

การควบคุมพีชชีของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยาย
แรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2562

**THE FUZZY CONTROL OF A HIGH STEP-UP MULTI-
INPUT BOOST CONVERTER FOR RENEWABLE
ENERGY SYSTEMS**



**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for
the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering**

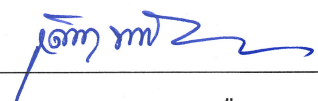
Suranaree University of Technology

Academic Year 2019

การควบคุมพัชชีของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
สำหรับระบบพลังงานทดแทน

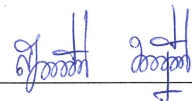
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(รศ. ดร.เดชา พวงดาวเรือง)

ประธานกรรมการ



(ผศ. ดร.สุดารัตน์ ขวัญอ่อน)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(รศ. ดร.ก้องพัน อารีรักษ์)

กรรมการ



(รศ. ร.อ. ดร.กนัตร์ ชำนิประศาสน์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ดร.พรศิริ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ณมน กุลจิตติพงษ์ : การควบคุมฟuzzyของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตรา
ขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน (THE FUZZY CONTROL OF A HIGH
STEP-UP MULTI-INPUT BOOST CONVERTER FOR RENEWABLE ENERGY
SYSTEMS) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุภารัตน์ ขวัญอ่อน, 237 หน้า

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการควบคุมฟuzzyของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มี
อัตราขยายแรงดันสูง สำหรับระบบพลังงานทดแทนเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตคงที่ 400 V ตามที่
ต้องการ เมื่อแรงดันอินพุตที่ได้จากแหล่งจ่ายแสงอาทิตย์มีค่าค่อนข้างต่ำประมาณ 20V การควบคุม
ฟuzzyที่นำเสนอประกอบด้วยสองอินพุต ได้แก่ ค่าความผิดพลาดแรงดันและค่าความผิดพลาด
กระแส การออกแบบกฎฟuzzy 9 กฎ สำหรับแต่ละวงจรรย่อยได้จากการสังเกตพฤติกรรมการทำงาน
ของวงจร ค่าเอาต์พุตของการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้น คือค่าการเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์
เพื่อสร้างค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ที่เหมาะสมสำหรับวงจรดังกล่าวเมื่อใช้แหล่งจ่ายกระแสตรงและ
แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ ในกรณีใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์หลายแหล่งจ่าย วงจรทระดับ
แรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้ โดยไม่เกิน
ค่าพิกัดกำลังของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งอาศัยเทคนิคการปรับค่าถ่วงน้ำหนักกระแส เพื่อ
ปรับค่ากระแสอ้างอิงให้เหมาะสมกับพิกัดกระแสของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ ผลการจำลอง
สถานการณ์แสดงประสิทธิภาพของการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้นสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบ
หลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงภายใต้สถานการณ์ต่าง นอกจากนี้ได้จำลองสถานการณ์วงจร
ทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อมีแหล่งจ่ายสามอินพุต รวมถึงเปรียบเทียบสมรรถนะ
ของการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้นกับการควบคุมพีไอ พบว่าการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้นให้ผล
ตอบสนองที่รวดเร็วกว่าการควบคุมพีไอ นอกจากนี้ทำการทดสอบการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้นกับ
ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยทำการทดสอบใน
กรณีที่ใช้แหล่งจ่ายกระแสตรงและแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ ในสภาวะเงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ
ผลการทดสอบและผลจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นประสิทธิภาพของการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้น
สามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงให้ได้
ระดับแรงดันเอาต์พุตตามต้องการภายใต้เงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกันได้อย่างน่าพอใจ

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2562

ลายมือชื่อนักศึกษา 

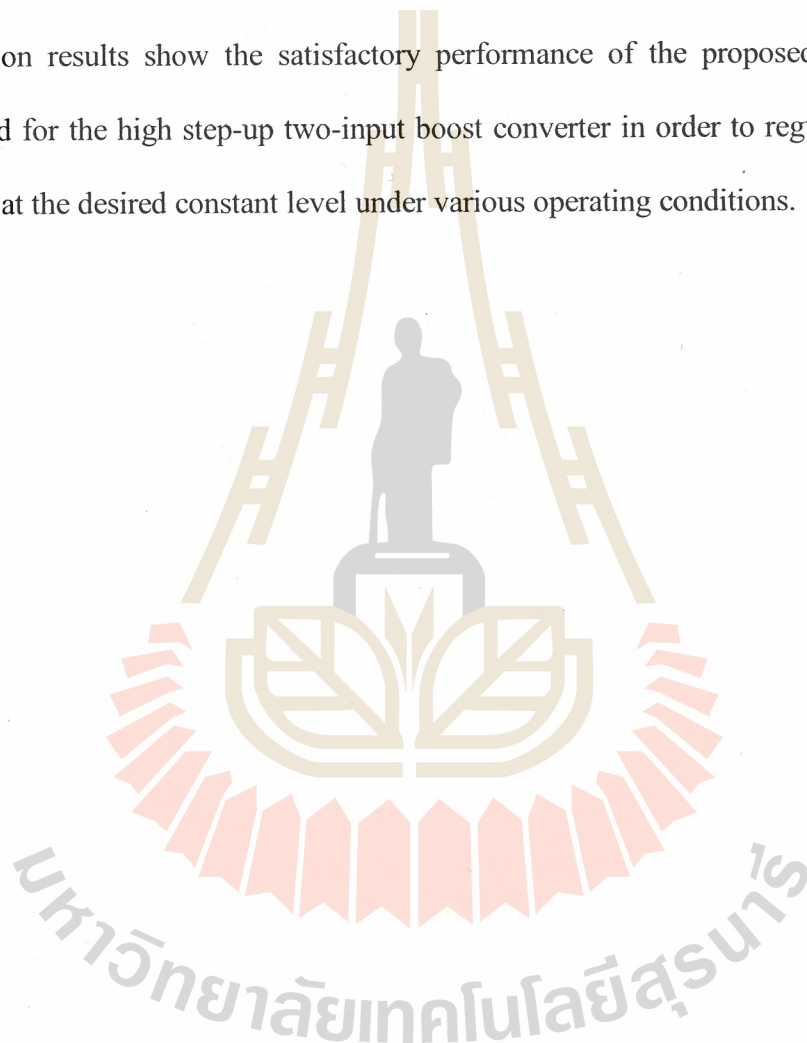
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา 

NAMON KUNJITTIPONG : THE FUZZY CONTROL OF A HIGH STEP-
UP MULTI-INPUT BOOST CONVERTER FOR RENEWABLE ENERGY
SYSTEMS. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. SUDARAT KHWAN-ON,
Ph.D. 237 PP.

HIGH STEP-UP BOOST CONVERTER/ MULTI-INPUT BOOST CONVERTER/
RENEWABLE ENERGY/ FUZZY CONTROLLER

This thesis proposes the fuzzy control of a high step-up multi-input boost converter for renewable energy systems. The desired constant output voltage of 400V can be achieved from the low input voltage of approximately 20V generated from the solar energy source. The proposed fuzzy control consists of two inputs, the output voltage error and the input current error. The nine fuzzy rules are designed for each single-switch boost converter based on the investigation of the converter operation. The output of the fuzzy control is the change of the duty cycle, resulting the appropriate duty cycle for the converter when the dc power supply and the photovoltaic modules are used to feed the power to the load. In addition, in the case of multi solar energy sources supplied to the high step-up multi-input boost converter the appropriate power can be delivered to the load associated with the rated power of each solar energy source. The current weighting technique is employed to provide the proper input current reference according to the rated current of the solar energy source. Simulation results show the effectiveness of the developed fuzzy controller for the high step-up two-input boost converter under different operating situations. The high step-up three-input boost converter is also simulated to demonstrate the performance of the proposed fuzzy control. The comparison between the proposed fuzzy controller and the PI controller for

the high step-up two-input boost converter confirms that the proposed fuzzy control can provide the faster response than the PI controller. Moreover, the experimental setup is built to present the effectiveness of the proposed fuzzy control for the high step-up two-input boost converter. The dc power supplies and the solar energy sources are employed to supply the converter under different operating conditions. The experimental and simulation results show the satisfactory performance of the proposed fuzzy control designed for the high step-up two-input boost converter in order to regulate the output voltage at the desired constant level under various operating conditions.



School of Electrical Engineering

Academic Year 2019

Student's Signature Namon Kunjittipong

Advisor's Signature Sudarat

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัยจากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุภารัตน์ ขวัญอ่อน อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำและแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น อีกทั้งเป็นกำลังใจ เป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตให้แก่ผู้วิจัยเสมอมา

อาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษาด้านวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตทุกท่านในกลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม (PEMC) ที่ให้ความช่วยเหลือแลกเปลี่ยนความรู้ทางด้านวิชาการ และให้กำลังใจตลอดมา

ขอขอบคุณวิศวกรและเจ้าหน้าที่ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ ครู อาจารย์ ทุกท่านที่ให้ความรู้ ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน และบุคคลที่สำคัญอย่างยิ่ง ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวทุกท่านที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และการดูแลส่งเสริมทางการศึกษาอย่างดีมาโดยตลอดจนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเสมอมา

ณมน กุลจิตติพงษ์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูป.....	ฎ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	4
2 ปรัชญาวรรณกรรม	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต.....	6
2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต.....	12
2.4 สรุป.....	20
3 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง	21
3.1 บทนำ.....	21

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2	โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	21
3.3	การทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	22
3.4	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดัน แบบหลายอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูง.....	43
3.5	ผลการจำลองสถานการณ์.....	46
3.6	สรุป.....	50
4	การควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทระดับแรงดัน แบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	51
4.1	บทนำ.....	51
4.2	โครงสร้างการควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทระดับแรงดัน แบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	52
4.2.1	อินพุตสำหรับการควบคุมพีซีซี.....	52
4.2.2	เอาต์พุตสำหรับการควบคุมพีซีซี.....	56
4.2.3	กระบวนการควบคุมพีซีซี.....	57
4.3	การออกแบบการควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทระดับแรงดัน แบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	58
4.3.1	รูปร่างฟังก์ชันสมาชิกและค่าเชิงภาษา.....	59
4.3.2	การกำหนดกฎพีซีซีและการรวมกฎ.....	62
4.3.3	การอนุมานพีซีซีและการดีพีซีซีฟิเคชั่น.....	65
4.4	การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่มีการควบคุมพีซีซี.....	66
4.4.1	การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสองแหล่งจ่าย.....	67

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.4.2	การจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์.....	72
4.4.3	การจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสามอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์.....	77
4.4.4	การจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมพีซีซี และตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	84
4.6	สรุป.....	95
5	การสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	96
5.1	บทนำ.....	96
5.2	ชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	96
5.3	วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	98
5.3.1	การแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์.....	98
5.3.2	สวิตช์กำลัง.....	99
5.3.3	ตัวเหนี่ยวนำ.....	99
5.3.4	ตัวเก็บประจุ.....	100
5.3.5	ไดโอดกำลัง.....	101
5.4	วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแส.....	102
5.5	วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดัน.....	105
5.6	วงจรรขยายแรงดันแบบแยก โดคสัญญาณ.....	108
5.7	การควบคุมพีซีซี.....	109
5.8	วงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ที่ใช้ตัวควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น แบบฮาร์ดแวร์ในรูป.....	119

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.9 สรุป.....	121
6 ผลการทดสอบ.....	122
6.1 บทนำ.....	122
6.2 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยว ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง.....	128
6.3 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยว ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์.....	128
6.4 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง.....	134
6.5 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์.....	142
6.6 สรุป.....	150
7 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	151
7.1 สรุป.....	151
7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต.....	152
รายการอ้างอิง.....	153
ภาคผนวก.....	155
ภาคผนวก ก. วงจรทระดับแรงดันสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	155
ภาคผนวก ข. ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdspTMF28335.....	161
ภาคผนวก ค. โปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานชุดทดสอบ.....	164
ภาคผนวก ง. การจำลองสถานการณ์วงจรถดับแรงดันแบบหลายอินพุต ด้วยวิธีฮาร์ดแวร์ในรูป.....	183

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก จ. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา.....	198
ประวัติผู้เขียน.....	227



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต.....	6
2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต.....	13
3.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ.....	43
3.2 ค่าตัวแปรที่ใช้สำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ.....	44
3.3 ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ สำหรับวงจรทระดับแรงดัน แบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	45
3.4 ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจร.....	72
4.1 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ.....	88
4.2 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุมพีซีซี และตัวควบคุมพีไอ.....	94
5.1 ผลการทดสอบเปรียบเทียบค่าการตรวจวัดกระแสจลยที่หนึ่ง.....	103
5.2 ผลการทดสอบเปรียบเทียบค่าการตรวจวัดกระแสจลยที่สอง.....	104
5.3 ผลการทดสอบเปรียบเทียบตัวตรวจวัดแรงดัน.....	107

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	โครงสร้างงานวิจัยวิทยานิพนธ์..... 2
2.1	วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ต่อแบบอนุกรม..... 9
2.2	วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ต่อแบบขนาน..... 10
2.3	โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันสูงแบบสามอินพุต..... 10
2.4	วงจรทระดับแรงดันสูงชนิดบูสต์ดั้งเดิมแบบหลายอินพุต..... 11
2.5	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบซิงคิ..... 11
2.6	วงจรทระดับแรงดันสูงชนิดบูสต์แบบหลายอินพุต สำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน..... 12
2.7	โครงสร้างการออกแบบการควบคุมแบบโหมคการเลื่อน..... 15
2.8	โครงสร้างการออกแบบการควบคุมแบบทำนาย..... 16
2.9	โครงสร้างการออกแบบการควบคุมพีไอสำหรับ วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง..... 17
2.10	วงจรทระดับแรงดันแบบดีซี-ดีซี..... 18
2.11	ฟังก์ชันสมาชิกของวงจรร้อยย 1..... 18
2.12	ฟังก์ชันสมาชิกของวงจรร้อยย 2..... 18
2.13	โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันสูงชนิดบูสต์แบบหลายอินพุต..... 19
2.14	แผนผังการควบคุม..... 19
2.15	แผนภาพการควบคุมแบบออฟโอพีไอ..... 20
3.1	วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง..... 22
3.2	ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) พิจารณาวงจรขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 นำกระแส..... 23
3.3	ช่วงการทำงานของสวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 24
3.4	ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) พิจารณาวงจรขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 นำกระแส..... 26

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.5	ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) พิจารณาวงจรขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส.....	28
3.6	ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_2	30
3.7	ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส.....	31
3.8	ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส.....	33
3.9	ช่วงการทำงานของสวิตช์กำลัง S_1	34
3.10	ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส.....	35
3.11	ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส.....	38
3.12	ช่วงการทำงานของสวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส.....	39
3.13	ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส.....	40
3.14	พารามิเตอร์ของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	45
3.15	ผลการตอบสนองกรณีแหล่งจ่าย V_{in1} และ V_{in2} ทั้งสองมีค่าเท่ากับ 20V.....	46
3.16	ผลการตอบสนองกรณีมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1}	47
3.17	วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง.....	48
3.18	วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์.....	48
3.19	แรงดันเอาต์พุต แรงดันอินพุต และกระแสอินพุต.....	49
4.1	โครงสร้างการควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบ สองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	52
4.2	อินพุตสำหรับการควบคุมพีซีซี.....	53

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 การถ่วงน้ำหนักกระแส.....	54
4.4 เอาต์พุตของการควบคุมพีชชี.....	56
4.5 เปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณ S_1	56
4.6 เปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณ S_2	57
4.7 กระบวนการควบคุมพีชชี.....	58
4.8 ฟังก์ชันสมาชิกค่าความผิดพลาดแรงดัน (ΔV).....	59
4.9 ฟังก์ชันสมาชิกค่าความผิดพลาดของกระแสจรรย่อยหนึ่ง (ΔI_1).....	59
4.10 ฟังก์ชันสมาชิกค่าความผิดพลาดของกระแสจรรย่อยสอง (ΔI_2).....	60
4.11 ฟังก์ชันสมาชิกค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ (ΔD_1).....	60
4.12 ฟังก์ชันสมาชิกค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ (ΔD_2).....	61
4.13 แผนผังกระบวนการพิจารณาค่าความผิดพลาดแรงดัน (ΔV) และค่าความผิดพลาดกระแสของวงจรรย่อยทั้งสอง ($\Delta I_1, \Delta I_2$).....	61
4.14 แสดงรายละเอียดของกฎพีชชีและการรวมกฎ.....	64
4.15 โครงสร้างการควบคุมแบบพีชชีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง สำหรับกรณีมีจำนวนแหล่งจ่าย n แหล่งจ่าย.....	66
4.16 โครงสร้างการควบคุมพีชชีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสองแหล่งจ่าย.....	67
4.17 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง V_{ref}	68
4.18 โพลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1}	70
4.19 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน V_{in1} และ V_{in2}	71
4.20 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต.....	71
4.21 แหล่งจ่ายแรงแวลต์แสงอาทิตย์ V_{in1}	72
4.22 แหล่งจ่ายแรงแวลต์แสงอาทิตย์ V_{in2}	72
4.23 โครงสร้างการควบคุมพีชชีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์.....	73
4.24 ผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง V_{ref}	74

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.25 ผลตอบสนองกรณีเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1}	75
4.26 ผลตอบสนองกรณีเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}	76
4.27 ผลตอบสนองกรณีเมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน	77
4.28 แหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1}	78
4.29 แหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ V_{in2}	78
4.30 แหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ V_{in3}	78
4.31 โครงสร้างการควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสามอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สามแหล่งจ่าย	79
4.32 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}	81
4.33 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับแรงดันอินพุต V_{in1}	81
4.34 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับขนาดแรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3}	83
4.35 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต	84
4.36 แผนภาพการควบคุมลูปแรงดันด้วยตัวควบคุมพีไอ	85
4.37 แผนภาพการควบคุมลูปกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ	86
4.38 โครงสร้างตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง	88
4.39 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}	91
4.40 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับขนาดแรงดันอินพุต V_{in1}	92
4.41 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับขนาดแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}	92
4.42 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต	93
5.1 โครงสร้างชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง	97
5.2 ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง	97
5.3 วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง	98
5.4 แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์	99
5.5 มอสมฟต์กำลังสำหรับชุดทดสอบ	99
5.6 ตัวเหนี่ยวนำสำหรับชุด	100

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.7 ตัวเก็บประจุสำหรับชุดทดสอบ.....	100
5.8 ไดโอดกำลังสำหรับชุดทดสอบ.....	101
5.9 โหลดตัวต้านทานสำหรับชุดทดสอบ.....	101
5.10 วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแส.....	102
5.11 การเปรียบเทียบค่าการตรวจวัดกระแสอินพุต.....	103
5.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L11} และ i_{digi1} ของตัวตรวจวัดกระแสตัวที่หนึ่ง.....	104
5.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L21} และ i_{digi2} ของตัวตรวจวัดกระแสวงจรร้อยที่สอง.....	105
5.14 วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดัน.....	106
5.15 การเปรียบเทียบค่าการวัดแรงดันเอาต์พุต.....	107
5.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{digi} ของตัวตรวจวัดแรงดัน.....	108
5.17 ไอซีออปโตเบอร์ PC923L.....	109
5.18 วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคสัญญาณ.....	109
5.19 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMSDOCK28335.....	109
5.20 แผนผังการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	110
5.21 แผนภาพการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP.....	119
5.22 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป.....	120
5.23 ผลการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองสถานการณ์ โปรแกรม MATLAB Simulink และแบบฮาร์ดแวร์ในลูป.....	121
6.1 ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	123
6.2 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง.....	124
6.3 ผลการจำลองสถานการณ์ วงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง.....	124
6.4 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต.....	126

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.31 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยน โหลดตัวต้านทาน.....	149
6.32 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยน โหลดตัวต้านทาน.....	149
ก.1 โครงสร้างตัวควบคุมพีไอ.....	156
ก.2 วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	157
ก.3 การควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	157
ก.4 ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อพิจารณากระแสอ้างอิง.....	157
ก.5 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง V_{ref}	159
ก.6 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต.....	160
ก.7 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต.....	160
ข.1 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335.....	162
ง.1 แผนการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP รุ่น TMDSDOCK28335.....	184
ง.2 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป.....	185
ง.3 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด DSP รุ่น TMDSDOCK28335.....	186
ง.4 หน้าต่างโปรแกรม CC Studio v3.3.....	186
ง.5 แผนภาพระบบ RTDX การรับส่งข้อมูลบนโปรแกรม Simulink.....	187

บทที่ 1

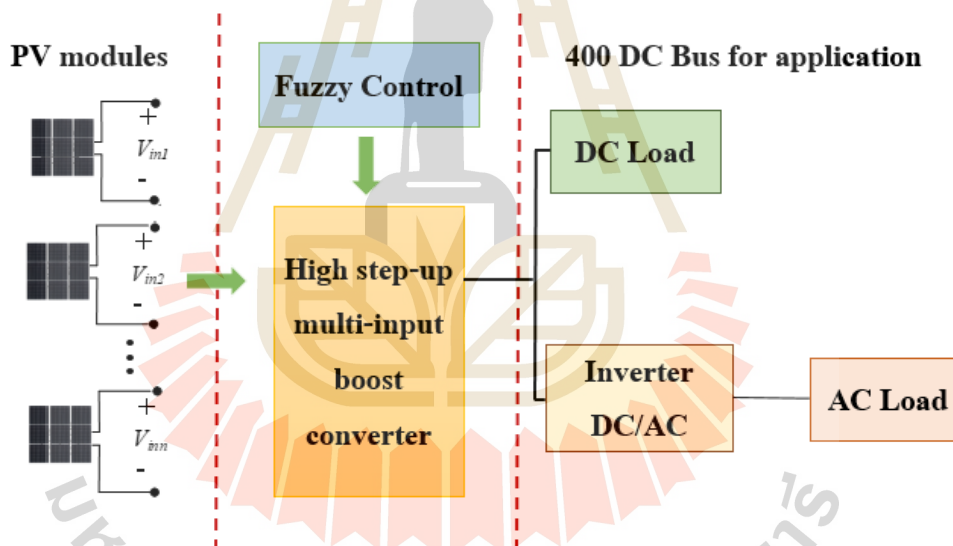
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันมีการใช้ทรัพยากรธรรมชาติจำพวก น้ำมัน ถ่านหิน และก๊าซธรรมชาติ ในการผลิตพลังงานไฟฟ้าจำนวนมาก แต่ทรัพยากรดังกล่าว ล้วนเป็นทรัพยากรที่ใช้แล้วหมดไปและก่อให้เกิดมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อม จึงมีการนำพลังงานทดแทนที่ไม่ก่อให้เกิดมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อมมาใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า อาทิเช่น พลังงานลม พลังงานแสงอาทิตย์ เป็นต้น โดยเฉพาะประเทศไทยเป็นประเทศเขตร้อนมีแสงแดดตลอดทั้งปี ดังนั้นพลังงานแสงอาทิตย์จึงเหมาะสำหรับนำมาใช้เป็นแหล่งพลังงานในการผลิตพลังงานไฟฟ้า โดยอาศัยแผงเซลล์แสงอาทิตย์ อย่างไรก็ตามแผงเซลล์แสงอาทิตย์มีระดับแรงดันอินพุตค่อนข้างต่ำประมาณ 20-45V [Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan-on, 2017] และอาจได้รับผลกระทบจากสิ่งแวดล้อมภายนอกทำให้มีระดับแรงดันไม่คงที่ รวมทั้งมีข้อจำกัดในด้านกำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไม่สูงมากนัก ดังนั้นวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่เชื่อมต่อแหล่งจ่ายในลักษณะขนาน สามารถเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตให้กับแหล่งจ่ายฝั่งอินพุตได้ ทำให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดที่ต้องการแรงดันสูงได้อย่างเพียงพอ เนื่องจากวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง มีการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบหลายอินพุตจำเป็นต้องอาศัยการควบคุมที่มีความเหมาะสม ซึ่งวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีข้อจำกัด คือ หากวงจรย่อยแต่ละแหล่งจ่ายมีแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยแต่ละวงจรไม่เท่ากัน อาจเกิดการไบอัสย้อนกลับของไดโอดบางตัว ส่งผลให้วงจรย่อยอื่น ๆ ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดได้ ด้วยเหตุผลดังกล่าวจำเป็นต้องอาศัยการควบคุมที่เหมาะสม เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยแต่ละวงจรให้มีค่าเท่ากัน และควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการ ในสภาวะการทำงานต่าง ๆ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน ซึ่งแสดงโครงสร้างดังรูปที่ 1.1 โดยวงจรดังกล่าวสามารถปรับระดับแรงดันอินพุตจากแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนที่มีระดับแรงดันค่อนข้างต่ำประมาณ 20V ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตสูงถึงประมาณ 400V ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า การเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบหลายอินพุตในลักษณะขนานกัน ช่วยเพิ่มกำลังไฟฟ้าอินพุตเพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตไปยังโหลดได้อย่างเพียงพอ การควบคุมพีซีซีเป็นการควบคุมที่ไม่

ซับซ้อน เนื่องจากไม่ได้อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เหมือนตัวควบคุมพีไอ แต่อาศัยเป็นค่าเชิงภาษาในรูปแบบของสมาชิกเซต โดยมีกฎฟัซซี่ที่ได้จากการศึกษาพฤติกรรมของวงจรและความชำนาญของผู้ตั้งกฎ เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงให้สามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรร้อยแต่ละวงจรได้อย่างเหมาะสม และรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการ รวมถึงเมื่อวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากัน การควบคุมฟัซซี่สามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ โดยที่ไม่เกิดกรณีที่แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเกินค่าพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตของแหล่งจ่าย ดังนั้นเพื่อแสดงประสิทธิผลของการควบคุมฟัซซี่ที่พัฒนาขึ้นจึงอาศัยผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB และดำเนินการทดสอบชุดทดสอบเพื่อยืนยันประสิทธิผลของการควบคุมฟัซซี่ที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 1.1 โครงสร้างงานวิจัยวิทยานิพนธ์

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
- 1.2.2 เพื่อศึกษาเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
- 1.2.3 เพื่อศึกษาเกี่ยวกับการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
- 1.2.4 เพื่อพัฒนาการควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.3.1 การทดสอบชุดทดสอบจะอาศัยแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สองแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตทั้งสองแหล่งจ่ายไม่เท่ากัน
- 1.3.2 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง พิจารณากรณีแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สองแหล่งจ่าย โดยที่ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับแต่ละอินพุตมีค่าเท่ากัน
- 1.3.3 จำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์อาศัยโปรแกรม MATLAB Simulink
- 1.3.4 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง อาศัยการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 การออกแบบการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงจะอาศัยการสังเกตพฤติกรรมของวงจรเข้าช่วย
- 1.4.2 การควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง มุ่งเน้นการควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าว ภายใต้สถานการณ์การทำงานต่าง ๆ
- 1.4.3 การประเมินประสิทธิผลของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น อาศัยการจำลองสถานการณ์และการทดสอบชุดทดสอบ ภายใต้สถานการณ์การทำงานต่าง ๆ ของวงจร

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้รับองค์ความรู้เกี่ยวกับการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.5.2 ได้รับองค์ความรู้เกี่ยวกับการควบคุม การทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.5.3 ได้รับองค์ความรู้เกี่ยวกับการควบคุมพีซีซี สำหรับวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ใช้แหล่งจ่ายพลังงานทดแทน

1.5.4 ได้ชุดทดสอบวงจรถระดับแรงดันหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ใช้การควบคุมพีซีซี เพื่อทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงในสภาวะการทำงานต่าง ๆ

1.5.5 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และ/หรือ นานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย 7 บท ซึ่งในแต่ละบทได้มีการนำเสนอเนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาในการทำวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของงานวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย รวมถึงการแนะนำเนื้อหาเบื้องต้นของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 2 ปรัชญาวรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ในบทนี้กล่าวถึงงานวิจัยในอดีตที่มีความเกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ โครงสร้างวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุต ในรูปแบบต่าง ๆ และผลงานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุต

บทที่ 3 วงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในบทนี้กล่าวถึง โครงสร้างและการทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ปรากฏในวงจร เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสและการกระเพื่อมของแรงดัน ต่อมาดำเนินการจำลองสถานการณ์แสดงผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตของวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง รวมถึงแสดงผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบกรณีที่วงจรถระดับแรงดันสูงใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

บทที่ 4 การควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในบทนี้กล่าวถึงโครงสร้างและการออกแบบการควบคุมพีซีซี เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้ได้ตามที่ต้องการในสภาวะต่าง ๆ รวมถึงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากัน การควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งทำให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้ตามที่

โหลดต้องการ โดยไม่เกินค่าพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตของแหล่งจ่าย จากนั้นดำเนินการจำลองสถานการณ์ในกรณีต่าง ๆ เพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิผลของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นในการควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ภายใต้สภาวะการทำงานต่าง ๆ

บทที่ 5 การสร้างชุดทดสอบ บทนี้กล่าวถึงชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ใช้การควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น ซึ่งอาศัยชุดทดสอบสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยแบ่งออกเป็น 5 ส่วน ประกอบไปด้วย วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสอินพุต วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันเอาต์พุต วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคสัญญาณ และการควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335

บทที่ 6 ผลการทดสอบ บทนี้นำเสนอผลการทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อแสดงประสิทธิผลของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น ซึ่งอาศัยชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยวิเคราะห์เปรียบเทียบผลการทดสอบวงจรกับผลการจำลองสถานการณ์ภายใต้สถานการณ์การทำงานเดียวกันในกรณีต่าง ๆ เพื่อยืนยันประสิทธิผลของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ประกอบด้วย 5 ส่วน ได้แก่ ภาคผนวก ก.ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อหาสมมติฐานของการปรีฟันซ์ เพื่อหากระแสอ้างอิง ข. ผลการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบอินพุตเดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ควบคุมด้วยการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น ภาคผนวก ค. ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 ภาคผนวก ง. โปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานชุดทดสอบ ภาคผนวก จ. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยอาศัยการควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้น ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการสำรวจค้นคว้างานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง และการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต โดยจะมุ่งเน้นศึกษาโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่เชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบหลายอินพุตได้ จากการศึกษาค้นคว้าสามารถแบ่งงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องได้ 2 ลักษณะคือ ผลงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตและผลงานวิจัยเกี่ยวกับการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต ซึ่งมีรายละเอียดแสดงดังต่อไปนี้

2.2 ผลงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต

จากการค้นคว้างานวิจัยในอดีตเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตมีรายละเอียดแสดงดังตารางที่ 2.1 โดยมีสาระสำคัญกล่าวถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันรูปแบบต่าง ๆ ที่ถูกพัฒนาขึ้นในอดีต จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต

ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2016	A.Lavanya, D.J Navamani, K.Vijayakumar and R.Rakesh	บทความนี้รวบรวมโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต รวมถึงข้อดีข้อเสียของแต่ละวงจร โดยจำแนกเป็นแบบแยกกราวด์ และไม่แยกกราวด์	ทราบถึงโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตแต่ละชนิด รวมถึงข้อดีข้อเสียของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต

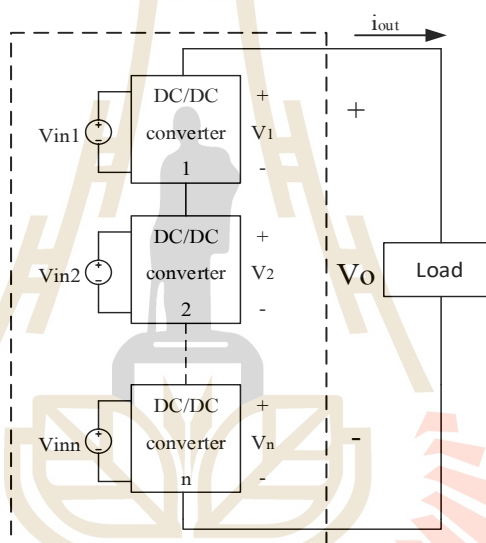
ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2016	Dusmez Serkan, Li Xiong and Akin Bilal	บทความนี้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตสามระดับแบบแยกกราวด์ รวมถึงลักษณะการทำงานของวงจรดังกล่าว	ทราบถึงวิธีการกรหาแบบจำลองของวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตสามระดับแบบแยกกราวด์
2016	S.Vivekanandan and D.Kamalakkanan	บทความนี้นำเสนอแบบจำลองและผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทบระดับแรงดันสูงชนิดบูสต์แบบดั้งเดิมแบบหลายอินพุตสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนที่เชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนาน ซึ่งสามารถทบระดับแรงดันได้สูงถึง 4 เท่า	ทราบถึงผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทบระดับแรงดันหลายอินพุตชนิดบูสต์แบบดั้งเดิม กรณีเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนาน ซึ่งสามารถทบระดับแรงดันได้ อัตราขยายที่สูงขึ้น
2016	C.Jananie and Dr.K Rajambal	บทความนี้นำเสนอวงจรทบระดับแรงดันเครือข่ายตัวเก็บประจุไดโอดที่มีการเพิ่มแหล่งจ่ายในวงจรที่มีลักษณะเดียวกันเชื่อมต่อแบบอนุกรมและขนาน	ทราบถึงโครงสร้างการเพิ่มแหล่งจ่ายในวงจรทบระดับแรงดันเครือข่ายตัวเก็บประจุไดโอดที่เชื่อมต่อในรูปแบบอนุกรมและขนาน
2017	K.Varesi, A.Asharf Ghandomi, S.H. Hosseini, M.Sabahi and E. Babaei	บทความนี้นำเสนอการเพิ่มแหล่งจ่ายอินพุตในวงจรทบระดับแรงดันสูงหลายอินพุตแบบเครือข่ายตัวเก็บประจุไดโอดแบบไม่แยกกราวด์ ซึ่งสามารถเพิ่มพิกัด	ทราบถึงโครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีการเพิ่มแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงในวงจร ซึ่งสามารถทบระดับแรงดัน

ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
		ทำให้สามารถทบทระดับแรงดันสูงได้ แม้ในกรณีที่ค่าวัฏจักรหน้าที่การทำงานของสวิตช์มีค่าต่ำกำลังไฟฟ้าอินพุตให้กับแหล่งจ่าย	การทำงานของสวิตช์มีค่าต่ำสูงได้ เมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่
2017	Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan-on	บทความนี้นำเสนอวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับแหล่งจ่ายแรงดันต่ำทำการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนานเพื่อเพิ่มกำลังให้กับแหล่งจ่ายทำให้สามารถทบทระดับแรงดันสูงได้	ทราบถึงโครงสร้างวงจรถบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายสูงที่เชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนานเพื่อเพิ่มกำลังให้กับแหล่งจ่ายทำให้สามารถทบทระดับแรงดันสูงได้
2019	Mudadla Dhananjaya and Swapnajit Pattnaik	บทความนี้เสนอแบบจำลองและผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรถบระดับแรงดันสูงชนิดบัสต์แบบหลายอินพุตสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนซึ่งสามารถเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตให้กับแหล่งจ่ายทำให้สามารถจ่ายกำลังให้กับโหลดที่ต้องการแรงดันสูงได้	ทราบถึงโครงสร้างวงจรถบระดับแรงดันสูงชนิดบัสต์แบบหลายอินพุตเพื่อเพิ่มกำลังให้กับแหล่งจ่ายทำให้สามารถจ่ายกำลังให้กับโหลดแรงดันสูงได้

จากตารางที่ 2.1 พบว่างานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับวงจรถบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตมีหลากหลายรูปแบบตามวัตถุประสงค์ของการใช้งาน ดังนั้นผู้วิจัยได้ทำการรวบรวมและจำแนกลักษณะของวงจรถบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตออกเป็น 2 แบบ ดังนี้

1. วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ต่อแบบอนุกรม

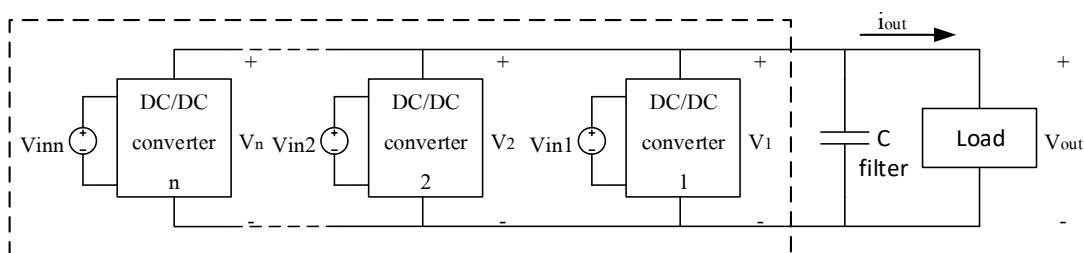
วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ต่อแบบอนุกรม เป็นการนำแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตที่ต่อกับวงจรทระดับแรงดันย่อยมาเชื่อมต่อเข้าด้วยกันในลักษณะอนุกรม ซึ่งกระแสอินพุตแต่ละแหล่งจ่ายจะมีค่าเท่ากัน และแรงดันเอาต์พุตที่ตกรวม โหลดจะเป็นผลรวมของแรงดันที่ได้จากวงจรทระดับแรงดันย่อยแต่ละแหล่งรวมกันแสดงดังรูปที่ 2.1 อย่างไรก็ตามการเชื่อมต่อในลักษณะนี้มีข้อจำกัด เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตแหล่งใดแหล่งหนึ่งหยุดจ่ายกำลังไฟฟ้าอินพุตส่งผลให้วงจรทระดับแรงดันย่อยอื่น ๆ ไม่สามารถทำงานต่อไปได้ ทำให้ระบบไม่สามารถทำงานต่อไปได้



รูปที่ 2.1 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ต่อแบบอนุกรม

2. วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ต่อแบบขนานกัน

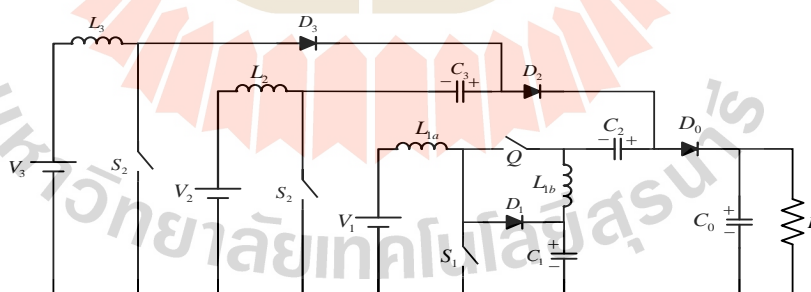
วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ต่อแบบขนานกัน เกิดจากนำแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตที่ต่อกับวงจรทระดับแรงดันย่อยมาเชื่อมต่อเข้าด้วยกันในลักษณะแบบขนานแสดงดังรูป 2.2 ซึ่งจะมีการควบคุมแรงดันที่ขั้วของวงจรย่อยให้มีระดับแรงดันเท่ากัน เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการไหลย้อนกลับของกระแสไฟฟ้าเข้าสู่วงจรย่อย กระแสเอาต์พุตที่ส่งไปยังโหลดจะเป็นผลรวมของกระแสจากวงจรย่อยแต่ละวงจรขึ้นอยู่กับความต้องการของโหลด ซึ่งสามารถเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตได้โดยการเชื่อมต่อเพิ่มจำนวนของวงจรย่อยในระบบ



รูปที่ 2.2 วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ต่อแบบขนาน

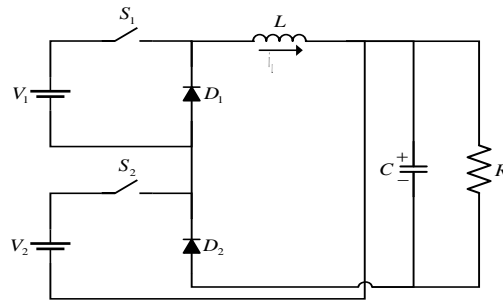
จากข้อมูลข้างต้น วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตได้รับการพัฒนาวงจรให้มีการทำงานในหลายรูปแบบโครงสร้าง ซึ่งมีรายละเอียดโครงสร้างแสดงดังต่อไปนี้

1) วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต [K. Varesi, A. Asharf Ghandomi, S. H. Hosseini., M. Sabahi, E. Babae, 2016] งานวิจัยนี้แนะนำการพัฒนาโครงสร้างของวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตแบบไม่แยกกราวด์ โดยวงจรทบทระดับแรงดันสูงชนิดนี้แนะนำการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายสามอินพุตที่ต่อแบบขนานกัน สามารถทบทระดับแรงดันที่มีค่าอัตราขยายได้ถึง 20 เท่า เนื่องจากการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนานทำให้สามารถเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตให้กับระบบได้ส่งผลให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดต้องการแรงดันสูงได้ โครงสร้างของวงจรดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.3



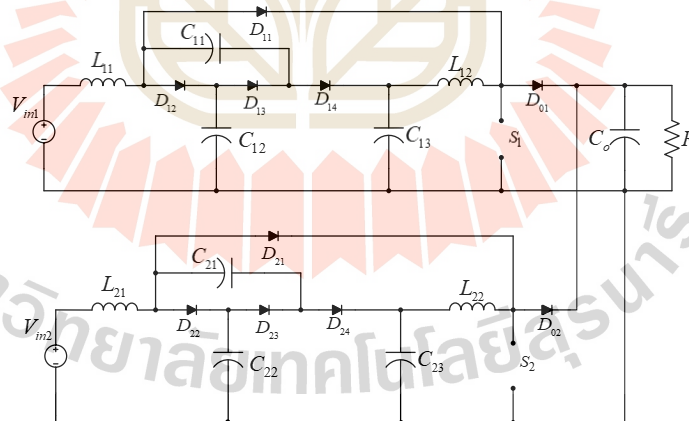
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของวงจรทบทระดับแรงดันสูงแบบสามอินพุต

2) วงจรทบทระดับแรงดันหลายอินพุตชนิดบูสต์ดั้งเดิมแบบหลายอินพุต [S.Vivekanandan, D.Kamalakaran, 2016] งานวิจัยนี้แนะนำวงจรทบทระดับแรงดันหลายอินพุตชนิดบูสต์แบบดั้งเดิม ในกรณีเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนาน ซึ่งสามารถทบทระดับแรงดันสูงได้ถึง 4 เท่า ซึ่งแสดงโครงสร้างของวงจрдังรูปที่ 2.4



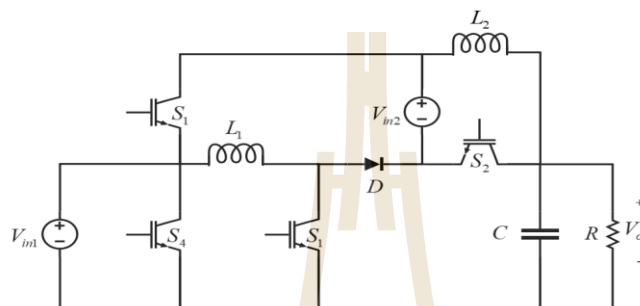
รูปที่ 2.4 วงจรทบทระดับแรงดันสูงชนิดบูสต์ดั้งเดิมแบบหลายอินพุต

3) วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน [Kuagoon Kongkanjana, Sudarat Khwan-on, 2017] งานวิจัยนี้ นำเสนอ วงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ประกอบได้ด้วยวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม (boost converter) และวงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่ ซึ่งสามารถทบทระดับแรงดันสูง 20 เท่า โดยวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีการเชื่อมต่อเข้ากับวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงลักษณะแบบขนานกัน ก่อนที่จะนำไปเชื่อมต่อให้กับตัวเก็บประจุเอาต์พุตและโหลดความต้านทาน ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

4) วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตสำหรับระบบพลังงานทดแทน [Mudadla Dhananjaya and Swapnajit Pattnaik, 2019] งานวิจัยนี้ นำเสนอ วงจรทบทระดับแรงดันสูง ชนิด buck-boost แบบหลายอินพุตสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน ซึ่งประกอบไปด้วยวงจร buck และ วงจร boost ที่มีโครงสร้างของวงจรแสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรทบทระดับแรงดันสูงชนิด buck-boost แบบหลายอินพุตสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน

จากข้อมูลดังกล่าวผู้วิจัยได้มุ่งเน้นที่วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่มีการเชื่อมต่อแบบไม่แยกกราด์ และมีการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายหลายอินพุตแบบขนาน เนื่องจากต้องการเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตให้กับระบบเพื่อให้สามารถจ่ายกำลังให้กับโหลดแรงดันสูงได้อย่างเพียงพอ

ดังนั้นวงจรที่นำมาศึกษา คือวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งอาศัยการต่อแหล่งจ่ายหลายอินพุตแบบขนานเพื่อเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตของระบบด้านอินพุต ทำให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงได้ ซึ่งเหมาะสำหรับนำมาใช้กับแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีระดับแรงดันอินพุตค่อนข้างต่ำ อย่างไรก็ตาม เซลล์แสงอาทิตย์อาจได้รับผลกระทบจากสิ่งแวดล้อมภายนอกทำให้มีระดับแรงดันไม่คงที่ จำเป็นต้องอาศัยการควบคุมในการจัดการการจ่ายกำลังไฟฟ้าของแต่ละแหล่งจ่ายให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้อย่างเหมาะสม ซึ่งจะแสดงรายละเอียดในบทต่อไป

2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต

จากการค้นคว้างานวิจัยในอดีตเกี่ยวกับการควบคุมวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต มีรายละเอียดแสดงดังตารางที่ 2.2 โดยในหัวข้อนี้มีสาระสำคัญกล่าวถึงรูปแบบการควบคุมวงจรทบท

ระดับแรงดันแบบหลายอินพุตลักษณะต่าง ๆ ที่เคยมีมาในอดีต จากการศึกษาค้นคว้าทำให้ทราบถึงรูปแบบการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตลักษณะต่าง ๆ และแนวทางการนำมาใช้ควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต

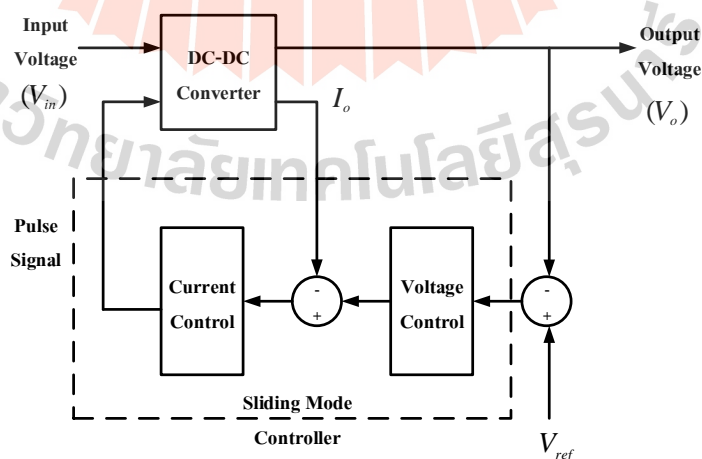
ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2015	P.Nagalakshmi Kanna, Dr.B.Meenakshi	บทความนี้นำเสนอการออกแบบการควบคุมแบบโหมดการเลื่อน (Sliding mode controller) โดยใช้สมการการเลื่อนสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต	ทราบถึงวิธีการออกแบบการควบคุมแบบโหมดการเลื่อน ใช้สมการการเลื่อน (Sliding mode controller) สำหรับ วงจร ท ะดับแรงดันแบบหลายอินพุต
2015	Natália Alcântara da Silva Seleme Isaac Seleme Jr	บทความนี้ นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของการควบคุมแบบพีไอในการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต และการออกแบบค่าพารามิเตอร์	ทราบถึงวิธีการออกแบบพารามิเตอร์ของการควบคุมพีไอที่ใช้ควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต
2016	Shiyas P.R, Kumaravel S and Dr. Ashok S	บทความนี้ นำเสนอการควบคุมพีซีซีที่ใช้ร่วมกับโครงข่ายประสาทเทียมสำหรับวงจรทระดับแรงดันหลายอินพุตและหลายเอาต์พุต	ทราบถึงวิธีออกแบบการควบคุมพีซีซีที่ประยุกต์ใช้โครงข่ายประสาทเทียม ในวงจรทระดับแรงดันหลายอินพุต
2016	Kumaravel S, Sivaprasad A, and Ashok S.	บทความนี้ นำเสนอการควบคุมพีซีซีสำหรับ วงจรทระดับแรงดันหลายอินพุต ที่มีแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนแตกต่างกัน	ทราบถึงวิธีการออกแบบการควบคุมพีซีซี สำหรับวงจรทระดับแรงดันหลายอินพุต เมื่อกรณีแหล่งจ่ายต่างชนิด

ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2017	Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan- on	บทความนี้นำเสนอการควบคุมชนิด พีไอที่อาศัยวิธีการถ่วงน้ำหนัก เพื่อ ปรับกระแสอ้างอิงให้เหมาะสมกับ วงจรถอบระดับแรงดันแบบหลาย อินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง	ทราบถึงวิธีการถ่วงน้ำหนักเพื่อ ปรับตัวคูณของการควบคุมพีไอ สำหรับวงจรถอบระดับแรงดัน แบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยาย แรงดันสูง
2017	Mahyar Khosravi, Davood A	บทความนี้เสนอการออกแบบการ ควบคุมแบบทำนาย (Predictive controller) สำหรับวงจรถอบระดับ แรงดันแบบหลายอินพุตเพื่อควบคุม กระแสอ้างอิงให้สามารถจ่ายกระแส ให้โหลดได้อย่างเพียงพอ	ทราบถึงการออกแบบการ ควบคุมแบบทำนาย (Predictive controller) สำหรับวงจรถอบ ระดับแรงดันหลายอินพุต
2019	Hassan AboReada, Nimesh Vamanan, Vijay Sood	บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรถอบ ระดับแรงดันสูงชนิดบิคุสต์ แบบหลายอินพุตสำหรับแหล่งจ่าย พลังงานทดแทนและวิธีการควบคุม โดยอาศัยการควบคุมพีไอ เพื่อ ควบคุมแรงดันเอาต์พุตตามต้องการ	ทราบถึงโครงสร้างและวิธีการ ควบคุมวงจรถอบระดับแรงดัน สูงชนิดบิคุสต์แบบหลาย อินพุตสำหรับแหล่งจ่าย พลังงานทดแทน
2019	Mohan Appikonda and Dhanalakshmi Kaliaperumal	บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรถอบ ระดับแรงดันสูงแบบหลายอินพุต ที่เชื่อมต่อกับเซลล์สุริยะแรงดัน สำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เพื่อเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตให้ สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต	ทราบถึงโครงสร้างและวิธีการ ควบคุมแบบเอฟโอพีไอ (FOPI controller) เพื่อควบคุมการ ทำงานของวงจรถอบระดับ แรงดันสูงแบบหลายอินพุตที่ เชื่อมต่อกับเซลล์สุริยะแรงดัน

ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
		ให้กับ โหลดแรงดันสูงและอาศัยวิธีการควบคุมแบบเอฟโอพีไอ (FOPI controller) เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้ได้ตามที่ต้องการ	สำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน

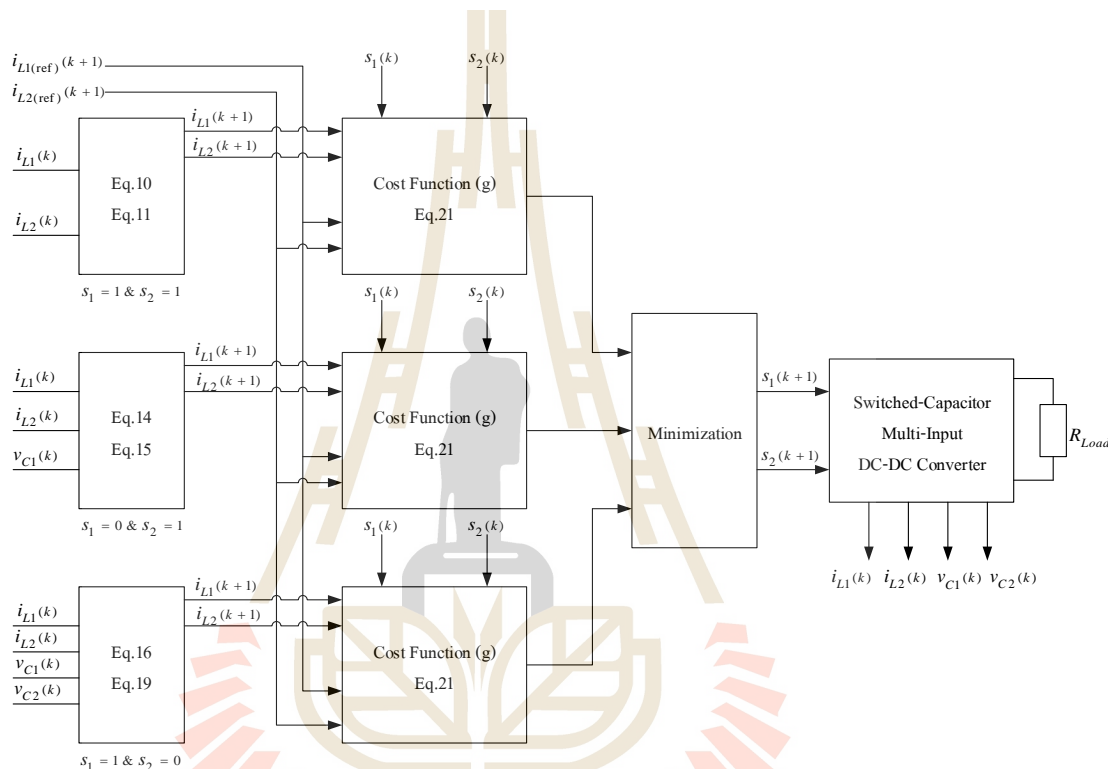
จากตารางที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตมีหลากหลายวิธี ดังนั้นผู้วิจัยได้ทำการรวบรวมวิธีการควบคุมที่ใช้ในการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต โดยพิจารณาข้อเด่นและข้อจำกัดของวิธีการควบคุมต่าง ๆ ซึ่งจากการศึกษางานวิจัยในอดีตมีรายละเอียดต่อไปนี้

1) การวิเคราะห์และออกแบบการควบคุมของวงจรทระดับแรงดันแบบชุกชนิดไม่แยกกราวด์โดยใช้การควบคุมแบบโหมดการเลื่อน (*Sliding mode controller*) [P.Nagalakshmi Kanna and Dr.B.Meenakshi, 2015] งานวิจัยนี้ทำการออกแบบการควบคุมแบบโหมดการเลื่อน แสดงดังรูปที่ 2.7 ซึ่งเป็นวิธีที่มีความคงทนต่อระบบที่มีความไม่แน่นอนและมีสิ่งรบกวน โดยมักจะใช้กับแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไม่เชิงเส้น โดยนำเสนอวิธีการออกแบบการควบคุมแบบโหมดการเลื่อน โดยอาศัยกราฟเส้นโค้งคุณลักษณะกระแสและแรงดันของแผงเซลล์แสงอาทิตย์เปรียบเทียบกับเส้นการเลื่อนที่ได้จากการกำหนดค่าตัวแปรสถานะที่ได้มาจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เพื่อนำมาออกแบบเส้นผิวโค้งสำหรับควบคุมการทำงานของวงจร



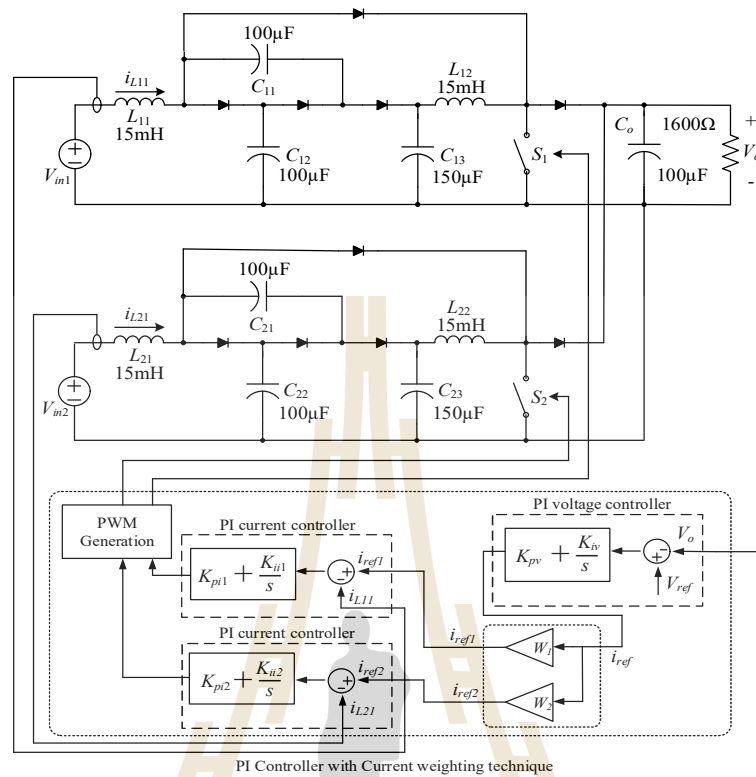
รูปที่ 2.7 โครงสร้างการออกแบบการควบคุมแบบโหมดการเลื่อน

2) การควบคุมแบบทำนายของวงจรหลายอินพุตแบบเครื่องจ่ายสวิตช์-ตัวเก็บประจุเพื่อลดความถี่สวิตช์ [Mahyar Khosravi, Davood A. Khaburi and Saeed Heshmatian, 2017] งานวิจัยนี้ทำการออกแบบการควบคุมแบบทำนาย (Predictive controller) แสดงดังรูปที่ 2.8 โดยใช้สมการทำนายที่ได้จากการวิเคราะห์โครงสร้างของระบบ กำหนดการควบคุมการจ่ายกระแสให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดโดยกำหนดกระแสอ้างอิงและทำการควบคุมกระแสอินพุต



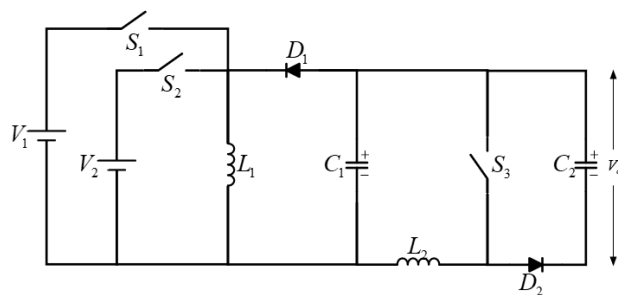
รูปที่ 2.8 โครงสร้างการออกแบบการควบคุมแบบทำนาย

3) การควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงด้วยการควบคุมพีไอ [Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan-on, 2017] งานวิจัยนี้นำเสนอการพัฒนาการควบคุมแบบพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ดังรูปที่ 2.9 สำหรับแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งอาศัยหลักการที่เรียกว่าการถ่วงน้ำหนัก คือการเพิ่มตัวปรับคูณในการควบคุมแบบพีไอเพื่อปรับคูณค่ากระแสอ้างอิงให้เหมาะกับพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตของแต่ละแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อที่จะจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดได้ตามที่โหลดต้องการ

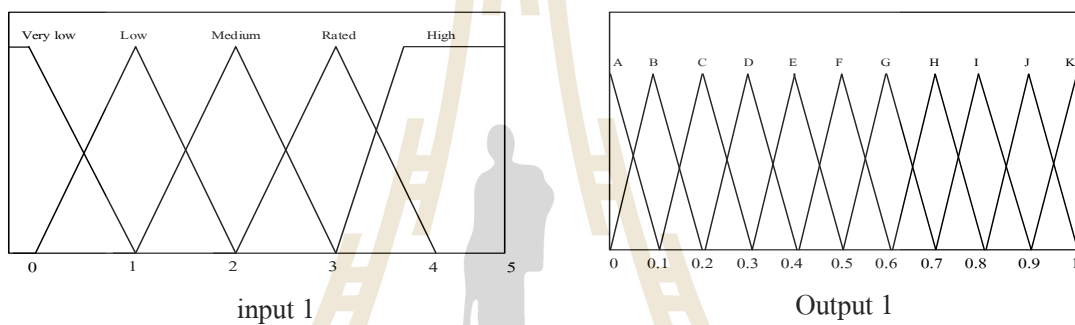


รูปที่ 2.9 โครงสร้างการออกแบบการควบคุมพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดัน
แบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

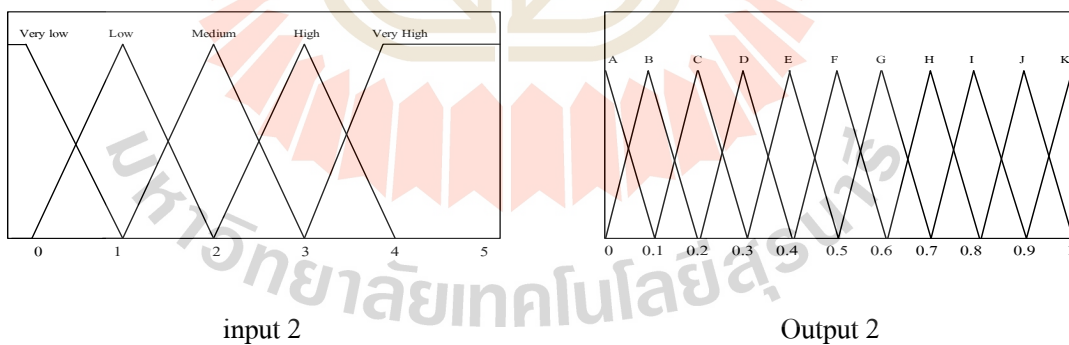
4) การควบคุมพีซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบดิซี-ดิซีที่มีแหล่งจ่ายต่างชนิดกัน [Kumaravel S, Sivaprasad A, and Ashok S, 2016] งานวิจัยนี้ทำการออกแบบการควบคุมพีซีที่ใช้ควบคุมแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนที่ต่างชนิดกัน ซึ่งวงจรดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 2.10 มีแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนสองอินพุตประกอบด้วยพลังงานลมและพลังงานแสงอาทิตย์ การควบคุมพีซีจะอาศัยฟังก์ชันสมาชิกของแต่ละวงจรร้อยแสดงดังรูปที่ 2.11 และ 2.12



รูปที่ 2.10 วงจรทบระดับแรงดันแบบคิซี-คิซี



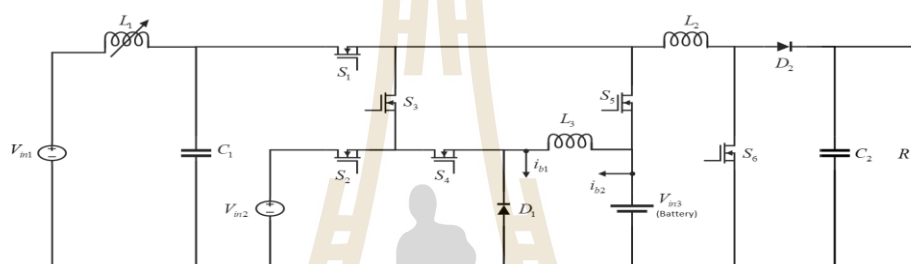
รูปที่ 2.11 ฟังก์ชันสมาชิกของวงจรย่อย 1



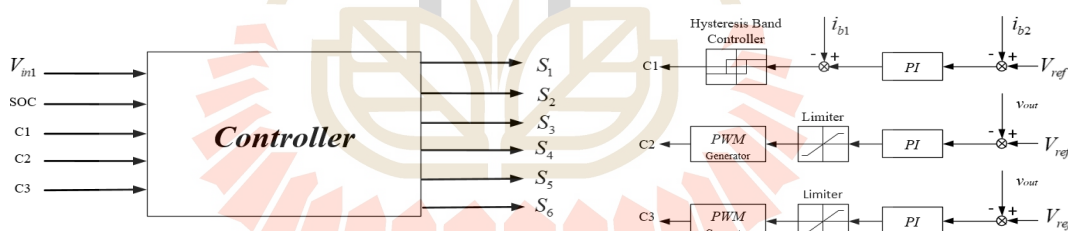
รูปที่ 2.12 ฟังก์ชันสมาชิกของวงจรย่อย 2

เมื่อกำหนดฟังก์ชันสมาชิกแต่ละอินพุตและเอาต์พุตของการควบคุมฟัซซีได้แล้ว จะนำมาใช้ในการตั้งกฎฟัซซีซึ่งเป็นการตัดสินใจของระบบ โดยอาศัยการสังเกตพฤติกรรมของวงจรดังกล่าว ในงานวิจัยนี้จะใช้การอนุมานแบบ Mamdani ที่ใช้ฟังก์ชันเอาต์พุตในรูปแบบเซต

5) โครงสร้างและวิธีการควบคุมของวงจรระดับแรงดันสูงชนิดบัสคู่แบบหลายอินพุตสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน [Hassan AboReada, Nimesh Vamanan, Vijay Sood and Sheldon S. Williamson, 2019] งานวิจัยนี้ศึกษาโครงสร้างของวงจรระดับแรงดันสูงชนิดบัสคู่แบบหลายอินพุตสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน ซึ่งพัฒนามาจากวงจรบัสคู่แบบดั้งเดิม ร่วมกับวงจรบัสคู่แบบดั้งเดิม ซึ่งสามารถทบทระดับแรงดันสูงมีอัตราขยายถึง 4 เท่า ซึ่งมีโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 2.13 และอาศัยการควบคุมแบบพีไอในการควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันสูงชนิดบัสคู่แบบหลายอินพุตสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน แสดงดังรูปที่ 2.14

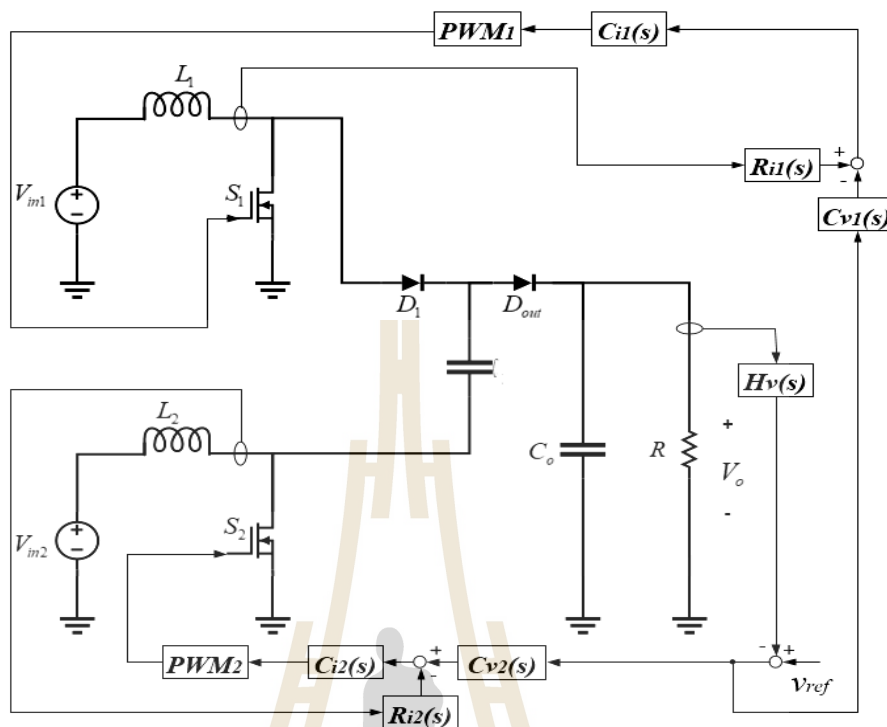


รูปที่ 2.13 โครงสร้างของวงจรระดับแรงดันสูงชนิดบัสคู่แบบหลายอินพุต



รูปที่ 2.14 แผนผังการควบคุม

6) โครงสร้างและวิธีการควบคุมของวงจรระดับแรงดันสูงแบบหลายอินพุตที่เชื่อมต่อกับเซลล์คู่แรงดันสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน [Mohan Appikonda and Dhanalakshmi Kaliaperumal, 2019] งานวิจัยนี้ศึกษาโครงสร้างของวงจรระดับแรงดันสูงแบบหลายอินพุตที่เชื่อมต่อกับเซลล์คู่แรงดันสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เพื่อเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดแรงดันสูง และใช้วิธีการควบคุมแบบเอฟไอพีไอ (FOPI controller) โดยอาศัยสมการฟังก์ชันการถ่ายโอน เพื่อหาค่าซีโรและโพลมาใช้ในการปรับค่า K_p และ K_i ในการควบคุมแบบพีไอ แสดงแผนภาพการควบคุมแบบเอฟไอพีไอ ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แผนภาพการควบคุมแบบเฟอโฟอี

2.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งได้แก่ ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต และผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต จากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยในอดีต ทำให้ทราบถึง โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งจะกล่าวถึง โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงในบทที่ 3 รวมถึงศึกษาวิธีการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จากในรูปแบบต่าง ๆ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นพัฒนาที่ การควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยอาศัยการควบคุมแบบพีซีซี เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4 ลำดับต่อไป

บทที่ 3

วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

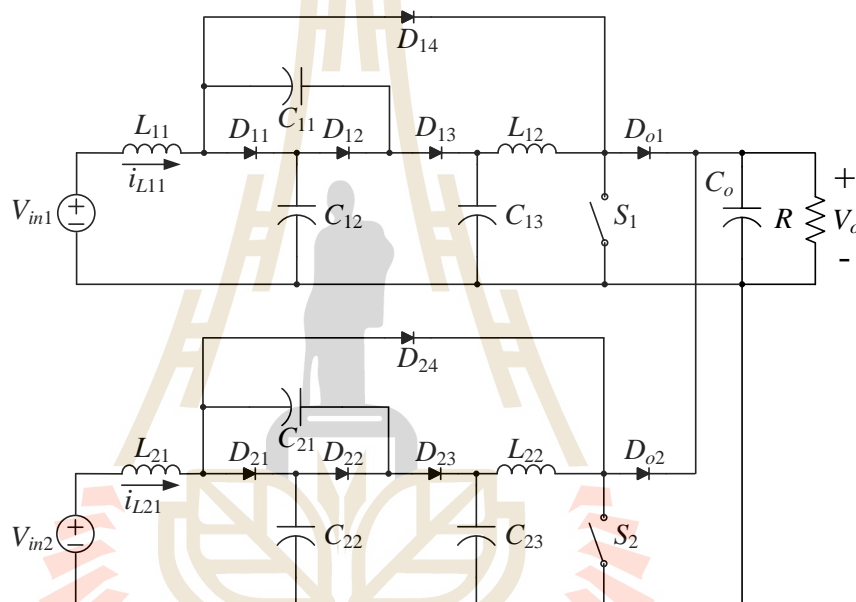
3.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงรายละเอียดของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ได้จากการศึกษางานวิจัยในอดีต โดยนำเสนอโครงสร้างและหลักการทำงานของ วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง อีกทั้งกล่าวถึงการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จากนั้นอาศัยผลการจำลองสถานการณ์แสดงประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงถึง 20 เท่า เมื่อแหล่งจ่ายมีแรงดันค่อนข้างต่ำ รวมถึงแสดงพฤติกรรมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสุดท้ายวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง และแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ เพื่อแสดงผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตเมื่อใช้แหล่งจ่ายต่างชนิดกัน

3.2. โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

จากการศึกษางานวิจัยในอดีตพบว่ามีการพัฒนาโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตในรูปแบบที่หลากหลาย วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเป็นวงจรที่สามารถทระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายอินพุตแรงดันต่ำให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตที่มีอัตราขยายสูงถึง 20 เท่า โดยอาศัยสวิตซ์กำลังเพียงตัวเดียว อย่างไรก็ตามการนำวงจรดังกล่าวมาใช้กับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตค่อนข้างต่ำ อาจไม่เพียงพอกับโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตค่อนข้างสูง ดังนั้นเพื่อเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตให้เพียงพอต่อการจ่ายโหลด จึงได้พัฒนาวงจรดังกล่าวเป็นวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง [Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan-on, 2017] ในหัวข้อนี้จะพิจารณาโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อเป็นแนวทางในการศึกษาโครงสร้างและการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง รวมทั้งวิเคราะห์การทำงานของวงจรดังกล่าว เพื่อเป็นแนวทางในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต รวมถึงการออกแบบการควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงต่อไป

โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ประกอบด้วย วงจรย่อยสองวงจรที่เชื่อมต่อกันในลักษณะขนาน ภายในวงจรย่อยที่ 1 ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ไดโอดก้ำล่าง D_{11} , D_{12} , D_{13} , D_{14} และ D_{o1} และ สวิตช์ก้ำล่าง S_1 ทั้งนี้วงจรย่อยที่ 2 ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ไดโอดก้ำล่าง D_{21} , D_{22} , D_{23} , D_{24} , D_{o2} และ สวิตช์ก้ำล่าง S_2 และแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตของวงจรย่อยที่ 1 และ 2 คือ V_{in1} และ V_{in2} ตามลำดับ โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแสดงดังรูปที่ 3.1

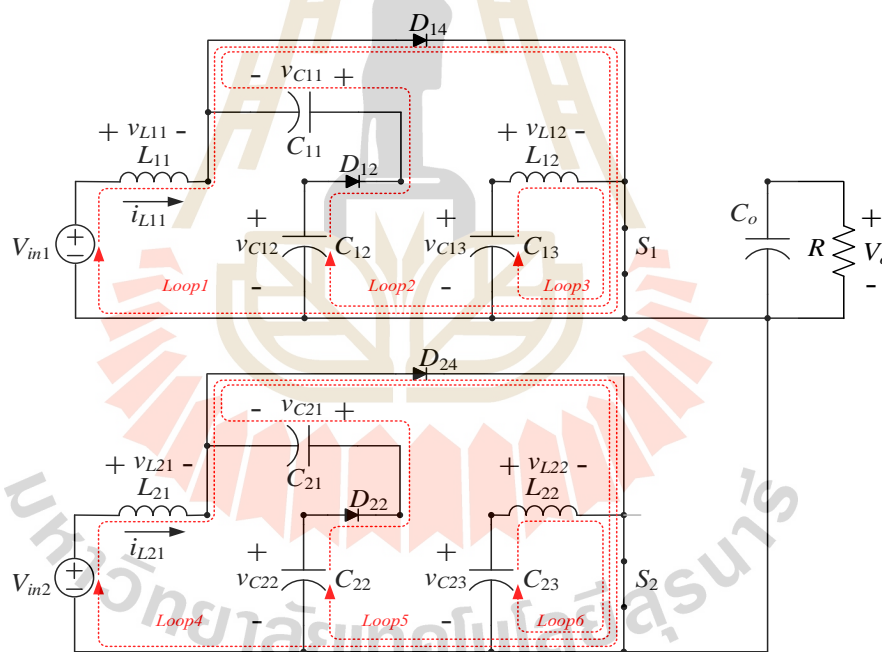


รูปที่ 3.1 วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

3.3 การทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีการเชื่อมต่อดังกล่าวข้างต้นทั้งสองในลักษณะขนาน ทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรย่อยแต่ละวงจรจะมีค่าเท่ากัน แม้ว่าแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตของแหล่งจ่ายทั้งสองมีค่าไม่เท่ากันก็ตาม ทำให้สวิตช์ก้ำล่างอาจทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ที่ไม่เท่ากัน วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงประกอบด้วยสวิตช์ก้ำล่างจำนวนสองตัวคือ S_1 และ S_2 สามารถพิจารณาโหมดการทำงานของวงจรได้ 4 โหมด ดังต่อไปนี้

โหมดที่ 1 สวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส เกิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11}, L_{12} ทำให้ตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{21} อัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน ตัวเก็บประจุ C_{11} กับ C_{12} และ C_{21} กับ C_{22} จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ทำให้ไดโอด D_{14} และ D_{24} นำกระแส ทำให้ตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23} ได้รับการอัดประจุเพื่อสะสมพลังงาน จากนั้นเกิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22} และตัวเก็บประจุ C_o ทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่าย คายพลังงานให้โหลดตัวต้านทาน R จากนั้นดำเนินการพิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับ แรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) โดยพิจารณาออกเป็น 6 ลูปการทำงาน แสดงดังรูปที่ 3.2 ในลูปที่ 1 และลูปที่ 4 แสดงสมการ ความสัมพันธ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} ลูปที่ 2 และลูปที่ 5 แสดงความสัมพันธ์แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11}, C_{21}, C_{12} และ C_{22} ลูปที่ 3 และลูปที่ 6 แสดงสมการ ความสัมพันธ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22} แสดงดังสมการ (3-1) - (3-6)



รูปที่ 3.2 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) พิจารณาวงจรขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 นำกระแส

$$\text{Loop 1 : } -V_{in1} + v_{L11} = 0$$

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{11}} \quad (3-1)$$

$$\text{Loop 2 : } -v_{C12} + v_{C11} = 0$$

$$v_{C12} = v_{C11} \quad (3-2)$$

$$\text{Loop 3 : } -v_{C13} + v_{L12} = 0$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} \quad (3-3)$$

$$\text{Loop 4 : } -V_{in2} + v_{L21} = 0$$

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} \quad (3-4)$$

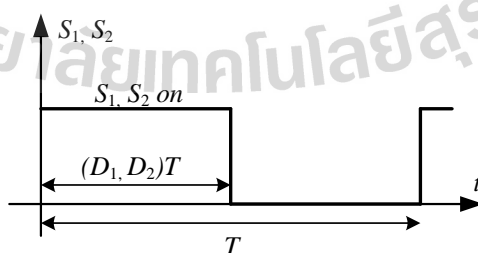
$$\text{Loop 5 : } -v_{C22} + v_{C21} = 0$$

$$v_{C22} = v_{C21} \quad (3-5)$$

$$\text{Loop 6 : } -v_{C23} + v_{L22} = 0$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{v_{C23}}{L_{22}} \quad (3-6)$$

พิจารณาหาความสัมพันธ์กระแสแอมแปร์ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 นำกระแส ดังรูปที่ 3.3 โดยที่ D_1 และ D_2 คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 ตามลำดับ และ T คือ คาบของการสวิตช์กำลัง



รูปที่ 3.3 ช่วงการทำงานของสวิตช์กำลัง S_1 และ S_2

วิเคราะห์สมการกระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-7) และ (3-8)

$$\Delta i_{L_{11},on} = \frac{V_{in1}}{L_{11}} D_1 T \quad (3-7)$$

$$\Delta i_{L_{12},on} = \frac{V_{C13}}{L_{12}} D_1 T \quad (3-8)$$

โดยที่ $\Delta i_{L_{11},on}$ และ $\Delta i_{L_{12},on}$ คือ กระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12}

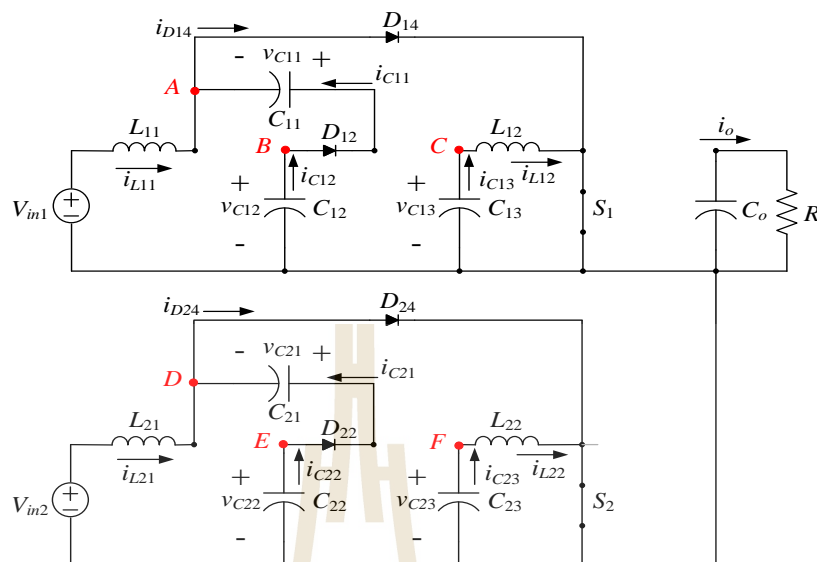
วิเคราะห์สมการกระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-9) และ (3-10)

$$\Delta i_{L_{21},on} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} D_2 T \quad (3-9)$$

$$\Delta i_{L_{22},on} = \frac{V_{C23}}{L_{22}} D_2 T \quad (3-10)$$

โดยที่ $\Delta i_{L_{21},on}$ และ $\Delta i_{L_{22},on}$ คือ กระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22}

พิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) แบ่งเป็น 6 โหนด ดังนี้ โหนด A และ โหนด D พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{21} โหนด B และ โหนด E พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{12} และ C_{22} โหนด C และ โหนด F พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23} โดยมีโครงสร้างของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.4 และสามารถหาสมการความสัมพันธ์ได้ดังสมการ (3-11) – (3-16)



รูปที่ 3.4 ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) พิจารณาวงจรขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 นำกระแส

$$\begin{aligned} \text{โหนด A : } i_{L11} &= i_{D14} - i_{C11} \\ \frac{dv_{C11}}{dt} &= \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} \end{aligned} \quad (3-11)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด B : } i_{C11} &= i_{C12} \\ \frac{dv_{C12}}{dt} &= \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} \end{aligned} \quad (3-12)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด C : } i_{C13} &= i_{C12} \\ \frac{dv_{C13}}{dt} &= \frac{i_{L12}}{C_{13}} \end{aligned} \quad (3-13)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด D : } i_{L21} &= i_{D24} - i_{C21} \\ \frac{dv_{C21}}{dt} &= \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} \end{aligned} \quad (3-14)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด E : } i_{C21} &= i_{C22} \\ \frac{dv_{C22}}{dt} &= \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} \end{aligned} \quad (3-15)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด F : } i_{C23} &= i_{C22} \\ \frac{dv_{C23}}{dt} &= \frac{i_{L22}}{C_{23}} \end{aligned} \quad (3-16)$$

จากรูปที่ 3.4 พิจารณาหาสมการความสัมพันธ์แรงดันกระแสที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ช่วง สวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 นำกระแส โดยวิเคราะห์สมการแรงดันกระแสที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} จากช่วงสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-17) – (3-19)

$$\Delta v_{C_{11,on}} = \frac{i_{D_{14}} - i_{L_{11}}}{C_{11}} D_1 T \quad (3-17)$$

$$\Delta v_{C_{12,on}} = \frac{i_{D_{14}} - i_{L_{11}}}{C_{12}} D_1 T \quad (3-18)$$

$$\Delta v_{C_{13,on}} = \frac{i_{L_{12}}}{C_{13}} D_1 T \quad (3-19)$$

โดยที่ $\Delta v_{C_{11,on}}$, $\Delta v_{C_{12,on}}$ และ $\Delta v_{C_{13,on}}$ คือ แรงดันกระแสที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ตามลำดับ

จากนั้นวิเคราะห์สมการแรงดันกระแสที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ในช่วง สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-20) – (3-22)

$$\Delta v_{C_{21,on}} = \frac{i_{D_{24}} - i_{L_{21}}}{C_{21}} D_2 T \quad (3-20)$$

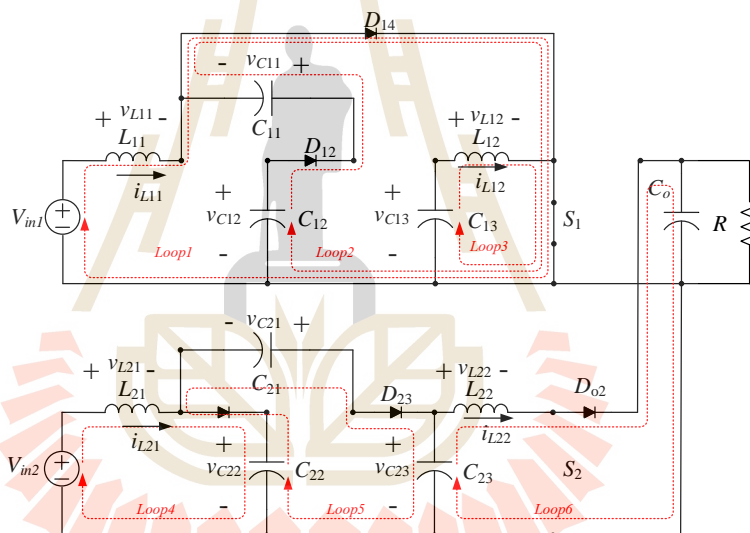
$$\Delta v_{C_{22,on}} = \frac{i_{D_{24}} - i_{L_{21}}}{C_{22}} D_2 T \quad (3-21)$$

$$\Delta v_{C_{23,on}} = \frac{i_{L_{22}}}{C_{23}} D_2 T \quad (3-22)$$

โดยที่ $\Delta v_{C_{21,on}}$, $\Delta v_{C_{22,on}}$ และ $\Delta v_{C_{23,on}}$ คือ แรงดันกระแสที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ

โหมดที่ 2 สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในการพิจารณาการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยพิจารณา 6 ลูปการทำงาน แสดงดังรูปที่ 3.5 จะได้ว่าในลูปที่ 1 สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแสเกิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} ซึ่งทำให้ตัวเก็บประจุ C_{11} อัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน สามารถหาแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} ได้ดังสมการ (3-23) ส่วนลูปที่ 2 ตัวเก็บประจุ C_{12} , C_{13} คายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ทำให้ไดโอด D_{14} นำกระแส ซึ่งสามารถหาแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{12} ได้ดังสมการ (3-24) ในลูปที่ 3 ตัวเก็บประจุ C_{13} อัดประจุเพื่อสะสมพลังงาน เสมือนทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่าย โดยสามารถหาแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{13} ได้ดังสมการ (3-25) จากนั้นเกิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12}

ส่วนตัวเก็บประจุ C_o ทำหน้าที่คายพลังงานให้โหลดตัวต้านทาน R จากนั้นพิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส ไดโอด D_{21}, D_{23} และ D_{o2} เกิดการไบอัสตรง เกิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} ทำให้ตัวเก็บประจุ C_{21} คายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ตัวเก็บประจุ C_{22}, C_{23} และ C_o อัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน และมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{22} ตัวเก็บประจุ C_{23} ยังทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน รวมถึงตัวเก็บประจุ C_o ได้รับการอัดประจุผ่านทางไดโอด D_{23} และ D_{o2} เพื่อคายพลังงานให้โหลดตัวต้านทาน R จากนั้นอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) พิจารณาการทำงานของวงจรดังกล่าว แสดงดังสมการ (3-23) - (3-28) ซึ่งกำหนดในรูปที่ 4 แสดงสมการความสัมพันธ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} รูปที่ 5 แสดงความสัมพันธ์แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21}, C_{22} และ C_{23} และรูปที่ 6 แสดงสมการความสัมพันธ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{22}



รูปที่ 3.5 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

Loop 1 : $-V_{in1} + v_{L11} = 0$

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{11}} \tag{3-23}$$

Loop 2 : $-v_{C12} + v_{C11} = 0$

$$v_{C12} = v_{C11} \tag{3-24}$$

$$\text{Loop 3 : } -v_{C13} + v_{L12} = 0$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} \quad (3-25)$$

$$\text{Loop 4 : } -V_{in2} + v_{L21} + v_{C22} = 0$$

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{V_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} \quad (3-26)$$

$$\text{Loop 5 : } -v_{C22} + v_{C21} + v_{C23} = 0$$

$$v_{C23} = v_{C21} + v_{C22} \quad (3-27)$$

$$\text{Loop 6 : } -v_{C23} + v_{L22} + V_o = 0$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} \quad (3-28)$$

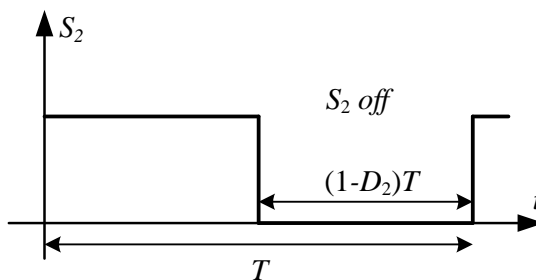
พิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ช่วงที่ สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส จากรูปที่ 3.3 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ดังสมการที่ (3-29) และ (3-30)

$$\Delta i_{L11,on} = \frac{V_{in1}}{L_{11}} D_1 T \quad (3-29)$$

$$\Delta i_{L12,on} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} D_1 T \quad (3-30)$$

โดยที่ $\Delta i_{L11,on}$ และ $\Delta i_{L12,on}$ คือ กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12}

พิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ช่วงที่ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.6 โดยที่ D_2 คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_2 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} จะได้ดังสมการ (3-31) และ (3-32)



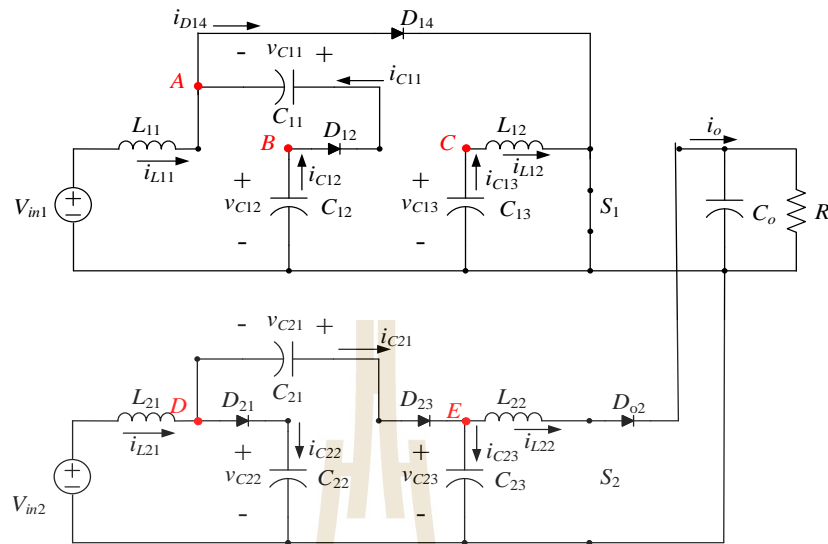
รูปที่ 3.6 ช่วงการทำงานของสวิตช์กำลัง S_2

$$\Delta i_{L_{21},off} = \frac{v_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} (1 - D_2)T \quad (3-31)$$

$$\Delta i_{L_{22},off} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} (1 - D_2)T \quad (3-32)$$

โดยที่ $\Delta i_{L_{21},off}$ และ $\Delta i_{L_{22},off}$ คือ กระแสกระแสเพิ่มที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22}

ลำดับต่อมาพิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง อาศัยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) แสดงดังรูปที่ 3.7 โหนด A และ โหนด B พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{12} ตามลำดับ โหนด C พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{13} โหนด D พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{22} และ C_{23} สุดท้าย โหนด E พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{23} สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ได้ดังสมการ (3-33) – (3-38)



รูปที่ 3.7 ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส
สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

โหนด A : $i_{L11} = i_{D14} - i_{C11}$

$$\frac{dv_{C11}}{dt} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} \quad (3-33)$$

โหนด B : $i_{C11} = i_{C12}$

$$\frac{dv_{C12}}{dt} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} \quad (3-34)$$

โหนด C : $i_{C13} = i_{C12}$

$$\frac{dv_{C13}}{dt} = \frac{i_{L12}}{C_{13}} \quad (3-35)$$

โหนด D : $i_{L21} = i_{C21} + i_{C22}$

$$\frac{dv_{C22}}{dt} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{22}} \quad (3-36)$$

โหนด D : $i_{L21} = i_{C22} + i_{C23}$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{23}} \quad (3-37)$$

โหนด E : $i_{C21} = i_{C23} + i_{L22}$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{23}} \quad (3-38)$$

พิจารณาความสัมพันธ์ของแรงดันกระแสฟลักซ์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแสแสดงจากรูปที่ 3.3 และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส แสดงได้จากรูปที่ 3.7 พบว่าสามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันกระแสฟลักซ์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งหมด

วิเคราะห์หาค่าสมการแรงดันกระแสฟลักซ์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ตามลำดับ ในช่วงสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-39) - (3-41)

$$\Delta v_{C11,on} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} D_1 T \quad (3-39)$$

$$\Delta v_{C12,on} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} D_1 T \quad (3-40)$$

$$\Delta v_{C13,on} = \frac{i_{L12}}{C_{13}} D_1 T \quad (3-41)$$

โดยที่ $\Delta v_{C11,on}$, $\Delta v_{C12,on}$ และ $\Delta v_{C13,on}$ คือ แรงดันกระแสฟลักซ์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ตามลำดับ

วิเคราะห์หาค่าสมการแรงดันกระแสฟลักซ์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ ในช่วงสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส แสดงดังสมการ (3-42) – (3-44)

$$\Delta v_{C21,off} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{21}} (1 - D_2) T \quad (3-42)$$

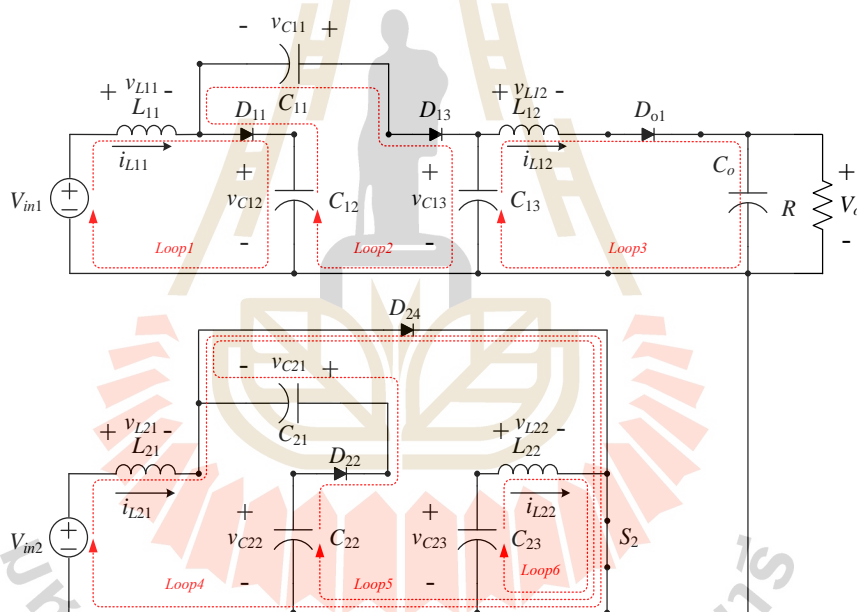
$$\Delta v_{C22,off} = \frac{i_{L21} - i_{C21}}{C_{22}} (1 - D_2) T \quad (3-43)$$

$$\Delta v_{C23,off} = \frac{i_{C21} - i_{L22}}{C_{23}} (1 - D_2) T \quad (3-44)$$

โดยที่ $\Delta v_{C21,off}$, $\Delta v_{C22,off}$ และ $\Delta v_{C23,off}$ คือ แรงดันกระแสฟลักซ์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ

ลำดับต่อมาพิจารณาโหมดที่ 3 ช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส สามารถพิจารณาโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 3.8 วิเคราะห์การทำงานของวงจรดังกล่าว โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) โดยเริ่มจากพิจารณา ช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส การทำงานเริ่มจากตัวเก็บประจุ C_{11} คายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ไดโอด

D_{11} , D_{13} และ D_{o1} นำกระแส เกิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} ทำให้ในลูปที่ 1 และ 2 ตัวเก็บประจุ C_{12} , C_{13} อัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน แสดงดังสมการที่ (3-45) และ(3-49) ส่วนลูปที่ 3 ตัวเก็บประจุ C_{13} ทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} ตัวเก็บประจุ C_{11} คายประจุไปเก็บที่ตัวเก็บประจุ C_o ผ่านทางไดโอด D_{13} , D_{o1} เพื่อคายประจุให้โหลดตัวต้านทาน R ต่อมาพิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส การทำงานเริ่มลูปที่ 4 เกิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} ทำให้ตัวเก็บประจุ C_{21} อัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน ส่วนลูปที่ 5 ตัวเก็บประจุ C_{22} , C_{23} คายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ทำให้ไดโอด D_{22} , D_{24} นำกระแส ในลูปที่ 6 ตัวเก็บประจุ C_{23} ได้รับการอัดประจุเพื่อสะสมพลังงาน เสมือนทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่าย จึงเกิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{22} ต่อมาตัวเก็บประจุ C_o ทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายคายประจุให้โหลดตัวต้านทาน R



รูปที่ 3.8 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

Loop 1: $-V_{in1} + v_{L11} + v_{C12} = 0$

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{V_{in1} - v_{C12}}{L_{11}} \tag{3-45}$$

$$\text{Loop 2: } -v_{C12} + v_{C11} + v_{C13} = 0$$

$$v_{C13} = v_{C11} + v_{C12} \quad (3-46)$$

$$\text{Loop 3 : } -v_{C13} + v_{L12} + V_o = 0$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} \quad (3-47)$$

$$\text{Loop 4 : } -V_{in2} + v_{L21} = 0$$

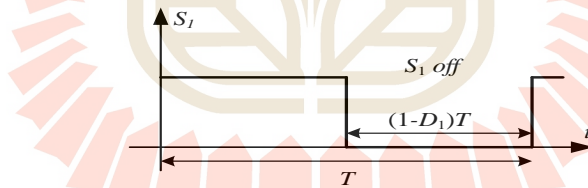
$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} \quad (3-48)$$

$$\text{Loop 5 : } -v_{C22} + v_{C21} = 0$$

$$v_{C22} = v_{C21} \quad (3-49)$$

$$\text{Loop 6 : } v_{C23} + v_{L22} = 0$$

พิจารณาการหาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส แสดงดังรูปที่ 3.9 พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส แสดงได้จากรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.9 ช่วงการทำงานของสวิตช์กำลัง S_1

วิเคราะห์สมการความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ในช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-50) และ (3-51)

$$\Delta i_{L11,off} = \frac{V_{in1} - v_{C12}}{L_{11}} (1 - D_1)T \quad (3-50)$$

$$\Delta i_{L12,off} = \frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} (1 - D_1)T \quad (3-51)$$

โดยที่ $\Delta i_{L11,off}$ และ $\Delta i_{L12,off}$ คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12}

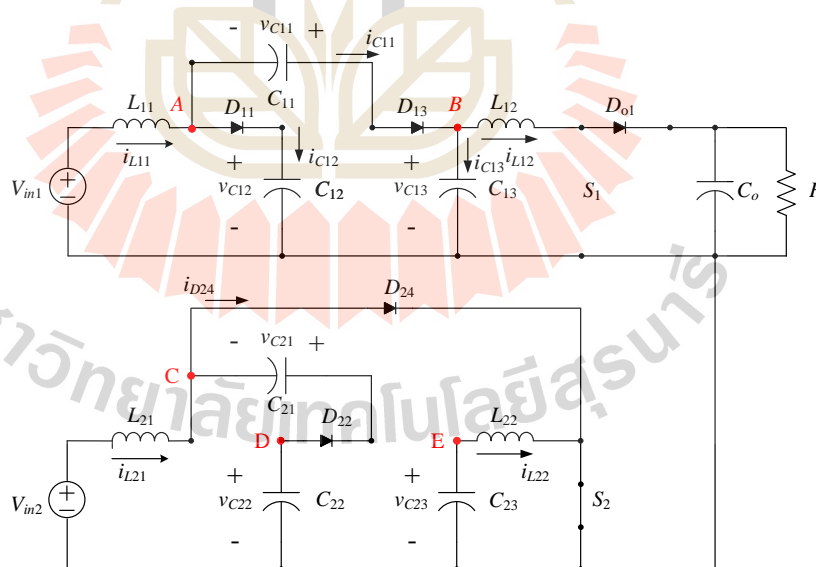
วิเคราะห์สมการความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ในช่วงสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-52) และ (3-53)

$$\Delta i_{L_{21},on} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} D_2 T \quad (3-52)$$

$$\Delta i_{L_{22},on} = \frac{v_{C_{23}}}{L_{22}} D_2 T \quad (3-53)$$

โดยที่ $\Delta i_{L_{21},on}$ และ $\Delta i_{L_{22},on}$ คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22}

พิจารณาสมการกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแต่ละตัว ซึ่งสามารถนำมาหาสมการความสัมพันธ์ของแรงดันกระแสที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุได้ โดยอาศัยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) โดยมีโครงสร้างของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.10 โดยกำหนดแบ่งโหนดการทำงานออกเป็น 5 โหนด ซึ่งโหนด A พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{12} โหนด B พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{13} โหนด C พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{21} โหนด D พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{22} สุดท้ายโหนด E พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{23} ซึ่งสามารถแสดงสมการของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุแต่ละตัวได้ ดังสมการที่ (3-53) – (3-58)



รูปที่ 3.10 ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

$$\begin{aligned} \text{โหนด A : } i_{L11} &= i_{C11} + i_{C12} \\ \frac{dv_{C11}}{dt} &= \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{11}} \end{aligned} \quad (3-53)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด A : } i_{L11} &= i_{C11} + i_{C12} \\ \frac{dv_{C12}}{dt} &= \frac{i_{L11} - i_{C1}}{C_{12}} \end{aligned} \quad (3-54)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด B : } i_{C11} &= i_{L12} + i_{C13} \\ \frac{dv_{C13}}{dt} &= \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{13}} \end{aligned} \quad (3-55)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด C : } i_{L21} &= i_{D24} - i_{C21} \\ \frac{dv_{C21}}{dt} &= \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} \end{aligned} \quad (3-56)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด D : } i_{C21} &= i_{C22} \\ \frac{dv_{C22}}{dt} &= \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} \end{aligned} \quad (3-57)$$

$$\begin{aligned} \text{โหนด E : } i_{C23} &= i_{C22} \\ \frac{dV_{C23}}{dt} &= \frac{i_{L22}}{C_{23}} \end{aligned} \quad (3-58)$$

พิจารณาจากความสัมพันธ์ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุข้างต้น ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส จากรูปที่ 3.9 และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส จากรูปที่ 3.3 พบว่าสามารถหาสมการความสัมพันธ์ของแรงดันกระแสเพิ่มเติมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุได้

วิเคราะห์สมการแรงดันกระแสเพิ่มเติมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ตามลำดับ ในช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-59) – (3-61)

$$\Delta v_{C11,off} = \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{11}} (1 - D_1) T \quad (3-59)$$

$$\Delta v_{C12,off} = \frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} (1 - D_1) T \quad (3-60)$$

$$\Delta v_{C13,off} = \frac{i_{C11} - i_{L12}}{C_{13}} (1 - D_1) T \quad (3-61)$$

โดยที่ $\Delta v_{C11,off}$, $\Delta v_{C12,off}$ และ $\Delta v_{C13,off}$ คือ แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13}

วิเคราะห์สมการแรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ ในช่วง สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-62) – (3-64)

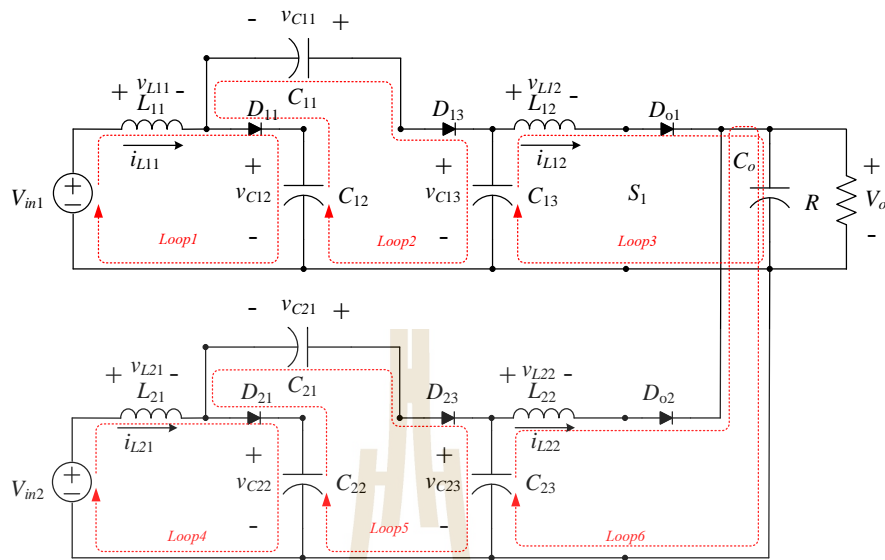
$$\Delta v_{C21} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} D_2 T \quad (3-62)$$

$$\Delta v_{C22} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} D_2 T \quad (3-63)$$

$$\Delta v_{C23} = \frac{i_{L22}}{C_{23}} D_2 T \quad (3-64)$$

โดยที่ $\Delta v_{C21,on}$, $\Delta v_{C22,on}$ และ $\Delta v_{C23,on}$ คือ แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ

โหมดที่ 4 สวิตช์กำลัง S_1 และสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส การทำงานเริ่มจากตัวเก็บประจุ C_{11} คายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ทำให้เกิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และเกิดการไบอัสที่ไดโอด D_{11} , D_{13} , D_{o1} , D_{21} , D_{23} และ D_{o2} ทำให้เกิดการนำกระแส ส่งผลให้ตัวเก็บประจุ C_{12} , C_{13} และ C_{22} , C_{23} อัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน ตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23} คายประจุทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ส่งผลให้ตัวเก็บประจุ C_o คายประจุให้โหลดตัวต้านทาน R จากนั้นทำการพิจารณาการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) วิเคราะห์โครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 3.11 ในรูปที่ 1 และรูปที่ 4 แสดงสมการความสัมพันธ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} รูปที่ 2 และรูปที่ 5 แสดงความสัมพันธ์แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{21} , C_{12} และ C_{22} รูปที่ 3 และรูปที่ 6 แสดงสมการความสัมพันธ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} แสดงดังสมการ (3-65) - (3-70)



รูปที่ 3.11 ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 และสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

$$\text{Loop 1 : } -V_{in1} + v_{L11} + v_{C12} = 0$$

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{V_{in1} - v_{C12}}{L_{11}} \quad (3-65)$$

$$\text{Loop 2 : } -v_{C12} + v_{C11} + v_{C13} = 0$$

$$v_{C13} = v_{C11} + v_{C12} \quad (3-66)$$

$$\text{Loop 3 : } -v_{C13} + v_{L12} + V_o = 0$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} \quad (3-67)$$

$$\text{Loop 4 : } -V_{in2} + v_{L21} + v_{C22} = 0$$

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{V_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} \quad (3-68)$$

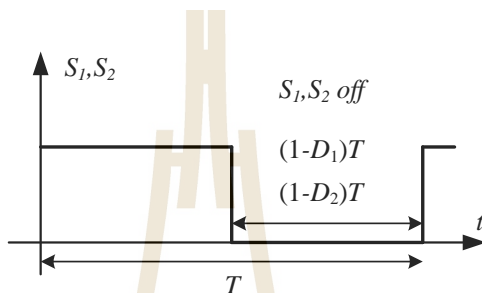
$$\text{Loop 5 : } -v_{C22} + v_{C21} + v_{C23} = 0$$

$$v_{C23} = v_{C21} + v_{C22} \quad (3-69)$$

$$\text{Loop 6 : } -v_{C23} + v_{L22} + V_o = 0$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} \quad (3-70)$$

พิจารณาหาสมการความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.12 โดยที่ D_1 และ D_2 คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 ตามลำดับ และ T คือ คาบของการสวิตช์กำลัง



รูปที่ 3.12 ช่วงการทำงานของสวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส

วิเคราะห์สมการกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ในช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-71) และ (3-72)

$$\Delta i_{L11,off} = \frac{V_{in1} - v_{C12}}{L_{11}} (1 - D_1)T \quad (3-71)$$

$$\Delta i_{L12,off} = \frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} (1 - D_1)T \quad (3-72)$$

โดยที่ $\Delta i_{L11,off}$ และ $\Delta i_{L12,off}$ คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12}

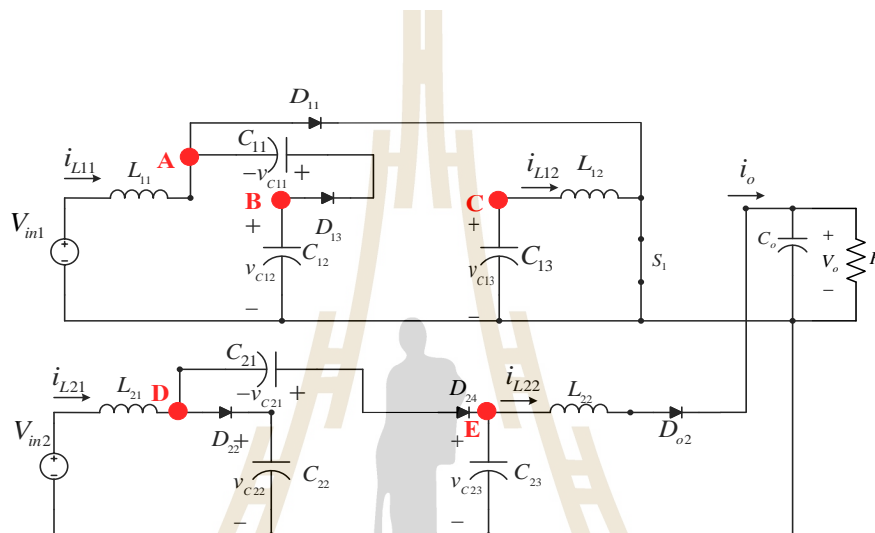
วิเคราะห์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ในช่วงสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-73) และ (3-74)

$$\Delta i_{L21,off} = \frac{v_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} (1 - D_2)T \quad (3-73)$$

$$\Delta i_{L22,off} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} (1 - D_2)T \quad (3-74)$$

โดยที่ $\Delta i_{L21,off}$ และ $\Delta i_{L22,off}$ คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22}

พิจารณาหาแรงดันกระแสเพื่อของตัวเก็บประจุ โดยอาศัยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) เริ่มวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง พิจารณา โหนด A พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} โหนด B และ โหนด C พิจารณากระแสที่ไหลผ่าน ตัวเก็บประจุ C_{12} และ C_{13} โหนด D พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{22} และ C_{23} สุดท้าย โหนด E พิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{23} โดยมีโครงสร้างของวงจรแสดงดังรูปที่ 3.13 และสามารถหาสมการความสัมพันธ์ได้ดังสมการ (3-75) – (3-79)



รูปที่ 3.13 ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พิจารณาวงจรขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 และสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

$$\text{โหนด A: } i_{L11} = i_{D14} - i_{C11}$$

$$\frac{dv_{C11}}{dt} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} \quad (3-75)$$

$$\text{โหนด B: } i_{C11} = i_{C12}$$

$$\frac{dv_{C12}}{dt} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} \quad (3-76)$$

$$\text{โหนด C: } i_{C13} = i_{C12}$$

$$\frac{dv_{C13}}{dt} = \frac{i_{L12}}{C_{13}} \quad (3-77)$$

$$\text{โหนด D: } i_{L21} = i_{C21} + i_{C22}$$

$$\frac{dv_{C22}}{dt} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{22}} \quad (3-78)$$

$$\text{โนด D : } i_{L21} = i_{C22} + i_{C23}$$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{23}} \quad (3-79)$$

$$\text{โนด E : } i_{C21} = i_{C23} + i_{L22}$$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{i_{C21} - i_{L22}}{C_{23}} \quad (3-80)$$

พิจารณาหาความสัมพันธ์ของแรงดันกระแสเพิ่มที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.11 พบว่าสามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันกระแสเพิ่มที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งหมดได้ดังต่อไปนี้

วิเคราะห์สมการแรงดันกระแสเพิ่มที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ตามลำดับ ในช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-81) – (3-83)

$$\Delta v_{C11,off} = \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{11}} (1 - D_1) T \quad (3-81)$$

$$\Delta v_{C12,off} = \frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} (1 - D_1) T \quad (3-82)$$

$$\Delta v_{C13,off} = \frac{i_{C11} - i_{L12}}{C_{13}} (1 - D_1) T \quad (3-83)$$

โดยที่ $\Delta v_{C11,off}$, $\Delta v_{C12,off}$ และ $\Delta v_{C13,off}$ คือ แรงดันกระแสเพิ่มที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ตามลำดับ

วิเคราะห์แรงดันกระแสเพิ่มที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ ในช่วงสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส แสดงดังสมการที่ (3-84) – (3-86)

$$\Delta v_{C21,off} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{21}} (1 - D_2) T \quad (3-84)$$

$$\Delta v_{C22,off} = \frac{i_{L21} - i_{C21}}{C_{22}} (1 - D_2) T \quad (3-85)$$

$$\Delta v_{C23,off} = \frac{i_{C21} - i_{L22}}{C_{23}} (1 - D_2) T \quad (3-86)$$

โดยที่ $\Delta v_{C21,off}$, $\Delta v_{C22,off}$ และ $\Delta v_{C23,off}$ คือ แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ

ดำเนินการพิจารณาสมการอัตราขยายของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง [Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan-on, 2017] โดยอาศัยการวิเคราะห์โหมมคการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงสมการอัตราขยายของวงจรย่อยที่ 1 และวงจรย่อยที่ 2 ดังสมการ (3-87) และ (3-88)

$$M_1 = \frac{V_{o1}}{V_{in1}} = \frac{2}{(1-D_1)^2} \quad (3-87)$$

$$M_2 = \frac{V_{o2}}{V_{in2}} = \frac{2}{(1-D_2)^2} \quad (3-88)$$

ดังนั้นสมการอัตราขยายแรงดันสำหรับวงจรย่อยลำดับที่ n แสดงได้ดังสมการที่ (3-89)

$$M_n = \frac{V_{on}}{V_{inn}} = \frac{2}{(1-D_n)^2} \quad (3-89)$$

พิจารณาแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยลำดับที่ n จากสมการที่ (3-89) โดยกำหนดให้แรงดันอินพุตของวงจรย่อยที่ 1 และวงจรย่อยที่ 2 มีค่าเป็น 20V และค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 คือ 0.7 สามารถคำนวณแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยได้ดังสมการ (3-90) และ (3-91)

$$V_{o1} = \frac{2 \cdot V_{in1}}{(1-D_1)^2} = \frac{(2) \cdot (20)}{(1-0.7)^2} = 444.44 \text{ V} \quad (3-90)$$

$$V_{o2} = \frac{2 \cdot V_{in2}}{(1-D_2)^2} = \frac{(2) \cdot (20)}{(1-0.7)^2} = 444.44 \text{ V} \quad (3-91)$$

จากสมการที่ (3-90) และ (3-91) ค่าแรงดันเอาต์พุตได้มีค่าเท่ากับ 444V โดยที่มีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเพียง 20V เห็นได้ว่าวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

สามารถทบทระดับแรงดันให้มีอัตราขยายได้ถึง 20 เท่า จำเป็นต้องมีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับวงจรซึ่งแสดงการออกแบบในหัวข้อต่อไป

3.4 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีความสำคัญต่อการทำงานของวงจร เนื่องจากมีผลต่อการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ดังนั้นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่มีความเหมาะสมกับวงจรจะช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุได้ ดังนั้นจึงกำหนดตัวแปรที่ใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุภายในวงจร แสดงดังตารางที่ 3.1 และแสดงสมการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุได้ดังตารางที่ 3.2 [Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan-on, 2017] เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุของวงจรย่อยอื่นได้ โดยที่ n คือวงจรย่อยที่กำลังพิจารณา

ตารางที่ 3.1 ค่าตัวแปรที่ใช้สำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

ตัวแปร	ค่าตัวแปรที่ใช้	ตัวแปร	ค่าตัวแปรที่ใช้
V_o	444 V	V_{in1}, V_{in2}	20V
R	500 Ω	i_o	0.888A
f_{sw}	20kHz	D_n	0.7
i_{L11}	19.71 A	i_{L12}	2.96 A
V_{C11}, V_{C12}	66.7 V	V_{C13}	133.3 V
$P_{O,max}$	400W	$\Delta v_{C13}, \Delta v_{C23}, \Delta v_{Co}$	1V
$\Delta i_{L11}, \Delta i_{L21}$	0.2A	$\Delta i_{L12}, \Delta i_{L22}$	0.5A

ตารางที่ 3.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

พารามิเตอร์	สมการการออกแบบ
L_{n1}	$L_{n1} \geq \frac{V_{inn} D_n}{f_{SW} \Delta i_{Ln1}}$
L_{n2}	$L_{n2} \geq \frac{v_{Cn3} D_n}{f_{SW} \Delta i_{Ln2}}$
C_{n1}, C_{n2}	$C_{n1}, C_{n2} \geq \frac{P_{O,max}}{v_{Cn1}^2 f_{SW}}$
C_{n3}	$C_{n3} \geq \frac{i_{Ln2} D_n}{f_{SW} \Delta v_{Cn3}}$
C_o	$C_o \geq \frac{i_o D_n}{f_{SW} \Delta V_o}$

จากตารางที่ 3.1 และ 3.2 ดำเนินการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} , L_{21} และ L_{22} ได้สมการดังต่อไปนี้

$$\text{จาก } L_{11}, L_{21} \geq \frac{V_{in1} D_n}{f_{SW} \Delta i_{L11}} = \frac{20 \times 0.7}{20 \times 10^3 \times 0.1971}$$

$$\text{จะได้ } L_{11}, L_{21} \geq 3.551 \text{ mH}$$

$$\text{จาก } L_{12}, L_{22} \geq \frac{v_{C13} D_n}{f_{SW} \Delta i_{L12}} = \frac{133.3 \times 0.7}{20 \times 10^3 \times 0.444}$$

$$\text{จะได้ } L_{12}, L_{21} \geq 10.508 \text{ mH}$$

จากตารางที่ 3.1 และ 3.2 ดำเนินการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_{21} , C_{22} , C_{23} และ C_o ได้สมการดังต่อไปนี้

$$\text{จาก } C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22} \geq \frac{P_{O,max}}{v_{Cn1}^2 f_{SW}}$$

$$\text{จะได้ } C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22} \geq \frac{400}{66.7^2 \times 20 \times 10^3}$$

$$C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22} \geq 4.495 \mu\text{F}$$

$$\text{จาก } C_{13}, C_{23} = \frac{i_{L12} D_n}{f_{SW} \Delta v_{C13}} = \frac{2.96 \times 0.7}{20 \times 10^3 \times 1}$$

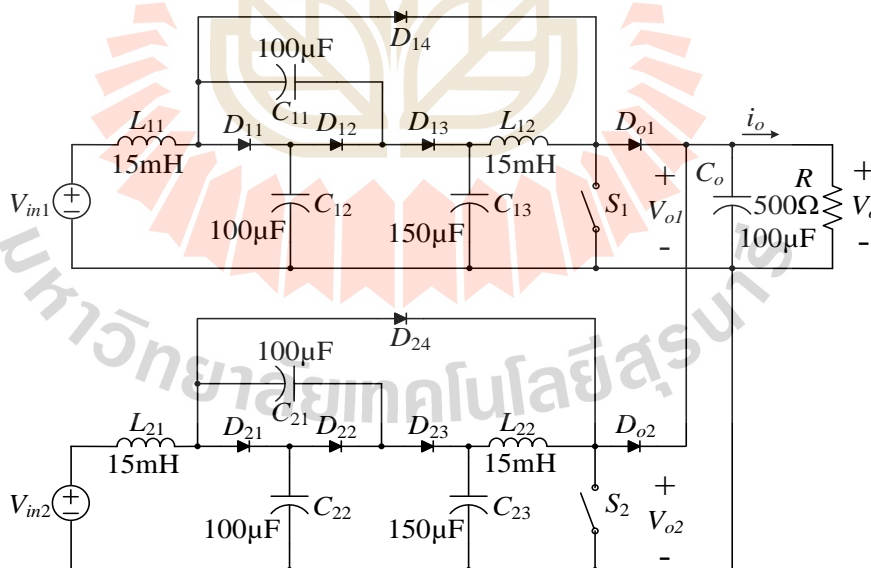
$$\text{จะได้ } C_{13}, C_{23} = 103.6 \mu\text{F}$$

จาก $C_o = \frac{i_o D_n}{f_{sw} \Delta V_o} = \frac{0.888 \times 0.7}{20 \times 10^3 \times 1}$
 จะได้ $C_o = 31.08 \mu\text{F}$

เมื่อดำเนินการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสามารถสรุปได้ดัง ตารางที่ 3.3 ซึ่งแสดงค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุในโครงสร้างของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ดังรูปที่ 3.14

ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ สำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
$L_{11}, L_{12}, L_{21}, L_{22}$	15mH
$C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22}, C_o$	100 μF
C_{13}, C_{23}	150 μF



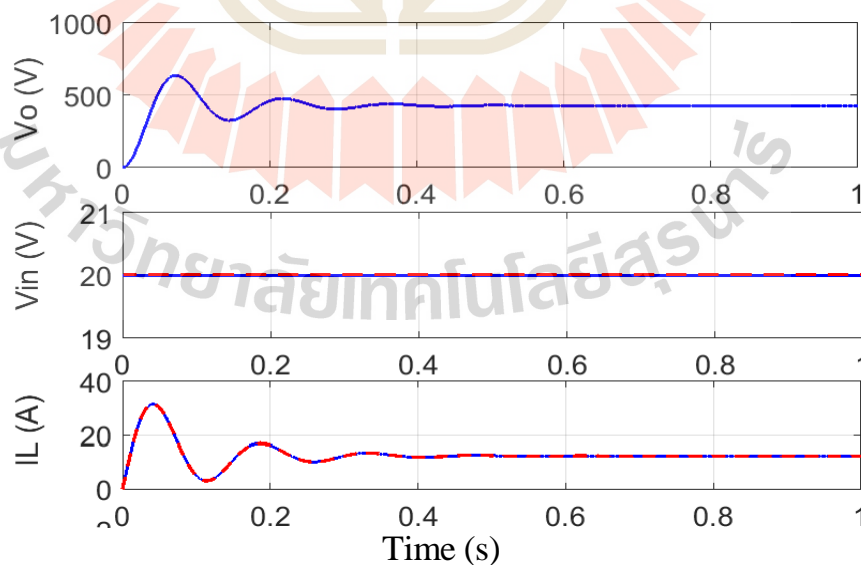
รูปที่ 3.14 พารามิเตอร์ของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

3.5 ผลการจำลองสถานการณ์

การจำลองสถานการณ์ วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง อาศัยโปรแกรม MATLAB Simulink โดยใช้โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงดังรูปที่ 3.16 พิจารณาการจำลองสถานการณ์ 3 กรณีดังนี้

กรณีที่ 1 การจำลองสถานการณ์เมื่อแหล่งจ่าย V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 20V

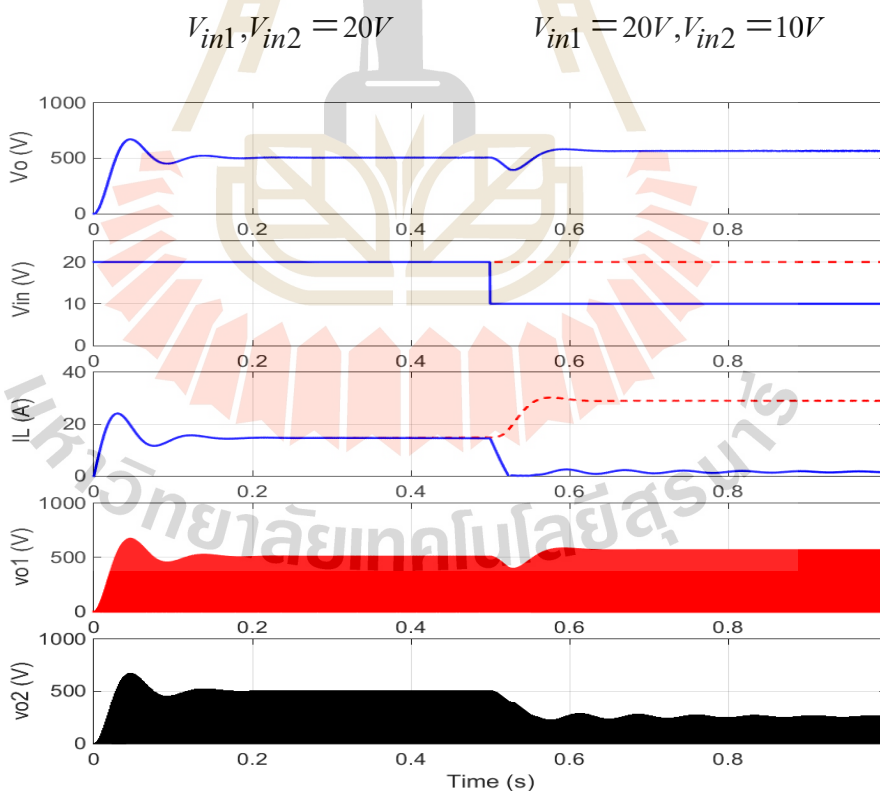
การจำลองสถานการณ์ วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยกำหนดให้ระดับแรงดันอินพุตของแหล่งจ่าย V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 20V และมีค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์ D_1 และ D_2 เท่ากับ 0.7 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 3.15 สังเกตได้ว่าแรงดันเอาต์พุตเกิดการพุ่งเกินในสถานะชั่วคราวเท่ากับ 600V และคงที่ที่สถานะอยู่ตัวประมาณ 444V ที่เวลาประมาณ 0.4วินาที ในขณะที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 เกิดการพุ่งเกินที่สถานะชั่วคราวเท่ากับ 30A ก่อนจะคงที่ที่สถานะอยู่ตัวมีค่าประมาณ 16A เห็นได้ว่าวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง สามารถทระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าสูงได้ถึงประมาณ 400V จากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตค่าประมาณ 20V และมีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า ดังนั้นเมื่อเชื่อมต่อแหล่งจ่ายอินพุตหลายแหล่งจ่าย โดยเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแต่ละแหล่งจ่ายในลักษณะแบบขนาน ส่งผลให้เพิ่มกำลังไฟฟ้ายินพุตได้ ทำให้สามารถจ่ายกำลังไฟให้กับโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงได้



รูปที่ 3.15 ผลการตอบสนองกรณีแหล่งจ่าย V_{in1} และ V_{in2} ทั้งสองมีค่าเท่ากับ 20V

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์กรณีแหล่งจ่าย V_{in1} มีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันจาก 20V เป็น 10V โดยให้แหล่งจ่าย V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V

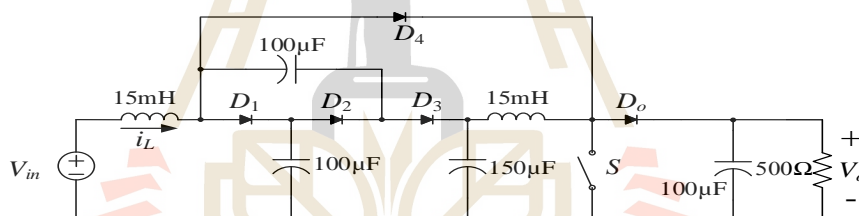
การจำลองสถานการณ์กรณีแหล่งจ่าย V_{in1} มีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันจาก 20V เป็น 10V โดยให้แหล่งจ่าย V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 3.16 สังเกตเห็นได้ว่าในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 0.5 วินาที ระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันอินพุตคงที่เท่ากับ 20V แรงดันเอาต์พุตเกิดการพุ่งเกินในสถานะชั่วคราวและคงที่ที่สถานะอยู่ตัวประมาณ 500V ในส่วนกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ที่ประมาณ 16A ต่อมาที่เวลา 0.5 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีการลดระดับจาก 20V เป็น 10V ส่งผลให้ระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 2 (V_{o2}) จากรูปที่ 3.14 มีค่าลดลงอยู่ที่ประมาณ 250V ส่วนแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 1 (V_{o1}) คงที่ที่ประมาณ 500V จึงเกิดการไบอัสย้อนกลับที่ไดโอด D_{o2} ส่งผลให้วงจรย่อยที่ 2 ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตไปยังโหลดได้ ทำให้อุปกรณ์ที่ 1 ต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าอินพุตเพิ่มขึ้นเพื่อรักษากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่จ่ายไปยังโหลด โดยสังเกตได้จากกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} ที่มีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 30A เพื่อให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเพียงพอต่อความต้องการของโหลด



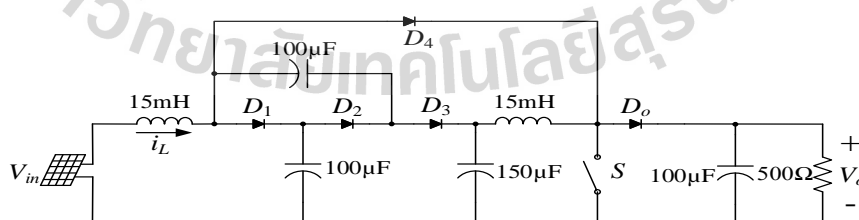
รูปที่ 3.16 ผลการตอบสนองกรณีมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1}

กรณีที่ 3 การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

ดำเนินการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ แสดงดังรูปที่ 3.17 และรูปที่ 3.18 ตามลำดับ เพื่อศึกษาแนวทางการทำงานของวงจรถัดกล่าว เมื่อใช้แหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตแตกต่างกัน ซึ่งกำหนด โมเดลของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์มีแรงดันที่ขั้วแผงอยู่ที่ 20V และมีพิกัดกระแสประมาณ 1.1A ต่อแผง ซึ่งมีกำลังไฟฟ้าอินพุตสูงสุดต่อแผงอยู่ที่ประมาณ 22W ทำการเชื่อมต่อแบบขนานกันจำนวน 20 แผง ทำให้แหล่งจ่ายมีพลังงานกำลังอินพุตเท่ากับ 440W โดยที่แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์มีแรงดันอินพุต V_{in} เท่ากับ 20V ซึ่งแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายที่มีกระแสค่อนข้างจำกัดจึงจ่ายกระแสได้ไม่เกินที่พิกัดกระแสของแหล่งจ่าย ในขณะที่แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแหล่งจ่ายที่สามารถจ่ายกระแสได้อย่างไม่จำกัด ดังนั้นอาศัยผลการจำลองสถานการณ์พิจารณาความแตกต่างของผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

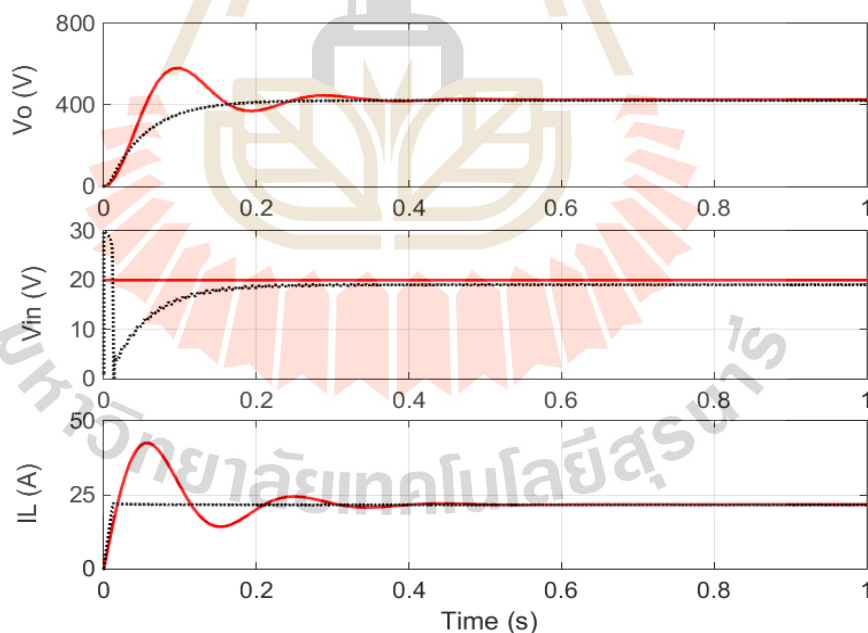


รูปที่ 3.17 วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 3.18 วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

ดำเนินการเปรียบเทียบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงกับแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงคังรูปที่ 3.19 เห็นได้ว่าเมื่อวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเกิดการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตมีค่าประมาณ 600V และคงที่ในสถานะอยู่ตัวประมาณ 400V เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตไม่เกิดการพุ่งเกินและคงที่ที่สถานะอยู่ตัวมีค่าเท่ากับ 400V ต่อมาพิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง พบว่าในสถานะชั่วคราวเกิดการพุ่งเกินของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) มีค่าประมาณ 40A และคงที่ในช่วงสถานะอยู่ตัวมีค่าเท่ากับ 20A จากนั้นพิจารณากระแสอินพุตเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ พบว่าไม่เกิดการพุ่งเกินของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) และคงที่เท่ากับ 20A เห็นได้ว่าเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ไม่มีค่าการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต เนื่องจากแหล่งจ่ายพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์มีค่ากระแสอินพุตค่อนข้างจำกัด ดังนั้นค่ากระแสอินพุตที่แหล่งจ่ายนั้นจำเป็นต้องอยู่ภายใต้ค่าพิกัดกระแสของแหล่งจ่าย ซึ่งแตกต่างจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าได้อย่างไม่จำกัด ทำให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดที่ต้องการแรงดันสูงได้



รูปที่ 3.19 แรงดันเอาต์พุต แรงดันอินพุต และกระแสอินพุต

จากรูปที่ 3.19 แสดงให้เห็นว่าแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์มีกระแสอินพุตค่อนข้างจำกัด ซึ่งอาจไม่เพียงพอกับโหลดที่ต้องการแรงดันสูง ด้วยเหตุนี้จึงอาศัยวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยเชื่อมต่อแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สองแหล่งจ่าย ในการนี้สามารถเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าให้กับฝั่งอินพุตเพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงขึ้นได้ โดยที่แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สามารถจ่ายกระแสอินพุตได้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดและไม่เกินค่าพิกัดกระแสของแหล่งจ่าย

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง การวิเคราะห์การทำงานของวงจร รวมถึงการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจร จากนั้นได้แสดงผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีต่าง ๆ เพื่อให้เห็นถึงความสามารถในการทระดับแรงดันของวงรดังกล่าว รวมทั้งได้แสดงผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบผลการตอบสนองของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงและแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแหล่งจ่ายที่สามารถจ่ายกระแสได้อย่างไม่จำกัด ส่งผลให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้โหลดที่ต้องการแรงดันสูงได้ แต่สำหรับแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์นั้นจ่ายกระแสได้ไม่เกินค่าพิกัดกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่าย จึงต้องอาศัยการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์แบบหลายอินพุต เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าอินพุตให้กับแหล่งจ่าย ทำให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้พุดให้กับโหลดที่ต้องการแรงดันสูง ๆ ได้ ซึ่งการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายในลักษณะแบบหลายอินพุตนั้นจำเป็นต้องอาศัยการควบคุมเข้าช่วยควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยในบทต่อไปจะได้กล่าวถึงการออกแบบการควบคุมสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุดของวงรย่อทุกวงรรมีค่าเท่ากัน และควบคุมให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุดตามที่ต้องการได้

บทที่ 4

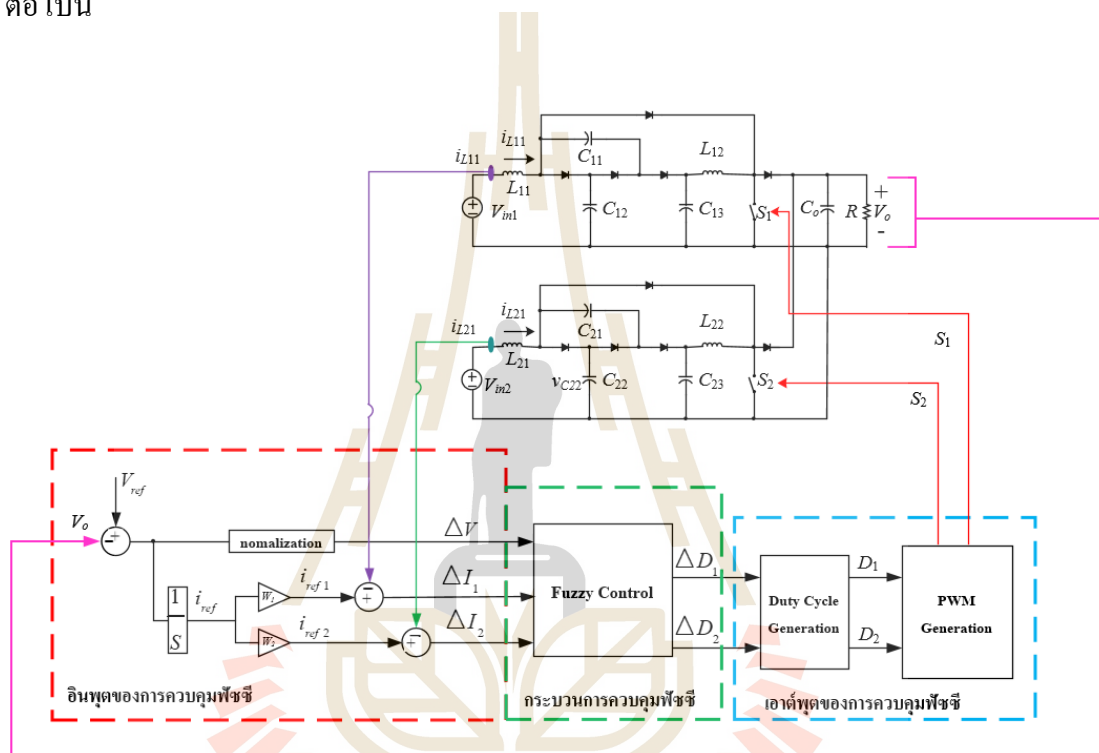
การควบคุมพีซีสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

4.1 บทนำ

จากบทที่ 3 ได้กล่าวถึง โครงสร้างและหลักการการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ผลการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรมีไม่มีตัวควบคุมแสดงให้เห็นว่าเมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าไม่เท่ากัน ส่งผลให้แหล่งจ่ายนั้นไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดได้ รวมถึงมีการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตในสถานะชั่วคราวก่อนข้างสูง ดังนั้นจำเป็นต้องอาศัยตัวควบคุมที่เหมาะสมสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตตามต้องการ ด้วยเหตุนี้ในบทที่ 4 จึงนำเสนอการควบคุมพีซีสำหรับวงจรระดับแรงดันหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัวตามต้องการ โดยจะทำการควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อให้ได้ค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ที่เหมาะสม ส่งผลให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตตามต้องการ รวมทั้งไม่มีการพุ่งเกินของค่าแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต รวมถึงจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดแรงดันสูงได้อย่างเหมาะสม ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้ประกอบด้วย โครงสร้างของการควบคุมพีซีสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุต การออกแบบการควบคุมพีซีสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยอาศัยผลการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันประสิทธิภาพของการควบคุมพีซีที่พัฒนาขึ้น รวมทั้งกล่าวถึงการควบคุมพีซีสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังไฟฟ้าสองอินพุตไม่เท่ากัน ซึ่งไม่เกิดการดึงกำลังไฟฟ้าอินพุตเกินที่แหล่งจ่ายสามารถจ่ายได้ ทำให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดแรงดันสูงได้ตามพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ได้อย่างเหมาะสม นอกจากนี้ได้นำเสนอการควบคุมพีซีสำหรับวงจรระดับแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงด้วย

4.2 โครงสร้างการควบคุมฟuzzyสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

โครงสร้างการควบคุมฟuzzyสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังรูปที่ 4.1 โดยการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้นประกอบด้วย อินพุตสำหรับการควบคุมฟuzzy กระบวนการควบคุมฟuzzy และเอาต์พุตสำหรับการควบคุมฟuzzy ซึ่งมีรายละเอียดต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 โครงสร้างการควบคุมฟuzzyสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

4.2.1 อินพุตสำหรับการควบคุมฟuzzy

โครงสร้างส่วนอินพุตแสดงดังรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าอินพุตสำหรับการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้นประกอบด้วยสองส่วนสำคัญ คือ ค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) และค่าความผิดพลาดของกระแส ($\Delta I_1, \Delta I_2$) โดยเริ่มต้นอาศัยตัวตรวจจับแรงดันและตัวตรวจจับกระแส เพื่อวัดค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) และวัดค่ากระแสอินพุต (i_{L11}, i_{L21}) ของวงจรย่อยทั้งสอง ค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) เป็นค่าผลต่างระหว่างแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) และแรงดันเอาต์พุต (V_o) แสดงดังสมการ (4-1) ซึ่งก่อนนำค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) เข้าสู่กระบวนการฟuzzyนั้น

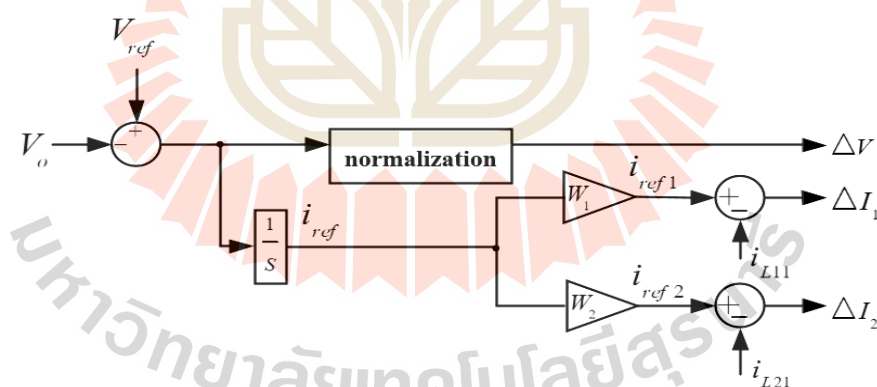
ได้ดำเนินการปรับค่าสเกลหรือเรียกว่าการนอร์มัลไลซ์ (normalization) ปรากฏดังรูปที่ 4.2 เพื่อปรับขนาดค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) ให้อยู่ภายในขอบเขตการทำงานที่การควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถทำงานได้อย่างครอบคลุม โดยทำการคูณค่า (1/400) เพื่อปรับขนาดของค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) หลังจากปรับขนาดแล้วจึงนำเข้าสู่กระบวนการควบคุมพีซีซีต่อไป

$$\Delta V = V_{ref} - V_o \quad (4-1)$$

ในขณะที่ค่าความผิดพลาดของกระแสสองวงจรรย่อย ΔI_1 และ ΔI_2 พิจารณาได้ดังนี้ ค่าความผิดพลาดของกระแสในวงจรรย่อยที่หนึ่ง (ΔI_1) เป็นค่าผลต่างระหว่างค่ากระแสอ้างอิง (i_{ref1}) และค่ากระแสอินพุต i_{L11} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} แสดงดังสมการที่ (4-2) และค่าความผิดพลาดของกระแสในวงจรรย่อยที่สอง (ΔI_2) คือค่าผลต่างระหว่างค่ากระแสอ้างอิง (i_{ref2}) และค่ากระแสอินพุต i_{L21} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} แสดงดังสมการที่ (4-3)

$$\Delta I_1 = i_{ref1} - i_{L11} \quad (4-2)$$

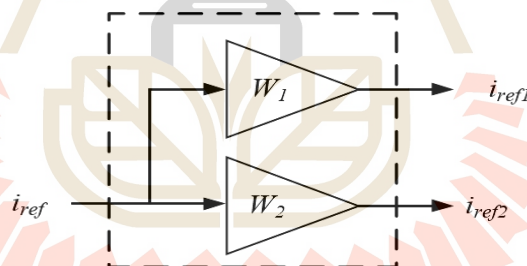
$$\Delta I_2 = i_{ref2} - i_{L21} \quad (4-3)$$



รูปที่ 4.2 อินพุตสำหรับการควบคุมพีซีซี

ลำดับต่อมาเป็นการหาค่ากระแสอ้างอิง (i_{ref}) จากรูปที่ 4.2 เห็นได้หาค่ากระแสอ้างอิงมีความสำคัญต่อการหาค่าความผิดพลาดของกระแส (ΔI) ซึ่งค่ากระแสอ้างอิงได้มาจากการปริพันธ์ (integrate) ค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) จากผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบอินพุตเดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีไม่มีตัวควบคุม ดังแสดงในภาคผนวก ก. จะเห็นได้ว่า

ผลตอบสนองของกระแสอินพุตในสถานะอยู่ตัวมีค่าเท่ากับค่ากระแสอ้างอิงที่ได้จากการปรับแก้ค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) จากนั้นทำการถ่วงน้ำหนักกระแสโดยอาศัยการปรับค่าถ่วงน้ำหนักกระแส (W_1, W_2) แสดงดังรูปที่ 4.3 เพื่อปรับค่ากระแสอ้างอิงให้สอดคล้องตามพิกัดกระแสของแหล่งจ่ายอินพุตของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง สำหรับแหล่งจ่ายอินพุตกระแสตรง กำหนดให้ค่าถ่วงน้ำหนักกระแส (W_1, W_2) มีค่าเท่ากับหนึ่งทั้งสองแหล่งจ่าย ($W_1=1, W_2=1$) เนื่องจากไม่มีข้อจำกัดการจ่ายกระแส จึงสามารถจ่ายกระแสให้กับโหลดได้ตามต้องการ ในกรณีแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์จะจ่ายกระแสให้กับโหลดภายใต้พิกัดกระแสของแหล่งจ่าย หากโหลดต้องการจ่ายกำลังไฟฟ้าเกินพิกัดกำลังของแหล่งจ่ายมีทำให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ไม่สามารถจ่ายกระแสให้กับ โหลดได้ ด้วยเหตุนี้การถ่วงน้ำหนักกระแส (Current weighting) เข้าช่วยปรับค่ากระแสอ้างอิง (i_{ref}) ให้เหมาะสมกับแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไม่เท่ากัน เพื่อแบ่งสัดส่วนการจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดตามพิกัดกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์เซลล์แสงอาทิตย์ของแต่ละแหล่งจ่าย ซึ่งไม่เกิดการดึงกำลังไฟฟ้าเกินค่าพิกัดกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีค่าน้อยกว่าแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์อื่น ๆ



รูปที่ 4.3 การถ่วงน้ำหนักกระแส

จากโครงสร้างการถ่วงน้ำหนักกระแส ดังรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่าค่ากระแสอ้างอิง (i_{ref}) จะถูกนำมาปรับคูณกับค่าถ่วงน้ำหนักกระแส (W_1, W_2) เพื่อจะได้ค่ากระแสอ้างอิง (i_{ref1}, i_{ref2}) ที่เหมาะสมกับพิกัดกระแสของแต่ละแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ ดังสมการที่ (4-4) และ (4-5) จากนั้นนำค่ากระแสอ้างอิงของแต่ละแหล่งจ่ายที่ได้ไปใช้ในกระบวนการควบคุมกระแสอินพุตต่อไป

$$W_1 = \frac{I_{\max 1}}{I_{\max 1} + I_{\max 2}} \quad (4-4)$$

$$W_2 = \frac{I_{\max 2}}{I_{\max 1} + I_{\max 2}} \quad (4-5)$$

ค่ากระแสอ้างอิง (i_{ref1} , i_{ref2}) ที่เหมาะสมกับพิกัดกระแสของแต่ละแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์พิจารณาได้จากสมการที่ (4-6) และ (4-7)

$$i_{ref1} = W_1 * i_{ref} \quad (4-6)$$

$$i_{ref2} = W_2 * i_{ref} \quad (4-7)$$

เมื่อ $I_{\max 1}$ คือ ค่าพิกัดกระแสอินพุตของแหล่งจ่ายที่หนึ่ง
 $I_{\max 2}$ คือ ค่าพิกัดกระแสอินพุตของแหล่งจ่ายที่สอง
 W_1 คือ ค่าถ่วงน้ำหนักกระแสของแหล่งจ่ายที่หนึ่ง
 W_2 คือ ค่าถ่วงน้ำหนักกระแสของแหล่งจ่ายที่สอง
 i_{ref1} คือ ค่ากระแสอ้างอิงของแหล่งจ่ายที่หนึ่ง
 i_{ref2} คือ ค่ากระแสอ้างอิงของแหล่งจ่ายที่สอง

ดังนั้นสามารถแสดงสมการค่าถ่วงน้ำหนักกระแสในกรณี n แหล่งจ่ายได้ ดังสมการที่ (4-8)

$$W_n = \frac{I_{\max n}}{\sum_{n=1}^j I_{\max n}} \quad (4-8)$$

เมื่อ $I_{\max n}$ คือ ค่าพิกัดกระแสอินพุตของแหล่งจ่ายที่ n
 n คือ ลำดับของแหล่งจ่าย
 j คือ จำนวนแหล่งจ่ายทั้งหมด

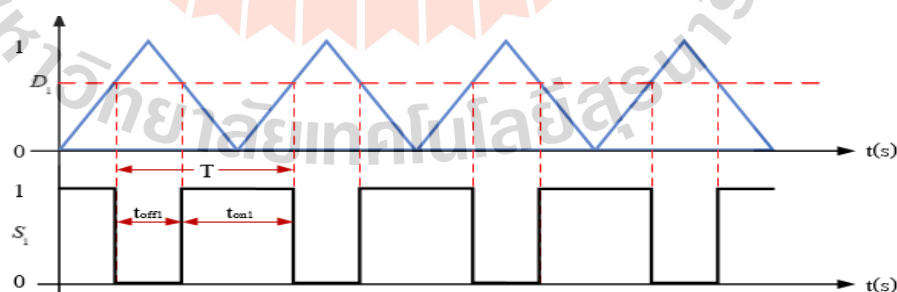
4.2.2 เอาต์พุตของการควบคุมพีชชี

เอาต์พุตของการควบคุมพีชชีคือ ค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ทั้งสองตัว ($\Delta D_1, \Delta D_2$) ที่ได้มาจากกระบวนการควบคุมพีชชี เพื่อให้ได้ค่าวัฏจักรหน้าที่ D_1 และ D_2 ที่เหมาะสมกับสวิตช์ S_1 และ S_2 ตามลำดับ จึงอาศัยกระบวนการ (Duty Cycle Generation) โดยนำค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ ($\Delta D_1, \Delta D_2$) มารวมกับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์เดิม (D_{o1}, D_{o2}) ตามสมการ (4-9) และ (4-10) เพื่อปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ จนกระทั่งได้ค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ใหม่ที่เหมาะสม (D_1, D_2) จากนั้นเข้าสู่กระบวนการสร้างสัญญาณการสวิตช์ (PWM Generation) โดยดำเนินการเปรียบเทียบสัญญาณรูปสามเหลี่ยมกับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ใหม่ของสวิตช์แต่ละตัว (D_1, D_2) เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์ (S_1, S_2) ของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งสามารถแสดงการสร้างสัญญาณสวิตช์ได้ ดังรูปที่ 4.5 และ 4.6

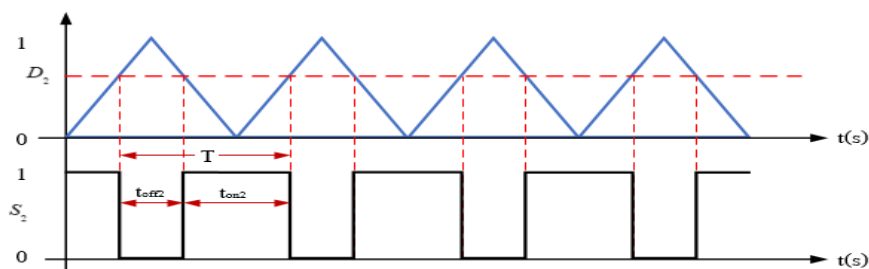
รูปที่ 4.4 เอาต์พุตของการควบคุมพีชชี

$$D_1 = \Delta D_1 + D_{o1} \quad (4-9)$$

$$D_2 = \Delta D_2 + D_{o2} \quad (4-10)$$



รูปที่ 4.5 เปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณ S_1



รูปที่ 4.6 เปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณ S_2

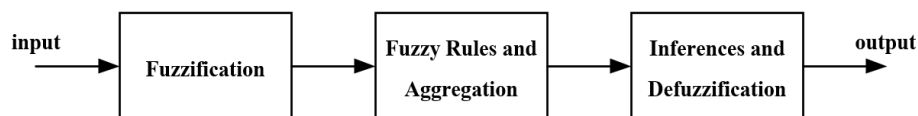
พิจารณารูปที่ 4.5 และ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณรูปสามเหลี่ยมกับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ใหม่ (D_1, D_2) เพื่อสร้างสัญญาณสวิตช์ (S_1, S_2) สำหรับควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ใหม่ (D_1, D_2) มีค่าสูงกว่าสัญญาณรูปสามเหลี่ยม จะได้ระดับของสัญญาณ มีค่าเท่ากับ 1 และมีค่าอยู่ในช่วง t_{on1}, t_{on2} ตามลำดับ เมื่อระดับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ (D_1, D_2) มีค่าต่ำกว่าสัญญาณรูปสามเหลี่ยม จะได้ระดับของสัญญาณ (S_1, S_2) มีค่าเท่ากับ 0 และมีค่าอยู่ในช่วง t_{off1}, t_{off2} ตามลำดับ ค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ (D_1, D_2) แสดงดังสมการที่ (4-11) และ (4-12)

$$D_1 = \frac{t_{on1}}{t_{on1} + t_{off1}} \quad (4-11)$$

$$D_2 = \frac{t_{on2}}{t_{on2} + t_{off2}} \quad (4-12)$$

4.2.3 กระบวนการควบคุมฟัซซี

พิจารณาโครงสร้างการควบคุมฟัซซีจากรูปที่ 4.1 การควบคุมฟัซซีเป็นการควบคุมแบบตรรกะคลุมเครือ โดยไม่จำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ แต่อาศัยการศึกษาพฤติกรรมของวงจรที่ต้องการควบคุม ร่วมกับประสบการณ์ของผู้ควบคุมระบบเข้าช่วยในการออกแบบการควบคุมฟัซซี ซึ่งประกอบด้วย กระบวนการฟัซซีฟิเคชัน กระบวนการกำหนดกฎฟัซซีและการรวมกฎ กระบวนการอนุมานและดีฟัซซีฟิเคชัน ดังแสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 กระบวนการควบคุมฟัซซี

- กระบวนการฟัซซีฟิเคชัน (Fuzzification) คือ การกำหนดอินพุตของการควบคุมฟัซซีให้อยู่ในรูปแบบค่าเชิงภาษา และคำนวณค่าระดับความเป็นสมาชิกของอินพุตในรูปแบบฟังก์ชันสมาชิกภาพ
- กระบวนการกำหนดกฎฟัซซีและการรวมกฎ (Fuzzy rule and Aggregation) คือ กระบวนการสร้างเงื่อนไข เพื่อตรวจสอบค่าความเป็นสมาชิกว่าอยู่ในกฎฟัซซีข้อใด และรวมกฎฟัซซีให้อยู่ในเซตเดียว โดยค่าความเป็นสมาชิกสามารถปรากฏได้หลายกฎ
- กระบวนการอนุมานฟัซซีและดีฟัซซีฟิเคชัน (Inference Fuzzy and Defuzzification) คือ การแปลงค่าเอาต์พุตจากรูปแบบค่าเชิงภาษาที่ได้จากการรวมกฎให้อยู่ในรูปแบบค่าเชิงตัวเลข โดยอาศัยการอนุมานฟัซซีแบบ sugeno ด้วยวิธีค่าน้ำหนักเฉลี่ย (weighting)
-

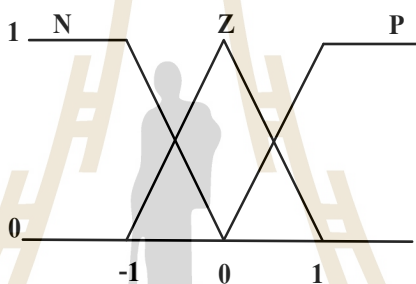
ดังนั้นเห็นได้ว่าโครงสร้างอินพุต เอาต์พุตของการควบคุมของฟัซซี และกระบวนการควบคุมฟัซซีเป็นกระบวนการทำงานที่ไม่ได้อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ซึ่งเหมาะสมสำหรับควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง รวมถึงสามารถใช้ได้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากันและมีพิกัดกระแสจำกัด ซึ่งจะแสดงรายละเอียดของการออกแบบการควบคุมฟัซซีในหัวข้อต่อไป

4.3 การออกแบบการควบคุมฟัซซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบการควบคุมฟัซซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ประกอบด้วย การกำหนดฟังก์ชันสมาชิกและค่าเชิงภาษาให้กับ การควบคุมฟัซซี การกำหนดกฎฟัซซีและการรวมกฎ การอนุมานฟัซซีและการดีฟัซซีฟิเคชัน ซึ่งมีรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

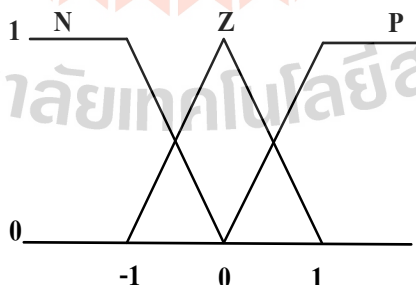
4.3.1 รูปร่างฟังก์ชันสมาชิกและค่าเชิงภาษา

การกำหนดรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกมีหลากหลายรูปแบบ เช่น ฟังก์ชันสมาชิกรูปสามเหลี่ยม ฟังก์ชันสมาชิกรูปสี่เหลี่ยมคางหมู และฟังก์ชันพลาโบลา เป็นต้น ทั้งนี้กำหนดฟังก์ชันสมาชิกค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) เป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมูและรูปสามเหลี่ยม โดยกำหนดค่าเชิงภาษาของฟังก์ชันสมาชิก 3 เซต ได้แก่ เซต N เซต Z และ เซต P จากนั้นดำเนินการพิจารณาขอบเขตของฟังก์ชันสมาชิก โดยอาศัยการสังเกตพฤติกรรมของวงจรระดับแรงดันแบบอินพุตเดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในกรณีที่ไม่มีตัวควบคุม เพื่อกำหนดขอบเขตของฟังก์ชันสมาชิก ซึ่งขอบเขตฟังก์ชันสมาชิกของความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) ที่ผ่านการทำให้ค่าเป็นบรรทัดฐาน (normalization) แล้ว สามารถเป็นได้ทั้งค่าบวก, ลบ และค่าคงที่ศูนย์ แสดงดังรูปที่ 4.8

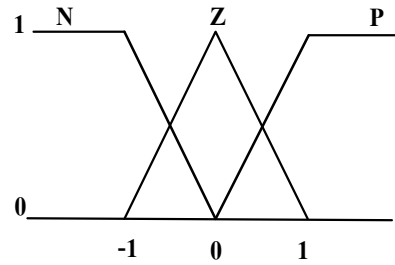


รูปที่ 4.8 ฟังก์ชันสมาชิกค่าความผิดพลาดแรงดัน (ΔV)

จากนั้นดำเนินการกำหนดฟังก์ชันสมาชิกค่าความผิดพลาดของกระแสสองวงจรร้อย ($\Delta I_1, \Delta I_2$) แสดงดังรูปที่ 4.9 และ 4.10

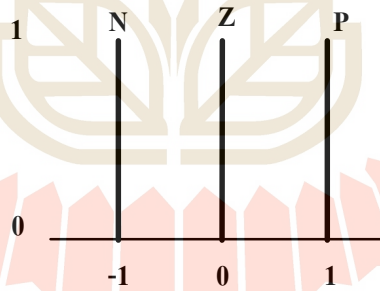


รูปที่ 4.9 ฟังก์ชันสมาชิกค่าความผิดพลาดของกระแสจรร้อยหนึ่ง (ΔI_1)

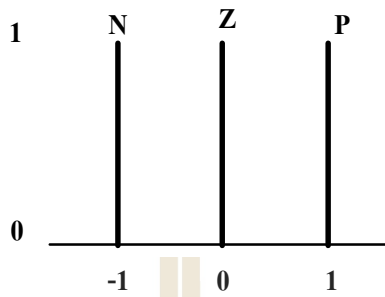


รูปที่ 4.10 ฟังก์ชันสมาชิกค่าความผิดพลาดของกระแสงจระยสอง (ΔI_2)

ค่าเอาต์พุตของการควบคุมพีชชีคือค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตซ์ ($\Delta D_1, \Delta D_2$) ทำหน้าที่ปรับเพิ่มหรือลดระดับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตซ์ (D_1, D_2) โดยนำค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตซ์มารวมกับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตซ์เดิม กำหนดรูปร่างฟังก์ชันสมาชิกของเอาต์พุตมีค่าคงที่แบบเส้นตรง โทนหรือแบบค่าคงที่ กำหนดให้มีค่าคงที่ 3 ค่า ได้แก่ “N”, “Z” และ “P” ตามลำดับ มีค่าสมาชิกคงที่เท่ากับ “-1 (ลดลง)”, “0 (คงที่)” และ “1 (เพิ่มขึ้น)” ตามลำดับ ฟังก์ชันสมาชิกค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตซ์ ΔD_1 และ ΔD_2 แสดงดังรูปที่ 4.11 และ 4.12 ตามลำดับ

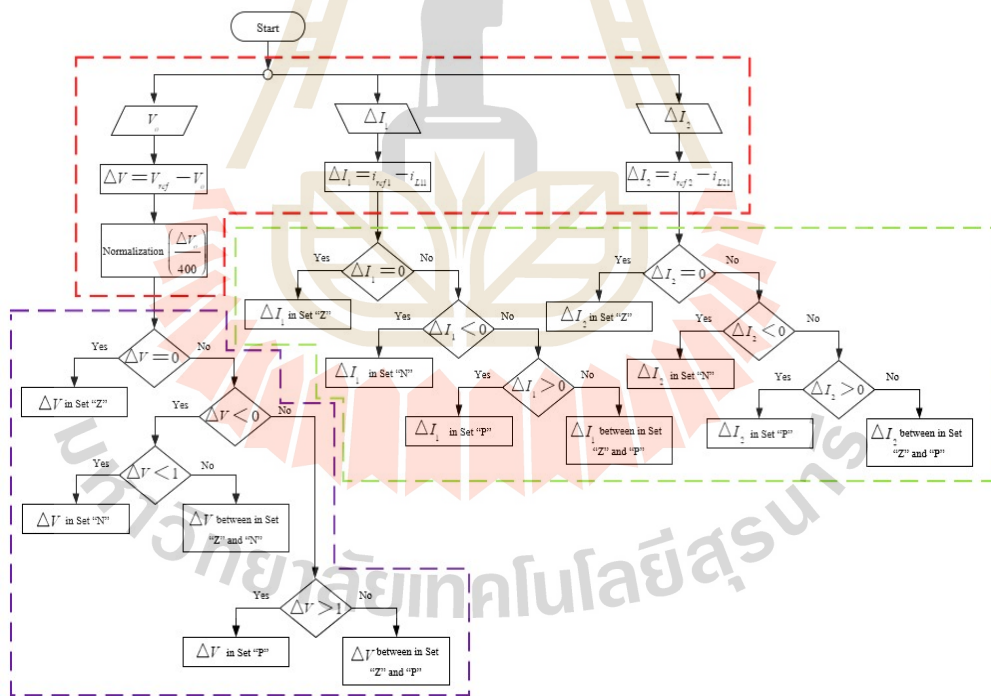


รูปที่ 4.11 ฟังก์ชันสมาชิกค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตซ์ (ΔD_1)



รูปที่ 4.12 ฟังก์ชันสมาชิกค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ (ΔD_2)

โดยแสดงแผนผังกระบวนการพิจารณาค่าความผิดพลาดแรงดัน (ΔV) และค่าความผิดพลาดกระแสของวงจรย่อยทั้งสอง ($\Delta I_1, \Delta I_2$) เพื่อกำหนดเซตของอินพุต แสดงดังรูปที่ 4.13 ก่อนจะนำเข้าไปสู่กระบวนการตัดสินใจหรือกฎของฟuzzy ในขั้นตอนต่อไป



รูปที่ 4.13 แผนผังกระบวนการพิจารณาค่าความผิดพลาดแรงดัน (ΔV) และค่าความผิดพลาดกระแสของวงจรย่อยทั้งสอง ($\Delta I_1, \Delta I_2$)

4.3.2 การกำหนดกฎพีชชีและการรวมกฎ

จากโครงสร้างการควบคุมพีชชีดังรูปที่ 4.1 ที่ได้อธิบายไว้ก่อนหน้านี้แล้ว เห็นได้ว่าเอาต์พุตของการควบคุมพีชชี คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่ ($\Delta D_1, \Delta D_2$) ซึ่งทำหน้าที่ปรับเพิ่มหรือลดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ (D_1, D_2) กฎพีชชีทำหน้าที่กำหนดการทำงานของ การควบคุมพีชชี โดยอาศัยจากการศึกษาพฤติกรรมของวงทบระดับแรงดันแบบอินพุตเดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ทั้งนี้ในแต่ละวงจรมีย่อยได้กำหนดกฎพีชชีสำหรับวงจรมีอัตราขยายแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงจำนวน 9 กฎ โดยกฎพีชชีที่ใช้ในการควบคุมค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ของวงจรมีย่อยที่หนึ่ง (ΔD_1) แสดงดังต่อไปนี้

กฎข้อที่ 1 ถ้า ΔV เป็น N และ ΔI_1 เป็น N แล้ว ΔD_1 เป็น N

กฎข้อที่ 2 ถ้า ΔV เป็น N และ ΔI_1 เป็น Z แล้ว ΔD_1 เป็น N

กฎข้อที่ 3 ถ้า ΔV เป็น N และ ΔI_1 เป็น P แล้ว ΔD_1 เป็น Z

กฎข้อที่ 4 ถ้า ΔV เป็น Z และ ΔI_1 เป็น N แล้ว ΔD_1 เป็น N

กฎข้อที่ 5 ถ้า ΔV เป็น Z และ ΔI_1 เป็น Z แล้ว ΔD_1 เป็น Z

กฎข้อที่ 6 ถ้า ΔV เป็น Z และ ΔI_1 เป็น P แล้ว ΔD_1 เป็น P

กฎข้อที่ 7 ถ้า ΔV เป็น P และ ΔI_1 เป็น N แล้ว ΔD_1 เป็น Z

กฎข้อที่ 8 ถ้า ΔV เป็น P และ ΔI_1 เป็น Z แล้ว ΔD_1 เป็น P

กฎข้อที่ 9 ถ้า ΔV เป็น P และ ΔI_1 เป็น P แล้ว ΔD_1 เป็น P

จากกฎการควบคุมข้างต้น ค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ของวงจรมีย่อยที่สอง (ΔD_2) มีการใช้กฎพีชชีลักษณะเดียวกัน แสดงดังต่อไปนี้

กฎข้อที่ 1 ถ้า ΔV เป็น N และ ΔI_2 เป็น N แล้ว ΔD_2 เป็น N

กฎข้อที่ 2 ถ้า ΔV เป็น N และ ΔI_2 เป็น Z แล้ว ΔD_2 เป็น N

กฎข้อที่ 3 ถ้า ΔV เป็น N และ ΔI_2 เป็น P แล้ว ΔD_2 เป็น Z

กฎข้อที่ 4 ถ้า ΔV เป็น Z และ ΔI_2 เป็น N แล้ว ΔD_2 เป็น N

กฎข้อที่ 5 ถ้า ΔV เป็น Z และ ΔI_2 เป็น Z แล้ว ΔD_2 เป็น Z

กฎข้อที่ 6 ถ้า ΔV เป็น Z และ ΔI_2 เป็น P แล้ว ΔD_2 เป็น P

กฎข้อที่ 7 ถ้า ΔV เป็น P และ ΔI_2 เป็น N แล้ว ΔD_2 เป็น Z

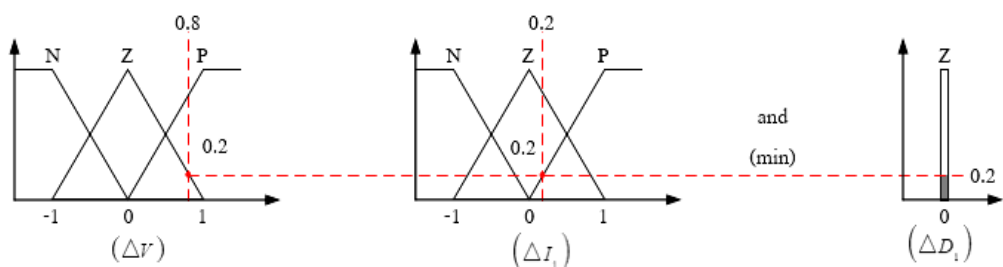
กฎข้อที่ 8 ถ้า ΔV เป็น P และ ΔI_2 เป็น Z แล้ว ΔD_2 เป็น P

กฎข้อที่ 9 ถ้า ΔV เป็น P และ ΔI_2 เป็น P แล้ว ΔD_2 เป็น P

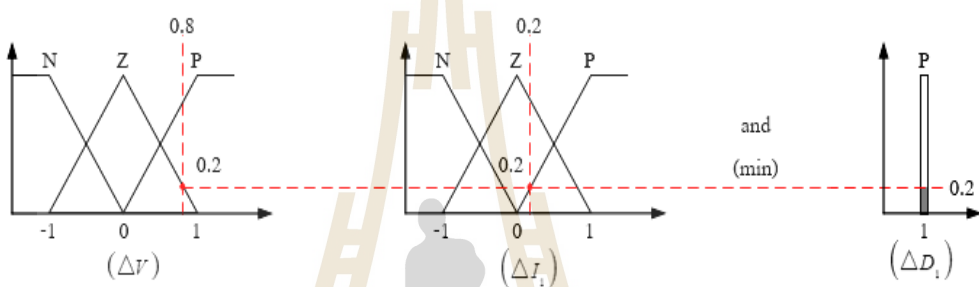
เมื่อพิจารณากฎพีชคณิตได้ออกแบบไปข้างต้น ดำเนินการยกตัวอย่างการพิจารณากฎพีชคณิตและการรวมกฎ โดยกำหนดค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) มีค่าเท่ากับ 0.8 และค่าความผิดพลาดของกระแสจรรยาข้อหนึ่ง (ΔI_1) มีค่าเท่ากับ 0.2 เมื่อพิจารณาค่าอินพุตทั้งสอง ค่าพบเข้าเงื่อนไขกฎพีชคณิตอยู่ 4 ข้อ ได้แก่ กฎข้อที่ 5 6 8 และ 9 จากนั้นดำเนินการหาค่าเอาต์พุต ΔD_1 ที่ได้จากแต่ละกฎ แสดงดังรูปที่ 4.15 ตามลำดับ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

พิจารณากฎข้อที่ 5 ถ้าค่าความผิดพลาดของแรงดัน ΔV มีค่าอยู่ในเซต Z และค่าความผิดพลาดของกระแสจรรยาข้อหนึ่ง ΔI_1 มีค่าอยู่ในเซต Z จะได้ว่าค่าการเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์ ΔD_1 มีค่าเป็นศูนย์ (Z) ต่อมาพิจารณากฎข้อที่ 6 ถ้าค่าความผิดพลาดของแรงดัน ΔV มีค่าอยู่ในเซต Z และค่าความผิดพลาดของกระแสจรรยาข้อหนึ่ง ΔI_1 มีค่าอยู่ในเซต P จะได้ว่าค่าการเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์ ΔD_1 มีค่าเป็นบวก (P) ลำดับต่อมาพิจารณากฎข้อที่ 8 ค่าความผิดพลาดของแรงดัน ΔV มีค่าอยู่ในเซต P และค่าความผิดพลาดของกระแสจรรยาข้อหนึ่ง ΔI_1 มีค่าอยู่ในเซต Z จะได้ว่าค่าการเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์ ΔD_1 มีค่าเป็นบวก (P) สุดท้ายพิจารณากฎข้อที่ 9 ถ้าค่าความผิดพลาดของแรงดัน ΔV มีค่าอยู่ในเซต P และค่าความผิดพลาดของกระแสจรรยาข้อหนึ่ง ΔI_1 มีค่าอยู่ในเซต P จะได้ว่าค่าการเปลี่ยนแปลงค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์ ΔD_1 มีค่าเป็นบวก (P)

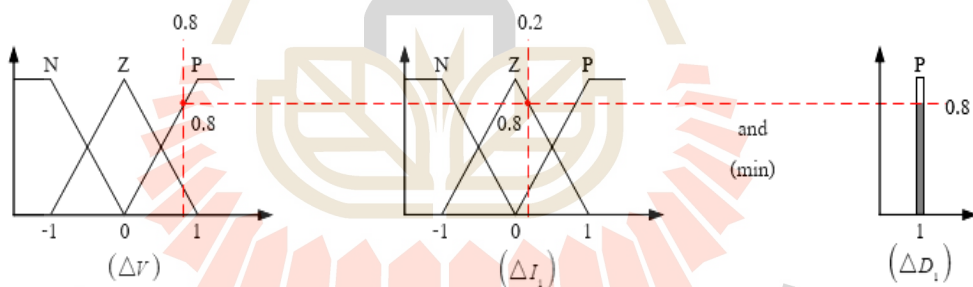
พิจารณากฎข้อที่ 5



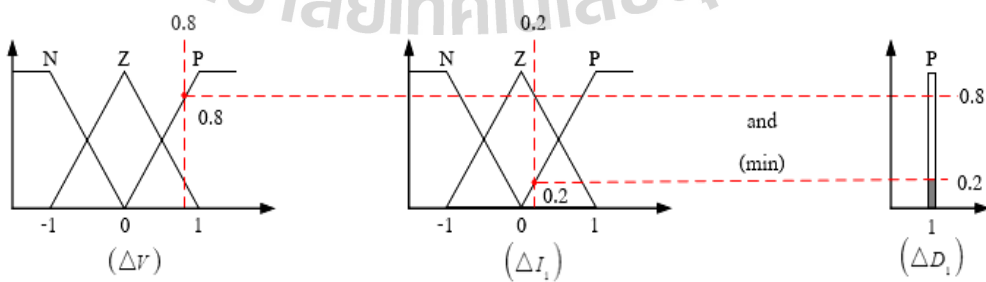
พิจารณากฎข้อที่ 6



พิจารณากฎข้อที่ 8



พิจารณากฎข้อที่ 9



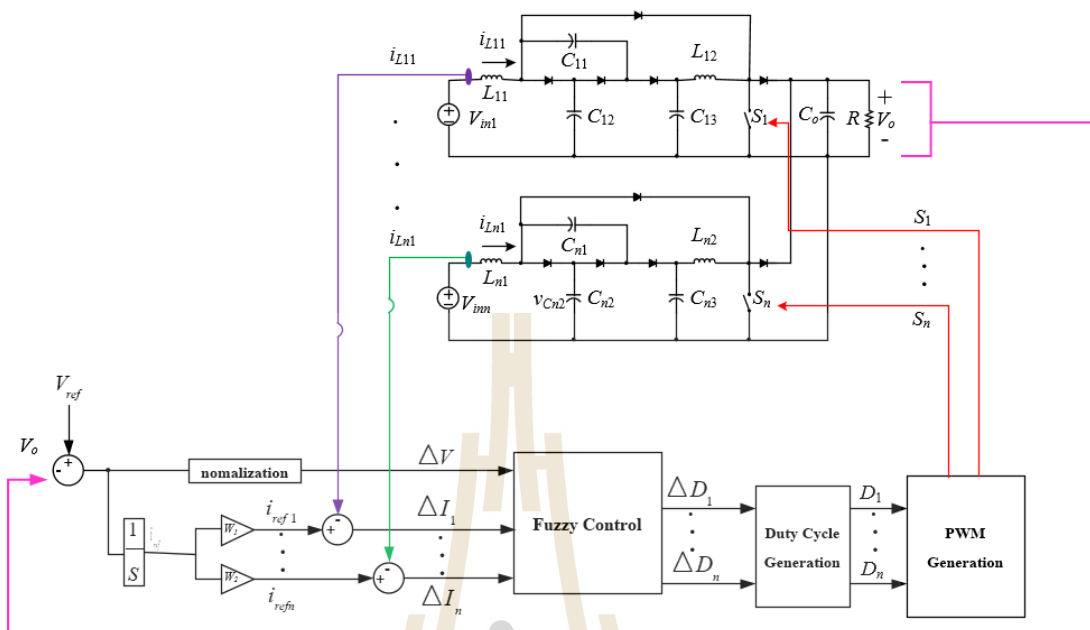
รูปที่ 4.14 แสดงรายละเอียดของกฎฟัซซีและการรวมกฎ

4.3.3 การอนุมานฟัซซีและการดีฟัซซีฟิเคชัน

การอนุมานฟัซซีและการดีฟัซซีฟิเคชัน คือ กระบวนการเปลี่ยนค่าเชิงภาษาไปเป็นค่าตัวเลข ซึ่งอาศัยการอนุมานแบบ Sugeno โดยผลจากการอนุมานแบบ sugeno อยู่ในรูปของค่าคงที่ ดังนั้นอาศัยวิธีคำนวณน้ำหนักเฉลี่ยดังสมการที่ (4-13) เพื่อหาค่าเอาต์พุตในรูปแบบของค่าเชิงตัวเลขของค่าการเปลี่ยนแปลงของค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ ส่งผลให้ได้ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ที่เหมาะสม เพื่อควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้

$$\begin{aligned}\Delta D_1 &= \frac{\sum [\text{ค่า } \Delta D_1 \text{ ที่ได้จากแต่ละกฎ} \times \text{ค่าฟังก์ชันสมาชิกของ } \Delta D_1]}{\sum [\text{ค่า } \Delta D_1 \text{ ที่ได้จากแต่ละกฎ}]} & (4-13) \\ &= \frac{(0.2 \times 0) + (0.2 \times 1) + (0.8 \times 1) + (0.2 \times 1)}{(0.2 + 0.2 + 0.8 + 0.2)} \\ &= 0.857\end{aligned}$$

จากตัวอย่างข้างต้นทำให้ทราบค่าการเปลี่ยนแปลงของค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ของวงจรย่อยหนึ่ง (ΔD_1) มีค่าเท่ากับ 0.857 ซึ่งหมายความว่าค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ของวงจรย่อยหนึ่ง (ΔD_1) จะมีค่าเท่ากับ 0.857 ซึ่งนำไปรวมกับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์เดิม ทำให้ได้ค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ เพื่อควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้ได้ตามที่ต้องการได้ ซึ่งสำหรับค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ของวงจรย่อยสอง (ΔD_2) จะพิจารณาลักษณะการทำงานเดียวกันกับค่าการเปลี่ยนแปลงวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ของวงจรย่อยหนึ่ง (ΔD_1) ที่ได้แสดงข้างต้น ดังนั้นสามารถสรุปโครงสร้างการควบคุมฟัซซี เมื่อพิจารณาวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้กรณี n แหล่งจ่ายแสดงดังรูปที่ 4.15



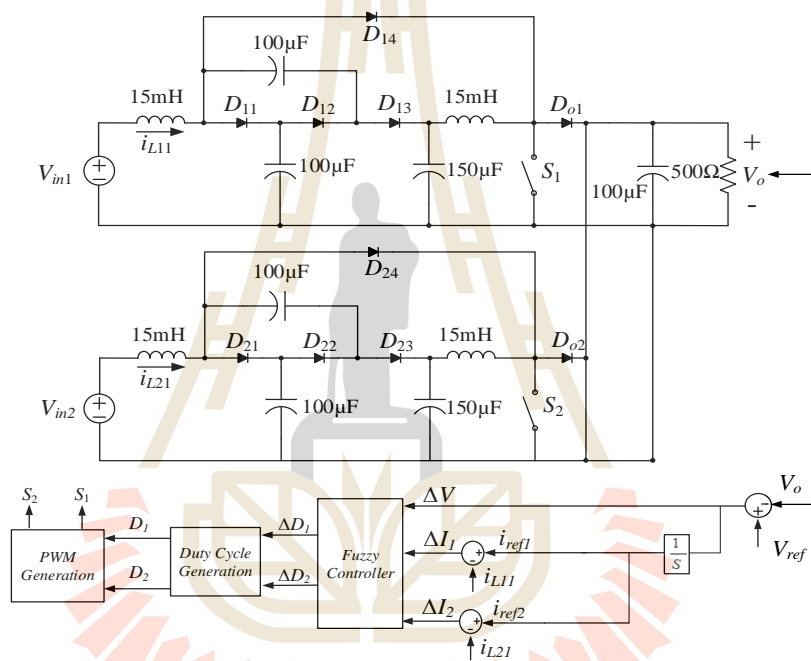
รูปที่ 4.15 โครงสร้างการควบคุมแบบฟัซซีสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูง สำหรับกรณีมีจำนวนแหล่งจ่าย n แหล่งจ่าย

4.4 การจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่มีการควบคุมฟัซซี

จากการออกแบบการควบคุมฟัซซีที่แสดงไว้ข้างต้น เพื่อยืนยันประสิทธิภาพของการควบคุมฟัซซีที่พัฒนาขึ้น ได้ดำเนินการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่มีการควบคุมฟัซซี โดยพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์ 4 รูป ประกอบไปด้วยผลการจำลองสถานการณ์เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสองแหล่งจ่าย, ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สองแหล่งจ่าย รวมทั้งผลการจำลองสถานการณ์เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สามแหล่งจ่ายควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสามอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง และสุดท้ายทำการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุมฟัซซีที่พัฒนาขึ้นกับตัวควบคุมพีไอ เพื่อแสดงประสิทธิภาพของการควบคุมฟัซซีที่พัฒนาขึ้น โดยแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.4.1 การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสองแหล่งจ่าย

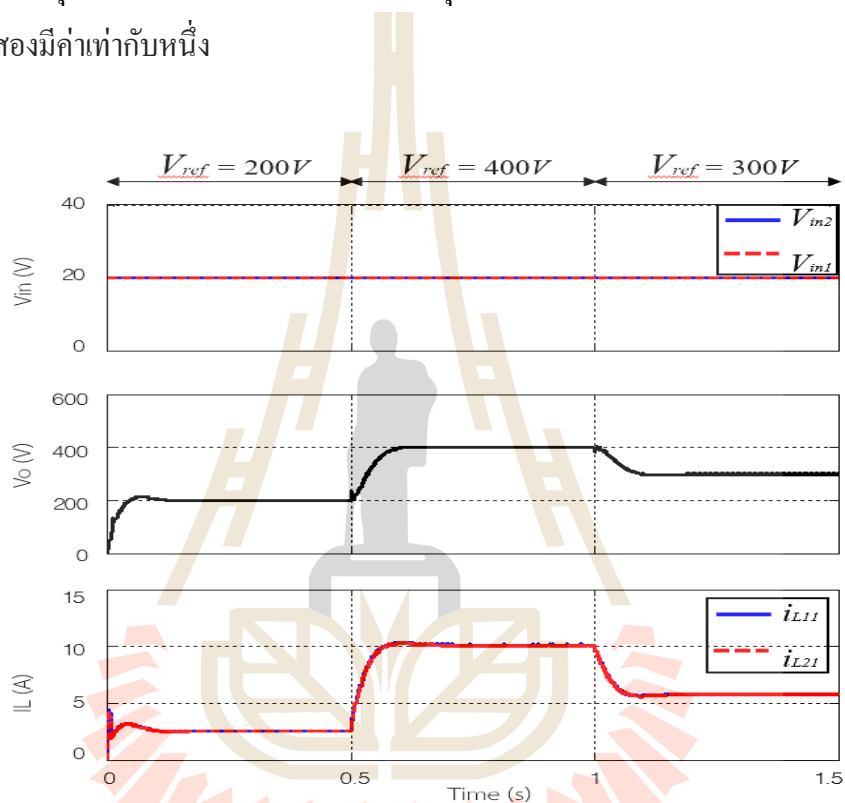
การจำลองสถานการณ์อาศัยโครงสร้างการควบคุมฟัซซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสองแหล่งจ่าย แสดงดังรูปที่ 4.16 ได้ดำเนินการจำลองสถานการณ์ 4 กรณี ได้แก่ กรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง กรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} ต่อมากรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} สุดท้ายกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน



รูปที่ 4.16 โครงสร้างการควบคุมฟัซซีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสองแหล่งจ่าย

กรณีที่ 1 การเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) จาก 200V เป็น 400V และ 300V ตามลำดับ กำหนดให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.17 สังเกตเห็นได้ว่าในช่วงเวลา 0 ถึง 0.5 วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 200V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ที่ค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 200V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 2.5A ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1 วินาที เมื่อแรงดันอ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 200V เป็น 400V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V

ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 10A และในช่วงท้ายที่เวลา 1 ถึง 1.5วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าลดลงจาก 400V เป็น 300V ที่ จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตลดลงตามแรงดันอ้างอิงและเท่ากับ 300V โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่อยู่ที่ประมาณ 6A จากผลการจำลองสถานการณ์เห็นได้ว่าการมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอ้างอิง การควบคุมพีชซีที่พัฒนาขึ้นสามารถปรับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ให้มีค่าสอดคล้องกับค่าแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการได้ โดยค่ากระแสอินพุตทั้งสองค่ามีค่าเท่ากัน เนื่องจากค่าอัตราน้ำหนักกระแสทั้งสองมีค่าเท่ากับหนึ่ง



รูปที่ 4.17 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง V_{ref}

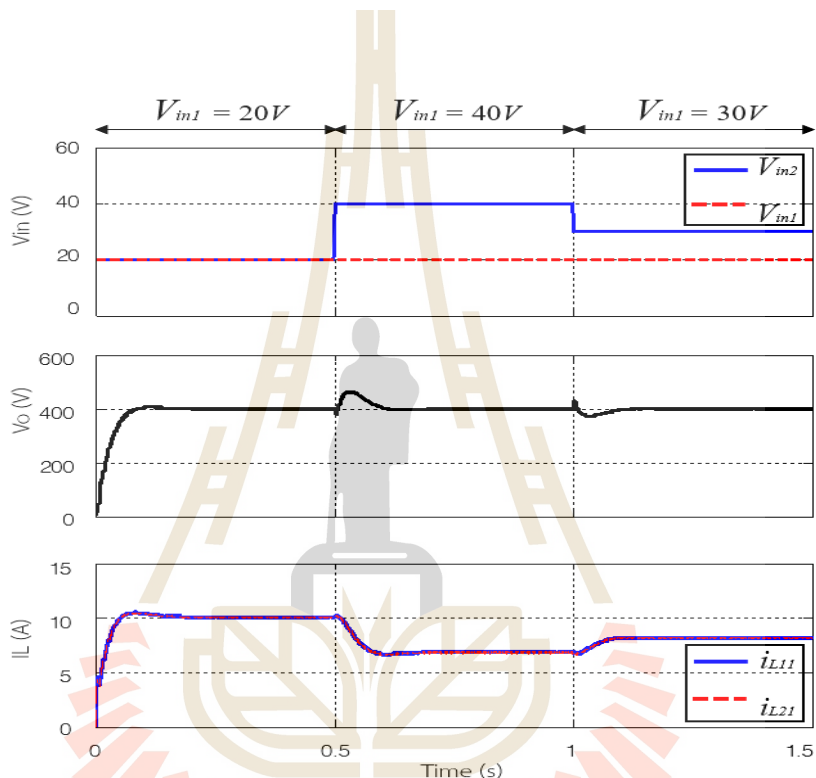
กรณีที่ 2 กำหนดให้แหล่งจ่าย V_{in1} มีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันจาก 20V เป็น 40V และ 30V ตามลำดับ โดยให้แหล่งจ่าย V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V และค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.18 สังเกตเห็นได้ว่าในเวลา 0 ถึง 0.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V แรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าประมาณ 10A ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่า 40V และ 20V ตามลำดับ แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย ก่อนปรับลดลงเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 7A เนื่องจากเมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเพิ่มขึ้น แต่โวลตจยังคงต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่าเดิม ส่งผลให้กระแส

ทั้งสองมีค่าลดลง และในช่วงท้ายที่เวลา 1 ถึง 1.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่า 30V และ 20V ตามลำดับ แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนปรับค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นอยู่ที่ประมาณ 8A เนื่องจากเมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าลดลง แต่โหลดยังคงต้องการกำลังเท่าเดิม ทำให้กระแสทั้งสองเพิ่มขึ้น จากผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่าการควบคุมพีชซีที่พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามที่ต้องการ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{in1}

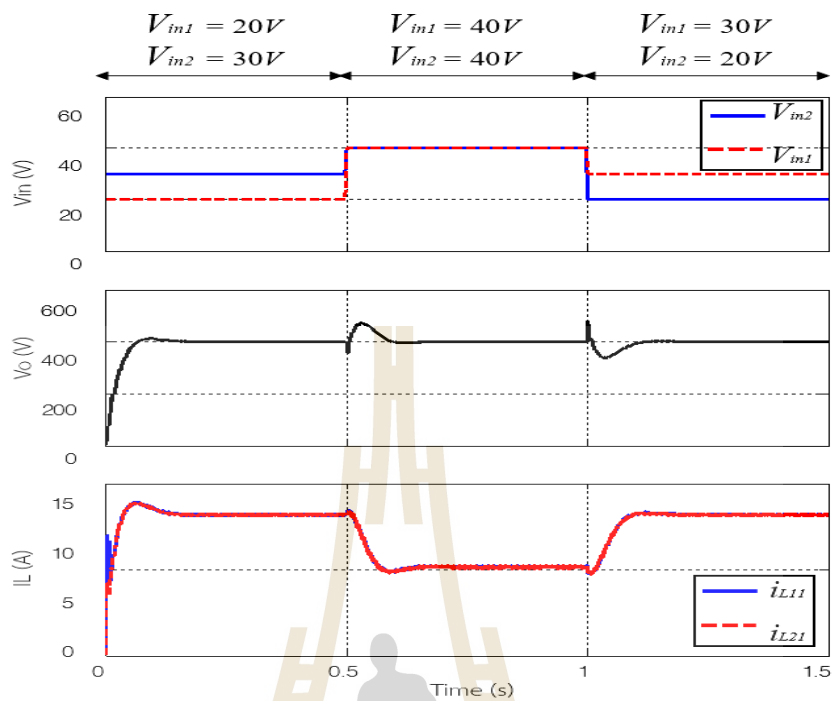
กรณีต่อมาดำเนินการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุตแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} โดยกำหนดให้ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} มีค่าเป็น 20V 40V และ 30V แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in2} มีค่าเท่ากับ 30V 40V และ 20V ตามลำดับ โดยที่ค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.19 สังเกตได้ว่าในเวลา 0 ถึง 0.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่า 20V และ 30V ตามลำดับ แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 8A ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 40V แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย และคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 5.2A และในช่วงท้ายที่เวลา 1 ถึง 1.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่า 30V และ 20V ตามลำดับ แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนปรับค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 8A เนื่องจากเมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าลดลง แต่โหลดยังคงต้องการกำลังเท่าเดิม ทำให้กระแสทั้งสองมีค่าเพิ่มขึ้น จากผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นได้ว่าการควบคุมพีชซีที่พัฒนาขึ้นสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตามต้องการ แม้มีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

กรณีสุดท้ายกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน R เท่ากับ 500Ω 1000Ω และ 1500Ω ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 320W 160W และ 106.67W ตามลำดับ โดยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V และแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่เท่ากับ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.20 สังเกตเห็นได้ว่าในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 0.5วินาที กำหนดโหลดตัวต้านทาน 500Ω ซึ่งต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 320W พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 10A ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1000Ω โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตลดลงเป็น 160W พบว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย ก่อนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 7A เพื่อได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตตามความต้องการของโหลด ต่อมาในช่วงท้ายที่

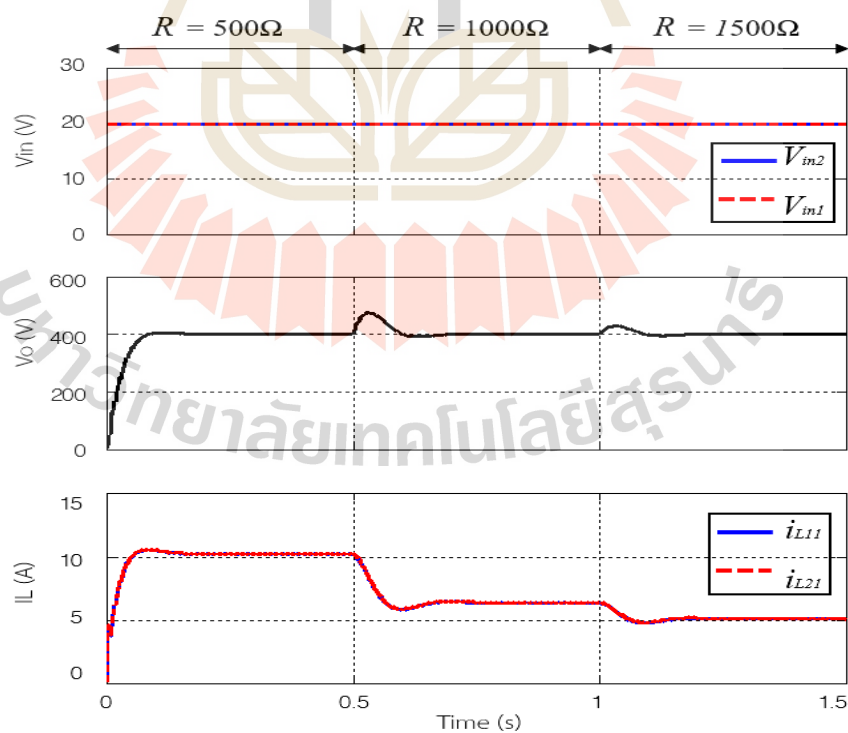
เวลา 1 ถึง 1.5 วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1500Ω ส่งผลให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตลดลงเป็น 106.67W แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 5A จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน



รูปที่ 4.18 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1}



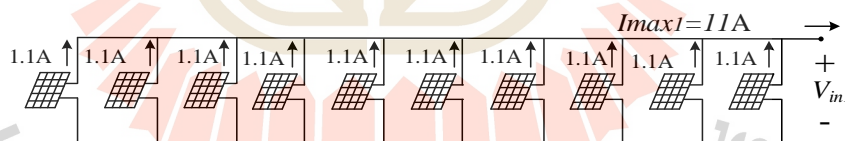
รูปที่ 4.19 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน V_{in1} และ V_{in2}



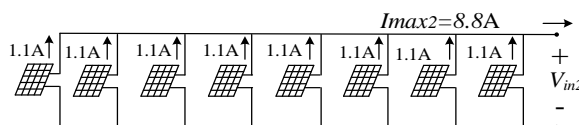
รูปที่ 4.20 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต

4.4.2 การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

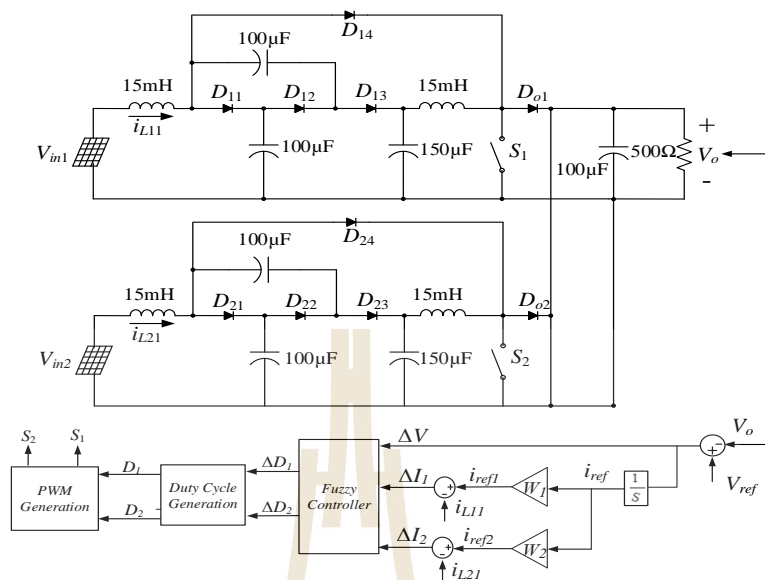
การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากัน ซึ่งแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สร้างขึ้นจากสมการทางคณิตศาสตร์ [M. F. Nayan and S. M. S. Ullah, 2015] มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมแผงแบบเปิดวงจรประมาณ 20V และมีพิกัดกระแสของแต่ละแผงประมาณ 1.1A เมื่อนำแผงเซลล์แสงอาทิตย์มาเชื่อมต่อกันทำให้กำลังไฟฟ้าอินพุตมีค่าสูงขึ้น ทั้งนี้แหล่งจ่าย V_{in1} จะใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 10 แผง เชื่อมต่อกันกันดังรูปที่ 4.21 ซึ่งมีพิกัดกระแส (I_{max1}) เท่ากับ 11A กำลังไฟฟ้าอินพุตของ V_{in1} มีค่าประมาณ 220W ในขณะที่แหล่งจ่าย V_{in2} จะใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 8 แผง เชื่อมต่อกันกันดังรูปที่ 4.22 ซึ่งมีพิกัดกระแส (I_{max2}) เท่ากับ 8.8A ทำให้กำลังไฟฟ้าอินพุตของ V_{in2} มีค่า 176W ส่งผลให้มีกระแสอินพุตรวมเท่ากับ 19.8A ซึ่งคำนวณค่าปรับคูณถ่วงน้ำหนักกระแส W_1 และ W_2 เท่ากับ 0.56 และ 0.44 ตามลำดับ กำลังไฟฟ้าอินพุตรวมมีค่า 396W เพื่อให้มีกำลังไฟฟ้าเพียงพอตามความต้องการของโหลดในสถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 320W ดำเนินการจำลองสถานการณ์ 4 กรณี ได้แก่ กรณีที่มีเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง การเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} ต่อมาการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} และกรณีสุดท้ายทำการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน โดยโครงสร้างการควบคุมพีชชีสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์แสดงดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.21 แหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1}

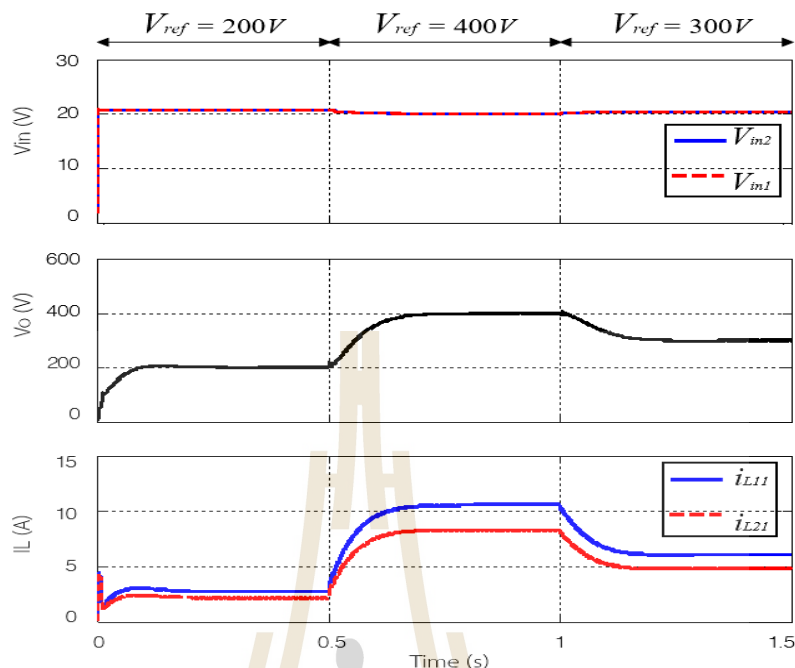


รูปที่ 4.22 แหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in2}



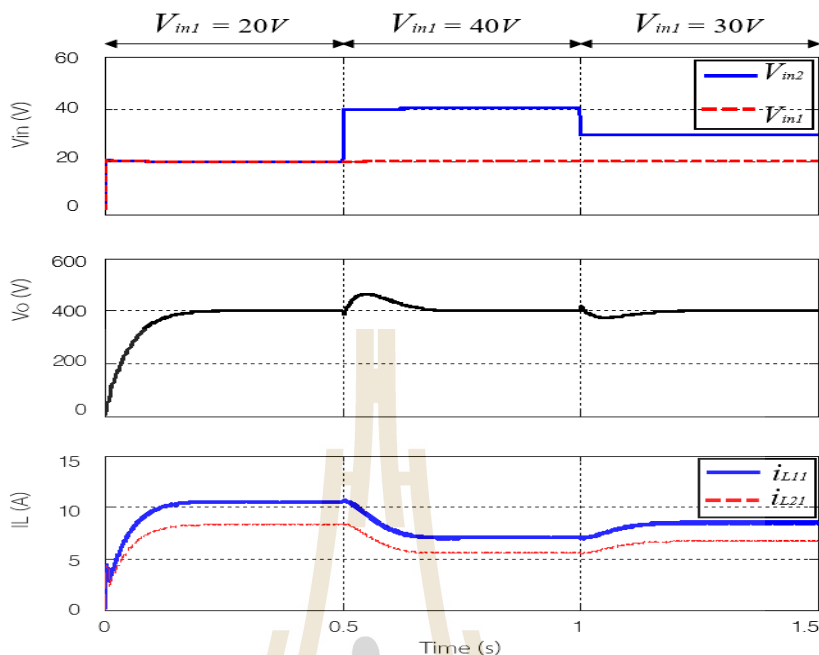
รูปที่ 4.23 โครงสร้างการควบคุมฟัซซีสำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

กรณีแรกทำการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิงที่ 200V, 400V, 300V ตามลำดับ สังเกตผลการตอบสนองดังรูปที่ 4.24 ในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 0.5วินาที กำหนดค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 200 V การควบคุมฟัซซีที่พัฒนาขึ้น เพื่อปรับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ ให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 200V กระแสอินพุต i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 2.5A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 2A ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 400V ทำให้ระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับแรงดันอ้างอิง 400V โดยกระแสอินพุต i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 10.5A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 8A สุดท้ายช่วงเวลาที่ 1 ถึง 1.5วินาที ปรับขนาดแรงดันอ้างอิงลดลงเท่ากับ 300V พบว่าระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงและคงที่เท่ากับ 300V โดยกระแสอินพุต i_{L11} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 6A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 5A เห็นได้ว่าการควบคุมฟัซซีที่พัฒนาขึ้นสามารถปรับค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ให้เหมาะสมและควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตได้ตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เปลี่ยนแปลงไป โดยที่แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองแหล่งจ่ายยังคงจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดต้องการได้



รูปที่ 4.24 ผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง V_{ref}

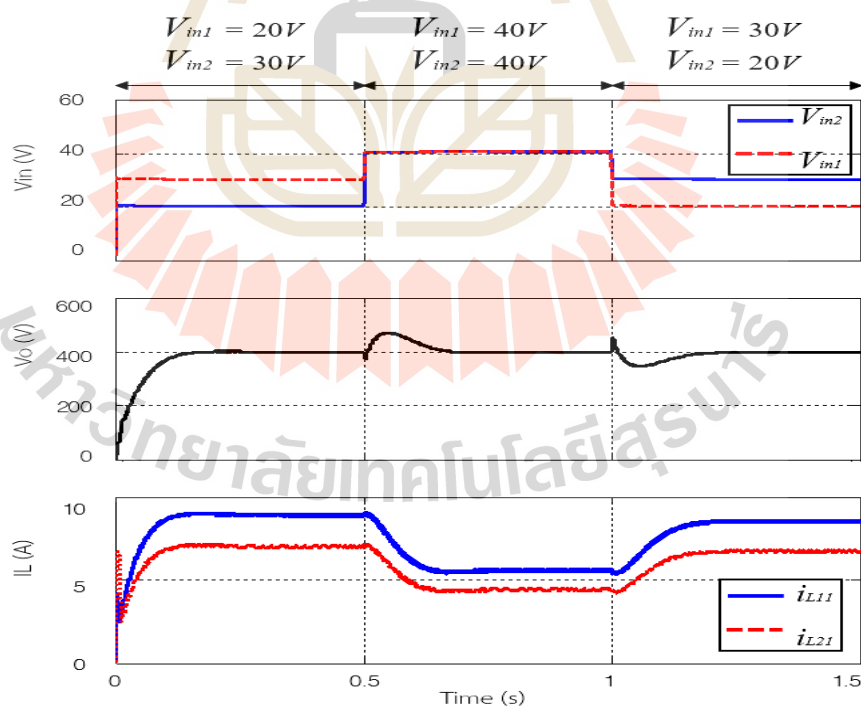
กรณีต่อมาแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} จาก 20V 40V และ 30V ตามลำดับ และ V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V โดยกำหนดแรงดันอ้างอิงคงที่เท่ากับ 400V ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.25 พบว่าในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 0.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V จะได้กระแสระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V กระแสอินพุต i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 10.5A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 8A จากนั้นที่เวลา 0.5 ถึง 1วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีการเพิ่มแรงดันเป็น 40V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่ที่ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 7.5A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 6A สุดท้ายช่วงเวลาที่ 1 ถึง 1.5วินาที กำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีการลดระดับแรงดันเป็น 30V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยในสถานะชั่วคราว จากนั้นแรงดันเอาต์พุตคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 8A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 7A จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่ค่าแรงดัน V_{in1} ที่แผงเซลล์แสงอาทิตย์ การควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นทำการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่เท่ากับ 400V รวมถึงมีการถ่วงน้ำหนักกระแส ทำให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สามารถจ่ายกระแสอินพุตได้ไม่เกินค่าพิกัดกระแสของแต่ละแหล่งจ่าย ทำให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด



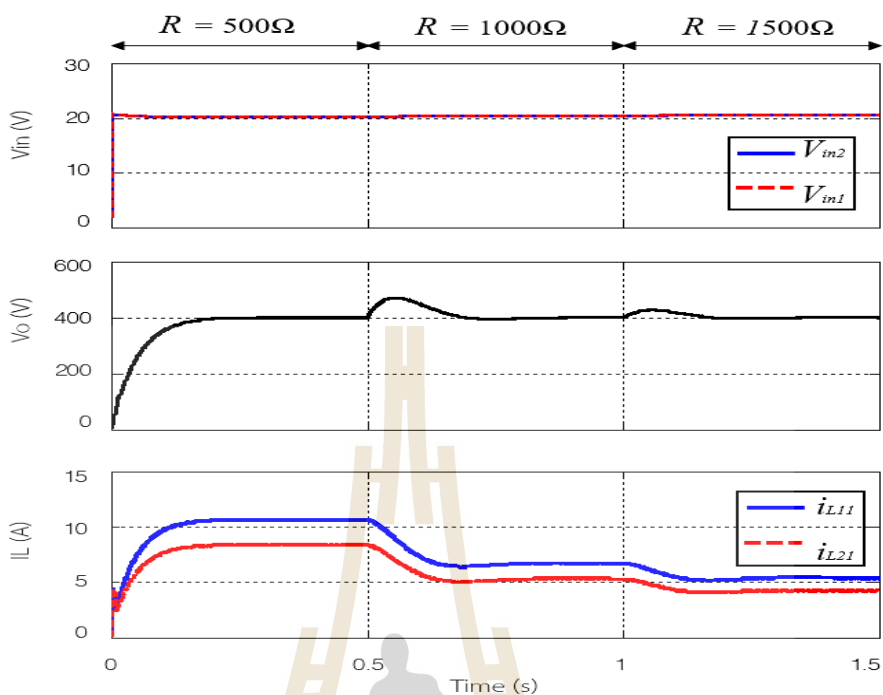
รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองกรณีเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1}

ในกรณีต่อมาดำเนินการจำลองสถานการณ์วงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังอินพุตไม่เท่ากัน ซึ่งกำหนดให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจาก 20V 40V และ 30V ตามลำดับ และแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in2} มีค่าการเปลี่ยนแปลงที่ 30V 40V และ 20V ตามลำดับ โดยกำหนดแรงดันอ้างอิงคงที่เท่ากับ 400V ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.26 สังเกตเห็นได้ว่าในช่วงเวลา 0 ถึง 0.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่า 20V และ 30V ตามลำดับ พบว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ค่าแรงดันอ้างอิง 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 8A และ 7A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 40V แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อยและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 6A และ 4.5A ตามลำดับ และในช่วงท้ายที่เวลา 1 ถึง 1.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่า 30V และ 20V ตามลำดับ แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่เท่ากับ 400V โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 8A และ 7A ตามลำดับ แสดงให้เห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีที่ได้พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ และอาศัยการถ่วงน้ำหนักกระแสทำให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองแหล่งจ่ายสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าอินพุตได้ไม่เกินค่าพิกัดกำลังไฟฟ้าอินพุตของแต่ละแหล่งจ่าย

ในกรณีสุดท้ายทำการปรับเปลี่ยน โหลดตัวต้านทานจาก 500Ω 1000Ω และ 1500Ω ตามลำดับ เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดเท่ากับ 320W 160W และ 106.67W ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.27 เห็นได้ในช่วงเวลา 0 ถึง 0.5 วินาที เมื่อ โหลดตัวต้านทานเท่ากับ 500Ω การควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจร ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 400V ดังที่กำหนดไว้ และกระแสอินพุต i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 10.5A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 8A จากนั้นกำหนดให้ โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1000Ω ในช่วงเวลา 0.5 ถึง 1 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นก่อนที่จะปรับค่าลดลงเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V ในส่วนกระแสอินพุต i_{L11} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 7A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 5.2A สุดท้ายกำหนดให้ โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1500Ω ในช่วงเวลา 1 ถึง 1.5 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและลดลงเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V ในส่วนกระแสอินพุต i_{L11} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 5.2A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 4.8A จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่า การควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ 400V ได้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง โหลดตัวต้านทาน



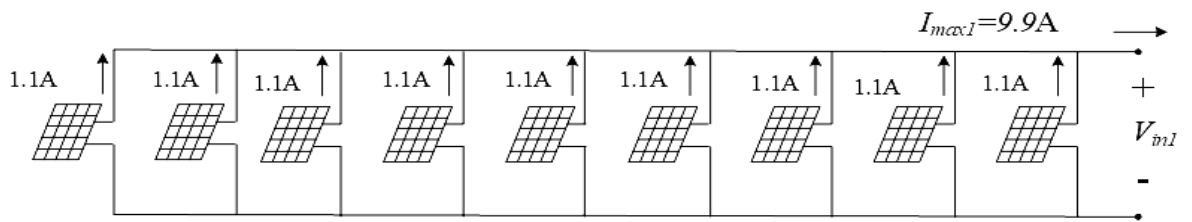
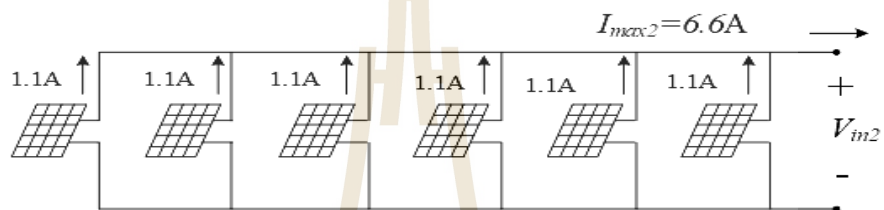
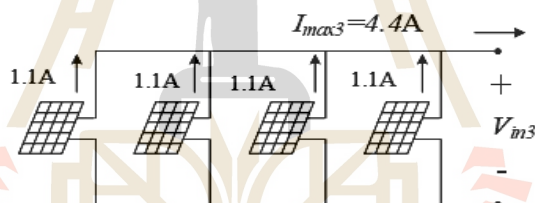
รูปที่ 4.26 ผลตอบสนองของกรณีเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

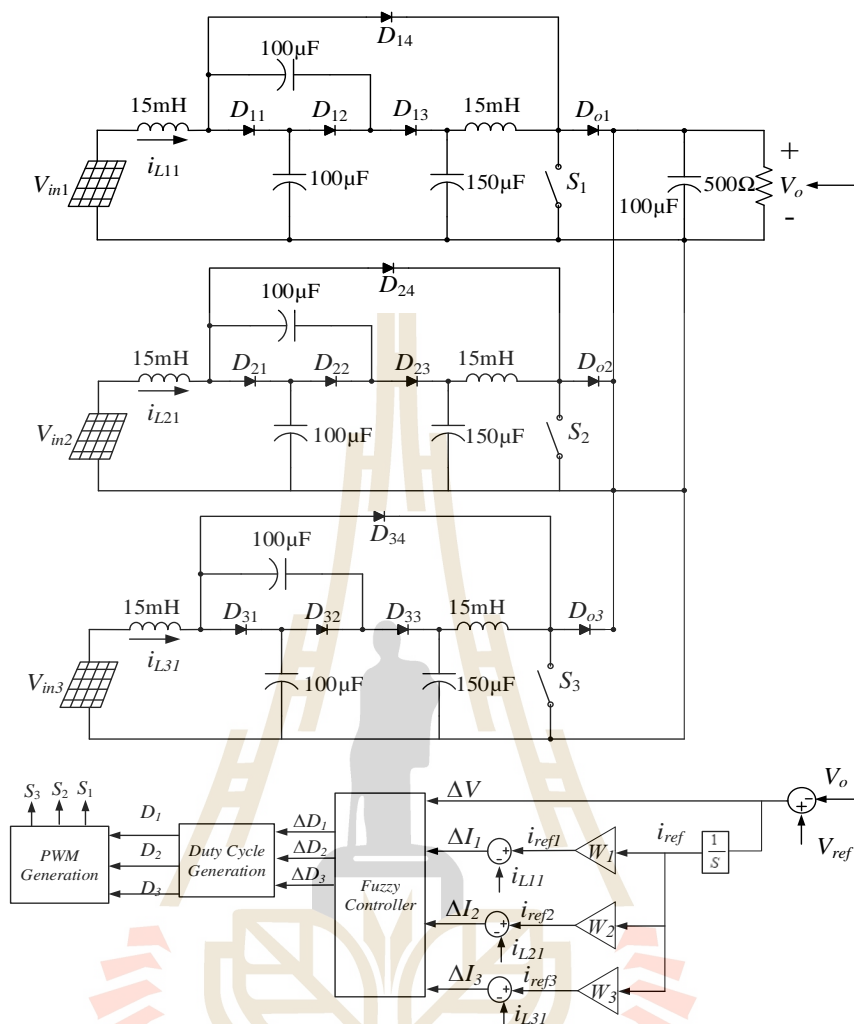


รูปที่ 4.27 ผลตอบสนองกรณีเมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน

4.4.3 การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสามอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

กำหนดให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสามแหล่งจ่าย ประกอบด้วยแผงเซลล์แสงอาทิตย์มีแรงดันที่ขั้วแผงละ 20V และมีพิกัดกระแสแต่ละแผงอยู่ที่ประมาณ 1.1A จากนั้นนำแผงเซลล์แสงอาทิตย์มาต่อขนานกัน ทำให้มีกำลังไฟฟ้าอินพุตสูงขึ้น โดยแหล่งจ่าย V_{in1} จะใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 9 แผงต่อขนานกัน แสดงดังรูปที่ 4.28 มีพิกัดกระแส (I_{max1}) เท่ากับ 9.9A และกำลังไฟฟ้าอินพุตของ V_{in1} มีค่าเท่ากับ 198W ส่วนแหล่งจ่าย V_{in2} จะใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 6 แผงต่อขนานกัน แสดงดังรูปที่ 4.29 มีพิกัดกระแส (I_{max2}) เท่ากับ 6.6A โดยกำลังไฟฟ้าอินพุตของ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 132W สุดท้ายแหล่งจ่าย V_{in3} จะใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 4 แผงเชื่อมต่อขนานกันแสดงดังรูปที่ 4.30 มีพิกัดกระแส (I_{max3}) เท่ากับ 4.4A โดยกำลังไฟฟ้าอินพุตของ V_{in3} มีค่าเท่ากับ 88W ส่งผลให้มีกระแสอินพุตรวมเท่ากับ 20.9A ซึ่งคำนวณค่าปรับคุณถ่วงน้ำหนักกระแส W_1 W_2 และ W_3 เท่ากับ 0.45, 0.33 และ 0.22 ตามลำดับ มีกำลังไฟฟ้าอินพุตรวมมีค่า 418W เห็นได้ชัดเมื่อมีการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายหลายอินพุต ทำให้กำลังไฟฟ้าอินพุตเพิ่มมากขึ้น ซึ่งสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดตัวต้านทานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่สูงขึ้นได้ โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสามอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สามแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากัน แสดงดังรูปที่ 4.31

รูปที่ 4.28 แหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} รูปที่ 4.29 แหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in2} รูปที่ 4.30 แหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in3}



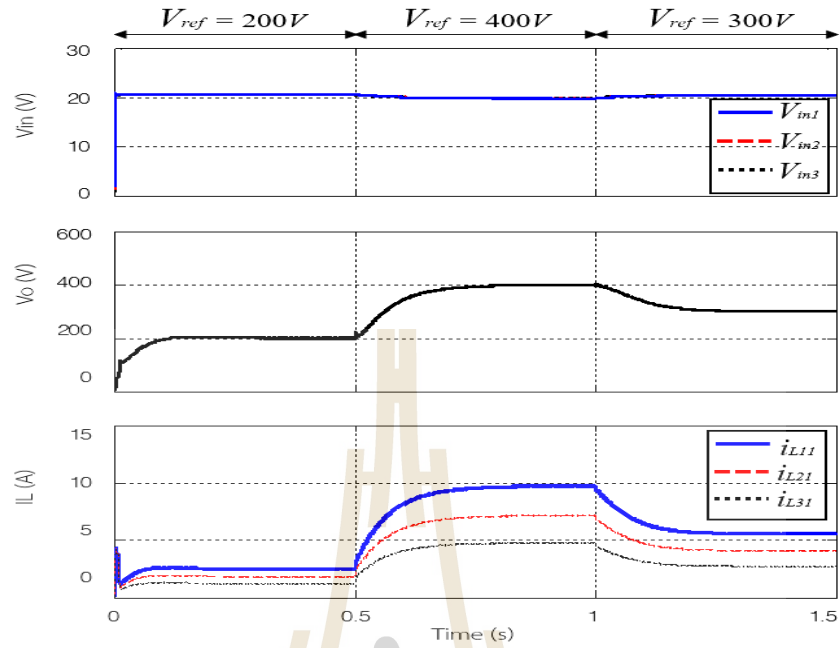
รูปที่ 4.31 โครงสร้างการควบคุมฟัซซี่สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสามอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สามแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากัน

การจำลองสถานการณ์การควบคุมฟัซซี่สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสามอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สามแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าไม่เท่ากัน ได้ดำเนินการ 4 กรณี ได้แก่ กรณีที่มีเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง กรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} ต่อมากรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3} สุดท้ายกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทานซึ่งแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

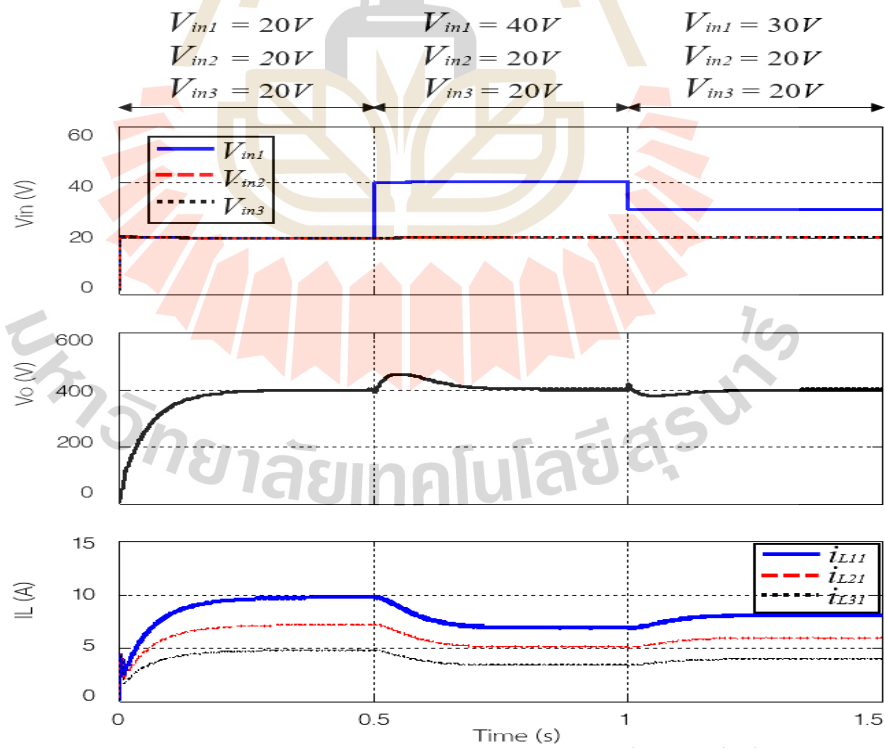
กรณีที่ 1 เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 200V 400V และ 300V ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.32 เห็นได้ว่าในช่วงเวลา 0 ถึง 0.5วินาที ค่าแรงดันอ้างอิงมีค่าคงที่

เท่ากับ 200V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ค่าแรงดันอ้างอิง 200V กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 2.5A, 2A และ 1.25A ตามลำดับ สังเกตได้ว่ากระแสอินพุตทั้งสามมีค่าแตกต่างกัน เนื่องจากพิกัดกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสามมีค่าไม่เท่ากัน ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1 วินาที ค่าแรงดันอ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 200V เป็น 400V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามค่าแรงดันอ้างอิงและคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 9.8A, 7A และ 4.8A ตามลำดับ และในช่วงท้ายเวลา 1 ถึง 1.5วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าลดลงจาก 400V เป็น 300V จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตลดลงและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 300V กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าลดลงและคงที่อยู่ที่ประมาณ 5.5A, 4.5A และ 2.5A ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตได้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงตามค่าแรงดันอ้างอิงได้ รวมถึงสามารถจ่ายกระแสอินพุตไปยังโหลดได้อย่างเหมาะสมไม่เกินค่าพิกัดกำลังของแต่ละแหล่งจ่าย

กรณีที่ 2 การจำลองสถานการณ์การควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบสามอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} จาก 20V, 40V และ 30V ตามลำดับ ส่วน V_{in2} และ V_{in3} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V โดยกำหนดแรงดันอ้างอิงคงที่เท่ากับ 400V ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.33 สังเกตเห็นได้ว่าในช่วงเวลา 0 ถึง 0.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3} มีค่าคงที่ที่ 20V แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวเท่ากับค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 9.8A, 7A และ 4.8A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3} มีค่าเท่ากับ 40V, 20V และ 20V ตามลำดับ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อยและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V เนื่องจากแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเพิ่มขึ้น แต่โหลดยังคงต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่าเดิม ส่งผลให้กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 7A, 5A และ 4A ตามลำดับ ในช่วงท้ายเวลา 1 ถึง 1.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3} มีค่าเท่ากับ 30V, 20V และ 20V ตามลำดับ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V เนื่องจากแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าลดลง แต่โหลดยังคงต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่าเดิม ส่งผลให้กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 7.5A, 6A และ 4.5A ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์ การควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุต V_{in1}



รูปที่ 4.32 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}

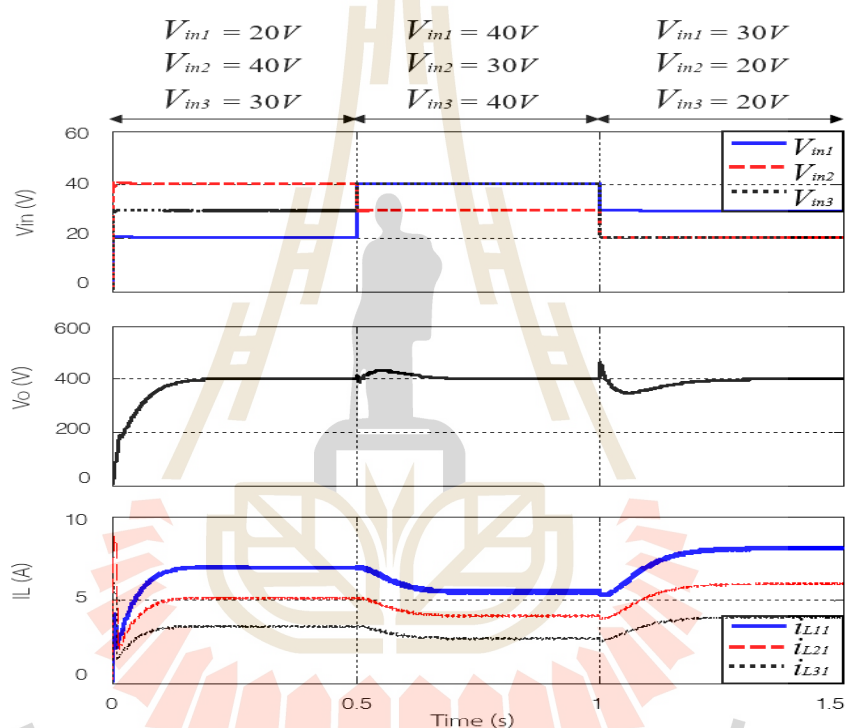


รูปที่ 4.33 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับแรงดันอินพุต V_{in1}

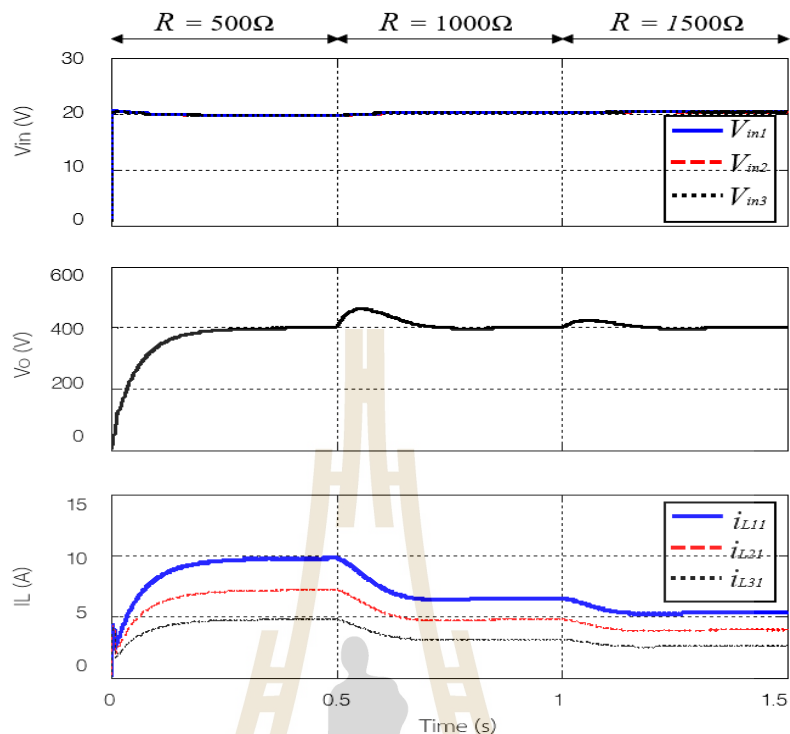
กรณีที่ 3 กำหนดให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลงจาก 20V 40V และ 30V ตามลำดับ ส่วน V_{in2} มีค่าการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตเท่ากับ 30V 40V และ 20V ตามลำดับ และ V_{in3} มีค่าการเปลี่ยนแปลงที่ 40V 20V และ 40V ตามลำดับ โดยกำหนดแรงดันอ้างอิงคงที่เท่ากับ 400V ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.34 เห็นได้ว่าในช่วงเวลา 0 ถึง 0.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3} มีค่าเท่ากับ 20V, 30V และ 40V ตามลำดับ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเท่ากับ 400V กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 7A, 5.2A และ 3A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3} มีค่าเท่ากับ 40V 40V และ 20V ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V เนื่องจากทั้งแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเพิ่มขึ้น ส่วน V_{in3} มีค่าลดลง แต่โหลดยังคงต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่าเดิม ส่งผลให้กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 5.5A, 4.5A และ 2.5A ตามลำดับ ในช่วงท้ายที่เวลา 1 ถึง 1.5วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3} มีค่าเท่ากับ 30V, 20V และ 40V ตามลำดับ แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวเท่ากับ 400V เนื่องจากแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าลดลง ส่วน V_{in3} มีค่าเพิ่มขึ้น แต่โหลดยังคงต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่าเดิม ส่งผลให้กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 8A, 6A และ 4.5A ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีทีพัฒนาขึ้นสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่ 400V และสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดได้ตามที่โหลดต้องการแม้มีการเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3} ค่ากระแสอินพุตของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสามแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากัน สามารถจ่ายกระแสอินพุตไปยังโหลดได้อย่างเหมาะสมไม่เกินค่าพิกัดกระแสของแต่ละแหล่งจ่าย

ในกรณีสุดท้ายทำการปรับเปลี่ยน โหลดตัวต้านทานจาก 500 Ω 1000 Ω และ 1500 Ω ตามลำดับ ส่งผลให้โหลดมีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ 320W 160W และ 106.67W ตามลำดับ เมื่อแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.35 สังเกตได้ว่าในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 0.5วินาที กำหนดโหลดตัวต้านทาน 500 Ω ซึ่งต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 320W จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 9.9A, 7.5A และ 5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 0.5 ถึง 1วินาที โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1000 Ω ส่งผลให้โหลดตัวต้านทานต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตลดลงเป็น 160W พบว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย และคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 6.5A, 5A และ 3A ตามลำดับ เพื่อลดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตตามความต้องการของโหลด ต่อมาในช่วงท้ายที่เวลา 1 ถึง

1.5 วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1500Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตลดลงเป็น $106.67W$ จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่เท่ากับ $400V$ จากผลการจำลองสถานการณ์เห็นได้ชัดว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน ส่งผลให้มีการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ทำให้กระแสอินพุต i_{L11} , i_{L21} และ i_{L31} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ $5.2A$, $4A$ และ $2.5A$ ตามลำดับ ดังนั้นการควบคุมพีชซีที่พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้ และควบคุมกระแสอินพุตให้สอดคล้องกับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต โดยที่แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สามารถจ่ายกระแสให้กับโหลดได้โดยที่กระแสไม่เกินค่าพิกัดกระแสของแหล่งจ่าย



รูปที่ 4.34 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับขนาดแรงดันอินพุต V_{in1} , V_{in2} และ V_{in3}



รูปที่ 4.35 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต

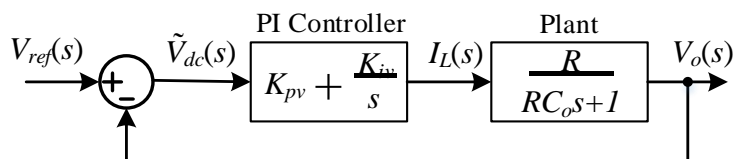
4.4.4 การจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมพีชซีและตัวควบคุมพีไอ สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

การออกแบบตัวควบคุมพีไอ [Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan-on, 2017] ประกอบด้วย การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมแรงดัน และการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมกระแส การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมแรงดัน ดำเนินการวิเคราะห์ ห่วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ซึ่งอาศัยวิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ เพื่อ ออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วย ในเบื้องต้นทราบสมการฟังก์ชันถ่ายโอน เพื่อหาพลาเนตต์ของระบบดังสมการที่ (4-14)

$$\frac{V_o(s)}{I_{L1}(s)} = \frac{R}{RC_o s + 1} \tag{4-14}$$

จากสมการตัวควบคุมพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-15) จะได้แผนภาพการควบคุมแรงดัน แสดงดังรูปที่ 4.36

$$G_{CV}(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \quad (4-15)$$



รูปที่ 4.36 แผนภาพการควบคุมลูปแรงดันด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากแผนภาพในรูปที่ 4.36 ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมพีไอ ดังสมการที่ (4-16)

$$\begin{aligned} \frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} &= \frac{\left(\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \right) \left(\frac{R}{RC_o s + 1} \right)}{1 + \left(\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \right) \left(\frac{R}{RC_o s + 1} \right)} \\ \frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} &= \frac{K_{pv}Rs + K_{iv}R}{s^2 + \left(\frac{K_{pv}R + 1}{RC_o} \right) s + \frac{K_{iv}R}{RC_o}} \end{aligned} \quad (4-16)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{pv} และ K_{iv} จะอาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดดังสมการที่ (4-16) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (4-17)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-17)$$

โดย ζ คือ อัตราการหน่วง

ω_n คือ ค่าความถี่ธรรมชาติ และกำหนดให้ $\omega_n = \frac{1}{RC_o}$ rad/s เพื่อให้ setting time มีค่าเท่ากับ

ค่าคงตัวเวลา τ (K.M. Tsang and W.L. Chan, 2005)

จะได้สมการสำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมฟีดแบ็คของลูบควบคุมแรงดันดังสมการที่ (4-18) และ (4-19) ตามลำดับ

$$K_{pv} = 2\zeta\omega_n C_o - \frac{1}{R} \quad (4-18)$$

$$K_{iv} = \omega_n^2 C_o \quad (4-19)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมฟีดแบ็คสำหรับลูบควบคุมกระแส อาศัยการวิเคราะห์ห้วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ซึ่งอาศัยวิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ เพื่อออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยในเบื้องต้นทราบสมการฟังก์ชันถ่ายโอน เพื่อหาพลานต์ของระบบดังสมการที่ (4-20)

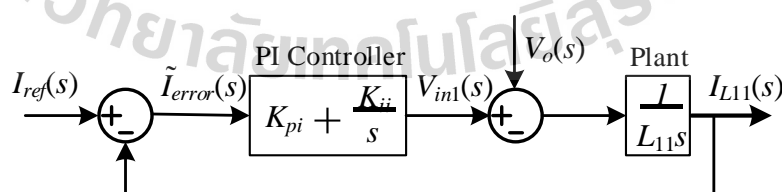
$$L_{11}sI_{L11}(s) = V_{in1}(s) - V_o(s) \quad (4-20)$$

จากสมการที่ (4-20) ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้พลานต์ของวงจรถบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ในส่วนของลูบกระแส แสดงดังสมการที่ (4-21)

$$\frac{I_{L11}(s)}{V_{in1}(s) - V_o(s)} = \frac{1}{L_{11}s} \quad (4-21)$$

จากสมการตัวควบคุมฟีดแบ็คที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (4-22) จะได้แผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมฟีดแบ็ค แสดงดังรูปที่ 4.37

$$G_{ci}(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \quad (4-22)$$



รูปที่ 4.37 แผนภาพการควบคุมลูบกระแสด้วยตัวควบคุมฟีดแบ็ค

จากแผนภาพทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (4-23) เพื่อนำมาหาสมการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟีดแบ็คสำหรับลูบควบคุมกระแส

$$\frac{I_{L11}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{\left(\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s}\right)\left(\frac{1}{L_{11}s}\right)V_{in1}}{1 + \left(\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s}\right)\left(\frac{1}{L_{11}s}\right)V_{in1}}$$

$$\frac{I_{L11}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{K_{pi}V_{in1}s + K_{ii}V_{in1}}{s^2 + K_{pi}\frac{V_{in1}}{L_{11}}s + K_{ii}\frac{V_{in1}}{L_{11}}}$$
 (4-23)

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{pi} และ K_{ii} ของตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมกระแส จะอาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์เช่นเดียวกับลูปแรงดัน โดยเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (4-23) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (4-24)

$$G(s) = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2}$$
 (4-24)

โดยที่ ω_{ni} คือ ค่าความถี่ธรรมชาติของลูปกระแส มีค่าเท่ากับ $\omega_{ni} = N\omega_n$ หน่วยเป็น rad/s

N คือ จำนวนเท่าของความถี่ธรรมชาติของลูปกระแส เมื่อเทียบกับลูปแรงดัน

ζ คือ อัตราการหน่วง

จะได้สมการการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ สำหรับลูปควบคุมกระแส ของวงจรย่อยที่ 1 ดังสมการที่ (4-25) และ (4-26)

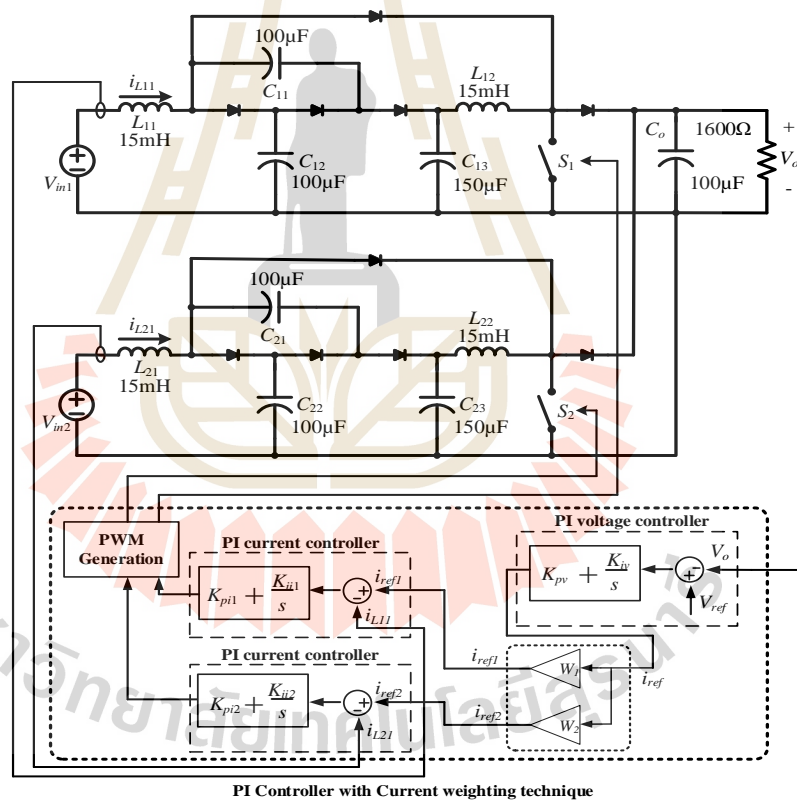
$$K_{pi} = \frac{2\zeta\omega_{ni}L_{11}}{V_{in1}}$$
 (4-25)

$$K_{ii} = \frac{\omega_{ni}^2L_{11}}{V_{in1}}$$
 (4-26)

ดังนั้นดำเนินการออกแบบตัวควบคุมพีไอหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทบทระดันแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงได้ดังตารางที่ 4.2 และแสดงโครงสร้างการควบคุมการทำงานวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังรูปที่

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ

ตัวแปร	ค่าพารามิเตอร์
ζ	0.9
ω_n	31.25
K_{pv}	0.0025
K_{iv}	0.09765625
ω_{ni}	3125
K_{pi1}, K_{pi2}	4.21875
K_{ii1}, K_{ii2}	7324.21875



รูปที่ 4.38 โครงสร้างตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

กรณีที่ 1 เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 200V, 400V, 300V ตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 4.39 ในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 2 วินาที กำหนดค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 200V การควบคุมพีชชีและตัวควบคุมพีไอควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 200V โดยไม่มีค่าแรงดันพุ่งเกิน โดยใช้เวลาในการเข้าสู่สถานะอยู่ตัวประมาณ 0.13 วินาที และ 1.5 วินาที ตามลำดับ กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้น ไม่มีการพุ่งเกินและคงที่ประมาณ 3A กระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 2A ต่อมาที่ช่วงเวลา 2 ถึง 6 วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 400V การควบคุมพีชชีและตัวควบคุมพีไอควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเพิ่มขึ้น และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ค่าเท่ากับ 400V และ ไม่มีการพุ่งเกิน โดยตัวควบคุมพีชชีใช้เวลาในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่เวลาประมาณ 0.25 วินาที และ 3 วินาที ตามลำดับ สุดท้ายช่วงเวลา 6 ถึง 9 วินาที ปรับขนาดแรงดันอ้างอิงลดลงเท่ากับ 300V ระดับแรงดันเอาต์พุตลดลง และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 300V โดยไม่มีการพุ่งเกิน ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 4.8A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 8A โดยตัวควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้นกับตัวควบคุมพีไอใช้เวลาในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่เวลา 0.2 วินาที และ 1.8 วินาที ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรบัสระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ ทำให้ควบคุมผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตให้ได้ตามที่ต้องการได้อย่างรวดเร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง

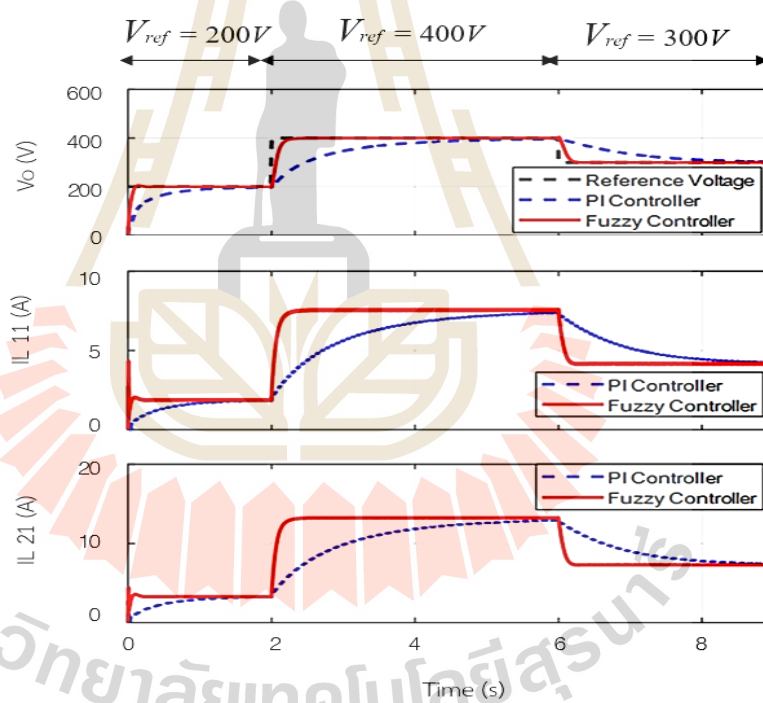
กรณีที่ 2 เมื่อมีการปรับขนาดแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเท่ากับ 20V 40V และ 30V ตามลำดับ โดยที่แรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V กำหนดค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V สังเกตผลการตอบสนองดังรูปที่ 4.40 ในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเท่ากับ 20V แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V โดยไม่มีการพุ่งเกิน ตัวควบคุมทั้งสองชนิดโดยใช้เวลาในการเข้าสู่สถานะอยู่ตัว 0.25 วินาที และ 2.8 วินาที ตามลำดับ กระแสอินพุต i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้นไม่เกิดค่ากระแสพุ่งเกิน และคงที่ประมาณ 8A กระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 14A ต่อมาที่เวลา 2 ถึง 6 วินาที เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเท่ากับ 40V ตัวควบคุมพีชชีและตัวควบคุมพีไอควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V ซึ่งเกิดการพุ่งเกินประมาณ 5% และตัวควบคุมทั้งสองชนิดใช้เวลาในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่เวลา 0.24 วินาที และ 1.5 วินาที ตามลำดับ โดยกระแสอินพุต i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้น ไม่เกิดค่ากระแสพุ่งเกิน และคงที่ประมาณ 5.2A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 10A สุดท้ายช่วงเวลา 6 ถึง 9 วินาที เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเท่ากับ 30V ระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงและคงที่เท่ากับ 400V ซึ่งมีแรงดันพุ่งเกินประมาณ 4.4% โดยตัวควบคุมทั้งสองชนิดใช้เวลาในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่เวลา 0.2 วินาที และ 1.3

วินาที ตามลำดับ โดยกระแสอินพุต i_{L11} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 6A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 12A จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตให้ได้ตามที่ต้องการได้อย่างรวดเร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ เมื่อมีการเปลี่ยนแรงดันอินพุต

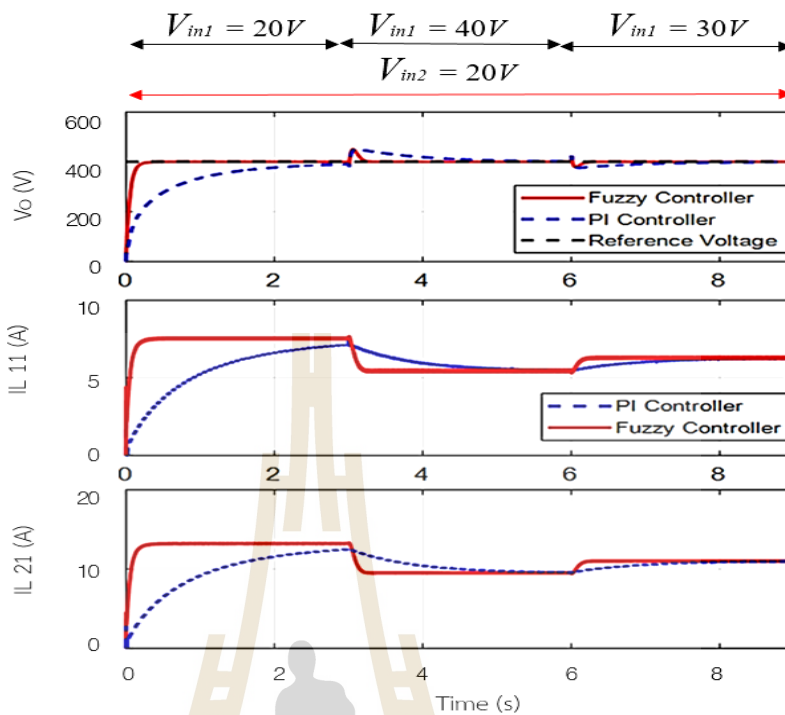
กรณีที่ 3 การจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุมพีชชีและตัวควบคุมพีไอ เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าการปรับเปลี่ยนเท่ากับ 20V 40V และ 30V ตามลำดับ และแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าการปรับเปลี่ยนเท่ากับ 30V 40V และ 20V ตามลำดับ กำหนดค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400 V แสดงดังรูปที่ 4.41 ในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 3วินาที เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 20V และ 30V ตามลำดับ แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V ซึ่งไม่มีการฟุ้งเกิน และตัวควบคุมทั้งสองชนิดใช้เวลาในการเข้าสู่สถานะอยู่ตัว 0.25วินาที และ 3วินาที ตามลำดับ กระแสอินพุต i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้นไม่มีการฟุ้งเกินและคงที่ประมาณ 8A กระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 14A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3 ถึง 6วินาที เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากันเท่ากับ 40V ตัวควบคุมพีชชีและตัวควบคุมพีไอควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V ซึ่งเกิดค่าแรงดันฟุ้งเกินประมาณ 2.5% และ 5% ตามลำดับ ตัวควบคุมทั้งสองชนิดใช้เวลาในการเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่เวลา 0.3วินาที และ 1วินาที ตามลำดับ โดยกระแสอินพุต i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 6A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 12A สุดท้ายช่วงเวลาที่ 6 ถึง 9วินาที เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 30V และ 20V ตามลำดับ ตัวควบคุมพีชชีและตัวควบคุมพีไอควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าลดลง และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวคงที่เท่ากับ 400V ซึ่งเกิดค่าแรงดันฟุ้งเกินประมาณ 1.25% และ 4% ตามลำดับ ตัวควบคุมทั้งสองชนิดใช้เวลาในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่เวลา 0.2วินาที และ 1.5วินาที ตามลำดับ โดยกระแสอินพุต i_{L11} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 8A ส่วนกระแสอินพุต i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 4.8A จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้

ในกรณีสุดท้ายจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมพีชชีและตัวควบคุมพีไอ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทานจาก 500Ω 1000Ω และ 1500Ω ตามลำดับ ส่งผลให้จ่ายกำลังให้กับโหลด 320W 160W และ 106.67W ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.42 เห็นได้ว่าในช่วงเวลา 0 ถึง 3วินาที เมื่อโหลดตัวต้านทานเท่ากับ 500Ω แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวเท่ากับ 400V โดยไม่มีค่าแรงดันฟุ้งเกิน และตัวควบคุมทั้งสองชนิดใช้เวลาในการเข้าสู่สถานะอยู่ตัว 0.3วินาที และ 3วินาที ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3 ถึง 6วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1000Ω พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและ

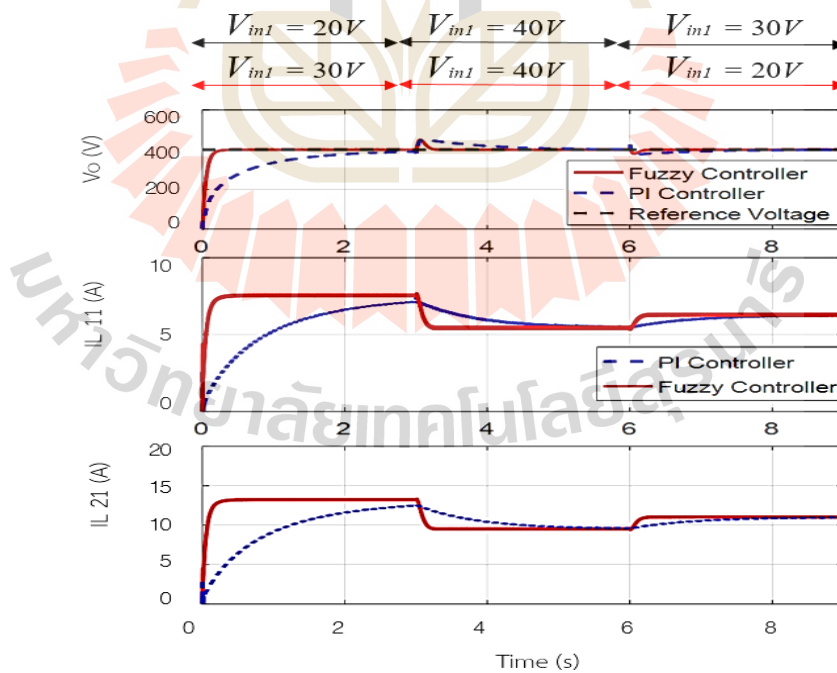
คงที่ที่ค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V ซึ่งเกิดค่าแรงดันฟุ้งเกินประมาณ 4% และ 8% ตามลำดับ และตัวควบคุมทั้งสองชนิดใช้เวลาในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สถานะอยู่ตัว 0.3วินาที และ 1วินาที ตามลำดับ ในช่วงเวลา 6 ถึง 9วินาที พบว่าระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V ซึ่งเกิดค่าแรงดันฟุ้งเกินประมาณ 10% และ 20% ตัวควบคุมทั้งสองชนิดใช้เวลาในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตเข้าสู่สถานะอยู่ตัว 0.3วินาที และ 1วินาที ตามลำดับ สุดท้ายกำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1500Ω ในช่วงเวลา 1 ถึง 1.5วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและลดลงเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V ซึ่งเกิดค่าแรงดันฟุ้งเกินประมาณ 10% และ 20% ตามลำดับ ตัวควบคุมทั้งสองชนิดใช้เวลาในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สถานะอยู่ตัว 0.2วินาที และ 1วินาที ตามลำดับ เนื่องจากโหลดตัวต้านทานต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตน้อยลงเท่ากับ 106.67W



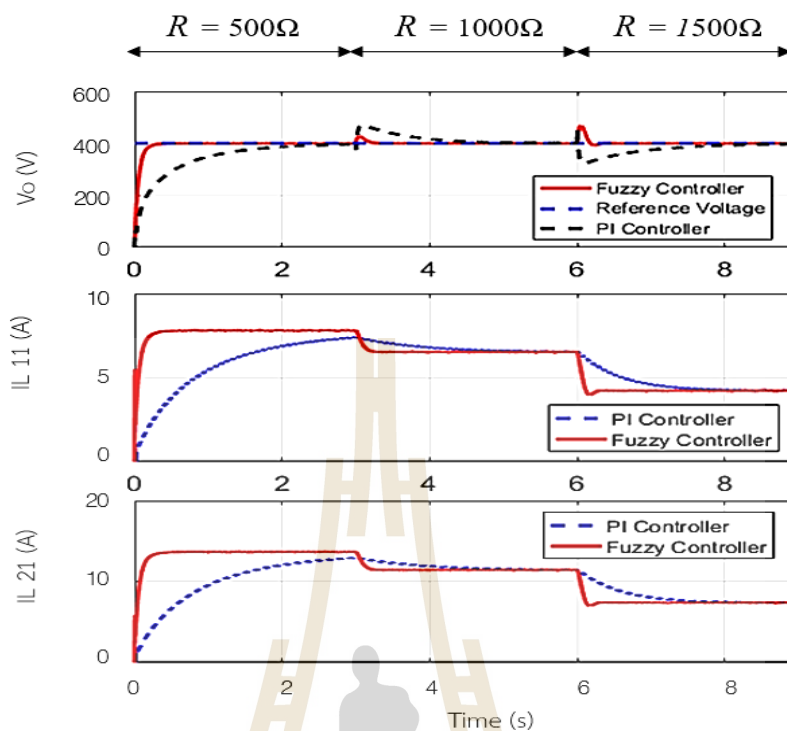
รูปที่ 4.39 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}



รูปที่ 4.40 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับขนาดแรงดันอินพุต V_{in1}



รูปที่ 4.41 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับขนาดแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}



รูปที่ 4.42 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต

จากผลการจำลองสถานการณ์ข้างต้นแสดงให้เห็นว่าการควบคุมฟัซซี่ที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้อย่างรวดเร็วเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสถานการณ์การทำงานของวงจรในกรณีต่าง ๆ รวมถึงในบางกรณีมีค่าแรงดันพุ่งเกินในสถานะชั่วคราวน้อยกว่าตัวควบคุมพีไอ แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะที่ดีของการควบคุมฟัซซี่ที่ได้พัฒนาขึ้น สามารถสรุปผลการจำลองสถานการณ์ได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบสมรรถนะตัวควบคุมฟัซซีและตัวควบคุมพีไอ

เงื่อนไขการจำลองสถานการณ์		Overshoot (%)		Settling time (s)		Rise time (s)		Steady State error (V)	
		Fuzzy	PI	Fuzzy	PI	Fuzzy	PI	Fuzzy	PI
ปรับเปลี่ยน แรงดันอ้างอิง V_{ref}	200V	3.3	-	0.15	2	0.1	1.5	2	3
	400V	-	-	0.3	3.2	0.2	3	2	3
	300V	-	-	0.5	2.2	0.15	1.8	2	3
ปรับเปลี่ยน แรงดันอินพุต V_{in1}	$V_{in1}=20V, V_{in2}=20V$	-	-	0.30	3	0.2	2.8	1	4
	$V_{in1}=40V, V_{in2}=20V$	5	5	0.30	2	0.2	1.5	2	3
	$V_{in1}=30V, V_{in2}=20V$	4.4	4.4	0.5	1.5	0.15	1.3	1	2
ปรับเปลี่ยน แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}	$V_{in1}=20V, V_{in2}=30V$	-	-	0.3	3.5	0.2	3	2	4
	$V_{in1}=40V, V_{in2}=40V$	5	5	0.35	1.5	0.2	1	2	2
	$V_{in1}=30V, V_{in2}=20V$	4.4	4.4	0.25	2	0.15	1.5	3	3
ปรับเปลี่ยน โหลดตัว ต้านทาน	500Ω	-	-	0.35	1.5	0.2	1	2	4
	1000Ω	4	8	0.55	1	0.4	0.8	2	3
	1500Ω	10	20	0.3	1	0.15	0.8	2	3

เมื่อดำเนินการเปรียบเทียบสมรรถนะตัวควบคุมฟัซซีที่พัฒนาขึ้นกับตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการศึกษาวิจัยในอดีต ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมฟัซซีที่พัฒนาขึ้นควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงในสถานการณ์ต่าง ๆ ซึ่งให้ผลตอบสนองที่เร็วกว่าตัวควบคุมพีไออย่างชัดเจน จะได้ว่าตัวควบคุมพีไอยังมีสมรรถนะไม่ดีพออาจต้องเพิ่มเทอมการควบคุมอนุพันธ์เข้าช่วยในการควบคุม หรือเรียกว่าตัวควบคุมพีไอดี เพื่อช่วยเพิ่มสมรรถนะในการควบคุม โดยที่ค่า K_d ของการควบคุมอนุพันธ์ต้องเป็นค่าที่เหมาะสม เนื่องจากสามารถช่วยลดการพุ่งเกินและขนาดของการแกว่ง ในขณะที่เดียวกันหากค่าเกน K_d มีค่าที่ไม่เหมาะสม ส่งผลให้ผลตอบสนองในตอนเริ่มต้นมีค่าไม่เหมาะสมและให้ผลตอบสนองที่ช้า ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์พีไอคืออาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เพื่อพิจารณาพลานต์ของระบบในการออกแบบตัวควบคุมพีไอดี ซึ่งมีความซับซ้อนและค่อนข้างยุ่งยาก ดังนั้นเห็นได้ว่าการควบคุมฟัซซีที่พัฒนาขึ้นมีสมรรถนะที่ดีในการควบคุม รวมถึงมีโครงสร้างการ

ทำงานที่ไม่ซับซ้อนสามารถควบคุมการทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

4.5 สรุป

ในบทนี้นำเสนอโครงสร้างและการออกแบบการควบคุมพีซีซี สำหรับวงจรถระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งสามารถควบคุมการทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ โดยไม่เกิดการพุ่งเกินของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต เพื่อยืนยันประสิทธิภาพของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น จึงอาศัยการจำลองสถานการณ์การควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสำหรับวงจรถระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงในกรณีต่าง ๆ จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ในสถานการณ์ต่าง ๆ ซึ่งทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ รวมถึงสามารถควบคุมกระแสอินพุตให้สอดคล้องกับค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ โดยที่กระแสไม่เกินค่าพิกัดกระแสของแหล่งจ่าย ชุดทำจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบสมรรถนะตัวควบคุมพีซีซีและตัวควบคุมพีไอ เห็นได้ว่าตัวควบคุมพีซีซีควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตให้เข้าสู่สถานะอยู่ตัวได้รวดเร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ ซึ่งส่งผลดีต่อการควบคุมวงจรถระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะที่ดีของการควบคุมพีซีซีที่ได้พัฒนาขึ้น ดังนั้นสามารถนำการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นมาใช้ควบคุมการทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งในบทต่อไปจะนำเสนอรายละเอียดเกี่ยวกับชุดทดสอบที่ใช้ทดสอบประสิทธิภาพของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นเมื่อนำมาใช้งานจริง

บทที่ 5

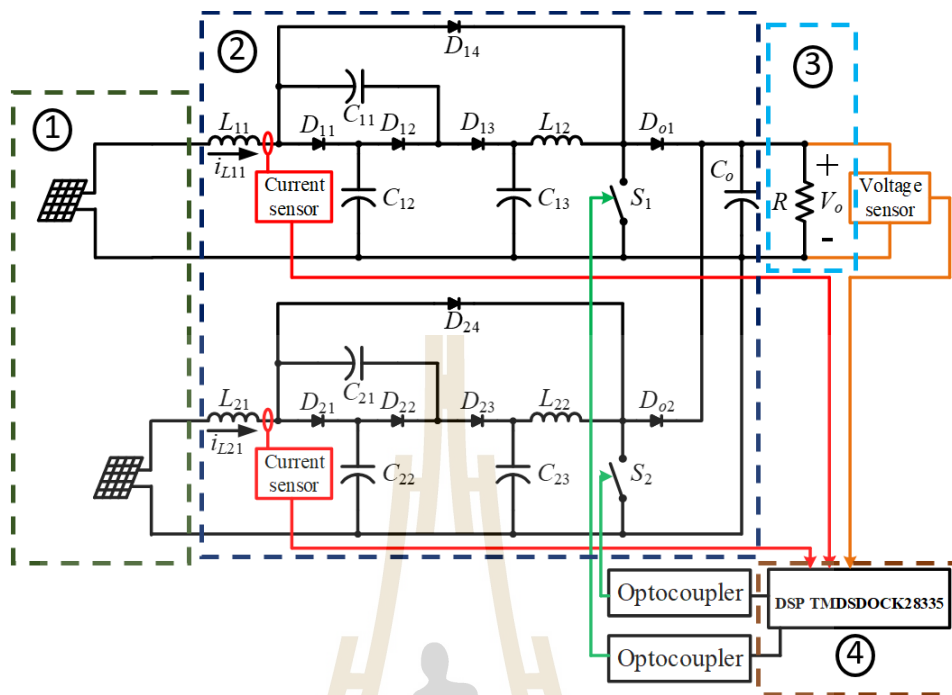
การสร้างชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

5.1 บทนำ

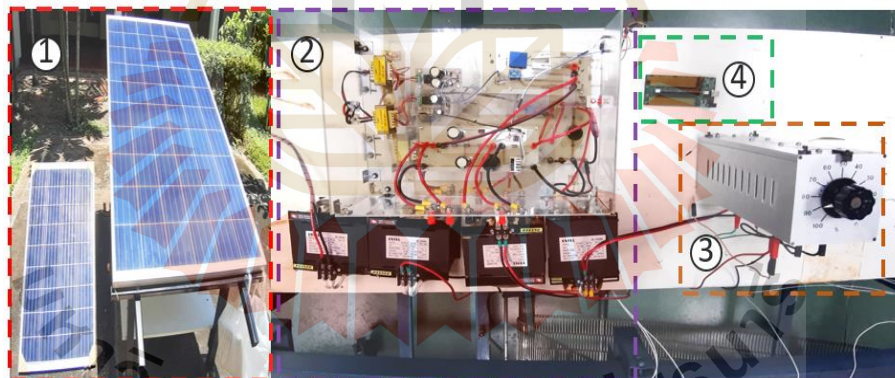
จากการศึกษาโครงสร้างและลักษณะการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง รวมถึงการเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ตัวหนึ่งขั้วนา และตัวเก็บประจุ ดังแสดงในบทที่ 3 และอาศัยโครงสร้างและการออกแบบการควบคุมพีซีซี ดังแสดงในบทที่ 4 เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ดังนั้น ในบทนี้จะนำเสนอชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยเนื้อหาในบทนี้แบ่งออกเป็น 5 ส่วน ประกอบด้วย วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสอินพุต วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันเอาต์พุต วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคดสัญญาณ และการควบคุมพีซีซี โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 รวมถึงการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป เพื่อประมวลผลโปรแกรมของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นก่อนนำไปใช้ทดสอบชุดทดสอบจริง

5.2 ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังรูปที่ 5.1 ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 4 ส่วนดังนี้ ส่วนแรกเป็นแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สองแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าไม่เท่ากัน กำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} เป็นแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 250W และ V_{in2} เป็นแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 100W ส่วนที่สองเป็นชุดวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคดสัญญาณ และวงจรตรวจวัดกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุต ส่วนที่สามเป็นโหลดความต้านทานปรับค่าได้ และส่วนสุดท้ายบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 สำหรับประมวลผลการควบคุมพีซีซีเพื่อควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแสดงดังรูปที่ 5.2



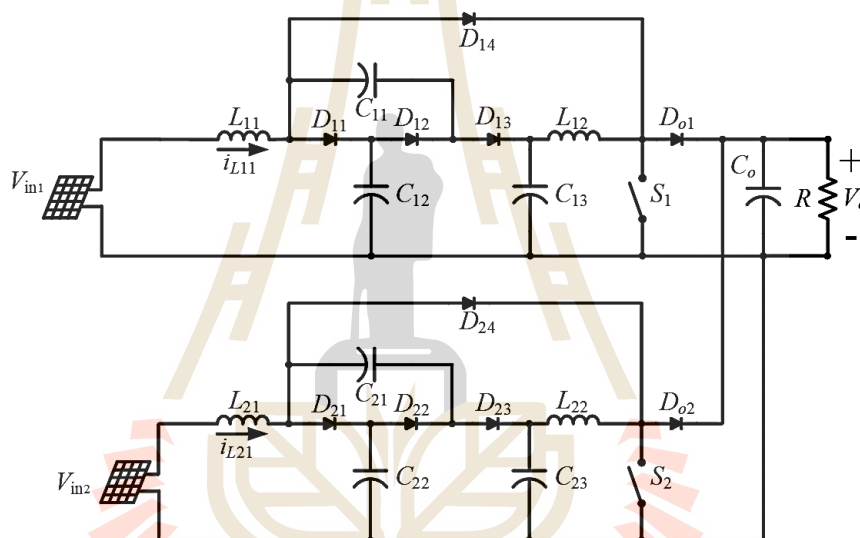
รูปที่ 5.1 โครงสร้างชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง



รูปที่ 5.2 ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

5.3 วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ประกอบด้วย สวิตช์กำลัง 2 ตัว S_1, S_2 ตัวเหนี่ยวนำ 4 ตัว L_{11}, L_{12}, L_{21} และ L_{22} ตัวเก็บประจุ 6 ตัว $C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{21}, C_{22}$ และ C_{23} ไดโอด 10 ตัว $D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{14}, D_{o1}, D_{21}, D_{22}, D_{23}, D_{24}$ และ D_{o2} และตัวต้านทาน R ที่ใช้ในวงจร วงจรดังกล่าวสามารถทบทระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันต่ำประมาณ 20V ถึง 40V ให้มีแรงดันเอาต์พุตสูงถึง 400V โครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแสดงดังรูปที่ 5.3 ซึ่งแสดงรายละเอียดของอุปกรณ์ชุดทดสอบที่ใช้จริงดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.3 วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

5.3.1 แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

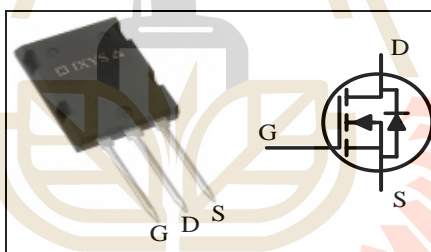
ชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จะอาศัยแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สองแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าไม่เท่ากัน กำหนดให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์แรงดันอินพุต V_{in1} มีกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 250W และแรงดันอินพุต V_{in2} มีกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 100W แสดงดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

5.3.2 สวิตช์กำลัง

สวิตช์กำลังคือ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ควบคุมการไหลของกระแสไฟฟ้า สำหรับชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เลือกใช้สวิตช์มอสเฟต IXFX80N60P3 แสดงดังรูปที่ 5.5 ซึ่งมีพิกัดแรงดันไฟฟ้าที่ 600V และค่าพิกัดกระแส 80A



รูปที่ 5.5 มอสเฟตกำลังสำหรับชุดทดสอบ

5.3.3 ตัวเหนี่ยวนำ

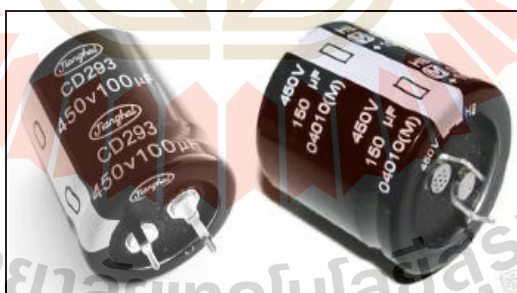
ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความสำคัญกับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เนื่องจากช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จึงมีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุดังที่แสดงไว้ในบทที่ 3 โดยออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} , L_{21} และ L_{22} มีค่าเท่ากับ 15mH พบว่าภายในห้องปฏิบัติการมีตัวเหนี่ยวนำขนาด 15mH พิกัดกระแส 15A จำนวนสามตัว และขนาด 15mH พิกัดกระแส 10A จำนวนหนึ่งตัว ซึ่งมีพิกัดกระแสเพียงพอสำหรับการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในชุดทดสอบ แสดงดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 ตัวเหนี่ยวนำสำหรับชุด

5.3.4 ตัวเก็บประจุ

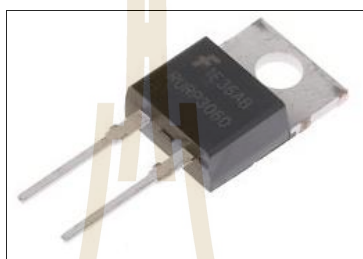
ตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความสำคัญกับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เนื่องจากช่วยลดการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ดังได้แสดงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ ในบทที่ 3 โดยเลือกใช้ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{21} , C_{22} , C_{o1} และ C_{o2} มีค่าเท่ากับ $100\mu\text{F}$ 450V และตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23} มีค่าเท่ากับ $150\mu\text{F}$ 450V ตัวเก็บประจุสำหรับชุดทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.8 ในการทดสอบชุดทดสอบวงจรต้องการค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 400V ดังนั้นตัวเก็บประจุดังกล่าวมีพิกัดแรงดันเพียงต่อการทำงานของชุดทดสอบวงจรได้



รูปที่ 5.7 ตัวเก็บประจุสำหรับชุดทดสอบ

5.3.5 ไคโอดกำลัง

ไคโอดกำลัง เลือกใช้ไคโอดกำลังเบอร์ RURP3060 ซึ่งมีค่าพิกัดกระแส 30A และมีจุดสูงสุดของแรงดันย้อนกลับ 600V แสดงดังรูปที่ 5.8 ในการทดสอบวงจรต้องการค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 400V ซึ่งอุปกรณ์ไคโอดกำลังดังกล่าวมีพิกัดกระแสและพิกัดแรงดันเพียงพอต่อการทำงานของชุดทดสอบวงจรได้



รูปที่ 5.8 ไคโอดกำลังสำหรับชุดทดสอบ

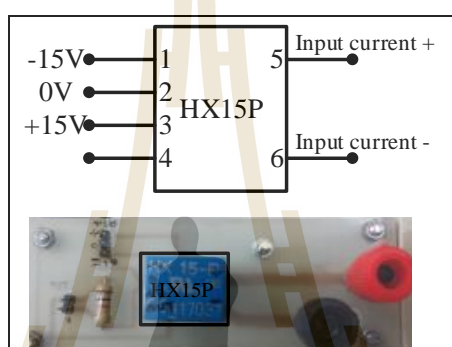
ในส่วนท้ายของชุดทดสอบ คือ โหลดตัวต้านทาน R จะใช้โหลดตัวต้านทานปรับค่าได้ แสดงดังรูปที่ 5.9 โดยปรับค่าความต้านทานประมาณ 1600Ω เนื่องจากต้องการกำลังไฟฟ้าประมาณ 100W มีพิกัดกระแสอยู่ที่ 1A ถึง 3A



รูปที่ 5.9 โหลดตัวต้านทานสำหรับชุดทดสอบ

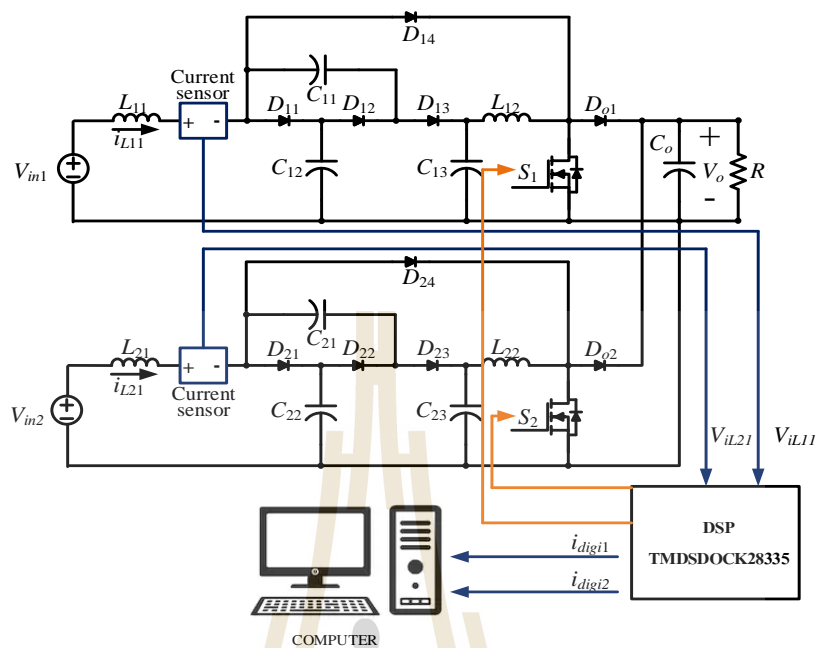
5.4 วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแส

วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสใช้สำหรับการตรวจวัดสัญญาณกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} ของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง อาศัยตัวตรวจวัดสัญญาณกระแส HX15P ที่มีพิกัดกระแส 15A จำนวนสองตัว ซึ่งกระแสในวงจรทดสอบมีค่าประมาณไม่เกิน 10A ดังนั้นตัวตรวจวัดกระแสดังกล่าวมีพิกัดกระแสเพียงพอต่อการนำมาตรวจวัดกระแสอินพุตในวงจรแสดงดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแส

ดำเนินการวิเคราะห์เปรียบเทียบค่าการตัวตรวจวัดกระแส แสดงได้ดังรูปที่ 5.11 ซึ่งอาศัยการปรับเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ S_1 และ S_2 โดยปรับเพิ่มขึ้นทีละ 10% เพื่อให้ตัวตรวจวัดกระแส (Current sensor) ตรวจวัดค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} และส่งค่าสัญญาณแรงดัน V_{iL11} และ V_{iL12} ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 0V ถึง 3V ไปยังเบอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMSDOCK28335 เพื่อแปลงสัญญาณแรงดันไปเป็นสัญญาณดิจิทัล i_{digi1} และ i_{digi2} ซึ่งจะมีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 4095 จากการทดสอบเปรียบเทียบการวัดค่าตัวตรวจวัดกระแสวงจรร้อยที่หนึ่ง และวงจรร้อยที่สอง ได้ผลการทดสอบดังตารางที่ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ



รูปที่ 5.11 การเปรียบเทียบค่าการตรวจวัดกระแสอินพุต

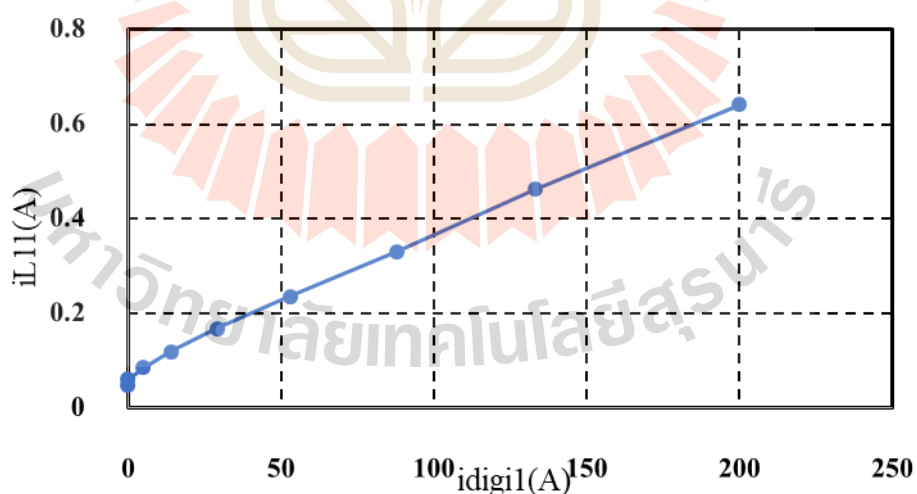
ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบเปรียบเทียบค่าการตรวจวัดกระแสแรงจูงย้อยที่หนึ่ง

	i_{L11} (A)				i_{digi1}			
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
10	0.0453	0.054	0.0452	0.0482	0	0	0	0
20	0.0615	0.0613	0.0617	0.0615	0	0	0	0
30	0.0860	0.0858	0.0861	0.0859	5	4	6	5
40	0.1201	0.1195	0.1200	0.1198	14	13	15	14
50	0.1690	0.1691	0.1697	0.1692	28	28	32	29
60	0.2361	0.2359	0.2357	0.2359	55	54	51	53
70	0.3309	0.3313	0.3320	0.3314	87	88	89	88
80	0.4620	0.4622	0.4627	0.4623	132	132	136	133
90	0.6410	0.6414	0.6418	0.6414	200	200	202	200

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบเปรียบเทียบค่าการตรวจวัดกระแสจลยย่อยที่สอง

	i_{L21} (A)				i_{digi2}			
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
10	0.0456	0.0450	0.0454	0.0453	25	22	24	24
20	0.0578	0.0580	0.0584	0.0581	32	34	38	35
30	0.080	0.083	0.085	0.083	42	43	44	43
40	0.1128	0.1130	0.1132	0.1130	55	57	59	57
50	0.1580	0.1578	0.1581	0.1579	72	70	74	72
60	0.2210	0.2209	0.2211	0.2210	95	94	96	95
70	0.3105	0.3108	0.3102	0.3105	128	126	124	126
80	0.4380	0.4382	0.4383	0.4382	172	173	173	173
90	0.6200	0.6201	0.6200	0.6200	235	236	236	236

จากตารางที่ 5.1 สามารถนำมาสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสอินพุต i_{L11} และค่าสัญญาณดิจิทัล i_{digi1} ได้ดังรูปที่ 5.12

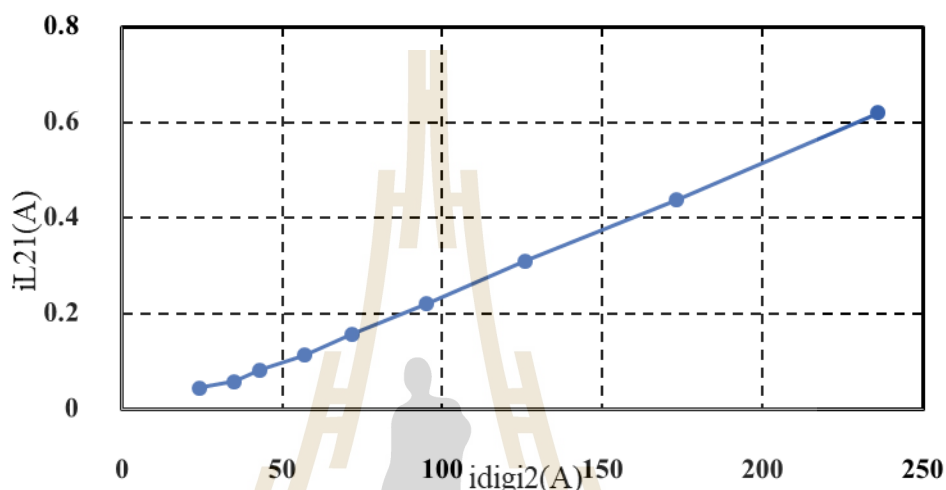


รูปที่ 5.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L11} และ i_{digi1} ของตัวตรวจวัดกระแสตัวที่หนึ่ง

จากรูปที่ 5.12 สามารถหาสมการเส้นตรงแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L11} และ i_{digi1} ได้ดังสมการที่ (5-1)

$$i_{L11} = 0.0029i_{digi1} + 0.0684 \quad (5-1)$$

จากตารางที่ 5.2 สามารถนำมาสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุต i_{L21} และค่าสัญญาณดิจิทัล i_{digi2} ดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L21} และ i_{digi2} ของตัวตรวจวัดกระแสวงจรถอยยี่สอง

จากรูปที่ 5.13 สามารถหาสมการเส้นตรงของความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L21} และ i_{digi2} ได้ดังสมการที่ (5-2)

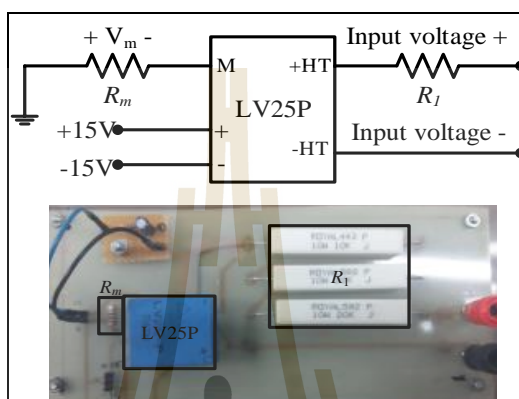
$$i_{L11} = 0.0029i_{digi2} - 0.0434 \quad (5-2)$$

5.5 วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดัน

การตรวจวัดสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_o จะใช้ตัวตรวจวัดแรงดัน LV25P ซึ่งมีขอบเขตในการตรวจวัดแรงดันเท่ากับ 0V ถึง 500V แสดงดังรูปที่ 5.14 การทดสอบชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงต้องการแรงดันเอาต์พุตอยู่ที่ประมาณ 400V ดังนั้นตัวตรวจวัดสัญญาณแรงดันดังกล่าวมีคุณสมบัติเพียงพอที่จะนำมาใช้ในการตรวจวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรทดสอบ เพื่อจำกัดกระแสอินพุตไม่ให้มีค่าเกิน 10mA จึงเพิ่มตัวต้านทาน R_1 ภายในวงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันดังรูปที่ 5.15 ซึ่งมีสมการออกแบบค่าตัวต้านทาน R_1 ดังสมการที่ (5-3) รวมถึงเพิ่มตัวต้านทาน R_m เพื่อจำกัดสัญญาณแรงดันจากตัวตรวจวัดแรงดัน V_m ให้มีค่าไม่เกิน 3V และกระแสไม่เกิน 25mA โดยสมการออกแบบค่าตัวต้านทาน R_m แสดงดังสมการที่ (5-4)

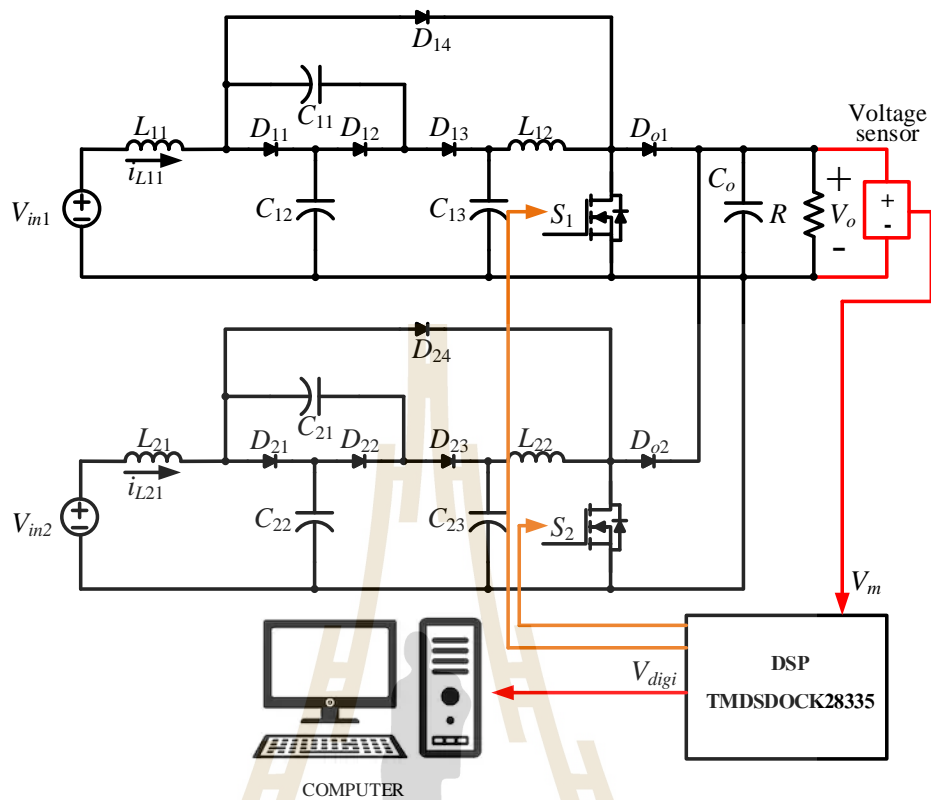
$$R_1 = \frac{500}{10 \times 10^{-3}} = 50k\Omega \quad (5-3)$$

$$R_m = \frac{3}{25 \times 10^{-3}} = 120\Omega \quad (5-4)$$



รูปที่ 5.14 วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดัน

การเปรียบเทียบค่าตัวตรวจวัดแรงดัน แสดงดังรูปที่ 5.15 ดำเนินการเช่นเดียวกับการเปรียบเทียบตัวตรวจวัดกระแส โดยอาศัยการปรับเปลี่ยนค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ S_1 และ S_2 โดยปรับเพิ่มขึ้นทีละ 10% เพื่อให้ตัวตรวจวัดแรงดัน (Voltage sensor) ส่งค่าสัญญาณแรงดัน V_m ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0V ถึง 3V ไปยังเบอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 ซึ่งแปลงสัญญาณแรงดัน V_m ไปเป็นค่าสัญญาณดิจิทัล V_{digi} มีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 4095 โดยในการเปรียบเทียบจะบันทึกค่าระหว่างแรงดันเอาต์พุต V_o กับค่าสัญญาณดิจิทัล V_{digi} จากผลการทดสอบการเปรียบเทียบตัวตรวจวัดแรงดันได้ผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 5.3

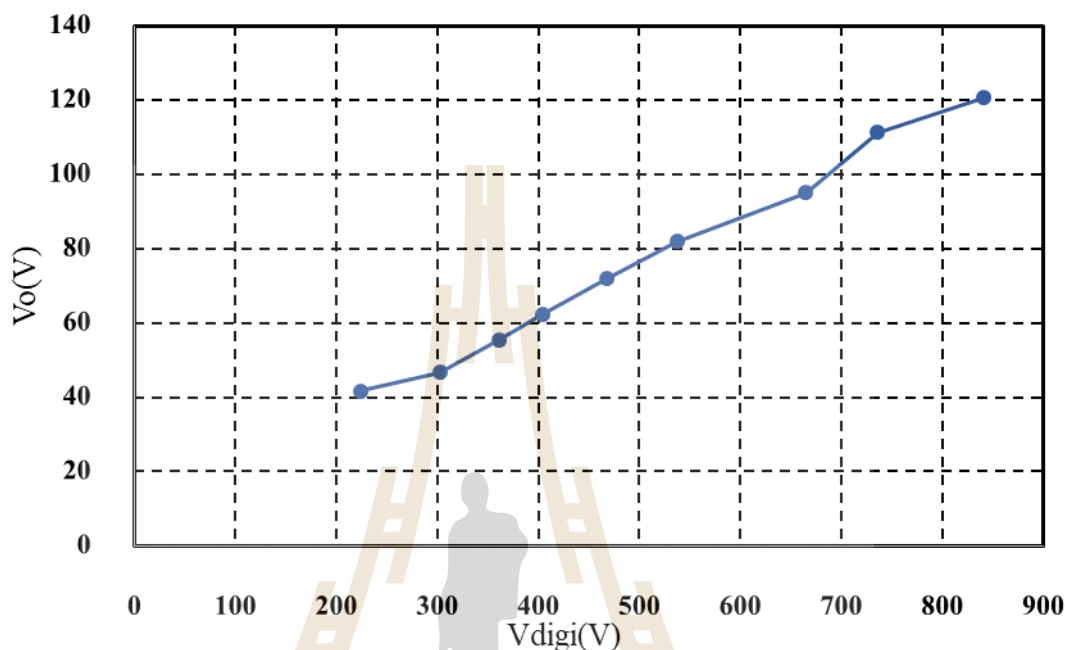


รูปที่ 5.15 การปรับเทียบค่าการวัดแรงดันแอมป์

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบปรับเทียบตัวตรวจวัดแรงดัน

	V_o (A)				V_{digi}			
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
10	41.65	41.67	41.62	41.66	224	225	223	224
20	46.70	46.75	46.72	46.76	300	305	303	302
30	55.41	55.40	55.42	55.41	359	362	364	362
40	62.35	62.33	62.35	62.34	405	404	406	405
50	71.89	71.92	72.02	71.94	465	467	470	467
60	81.82	81.81	81.84	81.82	537	536	539	537
70	94.92	94.98	95.01	94.97	664	665	666	665
80	111.32	111.29	111.34	111.32	736	735	737	736
90	121.56	119.48	120.60	120.55	840	838	844	841

จากตารางที่ 5.3 สามารถนำมาสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต V_o และค่าสัญญาณดิจิทัล V_{digi} ดังรูปที่ 5.16



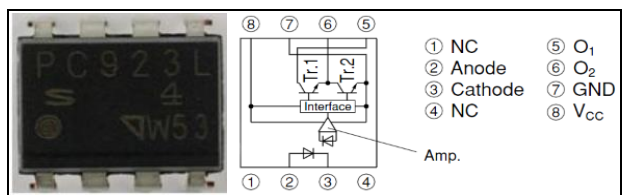
รูปที่ 5.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{digi} ของตัวตรวจวัดแรงดัน

จากรูปที่ 5.16 สามารถหาสมการเส้นตรงแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{digi} ได้ดังสมการที่ (5-5)

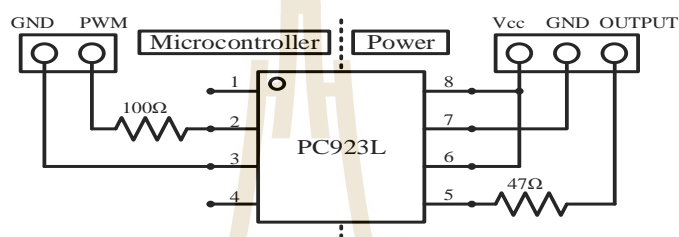
$$V_o = 0.1483V_{digi} + 2.3108 \quad (5-5)$$

5.6 วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคตสัญญาณ

วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคตสัญญาณมีหน้าที่ขยายสัญญาณการควบคุมสวิตช์ของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP ที่มีระดับแรงดันประมาณ 3V ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อนำไปขับเคลื่อนสวิตช์กำลังที่ประมาณ 15V รวมถึงแยกกราวด์ด้านแรงสูงและแรงต่ำออกจากกัน เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับวงจรควบคุมขณะส่งสัญญาณขับเคลื่อนสวิตช์ ซึ่งวงจรขยายแรงดันแบบแยกโคตสัญญาณอาศัยไอซีออปโตเบอร์ PC923L แสดงดังรูปที่ 5.17 ซึ่งเป็นวงจรแยกโคตที่มีการขยายสัญญาณในตัว โดยโครงสร้างวงจรขยายแรงดันแบบแยกโคตสัญญาณแสดงดังรูปที่ 5.18



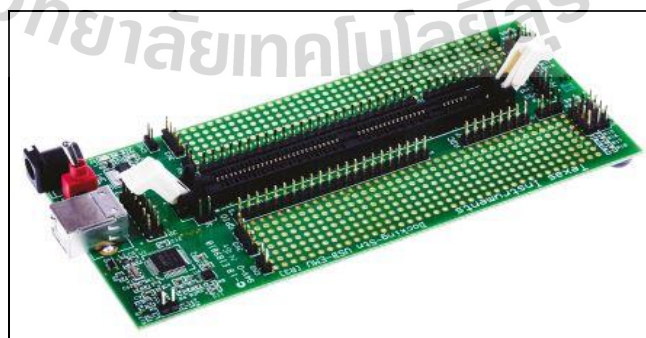
รูปที่ 5.17 ไอซีออปโตเบอร์ PC923L



รูปที่ 5.18 วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัลสัญญาณ

5.7 การควบคุมพัลส์

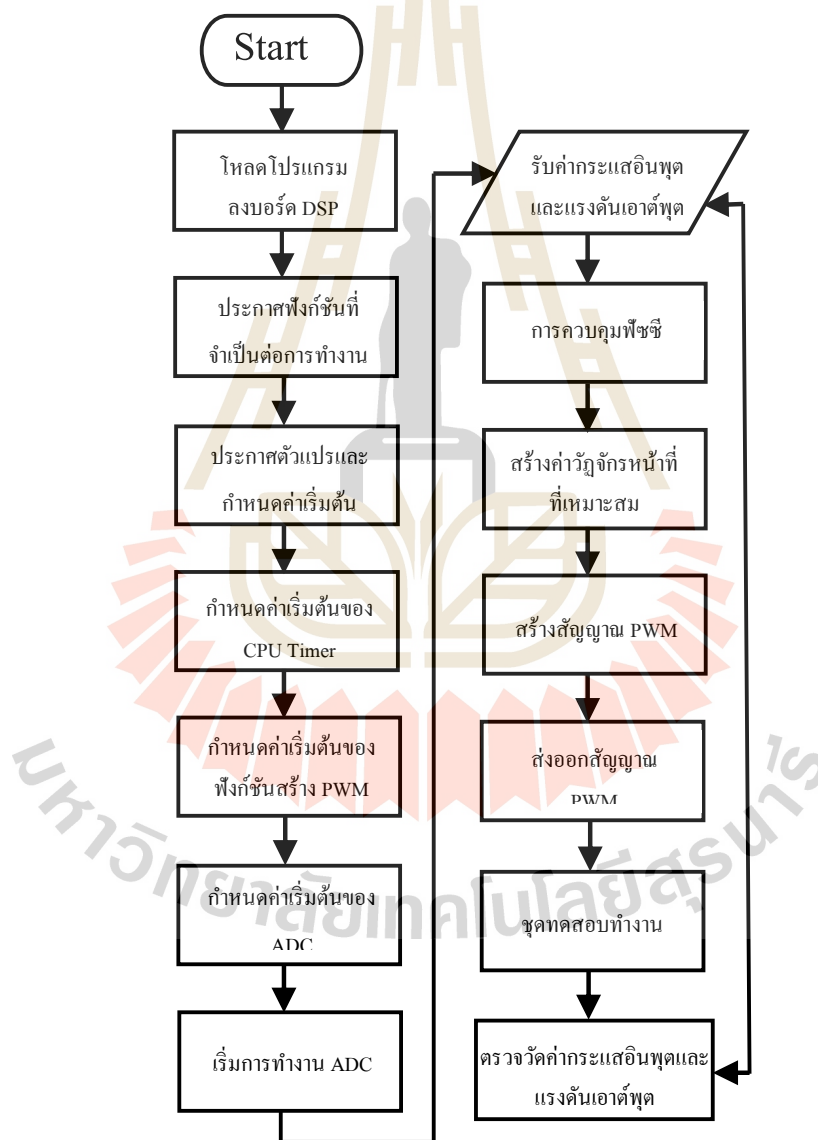
การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงอาศัยการควบคุมพัลส์ โดยดำเนินการบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 แสดงดังรูปที่ 5.19 ทำหน้าที่ประมวลผลข้อมูลแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตที่ได้จากตัวตรวจวัดแรงดัน และตัวตรวจวัดกระแส รวมถึงสร้างสัญญาณ PWM เพื่อควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังให้ได้ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่างๆ เพื่อควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้ได้ตามที่ต้องการ ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ใน ภาคผนวก ก.



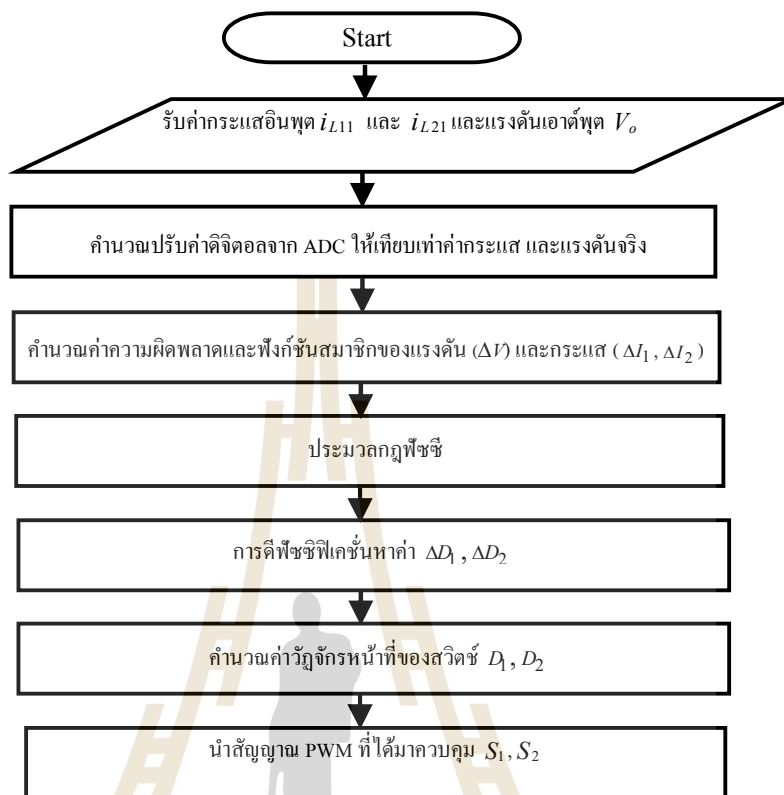
รูปที่ 5.19 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335

5.7.1 การโปรแกรมด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMSDOCK28335

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งอาศัยการควบคุมพีชชี โดยดำเนินการเขียน โปรแกรมภาษาซีประมวลผลในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMSDOCK28335 โดยมีแผนภาพการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงเป็นแผนภาพ ได้ดังรูปที่ 5.20 และแสดงแผนภาพการควบคุมพีชชี ดังรูปที่ 5.21



รูปที่ 5.20 แผนผังการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง



รูปที่ 5.21 แผนภาพการควบคุมฟัซซี

จากแผนภาพการทำงานของโปรแกรมควบคุม ดังรูปที่ 5.20 และ 5.21 สามารถอธิบายการทำงานของโปรแกรมได้เป็น 3 ส่วนสำคัญดังนี้

ส่วนที่ 1 โปรแกรมภาษาซีสำหรับรับค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) และ กระแสอินพุต (i_{L11} , i_{L21}) และทำการคำนวณปรับค่าดิจิตอลจาก ADC ให้เทียบเท่าค่ากระแส และแรงดันจริง แสดงดังนี้

```

Current_In1 = AdcMirror.ADCRESULT1; //รับค่าดิจิตอลของกระแส $i_{L11}$
Current_In2 = AdcMirror.ADCRESULT2; //รับค่าดิจิตอลของกระแส $i_{L21}$
Voltage_Vout = AdcMirror.ADCRESULT3; //รับค่าดิจิตอลของแรงดัน $V_o$
digi_i1=Current_In1; //อัพเดทค่ากระแส $i_{L11}$
digi_i2=Current_In2; //อัพเดทค่ากระแส $i_{L21}$
digi_v=Voltage_Vout; //อัพเดทค่าแรงดัน $V_o$
iin1=(0.0029*digi_i1)+0.0684; //ปรับเทียบค่ากระแส $i_{L11}$ จากสมการ (5-1)
  
```

```

iin2=(0.0029*digi_i2)-0.0434; //ปรับเทียบค่ากระแส  $i_{L21}$  จากสมการ (5-2)
vout=(0.1483*digi_v)+2.3108; //ปรับเทียบค่าแรงดัน  $V_o$  จากสมการ (5-5)

```

ส่วนที่ 2 โปรแกรมภาษาซีสำหรับส่วนการควบคุมฟัซซี่ แสดงดังนี้

```

//Fuzzy control loop 1
EV = (Vref-vout)/400; //คำนวณค่าความผิดพลาดของแรงดัน  $V_o$ 
                          ปรับให้อยู่ในรูปแบบอัตราส่วนหนึ่งหน่วย
                          (normalization)
EV1 = Vref-vout; //คำนวณค่าความผิดพลาดของแรงดันเพื่อนำไปหากระแสอ้างอิง
w1=Imax1/(Imax1+Imax2); //การถ่วงน้ำหนักกระแสของแหล่งจ่าย  $V_{in1}$ 
Iref1 = Iref + EV1*Ts*w1; //คำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงลูปกระแส 1
EI = Iref1-iin1; //คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส  $i_{L11}$ 
//Fuzzy control loop 2
w2= Imax2/(Imax1+Imax2); //การถ่วงน้ำหนักกระแสของแหล่งจ่าย  $V_{in2}$ 
Iref2 = Irefin+ EV1*Ts*w2; //คำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงลูปกระแส 2
EI2 = Iref2-iin2; //คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส  $i_{L21}$ 

```

ส่วนที่ 3 โปรแกรมภาษาซีสำหรับค่าฟังก์ชันสมาชิก แสดงดังนี้

```

//การทำ Membership Function ของ EV
if(EV < 0){ //การหาสมาชิกเขต N
if(EV <= -1){ mfe1 = 1; }
else if(EV == 0){ mfe1 = 0; }
else if(EV > -1 && EV < 0){ mfe1=(-EV)/(1);}
else if(EV > -0.5 && EV < 0){ mfe1=(-EV)/(1);}}
if(EV > -1 && EV < 1){ //การหาสมาชิกเขต Z
if(EV == 0){ mfe2=1;}
else if(EV > 1 && EV <= -0.5){ mfe2=((1+EV)/(1));}
else if(EV > -0.5 && EV < 0){ mfe2=((1+EV)/(1));}
else if(EV > 0 && EV <= 0.5){mfe2=((1-EV)/1);}
else if(EV > 0.5 && EV < 1){mfe2=((1-EV)/(1));}}

```

```

if (EV > 0){ //การหาสมาชิกเซต Z
if (EV >= 1){mfe3 = 1 ;}
else if (EV == 0){mfe3=0;}
else if (EV >0 && EV < 1){mfe3=((EV)/1);}
else if (EV >0.5 && EV < 1){ mfe3=((EV)/(1));}
//การหา Membership Function ของ EI
if (EI < 0){ //การหาสมาชิกเซต N
if (EI <= -1){mfer1 = 1 ;}
else if (EI == 0){mfer1 = 0 ;}
else if (EI > -1 && EI < 0){mfer1=(-EI)/(1);}
else if (EI > -0.5 && EI < 0){mfer1=(-EI)/(1);}
if (EI >= -1 && EI <= 1){ //การหาสมาชิกเซต Z
if (EI == 0){mfer2=1;}
else if (EI >1 && EI < -0.5){mfer2=((1+EI)/(1));}
else if (EI > -0.5 && EI < 0){ mfer2=((1+EI)/(1));}
else if (EI >0 && EI <= 0.5){mfer2=((1-EI)/(1));}
else if (EI > 0.5 && EI < 1){ mfer2=((1-EI)/(1)); }
if (EI > 0){ //การหาสมาชิกเซต P
if (EI >= 1){mfer3 = 1 ;}
else if (EI == 0){ mfer3=0;}
else if (EI >0 && EI < 1){mfer3=((EI)/(1));}
else if (EI >0.5 && EI < 1){mfer3=((EI)/(1)); }
//การหา Membership Function ของ EI2
if (EI2 < 0){ //การหาสมาชิกเซต N
if (EI2 <= -1){mfet1 = 1 ;}
else if (EI2 == 0){mfet1 = 0 ;}
else if (EI2 > -1 && EI2 < 0){mfet1=(-EI2)/(1);}
else if (EI2 > -0.5 && EI2 < 0){mfet1=(-EI2)/(1);}
if (EI2 >= -1 && EI2 <= 1){ //การหาสมาชิกเซต Z
if (EI2 == 0){mfet2=1;}
else if (EI2 >1 && EI2 < -0.5){mfet2=((1+EI2)/(1));}

```

```

else if (EI2 > -0.5 && EI2 < 0){ mfe2=((1+EI2)/(1));}
else if (EI2 >0 && EI2 <= 0.5){mfe2=((1-EI2)/(1));}
else if (EI2 > 0.5 && EI2 < 1){ mfe2=((1-EI2)/(1));}
if (EI2 > 0){ //การหาสมาชิกเซต P
if (EI2 >= 1){mfe3 = 1 ;}
else if (EI2 == 0){ mfe3=0;}
else if (EI2 >0 && EI2 < 1){mfe3=((EI2)/(1));}
else if (EI2 >0.5 && EI2 < 1){mfe3=((EI2)/(1));}
ส่วนที่ 4 โปรแกรมภาษาซีสำหรับกฎฟuzzy แสดงดังนี้
//กฎฟuzzyข้อที่ 1 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$ 
if (mfe1>=0 || mfer1>=0){
if (mfe1<mfer1)
mf1=mfe1;
else mf1=mfer1;
o1=N*mf1;}
//กฎฟuzzyข้อที่ 2สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$ 
if (mfe1>=0 || mfer2>=0){
if (mfe1<mfer2)
mf2=mfe1;
else mf2=mfer2;
o2=N*mf2;}
//กฎฟuzzyข้อที่ 3สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$ 
if (mfe1>=0 || mfer3>=0){
if (mfe1<mfer3)
mf3=mfe1;
else mf3=mfer3;
o3=Z*mf3;}
//กฎฟuzzyข้อที่ 4 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$ 
if (mfe2>=0 || mfer1>=0){
if (mfe2<mfer1)
mf4=mfe2;

```

```

else mf4=mfer1;
o4=N*mf4;}
//กฎพีชคณิตที่ 5 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$ 
//rule5
if (mfe2>=0 || mfer2>=0){
if (mfe2<mfer2)
mf5=mfe2;
else mf5=mfer2;
o5=Z*mf5;}
//กฎพีชคณิตที่ 6 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$ 
if (mfe2>=0 || mfer3>=0){
if (mfe2<mfer3)
mf6=mfe2;
else mf6=mfer3;
o6=P*mf6;}
//กฎพีชคณิตที่ 7 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$ 
if (mfe3>=0 || mfer1>=0){
if (mfe3<mfer1)
mf7=mfe3;
else mf7=mfer1;
o7=Z*mf7}
//กฎพีชคณิตที่ 8 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$ 
if (mfe3>=0 || mfer2>=0){
if (mfe3<mfer2)
mf8=mfe3;
else mf8=mfer2;
o8=P*mf8; }
//กฎพีชคณิตที่ 9 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$ 
if(mfe3>=0 || mfer3>=0){
if (mfe3<mfer3)
mf9=mfe3;

```



```

else mfo=mfer3;
o9=P*mfo; }
//กฎพีชคณิตที่ 1 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$ 
if (mfe1>=0 || mfe1<=0){
if (mfe1<mfe1)
mff1=mfe1;
else mff1=mfe1;
of1=N*mff1; }
//กฎพีชคณิตที่ 2 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$ 
if (mfe1>=0 || mfe2>=0){
if (mfe1<mfe2)
mff2=mfe1;
else mff2=mfe2;
of2=N*mff2; }
//กฎพีชคณิตที่ 3 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$ 
if (mfe1>=0 || mfe3>=0){
if (mfe1<mfe3)
mff3=mfe1;
else mff3=mfe3;
of3=Z*mff3; }
//กฎพีชคณิตที่ 4 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$ 
if (mfe2>=0 || mfe1>=0){
if (mfe2<mfe1)
mff4=mfe2;
else mff4=mfe1;
of4=N*mff4; }
//กฎพีชคณิตที่ 5 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$ 
if (mfe2>=0 || mfe2>=0){
if (mfe2<mfe2)
mff5=mfe2;
else mff5=mfe2;

```

```

of5=Z*mff5; }
//กฎพีชชีข้อที่ 6 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$ 
if (mfe2>=0 || mfet3>=0){
if (mfe2<mfet3)
mff6=mfe2;
else mff6=mfet3;
of6=P*mff6; }
//กฎพีชชีข้อที่ 7 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$ 
if (mfe3>=0 || mfet1>=0){
if (mfe3<mfet1)
mff7=mfe3;
else mff7=mfet1;
of7=Z*mff7; }
//กฎพีชชีข้อที่ 8 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$ 
if (mfe3>=0 || mfet2>=0){
if (mfe3<mfet2)
mff8=mfe3;
else mff8=mfet2;
of8=P*mff8; }
//กฎพีชชีข้อที่ 9 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$ 
if(mfe3>=0 || mfet3>=0){
if (mfe3<mfet3)
mff9=mfe3;
else mff9=mfet3;
of9=P*mff9; }

```

และส่วนที่ 5 โปรแกรมภาษาซีสำหรับคำนวณค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ จากนั้นเปรียบเทียบสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมด้านเท่า กับค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ เพื่อสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งประมวลผลภายในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

```

Num=o1+o2+o3+o4+o5+o6+o7+o8+o9; //ส่วนดีพีชชีหาค่าน้ำหนักเฉลี่ยของ  $\Delta D_1$ 
if( Den==0)

```

```

{ Den = 1e-12; }
deltaduty1 =(Num/Den);
newduty1=oldduty1+deltaduty1;           //ส่วนการคำนวณค่า  $D_1$ 
oldduty1 = newduty1;                   //ส่วนของการเก็บค่าวัฏจักรหน้าที่เดิม
                                        (oldduty1)

Num2=of1+of2+of3+of4+of5+of6+of7+of8+of9;
                                        //ส่วนดีพีซีหาค่าน้ำหนักเฉลี่ยของ  $\Delta D_2$ 
Den2=mff1+mff2+mff3+mff4+mff5+mff6+mff7+mff8+mff9;
if( Den==0)
{ Den = 1e-12; }
deltaduty2 =(Num2/Den2);
newduty2=oldduty2+ deltduty2;         //ส่วนการหาค่า  $D_2$ 
oldduty2 = newduty2;                   //ส่วนของการเก็บค่าวัฏจักรหน้าที่เดิม
                                        (oldduty2)

// DUTY limiter                          //กำหนดขอบเขตของค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์
                                        ให้อยู่ในช่วงที่สามารถทำงานได้
if(newduty1<0){ newduty1=0;}           //กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์ไม่ต่ำกว่า 0
else if(newduty1>=0.7){ newduty1=0.7;} //กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์ไม่เกิน 0.7
else{ newduty1= newduty1;}

if(newduty2<0){ newduty2=0;}           //กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์ไม่ต่ำกว่า 0
else if(newduty2>=0.7){ newduty2=0.7;} //กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิทช์ไม่เกิน 0.7
else{ newduty2= newduty2;}

// update DUTY
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=3750-3750*duty2;
                                        //อัปเดตสัญญาณ PWM สำหรับสวิทช์  $S_2$ 

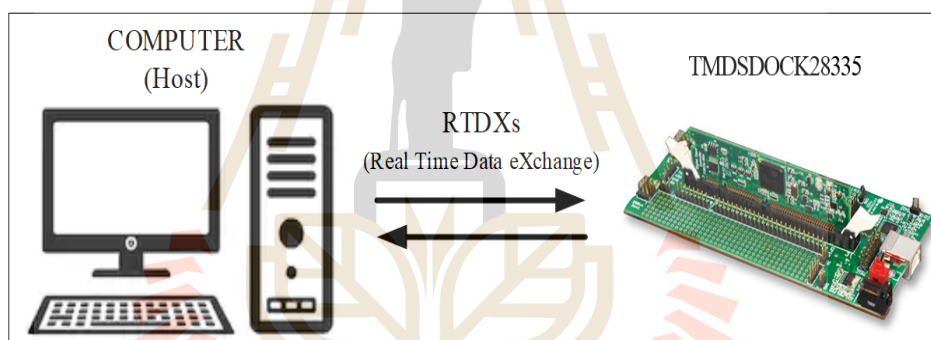
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=3750-3750*duty1;
                                        //อัปเดตสัญญาณ PWM สำหรับสวิทช์  $S_1$ 

```

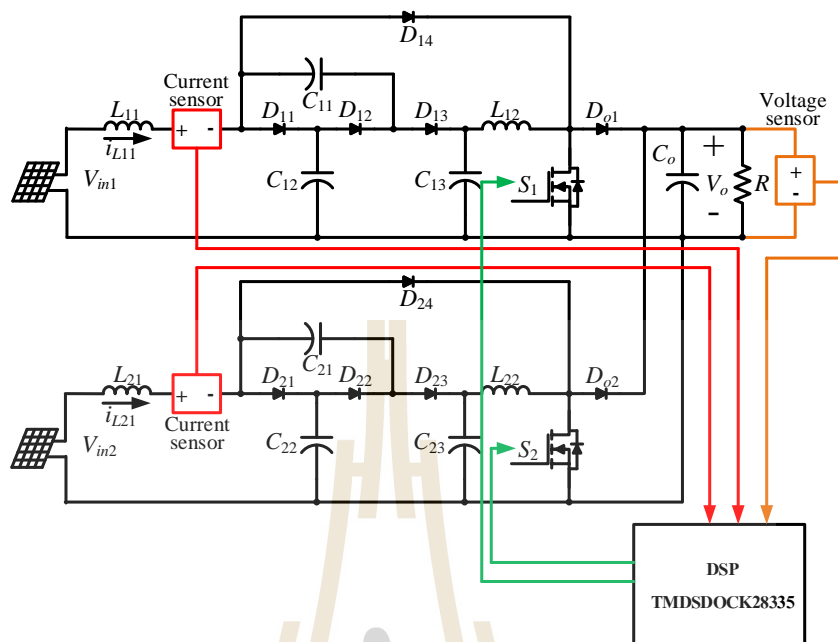
นอกจากนี้ยังมีโปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานในส่วนอื่น ๆ เป็นการกำหนดค่าเริ่มต้น และการประกาศฟังก์ชันการทำงาน สามารถศึกษารายละเอียดเพิ่มเติมในส่วนภาคผนวก ก.

5.8 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ใช้ตัวควบคุม พีซีที่พัฒนาขึ้น แบบฮาร์ดแวร์ในลูป

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) เป็นการทำงานระหว่างบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 ซึ่งเป็นตัวประมวลผลการควบคุมพีซีซี และโปรแกรม MATLAB Simulink ซึ่งใช้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหี่ยวนำและตัวเก็บประจุภายในวงจรที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 สร้างขึ้นภายในโปรแกรม MATLAB Simulink จากนั้นเขียนโปรแกรมควบคุมด้วย Code Composer Studio เวอร์ชัน 3.3 (CCStudio v3.3) และรับส่งข้อมูลผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX (Real Time Data eXchange) เชื่อมโยงระหว่างโปรแกรม Simulink (Host) กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 (Target) แผนภาพการเชื่อมโยงรับส่งข้อมูลแสดงดังรูปที่ 5.21 โดยโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป แสดงดังรูปที่ 5.22 ซึ่งมีรายละเอียดเพิ่มเติมการเชื่อมต่อและใช้งานการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป แสดงในภาคผนวก ง.

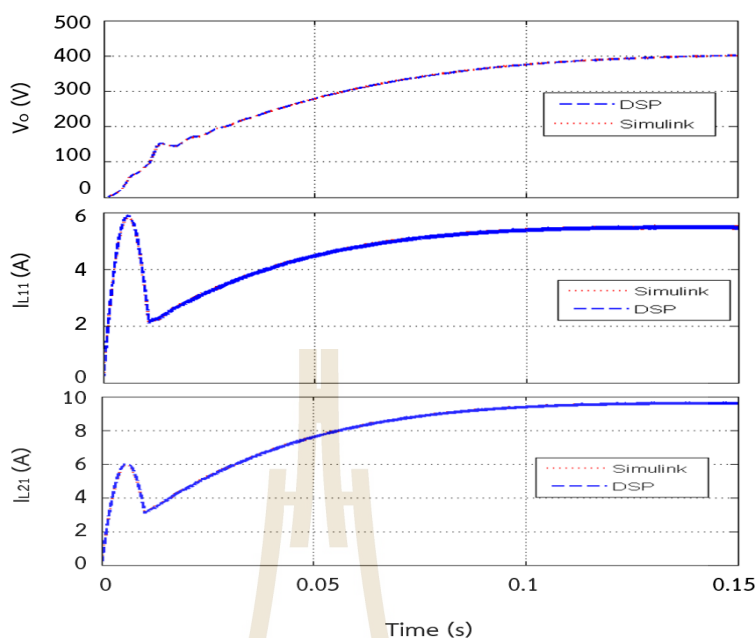


รูปที่ 5.21 แผนภาพการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP



รูปที่ 5.22 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป

การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิงที่ 200V, 400V และ 300V ตามลำดับ โดยแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} เป็นแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าคงที่เท่ากับ 20V และแรงดันอ้างอิงคงที่เท่ากับ 400V แสดงผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบระหว่างการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink กับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป (DSP) แสดงดังรูปที่ 5.23 ทั้งนี้เพื่อตรวจสอบความถูกต้องโปรแกรมภาษาซีของการควบคุมพีซีซีที่ได้พัฒนาขึ้น สำหรับนำไปควบคุมกับชุดทดสอบต่อไป



รูปที่ 5.23 ผลจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบระหว่างโปรแกรม MATLAB และแบบฮาร์ดแวร์ในรูป

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 5.23 แสดงให้เห็นได้ว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต (V_o) และกระแส i_{L11} และ i_{L21} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} มีลักษณะคล้ายคลึงกัน ซึ่งแสดงได้ว่าโปรแกรมภาษาซีของการควบคุมพีซีที่ออกแบบขึ้นนั้นมีความถูกต้อง สามารถนำไปควบคุมชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตได้

5.9 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 5 นำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยกล่าวถึงการเลือกอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง การสร้างวงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสอินพุต การสร้างวงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันเอาต์พุต การสร้างวงจรรขยายแรงดันแบบแยก โดคสัญญาณ และการเขียนโปรแกรมภาษาซีของการควบคุมพีซี เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 โดยอาศัยผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบระหว่างการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink กับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป (DSP) แสดงให้เห็นถึงความถูกต้องของโปรแกรมภาษาซีของการควบคุมพีซีที่ได้พัฒนาขึ้น ซึ่งนำไปทดสอบกับชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยแสดงผลการทดสอบในบทที่ 6 ต่อไป

บทที่ 6

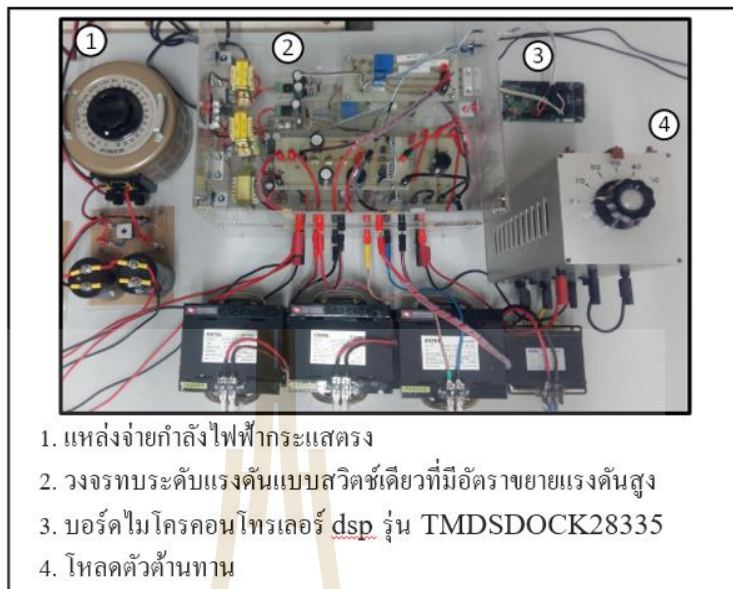
ผลการทดสอบ

6.1 บทนำ

ในบทนี้นำเสนอผลการทดสอบการควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้นกับชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อยืนยันประสิทธิภาพของการควบคุมพีชชีที่ได้พัฒนาขึ้น โดยนำเสนอผลการทดสอบ 4 กรณี ซึ่งประกอบด้วย การใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงหนึ่งแหล่งจ่ายกับวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง การใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์หนึ่งแหล่งจ่ายกับวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ต่อมาผลการทดสอบเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสองแหล่งจ่ายควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง และสุดท้ายผลการทดสอบเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สองแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากันกับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยในแต่ละกรณีจะดำเนินการการเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง V_{ref} จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} รวมทั้งทำการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} ในกรณีที่ เป็นสองแหล่งจ่าย และสุดท้ายทำการปรับเปลี่ยนค่าโหลดตัวต้านทาน R ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o ของโหลด เพื่อยืนยันความถูกต้องและแสดงประสิทธิภาพของการควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้น ทั้งนี้ได้แสดงการเปรียบเทียบผลการทดสอบกับผลการจำลองสถานการณ์ในแต่ละกรณี ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

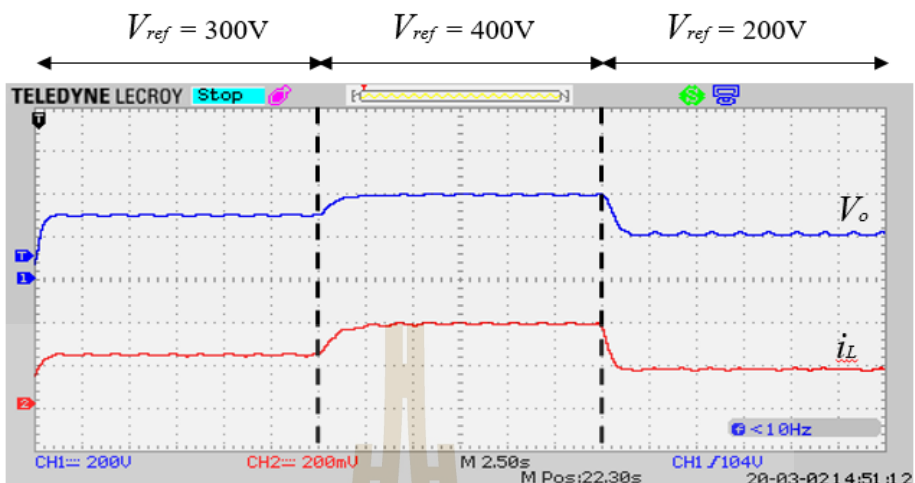
6.2 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

โดยจำแนกผลการทดสอบออกเป็น 3 กรณี ได้แก่ กรณีมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง V_{ref} กรณีมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และกรณีมีการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน โดยอาศัยชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงหนึ่งแหล่งจ่าย ดังแสดงในรูปที่ 6.1 ทั้งนี้ใช้เพียงหนึ่งวงจรย่อย ในการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของ การควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้น สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

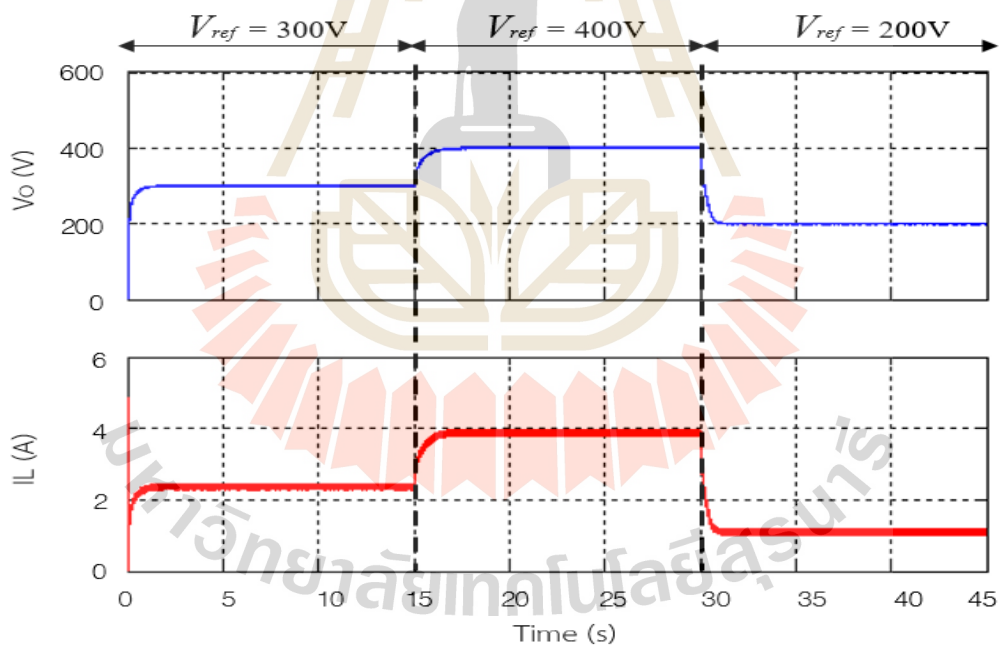


รูปที่ 6.1 ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

กรณีแรก ทำการทดสอบเมื่อปรับเปลี่ยนค่าแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) จาก 300V เป็น 400V และ 200V ตามลำดับ ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 6.2 สังเกตเห็นได้ว่า เวลา 0 ถึง 15วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าคงที่เท่ากับ 300V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ที่ค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 300V กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 2.5A ต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30 วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 400V แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 4A และในช่วงท้ายที่เวลา 30 ถึง 45วินาที แรงดันอ้างอิงลดลงจาก 400V เป็น 200V ทำให้แรงดันเอาต์พุตลดลงและคงที่เท่ากับ 200V โดยที่กระแสอินพุตมีการปรับลดลงคงที่ประมาณ 0.6A จากผลการทดสอบเห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีทีที่พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงให้มีค่าแรงดันเอาต์พุตสอดคล้องตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เปลี่ยนไปได้ ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้แสดงดังรูปที่ 6.3 พบว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมีค่าใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการทดสอบ แสดงให้เห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีทีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการอย่างมีประสิทธิภาพ



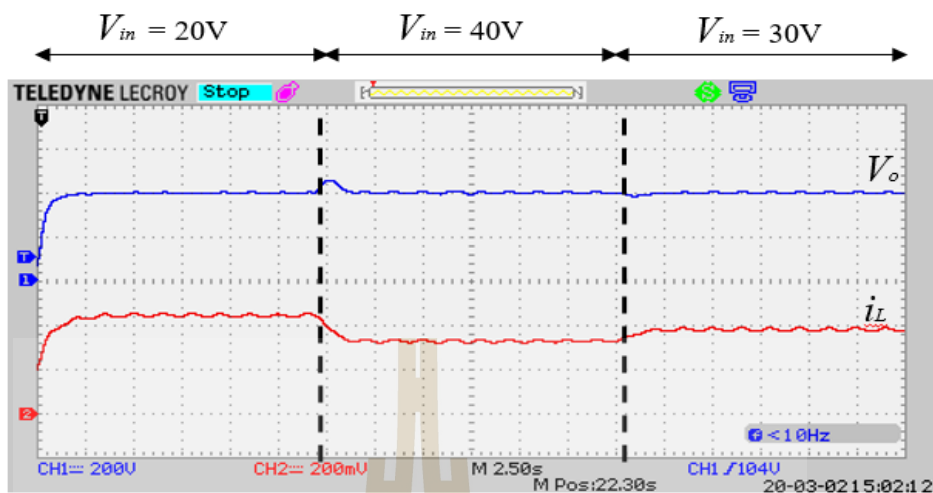
รูปที่ 6.2 ผลการทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง



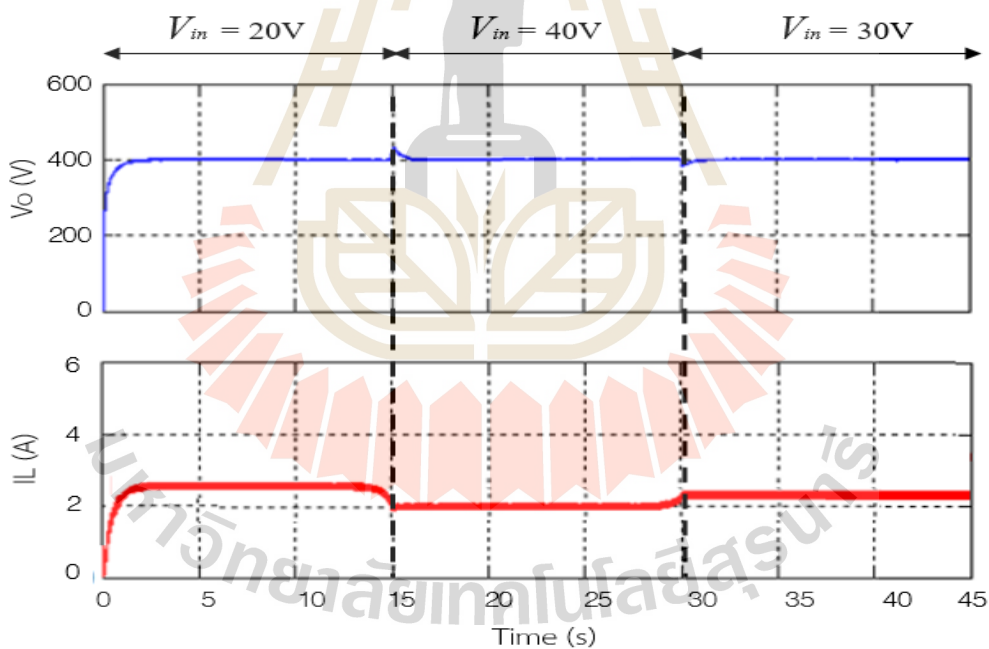
รูปที่ 6.3 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง

กรณีที่ 2 ทำการทดสอบเมื่อแหล่งจ่าย V_{in} มีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุตจาก 20V เป็น 40V และ 30V ตามลำดับ และกำหนดค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 6.4 สังเกตเห็นได้ว่าที่เวลา 0 ถึง 15 วินาที แรงดันอินพุต V_{in} มีค่าคงที่เท่ากับ 20V ระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 4.5A ต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30 วินาที แรงดันอินพุต V_{in} มีค่า 40V แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวเท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 3.5A จากนั้นที่เวลา 30 ถึง 45 วินาที แรงดันอินพุต V_{in} มีค่า 30V พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยและคงที่เท่ากับ 400V โดยกระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 3.8A ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบกับผลการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้ แสดงดังรูปที่ 6.5 พบว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมีค่าใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการทดสอบ อาจกล่าวได้ว่าการควบคุมพีซีซีทีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงให้สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตามต้องการ โดยมีค่ากระแสอินพุตที่สามารถรักษากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ส่งไปยังโหลดได้อย่างเหมาะสม

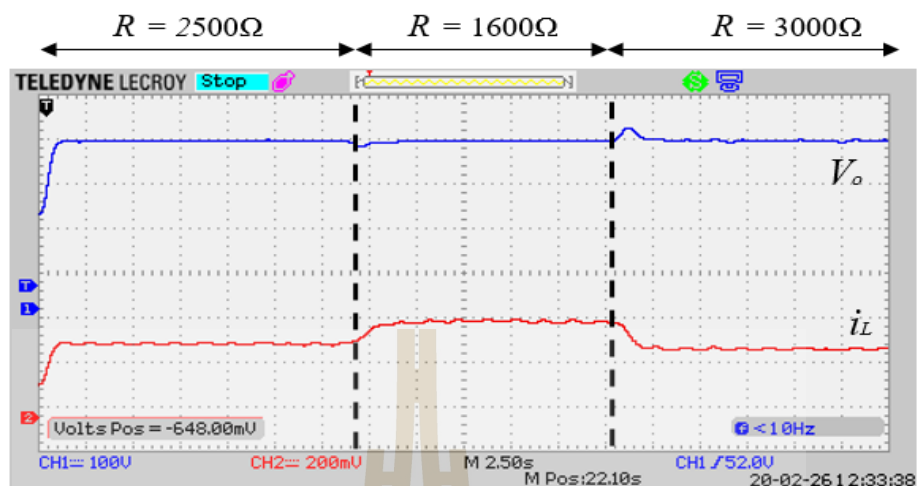
จากนั้นทำการทดสอบชุดทดสอบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดตัวต้านทานเป็น 2500Ω 1600Ω และ 3000Ω ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 64W 100W และ 54W ตามลำดับ เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าคงที่เท่ากับ 20V และแรงดันอ้างอิงมีค่าคงที่เท่ากับ 400V ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 6.6 โดยที่เวลา 0 ถึง 15วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ 2500Ω กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ 64W พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าคงที่ประมาณ 3A ต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1600Ω ทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นเท่ากับ 100W จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลดลงและคงที่เท่ากับ 400V กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 4A สุดท้ายที่เวลา 15 ถึง 30วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 3000Ω ส่งผลให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตลดลงเป็น 54W พบว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่เท่ากับ 400V โดยที่กระแสอินพุตมีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 2.5A ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้ แสดงดังรูปที่ 6.7 พบว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมีค่าใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการทดสอบ ดังนั้นการควบคุมพีซีซีทีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าวได้ ซึ่งสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการและควบคุมการจ่ายกระแสอินพุตให้จ่ายกำลังไฟฟ้าได้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดตัวต้านทาน



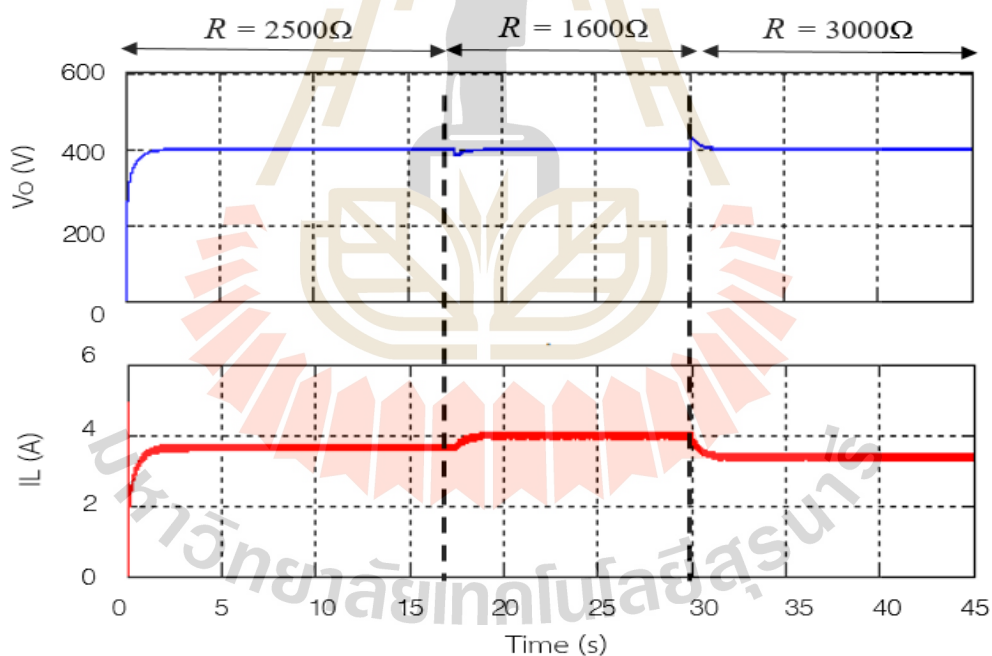
รูปที่ 6.4 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต



รูปที่ 6.5 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต



รูปที่ 6.6 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยน โหลดตัวต้านทาน



รูปที่ 6.7 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยน โหลดตัวต้านทาน

6.3 ผลการทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

โดยนำเสนอผลการทดสอบ 3 กรณี ได้แก่ การเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง V_{ref} การเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in} และการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน โดยอาศัยชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ แสดงดังรูปที่ 6.8 ซึ่งจะใช้เพียงวงจรย่อยที่หนึ่งเท่านั้น โดยกำหนดขนาดแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายมีแรงดันอินพุตเท่ากับ 40V และมีพิกัดกระแสเท่ากับ 8A ส่งผลให้มีกำลังไฟฟ้าอินพุตสูงสุดเท่ากับ 240W ซึ่งสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ 100W ได้อย่างเพียงพอ โดยมีรายละเอียดของผลการทดสอบดังต่อไปนี้

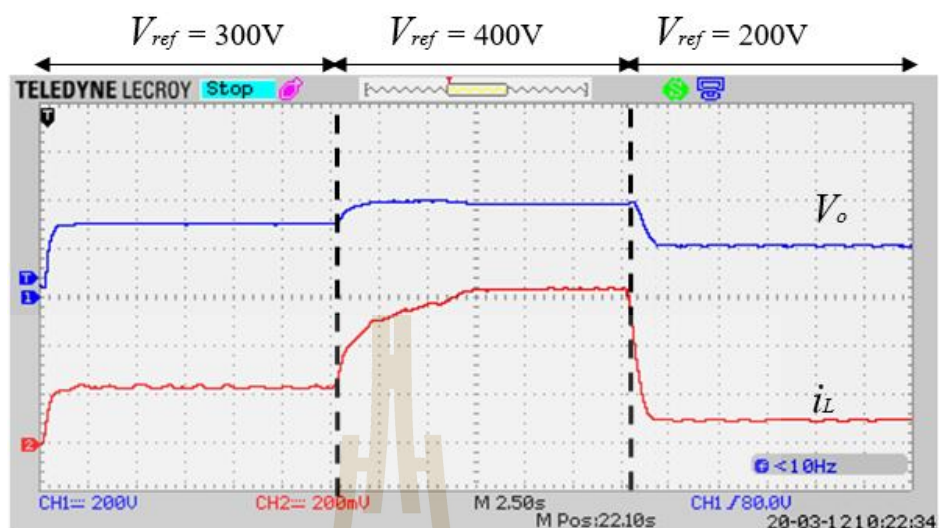


รูปที่ 6.8 ชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

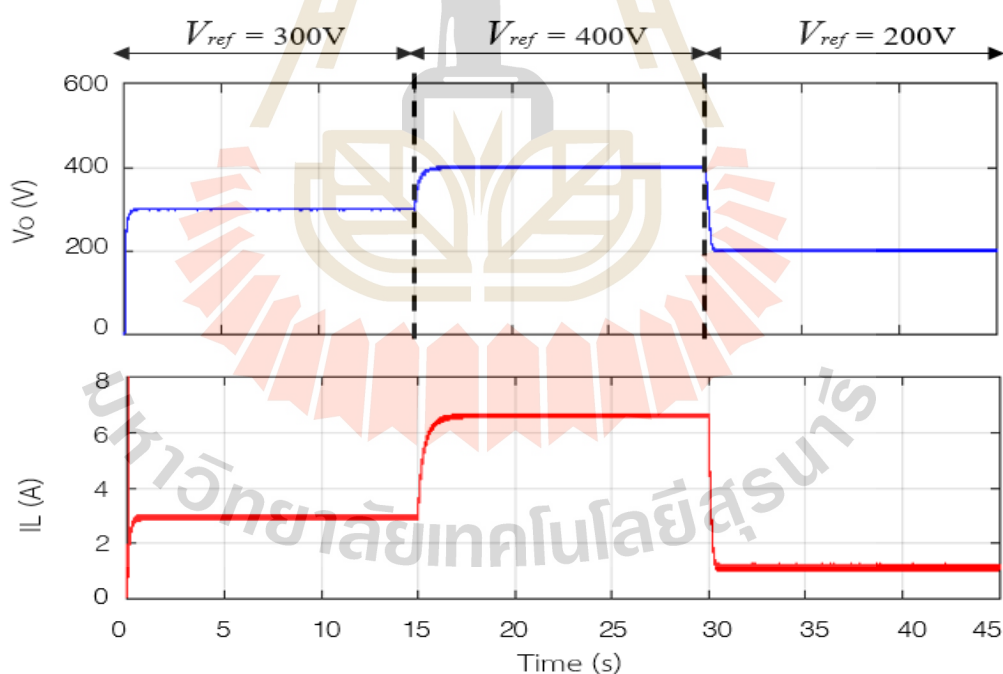
กรณีแรกทดสอบเมื่อมีปรับแรงดันอ้างอิงจาก 300 เป็น 400V และ 200V ตามลำดับ ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 6.9 เห็นได้ว่าในช่วงเวลา 0 ถึง 15วินาที เมื่อแรงดันอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 300V พบว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 300V กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 2.5A ต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30วินาที มีการปรับค่าแรงดันอ้างอิงเป็น 400V พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 6A และในช่วงท้ายที่เวลา 30 ถึง 45วินาที แรงดันอ้างอิงลดลงเท่ากับ 200V ทำให้แรงดันเอาต์พุตลดลงและ

คงที่เท่ากับ 200V โดยที่กระแสอินพุตมีค่าคงที่ประมาณ 1A ดำเนินการเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีเดียวกันนี้แสดงดังรูปที่ 6.10 เห็นได้ว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมีค่าใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการทดสอบ แสดงให้เห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีทีพัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการอย่างมีประสิทธิภาพ

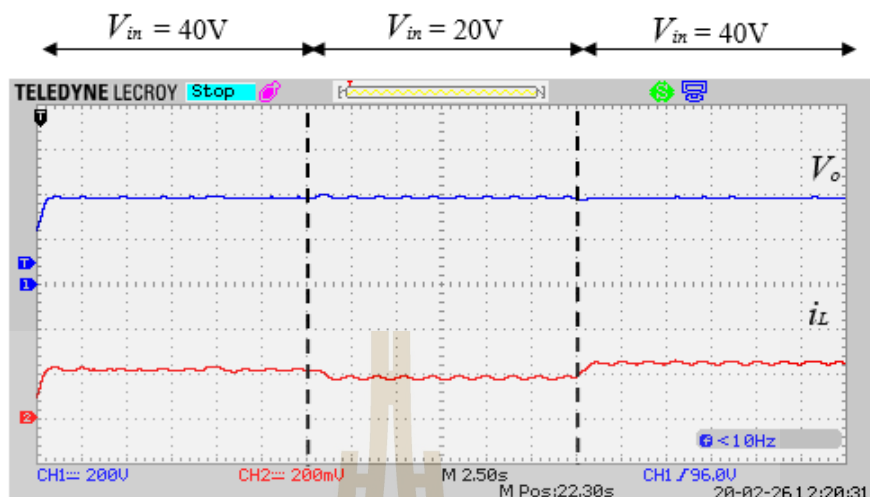
กรณีต่อมาทดสอบกรณีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุตมีการปรับเปลี่ยนจาก 40V เป็น 20V และ 40V ตามลำดับ และกำหนดค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V มีโหลดตัวต้านทานเท่ากับ 3200Ω ซึ่งต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 50W โดยมีผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 6.11 กำหนดให้ที่เวลา 0 ถึง 15 วินาที แรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ 40V สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V กระแสอินพุตมีเพิ่มขึ้นและคงที่ 2.5A และต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30วินาที ดำเนินการปรับลดค่าแรงดันอินพุตเท่ากับ 20V พบว่าระดับค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยและคงที่เท่ากับ 400V กระแสอินพุตมีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 2A และสุดท้ายที่เวลา 30 ถึง 45 วินาที ดำเนินการปรับเพิ่มค่าแรงดันอินพุตเท่ากับ 40V แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยและคงที่เท่ากับ 400V และกระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นคงที่ประมาณ 3A จากผลการทดสอบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุต การควบคุมพีซีซีทีพัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าว ซึ่งสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบกับผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 6.12 พบว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมีค่าใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการทดสอบ ซึ่งแสดงให้เห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีทีพัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุตของแหล่งจ่าย โดยยังคงสามารถรักษาการจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้ยัง โหลดได้อย่างเหมาะสม



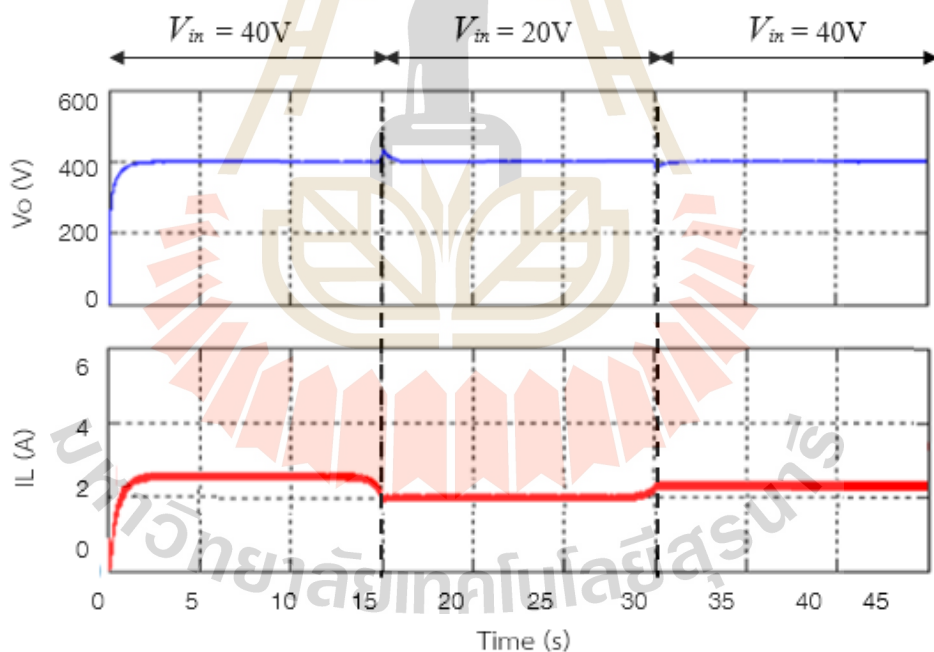
รูปที่ 6.9 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 6.10 ผลการจำลองสถานการณ์ วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง

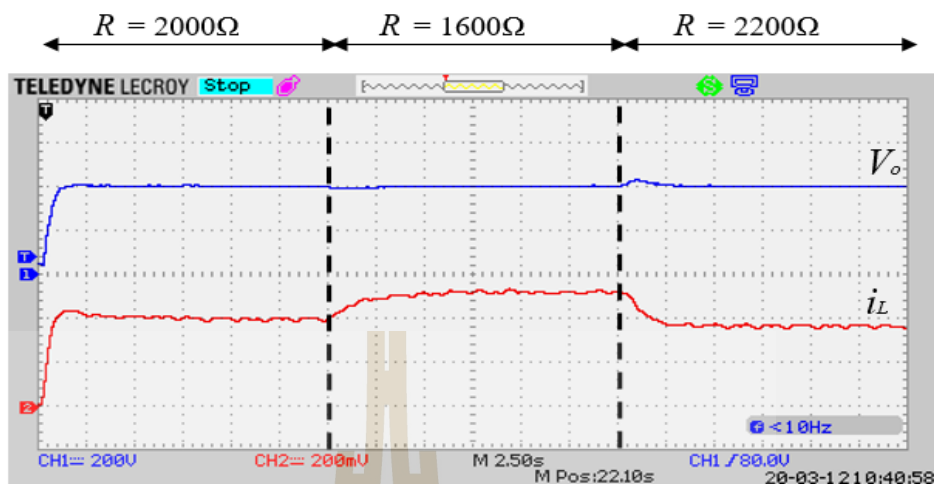


รูปที่ 6.11 ผลการทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนกำลังอินพุต

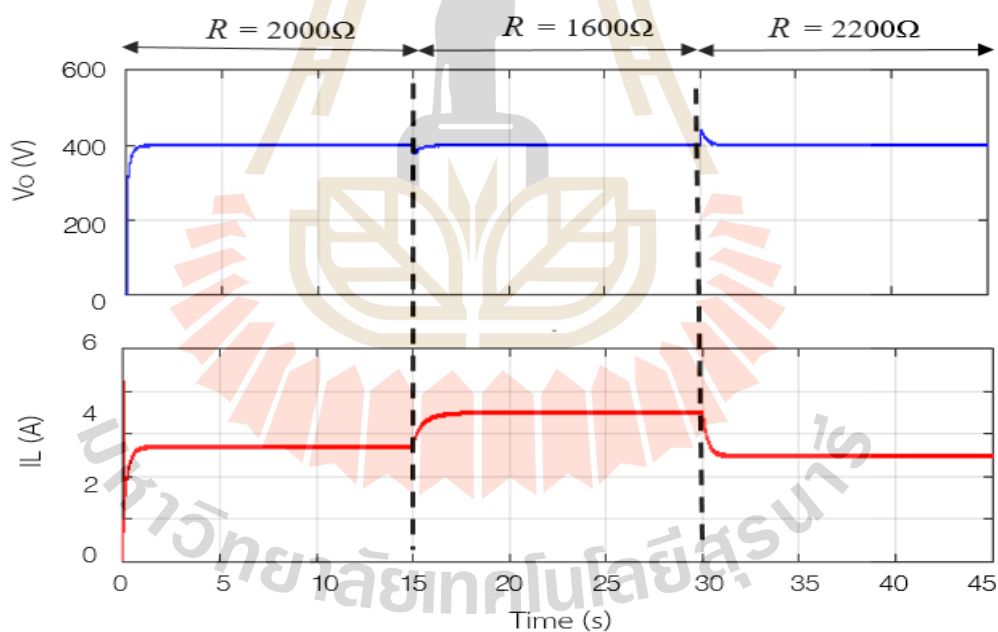


รูปที่ 6.12 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนกำลังอินพุต

กรณีสุดท้ายทำการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดตัวต้านทานเป็น 2000Ω 1600Ω และ 2200Ω ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $80W$ $100W$ และ $72W$ ตามลำดับ กำหนดแรงดันอ้างอิงมีค่าคงที่เท่ากับ $400V$ ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 6.13 ในช่วงเวลา 0 ถึง 15 วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ 2000Ω โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ $80W$ เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ $400V$ และกระแสอินพุตมีค่าคงที่ประมาณ $6A$ เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้ตามที่โหลดต้องการ ต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30 วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าลดลงเป็น 1600Ω โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นเท่ากับ $100W$ พบว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าคงที่เท่ากับ $400V$ ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ $6A$ เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด และสุดท้ายที่เวลา 15 ถึง 30วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 2200Ω ส่งผลให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตลดลงเป็น $72W$ แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวเท่ากับ $400V$ โดยที่กระแสอินพุตมีค่าลดลงและคงที่ประมาณ $5A$ จากนั้นพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์ดังแสดงรูปที่ 6.14 พบว่าผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมีค่าใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการทดสอบ จากการควบคุมพีซีซีทีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน รวมถึงสามารถควบคุมการจ่ายกระแสอินพุตของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ให้จ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดได้อย่างเหมาะสม



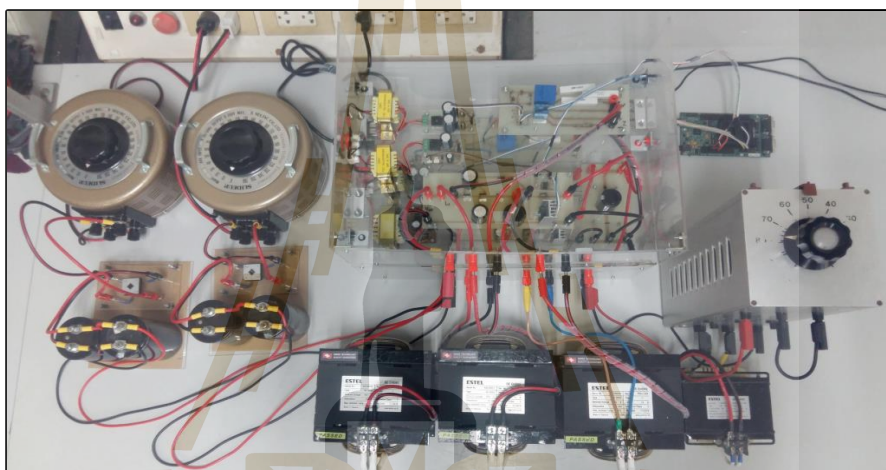
รูปที่ 6.13 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยน โหลดตัวต้านทาน



รูปที่ 6.14 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยน โหลดตัวต้านทาน

6.4 ผลการทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง

ผลการทดสอบแบ่งออกเป็น 4 กรณี ได้แก่ การเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง การเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} ต่อมาเป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} สุดท้ายเป็นการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน โดยอาศัยชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ดังแสดงในรูปที่ 6.15 เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของการควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้น โดยรายละเอียดของผลการทดสอบมีดังต่อไปนี้

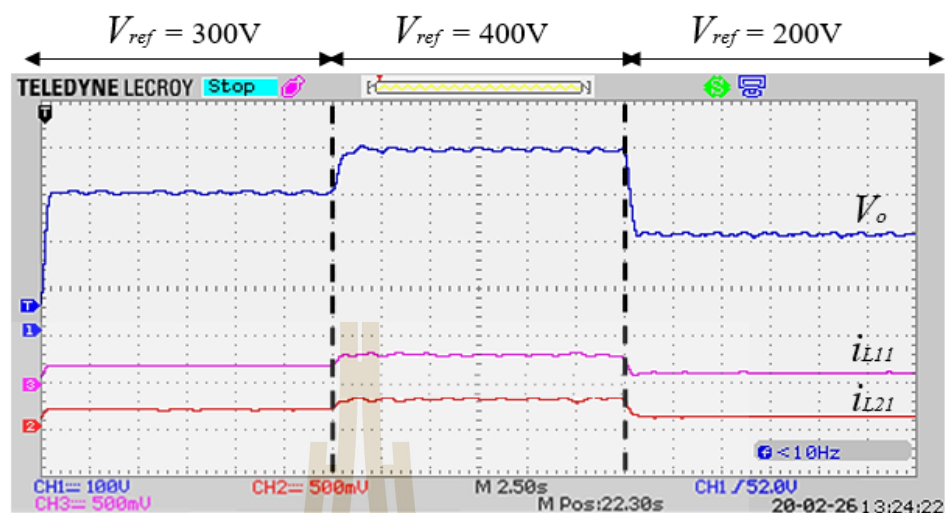


รูปที่ 6.15 ชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

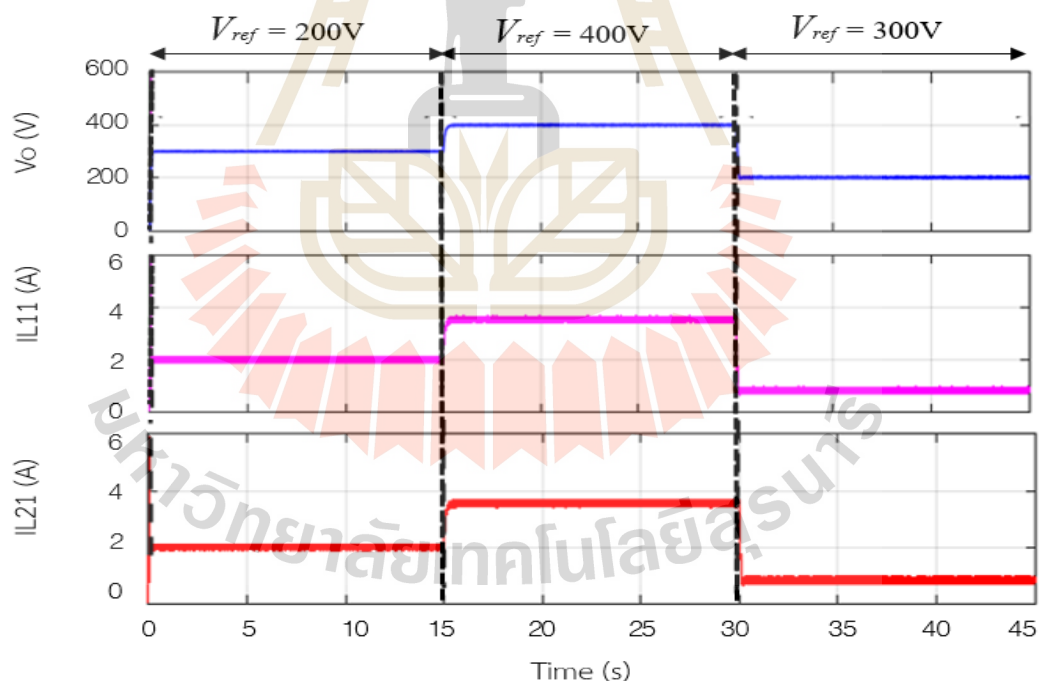
กรณีแรกเป็นการทดสอบวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ จาก 300 เป็น 400V และ 200V ตามลำดับ กำหนดให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีแรงดันคงที่เท่ากับ 20V โดยผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 6.16 ที่เวลา 0 ถึง 15วินาที กำหนดให้แรงดันอ้างอิงมีค่าคงที่เท่ากับ 300V พบว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับค่าแรงดันอ้างอิง 300V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 2A ต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30 วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 300V เป็น 400V แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 3.8A และในช่วงท้ายที่เวลา 30 ถึง 45 วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าลดลงจาก 400V เป็น 200V พบว่าแรงดันเอาต์พุตลดลงตามแรงดันอ้างอิงและคงที่เท่ากับ 200V โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับลดลงและคงที่อยู่ที่ประมาณ 0.8A จากผลการทดสอบเห็นได้ว่าการควบคุมพีชชีสามารถควบคุมการทำงานของวงจรได้แรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนไปได้ตามต้องการ โดยค่ากระแสอินพุตทั้งสองค่ามีค่าเท่ากัน เนื่อง

ด้วยค่าถ่วงน้ำหนักกระแสมีค่าเท่ากัน เพื่อยืนยันความถูกต้องของผลการทดสอบ ได้ดำเนินการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้ แสดงดังรูปที่ 6.17 ซึ่งเห็นได้ชัดว่ามีความสอดคล้องกับผลการทดสอบทั้งแรงดันเอาต์พุต และกระแสอินพุตทั้งสองวงจรย่อย ดังนั้นการควบคุมฟิวซ์ซีทีพัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

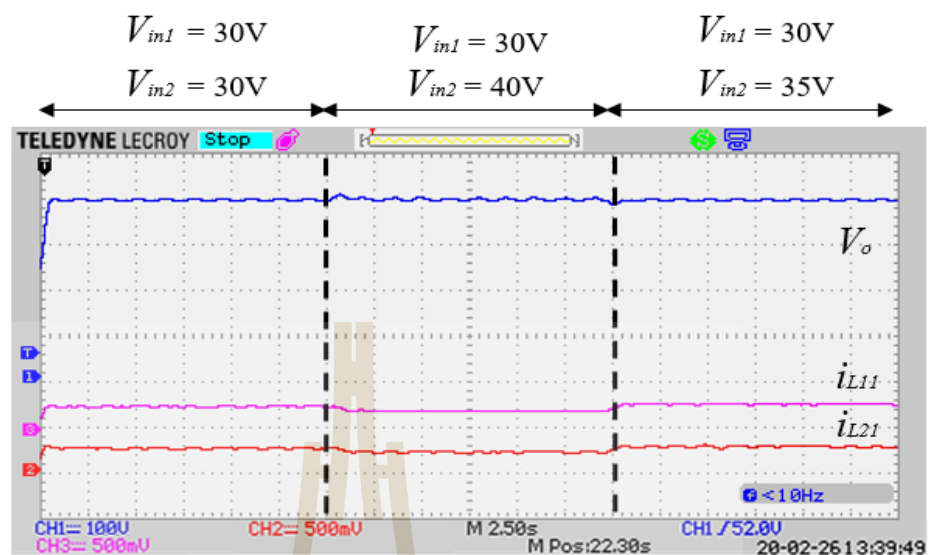
การทดสอบกรณีที่ 2 ทำการปรับแหล่งจ่าย V_{in2} โดยปรับเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุตจาก 30V เป็น 40V และ 35V ตามลำดับ โดยให้แหล่งจ่าย V_{in1} มีค่าคงที่เท่ากับ 30V และค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.18 ที่เวลา 0 ถึง 15วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 30V พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับค่าแรงดันอ้างอิง 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 3.8A ต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 30V และ 40V ตามลำดับ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยและคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 2.5A และในช่วงท้ายที่เวลา 30 ถึง 45วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 30V และ 35V ตามลำดับ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่เท่ากับ 400V โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าประมาณ 3.6A จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าการควบคุมฟิวซ์ซีทีพัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงให้สามารถรักษาระดับค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตามที่กำหนดไว้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุต ผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีเดียวกันนี้ แสดงดังรูปที่ 6.19 พบว่าทั้งผลการทดสอบแรงดันเอาต์พุต V_o และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L12} มีความสอดคล้องกับผลการจำลองสถานการณ์ ซึ่งกล่าวได้ว่าการควบคุมฟิวซ์ซีทีพัฒนาขึ้น สามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ



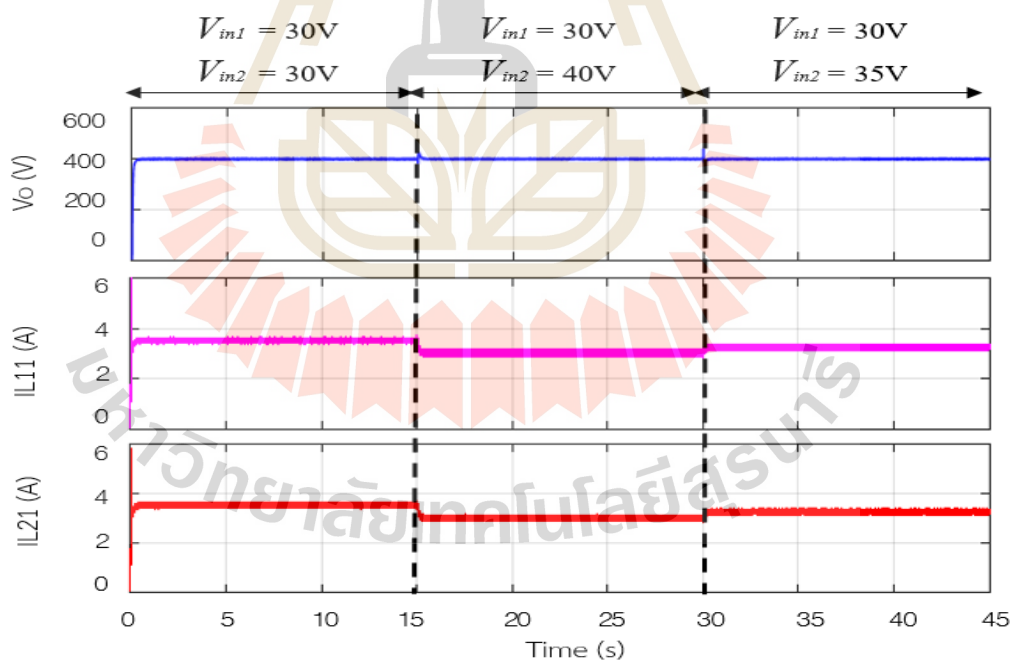
รูปที่ 6.16 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงกรณีปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง V_{ref}



รูปที่ 6.17 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง V_{ref}

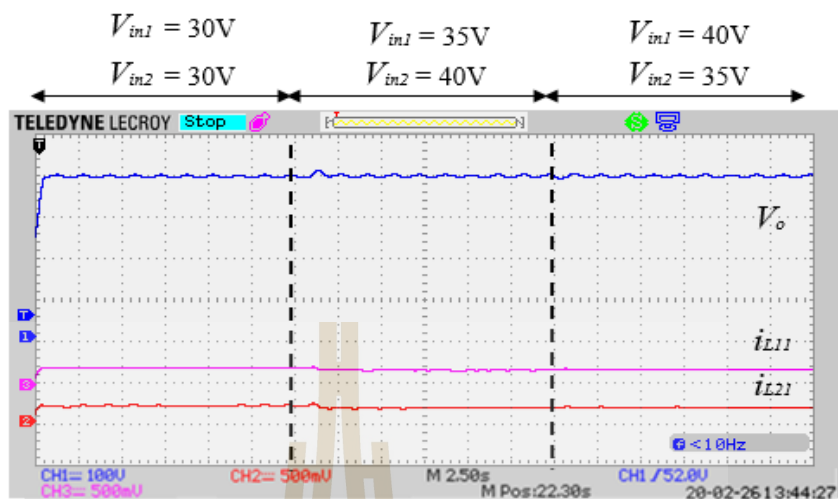


รูปที่ 6.18 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงกรณีปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in2}

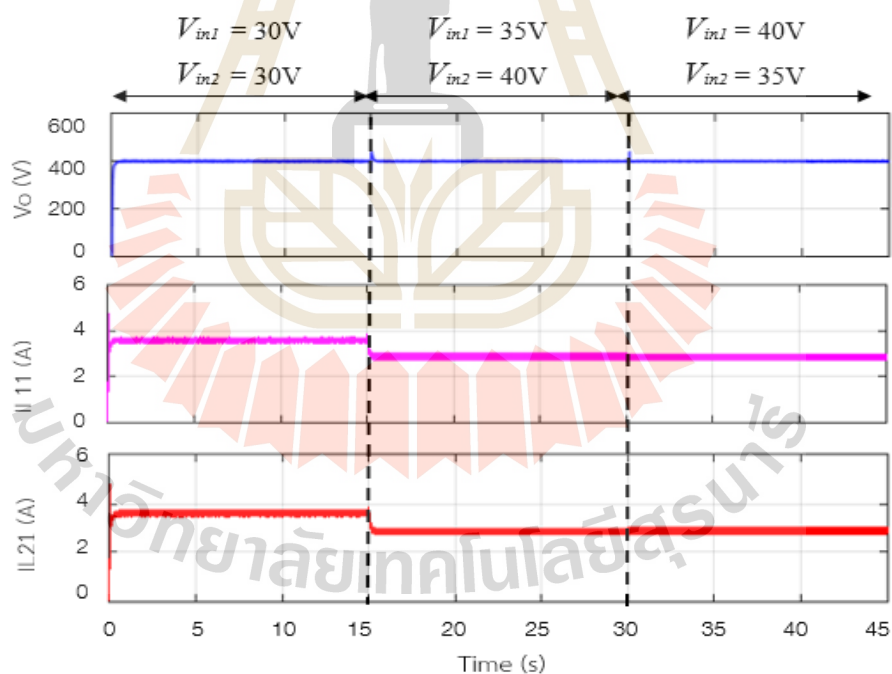


รูปที่ 6.19 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงกรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in2}

ต่อมาทดสอบกรณีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} กำหนดให้การปรับเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเท่ากับ 30V เป็น 35V และ 40V ตามลำดับ และกำหนดให้การปรับเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าเท่ากับ 30V เป็น 40V และ 35V ตามลำดับ รวมถึงกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่เท่ากับ 400V ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.20 โดยเริ่มการทดสอบวงจรในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 15วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากันเท่ากับ 30V พบว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 3.8A ต่อมาในช่วงเวลาที่ 15 ถึง 30วินาที ดำเนินการปรับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 35V และ 40V ตามลำดับ ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อยและคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 3A ทั้งนี้เนื่องจากแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเพิ่มขึ้น แต่โหลดยังคงต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่าเดิม ส่งผลให้กระแสทั้งสองมีค่าลดลง สุดท้ายในช่วงเวลาที่ 30 ถึง 45วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 40V และ 35V ตามลำดับ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่เท่ากับ 400V และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าประมาณเท่ากับ 2.8A จากผลการทดสอบในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} แต่โหลดยังคงต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่าเดิม แสดงให้เห็นว่าการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการ ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้ แสดงดังรูปที่ 6.21 เห็นได้ว่าผลการตอบสนองของทั้งแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตทั้งสองมีความสอดคล้องไปในทิศทางเดียวกันกับผลการทดสอบ ดังนั้นการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

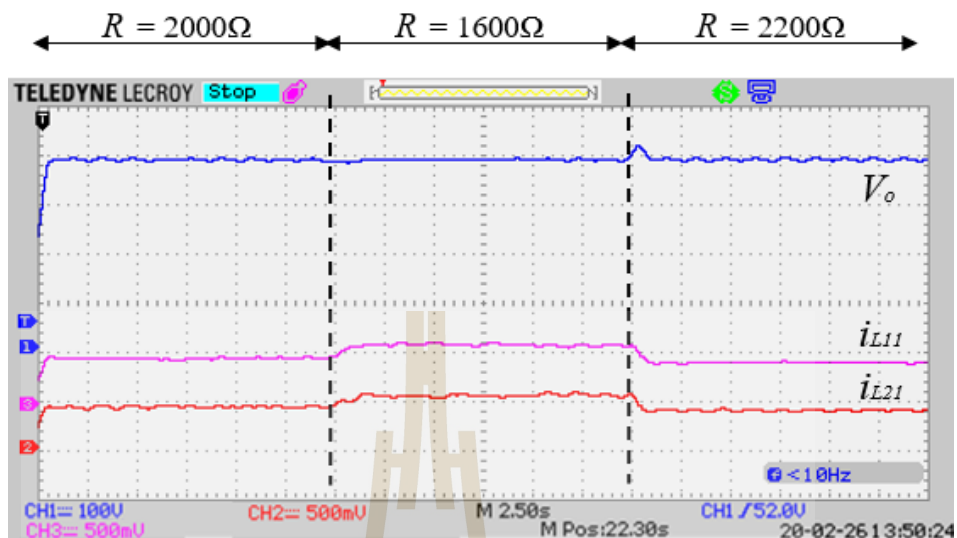


รูปที่ 6.20 ผลการทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงกรณีปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

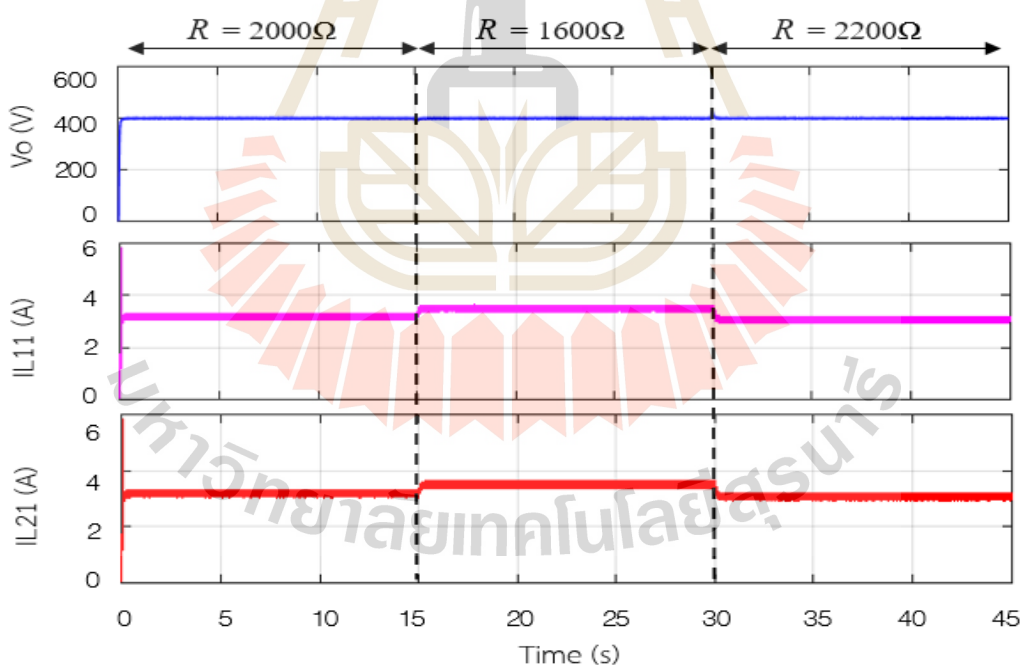


รูปที่ 6.21 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงกรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

กรณีสุดท้ายทำการทดสอบวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต โดยกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวต้านทานจาก 2000Ω 1600Ω และ 2200Ω ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $80W$ $100W$ และ $72W$ ตามลำดับ ทั้งนี้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีค่าแรงดันอินพุตคงที่เท่ากับ $20V$ และแรงดันอ้างอิงมีค่าคงที่เท่ากับ $400V$ ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.22 ช่วงเริ่มต้นเวลาที่ 0 ถึง 15 วินาที กำหนดโหลดตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ 2000Ω ซึ่งต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $80W$ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับค่าแรงดันอ้างอิง $400V$ กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ $3.4A$ เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด ต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30 วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าลดลงเท่ากับ 1600Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นเท่ากับ $100W$ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $400V$ เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด ส่งผลให้กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ $3.6A$ ช่วงท้ายที่เวลา 30 ถึง 45 วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 2200Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตลดลงเท่ากับ $72W$ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่เท่ากับ $400V$ โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ $3.2A$ เห็นได้ว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต การควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้นยังคงสามารถควบคุมการทำงานของวงจรในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการได้ โดยค่ากระแสอินพุตทั้งสองมีค่าเท่ากัน เนื่องจากค่าถ่วงน้ำหนักกระแสมีค่าเท่ากัน ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้ แสดงในรูปที่ 6.23 เมื่อพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์กับผลการทดสอบของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุต V_o และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L12} มีความสอดคล้องกัน กล่าวได้ว่าการควบคุมพีชชีที่พัฒนาขึ้นสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตและควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 6.22 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต



รูปที่ 6.23 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง กรณีมีการปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

6.5 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

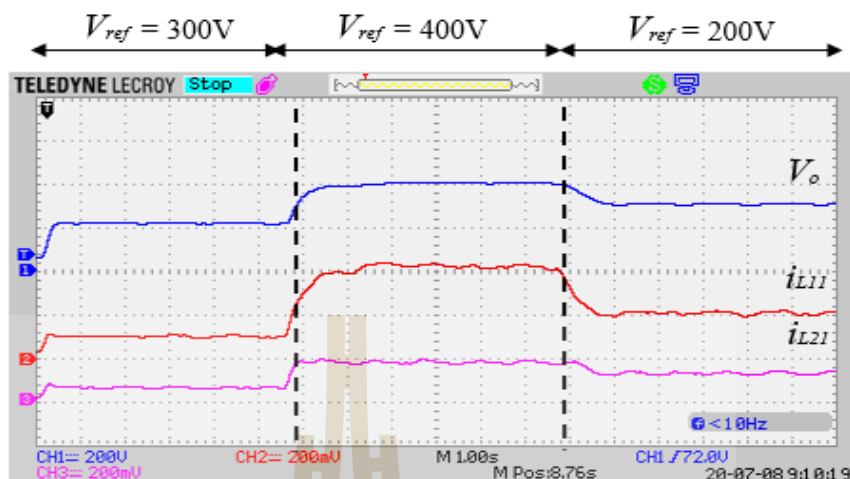
ในหัวข้อนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบ 4 กรณี ได้แก่ กรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง กรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} ต่อมากรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} สุดท้ายกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทาน โดยอาศัยชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ แสดงในรูปที่ 6.24 เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของการควบคุมพีซีซีทีพัฒนาขึ้นสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เนื่องจากใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองแหล่งจ่ายและมีกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากัน ได้กำหนดให้ขนาดแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายที่หนึ่งมีแรงดันอินพุตเท่ากับ 30V และมีพิกัดกระแสเท่ากับ 8A ส่งผลให้มีกำลังไฟฟ้าอินพุตสูงสุดเท่ากับ 240W และกำหนดขนาดแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่นำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายที่สองมีแรงดันอินพุตเท่ากับ 20V และมีพิกัดกระแสเท่ากับ 5A ส่งผลให้มีกำลังไฟฟ้าอินพุตสูงสุดเท่ากับ 100W ดังนั้นกำลังไฟรวมของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองมีค่าเท่ากับ 340W เนื่องจากแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายที่มีกระแสค่อนข้างจำกัด จึงอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสดังที่นำเสนอในบทที่ 4 เพื่อปรับค่ากระแสอ้างอิงให้มีค่าสอดคล้องกับพิกัดกระแสของแต่ละแหล่งจ่าย ทั้งนี้ค่าถ่วงน้ำหนักกระแสของแหล่งจ่ายที่หนึ่งและสองมีค่าเท่ากับ 0.6 และ 0.4 ตามลำดับ โดยรายละเอียดของผลการทดสอบแสดงดังต่อไปนี้



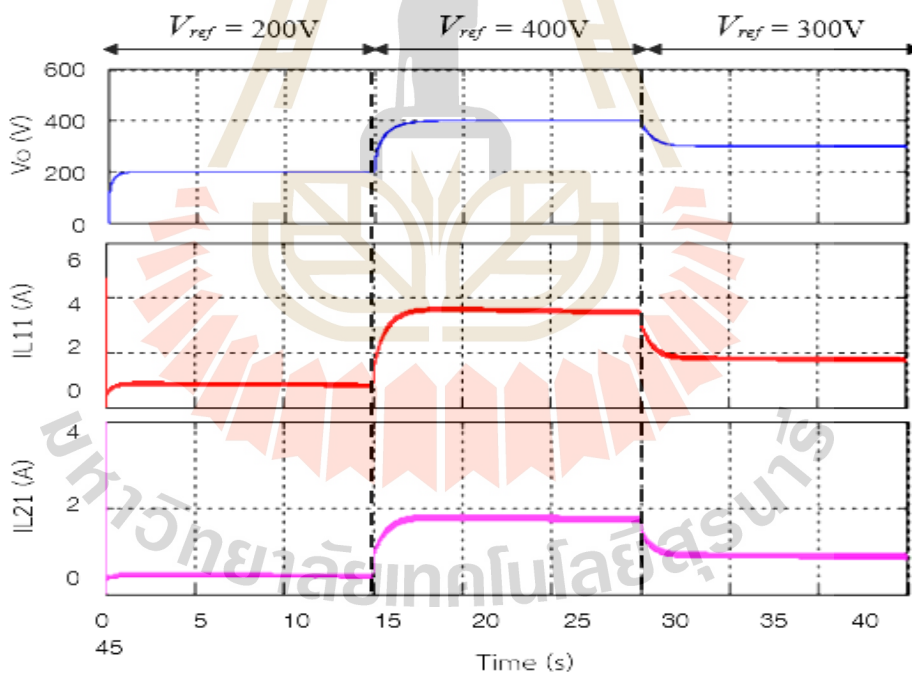
รูปที่ 6.24 ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

กรณีแรกเป็นการทดสอบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ จาก 200V เป็น 400V และ 300V ตามลำดับ กำหนดให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์มีกำลังไฟฟ้าอินพุต P_{in1} และ P_{in2} เท่ากับ 240W และ 100W ตามลำดับ โดยมีผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 6.25 ในช่วงเริ่มต้นที่เวลา 0 ถึง 6วินาที กำหนดค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 200V ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 200V จะเห็นว่าค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 1A และ 0.5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 6 ถึง 12วินาที กำหนดแรงดันอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 400V พบว่าระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ที่ค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V โดยกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 4A และ 2A ตามลำดับ สุดท้ายช่วงเวลาที่ 12 ถึง 18วินาที ขนาดแรงดันอ้างอิงลดลงเท่ากับ 300V พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงและคงที่เท่ากับ 300V โดยกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 2A และ 1A ตามลำดับ ซึ่งเห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจร โดยที่แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองแหล่งจ่ายจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดได้อย่างเหมาะสมไม่เกินค่าพิกัดกระแสของแต่ละแหล่งจ่าย ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้ แสดงดังรูปที่ 6.26 เห็นได้ว่าผลตอบสนองของค่าแรงดันเอาต์พุต และค่ากระแสอินพุตที่ได้จากทั้งผลการทดสอบและผลการจำลองสถานการณ์มีค่าสอดคล้องและใกล้เคียงกัน แสดงว่าควบคุมพีซีซีที่ได้พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราแรงดันสูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

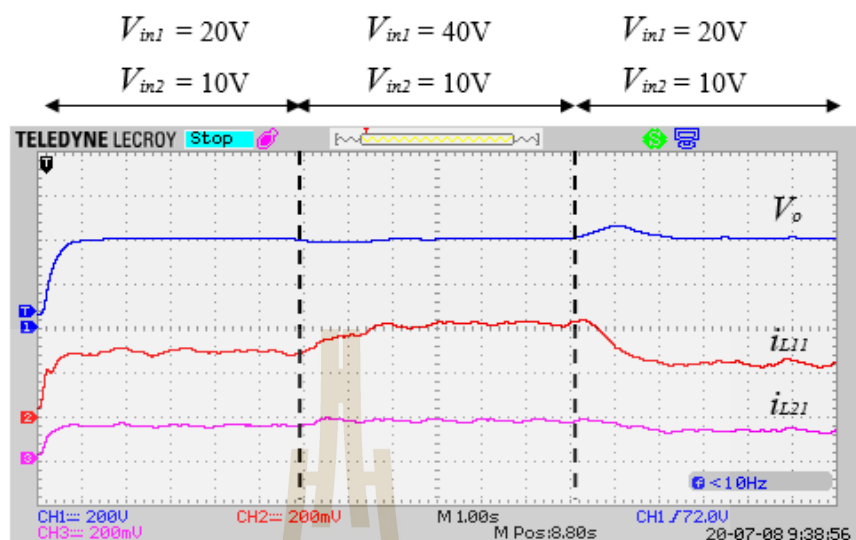
การทดสอบในกรณีที่สองทำการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} เท่ากับ 20V 40V และ 20V ตามลำดับ และ V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 10V โดยกำหนดแรงดันอ้างอิงคงที่เท่ากับ 400V ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.27 ในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 6วินาที กำหนดค่าแรงดันอินพุต V_{in1} เท่ากับ 20V พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V และค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 3.5A และ 1.8A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 6 ถึง 12วินาที กำหนดค่าแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าสูงขึ้นเท่ากับ 40V พบว่าระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่เท่ากับค่าแรงดันอ้างอิง 400V โดยกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 4A และ 2A ตามลำดับ สุดท้ายช่วงเวลาที่ 12 ถึง 18วินาที ทำการลดระดับค่าแรงดันอินพุต V_{in1} เป็น 20V พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตเพิ่มขึ้นเล็กน้อยและคงที่เท่ากับ 400V โดยกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 2.2A และ 1.8A ตามลำดับ ดำเนินการเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้ แสดงดังรูปที่ 6.28 เห็นได้ว่าผลตอบสนองของค่าแรงดันเอาต์พุต และค่ากระแสอินพุตมีค่าสอดคล้องและใกล้เคียงกับผลการทดสอบ ดังนั้นการควบคุมพีซีซีที่ได้พัฒนาขึ้นนั้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราแรงดันสูงได้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1}



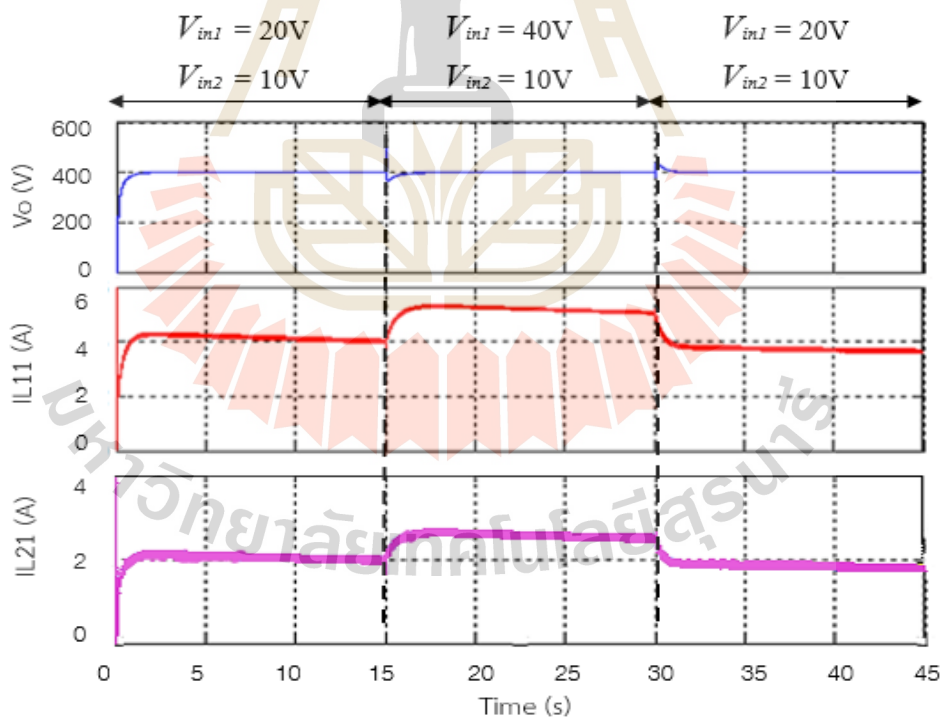
รูปที่ 6.25 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 6.26 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง

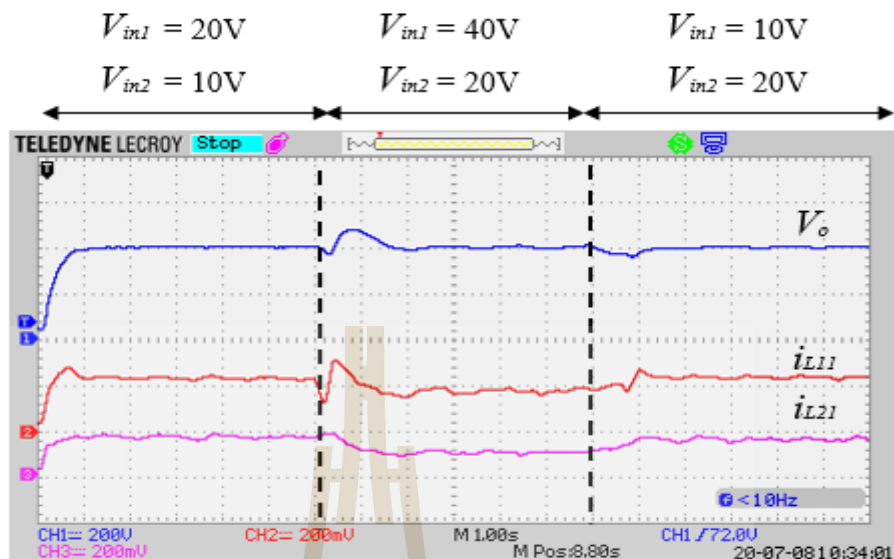


รูปที่ 6.27 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1}

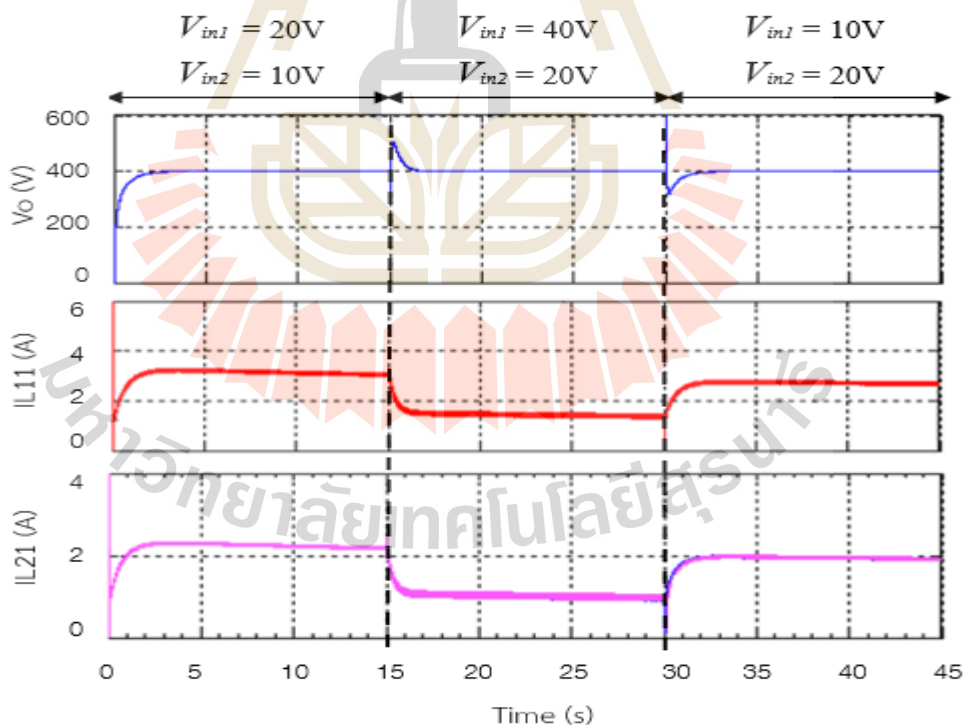


รูปที่ 6.28 ผลการจำลองสถานการณ์ วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1}

ต่อมาทดสอบกรณีมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} โดยกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่เท่ากับ 400V ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.29 ในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 6วินาที ระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 20V และ 10V ตามลำดับ พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 2.5A และ 1.8A ต่อมาในช่วงเวลาที่ 15 ถึง 30วินาที ดำเนินการปรับระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} ให้มีค่าเท่ากับ 40V และ 20V ตามลำดับ พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อยและคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 1A และ 0.5A สุดท้ายในช่วงเวลาที่ 30 ถึง 45วินาที ปรับระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 20V และ 10V ตามลำดับ พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยและคงที่เท่ากับ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าประมาณ 2.5A และ 1.8A จากผลการทดสอบในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} ของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ แต่โหลดยังคงต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่าเดิม แสดงให้เห็นว่าการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่กำหนด และกระแสอินพุตของแต่ละแหล่งจ่ายจ่ายกระแสเพื่อได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่โหลดคงที่ตามต้องการและไม่เกินค่าพิกัดกำลังของแต่ละแหล่งจ่าย ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้ แสดงดังรูปที่ 6.30 จะเห็นได้ว่าผลการตอบสนองของทั้งแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตจากทั้งสองวงจรย่อยมีความสอดคล้องไปในทิศทางเดียวกันกับผลการทดสอบ ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ทำให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการรวมทั้งสามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตไปยังโหลดได้ แม้มีการเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

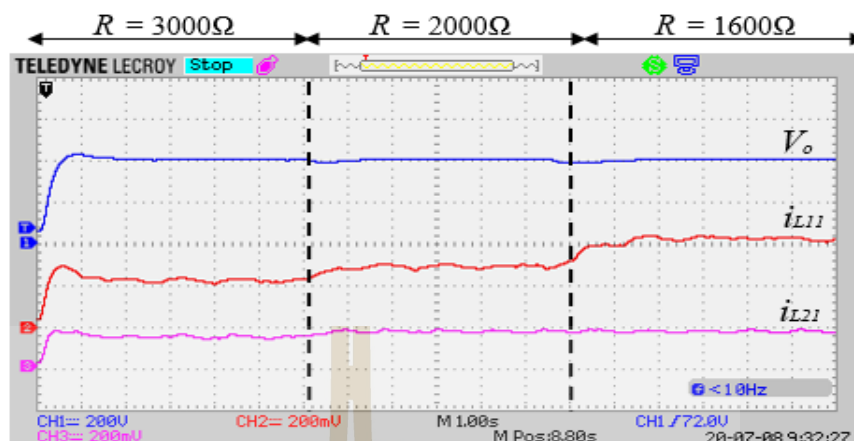


รูปที่ 6.29 ผลการทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

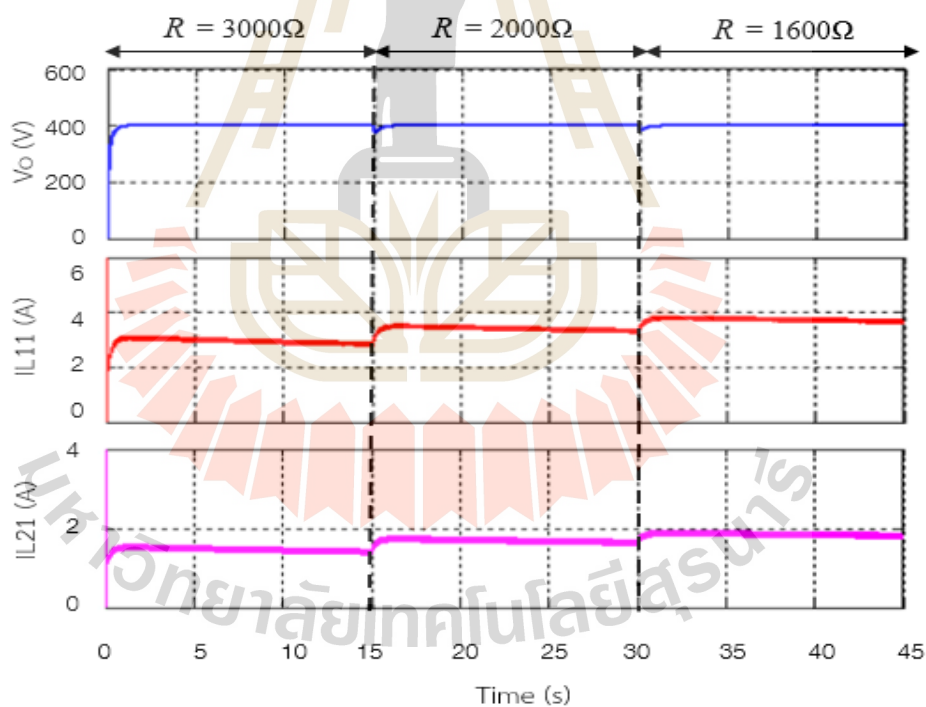


รูปที่ 6.30 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

กรณีสุดท้ายทดสอบวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต โดยใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตสองแหล่งจ่ายไม่เท่ากัน และทำการเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทานเท่ากับ 3000Ω 2000Ω และ 1600Ω ตามลำดับ ซึ่งมีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ $53W$ $80W$ และ $100W$ ตามลำดับ ทั้งนี้กำหนดให้แรงดันอ้างอิงคงที่เท่ากับ $400V$ ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.31 ในช่วงเริ่มต้นที่เวลา 0 ถึง 6วินาที กำหนดโหลดตัวต้านทาน มีค่าเท่ากับ 3000Ω ซึ่งต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $53W$ จะเห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ $400V$ ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ $2.5A$ และ $1.5A$ ตามลำดับ เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด ต่อมาที่เวลา 15 ถึง 30วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าลดลงเท่ากับ 2000Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นเท่ากับ $80W$ พบว่าแรงดันเอาต์พุตยังคงมีค่าเท่ากับ $400V$ เนื่องจากโหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้น ส่งผลให้กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ $3.6A$ และ $1.8A$ ตามลำดับ ช่วงสุดท้ายที่เวลา 30 ถึง 45วินาที กำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าลดลงเท่ากับ 1600Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้นเท่ากับ $100W$ จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่เท่ากับ $400V$ โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ $3.8A$ และ $2A$ ตามลำดับ จากผลการทดสอบกรณีมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต จะเห็นได้ว่าการควบคุมพีซีทีได้พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรระดับแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ทำให้สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ รวมถึงสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้กับโหลดได้อย่างเพียงพอ ซึ่งการใช้เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยปรับคุณค่ากระแสอ้างอิง ทำให้กระแสอินพุตที่เหมาะสมกับพิกัดกำลังของแต่ละแหล่งจ่าย ซึ่งสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดตัวต้านทาน ผลการจำลองสถานการณ์กรณีเดียวกันนี้ แสดงดังรูปที่ 6.32 เห็นได้ว่า ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมีค่าใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการทดสอบ ดังนั้นการควบคุมพีซีทีที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้อย่างเหมาะสมไม่เกินค่าพิกัดกระแสของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์แต่ละแหล่งจ่าย



รูปที่ 6.31 ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทาน



รูปที่ 6.32 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ กรณีมีการปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทาน

6.6 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบการควบคุมพีซีซีที่ได้พัฒนาขึ้นกับชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ประกอบด้วย ผลการทดสอบเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงหนึ่งแหล่งจ่ายกับวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ผลการทดสอบเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์หนึ่งแหล่งจ่ายกับวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ต่อมาผลการทดสอบเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสองแหล่งจ่าย และสุดท้ายผลการทดสอบเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์สองแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้าอินพุตไม่เท่ากัน โดยนำผลการทดสอบที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ ในสถานการณ์การทำงานเดียวกัน เพื่อยืนยันความถูกต้องของผลการทดสอบและยืนยันประสิทธิภาพของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น ซึ่งเห็นได้ว่าการควบคุมพีซีซีที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง และรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตามต้องการ รวมถึงเมื่อมีการใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายที่มีกระแสค่อนข้างจำกัด พบว่าการควบคุมพีซีซียังคงสามารถควบคุมการทำงานของวงจรให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้ตามที่โหลดต้องการ โดยไม่เกิดการดึงกระแสอินพุตเกินค่าพิกัดกระแสของแหล่งจ่าย ซึ่งสามารถนำการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นไปใช้ควบคุมการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ต่อไปในอนาคต

บทที่ 7

สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นการออกแบบการควบคุมฟัซซี่สำหรับวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง สำหรับระบบพลังงานทดแทน เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ โดยเริ่มจากบทที่ 1 กล่าวถึงที่มาวัตถุประสงค์ ขอบเขต และประโยชน์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งจำเป็นต้องอาศัยการควบคุมที่เหมาะสมเข้าช่วยในการแก้ไขปัญหา ต่อมาในบทที่ 2 แสดงปริทัศน์วรรณกรรมโดยศึกษางานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับวงจรระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ประกอบด้วยวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุต และการควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุต เพื่อพัฒนาตัวควบคุมฟัซซี่สำหรับวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ในบทที่ 3 ดำเนินการศึกษาโครงสร้างวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง รวมถึงแสดงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ปรากฏในวงจร ซึ่งมีอัตราขยายแรงดัน 20 เท่า พบว่าปัญหาและข้อจำกัดของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งเมื่อแรงดันเอาต์พุตย่อยของวงจรมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งส่งผลให้วงจรมีแรงดันเอาต์พุตต่ำกว่าไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้

ในบทที่ 4 นำเสนอการออกแบบการควบคุมแบบฟัซซี่สำหรับวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อยืนยันประสิทธิผลของการควบคุมฟัซซี่ที่พัฒนาขึ้น ดำเนินการจำลองสถานการณ์การควบคุมฟัซซี่ที่ออกแบบขึ้นสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในสถานะการทำงานต่าง ๆ พบว่าการควบคุมฟัซซี่ที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพภายใต้สถานะการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน และเมื่อเปรียบเทียบกับสมรรถนะของตัวควบคุมฟัซซี่ที่พัฒนาขึ้นและตัวควบคุมพีไอ พบว่าตัวควบคุมฟัซซี่ที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งสามารถควบคุมให้ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตเข้าสู่สถานะอยู่ตัวได้เร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ

ในบทที่ 5 นำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งกล่าวถึงชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง รวมถึงการเลือกใช้อุปกรณ์ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ตัวตรวจจับกระแส ตัวตรวจจับแรงดัน การสร้างวงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัสสัญญาณ และการควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยอาศัยการเขียนโปรแกรมภาษาซี ซึ่งบันทึกลงบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 เพื่อควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการ และยังสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้อย่างเพียงพอ โดยมีผลการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปแสดงประสิทธิภาพของการควบคุมแบบพีซี ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการได้อย่างน่าพอใจ

ในบทที่ 6 ดำเนินการทดสอบการควบคุมพีซีที่พัฒนาขึ้นสำหรับชุดวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงทดสอบ โดยทดสอบในสถานะการทำงานต่าง ๆ เช่น การเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} รวมถึงการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} และสุดท้ายกรณีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o โดยอาศัยการปรับค่าโหลดตัวต้านทาน R พบว่าการควบคุมพีซีที่พัฒนาขึ้นว่าสามารถควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ รวมถึงเมื่อใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้า โดยไม่กินค่าพิคกิ้งกำลังของแหล่งจ่ายยังสามารถควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการภายใต้เงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในกรณีแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีกำลังอินพุตไม่เท่ากัน โดยอาศัยการควบคุมพีซีร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส เพื่อช่วยปรับค่ากระแสอ้างอิงให้เหมาะสมกับแหล่งจ่าย ซึ่งในอนาคตอาจจะมีการนำตัวควบคุมชนิดอื่น ๆ ที่ไม่ต้องอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในการควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าว

2. งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการควบคุมพีซีสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยอาศัยฟังก์ชันสมาชิกรูปสามเหลี่ยมแสดงค่าอินพุตของการควบคุมพีซีที่ได้พัฒนาขึ้น ซึ่งในอนาคตอาจมีการใช้รูปฟังก์ชันสมาชิกอื่น ๆ แทนการใช้ฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยมสำหรับการควบคุมพีซีต่อไป

รายการอ้างอิง

- G. Feng, Y.F. Liu and W. Zhang (2003). "An Adaptive Current Mode Fuzzy Logic Controller for DC-to-DC Converters" in **Proc.IEEE Power Electronics Conference**, pp. 983-989.
- T. Chong, Y. M. Lai, and C. K. Tse (2005). "Implementation of pulse-width-modulation based sliding mode controller for boost converters" in **Proc. IEEE Power Electronics Conference.**, vol.3, no.4, pp. 130-135.
- G. Beccuti, G. Papafotiou, R. Frasca and M. Morari (2007). "Explicit hybrid model predictive control of the dc-dc boost converter" **IEEE Power Electronics Specialist Conference.**, pp.2503-2509.
- L. Guo, J. Y. Hung and R. M. Nelms (2009). "Evaluation of dsp-based pid and fuzzy controllers for dc-dc converters" **IEEE Transactions on Industrial Electronics Conference.**, vol.56, no.6, pp. 2237-2248.
- M. J. Yusoff, N. F. Nik Ismail, I. Musirin, N. Hashim and D. Johari (2010). "Comparative study of fuzzy logic controller and proportional integral derivative controller on dc-dc buck converter" **The 4th International Power Engineering and Optimization Conference.**, pp. 142-148.
- 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.
- M. Gavris, N. Muntean and O. Cornea (2011) "A new dual-input hybrid buck DC-DC converter" **International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference**, pp. 109-114.
- M. Gavris, O. Cornea and N. Muntean (2011) "Multiple input DC-DC topologies in renewable energy systems - A general review," **IEEE 3rd International Symposium on Exploitation of Renewable Energy Sources (EXPRES)**, pp. 123-128.

- N. F. Nik Ismail, I. Musirin, R. Baharom and D. John (2011). "Fuzzy logic controller on DC/DC boost converter" in **Proc. IEEE International Conference on Power and Energy**., pp. 661-666.
- S. Y. Tseng and H. Y. Wang (2013). "A Photovoltaic power system using a high step-up converter for DC load applications" **Energies**., pp. 1068-1072.
- P.Nagalakshmi Kannal, Dr.B.Meenakshi (2014). "Design and Implementation of DC- DC/AC Non- Inverting Cuk Converter using Sliding Mode Control" **International Journal of Scientific & Engineering Researc.**, vol. 5, no. 5, pp. 524-531.
- F. Fazili (2014). "Linguistic Fuzzy Modelling and Simulation for Fuzzy Logic Controller for Digital to Analog Conversion" in **IEEE Proc. Computational Intelligence and Communication Network**., pp. 1062-1067.
- S. Khwan-on and A. Nakpin (2016). "A novel high step-up dc-dc converter for photovoltaic applications" **Procedia Computer Science**., vol 86, pp. 409-412 .
- N. Molavi, E. Adib, and H. Farzanehfard (2016). "Soft-switched non-isolated high step-up DC–DC converter with reduced voltage stress" **IET Power Electron.**, vol. 9, no. 8, pp. 1711 – 1718.
- S. Khwan-on and K. Kongkanjana (2017). "The control of a multi-input boost converter for renewable energy system applications" **2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON)**., pp. 1-4.
- S. Khwan-on and N. Kunjittipong (2017). "The fuzzy control for a high step–up single-switch boost converter " **Electrical Engineering Congress (EECON41)**., pp. 133-136.
- M. Khosravi, A. Khaburi, S.Heshmatian (2017). "Predictive control of multi-input switched-capacitor DC-DC converter with reduced switching Frequency" **Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)**., pp. 447 – 451.
- Mohan Appikonda and Dhanalakshmi Kaliaperumal (2019). "Modelling and control of dual input boost converter with voltage multiplier cell" **IET Circuits, Devices & Systems**., pp.1267-1276.



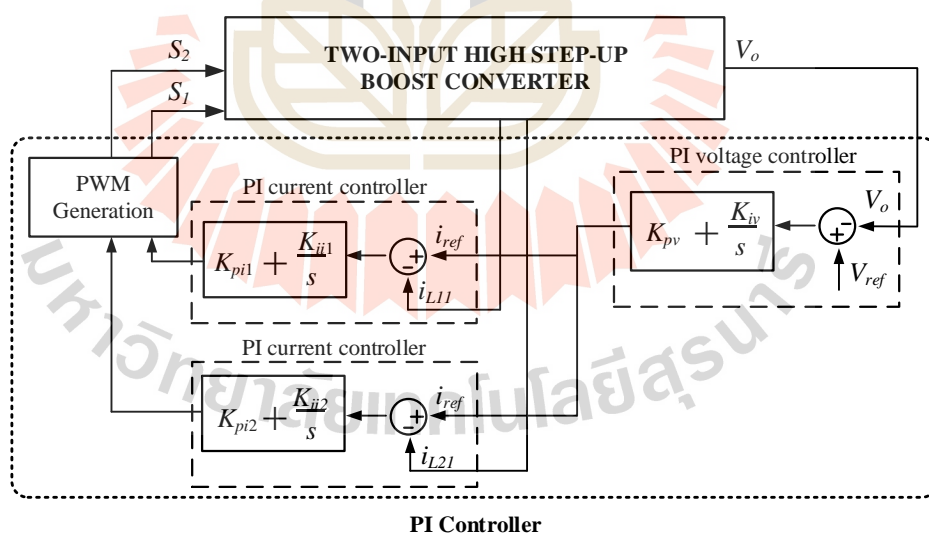
ภาคผนวก ก

กระแสนินพุตอ้างอิงสำหรับควบคุมวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มี

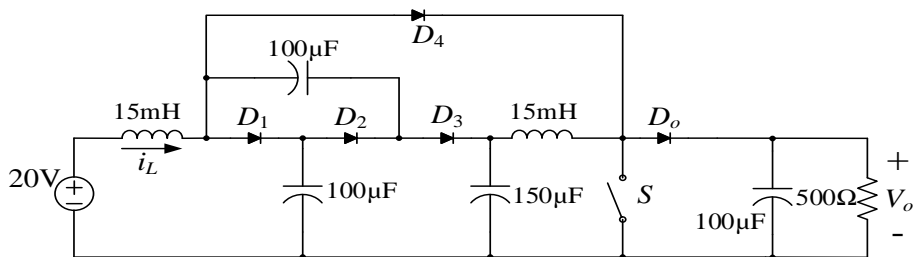
อัตราขยายแรงดันสูง

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

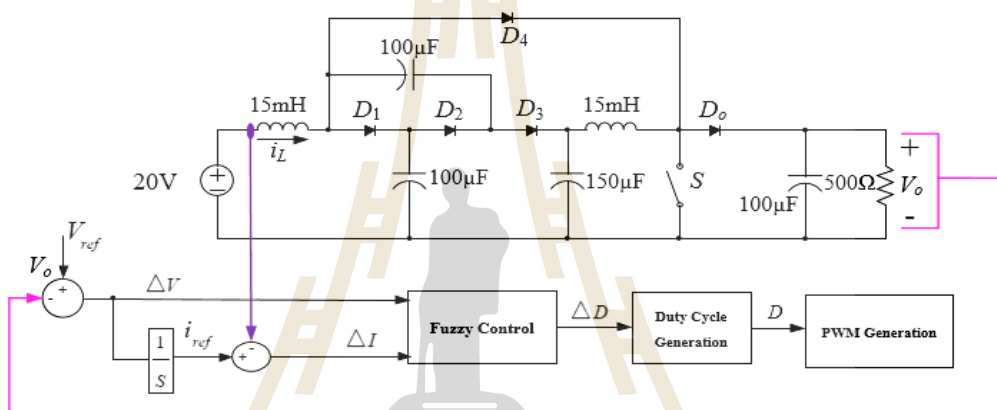
จากโครงสร้างการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นที่แสดงในบทที่ 4 เห็นได้ว่าค่าอินพุตของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้นประกอบด้วย 2 อินพุต ได้แก่ ค่าความผิดพลาดแรงดัน (ΔV) และค่าความผิดพลาดกระแส (ΔI) ในขณะที่การหาค่าความผิดพลาดกระแสนั้นอาศัยกระแสอ้างอิงจากการศึกษาโครงสร้างตัวควบคุมพีไอดังรูปที่ ก.1 ภายในโครงสร้างของตัวควบคุมพีไอ [Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan-on, 2017] ประกอบได้ด้วย 2 ส่วน ได้แก่ หน่วยสัดส่วน (Proportional) และหน่วยปริพันธ์ (Integral) จึงอาศัยสมมติฐานทอมการปริพันธ์สร้างกระแสอ้างอิงให้กับการควบคุมพีซีซี โดยดำเนินการจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบสมมติฐานดังกล่าว ดำเนินการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีที่ไม่มีตัวควบคุม แสดงดังรูปที่ ก.2 โดยกำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ ที่ทำให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 400V เพื่อพิจารณาค่ากระแสอินพุตในสถานะอยู่ตัว ลำดับต่อมาจำลองสถานการณ์การควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ดังแสดงในรูปที่ ก.3 ซึ่งกำหนดค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V เพื่อให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 400V โดยพิจารณากระแสอ้างอิงที่ได้จากการปริพันธ์ค่าความผิดพลาดแรงดัน (ΔV) เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของสมมติฐานในการหาค่ากระแสอ้างอิงของการควบคุมพีซีซีที่พัฒนาขึ้น ผลการจำลองสถานการณ์ทั้งสองกรณีแสดงดังรูปที่ ก.4



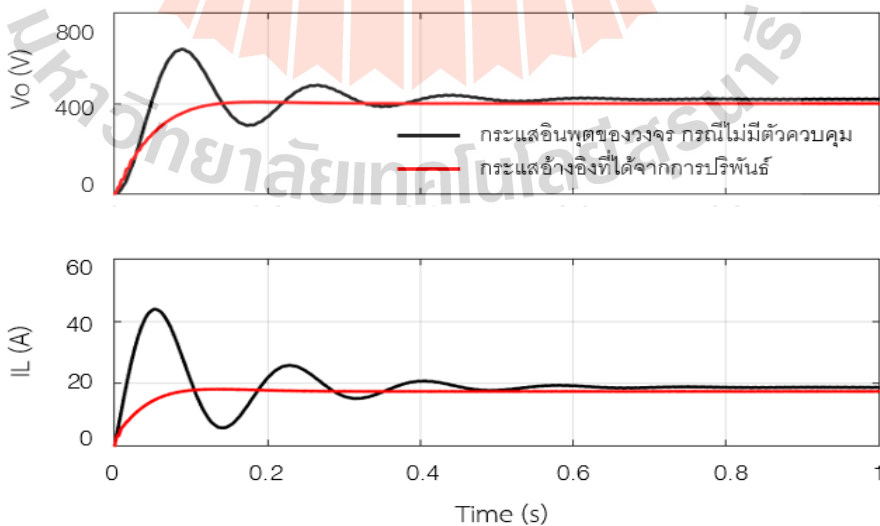
รูปที่ ก.1 โครงสร้างตัวควบคุมพีไอ



รูปที่ ก.2 วงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง



รูปที่ ก.3 การควบคุมฟัซซีสำหรับวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง



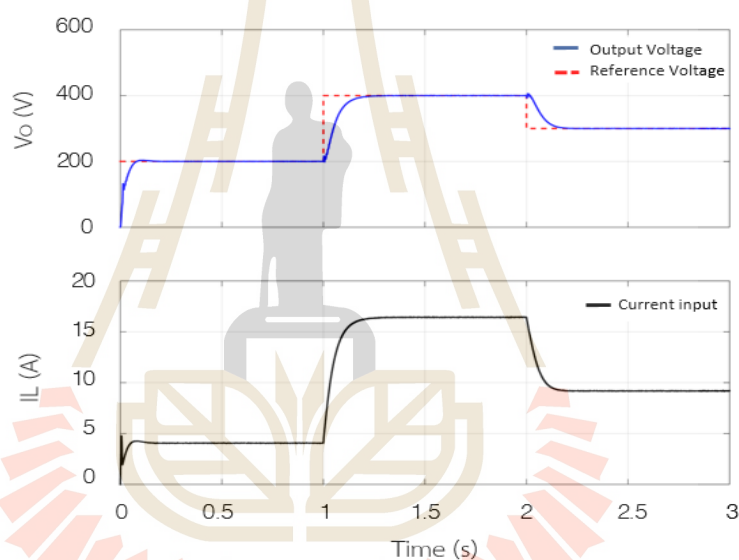
รูปที่ ก.4 ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อพิจารณากระแสอ้างอิง

ผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ ก.4 แสดงให้เห็นว่าเมื่อพิจารณาการปรับรั้งค่าความผิดพลาดแรงดันที่ได้จากการควบคุมพีซีกับค่ากระแสอินพุตของวงจรระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีค่าใกล้เคียงสอดคล้องกัน ในสถานะอยู่ตัว ดังนั้นการปรับรั้งค่าความผิดพลาดแรงดันสามารถสร้างกระแสอ้างอิงที่สามารถนำมาใช้ในการควบคุมค่ากระแสอินพุตของการควบคุมพีซีที่พัฒนาขึ้นได้ ดังนั้นเพื่อยืนยันประสิทธิผลของการควบคุมพีซีที่พัฒนาขึ้น อาศัยการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จากรูปที่ ก.3 เพื่อแสดงประสิทธิผลของการควบคุมพีซีที่ได้พัฒนาขึ้นในกรณีต่าง ๆ รวมถึงแสดงค่ากระแสอ้างอิงที่ได้ว่ามีความสอดคล้องกับค่ากระแสอินพุตได้ โดยกำหนดเป็น 3 กรณี กรณีที่ 1 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีค่าคงที่เท่ากับ 20V และปรับขนาดแรงดันอ้างอิงที่ 200V, 400V, 300V ตามลำดับ กรณีที่ 2 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงจาก 20V , 40V และ 30V ตามลำดับ และกรณีที่ 3 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีค่า 20V มีปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทานจาก 320Ω 500Ω และ 1000Ω

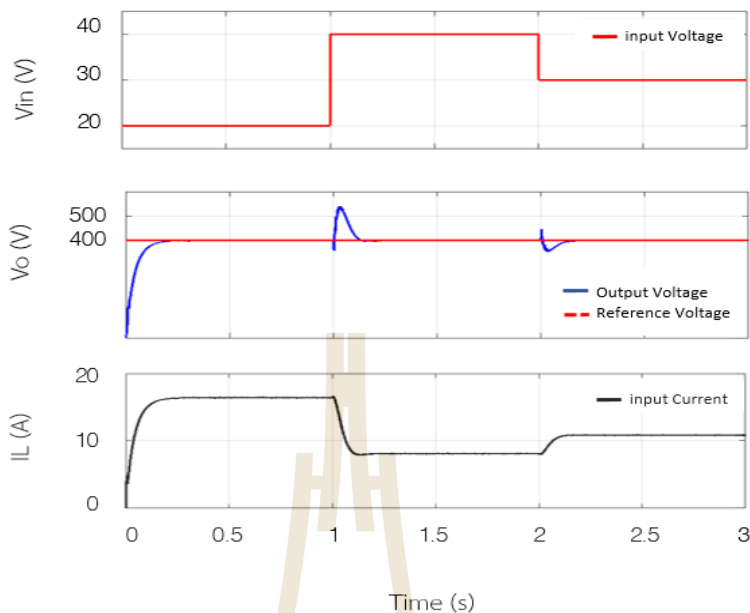
กรณีที่ 1 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีค่าคงที่เท่ากับ 20V และปรับขนาดแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 200V, 400V และ 300V ตามลำดับ ผลการตอบสนองแสดงดังรูปที่ ก.5 เห็นได้ว่าในช่วงแรก ที่เวลา 0 ถึง 1 วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 200V พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นและคงที่เท่ากับ 200V ที่สถานะอยู่ตัว ในช่วงเวลาต่อมาที่เวลา 1 ถึง 2 วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 200V เป็น 400V พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามค่าแรงดันอ้างอิงและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวเท่ากับ 400V สุดท้ายแรงดันอ้างอิงมีค่าลดลงจาก 400V เป็น 300V ที่เวลา 2 ถึง 3 วินาที จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตลดลงตามแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 300V ในส่วนของค่ากระแสอินพุตเมื่อเวลาที่ 0 ถึง 1 วินาที กระแสอินพุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 4A เพื่อให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 200V ต่อมาช่วง 1 ถึง 2 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นเท่ากับ 400V ค่ากระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 16A สุดท้ายช่วงเวลา 2 ถึง 3 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเท่ากับ 300V ส่งผลให้ค่าของกระแสอินพุตลดลงประมาณ 9A ตามแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 300V

กรณีที่ 2 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต 20V , 40V และ 30V ตามลำดับ โดยกำหนดแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ ก.6 เห็นได้ว่าในช่วงเวลา 0 ถึง 1 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 16A กำหนดให้เวลา 1 ถึง 2 วินาที แรงดันอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 40V พบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V โดยกระแสอินพุตมีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 9A สุดท้ายกำหนดให้แรงดันอินพุตมีค่าลดลงจาก 40V เป็น 30V ที่เวลา 2 ถึง 3 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงและคงที่เท่ากับ 400V ขณะที่กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 12A

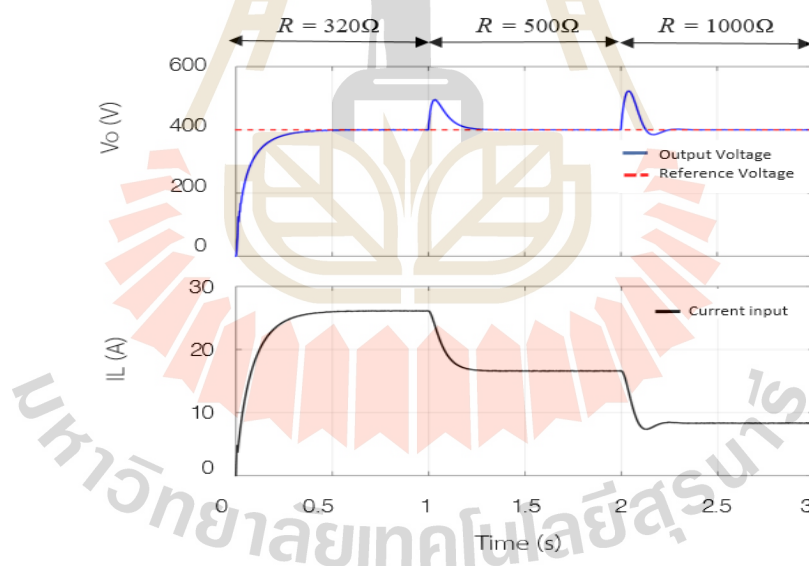
กรณี ที่ 3 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีค่า 20V แรงดันอ้างอิงคงที่เท่ากับ 400V และปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทานจาก 320Ω 500Ω และ 1000Ω ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ ก.7 เห็นได้ในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 1 วินาที โหลดตัวต้านทานเท่ากับ 320Ω ค่าแรงดันเอาต์พุตมีการเพิ่มค่าจนเท่ากับ 400V กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นคงที่ที่ประมาณ 26A ช่วงเวลา 1 ถึง 2 วินาที กำหนดโหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 500Ω เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นก่อนที่เข้าสู่สถานะอยู่ตัวเท่ากับ 400V กระแสอินพุตมีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 16A เนื่องจากโหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตน้อยลง สุดท้ายกำหนดให้โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 1000Ω ที่เวลา 2 ถึง 3 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่เท่ากับ 400V กระแสอินพุตมีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 12A โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตน้อยลง



รูปที่ ก.5 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง V_{ref}

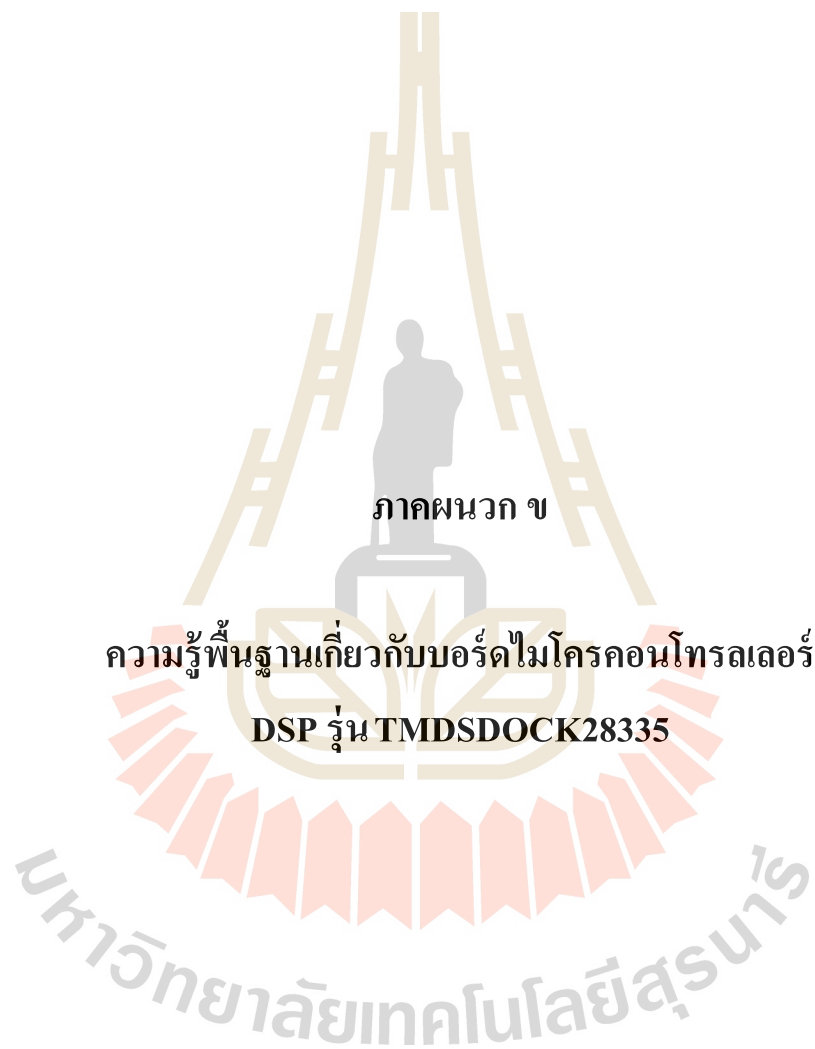


รูปที่ ก.6 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต



รูปที่ ก.7 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต

จากผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีต่าง ๆ เห็นได้ว่าการควบคุมฟัซซี่ที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบอินพุตเดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ ซึ่งแสดงว่าการหาค่ากระแสอ้างอิงที่ได้กล่าวไปข้างต้นสามารถควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตในกรณีต่าง ๆ ได้ตามที่ต้องการ

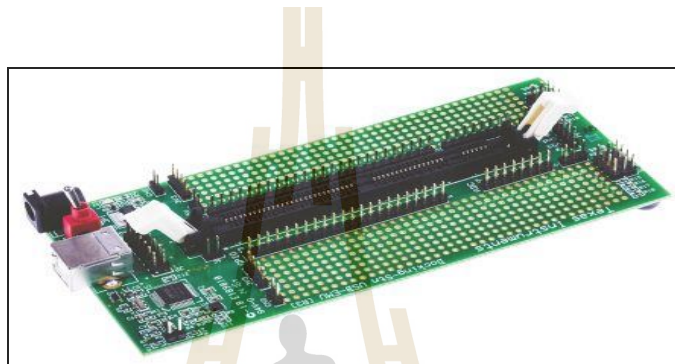


ภาคผนวก ข

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

DSP รุ่น TMDSDOCK28335

การควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงอาศัยการควบคุมพีซีซีโดยดำเนินการบนบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 แสดงดังรูปที่ ข.1 ทำหน้าที่ประมวลผลข้อมูลแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตที่ได้จากตัวตรวจวัดแรงดันและตัวตรวจวัดกระแส รวมถึงสร้างสัญญาณ PWM เพื่อควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลัง ซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์จากบริษัท Texas Instruments โดยลักษณะและส่วนประกอบที่สำคัญดังต่อไปนี้



รูปที่ ข.1 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335

คุณสมบัติที่สำคัญของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335

1. หน่วยประมวล MCU Comes 32 บิต 150 MIPS รองรับแบบ floating point kernel
2. หน่วยความจำประเภท Flash 256 กิโลไบต์ 16 บิต
3. หน่วยความจำประเภท ROM 1 กิโลไบต์ 16 บิต
4. หน่วยความจำประเภท SRAM 34 กิโลไบต์ 16 บิต
5. ePWM 16 ช่องสัญญาณสำหรับสร้างสัญญาณ PWM
6. พอร์ตเชื่อมต่อ JTAG XDS100 และ เชื่อมต่อ USB สำหรับ โปรแกรมแบบเวลาจริง (real - time system)
7. พอร์ตแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital converter) แบบ 12.5 บิต จำนวน 16 ช่องสัญญาณอินพุต
8. ใช้สัญญาณนาฬิกา 150 MHz ในการประมวลผล หรือ 6.67 ns ต่อหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกา
9. รับสัญญาณ Quadrature จำนวน 2 ชุด
10. Serial Peripheral Interface modules SPI จำนวน 1 ชุด
11. Serial Communications Interface modules SCI จำนวน 3 ชุด
12. ขาอินพุตและเอาต์พุตสำหรับเลือก โปรแกรมเพื่อใช้งานจำนวน 96 ขา

การสร้างสัญญาณ PWM

การสร้างสัญญาณ PWM เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ในวงจร โดยอาศัยโหมดการนับของสัญญาณนาฬิกาที่มี 3 โหมด ประกอบด้วย โหมดนับขึ้น (Count Up mode) โหมดนับลง (Count Down mode) และโหมดการนับขึ้น-ลง (Count Up-Down mode) แล้วนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณนาฬิกาที่ถูกสร้างขึ้นซึ่งเก็บอยู่ในค่ารีจิสเตอร์ ทำให้สามารถกำหนดรูปแบบสัญญาณ PWM ให้มีลอจิกแตกต่างกันและมีความถี่ของสัญญาณที่ต้องการ ในส่วนการกำหนดช่วงความถี่ของสัญญาณ PWM ดำเนินการด้วยรีจิสเตอร์ *TBPRD* (ePWM Period Register) ที่มีขนาด 16 บิต อยู่ในช่วง 00000 – 65535 โดยมีความสัมพันธ์กับระบบสัญญาณนาฬิกา 150 MHz และรีจิสเตอร์ปรับคูณสัญญาณนาฬิกา *HSPCLKDIV* และ *CLKDIV* ดังสมการ (ข-1) โดยสัญญาณที่ถูกเปรียบเทียบแล้วจะถูกส่งออกทางขา GPIO2_EPWM2A เพื่อขับขาเกตสวิตช์ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

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

โดยที่ <i>TBPRD</i>	คือ	ค่าสูงสุดของตัวนับสัญญาณนาฬิกา
<i>HSPCLKDIV</i>	คือ	ตัวปรับคูณความเร็วสูงสัญญาณนาฬิกา
<i>CLKDIV</i>	คือ	ตัวปรับคูณสัญญาณนาฬิกา
$f_{SYSCLKOUT}$	คือ	ความถี่ของระบบสัญญาณนาฬิกา 150 MHz
f_{PWM}	คือ	ความถี่ของสัญญาณ PWM ที่ต้องการสร้าง

การแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล ADC (Analog to Digital Converter)

บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 สามารถรองรับสัญญาณแรงดันแอนะล็อกในช่วง 0V - 3V โดยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ดำเนินการแปลงค่าแรงดันจากสัญญาณแอนะล็อกเป็นค่าดิจิทัลขนาด 12 บิต มีค่าอยู่ระหว่าง 0 – 4095 ซึ่งมีช่องสัญญาณอินพุต ADC 16 ช่อง แบ่งเป็นพอร์ตชุด A จำนวน 8 ช่องสัญญาณ (ADCINA0 – ADCINA7) และพอร์ตชุด B จำนวน 8 ช่องสัญญาณเช่นกัน (ADCINB0 – ADCINB7) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีการใช้ช่องสัญญาณ 3 ช่อง ได้แก่ ADCINA1 สำหรับรับสัญญาณกระแสอินพุต i_{L11} ADCINA2 สำหรับรับสัญญาณกระแสอินพุต i_{L21} และ ADCINA3 รับสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดในวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง



ภาคผนวก ค

โปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานชุดทดสอบ

ค.1 โปรแกรมสร้างสัญญาณ PWM ด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMSDOCK28335

โปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มี
อัตราขยายแรงดันสูง

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

#if (CPU_FRQ_150MHZ)                   //กรณี SYSCLKOUT มีค่า 150 MHz
#define ADC_MODCLK 0x3                 //สัญญาณนาฬิกา ADC_HSPCLK = 150/(2*3) = 25MHz
#elseif
#endif

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

//-----ประกาศฟังก์ชันภายนอก (ฟังก์ชันพื้นฐานที่อยู่ใน Headerfile)-----
//=====external function prototypes=====

extern void InitAdc(void);              //ฟังก์ชันกำหนดค่าพื้นฐานของ ADC
extern void InitSysCtrl(void);          //ฟังก์ชันกำหนดค่าพื้นฐานของ CPU
extern void InitPieCtrl(void);          //ฟังก์ชันการควบคุม Peripheral Interrupt Expansion
extern void InitPieVectTable(void);     //ฟังก์ชันตาราง Peripheral Interrupt Expansion
extern void InitCpuTimers(void);        //ฟังก์ชันกำหนดค่าพื้นฐานของ CPU Timer
extern void ConfigCpuTimer(struct CPUTIMER_VARS *, float, float); //ฟังก์ชันกำหนด
โครงสร้าง ของ CPU Timer

/----/ประกาศฟังก์ชันสำหรับการใช้งาน----
//=====

void Gpio_select(void);                 //ประกาศฟังก์ชัน Gpio_select
void Setup_ePWM(void);                 //ประกาศฟังก์ชัน Setup_ePWM
```

```

interrupt void cpu_timer0_isr(void); //ประกาศฟังก์ชัน interrupt void cpu_timer0_isr
interrupt void adc_isr(void); // ประกาศฟังก์ชัน interrupt void adc_isr

//-----ประกาศตัวแปร-----
unsigned int Voltage_VR1; //ประกาศตัวแปร Voltage_VR1
unsigned int Current_Iin1; //ประกาศตัวแปร Current_Iin1
unsigned int Current_Iin2; //ประกาศตัวแปร Current_Iin2
unsigned int Voltage_Vout; //ประกาศตัวแปร Voltage_Vout
float digi_i1=0,digi_i2=0,digi_v=0; //ประกาศตัวแปร digi_i1, digi_i2 และ digi_v
float iin1=0,iin2=0,vout=0; //ประกาศตัวแปร iin1, iin2 และ vout
float Ts=1e-6; //ประกาศตัวแปร sampling time
float T=0; //ประกาศตัวแปร Time
float Vref=400; //ประกาศตัวแปร Vref แรงดันเอาต์พุตอ้างอิง
float EV=0,EV1=0; //ประกาศตัวแปร EV, EV1
float Sum_1=0,Sum_2=0; //ประกาศตัวแปร Sum_1, Sum_2 สำหรับหากระแส
// อ้างอิง
float Iref=0, Iref1=0, Iref2=0; //ประกาศตัวแปร Iref, Iref1 และ Iref2
float EI=0, EI2=0; //ประกาศตัวแปร EI และ EI2
float Imax1= 8, Imax2 = 5 //กำหนดพิกัดกระแสแหล่งจ่าย
float k1 ,k2 ; //ประกาศตัวแปร k1 และ k2
float P_15=-1, P_16=0, P_17=1; //ประกาศตัวแปร P_15, P_16 และ P_17
float o1,o2,o3,o4,o5,o6,o7,o8,o9; //ประกาศตัวแปร o1,o2,o3,o4,o5,o6,o7,o8,o9
float of1,of2,of3,of4,of5,of6,of7,of8,of9; //ประกาศตัวแปร of1,of2,of3,of4,of5,of6,of7,of8,of9
float mfe1=0 ,mfe2=0 ,mfe3=0 //ประกาศตัวแปร mfe1, mfe2, mfe3
float mfer1=0 ,mfer2=0,mfer3=0 //ประกาศตัวแปร mfer1, mfer2, mfer3
float mfet1=0 ,mfet2=0,mfet3=0 //ประกาศตัวแปร mfet1, mfet2, mfet3
float mf1, mf2, mf3, mf4,mf5, mf6, mf7,mf8,mf9 //ประกาศตัวแปร mf1, mf2, mf3, mf4,mf5,mf6,
mf7,mf8,mf9
float mff1, mff2, mff3, mff4,mff5, mff6, mff7,mff8,mff9 //ประกาศตัวแปร mff1, mff2, mff3,

```

```

mff4,mff5, mff6, mff7,mff8,mff9

float Den=0 ,Num=0, Den2=0 ,Num2=0 ; //ประกาศตัวแปร Den, Den2 ,Num, Num2

float duty1=0; //ประกาศตัวแปร duty1

float dutyf1=0; //ประกาศตัวแปร dutyf1

float duty1_1=0; //ประกาศตัวแปร duty1_1

float duty2=0; //ประกาศตัวแปร duty2

float dutyf2=0; //ประกาศตัวแปร dutyf2

float duty2_1=0; //ประกาศตัวแปร duty2_1

//----main code----

//=====

void main(void)
{
    InitSysCtrl(); //โหลด PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDCR= 0x00AF;
    EDIS;

    DINT; //หยุดการทำงานของอินเทอร์รัพต์

    Gpio_select(); //กำหนดหน้าที่ของขาอินพุต/เอาต์พุต

    Setup_ePWM(); //กำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับ ePWM

    InitPieCtrl(); //กำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับ PIE table

    InitPieVectTable();

```

```

InitAdc(); // โหลดค่าเริ่มต้นพื้นฐานของการแปลง ADC

AdcRegs.ADCTRL1.all = 0;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 7;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; // cascaded sequencer
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0; // divide by 1
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0; // single run mode

AdcRegs.ADCTRL2.all = 0;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // enable SEQ1 interrupt
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1; // SEQ1 start from
// ePWM_SOCA trigger
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1 = 0; // interrupt after every end
// of sequence

AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 3;
// ADC clock: FCLK HSPCLK / 2 * ADCCLKPS
// HSPCLK = 75MHz (see DSP2833x_SysCtrl.c)
// FCLK = 12.5 MHz

AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 3; // กำหนดจำนวนช่องสัญญาณ 3+1= 4 ช่อง

AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0; // ADCINA0 as 1st SEQ1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 1; // ADCINA1 as 2nd SEQ1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 2; // ADCINA2 as 3rd SEQ1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 3; // ADCINA3 as 4 SEQ1

EPwm3Regs.TBCTL.all = 0xC030; // Configure timer control register

EPwm3Regs.TBPRD = 2999;

```

```

// TPRD +1 = TPWM / (HSPCLKDIV * CLKDIV * TSYSCLK)
// = 20 us / 6.667 ns

EPwm3Regs.ETPS.all = 0x0100;          //Configure ADC start by ePWM3

EPwm3Regs.ETSEL.all = 0x0A00;        //Enable SOCA to ADC

EALLOW;
PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
EDIS;

InitCpuTimers();                      //basic setup CPU Timer0, 1 and 2

ConfigCpuTimer(&CpuTimer0,150,10);   //กำหนด sampling time=1e-5=10*1e-6

PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;   //CPU Timer 0
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;   //ADC

IER |=1;
EINT;
ERTM;

CpuTimer0Regs.TCR.bit.TSS = 0;       //start timer0

while(1)
{
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0x55;        //service WD #1

```

```

        EDIS;
    }
}

//-----ฟังก์ชัน Gpio_select-----
//=====
void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0;          //GPIO15-GPIO0 = General Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; //ePWM1A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; //ePWM2A active

    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0; //GPIO31-GPIO16 = General Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0; //GPIO47-GPIO32 = General Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0; //GPIO63-GPIO48 = General Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0; //GPIO79-GPIO64 = General Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0; //GPIO87-GPIO80 = General Purpose I/O

    GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0;
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0;
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0;
    EDIS;
}

//-----ฟังก์ชัน Setup_ePWM-----
//=====
void Setup_ePWM(void)
{
    EPwm1Regs.TBCTL.all = 0;                //default status

```

```

EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;           //CLKDIV = 1
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 1;       //HSPCLKDIV = 2
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2;        //up - down mode

EPwm1Regs.AQCTLA.all = 0x0060;          //set ePWM1A on CMPA up

EPwm1Regs.TBPRD = 3750;                 //3750=10KHz - PWM signal
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 3750/2;     //duty1

EPwm2Regs.TBCTL.all = 0;                //default status
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;         //CLKDIV = 1
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 1;     //HSPCLKDIV = 2
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 2; //up - down mode

EPwm2Regs.AQCTLA.all = 0x0060;          //set ePWM1A on CMPA up

EPwm2Regs.TBPRD = 3750;                 //3750=10KHz - PWM signal
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 3750/2;     //duty2
}

//-----ฟังก์ชัน interrupt void cpu_timer0_isr-----
//=====
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
    static int up_down = 1;
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA; //service WD #2
    EDIS;

    if(up_down)

```



```

{
    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;
}

if(up_down)
{
    if(EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA < EPwm1Regs.TBPRD)
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA;
    else up_down = 0;
}
else
{
    if(EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA > 0) EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA;
    else up_down = 1;
}

PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

digi_i1=Current_Iin1;           //อ้พเดทค่ากระแส  $i_{L11}$ 
digi_i2=Current_Iin2;           //อ้พเดทค่ากระแส  $i_{L21}$ 
digi_v=Voltage_Vout;           //อ้พเดทค่าแรงดัน  $V_o$ 

iin1=(0.0029*digi_i1)+0.0684;   //ปรับเทียบค่ากระแส  $i_{L11}$ 

```

```

iin2=(0.0029*digi_i2)-0.0434;           //ปรับเทียบค่ากระแส  $i_{L21}$ 
vout=(0.1483*digi_v)+2.3108;           //ปรับเทียบค่าแรงดัน  $V_o$ 

//----- Fuzzy control loop 1 -----
EV = (Vref-vout)/400;                    //คำนวณค่าความผิดพลาดของแรงดัน  $V_o$ 
                                        //ปรับให้อยู่ในรูปแบบอัตราส่วนหนึ่งหน่วย
                                        // (normalization)
EV1 = Vref-vout;                          //คำนวณค่าความผิดพลาดของแรงดันเพื่อ
                                        //นำไปหากระแสอ้างอิง
w1=Imax1/(Imax1+Imax2);                  //การถ่วงน้ำหนักกระแสของแหล่งจ่าย  $V_{in1}$ 
Iref1 = Iref + EV1*Ts*w1;                 //คำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงลูประแส 1
EI = Iref1-iin1;                           //คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส  $i_{L11}$ 

//----- Fuzzy control loop 2 -----
w2= Imax2/(Imax1+Imax2);                  //การถ่วงน้ำหนักกระแสของแหล่งจ่าย  $V_{in2}$ 
Iref2 = Irefn+ EV1*Ts*w2;                 //คำนวณหาค่ากระแสอ้างอิงลูประแส 2
EI2 = Iref2-iin2;                          //คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส  $i_{L21}$ 

//-----การหา Membership Function ของ EV-----
if (EV < 0){                               //การหาสมาชิกเขต N
if (EV <= -1){ mfe1 = 1 ;}
else if (EV == 0){ mfe1 = 0 ; }
else if (EV > -1 && EV < 0){ mfe1=(-EV)/(1);}
else if (EV > -0.5 && EV < 0){ mfe1=(-EV)/(1);}
}

if (EV > -1 && EV < 1){                     //การหาสมาชิกเขต Z
if (EV == 0){ mfe2=1;}
else if (EV > 1 && EV <= -0.5){ mfe2=((1+EV)/(1));}
else if (EV > -0.5 && EV < 0){ mfe2=((1+EV)/(1));}
}

```

```

else if (EV>0 && EV<= 0.5){mfe2=((1-EV)/1);}
else if (EV > 0.5 && EV < 1){mfe2=((1-EV)/(1));}
}

if (EV > 0){                                     //การหาสมาชิกเซต Z
if (EV >= 1){mfe3 = 1 ;}
else if (EV == 0){mfe3=0;}
else if (EV >0 && EV < 1){mfe3=((EV)/1);}
else if (EV >0.5 && EV< 1){ mfe3=((EV)/(1));}
}

//-----การหา Membership Function ของ EI-----
if (EI <0){                                       //การหาสมาชิกเซต N
if (EI <= -1){mfer1 = 1 ;}
else if (EI == 0){mfer1 = 0 ;}
else if (EI > -1 && EI < 0){mfer1=(-EI)/(1);}
else if (EI > -0.5 && EI < 0){mfer1=(-EI)/(1);}
}

if (EI >= -1 && EI <= 1){                         //การหาสมาชิกเซต Z
if (EI == 0){mfer2=1;}
else if (EI >-1 && EI < -0.5){mfer2=((1+EI)/(1));}
else if (EI > -0.5 && EI < 0){ mfer2=((1+EI)/(1));}
else if (EI >0 && EI <= 0.5){mfer2=((1-EI)/(1));}
else if (EI > 0.5 && EI < 1){ mfer2=((1-EI)/(1));}
}

if (EI > 0){                                       //การหาสมาชิกเซต P
if (EI >= 1){mfer3 = 1 ;}
else if (EI == 0){ mfer3=0;}

```

```

else if (EI >0 && EI < 1){mfer3=((EI )/(1));}
else if (EI >0.5 && EI < 1){mfer3=((EI )/(1));}
}

```

//-----การหา Membership Function ของ EI2-----

```

if (EI2 <0){                                     //การหาสมาชิกเซต N
if(EI2 <= -1){mfet1 = 1 ;}
else if(EI2 == 0){mfet1 = 0 ;}
else if (EI2 > -1 && EI2 < 0){mfet1==((-EI2 )/(1));}
else if (EI2 > -0.5 && EI2 < 0){mfet1==((-EI2 )/(1));}
}

```

```

if (EI2 >= -1 && EI2 <= 1){                       //การหาสมาชิกเซต Z
if (EI2 == 0){mfet2=1;}
else if (EI2 >-1 && EI2 < -0.5){mfet2==((1+EI2 )/(1));}
else if (EI2 > -0.5 && EI2 < 0){ mfet2==((1+EI2 )/(1));}
else if (EI2 >0 && EI2 <= 0.5){mfet2==((1-EI2 )/(1));}
else if (EI2 > 0.5 && EI2 < 1){ mfet2==((1-EI2 )/(1));}
}

```

```

if (EI2 > 0){                                     //การหาสมาชิกเซต P
if (EI2 >= 1){mfet3 = 1 ;}
else if (EI2 == 0){ mfet3=0;}
else if (EI2 >0 && EI2 < 1){mfet3==((EI2 )/(1));}
else if (EI2 >0.5 && EI2 < 1){mfet3==((EI2 )/(1));}
}

```

//-----กฎฟัซซี่ข้อที่ 1 สำหรับหาค่า ΔD_1 -----

```

if (mfe1>=0 || mfer1>=0){
if (mfe1<mfer1)
mf1=mfe1;

```

```

else mfl=mfer1;
o1=N*mf1;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 2 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$  -----
if (mfe1>=0 || mfer2>=0){
if (mfe1<mfer2)
mf2=mfe1;
else mf2=mfer2;
o2=N*mf2;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 3 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$  -----
if (mfe1>=0 || mfer3>=0){
if (mfe1<mfer3)
mf3=mfe1;
else mf3=mfer3;
o3=Z*mf3;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 4 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$  -----
if (mfe2>=0 || mfer1>=0){
if (mfe2<mfer1)
mf4=mfe2;
else mf4=mfer1;
o4=N*mf4;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 5 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$  -----
if (mfe2>=0 || mfer2>=0){

```

```

if (mfe2<mfer2)
mf5=mfe2;
else mf5=mfer2;
o5=Z*mf5;
}

```

```

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 6 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$  -----

```

```

if (mfe2>=0 || mfer3>=0){
if (mfe2<mfer3)
mf6=mfe2;
else mf6=mfer3;
o6=P*mf6;
}

```

```

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 7 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$  -----

```

```

if (mfe3>=0 || mfer1>=0){
if (mfe3<mfer1)
mf7=mfe3;
else mf7=mfer1;
o7=Z*mf7;
}

```

```

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 8 สำหรับหาค่า  $\Delta D_1$  -----

```

```

if (mfe3>=0 || mfer2>=0){
if (mfe3<mfer2)
mf8=mfe3;
else mf8=mfer2;
o8=P*mf8;
}

```

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 9 สำหรับหาค่า ΔD_1 -----

```
if(mfe3>=0 || mfer3>=0){
```

```
  if (mfe3<mfer3)
```

```
    mf9=mfe3;
```

```
  else mf9=mfer3;
```

```
  o9=P*mf9;
```

```
}
```

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 1 สำหรับหาค่า ΔD_2 -----

```
if (mfe1>=0 || mfer1>=0){
```

```
  if (mfe1<mfer1)
```

```
    mff1=mfe1;
```

```
  else mff1=mfer1;
```

```
  of1=N*mff1;
```

```
}
```

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 2 สำหรับหาค่า ΔD_2 -----

```
if (mfe1>=0 || mfer2>=0){
```

```
  if (mfe1<mfer2)
```

```
    mff2=mfe1;
```

```
  else mff2=mfer2;
```

```
  of2=N*mff2;
```

```
}
```

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 3 สำหรับหาค่า ΔD_2 -----

```
if (mfe1>=0 || mfer3>=0){
```

```
  if (mfe1<mfer3)
```

```
    mff3=mfe1;
```

```
  else mff3=mfer3;
```

```

of3=Z*mff3;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 4 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$  -----
if (mfe2>=0 || mfet1>=0){
if (mfe2<mfet1)
mff4=mfe2;
else mff4=mfet1;
of4=N*mff4;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 5 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$  -----
if (mfe2>=0 || mfet2>=0){
if (mfe2<mfet2)
mff5=mfe2;
else mff5=mfet2;
of5=Z*mff5;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 6 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$  -----
if (mfe2>=0 || mfet3>=0){
if (mfe2<mfet3)
mff6=mfe2;
else mff6=mfet3;
of6=P*mff6;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 7 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$  -----
if (mfe3>=0 || mfet1>=0){
if (mfe3<mfet1)

```



```

mff7=mfe3;
else mff7=mfet1;
of7=Z*mff7;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 8 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$  -----
if (mfe3>=0 || mfet2>=0){
if( mfe3<mfet2)
mff8=mfe3;
else mff8=mfet2;
of8=P*mff8;
}

//-----กฎพีชคณิตข้อที่ 9 สำหรับหาค่า  $\Delta D_2$  -----
if(mfe3>=0 || mfet3>=0){
if (mfe3<mfet3)
mff9=mfe3;
else mff9=mfet3;
of9=P*mff9;
}
Num=o1+o2+o3+o4+o5+o6+o7+o8+o9; //ส่วนดีพีชคณิตหาค่าน้ำหนักเฉลี่ยของ  $\Delta D_1$ 
if( Den==0)
{ Den = 1e-12; }
deltaduty1 =(Num/Den);
newduty1=oldduty1+deltaduty1; //ส่วนการคำนวณค่า  $D_1$ 
oldduty1 = newduty1; //ส่วนของการเก็บค่าวัฏจักรหน้าที่เดิม
(oldduty1)

Num2=of1+of2+of3+of4+of5+of6+of7+of8+of9;
//ส่วนดีพีชคณิตหาค่าน้ำหนักเฉลี่ยของ  $\Delta D_2$ 
Den2=mff1+mff2+mff3+mff4+mff5+mff6+mff7+mff8+mff9;

```

```

if( Den==0)
{ Den = 1e-12; }
deltaduty2 =(Num2/Den2);
newduty2=oldduty2+ deltduty2;           //ส่วนการหาค่า  $D_2$ 
oldduty2 = newduty2;                   //ส่วนของการเก็บค่าวัฏจักรหน้าที่เดิม
                                        (oldduty2)

// DUTY limiter                          //กำหนดขอบเขตของค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์
                                        //ให้อยู่ในช่วงที่สามารถทำงานได้

if(newduty1<0){ newduty1=0;}           //กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ไม่ต่ำกว่า 0
else if(newduty1>=0.7){ newduty1=0.7;} //กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ไม่เกิน 0.7
else{ newduty1= newduty1;}

if(newduty2<0){ newduty2=0;}           //กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ไม่ต่ำกว่า 0
else if(newduty2>=0.7){ newduty2=0.7;} //กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่สวิตช์ไม่เกิน 0.7
else{ newduty2= newduty2;}

// update DUTY
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=3750-3750*duty2;
                                        //อัปเดตสัญญาณ PWM สำหรับสวิตช์  $S_2$ 
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=3750-3750*duty1;
                                        //อัปเดตสัญญาณ PWM สำหรับสวิตช์  $S_1$ 
}

//=====
//ฟังก์ชัน interrupt void adc_isr
//=====

interrupt void adc_isr(void)
{
Voltage_VR1 = AdcMirror.ADCRESULT0;
Current_Iin1 = AdcMirror.ADCRESULT1;    //รับค่าดิจิตอลของกระแส  $i_{L1}$ 
Current_Iin2 = AdcMirror.ADCRESULT2;    //รับค่าดิจิตอลของกระแส  $i_{L2}$ 
Voltage_Vout = AdcMirror.ADCRESULT3;    //รับค่าดิจิตอลของแรงดัน  $V_o$ 
}

```

```
// Reinitialize for next ADC sequence
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;           // Reset SEQ1
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;        // Clear INT SEQ1 bit
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
// Acknowledge interrupt to PIE
}

//=====
// End of SourceCode.
//=====
```



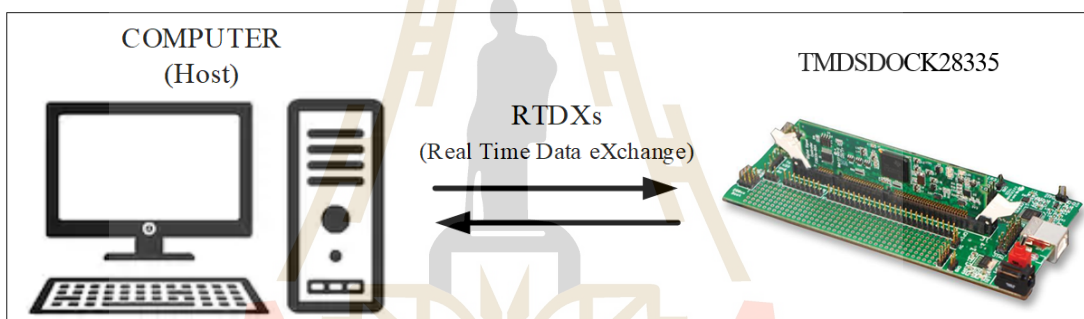
ภาคผนวก ง

การจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุต
ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแบบฮาร์ดแวร์ในรูป

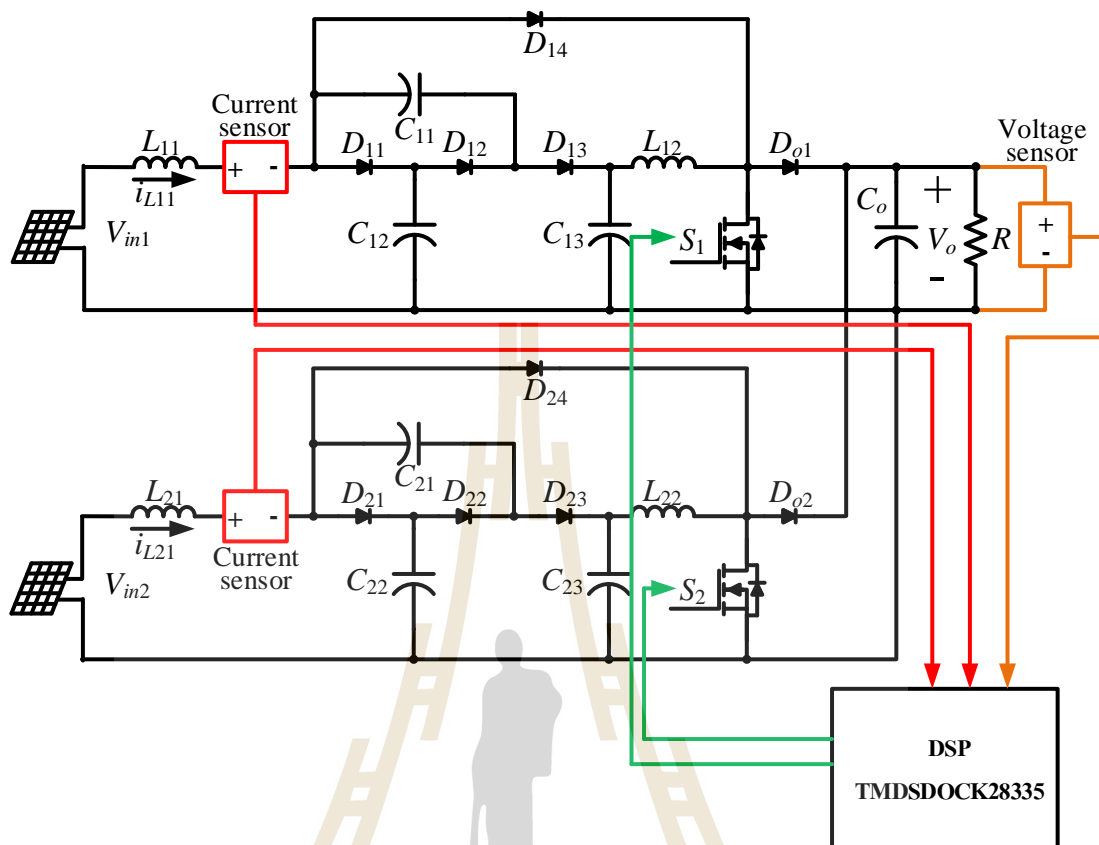
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL)

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) เป็นการทำงานระหว่างบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 ซึ่งเป็นตัวประมวลผลการควบคุมแบบพีซีซี และโปรแกรม MATLAB Simulink จากนั้นเขียนโปรแกรมควบคุมด้วย Code Composer Studio เวอร์ชัน 3.3 (CCStudio v3.3) เพื่อใช้ประมวลผลการควบคุมพีซีซีที่ได้ออกแบบคั้งที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 และส่งสัญญาณ PWM ให้กับสวิทช์กำลังของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งอยู่ในโปรแกรม MATLAB Simulink โดยดำเนินการรับส่งข้อมูลผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX (Real Time Data eXchange) เชื่อมโยงระหว่างโปรแกรม Simulink (Host) กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น TMDSDOCK28335 (Target) แผนภาพการเชื่อมโยงรับส่งข้อมูลแสดงดังรูปที่ ง.1 โดยโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป แสดงดังรูปที่ ง.2



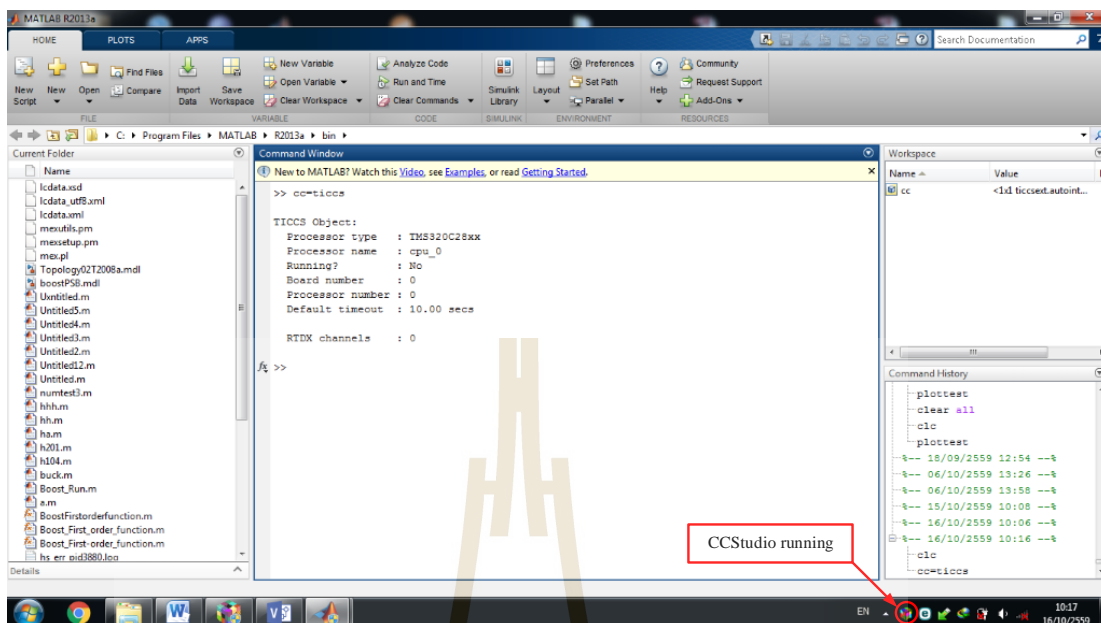
รูปที่ ง.1 แผนการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP รุ่น TMDSDOCK28335



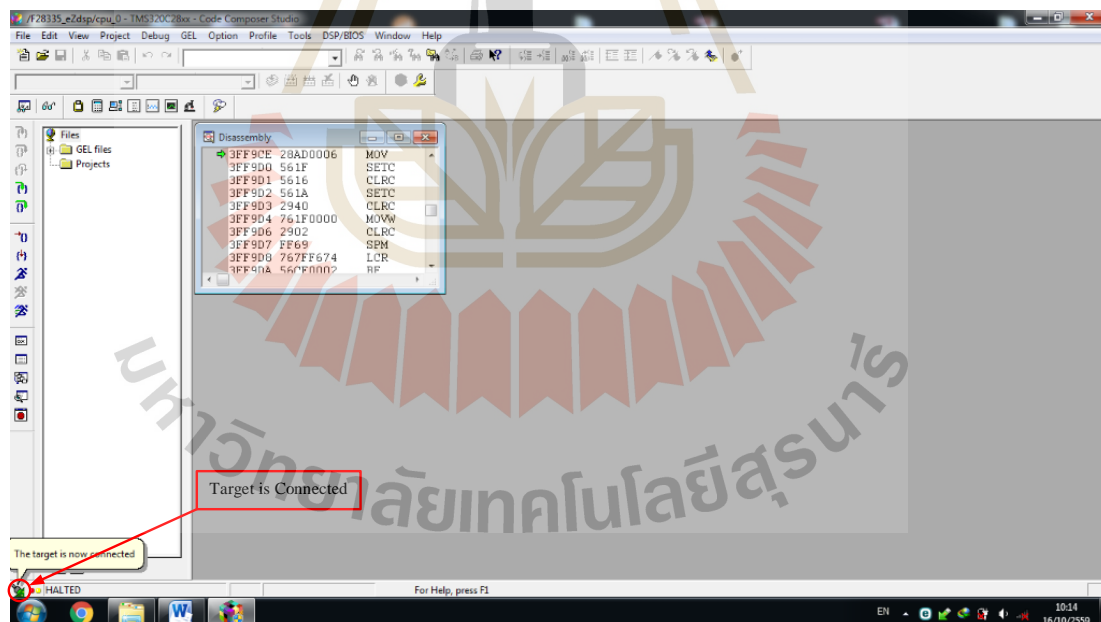
รูปที่ 5.22 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป

การเชื่อมโยงโปรแกรม *MATLAB* กับบอร์ด DSP รุ่น TMDSDOCK28335

ขั้นตอนแรกติดตั้งโปรแกรม *MATLAB* และโปรแกรม *CCStudio v3.3* ต่อมาเชื่อมต่อโปรแกรม *MATLAB* กับบอร์ด DSP รุ่น TMDSDOCK28335 ทำได้โดยเชื่อมต่อบอร์ดเข้ากับคอมพิวเตอร์ผ่านทางพอร์ต USB จากนั้นพิมพ์คำสั่ง `cc=tices` เพื่อตรวจสอบว่าบอร์ด DSP รุ่น TMDSDOCK28335 เชื่อมต่อกับซอฟต์แวร์ *MATLAB* เรียบร้อยแล้ว โดยจะปรากฏผลการตรวจสอบ ดังรูปที่ 5.3 จากนั้นตรวจสอบโปรแกรม *CCStudio v3.3* เพื่อสร้างไฟล์โปรเจกต์การทำงาน แสดงดังรูป 5.4



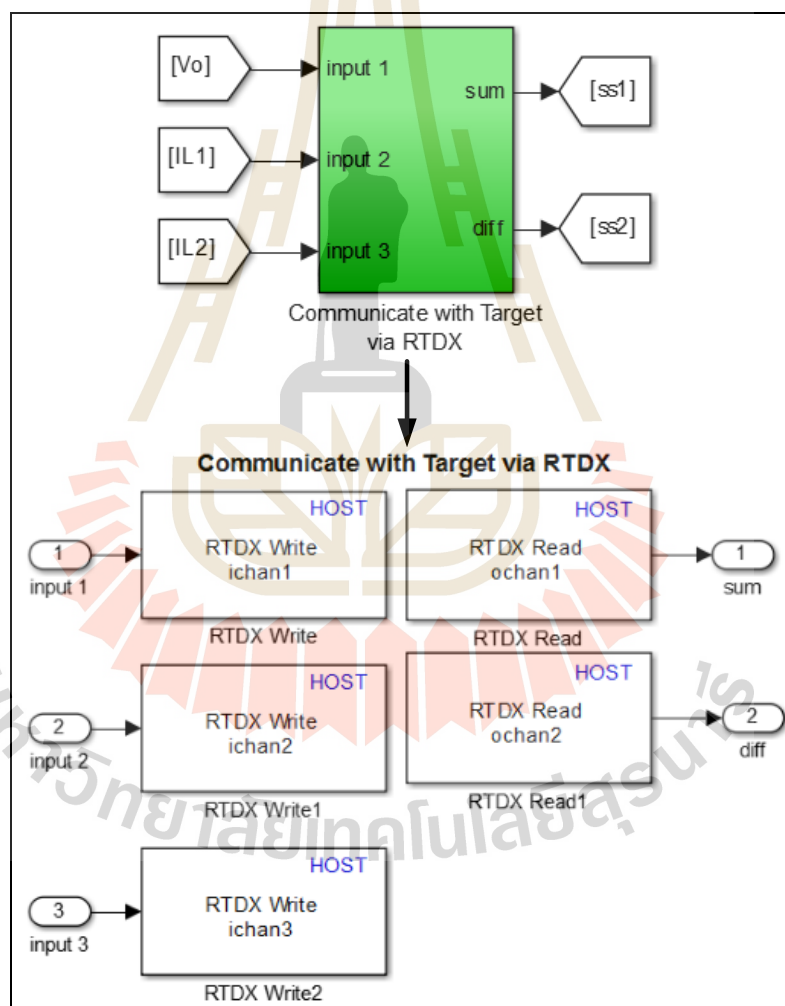
รูปที่ ง.3 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด DSP รุ่น TMSDOCK28335



รูปที่ ง.4 หน้าต่างโปรแกรม CCStudio v3.3

การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP รุ่น TMDSDOCK28335

การรับส่งข้อมูลจากโปรแกรม Simulink และ บอร์ด DSP รุ่น TMDSDOCK28335 แสดงได้ดังรูปที่ ๓.5 ซึ่งโปรแกรม Simulink จะส่งค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) กระแสอินพุต i_{L11} และกระแสอินพุต i_{L21} ของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงไปยังบอร์ด และจากนั้นบอร์ด DSP รุ่น TMDSDOCK28335 ทำหน้าที่ประมวลผลโดยโปรแกรมภาษาซีที่เขียนบนโปรแกรม CCStudio v3.3 จากนั้นส่งสัญญาณควบคุมสวิตช์ S_1 และ S_2 กลับมายังโปรแกรม Simulink



รูปที่ ๓.5 แผนภาพระบบ RTDX การรับส่งข้อมูลบน โปรแกรม Simulink

โปรแกรมภาษาซีสำหรับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป
ของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

```
#####
```

```
#include <stdio.h>
#include "SumDiff.h"
#include <rtdx.h>
#include "target.h"
#define MAX_BUFSIZE 16
//=====
//ประกาศฟังก์ชันสำหรับการใช้งาน
//=====
void add_sub_buffers(float *in1, float *in2, float *in3, float *out1, float *out2);
//=====
//ประกาศตัวแปร
//=====
float din1[1];
float din2[1];
float din3[1];
float dout1[1];
float dout2[1];
float Vref=400;
float nbuf=1;
float Iref=0,Iref1,Iref2,EV=0 ,EV1=0,EI=0,EI1=0,Sumv=0 ;
float Ts=0.000001;
float o1,o2,o3,o4,o5,o6,o7,o8,o9;
float mfe1=0 ,mfe2=0 ,mfe3=0 ,mfer1=0 ,mfer2=0,mfer3=0 ,mf1, mf2, mf3, mf4,mf5, mf6,
mf7,mf8,mf9,Den=0,Num=0 ;
float of1,of2,of3,of4,of5,of6,of7,of8,of9;
float mfef1=0 ,mfef2=0,mfef3=0 ,mff1, mff2, mff3, mff4,mff5, mff6,
```

```

mff7,mff8,mff9,Den2=0,Num2=0 ;

//Parameter output

int P_15=-1;

int P_16=0;

int P_17=1;

//=====
//defines RTDX channels
//=====

RTDX_CreateInputChannel (ichan1);
RTDX_CreateInputChannel (ichan2);
RTDX_CreateInputChannel (ichan3);
RTDX_CreateOutputChannel(ochan1);
RTDX_CreateOutputChannel(ochan2);

//=====
//main code
//=====8

void main()
{
    TARGET_INITIALIZE();

    RTDX_enableInput (&ichan1);
    RTDX_enableInput (&ichan2);
    RTDX_enableInput (&ichan3);
    RTDX_enableOutput(&ochan1);
    RTDX_enableOutput(&ochan2);

    while (1)
    {
        /* Read inputs from host */

        RTDX_read( &ichan1, din1, nbuf *sizeof(long) );
        RTDX_read( &ichan2, din2, nbuf *sizeof(long) );
        RTDX_read( &ichan3, din3, nbuf *sizeof(long) );

```

```

        /* Call function */
    add_sub_buffers(din1,din2,din3,dout1,dout2);
    /* Write outputs to host */
    while ( RTDX_writing != NULL )
    { /* wait for previous write to complete */
        #if RTDX_POLLING_IMPLEMENTATION
            RTDX_Poll();
        #endif
    }
    RTDX_write(&ochan1, dout1, nbuf *sizeof(long));
    /* Write outputs to host */
    while ( RTDX_writing != NULL )
    { /* wait for previous write to complete */
        #if RTDX_POLLING_IMPLEMENTATION
            RTDX_Poll();
        #endif
    }
    RTDX_write(&ochan2, dout2,nbuf *sizeof(long));}
}

```

```

//=====
//add_sub_buffers
//=====
void add_sub_buffers(float *in1, float *in2, float *out1)
{
    short t; for (t = 0; t <1; t++)

```

```

{
float D1=0 ,D2=0 ;
    EV = (Vref-in1[t])/400;
    EV1 = Vref-in1[t];
    Sumv = Sumv + EV1*Ts;
    Iref=Sumv;
    EI = Iref-in2[t];
    EI1 = Iref-in3[t];

if (EV < 0)
    { if (EV <= -1){ mfe1 = 1 ;}
      else if (EV == 0){mfe1 = 0 ; }
      else if (EV > -1 && EV < 0 ){mfe1=(-EV)/(1);}
      else if (EV > -0.5 && EV< 0 ){mfe1=(-EV)/(1);}
    }

if (EV > -1 && EV < 1)
    {if (EV == 0){ mfe2=1;}
      else if (EV >-1 && EV <= -0.5){ mfe2=((1+EV)/(1));}
      else if (EV > -0.5 && EV<0){mfe2=((1+EV)/(1));}
      else if (EV>0 && EV<= 0.5){mfe2=((1-EV)/1);}
      else if (EV > 0.5 && EV < 1){mfe2=((1-EV)/(1));}}

if (EV > 0){
    if (EV >= 1){ mfe3 = 1 ;}
    else if (EV == 0){ =0;}
    else if (EV >0 && EV < 1){ =(EV)/1;}
    else if (EV >0.5 && EV < 1){ =(EV)/(1);}
  }

```

//membership2

//Membership Function2

if (EI < 0)

```
{ if (EI <= -1){ mfer1 = 1 ;}
  else if (EI == 0){mfer1 = 0 ; }
  else if (EI > -1 && EI < 0){mfer1=((- EI)/(1));}
  else if (EI > -0.5 && EI < 0){mfer1=((- EI)/(1));}}
```

if (EI > -1 && EI < 1)

```
{if (EV == 0){ mfe2=1;}
  else if (EI >-1 && EI <= -0.5){ mfer2=((1+ EI)/(1));}
  else if (EI > -0.5 && EI <0){mfer2=((1+ EI)/(1));}
  else if (EI >0 && EI <= 0.5){mfer2=((1- EI)/1);}
  else if (EI > 0.5 && EI < 1){mfer2=((1- EI)/(1));}}
```

if (EI > 0){

```
if (EI >= 1){ mfer3 = 1 ;}
  else if (EI == 0){=0;}
  else if (EI >0 && EI < 1){=(( EI)/1);}
  else if (EI >0.5 && EI < 1){=(( EI)/(1));}}
```

//membership3

//Membership Function3

if (EI1 < 0)

```
{ if (EI1 <= -1){ mfer1 = 1 ;}
  else if (EI1 == 0){mfer1 = 0 ; }
  else if (EI1 > -1 && EI1 < 0){mfer1=((- EI1)/(1));}
```

```

else if (EI1 > -0.5 && EI1 < 0){mfet1=(- EI1)/(1);}
if (EI1 > -1 && EI1 < 1)
{if (EI1 == 0){ mfet2=1;}
else if (EI1 >-1 && EI1 <= -0.5){ mfet2=((1+ EI1)/(1));}
else if (EI1 > -0.5 && EI1 <0){mfet2=((1+ EI1)/(1));}
else if (EI1 >0 && EI1 <= 0.5){mfet2=((1- EI1)/1);}
else if (EI1 > 0.5 && EI1 < 1){mfet2=((1- EI1)/(1));}}

if (EI1 > 0){
if (EI1 >= 1){ mfet3 = 1 ;}
else if (EI1 == 0){ =0;}
else if (EI1 >0 && EI1 < 1){=(( EI1)/1);}
else if (EI1 >0.5 && EI1 < 1){=(( EI1)/(1));}}

//rule1-1
if (mfe1>=0 || mfer1>=0){
if (mfe1<mfer1) mf1=mfe1;
else mf1=mfer1;
o1=P_15*mf1;}

//rule2-1
if (mfe1>=0 || mfer2>=0){
if (mfe1<mfer2) mf2=mfe1;
else mf2=mfer2;
o2=P_15*mf2;}

// rule3-1
if (mfe1>=0 || mfer3>=0){
if (mfe1<mfer3) mf3=mfe1;

```

```
    else mf3=mfer3;
```

```
o3=P_16*mf3;}
```

```
//rule4-1
```

```
if (mfe2>=0 || mfer1>=0){
```

```
    if (mfe2<mfer1) mf4=mfe2;
```

```
    else mf4=mfer1;
```

```
o4=P_15*mf4;}
```

```
//rule5-1
```

```
if (mfe2>=0 || mfer2>=0){
```

```
    if (mfe2<mfer2) mf5=mfe2;
```

```
    else mf5=mfer2;
```

```
o5=P_16*mf5;}
```

```
//rule6-1
```

```
if (mfe2>=0 || mfer3>=0){
```

```
    if (mfe2<mfer3) mf6=mfe2;
```

```
    else mf6=mfer3;
```

```
o6=P_17*mf6;}
```

```
//rule7-1
```

```
if (mfe3>=0 || mfer1>=0){
```

```
    if (mfe3<mfer1) mf7=mfe3;
```

```
    else mf7=mfer1;
```

```
o7=P_16*mf7}
```

```
// rule8-1
```

```
if (mfe3>=0 || mfer2>=0){
```

```
    if( mfe3<mfer2) mf8=mfe3;
```

```

else mf8=mfer2;
o8=P_17*mf8;}

```

```
// rule9-1
```

```

if(mfe3>=0 || mfer3>=0){
    if (mfe3<mfer3)mf9=mfe3;
    else mf9=mfer3;
o9=P_17*mf9;}

```

```
//rule1-2
```

```

if (mfe1>=0 || mfef1>=0){
    if (mfe1<mfef1) mff1=mfe1;
    else mff1=mfef1;
of1=P_15*mff1;}

```

```
//rule2-2
```

```

if (mfe1>=0 || mfef2>=0){
    if (mfe1<mfef2) mff2=mfe1;
    else mff2=mfef2;
of2=P_15*mff2;}

```

```
// rule3-2
```

```

if (mfe1>=0 || mfef3>=0){
    if (mfe1<mfef3) mff3=mfe1;
    else mff3=mfef3;
of3=P_16*mff3;}

```

```
/rule4-2
```

```

if (mfe2>=0 || mfef1>=0){
    if (mfe2<mfef1) mff4=mfe2;

```



```

else mff4=mfef1;
off4=P_15*mff4;}

```

```

//rule5-2

```

```

if (mfe2>=0 || mfef2>=0){
    if (mfe2<mfef2) mff5=mfe2;
    else mff5=mfef2;
of5=P_16*mff5;}

```

```

//rule6-2

```

```

if (mfe2>=0 || mfef3>=0){
    if (mfe2<mfef3) mff6=mfe2;
    else mff6=mfef3;
of6=P_17*mff6;}

```

```

//rule7-2

```

```

if (mfe3>=0 || mfef1>=0){
    if (mfe3<mfef1) mff7=mfe3;
    else mff7=mfef1;
of7=P_16*mff7;}

```

```

// rule8-2

```

```

if (mfe3>=0 || mfef2>=0){
    if( mfe3<mfef2) mff8=mfe3;
    else mff8=mfef2;
of8=P_17*mff8;}

```

```

// rule9-2

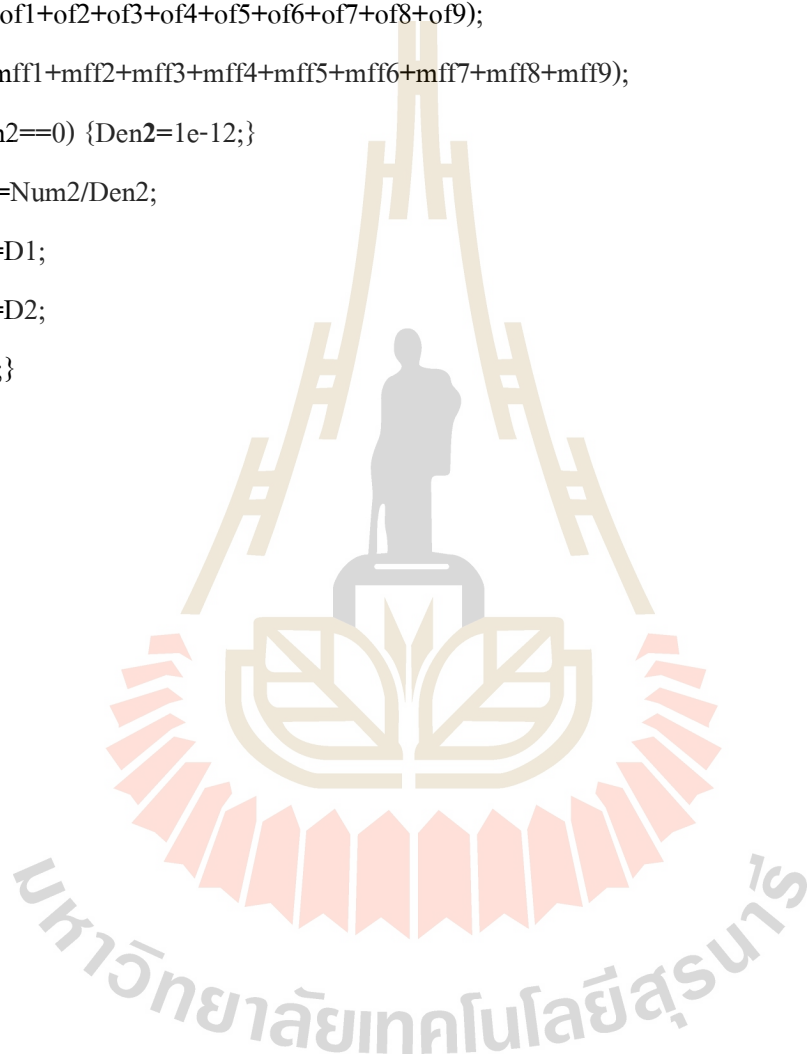
```

```

if(mfe3>=0 || mfef3>=0){
    if (mfe3<mfef3) mff9=mfe3;
    else mff9=mfef3;
of9=P_17*mff9;}

```

```
/ defuzzy1  
Num=(o1+o2+o3+o4+o5+o6+o7+o8+o9);  
Den=(mf1+mf2+mf3+mf4+mf5+mf6+mf7+mf8+mf9);  
    if( Den==0) {Den=1e-12; }  
// defuzzy2  
Num2=(of1+of2+of3+of4+of5+of6+of7+of8+of9);  
Den2=(mff1+mff2+mff3+mff4+mff5+mff6+mff7+mff8+mff9);  
    if( Den2==0) {Den2=1e-12;}  
    D2=Num2/Den2;  
out1[t]=D1;  
out2[t]=D2;  
}return;
```



ภาคผนวก จ

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

ณมน กุลจิตติพงษ์ และสุภารัตน์ ขวัญอ่อน “แบบจำลองทางคณิตศาสตร์วงจรทระดับแรงดันแบบ สวิตซ์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 41 (EECON-41) ณ. โรงแรมสุนีย์แกรนด์ จังหวัดอุบลราชธานี วันที่ 21-23 พฤศจิกายน พ.ศ. 2561 จำนวน 4 หน้า

ณมน กุลจิตติพงษ์ และสุภารัตน์ ขวัญอ่อน “การควบคุมพัชชีวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดียว ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 41 (EECON-41) ณ. โรงแรมสุนีย์แกรนด์ จังหวัดอุบลราชธานี วันที่ 21-23 พฤศจิกายน พ.ศ. 2561 จำนวน 4 หน้า

ณมน กุลจิตติพงษ์ และสุภารัตน์ ขวัญอ่อน “การควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 42 (EECON-42) ณ. เดอะกรีนเนอริ รีสอร์ท เขาใหญ่ จังหวัดนครราชสีมา วันที่ 30 ตุลาคม-1พฤศจิกายน พ.ศ. 2560 จำนวน 4 หน้า

ณมน กุลจิตติพงษ์ และสุภารัตน์ ขวัญอ่อน “การควบคุมพัชชีวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดียว ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 43 (EECON-43) ณ. โรงแรมทีโอแพลนด์ จังหวัดพิษณุโลก วันที่ 28-30 ตุลาคม พ.ศ. 2563 จำนวน 4 หน้า (ตอบรับแล้ว)

S. Khwan-on and N. Kunjittipong, "Control of a high step-up single-switch boost converter " the 13th international symposium (seatuc), Vietnam, 2019, page 4.

S. Khwan-on and N. Kunjittipong, "Comparison of fuzzy controller for a high step-up single-switch boost converter " 2020 international conference on power and energy applications (icpea), Busan, 2020, page 4.

รายชื่ออนุสิทธิบัตรและลิขสิทธิ์ที่ยื่นคำขอในระหว่างศึกษา

ยื่นคำขออนุสิทธิบัตร การควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตซ์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
- (อยู่ระหว่างดำเนินการ)

ยื่นคำขออนุสิทธิบัตร การควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
- (อยู่ระหว่างดำเนินการ)

ยื่นคำขอลิขสิทธิ์ โปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยาย - (อยู่ระหว่างดำเนินการ)

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง MATHEMATICAL MODEL OF A HIGH STEP-UP SINGLE-SWITCH CONVERTER.

ณมน กุลจิตติพิงค์ และ สุดาวัฒน์ ขวัญอ่อน

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี sudarat_kh@sut.ac.th

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และควบคุม

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง วงจรนี้สามารถประยุกต์ใช้ในระบบพลังงานทดแทน เช่น พลังงานแสงอาทิตย์ เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตสูงตามต้องการด้วยอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรนี้อาศัยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะแบบทั่วไป เพื่อให้ได้แบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กัเวลา สำหรับใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ และสังเกตพฤติกรรมการทำงานของวงจร ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรภายใต้เงื่อนไขการทำงานต่างๆ แสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่สร้างขึ้นมีความถูกต้องแม่นยำ และจำลองผลได้ในเวลาที่รวดเร็ว

สำคัญ: วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะแบบทั่วไป, วงจรทระดับแรงดันสูงแบบสวิทช์เดียว, อัตราขยายแรงดันสูง

Abstract

This paper presents a mathematical model of a high step-up single-switch boost converter. This converter can be applied to renewable energy systems such as solar energy in order to achieve the high desired output voltage with high voltage conversion ratio of approximately 20. This converter mathematical model is based on the generalized state-space averaging method, providing time invariant model for the stability analysis and behavior investigation of the converter. The simulation results under different operating conditions show that this generated mathematical model is accurate with fast simulation time.

Keywords: Generalized state-space averaging method, Single-switch boost converter, High voltage conversion ratio.

1. บทนำ

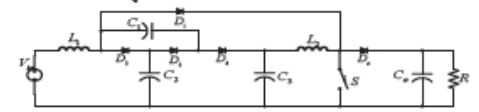
ในปัจจุบันพลังงานทดแทนเข้ามามีบทบาทสำคัญในการผลิตพลังงานไฟฟ้า โดยเฉพาะพลังงานแสงอาทิตย์เพราะเป็นพลังงานที่สะอาดและมีอยู่ล้นในธรรมชาติ โดยอาศัยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าดิสชีเป็นดิสชีแปลงจากพลังงานแสงอาทิตย์ให้เป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเนื่องจากพลังงานแสงอาทิตย์ระดับแรงดันไฟฟ้าค่อนข้างต่ำ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องอาศัยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงมากพอ จากงานวิจัยในอดีตพบว่ามีการพัฒนาวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่สามารถทระดับแรงดันสูงได้ตามที่ โหลดต้องการ [1] วงจรนี้สามารถ

ทระดับแรงดันสูงได้ถึง 20 เท่า กล่าวคือเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตต่ำประมาณ 20V ที่อาจได้จากแผงโซลาร์เซลล์ที่ระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 400V ซึ่งวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าชนิดนี้ใช้เพียงสวิทช์ตัวเดียวส่งผลให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการใช้สวิทช์หลายตัวลดลงได้ [1] เป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับวงจรได้ ด้วยโครงสร้างของวงจรที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำหลายตัว การเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ที่ไม่เหมาะสม อาจส่งผลต่อเสถียรภาพของวงจรได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเพื่อช่วยในการวิเคราะห์เสถียรภาพ การใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ขึ้นอยู่กับเวลา (Time-Varying Model) มีความยุ่งยากในการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยเหตุนี้จึงจำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา (Time Invariant Model) ซึ่งมีหลายวิธีเช่น วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะแบบทั่วไป (Generalized State-Space Averaging Method) [2] วิธีการแปลงดีคิว (DQ Transformation Method) [3] และวิธีวิเคราะห์โดเมนค่าความถี่ (Frequency Domain Identification Methods) [4] เป็นต้น

บทความนี้นำเสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะแบบทั่วไป เพื่อใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและสังเกตพฤติกรรมของวงจร โดยจะอธิบายโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กระบวนการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะแบบทั่วไป รวมทั้งผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรเพื่อยืนยันความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่สร้างขึ้น

2. วงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายสูง

วงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายสูงมีโครงสร้างแสดงได้ดังรูปที่ 1 ประกอบด้วยสวิทช์กำลังเพียงตัวเดียว (S), ตัวเก็บประจุ 4 ตัว (C_1, C_2, C_3, C_4), ตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว (L_1, L_2), ไดโอด 4 ตัว (D_1, D_2, D_3, D_4) และโหลดความต้านทาน (R) แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต (V_{in}) อาจได้มาจากพลังงานแสงอาทิตย์ที่มีค่าค่อนข้างต่ำ ในขณะที่จะได้แรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่ลดกร่อมโวลต์มีค่าสูง เนื่องจากวงจรนี้มีอัตราขยายแรงดันสูงถึง 20 เท่า

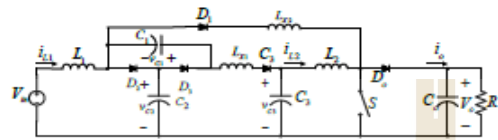


รูป 1 วงจรทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

PE01

3. การวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

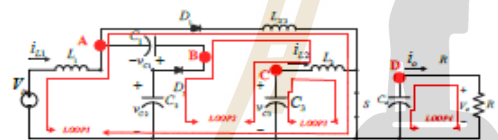
เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีจำนวนตัวเก็บประจุมากกว่าตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จำเป็นต้องสมมติตัวเหนี่ยวนำเพิ่มอีก 2 ตัว ได้แก่ L_{X1} และ L_{X2} โดยกำหนดให้ค่า L_{X1} และ L_{X2} มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้นจะได้รูปวงจรที่นำมาใช้ในการพิจารณาหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ดังรูปที่ 2



กรณีเพิ่มตัวเหนี่ยวนำ L_{X1} และ L_{X2}

ในการออกแบบจำลองจะใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะแบบทั่วไป ซึ่งทฤษฎีปริภูมิสถานะจะใช้สมการฟูรีเยร์เชิงซ้อนเป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง กำหนดตัวแปรสถานะมีทั้งหมด 8 ตัว ได้แก่ i_{L1} , i_{L2} , V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} , V_o , i_{LX1} และ i_{LX2} จากนั้นทำการหาสมการที่สัมพันธ์กับแรงดันและกระแสในวงจร โดยพิจารณาจากโหนดการทำงานของสวิตช์ แบ่งการทำงานออกเป็น 2 โหนดการทำงาน ดังนี้

พิจารณาโหนด S นำกระแส โดยจะใช้กฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ในการพิจารณาวงจรที่ปรากฏในรูปที่ 2 จะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 วงจรสมมูลของโหนดสวิตช์ S นำกระแส

ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ในการพิจารณา

$$i_{L1} = \frac{V_m - V_{LX2}}{L_1} \quad (1)$$

$$V_{LX2} = V_{C2} - V_{C1} \quad (2)$$

จากการทำงานของทั้งสองรูปข้างต้นจะหาค่า i_{L1} ใหม่ให้ง่ายต่อการวิเคราะห์วงจร โดยนำสมการที่ (2) แทนค่าในสมการที่ (1) จะได้สมการใหม่ของ i_{L1} ในสมการที่ (3)

$$i_{L1} = \frac{V_m - V_{C2} + V_{C1}}{L_1} \quad (3)$$

$$i_{L2} = \frac{V_{C2}}{L_2} \quad (4)$$

$$V_{C2} = V_o \quad (5)$$

ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) พิจารณา

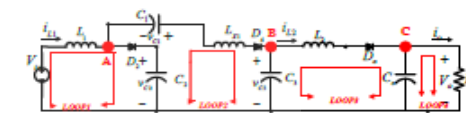
$$V_{C1} = \frac{i_{LX2} - i_{L1}}{C_1} \quad (6)$$

$$V_{C2} = \frac{-i_{LX2} + i_{L1}}{C_2} \quad (7)$$

$$V_{C3} = \frac{-i_{L2}}{C_3} \quad (8)$$

$$V_{C2} = -\frac{V_o}{RC_o} \quad (9)$$

พิจารณาโหนด S ไม่ทำงาน โดยจะใช้กฎแรงดันและกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ในการพิจารณาจะได้ลักษณะของวงจรดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 พิจารณาวงจรขณะสวิตช์ S หยุดนำกระแส

ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ในการพิจารณา

$$i_{L1} = \frac{V_m - V_{C2}}{L_1} \quad (10)$$

$$i_{LX1} = \frac{V_{C2} + V_{C1} - V_{C3}}{L_{X1}} \quad (11)$$

$$i_{L2} = \frac{V_{C3} - V_{C2}}{L_2} \quad (12)$$

$$V_{C2} = V_o \quad (13)$$

ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) พิจารณา

$$V_{C1} = \frac{-i_{LX1}}{C_1} \quad (14)$$

$$V_{C2} = \frac{-i_{L1} - i_{LX1}}{C_2} \quad (15)$$

$$V_{C3} = \frac{i_{LX1} - i_{L2}}{C_3} \quad (16)$$

$$V_{C2} = \frac{i_{L2}}{C_o} - \frac{V_o}{RC_o} \quad (17)$$

จะเห็นได้ว่าจากสมการข้างต้นเป็นแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับการคำนวณ ดังนั้นจึงใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ในรูปแบบของการประมาณค่าอันดับศูนย์ (Zero-Order Approximation) เพื่อแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับการคำนวณ โดยกำหนดสถานะสวิตช์เมื่อสวิตช์ทำงานให้ $u(t) = 1$ และเมื่อสวิตช์ไม่ทำงานให้ $u(t) = 0$ เพื่อให้สามารถพิจารณาโหนดการทำงานของสวิตช์ได้พร้อมกันทั้งสองกรณี โดยจะรวมสมการของวงจรที่เหลือเพียงชุดเดียว จะอาศัยความสัมพันธ์ของสมการดังกล่าวข้างต้นที่วิเคราะห์จากกฎกฎแรงดันและกฎกระแสของ

เคอร์เซอร์ที่ รวมทั้งฟังก์ชันการสวิตช์ สามารถจัดรูปสมการได้ดังสมการ (18) ถึง (25)

$$i_{L1} - \left(\frac{V_m - V_{C2}}{L_1} \right) + \frac{V_{C1}}{L_1} u(t) \quad (18)$$

$$V_{C1} - \left(\frac{i_{LX2} - i_{L1}}{C_1} \right) u(t) - \left(\frac{i_{LX1}}{C_1} - \frac{i_{LX1}}{C_1} \right) u(t) \quad (19)$$

$$i_{L2} - \frac{V_{C2}}{L_2} - \left(\frac{V_{C2}}{L_2} - \frac{V_{C2}}{L_2} \right) u(t) \quad (20)$$

$$V_{C2} - \frac{i_{L1}}{C_2} - \frac{i_{LX2}}{C_2} u(t) - \left(\frac{i_{LX1}}{C_2} - \frac{i_{LX1}}{C_2} \right) u(t) \quad (21)$$

$$V_{C3} - \frac{i_{L2}}{C_3} + \frac{i_{LX1}}{C_3} - \frac{i_{LX1}}{C_3} u(t) \quad (22)$$

$$V_{C0} - \frac{V_0}{RC_0} + \frac{i_{L2}}{C_0} - \frac{i_{L2}}{C_0} u(t) \quad (23)$$

$$i_{LX1} - \left(\frac{V_{C2} + V_{C1} - V_{C2}}{L_{X1}} \right) - \left(\frac{V_{C2} + V_{C1} - V_{C2}}{L_{X1}} \right) u(t) \quad (24)$$

$$i_{LX2} - \left(\frac{V_{C2} - V_{C1}}{L_{X2}} \right) u(t) \quad (25)$$

สมการแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา	
$\dot{x}_1 = \frac{V_m}{L_1} - \left[\frac{1}{L_1} \right] (x_4) + \left[\frac{1}{L_1} \right] dx_3$	
$\dot{x}_2 = \left[\frac{1}{L_2} \right] x_5 - \left[\frac{1}{L_2} \right] (1-d)x_6$	
$\dot{x}_3 = \left[\frac{1}{C_1} \right] (x_8 - x_1)d - \left[\frac{1}{C_1} \right] x_7(1-d)$	
$\dot{x}_4 = \left[\frac{1}{C_2} \right] (x_1) - \left[\frac{1}{C_2} \right] dx_8 - \left[\frac{1}{C_2} \right] x_7(1-d)$	
$\dot{x}_5 = \left[\frac{1}{C_3} \right] (-x_2) + \left[\frac{1}{C_3} \right] x_7(1-d)$	
$\dot{x}_6 = \left[\frac{1}{C_0} \right] \left(\frac{-x_6}{R} + x_2(1-d) \right)$	
$\dot{x}_7 = \left[\frac{1}{L_{X1}} \right] ((1-d)x_4 + (1-d)x_3 - (1-d)x_6)$	
$\dot{x}_8 = \left[\frac{1}{L_{X2}} \right] (dx_4 - dx_3)$	

ในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ซึ่งใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป เพื่อแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่ กับเวลาโดยอาศัยอนุกรมฟูเรียร์เชิงซ้อน (Complex Fourier Series) ดัง สมการ (26)

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(t) e^{-j\omega_k t} dt \quad (26)$$

พิจารณาฟังก์ชันการสวิตช์ในรูปแบบของการประมาณค่าอันดับศูนย์จะได้ $k=0$ ดังสมการ (27)

$$\langle x \rangle_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} x e^{-j\omega_0 t} dt = d \quad (27)$$

เมื่อ d คือ คาบวัฏจักรหน้าที่ (Duty Cycle) ของสวิตช์

ทำการกำหนดตัวแปรสถานะของแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาไว้ได้แก่ $i_{L1} < x_1 >_0$, $i_{L2} < x_2 >_0$, $V_{C1} < x_3 >_0$, $V_{C2} < x_4 >_0$, $V_{C3} < x_5 >_0$, $V_0 < x_6 >_0$, $i_{LX1} < x_7 >_0$ และ $i_{LX2} < x_8 >_0$ อาศัยการ สร้างตัวแปรสถานะของแบบจำลองจากสัมประสิทธิ์ฟูเรียร์เชิงซ้อนของ ดังสมการที่ (27)

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k e^{j\omega_k t} \quad (27)$$

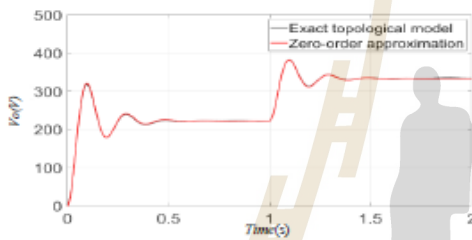
จากสมการ (1)-(17) และ (27) สามารถหาสมการของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาได้ดังตารางที่ 1 และสามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในรูปแบบปริภูมิสถานะได้ดังสมการที่ (28)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \\ \dot{x}_6 \\ \dot{x}_7 \\ \dot{x}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{1-d}{L_2} & 0 & 0 \\ -\frac{d}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1-d}{C_1} & \frac{d}{C_1} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{(1-d)}{C_2} & -\frac{d}{C_2} \\ 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1-d}{C_3} & 0 \\ 0 & \frac{1-d}{RC_0} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{RC_0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-d}{L_{X1}} & \frac{1-d}{L_{X1}} & 0 & \frac{-(1-d)}{L_{X1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{L_{X2}} & \frac{d}{L_{X2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \\ x_8 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_m}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

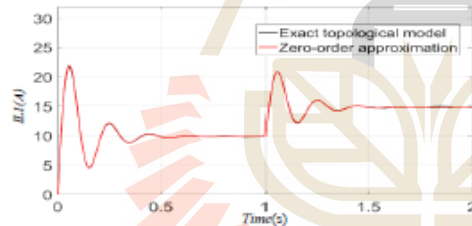
4. ผลการจำลองสถานการณ์และตรวจสอบความถูกต้อง

จากการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาด้วยวิธี ค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป โดยใช้การประมาณอันดับศูนย์ (Zero-Order Approximation) สามารถนำมาตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองได้ โดยใช้โปรแกรม MATLAB เปรียบเทียบกับ Exact Topological Model ที่ได้ จาก MATLAB SIMULINK เพื่อพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์ใน เงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ โดยมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรระดับแรงดัน แบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงดังนี้
 แหล่งจ่ายแรงดัน $V_m = 20V$ ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 100\mu F$, $C_3 = 150\mu F$ และ $C_0 = 40\mu F$, ตัวเหนี่ยวนำ $L_1 = 15mH$ และ $L_2 = 4mH$ โหลดตัวต้านทาน $R = 500\Omega$ และความถี่สวิตช์ $f_s = 20kHz$

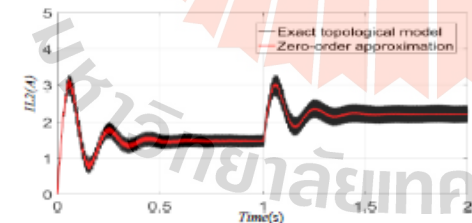
การจำลองสถานการณ์โดยเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุต กำหนดให้ช่วง 0 ถึง 1 วินาที แรงดันอินพุตมีค่า 10V และช่วง 1 ถึง 2 วินาที แรงดันอินพุตมีค่า 15V โดยที่ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่มีค่าเป็น 0.7 แสดง ได้คือรูปที่ 5, 6, 7, 8 และ 9 ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์ที่ แสดงให้เห็นว่า ผลตอบสนองของกระแสและแรงดันในวงจรทบทระดับ แรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ที่อาศัยแบบจำลองทาง คณิตศาสตร์ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป จะมีค่าใกล้เคียงกับ ผลตอบสนองที่ได้จาก Exact Topological Model อีกกล่าวได้ว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่สร้างขึ้นนั้นมีความถูกต้อง สามารถนำมาใช้ วิเคราะห์เสถียรภาพและสังเกตพฤติกรรมของวงจรได้ เมื่อพิจารณาเวลาที่ ใช้ในการจำลองสถานการณ์ พบว่าวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปใช้เวลา ประมาณ 0.16 วินาที ในขณะที่ Exact Topological Model จะใช้เวลา ประมาณ 3 วินาที จะเห็นได้ว่าวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปใช้ เวลาจำลองผลที่รวดเร็วกว่าวิธี Exact Topological Model ประมาณ 20 เท่า



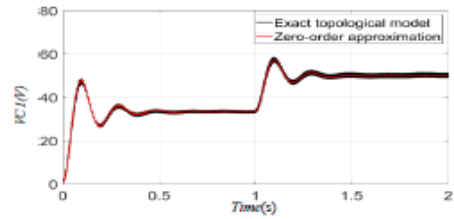
รูปที่ 5 ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุต



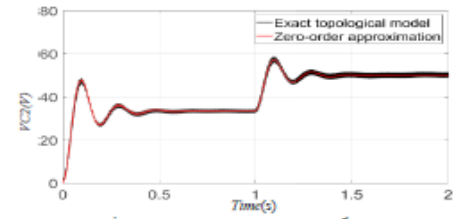
รูปที่ 6 ผลการตอบสนองกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L1



รูปที่ 7 ผลการตอบสนองกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L2



รูปที่ 8 ผลการตอบสนองแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C1



รูปที่ 9 ผลการตอบสนองแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C2

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรทบทระดับ แรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยอาศัยวิธีค่าเฉลี่ย ปริภูมิสถานะแบบประมาณอันดับศูนย์ ซึ่งเป็นแบบจำลองทาง คณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เพื่อใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและ สังเกตพฤติกรรมของวงจร จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า แบบจำลองที่ได้มีความถูกต้องและมีความรวดเร็วในการจำลองผลการ ทำงานของวงจร

Reference

- [1] Anoop Nalpin and Sudarat Khwan-on, "A Novel High Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic Applications," *Procedia Computer Science*, 86, pp. 409-412, 2016
- [2] J. Mahdavi, A. Emadi, M.D. Bellar, and M. Ebrahimi, "Analysis of Power Electronic Converters Using the Generalized State-Space Averaging Approach," *IEEE Trans. on Circuit and Systems*, vol. 44, pp.767-770, August 1997
- [3] K-N. Areerak, S.V. Bozhiko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, "Stability Analysis and Modelling of AC-DC System with Mixed Load Using DQ-Transformation Method," in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronic (ISIE08)*, Cambridge, UK, 29 June-2 July 2008, pp. 19-24.
- [4] Yves Rolain, Johan Schoukens and Rik Pintelon, "Order Estimation for Linear Time-Invariant Systems Using Frequency Domain Identification Methods," in *IEEE Trans. On Automobile Control*, vol.42, no.10, pp.1408-1417 October 1997. *International Symposium on Industrial Electronic (ISIE08)*, Cambridge, UK, 29 June-2 July 2008, pp. 19-24.

การควบคุมฟuzzy สำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

THE FUZZY CONTROL FOR A HIGH STEP-UP SINGLE-SWITCH BOOST CONVERTER

ฉนวน กุลจิตติพงศ์ และ สุภาวรัตน์ ขวัญอ่อน

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี suvarnat_jkh@imut.ac.th

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และควบคุม

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการควบคุมฟuzzy สำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการ วงจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยวที่พิจารณาสามารถเพิ่มระดับแรงดันอินพุตค่าประมาณ 20V เป็นแรงดันเอาต์พุตสูงระดับ 400V ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันสูงถึง 20 เท่า ตัวควบคุมฟuzzy ที่ออกแบบขึ้นอาศัยการสังเกตพฤติกรรมการทำงานของวงจร เพื่อตั้งกฎที่เหมาะสมสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงประสิทธิภาพของตัวควบคุมฟuzzy ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรภายใต้เงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน

คำสำคัญ: วงจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยว, อัตราขยายแรงดันสูง, ตัวควบคุมฟuzzy

Abstract

This paper proposes the fuzzy control for a high step-up single-switch boost converter in order to regulate the output voltage at the desired constant levels. The considered single-switch converter can boost the low input voltage about 20V up to the high output voltage level of 400V, providing a high voltage conversion ratio approximately 20. The designed fuzzy controller is based on the behavior investigation of the converter, generating the appropriate rules to control the constant output voltage, generating the appropriate rules to control the constant output voltage of the converter. Simulation results demonstrate the effectiveness of the designed fuzzy controller to control the converter output voltage under different operating conditions.

Keywords: Single-switch boost converter, High step-up conversion ratio, Fuzzy controller

1. บทนำ

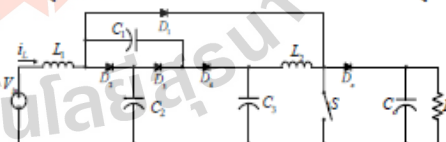
วงจรรีเลย์ทรอนิกส์กำลังชนิดวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดิซิจิตอลซึ่งให้อายุกำลังให้กลับโหลดไฟฟ้ากระแสตรง หรือเป็นแหล่งจ่ายอินพุตให้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสเพื่อใช้งานกับโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ นอกจากนี้มีการพัฒนางจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง [1] เพื่อหกระดับแรงดันให้ได้สูงตามที่โหลดต้องการเมื่อแหล่งจ่ายอินพุตมีแรงดันค่อนข้างต่ำเช่น เซลล์สุริยะ เป็นต้น เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่โหลดต้องการในสถานการณ์ทำงานเงื่อนไขต่าง ๆ จำเป็นต้องออกแบบตัวควบคุมให้

เหมาะสมสำหรับควบคุมการทำงานของวงจร จากการศึกษาทางวิจัยในอดีตพบว่าการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงนิยมใช้ตัวควบคุมแบบฟuzzy [2] และฟuzzy PID แต่ตัวควบคุมดังกล่าวอาจมีข้อจำกัดในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรที่ต้องการควบคุม เพื่อใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวเหล่านั้น หากวงจรมีความซับซ้อนตัวควบคุมดังกล่าวก็จะมีควมยุ่งยากมากขึ้น รวมทั้งอาจทำให้สมรรถนะการควบคุมลดลง หากค่าพารามิเตอร์ของวงจรเปลี่ยนแปลงไปนอกจากนี้ยังมีการนำเสนอรูปแบบอื่น ๆ เช่น ตัวควบคุมแบบแหวนเลื่อน (Sliding mode controller) [3] และตัวควบคุมแบบทำนาย (Predictive controller) [4] เพื่อช่วยในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรให้ได้ผลตามต้องการ อย่างไรก็ตามวิธีการเหล่านี้จะมีความซับซ้อน เนื่องจากสมการทางคณิตศาสตร์และตัวแปรควบคุมจำนวนมากในการออกแบบตัวควบคุมด้วยเหตุนี้การใช้ตัวควบคุมแบบฟuzzy [2] จึงเป็นแนวทางที่น่าสนใจในการควบคุมระบบที่มีความซับซ้อนและมีความไม่แน่นอนเชิงเส้น เนื่องจากตัวควบคุมชนิดนี้จะช่วยลดการใช้สมการทางคณิตศาสตร์ [2] โดยดำเนินการควบคุมผ่านกฎของฟuzzy ซึ่งจะขึ้นอยู่กับพฤติกรรมของวงจรและความชำนาญของผู้ตั้งกฎ ในการตั้งกฎของฟuzzy จะต้องมีควมเหมาะสมและสัมพันธ์กับการควบคุมวงจรดังกล่าว เพื่อให้ตัวควบคุมฟuzzy สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ต้องการภายใต้เงื่อนไขต่าง ๆ ได้

ในบทความนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมฟuzzy สำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตามที่โหลดต้องการในสถานะเงื่อนไขต่าง ๆ ซึ่งจะแสดงผลการจำลองสถานการณ์จากโปรแกรม MATLAB SIMULINK ในการอินทรีย์สมรรถนะของตัวควบคุมแบบฟuzzy

2. วงจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

โครงสร้างวงจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง (High Step-Up Single-Switch Boost Converter) แสดงดังรูปที่ 1

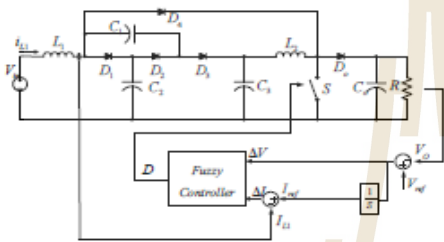


รูปที่ 1 วงจรระดับแรงดันแบบสวิชต์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

วงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเป็นวงจรที่พัฒนาจากระบบแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวสามารถทบทระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึงประมาณ 20 เท่า ประกอบด้วยสวิทช์กำลังเพียงตัวเดียว (S), ตัวเก็บประจุ 4 ตัว (C_1, C_2, C_3, C_4), ตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว (L_1, L_2), ไดโอด 4 ตัว (D_1, D_2, D_3, D_4) และ โหลดความต้านทาน (R)

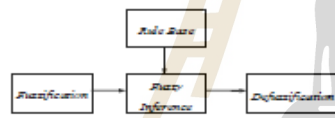
3. การออกแบบตัวควบคุมพีซีซี

โครงสร้างของตัวควบคุมพีซีซีที่ใช้ในการควบคุมวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีโครงสร้างดังรูปที่ 2 ประกอบด้วยการควบคุมกระแสและแรงดันของวงจร



รูปที่ 2 การออกแบบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

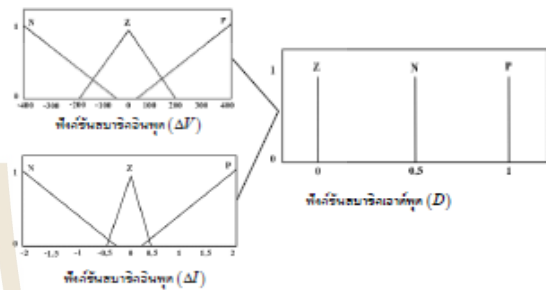
ตัวควบคุมพีซีซีมีกระบวนการทำงานอยู่ที่ 4 ขั้นตอน ซึ่งจะใช้ในการออกแบบตัวควบคุมพีซีซีแสดงดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 กระบวนการทำงานของตัวควบคุมพีซีซี

ในขั้นตอนที่หนึ่งคือกระบวนการ Fuzzification คือการแปลงอินพุตทางกายภาพเป็นอินพุตแบบเซตกรรค่าสกร์หรือเรียกว่า ค่าเชิงภาษาซึ่งจะอยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันเซต สำหรับใน วงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้กำหนดค่าฟังก์ชันเซตที่ประกอบด้วยอินพุตสองตัว คือค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) เป็นค่าความผิดพลาดที่เกิดจากผลต่างของค่าแรงดันเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง $\Delta V = V_{ref} - V_o$ ดังแสดงในรูปที่ 2 จากนั้นกำหนดค่าฟังก์ชันสมาชิกเป็นฟังก์ชันสามเหลี่ยม กำหนดค่าเชิงภาษา 3 เซตได้แก่ N, Z และ P ซึ่งหมายถึง Negative, Zero และ Positive ตามลำดับ ในขณะที่อินพุตตัวที่สองของตัวควบคุมพีซีซี คือค่าความผิดพลาดของกระแส (ΔI) ได้มาจากผลต่างของค่ากระแสอ้างอิงกับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\Delta I = I_{ref} - I_{L1}$ โดยที่ I_{L1} คือค่ากระแสอินพุต และ I_{ref} คือค่าที่ได้จากการปรับห้ของค่า ΔI กำหนดค่าฟังก์ชันสมาชิกเป็นฟังก์ชัน

สามเหลี่ยม กำหนดค่าเชิงภาษา 3 เซตได้แก่ N, Z และ P เช่นกัน และในส่วนเอาต์พุตกำหนดเป็นค่าวิถุจรหน้ที่ของสวิทช์ (D) กำหนดค่าเชิงภาษา 3 เซตได้แก่ N, Z และ P เป็นแบบ เส้นตรงโทน ทั้งนี้จากการสังเกตพฤติกรรมการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง สามารถกำหนดช่วงของฟังก์ชันอินพุตและฟังก์ชันเอาต์พุตได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 กระบวนการ Fuzzification ของตัวควบคุมพีซีซี

ในขั้นตอนที่สอง Rule Base คือฐานกฎเป็นส่วนสำคัญในการกำหนดแนวทางการควบคุมซึ่งได้จากการสังเกตการทำงานวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงจะกำหนดฐานกฎได้ดังต่อไปนี้

- กฎข้อที่ 1 IF $\Delta V = N$ AND $\Delta I = N$ THEN $\Delta D = N$
- กฎข้อที่ 2 IF $\Delta V = N$ AND $\Delta I = Z$ THEN $\Delta D = N$
- กฎข้อที่ 3 IF $\Delta V = N$ AND $\Delta I = P$ THEN $\Delta D = Z$
- กฎข้อที่ 4 IF $\Delta V = Z$ AND $\Delta I = N$ THEN $\Delta D = N$
- กฎข้อที่ 5 IF $\Delta V = Z$ AND $\Delta I = Z$ THEN $\Delta D = Z$
- กฎข้อที่ 6 IF $\Delta V = Z$ AND $\Delta I = P$ THEN $\Delta D = P$
- กฎข้อที่ 7 IF $\Delta V = P$ AND $\Delta I = N$ THEN $\Delta D = Z$
- กฎข้อที่ 8 IF $\Delta V = P$ AND $\Delta I = Z$ THEN $\Delta D = P$
- กฎข้อที่ 9 IF $\Delta V = P$ AND $\Delta I = P$ THEN $\Delta D = P$

จากกฎการควบคุมดังกล่าวจะนำเสนอกฎข้อที่ 1 ในการอธิบายรายละเอียดเพิ่มเติม กฎข้อที่ 1 ถ้าค่าความผิดพลาดแรงดันอยู่ในช่วงเซตของ N (ช่วงที่แรงดันเอาต์พุตสูงกว่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง) และค่าความผิดพลาดกระแสอยู่ในช่วงเซตของ N (ช่วงที่กระแสเอาต์พุตสูงกว่ากระแสอ้างอิง) ดังนั้นตัวควบคุมจะควบคุมค่าวิถุจรหน้ที่ของสวิทช์ให้มีความลดลง ส่งผลให้ค่าวิถุจรหน้ที่ของสวิทช์ที่เหมาะสมในการลดที่ค่าระดับแรงดันเอาต์พุต

ในขั้นตอนต่อมา คือ Inference Engine เป็นการอนุมาน การอนุมานเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ตรวจสอบข้อเท็จจริงและกฎการเลือกใช้เหตุผลสำหรับวงจรระบบควบคุมแบบสวิตซ์เคียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงจะใช้การอนุมานแบบ Sugeno โดยกำหนดให้ผลจากการอนุมานอยู่ในรูปค่าคงที่ สำหรับวงจรนี้ได้กำหนดให้ค่าของเอาต์พุตเป็นสมาชิกเซตแบบค่าคงที่

ในขั้นตอนสุดท้ายคือ Defuzzification: เป็นส่วนของการแปลงเอาต์พุตที่ได้จากการรวมกฎให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมเป็นการทำการแปลงข้อมูลที่อยู่ในรูปแบบของตรรกศาสตร์คลุมเครือให้เป็นค่าเชิงตัวเลขเชิงสมการ (1) เพื่อนำไปควบคุมตัวจักรหน้าของสวิตซ์ ส่งผลให้ได้ตัวจักรหน้าของสวิตซ์ที่เหมาะสมและสามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการ

$$Y = \frac{\sum \mu_n Y_n}{\sum \mu_n} \quad (1)$$

โดยที่ Y คือ เอาต์พุตของระบบ

Y_n คือ เอาต์พุตที่ได้จากแต่ละกฎ

μ_n คือ ค่าความเป็นสมาชิกของแต่ละเอาต์พุต

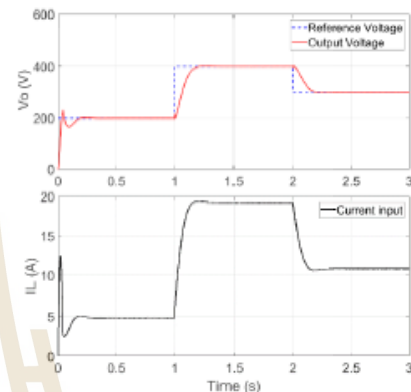
4. ผลการจำลองสถานการณ์

การจำลองสถานการณ์วงจรระบบควบคุมแบบสวิตซ์เคียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ใช้ตัวควบคุมพีซี จะอาศัยโปรแกรม MATLAB SIMULINK เพื่ออินทิเกรตผลของตัวควบคุมพีซีที่ได้ออกแบบนั้น โดยมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรระบบควบคุมแบบสวิตซ์เคียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงดังนี้ แหล่งจ่ายแรงดัน $V_m = 20$ V, ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 100$ μ F และ $C_0 = 40$ μ F, ตัวเหนี่ยวนำ $L_1 = 15$ mH และ $L_2 = 4$ mH โหลดตัวต้านทาน $R = 500$ Ω และความถี่สวิตซ์ $f_s = 20$ kHz.

การจำลองสถานการณ์จะแบ่งออกเป็น 3 กรณี ดังนี้

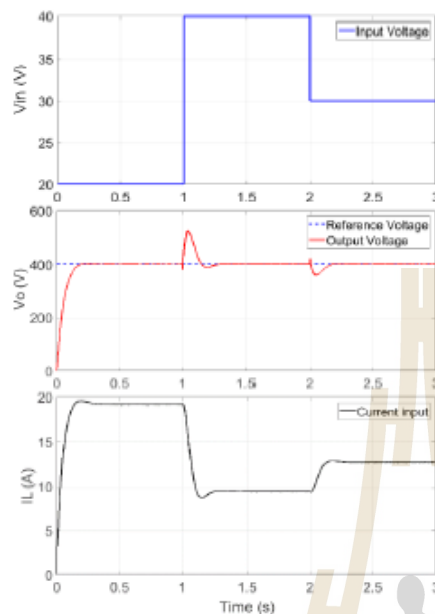
กรณีที่ 1 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดัน V_m มีค่าคงที่ที่ 20V และปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่ 200V, 400V, 300V ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 5 สังเกตเห็นได้ว่าในช่วงแรกใช้เวลา 0 ถึง 1 วินาที กำหนดให้แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าคงที่ที่ 200V จะได้ว่าในช่วงสภาวะชั่วครู่แรงดันเอาต์พุตมีการพุ่งเกินเล็กน้อยในระยะเวลาสั้น ๆ ซึ่งเกิดจากการกำหนดช่วงกฎไม่เหมาะสม และกลับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว 200V อย่างรวดเร็ว ในช่วงเวลาต่อมาที่เวลา 1 ถึง 2 วินาที แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 200V เป็น 400V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V สุดท้ายแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าลดลงจาก 400V เป็น 300V ที่เวลา 2 ถึง 3 วินาที จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตลดลงตามแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 300V และในส่วนของการตอบสนองอินพุตเมื่อเวลาที่ 0 ถึง 1 วินาที กระแสอินพุตจะมีการพุ่งเกินเล็กน้อยในสภาวะ

ชั่วครู่ และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 5A เพื่อให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ 200V แต่เมื่อต้องการค่าแรงดันเอาต์พุตที่สูงขึ้นที่ 400V ค่าของกระแสอินพุตจะเพิ่มขึ้นจาก 5A และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 18A ที่ช่วง 1 ถึง 2 วินาที สุดท้ายต้องการให้แรงดันเอาต์พุตลดลงที่ 300V ค่าของกระแสอินพุตก็จะลดลงจาก 18A และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 12A ที่ช่วง 2 ถึง 3 วินาที จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีซีสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ต้องการ ได้ ภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงต่าง ๆ



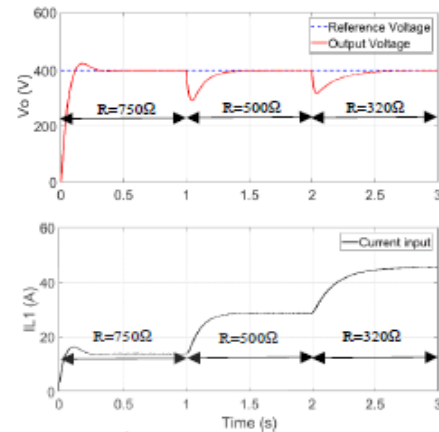
รูปที่ 5 ผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง

กรณีที่ 2 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_m มีการเปลี่ยนแปลงจาก 20V, 40V และ 30V ตามลำดับ โดยกำหนดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่ 400V เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต (V_o) และกระแสอินพุต (I_{in}) เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 6 เห็นได้ว่าในช่วงแรกใช้เวลา 0 ถึง 1 วินาที ตัวควบคุมพีซีทำการควบคุมให้ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ที่ 400V ในสภาวะอยู่ตัว ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ที่ 19A จากนั้นกำหนดให้แรงดันอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 20V เป็น 40V ที่เวลา 1 ถึง 2 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นก่อนที่ตัวควบคุมพีซีจะควบคุมให้คงที่ที่ 400V ในสภาวะอยู่ตัว โดยกระแสอินพุตมีค่าลดลงในสถานะชั่วครู่และคงที่ที่ประมาณ 9A เนื่องจากแรงดันอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้น แต่โพลคือต้องการกำลังเพิ่มเติมส่งผลให้กระแสมีค่าลดลง สุดท้ายกำหนดให้แรงดันอินพุตมีค่าลดลงจาก 40V เป็น 30V ที่เวลา 2 ถึง 3 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยในสถานะชั่วครู่ จากนั้นตัวควบคุมพีซีจะควบคุมแรงดันให้คงที่ที่ 400V ในสภาวะอยู่ตัว ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 13A จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่าในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง ตัวควบคุมพีซีที่ออกแบบไว้สามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ในสภาวะอยู่ตัวซึ่งเป็นไปตามที่ต้องการ ได้



รูปที่ 6 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อเปลี่ยนแรงดันอินพุต

กรณีที่ 3 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in} มีค่า 20V แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงคงที่ที่ 400V และปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทานจาก 750Ω 500Ω และ 320Ω เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของวงจรเมื่อ โหลดมีการเปลี่ยนแปลง จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 7 เห็นได้ว่าในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 1 วินาทีที่ โหลด 750Ω ตัวควบคุมพีชซีทำการควบคุมให้ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นแต่เกิดการพุ่งเกินเล็กน้อยในระยะเวลาสั้น ๆ ซึ่งเกิดจากการกำหนดช่วงกฎไม่เหมาะสม และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ส่วนกระแสอินพุตมีการพุ่งเกินเล็กน้อยและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 16A จากนั้นกำหนดให้ โหลดมีค่าลดลงเป็น 500Ω ที่เวลา 1 ถึง 2 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงก่อนที่ตัวควบคุมจะปรับแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ส่วนกระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 25A เพราะว่า โหลดต้องการกำลังมากขึ้น สุดท้ายกำหนดให้ โหลดมีค่าลดลงเป็น 320Ω ที่เวลา 2 ถึง 3 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงก่อนที่ตัวควบคุมจะควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตให้เข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 45A เพราะว่า โหลดต้องการกำลังที่มากขึ้น จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีชซีสามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ได้ในสภาวะอยู่ตัวแม้ในกรณีที่ โหลดมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 7 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อเปลี่ยนโหลด

5. สรุป

บทความนี้ นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีชซีสำหรับวงจรหมบระดับแรงดันแบบสวิตซ์เคียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่สามารถหมบระดับแรงดันได้สูงถึง 20 เท่า จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีชซีที่ได้ออกแบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ทุกสถานะเงื่อนไขอย่างมีประสิทธิภาพภายใต้สถานะการทำงานที่แตกต่างกัน

เอกสารอ้างอิง

- [1] Annop Nakpin and Sudamt Khwan-on, "A Novel High Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic Applications," *Procedia Computer Science*, 86, pp. 409-412, 2016
- [2] MJ Yusoff, N.F.Nik Ismail, Ismail Musirin, N.Hashim, D. Johari, "Comparative Study of Fuzzy Logic Controller and Proportional Integral Derivative Controller on DC-DC Buck Converter," *Proc. International Power Engineering and Optimization Conf.(PEOCO2010)*, Shah Alam, Selangor, MALAYSIA:23- 24 June 2010
- [3] Tan Siew-Chong, Y.M.Lai, and C.K.Tse, "Implementation of pulse-width-modulation based sliding mode controller for boost converters," *IEEE Power Electronics Letters*, vol.3, no.4, pp. 130-135, Dec. 2005
- [4] A. G. Beccuti, G. Papafotiou, R. Frasca, and M. Morari: Explicit Hybrid Model Predictive Control of the dc-dc Boost Converter, *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC*, Orlando, Florida, USA, pp. 2503-2509, June 2007.

การควบคุมวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง THE CONTROL OF A HIGH STEP-UP DUAL-INPUT BOOST CONVERTER

อภินันท์ คุณฉัตรพิงค์ และ สุภาวรัตน์ ขวัญอ่อน

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และควบคุม

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี Snadart_jib@su.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเกี่ยวกับการควบคุมฟัซซีสำหรับวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการ ด้วยวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พิจารณาซึ่งสามารถทบทระดับแรงดันจากแรงดันอินพุตค่าประมาณ 20V เป็นแรงดันเอาต์พุตสูง 400V มีอัตราขยายแรงดันสูงถึง 20 เท่า แต่ด้วยวงจรดังกล่าวเป็นวงจรที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายสองอินพุต จำเป็นต้องอาศัยการควบคุมที่เหมาะสม การควบคุมแบบฟัซซีไม่ได้อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการควบคุม ดังนั้นการควบคุมฟัซซีจึงเหมาะสมสำหรับควบคุมวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงประสิทธิภาพของตัวควบคุมฟัซซีในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรภายใต้เงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน

คำสำคัญ: วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุต, อัตราขยายแรงดันสูง, การควบคุมฟัซซี

Abstract

This paper presents the fuzzy control for a high step-up dual-input boost converter in order to maintain the output voltage at the desired constant level. A high step-up dual-input boost converter can boost the low input voltage about 20V up to the high output voltage level of 400V, providing a high voltage conversion ratio approximately 20. The considered converter is consisted two input sources. The designed fuzzy controller does not require a mathematical model. Therefore, the fuzzy controller is suitable for controlling the converter. Simulation results show the effectiveness of the designed fuzzy controller to control the converter output voltage under different operating conditions.

Keywords: Dual-input boost converter, High step-up conversion ratio, Fuzzy controller

1. บทนำ

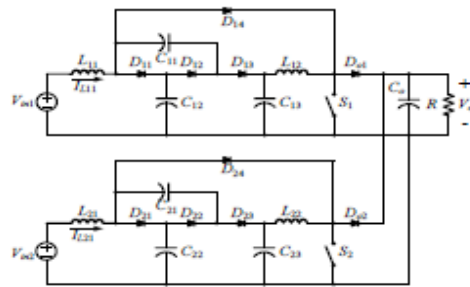
ในปัจจุบันมีการพัฒนาจอร์อิเล็กทรอนิกส์กำลังชนิดวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดิจิทัลเพื่อจ่ายกำลังให้กับโหลดไฟฟ้ากระแสตรง หรือเป็นแหล่งจ่ายอินพุตให้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟสเพื่อใช้งานกับโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ จากการศึกษา งานวิจัยในอดีตมีการพัฒนาจอร์ทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง [1] ซึ่งสามารถทบทระดับแรงดันได้สูงถึง 20 เท่า

และวงจรดังกล่าวประกอบด้วยแหล่งจ่ายสองอินพุตที่เชื่อมต่อกันลักษณะขนานกัน ส่งผลให้สามารถเพิ่มกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้ เมื่อแหล่งจ่ายอินพุตมีแรงดันค่อนข้างต่ำหรือพิคเจอร์แสมมีจำกัด เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้ได้ตามที่โหลดต้องการ ดังนั้นจำเป็นต้องอาศัยการควบคุมที่เหมาะสมเข้าช่วยในการควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าว จากการศึกษา งานวิจัยในอดีตพบว่าการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของจอร์ทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงอาศัยตัวควบคุมแบบฟัซซี [1] ยังอาจมีข้อจำกัดในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรที่ต้องการควบคุม วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตประกอบด้วยแหล่งจ่ายสองอินพุต ส่งผลให้การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์มีความซับซ้อนอาจทำให้การควบคุมแบบฟัซซีมีความยุ่งยากมากขึ้น รวมทั้งอาจทำให้สมรรถนะการควบคุมลดลง หากค่าพารามิเตอร์ของวงจรเปลี่ยนแปลงไป ด้วยเหตุนี้บทความวิจัยนี้จึงมุ่งเน้นไปที่การควบคุมแบบฟัซซี เนื่องจากเป็นการควบคุมที่ไม่อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จึงเป็นแนวทางที่น่าสนใจในการควบคุมระบบที่มีความซับซ้อนและมีหลายอินพุต [2] การควบคุมแบบฟัซซีใช้การดำเนินการผ่านกฎของฟัซซีที่ได้จากการสังเกตพฤติกรรมของวงจร ดังนั้นการตั้งกฎของฟัซซีจะต้องมีความสัมพันธ์และเหมาะสมกับการควบคุมวงจรดังกล่าว เพื่อสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ต้องการภายใต้เงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ได้

บทความนี้นำเสนอการควบคุมฟัซซีสำหรับวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตามที่โหลดต้องการในสถานะเงื่อนไขต่าง ๆ ซึ่งจะแสดงผลการจำลองสถานการณ์อันสมรรถนะของการควบคุมแบบฟัซซี

2. วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

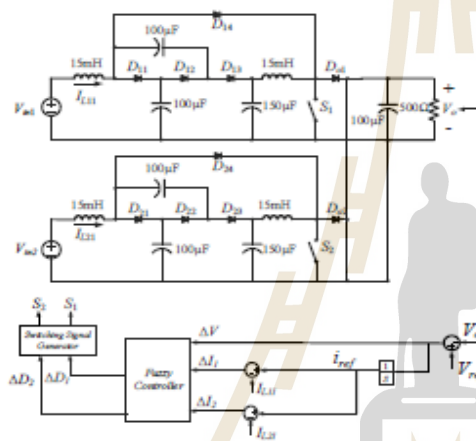
โครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังรูปที่ 1 เพื่อให้ได้โครงสร้างวงจรแบบสองอินพุตจะใช้การเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนาน โดยโครงสร้างของจอร์ทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงนั้นประกอบด้วยสวิทช์กำลัง 2 ตัว (S_1, S_2), ตัวเก็บประจุ 7 ตัว ($C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_0$), ตัวเหนี่ยวนำ 4 ตัว ($L_{11}, L_{12}, L_{21}, L_{22}$), ไดโอด 8 ตัว ($D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{21}, D_{22}, D_{23}, D_{22}$) และโหลดความต้านทาน (R)



รูปที่ 1 วงจรยกระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

3. การควบคุมพีชชี

โครงสร้างของตัวควบคุมพีชชี [3] ที่ใช้ควบคุมวงจรยกระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีโครงสร้างดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 การควบคุมวงจรยกระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

จากรูปที่ 2 แสดงการควบคุมพีชชีที่ออกแบบสำหรับวงจรยกระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ประกอบด้วย ตัวควบคุมแรงดันหนึ่งรูปและตัวควบคุมกระแสสองรูปตามจำนวนของแหล่งจ่ายที่พิจารณา จากนั้นทำการออกแบบตัวแปรทางภาษาฟัซซีของอินพุต ได้แก่ ค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) เป็นค่าความผิดพลาดที่เกิดจากผลต่างของค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง (V_{ref}) และแรงดันเอาต์พุต (V_o) ในขณะที่อินพุตตัวที่สองของตัวควบคุมพีชชี คือค่าความผิดพลาดของกระแสของทั้งแหล่งจ่าย ($\Delta D_1, \Delta D_2$) สำหรับค่าเอาต์พุตของการควบคุมพีชชี กำหนดค่าการเปลี่ยนแปลงค่าวิถึกรหน้าทีของสวิตช์ ($\Delta D_1, \Delta D_2$) แสดงดังสมการที่ (1-3)

$$\Delta V = V_{ref} - V_o \quad (1)$$

$$\Delta D_1 = I_{ref} - I_{L11} \quad (2)$$

$$\Delta D_2 = I_{ref} - I_{L21} \quad (3)$$

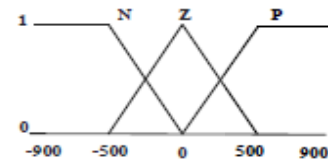
โดยที่ V_{ref} คือ แรงดันเอาต์พุตอ้างอิง, V_o คือ แรงดันเอาต์พุต

I_{ref} คือ ค่ากระแสอ้างอิง

I_{L11} คือ กระแสอินพุตจากแหล่งจ่ายที่หนึ่ง

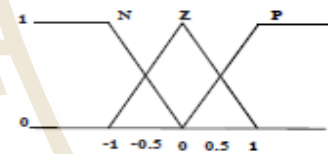
I_{L21} คือ กระแสอินพุตจากแหล่งจ่ายที่สอง

กระบวนการ Fuzzification [4] หรือการกำหนดค่าฟังก์ชันเซต รวมถึงกำหนดค่าตัวแปรทางภาษา สำหรับวงจรยกระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง มีตัวแปรภาษา 2 ตัว ได้แก่ ค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) และค่าความผิดพลาดของกระแส ($\Delta D_1, \Delta D_2$) กำหนดค่าฟังก์ชันสมาชิกค่าความผิดพลาดของแรงดัน (ΔV) เป็นฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยมซึ่งแสดงดังรูปที่ 3 โดยมีตัวแปรทางภาษาสำหรับแต่ละฟังก์ชันเซตแทนด้วย N (Negative), Z (Zero) และ P (Positive)



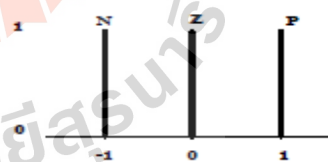
รูปที่ 3 ฟังก์ชันสมาชิกอินพุต (ΔV)

กำหนดค่าฟังก์ชันเซตค่าความผิดพลาดของกระแส ($\Delta D_1, \Delta D_2$) เป็นฟังก์ชันรูปสามเหลี่ยมดังรูปที่ 4 โดยมีตัวแปรทางภาษาสำหรับแต่ละฟังก์ชันเซตแทนด้วย N (Negative), Z (Zero) และ P (Positive)



รูปที่ 4 ฟังก์ชันสมาชิกอินพุต ($\Delta D_1, \Delta D_2$)

ในส่วนเอาต์พุตคือการแปลงค่าวิถึกรหน้าทีของสวิตช์ ($\Delta D_1, \Delta D_2$) กำหนดค่าเชิงภาษาในรูปแบบเส้นตรงทอน 3 เส้น ได้แก่ N, Z และ P ดังนั้นค่าการเปลี่ยนแปลงค่าวิถึกรหน้าทีของสวิตช์จะทำหน้าที่ปรับเปลี่ยนให้ค่าวิถึกรหน้าทีค่าใหม่เพื่อสั่งการให้สวิตช์ทำการเพิ่มหรือลด เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ต้องการ ได้ดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 ฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุต ($\Delta D_1, \Delta D_2$)

กฎพีชคณิต คือ เงื่อนไขที่ใช้ตัดสินใจของการควบคุมแบบพีชคณิต ซึ่งอาศัยการพิจารณาพฤติกรรมของวงจร โดยรูปแบบของกฎจะอยู่ในรูปของ IF-THEN ดังนั้นสำหรับวงจรระบบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงนั้น ได้ออกแบบจำนวนกฎของพีชคณิตจำนวน 9 กฎ ซึ่งกฎพีชคณิตทั้ง 9 กฎนี้ ออกออกแบบมาสำหรับควบคุมค่าเอาต์พุตของแต่ละตัว ทั้ง ΔU_1 และ ΔU_2 ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- กฎพีชคณิตของการควบคุมพีชคณิตสำหรับควบคุมค่าเอาต์พุต ΔU_1 :
- กฎข้อที่ 1 IF $\Delta V = N$ AND $\Delta I_1 = N$ THEN $\Delta U_1 = N$
 - กฎข้อที่ 2 IF $\Delta V = N$ AND $\Delta I_1 = Z$ THEN $\Delta U_1 = N$
 - กฎข้อที่ 3 IF $\Delta V = N$ AND $\Delta I_1 = P$ THEN $\Delta U_1 = Z$
 - กฎข้อที่ 4 IF $\Delta V = Z$ AND $\Delta I_1 = N$ THEN $\Delta U_1 = N$
 - กฎข้อที่ 5 IF $\Delta V = Z$ AND $\Delta I_1 = Z$ THEN $\Delta U_1 = Z$
 - กฎข้อที่ 6 IF $\Delta V = Z$ AND $\Delta I_1 = P$ THEN $\Delta U_1 = P$
 - กฎข้อที่ 7 IF $\Delta V = P$ AND $\Delta I_1 = N$ THEN $\Delta U_1 = Z$
 - กฎข้อที่ 8 IF $\Delta V = P$ AND $\Delta I_1 = Z$ THEN $\Delta U_1 = P$
 - กฎข้อที่ 9 IF $\Delta V = P$ AND $\Delta I_1 = P$ THEN $\Delta U_1 = P$

โดยที่ ΔI_i คือ ค่าความผิดพลาดของกระแสที่แหล่งจ่าย i
 ΔU_i คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงจลน์ที่สวิทช์ที่แหล่งจ่าย i

การอนุมานและการรวมกฎ หรือ Inference Engine และ Aggregation เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ตรวจสอบข้อเท็จจริง การเลือกใช้กฎ และรวมกฎ สำหรับวงจรระบบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จะใช้การอนุมานแบบ Sugeno [5] โดยผลจากการอนุมานอยู่ในรูปค่าคงที่เส้นตรงโทน ด้วยเหตุนี้จึงทำให้สะดวกและง่ายในขั้นตอนการรวมกฎ สำหรับรูปแบบของการอนุมานแบบ Sugeno

กระบวนการสุดท้าย คือ Defuzzification เป็นส่วนของการแปลงเอาต์พุตที่ได้จากการรวมกฎที่อยู่ในรูปแบบค่าเชิงภาษาให้เป็นรูปแบบค่าเชิงตัวเลข โดยอาศัยสมการที่ (4) ในการหาค่าการเปลี่ยนแปลงค่าจลน์ที่ของสวิทช์ ส่งผลให้ ได้ค่าจลน์ที่ของสวิทช์ที่เหมาะสมเพื่อควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้

$$\Delta D_n = \frac{\sum x_z y_z}{\sum x_z} \quad (4)$$

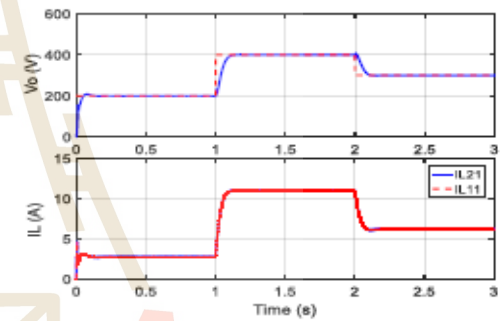
เมื่อ ΔD_n คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงจลน์ที่ของสวิทช์ของแหล่งจ่าย n
 x_z คือ เอาต์พุตที่ได้จากแต่ละกฎ
 y_z คือ ค่าความเป็นสมาชิกของแต่ละเอาต์พุต

4. ผลการจำลองสถานการณ์

การจำลองสถานการณ์ข้างวงจรระบบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ไว้ควบคุมพีชคณิต จะอาศัยโปรแกรม MATLAB

SIMULINK เพื่ออินอินประสิทธิภาพของการควบคุมพีชคณิต ได้ออกแบบโดยแบ่งการจำลองสถานการณ์ออกเป็น 3 กรณี

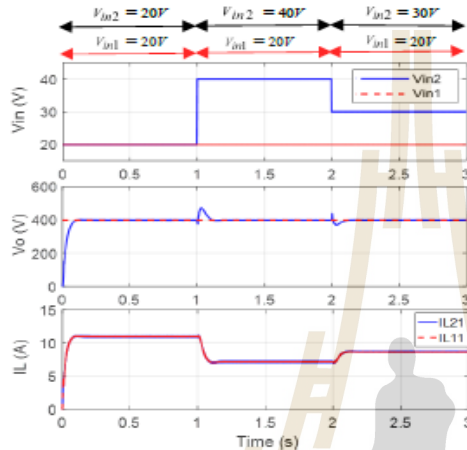
กรณีที่ 1 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} คงที่ 20V และปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่ 200V, 400V และ 300V ตามลำดับ เมื่อแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีการเปลี่ยนแปลง ผลการจำลองสถานการณ์แสดง ได้ดังรูปที่ 6 จะเห็นได้ว่าในช่วงแรกใช้เวลา 0 - 1 วินาที กำหนดแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากันที่ 20V และแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่า 200V ควบคุมพีชคณิตควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่ 200V กระแสอินพุต I_{L11} และ I_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่อยู่ที่ประมาณ 3A ต่อมาที่เวลา 1 - 2 วินาที ปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่า 400V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุตทั้งสองจะมีค่า เพิ่มขึ้นและคงที่อยู่ที่ประมาณ 12A สุดท้ายที่เวลา 2 - 3 วินาที ปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่า 300V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีการปรับตัวลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 300V กระแสอินพุตทั้งสองจะมีค่าคงที่อยู่ที่ประมาณ 6A จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าควบคุมสามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่และใกล้เคียงกับแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงที่กำหนดไว้ได้ในกรณีที่แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}

กรณีที่ 2 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีการเปลี่ยนแปลง จาก 20V, 40V และ 30V ตามลำดับ และแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} คงที่ที่ 20V โดยกำหนดแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงคงที่ 400V เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต และกระแสอินพุต เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นดังรูปที่ 7 ได้ว่าในช่วงแรกใช้เวลา 0 ถึง 1 วินาที ควบคุมพีชคณิตทำการควบคุมให้ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ที่ 400V ในขณะที่กระแสอินพุตทั้งสองมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ที่ 12A จากนั้นกำหนดให้แรงดันอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นในสภาวะอยู่ตัวก่อนที่ตัวควบคุมพีชคณิตจะควบคุมให้คงที่ที่ 400V ในสภาวะอยู่ตัว โดยกระแสอินพุตทั้งสองมีค่าลดลงในสภาวะชั่ว

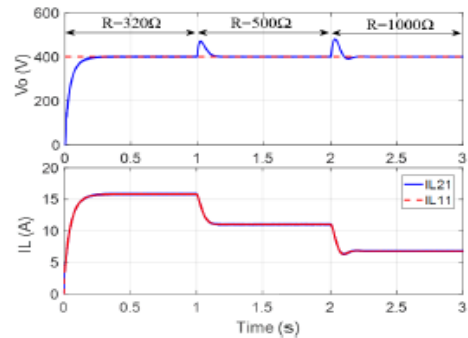
ครุ จากนั้นตัวควบคุมพีซีซีและคั้งที่ประมาณ 7A เนื่องจากแรงดันอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้น แต่โหลดต้องการกำลังเท่าเดิม สุดท้ายกำหนดให้แรงดันอินพุตมีค่าลดลงจาก 40V เป็น 30V ที่เวลา 2 ถึง 3 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงในสภาวะชั่วคราว จากนั้นตัวควบคุมพีซีซีจะควบคุมแรงดันให้คั้งที่ 400V ในสภาวะอยู่ตัว ในขณะที่กระแสอินพุตทั้งสองมีค่าเพิ่มขึ้นและคั้งที่ประมาณ 9A จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่าในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง ตัวควบคุมพีซีซีที่ออกแบบไว้สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คั้งที่เป็นไปตามที่ต้องการได้



รูปที่ 7 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับขนาดแรงดันอินพุต V_{in2}

กรณีที่ 3 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} คั้งที่ 20V แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงคั้งที่ 400V และปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทานจาก 320Ω 500Ω และ 1000Ω เพื่อจ่ายกำลังให้กับโหลด 500W 320W และ 160W ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของวงจร เมื่อ โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 8 เห็นได้ในช่วงเวลา 0 ถึง 1 วินาทีที่ โหลด 320Ω ตัวควบคุมทำการควบคุมให้ค่าแรงดันเอาต์พุตมีการเพิ่มค่าเรื่อย ๆ จนถึงค่า 400V ที่กำหนดไว้ และกระแสอินพุตทั้งสองมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จาก 0A คั้งที่ประมาณ 16A จากนั้นกำหนดให้ โหลดมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 500Ω ที่เวลา 1 ถึง 2 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นก่อนที่ตัวควบคุมจะปรับตัวลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุตทั้งสองมีค่าลดลงและคั้งที่ประมาณ 12A เพราะว่า โหลดต้องการกำลังน้อยลง สุดท้ายกำหนดให้ โหลดมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 1000Ω ที่เวลา 2 ถึง 3 วินาที เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นก่อนที่ตัวควบคุมจะปรับตัวลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุตทั้งสองมีค่าลดลงและคั้งที่ประมาณ 6A เพราะว่า โหลดต้องการกำลังน้อยลง จะเห็นได้ว่าเมื่อ โหลดมีการเปลี่ยนแปลง จากผล

การจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมสามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคั้งที่ แม้นในกรณีที่ โหลดมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 8 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนโหลดตัวต้านทาน

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีซีซีที่ออกแบบไว้สามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้คั้งที่ได้คั้งที่โหลดต้องการในทุกสถานะเงื่อนไข อย่างมีประสิทธิภาพภายใต้สภาวะการทำงานที่แตกต่างกันและสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

[1] เกื้อกุล กองกาญจนะ และสุธาวัฒน์ ขวัญอ่อน, “วงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน,” *วิศวกรรมสาร มศว*, ปีที่ 13, ฉบับที่ 3, หน้า 87 – 100, สิงหาคม 2561.

[2] M.J. Yusoff, N.F Nik Ismail, Ismail Musirin and N. Hashim “Comparative Study of Fuzzy Logic Controller and Proportional Integral Derivative Controller on DC-DC Buck Converter,” in *PEOCO*, Shah Alam, 2010, pp.142-148

[3] G. Feng, Y.F. Liu and W. Zhang “An Adaptive Current Mode Fuzzy Logic Controller for DC-to-DC Converters,” in *IEEE Applied Power Electronics Conference*, USA, 2003, pp.983-989

[4] N. F Nik Ismail, I. Musirin, R. Baharom and D. Johari, “Fuzzy logic controller on DC/DC boost converter”, in *IEEE International Conference on Power and Energy*, Malaysia, 2011, pp.661- 666

[5] Farqan Fazili, “Linguistic Fuzzy-Modelling and Simulation for Fuzzy Logic Controller for Digital to Analog Conversion,” in *IEEE Computational Intelligence and Communication Network*, India, 2014, pp.1062-1067

การควบคุมฟuzzyสำหรับวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
The Fuzzy Control for a High Step-Up Single-Switch Boost Converter

ณทน กุลจิตติพงศ์ สุดาวัฒน์ ขวัญอ่อน และ เกื้อกุล กองกาญจนะ

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และควบคุม
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี sudarat_kh@sut.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการควบคุมฟuzzyสำหรับวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการภายใต้สถานการณ์การทำงานต่าง ๆ โดยวิธีการควบคุมฟuzzyที่นำเสนอจะอาศัยตัวแปรอินพุตสองตัว ได้แก่ ความผิดพลาดของกระแสอินพุตและความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต และตัวแปรเอาต์พุตหนึ่งตัวคือค่าความผิดพลาดของค่าวิจิกจรหน้าที่สำหรับสวิทช์กำลังในวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในบทความนี้จะอธิบายเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมฟuzzy ซึ่งประกอบด้วยการกำหนดฟังก์ชันสมาชิกให้กับอินพุตและเอาต์พุตในรูปแบบตัวแปรเชิงภาษา กฎฟuzzy การอนุมานกฎ และการดีฟuzzyไฟเซชัน เพื่อให้ได้ค่าวิจิกจรหน้าที่ของสวิทช์ที่เหมาะสมในการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตตามต้องการ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบแสดงประสิทธิภาพของการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้นในการควบคุมการทำงานของวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

คำสำคัญ: การควบคุมฟuzzy วงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูง

Abstract

This paper proposes the fuzzy control for a high step-up single-switch boost converter in order to achieve the desired constant output voltage level of the converter under different operating situations. The proposed fuzzy control strategy is based on two input variables, input current error and output voltage error, and one output variable, the error of duty cycle for the power switch located in the high step-up single-switch boost converter. In this paper the design of fuzzy controller will be described, including the determination of input and output membership functions in the form of linguistic variables, fuzzy rules, fuzzy inference engine and fuzzy defuzzification. Simulation and experimental results show the effectiveness of the proposed fuzzy control for the high step-up single-switch boost converter.

Keywords: fuzzy control, single-switch boost converter, high conversion ratio

1. บทนำ

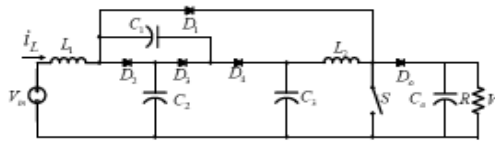
ปัจจุบันพลังงานทดแทนได้เข้ามามีบทบาทสำคัญในการผลิตกำลังงานไฟฟ้า เนื่องจากมีอยู่ในธรรมชาติและไม่เป็นมลพิษต่อสิ่งแวดล้อม เช่น ระบบพลังงานแสงอาทิตย์ที่อาศัยแผงเซลล์อาทิตย์ช่วยในการแปลงพลังงานแสงเป็นพลังงานไฟฟ้า อย่างไรก็ตามระดับแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าค่อนข้างต่ำ [1] ซึ่งอาจไม่เหมาะสมสำหรับระบบที่ต้องการแรงดันสูง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องอาศัยวงจรยกระดับแรงดันเข้าช่วยในการเพิ่มระดับแรงดันให้สูงขึ้น วงจรยกระดับแรงดันแบบดั้งเดิมมีข้อจำกัดเนื่องจากมีอัตราขยายแรงดันค่อนข้างต่ำ ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ไม่สูงมากนัก ด้วยเหตุนี้จึงมีการพัฒนาโครงสร้างวงจรยกระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงอย่างหลากหลาย [2] รวมถึงวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง [3] ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันสูงถึง 20 เท่า ทำให้สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 400V เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าค่อนข้างต่ำประมาณ 20V ในการควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าวอาศัยตัวควบคุมพีไอ [3] เพื่อให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตตามที่ตามต้องการ ทั้งนี้อาศัยแนวทางการออกแบบตัวควบคุมพีไอ สำหรับวงจรยกระดับแรงดันแบบดั้งเดิมเข้าช่วยเนื่องจากวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ค่อนข้างซับซ้อนยากต่อการหาฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งจำเป็นสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอ

บทความนี้นำเสนอการควบคุมฟuzzyสำหรับวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการในสถานการณ์การทำงานต่าง ๆ โดยกล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมฟuzzyที่อาศัยอินพุตสองตัวคือค่าความผิดพลาดกระแสและค่าความผิดพลาดแรงดัน เพื่อให้ได้ค่าวิจิกจรหน้าที่ของสวิทช์ที่เหมาะสมกับการทำงานของวงจรในแต่ละสถานการณ์ ทั้งนี้อาศัยผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบในการแสดงประสิทธิภาพของการควบคุมฟuzzyที่พัฒนาขึ้น

2. วงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

วงจรยกระดับแรงดันแบบสวิทช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงใช้ในการเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุต V_o ให้สูงขึ้น เมื่อแรงดันอินพุต V_{in} มีค่าค่อนข้างต่ำ ดังมีโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 1 ประกอบด้วยสวิทช์กำลัง S

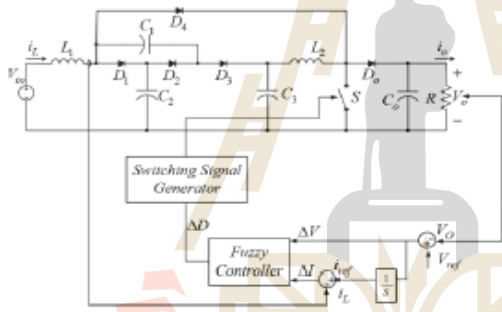
เพียงตัวเดียว ตัวหนึ่งยาว L_1 และ L_2 ตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 และ C_0 ไลอด D_1, D_2, D_3 และ D_4 และโหลดตัวต้านทาน R



รูปที่ 1 วงจรระบบขับเคลื่อนแรงดันแบบสวิตช์เดียนที่มีตัวกรองสายแรงดันสูง

3. การควบคุมฟuzzy

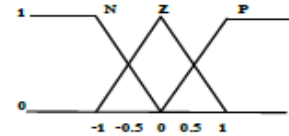
โครงสร้างการควบคุมฟuzzyสำหรับวงจรระบบขับเคลื่อนแรงดันแบบสวิตช์เดียนที่มีตัวกรองสายแรงดันสูงแสดงดังรูปที่ 2 โดยอาศัยการตรวจวัดแรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่ประกอบด้วยโวลต์และการตรวจวัดกระแสเอาต์พุต (i_o) เพื่อเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิง จนกระทั่งได้ค่าความผิดพลาดแรงดัน ΔV และค่าความผิดพลาดกระแส ΔI ซึ่งใช้สำหรับเป็นอินพุตให้กับตัวควบคุมฟuzzy (Fuzzy controller) จากนั้นกระบวนการควบคุมฟuzzyจะให้เอาต์พุตเป็นค่าความผิดพลาดของตัวควบคุมหน้าที่ ΔD เพื่อทำการปรับเพิ่มหรือลดค่าตัวควบคุมหน้าที่ที่เหมาะสมสำหรับแต่ละสถานการณ์การทำงานของวงจร จากนั้นจะเข้าสู่กระบวนการสร้างสัญญาณการสวิตช์ (Switching Signal Generator) เพื่อส่งสัญญาณการสวิตช์ที่เหมาะสมไปควบคุมการนำกระแสและหยุดนำกระแสของสวิตช์กำลัง S ส่งผลให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตดังที่ตามต้องการ



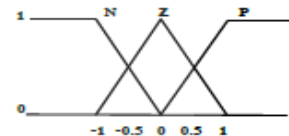
รูปที่ 2 โครงสร้างการควบคุมฟuzzyสำหรับวงจรระบบขับเคลื่อนแรงดันแบบสวิตช์เดียน

การควบคุมฟuzzyเป็นวิธีการควบคุมที่ไม่จำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรระบบขับเคลื่อนแบบสวิตช์เดียนที่มีตัวกรองสายแรงดันสูง [4] แต่อาศัยความเชี่ยวชาญ ประสบการณ์ รวมถึงการเข้าใจพฤติกรรมการทำงานจริงดังกล่าว กระบวนการควบคุมฟuzzy ประกอบด้วยการแปรค่าเชิงตัวเลขให้เป็นคำเชิงภาษา (Fuzzification) ในรูปแบบเซตความเป็นสมาชิกหรือฟังก์ชันสมาชิก โดยได้ออกแบบฟังก์ชันสมาชิกให้กับค่าตัวแปรอินพุตของการควบคุมฟuzzy ได้แก่ ค่าความผิดพลาดแรงดันและค่าความผิดพลาดกระแส ดังแสดงในรูปที่ 3 และ 4 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่ามีรูปร่างเป็นสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยมคาง

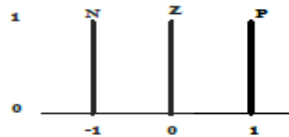
หมู โดยค่าความผิดพลาดทั้งสองหลังจากที่ทำการปรับค่าปกติ (normalization) สามารถเป็นได้ทั้งค่าบวก (P) ลบ (N) หรือศูนย์ (Z) ในขณะที่ฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุต ได้แก่ ค่าความผิดพลาดของตัวควบคุมหน้าที่ ออกแบบให้เป็นเส้นตรงโทน (singleton) มีค่าเป็น -1, 0 และ +1 แทนด้วย N, Z และ P ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 3 ฟังก์ชันสมาชิกอินพุต (ΔV)



รูปที่ 4 ฟังก์ชันสมาชิกอินพุต (ΔI)



รูปที่ 5 ฟังก์ชันสมาชิกเอาต์พุต (ΔD)

จากนั้นดำเนินการสร้างกฎฟuzzy (fuzzy rules) สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรระบบขับเคลื่อนแบบสวิตช์เดียนที่มีตัวกรองสายแรงดันสูง โดยอาศัยความสัมพันธ์ของฟังก์ชันสมาชิกอินพุตและเอาต์พุตร่วมกับความเข้าใจพฤติกรรมการทำงานจริงของวงจร จะได้กฎฟuzzyทั้งสิ้น 9 กฎ ดังต่อไปนี้

- กฎข้อที่ 1 ถ้า $\Delta V = N$ และ $\Delta I = N$ แล้ว $\Delta D = N$
- กฎข้อที่ 2 ถ้า $\Delta V = N$ และ $\Delta I = Z$ แล้ว $\Delta D = N$
- กฎข้อที่ 3 ถ้า $\Delta V = N$ และ $\Delta I = P$ แล้ว $\Delta D = Z$
- กฎข้อที่ 4 ถ้า $\Delta V = Z$ และ $\Delta I = N$ แล้ว $\Delta D = N$
- กฎข้อที่ 5 ถ้า $\Delta V = Z$ และ $\Delta I = Z$ แล้ว $\Delta D = Z$
- กฎข้อที่ 6 ถ้า $\Delta V = Z$ และ $\Delta I = P$ แล้ว $\Delta D = P$
- กฎข้อที่ 7 ถ้า $\Delta V = P$ และ $\Delta I = N$ แล้ว $\Delta D = Z$
- กฎข้อที่ 8 ถ้า $\Delta V = P$ และ $\Delta I = Z$ แล้ว $\Delta D = P$
- กฎข้อที่ 9 ถ้า $\Delta V = P$ และ $\Delta I = P$ แล้ว $\Delta D = P$

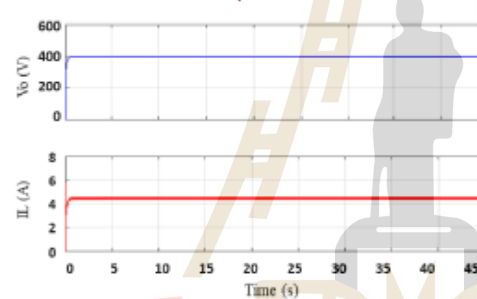
ในลำดับต่อมาจะเป็นการอนุมานกฎฟuzzy (fuzzy inference) โดยอาศัยฐานกฎ (rule base) ที่ได้กำหนดไว้แล้ว เป็นกระบวนการตัดสินใจเลือกกฎฟuzzyที่เกี่ยวข้องเพื่อควบคุมการทำงานจริงตามสถานการณ์

นั้น ๆ จากนั้นจะเป็นกระบวนการฟัซซีฟิเคชัน (defuzzification) เพื่อประมวลผลจากกฎฟัซซีทั้งหมดที่เกี่ยวข้อง จนกระทั่งได้อาต์พุตเป็นค่าความคิดพลาดของค่าวิถึกรรหน้าที เพื่อทำการปรับเพิ่มหรือปรับลดค่าวิถึกรรหน้าทีให้เหมาะสมในการควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลัง ส่งผลให้สามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการได้

4. ผลการจำลองสถานการณ์

เพื่อแสดงประสิทธิภาพของการควบคุมฟัซซีที่พัฒนาขึ้น ได้ดำเนินการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงร่วมกับตัวควบคุมฟัซซีที่ได้ออกแบบไว้ โดยอาศัยโปรแกรม MATLAB SIMULINK เข้าช่วยในการจำลองสถานการณ์ โดยกำหนดให้แรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ 20V ตัวเหนี่ยวนำทุกตัวมีค่าเท่ากับ $L_1 = L_2 = 15\text{mH}$ ตัวเก็บประจุทุกตัวมีค่าเท่ากับ $C_1 = C_2 = C_3 = C_0 = 100\mu\text{F}$ และ โหลดความต้านทาน $R = 1600\ \Omega$

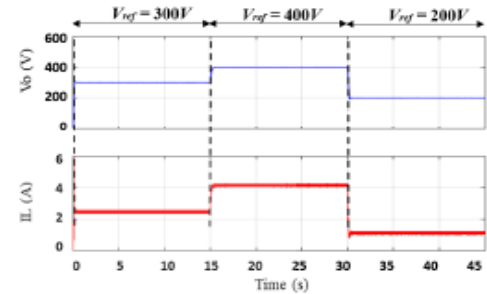
ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อกำหนดให้แรงดันอ้างอิงเป็น 400V แสดงดังรูปที่ 6 จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง มีความรวดเร็วทั้งในสถานะชั่วคราวและในสถานะอยู่ตัว ตัวควบคุมฟัซซีที่ได้ออกแบบไว้สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตเท่ากับแรงดันอ้างอิง และสามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ 400V ตลอดช่วงการทำงานของวงจร โดยที่กระแสอินพุตมีค่าประมาณ 4A



รูปที่ 6 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V

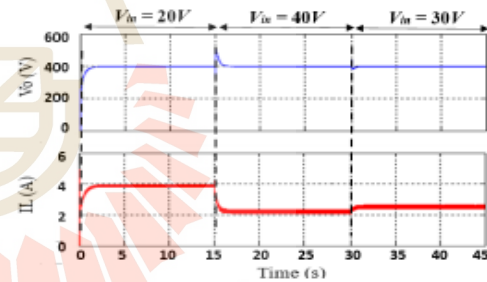
จากนั้นดำเนินการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง ทั้งนี้เพื่อแสดงประสิทธิภาพของตัวควบคุมฟัซซีในการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตภายใต้สถานการณ์การทำงานที่เปลี่ยนแปลงไป ผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวปรากฏดังรูปที่ 7 โดยในช่วงแรกกำหนดให้แรงดันอ้างอิงเท่ากับ 300V จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมฟัซซีสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการอย่างรวดเร็ว โดยที่กระแสอินพุตมีค่าประมาณ 2.25A จากนั้นที่เวลา $t = 15$ วินาที ทำการเพิ่มระดับแรงดันอ้างอิงเป็น 400V จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมฟัซซียังคงสามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิงได้ตามต้องการอย่างรวดเร็ว โดยไม่มีการพุ่งเกินของแรงดัน กระแสอินพุตมีค่าสูงขึ้นและ

คงที่ประมาณ 4A ในสถานะอยู่ตัว ต่อมาที่เวลา $t = 30$ วินาที ทำการปรับลดแรงดันอ้างอิงเป็น 200V จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมฟัซซีสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่เท่ากับ 200V ได้อย่างรวดเร็ว โดยที่กระแสอินพุตมีค่าลดลงสอดคล้องกับค่าแรงดันเอาต์พุต และมีค่าคงที่ในสถานะอยู่ตัวประมาณ 1A



รูปที่ 7 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง

ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อทำการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุตแสดงดังรูปที่ 8 โดยกำหนดให้แรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V ในช่วงแรกแรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ 20V จากนั้นที่เวลา $t = 15$ วินาที ทำการปรับเพิ่มแรงดันอินพุตเป็น 40V จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมฟัซซียังคงสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่เท่ากับ 400V โดยที่กระแสอินพุตมีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 2A ต่อมาที่เวลา $t = 30$ วินาที ทำการปรับลดแรงดันอินพุตเป็น 30V พบว่าแรงดันเอาต์พุตยังคงเท่ากับแรงดันอ้างอิง ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ประมาณ 2.5A ดังนั้นจากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมฟัซซีสามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตามต้องการภายใต้สถานการณ์การทำงานของวงจรที่เปลี่ยนแปลงไป

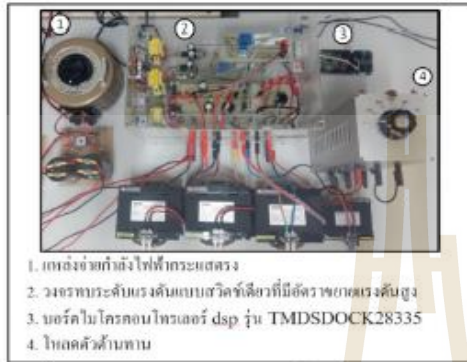


รูปที่ 8 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต

5. ผลการทดสอบ

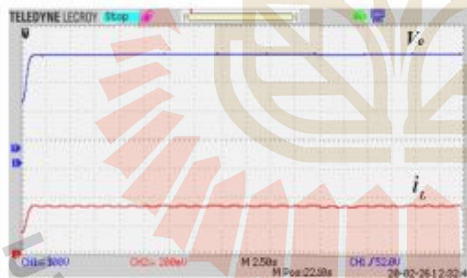
เพื่อยืนยันประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยอาศัยตัวควบคุมฟัซซีที่ได้ออกแบบไว้แล้ว ได้

ดำเนินการสร้างชุดทดสอบดังแสดงในรูปที่ 9 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายกำลังไฟที่กระแสตรง วงจรทระระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โหลดตัวต้านทาน และบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ dsp รุ่น TMDSDOCK28335 เพื่อใช้ในระบบการควบคุมพีซีซีสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรทระระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง



รูปที่ 9 ชุดทดสอบวงจรทระระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

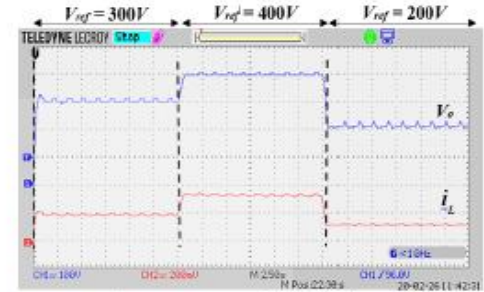
ผลการทดสอบชุดทดสอบวงจรทระระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อกำหนดให้แรงดันอ้างอิงเป็น 400V และแรงดันอินพุตเท่ากับ 20V แสดงดังรูปที่ 10 จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมพีซีซีสามารถควบคุมการทำงานของวงจรถัดกล่าวได้อย่างน่าพอใจทั้งในสถานะชั่วคราวและในสถานะอยู่ตัว ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมีความถูกต้องและรวดเร็ว ไม่ปรากฏการพุ่งเกินของกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุต โดยในสถานะอยู่ตัวแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ประมาณ 400V ตามต้องการ ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าคงที่ประมาณ 3.8A จะเห็นได้ว่าผลการทดสอบมีความสอดคล้องใกล้เคียงกับผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 6



รูปที่ 10 ผลการทดสอบวงจรเมื่อแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 400V

จากนั้นดำเนินการทดสอบชุดทดสอบโดยทำการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเท่ากับ 300V, 400V และ 200V ตามลำดับ โดยที่แรงดัน

อินพุตยังคงเท่ากับ 20V ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 11 จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมพีซีซีสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่เท่ากับแรงดันอ้างอิง ในขณะที่กระแสอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อแรงดันเอาต์พุตเพิ่มขึ้นและจะมีค่าลดลงเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง นอกจากนี้เมื่อเปรียบเทียบกับผลการทดสอบกับผลการจำลองสถานการณ์ดังที่แสดงในรูปที่ 7 จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตมีความใกล้เคียงสอดคล้องกันเป็นอย่างมาก



รูปที่ 11 ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง

6. สรุป

บทความนี้นำเสนอการควบคุมพีซีซีสำหรับวงจรทระระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยดำเนินการออกแบบตัวควบคุมพีซีซีที่ประกอบด้วยตัวแปรอินพุตสองตัวคือ ค่าความผิดพลาดแรงดันและค่าความผิดพลาดกระแส โดยที่ค่าความผิดพลาดของตัวแปรอินพุตที่หนึ่งเป็นเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุมพีซีซี ซึ่งมีการกำหนดกฎพีซีซีที่เหมาะสมจะส่งผลให้ได้ตัวแปรอินพุตที่เหมาะสมกับสถานการณ์การทำงานของวงจร ทำให้ตัวควบคุมพีซีซีสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการ รวมทั้งสามารถรักษาระดับเอาต์พุตให้คงที่ตลอดช่วงการทำงานของวงจร ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบวงจรทระระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแสดงให้เห็นประสิทธิภาพของการควบคุมพีซีซีที่ได้พัฒนาขึ้นในการควบคุมการทำงานของวงจรถัดกล่าวภายใต้สถานการณ์ต่าง ๆ ที่เปลี่ยนแปลงไปได้ตามต้องการอย่างรวดเร็ว

เอกสารอ้างอิง

- [1] M. Minami and K. Tomoeda, "An analysis of operation in inductor high step-up dc-dc converter with three-winding coupled inductor," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2019, pp. 2135-2137.
- [2] W. Li and X. He, "Review of nonisolated high step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, April 2011, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250.
- [3] A. Nakpin and S. Khwan-on, "A novel high step-up dc-dc converter for photovoltaic application," *Procedia Computer Science* 86, 2016, pp. 409-412.
- [4] J. A. Ganeswari and R. Kiranmayi, "Performance improvement for DC boost converter with fuzzy controller," *International Conference on Inventive Systems and Control (ICISCI)*, 2018, pp. 358-362.

CONTROL OF A HIGH STEP-UP SINGLE-SWITCH BOOST CONVERTER BY USING FUZZY CONTROLLER

Namon Kunjittipong, *Sudarat Khwan-on

School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology
111 University Avenue, Muang District, Nakhon Ratchasima 30000 Thailand
sudarat_kh@sut.ac.th

ABSTRACT

This paper proposes the control of a high step-up single-switch boost converter by using the fuzzy controller. The fuzzy controller is designed in order to boost the low input voltage about 20V up to the high output voltage at the constant level of 400V. The high step-up voltage conversion ratio, approximately 20 times, can be achieved. The fuzzy controller designed consists of two parts, the voltage control and the current control, resulting in the satisfactory converter performance in both transient and steady-state responses. The simulation results show the effectiveness of the proposed fuzzy controller to control the high step-up single-switch boost converter under different operating conditions.

Keywords: *single-switch boost converter, high step-up conversion ratio, fuzzy controller*

1. INTRODUCTION

DC-DC power converters with a high step-up voltage conversion ratio are widely used in many applications, such as renewable energy systems, in order to supply the high DC voltage to the loads. Employing the extremely high duty cycle, the traditional boost converter can provide the high step-up voltage gain. However, the converter operation with the extreme duty cycle has many disadvantages such as the high voltage stress on the power switch and the reduction in converter efficiency. In Annop & Sudarat (2016) a high step-up single-switch boost converter has been presented to achieve the high step-up voltage conversion ratio without the extreme duty cycle. In addition, the only one active power switch is employed in this proposed converter, reducing the control complexity. The conventional PI controller is designed for this high step-up single switch boost converter based on the mathematical model of the traditional boost converter.

Several control approaches have been proposed for the DC-DC power converters. The PI and PID controllers are usually designed in order to regulate the converter output voltage Yusoff, et al. (2010). However, the accurate mathematical model is required in the control design process to achieve the desired converter performance. The sliding mode controller Tan-Siew, et al. (2005) and the predictive controller Beccuti, et al. (2007) are employed to control the power converter. However, these control methods are complex because of the mathematical equations and many variables used to design these controllers. The fuzzy controller is an interesting approach to control systems due to no requirement on the precise mathematical model of the converter Liping, et al. (2009). The converter behavior is needed for the fuzzy control design to obtain the good converter performance.

In this paper the fuzzy controller for a high step-up single-switch boost converter is designed to control the output voltage at the constant desired levels. The simulation results show the satisfactory converter performance with the designed fuzzy controller under different operating conditions.

2. HIGH STEP-UP SINGLE-SWITCH BOOST CONVERTER

The high step-up single-switch boost converter configuration is shown in Fig.1

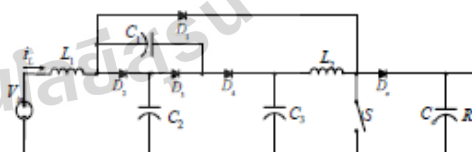


Fig. 1. A high step-up single-switch boost converter

The high step-up single-switch boost converter shown in Fig. 1 consists of one active power switch (S), four capacitors (C_1, C_2, C_3, C_6), two inductors (L_1, L_2), four diodes (D_1, D_2, D_3, D_6) and load resistance (R)

3. DESIGN OF FUZZY CONTROLLER

The control structure for a high step-up single-switch boost converter by with the fuzzy controller is shown in Fig. 2. The fuzzy controller consists of two parts, current control and voltage control. The output voltage and the input current are measured in order to generate the voltage error ΔV and the current error ΔI for the fuzzy controller. The switching signal with the appropriate duty cycle will be sent to the power switch.

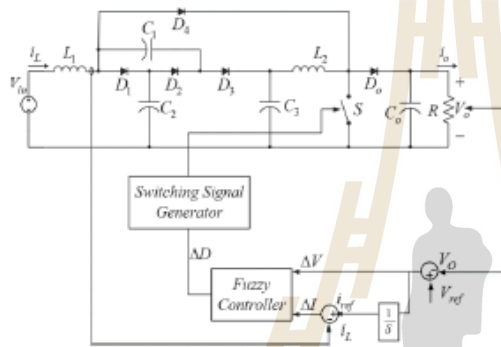


Fig. 2 Converter control structure based on fuzzy controller

Fig. 3 shows the structure of the fuzzy controller based on four stages namely Fuzzification, Rule Base, Fuzzy Inference and Defuzzification.

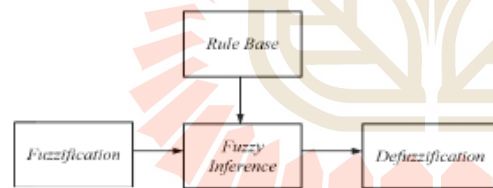


Fig. 3. Structure of the fuzzy controller

In Fuzzification process the physical variables are converted to linguistic variables. In the control of a high step-up single-switch boost converter, the converter variables are the output voltage (V_o) and the input current (i_L). The errors ΔV and ΔI are introduced as input variables to the fuzzy controller. The voltage error ΔV is obtained by comparing the actual voltage (V_o) with

reference voltage (V_{ref}), $\Delta V = V_{ref} - V_o$. The current error ΔI is calculated from the difference between the input current (i_L) and the reference current (V_{ref}), $\Delta I = i_{ref} - i_L$, with the integrator as shown in Fig. 2 Jenica (2007).

Fig. 4 shows the membership function for the first input variable ΔV , consisting of symmetric triangular and trapezoidal shapes. Three linguistic variables are defined for ΔV . These are negative (N), zero (Z) and positive (P). By the converter behavior investigation, the membership function width for each membership function can be obtained as shown in Fig. 4

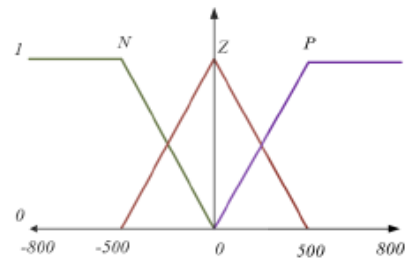


Fig. 4. First input membership function: ΔV

The membership function for the second input variable ΔI is presented in Fig. 5. The symmetric triangular and trapezoidal fuzzy-set values are employed. Three linguistic values, negative (N), zero (Z) and positive (P), are chosen. The width of the membership function is defined from the behavior investigation of the converter, as can be seen Fig. 5.

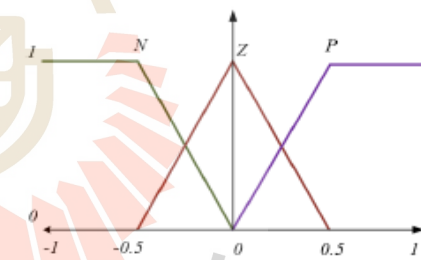


Fig. 5. Second input membership function: ΔI

The output variable for the fuzzy controller is defined as the change in duty cycle (ΔD). The singleton output membership function is adopted as shown in Fig. 6. The output voltages of the high step-up single-switch boost converter are investigated under different duty cycle operating conditions. As a result, six singleton linguistic values are determined, consisting of negative

big (*NB*), negative small (*NS*), zero (*Z*), positive small (*PS*) and positive big (*PB*). Each singleton value is defined as shown in Fig. 6 in order to generate the appropriate duty cycle (*D*) for the power switch operation. As can be seen in Fig. 6, the change of duty cycle is in a range [-1, 1] in order to generate the suitable duty cycle which is between 0 and 1 for the power switch under different operating conditions of the converter.

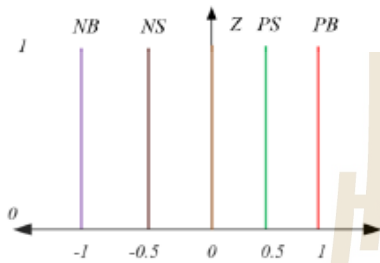


Fig. 6. Output membership function: ΔD

The rule base is an important part for defining the control decision, which is observed from the considered system. The control rules are derived from experience knowledge of the converter behavior. The rule table for the designed fuzzy controller can be summarized in the Table. 1.

Table 1. Rule table of the designed fuzzy controller

$\Delta V / \Delta I$	N	Z	P
N	NB	NS	Z
Z	NS	Z	PS
P	Z	PS	PB

As defined in Table. 1, nine linguistic control rules for the high step-up single-switch boost converter can be expressed as follow:

- Rule 1: if $\Delta V = N$ and $\Delta I = N$ then $\Delta D = NB$
- Rule 2: if $\Delta V = N$ and $\Delta I = Z$ then $\Delta D = NS$
- Rule 3: if $\Delta V = N$ and $\Delta I = P$ then $\Delta D = Z$
- Rule 4: if $\Delta V = Z$ and $\Delta I = N$ then $\Delta D = NS$
- Rule 5: if $\Delta V = Z$ and $\Delta I = Z$ then $\Delta D = Z$
- Rule 6: if $\Delta V = Z$ and $\Delta I = P$ then $\Delta D = PS$
- Rule 7: if $\Delta V = P$ and $\Delta I = N$ then $\Delta D = Z$
- Rule 8: if $\Delta V = P$ and $\Delta I = Z$ then $\Delta D = PS$
- Rule 9: if $\Delta V = P$ and $\Delta I = P$ then $\Delta D = PB$

From the investigation of converter behavior the control action in each linguistic control rule can be developed. For example, in the case of Rule 1 if the voltage error ΔV is in the set of negative (*N*) and the current error ΔI is in the set of negative (*N*), then the

change of duty cycle ΔD is negative big (*NB*). This control rule will be explained in detail. When the voltage error $\Delta V = V_{ref} - V_o$ is negative, it means that an actual output voltage is greater than the reference voltage. In similar, when the current error $\Delta I = i_{ref} - i_L$ is negative, it means that a measured input current flowing through the inductor is higher than the reference current. In order to decrease the actual output voltage to the level of the reference voltage with the reduction in the input current, the duty cycle must be significantly decreased. As a result, the change in duty cycle ΔD should be negative big (*NB*) in order to significantly reduce the duty cycle of the active power switch. Employing this control rule it is expected that the actual output voltage and the actual input current will decrease to their reference levels due to the proper generated duty cycle. By considering Rule 5, when the output voltage error ΔV and the input current error ΔI are approximately zero, the change of duty cycle ΔD should be zero in order to maintain the appropriate duty cycle for the power switch. Consequently, the measured output voltage is regulated at the desired constant level and the measured input current is controlled at the value of its reference current.

The Fuzzy Inference Engine is the process of fuzzy output computation, generating reasonable fuzzy output from the developed control rules. For the high step-up single-switch boost converter, the output fuzzy is the representation of the change of duty cycle in linguistic value. This fuzzy output is obtained from the combination of each rule in the control rule table. Employing singleton output membership function, Sugeno fuzzy implication is considered to determine the fuzzy output value. This fuzzy output will be converted into the crisp result by using the defuzzification operation.

Defuzzification is the reverse process of fuzzification. Under defuzzification operation, the linguistic variables are translated to the numerical variables. The center of gravity method is used to calculate a crisp value to obtain the change of duty cycle as can be expressed in equation (1). The corresponding duty cycle from the defuzzifier output can be used to control the operation of the high step-up single-switch boost converter.

$$Y = \frac{\sum u_n y_n}{\sum u_n} \quad (1)$$

where Y is the numerical output value

y_n is the fuzzy output of each rule

u_n is the membership value for each rule

n is the total number of the fuzzy rules

4. SIMULATION RESULTS

The high step-up single-switch boost converter, as shown in Fig. 1, with its designed fuzzy controller is simulated using MATLAB SIMULINK program. The converter parameters are appropriately designed in order to obtain the currents flowing through the inductors and the voltages across the capacitors with small ripples. The inductors $L_1 - L_2 - 15mH$ and the capacitors $C_1 - C_2 - 100\mu F$, $C_3 - 100\mu F$, $C_0 - 150\mu F$ are chosen for this high step-up single-switch boost converter. The load resistance $R - 500\Omega$ and the switching frequency $f_s - 20kHz$ are used for simulation.

In order to verify the effectiveness of the proposed fuzzy controller for the high step-up single-switch boost converter, the simulation results under different operating conditions are demonstrated. Fig. 7 shows the performance of the converter using the designed fuzzy controller. The input voltage $V_m - 20V$ is supplied to the converter and the output reference voltage is commanded as 400V. As can be seen in Fig. 7, the output voltage (V_o) is controlled at the desired level of 400V with great transient and steady-state response. The fuzzy controller takes approximately 0.2s to settle the output voltage response at the required reference voltage with no overshoot. The voltage conversion ratio is about 20 times for boosting the constant source voltage of 20V to the load voltage of 400V. In addition, the input current (I_L) flowing through the input inductor is maintained at about 16A in steady state without overshoot. It can be seen that the designed fuzzy controller employing nine control rules listed in the Table 1. can satisfactorily control the output voltage at desired constant level.

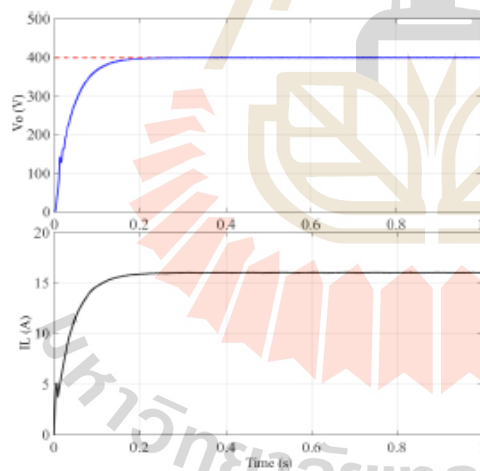


Fig.7 Simulated response for $V_{ref} = 400V$

The converter behavior under the variation of the referent output voltage is shown in Fig. 8. As can be seen, the reference voltage changes from low voltage to high voltage and vice versa where the input voltage remains constant at 20V. The load resistance R is 500Ω . As a result, the high step-up single-switch boost converter operates under the difference output power depending on the desired reference output voltage. The variation of the input inductor current with the change in the reference voltage is also presented in Fig. 8. At the beginning, the reference voltage is defined at the level of 200V. It is seen that the converter output voltage is regulated well at the command value. The inductor current keeps constant at 4A, corresponding to the output power of 80W. After that at the time $t = 1s$, the reference voltage suddenly increased to 300V. During transient operation, the output voltage and the input current perform negligible overshoot and very fast settling time. Under steady-state performance, the load voltage and the inductor current keep constant at the level of 300V and 9A, respectively, proving the output power of 180W. A sudden increase in the reference voltage occurred at $t = 2s$. At this time the designed fuzzy controller can maintain the output voltage at the desired level of 400V. The current flowing through the input inductor increases to 16A, resulting in the output power of 320W. In addition, at the time $t = 3s$ and $t = 4s$ the reference voltages are stepped from 400V to 300V and to 200V, respectively, with the load maintained at 500Ω . As can be seen, the converter with the designed fuzzy controller exhibits good performances for both output voltage and input current under transient and steady-stage operations.

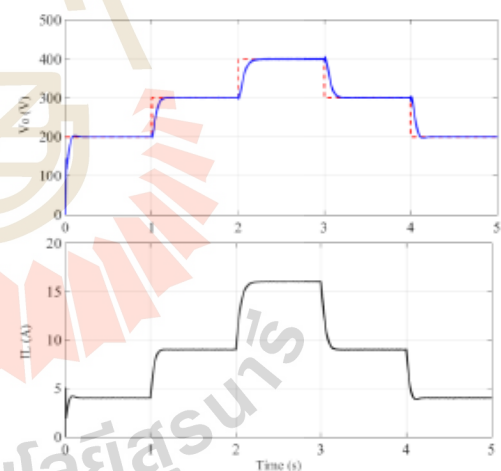


Fig.8 Simulated response for reference voltage variations

In order to examine the performance of the fuzzy controller designed for the high step-up single-switch boost converter, the variation of the input source voltage is taken into consideration. Fig. 9 shows the simulation results of the converter under fuzzy control in the case of a step-input voltage variation. The desired reference voltage and the load resistance are constantly maintained at 400V and 500 Ω , respectively, generating the output power of 320W. The behavior of the converter under the change in the source voltage is investigated. As shown in Fig. 9, the input voltage supplied to converter is varied from 20V to 40V in step and vice versa. The source voltage is initially set to 20V. It is clearly seen that the output voltage and input current behave well in both transient and steady-state responses, resulting in fast response and no overshoot. The output voltage can be controlled at 400V and the inductor current is 16A. At the time $t = 1$ s, the input voltage suddenly increased to 30V. It can be observed that there was an overshoot in the output voltage, approximately 10% with respect to the desired reference voltage. The fuzzy controller takes less than 0.2s to recover the output voltage to the original value. The input current flowing through the inductor decreases to about 10.67A, obtaining the output power of 320W. After that at the time $t = 2$ s, the source voltage supplied to the converter is changed to 40V in step. As can be investigated from the simulation results, the small overshoot occurs in the load voltage response. However, the designed fuzzy controller can rapidly maintain the performance of the converter. The output voltage can be regulated at the desired level. The input current decreases to 8A, generating the output power of 320W to the load.

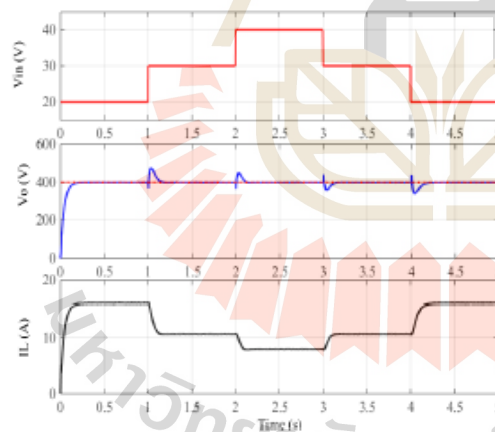


Fig.9 Simulated response for input voltage variations

In the remaining results shown in Fig. 9 it can be seen that the disturbance in the source voltage also appears in the converter at the time $t = 3$ s and $t = 4$ s when the input voltage decreased to 30V and 20V, respectively. The output voltage slightly drops from the demanded level after the change in the input voltage. Consequently, the designed fuzzy controller can recover the output voltage back to the desired level. When the source voltage suddenly decreases from 40V to 30V, the input current increases from 8A to 10.67A with good behavior in terms of response speed and overshoot. In similar, at the time $t = 4$ s the source voltage supplied to the converter changed from 30V to 20V. As can be seen, the inductor current increases from 10.67A to 16A, transferring the input power to the load about 320W.

Fig. 10 shows the transient and steady-state behavior of the output voltage (V_o) and inductor current (I_L) under sudden change in the load. The desired reference voltage and the input voltage maintain constant at 400V and 20V, respectively. As can be seen, the load resistance increases in step from 320 Ω to 500 Ω , and 1000 Ω , corresponding to the output power of 500W, 320W and 160W, respectively. In addition, the load is stepped from 1000 Ω , to 500 Ω , and 320 Ω in order to investigate the effectiveness of the designed fuzzy controller under load disturbance operation. Initially, the load resistance of 320 Ω is considered for the high step-up single-switch boost converter. During this operating condition, it is clearly seen that the converter with fuzzy controller achieves satisfactory performance for both output voltage and input current with rapid response and no any overshoot. The input current is about 25A.

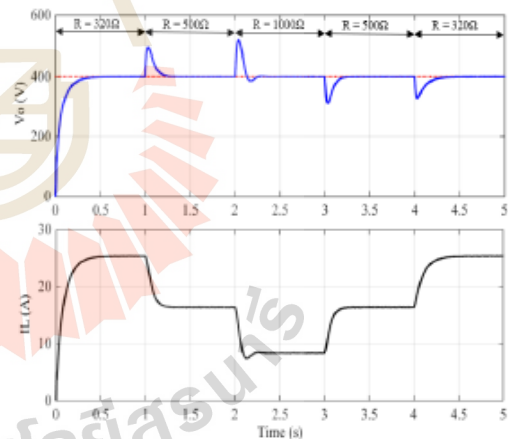


Fig.10 Simulated response for load variations

As can be seen in Fig. 10, at the time $t = 1$ s, the load resistance is changed from 320Ω to 500Ω . As can be seen from the simulation results, the overshoot occurs in the load voltage. The fuzzy controller takes responsibility to recover the output voltage at the desired reference level. In the steady state the output voltage of the converter is regulated at 400V and the setting time for the load voltage response is approximately 0.25s. The input current exhibits fast response without an overshoot. The current flowing through the input inductor is about 16A associated with the output power of 320W. Moreover, the load variation also occurred at the time $t = 2$ s. During this operation the load for the converter is stepped from 500Ω to 1000Ω . As a result, the output power decreases from 320W to 160W where the reference voltage and input voltage keep constant at 400V and 20V, respectively. It can be observed that the overshoot voltage is quite high in transient behavior of the converter. The fuzzy controller takes approximately 0.25s to regulate the output voltage at the desired level of 400V. The input current maintains constant at around 8A in the steady state. After that at the time $t = 3$ s and $t = 4$ s, the step-load changes from 1000Ω to 500Ω and from 500Ω to 320Ω are observed in the simulation results. In contrast to the previous operating conditions, the output voltage dropped from the desired level in the transient response. After approximately 0.25s, the fuzzy controller offers the better performance, obtaining the regulated output voltage at the desired reference level of 400V. The input current performs well during transient operation in terms of response speed and overshoot. In the steady state the input currents of the converter are 16A and 25A when the load resistance are 500Ω and 320Ω , respectively.

5. CONCLUSION

This paper has presented the fuzzy controller for the high step-up single-switch converter. The output voltage and the input current are measured to compare with their reference values, generating the voltage and current errors as input variables for the fuzzy controller. In order to design the fuzzy controller the behavior of the converter under different operating conditions are investigated. Two input membership functions are described and singleton output membership function for the change of duty cycle is defined. The appropriate control rules are considered in order to generate the proper duty cycle for the converter switch. The simulation results show the effectiveness of the proposed fuzzy controller under the variations in reference voltage, input voltage and load resistance. The high step-up single-switch boost converter with the designed fuzzy controller can achieve satisfactory performance under difference operating conditions.

ACKNOWLEDGMENT

This research is fully supported by Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand.

REFERENCES

- Annop Nakpin., and Sudarat Khwan-on., a novel high step-up dc-dc converter for photovoltaic applications, *Procedia Computer Science*, 86, pp. 409-412, 2016.
- M.J Yusoff., N. F Nik Ismail., Musirin, N.Hashim , D. Johari., comparativeStudy of fuzzy logic controller and proportional integral derivative controller on dc-dc buck converter, *Proc. International Power Engineering and Optimization Conference*, Selangor, MALAYSIA:23- 24 June 2010
- Tan Chong., Y.M. Lai., and C.K. Tse., Implementation of pulse-width-modulation based sliding mode controller for boost converters," *IEEE Power Electronics Letters*, vol.3, no.4, pp. 130- 135, Dec. 2005
- G. Beccuti., G. Papafotiou., R. Frasca., and M. Morari., explicit hybrid model predictive control of the dc-dc boost converter, *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC*, Orlando, Florida, USA, pp. 2503-2509, June 2007.
- Liping Guo., J.Y Hung., RM. Nelms., evaluation of dsp-based pid and fuzzy controllers for dc-dc converters, *IEEE Trans. on Industria Electronics*, June 2009, Vol. 56, No. 6, pp.2237- 2248.
- Jenica Ileana., and Pompiliu., an adaptive current mode fuzzy logic controller for dc - dc converter, *International Conference Power System*, October 2007, pp.275- 278.

Comparison of Fuzzy Controller and PI Controller for a High Step-Up Single-Switch Boost Converter

Namon Kunjittipong, Kuagoon Kongkanjana and Sudarat Khwan-on
 School of Electrical Engineering
 Suranaree University of Technology
 Nakhon Ratchasima, Thailand
 e-mail: sudarat_kh@sut.ac.th

Abstract—This paper presents the performance comparison of fuzzy controller and PI controller for a high step-up single-switch boost converter. The high step-up single-switch boost converter is described. This converter can step the low input voltage up to the high output voltage level of 400V by using only one power switch. The high step-up voltage conversion gain, approximately 20 times, can be achieved. The control strategies for the high step-up single-switch boost converter based on the PI controller and the fuzzy controller are designed. Simulation results show the comparison of converter performance between PI controller and fuzzy controller under various operating conditions. The better performance of the converter can be obtained by using fuzzy controller compared to PI controller in the same simulation situations.

Keywords- single-switch boost converter; high step-up conversion ratio; Fuzzy controller; PI controller

I. INTRODUCTION

At present, a high step-up DC-DC boost converter is widely used to step a low input voltage generated by renewable energy source up to a high output voltage level. Although a conventional boost converter has simple structure and simple control, it suffers from some limitations for high step-up voltage applications such as extreme duty cycle, efficiency reduction and high voltage stress. A considered high step-up single-switch boost converter can boost a low input voltage about 20V to the high output voltage level of 400V, providing a high voltage gain approximately 20 times [1]. Therefore, this converter is suitable for low-input and high-output voltage applications. In addition, this converter consists of only one power switch, resulting in the reduction in power loss and voltage stress compared to the converter consisting of several power switches [2]. In order to achieve the satisfactory performance of the converter under different operating conditions, the control strategy plays the important role. The controller needs to generate the appropriate duty cycle for the power switch so that the desired constant high output voltage can be obtained. The converter responses under both transient and steady states must be taken into consideration. The PI controller is typically used to control the DC-DC converter because the good performance can be introduced to the converter under the considered operating ranges without complexity controller design. However, the design of PI controller requires the precise mathematical model of the converter which is difficult to accomplish for a

complex converter topology. Consequently, the undesirable performance occurs under the variation in converter parameters and load disturbances [3]. The fuzzy controller becomes an attractive control for the power converter due to the fact that no accurate mathematical model is needed [4]. The fuzzy controller can deal with the load disturbances and parameter uncertainties. In order to design the fuzzy controller, the If-Then rules are created which is based on the knowledge and experience about the converter behavior under various operating conditions.

In this paper the performance comparison between PI controller and fuzzy controller for the high step-up single-switch boost converter will be proposed and discussed [5, 6]. The configuration of the high step-up single-switch boost converter will be firstly described. Then, the control strategies based on PI controller and fuzzy controller will be designed for the considered converter. Simulation results show the converter performance under different situations. Based on simulated results the comparative analysis of PI controller and fuzzy controller can be obtained.

II. HIGH STEP-UP SINGLE-SWITCH BOOST CONVERTER

A high step-up single-switch boost converter topology shows in Figure 1. This converter consists of only single power switch (S), four power diodes (D_1, D_2, D_3, D_4), two inductors ($L_1, L_2 = 15$ mH), four capacitors ($C_1, C_2 = 100$ μ F, $C_3 = 150$ μ F, $C_4 = 100$ μ F) and a load resistor ($R=500\Omega$). The converter parameters such as inductors and capacitors are designed by considering the acceptable ripples of inductor currents and capacitor voltages, respectively. This high step-up boost converter can boost the low input voltage generated from PV array about 20V to the high output voltage level of 400V. Therefore, the high step-up voltage conversion ratio is approximately 20 times. This converter can be used for low-voltage source applications such as PV systems.

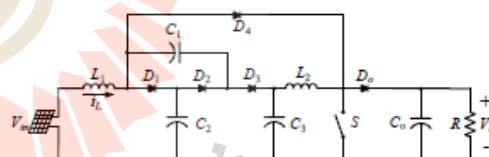


Figure 1. The high step-up single-switch boost converter.

The step-up voltage conversion ratio (M) can be obtained by analyzing the operation modes of the power switch. In the single-input high step-up dc-dc converter with its conversion ratio is described. The voltage conversion ratio between the output voltage and input source voltage can be expressed as

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

where D is the duty cycle of the power switch, V_{in} and V_o are the input voltage and the output voltage, respectively.

III. PI CONTROLLER

The structure of PI controller for the high step-up single-switch boost converter depicts in Figure 2. As can be seen, the PI controller consists of three main parts, including PI voltage controller, PI current controller and PWM generator. The proper switching signal is generated to drive the power switch with the duty cycle associated with the required output voltage.

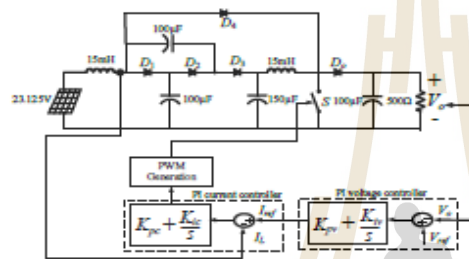


Figure 2. The structure of PI controller for the high step-up converter.

The gain parameters for the PI voltage controller (K_{pv} , K_{iv}) and the PI current controller (K_{pc} , K_{ic}) are designed by comparing the considered high step-up boost converter to the conventional boost converter. By employing the converter parameters shown in Figure 2, the gain parameters of the PI controller can be calculated using the formula listed in TABLE I.

TABLE I. THE GAIN PARAMETERS OF PI CONTROLLER

Symbol	Formula	Value
K_{pv}	$K_{pv} = 2\zeta\alpha_n C_o - \frac{1}{R}$	0.00025
K_{iv}	$K_{iv} = \alpha_n^2 C_o$	0.0009766
K_{pc}	$K_{pc} = \frac{2\zeta\alpha_n L_1}{V_{in}}$	0.421875
K_{ic}	$K_{ic} = \frac{\alpha_n^2 L_1}{V_{in}}$	73.2722

where ζ is the damping ratio, α_n and α_{nv} are the natural frequency for the voltage and current loops, respectively.

IV. FUZZY CONTROLLER

The control scheme of fuzzy controller for the high step-up single-switch boost converter shows in Figure 3. As can be seen, the output voltage (V_o) and the input current (I_L) are measured to compare with their references. The voltage error (ΔV) and the current error (ΔI) act as input for the fuzzy controller whereas the change of duty cycle (ΔD) is the output generated from the fuzzy controller. Then, the converter is driven by the generated switching signal.

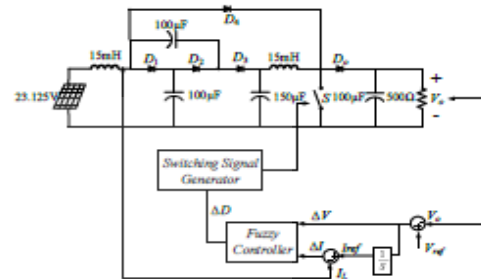


Figure 3. The fuzzy controller scheme for the high step-up converter.

Fuzzy controller consists of three important procedures, including fuzzification, fuzzy rule and defuzzification. The fuzzification converts the real variables to fuzzy variables through linguistic variables. As can be seen in Figure 3, the fuzzy controller consists of two input variables ΔV and ΔI which can be calculated by (2) and (3), respectively.

$$\Delta V = V_{ref} - V_o \quad (2)$$

$$\Delta I = I_{ref} - I_L \quad (3)$$

The membership functions for the first input variable ΔV and the second input variable ΔI show in Figure 4 and Figure 5, respectively. As can be seen, these two input variables are converted to three linguistic variables such as negative (N), zero (Z) and positive (P). They are formed in triangular and trapezoidal shapes. The output variable for the fuzzy controller is defined as the change of duty cycle (ΔD). The singleton output membership function is considered as shown in Figure 6.

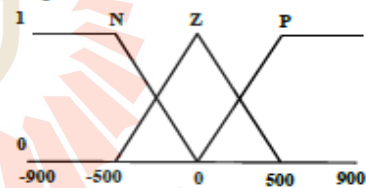
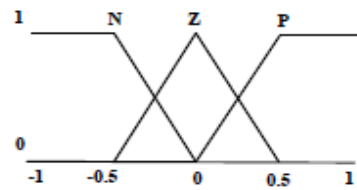
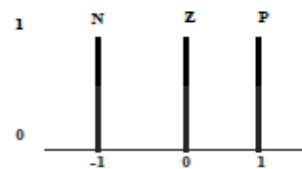


Figure 4. Input membership function for ΔV

Figure 5. Input membership function for ΔI Figure 6. Output membership function for ΔD

Based on knowledge and experience about the operation of the high step-up single switch, the fuzzy rules can be obtained in order to make a decision of fuzzy controller. The appropriate duty cycle for the power switch can be achieved from the changed of duty cycle. By observing the converter behavior, the fuzzy rules are divided into nine rules as the following:

- Rule 1: if $\Delta V = N$ and $\Delta I = N$, then $\Delta D = N$
- Rule 2: if $\Delta V = N$ and $\Delta I = Z$, then $\Delta D = N$
- Rule 3: if $\Delta V = N$ and $\Delta I = P$, then $\Delta D = Z$
- Rule 4: if $\Delta V = Z$ and $\Delta I = N$, then $\Delta D = N$
- Rule 5: if $\Delta V = Z$ and $\Delta I = Z$, then $\Delta D = Z$
- Rule 6: if $\Delta V = Z$ and $\Delta I = P$, then $\Delta D = P$
- Rule 7: if $\Delta V = P$ and $\Delta I = N$, then $\Delta D = Z$
- Rule 8: if $\Delta V = P$ and $\Delta I = Z$, then $\Delta D = P$
- Rule 9: if $\Delta V = P$ and $\Delta I = P$, then $\Delta D = P$

The defuzzification is used to convert fuzzy variables or linguistic variables to real variables. Due to the fact that the change in duty cycle acts as the fuzzy controller output, the real value of the change in duty cycle can be calculated as (4). The proper duty cycle is then introduced to the power switch, resulting in the desired constant output voltage of the high step-up single-switch boost converter under different operating conditions. Without an accurate mathematical model of the converter the good performance can achieve. It depends on the good experience on converter behavior in various situations.

$$\Delta D = \frac{\sum_{N=1}^n y_n \mu_n}{\sum_{N=1}^n \mu_n} \quad (4)$$

where ΔD is the change of duty cycle
 y_n is output from each rule
 μ_n is membership value of each output

V. SIMULATION RESULTS

In order to verify the effectiveness of the control strategies based on PI controller and fuzzy controller for the high step-up single-switch boost converter, the simulation results need to be taken into consideration under different operating conditions. The simulations are implemented by MATLAB SIMULINK package. Three different situations are set up for performance comparison of PI controller and fuzzy controller.

Case 1: The reference voltage changes. The load resistance R is 500Ω . The low input voltage about $23.125V$ generated by the PV array is supplied to the converter. The desired output voltages are varied among $200V$, $400V$ and $300V$. The simulation results present the output voltage and input current of the converter as shown in Figure 7. At the beginning, the reference voltage is defined as $200V$. It is seen that the output voltage from PI controller keeps constant at the desired level at the $t = 1.4s$ with no overshoot whereas the output voltage provided by fuzzy controller is steady at the time $t = 0.8s$ with small overshoot of 3.3% . After that at the time $t = 3s$, the reference voltage for the converter increases to $400V$. The output voltage remains constant at the required level at the time $t = 6.3s$ and $t = 3.2s$ for PI controller and fuzzy controller, respectively. At the time $t = 10s$ the referent voltage suddenly decreases to $300V$. It can be seen from the simulation results that both control strategies take the efforts to regulate the output voltage at the desired level. The output voltage of $300V$ is successfully controlled at the approximately time $t = 11.85s$ and $10.87s$ under the responsibility of the designed PI controller and fuzzy controller, respectively.

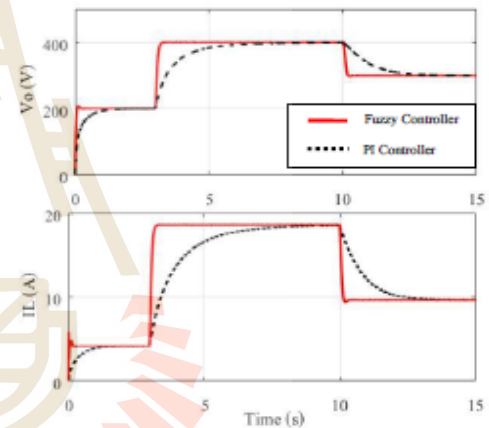


Figure 7. Simulated response for reference voltage variations

As can be seen the input current response shown in Figure 7, the different level of current flowing through the input inductor, depending on the desired reference output

voltage. During transient operation of the converter, the PI controller spends more time to reach the reference input current compared to fuzzy controller. In steady state the input currents associated with both PI controller and fuzzy controller are constant at 4A, 16A and 9.87A, operating under the referent output voltage of 200V, 400V and 300V, respectively. The obtained simulation results show that under the variation in referent output voltages the fuzzy controller provides much better performance than PI controller.

Case 2: The change in input voltage is taken into consideration. The desired reference voltage and the load resistance are constantly maintained at 400V and 500Ω, respectively. The simulation results obtained from the high step-up single-switch boost converter operates under the variation in the input voltage show in Figure 8. At the beginning, the input voltage (V_{in}) generated by PV array is initially set at 23.125V supplying the converter. The output voltage is controlled at the required level of 400V with no overshoot at the time $t = 3.15s$ and $t = 0.09s$ by using PI controller and fuzzy controller, respectively. The inductor current associated with both control strategies keeps constant at 18A in steady state. After that at the time $t = 5s$, the input voltage suddenly increased to 43.125V. Both control strategies take the actions to maintain the output converter voltage at the reference level of 400V. By employing PI controller the output voltage remains constant at the desired level at the time $t = 7.08s$ with overshoot approximately 20% under transient operation. By using fuzzy controller the output voltage is controlled at the time $t = 5.4s$ with overshoot about 16%. The input current keeps constant at 9.5A in steady state by using both controllers. However, faster response can be obtained by fuzzy controller.

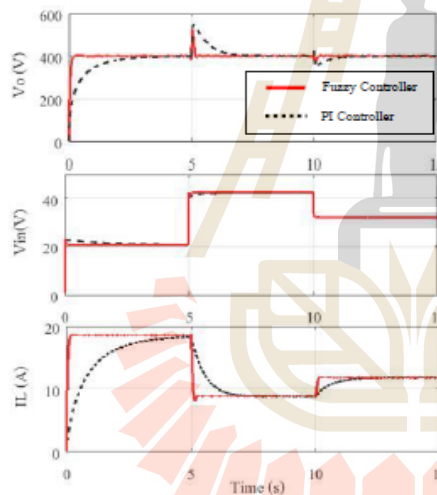


Figure 8. Simulated response for input voltage variations

At the time $t = 10s$ the sudden decrease occurs in the input voltage source. At this time, the input voltage is changed to 33.125V. As can be seen in Figure 8, the output voltage of 400V is controlled by PI controller at the time $t = 11.75s$ with overshoot of about 9.5% whereas the output voltage is controlled by Fuzzy controller at the time $t = 10.65s$ with overshoot of approximately 8%. The current flowing through the input inductor decreases to 12A in steady state. As can be seen the converter responses shown in Figure 8, fuzzy controller performs greater performance than the PI controller under the variation in the input voltage supplying the converter.

Case 3: The load resistance changes, resulting in different power required by the load. The desired reference output voltage and the input voltage source are 400V and 23.125V, respectively. In order to compare the performance of both control strategies the variation in the load resistance is taken into consideration during the operation of the high step-up single-switch boost converter. It is expected that the converter output voltage is constantly maintained at 400V under the change of load. Simulation results for this case show in Figure 9. As can be seen, when the load resistance changed, the converter operated under the difference output power, resulting in the variation in the input inductor current. At the beginning, the load resistance is initially set to 500Ω. The output voltage controlled by PI controller and fuzzy controller remains constant at the desired output voltage of 400V at the time $t = 3.02s$ and $t = 0.15s$, respectively, with no overshoot. The inductor current is smoothly controlled at 18A in steady state. It is seen that PI controller spends longer time to achieve the constant input current than fuzzy controller. After that at the time $t = 5s$, the load resistance is changed from 500Ω to 1000Ω. The PI controller and fuzzy controller can maintain the converter output voltage at the time $t = 6.6s$ with overshoot of 20% and at the time $t = 5.4s$ with overshoot of 16%, respectively.

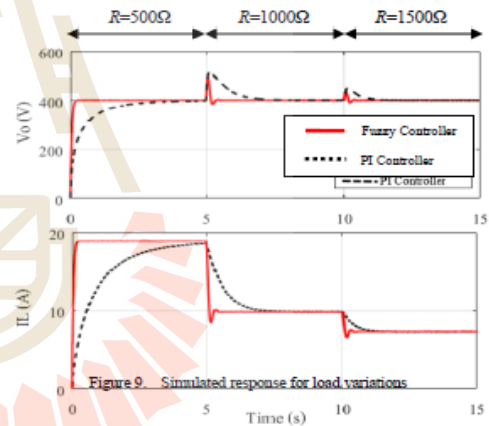


Figure 9. Simulated response for load variations



It is seen that the inductor current keeps constant at 10A in steady state. After that at the time $t = 10s$ the load resistance is suddenly increased to 1500Ω . As a result, the input current keeps decreasing and maintains at the constant level of 8A. By using fuzzy controller the converter output voltage can be controlled at 400V at the time $t = 10.5s$ while the PI controller can regulate the output voltage of the converter at the same level at the time $t = 11.5s$. As can be seen the simulated results shown in Figure 9, the better responses in both transient and steady states under the load variations can be achieved by using fuzzy controller compared to PI controller.

VI. CONCLUSION

In this paper the comparison performance of fuzzy controller and PI controller for the high step-up single-switch boost converter has been presented. The configuration of the considered high step-up boost converter is firstly described in the paper. The design of PI controller and fuzzy controller is explained in order to control the converter output voltage under different operating conditions. Simulation results show the performance comparison of both control strategies under the variations in referent output voltage, input voltage source and load resistance. It can be concluded that fuzzy controller provides much greater performance of converter response under both transient and steady states than PI controller for all the considered operating condition.

ACKNOWLEDGMENT

This research is fully supported by Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand.

REFERENCES

- [1] S. Khwan-on and A. Nakpin, "A novel high step-up dc-dc converter for photovoltaic applications," *Procedia Computer Science, Chiang Mai, Thailand*, vol.86, pp. 409-412, March 2016.
- [2] N. Molavi, E. Adib, and H. Farzanehfard, "Soft-switched non-isolated high step-up DC-DC converter with reduced voltage stress," *IET Power Electron*, vol. 9, no. 8, pp. 1711-1718, June 2016.
- [3] M. J. Yusoff, N. F. Nik Ismail, I. Musirin, N. Hashim and D. Johari, "Comparative study of fuzzy logic controller and proportional integral derivative controller on dc-dc buck converter," *The 4th International Power Engineering and Optimization Conference, Shah Alam, Malaysia*, pp. 143-148, June 2010.
- [4] L. Guo, J. Y. Hng, R. M. Nelms, "Evaluation of dsp-based pid and fuzzy controllers for dc-dc converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics Conference*, vol. 56, no.6, pp.2237- 2248, June 2009.
- [5] S. Khwan-on and K. Kongkajana, "The control of a multi-input boost converter for renewable energy system applications," *2017 International Electrical Engineering Congress (IEECON), Pattaya, Thailand*, pp.1-4, March 2017.
- [6] S. Khwan-on and N. Kunjittipong, "The fuzzy control for a high step-up single-switch boost converter," *The 41th Electrical Engineering Congress (IEECON), Ubon ratchathani, Thailand*, pp.133-136, Nov 2017.



ประวัติผู้เขียน

นางสาวณมน กุลจิตติพงษ์ เกิดเมื่อวันที่ 24 เมษายน พ.ศ.2538 ศึกษาในระดับชั้นประถมศึกษาจากโรงเรียนประถมสาธิตมหาวิทยาลัยมหาสารคาม ระดับชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนสารคามพิทยาคม และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา 2560 และได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในรายวิชาปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้ามูลฐาน (Fundamental of Electrical Engineering Laboratory) และปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า (Electrical Engineering Laboratory) ในระหว่างการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ผู้วิจัยมีความสนใจในงานด้านการพัฒนาวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังและพลังงานทดแทน ในระหว่างทำวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอผลงานทางวิชาการ แสดงในภาคผนวก จ.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี