

วงจรแปลงแรงดันดีซี-ดีซีเซมิควอดเรตที่คัปเปิลอินดักเตอร์บัคคอนเวอร์เตอร์
ที่มีการลดทอนแรงดันสูง

A SEMI-QUADRATIC COUPLED INDUCTOR BUCK DC-DC CONVERTER
WITH LARGE STEP-DOWN VOLTAGE CONVERSION



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2565

KMITL-2022-EN-M-018-075

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A SEMI-QUADRATIC COUPLED INDUCTOR BUCK DC-DC CONVERTER
WITH LARGE STEP-DOWN VOLTAGE CONVERSION



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2022

KMITL-2022-EN-M-018-075

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2022

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรแปลงแรงดันดีซี-ดีซีเคมีควอดเตรทิกคัปเปิลอินดักเตอร์ บัคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูง
นักศึกษา	นางสาวสิริพรรณ ตระกูลดิษฐ์
รหัสประจำตัว	61601025
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2565
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่ที่มีการลดทอนแรงดันสูง วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอพัฒนาจากการนำภาคอินพุตของวงจรควอดเตรทิกคัปคอนเวอร์เตอร์มาต่ออนุกรมกับวงจรแท็ปปินดักเตอร์บัคคอนเวอร์เตอร์ โดยวงจรมีจุดเด่นคือการใช้มอสเฟตสวิทช์เพียงตัวเดียว และสามารถลดทอนแรงดันได้สูงกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบไม่แยกกราวด์ชนิดอื่น ๆ ในขณะที่ยังคงใช้จำนวนอุปกรณ์เท่ากับวงจรควอดเตรทิกคัปคอนเวอร์เตอร์ เนื้อหาในวิทยานิพนธ์จะกล่าวถึงรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจร และการออกแบบสร้างวงจรที่มีการลดทอนแรงดันสูงแบบใหม่ โดยวงจรต้นแบบสามารถลดทอนแรงดันได้ 30 เท่า ทำงานที่แรงดันอินพุต 150V แรงดันเอาต์พุต 5V กระแสโหลด 10A และความถี่ในการสวิทช์ 100kHz ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตได้ที่ 5V ตลอดงานการทำงาน และมีประสิทธิภาพสูงสุด 82% นอกจากนี้ผลการวัดแรงดันและกระแสของวงจรต้นแบบยังสอดคล้องกับผลการคำนวณทางทฤษฎี

Thesis	A SEMI-QUADRATIC COUPLED INDUCTOR BUCK DC–DC CONVERTER WITH LARGE STEP-DOWN VOLTAGE CONVERSION
Student	Miss. Siripan Trakuldit
Student ID.	61601025
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2022
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chanin Bunlaksananusorn

ABSTRACT

This thesis proposes a new DC–DC converter with large step-down voltage conversion. The proposed converter is obtained by cascading an input circuit of a Quadratic Buck Converter (QBC) to a Tapped Inductor Buck Converter (TIBC). It uses only one active switch and can provide a larger step-down voltage conversion than other non-isolated converters. In the thesis, operation of the proposed converter is described. Circuit analysis is performed to derive the voltage gain and key current and voltage equations. The prototype circuit operating with the input voltage of 150 V, the output voltage of 5 V, the load current of 10 A and the switching frequency of 100 kHz is implemented. Experimental results show that the prototype converter exhibits good output voltage regulation and achieves the 30–to–1 voltage step-down operation with a maximum efficiency of 82%. In addition, measurement results confirm that the converter operation is consistent with the theoretical analysis.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนวิทยานิพนธ์ขอกราบขอบพระคุณ รศ. ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์ (อาจารย์ข้าง) ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ สำหรับความรู้ คำแนะนำ คำชี้แนะ คำวิจารณ์ต่าง ๆ และการแก้ปัญหา ตลอดเวลาที่ศึกษาและทำวิจัย รวมถึงความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน การบอกเล่าเรื่องราวประสบการณ์ชีวิต ของอาจารย์ และให้ทัศนคติการใช้ชีวิตเชิงบวก ซึ่งทั้งหมดที่ข้าพเจ้าได้รับนั้นจะเป็นแรงบันดาลใจและพลัง ในการทำงานเป็นอาจารย์ของข้าพเจ้าต่อไปหลังจากจบการศึกษา ถือได้ว่า “อาจารย์ข้าง” คือ “Idol” ของข้าพเจ้าในด้านวิชาการและการดำเนินชีวิตที่ดี

ขอขอบพระคุณ ผศ. ดร. สถาพร พรหมวงศ์ (อาจารย์ป่า) สำหรับคำแนะนำ คำชี้แนะ ในการส่ง บทความทางวิชาการให้กับข้าพเจ้า รวมถึงประสบการณ์ในการใช้ชีวิตให้มีความสุข ทัศนคติดี ๆ และ กำลังใจที่มากมายกับผู้วิจัยตลอดการศึกษา

ขอขอบพระคุณ รศ. ดร. นรเศรษฐ์ พัฒนเดช (อาจารย์หมี) สำหรับคำแนะนำ คำชี้แนะ บอกเล่า ประสบการณ์ด้านการเรียนและการวิจัย ทำให้ก่อเกิดเป็นแรงบันดาลใจและพลังในการทำวิจัยของข้าพเจ้า ขณะศึกษา

ขอขอบพระคุณ ดร. วิโรจน์ วุฒิ (พี่น้อย) และ ดร. อมต หลวงพล (พี่หนุ่ม) สำหรับความช่วยเหลือต่าง ๆ โดยเฉพาะเรื่องอุปกรณ์และเครื่องมือวัดในห้องปฏิบัติการ รวมถึงคำแนะนำ การช่วย แก้ปัญหา และประสบการณ์ต่าง ๆ ที่ข้าพเจ้าได้มีโอกาสแลกเปลี่ยนและร่วมกันทำกับพี่ ๆ ทั้งสองคน

ขอขอบคุณ ดร. กวีวัชร ทัดวงษ์ (น้องวี) สำหรับคำแนะนำ คำชี้แนะ และการสอนการใช้เครื่องวัด ในห้องปฏิบัติการ ซึ่งเป็นประโยชน์ต่องานวิจัยนี้ รวมถึงความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน และประสบการณ์ ต่าง ๆ ที่ข้าพเจ้าได้มีโอกาสทำร่วมกัน อีกทั้งกำลังใจที่น้องวีให้ตลอดการศึกษา

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ ทุกคนสำหรับความช่วยเหลือต่าง ๆ และกำลังใจที่ดีต่อข้าพเจ้า ตลอดมา

ขอขอบคุณทุนสนับสนุนการทำวิจัยจากสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (สวทช.) ที่ทำให้ข้าพเจ้าได้มีโอกาสศึกษาต่อปริญญาเอกในครั้งนี้

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณบิดาและมารดาของข้าพเจ้าสำหรับการสนับสนุน การส่งเสริมในทุก ๆ ด้าน ในงานวิจัย รวมถึงการทำหน้าที่แทนข้าพเจ้าในการเลี้ยงดูบุตรชาย (น้องสบาย) เป็นอย่างดีและกำลังใจที่ได้ตลอดเวลาที่ทำงานวิจัย จนสำเร็จจุลวง คุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอ มอบให้กับบิดา มารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้มอบวิชาความรู้และ ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า ตลอดจนผู้มีพระคุณทุกท่าน

สิริพรรณ ตระกูลดิษฐ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	5
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	5
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	6
บทที่ 2 วงจรซิงโครตรอนที่คัปเปิลอินดักเตอร์บัคคอนเวอร์เตอร์.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 หลักการทำงานและการวิเคราะห์การทำงานของวงจร.....	7
2.3 อัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter.....	13
2.4 การวิเคราะห์รูปคลื่นแรงดันและกระแส.....	20
2.4.1 ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด CCM.....	20
2.4.2 ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM.....	25
บทที่ 3 การหาแบบจำลองและออกแบบตัวควบคุม.....	30
3.1 บทนำ.....	30
3.2 การจำลองแบบวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี SSA.....	30
3.3 การหาแบบจำลองของวงจร SOI buck converter.....	35
3.3.1 สมการ state-space ของวงจร SOI buck converter.....	35
3.3.2 สมการที่สภาวะคงตัวของวงจร SOI buck converter.....	40

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.3 สมการเชิงเส้น state-space สัญญาณขนาดเล็ก.....	41
3.3.4 ฟังก์ชันถ่ายโอน.....	42
3.4 การควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control: VMC).....	43
3.4.1 หลักการทำงาน.....	43
3.4.2 แบบจำลองของวงจรควบคุมโดยวิธี VMC.....	45
3.4.3 แบบจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมโดยวิธี VMC.....	46
บทที่ 4 การออกแบบสร้างวงจรต้นแบบ.....	47
4.1 บทนำ.....	47
4.2 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง.....	47
4.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำร่วม.....	47
4.2.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_{in}	49
4.2.3 การออกแบบเลือกตัวเก็บประจุ C_{in} และ C_o	49
4.2.4 การเลือกสวิตช์และไดโอด.....	52
4.3 การออกแบบตัวชดเชย.....	55
4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม LTspice.....	60
บทที่ 5 ผลการทดสอบวงจรต้นแบบ.....	69
5.1 บทนำ.....	69
5.2 รายละเอียดวงจร SOI buck converter ต้นแบบ.....	69
5.3 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสโหลด 1A ถึง 10A.....	72
5.4 ผลการวัดกระแสอินพุต กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} และกระแสเอาต์พุต.....	74
5.5 ผลการวัดกระแสสวิตช์ กระแสไดโอด D_o และกระแสชดลวดทุติยภูมิ.....	76
5.6 ผลการวัดแรงดันอินพุต แรงดันอินพุตของวงจร TIBC และแรงดันเอาต์พุต.....	78
5.7 ผลการวัดสัญญาณขับมอสเฟต แรงดันคร่อมไดโอด D_a และแรงดันคร่อมไดโอด D_b	80
5.8 ผลการวัดสัญญาณขับมอสเฟต แรงดันคร่อมสวิตช์ และแรงดันคร่อมไดโอด D_o	82
5.9 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุต.....	84

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.10 ผลการเปรียบเทียบอัตราส่วนการลดทอนแรงดัน ระหว่างผลการคำนวณทางทฤษฎีและ ผลการทดลอง.....	84
5.11 ผลการเปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการทดลอง ที่กระแสโหลด 1A 2.6A 5A และ 10A.....	86
5.12 ผลการวัดประสิทธิภาพ.....	87
5.13 ผลการเปรียบเทียบอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter ต้นแบบกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดทอนแรงดันแบบต่าง ๆ.....	88
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย.....	90
เอกสารอ้างอิง.....	92
ภาคผนวก ผลงานตีพิมพ์ที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	95
ประวัติผู้เขียน.....	148

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบ.....	54
4.2 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจร SOI buck converter ต้นแบบ.....	55
4.3 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร SOI buck converter ต้นแบบในโปรแกรม LTspice.....	60
4.4 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจร.....	61
4.5 เปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการซิมูเลชันของค่ากระแสและแรงดันที่ตัวอุปกรณ์ ที่กระแสไหล 1A 3A 5A และ 10A.....	67
5.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร.....	71
5.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ.....	72
5.3 การเปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการวัดค่ากระแสและแรงดันต่าง ๆ ที่กระแส ไหล 1A 2.6A 5A และ 10A.....	86
5.4 ผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ.....	87
5.5 อัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ.....	89

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และไอทีสมัยใหม่.....	1
1.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์: (ก) Buck converter (ข) Quadratic buck converter (QBC) (ค) Hybrid buck converter with switched-capacitor cell (HBC) (ง) Hybrid buck converter with switched-inductor cell (HBL) (จ) Switched-capacitor switched-inductor converter (SCSL) (ฉ) Semi-quadratic switched-inductor buck converter (SSLB) (ช) Tapped inductor buck converter (TIBC)	4
1.3 วงจร SOI buck converter.....	5
2.1 วงจร SOI buck converter สำหรับการวิเคราะห์การทำงาน.....	8
2.2 วงจร SOI buck converter ที่สภาวะที่ 1.....	8
2.3 วงจร SOI buck converter ที่สภาวะที่ 2.....	10
2.4 วงจร SOI buck converter ที่สภาวะที่ 3.....	12
2.5 รูปคลื่นกระแสในโหมด DCM: (ก) กระแส i_{Lin} (ข) กระแส i_{in}	15
2.6 รูปคลื่นกระแส i_{Lin} ที่ boundary ระหว่าง CCM และ DCM.....	17
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง d และกระแส I_{LinB} เมื่อกำหนดให้ V_{in} คงที่.....	18
2.8 อัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter.....	19
2.9 รูปคลื่นวงจร SOI buck converter ที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด CCM: (ก) แรงดัน (ข) กระแส.....	21
2.10 รูปคลื่นวงจร SOI buck converter ที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM: (ก) แรงดัน (ข) กระแส.....	26
3.1 วงจร SOI buck converter: (ก) เมื่อสวิตช์นำกระแส (ข) เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส.....	35
3.2 วงจร SOI buck converter ที่ควบคุมโดยวิธี VMC.....	43
3.3 วงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier: EA) ที่มีอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ต่อร่วมอยู่เรียกว่าตัวควบคุม.....	44
3.4 การทำงานของ PWM Comparator.....	44
3.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจร SOI buck converter ที่ควบคุมโดยวิธี VMC.....	46
4.1 รูปคลื่นกระแสตัวเก็บประจุ C_{in}	49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 รูปคลื่นกระแสตัวเก็บประจุ C_o	51
4.3 วงจร SOI buck converter ต้นแบบ.....	54
4.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจร SOI buck converter ที่ควบคุมด้วยวิธี VMC.....	55
4.5 แอสซิมโทตแสดงอัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$	57
4.6 ตัวชดเชยแบบสองซีโรสามโพล.....	58
4.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_{vc}(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$	59
4.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่กระแส $I_o = 1A$: (ก) schematic (ข) รูปคลื่นแรงดัน (ค) รูปคลื่นกระแส.....	62
4.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่กระแส $I_o = 3A$: (ก) schematic (ข) รูปคลื่นแรงดัน (ค) รูปคลื่นกระแส.....	63
4.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่กระแส $I_o = 5A$: (ก) schematic (ข) รูปคลื่นแรงดัน (ค) รูปคลื่นกระแส.....	65
4.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่กระแส $I_o = 10A$: (ก) schematic (ข) รูปคลื่นแรงดัน (ค) รูปคลื่นกระแส.....	66
5.1 วงจร SOI buck converter ต้นแบบ: (ก) schematic (ข) ภาพถ่าย.....	70
5.2 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_{vc}(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$ ที่ $V_{in} = 150V$ $I_o = 8A$	73
5.3 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_{vc}(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$ ที่ $V_{in} = 130V$ $I_o = 8A$	73
5.4 รูปคลื่นกระแสโหลด (I_o) กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} (i_{Lin}) และกระแสอินพุต (i_{in}): (ก) $I_o = 1A$ (ข) $I_o = 2.6A$ (ค) $I_o = 5A$ และ (ง) $I_o = 10A$	75
5.5 รูปคลื่นกระแสสวิตช์ (i_{sw}) กระแสไดโอด D_o (i_{Do}) และกระแสขดลวดทุติยภูมิ (i_2): (ก) $I_o = 1A$ (ข) $I_o = 2.6A$ (ค) $I_o = 5A$ และ (ง) $I_o = 10A$	77
5.6 รูปคลื่นแรงดันอินพุต (V_{in}) แรงดันอินพุตวงจร TIBC ($V_{in,T}$) และแรงดันเอาต์พุต (V_o): (ก) $I_o = 1A$ (ข) $I_o = 2.6A$ (ค) $I_o = 5A$ และ (ง) $I_o = 10A$	79
5.7 รูปคลื่นสัญญาณขับมอสเฟต (v_{GS}) แรงดันคร่อมไดโอด D_a (v_{Da}) และแรงดันคร่อมไดโอด D_b (v_{Db}): (ก) $I_o = 1A$ (ข) $I_o = 2.6A$ (ค) $I_o = 5A$ และ (ง) $I_o = 10A$	81

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.8 สัญญาณขับมอสเฟต (v_{GS}) แรงดันคร่อมไดโอด D_a (v_{Da}) และแรงดันคร่อมไดโอด D_b (v_{Db}): (ก) $I_o = 1A$ (ข) $I_o = 2.6A$ (ค) $I_o = 5A$ และ (ง) $I_o = 10A$	83
5.9 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 5A ไปเป็น 10A.....	84
5.10 การเปรียบเทียบอัตราส่วนการลดทอนแรงดันระหว่างผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการทดลองวงจรต้นแบบ.....	84
5.11 ประสิทธิภาพของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ.....	88
5.12 การเปรียบเทียบอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ.....	89



รายการคำย่อและสัญลักษณ์

a	พื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดง
A	state matrix
AWG	หน่วยวัดขนาดของลวดตัวนำไฟฟ้า ที่ใช้ในอเมริกา (American wire gauge)
A_L	Inductor factor
B	input matrix
C	output matrix
CCM	Continuous conduction mode
C_{in}	ตัวเก็บประจุด้านอินพุต
C_o	ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต
d	ค่าดิวตี้ไซเคิล
dB	เดซิเบล
D_a	ไดโอดด้านอินพุตตัวที่ 1
D_b	ไดโอดด้านอินพุตตัวที่ 2
DCM	Discontinuous conduction mode
D_o	ไดโอดด้านเอาต์พุต
E	feed forward matrix
EA	Error Amplifier
ESR	ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุเอาต์พุต (Equivalent Series Resistance)
f_c	ความถี่ครอสโอเวอร์
f_s	ความถี่ในการสวิตช์
F_m	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรร PWM comparator
$G_c(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย (compensator)
$G_{di_{Lin}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} (i_{Lin})
$G_{dv}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิลไปแรงดันเอาต์พุตหรือ duty cycle-to-output transfer function
$G_{dv_{C_{in}}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} ($v_{C_{in}}$)
$G_{dv_{C_o}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o (v_{C_o})
$G_{di_{L_m}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_m (i_{L_m})
$G_{vi_{L_{in}}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ($i_{L_{in}}$)

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

$G_{v_{iL_m}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_m (i_{L_m})
$G_{v_v}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปแรงดันเอาต์พุต (v_o) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า input susceptibility transfer function
$G_{v_{vC_{in}}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} ($v_{C_{in}}$)
$G_{v_{vC_o}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o (v_{C_o})
$G_{z_{iL_{in}}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ($i_{L_{in}}$)
$G_{z_{iL_m}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_m (i_{L_m})
$G_{z_v}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปแรงดันเอาต์พุต (v_o) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า output impedance transfer function
$G_{z_{vC_{in}}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} ($v_{C_{in}}$)
$G_{z_{vC_o}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o (v_{C_o})
Hz	เฮิรตซ์
n	อัตราส่วนจำนวนรอบ
N_1	จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ
N_2	จำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ
HBC	วงจร HBDC ชนิด switch-capacitor cell
HBDC	วงจร Hybrid DC-DC step-down converter
HBL	วงจร HBDC ชนิด switch-inductor cell
$i_{C_{in}}$	กระแสตัวเก็บประจุ C_{in}
i_{C_o}	กระแสตัวเก็บประจุ C_o
i_{D_a}	กระแสไดโอด D_a
i_{D_b}	กระแสไดโอด D_b
i_{D_o}	กระแสไดโอด D_o
i_{in}	กระแสอินพุต
$i_{L_{in}}$	กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in}
i_{L_m}	กระแสตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (magnetizing inductance) ด้านปฐมภูมิ
i_{sw}	กระแสสวิตช์
i_z	กระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลง
i_1	กระแสขดลวดปฐมภูมิ

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

i_2	กระแสขดลวดทุติยภูมิ
I	กระแสที่ไหลผ่านลวดทองแดง
I_{chg}	กระแสชาร์จประจุ
I_{dchg}	กระแสดิสชาร์จประจุ
I_{Da}	กระแสเฉลี่ยไดโอด D_a
$I_{Da,max}$	กระแสไดโอด D_a สูงสุด
$I_{Db,max}$	กระแสไดโอด D_b สูงสุด
$I_{Do,max}$	กระแสไดโอด D_o สูงสุด
I_{Do}	กระแสเฉลี่ยไดโอด D_o
I_{in}	กระแสเฉลี่ยอินพุต
I_{Lin}	กระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_{in}
$I_{Lin,max}$	กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} สูงสุด
$I_{Lin,min}$	กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ต่ำสุด
I_{LinB}	กระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ที่ boundary
$I_{LinB,max}$	กระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ที่ boundary สูงสุด
I_{Lm}	กระแสเฉลี่ย Magnetizing inductance
$I_{Lm,max}$	กระแส Magnetizing inductance สูงสุด
$I_{Lm,min}$	กระแส Magnetizing inductance ต่ำสุด
I_o	กระแสโหลด
I_{SW}	กระแสเฉลี่ยสวิตช์
$I_{SW,max}$	กระแสสวิตช์สูงสุด
$I_{2,max}$	กระแสขดลวดทุติยภูมิสูงสุด
$I_{2,min}$	กระแสขดลวดทุติยภูมิต่ำสุด
J	ความหนาแน่นกระแส
k	กิโล
KVL	Kirchhoff's voltage law
L_1	ตัวเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ
L_2	ตัวเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิ
L_{in}	ตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุต

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

L_m	magnetizing inductance ของตัวเหนี่ยวนำร่วม
PM	เฟสماجิน
PWM	Pulse Width Modulation
P_{in}	กำลังไฟฟ้าอินพุต
P_o	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต
P_{Cin}	กำลังไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_{in}
QBC	Quadratic buck converter
r_{Cin}	ความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_{in}
r_{Co}	ความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_o
r_{Lin}	ความต้านทานแฝงของตัวเหนี่ยวนำ L_{in}
R	ตัวต้านทานโหลด
SCSL	วงจร Switched-capacitor switch-inductor converter
SSA	State Space Averaging
SSLB	วงจร Semi-quadratic switched-inductor buck converter
SOI	Semi-quadratic coupled inductor
SW	สวิตช์มอสเฟต
TIBC	วงจร Tapped inductor buck converter
T_s	คาบเวลาในการสวิตช์
$T(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนลูบเปิด
u	input vector
v_c	แรงดันควบคุม
v_{saw}	สัญญาณฟันเลื่อย
v_{Da}	แรงดันตกคร่อมไดโอด D_a
v_{Db}	แรงดันตกคร่อมไดโอด D_b
v_{Do}	แรงดันตกคร่อมไดโอด D_o
v_{GS}	แรงดันเกต-ซอร์ส
v_{Lin}	แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{in}
v_{Lm}	แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_m
v_{SW}	แรงดันตกคร่อมสวิตช์

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

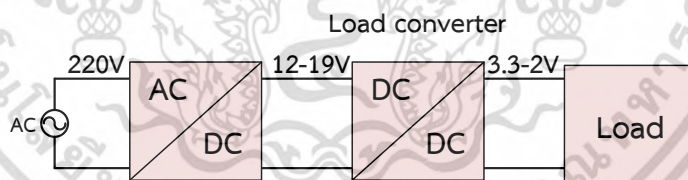
v_1	แรงดันขดลวดปฐมภูมิ
v_2	แรงดันขดลวดทุติยภูมิ
VMC	Voltage Mode Control
V_{in}	แรงดันอินพุต
$V_{in,T}$	แรงดันอินพุตของภาควงจร TIBC
V_m	ขนาดของสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth waveform)
V_o	แรงดันเอาต์พุต
V_{ref}	แรงดันอ้างอิง
$V_{Cin,CCM}$	แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} ในโหมด CCM
$V_{Cin,DCM}$	แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} ในโหมด DCM
V_{Cin}	แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in}
$V_{SW,max}$	แรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุด
x	state vector
y	output vector
Z_1	อิมพีแดนซ์ชุดที่ 1 ของวงจรขยายความผิดพลาด
Z_2	อิมพีแดนซ์ชุดที่ 2 ของวงจรขยายความผิดพลาด
Δi_{C_o}	ค่าริบเบิลของกระแสตัวเก็บประจุ C_o
$\Delta i_{Lin,d_2T_s}$	กระแส i_{Lin} ที่เปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา d_2T_s (สภาวะที่ 3)
$\Delta i_{Lin,off}$	กระแส i_{Lin} ที่ลดลงในช่วงเวลา d_1T_s (สภาวะที่ 2)
$\Delta i_{Lin,on}$	กระแส i_{Lin} ที่เพิ่มขึ้นในช่วงเวลา dT_s (สภาวะที่ 1)
$\Delta i_{Lin,d_2T_s}$	กระแส i_{Lin} ที่เปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา d_2T_s (สภาวะที่ 3)
$\Delta i_{Lm,off}$	กระแส i_{Lm} ที่ลดลงในช่วงเวลา d_1T_s (สภาวะที่ 2)
$\Delta i_{Lm,on}$	กระแส i_{Lm} ที่เพิ่มขึ้นในช่วงเวลา dT_s (สภาวะที่ 1)
Δi_{C_o}	ค่าริบเบิลของกระแสตัวเก็บประจุ C_o
Δv_o	ค่าริบเบิลของแรงดันเอาต์พุต
Δv_{Cin}	ค่าริบเบิลของแรงดันตัวเก็บประจุ C_{in}
ΔQ_{Cin}	ปริมาณประจุที่เปลี่ยนแปลงของตัวเก็บประจุ C_{in}
\sim	ค่าสัญญาณขนาดเล็ก

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันวงจรรีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ มีการนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายเพื่อเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และไอทีสมัยใหม่ เช่น สมาร์ทโฟน คอมพิวเตอร์โน้ตบุ๊ก เป็นต้น ไอซีหรือวงจรรวม (Integrated Circuits) ที่อยู่ภายในอุปกรณ์เหล่านี้ทำงานด้วยสัญญาณคล็อกความถี่สูง (high frequency clock signal) และต้องการไฟเลี้ยงที่แรงดันต่ำขนาด 3.3V หรือ 2V เป็นต้น เพื่อลดกำลังสูญเสียในการทำงาน แรงดันไฟเลี้ยงนี้ได้มาจากการแปลงแรงดันรีซีขนาด 12–19V จากอะแดปเตอร์ (adaptor) โดยใช้วงจรรีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่เรียกว่าโหลดคอนเวอร์เตอร์ (load converter) ดังแสดงรูปที่ 1.1 ในอนาคตแรงดันไฟเลี้ยงของไอซีมีแนวโน้มที่จะลดต่ำลงเป็น 1V หรือน้อยกว่า วงจรรีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถลดทอนแรงดันได้มาก (large voltage step-down) จึงเป็นสิ่งจำเป็น [1] นอกจากนี้วงจรรีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงยังมีศักยภาพสำหรับการใช้งานในระบบไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์ กล่าวคือแรงดันรีซีที่ผลิตได้จากแผงโซลาร์เซลล์ซึ่งปกติมีค่าสูง สามารถนำมาผ่านวงจรรีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงเพื่อแปลงเป็นแรงดันรีซีต่ำที่โหลดต้องการได้โดยตรง โดยไม่ต้องผ่านกระบวนการแปลงรีซี-เอซี (inverter) และ เอซี-ดีซี (converter) ที่นิยมใช้อยู่ในปัจจุบัน ส่งผลให้ประสิทธิภาพการใช้พลังงานไฟฟ้าสูงขึ้น



รูปที่ 1.1 การจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และไอทีสมัยใหม่

วงจรรีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์พื้นฐานที่นิยมใช้ในการลดทอนแรงดัน คือ วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter) แสดงดังรูปที่ 1.2(ก) ซึ่งมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันดังสมการที่ (1.1)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = d \quad (1.1)$$

เมื่อ V_o คือแรงดันเอาต์พุต V_{in} คือแรงดันอินพุต และ d คือค่าดีวตี้ไซเคิล (duty cycle) ของสวิตช์ ในทางทฤษฎีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรมีค่าไม่จำกัดขึ้นอยู่กับค่าดีวตี้ไซเคิล แต่ในทางปฏิบัติหากต้องการลดทอนแรงดันที่มาก ค่าดีวตี้ไซเคิลที่ใช้จะมีค่าต่ำมาก ตัวอย่างเช่น กรณีของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

เตอร์ที่ต้องการอัตราส่วนการลดทอนแรงดันสลิปเท่า ค่าดิวตี้ไซเคิลของสวิตช์จะมีค่าเท่ากับ 0.1 ที่ความถี่สวิตช์ 100kHz สัญญาณพัลส์ขับสวิตช์จะมีความกว้างเพียง 1 μ s ซึ่งความกว้างพัลส์แคบ ๆ นี้จะมีความไวต่อสัญญาณรบกวน การทำงานที่ความถี่สูงและค่าดิวตี้ไซเคิลต่ำยังหมายถึงสวิตช์มีช่วงเวลาการนำกระแสที่สั้นมากส่งผลให้สวิตช์อาจไม่สามารถทำงานได้ทัน เนื่องจากสวิตช์ต้องใช้เวลาในการ turn-on และ turn-off ที่จำกัดค่าหนึ่ง นอกจากนี้ การทำงานที่ดิวตี้ไซเคิลมีค่าต่ำยังส่งผลให้ค่าประสิทธิภาพของวงจรต่ำลงและความสามารถในการตอบสนองชั่วขณะ (transient response) ของวงจรลดลงด้วย [2]

จากปัญหาของวงจร buck converter เตอร์ที่กล่าวมาข้างต้น จึงได้เกิดการวิจัยพัฒนางจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันสูงขึ้นมาหลายวงจร ตัวอย่างเช่น ในบทความ [3-9] ได้นำเอาวงจร buck converter เตอร์พื้นฐานสองตัวมาต่ออนุกรมกัน (cascade connection) และจัดรูปวงจรใหม่ให้เหลือสวิตช์เพียงตัวเดียว (จากเดิมที่ใช้สวิตช์สองตัว) เรียกว่า วงจรควอดเรติก buck converter เตอร์ (Quadratic buck converter: QBC) ดังแสดงในรูปที่ 1.2(ข) ซึ่งมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันดังสมการที่ (1.2)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = d^2 \quad (1.2)$$

จากสมการจะเห็นว่าวงจร QBC มีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันเป็นเท่าตัวของวงจร buck converter เตอร์ แต่มีข้อด้อยคือ ในสถานะที่สวิตช์นำกระแส กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่าสูง ทำให้เกิดกำลังสูญเสียในสวิตช์สูง และวงจรมีประสิทธิภาพต่ำ นอกจากนี้ในสถานะที่สวิตช์ไม่นำกระแสแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ยังมีค่าสูงกว่าวงจร buck converter เตอร์ด้วย ทำให้เกิดความเครียดที่สวิตช์ (voltage stress) สูง

บทความ [10-13] นำเสนอวงจรไฮบริดดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ (Hybrid dc-dc step-down converter: HBDC) ซึ่งพัฒนามาจากการเพิ่ม switched-capacitor cell หรือ switched-inductor cell เข้าไปในวงจร buck converter เตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 1.2(ค) และ 1.2(ง) ตามลำดับ ซึ่งมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันดังสมการที่ (1.3)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{d}{2-d} \quad (1.3)$$

จากสมการจะเห็นว่าวงจร HBDC มีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันเป็น $1/(2-d)$ เท่าของวงจร buck converter เตอร์ อย่างไรก็ตามการลดทอนแรงดันดังกล่าวไม่ได้สูงกว่าวงจร buck converter เตอร์มากนักเมื่อเทียบกับความซับซ้อนของวงจรที่เพิ่มขึ้นโดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจร HBDC ชนิด switched-capacitor cell หรือเรียกว่าวงจร HBC

บทความ [14–15] ได้นำเอาวงจรไฮบริดดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบที่ได้กล่าวมาข้างต้นมาต่อร่วมกัน โดยจัดให้ switched-capacitor cell อยู่ทางด้านอินพุตและให้ switched-inductor cell อยู่ทางด้านเอาต์พุต หรือเรียกว่าวงจร SCSL ดังแสดงในรูปที่ 1.2(จ) ซึ่งมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันดังสมการที่ (1.4)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{d}{(2-d)^2} \quad (1.4)$$

จากสมการจะเห็นว่าวงจรมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันเป็น $1/(2-d)^2$ เท่าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเพิ่มขึ้นจากวงจร HBDC

บทความ [16–17] ได้นำส่วนอินพุตของวงจร QBC มาต่ออนุกรมกับวงจร HBDC ชนิด Switched-Inductor cell หรือเรียกว่าวงจร HBL ดังแสดงในรูปที่ 1.1(ฉ) เรียกววงจรใหม่นี้ว่า Semi-quadratic switched-inductor buck converter (SSLB) มีอัตราการลดทอนแรงดันดังสมการที่ (1.5)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{d^2}{2-d} \quad (1.5)$$

จากสมการจะเห็นว่าวงจรมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันเป็น $d/(2-d)$ เท่าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

บทความ [18–21] นำเสนอวงจรแท็ปอินดักเตอร์บัคคอนเวอร์เตอร์ (Tapped inductor buck converter: TIBC) ดังแสดงในรูปที่ 1.2(ข) ซึ่งพัฒนามาจากวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ โดยการนำเอาตัวเหนี่ยวนำร่วมแบบสองขดลวดมาใช้แทนตัวเหนี่ยวนำแบบเดิมที่เป็นขดลวดเดี่ยว โดยวงจรมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันดังสมการที่ (1.6)

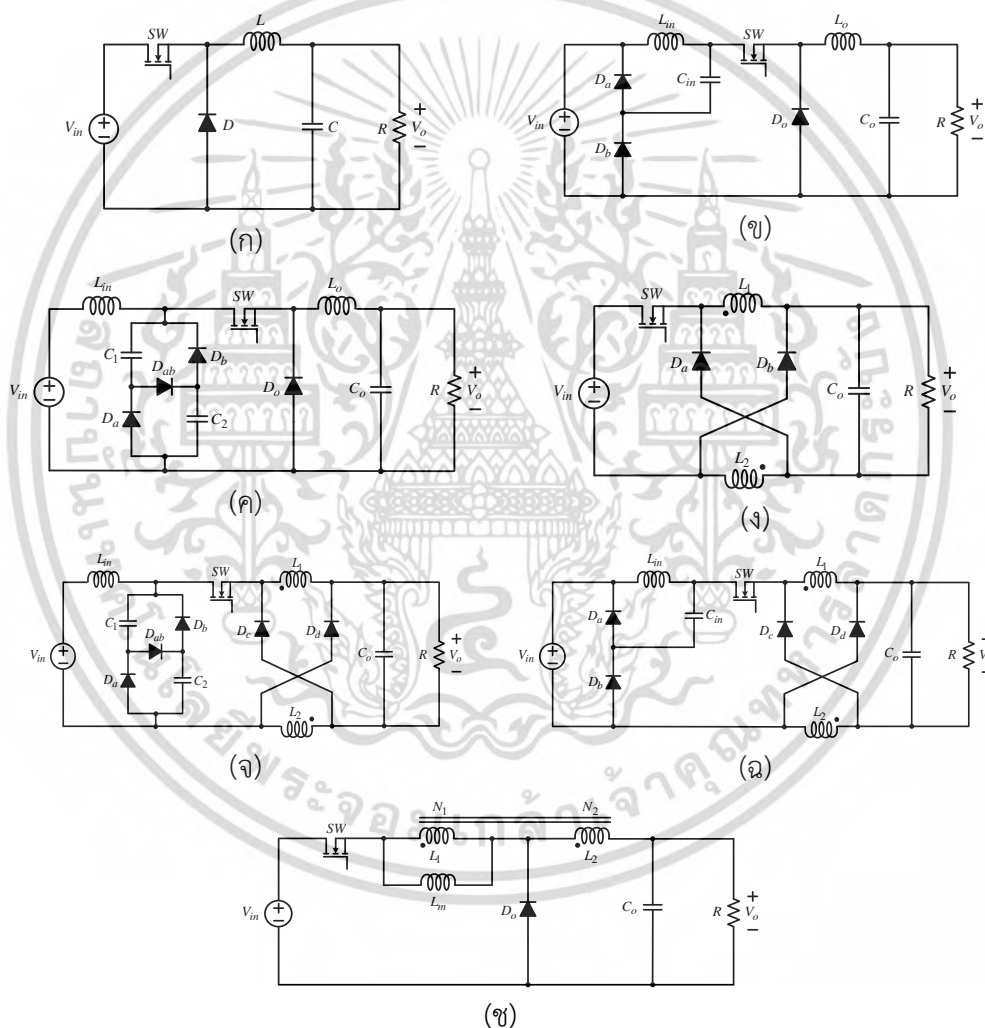
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{nd}{n+1-d} \quad (1.6)$$

จากสมการจะเห็นว่าวงจรมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันเป็น $n/(n+1-d)$ เท่าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อ $n = N_2/N_1$ คืออัตราส่วนจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำร่วม โดย N_1 และ N_2 คือจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับ ผลจากการใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วมนี้ ทำให้อัตราส่วนการลดทอนแรงดันไม่ขึ้นอยู่กับค่าดีวีไอเคิลเพียงอย่างเดียว แต่ยังขึ้นอยู่กับอัตราส่วนจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำด้วย เมื่อเลือกค่า d และ n ให้เหมาะสม การลดทอนแรงดันของวงจร TIBC จะมีค่าสูงกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ ที่ได้กล่าวมา วงจร TIBC ยังมีโครงสร้างวงจรที่ไม่ซับซ้อนและใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยขึ้น ทำให้มีราคาถูกและมีความน่าเชื่อถือสูงจึงเหมาะสำหรับนำมาใช้งานในทางปฏิบัติ อย่างไรก็ตามวงจร TIBC มีข้อเสียคือเมื่อ n มีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

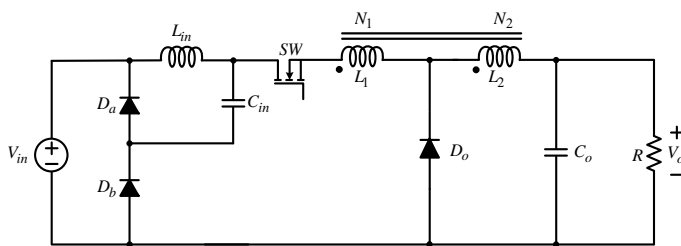
น้อย ริปเปิลของกระแสขดลวดทุติยภูมิจะมีค่ามากขึ้น ส่งผลให้ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้น ตัวเก็บประจุเอาต์พุตที่ใช้จึงต้องมีค่าใหญ่ขึ้นตามไปด้วย นอกจากนี้ n ที่มีค่าน้อย ยังทำให้แรงดันคร่อมสวิตช์มีค่าสูงขึ้นอีกด้วย

เพื่อให้วงจร TIBC สามารถทำงานได้ที่การลดทอนแรงดันที่สูงขึ้นโดยที่ n มีค่าไม่น้อยจนเกินไป จึงเกิดแนวความคิดในการปรับปรุงวงจรโดยนำส่วนอินพุตของวงจร QBC มาต่ออนุกรมกับวงจร TIBC ได้เป็นวงจรลดทอนแรงดันสูงแบบใหม่ ดังแสดงในรูปที่ 1.3 โดยจะเรียกวงจรใหม่นี้ว่า Semi-quadratic coupled inductor buck converter และใช้ชื่อย่อว่า SOI buck converter วิชยานิพนธ์นี้จะทำการศึกษาวิถัยวงจรใหม่ที่ได้นำเสนอนี้



รูปที่ 1.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์: (ก) Buck converter (ข) Quadratic buck converter (QBC) (ค) Hybrid buck converter with switched-capacitor cell (HBC) (ง) Hybrid buck converter with switched-inductor cell (HBL) (จ) Switched-capacitor switched-inductor converter (SCSL) (ฉ) Semi-quadratic switched-inductor buck converter (SSLB) และ (ช) Tapped inductor buck converter (TIBC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.3 วงจร SOI buck converter

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาและทบทวนวรรณกรรมวงจรดิซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงชนิดไม่แยกกราวด์ทางไฟฟ้า (non-isolated high step-down converter)
2. วิจัยและพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงแบบใหม่ในรูปที่ 1.3
3. ศึกษาหลักการทํางานและวิเคราะห์การทํางานของวงจรที่นำเสนอ
4. ออกแบบ สร้างวงจรต้นแบบ และทดสอบสมรรถนะการทํางานของวงจรที่นำเสนอ
5. ศึกษาเปรียบเทียบอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรที่นำเสนอกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงแบบอื่น

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้จะเกี่ยวข้องกับการวิจัยและพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงแบบใหม่ โดยมีแนวคิดการนำวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงแบบเดิมที่มีอยู่มาต่อกันจากการศึกษาพบว่าม้งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแนวคิดการต่อกันดังกล่าว ตัวอย่างเช่น บทความ [14–15] ได้นำ switched-capacitor cell มาต่อกับ switched-inductor cell ได้เป็นวงจรใหม่ในรูปที่ 1.2(จ) ซึ่งให้การลดทอนแรงดันสูงกว่าวงจรไฮบริดดิซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์เดิม (HBDC) หรือบทความ [16–17] ได้นำส่วนอินพุตของวงจร QBC มาต่อกับ switched-inductor cell ได้เป็นวงจรใหม่ในรูปที่ 1.2(ฉ) เรียกว่าวงจร SSLB ซึ่งสามารถลดทอนแรงดันได้สูงกว่าวงจร QBC และวงจร HBL เดิม

ด้วยหลักการนี้ จึงเกิดแนวความคิดการพัฒนา วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงแบบใหม่ โดยการนำภาคอินพุตของวงจร QBC มาต่อกันกับวงจร TIBC การเลือกภาคอินพุตของวงจร QBC มาต่อเป็นภาคอินพุต มีข้อดีกว่าวงจร switched-capacitor cell คือใช้อุปกรณ์น้อยชิ้นกว่า ทั้งยังให้การลดทอนแรงดันที่สูงกว่าด้วย และเลือกวงจร TIBC มาต่อเป็นภาคเอาต์พุตของวงจร เนื่องจากใช้จำนวนไดโอดน้อยกว่าวงจร switched-inductor cell วงจรใหม่ที่นำเสนอนี้มีชื่อเรียกว่า Semi-quadratic coupled inductor buck converter (SOI buck converter) โดยอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรใหม่สามารถปรับได้ตามความเหมาะสม ทั้งจากค่าดิวิตีไซเคิล (d) และอัตราส่วนจำนวนรอบของตัว

เหนี่ยวนำร่วม (n) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่นี้สามารถลดทอนแรงดันได้มากกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกชนิดในรูปที่ 1.2

จากข้อดีของวงจร TIBC ซึ่งสามารถปรับค่า d และค่า n ได้นั้น เป็นแนวทางในการพัฒนาในการนำไปต่อร่วมกับภาคอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์อื่น ๆ ได้อีกหลายวงจร ทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นั้นสามารถลดทอนแรงดันได้มากกว่าวงจรดั้งเดิม

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษาหลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงแบบใหม่ในรูปที่ 1.3 ออกแบบ และสร้างวงจรต้นแบบที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้า (electrical specification) ดังต่อไปนี้

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่นี้สามารถลดทอนแรงดันได้ 30 เท่า

แรงดันอินพุต	150V
แรงดันเอาต์พุต	5V
ความถี่สวิตช์	100kHz
กระแสเอาต์พุต	1–10A
ความต้านทานเอาต์พุต	5–0.5 Ω

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรที่นำเสนอ
2. วิเคราะห์การทำงานของวงจรที่นำเสนอ ทั้งในโหมด CCM และ DCM
3. ออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบ
4. ทดสอบสมรรถนะของวงจรต้นแบบ
5. สรุปผลการทดลอง

บทที่ 2

วงจรเคมีควอดเตรทิกคัปเปิลอินดักเตอร์บัคคอนเวอร์เตอร์

2.1 บทนำ

บทนี้แนะนำเสนอหลักการการทำงานและการวิเคราะห์การทำงานของวงจร Semi-quadratic coupled inductor buck converter (SOI buck converter) โดยแสดงการหาอัตราส่วนการลดทอนแรงดันรวมทั้งวิเคราะห์รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรทั้งในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode: CCM) และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode: DCM)

2.2 หลักการทำงานและการวิเคราะห์การทำงานของวงจร

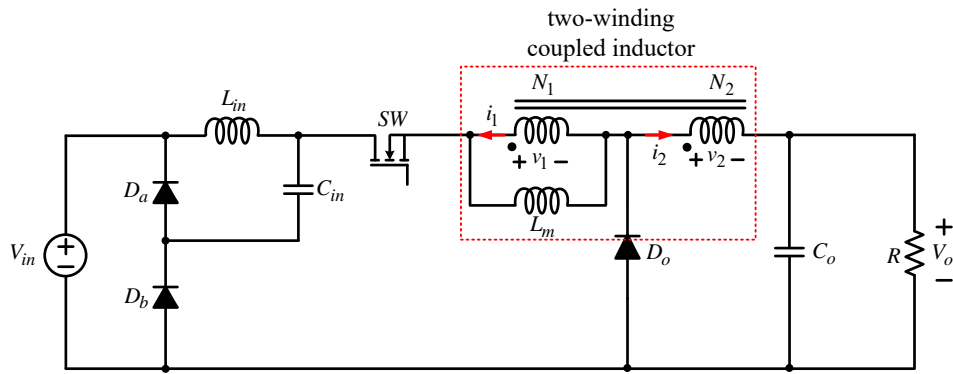
วงจรที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 2.1 วงจรประกอบด้วย สวิตช์มอสเฟต (SW) ไดโอดด้านอินพุต (D_a และ D_b) และด้านเอาต์พุต (D_o) ตัวเก็บประจุด้านอินพุต (C_{in}) และด้านเอาต์พุต (C_o) ตัวต้านทานโหลด (R) ตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุต (L_{in}) และตัวเหนี่ยวนำร่วมแบบ 2 ขดลวด (two-winding coupled inductor) ซึ่งมีจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ (primary winding) (N_1) จำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ (secondary winding) (N_2) และอัตราส่วนจำนวนรอบ $n = N_2/N_1$ ในการวิเคราะห์การทำงานในหนึ่งคาบการสวิตช์ของวงจร ได้กำหนดสมมุติฐานดังต่อไปนี้

- 1) มอสเฟตและไดโอดมีการทำงานเป็นแบบสวิตช์อุดมคติ
- 2) แรงดันอินพุต (V_{in}) แรงดันเอาต์พุต (V_o) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} (V_{Cin}) มีค่าคงที่
- 3) ตัวเหนี่ยวนำร่วมจะถูกแทนด้วยแบบจำลองของหม้อแปลงซึ่งมีค่า magnetizing inductance ด้านปฐมภูมิเท่ากับ L_m แรงดันและกระแสของตัวเหนี่ยวนำร่วม มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.1)

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n} \quad (2.1)$$

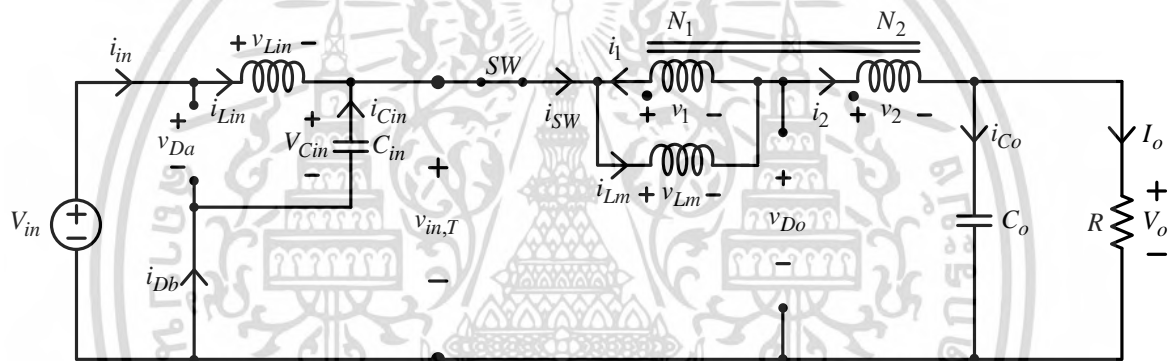
- เมื่อ v_1 คือ แรงดันขดลวดปฐมภูมิ
 v_2 คือ แรงดันขดลวดทุติยภูมิ
 i_1 คือ กระแสขดลวดปฐมภูมิ
 i_2 คือ กระแสขดลวดทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 วงจร SOI buck converter สำหรับการวิเคราะห์การทำงาน

ที่สภาวะคงตัว (steady state) ในหนึ่งคาบการสวิตช์ การทำงานของวงจร SOI buck converter สามารถเกิดขึ้นได้ 3 สภาวะ ดังนี้



รูปที่ 2.2 วงจร SOI buck converter ที่สภาวะที่ 1

สภาวะที่ 1: เมื่อสวิตช์ (SW) และไดโอด D_b นำกระแส ไดโอด D_a และ D_o ไม่นำกระแส วงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 2.2 ซึ่งมีช่วงเวลาการทำงานเท่ากับ dT_s เมื่อ d คือค่าดิวตี้ไซเคิลของสวิตช์ และ T_s คือคาบเวลาในการสวิตช์ ในสภาวะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ได้รับแรงดัน $V_{in} - V_{Cin}$ ซึ่งมีค่าเป็นบวกเนื่องจาก $V_{in} > V_{Cin}$ ส่งผลให้กระแส i_{Lin} มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ในขณะเดียวกันแรงดันอินพุตของภาควงจร TIBC ($v_{in,T}$) มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{Cin} โดยด้านดอทของขดลวดปฐมภูมิมีขั้วเป็นบวก ซึ่งจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำร่วมที่ขดลวดฝั่งทุติยภูมิ โดยมีด้านดอทเป็นขั้วบวกด้วยเช่นกัน ตัวเหนี่ยวนำ L_m อยู่ในสภาวะเก็บพลังงาน ส่งผลให้กระแส i_{Lm} มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น

เมื่อใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's voltage law: KVL) ที่ลูปด้านแรงดันอินพุตจะได้

$$-V_{in} + v_{Lin} + V_{Cin} = 0 \quad (2.2)$$

$$\frac{di_{Lin}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{Cin}}{L_{in}} \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta i_{Lin,on} = \left(\frac{V_{in} - V_{Cin}}{L_{in}} \right) dT_s \quad (2.4)$$

และใช้ KVL ที่ลูปตัวเหนี่ยวนำรวมจะได้

$$-V_{Cin} + v_1 + v_2 + V_o = 0 \quad (2.5)$$

$$v_1(n+1) = V_{Cin} - V_o \quad (2.6)$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{V_{Cin} - V_o}{L_m(n+1)} \quad (2.7)$$

$$\Delta i_{Lm,on} = \left(\frac{V_{Cin} - V_o}{L_m(n+1)} \right) dT_s \quad (2.8)$$

เมื่อ	i_{in}	คือ กระแสอินพุต
	i_{Cin}	คือ กระแสตัวเก็บประจุ C_{in}
	i_{Co}	คือ กระแสตัวเก็บประจุ C_o
	i_{Lin}	คือ กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in}
	i_{Lm}	คือ กระแสตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (magnetizing inductance) ด้านปฐมภูมิ
	i_{sw}	คือ กระแสสวิตช์
	I_o	คือ กระแสโหลด
	v_{Da}	คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_a
	v_{Db}	คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_b
	v_{Do}	คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D_o
	v_{Lin}	คือ แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{in}
	v_{Lm}	คือ แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำรวมด้านปฐมภูมิ
	V_{Cin}	คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in}
	$\Delta i_{Lin,on}$	คือ กระแส i_{Lin} ที่เพิ่มขึ้นในช่วงเวลา dT_s (สถานะที่ 1)
	$\Delta i_{Lm,on}$	คือ กระแส i_{Lm} ที่เพิ่มขึ้นในช่วงเวลา dT_s (สถานะที่ 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่สภาวะที่ 1 แรงดันและกระแสต่าง ๆ ในวงจรมีค่าดังนี้

$$v_{sw} = 0 \tag{2.9}$$

$$v_{Da} = V_{in} \tag{2.10}$$

$$v_{Db} = 0 \tag{2.11}$$

$$v_{Do} = \frac{nV_{Cin} + V_o}{n+1} \tag{2.12}$$

$$v_{in,T} = V_{Cin} \tag{2.13}$$

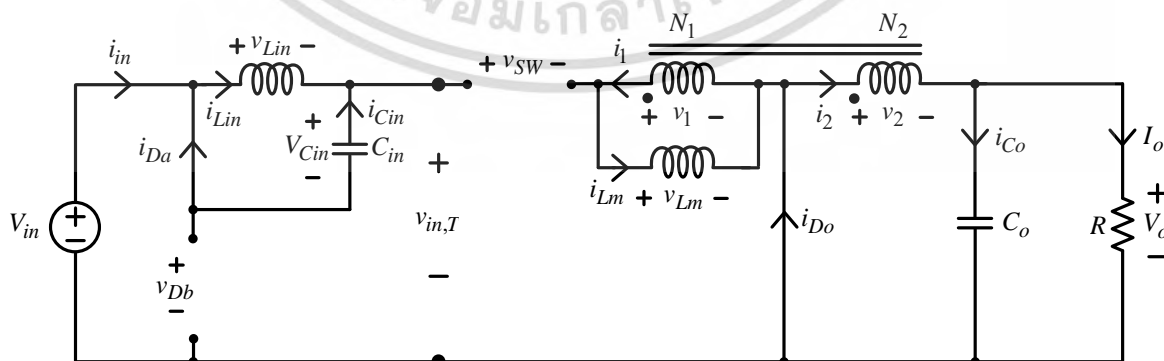
$$i_{in} = i_{Lin} \tag{2.14}$$

$$i_{sw} = i_2 = i_{Lm} - i_1 = \frac{i_{Lm}}{n+1} \tag{2.15}$$

$$i_{Da} = 0 \tag{2.16}$$

$$i_{Db} = i_{sw} - i_{Lin} = \frac{i_{Lm}}{n+1} - i_{Lin} = i_{Cin} \tag{2.17}$$

$$i_{Do} = 0 \tag{2.18}$$



รูปที่ 2.3 วงจร SOI buck converter ที่สภาวะที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สถานะที่ 2: เมื่อสวิตช์ (SW) และไดโอด D_b ไม่นำกระแส ไดโอด D_a และ D_o นำกระแส วงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 2.3 ซึ่งมีช่วงเวลาในการทำงานเท่ากับ $d_1 T_s$ ในสถานะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ได้รับแรงดัน $-V_{Cin}$ ส่งผลให้กระแส i_{Lin} มีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น แรงดัน $v_{in,T}$ มีค่าเท่ากับแรงดัน $V_{in} + V_{Cin}$ ตัวเหนี่ยวนำ L_m อยู่ในสถานะคายพลังงาน ส่งผลให้กระแส i_{Lm} มีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น

เมื่อใช้ KVL ที่ลูปตัวเหนี่ยวนำ L_{in} จะได้

$$v_{Lin} + V_{Cin} = 0 \quad (2.19)$$

$$\frac{di_{Lin}}{dt} = \frac{-V_{Cin}}{L_{in}} \quad (2.20)$$

$$\Delta i_{Lin,off} = \left(\frac{-V_{Cin}}{L_{in}} \right) d_1 T_s \quad (2.21)$$

และใช้ KVL ที่ลูปตัวเหนี่ยวนำรวมจะได้

$$v_2 + V_o = 0 \quad (2.22)$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{-V_o}{nL_m} \quad (2.23)$$

$$\Delta i_{Lm,off} = \left(\frac{-V_o}{nL_m} \right) d_1 T_s \quad (2.24)$$

เมื่อ $\Delta i_{Lin,off}$ คือ กระแส i_{Lin} ที่ลดลงในช่วงเวลา $d_1 T_s$ (สถานะที่ 2)

$\Delta i_{Lm,off}$ คือ กระแส i_{Lm} ที่ลดลงในช่วงเวลา $d_1 T_s$ (สถานะที่ 2)

ที่สถานะที่ 2 แรงดันและกระแสต่าง ๆ ในวงจรมีค่าดังนี้

$$v_{SW} = V_{in} + V_{Cin} + \frac{V_o}{n} \quad (2.25)$$

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

$$v_{Db} = V_{in} \quad (2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{D_o} = 0 \quad (2.28)$$

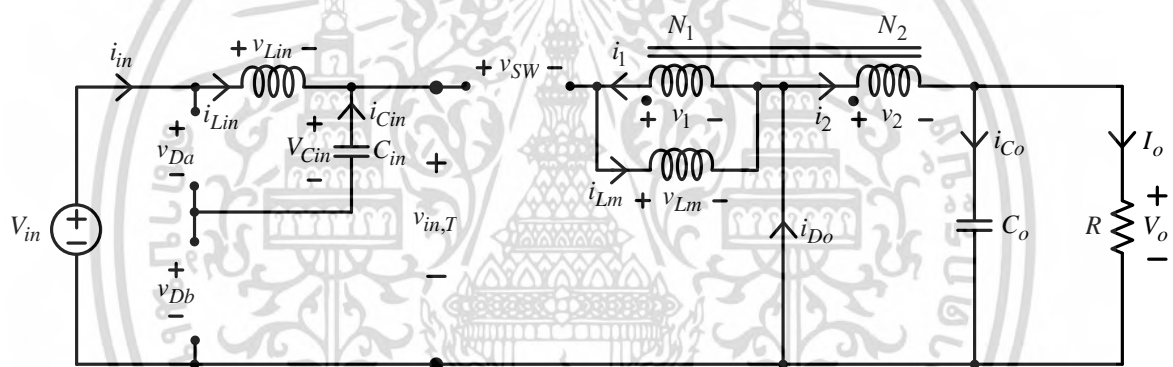
$$v_{in,T} = V_{in} + V_{Cin} \quad (2.29)$$

$$i_{SW} = 0 \quad (2.30)$$

$$i_{D_a} = i_{Lin} \quad (2.31)$$

$$i_{D_b} = 0 \quad (2.32)$$

$$i_{D_o} = i_2 = \frac{i_{Lm}}{n} \quad (2.33)$$



รูปที่ 2.4 วงจร SOI buck converter ที่สภาวะที่ 3

สภาวะที่ 3: เมื่อสวิตช์ (SW) ไดโอด D_a และ D_b ไม่นำกระแส ไดโอด D_o นำกระแส วงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 2.4 ซึ่งมีช่วงเวลาในการทำงานเท่ากับ d_2T_s ในสภาวะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L_m ไม่มีแรงดันตกคร่อม ส่งผลให้กระแส i_{Lin} มีค่าเป็นศูนย์ แรงดัน $v_{in,T}$ มีค่าเท่ากับแรงดัน V_{in} ตัวเหนี่ยวนำ L_m อยู่ในสภาวะคายพลังงาน ส่งผลให้กระแส i_{Lm} มีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นต่อเนื่องจากการทำงานในสภาวะที่ 2 ในสภาวะที่ 3 นี้ การเปลี่ยนแปลงของ i_{Lin} มีค่าเป็นศูนย์

$$\Delta i_{Lin,d_2T_s} = 0 \quad (2.34)$$

เมื่อ $\Delta i_{Lin,d_2T_s}$ คือ กระแส i_{Lin} ที่เปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา d_2T_s (สภาวะที่ 3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสภาวะที่ 3 แรงดันและกระแสต่าง ๆ ในวงจรมีค่าดังนี้

$$V_{SW} = V_{in} + \frac{V_o}{n} \quad (2.35)$$

$$v_{Da} = v_{Db} = \frac{V_{in}}{2} \quad (2.36)$$

$$v_{Do} = 0 \quad (2.37)$$

$$v_{in,T} = V_{in} \quad (2.38)$$

$$i_{SW} = i_{Da} = i_{Db} = 0 \quad (2.39)$$

$$i_{Do} = i_2 = \frac{i_{Lm}}{n} \quad (2.40)$$

2.3 อัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter

การทำงานของวงจร SOI buck converter สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กรณี ขึ้นอยู่กับกระแสโหลด (I_o) ดังนี้

1) กรณีที่กระแส I_o มีค่ามาก ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} และตัวเหนี่ยวนำ L_m จะทำงานในโหมด CCM กล่าวคือในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ วงจรจะมีการทำงานเฉพาะในสภาวะที่ 1 (รูปที่ 2.2) และสภาวะที่ 2 (รูปที่ 2.3) เท่านั้น โดยช่วงเวลาที่วงจรทำงานในสภาวะที่ 1 มีค่าเท่ากับ dT_s และช่วงเวลาที่วงจรทำงานในสภาวะที่ 2 มีค่าเท่ากับ $d_1T_s = (1-d)T_s$ ที่สภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแส i_{Lin} มีค่าเป็นศูนย์ จะได้

$$\Delta i_{Lin,on} + \Delta i_{Lin,off} = 0 \quad (2.41)$$

แทนค่า $\Delta i_{Lin,on}$ (สมการที่ 2.4) และ $\Delta i_{Lin,off}$ (สมการที่ 2.21) ลงในสมการที่ 2.41 จะได้

$$\left(\frac{V_{in} - V_{Cin}}{L_{in}} \right) dT_s + \left(\frac{-V_{Cin}}{L_{in}} \right) (1-d)T_s = 0 \quad (2.42)$$

$$V_{Cin} = V_{Cin,CCM} = dV_{in} \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $V_{Cin,CCM}$ คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} ในโหมด CCM และที่สภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแส i_{Lm} มีค่าเป็นศูนย์ จะได้

$$\Delta i_{Lm,on} + \Delta i_{Lm,off} = 0 \quad (2.44)$$

แทนค่า $\Delta i_{Lm,on}$ (สมการที่ 2.8) และ $\Delta i_{Lm,off}$ (สมการที่ 2.24) ลงในสมการที่ 2.44 จะได้

$$\left(\frac{V_{Cin} - V_o}{L_m(n+1)} \right) dT_s + \left(\frac{-V_o}{nL_m} \right) (1-d)T_s = 0 \quad (2.45)$$

$$V_{Cin} = V_o \left(\frac{n+1-d}{nd} \right) \quad (2.46)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.43) ลงในสมการที่ (2.46) สามารถหาอัตราส่วนการลดทอนแรงดัน (voltage step-down ratio) ของวงจร SOI buck converter เมื่อกระแส i_{Lin} ทำงานในโหมด CCM ได้ดังสมการที่ (2.47)

$$\frac{V_o}{V_{in}|_{CCM}} = \frac{nd^2}{n+1-d} \quad (2.47)$$

2) กรณีที่กระแส I_o มีค่าน้อย ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM และตัวเหนี่ยวนำ L_m ทำงานในโหมด CCM กล่าวคือในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ วงจรจะมีการทำงานในสภาวะที่ 1 (รูปที่ 2.2) สภาวะที่ 2 (รูปที่ 2.3) และสภาวะที่ 3 (รูปที่ 2.4) โดยช่วงเวลาที่วงจรทำงานในสภาวะที่ 1 มีค่าเท่ากับ dT_s ในสภาวะที่ 2 มีค่าเท่ากับ d_1T_s และในสภาวะที่ 3 มีค่าเท่ากับ d_2T_s ที่สภาวะคงตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแส i_{Lin} มีค่าเป็นศูนย์ จะได้

$$\Delta i_{Lin,on} + \Delta i_{Lin,off} = 0 \quad (2.48)$$

$$\left(\frac{V_{in} - V_{Cin}}{L_{in}} \right) dT_s + \left(\frac{-V_{Cin}}{L_m} \right) d_1T_s = 0 \quad (2.49)$$

$$V_{Cin} = V_{Cin,DCM} = \frac{dV_{in}}{d + d_1} \quad (2.50)$$

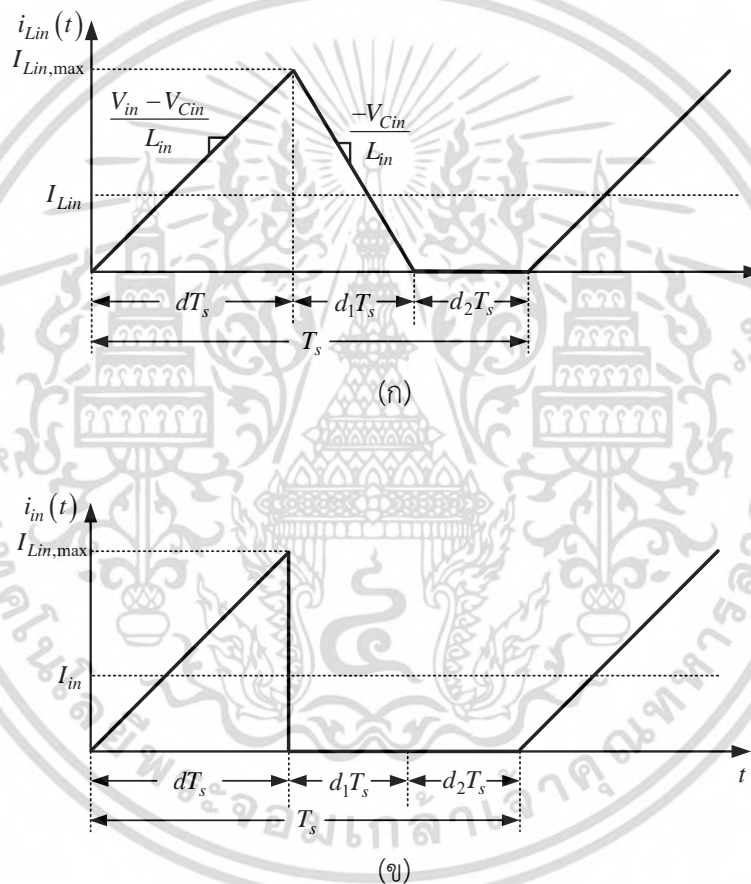
เมื่อ $V_{Cin,DCM}$ คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} ในโหมด DCM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.50) ลงในสมการที่ (2.46) สามารถหาอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter เมื่อกระแส i_{Lin} ทำงานในโหมด DCM ได้ตั้งสมการที่ (2.51)

$$\frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{DCM} = \frac{nd^2}{(n+1-d)(d+d_1)} \quad (2.51)$$

จากสมการที่ (2.50) และ (2.51) d_1 เป็นตัวแปรที่ไม่ทราบค่า สามารถหาค่า d_1 โดยพิจารณาารูปคลื่นกระแส i_{Lin} และ i_{in} ในโหมด DCM แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นกระแสในโหมด DCM: (ก) กระแส i_{Lin} (ข) กระแส i_{in}

จากรูปที่ 2.5(ก) กระแส i_{Lin} เริ่มที่ศูนย์ ดังนั้นกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} สูงสุด ($I_{Lin,max}$) จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{Lin,max} = \left(\frac{V_{in} - V_{Cin}}{L_{in}} \right) d T_s = \frac{V_{Cin} d_1 T_s}{L_{in}} \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5(ข) เมื่อใช้สูตรพื้นที่สามเหลี่ยม สามารถหาค่ากระแสเฉลี่ยอินพุต (I_{in}) ได้ดังสมการที่ (2.53)

$$I_{in} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right)(dT_s)(I_{Lin,max})}{T_s} = \frac{dI_{Lin,max}}{2} \quad (2.53)$$

นั่นคือ

$$I_{Lin,max} = \frac{2I_{in}}{d} \quad (2.54)$$

นำสมการที่ (2.52) แทนลงในสมการที่ (2.54) จะได้

$$V_{Cin} = \frac{2L_{in}I_{in}}{dd_1T_s} \quad (2.55)$$

แทนค่าแรงดัน V_{Cin} จากสมการที่ (2.50) และกระแส $I_{in} = V_oI_o/V_{in}$ ลงในสมการที่ (2.55) จะได้

$$d_1 = \frac{2L_{in}I_o(d+d_1)V_o}{V_{in}T_s d^2V_{in}} \quad (2.56)$$

เมื่อแทนค่า $\frac{(d+d_1)V_o}{d^2V_{in}} = \frac{n}{(n+1-d)}$ จากสมการที่ (2.51) ลงในสมการที่ (2.56) จะได้ d_1 ดังสมการที่ (2.57)

$$d_1 = \frac{2nL_{in}I_o}{(n+1-d)V_{in}T_s} \quad (2.57)$$

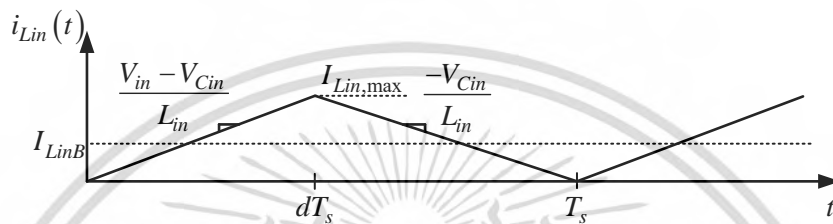
แทนค่า d_1 จากสมการที่ (2.57) ลงในสมการ (2.50) และ (2.51) จะสามารถหาค่าแรงดัน $V_{Cin,DCM}$ และ V_o/V_{in} ของวงจร SOI buck converter เมื่อตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM ได้ดังสมการที่ (2.58) และ (2.59) ตามลำดับดังนี้

$$V_{Cin,DCM} = \frac{dV_{in}}{d + \frac{2nL_{in}I_o}{(n+1-d)V_{in}T_s}} \quad (2.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left. \frac{V_o}{V_{in}} \right|_{DCM} = \frac{nd^2}{d(n+1-d) + \frac{2nL_{in}I_o}{V_{in}T_s}} \quad (2.59)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้น ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} จะทำงานในโหมด DCM ที่กระแสไหลดมีค่าต่ำ และจะทำงานในโหมด CCM ที่กระแสไหลดมีค่าสูง แต่จะมีกระแสไหลดค่าหนึ่งที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานโหมดที่เป็นรอยต่อระหว่าง DCM และ CCM (boundary) ซึ่งกระแสของตัวเหนี่ยวนำ L_{in} แสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นกระแส i_{Lin} ที่ boundary ระหว่าง CCM และ DCM

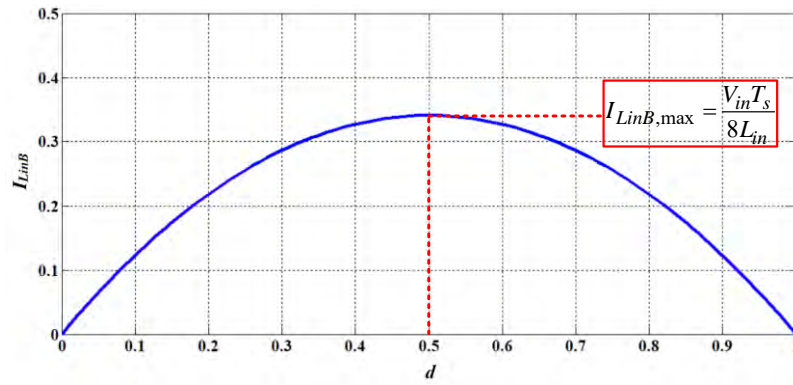
จากรูปที่ 2.6 ใช้สูตรพื้นที่สามเหลี่ยมเพื่อหากระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ที่ boundary (I_{LinB}) ได้ดังนี้

$$I_{LinB} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right) I_{Lin,max} T_s}{T_s} = \frac{I_{Lin,max}}{2} = \left(\frac{V_{in} - V_{Cin}}{2L_{in}}\right) dT_s \quad (2.60)$$

แทนค่า $V_{Cin} = dV_{in}$ ลงในสมการที่ (2.60) จะได้

$$I_{LinB} = \frac{V_{in}T_s}{2L_{in}} d(1-d) \quad (2.61)$$

จากสมการที่ (2.61) เมื่อกำหนดให้แรงดันอินพุตคงที่ สามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{LinB} และ d ได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง d และกระแส I_{LinB} เมื่อกำหนดให้ V_{in} คงที่

จากรูปที่ 2.7 กระแส I_{LinB} จะมีค่าสูงสุดที่ $d = 0.5$ ดังนั้นกระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ที่ boundary สูงสุด ($I_{LinB,max}$) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.62)

$$I_{LinB,max} = \frac{V_{in} T_s}{8L_{in}} \quad (2.62)$$

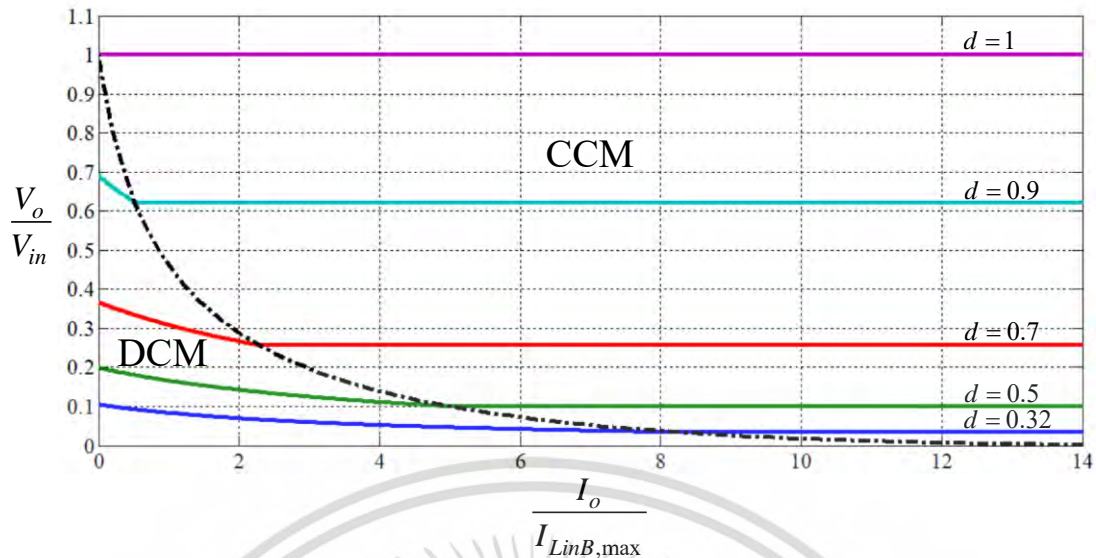
อัตราส่วนการลดทอนแรงดันในโหมด DCM ในสมการที่ (2.59) สามารถจัดให้อยู่ในรูปตัวแปร $I_{LinB,max}$ ได้ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{DCM} = \frac{nd^2}{(n+1-d) \left(d + \frac{2nI_o}{8(n+1-d) \frac{V_{in} T_s}{8L_{in}}} \right)} = \frac{nd^2}{(n+1-d) \left(d + \frac{nI_o}{4(n+1-d) I_{LinB,max}} \right)} \quad (2.63)$$

นั่นคือ

$$\frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{DCM} = \frac{4d^2}{\frac{4d(n+1-d)}{n} + \frac{I_o}{I_{LinB,max}}} \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



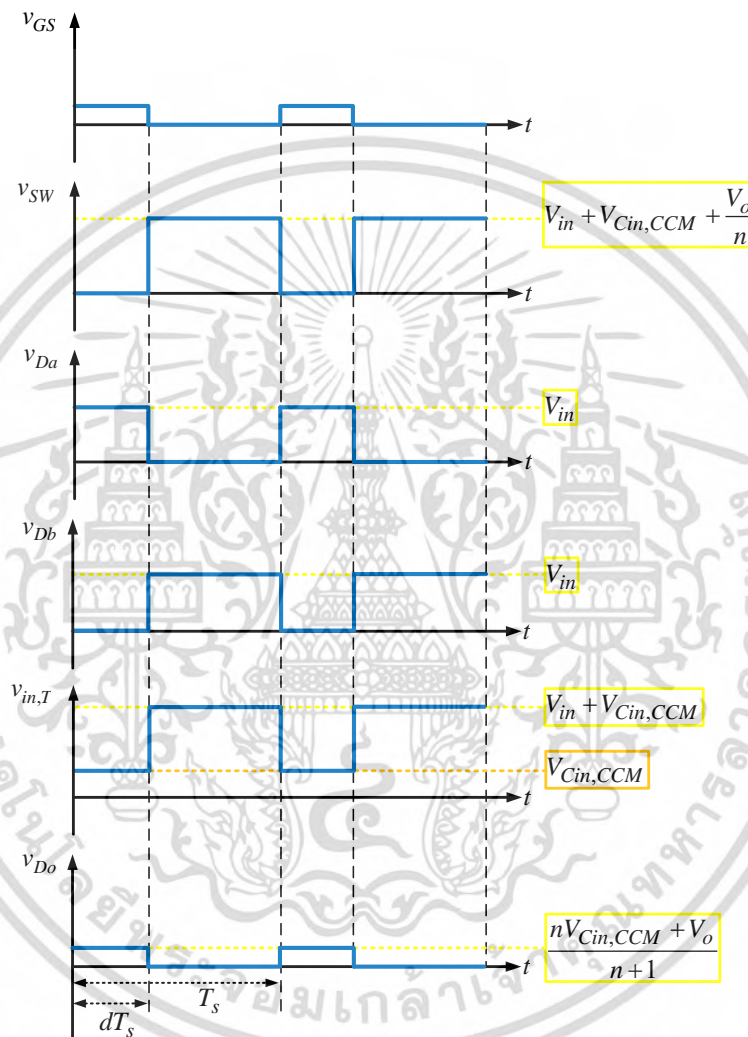
รูปที่ 2.8 อัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter ที่กระแสโหลด 1-5A เมื่อ $d = 0.32$ 0.5 0.7 0.9 และ 1

นำอัตราส่วนการลดทอนแรงดัน (V_o/V_{in}) ในโหมด DCM (สมการที่ 2.64) และโหมด CCM (สมการที่ (2.47)) มาพล็อตเทียบกับ normalized current load ($I_o/I_{Lin,max}$) ที่ค่าตัวใช้เซลล์ต่าง ๆ จะได้ดังรูปที่ 2.8 จะเห็นว่าในโหมด DCM อัตราส่วนการลดทอนแรงดันจะมีค่ามากที่กระแสโหลดค่าต่ำ และจะมีค่าลดลงที่กระแสโหลดมีค่าสูงขึ้น เมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นจนถึงค่าหนึ่ง ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ก็ทำงานที่รอยต่อระหว่างโหมด DCM เป็น CCM (รูปที่ 2.8) หลังจากนั้น เมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นต่อไปอีก ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} จะทำงานในโหมด CCM อัตราส่วนการลดทอนแรงดันก็จะมีค่าคงที่และไม่ขึ้นกับกระแสโหลดดังแสดงในสมการที่ (2.47)

2.4 การวิเคราะห์รูปคลื่นแรงดันและกระแส

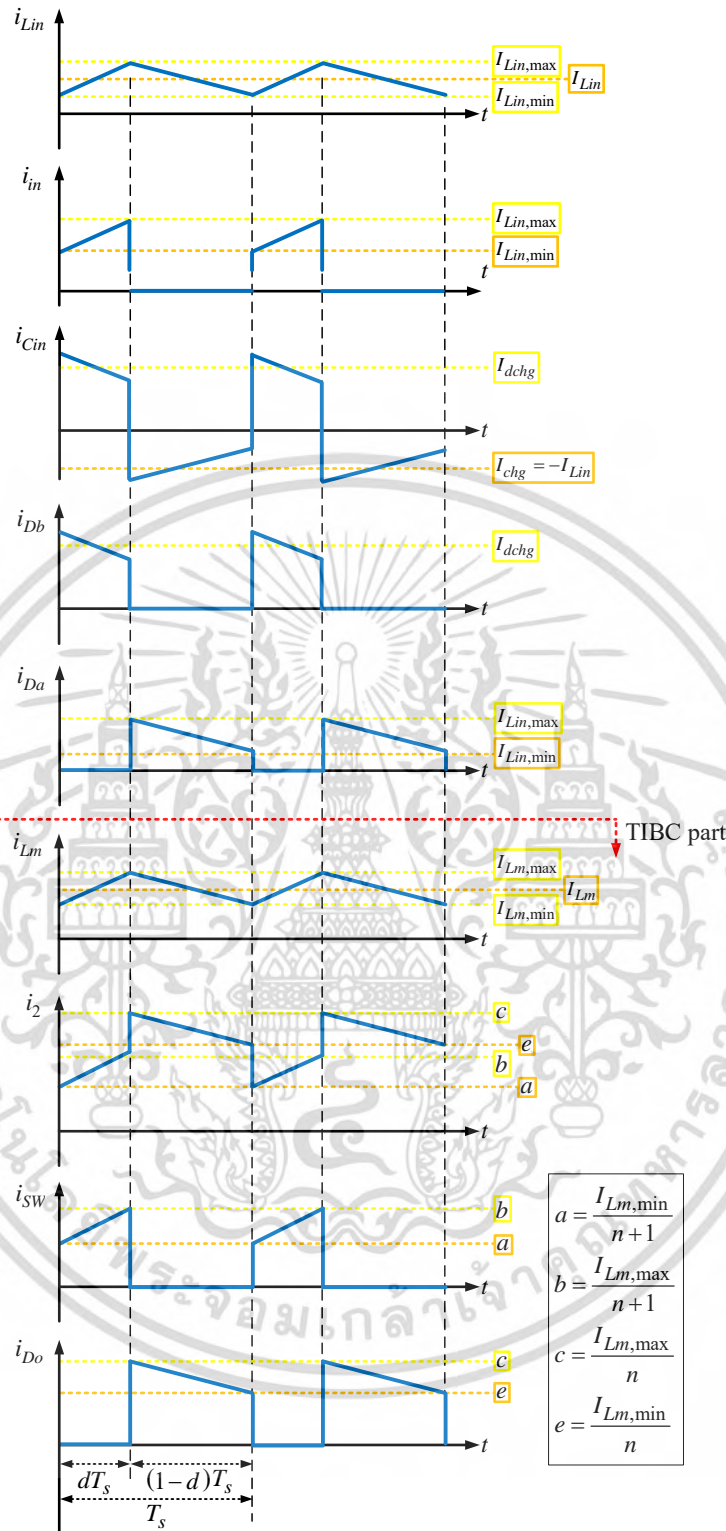
2.4.1 ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด CCM

จากสมการที่ (2.9)–(2.18) และ (2.25)–(2.33) สามารถเขียนรูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร SOI buck converter ที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด CCM ได้ดังรูปที่ 2.9



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)

รูปที่ 2.9 รูปคลื่นวงจร SOI buck converter ที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด CCM: (ก) แรงดัน (จ) กระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ v_{GS} คือ แรงดันเกต-ซอร์ส

กระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ I_{Lin} (I_{Lin}) สามารถหาได้โดยกำหนดให้วงจรมีคุณลักษณะเป็นอุดมคติกล่าวคือ กำลังไฟฟ้าอินพุตเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่เอาต์พุต ($P_{in} = P_o$) นั่นคือ

$$V_{in} I_{in} = V_o I_o \quad (2.65)$$

จากรูปคลื่นกระแสอินพุต (i_{in}) ในรูปที่ 2.9(ข) สามารถหากระแสเฉลี่ยอินพุต (I_{in}) ได้ดังสมการที่ (2.66)

$$I_{in} = \frac{\frac{1}{2}(I_{Lin,min} + I_{Lin,max}) dT_s}{T_s} = dI_{Lin} \quad (2.66)$$

แทนค่าสมการที่ (2.66) ลงในสมการที่ (2.65) สามารถหากระแส I_{Lin} ได้ดังสมการที่ (2.67)

$$I_{Lin} = \frac{V_o I_o}{dV_{in}} \quad (2.67)$$

เมื่อทราบค่ากระแส I_{Lin} สามารถหากระแสตัวเหนี่ยวนำอินพุตต่ำสุด ($I_{Lin,min}$) และสูงสุด ($I_{Lin,max}$) ได้ดังสมการที่ (2.68) และ (2.69) ตามลำดับ

$$I_{Lin,min} = I_{Lin} - \frac{\Delta i_{Lin}}{2} \quad (2.68)$$

$$I_{Lin,max} = I_{Lin} + \frac{\Delta i_{Lin}}{2} \quad (2.69)$$

แทนค่ากระแส I_{Lin} ในสมการที่ (2.67) และ Δi_{Lin} ในสมการที่ (2.21) ($d_1 = 1-d$) ลงในสมการที่ (2.68) และ (2.69) จะได้

$$I_{Lin,min} = \frac{V_o I_o}{dV_{in}} - \left(\frac{V_{Cin,CCM}}{2L_{in}} \right) (1-d) T_s \quad (2.70)$$

$$I_{Lin,max} = \frac{V_o I_o}{dV_{in}} + \left(\frac{V_{Cin,CCM}}{2L_{in}} \right) (1-d) T_s \quad (2.71)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไดโอด D_a สูงสุด ($I_{D_{a,max}}$) และกระแสเฉลี่ยไดโอด D_a (I_{D_a}) สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.72) และ (2.73) ตามลำดับ

$$I_{D_{a,max}} = I_{L_{in,max}} \quad (2.72)$$

$$I_{D_a} = I_{L_{in}}(1-d) \quad (2.73)$$

จากรูปที่ 2.9(ข) ตัวเก็บประจุ C_{in} จะดิสชาร์จประจุในช่วงเวลา dT_s (กระแสเป็นบวก) และชาร์จประจุในช่วงเวลา $(1-d)T_s$ (กระแสเป็นลบ) เมื่อกำหนดให้ริบเปิดของกระแสตัวเก็บประจุ C_{in} มีค่าน้อย กระแสชาร์จประจุ (I_{chg}) จึงมีค่าประมาณ $-I_{L_{in}}$ ดังนั้นสามารถคำนวณกระแสดิสชาร์จประจุ (I_{dchg}) จากหลักสมดุลประจุได้ดังนี้

$$I_{dchg}dT_s = I_{L_{in}}(1-d)T_s \quad (2.74)$$

$$I_{dchg} = \frac{I_{L_{in}}(1-d)}{d} \quad (2.75)$$

กระแสดิสชาร์จตัวเก็บประจุ C_{in} นี้ จะไหลผ่านไดโอด D_b ดังนั้น กระแสไดโอด D_b สูงสุด ($I_{D_{b,max}}$) จึงมีค่าประมาณ

$$I_{D_{b,max}} = I_{dchg} = \frac{I_{L_{in}}(1-d)}{d} \quad (2.76)$$

กระแสเฉลี่ย magnetizing inductance (I_{L_m}) สามารถหาได้โดยกำหนดให้วงจรมีคุณลักษณะเป็นอุดมคติ กล่าวคือกำลังไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_{in} เท่ากับกำลังไฟฟ้าที่เอาต์พุต ($P_{C_{in}} = P_o$) นั่นคือ

$$V_{C_{in,CCM}}I_{SW} = V_oI_o \quad (2.77)$$

จากรูปคลื่นกระแสสวิตช์ (i_{sw}) ในรูปที่ 2.9(ข) สามารถหากระแสเฉลี่ยสวิตช์ (I_{SW}) ได้ดังสมการที่ (2.78)

$$I_{SW} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{I_{L_{m,min}}}{n+1} + \frac{I_{L_{m,max}}}{n+1}\right)dT_s}{T_s} = \frac{dI_{L_m}}{n+1} \quad (2.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าแรงดัน $V_{Cin,CCM}$ ในสมการที่ (2.43) และกระแส I_{SW} ในสมการที่ (2.78) ลงในสมการที่ (2.77) จะได้

$$I_{Lm} = \frac{(n+1)V_o I_o}{d^2 V_{in}} \quad (2.79)$$

เมื่อทราบค่ากระแส I_{Lm} สามารถหากระแส magnetizing inductance ต่ำสุด ($I_{Lm,min}$) และสูงสุด ($I_{Lm,max}$) ได้ตั้งสมการที่ (2.80) และ (2.81) ตามลำดับ

$$I_{Lm,min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (2.80)$$

$$I_{Lm,max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (2.81)$$

แทนค่ากระแส I_{Lm} จากสมการที่ (2.79) และ Δi_{Lm} จากสมการที่ (2.24) ($d_1 = 1-d$) ลงในสมการที่ (2.80) และ (2.81) จะได้

$$I_{Lm,min} = \frac{(n+1)V_o I_o}{d^2 V_{in}} - \left(\frac{V_o}{2nL_m} \right) (1-d) T_s \quad (2.82)$$

$$I_{Lm,max} = \frac{(n+1)V_o I_o}{d^2 V_{in}} + \left(\frac{V_o}{2nL_m} \right) (1-d) T_s \quad (2.83)$$

กระแสสวิตช์สูงสุด ($I_{SW,max}$) และกระแสเฉลี่ยสวิตช์ (I_{SW}) สามารถหาได้ตั้งสมการที่ (2.84) และ (2.85) ตามลำดับ

$$I_{SW,max} = \frac{I_{Lm,max}}{n+1} = V_o \left(\frac{I_o}{d^2 V_{in}} + \frac{(1-d) T_s}{2n(n+1) L_m} \right) \quad (2.84)$$

$$I_{SW} = \frac{d I_{Lm}}{n+1} = \frac{V_o I_o}{d V_{in}} \quad (2.85)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

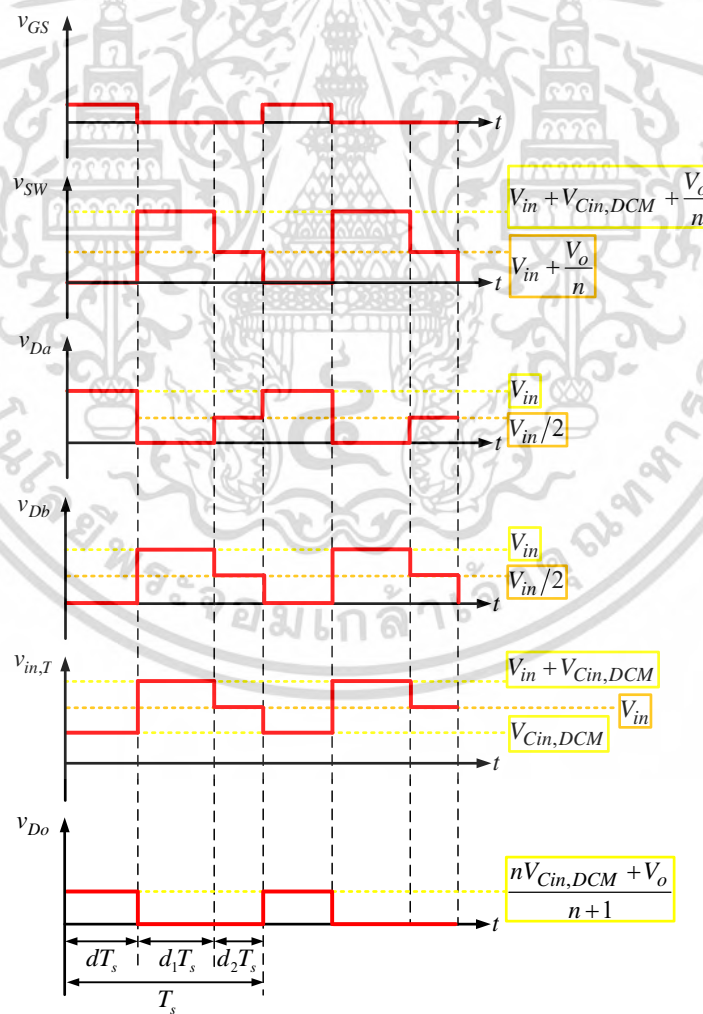
กระแสไดโอด D_o สูงสุด ($I_{D_o,max}$) และกระแสเฉลี่ยไดโอด D_o (I_{D_o}) สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.86) และ (2.87) ตามลำดับ

$$I_{D_o,max} = \frac{I_{Lm,max}}{n} = \frac{(n+1)I_o}{n+1-d} + \frac{V_o(1-d)T_s}{2n^2L_m} \quad (2.86)$$

$$I_{D_o} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{I_{Lm,min}}{n} + \frac{I_{Lm,max}}{n}\right)(1-d)T_s}{T_s} = \frac{(1-d)I_{Lm}}{n} = \frac{d(n+1)I_o}{n+1-d} \quad (2.87)$$

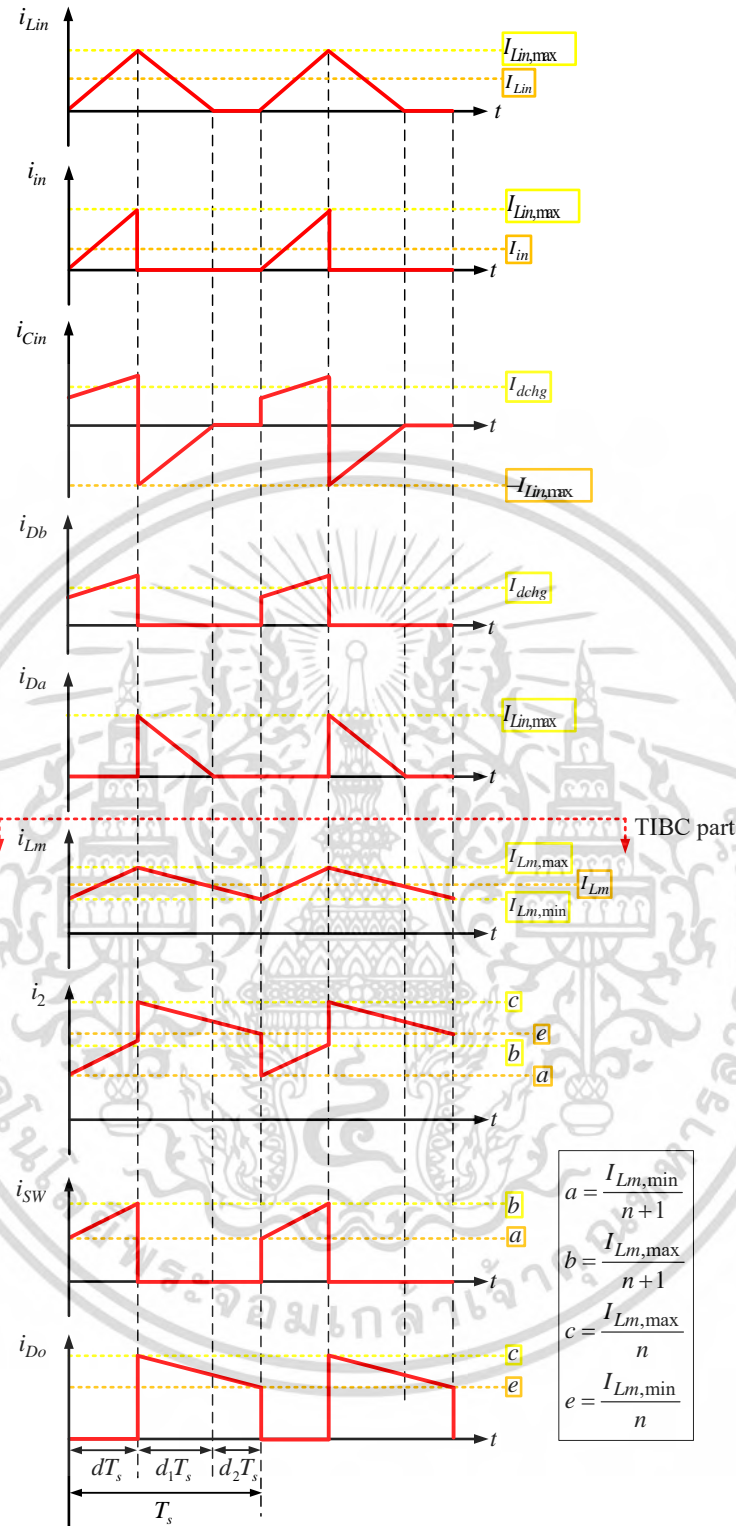
2.4.2 ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM

จากสมการที่ (2.9)-(2.18) (2.25)-(2.33) และ (2.35)-(2.40) สามารถเขียนรูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร SOI buck converter ที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM ได้ดังรูปที่ 2.10



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2.10 รูปคลื่นวงจร SOI buck converter ที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM: (ก) แรงดัน (ข) กระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้วงจรมีคุณลักษณะเป็นอุดมคติกล่าวคือกำลังไฟฟ้าอินพุตเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่เอาต์พุต ($P_{in} = P_o$) นั่นคือ

$$I_{in} = \frac{V_o I_o}{V_{in}} \quad (2.88)$$

จากรูปคลื่นกระแสอินพุต (i_{in}) ในรูปที่ 2.10(ข) ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเฉลี่ยอินพุต (I_{in}) และกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} สูงสุด ($I_{Lin,max}$) แสดงดังสมการที่ (2.89)

$$I_{in} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right)(dT_s)(I_{Lin,max})}{T_s} = \frac{dI_{Lin,max}}{2} \quad (2.89)$$

นั่นคือ

$$I_{Lin,max} = \frac{2I_{in}}{d} \quad (2.90)$$

จากรูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ในรูปที่ 2.10(ข) สามารถหากระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_{in} (I_{Lin}) ได้ดังสมการที่ (2.91)

$$I_{Lin} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right)(I_{Lin,max})(d+d_1)T_s}{T_s} = \frac{I_{Lin,max}(d+d_1)}{2} \quad (2.91)$$

เมื่อ d_1 มีค่าดังสมการที่ (2.57)

แทนค่าสมการที่ (2.90) ลงในสมการที่ (2.91) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{Lin} และ I_{in} ดังสมการที่ (2.92)

$$I_{Lin} = \frac{I_{in}(d+d_1)}{d} \quad (2.92)$$

กระแสไดโอด D_a สูงสุด ($I_{Da,max}$) และกระแสเฉลี่ยไดโอด D_a (I_{Da}) สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.93) และ (2.94) ตามลำดับ

$$I_{Da,max} = I_{Lin,max} \quad (2.93)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{Da} = \frac{d_1 I_{Lin,max}}{2} \quad (2.94)$$

จากรูปที่ 2.10(ข) ตัวเก็บประจุ C_{in} จะดิสชาร์จประจุในช่วงเวลา dT_s (กระแสเป็นบวก) และชาร์จประจุในช่วงเวลา $d_1 T_s$ (กระแสเป็นลบ) เมื่อกำหนดให้รีเบิลของกระแสตัวเก็บประจุ C_{in} ช่วงเวลา dT_s มีค่าน้อยจากพื้นที่กระแสของตัวเก็บประจุ C_{in} ช่วงเวลา dT_s มีค่าเท่ากับพื้นที่กระแสของเก็บประจุ C_{in} ช่วงเวลา $d_1 T_s$ ดังนั้นสามารถคำนวณกระแสดิสชาร์จประจุ (I_{dchg}) ได้ดังนี้

$$I_{dchg}(dT_s) = \left(\frac{1}{2}\right)(I_{Lin,max})(dT_s) \quad (2.95)$$

$$I_{dchg} = \frac{d_1 I_{Lin,max}}{2d} \quad (2.96)$$

กระแสดิสชาร์จตัวเก็บประจุ C_{in} นี้ จะไหลผ่านไดโอด D_b ดังนั้นกระแสไดโอด D_b สูงสุดจึงมีค่าประมาณ

$$I_{Db,max} = I_{dchg} = \frac{d_1 I_{Lin,max}}{2d} \quad (2.97)$$

กระแสเฉลี่ย magnetizing inductance (I_{Lm}) สามารถหาได้โดยกำหนดให้วงจรมีคุณลักษณะเป็นอุดมคติ กล่าวคือกำลังไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_{in} เท่ากับกำลังไฟฟ้าที่เอาต์พุต ($P_{Cin} = P_o$) นั่นคือ

$$V_{Cin,DCM} I_{SW} = V_o I_o \quad (2.98)$$

จากรูปคลื่นกระแสสวิตช์ (i_{SW}) ในรูปที่ 2.10(ข) สามารถหากระแสเฉลี่ยสวิตช์ (I_{SW}) ได้ตั้งสมการที่ (2.99)

$$I_{SW} = \frac{\left(\frac{1}{2}\right)\left(\frac{I_{Lm,min}}{n+1} + \frac{I_{Lm,max}}{n+1}\right)dT_s}{T_s} = \frac{dI_{Lm}}{n+1} \quad (2.99)$$

เมื่อแทนค่าแรงดัน $V_{Cin,DCM}$ จากสมการที่ (2.50) และกระแส I_{SW} จากสมการที่ (2.99) ลงในสมการที่ (2.98) จะได้

$$I_{Lm} = \frac{(n+1)(d+d_1)V_o I_o}{d^2 V_{in}} \quad (2.100)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทราบค่ากระแส I_{Lm} สามารถหากระแส magnetizing inductance ต่ำสุด ($I_{Lm,\min}$) และสูงสุด ($I_{Lm,\max}$) ได้ดังสมการที่ (2.101) และ (2.102) ตามลำดับดังนี้

$$I_{Lm,\min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (2.101)$$

$$I_{Lm,\max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (2.102)$$

แทนค่ากระแส I_{Lm} จากสมการที่ (2.100) และ Δi_{Lm} จากสมการที่ (2.24) ลงในสมการที่ (2.101) และ (2.102) จะได้

$$I_{Lm,\min} = \frac{(n+1)(d+d_1)V_o I_o}{d^2 V_{in}} - \left(\frac{V_o}{2nL_m} \right) (1-d)T_s \quad (2.103)$$

$$I_{Lm,\max} = \frac{(n+1)(d+d_1)V_o I_o}{d^2 V_{in}} + \left(\frac{V_o}{2nL_m} \right) (1-d)T_s \quad (2.104)$$

กระแสสวิตช์สูงสุด ($I_{SW,\max}$) และกระแสเฉลี่ยสวิตช์ (I_{SW}) สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.105) และ (2.106) ตามลำดับ

$$I_{SW,\max} = \frac{I_{Lm,\max}}{n+1} \quad (2.105)$$

$$I_{SW} = \frac{dI_{Lm}}{n+1} = \frac{(d+d_1)V_o I_o}{dV_{in}} \quad (2.106)$$

กระแสไดโอด D_o สูงสุด ($I_{Do,\max}$) และกระแสเฉลี่ยไดโอด D_o (I_{Do}) สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.107) และ (2.108) ตามลำดับ

$$I_{Do,\max} = \frac{I_{Lm,\max}}{n} \quad (2.107)$$

$$I_{Do} = \frac{\left(\frac{1}{2} \right) \left(\frac{I_{Lm,\min}}{n} + \frac{I_{Lm,\max}}{n} \right) (1-d)T_s}{T_s} = \frac{(1-d)I_{Lm}}{n} \quad (2.108)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การหาแบบจำลองและออกแบบตัวควบคุม

3.1 บทนำ

บทนี้กล่าวถึงการหาแบบจำลองวงจร SOI buck converter โดยใช้วิธี State Space Averaging (SSA) แบบจำลองที่ได้จะอยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ซึ่งจะถูกนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่ ในส่วนแรกจะกล่าวถึงทฤษฎีและวิธีการของ SSA จากนั้นจะแสดงรายละเอียดการจำลองแบบวงจร SOI buck converter โดยใช้วิธี SSA ในส่วนท้ายของบทจะอธิบายหลักการการทำงานของ การควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control: VMC) ที่นำมาใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีคงที่ พร้อมทั้งแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรควบคุม สำหรับรายละเอียดการออกแบบตัวควบคุมนั้นจะแสดงในบทต่อไป

3.2 การจำลองแบบวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี SSA

ในหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์ของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมด CCM (Continuous Conduction Mode) นั้นประกอบด้วยวงจรย่อย 2 วงจร คือเมื่อสวิตช์นำกระแสและเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส โครงสร้างของแต่ละวงจรสามารถแสดงได้ในรูปแบบของสมการปริภูมิสถานะ (state-space equation) ผลจากการทำงานของสวิตช์ทำให้วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์เป็นระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear system) โดยทั่วไปแบบจำลองไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จะต้องผ่านขบวนการเฉลี่ยและการทำให้เป็นเชิงเส้น (average and linearization) เพื่อให้ได้แบบจำลองเชิงเส้นที่สามารถใช้ประโยชน์ในการออกแบบระบบควบคุมเชิงเส้นได้ต่อไป วิธี State Space Averaging (SSA) [22] เป็นเทคนิคที่นิยมใช้ในการจำลองแบบวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์เพื่อบรรลุวัตถุประสงค์ดังกล่าว จุดเด่นของวิธี SSA คือขบวนการจำลองแบบที่เป็นระบบ (systematic approach) โดยกระทำในรูปแบบของเมทริกซ์ การหาแบบจำลองของวงจรคอนเวอร์เตอร์โดยวิธี SSA มีขั้นตอนดังนี้

สมการ state-space เมื่อสวิตช์นำกระแสและเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.1) และ (3.2) ตามลำดับ

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A_1x(t) + B_1u(t) \\ y(t) = C_1x(t) + E_1u(t) \end{cases} \quad \text{สำหรับช่วงเวลา } dT_s \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = A_2x(t) + B_2u(t) \\ y(t) = C_2x(t) + E_2u(t) \end{cases} \quad \text{สำหรับช่วงเวลา } (1-d)T_s \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ x คือ state vector
 y คือ output vector
 u คือ input vector
 A คือ state matrix
 B คือ input matrix
 C คือ output matrix
 E คือ feed forward matrix

จากสมการ (3.1) และ (3.2) สามารถหาสมการเฉลี่ย state-space ในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ ได้ดังนี้

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = [A_1d + A_2(1-d)]x + [B_1d + B_2(1-d)]u \\ y = [C_1d + C_2(1-d)]x + [E_1d + E_2(1-d)]u \end{cases} \quad (3.3)$$

หรือ

$$\begin{cases} \dot{x} = A_s x + B_s u \\ y = C_s x + E_s u \end{cases} \quad (3.4)$$

โดยค่าเฉลี่ยเมทริกซ์ A_s , B_s , C_s และ E_s มีค่าเท่ากับ

$$A_s = A_1d + A_2(1-d)$$

$$B_s = B_1d + B_2(1-d)$$

$$C_s = C_1d + C_2(1-d)$$

$$E_s = E_1d + E_2(1-d)$$

สมการ (3.4) เป็นสมการไม่เชิงเส้นแบบเวลาต่อเนื่อง สามารถทำให้เป็นสมการเชิงเส้นโดยทำการรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็ก ดังนี้ $x = X + \tilde{x}$, $y = Y + \tilde{y}$, $u = U + \tilde{u}$ และ $d = D + \tilde{d}$

เมื่อตัวแปรที่เป็นอักษรตัวใหญ่คือค่าดีซีและตัวแปรที่มีสัญลักษณ์ \sim คือค่าสัญญาณขนาดเล็ก โดย

$$X \gg \tilde{x}, Y \gg \tilde{y}, U \gg \tilde{u} \text{ และ } D \gg \tilde{d}$$

เมื่อนำค่าการรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็กแทนค่าในสมการ (3.4) จะได้

$$\begin{cases} \dot{X} + \dot{\tilde{x}} = [A_1(D + \tilde{d}) + A_2(1 - D - \tilde{d})](X + \tilde{x}) + [B_1(D + \tilde{d}) + B_2(1 - D - \tilde{d})](U + \tilde{u}) \\ Y + \tilde{y} = [C_1(D + \tilde{d}) + C_2(1 - D - \tilde{d})](X + \tilde{x}) + [E_1(D + \tilde{d}) + E_2(1 - D - \tilde{d})](U + \tilde{u}) \end{cases} \quad (3.5)$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{cases} \dot{X} + \dot{\tilde{x}} = [A_1D + A_2(1-D)]X + [A_1D + A_2(1-D)]\tilde{x} + [B_1D + B_2(1-D)]U \\ \quad + [B_1D + B_2(1-D)]\tilde{u} + [(A_1 - A_2)X + (A_1 - A_2)\tilde{x} + (B_1 - B_2)U + (B_1 - B_2)\tilde{u}]d \\ Y + \tilde{y} = [C_1D + C_2(1-D)]X + [C_1D + C_2(1-D)]\tilde{x} + [E_1D + E_2(1-D)]U \\ \quad + [E_1D + E_2(1-D)]\tilde{u} + [(C_1 - C_2)X + (C_1 - C_2)\tilde{x} + (E_1 - E_2)U + (E_1 - E_2)\tilde{u}]d \end{cases} \quad (3.6)$$

เทอมที่เป็นผลคูณของสัญญาณขนาดเล็ก (\tilde{x}, \tilde{u}, d) ในสมการที่ (3.6) จะมีค่าน้อยมากสามารถละทิ้งได้ ดังนั้นจะได้

$$\begin{cases} \dot{X} + \dot{\tilde{x}} = AX + BU + A\tilde{x} + B\tilde{u} + B_d d \\ Y + \tilde{y} = CX + EU + C\tilde{x} + E\tilde{u} + E_d d \end{cases} \quad (3.7)$$

โดย A, B, C, E, B_d และ E_d มีค่าเท่ากับ

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

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

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

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

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

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

เมื่อเลือกเฉพาะเทอมที่เป็นค่าดีซีจากสมการ (3.7) จะได้ความสัมพันธ์ซีดีดังสมการที่ (3.8)

$$\begin{cases} 0 = AX + BU \\ Y = CX + EU \end{cases} \quad (3.8)$$

แก้สมการจะได้

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1}B + E)U \end{cases} \quad (3.9)$$

โดยสมการ (3.9) นี้แสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรต่าง ๆ ของวงจรถนอกระบบที่สภาวะคงตัว จากสมการ (3.7) เมื่อเลือกพิจารณาเฉพาะเทอมที่เป็นค่าสัญญาณขนาดเล็ก สามารถเขียนสมการเชิงเส้น state-space สัญญาณขนาดเล็ก ได้ดังสมการที่ (3.10)

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + B_d d \\ \tilde{y} = C\tilde{x} + E\tilde{u} + E_d d \end{cases} \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงลาปลาซ (Laplace Transform) จะได้

$$\begin{cases} s\tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + B\tilde{u}(s) + B_d\tilde{d}(s) \\ \tilde{y}(s) = C\tilde{x}(s) + E\tilde{u}(s) + E_d\tilde{d}(s) \end{cases} \quad (3.11)$$

หรือ

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = (sI - A)^{-1} (B\tilde{u}(s) + B_d\tilde{d}(s)) \\ \tilde{y}(s) = [C(sI - A)^{-1} B + E]\tilde{u}(s) + [C(sI - A)^{-1} B_d + E_d]\tilde{d}(s) \end{cases} \quad (3.12)$$

สมการ (3.12) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมทริกซ์ได้ดังสมการที่ (3.13)

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = \begin{bmatrix} (sI - A)^{-1} B & (sI - A)^{-1} B_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = \begin{bmatrix} C(sI - A)^{-1} B + E & C(sI - A)^{-1} B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.13)$$

ในวงจร SOI buck converter ตัวแปรสถานะ \tilde{x} ประกอบด้วยกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} (i_{Lin}) กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_m (i_{Lm}) แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} (V_{Cin}) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o (v_{Co}) ตัวแปรเอาต์พุต \tilde{y} คือแรงดันเอาต์พุต (v_o) ตัวแปรอินพุต \tilde{u} โดยปกติจะประกอบด้วยกระแสโพลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) และแรงดันอินพุต (v_{in}) ดังนั้น \tilde{u} จะแสดงอยู่ในรูป $\tilde{u} = [\tilde{u}_1 \ \tilde{u}_2]^T$ อินพุตเมทริกซ์ B อยู่ในรูป $B = [B_{u_1} \ B_{u_2}]$ และเมทริกซ์ E อยู่ในรูป $E = [E_{u_1} \ E_{u_2}]$ ดังนั้น

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = \begin{bmatrix} (sI - A)^{-1} B_{u_1} & (sI - A)^{-1} B_{u_2} & (sI - A)^{-1} B_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ \tilde{y}(s) = \begin{bmatrix} C(sI - A)^{-1} B_{u_1} + E_{u_1} & C(sI - A)^{-1} B_{u_2} + E_{u_2} & C(sI - A)^{-1} B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.14)$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

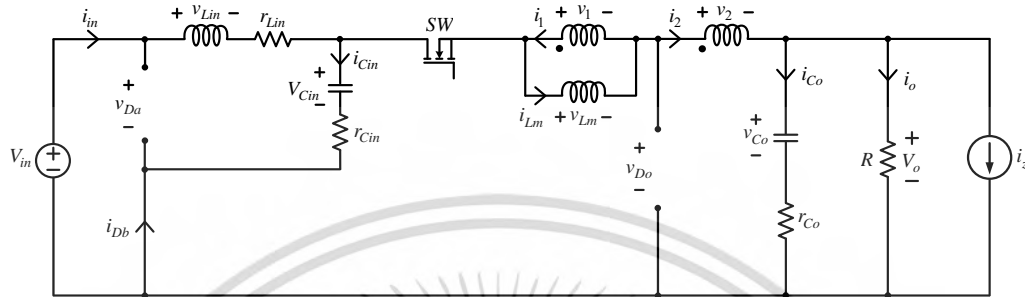
$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{x}(s) = \begin{bmatrix} G_{zi_{Lin}}(s) & G_{vi_{Lin}}(s) & G_{di_{Lin}}(s) \\ G_{zi_{Lm}}(s) & G_{vi_{Lm}}(s) & G_{di_{Lm}}(s) \\ G_{zv_{Cin}}(s) & G_{vv_{Cin}}(s) & G_{dv_{Cin}}(s) \\ G_{zv_{Co}}(s) & G_{vv_{Co}}(s) & G_{dv_{Co}}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \\ y(s) = \begin{bmatrix} G_{zv}(s) & G_{vv}(s) & G_{dv}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1(s) \\ \tilde{u}_2(s) \\ \tilde{d}(s) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.15)$$

- เมื่อ
- $G_{zi_{Lin}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสไหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} (i_{Lin})
 - $G_{vi_{Lin}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} (i_{Lin})
 - $G_{di_{Lin}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} (i_{Lin})
 - $G_{zi_{Lm}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสไหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_m (i_{Lm})
 - $G_{vi_{Lm}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_m (i_{Lm})
 - $G_{di_{Lm}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปกระแสตัวเหนี่ยวนำ L_m (i_{Lm})
 - $G_{zv_{Cin}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสไหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} (v_{Cin})
 - $G_{vv_{Cin}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} (v_{Cin})
 - $G_{dv_{Cin}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} (v_{Cin})
 - $G_{zv_{Co}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสไหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o (v_{Co})
 - $G_{vv_{Co}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o (v_{Co})
 - $G_{dv_{Co}}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_o (v_{Co})
 - $G_{zv}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากกระแสไหลดที่เปลี่ยนแปลง (i_z) ไปแรงดันเอาต์พุต (v_o) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า output impedance transfer function
 - $G_{vv}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากแรงดันอินพุต (v_{in}) ไปแรงดันเอาต์พุต (v_o) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า input susceptibility transfer function
 - $G_{dv}(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวตี้ไซเคิล (d) ไปแรงดันเอาต์พุต (v_o) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า duty cycle-to-output transfer function

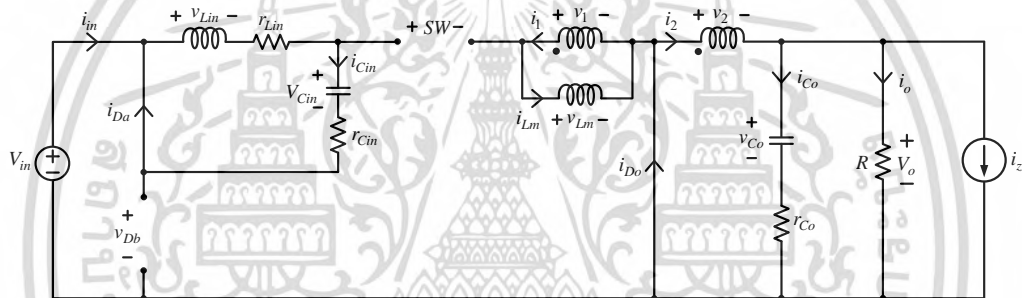
3.3 การหาแบบจำลองของวงจร SOI buck converter

การจำลองแบบวงจร SOI buck converter โดยวิธี SSA แสดงรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

3.3.1 สมการ state-space ของวงจร SOI buck converter



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.1 วงจร SOI buck converter: (ก) เมื่อสวิตช์นำกระแส (ข) เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อ r_{Cin} คือ ความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_{in}

r_{Co} คือ ความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_o

r_{Lin} คือ ความต้านทานแฝงของตัวเหนี่ยวนำ L_{in}

จากรูปที่ 3.1(ก) ซึ่งแสดงวงจร SOI buck converter เมื่อสวิตช์นำกระแส สามารถเขียนสมการ state-space ได้ดังนี้

$$\frac{di_{Lin}}{dt} = -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_{in}}\right)i_{Lin} + \left(\frac{r_{Cin}}{L_{in}(n+1)}\right)i_{Lm} - \left(\frac{1}{L_{in}}\right)v_{Cin} + \left(\frac{1}{L_{in}}\right)v_{in} \quad (3.16)$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \left(\frac{r_{Cin}}{L_m(n+1)}\right)i_{Lin} + \left(\frac{r_{Cin}(R+r_{Co}) + Rr_{Co}}{L_m(n+1)^2(R+r_{Co})}\right)i_{Lm} + \left(\frac{1}{L_m(n+1)}\right)v_{Cin} - \left(\frac{R}{L_m(n+1)(R+r_{Co})}\right)v_{Co} + \left(\frac{Rr_{Co}}{L_m(n+1)(R+r_{Co})}\right)i_z \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{dv_{Cin}}{dt} = \left(\frac{1}{C_{in}} \right) i_{Lin} - \left(\frac{1}{C_{in}(n+1)} \right) i_{Lm} \quad (3.18)$$

$$\frac{dv_{Co}}{dt} = \left(\frac{R}{C_o(n+1)(R+r_{Co})} \right) i_{Lm} - \left(\frac{1}{C_o(R+r_{Co})} \right) v_{Co} - \left(\frac{R}{C_o(R+r_{Co})} \right) i_z \quad (3.19)$$

$$v_o = \left(\frac{Rr_{Co}}{(n+1)(R+r_{Co})} \right) i_{Lm} + \left(\frac{R}{R+r_{Co}} \right) v_{Co} - \left(\frac{Rr_{Co}}{R+r_{Co}} \right) i_z \quad (3.20)$$

สมการที่ (3.16) ถึง (3.20) สามารถเขียนเป็นสมการ state-space ในรูปแบบของเมทริกซ์ได้ดังสมการที่ (3.21)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_n} \right) & \frac{r_{Cin}}{L_n(n+1)} & \frac{-1}{L_n} & 0 \\ \frac{r_{Cin}}{L_n(n+1)} & \left(\frac{r_{Cin}(R+r_{Co}) + Rr_{Co}}{L_m(n+1)^2(R+r_{Co})} \right) & \frac{1}{L_m(n+1)} & \frac{-R}{L_m(n+1)(R+r_{Co})} \\ \frac{1}{C_{in}} & \frac{-1}{C_{in}(n+1)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_o(n+1)(R+r_{Co})} & 0 & \frac{-1}{C_o(R+r_{Co})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_n} \\ \frac{Rr_{Co}}{L_m(n+1)(R+r_{Co})} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-R}{C_o(R+r_{Co})} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ v_{in} \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{Co}}{(n+1)(R+r_{Co})} & 0 & \frac{R}{R+r_{Co}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -Rr_{Co} & 0 \\ R+r_{Co} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ v_{in} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.21)$$

จากรูปที่ 3.1(ข) ซึ่งแสดงวงจร SOI buck converter เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส สามารถเขียนสมการ state-space ได้ดังนี้

$$\frac{di_{Lin}}{dt} = -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_n} \right) i_{Lin} - \left(\frac{1}{L_n} \right) v_{Cin} \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \left(\frac{-Rr_{Co}}{n^2 L_m (R + r_{Co})} \right) i_{Lm} - \left(\frac{R}{nL_m (R + r_{Co})} \right) v_{Co} + \left(\frac{Rr_{Co}}{nL_m (R + r_{Co})} \right) i_z \quad (3.23)$$

$$\frac{dv_{Cin}}{dt} = \left(\frac{1}{C_{in}} \right) i_{Lin} \quad (3.24)$$

$$\frac{dv_{Co}}{dt} = \left(\frac{R}{nC_o (R + r_{Co})} \right) i_{Lm} - \left(\frac{1}{C_o (R + r_{Co})} \right) v_{Co} - \left(\frac{R}{C_o (R + r_{Co})} \right) i_z \quad (3.25)$$

$$v_o = \left(\frac{Rr_{Co}}{n(R + r_{Co})} \right) i_{Lm} + \left(\frac{R}{R + r_{Co}} \right) v_{Co} - \left(\frac{Rr_{Co}}{R + r_{Co}} \right) i_z \quad (3.26)$$

สมการที่ (3.22) ถึง (3.26) สามารถเขียนเป็นสมการ state-space ในรูปแบบของเมทริกซ์ได้ดังสมการที่ (3.27)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_{in}} \right) & 0 & \frac{-1}{L_{in}} & 0 \\ 0 & \frac{-Rr_{Co}}{n^2 L_m (R + r_{Co})} & 0 & \frac{-R}{nL_m (R + r_{Co})} \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{nC_o (R + r_{Co})} & 0 & \frac{-1}{C_o (R + r_{Co})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{Rr_{Co}}{nL_m (R + r_{Co})} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-R}{C_o (R + r_{Co})} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ v_{in} \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{Co}}{n(R + r_{Co})} & 0 & \frac{R}{R + r_{Co}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -Rr_{Co} & 0 \\ R + r_{Co} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ v_{in} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.21) จะได้เมทริกซ์ A_1 B_1 C_1 และ E_1 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_{in}}\right) & \frac{r_{Cin}}{L_{in}(n+1)} & \frac{-1}{L_{in}} & 0 \\ \frac{r_{Cin}}{L_m(n+1)} & \left(\frac{-r_{Cin}(R+r_{Co}) + Rr_{Co}}{L_m(n+1)^2(R+r_{Co})}\right) & \frac{1}{L_m(n+1)} & \frac{-R}{L_m(n+1)(R+r_{Co})} \\ \frac{1}{C_{in}} & \frac{-1}{C_{in}(n+1)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_o(n+1)(R+r_{Co})} & 0 & \frac{-1}{C_o(R+r_{Co})} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{in}} \\ \frac{Rr_{Co}}{L_m(n+1)(R+r_{Co})} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-R}{C_o(R+r_{Co})} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{Co}}{(n+1)(R+r_{Co})} & 0 & \frac{R}{R+r_{Co}} \end{bmatrix}$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_{Co}}{R+r_{Co}} & 0 \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (3.27) จะได้เมทริกซ์ A_2 B_2 C_2 และ E_2 ดังนี้

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_{in}}\right) & 0 & \frac{-1}{L_{in}} & 0 \\ 0 & \frac{-Rr_{Co}}{n^2 L_m(R+r_{Co})} & 0 & \frac{-R}{nL_m(R+r_{Co})} \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{nC_o(R+r_{Co})} & 0 & \frac{-1}{C_o(R+r_{Co})} \end{bmatrix}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{Rr_{Co}}{nL_m(R+r_{Co})} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-R}{C_o(R+r_{Co})} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{Co}}{n(R+r_{Co})} & 0 & \frac{R}{R+r_{Co}} \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_2 = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_{Co}}{R+r_{Co}} & 0 \end{bmatrix}$$

ดังนั้นสามารถหาค่าเฉลี่ยเมทริกซ์ A B C E B_d และ E_d ของสมการเฉลี่ย state-space ได้ดังนี้

$$A = A_1D + A_2(1-D) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_{in}}\right) & \frac{Dr_{Cin}}{L_{in}(n+1)} & \frac{-1}{L_{in}} & 0 \\ \frac{Dr_{Cin}}{L_m(n+1)} & \frac{\delta}{\beta n^2 L_m(n+1)} & \frac{D}{L_m(n+1)} & \frac{-\alpha}{\beta n L_m} \\ \frac{1}{C_{in}} & \frac{-D}{C_{in}(n+1)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\alpha}{\beta n C_o} & 0 & \frac{-1}{C_o(R+r_{Co})} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$B = B_1D + B_2(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D}{L_{in}} \\ \frac{\alpha r_{Co}}{\beta n L_m} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-R}{C_o(R+r_{Co})} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$C = C_1D + C_2(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\alpha r_{Co}}{\beta n} & 0 & \frac{R}{R+r_{Co}} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$E = E_1D + E_2(1-D) = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_{Co}}{R+r_{Co}} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$B_d = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U = \frac{1}{\lambda} \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon}{L_{in}} \\ -\{\alpha DR + r_{Co}DR(n+1)\} \\ \frac{L_m}{n^2 D^2 (R+r_{Co})} \\ \frac{C_{in}}{nRD^2} \\ \frac{C_o}{C_o} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$E_d = (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U = \frac{nr_{Co}RD^2}{\lambda} \quad (3.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 สมการที่สภาวะคงตัวของวงจร SOI buck converter

สมการแสดงความสัมพันธ์ของตัวแปรต่าง ๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่สภาวะคงตัวแสดงดังสมการที่ (3.34)

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1}B + E)U \end{cases} \quad (3.34)$$

แทนค่าเมทริกซ์สมการ (3.28) ถึง (3.31) ลงในสมการ (3.34) สามารถหาความสัมพันธ์ที่สภาวะคงตัวของวงจร SOI buck converter ได้ดังสมการที่ (3.35)

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} I_{Lin} \\ I_{Lm} \\ V_{Cin} \\ V_{Co} \end{bmatrix} = \frac{1}{\gamma} \begin{bmatrix} -\gamma & -n^2 D^3 (R + r_o) \\ -\alpha \beta n & -\beta n^2 D^2 \\ \gamma r_{Lin} & -\zeta D \\ \kappa & -\gamma D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_z \\ V_{in} \end{bmatrix} \\ Y = \frac{1}{\gamma} [\kappa \quad -\gamma D] \begin{bmatrix} I_z \\ V_{in} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.35)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} \alpha &= R(n+1-D) \\ \beta &= (n+1)(R+r_{Co}) \\ \gamma &= nDR(R+r_{Co})(n+1-D) \\ \delta &= Dn^2(Rr_{Co} - r_{Cin}(R+r_{Co})) + Rr_{Co}(D-1)(n+1)^2 \\ \varepsilon &= DR\{2(n+1)(R+nr_{Co}) - DR+r_{Co}\} - (R+r_{Co})\{R(n+1)^2 + Dn^2(Dr_{Lin} + r_{Cin})\} \\ \zeta &= -DR\{2(n+1)(R+nr_{Co}) - DR+r_{Co}\} + (R+r_{Co})\{R(n+1)^2 + r_{Cin}n^2D(1-D)\} \\ \kappa &= DR\{n^2(R+r_{Co})(D(r_{Lin} - r_{Cin}) + r_{Cin}) - Rr_{Co}(2n^2 + D - 1)\} \\ \lambda &= DR\{2(n+1)(R+nr_{Co}) - DR+r_o\} \\ &\quad - (R+r_{Co})\{R(n+1)^2 + Dn^2(D(r_{Lin} - r_{Cin})) + r_{Cin}\} \end{aligned}$$

ถ้ากำหนดให้ความต้านทาน r_{Lin} r_{Cin} r_{Co} และกระแส I_z มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้สมการความสัมพันธ์แรงดันและกระแสที่สภาวะคงตัวของวงจร SOI buck converter ในอุดมคติ ดังนี้

$$I_{Lin} = \frac{V_{in}n^2D^3}{R(n+1-D)^2} = \frac{V_oI_o}{DV_{in}} \quad (3.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{Lm} = \frac{(n+1)n^2V_{in}D^2}{R(n+1-D)^2} = \frac{(n+1)V_oI_o}{V_{in}D^2} \quad (3.37)$$

$$V_{Cin} = DV_{in} \quad (3.38)$$

$$V_{Co} = \frac{nV_{in}D^2}{n+1-D} \quad (3.39)$$

$$V_o = \frac{nV_{in}D^2}{n+1-D} \quad (3.40)$$

สังเกตว่ากระแส I_{Lin} และ I_{Lm} แรงดัน V_{Cin} และ V_o จะตรงกับสมการที่ (2.67) (2.79) (2.43) และ (2.47) ที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรในบทที่ 2 ซึ่งเป็นการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่สภาวะคงตัว

3.3.3 สมการเชิงเส้น state-space สัญญาณขนาดเล็ก

สมการเชิงเส้น state-space สัญญาณขนาดเล็กของวงจรคอนเวอร์เตอร์แสดงดังสมการที่ (3.41)

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + B_d\tilde{d} \\ \tilde{y} = C\tilde{x} + E\tilde{u} + E_d\tilde{d} \end{cases} \quad (3.41)$$

แทนค่าเมทริกซ์สมการ (3.28) ถึง (3.33) ในสมการ (3.41) สามารถหาสมการเชิงเส้น state-space สัญญาณขนาดเล็กของวงจร SOI buck converter ได้ดังสมการที่ (3.42)

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{Lin} \\ \dot{\tilde{i}}_{Lm} \\ \dot{\tilde{v}}_{Cin} \\ \dot{\tilde{v}}_{Co} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_{in}}\right) & \frac{Dr_{Cin}}{L_{in}(n+1)} & \frac{-1}{L_{in}} & 0 \\ \frac{Dr_{Cin}}{L_m(n+1)} & \frac{\delta}{\beta n^2 L_m(n+1)} & \frac{D}{L_m(n+1)} & \frac{-\alpha}{\beta n L_m} \\ \frac{1}{C_{in}} & \frac{-D}{C_{in}(n+1)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\alpha}{\beta n C_o} & 0 & \frac{-1}{C_o(R+r_{Co})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lin} \\ \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_{Cin} \\ \tilde{v}_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{D}{L_{in}} \\ \frac{\alpha r_{Co}}{\beta n L_m} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-R}{C_o(R+r_{Co})} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_z \\ \tilde{v}_{in} \end{bmatrix} \\
+ \frac{1}{\lambda} \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon}{L_{in}} \\ -\{\alpha DR + r_{Co} DR(n+1)\} \\ \frac{L_m}{n^2 D^2 (R+r_{Co})} \\ \frac{C_{in}}{nRD^2} \\ \frac{C_o}{C_o} \end{bmatrix} \tilde{d} \\
V_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\alpha r_{Co}}{\beta n} & 0 & \frac{R}{R+r_{Co}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{Lin} \\ \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_{Cin} \\ \tilde{v}_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -Rr_{Co} & 0 \\ R+r_{Co} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_z \\ \tilde{v}_{in} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} nr_{Co}RD^2 \\ \lambda \end{bmatrix} \tilde{d}
\end{aligned} \tag{3.42}$$

3.3.4 ฟังก์ชันถ่ายโอน

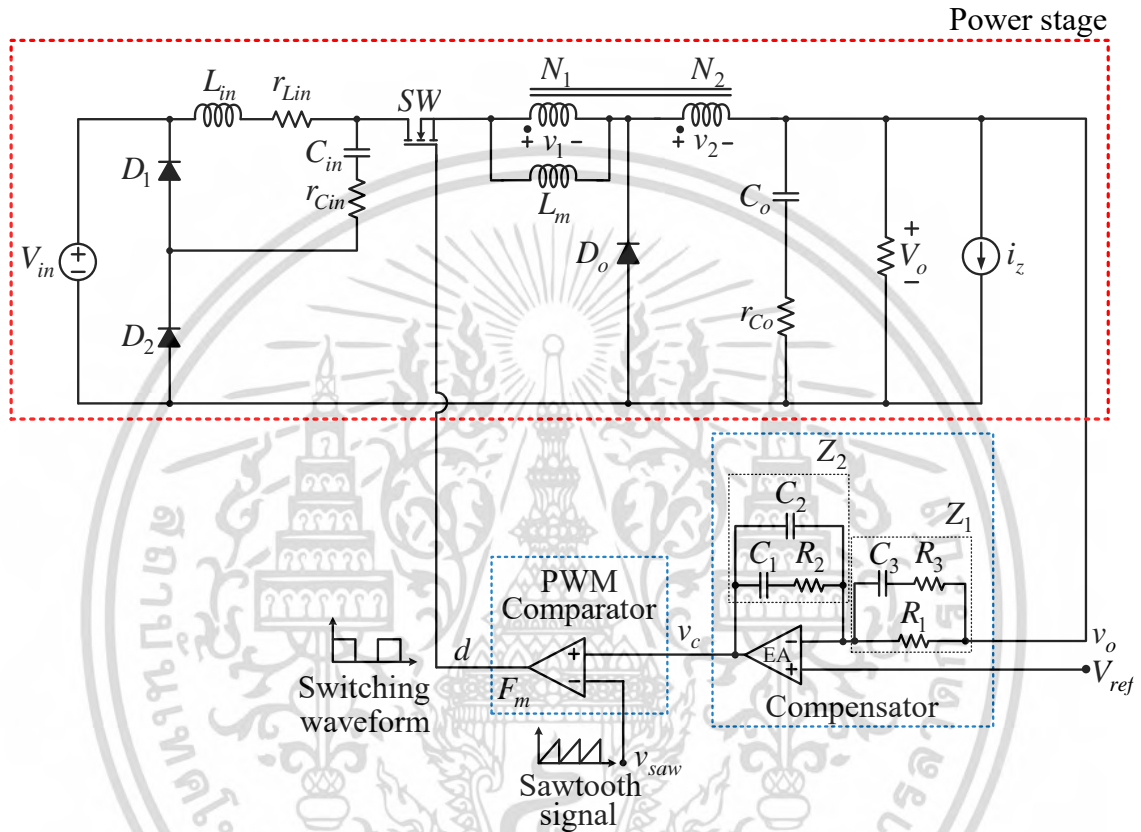
จากสมการเชิงเส้น state-space สัญญาณขนาดเล็กในสมการที่ (3.42) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนได้ทั้งหมด 15 ตัวดังแสดงในสมการที่ (3.15) ในงานวิจัยนี้เลือกใช้การควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control: VMC) ในการรักษาแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่ โดยการควบคุมแบบ VMC จะประกอบด้วยลูปลแรงดันเพียงลูปลเดียวและต้องมีการออกแบบตัวควบคุม (controller) เพื่อให้ระบบมีสมรรถนะที่ดีและมีเสถียรภาพ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้ในออกแบบตัวควบคุมคือฟังก์ชันถ่ายโอนจากดิวิไซเคิลไปแรงดันเอาต์พุต ($G_{dv}(s)$) ดังแสดงในสมการที่ (3.43)

$$G_{dv}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = (sI - A)^{-1} B_d + E_d \tag{3.43}$$

3.4 การควบคุมในโหมดแรงดัน (Voltage Mode Control: VMC)

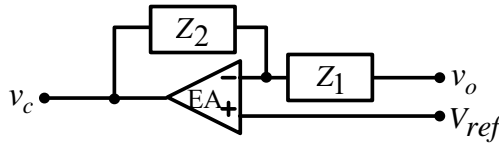
3.4.1 หลักการทำงาน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดแรงดัน จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันเอาต์พุต มาควบคุมเวลาการนำกระแสของสวิตช์ (มอสเฟต) เพื่อรักษาค่าของแรงดันเอาต์พุตให้คงที่



รูปที่ 3.2 วงจร SOI buck converter ที่ควบคุมโดยวิธี VMC

จากรูปที่ 3.2 วงจรควบคุมในโหมดแรงดันประกอบด้วย วงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier: EA) และวงจรเปรียบเทียบพีคดับลิวเอ็ม (PWM comparator) ค่าแรงดันเอาต์พุต (v_o) ของวงจร SOI buck converter จะถูกป้อนกลับเพื่อมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ของวงจร ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจร EA ได้แรงดันควบคุม (v_c) ซึ่งถูกส่งต่อไปยังวงจร PWM comparator เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth signal: v_{saw}) เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM comparator จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีคาบเวลาเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อย และความกว้างของพัลส์เปลี่ยนไปตามแรงดันควบคุม (v_c) ซึ่งความกว้างของพัลส์จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.3 วงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier: EA) ที่มีอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ต่อรวมอยู่เรียกว่า ตัวชดเชย

วงจรถ่ายความผิดพลาด (EA) ที่มีอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ต่อรวมอยู่ แสดงในรูปที่ 3.3 อิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ทำหน้าที่กำหนดคุณลักษณะอัตราขยาย-ความถี่ (gain frequency characteristic) ของ EA ให้เป็นไปตามที่ต้องการและสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยผู้ออกแบบ ในวิทยานิพนธ์นี้จะเรียกวงจร EA ที่มีอิมพีแดนซ์ Z_1 และ Z_2 ประกอบอยู่ว่า ตัวชดเชย (compensator) จากรูปที่ 3.3 สามารถหาสมการของแรงดันควบคุม (v_c) ได้ดังนี้

$$\frac{V_{ref} - v_c}{Z_2} + \frac{V_{ref} - v_o}{Z_1} = 0 \tag{3.44}$$

$$v_c = \left(\frac{V_{ref} - v_o}{Z_1} + \frac{V_{ref}}{Z_2} \right) \tag{3.45}$$

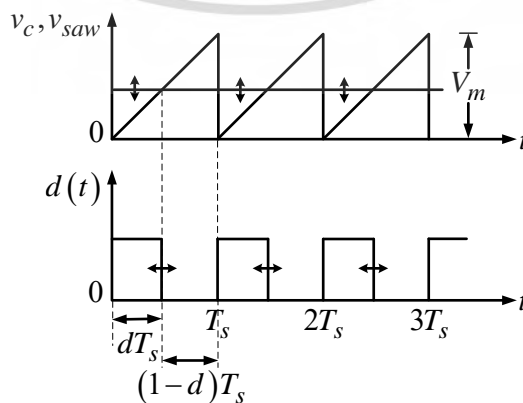
$$v_c = \frac{Z_2}{Z_1} (V_{ref} - v_o) + V_{ref} \tag{3.46}$$

จากสมการ (3.46) พิจารณาแรงดัน v_c และ V_{ref} ได้ 3 กรณีดังนี้

กรณีที่ 1 เมื่อ $v_o = V_{ref}$ จะได้ $v_c = V_{ref}$

กรณีที่ 2 เมื่อ $v_o < V_{ref}$ จะได้ $v_c > V_{ref}$

กรณีที่ 3 เมื่อ $v_o > V_{ref}$ จะได้ $v_c < V_{ref}$



รูปที่ 3.4 การทำงานของ PWM comparator เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจร PWM comparator แสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบแรงดัน v_c กับสัญญาณฟันเลื่อย v_{saw} เมื่อแรงดัน v_c มีค่ามากกว่าแรงดัน v_{saw} แรงดันเอาต์พุตของ comparator จะมีค่าสูงขั้วมอสเฟตให้ทำงาน และเมื่อแรงดัน v_c มีค่าน้อยกว่าแรงดัน v_{saw} แรงดันเอาต์พุตของ comparator จะมีค่าต่ำทำให้มอสเฟตไม่ทำงาน ค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณพัลส์เอาต์พุต (d) จะแปรตามค่าแรงดัน v_c จากรูปที่ 3.4 สามารถหาสมการความสัมพันธ์ระหว่าง d และแรงดัน v_c ได้ดังนี้

$$\frac{v_c}{dT_s} = \frac{V_m}{T_s} \quad (3.47)$$

$$\frac{d}{v_c} = \frac{1}{V_m} \quad (3.48)$$

โดยที่ V_m คือ ขนาดของสัญญาณฟันเลื่อย

จากหลักการทำงานของวงจร EA และวงจร PWM comparator ที่กล่าวมาสามารถสรุปการทำงานของวงจรควบคุมในโหมด VMC ในการรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ดังนี้คือ เมื่อแรงดัน v_o เกิดการเปลี่ยนแปลง วงจรควบคุมจะตอบสนองโดยจะปรับค่าแรงดัน v_c (สมการที่ 3.46) และค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณพัลส์ขั้วมอสเฟต (สมการที่ 3.48) จนกระทั่งแรงดัน v_o เท่ากับแรงดัน V_{ref}

3.4.2 แบบจำลองของวงจรควบคุมโดยวิธี VMC

จากสมการที่ (3.46) ของตัวควบคุม เมื่อรบกวนด้วยสัญญาณขนาดเล็กจะได้

$$V_c + \tilde{v}_c = \frac{Z_2}{Z_1} (V_{ref} - (V_o + \tilde{v}_o)) + V_{ref} \quad (3.49)$$

พิจารณาเฉพาะเทอมสัญญาณขนาดเล็กจะได้

$$\tilde{v}_c = -\frac{Z_2}{Z_1} \tilde{v}_o \quad (3.50)$$

แปลงลาปลาซ จะได้

$$G_c(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (3.51)$$

เมื่อ $G_c(s)$ ในสมการที่ (3.51) คือฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม

จากสมการที่ (3.48) ของวงจร PWM comparator เมื่อรบกวนด้วยสัญญาณขนาดเล็กจะได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{D + \tilde{d}}{V_c + \tilde{v}_c} = \frac{1}{V_m} \quad (3.52)$$

$$V_c + \tilde{v}_c = V_m (D + \tilde{d}) \quad (3.53)$$

พิจารณาเฉพาะเทอมสัญญาณขนาดเล็กจะได้

$$\tilde{v}_c = V_m \tilde{d} \quad (3.54)$$

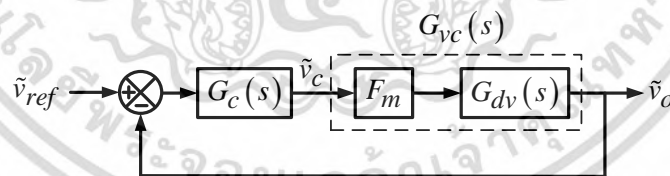
แปลงลาปลาซ จะได้

$$F_m = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{V_m} \quad (3.55)$$

เมื่อ F_m ในสมการที่ (3.55) คือฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร PWM comparator

3.4.3 แบบจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมโดยวิธี VMC

วงจร SOI buck converter ที่ควบคุมโดยวิธี VMC ในรูปที่ 3.2 สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.5 โดยวงจร SOI buck converter ถูกแทนด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{dv}(s)$ ในสมการที่ (3.43) วงจร PWM comparator ถูกแทนด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน F_m ในสมการที่ (3.55) และตัวควบคุมถูกแทนด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ ในสมการที่ (3.51)



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจร SOI buck converter ที่ควบคุมโดยวิธี VMC

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.5 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิด (open-loop transfer function) ได้ดังสมการที่ (3.56)

$$T(s) = G_c(s)G_{dv}(s)F_m = G_c(s)G_{vc}(s) \quad (3.56)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนลูปเปิดในสมการที่ (3.56) จะใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุม ซึ่งจะแสดงรายละเอียดในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบสร้างวงจรต้นแบบ

4.1 บทนำ

บทนี้กล่าวถึงการออกแบบวงจร SOI buck converter ต้นแบบ สมการแรงดันและกระแสที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรในบทที่ 2 ถูกนำมาใช้คำนวณขนาดและกำหนดพิกัดกำลังของอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรภาคกำลัง แบบจำลองของวงจร (ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{dv}(s)$) ที่หาได้ในบทที่ 3 ถูกนำมาใช้ออกแบบตัวชดเชย (compensator) ในรูปการควบคุมป้อนกลับเพื่อให้วงจรสามารถรักษาระดับแรงดันที่ 5V ได้ตลอดย่านการทำงาน ในส่วนท้ายของบทจะแสดงผลการซิมูเลชันการทำงานของวงจรต้นแบบที่ได้ออกแบบโดยใช้โปรแกรม LTspice

4.2 การออกแบบสร้างวงจรภาคกำลัง

คุณสมบัติทางไฟฟ้า (electrical specification) ของวงจรที่นำเสนอ มีรายละเอียดดังนี้

แรงดันอินพุต (V_{in})	150V
แรงดันเอาต์พุต (V_o)	5V
กระแสโหลด (I_o)	1–10A
ความต้านโหลด (R)	5–0.5 Ω
ความถี่ในการสวิตช์ (f_s)	100kHz
คาบเวลาการสวิตช์ ($T_s = 1/f_s$)	10 μ s

สามารถคำนวณหาอัตราส่วนจำนวนรอบ (n) ของตัวเหนี่ยวนำรวมได้จากสมการที่ (2.47)

$$n = \frac{(1-d)V_o}{d^2V_{in} - V_o} \quad (4.1)$$

เมื่อกำหนดให้ $d = 0.32$ จากสมการที่ (4.1) จะได้ค่า $n = 0.33$

4.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำรวม

เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ขนาด 59/31/22 ซึ่งมีค่า Inductor factor (A_L) เท่ากับ 1.053 μ H/turn² กำหนดให้ $L_1 = 200\mu$ H สามารถคำนวณหาจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ (N_1) ได้ดังสมการที่ (4.2)

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{200\mu}{1.053\mu}} = 13.78 \approx 14 \text{ รอบ} \quad (4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในสื่ออิเล็กทรอนิกส์เท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถคำนวณหาจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ (N_2) ได้ดังสมการที่ (4.3)

$$N_2 = nN_1 = 0.33 \times 13.78 = 4.55 \approx 5 \text{ รอบ} \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.2) และ (4.3) อัตราส่วนจำนวนรอบที่ใช้ในวงจรต้นแบบคือ $n = N_2/N_1 = 5/14 = 0.36$ เมื่อนำค่า n ที่ได้แทนกลับไปในสมการที่ (4.1) จะได้ค่า $d = 0.31$ ซึ่งค่า n และ d ที่ได้นี้จะนำไปใช้ในการออกแบบอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรต้นแบบที่นำเสนอ

ความสัมพันธ์ของค่าตัวเหนี่ยวนำฝั่งปฐมภูมิและทุติยภูมิ สามารถหาได้ดังสมการที่ (4.4)

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (4.4)$$

เมื่อ L_1 คือ ตัวเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ

L_2 คือ ตัวเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิ

แทนค่า L_1 , N_1 และ N_2 ลงในสมการที่ (4.4) สามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำ L_2 ได้ดังสมการที่ (4.5)

$$L_2 = (200\mu\text{H}) \left(\frac{5}{14} \right)^2 = 25.5\mu\text{H} \quad (4.5)$$

พื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำคำนวณได้จากสมการที่ (4.6)

$$a = \frac{I}{J} \quad (4.6)$$

เมื่อ a คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดง (mm^2)

I คือ กระแสที่ไหลผ่านลวดทองแดง (A) มีค่าเท่ากับ $I_{o,\max} = 10\text{A}$

J คือ ความหนาแน่นกระแส (A/mm^2) มีค่า $J = 3\text{A}/\text{mm}^2$ ($3 \times 10^6 \text{A}/\text{m}^2$)

จะได้

$$a = \frac{10\text{A}}{3\text{A}/\text{mm}^2} = 3.33\text{mm}^2 \quad (4.7)$$

เส้นลวดที่เลือกใช้คือ AWG เบอร์ 20 ซึ่งมีค่า $a = 0.6567\text{mm}^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จำนวนเส้นลวด} = \frac{3.33\text{mm}^2}{0.6567\text{mm}^2} = 5.07 \approx 6 \text{ เส้น} \quad (4.8)$$

ตั้งนั้นขดลวดของตัวเหนี่ยวนำร่วม ใช้ลวด AWG เบอร์ 20 จำนวน 6 เส้นขนานกัน

4.2.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_{in}

จากสมการที่ (2.70) กำหนดให้กระแส $I_{Lin,min} = 0$ สามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ที่ทำให้วงจรทำงานในโหมด CCM ได้ตามสมการที่ (4.9)

$$L_{in} > \frac{(dV_{in})^2 (1-d)T_s}{2V_o I_o} \quad (4.9)$$

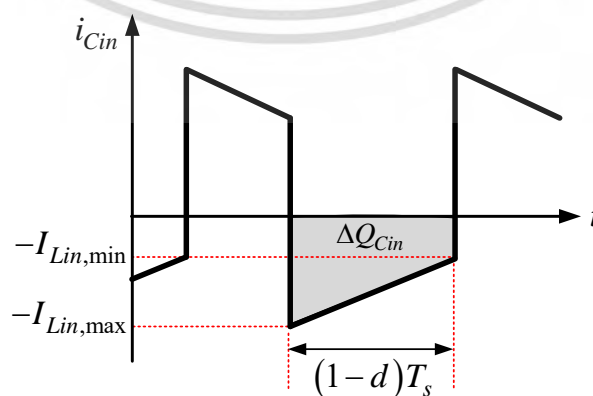
แทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการที่ 4.9 จะได้

$$L_{in} > \frac{(0.31 \times 150)^2 (1-0.31)(10 \times 10^{-6})}{(2)(5)(1)} = 1.5\text{mH} \quad (4.10)$$

ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ที่มีค่ามากกว่า 1.5mH มีขนาดค่อนข้างใหญ่ซึ่งจะส่งผลต่อขนาดและน้ำหนักโดยรวมของวงจร ดังนั้นเพื่อให้ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเล็กลง จึงเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ $L_{in} = 550\mu\text{H}$ ชนิดทอรอยด์ (toroid) ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 1.01 นิ้ว หนา 0.43 นิ้ว ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 21 พันจำนวน 61 รอบ การเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็กลงจะส่งผลให้ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} มีการทำงานในโหมด DCM ในช่วงที่กระแสไหลมีค่าต่ำ

4.2.3 การออกแบบเลือกตัวเก็บประจุ C_{in} และ C_o

1) ค่าตัวเก็บประจุ C_{in}



รูปที่ 4.1 รูปคลื่นกระแสตัวเก็บประจุ C_{in}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปคลื่นกระแส i_{Cin} ในรูปที่ 4.1 ตัวเก็บประจุ C_{in} จะถูกชาร์จประจุโดยกระแส i_{Lin} ในช่วงเวลา $(1-d)T_s$ สามารถหาปริมาณประจุได้จากพื้นที่ใต้กราฟในช่วงเวลาดังกล่าวดังสมการที่ (4.11)

$$\Delta Q_{Cin} = \frac{1}{2}(I_{Lin,max} + I_{Lin,min})(1-d)T_s = I_{Lin}(1-d)T_s \quad (4.11)$$

ปริมาณประจุที่เปลี่ยนแปลงส่งผลให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} เกิดการเปลี่ยนแปลงดังสมการที่ (4.12)

$$\Delta Q_{Cin} = C_{in}\Delta v_{Cin} \quad (4.12)$$

เมื่อ ΔQ_{Cin} คือ ปริมาณประจุที่เปลี่ยนแปลงของตัวเก็บประจุ C_{in}

Δv_{Cin} คือ ค่ารีปเปิลของแรงดันตัวเก็บประจุ C_{in}

แทนค่า ΔQ_{Cin} จากสมการที่ (4.11) ลงในสมการที่ (4.12) และกระแส $I_{Lin} = V_o I_o / dV_{in}$ จะได้

$$C_{in} = \frac{V_o I_o (1-d)T_s}{dV_{in}\Delta v_{Cin}} \quad (4.13)$$

กำหนดให้รีปเปิลของแรงดันตัวเก็บประจุ C_{in} มีค่าไม่เกิน 1% ของแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ ($\Delta v_{Cin} \leq 1\%V_{Cin}$) เมื่อ $V_{Cin} = dV_{in} = 46.5V$ นั่นคือ $\Delta v_{Cin} \leq 0.465V$ แทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการที่ (4.13) จะได้

$$C_{in} \geq \frac{V_o I_o (1-d)T_s}{dV_{in}\Delta v_{Cin}} = \frac{(5)(10)(1-0.31)(10 \times 10^{-6})}{(0.31)(150)(0.47)} = 15.79\mu F \quad (4.14)$$

ดังนั้นเลือกตัวเก็บประจุ $C_{in} = 100\mu F$ โดยใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก (electrolytic capacitor) ทนแรงดันได้ 100V และมีค่าความต้านทานแฝง (Equivalent Series Resistance: ESR) ในตัวเก็บประจุ C_{in} (r_{Cin}) เท่ากับ $84m\Omega$

2) ค่าตัวเก็บประจุ C_o

ในทางปฏิบัติ ค่า ESR จะเป็นตัวกำหนดขนาดรีปเปิลแรงดันเอาต์พุต โดยค่า ESR สามารถคำนวณได้จากสมการ (4.15) [23]

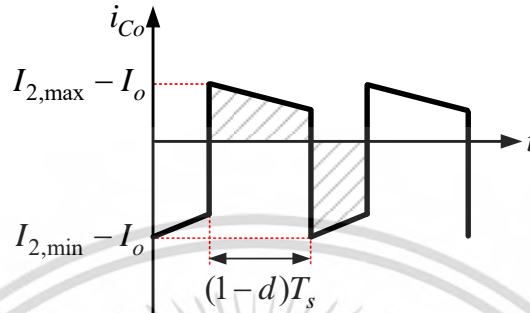
$$ESR \leq \frac{\Delta v_o}{\Delta i_{Co}} \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Δv_o คือ ค่าริบเปิลของแรงดันเอาต์พุต

Δi_{Co} คือ ค่าริบเปิลของกระแสตัวเก็บประจุ C_o

จากรูปที่ 4.2 Δi_{Co} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.16)



รูปที่ 4.2 รูปคลื่นกระแสตัวเก็บประจุ C_o

เมื่อ $I_{2,max}$ คือ กระแสขดลวดทุติยภูมิสูงสุด

$I_{2,min}$ คือ กระแสขดลวดทุติยภูมิต่ำสุด

$$\Delta i_{Co} = \frac{I_{Lm,max}}{n} - \frac{I_{Lm,min}}{n} = \frac{V_o I_o}{n d^2 V_{in}} + \frac{V_o (2n+1)(1-d)T_s}{2L_m n^2 (n+1)} \quad (4.16)$$

แทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการที่ (4.16) จะได้

$$\Delta i_{Co} = \frac{(5)(10)}{(0.36)(0.31)^2 (150)} + \frac{(5)(2(0.36)+1)(1-0.31)(10 \times 10^{-6})}{(2)(200 \times 10^{-6})(0.36)^2 (0.36+1)} = 10.48A \quad (4.17)$$

กำหนดให้ริบเปิลของแรงดันเอาต์พุตมีค่าไม่เกิน 5% ของแรงดันเฉลี่ยคร่อมตัวเก็บประจุ ($\Delta v_o \leq 5\% V_o$)

นั่นคือ $\Delta v_o \leq 0.25V$ จะได้

$$ESR \leq \frac{0.25V}{10.48A} = 24m\Omega \quad (4.18)$$

ดังนั้น เลือกตัวเก็บประจุ $C_o = 440\mu F$ โดยใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติกขนาด $220\mu F$ ทนแรงดันได้ $50V$ และมีค่า ESR ในตัวเก็บประจุ C_o (r_{Co}) เท่ากับ $33m\Omega$ จำนวน 2 ตัวมาต่อขนานกัน ทำให้ได้ค่า ESR รวมเท่ากับ $16.5m\Omega$ ซึ่งน้อยกว่าค่าที่คำนวณได้ในสมการที่ (4.18)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 การเลือกสวิตช์และไดโอด

แรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุด ($V_{SW,max}$) สามารถหาได้จากการทำงานของวงจรในโหมด DCM และคำนวณได้จากสมการที่ (4.19)

$$V_{SW,max} = V_{in} + V_{Cin,DCM} + \frac{V_o}{n} \quad (4.19)$$

โดยแรงดัน $V_{Cin,DCM}$ คำนวณได้ดังสมการที่ (4.20)

$$V_{Cin,DCM} = \frac{dV_{in}}{d + d_1} \quad (4.20)$$

แทนค่า $d = 0.22$ (คำนวณจากสมการที่ (2.51)) และ $d_1 = 0.23$ (คำนวณจากสมการที่ (2.57)) และแรงดัน $V_{in} = 150V$ ลงใน (4.20) จะได้แรงดัน $V_{Cin,DCM} = 73.33V$ แทนค่าต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องลงในสมการที่ (4.19) สามารถหาค่าแรงดัน $V_{SW,max}$ ได้ดังสมการที่ (4.21)

$$\left. \begin{aligned} V_{SW,max} &= V_{in} + V_{Cin,DCM} + \frac{V_o}{n} \\ &= 150 + 73.33 + \frac{5}{0.36} \\ &= 237.21V \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

กระแสสวิตช์จะมีค่าสูงสุดเมื่อกระแสโหลดมีค่าสูงสุด ค่ากระแส $I_{SW,max}$ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.22)

$$\left. \begin{aligned} I_{SW,max} &= V_o \left(\frac{I_o}{d^2 V_{in}} + \frac{(1-d)T_s}{2n(n+1)L_m} \right) \\ &= (5) \left(\frac{10}{(0.31)^2 (150)} + \frac{(1-0.31)(10 \times 10^{-6})}{(2)(0.36)(0.36+1)(200 \times 10^{-6})} \right) \\ &= 3.64A \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

พิกัดแรงดันและกระแสของมอสเฟตกำลัง (SW) จะต้องมีความสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ ดังนั้นจึงเลือกใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ R6047ENZ1 ซึ่งสามารถทนแรงดันสูงสุด 600V และกระแสสูงสุด 47A

ไดโอดกำลัง D_a และ D_b มีค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุดเท่ากับแรงดันอินพุต นั่นคือ $V_{Da,max} = V_{Db,max} = 150V$ ค่ากระแสสูงสุดของไดโอดกำลัง D_a ($I_{Da,max}$) และค่ากระแสสูงสุดของไดโอดกำลัง D_b ($I_{Db,max}$) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.72) และ (2.76) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสิทธิ์สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 I_{Da,\max} = I_{Lin,\max} &= \frac{V_o I_o}{dV_{in}} + \frac{dV_{in}(1-d)T_s}{2L_{in}} \\
 &= \frac{(5)(10)}{(0.31)(150)} + \frac{(0.31)(150)(1-0.31)(10 \times 10^{-6})}{(2)(550 \times 10^{-6})} \\
 &= 1.37A
 \end{aligned}
 \quad (4.23)$$

$$\begin{aligned}
 I_{Db,\max} &= \frac{I_{Lin}(1-d)}{d} = \frac{V_o I_o (1-d)}{d^2 V_{in}} \\
 &= \frac{(5)(10)(1-0.31)}{(0.31)^2 (150)} \\
 &= 2.39A
 \end{aligned}
 \quad (4.24)$$

พิกัดแรงดันและกระแสของไดโอดกำลัง D_a และ D_b จะต้องมีความสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ ดังนั้นจึงเลือกใช้ไดโอดกำลังชนิดชอตต์กีเบอร์ DST5200 ซึ่งมีพิกัดแรงดันย้อนกลับสูงสุด 200V และกระแสเฉลี่ย 5A

ไดโอดกำลัง D_o มีความแรงดันย้อนกลับสูงสุด เมื่อวงจรทำงานในโหมด DCM และสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.25)

$$\begin{aligned}
 V_{Do,\max} &= \frac{nV_{Cin,DCM} + V_o}{n+1} \\
 &= \frac{(0.36)(73.33) + 5}{0.36+1} \\
 &= 23.09V
 \end{aligned}
 \quad (4.25)$$

และค่ากระแสสูงสุดของไดโอด D_o ($I_{Do,\max}$) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.26)

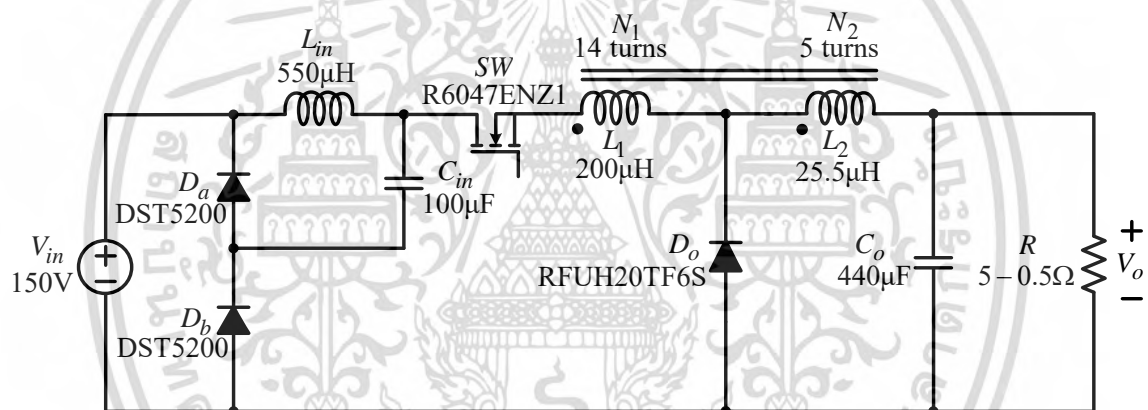
$$\begin{aligned}
 I_{Do,\max} &= \frac{(n+1)I_o}{n+1-d} + \frac{V_o(1-d)T_s}{2n^2L_m} \\
 &= \frac{(0.36+1)(10)}{0.36+1-0.31} + \frac{(5)(1-0.31)(10 \times 10^{-6})}{(2)(0.36)^2(200 \times 10^{-6})} \\
 &= 13.62A
 \end{aligned}
 \quad (4.26)$$

พิกัดแรงดันและกระแสของไดโอดกำลัง D_o จะต้องมีความสูงกว่าค่าที่คำนวณได้ ดังนั้นจึงเลือกใช้ไดโอดกำลังชนิดชอตต์กีเบอร์ MBR1645 ซึ่งมีพิกัดแรงดันย้อนกลับสูงสุด 45V และกระแสเฉลี่ย 16A

วงจรต้นแบบพร้อมอุปกรณ์ที่ใช้แสดงในรูปที่ 4.3 รายละเอียดของอุปกรณ์ต่าง ๆ แสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 รายการอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบ

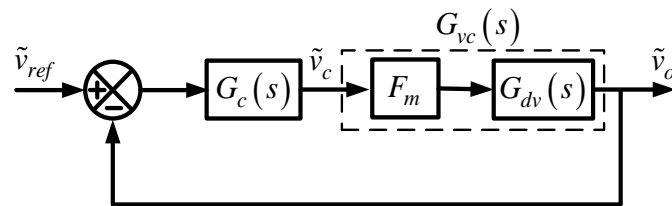
พารามิเตอร์	รายละเอียด
C_{in}	100 μ F 100V $ESR = 84\text{m}\Omega$
C_o	440 μ F (2x220 μ F 50V) $ESR = 16.5\text{m}\Omega$
L_{in}	550 μ H $ESR = 0.1\Omega$ Toroid core
ตัวเหนี่ยวนำร่วม	$L_1 = 200\mu\text{H}$ $L_2 = 25.5\mu\text{H}$ $N_1 = 14$ รอบ $N_2 = 5$ รอบ แกนเฟอร์ไรต์ ETD 59/31/22
D_a และ D_b	DST5200 5A 200V
D_o	MBR1645 16A 45V
MOSFET (SW)	R6047ENZ1 47A 600V



รูปที่ 4.3 วงจร SOI buck converter ต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การออกแบบตัวชดเชย



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมการควบคุม

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจร SOI buck converter ต้นแบบ

พารามิเตอร์ในวงจร	ค่า
V_{in}	150V
V_o	5V
d	0.31
n	0.36
C_{in}	100 μ F
r_{Cin}	84m Ω
L_m	200 μ H
L_{in}	550 μ H
r_{Lin}	0.1 Ω
C_o	440 μ F
r_{Co}	16.5m Ω
R	1 Ω
V_m	1.8V
$T_s=1/f_s$	10 μ s

จากรูปที่ 4.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ ที่ควบคุมด้วยวิธี VMC ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนลูเปิดคือ $T(s) = G_c(s)G_{dv}(s)F_m = G_c(s)G_{vc}(s)$ เมื่อ $G_c(s)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย (compensator) และ $F_m=1/V_m$ โดยแรงดัน V_m คือขนาดของสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth waveform) แทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากตารางที่ 4.2 ลงใน $G_{dv}(s)$ สมการที่ (3.43) และ F_m จะได้ดังสมการที่ (4.27) และ (4.28) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{dv}(s) = (36.29) \frac{\left(\frac{s}{1.01 \times 10^5} - 1\right) \left(\frac{s}{1.38 \times 10^5} + 1\right) \left(\frac{s^2}{5.68 \times 10^3} + \frac{s}{(8.43)(5.68 \times 10^3)} + 1\right)}{\left(\frac{s^2}{4.14 \times 10^3} + \frac{s}{(7.67)(4.14 \times 10^3)} + 1\right) \left(\frac{s^2}{7.41 \times 10^3} + \frac{s}{(2.94)(7.41 \times 10^3)} + 1\right)} \quad (4.27)$$

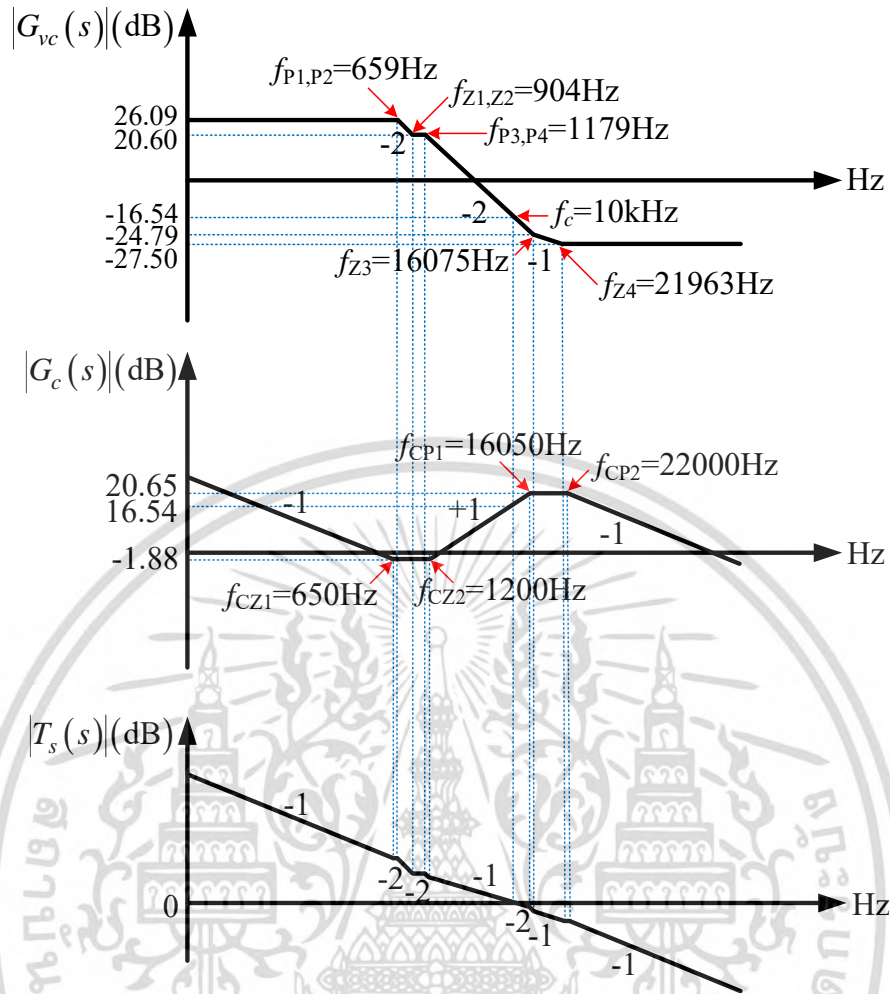
$$F_m = \frac{1}{1.8} = 0.56 \quad (4.28)$$

นำสมการที่ (4.27) และ (4.28) มาคูณกันจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนรูปเปิดกรณีไม่มีตัวชดเชย (uncompensated open-loop transfer function) ดังสมการที่ (4.29)

$$G_{vc}(s) = (20.17) \frac{\left(\frac{s^2}{5.68 \times 10^3} + \frac{s}{(8.43)(5.68 \times 10^3)} + 1\right) \left(\frac{s}{1.01 \times 10^5} - 1\right) \left(\frac{s}{1.38 \times 10^5} + 1\right)}{\left(\frac{s^2}{4.14 \times 10^3} + \frac{s}{(7.67)(4.14 \times 10^3)} + 1\right) \left(\frac{s^2}{7.41 \times 10^3} + \frac{s}{(2.94)(7.41 \times 10^3)} + 1\right)} \quad (4.29)$$

จากสมการที่ (4.29) ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ มีโพลคู่ (complex poles) ที่ $\omega_{p1, p2} = 4.14 \times 10^3 \text{ rad/sec}$ ($f_{p1, p2} = 659 \text{ Hz}$) และที่ $\omega_{p3, p4} = 7.41 \times 10^3 \text{ rad/sec}$ ($f_{p3, p4} = 1179 \text{ Hz}$) มีซีโร $\omega_{z1, z2} = 5.68 \times 10^3 \text{ rad/sec}$ ($f_{z1, z2} = 904 \text{ Hz}$) ที่ $\omega_{z3} = 1.01 \times 10^5 \text{ rad/sec}$ ($f_{z3} = 16075 \text{ Hz}$) และที่ $\omega_{z4} = 1.38 \times 10^5 \text{ rad/sec}$ ($f_{z4} = 21963 \text{ Hz}$) อัตราขยายดีซีเท่ากับ 26.09 dB ($20 \log_{10}(20.17)$) แผนภาพโบด เส้นแอสซิมโทต (Asymptote Bode plot) ของสมการที่ (4.27) แสดงดังรูปที่ 4.5 ในรูปค่า -1 และ -2 หมายถึง -20dB/decade และ -40dB/decade ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

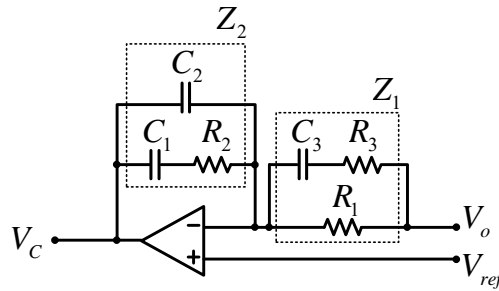


รูปที่ 4.5 แอสซิเมโทแสดงอัตราขยายของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$

การออกแบบตัวชดเชย $G_c(s)$ จะใช้วิธีผลตอบสนองเชิงความถี่ โดยจะทำการวางตำแหน่งโพลและซีโรของ $G_c(s)$ เพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีคุณสมบัติดังนี้ [24]

1. เฟสแมจินมีค่าเป็นบวก เพื่อความมีเสถียรภาพและไม่ให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตแกว่งมากเกินไป
2. ดีซีเกนของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดควรมีค่ามาก เพื่อให้มีการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ดีในสภาวะคงตัว (good steady state output regulation)
3. ความถี่ครอสโอเวอร์ f_c ควรมีค่ามากเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตตอบสนองได้อย่างรวดเร็ว

ตัวชดเชยที่เลือกใช้สำหรับวงจรที่นำเสนอที่ควบคุมโดยวิธี VMC เป็นแบบสองซีโรสามโพล (two-zero-and-three-pole compensator) [25] ดังแสดงในรูปที่ 4.6 ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4.30)



รูปที่ 4.6 ตัวขดเซยแบบสองซีโรสามโพล

$$G_c(s) = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{\omega_I}{s} \frac{\left(\frac{s}{\omega_{CZ1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{CZ2}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_{CP1}} + 1\right) \left(\frac{s}{\omega_{CP2}} + 1\right)} \quad (4.30)$$

เมื่อ $\omega_I = \frac{1}{R_1(C_1 + C_2)}$ $\omega_{CZ1} = \frac{1}{R_2 C_1}$ $\omega_{CZ2} = \frac{1}{(R_1 + R_3) C_3}$ $\omega_{CP1} = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2}$ และ $\omega_{CP2} = \frac{1}{R_3 C_3}$

โพลที่จุดกำเนิดจะช่วยให้เพิ่มอัตราขยายย่านความถี่ต่ำของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $T(s)$ ส่วนซีโร (ω_{CZ1} และ ω_{CZ2}) โพล (ω_{CP1} และ ω_{CP2}) และเกน (ω_I) สามารถปรับค่าเพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด $T(s)$ มีความถี่ครอสโอเวอร์และเฟสมาจินตามที่ต้องการ
ขั้นตอนการออกแบบวงจรขดเซยแสดงได้ดังนี้

- กำหนดให้ความถี่ครอสโอเวอร์ f_c มีค่าเท่ากับ 0.1 เท่าของความถี่ในการสวิตช์ นั่นคือ $f_c = 0.1 f_s = 10 \text{ kHz} = 6.28 \times 10^4 \text{ rad/sec}$ จากรูปที่ 4.3 อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{vc}(s)$ คือ -16.54dB ดังนั้นอัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของตัวขดเซย $G_c(s)$ จะต้องมามีค่าเท่ากับ 16.54dB เพื่อที่จะทำให้อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีค่าเป็นศูนย์
- โพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเซยอยู่ที่จุดกำเนิด
วางโพลตัวที่หนึ่งของวงจรถดเซยที่ $f_{CP1} = 16050 \text{ Hz}$ (ขดเซย $f_{Z1, Z2} = 904 \text{ Hz}$ และ $f_{Z3} = 16075 \text{ Hz}$)

วางโพลตัวที่สองของวงจรถดเซยที่ $f_{CP2} = 22000 \text{ Hz}$ (ขดเซย $f_{Z4} = 21963 \text{ Hz}$)

วางซีโรตัวที่หนึ่งของวงจรถดเซยที่ $f_{CZ1} = 650 \text{ Hz}$ (ขดเซย $f_{P1, P2} = 659 \text{ Hz}$)

วางซีโรตัวที่สองของวงจรถดเซยที่ $f_{CZ2} = 1200 \text{ Hz}$ (ขดเซย $f_{P3, P4} = 1179 \text{ Hz}$)

- อัตราขยายที่ f_{CZ1} และ f_{CZ2} คือ $20 \log_{10} \left(\frac{1200}{10000} \right) + 16.54 = -1.88 \text{ dB}$

- อัตราขยายที่ f_{CP1} และ f_{CP2} คือ $16.54 + 20 \log_{10} \left(\frac{16050}{10000} \right) = 20.65 \text{ dB}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อยู่ภายใต้เงื่อนไขใดๆ ที่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) คำนวณค่าอุปกรณ์ชดเชยได้ดังนี้

- กำหนดให้ $R_2 = 2.4 \times 10^3 \Omega$

- จาก $\omega_{CZ1} = 2\pi f_{CZ1} = \frac{1}{R_2 C_1}$ เมื่อ $f_{CZ1} = 650\text{Hz}$ จะได้ $C_1 = 100\text{nF}$

- จาก $\omega_{CP1} = 2\pi f_{CP1} = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2}$ เมื่อ $f_{CP1} = 16050\text{Hz}$ จะได้ $C_2 = 4.5\text{nF}$

- จาก $\omega_i = 2\pi f_i = \frac{1}{R_1 (C_1 + C_2)}$ เมื่อ $f_i = 515\text{Hz}$ จะได้ $R_1 = 3\text{k}\Omega$

- จาก $\omega_{CP2} = 2\pi f_{CP2} = \frac{1}{R_3 C_3}$ และ $\omega_{CZ2} = 2\pi f_{CZ2} = \frac{1}{(R_1 + R_3) C_3}$ เมื่อ $f_{CP2} = 22000\text{Hz}$ และ

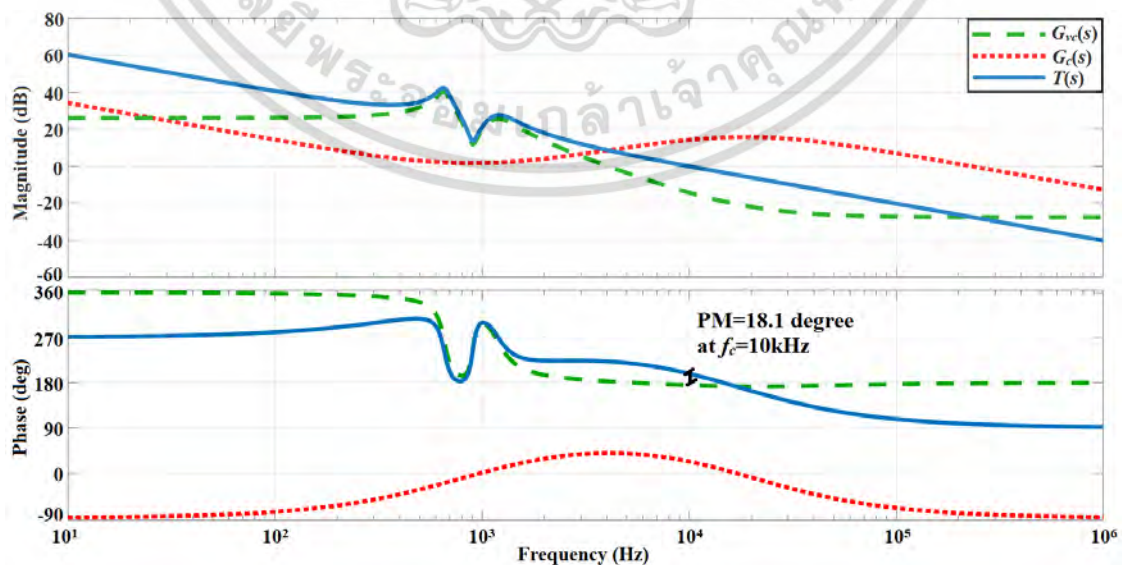
$f_{CZ2} = 1200\text{Hz}$ จะได้ $C_3 = 45\text{nF}$ และ $R_3 = 168\Omega$

นำค่าอุปกรณ์ชดเชยไปแทนในสมการที่ (4.30) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย ดังสมการที่ (4.31)

$$G_c(s) = \frac{3.23 \times 10^3 \left(\frac{s}{4.08 \times 10^3} + 1 \right) \left(\frac{s}{7.54 \times 10^3} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{1.38 \times 10^5} + 1 \right) \left(\frac{s}{1.01 \times 10^5} + 1 \right)} \quad (4.31)$$

นำสมการที่ (4.29) และ (4.31) มาคูณกันจะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนลูบเปิดดังสมการที่ (4.32)

$$T(s) = \frac{6.52 \times 10^4 \left(\frac{s}{1.01 \times 10^5} - 1 \right) \left(\frac{s}{1.38 \times 10^5} + 1 \right) \left(\frac{s}{4.08 \times 10^3} + 1 \right) \left(\frac{s^2}{5.68 \times 10^3} + \frac{s}{(8.43)(5.68 \times 10^3)} + 1 \right) \left(\frac{s}{7.54 \times 10^3} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{1.01 \times 10^5} + 1 \right) \left(\frac{s}{1.38 \times 10^5} + 1 \right) \left(\frac{s^2}{4.14 \times 10^3} + \frac{s}{(7.67)(4.14 \times 10^3)} + 1 \right) \left(\frac{s^2}{7.41 \times 10^3} + \frac{s}{(2.94)(7.41 \times 10^3)} + 1 \right)} \quad (4.32)$$



รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_{vc}(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$

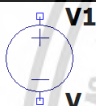
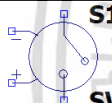




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำมาเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_{vc}(s)$ เป็นเส้นประ $G_c(s)$ เป็นเส้นแบบจุด และ $T(s)$ เป็นเส้นทึบ จะเห็นได้ว่า $T(s)$ มีเฟสมาจันที่ 18.1 องศาและความถี่ครอสโอเวอร์ที่ 10kHz ตรงตามคุณสมบัติของการออกแบบ

4.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยโปรแกรม LTspice

วงจร SOI buck converter ต้นแบบที่ได้ออกแบบถูกนำมาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม LTspice ในการซิมูเลชันอุปกรณ์มอสเฟตและไดโอดได้ถูกกำหนดให้มีการทำงานใกล้เคียงสวิตช์อุดมคติ (ideal switch) โดยในช่วงเวลานำกระแส กำหนดให้มีค่าความต้านทานเท่ากับ $0.1\text{m}\Omega$ และในช่วงเวลาที่ไม่นำกระแส มีความต้านทานเท่ากับ $10\text{M}\Omega$ อุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้าง schematic ของวงจรเพื่อจำลองการทำงานในโปรแกรม LTspice แสดงดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร SOI buck converter ต้นแบบในโปรแกรม LTspice

รูปอุปกรณ์	ชื่ออุปกรณ์	ไลบรารี	คำอธิบาย
	Voltage Source, either DC, AC, PULSE, SINE, PWL, EXP, or SFFM	voltage	แหล่งจ่ายแรงดัน
	Voltage controlled switch	sw	สวิตช์
	Diode	diode	ไดโอด
	A resistor	res	ตัวต้านทาน
	Inductor	ind	ตัวเหนี่ยวนำ
	Capacitor	cap	ตัวเก็บประจุ

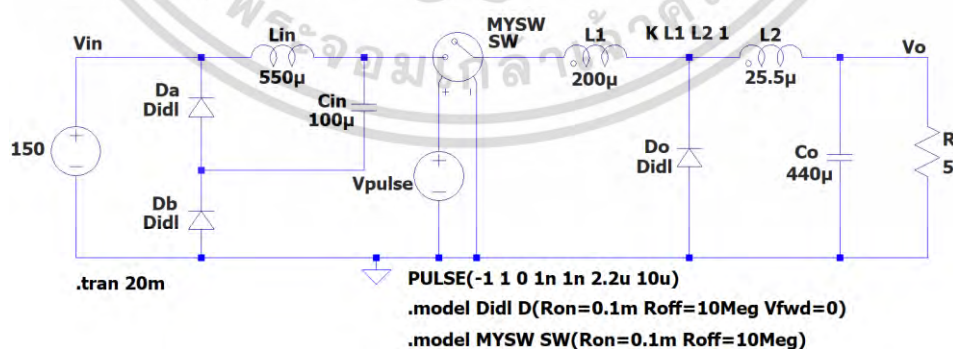
พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรแสดงดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจร

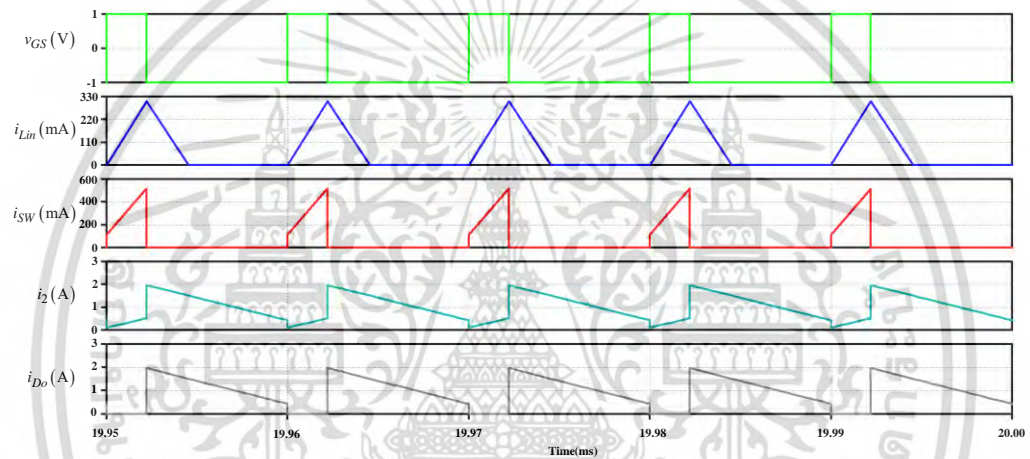
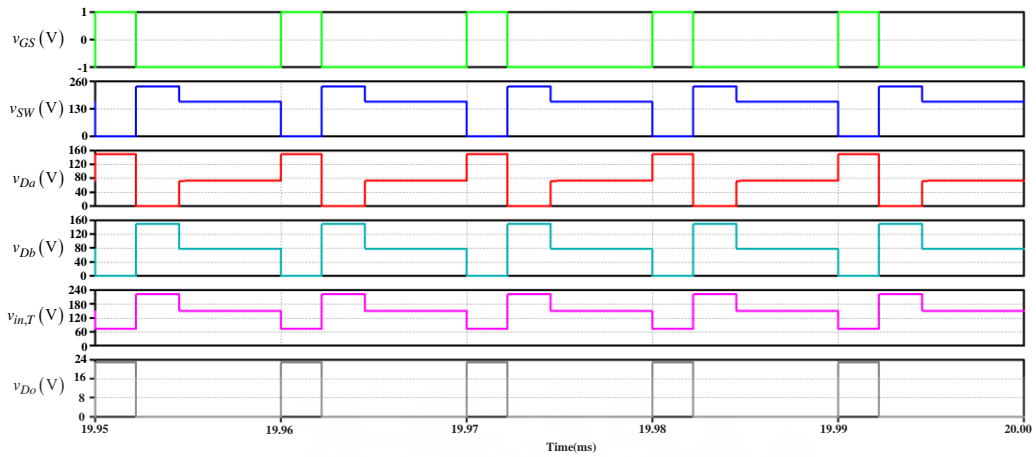
แรงดันอินพุต (V_{in})	150V
แรงดันเอาต์พุต (V_o)	5V
ตัวเหนี่ยวนำอินพุต (L_{in})	550 μ H
Tapped inductor	$L_1 = 200\mu$ H และ $L_2 = 25.5\mu$ H
กระแสโหลด (I_o)	1A 3A 5A และ 10A
ความต้านทานโหลด (R)	5 Ω 1.67 Ω 1 Ω และ 0.5 Ω
ตัวเก็บประจุอินพุต (C_{in})	100 μ F
ตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_o)	440 μ F
ไดโอด (D_a D_b และ D_o)	$R_{on} = 0.1m$ $R_{off} = 10Meg$ $V_{fwd} = 0$
สวิตช์ (SW)	$R_{on} = 0.1m$ $R_{off} = 10Meg$
ดิวตี้ไซเคิล (d)	$d = 0.22$ ที่ $I_o = 1A$ $d = 0.31$ ที่ $I_o = 3A$ 5A และ 10A
ความถี่สวิตช์ (f_s)	100kHz

ผลการจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม LTspice ประกอบด้วยรูปคลื่นแรงดัน v_{GS} v_{SW} v_{Da} v_{Db} $v_{in,T}$ และ v_{Do} และรูปคลื่นกระแส i_{Lin} i_{SW12} และ i_{Do} การจำลองการทำงานของวงจรจะแบ่งออกเป็น 3 กรณี คือ (1) กรณีที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM ($I_o = 1A$) (2) กรณีที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด boundary ($I_o = 3A$) และ (3) กรณีที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด CCM ($I_o = 5A$ และ 10A)

1. กรณีที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM ($I_o = 1A$) ใช้ค่า $d = 0.22$ (คำนวณจากสมการที่ (2.51)) และ $R = 5\Omega$

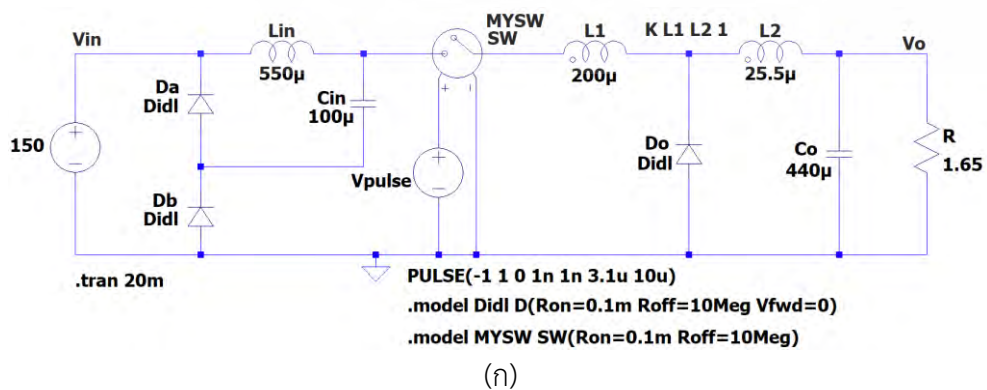


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

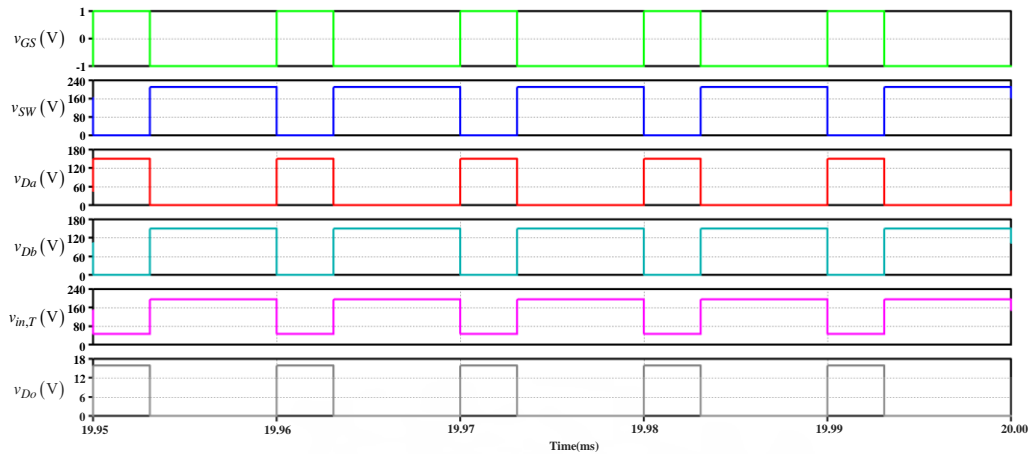


รูปที่ 4.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่กระแส $I_o = 1A$: (ก) schematic (ข) รูปคลื่นแรงดัน (ค) รูปคลื่นกระแส

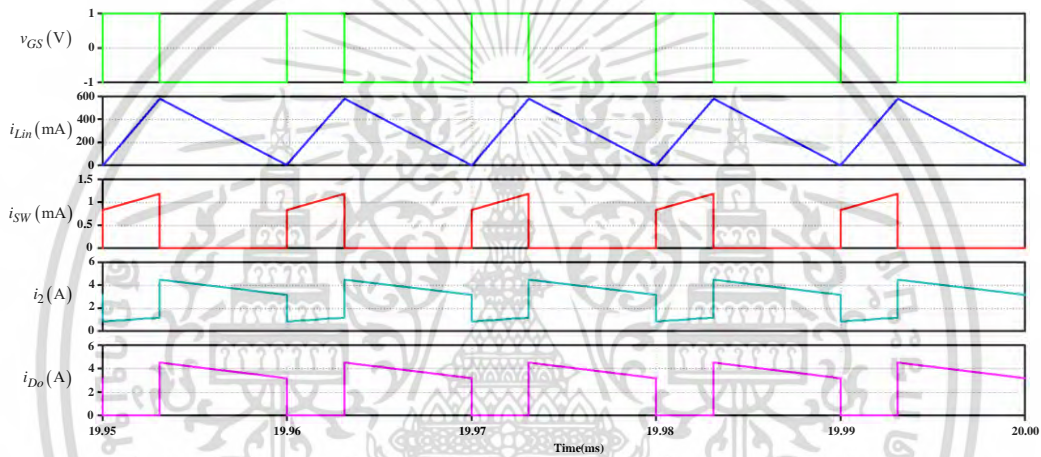
2. กรณีที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด boundary ($I_o = 3A$) ใช้ค่า $d = 0.31$ และ $R = 1.65\Omega$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่กระแส $I_o = 3A$: (ก) schematic (ข) รูปคลื่นแรงดัน (ค) รูปคลื่นกระแส

ในกรณีการทำงานที่โหมด boundary นี้ผลการจำลองจะมีความคลาดเคลื่อนจากทฤษฎีเล็กน้อย โดยในทางทฤษฎี จากสมการที่ (2.70) กำหนดให้กระแส $I_{Lin,min} = 0$ สามารถหากระแสไหลที่ทำให้เกิดการ ทำงานในโหมด boundary (I_{ob}) ได้ดังนี้

$$I_{ob} = \frac{(dV_{in})^2 (1-d)T_s}{2L_{in}V_o} \quad (4.33)$$

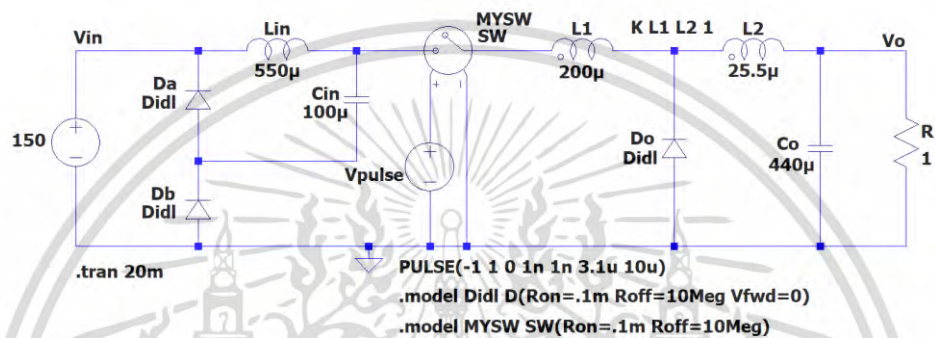
เมื่อแทนค่าต่าง ๆ จากตารางที่ 4.4 ลงในสมการที่ 4.33 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

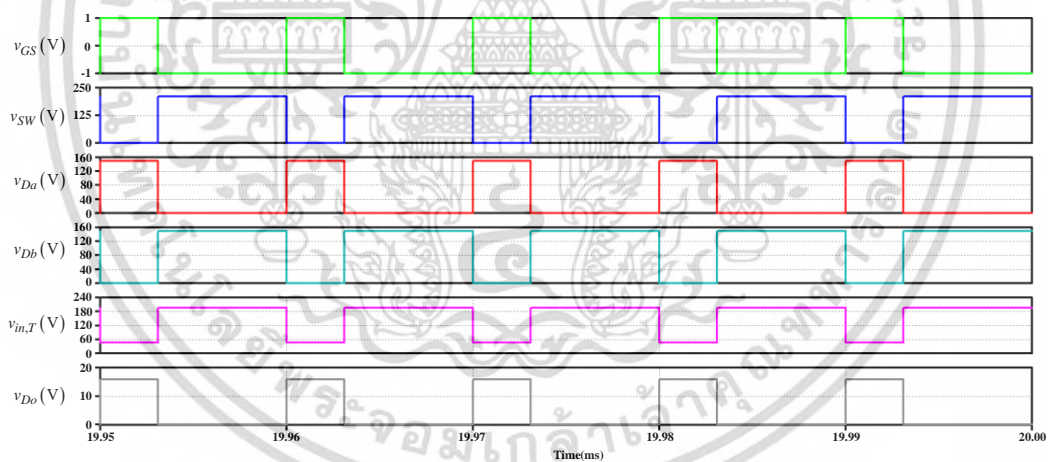
$$I_{ob} = \frac{(0.31 \times 150)^2 (1 - 0.31) (10 \times 10^{-6})}{(2)(550 \times 10^{-6})(5)} = 2.71 \text{A} \quad (4.34)$$

ซึ่งแตกต่างจากผลการซิมูเลชันที่การทำงานในโหมด boundary เกิดขึ้นที่กระแสโหลด 3A สาเหตุของความคลาดเคลื่อนนี้ อาจเกิดขึ้นเนื่องจาก ความไม่เป็นอุดมคติของตัวอุปกรณ์ที่ใช้ในการซิมูเลชัน เช่น ความต้านทานตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์และไดโอด

3. กรณีที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด CCM ($I_o = 5 \text{A}$) ใช้ค่า $d = 0.31$ และ $R = 1 \Omega$

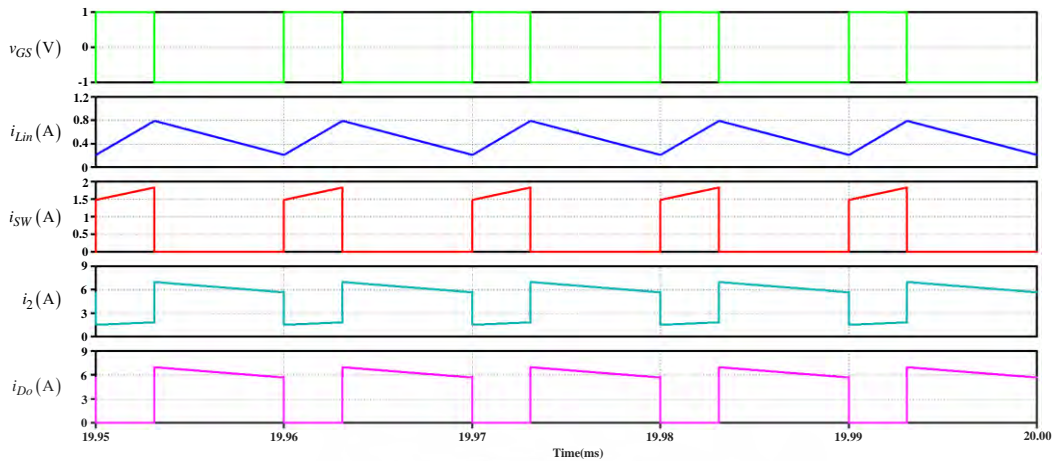


(ก)



(ข)

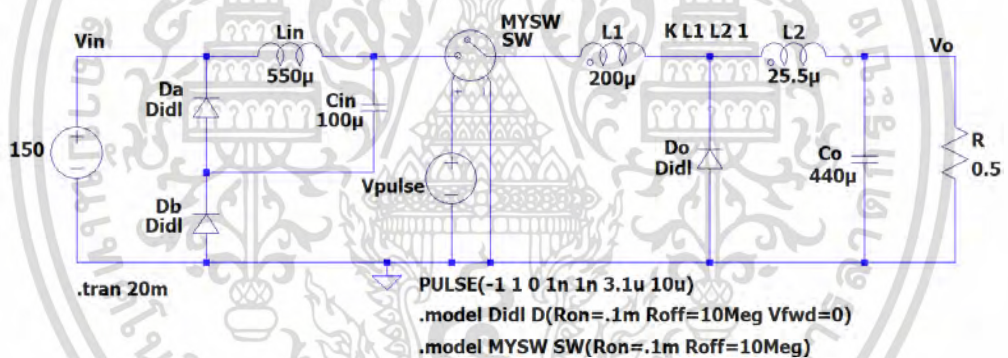
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



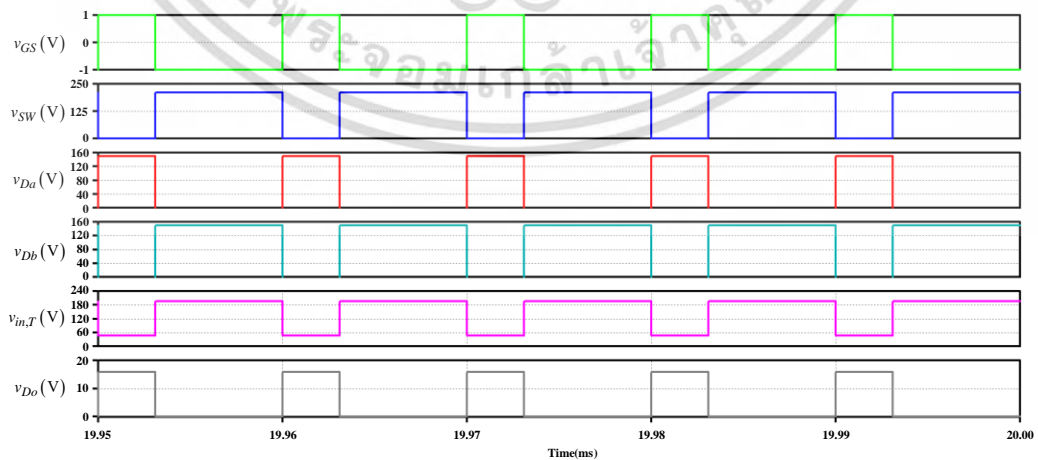
(ค)

รูปที่ 4.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่กระแส $I_o = 5A$: (ก) schematic (ข) รูปคลื่นแรงดัน (ค) รูปคลื่นกระแส

4. วงจรที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด CCM ($I_o = 10A$) ไซเคิล $d = 0.31$ และ $R = 0.5\Omega$

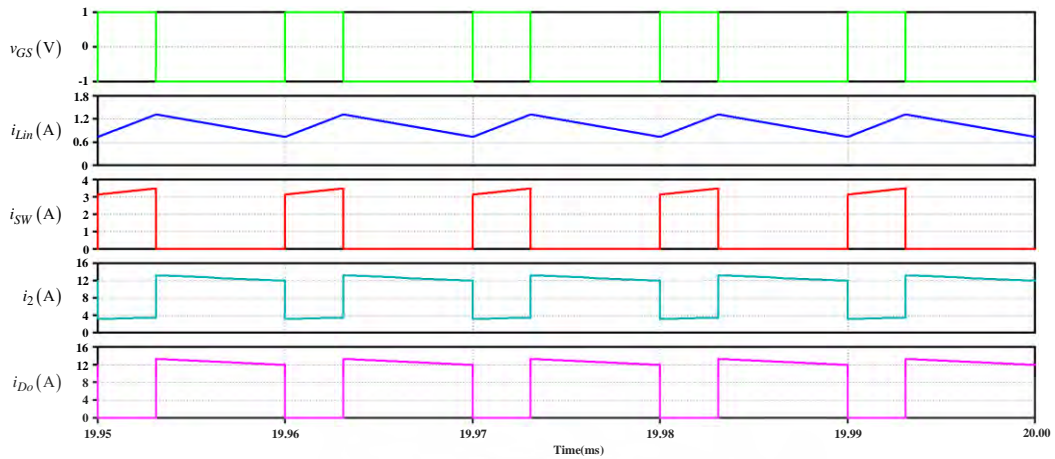


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 4.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่กระแส $I_o = 10A$: (ก) schematic (ข) รูปคลื่นแรงดัน (ค) รูปคลื่นกระแส

จากผลการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม LTSpice ทั้ง 3 กรณี จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ได้มีความคล้ายคลึงกับรูปคลื่นทางทฤษฎีในรูปที่ 2.8 และ 2.9 นอกจากนี้แรงดันและกระแสต่าง ๆ ที่ได้จากการจำลองการทำงานยังมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณทางทฤษฎีอีกด้วยดังสรุปในตารางที่ 4.5 สามารถสรุปและเปรียบเทียบค่ากระแสและแรงดันกับผลการคำนวณทางทฤษฎีในบทที่ 2 ของวงจรที่นำเสนอได้ดังตารางที่ 4.5

สามารถสรุปและเปรียบเทียบค่ากระแสและแรงดันกับผลการคำนวณทางทฤษฎีในบทที่ 2 ของวงจร ได้ดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 เปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการซิมูเลชันของค่ากระแสและแรงดันที่ตัวอุปกรณ์ ที่กระแสโหลด 1A 3A 5A และ 10A

กระแส/แรงดัน	ที่ $I_o = 1A$		ที่ $I_o = 3A$		ที่ $I_o = 5A$		ที่ $I_o = 10A$	
	คำนวณ	ผลซิมูเลชัน	คำนวณ	ผลซิมูเลชัน	คำนวณ	ผลซิมูเลชัน	คำนวณ	ผลซิมูเลชัน
$I_{Lin,max}$ (A)	0.30	0.31	0.54	0.58	0.82	0.80	1.34	1.33
$I_{Lin,min}$ (A)	0	0	0	0	0.22	0.21	0.74	0.74
$I_{SW,max}$ (A)	0.51	0.52	0.92	1.19	1.80	1.84	3.43	3.5
$I_{2,max}$ (A)	1.91	1.97	4.60	4.52	7.27	7.00	13.83	13.31
$I_{Do,max}$ (A)	1.91	1.97	4.60	4.52	7.27	7.00	13.83	13.31
$V_{Cin,max}$ (V)	73.35	72.85	48	46.53	48	46.41	48	46.4
$V_{SW,max}$ (V)	237.24	236.98	213.15	210.31	213.15	210.24	213.15	210.18
$V_{Da,max}$ (V)	150	150	150	150	150	150	150	150
$V_{Db,max}$ (V)	150	150	150	150	150	150	150	150
$V_{Do,max}$ (V)	23.09	22.87	15.67	15.87	15.67	15.80	15.67	15.74

หมายเหตุ: ในโหมด DCM สมการกระแส $I_{Lin,max}$ $I_{SW,max}$ และ $I_{Do,max}$ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.90), (2.105) และ (2.107) ตามลำดับ และสมการแรงดัน $V_{Cin,max}$ $V_{SW,max}$ $V_{Da,max}$ $V_{Db,max}$ และ $V_{Do,max}$ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.58) (2.25) (2.10) (2.27) และ (2.12) ตามลำดับ เมื่อแรงดัน $V_{Cin,DCM}$ ได้จากสมการที่ (2.58) และในโหมด CCM สมการกระแส $I_{Lin,min}$ $I_{Lin,max}$ $I_{SW,max}$ และ $I_{Do,max}$ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.70) (2.71) (2.84) และ (2.86) ตามลำดับและสมการแรงดัน $V_{Cin,max}$ $V_{SW,max}$ $V_{Da,max}$ $V_{Db,max}$ และ $V_{Do,max}$ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.43) (2.25) (2.10) (2.27) และ (2.12) ตามลำดับ เมื่อแรงดัน $V_{Cin,CCM}$ ได้จากสมการที่ (2.43)

จากตารางที่ 4.5 สรุปค่ากระแสและแรงดันที่ได้จากการซิมูเลชันของวงจรต้นแบบ และนำมาเปรียบเทียบกับค่าคำนวณทางทฤษฎีในบทที่ 2 เมื่อตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM และ CCM จะเห็นได้ว่าค่าที่ได้ทั้งสองมีความใกล้เคียงกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดสอบวงจรต้นแบบ

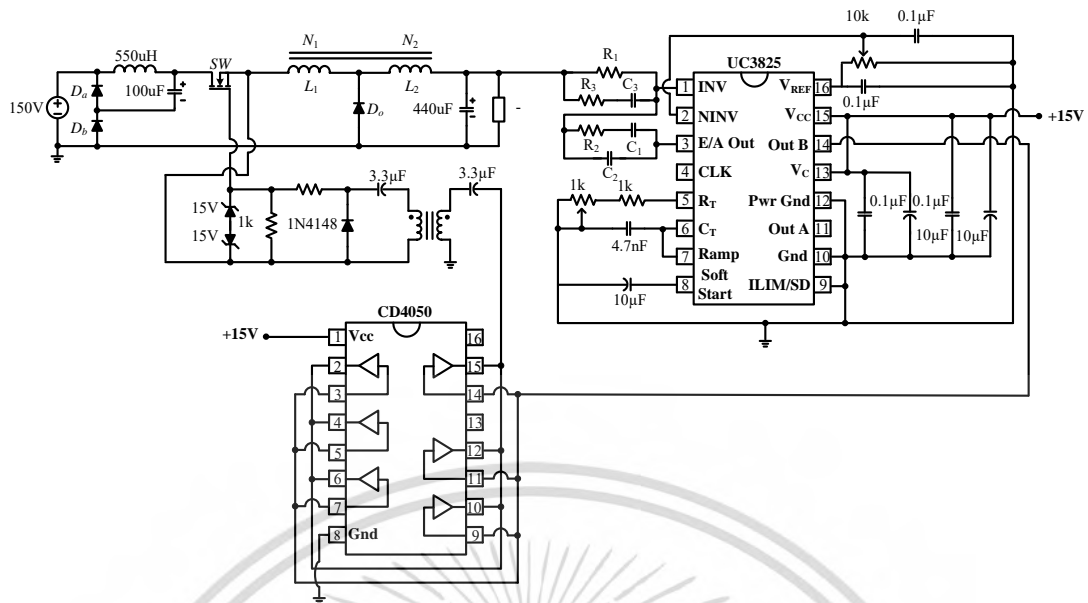
5.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอผลการทดสอบวงจร SOI buck converter ต้นแบบที่สร้างขึ้น โดยแสดงผลการวัดผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตที่กระแสไหลด 1–10A รูปคลื่นแรงดันและกระแสของอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจร ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต ผลการเปรียบเทียบอัตราส่วนการลดทอนแรงดันระหว่างผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการทดลอง ผลการเปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการทดลอง ผลการวัดประสิทธิภาพวงจร และผลการเปรียบเทียบอัตราการลดทอนแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดทอนแรงดันสูงแบบต่าง ๆ

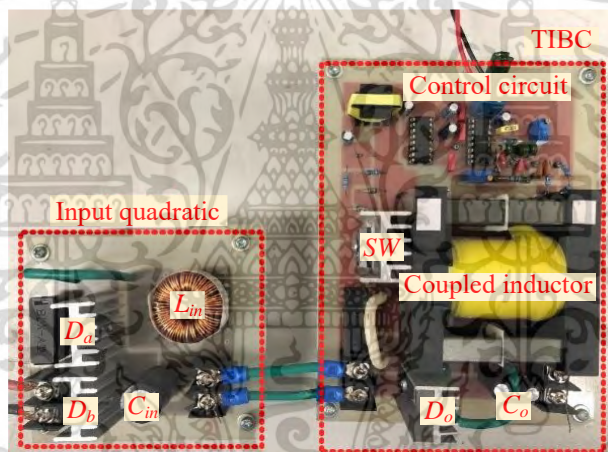
5.2 รายละเอียดวงจร SOI buck converter ต้นแบบ

วงจร SOI buck converter ต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.1 มีข้อกำหนดทางไฟฟ้า (electrical specification) ดังนี้

แรงดันอินพุต (V_{in})	150V
แรงดันเอาต์พุต (V_o)	5V
ความถี่ในการสวิตช์ (f_s)	100kHz
กระแสไหลด (I_o)	1–10A
ความต้านไหลด (R)	5–0.5 Ω
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o)	5–50W



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.1 วงจร SOI buck converter ต้นแบบ: (ก) schematic (ข) ภาพถ่าย

จาก schematic ในรูปที่ 5.1(ก) วงจรควบคุมจะประกอบด้วย 3 ส่วน คือ (1) ไอซีพีดับบลิวเอ็ม UC3825 (2) ไอซีบัพเฟอร์แรงดัน CD4050 และ (3) วงจรขับเกตมอสเฟตกำลังแบบที่ใช้ pulse transformer แรงดันเอาต์พุตของวงจรถูกป้อนกลับเพื่อมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (reference voltage) ที่ขา 2 ของไอซี UC3825 ซึ่งถูกเซตไว้ที่ 5V สัญญาณความผิดพลาด (error signal) ที่เกิดขึ้นจะถูกขยายโดยวงจรชดเชย (compensator) ซึ่งประกอบด้วย R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 และ C_3 ได้เป็นสัญญาณควบคุม (control signal) ที่ขา 3 สัญญาณควบคุมที่ได้นี้ถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย (sawtooth signal) สร้างเป็นสัญญาณพัลส์ที่ขา 14 ซึ่งมีค่าตัวไฮเคิลแปรเปลี่ยนไปโดยค่าตัวไฮเคิลของสัญญาณพัลส์จะเพิ่มขึ้นเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าต่ำกว่าแรงดันอ้างอิง และจะลดลงเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงกว่าแรงดันอ้างอิง จากนั้นสัญญาณพัลส์ถูกป้อนไปยังไอซีบัพเฟอร์ CD4050 เพื่อเพิ่มความสามารถใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การขับกระแสและผ่านไปยังวงจรขับเคลื่อนที่ใช้ pulse transformer เพื่อให้เกิดการแยกกันทางไฟฟ้า ระหว่างขาเกต-ซอสของมอสเฟตและวงจรควบคุม สำหรับรายละเอียดการออกแบบวงจรควบคุม UC3825 และวงจรขับเคลื่อน สามารถดูในวิทยานิพนธ์ปริญญาโทของผู้แต่ง [26]

วงจร SOI buck converter ต้นแบบที่สร้างขึ้นแสดงในรูปที่ 5.1(ข) โดยรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต้นแบบแสดงดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร

อุปกรณ์	รายละเอียด
Input inductor	$L_1 = 550\mu\text{H}$ จำนวน 61 รอบ ลวดทองแดง AWG เบอร์ 21 แกนเทอร์รอย (toroid core)
Capacitors	$C_{in} = 100\mu\text{F}$ 100V $C_o = 440\mu\text{F}$ ($2 \times 220\mu\text{F}$ 50V) ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก (electrolytic capacitor)
Coupled inductor	แกนเฟอร์ไรต์ (ferrite core) ETD59 59/31/22 $L_1 = 200\mu\text{H}$ $N_1 = 14$ รอบ (6 เส้น \times AWG20 copper wire) $L_2 = 25.5\mu\text{H}$ $N_2 = 5$ รอบ (6 เส้น \times AWG20 copper wire)
D_a และ D_b	DST5200 5A 200V Schottky diode
D_o	MBR1645 16A 45V Schottky diode
MOSFET (SW)	R6047ENZ1 47A 600V
PWM control IC	UC3825
Voltage buffer IC	CD4050

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุต ที่กระแสไหลลด 1A ถึง 10A

ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ ที่กระแสไหลลด 1–10A แสดงดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ

$I_o(\text{A})$	$V_o(\text{V})$
1	5.005
2	5.001
3	4.996
4	4.991
5	4.986
6	4.980
7	4.968
8*	4.958
9*	4.955
10*	4.958

*วัดที่ $V_{in} = 130\text{V}$

จากตารางที่ 5.2 สามารถคำนวณค่าความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุต (output voltage regulation) ได้จากสมการที่ (5.1)

$$VR = \frac{V_o @ I_{o,\min} - V_o @ I_{o,\max}}{V_o @ I_{o,\max}} \times 100\% \quad (5.1)$$

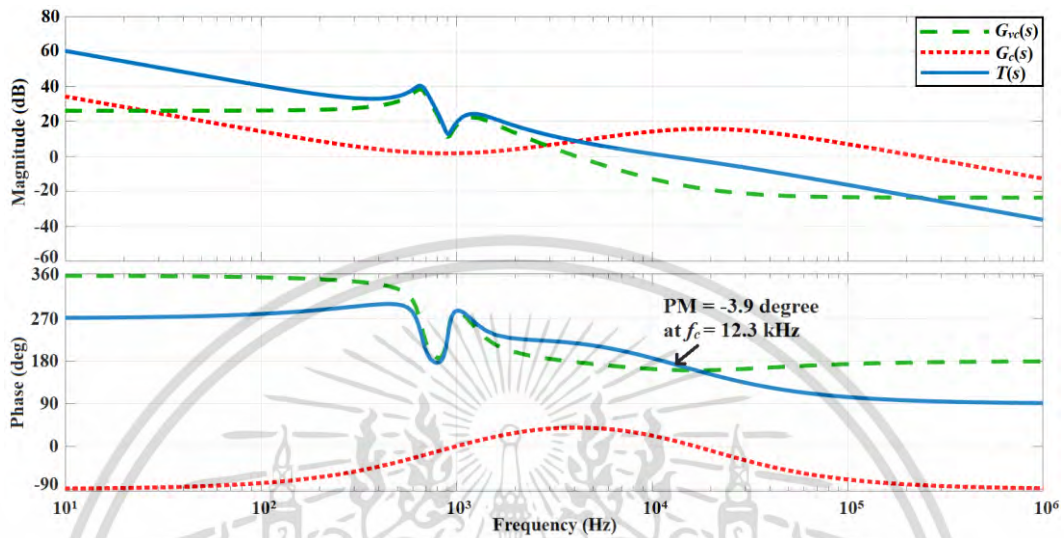
เมื่อ $V_o @ I_{o,\min}$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่กระแสไหลลดต่ำสุด

$V_o @ I_{o,\max}$ คือ แรงดันเอาต์พุตที่กระแสไหลสูงที่สุด

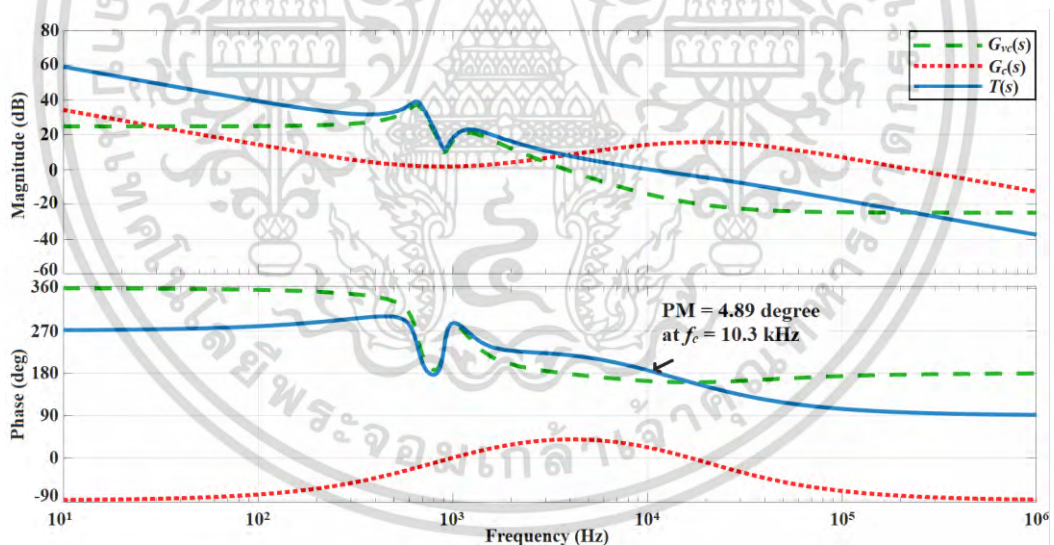
จากสมการที่ (5.1) ผลการคำนวณค่าความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต จะได้ $VR = 0.948\%$

จากตารางที่ 5.2 การทดลองที่กระแสไหลลด 8A ขึ้นไป พบว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์จะขาดเสถียรภาพและไม่สามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตได้ เนื่องจากผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบมีค่าเฟสมาจिनของฟังก์ชันถ่ายโอน $T(s)$ เป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 5.2 (การออกแบบตัวควบคุมในบทที่ 4 เป็นการออกแบบสำหรับกระแสไหลลด 5A) ดังนั้นในการทดสอบวงจรต้นแบบจึงได้ลดแรงดันอินพุตจาก 150V เป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

130V เพื่อให้ระบบกลับมามีเสถียรภาพและรักษาแรงดันเอาต์พุตได้ โดยรูปผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบที่กระแสโหลด 8–10A ที่แรงดันอินพุต 130V แสดงดังรูปที่ 5.3 ซึ่งเห็นได้ว่าระบบมีค่าเฟสมargin เป็นบวก



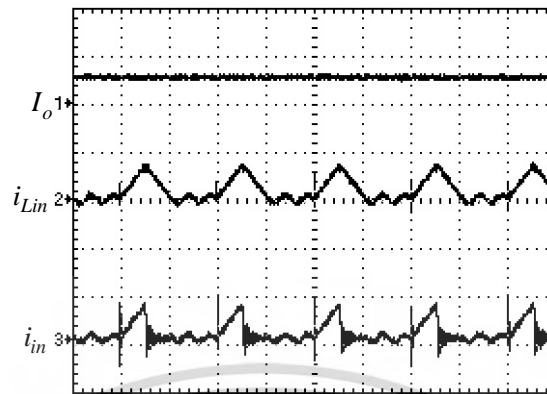
รูปที่ 5.2 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_{vc}(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$ ที่ $V_{in} = 150V$ $I_o = 8A$



รูปที่ 5.3 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $G_{vc}(s)$ $G_c(s)$ และ $T(s)$ ที่ $V_{in} = 130V$ $I_o = 8A$

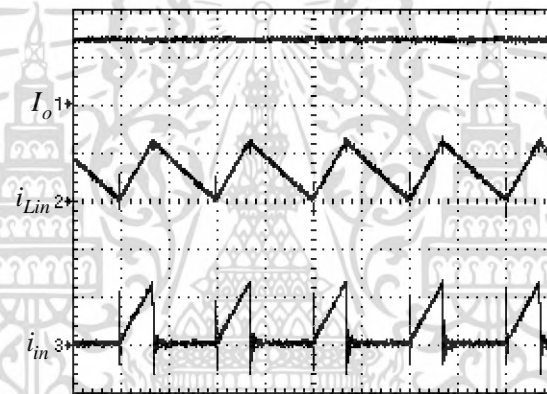
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ผลการวัดกระแสอินพุต กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} และกระแสเอาต์พุต



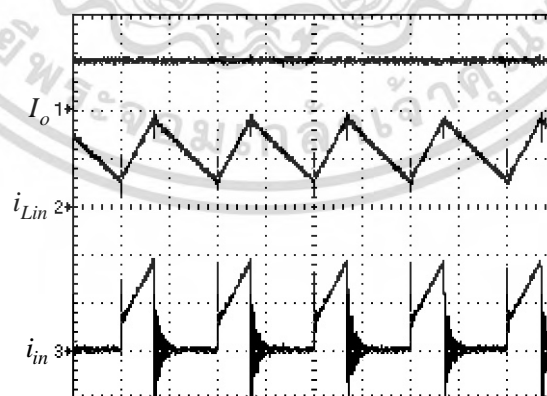
Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 2\text{A}/\text{div}$ CH2: $y = 0.5\text{A}/\text{div}$ และ CH3: $y = 0.5\text{A}/\text{div}$

(ก)



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 2\text{A}/\text{div}$ CH2: $y = 0.5\text{A}/\text{div}$ และ CH3: $y = 0.5\text{A}/\text{div}$

(ข)



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 5\text{A}/\text{div}$ CH2: $y = 0.5\text{A}/\text{div}$ และ CH3: $y = 0.5\text{A}/\text{div}$

(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Time scale: x = 5 μ s/div CH1: y = 10A/div CH2: y = 1A/div และ CH3: y = 1A/div

(ง)

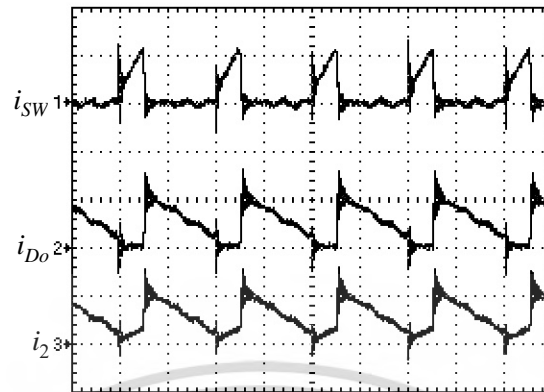
รูปที่ 5.4 รูปคลื่นกระแสโหลด (I_o) กระแสตัวเหนี่ยวนำ L_{in} (i_{Lin}) และกระแสอินพุต (i_{in}): (ก) $I_o = 1A$
(ข) $I_o = 2.6A$ (ค) $I_o = 5A$ และ (ง) $I_o = 10A$

ผลการวัดรูปคลื่นกระแส i_{Lin} และ i_{in} ของวงจรต้นแบบ ที่กระแส I_o ค่าต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 5.4 จะเห็นว่าตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM ที่กระแส $I_o = 1A$ ทำงานในโหมดรอยต่อ DCM/CCM ที่กระแส $I_o = 2.6A$ และทำงานในโหมด CCM ที่กระแส $I_o = 5A$ และ $I_o = 10A$

- ที่กระแส $I_o = 1A$ (รูปที่ 5.4 (ก)) วัดค่ากระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ได้ $I_{Lin,max} = 0.38A$
- ที่กระแส $I_o = 2.6A$ (รูปที่ 5.4 (ข)) วัดค่ากระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ได้ $I_{Lin,max} = 0.65A$
- ที่กระแส $I_o = 5A$ (รูปที่ 5.4 (ค)) วัดค่ากระแสสูงสุดและต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ได้ $I_{Lin,max} = 0.9A$ และ $I_{Lin,min} = 0.25A$ ตามลำดับ
- ที่กระแส $I_o = 10A$ (รูปที่ 5.4 (ง)) วัดค่ากระแสสูงสุดและต่ำสุดของตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ได้ $I_{Lin,max} = 1.6A$ และ $I_{Lin,min} = 1A$ ตามลำดับ

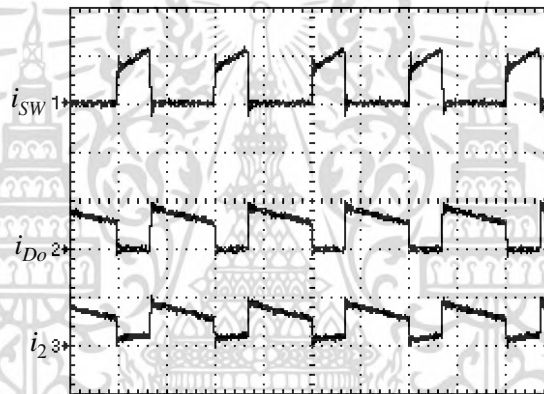
เมื่อตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM ในทางทฤษฎีกระแส $I_{Lin,min}$ จะมีค่าเป็นศูนย์ในช่วงเวลา d_2T_s แต่จากผลการวัดในรูปที่ 5.4(ก) จะสังเกตเห็นกระแส i_{Lin} เกิดการแกว่งบริเวณค่าศูนย์ในช่วงเวลาดังกล่าว ซึ่งเกิดจากผลของการเรโซแนนซ์ (resonance) ระหว่างตัวเก็บประจุแผ่นที่ไดโอด D_a และตัวเหนี่ยวนำ L_{in}

5.5 ผลการวัดกระแสสวิตช์ กระแสไดโอด D_o และกระแสขดลวดทุติยภูมิ



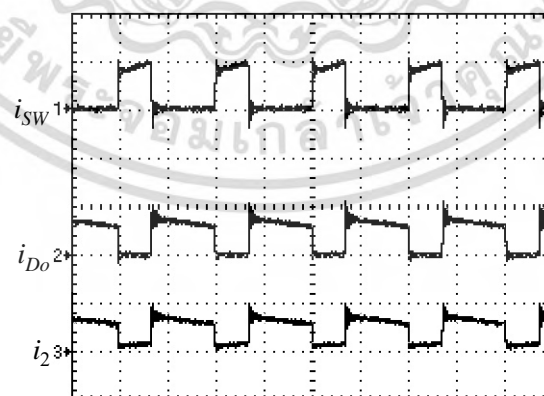
Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 0.5\text{A}/\text{div}$ CH2: $y = 2\text{A}/\text{div}$ และ CH3: $y = 2\text{A}/\text{div}$

(ก)



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 1\text{A}/\text{div}$ CH2: $y = 5\text{A}/\text{div}$ และ CH3: $y = 5\text{A}/\text{div}$

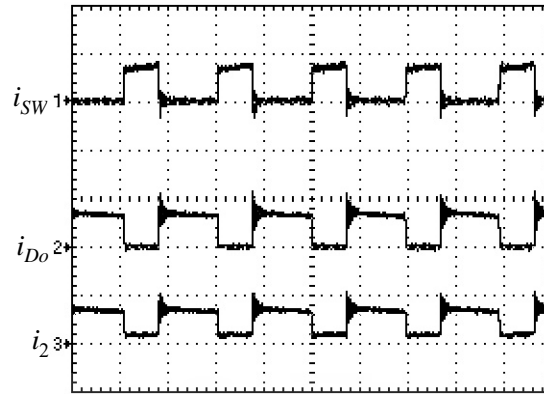
(ข)



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 2\text{A}/\text{div}$ CH2: $y = 10\text{A}/\text{div}$ และ CH3: $y = 10\text{A}/\text{div}$

(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Time scale: x = 5 μ s/div CH1: y = 5A/div CH2: y = 20A/div และ CH3: y = 20A/div

(ง)

รูปที่ 5.5 รูปคลื่นกระแสสวิตช์ (i_{SW}) กระแสไดโอด D_o (i_{Do}) และกระแสขดลวดเหนี่ยวนำ (i_2): (ก) $I_o = 1A$
(ข) $I_o = 2.6A$ (ค) $I_o = 5A$ และ (ง) $I_o = 10A$

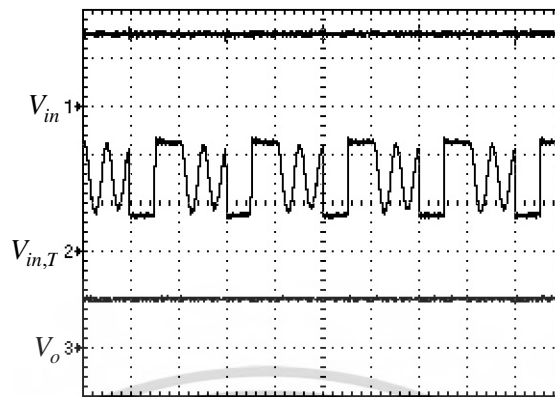
ผลการวัดรูปคลื่นกระแส i_{SW} i_{Do} และ i_2 ของวงจรต้นแบบ ที่กระแส I_o ค่าต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 5.5 จะเห็นว่ากระแส i_2 มีค่าเท่ากับกระแส i_{SW} ในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสและมีค่าเท่ากับกระแส i_{Do} ในช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแส ซึ่งสอดคล้องกับรูปคลื่นทางทฤษฎีในรูปที่ 2.8(ข) และ 2.9(ข)

- ที่กระแส $I_o = 1A$ (รูปที่ 5.5(ก)) วัดค่ากระแสสวิตช์สูงสุดได้ $I_{SW,max} = 0.55A$ และวัดค่ากระแสสูงสุดของไดโอด D_o ได้ $I_{Do,max} = 2.1A$
- ที่กระแส $I_o = 2.6A$ (รูปที่ 5.5(ข)) วัดค่ากระแสสูงสุดของสวิตช์ได้ $I_{SW,max} = 1.1A$ วัดค่ากระแสสูงสุดของไดโอด D_o ได้ $I_{Do,max} = 4.1A$
- ที่กระแส $I_o = 5A$ (รูปที่ 5.5(ค)) วัดค่ากระแสสูงสุดของสวิตช์ได้ $I_{SW,max} = 1.95A$ วัดค่ากระแสสูงสุดของไดโอด D_o ได้ $I_{Do,max} = 7.5A$
- ที่กระแส $I_o = 10A$ (รูปที่ 5.5(ง)) วัดค่ากระแสสูงสุดของสวิตช์ได้ $I_{SW,max} = 3.9A$ วัดค่ากระแสสูงสุดของไดโอด D_o ได้ $I_{Do,max} = 15A$

กระแส i_{Lm} ไม่สามารถวัดได้โดยตรง แต่สามารถประเมินได้จากรูปคลื่นกระแส i_2 โดยความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_{Lm} และ i_2 ในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสแสดงดังสมการที่ (2.15) ($i_{Lm} = (n+1)i_2$) และในช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแสแสดงดังสมการที่ (2.33) ($i_{Lm} = ni_2$) เนื่องจากรูปคลื่นกระแส i_2 ที่วัดได้มีค่าเป็นบวกตลอดย่านกระแสโหลด 1–10A จึงสามารถสรุปได้ว่ากระแส i_{Lm} มีค่าเป็นบวกด้วย นั่นคือ ตัวเหนี่ยวนำ L_m ทำงานในโหมด CCM ตลอดย่านการทำงานของวงจรซึ่งต่างกับตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ที่ทำงานในโหมด DCM ที่กระแสโหลดต่ำกว่า 2.6A และโหมด CCM ที่กระแสโหลดสูงกว่า 2.6A

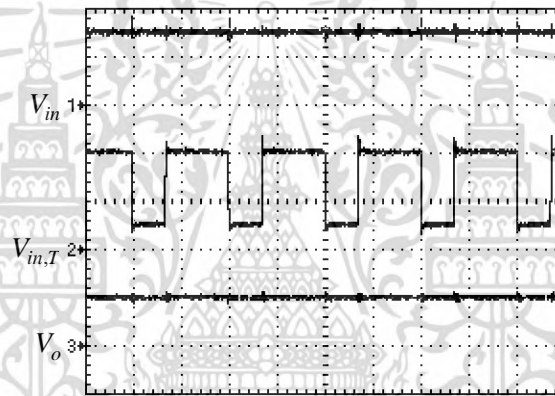
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 ผลการวัดแรงดันอินพุต แรงดันอินพุตของวงจร TIBC และแรงดันเอาต์พุต



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 100\text{V}/\text{div}$ CH2: $y = 100\text{V}/\text{div}$ และ CH3: $y = 5\text{V}/\text{div}$

(ก)



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 100\text{V}/\text{div}$ CH2: $y = 100\text{V}/\text{div}$ และ CH3: $y = 5\text{V}/\text{div}$

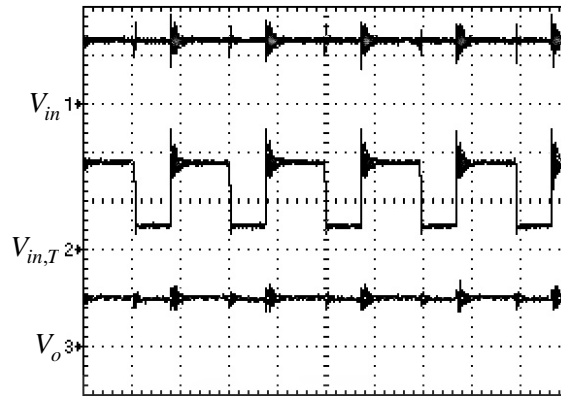
(ข)



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 100\text{V}/\text{div}$ CH2: $y = 100\text{V}/\text{div}$ และ CH3: $y = 5\text{V}/\text{div}$

(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 100\text{V}/\text{div}$ CH2: $y = 100\text{V}/\text{div}$ และ CH3: $y = 5\text{V}/\text{div}$

(ง)

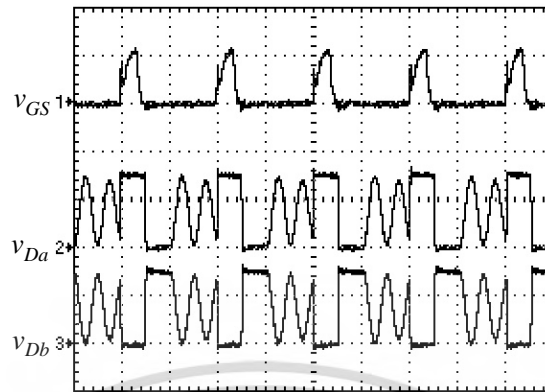
รูปที่ 5.6 รูปคลื่นแรงดันอินพุต (V_{in}) แรงดันอินพุตวงจร TIBC ($V_{in,T}$) และแรงดันเอาต์พุต (V_o): (ก) $I_o = 1\text{A}$ (ข) $I_o = 2.6\text{A}$ (ค) $I_o = 5\text{A}$ และ (ง) $I_o = 10\text{A}$

ผลการวัดรูปคลื่นแรงดัน V_{in} , $V_{in,T}$ และ V_o ของวงจรต้นแบบ ที่กระแส I_o ค่าต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 5.6 จะเห็นว่าแรงดัน V_{in} มีค่า 150V และแรงดัน V_o มีค่าประมาณ 5V ตลอดย่านกระแสโหลด 1–10A

- ที่กระแส $I_o = 1\text{A}$ (รูปที่ 5.6(ก)) วัดค่าแรงดัน $V_{in,T}$ ในช่วงเวลา dT_s ได้ $V_{in,T} = 75\text{V}$ และในช่วงเวลา d_1T_s ได้ $V_{in,T} = 225\text{V}$ ส่วนในช่วงเวลา d_2T_s แรงดัน $V_{in,T}$ เกิดการแกว่งอันเนื่องมาจากการเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเก็บประจุแผ่นที่ไดโอด D_a และตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ในทางทฤษฎี (รูปที่ 2.9(ก)) แรงดัน $V_{in,T}$ ในช่วงเวลาดังกล่าว จะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต ($V_{in} = 150\text{V}$) แต่จากผลการวัดในรูปที่ 5.6(ก) สังเกตได้ว่าจะมีการแกว่งเกิดขึ้นรอบบริเวณ 150V
- ที่กระแส $I_o = 2.6\text{A}$ (รูปที่ 5.6(ข)) และกระแส $I_o = 5\text{A}$ (รูปที่ 5.6(ค)) วัดค่าแรงดัน $V_{in,T}$ ในช่วงเวลา dT_s ได้ $V_{in,T} = 50\text{V}$ ส่วนในช่วงเวลา $(1-d)T_s$ ได้ $V_{in,T} = 200\text{V}$
- ที่กระแส $I_o = 10\text{A}$ (รูปที่ 5.6(ง)) วัดค่าแรงดัน $V_{in,T}$ ในช่วงเวลา dT_s ได้ $V_{in,T} = 45\text{V}$ ส่วนในช่วงเวลา $(1-d)T_s$ ได้ $V_{in,T} = 175\text{V}$

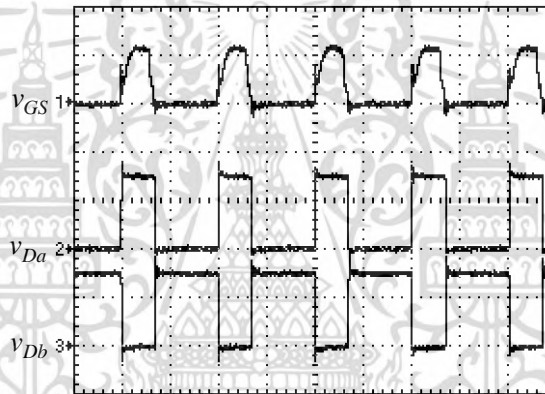
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 ผลการวัดสัญญาณขับมอสเฟต แรงดันคร่อมไดโอด D_a และแรงดันคร่อมไดโอด D_b



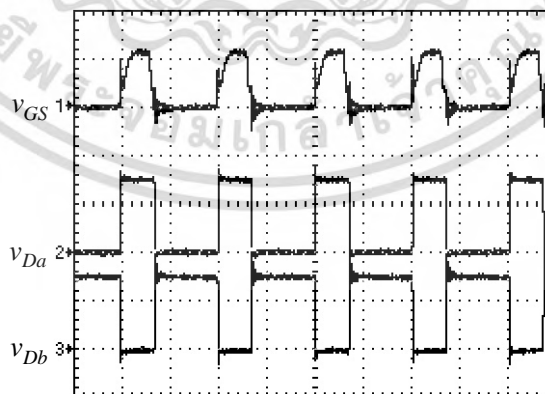
Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 10\text{V}/\text{div}$ CH2: $y = 100\text{V}/\text{div}$ และ CH3: $y = 100\text{V}/\text{div}$

(ก)



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 10\text{V}/\text{div}$ CH2: $y = 100\text{V}/\text{div}$ และ CH3: $y = 100\text{V}/\text{div}$

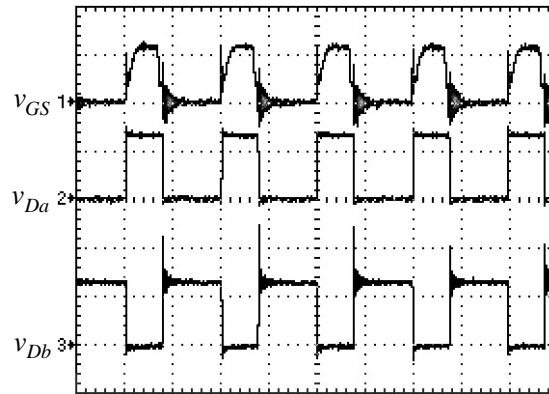
(ข)



Time scale: $x = 5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: $y = 10\text{V}/\text{div}$ CH2: $y = 100\text{V}/\text{div}$ และ CH3: $y = 100\text{V}/\text{div}$

(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Time scale: x = $5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: y = $10\text{V}/\text{div}$ CH2: y = $100\text{V}/\text{div}$ และ CH3: y = $100\text{V}/\text{div}$

(ง)

รูปที่ 5.7 สัญญาณขับมอสเฟต (v_{GS}) แรงดันคร่อมไดโอด D_a (v_{Da}) และแรงดันคร่อมไดโอด D_b

(v_{Db}): (ก) $I_o = 1\text{A}$ (ข) $I_o = 2.6\text{A}$ (ค) $I_o = 5\text{A}$ และ (ง) $I_o = 10\text{A}$

ผลการวัดรูปคลื่นแรงดัน v_{GS} v_{Da} และ v_{Db} ของวงจร ต้นแบบ ที่กระแส I_o ค่าต่าง ๆ แสดงดังรูปที่

5.7

- ที่กระแส $I_o = 1\text{A}$ (รูปที่ 5.7 (ก)) วัดค่าแรงดัน v_{Da} และ v_{Db} ในช่วงเวลา dT_s ได้แรงดัน $v_{Da} = 150\text{V}$ และ $v_{Db} = 0\text{V}$ ในช่วงเวลา d_1T_s ได้แรงดัน $v_{Da} = 0\text{V}$ และ $v_{Db} = 150\text{V}$ ส่วนในช่วงเวลา d_2T_s แรงดัน v_{Da} และ v_{Db} เกิดการแกว่งอันเนื่องมาจากการเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเก็บประจุแฝงที่ไดโอด D_a และตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ในทางทฤษฎี (รูปที่ 2.9(ก)) แรงดัน $V_{in,T}$ ในช่วงเวลาดังกล่าว จะมีค่าเท่ากับ 75V แต่จากผลการวัดในรูปที่ 5.7(ก) สังเกตได้ว่าจะมีการแกว่งเกิดขึ้นรอบบริเวณ 75V
- ที่กระแส $I_o = 2.6\text{A}$ (รูปที่ 5.7(ข)) และ $I_o = 5\text{A}$ (รูปที่ 5.7(ค)) วัดค่าแรงดัน v_{Da} และ v_{Db} ในช่วงเวลา dT_s ได้แรงดัน $v_{Da} = 150\text{V}$ และ $v_{Db} = 0$ ส่วนในช่วงเวลา $(1-d)T_s$ ได้แรงดัน $v_{Da} = 0$ และ $v_{Db} = 150\text{V}$
- ที่กระแส $I_o = 10\text{A}$ (รูปที่ 5.7(ง)) วัดค่าแรงดัน v_{Da} และ v_{Db} ในช่วงเวลา dT_s ได้แรงดัน $v_{Da} = 130\text{V}$ และ $v_{Db} = 0$ ส่วนในช่วงเวลา $(1-d)T_s$ ได้แรงดัน $v_{Da} = 0$ และ $v_{Db} = 130\text{V}$

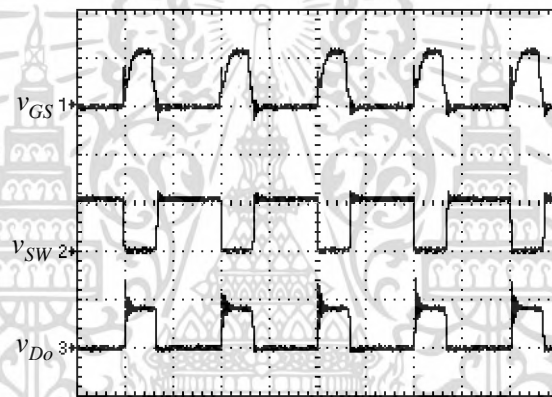
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.8 ผลการวัดสัญญาณขั้วมอสเฟต แรงดันคร่อมสวิตช์ และแรงดันคร่อมไดโอด D_o



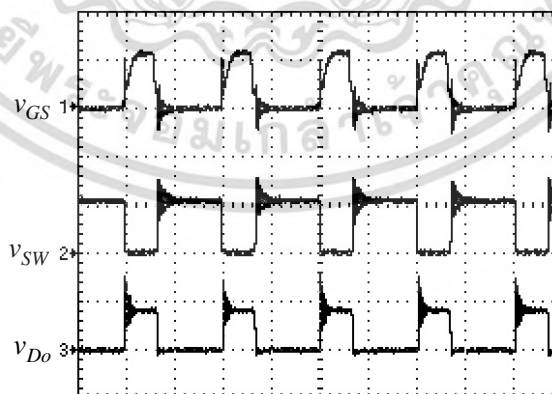
Time scale: $x = 5\mu s/div$ CH1: $y = 10V/div$ CH2: $y = 200V/div$ และ CH3: $y = 20V/div$

(ก)



Time scale: $x = 5\mu s/div$ CH1: $y = 10V/div$ CH2: $y = 200V/div$ และ CH3: $y = 20V/div$

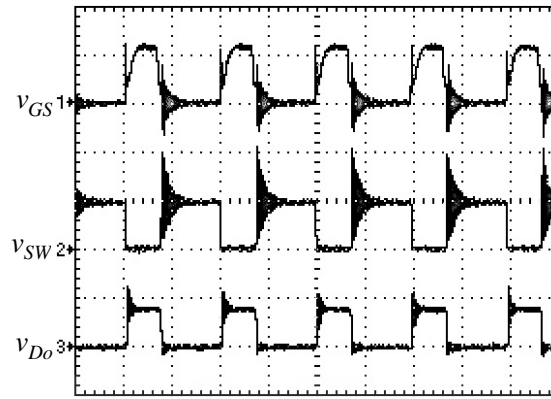
(ข)



Time scale: $x = 5\mu s/div$ CH1: $y = 10V/div$ CH2: $y = 200V/div$ และ CH3: $y = 20V/div$

(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Time scale: x = $5\mu\text{s}/\text{div}$ CH1: y = $10\text{V}/\text{div}$ CH2: y = $200\text{V}/\text{div}$ และ CH3: y = $20\text{V}/\text{div}$

(ง)

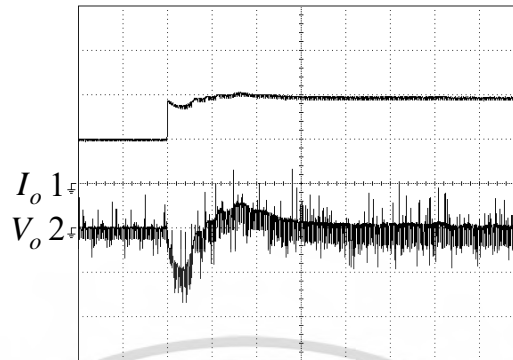
รูปที่ 5.8 รูปคลื่นสัญญาณขับมอสเฟต (v_{GS}) แรงดันคร่อมสวิตช์ (v_{SW}) และแรงดันคร่อมไดโอด D_o (v_{Do}): (ก) $I_o = 1\text{A}$ (ข) $I_o = 2.6\text{A}$ (ค) $I_o = 5\text{A}$ และ (ง) $I_o = 10\text{A}$

ผลการวัดรูปคลื่นแรงดัน v_{GS} v_{SW} และ v_{Do} ของวงจรต้นแบบ ที่กระแส I_o ค่าต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 5.8

- ที่กระแส $I_o = 1\text{A}$ (รูปที่ 5.8(ก)) วัดค่าแรงดัน v_{SW} และ v_{Do} ในช่วงเวลา dT_s ได้แรงดัน $v_{SW} = 0$ และ $v_{Do} = 23\text{V}$ ในช่วงเวลา d_1T_s ได้แรงดัน $v_{SW} = 240\text{V}$ และ $v_{Do} = 0$ ส่วนในช่วงเวลา d_2T_s แรงดัน v_{SW} เกิดการแกว่งอันเนื่องมาจากการเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเก็บประจุแฝงที่ไดโอด D_o และตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ในทางทฤษฎี (รูปที่ 2.9(ก)) แรงดัน v_{SW} ในช่วงเวลาดังกล่าว จะมีค่าเท่ากับ 163.89V แต่จากผลการวัดในรูปที่ 5.6(ก) สังเกตได้ว่าจะมีการแกว่งเกิดขึ้นรอบบริเวณ 164V และแรงดัน $v_{Do} = 0\text{V}$
- ที่กระแส $I_o = 2.6\text{A}$ (รูปที่ 5.8(ข)) และ $I_o = 5\text{A}$ (รูปที่ 5.8(ค)) วัดค่าแรงดัน v_{SW} และ v_{Do} ในช่วงเวลา dT_s ได้แรงดัน $v_{SW} = 0$ และ $v_{Do} = 16\text{V}$ ส่วนในช่วงเวลา $(1-d)T_s$ ได้แรงดัน $v_{SW} = 215\text{V}$ และ $v_{Do} = 0$
- ที่กระแส $I_o = 10\text{A}$ (รูปที่ 5.8(ง)) วัดค่าแรงดัน v_{SW} และ v_{Do} ในช่วงเวลา dT_s ได้แรงดัน $v_{SW} = 0$ และ $v_{Do} = 15\text{V}$ ส่วนในช่วงเวลา $(1-d)T_s$ ได้แรงดัน $v_{SW} = 190\text{V}$ และ $v_{Do} = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.9 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุต

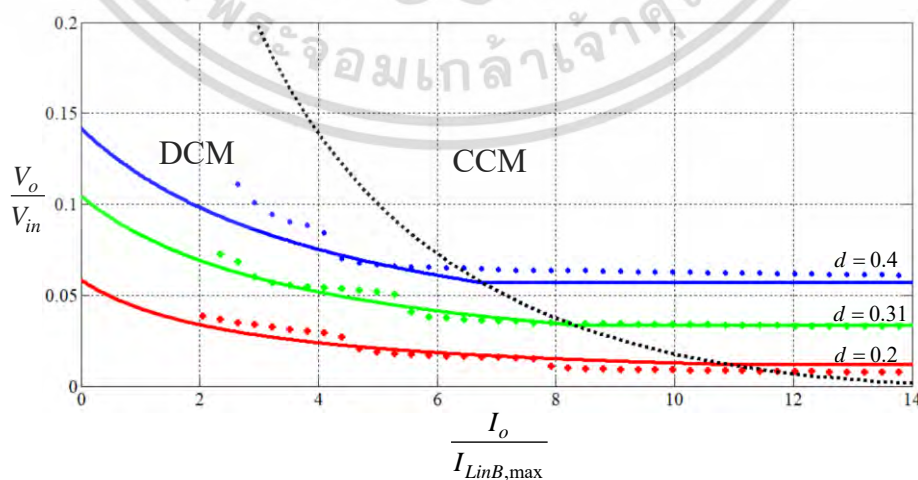


time scale: x = 200µs/div CH1: y = 5A/div และ CH2: y = 500mV/div

รูปที่ 5.9 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ เมื่อกระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 5A ไปเป็น 10A

ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ เมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลันจาก 5A เป็น 10A แสดงในรูปที่ 5.9 จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลงและวงจรควบคุมได้ทำการแก้ไขเพื่อรักษาให้แรงดันเอาต์พุตกลับมาคงที่อีกครั้งหนึ่ง โดยแรงดันเอาต์พุตมีค่าเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัว (settling time) ประมาณ 600µs และแรงดันเอาต์พุตตกสูงสุดชั่วขณะ (transient voltage drop) มีค่าประมาณ 450mV

5.10 ผลการเปรียบเทียบอัตราส่วนการลดทอนแรงดัน ระหว่างผลการคำนวณทางทฤษฎี และผลการทดลอง



รูปที่ 5.10 การเปรียบเทียบอัตราการลดทอนแรงดันระหว่างผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการทดลองของวงจรต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.10 แสดงอัตราส่วนการลดทอนแรงดัน (V_o/V_{in}) กรณีลูปเปิด (open loop) เมื่อกระแสโหลดมีค่าตั้งแต่ 1–5A ที่ $d = 0.2$ 0.31 และ 0.4 ตามลำดับ โดยเปรียบเทียบระหว่างผลการคำนวณทางทฤษฎี (เส้นทึบ) และผลการทดลอง (จุด) ในรูป แกน x เป็นค่า normalized load current และกระแส $I_{Lin,max}$ คือกระแสเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ที่ boundary สูงสุดมีค่าดังสมการที่ (2.62) จากรูปที่ 5.10 จะเห็นได้ว่าผลการทดลองมีค่าใกล้เคียงกับผลการคำนวณทางทฤษฎี ที่กระแสโหลดต่ำกว่าเส้น boundary (เส้นประสีดำ) ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} จะมีสภาวะการทำงานในโหมด DCM และอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสโหลดดังที่ได้นำเสนอมาก่อนหน้านี้ในบทที่ 2 และที่กระแสโหลดสูงกว่าเส้น boundary ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} จะมีสภาวะการทำงานในโหมด CCM และอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรจะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นอยู่กับกระแสโหลด



5.11 ผลการเปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการทดลอง ที่กระแสไหลต 1A 2.6A 5A และ 10A

จากผลการทดลองในหัวข้อที่ 5.4-5.8 สามารถสรุปผลการวัดค่ากระแสและแรงดันเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีในบทที่ 2 ได้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 การเปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการวัดค่ากระแสและแรงดันต่าง ๆ ที่กระแสไหลต 1A 2.6A 5A และ 10A

กระแส/แรงดัน	$V_{in} = 150V$						$V_{in} = 130V$	
	ที่ $I_o = 1A$		ที่ $I_o = 2.6A$		ที่ $I_o = 5A$		ที่ $I_o = 10A$	
	คำนวณ	ทดลอง	คำนวณ	ทดลอง	คำนวณ	ทดลอง	คำนวณ	ทดลอง
$I_{Lin,max} (A)$	0.30	0.38	0.57	0.65	0.83	0.9	1.49	1.6
$I_{Lin,min} (A)$	0	0	0	0	0.25	0.25	0.99	1
$I_{SW,max} (A)$	0.51	0.55	1.08	1.1	1.91	1.95	4.18	3.9
$I_{2,max} (A)$	1.93	2.1	4.07	4.1	7.22	7.5	15.79	15
$I_{Do,max} (A)$	1.93	2.1	4.07	4.1	7.22	7.5	15.79	15
$V_{Cin,max} (V)$	73.08	75	46.5	50	46.5	50	41.99	45
$V_{SW,max} (V)$	236.97	240	210.39	215	210.39	215	184.19	190
$V_{Da,max} (V)$	150	150	150	150	150	150	130	130
$V_{Db,max} (V)$	150	150	150	150	150	150	130	130
$V_{Do,max} (V)$	23.02	23	15.99	16	15.99	16	14.34	15

จากกระแส $I_{Lin,min}$ ในสมการที่ (2.71) เมื่อกำหนดให้กระแส $I_{Lin,min}$ มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้

$$0 = \frac{V_o I_o}{dV_{in}} - \left(\frac{dV_{in}}{2L_{in}} \right) (1-d) T_s \quad (5.2)$$

เมื่อจัดสมการใหม่จะได้กระแสโหลดที่ทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด boundary หรือโหมดรอยต่อระหว่าง CCM และ DCM ดังนี้

$$I_{oB} = \frac{(dV_{in})^2 (1-d) T_s}{2L_{in} V_o} \quad (5.3)$$

จากสมการที่ (5.3) เมื่อแทนค่าจากตารางที่ 5.1 จะได้ผลของกระแสโหลดที่ boundary เป็นกระแส $I_{ob} = 2.71A$ ซึ่งจากผลการทดลองตัวเหนี่ยวนำ L_{in} จะทำงานที่โหมด boundary ที่กระแส $I_o = 2.6A$ นั่นคือค่ากระแสโหลดที่ทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด boundary มีความสอดคล้องกันระหว่างผลการคำนวณและผลการทดลอง

5.12 ผลการวัดประสิทธิภาพ

ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ ที่กระแสโหลด 1–10A แสดงดังตารางที่ 5.4 และรูปที่ 5.11 จะเห็นได้ว่าวงจร SOI ต้นแบบ มีประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ 82% ที่กระแส $I_o = 4A$

จากตารางที่ 5.4 ที่กระแสโหลดต่ำ ($I_o = 1-3A$) ประสิทธิภาพที่วัดได้จะมีค่าต่ำเนื่องจากกระแสอินพุตมีค่าน้อย ส่งผลให้ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานอยู่ในโหมด DCM ซึ่งมีการสูญเสียที่สูงกว่าในโหมด CCM และที่กระแสโหลดสูง ($I_o = 8-10A$) ประสิทธิภาพที่วัดได้จะมีค่าต่ำ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านสวิทช์และไดโอดมีค่าสูง ทำให้เกิด conduction loss สูง ส่งผลให้ระบบมีประสิทธิภาพลดลง

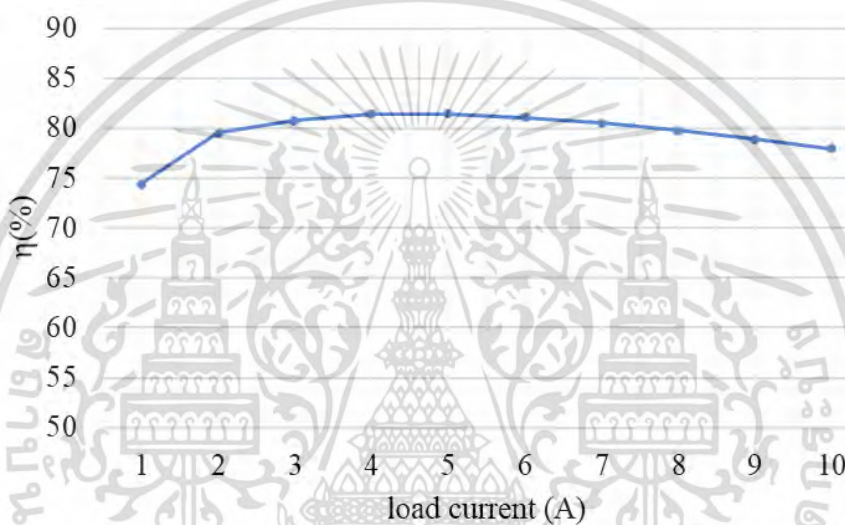
ตารางที่ 5.4 ผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ

เอาต์พุต		อินพุต		ประสิทธิภาพ (η)
$I_o(A)$	$V_o(V)$	$I_{in}(A)$	$V_{in}(V)$	
1.072	5.005	47.97m	150.36	74.395
2.068	5.001	86.49m	150.41	79.504
3.068	4.996	126.09m	150.51	80.755
4.058	4.991	165.61m	150.14	81.540
5.060	4.986	206.35m	150.12	81.433

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.4 ผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ (ต่อ)

เอาต์พุต		อินพุต		ประสิทธิภาพ (η)
I_o (A)	V_o (V)	I_{in} (A)	V_{in} (V)	
6.053	4.980	247.92m	150.00	81.095
7.051	4.968	289.49	150.34	80.495
8.044	4.958	332.64	150.34	79.753
9.039	4.955	377.55m	150.34	78.905
10.031	4.958	424.72m	150.25	77.941



รูปที่ 5.11 ประสิทธิภาพของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ

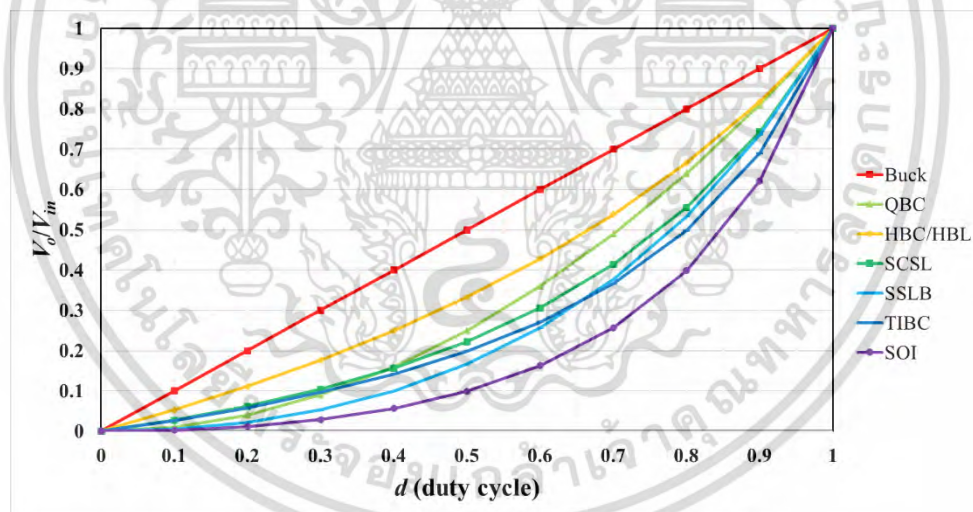
5.13 ผลการเปรียบเทียบอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter ต้นแบบกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดทอนแรงดันสูงแบบต่าง ๆ

ตารางที่ 5.5 แสดงอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรคอนเวอร์ชันิตต่าง ๆ ที่จะทำการเปรียบเทียบ วงจรทุกชนิดมีค่าอัตราส่วนการลดทอนแรงดันขึ้นอยู่กับค่า d ยกเว้นวงจร TIBC และวงจร SOI buck converter ต้นแบบที่มีอัตราส่วนการลดทอนแรงดันขึ้นอยู่กับทั้งค่า d และ n ในการเปรียบเทียบนี้จะกำหนดให้วงจร TIBC และวงจร SOI buck converter ต้นแบบ มีค่า $n = 0.36$ รูปที่

5.12 แสดงผลการพล็อตอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรคอนเวอร์ชันิตต่าง ๆ

ตารางที่ 5.5 อัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ

วงจรคอนเวอร์เตอร์	V_o/V_{in}
Buck converter	d
Quadratic buck converter (QBC)	d^2
Hybrid buck converter with switched-capacitor cell (HBC)/Hybrid buck converter with switched-inductor (HBL)	$\frac{d}{2-d}$
Switched-capacitor switch-inductor converter (SCSL)	$\frac{d}{(2-d)^2}$
Semi-quadratic switched-inductor buck converter (SSLB)	$\frac{d^2}{2-d}$
Tapped inductor buck converter (TIBC)	$\frac{nd}{n+1-d}$
SOI buck converter (SOI)	$\frac{nd^2}{n+1-d}$



รูปที่ 5.12 การเปรียบเทียบอัตราส่วนการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter ต้นแบบ กับ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ

จากรูปที่ 5.12 เห็นได้ว่าวงจรต้นแบบมีอัตราส่วนการลดทอนแรงดัน (V_o/V_{in}) ต่ำที่สุด ตลอดค่า d ตั้งแต่ 0-1 นั้นหมายความว่าวงจร SOI buck converter ต้นแบบ สามารถลดทอนแรงดันได้มากที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น ๆ

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษา ออกแบบ และสร้างวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดทอนแรงดันสูงแบบใหม่ชื่อว่าวงจร Semi-quadratic coupled inductor buck converter หรือวงจร SOI buck converter วงจรที่นำเสนอเกิดจากการรวมวงจรภาคอินพุตของวงจร QBC เข้ากับวงจร TIBC จุดเด่นของวงจรคือการใช้มอสเฟตสวิตช์เพียงตัวเดียวและสามารถลดทอนแรงดันได้สูงกว่าวงจรลดทอนแรงดันแบบอื่น ๆ นอกจากนี้ยังสามารถแก้ปัญหาของวงจร TIBC เรื่องกระแส ripple secondary สูงได้

ในการทำงานที่แรงดันอินพุตสูงและแรงดันเอาต์พุตต่ำ เมื่อกระแสไหลดมีค่าต่ำ กระแสอินพุตจะมีค่าน้อย ซึ่งมีโอกาสทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ของวงจรที่นำเสนอทำงานในโหมด DCM ได้ ดังนั้นจึงได้แบ่งการวิเคราะห์การทำงานของวงจรออกเป็น 2 กรณี คือตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด DCM ในกรณีกระแสไหลต่ำ และตัวเหนี่ยวนำ L_{in} ทำงานในโหมด CCM ในกรณีที่กระแสไหลสูง ในขณะที่ตัวเหนี่ยวนำ L_m ในภาควงจร TIBC ทำงานในโหมด CCM ตลอดเวลา ผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทำให้ได้สมการอัตราส่วนการลดทอนแรงดันในโหมด CCM สมการที่ (2.47) และในโหมด DCM สมการที่ (2.51) วงจรต้นแบบทำงานที่แรงดันอินพุต 150V แรงดันเอาต์พุต 5V (ลดทอนแรงดันได้ 30 เท่า) กระแสไหล 1–10A และความถี่สวิตช์ 100kHz ได้ถูกออกแบบและสร้างขึ้น โดยผลการทดสอบวงจรต้นแบบสามารถสรุปได้ดังนี้

- ที่กระแสไหลต่ำกว่า 2.6A ตัวเหนี่ยวนำ L_{in} จะมีสภาวะการทำงานในโหมด DCM และที่กระแสไหลสูงกว่า 2.6A จะมีสภาวะการทำงานในโหมด CCM ในขณะที่ตัวเหนี่ยวนำร่วมมีการทำงานในโหมด CCM ตลอดย่านกระแสไหล 1–10A
- วงจรต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตคงที่ประมาณ 5V ได้ตลอดย่านกระแสไหล 1–10A (ตารางที่ 5.2) ซึ่งย่านกระแสดังกล่าวตัวเหนี่ยวนำ L_{in} จะมีการเปลี่ยนโหมดการทำงานจาก DCM เป็น CCM
- ค่าแรงดันและกระแสที่วัดได้จากวงจรต้นแบบ (ตารางที่ 5.3) มีความสอดคล้องกับผลการคำนวณทางทฤษฎี นอกจากนี้ผลการวัดอัตราส่วนการลดทอนแรงดันกรณีลูเปิด (รูปที่ 5.10) ก็ยังมีค่าใกล้เคียงกับผลการคำนวณทางทฤษฎีด้วยเช่นกัน ทั้งหมดนี้เป็นการยืนยันความถูกต้องของผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรในบทที่ 2
- วงจรสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตได้เมื่อกระแสไหลมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 5A เป็น 10A
- วงจรต้นแบบสามารถลดทอนแรงดันได้ 30 เท่า โดยใช้อัตราส่วนจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำร่วม $n = N_2/N_1 = 1/3$ และทำงานที่ $d = 0.31$ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจร TIBC แบบดั้งเดิม ทำงานที่ $d = 0.32$ ต้องใช้ $n = 1/12.5$ จึงจะได้อัตราส่วนการลดทอนดังกล่าว ซึ่งค่า n ที่น้อยลงนี้ จะทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ริบเปลของกระแสดลวดทุติยภูมิและริบเปลของแรงดันเอาต์พุตของวงจร TIBC แบบดั้งเดิมมีค่าเพิ่มขึ้นมาก ส่งผลให้ต้องใช้ตัวเก็บประจุเอาต์พุตที่มีค่าใหญ่ขึ้นตามไปด้วย นั่นคือวงจรต้นแบบที่นำเสนอสามารถแก้ไขข้อจำกัดของวงจร TIBC แบบดั้งเดิมได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Xiong, S., Siew-Chong, T., and Siu-Chung, W. "Analysis and design of a high-voltage-gain hybrid switched-capacitor buck converter" **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**. vol. 59, no. 5, May 2012. pp. 1132-1141.
- [2] Jiao, Y., and Luo, F. L. "N-switched-capacitor buck converter: topologies and analysis" **IET power electronics**. vol. 4, no. 3, Mar. 2011. pp. 332-341.
- [3] Veerachary, M. "Modelling and analysis of cascade step-down converters" **IEE Proceedings-Electric Power Applications**. vol. 152, no. 1, Feb. 2005. pp. 41-50.
- [4] Morales-Saldana, J. A., et al. "Average current-mode control scheme for a quadratic buck converter with a single switch" **IEEE transactions on power electronics**. vol. 23, no. 1, Jan. 2008. pp. 485-490.
- [5] Karaket, K., and Bunlaksananusorn, C. "Modeling of a quadratic buck converter" **The 8th Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI)**. Jul. 2011. pp. 764-767.
- [6] AYACHIT, A., and KAZIMIERCZUK, M. K. "Steady-state analysis of PWM quadratic buck converter in CCM" **IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)**. Dec. 2013. pp 49-52.
- [7] Ayachit, A., and Kazimierczuk, M. K. "Power losses and efficiency analysis of the quadratic buck converter in CCM" **IEEE 57th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)**. Sep. 2014. pp. 463-466.
- [8] Ayachit, A., and Kazimierczuk, M. K. "Open-loop small-signal transfer functions of the quadratic buck PWM DC-DC converter in CCM" **IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. Feb. 2014. pp. 1643-1649.
- [9] Trakuldit, S., Tattiwong, K., and Bunlaksananusorn, C. "Design and evaluation of a Quadratic Buck Converter" **Energy Reports**. vol. 8, Apr. 2022. pp. 536-543.
- [10] Axelrod, B., Berkovich, Y., and Ioinovici, A. "Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters" **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**. vol. 55, no. 2, Mar. 2008. pp. 687-696.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [11] Pelan, O., Muntean, N., and Cornea, O. "Comparative evaluation of buck and switched-capacitor hybrid buck DC-DC converters" **International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion**. Aug. 2012. pp. 1330-1335.
- [12] Cornea, O., Pelan, O., and Muntean, N. "Comparative study of buck and hybrid buck "switched-inductor" DC-DC converters" **International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)**. Jul. 2012. pp. 853-858.
- [13] Pelan, O., Cornea, O., Muntean, N., and Blaabjerg, F. "Comparative efficiency evaluation of buck and hybrid buck dc-dc converters for automotive applications" **International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)**. Jul. 2014. pp. 582-587.
- [14] Pelan, O., Muntean, N., Cornea, O., and Blaabjerg, F. "High voltage conversion ratio, switched C & L cells, step-down DC-DC converter" **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. Oct. 2013. pp. 5580-5585.
- [15] Rahman, M. A., Sakib, S., Sarowar, G., Khan, M. F. H., and Reza, M. Z. "A hybrid DC-DC buck converter for very low voltage gain at high efficiency" **IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)**. Feb. 2017. pp. 710-713.
- [16] Yang, L. S., Chang, E. C., and Lin, C. C. "Study of a DC-DC converter with large step-down voltage conversion" **International Symposium on Next-Generation Electronics**. May 2013. pp. 465-468.
- [17] Khambuya, R., and Khwan-on, S. "A new high step-down DC-DC converter for renewable energy system applications" **Procedia Computer Science**. vol. 86, 2016. pp. 349-352.
- [18] Kim, T. H., Park, J. H., and Cho, B. H. "Small-signal modeling of the tapped-inductor converter under variable frequency control" **IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference**. Nov. 2004. pp. 1648-1652.
- [19] Cheng, K. W. E. "Tapped inductor for switched-mode power converters" **International Conference on Power Electronics Systems and Applications**. Apr. 2007. pp. 14-20.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [20] Kondrath, N., and Kazimierczuk, M. “Analysis and design of common-diode tapped inductor PWM buck converter in CCM” **Proc. Conf. Elect. Manuf. Coil Winding Conf.** Jan. 2009. pp. 29-30.
- [21] Chadha, A., Ayachit, A., Saini, D. K., and Kazimierczuk, M. K. “Steady-state analysis of PWM tapped-inductor buck DC-DC converter in CCM” **IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC).** Mar. 2018. pp. 1-6.
- [22] R.W. Erickson. D. Maksimovic. **Fundamental of Power Electronics.** 2nd Edition, Massachusetts, Kluwer Academic Publishers. 2001.
- [23] Hart, Daniel W. and Daniel, W. Hart. **Power electronics.** New York: McGraw-Hill. 2011.
- [24] กันติชา กิตติพิรพล. “การออกแบบวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2547.
- [25] V. Eng. “Dynamic Modeling and Control of a zeta a Converter” King Mongkut’s Institute of Technology Ladkrabang. 2009.
- [26] สิริพรรณ ตระกูลดิษฐ์. “การศึกษาเปรียบเทียบการควบคุมวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาระบบควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2555.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

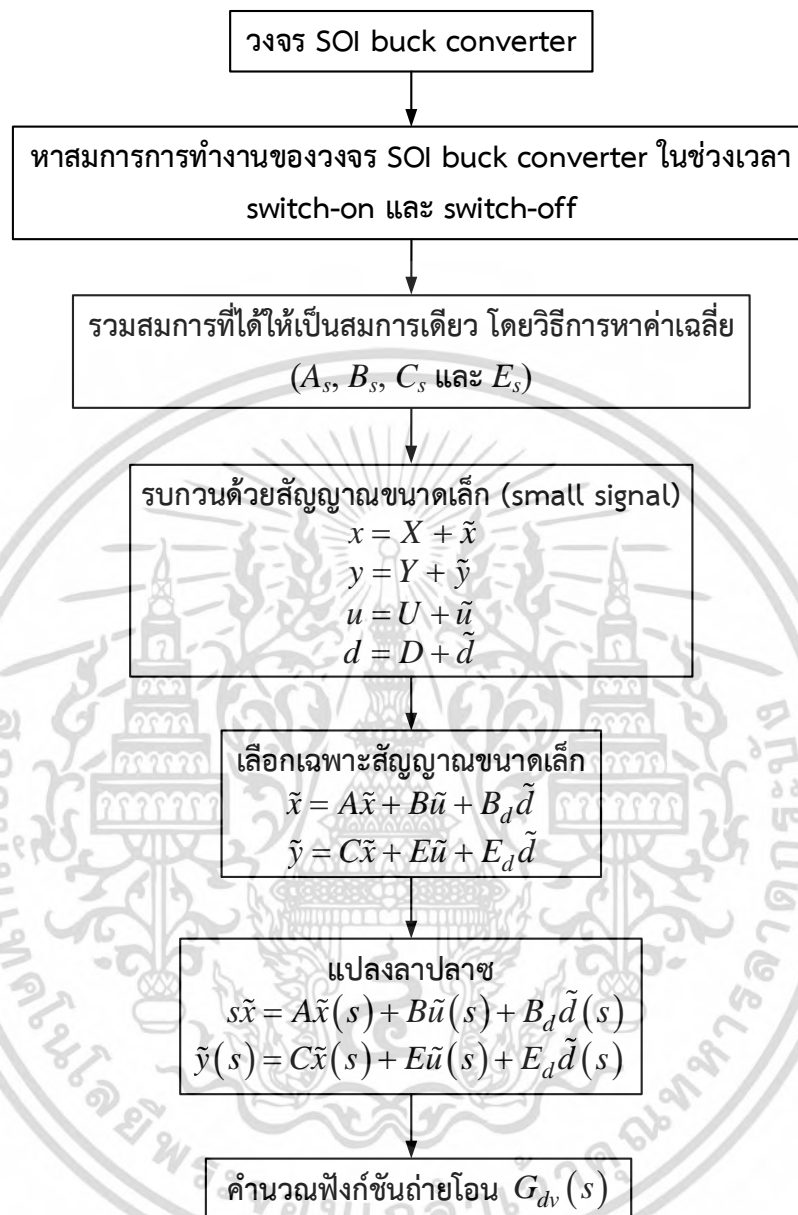
ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร SOI buck converter



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

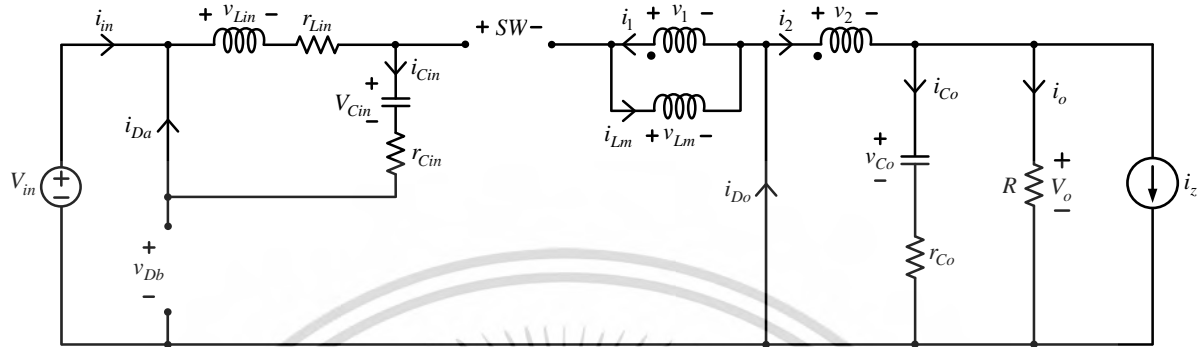
ก.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร SOI buck converter



รูปที่ ก.1 แผนภาพแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร SOI buck converter

ก.2 การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร SOI buck converter

ก.2.1 การทำงานของวงจร SOI buck converter เมื่อสวิตช์นำกระแส



รูปที่ ก.2 วงจร SOI buck converter เมื่อสวิตช์นำกระแส

ความสัมพันธ์ของแรงดัน กระแส และจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำรวม แสดงดังสมการที่ (ก.1)

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n} \tag{ก.1}$$

จากรูปที่ ก.2 สามารถหา dv_{Co}/dt dv_{Cin}/dt di_{Lm}/dt di_{Lin}/dt และแรงดัน v_o ของวงจร SOI buck converter เมื่อสวิตช์นำกระแส ได้ดังนี้
หาค่า dv_{Co}/dt ได้ดังนี้

$$i_2 = i_{Co} + i_o + i_z = i_{Co} + \frac{v_o}{R} + i_z \tag{ก.2}$$

$$i_{Lm} = i_1 + i_2 = i_2(n+1) \Rightarrow i_2 = \frac{i_{Lm}}{(n+1)} \tag{ก.3}$$

$$v_o = i_{Co}r_{Co} + v_{Co} \tag{ก.4}$$

แทนค่าสมการ (ก.3) และ (ก.4) ลงในสมการ (ก.2) จะได้

$$i_{Co} = \frac{i_{Lm}}{(n+1)} - \left(\frac{i_{Co}r_{Co} + v_{Co}}{R} \right) - i_z \tag{ก.5}$$

จัดสมการใหม่จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{Co} = \frac{Ri_{Lm}}{(n+1)(R+r_{Co})} - \frac{v_{Co}}{(R+r_{Co})} - \frac{Ri_z}{(R+r_{Co})} \quad (ก.6)$$

$$\Rightarrow \frac{dv_{Co}}{dt} = \left(\frac{R}{C_o(n+1)(R+r_{Co})} \right) i_{Lm} - \left(\frac{1}{C_o(R+r_{Co})} \right) v_{Co} - \left(\frac{R}{C_o(R+r_{Co})} \right) i_z \quad (ก.7)$$

หาค่า dv_{Cin}/dt ได้ดังนี้

$$i_{Lin} = i_{Cin} + i_2 \Rightarrow i_{Cin} = i_{Lin} - \frac{i_{Lm}}{n+1} \quad (ก.8)$$

$$\Rightarrow \frac{dv_{Cin}}{dt} = \left(\frac{1}{C_{in}} \right) i_{Cin} - \left(\frac{1}{C_{in}(n+1)} \right) i_{Lm} \quad (ก.9)$$

หาค่า di_{Lm}/dt ได้ดังนี้

$$-v_{Cin} - i_{Cin}r_{Cin} + v_{Lm} + v_2 + i_{Co}r_{Co} + v_{Co} = 0 \quad (ก.10)$$

แทนสมการ (ก.6) และ (ก.8) ลงในสมการ (ก.10) จะได้

$$v_{Lm}(n+1) = v_{Cin} + r_{Cin} \left(i_{Lin} - \frac{i_{Lm}}{n+1} \right) - r_{Co} \left(\frac{Ri_{Lm}}{(n+1)(R+r_{Co})} - \frac{v_{Co}}{R+r_{Co}} - \frac{Ri_z}{R+r_{Co}} \right) - v_{Co} \quad (ก.11)$$

$$\Rightarrow \frac{di_{Lm}}{dt} = \left(\frac{r_{Cin}}{L_m(n+1)} \right) i_{Lin} - \left(\frac{r_{Cin}(R+r_{Co}) + r_{Co}R}{L_m(n+1)^2(R+r_{Co})} \right) i_{Lm} + \left(\frac{1}{L_m(n+1)} \right) v_{Cin} - \left(\frac{R}{L_m(n+1)(R+r_{Co})} \right) v_{Co} + \left(\frac{r_{Co}R}{L_m(n+1)(R+r_{Co})} \right) i_z \quad (ก.12)$$

หาค่า di_{Lin}/dt ได้ดังนี้

$$-v_{in} + v_{Lin} + i_{Lin}r_{Lin} + i_{Cin}r_{Cin} + v_{Cin} = 0 \quad (ก.13)$$

แทนสมการ (ก.8) ลงในสมการ (ก.13) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{Lin} = v_{in} - i_{Lin}r_{Lin} - r_{Cin} \left(i_{Lin} - \frac{i_{Lm}}{n+1} \right) - v_{Cin} \quad (ก.14)$$

$$\Rightarrow \frac{di_{Lin}}{dt} = - \left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_{in}} \right) i_{Lin} - \left(\frac{r_{Cin}}{L_{in}(n+1)} \right) i_{Lm} - \left(\frac{1}{L_{in}} \right) v_{Cin} + \left(\frac{1}{L_{in}} \right) v_{in} \quad (ก.15)$$

หาค่าแรงดัน v_o ได้ดังนี้

$$v_o = i_{Co}r_{Co} + v_{Co} \quad (ก.16)$$

แทนสมการ (ก.6) ลงในสมการ (ก.16) จะได้

$$v_o = r_{Co} \left(\frac{Ri_{Lm}}{(n+1)(R+r_{Co})} - \frac{v_{Co}}{(R+r_{Co})} - \frac{Ri_z}{(R+r_{Co})} \right) + v_{Co} \quad (ก.17)$$

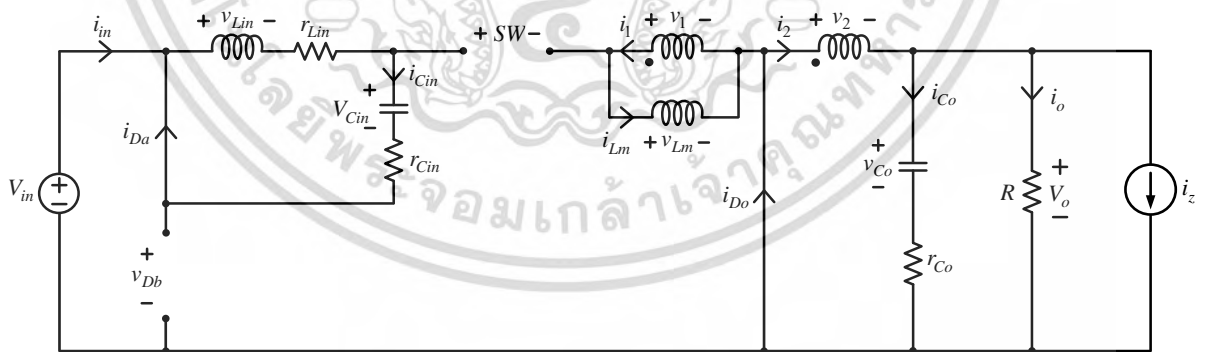
$$\Rightarrow v_o = \left(\frac{r_{Co}R}{(n+1)(R+r_{Co})} \right) i_{Lm} + \left(\frac{R}{R+r_{Co}} \right) v_{Co} - \left(\frac{r_{Co}R}{R+r_{Co}} \right) i_z \quad (ก.18)$$

จากวงจรเมื่อสวิตช์นำกระแส จะได้สมการที่ (ก.7) (ก.9) (ก.12) (ก.15) และ (ก.18) ซึ่งเป็นสมการ state-space สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์ได้ดังสมการที่ (ก.19)

$$\left\{ \begin{aligned} & \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_m}\right) & \frac{r_{Cin}}{L_m(n+1)} & \frac{-1}{L_m} & 0 \\ \frac{r_{Cin}}{L_m(n+1)} & \left(\frac{r_{Cin}(R+r_{Co}) + Rr_{Co}}{L_m(n+1)^2(R+r_{Co})}\right) & \frac{1}{L_m(n+1)} & \frac{-R}{L_m(n+1)(R+r_{Co})} \\ \frac{1}{C_{in}} & \frac{-1}{C_{in}(n+1)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{C_o(n+1)(R+r_{Co})} & 0 & \frac{-1}{C_o(R+r_{Co})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_m} \\ \frac{Rr_{Co}}{L_m(n+1)(R+r_{Co})} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-R}{C_o(R+r_{Co})} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ v_{in} \end{bmatrix} \\ & v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{Co}}{(n+1)(R+r_{Co})} & 0 & \frac{R}{R+r_{Co}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -Rr_{Co} \\ R+r_{Co} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ v_{in} \end{bmatrix} \end{aligned} \right.$$

(ก.19)

ก.2.2 การทำงานของวงจร SOI buck converter เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส



รูปที่ ก.3 วงจร SOI buck converter เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

จากรูปที่ ก.3 สามารถหา dv_{Co}/dt dv_{Cin}/dt di_{Lm}/dt di_{Lin}/dt และแรงดัน v_o ของวงจร SOI buck converter เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ได้ดังนี้

หาค่า dv_{Co}/dt ได้ดังนี้

$$i_2 = i_{Co} + i_o + i_z \Rightarrow i_{Co} = \frac{i_{Lm}}{n} - \frac{v_o}{R} - i_z \quad (ก.20)$$

$$v_o = v_{Co} + i_{Co}r_{Co} \quad (ก.21)$$

แทนสมการ (ก.21) ในสมการ (ก.20) จะได้

$$i_{Co} = \frac{Ri_{Lm}}{n(R+r_{Co})} - \frac{v_{Co}}{R+r_{Co}} - \frac{Ri_z}{R+r_{Co}} \quad (ก.22)$$

$$\Rightarrow \frac{dv_{Co}}{dt} = \left(\frac{R}{nC_o(R+r_{Co})} \right) i_{Lm} - \left(\frac{1}{C_o(R+r_{Co})} \right) v_{Co} - \left(\frac{R}{C_o(R+r_{Co})} \right) i_z \quad (ก.23)$$

หาค่า dv_{Cin}/dt ได้ดังนี้

$$i_{Co} = i_{Lin} \quad (ก.24)$$

$$\Rightarrow \frac{dv_{Cin}}{dt} = \left(\frac{1}{C_{in}} \right) i_{Lin} \quad (ก.25)$$

หาค่า di_{Lm}/dt ได้ดังนี้

$$v_2 + v_{Co} + i_{Co}r_{Co} = 0 \quad (ก.26)$$

แทนสมการ (ก.22) ลงในสมการ (ก.26) จะได้

$$nv_{Lm} + v_{Co} + r_{Co} \left(\frac{Ri_{Lm}}{n(R+r_{Co})} - \frac{v_{Co}}{R+r_{Co}} - \frac{Ri_z}{R+r_{Co}} \right) = 0 \quad (ก.27)$$

$$v_{Lm} = -\frac{Rr_{Co}i_{Lm}}{n^2(R+r_{Co})} - \frac{Rv_{Co}}{n(R+r_{Co})} + \frac{Rr_{Co}i_z}{n(R+r_{Co})} \quad (ก.28)$$

$$\Rightarrow \frac{di_{Lm}}{dt} = -\left(\frac{Rr_{Co}}{n^2L_m(R+r_{Co})} \right) i_{Lm} - \left(\frac{R}{nL_m(R+r_{Co})} \right) v_{Co} + \left(\frac{Rr_{Co}}{nL_m(R+r_{Co})} \right) i_z \quad (ก.29)$$

หาค่า di_{Lin}/dt ได้ดังนี้

$$v_{Lin} + i_{Lin}r_{Lin} + v_{Cin} + i_{Cin}r_{Cin} = 0 \quad (ก.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $i_{Cin} = i_{Lin}$ จะได้

$$v_{Lin} = -i_{Lin}(r_{Lin} + r_{Cin}) - v_{Cin} \quad (ก.31)$$

$$\Rightarrow \frac{di_{Lin}}{dt} = -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_{in}}\right)i_{Lin} - \left(\frac{1}{L_{in}}\right)v_{Cin} \quad (ก.32)$$

หาค่าแรงดัน v_o ได้ดังนี้

$$v_o = i_{Co}r_{Co} + v_{Co} \quad (ก.33)$$

แทนสมการ (ก.22) ลงในสมการ (ก.33) จะได้

$$v_o = r_{Co} \left(\frac{Ri_{Lm}}{n(R+r_{Co})} - \frac{v_{Co}}{(R+r_{Co})} - \frac{Ri_z}{(R+r_{Co})} \right) + v_{Co} \quad (ก.34)$$

$$\Rightarrow v_o = \left(\frac{Rr_{Co}}{n(R+r_{Co})} \right) i_{Lm} + \left(\frac{R}{R+r_{Co}} \right) v_{Co} - \left(\frac{Rr_{Co}}{R+r_{Co}} \right) i_z \quad (ก.35)$$

จากวงจรเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส จะได้สมการที่ (ก.23) (ก.25) (ก.29) (ก.32) และ (ก.35) ซึ่งเป็นสมการ state-space สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเมทริกซ์ได้ดังสมการที่ (ก.36)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_{Lin} + r_{Cin}}{L_{in}}\right) & 0 & \frac{-1}{L_{in}} & 0 \\ 0 & \frac{-Rr_{Co}}{n^2 L_{m} (R+r_{Co})} & 0 & \frac{-R}{nL_{m} (R+r_{Co})} \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{nC_o (R+r_{Co})} & 0 & \frac{-1}{C_o (R+r_{Co})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{Rr_{Co}}{nL_{m} (R+r_{Co})} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{-R}{C_o (R+r_{Co})} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ v_{in} \end{bmatrix} \\ v_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Rr_{Co}}{n(R+r_{Co})} & 0 & \frac{R}{R+r_{Co}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lin} \\ i_{Lm} \\ v_{Cin} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -Rr_{Co} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ v_{in} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (ก.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

โปรแกรม MATLAB สำหรับสร้างแผนภาพผลตอบสนองเชิงความถี่
ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร SOI buck converter และพล็อต
เส้นกราฟต่าง ๆ ในวิชยานิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.1 การสร้างแผนภาพผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร SOI buck converter

```

% ----- Parameters of SOI buck converter ----- %
Vin=150;                               %input voltage
Vo=5;                                   %output voltage
R=1;                                    %load current at Io=5A
D=0.31;                                 %duty cycle
n=0.36;                                  %turn ratio N2/N1
Lm=200e-6;                               %magnetizing inductance
lz=0;
Ts=10e-6;                                %switching period
Vm=1.8;                                  %sawtooth waveform
Fm=1/Vm;                                  %PWM comparator transfer function
Cin=100e-6;                               %input capacitance
rin=0.084;                                %ESR of Cin
Lin=550e-6;                               %input inductance
rL=0.1;                                   %ESR of Lin
Co=440e-6;                               %Output capacitance
ro=16.5e-3;                               %ESR of Co

% ----- The state-space matrices and average matrices ----- %
A1=[-(rL+rin)/Lin, rin/(Lin*(n+1)), -1/Lin, 0
    rin/(Lm*(n+1)), (-rin*(R+ro)+(R*ro))/(Lm*((n+1)^2*(R+ro)), 1/(Lm*(n+1)), -R/(Lm*(n+1)*(R+ro))
    1/Cin, -1/(Cin*(n+1)), 0, 0
    0, R/(Co*(n+1)*(R+ro)), 0, -1/(Co*(R+ro))];
A2=[-(rL+rin)/Lin, 0, -1/Lin, 0
    0, (-R*ro)/((n^2)*Lm*(R+ro)), 0, (-R)/(n*Lm*(R+ro))
    1/Cin, 0, 0, 0
    0, R/(n*Co*(R+ro)), 0, (-1)/(Co*(R+ro))];
A=A1*D + A2*(1-D);                       %state matrix

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

B1=[0, 1/Lin
    (R*ro)/(Lm*(n+1)*(R+ro)), 0
    0, 0
    -R/(Co*(R+ro)), 0];
B2=[0, 0
    (R*ro)/(n*Lm*(R+ro)), 0
    0, 0
    (-R)/(Co*(R+ro)),0];
B=B1*D + B2*(1-D); %input matrix
C1=[0, (R*ro)/((n+1)*(R+ro)), 0, R/(R+ro)];
C2=[0, (R*ro)/(n*(R+ro)), 0, R/(R+ro)];
C=C1*D + C2*(1-D); %output matrix
E1=[(-R*ro)/(R+ro), 0 ];
E2=[(-R*ro)/(R+ro),0 ];
E=E1*D + E2*(1-D); %feed forward matrix

%----- Steady-state equations -----%
U=[z;Vin ];
X=-inv(A)*B*U; %where X=[iLin; iLm; VCin; VCo];
Vo=C*X+E*U;
Bd=(A1-A2)*X + (B1-B2)*U;
Ed=(C1-C2)*X + (E1-E2)*U;
[numd,dend]=ss2tf(A,Bd,C,Ed);
Gdv=tf(numd,dend); %duty cycle-to-output transfer function

%---Two-zero-and-three-poles compensator---%
n1=[0,1];
d1=[1,0];
G1=tf(n1,d1);
n2=[1/(2*pi*650),1];
d2=[1/(2*pi*16050),1];
G2=tf(n2,d2);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

n3=[1/(2*pi*1200), 1];
d3=[1/(2*pi*22000), 1];
G3=tf(n3,d3);
Gc=3.2332e3*G1*G2*G3;          %compensator transfer function

% ----- Voltage Mode Control ----- %
Gvc=Gdv*Fm;                    %uncompensated open-loop transfer
function
T=Gvc*Gc;                      %open-loop transfer function
figure(1);
bode(Gc,'r',Gvc,'-g',T,")

% ----- Find R and C of compensator ----- %
wi=3.2332e3;
wcz1=2*pi*650;
wcz2=2*pi*1200;
wcp1=2*pi*16050;
wcp2=2*pi*22000;

R2=2400                         %Set
C1=1/(wcz1*R2)
C2=C1/((wcp1*R2*C1)-1)
R1=1/(wi*(C1+C2))
x=1/wcp2;                       %x=R3*C3
C3=(1-(wcz2*x))/(R1*wcz2)
R3=1/(C3*wcp2)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2 กราฟแสดงอัตราการลดทอนแรงดันของวงจร SOI buck converter ที่กระแสโหลด 1-5A เมื่อ $d = 0.32$ 0.5 0.7 และ 1 (รูปที่ 2.8)

```

Vin=150;
Vo=5;
L=550e-6;
Ts=10e-6;
n=0.36;
D=0:0.01:1;
lo=0:0.01:5; %lo=1-5A
ILB_max=(Vin*Ts)/(8*L);
x=lo/ILB_max;
N=501;

%----Vo/Vin at duty cycle of 0.32 (D1=0.32)----%
D1=0.32;
g1=[];
d1_1=(n*x)/(4*(n+1-D1));
fdisc_1=(n*(D1^2))/((n+1-D1)*(D1+d1_1)); %function in DCM
fcont_1=(n*(D1^2))/(n+1-D1); %function in CCM
for k=1:N
    if fdisc_1(k)>=fcont_1
        g1=[g1 fdisc_1(k)];
    else
        g1=[g1 fcont_1];
    end
end

%----Vo/Vin at duty cycle of 0.5 (D2=0.5)----%
D2=0.5;
g2=[];
d1_2=(n*x)/(4*(n+1-D2));

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

fdisc_2=(n*(D2^2))/((n+1-D2)*(D2+d1_2)); %function in DCM
fcont_2=(n*(D2^2))/(n+1-D2);
for k=1:N
    if fdisc_2(k)>=fcont_2
        g2=[g2 fdisc_2(k)];
    else
        g2=[g2 fcont_2];
    end
end

%----Vo/Vin at duty cycle of 0.7 (D3=0.7)
D3=0.7;
g3=[];
d1_3=(n*x)/(4*(n+1-D3));
fdisc_3=(n*(D3^2))/((n+1-D3)*(D3+d1_3)); %function in DCM
fcont_3=(n*(D3^2))/(n+1-D3);
for k=1:N
    if fdisc_3(k)>=fcont_3
        g3=[g3 fdisc_3(k)];
    else
        g3=[g3 fcont_3];
    end
end

%---- Vo/Vin at duty cycle of 0.9 (D4=0.9)----%
D4=0.9;
g4=[];
d1_4=(n*x)/(4*(n+1-D4));
fdisc_4=(n*(D4^2))/((n+1-D4)*(D4+d1_4)); %function in DCM
fcont_4=(n*(D4^2))/(n+1-D4);
for k=1:N
    if fdisc_4(k)>=fcont_4

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        g4=[g4 fdisc_4(k)];
    else
        g4=[g4 fcont_4];
    end
end
end

% ---- Vo/Vin at duty cycle of 1 (D5=1)---- %
D5=1;
g5=[];
d1_5=(n*x)/(4*(n+1-D5));
fdisc_5=(n*(D5^2))/((n+1-D5)*(D5+d1_5)); %function in DCM
fcont_5=(n*(D5^2))/(n+1-D5);
for k=1:N
    if fdisc_5(k)>=fcont_5
        g5=[g5 fdisc_5(k)];
    else
        g5=[g5 fcont_5];
    end
end
end

%----The boundary between the continuous and discontinuous mode----%
Vo_Vin=(n*(D.^2))/(n+1-D); %equation of Vo/Vin
lo_ILinBMax=(4.*(1-D).*(n+1-D))/n
plot(lo_ILinBMax,Vo_Vin)
plot(x,g1,x,g2,x,g3,x,g4,x,g5,lo_ILinBMax,Vo_Vin,'-')
axis([0 14.0 0 1.1])

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.3 กราฟการเปรียบเทียบอัตราการผลิตแรงดันระหว่างผลการคำนวณทางทฤษฎีและผลการทดลองของวงจรต้นแบบ (รูปที่ 5.10)

```

Vin=150;
Vo=5;
L=550e-6;
Ts=10e-6;
n=0.36;
D=0:0.01:1;
lo=0:0.01:5; %lo=1-5A
ILB_max=(Vin*Ts)/(8*L);
x=lo/ILB_max;
N=501;

% ----- Vo/Vin at duty cycle of 0.2 (D1=0.2) ----- %
D1=0.2;
g1=[];
d1_1=(n*x)/(4*(n+1-D1));
fdisc_1=(n*(D1^2))/((n+1-D1)*(D1+d1_1)); %function in DCM
fcont_1=(n*(D1^2))/(n+1-D1); %function in CCM
for k=1:N
    if fdisc_1(k)>=fcont_1
        g1=[g1 fdisc_1(k)];
    else
        g1=[g1 fcont_1];
    end
end

end

% ----- Measured results at D=0.2 ----- %
Vo_M1=[5.79 5.48 5.24 5.04 4.85 4.68 4.53...
        4.35 4.04 3.05 2.77 2.66 2.58 2.54 2.48 2.45 2.40...
        2.37 2.30 2.21 1.61 1.45 1.42 1.39 1.36 1.35 1.33...

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

1.32 1.31 1.29 1.27 1.25 1.24 1.22 1.20 1.18 1.17...
1.16 1.15 1.14 1.13 1.13 1.12 1.12];

Vo_Vin_M1=Vo_M1/Vin;
lo_M1=[0.7:0.1:5]                %lo=0.7-5A
lo_ILimBMax_M1=lo_M1/ILB_max;    %lo/ILinB,max

% ----- Vo/Vin at duty cycle of 0.31 (D2=0.31) ----- %
D2=0.31;
g2=[];
d1_2=(n*x)/(4*(n+1-D2));
fdisc_2=(n*(D2^2))/(n+1-D2).*(D2+d1_2); %function in DCM
fcont_2=(n*(D2^2))/(n+1-D2);           %function in CCM
for k=1:N
    if fdisc_2(k)>=fcont_2
        g2=[g2 fdisc_2(k)];
    else
        g2=[g2 fcont_2];
    end
end

%----Measured results--at D=0.31---%
Vo_M2=[10.88 10.25 9.02 8.52 8.30...
        8.20 8.11 8.01 7.91 7.79 7.56 6.09 5.72 5.61 5.49...
        5.40 5.34 5.32 5.23 5.21 5.16 5.15 5.14 5.12 5.10...
        5.09 5.07 5.06 5.04 5.02 5.00 4.99 4.98 4.96 4.95...
        4.94 4.92 4.93 4.91 4.92 4.90 4.89 4.87]

Vo_Vin_M2=Vo_M2/Vin;
lo_M2=[0.8:0.1:5]                %lo=0.8-5A
lo_ILimBMax_M2=lo_M2/ILB_max;    %lo/ILinB,max
axis([1 14.0 0 0.3])

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

% ----- Vo/Vin at duty cycle of 0.4 (D3=0.4) ----- %
D3=0.4;      g3=[];
d1_3=(n*x)/(4*(n+1-D3));
fdisc_3=(n*(D3^2))/((n+1-D3)*(D3+d1_3)); %function in DCM
fcont_3=(n*(D3^2))/(n+1-D3);
for k=1:N
    if fdisc_3(k)>=fcont_3
        g3=[g3 fdisc_3(k)];
    else
        g3=[g3 fcont_3];
    end
end
end

%-----Measured results--at D=0.4---%
Vo_M3=[16.67 15.13 14.18 13.57 13.30...
        12.68 10.50 10.15 10.02 9.93 9.85 9.82 9.78 9.73 9.67...
        9.61 9.58 9.57 9.56 9.54 9.52 9.50 9.47 9.44 9.41...
        9.39 9.38 9.36 9.34 9.33 9.32 9.29 9.27 9.26 9.24...
        9.21 9.19 9.18 9.17 9.16 9.15 9.14 ]
Vo_Vin_M3=Vo_M3/Vin;
lo_M3=[0.9:0.1:5] %lo=0.9-5A
lo_ILinBMax_M3=lo_M3/ILB_max; %lo/ILinB,max

%-----The boundary between the continuous and discontinuous mode-----%
Vo_Vin=(n*(D.^2))/(n+1-D);
d=(-Vo_Vin./(2*n))+((1/(2*n))*sqrt((Vo_Vin.^2)+(4*n*(n+1).*Vo_Vin)))
lo_ILinBMax=(4*d.^2.*(1-d))./(Vo_Vin)
plot (x,g1,'r',lo_ILinBMax_M1,Vo_Vin_M1,'r+',x,g2,'g-
',lo_ILinBMax_M2,Vo_Vin_M2,'g*',x,g3,'b-
',lo_ILinBMax_M3,Vo_Vin_M3,'bx',lo_ILinBMax,Vo_Vin,'k:')
axis([0 14.0 0 0.2])

```

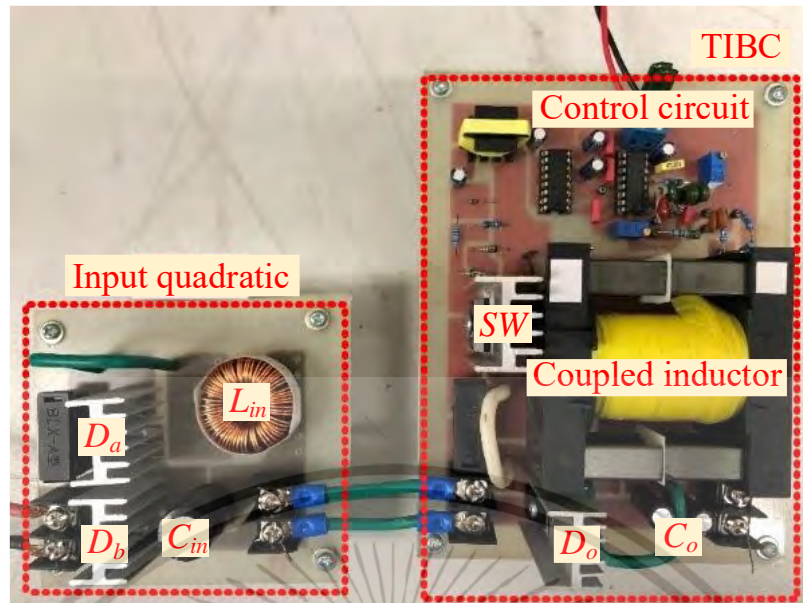
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

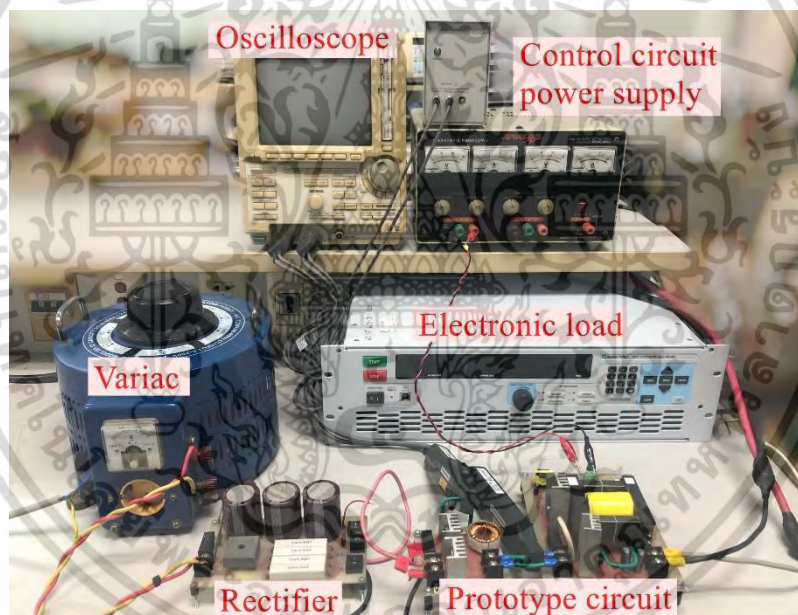
ภาพถ่ายของงานวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ค.1 ภาพถ่ายของวงจร SOI buck converter



รูปที่ ค.2 ภาพถ่ายของชุดทดลองวงจร SOI buck converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ มีดังนี้

1. Trakuldit Siripan, and Chanin Bunlaksananusorn. “Dynamic Modeling and Closed-Loop Control of a Tapped Inductor Buck Converter” **Journal of Mobile Multimedia**. vol.17 n.4, Jun. 2021. pp. 673-692.
2. Trakuldit Siripan, Kaweerat Tattiwong, and Chanin Bunlaksananusorn. “Design and Evaluation of a Quadratic Buck Converter” **Energy Reports**. vol.8, Apr. 2022. pp. 536-543.
3. Trakuldit Siripan, and Chanin Bunlaksananusorn. “Compensator Design for a Peak Current Mode Controlled Buck Converter” **ECTI-CON 2019**. Jan. 2020. pp. 341-344.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dynamic Modeling and Closed-Loop Control of a Tapped Inductor Buck Converter

Siripan Trakuldit and Chanin Bunlaksananusorn*

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

E-mail: siripan_tkd@hotmail.com; chanin.bu@kmitl.ac.th

**Corresponding Author*

Received 24 July 2020; Accepted 10 February 2021;
Publication 18 June 2021

Abstract

Modern smart electronic and information technology (IT) devices require a low DC voltage for operation. The low supply voltage is typically provided by a dedicated DC–DC converter by stepping down the system's bus voltage (e.g., 12 V). It is essential that the converter possesses a large voltage step-down gain and, at the same time, operates at high efficiency. A tapped inductor buck converter (TIBC) is a topology that has a potential to meet these requirements. It has a simple circuit structure and high efficiency similar to a buck converter, but can give a larger voltage step-down gain. This paper presents a dynamic modeling and closed-loop control of a TIBC. The state space averaging (SSA) method is adopted for the dynamic modeling to derive small-signal transfer functions of the converter. Based on the duty-cycle-to-output voltage transfer function, a closed-loop control is designed to keep the converter's output voltage constant. To verify the design, a prototype TIBC with closed-loop control is implemented. Experimental results show that the prototype converter has good output voltage regulation and fast transient response when subject to a step load. The effect of the crossover frequency and phase margin on the converter's transient response is also illustrated.

Journal of Mobile Multimedia, Vol. 17,4, 673–692.

doi: 10.13052/jmm1550-4646.1749

© 2021 River Publishers

Keywords: Tapped inductor buck converters (TIBC), analysis and modeling of DC–DC converter.

1 Introduction

Recently, there has been an increasing demand for a DC–DC converter with a large voltage step-down ratio. For example, to supply power to integrated circuits (ICs) inside modern smart electronic and information technology (IT) devices, a low voltage, typically ranging from 3.3–2 V, is used. This low supply voltage is normally obtained from stepping down the system's bus voltage (e.g. 12 V), using a dedicated DC–DC converter known as a load converter. The load converter must be able to perform a wide range of DC–DC voltage conversion efficiently. Future ICs will operate on even lower supply voltages, e.g. 1 V or less. Hence, the converter capable of a large voltage step-down is necessary. A conventional step-down DC–DC converter is a buck converter [1, 2]. To realize a high step-down ratio, the buck converter would have to operate at an extremely low duty cycle. There are several drawbacks associated with the extreme duty operation [3], such as the malfunction of the main transistor at high switching frequency, the degraded converter efficiency, and the impaired transient response. As a result, some other topologies have been proposed for a high step-down DC–DC conversion [4–12]. The quadratic buck converter in [4–6] is essentially two buck converters connected in series but uses only one active switch. Though it has a larger voltage step down ratio than the buck converter, the quadratic converter suffers from higher conduction losses, and, hence, the efficiency is lower than the buck converter. The hybrid buck converters in [7–9] are developed by inserting the L-switching cell or C-switching cell into the conventional buck converter. Their voltage step-down ratio, nonetheless, is only slightly higher than the buck converter, despite the considerable increase in circuit complexity. The tapped inductor buck converter (TIBC) in [10–12] is very attractive due to its simplicity and large voltage step-down capability. The TIBC was developed from the buck converter by replacing a conventional single winding inductor with a two-winding coupled inductor. The voltage gain equation of the TIBC is given by

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{nD}{n+1-D} \quad (1)$$

where v_o is the output voltage, v_{in} is the input voltage, D is the duty cycle, and n is the turn ratio of the coupled inductor. By properly selecting the

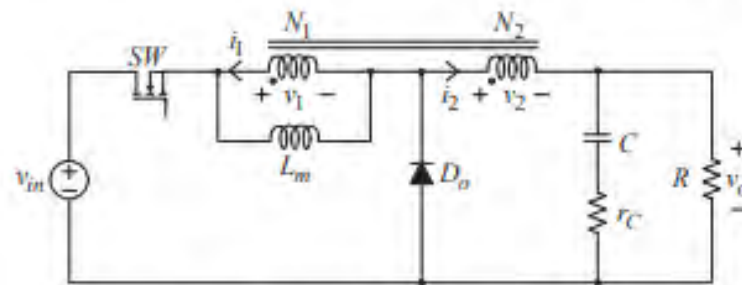


Figure 1 Tapped inductor buck converter.

turn ratio, the voltage step down gain of the TIBC can be made higher than the buck converter, quadratic converter, and hybrid buck converters. Existing publications on the TIBC has mainly focused on steady-state operation and analysis, where the converter works in an open-loop manner. In practical applications, the converter is required to deliver a constant output voltage, although an input voltage and output current may vary. Hence, a feedback control circuit must be incorporated to regulate the output voltage. The steady-state analytical results are only useful for circuit design and component selection but become irrelevant with regard to a closed-loop control design. For the effective closed-loop control design, the converter's transfer function is needed. This paper presents a dynamic modeling and closed-loop control of a TIBC. The state-space averaging (SSA) method [13, 14] is adopted for the dynamic modeling to derive small-signal transfer functions of the converter. Based on the duty-cycle-to-output voltage transfer function, a closed-loop control is designed to keep the converter's output voltage constant. The performance of the closed-loop controlled TIBC is validated by experimental results.

2 Modeling of Tapped Inductor Buck Converter

A circuit diagram of the TIBC is shown in Figure 1. The circuit comprises a MOSFET switch (SW), diode (D_o), capacitor (C), load resistor (R), and coupled inductor. The coupled inductor consists of primary and secondary windings with a number of turns N_1 and N_2 , respectively. The primary and secondary windings are wound on the same magnetic core and connected in series. The connecting point of the two windings called a tap terminal is brought out to the cathode of D_o . In Figure 1, L_m is a magnetizing inductance of the coupled inductor and r_C is the equivalent series resistance (ESR) of the

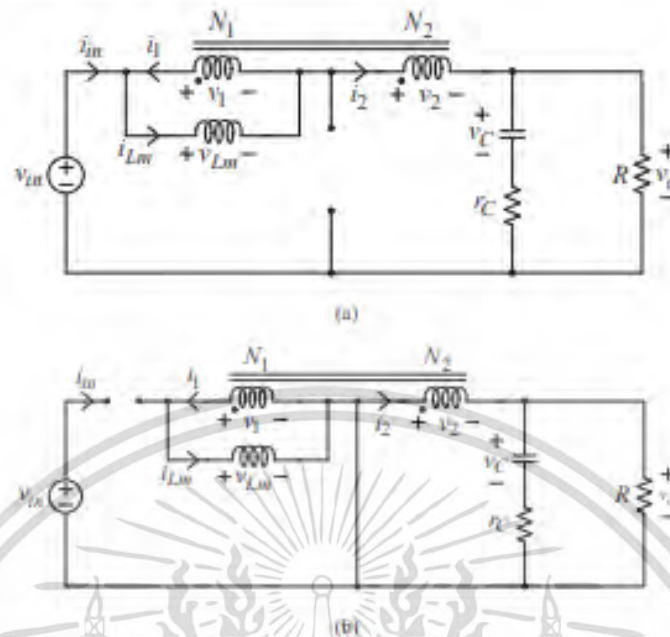


Figure 2 Equivalent circuits of TIBC. (a) SW is turned on. (b) SW is turned off.

capacitor. The voltage and current relationships of the coupled inductor are similar to those of an ideal transformer, i.e.,

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \tag{2}$$

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \tag{3}$$

where v_1 and v_2 are the primary and secondary voltages, and i_1 and i_2 are the primary and secondary currents. In Continuous Conduction Mode (CCM), the TIBC in Figure 1 has two operating states within one switching cycle.

State 1: When SW is turned on and D_o turned off, the equivalent circuit is shown in Figure 2(a). Through the circuit analysis, the state-space equations of the converter when the switch is turned on can be written as

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_C}{N^2L_m(R+r_C)} & \frac{-R}{NL_m(R+r_C)} \\ \frac{R}{NC(R+r_C)} & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{NL_m} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{in}] \\ v_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{N(R+r_C)} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_C \end{bmatrix} \end{cases} \tag{4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where $n = N_2/N_1$ and $N = n + 1$. As seen in Equation (4), the magnetizing current, i_{Lm} , and capacitor voltage, v_C , are the state variables. The output voltage, v_o , and input voltage, v_{in} , are the output and input variables, respectively.

State 2: When SW is turned off and D_o turned on, the equivalent circuit is shown in Figure 2(b). Through the circuit analysis, the state-space equations of the converter when the switch is turned off can be written as

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_C}{n^2 L_m (R+r_C)} & \frac{-R}{n L_m (R+r_C)} \\ \frac{R}{nC(R+r_C)} & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_{in}] \\ v_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{n(R+r_C)} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lm} \\ v_C \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

Given the state-space equations for the switch-on state in Equation (4) and the switch-off state in (5), the SSA technique [13, 14] can be applied to derive a dynamic model of the converter. The SSA procedure consists of the following steps:

- find the average state-space equations of the converter;
- find the linear small-signal state-space equations of the converter;
- find the transfer functions of the converter.

2.1 Average State-Space Equations of TIBC

The average state-space equations of the TIBC can be found by weigh average of Equations (4) and (5) by the instantaneous duty cycle, d , resulting in

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{Lm} \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_C(N^2-d(2n+1))}{n^2 N^2 L_m (R+r_C)} & \frac{-R(N-d)}{n N L_m (R+r_C)} \\ \frac{R(N-d)}{n N C (R+r_C)} & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{Lm} \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} \\ \quad + \begin{bmatrix} \frac{d}{N L_m} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{in}] \\ \bar{v}_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C(N-d)}{n N (R+r_C)} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{Lm} \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + [0] [\bar{v}_{in}] \end{cases} \quad (6)$$

where \bar{i}_{Lm} , \bar{v}_C , \bar{v}_o , and \bar{v}_{in} are the average magnetizing current, average capacitor voltage, average output voltage, and average input voltage, respectively.

2.2 Linear Small-Signal State-Space Equations of TIBC

The average state-space equations in Equation (6) are a nonlinear continuous-time equation. It can be linearized by small-signal perturbation by substituting $\tilde{i}_{Lm} = I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}$, $\tilde{v}_C = V_C + \hat{v}_C$, $\tilde{v}_o = V_o + \hat{v}_o$, $\tilde{v}_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in}$, and $d = D + \hat{d}$ into Equation (6), where the tilde (\sim) symbol represents a small-signal value and the capital letter represents a DC value. Collecting only the small-signal terms and neglecting the product of the two small-signal terms, the linear small-signal state-space equation of the TIBC is obtained as

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lm} \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_C(N^2-D(2n+1))}{n^2N^2L_m(R+r_C)} & \frac{-R(N-D)}{nNL_m(R+r_C)} \\ \frac{R(N-D)}{nNC(R+r_C)} & \frac{-1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lm} \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{NL_m} & \frac{(N(R+r_C)-RD)V_{in}}{L_m(R(N-D)^2+r_C(N^2-D(2n+1)))} \\ 0 & \frac{(R(N-D)I_z+nDV_{in})}{C(R(N-D)^2+r_C(N^2-D(2n+1)))} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{d} \end{bmatrix}$$

$$\hat{v}_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C(N-D)}{nNL_m(R+r_C)} & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lm} \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-nr_CDV_{in}}{R(N-D)^2-D(2n+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (7)$$

2.3 Transfer Function of TIBC

The transfer functions of the TIBC can be determined by applying the Laplace transform to the linear small-signal state-space equations in Equation (7). There are six transfer functions that can be derived from Equation (7), but only a duty-cycle-to-output voltage transfer function (\hat{v}_o/\hat{d}) is needed for feedback control design in Section 3. The duty-cycle-to-output voltage transfer function can be derived as

$$G_{dv}(s) = \frac{A_1s^2 + B_1s + C_1}{A_2s^2 + B_2s + C_2} \quad (8)$$

where

$$A_1 = -r_CCDL_mV_{in}R^2N^2n^3$$

$$B_1 = nNV_{in}R^2(r_CCR(N-D)^2 - L_mDNn^2)$$

$$C_1 = nNV_{in}R^3(N-D)^2$$

$$A_2 = CL_mn^2N^2R^2(R(N-D)^2 - r_CD(6n+5))$$

$$B_2 = (rcCR^3) (ND^2 (5n + 3) + N^4 - DN^2 (4n + 3) - D^3 (2n + 1)) \\ + L_m n^2 N^2 R^2 (N - D)^2 \\ C_2 = R^3 (N - D)^4$$

3 Closed-Loop Control of TIBC

A closed-loop control of the TIBC is shown in Figure 3. The control circuit consists of a controller and pulse width modulated (PWM) comparator. The converter's output voltage, v_o , is fed back to compare with the reference voltage, v_{ref} . The resulting error voltage is amplified by the controller to generate the control signal, v_c . At the PWM comparator, v_c is compared with the constant-frequency sawtooth signal (v_{saw}). When v_c is greater than v_{saw} , the comparator output goes high, and when v_c is less than v_{saw} , the comparator output goes low. Hence, the PWM signal is generated at the PWM comparator output, which is used to drive the MOSFET switch. In the literature, the control scheme in Figure 3 is known as Voltage Mode Control (VMC), which regulates the output voltage in the following manner. If v_o is decreased and lower than v_{ref} , v_c will increase. The higher v_c when compared with the sawtooth signal will cause the duty cycle of the drive

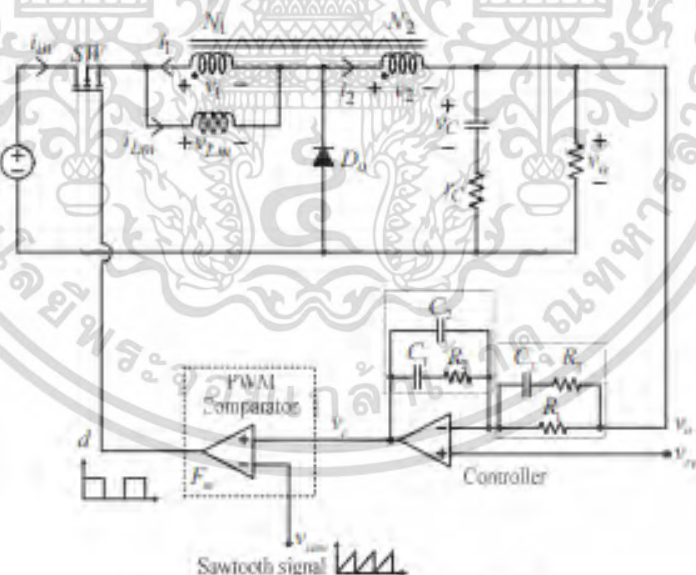


Figure 3 Closed loop controlled TIBC.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

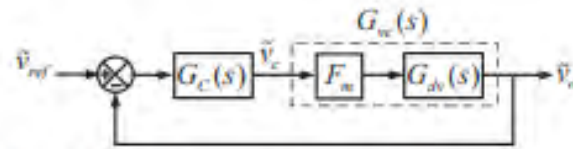


Figure 4 Block diagram of closed-loop controlled TIBC.

signal to increase. As a result, the MOSFET switch will be turned on for longer time duration to increase v_o . On the other hand, if v_o is increased and higher than v_{ref} , v_c will decrease. The lower v_c when compared with the sawtooth signal will cause the duty cycle of the drive signal to decrease. As a result, the MOSFET switch will be turned on for shorter time duration to decrease v_o . In either way, the output voltage will be maintained at the reference value.

The closed-loop control scheme in Figure 3 can be represented in a block diagram form as shown in Figure 4. The TIBC is represented by the duty-cycle-to-output voltage transfer function in Equation (8). Meanwhile, the controller and PWM comparator are represented by the transfer functions $G_C(s)$ in Equation (9) and $F_m(s)$ in Equation (10), respectively.

$$G_C(s) = \frac{\omega_I \left(\frac{s}{\omega_{Z1}} + 1 \right) \left(\frac{s}{\omega_{Z2}} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{\omega_{P1}} + 1 \right) \left(\frac{s}{\omega_{P2}} + 1 \right)} \quad (9)$$

$$F_m(s) = \frac{1}{V_m} \quad (10)$$

where $\omega_I = 1/(R_1(C_1 + C_2))$, $\omega_{Z1} = 1/(R_2C_1)$, $\omega_{Z2} = 1/(R_1 + R_3)C_3$, $\omega_{P1} = (C_1 + C_2)/(R_2C_1C_2)$, $\omega_{P2} = 1/R_3C_3$, and V_m is a peak amplitude of the sawtooth signal.

From the block diagram in Figure 4, the open-loop transfer can be written as

$$T(s) = G_C(s)G_{vc}(s) \quad (11)$$

where $G_{vc}(s) = F_m G_{dv}(s)$. Given the value of V_m and the TIBC circuit parameters, $G_{vc}(s)$ can be determined. Once $G_{vc}(s)$ is known, the controller design can be carried out using the frequency response method [14]. As shown in Equation (9), the controller has two zeros and three poles. These poles and zeros will be placed at appropriate frequencies to compensate the effect of zeros and poles of $G_{dv}(s)$ so that the resulting open-loop transfer

exhibits the desired frequency response. To ensure the stability of the closed-loop control, the open-loop transfer function must have a positive phase margin (PM) and a crossover frequency not exceeding one-tenth of the switching frequency.

4 Controller Design

Circuit parameters of the TIBC are listed in Table 1.

With $v_{in} = 48$ V, $v_o = 5$ V, and $n = 0.33$, the duty cycle can be calculated from Equation (1), resulting in $D = 0.32$. The converter is assumed to be operating at the output current of 5 A, i.e., $R = 1 \Omega$. The converter's switching frequency is 100 kHz. The sawtooth signal has a peak amplitude of $V_m = 1.8$ V. Based on the parameters in Table 1, the transfer function $G_{vc}(s)$, which is a product of $G_{dv}(s)$ in Equation (8) and $F_m(s)$ in Equation (10), is given by

$$G_{vc}(s) = 20.62 \frac{\left(1 - \frac{s}{1.11 \times 10^5}\right) \left(1 + \frac{s}{1.38 \times 10^5}\right)}{\left(\left(\frac{s}{7.91 \times 10^3}\right)^2 + \frac{s}{(2.72)(7.91 \times 10^3)} + 1\right)}. \quad (12)$$

$G_{vc}(s)$ has the DC gain $K = 20.62$, the zero at $\omega_{z0} = 1.38 \times 10^5$ rad/s, the right-half-plane (RHP) zero at $\omega_{zRHP} = 1.11 \times 10^5$ rad/s, and the double poles at $\omega_p = 7.91 \times 10^3$ rad/s. The frequency response of $G_{vc}(s)$ in Equation (12) is plotted and shown by a dashed line in Figure 5.

Table 1. Circuit parameters of TIBC

Parameters	Values
v_{in}	48 V
v_o	5 V
R	1 Ω
L_m	200 μ H
C	440 μ F
r_C	16.5 m Ω
D	0.32
n	0.33
V_m	1.8 V
f_s	100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Given $G_{vc}(s)$ in Equation (12), the controller design can now be carried out. The controller parameters are selected as follows.

- To compensate the double poles of $G_{vc}(s)$, the two zeros of $G_C(s)$ are placed at $\omega_{Z1} = 7.88 \times 10^3$ rad/s and $\omega_{Z2} = 9.39 \times 10^4$ rad/s.
- To compensate the zero and RHP zero of $G_{vc}(s)$, the poles of $G_C(s)$ are placed at $\omega_{P1} = 1.89 \times 10^5$ rad/s and $\omega_{P2} = 4.27 \times 10^5$ rad/s.
- One remaining pole of $G_C(s)$ is located at the origin, which is desirable as it helps to increase the DC gain of the open-loop transfer function required for a good output voltage regulation.
- To get the crossover frequency of one-tenth of the switching frequency or 10 kHz, $\omega_I = 5.62 \times 10^3$ rad/s is selected.

With these selected parameters, the controller's transfer function becomes

$$G_C(s) = \frac{5.62 \times 10^3 \left(1 + \frac{s}{7.88 \times 10^3}\right) \left(1 + \frac{s}{9.39 \times 10^4}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{1.89 \times 10^5}\right) \left(1 + \frac{s}{4.27 \times 10^5}\right)} \quad (13)$$

The frequency response of $G_C(s)$ in Equation (13) is plotted and shown by a dotted line in Figure 5(a). Knowing the parameters ω_I , ω_{P1} , ω_{P2} , ω_{Z1} , and ω_{Z2} , the controller's component values can be calculated, resulting in $R_1 = 3.2$ k Ω , $R_2 = 2.4$ k Ω , $R_3 = 73$ Ω , $C_1 = 53$ nF, $C_2 = 2.3$ nF and $C_3 = 32$ nF.

Multiplying Equations (12) and (13), the open-loop transfer function is given as

$$T(s) = \frac{1.16 \times 10^5}{s} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{7.88 \times 10^3}\right) \left(1 + \frac{s}{9.39 \times 10^4}\right) \left(1 - \frac{s}{1.11 \times 10^5}\right) \left(1 + \frac{s}{1.38 \times 10^5}\right)}{\left(1 + \frac{s}{1.89 \times 10^5}\right) \left(1 + \frac{s}{4.27 \times 10^5}\right) \left(\frac{s^2}{(7.91 \times 10^3)^2} + \frac{s}{(2.72)(7.91 \times 10^3)} + 1\right)} \quad (14)$$

The frequency response of $T(s)$ in Equation (14) is plotted and shown by a solid line in Figure 5(a). The open-loop transfer function has a high DC gain, a PM of 45°, and a crossover frequency of 10 kHz which is one-tenth of the switching frequency.

To study how the crossover frequency (f_c) and PM affect the performance of the closed-loop controlled TIBC, the controller has been designed and categorized into three different cases as shown in Table 2. The controller

Table 2 Parameters and component values of controller in cases I, II, and III

Cases	Values	I	II	III
		(PM = 45° $f_c = 10$ kHz)	(PM = 20° $f_c = 10$ kHz)	(PM = 45° $f_c = 5$ kHz)
ω_T		5.62×10^3 rad/s	5.74×10^3 rad/s	2.57×10^3 rad/s
ω_{Z1}		7.85×10^3 rad/s	7.85×10^3 rad/s	7.85×10^3 rad/s
ω_{Z2}		9.42×10^3 rad/s	8.17×10^3 rad/s	8.17×10^3 rad/s
ω_{p1}		1.89×10^5 rad/s	1.10×10^5 rad/s	1.13×10^5 rad/s
ω_{p2}		4.27×10^5 rad/s	1.48×10^5 rad/s	5.59×10^5 rad/s
R_1		3.2 k Ω	3 k Ω	6.8 k Ω
R_2		2.4 k Ω	2.4 k Ω	2.4 k Ω
R_3		73 Ω	179 Ω	101 Ω
C_1		53 nF	53 nF	53 nF
C_2		2.3 nF	4 nF	4 nF
C_3		32 nF	38 nF	18 nF

in case I is the one whose design was described above, with $f_c = 10$ kHz and PM = 45° (Figure 5(a)). The controller in case II has been designed to result in the open loop transfer function with $f_c = 10$ kHz and PM = 20° (Figure 5(b)), and the controller in case III with $f_c = 5$ kHz and PM = 45° (Figure 5(c)). The effect of the PM on the control performance can be studied using the controller in cases I and II. On the other hand, the effect of the crossover frequency on the control performance can be studied using the controller in cases I and III.

5 Experimental Results

Figure 6 shows a prototype closed-loop controlled TIBC. The circuit parameters are the same as those listed in Table 1. Operated at a switching frequency of 100 kHz, the prototype circuit converts the input voltage $v_{in} = 48$ V into the output voltage $v_o = 5$ V, and can supply the output current from 1 to 5 A. The output voltage is regulated via a feedback control scheme shown in Figure 3. On the prototype circuit board, the controller components, i.e., $R_1 - R_3$ and $C_1 - C_3$, can be removable, allowing the different controllers in Table 2 to be used for experiment.

Table 3 shows the output voltage measured from the prototype circuit at different output currents. It can be seen that the output voltage is maintained

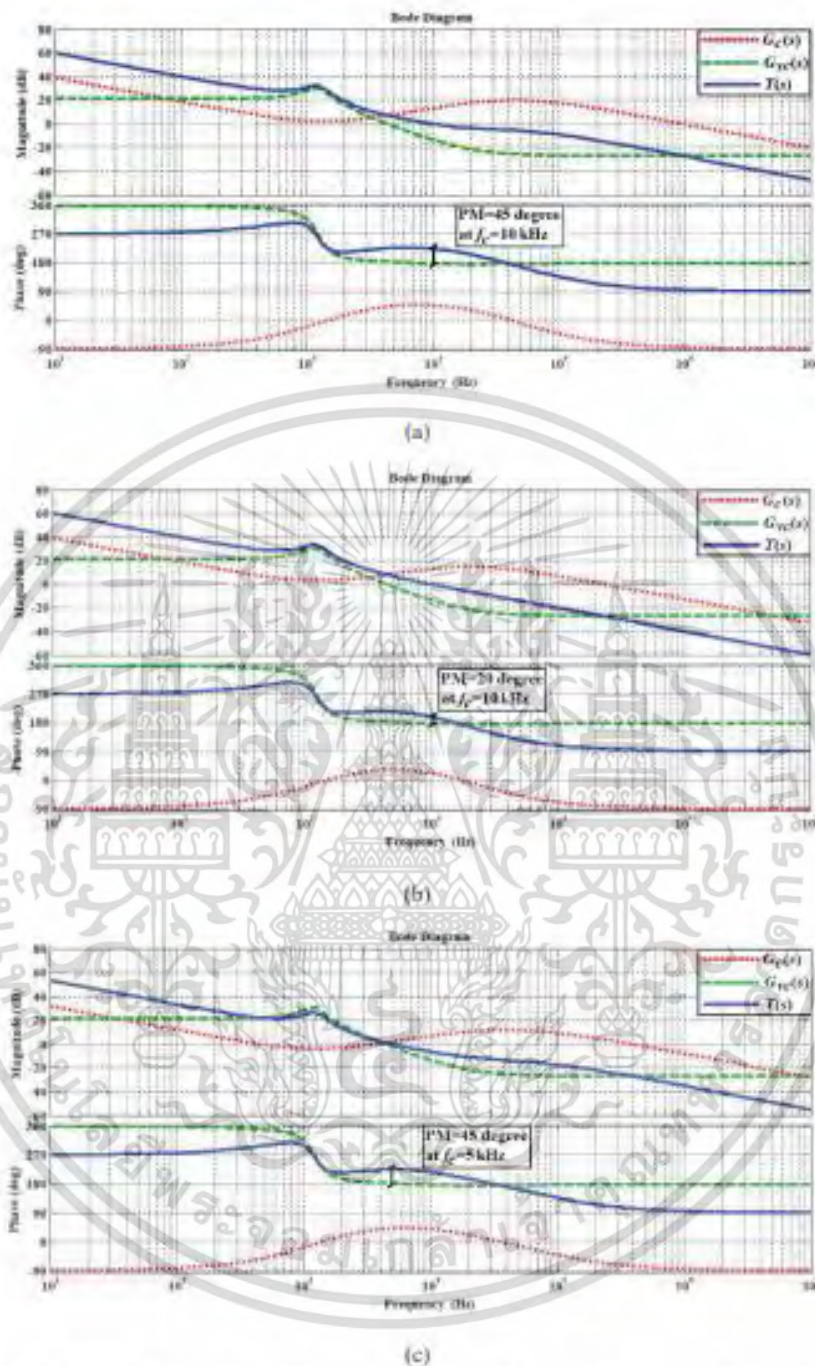


Figure 5 Frequency responses of $G_{rc}(s)$, $G_C(s)$, and $T(s)$ for controller in (a) Case I, (b) Case II, and (c) Case III.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Figure 6 TIBC prototype circuit.

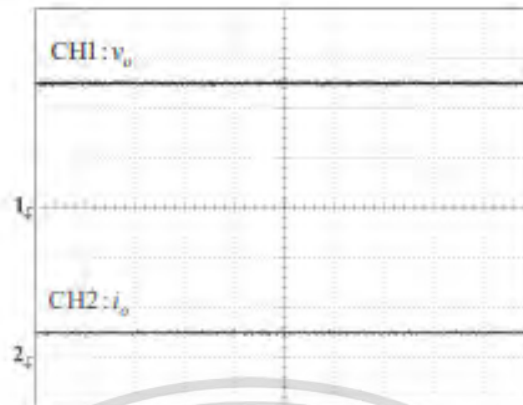
Table 3 Output voltage measured from prototype converter

Controller	v_o (V)				
	$I_o = 1$ A	$I_o = 2$ A	$I_o = 3$ A	$I_o = 4$ A	$I_o = 5$ A
Case I	5.000	4.998	4.995	4.993	4.991
Case II	5.000	4.998	4.995	4.993	4.991
Case III	5.000	4.998	4.995	4.993	4.991

closed to 5 V throughout the output current range. A high precision digital voltmeter was used in this measurement and the same value of output voltage was recorded for each controller case. Since there is no distinction in the measured results, it is concluded that the three controllers perform equally well with regard to the steady-state output voltage regulation. All the controllers in cases I, II, and III are able to deliver a tight steady-state output voltage regulation due to the pole at the origin, which has contributed to the high DC gain of the open-loop transfer function. Referring to Figure 4, the closed-loop transfer function, $T_{cl}(s)$, can be expressed in terms of the open-loop transfer function, $T(s)$, as

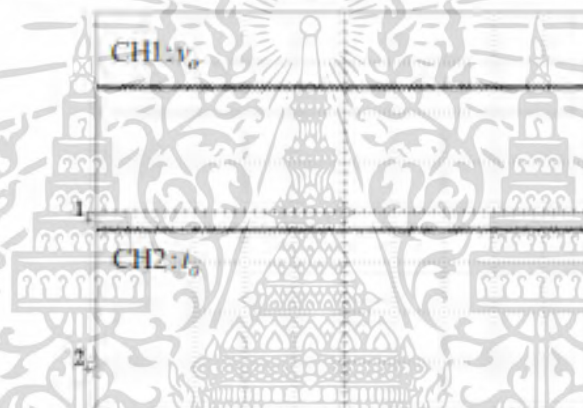
$$T_{cl}(s) = \frac{v_o}{v_{ref}} = \frac{T(s)}{1 + T(s)}. \quad (15)$$

At DC or steady-state condition, the high gain open-loop transfer function, i.e., large $T(s)$, would result in the unity gain closed-loop transfer function, i.e., $T_{cl}(s) \approx 1$. The unity closed-loop gain implies that the output voltage would closely follow or track the reference value. This explains why the prototype TIBC employing the controllers in cases I–III all exhibits a good regulation characteristic. Figure 7 shows a sample of the output voltage



x-scale: 100 us/div
CH1: 2 V/div and CH2: 2 A/div

(a)



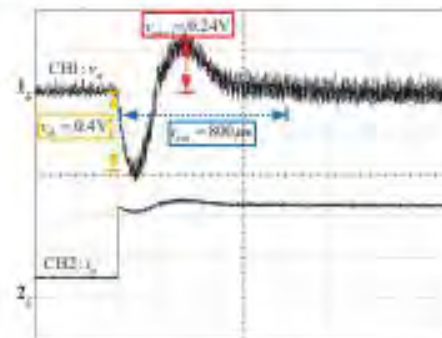
x-scale: 100 us/div
CH1: 2 V/div and CH2: 2 A/div

(b)

Figure 7 Output voltage waveform measured from the prototype TIBC at (a) $I_o = 1$ A and (b) $I_o = 5$ A.

and current measured by the digital oscilloscope, whereby the output voltage appears to be at about 5 V for the 1 and 5 A output currents.

Next, the dynamic performance of the closed-loop controlled TIBC is investigated. A step load change is applied to the prototype converter, which causes the output current to suddenly increase from 1 to 5 A. The output voltage responses due to the step load are shown in Figure 8. The abrupt



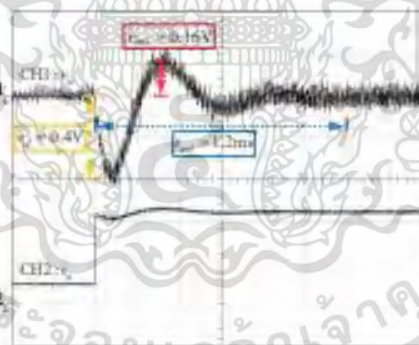
x-scale: 200 μ s/div
 CH1: 200 mV/div and CH2: 2 A/div

(a)



x-scale: 200 μ s/div
 CH1: 200 mV/div and CH2: 2 A/div

(b)



x-scale: 200 μ s/div
 CH1: 200 mV/div and CH2: 2 A/div

(c)

Figure 8 Output voltage transient response due to a step load for controller in (a) case I, (b) case II, and (c) case III.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

increase in the output current causes the output voltage to drop momentarily. In all cases, the controllers are able to restore the output voltage back to 5 V by the regulation mechanism described in Section 3. Nonetheless, the output voltage transient characteristics are different for each case of controller. As seen by comparing Figure 8(a) and 8(b), when the PM is reduced from 45° to 20° and the crossover frequency remains unchanged at 10 kHz, the output voltage response has been dampened, resulting in the improved transient performance. That is, the voltage overshoot has reduced from $v_{ovs} = 0.24$ V in Figure 8(a) to $v_{ovs} = 0.14$ V in Figure 8(b), and the settling time reduced from $t_{set} = 800$ μ s in Figure 8(a) to $t_{set} = 600$ μ s in Figure 8(b). As seen by comparing Figure 8(a) and 8(c), when the crossover frequency is reduced from 10 to 5 kHz and the phase margin remains unchanged, the output voltage has become less responsive. That is, the settling time has increased from $t_{set} = 800$ μ s in Figure 8(a) to $t_{set} = 1.2$ ms in Figure 8(b). In all cases, the maximum transient voltage drop is the same, i.e., $v_d = 0.4$ V. Comparing among the responses in Figure 8, it is evident that the controller in case II yields the optimal transient performance.

6 Conclusion

This paper has presented a dynamic modeling and closed-loop control of a TIBC. The SSA method was adopted to derive small-signal transfer functions of the converter. Based on the derived duty-cycle-to-output voltage transfer function, the controller was designed using the frequency response method to keep the output voltage constant. The controller design essentially involved placement of its poles and zeros to shape the converter's open-loop transfer function to attain the desired frequency response, which includes a high DC gain, a positive phase margin, and a crossover frequency not exceeding one-tenth of the switching frequency. As such, three cases of the controller, which give different values of the PM and crossover frequency, were designed as shown in Table 2. Experimental results obtained from the prototype converter showed that the good steady-state output voltage regulation is achieved by all the three controllers. This is attributed to the pole at the origin of the controller which yields the open-loop transfer function with a high DC gain. As for the converter transient performance, the control in case II provided the best result as it gives the shortest settling time (t_{set}) and lowest voltage overshoot (v_{ovs}) as shown in Figure 8. The effect of the PM and crossover frequency on the converter's transient performance was also studied. It was

revealed that the transient response can be dampened by lowering the PM and made less responsive by lowering the crossover frequency.

Acknowledgment

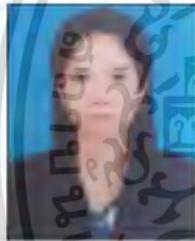
This work is supported by Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (contract number 2563-02-01-031).

References

- [1] D. W. Hart, *Power Electronics*, McGraw-Hill Companies, 2011.
- [2] A. I. Pressman, K. Billings, and T. Morey, *Switching Power Supply Design*, 3rd ed., McGraw-Hill Companies, 2009.
- [3] Y. Jiao and F. L. Luo, "N-switched-capacitor buck converter: topologies and analysis", *IET Power Electronics*, Vol. 4, Issue 3, 2011, pp. 332–341.
- [4] D. Maksimovic and S. Cuk, "Switching converters with wide DC conversion range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, Issue 1, 1991, pp. 151–157.
- [5] 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, 2008, pp. 478–487.
- [6] A. Agasthya and M. K. Kazimierczuk, "Steady-state analysis of PWM quadratic buck converter in CCM", *IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 2013, pp. 49–52.
- [7] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched-capacitor/switched Inductor structures for getting transformerless hybrid DC–DC PWM converters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 55, Issue 2, 2008, pp. 687–696.
- [8] B. Axelrod, Y. Berkovich, S. Tapuchi, and A. Ioinovici, "Single-stage single-switch switched-capacitor buck/buck-boost-type converter", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 45, Issue 2, 2009, pp. 419–430.
- [9] O. Pelan, N. Muntean, and O. Cornea, "Comparative evaluation of buck and switched-capacitor hybrid buck DC-DC converters", *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2012, pp. 1330–1335.

- [10] K. Yao, M. Ye, M. Xu, and F.C. Lee, "Tapped-inductor buck converter for high-step-down DC-DC conversion", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, Issue 4, 2005, pp. 775–780.
- [11] K. W. E Cheng, "Tapped inductor for switched-mode power converters", *International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, 2006, pp. 14–20.
- [12] C. Ankit, A. Ayachit, D. K. Saini, and M. K. Kazimierczuk, "Steady-state analysis of PWM tapped-inductor buck DC-DC converter in CCM", *IEEE Texas Power and Energy Conference*, 2018, pp. 1–6.
- [13] E. Vuthchhay and C. Bunlaksananusorn, "Dynamic modeling of a zeta converter with state-space averaging technique", *International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, 2008, pp. 969–972.
- [14] E. Vuthchhay and C. Bunlaksananusorn, "Modeling and control of a zeta converter", *International Power Electronics Conference*, 2010, pp. 612–619.

Biographies



Siripan Trakuldit received the B. Eng. degree in electrical engineering from Walailak university and M. Eng. degree in control engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 2008 and 2012, respectively. Her research interest is power electronics.



Chanin Bunlaksananusorn received a Ph.D. degree in electrical engineering from The University of Edinburgh, UK, in 1997. He is currently an associate professor with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL). His research interests are power electronics and energy conversion.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Available online at www.sciencedirect.com

ScienceDirect

Energy Reports 8 (2022) 536–543

www.elsevier.com/locate/egy

2021 8th International Conference on Power and Energy Systems Engineering (CPESE 2021),
10–12 September 2021, Fukuoka, Japan

Design and evaluation of a Quadratic Buck Converter

Siripan Trakuldit^a, Kaweewat Tattiwong^b, Chanin Bunlaksananusorn^{a,*}

^a School of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

^b Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Krungthep, Bangkok 10102, Thailand

Received 1 November 2021; accepted 7 November 2021

Available online 26 November 2021

Abstract

This paper presents design and evaluation of a Quadratic Buck Converter (QBC). A step-by-step procedure to select the converter's component values and semiconductor device ratings is demonstrated. A prototype QBC with a simple closed loop output voltage control is constructed and experimentally evaluated. It is shown that the converter performs well within the design specification, has good output voltage regulation and fast transient response, and achieves the highest efficiency of 82%. © 2021 The Author(s). Published by Elsevier Ltd. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).

Peer-review under responsibility of the scientific committee of the 2021 8th International Conference on Power and Energy Systems Engineering, CPESE, 2021.

Keywords: Quadratic Buck Converter; DC–DC converters; Circuit design

1. Introduction

Nowadays, a DC–DC converter is commonly used as a power supply for modern electronic devices and systems due to its small size, light weight, and high efficiency. Basic DC–DC converters include a buck, boost, and buck–boost converters. In these converters, the voltage conversion takes place through high frequency switching operation of a power switch (i.e. MOSFET) and diode and the filtering effect of an inductor and capacitor. The buck converter, which can convert a DC input voltage into a lower DC output voltage, is a backbone circuitry for voltage step-down applications. In theory, a voltage conversion ratio or voltage gain of the buck converter (V_o/V_{in}) operating in Continuous Conduction Mode (CCM) depends only on a duty cycle (d) of the power switch. As d can be varied from 0 to 1, a wide range of the step-down gain is possible. However, in practice, the buck converter gain is typically limited not to be lower than one tenth; otherwise, the duty cycle will become too small. The small duty cycle reduces a conduction time of the power switch and, at a high switching frequency, this short conduction time may not be sufficient for the switch to operate properly. To achieve the large voltage step down with the extended duty cycle, two or more buck converters can be connected in series [1], which gives the overall gain of d^N , where N is a number of the buck converter stages. This cascade approach, however, requires multiple MOSFET switches, i.e. one switch per one buck stage, which leads to the increased cost. The cascaded buck converters also suffer from low efficiency

* Corresponding author.

E-mail address: chanin.bs@kmitl.ac.th (C. Bunlaksananusorn).

<https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.11.324>

2352-4847/© 2021 The Author(s). Published by Elsevier Ltd. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).

Peer-review under responsibility of the scientific committee of the 2021 8th International Conference on Power and Energy Systems Engineering, CPESE, 2021.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

due to multi-stage power processing. The article in [2] presented an N-stage cascade buck converter with a single power switch, whose voltage step-down ratio is also equal to d^N . Since only one MOSFET switch is used, the new converter provides a practical and cost saving solution for the wide voltage step-down applications. A Quadratic Buck Converter (QBC) [3] is a subset of the single-switch N-stage cascade buck converter, with $N = 2$. The QBC has been studied by many researchers. In [4,5], the steady-state circuit and power losses analysis of the QBC were undertaken. The analytical results, however, are validated only by means of simulation, not experiment. In [6,7] output voltage control of the QBC using the average current control and the robust control were reported. The converters were tested under a small step-load change and yet the obtained transient responses were not impressive given the sophistication of the control schemes.

This paper presents design and evaluation of the QBC. A step-by-step procedure to select the converter's component values and semiconductor device ratings is illustrated. The QBC that converts an input voltage of 48 V to an output voltage of 5 V and delivers a 10 A load current was designed and constructed. To regulate its output voltage, a basic PWM closed-loop control was incorporated into the prototype converter. Experimental results confirmed that the converter performs well within the design specification, has good output voltage regulation, and achieves the highest efficiency of 82%. Besides, it exhibits a fast transient response due to a large step load change.

2. Quadratic buck converter

A circuit diagram of the QBC is shown in Fig. 1(a). It comprises of a MOSFET switch (sw), three diodes (D_a , D_b , and D_o), two capacitors (C_1 and C_2), two inductors (L_1 and L_2) and a load resistor (R). V_{in} is the DC input voltage and V_o the DC output voltage across the load. In Continuous Conduction Mode (CCM), the QBC has two operational states within a switching cycle. The first state is shown in Fig. 1(b), where sw and D_b are turned on and D_a and D_o turned off. In this state, L_1 and L_2 are in a charging phase; therefore, i_{L1} and i_{L2} increase linearly. The second state is shown in Fig. 1(c), where sw and D_b are turned off and D_a and D_o turned on. In this state, L_1 and L_2 are in a discharging phase; therefore, i_{L1} and i_{L2} decrease linearly. As for the capacitors, C_1 is discharged in the first state and charged by i_{L1} in the second state, while C_2 is charged when i_{L2} is greater than the load current (I_o) and discharged when i_{L2} is lower than I_o . Due to the high frequency operation and sufficiently large capacitances, the capacitor voltages v_{C1} and v_{C2} are essentially constant with a small ripple voltage. The voltage conversion ratio of the QBC is given by

$$\frac{V_o}{V_{in}} = d^2 \quad (1)$$

where d is a duty cycle of the MOSFET. The voltage conversion ratio of the QBC compared with that of the buck converter is shown in Fig. 2. For all values of the duty cycle, the QBC provides the greater voltage step-down gain than the buck converter. For example, at $d = 0.5$, the step-down gain of the QBC is 1/4 against 1/2 of the buck converter.

Key voltage and current equations of the single-switch N-stage cascade buck converter were derived in [2]. As mentioned earlier, the QBC is a subset of the N-stage cascade buck converter, where $N = 2$. Hence, by letting $N = 2$, the voltage and current equations of QBC can be obtained as

$$I_{L1} = dI_o \quad (2)$$

$$I_{L2} = I_o \quad (3)$$

$$\Delta i_{L1} = V_{in}d(1-d)/L_1f_s \quad (4)$$

$$\Delta i_{L2} = V_{in}d^2(1-d)/L_2f_s \quad (5)$$

$$V_{C1} = V_{in}d \quad (6)$$

$$V_{C2} = V_o = V_{in}d^2 \quad (7)$$

$$\Delta v_{C1} = I_o d^2(1-d)/C_1f_s \quad (8)$$

$$\Delta v_{C2} = V_o(1-d)/8L_2C_2f_s^2 \quad (9)$$

where I_o is a load current.

I_{L1} and I_L are an average current of L_1 and L_2 ,

V_{C1} and V_{C2} are an average voltage of C_1 and C_2 ,

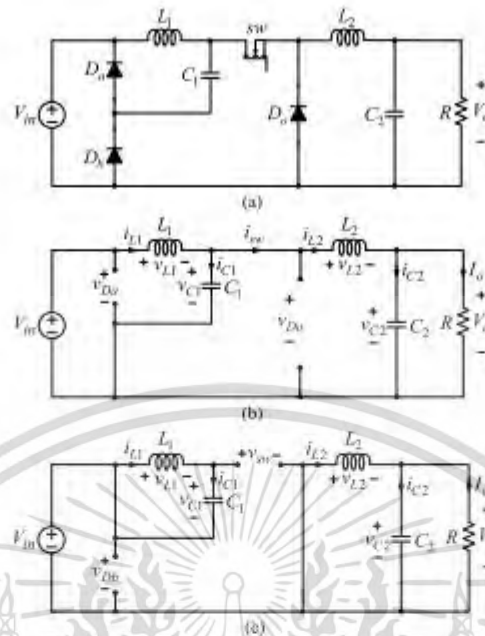


Fig. 1. Quadratic buck converter: (a) circuit diagram, (b) sw on-state, (c) sw off-state.

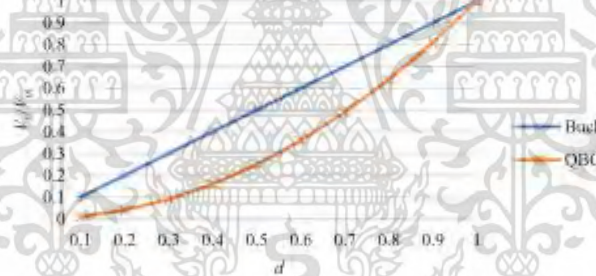


Fig. 2. Step-down gain of QBC compared with buck converter.

Δi_{L1} and Δi_{L2} are a ripple current of L_1 and L_2 ,
 Δv_{C1} and Δv_{C2} are a ripple voltage of C_1 and C_2 ,
 f_s is a switching frequency of the MOSFET.

3. Design of quadratic buck converter

In this work, operating conditions of the QBC are specified as: $V_{in} = 48$ V, $V_o = 5$ V, $I_o = 1$ – 10 A and $f_s = 100$ kHz. The circuit design objectives include:

- The ripple current of L_1 not more than 20% of the maximum load current (i.e. $\Delta i_{L1} \leq 20\%I_{o,max}$).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- The ripple current of L_2 not more than 10% of the maximum load current (i.e. $\Delta i_{L2} \leq 10\%I_{o,max}$).
- The ripple voltage of C_1 not more than 10% of its average voltage (i.e. $\Delta v_{C1} \leq 10\%V_{C1}$).
- The ripple voltage of C_2 not more than 10% of its average voltage (i.e. $\Delta v_{C2} \leq 10\%V_{C2}$).

Note that $I_{o,max} = 10$ A. Based on (1) to (9), a step-by-step design of the QBC is carried out as follows:

Step 1: The duty cycle can be calculated from (1):

$$d = \sqrt{\frac{5}{48}} = 0.323.$$

Step 2: Based on the ripple current requirements that $\Delta i_{L1} \leq 20\%I_{o,max}$ and $\Delta i_{L2} \leq 10\%I_{o,max}$, the values of L_1 and L_2 can be determined from (4) and (5):

$$\begin{aligned} \Delta i_{L1} &= V_{in}d(1-d)/L_1f_s \leq 0.2I_{o,max} \\ L_1 &\geq \frac{V_{in}d(1-d)}{0.2I_{o,max}f_s} = \frac{(48)(0.32)(1-0.32)}{(0.2)(10)(100 \times 10^3)} = 52.2 \mu\text{H} \\ \Delta i_{L2} &= V_{in}d^2(1-d)/L_2f_s \leq 0.1I_{o,max} \\ L_2 &\geq \frac{V_{in}d^2(1-d)}{0.1I_{o,max}f_s} = \frac{(48)(0.32)^2(1-0.32)}{(0.1)(10)(100 \times 10^3)} = 33.4 \mu\text{H}. \end{aligned}$$

Therefore, $L_1 = 60 \mu\text{H}$ and $L_2 = 50 \mu\text{H}$ are chosen. Both the inductors are assembled using a toroid core. L_1 is made up of 25 turns of AWG18 copper wire and L_2 22 turns of AWG16 copper wire.

Step 3: The average voltage of C_1 and C_2 can be calculated from (6) and (7), respectively. Substitution of $d = 0.323$ and $V_{in} = 48$ V into these equations yields $V_{C1} = 15.5$ V and $V_{C2} = 5$ V. Next, based on the ripple voltage requirements that $\Delta v_{C1} \leq 10\%V_{C1}$ and $\Delta v_{C2} \leq 10\%V_{C2}$, the values of C_1 and C_2 can be determined from (8) and (9):

$$\begin{aligned} \Delta v_{C1} &= I_{o,max}d^2(1-d)/C_1f_s \leq 0.1V_{C1} \\ C_1 &\geq \frac{I_{o,max}d^2(1-d)}{(0.1V_{C1})f_s} = \frac{(10)(0.32^2)(1-0.32)}{(0.1)(15.5)(100 \times 10^3)} = 4.5 \mu\text{F} \\ \Delta v_{C2} &= V_o(1-d)/8L_2C_2f_s^2 \leq 0.1V_{C2} \\ C_2 &\geq \frac{V_o(1-d)}{8(0.1V_{C2})L_2f_s^2} = \frac{5 \times (1-0.32)}{8(0.1 \times 5)(48 \times 10^{-6})(100 \times 10^3)^2} = 1.8 \mu\text{F}. \end{aligned}$$

The above calculation assumes that C_1 and C_2 are ideal and hence produces the low values of capacitance. The real capacitor contains an Equivalent Series Resistance (ESR) and, in switching converters, a voltage drop across the ESR is a predominant component that determines a ripple voltage of the capacitor. Thus, to meet the ripple voltage requirement (Δv_C), the capacitor's ESR is constrained by

$$ESR \leq \frac{\Delta v_C}{\Delta i_C} \quad (10)$$

where Δi_C is a peak-to-peak capacitor current. Based on (10), $ESR \leq 0.155 \Omega$ is obtained for C_1 and $ESR \leq 0.75 \Omega$ for C_2 . Therefore, the electrolytic capacitors $C_1 = 330 \mu\text{F}$ ($ESR = 0.13 \Omega$) and $C_2 = 110 \mu\text{F}$ ($ESR = 0.24 \Omega$) were chosen.

Step 4: The ideal voltage and current waveforms of the power semiconductor devices in the QBC are depicted in Fig. 3. Based on these waveforms, the device ratings are determined as follows:

- D_a must be able to withstand the voltage $V_{in} = 48$ V and the average current $(1-d)I_{L1,max} = 2.2$ A.
- D_b must be able to withstand the voltage $V_{in} = 48$ V and the average current $(1-d)I_{L1,max} = 2.2$ A.
- D_o must be able to withstand the voltage $V_{C1} = 15.5$ V and the average current $(1-d)I_{o,max} = 6.8$ A.
- SW must be able to withstand the voltage $V_{C1} + V_{in} = 63.5$ V and the average current $dI_{o,max} = 3.2$ A.

In this work, the ultrafast diodes MUR1520 (200 V, 15 A) were chosen for D_a , D_b , and D_o , and the MOSFET IRF3710 (100 V, 57 A) for sw.

Table 1 lists the circuit component values and power semiconductor devices used in the prototype converter.

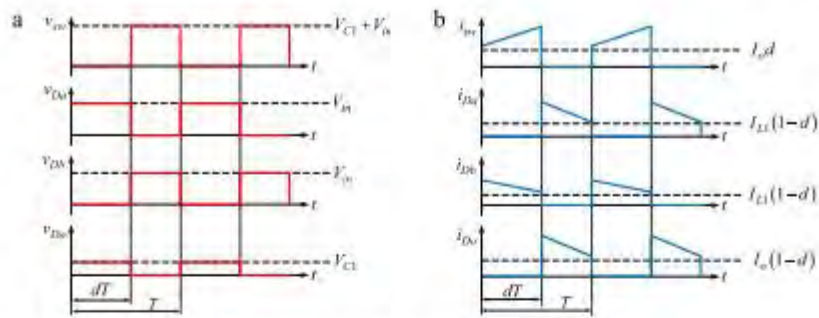


Fig. 3. Waveforms of D_2 , D_3 , D_4 , and sw : (a) voltage; (b) current.

Table 1. Component values and power semiconductor devices used in QBC prototype circuit.

Parameters	Values
C_1	330 μF , ESR = 0.13 Ω
C_2	110 μF , ESR = 0.24 Ω
L_1	60 μH
L_2	50 μH
R	0.5–5 Ω
D_2 , D_3 , and D_4	MUR1520, 200 V, 15 A
MOSFET (sw)	IRF3710, 100 V, 57 A

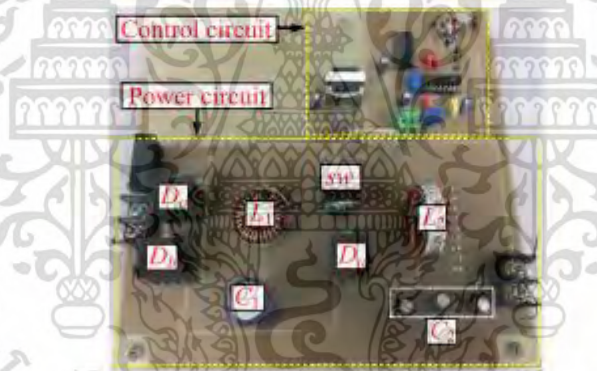


Fig. 4. QBC prototype circuit.

4. Experimental results

The designed QBC was prototyped as shown in Fig. 4. To regulate the output voltage, a PWM closed-loop control circuit using the IC UC3825 was incorporated into the prototype converter. The operation of the control circuit is as follows. The output voltage of the QBC is fed back to compare with the reference voltage. The resulting error voltage is then amplified by a controller to create a control signal. Next, the control signal is compared with a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

reference triangle signal to produce a pulse signal to drive the MOSFET to keep the output voltage at the reference value. The controller must be properly designed so that the closed loop operation is stable and yields a desirable performance. Due to space limitations, details of the control circuit and controller design are omitted in this paper.

Fig. 5(a) shows the waveforms of i_{L1} and i_{L2} measured from the prototype circuit at $V_{in} = 48$ V, $V_o = 5$ V and $I_o = 5$ A. The ripple inductor currents Δi_{L1} and Δi_{L2} were measured to be 1.9 A and 0.8 A, respectively. These values are within the design specification which requires $\Delta i_{L1} \leq 20\%I_{o,max} = 2$ A and $\Delta i_{L2} \leq 10\%I_{o,max} = 1$ A. Fig. 5(b) shows the waveforms of v_{C1} and v_{C2} (i.e. v_o) at the same operating condition. The ripple voltages Δv_{C1} and Δv_{C2} were measured to be 1.33 V and 0.3 V, respectively. These values are also in compliant with the design specification which requires $\Delta v_{C1} \leq 10\%V_{C1} = 1.55$ V and $\Delta v_{C2} \leq 10\%V_{C2} = 0.5$ V.

Table 2 shows the output voltage measured from the prototype circuit. The measurement was carried out at three values of the input voltage (43 V, 48 V and 53 V), each with the load current varied from 1 A to 10 A. The prototype converter is able to regulate the output voltage at around 5 V throughout the tested conditions due to the closed loop output voltage control. Fig. 6 shows the output voltage transient response of the prototype circuit subjected to a step load change between 5 A and 10 A. When the step load was applied, the output voltage dropped momentarily and was quickly brought back at 5 V by the closed loop control, with the settling time of approximately 700 μ s. When the step load was subsequently removed, the output voltage rose momentarily and was rapidly returned to 5 V again by the closed loop control, with the settling time of approximately 400 μ s. The results in Table 2 and Fig. 6 confirm that the basic PWM closed-loop control can be applied to regulate the output voltage of the QBC and yield good steady state and transient performance. The efficiency measurement result is shown in Fig. 7. The prototype converter achieves the maximum efficiency of 82% at the minimum load current ($I_o = 1$ A)

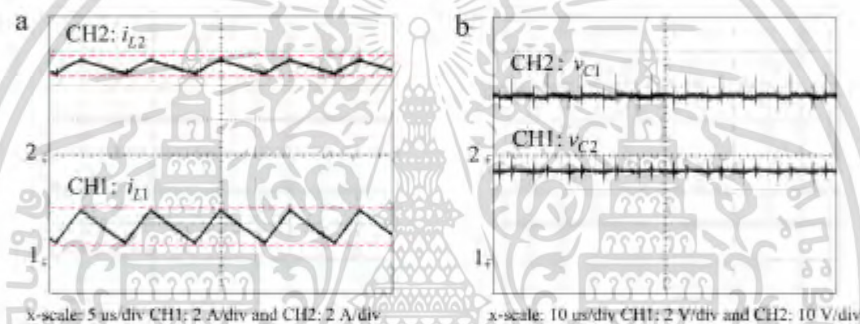


Fig. 5. Measured waveforms at $I_o = 5$ A: (a) i_{L1} and i_{L2} ; (b) v_{C1} and v_{C2} .

Table 2. Output voltage measured from of the prototype circuit.

I_o (A)	V_o (V)		
	$V_{in} = 43$ V	$V_{in} = 48$ V	$V_{in} = 53$ V
1	5.032	5.034	5.025
2	5.025	5.025	5.018
3	5.019	5.014	5.011
4	5.012	5.008	5.004
5	5.005	5.003	4.994
6	4.998	4.996	4.992
7	4.991	4.991	4.985
8	4.984	4.986	4.978
9	4.977	4.980	4.971
10	4.969	4.975	4.964

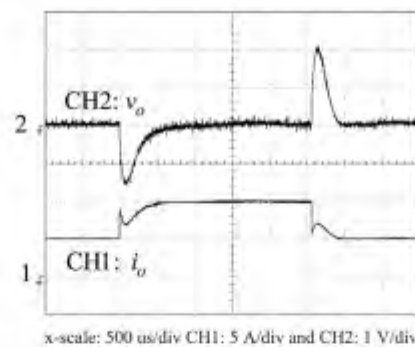


Fig. 6. Output voltage response due to a step load change back and forth between 5 A and 10 A.

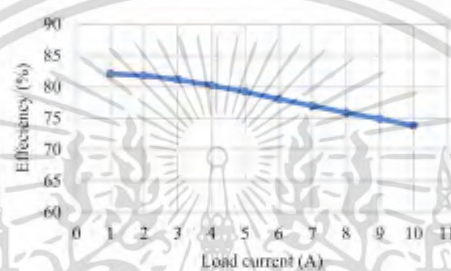


Fig. 7. Efficiency of the prototype circuit.

5. Conclusion

This article has presented a circuit design and performance evaluation of a Quadratic Buck Converter (QBC). Design equations were derived from the N-stage cascade buck converter with a single power switch of which the QBC belongs for the case $N = 2$. Based on the obtained equations in (1) to (10), a prototype QBC was designed to meet a ripple-voltage and current requirements for a given operating conditions, i.e., $V_{in} = 48$ V, $V_o = 5$ V, $I_o = 1$ –10 A, and $f_s = 100$ kHz. The prototype circuit was built and, to regulate its output voltage, a PWM closed-loop control circuit was also incorporated. Experimental results confirmed that the converter operation satisfies the ripple requirement as shown in Fig. 6 and achieves the highest efficiency of 82% as seen in Fig. 7. Although the control scheme employed in the prototype circuit is simple and straightforward compared with the more sophisticated average current mode control and robust control in [6,7], it nevertheless can provide an impressive steady-state output regulation and fast transient response due to a large step load change as evident in Table 2 and Fig. 6 respectively.

Declaration of competing interest

The authors declare that they have no known competing financial interests or personal relationships that could have appeared to influence the work reported in this paper.

Acknowledgment

This work is supported by School of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (contract number 2563-02-01-031).

References

- [1] Morales-Saldana JA, Carbajal-Gutierrez EE, Leyva-Ramos J. Modeling of switch-mode dc-dc cascade converters. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst* 2002;38(1):295–9.
- [2] Ortiz-Lopez MG, Leyva-Ramos J, Carbajal-Gutierrez EE, Morales-Saldana JA. Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch. *IET Power Electron* 2008;1(4):478–87.
- [3] Maksimovic D, Cuk S. Switching converters with wide dc conversion range. *IEEE Trans Power Electron* 1991;6(1):151–7.
- [4] Ayachi A, Kazimierczuk MK. Steady-state analysis of PWM quadratic buck converter in CCM. In: *IEEE 56th international midwest symposium on circuits and systems*. 2013, p. 49–52.
- [5] Ayachi A, Kazimierczuk MK. Power losses and efficiency analysis of the quadratic buck converter in CCM. In: *IEEE 57th international midwest symposium on circuits and systems*. 2014, p. 463–6.
- [6] Carbajal-Gutierrez EE, Morales-Saldana JA, Leyva-Ramos J. Average current-mode control for a quadratic buck converter. In: *IEEE 36th power electronics specialists conference*. 2005, p. 2146–50.
- [7] Bevrani H, Babahajyani P, Habibi F, Hiyama T. Robust control design and implementation for a quadratic buck converter. In: *International power electronics conference*. 2010, p. 99–103.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Compensator Design for a Peak Current Mode Controlled Buck Converter

Sirpan Triakuldit
Faculty of Engineering
King Murkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand
Email: sirpan_tid@hotmail.com

Chanin Buiaksammasom
Faculty of Engineering
King Murkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand
Email: chanin.bu@kmitl.ac.th

Abstract— This paper presents compensator design for a peak current mode controlled buck converter. Given the closed-loop converter model, the open loop and output impedance transfer functions are derived. Based on the open loop transfer function, the compensator design is carried out to yield the open loop frequency response with a desired gain, crossover frequency, and phase margin. The well designed compensator also results in small output impedance, which is an indicator for good output voltage regulation. Both simulated and experimental results are presented to validate the compensator design.

Keywords—DC-DC converters, Peak Current Mode Control

I. INTRODUCTION

Peak Current Mode Control (PCMC) is a commonly used control method for DC-DC converters. It takes in an inductor current and output voltage as feedback variables, and produces a PWM signal to drive a power switch to maintain a constant output voltage. Compared with Voltage Mode Control (VMC), PCMC has a faster transient response to an input voltage and load current disturbances. Furthermore, PCMC eases the implementation of an over current protection and the parallel connection of converter modules.

Small-signal models of PCMC have been proposed in [1, 2]. The PCMC model combined with the power circuit model of a DC-DC converter form a closed loop converter model, whereby the control loop can be analyzed and designed. This paper presents compensator design for a peak current mode controlled buck converter. The closed-loop converter model used in this paper is based on the small-signal model of a buck converter in [3] and the PCMC model in [1]. The effect of the designed compensator on the converter's output impedance is also demonstrated.

II. PEAK CURRENT MODE CONTROL (PCMC)

A peak current mode controlled buck converter is shown in Fig. 1. The control circuit consists of an Error Amplifier (EA), a PWM comparator, and a RS flip-flop. In each switching period, the constant-frequency clock signal sets the RS flip-flop, turning on the MOSFET switch. The converter's output voltage (V_o) is fed back and subtracted from the reference voltage (V_c). The resulting error voltage is amplified by the EA to generate a control signal (V_c). Recall that the PCMC is unstable when operating with the duty cycle greater than 0.5 and a slope compensation ramp (V_{comp}) can be used to avert the

problem. If V_{comp} is employed, it is subtracted from V_c to produce the reference current signal. Otherwise, the current reference signal is just equal to V_c . When the switch current signal, I_s , sensed via current transformer is equal to the reference current level, the RS flip-flop is reset, turning off the MOSFET switch. The PCMC operating waveforms is shown in Fig. 2. Note that in Fig. 1, R_1 , R_2 , C_1 and C_2 are used to compensate gain and phase of the EA. In this paper, the compensated EA is called a compensator.

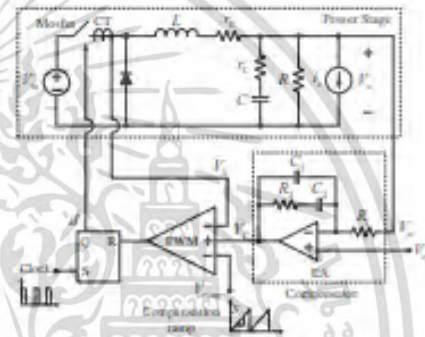


Fig. 1 Buck converter with PCMC



Fig. 2 PCMC waveforms

III. CLOSED LOOP MODEL OF PCMC BUCK CONVERTER.

A closed loop small-signal model of a PCMC buck converter is shown in Fig. 3. The variables \hat{v}_{in} , \hat{v}_o , \hat{d} , \hat{i}_L , \hat{i}_L and \hat{v}_c are the small signal input voltage, output voltage, duty cycle, inductor current, load current and control voltage respectively. The buck converter is represented by six transfer functions, which can be derived using the State-Space Average (SSA) technique as shown in [3]. The six transfer functions consist of

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{in}} = \frac{F_d(C(R+r_c)s+1)}{CL(R+r_c)s^2 + (L+CRr_L+CRr_c+C_Lr_c)s + (R+r_L)} \quad (1)$$

$$G_{ob}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{in}} = \frac{F_o R(Cr_c s+1)}{CL(R+r_c)s^2 + (L+CRr_L+CRr_c+C_Lr_c)s + (R+r_L)} \quad (2)$$

$$G_{oi}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_{in}} = \frac{D(C(R+r_c)s+1)}{CL(R+r_c)s^2 + (L+CRr_L+CRr_c+C_Lr_c)s + (R+r_L)} \quad (3)$$

$$G_{ic}(s) = \frac{\hat{v}_c}{\hat{v}_{in}} = \frac{DR(Cr_c s+1)}{CL(R+r_c)s^2 + (L+CRr_L+CRr_c+C_Lr_c)s + (R+r_L)} \quad (4)$$

$$G_{ci}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{R(Cr_c s+1)}{CL(R+r_c)s^2 + (L+CRr_L+CRr_c+C_Lr_c)s + (R+r_L)} \quad (5)$$

$$G_{co}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{-R(LCr_c s^2 + (L+C_Lr_c)s + r_o)}{CL(R+r_c)s^2 + (L+CRr_L+CRr_c+C_Lr_c)s + (R+r_L)} \quad (6)$$

where $G_{id}(s)$, $G_{ob}(s)$, $G_{oi}(s)$, $G_{ic}(s)$, $G_{ci}(s)$ and $G_{co}(s)$ are the duty cycle-to-inductor current, duty cycle-to-output voltage, input voltage-to-inductor current, input voltage-to-output voltage, load current-to-inductor current and load current-to-output voltage respectively.

As shown in Fig. 3, the small signal model of PCMC (1) is expressed by

$$\hat{v} = F_m(\hat{v}_c - R_S \hat{i}_L - F_S \hat{v}_o - F_V \hat{v}_{in}) \quad (7)$$

where $F_m = \frac{1}{D_s T_s}$, $F_S = \frac{D^2 R_S D_s}{2L}$, $F_V = \frac{1-2D}{2L} R_S T_s$, D_s is a

slope of the compensation ramp, T_s is a switching period, R_S is a current sensing gain, and D is a steady-state duty cycle. F_S and F_V are gain that accounts for the effect of the input and output voltages on the slope of the inductor current. If the ripple inductor current is small (i.e. L is large), F_S and F_V can be assumed to be zero.

The compensator is represented by the transfer function $G_C(s)$. The compensator shown in Fig.1 has the transfer function expressed by

$$G_C(s) = \frac{\omega_z}{s} \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_{z1}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p1}}} \right) \quad (8)$$

where $\omega_z = 1/(R_S(C_1+C_2))$, $\omega_{p1} = 1/(R_S C_1)$ and $\omega_{z1} = (C_1+C_2)/(R_S C_1 C_2)$.

A. Open loop transfer function

In designing $G_C(s)$, it is necessary to know the transfer function from \hat{v}_c to \hat{v}_o , or $G_{ob}(s)$. By letting $\hat{v}_{in} = 0$, $\hat{i}_L = 0$ and assuming the ripple inductor current is small (i.e. $F_S = F_V = 0$), the block diagram in Fig. 3 is reduced to that shown in Fig. 4, from which $G_{ob}(s)$ can be determined

$$G_{ob}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = \frac{F_o}{1 + F_m R_S G_{ob}(s)} G_{ob}(s) \quad (9)$$

From Fig. 4, the open loop transfer function can be written as

$$T(s) = G_C(s) G_{ob}(s) = \frac{F_o G_C(s) G_{ob}(s)}{1 + F_m R_S G_{ob}(s)} \quad (10)$$

Based on $G_{ob}(s)$ in (9), the compensator is designed to yield the open loop frequency response with a desired gain, crossover frequency, and phase margin. The compensator in (8) has one zero at ω_{z1} and two poles (one at the origin and another at ω_{p1}). The first pole at the origin helps ensure that the open-loop transfer function, $T(s)$, will have a high DC gain. Meanwhile, the second pole and the zero will be placed at appropriate frequencies so that the crossover frequency and phase margin of $T(s)$ attains the desired values.

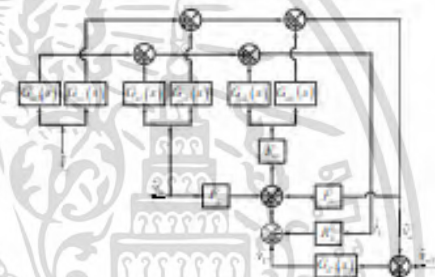


Fig. 3 Closed loop block diagram of PCMC buck converter



Fig. 4 Block diagram for determining open loop transfer function



Fig. 5 Block diagram for determining output impedance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B. Output impedance transfer function

In addition to the open loop transfer function, the output impedance transfer function can be found from the system block diagram in Fig. 3. By letting $\hat{v}_{in} = 0, \hat{v}_{ref} = 0$ and assuming the ripple inductor current is small (i.e. $F_i \approx F_i = 0$), the block diagram in Fig. 3 is reduced to that shown in Fig. 5. From the figure, the open-loop output impedance, $Z_{o, open}(s)$, is defined as the transfer function from \hat{i}_L to \hat{v}_o without $G_C(s)$ and the closed-loop output impedances, $Z_{o, closed}(s)$, the transfer function from \hat{i}_L to \hat{v}_o with $G_C(s)$. The output impedances are derived and given in (11) and (12)

$$Z_{o, open}(s) = \frac{G_{vo}(s) + R_f F_{vd} G_{id}(s) \left(G_{vo}(s) - \frac{G_{vd}(s) G_{id}(s)}{G_{id}(s)} \right)}{1 + R_f F_{vd} G_{id}(s)} \quad (11)$$

$$Z_{o, closed}(s) = \frac{Z_{o, open}(s)}{1 + T(s)} \quad (12)$$

Noted that closed loop control has reduced the open loop output impedance by a factor $1+T(s)$. If the open-loop gain is large, $Z_{o, closed}(s)$ will be small, which is an indicator for good output voltage regulation.

IV. COMPENSATOR DESIGN

The buck converter in Fig. 1 has the following parameters: $V_{in} = 20V, 25V, V_o = 5V, I_o = 1A, 4A, C = 200\mu F, L = 55\mu H, R = 1\Omega, r_L = 0.095\Omega$ and $r_C = 0.55m\Omega$. The switching frequency is 100kHz ($T_s = 10\mu s$). As $D = V_o/V_{in} = 0.25$ is less than 0.5, the compensation ramp is not used in this case. With $S_p = 0, G_{id}(s)$ in (9) is simplified into

$$G_{id}(s) \approx \frac{v}{r_L} \frac{G_{id}(s)}{R_f G_{id}(s)} \quad (13)$$

Substitution of the relevant parameters into (13) yields

$$G_{id}(s) = \frac{r_C}{r_L} \frac{3.16 \times 10^5 s + 1.86 \times 10^6}{3.64 \times 10^2 s + 1.66 \times 10^3} \quad (14)$$

As stated in (10), the product $G_{id}(s)G_C(s)$ is the open loop transfer function, $T(s)$. In this paper, the objective is to design $G_C(s)$ to result in $T(s)$ with (1) high DC gain, (2) the crossover frequency of 10kHz, and (3) the phase margin of more than 45 degree. To achieve this, the gain, zero and pole of $G_C(s)$ has been chosen as follows: $\omega_z = 4.73 \times 10^4$ rad/s, $\omega_{p1} = 3 \times 10^4$ rad/s and $\omega_{p2} = 7 \times 10^4$ rad/s. That is

$$G_C(s) = \frac{9.73 \times 10^4}{s} \frac{\left(\frac{s}{3 \times 10^4} + 1 \right)}{\left(\frac{s}{7 \times 10^4} + 1 \right)} \quad (15)$$

From (15), the component values of the compensator can be calculated, obtaining $R_1 = 11k\Omega, R_2 = 180\Omega, C_1 = 33nF$ and $C_2 = 25nF$. Multiplying (14) to (15), the open loop transfer function, $T(s)$, is obtained as

$$T(s) = \frac{3.24 \times 10^5}{s} \frac{\left(\frac{s}{3 \times 10^4} + 1 \right) \left(\frac{s}{5.26 \times 10^4} + 1 \right)}{\left(\frac{s}{4.57 \times 10^4} + 1 \right) \left(\frac{s}{7 \times 10^4} + 1 \right)} \quad (16)$$

As for the output impedance, substituting the relevant parameters into (11) and (12), $Z_{o, open}(s)$ and $Z_{o, closed}(s)$ are obtained as

$$Z_{o, closed}(s) = \frac{-0.087s^3 - 1.06 \times 10^4 s^2 - 3.20 \times 10^9 s}{s^3 + 1.40 \times 10^3 s^2 + 5.74 \times 10^7 s + 1.04 \times 10^{14}} \quad (17)$$

$$Z_{o, open}(s) = \frac{-0.087s - 4.57 \times 10^3}{s + 4.57 \times 10^3} \quad (18)$$

Fig. 6 shows the frequency responses of $G_{id}(s), G_C(s)$ and $T(s)$ as expressed in (14), (15), and (16) respectively. It can be seen that $T(s)$ has a high DC gain, a phase margin of 76.9 degree, and a crossover frequency of 10 kHz, satisfying all the design objectives.

Fig. 7 show the frequency responses of $Z_{o, open}(s)$ and $Z_{o, closed}(s)$ as expressed in (17) and (18) respectively. It can be seen that below the crossover frequency (10kHz) the amplitude of $Z_{o, closed}(s)$ is much lower than $Z_{o, open}(s)$. This indicates the closed loop converter will exhibit less output voltage variation than its open loop counterpart as a load current is varied.

Fig. 8 shows the simulated output voltage response of the converter when subject to a step load current change from 1A to 4A. The response has a maximum voltage drop of about 0.35V and a settling time of approximately 450µs.

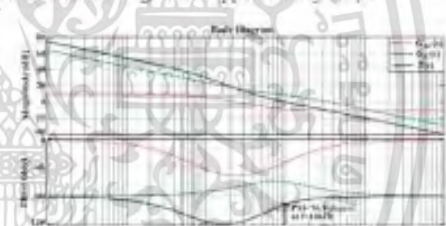


Fig. 6 Frequency response of $G_{id}(s), G_C(s)$ and $T(s)$



Fig. 7 Frequency response of $Z_{o, open}(s)$ vs $Z_{o, closed}(s)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

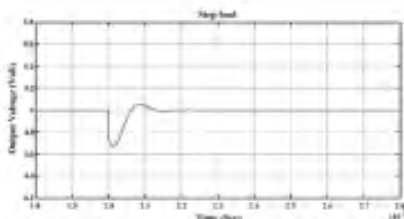


Fig. 8 Simulated output voltage transient response due to a step load change from 1A to 4A

V. EXPERIMENTAL RESULTS

To validate the design, a PCMC buck converter in Fig. 1 is prototyped. The control IC UC3825 is employed to implement the peak current mode control. The designed compensator, i.e. the EA with $R_1=1k\Omega$, $R_2=180\Omega$, $C_1=33nF$ and $C_2=25nF$, is used in the experiment.

The output voltage measured from the prototype converter is shown in Table I. It can be seen that the output voltage is maintained at around 5V despite the load current variations. The converter possesses a good output regulation, owing to the small closed-loop output impedance $Z_{o, cl}(s)$ in Fig. 7. When subject to a step load current change from 1A to 4A, the prototype converter displays an underdamp output voltage response shown in Fig. 9(a). The maximum voltage drop and settling time are measured to be 0.2V and 150 μ s respectively. This experimental result is in good agreement with the simulated result in Fig. 8.

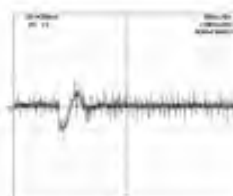
TABLE I. MEASURED OUTPUT VOLTAGE

V_o (V)	EA			
	$I_o=1A$	$I_o=2A$	$I_o=3A$	$I_o=4A$
20	5.000	4.999	4.997	4.995
25	5.000	4.999	4.997	4.995

To eliminate the voltage overshoot seen in Fig. 9(a), the compensator is redesigned with the new parameters as shown in Table II. The frequency response comparison between the original and new compensator design is shown in Fig. 10. Although the DC gain and crossover frequency in both designs are similar, the new compensator yields the larger phase margin. The increased system margin has led to the improved output response with no overshoot as shown in Fig. 9(b).

TABLE II. ORIGINAL VS NEW COMPENSATOR DESIGN

Design	Values (rad/s)						
	ω_c	ω_{p1}	ω_{p2}	ω_z	ω_{c2}	ω_{c3}	ω_{c4}
Original	9.73×10^4	3×10^5	7×10^5	14k	44k	33nF	25nF
New	8.83×10^4	2×10^5	7×10^5	14k	220k	30k	20nF



(a)



(b)

Fig. 9 Measured output voltage transient response due to a step load change from 1A to 4A. (a) Original compensator. (b) New compensator.

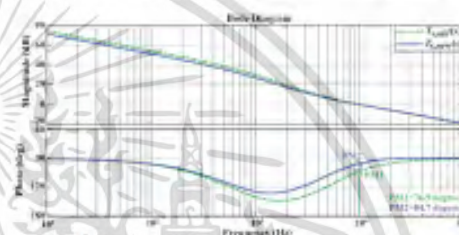


Fig. 10 Frequency response comparison between the original and new compensator design

VI. CONCLUSION

This paper has presented compensator design for a peak current mode controlled buck converter. The compensator was designed to provide the open loop transfer function with high DC gain, crossover frequency of one tenth of the switching frequency (i.e. 10kHz) and sufficiently large phase margins (i.e. 77° and 85°). Experimental results verified that good output voltage regulation and fast transient response to a step load current change can be achieved using the designed compensator.

REFERENCES

- [1] Verhaese, G. C., Bruens, C. A., & Mahabir, K. N. (1989, Jan). Averaged and sampled-data models for current mode control: a re-examination. In 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (pp. 484-491). IEEE.
- [2] Ridley, B. B. (1994). A new, continuous-time model for current-mode control (power converters). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(2), 271-280.
- [3] Cirra, P., & Bartakatsios, C. (2007, April). Large-signal average modeling and simulation of dc-dc converters with simlink. In 2007 Power Conversion Conference-Nagano (pp. 27-32). IEEE.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นางสาวสิริพรรณ ตระกูลดิษฐ์
วัน เดือน ปีเกิด	11 ตุลาคม 2528 ที่จังหวัดพัทลุง
ที่อยู่	61/15 หมู่ 1 ถ.กระโรม ตำบลเขาแก้ว อำเภอลานสกา จังหวัดนครศรีธรรมราช 80230 โทร.089-7266-929
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า-การวัดคุม มหาวิทยาลัยวลัยลักษณ์ ปีการศึกษา 2551 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2555
ปัจจุบัน	นักศึกษาปริญญาเอก สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้