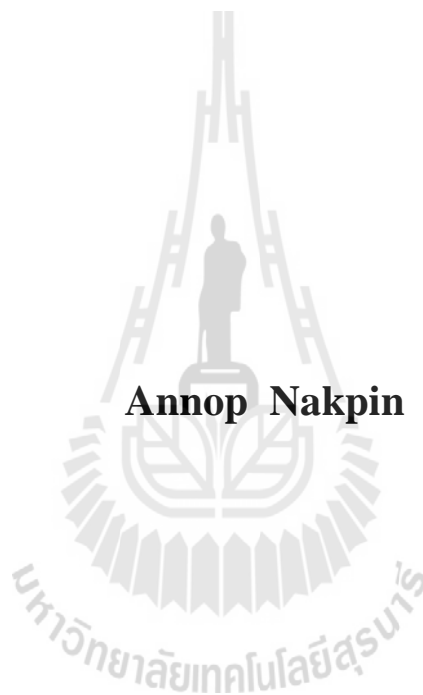


วงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบที่มี
แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2558

**A HIGH STEP-UP SINGLE-SWITCH BOOST
CONVERTER FOR LOW-VOLTAGE
SOURCE SYSTEMS**



**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2015**

วงจรถับระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับ
ระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(รศ. ดร.กมล อารีรักษ์)

ประธานกรรมการ

(อ. ดร.ศุภรัตน์ ขวัญอ่อน)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(รศ. ดร.กมล อารีรักษ์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิ้มปีจันทร์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรม

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

อรรถนพ นาคปิ่น : วงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ (A HIGH STEP-UP SINGLE-SWITCH BOOST CONVERTER FOR LOW-VOLTAGE SOURCE SYSTEMS) อาจารย์ที่ปรึกษา : อาจารย์ ดร.สุภารัตน์ ขวัญอ่อน, 204 หน้า

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอโครงสร้างใหม่ของวงจรทระดับแรงดันแบบเพิ่มค่าแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า สำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ โดยวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะทำหน้าที่เพิ่มแรงดันอินพุตจากระบบแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ ให้ได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ที่ 400 V_{dc} สำหรับทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องการแรงดันสูงหรือวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับแบบหนึ่งเฟสสำหรับโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ โดยวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะใช้สวิทช์กำลังเพียงตัวเดียว เพื่อลดกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากการใช้สวิทช์กำลังหลายตัว รวมถึงง่ายต่อการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ทั้งนี้ระบบแหล่งจ่ายแรงดันต่ำจะมีแรงดันอินพุตประมาณ 20 V_{dc} โดยแรงดันเอาต์พุตจะถูกควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ที่ 400 V_{dc} ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ ทั้งนี้ได้นำเสนอหลักการการทำงานของวงจรวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจร การประเมินประสิทธิภาพ และการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้น โดยพิจารณาการทำงาน of วงจรภายใต้โหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM) ทำการจำลองสถานการณ์เพื่อแสดงสมรรถนะของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น นอกจากนี้ได้ทำการจำลองสถานการณ์วงจรวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ ที่มีการประมวลผลด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 จากนั้นทำการสร้างชุดทดสอบของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ผลการจำลองสถานการณ์และผลทดสอบยืนยันประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าได้สูงถึง 20 เท่า สำหรับระบบแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2558

ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

ANNOP NAKPIN : A HIGH STEP-UP SINGLE-SWITCH BOOST
CONVERTER FOR LOW-VOLTAGE SOURCE SYSTEMS.

THESIS ADVISOR : SUDARAT KHWAN-ON, Ph.D., 204 PP.

BOOST CONVERTER/ HIGH STEP-UP RATIO/ SINGLE SWITCH

This thesis proposes a new topology of a high step-up boost converter with a high voltage conversion ratio, approximately 20, for low-voltage source systems. The developed converter can boost up the low input voltage to the high output voltage level of approximate $400 V_{dc}$, which acts as a dc power supply feeding a high voltage DC load or a single-phase inverter for the AC load. The proposed converter employs only a single power switch instead of using several switches, providing the decrease in power loss and the simple control strategy to obtain the constant output voltage. The proposed converter can step up the low input voltage, about $20 V_{dc}$, to the high output voltage of approximately $400 V_{dc}$ by using the PI controller. In this thesis, the proposed converter configuration is presented and the operation principle of the proposal converter is analyzed. The converter parameters are designed. The converter efficiency is evaluated. Also, the control strategy for the proposed converter under the continuous conduction mode (CCM) is described. The simulation results are presented to show the performance of the proposed converter. In addition, the hardware in loop (HIL) simulation using eZdepTMF28335 is applied to implement the PI controller for the realistic system. Moreover, the laboratory phototype of the proposed converter is implemented for the experimental testing. Simulation and

experimental results confirm the effectiveness of the proposed converter to achieve the high voltage conversion ratio, approximately 20, for low voltage source systems.



School of Electrical Engineering

Student's Signature _____

Academic Year 2015

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัยจากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

อาจารย์ ดร.สุภารัตน์ ขวัญอ่อน อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงาน วิทยานิพนธ์เล่มนี้ จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น อีกทั้งเป็นกำลังใจ เป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนิน ชีวิตให้แก่ผู้วิจัยเสมอมา

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ รองศาสตราจารย์ ดร.กองพัน อารีรักษ์ และอาจารย์ ประจำสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษาด้าน วิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบคุณนายถาวร หินชุย นายรณกร คำบุยา และพี่น้องบัณฑิตทุกท่านในกลุ่มวิจัย อิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม (PEMC) ที่ให้ความช่วยเหลือ แลกเปลี่ยนความรู้ทางด้านวิชาการ และให้กำลังใจตลอดมา

ขอขอบคุณวิศวกรและเจ้าหน้าที่ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัย เทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ ครู อาจารย์ ทุกท่านที่ให้ความรู้ ตั้งแต่ในอดีตจนถึง ปัจจุบัน และบุคคลที่สำคัญอย่างยิ่ง ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวทุก ๆ ท่านที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และการดูแลส่งเสริมทางการศึกษาอย่างดีมาโดย ตลอดจนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเสมอมา

อรรณพ นาคปิ่น

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญรูป.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	2
1.3 ข้อยกเว้นเบื้องต้น.....	3
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	4
2 ปรีทรรสน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูง.....	6
2.3 วงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	10
2.4 สรุป.....	17
3 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น.....	18
3.1 บทนำ.....	18

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2	โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันสวิทซ์เดี่ยว ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น	18
3.3	หลักการทงานของวงจรทระดับแรงดันสวิทซ์เดี่ยว ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น	19
3.3.1	ช่วงที่สวิทซ์กำลัง S นำกระแส	21
3.3.2	ช่วงที่สวิทซ์กำลัง S หยุดนำกระแส	25
3.3.3	อัตราขยายแรงดัน และความเครียดแรงดัน ที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายใน	33
3.3.4	ประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	35
3.4	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	38
3.4.1	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ	38
3.4.2	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำเก็บประจุ	40
3.5	ผลการจำลองสถานการณ์	45
3.5.1	อัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	45
3.5.2	ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อม อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจร	48
3.5.3	การประมาณพิกัดกระแส ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจร	51
3.5.4	การกระเพื่อมของกระแส และแรงดัน ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	54
3.6	สรุป	59
4	การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	60
4.1	บทนำ	60
4.2	การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ สำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	61

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.2.1	การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีโอลูปแรงดัน (Voltage Controller Loop).....	62
4.2.2	การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีโอลูปกระแส (Current Controller Loop)	64
4.3	ผลการจำลองสถานการณ์	69
4.4	สรุป	76
5	การสร้างชุดทดสอบ.....	77
5.1	บทนำ.....	77
5.2	โครงสร้างของชุดทดสอบ	77
5.3	แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	79
5.4	วงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	80
5.5	วงจรตรวจจับสัญญาณ	84
5.5.1	ตัวตรวจจับกระแส	84
5.5.2	ตัวตรวจจับแรงดัน	86
5.6	วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคตสัญญาณ	89
5.7	การควบคุมแรงดันเอาต์พุต	90
5.7.1	การโปรแกรมด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335	91
5.8	ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีโอ	94
5.9	สรุป	96
6	ผลการทดสอบ	98
6.1	บทนำ.....	98
6.2	การทดสอบชุดทดสอบที่สร้างขึ้น.....	98
6.3	ผลทดสอบชุดทดสอบกรณีไม่มีตัวควบคุม.....	99
6.4	ผลทดสอบชุดทดสอบกรณีมีตัวควบคุม	111

สารบัญ (ต่อ)

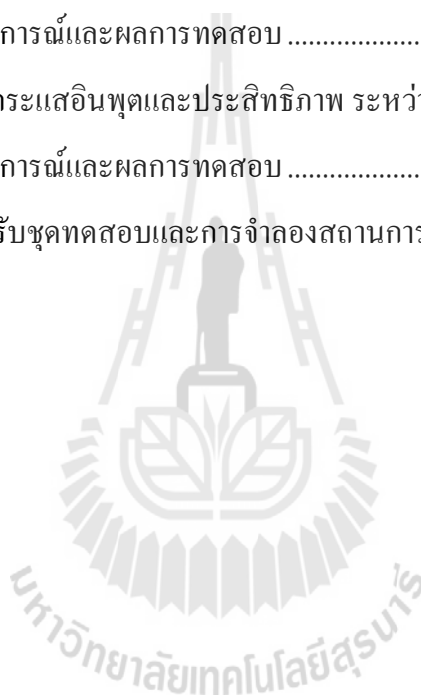
	หน้า
6.5 สรุป.....	119
7 สรุปและข้อเสนอแนะ	121
7.1 สรุป	122
7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต	122
รายการอ้างอิง	124
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม	127
ภาคผนวก ข. วงจรทระดับแรงดันกำลังสอง	139
ภาคผนวก ค. วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน	149
ภาคผนวก ง. ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335	156
ภาคผนวก จ. โปรแกรมภาษาซีสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335	160
ภาคผนวก ฉ. การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ	179
ภาคผนวก ช. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา	190
ประวัติผู้เขียน	204

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูง6
3.1	ค่าความเครียดแรงดัน และการประมาณค่าพิกัดกระแสของอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น32
3.2	อัตราขยายแรงดัน และความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์กำลังต่าง ๆ33
3.3	ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ34
3.4	การเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดัน จำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ภายในวงจร และประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ37
3.5	การกำหนดค่าเพื่อคำนวณเลือกพารามิเตอร์ภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น42
3.6	ผลการคำนวณอัตราขยายแรงดันและผลอัตราขยายแรงดัน จากการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น45
3.7	ผลจากคำนวณความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ และความเครียดแรงดันจากการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ...49
3.8	การประมาณพิกัดกระแสจากการคำนวณและการประมาณพิกัดกระแส จากการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น52
3.9	ผลการเปรียบเทียบค่าการกระเพื่อมของกระแส และแรงดัน ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจากการจำลองสถานการณ์55
4.1	ค่าพารามิเตอร์สำหรับออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ68
4.2	ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น69
4.3	ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการปรับเปลี่ยน74
5.1	เบอร์ ขนาดและพิกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้สร้างชุดทดสอบ84
5.2	ตารางการทดสอบวงจรตัวตรวจจับกระแสไฟฟ้า85

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
5.3 ตารางการทดสอบวงจรตัวตรวจจับแรงดันไฟฟ้า	88
6.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับชุดทดสอบและการจำลองสถานการณ์	101
6.2 การเปรียบเทียบค่าแรงดันเอาต์พุต ระหว่างผลจากการคำนวณ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ	108
6.3 การเปรียบเทียบค่ากระแสอินพุตและประสิทธิภาพ ระหว่างผลจากการคำนวณ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ	109
6.4 ค่าพารามิเตอร์สำหรับชุดทดสอบและการจำลองสถานการณ์	111



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	โครงสร้างของระบบที่พัฒนาขึ้น 2
2.1	วงจรทระดับแรงดันแบบคั้งเดิม 11
2.2	วงจรทระดับแรงดันแบบแคสเคด 11
2.3	วงจรทระดับแรงดันกำลังสอง 12
2.4	วงจรทแรงดันแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ 12
2.5	วงจรทแรงดันแบบตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุ 13
2.6	วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน 13
2.7	วงจรทระดับแรงดันแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์ 14
2.8	วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟสองเฟส 14
2.9	วงจรทระดับแรงดันแบบเซปิก 15
2.10	วงจรทระดับแรงดันแบบเซปิกร่วมกับตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ 15
2.11	วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์ 16
2.12	วงจรทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูงแบบ Z-source 16
2.13	วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟสามเฟส โดยใช้วงจรคูณแรงดัน 17
3.1	โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น 19
3.2	วงจรทระดับแรงดันกำลังสอง 20
3.3	วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน 20
3.4	วงจรทระดับแรงดันสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น 21
3.5	การทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส 22
3.6	ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจร ขณะที่สวิตช์กำลังนำกระแส 22
3.7	ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจร ขณะที่สวิตช์กำลังนำกระแส 24

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8	การทำงานของวงจรถ่วงในช่วงที่สวิทช์กำลังหยุดนำกระแส 25
3.9	ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจรถ่วง ขณะที่สวิทช์กำลังหยุดนำกระแส 26
3.10	ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจรถ่วง ขณะที่สวิทช์กำลังหยุดนำกระแส 27
3.11	รูปคลื่นสัญญาณกระแส และแรงดันของวงจรถ่วงระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น 29
3.12	ค่าพารามิเตอร์ของวงจรถ่วงระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น 34
3.13	อัตราขยายแรงดันของวงจรถ่วงระดับแรงดันที่พิจารณา 35
3.14	ประสิทธิภาพของวงจรถ่วงระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น 36
3.15	ประสิทธิภาพของวงจรถ่วงระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่ค่ากำลังงานเอาต์พุตต่าง ๆ 37
3.16	กระแส i_{L1} ของวงจรถ่วงระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น 38
3.17	กระแส i_{L2} ของวงจรถ่วงระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น 39
3.18	วงจรถ่วงระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ขณะที่สวิทช์กำลังนำกระแส..... 40
3.19	พารามิเตอร์ของวงจรถ่วงระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น 44
3.20	การเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดันระหว่าง ผลจากการคำนวณกับผลการจำลองสถานการณ์ 46
3.21	ผลการจำลองสถานการณ์แสดงค่าแรงดันเอาต์พุต ณ จุดทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ 48
3.22	ผลการจำลองสถานการณ์แสดงค่ากระแสอินพุต ณ จุดทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ 48
3.23	ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเครียดแรงดันตกคร่อมสวิทช์กำลังและตัวเก็บประจุ 49
3.24	ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเครียดแรงดันตกคร่อมสวิทช์กำลังและตัวเก็บประจุ 50
3.25	ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเครียดแรงดันตกคร่อมไอโอดกำลัง 50
3.26	ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเครียดแรงดันตกคร่อมไอโอดกำลัง 51

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.27 ผลการจำลองสถานการณ์ค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิทช์กำลัง	52
3.28 ผลการจำลองสถานการณ์ค่ากระแสที่ไหลผ่านไอโอด์กำลัง	52
3.29 ผลการจำลองสถานการณ์ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำภายในวงจร	54
3.30 กระแสที่ไหลผ่านและแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่พัฒนาขึ้น	56
3.31 การกระเพื่อมของกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่พัฒนาขึ้น	57
4.1 โครงสร้างการควบคุมชนิดพีไอของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	61
4.2 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียง วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมสำหรับออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอดูปแรงดัน	62
4.3 แผนภาพการควบคุมดูปแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ	63
4.4 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียง วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมสำหรับออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอดูปกระแส	65
4.5 แผนภาพการควบคุมดูปกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ	66
4.6 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์การควบคุมชนิดพีไอ วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	68
4.7 ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอ	70
4.8 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง	70
4.9 ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นร่วมกับ ตัวควบคุมชนิดพีไอ เมื่อค่าแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง	72
4.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอเมื่อ โหลดตัวต้านทานมีการเปลี่ยนแปลง	73

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.11 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อขนาดของพารามิเตอร์ยังไม่มีการเปลี่ยนแปลง	74
4.12 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อลดขนาดของพารามิเตอร์ลง 30 %.....	75
4.13 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อเพิ่มขนาดของพารามิเตอร์ขึ้น 30 %.....	76
5.1 โครงสร้างของชุดทดสอบที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์	78
5.2 ชุดทดสอบจริงของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	78
5.3 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	79
5.4 หม้อแปลงปรับแรงดันหนึ่งเฟส	80
5.5 มอดูลของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์สามเฟส 36MT160	80
5.6 ตัวเก็บประจุที่ใช้กรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	81
5.7 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น.....	81
5.8 มอดูลของมอสเฟตสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	81
5.9 ตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	82
5.10 ตัวเก็บประจุต่าง ๆ สำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	82
5.11 ไดโอดกำลังที่ใช้สำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	83
5.12 โหลดตัวต้านทานสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	83
5.13 โครงสร้างตัวตรวจจับกระแสเบอร์ HX 15-P	84
5.14 วงจรทดสอบเพื่อสร้างความสัมพันธ์สมการเส้นตรงของตัวตรวจจับกระแส	85
5.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตของตัวตรวจจับ	86
5.16 โครงสร้างตัวตรวจจับแรงดันเบอร์ LV 25-P.....	87
5.17 โครงสร้างตัวตรวจจับแรงดันเบอร์ LV 25-P.....	87
5.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตของตัวตรวจจับ	89
5.19 โครงสร้างของไอซีออปโตเบอร์ PC923L	90

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.20 การต่อวงจรของวงจรแยกโคคแบบขยายสัญญาณ	90
5.21 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335	91
5.22 ไลออะแกรมการเขียนโปรแกรมของตัวควบคุม	92
5.23 แผนการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™F28335	94
5.24 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูบที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ	95
5.25 การเชื่อมต่อฮาร์ดแวร์ระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335	95
5.26 การเปรียบเทียบผลตอบสนองระหว่างการจำลองสถานการณ์ และการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูบ	96
6.1 การทดสอบชุดทดสอบที่สร้างขึ้น	99
6.2 สัญญาณพัลส์ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.3, 0.5 และ 0.7	100
6.3 โครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น กรณีไม่มีตัวควบคุม	101
6.4 ผลการทดสอบชุดทดสอบที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0 เป็น 0.25	102
6.5 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.25	102
6.6 ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันเอาต์พุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0 เป็น 0.25	103
6.7 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0 เป็น 0.25	103
6.8 ผลการทดสอบชุดทดสอบที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.35 เป็น 0.40	104
6.9 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.40	104
6.10 ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันเอาต์พุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.35 เป็น 0.40	105
6.11 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.35 เป็น 0.40	105
6.12 ผลการทดสอบชุดทดสอบที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.45 เป็น 0.50	106
6.13 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.50	106
6.14 ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันเอาต์พุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.45 เป็น 0.50	107

สารบัญรูป (ต่อ)

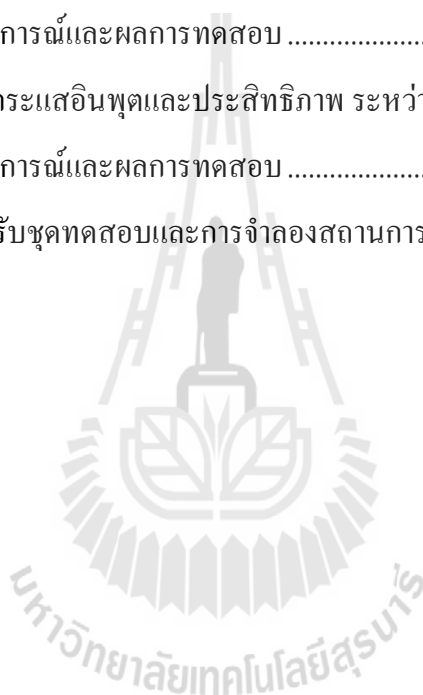
รูปที่	หน้า
6.15 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.45 เป็น 0.50	107
6.16 การเปรียบเทียบค่าแรงดันเอาต์พุต ระหว่างผลจากการคำนวณ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ	108
6.17 การเปรียบเทียบค่ากระแสอินพุต ระหว่างผลจากการคำนวณ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ	110
6.18 การเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพ ระหว่างผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ ..	112
6.19 โครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น กรณีมีตัวควบคุม	112
6.20 ผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 150 V _{dc} เป็น 200 V _{dc}	113
6.21 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 150 V _{dc} เป็น 200 V _{dc}	113
6.22 ผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 350 V _{dc} เป็น 400 V _{dc}	114
6.23 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 350 V _{dc} เป็น 400 V _{dc}	114
6.24 ผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 250 V _{dc} เป็น 200 V _{dc}	115
6.25 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 250 V _{dc} เป็น 200 V _{dc}	115
6.26 ผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 150 V _{dc} เป็น 100 V _{dc}	116
6.27 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 150 V _{dc} เป็น 100 V _{dc}	116
6.28 ผลการทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อค่าแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง	117
6.29 ผลการจำลองสถานการณ์การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อค่าแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง	117
6.30 ผลการทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อโหลดตัวต้านทานมีการเปลี่ยนแปลง	118
6.31 ผลการจำลองสถานการณ์การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อโหลดตัวต้านทานมีการเปลี่ยนแปลง	119

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูง6
3.1	ค่าความเครียดแรงดัน และการประมาณค่าพิกัดกระแสของอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น32
3.2	อัตราขยายแรงดัน และความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์กำลังต่าง ๆ33
3.3	ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ34
3.4	การเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดัน จำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ภายในวงจร และประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ37
3.5	การกำหนดค่าเพื่อคำนวณเลือกพารามิเตอร์ภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น42
3.6	ผลการคำนวณอัตราขยายแรงดันและผลอัตราขยายแรงดัน จากการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น45
3.7	ผลจากคำนวณความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ และความเครียดแรงดันจากการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ...49
3.8	การประมาณพิกัดกระแสจากการคำนวณและการประมาณพิกัดกระแส จากการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น52
3.9	ผลการเปรียบเทียบค่าการกระเพื่อมของกระแส และแรงดัน ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจากการจำลองสถานการณ์55
4.1	ค่าพารามิเตอร์สำหรับออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ68
4.2	ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น69
4.3	ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการปรับเปลี่ยน74
5.1	เบอร์ ขนาดและพิกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้สร้างชุดทดสอบ84
5.2	ตารางการทดสอบวงจรตัวตรวจจับกระแสไฟฟ้า85

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
5.3 ตารางการทดสอบวงจรตัวตรวจจับแรงดันไฟฟ้า	88
6.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับชุดทดสอบและการจำลองสถานการณ์	101
6.2 การเปรียบเทียบค่าแรงดันเอาต์พุต ระหว่างผลจากการคำนวณ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ	108
6.3 การเปรียบเทียบค่ากระแสอินพุตและประสิทธิภาพ ระหว่างผลจากการคำนวณ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ	109
6.4 ค่าพารามิเตอร์สำหรับชุดทดสอบและการจำลองสถานการณ์	111



บทที่ 1

บทนำ

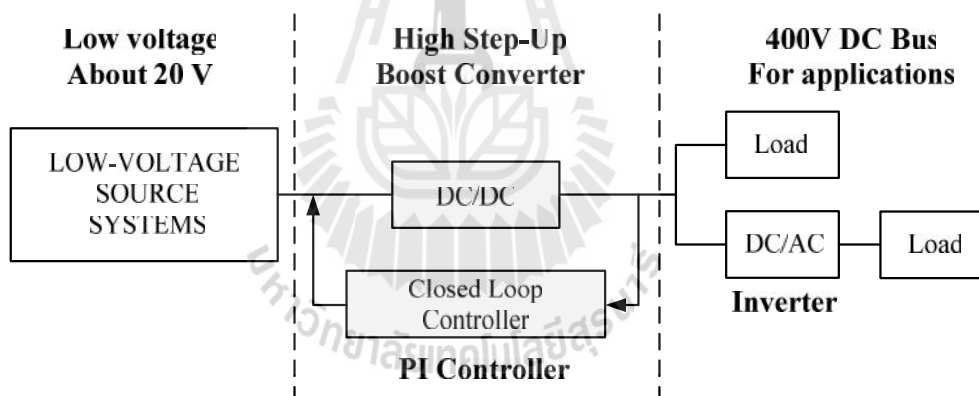
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันระบบพลังงานทดแทน (Renewable Energy) เป็นระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าที่ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลาย เพื่อตอบสนองความต้องการการใช้ไฟฟ้าของประชาชนในประเทศ ซึ่งนับวันจะมีความต้องการการใช้ไฟฟ้าสูงขึ้นเรื่อย ๆ อีกทั้งยังเป็นทางเลือกสำหรับการผลิตพลังงานไฟฟ้า โดยการผลิตพลังงานไฟฟ้าที่ใช้อยู่ในปัจจุบันต้องนำทรัพยากรจากธรรมชาติมาใช้ผลิตในปริมาณมาก เช่น ถ่านหิน น้ำมัน และก๊าซธรรมชาติ ซึ่งทรัพยากรธรรมชาติเหล่านี้ย่อมมีวันหมดลง จึงเป็นสาเหตุสำคัญที่ควรพัฒนาระบบพลังงานทดแทน ซึ่งระบบพลังงานทดแทนนั้นก็ยังมีหลายประเภท เช่น พลังงานน้ำ (Water Energy) พลังงานลม (Wind Energy) พลังงานชีวมวล (Biomass Energy) และพลังงานแสงอาทิตย์ (Solar Energy) เป็นต้น

เนื่องจากประเทศไทยเป็นประเทศที่มีแสงแดดส่องสว่างเกือบตลอดปี ดังนั้นระบบพลังงานทดแทนที่นิยมใช้มากประเภทหนึ่ง คือ พลังงานแสงอาทิตย์ ซึ่งพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานที่สะอาด (Clean Energy) ไม่สร้างมลภาวะให้กับสิ่งแวดล้อม อีกทั้งยังเป็นพลังงานทดแทนประเภทหมุนเวียนที่ใช้แล้วเกิดขึ้นใหม่ได้ตามธรรมชาติ โดยระบบพลังงานแสงอาทิตย์ จะใช้เซลล์แสงอาทิตย์ (Solar cell) ในการเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์หรือโฟตอนให้เป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งพลังงานไฟฟ้าที่ออกจากเซลล์แสงอาทิตย์จะออกมาในรูปแบบของแรงดันไฟฟ้า โดยแรงดันไฟฟ้าที่สามารถผลิตจากเซลล์แสงอาทิตย์ 1 แผง (ขนาด 1 เมตร x 1.6 เมตร) นั้นอยู่ที่ประมาณ 20-45 V_{dc} ซึ่งเป็นแรงดันในระดับที่ต่ำ และแรงดันไฟฟ้านี้อาจไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้มากนัก ในกรณีที่โหลดต้องการแรงดันกระแสตรงที่ระดับสูงขึ้น ดังนั้นการพัฒนาโครงสร้างของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันให้สูงพอที่จะนำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นได้มากขึ้น จึงเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง

งานวิจัยนี้จะทำการพัฒนางจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูง สำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ โดยจะศึกษาวงจรทระดับแรงดันในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อประมวลข้อดีข้อด้อยของวงจร จากนั้นจึงทำการพัฒนาโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูง โดยสวิตช์กำลังในวงจรดังกล่าวจะทำงานที่วัฏจักรหน้าที่ไม่สูงมาก

เกินไป ทั้งนี้วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะมีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า เพื่อสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับโหลดไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องการแรงดันสูงหรือต่อเข้ากับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับแบบหนึ่งเฟสเพื่อใช้งานกับโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งโครงสร้างของระบบที่พัฒนาขึ้น แสดงได้ดังรูป 1.1 ในการดำเนินงานจะทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น การออกแบบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่าง ๆ ที่ประกอบเป็นโครงสร้างของวงจรที่พัฒนาขึ้น การควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าวเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ รวมทั้งการสร้างชุดทดสอบ เพื่อทดสอบวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นกับผลทดสอบของชุดทดสอบเพื่อยืนยันประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ทั้งนี้ต้องการให้ได้แรงดันเอาต์พุตคงที่ ที่ระดับ 400 V_{dc} เมื่อแรงดันอินพุตเป็น 20 V_{dc} โดยจะทำการจำลองสถานการณ์ วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อพิจารณาผลตอบแทนของวงจร รวมถึงประเมินประสิทธิภาพของวงจร ก่อนนำไปสร้างชุดทดสอบจริง



รูปที่ 1.1 โครงสร้างของระบบที่พัฒนาขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันเพื่อใช้สำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ
- 1.2.2 เพื่อศึกษาเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
- 1.2.3 เพื่อศึกษาการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้น
- 1.2.4 เพื่อศึกษาและประเมินประสิทธิภาพของวงจรที่พัฒนาขึ้น

1.2.5 เพื่อศึกษาและออกแบบพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ในวงจรที่พัฒนาขึ้น

1.2.6 เพื่อสร้างชุดทดสอบสำหรับวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 แรงดันอินพุตที่ใช้กับวงจรที่พัฒนาขึ้นมาจากวงจรเรียงกระแสสามเฟส เป็นเสมือนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแทนระบบแสงอาทิตย์ที่มีแรงดันต่ำ

1.3.2 วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า

1.3.3 การจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems

1.3.4 ประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นประเมินจากการจำลองสถานการณ์และผลจากชุดทดสอบ

1.3.5 สร้างชุดทดสอบเพื่อแสดงประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

1.3.6 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1.4.1 วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น พิจารณาเฉพาะ โหมดการทำงานต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode : CMM) เท่านั้น

1.4.2 วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมุ่งเน้นที่อัตราขยายแรงดันของวงจรเป็นสำคัญ

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการออกแบบตัวควบคุม สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.5.3 ได้องค์ความรู้ด้านการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.5.4 ได้องค์ความรู้ด้านการทำงานของวงจรถดับแรงดันสำหรับแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ สำหรับประยุกต์ใช้งานเมื่อโหลดต้องการแรงดันสูง

1.5.5 ได้องค์ความรู้ในการสร้างชุดทดสอบวงจรถดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

1.5.6 ได้บทความวิจัยเผยแพร่ระดับชาติ และนานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย 7 บท ซึ่งในแต่ละบทได้มีการนำเสนอเนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำกล่าวถึงความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ขอบเขตของงานวิจัย และประโยชน์ที่จะได้รับจากงานวิจัย รวมทั้งแนะนำเนื้อหาเบื้องต้นของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ส่วนบทอื่น ๆ ประกอบด้วย เนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 2 ปรีทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง วงจรถดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูงแบบต่าง ๆ การทำงานของวงจรถดับแรงดันแบบดั้งเดิม การเปรียบเทียบอัตราขยายของวงจรถดับแรงดันแบบต่าง ๆ

บทที่ 3 กล่าวถึงโครงสร้างของวงจรถดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น รวมถึงวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรถดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดันที่ได้จากวงจรถดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นกับวงจรถดับแรงดันแบบต่าง ๆ และออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรถดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แสดงผลการจำลองสถานการณ์วงจรถดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเพื่อยืนยันว่าวงจรถดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มอัตราขยายแรงดันที่สูงถึงประมาณ 20 เท่า

บทที่ 4 อธิบายหลักการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรถดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ซึ่งประกอบไปด้วยการออกแบบตัวควบคุมของลูปแรงดัน การออกแบบตัวควบคุมของลูปกระแส และผลการจำลองสถานการณ์วงจรถดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเมื่อต้องการแรงดันเอาต์พุตคงที่ ที่ 400 V_{dc} ภายใต้การทำงานในสภาวะต่าง ๆ

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้างชุดทดสอบ แบ่งเป็น ส่วนของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้กับระบบ วงจรถดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ตัวตรวจจับแรงดันเอาต์พุตและตัวตรวจจับกระแสอินพุต การควบคุมแรงดันเอาต์พุต รวมถึงวงจรถขยายแรงดันแบบแยกโคดสัญญาณ จากนั้นจึงนำมาใช้งานร่วมกันเพื่อหาประสิทธิภาพของชุดทดสอบที่สร้างขึ้น

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการทดสอบชุดทดสอบ ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นขณะไม่มีตัวควบคุม ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่มีตัวควบคุม และทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบกับผลการจำลองสถานการณ์ภายใต้จุดทำงานเดียวกัน

บทที่ 7 กล่าวถึงบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 7 ส่วน คือ ภาคผนวก ก. แสดงรายละเอียดของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ภาคผนวก ข. แสดงรายละเอียดของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง ภาคผนวก ค. แสดงรายละเอียดของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน ภาคผนวก ง. แสดงความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 ภาคผนวก จ. แสดงโปรแกรมภาษาซีสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 ภาคผนวก ฉ. เป็นการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ และภาคผนวก ช. นำเสนอบทความที่ได้รับการตีพิมพ์ และเผยแพร่ผลงาน



บทที่ 2

ปรัทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งในอดีตที่ผ่านมางานวิจัยด้านดังกล่าว ได้มีผู้วิจัยคิดค้นและพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาจนถึงปัจจุบัน ดังนั้น เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงปรัทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ผ่านมา การสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมดังกล่าว สามารถอธิบายได้ดังนี้

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูง

จากการค้นคว้างานวิจัยในอดีต เกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูง มีรายละเอียดดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูง

ปีที่พิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2005	M. Prudente, L.L. Pfitscher and R. Gules	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน ซึ่งชุดคูณแรงดันที่เพิ่มขึ้นในวงจรแบบดั้งเดิม จะทำให้สามารถเพิ่มแรงดันจากวงจรดั้งเดิมได้เป็นสองเท่าของวงจรดั้งเดิม
2005	K.K. Law, K.W.E. Cheng, and Y.P. Benny Yeung	บทความนี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์วิธีตัวเก็บประจุสวิตช์เพื่อเพิ่มแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบรีโซแนนซ์ ทำให้สามารถเพิ่มอัตราขยายแรงดันและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันอัตรายายแรงดันสูง (ต่อ)

ปีที่พิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2008	Y. Berkovich, B. Axelrod, and A. Shenkman	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันแบบตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุที่ใช้งานสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ โดยการเพิ่มไดโอดและตัวเก็บประจุเข้าไปในวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ทำให้อัตรายายแรงดันเพิ่มขึ้น
2008	B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici	บทความนี้รวบรวมโครงสร้างของวงจรที่ใช้ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำสวิตซ์สำหรับวงจรทระดับแรงดันที่ไม่ใช้หม้อแปลง เป็นการรวบรวมวิธีการเพิ่มอัตรายายแรงดันในรูปแบบต่าง ๆ
2008	M. Prudente, L.L. Pfitscher, R. Gules G. Emmendoerfer, and E.F. Romaneli	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน ซึ่งชุดคูณแรงดันที่เพิ่มขึ้นในวงจรแบบดั้งเดิม จะทำให้สามารถเพิ่มแรงดันได้สองเท่าของวงจรดั้งเดิม
2010	Y. Zhao, W. Li, Y. Deng, X. He, S. Lambert, and V. Pickert	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตซ์ เพื่อเพิ่มอัตรายายแรงดันและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรดังกล่าว
2010	J. Caro, J. Maldonado, R. Cabrera, A. Rodriguez, E. Cabrera, and R. Ibarra	บทความนี้รวบรวมวงจรทระดับแรงดันและวิธีการเพิ่มอัตรายายแรงดันในรูปแบบต่าง ๆ
2011	W. Li, and X. He	บทความนี้รวบรวมวงจรทระดับแรงดันแบบไม่แยกกราวด์เพื่อเชื่อมต่อกับแผง PV Modules เป็นการรวบรวมวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ เมื่อต้องการใช้งานร่วมกับแผง PV Modules

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันอัตรายายแรงดันสูง (ต่อ)

ปีที่พิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2012	J.AnuRahavi, R.Seyezhai, and T.Kanagapriya	บทความนี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน ซึ่งช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสอินพุตและมีประสิทธิภาพสูง
2012	A.Ghasemi, S.F. eilaghi, and E.Adib	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันด้วยวิธีเซปิกสำหรับงานประยุกต์เซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งวิธีนี้จะทำให้มีประสิทธิภาพสูงและลดความเครียดแรงดันไฟฟ้าในอุปกรณ์กึ่งตัวนำ
2013	Kuo-Ching Tseng , Chi-Chih Huang, and Wei-Yuan Shih	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันโดยวิธีอินเทอร์ลิฟสำหรับงานประยุกต์เซลล์แสงอาทิตย์ โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์ เพื่อเพิ่มอัตรายายแรงดันและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรดังกล่าว
2013	Kuo-Ching Tseng, and Jian-Ting Lin	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันแบบแยกกราวด์สำหรับงานประยุกต์เซลล์เชื้อเพลิง โดยหม้อแปลงที่ใช้จะช่วยเพิ่มอัตรายายแรงดันและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรดังกล่าว
2013	Shih-Ming Chen, Tsorng-Juu Liang, Lung-Sheng Yang, and Jiann-Fuh Chen	บทความนี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์วงจรทระดับแรงดันสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าคิซีเป็นเอซี โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวคุมตัวเก็บประจุ เพื่อเพิ่มอัตรายายแรงดันและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรดังกล่าว
2013	Ting Wang, Yu Tang, and Yaohua He	บทความนี้นำเสนอการศึกษาเครือข่ายที่ใช้งานวงจรทระดับแรงดันโดยใช้พื้นฐานตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ เพื่อเพิ่มอัตรายายแรงดัน

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันอัตรายายแรงดันสูง (ต่อ)

ปีที่พิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2013	Xiaoxia Liang, Jinbin Zhao, Ming Xia, and Keqing Qu	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันอัตรายายแรงดันสูงโดยใช้การเพิ่มแรงดันจากตัวเก็บประจุเข้าช่วยทำให้ได้อัตรายายแรงดันสูงขึ้นและลดการกระเพื่อมของกระแส อีกทั้งยังง่ายต่อการควบคุม
2014	Xiaoxia Liang, Jinbin Zhao, Keqing Qu, and Jianfeng Dai	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันอัตรายายแรงดันสูงแบบ Z-source โดยวิธีดังกล่าวให้อัตรายายแรงดันสูงมาก แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ลดลงและสามารถลดการกระเพื่อมของแรงดันที่ตัวเก็บประจุ
2014	Ajmal Farooq, Chao He, Henglin Chen, and Guozhu Chen	บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันอัตรายายแรงดันสูงที่ใช้ตัวเก็บประจุเพิ่มเข้าไประหว่างตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ เป็นวงจรที่สามารถเพิ่มอัตรายายแรงดันได้สูงและช่วยลดความเครียดแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต
2014	Kuo-Ching Tseng, and Chi-Chih Huang	บทความนี้เสนอการออกแบบและวิเคราะห์ห้วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์ เพื่อเพิ่มอัตรายายแรงดันและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรดังกล่าว
2015	Longlong Zhang, Dehong Xu, Haijin Li, Guoqiao Shen, and Min Chen	บทความนี้เสนอการวิเคราะห์ห้วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟสามเฟสโดยใช้วงจรคูณแรงดันสำหรับระบบเซลล์เชื้อเพลิง เป็นวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันสูงสำหรับระบบเซลล์เชื้อเพลิงที่ต้องการกำลังงานไฟฟ้าสูง และลดความเครียดแรงดันไฟฟ้าที่สวิตช์

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันอัตรายายแรงดันสูง (ต่อ)

ปีที่พิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2015	Antonio M.S.S.Andrade, Luciano Schuch, and Mario L. da S. Martins,	บทความนี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์วงจรทระดับแรงดันอัตรายายแรงดันสูงบูรณาการแบบกำลังสองเซต้า (Quadratic-Boost-Zeta) เป็นการวิเคราะห์หาค่าความเครียดแรงดันและกระแสที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจร

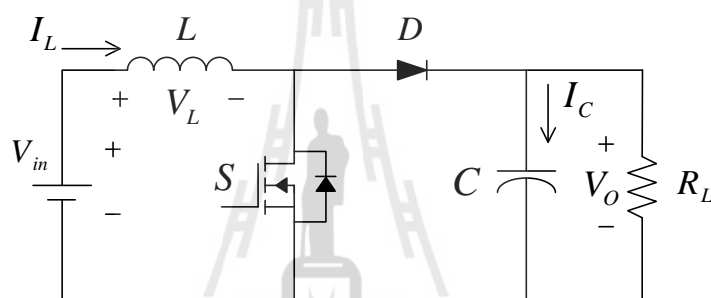
จากตารางที่ 2.1 พบว่า วงจรทระดับแรงดันที่สามารถเพิ่มอัตรายายแรงดันได้สูงนั้นมีหลากหลายวิธี เช่น การนำชุดเซลล์คูณแรงดันมาต่อผสมผสานกับวงจรทระดับแรงดัน ซึ่งชุดเซลล์คูณแรงดันที่เพิ่มเข้าไปในวงจรทระดับแรงดันจะทำให้สามารถเพิ่มแรงดันได้เป็นสองเท่า การใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์เพิ่มเข้าไปในวงจรทระดับแรงดัน เป็นอีกหนึ่งวิธีที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงเนื่องจากตัวเก็บประจุสวิตช์ที่เพิ่มเข้าไป รวมถึงการใช้หม้อแปลงเพื่อเพิ่มแรงดัน จะทำการปรับแก้ของหม้อแปลงเพื่อเพิ่มแรงดันเอาต์พุตโดยตรง เป็นต้น ซึ่งในแต่ละวิธีก็มีจุดเด่นที่แตกต่างกัน ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยจะมุ่งเน้นที่อัตรายายแรงดันของวงจร และจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรเป็นสำคัญ

2.3 วงจรทระดับแรงดันที่มีอัตรายายแรงดันสูง

ปัจจุบัน โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันถูกพัฒนาให้มีความสามารถในการเพิ่มระดับแรงดันที่สูงมากยิ่งขึ้น ซึ่งโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันนั้นมีหลากหลายรูปแบบสามารถจำแนกออกเป็น 2 ประเภท คือ แบบแยกกราวด์ (isolated type) และแบบไม่แยกกราวด์ (non-isolated type) โดยแบบแยกกราวด์จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงกัลวานิก (galvanic transformer) เพื่อแยกกราวด์ระหว่างด้านแรงดันต่ำและด้านแรงดันสูง โดยหม้อแปลงดังกล่าวจะมีอัตรายายพันขดลวดสูง (large turn ratio) ซึ่งความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) และตัวเก็บประจุแอบแฝง (parasitic capacitance) ที่เกิดขึ้นในขดลวดทุกขดลวดของหม้อแปลงจะส่งผลให้เกิดการพุ่งเกิน (spike) ของแรงดันและกระแสภายในวงจร ทำให้สมรรถนะ และประสิทธิภาพของระบบลดลง รวมทั้งทำให้วงจรได้รับความเสียหาย (L.-W. Zhou, B.-X. Zhu, Q.-M. Luo., 2012) ในขณะที่แบบไม่แยกกราวด์จะใช้ค่าวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) ในการทำงานสูงกว่าแบบแยกกราวด์ และมีความเครียดแรงดัน (voltage stress) ตกคร่อมสวิตช์กำลังมากกว่า (A. Tomaszuk and A. Krupa ,

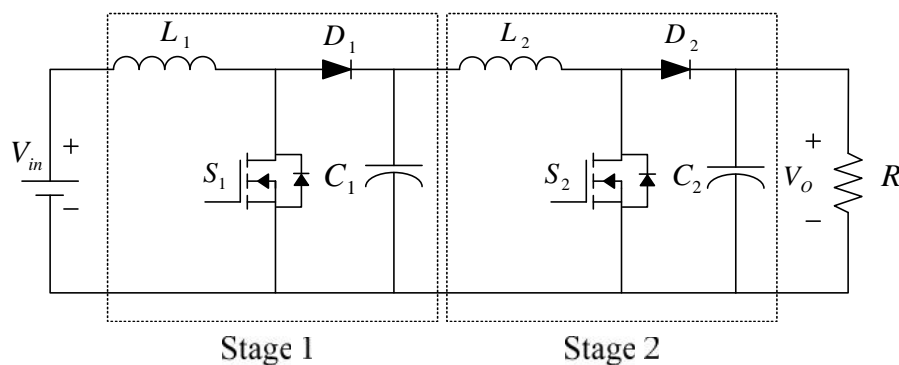
2011) แต่แบบไม่แยกกราวด์ไม่ต้องใช้หม้อแปลงทำให้มีประสิทธิภาพการทำงานของวงจรสูงกว่าแบบแยกกราวด์ (J-P. Lee, B-D. Min, D-W. Yoo, T-J. Kim, and J-Y. Yoo., 2007) ดังนั้นในการทบทวนปริทัศน์วรรณกรรมจะมุ่งเน้นเพียงวงจรทระดับแรงดันแบบไม่แยกกราวด์ (non-isolated boost converter) เท่านั้น

โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม (Conventional boost converter) ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ ไดโอด ตัวต้านทาน และสวิตช์กำลัง แสดงได้ดังรูปที่ 2.1 การวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมแสดงในภาคผนวก ก. เนื่องจากวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมมีข้อจำกัดด้านอัตราขยายแรงดันที่ไม่สูงมาก จึงจำเป็นต้องพัฒนาโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันขึ้นใหม่ เพื่อให้ได้อัตราขยายแรงดันที่สูงขึ้น

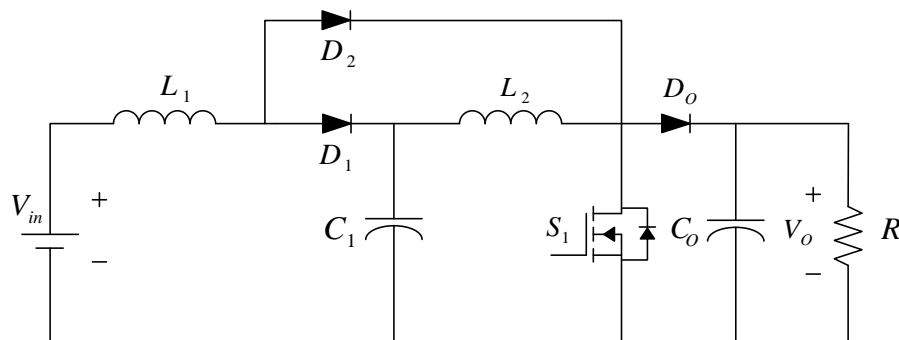


รูปที่ 2.1 วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรทระดับแรงดันแบบเรียงกัน (Cascade Boost Converter) เป็นการนำวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมหลาย ๆ วงจรมาต่อเรียงกัน ทำให้สามารถเพิ่มอัตราขยายแรงดันให้สูงขึ้นได้ และรูปที่ 2.3 เป็นวงจรทระดับแรงดันแบบเรียงกันที่บูรณาการ ซึ่งใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว โดยเรียกวจรดังกล่าวว่า วงจรทระดับแรงดันกำลังสอง (Conventional Quadratic Boost Converter)



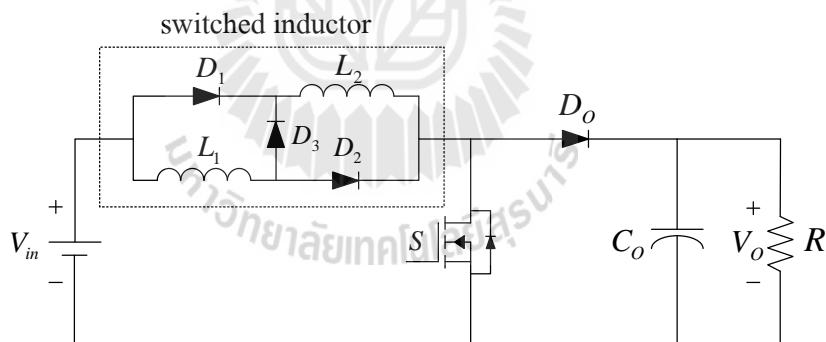
รูปที่ 2.2 วงจรทระดับแรงดันแบบเรียงกัน



รูปที่ 2.3 วงจรทบทระดับแรงดันกำลังสอง

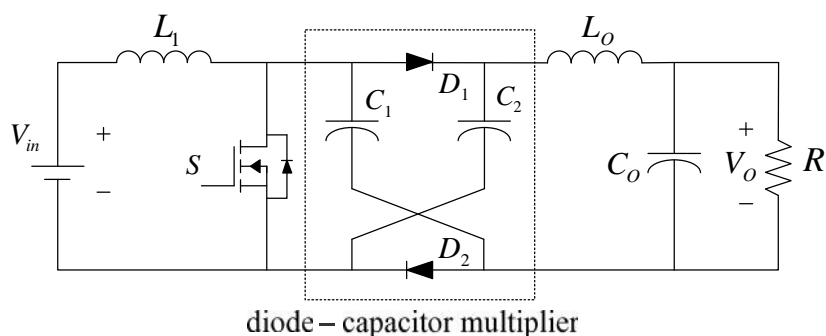
วงจรทบทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงนั้นยังมีโครงสร้างหลากหลายรูปแบบ โดยจะมุ่งเน้นวงจรทบทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแบบไม่แยกกราวด์ ดังต่อไปนี้

1. วงจรทบทแรงดันแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ (Switched Inductor Boost Converter) (Axelrod B, Berkovich Y., and Ioinovici A., 2008) เป็นการนำชุดตัวเหนี่ยวนำสองตัวมาวางแทนที่ตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุต เพื่อเพิ่มอัตราขยายของแรงดันของวงจรเพิ่มขึ้นและลดการกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุต ซึ่งรูปของวงจรดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.4



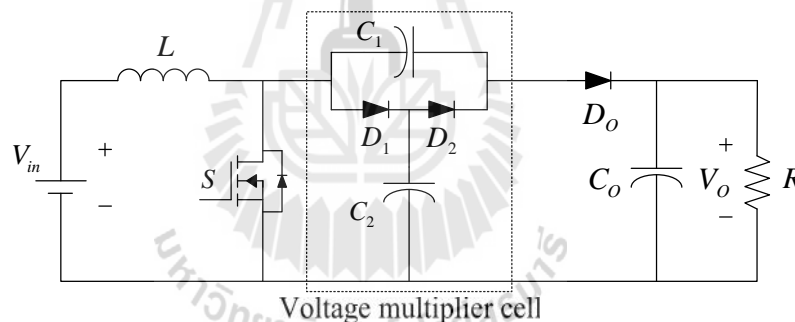
รูปที่ 2.4 วงจรทบทแรงดันแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตช์

2. วงจรทบทระดับแรงดันแบบตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุ (Diode-Capacitor Multiplier Boost Converter) (Berkovich Y., Axelrod B, and Shenkman A., 2008) เป็นการนำชุดตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุมาเพิ่มในวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม สำหรับเพิ่มอัตราขยายแรงดันของวงจรเพิ่มขึ้นและลดการกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุตโดยใส่ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มไปในด้านเอาต์พุต ซึ่งรูปของวงจรดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.5



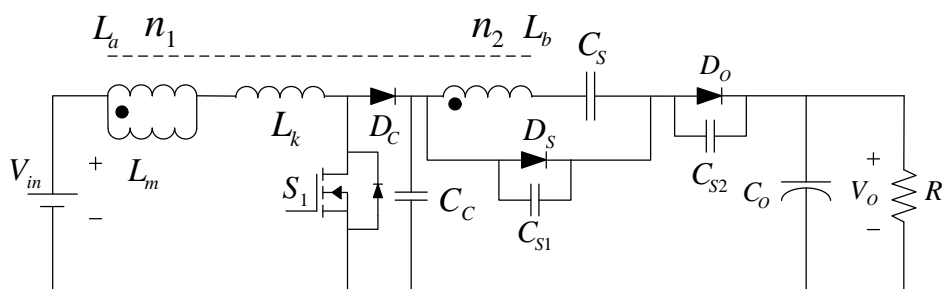
รูปที่ 2.5 วงจรทบทแรงดันแบบตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุ

3. วงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (Voltage Multiplier Cell Boost Converter) (Prudente M., Pfitscher L.L., Emmendoerfer G., Romaneli E.F., and Gules R., 2008) เป็นการนำชุดเซลล์คูณแรงดันเข้ามาเพิ่มในวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ซึ่งทำให้สามารถเพิ่มระดับแรงดันได้จากวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมได้ถึง 2 เท่า อีกทั้งยังช่วยลดกระแสพื้นตัวย้อนกลับของไดโอด ซึ่งวงจรถูกกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.6



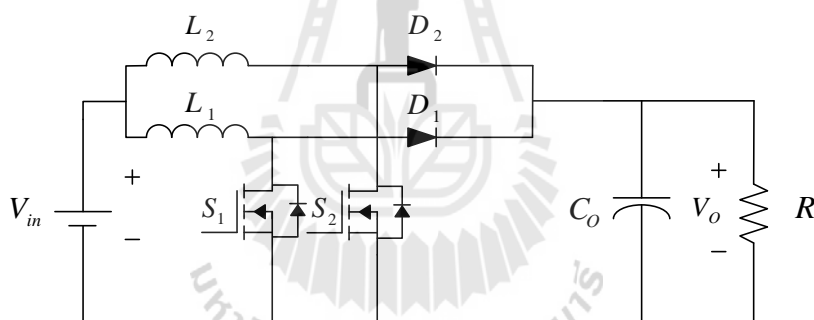
รูปที่ 2.6 วงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน

4. วงจรทบทระดับแรงดันแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์ (Coupled Inductor and Switched Capacitor Boost Converter) (Zhao Y., Li W., Deng Y., He X., Lambert S., and Pickert V., 2010) เป็นการนำตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์มาใช้งานร่วมกัน เพื่อเพิ่มอัตราขยายแรงดันของวงจร อีกทั้งยังช่วยลดความเครียดแรงดันไฟฟ้าในไดโอดด้านเอาต์พุตและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร ซึ่งวงจรถูกกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.7



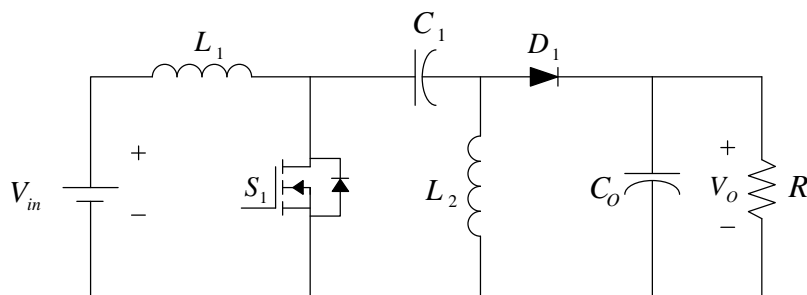
รูปที่ 2.7 วงจรทบทระดับแรงดันแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตซ์

5. วงจรทบทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลีฟสองเฟส (Two-phase Interleaved Boost Converter) (Anu Rahavi J.S., Kanagapriya T., and Seyezhai R., 2012) เป็นการนำวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมสองวงจรมาต่อขนานกัน ซึ่งจะช่วยให้การกระเพื่อมของกระแสอินพุตต่ำ ประสิทธิภาพสูงขึ้น การตอบสนองในสถานะชั่วคราวไวกว่าวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม และมีความน่าเชื่อถือดังแสดงในรูปที่ 2.8



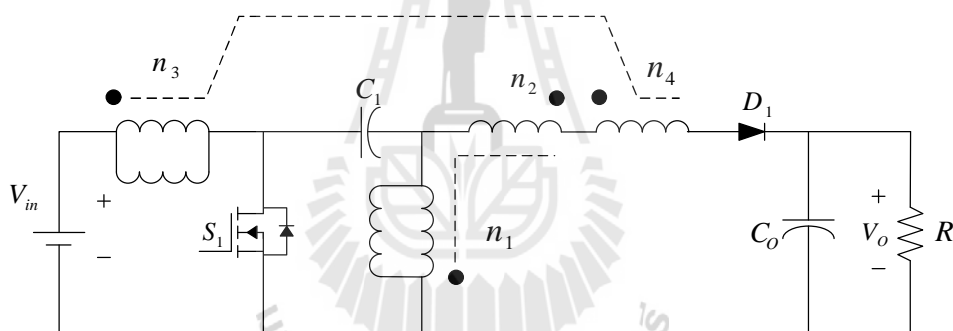
รูปที่ 2.8 วงจรทบทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลีฟสองเฟส

6. วงจรทบทระดับแรงดันแบบเซปิก (Sepic Boost converter) (Ghasemi A., Eilaghi S.F., and Adib E., 2012) เป็นการนำตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมาต่อเพิ่มจากวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ซึ่งวิธีนี้ทำให้ประสิทธิภาพสูงขึ้น และลดความเครียดแรงดันไฟฟ้า (voltage stress) ในอุปกรณ์กึ่งตัวนำดังแสดงในรูปที่ 2.9



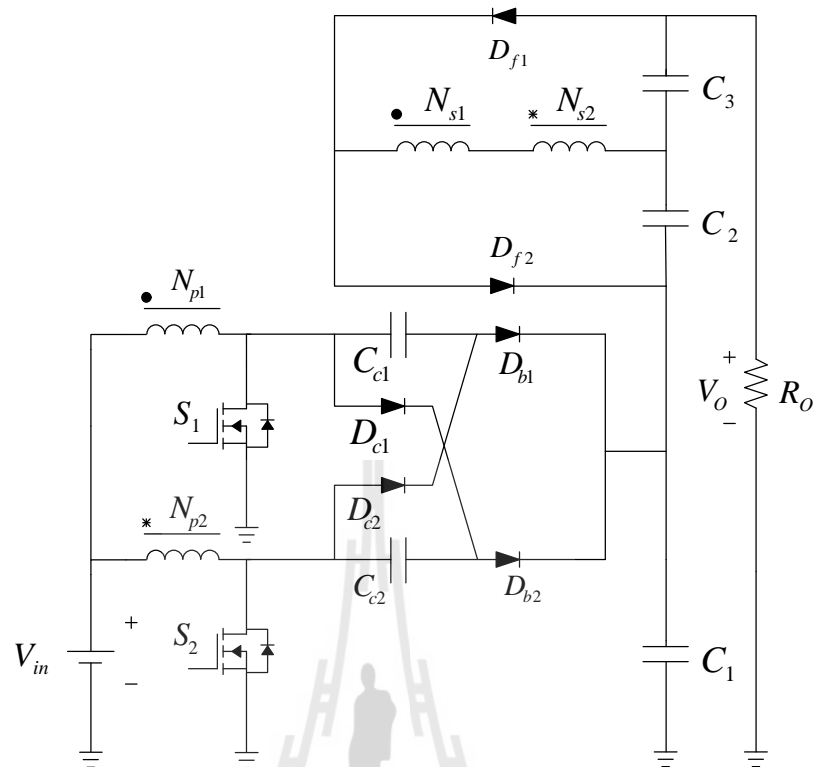
รูปที่ 2.9 วงจรวงจรทระดับแรงดันแบบเซปิก

จากนั้นนำวงจรทระดับแรงดันแบบเซปิกมาใช้ร่วมกับตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ โดยตัวเหนี่ยวนำคู่ควบจะทำหน้าที่เหมือนหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อเพิ่มอัตราขยายแรงดันให้สูงขึ้น ทั้งนี้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบจะประกอบด้วยขดลวดสองชุด ซึ่งการขยายแรงดันจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดที่ออกแบบมาดังแสดงในรูปที่ 2.10



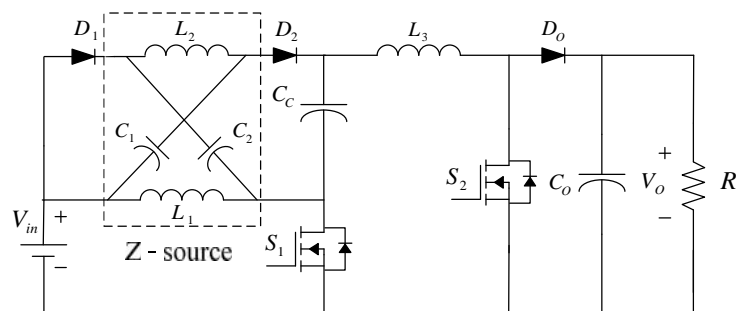
รูปที่ 2.10 วงจรวงจรทระดับแรงดันแบบเซปิกร่วมกับตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ

7. วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลีฟโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์ (Interleaved Boost Converter with Coupled Inductor and Switched Capacitor) (Tseng K.C., and Huang C.C., 2014) เป็นการนำตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์มาใช้งานร่วมกับวงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลีฟ เพื่อเพิ่มอัตราขยายแรงดันและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร อีกทั้งยังช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสอินพุต และช่วยลดการพุ่งเกินของแรงดันที่เกิดขึ้นกับสวิตช์อีกด้วย ซึ่งวงจรถูกกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.11



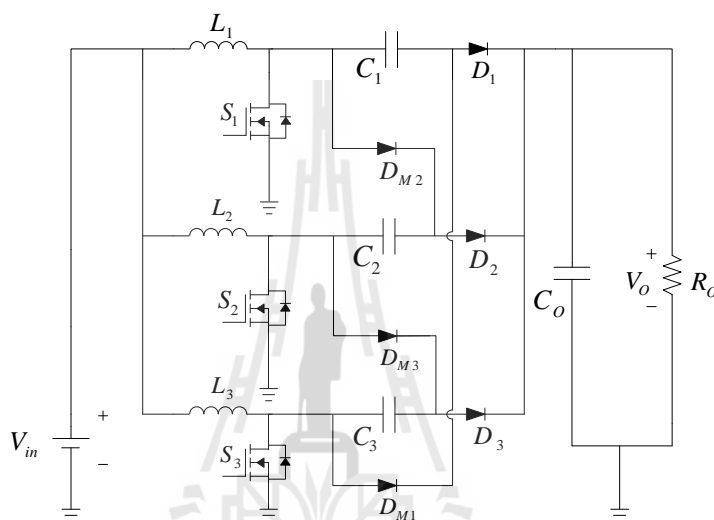
รูปที่ 2.11 วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตซ์

8. วงจรทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูงแบบ Z-source (Z-source High Step-up Boost Converter) (Xiaoxia Liang, Jinbin Zhao, Keqing Qu, and Jianfeng Dai., 2014) เป็นวงจรที่นำชุด Z-source มาเพิ่มเข้าในวงจรเพิ่มแรงดันโดยใช้ตัวเก็บประจุ โดยวิธีดังกล่าวให้อัตราขยายแรงดันสูงมาก ประสิทธิภาพของวงจรสูง ง่ายต่อการควบคุม แรงดันที่ตกคร่อมสวิตซ์ลดลงและสามารถลดการกระเพื่อมของแรงดันที่ตัวเก็บประจุ ซึ่งวงจรถูกกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 วงจรทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูงแบบ Z-source

9. วงจรทบทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลีฟสามเฟสโดยใช้วงจรถูกคูณแรงดัน (Three-phase Interleaved Boost Converter with Voltage Multiplier) (Longlong Zhang, Dehong Xu, Haijin Li, Guoqiao Shen, and Min Chen., 2015) เป็นวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันสูงสำหรับระบบที่ต้องการกำลังงานไฟฟ้าสูง โดยเป็นการนำเอาวงจรถูกคูณแรงดันมาเพิ่มเข้าไปในวงจรอินเทอร์ลีฟสามเฟส เพื่อลดการกระเพื่อมของกระแสอินพุตและการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต อีกทั้งยังลดความเครียดแรงดันไฟฟ้าที่สวิตช์ ซึ่งวงจรถูกคูณแรงดันแสดงดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 วงจรทบทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลีฟสามเฟสโดยใช้วงจรถูกคูณแรงดัน

2.4 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ทำการพิจารณาข้อดีข้อเสียของ วงจรทบทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ ที่ได้ศึกษามา เป็นแนวทางในการพัฒนาโครงสร้างวงจรถบระดับแรงดันสวิตช์เดียวอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น สำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าต่ำ เพื่อเพิ่มระดับแรงดันอินพุตจาก $20 V_{dc}$ เป็น $400 V_{dc}$ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับ โหลดไฟฟ้า กระแสตรงที่ต้องการแรงดันสูงหรือต่อเข้ากับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับแบบหนึ่งเฟสเพื่อใช้งานกับ โหลดไฟฟ้ากระแสสลับ โดยบทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการทำงานของ วงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น การออกแบบค่าพารามิเตอร์ การจำลองสถานการณ์วงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยไม่มีตัวควบคุม โดยการจำลองสถานการณ์จะอาศัยโปรแกรม MATLAB ผ่านบล็อก Simulink เข้าช่วยในการจำลองสถานการณ์ รวมถึงประเมินประสิทธิภาพของวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

บทที่ 3

โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยว ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

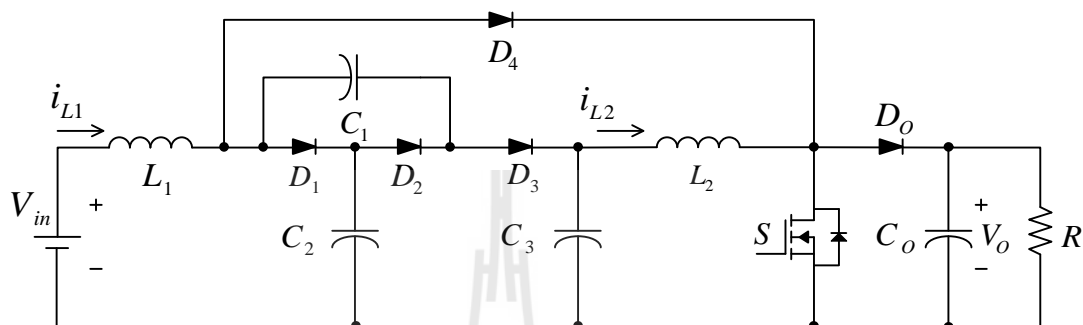
3.1 บทนำ

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงในบทที่ผ่านมา พบว่าวงจรทระดับแรงดันแบบที่ใช้สวิทช์ตัวเดียวถือเป็นทางเลือกที่น่าสนใจ เนื่องจากช่วยลดความซับซ้อนในการควบคุมการทำงานของสวิทช์ในวงจร ช่วยลดกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากการสวิทช์ และลดความซับซ้อนในการสร้างชุดทดสอบ ดังนั้นเพื่อพัฒนาวงจรทระดับแรงดันที่ต้องการอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า สำหรับประยุกต์ใช้งานกับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ ซึ่งมีค่าแรงดันอินพุตประมาณ $20 V_{dc}$ โดยโครงสร้างของวงจรจะประกอบด้วยสวิทช์กำลังเพียงตัวเดียวเท่านั้น เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึง โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น การวิเคราะห์หลักการทการทำงาน การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจร ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ททำการประเมินประสิทธิภาพ รวมทั้งยังนำเสนอการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

3.2 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

เนื่องจากวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมนั้น ไม่สามารถเพิ่มระดับแรงดันได้สูงมากพอในกรณีที่โหลดต้องการแรงดันเอาต์พุตสูงที่ประมาณ $400 V_{dc}$ เมื่อมีแรงดันอินพุตค่อนข้างต่ำ ดังนั้นต้องอาศัยวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ จากงานวิจัยในอดีต เช่น วงจรทระดับแรงดันกำลังสอง วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน มาประยุกต์เพื่อพัฒนา โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันให้มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อใช้งานกับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตต่ำประมาณ $20 V_{dc}$ ที่ต้องการเพิ่มแรงดันเอาต์พุตให้สูงถึง $400 V_{dc}$ สำหรับประยุกต์ใช้งานกับโหลดไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องการแรงดันสูงหรือต่อเข้ากับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับแบบหนึ่งเฟสเพื่อใช้งานกับโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ โดยในหัวข้อนี้จะนำเสนอโครงสร้างของวงจร

ทบระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ดังแสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นนั้นประกอบด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจำนวน 12 ตัว คือ สวิทช์กำลัง (S) ตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2) ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2, C_3, C_o) และไดโอดกำลัง (D_1, D_2, D_3, D_4, D_o)



รูปที่ 3.1 โครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

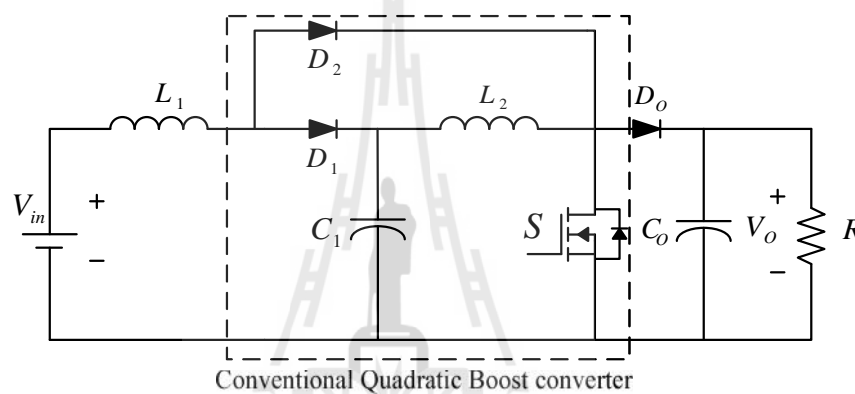
โครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เป็นการผสมผสานกัน ระหว่าง วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง (Conventional Quadratic Boost Converter) และวงจรทบระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (Voltage Multiplier Cell Boost Converter) ซึ่งวงจรทั้งสองมีข้อดีคือ วงจรทบระดับแรงดันกำลังสองเป็นการนำวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมมาต่อเรียงกันสองวงจร ทำให้วงจรทบระดับแรงดันกำลังสองสามารถเพิ่มแรงดันได้สูงขึ้นอีกระดับหนึ่ง ส่วนวงจรทบระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดันสามารถเพิ่มระดับแรงดัน สูงถึงสองเท่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรทบระดับแรงดันดั้งเดิม ดังนั้นวงจรทบระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นจึงเป็นการผสมผสานข้อดีของแต่ละวงจร เพื่อให้สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้มากกว่าแรงดันอินพุตประมาณ 20 เท่า โดยวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะใช้สวิทช์ในการทำงานเพียงตัวเดียว ขณะที่หลักการท างานของวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

3.3 หลักการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

โครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เป็นการนำวงจร 2 วงจรมาผสมผสานใช้งานร่วมกัน ประกอบด้วย วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง

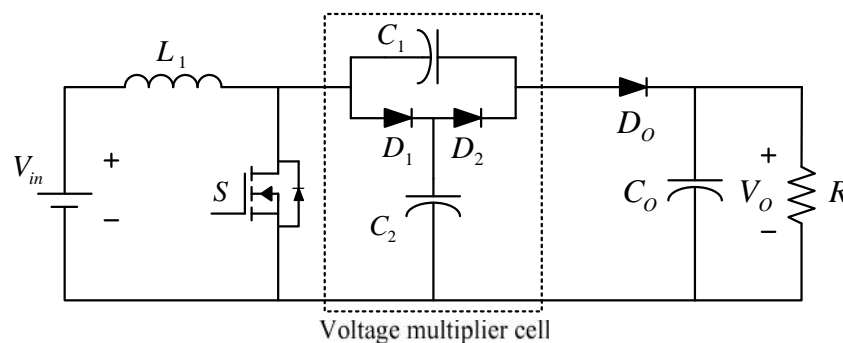
(Conventional Quadratic Boost Converter) และวงจรทบระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (Voltage Multiplier Cell Boost Converter) โดยใช้สวิตช์กำลังตัวเดียวในการทำงาน

โดยวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง (Conventional Quadratic Boost Converter) ทำงานเสมือนวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมสองวงจรมาต่อเรียงกัน ทำให้สามารถเพิ่มอัตราขยายแรงดันได้สูงขึ้น และลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์กำลังสองตัว โดยการใช้ไดโอดกำลังแทนสวิตช์กำลังหนึ่งตัวทำให้วงจรทบระดับแรงดันกำลังสองเหลือสวิตช์กำลังเพียงหนึ่งตัวในวงจร โครงสร้างของวงจรแสดงได้ดังรูป 3.2 โดยหลักการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง แสดงใน ภาคผนวก ข.



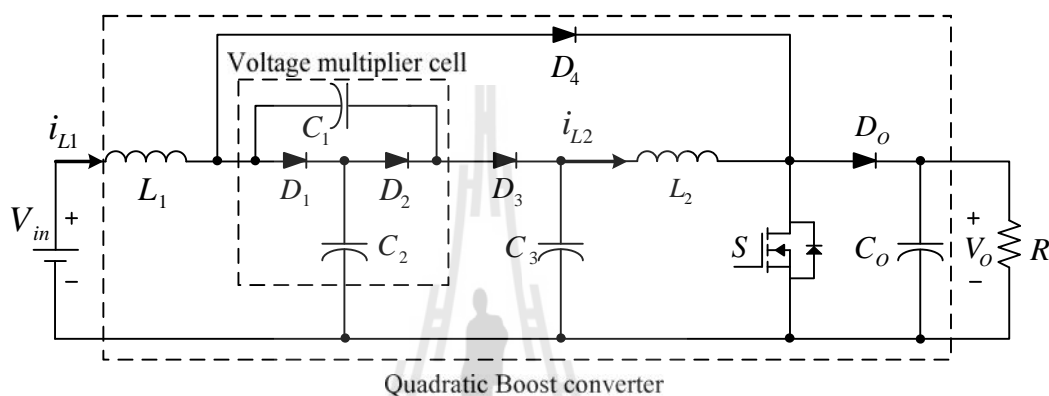
รูปที่ 3.2 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง

ส่วนวงจรทบระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (Voltage Multiplier Cell Boost Converter) เป็นการนำชุดเซลล์คูณแรงดัน ที่เรียกว่า ชุดเซลล์คูณแรงดัน เข้ามาเพิ่มในวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ซึ่งทำให้สามารถเพิ่มระดับแรงดันได้จากวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมได้ถึง 2 เท่า โครงสร้างวงจรดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 3.3 และหลักการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน แสดงใน ภาคผนวก ค.



รูปที่ 3.3 วงจรทบระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน

ซึ่งการวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น จะอาศัยแนวทางการพิจารณาหลักการการทำงานของวงจรทระดับแรงดันกำลังสองและวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน เพื่อเป็นแนวทางไปสู่การวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ซึ่งโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นแสดงดังรูปที่ 3.4 ประกอบด้วย สวิตช์กำลัง (S) ตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2) ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2, C_3, C_o) และไดโอดกำลัง (D_1, D_2, D_3, D_4, D_o)



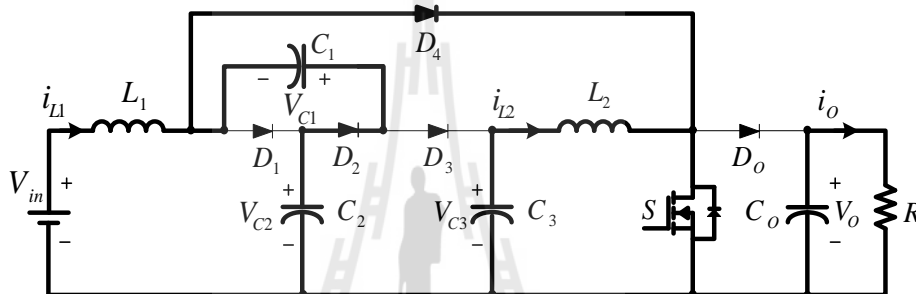
รูปที่ 3.4 วงจรทระดับแรงดันสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

โดยหลักการการทำงานของวงจรทระดับแรงดันสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น สามารถแบ่งการทำงานได้ 2 โหมด คือ โหมดสวิตช์กำลังนำกระแส และโหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ดังนี้

3.3.1 ช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส แสดงได้ดังรูปที่ 3.5 พบว่าช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส ตัวเก็บประจุ C_1 จะอัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน ส่วนตัวเก็บประจุ C_2, C_3 และ C_o จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนกับแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งพฤติกรรมการทำงานของตัวเก็บประจุดังกล่าวจะส่งผลต่อลักษณะการทำงานของไดโอด สังเกตเห็นว่าไดโอด D_2 และ D_4 สามารถนำกระแสได้เนื่องจากไดโอด D_4 ได้รับการไบอัสตรงจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต เพื่อนำกระแสเข้าสู่สวิตช์กำลัง S และไดโอด D_2 ได้รับการไบอัสตรงจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_2 เพื่ออัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_1 ที่เก็บสะสมพลังงาน ในขณะที่ไดโอด D_1, D_3 และ D_o ไม่สามารถนำกระแส เนื่องจากไดโอด D_1 ได้รับการไบอัสย้อนกลับจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_2 ทำให้มีแรงดันที่ขั้วแอนโอดมีค่าน้อยกว่าขั้วแคโทด ($V_m < V_{C2}$) ส่วนไดโอด D_3 ได้รับการไบอัสย้อนกลับจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_3 ซึ่งทำให้มีแรงดันที่ขั้วแอนโอดมีค่าน้อยกว่าขั้ว

แคโทด ($V_{C2} < V_{C3}$) และในลักษณะเดียวกันไดโอด D_o ได้รับการไบอัสย้อนกลับจากตัวเก็บประจุ C_o ที่คายประจุ และทำให้มีแรงดันที่ขั้วแอนโอดมีค่าน้อยกว่าขั้วแคโทด ($V_{C3} < V_o$) ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส จึงมีกระแสไหลผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง คือ ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 ไดโอด D_2, D_4 สวิตช์กำลัง S ตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_o และโหลดตัวต้านทาน R โดยในช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุ C_2 จะคายประจุผ่านไดโอด D_2 เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_1 จนกระทั่งตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าแรงดันตกคร่อมเท่ากัน ($V_{C1} = V_{C2}$) ส่วนตัวเก็บประจุ C_3 ซึ่งทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกหนึ่งแหล่งจ่ายในวงจรจะคายพลังงานที่กักเก็บไว้ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ส่วนตัวเก็บประจุ C_o จะคายพลังงานไปยังโหลดตัวต้านทาน R

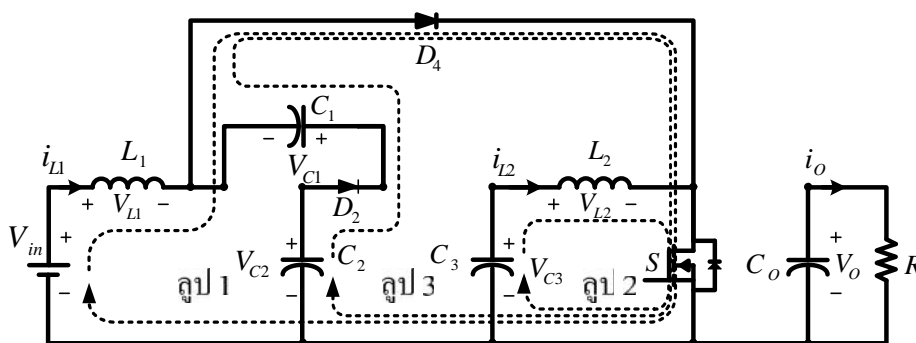


รูปที่ 3.5 การทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ตามลำดับดังนี้

กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส สามารถพิจารณากฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นออกเป็น 3 ลูปการทำงาน ดังแสดงดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจร ขณะสวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ ดังรูปที่ 3.6 ในรูป 1 และรูป 2 สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ส่วนรูป 3 หาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{รูป 1 ;} \quad & -V_{in} + V_{L1} = 0 \\ & L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} \\ & \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} \text{รูป 2 ;} \quad & -V_{C3} + V_{L2} = 0 \\ & L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C3} \\ & \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C3}}{L_2} \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \text{รูป 3 ;} \quad & -V_{C2} + V_{C1} = 0 \\ & V_{C1} = V_{C2} \end{aligned} \quad (3.3)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส $dt=DT$ โดยที่ D คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ และ T คือ คาบของการสวิตช์ จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L1}}{DT} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (3.4)$$

$$\frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L2}}{DT} = \frac{V_{C3}}{L_2} \quad (3.5)$$

จะได้การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ดังนี้

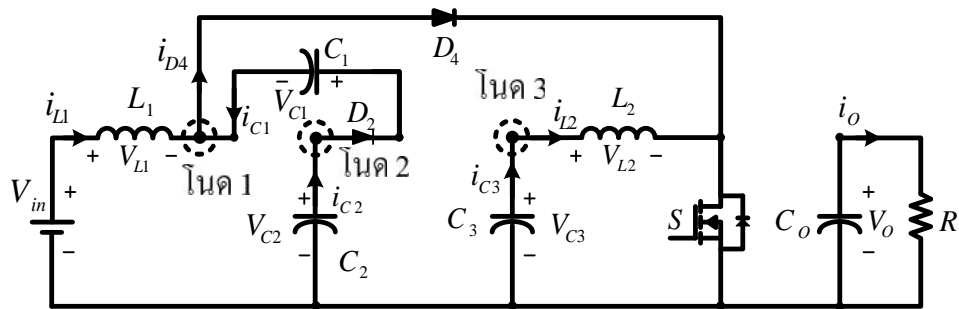
$$\Delta i_{L1,on} = \frac{V_{in}DT}{L_1} \quad (3.6)$$

$$\Delta i_{L2,on} = \frac{V_{C3}DT}{L_2} \quad (3.7)$$

โดยที่ $\Delta i_{L1,on}$ และ $\Delta i_{L2,on}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 เมื่อสวิตช์กำลัง S นำกระแส ตามลำดับ

กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส สามารถพิจารณากฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นออกเป็น 3 จุดการทำงาน ดังแสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจร ขณะที่สวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ ดังรูปที่ 3.7 ที่ โหนด 1, โหนด 2 และ โหนด 3 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และ C_3 ตามลำดับ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{โหนด 1 ;} \quad i_{L1} &= i_{D4} - i_{C1} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= i_{D4} - i_{L1} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{i_{D4} - i_{L1}}{C_1} \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด 2 ;} \quad i_{C2} &= i_{C1} \quad \text{โดยที่} \quad i_{C1} = i_{D4} - i_{L1} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} &= i_{D4} - i_{L1} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{i_{D4} - i_{L1}}{C_2} \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด 3 ;} \quad i_{L2} &= i_{C3} \\ C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} &= i_{L2} \\ \frac{dv_{C3}}{dt} &= \frac{i_{L2}}{C_3} \end{aligned} \quad (3.10)$$

จะได้การกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และ C_3 ดังนี้

$$\Delta V_{C1,on} = \frac{i_{D4} - i_{L1}}{C_1} DT \quad (3.11)$$

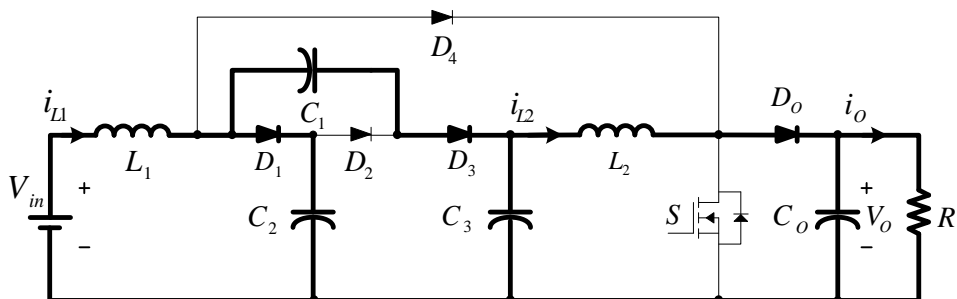
$$\Delta V_{C2,on} = \frac{i_{D4} - i_{L1}}{C_2} DT \quad (3.12)$$

$$\Delta V_{C3,on} = \frac{i_{L2}}{C_3} DT \quad (3.13)$$

โดยที่ $\Delta V_{C1,on}$, $\Delta V_{C2,on}$ และ $\Delta V_{C3,on}$ คือ การกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และ C_3 เมื่อสวิตช์กำลัง S นำกระแส ตามลำดับ

3.3.2 ช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส แสดงได้ดังรูปที่ 3.8 พบว่าช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_2 , C_3 และ C_o จะอัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนกับแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ไดโอดมีลักษณะการทำงานดังนี้ ไดโอด D_1 , D_3 และ D_o สามารถนำกระแสได้เนื่องจากไดโอดทั้งสามได้รับการไบอัสตรง โดยไดโอด D_1 ได้รับการไบอัสตรงจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_2 ส่วนไดโอด D_3 ได้รับการไบอัสตรงจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_1 เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_3 และไดโอด D_o ได้รับการไบอัสตรงจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_1 เช่นกันสำหรับอัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_o ส่วนไดโอดที่ไม่นำกระแส คือ ไดโอด D_2 ซึ่งได้รับการไบอัสย้อนกลับจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_1 ทำให้แรงดันที่ขั้วแอนโอดมีค่าน้อยกว่าแรงดันที่ขั้วแคโทด ($V_{C2} < V_{C1}$) และไดโอด D_4 ไม่นำกระแสเนื่องจากช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส แรงดันที่ขั้วแอนโอดของไดโอด D_4 มีค่าน้อยกว่าแรงดันที่ขั้วแคโทด ($V_m < V_o$) ทำให้ไดโอด D_4 ไม่ทำงาน ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส จึงมีกระแสไหลผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังดังนี้ ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 ไดโอด D_1, D_3, D_o ตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_o และโหลดตัวต้านทาน R ซึ่งช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุ C_2 จะได้รับการอัดประจุจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตผ่านไดโอด D_1 ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 จะคายพลังงานที่กักเก็บไว้ผ่านทางไดโอด D_3 เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_3 ซึ่งตัวเก็บประจุ C_3 ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกหนึ่งแหล่งจ่ายในวงจร ส่วนตัวเก็บประจุ C_o จะได้รับการอัดประจุจากตัวเก็บประจุ C_1 ผ่านทางไดโอด D_3 และ D_o ก่อนไหลผ่านไปยังโหลดตัวต้านทาน R

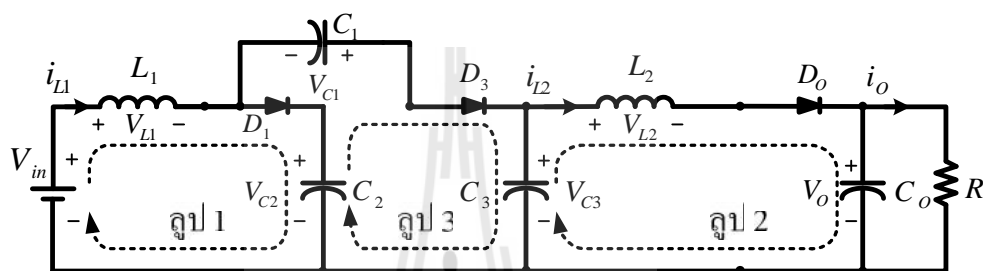


รูปที่ 3.8 การทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุด นำกระแส โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ตามลำดับ ดังนี้

กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุด นำกระแส สามารถพิจารณากฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นออกเป็น 3 ลูปการทำงาน ดังแสดงดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจร ขณะสวิตช์กำลังหยุด นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ ดังรูปที่ 3.9 ในลูป 1 และลูป 2 สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ส่วนลูป 3 หาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และ C_3 ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุด นำกระแส แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{ลูป 1 ;} \quad & -V_{in} + V_{L1} + V_{C2} = 0 \\ & L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{C2} \\ & \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{C2}}{L_1} \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} \text{ลูป 2 ;} \quad & -V_{C3} + V_{L2} + V_o = 0 \\ & L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C3} - V_o \\ & \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C3} - V_o}{L_2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \text{รูป 3 ;} \quad & -V_{C1} - V_{C2} + V_{C3} = 0 \\ & V_{C1} + V_{C2} = V_{C3} \end{aligned} \quad (3.16)$$

ขณะที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส $dt=(1-D)T$ การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 มีค่าคงที่ จะได้ความสัมพันธ์ในสถานะอยู่ตัวดังนี้

$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D)T} = \frac{V_{in} - V_{C2}}{L_1} \quad (3.17)$$

$$\frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D)T} = \frac{V_{C3} - V_o}{L_2} \quad (3.18)$$

จะได้การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ดังนี้

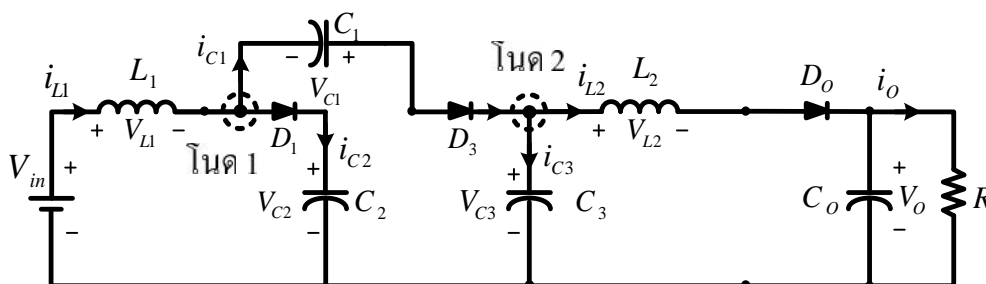
$$\Delta i_{L1,off} = \frac{V_{in} - V_{C2}}{L_1} (1-D)T \quad (3.19)$$

$$\Delta i_{L2,off} = \frac{V_{C3} - V_o}{L_2} (1-D)T \quad (3.20)$$

โดยที่ $\Delta i_{L1,off}$ และ $\Delta i_{L2,off}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 เมื่อสวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส ตามลำดับ

กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส สามารถพิจารณากฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นออกเป็น 2 จุดการทำงาน ดังแสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจร ขณะที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแสโดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ ดังรูปที่ 3.10 โดยที่โนด 1 สามารถหาความสัมพันธ์

ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และ โหนด 2 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_3 แสดงได้ดังนี้

หาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1

$$\begin{aligned} \text{โหนด 1 ;} \quad i_{L1} &= i_{C1} + i_{C2} \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= i_{L1} - i_{C2} \\ \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{i_{L1} - i_{C2}}{C_1} \end{aligned} \quad (3.21)$$

หาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_2

$$\begin{aligned} \text{โหนด 1 ;} \quad i_{C2} &= i_{L1} - i_{C1} \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} &= i_{L1} - i_{C1} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} &= \frac{i_{L1} - i_{C1}}{C_2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

หาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_3

$$\begin{aligned} \text{โหนด 2 ;} \quad i_{C1} &= i_{L2} + i_{C3} \\ C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} &= i_{C1} - i_{L2} \\ \frac{dv_{C3}}{dt} &= \frac{i_{C1} - i_{L2}}{C_3} \end{aligned} \quad (3.23)$$

จะได้การกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และ C_3 ดังนี้

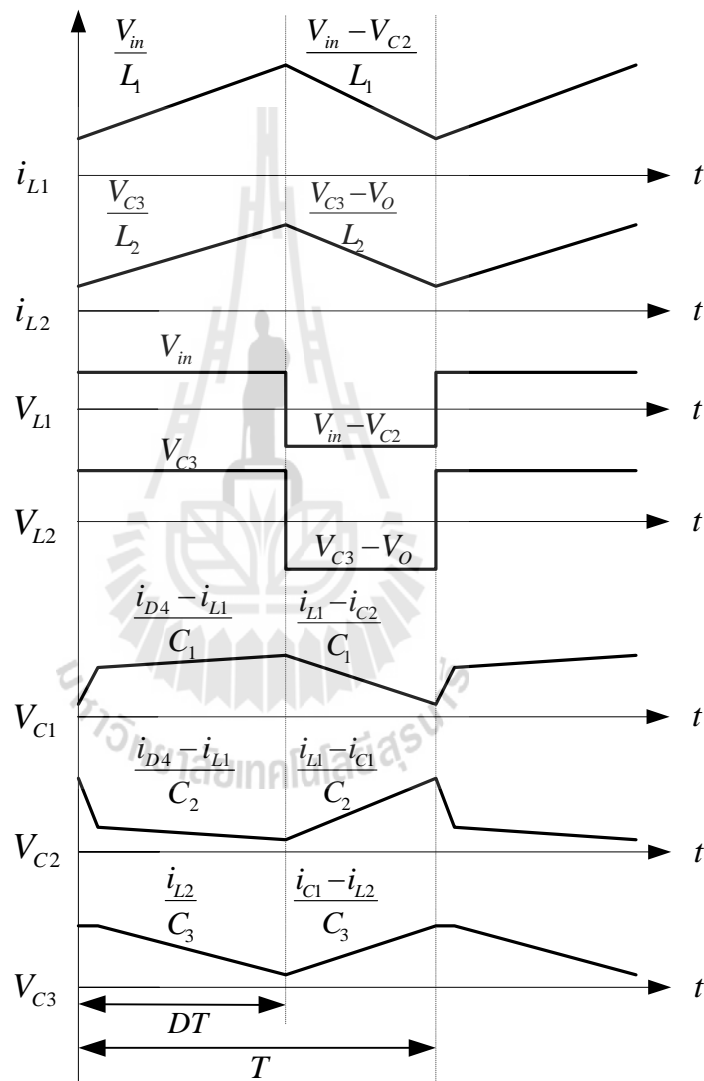
$$\Delta V_{C1,off} = \frac{i_{L1} - i_{C2}}{C_1} (1-D)T \quad (3.24)$$

$$\Delta V_{C2,off} = \frac{i_{L1} - i_{C1}}{C_2} (1-D)T \quad (3.25)$$

$$\Delta V_{C3,off} = \frac{i_{C1} - i_{L2}}{C_3} (1-D)T \quad (3.26)$$

โดยที่ $\Delta V_{C1,off}$, $\Delta V_{C2,off}$ และ $\Delta V_{C3,off}$ คือ การกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และ C_3 เมื่อสวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส ตามลำดับ

จากการพิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส จึงได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่าน และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 , L_2 แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 , C_3 ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แสดงดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 รูปคลื่นสัญญาณกระแส และแรงดันของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

พิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ในสภาวะคงตัว ดังความสัมพันธ์ในรูปที่ 3.11 เพื่อหาอัตราขยายของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ดังนี้

$$L_1 \quad ; \quad V_{in}(DT) + (V_{in} - V_{C2})(1-D)T = 0 \quad (3.27)$$

$$L_2 \quad ; \quad V_{C3}(DT) + (V_{C3} - V_o)(1-D)T = 0 \quad (3.28)$$

จากความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากัน ดังสมการ (3.3) ทำให้สมการ (3.27) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C_{1,2}$ กับแรงดันอินพุต แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{in}D + V_{in} - V_{in}D - V_{C1,2} + V_{C1,2}D &= 0 \\ V_{in} - (1-D)V_{C1,2} &= 0 \\ V_{C1,2} &= \frac{V_{in}}{1-D} \end{aligned} \quad (3.29)$$

ทำให้ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_3 กับตัวเก็บประจุ C_1, C_2 ดังสมการ (3.16) มีค่าแสดงได้ดังนี้

$$V_{C1,2} = \frac{V_{C3}}{2} \quad (3.30)$$

สามารถหาอัตราขยายแรงดัน (M) ของวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ได้จาก (3.28)

$$\begin{aligned} V_{C3}D + V_{C3} - V_{C3}D - V_o + V_oD &= 0 \\ V_{C3} - (1-D)V_o &= 0 \\ \text{โดยที่ } V_{C3} &= 2V_{C1,2} = \frac{2V_{in}}{1-D} \\ 2 \frac{V_{in}}{1-D} &= (1-D)V_o \\ M = \frac{V_o}{V_{in}} &= \frac{2}{(1-D)^2} \end{aligned} \quad (3.31)$$

จากนั้นทำการพิจารณาลักษณะการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในช่วงที่ สวิตช์กำลัง S นำกระแสและหยุดนำกระแสดังรูปที่ 3.5 และ 3.8 ตามลำดับ เพื่อประมาณค่าพิกัด กระแสสูงสุดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยไม่ พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะ ได้ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า อินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรดังนี้

$$P_{in} = P_{out}$$

$$i_{L1} V_{in} = i_o V_o$$

การพิจารณาประมาณค่าพิกัดกระแสสูงสุดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น กำหนดให้กระแสอินพุตของวงจร (i_{in}) เท่ากับ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ($i_m = i_{L1}$)

จากนั้น พิจารณาไดโอดกำลัง D_1 , D_2 , D_3 , D_4 และ D_o ซึ่งไดโอดกำลังจะนำกระแสเมื่อได้รับการไบอัสตรง และในทางกลับกันเมื่อได้รับการไบอัสย้อนกลับ ไดโอดกำลังจะไม่ทำงาน รวมถึงพิจารณาพิกัดของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์กำลัง S ดังสมการ

$$i_{D1} = i_{in} - i_{D4} \quad (3.32)$$

$$i_{D2} = i_{D1} \quad (3.33)$$

$$i_{D3} = i_{D2} \quad (3.34)$$

$$i_{D4} = i_{in} - i_{D1} \quad (3.35)$$

$$i_{D_o} = i_{D4} + i_{L2} - i_s \quad (3.36)$$

$$i_s = i_{D4} + i_{L2} - i_{D_o} \quad (3.37)$$

จากการพิจารณาความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ของ (Ping Yang, Jianping Xu, Guohua Zhou and Shiyu Zhang, 2012) นำมาประยุกต์ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ขณะสวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส จะได้ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์กำลัง S ไดโอด D_2 และไดโอด D_4

$$V_s = V_o \quad (3.38)$$

$$V_{D2} = (1 - D) \frac{V_o}{2} \quad (3.39)$$

$$V_{D4} = V_o \quad (3.40)$$

และเมื่อทำการพิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ขณะสวิตช์กำลัง S นำกระแส จะได้รับความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด D_1, D_3 และ ไดโอด D_o ดังนี้

$$V_{D1} = (1-D) \frac{V_o}{2} \quad (3.41)$$

$$V_{D3} = (1-D) \frac{V_o}{2} \quad (3.42)$$

$$V_{D0} = V_o \quad (3.43)$$

ดังนั้น จึงสามารถสรุปความสัมพันธ์ของความเครียดแรงดัน และพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าความเครียดแรงดัน และการประมาณค่าพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

อุปกรณ์	V_{stress}	i
S	$V_S = V_o$	$i_S = i_{D4} + i_{L2} - i_{D0}$
D_1	$V_{D1} = (1-D) \frac{V_o}{2}$	$i_{D1} = i_m - i_{D4}$
D_2	$V_{D2} = (1-D) \frac{V_o}{2}$	$i_{D2} = i_{D1}$
D_3	$V_{D3} = (1-D) \frac{V_o}{2}$	$i_{D3} = i_{D2}$
D_4	$V_{D4} = V_o$	$i_{D4} = i_m - i_{D1}$
D_o	$V_{D0} = V_o$	$i_{D0} = i_{D4} + i_{L2} - i_S$
C_1	$V_{C1} = (1-D) \frac{V_o}{2}$	-
C_2	$V_{C2} = (1-D) \frac{V_o}{2}$	-
C_3	$V_{C3} = (1-D)V_o$	-
C_o	$V_{C0} = V_o$	-

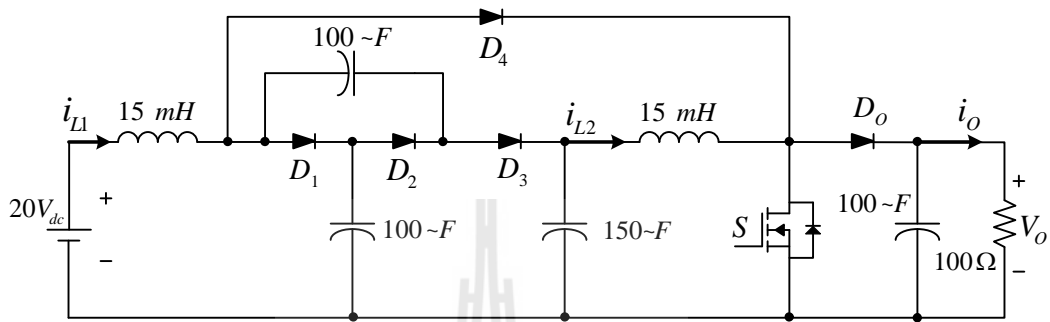
3.3.3 อัตราขยายแรงดัน และความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นดังเสนอในข้างต้น รวมถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรบัพระดับแรงดันกำลังสอง ที่แสดงในภาคผนวก ข. และการวิเคราะห์การทำงานของวงจรบัพระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน ที่แสดงในภาคผนวก ค. หลังจากวิเคราะห์การทำงานของทั้งสามวงจรแล้ว ได้พิจารณาเปรียบเทียบสมรรถนะในการขยายแรงดันของแต่ละวงจร เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีสมรรถนะในการขยายแรงดันได้มากกว่าทั้งสองวงจรที่นำมาเปรียบเทียบ เนื่องจากวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเป็นวงจรที่เกิดจากการผสมผสานระหว่างวงจรบัพระดับแรงดันกำลังสองกับวงจรบัพระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน อีกทั้งยังพิจารณาเปรียบเทียบความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรของทั้งสามวงจร พบว่าความเครียดแรงดันที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น คือความเครียดแรงดันที่เกิดขึ้นกับวงจรบัพระดับแรงดันกำลังสองและวงจรบัพระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดันผสมผสานกัน ซึ่งสามารถสรุปแสดงได้ดังตารางที่ 3.2 โดยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีความเครียดแรงดันตกคร่อม คือ ไดโอดกำลัง สวิตช์กำลัง และตัวเก็บประจุ

ตารางที่ 3.2 อัตราขยายแรงดัน และความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์กำลังต่าง ๆ

สัญลักษณ์	วงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	วงจรบัพระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน	วงจรบัพระดับแรงดันกำลังสอง
M	$\frac{2}{(1-D)^2}$	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$
V_s	V_o	$\frac{V_o}{2}$	V_o
V_{D1}	$(1-D)\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{2}$	$(1-D)V_o$
V_{D2}	$(1-D)\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{2}$	-
V_{D3}	$(1-D)\frac{V_o}{2}$	-	-
V_{D4}	V_o	-	V_o
V_{D0}	V_o	V_o	$(1-D)V_o$
V_{C1}	$(1-D)\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{2}$	$(1-D)V_o$
V_{C2}	$(1-D)\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{2}$	-
V_{C3}	$(1-D)V_o$	-	-
V_{C0}	V_o	V_o	V_o

ทำการเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันทั้งสามวงจร โดยทั้งสามวงจรจะใช้ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรเหมือนกันทั้งหมด ซึ่งวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์เพื่อหาอัตราขยายแรงดันแสดงดังรูปที่ 3.12 และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับจำลองสถานการณ์ แสดงดังตารางที่ 3.3

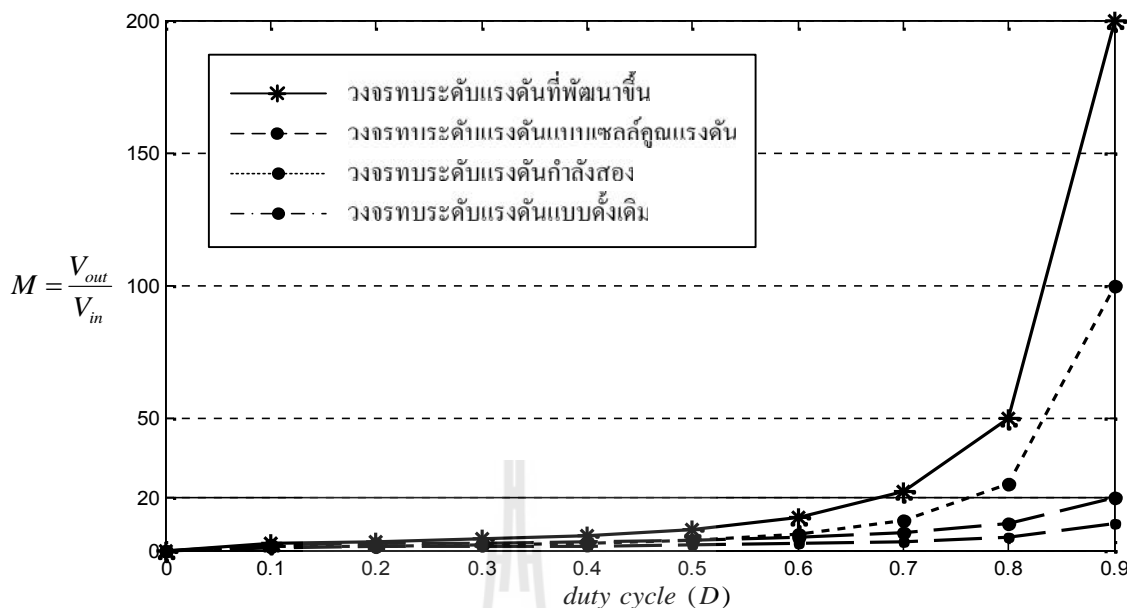


รูปที่ 3.12 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ

พารามิเตอร์	วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน	วงจรทระดับแรงดันกำลังสอง
V_{in}		$20 V_{dc}$	
f_{sw}		20 kHz	
L_1	15 mH	15 mH	15 mH
L_2	15 mH	-	15 mH
C_1	$100 \mu F$	$100 \mu F$	$100 \mu F$
C_2	$100 \mu F$	$100 \mu F$	-
C_3	$150 \mu F$	-	-
C_o	$100 \mu F$	$100 \mu F$	$100 \mu F$
R	100 Ω	100 Ω	100 Ω

จากนั้นพิจารณาอัตราขยายแรงดันดังรูปที่ 3.13 พบว่าที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ประมาณ 0.684 วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีอัตราขยายแรงดันเป็น 20 เท่า ในขณะที่วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน และวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง ที่มีข้อจำกัดเรื่องอัตราขยายแรงดันในแต่ละวงจร ทำให้วงจรทั้งสามวงจรต้องทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ที่สูงมากถึงได้อัตราขยายแรงดันเป็น 20 เท่า แสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่เกิดจากการนำวงจรทระดับแรงดันสองวงจรมาผสมผสานกัน ช่วยเพิ่มความสามารถในการขยายแรงดัน ทำให้วงจรสามารถเพิ่มระดับแรงดันได้สูงขึ้น โดยวงจรทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่สูงมาก

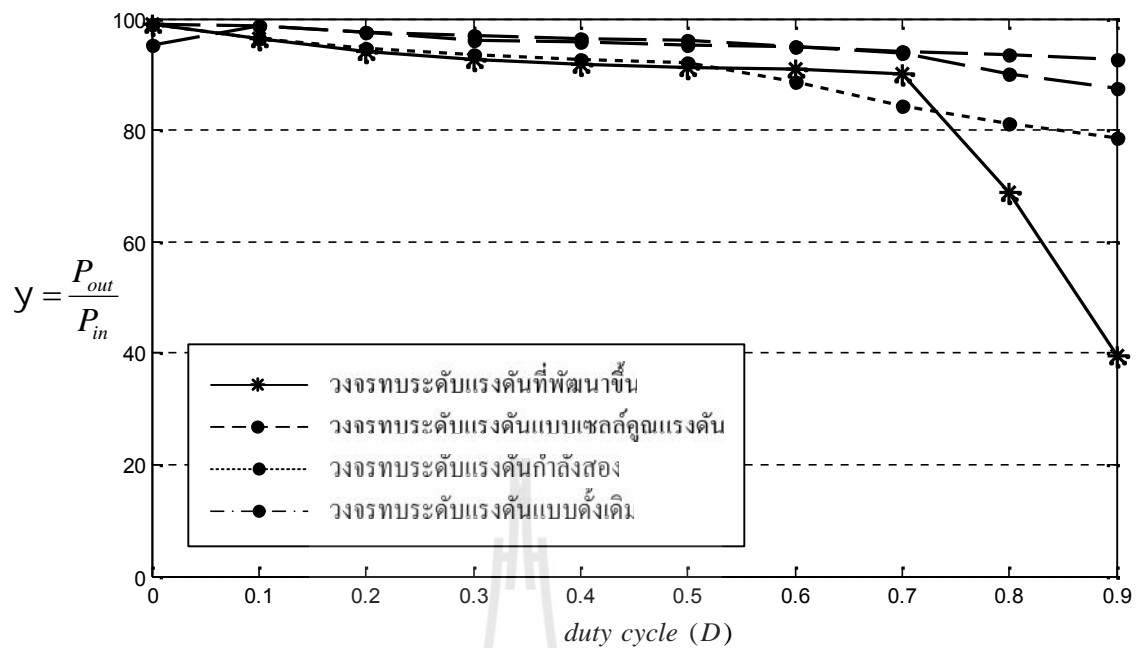


รูปที่ 3.13 อัตรายบายแรงดันของวงจรระดับแรงดันที่พิจารณา

3.3.4 ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

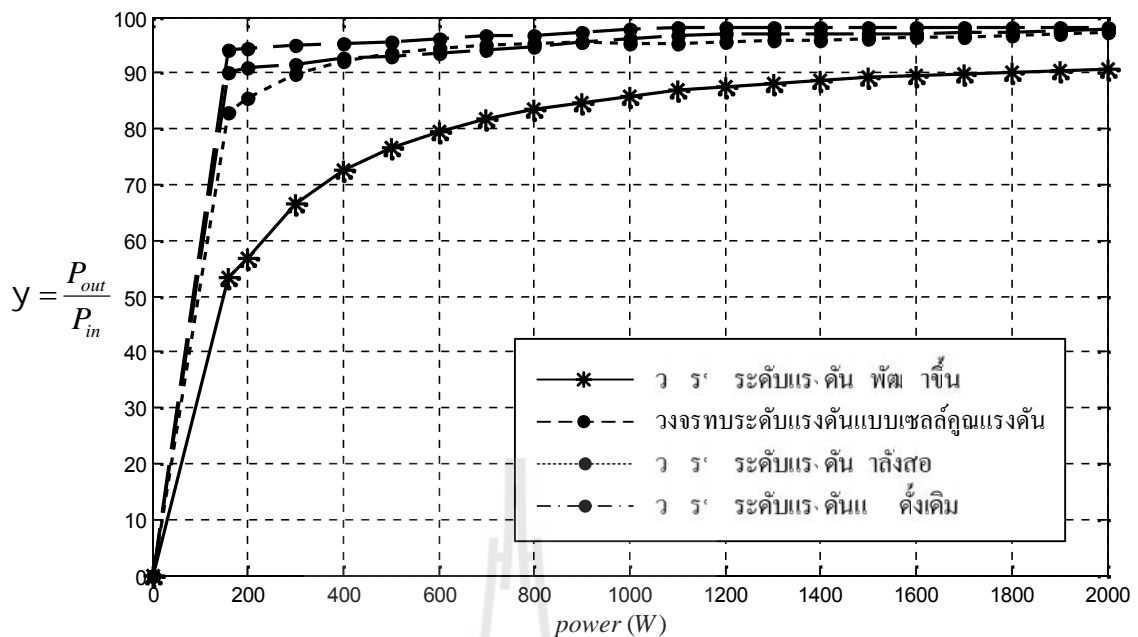
ทำการจำลองผลสถานการณ์เพื่อประเมินประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น สามารถพิจารณาประสิทธิภาพได้ดังสมการ (3.44) เมื่อพิจารณาประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันทั้งสี่แบบเปรียบเทียบกับที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรเหมือนกันทั้งหมด ซึ่งค่าพารามิเตอร์แสดงดังตารางที่ 3.3 จะพบว่าที่จุดการทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.684 วงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีค่าประสิทธิภาพอยู่ในเกณฑ์ที่น่าพอใจคืออยู่ที่ประมาณ 90.3 % และเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มสูงขึ้น ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะลดลง ซึ่งอาจเกิดจากช่วงเวลาที่สวิตช์กำลังทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่สูง ๆ ประกอบกับจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มากกว่าวงจรอื่น ๆ จึงส่งผลให้วงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีกำลังไฟฟ้าสูญเสียเพิ่มสูงขึ้น ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจึงค่อนข้างต่ำเมื่อวงจรทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่สูง ๆ การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันแบบต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 3.14

$$y = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{i_o V_o}{i_{L1} V_{in}} \times 100\% \quad (3.44)$$



รูปที่ 3.14 ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

จากนั้นทำการจำลองผลสถานการณ์เพื่อประเมินประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่ค่ากำลังงานเอาต์พุตต่าง ๆ โดยทำการปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทานเพื่อให้ได้ค่ากำลังงานเอาต์พุตตามต้องการ การประเมินประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่ค่ากำลังงานเอาต์พุตต่าง ๆ แสดงได้ดังรูป 3.15 พบว่าเมื่อทำการลดค่าโหลดตัวต้านทานลง ซึ่งส่งผลให้กำลังงานเอาต์พุตเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันทุกวงจรจะเพิ่มสูงขึ้นที่ค่ากำลังงานเอาต์พุตสูง ๆ แต่เนื่องจากจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่มีมากกว่าวงจรอื่น ๆ ส่งผลทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรสูง ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีค่าน้อยกว่าวงจรระดับแรงดันแบบอื่น ๆ ที่นำมาเปรียบเทียบ



รูปที่ 3.15 ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่ค่ากำลังงานเอาต์พุตต่าง ๆ

หลังจากการประเมินสมรรถนะของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นในด้านต่าง ๆ วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะด้านอัตราขยายแรงดันที่สูงถึง 20 เท่า อีกทั้งประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นยังอยู่ในเกณฑ์ที่น่าพอใจ เพื่อแสดงให้เห็นสมรรถนะโดยรวมของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น จึงทำการเปรียบเทียบสมรรถนะกับวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ โดยเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดัน จำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในวงจร รวมถึงประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันแบบต่าง ๆ สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.4 ซึ่งวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีความสามารถในการเพิ่มระดับแรงดันได้สูงมากกว่า 20 เท่า และประสิทธิภาพของวงจรอยู่ที่ 90.3 %

ตารางที่ 3.4 การเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดัน จำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในวงจร และประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันแบบต่าง ๆ

วงจรระดับแรงดัน	กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.7			
	จำนวน อุปกรณ์ (ตัว)	อัตราขยายแรงดัน (เท่า)	แรงดันเอาต์พุต (V)	ค่าประสิทธิภาพ (%)
แบบดั้งเดิม	4	3.33	66.6	97.7
กำลังสอง	8	11.11	222.2	85
แบบเซลล์คู่แรงดัน	8	6.67	133.4	96.2
ที่พัฒนาขึ้น	12	22.22	444.4	90.3

3.4 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

การออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น เป็นการหาขนาดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรที่เหมาะสม เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสอินพุต และการกระเพื่อมของแรงดันในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น เนื่องจากการกระเพื่อมของกระแส และแรงดันจะส่งผลถึงประสิทธิภาพของวงจร โดยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 และตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_0 เพื่อให้เข้าใจหลักการออกแบบเพื่อเลือกค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น จะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_0 ซึ่งการออกแบบนั้นมีข้อกำหนดขอบเขตการกระเพื่อมของกระแสอินพุต และการกระเพื่อมของแรงดัน การออกแบบค่าพารามิเตอร์แสดงได้ตามลำดับดังนี้

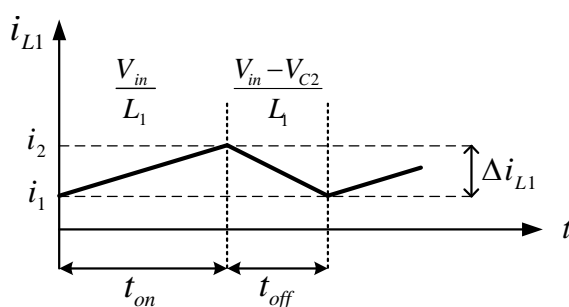
3.4.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น มีผลต่อการกระเพื่อมของกระแสอินพุตเป็นอย่างมาก ซึ่งหากกระแสอินพุตมีการกระเพื่อมสูงจะส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรมีค่าลดลง ดังนั้นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจึงเป็นสิ่งจำเป็น โดยทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2

การออกแบบเลือกพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_1 :

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_1 พิจารณาจากกระแส i_{L1} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในช่วงเวลาที่สวิตช์กำลัง S นำกระแสแสดงดังรูปที่ 3.16 จะได้สมการความสัมพันธ์ของช่วงเวลาการทำงาน และค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 ดังนี้

$$t_{on} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{V_{in}} \quad (3.45)$$



รูปที่ 3.16 กระแส i_{L1} ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

จะได้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1 ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นดังนี้ (Marcos Prudente and Luciano L. Pfitscher, 2008)

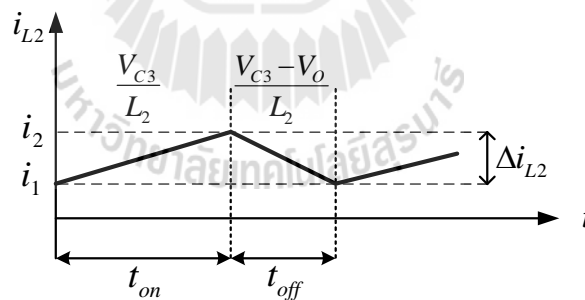
$$L_1 = \frac{V_{in} D}{f_{sw} \Delta i_{L1}} \quad (3.46)$$

โดยที่ Δi_{L1} คือ ค่าการกระเพื่อมของกระแส i_{L1} ที่เหมาะสม

การออกแบบเลือกพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_2 :

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_2 พิจารณาเช่นเดียวกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1 จากกระแส i_{L2} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในช่วงเวลาที่ สวิตช์กำลัง S นำกระแสแสดงดังรูปที่ 3.17 จะได้สมการความสัมพันธ์ของช่วงเวลาการทำงาน และค่าตัวเหนี่ยวนำ L_2 ดังนี้

$$t_{on} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{V_{C3}} \quad (3.47)$$



รูปที่ 3.17 กระแส i_{L2} ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

จะได้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นดังนี้ (Marcos Prudente and Luciano L. Pfitscher, 2008)

$$L_2 = \frac{V_{C3} D}{f_{sw} \Delta i_{L2}} \quad (3.48)$$

โดยที่ Δi_{L2} คือ ค่าการกระเพื่อมของกระแส i_{L2} ที่เหมาะสม

3.4.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น มีผลต่อการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ซึ่งหากแรงดันมีการกระเพื่อมสูงจะส่งผลให้ตัวเก็บประจุเสียหายได้ ดังนั้นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจึงเป็นสิ่งจำเป็น โดยทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 , C_3 และ C_o

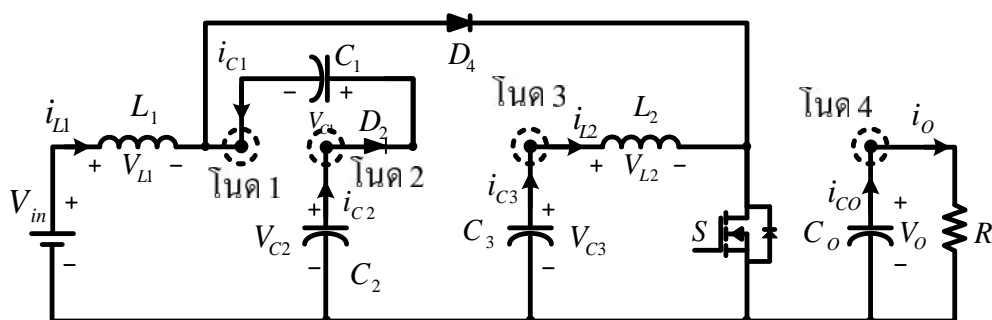
การออกแบบเลือกพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 :

เนื่องจากในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากัน ดังนั้นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุจึงเหมือนกัน การออกแบบตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 พิจารณาจากการออกแบบตัวเก็บประจุของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่ขนานแรงดัน (Marcos Prudente and Luciano L. Pfitscher, 2008) จะพิจารณาโดยอาศัยกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ($P_{o,max}$) ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบจะเป็นค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 น้อยที่สุดที่สามารถนำมาใช้ได้

$$C_{1,2} \geq \frac{P_{o,max}}{V_{C1}^2 f_{sw}} \quad (3.49)$$

การออกแบบเลือกพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_3 :

การออกแบบตัวเก็บประจุ C_3 จะพิจารณาช่วงสวิทช์กำลัง S นำกระแส แสดงดังรูป 3.18 สังเกตได้ว่า ที่โนด 3 ตัวเก็บประจุ C_3 จะจ่ายกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ($i_{C3} = i_{L2}$) ก่อนไหลผ่านสวิทช์กำลัง S



รูปที่ 3.18 วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ขณะที่สวิทช์กำลังนำกระแส

เมื่อพิจารณากระแส i_{C3} ในช่วงสวิตช์กำลัง S นำกระแส $(0-t_{on})$ เท่านั้น เพื่อทำการหาค่าของ ตัวเก็บประจุ C_3

$$V_{C3} - V_{C3}(t=0) = \frac{1}{C_3} \int_0^{t_{on}} i_{L2} dt$$

$$\Delta V_{C3} = \frac{i_{L2} \cdot t_{on}}{C_3}$$

$$t_{on} = C_3 \frac{\Delta V_{C3}}{i_{L2}} \quad (3.50)$$

จะได้ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวเก็บประจุ C_3 ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นดังนี้

$$C_3 = \frac{i_{L2} D}{f_{sw} \Delta V_{C3}} \quad (3.51)$$

โดยที่ ΔV_{C3} คือ ค่าการกระเพื่อมของแรงดัน V_{C3} ที่เหมาะสม

การออกแบบเลือกพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_o :

การออกแบบตัวเก็บประจุ C_o จะพิจารณาเช่นเดียวกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_3 คือพิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S นำกระแส แสดงดังรูปที่ 3.18 ในข้างต้น ที่ โหนด 4 พบว่า ตัวเก็บประจุ C_o จะจ่ายกระแสให้กับโหลดตัวต้านทาน R ($i_{CO} = i_o$) จะได้ความสัมพันธ์ของช่วงเวลาการทำงาน และค่าตัวเก็บประจุ C_o ดังนี้

$$t_{on} = C_o \frac{\Delta V_o}{i_o} \quad (3.52)$$

จะได้ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวเก็บประจุ C_o ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นดังนี้

$$C_o = \frac{i_o D}{f_{sw} \Delta V_o} \quad (3.53)$$

โดยที่ ΔV_o คือ ค่าการกระเพื่อมของแรงดัน V_o ที่เหมาะสม

สำหรับการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ค่าที่นำมาใช้ในการคำนวณเพื่อเลือกค่าพารามิเตอร์จะถูกกำหนดขึ้น โดยวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะถูกสมมติให้เป็นวงจรในอุดมคติ คือไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียเกิดขึ้นภายในวงจร ค่าที่ใช้ในการคำนวณเพื่อเลือกค่าพารามิเตอร์แสดงดังตารางที่ 3.5 ซึ่งการออกแบบเลือก

ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นทุกตัวจะใช้ค่าดังตารางที่ 3.5 เหมือนกันทั้งหมด

$$\text{โดยค่ากำลังงานสูงสุดคำนวณได้จาก } P_{O,max} = \frac{V_o^2}{R}$$

ตารางที่ 3.5 การกำหนดค่าเพื่อคำนวณเลือกพารามิเตอร์ภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

กำหนดค่าที่ใช้ในการคำนวณเลือกพารามิเตอร์			
V_o	444 V		
R	500 Ω		
f_{sw}	20 kHz		
D	0.7		
$P_{O,max}$	394.3 W		
V_{in}	20 V	i_{L1}	19.71 A
V_{C1}	66.7 V	i_{L2}	2.96 A
V_{C3}	133.3 V	i_o	0.888 A
ΔV_{C3}	1 V	Δi_{L1}	0.1971 A
ΔV_{CO}	1 V	Δi_{L2}	0.444 A

การออกแบบเลือกพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 :

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ส่งผลต่อการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทั้งสองเป็นอย่างมาก โดยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะทำให้วงจรที่พัฒนาขึ้นทำงานภายใต้โหมดการทำงานอย่างต่อเนื่อง (CCM) เมื่อพิจารณาจากโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นพบว่าค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีความสำคัญเป็นอย่างมาก เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 คือกระแสอินพุตของวงจร ทำให้เมื่อค่ากระแสอินพุตมีการกระเพื่อมของกระแสที่สูง จะส่งผลต่อประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร ส่วนค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นนั้นมีการไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ไม่สูงมาก เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านเป็นกระแสทางด้านเอาต์พุตที่มีค่าไม่สูงมากเมื่อเทียบกับกระแสด้านอินพุต ดังนั้นค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 จะมีค่าน้อยกว่าค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ซึ่งค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 อยู่ที่ 1% ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 อยู่ที่ 15% ของกระแสที่

ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 (P. Thounthong, P. Sethakul, S. Rael and B. Davat, 2008) การออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 แสดงได้ดังต่อไปนี้

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1 พิจารณาได้จาก (3.46) ดังนี้

$$L_1 = \frac{V_{in} D}{f_{sw} \Delta i_{L1}}$$

$$L_1 = \frac{20 \times 0.7}{20 \times 10^3 \times 0.1971}$$

$$L_1 = 3.551 \text{ mH}$$

และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_2 พิจารณาได้จาก (3.48) ดังนี้

$$L_2 = \frac{V_{C3} D}{f_{sw} \Delta i_{L2}}$$

$$L_2 = \frac{133.3 \times 0.7}{20 \times 10^3 \times 0.444}$$

$$L_2 = 10.508 \text{ mH}$$

การออกแบบเลือกพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 , C_3 และ C_o :

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นนั้น เป็นการควบคุมไม่ให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีการกระเพื่อมมากเกินไป ซึ่งส่งผลต่อประสิทธิภาพของวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น การออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 , C_3 และ C_o แสดงได้ตามลำดับดังนี้

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เป็นตัวเก็บประจุในชุดเซลล์คูณแรงดันที่ถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากัน ซึ่งทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุสองตัวนี้มีค่าใกล้เคียงกันมาก และส่งผลให้แรงดันด้านเอาต์พุตมีค่าเป็นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองรวมกันนั่นเอง

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 พิจารณาได้จาก (3.49) ดังนี้

$$C_{1,2} \geq \frac{P_{o,max}}{V_{C1}^2 f_{sw}}$$

$$C_{1,2} \geq \frac{\left(\frac{V_o^2}{R}\right)}{V_{C1}^2 f_{sw}} \geq \frac{394.3}{66.7^2 \times 20 \times 10^3}$$

$$C_{1,2} \geq 4.431 \sim F$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_3 จะกำหนดค่าการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเป็น 0.75% หรือ 1 V และตัวเก็บประจุ C_o จะกำหนดค่าการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเป็น 0.23% หรือ 1 V (P. Thounthong, P. Sethakul, S. Rael and B. Davat, 2008) แสดงได้ดังนี้

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_3 พิจารณาได้จาก (3.51) ดังนี้

$$C_3 = \frac{i_{L2} D}{f_{sw} \Delta V_{C3}} = \frac{2.96 \times 0.7}{20 \times 10^3 \times 1}$$

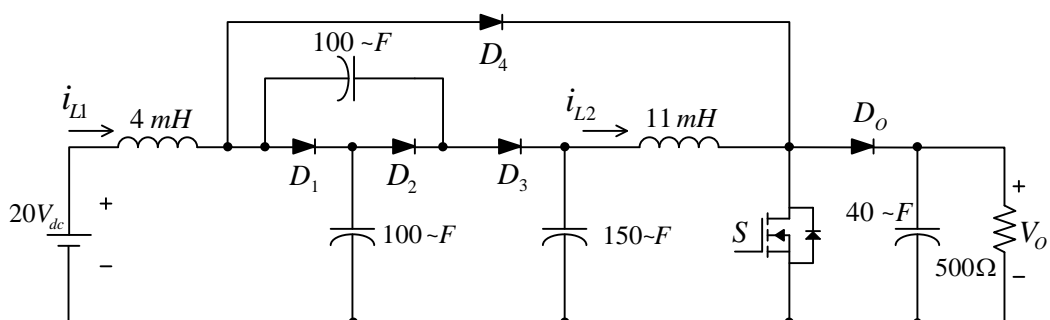
$$C_3 = 103.6 \sim F$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_o พิจารณาได้จาก (3.53) ดังนี้

$$C_o = \frac{i_o D}{f_{sw} \Delta V_o} = \frac{0.888 \times 0.7}{20 \times 10^3 \times 1}$$

$$C_o = 31.08 \sim F$$

จากการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่นำเสนอในข้างต้นเป็นการประมาณค่าพารามิเตอร์ ดังนั้นจึงสามารถเลือกค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ให้เหมาะสมและสอดคล้องกับการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แสดงค่าพารามิเตอร์ที่เลือกใช้ดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 พารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

3.5 ผลการจำลองสถานการณ์

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น จำเป็นต้องทำการจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ที่ได้ออกแบบมา ว่ามีค่าเหมาะสมกับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยกำหนดแรงดันอินพุตเป็น $20 V_{dc}$ และค่าพารามิเตอร์ที่เลือกใช้แสดงไว้ในรูปที่ 3.19 ทำการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยกำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่เป็น 0.3, 0.5 และ 0.7 เพื่อตรวจสอบความสัมพันธ์ของอัตราขยายแรงดัน ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรที่ได้วิเคราะห์ข้างต้นและการประมาณค่าพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจร จากนั้นทำการเปรียบเทียบระหว่างผลการคำนวณจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นกับผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น เพื่อยืนยันว่าค่าที่ทำการเปรียบเทียบนั้นมีความใกล้เคียงสอดคล้องกัน

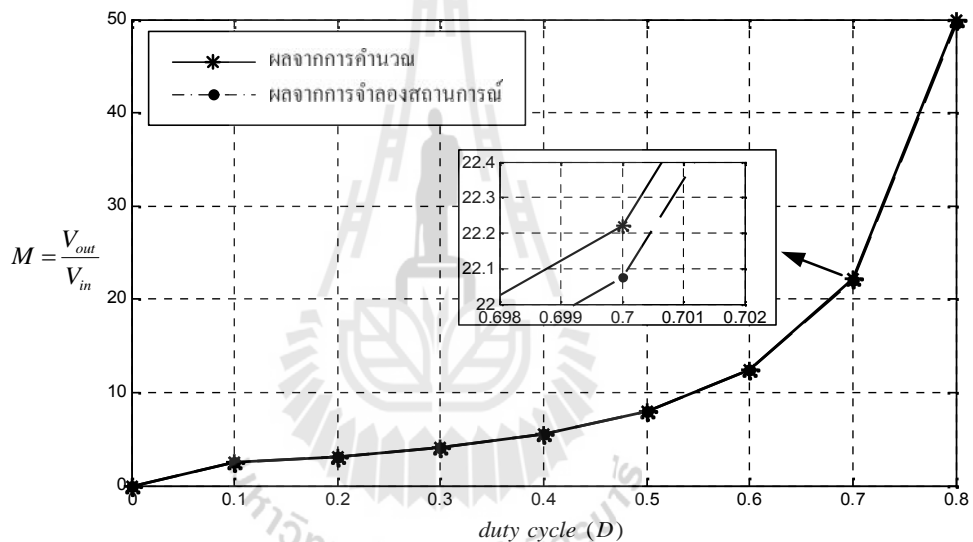
3.5.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ได้ความสัมพันธ์ของอัตราขยายแรงดัน ดังสมการที่ (3.54) จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นกับผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แสดงได้ดังตารางที่ 3.6 พบว่าค่าอัตราขยายแรงดัน (M) ค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่ได้จากการคำนวณดังสมการที่วิเคราะห์ไว้ข้างต้น และค่าที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์โดยใช้โปรแกรม MATLAB Simulink นั้นมีความใกล้เคียงสอดคล้องกัน อาจมีการคลาดเคลื่อนเนื่องจากการประมวลผลและค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้ในการจำลองผลสถานการณ์ไม่เป็นอุดมคติ และรูปที่ 3.20 เป็นผลการจำลองสถานการณ์แสดงค่าอัตราขยายแรงดัน ณ จุดทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ เปรียบเทียบกับผลจากการคำนวณด้วยสมการ 3.54 พบว่าค่าจากผลการจำลองสถานการณ์และผลจากการคำนวณมีค่าใกล้เคียงกันมาก

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{(1-D)^2} \quad (3.54)$$

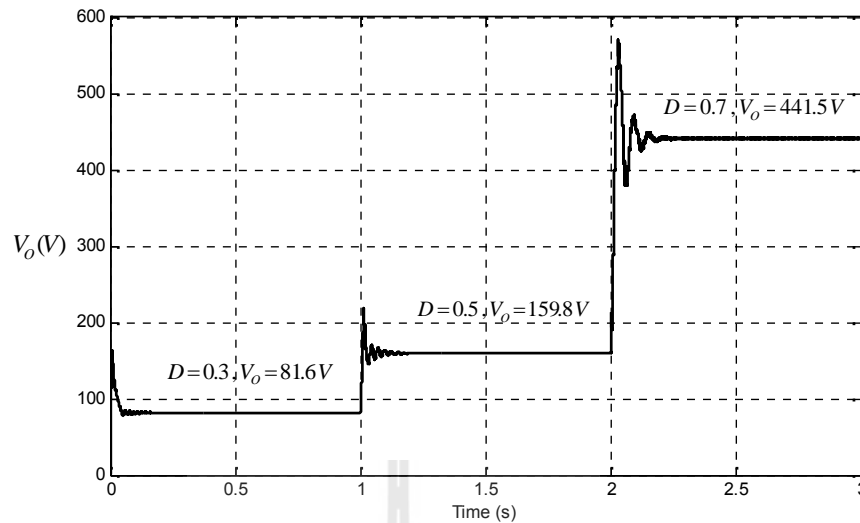
ตารางที่ 3.6 ผลการคำนวณอัตราขยายแรงดันและผลอัตราขยายแรงดันจากการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

ผลการคำนวณ				ผลการจำลองสถานการณ์			
พารามิเตอร์	ค่าวัฏจักรหน้าที่			พารามิเตอร์	ค่าวัฏจักรหน้าที่		
	0.3	0.5	0.7		0.3	0.5	0.7
M	4.08	8	22.22	M	4.08	8	22.08
V_o	81.6 V	160 V	444.4 V	V_o	81.6 V	159.8 V	441.5 V



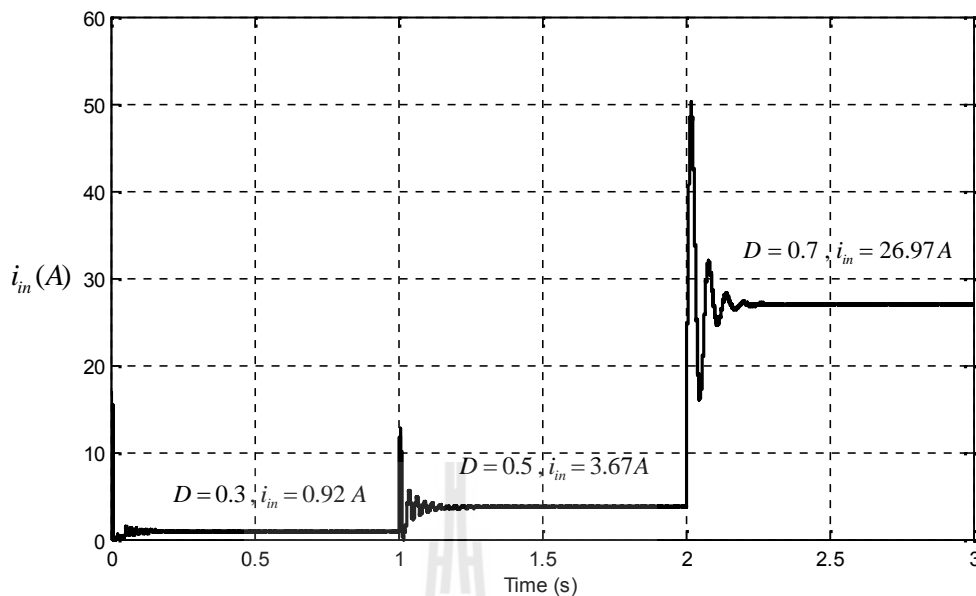
รูปที่ 3.20 การเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดันระหว่างผลจากการคำนวณกับผลการจำลองสถานการณ์

ทำการจำลองสถานการณ์เพื่อหาค่าแรงดันเอาต์พุต ณ จุดทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.21 พบว่าที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.3 แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็น 81.6 V จากนั้นเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่เป็น 0.5 แรงดันเอาต์พุตเพิ่มเป็น 159.8 V และเมื่อเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่เป็น 0.7 ได้แรงดันเอาต์พุตเป็น 441.5 V ดังนั้นเมื่อทำการเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่ให้สูงขึ้น แรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มสูงขึ้นตามไปด้วย ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์เป็นไปตามสมการอัตราขยายแรงดัน ดังสมการ 3.54



รูปที่ 3.21 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงค่าแรงดันเอาต์พุต ณ จุดทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ

เมื่อพิจารณาค่าแรงดันเอาต์พุตที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ แล้วทำการตรวจสอบค่ากระแสอินพุต (i_{in}) โดยกระแสอินพุตจะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ($i_{in} = i_{L1}$) ซึ่งเมื่อทำการเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่ให้สูงขึ้นกระแสอินพุตจะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ซึ่งรูปที่ 3.22 เป็นผลการจำลองสถานการณ์แสดงค่ากระแสอินพุต ณ จุดทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่างๆ จากการจำลองสถานการณ์พบว่าที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.3 มีกระแสอินพุตเป็น 0.92 A เมื่อเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่เป็น 0.5 กระแสอินพุตจะมีค่าเพิ่มเป็น 3.67 A และเมื่อเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่เป็น 0.7 กระแสอินพุตจะเพิ่มสูงขึ้นเป็น 26.97 A ดังนั้นเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มสูงขึ้นกระแสอินพุตจะเพิ่มสูงขึ้นเช่นเดียวกับแรงดันเอาต์พุต ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ของกำลังงานไฟฟ้าอินพุตและกำลังงานไฟฟ้าเอาต์พุตคือ เมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่สูงขึ้นค่าแรงดันเอาต์พุตจะสูงขึ้นตามในขณะที่โหลดตัวต้านทานคงที่ ซึ่งแรงดันเอาต์พุตที่เพิ่มสูงขึ้นทำให้กำลังงานไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ในลักษณะเดียวกันคือเมื่อกำลังงานไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้น กำลังงานไฟฟ้าอินพุตต้องเพิ่มสูงขึ้นด้วย ซึ่งเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าคงที่ ในขณะที่กำลังงานไฟฟ้าอินพุตต้องเพิ่มสูงขึ้น ทำให้กระแสอินพุตต้องเพิ่มสูงขึ้นแทน จึงสามารถสรุปได้ว่ากระแสอินพุตจะเพิ่มขึ้นตามค่าวัฏจักรหน้าที่ที่เพิ่มขึ้นนั่นเอง ทั้งนี้ในสภาวะคงตัว ณ จุดทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ กระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีการนำกระแสแบบต่อเนื่อง ซึ่งถือว่าเป็นจรรยาที่พัฒนาขึ้นทำงานภายใต้โหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM)



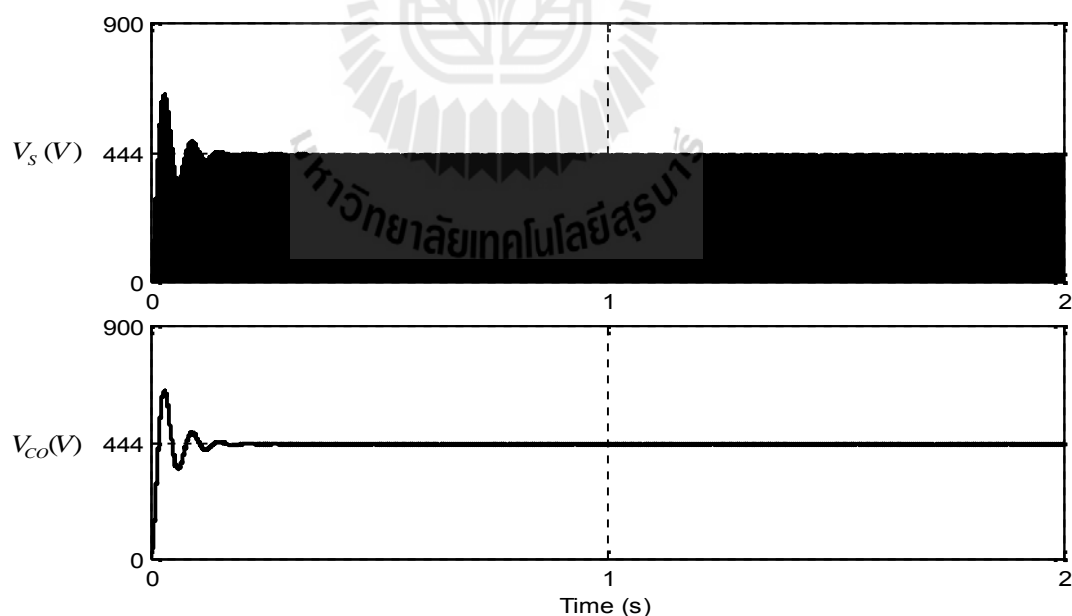
รูปที่ 3.22 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงค่ากระแสอินพุต ณ จุดทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ

3.5.2 ความเครียดแรงดันที่ตกร่วมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจร

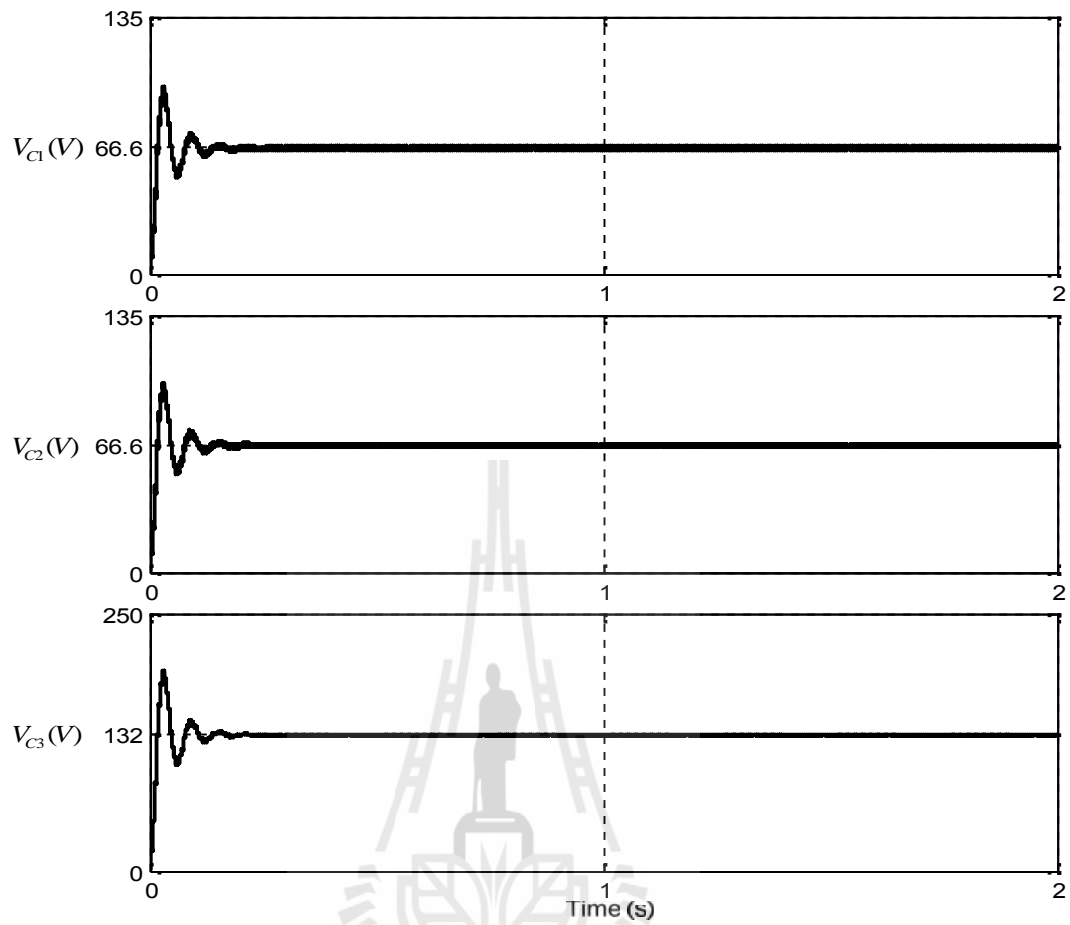
การวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น เพื่อหาความเครียดแรงดันที่ตกร่วมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรดังแสดงไว้ในหัวข้อข้างต้น การหาความเครียดแรงดันที่ตกร่วมใช้เป็นแนวทางในการพิจารณาเลือกพิกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อไม่ให้ชุดทดสอบเกิดความเสียหายในกรณีที่มีความเครียดแรงดันตกร่วมเกินกว่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจะทนได้ ทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณจากการวิเคราะห์การทำงานกับผลการจำลองสถานการณ์ แสดงได้ดังตารางที่ 3.7 พบว่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรที่มีความเครียดแรงดันตกร่วม มีผลจากการคำนวณที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรในข้างต้น และผลการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink ซึ่งความเครียดแรงดันที่ได้นั้นมีค่าสอดคล้องใกล้เคียงกัน อาจมีความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลสถานการณ์ไม่เป็นค่าอุดมคติ จากนั้นแสดงผลการจำลองสถานการณ์ความเครียดแรงดันตกร่วมสวิตช์กำลังและตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 3.23 และ รูปที่ 3.24 ทำการผลการจำลองสถานการณ์ความเครียดแรงดันตกร่วมไอโอดกำลังภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนา แสดงดังรูปที่ 3.25 และรูปที่ 3.26 โดยผลการจำลองสถานการณ์ที่นำเสนอทั้งหมด มีค่าแรงดันอินพุต $20 V_{dc}$ ทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เป็น 0.7 และใช้พารามิเตอร์ในการจำลองผลสถานการณ์ ดังรูปที่ 3.19

ตารางที่ 3.7 ผลจากคำนวณความเครียดแรงดันที่ตกร่วมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และความเครียดแรงดันจากการจำลองสถานการณ์ของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

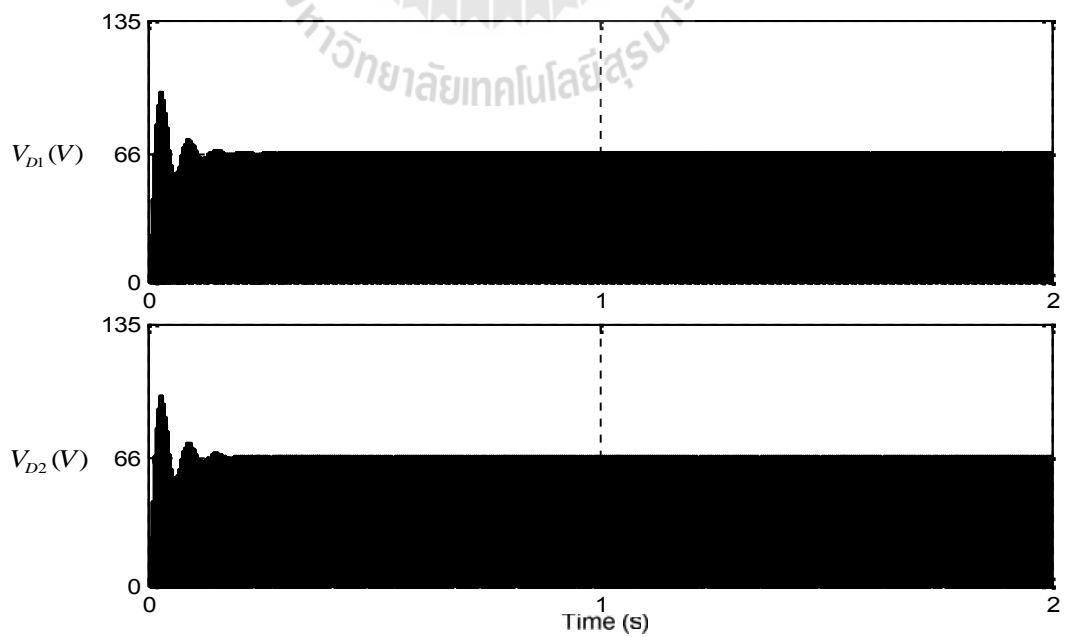
ผลจากการคำนวณ				ผลการจำลองสถานการณ์			
พารามิเตอร์	ค่าวัฏจักรหน้าที่			พารามิเตอร์	ค่าวัฏจักรหน้าที่		
	0.3	0.5	0.7		0.3	0.5	0.7
V_S	81.6 V	160 V	444.4 V	V_S	81.6 V	159.8 V	441.5 V
V_{D1}	28.6 V	40 V	66.66 V	V_{D1}	28.5 V	40 V	66 V
V_{D2}	28.6 V	40 V	66.66 V	V_{D2}	28.5 V	40 V	66 V
V_{D3}	28.6 V	40 V	66.66 V	V_{D3}	28.5 V	40 V	66 V
V_{D4}	81.6 V	160 V	444.44 V	V_{D4}	53 V	120 V	376 V
V_{DO}	81.6 V	160 V	444.44 V	V_{DO}	81.6 V	160 V	441.5 V
V_{C1}	28.6 V	40 V	66.66 V	V_{C1}	28.5 V	40 V	66 V
V_{C2}	28.6 V	40 V	66.66V	V_{C2}	28.5 V	40 V	66.5 V
V_{C3}	57.12 V	80 V	133.33 V	V_{C3}	57 V	80 V	132.5 V
V_{CO}	81.6 V	160 V	444.44 V	V_{CO}	81.6 V	159.8 V	441.5 V



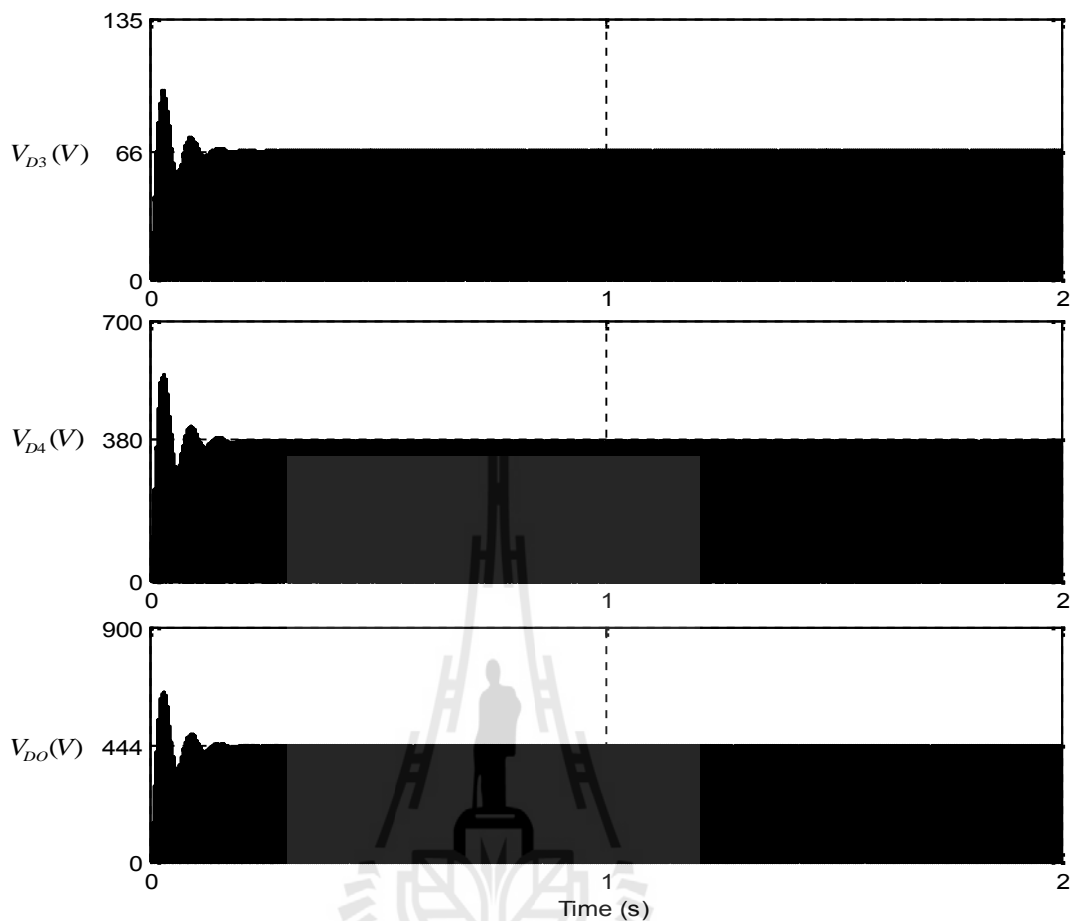
รูปที่ 3.23 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเครียดแรงดันตกร่วมสวิตช์กำลังและตัวเก็บประจุ



รูปที่ 3.24 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเครียดแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังและตัวเก็บประจุ



รูปที่ 3.25 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเครียดแรงดันตกคร่อมไอโอดกำลัง



รูปที่ 3.26 ผลการจำลองสถานการณ์ค่าความเครียดแรงดันตกรวมไอโอดกำลัง

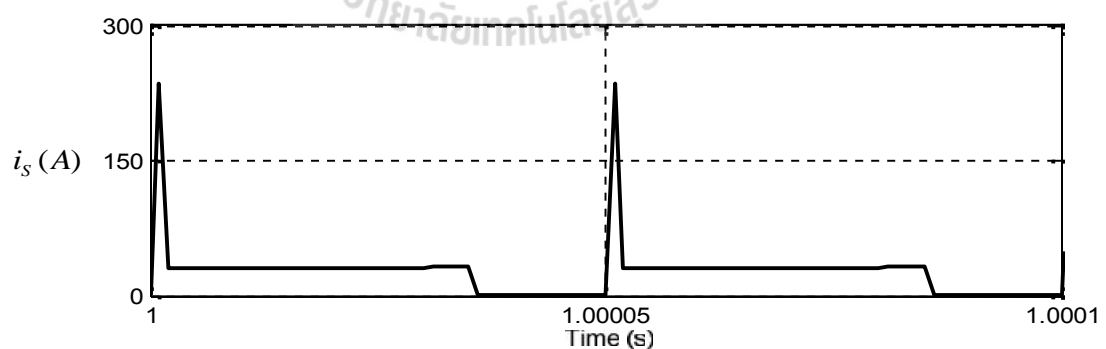
3.5.3 การประมาณพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจร

การประมาณพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเช่นเดียวกับการหาความเครียดแรงดันตกรวม เพื่อใช้เป็นแนวทางในการเลือกพิกัดอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับสร้างชุดทดสอบ และป้องกันไม่ให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของชุดทดสอบเกิดความเสียหาย จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลการคำนวณจากการวิเคราะห์การทำงานกับผลการจำลองสถานการณ์ แสดงได้ดังตารางที่ 3.8 พบว่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์กำลัง (i_s) มีค่าสูงสุดใกล้เคียงกระแสอินพุต รองลงมาคือกระแสที่ไหลผ่านไดโอดกำลัง D_4 (i_{D4}) ซึ่งทำหน้าที่นำกระแสอินพุตบางส่วนเข้าสู่สวิตช์กำลัง สำหรับผลจากการคำนวณที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรในข้างต้น และผลการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink การประมาณพิกัดกระแสที่ได้นั้นมีความสอดคล้องกัน แต่อาจมีความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลสถานการณ์ไม่เป็นค่าอุดมคติ จากนั้นแสดงผลการจำลองสถานการณ์ค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์กำลัง แสดงดังรูป 3.27 ผลการ

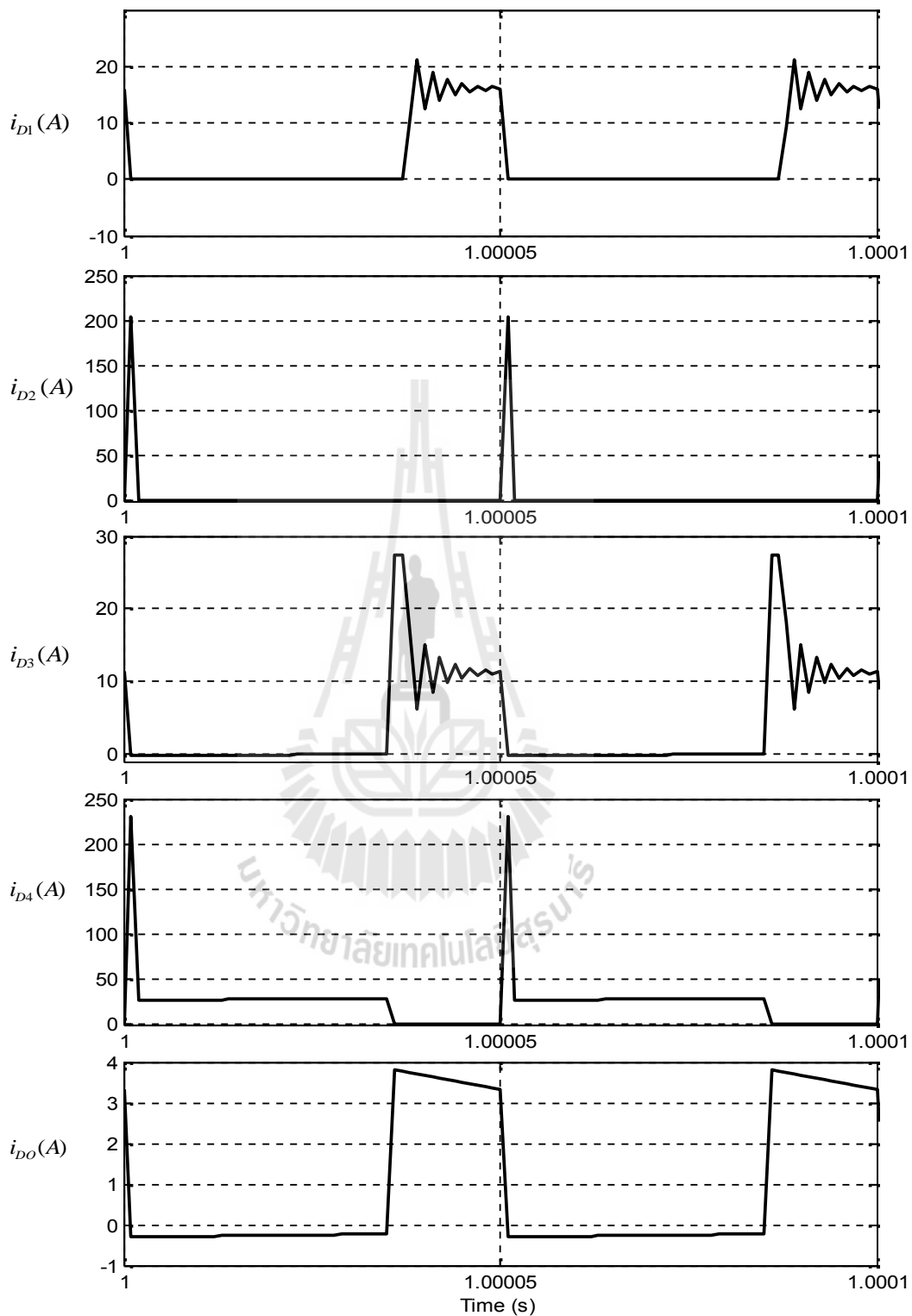
จำลองสถานการณ์ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดกำลัง แสดงดังรูปที่ 3.28 ผลการจำลองสถานการณ์ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำภายในวงจร แสดงดังรูป 3.29 พบว่าที่สภาวะคงตัวกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 (i_{L1}) และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 (i_{L2}) เป็นการนำกระแสแบบต่อเนื่องสรุปได้ว่าวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นทำงานภายใต้โหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM) ทั้งนี้ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งหมด มีค่าแรงดันอินพุต $20 V_{dc}$ ทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เป็น 0.7 และใช้พารามิเตอร์ในการจำลองผลสถานการณ์ ดังรูป 3.19

ตารางที่ 3.8 การประมาณพิกัดกระแสจากการคำนวณและการประมาณพิกัดกระแสจากการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

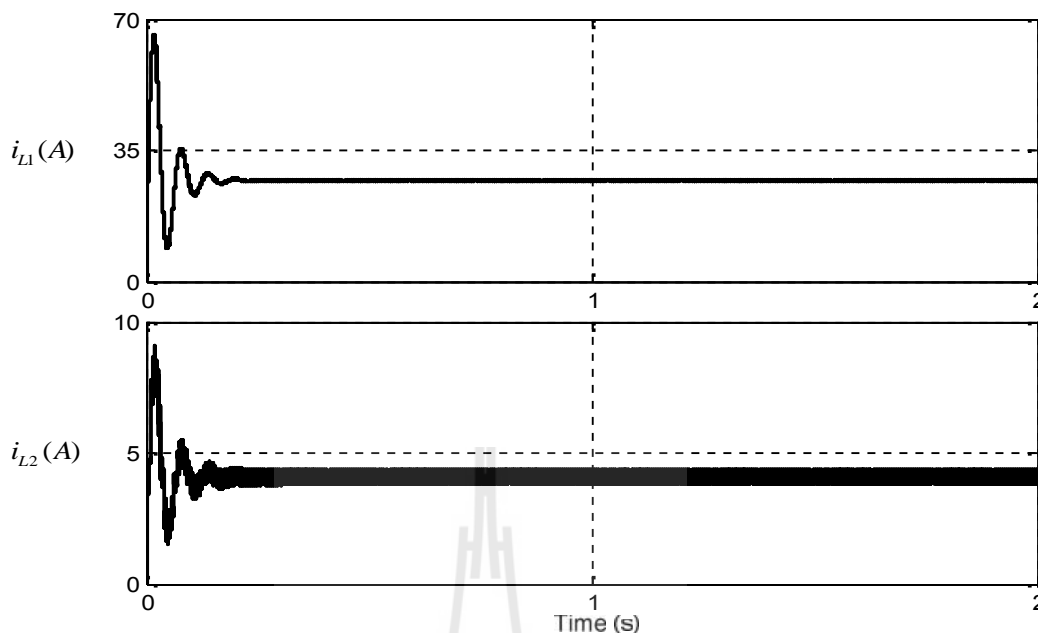
ผลจากการคำนวณ				ผลการจำลองสถานการณ์			
พารามิเตอร์	ค่าวัฏจักรหน้าที่			พารามิเตอร์	ค่าวัฏจักรหน้าที่		
	0.3	0.5	0.7		0.3	0.5	0.7
i_S	0.741 A	3.325 A	25.841 A	i_S	0.753 A	3.355 A	26.092 A
i_{D1}	0.325 A	0.947 A	4.308 A	i_{D1}	0.315 A	0.931 A	4.201 A
i_{D2}	0.325 A	0.947 A	4.308 A	i_{D2}	0.310 A	0.910 A	4.041 A
i_{D3}	0.325 A	0.947 A	4.308 A	i_{D3}	0.315 A	0.926 A	4.154 A
i_{D4}	0.605 A	2.744 A	22.759 A	i_{D4}	0.595 A	2.728 A	22.652 A
i_{DO}	0.152 A	0.293 A	0.660 A	i_{DO}	0.164 A	0.323 A	0.911 A



รูปที่ 3.27 ผลการจำลองสถานการณ์ค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิทช์กำลัง



รูปที่ 3.28 ผลการจำลองสถานการณ์ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดกำลัง



รูปที่ 3.29 ผลการจำลองสถานการณ์ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำภายในวงจร

เมื่อพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมและการประมาณพิกัดกระแสสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น สังเกตเห็นว่าความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมและการประมาณพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น มีค่าสอดคล้องใกล้เคียงกันระหว่างผลการคำนวณจากการวิเคราะห์หลักการทงานของวงจรกับผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยการวิเคราะห์หาความเครียดแรงดันไฟฟ้า และการประมาณค่าพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่าง ๆ ภายในวงจร เพื่อนำไปใช้ในการพิจารณาเลือกพิกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับสร้างชุดทดสอบซึ่งจะนำเสนอในบทที่ 5 ต่อไป จากผลการจำลองสถานการณ์ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อม และกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แสดงให้เห็นถึงสมรรถภาพของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ว่าสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงมากกว่า 20 เท่า

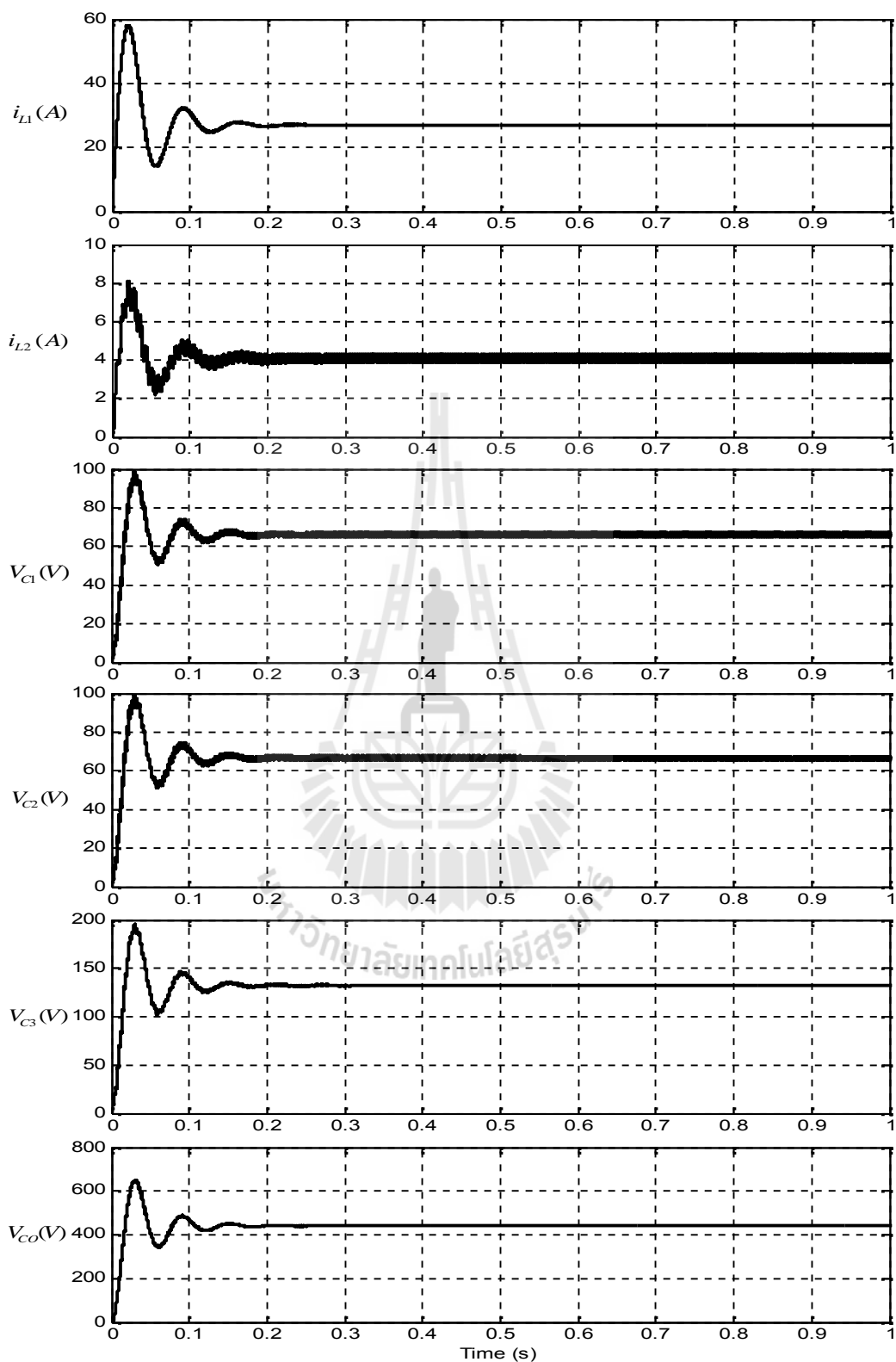
3.5.4 การกระเพื่อมของกระแส และแรงดันของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยใช้ค่าพารามิเตอร์จากการออกแบบเลือก แสดงดังรูปที่ 3.19 เพื่อพิจารณาค่าการกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดันที่ได้จากการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ในหัวข้อ 3.4 เปรียบเทียบกับค่าจากผลการจำลองสถานการณ์ เพื่อตรวจสอบว่าการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์นั้นเป็นไปตามข้อกำหนดหรือไม่ โดยจะพิจารณาจากการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ

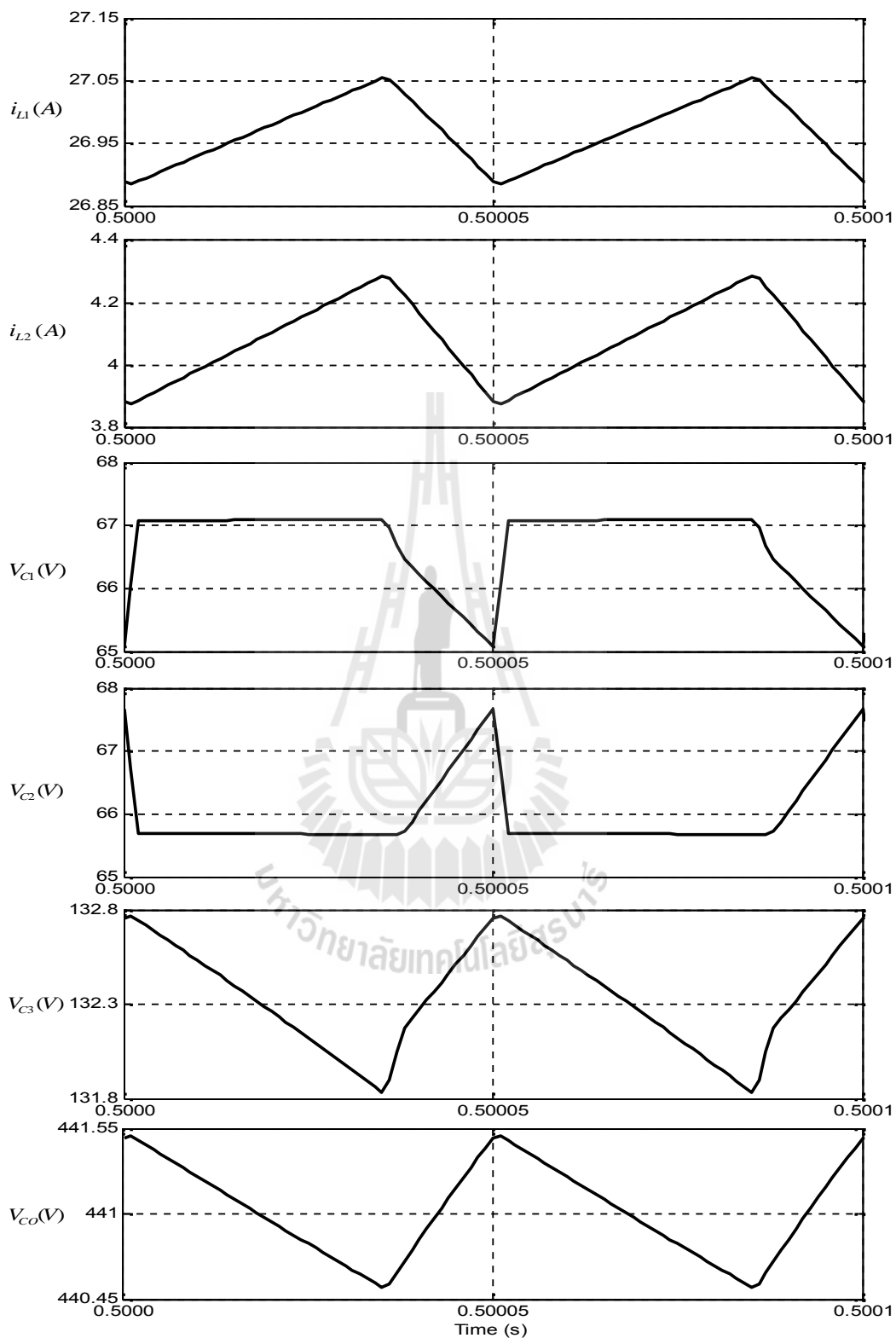
L_2 รวมถึงแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 , C_3 และ C_o โดยสามารถสรุปผลการตรวจสอบการกระเพื่อมของกระแส และแรงดันได้ดังตารางที่ 3.9 พบว่าเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ไปทำการจำลองสถานการณ์ ค่าการกระเพื่อมของกระแส และแรงดันที่ได้นั้นอยู่ภายใต้ข้อกำหนดที่ได้ออกแบบไว้

ตารางที่ 3.9 ผลการเปรียบเทียบค่าการกระเพื่อมของกระแส และแรงดันของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจากการจำลองสถานการณ์

พารามิเตอร์	ค่าเฉลี่ย	ค่าการกระเพื่อมที่กำหนดใช้ ในการออกแบบ	ค่าการกระเพื่อมจาก ผลการจำลองสถานการณ์ (max-min)
i_{L1}	26.97 A	1 % = 0.2697 A	27.05 – 26.89 = 0.16 A
i_{L2}	4.1 A	15 % = 0.615 A	4.29 – 3.88 = 0.41 A
V_{C1}	66.5 V	ไม่คำนึงถึงการกระเพื่อม	67.1 – 65.09 = 2.01 V
V_{C2}	66 V	ไม่คำนึงถึงการกระเพื่อม	67.66 – 65.68 = 1.98 V
V_{C3}	132.3 V	0.75 % = 1 V	132.77 – 131.83 = 0.94 V
V_o	441 V	0.23 % = 1 V	441.5 – 440.5 = 1 V



รูปที่ 3.30 กระแสที่ไหลผ่านและแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยการออกแบบ
เลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 3.31 การกระเพื่อมของกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยการ
 ออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่พัฒนาขึ้น

จากรูปที่ 3.30 และ 3.31 แสดงผลการจำลองสถานการณ์ในข้างต้น พบว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ มีความสอดคล้องภายใต้เงื่อนไขในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ คือ

ตัวเหนี่ยวนำ L_1 : การออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำมีการกำหนดค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ต้องไม่เกิน 1% ของกระแส i_{L1} ทั้งหมด โดยเลือกตัวเหนี่ยวนำขนาด 4 mH ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์พบว่าค่ากระแส i_{L1} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีการกระเพื่อมอยู่ที่ 0.16 A คิดเป็น 0.59% ของกระแส i_{L1}

ตัวเหนี่ยวนำ L_2 : การออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำมีการกำหนดค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ต้องไม่เกิน 15% ของกระแส i_{L2} ทั้งหมด โดยเลือกตัวเหนี่ยวนำขนาด 11 mH ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์พบว่าค่ากระแส i_{L2} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีการกระเพื่อมอยู่ที่ 0.56 A คิดเป็น 0.67% ของกระแส i_{L2}

ตัวเก็บประจุ C_1, C_2 : การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุจาก (3.49) เลือกตัวเก็บประจุทั้งสองให้มีขนาดเท่ากันที่ $100 \mu\text{F}$ ศึกษการเลือกค่าพารามิเตอร์นั้นกำหนดให้สอดคล้องกับตัวเก็บประจุ C_3 ด้วย จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูป 3.32 พบว่าเกิดการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองตัวประมาณ 2V ซึ่งเป็นผลที่ยอมรับได้

ตัวเก็บประจุ C_3 : การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุจาก (3.51) เลือกตัวเก็บประจุให้มีขนาด $150 \mu\text{F}$ กำหนดค่าการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_3 ต้องไม่เกิน 1V จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูป 3.32 พบว่าเกิดการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_3 อยู่ที่ประมาณ 0.94V ซึ่งอยู่ภายใต้ของกำหนด คือไม่เกิน 1V

ตัวเก็บประจุ C_o : การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุจาก (3.53) เลือกตัวเก็บประจุให้มีขนาด $40 \mu\text{F}$ กำหนดค่าการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o ต้องไม่เกิน 1V จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูป 3.32 พบว่าเกิดการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o อยู่ที่ประมาณ 1V ซึ่งอยู่ภายใต้ของกำหนด คือไม่เกิน 1V

จากผลการจำลองสถานการณ์การกระเพื่อมของกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่าง ๆ ภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น พบว่าค่าพารามิเตอร์ที่ได้รับ การออกแบบเลือกนั้นมีค่าสอดคล้องกับผลการจำลองสถานการณ์ภายใต้ข้อกำหนดเงื่อนไขในการ ออกแบบ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบเลือกนี้จะถูกนำไปพิจารณาเพื่อเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ เหมาะสมสำหรับนำไปประยุกต์สร้างชุดทดสอบจริง ซึ่งจะนำเสนอในบทที่ 5

3.6 สรุป

จากการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบต่าง ๆ เป็นพื้นฐานสำหรับการพัฒนางจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น โดยมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า ซึ่งได้นำเสนอโครงสร้างของวงจร การวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจร และการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์สำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในวงจร รวมทั้งประเมินประสิทธิภาพของวงจร หาความเครียดที่ตกรวมและการประมาณพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ภายในวงจร เพื่อพิจารณาเลือกค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับลักษณะการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นและเป็นพื้นฐานสำหรับการเลือกค่าพารามิเตอร์สำหรับสร้างชุดทดสอบจริง จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นแสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงถึง 20 เท่า ขณะที่ความเครียดที่ตกรวมและการประมาณพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมีค่าสอดคล้องเป็นไปตามทฤษฎีที่ทำการวิเคราะห์ข้างต้น ทั้งนี้จะสังเกตว่ากระแสอินพุต และแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากผลการจำลองสถานการณ์ ในช่วงสภาวะชั่วคราว (transient) จะมีการพุ่งเกิน (overshoot) ของกระแสอินพุต และแรงดันเอาต์พุตสูงมากก่อนการเข้าสู่สภาวะคงตัว (steady-state) ซึ่งการพุ่งเกินนี้อาจส่งผลทำให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรเกิดความเสียหาย ดังนั้นการออกแบบตัวควบคุมเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ $400 V_{dc}$ และไม่ให้มีการพุ่งเกินของกระแสอินพุต และแรงดันเอาต์พุตจึงเป็นสิ่งสำคัญ โดยรายละเอียดของการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะนำเสนอในบทถัดไป

บทที่ 4

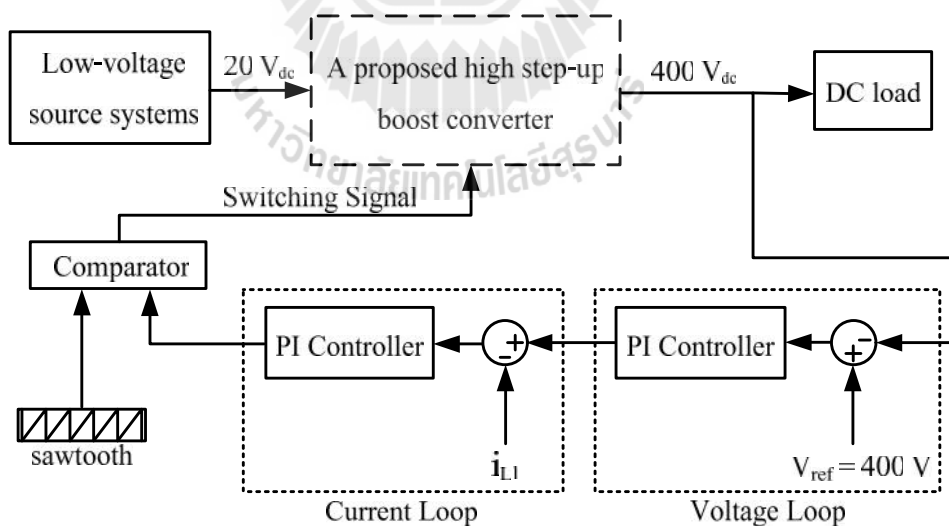
การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

4.1 บทนำ

จากบทที่ผ่านมาได้นำเสนอ การวิเคราะห์หลักการทํางาน และออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ สำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น รวมถึงการจำลองสถานการณ์เมื่อสวิตซ์ทํางานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ ซึ่งเป็นการจำลองสถานการณ์ของวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นขณะไม่มีตัวควบคุม โดยมีแรงดันอินพุตเป็น $20 V_{dc}$ ซึ่งที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.7 วงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง $441 V_{dc}$ เป็นอัตราขยายแรงดันประมาณ 22 เท่า ทั้งนี้งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ต้องการวงจรบัพระดับแรงดันที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่ที่ $400 V_{dc}$ เพื่อทําหน้าที่เสมือนแรงดันกระแสตรงเชื่อมต่อ (DC-link voltage) ให้กับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่ต้องการแรงดันกระแสตรงที่มีค่าคงที่ ดังนั้นจึงต้องมีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ และจากการจำลองสถานการณ์วงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นขณะไม่มีตัวควบคุมในบทที่ผ่านมา กระแสอินพุต และแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะมีการพุ่งเกินเกิดขึ้นในสภาวะชั่วคราว ซึ่งการพุ่งเกินของกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นอยู่ในระดับที่สูงเมื่อเทียบกับกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตในสภาวะคงตัว ในกรณีที่นำวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ไปสร้างชุดทดสอบอาจเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในชุดทดสอบ เนื่องจากการพุ่งเกินของกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้น จึงจำเป็นต้องทําการควบคุมกระแสอินพุต และแรงดันเอาต์พุตไม่ให้มีการพุ่งเกินเกิดขึ้นด้วย โดยเนื้อหาในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นให้คงที่ หลักการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ผลการจำลองสถานการณ์การทํางานของวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นในสภาวะแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง และสภาวะโหลดตัวต้านทานมีการเปลี่ยนแปลง เพื่อตรวจสอบสมรรถนะของวงจรบัพระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเมื่อทํางานร่วมกับตัวควบคุมพีไอ รายละเอียดจะนำเสนอต่อไป

4.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

โครงสร้างการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นด้วยตัวควบคุมพีไอ แสดงดังรูปที่ 4.1 เป็นการควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตคงที่ที่ 400 V_{dc} จากระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ โดยแรงดันอินพุตประมาณ 20 V_{dc} การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นนั้น จะสร้างตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปแรงดันและลูปกระแส เพื่อให้ได้สัญญาณควบคุมสำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (sawtooth) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสวิทช์กำลัง ซึ่งสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการเปรียบเทียบจะถูกส่งไปยังสวิทช์กำลังเพื่อสั่งให้สวิทช์กำลังทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที (D) ที่เหมาะสม สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น จะทำการออกแบบตัวควบคุมพีไออย่างง่าย โดยอาศัยแนวทางการออกแบบที่ได้จากวิธีการออกแบบของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมเป็นพื้นฐาน การออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม แสดงในภาคผนวก ก. ดังนั้นหัวข้อนี้ จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอจากโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ การออกแบบตัวควบคุมลูปแรงดัน และการออกแบบตัวควบคุมลูปกระแส สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

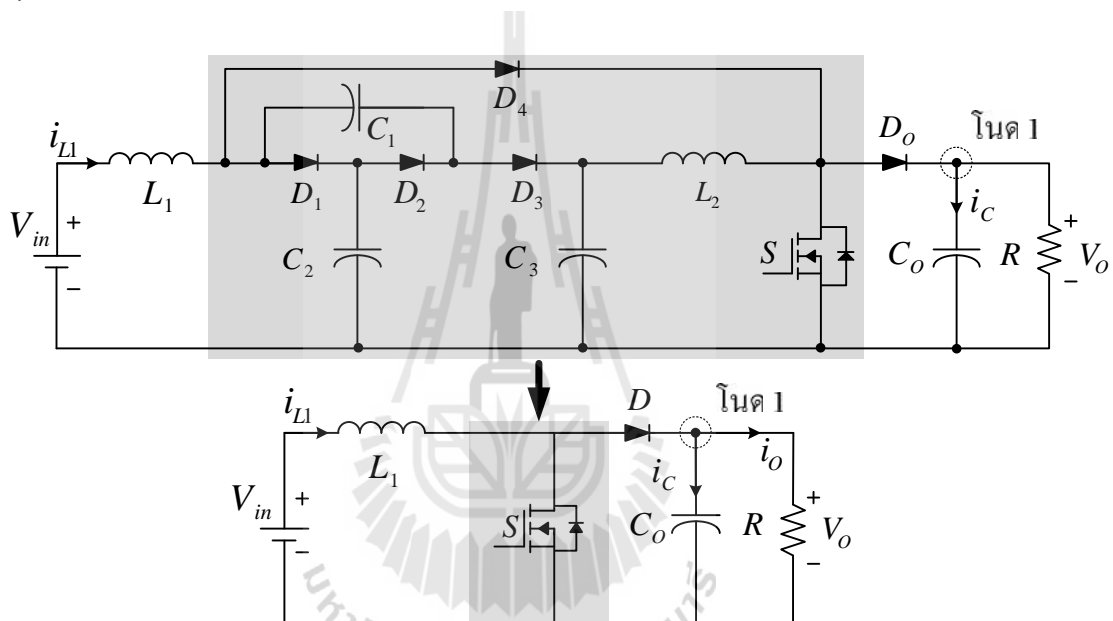


รูปที่ 4.1 โครงสร้างการควบคุมชนิดพีไอของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

4.2.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบแรงดัน (Voltage Controller Loop)

การออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบแรงดันของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ได้อาศัยการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบแรงดันของวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิมเป็นพื้นฐาน ทั้งนี้จะทำการเทียบเคียงโครงสร้างของวงจรระหว่างวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นกับวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิม เพื่อพิจารณาเทียบเคียงพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สำคัญสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบแรงดัน การเทียบเคียงโครงสร้างของวงจรระหว่างวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นกับวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิม แสดงดังรูปที่

4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียงวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิม สำหรับออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูบแรงดัน

พิจารณาโครงสร้างของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียงวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิม โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) พิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิม จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$i_{L1}(t) = i_c(t) + i_o(t)$$

$$C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = (1 - d(t))i_{L1}(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (4.1)$$

จาก (4.1) พิจารณาค่าวัฏจักรหน้าที่เป็นศูนย์

$$C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{L1}(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (4.2)$$

จาก (4.2) ทำการแปลงลาปลาซได้ดังนี้

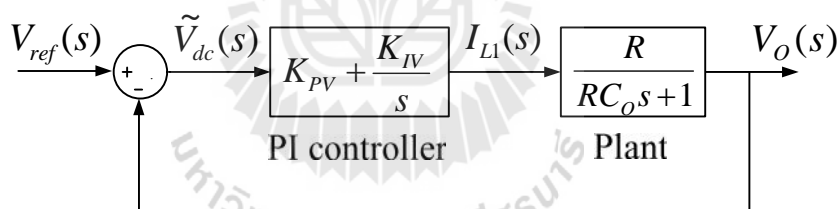
$$C_o s V_o(s) = I_{L1}(s) - \frac{V_o(s)}{R} \quad (4.3)$$

ดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้พลานต์สำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ใน ส่วนของการควบคุมแรงดัน (4.4) สังเกตว่าตัวเก็บประจุ C_o และโหลดตัวต้านทาน R เป็น พารามิเตอร์ที่มีนัยสำคัญส่งผลต่อการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจร

$$\frac{V_o(s)}{I_{L1}(s)} = \frac{R}{RC_o s + 1} \quad (4.4)$$

จากสมการตัวควบคุมพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน (4.5) จะได้แผนภาพการควบคุม แรงดันด้วยตัวควบคุมพีไอ แสดงดังรูปที่ 4.3

$$G_{CV}(s) = K_{PV} + \frac{K_{IV}}{s} \quad (4.5)$$



รูปที่ 4.3 แผนภาพการควบคุมลูปแรงดันด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากแผนภาพที่แสดงดังรูปที่ (4.3) ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบ ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมพีไอในลูปแรงดัน

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{\left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s} \right) \left(\frac{R}{RC_o s + 1} \right)}{1 + \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s} \right) \left(\frac{R}{RC_o s + 1} \right)} \quad (4.6)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{K_{PV} R s + K_{IV} R}{s^2 + \left(\frac{K_{PV} R + 1}{RC_o} \right) s + \frac{K_{IV} R}{RC_o}} \quad (4.7)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PV} และ K_{IV} ของตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปรองแรงดัน จะอาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด (4.7) กับพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน (4.8)

$$G(s) = \frac{\zeta_n^2}{s^2 + 2\zeta_n s + \zeta_n^2} \quad (4.8)$$

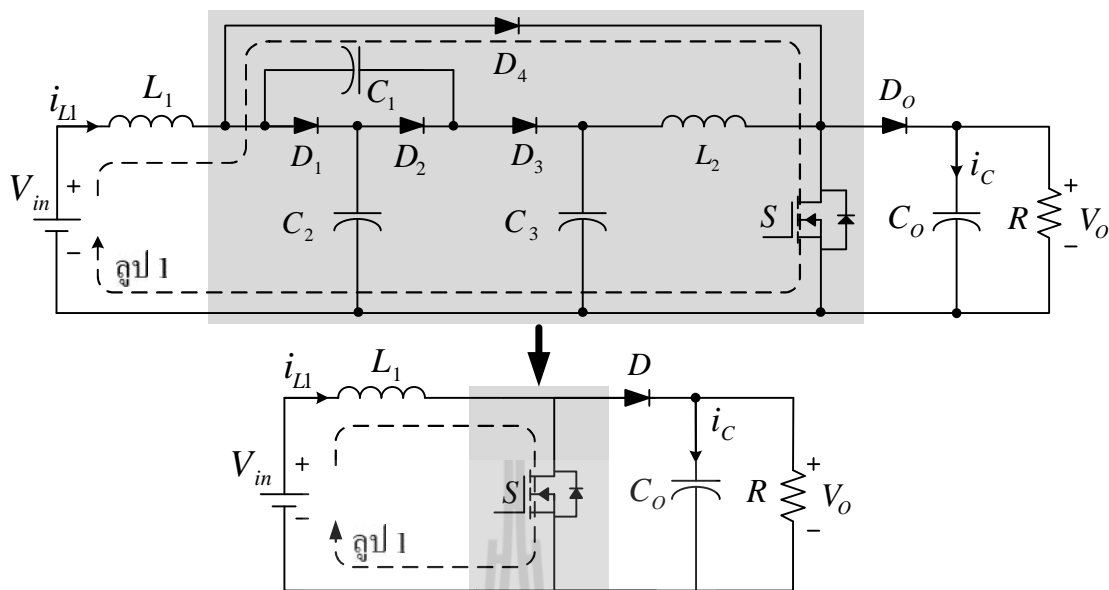
โดยค่าความถี่ธรรมชาติ มีค่าเท่ากับ $\zeta_n = \frac{1}{RC}$ rad/s (K.M. Tsang and W.L. Chan, 2005) และค่าอัตราหน่วง $\zeta = 1$ เพื่อให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงวิกฤต (critically damped response) สำหรับการออกแบบให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงวิกฤตเพื่อให้ผลตอบสนองของระบบไม่มีการพุ่งเกินเกิดขึ้น ซึ่งการพุ่งเกินของแรงดันอาจส่งผลทำให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรเกิดความเสียหายได้ในกรณีนำไปทดสอบกับชุดทดสอบ (Jorge Alberto Morales-Saldana and Roberto Galarza-Quirino, 2006) ความสัมพันธ์ในการหาค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในการควบคุมลูปรองแรงดันดังสมการ (4.9) และ (4.10)

$$K_{PV} = 2\zeta_n C_o - \frac{1}{R} \quad (4.9)$$

$$K_{IV} = \zeta_n^2 C_o \quad (4.10)$$

4.2.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอลูปรกระแส (Current Controller Loop)

การออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปรกระแสของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น จะทำการออกแบบคล้ายกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปรองแรงดัน คือทำการเทียบเคียงโครงสร้างของวงจรระหว่างวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นกับวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิม เพื่อพิจารณาเทียบเคียงพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สำคัญสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอในลูปรกระแส ซึ่งการเทียบเคียงโครงสร้างของวงจรระหว่างวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นกับวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิม แสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียงวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม
สำหรับออกแบบตัวควบคุมพีไอลูบกระแส

พิจารณาโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียงวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_{in}(t) = (1 - d(t))V_o(t) + V_{L1}(t)$$

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = V_{in}(t) - (1 - d(t))V_o(t) \quad (4.11)$$

พิจารณาค่าวัฏจักรหน้าที่เป็นศูนย์ จะได้ (4.12)

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = V_{in}(t) - V_o(t) \quad (4.12)$$

จาก (4.12) ทำการแปลงลาปลาซได้ดังนี้

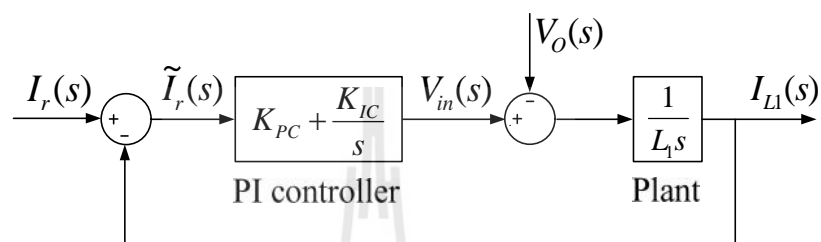
$$L_1 s I_{L1}(s) = V_{in}(s) - V_o(s) \quad (4.13)$$

จาก (4.13) ดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้พลานต์สำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในส่วนของการควบคุมกระแส (4.14)

$$\frac{I_{L1}(s)}{V_{in}(s) - V_o(s)} = \frac{1}{L_1 s} \quad (4.14)$$

จากสมการตัวควบคุมพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน (4.15) จะได้แผนภาพการควบคุม กระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ แสดงดังรูปที่ 4.5

$$G_{CC}(s) = K_{PC} + \frac{K_{IC}}{s} \quad (4.15)$$



รูปที่ 4.5 แผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากแผนภาพที่แสดงดังรูปที่ (4.5) ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบ ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมพีไอในลูปกระแส

$$\frac{I_{L1}(s)}{I_r(s)} = \frac{\left(\frac{K_{PC}s + K_{IC}}{s}\right)(V_{in})\left(\frac{1}{L_1 s}\right)}{1 + \left(\frac{K_{PC}s + K_{IC}}{s}\right)(V_{in})\left(\frac{1}{L_1 s}\right)} \quad (4.16)$$

$$\frac{I_{L1}(s)}{I_r(s)} = \frac{K_{PC}V_{in}s + K_{IC}V_{in}}{s^2 + K_{PC}\left(\frac{V_{in}}{L_1}\right)s + K_{IC}\left(\frac{V_{in}}{L_1}\right)} \quad (4.17)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปกระแส จะอาศัย การเทียบสัมประสิทธิ์เช่นเดียวกับลูปแรงดัน โคนจะเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนาม ลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด (4.17) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน (4.18)

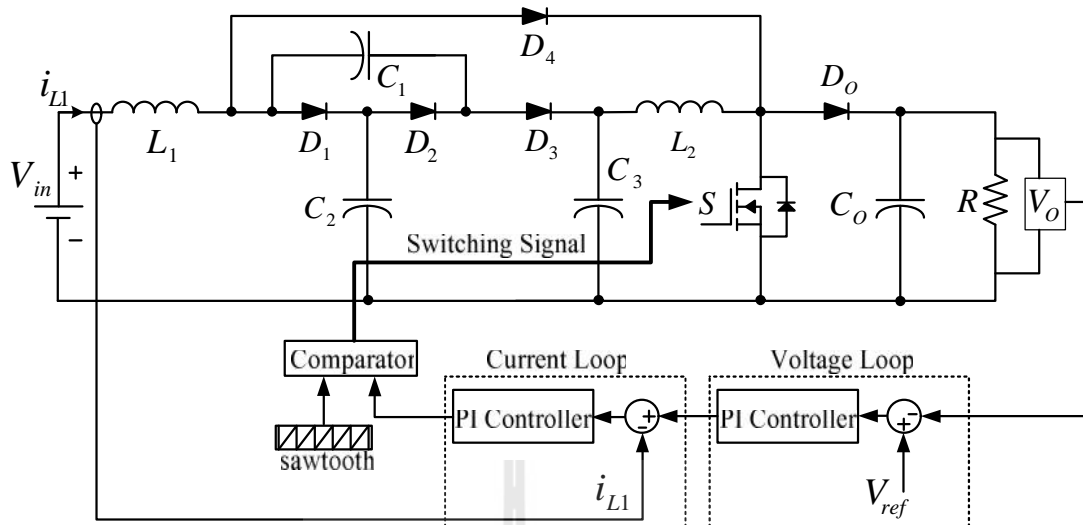
$$G(s) = \frac{\check{S}_n^2}{s^2 + 2'\check{S}_{ni}s + \check{S}_{ni}^2} \quad (4.18)$$

ค่าความถี่ธรรมชาติของลูปกระแส โดยปกติลูปกระแสจะมีความเร็วมากกว่าลูปแรงดันประมาณ 4 เท่า เพื่อให้ลูปกระแสได้คำนวณค่าผลตอบสนองของระบบในสภาวะคงตัวก่อนจะเข้าลูปการคำนวณใหม่ ซึ่งค่าความถี่ธรรมชาติของลูปกระแส มีค่าเท่ากับ $\omega_{ni} = N\omega_n$ rad/s โดยค่า N คือจำนวนเท่าของความถี่ธรรมชาติที่ลูปกระแสทำงานต่างจากลูปแรงดัน จากนั้นทำการเลือกค่า N ที่เหมาะสม โดยการเลือกค่า N จะส่งผลต่อค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับผลตอบสนองของระบบ ดังนั้นจะเลือกใช้ N เท่ากับ 100 ซึ่งที่ค่า N ดังกล่าวค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับผลตอบสนองของระบบจะอยู่ในเกณฑ์ที่เหมาะสม ส่วนค่าอัตราการหน่วงเลือกใช้ $\zeta = 1$ ทำให้ผลตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงวิกฤต (critically damped response) เช่นเดียวกับลูปแรงดันเพื่อไม่ให้ผลตอบสนองของระบบมีการพุ่งเกินเกิดขึ้น ซึ่งการพุ่งเกินของกระแสอาจส่งผลทำให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรเช่นกัน ความสัมพันธ์ในการหาค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในการควบคุมลูปกระแสดังสมการ (4.19) และ (4.20)

$$K_{PC} = \frac{2' \zeta_{ni} L_1}{V_{in}} \quad (4.19)$$

$$K_{IC} = \frac{\zeta_{ni}^2 L_1}{V_{in}} \quad (4.20)$$

จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอทั้งลูปแรงดัน และลูปกระแสของวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม สามารถนำตัวควบคุมพีไอที่ทำการออกแบบมาประยุกต์ใช้กับวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยโครงสร้างภาพรวมของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเมื่อประยุกต์ใช้ตัวควบคุมพีไอแสดงดังรูปที่ 4.6 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่มีนัยสำคัญที่ถูกนำมาใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ คือ ตัวเหนี่ยวนำ L , ตัวเก็บประจุ C_o และโหลดตัวต้านทาน R เช่นเดียวกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม



รูปที่ 4.6 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์การควบคุมชนิดพีไอวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นดังที่นำเสนอไว้ในบทที่ 3 ทั้งนี้จะมีการปรับเปลี่ยค่าพารามิเตอร์ให้สอดคล้องกับค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้ในการสร้างชุดทดสอบ ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้ในคำนวณเพื่อออกแบบตัวควบคุมพีไอ แสดงดังตารางที่ 4.1 โดยค่าพารามิเตอร์ที่มีการปรับเปลี่ยน คือ ตัวเหนี่ยวนำ L_1 , L_2 ตัวเก็บประจุ C_o และ โหลดตัวต้านทาน R

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับออกแบบตัวควบคุมพีไอ

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ขนาด
V_{in}	แรงดันอินพุต	20 V
L_1, L_2	ตัวเหนี่ยวนำ	15 mH
C_1, C_2, C_o	ตัวเก็บประจุ	100 μ F
C_3	ตัวเก็บประจุ	150 μ F
R	โหลดตัวต้านทาน	320 Ω
f_{sw}	ความถี่สวิตช์	20 kHz

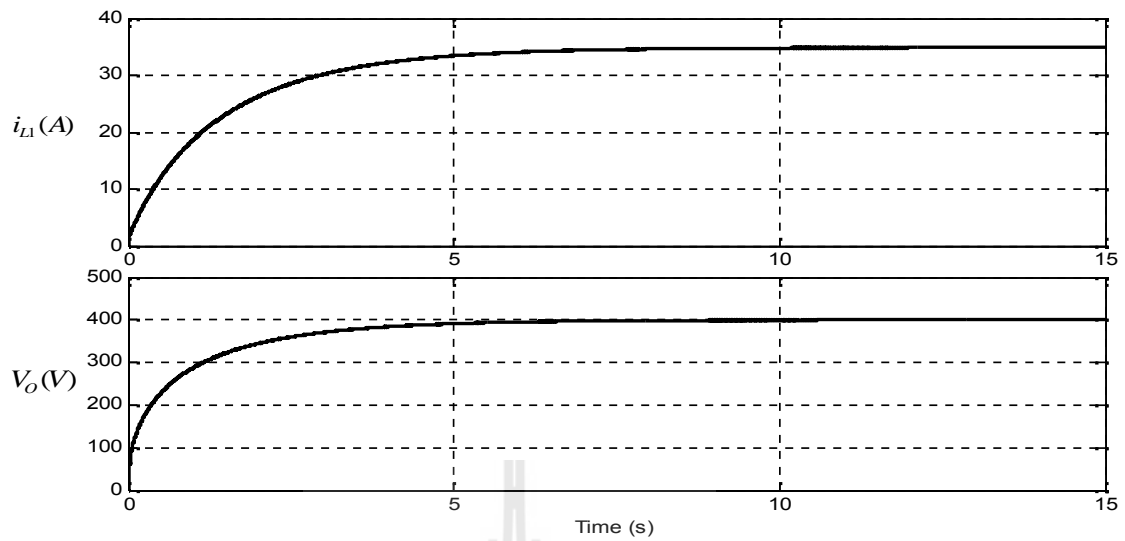
หลังจากได้ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้สำหรับคำนวณเพื่อออกแบบตัวควบคุมพีไอแล้ว ทำการคำนวณเพื่อหาค่าตัวควบคุมพีไอทั้งรูปแรงดัน และรูปกระแส โดยค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอทั้งรูปแรงดัน และรูปกระแส แสดงดังตารางที่ 4.2 จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบผลตอบสนองของระบบ ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

สัญลักษณ์	ค่าพารามิเตอร์
ω_n	31.25
K_{PV}	0.003125
K_{IV}	0.09766
ω_{mi}	3125
K_{PC}	4.6875
K_{IC}	7327.22

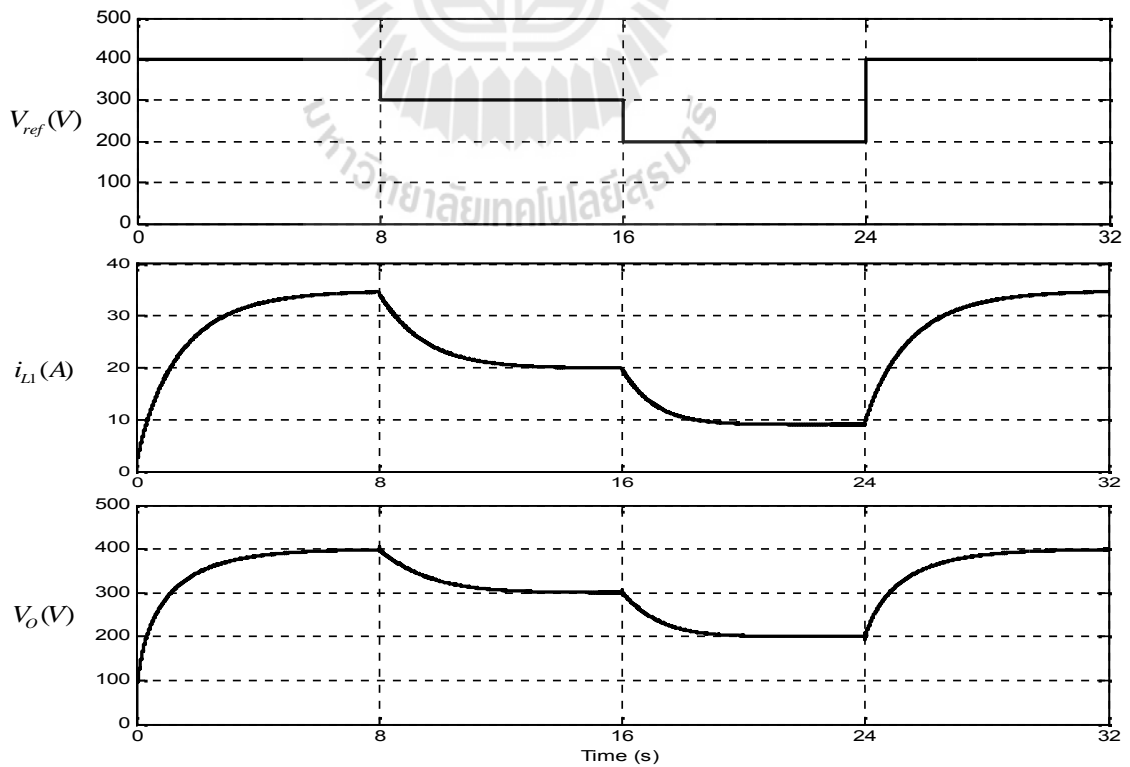
4.3 ผลการจำลองสถานการณ์

ทำการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีตัวควบคุมพีไอ เพื่อพิจารณาสมรรถนะของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเมื่อใช้ร่วมกับตัวควบคุมพีไอ โดยให้แรงดันอินพุตเป็น $20 V_{dc}$ และแรงดันเอาต์พุตเป็น $400 V_{dc}$ เพื่อตรวจสอบว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ ออกแบบมานั้นสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ $400 V_{dc}$ ได้หรือไม่ ทั้งนี้ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ แสดงดังตารางที่ 4.1 และ 4.2 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 4.7 จากผลการจำลองสถานการณ์พบว่าวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันจากแรงดันอินพุต $20 V_{dc}$ ให้ได้แรงดันเอาต์พุตคงที่ที่ $400 V_{dc}$ เมื่อถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอที่ได้ ออกแบบมา สังเกตว่าในช่วงเวลาสถานะช่วงครุ ไม่มีการพุ่งเกินของทั้งกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุต ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอ โดยกระแสอินพุต i_{L1} อยู่ที่ประมาณ 35 A และแรงดันเอาต์พุตคงที่ที่ $400 V_{dc}$ ที่สถานะอยู่ตัว



รูปที่ 4.7 ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น
ร่วมกับตัวควบคุมพีไอ

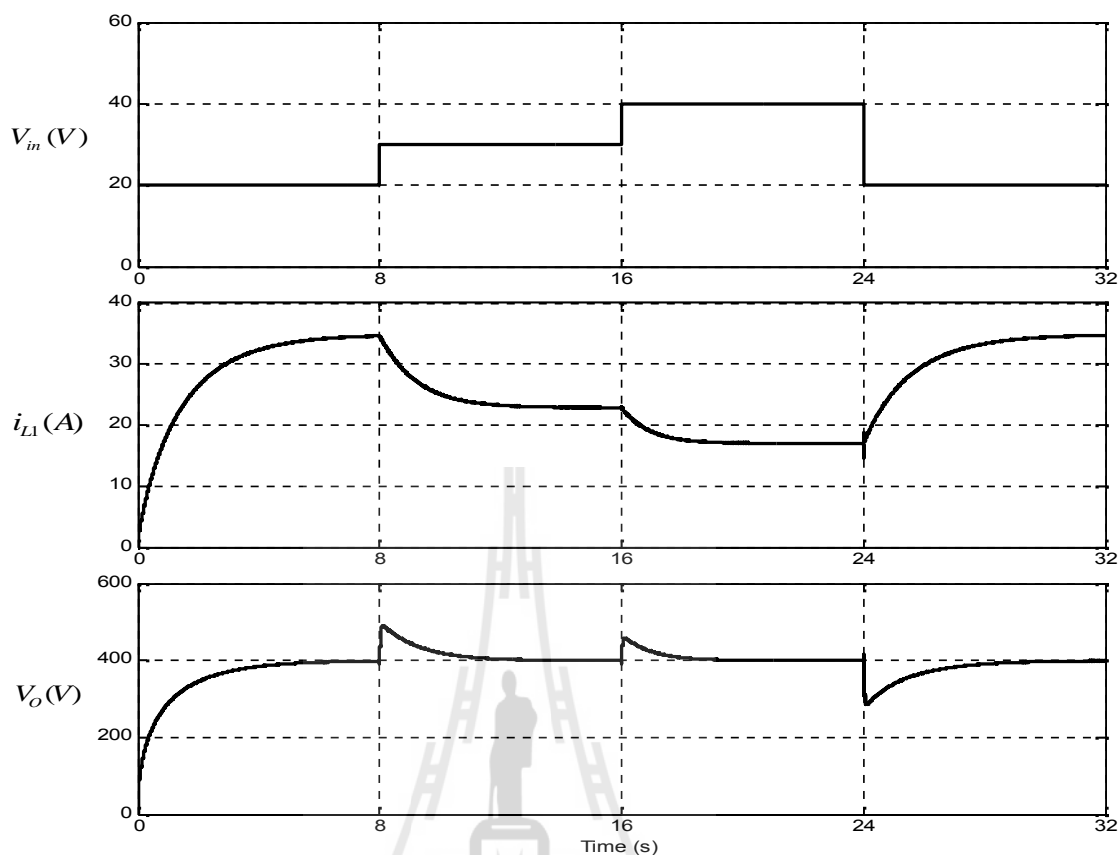
ทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง (V_{ref}) เพื่อตรวจสอบตัวควบคุมพีไอที่ได้ ออกแบบมานั้นยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้ได้ตามต้องการ ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง

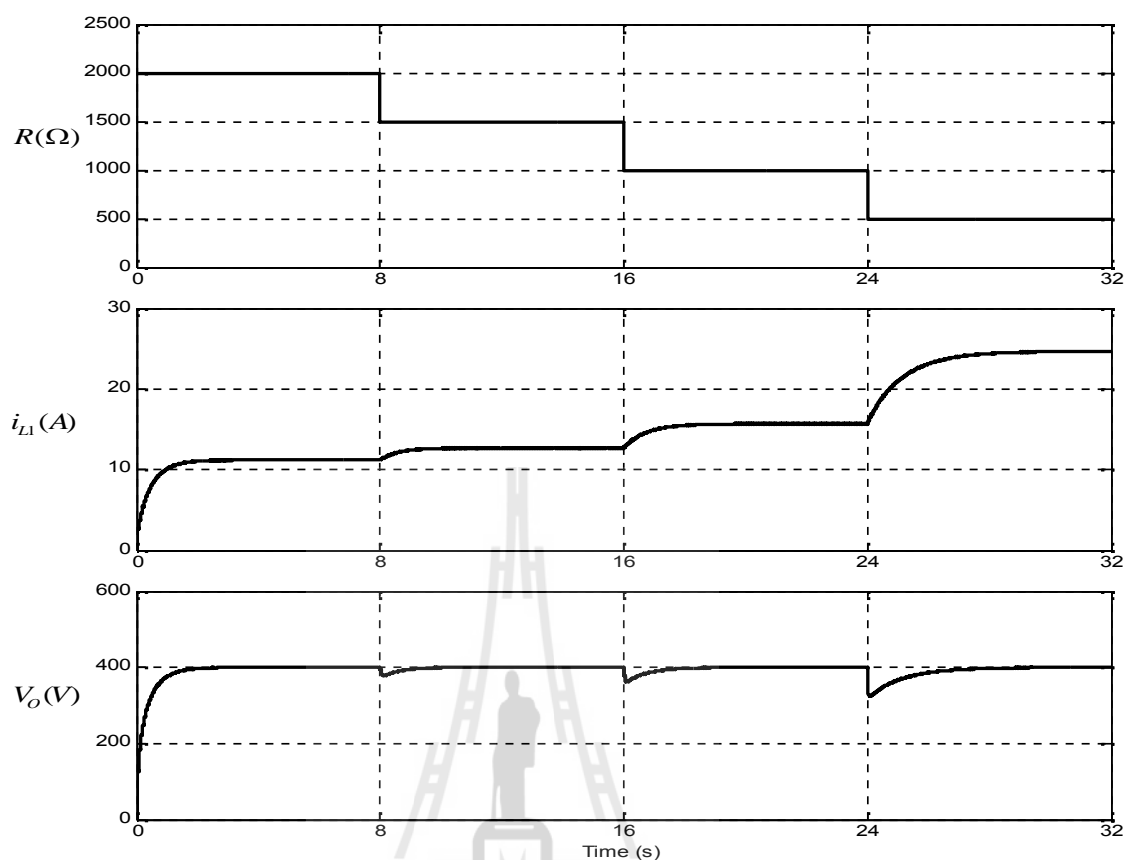
จากผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ดังรูปที่ 4.8 สังเกตว่าวินาทีที่ 8 และ 16 กำหนดให้แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงลดลงทีละ 100 V_{dc} หลังจากนั้นในวินาทีที่ 24 ทำการเพิ่มแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเป็น 400 V_{dc} ผลจากการจำลองสถานการณ์ได้ยืนยันว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ทำการออกแบบอย่างง่าย โดยอาศัยแนวทางการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมเป็นพื้นฐาน ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตามต้องการ อีกทั้งยังไม่มี การฟุ้งเกินของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตเกิดขึ้นตามข้อกำหนดที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมด้วย ส่วนกระแสอินพุต i_{L1} นั้นมีการเปลี่ยนแปลงตามแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าอินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรเมื่อได้รับแรงดันอินพุต 20 V_{dc} เพื่อเป็นการยืนยันความสามารถของตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบมา จะทำการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุตให้มีการเปลี่ยนแปลงในช่วง $20\text{-}40\text{ V}_{dc}$ โดยกำหนดค่าแรงดันอินพุตเริ่มต้นที่ 20 V_{dc} จากนั้นทำการเพิ่มระดับแรงดันอินพุตครั้งละ 10 V_{dc} ในวินาทีที่ 8 และ 16 จากนั้นกำหนดให้แรงดันอินพุตลดลง 20 V_{dc} ในวินาทีที่ 24 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันอินพุต วงจรควบคุมชนิดพีไอยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 V_{dc} ได้ ซึ่งช่วงเวลาที่แรงดันอินพุตเพิ่มขึ้น แรงดันเอาต์พุตจะเกิดการฟุ้งเกิน เนื่องจากได้รับแรงดันอินพุตเพิ่มขึ้น ก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงตัว และเกิดแรงดันตกในช่วงเวลาที่ระดับแรงดันอินพุตลดลงก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงตัว ส่วนกระแสอินพุต i_{L1} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 จะเปลี่ยนแปลงตามค่าแรงดันอินพุต คือ เมื่อแรงดันอินพุตต่ำค่ากระแสอินพุตจะสูง และเมื่อแรงดันอินพุตสูงค่ากระแสอินพุตจะต่ำ ตามความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าอินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นร่วมกับ ตัวควบคุมพีไอ เมื่อค่าแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

นอกจากการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุตแล้ว การตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของ วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเมื่อทำงานร่วมกับตัวควบคุมพีไอยังสามารถทำได้โดยการ ปรับเปลี่ยนค่าโหลดตัวต้านทาน ซึ่งเมื่อโหลดตัวต้านทานมีการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ก็มีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยการจำลองสถานการณ์ของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ให้แรงดันอินพุตเป็น $20 V_{dc}$ กำหนดให้โหลดตัวต้านทานเริ่มต้นที่ 2000Ω จากนั้นกำหนดให้โหลด ตัวต้านทานลดลงครั้งละ 500Ω ทุก ๆ 8 วินาที จนกระทั่ง โหลดตัวต้านทานอยู่ที่ 500Ω ผลการ จำลองสถานการณ์ของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 4.10 พบว่าเมื่อโหลดตัว ต้านทานลดลงวงจรควบคุมชนิดพีไอยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ $400 V_{dc}$ ได้ และ ช่วงเวลาที่โหลดตัวต้านทานลดลง จะเกิดแรงดันตกในช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลง โหลดตัว ต้านทาน ส่วนกระแสอินพุต i_{L1} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 จะเพิ่มขึ้นเมื่อโหลดตัวต้านทานมีค่า ลดลง ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าอินพุตและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต



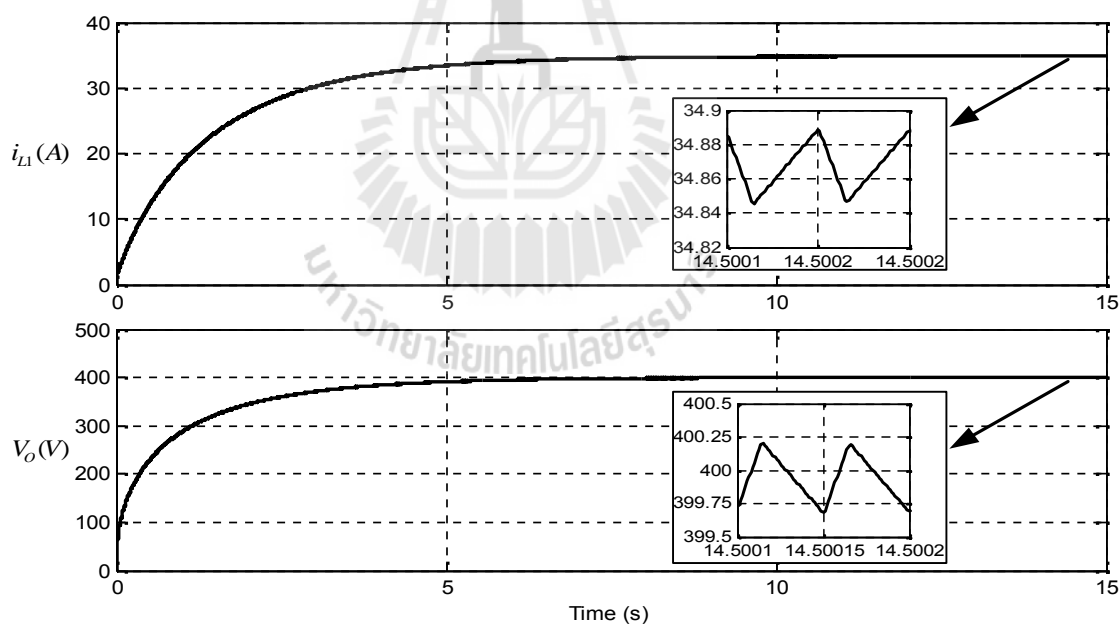
รูปที่ 4.10 ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นร่วมกับตัวควบคุมพีไอ เมื่อโหลดตัวต้านทานมีการเปลี่ยนแปลง

จากนั้นทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นให้มีค่าลดลงและเพิ่มขึ้น เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของตัวควบคุมพีไอ ที่ออกแบบสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ปรับเปลี่ยนแสดงดังตารางที่ 4.3 เป็นการลดและเพิ่มขนาดค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 30 % ซึ่งการลดและเพิ่มขนาดของค่าพารามิเตอร์ 30 % นั้น ค่าพารามิเตอร์ถูกปรับเปลี่ยนให้น้อยลงหรือเพิ่มขนาดขึ้นอย่างชัดเจน จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันสมรรถนะของตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอชุดเดิม ดังตาราง 4.2 เพื่อสังเกตว่าเมื่อค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีการเปลี่ยนแปลง ตัวควบคุมพีไอที่ได้ทำการออกแบบยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการได้หรือไม่

ตารางที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการปรับเปลี่ยน

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ขนาด (100%)	ขนาดลดลง (30%)	ขนาดเพิ่มขึ้น (30%)
V_{in}	แรงดันอินพุต	20 V		
L_1, L_2	ตัวเหนี่ยวนำ	15 mH	10.5 mH	19.5 mH
C_1, C_2, C_o	ตัวเก็บประจุ	100 μ F	70 μ F	130 μ F
C_3	ตัวเก็บประจุ	150 μ F	105 μ F	195 μ F
R	โหลดตัวต้านทาน	320 Ω		
f_{sw}	ความถี่สวิตช์	20 kHz		

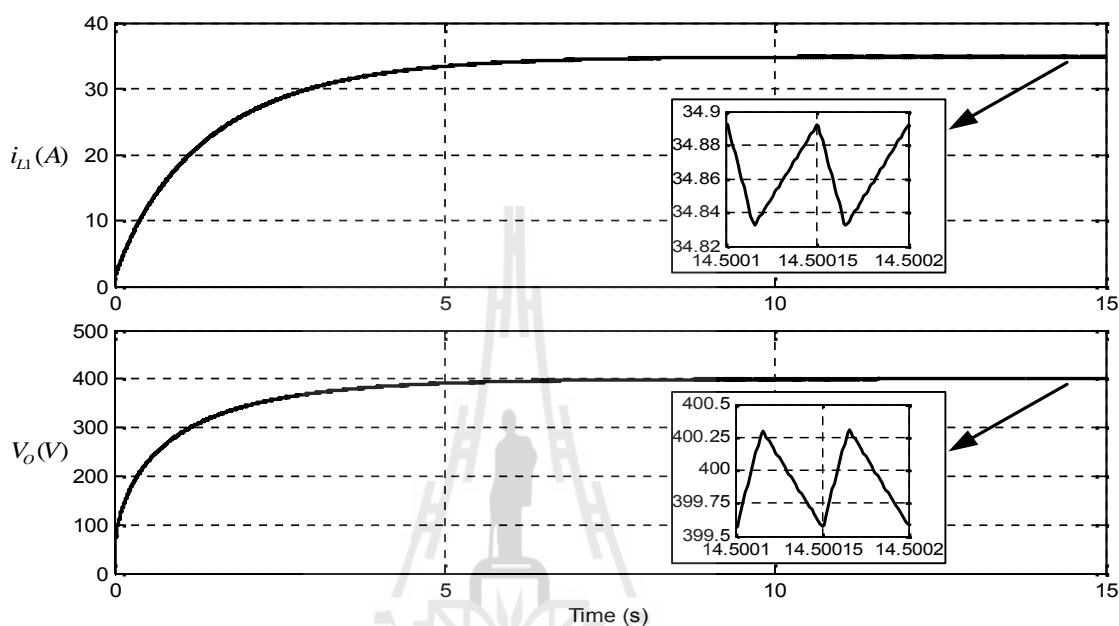
ทำการจำลองสถานการณ์ โดยค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นยังไม่มี การเปลี่ยนแปลง ซึ่งกำหนดให้แรงดันอินพุตเป็น 20 V_{dc} และกำหนดแรงดันเอาต์พุตคงที่ ที่ 400 V_{dc} ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 4.11 พบว่าตัว ควบคุมพีโอทีได้ออกแบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ที่ 400 V_{dc} ได้ ส่วนกระแสอินพุต i_{L1} มีค่าประมาณ 34.87 A



รูปที่ 4.11 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อนำขนาดของพารามิเตอร์ยังไม่มีเปลี่ยนแปลง

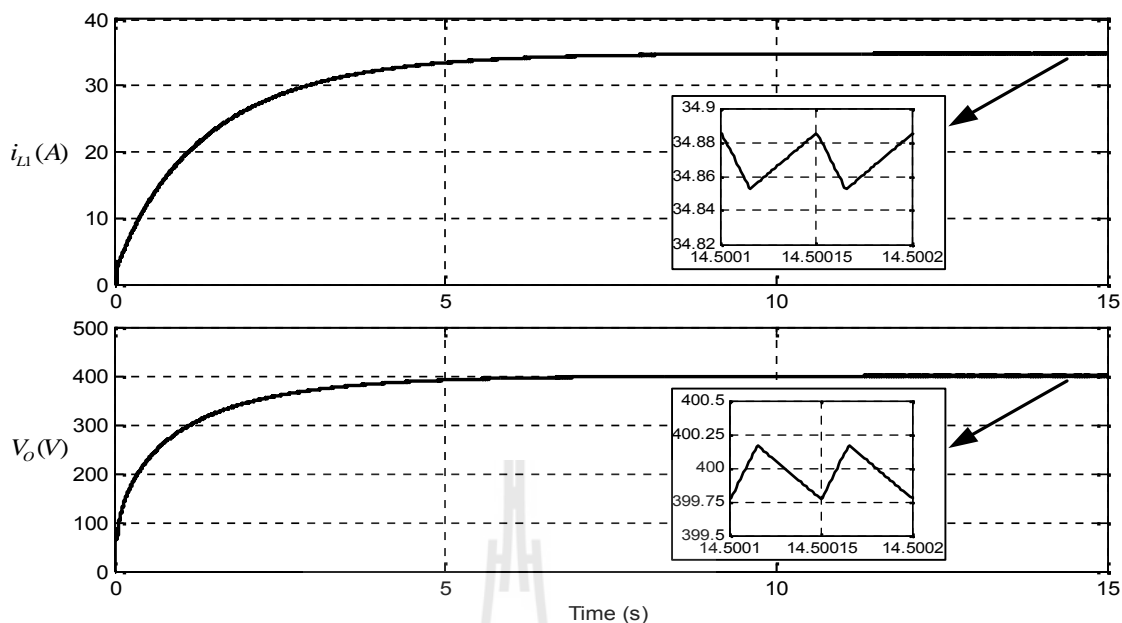
จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์ โดยลดค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่ พัฒนาขึ้นลง 30 % ทั้งนี้กำหนดให้แรงดันอินพุตเป็น 20 V_{dc} และกำหนดแรงดันเอาต์พุตคงที่ ที่ 400 V_{dc} ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อลดขนาดพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นลง 30% แสดงได้ดังรูปที่ 4.12 พบว่าเมื่อนำพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีการ

เปลี่ยนแปลงตัวควบคุมพีไอยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 V_{dc} ได้ ส่วนกระแสอินพุต i_{LI} มีค่าประมาณ 34.86 A ซึ่งทั้งกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงคือ มีการกระเพื่อมของทั้งกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากขนาดของค่าพารามิเตอร์มีขนาดลดลงนั่นเอง



รูปที่ 4.12 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อลดขนาดของพารามิเตอร์ลง 30 %

จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์ เช่นเดียวกับกรณีก่อนหน้านี้ ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อเพิ่มขนาดพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นให้สูงขึ้น 30% แสดงได้ดังรูปที่ 4.13 พบว่าเมื่อค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีการเปลี่ยนแปลงตัวควบคุมพีไอยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 V_{dc} ได้ และกระแสอินพุต i_{LI} มีค่าประมาณ 34.87 A ซึ่งค่ากระแสอินพุตทั้งสามกรณีมีค่าใกล้เคียงกันมาก โดยทั้งกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงสลับกับกรณีก่อนหน้านี้คือ มีการกระเพื่อมของทั้งกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตลดลง เนื่องจากขนาดของค่าพารามิเตอร์มีขนาดเพิ่มขึ้น ทั้งนี้การลดหรือเพิ่มขนาดของพารามิเตอร์ภายในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ตัวควบคุมพีไอที่ได้ทำการออกแบบอย่างง่าย โดยอ้างอิงการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมเป็นพื้นฐานสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 4.13 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อเพิ่มขนาดของพารามิเตอร์ขึ้น 30 %

4.4 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ซึ่งได้อาศัยหลักการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิมเป็นพื้นฐาน เพื่อตรวจสอบถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเมื่อใช้งานร่วมกับตัวควบคุมพีไอที่ทำการออกแบบ ใช้การจำลองสถานการณ์ในสถานะต่าง ๆ เช่น เมื่อค่าแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง โหลดตัวต้านทานเกิดการเปลี่ยนแปลง และค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีการเปลี่ยนแปลง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าการทำงานของตัวควบคุมพีไอที่ได้ทำการออกแบบมานั้น สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ $400 V_{dc}$ ได้ แม้วงจรมีการเปลี่ยนแปลงตามสถานะต่าง ๆ การทำงานของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นร่วมกับตัวควบคุมพีไอนั้นยังสามารถทำตามเงื่อนไขได้ คือควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ $400 V_{dc}$

บทที่ 5

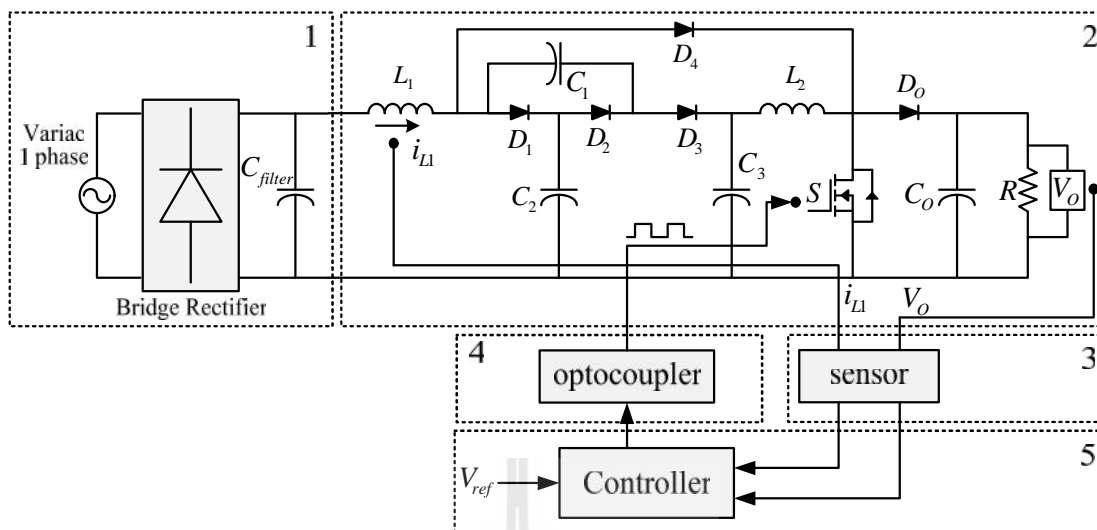
การสร้างชุดทดสอบ

5.1 บทนำ

จากบทที่ 3 และบทที่ 4 ได้นำเสนอการวิเคราะห์หลักการทำงาน และการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น รวมถึงผลการจำลองสถานการณ์การทำงาน ของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นในสถานะต่าง ๆ เพื่อยืนยันสมรรถนะของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นที่สามารถเพิ่มอัตราขยายแรงดันได้สูง 20 เท่า รวมถึงผลการจำลองสถานการณ์ เมื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ $400 V_{dc}$ ทำให้สามารถยืนยันได้ว่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ ดังนั้นในบทนี้จะนำเสนอการสร้างชุดทดสอบของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นสำหรับใช้ยืนยันผลการทดสอบว่ามีความสอดคล้องใกล้เคียงกับผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยเนื้อหาในบทนี้ประกอบด้วย การสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้กับระบบ วงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ตัวตรวจจับกระแสอินพุตรวมไปถึงตัวตรวจจับแรงดันเอาต์พุต วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัลสัญญาณ และการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

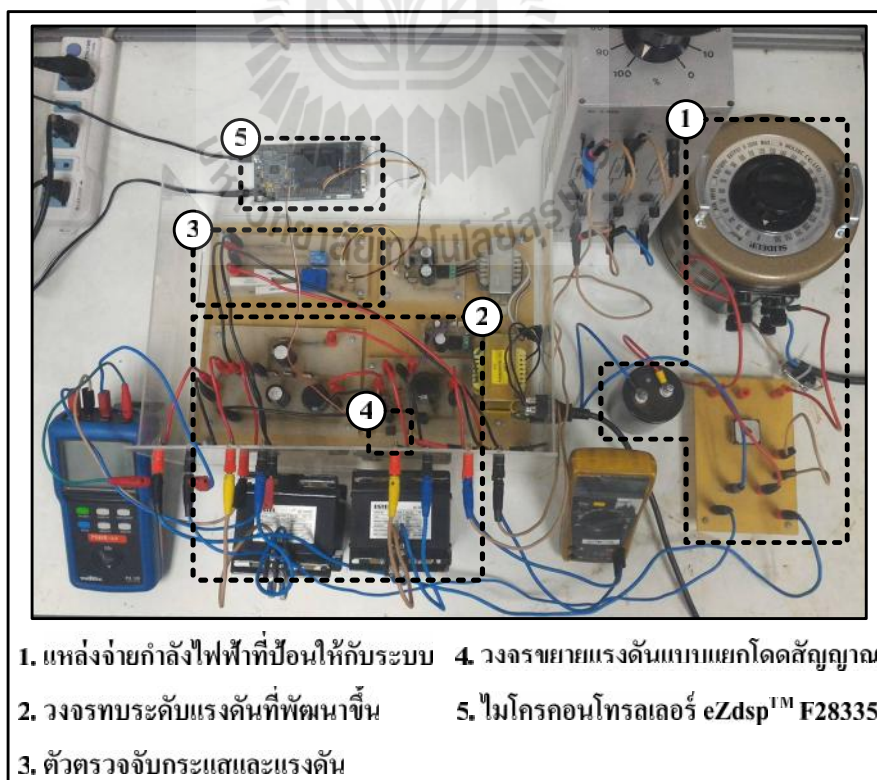
5.2 โครงสร้างของชุดทดสอบ

โครงสร้างของชุดทดสอบที่สร้างขึ้นสามารถแบ่งได้ดังนี้ ส่วนที่ 1 เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้กับระบบ ส่วนที่ 2 คือวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในส่วนที่ 3 คือตัวตรวจจับ ซึ่งมีตัวตรวจจับกระแสอินพุต i_{L1} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และตัวตรวจจับแรงดันเอาต์พุต V_o ที่ตกร่อมโหลดตัวต้านทาน R ส่วนที่ 4 เป็นวงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัลสัญญาณ และส่วนที่ 5 เป็นการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ซึ่งตัวควบคุมที่ใช้เป็นตัวควบคุมพีไอ ทำการประมวลผลเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตผ่านบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335 ซึ่งโครงสร้างของชุดทดสอบที่สร้างขึ้นแบ่งเป็น 5 ส่วนที่สำคัญ แสดงได้ดังรูปที่ 5.1



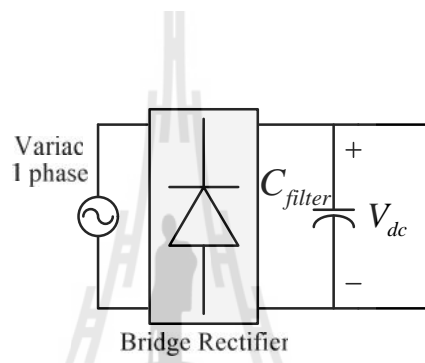
รูปที่ 5.1 โครงสร้างของชุดทดสอบที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

สำหรับชุดทดสอบจริงที่สร้างขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 5.2 สำหรับรายละเอียดในการสร้างชุดทดสอบ ได้นำเสนอในหัวข้อต่าง ๆ ดังนี้



1. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้กับระบบ
2. วงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น
3. ตัวตรวจจับกระแสและแรงดัน
4. วงจรขยายแรงดันแบบแยกโดดสัญญาณ
5. ไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335

รูปที่ 5.2 ชุดทดสอบจริงของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

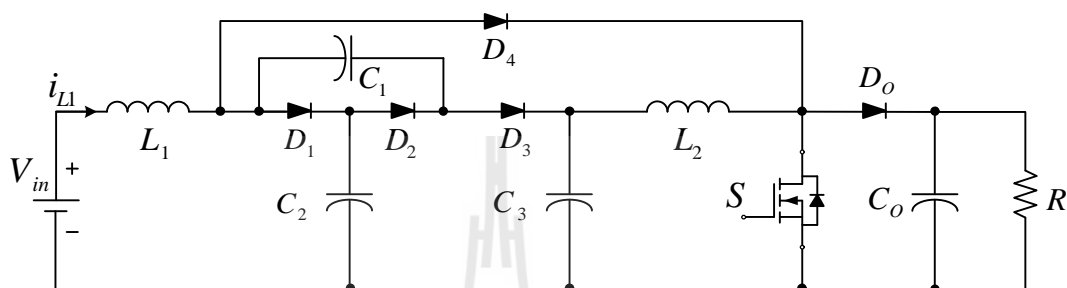


มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



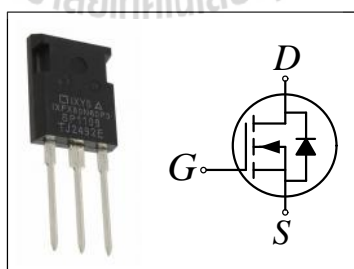


การสร้างชุดทดสอบของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเพื่อใช้สำหรับทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยการออกแบบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่าง ๆ ภายในวงจร ได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 3 ซึ่งโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 5.7 ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L_1 , L_2 ตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 , C_3 , C_o ไดโอดกำลัง D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_o สวิตช์กำลัง S และโหลดตัวต้านทาน R



รูปที่ 5.7 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

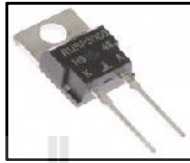
สำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นจะใช้อุปกรณ์สวิตช์กำลังที่เป็นลักษณะมอดูล ซึ่งจะคำนึงถึงพิกัดของกระแสและแรงดันไฟฟ้าเป็นสำคัญ โดยค่าพิกัดของกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์มีค่าเท่ากับ 10 A และค่าพิกัดของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์มีค่าเท่ากับ 400 V ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้มอดูลของมอสเฟต IXFX80N60P3 เป็นมอสเฟตที่มีพิกัดแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 600 V และค่าพิกัดกระแสเท่ากับ 80 A มอดูลของมอสเฟตดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 มอดูลของมอสเฟตสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

การเลือกตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ต้องคำนึงถึงค่าการกระเพื่อมของกระแส โดยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 3 ซึ่งตัวเหนี่ยวนำทั้ง





สามารถสรุปเบอร์ ขนาดและพิกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้สร้างชุดทดสอบ ดังตารางที่

5.1

ตารางที่ 5.1 เบอร์ ขนาดและพิกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้สร้างชุดทดสอบ

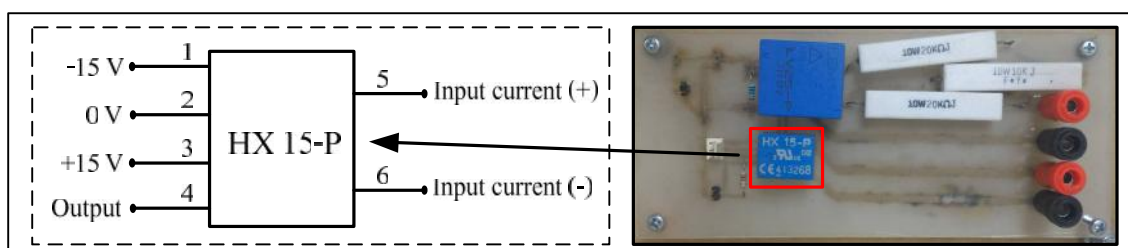
อุปกรณ์	สัญลักษณ์	เบอร์	ขนาด	พิกัด
มอสเฟต	S	IXFX80N60P3	-	80 A, 600 V
ตัวเหนี่ยวนำ	L_1, L_2	-	15 mH	10 A, 500 V
ตัวเก็บประจุ	$C_1, C_2,$	-	100 μ F	400 V
ตัวเก็บประจุ	C_3	-	150 μ F	400 V
ตัวเก็บประจุ	C_o	-	100 μ F	450 V
ไดโอด	D_1, D_2, D_3, D_4, D_o	RURP3060	-	30 A, 600 V
โหลดตัวต้านทาน	R	-	2000 - 25000 Ω	120 W

5.5 วงจรตรวจจับสัญญาณ

วงจรตรวจจับสัญญาณสร้างขึ้นสำหรับตรวจจับสัญญาณซึ่งจะถูกส่งไปประมวลผลยังชุดควบคุมเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมการทำงานของสวิทช์กำลัง โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ตัวตรวจจับสัญญาณ 2 ตัว คือ ตัวตรวจจับกระแสอินพุต i_{L1} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และตัวตรวจจับแรงดันเอาต์พุต V_o

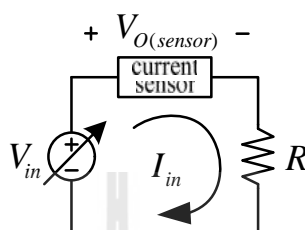
5.5.1 ตัวตรวจจับกระแส

ตัวตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 เลือกใช้ตัวตรวจจับกระแสเบอร์ HX 15-P มีพิกัดการวัดกระแส 15 A โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้กระแสอินพุตไม่เกิน 10 A ซึ่งตัวตรวจจับกระแสที่เลือกใช้มีความสามารถเพียงพอ โครงสร้างตัวตรวจจับกระแสเบอร์ HX 15-P แสดงได้ดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 โครงสร้างตัวตรวจจับกระแสเบอร์ HX 15-P

การเปรียบเทียบตัวตรวจจับกระแสนั้น ทำการสร้างวงจรไฟฟ้าขึ้นมาแสดงดังรูปที่ 5.14 เพื่อหาความสัมพันธ์ของกระแส I_{in} ที่ไหลผ่านตัวตรวจจับกระแส โดยวัดแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากตัวตรวจจับกระแส $V_{O(sensor)}$ เพื่อนำไปสร้างเป็นสมการเส้นตรงต่อไป



รูปที่ 5.14 วงจรทดสอบเพื่อสร้างหาความสัมพันธ์สมการเส้นตรงของตัวตรวจจับกระแส

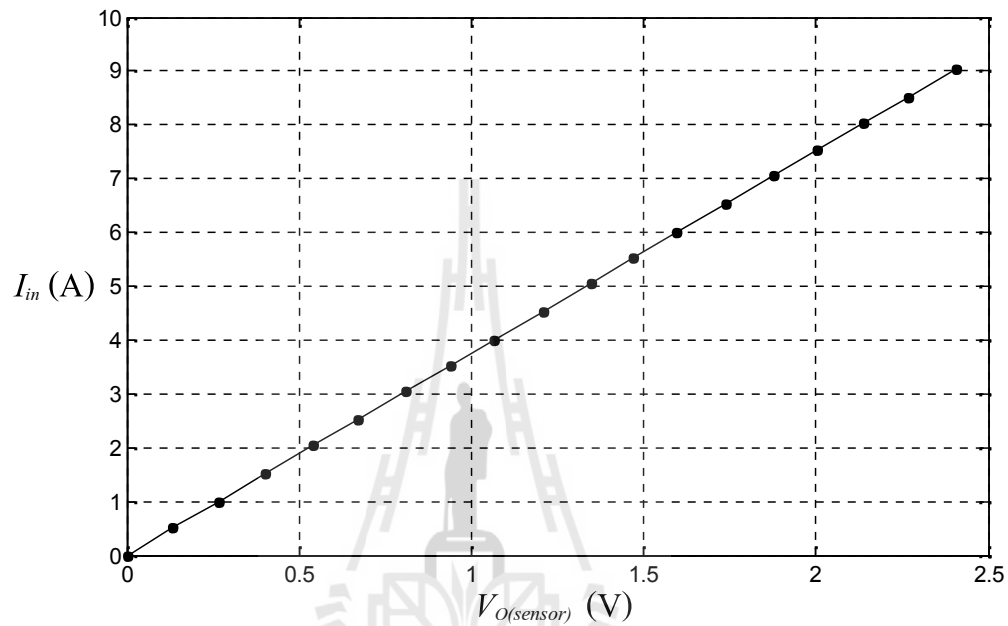
ขั้นตอนการทดสอบนั้น ทำการปรับแรงดันอินพุต V_{in} เพื่อให้กระแสที่ไหลในวงจรเพิ่มขึ้น โดยกำหนดโหลดตัวต้านทานเป็น 20Ω ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ตารางการทดสอบวงจรตัวตรวจจับกระแสไฟฟ้า

I_{in} (A)				$V_{O(sensor)}$ (V)			
ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
0	0	0	0	0	0	0	0
0.489	0.501	0.522	0.504	0.129	0.132	0.138	0.133
0.975	0.996	1.033	1.001	0.258	0.264	0.274	0.265
1.469	1.530	1.517	1.505	0.390	0.406	0.403	0.400
1.989	2.077	2.036	2.034	0.529	0.552	0.541	0.541
2.551	2.544	2.488	2.527	0.678	0.676	0.662	0.672
2.977	3.084	3.069	3.043	0.792	0.820	0.816	0.809
3.552	3.517	3.522	3.530	0.945	0.936	0.937	0.939
4.011	3.899	4.102	4.004	1.067	1.037	1.092	1.065
4.561	4.517	4.529	4.536	1.214	1.202	1.205	1.207
5.088	5.023	5.062	5.058	1.354	1.337	1.347	1.346
5.571	5.489	5.496	5.519	1.483	1.461	1.463	1.469
6.024	5.955	5.987	5.989	1.604	1.585	1.594	1.594
6.518	6.570	6.512	6.533	1.735	1.749	1.734	1.739
7.029	7.098	7.056	7.061	1.871	1.889	1.878	1.879
7.480	7.523	7.561	7.521	1.991	2.003	2.013	2.002
8.090	7.960	8.054	8.035	2.154	2.119	2.144	2.139

8.515	8.569	8.449	8.511	2.267	2.282	2.250	2.266
9.112	8.996	9.005	9.038	2.426	2.395	2.398	2.406

จากตารางที่ 5.2 สามารถนำมาสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของตัวตรวจจับ แสดงได้ดังรูปที่ 5.15



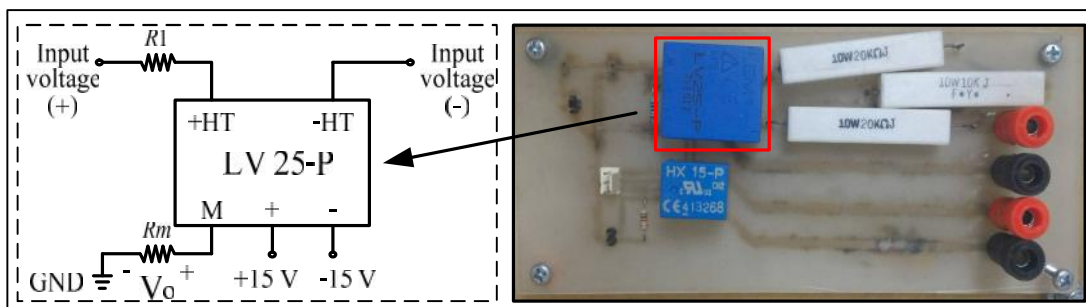
รูปที่ 5.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตของตัวตรวจจับ

จากรูปที่ 5.15 สามารถหาสมการเส้นตรงของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตของตัวตรวจจับ แสดงได้ดังนี้

$$I_{in} = 3.7536 V_{O(sensor)} + 0.0049 \quad (5.1)$$

5.5.2 ตัวตรวจจับแรงดัน

สำหรับตัวตรวจจับแรงดันเอาต์พุต เลือกใช้ตัวตรวจจับแรงดันเบอร์ LV 25-P มีพิกัดแรงดัน 500 V โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีแรงดันเอาต์พุตประมาณ 400 V ซึ่งตัวตรวจจับแรงดันดังกล่าวมีความคุณสมบัติเพียงพอในการตรวจจับแรงดัน ที่อยู่ในช่วง 0 – 500 V โครงสร้างตัวตรวจจับแรงดันเบอร์ LV 25-P แสดงได้ดังรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.16 โครงสร้างตัวตรวจจับแรงดันเบอร์ LV 25-P

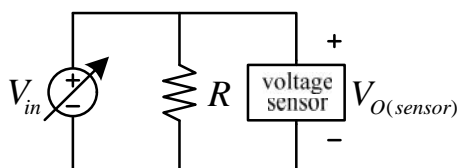
ก่อนอื่นต้องทำการออกแบบค่า R_1 ซึ่งอยู่ทางด้านอินพุต เพื่อไม่ให้กระแสทางด้านอินพุตไหลเกิน 10 mA เมื่อพิจารณาแรงดันอินพุตเท่ากับ 500 V การออกแบบ R_1 ดังสมการ (5.2)

$$R_1 = \frac{500 \text{ V}}{10 \times 10^{-3} \text{ A}} = 50 \text{ k}\Omega \quad (5.2)$$

ส่วนการออกแบบค่า R_m ซึ่งอยู่ทางด้านเอาต์พุต เพื่อปรับแรงดันของสัญญาณอนาล็อกที่จะเข้าบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ให้มีค่าไม่เกิน 3 V โดยกระแสทางด้านเอาต์พุตมีค่า 25 mA การออกแบบ R_m ดังสมการ (5.3)

$$R_m = \frac{3 \text{ V}}{25 \times 10^{-3} \text{ A}} = 120 \Omega \quad (5.3)$$

สำหรับการใช้งานตัวตรวจจับแรงดันนั้นทำเช่นเดียวกับตัวตรวจจับกระแส คือสร้างวงจรไฟฟ้าขึ้นมาแสดงดังรูปที่ 5.17 เพื่อหาความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุต V_{in} กับแรงดันไฟฟ้าที่วัดได้จากตัวตรวจจับกระแส $V_{O(sensor)}$ เพื่อนำไปสร้างเป็นสมการเส้นตรง



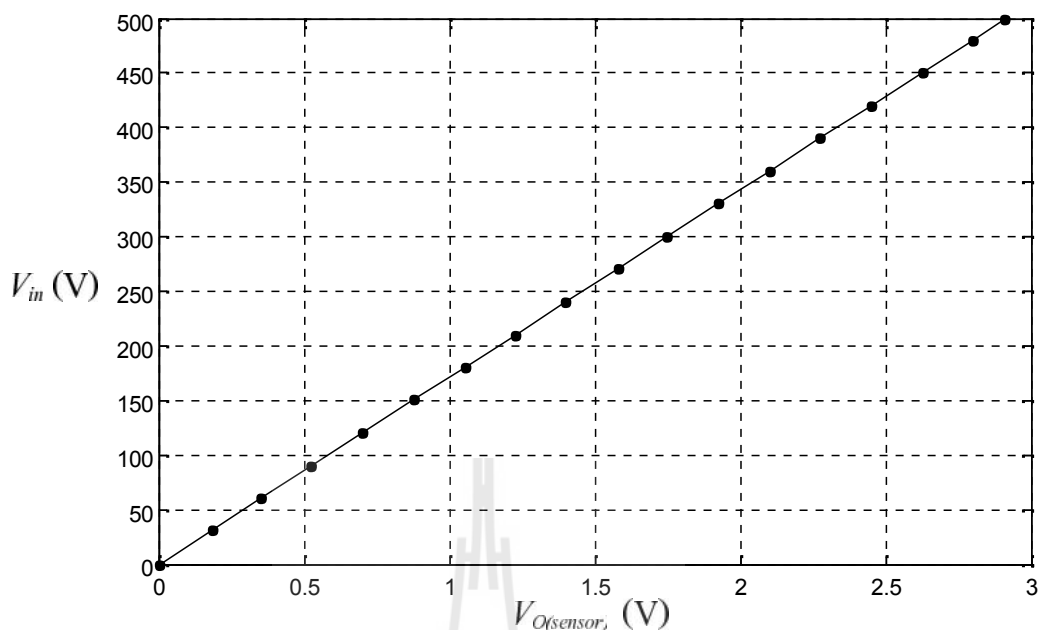
รูปที่ 5.17 วงจรทดสอบเพื่อสร้างความสัมพันธ์สมการเส้นตรงของตัวตรวจจับแรงดัน

ขั้นตอนการทดสอบนั้น ทำการปรับแรงดันอินพุต V_{in} จาก 30 V - 500 V เพื่อหาความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากตัวตรวจจับแรงดันไฟฟ้า ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ตารางการทดสอบวงจรตัวตรวจจับแรงดันไฟฟ้า

V_{in} (V)				$V_{O(sensor)}$ (V)			
ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
0	0	0	0	0	0	0	0
32.41	29.87	31.14	31.14	0.191	0.176	0.184	0.184
60.56	60.77	60.12	60.48	0.355	0.356	0.352	0.354
89.68	89.90	90.32	89.97	0.525	0.526	0.528	0.526
120.34	120.59	119.89	120.27	0.703	0.705	0.700	0.703
150.71	150.87	150.23	150.60	0.880	0.881	0.877	0.879
180.34	180.80	181.31	180.82	1.052	1.055	1.058	1.055
208.97	209.91	210.24	209.71	1.219	1.225	1.227	1.224
240.24	240.45	239.89	240.19	1.401	1.403	1.399	1.401
270.68	270.89	270.86	270.81	1.579	1.580	1.580	1.580
299.55	299.89	300.05	299.83	1.747	1.749	1.750	1.748
330.12	330.58	330.98	330.56	1.925	1.927	1.930	1.927
360.89	359.79	360.65	360.44	2.104	2.097	2.103	2.101
390.19	390.17	390.70	390.35	2.275	2.274	2.278	2.276
420.20	420.34	419.98	420.17	2.449	2.450	2.448	2.449
450.78	450.89	450.14	450.60	2.627	2.628	2.624	2.626
480.53	480.39	479.91	480.27	2.801	2.800	2.797	2.799
498.98	499.11	499.87	499.32	2.908	2.908	2.913	2.910

จากตารางที่ 5.3 สามารถนำมาสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของตัวตรวจจับ แสดงได้ดังรูปที่ 5.18



รูปที่ 5.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตของตัวตรวจจับ

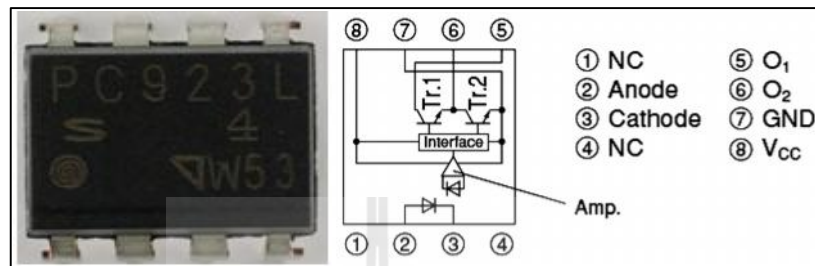
จากรูปที่ 5.18 สามารถหาสมการเส้นตรงของความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตของตัวตรวจจับ แสดงได้ดังนี้

$$V_{in} = 171.715 V_{O(\text{sensor})} - 0.3876 \quad (5.4)$$

5.6 วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคตสัญญาณ

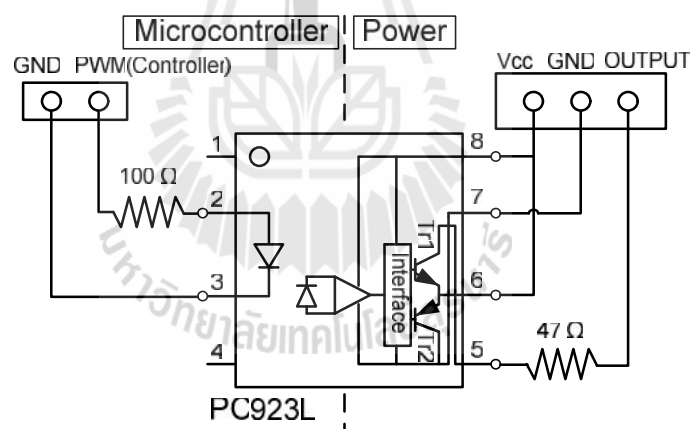
วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคตสัญญาณเป็นวงจรที่สร้างขึ้นเพื่อขยายสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ และแยกกราวด์ฝั่งแรงดันต่ำกับฝั่งแรงดันสูงออกจากกัน เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจรควบคุมขณะส่งสัญญาณขับขาเกตของสวิทช์กำลังให้กับวงจรกำลัง หลังจากได้รับสัญญาณ PWM ที่ได้จากการประมวลผลของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับใช้ในการควบคุมการทำงานของสวิทช์กำลังเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ จะคิดปัญหาที่ทำให้สวิทช์กำลังไม่ทำงานคือ แรงดันเอาต์พุตของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์มีค่าแรงดันต่ำไม่เพียงพอในการขับขาเกตของสวิทช์กำลังให้ทำงาน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรที่สามารถขยายสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อให้สวิทช์กำลังในวงจรสามารถทำงานได้

วงจรแยกโศดแบบขยายสัญญาณใช้ไอซีออปโตเบอร์ PC923L เป็นวงจรแยกโศดที่มีการขยายสัญญาณในตัววงจร โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้สวิตช์กำลังที่เลือกใช้ต้องการสัญญาณขนาด 13 V เพื่อขับให้ขาเกดของสวิตช์กำลังทำงาน โครงสร้างของไอซีออปโตเบอร์ PC923L แสดงดังรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.19 โครงสร้างของไอซีออปโตเบอร์ PC923L

สำหรับการใช้งานวงจรแยกโศดแบบขยายสัญญาณ ต่อวงจรตามรูปที่ 5.20

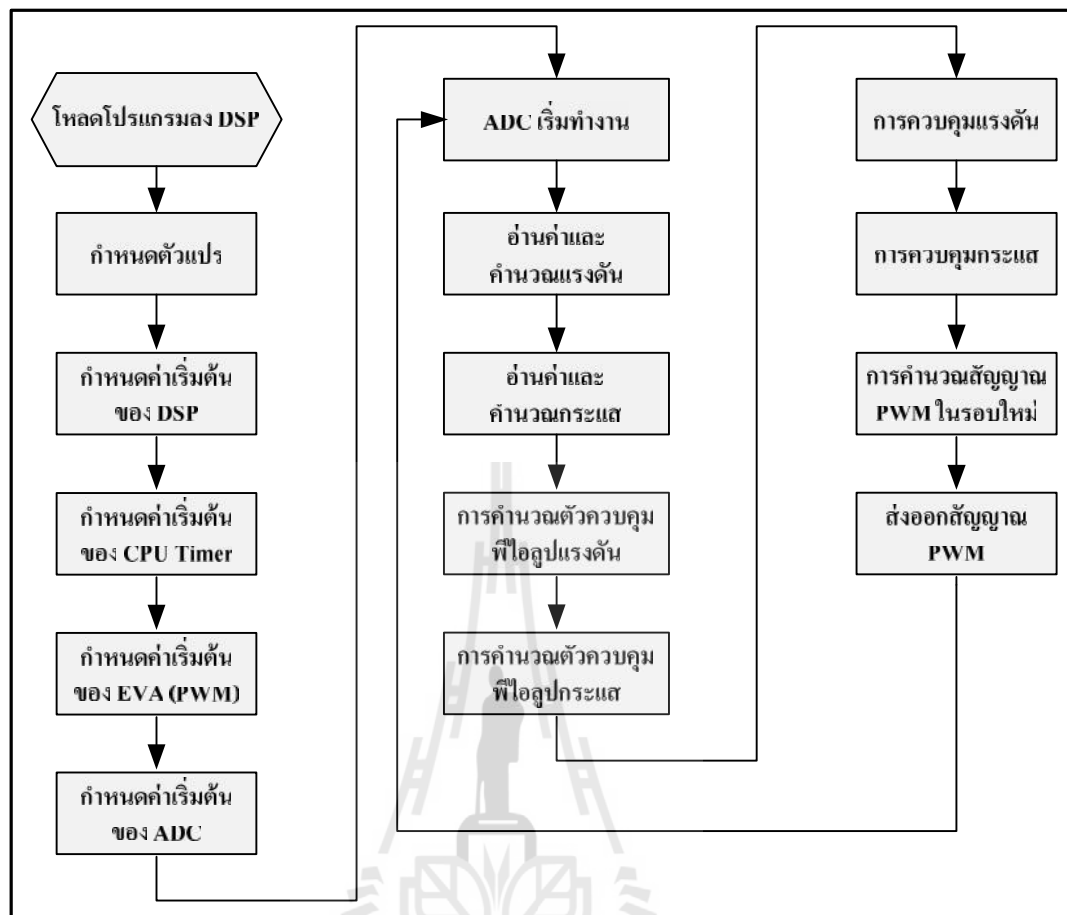


รูปที่ 5.20 การต่อวงจรของวงจรแยกโศดแบบขยายสัญญาณ

5.7 การควบคุมแรงดันเอาต์พุต

สำหรับการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ตัวควบคุมพีไอโดยเลือกใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335 สำหรับคำนวณประมวลผลเพื่อสร้างสัญญาณ PWM ที่ใช้ในการควบคุมแรงดัน





รูปที่ 5.22 ไคอะแกรมการเขียนโปรแกรมของตัวควบคุม

จากไคอะแกรมลำดับขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมภาษาซีในรูปที่ 5.22 จะอธิบายการเขียนโปรแกรมเพียงส่วนที่สำคัญเท่านั้น เนื่องจากโปรแกรมบางอย่างเป็นเพียงค่าเริ่มต้นของการประกาศใช้ฟังก์ชัน

โปรแกรมภาษาซีสำหรับอ่านค่าและคำนวณค่าดิจิทัลที่ได้จากการแปลง ADC ของแรงดันเอาต์พุต V_o และกระแสอินพุต i_{L1} แสดงการเขียนโปรแกรมได้ดังนี้

Vadc_a0 = AdcMirror.ADCRESULT0; // อ่านค่าดิจิทัลที่ได้จากการแปลง ADC ของแรงดัน

Iadc_a1 = AdcMirror.ADCRESULT1; // อ่านค่าดิจิทัลที่ได้จากการแปลง ADC ของกระแส

V_dc = 171.715*(Vadc_a0*0.000732601)-0.3876; // คำนวณแรงดันในรูปสัญญาณดิจิทัล

I_dc = 3.7536*(Iadc_a1*0.000732601)+0.0049; // คำนวณกระแสในรูปสัญญาณดิจิทัล

จากนั้นนำค่าแรงดันและกระแสที่ถูกแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัลไปคำนวณเพื่อหาตัวควบคุมพีไอในรูปแรงดันและกระแส สามารถเขียนโปรแกรมแสดงดังนี้

```
// PI controller for voltage loop //
errorv = Vref-V_dc;           // คำนวณค่าความผิดพลาดของแรงดัน
Upv=0.003125*errorv;         // คำนวณค่า Upv จากตัวควบคุมแบบพีไอ
Uiv=0.09766*Ts*errorv + Uiv_1; // คำนวณค่า Uiv จากตัวควบคุมแบบพีไอ
UV=Upv+Uiv;                  // เอาต์พุตของลูปแรงดัน สำหรับเป็นอินพุตของลูปกระแส
Uiv_1=Uiv;                   // ค่า Uiv_1 สำหรับใช้คำนวณ Uiv ในรอบใหม่

// PI controller for current loop //
errori = UV-I_dc;           // คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส
Upc=4.6875*errori;          // คำนวณค่า Upc จากตัวควบคุมแบบพีไอ
Uic=7327.22*Ts*errori + Uic_1; // คำนวณค่า Uic จากตัวควบคุมแบบพีไอ
UC=Upc+Uic;                 // เอาต์พุตของลูปกระแส สำหรับเป็นสัญญาณอ้างอิงในการ
                             // เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม
Uic_1=Uic;                   // ค่า Uic_1 สำหรับใช้คำนวณ Uic ในรอบใหม่
```

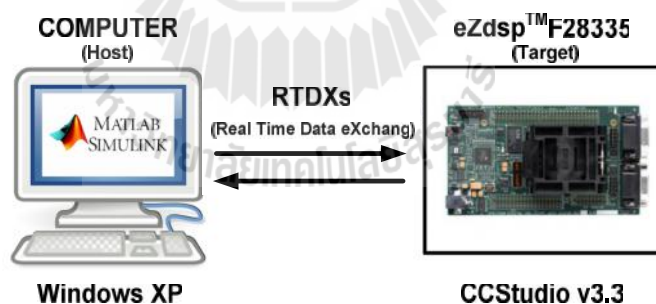
หลังจากได้สัญญาณอ้างอิงจากตัวควบคุมพีไอ ต่อมนำสัญญาณอ้างอิงนั้นไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ จะได้สัญญาณ PWM สำหรับสั่งให้สวิทช์กำลังทำงาน สามารถเขียนโปรแกรมแสดงดังนี้

```
U_ref_P = (-UC*1.831)+3750; // เปลี่ยนค่า U_ref_P สำหรับเปรียบเทียบเพื่อสร้างสัญญาณ
                             PWM
                             PWM
if(U_ref_P<=750){U_ref_P=750;}; // เปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงเพื่อสร้างสัญญาณ PWM โดย
                             กำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่มีค่าไม่เกิน 0.8
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = U_ref_P; // อัปเดต ePWM2A, ePWM2B เพื่อส่งสัญญาณ
                             PWM ออกจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์
```

ส่วนรายละเอียดของโปรแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 สามารถดูได้จากภาคผนวก จ.

5.8 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมพีไอ

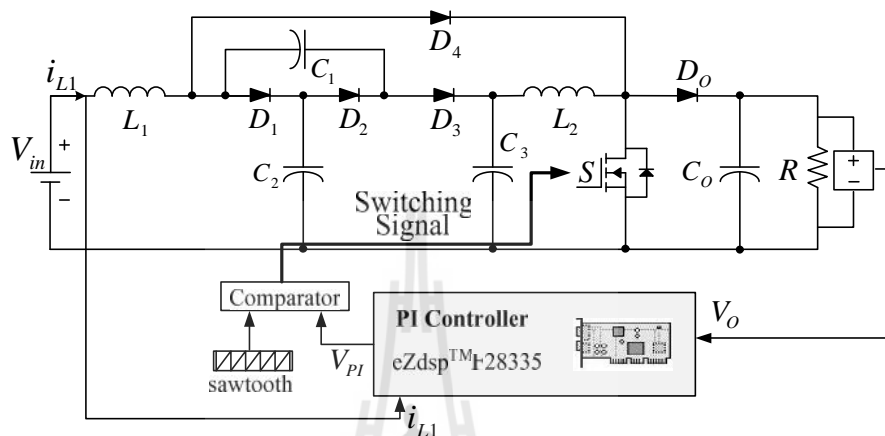
การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) เป็นการใช้ออร์คไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 ทำงานร่วมกับโปรแกรม MATLAB Simulink โดยสร้างตัวควบคุมพีไอด้วยบอร์คไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 เพื่อจำลองสถานการณ์การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปเลือกใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบดังที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 ซึ่งเทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปจะใช้โปรแกรม MATLAB Simulink ร่วมกับบอร์คไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 ที่ใช้โปรแกรม Code Composer Studio เวอร์ชัน 3.3 (CCStudio v3.3) เพื่อสร้างตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น หลักการทำงานของฮาร์ดแวร์ในลูปจะเป็นการรับส่งข้อมูลผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX (Real Time Data eXchang) เชื่อมโยงโปรแกรม Simulink (Host) กับบอร์คไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 (Target) โดยแผนภาพการเชื่อมโยงรับส่งข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 5.23



รูปที่ 5.23 แผนการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ค DSP รุ่น eZdsp™F28335

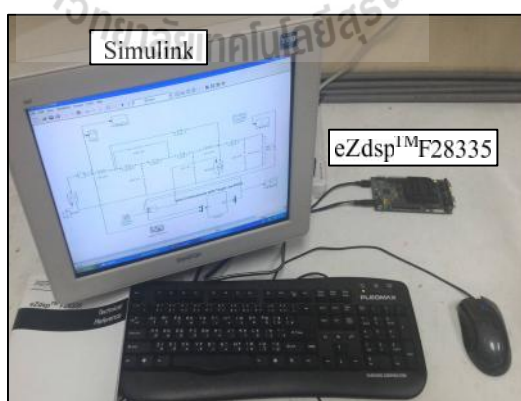
สำหรับเทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป เป็นการจำลองสถานการณ์ที่ใช้บอร์ค eZdsp™F28335 ทำหน้าที่ในการรับส่งข้อมูลระหว่างซอฟต์แวร์ที่เป็นโปรแกรมบนคอมพิวเตอร์กับฮาร์ดแวร์ที่เป็นบอร์ค eZdsp™F28335 ผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX มีจุดประสงค์เพื่อทำให้การจำลองสถานการณ์มีความเสมือนจริง โดยการจำลองสถานการณ์จะให้ตัวควบคุมพีไอทำงานอยู่บนบอร์ค eZdsp™F28335 ที่เขียนคำสั่งการทำงานด้วยภาษาซี และทำการ

รับส่งข้อมูลระหว่างซอฟต์แวร์ (MATLAB, Simulink) กับระบบฮาร์ดแวร์ (บอร์ด eZdsp™F28335) ผ่านช่องทางการสื่อสาร RTDX โดยโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอ แสดงได้ดังรูป 5.24 ส่วนรายละเอียดการเชื่อมต่อและใช้งานฮาร์ดแวร์ในลูบแสดงใน ภาคผนวก จ.



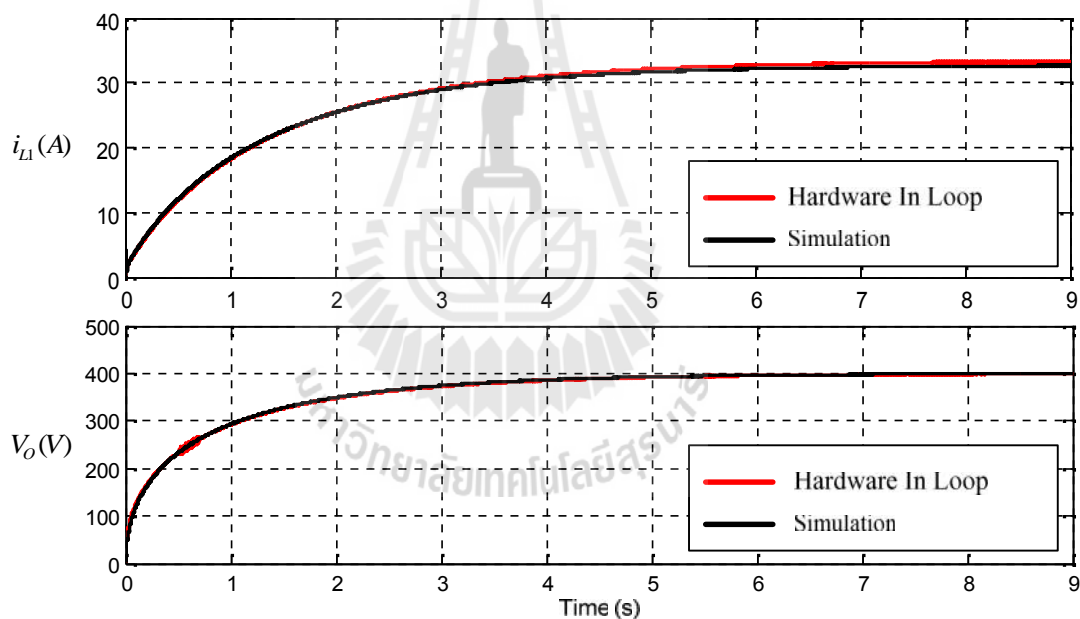
รูปที่ 5.24 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอ

การทดสอบการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูบของระบบดังกล่าว สามารถแสดงการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ที่เป็นโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 แสดงได้ดังรูป 5.25



รูปที่ 5.25 การเชื่อมต่อฮาร์ดแวร์ระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335

ทำการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 V_{dc} ซึ่งแบ่งเป็น 2 กรณี โดยกรณีแรกใช้โปรแกรม Simulink ในการประมวลผลทั้งหมด กรณีที่สองจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป จากนั้นนำผลตอบสนองของทั้งแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกัน แสดงได้ดังรูปที่ 5.26 ซึ่งผลตอบสนองของกระแสอินพุต i_{L1} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ทั้งสองกรณีมีค่าประมาณ 33 A เท่ากัน และผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต V_o ทั้งสองกรณีคงที่ที่ 400 V_{dc} เช่นเดียวกัน ทั้งนี้ทั้งสองกรณีใช้แรงดันอินพุตเท่ากันคือ 20 V_{dc} จากผลการจำลองสถานการณ์ทั้งสองกรณีให้ผลตอบสนองของกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าสอดคล้องใกล้เคียงกัน จึงสามารถยืนยันว่าการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี แสดงให้เห็นถึงความสามารถของตัวควบคุมพีไอที่ทำการออกแบบว่าสามารถใช้ได้กับระบบฮาร์ดแวร์จริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 5.26 การเปรียบเทียบผลตอบสนองระหว่างการจำลองสถานการณ์และการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป

5.9 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 5 นำเสนอการสร้างชุดทดสอบของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น เริ่มตั้งแต่การสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง การเลือกอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับสร้างวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น การเลือกและใช้งานตัวตรวจจับทั้งกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุต

รวมถึงการสร้างตัวควบคุมพีไอเพื่อสร้างสัญญาณ PWM จากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ และสร้างวงจรขยายแรงดันแบบแยกโคตสัญญาณเพื่อขยายสัญญาณจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปเพื่อให้มั่นใจว่าตัวควบคุมพีไอที่ทำการออกแบบว่าสามารถใช้ได้กับระบบฮาร์ดแวร์จริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ และเพื่อเป็นการยืนยันผลจากการจำลองสถานการณ์กับชุดทดสอบที่สร้างขึ้น ในบทที่ 6 จะนำเสนอการเปรียบเทียบระหว่างผลจากชุดทดสอบกับผลการจำลองสถานการณ์ ณ จุดทำงานต่าง ๆ



บทที่ 6

ผลการทดสอบ

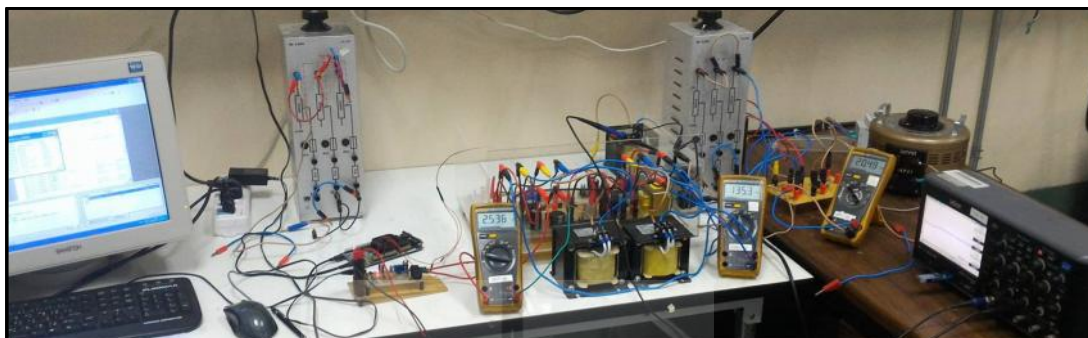
6.1 บทนำ

จากบทที่ผ่านมาได้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น เริ่มตั้งแต่การสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้กับระบบ การเลือกอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้สร้างวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น การเลือกตัวตรวจจับกระแสอินพุตและตัวตรวจจับแรงดันเอาต์พุต การสร้างและใช้งานวงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคสัญญาณเพื่อขยายสัญญาณที่ออกจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ รวมถึงการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 V_{dc} โดยใช้ตัวควบคุมจากการออกแบบตัวควบคุมพีไออย่างง่าย และเพื่อยืนยันประสิทธิภาพผลของชุดทดสอบที่สร้างขึ้น ในบทที่ 6 นี้ จะนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบกับผลการทดสอบจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้น ณ จุดการทำงานต่าง ๆ โดยแบ่งเป็น 2 กรณี ดังนี้ การทดสอบชุดทดสอบขณะที่ไม่มีตัวควบคุม และการทดสอบชุดทดสอบขณะใช้ตัวควบคุมพีไอเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 V_{dc} ทั้งนี้การเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์กับผลการทดสอบจากชุดทดสอบ จะทำการเปรียบเทียบภายใต้สภาวะการทำงาน ณ จุดทำงานเดียวกัน ผลการทดสอบชุดทดสอบ ณ จุดการทำงานต่าง ๆ มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

6.2 การทดสอบชุดทดสอบที่สร้างขึ้น

การทดสอบชุดทดสอบที่สร้างขึ้นนั้นจะทำการทดสอบแบ่งเป็น 2 กรณี คือ กรณีแรกชุดทดสอบทำงาน โดยไม่มีตัวควบคุม ซึ่งทดสอบโดยการปรับเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าที่ เพื่อสังเกตผลตอบสนองที่ได้จากชุดทดสอบเมื่อชุดทดสอบทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ และกรณีที่สองชุดทดสอบทำงานร่วมกับตัวควบคุมพีไอ เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 V_{dc} ซึ่งตัวควบคุมพีไอที่ได้ทำการออกแบบอย่างง่ายแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะในการทำงานร่วมกับชุดทดสอบจริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตตามต้องการได้ สำหรับการทดสอบชุดทดสอบที่สร้างขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 6.1 ซึ่งผลจากชุดทดสอบทั้งสองกรณีจะถูกนำมา

เปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ที่สภาวะการทำงาน ณ จุดทำงานเดียวกัน ทั้งนี้การทดสอบชุดทดสอบขณะไม่มีตัวควบคุม และขณะมีตัวควบคุม สามารถแสดงรายละเอียด ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 6.1 การทดสอบชุดทดสอบที่สร้างขึ้น

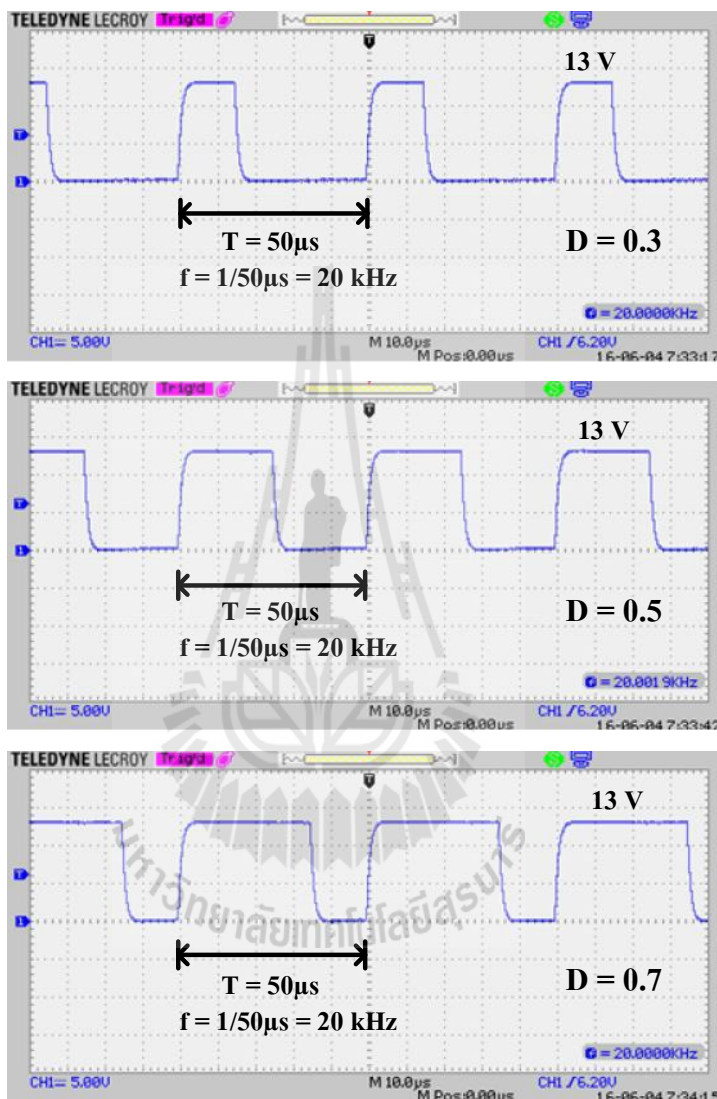
6.3 ผลทดสอบชุดทดสอบกรณีไม่มีตัวควบคุม

การทดสอบชุดทดสอบกรณีไม่มีตัวควบคุม จะใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ ตามต้องการ ซึ่งโค้ดโปรแกรมแสดงดังภาคผนวก จ. โดยสัญญาณพัลส์ที่สร้างขึ้นด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์แสดงดังรูปที่ 6.2 ซึ่งรูปดังกล่าวแสดงสัญญาณพัลส์ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.3, 0.5 และ 0.7 ที่ความถี่ 20 kHz สัญญาณพัลส์ดังกล่าวเป็นสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายแรงดันแบบแยกโค๊ดสัญญาณแล้ว ทำให้สัญญาณมีขนาด 13 V เพื่อขับขาเกตของสวิตช์กำลังภายในชุดทดสอบ ทั้งนี้ผลการทดสอบชุดทดสอบและผลการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต จะใช้ค่าพารามิเตอร์เหมือนกันทั้งหมด ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้แสดงดังตารางที่ 6.1 จากนั้นทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นระหว่างผลจากชุดทดสอบและผลการจำลองสถานการณ์ นอกจากนี้ได้นำผลการคำนวณจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรมารเปรียบเทียบด้วย โดยสมการที่ใช้คำนวณหาแรงดันเอาต์พุต และกระแสอินพุต แสดงได้ดังสมการ (6.1) และ (6.2) ตามลำดับ

$$V_o = \frac{2 V_{in}}{(1 - D)^2} \quad (6.1)$$

จากสมการหาประสิทธิภาพของวงจร $P_{in} = P_{out}$ สามารถหากระแสอินพุตได้ดังนี้

$$i_{L1} = \frac{V_o^2}{R V_{in}} \quad (6.2)$$

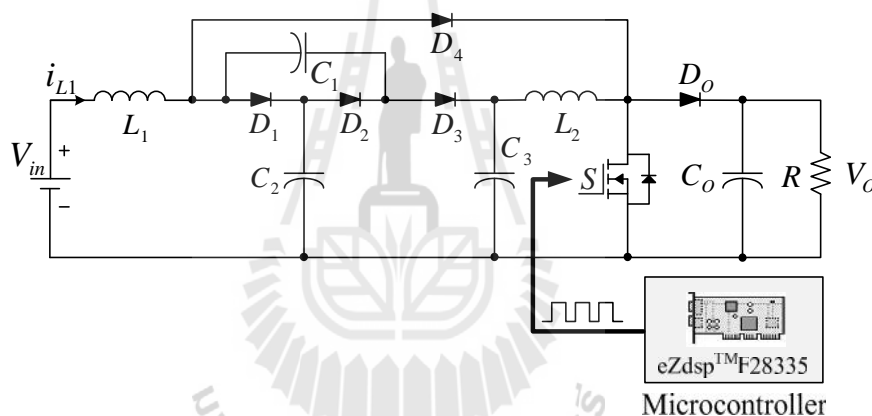


รูปที่ 6.2 สัญญาณพัลส์ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.3, 0.5 และ 0.7

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับชุดทดสอบและการจำลองสถานการณ์

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ขนาด
V_m	แรงดันอินพุต	20 V
L_1, L_2	ตัวเหนี่ยวนำ	15 mH
C_1, C_2, C_o	ตัวเก็บประจุ	100 μ F
C_3	ตัวเก็บประจุ	150 μ F
R	โหลดตัวต้านทาน	500
f_{sw}	ความถี่สวิตช์	20 kHz

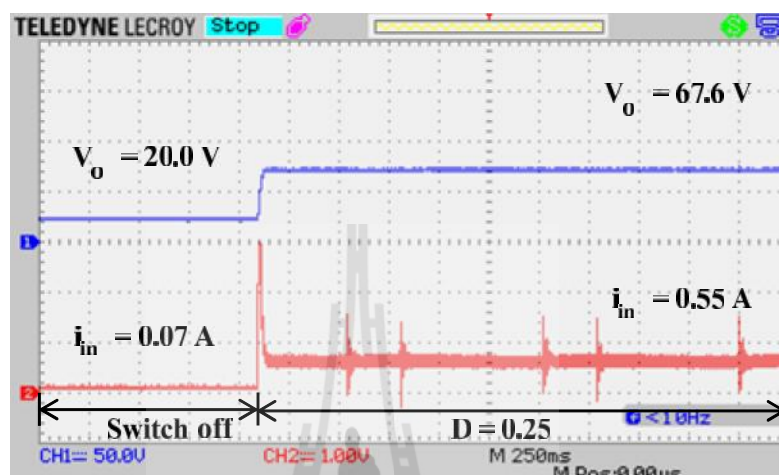
การทดสอบชุดทดสอบกรณีไม่มีตัวควบคุม แสดงได้ดังรูปที่ 6.3



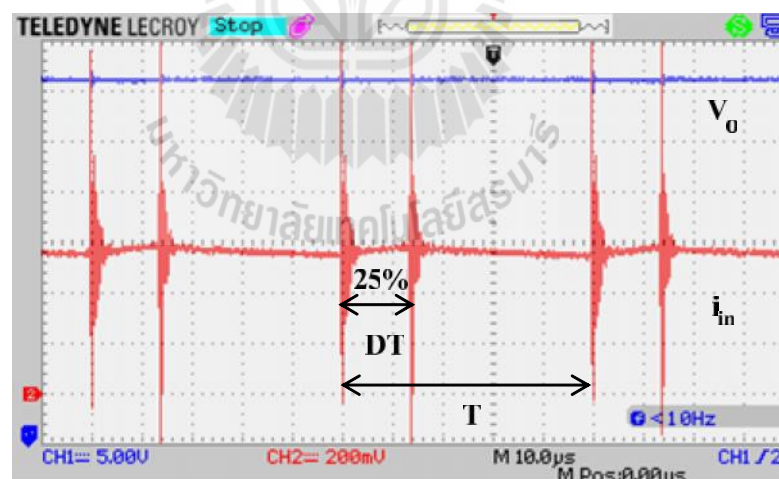
รูปที่ 6.3 โครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น กรณีไม่มีตัวควบคุม

การทดสอบชุดทดสอบกรณีไม่มีตัวควบคุม จะทำการทดสอบเริ่มตั้งแต่กรณีที่ชุดทดสอบยังไม่ได้รับสัญญาณพัลส์ จากนั้นจ่ายสัญญาณพัลส์ให้ชุดทดสอบทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.25 ผลการทดสอบชุดทดสอบ แสดงได้ดังรูปที่ 6.4 พบว่าช่วงเวลาที่ชุดทดสอบยังไม่รับสัญญาณพัลส์ชุดทดสอบจะเปรียบเสมือน โหลดตัวต้านทานดังนั้นแรงดันเอาต์พุตที่คกร้อมจะมีขนาดใกล้เคียงกับแรงดันอินพุต คือประมาณ 20 V และเมื่อชุดทดสอบเริ่มทำงานจะไม่มีการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตในสภาวะชั่วคราว ในขณะที่สภาวะคงตัวมีแรงดันเอาต์พุตประมาณ 67.6 V กระแสอินพุตที่สภาวะชั่วคราวมีการพุ่งเกินไปที่ 3 A ก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงตัว โดยกระแสอินพุตที่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 0.55 A จากนั้นขยายรูปสัญญาณของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต แสดงได้ดังรูปที่

6.5 จากรูปจะสังเกตเห็นว่าช่วงเวลาที่กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีช่วงเวลาที่สวิตช์กำลังทำงาน (DT) ประมาณ 25% ของช่วงเวลาทั้งหมด (T) โดยพฤติกรรมการทำงานของสวิตช์กำลังตรงกับค่าวัฏจักรหน้าที่ที่กำหนดไว้ข้างต้นนั่นเอง



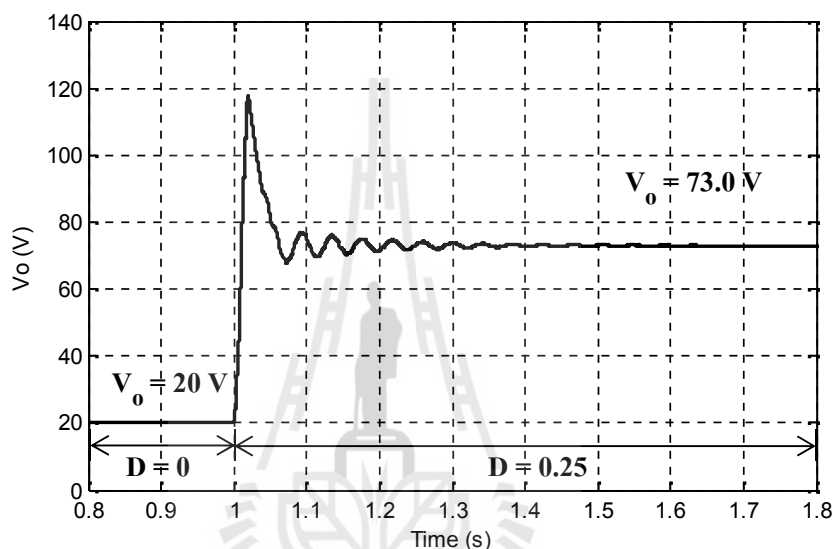
รูปที่ 6.4 ผลการทดสอบชุดทดสอบที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0 เป็น 0.25



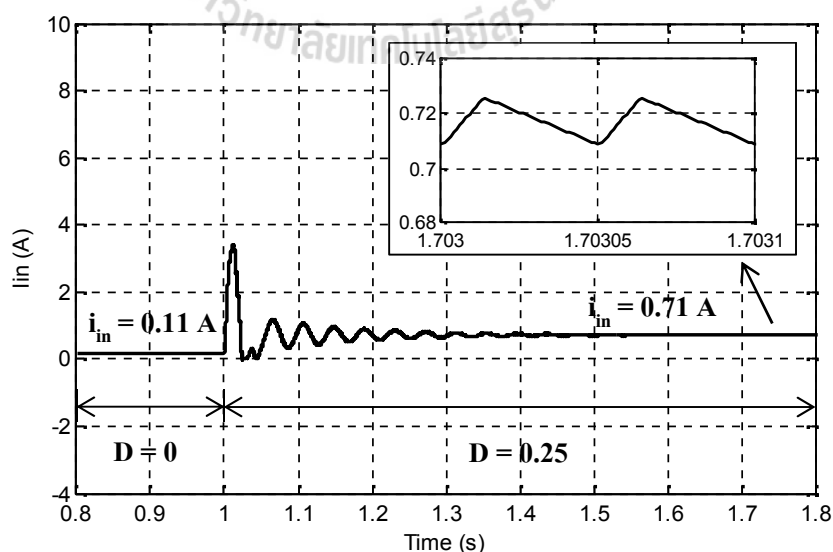
รูปที่ 6.5 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตและกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.25

ทำการจำลองสถานการณ์วงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรดังตารางที่ 6.1 ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจร แสดงดังรูปที่ 6.6 พบว่าช่วงแรกวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นยังไม่ได้รับสัญญาณพัลส์ วงจรจะเปรียบเสมือนโหลดตัวต้านทานดังนั้นแรงดัน

เอาต์พุตที่ตกร่วมจะมีขนาดเท่ากับแรงดันอินพุต คือประมาณ 20 V จากนั้นจ่ายสัญญาณพัลส์ให้ วงจรทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.25 พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีการพุ่งเกินในสภาวะชั่วคราวก่อนเข้าสู่ สภาวะคงตัว ซึ่งที่สภาวะคงตัวแรงดันเอาต์พุตมีค่าประมาณ 73.0 V และรูปที่ 6.7 แสดงค่ากระแส อินพุต พบว่ากระแสอินพุตมีการพุ่งเกินของกระแสในสภาวะชั่วคราวก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัว เช่นเดียวกับแรงดันเอาต์พุต โดยกระแสอินพุตที่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 0.71 A ซึ่งผลจากชุด ทดสอบและผลจากการจำลองสถานการณ์มีแนวโน้มใกล้เคียงกัน

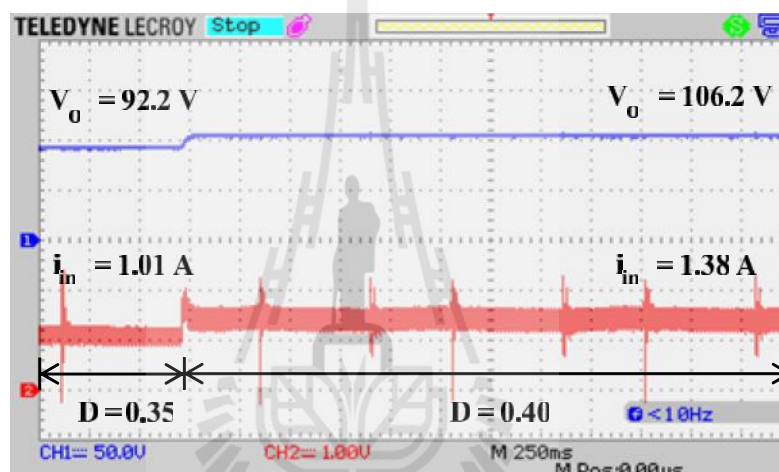


รูปที่ 6.6 ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันเอาต์พุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0 เป็น 0.25

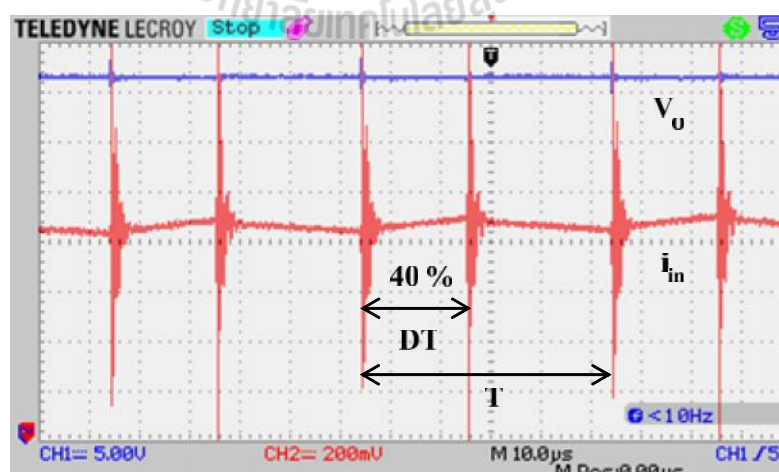


รูปที่ 6.7 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0 เป็น 0.25

จากนั้นทำการทดสอบชุดทดสอบ โดยเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 0.35 เป็น 0.40 ซึ่งรูปที่ 6.8 แสดงผลของชุดทดสอบที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.35 เป็น 0.40 ซึ่งสังเกตว่าเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มขึ้นแรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้น โดยแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 106.2 V ส่วนค่ากระแสอินพุตเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มขึ้น จะเกิดการพุ่งเกินของกระแสเกิดขึ้นเล็กน้อยก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัว กระแสอินพุตในสภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 1.38 A จากนั้นทำการขยายรูปสัญญาณเพื่อสังเกตการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต แสดงดังรูป 6.9 พบว่าช่วงเวลาที่กระแสอินพุตไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีช่วงเวลาที่สวิตช์กำลังทำงาน ประมาณ 40% ซึ่งพฤติกรรมการทำงานของสวิตช์กำลังดังกล่าว ตรงกับค่าวัฏจักรหน้าที่ ที่กำหนดไว้ข้างต้น คือ 0.40

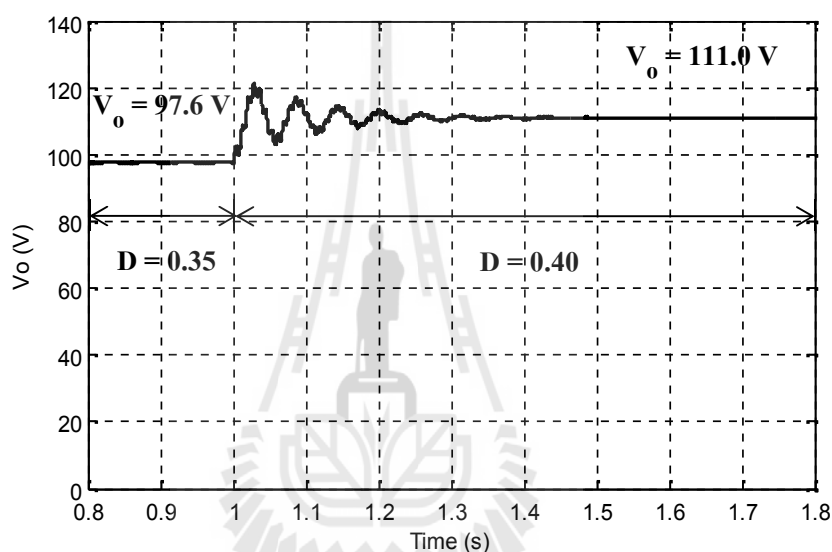


รูปที่ 6.8 ผลการทดสอบชุดทดสอบที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.35 เป็น 0.40

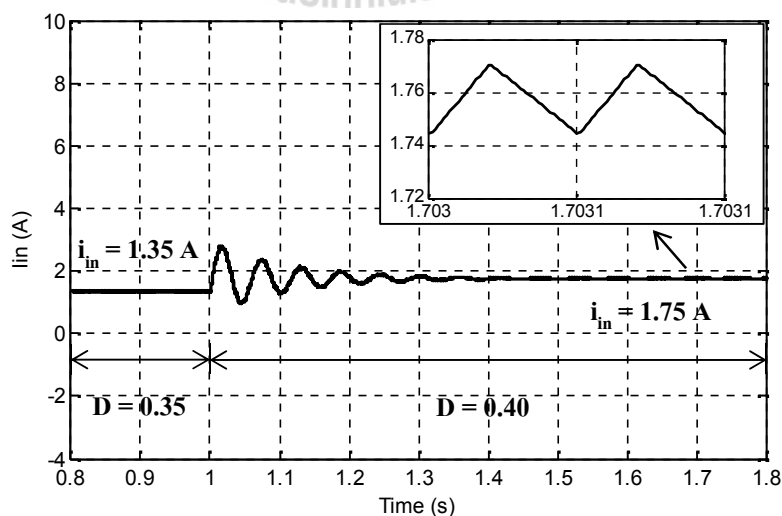


รูปที่ 6.9 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.40

ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 0.35 เป็น 0.40 แสดงได้ดังรูปที่ 6.10 จะพบว่าในสภาวะชั่วคราวมีการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้นเล็กน้อยก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัว ซึ่งที่สภาวะคงตัวแรงดันเอาต์พุตมีค่าประมาณ 111.0 V ส่วนกระแสอินพุต แสดงดังรูปที่ 6.11 สังเกตเห็นว่าเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มขึ้น กระแสอินพุตจะมีการพุ่งเกินเกิดขึ้นในสภาวะชั่วคราวก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัวเช่นเดียวกับแรงดันเอาต์พุต โดยกระแสอินพุตที่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 1.75 A ซึ่งผลจากชุดทดสอบและผลจากการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตที่มีแนวโน้มใกล้เคียงกัน

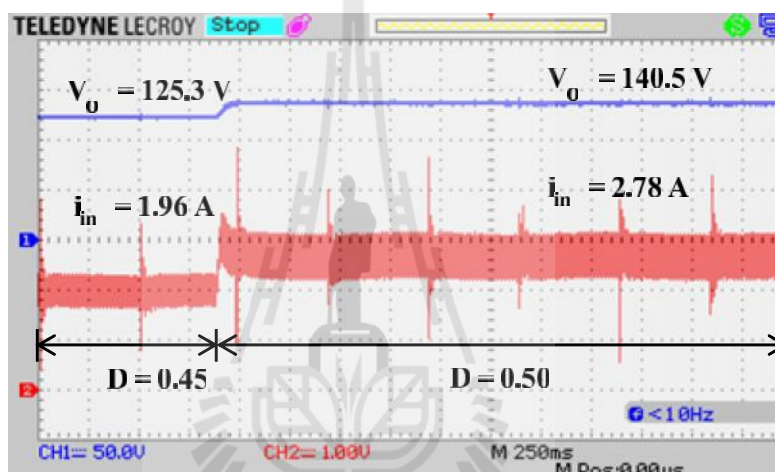


รูปที่ 6.10 ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันเอาต์พุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.35 เป็น 0.40

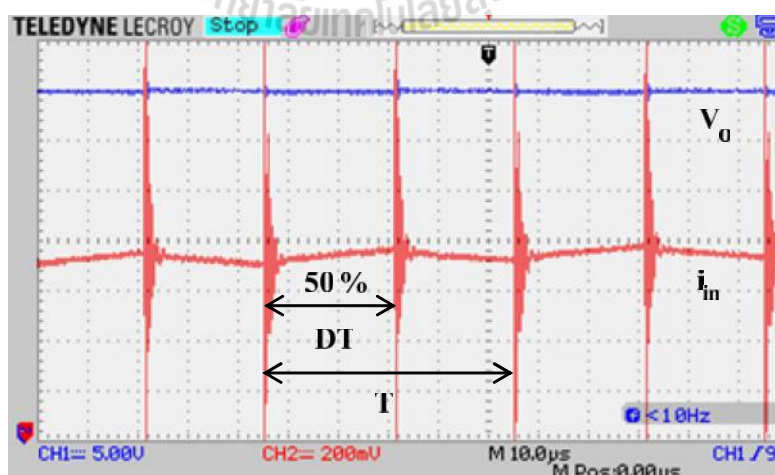


รูปที่ 6.11 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.35 เป็น 0.40

และเมื่อทำการทดสอบชุดทดสอบ โดยเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 0.45 เป็น 0.50 พบว่า ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 140.5 V แสดงดังรูปที่ 6.12 ส่วน ค่ากระแสอินพุตจะเกิดการพุ่งเกินของกระแสเกิดขึ้นเล็กน้อยก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัว โดยกระแส อินพุตในสภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 2.78 A ทำการขยายรูปสัญญาณของแรงดันเอาต์พุตและกระแส อินพุต เพื่อสังเกตการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต แสดงได้ดังรูป 6.13 สังเกตเห็นว่าช่วงเวลาที่กระแสอินพุตไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีช่วงเวลาที่สวิตช์กำลังทำงาน ประมาณ 50% ซึ่งช่วงเวลางานของสวิตช์กำลังมีค่าใกล้เคียงกับค่าวัฏจักรหน้าที่ คือ 0.50 เช่นเดียวกัน

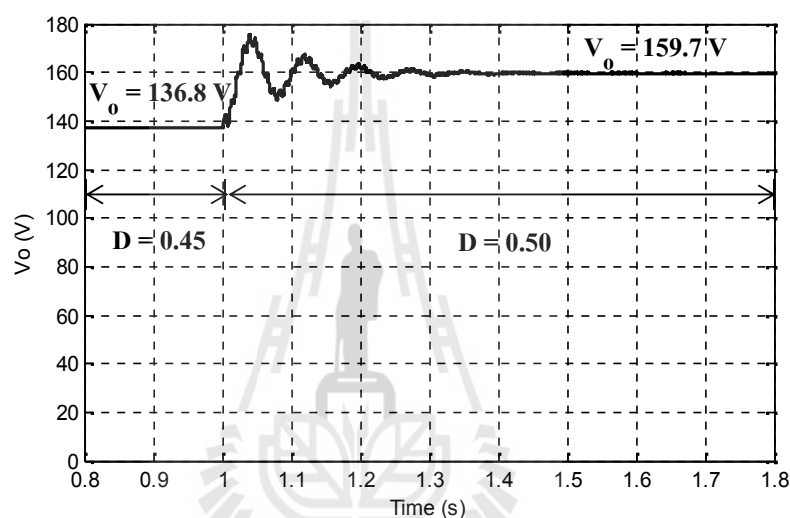


รูปที่ 6.12 ผลการทดสอบชุดทดสอบที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.45 เป็น 0.50

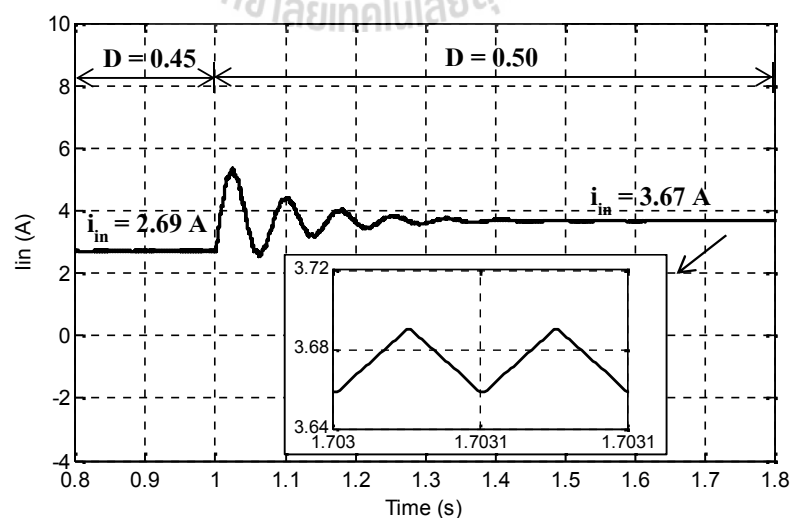


รูปที่ 6.13 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.50

ทำการจำลองสถานการณ์วงจรพรีระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยเพิ่มค่าวัฏจักรหน้าที่จาก 0.45 เป็น 0.50 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต แสดงได้ดังรูปที่ 6.14 พบว่าแรงดันเอาต์พุตที่สถานะชั่วคราวมีการพุ่งเกินเกิดขึ้นก่อนเข้าสู่สภาวะคงตัว ซึ่งที่สภาวะคงตัวแรงดันเอาต์พุตมีค่าประมาณ 159.7 V ส่วนผลตอบสนองของกระแสอินพุต แสดงดังรูปที่ 6.15 สังเกตเห็นว่ากระแสอินพุตจะมีการพุ่งเกินเกิดขึ้นในสถานะชั่วคราวเช่นกันก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงตัว โดยกระแสอินพุตที่สภาวะคงตัวมีค่าประมาณ 3.67 A ซึ่งผลจากชุดทดสอบและผลจากการจำลองสถานการณ์ยังมีแนวโน้มใกล้เคียงกัน



รูปที่ 6.14 ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันเอาต์พุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.45 เป็น 0.50

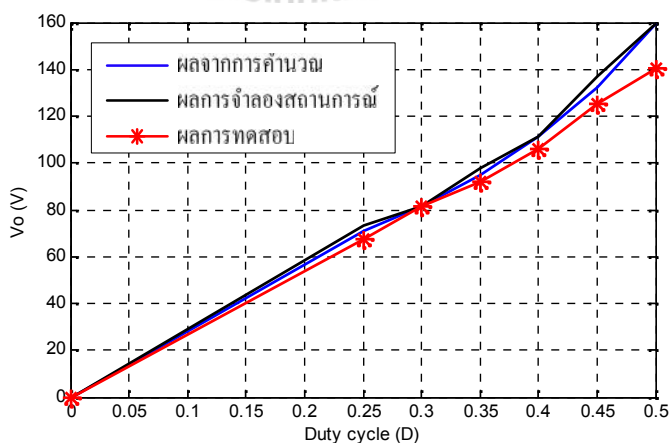


รูปที่ 6.15 ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอินพุต ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มจาก 0.45 เป็น 0.50

จากนั้นทำการเปรียบเทียบค่าแรงดันเอาต์พุต ระหว่างผลการคำนวณแรงดันเอาต์พุตตั้งสมการ (6.1) ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ แสดงได้ดังตารางที่ 6.2 และทำการพล็อตกราฟเปรียบเทียบ แสดงได้ดังรูปที่ 6.16 พบว่าผลที่ได้จากการทดสอบ เมื่อชุดทดสอบทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่สูงขึ้นแรงดันเอาต์พุตจะมีความคลาดเคลื่อนเพิ่มขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับผลจากการคำนวณและผลการจำลองสถานการณ์ ซึ่งอาจเกิดจากค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในชุดทดสอบ ที่มีค่าไม่เป็นอุดมคติ เช่น ไดโอดกำลังที่เลือกใช้สำหรับชุดทดสอบ ต้องมีค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะได้รับการไบอัส (Forward Voltage) 1.5 V เพื่อให้ไดโอดกำลังทำหน้าที่นำกระแส ซึ่งค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดดังกล่าวจะส่งผลต่อแรงดันเอาต์พุตของชุดทดสอบโดยตรง แต่การเพิ่มขึ้นของแรงดันเอาต์พุตยังมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันทั้งหมด

ตารางที่ 6.2 การเปรียบเทียบค่าแรงดันเอาต์พุต ระหว่างผลจากการคำนวณ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ

ค่าวัฏจักรหน้าที่ (D)	แรงดันเอาต์พุต (V)		
	ผลจากการคำนวณ	ผลการจำลองสถานการณ์	ผลการทดสอบ
0.25	71.1	73.0	67.6
0.30	81.6	81.5	81.6
0.35	94.7	97.6	92.2
0.40	111.1	111.0	106.2
0.45	132.2	136.8	125.3
0.50	160.0	159.7	140.5

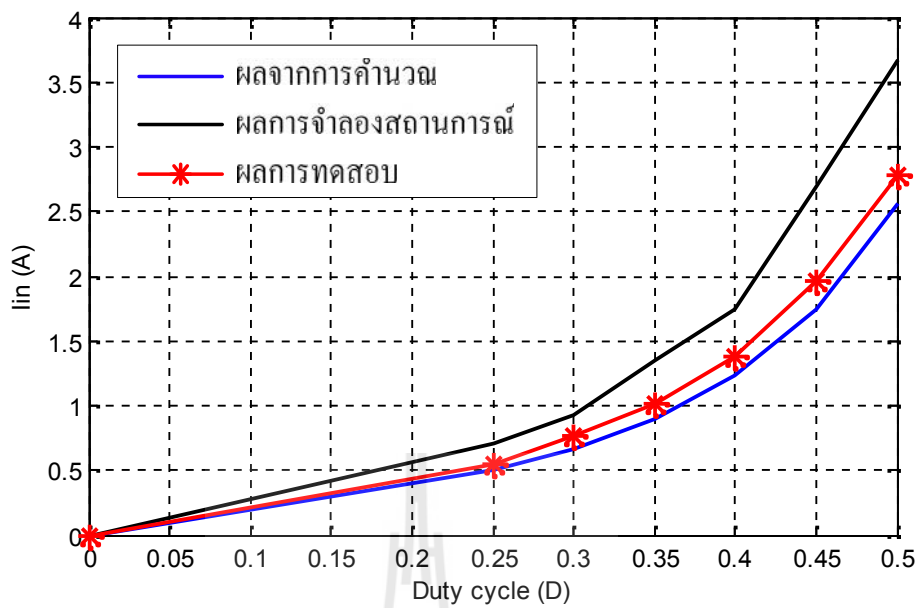


รูปที่ 6.16 การเปรียบเทียบค่าแรงดันเอาต์พุต ระหว่างผลจากการคำนวณ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ

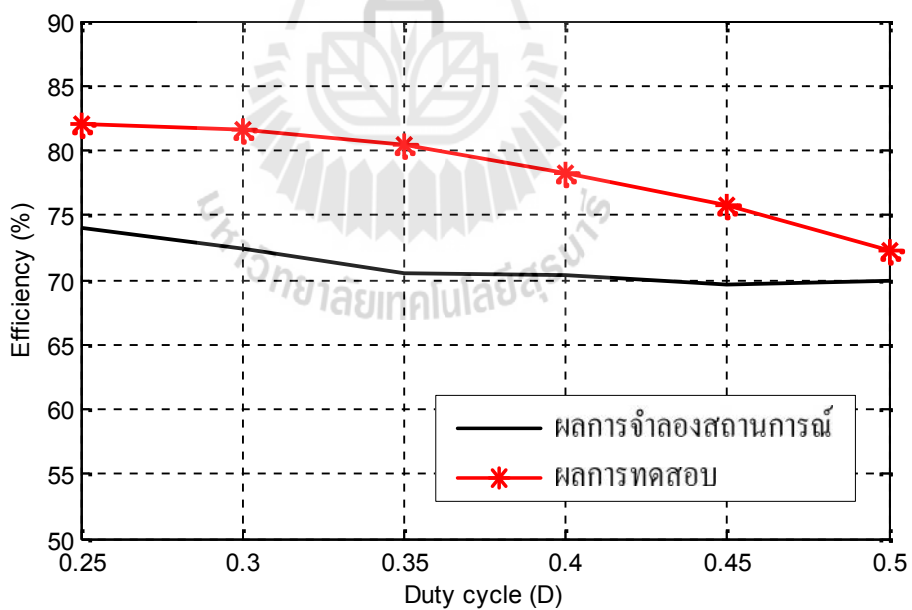
สำหรับการเปรียบเทียบค่ากระแสอินพุตและค่าประสิทธิภาพ แสดงได้ดังตารางที่ 6.3 พบว่าผลตอบแทนของกระแสอินพุตที่ได้จากชุดทดสอบเป็นโหมดการทำงานแบบต่อเนื่อง (CCM) และเมื่อสังเกตผลของชุดทดสอบที่ค่าวัฏจักรหน้าที่สูงขึ้นกระแสอินพุตจะมีความคลาดเคลื่อนเพิ่มขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ ซึ่งอาจเกิดจากค่าพารามิเตอร์ที่มีค่าไม่เป็นอุดมคติ ในส่วนของการวัดกำลังงานอินพุตและกำลังงานเอาต์พุตเพื่อหาประสิทธิภาพของชุดทดสอบ พบว่าค่าประสิทธิภาพของชุดทดสอบมากกว่าค่าประสิทธิภาพของผลการจำลองสถานการณ์ ซึ่งอาจเกิดจากการคลาดเคลื่อนของกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของชุดทดสอบ แต่เมื่อค่าวัฏจักรการทำงานสูงขึ้น ประสิทธิภาพของผลการทดสอบและผลการจำลองสถานการณ์จะมีแนวโน้มลดลงเช่นเดียวกัน ทำการพล็อตกราฟเปรียบเทียบกระแสอินพุต แสดงดังรูปที่ 6.17 จากรูปจะสังเกตเห็นการเพิ่มขึ้นของกระแสอินพุตจากชุดทดสอบเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มสูงขึ้น ซึ่งมีแนวโน้มการเพิ่มขึ้นคล้ายกับผลจากการคำนวณกระแสอินพุตคังสมการ (6.2) และผลการจำลองสถานการณ์ ส่วนค่าประสิทธิภาพทำการพล็อตกราฟเปรียบเทียบ แสดงดังรูปที่ 6.18 พบว่าเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่สูงขึ้นจะมีกำลังงานสูญเสียมากขึ้น ทำให้ผลจากการจำลองสถานการณ์และผลจากการทดสอบที่ค่าวัฏจักรหน้าที่สูงขึ้น ประสิทธิภาพจะค่อย ๆ ลดลง ซึ่งผลจากการจำลองสถานการณ์และผลจากชุดทดสอบมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน

ตารางที่ 6.3 การเปรียบเทียบค่ากระแสอินพุตและประสิทธิภาพ ระหว่างผลจากการคำนวณ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ

ค่าวัฏจักร หน้าที่ (D)	กระแสอินพุต (A)			ประสิทธิภาพ (%)	
	ผลจากการ คำนวณ	ผลการจำลอง สถานการณ์	ผลการทดสอบ	ผลการจำลอง สถานการณ์	ผลการทดสอบ
0.25	0.51	0.71	0.55	74.03	82.05
0.30	0.67	0.92	0.77	72.39	81.62
0.35	0.90	1.35	1.01	70.56	80.42
0.40	1.23	1.75	1.38	70.40	78.21
0.45	1.75	2.69	1.96	69.57	75.81
0.50	2.56	3.67	2.78	69.87	72.31



รูปที่ 6.17 การเปรียบเทียบค่ากระแสอินพุต ระหว่างผลจากการคำนวณ
ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ



รูปที่ 6.18 การเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพ ระหว่างผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบ

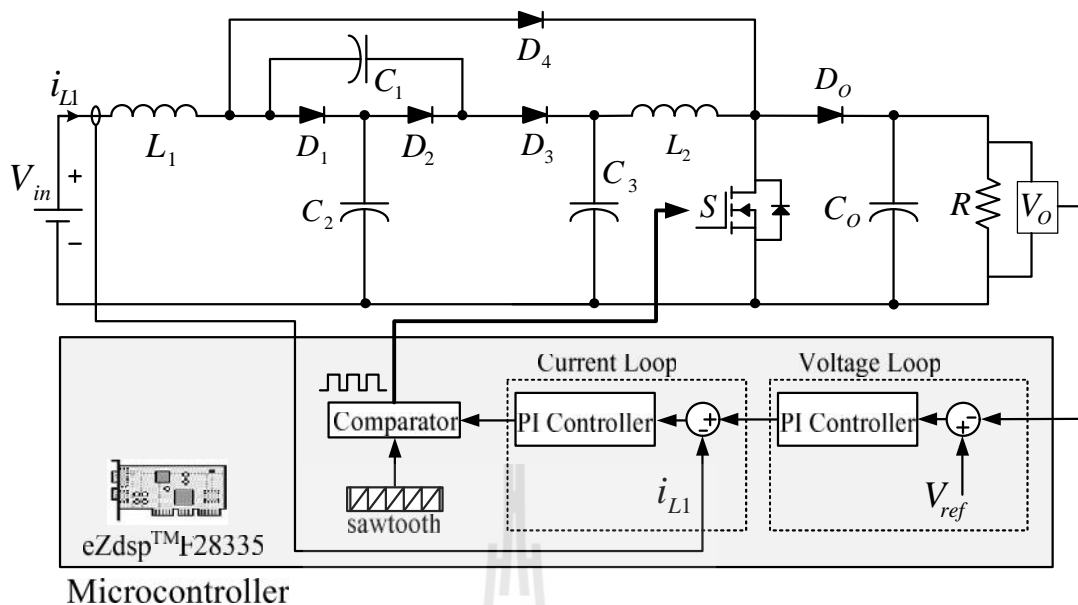
6.4 ผลทดสอบชุดทดสอบกรณีมีตัวควบคุม

การทดสอบชุดทดสอบกรณีมีตัวควบคุม เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง (V_{ref}) ให้มีค่าคงที่ตามต้องการ โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้ออกแบบอย่างง่ายดังที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 สำหรับการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของชุดทดสอบนี้ใช้ตัวควบคุมพีไอ โดยเลือกใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335 สำหรับคำนวณประมวลผลเพื่อสร้างสัญญาณ PWM เพื่อใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ซึ่งการเขียนโค้ดโปรแกรมสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของชุดทดสอบใช้ภาษาซีในการเขียนโค้ดโปรแกรม ส่วนรายละเอียดของโปรแกรมสำหรับการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของชุดทดสอบ สามารถดูได้จากภาคผนวก จ. ทั้งนี้ผลการทดสอบชุดทดสอบและผลการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต จะใช้ค่าพารามิเตอร์เหมือนกันทั้งหมด ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้แสดงดังตารางที่ 6.4 ซึ่งผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีมีตัวควบคุมทำให้มั่นใจได้ว่าตัวควบคุมพีไอที่ทำการออกแบบอย่างง่ายสามารถใช้ได้กับชุดทดสอบจริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ตารางที่ 6.4 ค่าพารามิเตอร์สำหรับชุดทดสอบและการจำลองสถานการณ์

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ขนาด
V_m	แรงดันอินพุต	20 V
L_1, L_2	ตัวเหนี่ยวนำ	15 mH
C_1, C_2, C_o	ตัวเก็บประจุ	100 μ F
C_3	ตัวเก็บประจุ	150 μ F
R	โหลดตัวต้านทาน	2000
f_{sw}	ความถี่สวิตช์	20 kHz

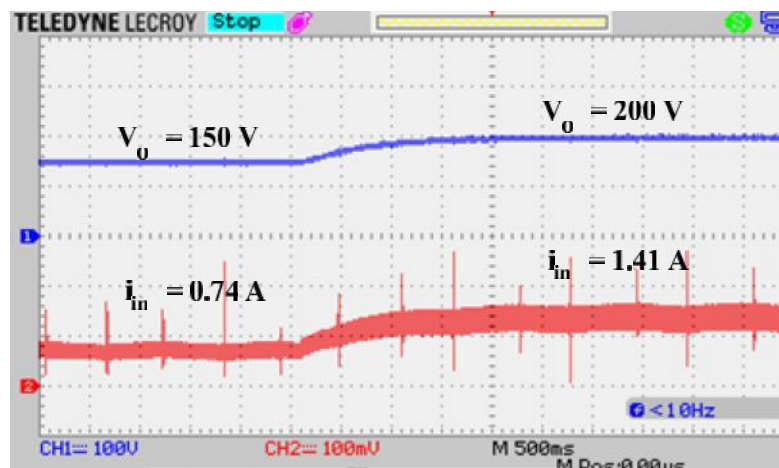
โดยการทดสอบชุดทดสอบกรณีมีตัวควบคุม แสดงได้ดังรูปที่ 6.19



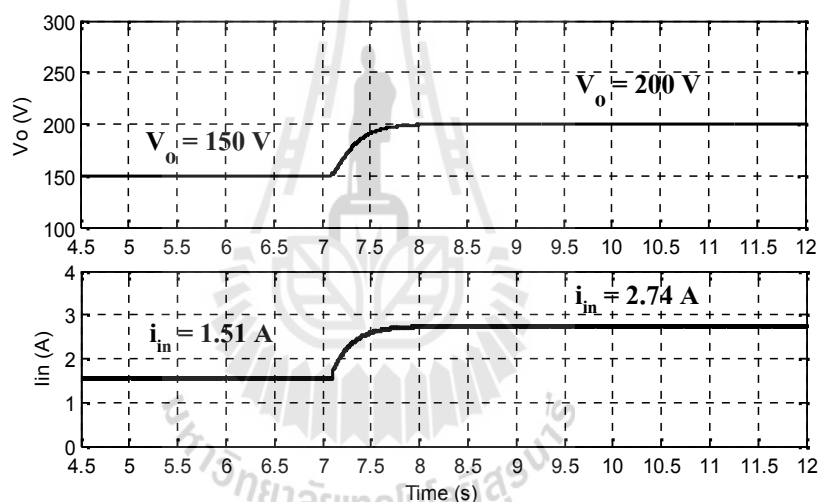
รูปที่ 6.19 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น กรณีมีตัวควบคุม

การทดสอบชุดทดสอบกรณีมีตัวควบคุม จะทำการทดสอบโดยปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง (V_{ref}) เพิ่มขึ้น ครั้งละ $50 V_{dc}$ เริ่มจาก $0 V_{dc}$ ถึง $400 V_{dc}$ เนื่องจากเมื่อแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเพิ่มขึ้น แรงดันอินพุตที่ออกจากชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่สร้างขึ้นจะมีการกระเพื่อมของแรงดันอินพุตเพิ่มสูงขึ้น ส่งผลให้แรงดันอินพุตมีค่าลดลง ทำให้ผู้วิจัยต้องปรับแรงดันอินพุตให้คงไว้ที่ $20 V_{dc}$ ตลอดช่วงเวลาที่ทำการทดสอบ ดังนั้นการทดสอบชุดทดสอบกรณีมีตัวควบคุม จะทำการทดสอบโดยการเพิ่มแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเพิ่มขึ้น ครั้งละ $50 V_{dc}$ จนกระทั่งถึง $400 V_{dc}$

จากนั้นทำการทดสอบชุดทดสอบกรณีมีตัวควบคุม โดยปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเพิ่มขึ้น จาก $150 V_{dc}$ ไปเป็น $200 V_{dc}$ ผลการทดสอบชุดทดสอบ แสดงได้ดังรูป 6.20 พบว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบอย่างง่ายสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตจาก $150 V_{dc}$ เป็น $200 V_{dc}$ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และกระแสอินพุตจะเพิ่มสูงขึ้นเมื่อแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเพิ่มขึ้น จากนั้นทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ ดังรูป 6.21 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบอย่างง่ายสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตจาก $150 V_{dc}$ เป็น $200 V_{dc}$ ได้โดยกระแสอินพุตมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น เช่นเดียวกับผลจากชุดทดสอบ ทั้งนี้ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตทั้งจากการทดสอบชุดทดสอบและจากการจำลองสถานการณ์ แรงดันเอาต์พุตไม่มีการพุ่งเกินเกิดขึ้นในสถานะชั่วคราว ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดในการออกแบบตัวควบคุม



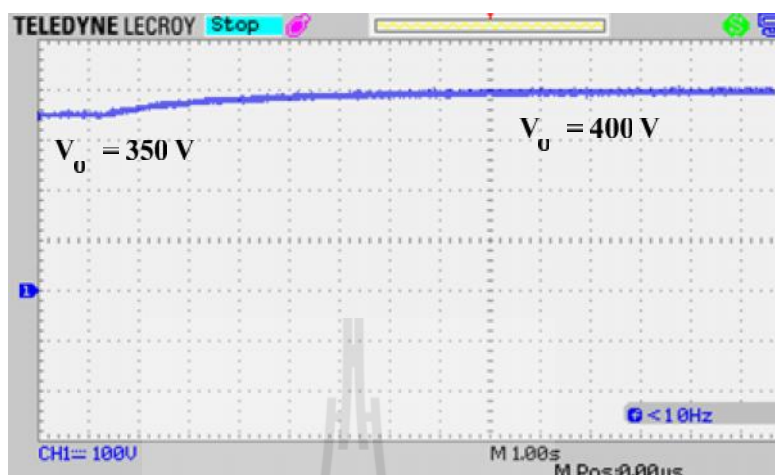
รูปที่ 6.20 ผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 150 V_{dc} เป็น 200 V_{dc}



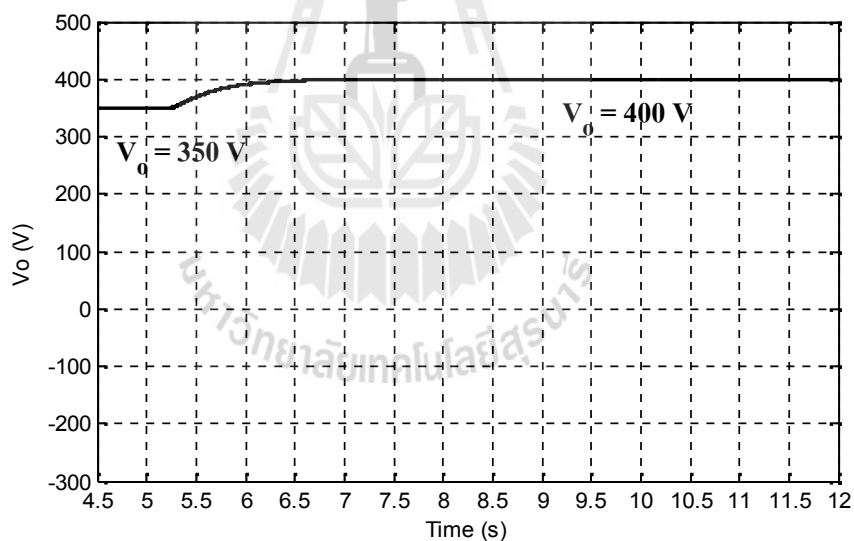
รูปที่ 6.21 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 150 V_{dc} เป็น 200 V_{dc}

ต่อมาทำการทดสอบชุดทดสอบ โดยปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตจากอ้างอิงจาก 350 V_{dc} เพิ่มขึ้นเป็น 400 V_{dc} ผลการทดสอบชุดทดสอบ แสดงได้ดังรูป 6.22 พบว่าตัวควบคุมพีไอยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตจาก 350 V_{dc} เป็น 400 V_{dc} ได้ และไม่มีการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้น ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดเบื้องต้นในการออกแบบเพื่อป้องกันชุดทดสอบที่อาจเกิดการเสียหายเนื่องจากการพุ่งของแรงดันเกิน จากนั้นทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ ดังรูป 6.23 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบอย่างง่ายสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตจาก 350 V_{dc} เป็น 400 V_{dc} ได้ และไม่มีการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุต

เช่นเดียวกัน ซึ่งทั้งตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตจากชุดทดสอบและจากการจำลองสถานการณ์มีแนวโน้มสอดคล้องใกล้เคียงกัน



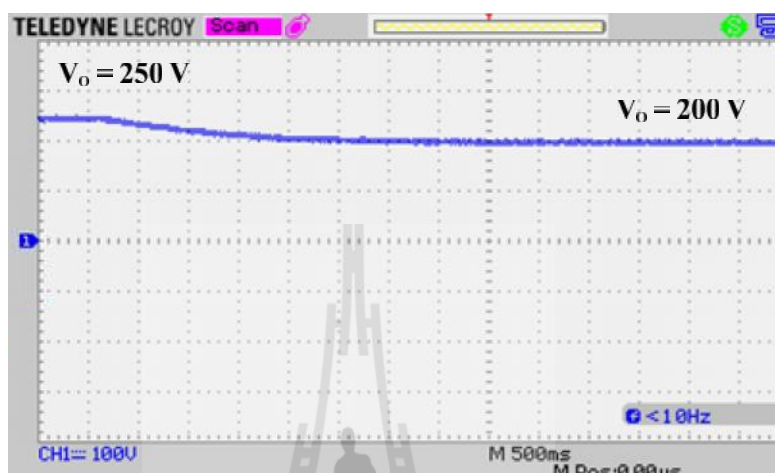
รูปที่ 6.22 ผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 350 V_{dc} เป็น 400 V_{dc}



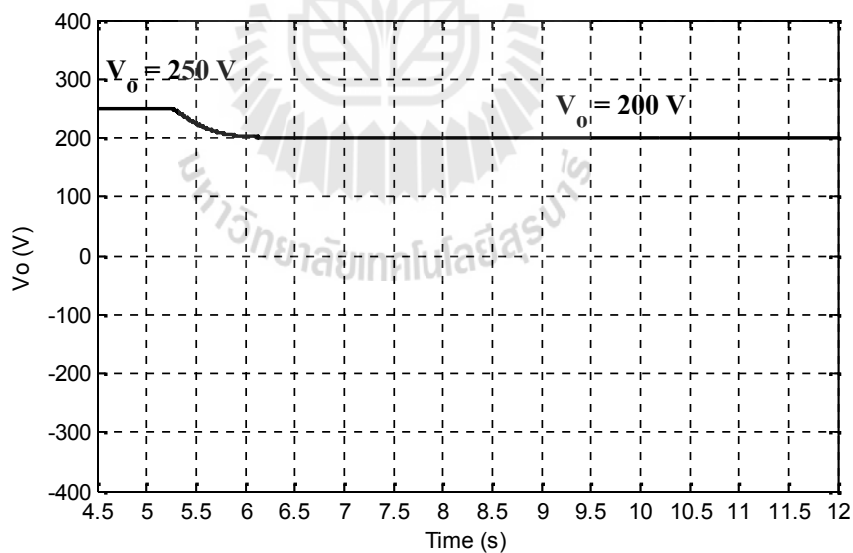
รูปที่ 6.23 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 350 V_{dc} เป็น 400 V_{dc}

จากผลการทดสอบชุดทดสอบที่นำเสนอในข้างต้น ถือเป็นการยืนยันสมรรถนะในการเพิ่มอัตราขยายแรงดันของชุดทดสอบที่สร้างขึ้น ซึ่งชุดทดสอบดังกล่าวสามารถเพิ่มอัตราขยายแรงดันได้สูง 20 เท่า จากนั้นทำการทดสอบชุดทดสอบเพื่อตรวจสอบตัวควบคุมพีไอกรณีปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงลดลง โดยทำการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงลดลงจาก 250 V_{dc} เป็น 200 V_{dc} ผลการทดสอบชุดทดสอบ แสดงได้ดังรูป 6.24 พบว่าตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุม

แรงดันเอาต์พุตจาก 250 V_{dc} เป็น 200 V_{dc} ได้ และทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ดังรูป 6.25 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตจาก 250 V_{dc} เป็น 200 V_{dc} ได้เช่นเดียวกับผลจากชุดทดสอบ



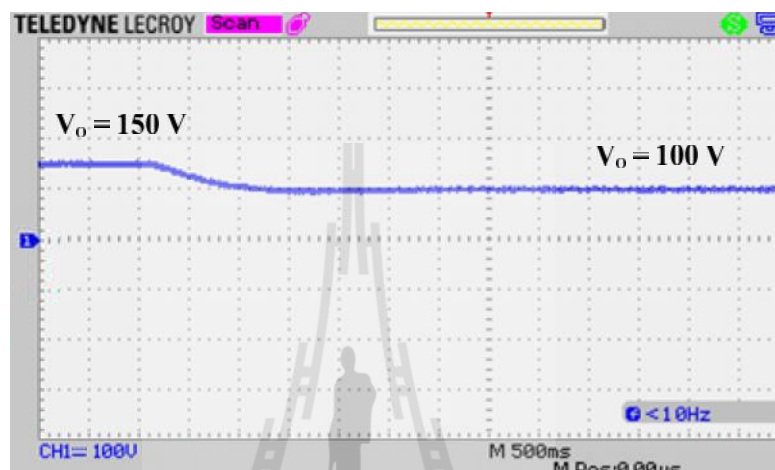
รูปที่ 6.24 ผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 250 V_{dc} เป็น 200 V_{dc}



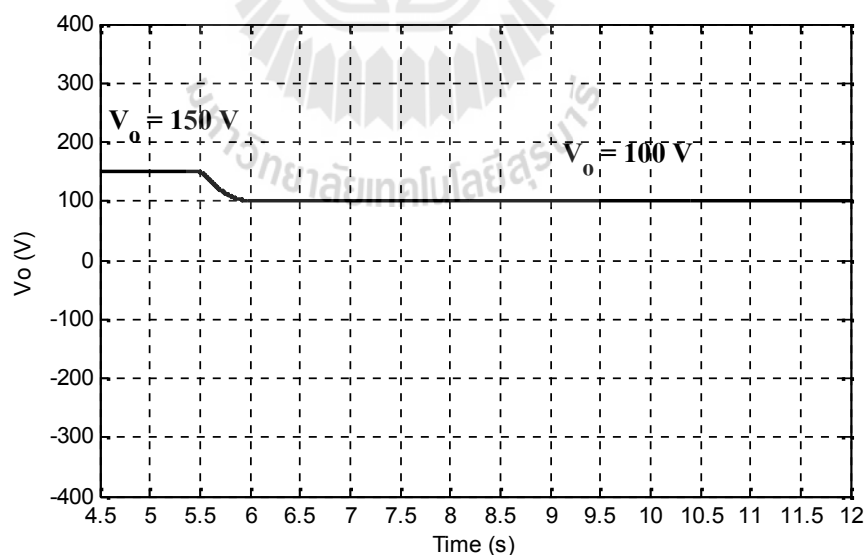
รูปที่ 6.25 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 250 V_{dc} เป็น 200 V_{dc}

ต่อมาทำการทดสอบชุดทดสอบเพื่อตรวจสอบตัวควบคุมพีไอกรณีปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงลดลงเช่นกัน โดยทำการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงจาก 150 V_{dc} ลดลงเป็น 100 V_{dc} ผลการทดสอบชุดทดสอบ แสดงได้ดังรูป 6.26 พบว่าตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบสามารถ

ควบคุมแรงดันเอาต์พุตจาก 150 V_{dc} เป็น 100 V_{dc} ได้ จากนั้นทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ ดังรูป 6.27 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตจาก 150 V_{dc} เป็น 100 V_{dc} ได้เช่นกัน ทั้งนี้ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตในกรณีที่ปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงลดลงทั้งจากชุดทดสอบและจากการจำลองสถานการณ์มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน



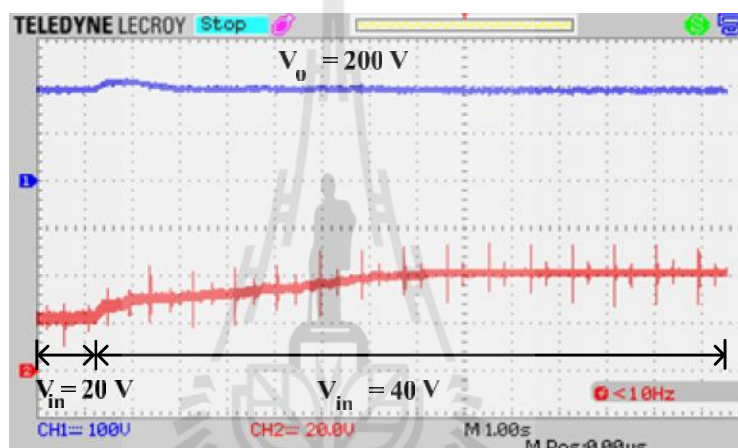
รูปที่ 6.26 ผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 150 V_{dc} เป็น 100 V_{dc}



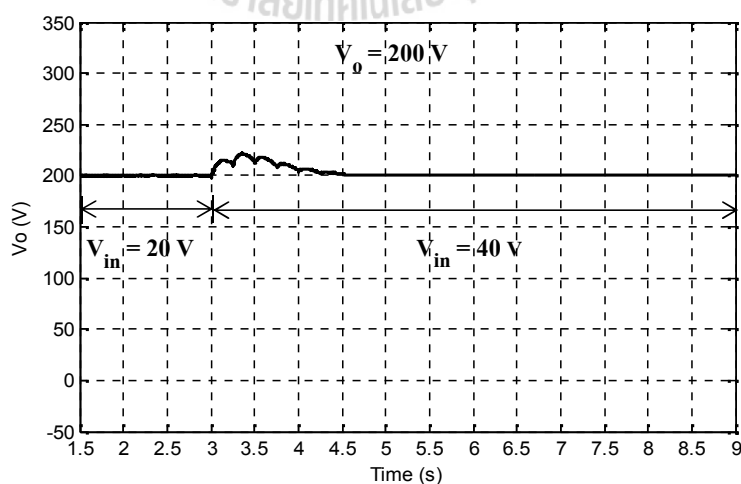
รูปที่ 6.27 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีควบคุมแรงดันเอาต์พุต 150 V_{dc} เป็น 100 V_{dc}

เพื่อตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบ ทำการทดสอบชุดทดสอบ โดยกำหนดแรงดันเอาต์พุตคงที่ที่ 200 V_{dc} โดยมีแรงดันอินพุตเริ่มต้นเป็น 20 V_{dc} จากนั้นทำการเพิ่มแรงดันอินพุตเป็น 40 V_{dc} ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตจากชุดทดสอบ แสดงดังรูปที่ 6.28

พบว่า การเพิ่มแรงดันอินพุตจาก 20 V_{dc} เป็น 40 V_{dc} ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบยังสามารถระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 200 V_{dc} ได้ จากนั้นทำการจำลองผลสถานการณ์ภายใต้ข้อกำหนดเดียวกัน ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงได้ดังรูป 6.29 พบว่าที่ค่าแรงดันเอาต์พุตคงที่ที่ 200 V_{dc} เมื่อทำการเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุตในวินาทีที่ 3 จากแรงดันอินพุต 20 V_{dc} ให้เพิ่มขึ้นเป็น 40 V_{dc} ตัวควบคุมยังคงรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ที่ 200 V_{dc} ได้เช่นกัน ซึ่งผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตจากชุดทดสอบและการจำลองสถานการณ์มีค่าสอดคล้องใกล้เคียงกัน จึงสามารถสรุปได้ว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ แม้แรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

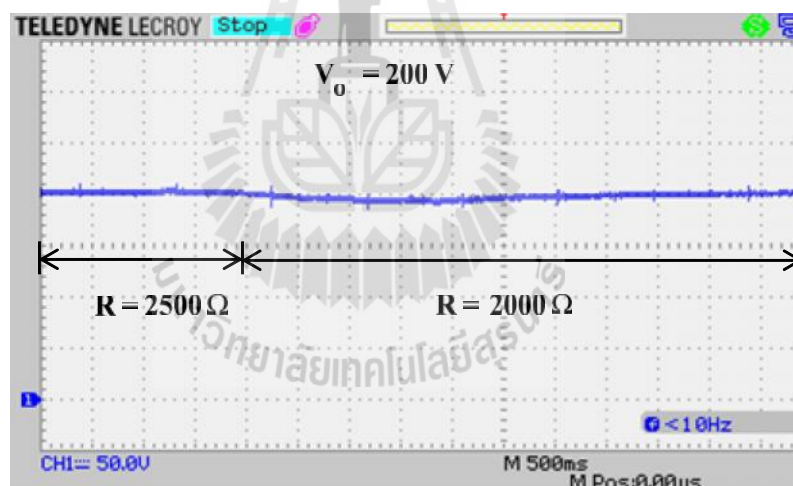


รูปที่ 6.28 ผลการทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อค่าแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

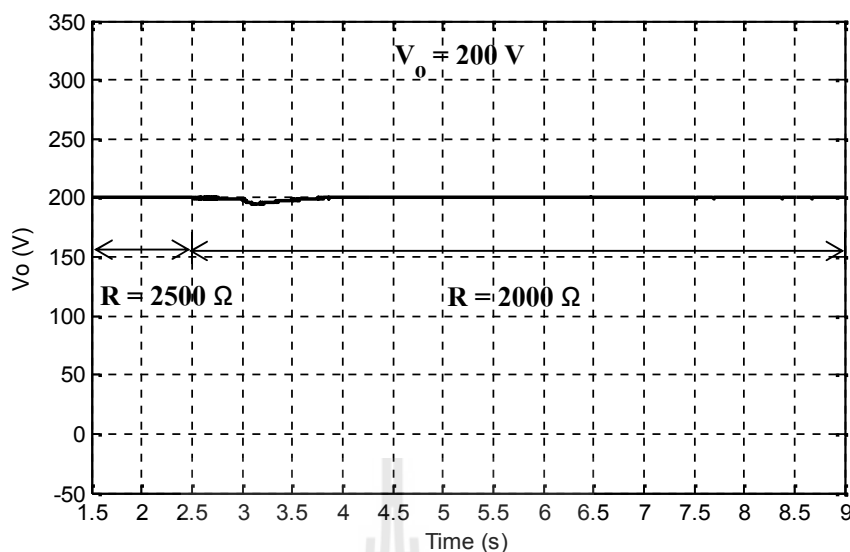


รูปที่ 6.29 ผลการจำลองสถานการณ์การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อค่าแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

ต่อมาทำการตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบอีกวิธี คือ การเปลี่ยนแปลงค่าโหลดตัวต้านทาน ซึ่งทำการทดสอบชุดทดสอบ โดยกำหนดแรงดันเอาต์พุตคงที่ ที่ $200 \text{ V}_{\text{dc}}$ แรงดันอินพุตเป็น 20 V_{dc} และค่าโหลดตัวต้านทานเริ่มต้นเป็น 2500Ω จากนั้นค่อย ๆ ลดค่าโหลดตัวต้านทานจาก 2500Ω ให้เหลือเพียง 2000Ω ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตของชุดทดสอบ แสดงดังรูปที่ 6.30 พบว่าการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดตัวต้านทานจาก 2500Ω เป็น 2000Ω ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบยังสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ที่ $200 \text{ V}_{\text{dc}}$ ได้เช่นเดิม จากนั้นทำการจำลองผลสถานการณ์ภายใต้ข้อกำหนดเดียวกัน ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงได้ดังรูป 6.31 พบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดตัวต้านทานในวินาทีที่ 2.5 จากโหลดตัวต้านทาน 2500Ω ให้ลดลงเหลือ 2000Ω ตัวควบคุมก็ยังสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ที่ $200 \text{ V}_{\text{dc}}$ ได้เช่นเดียวกัน ซึ่งผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตจากชุดทดสอบและการจำลองสถานการณ์มีความสอดคล้องใกล้เคียงกัน จึงสามารถสรุปได้ว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ แม้ค่าโหลดตัวต้านทานจะมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6.30 ผลการทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อโหลดตัวต้านทานมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6.31 ผลการจำลองสถานการณ์การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อโหลดตัวต้านทานมีการเปลี่ยนแปลง

6.5 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบชุดทดสอบที่สร้างขึ้น ซึ่งแสดงผลการทดสอบเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ ในสภาวะการทำงานภายใต้จุดการทำงานเดียวกัน โดยเปรียบเทียบทั้งกรณีที่ชุดทดสอบไม่มีตัวควบคุมและในกรณีที่ชุดทดสอบมีตัวควบคุม ซึ่งผลการทดสอบชุดทดสอบอาจมีการคลาดเคลื่อนเนื่องจากค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในชุดทดสอบ มีค่าไม่เป็นอุดมคติ เช่น ไดโอดกำลังที่เลือกใช้สำหรับชุดทดสอบ ต้องมีค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะได้รับการไบอัส (Forward Voltage) 1.5 V เพื่อให้ไดโอดกำลังทำงาน ซึ่งค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดดังกล่าวจะส่งผลทำให้แรงดันเอาต์พุตของชุดทดสอบมีค่าน้อยลง หรือแม้แต่ว่าพารามิเตอร์ภายในสวิตช์กำลังที่เลือกมาใช้ รวมถึงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่สร้างขึ้นที่เมื่อแรงดันเอาต์พุตเพิ่มสูงขึ้น แรงดันอินพุตและกระแสอินพุตที่ออกจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะมีการกระเพื่อมมากขึ้น ซึ่งทำให้กระแสอินพุตที่ส่งให้กับชุดทดสอบเกิดการคลาดเคลื่อนนั่นเอง แต่ผลการทดสอบชุดทดสอบกรณีที่มีตัวควบคุมพีไอที่ได้ทำการออกแบบอย่างง่ายแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 V_{dc} เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีค่าเป็น 20 V_{dc} จากนั้นทำการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมพีไอโดยการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุตและเปลี่ยนแปลงค่าโหลดตัวต้านทาน ซึ่งผลจากการทดสอบตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบนั้นยังสามารถทำการควบคุมแรงดันเอาต์พุตตามข้อกำหนดได้อย่างมีประสิทธิภาพ และเมื่อเปรียบเทียบผล

การทดสอบชุดทดสอบกรณีมีตัวควบคุมกับผลการจำลองสถานการณ์พบว่า ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองกรณีมีความสอดคล้องใกล้เคียงกันมาก จึงสามารถสรุปได้ว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบอย่างง่ายสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ $400 \text{ V}_{\text{dc}}$ ได้ และชุดทดสอบที่สร้างขึ้นยังแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะในการขยายแรงดันได้สูงถึง 20 เท่า



บทที่ 7

สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับประยุกต์ใช้งานกับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ โดยเริ่มต้นจากศึกษาปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทบทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อพิจารณาข้อดีและข้อด้อยของวงจรต่าง ๆ จากการค้นคว้าพบว่าโครงสร้างของวงจรทบทระดับแรงดันสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ แบบแยกกราวด์ (isolated type) และแบบไม่แยกกราวด์ (non-isolated type) โดยในปัจจุบันวงจรทบทระดับแรงดันมีการวิจัยและพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อให้มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งรายละเอียดการค้นคว้าต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

โครงสร้างของวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เป็นการผสมผสานโครงสร้างของวงจรที่สำคัญ 2 วงจรคือ วงจรทบทระดับแรงดันกำลังสอง (Conventional Quadratic Boost Converter) และวงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (Voltage Multiplier Cell) โดยการผสมผสานโครงสร้างของวงจรทั้งสองนั้น ทำให้สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นให้สูงมากกว่า 20 เท่าภายใต้การทำงานของสวิตช์กำลังเพียงตัวเดียว ซึ่งการเลือกใช้สวิตช์กำลังตัวเดียว จะช่วยลดความซับซ้อนในการควบคุมการทำงานของวงจร และลดกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์กำลังหลายตัว รายละเอียดของโครงสร้าง หลักการทำงาน รวมถึงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น และผลการจำลองสถานการณ์ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3

วงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นนั้น สามารถเพิ่มระดับแรงดันได้สูงมากกว่า 20 เท่าสำหรับประยุกต์ใช้กับโหลดกระแสตรงที่ต้องการแรงดันสูง หรือต่อเข้ากับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับแบบหนึ่งเฟสเพื่อใช้งานกับโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งแรงดันเอาต์พุตที่นำไปใช้งานนั้นต้องเป็นแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าคงที่ จึงจำเป็นต้องทำการควบคุมการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ การควบคุมแรงดันเอาต์พุตนั้นใช้ตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรให้คงที่ ที่ $400 V_{dc}$ โดยอาศัย

หลักการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรถบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมเป็นพื้นฐาน จากนั้นจำลองสถานการณ์ในสถานะต่าง ๆ เช่น เมื่อค่าแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง โหลดตัวต้านทานเกิดการเปลี่ยนแปลง และค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นมีการเปลี่ยนแปลง เป็นต้น ดังแสดงผลการจำลองสถานการณ์ไว้ในบทที่ 4 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าการทำงานของตัวควบคุมพีไอที่ได้ทำการออกแบบมานั้น สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 V_{dc} ได้

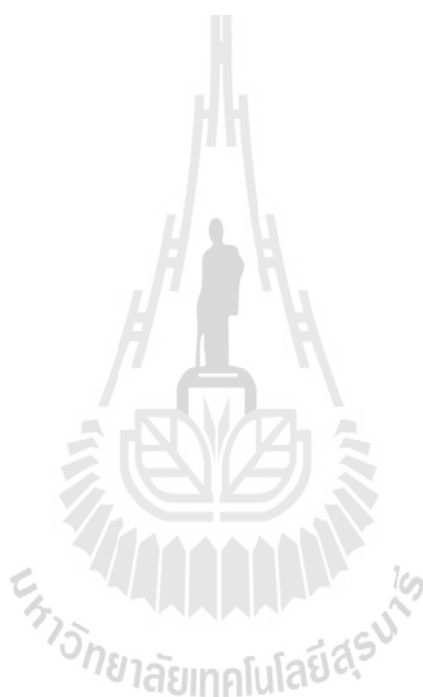
จากการพัฒนาโครงสร้างของวงจรถบระดับแรงดันที่มีการเพิ่มค่าแรงดันสูง รวมถึงการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ต่อมาเป็นการสร้างชุดทดสอบของวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นดังแสดงไว้ในบทที่ 5 เป็นการแสดงอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่าง ๆ ที่ใช้สำหรับสร้างชุดทดสอบ อีกทั้งยังทำการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปโดยใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdsp™ F28335 ร่วมกับโปรแกรม MATLAB Simulink เพื่อยืนยันสมรรถนะการทำงานของวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น และความสามารถของตัวควบคุมพีไอที่สามารถประมวลผลบนบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™ F28335 ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ผลการทดสอบชุดทดสอบของวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น เพื่อยืนยันสมรรถนะการทำงานของชุดทดสอบที่สร้างขึ้น โดยทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบชุดทดสอบกับผลการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink ในสถานะการทำงานต่าง ๆ ที่มีจุดการทำงานเดียวกัน ซึ่งการเปรียบเทียบผลการทดสอบชุดทดสอบกับผลการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ในบทที่ 6 แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของชุดทดสอบที่สร้างขึ้นว่ามีผลการทดสอบสอดคล้องกับผลการจำลองสถานการณ์ และชุดทดสอบของวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันได้สูง 20 เท่า

7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. ควรมีการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมประเภทอื่น ๆ สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น
2. ควรมีการใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ในการค้นหาพารามิเตอร์ของวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น
3. ควรมีการใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ในการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสำหรับประยุกต์ใช้งานกับวงจรถบระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

4. ควรมีการนำชุดทดสอบของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นไปประยุกต์ใช้งานจริงกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับแบบหนึ่งเฟสเพื่อขับเคลื่อนเหนี่ยวนำแบบหนึ่งเฟสให้ทำงาน



รายการอ้างอิง

- A. Gopi and R. Saravanakumar (2013) “High Boost Isolated DC-DC Converter with Controller” **Middle-East Journal of Scientific Research** **15**, pp. 363-371.
- A. Tomaszuk and A. Krupa (2011) “High efficiency high step-up DC/DC converters - a review” **Bulletin Of The Polish Academy Of Sciences Technical Sciences**, Vol. 59, No. 4, pp. 475-483.
- A.Ghasemi, S. Fazlollohzadeh eilaghi , and E.Adib (2012) “A New Non-isolated High Step-up SEPIC Converter for Photovoltaic Applications” **in Proc. IEEE Power Electronics and Drive Systems Technology**, pp. 51-56.
- Ahmad Al Nabulsi, Muneer Al Sabbagh, Rached Dhaouadi and Habib-ur Rehman (2009) “A 300 watt cascaded boost converter design for solar energy systems” **in Proc. IEEE Electric Power and Energy Conversion Systems**, pp. 1-4.
- B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici (2008) “Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters” **in Proc. IEEE Circuits and Systems I: Regular Papers**, pp. 687 – 696.
- J. Caro, J. Maldonado, R. Cabrera, A. Rodriguez, E. Cabrera, and R. Ibarra (2011) “A Family of DC-DC Multiplier Converters” **in International Association of Engineers**.
- J.S.Anu Rahavi, T.Kanagapriya and R.Seyezhai (2012) “Design and Analysis of Interleaved Boost Converter for Renewable Energy Source” **in Proc. IEEE Computing, Electronics and Electrical Technologies** , pp. 447 – 451.
- J-P. Lee, B-D. Min, D-W. Yoo, T-J. Kim, and J-Y. Yoo (2007) “A New Topology for PV DC/DC Converter with High Efficiency under Wide Load Range” **in Proc. European Power Electronics and Applications**, pp. 1-6.
- K. K. Law, K. W. E. Cheng and Y. P. Benny Yeung (2005) “Design and Analysis of Switched-Capacitor-Based Step-Up Resonant Converters” **in Proc. IEEE Circuits and Systems I: Regular Papers**, pp. 943-948.

- Kuo-Ching Tseng , Chi-Chih Huang , and Wei-Yuan Shih (2013) “A High Step-Up Converter With a Voltage Multiplier Module for a Photovoltaic System” in **Proc. IEEE Transactions Power Electronics**, pp. 3047-3057.
- Kuo-Ching Tseng and Chi-Chih Huang (2014) “High Step-Up High-Efficiency Interleaved Converter With Voltage Multiplier Module for Renewable Energy System” in **Proc. IEEE Transactions on Industrial Electronics**, pp. 1311-1319.
- Kuo-Ching Tseng and Jian-Ting Lin (2013) “High Step-Up DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles” in **Proc. IEEE 2nd International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE)**, pp. 498-501.
- L-W. Zhou, B-X. Zhu and Q-M. Luo (2012) “High Step-Up Converter with Capacity of Multiple Input” **IET Power Electron**, vol. 5, no. 5, pp. 524-531.
- M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli, and R. Gules (2008) “Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC–DC Converters” in **Proc. IEEE Power Electronics**, pp. 871-877.
- M. Prudente, L.L. Pfitscher and R. Gules (2005) “A boost converter with Voltage multiplier cells” in **Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference**, pp. 2716-2721.
- Mahajan Sagar Bhaskar Ranjana, Nandyala SreeramulaReddy and Repalle Kusala Pavan Kumar (2014) “A Novel Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters for Photovoltaic Applications” in **Proc. IEEE International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)**, pp. 970-977.
- Matthias Kasper, Magdalena Ritz, Dominik Bortis and Johann W. Kolar (2013) “PV Panel-Integrated High Step-Up High Efficiency Isolated GaN DC-DC Boost Converter” in **Proc. IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC 2013)**, pp. 602-608.
- Oleksandr Krykunov (2007) “Comparison of the DC/DC-Converters for Fuel Cell Applications” **International Journal of Electrical and Electronics Engineering** 1, pp. 71-79.
- P. Thounthong, P. Sethakul, s. Rael and B. Davat (2008) “Design and Implementation of 2-Phase Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Power Source” in **Proc. IEEE Power Electronics, Machines and Drives**, pp. 91-95.

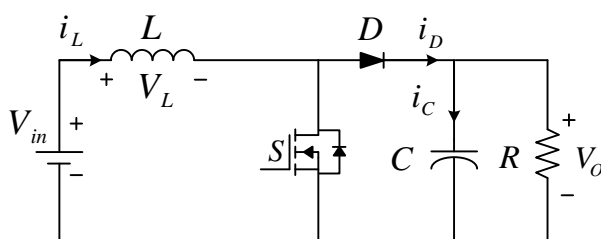
- Ping Yang, Jianping Xu, Guohua Zhou and Shiyu Zhang (2012) “A New Quadratic Boost Converter with High Voltage Step-up Ratio and Reduced Voltage Stress” in **Proc. IEEE Power Electronics and Motion Control Conference**, pp. 1164-1168.
- Seyed Hossein Hosseini and Tohid Nouri (2012) “A transformerless step-up dc-dc converter with high voltage gain and reduced voltage stresses on semiconductors” in **Proc. IEEE 47th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)**, pp. 1-6.
- Shih-Ming Chen, Tsorng-Juu Liang, Lung-Sheng Yang, and Jiann-Fuh Chen (2013) “A Boost Converter With Capacitor Multiplier and Coupled Inductor for AC Module Applications” in **Proc. IEEE Transactions on Industrial Electronics**, pp. 1503-1511.
- Shiyu Zhang, Jianping Xu and Ping Yang (2012) “A single-switch high gain quadratic boost converter based on voltage-lift-technique” in **Proc. IEEE 10th International Power and Energy Conference (IPEC)**, pp. 71-75.
- W. Li, and X. He (2011) “Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications,” in **Proc. IEEE Industrial Electronics**, pp. 1239-1250.
- Y. Berkovich, B. Axelrod, and A. Shenkman (2008) “A Novel Diode-capacitor Voltage Multiplier for Increasing the Voltage of Photovoltaic Cells” in **Proc. IEEE Control and Modeling for Power Electronics**, pp. 1-5 .
- Y. Park, B. Jung and S. Choi (2012) “Non-isolated ZVZCS Resonant PWM DC-DC converter for High Step-Up and High-Power Applications” in **Proc. IEEE Transactions Power Electronics**, pp. 3568-3575.
- Y. Zhao, W. Li, Y. Deng, X. He, S. Lambert and V. Pickert (2010) “High step-up boost converter with coupled inductor and switched capacitor” in **Proc. IEEE Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)**, 5th IET International Conference, pp. 1 – 6.

ภาคผนวก ก

วงจรถะดับแรงดันแบบดั้งเดิม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

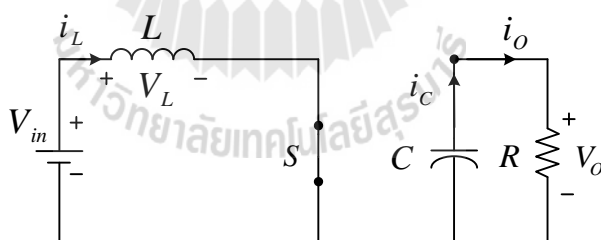
วงจรทระดับแรงดันแบบดั่งเดิม (Boost converter) คือ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ทำให้การเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงกว่าแรงดันอินพุต โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบดั่งเดิม แสดงได้ดั่งรูป ก.1



รูปที่ ก.1 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบดั่งเดิม

วงจรทระดับแรงดันแบบดั่งเดิมพิจารณาหลักการทงานได้ 2 โหมด คือ โหมดสวิตช์กำลังนำกระแส และโหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ดั่งนี้

โหมดสวิตช์กำลังนำกระแส ; การทงานในโหมดนี้สวิตช์กำลังจะถูกปิดวงจร (switch on) ทำให้กระแสอินพุตจากแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และสวิตช์กำลัง ในขณะที่ไดโอดถูกไบอัสย้อนกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ โครงสร้างการทงานของวงจรแสดงได้ดั่งรูป ก.2



รูปที่ ก.2 วงจรทระดับแรงดันแบบดั่งเดิมในโหมดสวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาการทงานของวงจรโดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในโหมดสวิตช์กำลังนำกระแสจะได้อุณหภูมิสัมพันธ์ ดั่งนี้

$$-V_{in} + V_L = 0 \quad (ก.1)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} \quad (ก.2)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (ก.3)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส $dt=DT$ โดยที่ D คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ และ T คือ คาบของการสวิตช์ เมื่อการกระเพื่อมของกระแสอินพุตมีค่าคงที่ ถือว่าการเพิ่มของกระแสอินพุตเป็นแบบเชิงเส้น จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

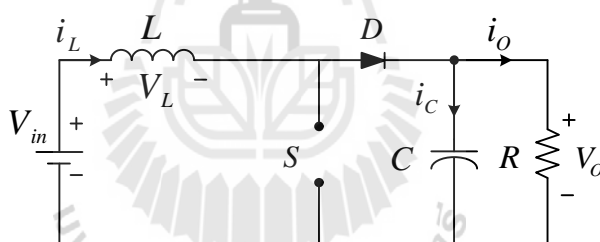
$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_{in}}{L} \quad (ก.4)$$

จะได้การกระเพื่อมของกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ดังนี้

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_{in}DT}{L} \quad (ก.5)$$

โดยที่ $\Delta i_{L,on}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสอินพุตเมื่อสวิตช์กำลังนำกระแส

โหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ; ในโหมดนี้สวิตช์กำลังจะหยุดนำกระแส (switch off) ทำให้กระแสอินพุตของวงจรไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และไดโอด ไปยังตัวเก็บประจุ และโหลดความต้านทาน ซึ่งโครงสร้างการทำงานของวงจรแสดงได้ดังรูป ก.3



รูปที่ ก.3 วงจรทระดับแรงดันแบบตั้งเดิมใน โหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจร โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในโหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส จะได้ความสัมพันธ์ ดังต่อไปนี้

$$-V_{in} + V_L + V_O = 0 \quad (ก.6)$$

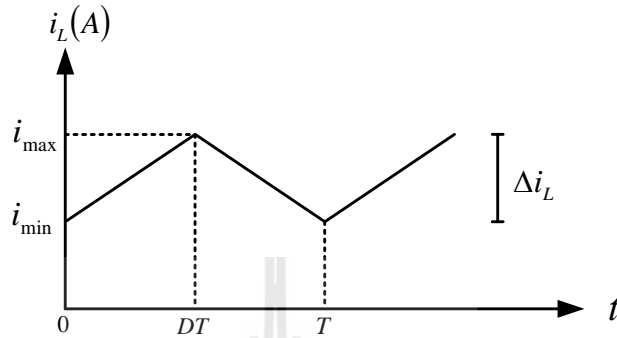
$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_O \quad (ก.7)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_O}{L} \quad (ก.8)$$

ขณะที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส $dt=(1-D)T$ การกระเพื่อมของกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่ ถือว่าการลดลงของกระแสอินพุตเป็นแบบเชิงเส้นดังรูปที่ ก.4 แสดงการกระเพื่อมของกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (ก.9)$$

โดยที่ $\Delta i_{L,off}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสอินพุตเมื่อสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส



รูปที่ ก.4 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

จากรูปที่ ก.4 แสดงการกระเพื่อมของกระแสอินพุต (current ripple) ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส และสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส พิจารณาการกระเพื่อมของกระแสอินพุตที่สภาวะอยู่ตัว จะได้อัตราขยายของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม แสดงได้ดังนี้

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (ก.10)$$

$$\frac{V_{in}DT}{L} + \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) (1-D)T = 0$$

$$V_{in}DT + (V_{in} - V_o)(1-D)T = 0$$

$$V_{in}DT + V_{in} - V_{in}D - V_o + V_oD = 0$$

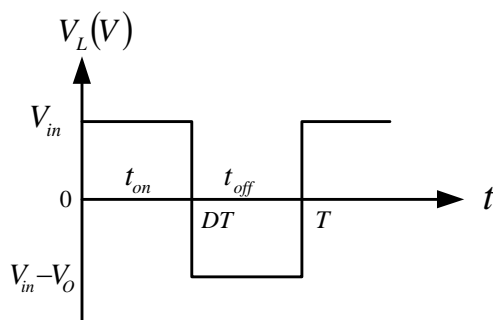
$$V_{in} - V_o(1-D) = 0$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (ก.11)$$

$$\text{โดยที่ } D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} ; t_{on} = DT \text{ และ } t_{off} = (1-D)T$$

เมื่อ t_{on} คือ ช่วงเวลาที่สวิตช์กำลังนำกระแส

t_{off} คือ ช่วงเวลาที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส แสดงดังรูปที่ ก.5



รูปที่ ก.5 แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

จากสมการอัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม พบว่าแรงดันเอาต์พุตขึ้นอยู่กับค่าวัฏจักรหน้าที่เมื่อวงจรรับแรงดันอินพุตคงที่ ซึ่งเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่มีค่าสูงจะส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงเพิ่มขึ้นด้วย แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรหน้าที่กับอัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ดังตารางที่ ก.1

ตารางที่ ก.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

ค่าวัฏจักรหน้าที่ (D)	อัตราขยายแรงดัน (M)
0	1.00
0.1	1.10
0.2	1.25
0.3	1.43
0.4	1.67
0.5	2.00
0.6	2.50
0.7	3.33
0.8	5.00
0.9	10.00
1.0	infinity

จากตารางที่ ก.1 พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) ของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมขึ้นอยู่กับค่าวัฏจักรหน้าที่ โดยที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรจะเพิ่มสูงขึ้นเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มขึ้น แต่การที่วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่สูง ๆ จะส่งผลถึงประสิทธิภาพของวงจรที่จะมีแนวโน้มลดลง (L-W.Zhou, B-X.Zhu and Q-M.Luo, 2012) เนื่องจาก

การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์กำลังค่อนข้างสูง ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในช่วงที่ สวิตช์นำกระแส (conduction loss) สูงขึ้นด้วย ดังนั้นประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันแบบ ดั้งเดิม จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เลือกใช้ในวงจรอย่างเหมาะสม เพื่อลดการกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดันอันเป็นสาเหตุการเกิดกำลังไฟฟ้า สูญเสียในวงจร โดยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อให้การ กระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดันอยู่ในขอบเขตที่ต้องการจะนำเสนอต่อไปนี้

การออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

จากโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในรูป ก.1 ซึ่งประกอบด้วย ตัว เหนี่ยวนำ ไดโอด สวิตช์กำลัง ตัวเก็บประจุ และ โหลดความต้านทาน โดยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ กำลังแต่ละตัวมีการออกแบบพารามิเตอร์ที่แตกต่างกัน มีรายละเอียดการออกแบบดังต่อไปนี้

การออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ ;

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม โดยสมมติว่าไม่มีกำลัง งานสูญเสียภายในวงจร กำลังงานไฟฟ้าอินพุต (P_{in}) จะมีค่าเท่ากับกำลังงานไฟฟ้าเอาต์พุต (P_{out}) จะ ได้

$$P_{in} = P_{out} \quad (ก.12)$$

$$V_{in} I_L = V_o I_o \quad (ก.13)$$

$$\text{เมื่อ } V_o = \frac{V_{in}}{1-D}$$

$$V_{in} I_L = \frac{V_{in}}{1-D} I_o \quad (ก.14)$$

$$I_L = \frac{I_o}{1-D} \quad (ก.15)$$

จากความสัมพันธ์ ของเวลาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

$$T = \frac{1}{f} = t_{on} + t_{off} ; t_{on} = DT \text{ และ } t_{off} = (1-D)T \quad (ก.16)$$

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมเมื่อสวิตช์กำลังนำกระแสได้ สมการการกระเพื่อมของกระแสอินพุตดังสมการ (ก.5) และเมื่อสวิตช์กำลังหยุดนำกระแสได้

สมการการกระเพื่อมของกระแสในพุดังสมการ (ก.9) จากนั้นทำการหาสมการสำหรับออกแบบตัวเหนี่ยวนำดังนี้

$$L = \frac{V_{in}(V_o - V_{in})}{f \cdot V_o \cdot \Delta i_L} \quad \text{หรือ} \quad L = \frac{D \cdot V_{in}}{f \cdot \Delta i_L} \quad (\text{ก.17})$$

การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุ ;

การออกแบบตัวเก็บประจุ C จะพิจารณาช่วงสวิทช์กำลังนำกระแสดังรูป ก.2 สังเกตได้ว่าตัวเก็บประจุจะจ่ายกระแสให้กับโหลดความต้านทาน

$$i_C = i_o \quad (\text{ก.18})$$

พิจารณา i_C ในช่วง $0-t_{on}$ เท่านั้น เพื่อทำการหาค่าตัวเก็บประจุ

$$V_C - V_C(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} i_o dt \quad (\text{ก.19})$$

$$\Delta V_C = \frac{i_o \cdot t_{on}}{C} \quad (\text{ก.20})$$

$$\text{เมื่อ } t_{on} = DT = \frac{V_o - V_{in}}{V_o} \cdot \frac{1}{f}$$

จะได้ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวเก็บประจุ C ของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมดังนี้

$$C = \frac{i_o(V_o - V_{in})}{f \cdot V_o \cdot \Delta V_C} \quad \text{หรือ} \quad C = \frac{D \cdot i_o}{f \cdot \Delta V_C} \quad (\text{ก.21})$$

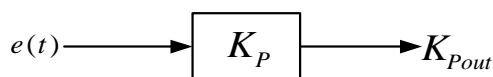
โดยที่ ΔV_C คือ การกระเพื่อมของแรงดัน V_C

การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

ตัวควบคุมชนิดพีไอเป็นตัวควบคุมที่พบบ่อยในงานวิจัยทั่วไป เนื่องจากเป็นตัวควบคุมที่มีโครงสร้างการทำงานไม่ซับซ้อน ให้ผลตอบสนองในการทำงานที่ดี และยอมรับได้ ระบบควบคุมชนิดพีไอมีตัวควบคุมย่อย 2 ตัว คือ ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control) และตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral Control) รายละเอียดการทำงานของตัวควบคุมแต่ละแบบมีดังนี้

ตัวควบคุมชนิดพีหรือตัวควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control) ; เทอมของสัดส่วน จะเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนของค่าความผิดพลาดการตอบสนองของสัดส่วน สามารถทำได้โดยการ

คูณค่าความผิดพลาดด้วยค่าคงที่ K_p หรือที่เรียกว่าอัตราขยายสัดส่วน เทอมของสัดส่วนจะแสดงแผนภาพลักษณะตัวควบคุม และเป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้

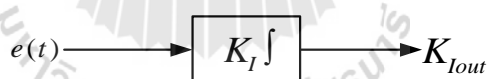


รูปที่ ก.6 แผนภาพลักษณะตัวควบคุมชนิดพี

$$K_{Pout} = K_p e(t) \quad (\text{ก.22})$$

เมื่อ	K_{Pout}	คือ สัญญาณเอาต์พุตของเทอมสัดส่วน
	K_p	คือ อัตราขยายสัดส่วน , ตัวแปรปรับค่าได้
	e	คือ ค่าความผิดพลาด
	t	คือ เวลา

ตัวควบคุมชนิดไอหรือตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral Control); เทอมปริพันธ์เป็นอัตราส่วนของค่าความผิดพลาดสะสมในช่วงเวลาหนึ่งหรือผลรวมค่าความผิดพลาดในทุกช่วงเวลา คือปริพันธ์ของความผิดพลาด จะให้ความผิดพลาดที่ควรจะเป็นในก่อนหน้า ความผิดพลาดสะสมจะถูกคูณด้วยอัตราขยายปริพันธ์ K_I เทอมปริพันธ์สามารถแสดงแผนภาพลักษณะตัวควบคุม และเป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้

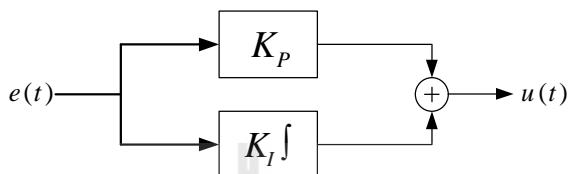


รูปที่ ก.7 แผนภาพลักษณะตัวควบคุมชนิดไอ

$$K_{Iout} = K_I \int_0^t e(\ddagger) d\ddagger \quad (\text{ก.23})$$

เมื่อ	K_{Iout}	คือ สัญญาณเอาต์พุตของเทอมสัดส่วน
	K_I	คือ อัตราขยายปริพันธ์ , ตัวแปรปรับค่าได้
	e	คือ ค่าความผิดพลาด
	t	คือ เวลา
	\ddagger	คือ ตัวแปรปริพันธ์

ตัวควบคุมชนิดพีไอหรือตัวควบคุมสัดส่วนร่วมกับปริพันธ์ (PI Control : Proportional-Integral Control) ; เมื่อนำเทอมของสัดส่วนใช้งานร่วมกับเทอมปริพันธ์ จะช่วยเร่งให้ระบบเข้าสู่จุดที่ต้องการ ช่วยลดค่าความผิดพลาดที่เกิดเนื่องจากการใช้เทอมของสัดส่วนเพียงอย่างเดียว แต่เนื่องจากเทอมปริพันธ์นั้นเกิดจากการคำนวณ โดยรวมค่าความผิดพลาดที่เกิดในอดีต อาจจะทำให้เกิดการพุ่งเกินในสภาวะชั่วคราวได้ สามารถแสดงแผนภาพลักษณะตัวควบคุมชนิดพีไอได้ดังรูป

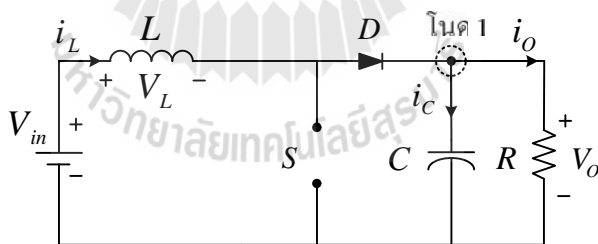


รูปที่ ก.8 แผนภาพลักษณะตัวควบคุมชนิดพีไอ

โดยผลตอบสนองของการควบคุมด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอสามารถอธิบายได้ดังสมการ

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{ก.24})$$

การควบคุมแรงดันโดยใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ;
พิจารณาโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม แสดงดังรูปที่ ก.9



รูปที่ ก.9 วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในโหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

พิจารณาโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ในขณะที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ณ โหนด 1 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$C \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \quad (\text{ก.25})$$

จาก (ก.25) ทำการแปลงลาปลาซได้ดังนี้

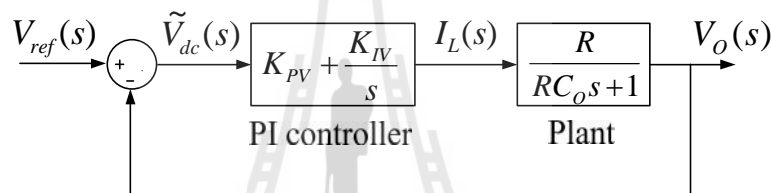
$$CsV_o(s) = I_L(s) - \frac{V_o(s)}{R} \quad (ก.26)$$

จากนั้นดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้พลานต์สำหรับวงจรถบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมสามารถแสดงได้ดังสมการ (ก.27)

$$\frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{RCs + 1} \quad (ก.27)$$

จากสมการตัวควบคุมชนิดพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน (ก.28) จะได้แผนภาพการควบคุมแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงดังรูปที่ ก.10

$$G_{CV}(s) = K_{PV} + \frac{K_{IV}}{s} \quad (ก.28)$$



รูปที่ ก.10 แผนภาพการควบคุมรูปแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากแผนภาพที่แสดงดังรูปที่ (ก.10) ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอในรูปแรงดัน

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{\left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s}\right)\left(\frac{R}{RC_o s + 1}\right)}{1 + \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s}\right)\left(\frac{R}{RC_o s + 1}\right)} \quad (ก.29)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{K_{PV}Rs + K_{IV}R}{s^2 + \left(\frac{K_{PV}R + 1}{RC_o}\right)s + \frac{K_{IV}R}{RC_o}} \quad (ก.30)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PV} และ K_{IV} ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับรูปแรงดัน จะอาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด (ก.30) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน (ก.31)

$$G(s) = \frac{\tilde{S}_n^2}{s^2 + 2'\tilde{S}_n s + \tilde{S}_n^2} \quad (ก.31)$$

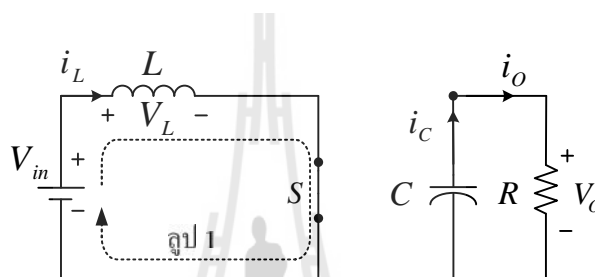
จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูบแรงดันดัง (ก.32) และ (ก.33) โดยที่ ζ_n คือ ค่าความถี่ธรรมชาติ กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{RC}$ rad/s และ ' คือ อัตราการหน่วง

$$K_{PV} = 2\zeta_n C - \frac{1}{R} \quad (\text{ก.32})$$

$$K_{IV} = \zeta_n^2 C \quad (\text{ก.33})$$

การควบคุมกระแสโดยใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรถอบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ;

พิจารณาโครงสร้างของวงจรถอบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม แสดงดังรูปที่ ก.11



รูปที่ ก.11 วงจรถอบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในโหมดสวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาโครงสร้างของวงจรถอบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมดังรูปที่ ก.11 ในขณะที่สวิตช์นำกระแส โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) พิจารณาการทำงานของวงจรถอบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in}(t) - (1-d(t))V_O(t) \quad (\text{ก.34})$$

พิจารณาค่าวัฏจักรหน้าที่เป็นศูนย์ จะได้ดัง (ก.35)

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_{in}(t) - V_O(t) \quad (\text{ก.35})$$

จาก (ก.35) ทำการแปลงลาปลาซ ได้ดังนี้

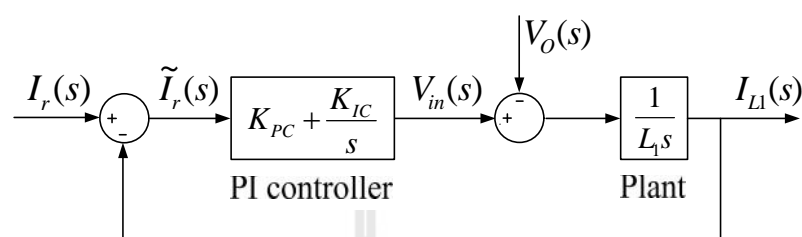
$$LsI_L(s) = V_{in}(s) - V_O(s) \quad (\text{ก.36})$$

จาก (ก.36) ดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้พลานต์สำหรับวงจรถอบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ในส่วนของการควบคุมกระแส (ก.37)

$$\frac{I_L(s)}{V_{in}(s) - V_O(s)} = \frac{1}{Ls} \quad (\text{ก.37})$$

จากสมการตัวควบคุมชนิดพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน (ก.38) จะได้แผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงดังรูปที่ ก.12

$$G_{CC}(s) = K_{PV} + \frac{K_{IV}}{s} \quad (\text{ก.38})$$



รูปที่ ก.12 แผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากแผนภาพที่แสดงดังรูปที่ (ก.12) ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอในลูปกระแส

$$\frac{I_L(s)}{I_r(s)} = \frac{\left(\frac{K_{PC}s + K_{IC}}{s}\right)(V_{in})\left(\frac{1}{Ls}\right)}{1 + \left(\frac{K_{PC}s + K_{IC}}{s}\right)(V_{in})\left(\frac{1}{Ls}\right)} \quad (\text{ก.39})$$

$$\frac{I_L(s)}{I_r(s)} = \frac{K_{PC}V_{in}s + K_{IC}V_{in}}{s^2 + K_{PC}\left(\frac{V_{in}}{L}\right)s + K_{IC}\left(\frac{V_{in}}{L}\right)} \quad (\text{ก.40})$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูปกระแส จะอาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์เช่นเดียวกับลูปแรงดัน โคนจะเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด (ก.40) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน (ก.41)

$$G(s) = \frac{\zeta_n^2}{s^2 + 2'\zeta_{ni}s + \zeta_{ni}^2} \quad (\text{ก.41})$$

โดยค่าความถี่ธรรมชาติของลูปกระแส มีค่าเท่ากับ $\zeta_{ni} = N\zeta_n$ rad/s ซึ่งค่า N คือจำนวนเท่าของความถี่ธรรมชาติที่ลูปกระแสทำงานต่างจากลูปแรงดัน และ ' คือ อัตราการหน่วง ' จะได้ความสัมพันธ์ในการหาค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอที่ใช้ในการควบคุมลูปกระแส ดัง (ก.42) และ (ก.43)

$$K_{PC} = \frac{2' \check{S}_{ni} L}{V_{in}} \quad (\text{ก.42})$$

$$K_{IC} = \frac{\check{S}_{ni}^2 L}{V_{in}} \quad (\text{ก.43})$$

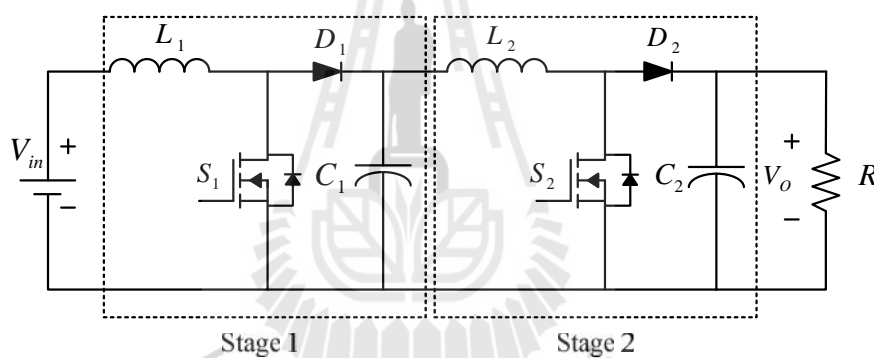


ภาคผนวก ข

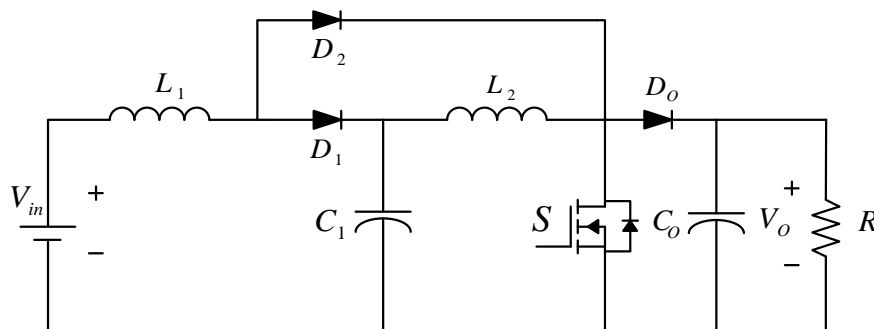
วงจรถับระดับแรงดันกำลังสอง



การเพิ่มอัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมให้เพิ่มขึ้น 2 เท่า ขึ้นพื้นฐาน คือการนำวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมมาต่ออนุกรมกัน โครงสร้างของวงจรต่ออนุกรมกัน แสดงดังรูปที่ ข.1 ส่งผลให้จำนวนสวิทช์กำลัง และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรเพิ่มขึ้น ทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเพิ่มขึ้น (power loss : P_{loss}) และทำพิกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจะสูงขึ้นด้วย รวมไปถึงผลกระทบของความเครียดแรงดัน (voltage stress : V_{stress}) ที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละตัว ดังนั้นจึงมีการพัฒนาวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมที่ต่ออนุกรมกัน โดยใช้สวิทช์กำลังเพียงตัวเดียวเพื่อลดกำลังงานสูญเสียในวงจร แต่ใช้ไดโอดกำลังแทนที่สวิทช์กำลัง ดังที่แสดงโครงสร้างในรูป ข.2 เรียกว่าวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง ซึ่งโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง (Conventional Quadratic Boost Converter) ประกอบด้วย สวิทช์กำลัง (S) ตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2) ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2) และไดโอดกำลัง (D_1, D_2, D_o)



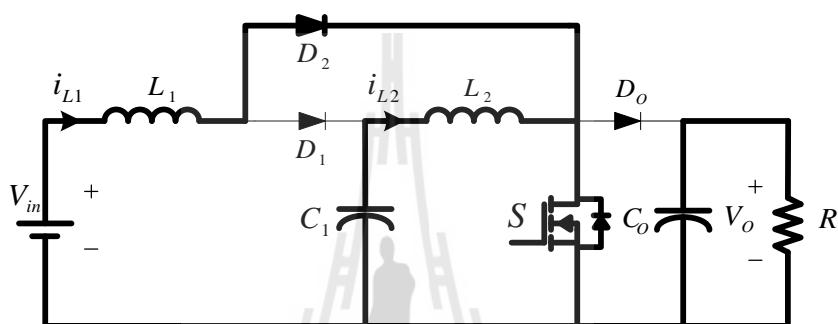
รูปที่ ข.1 วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมต่ออนุกรมกัน



รูปที่ ข.2 วงจรทระดับแรงดันกำลังสอง

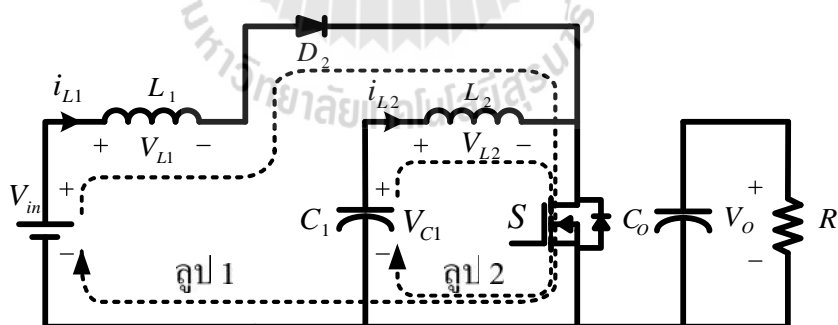
วงจรทระดับแรงดันกำลังสองสามารถพิจารณาหลักการทำงานได้ 2 โหมด คือ โหมดสวิทช์กำลังนำกระแส และโหมดสวิทช์กำลังหยุดนำกระแส ดังนี้

โหมดสวิตช์กำลังนำกระแส ; การทำงานของวงจรทระดับแรงดันกำลังสองขณะสวิตช์กำลังนำกระแสแสดงดังรูปที่ ข.3 จะพบว่ากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} ไปยังไดโอด D_2 ที่นำกระแส เนื่องจากการไบอัสตรง ส่วนไดโอด D_1 และ D_o ไม่สามารถนำกระแสได้เนื่องจากการไบอัสย้อนกลับจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_o ตามลำดับ ดังนั้นกระแส i_{L1} จะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ผ่านไดโอด D_2 และสวิตช์กำลัง S ส่วนกระแส i_{L2} จะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 และสวิตช์กำลัง S ที่มีตัวเก็บประจุ C_1 ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกแหล่งจ่ายหนึ่งของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง ส่วนตัวเก็บประจุ C_o จะคายพลังงานที่เก็บสะสมไว้ที่โหลดตัวต้านทาน R



รูปที่ ข.3 วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในโหมดสวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแสแสดงได้ดังรูป ข.4 โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้



รูปที่ ข.4 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันกำลังสองดังรูปที่ ข.4 ในลูป 1 และลูป 2 สามารถหาความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ในช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแสตามลำดับ ได้ดังนี้

$$\text{ลูป 1 ; } \quad -V_{in} + V_{L1} = 0 \quad (\text{ข.1})$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} \quad (\text{ข.2})$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (\text{ข.3})$$

รูป 2 ; $-V_{C1} + V_{L2} = 0 \quad (\text{ข.4})$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C1} \quad (\text{ข.5})$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_2} \quad (\text{ข.6})$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส $dt=DT$ โดยที่ D คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ และ T คือ คาบของการสวิตช์ จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L1}}{DT} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (\text{ข.7})$$

$$\frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L2}}{DT} = \frac{V_{C1}}{L_2} \quad (\text{ข.8})$$

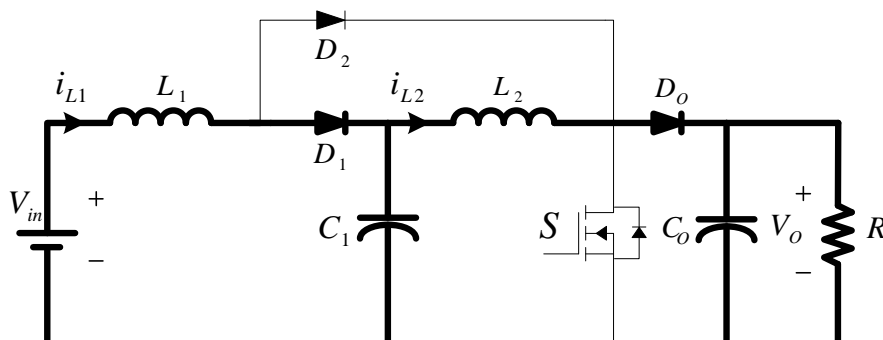
จะได้การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ดังนี้

$$\Delta i_{L1,on} = \frac{V_{in} DT}{L_1} \quad (\text{ข.9})$$

$$\Delta i_{L2,on} = \frac{V_{C1} DT}{L_2} \quad (\text{ข.10})$$

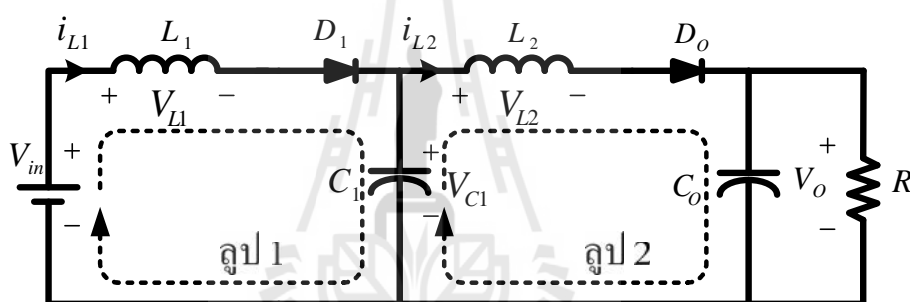
โดยที่ $\Delta i_{L1,on}$ และ $\Delta i_{L2,on}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 เมื่อสวิตช์กำลังนำกระแส ตามลำดับ

โหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ; การทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันกำลังสองขณะสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส แสดงดังรูปที่ ข.5 จะพบว่ากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ผ่านไดโอด D_1 ที่นำกระแสเนื่องจากการไบอัสตรง ก่อนกระแสจะแบ่งไหลไปยังตัวเก็บประจุ C_1 เพื่ออัดประจุ และไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ผ่านไดโอด D_0 เพื่ออัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_0 ก่อนที่กระแสจะไหลผ่านโหลดตัวต้านทาน R ต่อไป ส่วนไดโอด D_2 ไม่สามารถนำกระแสได้เนื่องจากไม่ได้รับการไบอัสตรงเพราะสวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแสตัวเอง



รูปที่ ข.5 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสองในโหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส แสดงได้ดังรูป ข.6 โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้



รูปที่ ข.6 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสองขณะสวิตช์กำลังหยุดนำกระแสดังรูปที่ ข.6 ในลูป 1 และลูป 2 สามารถหาความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ \$L_1\$ และ \$L_2\$ ในช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ตามลำดับ ได้ดังนี้

$$\text{ลูป 1 ;} \quad -V_{in} + V_{L1} + V_{C1} = 0 \quad (\text{ข.11})$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{C1} \quad (\text{ข.12})$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{C1}}{L_1} \quad (\text{ข.13})$$

$$\text{ลูป 2 ;} \quad -V_{C1} + V_{L2} + V_o = 0 \quad (\text{ข.14})$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C1} - V_o \quad (\text{ข.15})$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} \quad (\text{ข.16})$$

ขณะที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส $dt=(1-D)T$ การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 มีค่าคงที่ จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D)T} = \frac{V_{in} - V_{C1}}{L_1} \quad (\text{ข.17})$$

$$\frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D)T} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} \quad (\text{ข.18})$$

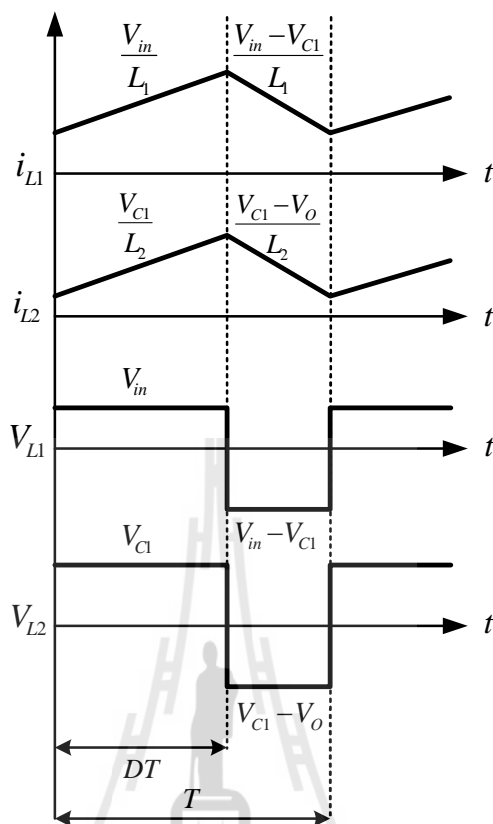
จะได้การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ขณะที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ดังนี้

$$\Delta i_{L1,off} = \frac{V_{in} - V_{C1}}{L_1} (1-D)T \quad (\text{ข.19})$$

$$\Delta i_{L2,off} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} (1-D)T \quad (\text{ข.20})$$

โดยที่ $\Delta i_{L1,off}$ และ $\Delta i_{L2,off}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 เมื่อสวิตช์กำลังนำหยุดกระแส ตามลำดับ

จากการพิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันกำลังสอง โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส และในช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส จึงได้ความสัมพันธ์ของกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ของวงจรระดับแรงดันกำลังสอง แสดงดังรูปที่ ข.7



รูปที่ ข.7 กระแสที่ไหลผ่านและแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2

พิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ในสถานะคงตัว ดังความสัมพันธ์ในรูปที่ ข.7 เพื่อหาอัตราขยายของวงจรที่ระดับแรงดันกำลังสองดังนี้

$$L_1 \quad ; \quad V_{in}(DT) + (V_{in} - V_{C1})(1-D)T \quad (\text{ข.21})$$

$$L_2 \quad ; \quad V_{C1}(DT) + (V_{C1} - V_o)(1-D)T \quad (\text{ข.22})$$

จากสมการ (ข.21) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 กับแรงดันอินพุต แสดงได้ดังนี้

$$V_{in}D + V_{in} - V_{in}D - V_{C1} + V_{C1}D = 0$$

$$V_{in} - (1-D)V_{C1} = 0$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (\text{ข.23})$$

และอัตราขยายแรงดัน (M) ของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง แสดงได้ดังนี้

$$V_{C1}D + V_{C1} - V_{C1}D - V_o + V_oD = 0$$

$$V_{C1} - (1 - D)V_o = 0$$

$$\frac{V_{in}}{1 - D} - (1 - D)V_o = 0$$

$$\therefore M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (\text{ข.24})$$

เมื่อทราบอัตราขยายแรงดันของ (M) ของวงจรทระดับแรงดันกำลังสองแล้ว จากนั้นจะทำการหาค่าความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจร เพื่อหาพิกัดสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง แสดงได้ดังนี้

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง ขณะสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ดังรูป ข.5 จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมสวิตช์กำลัง S และไดโอด D_2 ดังนี้

$$V_s = V_o \quad (\text{ข.25})$$

$$V_{D2} = (1 - D)V_o \quad (\text{ข.26})$$

และเมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง ขณะสวิตช์กำลังนำกระแส ดังรูป ข.3 จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมไดโอด D_1 และไดโอด D_o ดังนี้

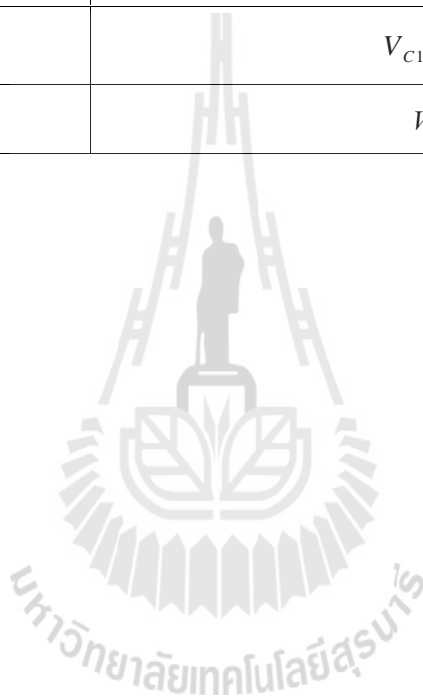
$$V_{D1} = (1 - D)V_o \quad (\text{ข.27})$$

$$V_{D_o} = (1 - D)V_o \quad (\text{ข.28})$$

ซึ่งสามารถสรุปค่าความเครียดตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง ได้ดังตารางที่ ข.1

ตารางที่ ข.1 ความเครียดตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง
(Ping Yang and Jianping Xu, 2010)

อุปกรณ์	V_{stress}
S	$V_S = V_o$
D_1	$V_{D1} = (1-D)V_o$
D_2	$V_{D2} = DV_o$
D_o	$V_{D0} = (1-D)V_o$
C_1	$V_{C1} = \frac{V_o}{1-D}$
C_o	$V_{C0} = V_o$

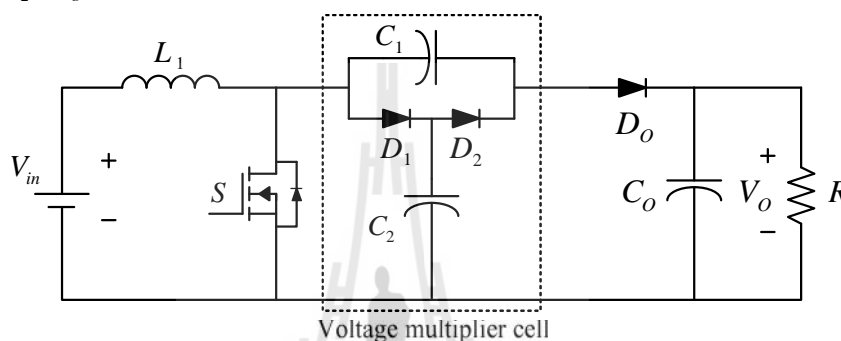


ภาคผนวก ค

วงจรถับระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

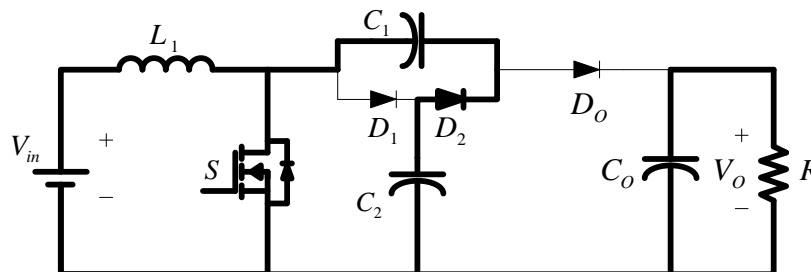
วงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดันเป็นการนำชุดเซลล์คูณแรงดัน ที่เรียกว่า Voltage Multiplier Cell เข้ามาเพิ่มในวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ซึ่งทำให้สามารถเพิ่มระดับแรงดันได้จากวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมได้ถึง 2 เท่า อีกทั้งยังช่วยลดกระแสพื้นตัวย้อนกลับของไดโอด (M. Prudente, L.L. Pfitscher, R. Gules, G. Emmendoerfer, and E.F. Romaneli, 2008) ซึ่งโครงสร้างวงจรถูกกล่าวแสดงดังรูปที่ ค.1 โดยโครงสร้างของวงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน ประกอบด้วย สวิตช์กำลัง (S) ตัวเหนี่ยวนำ (L_1) ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2, C_o) และไดโอดกำลัง (D_1, D_2, D_o)



รูปที่ ค.1 วงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน

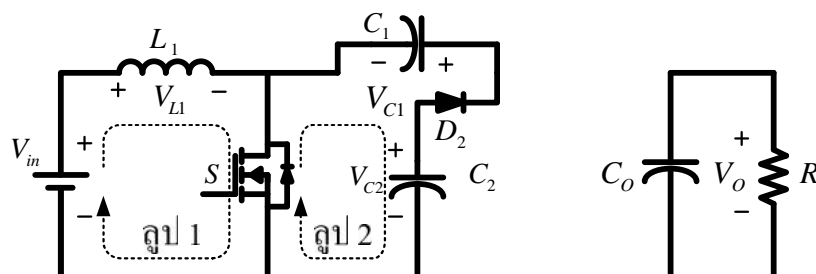
โดยหลักการการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน สามารถแบ่งการทำงานได้ 2 โหมด คือ โหมดสวิตช์กำลังนำกระแส และ โหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ดังนี้

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส ; การทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดันขณะสวิตช์กำลัง S นำกระแส แสดงดังรูปที่ ค.2 พบว่าไดโอดกำลัง D_1 และไดโอดกำลัง D_o หยุดการทำงาน ตัวเก็บประจุ C_2 ทำการคายพลังงานผ่านไดโอดกำลัง D_2 เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_1 ส่วนตัวเก็บประจุ C_o คายพลังงานไปยังโหลดความต้านทาน R



รูปที่ ค.2 วงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดันใน โหมดสวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน ในช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส แสดงได้ดังรูป ค.3 โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้



รูปที่ ค.3 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดันในโหมดสวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดันดังรูปที่ ค.3 ในลูป 1 และลูป 2 สามารถหาความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ในช่วงที่สวิตช์กำลังนำหยุดกระแส แสดงได้ดังนี้

$$\text{ลูป 1 ;} \quad -V_{in} + V_{L1} = 0 \quad (\text{ค.1})$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} \quad (\text{ค.2})$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (\text{ค.3})$$

$$\text{ลูป 2 ;} \quad -V_{C1} + V_{C2} = 0 \quad (\text{ค.4})$$

$$V_{C1} = V_{C2} \quad (\text{ค.5})$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส $dt=DT$ โดยที่ D คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ และ T คือ คาบของการสวิตช์ จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

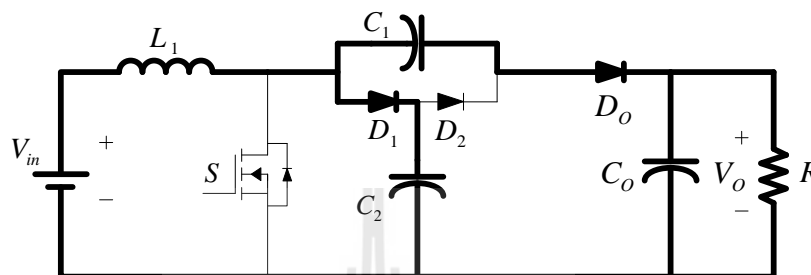
$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L1}}{DT} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (\text{ค.6})$$

จะได้การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ดังนี้

$$\Delta i_{L1,on} = \frac{V_{in}DT}{L_1} \quad (\text{ค.7})$$

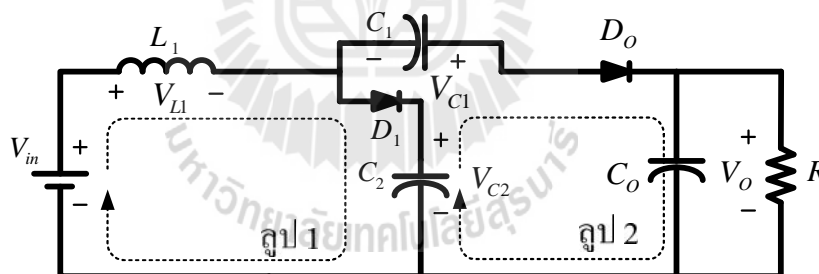
โดยที่ $\Delta i_{L1,on}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 เมื่อสวิตช์กำลังนำกระแส

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส ; การทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน ขณะสวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส แสดงดังรูปที่ ค.4 ทันทีสวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส พลังงานที่กักเก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L_1 จะคายพลังงานผ่านไดโอดกำลัง D_1 เพื่ออัดประจุที่ตัวเก็บประจุ C_2 รวมทั้งคายพลังงานไปอัดประจุที่ตัวเก็บประจุ C_1 ผ่านไดโอดกำลัง D_2 เช่นกัน



รูปที่ ค.4 วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดันใน โหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน ในช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส แสดงได้ดังรูป ค.5 โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้



รูปที่ ค.5 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดันใน โหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดันดังรูปที่ ค.5 ในลูป 1 และลูป 2 สามารถหาความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และ C_o ในช่วงที่สวิตช์กำลังนำหยุดกระแส แสดงได้ดังนี้

$$\text{ลูป 1 ;} \quad -V_{in} + V_{L1} + V_{C2} = 0 \quad (\text{ค.8})$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{C2} \quad (\text{ค.9})$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in} - V_{C2}}{L_1} \quad (\text{ค.10})$$

$$\text{รูป 2 ;} \quad -V_{C1} - V_{C2} + V_o = 0 \quad (\text{ค.11})$$

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} \quad (\text{ค.12})$$

ขณะที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส $dt=(1-D)T$ การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีค่าคงที่ จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

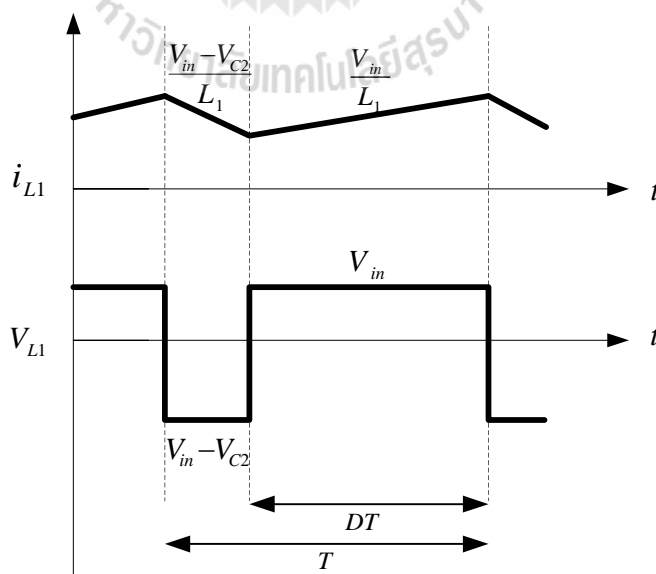
$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D)T} = \frac{V_{in} - V_{C2}}{L_1} \quad (\text{ค.13})$$

จะได้การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ดังนี้

$$\Delta i_{L1,off} = \frac{(V_{in} - V_{C2})}{L_1} (1-D)T \quad (\text{ค.14})$$

โดยที่ $\Delta i_{L1,off}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 เมื่อสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

จากการพิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบเซลล์คู่ขนานแรงดัน โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส และในช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส จึงได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่าน และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ของวงจรระดับแรงดันแบบเซลล์คู่ขนานแรงดัน แสดงดังรูปที่ ค.6



รูปที่ ค.6 กระแสที่ไหลผ่านและแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1

พิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมเหนี่ยวนำ L_1 ในสถานะคงตัว ดังความสัมพันธ์ในรูปที่ ค.6 เพื่อหาอัตราขยายของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน แสดงดังนี้

$$V_{in}(DT) + (V_{in} - V_{C2})(1-D)T \quad (\text{ค.15})$$

จากความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากัน ดังสมการ (ค.5) ทำให้สมการ (ค.15) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C_{1,2}$ กับแรงดันอินพุต แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{in}D + V_{in} - V_{in}D - V_{C1,2} + V_{C1,2}D &= 0 \\ V_{in} - (1-D)V_{C1,2} &= 0 \\ \therefore V_{C1,2} &= \frac{V_{in}}{1-D} \end{aligned} \quad (\text{ค.16})$$

ทำให้ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o กับตัวเก็บประจุ C_1, C_2 ดังสมการ (ค.12) มีค่าแสดงได้ดังนี้

$$V_{C1,2} = \frac{V_o}{2} \quad (\text{ค.17})$$

จะได้อัตราขยายแรงดัน (M) ของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน แสดงได้ดังนี้

$$\frac{V_o}{2} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (\text{ค.18})$$

$$\therefore M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1-D} \quad (\text{ค.19})$$

เมื่อทราบอัตราขยายแรงดันของ (M) ของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดันแล้ว จากนั้นจะทำการหาค่าความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจร เพื่อหาพิกัดสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน แสดงได้ดังนี้

พิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน ขณะสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ดังรูป ค.2 จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมสวิตช์กำลัง S และไดโอด D_2 ดังนี้

$$V_s = \frac{V_o}{2} \quad (\text{ก.20})$$

$$V_{D2} = \frac{V_o}{2} \quad (\text{ก.21})$$

และเมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน ขณะสวิตช์กำลังนำกระแส ดังรูป ก.4 จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมไดโอด D_1 และไดโอด D_o ดังนี้

$$V_{D1} = \frac{V_o}{2} \quad (\text{ก.22})$$

$$V_{D0} = \frac{V_o}{2} \quad (\text{ก.23})$$

ซึ่งสามารถสรุปค่าความเครียดตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรถระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน ได้ดังตารางที่ ก.1

ตารางที่ ก.1 ความเครียดตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรถระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน (Ping Yang, Jianping Xu, Guohua Zhou and Shiyu Zhang, 2012)

อุปกรณ์	V_{stress}
S	$V_s = \frac{V_o}{2}$
D_1	$V_{D1} = \frac{V_o}{2}$
D_2	$V_{D2} = \frac{V_o}{2}$
D_o	$V_{D0} = \frac{V_o}{2}$
C_1	$V_{C1} = \frac{V_o}{2}$
C_2	$V_{C2} = \frac{V_o}{2}$
C_o	$V_{C0} = V_o$

ภาคผนวก ง

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



9. Serial Communications Interface modules SCI จำนวน 3 ชุด (SCI-A,SCI-B,SCI-C)
 10. ขาอินพุตและเอาต์พุตสำหรับเลือกโปรแกรมเพื่อใช้งานจำนวน 96 ขา

โมดูลการสร้างสัญญาณ PWM (enhanced PWM modules)

โมดูลการสร้างสัญญาณ PWM เพื่อใช้ในการขับขาคงตัวในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335 มีโมดูลสร้างสัญญาณ PWM จำนวน 6 ชุด คือ ePWM1 – ePWM6 แต่ละชุดสามารถสร้างเอาต์พุตได้ 2 เอาต์พุต คือ ePWMxA และ ePWMxB นั่นคือสามารถสร้างสัญญาณ PWM ได้ทั้งหมด 12 สัญญาณ แต่ละชุดมีโหมดการนับของสัญญาณนาฬิกาทั้งหมด 3 โหมด คือ โหมดนับขึ้น (Count Up mode) โหมดนับลง (Count Down mode) และโหมดการนับขึ้น - ลง (Count Up-Down mode) สำหรับการสร้างสัญญาณ PWM ของโมดูล ePWM จะใช้วิธีเปรียบเทียบเคาน์เตอร์ (Counter Compare) ของสัญญาณนาฬิกา กับข้อมูลหรือค่าในรีจิสเตอร์เพื่อสร้างเงื่อนไขสำหรับการกำหนดรูปแบบสัญญาณ PWM ให้มีลอจิกแตกต่างกันและมีความถี่ของสัญญาณที่ต้องการ ส่วนความถี่ของสัญญาณ PWM สามารถกำหนดได้ด้วยรีจิสเตอร์ TBPRD (ePWM Period Register) ที่มีขนาด 16 บิต ซึ่ง TBPRD จะอยู่ในช่วง 00000 – 65535 โดยมีความสัมพันธ์กับระบบสัญญาณนาฬิกา 150 MHz และรีจิสเตอร์ปรับคูณสัญญาณนาฬิกา HSPCLKDIV และ CLKDIV ดังสมการ (ง.1) โดยสัญญาณที่ถูกเปรียบเทียบแล้วจะถูกส่งออกทางขา GPIO2_EPWM2A เพื่อขับขาคงตัวในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

$$TBPRD = \frac{1}{2} \left[\frac{f_{SYSCLKOUT}}{f_{PWM} (HSPCLKDIV \times CLKDIV)} \right] \quad (ง.1)$$

โดยที่	TBPRD	คือ	ค่าสูงสุดของตัวนับสัญญาณนาฬิกา
	HSPCLKDIV	คือ	ตัวปรับคูณความเร็วสูงสัญญาณนาฬิกา (high speed clock scalar)
	CLKDIV	คือ	ตัวปรับคูณสัญญาณนาฬิกา (clock scalar)
	$f_{SYSCLKOUT}$	คือ	ความถี่ของระบบสัญญาณนาฬิกา 150 MHz
	f_{PWM}	คือ	ความถี่ของสัญญาณ PWM ที่ต้องการสร้าง (Hz)

การใช้งาน โมดูลแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ADC (Analog to Digital Converter)

บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335 มีโมดูลสำหรับการแปลงแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่มีความละเอียด 12 บิต โดยรองรับสัญญาณแอนะล็อกที่มีแรงดันไม่เกิน 3 V ซึ่งเมื่อรับสัญญาณที่อยู่ในช่วงแรงดันดังกล่าวแล้วจะทำการแปลงเป็นค่าดิจิทัล ตัวเลขที่ได้จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 – 4095 สำหรับโมดูล ADC มีทั้งหมด 16 ช่องอินพุตสัญญาณ แบ่งเป็นพอร์ตชุด A 8 ช่องสัญญาณ

(ADCINA0 – ADCINA7) และพอร์ตชุด B 8ช่องสัญญาณเช่นกัน (ADCINB0 – ADCINB7) สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ 2 ช่องสัญญาณ คือ ADCINA0 สำหรับรับสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น และ ADCINA1 รับสัญญาณกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L , ในวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยสมการที่ใช้ในการแปลงสัญญาณแอนะลอกเป็นดิจิตอล แสดงได้ดังสมการ (ง.2)

$$Digital\ Values = \frac{V_{analog} \times 4095}{3} \quad (ง.2)$$

โดยที่ *Digital Values* คือ ค่าดิจิตอลที่ได้จากการแปลง ADC

V_{analog} คือ สัญญาณแรงดันแอนะลอก (V)



ภาคผนวก จ

โปรแกรมภาษาซีสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

จ.1 โปรแกรมการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335

```

#####
โปรแกรมภาษาซีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น
#####

#include "DSP28x_Project.h"           //โหลด headerfile และ Examples Include File
#include "IQmathLib.h"                //โหลด IQmath Library
#include "Solar_F.h"                  //โหลด Solar Library (SPLL, Data-Logger)

//===== Module Enable =====
// 0 Disable, 1 Enable
//=====

//เปิดการใช้งานอินเทอร์รัพต์ (Interrupt Enable) และฟังก์ชันอื่น ๆ ของโปรแกรม
//===== EPWM Module Enable =====
#define EPWM2_DB_ENABLE 0             //Disable EPWM2 Dead-band
#define EPWM3_DB_ENABLE 0             //Disable EPWM3 Dead-band
#define EPWM1_SOCA_ENABLE 1          //Enable EPWM1 SOCA Trigger

//===== Interrupt Enable =====
#define CPU_TINT0_ENABLE 0            //Disable Timer 0 Interrupt
#define EPWM1_INT_ENABLE 1           //Enable EPWM1 Timer INT
#define Flash_boot_ENABLE 0          //Disable boot on Flash

//กำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของฟังก์ชัน ADC
// ===== ADC start parameters =====
#if (CPU_FRQ_150MHZ)                  //กรณี SYSCLKOUT มีค่า 150 MHz
    #define ADC_MODCLK 0x3           //สัญญาณนาฬิกา ADC=HSPCLK = 150 / (2*3) = 25
MHz
#endif

```

```

#if (CPU_FRQ_100MHZ)                //กรณี SYSCLKOUT มีค่า 100 MHz
    #define ADC_MODCLK 0x2          //สัญญาณนาฬิกา ADC=HSPCLK = 100 / (2*2) = 25
MHz
#endif

#define ADC_CKPS 0x1                //ADC module clock = HSPCLK / (2*1) = 12.5MHz
#define ADC_SHCLK 0x1               //S/H width in ADC module periods
                                    = (1+ADC_SHCLK) = 2 ADC clock

//ประกาศฟังก์ชันภายนอก (ฟังก์ชันพื้นฐานที่อยู่ใน Headerfile)
// ===== Parameter & Function Prototype =====
extern void InitSysCtrl(void);       //ฟังก์ชันกำหนดค่าพื้นฐานของ CPU
extern void InitPieCtrl(void);       //ฟังก์ชันการควบคุม Peripheral Interrupt Expansion
extern void InitPieVectTable(void);  //ฟังก์ชันตาราง Peripheral Interrupt Expansion
extern void InitFlash(void);         //ฟังก์ชันการลงบันทึกโปรแกรมลงใน Flash memory
extern unsigned int RamfuncsLoadStart;
extern unsigned int RamfuncsLoadEnd;
extern unsigned int RamfuncsRunStart;

//ประกาศฟังก์ชันภายใน (ฟังก์ชันที่สร้างขึ้นเองและอยู่ในไฟล์นี้)
void Gpio_setup(void);               //ฟังก์ชันกำหนดหน้าที่ของขา Input / Output
void ePWM1_setup(void);              //ฟังก์ชันกำหนดค่าสำหรับ ePWM1 Timer
void ePWM2_setup(void);              //ฟังก์ชันกำหนดค่าสำหรับ ePWM2
void ePWM3_setup(void);              //ฟังก์ชันกำหนดค่าสำหรับ ePWM3
interrupt void epwm1_timer_isr(void); //ฟังก์ชันโปรแกรมบริการอินเทอร์รัพต์ ePWM1 INT
// -----

//ประกาศตัวแปรและกำหนดค่าคงที่
#define PI 3.1415927                 //ค่าคงที่
#define ISR_FREQUENCY 20000          //ความถี่ของ ISR 20 kHz
float Vdc_ref = 100;                //แรงดัน ( $V_{dc}$ ) ที่ต้องการควบคุมให้คงที่ 100 V

```

```

//ค่าคงที่สำหรับการแปลงเอชดูดี (ADC scaling)
#define ADC_A_Fullscale 3.00          //แรงดันแอนาลอกเต็มสเกล
                                     (analog voltage full - scale)
#define ADC_A_Offset 1.50           //แรงดันแอนาลอกออฟเซต (analog voltage offset)
#define ADC_D_Fullscale 4095.0      //ค่าดิจิตอลเอชดูดีเต็มสเกล (ADC digital full - scale)
#define ADC_D_Offset 2047.0        //ค่าดิจิตอลเอชดูดีครึ่งสเกล (ADC digital offset)
#define Gain_Vdc 171.715           //ค่าเกนของเซนเซอร์แรงดันเอาต์พุต
#define Gain_Idc 3.7536            //ค่าเกนของเซนเซอร์กระแสอินพุต

//ตัวแปรประเภทโครงสร้างสำหรับ SPLL ตัวควบคุมแรงดันและตัวควบคุมกระแส
CNTL_VC_F cntl_vc;                 //ประกาศตัวแปรสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุต
CNTL_CC_F cntl_cc;                 //ประกาศตัวแปรสำหรับควบคุมกระแสอินพุต
int16 Vadc_a0;                     //ตัวแปรเก็บค่าดิจิตอลที่ได้จากการแปลงเอชดูดีของADCINA0
int16 Iadc_a1;                     //ตัวแปรเก็บค่าดิจิตอลที่ได้จากการแปลงเอชดูดีของADCINA1
float32 V_dc;                      //ตัวแปรแรงดันดีซี
float32 I_dc;                      //ตัวแปรกระแสดีซี
float32 Idc_ref;                   //ตัวแปรกระแสอ้างอิง
float32 U_ref_P ;                  //เอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอเพื่อเปรียบเทียบหาสัญญาณ PWM
                                   สำหรับขับขาเกตสวิตช์กำลังของวงจรทระดับแรงดันที่
                                   พัฒนาขึ้น

//โปรแกรมหลัก
// ===== Main Function =====
void main(void){
    //กำหนดค่าพื้นฐานของ TMS320F28335 (Initialize system control)
    InitSysCtrl();                 //โหลด PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
    #if Flash_boot_ENABLE          //อนุญาตให้บันทึกโปรแกรมลงใน Flash memory
        memcpy( &RamfuncsRunStart, &RamfuncsLoadStart, &RamfuncsLoadEnd -
                &RamfuncsLoadStart);
    InitFlash();                   //บันทึกโปรแกรมลงใน RAM (SARAM – L0)
    #endif
}

```



```

//กำหนดสัญญาณนาฬิกาสำหรับการแปลง ADC
// HSPCLK = SYSCLKOUT / ( 2*ADC_MODCLK) = 25 MHz
EALLOW;
SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK;
EDIS;
Gpio_setup();          //กำหนดหน้าที่ของขาอินพุต/เอาต์พุต (GPIO Initialize)

// -----

//กำหนดอินเทอร์รัพต์ Peripheral Interrupt Expansion (PIE)
DINT;                  //หยุดการทำงานของอินเทอร์รัพต์ทั้งหมด (Disable CPU
                       interrupts)
InitPieCtrl();         //เริ่มต้น PIE control registers

//หยุดการทำงานของ CPU interrupt flags และเคลียร์ interrupts flags
IER = 0x0000;         IFR = 0x0000;

//เริ่มต้น PIE vector table สำหรับโปรแกรมบริการอินเทอร์รัพต์
//อนุญาตให้ Interrupt service routines (ISR) เริ่มทำงานเมื่อเกิดอินเทอร์รัพต์ตาม Priority
InitPieVectTable();
#ifdef CPU_TINT0_ENABLE //เริ่มต้น ePWM1 timer ISR เมื่อเกิดอินเทอร์รัพต์
    EALLOW;
    PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
    EDIS;
#endif
#ifdef EPWM1_INT_ENABLE //เริ่มต้น XINT1 / XINT2 ISR เมื่อเกิดอินเทอร์รัพต์
    EALLOW;
    PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_timer_isr;
    EDIS;
#endif

// -----

```

```

//กำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับโมดูลพิเศษ (Device Peripherals)
//โมดูลการแปลง ADC (Initialize ADC module)
InitAdc();           โหลดค่าเริ่มต้นพื้นฐานของการแปลง ADC

//กำหนดสัญญาณนาฬิกา (ADC clock) และระยะเวลาในการชักตัวอย่าง (Sampling Time)
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;    //FCLK = HSPCLK/2 = 12.5 MHz
        //FCLK = HSPCLK/1 สำหรับ ADCCLKPS = 0000b
        //FCLK = HSPCLK/(2*ADCCLKPS) สำหรับ ADCCLKPS = xxxxb
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0;    //ADCCLK = FCLK/(CPS+1) = 12.5 MHz [80ns]

//กำหนดความเร็วในการแปลง ADC (Conversion rate) 4.17 MSPS
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;    // 4.17 MSPS Conversion rate
        //Sample rate or Sample Time = 1/((2+1)*80ns) = 4.17 MHz
        //Acquisition window(s)= (ACQ_PS + 1) ADC clock
        //Sequential mode: = 1/[(2+ACQ_PS)*[(1/ADCCLK)in ns]],
        S/H clock (1 ADC cycle) = (2 + ACQ_PS) ADC clock
        //Simultaneous mode: = 1/[(3+ACQ_PS)*[(1/ADCCLK)in ns]],
        S/H clock (1 ADC cycle)= (3 + ACQ_PS) ADC clock

//กำหนดลักษณะการแปลง ADC
AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL = 0;    //เลือกวิธีการชักตัวอย่างแบบ Sequential
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;    //เลือกการแปลง ADC แบบ Cascade
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0;    //หยุดการแปลง ADC แบบต่อเนื่อง

//กำหนดช่องสัญญาณสำหรับการแปลง ADC (ADC channel select configuration)
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0001;    //จำนวนช่องสัญญาณ 1 + 1 = 2 ช่อง
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;    //ADCINA0 as 1st. of SEQ
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1;    // ADCINA1 as 2nd. of SEQ

//กำหนดให้เริ่มการแปลง ADC ด้วยสัญญาณ ePWM SOCA trigger
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1;    //อนุญาตให้ SOCA เริ่ม SEQ1
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 0;    //ไม่อนุญาต SEQ1 interrupt

```

```

//โมดูลการสร้างสัญญาณ ePWM (Initalize EPWM module)

EALLOW;

SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;          // Stop all the EPWM TB clocks

EDIS;

ePWM1_setup();          // โหลดค่าเริ่มต้นสำหรับ ePWM1 Timer (50µs)
ePWM2_setup();          // โหลดค่าเริ่มต้นสำหรับ ePWM2 (unipolar PWM output)

EALLOW;

SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1; // Start all EPWM TB clocks synced

EDIS;

// -----

//ค่าเริ่มต้นของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุต
CNTL_VC_F_init(&cntl_vc);          // โหลดค่าเริ่มต้นสำหรับตัวควบคุมพีไอของแรงดัน
cntl_vc.Kp = (0.003125);          // ค่าเกนสัดส่วนของตัวควบคุมแรงดัน
cntl_vc.Ki = (0.09766);          // ค่าเกนอินทิกรัลของตัวควบคุมแรงดัน
cntl_vc.Umax = (5.0);          // จำกัดค่าสูงสุดของตัวควบคุมแรงดัน
cntl_vc.Umin = (0.0);          // จำกัดค่าต่ำสุดของตัวควบคุมแรงดัน
cntl_vc.Ts = (0.00001);          // เวลาอินทิกรัลที่ใช้ในการคำนวณ

//ค่าเริ่มต้นของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมกระแสอินพุต
CNTL_CC_F_init(&cntl_cc);          // โหลดค่าเริ่มต้นสำหรับตัวควบคุมพีไอของกระแส
cntl_cc.Kp = (4.6875);          // ค่าเกนสัดส่วนของตัวควบคุมกระแส
cntl_cc.Ki = (7327.22);          // ค่าเกนอินทิกรัลของตัวควบคุมกระแส
cntl_cc.Umax = (5.0);          // จำกัดค่าสูงสุดของตัวควบคุมกระแส
cntl_cc.Umin = (-5.0);          // จำกัดค่าต่ำสุดของตัวควบคุมกระแส
cntl_cc.Ts = (0.00001);          // เวลาอินทิกรัลที่ใช้ในการคำนวณ

// -----

//เปิดการทำงานของอินเตอร์รัพต์ (Enable Interrupt)

#if CPU_TINT0_ENABLE

InitCpuTimers();          //ค่าเริ่มต้นของ CPU Timers สำหรับ SYSCLKOUT= 150MHz

```

```

        ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, 20000);    //คาบเวลาของ Timer0 = 20 ms.
    #endif

    #if CPU_TINT0_ENABLE
        IER |= M_INT1;    //อนุญาตอินเทอร์รัพต์ INT4 (XINT1) และ INT5 (XINT2)
    #endif

    #if EPWM1_INT_ENABLE
        IER |= M_INT3;    //อนุญาตอินเทอร์รัพต์ INT3 สำหรับ ePWM1-6 INT
    #endif

//เปิดงาน Peripheral Interrupt Expansion (PIE)
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = CPU_TINT0_ENABLE;
        //อนุญาตอินเทอร์รัพต์ PIE กลุ่มที่ 1 INT7 สำหรับ TINT0
    PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = EPWM1_INT_ENABLE;
        //อนุญาตอินเทอร์รัพต์ PIE กลุ่มที่ 3 INT1 สำหรับ EPWM1_INT
    EINT;    //Enable global Interrupt
    ERTM;    //Enable higher priority real-time debug event
    for(;;){    //ลูปการทำงานหลัก (Background loop)
        //โปรแกรมบริการอินเทอร์รัพต์ทำงานตามคาบเวลาของ ePWMx Timer
    }
}

//-----

//โปรแกรมบริการอินเทอร์รัพต์และฟังก์ชันที่สร้างขึ้นเอง
interrupt void cpu_timer0_isr(void){
    CpuTimer0.InterruptCount++;    //อินเทอร์รัพต์ของ CpuTimer0 เริ่มนับค่า
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; //รับทราบการขัดจังหวะแล้วนำไปเพิ่มในกลุ่มที่ 1
}

interrupt void epwm1_timer_isr(void){
    //อ่านค่าดิจิตอลที่ได้จากการแปลง ADC จากช่องสัญญาณ ADCINA0 และ ADCINA1
    Vadc_a0 = AdcMirror.ADCRESULT0;
    Iadc_a1 = AdcMirror.ADCRESULT1;
}

```

```

//เตรียมความพร้อมสำหรับการแปลง ADC ในรอบถัดไป (ADC sequencer reset)
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; //รีเซ็ต SEQ1 กลับสู่สถานะเริ่มต้น (initial state)
// -----

//แปลงค่าดิจิทัลที่ได้จากการแปลง ADC เป็นแรงดันและกระแส
V_dc = Gain_Vdc*(Vadc_a0*0.000732601)-0.3876;
I_dc = Gain_Idc*(Iadc_a1*0.000732601)+0.0049;
//เรียกใช้งานตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต
cntl_vc.Vref = (Vdc_ref); //แรงดันเอาต์พุตอ้างอิง
cntl_vc.Vfbk = (V_dc); //แรงดันเอาต์พุตที่มาจากเซ็นเซอร์แรงดัน
CNTL_VC_F_FUNC(&cntl_vc); //เริ่มฟังก์ชันตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต
//เอาต์พุตของตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต คือ .Out ชนิด float32
Idc_ref = cntl_vc.Out; //ค่าเอาต์พุตจากตัวควบคุมแรงดันเข้าสู่ตัวควบคุมกระแส
//เรียกใช้งานตัวควบคุมกระแสอินพุต
cntl_cc.Iref = (Idc_ref); //แรงดันที่มาจากกลุ่มแรงดัน
cntl_cc.Ifbk = (I_dc); //กระแสอินพุตที่มาจากเซ็นเซอร์กระแส
CNTL_CC_F_FUNC(&cntl_cc); //เริ่มฟังก์ชันตัวควบคุมกระแสอินพุต
//เอาต์พุตของตัวควบคุมกระแสอินพุต คือ .Out ชนิด float32

//เปลี่ยนแปลงค่า U_ref_P สำหรับการเปรียบเทียบเพื่อสร้างสัญญาณ PWM
U_ref_P = (-cntl_cc.Out*1.831)+3750;
if(U_ref_P<=750){U_ref_P=750;} //กำหนดให้ค่า duty cycle มีค่าไม่เกิน 0.8
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = U_ref_P; //อัปเดต ePWM2A,ePWM2B
//สิ้นสุดการทำงานของโปรแกรมบริการอินเทอร์รัพต์และเคลียร์ Interrupt flag
EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
}
// -----

//ฟังก์ชันกำหนดหน้าที่ของขาอินพุต / เอาต์พุต (GPIO setup)
void Gpio_setup(void){

```

```

EALLOW;

GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0;      //GPIO15 – GPIO0 ทำหน้าที่เป็น General Purpose I/O
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; //เปิดใช้งาน ePWM2A
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0;      //GPIO31 – GPIO16 ทำหน้าที่เป็น General Purpose I/O
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0;      //GPIO47 – GPIO32 ทำหน้าที่เป็น General Purpose I/O
GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0;      //GPIO63 – GPIO48 ทำหน้าที่เป็น General Purpose I/O
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0;      //GPIO79 – GPIO64 ทำหน้าที่เป็น General Purpose I/O
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0;      //GPIO87 – GPIO80 ทำหน้าที่เป็น General Purpose I/O

//กำหนดทิศทางของขาอินพุต / เอาต์พุต (GPIO Direction) และเปิดใช้งาน ePWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0;        //กำหนดให้ GPIO31 - GPIO0 เป็นขาอินพุต
GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0;        //กำหนดให้ GPIO63 – GPIO32 เป็นขาอินพุต
GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0;        //กำหนดให้ GPIO87 – GPIO64 เป็นขาอินพุต
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 1; //เปิดใช้งาน ePWM2A
EDIS;
}

// -----
// ฟังก์ชันกำหนดค่าสำหรับ ePWM1 Timer
void ePWM1_setup(void){
    //กำหนดสัญญาณนาฬิกา 20 kHz (50µs) ชนิดขึ้น – ลง (up – down Timer based)
    //TBCLK = SYSCLKOUT / (HSPCLKDIV*CLKDIV)
    //TBPRD = (1/2)* [SYSCLKOUT / (Fpwm*HSPCLKDIV*CLKDIV)]
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;      //HSPCLKDIV = /1
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;        //CLKDIV = /1
    EPwm1Regs.TBPRD = 7500;                       //กำหนดคาบเวลา 7500 TBCLK
                                                    [20 kHz]
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;              //กำหนดเฟสเริ่มต้น = 0 TBCLK
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;                    //เคลียร์ time-base counter
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
    //ตั้งค่าเกี่ยวกับการซิงค์โครไนซ์สัญญาณนาฬิกาและมุมเฟสเริ่มต้น
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;      //ปิดการซิงค์โครไนซ์

```

```

EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDLT = TB_SHADOW;    //โหลด Period Shadow Register
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
//กำหนดให้โหลด CMPA Shadow registers เมื่อ CTR = ZERO
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

//กำหนดลักษณะเอาต์พุต (Action Qualifier) ของ ePWM เมื่อมีการเปรียบเทียบ CTR
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 3750;          //กำหนดค่า CMPA มีค่า 50% duty cycle
//กำหนดค่าอินเทอร์รัพต์ ePWM1 Timer
#if EPWM1_INT_ENABLE
//เปิดการใช้งานอินเทอร์รัพต์ ePWM1 Timer
EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1
//กำหนดให้เกิดสัญญาณทริกซ์ (Interrupt trigger) เมื่อ CTR = TBPRD
EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = ET_CTR_PRD;
EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = ET_1ST;
#endif
//กำหนดค่าสำหรับการสร้างสัญญาณทริกซ์ของการแปลง ADC (SOCA Trigger)
#if EPW11_SOCA_ENABLE
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; //เปิดการใช้งาน EPWM1 SOCA Trigger
//กำหนดให้เกิดสัญญาณทริกซ์ (SOCA trigger) เมื่อ CTRU = ZERO
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = ET_CTR_ZERO;
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = ET_1ST;
#endif
}

// -----

//ฟังก์ชันกำหนดค่าสำหรับ ePWM2
void ePWM2_setup(void){
//กำหนดสัญญาณนาฬิกา 20 kHz (50µs) ชนิดขึ้น – ลง (up – down Timer based)
//TBCLK = SYSCLKOUT / (HSPCLKDIV*CLKDIV)

```

```

//TBPRD = (1/2)* [SYSCLKOUT / (Fpwm*HSPCLKDIV*CLKDIV)]
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;    //HSPCLKDIV = /1
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;      //CLKDIV = /1
EPwm2Regs.TBPRD = 7500;                    //กำหนดคาบเวลา 7500 TBCLK
                                             [20 kHz]
EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;           //กำหนดเฟสเริ่มต้น = 0 TBCLK
EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;                 //เคลียร์ time-base counter
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
//ตั้งค่าเกี่ยวกับการซิงค์โครไนซ์สัญญาณนาฬิกาและมุมเฟสเริ่มต้น
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;    //ปิดการซิงค์โครไนซ์
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;     //โหลด Period Shadow Register
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;
//กำหนดให้โหลด CMPA Shadow registers เมื่อ CTR = ZERO
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
//กำหนดค่าเกี่ยวกับระยะแถบตาย (Dead - band)
#if EPWM2_DB_ENABLE
EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; //เปิดใช้งาน Dead - band
EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;      //เลือกโหมด
EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;         //กำหนดสัญญาณอ้างอิง
EPwm2Regs.DBRED = 60;
//Rising edge delay (sec.) = (1/TBCLK)* DBRED
EPwm2Regs.DBFED = 60;
//Falling edge delay (sec.) = (1/TBCLK)* DBFED
#endif
//กำหนดลักษณะเอาต์พุต (Action Qualifier) ของ ePWM เมื่อมีการเปรียบเทียบ CTR
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 3750;             //กำหนดค่า CMPA มีค่า 50% duty cycle
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;          //เปิดเอาต์พุต ePWM2
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;        //เคลียร์ค่า ePWM2

```

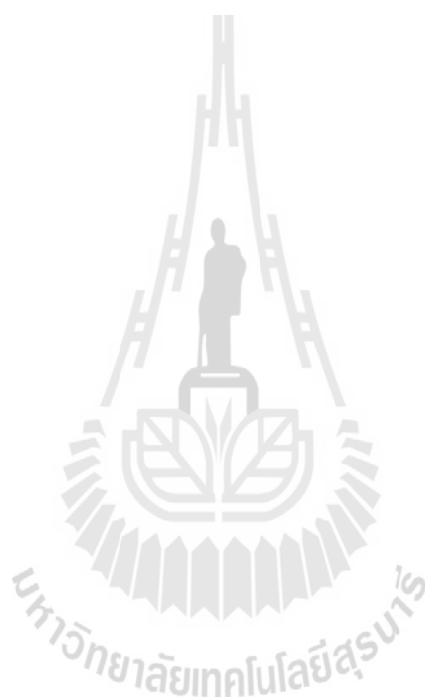


```
}
```

```
//=====
```

```
//End of Source Code
```

```
//=====
```



จ.2 โปรแกรมการสร้างตัวควบคุมชนิดพีโอ

```

#####
                                โปรแกรมตัวควบคุมชนิดพีโอ
#####
#include "Solar_F.h"           //โหลด Solar Library (SPLL, Data-Logger)

//กำหนดค่าเริ่มต้น
float errv=0;   float Upv=0;   float Uiv=0;   float Uiv_1=0;   float UV=0;
float erri=0;   float Upi=0;   float Uii=0;   float Uii_1=0;   float UI=0;

//ค่าเริ่มต้นของตัวควบคุมลูปแรงดัน
void CNTL_VC_F_init(CNTL_VC_F *k){
k->Vref = 0;   k->Vfbk = 0;   k->Out = 0;   k->Kp = 0;   k->Ki = 0;   k->Ts = 0;
k->Umax = (1.0);   k->Umin = (0.0);   k->up = 0;   k->ui = 0;   k->v1 = 0;
k->i1 = 0;
}

//ค่าเริ่มต้นของตัวควบคุมลูปกระแส
void CNTL_CC_F_init(CNTL_CC_F *k){
k->Iref = 0;   k->Ifbk = 0;   k->Out = 0;   k->Kp = 0;   k->Ki = 0;   k->Ts = 0;
k->Umax = (5.0);   k->Umin = (-5.0);   k->up = 0;   k->ui = 0;   k->v1 = 0;
k->i1 = 0;
}

//คำนวณหาตัวควบคุมสำหรับลูปแรงดัน
void CNTL_VC_F_FUNC(CNTL_VC_F *v){
errv=v->Vref - v->Vfbk;           //คำนวณค่าความผิดพลาดของแรงดัน
Upv=0.003125*errv;               //คำนวณค่า Upv จากตัวควบคุมแบบพีโอ
Uiv=0.09766*0.00001*errv + Uiv_1; //คำนวณค่า Uiv จากตัวควบคุมแบบพีโอ
UV=Upv+Uiv;                       //เอาต์พุตของลูปแรงดัน สำหรับเป็นอินพุตของลูป
กระแส

```

```

Uiv_1=Uiv; //ค่า Uiv_1 สำหรับใช้คำนวณ Uiv ในรอบใหม่
v->Out = UV; //ส่งเอาต์พุตของลูปแรงดัน เพื่อนำไปคำนวณกับลูป
กระแส
}

//คำนวณหาตัวควบคุมสำหรับลูปกระแส
void CNTL_CC_F_FUNC(CNTL_CC_F *v){
erri=v->Iref - v->Ibk; //คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส
Upi=4.6875*erri; //คำนวณค่า Upc จากตัวควบคุมแบบพีไอ
Uii=7327.22*0.00001*erri + Uii_1; //คำนวณค่า Uic จากตัวควบคุมแบบพีไอ
UI=Upi+Uii; //เอาต์พุตของลูปกระแส เพื่อเปรียบเทียบสัญญาณ
สามเหลี่ยม
Uii_1=Uii; //ค่า Uii_1 สำหรับใช้คำนวณ Uic ในรอบใหม่
v->Out = UI; //ส่งเอาต์พุตของลูปกระแส เพื่อเปรียบเทียบและสร้าง
สัญญาณขับขาเกตของวงจรถบระดับแรงดันที่
พัฒนาขึ้น
}

//=====
//End of Source Code
//=====

```

จ.3 โปรแกรมการสร้างพัลส์ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ

```

#####
                                โปรแกรมการสร้างสัญญาณพัลส์
#####
#include "DSP2833x_Device.h"      //โหลด headerfile และ Examples Include File

//ประกาศฟังก์ชันภายนอก (ฟังก์ชันพื้นฐานที่อยู่ใน Headerfile)
// ===== Parameter & Function Prototype =====
extern void InitSysCtrl(void);      //ฟังก์ชันกำหนดค่าพื้นฐานของ CPU
extern void InitPieVectTable(void); //ฟังก์ชันตาราง Peripheral Interrupt Expansion
extern void InitPieCtrl(void);      //ฟังก์ชันการควบคุม Peripheral Interrupt Expansion
extern void InitCpuTimers(void);    //ฟังก์ชันกำหนดเวลาของ CPU
extern void ConfigCpuTimer(struct CPUTIMER_VARS *, float, float);

//ประกาศฟังก์ชันภายใน (ฟังก์ชันที่สร้างขึ้นเองและอยู่ในไฟล์นี้)
void Gpio_Select(void);             //ฟังก์ชันกำหนดหน้าที่ของขา Input / Output
void Setup_ePWM1A(void);           //ฟังก์ชันกำหนดค่าสำหรับ ePWM1A Timer
interrupt void cpu_timer0_isr(void); //ฟังก์ชันโปรแกรมบริการอินเทอร์รัพต์ CPU Timer
float A=6375;                       //กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่เกิน 0.85

//โปรแกรมหลัก
// ===== Main Function =====
void main(void){
    //กำหนดค่าพื้นฐานของ TMS320F28335 (Initialize system control)
    InitSysCtrl();                  //โหลด PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDCR= 0x00AF;
    EDIS;
    DINT;                            //หยุดการทำงานของอินเทอร์รัพต์ทั้งหมด (Disable CPU
                                     interrupts)
}

```

```

Gpio_Select();           //เลือกขา GPIO
Setup_ePWM1A();         //กำหนดหน้าที่ขา ePWM1A
InitPieCtrl();          //เริ่มต้น PIE control registers
                        //หยุดการทำงานของ PIE interrupts และเคลียร์ interrupts flags
InitPieVectTable();     //กำหนดค่าเริ่มต้น ISR ใน PIE
EALLOW;
PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
EDIS;
InitCpuTimers();        //กำหนดค่าเริ่มต้น CPU Timer
ConfigCpuTimer(&CpuTimer0,60,100);
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
IER |=1;
EINT;
ERTM;
CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0; //เริ่มต้น Timer0
while(1){
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0x55; //บริการ WD
    EDIS;
}
}

//ฟังก์ชันกำหนดหน้าที่ของขาอินพุต/เอาต์พุต (GPIO setup)
// =====
void Gpio_Select(void){
    EALLOW;
    //กำหนดหน้าที่ของขาอินพุต/เอาต์พุต (GPIO multiplex configuration)
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0; //GPIO15–GPIO0 ทำหน้าที่เป็น General Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; //เปิดใช้งาน ePWM1A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0; //GPIO31–GPIO16 ทำหน้าที่เป็น General Purpose I/O

```

```

GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0; //GPIO38-GPIO32 ทำหน้าที่เป็น General Purpose I/O

//กำหนดทิศทางของขาอินพุต/เอาต์พุต (GPIO Direction)
GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0; //กำหนดให้ GPIO31-GPIO0 เป็นขาอินพุต
GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0; //กำหนดให้ GPIO38-GPIO32 เป็นขาอินพุต

//กำหนดเอาต์พุตไฟแสดงสถานะ LED2 (GPIO34)
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1;
EDIS;
}

//ฟังก์ชันกำหนดค่าสำหรับ ePWM1 Timer
// =====
void Setup_ePWM1A(void){
    EPwm1Regs.TBCTL.all = 0; //กำหนดสถานะเริ่มต้น
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0; //CLKDIV = 1
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; //HSPCLKDIV = 1
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; //โหมด up-down
    EPwm1Regs.AQCTLA.all = 0x0060; //ตั้งค่าขึ้นลง ePWM1A บน CMPA
    EPwm1Regs.TBPRD = 3750; //สัญญาณ PWM จากบอร์ด 20 kHz
    //TBPRD = fcpu / (2*PWM * CLKDIV * HSPCLKDIV)
    //TBPRD = 150 MHz / (2 * 20 kHz * 1 * 1) = 3750

    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 2812.5; //สัญญาณเปรียบเทียบ
    //1 - 0.25 = 0.75 * 3750 = 2812.5 //ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.25
}

//CPU Timer ISR โปรแกรมบริการอินเตอร์รัพต์
// =====
interrupt void cpu_timer0_isr(void){
    static int up_down = 1;
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA; //บริการ WD

```

```
EDIS;
if(up_down) //กำหนดการเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อหาสัญญาณค่าวัฏจักรหน้าที่และ
            //ป้องกันไม่ให้ค่าวัฏหน้าที่มีค่าเกิน 0.8
    {
        if(EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA < EPwm1Regs.TBPRD)
            EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA;

        else up_down = 0;
    }
else
    {
        if(EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA > 0) EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA;
        else up_down = 1;
    }
//สิ้นสุดการทำงานของโปรแกรมบริการอินเตอร์รัพต์และเคลียร์ interrupt flag
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}
//=====
//End of Source Code
//=====
```

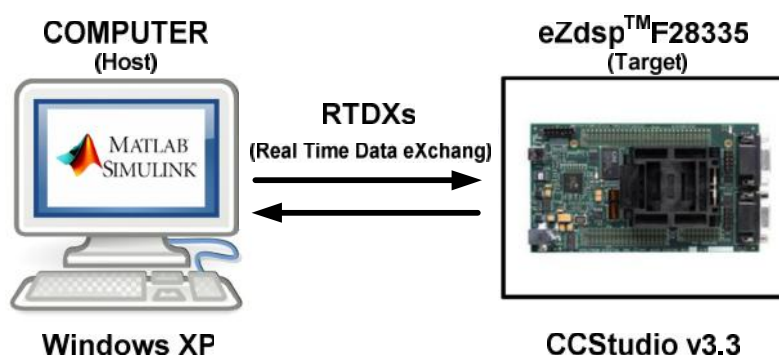
ภาคผนวก ก

การจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น
แบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

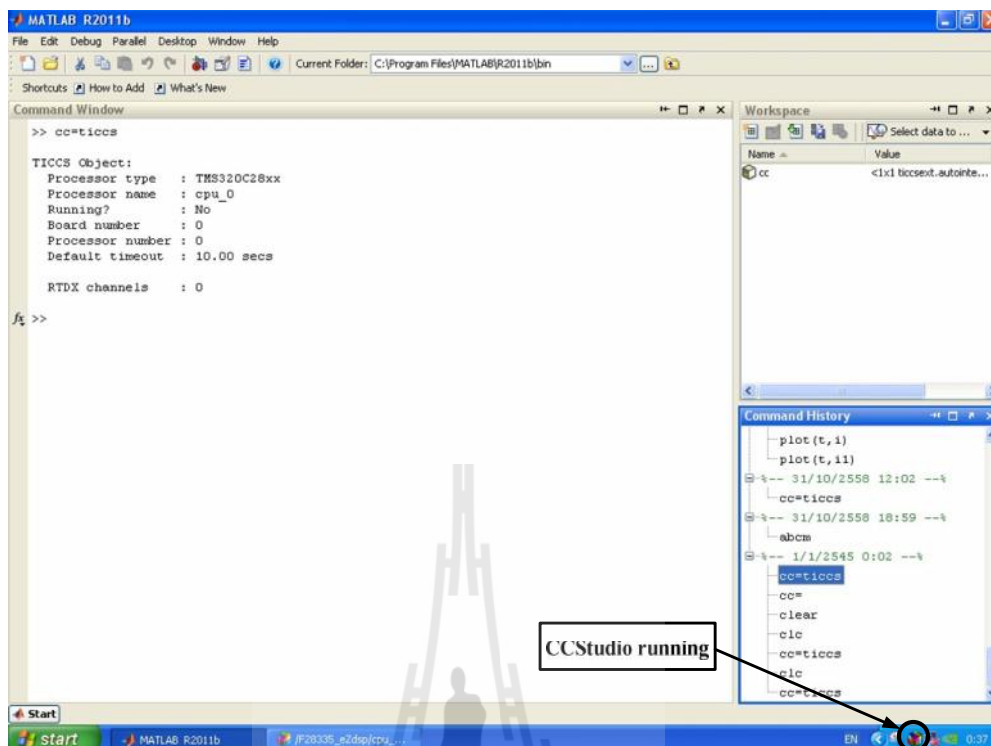
เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL)

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) เป็นการใช้ออร์ดิไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 ทำงานร่วมกับโปรแกรม MATLAB Simulink โดยสร้างตัวควบคุมชนิดพีไอด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 เพื่อจำลองสถานการณ์การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปเลือกใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบดังที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 ซึ่งการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 จะประมวลผลของตัวควบคุมชนิดพีไอ เพื่อส่งสัญญาณ PWM ให้สวิทซ์กำลังของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นเพื่อจำลองสถานการณ์ร่วมกับโปรแกรม MATLAB Simulink เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปใช้โปรแกรม MATLAB Simulink ร่วมกับบอร์ด DSP ซึ่งบริษัท MathWork ได้พัฒนาโปรแกรมที่ใช้เชื่อมต่อมีชื่อว่า Code Composer Studio โดยมีเงื่อนไขการเชื่อมต่อที่ต้องทำงานร่วมกับโปรแกรม MATLAB เวอร์ชัน 2011 ขึ้นไปและรองรับกับคอมพิวเตอร์ที่มีระบบการทำงานเป็น Windows XP การเชื่อมต่ออุปกรณ์จะเชื่อมต่อผ่านทางพอร์ต USB สำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 จะโปรแกรมด้วย Code Composer Studio เวอร์ชัน 3.3 (CCStudio v3.3) เพื่อสร้างตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น หลักการทำงานของฮาร์ดแวร์ในลูปจะเป็นการรับส่งข้อมูลผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX (Real Time Data eXchang) เชื่อมโยงโปรแกรม Simulink (Host) กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 (Target) โดยแผนภาพการเชื่อมโยงรับส่งข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ ๑.1

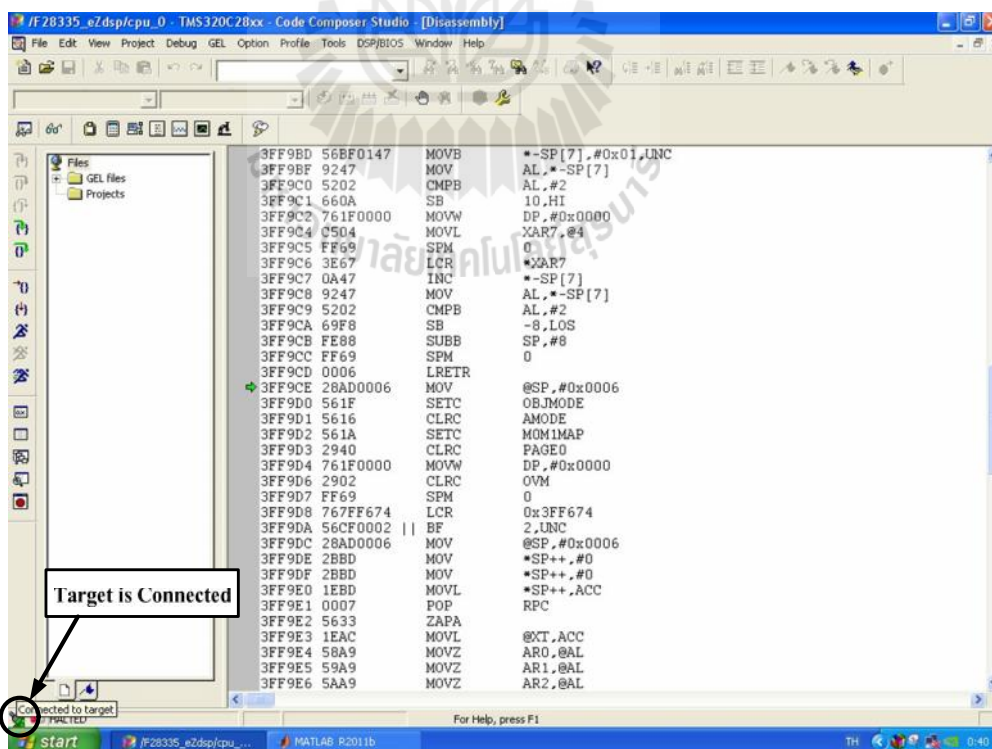


รูปที่ ๑.1 แผนการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™F28335

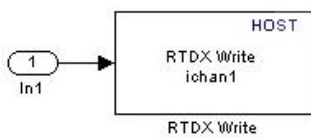




รูปที่ ๓.3 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp™ F28335



รูปที่ ๓.4 หน้าต่างโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3



Sink Block Parameters: RTDX Write

RTDX Write (mask) (link)

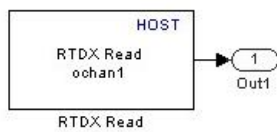
Use specified RTDX channel to write data to the running target DSP.

Parameters

Channel name

ichan1

OK Cancel Help Apply



Source Block Parameters: RTDX Read

RTDX Read (mask) (link)
Use specified RTDX channel to read data from the running target DSP.

Parameters

Channel name
ochan1

Sample time
1e-5

Output dimensions
[1 1]

Frame-based

Data type double

OK Cancel Help Apply



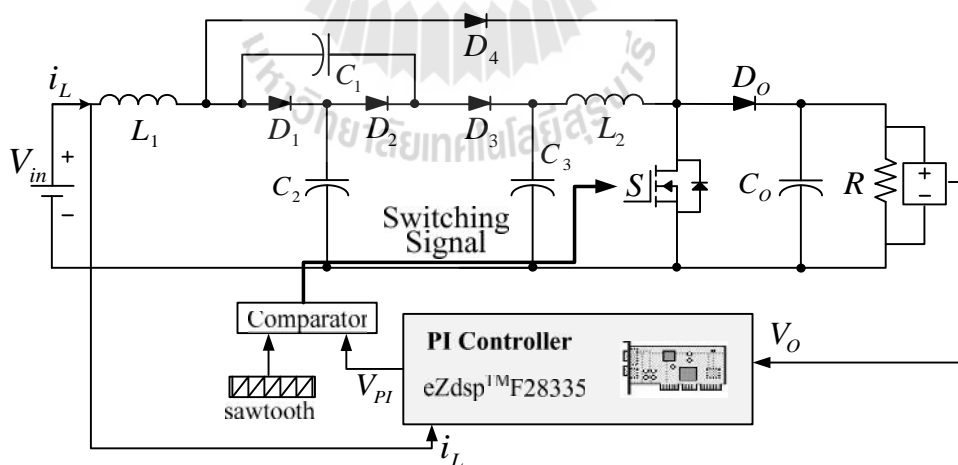
- RTDX_enableInput(&ichan1);
- RTDX_read(&ichan1,din1,nbuf*sizeof(long))

ในบรรทัดที่ 1 คือฟังก์ชันคำสั่งการสร้างช่องอินพุต RTDX สำหรับใช้รับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink โดยชื่อของช่องอินพุตดังกล่าวจะต้องกำหนดให้เหมือนกับชื่อของช่องการส่งข้อมูลของโปรแกรม Simulink ซึ่งได้กำหนดไว้ในกรณีที่ 1 บรรทัดที่ 2 คือ ฟังก์ชันคำสั่งเปิดใช้งานช่องอินพุต RTDX ที่ชื่อ ichan1 สำหรับใช้รับข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink และบรรทัดที่ 3 คือ ฟังก์ชันคำสั่งอ่านข้อมูลที่ได้รับมาจากช่องอินพุต RTDX ชื่อ ichan1

สำหรับเทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป เป็นการจำลองสถานการณ์ที่ใช้บอร์ด eZdsp™F28335 ทำหน้าที่ในการรับส่งข้อมูลระหว่างซอฟต์แวร์ที่เป็นโปรแกรมบนคอมพิวเตอร์กับฮาร์ดแวร์ที่เป็นบอร์ด eZdsp™F28335 ผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX มีจุดประสงค์เพื่อทำให้การจำลองสถานการณ์มีความเสมือนจริง

การประยุกต์เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ

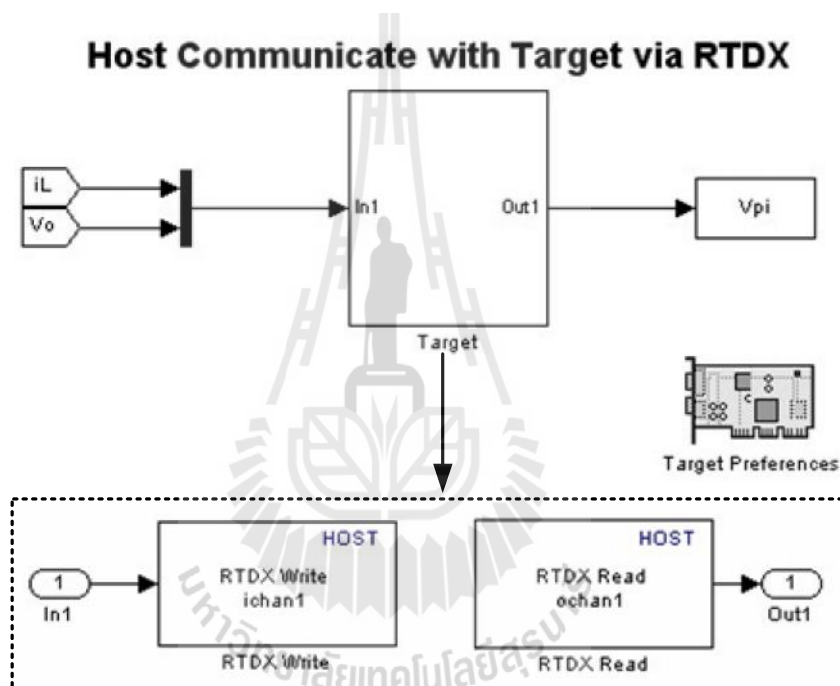
ในการจำลองสถานการณ์จะให้ตัวควบคุมชนิดพีไอทำงานอยู่บนบอร์ด eZdsp™F28335 ที่เขียนคำสั่งการทำงานด้วยภาษาซี และทำการรับส่งข้อมูลระหว่างซอฟต์แวร์ (MATLAB, Simulink) กับระบบฮาร์ดแวร์ (บนบอร์ด eZdsp™F28335) ผ่านช่องทางการสื่อสาร RTDX โดยโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงได้ดังรูป จ.7



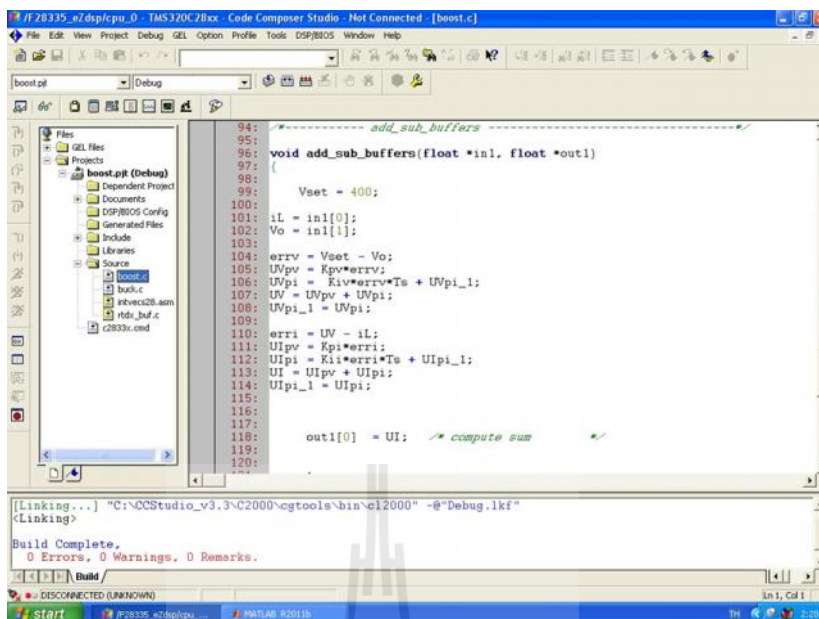
รูปที่ จ.7 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ ดังรูป จ.7 ระบบจะทำงานร่วมกันระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 ที่ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมชนิดพีไอ โดยอินพุตของบอร์ด eZdsp™F28335 จะได้มาจากโปรแกรม Simulink ที่เป็น

กระแสอินพุต (i_L) และแรงดันเอาต์พุต (V_o) ของวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น โดยเอาต์พุตที่จะออกจากบอร์ด eZdsp™F28335 จะเป็นสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมชนิดพีไอ (V_{pi}) จากรูป ๓.7 การรับส่งข้อมูลผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX ของบอร์ด eZdsp™F28335 แสดงแผนภาพภายในของบล็อกดังกล่าวได้ดังรูป ๓.8 ซึ่งตัวควบคุมชนิดพีไอจะถูกสร้างลงบนบอร์ด eZdsp™F28335 ด้วยภาษาซีบนโปรแกรม F28335 eZdsp CCSstudio v3.3 หน้าต่างของโปรเจกต์ของตัวควบคุมพีไอแสดงได้ดังรูป ๓.9

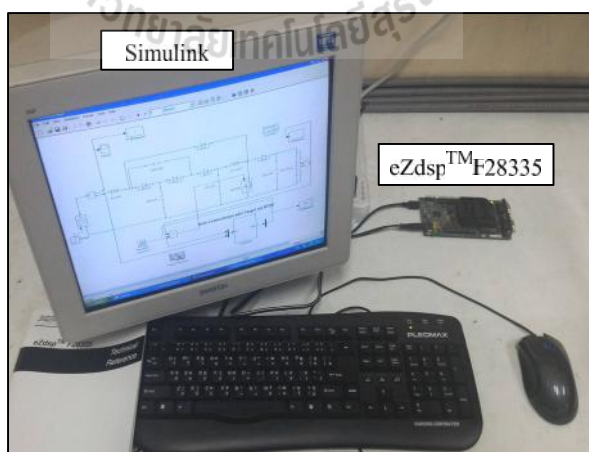


รูปที่ ๓.8 แผนภาพระบบ RTDX การรับส่งข้อมูลบน โปรแกรม Simulink



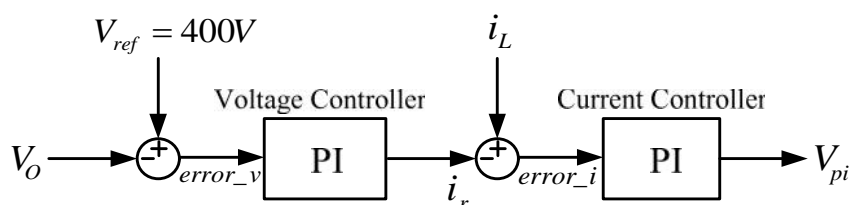
รูปที่ ๙.9 โปรแกรมตัวควบคุมชนิดพีโอ ที่สร้างบนโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3

การทดสอบการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปของระบบดังกล่าว สามารถแสดงการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ที่เป็นโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335 แสดงได้ดังรูป ๙.10



รูปที่ ๙.10 การเชื่อมต่อฮาร์ดแวร์ระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335

ทำการเขียนโค้ดโปรแกรมภาษาซี โดยกำหนดตัวแปรในการเขียนโปรแกรม และ โครงสร้างการทำงานของตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงได้ดังรูป จ.11



รูปที่ จ.11 แผนภาพของตัวควบคุมชนิดพีไอในการเขียนโค้ดโปรแกรมภาษาซี

กำหนดตัวแปรในการเขียนโค้ดโปรแกรม ดังนี้

V_o	คือ แรงดันที่ได้จากตัวตรวจจับแรงดันเอาต์พุต
V_{ref}	คือ แรงดันอ้างอิง กำหนดให้เท่ากับ $400 V_{dc}$
$error_v, error_i$	คือ ค่าความผิดพลาดของแรงดัน และกระแส ตามลำดับ
Kp_v, Ki_v	คือ ค่าเกนของตัวควบคุมชนิดพีไอ ในรูปแรงดัน ตามลำดับ
Kp_i, Ki_i	คือ ค่าเกนของตัวควบคุมชนิดพีไอ ในรูปกระแส ตามลำดับ
Kpv, Kiv	คือ ค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดพีไอ ในรูปแรงดัน ตามลำดับ
Kpi, Kii	คือ ค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดพีไอ ในรูปกระแส ตามลำดับ
i_r	คือ ค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดพีไอรูปแรงดัน หรือกระแสอินพุตของ ลูปกระแส
i_L	คือ กระแสที่ได้จากตัวตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$
V_{pi}	คือเอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดพีไอ

```

/**-define buffers,leave uninitialized, to be supplied by MATLAB Simulink-*/

float iL, Vo, ir, Vpi;

float Kpv=0, Kiv=0, Kpi=0, Kii=0, error_v=0, error_i=0;

float Vref=400, Ts=0.00001, Kp_v=0.003125, Ki_v=0.09766, Kp_i=4.6875, Ki_i=7327.22;

void add_sub_buffers(float*in1,float*out1)
{{{

/**-step for data reciving-*/

    iL=in1[0];
    Vo=in1[1];

/**-algorithm PI controller-*/
// *-PI controller for voltage loop-* //
Kiv=Kiv+(Ki_v*Ts*error_v); //เขียนโค้ดคำสั่งของการอินทิเกรต
Error_v=Vref-Vo; //ค่าความผิดพลาดของแรงดัน
Kpv=Kp_v*error_v; //พารามิเตอร์ของ Kp คูณกับค่าความผิดพลาดของแรงดัน
ir=Kpv+Kiv; //เอาต์พุตของลูปแรงดัน สำหรับเป็นอินพุตของลูปกระแส

/**- PI controller for current loop-* //
Kii=Kii+(Ki_i*Ts*error_i); //เขียนโค้ดคำสั่งของการอินทิเกรต
Error_i=ir-iL; //ค่าความผิดพลาดของกระแส
Kpi=Kp_i*error_i; //พารามิเตอร์ของ Kp คูณกับค่าความผิดพลาดของกระแส
Vpi=Kpi+Kii; //เอาต์พุตของลูปกระแส สำหรับเป็นสัญญาณอ้างอิงในการ
//เปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม

}}

/**-step for data reciving-*/

    out1[0]=Vpi;
return;}

```

ภาคผนวก ช

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

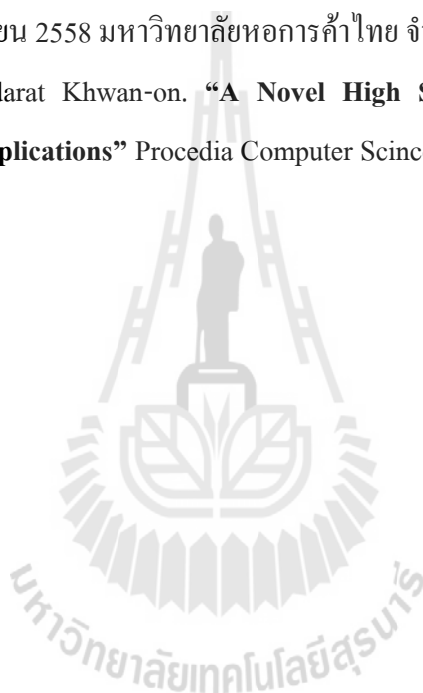
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

อรรณพ นาคปิ่น และสุดารัตน์ ขวัญอ่อน “วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ” การประชุมวิชาการทางไฟฟ้า ครั้งที่ 37 (EECON-37) 19 – 21 พฤศจิกายน 2557 มหาวิทยาลัยขอนแก่น จำนวน 4 หน้า

อรรณพ นาคปิ่น และสุดารัตน์ ขวัญอ่อน “วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต” การประชุมวิชาการทางไฟฟ้า ครั้งที่ 38 (EECON-38) 18 – 20 พฤศจิกายน 2558 มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย จำนวน 4 หน้า

Annop Nakpin and Sudarat Khwan-on. “A Novel High Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic Applications” *Procedia Computer Science* 86 (2016) pp 409-412.



วงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ A High Step-Up Single-Switch Boost Converter for Low-Voltage Source Systems

อรุณพ นาคปิ่น และ สุดาวัฒน์ ขวัญอ่อน*

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี *email: sudarat_kh@sut.ac.th

PE-004

บทคัดย่อ

บทความนี้จะนำเสนอโครงสร้างใหม่ของวงจรทบทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง สำหรับประยุกต์ในระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ เพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยอัตราขยายแรงดันได้สูงประมาณ 20 เท่า วงจรที่นำเสนอใช้สวิทช์เพียงตัวเดียวเท่านั้น ส่งผลให้การควบคุมการทำงานของวงจรไม่ซับซ้อน ในบทความนี้ได้อธิบายการทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น และวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันกับค่าวัฏจักรหน้าที่ของวงจรที่นำเสนอ จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์เพื่อแสดงประสิทธิภาพของวงจรที่พัฒนาขึ้นในการขยายแรงดันได้สูงสำหรับระบบแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ นอกจากนี้ผลการทดลองจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นได้แสดงถึงสมรรถนะของวงจรที่พัฒนาขึ้นซึ่งมีการขยายแรงดันได้สูง

คำสำคัญ: วงจรทบทระดับแรงดัน อัตราขยายแรงดันสูง สวิทช์เดี่ยว แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ

Abstract

This paper proposes a new topology of a high step-up boost converter for low-voltage source system applications. The proposed converter can boost up the low input voltage to the high output voltage level with a high voltage conversion ratio, approximately 20 times. The proposed converter employs only one single switch. As a result, the simple control strategy for the proposed boost converter can be obtained. In this paper, the operating principle of the proposed converter topology is described. The relationship between the step-up voltage ratio and the duty cycle is analyzed. The simulation results are shown to demonstrate the effectiveness of the proposed high step-up single-switch boost converter for low-voltage source systems. In addition, the experimental results obtained from the laboratory prototype are presented to verify the performance of the proposed high step-up single-switch boost converter.

Keywords: boost converter, high step-up ratio, single switch, low-voltage source

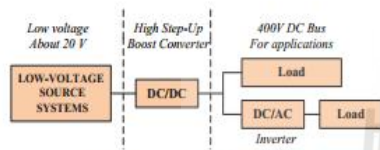
1. บทนำ

ปัจจุบันระบบพลังงานทดแทน (Renewable energy) เป็นระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าที่ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลาย เพื่อตอบสนองความต้องการใช้ไฟฟ้าของประชาชนในประเทศ ซึ่งระบบพลังงานทดแทนนั้นมีหลายประเภท เช่น พลังงานน้ำ (Water energy) พลังงานลม (Wind energy) และพลังงานแสงอาทิตย์ (Solar energy) เป็นต้น ซึ่งระบบพลังงานทดแทนที่นิยมใช้มากที่สุดประเภทหนึ่งคือพลังงานแสงอาทิตย์ แต่พลังงานแสงอาทิตย์นั้นสามารถผลิตแรงดันไฟฟ้าได้ในระดับที่ต่ำ อยู่ที่ประมาณ 20 โวลต์ โดยที่แรงดันไฟฟ้าระดับนี้อาจไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้มากนักในกรณีที่เกิดต้องการแรงดันกระแสตรงที่ระดับสูงขึ้น ดังนั้นการพัฒนาโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่สามารถเพิ่มแรงดันให้มีระดับสูงพอที่จะนำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นได้มากขึ้นจึงเป็นสิ่งจำเป็น

โดยวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมนั้นไม่สามารถขยายแรงดันได้สูงมากนัก จึงจำเป็นต้องพัฒนาโครงสร้างของวงจรขึ้นใหม่ เพื่อให้ได้อัตราขยายของแรงดันตามต้องการ ซึ่งวงจรทบทระดับแรงดันสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ แบบแยกกราวด์ (Isolated type) และแบบไม่แยกกราวด์ (Non-isolated type) โดยแบบแยกกราวด์จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงกัลวานิก (Galvanic transformer) เพื่อกราวด์ระหว่างฝั่งแรงดันต่ำและฝั่งแรงดันสูง โดยหม้อแปลงจะมีอัตราพันขดลวดที่สูงมาก ซึ่งความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance) และตัวเก็บประจุแอบแฝง (Parasitic capacitance) ที่เกิดขึ้นในขดลวดขดลวดของหม้อแปลงจะส่งผลให้เกิดการพุ่งเกิน (Spike) ของแรงดันและกระแสในวงจร ทำให้สมรรถนะของระบบลดลง รวมทั้งทำให้วงจรได้รับความเสียหาย [1] ในขณะที่แบบไม่แยกกราวด์ไม่ต้องใช้หม้อแปลงทำให้มีประสิทธิภาพการทำงานของวงจรสูงกว่าแบบแยกกราวด์ [2] ดังนั้นในบทความนี้จะนำเสนอวงจรทบทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแบบไม่แยกกราวด์

บทความนี้จะนำเสนอโครงสร้างของวงจรทบทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นใหม่ โดยมีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า เพื่อนำสามารถไปประยุกต์ใช้งานกับโหลดคิซีที่ต้องการแรงดันสูงหรือต่อเข้ากับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าคิซีเป็นเอซีแบบหนึ่งเฟสเพื่อใช้งานกับ โหลดคิซี ทั้งนี้ต้องการให้ได้แรงดันเอาต์พุต

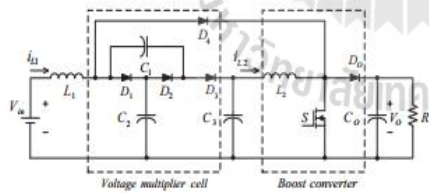
คงที่ที่ระดับ 400 โวลต์ เมื่อแรงดันอินพุตเป็น 20 โวลต์ โดยใช้ สวิตช์ตัวเดียวถือเป็นทางเลือกที่น่าสนใจจากข้อดีความซับซ้อน ในการควบคุมการทำงาน ช่วยลดกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ [3] ลดความซับซ้อนในการสร้างชุดทดสอบ ทั้งนี้ใช้การจำลอง สถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ พัฒนา วิเคราะห์ โดยโครงสร้างระบบที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตสูงเมื่อแรงดัน อินพุตมีค่าต่ำ แสดงดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของระบบที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตสูง

2. โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวอัตราขยาย แรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นแสดงดังรูปที่ 2 ประกอบด้วยวงจรสำคัญ 2 ส่วน คือ วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม (boost converter) และวงจร ทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (voltage multiplier cell) [4] ซึ่งวงจรทั้งสองมีข้อดีแตกต่างกันคือ วงจรทระดับแรงดันดั้งเดิมนี้มี จำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์น้อย ส่วนวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์ คูณแรงดันสามารถเพิ่มระดับแรงดันจากวงจรทระดับแรงดันดั้งเดิมได้ 2 เท่า ดังนั้นวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงที่ พัฒนาขึ้น จึงเป็นการผสมผสานข้อดีของแต่ละวงจร เพื่อสามารถเพิ่ม ระดับแรงดันเอาต์พุตได้มากกว่าแรงดันอินพุตประมาณ 20 เท่า



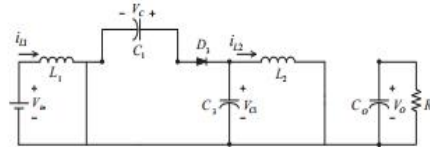
รูปที่ 2 วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

3. หลักการทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น

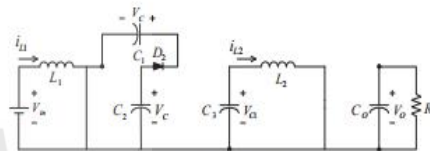
การวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยว อัตราขยายแรงดันสูงที่ได้พัฒนาขึ้น จะพิจารณาการทำงานของวงจรใน โหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) เท่านั้น และสามารถแบ่งได้เป็น 2 ช่วง การทำงาน คือช่วงสวิตช์นำกระแส และช่วงสวิตช์หยุดนำกระแส

ในช่วงที่สวิตช์นำกระแส พิจารณาวงจรได้ดังรูปที่ 3 และ 4 ซึ่งการ ทำงานจะแบ่งเป็น 2 โหมด คือช่วงที่ไดโอด D_3 ทำงานและช่วงที่ ไดโอด D_3 ไม่ทำงาน โดยทั้ง 2 โหมด ตัวเหนี่ยวนำ L_1 จะเก็บพลังงาน

จากแรงดันอินพุต V_{in} และตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะเก็บพลังงานจากแรงดัน ตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_{C1} โดยค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และตัวเก็บประจุ C_2 มีขนาดเท่ากัน



รูปที่ 3 ช่วงที่ไดโอด D_3 ทำงาน

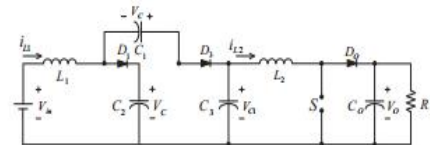


รูปที่ 4 ช่วงที่ไดโอด D_3 ไม่ทำงาน

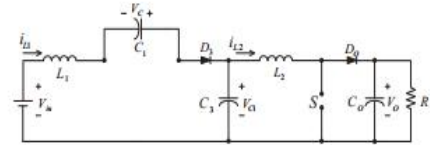
พิจารณาวงจรเมื่อสวิตช์นำกระแส จะได้สมการอนุพันธ์ของ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ดังสมการ (1)

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1}, \quad \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_2} \quad (1)$$

เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส แสดงได้ดังรูปที่ 5 และ 6 ซึ่งการทำงานจะแบ่งเป็น 2 โหมด คือช่วงที่ ไดโอด D_1 ทำงานและช่วงที่ไดโอด D_1 ไม่ทำงาน โดยทั้ง 2 โหมด ตัว เหนี่ยวนำ L_1 จะจ่ายอินพุตพลังงานที่เก็บไว้ไปยังตัวเก็บประจุ C_1, C_2 โดยค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และตัวเก็บประจุ C_2 มีขนาด เท่ากันจึงทำให้ได้แรงดัน V_{C1} มีขนาดเป็น 2 เท่าของแรงดัน V_C และตัว เหนี่ยวนำ L_2 จะจ่ายอินพุตพลังงานที่เก็บไว้ไปยังตัวเก็บประจุ C_0



รูปที่ 5 ช่วงที่ไดโอด D_1 ทำงาน



รูปที่ 6 ช่วงที่ไดโอด D_1 ไม่ทำงาน

พิจารณาวงจรเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส จะได้สมการอนุพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ดังสมการ (2)

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_m - V_C}{L_1}, \quad \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} \quad (2)$$

โดยที่ $2V_C = V_{C1}$

อัตราขยายแรงดัน (M) สามารถหาได้จากแรงดันคลอกร่วมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ดังสมการ (3) และ (4)

$$L_1: V_m D + (V_m - V_C)(1 - D) = 0 \quad (3)$$

$$L_2: V_{C1} D + (V_{C1} - V_O)(1 - D) = 0 \quad (4)$$

จากสมการข้างต้น จะได้อัตราขยายแรงดัน $M = V_O / V_m$ ดังแสดงในสมการที่ (5)

$$M = \frac{V_O}{V_m} = \frac{2}{(1 - D)^2} \quad (5)$$

4. ผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้น

ประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับแหล่งจ่ายแรงดันต่ำที่พัฒนาขึ้นสามารถแสดงได้ด้วยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ โดยอาศัยโปรแกรม MATLAB SIMULINK ทั้งนี้จะพิจารณาเพียงผลตอบสนองของวงจรในขณะที่ยังไม่มีตัวควบคุมเท่านั้น โดยทำการระบุค่าวัฏจักรหน้าที่เพื่อกำหนดช่วงเวลาการนำกระแสและไม่นำกระแสของสวิตช์ จากนั้นจึงพิจารณาแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น ทั้งนี้ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ที่ปรากฏอยู่ในโครงสร้างของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น แสดงได้ดังตารางที่ 1

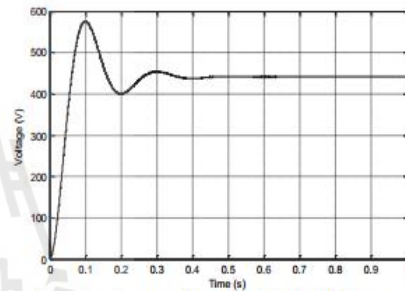
ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่พัฒนาขึ้นสำหรับการจำลองสถานการณ์

L_1, L_2	15 mH
C_1, C_2	100 μ F
C_3	150 μ F
C_O	100 μ F
f_{SW}	20 kHz
R	500 Ω

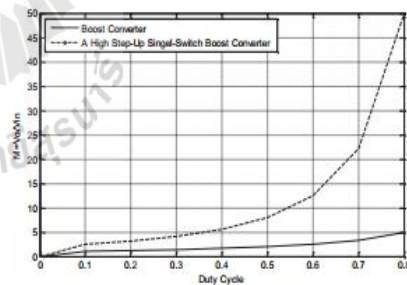
ดำเนินการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น โดยให้แรงดันอินพุตของวงจรเป็น 20 โวลต์ และกำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่เท่ากับ 0.7 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 7 จะเห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีการฟุ้งเกินของแรงดันเอาต์พุตก่อนจะเข้าสู่สภาวะคงตัว เนื่องจากยังไม่มีการใช้ตัวควบคุมใดๆ หลังจากเวลา $t = 0.4$ วินาที จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตคงที่ที่ระดับประมาณ 440 โวลต์ ซึ่งสอดคล้องตามความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับค่าวัฏจักรหน้าที่ดัง

แสดงในสมการที่ (5) ดังนั้นอัตราขยายแรงดันที่ได้จากวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่พัฒนาขึ้นมีค่าสูงประมาณ 22 เท่า

จากนั้นดำเนินการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่พัฒนาขึ้น โดยทำการปรับเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าที่ในช่วง 0 ถึง 0.8 โดยที่แรงดันอินพุตของวงจรยังคงเป็น 20 โวลต์ ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดันระหว่างวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นกับวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิมแสดงได้ดังรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่าวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นนั้น มีอัตราขยายแรงดันที่สูงกว่าวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิมมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มสูงขึ้น ค่าอัตราขยายแรงดันของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นก็จะยิ่งมีค่าที่สูงมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด



รูปที่ 7 แรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เท่ากับ 0.7

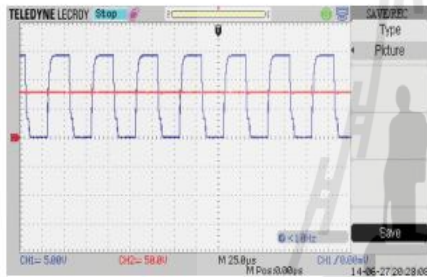


รูปที่ 8 การเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดันของวงจรที่พัฒนาขึ้นกับวงจรแบบดั้งเดิม

5. ผลการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้น

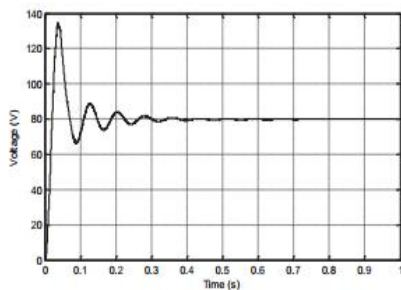
วงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นถูกสร้างเป็นชุดทดสอบขนาด 500 วัตต์ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ดังที่ปรากฏในตารางที่ 1 และใช้บอร์ด DSP ตระกูล TMS320F28335 เข้าช่วยในการสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับสวิตช์กำลังที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ค่าต่างๆ ตามต้องการ ในขั้นตอนของการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นจะดำเนินการทดสอบเมื่อแรงดันอินพุตของวงจรเป็น 10 โวลต์ เสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ และกำหนดให้วงจร

ที่พัฒนาขึ้นทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เท่ากับ 0.5 ผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 9 โดยเส้นกราฟสีน้ำเงินแสดงสัญญาณพัลส์ที่สร้างจากบอร์ด DSP เพื่อส่งไปขับสวิตช์ให้ทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เท่ากับ 0.5 และเส้นกราฟสีแดงแสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้น เนื่องจากยังไม่มีการใช้ตัวควบคุมใดๆ ร่วมกับวงจรที่พัฒนาขึ้น จึงไม่พิจารณาผลตอบสนองในสภาวะชั่วคราว ในเบื้องต้นจะมุ่งเน้นเพียงแรงดันเอาต์พุตในสภาวะคงตัวเท่านั้น จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดได้จากชุดทดสอบมีค่าประมาณ 76 โวลต์ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับความสัมพันธ์ตามสมการที่ (5) โดยจะได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 80 โวลต์ ดังนั้นวงจรแบบแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่พัฒนาขึ้นจะมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 8 เท่า เมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เท่ากับ 0.5



รูปที่ 9 สัญญาณพัลส์และแรงดันเอาต์พุตจากชุดทดสอบ

รูปที่ 10 แสดงผลการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้นภายใต้สภาวะการทำงานเดียวกับผลการทดสอบที่แสดงในรูปที่ 9 จะเห็นได้ว่าที่สภาวะคงตัวแรงดันเอาต์พุตของวงจรอยู่ที่ระดับ 80 โวลต์ ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าผลการทดสอบและผลการจำลองสถานการณ์ดังแสดงในรูปที่ 9 และ 10 ตามลำดับ มีความสอดคล้องใกล้เคียงกัน อาจคลาดเคลื่อนไปบ้างเล็กน้อย เนื่องจากความคลาดเคลื่อนของสัญญาณพัลส์ที่ส่งมายังชุดทดสอบ ซึ่งสัมพันธ์กับค่าวัฏจักรหน้าที่ของวงจร



รูปที่ 10 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการจำลองสถานการณ์

6. สรุป

บทความนี้นำเสนอ โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ เพื่อเพิ่มระดับแรงดันในกรณีที่โหลดต้องการแรงดันกระแสตรงที่ระดับแรงดันสูง ซึ่งในบทความนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น ทำการเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมกับวงจรที่พัฒนาขึ้นจะเห็นว่าวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นนั้นมีอัตราขยายสูงกว่าวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมมาก ผลการจำลองสถานการณ์และผลที่ได้จากชุดทดสอบของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่พัฒนาขึ้น แสดงให้เห็นว่า วงจรที่พัฒนาขึ้นมีอัตราแรงดันที่สูง สามารถนำไปประยุกต์กับระบบแหล่งจ่ายแรงดันต่ำได้ เพื่อสามารถขยายแรงดันอินพุต จนกระทั่งได้แรงดันเอาต์พุตที่ระดับสูงขึ้นมาตามต้องการได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] L-W. Zhou, B-X. Zhu and Q-M. Luo, "High Step-Up Converter with Capacity of Multiple Input," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 5, 2012, pp.524-531.
- [2] J-P. Lee, B-D. Min, D-W. Yoo, T-J. Kim, and J-Y. Yoo, "A New Topology for PV DC/DC Converter with High Efficiency under Wide Load Range," in *Proc. European Power Electronics and Applications, 2007*, pp. 1-6.
- [3] W. Li, and X. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications," in *Proc. IEEE Industrial Electronics, 2011*, pp. 1239-1250.
- [4] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli, and R. Gules, "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters," in *Proc. IEEE, Power Electronics, 2008*, pp. 871-877.



นาย อรรถพ นาคปิ่น จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในปี พ.ศ.2554 สนใจงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

วงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต A High Step-Up Single-Switch Boost Converter with Controlled Output Voltage

อรุณพ นาคปิ่น และ สุครินทร์ ขวัญอ่อน*

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี * email: sudarat_kh@sut.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต เพื่อได้ระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่ ซึ่งสามารถมีอัตราขยายแรงดันสูงถึงประมาณ 20 เท่า ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้นซึ่งมีเพียงสวิทช์เดียวจะอาศัยตัวควบคุมชนิดพีไอเข้าช่วย เพื่อให้ได้ผลตอบสนองเป็นที่น่าสนใจทั้งในสถานะชั่วคราวและในสถานะอยู่ตัว รวมถึงยังคงสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ เมื่อสถานการณ์การทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้นมีการเปลี่ยนแปลง ในบทความนี้ได้อธิบายการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับกำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิทช์ในวงจรที่พัฒนาขึ้นให้เหมาะสม เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวงจรที่พัฒนาขึ้นในการที่ระดับแรงดันได้สูงมากและควบคุมให้มีค่าคงที่ได้ นอกจากนี้ผลการทดสอบวงจรที่สร้างขึ้นแสดงให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมได้ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอที่ได้ออกแบบไว้

คำสำคัญ: วงจรทบทระดับแรงดัน อัตราขยายแรงดันสูง สวิทช์เดี่ยว ตัวควบคุมพีไอ

Abstract

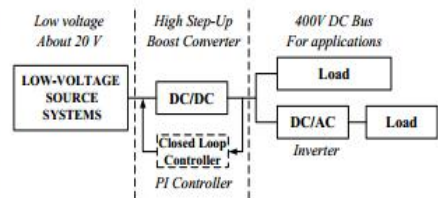
This paper proposes a high step-up single-switch boost converter with its controlled output voltage, generating a constant output voltage with a high voltage conversion ratio approximately 20 times. In order to control the output voltage of the proposed single-switch converter the PI controller is employed for providing the proper response in both transient and steady state operations. In addition, the output voltage can be satisfactorily controlled under the changes of converter operating situations. The design of the PI control is describes to generate the appropriate duty cycle for the only one single switch of the converter, resulting in the desired constant output voltage. Simulation results show the effectiveness of the proposed converter with its controller to generate the high output voltage with a constant level. Moreover, experimental results show that the output voltage of the proposed converter can be controlled by using the designed PI controller.

Keywords: boost converter, high voltage conversion ratio, single switch, PI controller

1. บทนำ

เนื่องจากวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมไม่สามารถขยายแรงดันได้สูงมากนัก จึงจำเป็นต้องพัฒนาโครงสร้างของวงจรขึ้นใหม่ เพื่อให้ได้อัตราการขยายของแรงดันตามต้องการ ในบทความนี้ได้นำเสนอวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า สำหรับใช้งานกับแหล่งจ่ายที่มีอินพุตแรงดันต่ำหรือแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนซึ่งมีแรงดันค่าอยู่ที่ประมาณ 20 โวลต์ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับโหลดชนิดซีดีที่ต้องการแรงดันสูงหรือต่อเข้ากับวงจรแปลงกำลังให้ที่อาศัยเป็นเอชเบมหนึ่งฟาสเพื่อใช้งานกับโหลดซีดี ทั้งนี้ต้องการให้ได้แรงดันเอาต์พุตคงที่ที่ระดับ 400 โวลต์ โดยการใช้อัตราขยายตัวช่วยลดกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากการสวิทช์ [1]

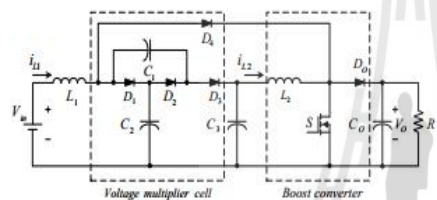
ในบทความนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ได้พัฒนาขึ้น จากนั้นได้ดำเนินการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ เพื่อสร้างค่าวัฏจักรหน้าที่ที่เหมาะสมให้กับสวิทช์ ส่งผลให้สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้นให้มีค่าสูงตามต้องการ รวมถึงรักษาระดับแรงดันให้มีค่าคงที่เมื่อสภาวะการทำงานของวงจรเปลี่ยนแปลงไป ในการคำนวณงานเพื่อแสดงประสิทธิภาพของวงจรที่พัฒนาขึ้นร่วมกับตัวควบคุมที่ได้ออกแบบ จะอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์เข้าช่วยในการวิเคราะห์ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตที่พิจารณาได้จากวงจร โดยโครงสร้างระบบที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตสูงประมาณ 400 โวลต์ เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าประมาณ 20 โวลต์ แสดงดังรูปที่ 1 โดยใช้อัตราขยายชนิดพีไอเข้าช่วยในการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่



รูปที่ 1 โครงสร้างของระบบที่นำเสนอ

2. โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นแสดงดังรูปที่ 2 ประกอบด้วยวงจรสำคัญสองส่วนคือ วงจรทระดับแรงดันแบบดั่งเดิม (boost converter) และวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (voltage multiplier cell) [2] ซึ่งวงจรทั้งสองมีข้อดีแตกต่างกันคือ วงจรทระดับแรงดันแบบดั่งเดิมนั้นมีจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์น้อย ส่วนวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดันสามารถเพิ่มระดับแรงดันจากวงจรทระดับแรงดันดั่งเดิมได้สองเท่า ดังนั้นวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น จึงเป็นการผสมผสานข้อดีของแต่ละวงจร เพื่อสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้มากกว่าระดับอินพุตประมาณ 20 เท่า



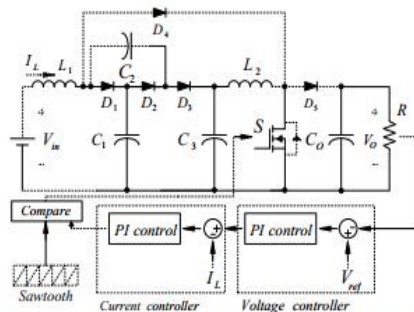
รูปที่ 2 วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

โดยที่อัตราขยายแรงดัน (M) ของวงจรที่พัฒนาขึ้น แสดงในสมการที่ (1) เมื่อ D คือค่าวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) ของสวิตซ์

$$M = \frac{V_o}{V_n} = \frac{2}{(1-D)^2} \quad (1)$$

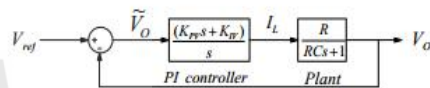
3. การควบคุมแรงดันของวงจรที่พัฒนาขึ้น

ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตซ์มีส่วนสำคัญอย่างมากต่อการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ได้พัฒนาขึ้น เพราะแรงดันเอาต์พุตของวงจรขึ้นอยู่กับค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตซ์ ดังนั้นเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ สวิตซ์ต้องทำงานโดยมีค่าวัฏจักรหน้าที่ที่เหมาะสม ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ระดับแรงดัน 400 โวลต์ เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าคงที่ 20 โวลต์ จะอาศัยตัวควบคุมชนิดฟีดแบ็คเพื่อช่วยทั้งอุปการควบคุมกระแสและอุปการควบคุมแรงดัน เพื่อกำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่ที่เหมาะสมให้กับสวิตซ์ เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ เนื่องจากวงจรที่พัฒนาขึ้นใช้สวิตซ์เพียงตัวเดียวเท่านั้น จึงสามารถอาศัยวิธีการออกแบบตัวควบคุมชนิดฟีดแบ็คสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบดั่งเดิม [3] เข้าช่วยในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_p และ K_i ของตัวควบคุมฟีดแบ็คที่ใช้ในทั้งอุปการกระแสและอุปการแรงดัน สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ได้พัฒนาขึ้น โครงสร้างการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 โครงสร้างวงจรควบคุมแรงดันเอาต์พุตสำหรับวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

3.1 การควบคุมอุปการแรงดัน



รูปที่ 4 การควบคุมอุปการแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดฟีดแบ็ค

ดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของแผนภาพบล็อกในรูปที่ 4 เพื่อนำไปออกแบบตัวควบคุมชนิดฟีดแบ็คสำหรับอุปการแรงดัน ดังสมการ (2)

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{K_{ps}Rs + K_{pi}R}{s^2 + \left(\frac{K_{pi}R}{RC}\right)s + \frac{K_{pi}R}{RC}} \quad (2)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{pi} และ K_{ps} จะอาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์ พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (3)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3)$$

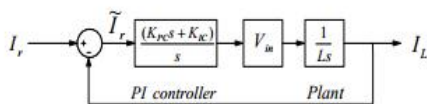
โดยค่าความถี่ธรรมชาติ มีค่าเท่ากับ $\omega_n = \frac{1}{RC}$ rad/s และค่าอัตราการหน่วง $\xi = 1$ เพื่อให้การตอบสนองของระบบเป็นแบบหน่วงวิกฤต (critically damped response) จะได้ความสัมพันธ์ในการหาค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมชนิดฟีดแบ็คที่ใช้ในการควบคุมอุปการแรงดัน ดังสมการที่ (4) และ (5)

$$K_{ps} = 2\xi\omega_n C - \frac{1}{R} \quad (4)$$

$$K_{pi} = \omega_n^2 C \quad (5)$$

3.2 การควบคุมอุปการกระแส

ดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของแผนภาพบล็อกในรูปที่ 5 เพื่อนำไปออกแบบตัวควบคุมชนิดฟีดแบ็คสำหรับอุปการกระแส ดังสมการ (6)



รูปที่ 5 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ

$$\frac{I_L}{I_r} = \frac{K_{rc}V_m s + K_c V_m}{s^2 + K_{rc} \frac{V_m s + K_c}{L} + K_c \frac{V_m}{L}} \quad (6)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{rc} และ K_c จะอาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์กับรูปเรขาคณิต แต่แตกต่างกันคือค่าความถี่ธรรมชาติซึ่งใช้ในรูปกระแสจะมีค่ามากกว่ารูปแรงดันประมาณ 100 เท่า โดยค่าความถี่ธรรมชาติ มีค่าเท่ากับ $\omega_n = 100\omega_c$ rad/s และค่าอัตราส่วนการหน่วงกำหนดด้วย $\xi = 1$ จะได้ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในรูปกระแส ดังสมการที่ (7) และ (8)

$$K_{rc} = \frac{2\xi\omega_n L}{V_m} \quad (7)$$

$$K_c = \frac{\omega_n^2 L}{V_m} \quad (8)$$

ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ปรากฏในโครงสร้างวงจรที่พัฒนาขึ้น เพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ คือ $L = L_j = 15$ mH, $C = C_o = 100$ μ F, $R = 320$ Ω และ $V_m = 20$ โวลต์ จะได้ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับการควบคุมแรงดันและรูปการควบคุมกระแส ดังนี้

$$K_{rc} = 0.003125 \text{ และ } K_c = 0.09766$$

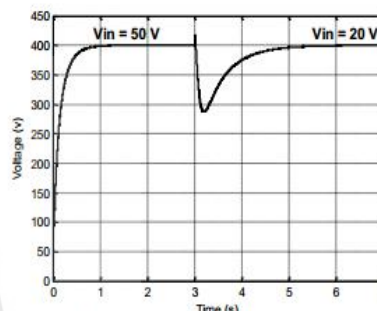
$$K_{rc} = 4.6875 \text{ และ } K_c = 7324.22$$

4. ผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้น

ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้นสามารถแสดงได้ด้วยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ โดยอาศัยโปรแกรม MATLAB SIMULINK โดยจะพิจารณาผลตอบสนองของวงจรในขณะที่มีตัวควบคุมชนิดพีไอที่ได้ออกแบบขึ้น เพื่อพิจารณาแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรที่พัฒนาขึ้น ทั้งนี้ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ที่ปรากฏอยู่ในโครงสร้างของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น เป็นดังนี้ $L_j = L_j = 15$ mH, $C_j = C_o = 100$ μ F, $C_s = 150$ μ F, $R = 1500$ Ω และ $V_m = 20$ โวลต์ และความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 20 kHz

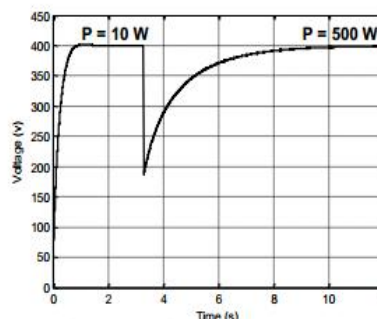
จากนั้นดำเนินการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่พัฒนาขึ้นร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอที่ได้ออกแบบขึ้น โดยทำการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ระดับแรงดัน 400 โวลต์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุตของวงจร ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 6 จะเห็นได้ว่าช่วงเวลา $t = 0$ ถึง 3 วินาที คือช่วงที่แรงดันอินพุตเท่ากับ 50 โวลต์ แรงดันเอาต์พุตจะเข้าสู่สภาวะคงตัวและมีค่าคงที่เท่ากับ 400 โวลต์ ที่เวลาประมาณ 1.2 วินาที และหลังจาก

นั้นที่ช่วงเวลา $t = 3$ ถึง 6 วินาทีได้ทำการปรับค่าแรงดันอินพุตเหลือเพียง 20 โวลต์ จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงในสภาวะชั่วคราว จากนั้นจะเข้าสู่สภาวะคงตัวและมีค่าคงที่ที่ระดับ 400 โวลต์ โดยค่าแรงดันอินพุตต่ำสุดที่วงจรควบคุมนั้นยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 400 โวลต์ได้นั้น มีค่าประมาณ 10 โวลต์



รูปที่ 6 แรงดันเอาต์พุตเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุต

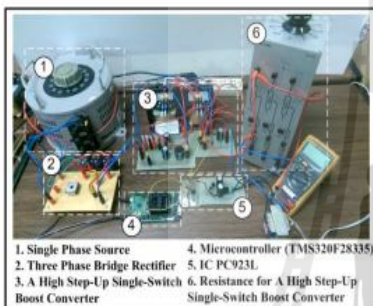
จากนั้นดำเนินการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่พัฒนาขึ้นร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอที่ได้ออกแบบไว้แล้ว โดยจะพิจารณาผลตอบสนองของวงจรเมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าโหลดตัวต้านทานเพื่อเปลี่ยนแปลงค่ากำลังงานเอาต์พุตของวงจรที่เป็นการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ระดับแรงดัน 400 โวลต์ ซึ่งกำลังงานเอาต์พุตต่ำสุดจะอยู่ที่ประมาณ 10 วัตต์ และกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 500 วัตต์ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 7 พบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดความต้านทาน เพื่อให้กำลังไฟที่มีการเปลี่ยนแปลงจาก 10 วัตต์ เป็น 500 วัตต์ ตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นยังคงสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ระดับแรงดัน 400 โวลต์ได้ โดยจะเห็นได้ว่าช่วงเวลา $t = 3.3$ วินาที ที่มีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟที่อินพุตเอาต์พุต แรงดันเอาต์พุตจะลดลงในช่วงแรกของการเปลี่ยนแปลง จากนั้นจึงกลับมามีค่าที่ระดับ 400 โวลต์ได้ตามต้องการ



รูปที่ 7 แรงดันเอาต์พุตเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟที่อินพุต

5. ผลการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้น

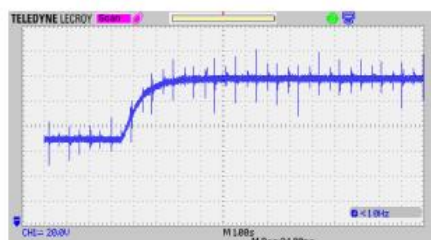
ชุดทดสอบของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิชต์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 8 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ดังที่กล่าวไว้แล้วข้างต้น เนื่องจากวงจรที่พัฒนาขึ้นต้องคำนึงในการสวิตช์ก่อนข้างสูง จึงเลือกใช้บอร์ด DSP ตระกูล TMS320F28335 ที่สามารถสร้างความถี่ในการสวิตช์ได้ถึง 150 MHz เข้าช่วยในการสร้างสัญญาณพัลส์ให้กับสวิชต์กำลังที่ควบคุมด้วยสัญญาณที่ต่ำกว่า ที่เหมาะสม เพื่อสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่สร้างขึ้นได้ตามต้องการ



รูปที่ 8 ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

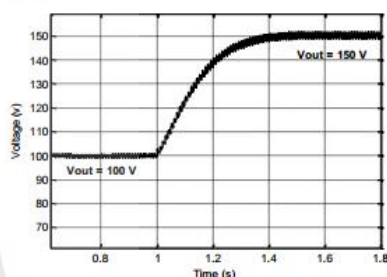
รูปที่ 8 ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

ในขั้นตอนของการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นจะดำเนินการทดสอบวงจรในขณะที่มีตัวควบคุม เมื่อแรงดันอินพุตของวงจรเป็น 20 โวลต์ เสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ และกำหนดให้แรงดันเอาต์พุตเป็น 100 โวลต์ หลังจากนั้นทำการเพิ่มแรงดันเอาต์พุตเป็น 150 โวลต์ เพื่อตรวจสอบความสามารถของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้น ผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 9 จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิชต์เดียวที่พัฒนาขึ้นถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ในสภาวะคงตัวที่ระดับ 100 โวลต์ และ 150 โวลต์ ตามต้องการ โดยผลตอบสนองในสภาวะชั่วคราวในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ไม่ปรากฏการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุต ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีโอ ดังที่ได้อธิบายไว้แล้ว



รูปที่ 9 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากชุดทดสอบขณะมีตัวควบคุมชนิดพีโอ

รูปที่ 10 แสดงผลการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้นภายใต้เงื่อนไขการทำงานเดียวกันกับผลการทดสอบที่แสดงในรูปที่ 9 จะเห็นได้ว่าในช่วงแรกแรงดันเอาต์พุตของวงจรอยู่ที่ระดับ 100 โวลต์ หลังจากนั้นแรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นเป็น 150 โวลต์ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องระหว่างผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบภายใต้สถานการณ์การทำงานของวงจรเหมือนกัน นอกจากนี้จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการ



รูปที่ 10 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการจำลองสถานการณ์

6. สรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรทระดับแรงดันแบบสวิชต์เดียวอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นที่สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ โดยใช้ตัวควบคุมชนิดพีโอ ในบทความนี้ได้อธิบายการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีโอเพื่อลดการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตในสภาวะชั่วคราว และควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ในสภาวะคงตัว ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบที่ได้จากชุดทดสอบของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิชต์เดียวที่พัฒนาขึ้น แสดงให้เห็นว่า วงจรที่พัฒนาขึ้นขณะทำงานร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีโอที่ได้ออกแบบไว้ สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการและสามารถนำไปประยุกต์กับระบบแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ เพื่อเพิ่มแรงดันเอาต์พุตให้มีระดับสูงขึ้นมาตามต้องการได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] W. Li, and X. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications," in *Proc. IEEE Industrial Electronics*, 2011, pp. 1239-1250.
- [2] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romanelli, and R. Gules, "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters," in *Proc. IEEE Power Electronics*, 2008, pp. 871-877.
- [3] Tsang, K.M. and Chan, W.L., "Cascade Controller for DC/DC Buck Converter," in *Proc. IEEE Power Electronics*, 2005, pp. 827-831.



Available online at www.sciencedirect.com

ScienceDirect

Procedia Computer Science 86 (2016) 409 – 412

Procedia
Computer Science

2016 International Electrical Engineering Congress, iEECON2016, 2-4 March 2016, Chiang Mai, Thailand

A Novel High Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic Applications

Annop Nakpin^a, Sudarat Khwan-on^{a*}

^aSchool of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand, 30000

Abstract

This paper proposes a new topology of a high step-up dc-dc converter for photovoltaic system applications. The proposed converter can boost up the low input voltage, about 20V, generated from the PV array to the high output voltage level of approximately 400V. The proposed converter employs only one power switch to achieve a high step-up voltage conversion ratio, approximately 20 times, without the extremely large duty cycle. The operating principles and steady-state analyses of continuous conduction mode are described in detail. The relationship between the step-up voltage ratio and the duty cycle of the proposed converter is analyzed. The simulation and experimental results are shown to demonstrate the effectiveness of the proposed high step-up single-switch dc-dc converter for low-input and high-output voltage systems.

© 2016 The Authors. Published by Elsevier B.V. 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 Organizing Committee of iEECON2016

Keywords: DC-DC converter; High step-up voltage gain; Single switch; Photovoltaic system

1. Introduction

Nowadays, renewable energy sources such as photovoltaic (PV) arrays and wind turbine generators, have received increasingly attentions due to energy shortage and environmental contamination [1]. Such renewable energy systems typically generate low voltage output. Therefore, high step-up dc-dc converters are widely employed in many renewable energy system applications. The output voltage generated from a single PV panel is about 15V to 40V [2].

* Corresponding author. Tel.: +66-44-224-400; fax: +66-44-224-601.

E-mail address: sudarat_kh@sut.ac.th

This voltage level is not sufficient for the dc-link voltage (400V) of a single-phase inverter to generate the ac power with 220V grid voltage [3]. In order to boost the low output voltage up to the higher level, a conventional boost converter is commonly used because of its simple structure and control. Unfortunately, it cannot achieve a high step-up conversion with high efficiency due to the extreme duty cycle operating limitations. A number of modified high step-up converter topologies have been proposed in order to increase the voltage conversion ratio [4]. The modified SEPIC converter with the combination of an auto-transformer and the coupled inductors is introduced to photovoltaic application in order to increase the voltage gain of the converter [5]. However, the converter efficiency is quite low because of the leakage inductance energy stored in the auto-transformer and the coupled inductors [6].

In this paper the high step-up dc-dc converter with a single power switch is proposed for photovoltaic system applications. The proposed high step-up boost converter topology is presented in the following section. The operating principle of the proposed converter under continuous conduction mode (CCM) is described in detail. A 500W laboratory prototype of the proposed converter was implemented. Simulation and experimental results are shown in order to illustrate the effectiveness of the proposed converter to achieve a much higher step-up conversion ratio compared with that of the conventional boost converter.

2. High Step-Up DC-DC Converter Topology

A novel high step-up dc-dc converter topology is proposed as shown in Fig. 1. In order to achieve the high step-up conversion ratio, the proposed converter configuration is basically based on the combination of the voltage multiplier module in the first stage and the conventional boost converter in the second stage. As it can be seen, the proposed converter consists of only one active power switch, the input inductor L_1 , the output diode D_O , the filter capacitor C_O , the inductor L_2 , the dc-link capacitor C_3 . The voltage multiplier cell is configured from two identical capacitors, C_1 and C_2 , and three diodes, D_1 , D_2 and D_3 . The blocking diode D_4 is between the voltage multiplier module and the boost converter.

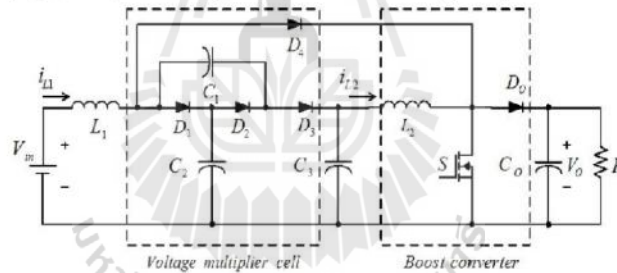


Fig. 1 The proposed high step-up dc-dc converter configuration

The operation of the converter during one switching period can be basically divided into four modes. The operating principle of the proposed converter can be described briefly as follows:

Mode 1: the switch S and the diode D_3 are turned on. The remaining diodes are all off. V_m and C_1 deliver energy to L_1 and L_2 . Thus, during this operation mode both i_{L1} and i_{L2} increase linearly to store energy in L_1 and L_2 , respectively. The capacitor C_3 is charged. The output power is supplied from capacitor C_O .

Mode 2: the switch S remains conducting and diode D_3 is off. The diodes D_1 , D_4 and D_O remain reversely biased but D_2 is forward biased. The energy stored in C_3 is released through L_2 . The capacitors C_1 and C_2 are now in charging and discharging stages, respectively.

Mode 3: the switch S is turned off but D_2 becomes reversely biased. The diodes D_1 , D_3 and D_O are in forward-biased state. The inductor L_1 releases energy to C_2 while C_1 delivers energy to L_2 through D_3 . In addition, the output filter capacitor C_O is supplied from the energy stored in L_2 through D_O .

Mode 4: the switch S is still in turned-off state and D_1 becomes reversely biased. The diodes D_3 and D_O remain in forward-biased state. The energy stored in L_1 and C_1 is transferred the boost converter side charging the output capacitor filter C_O via diodes D_3 and D_O .

In order to consider the performance of the proposed high step-up dc-dc converter, the voltage step-up conversion ratio (M) under the steady-state operating condition is analyzed. The transient characteristics of circuitry are

disregarded to simplify the proposed converter performance analysis. As can be seen in Fig. 1, the proposed converter operates with the incorporation of the voltage multiplier module and the conventional boost converter in the first and second stages, respectively. Therefore, the voltage gain of the proposed converter can be expressed as

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

As can be seen in (1), it confirms that the proposed converter provides a high step-up voltage-conversion ratio without adopting an extremely large duty cycle, D . The voltage conversion ratio characteristic of the proposed converter as a function of duty cycle is shown in Fig. 2(a). As can be seen, a much higher voltage conversion ratio of the proposed converter can be achieved than that of the other two boost converters over a range of duty cycle. In addition, it is clear that the proposed converter can provide a high voltage gain of 20 times without the extreme duty cycle. Fig. 2(b) illustrates the proposed converter efficiency curve as a function of the output load power. It can be seen that the efficiency of the proposed converter is approximately 90%.

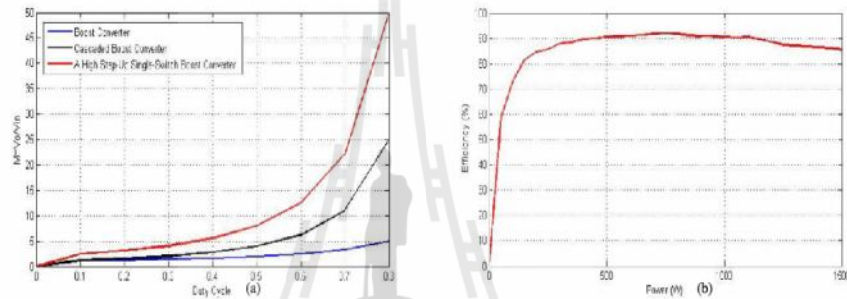


Fig. 2 Performances of the proposed high step-up dc-dc converter (a) conversion ratio characteristic (b) efficiency

3. Experimental and Simulation Results

To verify the effectiveness of the proposed high step-up dc-dc converter, simulation results have been presented using MATLAB SIMULINK. In addition, a prototype of the proposed converter with 20V-input voltage, 400V-output voltage and output power of 500 W was implemented, as shown in Fig. 3, for performance verification. The component parameters of the proposed converter shown in Fig. 1 are designed as $L_1, L_2 = 15\text{mH}$, C_1 and $C_2 = 100\mu\text{F}$, $C_3 = 150\mu\text{F}$, $C_0 = 100\mu\text{F}$ and $R = 500\Omega$. The power MOSFET, namely, IXFX80N60P3, and ultrafast-recovery diodes, namely, RURP3060, are selected. The switching frequency is 20kHz. A TMS320F28335 DSP board is employed to generate the switching signal to the power switch. The input voltage of 10V is fundamentally tested not only to verify the theoretical analysis and simulation results but also to avoid the negative impacts on the proposed converter due to the large transient overcurrent under open-loop operating conditions. For future work the input voltage of 20V will be supplied to the proposed converter operating with an appropriate controller in order to obtain the desired level of the step-up output voltage.

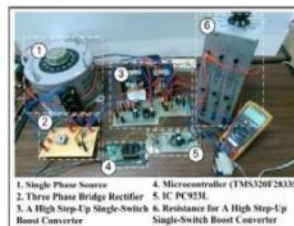


Fig. 3 A 500-W prototype of the proposed high step-up dc-dc converter

Fig. 4 shows the experimental and simulation results of switching signal and output voltage waveforms obtained from the proposed converter with duty cycle of 0.3. The simulated output voltage is about 40V while the experimental

one is about 40.5V. It is clear that the obtained results are in a good agreement. Similarly, the tested- and simulated output voltages are approximately 80V, as shown in Fig. 5, when duty cycle is 0.5. As it can be seen, the output voltage waveforms under given duty cycles agreed with the voltage ratio characteristic shown in Fig. 2. Therefore, the proposed converter can provide a high step-up conversion ratio without an extreme large duty cycle.

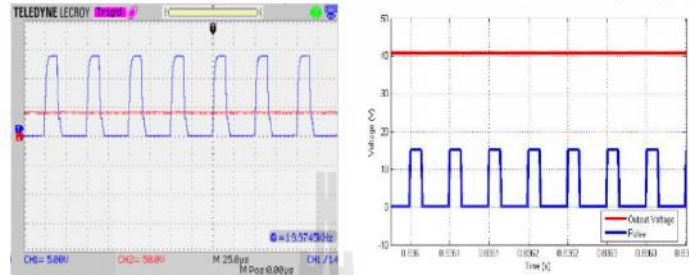


Fig.4 Output voltage and switching signal obtained from experiment and simulation when $D = 0.3$

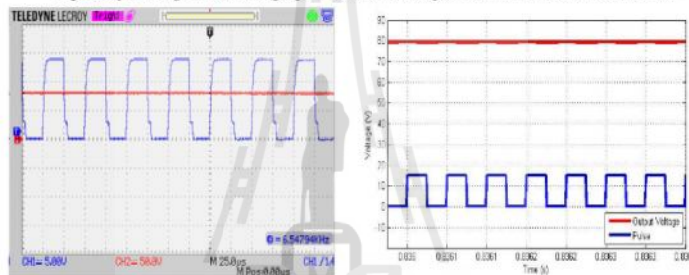


Fig.5 Output voltage and switching signal obtained from experiment and simulation when $D = 0.5$

4. Conclusion

This paper has presented a novel high step-up dc-dc converter, which can step-up a low input voltage to a high level without an extremely large duty cycle. Thus, the proposed converter is suitable for photovoltaic system applications or other renewable energy applications that need high step-up voltage conversion ratio. The proposed converter topology is based on the incorporation of the voltage multiplier module and the conventional boost converter in order to achieve a high voltage gain. The operation principle and steady analysis as well as a comparison with other boost converters are presented. Finally, a 500-W prototype with 20V input and 400V output is built for performance verification of the proposed converter. Simulation and experimental results are in a good agreement, verifying the effectiveness of the proposed converter.

References

- [1] K.-C., Tseng, C.-C. Huang and W.Y. Shih, A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system. *IEEE Trans. Power Electron.*, 28(6), pp. 3047-3057, 2013.
- [2] S.-M. Chen, T.-J. Liang, L.-S. Yang and J.-F. Chen, A boost converter with capacitor multiplier and coupled inductor for ac module applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60(4), pp. 1503-1511, 2013.
- [3] E.H. Ismail, M.A. Saffar and A.J. Fardoun, A family of single-switch PWM converters with High Step-Up Conversion Ratio, *IEEE Trans. Cir. and Sys.*, 55(4), pp. 1159-1171, 2008.
- [4] W. Li and X. He, Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58(4), pp. 1239-1250, 2011.
- [5] A. Ghasemi, S.F. Eilaghi and E. Sdib, A new non-isolated high step-up SEPIC converter for photovoltaic applications. (*PEDSTC*), pp.51-56, 2012.
- [6] C.-T. Pan, C.-F. Chuang and C.-C. Chu, A novel transformerless interleaved high step-down conversion ratio dc-dc converter with low switch voltage stress. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61(10), pp. 5290-5299, 2014.

ประวัติผู้เขียน

นายอรรถพ นาคปิ่น เกิดเมื่อวันที่ 22 เมษายน พ.ศ. 2533 เริ่มต้นศึกษาระดับชั้นอนุบาลจากโรงเรียนสันตยานันท์ ชั้นประถมศึกษาจากโรงเรียนอนุบาลนครพนม ชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนนครพนมวิทยาคม จังหวัดนครพนม และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา 2555 หลังจากสำเร็จการศึกษาได้รับใบอนุญาตเป็นผู้ประกอบการวิชาชีพวิศวกรรมควบคุม ระดับภาคีวิศวกร สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง และในปีเดียวกันได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในรายวิชาปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้ามูลฐาน (Fundamental of Electrical Engineering Laboratory) ปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า (Electrical Engineering Laboratory) ปฏิบัติการดิจิทัลลอจิก (Digital Logic Laboratory) ปฏิบัติการระบบควบคุม (Control System Laboratory) ปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontrollers Laboratory) และวิชาการเขียนแบบวิศวกรรม 1 (Engineering Graphics I) ในระหว่างการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ผู้วิจัยมีความสนใจในงานด้าน การพัฒนาวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และการควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ในระหว่างทำวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอผลงานทางวิชาการ แสดงในภาคผนวก ช.