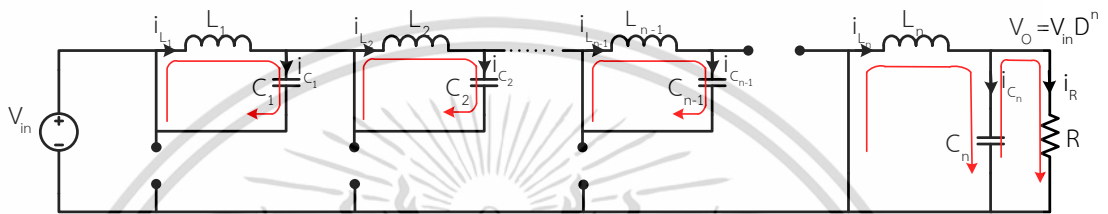
โดย n คือจำนวน Stage ของบัคคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาต่ออนุกรมกัน

วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัวในรูปที่ 2.4 ประกอบไปด้วยสวิตช์หลัก (M) 1 ตัว, ตัวเหนี่ยวนำ (L) n ตัว, ตัวเก็บประจุ (C) n ตัว และไดโอด (D) $2n-1$ ตัว โดยวงจรมีแรงดันอินพุต V_{in} แรงดันเอาต์พุต V_o และความถี่ในการสวิตช์ f_s ที่สภาวะคงตัว ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ ($T=1/f_s$) วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM จะมีการทำงานแบ่งออกเป็นสองสภาวะคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว ขณะสวิตช์นำกระแส



รูปที่ 2.6 วงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

(1) เมื่อสวิตช์ (M) นำกระแส (รูปที่ 2.5) ไดโอดตัวล่างของแต่ละ Stage ได้แก่ $D_2, D_4, \dots, D_{2n-2}$ จะนำกระแส เนื่องจาก $V_{in} > V_{C_1} > V_{C_2} > \dots > V_{C_n}$ ตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Stage จะอยู่ในสถานะชาร์จกระแส ดังนั้นกระแส i_{L_1} ถึง i_{L_n} จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น จากรูปความสัมพันธ์ระหว่างกระแสตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Stage สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{cases} i_{L_2} = i_{L_1} + i_{D_2} \\ i_{L_3} = i_{L_2} + i_{D_4} \\ i_{L_4} = i_{L_3} + i_{D_6} \\ \vdots \\ i_{L_{n-1}} = i_{L_{n-2}} + i_{D_{2n-3}} \\ i_{L_n} = i_{L_{n-1}} + i_{D_{2n-2}} \end{cases} \quad (2-4)$$

(2) เมื่อสวิตช์ (M) หยุดนำกระแส (รูปที่ 2.6) ไดโอดตัวบนของแต่ละ Stage ได้แก่ $D_1, D_3, \dots, D_{2n-1}$ จะนำกระแส ในช่วงเวลานี้ตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Stage จะอยู่ในสถานะดิสชาร์จกระแส ดังนั้นกระแส i_{L_1} ถึง i_{L_n} จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น จากรูปความสัมพันธ์ระหว่างกระแสตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Stage สามารถเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L_1} = i_{C_1} \\ i_{L_2} = i_{C_2} \\ i_{L_3} = i_{C_3} \\ \vdots \\ i_{L_{n-1}} = i_{C_{n-1}} \\ i_{L_n} = i_{C_n} + i_R \end{array} \right. \quad (2-5)$$

จากบทความ [2] สมการแรงดันและกระแสในส่วนต่างๆของวงจรคาสเคดบักคอนเวอร์เตอร์
ในรูปที่ 2.4 สามารถสรุปได้ดังนี้

- แรงดันเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในแต่ละ Stage

$$V_{C_i} = V_{in} D^i \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n \quad (2-6)$$

- กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Stage

$$I_{L_i} = I_o D^{n-1} \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n \quad (2-7)$$

โดย I_o คือกระแสเอาต์พุต

- ริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Stage

$$\Delta i_{L_i} = \frac{V_{in} D^i (1-D)}{L_i f_s} \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n \quad (2-8)$$

- ริปเปิลของแรงดันตัวเก็บประจุในแต่ละ Stage

$$\Delta V_{C_i} = \frac{V_{in} D^{2n-1} (1-D)}{Rf_s C_i} \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n-1 \quad (2-9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ริปเปิลของแรงดันตัวเก็บประจุเอาต์พุท

$$\Delta V_{C_n} = \frac{V_{in} D^n (1-D)}{8f_s^2 L_n C_n} \quad (2-10)$$

- เงื่อนไขค่าตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Stage เพื่อให้วงจรทำงานในโหมด CCM

$$L_i > \frac{(1-D)R}{2f_s D^{2(D-i)}} \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n \quad (2-11)$$

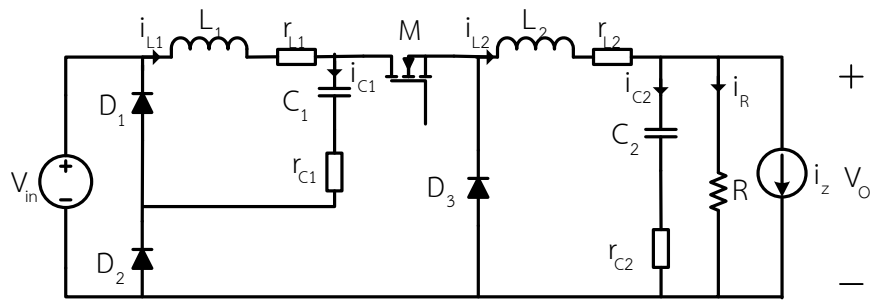
2.4 วงจรควอดเทรตคัปคอนเวอร์เตอร์

วงจรควอดเทรตคัปคอนเวอร์เตอร์คือวงจรคัปคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ $n = 2$ วงจรควอดเทรตคัปคอนเวอร์เตอร์ที่แสดงในรูปที่ 2.7 ประกอบไปด้วยสวิตช์ MOSFET (M) ไตโอด (D_1, D_2, D_3) ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2) ตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2) ตัวต้านทานโหลด (R) แหล่งจ่ายกระแส (i_z) แทนกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้น ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมีค่าความต้านทานแฝง คือ r_{C1}, r_{C2}, r_{L1} และ r_{L2} ตามลำดับ โดยตัวต้านทานแฝงเหล่านี้ในทางปฏิบัติจะมีค่าน้อยมาก

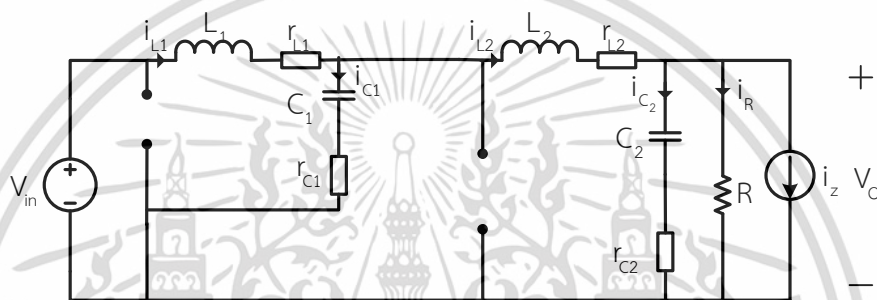
วงจรควอดเทรตคัปคอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM จะมีการทำงานอยู่สองสถานะคือ เมื่อสวิตช์ MOSFET นำกระแส (รูปที่ 2.7 (ข)) ไตโอด D_1, D_3 ไม่นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 จะอยู่ในสถานะชาร์จกระแสทำให้กระแส i_{L1}, i_{L2} เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น เมื่อสวิตช์ MOSFET ไม่นำกระแส (รูปที่ 2.7 (ค)) ไตโอด D_2 ไม่นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 จะอยู่ในสถานะดิสชาร์จกระแสทำให้กระแส i_{L1}, i_{L2} ลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น

แรงดันเอาต์พุท (V_o) เป็นแรงดันดีซีที่มีริปเปิลจากการสวิตช์ป้อนอยู่ โดยปกติแล้วริปเปิลนี้จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับองค์ประกอบดีซี ความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{in} ของวงจรควอดเทรตคัปคอนเวอร์เตอร์ในทางอุดมคติ (r_{C1}, r_{C2}, r_{L1} และ r_{L2} มีค่าเท่ากับศูนย์) แสดงดังสมการที่ (2-12)

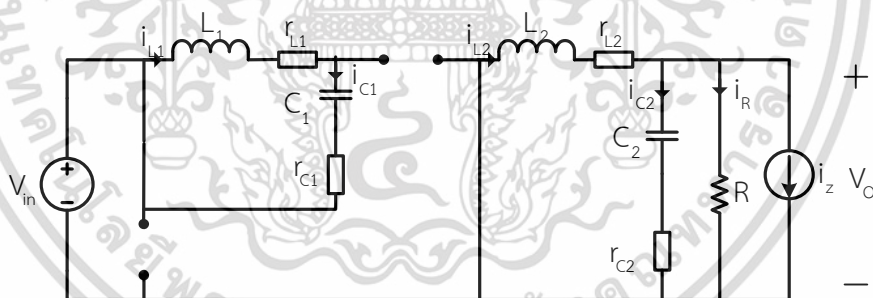
$$\frac{V_o}{V_{in}} = D^2 \quad (2-12)$$



ก. วงจรควอดเรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์



ข. วงจรควอดเรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์นำกระแส



ค. วงจรควอดเรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

รูปที่ 2.7 การทำงานของวงจรควอดเรตริกบัคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 การจำลองแบบวงจรถิชี-ดีชีคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี State-Space Averaging

(SSA)

วิธี State Space Averaging (SSA) [3] เป็นเทคนิคที่นิยมใช้ในการจำลองแบบวงจรถิชี-ดีชีคอนเวอร์เตอร์ จุดเด่นของ วิธี SSA คือขบวนการจำลองแบบที่เป็นระบบ (Systematic Approach) โดยกระทำในรูปแบบของเมตริกซ์ การหาแบบจำลองของวงจรถิชีคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี SSA มีขั้นตอนดังนี้คือ

1. เขียนสมการ State Space ของวงจรถิชีในแต่ละสภาวะการทำงานที่ปรากฏในหนึ่งคาบเวลาสวิตช์
2. นำสมการ State Space ที่ได้ทั้งหมดในขั้นตอนที่ 1 มาหาสมการเฉลี่ย State Space
3. รวบรวมสมการเฉลี่ย State Space ที่ได้จากขั้นตอนที่ 2 ด้วยสัญญาณดีชีที่มีสัญญาณเอซีขนาดเล็กปนอยู่ จากนั้นแยกเทอมที่เป็นดีชี (DC Term) และสัญญาณเอซีขนาดเล็ก (Small-Signal AC Term) ออกจากกัน โดยสมการของเทอมที่เป็นดีชี (DC Term) นี้เรียกว่าสมการที่สภาวะคงตัว (Steady State Equation) และ สมการของเทอมที่เป็นสัญญาณเอซีขนาดเล็ก (Small-Signal AC Term) เรียกว่าสมการเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็ก (Linear Small-Signal Equation)
4. จากสมการของเทอมที่เป็นดีชีที่ได้จากขั้นตอนที่ 3 สามารถนำมาแก้สมการเพื่อหาความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆของวงจรถิชีคอนเวอร์เตอร์ที่สภาวะคงตัว (Steady State Solution) ได้
5. จากสมการของเทอมที่เป็นสัญญาณเอซีขนาดเล็กที่ได้จากขั้นตอนที่ 3 สามารถนำมาแก้สมการเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ต่างๆของวงจรถิชีคอนเวอร์เตอร์ได้

รายละเอียดของแต่ละขั้นตอนของวิธี SSA แสดงได้ดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1

ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ การทำงานของ DC-DC Converter ในโหมด CCM จะมีอยู่สองสภาวะคือสภาวะที่สวิตช์นำกระแสและสภาวะที่สวิตช์ไม่นำกระแส สามารถเขียนสมการ State-Space ของทั้งสองสภาวะได้ดังนี้

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A_1x(t) + B_1u(t) \\ y(t) = C_1x(t) + E_1u(t) \end{cases} \quad \text{สำหรับช่วงเวลา } dT \quad (2-13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A_2x(t) + B_2u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + E_2u(t) \end{cases} \quad \text{สำหรับช่วงเวลา } (1-d)T \quad (2-14)$$

- เมื่อ $x(t)$ คือ เมตริกซ์ของตัวแปรสถานะ (State Variable Matrix)
 $y(t)$ คือ เมตริกซ์ของตัวแปรเอาต์พุต (Output Variable Matrix)
 $u(t)$ คือ เมตริกซ์ของตัวแปรอินพุต (Input Variable Matrix)
 d คือ ค่าตัวที่ไซเคิลของสวิตช์

ขั้นตอนที่ 2

จากสมการ (2-13) และ (2-14) สามารถหาสมการเฉลี่ย State Space ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ ได้ดังนี้

$$\begin{cases} \frac{d\bar{x}}{dt} = [A_1d + A_2(1-d)]\bar{x} + [B_1d + B_2(1-d)]\bar{u} \\ \bar{y} = [C_1d + C_2(1-d)]\bar{x} + [E_1d + E_2(1-d)]\bar{u} \end{cases} \quad (2-15)$$

- เมื่อ \bar{x} คือ เมตริกซ์ของค่าเฉลี่ยตัวแปรสถานะ (Averaged State Variable Matrix)
 \bar{y} คือ เมตริกซ์ของค่าเฉลี่ยตัวแปรเอาต์พุต (Averaged Output Variable Matrix)
 \bar{u} คือ เมตริกซ์ของค่าเฉลี่ยตัวแปรอินพุต (Averaged Output Variable Matrix)

ขั้นตอนที่ 3

สมการ (2-15) เป็นสมการไม่เป็นเชิงเส้นแบบเวลาต่อเนื่อง (Non-Linear Continuous Time Equation) สามารถทำให้เป็นสมการเชิงเส้นได้โดยการรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็ก โดยกำหนด

$$\bar{x} = X + \tilde{x}$$

$$\bar{y} = Y + \tilde{y}$$

$$\bar{u} = U + \tilde{u}$$

$$d = D + \tilde{d}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อตัวแปรที่เป็นอักษรตัวใหญ่คือค่าดีซี และตัวแปรที่มีสัญลักษณ์ \sim คือค่าสัญญาณขนาดเล็ก โดย $X \gg \tilde{x}$ $Y \gg \tilde{y}$ $U \gg \tilde{u}$ และ $D \gg \tilde{d}$ เมื่อนำการรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็กแทนค่าในสมการ (2-15) จะได้ผลดังนี้

$$\begin{cases} \dot{X} + \tilde{x} = [A_1(D + \tilde{d}) + A_2(1 - D - \tilde{d})](X + \tilde{x}) + [B_1(D + \tilde{d}) + B_2(1 - D - \tilde{d})](U + \tilde{u}) \\ Y + \tilde{y} = [C_1(D + \tilde{d}) + C_2(1 - D - \tilde{d})](X + \tilde{x}) + [E_1(D + \tilde{d}) + E_2(1 - D - \tilde{d})](U + \tilde{u}) \end{cases} \quad (2-16)$$

หรือ

$$\begin{cases} \dot{X} + \tilde{x} = [A_1D + A_2(1 - D)]X - [A_1D + A_2(1 - D)]\tilde{x} \\ + [B_1D + B_2(1 - D)]U - [B_1D + B_2(1 - D)]\tilde{u} \\ + [(A_1 - A_2)X + (A_1 - A_2)\tilde{x} + (B_1 - B_2)U + (B_1 - B_2)\tilde{u}]\tilde{d} \\ Y + \tilde{y} = [C_1D + C_2(1 - D)]X + [C_1D + C_2(1 - D)]\tilde{x} \\ + [E_1D + E_2(1 - D)]U + [E_1D + E_2(1 - D)]\tilde{u} \\ + [(C_1 - C_2)X + (C_1 - C_2)\tilde{x} + (E_1 - E_2)U + (E_1 - E_2)\tilde{u}]\tilde{d} \end{cases} \quad (2-17)$$

เทอมที่เป็นผลคูณของสัญญาณขนาดเล็ก ($\tilde{x} \cdot \tilde{d}$ $\tilde{u} \cdot \tilde{d}$) ในสมการที่ (2-17) จะมีค่าน้อยมากสามารถละทิ้งได้ ดังนั้นจะได้

$$\begin{cases} \dot{X} + \tilde{x} = [A_1D + A_2(1 - D)]X - [A_1D + A_2(1 - D)]\tilde{x} \\ + [B_1D + B_2(1 - D)]U - [B_1D + B_2(1 - D)]\tilde{u} \\ + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\tilde{d} \\ Y + \tilde{y} = [C_1D + C_2(1 - D)]X - [C_1D + C_2(1 - D)]\tilde{x} \\ + [E_1D + E_2(1 - D)]U - [E_1D + E_2(1 - D)]\tilde{u} \\ + [(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U]\tilde{d} \end{cases} \quad (2-18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2-18) กำหนด

$$A = A_1D + A_2(1 - D)$$

$$B = B_1D + B_2(1 - D)$$

$$C = C_1D + C_2(1 - D)$$

$$E = E_1D + E_2(1 - D)$$

$$B_d = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U$$

$$E_d = (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U$$

จะได้

$$\begin{cases} \dot{X} + \tilde{X} = AX + BU + A\tilde{X} + B\tilde{U} + B_d\tilde{d} \\ Y + \tilde{Y} = CX + EU + C\tilde{X} + E\tilde{U} + E_d\tilde{d} \end{cases} \quad (2-19)$$

ขั้นตอนที่ 4

เมื่อเลือกเฉพาะเทอมดีซีจากสมการ (2-19) จะได้สมการที่สภาวะคงตัว (Steady State Equation) ดังนี้

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + EU \end{cases} \quad (2-20)$$

แก้สมการ (2-20) จะได้

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1}B + E)U \end{cases} \quad (2-21)$$

สมการ (2-21) แสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆของวงจรถนวนเวอ์เตอร์ที่สภาวะคงตัว

ขั้นตอนที่ 5

จากสมการ (2-19) เลือกเฉพาะเทอมสัญญาณขนาดเล็ก จะได้สมการเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็ก (Linear Small-Signal Equation)

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + B_d\tilde{d} \\ \tilde{y} = C\tilde{x} + E\tilde{u} + E_d\tilde{d} \end{cases} \quad (2-22)$$

นำสมการที่ (2-22) มาแปลงลาปลาซ (Laplace Transform) จะได้

$$\begin{cases} s\tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + B\tilde{u}(s) + B_d\tilde{d}(s) \\ \tilde{y}(s) = C\tilde{x}(s) + E\tilde{u}(s) + E_d\tilde{d}(s) \end{cases} \quad (2-23)$$

หรือ

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = (sI - A)^{-1} (B\tilde{u}(s) + B_d\tilde{d}(s)) \\ \tilde{y}(s) = C(sI - A)^{-1} B\tilde{u}(s) + E\tilde{u}(s) + [C(sI - A)^{-1} B_d + E_d]\tilde{d}(s) \end{cases} \quad (2-24)$$

สมการ (2-24) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = \begin{bmatrix} (sI - A)^{-1} B & (sI - A)^{-1} B_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = \begin{bmatrix} C(sI - A)^{-1} B + E & C(sI - A)^{-1} B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-25)$$

สมการที่ (2-25) เป็นสมการเชิงเส้น (Linear Equation) ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสถานะขนาดเล็ก ตัวแปรเอาต์พุตขนาดเล็ก กับตัวแปรอินพุตขนาดเล็ก (\tilde{u} \tilde{d}) สำหรับวงจรควอดเทรทิกคอนเวอร์เตอร์ ตัวแปรอินพุต \tilde{u} จะประกอบด้วยแรงดันอินพุตและกระแสโหลด ดังนั้น \tilde{u} จะแสดงอยู่ในรูป $\tilde{u} = [\tilde{u}_1 \quad \tilde{u}_2]^T$ ซึ่งทำให้เมตริกซ์ B อยู่ในรูป $B = \begin{bmatrix} B_{u_1} & B_{u_2} \end{bmatrix}$ และ เมตริกซ์ E อยู่ในรูป $E = \begin{bmatrix} E_{u_1} & E_{u_2} \end{bmatrix}$ ดังนั้นสมการ (2-26) ถูกขยายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{x}(s) = \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u1} & (sI-A)^{-1}B_{u2} & (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = \begin{bmatrix} C(sI-A)^{-1}B_{u1} + E_{u1} & C(sI-A)^{-1}B_{u2} + E_{u2} & C(sI-A)^{-1}B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2-26)$$

เมตริกซ์ตัวแปรสถานะขนาดเล็ก (\tilde{x}) ของวงจรควอดเรติกบัสคอนเวอร์เตอร์ ในสมการที่ (2-26) จะประกอบด้วยตัวแปรสถานะ 4 ตัวคือ กระแสตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว ($\tilde{i}_{L_1}, \tilde{i}_{L_2}$) และแรงดันตัวเก็บประจุ 2 ตัว ($\tilde{v}_{C_1}, \tilde{v}_{C_2}$) และ เมตริกซ์ตัวแปรเอาต์พุตประกอบด้วยตัวแปร 1 ตัวคือแรงดันเอาต์พุต (\tilde{v}_o) ดังนั้นสมการ (2-27) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{i}_{L_2} \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u1} \end{bmatrix}_{11} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u2} \end{bmatrix}_{11} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix}_{11} \\ \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u1} \end{bmatrix}_{21} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u2} \end{bmatrix}_{21} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix}_{21} \\ \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u1} \end{bmatrix}_{31} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u2} \end{bmatrix}_{31} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix}_{31} \\ \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u1} \end{bmatrix}_{41} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u2} \end{bmatrix}_{41} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix}_{41} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{v}_o(s) = \begin{bmatrix} C(sI-A)^{-1}B_{u1} + E_{u1} & C(sI-A)^{-1}B_{u2} + E_{u2} & C(sI-A)^{-1}B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2-27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนสมการ (2-27) ในรูปของเมตริกซ์ฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \tilde{L}_1 \\ \tilde{L}_2 \\ \tilde{v}_{C_1} \\ \tilde{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{v_1}(s) & G_{z_1}(s) & G_{d_1}(s) \\ G_{v_2}(s) & G_{z_2}(s) & G_{d_2}(s) \\ G_{w_1}(s) & G_{z_{v_1}}(s) & G_{d_{v_1}}(s) \\ G_{w_2}(s) & G_{z_{v_2}}(s) & G_{d_{v_2}}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{v}_o(s) = \begin{bmatrix} G_{v_o}(s) & G_{z_o}(s) & G_{d_o}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-28)$$

เมื่อ

$G_{v_1}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_{u1} \right]_{11}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่ง (i_{L_1})

$G_{z_1}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_{u2} \right]_{11}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากอิมพีแดนซ์เอาต์พุต (z_o) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่ง (i_{L_1})

$G_{d_1}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_d \right]_{11}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่ง (i_{L_1})

$G_{v_2}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_{u1} \right]_{21}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปกระแสโหลด (i_o)

$G_{z_2}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_{u2} \right]_{21}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากอิมพีแดนซ์เอาต์พุต (z_o) ไปกระแสโหลด (i_o)

$G_{d_2}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_d \right]_{21}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปกระแสโหลด (i_o)

$G_{w_1}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_{u1} \right]_{31}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปแรงดันตัวเก็บประจุตัวที่หนึ่ง (v_{C_1})

$G_{z_{v_1}}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_{u2} \right]_{31}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากอิมพีแดนซ์เอาต์พุต (z_o) ไปแรงดันตัวเก็บประจุตัวที่หนึ่ง (v_{C_1})

$G_{d_{v_1}}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_d \right]_{31}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปแรงดันตัวเก็บประจุตัวที่หนึ่ง (v_{C_1})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$G_{v_{v_2}}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_{u1} \right]_{41}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุท (v_{in}) ไปแรงดันเอาต์พุท (v_o)

$G_{z_{v_1}}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_{u2} \right]_{41}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากอิมพีแดนซ์เอาต์พุท (z_o) ไปแรงดันตัวเก็บประจุตัวที่หนึ่ง (v_{c_1})

$G_{d_{v_2}}(s) = \left[(sI-A)^{-1} B_d \right]_{41}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปแรงดันเอาต์พุท (v_o)

$G_{v_v}(s) = C(sI-A)^{-1} B_{u1} + E_{u1}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุท (v_{in}) ไปแรงดันเอาต์พุท (v_o)

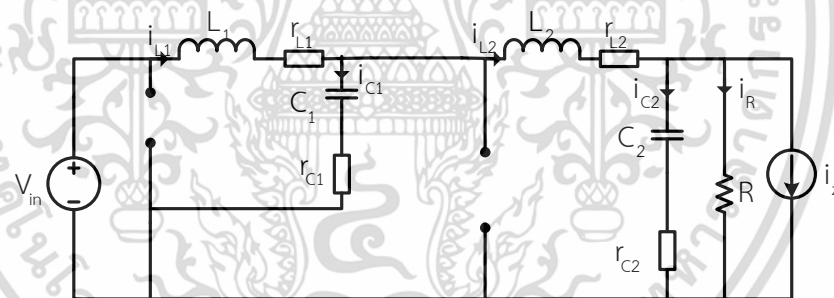
$G_{z_v}(s) = C(sI-A)^{-1} B_{u2} + E_{u2}$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากอิมพีแดนซ์เอาต์พุท (z_o) ไปแรงดันเอาต์พุท (v_o)

$G_{d_v}(s) = C(sI-A)^{-1} B_d + E_d$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปแรงดันเอาต์พุท (v_o)

2.6 การหาแบบจำลองวงจรถอดแตรที่คัปคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี SSA

การประยุกต์ใช้วิธี SSA กับวงจรถอดแตรที่คัปคอนเวอร์เตอร์แสดงรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1



รูปที่ 2.8 วงจรถอดแตรที่คัปคอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 2.8 สามารถเขียนสมการ State Space ขณะสวิตช์นำกระแสได้ดังนี้ (ที่มาของสมการแสดงในภาคผนวก ก)

$$\left\{ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} \right. = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{L1}+r_{C1})}{L_1} & \frac{r_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2} & -\left[\frac{r_{C1}}{L_2} + \frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] & \frac{1}{L_2} & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \right] \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \\ \left. v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \right. \quad (2-29)$$

จากสมการ (2-29) จะได้

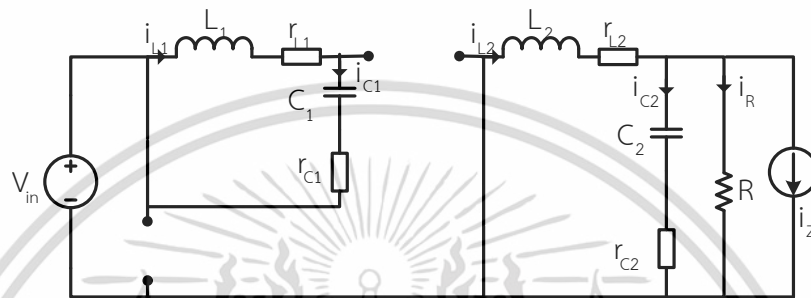
$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{L1}+r_{C1})}{L_1} & \frac{r_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2} & -\left[\frac{r_{C1}}{L_2} + \frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] & \frac{1}{L_2} & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \right] \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \quad (2-32)$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \quad (2-33)$$



รูปที่ 2.9 วงจรควบคุมความเร็วขับเคลื่อนมอเตอร์ ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

จากรูปที่ 2.9 สามารถเขียนสมการ State Space ขณะสวิตช์หยุดนำกระแสได้ดังนี้ (ที่มาของสมการแสดงในภาคผนวก ก)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_{L1}+r_{c1})}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\left[\frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \right] & 0 & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{c2})} \right] \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (2-34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2-34) จะได้

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{L1}+r_{C1})}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\left[\frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})}\right] & 0 & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{C2})}\right] \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (2-35)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (2-37)$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

ขั้นตอนที่ 2

จากสมการ (2-29) และ (2-34) สามารถหาสมการเฉลี่ย State Space ในหนึ่งคาบเวลา การสวิตช์ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{L1} \\ \bar{i}_{L2} \\ \bar{v}_{C1} \\ \bar{v}_{C2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}+r_{C1}}{L_1} & \frac{dr_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{dr_{C1}}{L_2} & -\frac{dr_{C1}R+Dr_{C1}r_{C2}+r_{L2}R+r_{L2}r_{C2}+Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{L1} \\ \bar{i}_{L2} \\ \bar{v}_{C1} \\ \bar{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_n \\ \bar{i}_z \end{bmatrix} \\ \bar{v}_o &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{L1} \\ \bar{i}_{L2} \\ \bar{v}_{C1} \\ \bar{v}_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_n \\ \bar{i}_z \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (2-39)$$

ขั้นตอนที่ 3

เมื่อรบกวนสมการเฉลี่ย State Space (2-39) ด้วยสัญญาณขนาดเล็กจะได้รูปแบบของสมการเป็น

$$\begin{cases} \dot{X}+\tilde{x} = AX + BU + A\tilde{x} + B\tilde{u} + B_d\tilde{d} \\ Y+\tilde{y} = CX + EU + C\tilde{x} + E\tilde{u} + E_d\tilde{d} \end{cases} \quad (2-40)$$

โดย

$$A = A_1D+A_2(1-D) = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}+r_{C1}}{L_1} & \frac{Dr_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{Dr_{C1}}{L_2} & -\frac{Dr_{C1}R+Dr_{C1}r_{C2}+r_{L2}R+r_{L2}r_{C2}+Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = B_1D + B_2(1-D) = \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \quad (2-42)$$

$$C = C_1D + C_2(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \quad (2-43)$$

$$E = E_1D + E_2(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \quad (2-44)$$

$$Bd = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U = \begin{bmatrix} \frac{r_{c1}Rl_z + (r_{L1}D^2 + Dr_{c1} + r_{L2} + R)V_\xi}{(r_{L1}D^2 - D^2r_{c1} + Dr_{c1} + r_{L2} + R)L_1} \\ \frac{Dr_{c1}Rl_z + r_{c1}Rl_z - Dr_{L2}V_\xi - DRV_\xi + Dr_{L1}Rl_z}{(r_{L1}D^2 - D^2r_{c1} + Dr_{c1} + r_{L2} + R)L_2} \\ \frac{D^2V_\xi + Rl_z}{(r_{L1}D^2 - D^2r_{c1} + Dr_{c1} + r_{L2} + R)C_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-45)$$

$$Ed = (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U = [0] \quad (2-46)$$

ขั้นตอนที่ 4

ความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆของวงจรถนวนเวอ์เตอร์ที่สภาวะคงตัว (Steady State Solution) สมการ (2-21) ดังนี้

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1}B + E)U \end{cases} \quad (2-47)$$

แทนค่าเมตริกซ์ A, B, C และ E (สมการ (2-41) - (2-44) ตามลำดับ) ลงใน (2-47) จะได้ความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆของวงจรถนวนเวอ์เตอร์ที่สภาวะคงตัว ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{cases} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{cases} = \begin{bmatrix} \frac{D^3}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))} & \frac{DR}{((r_{L1}-r_{C1})D^2+r_{C1}D+R+r_{L2})} \\ \frac{D^2}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))} & \frac{R}{((r_{L1}-r_{C1})D^2+r_{C1}D+R+r_{L2})} \\ \frac{D-(D^3r_{L1}+R)}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))} & \frac{-Dr_{L1}R}{((r_{L1}-r_{C1})D^2+r_{C1}D+R+r_{L2})} \\ \frac{D^2R}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))} & \frac{R^2}{((r_{L1}-r_{C1})D^2+r_{C1}D+R+r_{L2})} \end{bmatrix} \begin{cases} V_{in} \\ I_z \end{cases} \quad (2-48)$$

$$V_o = \frac{[D^2V_{in} + (D^2r_{C1} - Dr_{C1} - D^2r_{L1})I_z]R}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))}$$

ในกรณีคอนเวอร์เตอร์อุดมคติ ค่า r_{C1}, r_{C2}, r_{L1} และ r_{L2} เป็นศูนย์ จากสมการที่ (2-48) จะได้ดังนี้

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{D^3}{R} V_{in} \\ I_{L2} = \frac{D^2}{R} V_{in} \\ V_{C1} = DV_{in} \\ V_{C2} = D^2V_{in} \\ V_o = D^2V_{in} \end{cases} \quad (2-49)$$

ขั้นตอนที่ 5

สามารถหาสมการเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็ก (Linear Small-Signal Equation) จากสมการ (2-27) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \tilde{i}_1 \\ \tilde{i}_2 \\ \tilde{v}_{c_1} \\ \tilde{v}_{c_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [(sI-A)^{-1}B_{u_1}]_{11} & [(sI-A)^{-1}B_{u_2}]_{11} & [(sI-A)^{-1}B_d]_{11} \\ [(sI-A)^{-1}B_{u_1}]_{21} & [(sI-A)^{-1}B_{u_2}]_{21} & [(sI-A)^{-1}B_d]_{21} \\ [(sI-A)^{-1}B_{u_1}]_{31} & [(sI-A)^{-1}B_{u_2}]_{31} & [(sI-A)^{-1}B_d]_{31} \\ [(sI-A)^{-1}B_{u_1}]_{41} & [(sI-A)^{-1}B_{u_2}]_{41} & [(sI-A)^{-1}B_d]_{41} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{v}_o(s) = \begin{bmatrix} C(sI-A)^{-1}B_{u_1} + E_{u_1} & C(sI-A)^{-1}B_{u_2} + E_{u_2} & C(sI-A)^{-1}B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-50)$$

แทนค่าเมตริกซ์ A, B, C, E, E_d และ B_d (สมการ (2-41) – (2-46) ตามลำดับ) ลงใน (2-50) จะ
ได้สมการเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็ก ดังนี้

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_1(t) \\ \tilde{i}_2(t) \\ \tilde{v}_{c_1}(t) \\ \tilde{v}_{c_2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_1 + r_{c_1}}{L_1} & \frac{D_{c_1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{D_{c_1}}{L_2} & \frac{D_{c_1}R + D_{c_1}r_{c_2} + r_2R + r_{c_2}L_2 + R_{c_2}}{L_2(RH_{c_2})} & \frac{D}{L_2} & \frac{R}{L_2(RH_{c_2})} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(RH_{c_2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(RH_{c_2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_1(t) \\ \tilde{i}_2(t) \\ \tilde{v}_{c_1}(t) \\ \tilde{v}_{c_2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} & \frac{r_2R + r_{c_1}D^2 + D_{c_1}r_{c_2} + R}{(r_1D^2 - D^2r_{c_1} + D_{c_1}r_{c_2} + RL_1)} \\ 0 & \frac{R_{c_2}}{L_2(RH_{c_2})} \frac{D_{c_1}R + r_{c_2}R - DR + D_{c_1}R}{(r_1D^2 - D^2r_{c_1} + D_{c_1}r_{c_2} + RL_2)} \\ 0 & 0 & \frac{D^2 + R}{C_1} \\ 0 & \frac{R}{C_2(RH_{c_2})} \frac{R}{(r_1D^2 - D^2r_{c_1} + D_{c_1}r_{c_2} + RC_1)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ \tilde{i}_z(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix} \\ \tilde{v}_o(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{c_2}}{RH_{c_2}} & 0 & \frac{R}{RH_{c_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_1(t) \\ \tilde{i}_2(t) \\ \tilde{v}_{c_1}(t) \\ \tilde{v}_{c_2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{c_2}}{RH_{c_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n(t) \\ \tilde{i}_z(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-51)$$

จากสมการ (2-51) สามารถหาฟังก์ชันการถ่ายโอนได้สี่ห้าชุดดังแสดงในสมการ (2-28) แต่
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เราจะหาเฉพาะฟังก์ชันการถ่ายโอนที่ใช้ในการออกแบบการควบคุม ดังนี้

ฟังก์ชันการถ่ายโอน ดิวตี้ไซเคิลถึงแรงดันเอาต์พุท

$$G_{dv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_d + E_d = -R \frac{(a_{dv}s^2 + b_{dv}s + c_{dv})(d_{dv}s + 1)}{(as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e)e_{dv}} \quad (2-52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแรงดันอินพุตถึงแรงดันเอาต์พุต

$$G_w(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_{u1} + E_{u1} = \frac{a_w s^2 + b_w s + c_w}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (2-53)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนอิมพีแดนซ์เอาต์พุต

$$G_{zv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_{u2} + E_{u2} = -R \frac{(a_{zv} s^3 + b_{zv} s^2 + c_{zv} s + d_{zv})(e_{zv} s + 1)}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (2-54)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ของสมการ (2-52) ถึง สมการ (2-54) สามารถเขียนให้อยู่ตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ค่าสัมประสิทธิ์ $G_{dv}(s)$, $G_w(s)$ และ $G_{zv}(s)$ ของวงจรควอดเทรทีคบัคคอนเวอร์เตอร์

$a_{dv} = V_g L_1 C_1 D (r_{L2} + R) + I_z (-Dr_{L1} + Dr_{C1} - r_{C1})(RL_1 C_1)$ $b_{dv} = V_g (D(C_1(2r_{C1}R + r_{L1}R + r_{C1}r_{L1}D^2 + 2r_{C1}r_{L2} - r_{C1}^2D + r_{L1}r_{L2}) - L_1 D^2))$ $+ I_z (2RDr_{C1}^2 C_1 - Rr_{C1}2C_1 - Rr_{L1}C_1r_{C1} - Rr_{L1}^2 C_1 D - RDL_1)$ $c_{dv} = V_g (2DR + r_{C1}D^2 + 2Dr_{L2}) + I_z (-r_{C1}R - 2Dr_{L1}R + 2Dr_{C1}R)$ $d_{dv} = C_2 r_{C2}$ $e_{dv} = D(r_{C1}(1-D) + r_{L1}D) + r_{L2} + R$
$a_w = r_{C1}r_{C2}C_1C_2D^2R$ $b_w = (C_2r_{C2} + r_{C1}C_1)D^2R$ $c_w = D^2R$
$a_{zv} = L_1C_1L_2$ $b_{zv} = r_{L1}C_1L_2 + L_1C_1r_{L2} + L_1C_1Dr_{C1} + r_{C1}C_1L_2$ $c_{zv} = L_2 + r_{L1}C_1r_{L2} + L_1D^2 + r_{C1}C_1r_{L2} + C_1Dr_{C1}^2 - D^2r_{C1}^2C_1 + r_{L1}C_1Dr_{C1}$ $d_{zv} = Dr_{C1} + r_{L1}D^2 - D^2r_{C1} + r_{L2}$ $e_{zv} = C_2r_{C2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a=L_1C_1L_2C_2(R+r_{c2})$$

$$b=C_1C_2(L_1(r_{c2}(Dr_{c1}+R+r_{L2})+RDr_{c1}+Rr_{L2})+L_2(r_{c2}(r_{L1}+r_{c1}+r_{L1})+r_{c1}R))+L_1C_1(L_2+Rr_{c2})$$

$$c=C_1C_2(r_{c1}r_{c2}(R+Dr_{c1}-D^2r_{c1}+r_{L1}D+r_{L2})+r_{L1}r_{L2}(R+r_{c2})+r_{c1}(r_{L2}R+RDr_{c1}-D^2r_{c1}R+r_{L1}RD)+$$

$$r_{L1}r_{c2}R)+C_1(L_1R+L_1r_{L2}+L_1Dr_{c1}+r_{c1}L_2+r_{L1}L_2)+C_2(L_1RD^2+L_2r_{c2}+L_1D^2r_{c2}+L_2R)$$

$$d=D^2(-r_{c1}^2C_1-r_{c1}r_{c2}C_2-Rr_{c1}C_2+r_{L1}C_2r_{c2}+r_{L1}RC_2+L_1)+D(C_1r_{c1}(C_1r_{c1}+r_{L1})+)$$

$$r_{c1}C_2(r_{c1}C_2r_{c2}+R))+C_1(r_{L2}(r_{L1}+r_{c1}))+R(r_{L1}+r_{c1}))+C_2(r_{c2}(r_{L2}+r_{L2}+R)+Rr_{L2}))+L_2$$

$$e=D^2(r_{L1}-r_{c1})+Dr_{c1}+r_{L2}+R$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรควอดเตรทิกบัสต์คอนเวอร์เตอร์

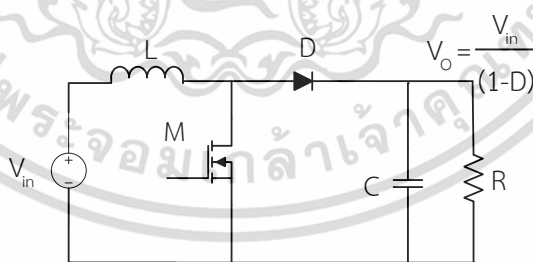
3.1 บทนำ

ปัจจุบันความต้องการวงจร ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ที่มีอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันที่สูง (High Conversion Ratio) มีเพิ่มมากขึ้น เช่น ในระบบผลิตกระแสไฟฟ้าโดยพลังงานแสงอาทิตย์หรือในระบบผลิตไฟฟ้าโดยเซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cell) ที่ต้องมีการแปลงแรงดันดีซีจากเซลล์แสงอาทิตย์หรือเซลล์เชื้อเพลิงที่มีค่าต่ำเป็นแรงดันดีซีที่สูงขึ้น วงจร ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ที่นิยมใช้ในการเพิ่มแรงดันคือวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) ในทางทฤษฎีอัตราส่วนการแปลงแรงดันจะมีค่าไม่จำกัดโดยขึ้นอยู่กับค่าตัวชี้ไขเคลของสวิตช์ แต่ในทางปฏิบัติอัตราส่วนการแปลงแรงดันจะถูกจำกัดไว้เพียงค่าหนึ่งเนื่องจากความสูญเสียที่เพิ่มมากขึ้นที่อัตราส่วนการแปลงแรงดันสูงขึ้น จากข้อจำกัดการแปลงแรงดันไฟฟ้าของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์นี้ สามารถแก้ไขได้โดยการนำวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์พื้นฐานมาต่อคาสเคดกัน

บทนี้แนะนำข้อจำกัดในการแปลงแรงดันของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรคาสเคดบัสต์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรคาสเคดบัสต์คอนเวอร์เตอร์กรณีที่มี $n = 2$ ซึ่งเรียกว่าวงจรถอดเตรทิกบัสต์คอนเวอร์เตอร์

3.2 ข้อจำกัดในการแปลงแรงดันของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) ในรูปที่ 3.1 สามารถแปลงแรงดันอินพุตดีซีให้เป็นแรงดันเอาต์พุตดีซีที่มีขนาดมากกว่า

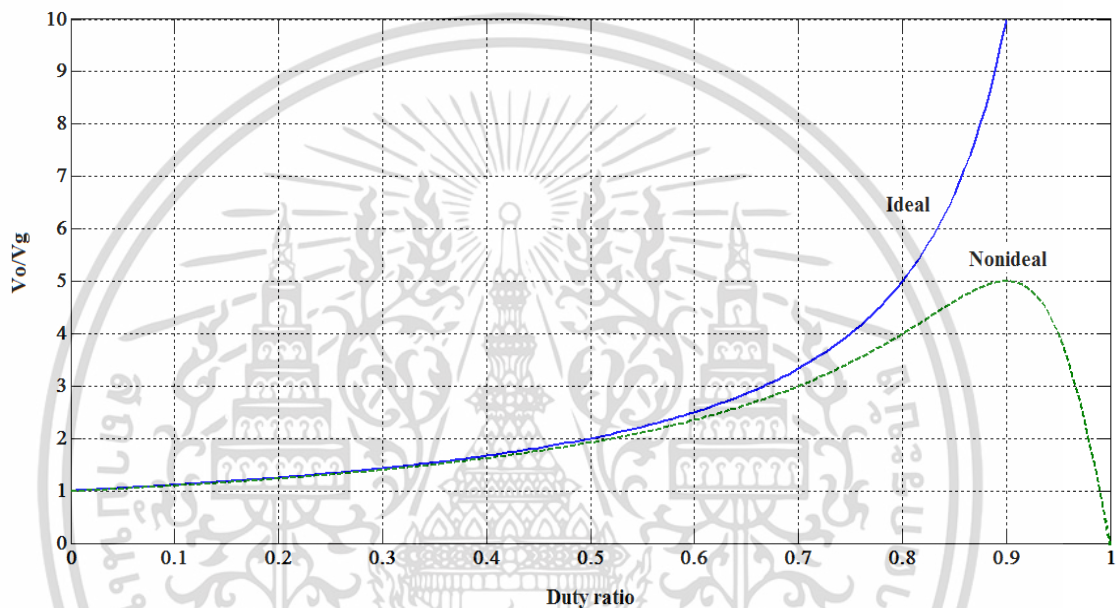


รูปที่ 3.1 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode, CCM) อัตราส่วนแรงดันอินพุตต่อแรงดันเอาต์พุตหรือที่เรียกว่าอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์จะมีค่าดังแสดงในสมการที่ (3-1)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.1)$$

ในทางทฤษฎี อัตราส่วนการเพิ่มแรงดันในสมการ (3.1) มีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อค่าดิวตี้ไซเคิลของสวิตช์มากขึ้นดังแสดงในรูปที่ 3.2 (เส้น Ideal) ที่ค่าอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันสูง ค่าดิวตี้ไซเคิลของสวิตช์จะมีค่ามากทำให้เกิดการสูญเสียอันเนื่องจากการนำกระแสของสวิตช์ (Conduction Loss) ในวงจรถูกตัดคอนเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.2 แสดงรูปความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันกับค่าดิวตี้ไซเคิล ที่ $r_L=1\Omega$

นอกจากนี้ในทางปฏิบัติตัวเหนี่ยวนำจะมีความต้านทานแฝง (Equivalent Series Resistance, ESR) ต่ออนุกรมอยู่ เมื่อคิดผลของความต้านทานแฝงอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันของวงจรถูกตัดคอนเวอร์เตอร์สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-2) [4]

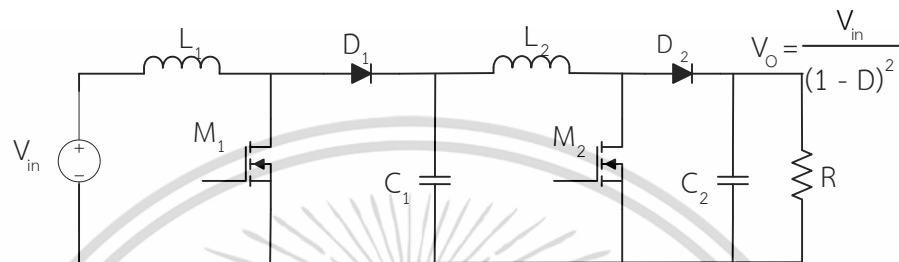
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-D} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r_L}{R(1-D)^2}} \right) \quad (3.2)$$

โดย r_L คือค่าความต้านทานแฝง เมื่อนำสมการที่ (3-2) มาพล็อตจะได้เส้น Nonideal ในรูปที่ 3.2 จะเห็นว่าผลของความต้านแฝงทำให้อัตราส่วนการเพิ่มแรงดันของวงจรถูกตัดคอนเวอร์เตอร์มีค่าน้อยกว่าในทางอุดมคติ จากรูปเมื่อ $r_L=1\Omega$ อัตราส่วนการเพิ่มแรงดันสูงสุดจะถูกจำกัดที่ประมาณ 4.8

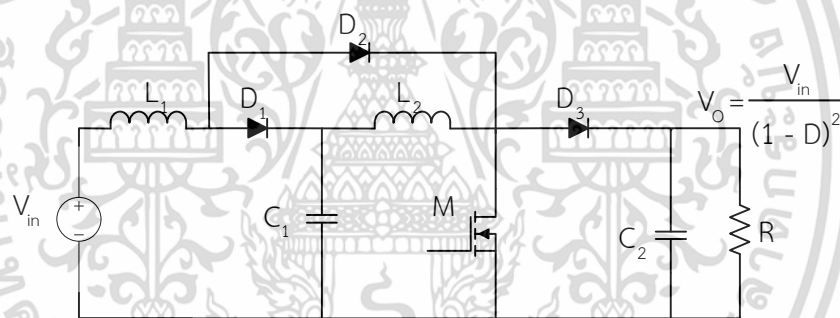
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่าที่ค่าตัวที่ใช้เคลิลของสวิทช์ประมาณ 0.9 นั่นคือผลของความต้านแฝงของตัวเหนี่ยวนำจะทำให้ วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ไม่สามารถสร้างแรงดันเอาต์พุตที่สูงมากได้

เพื่อที่จะแก้ปัญหาดังกล่าว บทความ [5] ได้นำเอาวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์พื้นฐานสองตัว ต่ออนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 3.3 และจัดรูปวงจรใหม่ให้เหลือสวิทช์เพียงตัวเดียว (จากเดิมที่ใช้สวิทช์สองตัว) ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.3 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์สองตัวต่ออนุกรมกัน



รูปที่ 3.4 วงจรควอดเรติกบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิทช์หนึ่งตัว

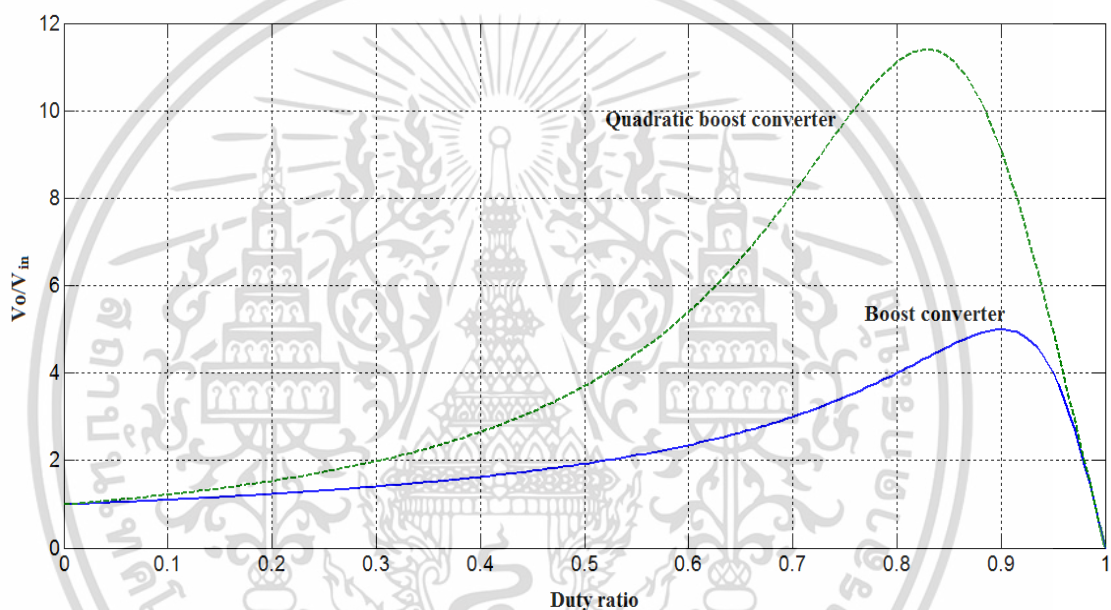
วงจรใหม่นี้ถูกเรียกว่าวงจรควอดเรติกบัสต์คอนเวอร์เตอร์ (Quadratic Boost Converter) โดยมี อัตราส่วนการเพิ่มแรงดันแสดงดังสมการที่ (3-3) (กรณีอุดมคติ) และสมการที่ (3-4) (กรณีคิดค่าความต้านทานแฝง r_{L1})

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (3-3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{(1-D)^2} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r_L}{R(1-D)^3}} \right) \quad (3-4)$$

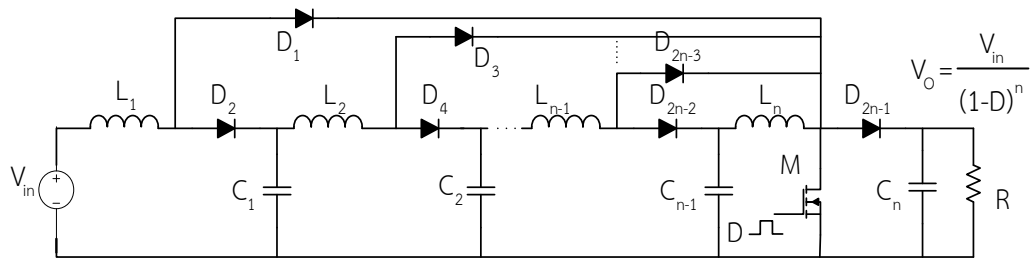
เมื่อนำอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (สมการที่ (3.2)) และของวงจรควอดเรติกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (สมการที่ (3.4)) มาพล็อตเทียบกันได้ดังรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าวงจรควอดเรติกบูสต์คอนเวอร์เตอร์สามารถให้อัตราส่วนการแปลงแรงดันที่เพิ่มสูงกว่าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.5 เปรียบเทียบระหว่างอัตราการขยายแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (สมการที่ (3.2) $r_L = 1\Omega$) และวงจรควอดเรติกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (สมการที่ (3.4) $r_L = 1\Omega$)

3.3 วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว (Cascade Boost Converter With A Single Active Switch)

เมื่อไม่นานมานี้ บทความ [2] ได้มีการขยายแนวความคิดจากบทความ [5] โดยการนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์พื้นฐานจำนวน n ตัวต่ออนุกรมกันและจัดรูปวงจรใหม่ให้เหลือสวิตช์เพียงตัวเดียวดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว

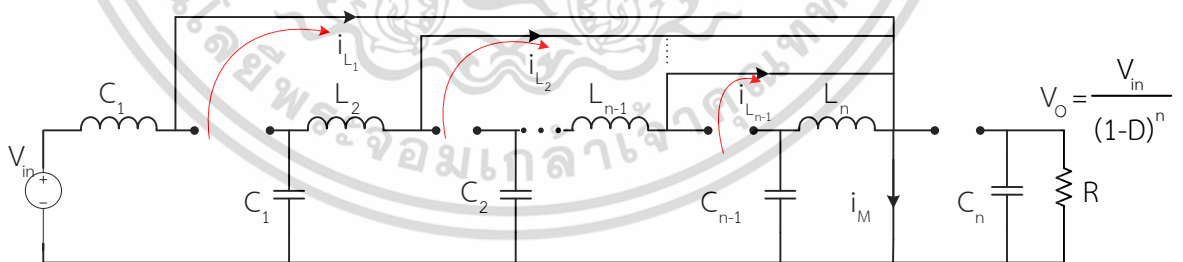
วงจรที่ได้ (รูปที่ 3.6) นี้ถูกเรียกว่าวงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Cascade Boost Converter) ซึ่งมีอัตราส่วนการเพิ่มแรงดันเท่ากับ

$$V_o = \frac{V_{in}}{(1 - D)^n} \tag{3-5}$$

โดย n คือจำนวน Stage ของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่นำมาต่ออนุกรมกัน

วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัวในรูปที่ 3.6 ประกอบไปด้วยสวิตช์ (M) 1 ตัว, ตัวเหนี่ยวนำ (L) n ตัว, ตัวเก็บประจุ (C) n ตัว และไดโอด (D) 2n-1 ตัว เมื่อ n คือจำนวน Stage วงจรมีแรงดันอินพุท V_{in} แรงดันเอาท์พุท V_o ความถี่ในการสวิตช์ f_s และหนึ่งคาบของการสวิตช์คือ $T=1/f_s$

ที่สภาวะคงตัว ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM จะแบ่งการทำงานเป็นสองสภาวะคือ



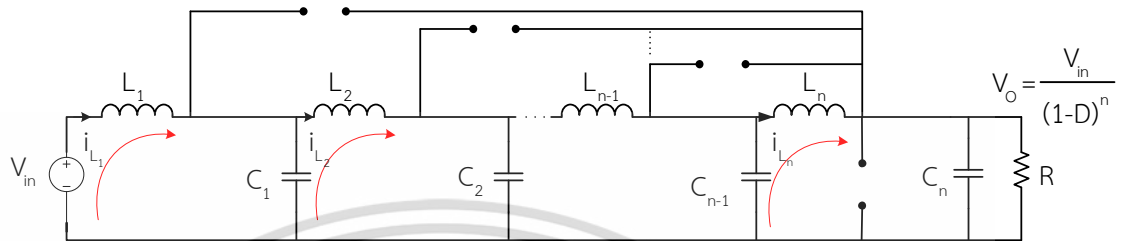
รูปที่ 3.7 วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว ขณะสวิตช์นำกระแส

(1) เมื่อสวิตช์ (M) นำกระแส (รูปที่ 3.7) ไดโอด $D_1, D_3, \dots, D_{2n-3}$ จะนำกระแส ในช่วงเวลานี้ ตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ stage จะอยู่ในสภาวะชาร์จกระแส ดังนั้นกระแส i_{L_1} ถึง $i_{L_{n-1}}$ จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น จากรูปจะเห็นว่ากระแสตัวเหนี่ยวนำของแต่ละ Stage จะไหลมารวมกันผ่านสวิตช์ M นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_M = i_{L_1} + i_{L_1} + \dots + i_{L_{n-1}} \quad (3-6)$$

ในสภาวะนี้ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_n ทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับโหลด



รูปที่ 3.8 วงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์หนึ่งตัว ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

(2) เมื่อสวิตช์ M หยุดนำกระแส (รูปที่ 3.8) ไดโอด $D_2, D_4, \dots, D_{2n-1}$ จะนำกระแส เนื่องจาก $V_{C_n} > V_{C_{n-1}} > \dots > V_{C_2} > V_{C_1} > V_{in}$ ตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ stage จะอยู่ในสภาวะดิสชาร์จกระแส ทำให้กระแส i_{L_1} ถึง i_{L_n} จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น

จากบทความ [2] สมการแรงดันและกระแสในส่วนต่างๆของวงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.6 สามารถสรุปได้ดังนี้

- แรงดันเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในแต่ละ Stage สามารถหาได้จาก

$$V_{C_i} = \frac{V_{in}}{(1-D)^i} \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n \quad (3-7)$$

- กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Stage สามารถหาได้จาก

$$I_{L_i} = \frac{I_o}{(1-D)^{n+1-i}} \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n \quad (3-8)$$

โดย I_o คือกระแสเอาต์พุต

- ริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำและริปเปิลของแรงดันตัวเก็บประจุในแต่ละ Stage สามารถหาได้ดังนี้

$$\Delta i_{L_i} = \frac{V_{in} D}{L_i (1-D)^{i-1} f_s} \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n \quad (3-9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta V_{C_i} = \frac{V_{in} D^{2n-1} (1-D)}{Rf_s C_i} \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n \quad (3-10)$$

- เงื่อนไขค่าตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ Stage เพื่อให้วงจรทำงานในโหมด CCM

$$L_i > \frac{D(1-D)^{2(n+1-i)} R}{2f_s} \quad \text{สำหรับ } i = 1, \dots, n \quad (3-11)$$

3.4 วงจรควอดเทรตคิบูสต์คอนเวอร์เตอร์

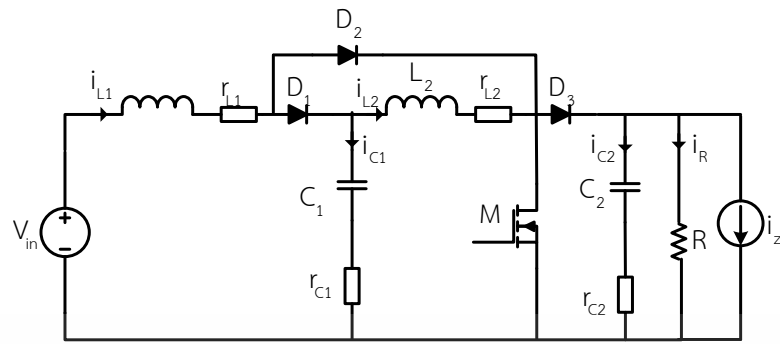
วงจรควอดเทรตคิบูสต์คอนเวอร์เตอร์คือวงจรคาสเคดคิบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ $n = 2$ วงจรควอดเทรตคิบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่แสดงดังรูป 3.9 (ก) ประกอบไปด้วยสวิตช์ MOSFET (M), ไดโอด (D_1, D_2, D_3) 3 ตัว, ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2) 2 ตัว, ตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2) 2 ตัว R เป็นตัวต้านทานโหลด และแหล่งจ่ายกระแส (i_z) แทนกระแสโหลดที่เพิ่มขึ้น ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมีค่าความต้านทานแฝง คือ r_{C1}, r_{C2}, r_{L1} และ r_{L2} โดยตัวต้านทานแฝงเหล่านี้ในทางปฏิบัติจะมีค่าน้อยมาก

วงจรควอดเทรตคิบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในโหมด CCM จะมีการทำงานอยู่สองสถานะคือ เมื่อสวิตช์ MOSFET นำกระแส (รูปที่ 3.9 (ข)) ไดโอด D_1, D_3 ไม่นำกระแส ไดโอด D_2 นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 จะอยู่ในสถานะชาร์จกระแสทำให้กระแส i_{L1}, i_{L2} เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น เมื่อสวิตช์ MOSFET หยุดนำกระแส (รูปที่ 3.9 (ค)) ไดโอด D_1, D_3 นำกระแส ไดโอด D_2 ไม่นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 จะอยู่ในสถานะดิสชาร์จกระแสทำให้กระแส i_{L1}, i_{L2} ลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น

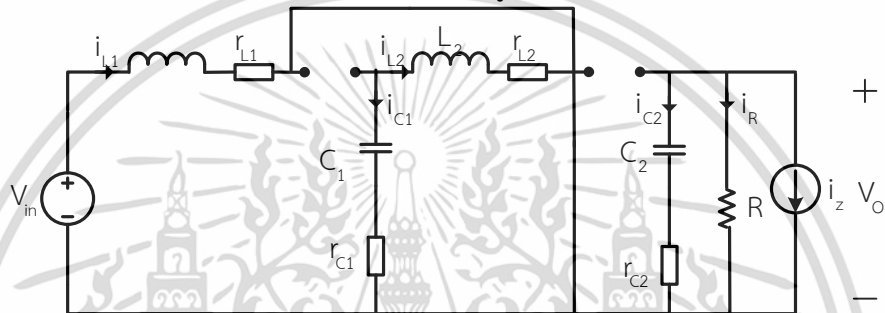
แรงดันเอาต์พุต (V_o) เป็นแรงดันดีซีที่มีริบเบิลจากการสวิตช์ป้อนอยู่ โดยปกติแล้วริบเบิลนี้จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับองค์ประกอบดีซี ความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{in} ในควอดเทรตคิบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในทางอุดมคติ (r_{C1}, r_{C2}, r_{L1} และ r_{L2} มีค่าเท่ากับศูนย์) แสดงดังสมการที่ (3-12)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1-D} \right)^2 \quad (3-12)$$

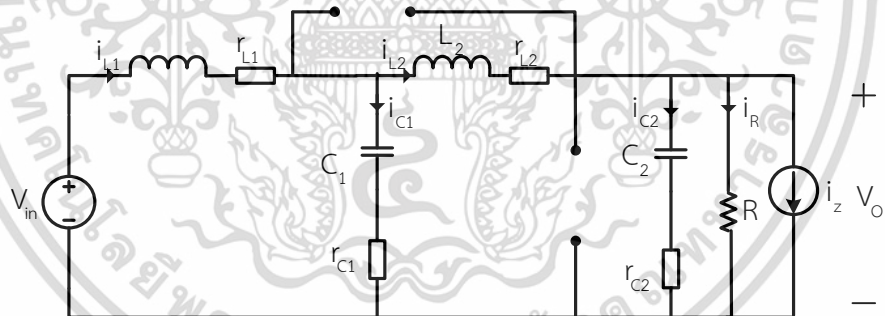
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์



(ข) วงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์นำกระแส



(ค) วงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

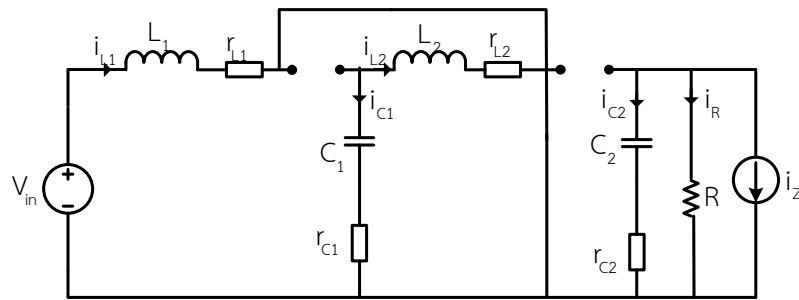
รูปที่ 3.9 การทำงานของวงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์

3.5 การหาแบบจำลองวงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยวิธี SSA

จากการจำลองแบบวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี State-Space Averaging (SSA) ในบทที่ 2 นำมาประยุกต์ใช้วิธี SSA กับวงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์แสดงรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 วงจรควอดเตรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์นำกระแส
 จากรูปที่ 3.10 สามารถเขียนสมการ State Space ขณะสวิตช์นำกระแสได้ดังนี้ (ที่มาของสมการ
 แสดงในภาคผนวก ก)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(r_{C1}+r_{L2})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix}$$

$$v_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \left(\frac{R}{R+r_{C2}}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix}$$

(3-13)

จากสมการ (3-13) จะได้

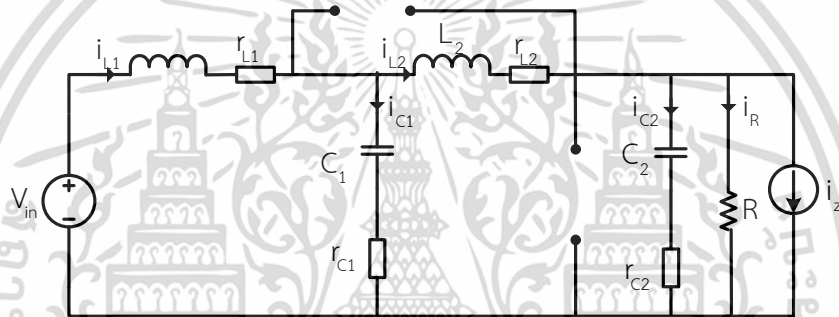
$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(r_{C1}+r_{L2})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix}$$

(3-14)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ L_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \left(\frac{R}{R+r_{C2}} \right) \end{bmatrix}, \quad E_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$



รูปที่ 3.11 วงจรควอดเรตที่คัปปล์คอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

จากรูปที่ 3.11 สามารถเขียนสมการ State Space ขณะสวิตช์หยุดนำกระแสได้ดังนี้ (ที่มาของสมการแสดงในภาคผนวก ก)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{L1}+r_{C1})}{L_1} & \frac{r_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2} & -\left[\frac{r_{C1}}{L_2} + \frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] & \frac{1}{L_2} & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \right] \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3-17)$$

จากสมการ (3-17) จะได้

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{L1}+r_{C1})}{L_1} & \frac{r_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2} & -\left[\frac{r_{C1}}{L_2} + \frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] & \frac{1}{L_2} & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \right] \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix}, \quad E_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

ขั้นตอนที่ 2

จากสมการ (3-13) และ (3-17) สามารถหาสมการเฉลี่ย State Space ในหนึ่งคาบเวลา การสวิตช์ ได้ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{v}_c \\ \bar{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{c1}+r_{c2}-Dr_{c1}}{L_1} & \frac{(-1+D)r_{c2}}{L_1} & \frac{-1+D}{L_1} & 0 \\ \frac{(-1+D)r_{c1}}{L_2} & \frac{(-r_{c1}-r_{c2}+Dr_{c2})R-r_{c1}r_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} & \frac{1}{L_2} & \frac{(-1+D)R}{L_2(R+r_{c2})} \\ (-1+D) & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(-1+D)R}{C_2(R+r_{c2})} & 0 & \frac{1}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{v}_c \\ \bar{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_n \\ \bar{i}_z \end{bmatrix} \\ \bar{v}_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(-1+D)Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{v}_c \\ \bar{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_n \\ \bar{i}_z \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3-21)$$

ขั้นตอนที่ 3

เมื่อรวบรวมสมการเฉลี่ย State Space สมการ (3-2) ด้วยสัญญาณขนาดเล็กลงจะได้รูปแบบของสมการเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{cases} \dot{X} + \tilde{X} = AX + BU + A\tilde{X} + B\tilde{U} + B_d\tilde{d} \\ Y + \tilde{Y} = CX + EU + C\tilde{X} + E\tilde{U} + E_d\tilde{d} \end{cases} \quad (3-22)$$

โดย

$$A = A_1D + A_2(1-D) = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} + r_{C1} - Dr_{C1}}{L_1} & \frac{-(-1+D)r_{C1}}{L_1} & \frac{-1+D}{L_1} & 0 \\ \frac{-(-1+D)r_{C1}}{L_2} & \frac{(-r_{C1} - r_{L2} - r_{C2} + Dr_{C2})R - r_{C1}r_{C2} - r_{L2}r_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & \frac{1}{L_2} & \frac{-(-1+D)R}{L_2(R+r_{C2})} \\ \frac{-(-1+D)}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(-1+D)R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & \frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

$$B = B_1D + B_2(1-D) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

$$C = C_1D + C_2(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(-1+D)Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

$$E = E_1D + E_2(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Bd = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U = \frac{1}{\eta} \begin{bmatrix} \frac{(-r_{L2}R - r_{L2}r_{C2} - Rr_{C2} + D(r_{C2}(-r_{C1} + 2R + r_{L2} - 2R) - R(r_{C1} + r_{L2} + R(-1 + 3 - 3D + D^2))))}{L_1} \\ \frac{(-r_{C1}R - r_{C1}r_{C2} + Rr_{C2} - DRr_{C2} + R^2(1 - 2D + D^2))}{L_2} \\ \frac{(R + r_{C2})}{C_1} \\ \frac{R(-1 + D)}{C_2} \end{bmatrix}$$

$$\eta = (R + r_{C2})r_{L1} + D(R - 3r_{C2} - 2r_{L2} + r_{C1}) + r_{C2}(-2r_{L2} + r_{C1}) + D(D^3R^2 + r_{C2}(-D^2R + 3R - r_{C1} + r_{L2}) + R(r_{L2} - r_{C1})) + R(r_{C2} + RD(-4 + 6D - 4D^2)) + r_{L2}(R + r_{C2}) \quad (3-27)$$

$$Ed = (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U = [0] \quad (3-28)$$

ขั้นตอนที่ 4

ความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆของวงจรถนอเวอร์เตอร์ที่สภาวะคงตัว (Steady State Solution) สมการ (2-21) และนำมาเสนออีกครั้งตั้งสมการ (3-29)

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1}B + E)U \end{cases} \quad (3-29)$$

แทนค่าเมตริกซ์ A, B, C และ E (สมการ (3-23) - (3-26) ตามลำดับ) จะได้ความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆของวงจรถนอเวอร์เตอร์ที่สภาวะคงตัว ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\beta} \begin{bmatrix} 1 & R - 2RD + RD^2 \\ (-1 + D) & -(-1 + D)(R - 2RD + RD^2) \\ -(-1 + D)(R - 2RD + RD^2 + r_{L2}) & -(-1 + D)(r_{L1}R) \\ -R(-1 + 2D - D^2) & -R(-2Dr_{L2} + D^2r_{L2} + r_{L1} + r_{L2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_z \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

$$V_o = \frac{(-1 + D)^2 R V_m}{\beta}$$

เมื่อ $\beta = R + r_{L1} + r_{L2} + D^2r_{L2} - 2Dr_{L2} + D^4R + 6RD^2 - 4RD - 4RD^3$

ในกรณีคอนเวอร์เตอร์อุดมคติ ค่า r_{C1}, r_{C2}, r_{L1} และ r_{L2} เป็นศูนย์ จากสมการที่ (3-30) จะได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{L_1} = \frac{V_{in}}{(1-D)^4 R} \\ I_{L_1} = \frac{V_{in}}{(1-D)^3 R} \\ V_{C_1} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \\ V_{C_1} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \\ V_o = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \end{array} \right. \quad (3-31)$$

ขั้นตอนที่ 5

สามารถหาสมการเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็ก (Linear Small-Signal Equation) จากสมการ (2-27) และนำมาเสนออีกครั้งดังสมการ (3-32)

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{L_1} \\ \tilde{I}_{L_2} \\ \tilde{V}_{C_1} \\ \tilde{V}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u1} \end{bmatrix}_{11} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u2} \end{bmatrix}_{11} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix}_{11} \\ \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u1} \end{bmatrix}_{21} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u2} \end{bmatrix}_{21} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix}_{21} \\ \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u1} \end{bmatrix}_{31} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u2} \end{bmatrix}_{31} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix}_{31} \\ \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u1} \end{bmatrix}_{41} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_{u2} \end{bmatrix}_{41} & \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix}_{41} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{V}_o(s) = \begin{bmatrix} C(sI-A)^{-1}B_{u1} + E_{u1} & C(sI-A)^{-1}B_{u2} + E_{u2} & C(sI-A)^{-1}B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3-32)$$

แทนค่าเมตริกซ์ A,B,C,E,E_d และ B_d (สมการ (3-23) – (3-28) ตามลำดับ) จะได้สมการเชิงเส้นสัญญาณขนาดเล็ก ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C1}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{r_{L1}+r_{C1}}{L_1} & \frac{Dr_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{Dr_{C1}}{L_2} & \frac{Dr_{C1}R+Dr_{C1}r_{C2}+r_{L2}R+r_{L2}r_{C2}+Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C1}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} & 0 & \frac{(-r_{L2}R-r_{L2}r_{C2}-Rr_{C2}+D(r_{C2}(-r_{C1}+2R+r_{L2}-2R)-R(r_{C1}+r_{L2}+R(-1+3-3D+D^2))))}{L_1} & \eta L_1 \\ 0 & \frac{(1-D)Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & \frac{(-r_{C1}R-r_{C1}r_{C2}+Rr_{C2}-DRr_{C2}+R^2(1-2D+D^2))}{L_2(R+r_{C2})} & \eta L_2 \\ 0 & 0 & \frac{(R+r_{C2})}{C_2} & \eta C \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & \frac{R(-1+D)}{C_2} & \eta C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_s(t) \\ \tilde{i}_z(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \\
 \tilde{v}_o(t) &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{(-1+D)Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C1}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_s(t) \\ \tilde{i}_z(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \quad (3-33)
 \end{aligned}$$

จากสมการ (3-33) สามารถหาฟังก์ชันการถ่ายโอนได้สิบห้าชุด แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เราจะหาเฉพาะฟังก์ชันการถ่ายโอนที่ใช้ในการออกแบบการควบคุม ดังนี้

ฟังก์ชันการถ่ายโอน ดิวตี้ไซเคิลถึงแรงดันเอาต์พุท

$$G_{dv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_d + E_d = -RV_s(R+r_{C2})(-1+D) \frac{(a_{dv}s^3 + b_{dv}s^2 + c_{dv}s + d_{dv})(e_{dv}s+1)}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (3-34)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแรงดันอินพุทถึงแรงดันเอาต์พุท

$$G_w(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_{u1} + E_{u1} = \frac{a_w s^2 + b_w s + c_w}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (3-35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันการถ่ายโอนอิมพีแดนซ์เอาท์พุท

$$G_{zv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{v_{in}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_{u2} + E_{u2} = -R \frac{(a_{zv}s^3 + b_{zv}s^2 + c_{zv}s + d_{zv})(e_{zv} + 1)}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (3-36)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ของสมการ (3-34) ถึง สมการ (3-36) สามารถเขียนให้อยู่ตารางได้ดังนี้

ตารางที่ 3.1 ค่าสัมประสิทธิ์ $G_{dv}(s)$, $G_{vw}(s)$ และ $G_{zw}(s)$ ของวงจรควอดเทรทีคอบุสต์คอนเวอร์เตอร์

$a_{dv} = L_1 C_1 L_2 R + L_1 C_1 L_2 r_{c2}$ $b_{dv} = 2L_1 R^2 C_1 D - L_1 R^2 C_1 D^2 - L_1 R^2 C_1 + 2L_1 C_1 r_{c1} R + r_{c1} C_1 L_2 R + r_{c1} C_1 L_2 R + L_1 C_1 L_2 R - D r_{c1} C_1 L_2 R + 2L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} - D r_{c1} C_1 L_2 r_{c2}$ $c_{dv} = RC_1 r_{c1}^2 + C_1 r_{c1}^2 r_{c2} - D^2 C_1 r_{c1} r_{c2} r_{c2} + 2r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + RC_1 r_{c1} r_{c2} D^3 + 3r_{c1} C_1 D R r_{c2} + 2L_1 r_{c2} - RD^2 C_1 r_{c1} r_{c2} - 9r_{c1} R^2 C_1 D^2 + 7r_{c1} R^2 C_1 D + 5D^3 r_{c1} R^2 C_1 - r_{c1} C_1 R r_{c2} + D^2 L_2 R - 2DL_2 R - r_{c1} R^2 C_1 - 2r_{c1} R^2 C_1 - D r_{c1}^2 C_1 R + 2L_1 R - R^2 D^4 C_1 r_{c1} + 2r_{c1} C_1 r_{c1} R + r_{c1} C_1 r_{c1} R - r_{c1} R^2 C_1 D^2 + 2r_{c1} R^2 C_1 D - 2DL_2 r_{c2} + D^2 L_2 r_{c2} + D r_{c1} C_1 r_{c2} R - 3D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2} + L_2 r_{c2} - D r_{c1}^2 C_1 r_{c2} + D r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + L_2 R$ $d_{dv} = -12R^2 D^2 - 2R^2 + 8R^2 D^3 - 2D^4 R^2 + 8R^2 D + D^3 R r_{c2} - 3D^2 R r_{c2} + 3D R r_{c2} - R r_{c2} - D r_{c1} R + 2r_{c1} R + r_{c1} R - D r_{c1} r_{c2} + 2r_{c1} r_{c2} + r_{c1} r_{c2} \quad , \quad e_{dv} = C_2 r_{c2}$
$a_w = (RC_1 r_{c1})(C_2 R r_{c2})(-1+D)^2$ $b_w = (RC_1 r_{c1})(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2} - 2D(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2})) + D^2(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2})$ $c_w = C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2} - 2D(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2}) + D^2(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2})$
$a_w = L_1 C_1 L_2 R + L_1 C_1 L_2 r_{c2}$ $b_w = (-D r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} - R r_{c2} D^2 L_1 C_1 + L_1 C_1 D R r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 R + r_{c1} C_1 L_2 R + L_2 C_1 r_{c1} R - D r_{c1} C_1 L_2 R + L_1 C_1 r_{c1} R)$ $c_w = (r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c2} r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 D R r_{c2} + L_1 r_{c2} - R r_{c2} D^2 L_1 C_1 + R r_{c2} D^3 C_1 r_{c1} + D^2 L_2 R - 2DL_2 R + D r_{c1}^2 C_1 R + L_1 R + r_{c1} C_1 R + R + r_{c1} C_1 R + r_{c1} C_1 R - 2DL_2 r_{c2} + D^2 L_2 r_{c2} - D r_{c1}^2 C_1 r_{c2} - 2D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2} - D^2 C_1 r_{c1}^2 R + L_2 r_{c2} + D r_{c1}^2 C_1 r_{c2} - D^2 C_1 r_{c1} 2r_{c2} - D r_{c1} C_1 r_{c2} r_{c2} + L_2 R + r_{c1} C_1 D R r_{c2})$ $d_w = -3D^2 R r_{c2} - 2D r_{c2} r_{c2} + D R r_{c2} - r_{c1} D^2 R - r_{c1} r_{c2} D^2 + D^2 r_{c2} r_{c2} + 3D^3 R r_{c2} + r_{c1} R + r_{c1} r_{c2} - R r_{c2} D^4 - 2D r_{c2} R + r_{c2} r_{c2} + D r_{c1} R + D r_{c1} r_{c2} + r_{c2} R + D^2 r_{c2} R \quad , \quad e_w = C_2 r_{c2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
a &= L_1 C_1 L_2 R_2 C_2 + 2L_1 C_1 L_2 RC_2 r_{c2} + L_1 C_1 L_2 r_{c2}^2 C_2 \\
b &= 2L_1 C_1 r_{l2} RC_2 r_{c2} + L_1 C_1 L_2 r_{c2} + L_1 C_2 r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2}^2 C_2 + L_1 C_1 r_{l2} R^2 C_2 + L_1 C_1 L_2 R - Dr_{c1} C_1 L_2 R^2 C_2 + L_1 C_1 R^2 r_{c2} C_2 + \\
&L_1 C_1 R r_{c2}^2 C_2 - Dr_{c1} C_1 L_2 r_{c2}^2 C_2 + L_1 C_1 r_{l1} r_{c2}^2 C_2 + r_{l1} C_1 L_2 r_{c2}^2 C_2 + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2}^2 - 2Dr_{c1} C_1 L_2 RC_2 r_{c2} - L_1 C_1 DR r_{c2}^2 C_2 + \\
&r_{c1} C_1 L_2 R^2 C_2 + 2r_{c1} C_1 L_2 RC_2 r_{c2} + r_{l1} C_1 L_2 R_2 C_2 + 2r_{l1} C_1 L_2 RC_2 r_{c2} \\
c &= r_{l1} C_1 L_2 r_{c2} + L_1 C_2 r_{c2}^2 + r_{l1} C_1 r_{c1} r_{c2}^2 C_2 + L_1 C_1 r_{l2} r_{c2} + r_{l1} C_1 r_{l2} r_{c2}^2 C_2 + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} + D^2 L_2 r_{c2}^2 C_2 - 2DL_2 r_{c2}^2 C_2 + \\
&r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + 2r_{l1} C_1 r_{c1} RC_2 r_{c2} + 2r_{l1} C_1 r_{l2} RC_2 r_{c2} - 2r_{c1} C_1 DR r_{c2}^2 C_2 + L_2 R^2 C_2 + Dr_{c1}^2 C_1 R^2 C_2 - 2DL_2 R^2 C_2 - \\
&Dr_{c1} C_1 r_{l2} R^2 C_2 + D^2 L_2 R^2 C_2 + D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2} C_2 - 2r_{c1} DR^2 r_{c2} C_2 + r_{c1} C_1 r_{l2} R^2 C_2 + r_{c1} C_1 R^2 r_{c2} C_2 + r_{c1} C_1 R r_{c2}^2 C_2 - \\
&D^2 C_2 R^2 C_1 r_{c1}^2 + 2r_{l2} C_1 r_{c1} RC_2 r_{c2} - 2D^2 C_2 RC_1 r_{c1}^2 r_{c2} + L_1 C_2 R^2 + L_1 R^2 C_1 + r_{l1} C_1 r_{c1} R^2 C_2 - r_{l1} C_1 DR^2 r_{c2} C_2 + \\
&L_1 R^2 C_1 D^2 - 2L_1 R^2 C_1 D - L_1 C_1 DR r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} R + L_1 C_1 r_{l2} R + 2L_1 C_2 R r_{c2} + r_{l1} C_1 r_{l2} R^2 C_2 + r_{l1} C_1 R^2 r_{c2} C_2 + \\
&r_{l1} C_1 R r_{c2}^2 C_2 + 2Dr_{c1}^2 C_1 RC_2 r_{c2} + 2D^2 L_2 RC_2 r_{c2} + 2L_2 RC_2 r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 R - Dr_{c1} C_1 L_2 R + D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2}^2 C_2 + \\
&r_{l1} C_1 L_2 R + Dr_{c1}^2 C_1 r_{c2} C_2 - Dr_{c1} C_1 r_{l2} r_{c2}^2 C_2 - Dr_{c1} C_1 L_2 r_{c2} - D^2 C_2 r_{c2}^2 C_1 r_{c1} + r_{c1} C_1 r_{l2} r_{c2}^2 C_2 - 2Dr_{c1} C_1 r_{l2} RC_2 r_{c2} - \\
&r_{l1} C_1 DR r_{c2}^2 C_2 - 4DL_2 RC_2 r_{c2} \\
d &= r_{l1} C_2 r_{c2}^2 + r_{l1} C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{l1} C_1 r_{l2} r_{c2} + D^2 r_{l2} r_{c2}^2 C_2 - 2Dr_{l2} r_{c2}^2 C_2 + r_{c1} C_1 r_{l2} r_{c2} - 2r_{c1} C_1 DR r_{c2} + L_1 RC_2 - \\
&2r_{c1} D^2 C_2 R r_{c2} - 3DR^2 r_{c2} C_2 - D^3 r_{c2}^2 C_2 + D^2 r_{l2} R^2 C_2 - r_{c1} D^2 C_2 R^2 + 3r_{c1} R^2 C_1 D^2 - 3r_{c1} R^2 C_1 D + Dr_{c1} C_2 R^2 - \\
&D^3 r_{c1} R^2 C_1 + 3D_2 R^2 r_{c2} C_2 + r_{c1} C_1 R r_{c2} - 2Dr_{l2} R^2 C_2 + D^2 L_2 R - 2DL_2 R + r_{l1} C_2 R^2 + r_{l1} R^2 C_1 + r_{l2} R^2 C_2 + R^2 r_{c2} C_2 + \\
&R r_{c2}^2 C_2 + r_{c1} R^2 C_1 + Dr_{c1}^2 C_1 R + L_1 R + r_{l1} C_1 R r_{c2} + 2D^2 r_{l2} RC_2 r_{c2} + 2r_{l2} C_2 r_{c2} + r_{l1} C_1 r_{c1} R - D^3 R r_{c2}^2 C_2 + r_{l1} C_1 r_{l2} R + \\
&2r_{l1} C_2 R r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{l2} R - 3DR r_{c2}^2 C_2 + r_{l1} R^2 C_1 D^2 - 2r_{l1} R^2 C_1 D - 2DL_2 r_{c2} + D^2 L_2 r_{c2} + r_{l2} r_{c2}^2 C_2 - Dr_{c1} C_1 r_{l2} R + \\
&D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2} + 3D^3 R r_{c2}^2 C_2 - D^2 C_1 r_{c1}^2 R + L_2 r_{c2} + Dr_{c1}^2 C_1 r_{c2} + Dr_{c1} C_2 r_{c2}^2 - D^2 C_1 r_{c1}^2 r_{c2} - r_{c1} D^2 C_2 r_{c2}^2 - \\
&Dr_{c1} C_1 r_{l2} r_{c2} + L_2 R + 2Dr_{c1} C_2 R r_{c2} - r_{l1} C_1 DR r_{c2} - 4Dr_{l2} RC_2 r_{c2} \\
e &= 3D^2 R r_{c2} - 2Dr_{l2} r_{c2} - r_{c1} r_{c2} D^2 + R r_{c2} + Dr_{c1} R + Dr_{c1} RC_2 - 2Dr_{l2} R - 3DR r_{c2} + r_{l2} R + r_{l2} r_{c2} + R^2 - 4R^2 D + 6R^2 D^2 - \\
&r_{c1} D^2 R + D^2 r_{l2} R + D^2 r_{l2} r_{c2} - D^3 R r_{c2} + r_{l1} R + r_{l1} r_{c2} - 4R^2 D^3 + D^4 R^2
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

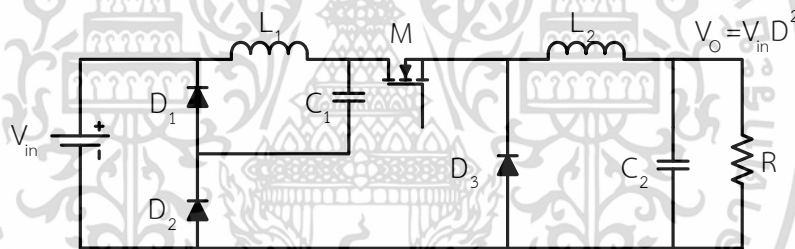
บทที่ 4

การออกแบบวงจรภาคกำลัง

4.1 บทนำ

วงจรควอดเรติกคอนเวอร์เตอร์นั้นจะประกอบด้วยสองส่วนหลักคือวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุม ในบทนี้อธิบายการออกแบบวงจรภาคกำลัง โดยที่มาของสมการการออกแบบวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์ (Quadratic Buck Converter) ประยุกต์มาจากสมการการออกแบบของวงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์ตัวเดียว (N-Stage Cascade Buck Converter With One Active Switch) และการออกแบบวงจรควอดเรติกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Quadratic Boost Converter) ประยุกต์มาจากสมการการออกแบบของวงจรคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์ตัวเดียว (N-Stage Cascade Boost Converter With One Active Switch) ดังที่อธิบายไว้ในบทที่ 2 และ บทที่ 3 ตามลำดับ

4.2 สมการการออกแบบวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.1 วงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์

วงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 4.1 จะสังเกตว่าวงจรนี้ก็คือวงจรคาสเคดบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์ตัวเดียว ในกรณีที่ $n = 2$ ดังนั้นสมการ (2-3) ถึง (2-10) จะถูกลดรูปเป็น

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D^2 \quad (4-1)$$

$$\frac{V_{C1}}{V_{in}} = D \quad (4-2)$$

$$I_{L1} = D I_{L2} \quad (4-3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in} D(1-D)}{L_1 f_s} \quad (4-4)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_{in} D^2(1-D)}{L_2 f_s} \quad (4-5)$$

$$\Delta v_{C1} = \frac{V_o D^2(1-D)}{RC_1 f_s} \quad (4-6)$$

$$\Delta v_{C2} = \frac{V_o(1-D)}{8L_2 C_2 f_s^2} \quad (4-7)$$

4.3 การออกแบบวงจรควอดเทรทีคบัคคอนเวอร์เตอร์

ข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical Specification) ของวงจรที่ต้องการออกแบบเป็นดังนี้

- แรงดันดีซีอินพุท $V_{in} = 48V$
- แรงดันดีซีเอาต์พุท $V_o = 5V$
- กระแสเอาต์พุท $I_o = 5A - 10A$
- โหลดตัวต้านทาน $R = 0.5\Omega - 1\Omega$
- กำลังงานไฟฟ้า $P_o = 25W - 50W$
- ความถี่สวิตช์ $f_s = 100kHz$
- ริปเปิลกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีค่าไม่เกิน 20 เปอร์เซ็นต์ของกระแสเอาต์พุทสูงสุด
 $\Delta i_{L1} \leq 20\% I_{o,max}$
- ริปเปิลกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีค่าไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของกระแสเอาต์พุทสูงสุด
 $\Delta i_{L2} \leq 10\% I_{o,max}$
- ริปเปิลแรงดันของตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันดีซี $\Delta v_{C1} \leq 1\% V_{C1}$
- ริปเปิลแรงดันของตัวเก็บประจุ C_2 มีค่าไม่เกิน 1 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันดีซี $\Delta v_{C2} \leq 1\% V_{C2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก Specification ที่กำหนด สามารถออกแบบวงจรได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. คำนวณค่า Duty Ratio จากสมการ (4-1)

$$D^2 = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{5}{48} = 0.10 \quad \Rightarrow D = 0.32 \quad (4-8)$$

2. คำนวณค่ากระแสตัวเหนี่ยวนำเฉลี่ยจากสมการ (4-3)

$$I_{L2} \approx I_o \Rightarrow I_{L2,max} = 10A \text{ และ } I_{L2,min} = 5A \quad (4-9)$$

$$I_{L1,min} = D I_{L2,min} = (0.32)(5) = 1.61A \quad (4-10)$$

$$I_{L1,max} = D I_{L2,max} = (0.32)(10) = 3.23A \quad (4-11)$$

3. คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำจากสมการ (4-4) และ (4-5)

$$L_1 \geq \frac{V_{in} D (1-D)}{0.2 I_{o,max} f_s} = \frac{(48)(0.32)(1-0.32)}{(0.2)(10)(100 \times 10^3)} = 52.45 \times 10^{-6} H \quad (4-12)$$

$$L_2 \geq \frac{V_{in} D^2 (1-D)}{0.1 I_{o,max} f_s} = \frac{(48)(0.32)^2 (1-0.32)}{(0.1)(10)(100 \times 10^3)} = 33.85 \times 10^{-6} H \quad (4-13)$$

4. คำนวณค่าแรงดันตัวเก็บประจุจากสมการ (4-1) และ (4-2)

$$V_{C1} = V_{in} D = 48 \times 0.32 = 15.41V \quad (4-14)$$

$$V_{C2} = V_{in} D^2 = 48 \times (0.32)^2 = 5V \quad (4-15)$$

5. คำนวณค่าตัวเก็บประจุจากสมการ (4-6) และ (4-7)

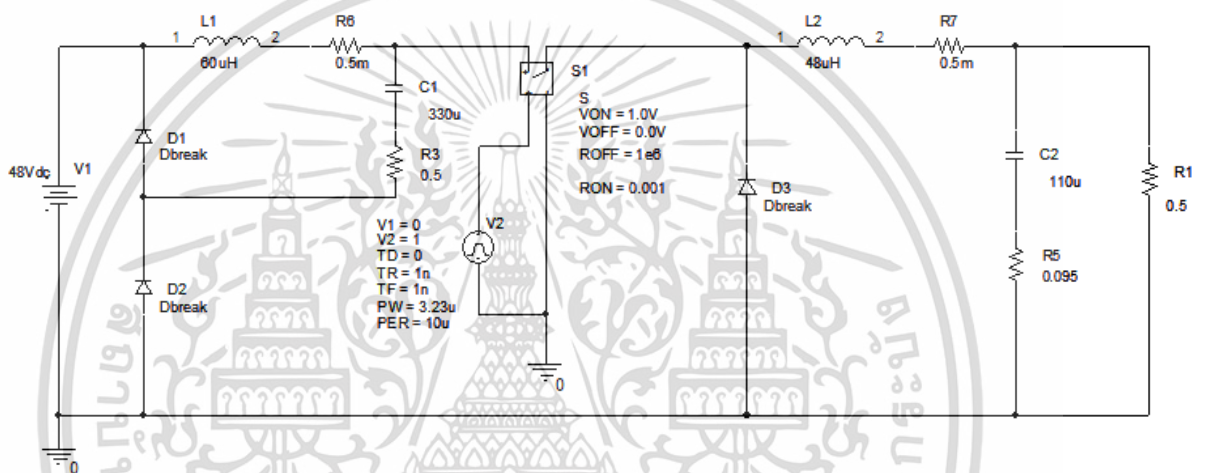
$$C_1 \geq \frac{V_o D^2 (1-D)}{(0.01 V_{C1}) R_{max} f_s} = \frac{(0.32)^2 (1-0.32)}{(0.01)(1)(100 \times 10^3)} = 70.50 \times 10^{-6} F \quad (4-16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

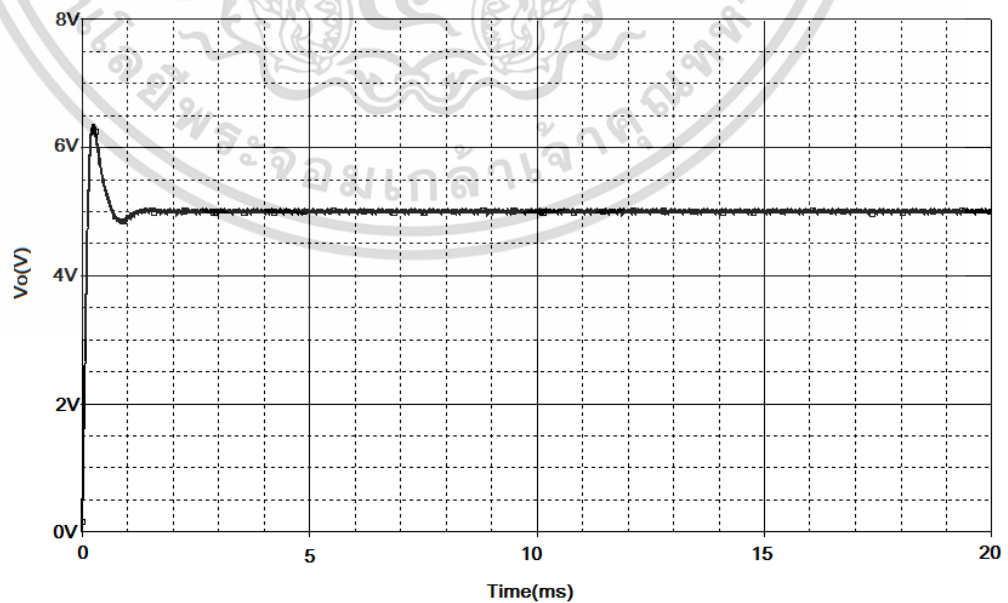
$$C_2 \geq \frac{V_o(1-D)}{8(0.01V_o)L_2f_s^2} = \frac{(1-0.32)}{8(0.01)(48 \times 10^{-6})(100 \times 10^3)^2} = 17.63 \times 10^{-6} \text{F} \quad (4-17)$$

ในสร้างวงจรจริงเลือกใช้ $L_1=60\mu\text{H}$ $L_2=48\mu\text{H}$ $C_1=330\mu\text{F}$ $C_2=110\mu\text{F}$ โดย C_1 ใช้ตัวเก็บประจุขนาด $330\mu\text{F}$ หนึ่งตัวและมีค่า ESR = 0.50Ω C_2 ใช้ตัวเก็บประจุขนาด $22\mu\text{F}$ ห้าตัวต่อขนานกันและมีค่า ESR รวมเท่ากับ 0.09Ω

4.4 ผลการซิมูเลชั่นวงจรควอดเทรตริกคักคอนเวอร์เตอร์



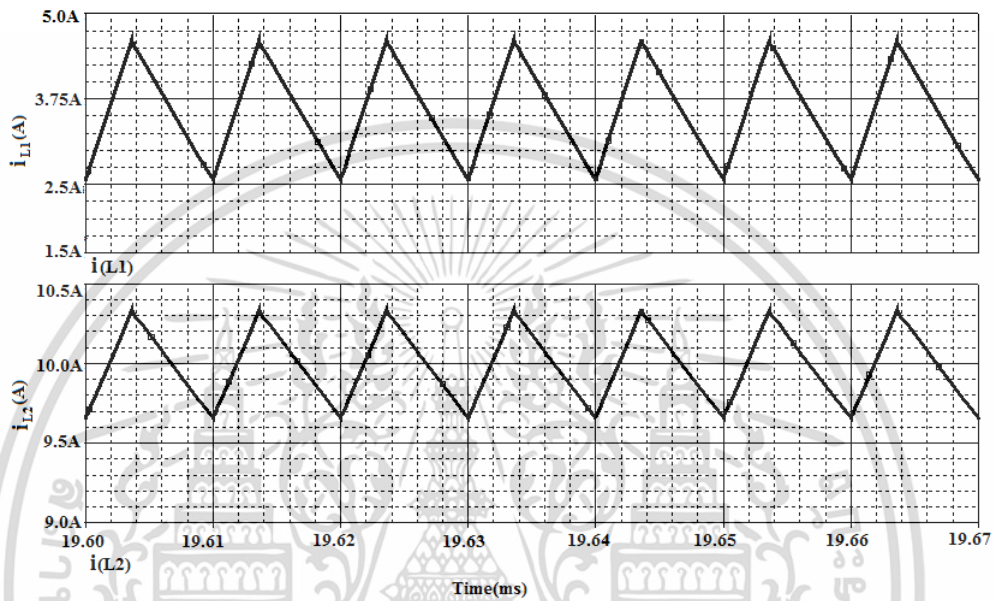
รูปที่ 4.2 วงจรควอดเทรตริกคักคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน PSpice Simulation



รูปที่ 4.3 ผลซิมูเลชั่นแรงดันเอาพุทของวงจรในรูปที่ 4.2

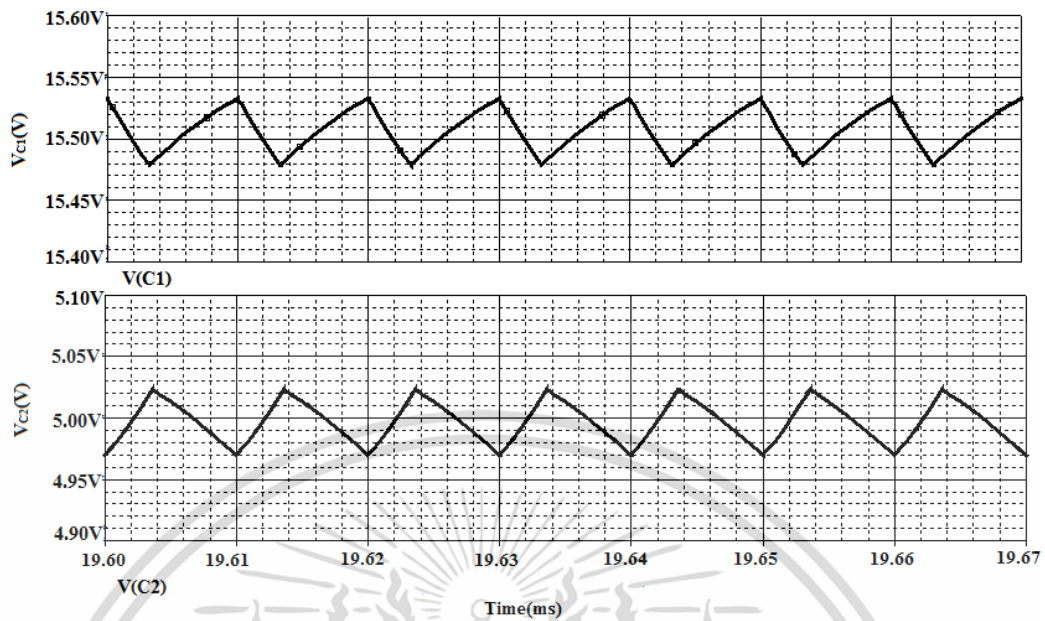
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในพิธีการภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากฝ่ายวิชาการ
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรควบคุมแรงดันที่คัปคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบถูกนำมาซิมูเลตโดยโปรแกรม PSPICE (รูปที่ 4.2) เพื่อยืนยันว่าผลการออกแบบเป็นไปตาม Specification ในการซิมูเลตใช้แรงดันอินพุตเท่ากับ 48V ค่า duty ratio เท่ากับ 0.32 และโหลดตัวต้านทานเท่ากับ 0.5Ω รูปที่ 4.3 แสดงแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่ได้จากการซิมูเลชัน จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตเอาต์พุตเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 5V โดยใช้เวลาประมาณ 2ms



รูปที่ 4.4 ผลซิมูเลชันกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} ของวงจรในรูปที่ 4.2

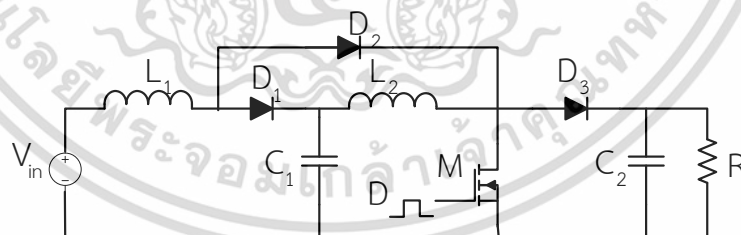
รูป 4.4 แสดงกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} ที่สภาวะคงตัวที่ ริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} มีค่าประมาณ 1.85A ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข $\Delta i_{L1} \leq 20\% i_{o,max}$ (2A) และริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} มีค่าประมาณ 0.72A ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข $\Delta i_{L2} \leq 10\% i_{o,max}$ (1A)



รูปที่ 4.5 ผลซิมูเลชันแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C1} และ v_{C2} ของวงจรในรูปที่ 4.2

รูป 4.5 แสดงแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C1} และ v_{C2} ที่สภาวะคงตัวที่ ริปเปิลของแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C1} มีค่าประมาณ 0.054V ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข $\Delta v_{C1} \leq 1\%v_{C1}$ (0.15V) และริปเปิลของแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C2} มีค่าประมาณ 0.049V ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข $\Delta v_{C2} \leq 1\%v_{C2}$ (0.05V)

4.5 สมการการออกแบบวงจรควอดเทรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.6 วงจรควอดเทรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรควอดเทรติคบูสต์คอนเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 4.6 จะสังเกตว่าวงจรนี้ก็คือคาสเคดบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิทช์ตัวเดียว ในกรณีที่ $n=2$ ดังนั้นสมการ (3-3) ถึง (3-12) จะถูกลดรูปเป็น

$$V_o = V_{C_2} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (4-18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{C_1} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \quad (4-19)$$

$$I_{L_1} = \frac{I_o}{(1-D)^2} \quad (4-20)$$

$$I_{L_2} = \frac{I_o}{(1-D)} \quad (4-21)$$

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{in} D}{L_1 f_s} \quad (4-22)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{in} D}{L_2 (1-D) f_s} \quad (4-23)$$

$$\Delta V_{C_1} = \frac{V_{in} D^3 (1-D)}{R f_s C_1} \quad (4-24)$$

$$\Delta V_{C_2} = \frac{V_{in} D^2 (1-D)}{R f_s C_2} \quad (4-25)$$

4.6 การออกแบบวงจรควอดเทรตคบูสต์คอนเวอร์เตอร์

กำหนดข้อกำหนดทางไฟฟ้า (Electrical Specification) ของวงจรเป็นดังนี้

- แรงดันดีซีอินพุท $V_{in} = 12V$
- แรงดันดีซีเอาพุท $V_o = 48V$
- กระแสเอาท์พุท $I_o = 0.5A-2A$
- โหลดตัวต้านทาน $R = 24\Omega-96\Omega$
- กำลังงานไฟฟ้า $P_o = 24W-96W$
- ความถี่สวิตช์ $f_s = 100kHz$
- รีปเปิลกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีค่าไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของกระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_1
 $\Delta i_{L_1} \leq 10\% I_{L_1}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ริปเปิลกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีค่าไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของกระแสเอาต์พุตสูงสุด

$$\Delta i_{L_2} \leq 10\% I_{O,\max}$$
- ริปเปิลแรงดันของตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าไม่เกิน 20 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันดีซี

$$\Delta v_{C_1} \leq 20\% V_{C_1}$$
- ริปเปิลแรงดันของตัวเก็บประจุ C_2 มีค่าไม่เกิน 2 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันดีซี

$$\Delta v_{C_2} \leq 2\% V_{C_2}$$

จาก Specification ที่กำหนดสามารถออกแบบวงจรได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. คำนวณค่า Duty Ratio จากสมการ (4-18)

$$D = 1 - \sqrt{\frac{V_{in}}{V_o}} = 1 - \sqrt{\frac{12}{48}} = 0.50 \quad (4-26)$$

2. คำนวณค่ากระแสตัวเหนี่ยวนำ จากสมการ (4-20) และ (4-21)

$$I_{L_1,\min} = \frac{I_{O,\min}}{(1-D)^2} = \frac{0.5}{(1-0.5)^2} = 2A \quad (4-27)$$

$$I_{L_1,\max} = \frac{I_{O,\max}}{(1-D)^2} = \frac{2}{(1-0.5)^2} = 8A \quad (4-28)$$

$$I_{L_2,\min} = \frac{I_{O,\min}}{(1-D)} = \frac{0.5}{(1-0.5)} = 1A \quad (4-29)$$

$$I_{L_2,\max} = \frac{I_{O,\max}}{(1-D)} = \frac{2}{(1-0.5)} = 4A \quad (4-30)$$

3. คำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ จากสมการ (4-22) และ (4-23)

$$L_1 \geq \frac{V_{in} D}{\Delta i_{L_1} f_s} = \frac{12 \times 0.5}{(0.1) \times (8) \times (100 \times 10^3)} = 0.07 \times 10^{-3} H \quad (4-31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_2 \geq \frac{V_{in} D}{\Delta i_{L_2} (1-D) f_s} = \frac{12 \times 0.5}{(0.2) \times (4) \times (1-0.5) \times (100 \times 10^3)} = 0.15 \times 10^{-3} \text{H} \quad (4-32)$$

4. คำนวณค่าแรงดันตัวเก็บประจุจากสมการ (4-18) และ (4-19)

$$V_{C_1} = \frac{V_{in}}{(1-D)} = \frac{12}{(1-0.5)} = 24 \quad (4-33)$$

$$V_{C_2} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} = \frac{12}{(1-0.5)^2} = 48 \quad (4-34)$$

5. คำนวณค่าตัวเก็บประจุ จากสมการ (4-24) และ (4-25)

$$C_{1,\min} \geq \frac{V_{in} \times D^3 (1-D)}{\Delta V_{C_1} R_{\max} f_s} = \frac{12 \times (0.5)^3 \times (1-0.5)}{(96) \times (100 \times 10^3) \times (4.8)} = 0.02 \times 10^{-6} \text{F} \quad (4-35)$$

$$C_{1,\max} \geq \frac{V_{in} \times D^3 (1-D)}{\Delta V_{C_1} R_{\min} f_s} = \frac{12 \times (0.5)^3 \times (1-0.5)}{(24) \times (100 \times 10^3) \times (4.8)} = 0.13 \times 10^{-6} \text{F} \quad (4-36)$$

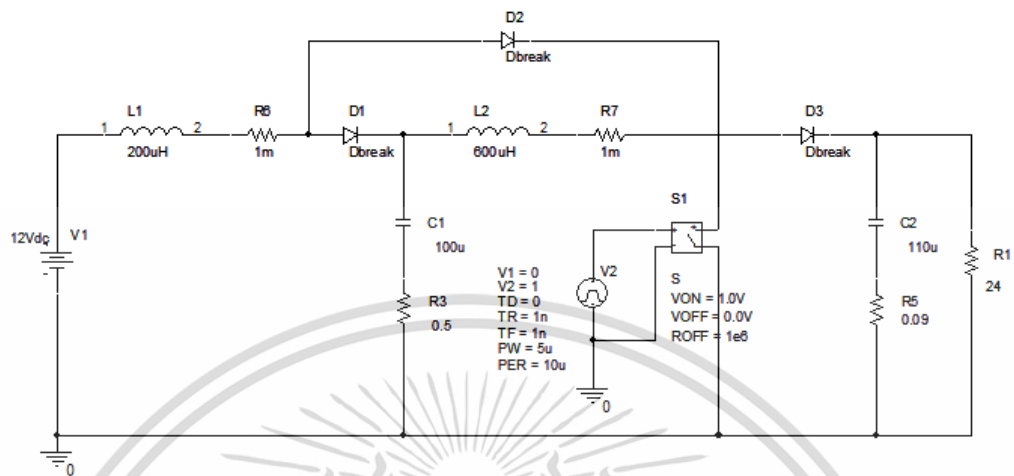
$$C_{2,\min} \geq \frac{V_{in} \times D^2 (1-D)}{\Delta V_{C_1} R_{\max} f_s} = \frac{12 \times (0.5)^2 \times (1-0.5)}{(96) \times (100 \times 10^3) \times (0.96)} = 0.33 \times 10^{-6} \text{F} \quad (4-37)$$

$$C_{2,\max} \geq \frac{V_{in} \times D^2 (1-D)}{\Delta V_{C_1} R f_s} = \frac{12 \times (0.5)^2 \times (1-0.5)}{(24) \times (100 \times 10^3) \times (0.96)} = 1.30 \times 10^{-6} \text{F} \quad (4-38)$$

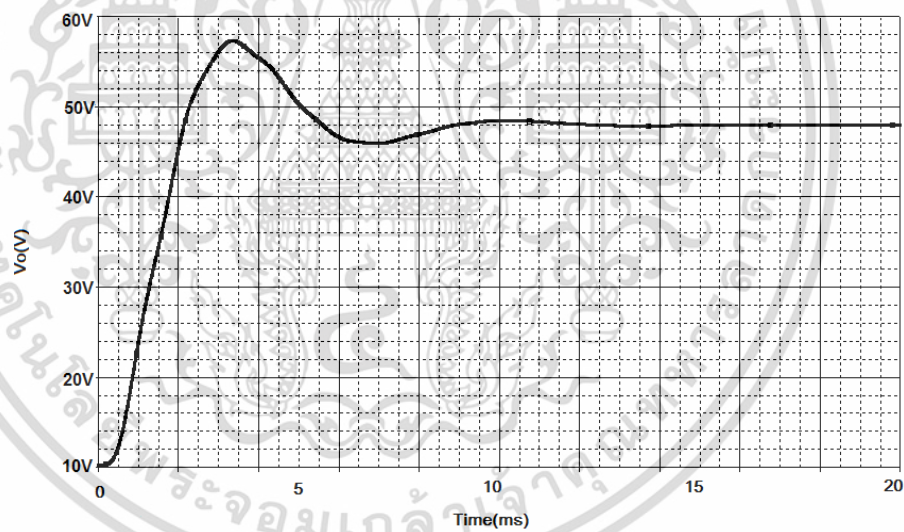
ในสร้างวงจรจริงเลือกใช้ $L_1=0.2\text{mH}$ $L_2=0.6\text{mH}$ $C_1=100\mu\text{F}$ $C_2=110\mu\text{F}$ โดย C_1 ใช้ตัวเก็บประจุขนาด $100\mu\text{F}$ หนึ่งตัวและมีค่า $\text{ESR} = 0.50\Omega$ C_2 ใช้ตัวเก็บประจุขนาด $22\mu\text{F}$ ห้าตัวต่อขนานกันและมีค่า ESR รวมเท่ากับ 0.09Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 ผลการซิมูเลชันวงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์

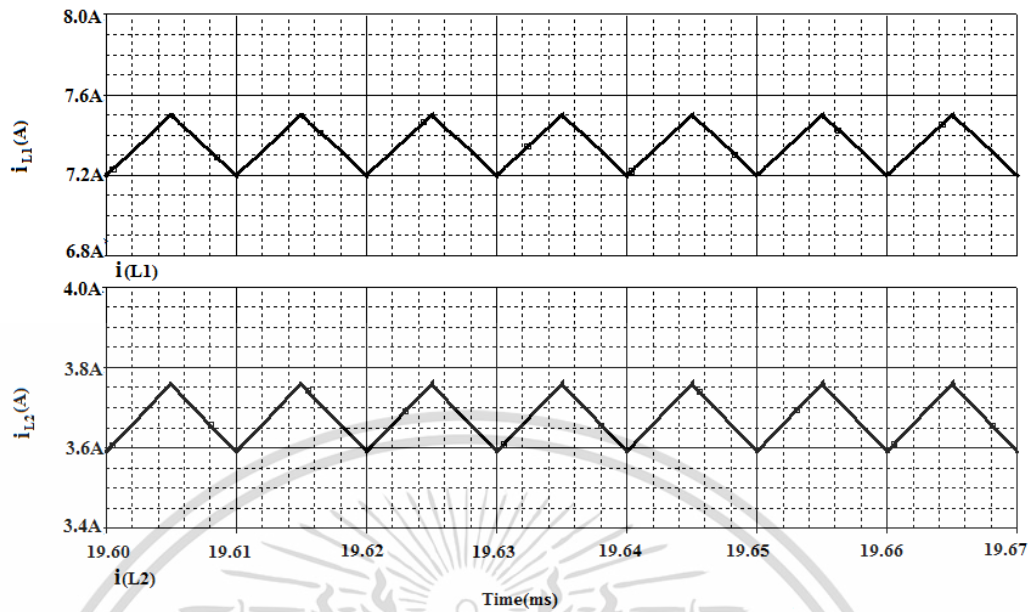


รูปที่ 4.7 วงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน PSPICE Simulation



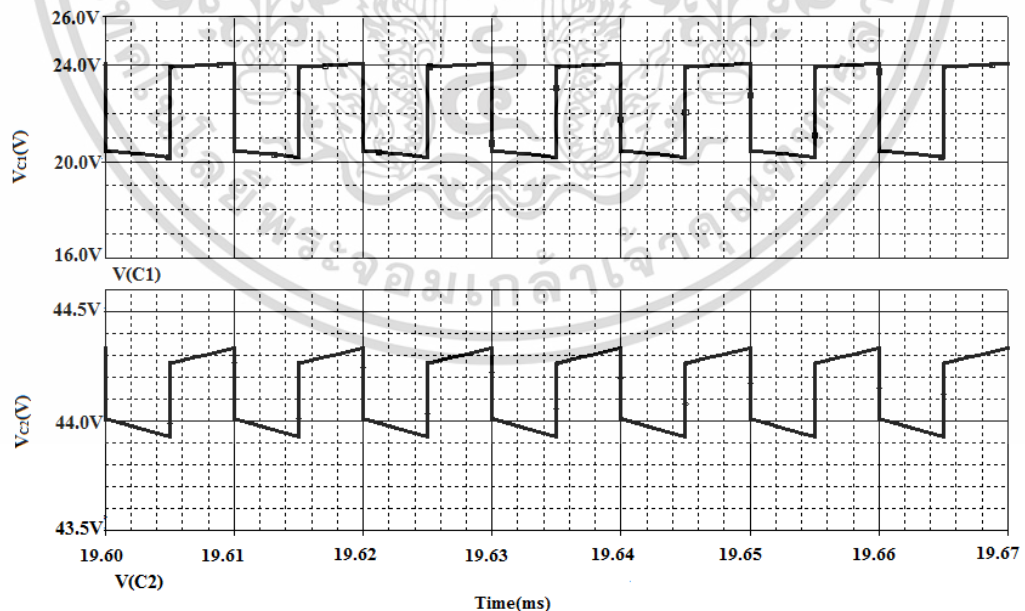
รูปที่ 4.8 ผลซิมูเลชันแรงดันเอาพุทของวงจรในรูปที่ 4.7

วงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบถูกนำมาซิมูเลทโดยโปรแกรม PSPICE (รูปที่ 4.7) เพื่อยืนยันว่าผลการออกแบบเป็นไปตาม Specification ในการซิมูเลทใช้แรงดันอินพุทเท่ากับ 12V ค่า Duty Ratio เท่ากับ 0.5 และโหลดตัวต้านทานเท่ากับ 24Ω รูปที่ 4.8 แสดงแรงดันเอาพุทของวงจรที่ได้จากการซิมูเลชัน จะเห็นว่าแรงดันเอาพุทเอาพุทเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 48V โดยใช้เวลาประมาณ 14ms



รูปที่ 4.9 ผลซิมูเลชันกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} ของวงจรในรูปที่ 4.7

รูป 4.9 แสดงกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} ที่สภาวะคงตัวที่ ระเบิดของกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} มีค่าประมาณ 0.30A ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข $\Delta i_{L1} \leq 10\%i_{L1}$ (0.80A) และระเบิดของกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} มีค่าประมาณ 0.17A ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข $\Delta i_{L2} \leq 10\%i_{L2}$ (0.40A)



รูปที่ 4.10 ผลซิมูเลชันแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C1} และ v_{C2} ของวงจรในรูปที่ 4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 4.10 แสดงแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C1} และ v_{C2} ที่สภาวะคงตัวที่ ริมเปิดของแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C1} มีค่าประมาณ 3.86V ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข $\Delta v_{C1} \leq 20\%v_{C1}$ (4.80V) และริมเปิดของแรงดันตัวเก็บประจุ v_{C2} มีค่าประมาณ 0.41V ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข $\Delta v_{C2} \leq 2\%v_{C2}$ (0.96V)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

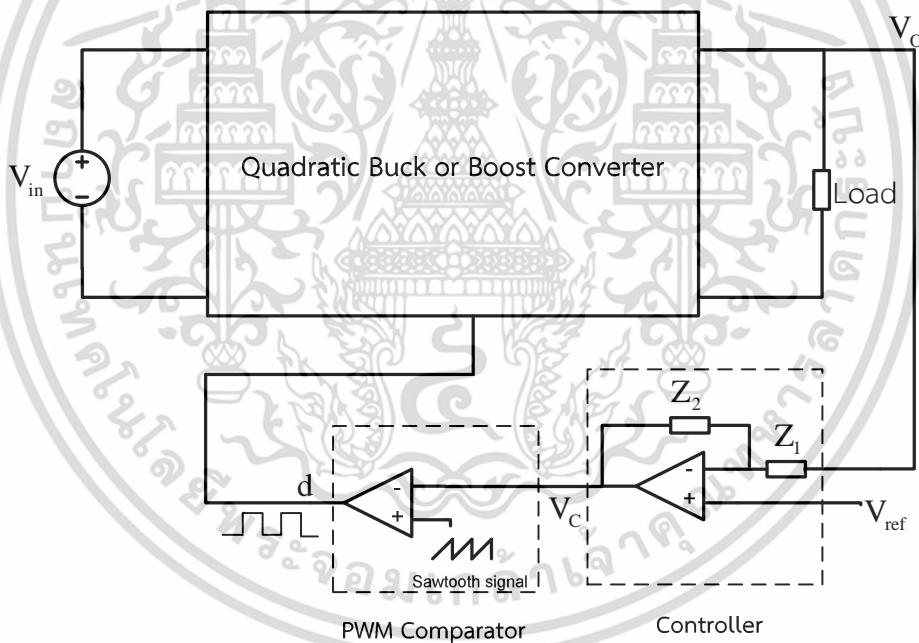
บทที่ 5

การออกแบบวงจรควบคุม

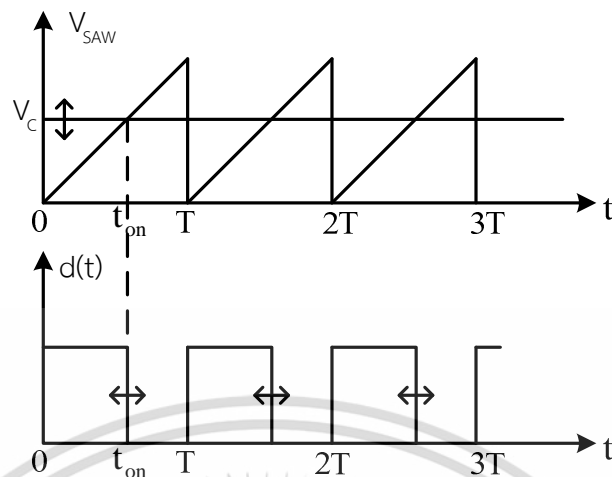
5.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรติกคอนเวอร์เตอร์โดยเทคนิคพัลส์วิตท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation – PWM) และการออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้วงจรคอนเวอร์เตอร์มีเสถียรภาพและการรักษาแรงดันที่ดี ในการออกแบบตัวควบคุมจะอาศัยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ได้หาไว้ในบทที่ 2 และ 3 ตามลำดับ

5.2 การควบคุมแรงดันเอาต์พุต (Output Voltage Control)



(ก) วงจรควบคุม



(ข) รูปคลื่นการทำงานของวงจรควบคุม

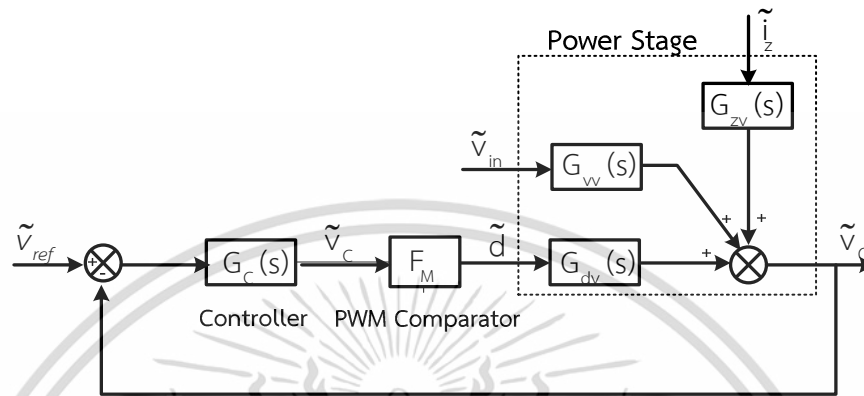
รูปที่ 5.1 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรติกคอนเวอร์เตอร์

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรติกคอนเวอร์เตอร์แสดงในรูป 5.1 (ก) แรงดันเอาต์พุต V_o จะถูกบ่อนกลับเพื่อไปเปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ผลต่างระหว่าง V_{ref} และ V_o จะถูกขยายโดยตัวควบคุม (Controller) ได้สัญญาณควบคุม V_c จากนั้นสัญญาณควบคุม V_c จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย V_{saw} ที่ PWM Comparator ได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณพัลส์ซับเบทสวิทช์มอสเฟส การทำงานของ PWM Comparator แสดงดังรูปที่ 5.1 (ข) เมื่อ V_c มีค่ามากกว่า V_{saw} เอาต์พุตของ PWM Comparator จะมีค่าสูงทำให้สวิทช์มอสเฟสนำกระแส ในทางตรงกันข้ามเมื่อ V_c มีค่าน้อยกว่า V_{saw} เอาต์พุตของ PWM Comparator จะมีค่าต่ำทำให้มอสเฟสหยุดนำกระแส

จากหลักการทำงานดังกล่าวจะพบว่า เมื่อค่า V_o มีการเบี่ยงเบนจากค่า V_{ref} สัญญาณควบคุม V_c และความกว้างพัลส์ของสัญญาณซับเบทจะเกิดเปลี่ยนแปลงเพื่อทำให้ ค่า V_o กลับมาเท่ากับ V_{ref} อีกครั้งหนึ่ง

5.3 แบบจำลองสำหรับการออกแบบตัวควบคุม

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตในรูป 5.1 (a) สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

จากรูปวงจรถอกรหัสกำลัง (Power Stage) ของควอดเรตริกคอนเวอร์เตอร์ถูกแสดงอยู่ในรูป

$$\tilde{v}_o(s) = G_{dv}(s)\tilde{d}(s) + G_{vv}(s)\tilde{v}_{in}(s) + G_{zv}(s)\tilde{i}_z \quad (5-1)$$

เมื่อ $G_{dv}(s)$ $G_{vv}(s)$ $G_{zv}(s)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนจากค่าดิวตี้ไซเคิลไปยังแรงดันเอาต์พุต ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุตไปยังแรงดันเอาต์พุต และฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสเอาต์พุตไปยังแรงดันเอาต์พุต ตามลำดับ สำหรับวงจรควอดเรตริกบักคอนเวอร์เตอร์ $G_{dv}(s)$ $G_{vv}(s)$ $G_{zv}(s)$ มีค่าดังสมการ (2-52) (2-53) (2-54) สำหรับควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ $G_{dv}(s)$ $G_{vv}(s)$ $G_{zv}(s)$ มีค่าดังสมการ (3-34) (3-35) (3-36) สมการที่ (5.1) นี้บ่งบอกถึงแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ (\tilde{v}_o) จะขึ้นอยู่กับค่าดิวตี้ไซเคิล (\tilde{d}) แรงดันอินพุต (\tilde{v}_{in}) และกระแสไหลอด (\tilde{i}_z)

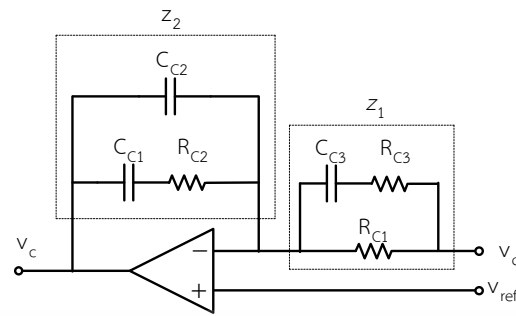
ในส่วนของ PWM Comparator ที่ทำหน้าที่เปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมกับสัญญาณพื้นเพื่อเพื่อกำหนดค่าดิวตี้ไซเคิลให้กับสวิตช์มอสเฟตที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงดังสมการ

$$F_M = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{V_M} \quad (5-2)$$

เมื่อ V_M คือขนาดของแรงดันสัญญาณพื้นเฉลี่ย

ตัวควบคุมที่เลือกใช้สำหรับวงจรควอดเรตริกบักคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบสามโพลสองซีโรดังแสดงในรูป 5.3 และมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (5-3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 ตัวควบคุมที่เลือกใช้สำหรับวงจรควอดเทรทีคบัคคอนเวอร์เตอร์

$$G_c(s) = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{CZ1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{CZ2}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{C1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{CP1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{CP2}}\right)} \quad (5-3)$$

เมื่อ

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

$$\omega_{CZ1} = \frac{1}{R_{C2}C_{C1}}$$

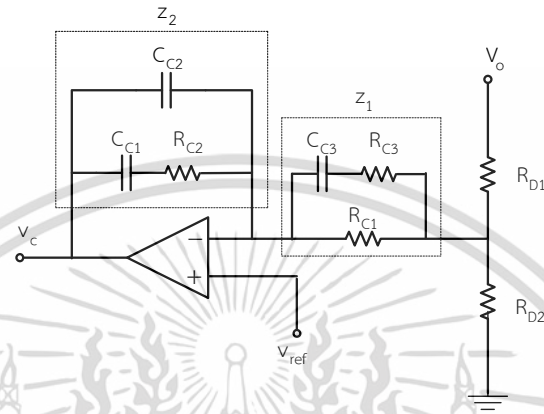
$$\omega_{CZ2} = \frac{1}{C_{C3}(R_{C1} + R_{C3})}$$

$$\omega_{CP1} = \frac{1}{\left(\frac{R_{C2}C_{C1}C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}}\right)}$$

$$\omega_{CP2} = \frac{1}{C_{C3}R_{C3}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวควบคุมที่เลือกใช้สำหรับวงจรควบคุมความเร็วที่คอมโพสิตคอนเวอร์เตอร์แสดงในรูป 5.4 R_{D1} และ R_{D2} ทำหน้าที่ลดทอนแรงดันเอาพุท (V_o) ให้เท่ากับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) จากรูปถ้ากำหนดให้อินพุทอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ของวงจร EA มีค่ามากกว่า R_{D2} มากจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมดังสมการที่ (5-4)



รูปที่ 5.4 ตัวควบคุมที่เลือกใช้สำหรับวงจรควบคุมความเร็วที่คอมโพสิตคอนเวอร์เตอร์

$$G_c(s) = K_D \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{CZ1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{CZ2}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{C1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{CP1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{CP2}}\right)} \quad (5-4)$$

เมื่อ

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

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

$$\omega_{CZ1} = \frac{1}{R_{C2}C_{C1}}$$

$$\omega_{CZ2} = \frac{1}{(C_{C3}(R_{C1} + R_{C3}))}$$

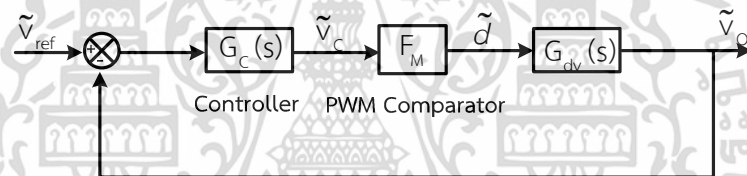
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_{cp1} = \frac{1}{\left(\frac{R_{c2} C_{c1} C_{c2}}{C_{c1} + C_{c2}} \right)}$$

$$\omega_{cp2} = \frac{1}{C_{c3} R_{c3}}$$

5.4 การออกแบบตัวควบคุม

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.2 \tilde{v}_{in} และ \tilde{i}_z เป็นตัวแปรอินพุทที่ไม่สามารถควบคุมได้ และจะพิจารณาเป็น Disturbance ในระบบ ในการออกแบบตัวควบคุมจะกำหนด \tilde{v}_{in} และ \tilde{i}_z มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.2 จะลดรูปลงเหลือเป็นบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 บล็อกไดอะแกรมที่ลดรูปมาจากรูปที่ 5.2

จากรูปสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด (Open Loop Transfer Function) ได้ดังสมการที่ (5-5)

$$T(s) = G_{dv}(s) F_M G_C(s) = T_U(s) G_C(s) \quad (5-5)$$

เมื่อ $T_U(s) = G_{dv}(s) F_M$

การออกแบบตัวควบคุม $G_C(s)$ ใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response Method) โดยจะทำการวางตำแหน่งโพลและซีโรของตัวควบคุม เพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดในสมการที่ (5-5) มีคุณสมบัติดังนี้

1. เฟสมีจันมีค่าไม่น้อยกว่า 45° เพื่อความมีเสถียรภาพและไม่ให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแกว่งมากเกินไป
2. ดีซีเกนควรมีค่ามากเพื่อให้มีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดี
3. ความถี่ครอสโอเวอร์ $f_{crossover}$ ควรมีค่ามากเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรควอดเรตเทคิบัคคอนเวอร์เตอร์

ในการออกแบบตัวควบคุมจะพิจารณาวงจรควอดเรตเทคิบัคคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่สภาวะแรงดันอินพุท $V_{in} = 48V$ และกระแสเอาต์พุทสูงสุด $I_{out} = 10A$ ค่าตัวแปรต่างๆของวงจรควอดเรตเทคิบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแสดงดังตารางที่ 5.1 แทนค่าตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องลงในฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{dv}(s)$ สมการที่ (2-52) และ $V_M = 1.8V$ ลงใน F_M สมการที่ (5-2) และนำสมการทั้งสองมาคูณกัน จะได้ผลคูณ $G_{dv}(s)F_M$ ดังสมการที่ (5-6)

ตารางที่ 5.1 ค่าตัวแปรต่างๆของวงจรควอดเรตเทคิบัคคอนเวอร์เตอร์

ตัวแปร	ค่าตัวแปร
V_{in}/V_O	48V/5V
$C_1/C_2/L_1/L_2$	330 μ F/110 μ F/60 μ H/48 μ H
$r_{C1}/r_{C2}/r_{L1}/r_{L2}$	0.5 Ω /0.09 Ω /0.1 Ω /0.4 Ω
V_M	1.8V
D	0.32
I_2	0
f_s	100kHz

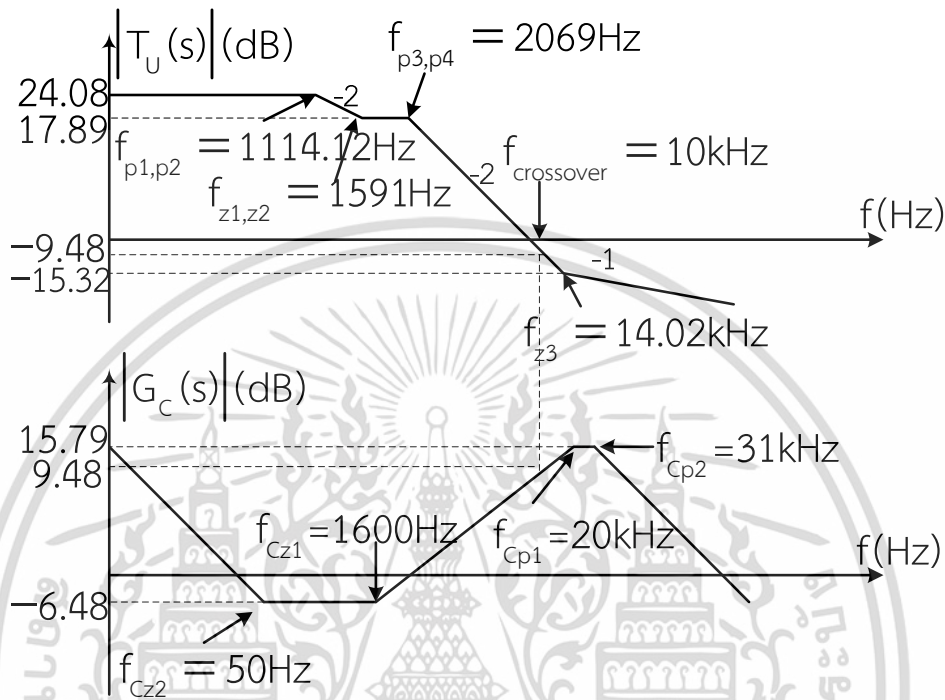
$$T_U(s) = G_{dv}F_M = \frac{1.32 \times 10^4 s^3 + 1.24 \times 10^9 s^2 + 8.49 \times 10^{12} s + 1.24 \times 10^{17}}{s^4 + 2.01 \times 10^4 s^3 + 2.74 \times 10^8 s^2 + 1.43 \times 10^{12} s + 7.99 \times 10^{15}} \quad (5-6)$$

จัดสมการที่ (5-6) ให้อยู่ในรูปค่าเกน โพล และซีโรว์จะได้

$$T_U(s) = G_{dv}F_M = (15.56) \frac{\left(\frac{s}{8.77 \times 10^4} + 1 \right) \left(\frac{s^2}{(1 \times 10^4)^2} + \frac{s}{(1 \times 10^4)(1.72)} + 1 \right)}{\left(\frac{s^2}{(7 \times 10^3)^2} + \frac{s}{(7 \times 10^3)(1.85)} + 1 \right) \left(\frac{s^2}{(1.3 \times 10^4)^2} + \frac{s}{(1.3 \times 10^4)(0.78)} + 1 \right)} \quad (5-7)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอน $T_U(s)$ มีซีโรว์คู่ (Complex Zero) ที่ความถี่ $f_{z1,z2} = 1 \times 10^4 / 2\pi = 1591\text{Hz}$ (ค่า $Q = 1.72$) ซีโรว์ (Real Zero) ที่ความถี่ $f_{z3} = 8.77 \times 10^4 / 2\pi = 14.02\text{kHz}$ โพลคู่ (Complex Pole) ที่ความถี่ $f_{p1,p2} = 7 \times 10^3 / 2\pi = 1114.12\text{Hz}$ (ค่า $Q = 1.85$) โพลคู่ (Complex Pole) ที่ความถี่ $f_{p3,p4} = 1.3 \times 10^4 / 2\pi = 2069\text{Hz}$ (ค่า $Q = 0.78$) ดีซีเกนเท่ากับ 24.08dB เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

($20\log(15.56)$) ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโททของ $T_U(s)$ แสดงได้ดังรูปที่ 5.6 โดยค่า -1 และค่า -2 ในรูปหมายถึงถึง -20dB/decade และ -40dB/decade ตามลำดับ



รูปที่ 5.6 แผนภาพโบดแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโททของ $T_U(s)$ และ $G_C(s)$

ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมแสดงดังนี้

1. เลือกความถี่ครอสโอเวอร์ $f_{crossover} = 0.1f_s = 10\text{kHz}$
2. ที่ $f_{crossover} = 10\text{kHz}$ ฟังก์ชันถ่ายโอน $T_U(s)$ มีอัตราขยายเท่ากับ -9.48dB ดังนั้นอัตราขยายของตัวควบคุม $G_C(s)$ ที่ $f_{crossover}$ จะต้องมีค่าเท่ากับ 9.48dB เพื่อให้ทำให้อัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $T_U(s)G_C(s)$ มีค่าเป็นศูนย์
3. โพลตัวที่หนึ่งของตัวควบคุมอยู่ที่จุดกำเนิด
วางโพลตัวที่สองของตัวควบคุมที่ $f_{Cp1} = 20\text{kHz}$
วางโพลตัวที่สามของตัวควบคุมที่ $f_{Cp2} = 31\text{kHz}$
วางซีโรตัวที่หนึ่งของตัวควบคุมที่ $f_{Cz1} = 1600\text{Hz}$
วางซีโรตัวที่สองของตัวควบคุมที่ $f_{Cz2} = 50\text{Hz}$
วางค่าเกนของตัวควบคุมที่ $f_{Cl} = 21.80\text{Hz}$
อัตราขยายที่ f_{Cz1} และอัตราขยายที่ f_{Cz1} คือ $20\log(1600/10000) + 9.48 = -6.48\text{dB}$
อัตราขยายที่ f_{Cp1} และอัตราขยายที่ f_{Cp1} คือ $20\log(2000/10000) + 9.48 = 15.79\text{dB}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. จากตำแหน่งของโพลและซีโรของตัวควบคุม สามารถคำนวณค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุมได้ดังนี้

- กำหนดให้ค่า $R_{C2} = 10 \times 10^3 \Omega$

- จาก $\omega_{Cz1} = 2\pi f_{Cz1} = 1.01 \times 10^4 \text{ rad/s} = 1/(R_{C2} C_{C1})$ จะได้ $C_{C1} = 9.90 \times 10^{-9} \text{ F}$

- จาก $\omega_{Cp1} = 2\pi f_{Cp1} = 1.25 \times 10^5 \text{ rad/s} = (C_{C1} + C_{C2})/(R_{C2} C_{C1} C_{C2})$ จะได้

$$C_{C2} = 8.70 \times 10^{-10} \text{ F}$$

- จาก $\omega_{C1} = 2\pi f_{C1} = 137 \text{ rad/s} = 1/(R_{C1} (C_{C1} + C_{C2}))$ จะได้ $R_{C1} = 6.77 \times 10^5 \Omega$

- จาก $\omega_{Cp2} = 2\pi f_{Cp2} = 1.95 \times 10^5 \text{ rad/s} = 1/(C_{C3} R_{C3})$ และ $\omega_{Cz2} = 2\pi f_{Cz2}$

$$= 314.16 \text{ rad/s} = 1/(C_{C3} (R_{C1} + R_{C3}))$$
 จะทำให้ได้ค่า $R_{C3} = 1.24 \times 10^3 \Omega$

$$\text{และ } C_{C3} = 4.68 \times 10^{-9} \text{ F}$$

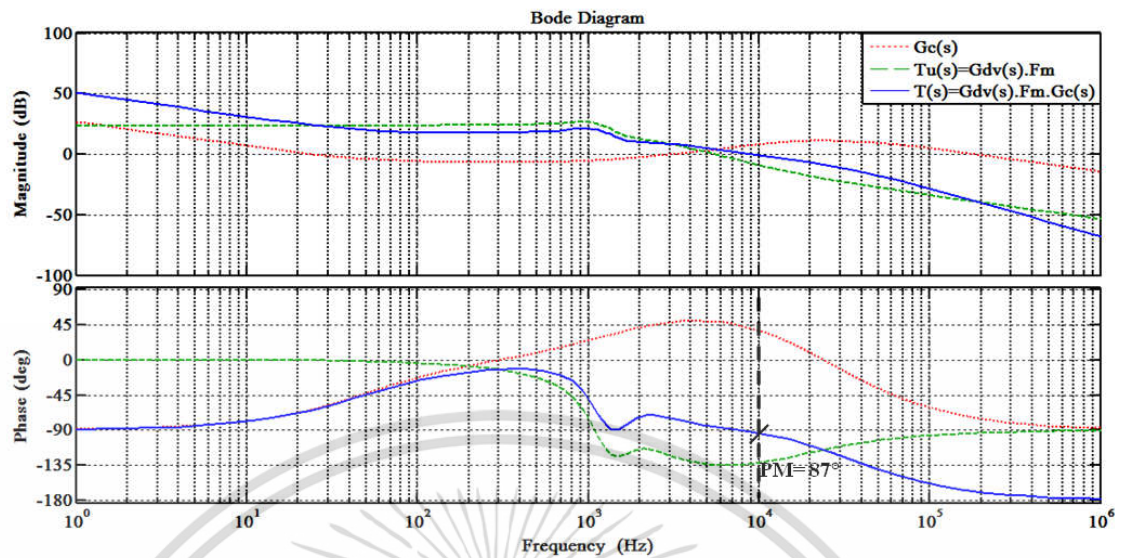
ในการสร้างวงจรควบคุมจริงใช้ $R_{C1} = 650 \text{ k}\Omega$ $R_{C2} = 10 \text{ k}\Omega$ $R_{C3} = 1 \text{ k}\Omega$ $C_{C1} = 10 \text{ nF}$

$C_{C2} = 820 \text{ pF}$ และ $C_{C3} = 5 \text{ nF}$

แทนค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุมที่ได้ลงในสมการ (5-3) จะได้

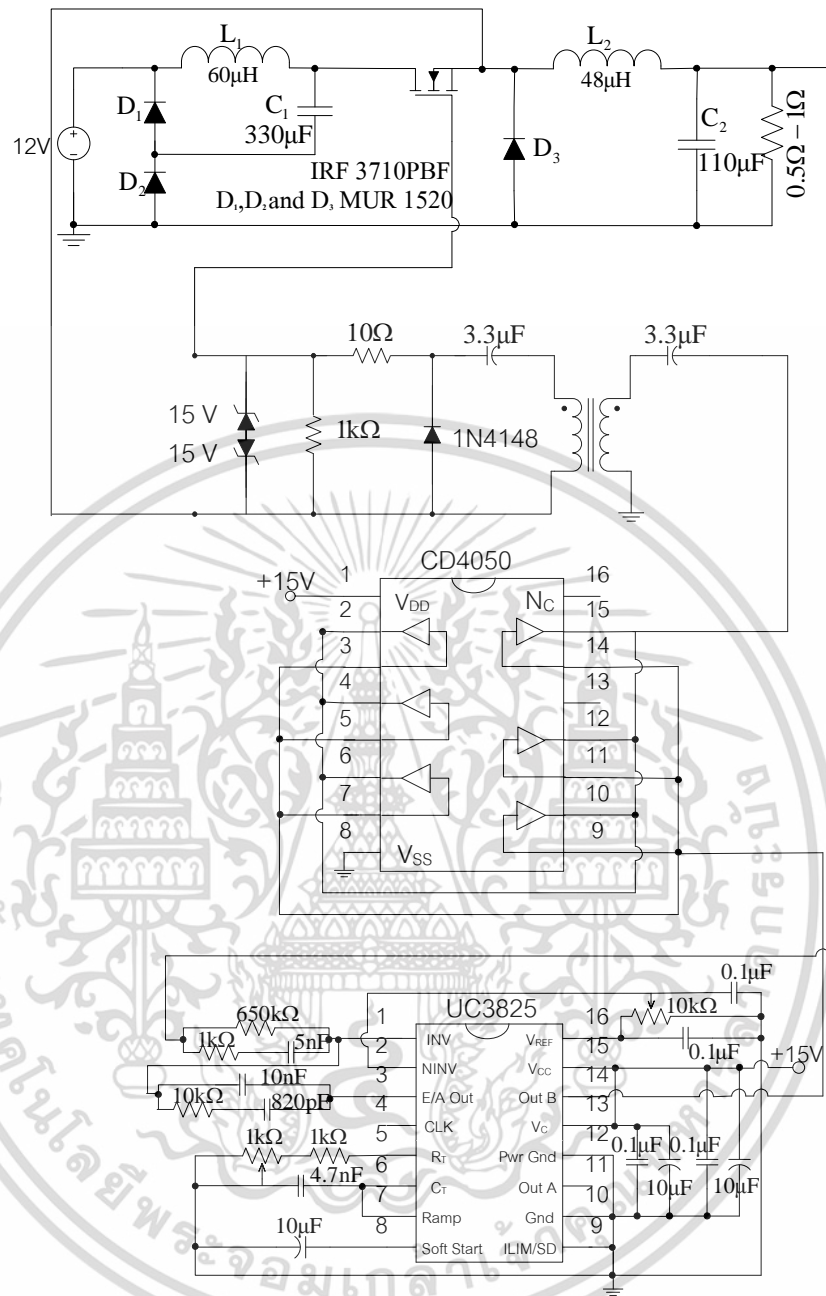
$$G_c(s) = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{\left(1 + \frac{s}{1.01 \times 10^4}\right) \left(1 + \frac{s}{314.16}\right)}{\left(\frac{s}{137}\right) \left(1 + \frac{s}{1.25 \times 10^5}\right) \left(1 + \frac{s}{1.95 \times 10^5}\right)} \quad (5-8)$$

นำฟังก์ชันถ่ายโอน $T_U(s)$ ในสมการ (5-6) และ $G_c(s)$ ในสมการ (5-8) มาคูณกันจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $T(s)$ จากนั้นพล็อตผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดโดยใช้โปรแกรม MATLAB จะได้ดังรูป 5.7 (เส้นเต็ม) จากรูปจะเห็นได้ว่าตัวควบคุมที่ออกแบบทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีความถี่คrossover ประมาณ 10 kHz มีค่าดีซีเกนสูง และมีเฟสมาจิ้นที่ประมาณ 87 องศา ผลที่ได้นี้แสดงให้เห็นว่าระบบมีเสถียรภาพและมีการรักษาแรงดันเอาท์พุทที่ดี



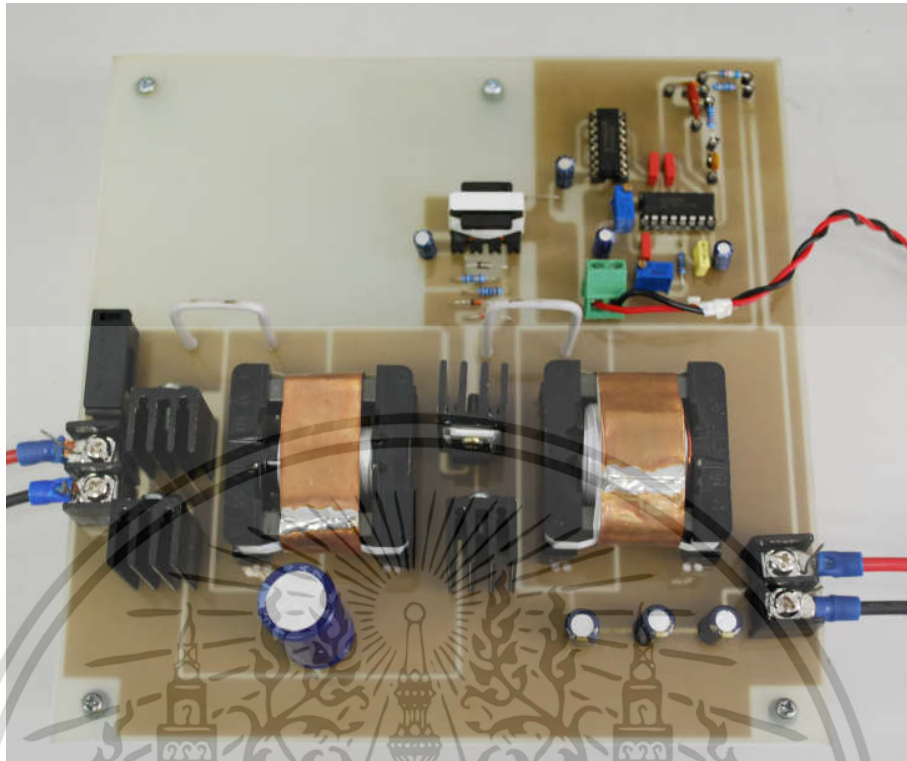
รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $T_u(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$ ของวงจรควบคุมแรงบิดขับเคลื่อนเวอร์เตอร์

วงจรต้นแบบควบคุมแรงบิดขับเคลื่อนเวอร์เตอร์พร้อมวงจรควบคุมที่ใช้ไอซี UC3825 แสดงในรูปที่ 5.8 ค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุม (R_{C1} R_{C2} R_{C3} C_{C1} C_{C2} และ C_{C3}) จะต่ออยู่ระหว่างขา 1 และ 3 ซึ่งเป็นขา Inverting และขาเอาต์พุตของ EA ที่อยู่ในตัวไอซี สัญญาณพัลส์เอาต์พุตได้จากขา 14 โดยสัญญาณพัลส์นี้จะถูกบัฟเฟอร์โดยไอซี CD4050 เพื่อผ่านไปยังวงจรขับเกทมอสเฟสแบบพัลส์ที่รานเฟอร์เมอร์ [7] รูปที่ 5.9 แสดงภาพถ่ายของวงจรควบคุมแรงบิดขับเคลื่อนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ได้สร้างขึ้น



รูปที่ 5.8 วงจรควอดเรตทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบพร้อมวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 ภาพถ่ายวงจรควอดเตรทิกบับคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ

5.6 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรควอดเตรทิกบับคอนเวอร์เตอร์

ในการออกแบบตัวควบคุมจะพิจารณาวงจรควอดเตรทิกบับคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่สถานะแรงดันอินพุต $V_{in} = 12V$ และกระแสเอาต์พุตสูงสุด $I_{out} = 2A$ ค่าตัวแปรต่างๆของวงจรควอดเตรทิกบับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแสดงดังตารางที่ 5.2 แทนค่าตัวแปรต่างๆที่เกี่ยวข้องลงในฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{dv}(s)$ สมการที่ (3-34) และ $V_M = 1.8V$ ลงใน F_M สมการที่ (5-2) และนำสมการทั้งสองมาคูณกัน $G_{dv}F_M$ จะได้ดังสมการที่ (5-9)

ตารางที่ 5.2 ค่าตัวแปรต่างๆของวงจรควอดเตรทิกบับคอนเวอร์เตอร์

ตัวแปร	ค่าตัวแปร
V_{in}/V_o	12V/48V
$C_1/C_2/L_1/L_2$	100 μ F/110 μ F/0.6mH/0.2mH
$r_{c1}/r_{c2}/r_{L1}/r_{L2}$	0.5 Ω /0.09 Ω /0.3 Ω /0.2 Ω
V_M	1.8V
D	0.5
I_z	0
f	100kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเราใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

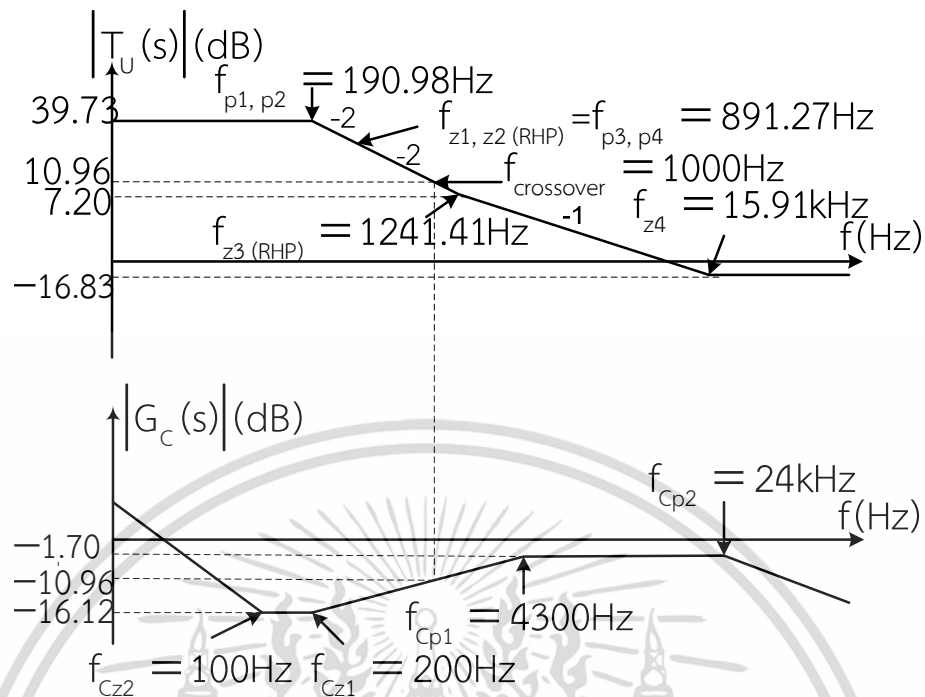
$$T_U(s) = G_{dv} F_M = \frac{-0.19s^4 - 1.77 \times 10^4 s^3 + 1.66 \times 10^8 s^2 - 7.15 \times 10^{11} s + 4.71 \times 10^{15}}{s^4 + 1209s^3 + 3.33 \times 10^7 s^2 + 1.75 \times 10^{10} s + 4.88 \times 10^{13}} \quad (5-9)$$

จัดสมการที่ (5-9) ให้อยู่ในรูปค่าเกน โพล และซีโรจะได้

$$T_U(s) = G_{dv} F_M = (96.60) \frac{\left(\frac{s}{1 \times 10^5} + 1 \right) \left(-\frac{s}{7.85 \times 10^3} + 1 \right) \left(\frac{s^2}{(5.6 \times 10^3)^2} - \frac{s}{(5.6 \times 10^3)(5.26)} + 1 \right)}{\left(\frac{s^2}{(1.2 \times 10^3)^2} + \frac{s}{(1.2 \times 10^3)(2.38)} + 1 \right) \left(\frac{s^2}{(5.6 \times 10^3)^2} + \frac{s}{(5.6 \times 10^3)(8.20)} + 1 \right)} \quad (5-10)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอน $T_U(s)$ มีซีโรคู่ทางด้านระนาบขวา (RHP Complex Zero) ที่ความถี่ $f_{z1, z2 (RHP)} = 5.6 \times 10^3 / 2\pi = 891.27\text{Hz}$ (ค่า $Q = 5.26$) ซีโรทางด้านระนาบขวา (RHP Real Zero) ที่ความถี่ $f_{z3 (RHP)} = 7.85 \times 10^3 / 2\pi = 1241.41\text{Hz}$ ซีโร (Real zero) ที่ความถี่ $f_{z4} = 1 \times 10^5 / 2\pi = 15.91\text{kHz}$ โพลคู่ (Complex Pole) ที่ความถี่ $f_{p1, p2} = 1.2 \times 10^3 / 2\pi = 190.98\text{Hz}$ (ค่า $Q = 2.38$) โพลคู่ (Complex Pole) ที่ความถี่ $f_{p3, p4} = 5.6 \times 10^3 / 2\pi = 891.27\text{Hz}$ (ค่า $Q = 8.19$) ดีซีเกนเท่ากับ 39.73dB ($20\log(96.60)$) ผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตของ $T_U(s)$ แสดงได้ดังรูปที่ 5.10 โดยค่า -1 และค่า -2 ในรูปหมายถึง -20dB/decade และ -40dB/decade ตามลำดับ สังเกตว่าในการเขียนแอสซิมโทตของ $T_U(s)$ ซีโรคู่ทางด้านระนาบขวา (RHP Complex Zero) ที่ความถี่ $f_{z1, z2 (RHP)} = 5.6 \times 10^3 / 2\pi = 891.27\text{Hz}$ กับ โพลคู่ (Complex Pole) ที่ความถี่ $f_{p3, p4} = 5.6 \times 10^3 / 2\pi = 891.27\text{Hz}$ จะหักล้างกัน ทำให้ความชันของเส้นแอสซิมโทตหลังความถี่ 891.27Hz ไม่เปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 แผนภาพโบทแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซีมโทตของ $T_U(s)$ และ $G_C(s)$

ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมแสดงดังนี้

- กำหนดให้ $f_{crossover} \approx f_{z3(RHP)} = 1000$ Hz (ไม่เกินความถี่ของซีโรทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน s) และจากรูปที่ 5.10 ($T_U(s)$) อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนภาคกำลัง คือ 10.96 dB
- โพลตัวหนึ่งของตัวควบคุมอยู่ที่จุดกำเนิด
วางโพลตัวที่สองของตัวควบคุมที่ $f_{cp1} = 4300$ Hz
วางโพลตัวที่สามของตัวควบคุมที่ $f_{cp2} = 24$ kHz
วางซีโรตัวหนึ่งของตัวควบคุมที่ $f_{cz1} = 200$ Hz
วางซีโรตัวที่สองของตัวควบคุมที่ $f_{cz2} = 100$ Hz
วางค่าเกนของตัวควบคุมที่ $f_{cl} = 3.18$ Hz
อัตราขยายที่ f_{cz1} และอัตราขยายที่ f_{cz2} คือ $20 \log_{10} (200/1000) + 10.96 = -1.70$ dB
อัตราขยายที่ f_{cp1} และอัตราขยายที่ f_{cp2} คือ $20 \log_{10} (4300/1000) - 1.70 = -16.12$ dB
- จากตำแหน่งของโพลและซีโรของตัวควบคุม สามารถคำนวณค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุมได้ดังนี้
 - กำหนดให้ค่า $R_{c2} = 10 \times 10^3 \Omega$
 - จาก $\omega_{cz1} = 2\pi f_{cz1} = 1.25 \times 10^3$ rad/s = $1/(R_{c2} C_{c1})$ จะได้ $C_{c1} = 8.00 \times 10^{-8}$ F
 - จาก $\omega_{cp1} = 2\pi f_{cp1} = 2.70 \times 10^4$ rad/s = $(C_{c1} + C_{c2})/(R_{c2} C_{c1} C_{c2})$ จะได้

$$C_{c2} = 3.88 \times 10^{-9} \text{ F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- จาก $\omega_{c1} = 2\pi f_{c1} = 20\text{rad/s} = 1/(R_{c1}(C_{c1}+C_{c2}))$ จะได้ $R_{c1} = 5.96 \times 10^5 \Omega$
- จาก $\omega_{cp2} = 2\pi f_{cp2} = 1.51 \times 10^5 \text{rad/s} = 1/(C_{c3}R_{c3})$ และ
 $\omega_{cz2} = 2\pi f_{cz2} = 628.32\text{rad/s} = 1/(C_{c3}(R_{c1}+R_{c3}))$ จะทำให้ได้ค่า $R_{c3} = 2.49 \times 10^3 \Omega$
 และ $C_{c3} = 2.66 \times 10^{-9} \text{F}$

ในการสร้างวงจรควบคุมจริงใช้ $R_{c1} = 600\text{k}\Omega$ $R_{c2} = 10\text{k}\Omega$ $R_{c3} = 2.4\text{k}\Omega$ $C_{c1} = 82\text{nF}$
 $C_{c2} = 3.9\text{nF}$ และ $C_{c3} = 2.7\text{nF}$

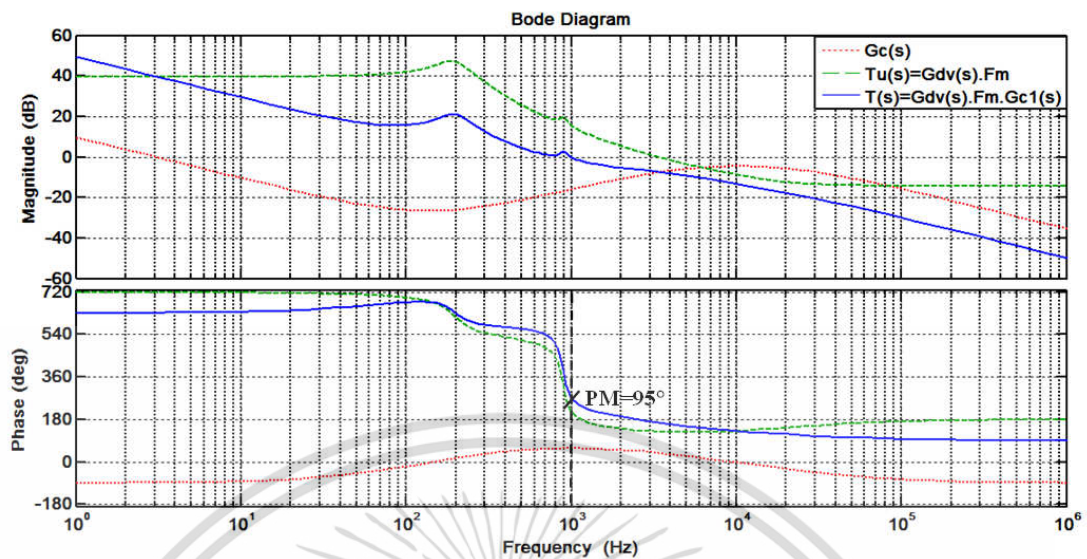
ในการป้อนกลับแรงดันเอาต์พุตสำหรับวงจรควบคุมแรงดันที่ควบคุมด้วยมอเตอร์ จำเป็นต้องลดทอนแรงดันเอาต์พุตจาก 48V มาเป็น 5V เพื่อให้มาเท่ากับแรงดันอ้างอิง วงจรแบ่งแรงดันเอาต์พุตมีการทำงานดังสมการที่ (5-11)

$$K_D = \frac{V'_O(s)}{V_O(s)} = \frac{R_{D2}}{R_{D1} + R_{D2}} \quad (5-11)$$

จากสมการที่ (5-11) เลือก $R_{D1} = 4.3\text{k}\Omega$ และ $R_{D2} = 500\Omega$ โดย R_{D1} ใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด $5\text{k}\Omega$ และ R_{D2} ใช้ตัวต้านทานมาตรฐาน นำค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุมและวงจรแบ่งแรงดันที่ได้ไปแทนในสมการที่ (5-4) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมดังสมการที่ (5-12)

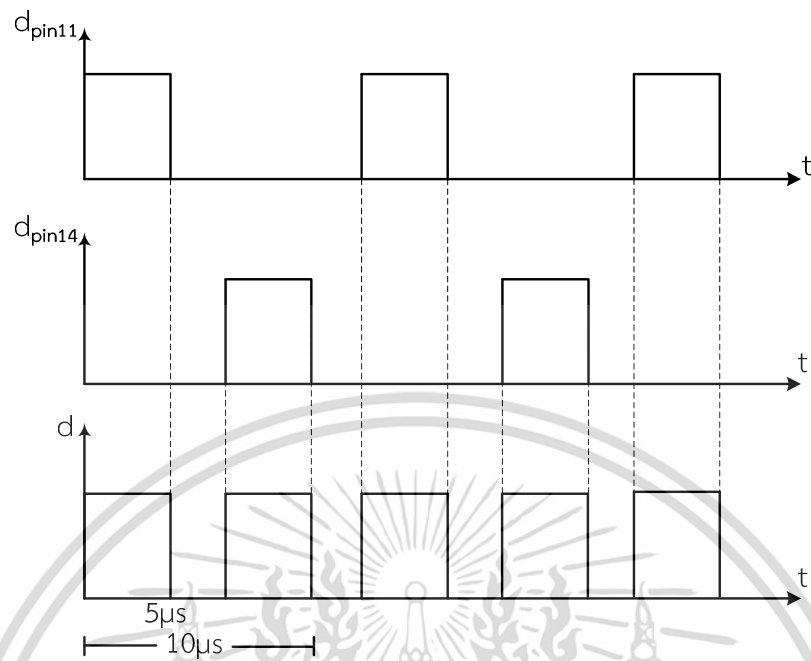
$$G_C(s) = (0.104) \frac{\left(1 + \frac{s}{1.25 \times 10^3}\right) \left(1 + \frac{s}{628.32}\right)}{\left(\frac{s}{20}\right) \left(1 + \frac{s}{2.70 \times 10^4}\right) \left(1 + \frac{s}{1.51 \times 10^5}\right)} \quad (5-12)$$

นำฟังก์ชันถ่ายโอน $T_U(s)$ ในสมการ (5-9) และ $G_C(s)$ ในสมการ (5-12) มาคูณกันจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $T(s)$ ในสมการ (5-5) จากนั้นพล็อตผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดโดยใช้โปรแกรม MATLAB ได้ดังรูป 5.11 (เส้นเต็ม) จะเห็นได้ว่าความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ $f_{\text{crossover}} = 1\text{kHz}$ และตัวควบคุมที่ออกแบบทำให้ระบบมีค่าถี่ซีเกินที่สูงและมีเฟสมARGIN ที่ประมาณ 95 องศา ผลที่ได้นี้แสดงให้เห็นว่าระบบเสถียรภาพและมีการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดี

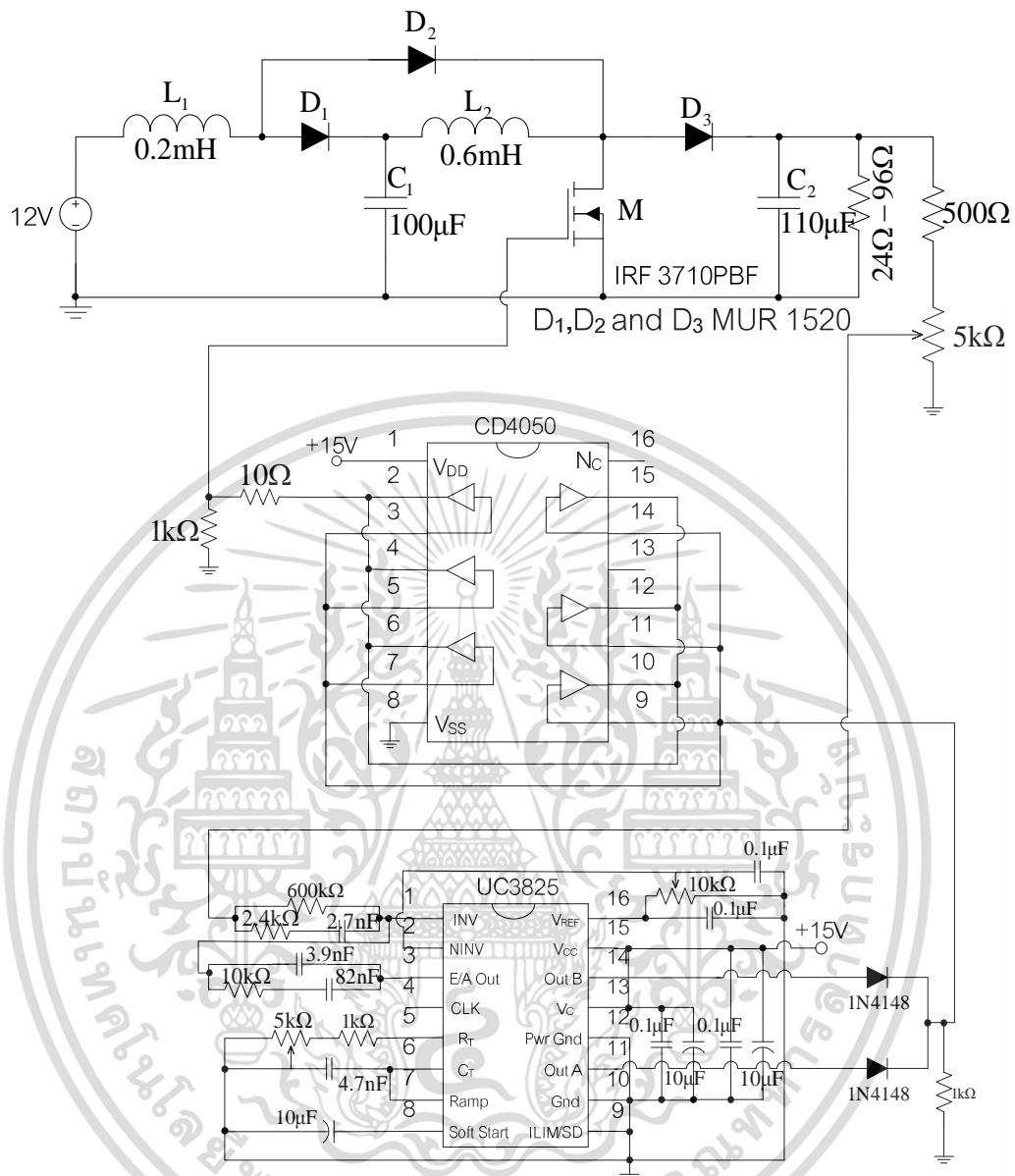


รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $T_U(s)$ $G_C(s)$ และ $T(s)$ ของวงจรควบคุมที่ควบคุมด้วยคอนเวอร์เตอร์

วงจรต้นแบบควบคุมเครื่องควบคุมคอนเวอร์เตอร์พร้อมวงจรควบคุมที่ใช้ไอซี UC3825 แสดงในรูปที่ 5.8 ค่าอุปกรณ์ของตัวควบคุม (R_{C1} R_{C2} R_{C3} C_{C1} C_{C2} และ C_{C3}) จะต่ออยู่ระหว่างขา 1 และ 3 ซึ่งเป็นขา Inverting และขาเอาต์พุตของ EA ที่อยู่ในตัวไอซี ไอซี UC3825 จะให้สัญญาณพัลส์เอาต์พุตที่ขา 11 และ 14 โดยสัญญาณพัลส์ทั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา ดังแสดงในรูปที่ 5.12 เนื่องจากค่าดีวีทีไอเคิลสูงสุดของสัญญาณพัลส์ทั้งสองมีค่าเพียง 0.45 เท่านั้นซึ่งไม่เพียงพอในการขับวงจรต้นแบบควบคุมเครื่องควบคุมคอนเวอร์เตอร์ที่ต้องการค่าดีวีทีไอเคิลประมาณ 0.50 ดังนั้น จึงได้นำเอาต์พุตขา 11 และ 14 นำมาต่อขนานกันผ่านไดโอด 1N4148 โดยไดโอดนี้มีหน้าที่ป้องกันไม่ให้เกิดกระแสจากขาเอาต์พุตหนึ่งไหลไปยังอีกขาเอาต์พุตหนึ่งซึ่งจะทำให้ไอซีเกิดความเสียหาย วิธีการต่อขนานขาเอาต์พุตนี้จะทำให้ได้ค่าดีวีทีไอเคิลสูงสุดถึง 0.95 และความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ได้จะมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่เดิมดังแสดงในรูป 5.12 นั่นคือถ้าต้องการความถี่ในการสวิทช์เท่ากับ 100kHz จะต้องเลือกค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุตั้งเวลา (R_T C_T ที่ต่ออยู่ที่ขา 5 และ 6 ตามลำดับ) เพื่อให้ได้ความถี่ของสัญญาณพัลส์เอาต์พุตที่ขา 11 และ 14 มีค่าเพียง 50kHz เท่านั้น

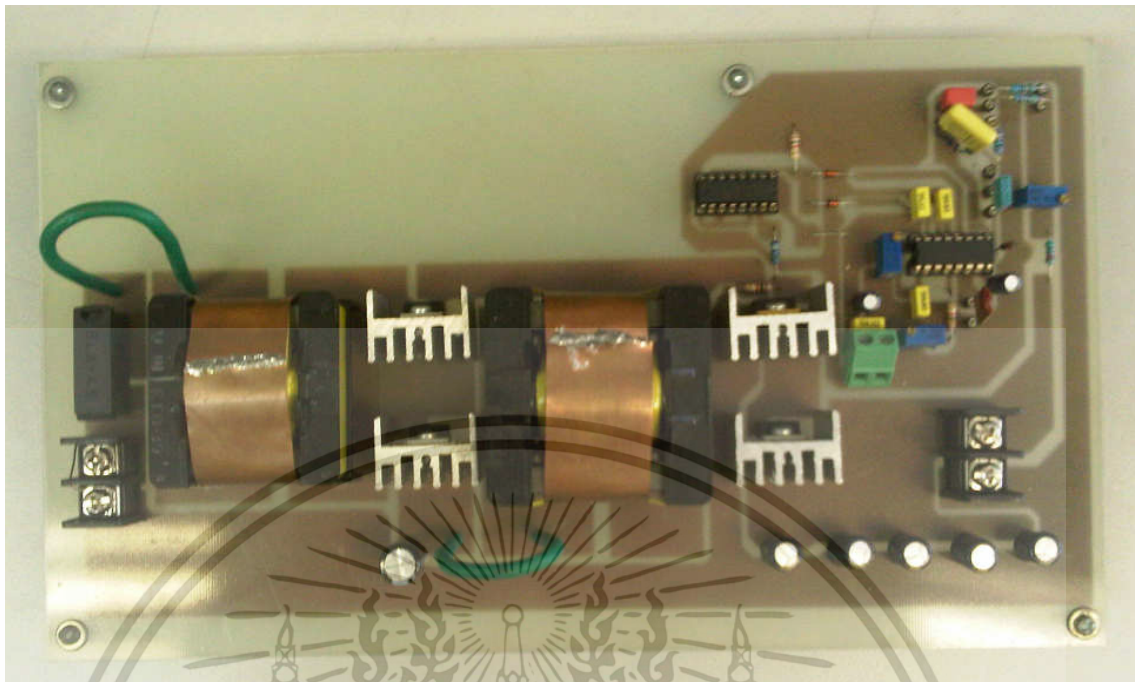


รูปที่ 5.12 สัญญาณพัลส์เอาต์พุตที่ขา 11 และ 14 ของไอซี UC3825 และสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการนำสัญญาณทั้งสองมาขนานกัน



รูปที่ 5.13 วงจรควบคุมความเร็วที่คัปเปอร์คอนเวอเตอร์ต้นแบบพร้อมวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 ภาพถ่ายวงจรควอดเรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

6.1 บทนำ

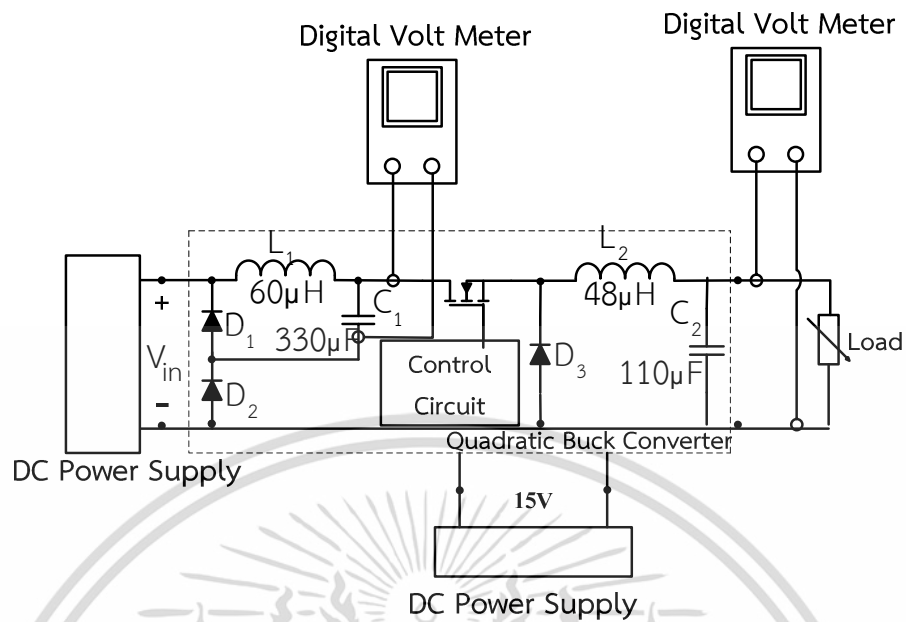
บทนี้นำเสนอผลการทดสอบการทำงานของวงจรควอดเรติกคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้น โดยจะพิจารณาความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลง และวัฏรูปคลื่นในวงจร อุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง ได้แก่

1. Digital Oscilloscope ของ YOKOGAWA รุ่น DL1520 จำนวน 1 เครื่อง
2. DC Power Supply ของ ESCORT รุ่น 3060TD จำนวน 1 เครื่อง
3. DC Power Supply ของ ANALAB รุ่น APS-1 จำนวน 1 เครื่อง
4. DC Power Supply ของ SYSTRON DONNER จำนวน 1 เครื่อง
5. Digital Multi meter ของ FLUKE รุ่น 179 จำนวน 2 เครื่อง
6. Differential Probe ของ YOKOGAWA รุ่น 700925 จำนวน 1 เครื่อง

6.2 การทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

6.2.1 วงจรควอดเรติกคอนเวอร์เตอร์

- วิธีการทดลอง
 1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.1
 2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
 3. จ่ายแรงดัน 48V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรภาคกำลัง
 4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 5A ถึง 10A ตามลำดับ



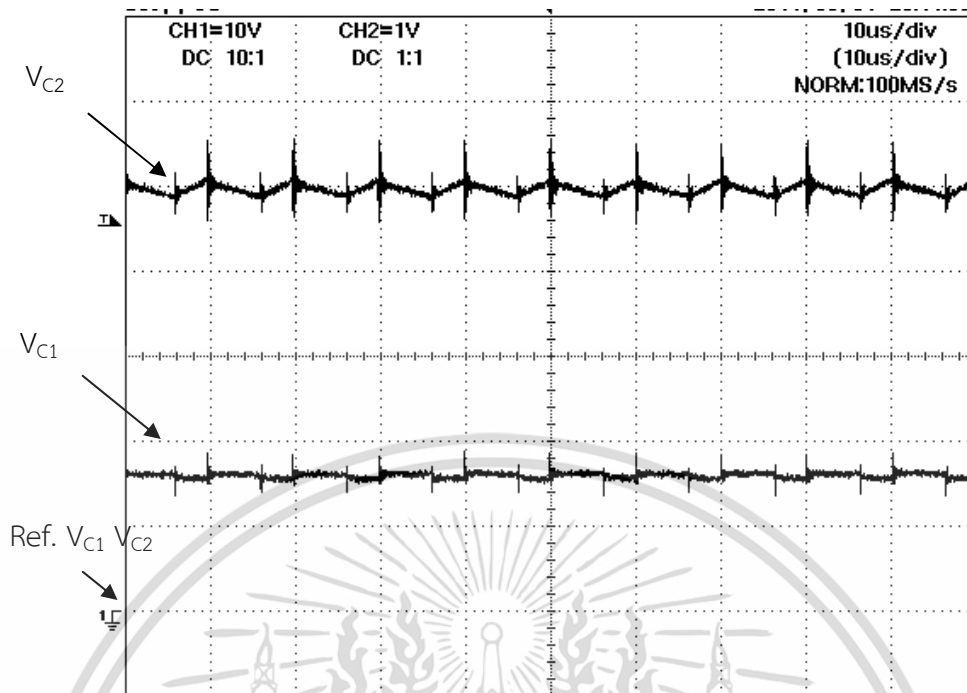
รูปที่ 6.1 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์

ตารางที่ 6.1 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์

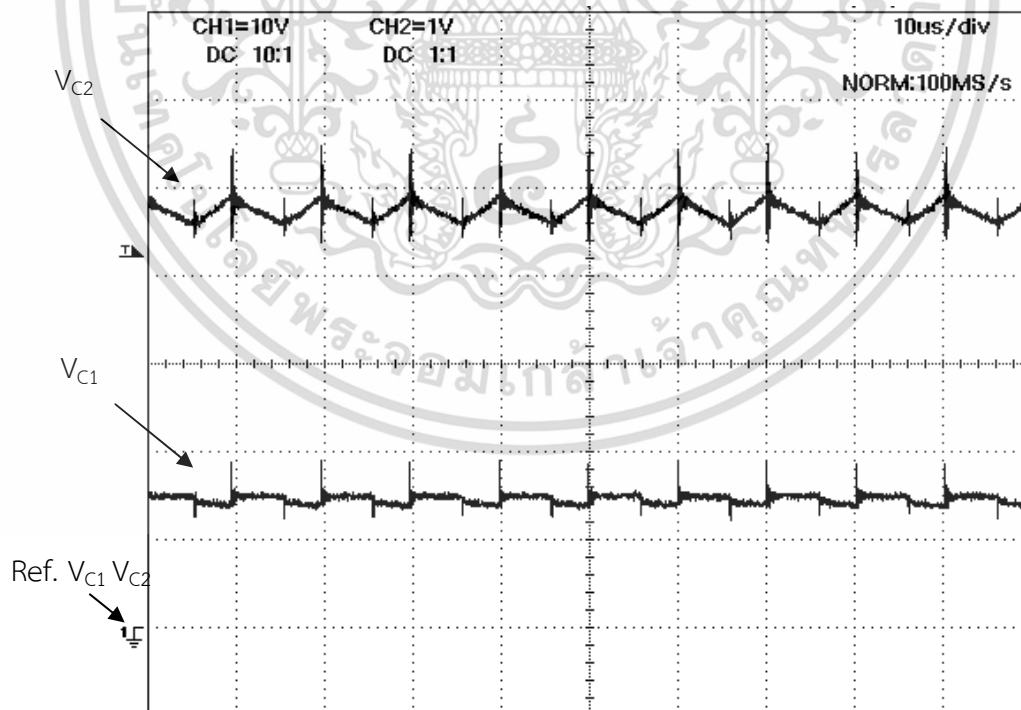
I_o	$V_{in} = 48V$	
	V_{C1}	$V_o = V_{C2}$
$I_o = 5A$	16.60V	5.07V
$I_o = 6A$	16.64V	5.06V
$I_o = 7A$	16.67V	5.06V
$I_o = 8A$	16.70V	5.05V
$I_o = 9A$	16.71V	5.05V
$I_o = 10A$	16.73V	5.04V

จากผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 48V และค่ากระแสโหลดต่างๆตามในตาราง 6.1 จะเห็นได้ว่าวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้คงที่ 5V ตลอดย่านการทำงานของวงจร รูปที่ 6.2 แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} และ V_{C2} ที่กระแสเอาต์พุต 5A และรูปที่ 6.3 แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} และ V_{C2} ที่กระแสเอาต์พุต 10A ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 รูปสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} (CH1: 10V/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{C2} (CH2: 1V/div) ของวงจรควอดเรตเทคบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 48V กระแสเอาต์พุต 5A

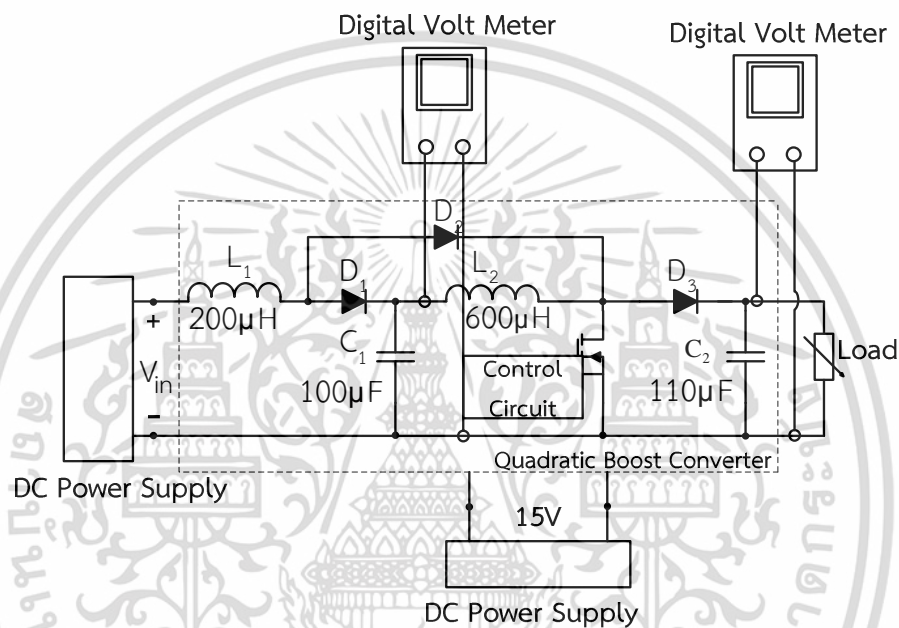


รูปที่ 6.3 รูปสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} (CH1: 10V/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{C2} (CH2: 1V/div) ของวงจรควอดเรตเทคบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 48V กระแส

เอาต์พุต 10A เอกสารนี้เป็นเอกสารสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.2 วงจรควอดเทรทีคบูลส์คอนเวอร์เตอร์

- วิธีการทดลอง
 1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.4
 2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
 3. จ่ายแรงดัน 12V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรภาคกำลัง
 4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสเอาต์พุต 0.8A และ 1.6A ตามลำดับ



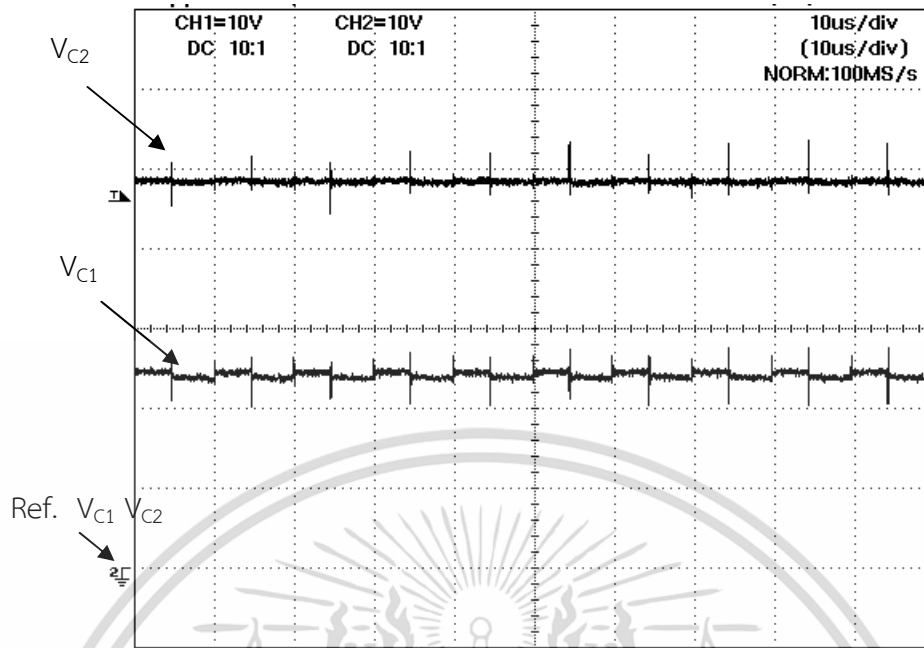
รูปที่ 6.4 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเทรทีคบูลส์คอนเวอร์เตอร์

ตารางที่ 6.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเทรทีคบูลส์คอนเวอร์เตอร์

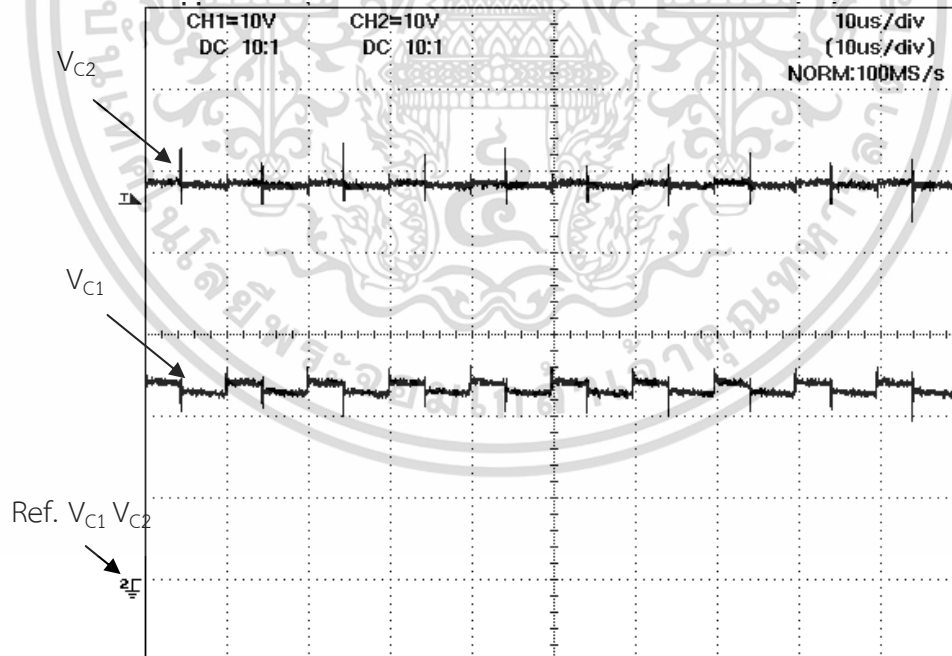
I_o (A)	$V_{in} = 12V$	
	V_{C1} (V)	$V_o = V_{C2}$ (V)
$I_o = 0.8A$	23.06V	48.07V
$I_o = 1.6A$	22.20V	48.05V

ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเทรทีคบูลส์คอนเวอร์เตอร์แสดงในตาราง 6.2 จะเห็นได้ว่าวงจรควอดเทรทีคบูลส์คอนเวอร์เตอร์ สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้คงที่ 48V รูปที่ 6.5 และ 6.6 แสดงคลื่นสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} และ V_{C2} ที่กระแสเอาต์พุต 0.8A และ 1.6A ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5 รูปสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} (CH1:10V/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{C2} (CH2:10V/div) ของวงจรควอดเรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 12V กระแสเอาต์พุต 0.8A



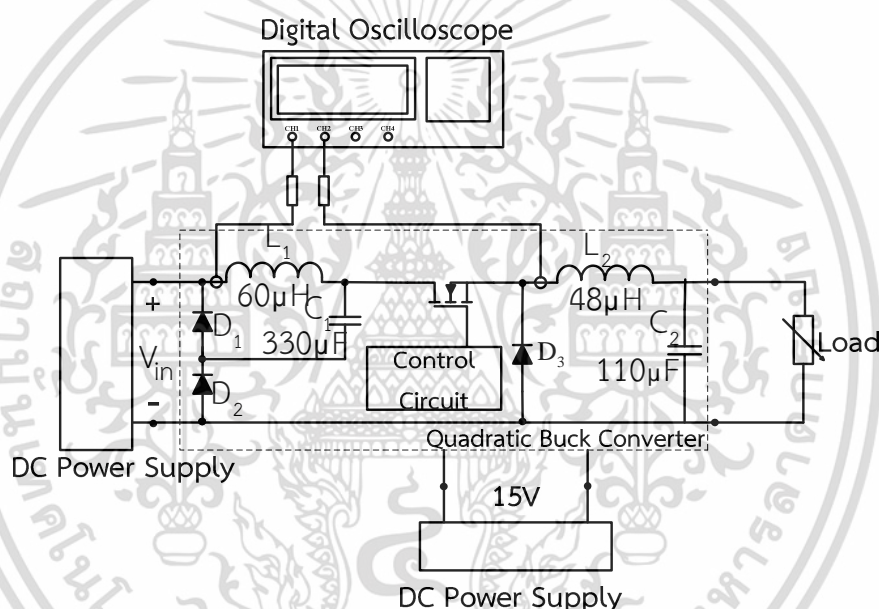
รูปที่ 6.6 รูปสัญญาณแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C1} (CH1:10V/div) และสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_{C2} (CH2:10V/div) ของวงจรควอดเรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 12V กระแสเอาต์พุต 1.6A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 การวัดรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2

6.3.1 วงจรควบคุมแรงดันที่คิกคอนเวอร์เตอร์

- วิธีการทดลอง
 1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.7
 2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
 3. จ่ายแรงดัน 48V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรภาคกำลัง
 4. วัดรูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ที่กระแสเอาต์พุต 5A และ 10A ตามลำดับ



รูปที่ 6.7 การจัดชุดทดลองสำหรับการวัดรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของวงจรควบคุมแรงดันที่คิกคอนเวอร์เตอร์

ผลการวัดรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ของวงจรควบคุมแรงดันที่คิกคอนเวอร์เตอร์เมื่อกระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 5A และ 10A แสดงในรูปที่ 6.8 และ 6.9 ตามลำดับ ผลการวัดค่ารีปเปิลและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำเปรียบเทียบกับทางทฤษฎีแสดงในตารางที่ 6.3

ตารางที่ 6.3 ผลการวัดค่าริบเปิดและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำเปรียบเทียบกับทางทฤษฎี

$\Delta i_{L1}, I_{L1}$	Δi_{L1}		I_{L1}		Δi_{L2}		I_{L2}	
	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ*	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ**	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ***	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ****
$I_o=5A$	1.60A	1.74A	1.80A	1.6A	2A	0.7A	4.6A	5A
$I_o=10A$	1.80A	1.74A	3.22A	3.2A	4.60A	0.7A	8.8A	10A

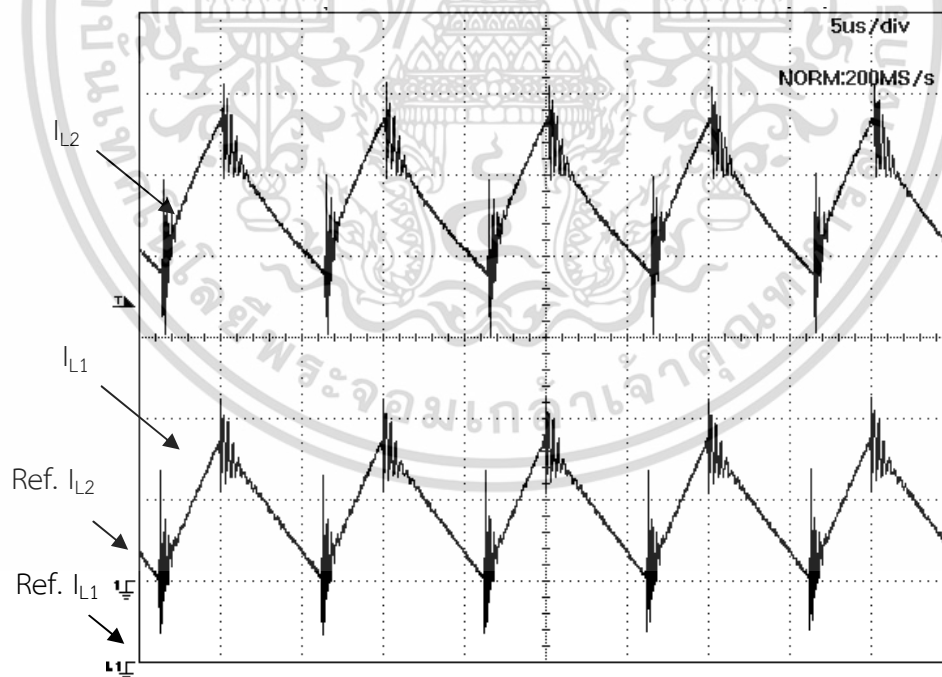
หมายเหตุ ในการคำนวณใช้ $D = 0.32$

* จากสมการ $\Delta i_{L1} = \frac{V_{in} D(1-D)}{L_1 f_s}$

** จากสมการ $I_{L1} = D I_{L2}$

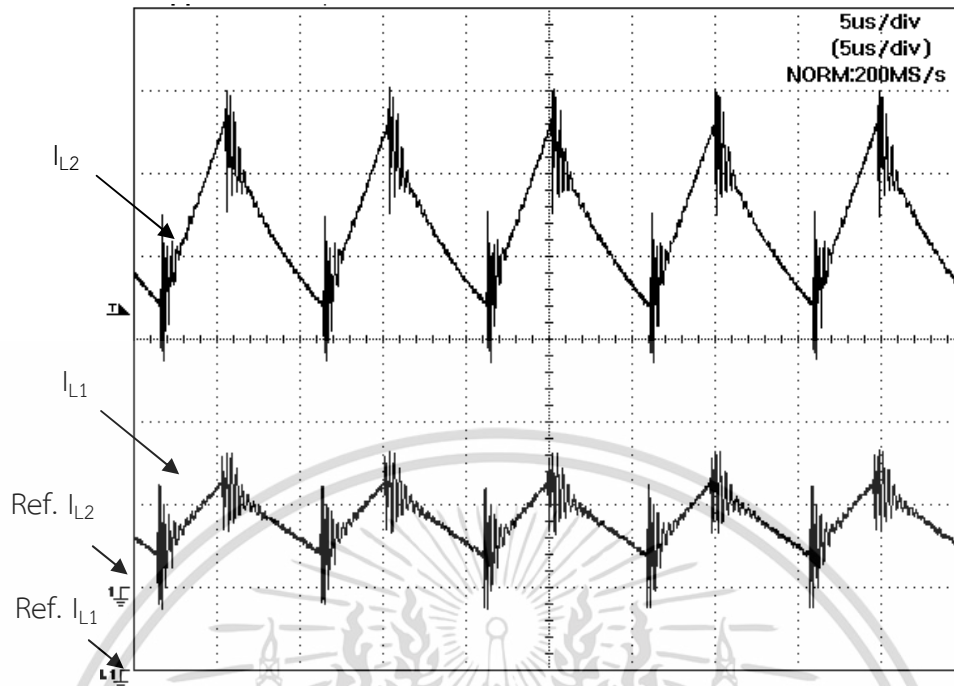
*** จากสมการ $\Delta i_{L2} = \frac{V_{in} D^2(1-D)}{L_2 f_s}$

**** จากสมการ $I_{L2} = I_o$



รูปที่ 6.8 รูปสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} (1A/div) และสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} (1A/div) ของวงจรควอดเรตที่คัปคอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 48V กระแสเอาต์พุต 5A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

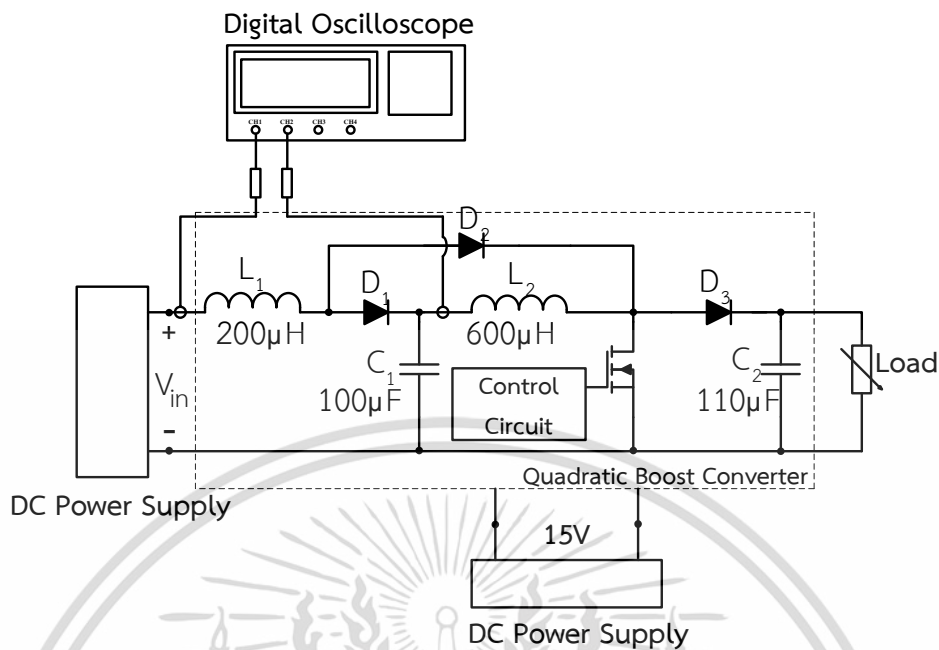


รูปที่ 6.9 รูปสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ I_{L1} (2A/div) และสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ I_{L2} (2A/div) ของวงจรควอดเรตที่คัปคอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 48V กระแสเอาต์พุต 10A

6.3.2 วงจรควอดเรตคัปคอนเวอร์เตอร์

- วิธีการทดลอง
 1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.10
 2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
 3. จ่ายแรงดัน 12V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรภาคกำลัง
 4. วัดรูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ที่กระแสเอาต์พุต 0.8A และ 1.6A ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.10 การจัดชุดทดลองสำหรับการวัดรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของวงจรควอดเรติกบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ผลการวัดรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ของวงจรควอดเรติกบูสต์คอนเวอร์เตอร์เมื่อกระแสเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 0.8A และ 1.6A แสดงในรูปที่ 6.11 และ 6.12 ตามลำดับ ผลการวัดค่ารีปเปิลและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำเปรียบเทียบกับทางทฤษฎีแสดงในตารางที่ 6.4

ตารางที่ 6.4 ผลการวัดค่ารีปเปิลและกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำเปรียบเทียบกับทางทฤษฎี

$\Delta i_{L1, L2}$	Δi_{L1}		I_{L1}		Δi_{L2}		I_{L2}	
	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ*	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ**	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ***	ค่าจากการวัด	ค่าจากการคำนวณ****
$I_o=0.8A$	0.4A	0.30A	2.2A	2A	0.3A	0.20A	1A	1A
$I_o=1.6A$	3.8A	0.30A	7.60A	8A	0.3A	0.20A	4A	4A

หมายเหตุ ในการคำนวณใช้ $D = 0.5$

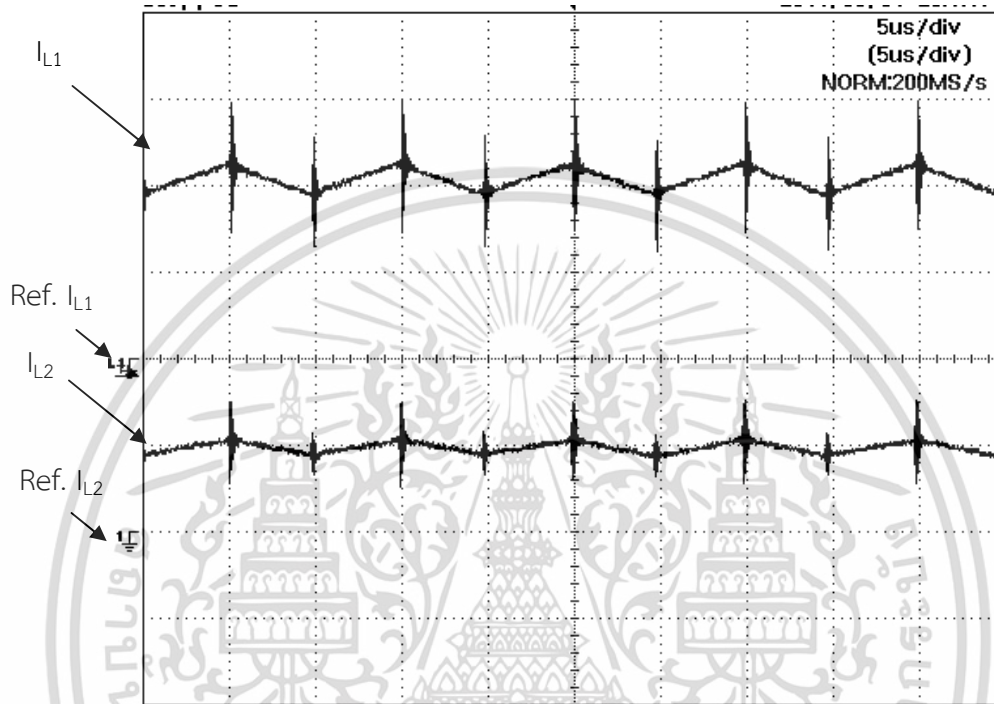
* จากสมการ $\Delta i_{L1} = \frac{V_{in} D}{L_1 f_s}$

** จากสมการ $I_{L1} = \frac{I_o}{(1-D)^2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

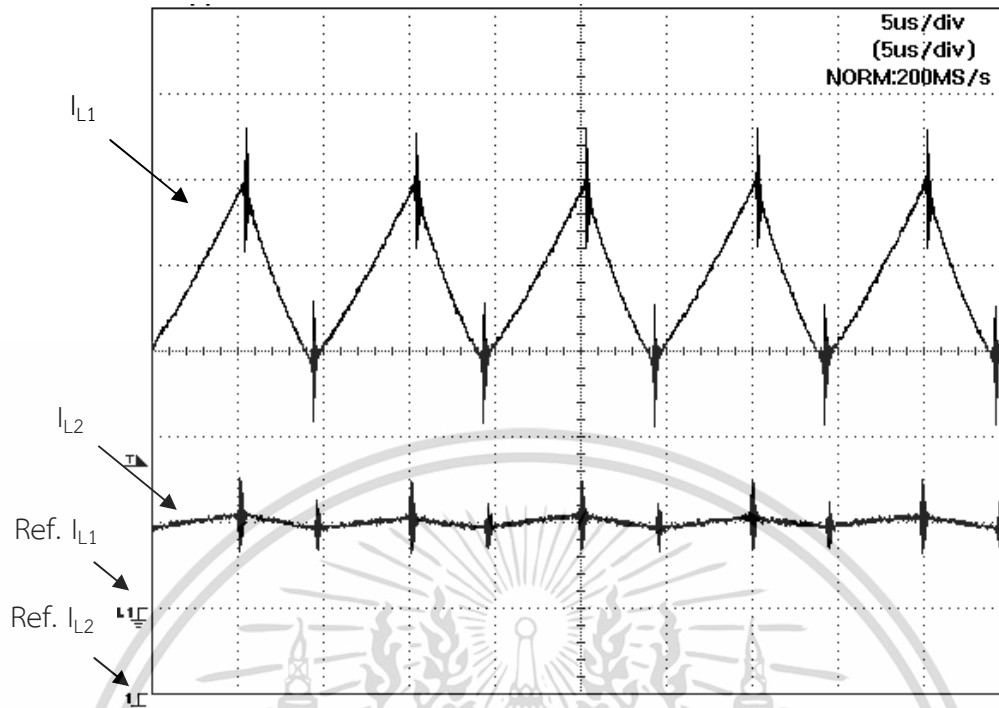
*** จากสมการ $\Delta i_{L_2} = \frac{V_{in} D}{L_2 (1-D) f_s}$

**** จากสมการ $I_{L_2} = \frac{I_o}{(1-D)}$



รูปที่ 6.11 รูปสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} (1A/div) และสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} (1A/div) ของวงจรควอดเรตที่คัปสเตอร์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 12V กระแสเอาต์พุต 0.8A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



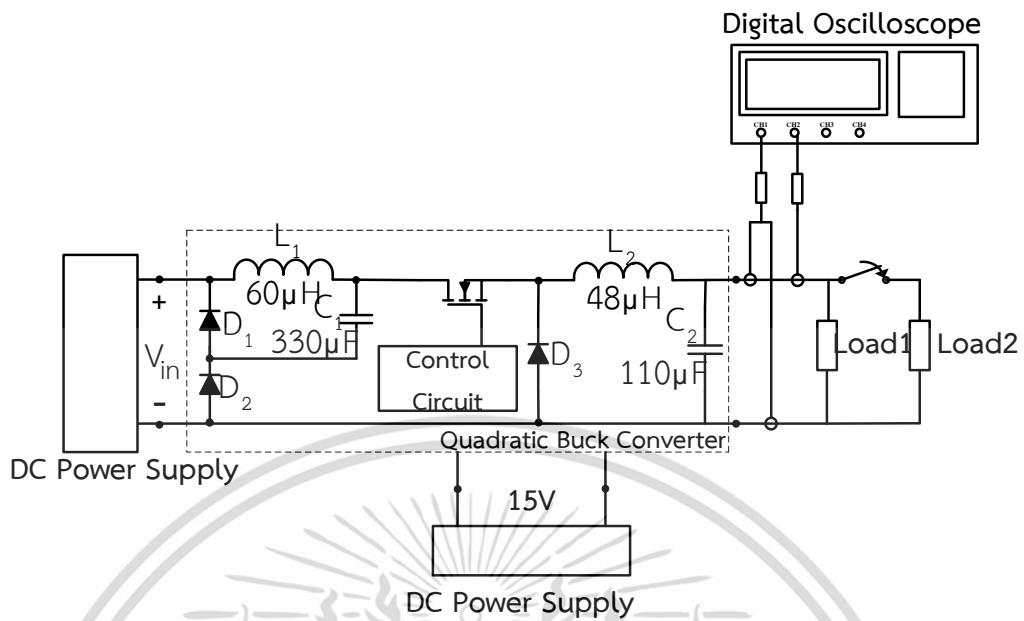
รูปที่ 6.12 รูปสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} (2A/div) และสัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L2} (2A/div) ของวงจรควอดเรตที่คัปเคอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 12V กระแสเอาต์พุต 1.6A

6.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต

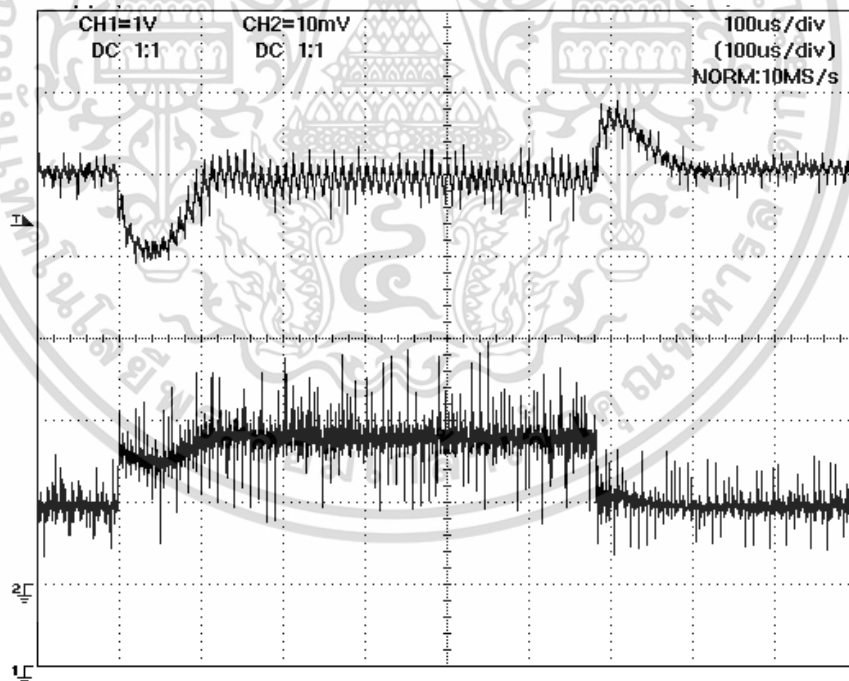
6.4.1 วงจรควอดเรตที่คัปเคอร์เตอร์

- วิธีการทดลอง
 1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.13
 2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
 3. จ่ายแรงดัน 48V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรภาคกำลัง
 4. บันทึกสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 5A ไป 10A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.13 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน



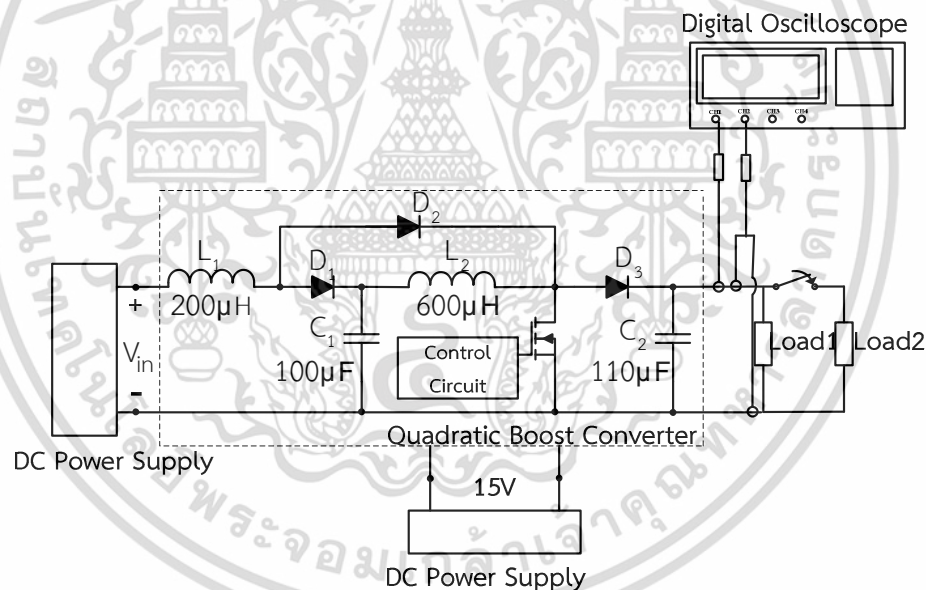
รูปที่ 6.14 รูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุต (CH1: 1V/div) (offset : -1.0V) และกระแสตัวเหนี่ยวนำ I_{L2} (CH2: 5A/div) ของวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 48V กระแสเอาต์พุตเพิ่มขึ้น/ลดลงอย่างฉับพลันระหว่าง 5A และ 10A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

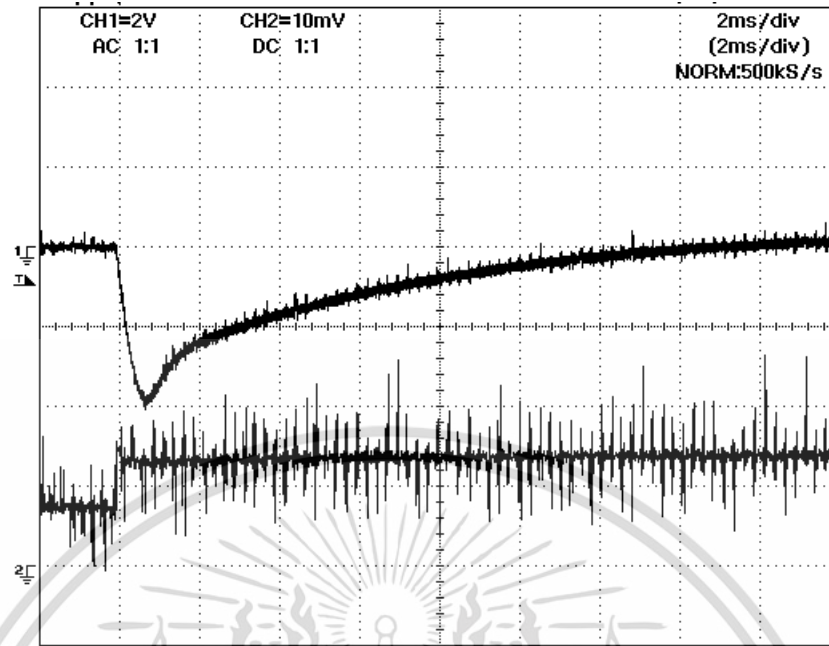
รูปที่ 6.14 แสดงผลการวัดการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรควอดเทรติคบัคคอนเวอร์เตอร์เมื่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นฉับพลันจาก 5A ไปเป็น 10A จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะสูงสุดมีค่าประมาณ 1V และใช้เวลาประมาณ 100us ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 5V และเมื่อกระแสไฟฟ้าไหลลดลงอย่างฉับพลันจาก 10A ไปเป็น 5A จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นชั่วขณะสูงสุดมีค่าประมาณ 0.8V และใช้เวลาประมาณ 120us ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 5V

6.4.2 วงจรควอดเทรติคบัคคอนเวอร์เตอร์

- วิธีการทดลอง
 1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.15
 2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
 3. จ่ายแรงดัน 12V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรภาคกำลัง
 4. บันทึกสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.8A ไป 1.6A



รูปที่ 6.15 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอดเทรติคบัคคอนเวอร์เตอร์เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน



รูปที่ 6.16 รูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุต (CH1: 2V/div) และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ (CH2: 1A/div) ของวงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 12V เมื่อกระแสเอาต์พุตเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 0.8A ไป 1.6A

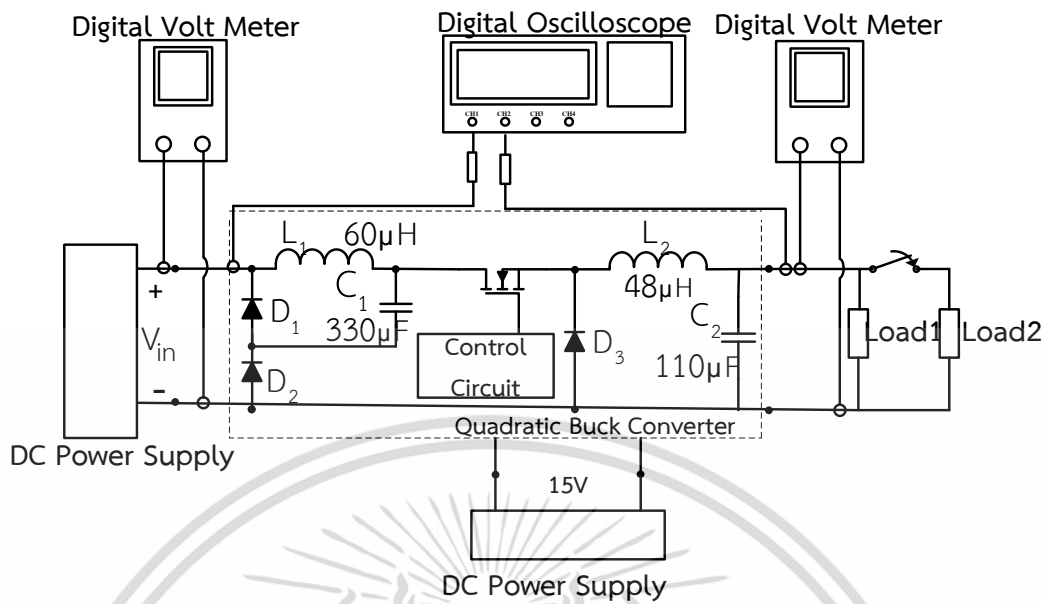
รูปที่ 6.16 แสดงผลการวัดการตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรควอดเรตริกบูสต์เมื่อกระแสไฟฟ้าโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 0.8A ไปเป็น 1.6A จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะสูงสุดมีค่าประมาณ 4V และใช้เวลาประมาณ 16ms ในการเข้าสู่ภาวะคงตัวที่ 48V

6.5 การทดสอบประสิทธิภาพ

6.5.1 วงจรควอดเรตริกบูสต์คอนเวอร์เตอร์

- วิธีการทดลอง
 1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.17
 2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
 3. จ่ายแรงดัน 48V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรภาคกำลัง
 4. บันทึกสัญญาณแรงดันอินพุต (V_{in}) กระแสอินพุต (I_{in}) แรงดันเอาต์พุต (V_{out}) และกระแสเอาต์พุต (I_{out}) เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนจาก 5A ถึง 10A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.17 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบประสิทธิภาพของวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์

จากผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 48V และค่ากระแสไหลตต่างๆตามในตาราง 6.5 จะเห็นได้ว่าวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์ มีค่าประสิทธิภาพที่ยังไม่ดีเท่าที่ควรเนื่องมาจากพื้นฐานของวงจรควอดเรติกบัคคอนเวอร์เตอร์คือการประยุกต์มาจากการต่ออนุกรมของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 วงจร จึงทำให้เกิดพลังงานสูญเสียเพิ่มมากขึ้นกว่าวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ปกติ รูปที่ 6.18 แสดงรูปตัวอย่างสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} และกระแสเอาต์พุต I_{out} ที่กระแสไหลเอาต์พุต 5A

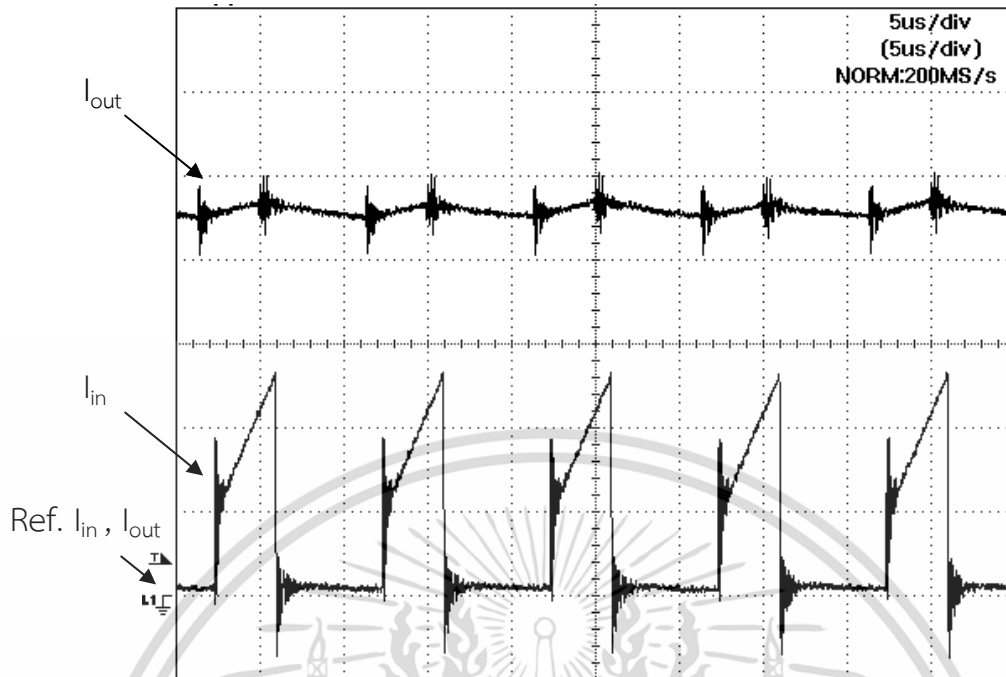
ตารางที่ 6.5 ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง

I_o	$I_{in,avg}$	V_{in}	$I_{out,avg}$	V_{out}	P_{in}	P_{out}	η (%)
$I_o=5A$	0.6A	48.03V	4.6A	5.09V	28.81W	23.41W	81.27%
$I_o=6A$	0.8A	48.03V	5.5A	5.09V	38.42W	27.99W	72.86%
$I_o=7A$	0.9A	48.02V	6.2A	5.09V	43.21W	31.55W	73.03%
$I_o=8A$	1.0A	48.02V	7.0A	5.09V	48.02W	35.63W	74.19%
$I_o=9A$	1.1A	48.02V	7.5A	5.09V	52.82W	38.17W	72.27%
$I_o=10A$	1.2A	48.01V	8.0A	5.08V	57.61W	40.64W	70.54%

หมายเหตุ สมการที่ใช้คำนวณหาประสิทธิภาพ

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

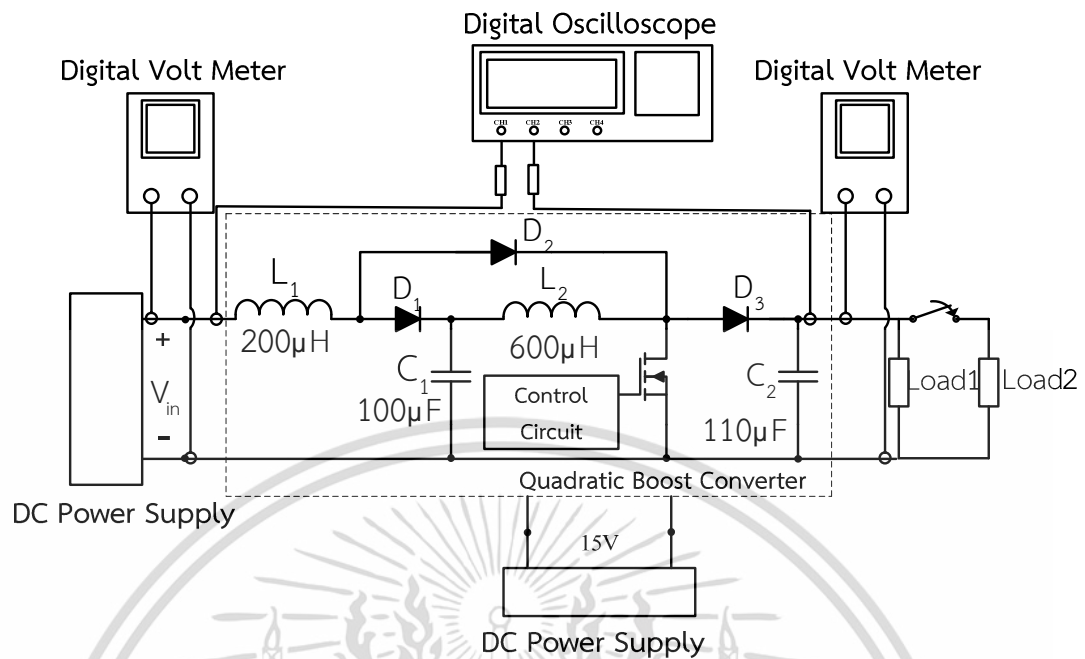


รูปที่ 6.18 รูปสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} (1A/div) และสัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{out} (1A/div) ของวงจรควอดเรตคิกบuckคอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 48V ที่กระแสโหลดเอาต์พุต 5A

6.5.2 วงจรควอดเรตคิกบuckคอนเวอร์เตอร์

- วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 6.19
2. จ่ายแรงดัน 15V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 12V จาก DC Power Supply ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกสัญญาณแรงดันอินพุต (V_{in}) กระแสอินพุต (I_{in}) แรงดันเอาต์พุต (V_{out}) และกระแสเอาต์พุต (I_{out}) ที่กระแสเอาต์พุต 0.8A และ 1.6A



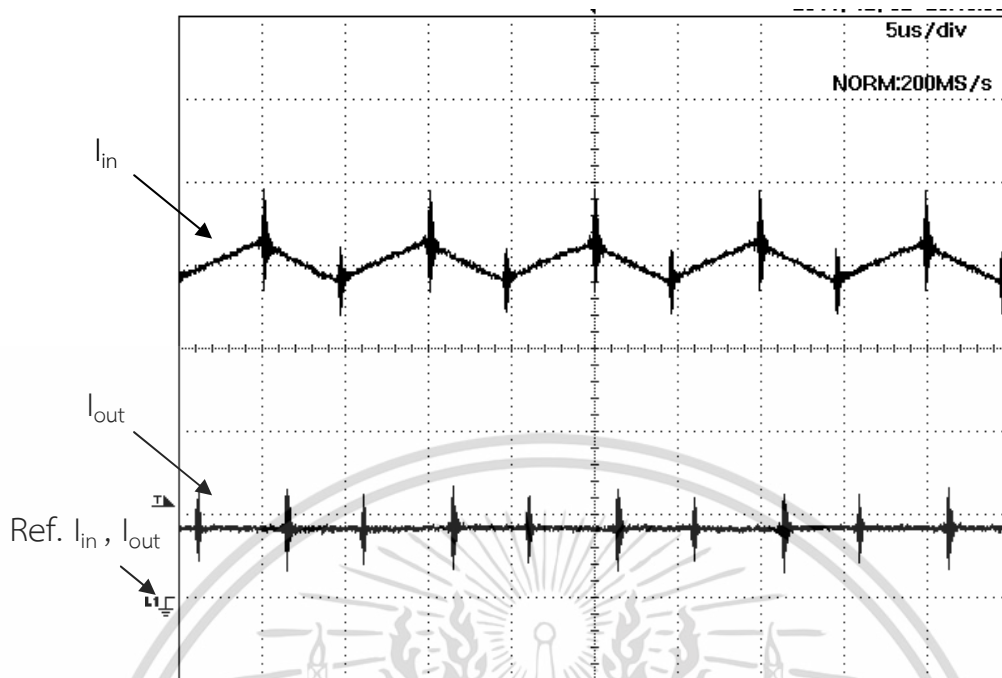
รูปที่ 6.19 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบประสิทธิภาพของวงจรควอดเรติกบัสต์คอนเวอร์เตอร์

จากผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรควอดเรติกบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 12V และค่ากระแสโหลดต่างๆตามในตาราง 6.6 จะเห็นได้ว่าวงจรควอดเรติกบัสต์คอนเวอร์เตอร์ มีค่าประสิทธิภาพที่ยังไม่ดีเท่าที่ควรเนื่องจากพื้นฐานของวงจรควอดเรติกบัสต์คอนเวอร์เตอร์คือการประยุกต์มาจากการต่ออนุกรมของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ 2 วงจร จึงทำให้เกิดพลังงานสูญเสียเพิ่มมากขึ้นกว่าวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ปกติ รูปที่ 6.20 แสดงรูปสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} และกระแสเอาต์พุต I_{out} ที่กระแสโหลดเอาต์พุต 0.8A และรูปที่ 6.21 แสดงรูปสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} และกระแสเอาต์พุต I_{out} ที่กระแสโหลดเอาต์พุต 1.6A ตามลำดับ

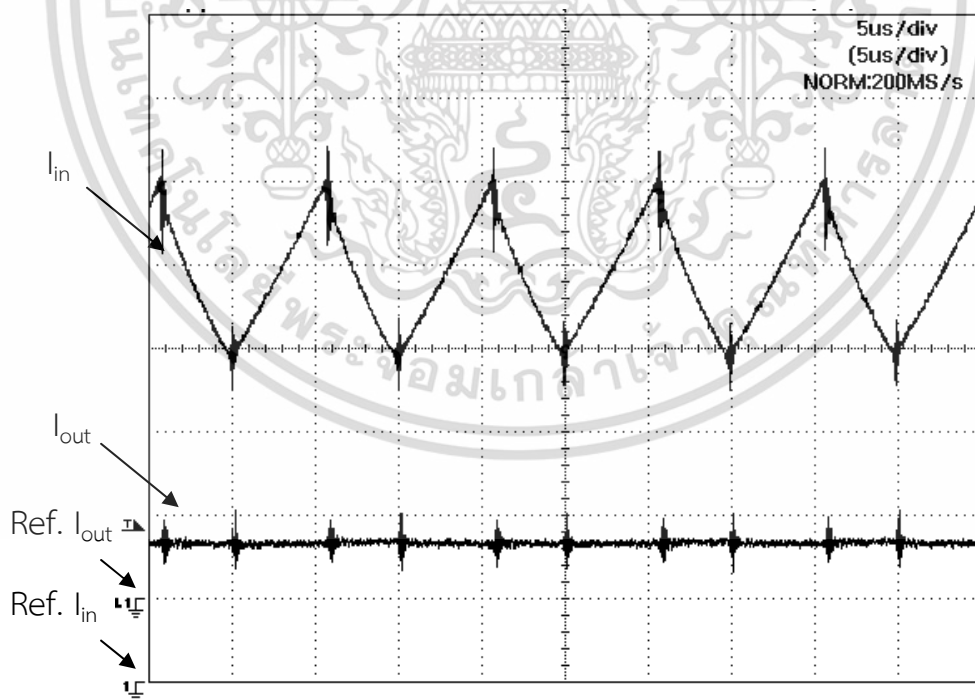
ตารางที่ 6.6 ผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าเพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง

I_o	$I_{in,avg}$	V_{in}	$I_{out,avg}$	V_{out}	P_{in}	P_{out}	η
$I_o=0.8A$	4.0A	12.05V	0.8A	48.05V	48.20W	38.44W	79.75%
$I_o=1.6A$	7.8A	12.08V	1.6A	48.02V	94.22W	81.54W	72.86%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.20 รูปสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} (1A/div) และสัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{out} (1A/div) ของวงจรควอดเรตที่คัปสเตอร์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 12V ที่กระแสโหลดเอาต์พุต 0.8A



รูปที่ 6.21 รูปสัญญาณกระแสอินพุต I_{in} (2A/div) และสัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{out} (1A/div) ของวงจรควอดเรตที่คัปสเตอร์คอนเวอร์เตอร์ ที่แรงดันอินพุต 12V ที่กระแสโหลดเอาต์พุต 1.6A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปผลการทดลอง

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาการออกแบบและหาแบบจำลองวงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของการออกแบบวงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ประยุกต์ใช้สมการของวงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์โดยกำหนดให้จำนวน Stage (n) มีค่าเท่ากับ 2 ในส่วนของการหาแบบจำลองของวงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ประยุกต์ใช้วิธี State Space Averaging (SSA) โดยได้คิดผลของค่าความต้านทานแฝงของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุด้วยซึ่งทำให้แบบจำลองที่ได้มีความถูกต้องกว่าแบบจำลองที่เคยมีการศึกษามา แบบจำลองที่ได้ถูกใช้ในการออกแบบตัวควบคุมป้อนกลับ (Feedback Controller) เพื่อให้วงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีอัตราเร็วการตอบสนองที่ดีและทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ จากการทดสอบวงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์และวงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ข้อสรุปดังนี้

1. วงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์และวงจรถอดแตรทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบสามารถ

รักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้เมื่อกระแสเอาต์พุตและแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง (ตาราง 6.1 และ 6.2) ความสามารถในการรักษาแรงดันที่ได้นี้เกิดขึ้นจากผลของอินทิเกรเตอร์ที่มีอยู่ในตัวควบคุมซึ่งทำให้ค่าดีซีเกนของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด (Open-Loop Transfer Function) ของระบบมีค่ามาก การที่ดีซีเกนมีค่ามากแล้วทำให้ระบบมีการรักษาแรงดันที่ดีสามารถอธิบายได้จากสมการ [3]

$$\tilde{v}_o = \tilde{v}_{ref} \frac{T}{1+T} + \tilde{v}_{in} \frac{G_{vv}}{1+T} - \tilde{i}_o \frac{Z_o}{1+T} \quad (7-1)$$

โดย	\tilde{v}_o	ค่าแรงดันเอาต์พุต
	T	ค่าเกนของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด
	G_{vv}	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (\tilde{v}_{in}) ไปแรงดันเอาต์พุต (\tilde{v}_o)
	\tilde{v}_{ref}	ค่าแรงดันอ้างอิง
	\tilde{v}_{in}	ค่าแรงดันอินพุต
	\tilde{i}_o	ค่ากระแสเอาต์พุต
	Z_o	อิมพีแดนซ์เอาต์พุต

จากสมการ (7-1) จะเห็นว่าเมื่อ T มีค่ามาก การเปลี่ยนแปลงกระแสเอาต์พุตและ/หรือแรงดันอินพุต จะไม่ค่อยมีผลต่อแรงดันเอาต์พุต

2. วงจรควอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงกระแสเอาท์พุทอย่างรวดเร็ว (รูปที่ 6.14 เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว 100us) ในขณะที่วงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีการตอบสนองค่อนข้างช้า (รูปที่ 6.16 เวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว 16ms) สาเหตุที่เป็นเช่นนี้ เพราะว่าตัวควบคุมของวงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ถูกออกแบบให้ระบบมีความถี่ครอสโอเวอร์ 10kHz ส่วนของวงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ระบบมีความถี่ครอสโอเวอร์เพียง 1kHz เท่านั้น ผลของซีโรทางด้านขวา (Right Half Plane (RHP) Zero) ที่ปรากฏในฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (สมการ (5-10)) ทำให้ไม่สามารถออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้ระบบมีความถี่ครอสโอเวอร์สูงได้

3. ผลการวัดค่ากระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ของวงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในตารางที่ 6.3 พบว่าค่ากระแสเฉลี่ยและริปลิเคอร์สที่วัดได้ใกล้เคียงกับค่าจากการคำนวณทางทฤษฎี ยกเว้นที่สภาวะกระแสเอาท์พุท 10A (รูปที่ 6.9) ที่ริปลิเคอร์สไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_2 (Δi_{L2}) ที่วัดได้มีมากกว่าค่าทางทฤษฎีค่อนข้างมาก (ค่าที่วัดได้ 4.60A ค่าทางทฤษฎี 0.7A) สาเหตุคาดว่าเกิดจากตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีค่าลดลงเนื่องทำงานเข้าใกล้จุดอิ่มตัว (Saturation) มากขึ้น ปรากฏการณ์ตัวเหนี่ยวนำทำงานเข้าใกล้จุดอิ่มตัวนี้เกิดขึ้นเช่นกันในวงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทำงานที่สภาวะกระแสเอาท์พุท 1.6A (รูปที่ 6.12) ที่สภาวะดังกล่าวริปลิเคอร์สไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำ L_1 (Δi_{L1}) ที่วัดได้มีค่า 3.80A ในขณะที่ทางทฤษฎีมีค่า 0.30A การแก้ไขปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้โดยการเพิ่มจำนวนรอบขดลวดพร้อมๆกับการเพิ่มขนาดช่องอากาศ (air gap) ของตัวเหนี่ยวนำ

4. ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในตารางที่ 6.5 และ 6.6 พบว่าประสิทธิภาพของวงจรมีค่ายังไม่ดีเท่าที่ควร สาเหตุเนื่องมาจากวงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้พัฒนามาจากวงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน 2 วงจรต่อกัน จึงทำให้เกิดกำลังการสูญเสียที่มากกว่าวงจรถอดเตรตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทั่วไป

เอกสารอ้างอิง

- [1]. Dragan Maksimović, Member, IEEE, and Slobodan Čuk, 1995, “Switching Converters with Wide DC Converters Range.”, 151-158, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL 6, NO. 1, JANUARY 1991.
- [2]. M.G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, E.E. Carbajal-Gutiérrez, and J.A. Morales-Saldaña, 2007, “Modeling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch”, 478-487, *IET Power Electronics*, Vol. 1, No. 4, 2008.
- [3]. Robert W. Erickson and Dragan Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [4]. K.C. Tseng, and T.J. Liang, 2003, “Novel high-efficiency step-up converter”, *IEE Proceedings –Electronics Power Applied*, Vol. 151, No. 2, March 2004.
- [5]. Jorge Alberto Morales-Saldaña, Roberto Galarza-Quirino, Jesús Leyva-Ramos, “Modeling and Control of a Cascaded Boost Converter with a Single Switch”, 591-596, *IEEE Trans*, 2006.
- [6]. E. E. Carbajal-Gutiérrez, J. A. Morales-Saldaña and J. Leyva-Ramos, 2005, “Modeling of a Single-Switch Quadratic Buck Converter”, 1451-1457, *IEEE Trans*, 2005.
- [7]. ภูวเดช คงถาวรวัฒนา, “การวิเคราะห์และออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตช์แบบวงจรรภาคเดียว”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2553.
- [8]. L. Umanand, S. R. Bhat. Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters. Wiley Eastern Limited. 1992.

ภาคผนวก ก

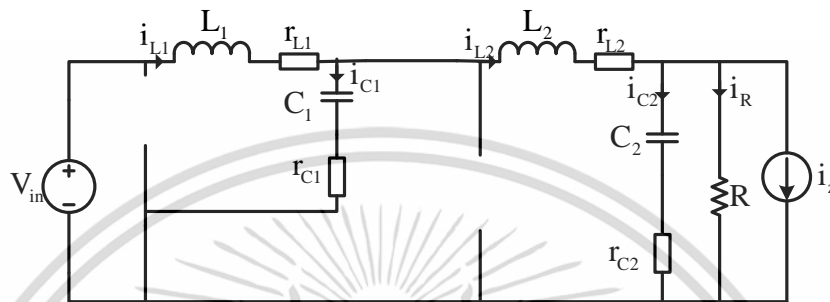
การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่านไอออนของวงจรถอดเตรทิก
คอนเวอร์เตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.1 การประยุกต์ State-Space Averaging (SSA) Technique กับวงจรควอดเทรทีคบัคคอนเวอร์เตอร์

- สมการของวงจรขณะสวิตช์นำกระแส



รูปที่ ก.1 วงจรควอดเทรทีคบัคคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ ก.1 สามารถเขียนเป็นสมการได้โดยใช้กฎของ Kirchhoff (KVL, KCL)

$$V_{in} - L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - r_{L1} i_{L1} - v_{C1} - r_{C1} i_{C1} = 0 \quad (\text{ก-1})$$

$$r_{C1} i_{C1} + v_{C1} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - r_{L2} i_{L2} - v_{C2} - r_{C2} i_{C2} = 0 \quad (\text{ก-2})$$

$$r_{C2} i_{C2} + v_{C2} = R i_R = v_o \quad (\text{ก-3})$$

$$i_{L1} = i_{C1} + i_{L2} \quad (\text{ก-4})$$

$$i_{L2} = i_{C2} + i_R + i_z \quad (\text{ก-5})$$

$$(\text{ก-4}) \Rightarrow i_{L1} = i_{C1} + i_{L2}$$

$$i_{C1} = i_{L1} - i_{L2}$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{i_{L1} - i_{L2}}{C_1} \quad (\text{ก-6})$$

$$(\text{ก-5}) \Rightarrow i_{L2} = i_{c2} + i_R + i_z$$

$$i_{c2} = i_{L2} - i_R - i_z$$

$$i_{c2} = i_{L2} - \left[\frac{r_{c2} i_{c2} + v_{c2}}{R} \right] - i_z$$

$$i_{c2} = \frac{R i_{L2} - v_{c2} - R i_z}{R + r_{c2}}$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{R i_{L2} - v_{c2} - R i_z}{C_2 (R + r_{c2})} \quad (\text{ก-7})$$

$$(\text{ก-3}) \Rightarrow v_o = r_{c2} i_{c2} + v_{c2}$$

$$v_o = v_{c2} + r_{c2} \left(\frac{R i_{L2} - v_{c2} - R i_z}{R + r_{c2}} \right)$$

$$v_o = \left(\frac{R}{R + r_{c2}} \right) v_{c2} + \frac{R r_{c2} i_{L2} - R r_{c2} i_z}{R + r_{c2}} \quad (\text{ก-8})$$

$$(\text{ก-1}) \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_s}{L_1} - \frac{r_{L1} i_{L1}}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1} - \frac{r_{c1} i_{c1}}{L_1}$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_s}{L_1} - \frac{r_{L1} i_{L1}}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1} - \frac{r_{c1}}{L_1} (i_{L1} - i_{L2})$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_s}{L_1} - \frac{r_{L1} i_{L1}}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1} - \frac{r_{c1} i_{L1}}{L_1} + \frac{r_{c1} i_{L2}}{L_1}$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_s}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1} + \frac{r_{c1} i_{L2}}{L_1} - \frac{(r_{L1} + r_{c1})}{L_1} i_{L1} \quad (\text{ก-9})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนใช้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(ก-2) \Rightarrow \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{c1}i_{c1}}{L_2} + \frac{v_{c1}}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2} - \frac{v_{c2}}{L_2} - \frac{r_{c2}i_{c2}}{L_2}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{c1}(i_{L1} - i_{L2})}{L_2} + \frac{v_{c1}}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2} - \frac{v_{c2}}{L_2} - \frac{r_{c2}}{L_2} \left[\frac{Ri_{L2} - v_{c2} - Ri_z}{R + r_{c2}} \right]$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{c1}i_{L1}}{L_2} - \frac{r_{c1}i_{L2}}{L_2} + \frac{v_{c1}}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2} - \frac{v_{c2}}{L_2} - \frac{Rr_{c2}i_{L2}}{L_2(R+r_{c2})} + \frac{r_{c2}v_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} + \frac{r_{c2}Ri_z}{L_2(R+r_{c2})}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{c1}i_{L1}}{L_2} - \left[\frac{r_{c1}}{L_2} + \frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \right] i_{L2} + \frac{v_{c1}}{L_2} - \left[\frac{1}{L_2} - \frac{r_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \right] v_{c2} + \frac{r_{c2}R}{L_2(R+r_{c2})} i_z \quad (ก-10)$$

จากสมการด้านบนสามารถเขียนเป็นสมการ State-Space ขณะสวิตช์นำกระแสได้ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(r_{L1} + r_{c1})}{L_1} & \frac{r_{c1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{r_{c1}}{L_2} & -\left[\frac{r_{c1}}{L_2} + \frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \right] & \frac{1}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{c2})} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n \\ i_z \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_n \\ i_z \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

(ก-11)

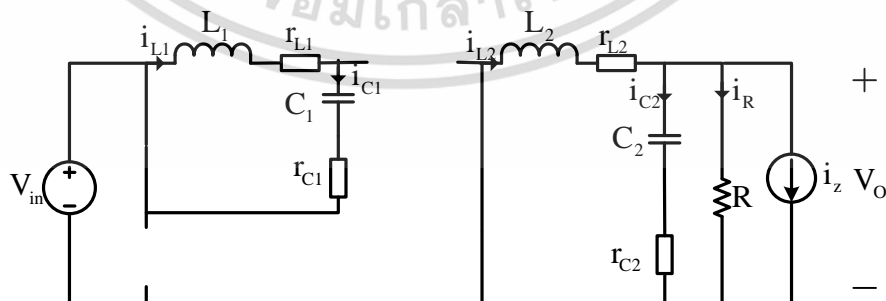
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{L1}+r_{C1})}{L_1} & \frac{r_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2} & -\left[\frac{r_{C1}}{L_2} + \frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})}\right] & \frac{1}{L_2} & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{C2})}\right] \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \tag{ก-12}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \tag{ก-13}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix}, \quad E_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \tag{ก-14}$$

- สมการของวงจรขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



รูปที่ ก.2 วงจรควอดเทรติคัปคองเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

จากรูปที่ ก.2 สามารถเขียนเป็นสมการได้โดยใช้กฎของ Kirchhoff (KVL, KCL) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + r_{L1} i_{L1} + v_{C1} + r_{C1} i_{C1} = 0 \quad (\text{ก-15})$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} + r_{L2} i_{L2} + v_{C2} + r_{C2} i_{C2} = 0 \quad (\text{ก-16})$$

$$r_{C2} i_{C2} + v_{C2} = R i_R = v_o \quad (\text{ก-17})$$

$$i_{L1} = i_{C1} \quad (\text{ก-18})$$

$$i_{L2} = i_{C2} + i_R + i_Z \quad (\text{ก-19})$$

$$(\text{ก-18}) \Rightarrow i_{C1} = i_{L1}$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_1} \quad (\text{ก-20})$$

$$(\text{ก-19}) \Rightarrow i_{C2} = i_{L2} - i_R - i_Z$$

$$i_{C2} = i_{L2} - \left[\frac{r_{C2} i_{C2} + v_{C2}}{R} \right] - i_Z$$

$$\frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{R i_{L2} - v_{C2} - R i_Z}{C_2 (R + r_{C2})} \quad (\text{ก-21})$$

$$(\text{ก-15}) \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{r_{L1} i_{L1}}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1} - \frac{r_{C1} i_{C1}}{L_1}$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{r_{L1} i_{L1}}{L_1} - \frac{v_{C1}}{L_1} - \frac{r_{C1} i_{L1}}{L_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{v_{c1}}{L_1} - \frac{(r_{L1} + r_{c1})}{L_1} i_{L1} \quad (\text{ก-22})$$

$$(\text{ก-17}) \Rightarrow v_o = r_{c2} i_{c2} + v_{c2}$$

$$v_o = v_{c2} + r_{c2} \left(\frac{Ri_{L2} - v_{c2} - Ri_z}{R + r_{c2}} \right)$$

$$v_o = \left(1 - \frac{r_{c2}}{R + r_{c2}} \right) v_{c2} + \frac{Rr_{c2}i_{L2}}{R + r_{c2}} - \frac{Rr_{c2}i_z}{R + r_{c2}} \quad (\text{ก-23})$$

$$(\text{ก-16}) \Rightarrow \frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2} - \frac{v_{c2}}{L_2} - \frac{r_{c2}i_{c2}}{L_2}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2} - \frac{v_{c2}}{L_2} - \frac{r_{c2}}{L_2} \left[\frac{Ri_{L2} - v_{c2} - Ri_z}{R + r_{c2}} \right]$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\left[\frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{c2}}{L_2(R + r_{c2})} \right] i_{L2} - \left[\frac{1}{L_2} - \frac{r_{c2}}{L_2(R + r_{c2})} \right] v_{c2} + \frac{Rr_{c2}}{L_2(R + r_{c2})} i_z \quad (\text{ก-24})$$

จากสมการด้านบนสามารถเขียนเป็นสมการ State-Space ขณะสวิตช์หยุดนำกระแสได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(r_{L1}+r_{C1})}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\left[\frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] & 0 & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \right] \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (ก-25)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{(r_{L1}+r_{C1})}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\left[\frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] & 0 & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \right] \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (ก-26)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (ก-27)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix}, \quad E_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (ก-28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (ก-11) และ (ก-25) สามารถหาค่าเฉลี่ยของ State-Space ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ ได้ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{v}_{c1} \\ \bar{v}_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{c1}+r_{c1}}{L_1} & \frac{Dr_{c1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{Dr_{c1}}{L_2} & -\frac{Dr_{c1}R+Dr_{c1}r_{c2}+r_{l2}R+r_{l2}r_{c2}+Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{c2})} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{v}_{c1} \\ \bar{v}_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_n \\ \bar{i}_2 \end{bmatrix} \\ \bar{v}_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{v}_{c1} \\ \bar{v}_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_n \\ \bar{i}_2 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{ก-29})$$

จากเมทริกซ์ A_1, B_1, C_1, E_1 และเมทริกซ์ A_2, B_2, C_2, E_2 จะเขียนได้ว่า

$$A=A_1D+A_2(1-D)= \begin{bmatrix} -\frac{r_{l1}+r_{c1}}{L_1} & \frac{Dr_{c1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{Dr_{c1}}{L_2} & -\frac{Dr_{c1}R+Dr_{c1}r_{c2}+r_{l2}R+r_{l2}r_{c2}+Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{c2})} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \quad (\text{ก-30})$$

$$B=B_1D+B_2(1-D)= \begin{bmatrix} \frac{D}{L1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \quad (\text{ก-31})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C=C_1D+C_2(1-D)=\begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (ก-32)$$

$$E=E_1D+E_2(1-D)=\begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (ก-33)$$

$$Bd=(A_1-A_2)X+(B_1-B_2)U=\begin{bmatrix} \frac{r_{C1}Rl_z+(r_{L1}D^2+Dr_{C1}+r_{L2}+R)V_{in}}{(r_{L1}D^2-D^2r_{C1}+Dr_{C1}+r_{L2}+R)L_1} \\ \frac{Dr_{C1}Rl_z+r_{C1}Rl_z-Dr_{L2}V_{in}-DRV_{in}+Dr_{L1}Rl_z}{(r_{L1}D^2-D^2r_{C1}+Dr_{C1}+r_{L2}+R)L_2} \\ \frac{D^2V_{in}+Rl_z}{(r_{L1}D^2-D^2r_{C1}+Dr_{C1}+r_{L2}+R)C_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ก-34)$$

$$Ed=(C_1-C_2)X+(E_1-E_2)U=\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (ก-35)$$

ก.1.1 Steady-state equations

จากสมการ (ก-30) ถึง สมการ (ก-33) สามารถนำมาหา Steady-state ของสมการคอนเวอร์เตอร์ในสมการ [1] ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D^3}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))} & \frac{DR}{((r_{L1}-r_{C1})D^2+r_{C1}D+R+r_{L2})} \\ \frac{D^2}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))} & \frac{R}{((r_{L1}-r_{C1})D^2+r_{C1}D+R+r_{L2})} \\ \frac{D-(D^3r_{L1})}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))} & \frac{-Dr_{L1}R}{((r_{L1}-r_{C1})D^2+r_{C1}D+R+r_{L2})} \\ \frac{D^2R}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))} & \frac{R^2}{((r_{L1}-r_{C1})D^2+r_{C1}D+R+r_{L2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_z \end{bmatrix} \quad (ก-36)$$

$$V_o = \frac{[D^2V_s+(D^2r_{C1}-Dr_{C1}-D^2r_{L1})l_z]R}{(R+r_{L2}+D^2r_{L1}+r_{C1}(D-D^2))}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีคอนเวอร์เตอร์อุดมคติ ค่า r_{C1}, r_{C2}, r_{L1} และ r_{L2} เป็นศูนย์ จากสมการที่ (ก-36) จะได้ $v_o = D^2 v_{in}$ ซึ่งสอดคล้องกับสมการ (2-12)

ก.1.2 Linear small-signal state-space equation

จากสมการ (ก-30) ถึง สมการ (ก-36) สามารถนำมาเขียนให้อยู่ในรูปสมการ Linear small-signal state-space ของวงจร Quadratic buck converter with one active switch ได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C1}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} + r_{C1}}{L_1} & \frac{D_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ D_{C1} & \frac{D_{C1}R + D_{C1}r_{C2} + r_{L2}R + r_{C2} + R_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & D & -R \\ \frac{1}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & \frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C1}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L1} & 0 & \frac{r_{L1}R + r_{L1}D^2 + D_{C1}r_{L2} + R}{(r_{L1}D^2 - D^2r_{C1} + D_{C1}r_{L2} + RL_1)} \\ 0 & \frac{R_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & \frac{D_{C1}R + r_{C2}R - D_{C1}R + D_{C1}R}{(r_{L1}D^2 - D^2r_{C1} + D_{C1}r_{L2} + RL_2)} \\ 0 & 0 & D^2 + R \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & \frac{r_{L1}D^2 - D^2r_{C1} + D_{C1}r_{L2} + RC_1}{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{in}(t) \\ \tilde{i}_z(t) \\ \tilde{v}_o(t) \end{bmatrix} \quad (ก-37)$$

ก.1.3 Finding Transfer Function

จากสมการ (ก-37) สามารถหาฟังก์ชันการถ่ายโอนได้สี่ฟังก์ชัน มีเพียงฟังก์ชันถ่ายโอนบางฟังก์ชันเท่านั้นที่สามารถนำมาใช้ในการออกแบบ feedback control คือ

ฟังก์ชันการถ่ายโอน ดิวตี้ไซเคิลถึงแรงดันเอาต์พุต

$$G_{dv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_d + E_d = -R \frac{(a_{dv}s^2 + b_{dv}s + c_{dv})(d_{dv}s + 1)}{(as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e)e_{dv}} \quad (ก-38)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแรงดันอินพุตถึงแรงดันเอาต์พุต

$$G_{vw}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_{u1} + E_{u1} = \frac{a_w s^2 + b_w s + c_w}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (ก-39)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนอิมพีแดนซ์เอพท์พุท

$$G_{zv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{v_{in}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_{u2} + E_{u2} = -R \frac{(a_{zv}s^3 + b_{zv}s^2 + c_{zv}s + d_{zv})(e_{zv}s + 1)}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (\text{ก-40})$$

ค่าสัมประสิทธิ์ของสมการ (ก-38) ถึง สมการ (ก-40) สามารถเขียนให้อยู่ตารางได้ดังนี้

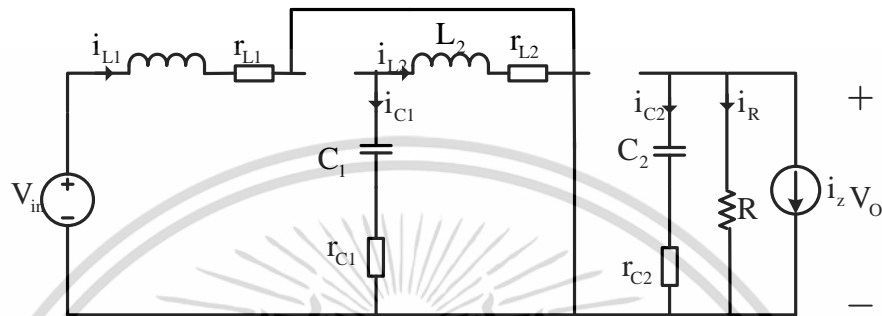
ตารางที่ ก.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของ $G_{dv}(s)$, $G_{vw}(s)$ และ $G_{zv}(s)$

$a_{dv} = V_{in} L_1 C_1 D(r_{L2} + R) + I_z (-Dr_{L1} + Dr_{C1} - r_{C1})(RL_1 C_1)$ $b_{dv} = V_{in} (D(C_1(2r_{C1}R + r_{L1}R + r_{C1}r_{L1}D^2 + 2r_{C1}r_{L2} - r_{C1}^2D + r_{L1}r_{L2}) - L_1D^2))$ $+ I_z (2RDr_{C1}^2C_1 - Rr_{C1}2C_1 - Rr_{L1}C_1r_{C1} - Rr_{L1}^2C_1D - RDL_1)$ $c_{dv} = V_{in} (2DR + r_{C1}D^2 + 2Dr_{L2}) + I_z (-r_{C1}R - 2Dr_{L1}R + 2Dr_{C1}R)$ $d_{dv} = C_2r_{C2}$ $e_{dv} = D(r_{C1}(1-D) + r_{L1}D) + r_{L2} + R$
$a_{vw} = r_{C1}r_{C2}C_1C_2D^2R$ $b_{vw} = (C_2r_{C2} + r_{C1}C_1)D^2R$ $c_{vw} = D^2R$
$a_{zv} = L_1C_1L_2$ $b_{zv} = r_{L1}C_1L_2 + L_1C_1r_{L2} + L_1C_1Dr_{C1} + r_{C1}C_1L_2$ $c_{zv} = L_2 + r_{L1}C_1r_{L2} + L_1D^2 + r_{C1}C_1r_{L2} + C_1Dr_{C1}^2 - D^2r_{C1}^2C_1 + r_{L1}C_1Dr_{C1}$ $d_{zv} = Dr_{C1} + r_{L1}D^2 - D^2r_{C1} + r_{L2}$ $e_{zv} = C_2r_{C2}$
$a = L_1C_1L_2C_2(R + r_{C2})$ $b = C_1C_2(L_1(r_{C2}(Dr_{C1} + R + r_{L2}) + RDr_{C1} + Rr_{L2}) + L_2(r_{C2}(r_{L1} + r_{C1} + r_{L1}) + r_{C1}R)) + L_1C_1(L_2 + Rr_{C2})$ $c = C_1C_2(r_{C1}r_{C2}(R + Dr_{C1} - D^2r_{C1} + r_{L1}D + r_{L2}) + r_{L1}r_{L2}(R + r_{C2}) + r_{C1}(r_{L2}R + RDr_{C1} - D^2r_{C1}R + r_{L1}RD) +$ $r_{L1}r_{C2}R) + C_1(L_1R + L_1r_{L2} + L_1Dr_{C1} + r_{C1}L_2 + r_{L1}L_2) + C_2(L_1RD^2 + L_2r_{C2} + L_1D^2r_{C2} + L_2R)$ $d = D^2(-r_{C1}^2C_1 - r_{C1}r_{C2}C_2 - Rr_{C1}C_2 + r_{L1}C_2r_{C2} + r_{L1}RC_2 + L_1) + D(C_1r_{C1}(C_1r_{C1} + r_{L1}) +$ $r_{C1}C_2(r_{C1}C_2r_{C2} + R)) + C_1(r_{L2}(r_{L1} + r_{C1}) + R(r_{L1} + r_{C1})) + C_2(r_{C2}(r_{L2} + r_{L2} + R) + Rr_{L2}) + L_2$ $e = D^2(r_{L1} - r_{C1}) + Dr_{C1} + r_{L2} + R$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.2 การประยุกต์ State-Space Averaging (SSA) Technique กับวงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์

- สมการของวงจรขณะสวิตช์นำกระแส



รูปที่ ก.3 วงจรควอดเทรทีคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ ก.3 สามารถเขียนเป็นสมการได้โดยใช้กฎของ Kirchhoff (KVL, KCL)

$$V_{in} - L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - r_{L1} i_{L1} = 0 \quad (ก-41)$$

$$r_{C1} i_{C1} + v_{C1} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - r_{L2} i_{L2} = 0 \quad (ก-42)$$

$$r_{C2} i_{C2} + v_{C2} = R i_R = v_o \quad (ก-43)$$

$$i_{C1} = -i_{L2} \quad (ก-44)$$

$$i_{C2} = -i_R - i_z \quad (ก-45)$$

$$(ก-44) \Rightarrow \frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{i_{L2}}{C_1} \quad (ก-46)$$

$$(ก-45) \Rightarrow i_{C2} = -\frac{(v_{C2} + R i_z)}{R + r_{C2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = -\frac{(v_{c2} + Ri_z)}{C_2(R+r_{c2})} \quad (\text{ก-47})$$

$$(\text{ก-43}) \Rightarrow v_o = r_{c2}i_{c2} + v_{c2}$$

$$v_o = v_{c2} + r_{c2} \left(\frac{-v_{c2} - Ri_z}{R+r_{c2}} \right)$$

$$v_o = \left(1 - \frac{r_{c2}}{R+r_{c2}} \right) v_{c2} - \frac{Rr_{c2}i_z}{R+r_{c2}} \quad (\text{ก-48})$$

$$(\text{ก-41}) \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_g}{L_1} - \frac{r_{L1}i_{L1}}{L_1} \quad (\text{ก-49})$$

$$(\text{ก-42}) \Rightarrow \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{c1}i_{c1}}{L_2} + \frac{v_{c1}}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{r_{c1}i_{L2}}{L_2} + \frac{v_{c1}}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{(r_{c1} + r_{L2})}{L_2} i_{L2} + \frac{v_{c1}}{L_2}$$

(ก-50)

จากสมการด้านบนสามารถเขียนเป็นสมการ State-Space ขณะสวิตช์นำกระแสได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(r_{C1}+r_{L2})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \left(\frac{R}{R+r_{C2}} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (ก-51)$$

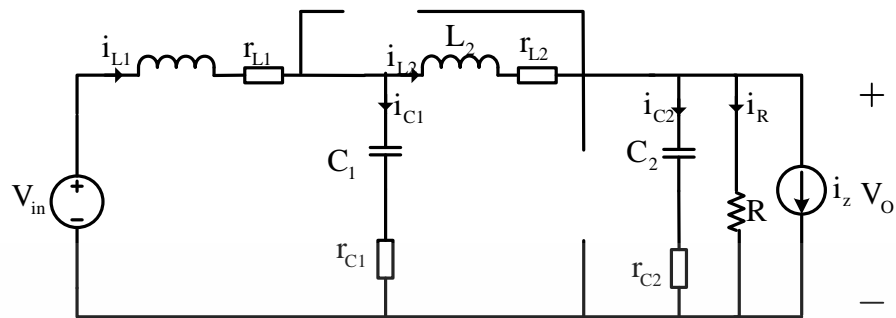
$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(r_{C1}+r_{L2})}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (ก-52)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (ก-53)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \left(\frac{R}{R+r_{C2}} \right) \end{bmatrix}, \quad E_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (ก-54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สมการของวงจรขณะสวิตช์หยุดนำกระแส



รูปที่ ก.4 วงจรควอดเรติกบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

จากรูปที่ ก.4 สามารถเขียนเป็นสมการได้โดยใช้กฎของ Kirchhoff (KVL, KCL)

$$V_{in} - L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - r_{L1} i_{L1} - v_{C1} - r_{C1} i_{C1} = 0 \quad (\text{ก-55})$$

$$r_{C1} i_{C1} + v_{C1} - L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - r_{L2} i_{L2} - v_{C2} - r_{C2} i_{C2} = 0 \quad (\text{ก-56})$$

$$r_{C2} i_{C2} + v_{C2} = R i_R = V_o \quad (\text{ก-57})$$

$$i_{L1} = i_{C1} + i_{L2} \quad (\text{ก-58})$$

$$i_{L2} = i_{C2} + i_R + i_Z \quad (\text{ก-59})$$

$$(\text{ก-58}) \Rightarrow i_{L1} = i_{C1} + i_{L2}$$

$$i_{C1} = i_{L1} - i_{L2}$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2}$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1} - i_{L2}}{C_1} \quad (\text{ก-60})$$

(ก-59) $\Rightarrow i_{L2} = i_{C2} + i_R + i_Z$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{c2} = i_{L2} - i_R - i_z$$

$$i_{c2} = i_{L2} - \left[\frac{r_{c2} i_{c2} + v_{c2}}{R} \right] - i_z$$

$$i_{c2} = \frac{R i_{L2} - v_{c2} - R i_z}{R + r_{c2}}$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{R i_{L2} - v_{c2} - R i_z}{C_2 (R + r_{c2})} \quad (\text{ก-61})$$

$$(\text{ก-57}) \Rightarrow v_o = r_{c2} i_{c2} + v_{c2}$$

$$v_o = v_{c2} + r_{c2} \left(\frac{R i_{L2} - v_{c2} - R i_z}{R + r_{c2}} \right)$$

$$v_o = \left(\frac{R}{R + r_{c2}} \right) v_{c2} + \frac{R r_{c2} i_{L2}}{R + r_{c2}} - \frac{R r_{c2} i_z}{R + r_{c2}}$$

$$(\text{ก-55}) \Rightarrow \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_s}{L_1} - \frac{r_{L1} i_{L1}}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1} - \frac{r_{c1} i_{c1}}{L_1}$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_s}{L_1} - \frac{r_{L1} i_{L1}}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1} - \frac{r_{c1}}{L_1} (i_{L1} - i_{L2})$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_s}{L_1} - \frac{r_{L1} i_{L1}}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1} - \frac{r_{c1} i_{L1}}{L_1} + \frac{r_{c1} i_{L2}}{L_1}$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_s}{L_1} - \frac{v_{c1}}{L_1} + \frac{r_{c1} i_{L2}}{L_1} - \frac{(r_{L1} + r_{c1})}{L_1} i_{L1} \quad (\text{ก-63})$$

$$(\text{ก-56}) \Rightarrow \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{c1} i_{c1}}{L_2} + \frac{v_{c1}}{L_2} - \frac{r_{L2} i_{L2}}{L_2} - \frac{v_{c2}}{L_2} - \frac{r_{c2} i_{c2}}{L_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{C1}(i_{L1} - i_{L2})}{L_2} + \frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2} - \frac{v_{C2}}{L_2} - \frac{r_{C2}}{L_2} \left[\frac{Ri_{L2} - v_{C2} - Ri_z}{R+r_{C2}} \right]$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{C1}i_{L1}}{L_2} - \frac{r_{C1}i_{L2}}{L_2} + \frac{v_{C1}}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}}{L_2} - \frac{v_{C2}}{L_2} - \frac{Rr_{C2}i_{L2}}{L_2(R+r_{C2})} + \frac{r_{C2}v_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} + \frac{r_{C2}Ri_z}{L_2(R+r_{C2})}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{r_{C1}i_{L1}}{L_2} - \left[\frac{r_{C1}}{L_2} + \frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] i_{L2} + \frac{v_{C1}}{L_2} - \left[\frac{1}{L_2} - \frac{r_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] v_{C2} + \frac{r_{C2}R}{L_2(R+r_{C2})} i_z$$

(ก-64)

จากสมการด้านบนสามารถเขียนเป็นสมการ State-Space ขณะสวิตช์หยุดนำกระแสได้ดังนี้

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(r_{L1}+r_{C1})}{L_1} & \frac{r_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{r_{C1}}{L_2} & \left[\frac{r_{C1}}{L_2} + \frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] & \frac{1}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_z \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

(ก-65)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{c1} + r_{c1})}{L_1} & \frac{r_{c1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{r_{c1}}{L_2} & -\left[\frac{r_{c1}}{L_2} + \frac{r_{c2}}{L_2} + \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})}\right] & \frac{1}{L_2} & -\left[\frac{R}{L_2(R+r_{c2})}\right] \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \quad (\text{ก-66})$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \quad (\text{ก-67})$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix}, \quad E_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \quad (\text{ก-68})$$

จากสมการ (ก-66) และ (ก-68) สามารถหาค่าเฉลี่ยของ State-Space ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ ได้ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{v}_1 \\ \bar{v}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{c1} + r_{c1} - Dr_{c1}}{L_1} & \frac{(-1+D)r_{c1}}{L_1} & \frac{-1+D}{L_1} & 0 \\ \frac{(-1+D)r_{c1}}{L_2} & \frac{(-r_{c1} - r_{c2} - r_{c2} + Dr_{c2})R - r_{c1}r_{c2} - r_{c2}r_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} & \frac{1}{L_2} & \frac{(-1+D)R}{L_2(R+r_{c2})} \\ \frac{(-1+D)}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(-1+D)R}{C_2(R+r_{c2})} & 0 & \frac{1}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{v}_1 \\ \bar{v}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_n \\ \bar{i}_z \end{bmatrix}$$

$$\bar{v}_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(-1+D)Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_1 \\ \bar{i}_2 \\ \bar{v}_1 \\ \bar{v}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{c2}}{R+r_{c2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_n \\ \bar{i}_z \end{bmatrix}$$

(ก-69)

จากเมทริกซ์ A_1, B_1, C_1, E_1 และเมทริกซ์ A_2, B_2, C_2, E_2 จะเขียนได้ว่า

$$A = A_1 D + A_2 (1-D) = \begin{bmatrix} \frac{r_{c1} + r_{c1} - Dr_{c1}}{L_1} & \frac{(-1+D)r_{c1}}{L_1} & \frac{-1+D}{L_1} & 0 \\ \frac{(-1+D)r_{c1}}{L_2} & \frac{(-r_{c1} - r_{c2} - r_{c2} + Dr_{c2})R - r_{c1}r_{c2} - r_{c2}r_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} & \frac{1}{L_2} & \frac{(-1+D)R}{L_2(R+r_{c2})} \\ \frac{(-1+D)}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(-1+D)R}{C_2(R+r_{c2})} & 0 & \frac{1}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix}$$

(ก-70)

$$B = B_1 D + B_2 (1-D) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{(1-D)Rr_{c2}}{L_2(R+r_{c2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{c2})} \end{bmatrix}$$

(ก-71)

$$C = C_1 D + C_2 (1-D) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(-1+D)Rr_{c2}}{R+r_{c2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{c2}} \end{bmatrix}$$

(ก-72)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E = E_1 D + E_2 (1-D) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \tag{ก-73}$$

$$Bd = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U = \frac{1}{\eta} \begin{bmatrix} \frac{(-r_{L2}R - r_{L2}r_{C2} - Rr_{C2} + D(r_{C2}(-r_{C1} + 2R + r_{L2} - 2R) - R(r_{C1} + r_{L2} + R(-1+3-3D+D^2))))}{L_1}} \\ \frac{(-r_{C1}R - r_{C1}r_{C2} + Rr_{C2} - DRr_{C2} + R^2(1-2D+D^2))}{L_2} \\ \frac{(R+r_{C2})}{C_1} \\ \frac{R(-1+D)}{C_2} \end{bmatrix} \tag{ก-74}$$

$$\eta = (R+r_{C2})_{L1} + D(R(-3r_{C2} - 2r_{L2} + r_{C1}) + r_{C2}(-2r_{L2} + r_{C1}) + D(D^3R^2 + r_{C2}(-D^2R + 3R - r_{C1} + r_{L2}) + R(r_{L2} - r_{C1}))) + R(r_{C2} + RD(-4+6D-4D^2)) + r_{L2}(R+r_{C2}) \tag{ก-75}$$

$$Ed = (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$$

ก.2.1 Steady-state equations

จากสมการ (ก-70) ถึง สมการ (ก-73) สามารถนำมาหา Steady-state ของสมการคอนเวอร์เตอร์ในสมการ [1] ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_{L1} \\ V_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{1}{\eta} \begin{bmatrix} Rr_{C2} & (1-DR)r_{C2} \\ -(R+r_{C2})(-1+D) & (-1+D)^2Rr_{C2} \\ -(1+D)(r_{L2}r_{C2} + R(r_{C2} - D_{C2} + R(1-2D+D^2))) & -(1+DR)r_{C1} + D_{C1}(-1+D)(R+r_{C2}) \\ (-1+D)^2Rr_{C2} & (r_{C2}(RD^3 - 1 + 3D(1-D)) - r_{L1}r_{C1}D(R(1+D) + r_{C2}(-1+D)) - 2r_{L1}r_{C2}(R(-1+2D+D^2)) + r_{C2}(-1+2D+D^2)R)) \\ \frac{(-1+D)^2(R+r_{C2})R}{\eta} & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_n \\ I_z \end{bmatrix} \tag{ก-76}$$

ในกรณีคอนเวอร์เตอร์อุดมคติค่า r_{C1}, r_{C2}, r_{L1} และ r_{L2} เป็นศูนย์ จากสมการที่ (ก-76) จะได้

$$V_o = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \text{ ซึ่งสอดคล้องกับสมการ (3-12)}$$

ก.2.2 Linear small-signal state-space equation

จากสมการ (ก-70) ถึง สมการ (ก-75) สามารถนำมาเขียนให้อยู่ในรูปสมการ Linear small-signal state-space ของวงจรควอดเรตเตอร์ที่คิบุสตีได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C1}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1}+r_{C1}}{L_1} & \frac{Dr_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{Dr_{C1}}{L_2} & \frac{-Dr_{C1}R+Dr_{C1}r_{C2}+r_{L2}R+r_{L2}r_{C2}+Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \\ \frac{1}{C1} & -\frac{D}{C1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C1}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L1} & 0 & \frac{(-r_{L2}R-r_{L2}r_{C2}-Rr_{C2}+D(r_{C1}(-r_{C1}+2R+r_{L2}-2R)-R(r_{C1}+r_{L2}+R(-1+3-3D+D^2))))}{\eta L_1} \\ 0 & \frac{(1-D)Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & \frac{(-r_{C1}R-r_{C1}r_{C2}+Rr_{C2}-DRr_{C2}+R^2(1-2D+D^2))}{\eta L_2} \\ 0 & 0 & \frac{(R+r_{C2})}{\eta C} \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & \frac{R(-1+D)}{\eta C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{in}(t) \\ \tilde{i}_z(t) \\ d(t) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{v}_o(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(-1+D)Rr_{C2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1}(t) \\ \tilde{i}_{L2}(t) \\ \tilde{v}_{C1}(t) \\ \tilde{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{in}(t) \\ \tilde{i}_z(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \tag{ก-77}$$

ก.2.3 Finding Transfer Function

จากสมการ (ก-77) สามารถหาฟังก์ชันการถ่ายโอนได้ยี่สิบเอ็ดฟังก์ชัน มีเพียงฟังก์ชันถ่ายโอนบางฟังก์ชันเท่านั้นที่สามารถนำมาใช้ในการออกแบบ feedback control คือ

ฟังก์ชันการถ่ายโอน ดิวตี้ไซเคิลถึงแรงดันเอาต์พุต

$$G_{dv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_d + E_d = -RV_s(R+r_{C2})(-1+D) \frac{(a_{dv}s^3 + b_{dv}s^2 + c_{dv}s + d_{dv})(e_{dv}s + 1)}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \tag{ก-78}$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนแรงดันอินพุตถึงแรงดันเอาต์พุต

$$G_{vw}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_{u1} + E_{u1} = \frac{a_w s^2 + b_w s + c_w}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \tag{ก-79}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันการถ่ายโอนอิมพีแดนซ์เอาท์พุท

$$G_{zv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{v_{in}(s)} = C(sI-A)^{-1}B_{u2} + E_{u2} = -R \frac{(a_{zv}s^3 + b_{zv}s^2 + c_{zv}s + d_{zv})(e_{zv} + 1)}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (ก-80)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ของสมการ (ก-78) ถึง สมการ (ก-80) สามารถเขียนให้อยู่ตารางได้ดังนี้

ตารางที่ ก.2 ค่าสัมประสิทธิ์ของ $G_{dv}(s)$, $G_w(s)$ และ $G_{zv}(s)$

$a_{dv} = L_1 C_1 L_2 R + L_1 C_1 L_2 r_{c2}$ $b_{dv} = 2L_1 R^2 C_1 D - L_1 R^2 C_1 D^2 - L_1 R^2 C_1 + 2L_1 C_1 r_{c1} R + r_{c1} C_1 L_2 R + r_{c1} C_1 L_2 R + L_1 C_1 r_{c1} R - D r_{c1} C_1 L_2 R + 2L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} - D r_{c1} C_1 L_2 r_{c2}$ $c_{dv} = RC_1 r_{c1}^2 + C_1 r_{c1}^2 r_{c2} - D^2 C_1 r_{c1} r_{c2} L_2 + 2r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + RC_1 r_{c1} r_{c2} D^3 + 3r_{c1} C_1 D R r_{c2} + 2L_1 r_{c2} - R D^2 C_1 r_{c1} L_2 - 9r_{c1} R^2 C_1 D^2 + 7r_{c1} R^2 C_1 D + 5D^3 r_{c1} R^2 C_1 - r_{c1} C_1 R r_{c2} + D^2 L_2 R - 2D L_2 R - L_1 R^2 C_1 - 2r_{c1} R^2 C_1 - D r_{c1}^2 C_1 R + 2L_1 R - R^2 D^4 C_1 r_{c1} + 2r_{c1} C_1 r_{c1} R + r_{c1} C_1 r_{c1} R - r_{c1} R^2 C_1 D^2 + 2r_{c1} R^2 C_1 D - 2D L_2 r_{c2} + D^2 L_2 r_{c2} + D r_{c1} C_1 r_{c2} R - 3D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2} + L_2 r_{c2} - D r_{c1}^2 C_1 r_{c2} + D r_{c1} C_1 r_{c2} L_2 + L_2 R$ $d_{dv} = -12R^2 D^2 - 2R^2 + 8R^2 D^3 - 2D^4 R^2 + 8R^2 D + D^3 R r_{c2} - 3D^2 R r_{c2} + 3D R r_{c2} - R r_{c2} - D r_{c1} R + 2r_{c1} R + r_{c1} R - D r_{c1} r_{c2} + 2r_{c1} r_{c2} + r_{c1} r_{c2}, \quad e_{dv} = C_2 r_{c2}$
$a_w = (RC_1 r_{c1})(C_2 R r_{c2})(1+D)^2$ $b_w = -(RC_1 r_{c1})(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2} - 2D(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2})) + D^2(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2})$ $c_w = C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2} - 2D(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2}) + D^2(C_2 r_{c2}^2 + R + r_{c2})$
$a_w = L_1 C_1 L_2 R + L_1 C_1 L_2 r_{c2}$ $b_w = (-D r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} - R r_{c2} D^2 L_1 C_1 + L_1 C_1 D R r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 R + r_{c1} C_1 L_2 R + L_2 C_1 r_{c2} R - D r_{c1} C_1 L_2 R + L_1 C_1 R)$ $c_w = (r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 D R r_{c2} + L_1 r_{c2} - R r_{c2} D^2 r_{c1} C_1 + R r_{c2} D^3 C_1 r_{c1} + D^2 L_2 R - 2D L_2 R + D r_{c1}^2 C_1 R + L_1 R + r_{c1} C_1 r_{c1} R + r_{c1} C_1 r_{c1} R + r_{c1} C_1 r_{c1} R - 2D L_2 r_{c2} + D^2 L_2 r_{c2} - D r_{c1}^2 C_1 r_{c2} - 2D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2} - D^2 C_1 r_{c1}^2 R + L_2 r_{c2} + D r_{c1}^2 C_1 r_{c2} - D^2 C_1 r_{c1} 2r_{c2} - D r_{c1} C_1 r_{c2} L_2 + L_2 R + r_{c1} C_1 D R r_{c2})$ $d_w = -3D^2 R r_{c2} - 2D r_{c2} R + D R r_{c2} - r_{c1} D^2 R - r_{c1} r_{c2} D^2 + D^2 r_{c2} r_{c2} + 3D^3 R r_{c2} + r_{c1} R + r_{c1} r_{c2} - R r_{c2} D^4 - 2D r_{c2} R + r_{c2} r_{c2} + D r_{c1} R + D r_{c1} r_{c2} + L_2 R + D^2 L_2 R, \quad e_w = C_2 r_{c2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
a &= L_1 C_1 L_2 R_2 C_2 + 2L_1 C_1 L_2 R C_2 r_{c2} + L_1 C_1 L_2 r_{c2}^2 C_2 \\
b &= 2L_1 C_1 r_{c1} R C_2 r_{c2} + L_1 C_1 L_2 r_{c2} + L_1 C_2 r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2}^2 C_2^2 + L_1 C_1 r_{c2} R^2 C_2 + L_1 C_1 L_2 R - D r_{c1} C_1 L_2 R^2 C_2 + L_1 C_1 R^2 r_{c2} C_2 + \\
&L_1 C_1 R r_{c2}^2 C_2 - D r_{c1} C_1 L_2 r_{c2}^2 C_2 + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2}^2 C_2 + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2}^2 C_2 + r_{c1} C_1 L_2 r_{c2}^2 C_2 - 2D r_{c1} C_1 L_2 R C_2 r_{c2} - L_1 C_1 D R r_{c2}^2 C_2 + \\
&r_{c1} C_1 L_2 R^2 C_2 + 2r_{c1} C_1 L_2 R C_2 r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 R_2 C_2 + 2r_{c1} C_1 L_2 R C_2 r_{c2} \\
c &= r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + L_1 C_2 r_{c2}^2 + r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2}^2 C_2 + L_1 C_1 r_{c2} r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c2}^2 C_2 + L_1 C_1 r_{c1} r_{c2} + D^2 L_2 r_{c2}^2 C_2 - 2D L_2 r_{c2}^2 C_2 + \\
&r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} + 2r_{c1} C_1 r_{c1} R C_2 r_{c2} + 2r_{c1} C_1 r_{c2} R C_2 r_{c2} - 2r_{c1} C_1 D R r_{c2}^2 C_2 + L_2 R^2 C_2 + D r_{c1}^2 C_1 R^2 C_2 - 2D L_2 R^2 C_2 - \\
&D r_{c1} C_1 r_{c2} R^2 C_2 + D^2 L_2 R^2 C_2 + D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2} C_2 - 2r_{c1} D R^2 r_{c2} C_2 + r_{c1} C_1 r_{c2} R^2 C_2 + r_{c1} C_1 R^2 r_{c2} C_2 + r_{c1} C_1 R r_{c2}^2 C_2 - \\
&D^2 C_2^2 r_{c1}^2 + 2r_{c2} C_1 R C_2 r_{c2} - 2D^2 C_2 R C_1 r_{c1}^2 r_{c2} + L_1 C_2 R^2 + L_1 R^2 C_1 + r_{c1} C_1 r_{c2} R^2 C_2 - r_{c1} C_1 D R^2 r_{c2} C_2 + \\
&L_1 R^2 C_1 D^2 - 2L_1 R^2 C_1 D - L_1 C_1 D R r_{c2} + L_1 C_1 r_{c1} R + L_1 C_1 r_{c2} R + 2L_1 C_2 R r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c2} R^2 C_2 + r_{c1} C_1 R^2 r_{c2} C_2 + \\
&r_{c1} C_1 R r_{c2}^2 C_2 + 2D r_{c1}^2 C_1 R C_2 r_{c2} + 2D^2 L_2 R C_2 r_{c2} + 2L_2 R C_2 r_{c2} + r_{c1} C_1 L_2 R - D r_{c1} C_1 L_2 R + D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2}^2 C_2 + \\
&r_{c1} C_1 L_2 R + D r_{c1}^2 C_1 r_{c2} C_2 - D r_{c1} C_1 L_2 r_{c2}^2 C_2 - D r_{c1} C_1 L_2 r_{c2} - D^2 C_2^2 r_{c1}^2 + r_{c1} C_1 r_{c2} r_{c2}^2 C_2 - 2D r_{c1} C_1 r_{c2} R C_2 r_{c2} - \\
&r_{c1} C_1 D R r_{c2}^2 C_2 - 4D L_2 R C_2 r_{c2} \\
d &= r_{c1} C_2 r_{c2}^2 + r_{c1} C_1 r_{c1} r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c2} r_{c2} + D^2 r_{c2} r_{c2}^2 C_2 - 2D r_{c2} r_{c2}^2 C_2 + r_{c1} C_1 r_{c2} r_{c2} - 2r_{c1} C_1 D R r_{c2} + L_1 R C_2 - \\
&2r_{c1} D^2 C_2 R r_{c2} - 3D r_{c2}^2 C_2 - D^3 r_{c2}^2 C_2 + D^2 r_{c2} R^2 C_2 - r_{c1} D^2 C_2 R^2 + 3r_{c1} R^2 C_1 D^2 - 3r_{c1} R^2 C_1 D + D r_{c1} C_2 R^2 - \\
&D^3 r_{c1} R^2 C_1 + 3D r_{c2} r_{c2} C_2 + r_{c1} C_1 R r_{c2} - 2D r_{c2} R^2 C_2 + D^2 L_2 R - 2D L_2 R + r_{c1} C_2 R^2 + r_{c1} R^2 C_1 + r_{c2} R^2 C_2 + R^2 r_{c2} C_2 + \\
&R r_{c2}^2 C_2 + r_{c1} R^2 C_1 + D r_{c1}^2 C_1 R + L_1 R + r_{c1} C_1 R r_{c2} + 2D^2 r_{c2} R C_2 r_{c2} + 2r_{c2} C_2 r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c1} R - D^3 R r_{c2}^2 C_2 + r_{c1} C_1 r_{c2} R + \\
&2r_{c1} C_2 R r_{c2} + r_{c1} C_1 r_{c2} R - 3D r_{c2}^2 C_2 + r_{c1} R^2 C_1 D^2 - 2r_{c1} R^2 C_1 D - 2D L_2 r_{c2} + D^2 L_2 r_{c2} + r_{c2} r_{c2}^2 C_2 - D r_{c1} C_1 L_2 R + \\
&D^2 r_{c1} C_1 R r_{c2} + 3D^2 R r_{c2}^2 C_2 - D^2 C_1 r_{c1}^2 R + L_2 r_{c2} + D r_{c1}^2 C_1 r_{c2} + D r_{c1} C_2 r_{c2}^2 - D^2 C_1 r_{c1}^2 r_{c2} - r_{c1} D^2 C_2 r_{c2}^2 - \\
&D r_{c1} C_1 r_{c2} r_{c2} + L_2 R + 2D r_{c1} C_2 R r_{c2} - r_{c1} C_1 D R r_{c2} - 4D r_{c2} R C_2 r_{c2} \\
e &= 3D^2 R r_{c2} - 2D r_{c2} r_{c2} - r_{c1} r_{c2} D^2 + R r_{c2} + D r_{c1} R + D r_{c1} R C_2 - 2D r_{c2} R - 3D r_{c2} + r_{c2} R + r_{c2} r_{c2} + R^2 - 4R^2 D + 6R^2 D^2 - \\
&r_{c1} D^2 R + D^2 r_{c2} R + D^2 r_{c2} r_{c2} - D^3 R r_{c2} + r_{c1} R + r_{c1} r_{c2} - 4R^2 D^3 + D^4 R^2
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

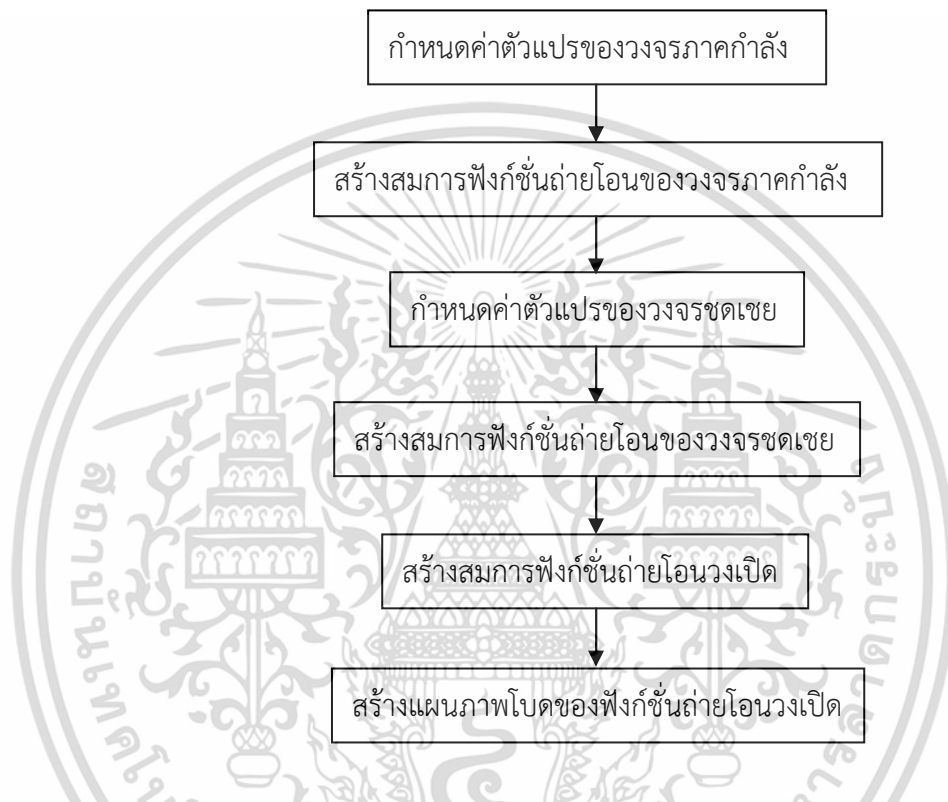
โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบทของฟังก์ชัน
ถ่ายโอนวงเปิดของวงจรควอดเตรทิคคอนเวอร์เตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรครอดเตรทิกคอนเวอร์เตอร์

ขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรครอดเตรทิกคอนเวอร์เตอร์แสดงดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการเขียนโปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของวงจรครอดเตรทิกคอนเวอร์เตอร์

ข.2 โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบดของวงจรครอดเตรทิกบัคคอนเวอร์เตอร์รูปที่ 5.7 (หน้าที่ 66)

```

%This program is used to find all the transfer functions with the
letter
clc; clear all;
%syms rL1 rL2 C1 C2 L1 L2 R D Vg Iz I1 I2 I3 V1 V2 V3 s
C1=330*1e-6; C2=120*1e-6; L1=60*1e-6; L2=48*1e-6; %new
rL1=0.19; rL2=0.095; rL1=0.5*1e-3; rL2=0.5*1e-3;
R=0.5; Vg=48; Vo=5; Iz=0; D=(Vo/Vg)^(1/2); %%min
R=1; Vg=48; Vo=5; Iz=0; D=(Vo/Vg)^(1/2); %%max
  
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

A1 = [-(rL1+rc1)/L1, rc1/L1, -1/L1, 0
      rc1/L2, (-1/L2)*(rL2+rc1+R*rc2/(R+rc2)), 1/L2, (-
1/L2)*(R/(R+rc2))
      1/C1, -1/C1, 0, 0
      0, R/(C2*(R+rc2)), 0, -1/(C2*(R+rc2))];
A2 = [-(rL1+rc1)/L1, 0, -1/L1, 0
      0, (-1/L2)*(rL2+R*rc2/(R+rc2)), 0, (-1/L2)*(R/(R+rc2))
      1/C1, 0, 0, 0
      0, (R/C2)*(1/(R+rc2)), 0, -1/(C2*(R+rc2))];
A = A1*D + A2*(1-D);

B1 = [1/L1, 0
      0, (1/L2)*(R*rc2/(R+rc2))
      0, 0
      0, -R/(C2*(R+rc2))];
B2 = [0, 0
      0, (1/L2)*(R*rc2/(R+rc2))
      0, 0
      0, -R/(C2*(R+rc2))];
B = B1*D + B2*(1-D);

C1 = [0, R*rc2/(R+rc2), 0, R/(R+rc2)];
C2 = [0, R*rc2/(R+rc2), 0, R/(R+rc2)];
C = C1*D + C2*(1-D);

E1 = [0, -R*rc2/(R+rc2)];
E2 = [0, -R*rc2/(R+rc2)];
E = E1*D + E2*(1-D);
%-----
U = [Vg; Iz];
%X = [I1; I2; V1; V2];
X = -inv(A)*B*U; % steady-state relations
Vo = C*X+E*U ; % steady-state relations
%-----

Bd = (A1-A2)*X + (B1-B2)*U;
Ed = (C1-C2)*X + (E1-E2)*U;

I = eye(4,4);
Bu1=B(:,1); Bu2=B(:,2);
Eu1=E(:,1); Eu2=E(:,2);

C11=[1, 0, 0, 0]; C12=[0, 1, 0, 0]; C13=[0, 0, 1, 0]; C14=[0, 0, 0,
1];
% Transfer functions
[numv1, denv1] = ss2tf(A,Bu1,C11,[0]);
Gv1 = tf(numv1,denv1);
[numv1, denv1] = ss2tf(A,Bu1,C12,[0]);
Gv1 = tf(numv1,denv1);

[numz1, denz1] = ss2tf(A,Bu2,C11,[0]);
Gz1 = tf(numz1,denz1);
[numz1, denz1] = ss2tf(A,Bu2,C12,[0]);
Gz1 = tf(numz1,denz1);

[numd1, dendi1] = ss2tf(A,Bd,C11,[0]);
Gd1 = tf(numd1,dendi1);

```

```

[numdv1, dendv1] = ss2tf(A,Bd,C12,[0]);
Gdv1 = tf(numdv1,dendv1);

% Transfer function
[numv, denv] = ss2tf(A,Bu1,C,Eu1);
Gvv = tf(numv,denv); %input voltage-to-output voltage transfer
function (Gvv(s)=vo(s)/vg(s))

[numz,denz] = ss2tf(A,Bu2,C,Eu2);
Gzv = tf(numz,denz); %output impedance transfer function
(Gzv(s)=vo(s)/iz(s))

[numd, dend] = ss2tf(A,Bd,C,Ed);
Gdv = tf(numd,dend); %control-to-output transfer function
(Gdv(s)=vo(s)/d(s))
%-----
figure(1), bode(Gdv)

% Two-zero-and-three-pole compensator

n1=[0, 1]; d1=[1, 0]; G1=tf(n1,d1);
n2=[1/(3*1e3*pi), 1]; d2=[1/(4*1e4*pi), 1]; G2=tf(n2,d2);
n3=[1/(1*1e2*pi), 1]; d3=[1/(7*1e4*pi), 1]; G3=tf(n3,d3);
Gc=1.37*1e2*G1*G2*G3;

R1=650*1e3; R2=10*1e3; R3=1*1e3; C1=10*1e-9; C2=820*1e-12; C3=5*1e-9;
wi = 1/(R1*(C1+C2)); wz1 = 1/(R2*C1); wz2 = 1/((R1+R3)*C3);
wp1 = 1/(R2*((C1*C2)/(C1+C2))); wp2 = 1/(R3*C3);
n1=[1/wz1, 1]; d1=[1/wp1, 1]; n2=[1/wz2, 1]; d2=[1/wp2, 1]; n3=[0,
wi]; d3=[1, 0];
n4=conv(n1,n2); d4=conv(d1,d2); num=conv(n3,n4); den=conv(d3,d4);
Gc=tf(num,den);

Vref=5; Vm=1.8; %Vm=1.8 V
Fm = 1/Vm; %Fm=D/Vc = 1/Vm;
%VMC
Tu=Gdv*Fm;
T = Tu*Gc;
Tv = feedback(T,[1]);
figure(1); bode(Gc,':r',Tu,'--g',T,'')
legend('Gc(s)', 'Tu(s)=Gdv(s).Fm', 'T(s)=Gdv(s).Fm.Gc(s)',-1);
figure(1); bode(T)

```

ข.3 โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพโบดของวงจรครอดเดรติคยูสต์คอนเวอร์เตอร์รูปที่ 5.11 (หน้าที่ 72)

```

clc; clear all;
%syms rc1 rc2 rL1 rL2 C1 C2 L1 L2 R D Vg Iz I1 I2 I3 V1 V2 V3 s
C1=100*1e-6; C2=110*1e-6; L1=200*1e-6; L2=600*1e-6;
rc1=0.18; rc2=0.09; rL1=1*1e-3; rL2=1*1e-3;
R=24; Vg=12; Vo=48; Iz=0; D=1-(Vg/Vo)^(1/2);
%R=96; Vg=12; Vo=48; Iz=0; D=1-(Vg/Vo)^(1/2);

```

```
A1 = [-(rL1)/L1, 0, 0, 0
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    0, -(rc1+rL2)/L2, 1/L2, 0
    0, -1/C1, 0, 0
    0, 0, 0, -1/(C2*(R+rc2))];
A2 = [-(rL1+rc1)/L1, rc1/L1, -1/L1, 0
      rc1/L2, (-1/L2)*(rL2+rc1+R*rc2/(R+rc2)), (1/L2), (-
1/L2)*(R/(R+rc2))
      1/C1, -1/C1, 0, 0
      0, (R/C2)*(1/(R+rc2)), 0, -1/(C2*(R+rc2))];
A = A1*D + A2*(1-D);
B1 = [1/L1, 0
      0, 0
      0, 0
      0, -R/(C2*(R+rc2))];
B2 = [1/L1, 0
      0, (1/L2)*(R*rc2/(R+rc2))
      0, 0
      0, -R/(C2*(R+rc2))];
B = B1*D + B2*(1-D);

C1 = [0, 0, 0, R/(R+rc2)];
C2 = [0, R*rc2/(R+rc2), 0, R/(R+rc2)];
C = C1*D + C2*(1-D);

E1 = [0, -R*rc2/(R+rc2)];
E2 = [0, -R*rc2/(R+rc2)];
E = E1*D + E2*(1-D);
%-----
U = [Vg; Iz];
%X = [I1; I2; V1; V2];
X = -inv(A)*B*U; % steady-state relations
Vo = C*X+E*U ; % steady-state relations
%-----
Bd = (A1-A2)*X + (B1-B2)*U;
Ed = (C1-C2)*X + (E1-E2)*U;

I = eye(4,4);
Bu1=B(:,1); Bu2=B(:,2);
Eu1=E(:,1); Eu2=E(:,2);
C11=[1, 0, 0, 0]; C12=[0, 1, 0, 0]; C13=[0, 0, 1, 0]; C14=[0, 0, 0,
1];

% Transfer functions
[numv1, denv1] = ss2tf(A,Bu1,C11,[0]);
Gv1 = tf(numv1,denv1);
[numvv1, denvv1] = ss2tf(A,Bu1,C12,[0]);
Gvv1 = tf(numvv1,denvv1);

[numzil, denzil] = ss2tf(A,Bu2,C11,[0]);
Gzil = tf(numzil,denzil);
[numzv1, denzv1] = ss2tf(A,Bu2,C12,[0]);
Gzv1 = tf(numzv1,denzv1);

[numdi1, dendi1] = ss2tf(A,Bd,C11,[0]);
Gdi1 = tf(numdi1,dendi1);
[numdv1, dendv1] = ss2tf(A,Bd,C12,[0]);
Gdv1 = tf(numdv1,dendv1);
% Transfter funciton
[numv, denv] = ss2tf(A,Bu1,C,Eu1);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Gvv = tf(numv,denv); %input voltage-to-output voltage transfer
function (Gvv(s)=vo(s)/vg(s))

[numz,denz] = ss2tf(A,Bu2,C,Eu2);
Gzv = tf(numz,denz); %output impedance transfer function
(Gzv(s)=vo(s)/iz(s))

[numd, dend] = ss2tf(A,Bd,C,Ed);
Gdv = tf(numd,dend); %control-to-output transfer function
(Gdv(s)=vo(s)/d(s))

figure(2), bode(Gdv)
% Two-zero-and-three-pole compensator

n1=[0, 1]; d1=[1, 0]; G1=tf(n1,d1);
n2=[1/(4*1e2*pi), 1]; d2=[1/(9*1e3*pi), 1]; G2=tf(n2,d2);
n3=[1/(2*1e2*pi), 1]; d3=[1/(5*1e4*pi), 1]; G3=tf(n3,d3);
Gc=2*1e1*G1*G2*G3;

R1=600e3; R2=10e3; R3=2.4e3; C1=82e-9; C2=3.9*1e-9; C3=2.7e-9;
wi = 1/(R1*(C1+C2)); wz1 = 1/(R2*C1); wz2 = 1/((R1+R3)*C3);
wp1 = 1/(R2*((C1*C2)/(C1+C2))); wp2 = 1/(R3*C3);
n1=[1/wz1, 1]; d1=[1/wp1, 1]; n2=[1/wz2, 1]; d2=[1/wp2, 1]; n3=[0,
wi]; d3=[1, 0];
n4=conv(n1,n2); d4=conv(d1,d2); num=conv(n3,n4); den=conv(d3,d4);
Gc=tf(num,den);

Rd1=500 ; Rd2=200*1e3;
Kd=Rd2/(Rd1+Rd2);
Gc1=Kd*Gc;

Vref=5; Vm=1.8; %Vm=1.8 V
Fm = 1/Vm; %Fm=D/Vc = 1/Vm;
%VMC
Tu=Gdv_1*Fm;
T1 = Tu*Gc1;
Tv = feedback(T1,[1]);
figure(2); bode(Gc1, 'r', Tu, '--g', T1, 'b');
legend('Gc(s)', 'Tu(s)=Gdv(s).Fm', 'T(s)=Gdv(s).Fm.Gc1(s)',-1);
figure(2); bode(T1)

```

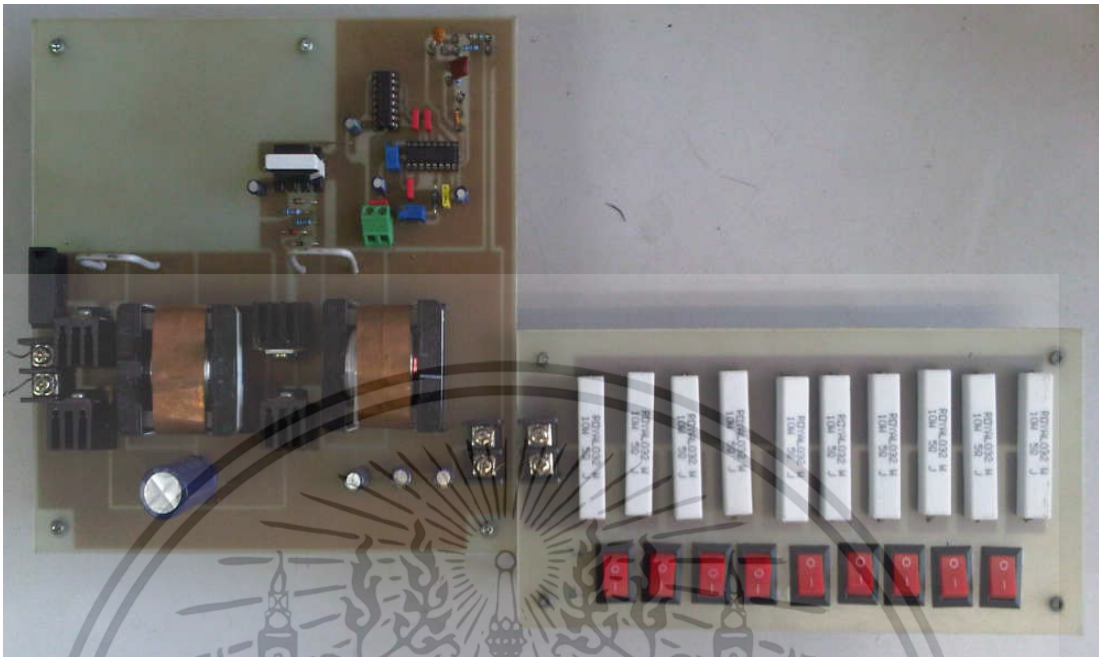
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

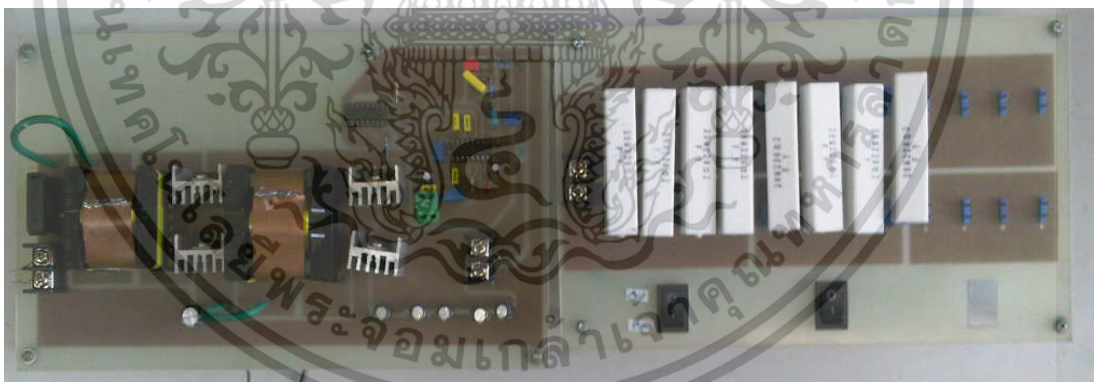
ภาพถ่ายของงานวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.1 ภาพถ่ายของวงจรควบคุมความเร็วที่ค้บค้คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ ค.2 ภาพถ่ายของวงจรควบคุมความเร็วที่ค้บค้คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๓
33rd Electrical Engineering Conference (EECON-33)

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- โฟโตนิกส์ (PH)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)
- วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)

ร่วมจัดโดย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

ABB CSG SOLUTION

111 Years Engineering Innovation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dynamic Modeling of a Quadratic Buck Converter by State- Space Averaging Technique

K. Karaket, V. Wuti and C. Bunlaksananusorn

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

Abstract

A quadratic buck converter, whose voltage conversion ratio equals square of a duty cycle, has good potential in DC-DC converter applications where a large voltage step-down is required, such as in modern automobile. This paper presents dynamic modeling of a quadratic buck converter with the State-Space averaging (SSA) technique. The SSA modeling leads to a small-signal linear dynamic model of the converter, from which the transfer functions used for feedback control design can be determined. Results are presented to verify accuracy of the obtained model.

Keywords: quadratic buck converter; state-space averaged modeling; controller design

1. Introduction

DC-DC converters are commonly used to provide a stable voltage supply in modern electronic systems. Basic converters that perform a step-down and step-up function are a buck converter and boost converter respectively. In theory, a voltage conversion ratio of these converters depends on a duty cycle of their power switch, ranging between zero and one for the buck converter and between one and infinity for the boost converter. However, in practice, the conversion ratio is often restricted to not more than ten fold because, at this conversion level, the duty cycle is quite small. For example, to attain a step down of 10-to-1 ratio, the buck converter will have to operate with a duty cycle of 0.1. This translates to a control circuit must generate a gate drive signal having narrow pulses, which is prone to be disrupted by the EMI. Moreover, at high switching frequency, the small duty cycle means a short conduction time for a power switch. Under such the short conduction time, the power switch may not operate correctly, as the switch itself has a finite turn-on and turn-off times.

To extend the conversion ratio without lowering the duty cycle, N-stage cascade DC-DC converters with one active switch have been recently proposed [1]. The quadratic buck converter [2], whose conversion ratio equals square of the duty cycle, is a special case of the cascade converter, where N is equal to two. Therefore, for a 10:1 step down, a quadratic buck converter will operate with the duty cycle of 0.32, as opposed to the duty cycle of 0.1 for an ordinary buck converter. Recently, dynamic modeling of a quadratic converter has been undertaken by some researchers. In [3], the PWM-switch model was employed to model the quadratic buck converter, while converter

modeling using Signal Flow Graph (SFG) was proposed in [4].

This paper presents an alternative approach to model a quadratic buck converter based on State-Space Averaging (SSA) technique [5, 6]. The SSA technique provides a systematic framework for modeling the converter. Each step is performed via matrices; hence mathematical software, such as MATLAB, can readily be applied to aid the modeling process. The converter model presented in this paper accounts for Equivalent Series Resistances (ESR) of the capacitors and inductors in the converter circuit, which had been neglected in the previous models [3, 4]. This makes the presented model more accurate and versatile than its predecessors.

2. Overview of SSA Technique

For dc-dc converters operating in Continuous Conduction Mode (CCM), there exist two circuit states within one switching period, T. One is when the MOSFET is turned on for an interval dT, and another is when the MOSFET is turned off for an interval (1-d)T, where d is a duty cycle. The state-space equations for these two circuit states are represented by:

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \\ y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t) \end{cases} \quad (2)$$

To find the averaged behavior of the converter over one switching period, (1) and (2) are weighed average by the duty cycle:

$$\begin{cases} \frac{d\langle x(t) \rangle}{dt} = A_s \langle x(t) \rangle + B_s \langle u(t) \rangle \\ \langle y(t) \rangle = C_s \langle x(t) \rangle + E_s \langle u(t) \rangle \end{cases} \quad (3)$$

where

$$A_s = A_1 d + A_2 (1-d), \quad B_s = B_1 d + B_2 (1-d),$$

$$C_s = C_1 d + C_2 (1-d), \quad \text{and} \quad E_s = E_1 d + E_2 (1-d).$$

The bracketed represents averaged variables. Equation (3) is a nonlinear continuous-time equation. It can be linearized by small-signal perturbation with $\langle x \rangle = X + \hat{x}$, $\langle y \rangle = Y + \hat{y}$, $\langle u \rangle = U + \hat{u}$, and $\langle d \rangle = D + \hat{d}$, where the $\hat{\sim}$ symbol represents a small signal value and the capital



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

letter a dc value. It should be noted that $X \gg \tilde{x}$, $Y \gg \tilde{y}$, $U \gg \tilde{u}$, and $D \gg \tilde{d}$. The perturbation yields the steady-state and linear small-signal state-space equations in (4) and (5) respectively.

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU = 0 \\ Y = CX + EU \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = A\tilde{x}(t) + B\tilde{u}(t) + B_d\tilde{d}(t) \\ \tilde{y}(t) = C\tilde{x}(t) + E\tilde{u}(t) + E_d\tilde{d}(t) \end{cases} \quad (5)$$

where

$$A = A_1D + A_2(1-D), \quad B = B_1D + B_2(1-D), \quad C = C_1D + C_2(1-D), \\ E = E_1D + E_2(1-D), \quad B_d = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U, \quad \text{and} \\ E_d = (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U.$$

The steady-state solution of the converter can be found by solving (4), which gives:

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1}B + E)U \end{cases} \quad (6)$$

The small-signal transfer function of the converter can be found by applying the Laplace transform to (5). In a matrix form, we get:

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = [(sI - A)^{-1}B \quad (sI - A)^{-1}B_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = [C(sI - A)^{-1}B + E \quad C(sI - A)^{-1}B_d + E_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

In the dc-dc converters, the input variable \tilde{u} usually contains the input voltage and load current. Hence, \tilde{u} is express as $\tilde{u} = [\tilde{u}_1 \quad \tilde{u}_2]^T$, the matrix B as $B = [B_{11} \quad B_{12}]$, and the matrix E as $E = [E_{01} \quad E_{02}]$. Therefore, (7) becomes:

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{01} \quad (sI - A)^{-1}B_{02} \quad (sI - A)^{-1}B_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = [C(sI - A)^{-1}B_{01} + E_{01} \quad C(sI - A)^{-1}B_{02} + E_{02} \quad C(sI - A)^{-1}B_d + E_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (8)$$

The quadratic buck converter has four state variables (i.e. two inductor currents and two capacitor voltages); hence $(sI - A)^{-1}B_{01}$, $(sI - A)^{-1}B_{02}$, and $(sI - A)^{-1}B_d$ are the matrices that have four rows and one column. So, (8) can be expressed in the form of transfer function matrix:

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = \begin{bmatrix} G_{x1}(s) & G_{x2}(s) & G_{x3}(s) \\ G_{x4}(s) & G_{x5}(s) & G_{x6}(s) \\ G_{x7}(s) & G_{x8}(s) & G_{x9}(s) \\ G_{x10}(s) & G_{x11}(s) & G_{x12}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = [G_{y1}(s) \quad G_{y2}(s) \quad G_{y3}(s)] \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

where

$$G_{x1}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{01}]_1, \quad G_{x2}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{01}]_2, \quad G_{x3}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{01}]_3, \\ G_{x4}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{01}]_4, \quad G_{x5}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{02}]_1, \quad G_{x6}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{02}]_2, \\ G_{x7}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{02}]_3, \quad G_{x8}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{02}]_4, \quad G_{x9}(s) = [(sI - A)^{-1}B_d]_1, \\ G_{x10}(s) = [(sI - A)^{-1}B_d]_2, \quad G_{x11}(s) = [(sI - A)^{-1}B_d]_3, \quad G_{x12}(s) = [(sI - A)^{-1}B_d]_4, \\ G_{y1}(s) = C(sI - A)^{-1}B_{01} + E_{01}, \quad G_{y2}(s) = C(sI - A)^{-1}B_{02} + E_{02}, \quad \text{and} \\ G_{y3}(s) = C(sI - A)^{-1}B_d + E_d$$

3. Modeling of a Quadratic Buck Converter by SSA Technique

A quadratic buck converter is shown in Fig. 1(a). The circuit consists of a MOSFET switch (Q), three diodes (D₁, D₂, and D₃), two capacitors (C₁ and C₂), and two inductors (L₁ and L₂). The resistor, R, represents a standing load, and the current source, I_Z, the load current. The resistors, r_{C1}, r_{C2}, r_{E1} and r_{L2}, are an Equivalent Series Resistance (ESR) of the capacitors and inductors respectively. Their values are usually very small, compared to R. In the ideal converter, these ESR are zero.

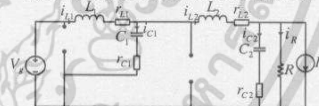
The quadratic buck converter in CCM operates with two circuit states in one switching period. The first state is when Q is turned on (Fig 1(b)). During this interval (dT), the inductor L₁ and L₂ are in a charging phase, and hence i_{L1} and i_{L2} increase linearly. The second state is when Q is turned off (Fig. 1(c)). During this interval ((1-d)T), L₁ and L₂ are in a discharging phase, and thus i_{L1} and i_{L2} decrease linearly. In steady state, the relationship between an output voltage, V_O, and input voltage, V_S, is given by:

$$M = \frac{V_o}{V_s} = D^2 \quad (10)$$

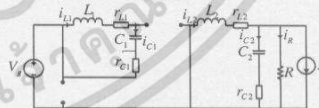
References [1, 2] provide a comprehensive explanation of the converter operation. Modeling of the quadratic buck converter by the SSA technique is shown below.



(a) Quadratic buck converter with one active switch



(b) Quadratic buck converter with one active switch when MOSFET is turned on.



(c) Quadratic buck converter with one active switch when MOSFET is turned off.

Fig. 1. Operation of Quadratic buck converter with one active switch



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 State-Space Description

The state-space equations of the quadratic buck converter for the on and off state of the switch can be written from Figs. 1(b) and 1(c) respectively, which is given in (12):

$$\begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{v_g}{L_1}(\delta) - \frac{v_{C1}}{L_1} + \frac{v_{C2}}{L_1}(\delta) - \frac{v_{L2}}{L_1}(\delta) i_{L2} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{v_{C1}}{L_2}(\delta) + \frac{v_{C2}}{L_2} + \frac{Rr_{C1}}{L_2(R+r_{C1})} i_{L1} + \frac{v_{C1}}{L_2}(\delta) \left[\frac{1}{L_2} - \frac{r_{C1}}{L_2(R+r_{C1})} \right] v_{C2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C1})} i_{L2} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{i_{L1}}{C_1} - \frac{i_{L2}}{C_1}(\delta) \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{Ri_{L2}}{C_2(R+r_{C2})} - \frac{Ri_{L1}}{C_2(R+r_{C2})} \\ v_o &= \left(\frac{R}{R+r_{C2}} \right) v_{C2} + \frac{Rr_{L2}}{R+r_{C2}} \frac{Rr_{L1}}{R+r_{C2}} \end{aligned} \quad (12)$$

Equation (12) expresses the on- and off-state state-space equations using the switching function, δ . When the switch is on, $\delta = 1$, (12) becomes the on-state equation. When the switch is off, $\delta = 0$, (12) becomes the off-state equation.

The averaged matrices for the steady-state and the linear small-signal state-space equation can be written according to (4) and (5).

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}+r_{C1}}{L_1} & \frac{Dr_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{Dr_{C1}}{L_2} & \frac{Dr_{C1}R + Dr_{C1}r_{C2} + r_{L2}R + r_{L2}r_{C2} + Rr_{C2}}{L_2} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C1}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{L2}}{R+r_{C2}} & 0 & -\frac{R}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$Bd = \begin{bmatrix} \frac{r_{C1}R + r_{L1}D^2 + Dr_{C1} + r_{L1} + R}{(r_{L1}D^2 - D^2r_{C1} + Dr_{C1} + r_{L1} + R)L_1} \\ \frac{Dr_{C1}R + r_{C1}R - Dr_{L2} - DR + Dr_{L1}R}{(r_{L1}D^2 - D^2r_{C1} + Dr_{C1} + r_{L1} + R)L_2} \\ \frac{D^2 + R}{(r_{L1}D^2 - D^2r_{C1} + Dr_{C1} + r_{L1} + R)C_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$Ed = [0] \quad (18)$$

3.2 Steady-State Equations

Given the averaged matrices in (13) to (18), the steady-state solution of the converter can be obtained from (6):

$$\begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \eta \begin{bmatrix} D^3 & DR \\ D^2 & R \\ D^2r_{C1} + r_{L2}D - D^2r_{C1} + RD & -Dr_{L2}R \\ D^2R & R^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_g \\ i_{L2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$v_o = R(D^2V_g + (D^2r_{C1} - Dr_{C1} - D^2r_{L1} - r_{L2})I_{L2})$$

where $\eta = \frac{1}{D^2r_{L1} - D^2r_{C1} + Dr_{C1} + r_{L2} + R}$

Note that if r_{C1} , r_{C2} , r_{L1} , r_{L2} , and I_{L2} are assumed to be zero, the output equation in (19) will be reduced to $M = V_o/V_g = D^2$, the same as the expression for the ideal converter in (10). Furthermore, the steady-state inductor currents and capacitor voltages in (19) reduced to $I_{L1} = D^3V_g/R$, $I_{L2} = D^2V_g/R$, $V_{C1} = DV_g$, and $V_{C2} = D^2V_g$. These expressions agree with the analysis in [1, 2].

3.3 Linear Small-Signal State-Space Equations

Given the averaged matrices in (13) to (18), the linear small-signal state-space equations of the quadratic buck converter can be formulated in according with (5):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L1}(t) \\ \dot{i}_{L2}(t) \\ \dot{v}_{C1}(t) \\ \dot{v}_{C2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1}+r_{C1}}{L_1} & \frac{Dr_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{Dr_{C1}}{L_2} & \frac{Dr_{C1}R + Dr_{C1}r_{C2} + r_{L2}R + r_{L2}r_{C2} + Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} & \frac{D}{L_2} & -\frac{R}{L_2(R+r_{C2})} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_2(R+r_{C2})} & 0 & -\frac{1}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{Rr_{C1}}{L_2(R+r_{C2})} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{C_2(R+r_{C2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_g(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$v_o(t) = \begin{bmatrix} \frac{Rr_{L2}}{R+r_{C2}} & 0 & \frac{R}{R+r_{C2}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{C2}}{R+r_{C2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1}(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \quad (21)$$

3.4 Finding Transfer Functions

Referring to (9), fifteen transfer functions can be determined from (20). However, only those that are useful for control design are derived and presented here. These transfer function are:

The duty ratio-to-output voltage transfer function

$$G_{d(s)} = \frac{v_o(s)}{d(s)} = C(sI - A)^{-1}B_d + E_d = -\eta R \frac{(a_d s^2 + b_d s + c_d)(d_d s + 1)}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (21)$$

The input voltage-to-output voltage transfer function

$$G_{v(s)} = \frac{v_o(s)}{v_g(s)} = C(sI - A)^{-1}B_{v1} + E_{v1} = \frac{a_v s^2 + b_v s + c_v}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The output impedance transfer function

$$G_{zv}(s) = \frac{v_o(s)}{v_d(s)} = C(sI - A)^{-1}B_{v2} + E_{v2} = -R \frac{(a_v s^3 + b_v s^2 + c_v s + d_v)(e_v s + 1)}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \quad (23)$$

The coefficients in (21) to (23) are listed in TABLE I.

TABLE I: coefficients of $G_{dv}(s)$, $G_{iv}(s)$ and $G_{zv}(s)$

$a_v = V_d L_1 C_1 D(r_{12} + R) + L_1 (-D r_{11} + D r_{c1} - r_{c1} R L_1 C_1)$, $d_v = C_1 r_{c2}$
$b_v = V_d (D C_1 (2r_{c1} R + r_{c1} R + r_{c1} r_{12} D^2 + 2r_{c1} r_{12} - r_{c1}^2 D + r_{c1} r_{12}) - L_1 D^2) + L_1 (2R D r_{c1}^2 C_1 - R r_{c1} C_1 C_2 - R r_{c1} C_1 C_2 - R r_{c1} C_1 D - R D L_1)$
$c_v = V_d (2DR + r_2 D^2 + 2Dr_{12}) + L_1 (-r_{c1} R - 2Dr_{c1} R + 2Dr_{c1} R)$, $e_v = D(r_{c1}(1-D) + r_{11} D) + r_{12} + R$
$a_{iv} = r_{c1} r_{c2} C_1 C_2 D^2 R$, $b_{iv} = (C_1 r_{c2} + r_{c1} C_1) D^2 R$, $c_{iv} = D^2 R$
$d_{iv} = L_1 C_1 L_2$, $d_{iv} = D r_{c1} + r_{11} D^2 - D^2 r_{c1} + r_{11}$, $b_{iv} = r_{c1} C_1 L_2 + L_1 C_1 r_{c2} + L_1 C_1 D r_{c1} + r_{c1} C_1 L_2$
$c_{iv} = L_2 + r_{11} C_1 r_{12} + L_1 D^2 + r_{c1} C_1 r_{12} + C_1 D r_{c1}^2 - D^2 r_{c1}^2 C_1 + r_{c1} C_1 D r_{c1}$, $e_{iv} = C_1 r_{c2}$
$a = L_1 C_1 L_2 C_1 (R + r_{c2})$, $e = D^2 (r_{c1} - r_{c1}) + D r_{c1} + r_{12} + R$
$b = C_1 C_2 (L_1 C_1 (D r_{c1} + R + r_{c1}) + R D r_{c1} + R r_{12}) + L_1 (r_{c1} (r_{11} + r_{c1} R) + L_1 C_1 (L_2 + R r_{c2}))$
$c = C_1 C_2 (r_{c1} r_{c2} R + D r_{c1} - D^2 r_{c1} + r_{11} D + r_{12}) + L_1 (r_{c1} (R + r_{c1}) + r_{c1} (r_{11} R + R D r_{c1} - D^2 r_{c1} R + r_{11} R D) + r_{c1} r_{c2} R) + C_1 (L_1 R + L_1 r_{12} + L_1 D r_{c1} + r_{c1} L_2 + r_{11} L_2) + C_2 (L_1 R D^2 + L_1 r_{c2} + L_1 D^2 r_{c1} + L_2 R)$
$d = D^2 (-r_{c1} C_1 - r_{c1} C_2 C_2 - R r_{c1} C_1 + r_{c1} C_1 C_2 + r_{11} R C_1 + L_1) + D (C_1 r_{c1} + r_{c1}) + r_{c1} C_1 (r_{c1} C_2 + R) + C_1 (r_{c1} (r_{11} + r_{c1}) + R (r_{11} + r_{c1})) + C_2 (r_{c1} (r_{11} + r_{c1}) + R r_{12}) + L_2$

4. Simulation Results

To validate the derived models, the transfer function $G_{dv}(s)$ in (21) are compared with the result in [3]. Since the result in [3] assumed the ideal converter, here we must set r_{c1} , r_{c2} , r_{11} , and r_{12} to zero for comparison. With all the ESR set to zero, $G_{dv}(s)$ in (21) is simplified into:

$$G_{dv}(s) = \frac{\left(\frac{Y_d}{L_1 C_1} \right) s^2 + \left(\frac{D^2 V}{L_1 C_1 C_2 R} \right) s + \left(\frac{2VgD}{L_1 C_1 C_2} \right)}{s^4 + \left(\frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_1 C_2} + \frac{D^2}{L_1 C_1 C_2} \right) s^3 + \left(\frac{1}{L_1 C_1 C_2 R} + \frac{1}{L_1 C_1 C_2} \right) s^2 + \frac{1}{L_1 C_1 C_2} s} \quad (24)$$

It is found that equation (24) is identical to its counterpart in equation (9b) in [3]. The resemblance between these two results confirms the accuracy of $G_{dv}(s)$ in (21).

Fig. 2 shows Bode plots of $G_{dv}(s)$ in (21) (solid line). The following converter parameters were used to generate the plot: $L_1=60\mu\text{H}$, $L_2=50\mu\text{H}$, $C_1=330\mu\text{F}$, $C_2=100\mu\text{F}$, $r_{c1}=0.19\Omega$, $r_{c2}=0.095\Omega$, $r_{11}=0.19\Omega$, $r_{12}=0.095\Omega$, $R=0.5\Omega$, $V_g=48\text{V}$, and $V_o=5\text{V}$. For comparison, Bode plots of $G_{dv}(s)$ in (24) are also shown in Fig. 2 (dashed line). $G_{dv}(s)$ in (21) has four poles at: $p_{1,2}=(-9.48\pm 9.68i)\times 10^3$ and $p_{3,4}=(-1.92\pm 6.81i)\times 10^3$, and three zeros at: $z_1=-1.05\times 10^3$ and $z_{2,3}=(-3.04\pm 9.89i)\times 10^3$. All the poles and zeros are located on the left-half of the s-plane. Meanwhile, $G_{dv}(s)$ in (24) has four poles at: $p_{1,2}=(-9.69\pm 9.92i)\times 10^3$ and $p_{3,4}=(-0.31\pm 7.23i)\times 10^3$, and three zeros at: $z_1=1.70\times 10^3$ and $z_{2,3}=(3.15\pm 10.04i)\times 10^3$. In this case, all the three zeros are located on the right-half of the s-plane (i.e. RHP zeros). The RHP zeros are responsible for the excessive phase lag in the ideal converter case as witnessed in Fig. 2. Moreover, in Fig. 2, the ideal converter exhibits a higher

resonant peak than the converter with ESR. This indicates ESR does provide some damping into the system, which is beneficial as it will ease feedback control design.

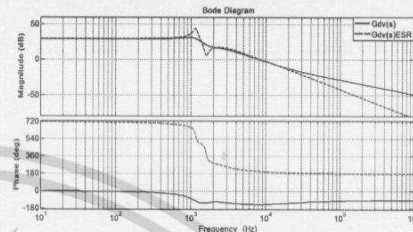


Fig. 2. Frequency response of $G_{dv}(s)$ in (21) and $G_{dv}(s)$ in (24)

5. Conclusion

In this paper, dynamic modeling of a quadratic buck converter by State-Space Averaging (SSA) technique has been presented. The quadratic buck converter is a special case of an N-stage cascaded converter with one active switch [1], where N is equal to two. The SSA technique was employed to derive the steady-state and small-signal dynamic equations of the converter as given in (19) and (21) to (24) respectively. These derived models accounted for the effect of ESR in the converter circuit as opposed to the previous works which assumed the ideal converter. As shown in Fig. 2, the frequency response of the converter model with ESR deviated significantly from the ideal case. It is recommended that the converter model with ESR be used in feedback control design as it provides more accurate information of the system.

References

- [1] M.G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, E.E. Carbajal-Gutierrez, and J.A. Morales-Saldana, "Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch", *IET Power Electronics*, Vol. 1, No. 4, pp. 478-487, 2008.
- [2] D. Maksimovic and S. Cuk, "Switching converters with wide dc conversion range", *IEEE trans. Power Electronics*, Vol. 6, No. 1, pp. 151-157, 1991.
- [3] E.E. Carbajal-Gutierrez, J.A. Morales-Saldana, and J. Leyva-Ramos, "Modeling of a single-switch quadratic buck converter", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Vol. 41, No. 4, pp. 1451-1457, 2005.
- [4] M. Veerachary, "Modelling and analysis of cascade step-down converters", *IEE Proceedings Electric Power Applications*, Vol. 152, No. 1, pp. 41-50, 2005.
- [5] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching-converter power stages," *International Journal of Electronics*, Vol. 42, pp. 521-550, 1977.
- [6] E. Vutichay, C. Bnrlaksanusorn, and H. Hirata, "Dynamic modeling and control of a zeta converter", *International Symposium on Communications and Information Technologies*, pp. 498-503, 2008.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Modeling of a Quadratic Buck Converter

Ketsuda Karaket and Chanin Bunlaksananusorn

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
 Chalongkrung Rd. Ladkrabang, Bangkok 10520

Abstract—A quadratic buck converter, whose voltage conversion ratio equals square of a duty cycle, has good potential in DC-DC converter applications where a large voltage step-down is required, such as in modern automobile. This paper presents dynamic modeling of a quadratic buck converter with the State-Space averaging (SSA) technique. The SSA modeling leads to a small-signal linear dynamic model of the converter, from which the transfer functions used for feedback control design can be determined. Results are presented to verify accuracy of the obtained model.

I. INTRODUCTION

DC-DC converters are commonly used to provide a stable voltage supply in modern electronic systems. Basic converters that perform a step-down and step-up function are a buck converter and boost converter respectively. In theory, a voltage conversion ratio of these converters depends on a duty cycle of their power switch, ranging between zero and one for the buck converter and between one and infinity for the boost converter. However, in practice, the conversion ratio is often restricted to not more than ten fold because, at this conversion level, the duty cycle is quite small. For example, to attain a step down of 10-to-1 ratio, the buck converter will have to operate with a duty cycle of 0.1. This translates to a control circuit must generate a gate drive signal having narrow pulses, which is prone to be disrupted by the EMI. Moreover, at high switching frequency, the small duty cycle means a short conduction time for a power switch. Under such the short conduction time, the power switch may not operate correctly, as the switch itself has a finite turn-on and turn-off times. To extend the conversion ratio without lowering the duty cycle, N-stage cascade DC-DC converters with one active switch have been recently proposed [1]. The quadratic buck converter [2], whose conversion ratio equals square of the duty cycle, is a special case of the cascade converter, where N is equal to two. Therefore, for a 10:1 step down, a quadratic buck converter will operate with the duty cycle of 0.32, as opposed to the duty cycle of 0.1 for an ordinary buck converter. Recently, dynamic modeling of a quadratic converter has been undertaken by some researchers. In [3], the PWM-switch model was employed to model the quadratic buck converter, while converter modeling using Signal Flow Graph (SFG) was proposed in [4].

This paper presents an alternative approach to model a quadratic buck converter based on State-Space Averaging (SSA) technique [5, 6]. The SSA technique provides a systematic framework for modeling the converter. Each step is performed via matrices; hence mathematical software, such as MATLAB, can readily be applied to aid the modeling process. The converter model presented in this paper accounts for

Equivalent Series Resistances (ESR) of the capacitors and inductors in the converter circuit, which had been neglected in the previous models [3, 4]. This makes the presented model more accurate and versatile than its predecessors.

II. STATE-SPACE AVERAGING TECHNIQUE

For dc-dc converters operating in Continuous Conduction Mode (CCM), there exist two circuit states within one switching period, T . One is when the MOSFET is turned on for an interval dT , and another is when the MOSFET is turned off for an interval $(1-d)T$, where d is a duty cycle. The state-space equations for these two circuit states are represented by:

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \\ y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t) \end{cases} \quad (2)$$

To find the averaged behavior of the converter over one switching period, (1) and (2) are weighed average by the duty cycle:

$$\begin{cases} \frac{d\langle x(t) \rangle}{dt} = A_s \langle x(t) \rangle + B_s \langle u(t) \rangle \\ \langle y(t) \rangle = C_s \langle x(t) \rangle + E_s \langle u(t) \rangle \end{cases} \quad (3)$$

where

$$A_s = A_1 d + A_2 (1-d), B_s = B_1 d + B_2 (1-d), C_s = C_1 d + C_2 (1-d), \text{ and } E_s = E_1 d + E_2 (1-d).$$

The bracketed represents averaged variables. Equation (3) is a nonlinear continuous-time equation. It can be linearized by small-signal perturbation with $\langle x \rangle = X + \tilde{x}$, $\langle y \rangle = Y + \tilde{y}$, $\langle u \rangle = U + \tilde{u}$, and $\langle d \rangle = D + \tilde{d}$, where the \sim symbol represents a small signal value and the capital letter a dc value. It should be noted that $X \gg \tilde{x}$, $Y \gg \tilde{y}$, $U \gg \tilde{u}$, and $D \gg \tilde{d}$. The perturbation yields the steady-state and linear small-signal state-space equations in (4) and (5) respectively.

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU = 0 \\ Y = CX + EU \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = A\tilde{x}(t) + B\tilde{u}(t) + B_s \tilde{d}(t) \\ \tilde{y}(t) = C\tilde{x}(t) + E\tilde{u}(t) + E_s \tilde{d}(t) \end{cases} \quad (5)$$

where

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$A = A_1 D + A_2 (1 - D), \quad B = B_1 D + B_2 (1 - D), \quad C = C_1 D + C_2 (1 - D),$$

$$E = E_1 D + E_2 (1 - D), \quad B_d = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U, \quad \text{and}$$

$$E_d = (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U.$$

The steady-state solution of the converter can be found by solving (4), which gives:

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1}B + E)U \end{cases} \quad (6)$$

The small-signal transfer function of the converter can be found by applying the Laplace transform to (5). In a matrix form, we get:

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = [(sI - A)^{-1}B \quad (sI - A)^{-1}B_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = [C(sI - A)^{-1}B + E \quad C(sI - A)^{-1}B_d + E_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

In the dc-dc converters, the input variable \tilde{u} usually contains the input voltage and load current. Hence, \tilde{u} is express as $\tilde{u} = [u_1 \quad u_2]^T$, the matrix B as $B = [B_{u1} \quad B_{u2}]$, and the matrix E as $E = [E_{u1} \quad E_{u2}]$. Therefore, (7) becomes:

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u1} \quad (sI - A)^{-1}B_{u2} \quad (sI - A)^{-1}B_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = [C(sI - A)^{-1}B_{u1} + E_{u1} \quad C(sI - A)^{-1}B_{u2} + E_{u2} \quad C(sI - A)^{-1}B_d + E_d] \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (8)$$

The quadratic buck converter has four state variables (i.e. two inductor currents and two capacitor voltages); hence $(sI - A)B_{u1}$, $(sI - A)^{-1}B_{u2}$, and $(sI - A)^{-1}B_d$ are the matrices that have four rows and one column. So, (8) can be expressed in the form of transfer function matrix:

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = \begin{bmatrix} G_{v_1}(s) & G_{v_2}(s) & G_{d_1}(s) \\ G_{i_1}(s) & G_{i_2}(s) & G_{d_2}(s) \\ G_{v_3}(s) & G_{v_4}(s) & G_{d_3}(s) \\ G_{v_5}(s) & G_{v_6}(s) & G_{d_4}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = [G_{v_7}(s) \quad G_{v_8}(s) \quad G_{v_9}(s)] \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

where

$$G_{v_1}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u1}]_{11}, G_{v_2}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u1}]_{21}, G_{v_3}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u1}]_{31},$$

$$G_{v_4}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u1}]_{41}, G_{v_5}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u2}]_{11}, G_{v_6}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u2}]_{21},$$

$$G_{v_7}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u1}]_{11}, G_{v_8}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u1}]_{21}, G_{v_9}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u1}]_{31},$$

$$G_{v_{10}}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u1}]_{41}, G_{v_{11}}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u2}]_{11}, G_{v_{12}}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u2}]_{21},$$

$$G_{v_{13}}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u2}]_{31}, G_{v_{14}}(s) = [(sI - A)^{-1}B_{u2}]_{41},$$

$$G_{v_{15}}(s) = C(sI - A)^{-1}B_{u1} + E_{u1}, G_{v_{16}}(s) = C(sI - A)^{-1}B_{u2} + E_{u2},$$

$$G_{v_{17}}(s) = C(sI - A)^{-1}B_d + E_d, \text{ and}$$

$$G_{v_{18}}(s) = C(sI - A)^{-1}B_d + E_d.$$

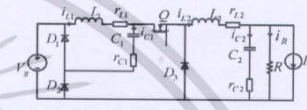
III. MODELING OF QUADRATIC BUCK CONVERTER

A quadratic buck converter is shown in Fig. 1(a). The circuit consists of a MOSFET switch (Q), three diodes (D₁, D₂, and D₃), two capacitors (C₁ and C₂), and two inductors (L₁ and L₂). The resistor, R, represents a standing load, and the current

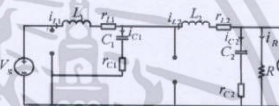
source, I_z, the load current. The resistors, r_{C1}, r_{C2}, r_{L1} and r_{L2}, are an Equivalent Series Resistance (ESR) of the capacitors and inductors respectively. Their values are usually very small, compared to R. In the ideal converter, these ESR are zero.

The quadratic buck converter in CCM operates with two circuit states in one switching period. The first state is when Q is turned on (Fig 1(b)). During this interval (dT), the inductor L₁ and L₂ are in a charging phase, and hence i_{L1} and i_{L2} increase linearly. The second state is when Q is turned off (Fig. 1(c)). During this interval ((1-d)T), L₁ and L₂ are in a discharging phase, and thus i_{L1} and i_{L2} decrease linearly. In steady state, the relationship between an output voltage, V_o, and input voltage, V_g, is given by:

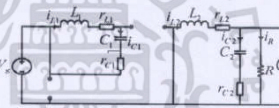
$$M = \frac{V_o}{V_g} = D^2 \quad (10)$$



(a) Quadratic buck converter



(b) Quadratic buck converter when MOSFET is turned on



(c) Quadratic buck converter when MOSFET is turned off

Fig. 1. Operation of Quadratic buck converter

A. State-Space Description of Quadratic Buck Converter

The state-space equations of the quadratic buck converter for the on and off state of the switch can be written from Figs. 1(b) and 1(c) respectively, which is given in (12):

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_g}{L_1} \delta - \frac{r_{L1}}{L_1} i_{L1} - \frac{v_{C1} + v_{C2}}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{v_{C1}}{L_2} \delta - \left[\frac{r_{L2}}{L_2} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] i_{L2} + \frac{v_{C2}}{L_2} \delta - \left[\frac{1}{L_2} \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} \right] v_{C1} + \frac{Rr_{C2}}{L_2(R+r_{C2})} v_o \\ \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{C_1} - \frac{i_{L2}}{C_1} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{Ri_{L2}}{C_2(R+r_{C2})} - \frac{Rv_o}{C_2(R+r_{C2})} \\ v_o = \left(\frac{R}{R+r_{C2}} \right) v_{C2} + \frac{Rr_{L1}}{R+r_{C2}} \frac{Rr_{L2}}{R+r_{C2}} \end{cases} \quad (12)$$

Equation (12) expresses the on- and off-state state-space equations using the switching function, δ . When the switch is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

on, $\delta = 1$, (12) becomes the on-state equation. When the switch is off, $\delta = 0$, (12) becomes the off-state equation.

The averaged matrices for the steady-state and the linear small-signal state-space equation can be written according to (4) and (5).

$$A = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} + r_{c1}}{L_1} & \frac{D r_{c1}}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{D r_{c1}}{L_1} & \frac{D r_{c1} R + D r_{c1} r_{c1} + r_{L1} R + r_{L1} r_{c1} + R r_{c1}}{L_1(R + r_{c1})} & \frac{D}{L_1} & \frac{R}{L_1(R + r_{c1})} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_1(R + r_{c1})} & 0 & \frac{1}{C_1(R + r_{c1})} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} & 0 \\ \frac{R r_{c1}}{L_1(R + r_{c1})} \\ \frac{R}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R r_{c1}}{R + r_{c1}} & 0 & \frac{R}{R + r_{c1}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R r_{c1}}{R + r_{c1}} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$Bd = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} R + r_{L1} D^2 + D r_{c1} + r_{L1} + R}{(r_{L1} D^2 - D^2 r_{c1} + D r_{c1} + r_{L1} + R) L_1} \\ \frac{D r_{c1} R + r_{L1} R - D r_{c1} - D R + D r_{L1} R}{(r_{L1} D^2 - D^2 r_{c1} + D r_{c1} + r_{L1} + R) L_1} \\ \frac{D^2 + R}{D^2 + R} \\ \frac{(r_{L1} D^2 - D^2 r_{c1} + D r_{c1} + r_{L1} + R) C_1}{0} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$Ed = [0] \quad (18)$$

B. State-State Equations

Given the averaged matrices in (13) to (18), the steady-state solution of the converter can be obtained from (6):

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D^2 & DR \\ D^2 r_{c1} + r_{L1} D - D^2 r_{c1} + RD & -D r_{L1} R \\ D^2 R & R^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ V_g \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$V_o = R D^2 V_g + D^2 r_{c1} + D r_{c1} - D^2 r_{L1} - r_{L1} L_1 \eta$$

where $\eta = \frac{1}{D^2 r_{L1} - D^2 r_{c1} + D r_{c1} + r_{L1} + R}$

Note that if r_{C1} , r_{C2} , r_{L1} , r_{L2} , and L_2 are assumed to be zero, the output equation in (19) will be reduced to $M = V_o/V_g = D^2$, the same as the expression for the ideal converter in (10). Furthermore, the steady-state inductor currents and capacitor voltages in (19) reduced to $I_{L1} = D^2 V_g/R$, $I_{L2} = D^2 V_g/R$, $V_{C1} = D V_g$, and $V_{C2} = D^2 V_g$. These expressions agree with the analysis in [1, 2].

C. Linear Small-Signal State-Space Equations

Given the averaged matrices in (13) to (18), the linear small-signal state-space equations of the quadratic buck converter can be formulated in according with (5):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{L1} + r_{c1}}{L_1} & \frac{D r_{c1}}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{D r_{c1}}{L_1} & \frac{D r_{c1} R + D r_{c1} r_{c1} + r_{L1} R + r_{L1} r_{c1} + R r_{c1}}{L_1(R + r_{c1})} & \frac{D}{L_1} & \frac{R}{L_1(R + r_{c1})} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_1(R + r_{c1})} & 0 & \frac{1}{C_1(R + r_{c1})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ \frac{R r_{c1}}{L_1(R + r_{c1})} \\ \frac{R}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_g(t) \\ v_g(t) \\ d(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\frac{D}{L_1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_{c1} R L_2 + (r_{L1} D^2 + D r_{c1} + r_{L1} + R) R}{(r_{L1} D^2 - D^2 r_{c1} + D r_{c1} + r_{L1} + R) L_1} \\ \frac{D r_{c1} R L_2 + r_{c1} R L_2 - D r_{L1} R - D R V_g + D r_{L1} R L_2}{(r_{L1} D^2 - D^2 r_{c1} + D r_{c1} + r_{L1} + R) L_2} \\ \frac{D^2 V_g + R L_2}{(r_{L1} D^2 - D^2 r_{c1} + D r_{c1} + r_{L1} + R) C_1} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{L1}(t) \\ v_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ d(t) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{v}_o(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R r_{c1}}{R + r_{c1}} & 0 & \frac{R}{R + r_{c1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{R r_{c1}}{R + r_{c1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_g(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \quad (21)$$

D. Finding Transfer Functions

Referring to (9), fifteen transfer functions can be determined from (20). However, only those that are useful for control design are derived and presented here. These transfer function are:

The duty ratio-to-output voltage transfer function

$$G_{dv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{d(s)} = C(sI - A)^{-1} B_d + E_d$$

$$= -\eta R \frac{(a_1 s^3 + b_1 s^2 + c_1 s + d_1)(d_1 s + 1)}{a s^3 + b s^2 + c s^2 + d s + e} \quad (21)$$

The input voltage-to-output voltage transfer function

$$G_{vv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{v_g(s)} = C(sI - A)^{-1} B_{v1} + E_{v1}$$

$$= \frac{a_1 s^3 + b_1 s^2 + c_1 s}{a s^3 + b s^2 + c s^2 + d s + e} \quad (22)$$

The output impedance transfer function

$$G_{zv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{v_g(s)} = C(sI - A)^{-1} B_{v2} + E_{v2}$$

$$= -R \frac{(a_2 s^3 + b_2 s^2 + c_2 s + d_2)(e_2 s + 1)}{a s^3 + b s^2 + c s^2 + d s + e} \quad (23)$$

The coefficients in (21) to (23) are listed in TABLE 1.

TABLE 1: Coefficients of $G_{dv}(s)$, $G_{vv}(s)$ and $G_{zv}(s)$

$a_1 = V_g L_1 C_1 D (r_{L1} + R) + L_1 (-D r_{L1} + D r_{c1} - r_{L1} R) C_1$, $d_1 = C_1 r_{c1}$
$b_1 = V_g D C_1 (D r_{c1} R + r_{L1} R + r_{L1} D^2 + 2 r_{L1} r_{c1} - r_{L1} D + r_{L1} R) - L_1 D^2$
$c_1 = V_g (2 D r_{L1} r_{c1} + D^2 + 2 D r_{c1}) + L_1 (-r_{L1} R - 2 D r_{L1} R + 2 D r_{c1} R)$, $e_1 = D (r_{L1} D - D + r_{L1} D) + r_{L1} + R$
$a_2 = r_{L1} C_1 C_2 C_1 D^2 R$, $b_2 = (C_1 r_{c1} + r_{L1} C_1) D^2 R$, $c_2 = D^2 R$
$d_2 = L_1 C_1 L_2$, $d_1 = D r_{c1} + r_{L1} D^2 - D^2 r_{c1} + r_{L1}$, $b_2 = r_{L1} C_1 L_2 + L_1 (C_1 r_{L1} + L_1 D r_{c1} + r_{L1} C_1 L_2$
$c_2 = L_2 + r_{L1} C_1 r_{c1} + L_1 D^2 - r_{L1} C_1 r_{c1} + C_1 D r_{c1}^2 - D^2 r_{L1} C_1 + r_{L1} C_1 D r_{c1}$, $e_2 = C_1 r_{c1}$
$a = L_1 C_1 L_2 (R + r_{c1})$, $e = D^2 (r_{L1} - r_{c1}) + D r_{c1} + r_{L1} + R$
$b = C_1 C_1 (L_1 (r_{L1} (D r_{c1} + R + r_{L1}) + R D r_{c1} + R r_{L1}) + L_1 (r_{L1} (r_{L1} + r_{c1} + r_{L1}) + r_{L1} R)) + L_1 C_1 (L_1 + R r_{c1})$
$c = C_1 C_1 (L_1 (r_{L1} (D r_{c1} + R + r_{L1}) + R D r_{c1} + R r_{L1}) + L_1 (r_{L1} (r_{L1} + r_{c1} + r_{L1}) + r_{L1} R)) + L_1 C_1 (L_1 + R r_{c1})$
$d = D^2 (r_{L1} C_1 r_{c1} - r_{L1} r_{c1} - D r_{L1} C_1 + r_{L1} C_1 r_{c1} + r_{L1} R C_1 + L_1) + D (C_1 r_{c1} (C_1 r_{c1} + r_{L1}) + r_{L1} C_1 (L_1 r_{c1} + R) + C_1 (r_{L1} r_{c1} + R) + R (r_{L1} r_{c1})) + C_1 (r_{L1} r_{c1} + r_{L1} + R) + R r_{L1} + L_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการฉ้อโกงทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IV. RESULTS

To validate the derived models, the transfer function $G_{dv}(s)$ in (21) are compared with the result in [3]. Since the result in [3] assumed the ideal converter, here we must set r_{C1} , r_{C2} , r_{L1} , and r_{L2} to zero for comparison. With all the ESR set to zero, $G_{dv}(s)$ in (21) is simplified into:

$$G_{dv}(s) = \frac{\left(\frac{V_o D}{L_1 C_1}\right)^2 + \left(\frac{D^2 V_o}{L_1 C_1 C_2 R}\right) s + \left(\frac{2V_o D}{L_1 C_1 C_2}\right)}{s^2 + \left(\frac{1}{C_1 R}\right) s + \left(\frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_1 C_1 C_2 R}\right) s^2 + \left(\frac{1}{L_1 C_1 C_2 R} + \frac{1}{L_1 C_1 C_2}\right) s + \frac{1}{L_1 C_1 C_2}} \quad (24)$$

It is found that equation (24) is identical to its counterpart in equation (9b) in [3]. The resemblance between these two results confirms the accuracy of $G_{dv}(s)$ in (21).

Fig. 2 shows Bode plots of $G_{dv}(s)$ in (21) (solid line). The following converter parameter were used to generate the plot: $L_1=60\mu H$, $L_2=50\mu H$, $C_1=330\mu F$, $C_2=100\mu F$, $r_{C1}=0.19\Omega$, $r_{C2}=0.095\Omega$, $r_{L1}=0.19\Omega$, $r_{L2}=0.095\Omega$, $R=0.5\Omega$, $V_g=48V$, and $V_o=5V$. For comparison, Bode plots of $G_{dv}(s)$ in (24) are also shown in Fig. 2 (dashed line). $G_{dv}(s)$ in (21) has four poles at: $p_{1,2}=(-9.48\pm 9.68i)\times 10^3$ and $p_{3,4}=(-1.92\pm 6.81i)\times 10^3$, and three zeros at: $z_1=-1.05\times 10^3$ and $z_{2,3}=(-3.04\pm 9.89i)\times 10^3$. All the poles and zeros are located on the left-half of the s-plane. Meanwhile, $G_{dv}(s)$ in (24) has four poles at: $p_{1,2}=(-9.69\pm 9.92i)\times 10^3$ and $p_{3,4}=(-0.31\pm 7.23i)\times 10^3$, and three zeros at: $z_1=1.70\times 10^{20}$ and $z_{2,3}=(3.15\pm 10.04i)\times 10^3$. In this case, all the three zeros are located on the right-half of the s-plane (i.e. RHP zeros). The RHP zeros are responsible for the excessive phase lag in the ideal converter case as witnessed in Fig. 2. Moreover, in Fig. 2, the ideal converter exhibits a higher resonant peak than the converter with ESR. This indicates ESR does provide some damping into the system, which is beneficial as it will ease feedback control design.

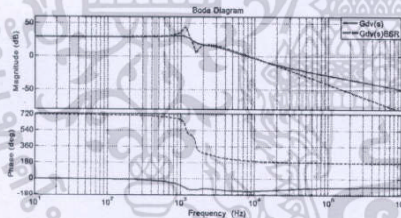


Fig. 2. Frequency response of $G_{dv}(s)$ in (21) and $G_{dv}(s)$ in (24)

V. CONCLUSION

In this paper, dynamic modeling of a quadratic buck converter by State-Space Averaging (SSA) technique has been presented. The quadratic buck converter is a special case of an N-stage cascaded converter with one active switch [1], where N is equal to two. The SSA technique was employed to derive the steady-state and small-signal dynamic equations of the converter as given in (19) and (21) to (24) respectively. These derived models accounted for the effect of ESR in the

converter circuit as opposed to the previous works which assumed the ideal converter. As shown in Fig. 2, the frequency response of the converter model with ESR deviated significantly from the ideal case. It is recommended that the converter model with ESR be used in feedback control design as it provides more accurate information about the system.

REFERENCES

- [1] M.G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, E.E. Carbajal-Gutierrez, and J.A. Morales-Saldana, "Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch", *IET Power Electronics*, Vol. 1, No. 4, pp. 478-487, 2008.
- [2] D. Maksimovic and S. Cuk, "Switching converters with wide dc conversion range", *IEEE trans. Power Electronics*, Vol. 6, No. 1, pp. 151-157, 1991.
- [3] E.E. Carbajal-Gutierrez, J.A. Morales-Saldana, and J. Leyva-Ramos, "Modeling of a single-switch quadratic buck converter", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Vol. 41, No. 4, pp. 1451-1457, 2005.
- [4] M. Veerachary, "Modelling and analysis of cascade step-down converters", *IEE Proceedings Electric Power Applications*, Vol. 152, No. 1, pp. 41-50, 2005.
- [5] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching-converter power stages," *International Journal of Electronics*, Vol. 42, pp. 521-550, 1977.
- [6] E. Vithchhay and C. Bunlaksanusorn, "Modeling and Control of a Zeta Converter", *International Power Electronics Conference (IPEC)*, pp. 612-619, 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวเกศสุดา การะเกษ
วัน เดือน ปีเกิด	7 พฤษภาคม พ.ศ. 2530 ที่จังหวัดพิษณุโลก
ที่อยู่	18/2 หมู่ 1 ต.ลานกระบือ อ.ลานกระบือ จ.กำแพงเพชร 62170 โทร. 083-1657520
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตศรีราชา ปีการศึกษา 2551
ปัจจุบัน	นักศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้