

การพัฒนางจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
สำหรับระบบพลังงานทดแทน



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2561

**DEVELOPMENT OF HIGH STEP-UP MULTI-INPUT
BOOST CONVERTER FOR RENEWABLE
ENERGY SYSTEMS**



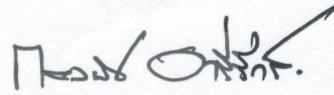
**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology**

Academic Year 2018

การพัฒนาวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
สำหรับระบบพลังงานทดแทน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักศึกษานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตาม
หลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

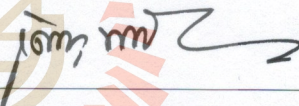
คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(รศ. ดร. กองพัน อารีรักษ์)
ประธานกรรมการ

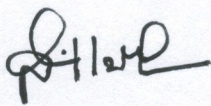


(ผศ. ดร. สุदारัตน์ ขวัญชอน)
กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(รศ. ดร. เดชา พวงดาวเรือง)
กรรมการ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(ศ. ดร. สันติ แม่นศิริ)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ร.อ. ดร. กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

เกื้อกูล กองกาญจนะ : การพัฒนาวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน (DEVELOPMENT OF HIGH STEP-UP MULTI-INPUT BOOST CONVERTER FOR RENEWABLE ENERGY SYSTEMS)
อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุภารัตน์ ขวัญอ่อน, 246 หน้า

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน โดยมีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้นสามารถทระดับแรงดันอินพุตที่ได้จากแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนซึ่งมีระดับแรงดันค่อนข้างต่ำประมาณ 20V ถึง 40V ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตสูงขึ้นถึง 400V โดยที่สวิทช์ของวงจรทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่สูงมากนัก แรงดันเอาต์พุตที่ได้สามารถนำไปจ่ายโหลดไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องการแรงดันสูง และโหลดไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ นอกจากนี้ยังวงจรที่พัฒนาขึ้นสามารถใช้กับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนแบบหลายแหล่งจ่าย เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าที่ส่งไปยังโหลดได้สูงขึ้น รวมทั้งเป็นการเพิ่มความน่าเชื่อถือให้กับระบบ เมื่อบางแหล่งจ่ายอินพุตหยุดทำงาน หรือมีความผิดปกติเกิดขึ้นในวงจร งานวิจัยนี้ได้อธิบายถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง และหลักการทงานของวงจร การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ที่ปรากฏอยู่ในวงจร เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสและการกระเพื่อมของแรงดัน การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการ ซึ่งประกอบด้วยลูปควบคุมแรงดันเอาต์พุตหนึ่งลูป และลูปควบคุมกระแสอินพุตหลายลูปตามจำนวนแหล่งจ่ายอินพุต โดยอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส เพื่อได้ค่ากระแสอ้างอิงที่เหมาะสมสำหรับลูปควบคุมกระแสแต่ละลูป ทำให้สามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าของแต่ละแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตได้อย่างเหมาะสม จากผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบวงจร แสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น มีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า และตัวควบคุมพีไอที่อาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการภายใต้เงื่อนไขทงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกันได้อย่างน่าพอใจ

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2561

ลายมือชื่อนักศึกษา

เกื้อกูล กองกาญจนะ

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา

สุภารัตน์ ขวัญอ่อน

KUAGOON KONGKANJANA : DEVELOPMENT OF HIGH STEP-UP
MULTI-INPUT BOOST CONVERTER FOR RENEWABLE ENERGY
SYSTEMS. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. SUDARAT KHWAN-ON,
Ph.D., 246 PP.

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

This thesis proposes a multi-input high step-up boost converter topology for renewable energy system. The proposed converter provides a high voltage conversion ratio, approximately 20 times, in order to boost up the low input voltage generated from renewable energy sources about 20V – 40V to the high output voltage level of 400V. The converter switches operate with no extremely high duty cycle. The output voltage can be supplied to the high voltage DC load and to the AC load using the inverter for DC to AC conversion. In addition, the proposed multi-input converter can employ with the multi-input sources in order to increase power to the load. The system reliability can be increased by using the proposed multi-input converter when some input sources stop operating or the faults occur in the converter. In this thesis, the configuration of the proposed converter and its principle of operation will be described. The converter parameters such as inductors and capacitors are designed to reduce the current and voltage ripples. The PI controller with one voltage control loop and multi current control loops, depending on the number of input sources, is also designed to regulate the output voltage at the desired constant levels. The current control is based on the current weighting technique in order to provide the proper reference current for each

current control loop. The power supplied from each input voltage source can be controlled appropriately. Simulation and experimental results show that the proposed high step-up multi-input boost converter can increase the voltage conversion ratio of 20. The PI controller based on the current weighting technique can satisfactorily regulate the output voltage at the desired constant levels under different operating conditions.



School of Electrical Engineering

Academic Year 2018

Student's Signature เกียรติ นามานันท์

Advisor's Signature สุวิมล วัฒนกุล

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัยจากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

อาจารย์ ดร.สุภารัตน์ ขวัญอ่อน อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำและแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัย 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

เกื้อกูล กองกาญจนะ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญรูป.....	ญ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	4
2 ปรัชญ่วรรณกรรม	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	6
2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต.....	13
2.4 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต.....	19
2.5 สรุป.....	22
3 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง	24
3.1 บทนำ.....	24

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2	โครงสร้างวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	24
3.3	การทำงานของวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุต ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	26
3.4	อัตราขยายแรงดันของวงจรถระดับแรงดัน.....	62
3.5	การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรถระดับแรงดัน แบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	68
3.5.1	การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ.....	68
3.5.2	การออกแบบค่าตัวเก็บประจุ.....	69
3.6	ผลการจำลองสถานการณ์.....	75
3.7	สรุป.....	88
4	การควบคุมวงจรถระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	89
4.1	บทนำ.....	89
4.2	ตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรถระดับแรงดัน แบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	89
4.3	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรถระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น.....	92
4.3.1	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปแรงดัน (Voltage Controller Loop).....	93
4.3.2	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปกระแส (Current Controller Loop).....	95
4.4	เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส.....	99
4.5	ผลการจำลองสถานการณ์วงจรถระดับแรงดัน แบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น.....	101
4.6	สรุป.....	135
5	การสร้างชุดทดสอบ.....	136
5.1	บทนำ.....	136

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2	ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	136
5.3	แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง.....	138
5.4	วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	139
5.5	วงจรตรวจจับสัญญาณ.....	143
5.5.1	วงจรตรวจจับกระแส.....	143
5.5.2	วงจรตรวจจับแรงดัน.....	148
5.6	วงจขยายแรงดันแบบแยกโคคสัญญาณ.....	152
5.7	การควบคุมแรงดันเอาต์พุต.....	154
5.7.1	การโปรแกรมด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335.....	154
5.8	ผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้น แบบฮาร์ดแวร์ในลูบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอ.....	158
5.9	สรุป.....	160
6	ผลการทดสอบ.....	161
6.1	บทนำ.....	161
6.2	ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง.....	162
6.3	ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1}	164
6.4	ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}	167
6.5	ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต.....	170
6.6	สรุป.....	173
7	สรุปและข้อเสนอแนะ.....	175
7.1	สรุป.....	175
7.2	ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต.....	177
	รายการอ้างอิง.....	178
	ภาคผนวก ก. วงจรทระดับแรงดันสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	182

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก ค.	โปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานชุดทดสอบ.....	196
ภาคผนวก ง.	การจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุต ด้วยวิธีฮาร์ดแวร์ในรูป.....	206
ภาคผนวก จ.	บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา.....	221
ประวัติผู้เขียน.....		246



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง	7
2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต	14
2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต	19
3.1 ตารางความสัมพันธ์การกระเพื่อมของกระแส และแรงดัน ภายในวงจร	58
3.2 สมการการออกแบบค่าพารามิเตอร์	71
3.3 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการออกแบบ	73
3.4 ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจร	75
4.1 สมการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ	97
4.2 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ	99
4.3 ตารางสรุปผลการจำลองสถานการณ์	131
5.1 อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับสร้างชุดทดสอบ	143
5.2 ผลการทดสอบเปรียบเทียบการวัดตัวตรวจจับกระแสตัวที่หนึ่ง	145
5.3 ผลการทดสอบเปรียบเทียบการวัดตัวตรวจจับกระแสตัวที่สอง	147
5.4 ผลการทดสอบเปรียบเทียบการวัดตัวตรวจจับแรงดัน	151
ก.1 ค่าความเครียดแรงดัน และการประมาณค่าพิกัดกระแส	187
ก.2 อัตราขยายแรงดัน และความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์กำลังต่าง ๆ	188
ก.3 ผลการเปรียบเทียบของวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ	191

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	โครงสร้างระบบแรงดันอินพุตต่ำแรงดันเอาต์พุตสูง..... 2
2.1	วงจรทบทแรงดันแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตช์..... 10
2.2	วงจรทบทแรงดันแบบตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุ..... 10
2.3	วงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน..... 11
2.4	วงจรทบทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟสองเฟส..... 11
2.5	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเซบิก..... 12
2.6	วงจรทบทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูงแบบ Z-source..... 12
2.7	วงจรทบทระดับแรงดันสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ..... 13
2.8	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่เรียงต่อกัน..... 17
2.9	โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตขนานกัน..... 18
2.10	แบบจำลองวงจรแปลงผันหลายอินพุตโดยให้หม้อแปลง..... 18
2.11	แผนภาพบล็อกตัวควบคุมพีไอ..... 21
2.12	การควบคุมแบบโดยตรงของตัวควบคุมพีซี..... 22
3.1	วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง..... 25
3.2	วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง..... 26
3.3	วงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส..... 28
3.4	รูปแรงดันของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส..... 28
3.5	ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_1 29
3.6	ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_2 30
3.7	โนดกระแสของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส..... 31
3.8	วงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส..... 35
3.9	รูปแรงดันของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส..... 36
3.10	ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_1 37

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_2	38
3.12 โนดกระแสของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส.....	39
3.13 วงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส.....	43
3.14 รูปแรงดันของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส.....	43
3.15 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_1	44
3.16 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_2	45
3.17 โนดกระแสของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส.....	47
3.18 วงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแสและ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส.....	50
3.19 รูปแรงดันของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส.....	51
3.20 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_1	52
3.21 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_2	53
3.22 โนดกระแสของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส.....	54
3.23 กระแส และแรงดันของวงจรร้อยที่ 1 และ 2 เมื่อ $D_1 = D_2$	59
3.24 กระแสและแรงดันของวงจรร้อยที่ 1 และ 2 เมื่อ $D_1 > D_2$	60
3.25 กระแส และแรงดันของวงจรร้อยที่ 1 และ 2 เมื่อ $D_1 < D_2$	61
3.26 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้น.....	62
3.27 วงจรที่ประกอบด้วยรูปแรงดัน ขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส.....	62
3.28 วงจรที่ประกอบด้วยรูปแรงดัน ขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส.....	63
3.29 แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12}	64
3.30 วงจรที่พัฒนาขึ้น กรณีแรงดันเอาต์พุตวงจรร้อยไม่เท่ากัน.....	67
3.31 วงจรร้อยที่ 1.....	68
3.32 วงจรทร้อยที่ 1 ขณะสวิตช์ S_1 นำกระแส.....	70
3.33 อุปกรณ์ภายในวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	75
3.34 แรงดันเอาต์พุตตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o	77

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.35 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21}	77
3.36 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22}	78
3.37 แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{21} และ C_{22}	79
3.38 แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23}	80
3.39 ระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}	81
3.40 แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อย v_{o1} และ v_{o2} ที่ตกคร่อมสวิตช์ S_1 และ S_2	81
3.41 กระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_{o1} และ D_{o2}	82
3.42 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21}	83
3.43 แรงดันเอาต์พุต V_o	83
3.44 วงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง.....	85
3.45 วงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อใช้แหล่งจ่ายแรงดันเซลล์แสงอาทิตย์.....	85
3.46 แหล่งจ่ายแรงดันเซลล์แสงอาทิตย์สำหรับการจำลองสถานการณ์.....	86
3.47 แรงดันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{inDC} และ V_{inPV}	86
3.48 กระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11}	87
3.49 แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o	88
4.1 การควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	88
4.2 โครงสร้างการควบคุมพีไอที่พัฒนาขึ้น.....	92
4.3 วงจรสำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม.....	93
4.4 วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมขณะสวิตช์หยุดนำกระแส.....	93
4.5 แผนภาพการควบคุมรูปแรงดันด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	94
4.6 วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมขณะสวิตช์นำกระแส.....	95
4.7 แผนภาพการควบคุมรูปกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ.....	96
4.8 วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	98
4.9 ตัวควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	99
4.10 เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส.....	100
4.11 โครงสร้างตัวควบคุมพีไอร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส.....	101

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.12	102
4.13	103
4.14	105
4.15	106
4.16	108
4.17	109
4.18	110
4.19	112
4.20	113
4.21	115
4.22	116
4.23	118
4.24	119
4.25	120
4.26	121
4.27	122
4.28	124
4.29	125
4.30	127
4.31	128
4.32	130
5.1	137
5.2	137
5.3	138
5.4	138
5.5	139

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
5.6	ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	139
5.7	วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น.....	140
5.8	มอสเฟตกำลังสำหรับชุดทดสอบ.....	140
5.9	ตัวเหนี่ยวนำสำหรับชุดทดสอบ.....	141
5.10	ตัวเก็บประจุสำหรับชุดทดสอบ.....	141
5.11	ไดโอดกำลังสำหรับชุดทดสอบ.....	142
5.12	โหลดตัวต้านทานสำหรับชุดทดสอบ.....	142
5.13	วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส.....	144
5.14	การเปรียบเทียบค่าการวัดกระแสอินพุต.....	145
5.15	กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L11} และ i_{digi1} ของตัวตรวจจับกระแสตัวที่หนึ่ง.....	146
5.16	กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L21} และ i_{digi2} ของตัวตรวจจับกระแสตัวที่หนึ่ง.....	148
5.17	วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดัน.....	149
5.18	การเปรียบเทียบค่าการวัดแรงดันเอาต์พุต.....	150
5.19	กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{digi} ของตัวตรวจจับแรงดัน.....	152
5.20	ไอซีออปโตเบอร์ PC923L.....	153
5.21	วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคสัญญาณ.....	153
5.22	บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335.....	154
5.23	ไดอะแกรมการทำงานของโปรแกรมควบคุม.....	155
5.24	แผนภาพการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP.....	158
5.25	โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป.....	159
5.26	ผลการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองสถานการณ์และการทำแบบฮาร์ดแวร์ในลูป.....	160
6.1	ชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}	162
6.2	ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}	163
6.3	ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}	164
6.4	ชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยน V_{in1}	165
6.5	ผลการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1}	166

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.6 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1}	167
6.7 ชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}	168
6.8 ผลการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}	169
6.9 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}	170
6.10 ชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o	171
6.11 ผลการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต.....	172
6.12 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต.....	173
ก.1 โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	183
ก.2 การทำงานของวงจรช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส.....	184
ก.3 การทำงานของวงจรช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส.....	185
ก.4 รูปคลื่นสัญญาณกระแส และแรงดันของอุปกรณ์ภายในวงจร.....	186
ก.5 อัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	189
ก.6 ประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง.....	189
ก.7 ประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตต่าง ๆ.....	190
ข.1 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335.....	193
ง.1 แผนการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™ F28335.....	207
ง.2 ไอคอนซอฟต์แวร์โปรแกรมสำหรับการแบบฮาร์ดแวร์ในลูป.....	208
ง.3 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp™ F28335.....	208
ง.4 หน้าต่างโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3.....	209
ง.5 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Write.....	210
ง.6 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Read.....	210
ง.7 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป.....	212
ง.8 แผนภาพระบบ RTDX การรับส่งข้อมูลบนโปรแกรม Simulink.....	213
ง.9 หน้าต่างโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3.....	214
ง.10 การเชื่อมต่อฮาร์ดแวร์ระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335.....	214

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

ง.11	แผนภาพของตัวควบคุมชนิดพีไอในการเขียนโค้ดโปรแกรมภาษาซี.....	215
------	--	-----



บทที่ 1

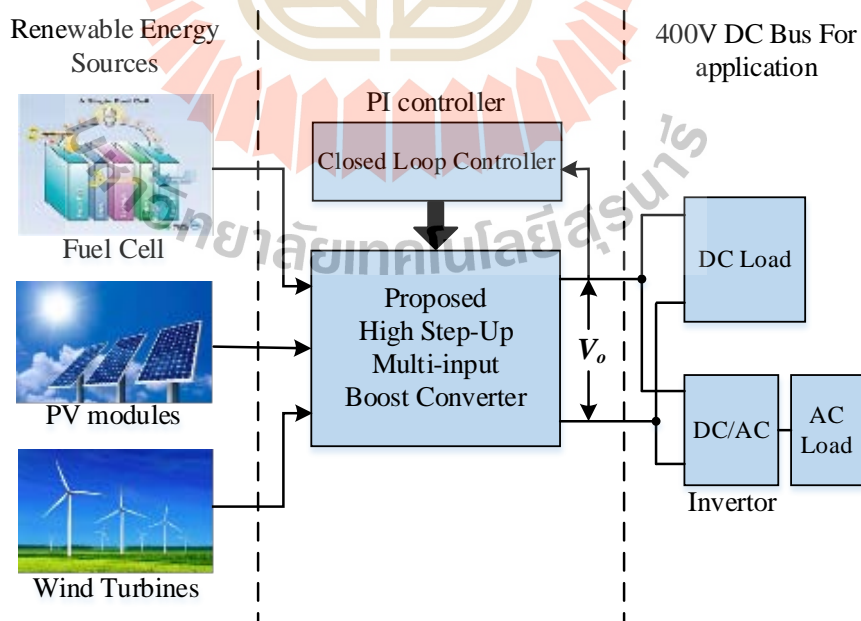
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการใช้พลังงานจาก น้ำมัน ถ่านหิน และก๊าซธรรมชาติ ก่อให้เกิดมลพิษต่อสภาพแวดล้อม พลังงานทดแทนจึงมีบทบาทสำคัญในการผลิตพลังงานไฟฟ้าให้เพียงพอต่อความต้องการใช้ไฟฟ้าที่เพิ่มสูงขึ้น โดยไม่ก่อให้เกิดปัญหามลพิษต่อสภาพแวดล้อม เช่น พลังงานน้ำ (Water energy) พลังงานลม (Wind energy) พลังงานชีวมวล (Biomass) และพลังงานแสงอาทิตย์ (Solar energy) เป็นต้น ประเทศไทยเป็นประเทศที่มีแสงแดดส่องสว่างเกือบตลอดปี ดังนั้นพลังงานแสงอาทิตย์จึงเหมาะสำหรับนำมาใช้ผลิตพลังงานไฟฟ้า อย่างไรก็ตามเซลล์แสงอาทิตย์มีระดับแรงดันที่ค่อนข้างต่ำประมาณ 20V ถึง 45V และจ่ายกระแสไฟฟ้าได้อย่างจำกัด ขึ้นอยู่กับกำลังไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ รวมทั้งยังมีความไม่แน่นอนในการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ เนื่องจากผลกระทบจากสภาพแวดล้อม จึงนำไปสู่การวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีด้านวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังต่าง ๆ เพื่อช่วยให้สามารถนำพลังงานจากแหล่งจ่ายเซลล์อาทิตย์มาใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยในอดีตมีงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวนที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า สำหรับทระดับแรงดันอินพุตจากแหล่งจ่ายแรงดันต่ำประมาณ 20V ให้มีแรงดันเอาต์พุตสูงถึงประมาณ 400V เนื่องจากวงจรถักตัวมีระดับแรงดันอินพุตต่ำ จึงจำเป็นต้องใช้กระแสอินพุตค่อนข้างสูง ส่งผลให้ต้องใช้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตที่มีกำลังไฟฟ้าสูง หากนำไปจ่ายโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง เพื่อให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้อย่างเพียงพอ ดังนั้นการใช้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเดียวอาจไม่เพียงพอสำหรับจ่ายโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ด้วยเหตุนี้ วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต สามารถช่วยเพิ่มกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดได้ แต่อย่างไรก็ตามวงจรถักตัวมีอัตราขยายแรงดันต่ำ จึงไม่สามารถนำไปใช้งานกับโหลดที่ต้องการแรงดันสูงได้

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอโครงสร้างวงจรถดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน และเทคนิคการควบคุมการทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น โดยวงจรถักตัวพัฒนาขึ้นเพื่อทระดับแรงดันอินพุตจากแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนที่มีระดับแรงดันค่อนข้างต่ำประมาณ 20V ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตสูงถึงประมาณ 400V ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า โดยอาศัยการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบหลายอินพุต เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าที่ส่งไป

ยังโหดให้สูงขึ้น และยังเป็นกรเพิ่มควมนำเชื่อถือให้กับวงจรที่พัฒนาขึ้น หากมีแหล่งจ่ายอินพุตใดอินพุตหนึ่งหยุดจ่ายกำลังไฟฟ้า แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตที่เหลือยังคงจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหนดได้ต่อไป แรงดันเอาต์พุตที่ได้สามารถนำไปใช้กับโหนดไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องการแรงดันสูง หรืออาจนำไปใช้กับโหนดไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส โดยอาศัยวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ปรากฏในโครงสร้างวงจรที่พัฒนาขึ้น เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสอินพุต และการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต รวมทั้งได้กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมพีไอ ที่มีรูปควบคุมแรงดันเอาต์พุตหนึ่งรูป และรูปควบคุมกระแสอินพุตหลายรูปตามจำนวนอินพุตที่เชื่อมต่อเข้ากับวงจร โดยจะทำงานร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สำหรับใช้ปรับค่ากระแสอ้างอิงให้เหมาะสำหรับรูปกระแสแต่ละรูป เพื่อควบคุมให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตแต่ละแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าได้อย่างเหมาะสมตามพิกัดกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่าย รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างระบบแรงดันอินพุตต่ำแรงดันเอาต์พุตสูง ซึ่งมีพลังงานทดแทนหลายแหล่งจ่ายโดยอาศัยวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ทั้งนี้จะอาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB เข้าช่วยในการแสดงประสิทธิผลของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ร่วมกับเทคนิคการควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าว จากนั้นจะดำเนินการสร้างชุดทดสอบเพื่อยืนยันประสิทธิผลของวงจรที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 1.1 โครงสร้างระบบแรงดันอินพุตต่ำแรงดันเอาต์พุตสูง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาเกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตสำหรับระบบพลังงานทดแทน
- 1.2.2 เพื่อศึกษาเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
- 1.2.3 เพื่อพัฒนาโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
- 1.2.4 เพื่อหากลยุทธ์สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.3.1 ในการสร้างชุดทดสอบสำหรับวงจรที่พัฒนาขึ้น จะใช้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตกระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟส
- 1.3.2 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง พิจารณากรณีสองแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตโดยที่ค่าพารามิเตอร์ทางอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละอินพุตมีค่าเท่ากัน
- 1.3.3 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น มีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า
- 1.3.4 การจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์อาศัยโปรแกรม MATLAB Simulink
- 1.3.5 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันหลายอินพุตอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น อาศัยตัวควบคุมพีไอ
- 1.3.6 ในการทดสอบการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น จะอาศัยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่สร้างขึ้นจากวงจรเรียงกระแสเสมือนเป็นแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น พิจารณาเฉพาะโหมดการทำงานต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode : CCM) เท่านั้น
- 1.4.2 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น มุ่งเน้นการพัฒนาโครงสร้างสำหรับแหล่งจ่ายอินพุตหลายแหล่งจ่าย รวมทั้งวิธีการควบคุมการทำงานของวงจร ภายใต้สถานการณ์การทำงานต่าง ๆ

1.4.3 การประเมินประสิทธิผลวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น อาศัยการจำลองสถานการณ์และการทดสอบชุดทดสอบ ภายใต้สถานการณ์การทำงานต่าง ๆ ของวงจร

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้รับองค์ความรู้เกี่ยวกับการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าหลายอินพุต

1.5.2 ได้รับองค์ความรู้เกี่ยวกับการทำงานของวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.5.3 ได้รับองค์ความรู้เกี่ยวกับการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.5.4 ได้รับองค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.5.5 ได้รับองค์ความรู้ในการสร้างชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

1.5.6 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และ/หรือ นานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย 7 บท ซึ่งในแต่ละบทได้มีการนำเสนอเนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของการทำวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของงานวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย รวมถึงการแนะนำเนื้อหาเบื้องต้นของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 2 ปรัชญาบรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ในบทนี้กล่าวถึงงานวิจัยที่มีในอดีตประกอบด้วย ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในโครงสร้างรูปแบบต่าง ๆ จากนั้นได้ศึกษาผลงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต ชนิดต่าง ๆ ที่ปรากฏในงานวิจัยในอดีต และสุดท้ายเป็นผลงานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต ซึ่งกล่าวถึงการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตด้วยวิธีการต่าง ๆ

บทที่ 3 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในบทนี้กล่าวถึงโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น โดยอธิบายโครงสร้างของวงจรดังกล่าว รวมถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น และยังสามารถ

ออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ปรากฏในวงจร เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสและการกระเพื่อมของแรงดัน

บทที่ 4 การควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง บทนี้กล่าวถึงการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ด้วยตัวควบคุมพีไอ โดยอธิบายการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม โครงสร้างการควบคุมสำหรับวงจรที่พัฒนาขึ้น ร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส จากนั้นดำเนินการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น เพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของตัวควบคุมในการควบคุมการทำงานของวงจรภายใต้สภาวะการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ

บทที่ 5 การสร้างชุดทดสอบ บทนี้กล่าวถึงการสร้างชุดทดสอบสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น โดยแบ่งออกเป็น 4 ส่วนสำคัญได้แก่ ส่วนของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตกระแสตรง ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายของวงจร ต่อมาคือวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น จากนั้นเป็นวงจรตรวจจับสัญญาณ ซึ่งใช้ในการตรวจจับกระแสอินพุตและตรวจจับแรงดันเอาต์พุต เพื่อใช้ในกระบวนการควบคุมการทำงานของวงจร สุดท้ายเป็นการควบคุมการทำงานของวงจร โดยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335

บทที่ 6 ผลการทดสอบ บทนี้นำเสนอผลการทดสอบชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่สร้างขึ้น ขณะไม่มีตัวควบคุมและมีตัวควบคุม โดยวิเคราะห์เปรียบเทียบผลการทดสอบวงจรกับผลการจำลองสถานการณ์ภายใต้สถานการณ์การทำงานเดียวกันในกรณีต่าง ๆ

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ประกอบด้วย 5 ส่วน ได้แก่ภาคผนวก ก. วงจรทระดับแรงดันสวิตซ์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ภาคผนวก ข. ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 ภาคผนวก ค. โปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานชุดทดสอบ ภาคผนวก ง. การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตด้วยวิธีฮาร์ดแวร์ในลูป ภาคผนวก จ. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับการพัฒนาโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงรวมถึงการควบคุมการทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น โดยเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการสำรวจค้นคว้างานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยจะมุ่งเน้นศึกษาโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง รวมทั้งโครงสร้างวงจรที่สามารถเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบหลายอินพุตได้ โดยจากการศึกษาค้นคว้าสามารถแบ่งงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องได้ 3 ลักษณะคือ ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ผลงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต และผลงานวิจัยเกี่ยวกับการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต ซึ่งมีรายละเอียดการศึกษาค้นคว้าแสดงดังต่อไปนี้

2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

จากการค้นคว้างานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง มีรายละเอียดแสดงดังตารางที่ 2.1 โดยมีสาระสำคัญกล่าวถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันรูปแบบต่าง ๆ ที่ถูกพัฒนาขึ้นในอดีตซึ่งมีอัตราขยายแรงดันสูง โดยจากการศึกษางานวิจัยในหัวข้อดังกล่าวนี้ ทำให้ทราบถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงรูปแบบต่าง ๆ เพื่อนำมาศึกษาและพัฒนาโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแบบหลายอินพุตซึ่งเป็นจุดมุ่งหมายของงานวิจัยนี้

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2005	M.Prudente, L.L.Pfitscher and R.Gules	บทความนี้แนะนำเสนอวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (voltage multiplier cell) ที่นำมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบดั้งเดิม เพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้โดยที่มีอัตราขยายที่สูงขึ้น	ทราบถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแบบเซลล์คูณแรงดัน และรูปแบบการนำมาใช้งาน
2008	Y.Berkovich, B.Axelrod and A.Shenkman	บทความนี้แนะนำเสนอโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุ (diode-capacitor multiplier) เพื่อใช้ในการทระดับแรงดันจากเซลล์แสงอาทิตย์ให้มีค่าคงที่ และลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตเมื่อแหล่งจ่ายมีแรงดันต่ำ	ทราบถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุ และแนวทางการใช้งานกับแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์
2008	M.Prudente, L.L.Pfitscher, G.Emmendoerfer, E.F.Romaneli and R.Gules	บทความนี้แนะนำเสนอการนำวงจรเซลล์คูณแรงดันมาใช้งานกับวงจรทระดับแรงดันดั้งเดิมแบบไม่แยกกราวด์ เพื่อเพิ่มอัตราขยายแรงดัน และลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุด โดยมีการออกแบบวงจรให้ง่ายต่อการนำไปใช้งาน เพื่อนำไปทดสอบกับชุดทดสอบแบบเฟสเดียว และแบบหลายเฟส	ทราบถึงโครงสร้างวงจรเซลล์คูณแรงดัน การนำวงจรเซลล์คูณแรงดันมาช่วยลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์
2010	J.Caro, J.Maldonado, R.Cabrera, A.Rodriguez, E.Cabrera and R.Ibarra	บทความนี้ได้รวบรวมโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันและวิธีการเพิ่มอัตราขยายแรงดันในรูปแบบต่างๆ	ทราบถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบต่างๆ ที่มีอัตราขยายสูง

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง (ต่อ)

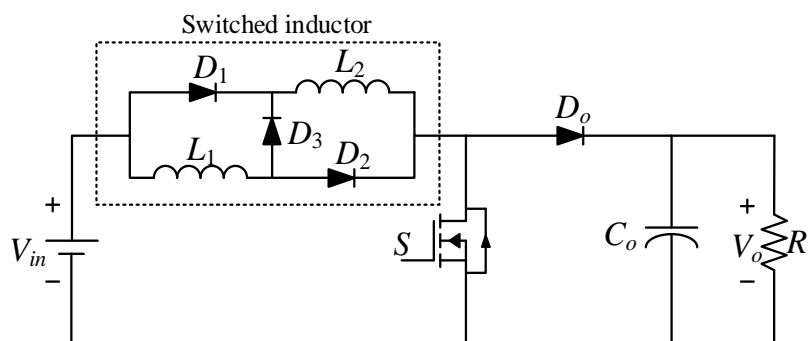
ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2011	W.Li and X.He	บทความนี้รวบรวมโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบไม่แยกกราวด์ที่ใช้ในการเชื่อมต่อกับเซลล์แสงอาทิตย์	ทราบถึงโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันแบบต่างๆ ที่ใช้เชื่อมต่อกับเซลล์แสงอาทิตย์
2012	J.S.Anu Rahavi, T.Kanagapriya and R.Seyezhai	บทความนี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์ห้วงวงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟที่มีการกระเพื่อมของกระแสอินพุตต่ำและมีประสิทธิภาพสูงสำหรับใช้กับระบบพลังงานทดแทน	ทราบถึงการออกแบบวงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟที่ใช้กับระบบพลังงานทดแทน
2012	A.Ghasemi, S.Fazlollohzadeh eilaghi and E.Adib	บทความนี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์ห้วงวงจรทระดับแรงดันแบบเซปิคสำหรับระบบเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีอัตราขยายสูงและมีความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมสวิตซ์ต่ำเมื่อเทียบกับวงจรแบบดั้งเดิม	ทราบถึงการออกแบบโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบเซปิคและเทคนิคการเพิ่มอัตราขยายแรงดัน
2013	Kuo-Ching Tseng, Chi-Chih Huang and Wei-Yuan Shih	บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟที่มีอัตราขยายแรงดันสูงโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ โดยจะทำงานในวัฏจักรหน้าที่ที่ไม่สูงมาก สำหรับระบบเซลล์แสงอาทิตย์	ทราบถึงโครงสร้างและการออกแบบวงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลิฟที่มีอัตราขยายสูงสำหรับระบบเซลล์แสงอาทิตย์
2013	Kuo-Ching Tseng and Jian-Ting Lin	บทความนี้เสนอวงจรทระดับแรงดันแบบแยกกราวด์สำหรับงานประยุกต์เซลล์เชื้อเพลิง โดยหม้อแปลงที่ใช้จะช่วยเพิ่มอัตราขยายแรงดัน	ทราบถึงการใช้หม้อแปลงเพื่อเพิ่มระดับแรงดัน และการใช้งานเซลล์เชื้อเพลิง

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2015	Annop Nakpin and Sudarat Khwan-on	บทความนี้นำเสนอโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาจากการนำเอาวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่มารวมกับวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ทำให้วงจรสามารถมีอัตราขยายได้สูงประมาณ 20 เท่า	ทราบถึงโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายสูง ที่ถูกควบคุมโดยสวิตช์เดียว และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรดังกล่าว

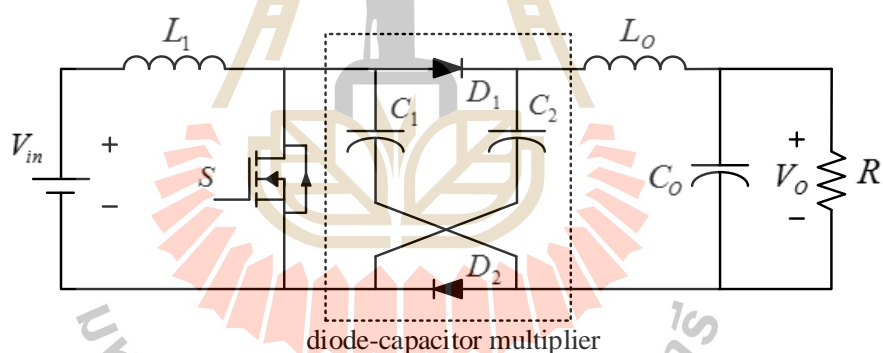
จากการปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับ โครงสร้างของวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันที่สูง ดังตารางที่ 2.1 สามารถจำแนกโครงสร้างวงจรวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้เป็นสองประเภท คือ แบบแยกกราวด์ (isolated type) และแบบไม่แยกกราวด์ (nonisolated type) โดยแบบแยกกราวด์จะอาศัยหม้อแปลงกัลป์วานิก (galvanic transformer) ทำหน้าที่ในการแยกกราวด์และทระดับแรงดันในระดับหนึ่ง ซึ่งหม้อแปลงดังกล่าวจะมีอัตราการผันขดลวดสูง (large turn ratio) เพื่อให้ได้อัตราขยายแรงดันสูง จึงส่งผลให้เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในขดลวดของหม้อแปลง และเกิดการพุ่งเกิน (spike) ของกระแสและแรงดัน ซึ่งอาจทำให้เกิดอันตรายต่ออุปกรณ์ภายในวงจร และทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ในขณะที่วงจรวงจรทระดับแรงดันแบบไม่แยกกราวด์จะอาศัยการทำงานของสวิตช์กำลังในการทระดับแรงดัน โดยสวิตช์กำลังจะทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) สูงกว่าแบบแยกกราวด์ จึงไม่มีความจำเป็นต้องใช้หม้อแปลง ส่งผลให้ไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดหม้อแปลง วงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแบบไม่แยกกราวด์จึงมีสมรรถนะสูงกว่าแบบแยกกราวด์ (J-P. Lee, B-D. Min, D-W. Yoo, T-J. Kim, and J-Y. Yoo., 2007) ดังนั้นในการปริทัศน์วรรณกรรมเกี่ยวกับ โครงสร้างวงจรวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จะมุ่งเน้นเพียงวงจรวงจรทระดับแรงดันแบบไม่แยกกราวด์ (non-isolated boost converter) ซึ่งมีรายละเอียดโครงสร้างวงจรแสดงดังต่อไปนี้

1. วงจรทระดับแรงดันแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ (*switched inductor*) [Boris Axelrod, Yefim Berkovich and Adrian Ioinovici, 2008] เป็นวงจรที่มีการนำชุดตัวเหนี่ยวนำสองตัวมาวางแทนที่ตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุต เพื่อให้สามารถสะสมพลังงานจากแหล่งจ่ายได้เพิ่มมากขึ้น ส่งผลให้เพิ่มอัตราขยายของแรงดันของวงจรและช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุต ซึ่งมีโครงสร้างวงจรวงจรดังรูปที่ 2.1



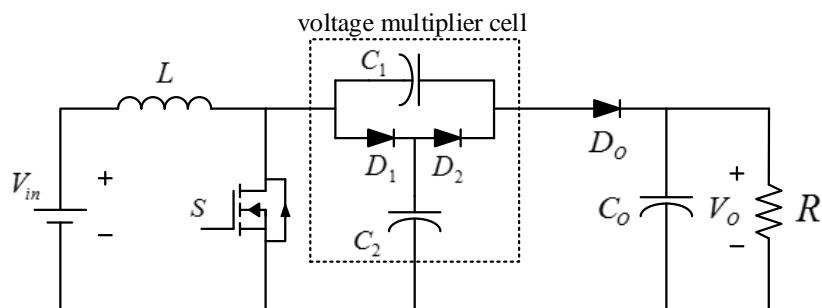
รูปที่ 2.1 วงจรทบทแรงดันแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตช์

2. วงจรทบทระดับแรงดันแบบตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุ (*diode-capacitor multiplier*) [Y. Berkovich, B. Axelrod and A. Shenkman, 2008] เป็นการเพิ่มชุดตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุเข้าไปเชื่อมต่อแบบขนานกับสวิตช์กำลังภายในวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม เพื่อเพิ่มอัตราขยายแรงดันของวงจร และยังมีเพิ่มตัวเหนี่ยวนำ L_o เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุต ซึ่งมีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรทบทแรงดันแบบตัวคูณไดโอดและตัวเก็บประจุ

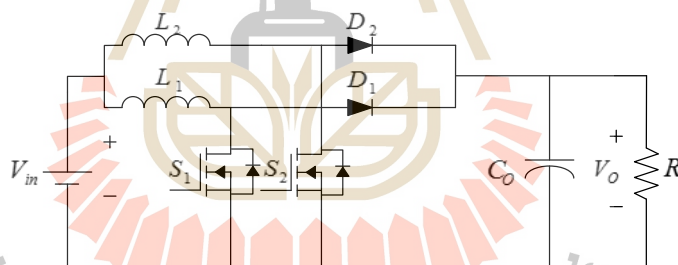
3. วงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (*voltage multiplier cell*) [Marcos Prudente, Luciano L. Pfischer, Gustavo Emmendoerfer, Eduardo F. Romaneli, and Roger Gules, 2008] เป็นการเพิ่มชุดเซลล์คูณแรงดันเข้ามาเชื่อมต่อแบบขนานกับสวิตช์กำลังภายในวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ซึ่งทำให้มีอัตราขยายแรงดันมากกว่าวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมถึงประมาณสองเท่า อีกทั้งยังช่วยลดกระแสพื้นตัวย้อนกลับของไดโอด โดยมีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน

4. วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลีฟสองเฟส (two-phase interleaved boost converter)

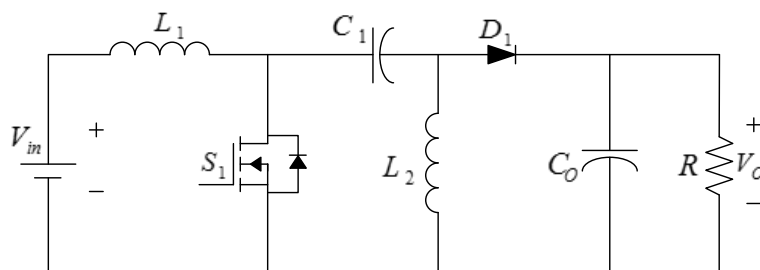
[J.S.Anu Rahavi, T.Kanagapriya, and R.Seyezhai, 2012] เป็นการนำวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมสองวงจรมารวมกัน โดยจะใช้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต ตัวเก็บประจุเอาต์พุต และโหลดตัวต้านทานร่วมกัน ซึ่งทำงานของสวิตช์ S_1 และ S_2 จะมีการเฟสกันแตกต่างกัน 180 องศา เพื่อให้เกิดการหักล้างกันของการกระแสกระเพื่อมและแรงดันกระเพื่อม เพื่อช่วยลดค่าการกระเพื่อมของกระแสอินพุต และการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าน้อยลง ซึ่งมีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรทระดับแรงดันแบบอินเทอร์ลีฟสองเฟส

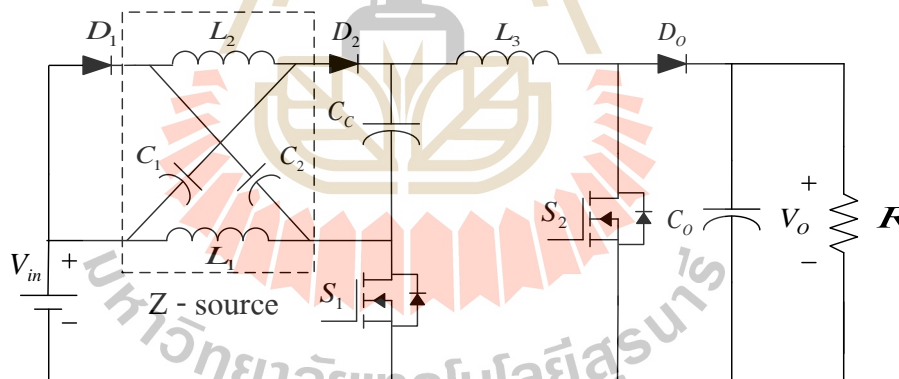
5. วงจรทระดับแรงดันแบบเซปิก (sepic converter) [A.Ghasemi, S. Fazlollahzadeh eilaghi and E.Adib, 2012]

เป็นการนำตัวเก็บประจุ C_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_2 มาเชื่อมต่อเพิ่มภายในวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรสูงขึ้น และลดความเครียดแรงดันไฟฟ้า (voltage stress) ที่ตกคร่อมสวิตช์กำลัง ซึ่งมีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.5



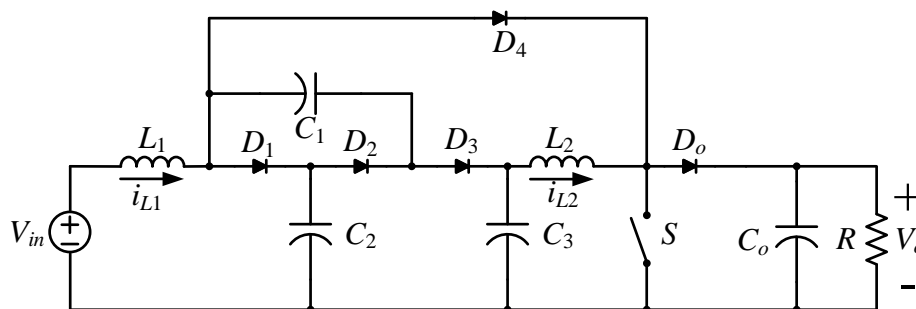
รูปที่ 2.5 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเซบิก

6. วงจรทบทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูงแบบ Z-source (*Z-source High Step-up Boost Converter*) [Xiaoxia Liang, Jinbin Zhao, Keqing Qu, and Jianfeng Dai., 2014] เป็นการนำชุดวงจร Z-source มาเชื่อมต่อเพิ่มเข้ากับแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต ก่อนนำไปเชื่อมต่อกับวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม โดยจะใช้ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ในชุดวงจร Z-source ในการเพิ่มระดับแรงดันด้านอินพุตและกระแสอินพุตให้สูงขึ้น โดยวิธีดังกล่าวให้อัตราขยายแรงดันที่สูงง่ายต่อการควบคุม ช่วยลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลัง และลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต มีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรทบทระดับแรงดันอัตราขยายแรงดันสูงแบบ Z-source

7. วงจรทบทระดับแรงดันสวิตช์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ (*A High Step-Up Single-Switch Boost Converter for Low-Voltage Source Systems*) [Annop Nakpin, Sudarat Khwan-on, 2015] เกิดจากการนำวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม และวงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (Voltage Multiplier Cell Boost Converter) มาเชื่อมต่อเข้าด้วยกันเพื่อให้มีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า โดยการทำงานของวงจรจะใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียว ซึ่งทำให้มีความซับซ้อนในการควบคุมการทำงานของวงจรไม่มากนัก ซึ่งมีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรทบทระดับแรงดันสวิทซ์เดี่ยวอัตราขยายสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ

จากข้อมูลงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับ โครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ได้นำเสนอไปในข้างต้น วงจรทบทระดับแรงดันสวิทซ์เดี่ยวอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ ได้ถูกนำมาพัฒนาให้เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า และใช้สวิทซ์ควบคุมการทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งจะช่วยลดความซับซ้อนในการควบคุม รวมทั้งยังช่วยลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในกรณีที่ใช้สวิทซ์กำลังจำนวนมาก เมื่อพัฒนาเป็น โครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต

2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต

จากการค้นคว้างานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต มีรายละเอียดแสดงดังตารางที่ 2.2 ซึ่งมีสาระสำคัญกล่าวถึง โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตชนิดต่าง ๆ ที่ปรากฏในงานวิจัยในอดีต โดยจากการศึกษาวิจัยในหัวข้อดังกล่าวนี้ ทำให้ทราบถึงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตชนิดต่าง ๆ รวมถึงจุดเด่น และรูปแบบการนำไปใช้งาน เพื่อนำมาใช้ในการพัฒนาโครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงตามจุดมุ่งหมายของงานวิจัยนี้ต่อไป

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต

ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2002	Yaow-Ming Chen, Yuan- Chuan Liu and Feng-Yu Wu	บทความนี้นำเสนอเกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่ใช้หม้อแปลงตัวกลาง เพื่อการส่งกำลังไฟฟ้าจากสองแหล่งจ่ายไปยังโหลด และแยกกราวด์	ทราบถึงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าหลายอินพุตที่ใช้หม้อแปลงตัวกลาง
2009	Chih-Lung Shen, Tsai, Yu- En Wu and Chun-Chuan Chen	บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังแบบหลายอินพุตที่ใช้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์และพลังงานลม โครงสร้างวงจรและการควบคุมวงจรถูกออกแบบให้สามารถใช้งานแหล่งจ่ายทั้งสองแหล่งพร้อมกันหรือแยกจากกันได้ เพื่อลดความยุ่งยากในการควบคุมตามสภาพแวดล้อม	ทราบถึงโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่ใช้หม้อแปลง และยังสามารควบคุมการทำงานของแหล่งจ่ายอินพุตทั้งสองแหล่งจ่ายได้อย่างเป็นอิสระต่อกันได้ตามสภาพแวดล้อม
2011	M.Gavris, N.Muntean and O.Cornea	บทความนี้กล่าวถึงการออกแบบโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังแบบบัสค์แบบหลายอินพุตที่เหมาะสมสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน	ทราบถึงโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตเรียงต่อกันในรูปแบบวงจรบัสค์
2011	M.Gavris, O.Cornea and N.Muntean	บทความนี้รวบรวมโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตชนิดต่าง ๆ สำหรับเชื่อมต่อแหล่งจ่ายทดแทน และลักษณะการทำงานของวงจรแต่ละชนิด	ทราบถึงโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตชนิดต่าง ๆ

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2012	Xian Liang and Wang Youyi	บทความนี้กล่าวถึงโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์หลายอินพุต โดยอาศัยการยุทธศาสตร์การควบคุมแรงดันแบบจำกัดกระแส (Current – limited voltage control strategies) สำหรับใช้กับโหลดขนาดเล็ก	ทราบถึงโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่มีการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายอินพุตแบบขนาน และแนวทางการควบคุมกระแสอินพุต
2012	S.H.Hosseini, S.K.Haghighian, S.Danyali and H.Aghazadeh	บทความนี้กล่าวถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ใช้พลังงานแสงอาทิตย์และพลังงานลม สำหรับใช้งานกับระบบไฟส่องสว่าง	ทราบถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่เชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนานสำหรับระบบไฟส่องสว่าง
2013	D.Patil and V.Agarwal	บทความนี้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันหลายอินพุตที่มีระบบจัดเก็บพลังงาน และต้องการจะเชื่อมต่อกับระบบกริด โดยมีการแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ และใช้หม้อแปลงสำหรับการแยกกราวด์	ทราบถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่เชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนานและการควบคุมการทำงานแต่ละแหล่งจ่ายเมื่อต้องการจัดเก็บพลังงาน
2013	S.Ramya, A.Napolean and T.Manoharan	บทความนี้กล่าวถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด และสามารถนำกำลังไฟฟ้าส่วนเกินมาสะสมในระบบกักเก็บพลังงานได้ในเวลาเดียวกัน	ทราบถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุต ที่เชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนานและการใช้ระบบกักเก็บพลังงานเข้ามาช่วยเพิ่มประสิทธิผลในการทำงาน

ตารางที่ 2.2 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต (ต่อ)

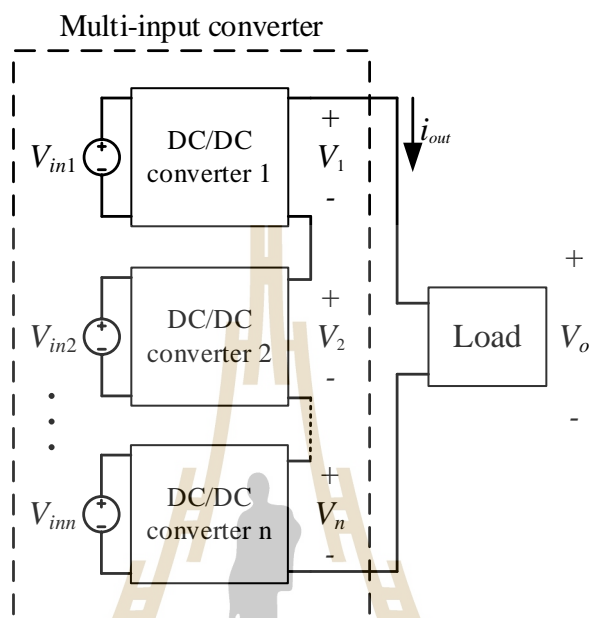
ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2014	M.A.Rosli, N.Z.Yahaya and Z.Baharudin	บทความนี้มีเนื้อหาเกี่ยวกับการพัฒนาวงจรทบระดับแรงดันหลายอินพุตโดยมีเป้าหมายในการลดจำนวนของอุปกรณ์ในวงจร และค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจร	ทราบถึงโครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่ต่อเนื่องกัน
2015	S.Dusmez, Xiong Li and B.Akin	บทความนี้กล่าวถึงโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่มีการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบเรียงต่อกันและแบบขนาน	ทราบถึงโครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันหลายแบบอินพุตที่เชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบเรียงต่อกันและแบบขนานภายในวงจรเดียวกัน

จากตารางที่ 2.2 พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตในอดีต มีลักษณะวงจรที่หลากหลายแตกต่างกันไปตามวัตถุประสงค์การใช้งาน ซึ่งสามารถแบ่งกลุ่มวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตตามลักษณะการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตได้เป็นสามกลุ่ม เพื่อพิจารณาจุดเด่นและจุดด้อยของวงจรลักษณะต่าง ๆ เพื่อนำมาเป็นแนวทางในการพัฒนาโครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งมีรายละเอียดแสดงดังต่อไปนี้

1. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่ต่อเรียงกัน

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่ต่อเรียงกัน มีลักษณะโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.8 โครงสร้างวงจรถูกกล่าวเกิดขึ้นจากการนำวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าย่อยเชื่อมต่อแบบเรียงต่อกัน โดยที่วงจรย่อยจะได้รับกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต ($V_{in1}, V_{in2}, V_{inn}$) ซึ่งวงจรถูกกล่าวจะมีกระแสไหลผ่านวงจรย่อยเท่ากันทุกวงจร แรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่ตกคร่อมโหลดจะมีค่าเท่ากับผลรวมของแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อย (V_1, V_2, V_n) ทุกวงจรรวมกัน แต่วงจรถูกกล่าวนี้มีข้อจำกัดในด้านความน่าเชื่อถือ หากมีวงจรย่อยใดวงจรหนึ่งหยุดการทำงาน หรือเกิดการเปิดวงจร ส่งผลให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ต่อเรียงกันดังกล่าว และจะทำให้ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้อีก จึงจำเป็นต้องพัฒนาโครงสร้าง

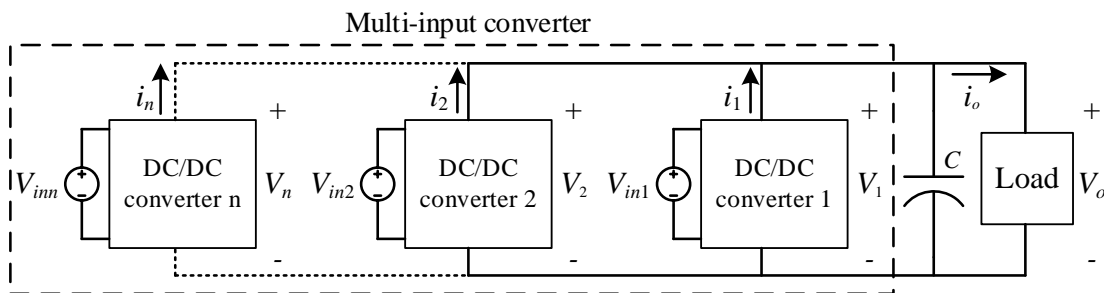
วงจรให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้ในกรณีมีวงจรย่อยใดวงจรหนึ่งหยุดการทำงาน หรือเกิดการเปิดวงจร [M.Gavris, N.Muntean and O.Cornea, 2011]



รูปที่ 2.8 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่เรียงต่อกัน

2. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่ต่อขนานกัน

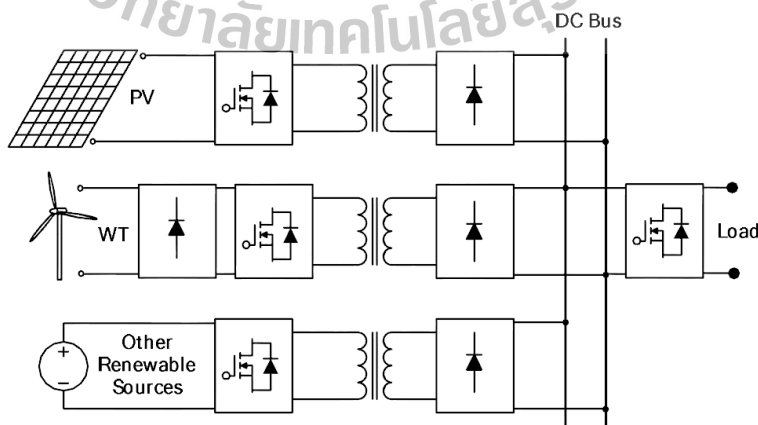
วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่ต่อขนานกัน มีลักษณะโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.9 โครงสร้างวงจรดังกล่าวเป็นการนำวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าย่อยมาเชื่อมต่อในลักษณะขนานกัน โดยวงจรย่อยแต่ละวงจรจะเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต ($V_{in1}, V_{in2}, V_{inn}$) วงจรลักษณะดังกล่าวจะมีแรงดันเอาต์พุตของวงจร (V_1, V_2, V_n) เท่ากันทุกวงจร และมีค่าเท่ากับแรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่ตกร่อมโหลด กระแสเอาต์พุต (i_o) ที่ส่งไปยังโหลดจะเป็นผลรวมของกระแสจากวงจรย่อยทุกวงจร วงจรลักษณะดังกล่าวสามารถเพิ่มกำลังไฟฟ้าที่ส่งไปยังโหลดให้มีค่าสูงขึ้นได้โดยอาศัยการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายอินพุตและวงจรย่อยเพิ่ม และหากมีวงจรย่อยใดวงจรหนึ่งหยุดจ่ายกำลังไฟฟ้า วงจรย่อยที่เหลือยังคงจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้ ซึ่งมีความน่าเชื่อถือสูงกว่าเมื่อเทียบกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่ต่อเรียงกัน [Xian Liang and Wang Youyi, 2012]



รูปที่ 2.9 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตขนานกัน

3. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่ใช้หม้อแปลง

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่ใช้หม้อแปลง หรือวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่มีการแยกกราวด์ มีลักษณะโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 2.10 โครงสร้างวงจรดังกล่าวจะใช้หม้อแปลงเป็นตัวกลางในการส่งกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตไปยังโหลด โดยสามารถเพิ่มจำนวนอินพุตและเอาต์พุตได้ตามต้องการ ซึ่งมีลักษณะเป็นแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (Multi-Input Multi-Output) นอกจากนี้หม้อแปลงที่นำมาใช้ยังสามารถช่วยเพิ่มหรือลดระดับแรงดัน ทั้งนี้วงจรดังกล่าวจำเป็นต้องอาศัยการแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับเพื่อส่งกำลังไฟฟ้าผ่านหม้อแปลง และหากต้องการนำกำลังไฟฟ้าที่ได้ไปใช้กับโหลดไฟฟ้ากระแสตรง จำเป็นต้องอาศัยวงจรเรียงกระแส เพื่อแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง จึงอาจทำให้โครงสร้างวงจรดังกล่าวนี้นี้มีจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ค่อนข้างมาก เมื่อต้องการนำมาใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและ โหลดไฟฟ้ากระแสตรง วงจรดังกล่าวจึงเหมาะนำไปใช้กับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ [Yaow-Ming Chen, Yuan-Chuan Liu and Feng-Yu Wu, 2002]



รูปที่ 2.10 แบบจำลองวงจรแปลงผันหลายอินพุตโดยให้หม้อแปลง

2.4 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวกับการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต

จากการค้นคว้างานวิจัยในอดีตเกี่ยวกับการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต มีรายละเอียดแสดงดังตารางที่ 2.3 โดยในหัวข้อนี้มีสาระสำคัญกล่าวถึงรูปแบบการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตลักษณะต่าง ๆ ที่เคยมีมาในอดีต จากการศึกษาค้นคว้าทำให้ทราบถึงรูปแบบการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตลักษณะต่าง ๆ และแนวทางการนำมาใช้ควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต

ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2008	V. Mummadi and K. K. Sawant	เนื้อหา กล่าวถึงการควบคุม multi-input ntergrated dc-dc converter โดยอาศัยตัวควบคุมพีไอที่ประกอบด้วยสองลูปรการทำงาน คือ ลูปรควบคุมแรงดันเอาต์พุตและลูปรควบคุมกระแสอินพุต เพื่อช่วยควบคุมการจ่ายพลังงานไปยังโหลด	ทราบถึงแนวทางการนำตัวควบคุมพีไอที่มีลูปรควบคุมการทำงานสองลูปรการทำงาน มาควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต
2009	Ting-Chia Ou, Whei-Min Lin and Cong-Hui Huang	บทความนี้ได้นำเสนอยุทธศาสตร์การควบคุมการทำงานวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต ในรูปแบบของการเลือกโหมดการทำงาน เพื่อให้สามารถนำพลังงานจากแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนชนิดต่าง ๆ มาใช้งานตามลักษณะสภาพแวดล้อมและความพร้อมของแหล่งจ่ายแต่ละชนิด	ทราบถึงการควบคุมการทำงาน วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าหลายอินพุตที่มีการเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนหลายชนิดในเวลาเดียวกัน โดยอาศัยการเลือกโหมดการทำงาน

ตารางที่ 2.3 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต (ต่อ)

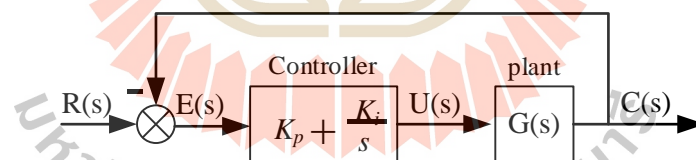
ปีที่ตีพิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย	ประโยชน์ที่ได้รับ
2012	E.Farjah, S.Rezaee and T.Ghanbari	บทความนี้มีเนื้อหากล่าวถึงการควบคุมวงจร multi-input Buck-Boost converter โดยอาศัยเทคนิค sliding mode control ควบคุมการถ่ายโอนพลังงานระหว่างสองแหล่งจ่ายไปยังโหลด	ทราบถึงการควบคุมโดยอาศัยเทคนิค sliding mode control ในควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต
2013	Z. M. DÓry and G. Gróf	บทความนี้มีเนื้อหาเกี่ยวกับการสร้างแบบจำลองวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตขนาดเล็ก โดยอาศัยตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิก (fuzzy logic) เข้าช่วยควบคุมการทำงานโดยอาศัยจากค่าที่วัดได้และเป้าหมายที่ต้องการ เพื่อนำมาใช้ในการตัดสินใจที่ซับซ้อน	ทราบถึงการนำตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิก มาช่วยในการควบคุมการทำงานของวงจร
2016	N. Zhang, D. Sutanto and K. M. Muttaqi	บทความนี้นำเสนอการออกแบบและควบคุมวงจร Boost Inverter Based Multi-Input Converter โดยอาศัยตัวควบคุมพีไอ ในการควบคุมการทบระดับแรงดันให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการ และใช้แบบจำลองค่าเฉลี่ยของวงจรในการกำหนดจุดการทำงาน	ทราบถึงการนำตัวควบคุมพีไอ และแบบจำลองค่าเฉลี่ยของวงจรมาใช้ในการหาจุดการทำงาน เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงาน ของวงจร

จากตารางที่ 2.3 พบว่าการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต มีหลากหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ของการควบคุม โดยสามารถแบ่งกลุ่มการควบคุมวงจรแปลงผัน

กำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตตามรูปแบบการควบคุมหรือวิธีการควบคุม เพื่อพิจารณาจุดเด่นและจุดด้อยของวิธีการควบคุมต่าง ๆ แล้วจึงเลือกใช้วิธีการควบคุม เพื่อนำมาใช้ในการควบคุมวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยสามารถแบ่งออกเป็น 3 กลุ่ม ซึ่งมีรายละเอียดแสดงได้ดังนี้

1. การควบคุม โดยอาศัยตัวควบคุมพีไอ

ตัวควบคุมพีไอ (PI-controller) เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างตัวควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional control, P-control) และการควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control) ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไออย่างง่าย จะอาศัยการวิเคราะห์โครงสร้างวงจร เพื่อหาสมการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ (K_p, K_i) แผนภาพบล็อกดังรูปที่ 2.11 แสดงถึงโครงสร้างของตัวควบคุมพีไอ ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนของตัวควบคุม (Controller) และส่วนของระบบ (plant) โดยในการนำตัวควบคุมพีไอมาควบคุมวงจรแปลงผันกำลังแบบหลายอินพุต มักใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการ ซึ่งกระบวนการเริ่มจากการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของระบบ (V_o) มาเปรียบเทียบกับค่าที่ต้องการหรือค่าอ้างอิง (V_{ref}) จะได้ค่าความคลาดเคลื่อน แล้วจึงนำเข้าสู่ส่วนของตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมจะสร้างสัญญาณควบคุมส่งไปยังระบบ เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุต นอกจากนี้อาจมีการเพิ่มลู่วควบคุมกระแสสำหรับควบคุมกระแสอินพุต เพื่อให้ผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตที่ดีขึ้น [N. Zhang, D. Sutanto and K. M. Muttaqi, 2016]

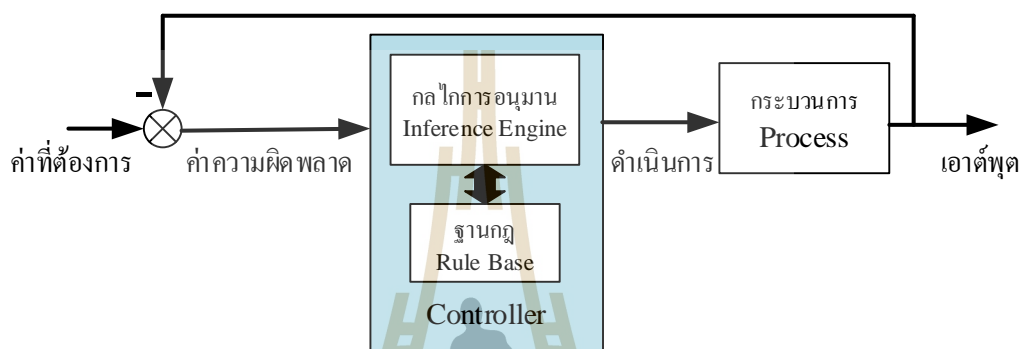


รูปที่ 2.11 แผนภาพบล็อกตัวควบคุมพีไอ

2. การควบคุม โดยอาศัยตัวควบคุมแบบคลุมเครือหรือฟัซซีลอจิก

ตัวควบคุมแบบคลุมเครือหรือฟัซซีลอจิกเป็นหนึ่งในตัวควบคุมแบบปัญญาประดิษฐ์ โดยเป็นการจำลองการแก้ไขปัญหาของมนุษย์โดยตัดสินใจจากประสบการณ์ ซึ่งจะมีความคลุมเครือในความหมายเมื่อพิจารณาในเชิงปริมาณตัวเลข แต่จะอาศัยทฤษฎีฟัซซีเซต (fuzzy set theory) ในการอธิบายระดับความคลุมเครือของปริมาณ การใช้งานตัวควบคุมฟัซซีลอจิกจะอาศัยการสร้างฐานกฎ (rule base) เพื่อนำมาใช้ควบคุมความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ในรูปที่ 2.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมการควบคุมการทำงานโดยอาศัยตัวควบคุมฟัซซีลอจิก โดยจะเห็นว่าตัวควบคุมฟัซซี

ซึ่งจะได้รับค่าสัญญาณความผิดพลาดจากการเปรียบเทียบระหว่างค่าเอาต์พุตและค่าที่ต้องการ หากมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นแสดงว่าเอาต์พุตไม่ตรงหรือไม่สอดคล้องกับค่าที่ต้องการ ตัวควบคุมพีซีซีจะดำเนินการอย่างใดอย่างหนึ่งตามกลวิธีที่กำหนดโดยฐานกฎ เพื่อให้ได้เอาต์พุตมีค่าเท่ากับหรือสอดคล้องกับค่าที่ต้องการ ตัวควบคุมแบบคลุมเครือหรือพีซีซีลอจิกนิยมนำมาใช้ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่มีการเชื่อมแหล่งจ่ายแบบไม่เป็นเชิงเส้นรวมอยู่ เพื่อลดความยุ่งยากในการหาสมการทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น [Z. M. DÓry and G. Gróf, 2013]



รูปที่ 2.12 การควบคุมแบบ โดยตรงของตัวควบคุมพีซีซี

3. การควบคุม โดยอาศัยวิธี โหมดการเลื่อน

โหมดการเลื่อน หรือ sliding mode control เป็นอีกหนึ่งวิธีที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต โดยมักใช้กับระบบที่มีแฉงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เพื่อใช้ในการตามรอยกำลังไฟฟ้าสูงสุดของแฉงเซลล์แสงอาทิตย์ โดยจะอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกราฟเส้นโค้งคุณลักษณะกระแสและแรงดันของแฉงเซลล์แสงอาทิตย์ (i-v curves) และเส้นการเลื่อน (sliding line) นำมาเปรียบเทียบกันเพื่อให้เกิดโหมดทำงานต่าง ๆ สำหรับควบคุมการทำงานของวงจร [E.Farjah, S.Rezaee and T.Ghanbari, 2012]

2.3 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับวงจรทบระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต และการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต เพื่อศึกษาแนวทางในการพัฒนาโครงสร้างวงจรและการควบคุมการทำงาน ซึ่งจากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยในอดีตทั้งสามหัวข้อทำให้ทราบถึงโครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูงชนิดต่าง ๆ โดยจะนำวงจรทบระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่

มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำเป็นแนวทางสำหรับพัฒนาเป็นวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยอาศัยโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุตที่ต่อขนานกัน ซึ่งจะได้กล่าวถึงในส่วนของโครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นในบทที่ 3 และจากการศึกษาวิธีการควบคุมวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตในอดีต จะอาศัยตัวควบคุมพีไอมาควบคุมในการทำงานของวงจรทบระดับแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4 ในลำดับต่อไป



บทที่ 3

วงจรถับระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

3.1 บทนำ

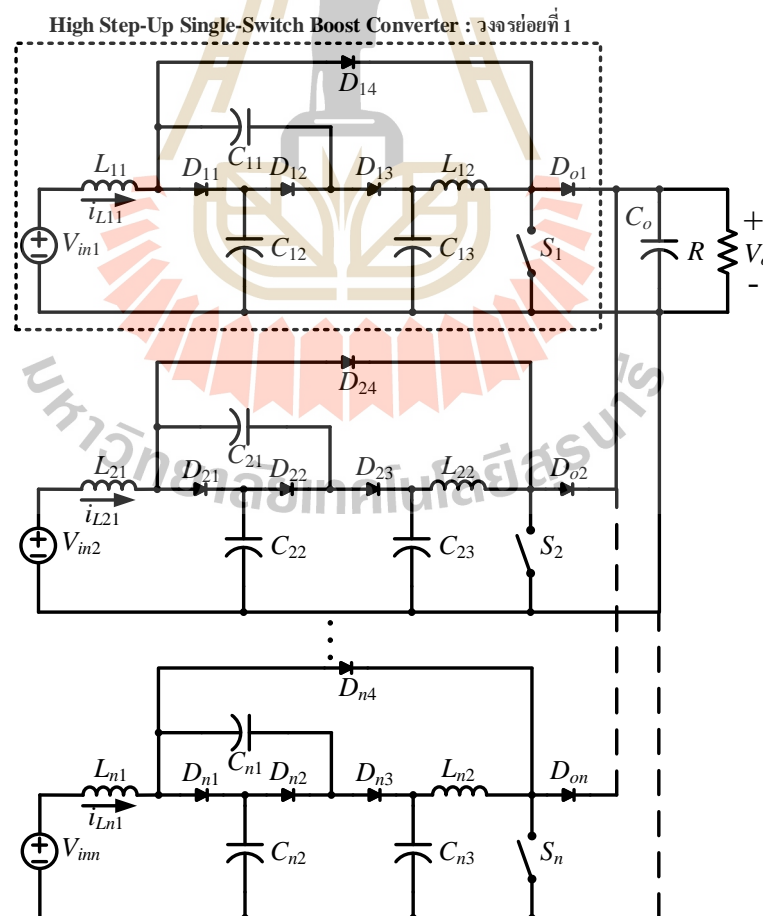
เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงโครงสร้างวงจรถับระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น โดยได้อธิบายถึงความเป็นมาและแนวคิดการพัฒนาโครงสร้างวงจรถับระดับแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น การหาอัตราขยายแรงดัน การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ปรากฏในวงจร เพื่อลดการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และลดการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ จากนั้นได้นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรถับระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้น เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการทบทรับระดับแรงดันของวงจรถับระดับแรงดันสูงถึง 20 เท่า และแสดงให้เห็นว่าค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ได้ออกแบบ ช่วยให้การกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดันอยู่ภายใต้ขอบเขตที่กำหนด ทั้งนี้ โครงสร้างวงจรถับระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้น สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลด เมื่อโหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้นได้ เนื่องจากมีแหล่งจ่ายแบบหลายอินพุต

3.2 โครงสร้างวงจรถับระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

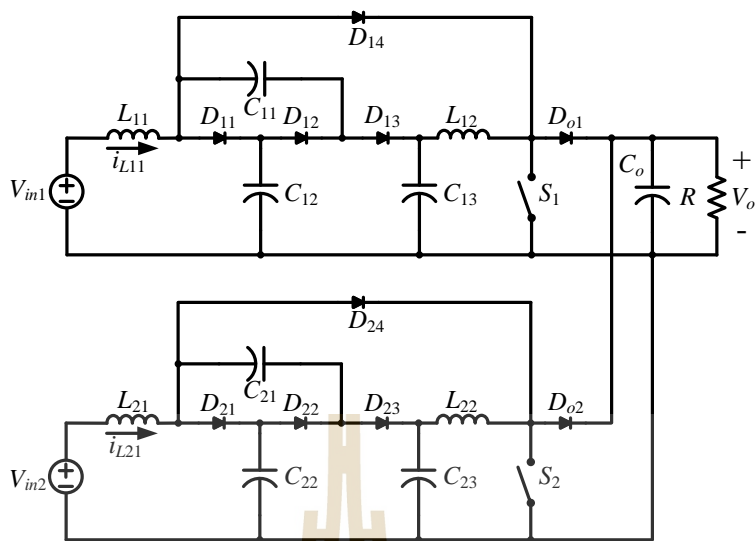
จากการศึกษางานวิจัยในอดีต พบว่าวงจรถับระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เหมาะสำหรับการนำมาพัฒนา โครงสร้างใหม่ให้เป็นวงจรถับระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เนื่องจากสามารถทบทรับระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายที่มีแรงดันต่ำประมาณ 20V ถึง 40V ให้มีแรงดันเอาต์พุตสูงถึงประมาณ 400V ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า และใช้สวิตช์เพียงตัวเดียวเท่านั้นควบคุมการทำงานของวงจร ทำให้การควบคุมการทำงานไม่ยุ่งยากมากนัก รวมทั้งยังช่วยลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการใช้สวิตช์หลายตัว โดยมีรายละเอียดเพิ่มเติมแสดงในภาคผนวก ก. แรงดันเอาต์พุตที่ได้สามารถนำมาใช้งานกับโหลดไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องการแรงดันสูงหรือเป็นแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตให้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ (Inverter) เพื่อนำไปใช้งานกับโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ 220V นอกจากนี้ยังอาศัยหลักการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแรงดันหลายอินพุตแบบขนาน สำหรับการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายมากกว่าหนึ่งแหล่งจ่าย เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าอินพุตให้กับวงจรที่พัฒนาขึ้น ให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้สูงขึ้น รวมทั้งยังเป็นการเพิ่ม

ความน่าเชื่อถือในการจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดของวงจรที่พัฒนาขึ้น กล่าวคือหากมีแหล่งจ่ายใดหยุดจ่ายกำลังไฟฟ้า แหล่งจ่ายอื่นที่เหลือยังคงสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้

โครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นกรณี n แหล่งจ่าย แสดงดังรูปที่ 3.1 ประกอบด้วยวงจรย่อย ซึ่งเป็นวงจรทบทระดับแรงดันแบบอินพุตเดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงจำนวน n วงจรเชื่อมต่อกันจากนั้นจึงเชื่อมต่อกับตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_o) และโหลดตัวต้านทาน (R) โดยมีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} ถึง V_{inn} จ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลด โดยอาศัยวงจรที่พัฒนาขึ้น ทั้งนี้ภายในโครงสร้างหนึ่งวงจรย่อย เช่น วงจรย่อยที่ 1 จะประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L_{11}, L_{12} ตัวเก็บประจุ C_{11}, C_{12}, C_{13} ไดโอดกำลัง $D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{14}, D_{o1}$ และสวิตช์กำลัง S_1 เพื่อใช้สำหรับทบทระดับแรงดัน ในกรณีที่มีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตสองแหล่งจ่ายคือ V_{in1} และ V_{in2} ทำหน้าที่จ่ายแรงดันอินพุตให้กับวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงจำนวนสองวงจร จะได้โครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง



รูปที่ 3.2 วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

3.3 การทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

การทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นอาศัยการทำงานของสวิตช์กำลัง S_1, S_2 และ S_n ในแต่ละวงจรย่อย ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ เพื่อทบทระดับแรงดันให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ ซึ่งจากลักษณะการเชื่อมต่อวงจรย่อยแบบขนาน ทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการทบทระดับของวงจรย่อยทุกวงจรมีค่าเท่ากัน แม้ว่าแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีระดับแรงดันที่แตกต่างกันก็ตาม ส่งผลให้สวิตช์กำลัง S_1, S_2 และ S_n อาจทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ที่แตกต่างกัน ดังนั้นจำนวนโหมดการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้นกรณี n แหล่งจ่าย จะขึ้นอยู่กับจำนวนสวิตช์กำลังที่ปรากฏในวงจรขณะนั้น ซึ่งมีความสัมพันธ์แสดงดังสมการที่ (3-1)

$$N_m = 2^n \tag{3-1}$$

- เมื่อ N_m คือ จำนวนของโหมดการทำงาน
- n คือ จำนวนสวิตช์กำลังที่ปรากฏอยู่ในวงจร

ในกรณีที่พิจารณาวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ดังรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่ามีสวิตช์กำลังปรากฏอยู่ในวงจรจำนวนสองตัว คือ S_1 และ S_2 จึงสามารถพิจารณาโหมดการทำงานของวงจรได้เป็น 4 โหมด ดังนี้

โหมดที่ 1 สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

โหมดที่ 2 สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

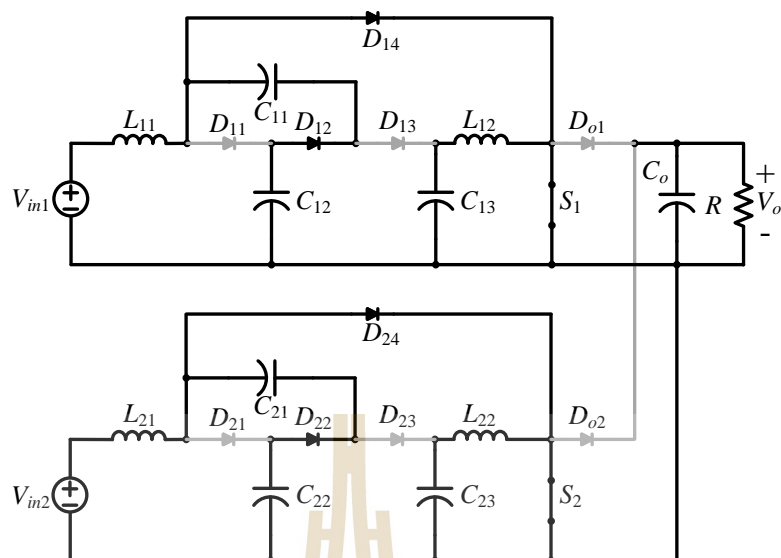
โหมดที่ 3 สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

โหมดที่ 4 สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

โหมดการทำงานวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงทั้ง 4 โหมด สามารถนำมาวิเคราะห์เพื่อหาสมการความสัมพันธ์การกระแสเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และสมการความสัมพันธ์การกระแสเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ สำหรับใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ที่ปรากฏอยู่ในวงจร เพื่อช่วยลดการกระแสเพื่อมของกระแส และการกระแสเพื่อมของแรงดัน ให้อยู่ในขอบเขตที่กำหนด ซึ่งมีรายละเอียดการวิเคราะห์ โหมดการทำงานดังต่อไปนี้

โหมดที่ 1 สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

พิจารณาวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส แสดงในรูปที่ 3.3 พบว่า ในวงจรย่อยที่ 1 เมื่อสวิตช์ S_1 นำกระแส ตัวเก็บประจุ C_{11} จะอัดประจุ ส่วนตัวเก็บประจุ C_{12} , C_{13} และ C_o จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ไดโอด D_{12} และ D_{14} นำกระแส เนื่องจากการไบอัสตรง ในขณะที่ไดโอด D_{11} , D_{13} และ D_{o1} หยุดนำกระแส เนื่องจากการไบอัสย้อนกลับ ดังนั้นช่วงที่สวิตช์ S_1 นำกระแส จึงมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} และมีแรงดันเอาต์พุต V_o ตกคร่อมโหลดตัวต้านทาน R โดยตัวเก็บประจุ C_{12} จะคายประจุผ่านไดโอด D_{12} เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_{11} จนกระทั่งตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าแรงดันตกคร่อมเท่ากัน ($v_{C11} = v_{C12}$) ส่วนตัวเก็บประจุ C_{13} ซึ่งทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกหนึ่งแหล่งจ่ายจะคายประจุผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} ส่วนตัวเก็บประจุ C_o จะคายประจุไปยังโหลดตัวต้านทาน R ทั้งนี้ในวงจรย่อยที่ 2 จะมีลักษณะการทำงานเช่นเดียวกันกับวงจรย่อยที่ 1 ขณะที่สวิตช์ S_2 นำกระแส

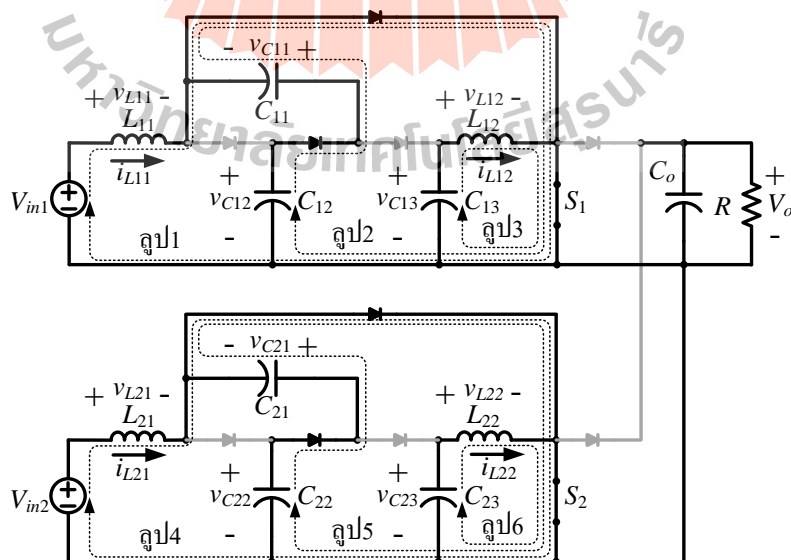


รูปที่ 3.3 วงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

พิจารณการทำงานในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ดังต่อไปนี้

กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส สามารถพิจารณาอุปแรงดันตามกฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ได้ 6 ลูปการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ลูปแรงดันของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

จากรูปที่ 3.4 พิจารณาการทำงานของวงจรในรูปแรงดันโดยกฎอาศัยแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ พบว่า ใน ลูป1, ลูป3, ลูป4 และลูป 6 สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} , L_{21} และ L_{22} ส่วนลูป 2 และ ลูป 5 หาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} กับ C_{12} และ C_{21} กับ C_{22} ซึ่งแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส ในลูป 1, ลูป 2, ลูป 3

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

$$L_{11} \frac{di_{L11}}{dt} = V_{in1}$$

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{V_{in1}}{L_{11}} \quad (3-2)$$

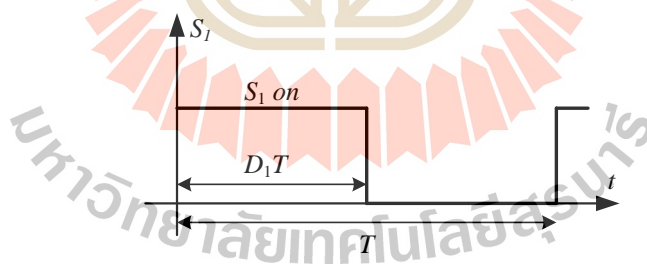
$$\text{ลูป 2 : } -v_{C12} + v_{C11} = 0$$

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

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

$$L_{12} \frac{di_{L12}}{dt} = v_{C13}$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} \quad (3-4)$$



รูปที่ 3.5 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_1

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส ดังรูปที่ 3.5 พบว่า $dt = D_1T$ โดยที่ D_1 คือ ค่าวัฏจักรหน้าทีของสวิตช์กำลัง S_1 และ T คือ คาบของการสวิตช์จะได้รับความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{\Delta i_{L11}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L11}}{D_1T} = \frac{V_{in1}}{L_{11}} \quad (3-5)$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{\Delta i_{L12}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L12}}{D_1T} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} \quad (3-6)$$

จะได้กระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ตามลำดับดังนี้

$$\Delta i_{L11,on} = \frac{V_{in1}}{L_{11}} D_1 T \quad (3-7)$$

$$\Delta i_{L12,on} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} D_1 T \quad (3-8)$$

โดยที่ $\Delta i_{L11,on}$ และ $\Delta i_{L12,on}$ คือ กระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส ในรูป 4, รูป 5, รูป 6

รูป 4: $-V_{in2} + v_{L21} = 0$

$$L_{21} \frac{di_{L21}}{dt} = V_{in2}$$

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} \quad (3-9)$$

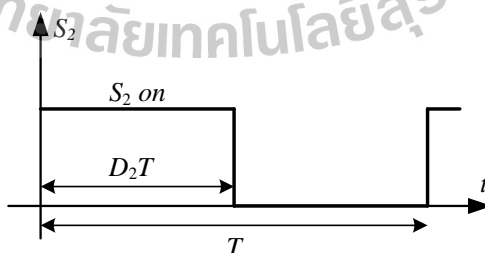
รูป 5: $-v_{C22} + v_{C21} = 0$

$$v_{C21} = v_{C22} \quad (3-10)$$

รูป 6: $-v_{C23} + v_{L22} = 0$

$$L_{22} \frac{di_{L22}}{dt} = v_{C23}$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{v_{C23}}{L_{22}} \quad (3-11)$$



รูปที่ 3.6 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_2

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส ดังรูปที่ 3.6 พบว่า $dt = D_2 T$ โดยที่ D_2 คือ ค่าวัฏจักรหน้าทีของสวิตช์กำลัง S_2 และ T คือ คาบของการสวิตช์จะให้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{\Delta i_{L21}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L21}}{D_2 T} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} \quad (3-12)$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{\Delta i_{L22}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L22}}{D_2 T} = \frac{v_{C23}}{L_{22}} \quad (3-13)$$

จะได้กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ตามลำดับดังนี้

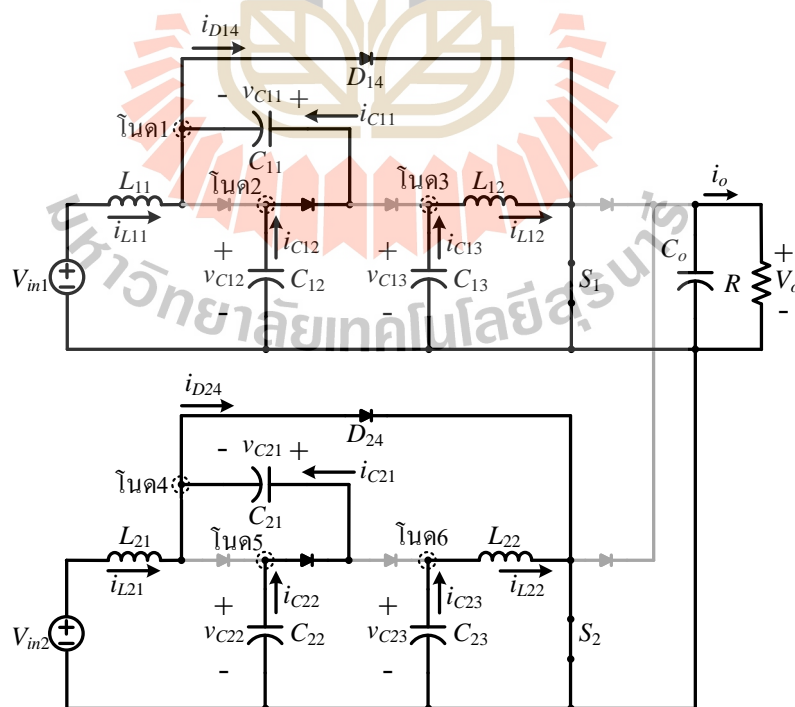
$$\Delta i_{L21,on} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} D_2 T \quad (3-14)$$

$$\Delta i_{L22,on} = \frac{v_{C23}}{L_{22}} D_2 T \quad (3-15)$$

โดยที่ $\Delta i_{L21,on}$ และ $\Delta i_{L22,on}$ คือ กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ขณะที่ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส สามารถพิจารณาโนดกระแสตามกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ได้ 6 โหนด ดังแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 โหนดกระแสของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

จากรูปที่ 3.7 พิจารณาการทำงานของวงจรที่โนดกระแสโดยอาศัยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พบว่าที่ โหนด1, โหนด2, โหนด3, โหนด4, โหนด5 และ โหนด6 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_{21} , C_{22} และ C_{23} นั่นคือ i_{C11} , i_{C12} , i_{C13} , i_{C21} , i_{C22} และ i_{C23} ตามลำดับ

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} พิจารณาได้จากโนด 1

$$\begin{aligned} \text{โนด 1 : } i_{L11} &= i_{D14} - i_{C11} \\ C_{11} \frac{dv_{C11}}{dt} &= i_{D14} - i_{L11} \\ \frac{dv_{C11}}{dt} &= \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} \end{aligned} \quad (3-16)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{12} พิจารณาได้จากโนด 2

$$\begin{aligned} \text{โนด 2 : } i_{C12} &= i_{C11} \\ \text{โดยที่ } i_{C11} &= i_{D14} - i_{L11} \\ C_{12} \frac{dv_{C12}}{dt} &= i_{D14} - i_{L11} \\ \frac{dv_{C12}}{dt} &= \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} \end{aligned} \quad (3-17)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{13} พิจารณาได้จากโนด 3

$$\begin{aligned} \text{โนด 3 : } i_{C13} &= i_{C12} \\ C_{13} \frac{dv_{C13}}{dt} &= i_{L12} \\ \frac{dv_{C13}}{dt} &= \frac{i_{L12}}{C_{13}} \end{aligned} \quad (3-18)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส ดังรูปที่ 3.5 พบว่า $dt = D_1 T$ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , ดังนี้

$$\frac{dv_{C11}}{dt} = \frac{\Delta v_{C11}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C11}}{D_1 T} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} \quad (3-19)$$

$$\frac{dv_{C12}}{dt} = \frac{\Delta v_{C12}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C12}}{D_1 T} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} \quad (3-20)$$

$$\frac{dv_{C13}}{dt} = \frac{\Delta v_{C13}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C13}}{D_1 T} = \frac{i_{L12}}{C_{13}} \quad (3-21)$$

จะได้แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ดังนี้

$$\Delta v_{C11,on} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} D_1 T \quad (3-22)$$

$$\Delta v_{C12,on} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} D_1 T \quad (3-23)$$

$$\Delta v_{C13,on} = \frac{i_{L12}}{C_{13}} D_1 T \quad (3-24)$$

โดยที่ $\Delta v_{C11,on}$, $\Delta v_{C12,on}$ และ $\Delta v_{C13,on}$ คือ แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ตามลำดับ เมื่อสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{21} พิจารณาได้จากโนด 4

โนด 4 : $i_{L21} = i_{D24} - i_{C21}$

$$C_{21} \frac{dv_{C21}}{dt} = i_{D24} - i_{L21}$$

$$\frac{dv_{C21}}{dt} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} \quad (3-25)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{22} พิจารณาได้จากโนด 5

โนด 5 : $i_{C22} = i_{C21}$

โดยที่ $i_{C21} = i_{D24} - i_{L21}$

$$C_{22} \frac{dv_{C22}}{dt} = i_{D24} - i_{L21}$$

$$\frac{dv_{C22}}{dt} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} \quad (3-26)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{23} พิจารณาได้จากโนด 6

โนด 6 : $i_{C23} = i_{C22}$

$$C_{23} \frac{dv_{C23}}{dt} = i_{L22}$$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{i_{L22}}{C_{23}} \quad (3-27)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส ดังรูปที่ 3.6 พบว่า $dt = D_2T$ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} , C_{23} , ดังนี้

$$\frac{dv_{C21}}{dt} = \frac{\Delta v_{C21}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C21}}{D_2T} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} \quad (3-28)$$

$$\frac{dv_{C22}}{dt} = \frac{\Delta v_{C22}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C22}}{D_1T} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} \quad (3-29)$$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{\Delta v_{C23}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C23}}{D_2T} = \frac{i_{L22}}{C_{23}} \quad (3-30)$$

จะได้แรงดันกระแสเพิ่มที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ดังนี้

$$\Delta v_{C21,on} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} D_2T \quad (3-31)$$

$$\Delta v_{C22,on} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} D_2T \quad (3-32)$$

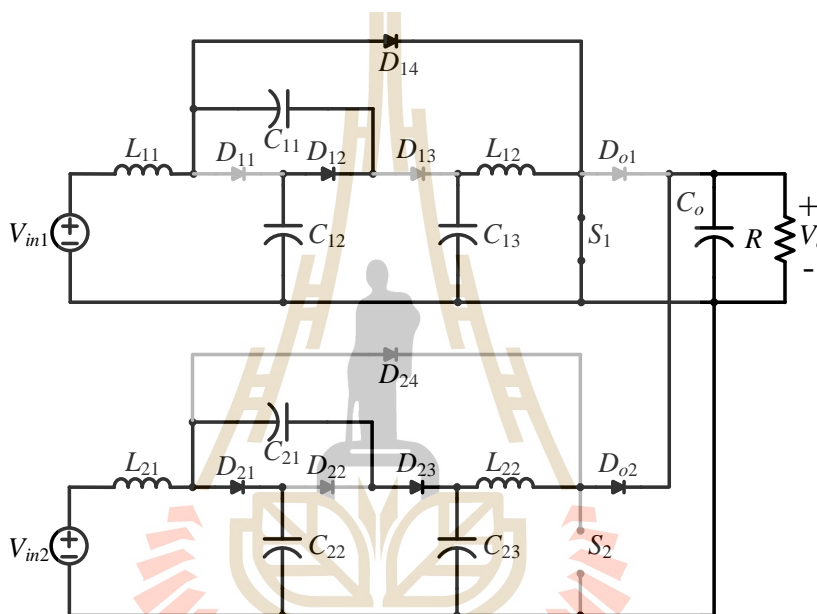
$$\Delta v_{C23,on} = \frac{i_{L22}}{C_{23}} D_2T \quad (3-33)$$

โดยที่ $\Delta v_{C21,on}$, $\Delta v_{C22,on}$ และ $\Delta v_{C23,on}$ คือ แรงดันกระแสเพิ่มที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ ขณะสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

โหมดที่ 2 สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส ได้ดังรูปที่ 3.8 พบว่า ในวงจรย่อยที่ 1 ตัวเก็บประจุ C_{11} จะอัดประจุ ส่วนตัวเก็บประจุ C_{12} , C_{13} และ C_o จะคายประจุเสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ ไดโอด D_{12} และ D_{14} สามารถนำกระแส เนื่องจากได้รับการไบอัสตรง ขณะที่ไดโอด D_{11} , D_{13} และ D_{o1} หยุดนำกระแส เนื่องจากได้รับการไบอัสย้อนกลับ ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์ S_1 นำกระแส จึงมีกระแสไหลผ่าน ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} ไดโอด D_{12} , D_{14} ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_o สวิตช์กำลัง S_1 และโหลดความต้านทาน R ในส่วนวงจรย่อยที่ 2 พบว่าขณะที่สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_{22} , C_{23} และ C_o ได้รับการอัดประจุ ส่วนตัวเก็บประจุ C_{21} จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนกับแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ไดโอด D_{21} , D_{23} และ D_{o2} นำกระแส เนื่องจากไดโอดทั้งสามได้รับการไบอัสตรง ส่วนไดโอด D_{22} และ

D_{24} หยุดนำกระแส เนื่องจากการไปออสซิลเลชันกลับ ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส จึงมีกระแสไหลผ่าน ตัวเหนี่ยวนำ L_{21} , L_{22} ไดโอด D_{21} , D_{23} , D_{o2} ตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} , C_{23} , C_o และโหลดความต้านทาน R ซึ่งช่วงนี้ตัวเก็บประจุ C_{22} จะได้รับการอัดประจุจากแหล่งจ่ายแรงดัน อินพุต V_{in2} ผ่านไดโอด D_{21} ส่วนตัวเก็บประจุ C_{21} จะคายประจุผ่านทางไดโอด D_{23} เพื่ออัดประจุให้ ตัวเก็บประจุ C_{23} ซึ่งตัวเก็บประจุ C_{23} ทำหน้าที่ที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกหนึ่งแหล่งจ่ายในวงจร ส่วนตัวเก็บประจุ C_o จะได้รับการอัดประจุจากตัวเก็บประจุ C_{21} ผ่านทางไดโอด D_{23} และ D_{o2}

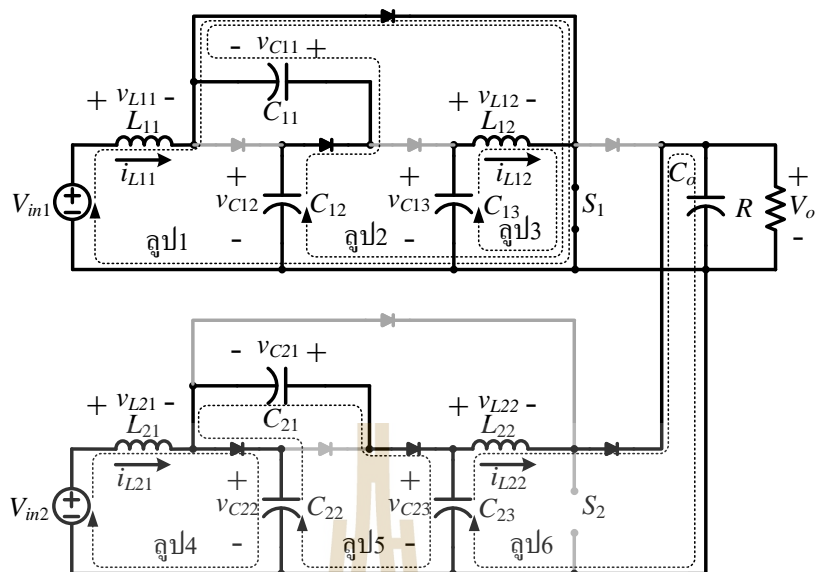


รูปที่ 3.8 วงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจร ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ดังต่อไปนี้

กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส สามารถพิจารณาอุปแรงดันตามกฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ได้ 6 ลูป ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ลูปแรงดันของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

จากรูปที่ 3.9 พิจารณาการทำงานของวงจรในลูปแรงดัน โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ พบว่าในลูป 1, ลูป 3, ลูป 4 และลูป 6 สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} , L_{21} และ L_{22} ส่วนลูป 2 หาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} กับ C_{12} และ ลูป 5 หาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} กับ C_{23} ซึ่งแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส ในลูป 1, ลูป 2, ลูป 3

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

$$L_{11} \frac{di_{L11}}{dt} = V_{in1}$$

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{V_{in1}}{L_{11}}$$

(3-34)

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

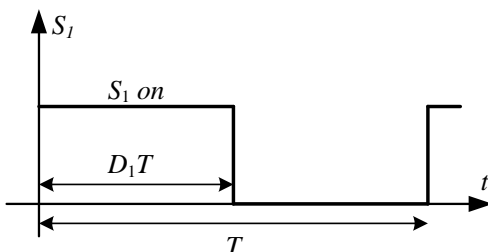
$$v_{C11} = v_{C12}$$

(3-35)

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

$$L_{12} \frac{di_{L12}}{dt} = v_{C13}$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} \quad (3-36)$$



รูปที่ 3.10 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_1

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส ดังรูปที่ 3.10 พบว่า $dt = D_1T$ โดยที่ D_1 คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_1 และ T คือ คาบของการสวิตช์จะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{\Delta i_{L11}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L11}}{D_1T} = \frac{V_{in1}}{L_{11}} \quad (3-37)$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{\Delta i_{L12}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L12}}{D_1T} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} \quad (3-38)$$

จะได้กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ตามลำดับดังนี้

$$\Delta i_{L11,on} = \frac{V_{in1}}{L_{11}} D_1T \quad (3-39)$$

$$\Delta i_{L12,on} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} D_1T \quad (3-40)$$

โดยที่ $\Delta i_{L11,on}$ และ $\Delta i_{L12,on}$ คือ กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส ในรูป 4, รูป 5, รูป 6

รูป 4: $-V_{in2} + v_{L21} + v_{C22} = 0$

$$L_{21} \frac{di_{L21}}{dt} = V_{in2} - v_{C22}$$

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{V_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} \quad (3-41)$$

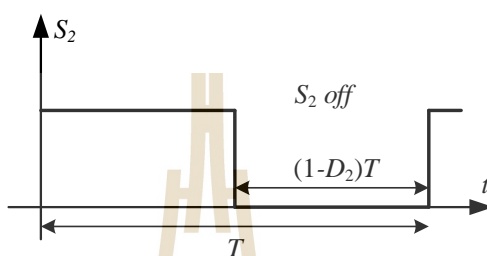
รูป 5: $-v_{C22} + v_{C21} + v_{C23} = 0$

$$v_{C23} = v_{C21} + v_{C22} \quad (3-42)$$

รูป 6: $-v_{C23} + v_{L22} + V_o = 0$

$$L_{22} \frac{di_{L22}}{dt} = v_{C23} - V_o$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} \quad (3-43)$$



รูปที่ 3.11 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_2

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.11 พบว่า $dt = (1 - D_2)T$ โดยที่ D_2 คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_2 และ T คือ คาบของการสวิตช์จะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{\Delta i_{L21}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L21}}{(1 - D_2)T} = \frac{V_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} \quad (3-44)$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{\Delta i_{L22}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L22}}{(1 - D_2)T} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} \quad (3-45)$$

จะได้กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ตามลำดับดังนี้

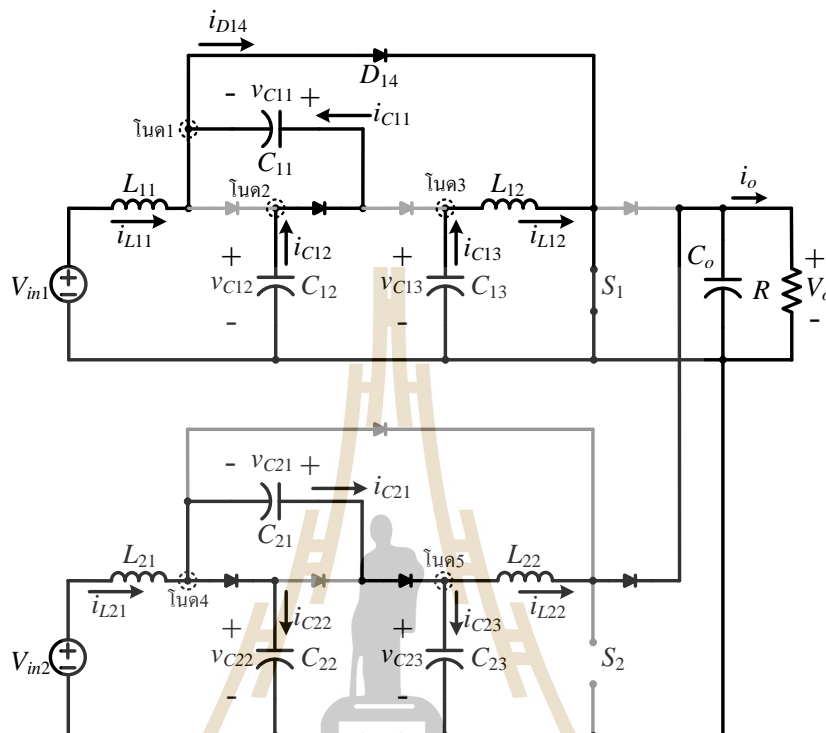
$$\Delta i_{L21,off} = \frac{v_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} (1 - D_2)T \quad (3-46)$$

$$\Delta i_{L22,off} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} (1 - D_2)T \quad (3-47)$$

โดยที่ $\Delta i_{L21,off}$ และ $\Delta i_{L22,off}$ คือ กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ขณะที่สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส สามารถพิจารณา โหนดกระแสตามกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ได้ 4 โหนด ดังแสดงในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 โหนดกระแสของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

จากรูปที่ 3.12 พิจารณาการทำงานของวงจรที่โหนดกระแสโดยอาศัยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พบว่าที่ โหนด1, โหนด2, โหนด3, โหนด4 และ โหนด5 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_{21} , C_{22} และ C_{23} นั่นคือ i_{C11} , i_{C12} , i_{C13} , i_{C21} , i_{C22} และ i_{C23} ตามลำดับดังนี้

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} พิจารณาได้จากโหนด 1

โหนด 1 : $i_{L11} = i_{D14} - i_{C11}$

$$C_{11} \frac{dv_{C11}}{dt} = i_{D14} - i_{L11}$$

$$\frac{dv_{C11}}{dt} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}}$$

(3-48)

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{12} พิจารณาได้จากโนด 2

$$\text{โนด 2: } i_{C12} = i_{C11}$$

$$\text{โดยที่ } i_{C11} = i_{D14} - i_{L11}$$

$$C_{12} \frac{dv_{C12}}{dt} = i_{D14} - i_{L11}$$

$$\frac{dv_{C12}}{dt} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} \quad (3-49)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{13} พิจารณาได้จากโนด 3

$$\text{โนด 3: } i_{C13} = i_{C12}$$

$$C_{13} \frac{dv_{C13}}{dt} = i_{L12}$$

$$\frac{dv_{C13}}{dt} = \frac{i_{L12}}{C_{13}} \quad (3-50)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส ดังรูปที่ 3.10 พบว่า $dt = D_1 T$ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , ดังนี้

$$\frac{dv_{C11}}{dt} = \frac{\Delta v_{C11}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C11}}{D_1 T} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} \quad (3-51)$$

$$\frac{dv_{C12}}{dt} = \frac{\Delta v_{C12}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C12}}{D_1 T} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} \quad (3-52)$$

$$\frac{dv_{C13}}{dt} = \frac{\Delta v_{C13}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C13}}{D_1 T} = \frac{i_{L12}}{C_{13}} \quad (3-53)$$

จะได้แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ดังนี้

$$\Delta v_{C11,on} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} D_1 T \quad (3-54)$$

$$\Delta v_{C12,on} = \frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} D_1 T \quad (3-55)$$

$$\Delta v_{C13,on} = \frac{i_{L12}}{C_{13}} D_1 T \quad (3-56)$$

โดยที่ $\Delta v_{C11,on}$, $\Delta v_{C12,on}$ และ $\Delta v_{C13,on}$ คือ แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ตามลำดับ ขณะสวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{21} พิจารณาได้จากโนด 4

โนด 4: $i_{L21} = i_{C21} + i_{C22}$

$$\begin{aligned} C_{21} \frac{dv_{C21}}{dt} &= i_{L21} - i_{C22} \\ \frac{dv_{C21}}{dt} &= \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{21}} \end{aligned} \quad (3-57)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{22} พิจารณาได้จากโนด 4

โนด 4: $i_{L21} = i_{C21} + i_{C22}$

$$\begin{aligned} C_{22} \frac{dv_{C22}}{dt} &= i_{L21} - i_{C21} \\ \frac{dv_{C22}}{dt} &= \frac{i_{L21} - i_{C21}}{C_{22}} \end{aligned} \quad (3-58)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{23} พิจารณาได้จากโนด 5

โนด 5: $i_{C21} = i_{L22} + i_{C23}$

$$\begin{aligned} C_{23} \frac{dv_{C23}}{dt} &= i_{C21} - i_{L22} \\ \frac{dv_{C23}}{dt} &= \frac{i_{C21} - i_{L22}}{C_{23}} \end{aligned} \quad (3-59)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.11 พบว่า $dt = (1 - D_2)T$ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} , C_{23} , ดังนี้

$$\frac{dv_{C21}}{dt} = \frac{\Delta v_{C21}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C21}}{(1 - D_2)T} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{21}} \quad (3-60)$$

$$\frac{dv_{C22}}{dt} = \frac{\Delta v_{C22}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C22}}{(1 - D_2)T} = \frac{i_{L21} - i_{C21}}{C_{22}} \quad (3-61)$$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{\Delta v_{C23}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C23}}{(1 - D_2)T} = \frac{i_{C21} - i_{L22}}{C_{23}} \quad (3-62)$$

จะได้แรงดันกระแสเพื่อที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ดังนี้

$$\Delta v_{C_{21},off} = \frac{i_{L_{21}} - i_{C_{22}}}{C_{21}}(1 - D_2)T \quad (3-63)$$

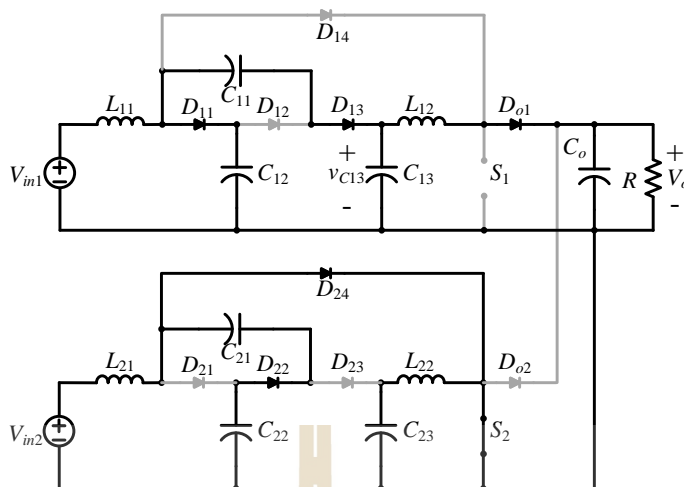
$$\Delta v_{C_{22},off} = \frac{i_{L_{21}} - i_{C_{21}}}{C_{22}}(1 - D_2)T \quad (3-64)$$

$$\Delta v_{C_{23},off} = \frac{i_{C_{21}} - i_{L_{22}}}{C_{23}}(1 - D_2)T \quad (3-65)$$

โดยที่ $\Delta v_{C_{21},off}$, $\Delta v_{C_{22},off}$ และ $\Delta v_{C_{23},off}$ คือ แรงดันกระแสเพื่อที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ ขณะสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

โหมดที่ 3 สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส ดังรูปที่ 3.13 พบว่า ในวงจรย่อยที่ 1 เมื่อสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_{12} , C_{13} และ C_o จะอัดประจุ ส่วนตัวเก็บประจุ C_{11} จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ไดโอด D_{11} , D_{13} และ D_{o1} นำกระแส เนื่องจากได้รับการไบอัสตรง ส่วนไดโอด D_{12} และ D_{14} หยุดนำกระแส เนื่องจากได้รับการไบอัสย้อนกลับ ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส จึงมีกระแสไหลผ่าน ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} ไดโอด D_{11} , D_{13} , D_{o1} ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_o และโหลดความต้านทาน R ซึ่งช่วงนี้ตัวเก็บประจุ C_{12} จะได้รับการอัดประจุจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} ผ่านไดโอด D_{11} ส่วนตัวเก็บประจุ C_{11} จะคายประจุผ่านทางไดโอด D_{13} เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_{13} ซึ่งตัวเก็บประจุ C_{13} ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ตัวเก็บประจุ C_o จะได้รับการอัดประจุจากตัวเก็บประจุ C_{11} ผ่านทางไดโอด D_{13} และ D_{o1} ก่อนไหลผ่านไปยังโหลดตัวต้านทาน ในวงจรย่อยที่ 2 เมื่อสวิตช์ S_2 นำกระแส พบว่าตัวเก็บประจุ C_{21} จะอัดประจุ ส่วนตัวเก็บประจุ C_{22} , C_{23} และ C_o จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ไดโอด D_{22} และ D_{24} นำกระแสได้ เนื่องจากได้รับการไบอัสตรง ในขณะที่ไดโอด D_{21} , D_{23} และ D_{o2} หยุดนำกระแสได้ ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์ S_2 นำกระแส จึงมีกระแสไหล ตัวเหนี่ยวนำ L_{21} , L_{22} ไดโอด D_{22} , D_{24} ตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} , C_{23} , C_o สวิตช์ S_2 และโหลดความต้านทาน R โดยในช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุ C_{22} จะคายประจุผ่านทางไดโอด D_{22} เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_{21} จนกระทั่งตัวเก็บประจุทั้งสองมีแรงดัน ($v_{C_{21}} = v_{C_{22}}$) ส่วนตัวเก็บประจุ C_{23} ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน จะคายประจุผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{22} ตัวเก็บประจุ C_o จะคายประจุไปยังโหลดตัวต้านทาน R

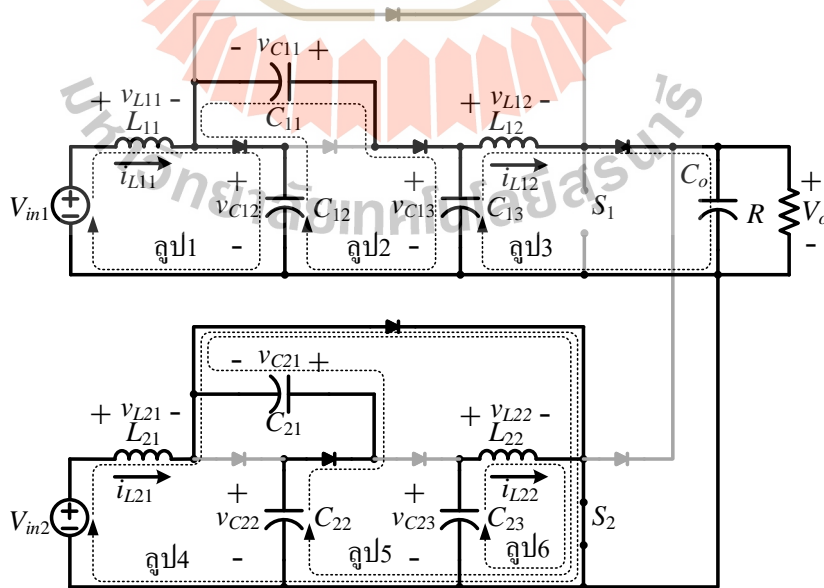


รูปที่ 3.13 วงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

พิจารณาการทำงานในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ดังต่อไปนี้

กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส สามารถพิจารณาอุปแรงดันตามกฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ได้ 6 ลูปการทำงาน ดังแสดงดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 ลูปแรงดันของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

จากรูปที่ 3.14 พิจารณาการทำงานของวงจรในรูปแรงดันโดยกฎอาศัยแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ พบว่าในรูป 1, รูป 3, รูป 4 และรูป 6 สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} , L_{21} และ L_{22} ส่วนรูป 2 หาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} กับ C_{13} และ รูป 5 หาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} กับ C_{22} ได้ดังนี้

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส ในรูป 1, รูป 2, รูป 3

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

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

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{V_{in1} - v_{C12}}{L_{11}} \quad (3-66)$$

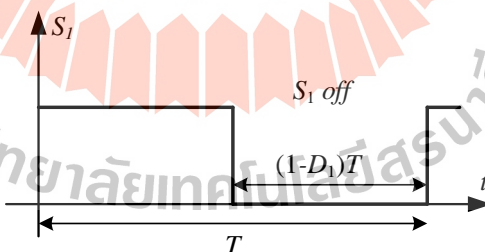
$$\text{รูป 2 : } -v_{C12} + v_{C11} + v_{C13} = 0$$

$$v_{C13} = v_{C11} + v_{C12} \quad (3-67)$$

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

$$L_{12} \frac{di_{L12}}{dt} = v_{C13} - V_o$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} \quad (3-68)$$



รูปที่ 3.15 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_1

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.15 พบว่า $dt = (1 - D_1)T$ โดยที่ D_1 คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_1 และ T คือ คาบของการสวิตช์จะได้รับความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{\Delta i_{L11}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L11}}{(1 - D_1)T} = \frac{V_{in1} - v_{C12}}{L_{11}} \quad (3-69)$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{\Delta i_{L12}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L12}}{(1-D_1)T} = \frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} \quad (3-70)$$

จะได้กระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ตามลำดับดังนี้

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

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

โดยที่ $\Delta i_{L11,off}$ และ $\Delta i_{L12,off}$ คือ กระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ขณะที่ สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส

เมื่อพิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส ในรูป 4, รูป 5, รูป 6

รูป 4: $-V_{in2} + v_{L21} = 0$

$$L_{21} \frac{di_{L21}}{dt} = V_{in2}$$

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} \quad (3-73)$$

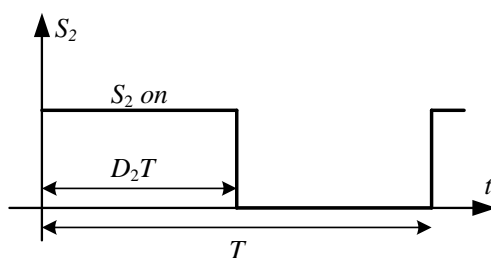
รูป 5: $-v_{C22} + v_{C21} = 0$

$$v_{C21} = v_{C22} \quad (3-74)$$

รูป 6: $-v_{C23} + v_{L22} = 0$

$$L_{22} \frac{di_{L22}}{dt} = v_{C23}$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{v_{C23}}{L_{22}} \quad (3-75)$$



รูปที่ 3.16 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_2

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส ดังรูปที่ 3.16 พบว่า $dt = D_2 T$ โดยที่ D_2 คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_2 และ T คือ คาบของการสวิตช์จะได้รับความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{\Delta i_{L21}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L21}}{D_2 T} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} \quad (3-76)$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{\Delta i_{L22}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L22}}{D_2 T} = \frac{v_{C23}}{L_{22}} \quad (3-77)$$

จะได้กระแสกระแสเฟืองที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ตามลำดับดังนี้

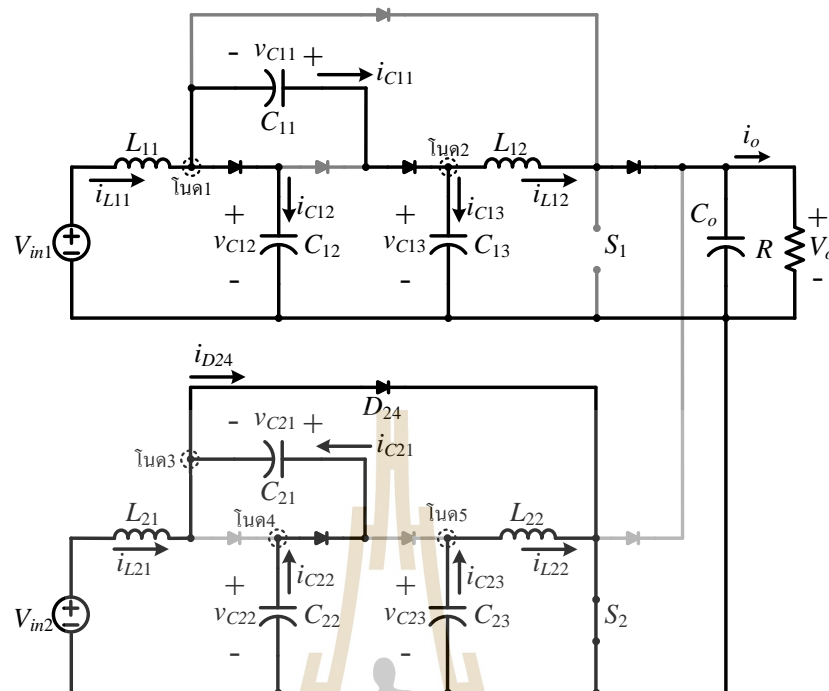
$$\Delta i_{L21,on} = \frac{V_{in2}}{L_{21}} D_2 T \quad (3-78)$$

$$\Delta i_{L22,on} = \frac{v_{C23}}{L_{22}} D_2 T \quad (3-79)$$

โดยที่ $\Delta i_{L21,on}$ และ $\Delta i_{L22,on}$ คือ กระแสกระแสเฟืองที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ขณะที่สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส สามารถพิจารณาโนดกระแสตามกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ได้ 5 โหนด ดังแสดงในรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 โหนดกระแสของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

จากรูปที่ 3.17 พิจารณาการทำงานของวงจรที่โหนดกระแสโดยอาศัยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พบว่าที่ โหนด1, โหนด2, โหนด3, โหนด4 และ โหนด5 สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ ดังนี้

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} พิจารณาได้จากโหนด 1

$$\text{โหนด 1 : } i_{L11} = i_{C11} + i_{C12}$$

$$C_{11} \frac{dv_{C11}}{dt} = i_{L11} - i_{C12}$$

$$\frac{dv_{C11}}{dt} = \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{11}}$$

(3-80)

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{12} พิจารณาได้จากโหนด 1

$$\text{โหนด 1 : } i_{L11} = i_{C11} + i_{C12}$$

$$C_{12} \frac{dv_{C12}}{dt} = i_{L11} - i_{C11}$$

$$\frac{dv_{C12}}{dt} = \frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} \quad (3-81)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{13} พิจารณาได้จากโนด 2

โนด 2 : $i_{C11} = i_{L12} + i_{C13}$

$$\begin{aligned} C_{13} \frac{dv_{C13}}{dt} &= i_{C11} - i_{L12} \\ \frac{dv_{C13}}{dt} &= \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{13}} \end{aligned} \quad (3-82)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.15 พบว่า $dt = (1 - D_1)T$ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , ดังนี้

$$\frac{dv_{C11}}{dt} = \frac{\Delta v_{C11}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C11}}{(1 - D_1)T} = \frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} \quad (3-83)$$

$$\frac{dv_{C12}}{dt} = \frac{\Delta v_{C12}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C12}}{(1 - D_1)T} = \frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} \quad (3-84)$$

$$\frac{dv_{C13}}{dt} = \frac{\Delta v_{C13}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C13}}{(1 - D_1)T} = \frac{i_{C11} - i_{L12}}{C_{13}} \quad (3-85)$$

จะได้แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ดังนี้

$$\Delta v_{C11,off} = \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{11}} (1 - D_1)T \quad (3-86)$$

$$\Delta v_{C12,off} = \frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} (1 - D_1)T \quad (3-87)$$

$$\Delta v_{C13,off} = \frac{i_{C11} - i_{L12}}{C_{13}} (1 - D_1)T \quad (3-88)$$

โดยที่ $\Delta v_{C11,off}$, $\Delta v_{C12,off}$ และ $\Delta v_{C13,off}$ คือ แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} เมื่อสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแสตามลำดับ

เมื่อพิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{21} พิจารณาได้จากโนด 3

โนด 3 : $i_{L21} = i_{D24} - i_{C21}$

$$C_{21} \frac{dv_{C21}}{dt} = i_{D24} - i_{L21}$$

$$\frac{dv_{C21}}{dt} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} \quad (3-89)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{22} พิจารณาได้จากโนด 4

โนด 4 : $i_{C22} = i_{C21}$

โดยที่: $i_{C21} = i_{D24} - i_{L21}$

$$C_{22} \frac{dv_{C22}}{dt} = i_{D24} - i_{L21}$$

$$\frac{dv_{C22}}{dt} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} \quad (3-90)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{23} พิจารณาได้จากโนด 5

โนด 5 : $i_{C23} = i_{C22}$

$$C_{23} \frac{dv_{C23}}{dt} = i_{L22}$$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{i_{L22}}{C_{23}} \quad (3-91)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส ดังรูปที่ 3.16 พบว่า $dt = D_2 T$ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} , C_{23} ดังนี้

$$\frac{dv_{C21}}{dt} = \frac{\Delta v_{C21}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C21}}{D_2 T} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} \quad (3-92)$$

$$\frac{dv_{C22}}{dt} = \frac{\Delta v_{C22}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C22}}{D_1 T} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} \quad (3-93)$$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{\Delta v_{C23}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C23}}{D_2 T} = \frac{i_{L22}}{C_{23}} \quad (3-94)$$

จะได้แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ดังนี้

$$\Delta v_{C21} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} D_2 T \quad (3-95)$$

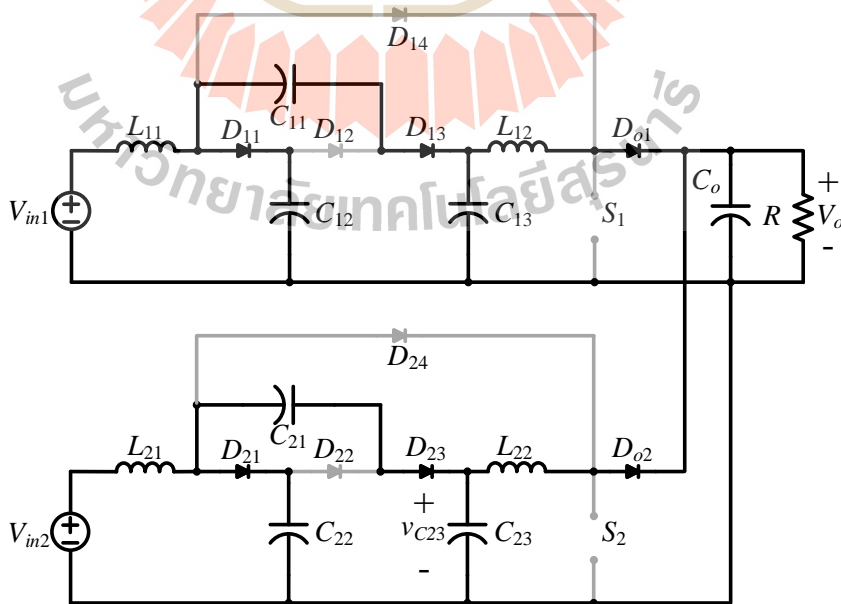
$$\Delta v_{C22} = \frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} D_2 T \quad (3-96)$$

$$\Delta v_{C23} = \frac{i_{L22}}{C_{23}} D_2 T \quad (3-97)$$

โดยที่ $\Delta v_{C21,on}$, $\Delta v_{C22,on}$ และ $\Delta v_{C23,on}$ คือ แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ เมื่อสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

โหมดที่ 4 สวิตช์กำลัง S_1 หยุคนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุคนำกระแส

พิจารณาวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 หยุคนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุคนำกระแส ดังรูปที่ 3.18 พบว่า ในวงจรย่อยที่ 1 เมื่อสวิตช์ S_1 หยุคนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_{12} , C_{13} และ C_o จะอัดประจุ ส่วนตัวเก็บประจุ C_{11} จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนกับแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ไดโอด D_{11} , D_{13} และ D_{o1} นำกระแส เนื่องจากรับการไบอัสตรง ส่วนไดโอด D_{12} และ D_{14} จะหยุคนำกระแสเนื่องจากรับการไบอัสย้อนกลับ ดังนั้นช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุคนำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} ไดโอด D_{11} , D_{13} , D_{o1} ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_o และโหลดความต้านทาน R ซึ่งช่วงนี้ตัวเก็บประจุ C_{12} จะได้รับการอัดประจุจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} ผ่านไดโอด D_{11} ส่วนตัวเก็บประจุ C_{11} จะคายพลังงานที่กักเก็บไว้ผ่านทางไดโอด D_{13} เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_{13} ซึ่งตัวเก็บประจุ C_{13} ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกหนึ่งแหล่งจ่ายในวงจร ส่วนตัวเก็บประจุ C_o จะได้รับการอัดประจุจากตัวเก็บประจุ C_{11} ผ่านทางไดโอด D_{13} และ D_{o1} ทั้งนี้ในวงจรย่อยที่ 2 จะมีลักษณะการทำงานเช่นเดียวกันกับวงจรย่อยที่ 1 ขณะที่สวิตช์ S_2 หยุคนำกระแส

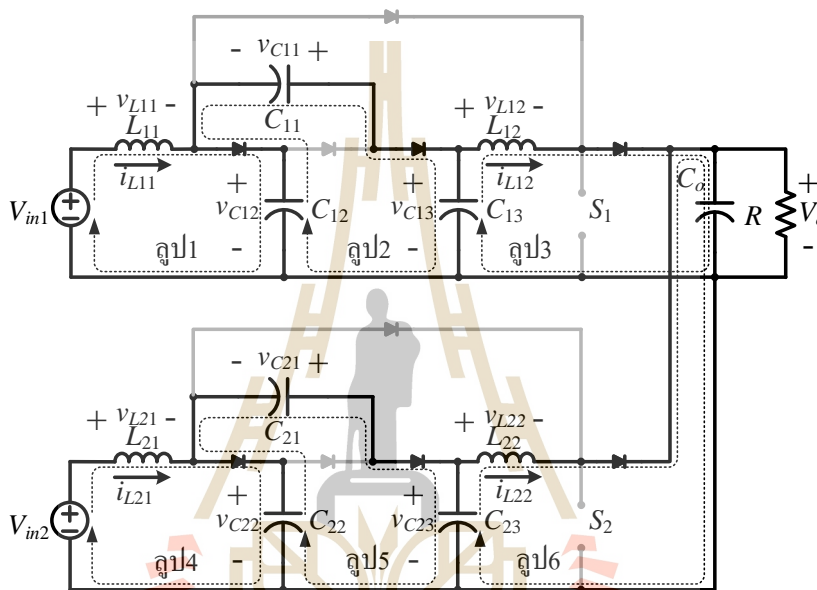


รูปที่ 3.18 วงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 หยุคนำกระแสและ สวิตช์กำลัง S_2 หยุคนำกระแส

พิจารณาการทำงานในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ดังต่อไปนี้

กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส สามารถพิจารณาloopแรงดันตามกฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ ที่ 6 loop ดังแสดงในรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 Loopแรงดันของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

จากรูปที่ 3.19 พิจารณาการทำงานของวงจรในloopแรงดัน โดยกฎอาศัยแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ พบว่าใน loop1, loop3, loop4 และ loop6 สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} , L_{21} และ L_{22} ส่วน loop 2 และ loop 5 หาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} กับ C_{13} และ C_{21} , C_{22} กับ C_{23} ซึ่งแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส ใน loop 1, loop 2, loop 3

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

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

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

(3-98)

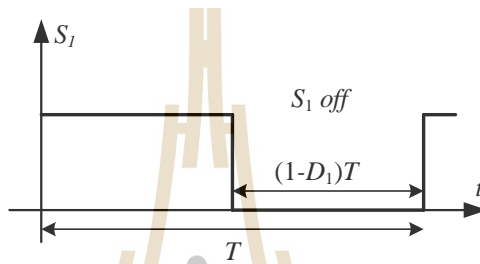
$$\text{รูป 2: } -v_{C12} + v_{C11} + v_{C13} = 0$$

$$v_{C13} = v_{C11} + v_{C12} \quad (3-99)$$

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

$$L_{12} \frac{di_{L12}}{dt} = v_{C13} - V_o$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} \quad (3-100)$$



รูปที่ 3.20 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_1

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.20 พบว่า $dt = (1 - D_1)T$ โดยที่ D_1 คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_1 และ T คือ คาบของการสวิตช์จะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{di_{L11}}{dt} = \frac{\Delta i_{L11}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L11}}{(1 - D_1)T} = \frac{V_{in1} - v_{C12}}{L_{11}} \quad (3-101)$$

$$\frac{di_{L12}}{dt} = \frac{\Delta i_{L12}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L12}}{(1 - D_1)T} = \frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} \quad (3-102)$$

จะได้กระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ตามลำดับดังนี้

$$\Delta i_{L11,off} = \frac{V_{in1} - v_{C12}}{L_{11}} (1 - D_1)T \quad (3-103)$$

$$\Delta i_{L12,off} = \frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} (1 - D_1)T \quad (3-104)$$

โดยที่ $\Delta i_{L11,off}$ และ $\Delta i_{L12,off}$ คือ กระแสกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส ในรูป 4, รูป 5, รูป 6

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

$$L_{21} \frac{di_{L21}}{dt} = V_{in2} - v_{C22}$$

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{V_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} \quad (3-105)$$

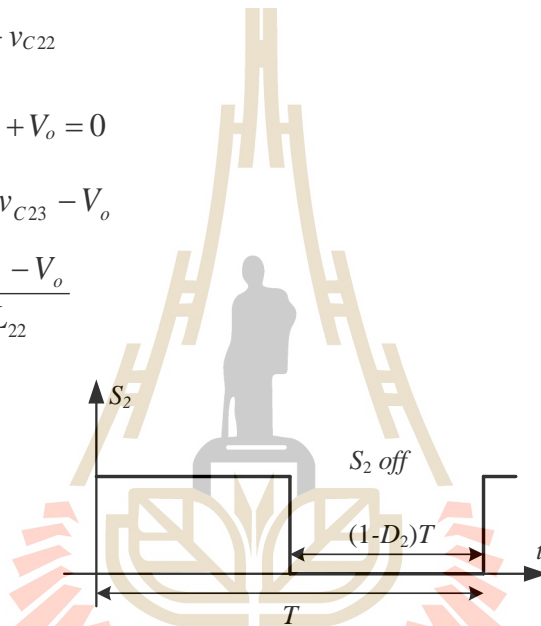
$$\text{รูป 5: } -v_{C22} + v_{C21} + v_{C23} = 0$$

$$v_{C23} = v_{C21} + v_{C22} \quad (3-106)$$

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

$$L_{22} \frac{di_{L22}}{dt} = v_{C23} - V_o$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} \quad (3-107)$$



รูปที่ 3.21 ช่วงการทำงานของสวิตช์ S_2

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.21 พบว่า $dt = (1 - D_2)T$ โดยที่ D_2 คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์กำลัง S_1 และ T คือ คาบของการสวิตช์จะให้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{di_{L21}}{dt} = \frac{\Delta i_{L21}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L21}}{(1 - D_2)T} = \frac{V_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} \quad (3-108)$$

$$\frac{di_{L22}}{dt} = \frac{\Delta i_{L22}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L22}}{(1 - D_2)T} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} \quad (3-109)$$

จะได้กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ดังนี้

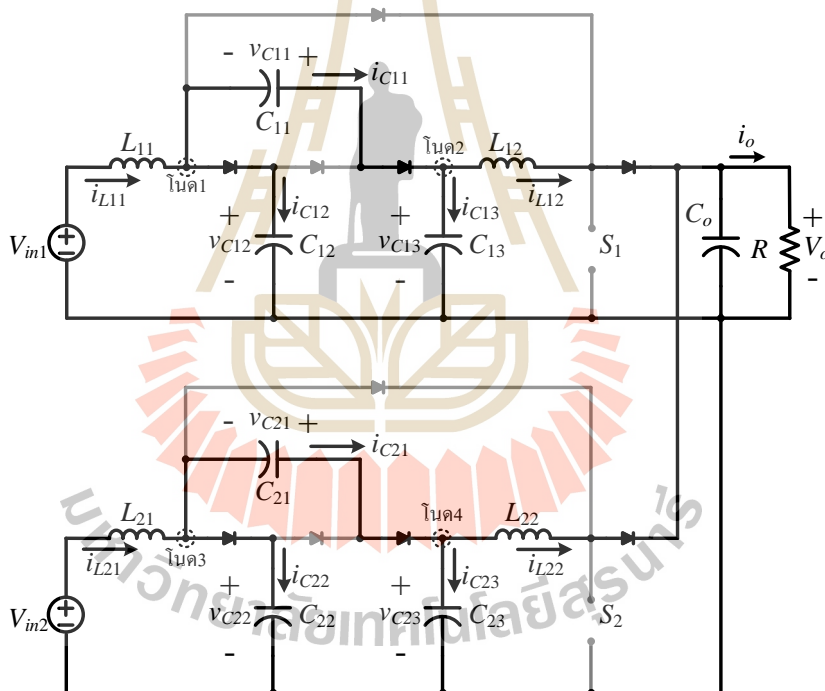
$$\Delta i_{L_{21},off} = \frac{V_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} (1 - D_2) T \quad (3-110)$$

$$\Delta i_{L_{22},off} = \frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} (1 - D_2) T \quad (3-111)$$

โดยที่ $\Delta i_{L_{21},off}$ และ $\Delta i_{L_{22},off}$ คือ กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ L_{22} ขณะที่ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) :

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส สามารถพิจารณาโนดกระแสตามกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ได้ 4 โหนด แสดงในรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 โหนดกระแสของวงจรขณะสวิตช์กำลัง S_1 และ สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

จากรูปที่ 3.22 พิจารณาการทำงานของวงจรที่โนดกระแสโดยอาศัยกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ พบว่าที่ โหนด1, โหนด2, โหนด3 และ โหนด4 สามารถหาความสัมพันธ์ ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_{21} , C_{22} และ C_{23} นั่นคือ i_{C11} , i_{C12} , i_{C13} , i_{C21} , i_{C22} และ i_{C23} ตามลำดับดังนี้

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} พิจารณาได้จากโนด 1

$$\text{โนด 1 : } i_{L11} = i_{C11} + i_{C12}$$

$$C_{11} \frac{dv_{C11}}{dt} = i_{L11} - i_{C12}$$

$$\frac{dv_{C11}}{dt} = \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{11}} \quad (3-112)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{12} พิจารณาได้จากโนด 1

$$\text{โนด 1 : } i_{L11} = i_{C11} + i_{C12}$$

$$C_{12} \frac{dv_{C12}}{dt} = i_{L11} - i_{C11}$$

$$\frac{dv_{C12}}{dt} = \frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} \quad (3-113)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{13} พิจารณาได้จากโนด 2

$$\text{โนด 2 : } i_{C11} = i_{L12} + i_{C13}$$

$$C_{13} \frac{dv_{C13}}{dt} = i_{C11} - i_{L12}$$

$$\frac{dv_{C13}}{dt} = \frac{i_{C11} - i_{L12}}{C_{13}} \quad (3-114)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.20 พบว่า $dt = (1 - D_1)T$ จะได้
ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} ดังนี้

$$\frac{dv_{C11}}{dt} = \frac{\Delta v_{C11}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C11}}{(1 - D_1)T} = \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{11}} \quad (3-115)$$

$$\frac{dv_{C12}}{dt} = \frac{\Delta v_{C12}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C12}}{(1 - D_1)T} = \frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} \quad (3-116)$$

$$\frac{dv_{C13}}{dt} = \frac{\Delta v_{C13}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C13}}{(1 - D_1)T} = \frac{i_{C11} - i_{L12}}{C_{13}} \quad (3-117)$$

จะได้แรงดันกระแสที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ดังนี้

$$\Delta v_{C11,off} = \frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{11}} (1 - D_1)T \quad (3-118)$$

$$\Delta v_{C12,off} = \frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} (1 - D_1)T \quad (3-119)$$

$$\Delta v_{C13,off} = \frac{i_{C11} - i_{L12}}{C_{13}} (1 - D_1)T \quad (3-120)$$

โดยที่ $\Delta v_{C11,off}$, $\Delta v_{C12,off}$ และ $\Delta v_{C13,off}$ คือ แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ตามลำดับ เมื่อสวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส

พิจารณาช่วงสวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส

หาความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{21} พิจารณาได้จากโนด 3

$$\text{โนด 3 : } i_{L21} = i_{C21} + i_{C22}$$

$$C_{21} \frac{dv_{C21}}{dt} = i_{L21} - i_{C22}$$

$$\frac{dv_{C21}}{dt} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{21}} \quad (3-121)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{22} พิจารณาได้จากโนด 3

$$\text{โนด 3 : } i_{L21} = i_{C21} + i_{C22}$$

$$C_{22} \frac{dv_{C22}}{dt} = i_{L21} - i_{C21}$$

$$\frac{dv_{C22}}{dt} = \frac{i_{L21} - i_{C21}}{C_{22}} \quad (3-122)$$

ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{23} พิจารณาได้จากโนด 4

$$\text{โนด 4 : } i_{C21} = i_{L22} + i_{C23}$$

$$C_{23} \frac{dv_{C23}}{dt} = i_{C21} - i_{L22}$$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{23}} \quad (3-123)$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.21 พบว่า $dt = (1 - D_2)T$ จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} , C_{23} , ดังนี้

$$\frac{dv_{C21}}{dt} = \frac{\Delta v_{C21}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C21}}{(1-D_2)T} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{21}} \quad (3-124)$$

$$\frac{dv_{C22}}{dt} = \frac{\Delta v_{C22}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C22}}{(1-D_2)T} = \frac{i_{L21} - i_{C21}}{C_{22}} \quad (3-125)$$

$$\frac{dv_{C23}}{dt} = \frac{\Delta v_{C23}}{\Delta t} = \frac{\Delta v_{C23}}{(1-D_2)T} = \frac{i_{C21} - i_{L22}}{C_{23}} \quad (3-126)$$

จะได้แรงดันกระแสเพื่อที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ดังนี้

$$\Delta v_{C21,off} = \frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{21}} (1-D_2)T \quad (3-127)$$

$$\Delta v_{C22,off} = \frac{i_{L21} - i_{C21}}{C_{22}} (1-D_2)T \quad (3-128)$$

$$\Delta v_{C23,off} = \frac{i_{C21} - i_{L22}}{C_{23}} (1-D_2)T \quad (3-129)$$

โดยที่ $\Delta v_{C21,off}$, $\Delta v_{C22,off}$ และ $\Delta v_{C23,off}$ คือ แรงดันกระแสเพื่อที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{21} , C_{22} และ C_{23} ตามลำดับ เมื่อสวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส

จากการพิจารณาโหมดการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ทั้ง 4 โหมดการทำงาน โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ดังที่นำเสนอไป สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสเพื่อที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และความสัมพันธ์ของแรงดันกระแสเพื่อที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ภายในวงจรย่อยที่ 1 และวงจรย่อยที่ 2 เพื่อใช้ออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ แสดงดังตารางที่ 3.1

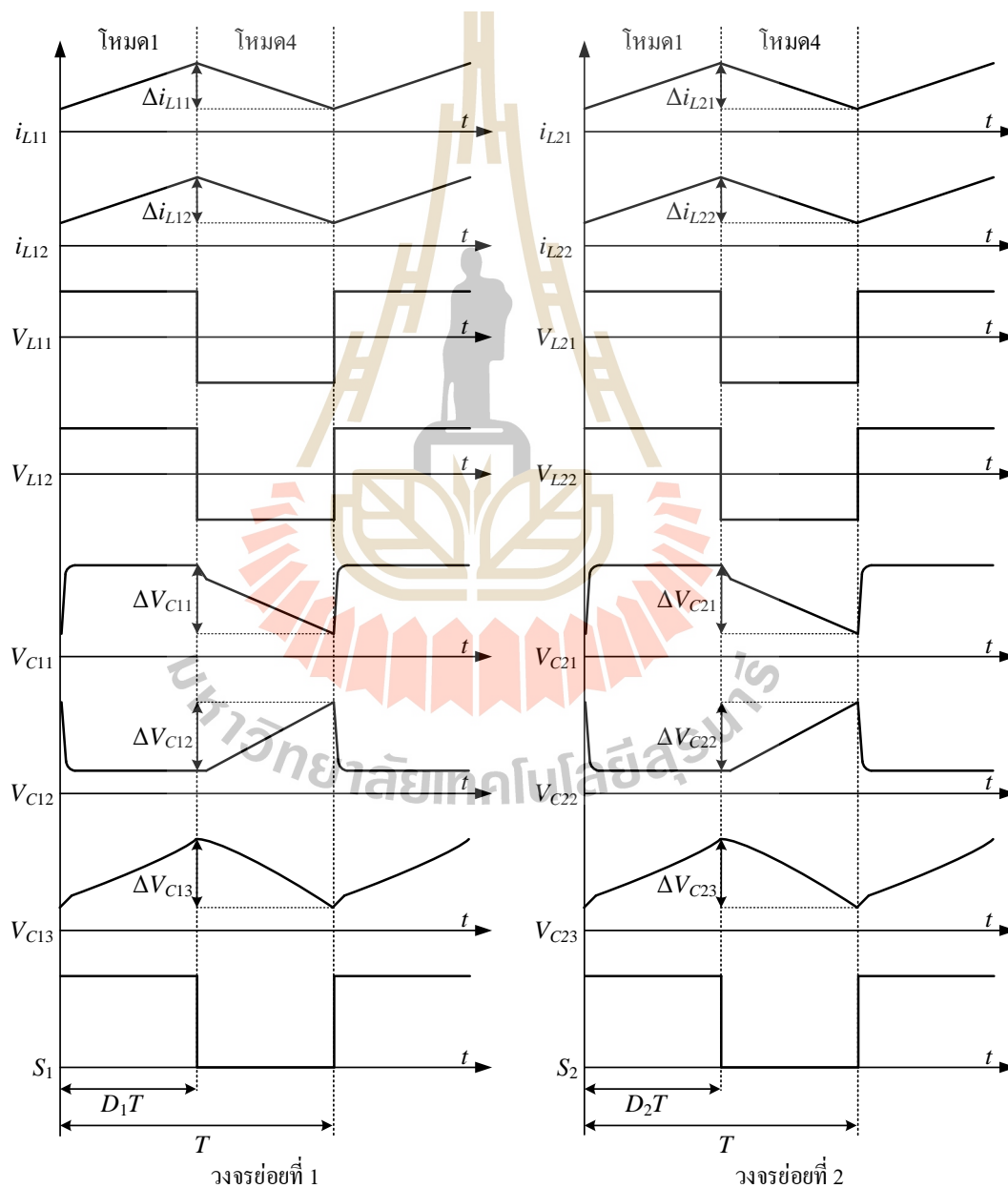
ตารางที่ 3.1 ตารางความสัมพันธ์การกระเพื่อมของกระแส และแรงดัน ภายในวงจร

วงจรย่อยที่ 1		
	สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส	สวิตช์กำลัง S_1 หยุดนำกระแส
Δi_{L11}	$\frac{V_{in1}}{L_{11}} D_1 T$	$\frac{V_{in1} - v_{C12}}{L_{11}} (1 - D_1) T$
Δi_{L12}	$\frac{v_{C13}}{L_{12}} D_1 T$	$\frac{v_{C13} - V_o}{L_{12}} (1 - D_1) T$
Δv_{C11}	$\frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{11}} D_1 T$	$\frac{i_{L11} - i_{C12}}{C_{11}} (1 - D_1) T$
Δv_{C12}	$\frac{i_{D14} - i_{L11}}{C_{12}} D_1 T$	$\frac{i_{L11} - i_{C11}}{C_{12}} (1 - D_1) T$
Δv_{C13}	$\frac{i_{L12}}{C_{13}} D_1 T$	$\frac{i_{C11} - i_{L12}}{C_{13}} (1 - D_1) T$
วงจรย่อยที่ 2		
	สวิตช์กำลัง S_2 นำกระแส	สวิตช์กำลัง S_2 หยุดนำกระแส
Δi_{L21}	$\frac{V_{in2}}{L_{21}} D_2 T$	$\frac{V_{in2} - v_{C22}}{L_{21}} (1 - D_2) T$
Δi_{L22}	$\frac{v_{C23}}{L_{22}} D_2 T$	$\frac{v_{C23} - V_o}{L_{22}} (1 - D_2) T$
Δv_{C21}	$\frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{21}} D_2 T$	$\frac{i_{L21} - i_{C22}}{C_{21}} (1 - D_2) T$
Δv_{C22}	$\frac{i_{D24} - i_{L21}}{C_{22}} D_2 T$	$\frac{i_{L21} - i_{C21}}{C_{22}} (1 - D_2) T$
Δv_{C23}	$\frac{i_{L22}}{C_{23}} D_2 T$	$\frac{i_{C21} - i_{L22}}{C_{23}} (1 - D_2) T$

จากนั้นเป็นการศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น ซึ่งแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} อาจมีค่าเท่ากัน หรือแตกต่างกันก็ได้ ทั้งนี้แรงดันเอาต์พุตที่ได้รับการทระดับแรงดันจากวงจรย่อยที่ 1 และวงจรย่อยที่ 2 จำเป็นต้องมีค่าเท่ากัน ทำให้สวิตช์ S_1 และ S_2 มีโอกาสที่จะทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เท่ากัน หรือแตกต่างกันได้ โดยสามารถแบ่งลักษณะการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงได้เป็น 3 กรณี คือ กรณีที่ 1 เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากัน กรณีที่ 2 เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} น้อยกว่าแรงดันอินพุต V_{in2} กรณีที่ 3 เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} มากกว่าแรงดันอินพุต V_{in2} ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

กรณีที่ 1 เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันเท่ากัน

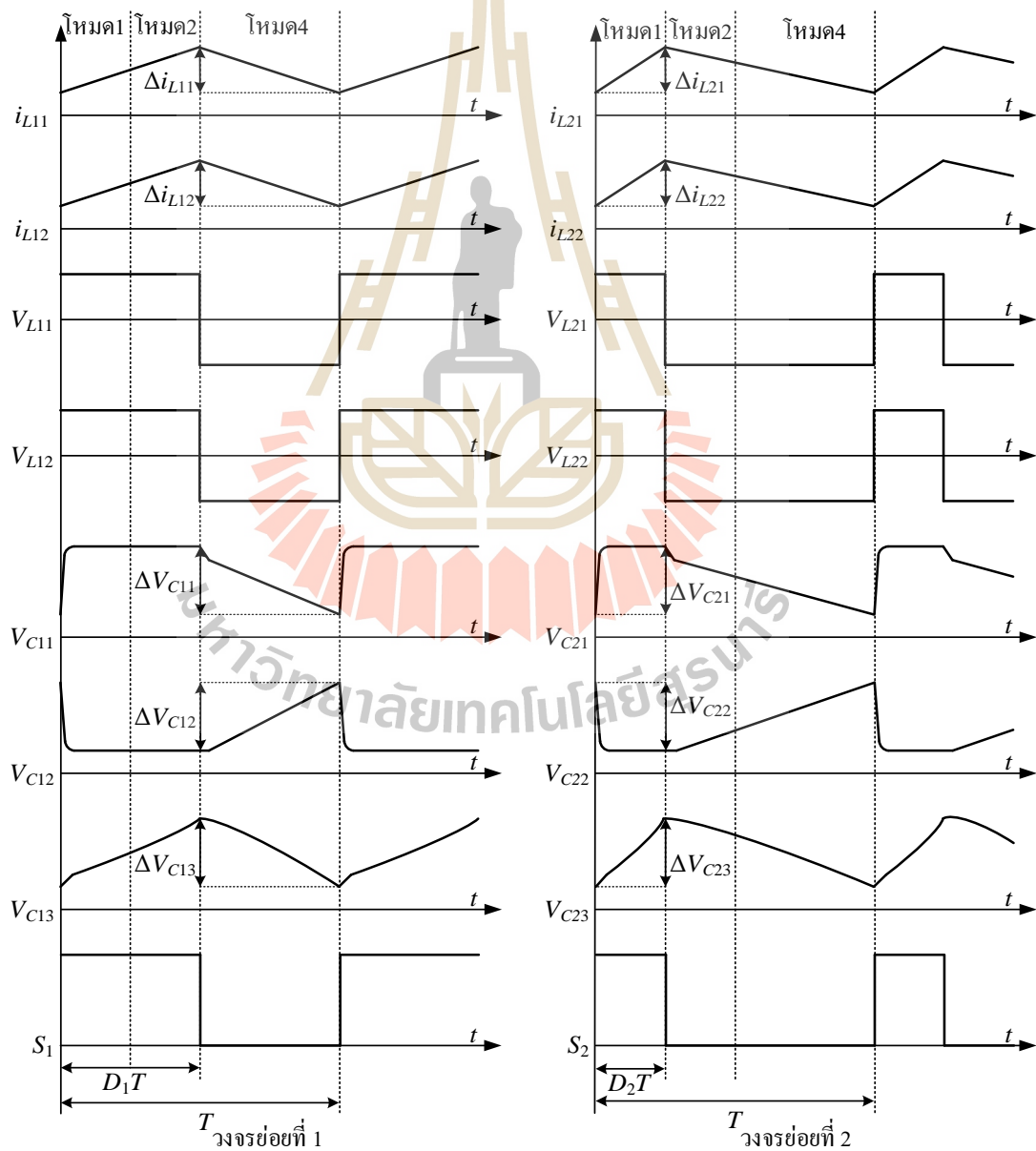
เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันเท่ากัน ส่งผลให้สวิตช์กำลัง S_1 และ S_2 ทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่เดียวกันคือ $D_1 = D_2$ เพื่อทบระดับอินพุตให้ได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยทั้งสองมีระดับแรงดันที่เท่ากัน ทำให้วงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีโหมดการทำงานเพียง 2 โหมดการทำงานคือ โหมดที่ 1 สวิตช์ S_1 และสวิตช์ S_2 นำกระแส และ โหมดที่ 4 สวิตช์ S_1 และสวิตช์ S_2 หดนำกระแส ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์การกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดัน ของอุปกรณ์ภายในวงจรได้ดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 กระแส และแรงดันของวงจรย่อยที่ 1 และ 2 เมื่อ $D_1 = D_2$

กรณีที่ 2 เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} น้อยกว่าแรงดันอินพุต V_{in2}

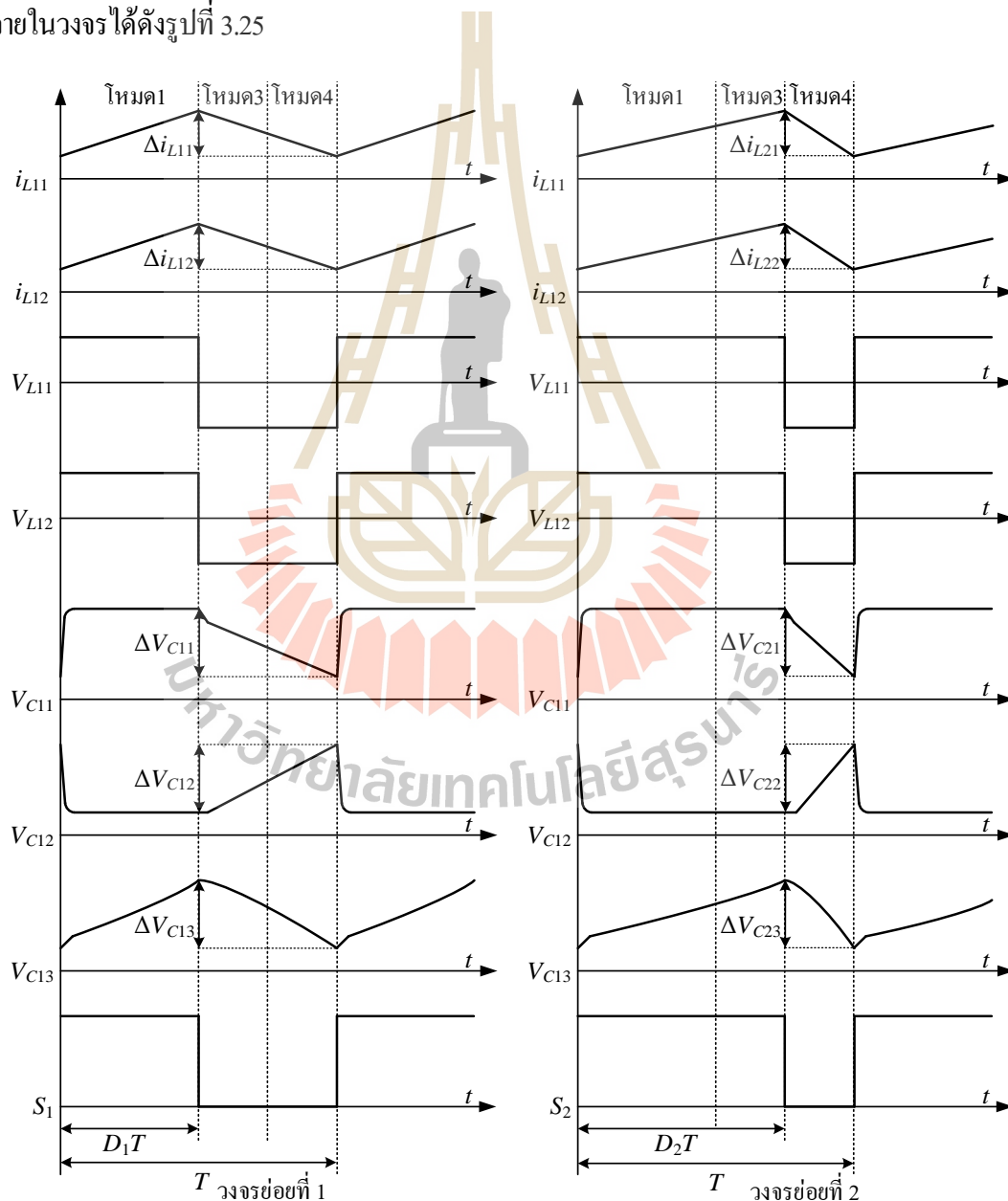
เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} น้อยกว่าแรงดันอินพุต V_{in2} ส่งผลให้สวิตช์ S_1 ทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่สูงกว่าสวิตช์ S_2 ($D_1 > D_2$) เพื่อทบระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตสูงเท่ากับ แรงดันเอาต์พุตจากวงจรย่อยที่ 2 ส่งผลให้วงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีโหมดการทำงานอยู่ 3 โหมดการทำงานคือ โหมดที่ 1 สวิตช์ S_1 และ S_2 นำกระแส โหมดที่ 2 สวิตช์ S_1 นำกระแส สวิตช์ S_2 หยุดนำกระแส และโหมดที่ 4 สวิตช์ S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์การกระแสเพื่อมของกระแส และการกระแสเพื่อมของแรงดัน ของอุปกรณ์ภายในวงจรได้ดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 กระแสและแรงดันของวงจรย่อยที่ 1 และ 2 เมื่อ $D_1 > D_2$

กรณีที่ 3 เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} มากกว่าแรงดันอินพุต V_{in2}

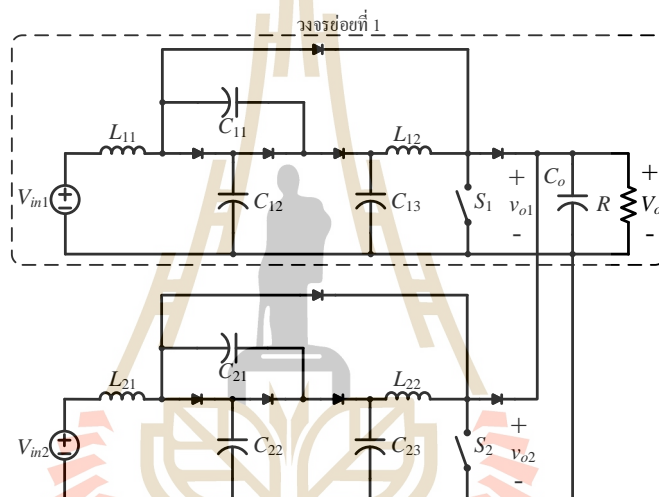
เมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่ามากกว่าแรงดันอินพุต V_{in2} ส่งผลให้สวิตช์ S_1 ทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ต่ำกว่าสวิตช์ S_2 คือ $D_1 < D_2$ เพื่อทบระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตสูงเท่ากับ แรงดันเอาต์พุตจากวงจรย่อยที่ 1 วงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้นจะมีโหมดการทำงาน 3 โหมดการทำงานคือ โหมดที่ 1 สวิตช์ S_1 และ S_2 นำกระแส โหมดที่ 3 สวิตช์ S_1 หยุดนำกระแส สวิตช์ S_2 นำกระแส และโหมดที่ 4 สวิตช์ S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์การกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดัน ของอุปกรณ์ภายในวงจรได้ดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 กระแส และแรงดันของวงจรย่อยที่ 1 และ 2 เมื่อ $D_1 < D_2$

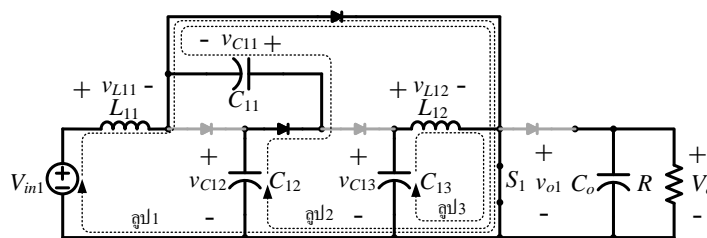
3.4 อัตราขยายแรงดันของวงจร

การพิจารณาหาอัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้นสามารถทำได้โดยการพิจารณาอัตราขยายแรงดันของแต่ละวงจรย่อย ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุต V_{in} แรงดันเอาต์พุต V_o และค่าวัฏจักรหน้าที่ D_n ของสวิตช์ภายในวงจรย่อยที่กำลังพิจารณา ทั้งนี้จะพิจารณาหาอัตราขยายจากวงจรย่อยที่ 1 ดังรูปที่ 3.26 เพื่อหาอัตราขยายแรงดันสำหรับใช้คำนวณหาอัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้น การหาอัตราขยายแรงดันของวงจรย่อยที่ 1 จะพิจารณา ช่วงที่สวิตช์ S_1 นำกระแส และ ช่วงที่สวิตช์ S_1 หยุดนำกระแส ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.26 วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้น

พิจารณาการทำงานของวงจรย่อยที่ 1 ช่วงที่สวิตช์ S_1 นำกระแส แสดงในรูปที่ 3.27 สามารถพิจารณาหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} ดังสมการที่ (3-130) และ (3-132) ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{12} ดังสมการที่ (3-131) และความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 1 ดังสมการที่ (3-133) ตามลำดับ



รูปที่ 3.27 วงจรที่ประกอบด้วยอุปแรงดัน ขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส

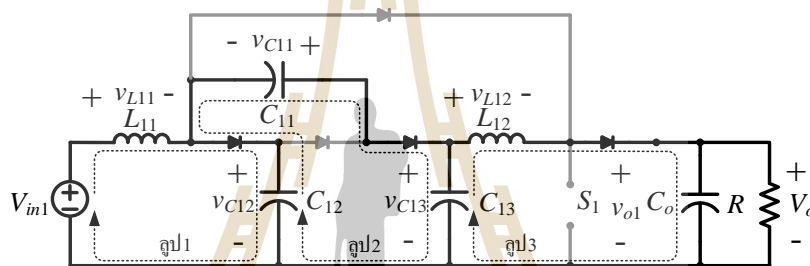
$$\text{ลูป 1 : } v_{L11,on} = V_{in1} \quad (3-130)$$

$$\text{ลูป 2 : } v_{C11} = v_{C12} \quad (3-131)$$

$$\text{ลูป 3 : } v_{L12,on} = v_{C13} \quad (3-132)$$

$$v_{o1} = 0 \quad (3-133)$$

พิจารณาการทำงานของวงจรย่อยที่ 1 ช่วงที่สวิตช์ S_1 หยุคนำกระแส ดังในรูปที่ 3.28 สามารถพิจารณาหาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} ดังสมการที่ (3-134) และ (3-136) ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} และ C_{13} ดังสมการที่ (3-135) และ ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 1 ดังสมการที่ (3-137) ตามลำดับ



รูปที่ 3.28 วงจรที่ประกอบด้วยลูปแรงดัน ขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 หยุคนำกระแส

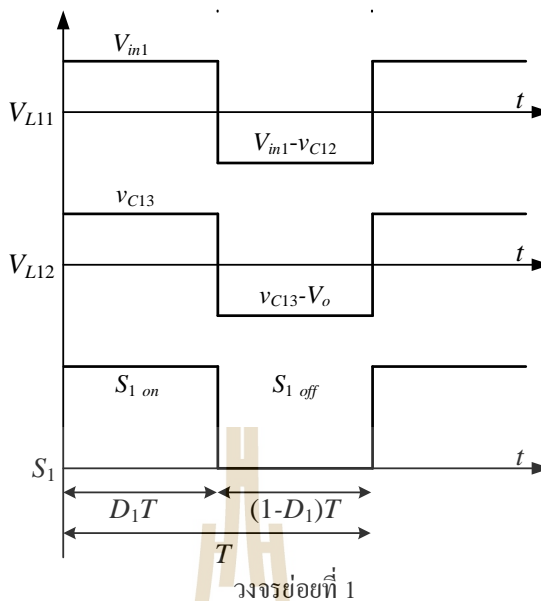
$$\text{ลูป 1 : } v_{L11,off} = V_{in1} - v_{C12} \quad (3-134)$$

$$\text{ลูป 2 : } v_{C13} = v_{C11} + v_{C12} \quad (3-135)$$

$$\text{ลูป 3 : } v_{L12,off} = v_{C13} - V_o \quad (3-136)$$

$$v_{o1} = V_o \quad (3-137)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} ในสภาวะอยู่ตัว ขณะที่สวิตช์ S_1 นำกระแส และสวิตช์ S_1 หยุคนำกระแส ดังรูปที่ 3.29 เพื่อหาอัตราขยายแรงดันของวงจรย่อยที่ 1 ดังนี้



รูปที่ 3.29 แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12}

$$L_{11} : \quad v_{L11,on} D_1 T + v_{L11,off} (1 - D_1) T = 0$$

$$V_{in1} D_1 T + (V_{in1} - v_{C12}) (1 - D_1) T = 0 \quad (3-138)$$

$$L_{12} : \quad v_{L12,on} D_1 T + v_{L12,off} (1 - D_1) T = 0$$

$$v_{C13} D_1 T + (v_{C13} - v_{o1}) (1 - D_1) T = 0 \quad (3-139)$$

จากความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{12} ในสมการที่ (3-131) เห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากัน ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{12} และ C_{13} เป็นดังสมการที่ (3-140)

$$\text{จากสมการที่ (3-135):} \quad v_{C13} = v_{C11} + v_{C12} \quad \text{เมื่อ } v_{C11} = v_{C12}$$

$$\text{จะได้} \quad v_{C13} = 2v_{C12} \quad (3-140)$$

จากสมการที่ (3-138) สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุต V_{in1} ได้ดังนี้

$$V_{in1} D_1 T + (V_{in1} - v_{C12}) (1 - D_1) T = 0$$

$$V_{in1} D_1 T + V_{in1} (1 - D_1) T - v_{C12} (1 - D_1) T = 0$$

$$V_{in1} (D_1 + 1 - D_1) T - v_{C12} (1 - D_1) T = 0$$

$$V_{in1} T - v_{C12} (1 - D_1) T = 0$$

$$V_{in1} = v_{C12}(1 - D_1) \quad (3-141)$$

จากสมการที่ (3-139) สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุต V_o ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} v_{C13}D_1T + (v_{C13} - v_{o1})(1 - D_1)T &= 0 \\ v_{C13}D_1T + v_{C13}(1 - D_1)T - v_{o1}(1 - D_1)T &= 0 \\ v_{C13}(D_1 + 1 - D_1)T - v_{o1}(1 - D_1)T &= 0 \\ v_{C13}T - v_{o1}(1 - D_1)T &= 0 \\ v_{o1} &= \frac{v_{C13}}{(1 - D_1)} \quad \text{เมื่อ } v_{C13} = 2v_{C12} \\ v_{o1} &= \frac{2v_{C12}}{(1 - D_1)} \end{aligned} \quad (3-142)$$

จากสมการที่ (3-141) และ (3-142) สามารถหาอัตราขยายแรงดันของวงจรย่อยที่ 1 $M_1 = v_{o1}/V_{in1}$ ดังแสดงในสมการที่ (3-143)

$$\begin{aligned} M_1 &= \frac{v_{o1}}{V_{in1}} = \frac{2v_{C12}}{(1 - D_1)} \times \frac{1}{v_{C12}(1 - D_1)} \\ M_1 &= \frac{v_{o1}}{V_{in1}} = \frac{2}{(1 - D_1)^2} \end{aligned} \quad (3-143)$$

ทั้งนี้การหาสมการอัตราขยายแรงดันของวงจรย่อยที่ 2 สามารถทำได้โดยการพิจารณาการทำงานของวงจรย่อยที่ 2 ช่วงที่สวิตช์ S_2 นำกระแส และหยุดนำกระแส ในลักษณะเดียวกับวงจรย่อยที่ 1 ดังนั้นสมการอัตราขยายแรงดันของวงจรย่อยที่ 2 จะคล้ายกับสมการที่ (3-143) เป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอินพุต ของวงจรย่อยที่ 2 ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าวัฏจักรหน้าที่ D_2 ดังแสดงในสมการที่ (3-144)

$$M_2 = \frac{v_{o2}}{V_{in2}} = \frac{2}{(1 - D_2)^2} \quad (3-144)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3-143) และ (3-144) สามารถแสดงสมการอัตราขยายแรงดันสำหรับวงจรย่อยลำดับที่ n ได้ดังสมการที่ (3-145)

$$M_n = \frac{v_{on}}{V_{inn}} = \frac{2}{(1 - D_n)^2} \quad (3-145)$$

หากพิจารณาแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยลำดับที่ n (v_{on}) จากสมการที่ (3-145) โดยกำหนดให้แรงดันอินพุตของวงจรย่อยลำดับที่ n (V_{inn}) มีค่าเป็น 20V และค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ S_n คือ 0.7 สามารถคำนวณแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อย v_{on} ได้ดังนี้

$$v_{on} = \frac{2 \cdot V_{inn}}{(1 - D_n)^2} = \frac{2 \cdot 20}{(1 - 0.7)^2} = 444.44 \text{ V}$$

ดังนั้นเห็นได้ว่าวงจรย่อยมีอัตราขยายแรงดันเพียงพอที่จะสามารถทระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตค่อนข้างต่ำประมาณ 20V ให้มีค่าสูงถึงประมาณ 400V ได้ ซึ่งเป็นอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า โดยที่สวิตช์กำลังทำงานด้วยวัฏจักรหน้าที่เพียง 0.7 ซึ่งมีค่าไม่สูงมากนัก

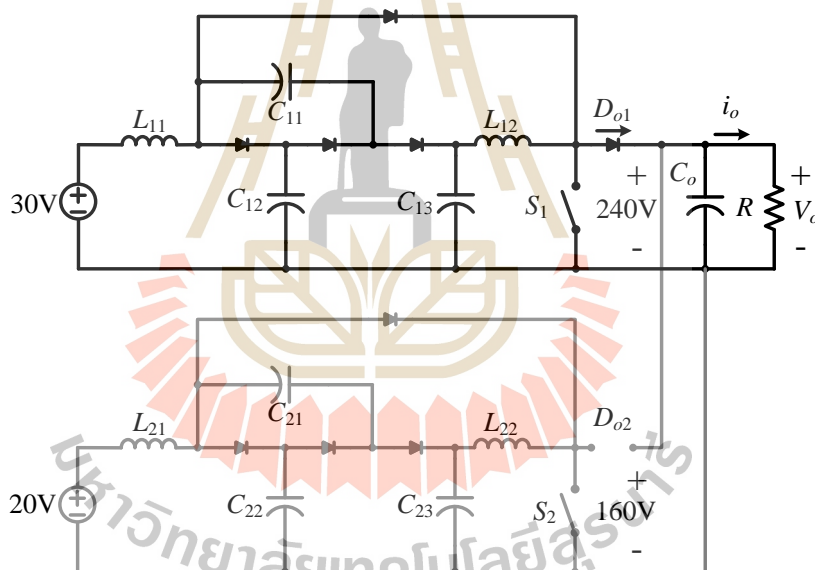
เนื่องจากวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะขนานกัน จึงส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อย (v_{o1} , v_{o2} , v_{on}) ต้องมีระดับแรงดันเท่ากัน ในลำดับต่อไปจึงเป็นการศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น กรณีเมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อย (v_{o1} และ v_{o2}) มีระดับแรงดันที่แตกต่างกัน เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลที่เกิดขึ้น หากแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยมีระดับแรงดันไม่เท่ากัน โดยจะอาศัยโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น โดยกำหนดให้ระดับแรงดันอินพุตของแหล่งจ่าย V_{in1} มีค่าเท่ากับ 30V และแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าเท่ากับ 20V และค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ S_1 และ S_2 มีค่าเท่ากัน อยู่ที่ 0.5 ($D_1 = D_2 = 0.5$)

จากสมการที่ (3-145) สามารถคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยทั้งสองได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{วงจรย่อยที่ 1: } v_{o1} &= \frac{2V_{in1}}{(1 - D_1)^2} \\ v_{o1} &= \frac{2 \times 30}{(1 - 0.5)^2} \\ v_{o1} &= 240 \text{ v} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{วงจรย่อยที่ 2: } v_{o2} &= \frac{2V_{in2}}{(1 - D_2)^2} \\ v_{o2} &= \frac{2 \times 20}{(1 - 0.5)^2} \\ v_{o2} &= 160 \text{ v} \end{aligned}$$

ผลที่เกิดขึ้นเมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยทั้งสองมีค่าไม่เท่ากันแสดงดังรูปที่ 3.30 จากการคำนวณข้างต้นแสดงให้เห็นว่า แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 1 มีค่าสูงกว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 2 ซึ่งส่งผลให้แรงดันเอาต์พุต V_o ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเอาต์พุต มีค่าเพิ่มสูงขึ้นเทียบเท่ากับแรงดันเอาต์พุตจากวงจรย่อยที่ 1 ($V_o = v_{o1}$) และแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 2 มีระดับแรงดันที่ต่ำกว่า ทำให้ไดโอด D_{o2} เกิดการไบอัสย้อนกลับ และหยุดนำกระแส เมื่อไดโอด D_{o2} หยุดนำกระแสส่งผลให้วงจรย่อยที่ 2 ไม่สามารถส่งกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้ เปรียบเสมือนวงจรย่อยที่ 2 ถูกตัดออกจากระบบและไม่สามารถทำงานได้อีกต่อไป ส่งผลให้กำลังไฟฟ้าที่จ่ายไปยังโหลดมีค่าลดลง เหลือเพียงกำลังไฟฟ้าจากวงจรย่อยที่ 1 ดังนั้นในการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นนี้ จึงจำเป็นต้องมีการควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยมีระดับแรงดันเท่ากัน เพื่อให้วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

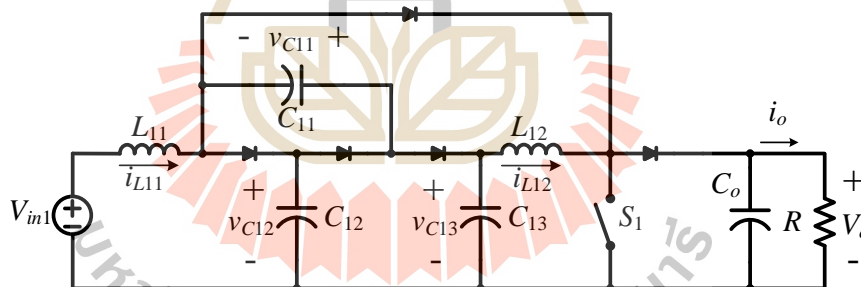


รูปที่ 3.30 วงจรที่พัฒนาขึ้น กรณีแรงดันเอาต์พุตวงจรย่อยไม่เท่ากัน

นอกจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยมีระดับแรงดันแตกต่างกัน ยังมีผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้นกรณีดังกล่าว เพื่อยืนยันให้เห็นถึงผลที่เกิดขึ้นหากระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยแตกต่างกัน ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อ ผลการจำลองสถานการณ์ ในลำดับต่อไป

3.5 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายสูง เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และลดการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ที่ปรากฏอยู่ในวงจร อาศัยการพิจารณาโครงสร้างวงจรถ่าย เพื่อหาสมการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ โดยมีการกำหนดขอบเขตการกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดัน การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรถ่ายนั้น สามารถออกแบบได้อย่างเป็นอิสระต่อกันขึ้นอยู่กับขอบเขตของแต่ละวงจรถ่าย โดยหากกำหนดขอบเขตการกระเพื่อมของกระแส และขอบเขตการกระเพื่อมของแรงดันของวงจรถ่ายมีค่าเท่ากัน ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ก็จะมีค่าเท่ากันด้วย ซึ่งในหัวข้อนี้จะแสดงตัวอย่างการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรถ่ายที่ 1 มีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ 3.31 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรถ่ายที่ 1 สามารถแยกได้เป็น 2 ส่วน คือ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} และ C_o การออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวของวงจรถ่ายที่ 1 แสดงได้ตามลำดับดังนี้



รูปที่ 3.31 วงจรถ่ายที่ 1

3.5.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ มีผลต่อการกระเพื่อมของกระแสอินพุตเป็นอย่างมาก ซึ่งหากการกระเพื่อมของกระแสอินพุตสูง อาจส่งผลให้เกิดความเสียหายต่อกับอุปกรณ์ภายในวงจร และยังส่งผลให้การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตสูงตามไปด้วย ดังนั้นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำจึงเป็นสิ่งจำเป็น โดยได้ทำการยกตัวอย่างการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรถ่ายที่ 1 คือตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{12} แสดงดังนี้

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11}

การออกแบบจะพิจารณาจากกระแส i_{L11} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} ของวงจรขั้วต่อที่ 1 ในขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส จากสมการที่ (3-7) สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสกระเพื่อม Δi_{L11} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{11} แสดงดังสมการที่ (3-146)

$$\Delta i_{L11} = \frac{V_{in1}}{L_{11}} D_1 T$$

$$L_{11} = \frac{V_{in1} D_1}{f_{sw} \Delta i_{L11}} \quad (3-146)$$

โดยที่ T คือ คาบเวลาการทำงานของสวิตช์

f_{sw} คือ ความถี่การสวิตช์ มีค่าเท่ากับ $f_{sw} = \frac{1}{T}$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_{12}

การออกแบบพิจารณาจากกระแส i_{L12} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} ของวงจรขั้วต่อที่ 1 ในขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส จากสมการที่ (3-8) สามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสกระเพื่อม Δi_{L12} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{12} แสดงสมการที่ (3-147)

$$\Delta i_{L12, on} = \frac{v_{C13}}{L_{12}} D_1 T$$

$$L_{12} = \frac{v_{C13} D_1}{f_{sw} \Delta i_{L12}} \quad (3-147)$$

3.5.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุมีผลต่อการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ซึ่งหากแรงดันมีการกระเพื่อมสูงจะส่งผลให้ตัวเก็บประจุเสียหายได้ ดังนั้นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุจึงเป็นสิ่งจำเป็น โดยทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรขั้วต่อที่ 1 คือ ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} และออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_o ดังนี้

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{12}

เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{12} มีค่าเท่ากัน ดังนั้นการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุทั้งสองจึงเหมือนกัน การออกแบบตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{12} พิจารณาจากการออกแบบตัวเก็บประจุภายในวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่ขนานแรงดัน (Marcos Prudente and Luciano L.

Pfischer, 2008) จะพิจารณาโดยอาศัยกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ($P_{o,max}$) ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบจะเป็นค่าตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{12} น้อยที่สุดที่สามารถนำมาใช้ได้ดังสมการที่ (3-148)

$$C_{11}, C_{12} \geq \frac{P_{o,max}}{v_{C11}^2 f_{sw}} \quad (3-148)$$

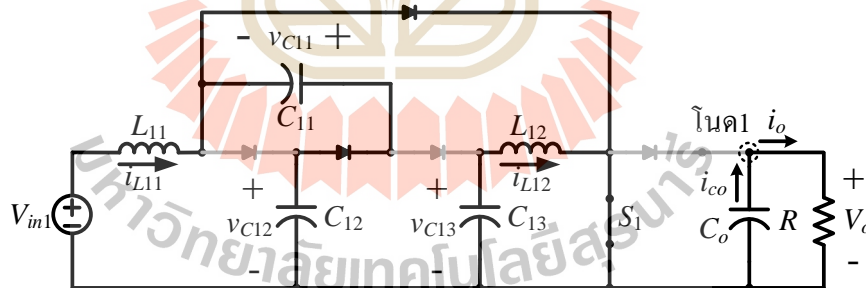
การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_{13}

การออกแบบตัวเก็บประจุ C_{13} จะพิจารณาวงจรย่อยที่ 1 ขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแสจากสมการที่ (3-24) สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันกระเพื่อม Δv_{C13} ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{13} จะได้ค่าตัวเก็บประจุ C_{13} แสดงดังสมการที่ (3-149)

$$\begin{aligned} \Delta v_{C13} &= \frac{i_{L12}}{C_{13}} D_1 T \\ C_{13} &= \frac{i_{L12} D_1}{f_{sw} \Delta v_{C13}} \end{aligned} \quad (3-149)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_o

การออกแบบตัวเก็บประจุ C_o จะพิจารณาเช่นเดียวกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_3 คือพิจารณาวงจรย่อยที่ 1 ขณะที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส แสดงดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 วงจรทบทย่อยที่ 1 ขณะที่สวิตช์ S_1 นำกระแส

พิจารณาที่โนด 1 พบว่าตัวเก็บประจุ C_o ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจ่ายกระแสให้กับโหลดตัวต้านทาน R ($i_{co} = i_o$) สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันกระเพื่อม ΔV_o ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o จะได้ค่าตัวเก็บประจุ C_o ดังสมการที่ (3-150)

$$\begin{aligned} \text{โนด 1: } i_{co} &= i_o \\ C_o \frac{dV_o}{dt} &= i_o \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{dV_o}{dt} &= \frac{i_o}{C_o} \\ \frac{dV_o}{dt} &= \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{\Delta V_o}{D_1 T} = \frac{i_o}{C_o} \\ \Delta V_o &= \frac{i_o}{C_o} D_1 T \\ C_o &= \frac{i_o D_1}{f_{sw} \Delta V_o} \end{aligned} \quad (3-150)$$

จากการวิเคราะห์วงจรย่อยที่ 1 เพื่อหาสมการการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุ ที่ได้แสดงไป สามารถนำมาใช้เป็นแนวทางในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุของวงจรย่อยอื่นได้ โดยสามารถสรุปเป็นสมการการออกแบบของวงจรย่อยอื่น ๆ ได้ดังตารางที่ 3.2 โดยที่ n บ่งบอกถึงวงจรย่อยที่กำลังพิจารณา

ตารางที่ 3.2 สมการการออกแบบค่าพารามิเตอร์

พารามิเตอร์	สมการการออกแบบ
L_{n1}	$L_{n1} \geq \frac{V_{in} D_n}{f_{sw} \Delta i_{L_{n1}}}$
L_{n2}	$L_{n2} \geq \frac{v_{C_{n3}} D_n}{f_{sw} \Delta i_{L_{n2}}}$
C_{n1}, C_{n2}	$C_{n1}, C_{n2} \geq \frac{P_{o,max}}{v_{C_{n1}}^2 f_{sw}}$
C_{n3}	$C_{n3} \geq \frac{i_{L_{n2}} D_n}{f_{sw} \Delta v_{C_{n3}}}$
C_o	$C_o \geq \frac{i_o D_n}{f_{sw} \Delta V_o}$

โดยในงานวิจัยนี้ได้กำหนดขอบเขตการกระเพื่อมของกระอินพุต และขอบเขตการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต เพื่อใช้สำหรับออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

กำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันอยู่ที่ 20V ในการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น โดยสวิตช์ S_1 และ S_2 จะทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่สูงสุดไม่เกิน 0.7 ดังนั้นจะสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดของวงจรย่อยที่ 1 และวงจรย่อยที่ 2 ได้จากสมการที่ (3-145) ซึ่งมีค่าดังนี้

$$M_n = \frac{v_{on}}{V_{im}} = \frac{2}{(1-D_n)^2}$$

$$\frac{v_{o1,2}}{V_{in1,2}} = \frac{2}{(1-D_{1,2})^2}$$

$$\frac{v_{o1,2}}{20} = \frac{2}{(1-0.7)^2}$$

$$V_o = v_{o1,2} = \frac{2 \times 20}{(1-0.7)^2} = 444 \text{ v}$$

จากการคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น เห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุต V_o มีค่าอยู่ที่ประมาณ 444V ทั้งนี้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ภายในวงจร มีพิกัดกำลังไฟฟ้าสูงสุดไม่เกิน 400W จึงสามารถคำนวณหาค่าโหลดตัวต้านทานที่ใช้ได้ดังนี้

$$R = \frac{V_o^2}{P_{o,max}}$$

$$R = \frac{444^2}{400} = 492.84 \approx 500\Omega$$

จากการคำนวณหาค่าโหลดตัวต้านทานสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น เห็นได้ว่าค่าโหลดตัวต้านทานจะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 500Ω ทำให้สามารถคำนวณหาค่ากระแสเอาต์พุต i_o ได้ดังนี้

$$V_o = i_o R$$

$$i_o = \frac{V_o}{R}$$

$$i_o = \frac{444}{500} = 0.888 \text{ A}$$

จากนั้นทำการกำหนดขอบเขตการกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และขอบเขตของแรงดันกระแสที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ตามการออกแบบวงจรทระดับแรงดันสวิตซ์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบที่มีแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ [Annop Nakpin and Sudarat Khwan-on, 2016] ดังนี้

กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} มีขอบเขตที่ 0.2A หรือ 1% ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21}

กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22} มีขอบเขตที่ 0.5A หรือ 15% ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22}

แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23} มีขอบเขตที่ 1V หรือ 0.75% ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23}

แรงดันกระเพื่อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o มีขอบเขตที่ 1V หรือ 0.23% ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o

จากการกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุภายในวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการออกแบบ

V_o	444 V	V_{in1}, V_{in2}	20V
R	500 Ω	i_o	0.888A
f_{sw}	20kHz	D_n	0.7
$P_{O,max}$	400W		
i_{L11}	19.71 A	i_{L12}	2.96 A
V_{C11}, V_{C12}	66.7 V	V_{C13}	133.3 V
$\Delta v_{C13}, \Delta v_{C23}$	1V (0.75% V_{C13})	Δv_{C_o}	1V (0.23% V_o)
$\Delta i_{L11}, \Delta i_{L21}$	0.2A (1% i_{L11})	$\Delta i_{L12}, \Delta i_{L22}$	0.5A (15% i_{L12})

การออกแบบเลือกพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_{11}, L_{12}, L_{21} และ L_{22}

พิจารณาจากสมการในตารางที่ 3.2 ได้ดังนี้

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21}

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

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

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22}

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

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

การออกแบบเลือกพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_{21} , C_{22} , C_{23} และ C_o พิจารณาจากสมการในตารางที่ 3.2 ได้ดังนี้

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{21} และ C_{22}

$$C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22} \geq \frac{P_{o,\max}}{v_{Cn1}^2 f_{sw}}$$

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

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

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23}

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

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

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_o

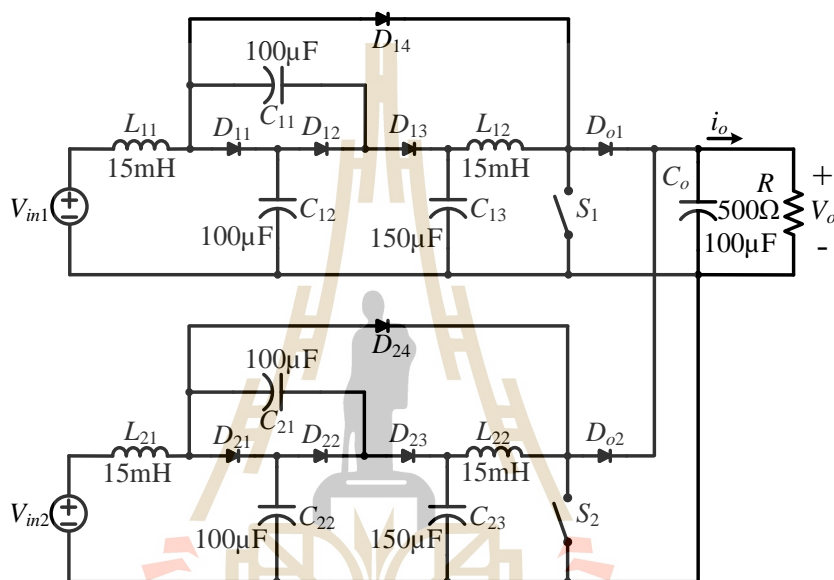
$$C_o = \frac{i_o D_n}{f_{sw} \Delta V_o} = \frac{0.888 \times 0.7}{20 \times 10^3 \times 1}$$

$$C_o = 31.08 \text{ } \mu\text{F}$$

จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ สำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ที่แสดงไปนั้นเป็นค่าพารามิเตอร์น้อยสุดที่เป็นไปตามขอบเขตที่กำหนดดังตารางที่ 3.3 โดยในการเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ สำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุม การจำลองสถานการณ์ และการสร้างชุดทดสอบ ผู้วิจัยเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่มีอยู่ภายในห้องปฏิบัติการ โดยค่าตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่เลือกใช้แสดงได้ดังตารางที่ 3.4 และรูปที่ 3.33 แสดงวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ได้ออกแบบไว้

ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจร

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



รูปที่ 3.33 อุปกรณ์ภายในวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

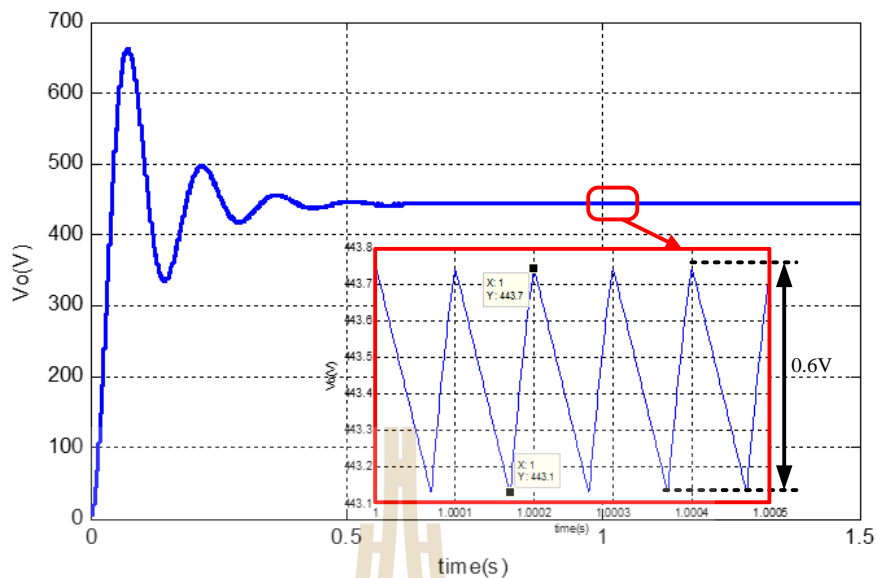
3.6 ผลการจำลองสถานการณ์

การจำลองสถานการณ์ วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง อาศัยโปรแกรม MATLAB Simulink เข้าช่วยในการจำลองสถานการณ์ โดยมีโครงสร้างแบบจำลองวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง และมีค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรดังรูปที่ 3.33 ในการจำลองสถานการณ์จะอาศัยการกำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่ค่าต่าง ๆ ให้กับสวิตช์ภายในวงจร โดยจะพิจารณาการจำลองสถานการณ์ได้เป็น 3 กรณีดังนี้ กรณีแรกเป็นการจำลองสถานการณ์ของวงจรที่พัฒนาขึ้น โดยกำหนดให้แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่ 20V และค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ S_1 และสวิตช์ S_2 มีค่าเท่ากับ 0.7 เพื่อแสดงให้เห็นถึงอัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น และแสดงให้เห็นถึงกระแสกระแสฟอ้อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันกระแสฟอ้อมที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ อยู่ภายใต้ขอบเขตที่ได้ออกแบบไว้ ต่อมาจะเป็นผลการจำลอง

สถานการณ์ของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น กรณีเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันแตกต่างกัน โดยกำหนดให้แหล่งจ่าย V_{in1} มีระดับแรงดันอยู่ที่ 30V และ V_{in2} มีระดับแรงดันอยู่ที่ 20V และค่าวัฏจักรหน้าทีของสวิตช์ S_1 และสวิตช์ S_2 มีค่าเท่ากับ 0.5 ($D_1 = D_2 = 0.5$) เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลที่เกิดขึ้นเมื่อระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าไม่เท่ากัน นอกจากนี้ยังพิจารณากรณีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเป็นแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน โดยดำเนินการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เมื่อใช้แหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น สามารถนำมาใช้กับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เช่น แผงเซลล์แสงอาทิตย์ได้

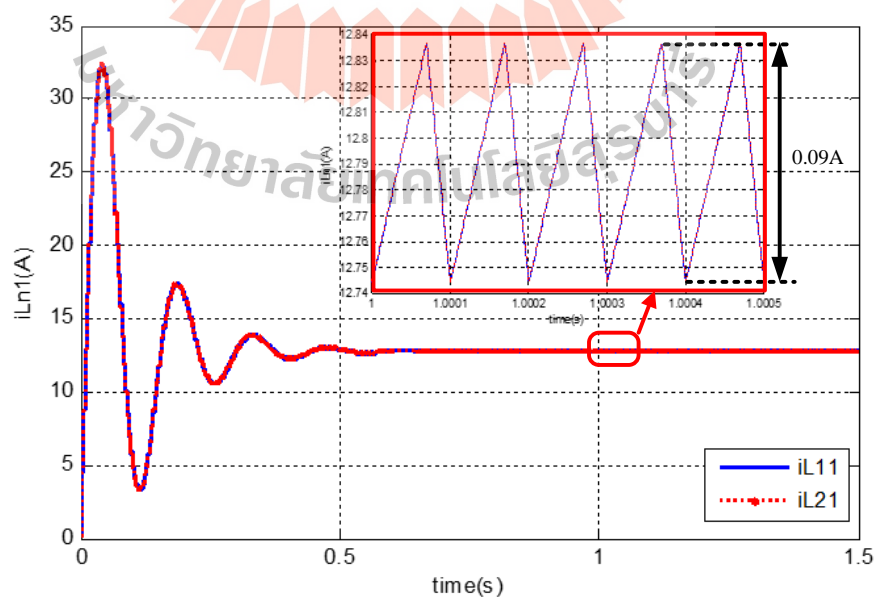
กรณีที่ 1 ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อแสดงอัตราขยาย กระแสกระแสเพิ่ม และแรงดันกระแสเพิ่ม
 การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น โดยกำหนดให้ระดับแรงดันอินพุตของแหล่งจ่าย V_{in1} และ V_{in2} มีค่าอยู่ที่ 20V และค่าวัฏจักรหน้าทีของสวิตช์ S_1 และ S_2 เท่ากันอยู่ที่ 0.7 เพื่อแสดงให้เห็นถึงอัตราขยายแรงดันของวงจรที่พัฒนาขึ้น รวมทั้งยังแสดงค่ากระแสกระแสเพิ่ม และแรงดันกระแสเพิ่ม ของอุปกรณ์ที่ปรากฏในวงจร ว่ามีค่าอยู่ในขอบเขตที่กำหนดไว้ โดยมีผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังต่อไปนี้

ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันเอาต์พุต (V_o) ของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น แสดงดังรูปที่ 3.34 จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) มีค่าค่อย ๆ เพิ่มขึ้น และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 444V แสดงให้เห็นว่าวงจรที่พัฒนาขึ้นสามารถทระดับแรงดันอินพุตประมาณ 20V ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตสูงถึงประมาณ 400V ได้ โดยมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า และยังคงแสดงให้เห็นว่าแรงดันกระแสเพิ่มมีค่าประมาณ 0.6V ซึ่งอยู่ในขอบเขตที่ได้กำหนดไว้คือไม่เกิน 1V



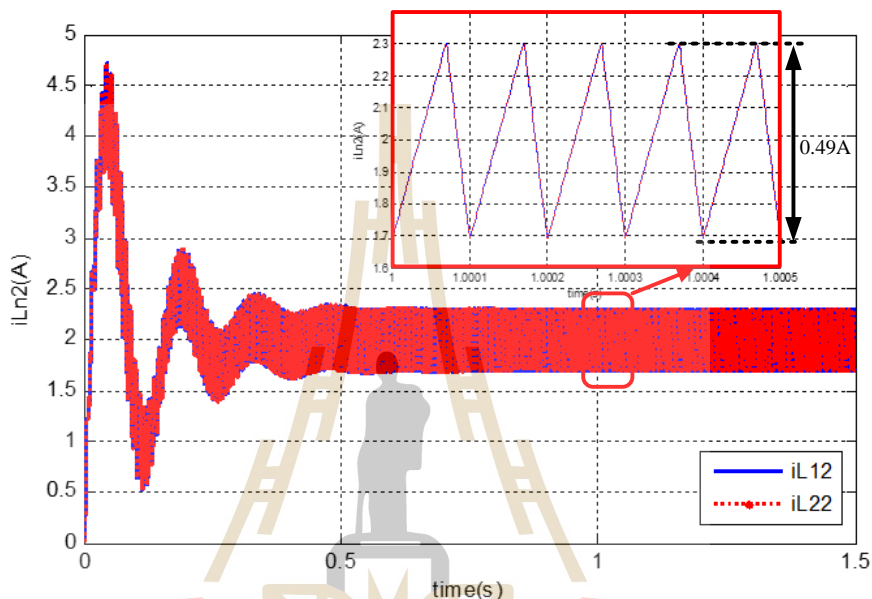
รูปที่ 3.34 แรงดันเอาต์พุตคร่อมตัวเก็บประจุ C_o

ผลการจำลองสถานการณ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} ดังแสดงรูปที่ 3.35 เห็นได้ว่าค่ากระแสของตัวเหนี่ยวนำทั้งสอง และการกระเพื่อมของกระแสมีค่าเท่ากัน โดยมีการกระเพื่อมของกระแสอยู่ที่ประมาณ 0.09A ซึ่งน้อยกว่าขอบเขตการออกแบบที่ได้กำหนดไว้คือ 0.2A เนื่องจากเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} ที่เท่ากัน และมีค่ามากกว่าค่าที่ออกแบบ จึงส่งผลให้การกระเพื่อมของกระแสที่ได้ มีค่าน้อยกว่าขอบเขตที่กำหนดไว้



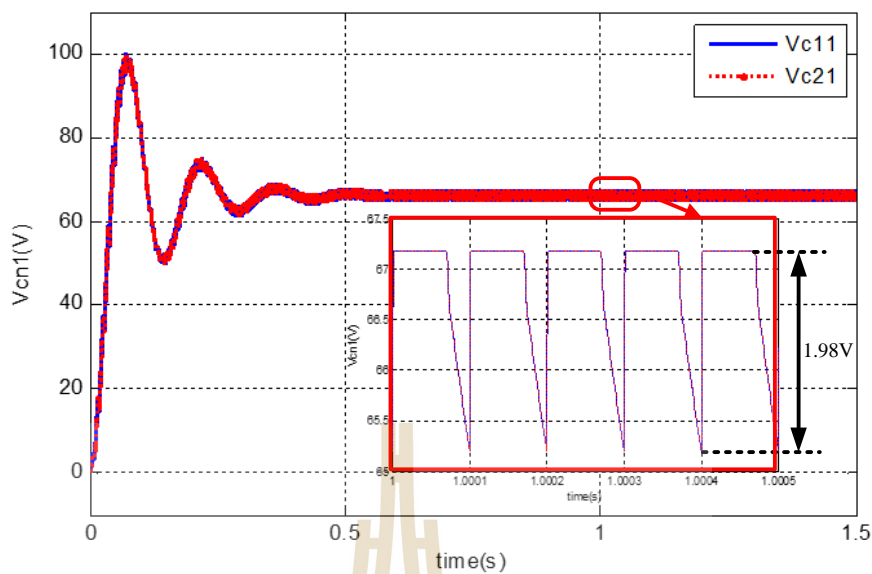
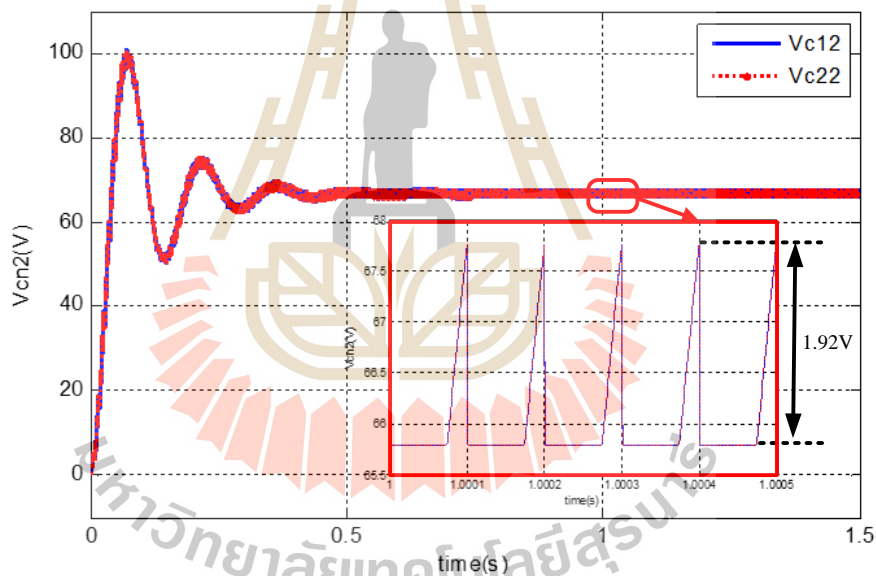
รูปที่ 3.35 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21}

ผลการจำลองสถานการณ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22} แสดงดังรูปที่ 3.36 เห็นได้ว่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22} มีค่าเท่ากันประมาณ 0.49A ซึ่งมีค่าน้อยกว่าขอบเขตการออกแบบที่กำหนดไว้คือ 0.5A เนื่องจากการเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22} ที่เท่ากันและค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22} มีค่าสูงกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่ออกแบบไว้

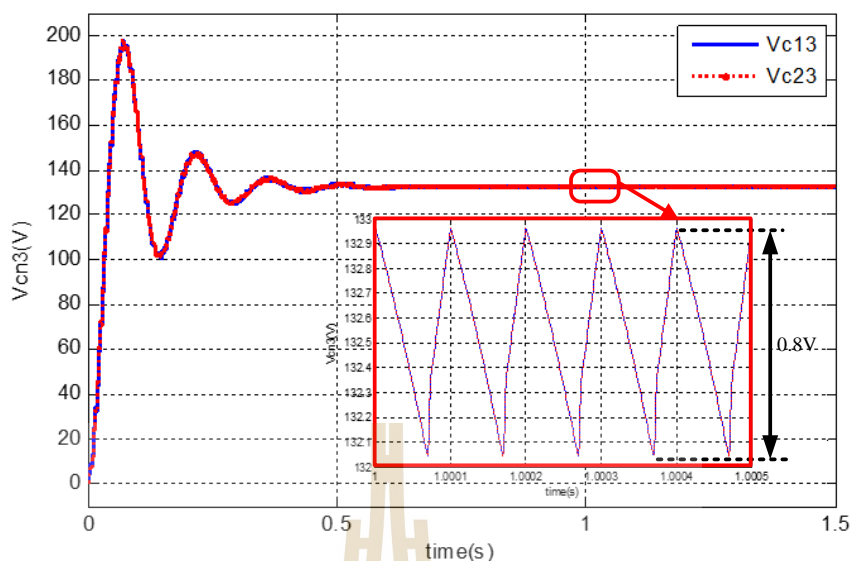


รูปที่ 3.36 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{12} และ L_{22}

ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{21} และ C_{22} แสดงดังรูปที่ 3.37 ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์จะเห็นได้ว่าค่าการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{21} มีค่าประมาณ 1.98V และการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{12} และ C_{22} มีค่าอยู่ที่ประมาณ 1.92V ซึ่งคิดเป็นประมาณ 3% ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{21} และ C_{22} ตามลำดับ

(ก) แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{21} (ข) แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{12} และ C_{22} รูปที่ 3.37 แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{21} และ C_{22}

ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23} แสดงดังรูปที่ 3.38 เห็นได้ว่าการกระเพื่อมแรงดันมีค่าอยู่ที่ประมาณ 0.8V ซึ่งน้อยกว่าขอบเขตการออกแบบที่กำหนดไว้คือ 1V เนื่องจากเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23} มากกว่าค่าตัวเก็บประจุที่ได้จากการออกแบบ จึงส่งผลให้ค่าการกระเพื่อมของแรงดันที่ได้มีค่าน้อยกว่าขอบเขตที่กำหนด

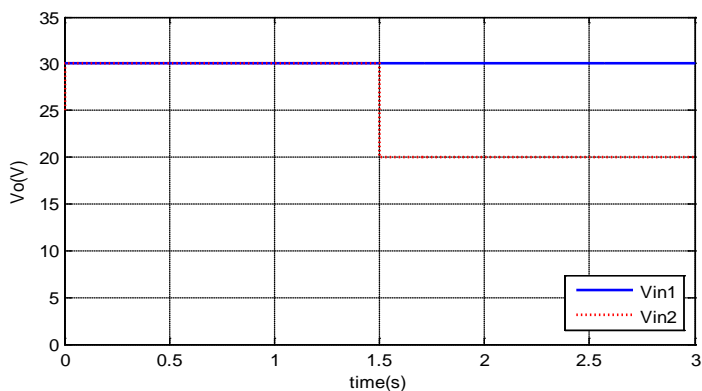


รูปที่ 3.38 แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23}

จากผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 1 แสดงให้เห็นว่าวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น สามารถขจัดระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันต่ำประมาณ 20V ให้มีค่าสูงถึงประมาณ 400V ได้ โดยมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า และยังคงแสดงให้เห็นว่าค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ที่เลือกใช้มีการกระเพื่อมกระแส และการกระเพื่อมแรงดัน อยู่ภายใต้ขอบเขตที่กำหนดไว้

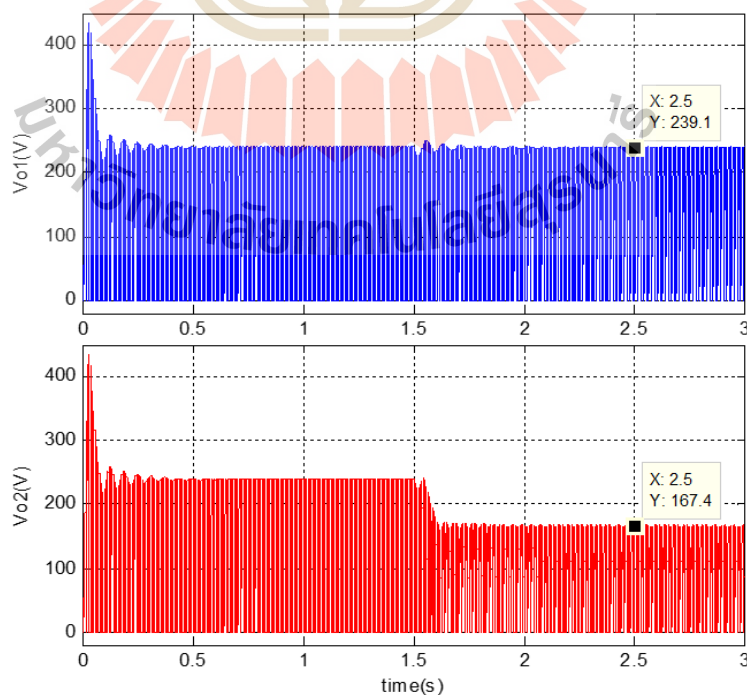
กรณีที่ 2 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยไม่เท่ากัน

การจำลองสถานการณ์ของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีที่ระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยไม่เท่ากัน จะใช้โครงสร้างวงจрдังรูปที่ 3.33 โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าคงที่ 30V และ V_{in2} มีค่าคงที่ 30V ก่อนถูกปรับลดลงเป็น 20V ที่เวลา 1.5 วินาที แสดงในรูปที่ 3.39 โดยค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ S_1 และ S_2 มีค่าคงที่ 0.5 ($D_1 = D_2 = 0.5$) เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลที่เกิดขึ้นเมื่อวงจรย่อยทั้งสองมีระดับแรงดันเอาต์พุตไม่เท่ากัน โดยผลการจำลองสถานการณ์ของ แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} , กระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} , แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อย v_{o1} และ v_{o2} ซึ่งเป็นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ S_1 และ S_2 ตามลำดับ กระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_{o1} และ D_{o2} และค่าแรงดันเอาต์พุต V_o แสดงดังต่อไปนี้



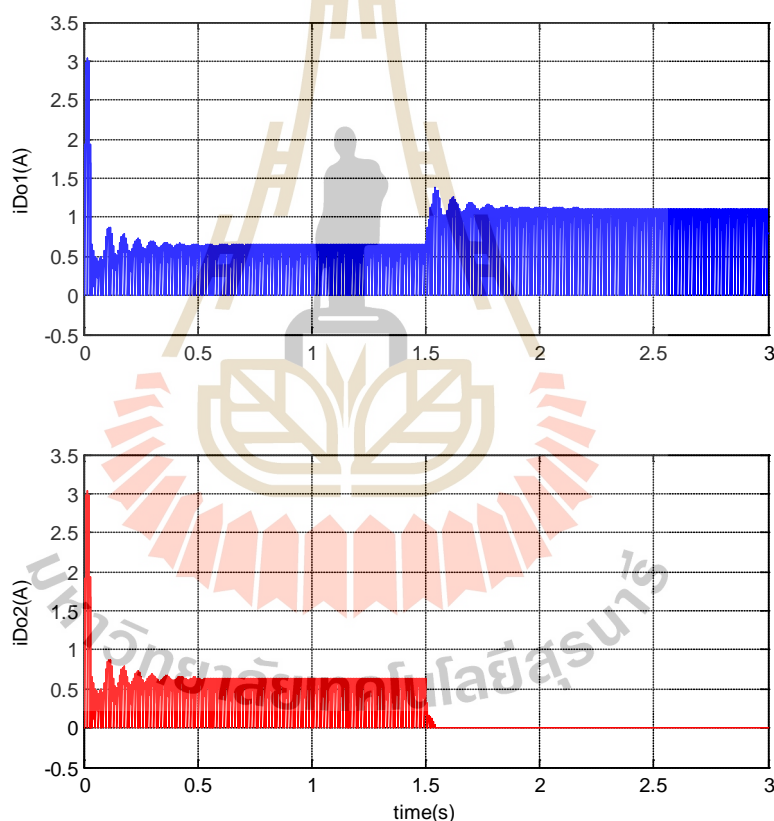
รูปที่ 3.39 ระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อย v_{o1} และ v_{o2} แสดงดังรูปที่ 3.40 สังเกตเห็นได้ว่า ในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 1.5 วินาที ระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันเท่ากันที่ 30V แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อย v_{o1} และ v_{o2} มีค่าใกล้เคียงกันอยู่ที่ประมาณ 240V ต่อมาที่เวลา 1.5 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีการปรับลดระดับจาก 30V เป็น 20V ส่งผลให้ระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 2 (v_{o2}) มีค่าลดลงมาอยู่ที่ประมาณ 160V เนื่องจาก สวิตช์ S_2 ทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่คงที่เท่ากับ 0.5 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าลดลงเหลือเพียง 20V จึงทำให้แรงดันเอาต์พุตจากวงจรย่อย v_{o2} ลดลง แต่ในขณะที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 1 (v_{o1}) ยังคงมีระดับแรงดันอยู่ที่ 240V ซึ่งมีค่าสูงกว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่สอง v_{o2}



รูปที่ 3.40 แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อย v_{o1} และ v_{o2} ที่ติดক্র่อมสวิตช์ S_1 และ S_2

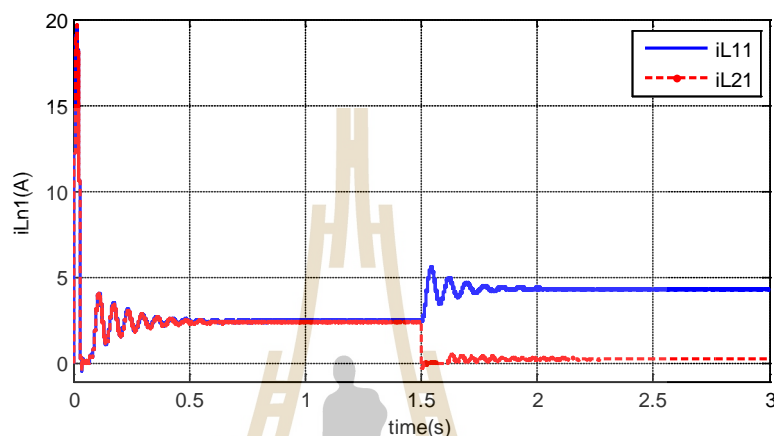
ผลการจำลองสถานการณ์กระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_{o1} และ D_{o2} แสดงดังรูปที่ 3.41 สังเกตเห็นได้ว่า ในช่วงเวลาที่วินาที 0 ถึง 1.5 วินาที ไดโอด D_{o1} และ D_{o2} ยังสามารถนำกระแสได้ตามปกติ และมีค่าใกล้เคียงกัน ต่อมาที่เวลา 1.5 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} ปรับค่าลดลงเหลือเพียง 20V ส่งผลให้วงจรย่อยที่ 2 มีระดับแรงดันเอาต์พุตลดลงเหลือเพียง 160V ซึ่งน้อยกว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยที่ 1 ที่มีระดับแรงดันที่ 240V จึงส่งผลให้ไดโอด D_{o2} เกิดการไบอัสย้อนกลับ ทำให้ไดโอด D_{o2} หยุดนำกระแส และไม่สามารถส่งกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้ เปรียบเสมือนวงจรย่อยที่ 2 หยุดการทำงาน วงจรย่อยที่ 1 จึงจำเป็นต้องจ่ายกระแสเพิ่มขึ้น เพื่อให้มีกำลังเพียงพอต่อความต้องการของโหลด ส่งผลให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_{o1} เพิ่มมากขึ้น เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้อย่างเพียงพอ



รูปที่ 3.41 กระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_{o1} และ D_{o2}

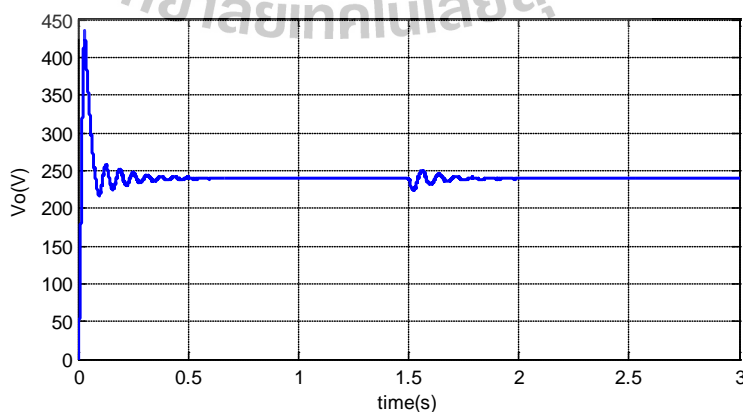
ผลการจำลองสถานการณ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} แสดงดังรูปที่ 3.42 สังเกตเห็นได้ว่า ในช่วงเวลาที่วินาที 0 ถึง 1.5 วินาที กระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} มีค่าใกล้เคียงกัน เนื่องจากแหล่งจ่าย V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันที่เท่ากัน และสวิตช์ S_1 และ S_2 ทำงานที่วัฏจักรหน้าที่เดียวกัน ต่อมาที่เวลา 1.5 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีการปรับค่าลดลงจาก

30V เป็น 20V สังเกตเห็นได้ว่า ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} มีค่าลดลงอย่างมาก แสดงให้เห็นว่าแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} ไม่ได้จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดอีกต่อไป เนื่องจากไดโอด D_{o2} ได้รับการไบอัสย้อนกลับ ส่งผลให้ไดโอด D_{o2} หยุดนำกระแส ทำให้วงจรย่อยที่ 2 ไม่สามารถส่งกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้อีกต่อไป วงจรย่อยที่ 1 จึงจำเป็นต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้น ส่งผลให้มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} สูงขึ้น เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าได้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด



รูปที่ 3.42 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21}

ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o แสดงดังรูปที่ 3.43 สังเกตเห็นได้ว่าในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 1.5 วินาที แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นจนถึงประมาณ 440V ก่อนจะลดลงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่แรงดันประมาณ 240V ต่อมาที่เวลา 1.5 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีการปรับค่าลดลงจาก 30V เป็น 20V ส่งผลให้วงจรย่อยที่ 2 ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้ามายังโหลดได้ แรงดันเอาต์พุตจึงมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนที่จะเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 240V



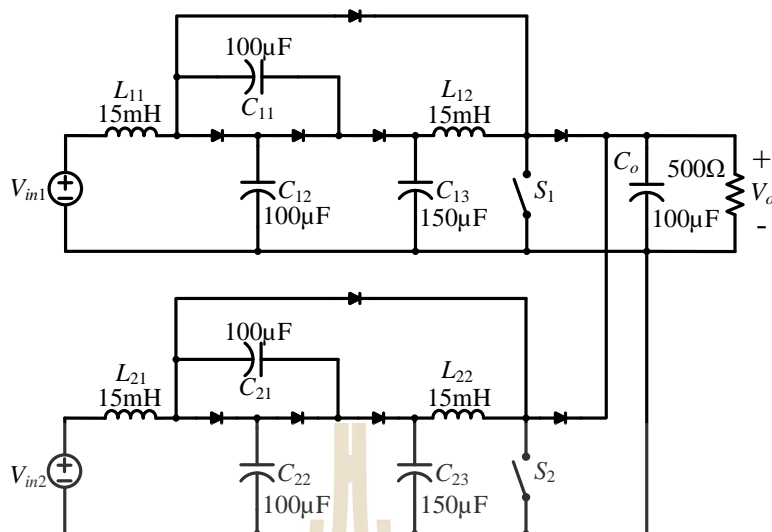
รูปที่ 3.43 แรงดันเอาต์พุต V_o

จากผลการจำลองสถานการณ์กรณีที่ 2 เมื่อวงจรร้อยมีระดับแรงดันเอาต์พุตไม่เท่ากัน โดยอาศัยการปรับระดับแรงดันแหล่งจ่าย V_{in2} ให้มีค่าลดลงจาก 30V เป็น 20V ที่เวลา 1.5 วินาที จะสังเกตเห็นได้ว่า ระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรร้อยที่ 2 (v_{o2}) มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรร้อยที่ 1 (v_{o1}) ส่งผลให้ไดโอด D_{o2} เกิดการไบอัสย้อนกลับและหยุดนำกระแส วงจรร้อยที่ 2 จึงไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้อีกต่อไป วงจรร้อยที่ 1 จำเป็นต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น เพื่อทดแทนกำลังไฟฟ้าของวงจรร้อยที่ 2 ที่ขาดหายไป ส่งผลให้มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และไดโอด D_{o1} เพิ่มสูงขึ้น เพื่อส่งกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด

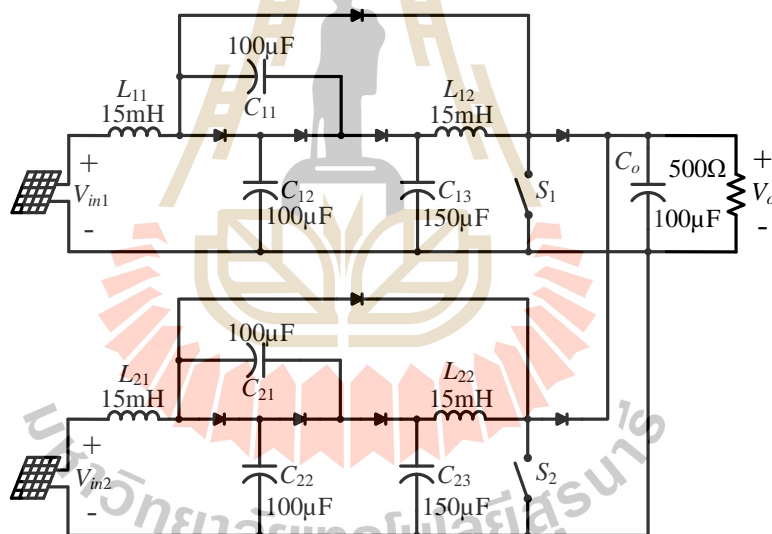
ดังนั้นในการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายสูงที่พัฒนาขึ้น จำเป็นต้องมีการควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากแต่ละวงจรร้อย มีระดับแรงดันเอาต์พุตเท่ากัน โดยอาศัยการควบคุมวัฏจักรหน้าของสวิตช์ภายในวงจรร้อยแต่ละวงจร ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดในบทที่ 4 ต่อไป

กรณีที่ 3 การจำลองสถานการณ์เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์

การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเป็นแหล่งจ่ายแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง มีโครงสร้างดังรูปที่ 3.44 ในขณะที่วงจรทระดับแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเป็นแหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ มีโครงสร้างดังรูปที่ 3.45 เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องใกล้เคียงกันของผลการตอบสนองของระบบ เมื่อพิจารณาแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตทั้ง 2 ชนิด รวมทั้งแสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้น สามารถใช้งานได้กับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เช่น เซลล์แสงอาทิตย์



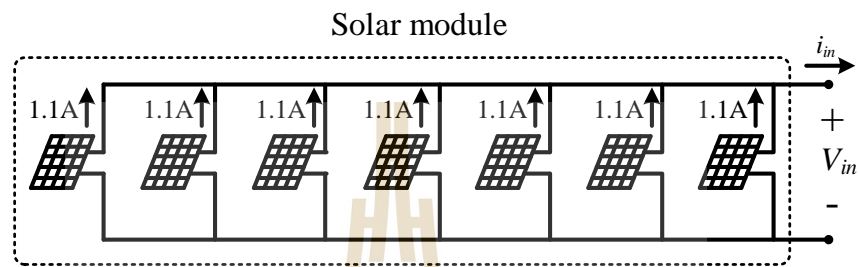
รูปที่ 3.44 วงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 3.45 วงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อใช้แหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์

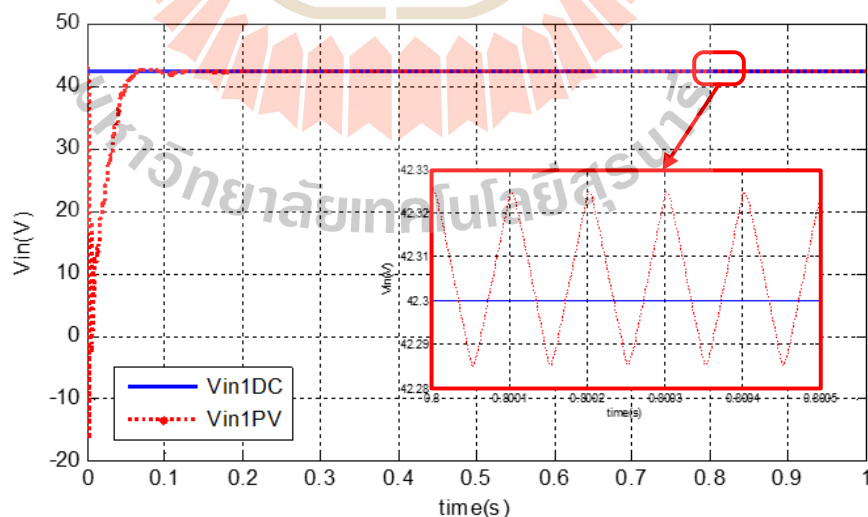
ในการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นเมื่อใช้แหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ จะอาศัยโมเดลแผงเซลล์แสงอาทิตย์ (Solar module) ที่สร้างขึ้นจากสมการทางคณิตศาสตร์ [M. F. Nayan and S. M. S. Ullah, 2015] ขนาดประมาณ 40W มีแรงดันที่ขั้วแผงสูงสุดอยู่ที่ 43.125V และสามารถจ่ายกระแสสูงสุดได้ 1.1A มาเชื่อมต่อขนานกันจำนวน 7 แผงต่อหนึ่งแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต ดังแสดงในรูปที่ 3.46 เพื่อให้แหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์มีกำลังเพียงพอที่สามารถจ่ายให้กับโหลดขนาดประมาณ 250W โดยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีแรงดันอยู่ที่

42.3V โดยกำหนดใช้ค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ทุกตัวทำงานอยู่ที่ 0.5 โดยจะนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ ค่าแรงดันอินพุต V_{in1DC} กับ V_{in1PV} ค่ากระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} (i_{L11DC} , i_{L11PV}) และค่าแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o (V_{oDC} , V_{oPV}) ของวงจรย่อยที่ 1 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรย่อยที่ 2 จะมีค่าเท่ากับกับวงจรย่อยที่ 1 เนื่องจากเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรเท่ากัน



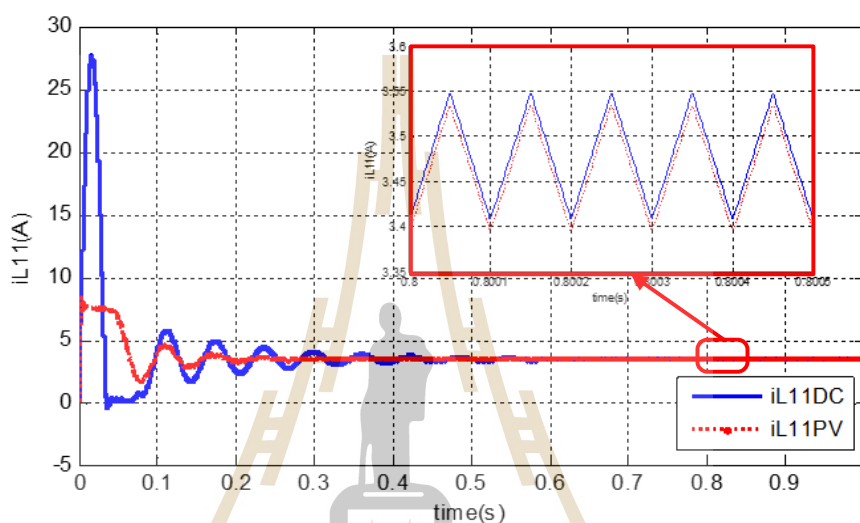
รูปที่ 3.46 แหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์สำหรับการจำลองสถานการณ์

ผลการจำลองสถานการณ์ระดับแรงดันแหล่งจ่ายอินพุต V_{in1DC} และ V_{in1PV} แสดงดังรูปที่ 3.47 สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันอินพุตจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1DC} มีคงที่ตามที่กำหนดที่ไว้คือ 42.3V คงที่ ส่วนแหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ ระดับแรงดันอินพุตจะค่อย ๆ มีค่าเพิ่มสูงขึ้น และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 42.3V โดยมีการกระเพื่อมของแรงดันเพียงเล็กน้อยประมาณ 0.1V



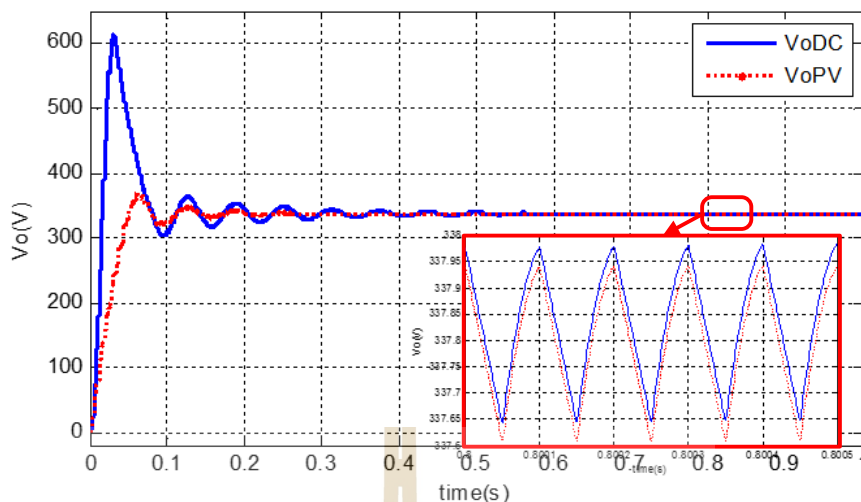
รูปที่ 3.47 แรงดันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1DC} และ V_{in1PV}

ผลการจำลองสถานการณ์กระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} แสดงดังรูปที่ 3.48 สังเกตเห็นได้ว่า ผลการตอบสนองของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} ในสถานะชั่วคราวของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์จะมีค่าไม่เกินพิกัดกระแสของแผงเซลล์แสงอาทิตย์ประมาณ 7.7A แต่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ไม่มีข้อจำกัดด้านกระแส จึงส่งผลให้ผลการตอบสนองของกระแสอินพุตในสถานะชั่วคราวเกิดกระแสพุ่งเกินสูงถึงประมาณ 27A และเมื่อเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว ผลการตอบสนองของกระแสอินพุตของแหล่งจ่ายทั้งสองชนิดจะมีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 3.48 กระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11}

ผลการจำลองสถานการณ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o แสดงดังรูปที่ 3.49 สังเกตเห็นได้ว่า ผลการตอบสนองในสถานะชั่วคราวของแหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์มีระดับแรงดันพุ่งเกินต่ำกว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง เนื่องจากแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกระแสได้อย่างจำกัด จึงทำให้การพุ่งเกินมีค่าน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการพุ่งเกินของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และเมื่อผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว ผลการตอบสนองของแหล่งจ่ายทั้งสองชนิดมีค่าใกล้เคียงกัน โดยแรงดันเอาต์พุตของแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์จะมีค่าต่ำกว่าเล็กน้อย



รูปที่ 3.49 แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_o

จากผลการจำลองสถานการณ์เพื่อพิจารณาผลการตอบสนองของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และแหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ แสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น สามารถนำมาใช้งานกับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เช่น แผงเซลล์แสงอาทิตย์ได้ โดยมีผลการตอบสนองของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และการตอบสนองของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ที่ปรากฏภายในวงจรใกล้เคียงกันในช่วงสภาวะอยู่ตัว

3.7 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง การวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจร โดยยกตัวอย่างกรณีใช้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตสองแหล่งจ่าย ลักษณะการทำงานของสวิตช์ภายในวงจรในกรณีต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ เพื่อลดการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ของอุปกรณ์ที่ปรากฏภายในวงจร และแสดงผลการจำลองสถานการณ์ เพื่อให้เห็นถึงความสามารถในการทระดับแรงดันของวงจรที่พัฒนาขึ้น โดยมีอัตราขยายแรงดันอยู่ที่ประมาณ 20 เท่า ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อแสดงการกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดัน ของอุปกรณ์ที่เลือกใช้อยู่ในขอบเขตที่กำหนดไว้ และแสดงผลการจำลองสถานการณ์เมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงร้ย่อยมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งส่งผลให้วงร้ย่อยที่มีแรงดันเอาต์พุตต่ำกว่าหยุดการจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลด และยังแสดงผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบผลการตอบสนองของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และแหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันแบบสอง

อินพุตที่พัฒนาขึ้น สามารถใช้งานได้กับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เช่น แผงเซลล์แสงอาทิตย์ได้ โดยมี ผลการตอบสนองในช่วงสภาวะอยู่ตัว ใกล้เคียงกับผลการตอบสนองเมื่อเชื่อมต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรง โดยในบทต่อไปจะได้กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมสำหรับใช้ควบคุมการทำงานของ สวิตช์ภายในวงจรย่อย เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยทุกวงจรให้มีค่าเท่ากัน และลงที่ตาม ที่ต้องการ



บทที่ 4

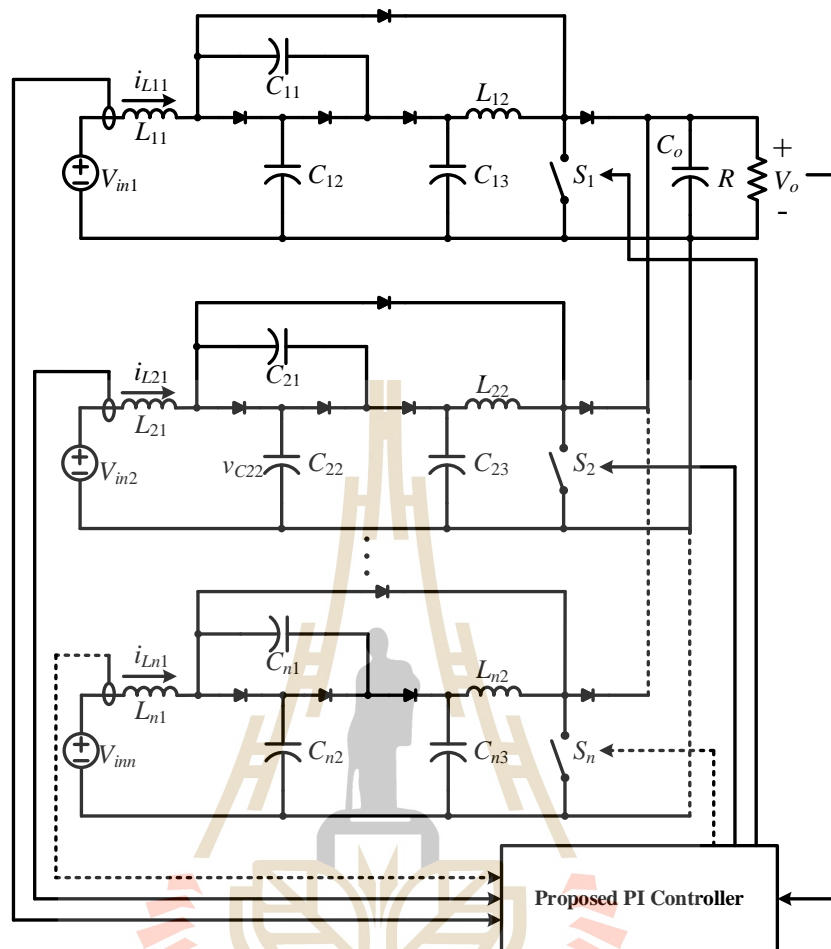
การควบคุมวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

4.1 บทนำ

จากบทที่ 3 ได้กล่าวถึงการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น แรงดันเอาต์พุตของวงจรถูกปรับจำเป็นต้องมีระดับแรงดันเท่ากับทุกวงจร ด้วยเหตุนี้ในบทที่ 4 ได้นำเสนอเกี่ยวกับการควบคุมวงจรระดับแรงดันหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น โดยอาศัยตัวควบคุมพีไอ เข้าช่วยในการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรถูกปรับให้มีค่าเท่ากับและคงที่ตามที่ต้องการ โครงสร้างของตัวควบคุมพีไอที่พัฒนาขึ้น ประกอบด้วยลู่วควบคุมแรงดันเอาต์พุตหนึ่งลู่ว และลู่วควบคุมกระแสอินพุตหลายลู่วตามจำนวนของแหล่งจ่ายอินพุตที่เชื่อมต่อเข้ากับวงจร เพื่อควบคุมการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวให้เป็นอิสระต่อกัน และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส (Current Weighting Technique) เข้าช่วยปรับค่ากระแสอ้างอิงให้เหมาะสมสำหรับลู่วควบคุมกระแสอินพุตแต่ละลู่ว เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีขนาดกำลังไฟฟ้าที่แตกต่างกัน เพื่อให้วงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

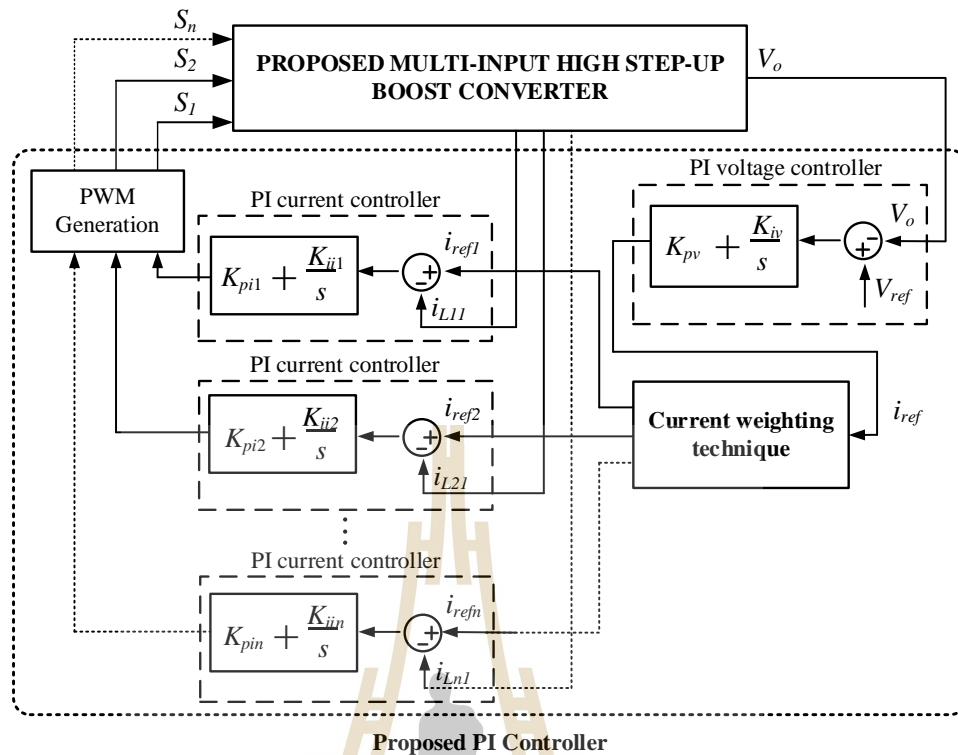
4.2 ตัวควบคุมสำหรับวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

การควบคุมวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง มีโครงสร้างดังรูปที่ 4.1 โดยจะอาศัยตัวตรวจจับแรงดันและตัวตรวจจับกระแส วัดค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) และวัดค่ากระแสอินพุต (i_{L11} , i_{L21} , i_{Ln1}) เพื่อส่งค่าที่วัดได้ไปยังตัวควบคุมพีไอที่พัฒนาขึ้น ซึ่งประกอบด้วย ลู่วควบคุมแรงดันเอาต์พุตหนึ่งลู่ว เพื่อใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการ และลู่วควบคุมกระแสอินพุตหลายลู่วตามจำนวนแหล่งจ่ายอินพุตที่จ่ายให้กับวงจร เพื่อควบคุมกระแสอินพุตจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตแต่ละแหล่ง และเพื่อให้สามารถควบคุมการทำงานของสวิตช์ (S_1 , S_2 , S_n) ได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน นอกจากนี้ยังอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยปรับค่ากระแสอ้างอิงให้มีค่าเหมาะสมสำหรับลู่วควบคุมกระแสแต่ละลู่ว โครงสร้างการควบคุมวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 การควบคุมวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

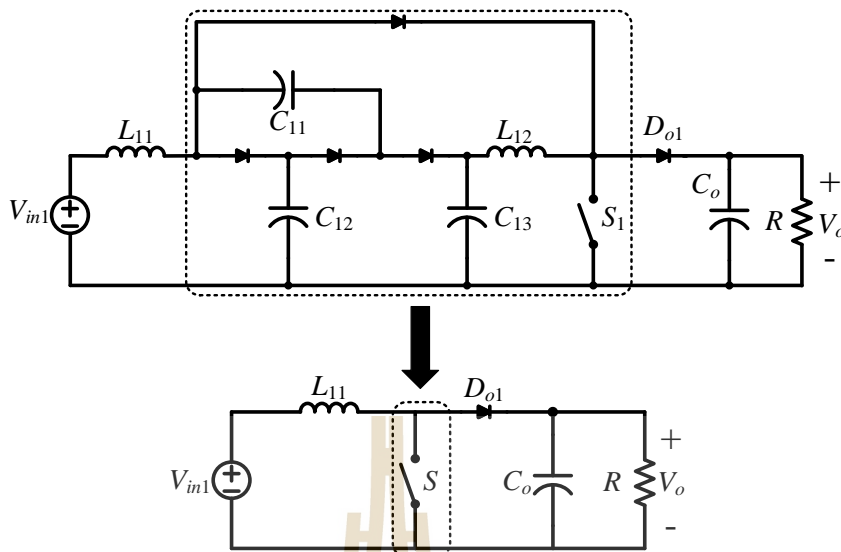
โครงสร้างการควบคุมวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น แสดงดังรูปที่ 4.2 ซึ่งกระบวนการควบคุมเริ่มจากการวัดค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง (V_{ref}) ก่อนนำเข้าสู่ลู่วิธีควบคุมแรงดัน ลู่วิธีควบคุมแรงดันจะสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิง (i_{ref}) จากนั้นอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส (Current weighting technique) เพื่อปรับกระแสอ้างอิงให้มีค่าเหมาะสมสำหรับลู่วิธีควบคุมกระแสแต่ละลู่วิธีค่ากระแสอ้างอิงที่ถูกปรับแล้ว (i_{ref1} , i_{ref2} , i_{refn}) จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับค่ากระแสอินพุตที่วัดได้จากวงจร (i_{L11} , i_{L21} , i_{Ln1}) ก่อนเข้าสู่ลู่วิธีควบคุมกระแสอินพุต ลู่วิธีควบคุมกระแสจะสร้างสัญญาณเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ได้สัญญาณสำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์ภายในวงจร (S_1 , S_2 , S_n) เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ



รูปที่ 4.2 โครงสร้างการควบคุมพีไอที่พัฒนาขึ้น

4.3 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรที่พัฒนาขึ้น

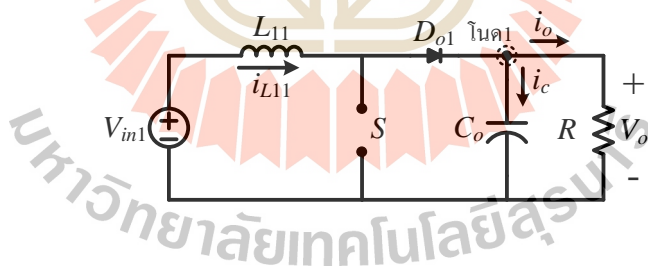
การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายสูง จะอาศัยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมจากวงจรย่อย ซึ่งในแต่ละวงจรย่อยสามารถออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน โดยในหัวข้อนี้จะแสดงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมสำหรับวงจรย่อยที่ 1 โดยอาศัยแนวทางการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมเข้าช่วยพิจารณาโครงสร้างวงจร ดังรูปที่ 4.3 เพื่อลดความยุ่งยากในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม ค่าพารามิเตอร์ที่ได้ออกแบบจะถูกนำมาใช้ควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยการออกแบบจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ การออกแบบตัวควบคุมลูปแรงดันเอาต์พุต และการออกแบบตัวควบคุมลูปกระแสอินพุต สามารถแสดงการออกแบบได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.3 วงจรสำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม

4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมแรงดัน (Voltage Controller Loop)

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมแรงดัน โดยการวิเคราะห์วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม จะอาศัยหลักการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ด้วยวิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ มีรายละเอียดแสดงดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.4 วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมขณะสวิตช์หยุดนำกระแส

พิจารณาวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมขณะที่สวิตช์ S หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 4.4 โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ที่โนต 1 จะสามารถหาความสัมพันธ์ ได้ดังสมการ (4-1)

$$C_o \frac{dV_o(t)}{dt} = i_{L11}(t) - \frac{V_o(t)}{R} \tag{4-1}$$

ทำการแปลงลาปลาสมการที่ (4-1) ได้ดังสมการที่ (4-2)

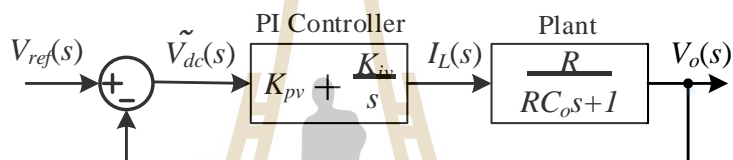
$$C_o s V_o(s) = I_{L11}(s) - \frac{V_o(s)}{R} \quad (4-2)$$

ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้พลานต์ของระบบดังสมการที่ (4-3)

$$\frac{V_o(s)}{I_{L11}(s)} = \frac{R}{RC_o s + 1} \quad (4-3)$$

จากสมการตัวควบคุมพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-4) จะได้แผนภาพการควบคุมแรงดัน แสดงดังรูปที่ 4.5

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



รูปที่ 4.5 แผนภาพการควบคุมรูปแรงดันด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากแผนภาพในรูปที่ 4.5 ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมพีไอ ดังสมการที่ (4-5)

$$\begin{aligned} \frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} &= \frac{\left(\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \right) \left(\frac{R}{RC_o s + 1} \right)}{1 + \left(\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \right) \left(\frac{R}{RC_o s + 1} \right)} \\ \frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} &= \frac{K_{pv}Rs + K_{iv}R}{s^2 + \left(\frac{K_{pv}R + 1}{RC_o} \right)s + \frac{K_{iv}R}{RC_o}} \end{aligned} \quad (4-5)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{pv} และ K_{iv} จะอาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดดังสมการที่ (4-5) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (4.6)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.6)$$

โดย ζ คือ อัตราการหน่วง

ω_n คือ ค่าความถี่ธรรมชาติ

และกำหนดให้ $\omega_n = \frac{1}{RC_o}$ rad/s เพื่อให้ setting time มีค่าเท่ากับค่าคงตัวเวลา τ (K.M. Tsang and

W.L. Chan, 2005)

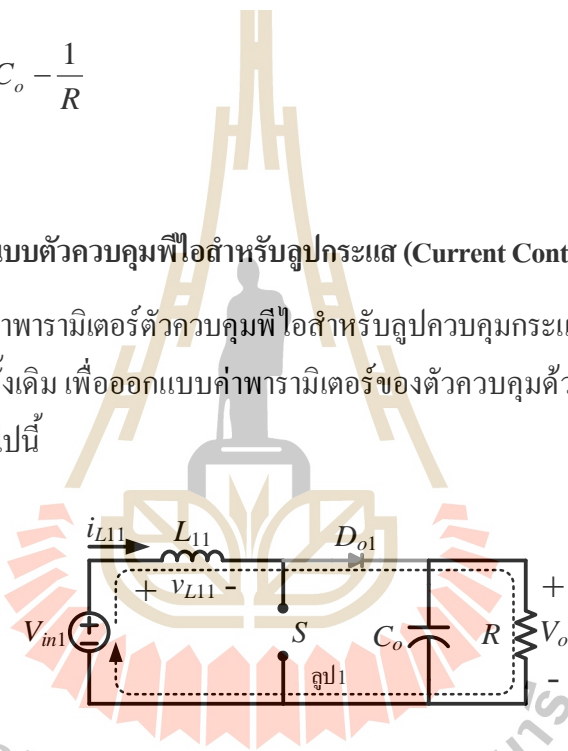
จะได้สมการสำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมฟีดแบ็ค ของลูบควบคุมแรงดันดังสมการที่ (4-7) และ (4-8) ตามลำดับ

$$K_{pv} = 2\zeta\omega_n C_o - \frac{1}{R} \tag{4.7}$$

$$K_{iv} = \omega_n^2 C_o \tag{4.8}$$

4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมฟีดแบ็คสำหรับลูบกระแส (Current Controller Loop)

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมฟีดแบ็คสำหรับลูบควบคุมกระแส อาศัยการวิเคราะห์วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม เพื่อออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธีเทียบสัมประสิทธิ์ มีรายละเอียดแสดงดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.6 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมขณะสวิตช์นำกระแส

พิจารณาโครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแส ดังรูปที่ 4.6 โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ที่ลูบ 1 จะสามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าได้ดังสมการที่ (4-9)

$$v_{L11}(t) + V_o(t) = V_{in1}(t)$$

$$L_{11} \frac{di_{L11}(t)}{dt} = V_{in1}(t) - V_o(t) \tag{4-9}$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (4-9) ได้ดังสมการที่ (4-10)

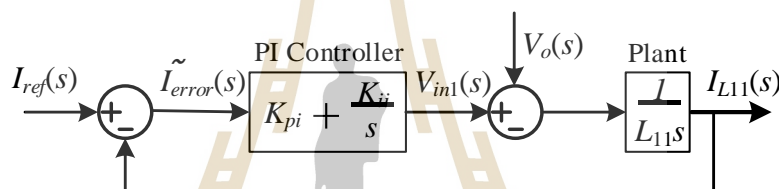
$$L_{11}sI_{L11}(s) = V_{in1}(s) - V_o(s) \quad (4-10)$$

จากสมการที่ (4-10) ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้พลานต์ของวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ในส่วนของลูปกระแส แสดงดังสมการที่ (4-11)

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

จากสมการตัวควบคุมพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ (4-12) จะได้แผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ แสดงดังรูปที่ 4.7

$$G_{ci}(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \quad (4-12)$$



รูปที่ 4.7 แผนภาพการควบคุมลูปกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากแผนภาพทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (4-13) เพื่อนำมาหาสมการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมกระแส

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

$$\frac{I_{L11}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{K_{pi}V_{in1}s + K_{ii}V_{in1}}{s^2 + K_{pi}\frac{V_{in1}}{L_{11}}s + K_{ii}\frac{V_{in1}}{L_{11}}} \quad (4-13)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{pi} และ K_{ii} ของตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมกระแส จะอาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์เช่นเดียวกับลูปแรงดัน โดยเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด ดังสมการที่ (4-13) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (4-14)

$$G(s) = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2} \quad (4-14)$$

โดยที่ ω_{ni} คือ ค่าความถี่ธรรมชาติของลูปลกระแส มีค่าเท่ากับ $\omega_{ni} = N\omega_n$ หน่วยเป็น rad/s
 N คือ จำนวนเท่าของความถี่ธรรมชาติของลูปลกระแส เมื่อเทียบกับลูปลแรงดัน
 ζ คือ อัตราการหน่วง

จะได้สมการการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ สำหรับลูปลควบคุมกระแส ของวงจรร้อยที่ 1 ดังสมการที่ (4-15) และ (4-16)

$$K_{pi} = \frac{2\zeta\omega_{ni}L_{11}}{V_{in1}} \quad (4-15)$$

$$K_{ii} = \frac{\omega_{ni}^2L_{11}}{V_{in1}} \quad (4-16)$$

จากการพิจารณาหาสมการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ สำหรับลูปลควบคุมแรงดันเอาต์พุต และลูปลควบคุมกระแสอินพุต ของวงจรร้อยที่ 1 ที่ได้แสดงข้างต้น พบว่าสมการการออกแบบที่ได้สามารถนำมาใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรร้อยลำดับอื่น ๆ ได้ โดยสามารถแสดงสมการการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอให้อยู่ในรูปทั่วไป สำหรับวงจรถบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ได้ดังตารางที่ 4.1 โดย n บ่งบอกถึงตำแหน่งของวงจรร้อยที่กำลังพิจารณา

ตารางที่ 4.1 สมการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ

สัญลักษณ์	สมการ
K_{pv}	$K_{pv} = 2\zeta\omega_n C_o - \frac{1}{R}$
K_{iv}	$K_{iv} = \omega_n^2 C_o$
K_{pin}	$K_{pin} = \frac{2\zeta\omega_{ni}L_{n1}}{V_{inn}}$
K_{iin}	$K_{iin} = \frac{\omega_{ni}^2L_{n1}}{V_{inn}}$

ซึ่งจากตารางที่ 4.1 จะสามารถหาค่า ω_n และ ω_{ni} ได้จากสมการดังนี้

$$\omega_n = \frac{1}{RC_o}$$

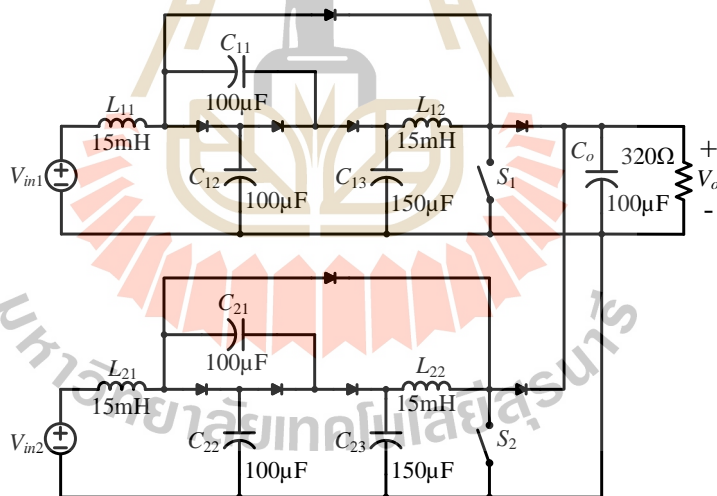
$$\omega_{ni} = N\omega_n$$

โดยที่ ω_n คือ ความถี่ธรรมชาติของลูปควบคุมแรงดัน

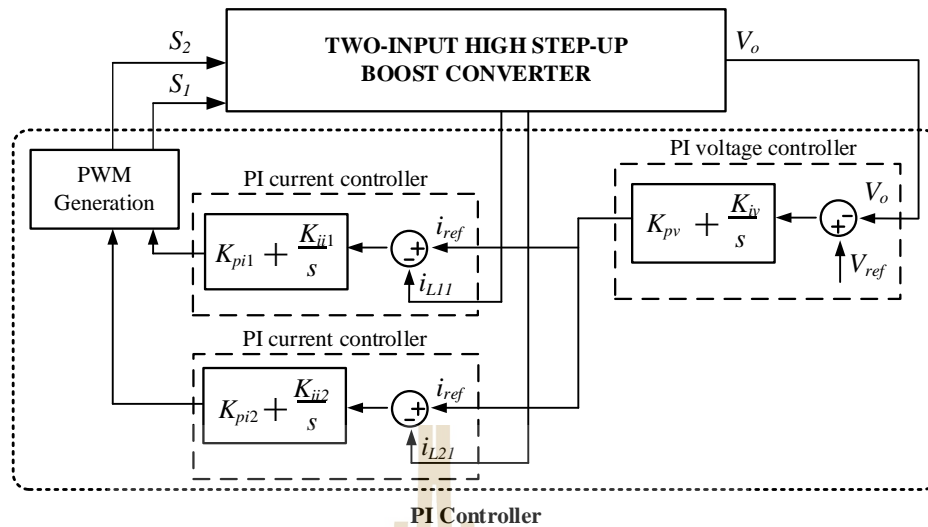
ω_{ni} คือ ความถี่ธรรมชาติของลูปควบคุมกระแส

N บ่งถึง ความเร็วการทำงานของลูปกระแสเมื่อเทียบกับลูปแรงดัน ซึ่งกำหนดมีค่าเท่ากับ 100 เท่า

โดยในบทนี้ต้องการออกแบบตัวควบคุมพีไอ สำหรับควบคุมการทำงานวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อวงจรเชื่อมต่อกับโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงสุดประมาณ 500W จึงได้อาศัยโหลดตัวต้านทานขนาด 320Ω ทำหน้าที่เป็นโหลดสำหรับการใช้ออกแบบ และกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ของวงจรย่อยที่ 1 และวงจรย่อยที่ 2 มีค่าเท่ากัน ซึ่งโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้นแสดงดังรูปที่ 4.8 โดยมีโครงสร้างตัวควบคุมพีไอแสดงดังรูปที่ 4.9 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงได้ดังตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.8 วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง



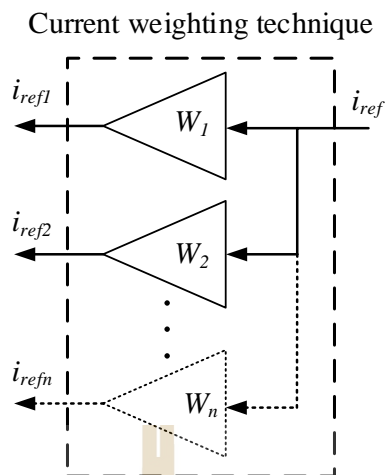
รูปที่ 4.9 ตัวควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ

สัญลักษณ์	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

4.4 เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส

การควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงด้วยตัวควบคุมพีไอเพียงอย่างเดียว อาจไม่เพียงพอที่จะควบคุมให้วงจรทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพเมื่อเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตหลายแหล่งจ่าย ที่มีขนาดกำลังไฟฟ้าแตกต่างกัน จึงจำเป็นต้องอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส (Current weighting technique) เพื่อปรับค่ากระแสอ้างอิงที่ได้จากลูปควบคุมแรงดันเอาต์พุต ให้มีค่าเหมาะสมกับขนาดกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่าย ก่อนส่งไปยังลูปควบคุมกระแสอินพุต โดยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสมีโครงสร้าง แสดงดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส

จากรูปที่ 4.10 แสดงโครงสร้างเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส เห็นได้ว่าการรับค่ากระแสอ้างอิงจากลูปควบคุมแรงดันเอาต์พุต (i_{ref}) นำมาปรับคูณกับค่าถ่วงน้ำหนัก (W_1, W_2, W_n) เพื่อให้ได้กระแสอ้างอิงที่ได้รับการถ่วงน้ำหนักแล้ว ($i_{ref1}, i_{ref2}, i_{refn}$) และจะถูกส่งไปยังลูปควบคุมกระแสอินพุตของแต่ละแหล่งจ่าย โดยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสสามารถอธิบายได้ดังสมการที่ (4-17)

$$i_{refn} = W_n i_{ref} \tag{4-17}$$

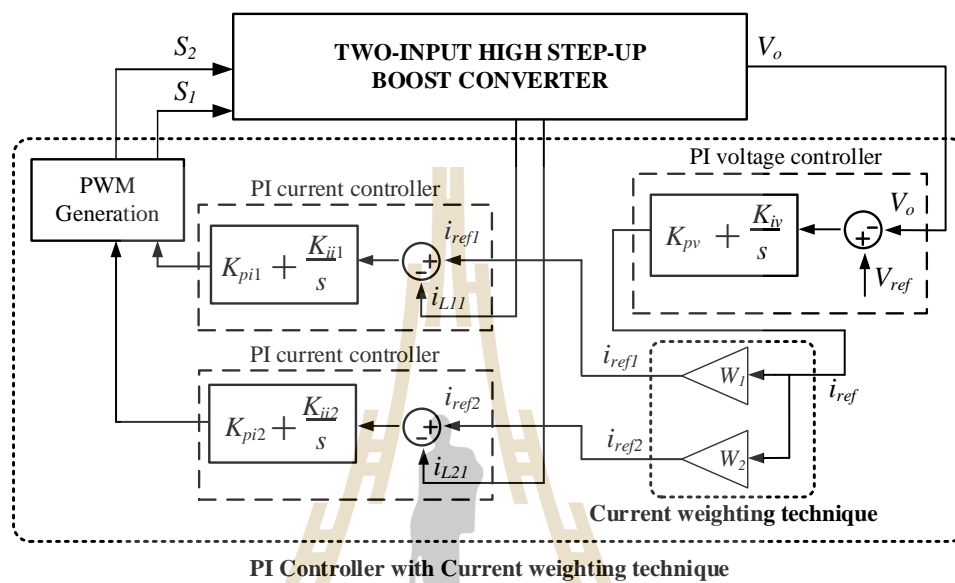
- เมื่อ i_{ref} คือ ค่ากระแสอ้างอิงจากลูปควบคุมแรงดันเอาต์พุต
- i_{refn} คือ ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับลูปควบคุมกระแสอินพุตที่กำลังพิจารณา
- W_n คือ ค่าปรับคูณถ่วงน้ำหนักที่กำลังพิจารณา

โดยค่าปรับคูณการถ่วงน้ำหนักสามารถหาได้จากสมการที่ (4-18)

$$W_n = \frac{P_n}{\sum_{i=1}^j P_i} \tag{4-18}$$

- เมื่อ P_n คือ กำลังของแหล่งจ่ายที่กำลังพิจารณา
- n คือ ลำดับของวงจรย่อยที่กำลังพิจารณา
- j คือ จำนวนแหล่งจ่ายทั้งหมด

จากโครงสร้างตัวควบคุมพีไอ สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ดังรูปที่ 4.9 เมื่อนำเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในกระบวนการควบคุมการทำงานของของวงจร โครงสร้างตัวควบคุมที่พัฒนาขึ้นจะมีโครงสร้างดังรูปที่ 4.10

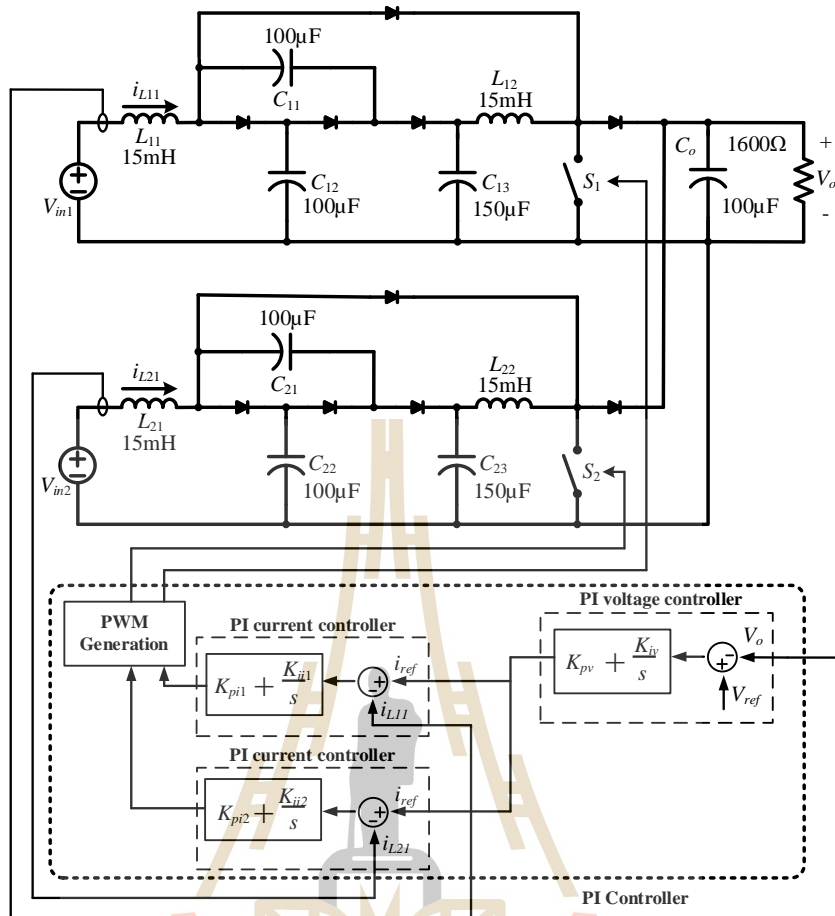


รูปที่ 4.11 โครงสร้างตัวควบคุมพีไอร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส

4.5 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น

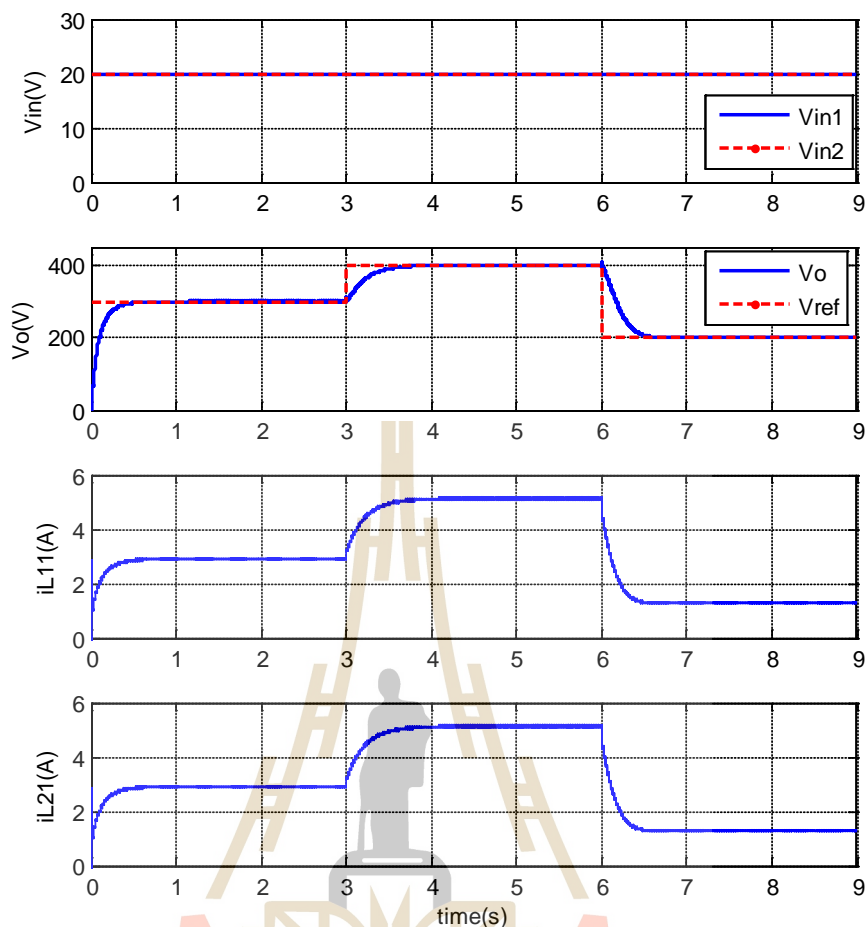
การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง อาศัยโปรแกรม MATLAB SIMULINK เข้าช่วยในการจำลองสถานการณ์ โดยทำการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีเมื่อใช้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตสองแหล่งจ่าย และเป็นการจำลองสถานการณ์ที่โหลดกำลังไฟฟ้าประมาณ 100W ซึ่งอาศัยโหลดตัวต้านทานขนาด 1600Ω เพื่อให้สอดคล้องกับผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น ซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทที่ 6 การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นแบ่งออกเป็น 4 กรณีดังต่อไปนี้

การจำลองสถานการณ์กรณีที่ 1 เป็นการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง มีโครงสร้างวงจร ที่ยังไม่มีการใช้เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส และ โครงสร้างตัวควบคุม แสดงดังรูปที่ 4.12 การควบคุมการทำงานจะอาศัยเพียงตัวควบคุมพีไอ โดยมีค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.12 โครงสร้างวงจรสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณที่ 1

ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง เริ่มจากการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ซึ่งจะกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีแรงดันคงที่ 20V และทำการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} จาก 300V เป็น 400V และ 200V ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.13



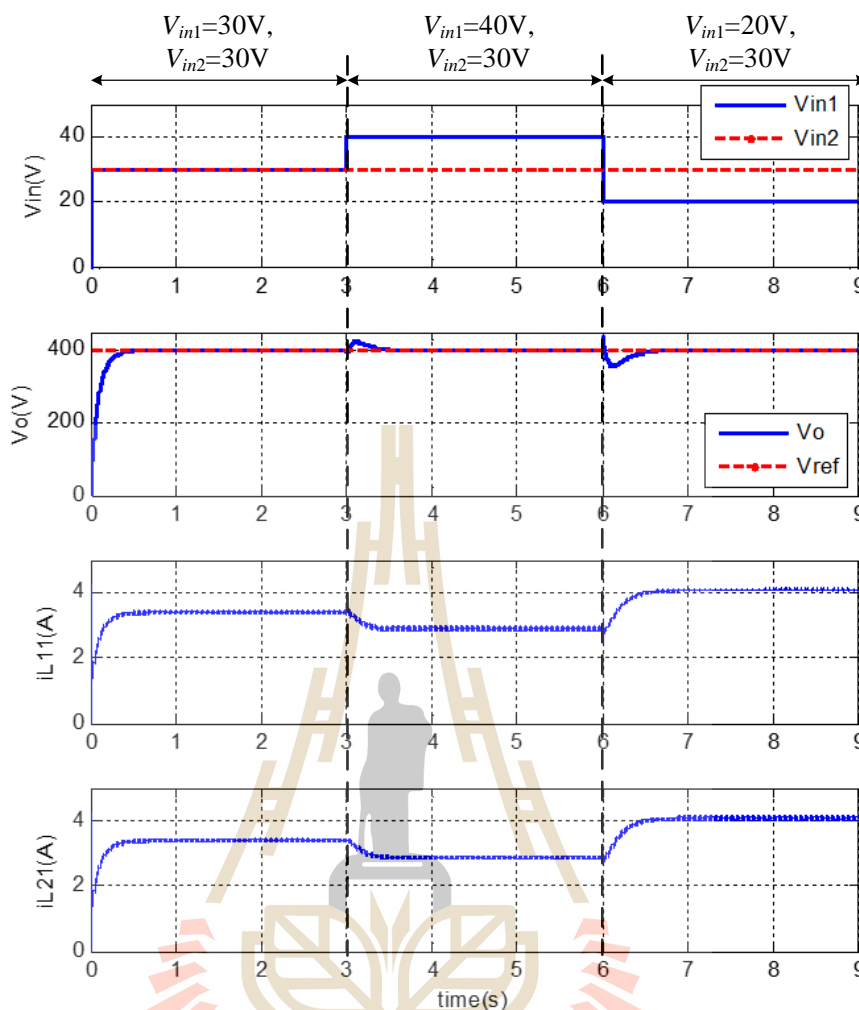
รูปที่ 4.13 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}

ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ดังแสดงในรูปที่ 4.13 สังเกตเห็นได้ว่า ในช่วงแรกของการจำลองสถานการณ์ เมื่อแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าเท่ากับ 300V แรงดันเอาต์พุต V_o จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 300V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 3A เท่ากัน ต่อมาที่เวลา 3 วินาที แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีการปรับค่าเพิ่มขึ้นเป็น 400V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่อยู่ที่ประมาณ 5A เท่ากัน และที่เวลา 6 วินาที แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีการปรับค่าลดลงจาก 400V เป็น 200V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงตามแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 200V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงตามแรงดันเอาต์พุตและคงที่อยู่ที่ประมาณ 1.5A จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวนี้ แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบไว้ สามารถควบคุมการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุต

ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ให้มีแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการได้ และยังสามารถเห็นได้ว่า กระแสอินพุตของทั้งสองแหล่งจ่ายมีค่าเท่ากัน เนื่องจากยังไม่มีการใช้เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส

ต่อมาทำการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยกำหนดให้แหล่งจ่าย V_{in1} มีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันจาก 30V เป็น 40V และ 20V ตามลำดับ โดยให้แหล่งจ่าย V_{in2} มีค่าคงที่ 30V และค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุต V_{in1} ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.14

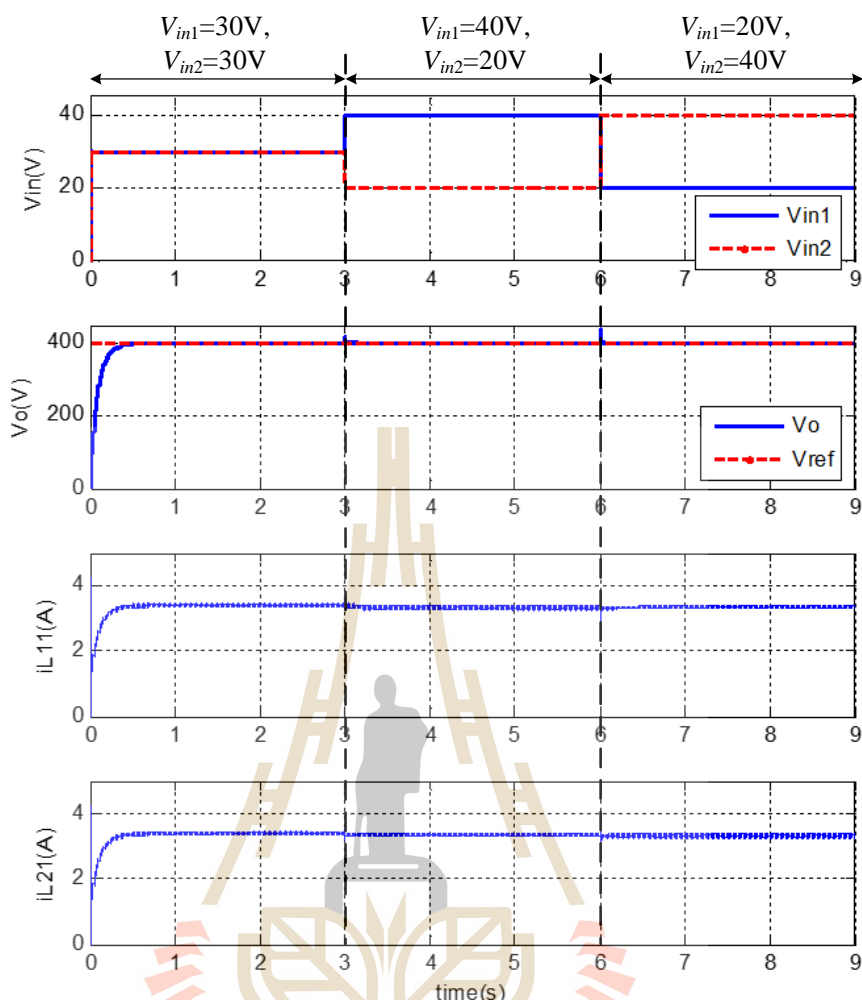
ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} แสดงดังรูปที่ 4.14 เมื่อเริ่มการจำลองสถานการณ์ในช่วงเวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากันที่ 30V และแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุต V_o มีระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 3.5A ต่อมาที่เวลา 3 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} ปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย ก่อนปรับลดเข้าสู่ค่าแรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงมาอยู่ที่ประมาณ 3A เนื่องจากเมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} ปรับค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้มีกำลังไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น แต่โหลดยังคงต้องการกำลังไฟฟ้าเท่าเดิม ตัวควบคุมพีไอจึงควบคุมกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} ให้มีค่าลดลง และที่เวลา 6 วินาที แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} มีการปรับค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนปรับเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่ค่าแรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ประมาณ 4A เท่ากัน เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด



รูปที่ 4.14 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน V_{in1}

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวนี้แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบไว้สามารถควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ให้มีแรงดันเอาต์พุตค่าคงที่ตามต้องการได้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1}

ต่อมาเป็นการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} โดยกำหนดให้ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} มีค่าเป็น 30V, 40V และ 20V และ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in2} มีเป็น 30V, 20V และ 40V ตามลำดับ และค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน V_{in1} และ V_{in2}

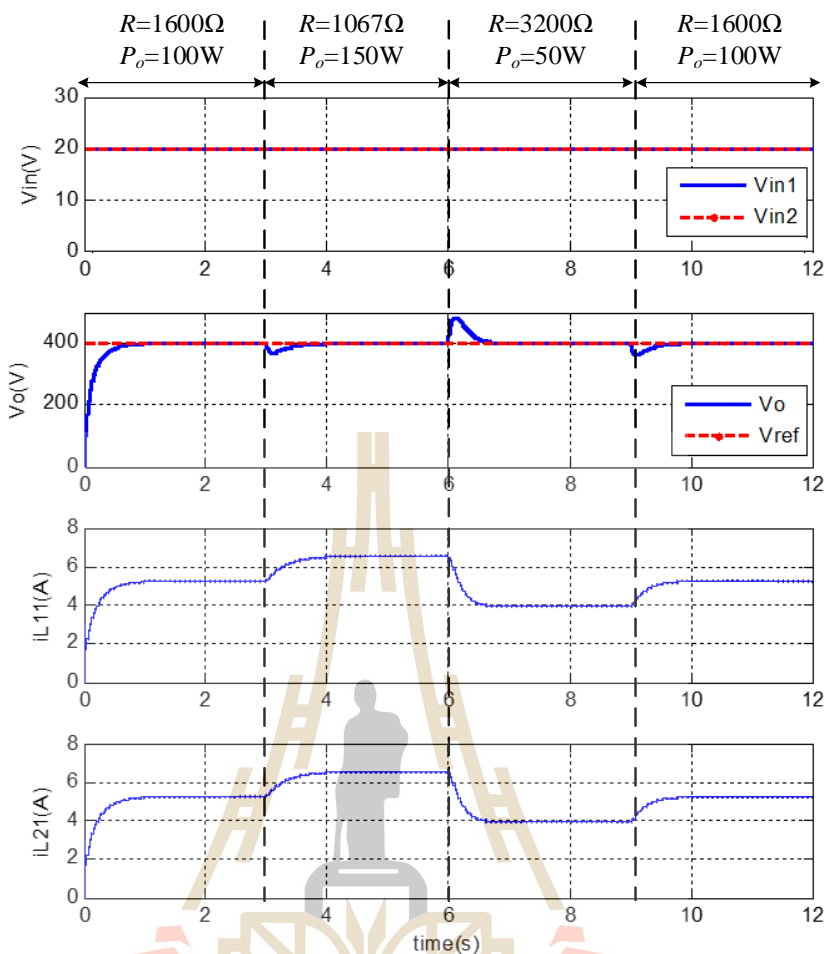
ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} แสดงดังรูปที่ 4.15 เห็นได้ว่าการจำลองสถานการณ์ในช่วงเวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากันที่ 30V และแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V แรงดันเอาต์พุต V_o มีระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 3.5A ต่อมาที่เวลา 3 วินาที แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} ปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in2} มีการปรับค่าลดลงจาก 30V เป็น 20V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตยังคงที่ค่าคงที่อยู่ที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} ยังมีค่าคงที่ที่ประมาณ 3.5A และในช่วงเวลาที่ 6 วินาที แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} มีการปรับค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in2} มีการปรับค่าเพิ่มขึ้นจาก 20V เป็น 40V สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตยังคงมี

ค่าคงที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} ยังคงอยู่ที่ 3.5A เนื่องจากการปรับระดับแรงดันอินพุตของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} โหลดยังคงได้รับกำลังไฟฟ้าอย่างเพียงพอ จึงไม่มีการปรับเพิ่มขึ้น หรือลดลงของกระแสอินพุตแต่อย่างใด

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวนี้แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบไว้สามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ยังคงสามารถควบคุมให้มีแรงดันเอาต์พุตค่าคงที่ตามต้องการได้ แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

ต่อมาทำการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวต้านทาน R จาก 1600Ω เป็น 1067Ω, 3200Ω และ 1600Ω ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต และกระแสอินพุต เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต (P_o) จาก 100W เป็น 150W, 50W และ 100W ตามลำดับ โดยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีค่าแรงดันอินพุตคงที่ 20V และแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.16

จากผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงเมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดตัวต้านทาน R ดังรูปที่ 4.16 สังเกตเห็นได้ว่า ในช่วงแรกเมื่อเริ่มการจำลองสถานการณ์ ที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้น และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นตามแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 5A ต่อมาที่เวลา 3 วินาที โหลดตัวต้านทานมีการปรับค่าลดลงจาก 1600Ω เป็น 1067Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเป็น 150W จะสังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนปรับเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและคงที่อยู่ที่ประมาณ 6.5A เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดที่เพิ่มมากขึ้น ต่อมาที่เวลา 6 วินาที โหลดตัวต้านทานมีการปรับค่าความต้านทานเพิ่มสูงขึ้นจาก 1067Ω เป็น 3200Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าลดลงเหลือเพียง 50W สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้น ก่อนปรับลดลงและคงที่อยู่ที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงมาอยู่ที่ประมาณ 4A และต่อมาในช่วงท้ายที่เวลา 9 วินาที โหลดตัวต้านทานปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นเป็น 1600Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ 100W สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนปรับเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ประมาณ 5A เช่นเดียวกับช่วงแรก

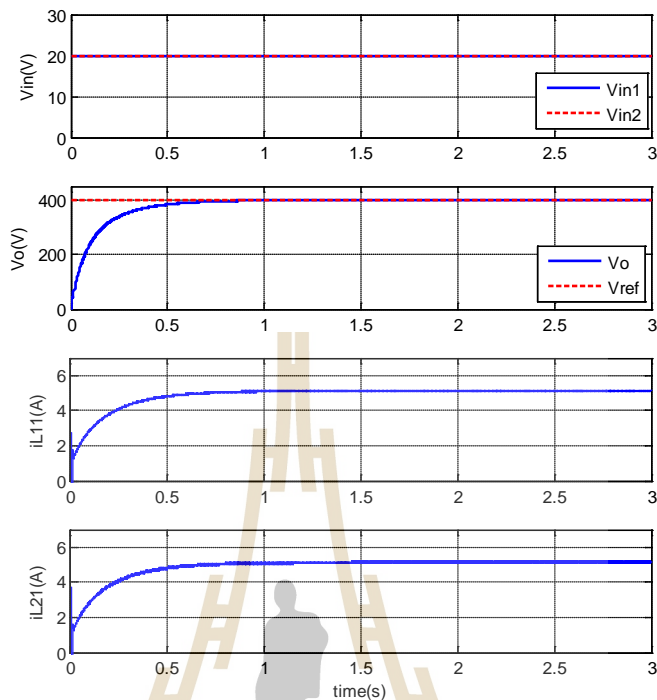


รูปที่ 4.16 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวต้านทาน R

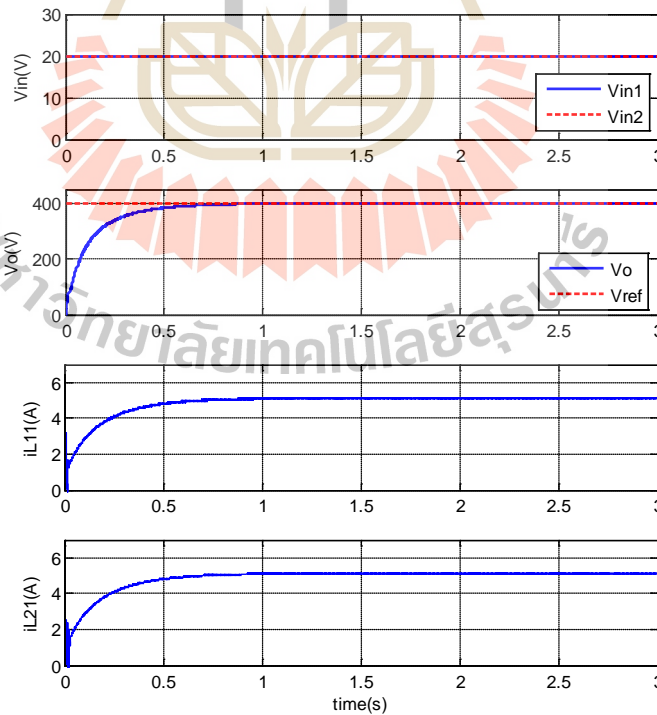
จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวนี้แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบไปนั้นสามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้ แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงกำลังเอาต์พุตที่โหลดต้องการก็ตาม

และต่อมาเป็นการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} มีค่าคงที่ 15mH และมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{21} เป็น $15\text{mH} \pm 30\%$ ซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำอยู่ที่ประมาณ 10mH และ 20mH ตามลำดับ เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} ถูกใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ เพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบดังตารางที่ 4.2 ยังสามารถควบคุมการทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น ให้มีแรงดันเอาต์พุตค่าคงที่ที่ต้องการได้ แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{21} ให้แตกต่างจาก L_{11} ก็ตาม โดยที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่ที่ 20V และแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} คงที่ 400V ผลการ

จำลองสถานการณ์ แสดง ได้ดังรูปที่ 4.17



ก. ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} มีค่า 15mH และ L_{21} มีค่า 10mH

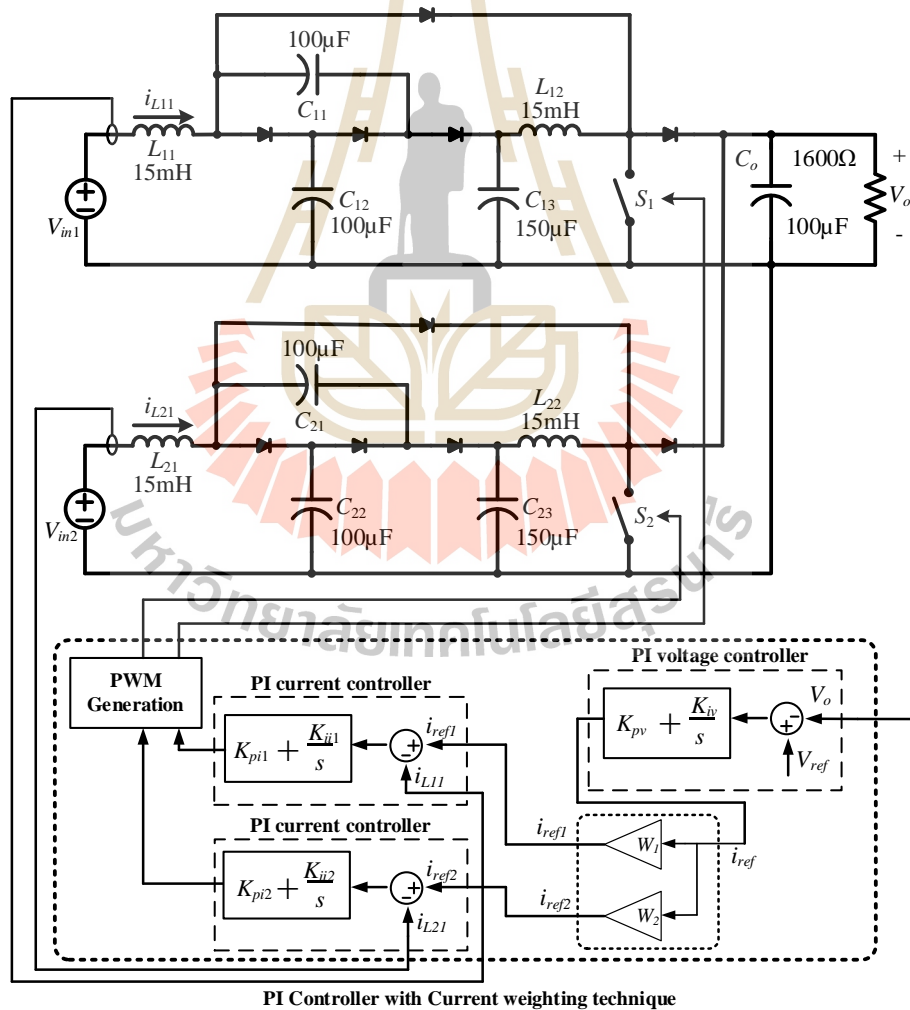


ข. ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} มีค่า 15mH และ L_{21} มีค่า 20mH

รูปที่ 4.17 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} มีค่าไม่เท่ากัน

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.17 เห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและลู่เข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นลู่เข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 5A สังเกตเห็นได้ว่า กระแสอินพุตของวงจรย่อยทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบสามารถควบคุมให้วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น มีค่าแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการได้ แม้กรณีที่มีค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำของวงจรย่อยมีค่าแตกต่างกัน

การจำลองสถานการณ์กรณีที่ 2 เป็นการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟที่กระแสตรง มีโครงสร้างวงจร และ โครงสร้างตัวควบคุม แสดงดังรูปที่ 4.18 การควบคุมการทำงานจะอาศัยตัวควบคุมพีไอ ร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สำหรับควบคุมการทำงานของวงจร โดยมีค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.18 โครงสร้างวงจรสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีที่ 2

ในการจำลองสถานการณ์จะอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในการควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยได้กำหนดพิคกิ้งกำลังของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าปรับคุณภาพการถ่วงน้ำหนักดังต่อไปนี้

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} มีพิคกิ้งกำลังอยู่ที่ $P_1 = 60\text{W}$

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in2} มีพิคกิ้งกำลังอยู่ที่ $P_2 = 40\text{W}$

จากสมการที่ (4-18) สามารถคำนวณหาค่าปรับคุณภาพการถ่วงน้ำหนัก สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงทั้งสองได้ดังนี้

$$W_1 = \frac{60}{100} = 0.6 \text{ และ } W_2 = \frac{40}{100} = 0.4$$

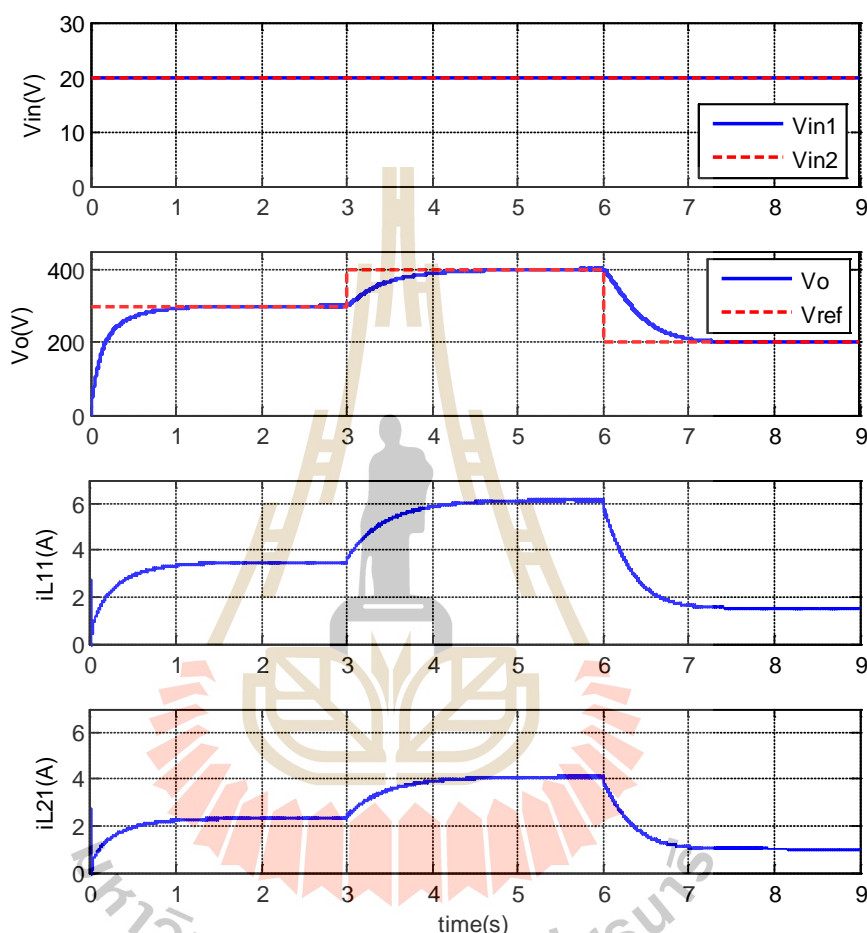
ดังนั้นจากสมการถ่วงน้ำหนักกระแสค่ากระแสดังสมการที่ (4-17) จะได้กระแสอ้างอิง i_{ref1} และ i_{ref2} ดังนี้

$$i_{ref1} = 0.6i_{ref} \text{ และ } i_{ref2} = 0.4i_{ref}$$

ผลการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสช่วยในกระบวนการควบคุม เริ่มจากการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีแรงดันคงที่ 20V และทำการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} เป็น 300V, 400V และ 200V ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.19

ผลการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในกระบวนการควบคุม โดยมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง แสดงดังรูปที่ 4.19 สังเกตเห็นได้ว่า ในเวลาที่ 0 ถึง 3 วินาที แรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าอยู่ที่ 300V แรงดันเอาต์พุต V_o จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้น และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ค่าแรงดันอ้างอิง 300V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุต เข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 3.5A และ 2.5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3 วินาที แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีการปรับค่าเพิ่มขึ้นจาก 300V เป็น 400V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีการปรับค่าแรงดันเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันอ้างอิง และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับค่า

เพิ่มสูงขึ้นและคงที่อยู่ที่ประมาณ 6A และ 4A ตามลำดับ และในช่วงท้ายที่เวลา 6 วินาที แรงดันอ้างอิงมีการปรับค่าลดลงจาก 400V เป็น 200V จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีการปรับค่าลดลงตามแรงดันอ้างอิงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 200V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับตัวลดลงตามแรงดันเอาต์พุตและคงที่อยู่ที่ประมาณ 1.5A และ 1A ตามลำดับ

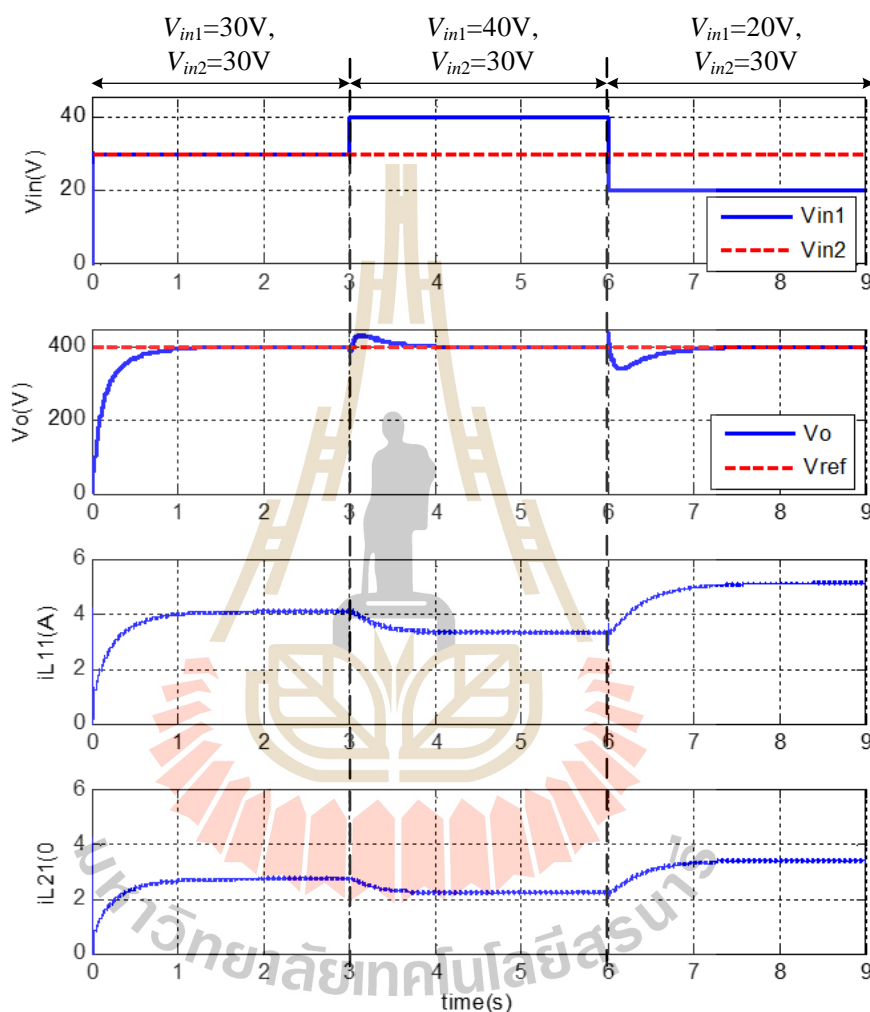


รูปที่ 4.19 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง V_{ref}

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวนี้ แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบ และเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถนำมาใช้ควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ให้ได้แรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการได้ โดยมีการปรับอัตราส่วนกระแสอินพุตให้มีค่าเหมาะสมสำหรับพิกัดกำลังของแหล่งจ่ายที่เชื่อมต่อเข้ากับวงจร

ต่อมาเป็นการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสช่วยในกระบวนการ

ควบคุม โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} มีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเป็น 30V, 40V และ 20V ตามลำดับ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in2} มีค่าคงที่ 30V และค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต และกระแสอินพุต เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันอินพุต V_{in1} ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน V_{in1}

ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} แสดงดังรูปที่ 4.20 สังเกตเห็นได้ว่า เมื่อเริ่มการจำลองสถานการณ์ช่วง 0 ถึง 3 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากันที่ 30V และแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V แรงดันเอาต์พุต V_o มีระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} ปรับตัวเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ

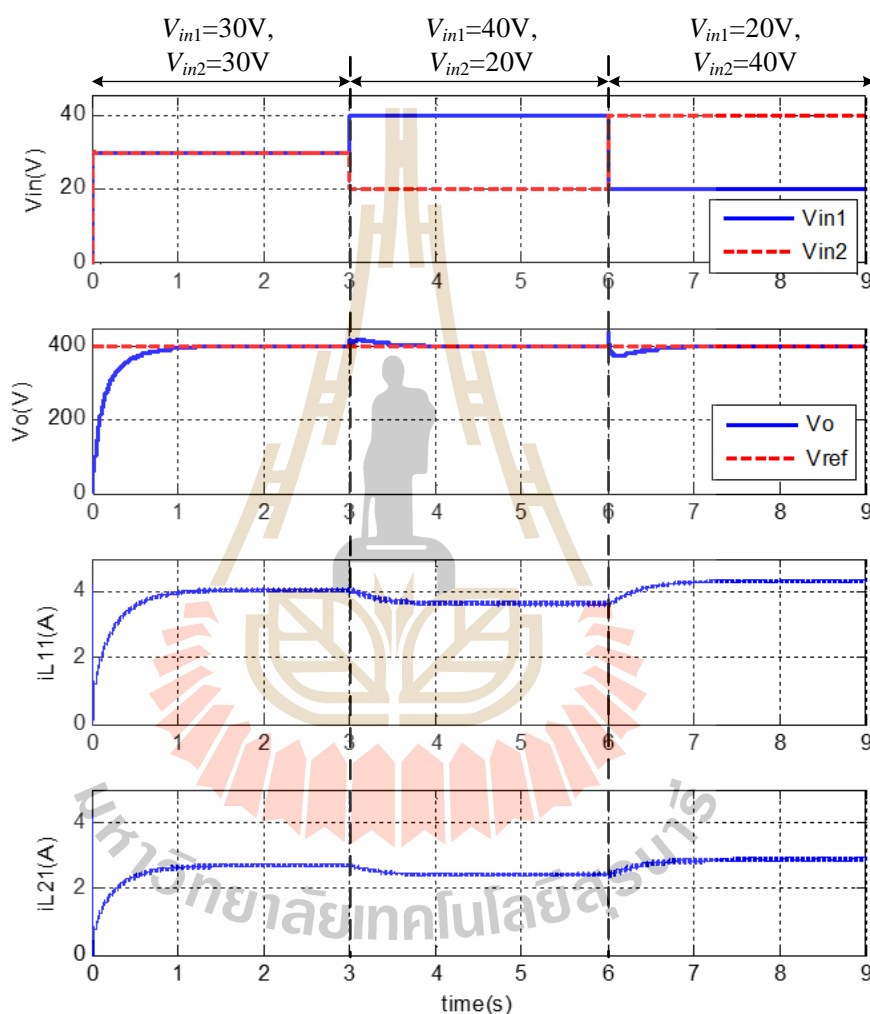
4A และ 3A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} ปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย ก่อนปรับลดลงเข้าสู่ค่าแรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงมาอยู่ที่ประมาณ 3.5A และ 2.5A ตามลำดับ เนื่องจากเมื่อแรงดันอินพุต V_{in1} ปรับค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้มีกำลังไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น แต่โหลดยังคงต้องการกำลังเท่าเดิม ตัวควบคุมพีไอจึงควบคุมกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} ให้มีค่าลดลง และในช่วงเวลาที่ 6 วินาที แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} มีการปรับค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V จะสังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง ก่อนปรับค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่ค่าแรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ประมาณ 5A และ 3A ตามลำดับเพื่อเพิ่มกำลังให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวนี้แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบและเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ให้มีแรงดันเอาต์พุตค่าคงที่ตามต้องการได้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1}

ต่อมาเป็นการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสช่วยในกระบวนการควบคุม โดยมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} ซึ่งกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} มีระดับแรงดันเป็น 30V, 40V และ 20V และแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_{in2} มีระดับแรงดันเป็น 30V, 20V และ 40V ตามลำดับ และค่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

ผลการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} แสดงดังรูปที่ 4.21 เห็นได้ว่า ในช่วงเวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากันที่ 30V และแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V แรงดันเอาต์พุต V_o มีระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 4A และ 2.75A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3 วินาที แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} ปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V และแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in2} มีการปรับค่าลดลงจาก 30V เป็น 20V สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ก่อนปรับค่าลดลงเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงมาอยู่ที่ประมาณ 3.5A และ 2.5A ตามลำดับ และต่อมาในช่วงท้ายที่ 6 วินาที แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} มีการปรับค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in2}

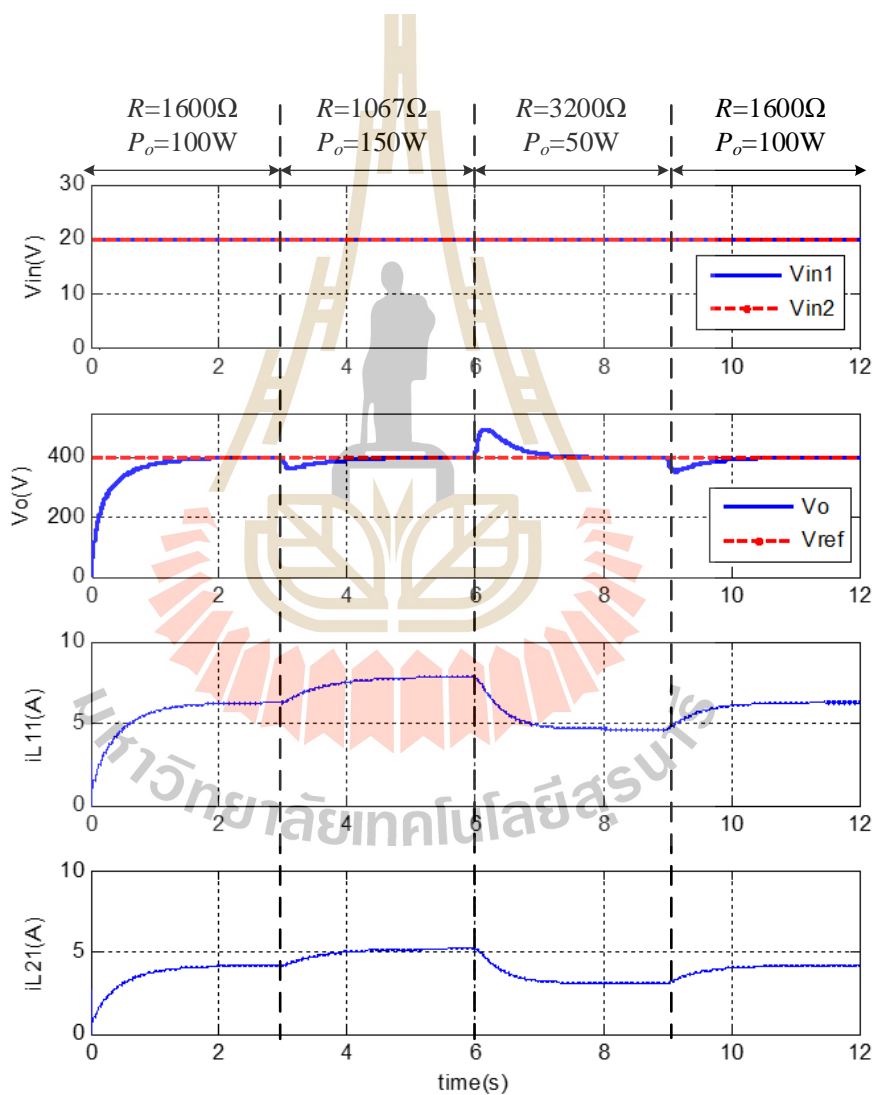
มีการปรับค่าเพิ่มขึ้นจาก 20V เป็น 40V สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยก่อนมีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ประมาณ 4.5A และ 3A ตามลำดับ เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง V_{in1} มีพิกัดกำลังที่สูงกว่า V_{in2} ดังนั้นเมื่อแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดัน จึงมีผลต่อแรงดันเอาต์พุตมากกว่า แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง V_{in2}



รูปที่ 4.21 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน V_{in1} และ V_{in2}

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวนี้แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอทีได้ออกแบบ และเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ให้มีแรงดันเอาต์พุตค่าคงที่ตามต้องการได้ แม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

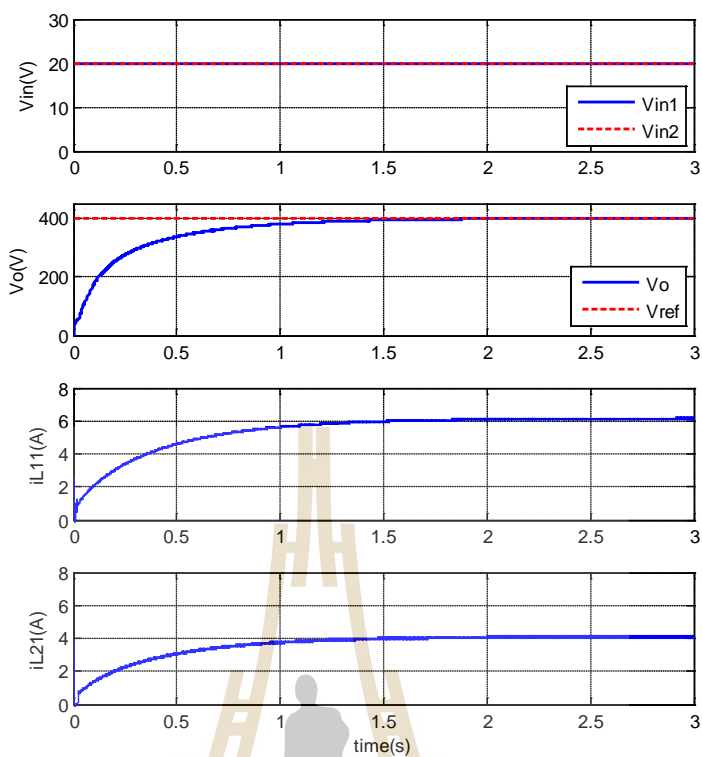
ต่อมาทำการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสช่วยในกระบวนการควบคุม โดยกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวต้านทาน R จาก 1600Ω เป็น 1067Ω , 3200Ω และ 1600Ω ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต และกระแสอินพุต เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังเอาต์พุต (P_o) จาก 100W เป็น 150W , 50W และ 100W ตามลำดับ ซึ่งแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีค่าแรงดันอินพุตคงที่ 20V และแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.22



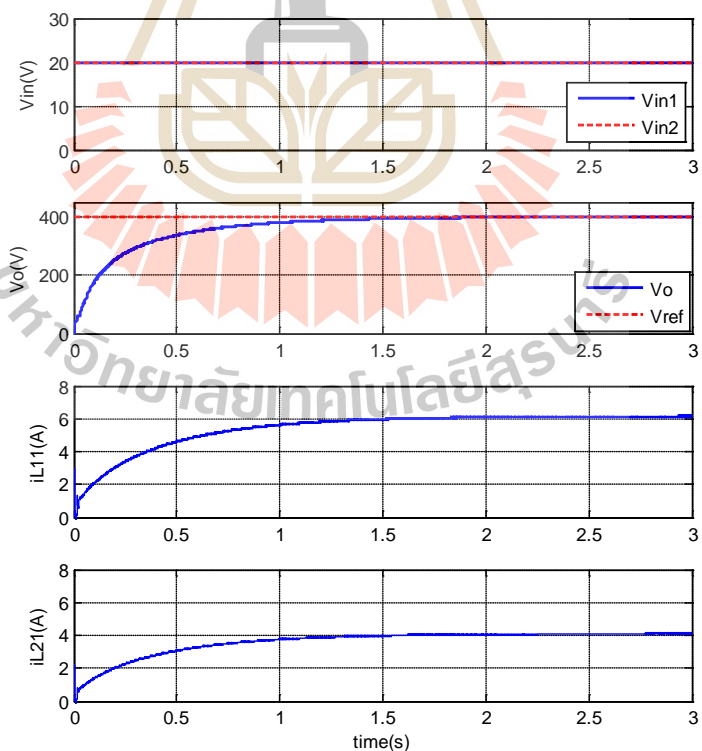
รูปที่ 4.22 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวต้านทาน R

จากผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสช่วยในกระบวนการควบคุม เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวต้านทาน R ดังรูปที่ 4.22 สังเกตเห็นได้ว่า เมื่อเริ่มการจำลองสถานการณ์ ที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้น และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นตามแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 6A และ 4A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3 วินาที โหลดตัวต้านทานมีการปรับค่าลดลงจาก 1600Ω เป็น 1067Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเป็น 150W เห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 7A และ 5A ตามลำดับ เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดที่เพิ่มมากขึ้น ต่อมาที่เวลา 6 วินาที โหลดตัวต้านทานมีการปรับค่าความต้านทานเพิ่มสูงขึ้นจาก 1067Ω เป็น 3200Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าลดลงเหลือเพียง 50W สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นก่อนมีค่าลดลงเข้าสู่ค่าแรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงมาอยู่ที่ประมาณ 5A และ 3A ตามลำดับ และต่อมาในช่วงท้ายที่เวลา 9 วินาที โหลดตัวต้านทานปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นเป็น 1600Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ 100W สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยก่อนเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ประมาณ 6A และ 4A ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวแสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้ ออกแบบ พร้อมเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้ แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงกำลังเอาต์พุตที่โหลดต้องการก็ตาม

และต่อมาเป็นการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสช่วยในกระบวนการควบคุม โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} มีค่าคงที่อยู่ที่ 15mH และทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{21} เป็น $15mH \pm 30\%$ ซึ่งจะมีค่าความเหนี่ยวนำอยู่ที่ประมาณ 10mH และ 20mH ตามลำดับ โดยที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่ที่ 20V และแรงดันอ้างอิง V_{ref} คงที่ที่ 400V เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} ถูกใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม จึงได้ทำการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เมื่อค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{21} มีการเปลี่ยนแปลง เพื่อแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ ออกแบบ ยังสามารถควบคุมให้วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นมีแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามที่ต้องการได้ แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{21} ก็ตาม ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.23



ก. ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} มีค่า 15mH และ L_{21} มีค่า 10mH

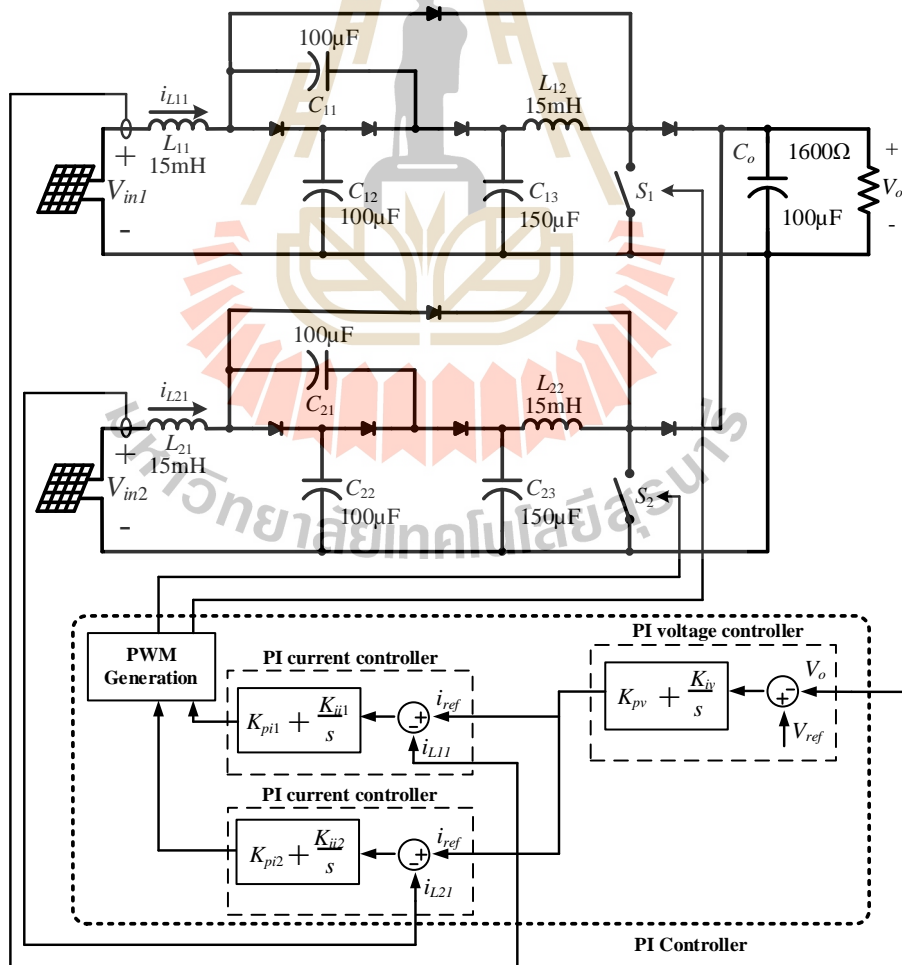


ข. ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} มีค่า 15mH และ L_{21} มีค่า 20mH

รูปที่ 4.23 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} มีค่าไม่เท่ากัน

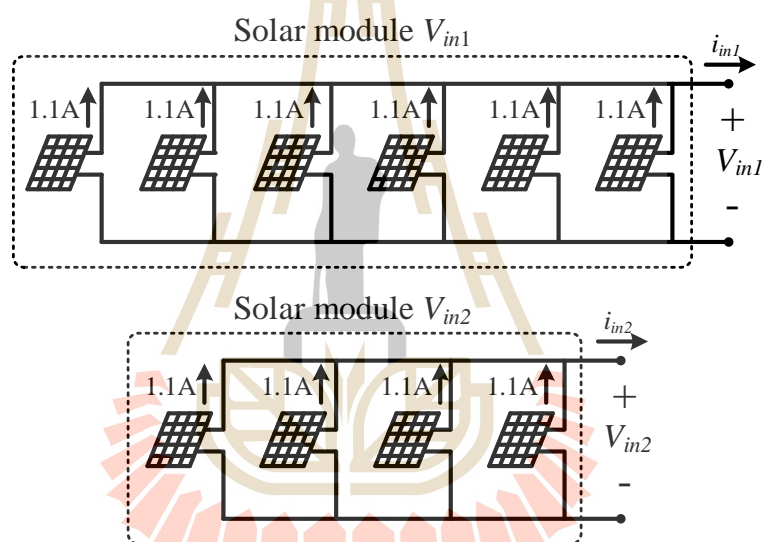
จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.23 จะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นละดูเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 6A และ 4A ตามลำดับ จะสังเกตเห็นได้ว่า กระแสอินพุตของวงจรย่อยทั้งสองมีความแตกต่างกันตามอัตราส่วนการถ่วงน้ำหนัก ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น ให้มีค่าแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการได้ แม้กรณีที่ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำของวงจรย่อยมีค่าแตกต่างกัน

การจำลองสถานการณ์กรณีที่ 3 เป็นการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้แหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งมีโครงสร้างวงจร และโครงสร้างตัวควบคุมที่ไม่มีเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส แสดงดังรูปที่ 4.24 การควบคุมการทำงานจะอาศัยเพียงตัวควบคุมพีไอ สำหรับควบคุมการทำงานของวงจร โดยมีค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.24 โครงสร้างวงจรสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีที่ 3

ในการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} จะเป็นแหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ ที่สร้างขึ้นจากสมการทางคณิตศาสตร์ [M. F. Nayan and S. M. S. Ullah, 2015] ซึ่งมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมแผงแบบเปิดวงจรอยู่ที่ 23.125V และพิกัดกระแสอยู่ที่ประมาณ 1.1A ต่อแผง โดยจะอาศัยการนำแผงเซลล์แสงอาทิตย์มาเชื่อมต่อกัน เพื่อเป็นเพิ่มพิกัดกระแสให้มีค่าสูงขึ้น โดยแหล่งจ่าย V_{in1} จะใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 6 แผง เชื่อมต่อกันกัน เพื่อให้ได้กระแสอินพุตที่ประมาณ 6.6A และแหล่งจ่าย V_{in2} จะใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 4 แผง เชื่อมต่อกันกัน เพื่อให้ได้กระแสอินพุตที่ประมาณ 4.4A โครงสร้างภายในแหล่งจ่ายโมดูลแผงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} และ V_{in2} แสดงดังรูปที่ 4.25

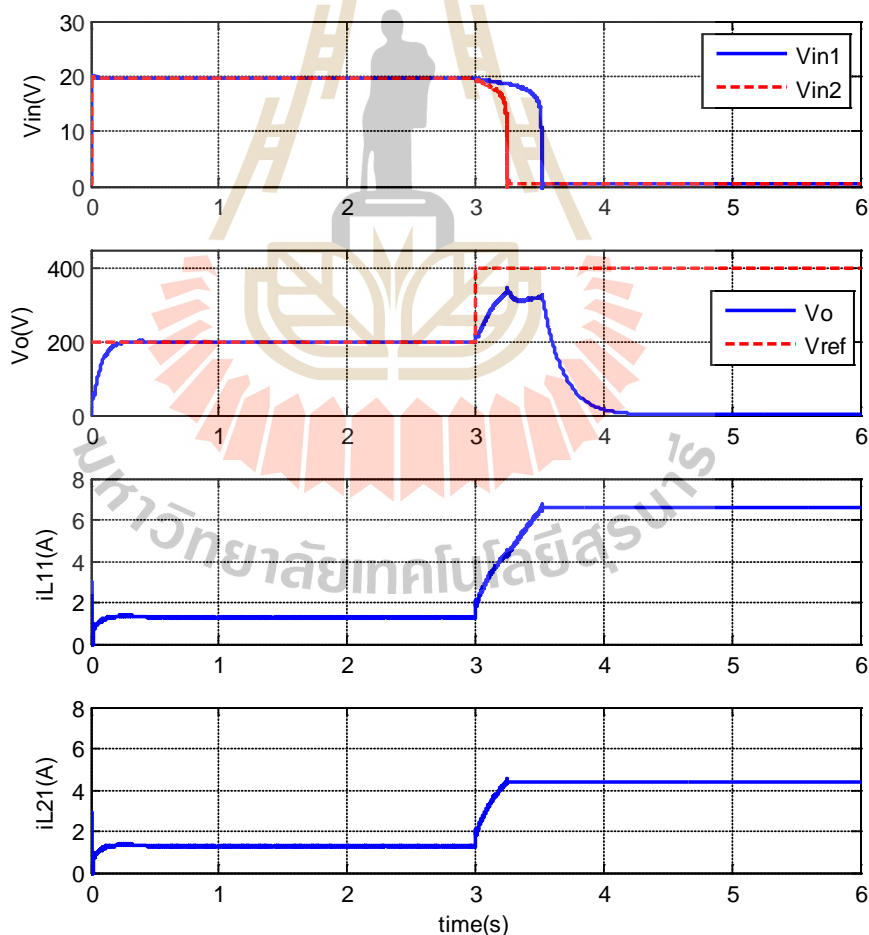


รูปที่ 4.25 แหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} และ V_{in2}

การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ เริ่มจากการจำลองสถานการณ์กรณีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันอินพุตประมาณ 20V และทำการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} จาก 200V เป็น 400V ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.26

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.26 เห็นได้ว่า ในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 3 วินาที เมื่อแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าคงที่ 200V พบว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่

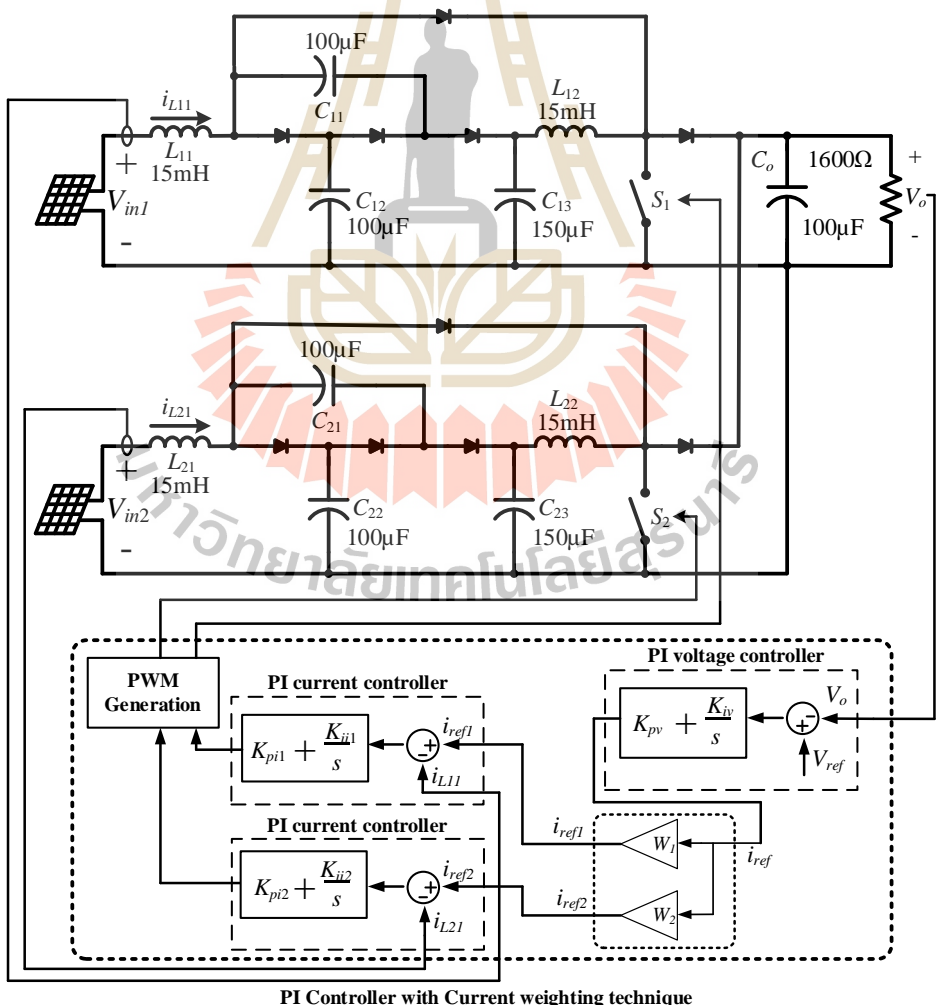
พัฒนาขึ้น มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 200V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 1A ต่อมาที่เวลา 3 วินาที แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีการปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 200V เป็น 400V สังเกตได้ว่าตัวควบคุมพีไอพยายามควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง เมื่อพิจารณากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} พบว่ามีค่าเพิ่มสูงขึ้น อย่างไรก็ตามที่เวลาประมาณ 3.3 วินาที แหล่งจ่าย V_{in2} จ่ายกระแสให้กับวงจรที่ค่าพิกัด ซึ่งเห็นได้ว่าการกระแสอินพุตของแหล่งจ่าย V_{in2} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 4.4A ส่งผลให้ระดับแรงดันอินพุตจากแหล่งจ่าย V_{in2} มีค่าลดลงจนเป็น 0V และต่อมาที่เวลาประมาณ 3.5 วินาที แหล่งจ่าย V_{in1} ได้จ่ายกระแสให้กับวงจรที่ค่าพิกัดกระแส ซึ่งเห็นได้ว่ากระแสอินพุตของแหล่งจ่าย V_{in1} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 6.6A ส่งผลให้แรงดันอินพุตจากแหล่งจ่าย V_{in1} มีค่าลดลงจนเป็น 0V ด้วยเหตุนี้จึงทำให้วงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น ไม่สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการ โดยแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเหลือ 0V ในเวลาต่อมา



รูปที่ 4.26 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง V_{ref}

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวแสดงให้เห็นว่า วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแสงเซลล์แสงอาทิตย์ ที่มีขนาดพิกัดแตกต่างกัน โดยอาศัยตัวควบคุมพีไอเพียงอย่างเดียว ไม่เพียงพอที่จะควบคุมให้วงจรทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ จึงจำเป็นต้องอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยปรับค่ากระแสอ้างอิง ให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมกับขนาดของแหล่งจ่ายแสงเซลล์แสงอาทิตย์แต่ละแหล่งจ่าย

การจำลองสถานการณ์กรณีที่ 4 เป็นการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแสงเซลล์แสงอาทิตย์ มีโครงสร้างวงจร และโครงสร้างตัวควบคุม แสดงดังรูปที่ 4.27 การควบคุมการทำงานจะอาศัยตัวควบคุมพีไอ และเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส เข้าช่วยในการควบคุมการทำงานของวงจร โดยมีค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแสดงดังตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.27 โครงสร้างวงจรสำหรับการจำลองสถานการณ์กรณีที่ 4

ในการจำลองสถานการณ์แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} จะอาศัยใช้แหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งมีโครงสร้างภายในแหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์แสดงดังรูปที่ 4.23 แต่ในการจำลองสถานการณ์นี้จะอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในการควบคุมการทำงานของวงจร ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าปรับคุณการถ่วงน้ำหนักกระแส ดังต่อไปนี้

กำหนดให้ แหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} มีพิกัดกำลังอยู่ที่ $P_1 = 60\text{W}$
แหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ V_{in2} มีพิกัดกำลังอยู่ที่ $P_2 = 40\text{W}$

จากสมการที่ (4-18) สามารถคำนวณหาค่าปรับคุณการถ่วงน้ำหนัก สำหรับแหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองได้ดังนี้

$$W_1 = \frac{60}{100} = 0.6 \text{ และ } W_2 = \frac{40}{100} = 0.4$$

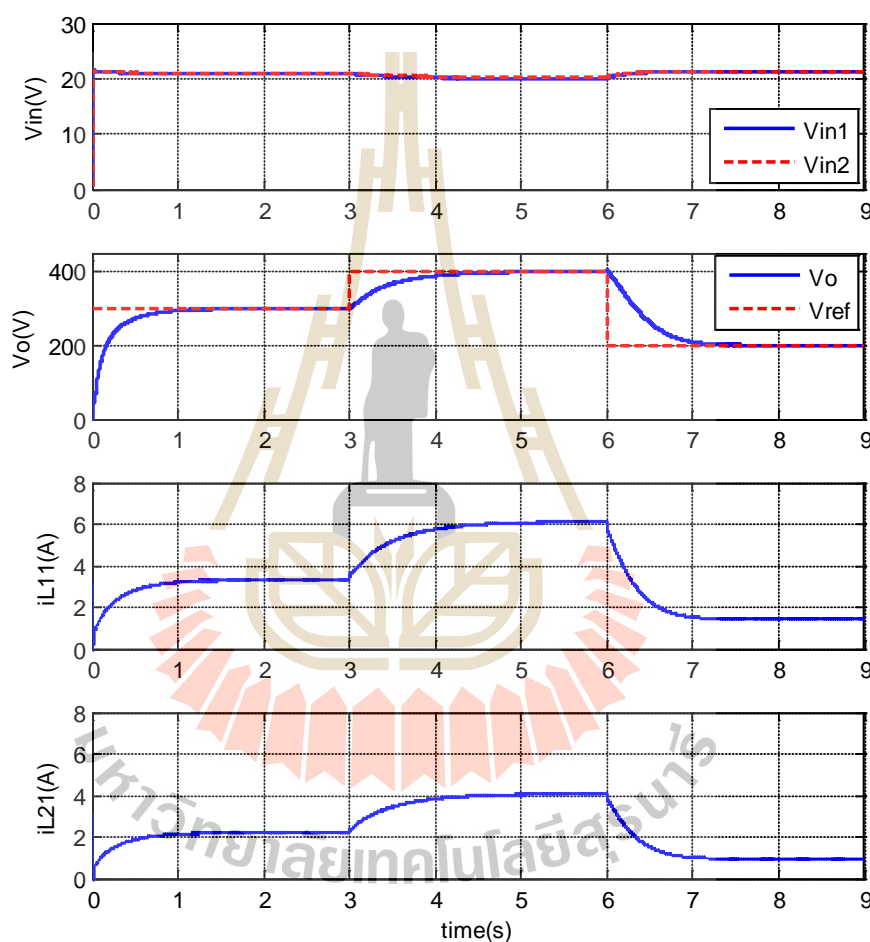
ดังนั้นจากสมการถ่วงน้ำหนักกระแสค่ากระแสดังสมการที่ (4-17) จะได้กระแสอ้างอิง i_{ref1} และ i_{ref2} ดังนี้

$$i_{ref1} = 0.6i_{ref} \text{ และ } i_{ref2} = 0.4i_{ref}$$

การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในกระบวนการควบคุม เริ่มจากการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่ใช้กับแหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ โดยมีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง ซึ่งจะกำหนดให้แหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} และ V_{in2} มีค่าแรงดันอินพุตคงที่อยู่ที่ประมาณ 20V และทำการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} จาก 300V เป็น 400V และ 200V ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต V_o และกระแสอินพุตจากแหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสอง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.28

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.28 เห็นได้ว่า ในช่วงแรงที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าเท่ากับ 300V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 300V กระแสอินพุต i_{L11} จะมีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 3A และ กระแสอินพุต i_{L21} จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 2A จะสังเกตเห็นได้ว่า กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าแตกต่างกันตามอัตราส่วนการถ่วงน้ำหนักกระแสที่ใช้ในการปรับค่ากระแสอ้างอิงภายในกระบวนการของตัวควบคุม เพื่อช่วยให้แหล่งจ่ายแอมป์เซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองแหล่งจ่ายกระแสภายใต้พิกัดกระแส ต่อมาในช่วงเวลา

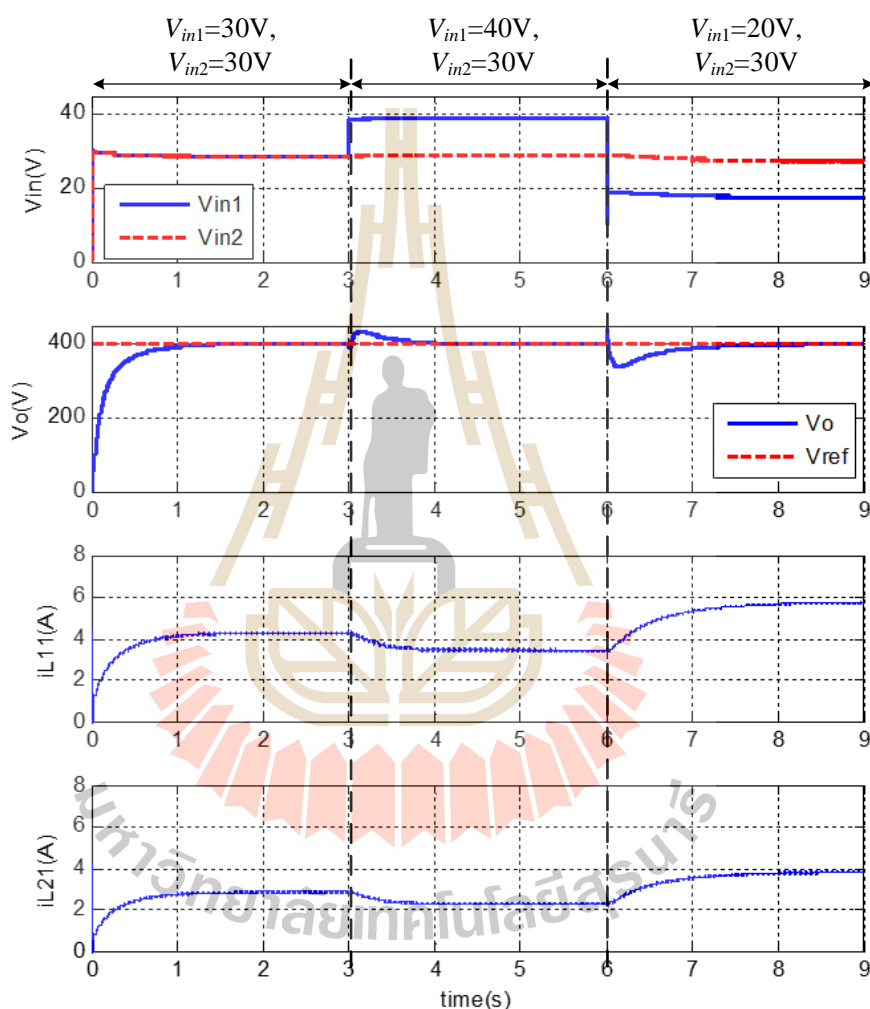
3 ถึง 6 วินาที มีการปรับเพิ่มค่าแรงดันอ้างอิงจาก 300V เป็น 400V จะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีการปรับค่าเพิ่มตามค่าแรงดันอ้างอิงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 6A และ 4A ตามลำดับ และในช่วงสุดท้ายที่เวลา 6 ถึง 9 วินาที มีการปรับลดค่าแรงดันอ้างอิงจาก 400V เป็น 200V จะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีการปรับค่าลดลงตามและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 200V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับค่าลดลงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 1.5A และ 1A ตามลำดับ



รูปที่ 4.28 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าว แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอพร้อมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแรงแซลล์แสงอาทิตย์ มีค่าคงที่ตามต้องการได้อย่างน่าพอใจ

ต่อมาเป็นการจำลองสถานการณ์วงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุต เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในกระบวนการควบคุม โดยแหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจาก 30V เป็น 40V และ 20V ตามลำดับ ซึ่งจะกำหนดให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in2} มีระดับแรงดันคงที่อยู่ที่ 30V และค่าแรงดันอ้างอิงคงที่อยู่ที่ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.29



รูปที่ 4.29 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1}

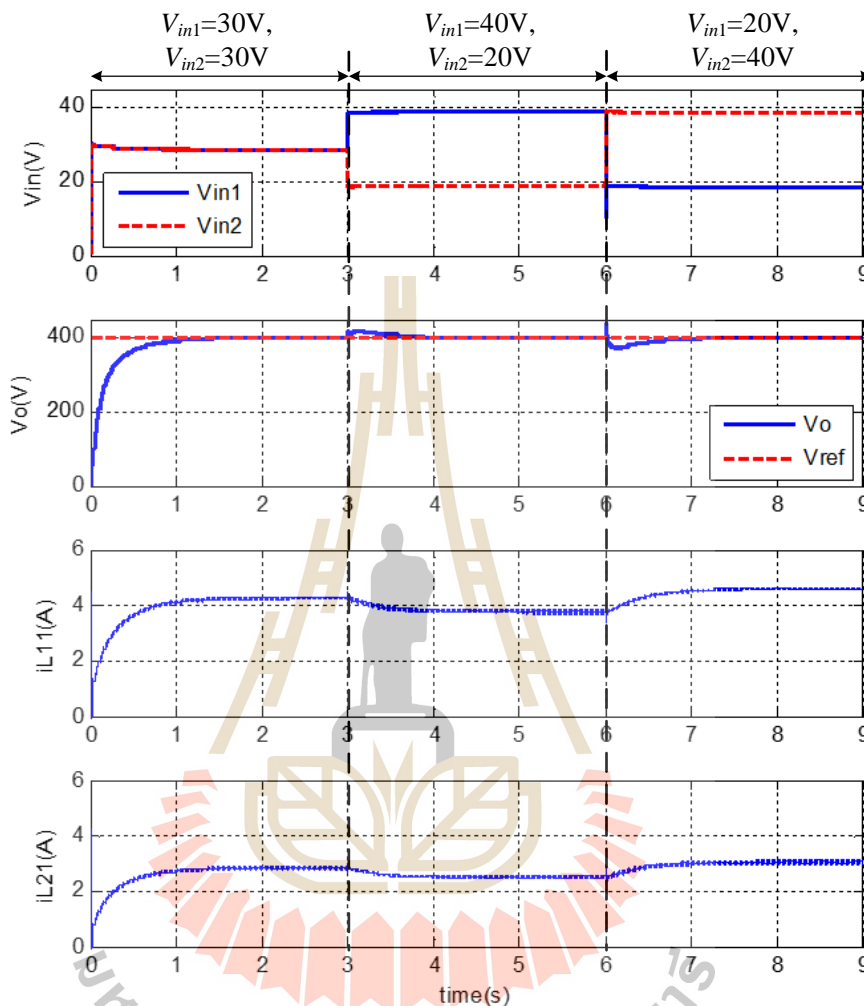
จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.29 เห็นได้ว่าในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที ระดับแรงดันของแหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองแหล่งมีค่าเท่ากันที่ 30V แรงดันเอาต์พุตจะค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} จะมีค่าเริ่มต้นที่ 0A และมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 4.3A และ 3.5A ตามลำดับ ต่อมาในช่วงเวลาที่ 3 ถึง 6 วินาที

แรงดันอินพุต V_{in1} มีการปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อยก่อนปรับลดลงเข้าสู่สถานะอยู่ที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับค่าลดลงมาอยู่ที่ประมาณ 3.5A และ 2.5A ตามลำดับ เนื่องจากเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีระดับแรงดันเพิ่มขึ้น แต่โหลดยังต้องการกำลังไฟฟ้าเท่าเดิม ตัวควบคุมจึงควบคุมให้แหล่งจ่ายทั้งสองจ่ายกระแสลดลง และในช่วงสุดท้ายที่เวลา 6 ถึง 9 วินาที ระดับแรงดันแหล่งจ่าย V_{in1} มีการปรับค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงก่อนปรับเพิ่มขึ้นเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับเพิ่มสูงขึ้นเป็น 5.5A และ 4A ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าว แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอและเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้ แม้มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายอินพุต V_{in1}

ในลำดับต่อมาเป็นผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแสงเซลล์แสงอาทิตย์ และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในกระบวนการควบคุม โดยมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุตแหล่งจ่ายแสงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} และ V_{in2} ซึ่งจะกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันจาก 30V เป็น 40V และ 20V ตามลำดับ และ แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจาก 30V เป็น 20V และ 40V ตามลำดับ โดยที่แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าคงที่เท่ากับ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.30

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.30 จะเห็นได้ว่าในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันอยู่ที่ 30V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 4.5A และ 3A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3 ถึง 6 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V และ แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีระดับแรงดันลดลงจาก 30V เป็น 20V จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย เนื่องจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีพิกัดกำลังที่สูงกว่าแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} จึงทำให้แหล่งจ่าย V_{in1} มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตมากกว่าแหล่งจ่าย V_{in2} ฉะนั้นเมื่อแหล่งจ่าย V_{in1} มีระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้น จึงส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตมีระดับเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย ก่อนลดลงเข้าสู่ค่าแรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงมาอยู่ที่ประมาณ 4A และ 2.5A ตามลำดับ และในช่วงท้ายที่เวลา 6 ถึง 9 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีระดับแรงดันลดลงจาก 40V เป็น 20V แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้นจาก 20V เป็น 40V จะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยก่อน

ปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ประมาณ 5A และ 3A

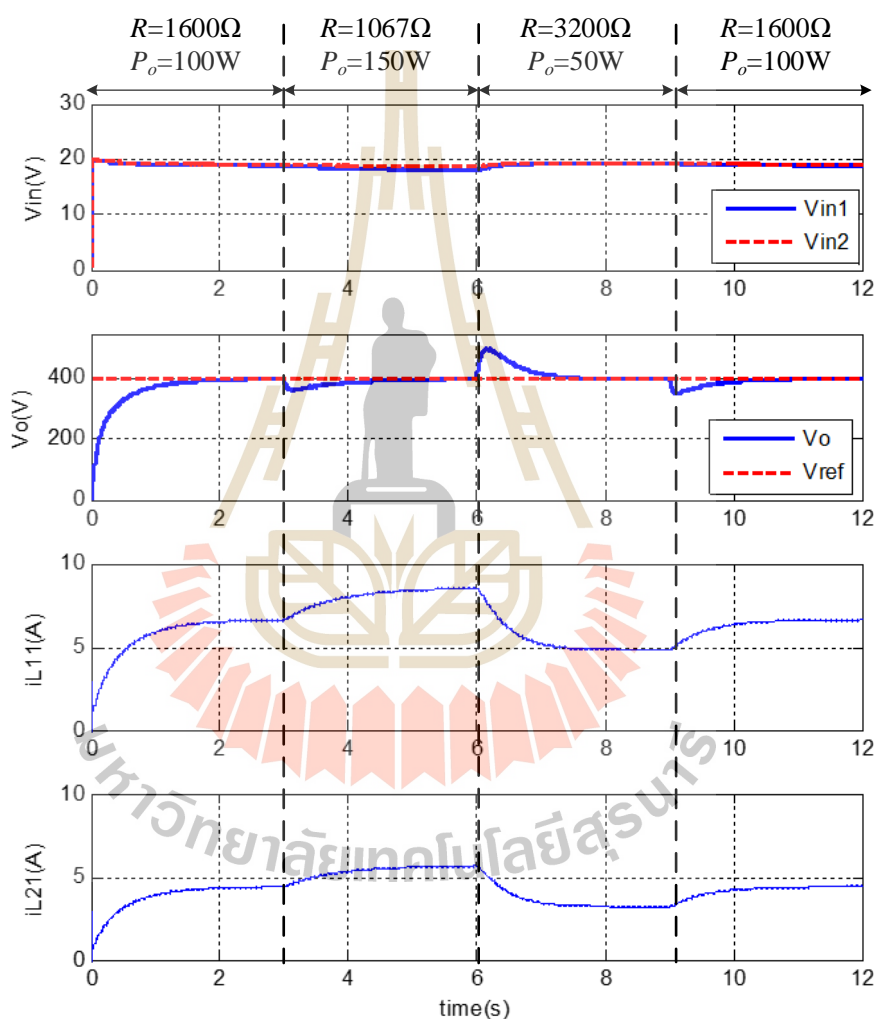


รูปที่ 4.30 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวนี้ แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสที่ได้ออกแบบไว้ สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการได้ แม้ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

ในส่วนต่อมาเป็นผลการจำลองสถานการณ์วงจรทบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแสงเซลล์แสงอาทิตย์ และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในกระบวนการควบคุม ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดตัวต้านทาน R จาก 1600Ω เป็น 1067Ω 3200Ω และ 1600Ω ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุต เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o จาก 100W เป็น 150W, 50W และ

100W ตามลำดับ โดยที่แหล่งจ่ายแรงแสงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in1} มีการเพิ่มจำนวนแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่ขนานจาก 6 แผง เป็น 10 แผง และแหล่งจ่ายแรงแสงเซลล์แสงอาทิตย์ V_{in2} มีการเพิ่มจำนวนแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่ขนานจาก 4 แผง เป็น 8 แผง ตามลำดับ เพื่อเพิ่มพิกัดกระแสอินพุตของแหล่งจ่าย V_{in1} และ V_{in2} ให้เพียงพอสามารถจ่ายโหลดที่ความต้องการ 150W และกำหนดให้แหล่งจ่ายทั้งสองมีระดับแรงดันคงที่ที่ 20V ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าคงที่ที่ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 4.31



รูปที่ 4.31 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อปรับค่าโหลดตัวต้านทาน R

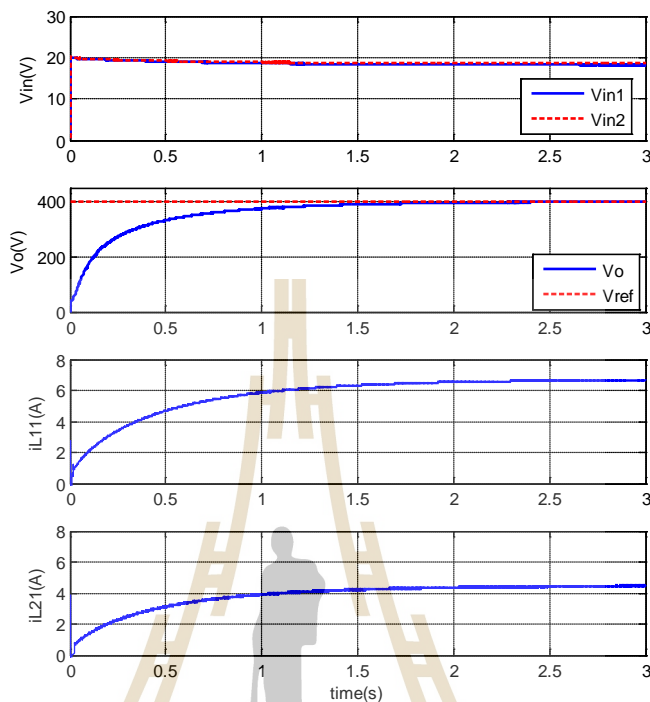
จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.31 เห็นได้ว่า ที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีแนวโน้มเป็นไปในทิศทางเดียวกับแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 6.5A และ 4.5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3

วินาที โหลดตัวต้านทานมีค่าลดลงจาก 1600Ω เป็น 1067Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นจาก 100W เป็น 150W จะสังเกตได้ว่า แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลดลงเล็กน้อยก่อนที่จะปรับเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 7.5A และ 5.5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 6 วินาที โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 1067Ω เป็น 3200Ω ซึ่งส่งผลให้โหลดตัวต้านทานต้องการกำลังไฟฟ้านลดลงเหลือเพียง 50W สังเกตได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นก่อนปรับลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 5A และ 3.5A ตามลำดับ และในช่วงท้ายโหลดตัวต้านทานมีการปรับค่าลดลงขึ้นจาก 3200Ω เป็น 1600Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้นเป็น 100W สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงก่อนมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ประมาณ 6.5A และ 4.5A ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวแสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบและเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ให้มีแรงดันเอาต์พุตค่าคงที่ตามต้องการได้ แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่โหลดต้องการ

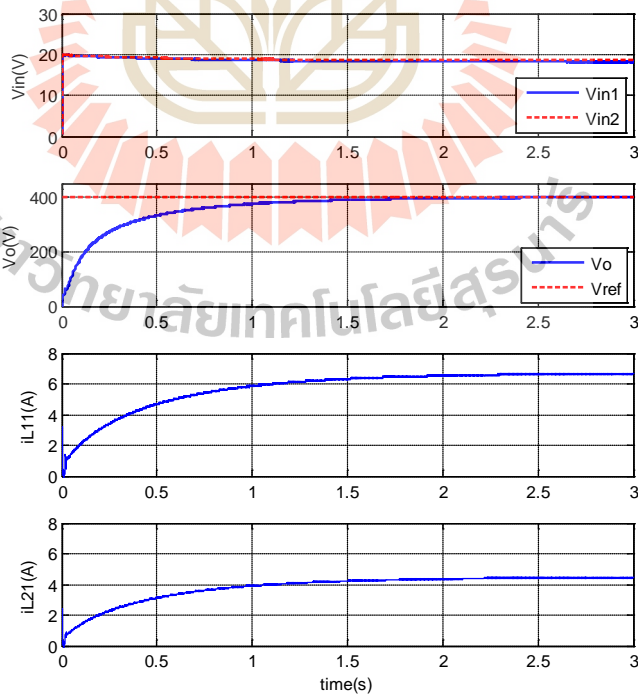
และสุดท้ายเป็นการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อใช้กับแหล่งจ่ายแรงแจกซ์แสงอาทิตย์ และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในกระบวนการควบคุม เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} มีค่าคงที่อยู่ที่ 15mH และทำการเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{21} เป็น $15\text{mH} \pm 30\%$ ซึ่งจะมีค่าความเหนี่ยวนำอยู่ที่ประมาณ 10mH และ 20mH ตามลำดับ โดยที่แหล่งจ่ายแรงแจกซ์แสงอาทิตย์ V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่ที่ 20V และแรงดันอ้างอิง V_{ref} คงที่ที่ 400V เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} ถูกใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม จึงได้ทำการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เมื่อค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{21} มีการเปลี่ยนแปลง เพื่อแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบ ยังสามารถควบคุมให้วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นมีแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามที่ต้องการได้ แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_{21} ก็ตาม ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4.32

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.32 จะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 6.5A และ 4.5A ตามลำดับ จะสังเกตเห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอและเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส ยังคงสามารถควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยาย

แรงดันสูง ให้มีแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามที่ต้องการได้ แม้ว่าค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ภายในวงจรย่อย มีค่าแตกต่างกันก็ตาม



ก. ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} มีค่า 15mH และ L_{21} มีค่า 10mH



ข. ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} มีค่า 15mH และ L_{21} มีค่า 20mH

รูปที่ 4.32 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} มีค่าไม่เท่ากัน

จากผลการจำลองสถานการณ์วงจรถบระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ทั้ง 4 แบบ ที่ได้นำเสนอไป สามารถนำมาสรุปผลการจำลองสถานการณ์ให้อยู่ในของรูปตารางสรุปผล ได้ดังตารางที่ 4.3

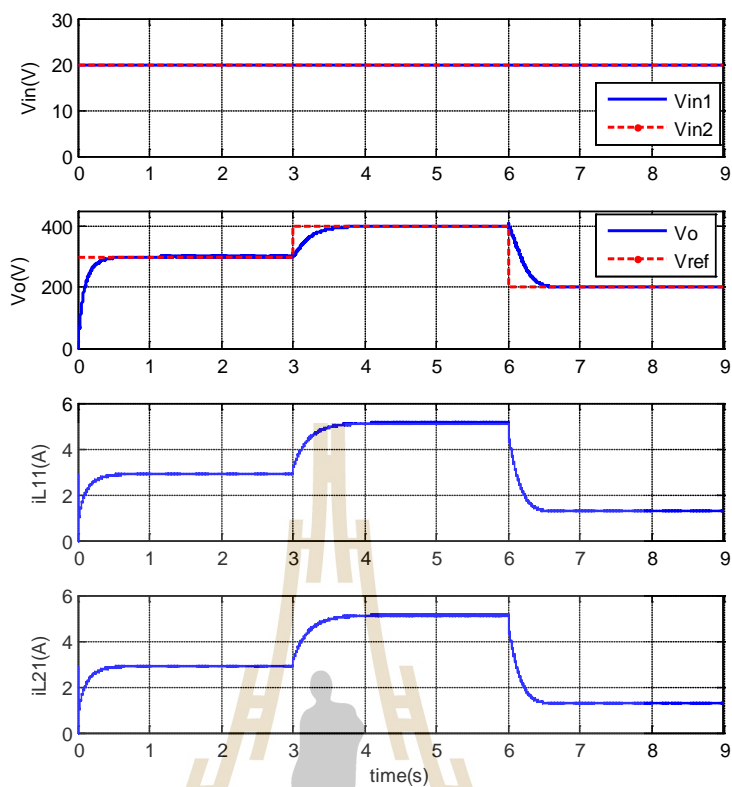
ตารางที่ 4.3 ตารางสรุปผลการจำลองสถานการณ์

แหล่งจ่าย	ตัวควบคุม พีไอ	เทคนิคการถ่วง น้ำหนักกระแส	เงื่อนไขการจำลอง สถานการณ์	ผลการจำลอง สถานการณ์	ผลการ ควบคุม
แหล่งจ่าย ไฟฟ้า กระแสตรง	มี	ไม่มี	ปรับเปลี่ยนแรงดัน อ้างอิง V_{ref}	รูปที่ 4.12	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนแรงดัน อินพุต V_{in1}	รูปที่ 4.13	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนแรงดัน อินพุต V_{in1} และ V_{in2}	รูปที่ 4.14	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนกำลัง เอาต์พุต P_o โดยการ ปรับเปลี่ยนค่าตัว ต้านทาน R	รูปที่ 4.15	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนค่า L_{21}	รูปที่ 4.16	ควบคุม ได้
	มี	มี	ปรับเปลี่ยนแรงดัน อ้างอิง V_{ref}	รูปที่ 4.17	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนแรงดัน อินพุต V_{in1}	รูปที่ 4.18	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนแรงดัน อินพุต V_{in1} และ V_{in2}	รูปที่ 4.19	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนกำลัง เอาต์พุต P_o โดยการ ปรับเปลี่ยนค่าตัว ต้านทาน R	รูปที่ 4.20	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนค่า L_{21}	รูปที่ 4.21	ควบคุม ได้

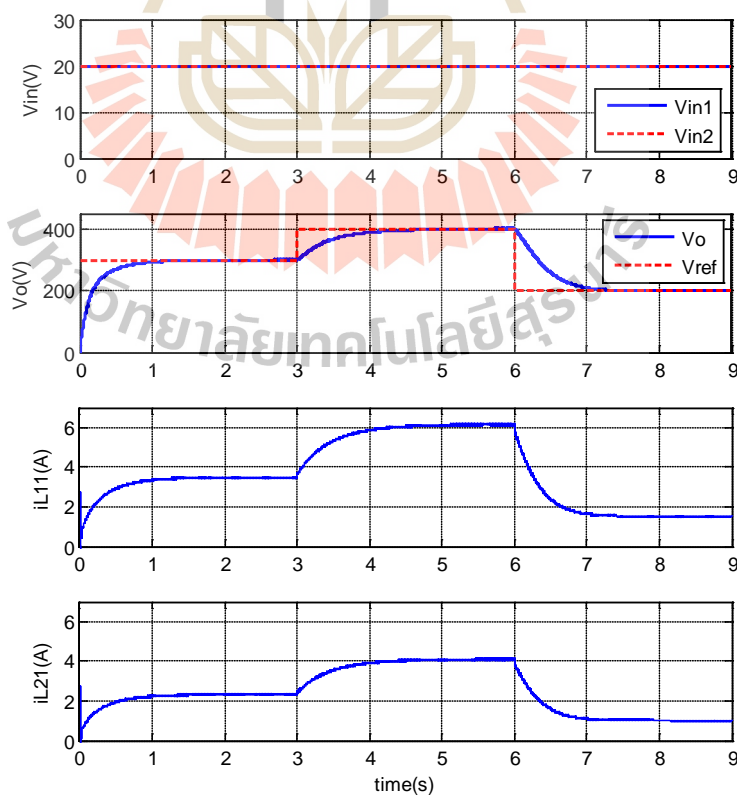
ตารางที่ 4.3 ตารางสรุปผลการจำลองสถานการณ์ (ต่อ)

แหล่งจ่าย	ตัวควบคุม พีไอ	เทคนิคการถ่วง น้ำหนักกระแส	เงื่อนไขการจำลอง สถานการณ์	ผลการจำลอง สถานการณ์	ผลการ ควบคุม
แหล่งจ่าย แผงเซลล์ แสงอาทิตย์	มี	ไม่มี	ปรับเปลี่ยนแรงดัน อ้างอิง V_{ref}	รูปที่ 4.24	ควบคุม ไม่ได้
		มี	ปรับเปลี่ยนแรงดัน อ้างอิง V_{ref}	รูปที่ 4.25	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนแรงดัน อินพุต V_{in1}	รูปที่ 4.26	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนแรงดัน อินพุต V_{in1} และ V_{in2}	รูปที่ 4.27	ควบคุม ได้
			ปรับเปลี่ยนกำลัง เอาต์พุต P_o โดยการ ปรับเปลี่ยนค่าตัว ต้านทาน R	รูปที่ 4.28	ควบคุม ได้
ปรับเปลี่ยนค่า L_{21}	รูปที่ 4.29	ควบคุม ได้			

จากตารางสรุปผลการจำลองสถานการณ์ ดังตารางที่ 4.3 แสดงให้เห็นได้ว่าการจำลองสถานการณ์วงจรบัพระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเป็นแหล่งจ่ายแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมการทำงานของวงจรให้มีแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการได้ ทั้งในกรณีไม่มีเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส และมีเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส แสดงได้ดังรูปที่ 4.33 และ รูปที่ 4.34 ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุต มีการเปลี่ยนแปลงตามค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง และสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ตามแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง โดยในกรณีไม่มีเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} จะมีค่าเท่ากัน แต่ในกรณีมีเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส i_{L11} และ i_{L21} จะมีค่าแตกต่างกันตามอัตราส่วนการถ่วงน้ำหนักกระแสที่ได้กำหนดไว้

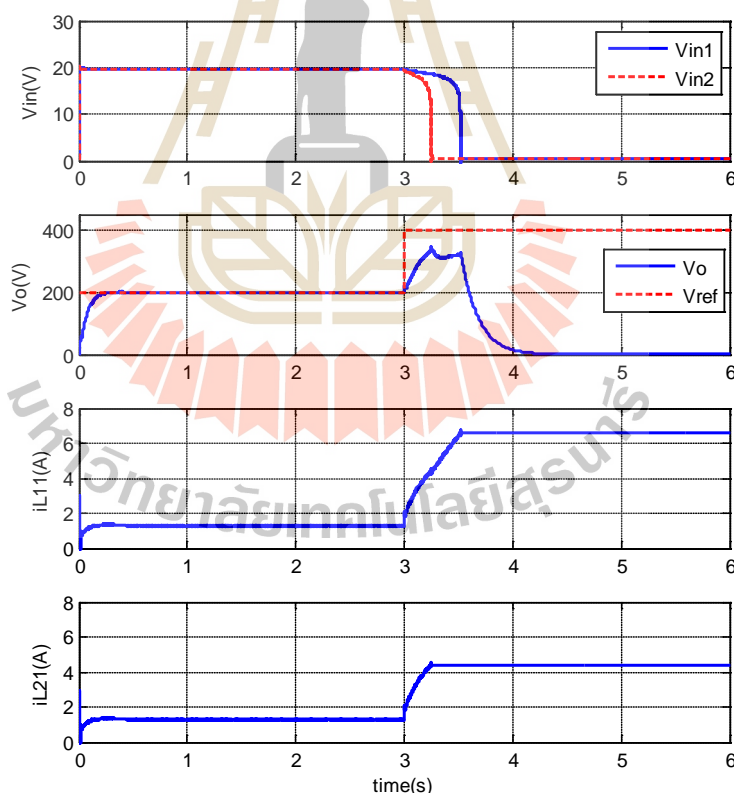


รูปที่ 4.33 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อไม่มีเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส

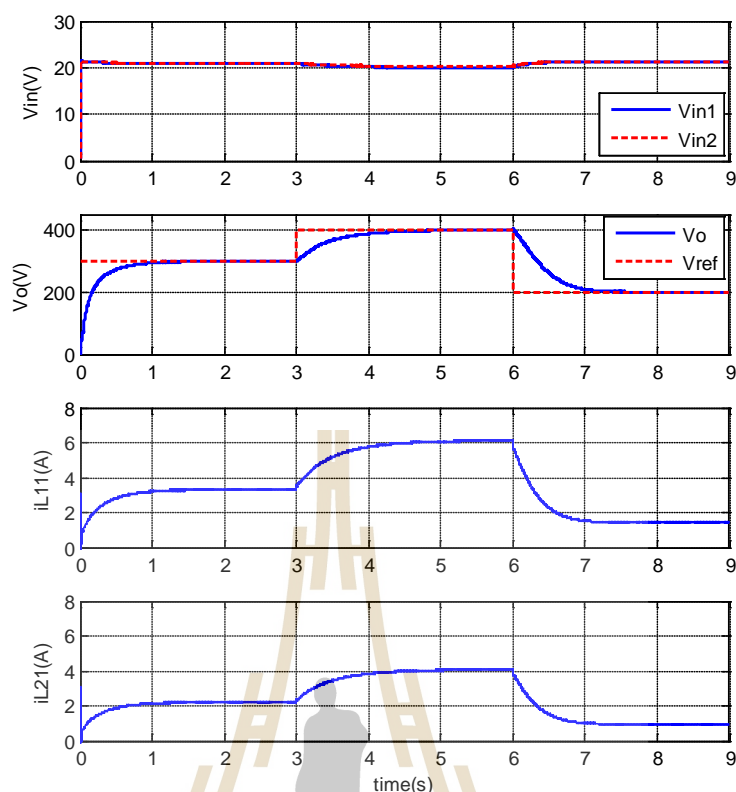


รูปที่ 4.34 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส

แต่เมื่อมีการใช้แหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต ผลปรากฏว่า วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่อาศัยตัวควบคุมพีไอเพียงอย่างเดียว ไม่สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้ เนื่องจากค่ากระแสอ้างอิงที่ได้จาก ควบคุมแรงดัน มีค่าไม่เหมาะสมกับขนาดพิกัดกระแสของแหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ จึงทำให้ แหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ทำงานที่ค่าพิกัดกระแส ส่งผลให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์มีค่า แรงดันลดลงจนเป็น 0V ดังแสดงในรูปที่ 4.35 ดังนั้นหากวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มี อัตราขยายแรงดันสูง เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ ตัวควบคุมพีไอจำเป็นต้องอาศัย เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส เข้าช่วยในการปรับค่ากระแสอ้างอิงให้มีค่าเหมาะสมกับขนาดพิกัด กระแสของแหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยาย แรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น อาศัยตัวควบคุมพีไอร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส ในการควบคุม การทำงานของวงจร วงจรที่พัฒนาขึ้นสามารถทระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.36



รูปที่ 4.35 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อไม่มีเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส



รูปที่ 4.36 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อไม่มีเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส

4.6 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอโครงสร้างการควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในกรณีที่มีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตสองแหล่งจ่าย โดยอาศัยตัวควบคุมชนิดพีไอ ที่ได้รับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุม ร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรย่อยให้มีระดับแรงดันที่เท่ากัน และยังมีค่ากระแสอ้างอิงให้เหมาะสมกับรูปควบคุมกระแสแต่ละรูป โดยได้ทำการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในสภาวะการทำงานต่าง ๆ เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสามารถของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไป ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีไอที่ทำงานร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ให้มีค่าคงที่ตามต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพ ภายใต้สภาวะการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน

บทที่ 5

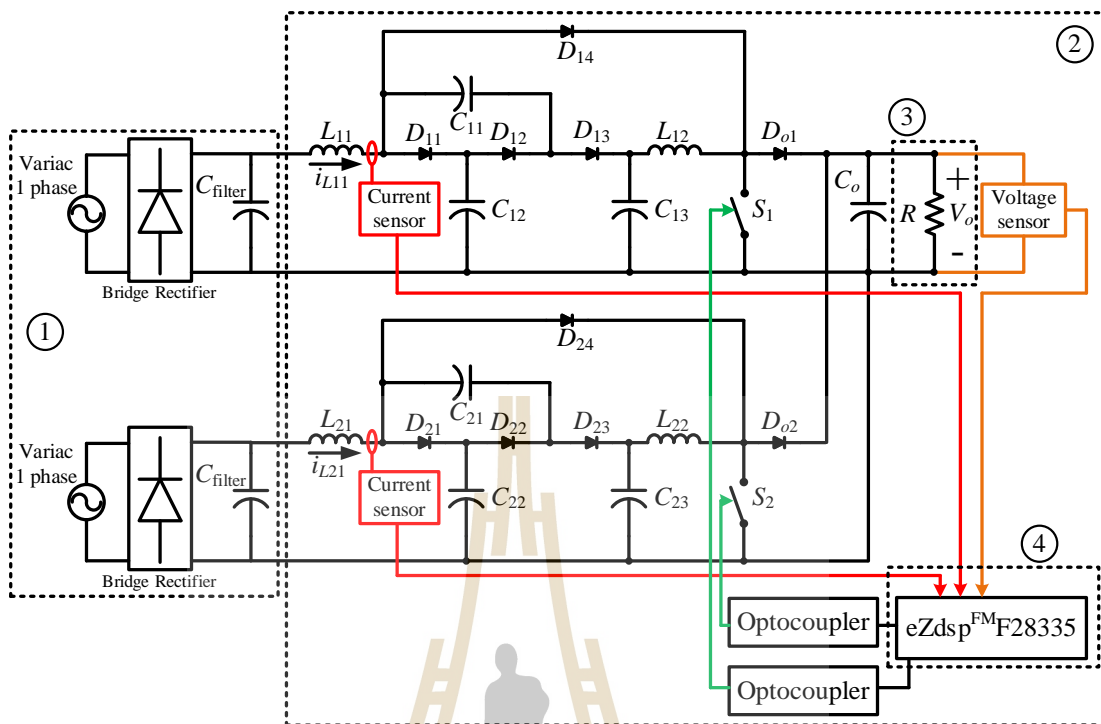
การสร้างชุดทดสอบ

5.1 บทนำ

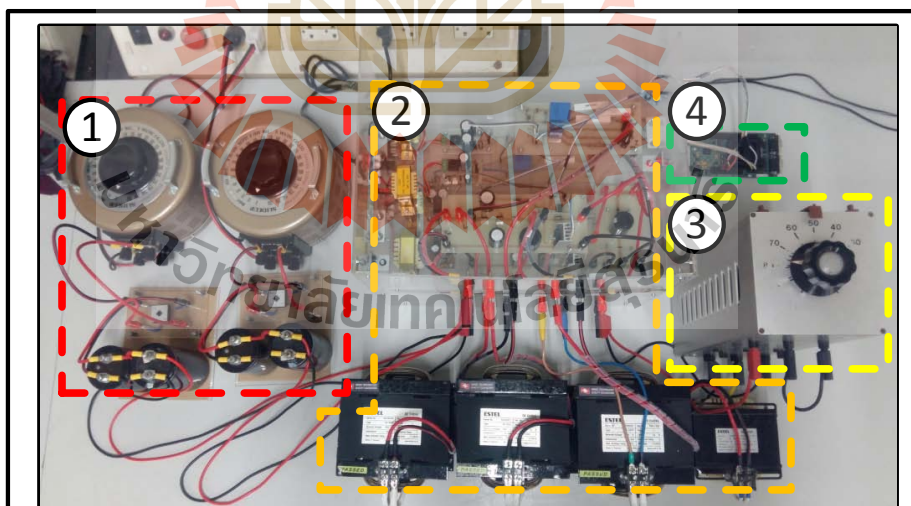
จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุภายในวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ดังแสดงในบทที่ 3 และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอ และโครงสร้างตัวควบคุมสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ดังแสดงในบทที่ 4 ในบทนี้จึงนำเสนอการออกแบบสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น โดยอาศัยค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 และอาศัยโครงสร้างการควบคุมและค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 มาใช้สร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เพื่อนำมายืนยันความสอดคล้องใกล้เคียงกันของผลการจำลองสถานการณ์ดังแสดงในบทที่ 4 และผลการทดสอบวงจรที่จะนำเสนอต่อไปในบทที่ 6 โดยในการสร้างชุดทดสอบพิจารณาวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในกรณีมีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตจำนวนสองแหล่งจ่าย เนื้อหาในบทที่ 5 จะประกอบด้วย การสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง วงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสอินพุตและวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันเอาต์พุต วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคสัญญาณ และการควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วยเบอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP eZdesTMF28335

5.2 ชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

โครงสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังรูปที่ 5.1 สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ส่วนดังนี้ ส่วนของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงจำนวนสองแหล่งจ่าย ส่วนของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคสัญญาณ และวงจรตรวจจับกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุต ส่วนของโหลดความต้านทานปรับค่าได้ และสุดท้ายบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdspTMF28335 สำหรับใช้ประมวลผลเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุต โครงสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการแสดงดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.1 โครงสร้างชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

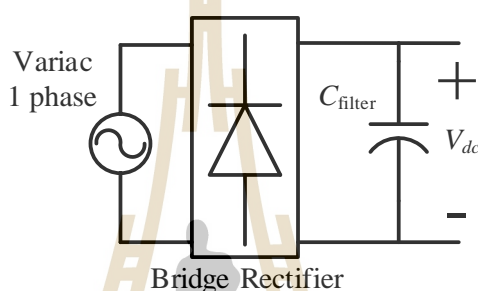


1. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง
2. วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น
3. โหลดตัวต้านทาน
4. บอร์ดไมโครคอนโทรเลอร์ eZdsp^{FM} F28335

รูปที่ 5.2 ชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

5.3 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

การทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น จะอาศัยแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ที่สร้างขึ้นจากการนำหม้อแปลงปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแบบหนึ่งเฟส ที่มีพิกัดกระแสที่ 10A ต่อผ่านวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์หนึ่งเฟส แล้วจึงนำไปต่อเข้ากับตัวเก็บประจุ เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้ ก่อนนำไปใช้งานเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันต่ำ เพื่อให้สามารถปรับเปลี่ยนในส่วนแรงดันอินพุตได้ตามต้องการ โครงสร้างวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแสดงดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

หม้อแปลงปรับแรงดันหนึ่งเฟส (variac) แสดงดังรูปที่ 5.4 สามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับได้ในช่วง 0–250Vrms มีพิกัดกระแส 10A



รูปที่ 5.4 หม้อแปลงปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส

การสร้างวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง จำเป็นต้องแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้จากหม้อแปลงปรับแรงดันเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยเลือกใช้หม้อดูลวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

หนึ่งเฟส GBPC35 แสดงดังรูปที่ 5.5 มาประยุกต์ใช้ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงแบบเต็มคลื่น มอดูลวงจรเรียงกระแสชนิดนี้มีค่าพิกัดแรงดันไฟฟ้าอยู่ที่ 1000V และพิกัดกระแส 35A



รูปที่ 5.5 มอดูลวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์หนึ่งเฟส GBPC35

หลังจากได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์หนึ่งเฟสแล้วจึงนำมาต่อกับตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้า แสดงดังรูปที่ 5.6 เพื่อลดการกระเพื่อมแรงดันให้น้อยลงเพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุขนาด 2200 μ F และ 3300 μ F ต่อขนานกันเป็น 5500 μ F ที่มีพิกัดแรงดันอยู่ที่ 400V

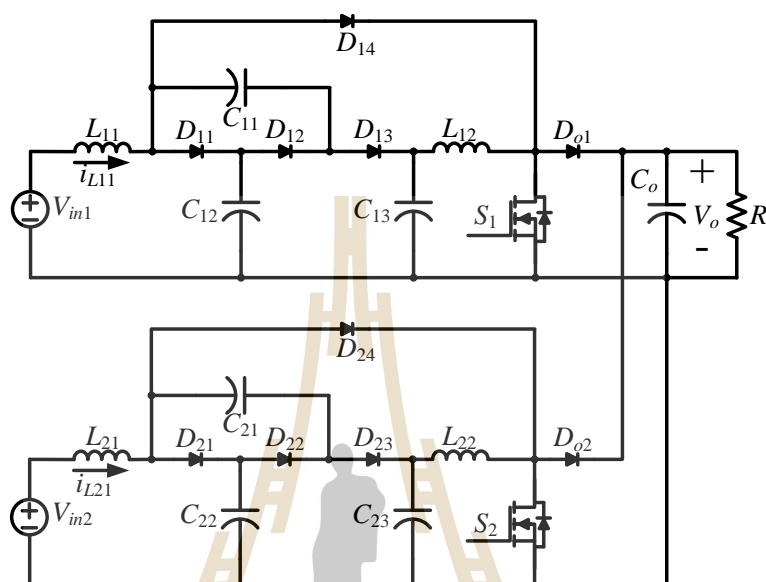


รูปที่ 5.6 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

5.4 วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

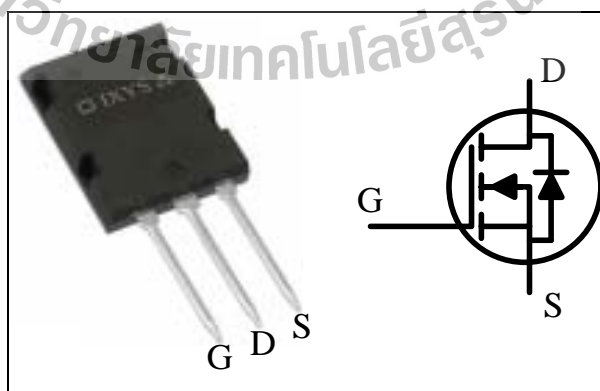
การสร้างชุดทดสอบจะอาศัยโครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรว่าสามารถทบทระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันต่ำประมาณ 20V ถึง 40V ให้มีแรงดันเอาต์พุตสูงถึง 400V และยังสามารถควบคุมให้

แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้ภายใต้สภาวะการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน โครงสร้างวงจร
ทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับการทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.7 โดย
อาศัยใช้ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3



รูปที่ 5.7 วงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

ชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนา จะอาศัย
อุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตกำลัง IXFX80N60P3 แสดงดังรูปที่ 5.8 ซึ่งมีพิกัดแรงดันไฟฟ้าที่ 600V และค่า
พิกัดกระแส 80A



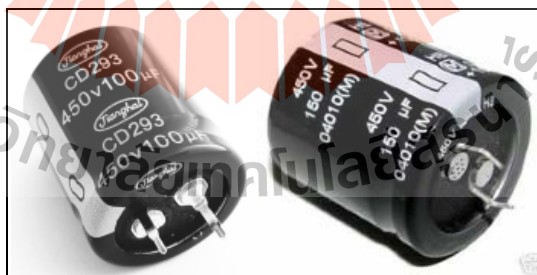
รูปที่ 5.8 มอสเฟตกำลังสำหรับชุดทดสอบ

การเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ L_{11} , L_{12} , L_{21} และ L_{22} จะอาศัยอาศัยใช้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำที่ได้ออกแบบไว้ดังบทที่ 3 โดยตัวเหนี่ยวนำทั้งสี่ตัวมีค่าเท่ากับ 15mH ซึ่งภายในห้องทดลองมีตัวเหนี่ยวนำ 15mH พิกัดกระแส 15A จำนวนสามตัว และ 15mH พิกัดกระแส 10A จำนวนหนึ่งตัว แสดงดังรูปที่ 5.9 ซึ่งตัวเหนี่ยวนำทั้งสี่ตัวนี้ มีพิกัดกระแสเพียงพอที่จะรองรับกระแสภายในวงจรทดสอบที่ประมาณ 10A



รูปที่ 5.9 ตัวเหนี่ยวนำสำหรับชุดทดสอบ

สำหรับการเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_{21} , C_{22} , C_{23} , C_{o1} และ C_{o2} อาศัยค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุที่ได้ออกแบบไว้ดังบทที่ 3 โดยเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุดังต่อไปนี้ ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{12} , C_{21} , C_{22} , C_{o1} และ C_{o2} เลือกใช้ตัวเก็บประจุ 100 μ F 450V ส่วนตัวเก็บประจุ C_{13} และ C_{23} เลือกใช้ตัวเก็บประจุ 150 μ F 450V ตัวเก็บประจุสำหรับชุดทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 ตัวเก็บประจุสำหรับชุดทดสอบ

การเลือกใช้ไดโอดกำลังสำหรับชุดทดสอบ พิจารณาจากค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดที่ปรากฏอยู่ในวงจร โดยจะอาศัยการจำลองสถานการณ์เข้าช่วยในการพิจารณาตรวจสอบค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด โดยเลือกใช้ไดโอดกำลังเบอร์ RURP3060 แสดงดังรูปที่ 5.11 ซึ่งมีค่าพิกัดกระแส 30A และพิกัดแรงดัน 600V เป็นไดโอดกำลังที่มีการฟื้นฟูย้อนกลับเร็ว (Ultrafast Diode)

โดยมีเวลาฟื้นตัวย้อนกลับ (reverse recovery time) อยู่ที่ 60ns ช่วยลดระยะเวลาการเกิดกระแสไฟฟ้าย้อนกลับช่วงท้ายของการไบอัสให้น้อยลง



รูปที่ 5.11 ไดโอดกำลังสำหรับชุดทดสอบ

ในส่วนของโหลดตัวต้านทาน R จะใช้โหลดตัวต้านทานปรับค่าได้ แสดงดังรูปที่ 5.12 มีค่าความต้านทานอยู่ในช่วง 140Ω ถึง 5400Ω มีพิกัดกระแส 1A ถึง 3A โดยในการทดสอบการทำงานจะกำหนดใช้โหลดตัวต้านทานต้องการกำลังไฟฟ้าไม่เกิน 100W ที่ 400V ดังนั้นค่าความต้านทานจะมีค่าประมาณ 1600Ω เพื่อเป็นการป้องกันไม่ให้อุปกรณ์เกิดความเสียหาย



รูปที่ 5.12 โหลดตัวต้านทานสำหรับชุดทดสอบ

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้สำหรับสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น สำหรับการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจร สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับสร้างชุดทดสอบ

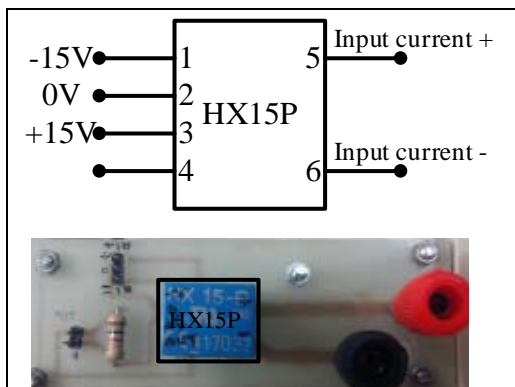
อุปกรณ์	สัญลักษณ์	เบอร์	ขนาด	พิกัด
มอสเฟตกำลัง	S_1, S_2	IXFX80N60P3	-	80A, 600V
ตัวเหนี่ยวนำ	$L_{11}, L_{12}, L_{21}, L_{22}$	-	15mH	15A, 400V 10A, 500V
ตัวเก็บประจุ	$C_{11}, C_{12}, C_{o1},$ C_{21}, C_{22}, C_{o2}	-	100 μ F	450V
	C_{31}, C_{32}	-	150 μ F	450V
ไดโอด	$D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{14}, D_{o1}$ $D_{21}, D_{22}, D_{23}, D_{24}, D_{o2}$	RURP3060	-	30A, 600V
โหลดตัว ต้านทาน	R	-	1600 Ω	100W

5.5 วงจรตรวจจับสัญญาณ

การตรวจจับสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_o และสัญญาณกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} อาศัยวงจรตรวจจับสัญญาณที่ถูกสร้างขึ้น และจะนำสัญญาณกระแสอินพุตและสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการตรวจจับสัญญาณจากวงจร มาทำการประมวลผลภายในเบอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังภายในวงจรให้มีแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามที่ต้องการ ซึ่งอาศัยวงจรตรวจจับสัญญาณสองชนิดคือ วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส และวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดัน

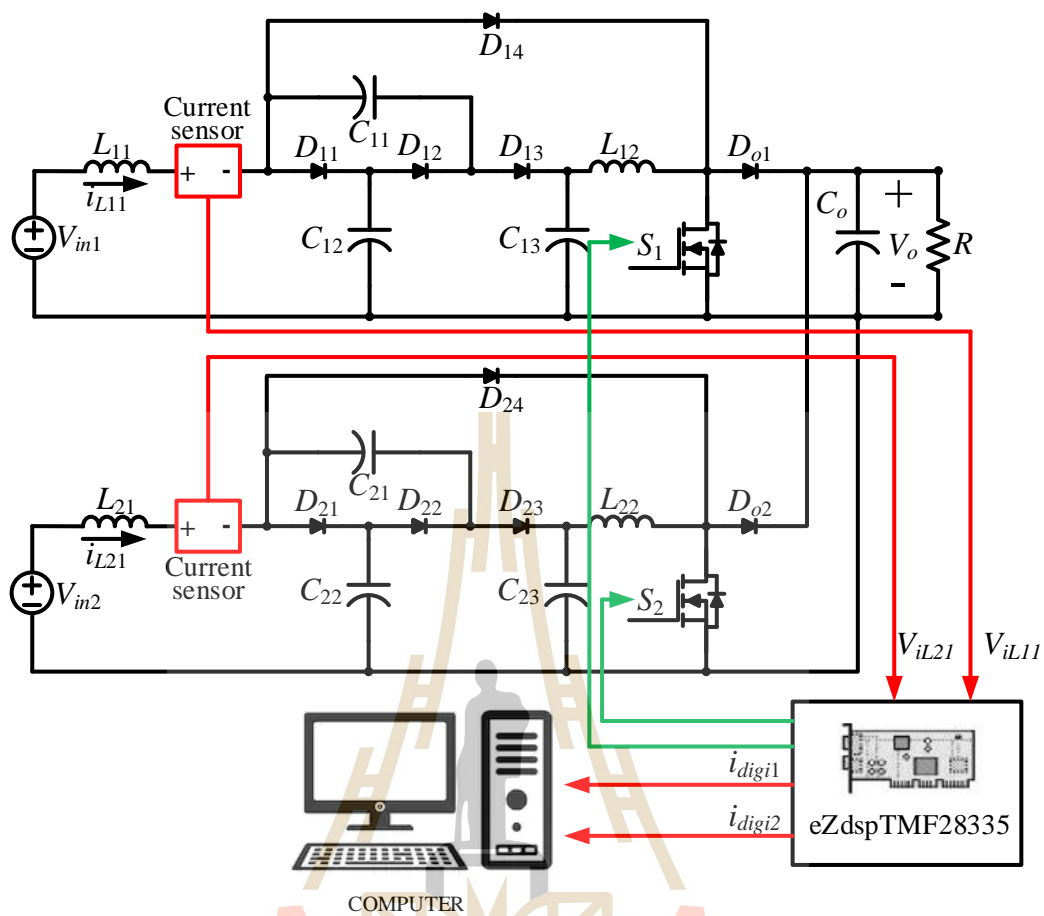
5.5.1 วงจรตรวจจับกระแส

การตรวจจับกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} และ L_{21} ที่ปรากฏอยู่ภายในวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง อาศัยตัวตรวจจับสัญญาณกระแส HX15P ที่มีพิกัดกระแส 15A จำนวนสองตัว โดยในการทดสอบชุดทดสอบจะกำหนดใช้กระแสไม่เกิน 10A ซึ่งตัวตรวจจับกระแสดังกล่าวนี้มีความพิกัดกระแสเพียงพอที่จะนำมาใช้งานโครงสร้างวงจรตรวจจับกระแสอินพุตแสดงดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

การปรับเทียบค่าการวัดของตัวตรวจจับกระแส แสดงได้ดังรูปที่ 5.14 โดยการปรับเทียบจะอาศัยการจ่ายสัญญาณควบคุมการทำงานให้กับสวิตช์ S_1 และ S_2 ในค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ เพื่อให้ตัวตรวจจับกระแส (Current sensor) สามารถตรวจจับค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L12} จากนั้นตัวตรวจจับกระแสจะส่งค่าสัญญาณแรงดัน V_{iL11} และ V_{iL12} ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0V ถึง 3V ไปยังเบอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP eZdsp™ F28335 เบอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการแปลงสัญญาณแรงดันไปเป็นสัญญาณดิจิทัล i_{digi1} และ i_{digi2} ซึ่งจะมีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 4095 โดยในการปรับเทียบจะทำงานวัดค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L12} เทียบกับค่าสัญญาณดิจิทัล i_{digi1} และ i_{digi2} โดยเริ่มจากการส่งสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0% และปรับเพิ่มขึ้นทีละ 5% เพื่อให้ได้กระแสอินพุตในช่วง 0A ถึง 1A จากการทดสอบปรับเทียบการวัดค่าตัวตรวจจับกระแสตัวที่หนึ่ง ได้ผลการทดสอบดังตารางที่ 5.2



รูปที่ 5.14 การเปรียบเทียบค่าการวัดกระแสอินพุต

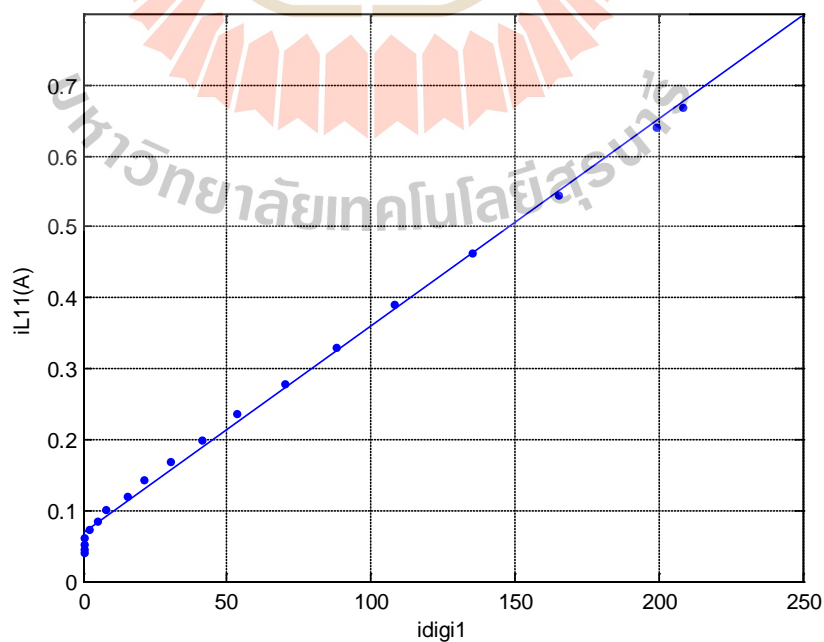
ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบเปรียบเทียบการวัดตัวตรวจจับกระแสตัวที่หนึ่ง

i_{L11} (A)				i_{digi1}			
ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
0.0411	0.0410	0.039	0.0410	0	0	0	0
0.0455	0.0458	0.0457	0.0457	0	0	0	0
0.0518	0.0520	0.0516	0.0518	0	0	0	0
0.0617	0.0615	0.0619	0.0617	0	0	0	0
0.0730	0.0730	0.0724	0.0728	2	2	2	2
0.0862	0.0861	0.0863	0.0862	4	5	6	5
0.1024	0.1021	0.1021	0.1022	8	8	8	8
0.1205	0.1206	0.1207	0.1206	14	13	15	15

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบเปรียบเทียบการวัดตัวตรวจจับกระแสตัวที่หนึ่ง (ต่อ)

i_{L11} (A)				i_{digi1}			
ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
0.1435	0.1437	0.1436	0.1436	21	22	21	21
0.1694	0.1695	0.1696	0.1695	30	32	28	30
0.2003	0.2000	0.2000	0.2001	40	40	42	41
0.2367	0.2365	0.2368	0.2367	52	54	53	53
0.2797	0.2795	0.2799	0.2797	69	71	70	70
0.3310	0.3312	0.3318	0.3310	87	88	89	88
0.3918	0.3916	0.3920	0.3918	105	110	109	108
0.4623	0.4627	0.4625	0.4625	136	134	135	135
0.5459	0.5458	0.5457	0.5458	164	166	165	165
0.6416	0.6416	0.6419	0.6417	200	200	199	199
0.6690	0.6688	0.6686	0.6688	207	209	208	208

จากตารางที่ 5.2 สามารถนำมาสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสอินพุต i_{L11} และค่าสัญญาณดิจิทัล i_{digi1} ได้ดังรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L11} และ i_{digi1} ของตัวตรวจจับกระแสตัวที่หนึ่ง

จากรูปที่ 5.15 สามารถหาสมการเส้นตรงของความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L11} และ i_{digi1} ได้ดังสมการที่ (5-1)

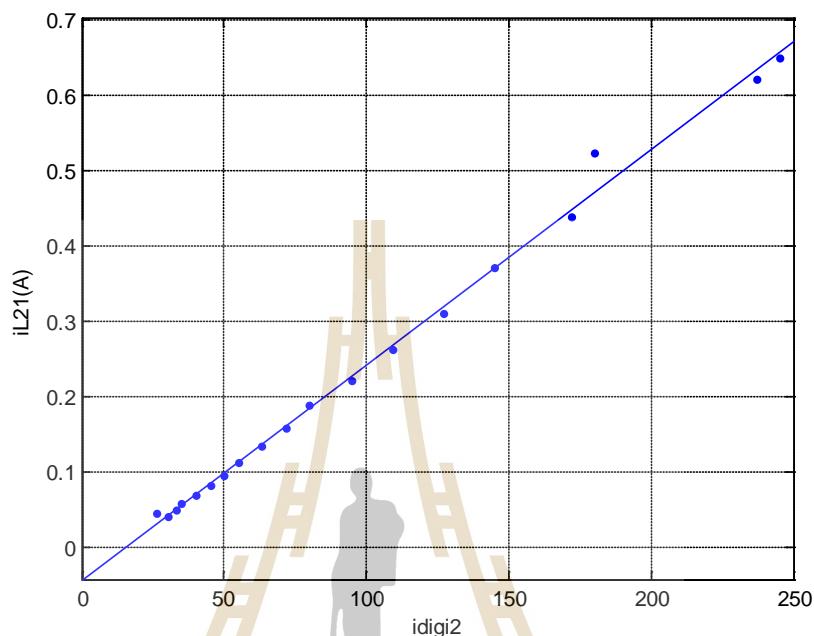
$$i_{L11} = 0.0029i_{digi1} + 0.0684 \quad (5-1)$$

ผลการทดสอบเปรียบเทียบการวัดค่าตัวตรวจจับกระแสตัวที่สอง แสดงดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบเปรียบเทียบการวัดตัวตรวจจับกระแสตัวที่สอง

i_{L21} (A)				i_{digi2}			
ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
0.041	0.039	0.042	0.041	30	29	31	30
0.458	0.453	0.452	0.0454	27	35	34	26
0.0498	0.0495	0.0492	0.0495	34	33	32	33
0.0580	0.0581	0.0582	0.0581	34	35	36	35
0.0680	0.0681	0.0679	0.0680	40	41	39	40
0.081	0.082	0.083	0.082	44	45	46	45
0.0955	0.0954	0.0953	0.0954	51	50	49	50
0.1130	0.1132	0.1128	0.1130	55	57	53	55
0.1344	0.1339	0.1340	0.1341	64	62	61	63
0.1582	0.1581	0.1583	0.1582	72	73	71	72
0.1873	0.1876	0.1876	0.1875	81	80	80	80
0.2212	0.2211	0.2213	0.2212	95	94	96	95
0.2624	0.2621	0.2623	0.2623	109	108	110	109
0.3107	0.3109	0.3108	0.3108	128	126	126	127
0.3696	0.3699	0.3697	0.3697	146	143	145	145
0.4385	0.4385	0.4384	0.4385	173	172	172	172
0.5223	0.5224	0.5222	0.5222	180	180	181	180
0.6200	0.6203	0.6201	0.6201	237	236	236	237
0.6480	0.6481	0.6479	0.6480	246	244	245	245

จากตารางที่ 5.3 สามารถนำมาสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุต i_{L21} และค่าสัญญาณดิจิทัล i_{digi2} ดังรูปที่ 5.16



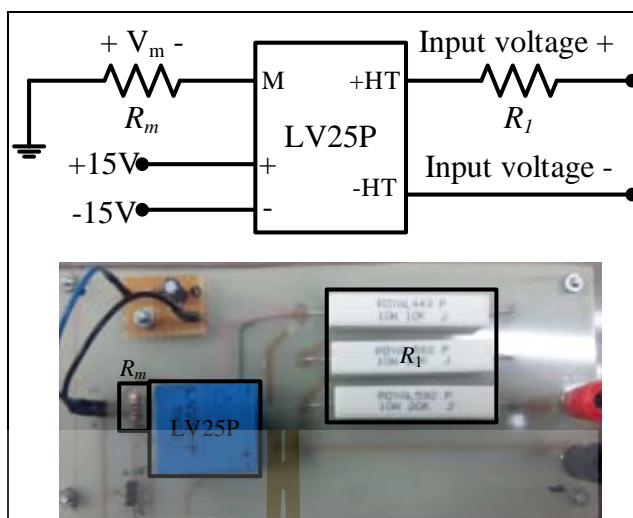
รูปที่ 5.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L21} และ i_{digi2} ของตัวตรวจจับกระแสตัวที่หนึ่ง

จากรูปที่ 5.16 สามารถหาสมการเส้นตรงของความสัมพันธ์ระหว่าง i_{L21} และ i_{digi2} ได้ดังสมการที่ (5-2)

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

5.5.2 วงจรตรวจจับแรงดัน

การตรวจจับสัญญาณแรงดันเอาต์พุต V_o เลือกใช้ตัวตรวจจับแรงดันเบอร์ LV25P แสดงดังรูปที่ 5.16 สามารถตรวจจับแรงดันได้ในช่วง 0V ถึง 500V ในการทดสอบชุดทดสอบวงจรทบทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น จะมีแรงดันเอาต์พุตอยู่ที่ประมาณ 400V ซึ่งตัวตรวจจับแรงดันดังกล่าวสามารถรองรับการใช้งานที่แรงดัน 400V ได้จึงมีคุณสมบัติเพียงพอที่จะนำมาใช้ในการตรวจจับแรงดันเอาต์พุตของวงจรทดสอบ



รูปที่ 5.17 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดัน

ภายในวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันดังรูปที่ 5.17 มีการเชื่อมต่อตัวต้านทาน R_i เพื่อป้องกันไม่ให้กระแสทางด้านอินพุตไหลเกิน 10mA เมื่อพิจารณาที่แรงดัน 500V ฉะนั้นสมการออกแบบค่าตัวต้านทาน R_i เป็นดังสมการที่ (5-3)

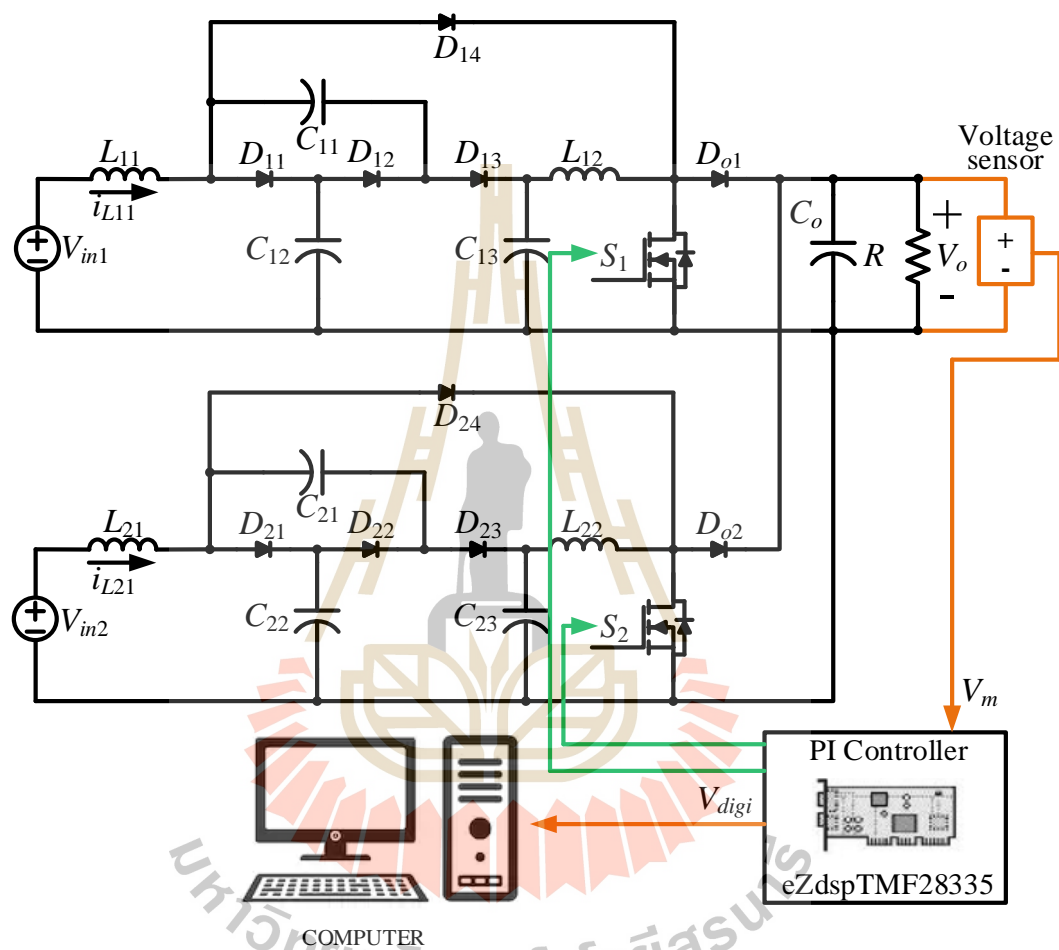
$$R_i = \frac{500}{10 \times 10^{-3}} = 50k\Omega \quad (5-3)$$

ตัวต้านทาน R_m ใช้ในการปรับสัญญาณแรงดันจากตัวตรวจจับแรงดัน V_m ให้มีค่าไม่เกิน 3V และกระแสไม่เกิน 25mA ฉะนั้นสมการออกแบบค่าตัวต้านทาน R_m มีดังสมการที่ (5-4)

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

การปรับเทียบค่าการวัดตัวตรวจจับแรงดัน ดำเนินการเช่นเดียวกับการปรับเทียบตัวตรวจจับกระแส โดยอาศัยการจ่ายสัญญาณควบคุมทำงานของสวิตช์ S_1 และ S_2 ในค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ เพื่อให้ตัวตรวจจับแรงดัน (Voltage sensor) สามารถตรวจจับแรงดันเอาต์พุต V_o จากนั้นตัวตรวจจับแรงดันจะส่งค่าสัญญาณแรงดัน V_m ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0V ถึง 3V ไปยังเบอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP eZdsp™ F28335 เบอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์จะแปลงสัญญาณแรงดัน V_m ไปเป็นค่าสัญญาณดิจิทัล V_{digi} มีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 4095 โดยในการปรับเทียบจะบันทึกค่าระหว่าง

แรงดันเอาต์พุต V_o กับค่าสัญญาณดิจิทัล V_{digi} โดยการทดสอบปรับเทียบจะปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ จาก 0% แล้วเพิ่มขึ้นทีละ 5% เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตในช่วง 20V ถึง 100V จากผลการทดสอบ การปรับเทียบการวัดตัวตรวจจับแรงดันได้ผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 5.4

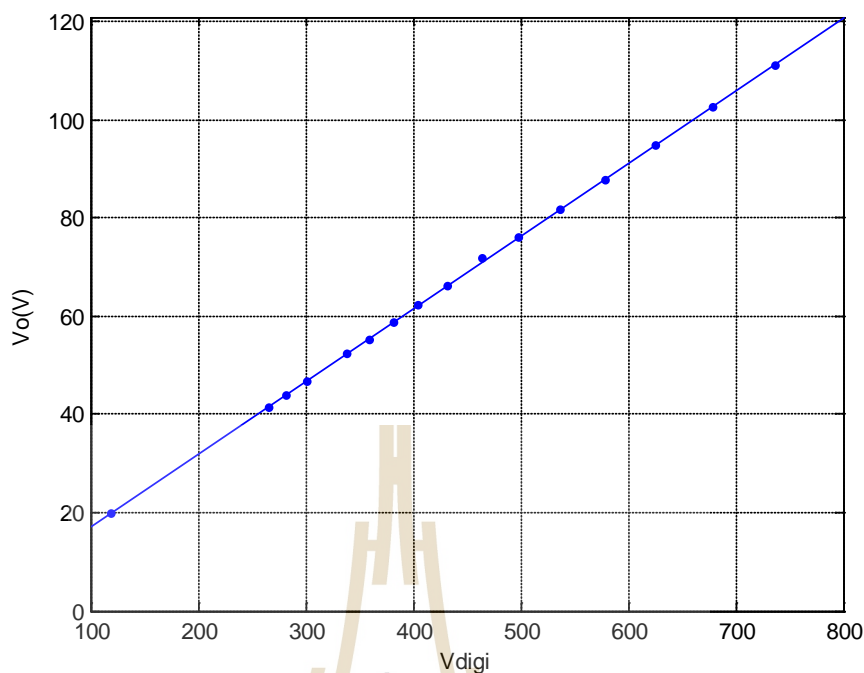


รูปที่ 5.18 การปรับเทียบค่าการวัดแรงดันเอาต์พุต

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบเปรียบเทียบการวัดตัวตรวจจับแรงดัน

V_o (A)				V_{digi}			
ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	เฉลี่ย
19.82	19.89	19.83	19.83	118	119	120	119
41.67	41.68	41.65	41.67	226	226	224	266
44.22	44.25	44.16	44.20	281	283	282	282
46.73	46.78	46.68	46.73	298	300	302	300
52.37	52.39	52.40	52.39	338	337	339	338
55.39	55.38	55.35	55.38	359	340	398	359
58.72	58.74	58.72	58.72	380	381	382	381
62.35	62.32	62.33	62.33	402	404	406	404
66.46	66.35	66.41	66.41	431	431	434	432
71.95	71.97	72.03	71.96	465	467	462	464
76.12	76.16	76.06	76.12	497	498	450	498
81.85	81.83	81.85	81.84	537	536	538	537
88.01	88.02	88.07	88.05	578	579	580	579
94.97	94.95	95.03	94.96	264	265	265	625
102.79	102.76	102.79	102.79	678	678	675	678
111.34	111.27	111.30	111.30	736	735	738	736

จากตารางที่ 5.4 สามารถนำมาสร้างกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุต V_o และค่าสัญญาณดิจิทัล V_{digi} ดังรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{digi} ของตัวตรวจจับแรงดัน

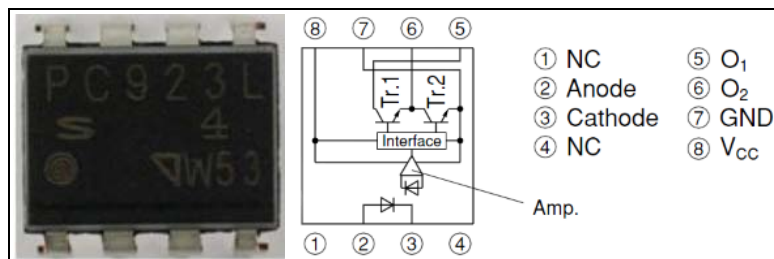
จากรูปที่ 5.19 สามารถหาสมการเส้นตรงของความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_{digi} ได้ดังสมการที่ (5-5)

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

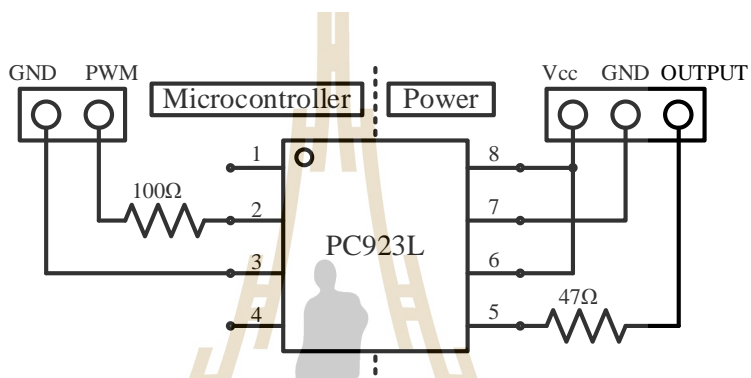
5.6 วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัลสัญญาณ

วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัลสัญญาณสร้างขึ้นเพื่อขยายสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิทช์จากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP ที่มีระดับแรงดันประมาณ 3V ให้มีค่าสูงขึ้นถึงประมาณ 15V เพื่อนำไปขับเคลื่อนสวิทช์กำลัง และยังทำหน้าที่แยกกราวด์ด้านแรงสูงและแรงต่ำออกจากกันเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับวงจรควบคุมขณะส่งสัญญาณขับเคลื่อนสวิทช์

วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัลสัญญาณอาศัยไอซีออปโตเบอร์ PC923L แสดงดังรูปที่ 5.20 ซึ่งเป็นวงจรแยกโคคัลที่มีการขยายสัญญาณในตัว โดยโครงสร้างวงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัลสัญญาณแสดงดังรูปที่ 5.21



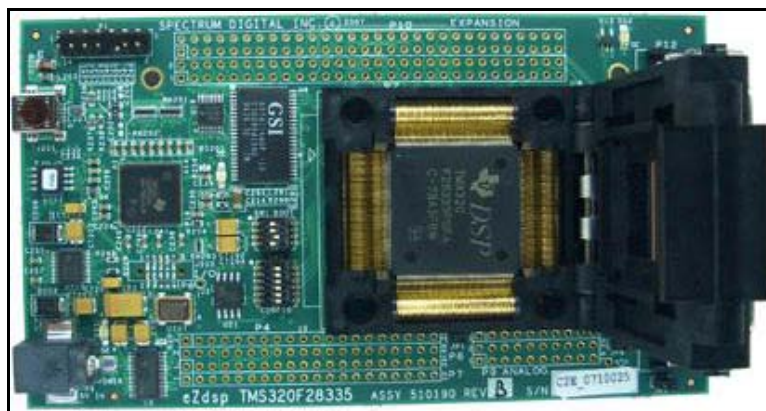
รูปที่ 5.20 ไอซีออปโตเบอร์ PC923L



รูปที่ 5.21 วงจรขยายแรงดันแบบแยกโคดสัญญาณ

5.7 การควบคุมแรงดันเอาต์พุต

สำหรับการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น อาศัยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335 แสดงดังรูปที่ 5.22 ในการประมวลผลข้อมูลแรงดันเอาต์พุตและกระแสอินพุตที่ได้จากตัวตรวจวัดแรงดัน และตัวตรวจวัดกระแส และสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังให้อยู่ในค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ใน ภาคผนวก ข.

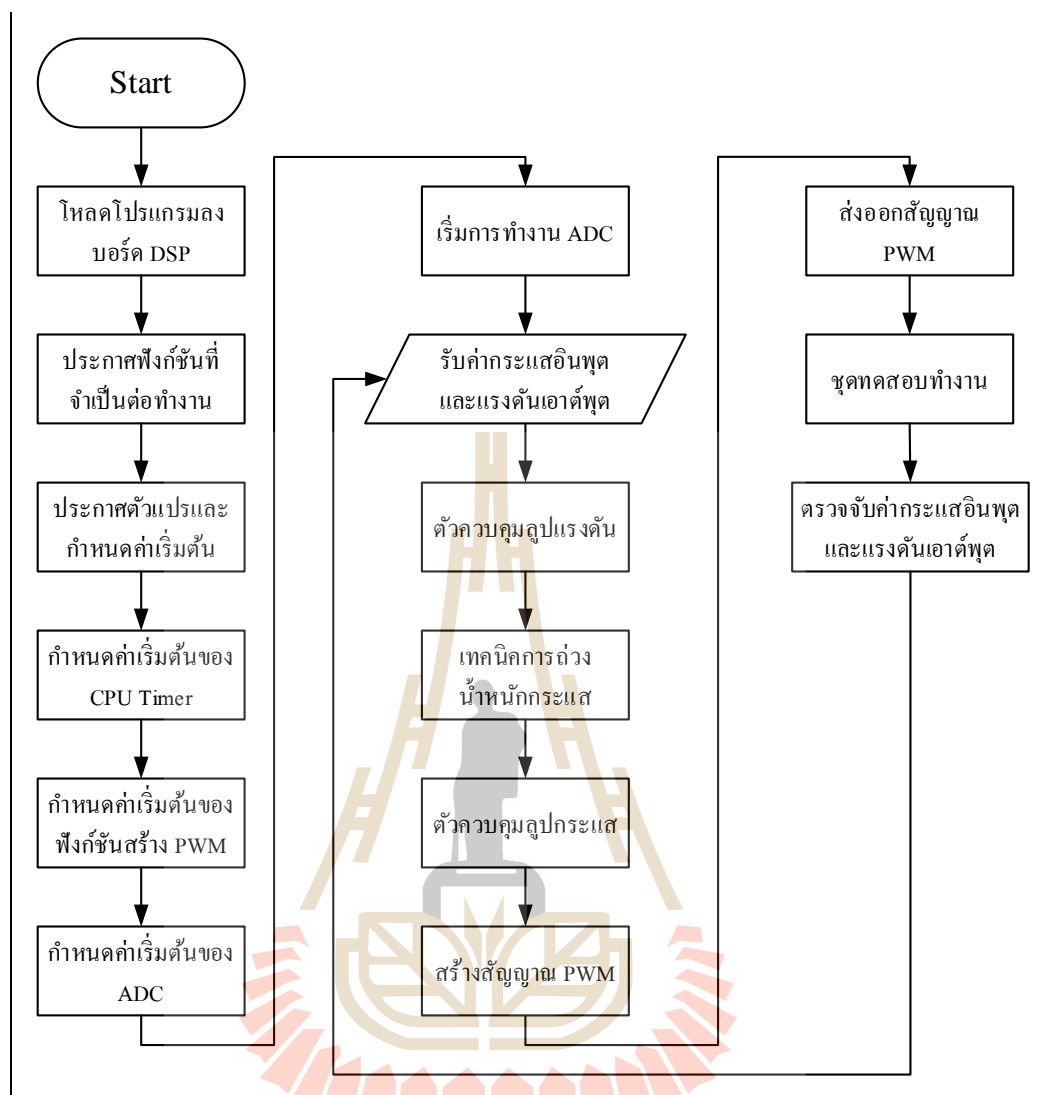


รูปที่ 5.22 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335

5.7.1 การโปรแกรมด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 อาศัยการเขียนโปรแกรมควบคุมด้วยภาษาซี โดยโปรแกรมควบคุมสามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรม ได้ดังรูปที่

5.23



รูปที่ 5.23 ไคอะแกรมการทำงานของโปรแกรมควบคุม

จากไคอะแกรมการทำงานของโปรแกรมควบคุม ดังรูปที่ 5.23 สามารถอธิบายโปรแกรมออกได้เป็น 3 ส่วนสำคัญด้วยกันดังนี้

ส่วนที่ 1 โปรแกรมภาษาซีสำหรับรับค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) และ กระแสอินพุต (i_{L11} , i_{L21}) และทำการคำนวณปรับค่าดิจิตอลจาก ADC ให้เทียบเท่ากับกระแส 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_Iin1; //ออฟเดทค่ากระแส  $i_{L11}$ 
digi_i2=Current_Iin2; //ออฟเดทค่ากระแส  $i_{L21}$ 
digi_v=Voltage_Vout; //ออฟเดทค่าแรงดัน  $V_o$ 

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  $V_o$ 

```

ส่วนที่ 2 โปรแกรมภาษาซีสำหรับการคำนวณของตัวควบคุมพีไอ และเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส แสดงดังนี้

```

// PI V loop
Verror = Vref-vout; //คำนวณค่าความผิดพลาดของแรงดัน  $V_o$ 
ExcV = Verror*Kpv; //คำนวณการควบคุมแบบสัดส่วน
Sumv2 = Sumv1 + Kiv*Verror*Ts; //คำนวณการควบคุมแบบอินทิกรัล
Iref= ExcV + Sumv2 ; //คำนวณกระแสอ้างอิงจากลูปแรงดัน

// PI I loop1
k1=p1/(p1+p2); //การถ่วงน้ำหนักกระแสสำหรับแหล่งจ่าย  $V_{in1}$ 
Iref1 = Iref*k1; //ปรับค่ากระแสอ้างอิง
Ierror1 = Iref1-iin1; //คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส  $i_{L11}$ 
ExcI1 = Ierror1*Kpi; //คำนวณการควบคุมแบบสัดส่วน
Sumi12 = Sumi11 + Kii*Ierror1*Ts; //คำนวณการควบคุมแบบอินทิกรัล
pis1= ExcI1 + Sumi12 ; //คำนวณสัญญาณอ้างอิงสำหรับสร้าง PWM

// PI I loop2
k2=p2/(p1+p2); //การถ่วงน้ำหนักกระแสสำหรับแหล่งจ่าย  $V_{in2}$ 
Iref2 = Iref*k2; //ปรับค่ากระแสอ้างอิง
Ierror2 = Iref2-iin2; //คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส  $i_{L21}$ 
ExcI2 = Ierror2*Kpi; //คำนวณการควบคุมแบบสัดส่วน
Sumi22 = Sumi21 + Kii*Ierror2*Ts; //คำนวณการควบคุมแบบอินทิกรัล
pis2= ExcI2 + Sumi22 ; //คำนวณสัญญาณอ้างอิงสำหรับสร้าง PWM

```

```
//update variable
```

```
Sumv1=Sumv2; //อัปเดตค่าSumv1
Sumi11=Sumi12; //อัปเดตค่าSumi11
Sumi21=Sumi22; //อัปเดตค่าSumi21
```

และส่วนที่ 3 โปรแกรมภาษาซีสำหรับการสร้างสัญญาณ PWM โดยจะเป็นกระบวนการภายในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมด้านเท่า กับสัญญาณอ้างอิง แสดงดังนี้

```
// convert PI single to DUTY
duty1=3750-(pis1*23.4375); //แปลง pis1 เป็นค่าวัฏจักรหน้าที่ duty1
duty2=3750-(pis2*23.4375); //แปลง pis2 เป็นค่าวัฏจักรหน้าที่ duty2

// DUTY limiter
if(duty1>3750){duty1=3750;} //กำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่ต่ำกว่า 0
else if(duty1<750){duty1=750;} //กำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่เกิน 0.7
else{duty1=duty1;}

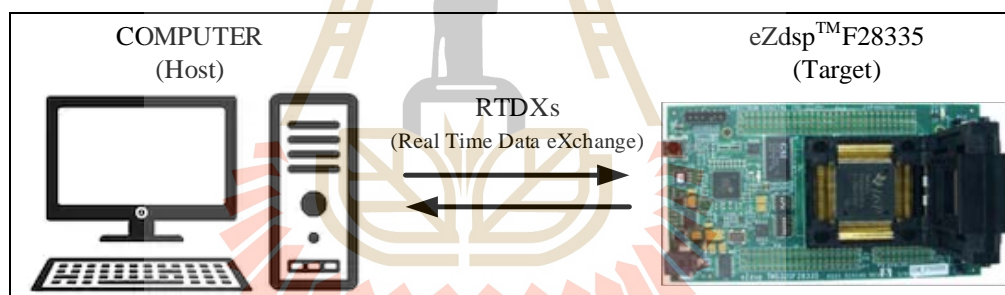
if(duty2>3750){duty2=3750;} //กำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่ต่ำกว่า 0
else if(duty2<750){duty2=750;} //กำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่เกิน 0.7
else{duty2=duty2;}

// update DUTY
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = duty2; //อัปเดตสัญญาณ PWM สำหรับสวิตช์ S2
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = duty1; //อัปเดตสัญญาณ PWM สำหรับสวิตช์ S1
```

นอกจากนี้ยังมีโปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานในส่วนอื่น ๆ ที่เป็นเพียงการกำหนดค่าเริ่มต้น และการประกาศฟังก์ชันการทำงาน สามารถศึกษารายละเอียดเพิ่มเติมได้ในส่วนภาคผนวก ก.

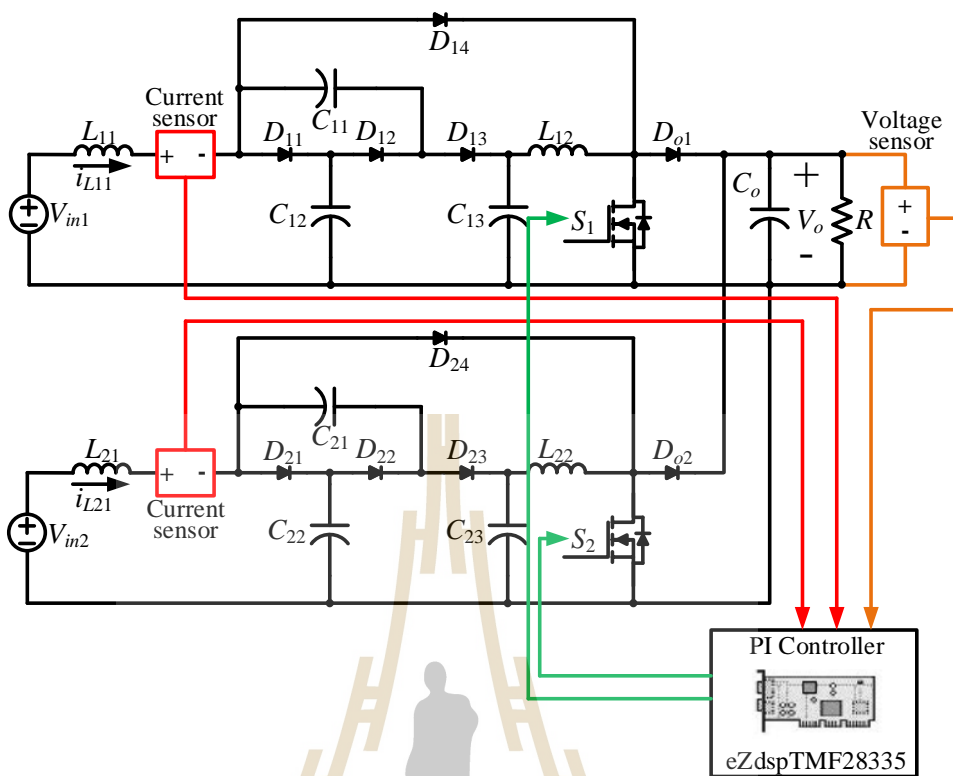
5.8 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมพีไอ

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 และโปรแกรม MATLAB Simulink โดยจะอาศัยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวประมวลผลควบคุมการทำงานด้วยตัวควบคุมพีไอ และเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส ที่มีค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมดังกล่าวออกแบบในบทที่ 4 เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ และจะอาศัยการสร้างโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่มีค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 สร้างขึ้นภายในโปรแกรม MATLAB Simulink โดยอาศัยการเขียนโปรแกรมควบคุมด้วยโปรแกรม Code Composer Studio เวอร์ชัน 3.3 (CCStudio v3.3) การทำงานของฮาร์ดแวร์ในลูปจะเป็นการรับส่งข้อมูลผ่านทางช่องทางสื่อสารแบบ RTDX (Real Time Data eXchange) เชื่อมโยงระหว่างโปรแกรม Simulink (Host) กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 (Target) แผนภาพการเชื่อมโยงรับส่งข้อมูลแสดงดังรูปที่ 5.24



รูปที่ 5.24 แผนภาพการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป เป็นการจำลองสถานการณ์ที่ใช้บอร์ด DSP ทำหน้าที่ในการประมวลผลข้อมูล โดยอาศัยการรับส่งข้อมูลผ่านทางช่องทางสื่อสารแบบ RTDX กับโปรแกรม MATLAB Simulink ภายในคอมพิวเตอร์ มีจุดประสงค์เพื่อทดสอบการทำงานของคำสั่งตัวควบคุมภาษาซี ภายในบอร์ด DSP โดยโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป แสดงดังรูปที่ 5.25 รายละเอียดเพิ่มเติมการเชื่อมต่อและใช้งานการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป แสดงในภาคผนวก ง.

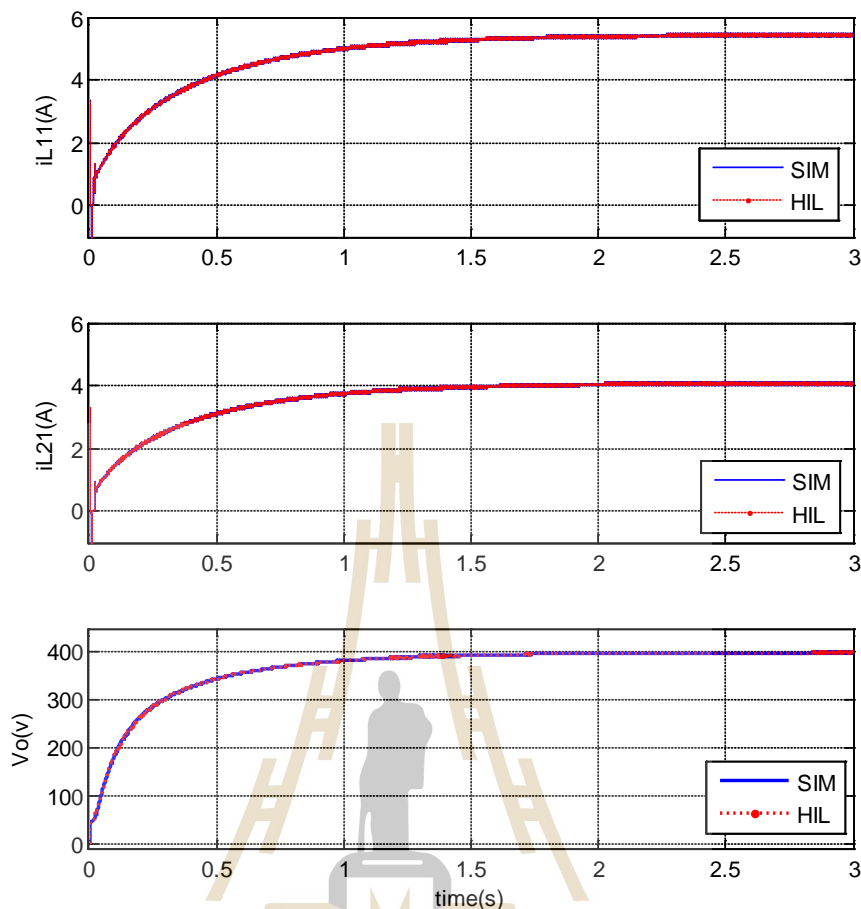


รูปที่ 5.25 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป

การจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น โดยกำหนดให้แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่ 20V และแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงคงที่ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ แสดงดังรูปที่ 5.26 เป็นผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบระหว่างการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink กับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป

จากผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 5.26 แสดงให้เห็นว่าผลการจำลองสถานการณ์ทั้งสองแบบมีความใกล้เคียงและมีแนวโน้มเป็นไปในทิศทางเดียวกัน โดยแรงดันเอาต์พุตทั้งสองกรณีมีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับค่าเพิ่มขึ้นในทิศทางเดียวกันแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 5.5A และ 4A ตามลำดับ

จากผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบระหว่าง ผลการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB Simulink และผลการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป ให้ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต V_o และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} เป็นไปในทางสอดคล้องใกล้เคียงกัน จึงทำให้สามารถยืนยันได้ว่าตัวควบคุมพีไอและเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส ที่เขียนขึ้นด้วยโปรแกรมภาษาซี สามารถนำมาใช้ควบคุมการทำงานของชุดทดสอบได้



รูปที่ 5.26 ผลการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองสถานการณ์และการทำแบบฮาร์ดแวร์ในรูป

5.9 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 5 นำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เริ่มจากการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง การเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในวงจร การเลือกใช้งานตัวตรวจจับแรงดัน และตัวตรวจจับกระแส รวมถึงการสร้างวงจรตรวจจับแรงดัน และวงจรตรวจจับกระแส การสร้างวงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัลสัญญาณ และการควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยอาศัยการเขียนโปรแกรมภาษาซี บนที่กลงในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335 เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามที่ต้องการ โดยมีผลการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบ และเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามที่ต้องการ ได้อย่างน่าพอใจ

บทที่ 6

ผลการทดสอบ

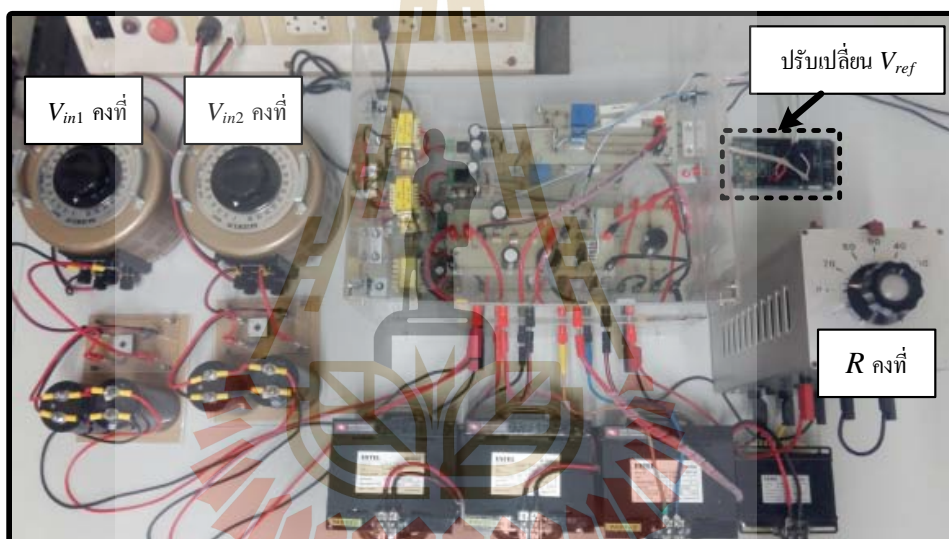
6.1 บทนำ

จากการสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตสองแหล่งจ่าย ดังที่นำเสนอในบทที่ 5 โดยอาศัยค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรที่ได้ ออกแบบไว้ ในบทที่ 3 และอาศัยตัวควบคุมพีไอร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสที่ได้นำเสนอในบทที่ 4 มาใช้ในการควบคุมการทำงานของชุดทดสอบ โดยจะทำการทดสอบการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง เพื่อพิจารณาผลการตอบสนองของวงจรที่พัฒนาขึ้น ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้ตามต้องการ พร้อมทั้งพิจารณาอัตราขยายแรงดันของวงจร รวมถึงพิจารณาเปรียบเทียบผลการทดสอบที่ได้ กับผลการจำลองสถานการณ์ภายใต้สภาวะการทำงานเดียวกันของวงจร โดยแบ่งเป็นกรณีต่าง ๆ ดังนี้ กรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง จากนั้นจะทำการทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} รวมทั้งทำการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} และสุดท้ายเป็นการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าโหลดตัวต้านทาน R ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o ของโหลด ทั้งนี้จะนำเสนอผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต และกระแสอินพุต ที่เกิดขึ้นในวงจรทดสอบ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมพีไอที่ทำงานร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมให้วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้นมีระดับแรงดันคงที่ตามต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ทั้งนี้การทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ได้ดำเนินการขึ้นเพื่อแสดงสมรรถนะของวงจรที่พัฒนาขึ้น ในการทบทวนระดับแรงดันอินพุตที่มีระดับแรงดันต่ำ ประมาณ 20V ถึง 40V ให้มีแรงดันเอาต์พุตสูงถึงประมาณ 400V ภายใต้สภาวะการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน รวมทั้งสามารถใช้ต่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตได้มากกว่าหนึ่งแหล่งจ่าย โดยที่แหล่งจ่ายอินพุตแต่ละแหล่งจะส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้อย่างเหมาะสม ภายใต้ขอบเขตพิกัดกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายอินพุต

6.2 ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง

การทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีปรับแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} จะอาศัยชุดทดสอบดังแสดงในรูปที่ 6.1 โดยกำหนดให้แรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} มีการเปลี่ยนแปลงจาก 300 เป็น 400V และ 200V ตามลำดับ ซึ่งจะอาศัยกำหนดค่าแรงดันอ้างอิงภายในโปรแกรมที่บันทึกลงบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 และปรับระดับแรงดันแหล่งจ่ายอินพุต V_{in1} และ V_{in2} ให้มีค่าคงที่เท่ากับ 20V โดยที่แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีพิกัดกำลังเท่ากับ 60W และแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีพิกัดกำลังเท่ากับ 40W โดยมีผลการทดสอบวงจรแสดงดังต่อไปนี้

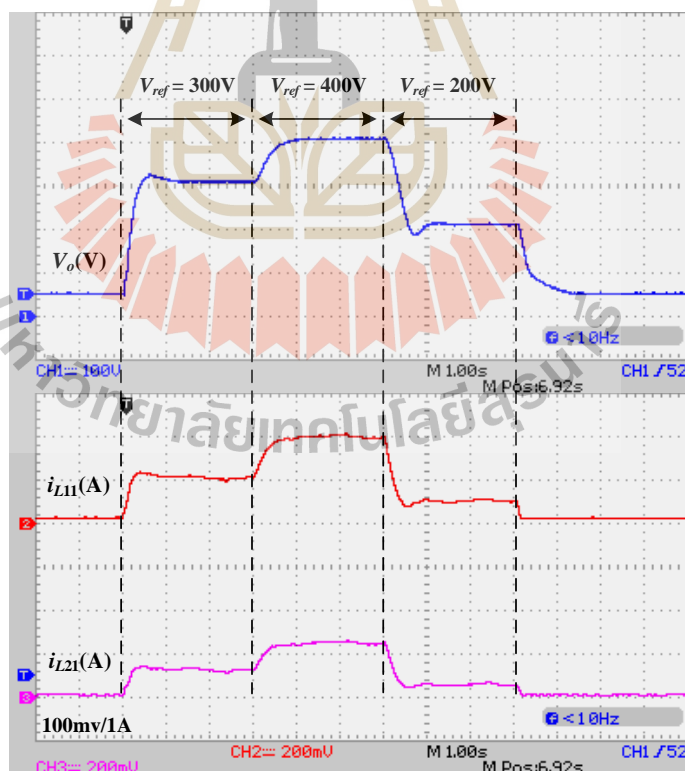


รูปที่ 6.1 ชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}

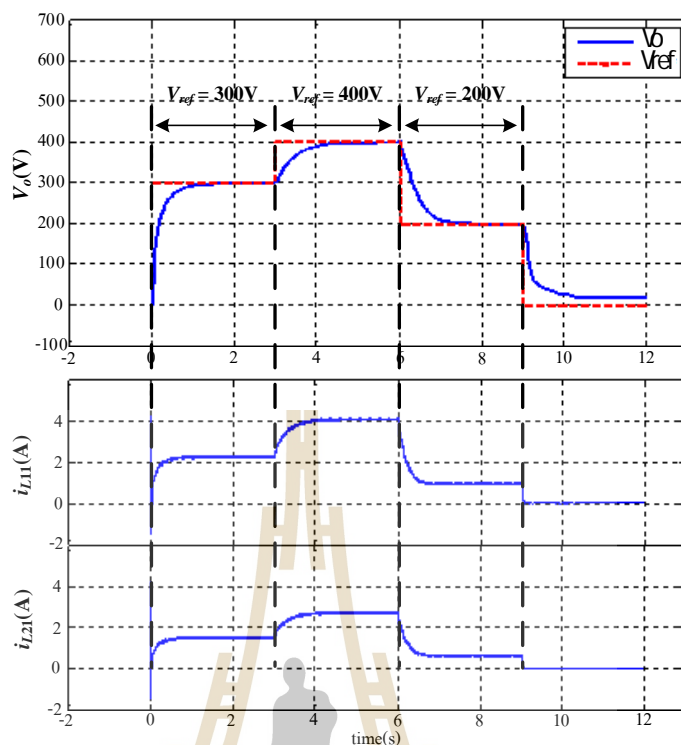
ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง แสดงได้ดังรูปที่ 6.2 จะสังเกตเห็นได้ว่า เมื่อเริ่มการทดสอบวงจรในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 3 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} มีค่าเท่ากับ 300V แรงดันเอาต์พุต V_o จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 300V กระแสอินพุตจากแหล่งจ่ายที่หนึ่ง i_{L11} มีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 2A และกระแสอินพุตจากแหล่งจ่ายที่สอง i_{L21} จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 1.5A โดยจะเห็นได้ว่า กระแสอินพุตจากแหล่งจ่ายทั้งสองมีค่าแตกต่างกันตามอัตราส่วนการถ่วงน้ำหนักที่ได้คำนวณไว้ดังแสดงรายละเอียดในบทที่ 4 ต่อมาที่เวลา 3 ถึง 6 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงปรับค่าเพิ่มขึ้นจาก 300V เป็น 400V จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตปรับเพิ่มสูงขึ้นตามค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ซึ่งมี

อัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 4A และ 3A ตามลำดับ และในช่วงท้ายที่เวลา 6 ถึง 9 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงปรับค่าลดลงจาก 400V เป็น 200V จะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 200V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงตามแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 1A และ 0.75A ตามลำดับ

จากผลการทดสอบวงจรดังรูปที่ 6.2 เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง แสดงดังรูปที่ 6.3 จะเห็นได้ว่าผลการทดสอบวงจรมีความสอดคล้องกับผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมพีไอที่อาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยเพื่อให้ได้กระแสอ้างอิงที่เหมาะสมกับแหล่งจ่าย สามารถควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้นให้มีแรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพ รวมทั้งยังแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการทระดับแรงดันซึ่งมีอัตราขยายแรงดันสูงถึงประมาณ 20 เท่า



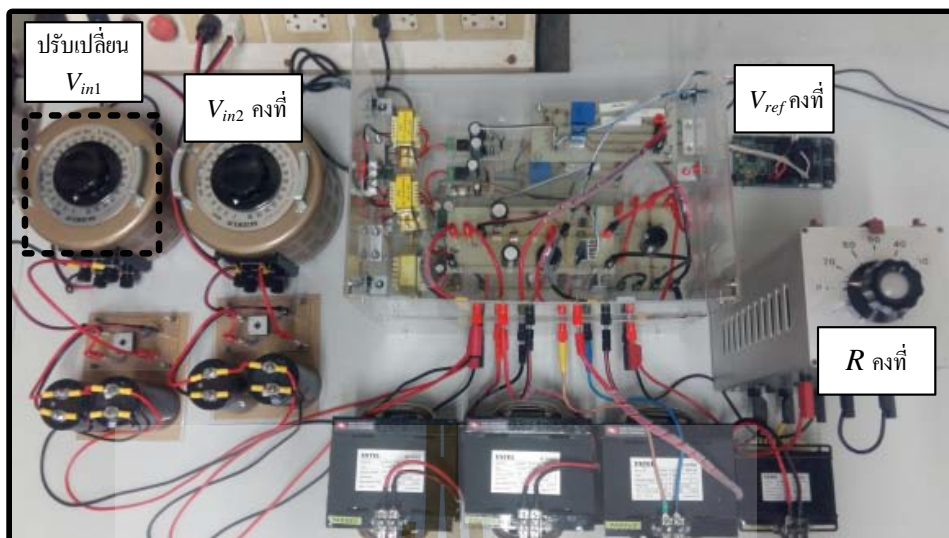
รูปที่ 6.2 ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}



รูปที่ 6.3 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref}

6.3 ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1}

การทดสอบวงจรที่ระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลง จะอาศัยชุดทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.4 ในการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้น ได้ดำเนินการปรับระดับแรงดันอินพุต V_{in1} จาก 30V เป็น 40V และ 20V ตามลำดับ ทั้งนี้กำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าคงที่เท่ากับ 30V และค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่เท่ากับ 400V ผลการทดสอบวงจรที่ระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแสดงได้ดังต่อไปนี้

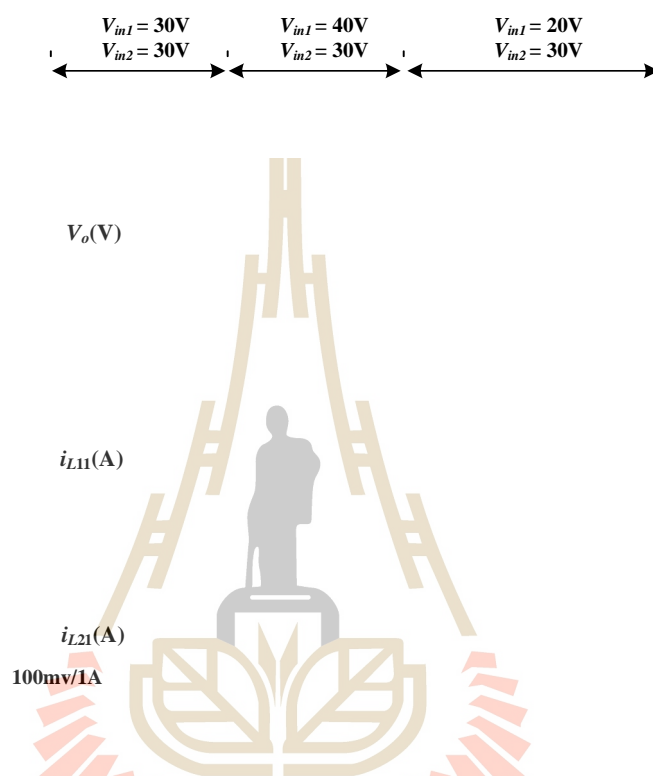


รูปที่ 6.4 ชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยน V_{in1}

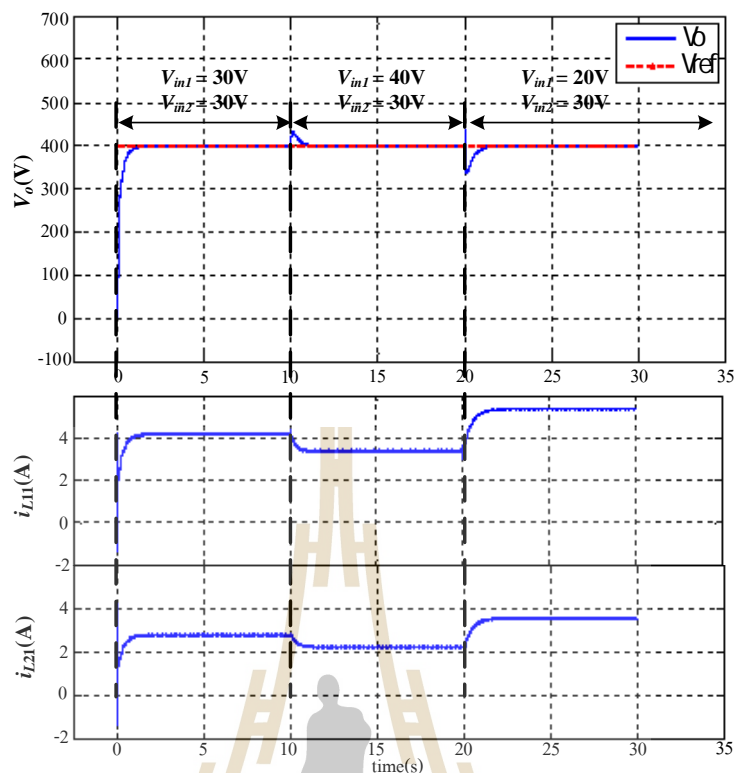
จากผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} แสดงได้ดังรูปที่ 6.5 จะเห็นได้ว่าการทดสอบวงจรที่เวลาประมาณ 0 ถึง 10 วินาที ระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากันที่ 30V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 4A และ 2.5A ตามลำดับ ในช่วงต่อมาที่เวลาประมาณ 10 ถึง 20 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} ปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อยก่อนลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวเท่ากับ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงอยู่ที่ประมาณ 3A และ 2A ตามลำดับ และในช่วงสุดท้ายตั้งแต่วเวลาประมาณ 20 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} ปรับค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V จะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนจะเพิ่มขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V โดยที่ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 3.5A และ 4A ตามลำดับ

จากผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ดังรูปที่ 6.5 ได้นำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} แสดงดังรูปที่ 6.6 จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุต V_o และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L12} ที่ได้จากการทดสอบวงจรและผลการจำลองสถานการณ์ มีค่าสอดคล้องใกล้เคียงกันอย่างเห็นได้ชัดเจน แสดงให้เห็นว่า ตัว

ควบคุมที่ได้ออกแบบไว้พร้อมทั้งเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมให้วงจรทดสอบมีแรงดันเอาต์พุต V_o คงที่ตามต้องการได้ เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1}



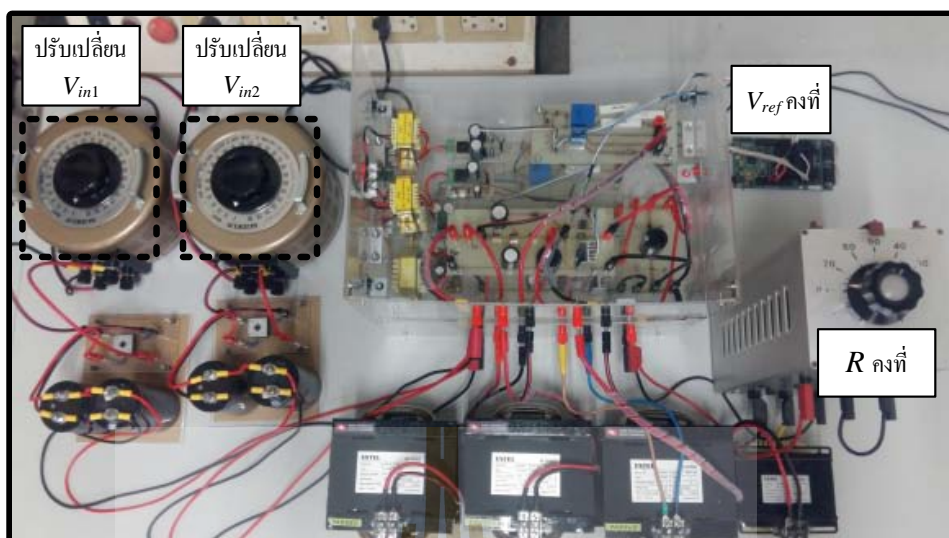
รูปที่ 6.5 ผลการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1}



รูปที่ 6.6 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1}

6.4 ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

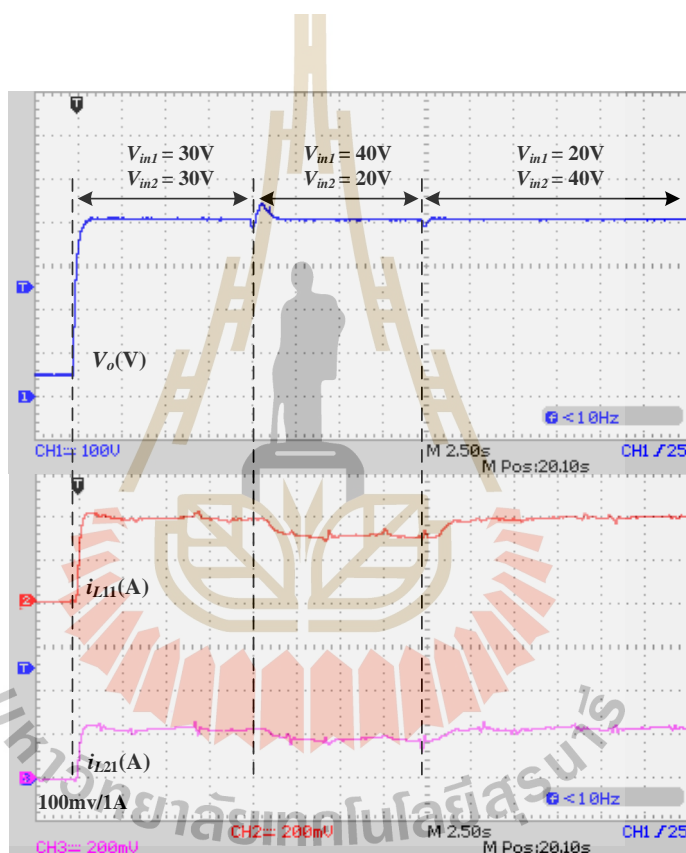
การทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} จะอาศัยชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นดังรูปที่ 6.7 ในการทดสอบจะทำการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุต V_{in1} จาก 30V เป็น 40V และ 20V ตามลำดับ และปรับเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุต V_{in2} จาก 30V เป็น 20V และ 40V ตามลำดับ ทั้งนี้กำหนดให้ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} มีค่าคงที่เท่ากับ 400V ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังต่อไปนี้



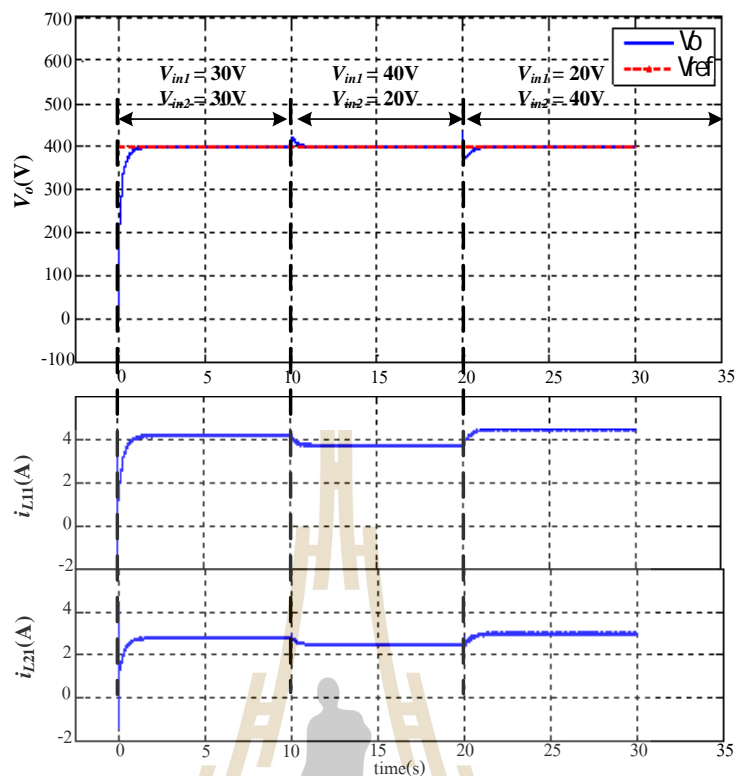
รูปที่ 6.7 ชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

จากผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีเมื่อมีปรับเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} แสดงดังรูปที่ 6.8 จะเห็นได้ว่า เมื่อเริ่มการทดสอบวงจรที่เวลาประมาณ 0 ถึง 10 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันอยู่ที่ประมาณ 30V แรงดันเอาต์พุต V_o จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V โดยกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 4.5A และ 3A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลาประมาณ 10 ถึง 20 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีการปรับระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V และแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีการปรับระดับแรงดันลดลงจาก 30V เป็น 20V จะเห็นได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย ก่อนลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวและคงที่ 400V เนื่องจากผลของการปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงมาอยู่ที่ประมาณ 3A และ 2A ตามลำดับ และในช่วงท้ายตั้งแต่เวลา 20 วินาที เป็นต้นไป แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V และแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 20V เป็น 40V จะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยก่อนจะปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ประมาณ 3.5A และ 2.5A ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า เมื่อระดับแรงดันอินพุตทั้งสองแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} จะจ่ายกระแสอินพุตมากกว่าแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} เนื่องจากเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส จะควบคุมให้แหล่งจ่ายจ่ายกำลังไฟฟ้าตามพิกัดกำลัง จึงส่งผลให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าสูงกว่า ต้องจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดมากกว่าแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2}

ผลการจำลองสถานการณ์วงจรถะดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น กรณีเมื่อมีการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} แสดงดังรูปที่ 6.9 จะสังเกตเห็นได้ว่า ค่าแรงดันเอาต์พุต V_o และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} ของผลการทดสอบวงจร และผลการจำลองสถานการณ์มีความสอดคล้องกัน แสดงให้เห็นว่า วงจรถะดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบโดยอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วยในกระบวนการควบคุม สามารถควบคุมการทำงานให้ได้แรงดันเอาต์พุตค่าคงตามต้องการ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ แม้มีการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}



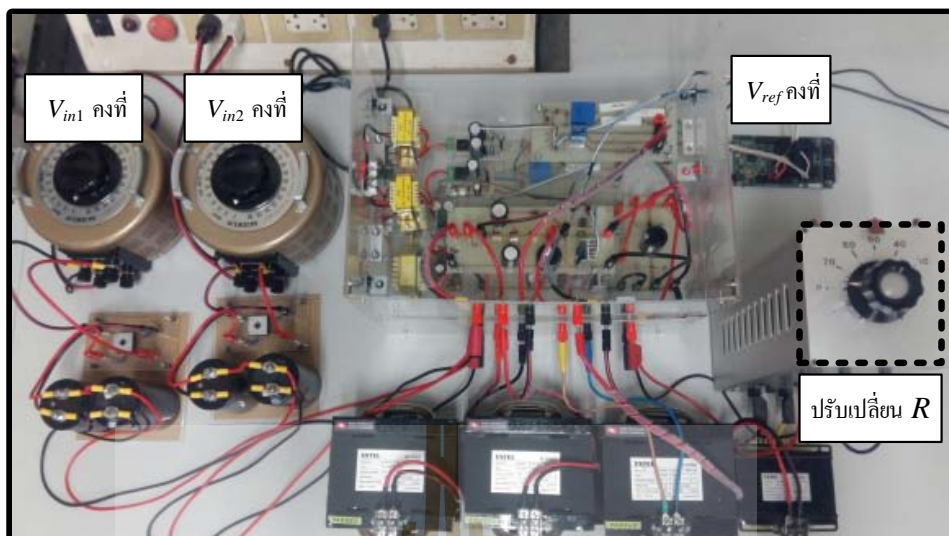
รูปที่ 6.8 ผลการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}



รูปที่ 6.9 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2}

6.5 ผลการทดสอบวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

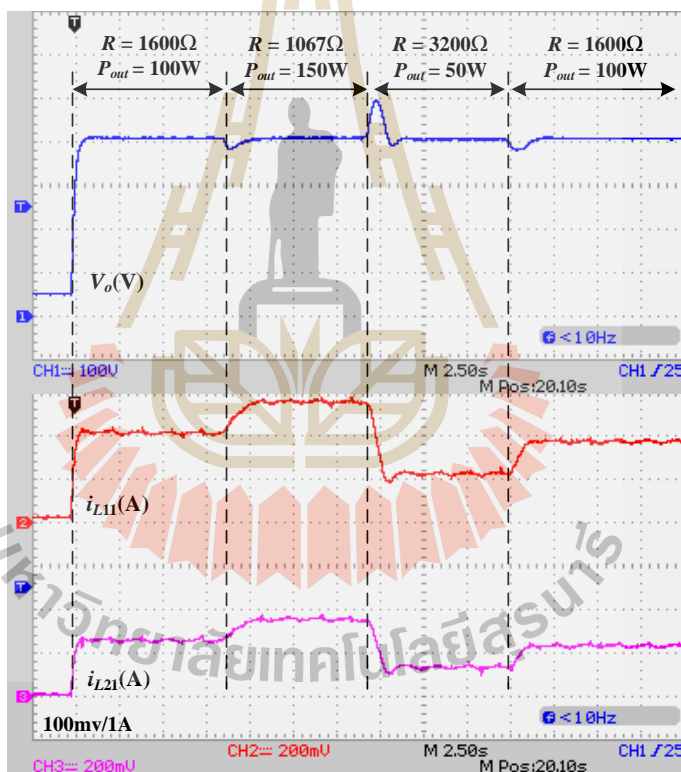
ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต อาศัยชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังรูปที่ 6.10 โดยจะทำการปรับเปลี่ยนค่าโหลดตัวต้านทานจาก 1600Ω เป็น 1067Ω, 3200Ω และ 1600Ω ตามลำดับ เพื่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o) ที่โหลดต้องการจาก 100W เป็น 150W, 50W และ 100W ตามลำดับ ทั้งนี้พิกัดกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเป็น 100W และ 80W ตามลำดับ โดยแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีระดับแรงดันคงที่อยู่ที่ประมาณ 20V และค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} คงที่เท่ากับ 400V ผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น แสดงดังต่อไปนี้



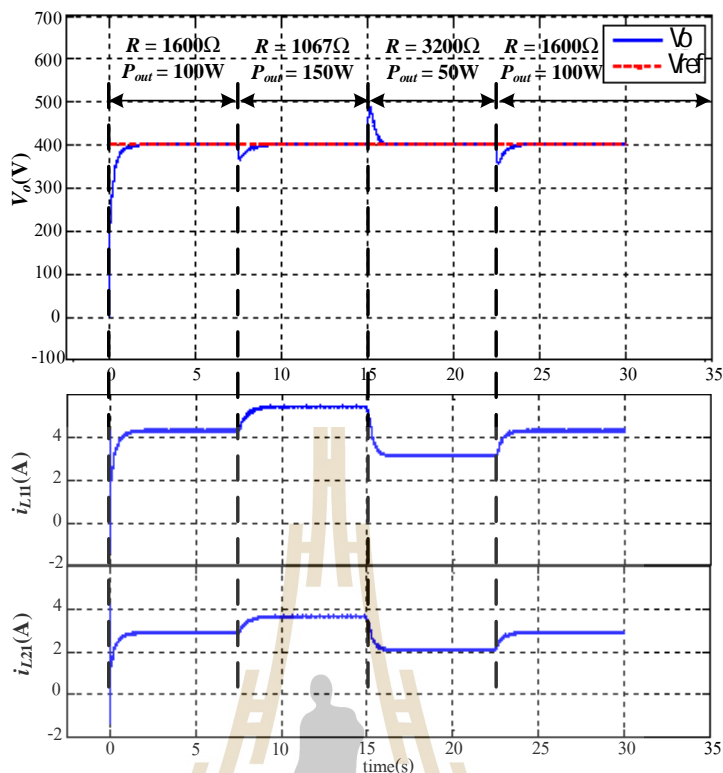
รูปที่ 6.10 ชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o

จากผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต แสดงดังรูปที่ 6.11 จะเห็นได้ว่า เมื่อเริ่มต้นการทดสอบวงจรที่เวลาประมาณ 0 ถึง 7.5 วินาที แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเป็นไปในทิศทางเดียวกับแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 4A และ 3A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลาประมาณ 7.5 วินาที มีการปรับลดค่าโหลดตัวต้านทานจาก 1600Ω เป็น 1067Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นจาก 100W เป็น 150W สังเกตเห็นได้ว่า ตัวควบคุมพีไอที่ทำงานร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส ยังคงสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นได้ เนื่องจากกำลังไฟฟ้าที่โหลดต้องการไม่เกินพิกัดกำลังที่แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตทั้งสองสามารถจ่ายได้ โดยแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าประมาณ 6A และ 3.5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลาประมาณ 15 วินาที ปรับโหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 1067Ω เป็น 3200Ω ซึ่งส่งผลให้โหลดตัวต้านทานต้องการกำลังไฟฟ้าน้อยลงจากเดิม นั่นคือกำลังไฟฟ้า 150W เปลี่ยนเป็น 50W สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตถูกควบคุมอยู่ที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ประมาณ 2A และ 1.5A ตามลำดับ และในช่วงท้ายที่เวลา 22.5 วินาที โหลดตัวต้านทานมีการปรับค่าลดลงจาก 3200Ω เป็น 1600Ω ส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นจาก 50W เป็น 100W ดังเช่นช่วงแรก แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนปรับเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นมาอยู่ที่ประมาณ 4A และ 3A ดังเช่นช่วงแรก

จากผลการทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต โดยอาศัยการปรับโหลดตัวต้านทาน ดังรูปที่ 6.11 ได้พิจารณาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กรณีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ดังแสดงในรูปที่ 6.12 จะเห็นว่าผลการทดสอบวงจรและผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้น มีความสอดคล้องกันทั้งในส่วน of แรงดันเอาต์พุต V_o และกระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} ซึ่งแสดงให้เห็นว่า วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมพีไอที่ทำงานร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมให้ได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ตามต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพ แม้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่โหลดต้องการก็ตาม



รูปที่ 6.11 ผลการทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต



รูปที่ 6.12 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

6.6 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสถานการณ์การทำงานของวงจรที่แตกต่างกัน เช่น การเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} และสุดท้ายกรณีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o โดยอาศัยการปรับค่าโหลดตัวต้านทาน R จากนั้นได้พิจารณาเปรียบเทียบผลการทดสอบวงจรกับผลการจำลองสถานการณ์ภายใต้สถานการณ์การทำงานต่าง ๆ เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของวงจรที่พัฒนาขึ้น ซึ่งจากผลการทดสอบวงจรและผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่า วงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมพีไอที่ทำงานร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถทระดับแรงดันอินพุตจากแหล่งจ่ายที่มีระดับแรงดันต่ำประมาณ 20V ถึง 40V ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตสูงถึง 400V ได้ ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า และยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มี

ค่าคงที่ตามต้องการภายใต้เงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ รวมทั้งยังสามารถควบคุมให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตจ่ายกำลังไฟฟ้าตามพิกัดกำลังได้อย่างเหมาะสม



บทที่ 7

สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาพัฒนาโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน โดยเริ่มจากการปริทัศน์วรรณกรรม เพื่อศึกษา งานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องดังแสดงในบทที่ 2 ซึ่งได้กล่าวถึงงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวกับวงจรท ระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต และการควบคุม การทำงานวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบหลายอินพุต เพื่อศึกษาแนวทางในการพัฒนาโครงสร้าง วงจรและการควบคุมการทำงาน จากการศึกษาค้นคว้างานวิจัยในอดีตทั้งสามหัวข้อทำให้ได้ทราบ ถึงโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันสวิทช์เดี่ยวยที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งได้นำโครงสร้างวงจร ดังกล่าวมาพัฒนาให้เป็นแบบหลายอินพุต โดยอาศัยแนวทางโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบ หลายอินพุตที่ต่อขนานกัน และอาศัยตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรทระดับแบบ หลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

โครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น แสดง ในบทที่ 3 และได้แสดงการวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจร กรณีมีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตจำนวน สองแหล่งจ่าย รวมทั้งยังแสดงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ เพื่อลดการ กระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และลดการกระเพื่อมของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ ที่ ปรากฏอยู่ภายในวงจร และได้แสดงผลการจำลองสถานการณ์ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดัน แบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น สามารถทระดับแรงดันอินพุตจากแหล่งจ่าย แรงดันต่ำประมาณ 20V ถึง 40V ให้มีแรงดันเอาต์พุตสูงถึง 400V โดยมีอัตราขยายแรงดันอยู่ที่ประมาณ 20 เท่า และผลการจำลองสถานการณ์เพื่อแสดงการกระเพื่อมของกระแสและการกระเพื่อมของแรงดัน ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ออกแบบให้อยู่ในขอบเขตที่กำหนดไว้ และแสดงผลการจำลอง สถานการณ์เมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งส่งผลให้วงจรมีแรงดันเอาต์พุตต่ำ กว่าหยุดการจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลด และยังแสดงการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบผลการ ตอบสนองของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่พัฒนาขึ้น เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และแหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่

พัฒนาขึ้น สามารถใช้งานได้กับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เช่น แผงเซลล์แสงอาทิตย์ได้ โดยมีผลการตอบสนองในช่วงสภาวะอยู่ตัว ใกล้เคียงกับผลการตอบสนองเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

ในบทที่ 4 ได้นำเสนอโครงสร้างการควบคุมของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น กรณีมีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตสองแหล่งจ่าย โดยอาศัยตัวควบคุมพีไอ ที่ได้รับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมในรูปควบคุมแรงดันและรูปควบคุมกระแสในแต่ละวงจรร้อย ทั้งนี้ได้พัฒนาเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรร้อยให้มีระดับแรงดันที่เท่ากัน และยังมี การปรับค่ากระแสอ้างอิงให้เหมาะสมกับรูปควบคุมกระแสแต่ละรูป โดยได้แสดงผลการจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ในสภาวะการทำงานต่าง ๆ เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสามารถของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบ ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบ ร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ให้มีค่าคงที่ตามต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพภายใต้สภาวะการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน

ในบทที่ 5 ได้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ซึ่งได้กล่าวถึงรายละเอียดการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง การเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในวงจร ได้แก่ การเลือกใช้ตัวตรวจจับกระแส และตัวตรวจจับแรงดัน รวมถึงการสร้างวงจรตรวจจับกระแส และวงจรตรวจจับแรงดัน การสร้างวงจรขยายแรงดันแบบแยกโคคัสสัญญาณ และการควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยอาศัยการเขียน โปรแกรมภาษาซี บนทีกลงในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335 เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการ โดยมีผลการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป แสดงให้เห็นว่าโปรแกรมควบคุมภาษาซีที่พัฒนาขึ้น สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการได้อย่างน่าพอใจ

และในบทที่ 6 ได้นำเสนอผลการทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสถานการณ์การทำงานของวงจรที่แตกต่าง กัน เช่น การเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง V_{ref} การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} รวมถึงการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} และสุดท้ายกรณีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o โดยอาศัยการปรับค่าโหลดตัวต้านทาน R จากนั้นได้พิจารณาเปรียบเทียบผลการทดสอบวงจรกับผลการจำลองสถานการณ์ภายใต้สถานการณ์การทำงานต่าง ๆ เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของวงจรที่พัฒนาขึ้น ซึ่งจากผลการทดสอบวงจรและผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่า วงจรระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมพีไอที่ทำงานร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนัก

กระแส สามารถทบทระดับแรงดันอินพุตจากแหล่งจ่ายที่มีระดับแรงดันต่ำประมาณ 20V ถึง 40V ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตสูงถึง 400V ได้ ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า และยังสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการภายใต้เงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ รวมทั้งยังสามารถควบคุมให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตจ่ายกำลังไฟฟ้าตามพิกัดกำลังได้อย่างเหมาะสม

7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. ในการควบคุมการทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ได้อาศัยตัวควบคุมพีไอร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส ในการควบคุมให้ได้แรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการ ซึ่งกระบวนการดังกล่าวจำเป็นต้องมีการตรวจจับค่ากระแสอินพุตหลายค่า ส่งผลให้จำเป็นต้องใช้ตัวตรวจจับกระแสหลายตัวตามจำนวนของแหล่งจ่ายอินพุต ซึ่งในอนาคตอาจจะมีการนำตัวควบคุมชนิดอื่น ๆ มาประยุกต์ใช้ เพื่อช่วยเพิ่มสมรรถนะในการควบคุมการทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้น และช่วยลดจำนวนตัวตรวจจับกระแสให้น้อยลงได้

2. ในงานวิจัยนี้อาศัยตัวควบคุมพีไอที่มีค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม (K_p, K_i) คงที่สำหรับควบคุมวงจรทบทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้นในสภาวะการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน ซึ่งอาจทำให้ตัวควบคุมพีไอควบคุมการทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้นภายใต้สภาวะการทำงานที่จำกัด ในอนาคตอาจมีการนำวิธีการควบคุมด้วยปัญญาประดิษฐ์เข้ามาช่วยในควบคุมการทำงานของวงจร หรือนำมาใช้ในการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอให้มีค่าเหมาะสมตามสภาวะการทำงานที่เปลี่ยนแปลงไป เช่น ตัวควบคุมพีซีซี หรือตัวควบคุมโครงข่ายประสาทเทียม เป็นต้น

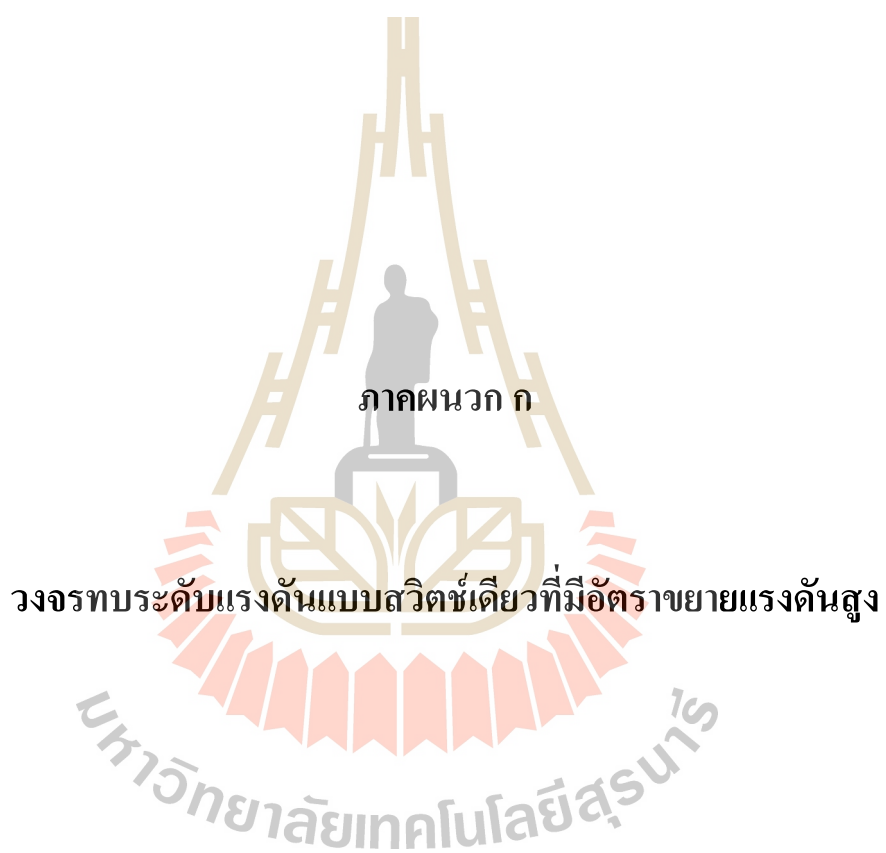
รายการอ้างอิง

- Yaow-Ming Chen, Yuan-Chuan Liu and Feng-Yu Wu (2002) "Multi-input DC/DC converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications" in **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol. 38, no. 4, pp. 1096-1104
- M. Prudente, L.L. Pfitscher and R. Gules (2005) "A boost converter with Voltage multiplier cells" in **Proc.IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '05. IEEE 36th**, pp. 2716-2721.
- K. K. Law, K. W. E. Cheng and Y. P. Benny Yeung (2005) "Design and Analysis of Switched-Capacitor-Based Step-Up Resonant Converters" in **Proc. IEEE Circuits and Systems I: Regular Papers**, pp. 943-948.
- J-P. Lee, B-D. Min, D-W. Yoo, T-J. Kim, and J-Y. Yoo (2007). "A New Topology for PV DC/DC Converter with High Efficiency under Wide Load Range" in **Proc. European Power Electronics and Applications**, pp. 1-6.
- Y. Berkovich, B. Axelrod, and A. Shenkman (2008) "A Novel Diode-capacitor Voltage Multiplier for Increasing the Voltage of Photovoltaic Cells" in **Proc. IEEE Control and Modeling for Power Electronics**, pp. 1-5 .
- B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici (2008) "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters" in **Proc.IEEE Circuits and Systems I: Regular Papers**, pp. 687 – 696.
- M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli, and R. Gules (2008) "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters" in **Proc. IEEE Power Electronics**, pp. 871-877.
- P. Thounthong, P. Sethakul, s. Rael and B. Davat (2008) "Design and Implementation of 2- Phase Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Power Source" in **Proc. IEEE Power Electronics, Machines and Drives**, pp. 91-95.

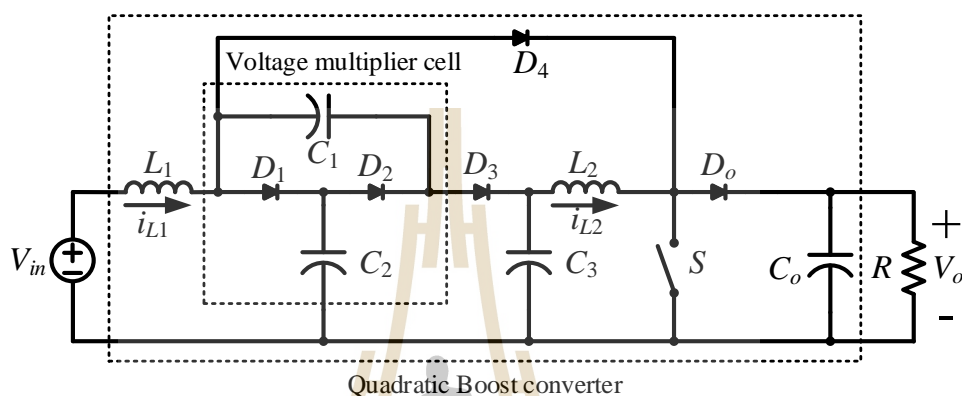
- Ahmad Al Nabulsi, Muneer Al Sabbagh, Rached Dhaouadi and Habib-ur Rehman (2009) "A 300 watt cascaded boost converter design for solar energy systems" in **Proc. IEEE Electric Power and Energy Conversion Systems**, pp. 1-4.
- T. C. Ou, W. M. Lin and C. H. Huang (2009) "A multi-input power converter for hybrid renewable energy generation system" **IEEE PES/IAS Conference on Sustainable Alternative Energy (SAE)**, pp. 1-7.
- C. L. Shen, C. T. Tsai, Y. E. Wu and C. C. Chen (2009) "A modified-forward multi-input power converter for solar energy and wind power generation" **International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)**, pp. 631-636.
- Y. Zhao, W. Li, Y. Deng, X. He, S. Lambert and V. Pickert (2010) "High step-up boost converter with coupled inductor and switched capacitor" in **Proc. IEEE Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference**, pp. 1-6.
- J. Caro, J. Maldonado, R. Cabrera, A. Rodriguez, E. Cabrera, and R. Ibarra (2011) "A Family of DC - DC Multiplier Converters" in **International Association of Engineers**, pp.1-4.
- 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. Gavriş, 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.
- L-W. Zhou, B-X. Zhu and Q-M. Luo (2012) "High Step-Up Converter with Capacity of Multiple Input" **IET Power Electron.**, vol. 5, no. 5, pp. 524-531.
- J.S.Anu Rahavi, T.Kanagapriya and R.Seyezhai (2012) "Design and Analysis of Interleaved Boost Converter for Renewable Energy Source" in **Proc. IEEE Computing, Electronics and Electrical Technologies**, pp. 447 – 451.

- A.Ghasemi, S. Fazlollahzadeh eilaghi , and E.Adib (2012) "A New Non-isolated High Step-up SEPIC Converter for Photovoltaic Applications" in **Proc. IEEE Power Electronics and Drive Systems Technology**, pp. 51-56.
- Y. Park, B. Jung and S. Choi (2012) "Non-isolated ZVZCS Resonant PWM DC-DC converter for High Step-Up and High-Power Applications" in **Proc. IEEE Transactions Power Electronics**, pp. 3568-3575.
- Ping Yang, Jianping Xu, Guohua Zhou and Shiyu Zhang (2012) "A New Quadratic Boost Converter with High Voltage Step-up Ratio and Reduced Voltage Stress" in **Proc. IEEE Power Electronics and Motion Control Conference**, pp. 1164-1168.
- X. Liang and W. Youyi (2012) "Current-limited voltage control strategies for multiple-input buck converters applied in renewable energy hybrid systems" **10th International Power & Energy Conference (IPEC)**, pp. 434-438.
- S. H. Hosseini, S. K. Haghghian, S. Danyali and H. Aghazadeh (2012) "Multi-input dc boost converter supplied by a hybrid PV/Wind turbine power systems for street lighting application connected to the grid" **47th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)**, pp. 1-6.
- Kuo-Ching Tseng, Chi-Chih Huang, and Wei-Yuan Shih (2013) "A High Step-Up Converter With a Voltage Multiplier Module for a Photovoltaic System" in **Proc. IEEE Transactions Power Electronics**, pp. 3047-3057.
- Kuo-Ching Tseng and Jian-Ting Lin (2013) "High Step-Up DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles" in **Proc. IEEE 2nd International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE)**, pp. 498-501.
- Shih-Ming Chen, Tsorng-Juu Liang, Lung-Sheng Yang, and Jiann-Fuh Chen (2013) "A Boost Converter With Capacitor Multiplier and Coupled Inductor for AC Module Applications" in **Proc. IEEE Transactions on Industrial Electronics**, pp. 1503-1511.
- D. Patil and V. Agarwal (2013) "Multi-input DC-AC converter for renewable energy applications" **IEEE ECCE Asia Downunder**, pp. 429-435.
- S. Ramya, A. Napoleon and T. Manoharan (2013) "A novel converter topology for stand-alone hybrid PV/Wind/battery power system using Matlab/Simulink," **International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)**, pp. 17-22.

- Kuo-Ching Tseng and Chi-Chih Huang (2014) "High Step-Up High-Efficiency Interleaved Converter With Voltage Multiplier Module for Renewable Energy System" in **Proc. IEEE Transactions on Industrial Electronics**, pp. 1311-1319.
- M. A. Rosli, N. Z. Yahaya and Z. Baharudin (2014) "Multi-input DC-DC converter for hybrid renewable energy generation system" **IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)**, pp. 283-286.
- S. Dusmez, X. Li and B. Akin (2015) "A new multi-input three-level integrated DC/DC converter for renewable energy systems" **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, pp. 641-646.
- A. Nakpin and S. Khwan-on (2016) "A Novel High Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic Applications," **Procedia Computer Science**, 86, pp. 409-412.
- 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.
- K. K. Law, K. W. E. Cheng and Y. P. Benny Yeung (2005) "Design and Analysis of Switched Capacitor-Based Step-Up Resonant Converters" in **Proc. IEEE Circuits and Systems I: Regular Papers**, pp. 943-948.



วงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง (High Step-Up Single-Switch Boost Converter) [Annop Nakpin, Sudarat Khwan-on, 2015] มีโครงสร้างวงจรแสดงดังรูปที่ ก.1 ซึ่งภายในโครงสร้างวงจรประกอบด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจำนวน 12 ตัว คือ สวิตช์กำลัง (S) ตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2) ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2, C_3, C_o) และไดโอดกำลัง (D_1, D_2, D_3, D_4, D_o)



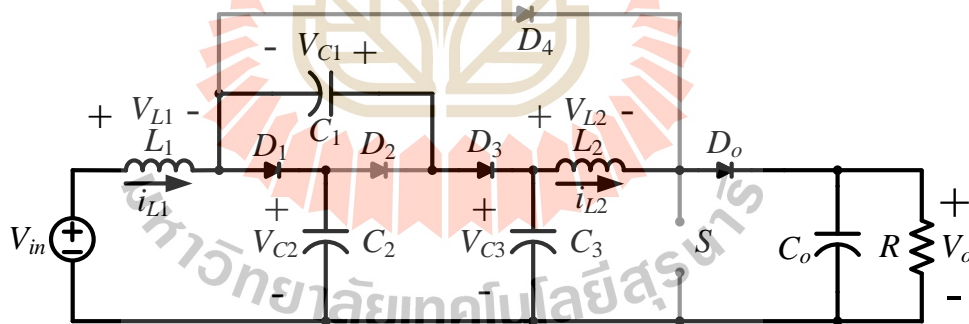
รูปที่ ก.1 โครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

โครงสร้างของวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง พัฒนารูปร่างขึ้นจากการผสมผสานกันระหว่าง วงจรทบทระดับแรงดันกำลังสอง (Conventional Quadratic Boost Converter) และ วงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดัน (Voltage Multiplier Cell Boost Converter) ซึ่งวงจรทบทระดับแรงดันกำลังสองเป็นการนำวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิมมาต่อเรียงกันสองวงจร เพื่อให้สามารถเพิ่มแรงดันได้สูงขึ้น ส่วนวงจรทบทระดับแรงดันแบบเซลล์คูณแรงดันสามารถเพิ่มระดับแรงดันสูงถึงสองเท่า เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรทบทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ดังนั้นวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จึงเป็นการผสมผสานข้อดีของทั้งสองวงจร เพื่อทบทระดับเอาต์พุต โดยมีอัตราขยายแรงดันสูงถึงประมาณ 20 เท่า โดยวงจรดังกล่าวใช้สวิตช์ในการทำงานเพียงตัวเดียว และสวิตช์ดังกล่าวทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ที่ไม่สูงมากนัก

การทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง สามารถแบ่งการทำงานได้ 2 ช่วงการทำงาน คือ ช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส และช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ซึ่งมีรายละเอียดแสดงดังต่อไปนี้

ช่วงสวิตช์กำลังนำกระแส การทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส แสดงได้ดังรูปที่ ก.2 พบว่าช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส ตัวเก็บประจุ C_1 จะอัดประจุ ส่วนตัวเก็บประจุ

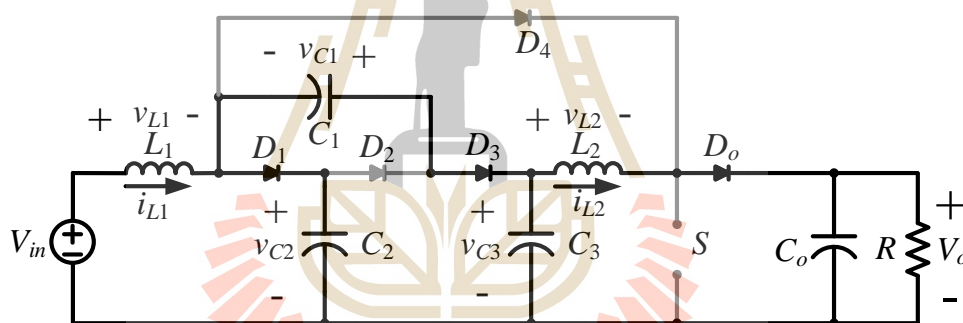
C_2 , C_3 และ C_o จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนกับแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ไดโอด D_2 และ D_4 นำกระแส เนื่องจากไดโอด D_4 ได้รับการไบอัสตรงจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตเพื่อนำกระแสเข้าสู่สวิตช์กำลัง S และไดโอด D_2 ได้รับการไบอัสตรงจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_2 เพื่ออัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_1 ในขณะที่ไดโอด D_1 , D_3 และ D_o ไม่สามารถนำกระแส เนื่องจากไดโอด D_1 ได้รับการไบอัสย้อนกลับจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_2 ทำให้แรงดันที่ขาแอนโอดมีค่าน้อยกว่าขาแคโทด ($V_{in} < V_{C2}$) ส่วนไดโอด D_3 ได้รับการไบอัสย้อนกลับจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_3 ซึ่งทำให้แรงดันที่ขาแอนโอดมีค่าน้อยกว่าขาแคโทด ($V_{C2} < V_{C3}$) และในลักษณะเดียวกันไดโอด D_o ได้รับการไบอัสย้อนกลับจากตัวเก็บประจุ C_o ที่คายประจุและทำให้แรงดันที่ขาแอนโอดมีค่าน้อยกว่าขาแคโทด ($V_{C3} < V_o$) ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส จึงมีกระแสไหลผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง คือ ตัวเหนี่ยวนำ L_1 , L_2 ไดโอด D_2 , D_4 สวิตช์กำลัง S ตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 , C_3 , C_o และโหลดตัวต้านทาน R โดยในช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุ C_2 จะคายประจุผ่านไดโอด D_2 เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_1 จนตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าแรงดันตกคร่อมเท่ากัน ($V_{C1} = V_{C2}$) ส่วนตัวเก็บประจุ C_3 ซึ่งทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกหนึ่งแหล่งจ่ายในวงจรจะคายพลังงานที่กักเก็บไว้ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ส่วนตัวเก็บประจุ C_o จะคายพลังงานไปยังโหลดตัวต้านทาน R



รูปที่ ก.2 การทำงานของวงจรช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส

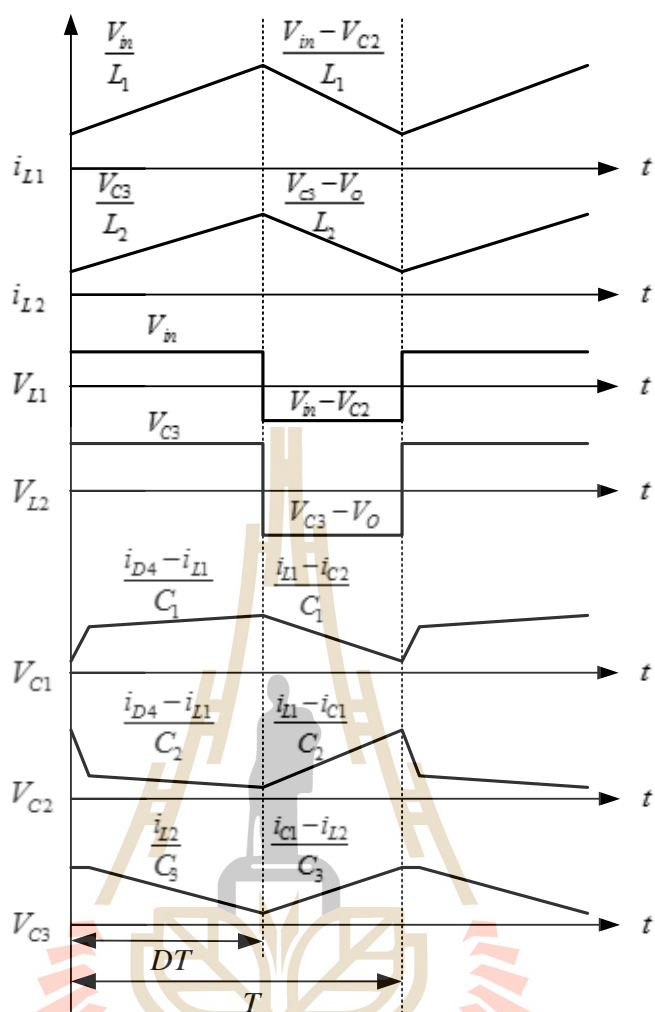
ช่วงสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ; การทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส แสดงได้ดังรูปที่ ก.3 พบว่าช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_2 , C_3 และ C_o จะอัดประจุ ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนกับแหล่งจ่ายแรงดัน ส่งผลให้ไดโอด D_1 , D_3 และ D_o นำกระแส ได้เนื่องจากได้รับการไบอัสตรง โดยไดโอด D_1 ได้รับการไบอัสตรงจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_2 ส่วนไดโอด D_3 ได้รับการไบอัสตรงจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_1 เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_3 และไดโอด D_o ได้รับการ

ไบอัสตรงจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_1 เช่นกันสำหรับอัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_o ส่วนไดโอด D_2 ได้รับการไบอัสย้อนกลับจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_1 ทำให้แรงดันที่ขาแอนโอดมีค่าน้อยกว่าแรงดันที่ขาแคโทด ($V_{C_2} < V_{C_1}$) และไดโอด D_4 ไม่นำกระแส เนื่องจากช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส แรงดันที่ขาแอนโอดของไดโอด D_4 มีค่าน้อยกว่าแรงดันที่ขาแคโทด ($V_{in} < V_o$) ทำให้ไดโอด D_4 ไม่ทำงาน ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์กำลัง S หยุดนำกระแส จึงมีกระแสไหลผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังดังนี้ ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 ไดโอด D_1, D_3, D_o ตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_o และโหลดตัวต้านทาน R ซึ่งช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุ C_2 จะได้รับการอัดประจุจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตผ่านไดโอด D_1 ส่วนตัวเก็บประจุ C_1 จะคายพลังงานที่กักเก็บไว้ผ่านทางไดโอด D_3 เพื่ออัดประจุให้ตัวเก็บประจุ C_3 ซึ่งตัวเก็บประจุ C_3 ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกหนึ่งแหล่งจ่ายในวงจร ส่วนตัวเก็บประจุ C_o จะได้รับการอัดประจุจากตัวเก็บประจุ C_1 ผ่านทางไดโอด D_3 และ D_o ก่อนไหลผ่านไปยังโหลดตัวต้านทาน R



รูปที่ ก.3 การทำงานของวงจรช่วงที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

จากช่วงการทำงานของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ทั้งสองช่วงการทำงาน จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 ได้แสดงดังรูปที่ ก.4



รูปที่ ก.4 รูปคลื่นสัญญาณกระแส และแรงดันของอุปกรณ์ภายในวงจร

วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง มีอัตราขยายแรงดันของวงจร แสดงได้ดังสมการที่ (ก-1) ต่อไปนี้

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

ความสัมพันธ์ของความเครียดแรงดัน และพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ภายในวงจรทระดับแรงดันสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังตารางที่ ก.1

ตารางที่ ก.1 ค่าความเครียดแรงดัน และการประมาณค่าพิกัดกระแส

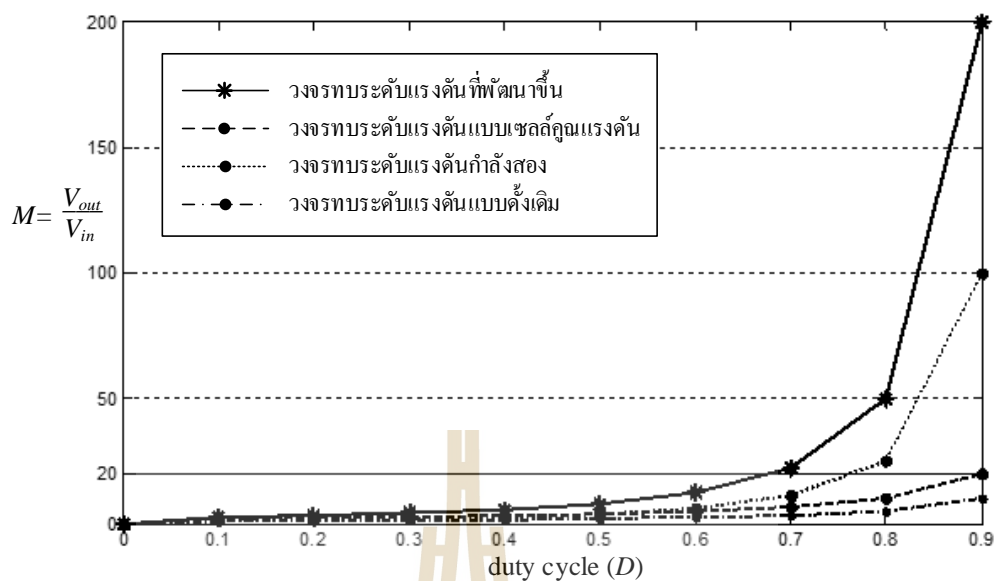
อุปกรณ์	V_{stress}	i
S	$V_s = V_o$	$i_s = i_{D4} + i_{L2} - i_{D_o}$
D_1	$V_{D1} = (1-D) \frac{V_o}{2}$	$i_{D1} = i_m - i_{D4}$
D_2	$V_{D2} = (1-D) \frac{V_o}{2}$	$i_{D2} = i_{D1}$
D_3	$V_{D3} = (1-D) \frac{V_o}{2}$	$i_{D3} = i_{D2}$
D_4	$V_{D4} = V_o$	$i_{D4} = i_m - i_{D1}$
D_o	$V_{D_o} = V_o$	$V_{D_o}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

ในส่วนต่อมาจะเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะในการขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง กับวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง และวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่ขนานแรงดัน โดยสามารถพิจารณาเปรียบเทียบความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง คือ ไดโอดกำลัง สวิตช์กำลัง และตัวเก็บประจุ ภายในวงจรของทั้งสามวงจร ได้ดังตารางที่ ก.2

ตารางที่ ก.2 อัตราขยายแรงดัน และความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์กำลังต่าง ๆ

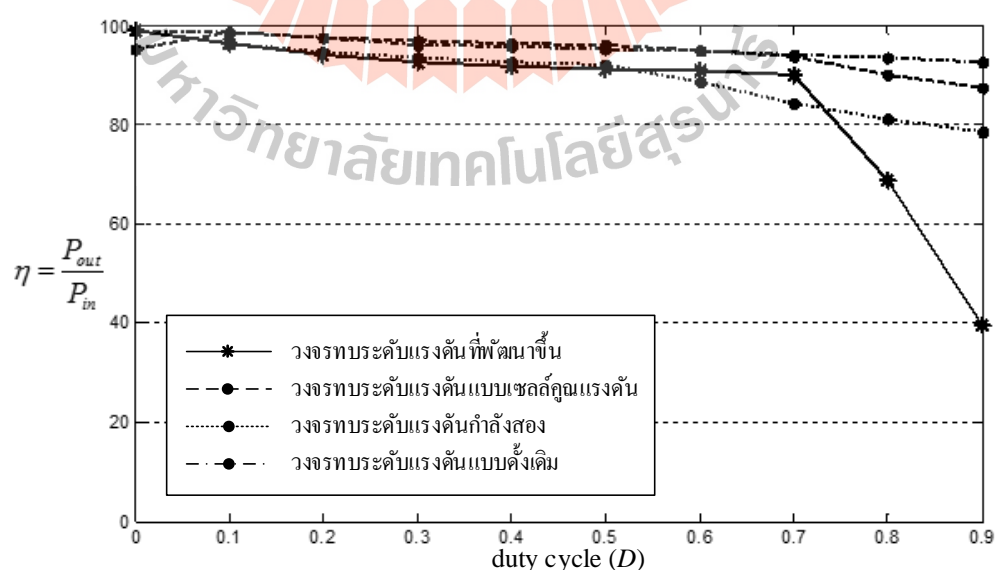
สัญลักษณ์	วงจรทระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น	วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน	วงจรทระดับแรงดันกำลังสอง
M	$\frac{2}{(1-D)^2}$	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$
V_s	V_o	$\frac{V_o}{2}$	V_o
V_{D1}	$(1-D)\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{2}$	$(1-D)V_o$
V_{D2}	$(1-D)\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{2}$	-
V_{D3}	$(1-D)\frac{V_o}{2}$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

จากตารางที่ ก.2 สามารถพิจารณาอัตราขยายแรงดันของทั้งสามวงจรได้ดังรูปที่ ก.5 พบว่าที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ประมาณ 0.684 วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง มีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า ในขณะที่วงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม วงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน และวงจรทระดับแรงดันกำลังสอง จำเป็นต้องทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ที่ค่อนข้างสูงมาก เพื่อให้ได้อัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า แสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดียวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง มีความสามารถในการทระดับแรงดันโดยมีอัตราขยายแรงดันสูงถึงประมาณ 20 เท่า โดยที่สวิตช์กำลังทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ที่ไม่สูงมากนัก



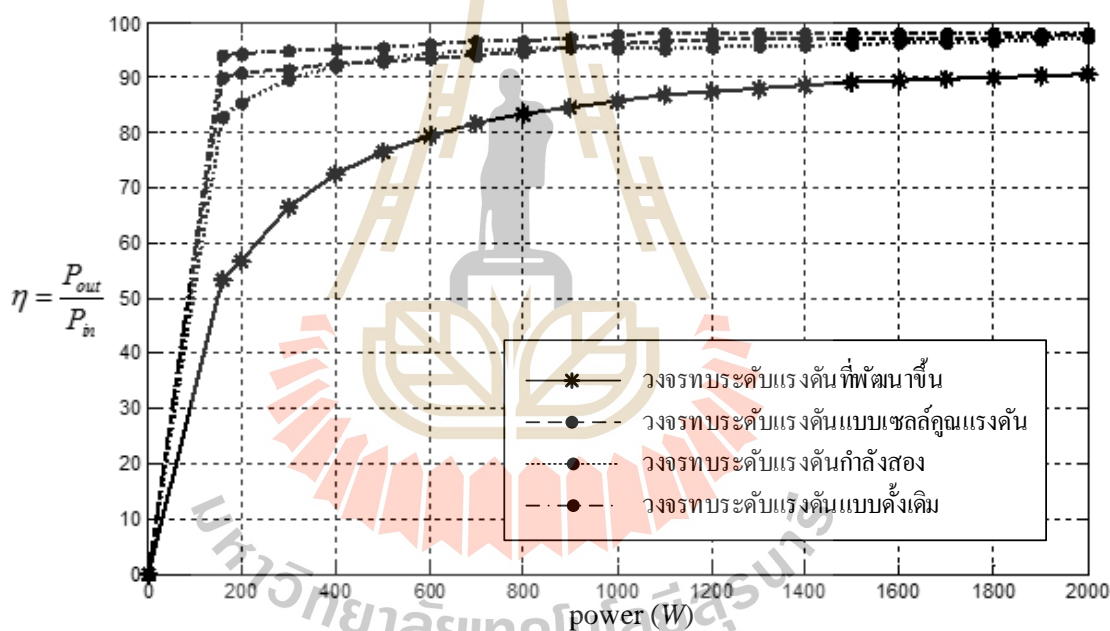
รูปที่ ก.5 อัตราขยายแรงดันของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ในส่วนต่อมาเป็นการประเมินประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เปรียบเทียบกับวงจรทระดับแรงดันแบบเซลล์คู่แรงดัน วงจรทระดับแรงดันกำลังสอง และวงจรทระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ดังแสดงในรูปที่ ก.6 ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ประมาณ 0.7 วงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีค่าประสิทธิภาพอยู่ที่ประมาณ 90.3 % และเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มสูงขึ้น ประสิทธิภาพของวงจรจะมีลดลง ซึ่งอาจเกิดจากการสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่เพิ่มสูงขึ้น เมื่อวงจรทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ที่สูงขึ้น



รูปที่ ก.6 ประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

จากนั้นเป็นการประเมินประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เมื่อปรับค่าโหลดตัวต้านทานเพื่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต การประเมินประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เปรียบเทียบกับวงจรระดับแรงดันแบบเซลล์คู่ขนานแรงดัน วงจรระดับแรงดันกำลังสอง และวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิม แสดงดังรูปที่ ก.7 พบว่าเมื่อทำการลดค่าโหลดตัวต้านทานลง ส่งผลให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันทุกวงจรจะเพิ่มสูงขึ้นตามกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต แต่เนื่องจากวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมากกว่าวงจรอื่น ๆ จึงส่งผลให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรเพิ่มขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงน้อยกว่าวงจรระดับแรงดันแบบอื่น ๆ

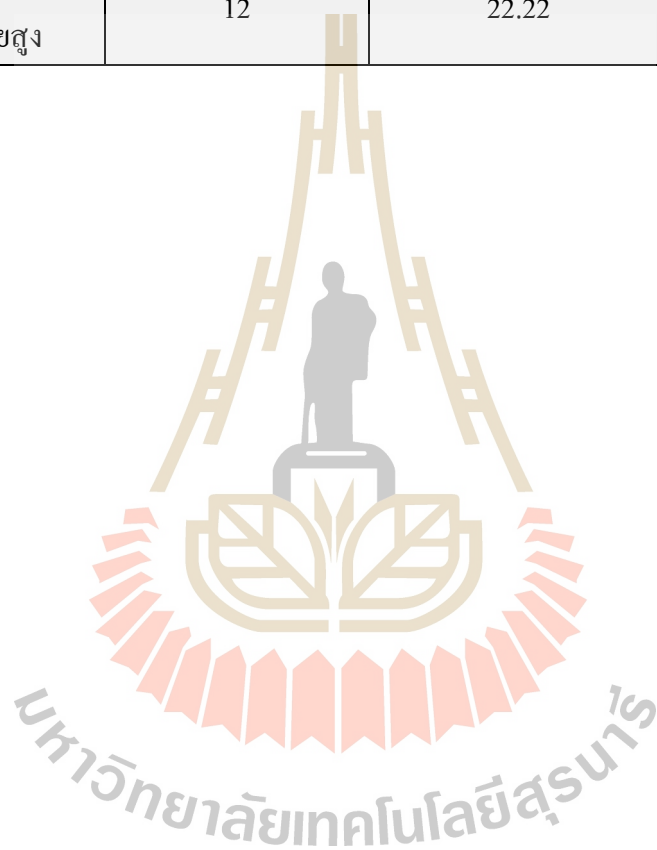


รูปที่ ก.7 ประสิทธิภาพของวงจรระดับแรงดันที่ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตต่าง ๆ

จากเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงกับวงจรระดับแรงดันแบบต่าง ๆ สามารถสรุปได้ดังตารางที่ ก.3 จะให้เห็นได้ว่าวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงมีสมรรถนะด้านอัตราขยายแรงดันที่สูงถึง 20 เท่า อีกทั้งยังมีประสิทธิภาพสูงถึง 90.3%

ตารางที่ ก.3 ผลการเปรียบเทียบของวงจรทระดับแรงดันแบบต่าง ๆ

วงจรทระดับแรงดัน	กำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.7		
	จำนวนอุปกรณ์ (ตัว)	อัตราขยายแรงดัน (เท่า)	ค่าประสิทธิภาพ (%)
แบบดั้งเดิม	4	3.33	97.7
กำลังสอง	8	11.11	85
แบบเซลล์คูณแรงดัน	8	6.67	96.2
แบบสวิตช์เดียว อัตราขยายสูง	12	22.22	90.3





ภาคผนวก ข

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

DSP รุ่น eZdspTMF28335

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

การควบคุมการทำงานชุดทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ใช้ตัวควบคุมที่เื่อร่วมกับเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสในการควบคุม โดยอาศัยการเขียนโปรแกรมภาษาซีเพื่อควบคุมการทำงานผ่านทางบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยได้เลือกใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 แสดงดังรูป ข.1 สำหรับประมวลผลการควบคุมและสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิทช์ ซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์จากบริษัท Texas Instruments โดยลักษณะและส่วนประกอบที่สำคัญดังต่อไปนี้



รูปที่ ข.1 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335

คุณสมบัติที่สำคัญของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335

1. หน่วยประมวลผลสัญญาณดิจิทัล 32 บิต รองรับการประมวลผลทั้งแบบ floating point unit และ fixed point unit
2. ใช้สัญญาณนาฬิกา 150 MHz ในการประมวลผล หรือ 6.67 ns ต่อหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกา
3. หน่วยความจำประกอบด้วย
 - หน่วยความจำประเภท RAM 68 กิโลไบต์ (68 K bytes on-chip RAM)
 - หน่วยความจำประเภท Flash 512 กิโลไบต์ (512 K bytes on-chip Flash memory)
 - หน่วยความจำประเภท SRAM 256 กิโลไบต์ (256 K bytes on-chip SRAM memory)
4. พอร์ตเชื่อมต่อ XDS100 JTAG Emulator และพอร์ตเชื่อมต่อ RS232 แบบแยกสำหรับโปรแกรมแบบเวลาจริง (real-time in system programming)
5. พอร์ตแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (Analog to Digital converter) แบบ 12 บิต จำนวน 16 ช่องสัญญาณอินพุต
6. ตัวรับสัญญาณจากเอ็นโค้ดเดอร์ (Quadrature Encoder Pulse) จำนวน 2 ชุด
7. ePWM 12 ช่องสัญญาณ (6 โมดูล) สำหรับสร้างสัญญาณ PWM

8. Serial Peripheral Interface modules SPI จำนวน 1 ชุด (SPI-A)
9. Serial Communications Interface modules SCI จำนวน 3 ชุด (SCI-A,SCI-B,SCI-C)
10. ขาอินพุตและเอาต์พุตสำหรับเลือกโปรแกรมเพื่อใช้งานจำนวน 96 ขา

โมดูลการสร้างสัญญาณ PWM (enhanced PWM modules)

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

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

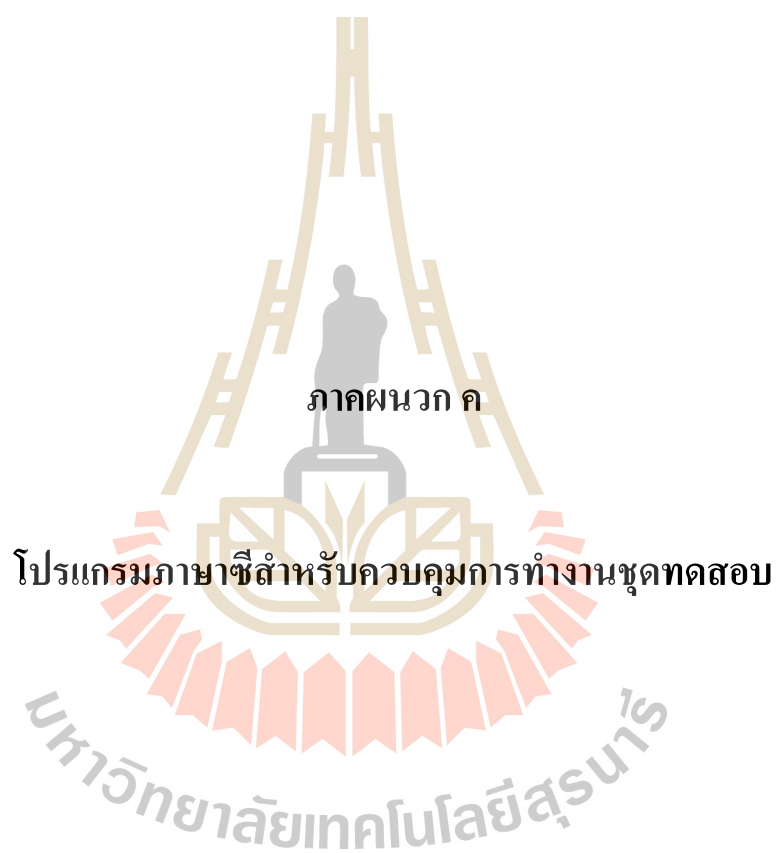
โดยที่	TBPRD	คือ	ค่าสูงสุดของค่านับสัญญาณนาฬิกา
	HSPCLKDIV	คือ	ตัวปรับคูณความเร็วสูงสัญญาณนาฬิกา (high speed clock scalar)
	CLKDIV	คือ	ตัวปรับคูณสัญญาณนาฬิกา (clock scalar)
	$f_{SYSCLKOUT}$	คือ	ความถี่ของระบบสัญญาณนาฬิกา 150 MHz
	f_{PWM}	คือ	ความถี่ของสัญญาณ PWM ที่ต้องการสร้าง (Hz)

การใช้งาน โมดูลแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิทัล ADC (Analog to Digital Converter)

การรับค่าสัญญาณแอนาลอกจากภายนอกสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 จะมีโมดูลสำหรับแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิทัล ที่มีความละเอียด 12 บิต

โดยสัญญาณแอนะล็อกที่สามารถรองรับจะมีแรงดันอยู่ในช่วง 0V ถึง 3V ซึ่งเมื่อบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์รับสัญญาณแอนะล็อกในช่วงแรงดันดังกล่าว จะทำการแปลงเป็นค่าดิจิทัลขนาด 12 บิต ซึ่งจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 – 4095 สำหรับโมดูล ADC มีทั้งหมด 16 ช่องอินพุตสัญญาณ แบ่งเป็นพอร์ตชุด A จำนวน 8 ช่องสัญญาณ (ADCINA0 – ADCINA7) และพอร์ตชุด B จำนวน 8 ช่องสัญญาณเช่นกัน (ADCINB0 – ADCINB7) โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ 3 ช่องสัญญาณ คือ ADCINA1 สำหรับรับสัญญาณกระแสอินพุต i_{L11} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{11} ADCINA2 สำหรับรับสัญญาณกระแสอินพุต i_{L21} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} และ ADCINA3 รับสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดในวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น





ภาคผนวก ค

โปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานชุดทดสอบ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ค.1 โปรแกรมการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™ F28335

```
#####
```

โปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มี
อัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

```
#####
```

```
#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
#endif

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

//=====Global Variables=====

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-5; //ประกาศตัวแปร sampling time

float T=0; //ประกาศตัวแปร Time

float Vref=400; //ประกาศตัวแปร Vref แรงดันเอาต์พุตอ้างอิง

float T1=3,Vref1=400; //ประกาศตัวแปร Vref1

float T2=6,Vref2=400; //ประกาศตัวแปร Vref2

float T3=9,Vref3=400; //ประกาศตัวแปร Vref3

float Verror=0; //ประกาศตัวแปร Verror

float ExcV=0,Sumv1=0,Sumv2=0; //ประกาศตัวแปร ExcV, Sumv1 และ Sumv2
//สำหรับควบคุมแรงดัน

float Kpv=2.5e-3,Kiv=0.09765625; //ประกาศตัวแปร Kpv และ Kiv

float Iref=0,Iref1=0,Iref2=0; //ประกาศตัวแปร Iref, Iref1 และ Iref2

float Ierror1=0,Ierror2=0; //ประกาศตัวแปร Ierror1 และ Ierror2

```

```

float p1=60,p2=40; //กำหนดพิกัดกำลังแหล่งจ่าย
float k1,k2; //ประกาศตัวแปร k1 และ k2

float Kpi=4.21875,Kii=7324.22; //ประกาศตัวแปร Kpi และ Kii
float Exci1=0,Sumi11=0,Sumi12=0; //ประกาศตัวแปร Exci1, Sumi11 และ Sumi12
float Exci2=0,Sumi21=0,Sumi22=0; //ประกาศตัวแปร Exci2, Sumi21 และ Sumi22

float pis1,pis2; //ประกาศตัวแปร pis1 และ pis2

int duty1=3750; //ประกาศตัวแปร duty1
int duty2=3750; //ประกาศตัวแปร duty2

//=====
//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; //อัปเดตค่ากระแส  $i_{L11}$ 
digi_i2=Current_Iin2; //อัปเดตค่ากระแส  $i_{L21}$ 
digi_v=Voltage_Vout; //อัปเดตค่าแรงดัน  $V_o$ 

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  $V_o$ 

//===== PI V loop =====
Error = Vref-vout; //คำนวณค่าความผิดพลาดของแรงดัน  $V_o$ 
Excv = Error*Kpv; //คำนวณการควบคุมแบบสัดส่วน
Sumv2 = Sumv1 + Kiv*Error*Ts; //คำนวณการควบคุมแบบอินทิกรัล
Iref= Excv + Sumv2 ; //คำนวณกระแสอ้างอิงจากลูปแรงดัน

//===== PI I loop1 =====
k1=p1/(p1+p2); //การถ่วงน้ำหนักกระแสสำหรับแหล่งจ่าย  $V_{in1}$ 
Iref1 = Iref*k1; //ปรับค่ากระแสอ้างอิง

```

```

Error1 = Iref1-iin1; //คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส  $i_{L11}$ 
Exci1 = Ierror1*Kpi; //คำนวณการควบคุมแบบสัดส่วน
Sumi12 = Sumi11 + Kii*Ierror1*Ts; //คำนวณการควบคุมแบบอินทิกรัล
pis1= Exci1 + Sumi12 ; //คำนวณสัญญาณอ้างอิงสำหรับสร้าง PWM

//===== PI I loop2 =====

k2=p2/(p1+p2); //การถ่วงน้ำหนักกระแสสำหรับแหล่งจ่าย  $V_{in2}$ 
Iref2 = Iref*k2; //ปรับค่ากระแสอ้างอิง
Ierror2 = Iref2-iin2; //คำนวณค่าความผิดพลาดของกระแส  $i_{L21}$ 
Exci2 = Ierror2*Kpi; //คำนวณการควบคุมแบบสัดส่วน
Sumi22 = Sumi21 + Kii*Ierror2*Ts; //คำนวณการควบคุมแบบอินทิกรัล
pis2= Exci2 + Sumi22 ; //คำนวณสัญญาณอ้างอิงสำหรับสร้าง PWM

//===== update variable =====
Sumv1=Sumv2; //อัปเดตค่าSumv1
Sumi11=Sumi12; //อัปเดตค่าSumi11
Sumi21=Sumi22; //อัปเดตค่าSumi21

//===== convert PI single to DUTY =====
duty1=3750-(pis1*23.4375); //แปลง pis1 เป็นค่าวัฏจักรหน้าที่ duty1
duty2=3750-(pis2*23.4375); //แปลง pis2 เป็นค่าวัฏจักรหน้าที่ duty2

//===== DUTY limiter =====
if(duty1>3750){duty1=3750;} //กำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่ต่ำกว่า 0
else if(duty1<750){duty1=750;} //กำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่เกิน 0.7
else {duty1=duty1;}

if(duty2>3750){duty2=3750;} //กำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่ต่ำกว่า 0
else if(duty2<750){duty2=750;} //กำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่ไม่เกิน 0.7
else {duty2=duty2;}

//===== Update DUTY =====
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = duty2; //อัปเดตสัญญาณ PWM ของสวิทช์  $S_2$ 

```

```

EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = duty1;           //อัปเดตสัญญาณ PWM ของสวิตช์ S1

T=T+Ts;                                     //ตัวจับเวลาการทำงาน

if(T>T1&&T<T2){Vref=Vref1;}               //เปลี่ยนแปลงค่า Vref ครั้งที่1
if(T>T2&&T<T3){Vref=Vref2;}               //เปลี่ยนแปลงค่า Vref ครั้งที่2
if(T>T3){Vref=Vref3;}                     //เปลี่ยนแปลงค่า Vref ครั้งที่3

}

=====
//ฟังก์ชัน interrupt void adc_isr
=====
interrupt void adc_isr(void)
{
    Voltage_VR1 = AdcMirror.ADCRESULT0;
    Current_Iin1 = AdcMirror.ADCRESULT1;     //รับค่าดิจิทัลของกระแส iL11
    Current_Iin2 = AdcMirror.ADCRESULT2;     //รับค่าดิจิทัลของกระแส iL21
    Voltage_Vout = AdcMirror.ADCRESULT3;     //รับค่าดิจิทัลของแรงดัน Vo
    // 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.
=====

```



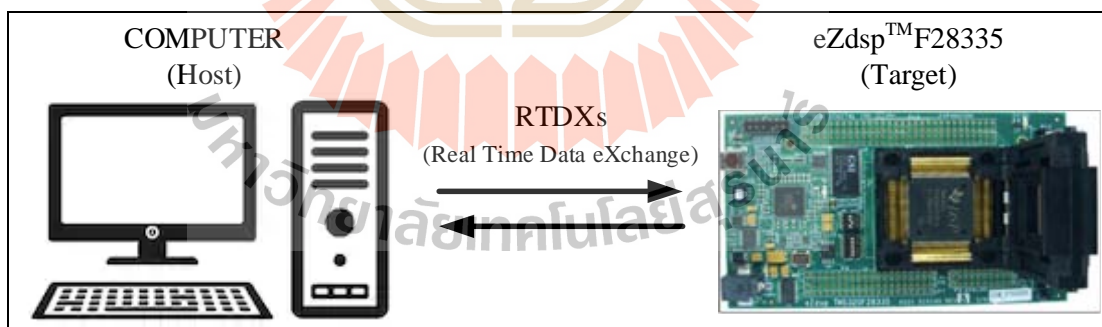

ภาคผนวก ง

การจำลองสถานการณ์วงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุต
ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในรูป

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL)

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 และโปรแกรม MATLAB Simulink โดยอาศัยการเขียนคำสั่งของตัวควบคุมชนิดพีไอที่พัฒนาขึ้นด้วยภาษาซี และบันทึกลงในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 เพื่อใช้ประมวลผลและควบคุมให้ได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นตามที่ต้องการ การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปเลือกใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบดังที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 ซึ่งการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 จะทำหน้าที่ในการประมวลผลของตัวควบคุมพีไอที่พัฒนาขึ้น และส่งสัญญาณ PWM ให้กับสวิทช์กำลังของวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้นซึ่งอยู่ในโปรแกรม MATLAB Simulink เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปจะอาศัยโปรแกรม Code Composer Studio V3.3 สำหรับการแก้ไขโปรแกรมควบคุมภาษาซีที่พัฒนาขึ้น และเชื่อมต่อบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 กับโปรแกรม MATLAB ผ่านทางพอร์ต USB โดยแผนภาพรูปที่ ๓.1 แสดงถึงหลักการทำงานของฮาร์ดแวร์ในลูป ซึ่งเป็นการรับส่งข้อมูลผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX (Real Time Data eXchange) เชื่อมโยงโปรแกรม MATLAB Simulink (Host) กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP รุ่น eZdsp™F28335 (Target)



รูปที่ ๓.1 แผนการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™F28335

การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp™F28335

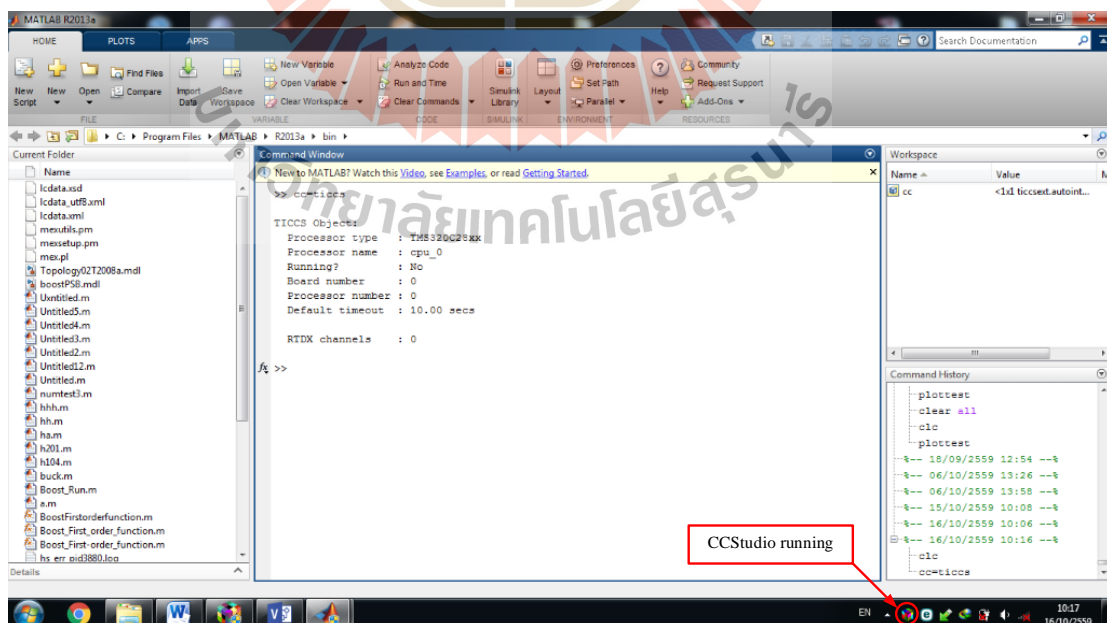
การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์กับบอร์ด eZdsp™F28335 ลำดับแรกทำการติดตั้งซอร์ฟแวร์โปรแกรม MATLAB และโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3 โดยมีไอคอนโปรแกรม แสดงได้ดังรูปที่ ๓.2 ซึ่งประกอบด้วยโปรแกรม MATLAB โปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3 ใช้

สำหรับแก้ไขโปรแกรมควบคุมภาษาซีที่พัฒนาขึ้น eZdsp™F28335 และโปรแกรม Setup CCStudio v3.3 ใช้สำหรับกำหนดคุณสมบัติของบอร์ด eZdsp™F28335

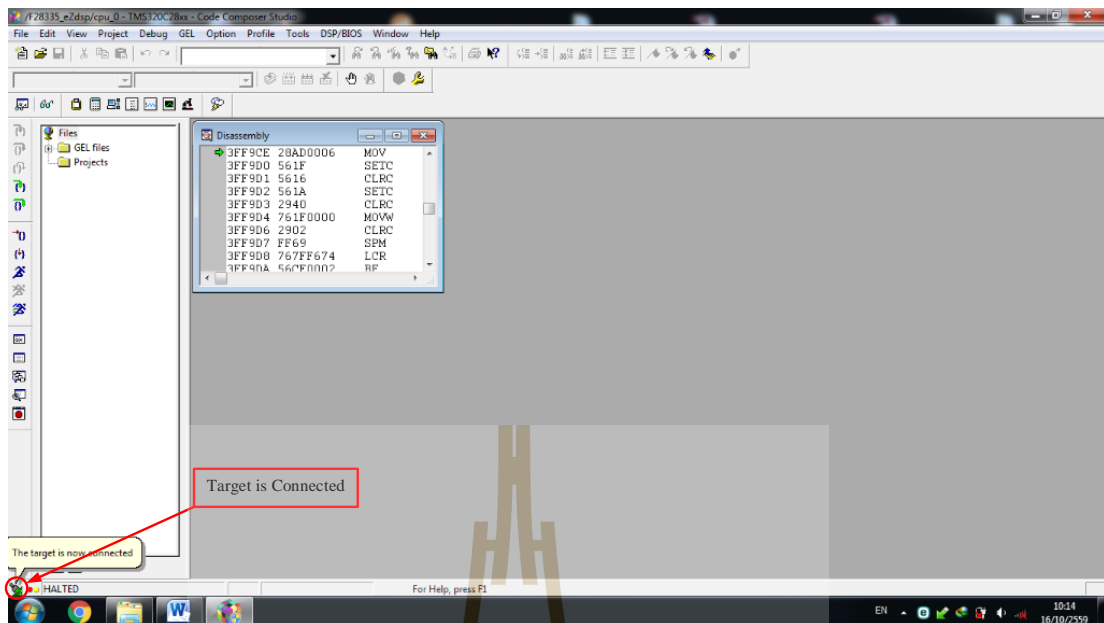


รูปที่ ง.2 ไอคอนซอฟต์แวร์โปรแกรมสำหรับการแบบฮาร์ดแวร์ในรูป

การเชื่อมต่อโปรแกรม MATLAB กับบอร์ด eZdsp™F28335 ทำได้โดยการเชื่อมต่อบอร์ดเข้ากับคอมพิวเตอร์ผ่านทางพอร์ต USB จากนั้นเปิดโปรแกรม MATLAB บนหน้าต่าง Command Window ให้ทำการพิมพ์คำสั่ง `cc=ticcs` เพื่อตรวจสอบว่าบอร์ด eZdsp™F28335 เชื่อมต่อกับซอฟต์แวร์ MATLAB เรียบร้อยแล้ว โดยจะปรากฏผลการตรวจสอบ ดังรูปที่ ง.3 จากนั้นทำการเปิดโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3 เพื่อสร้างไฟล์โปรเจกต์การทำงาน หน้าต่างของโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3 แสดงดังรูป ง.4 หลังจากเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp™F28335 แล้วจะปรากฏการเชื่อมต่อบอร์ด eZdsp™F28335 กับโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3 บริเวณมุมล่างซ้ายของหน้าต่าง ดังรูป ง.4



รูปที่ ง.3 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp™F28335

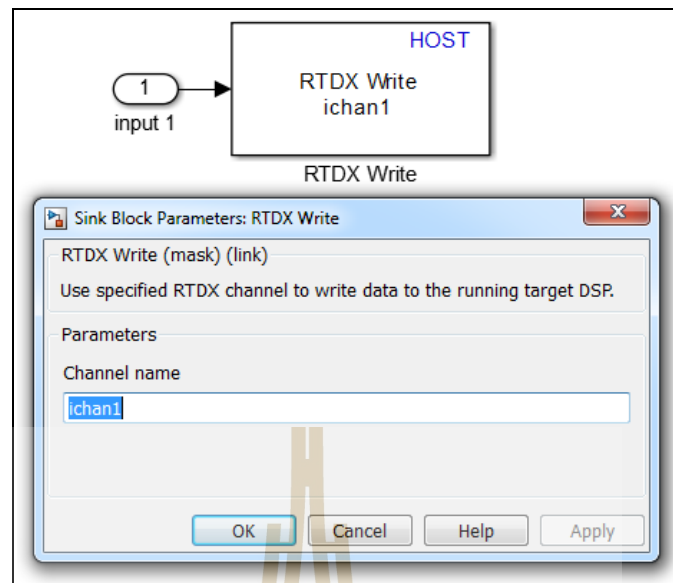


รูปที่ 4 หน้าต่างโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3

การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335

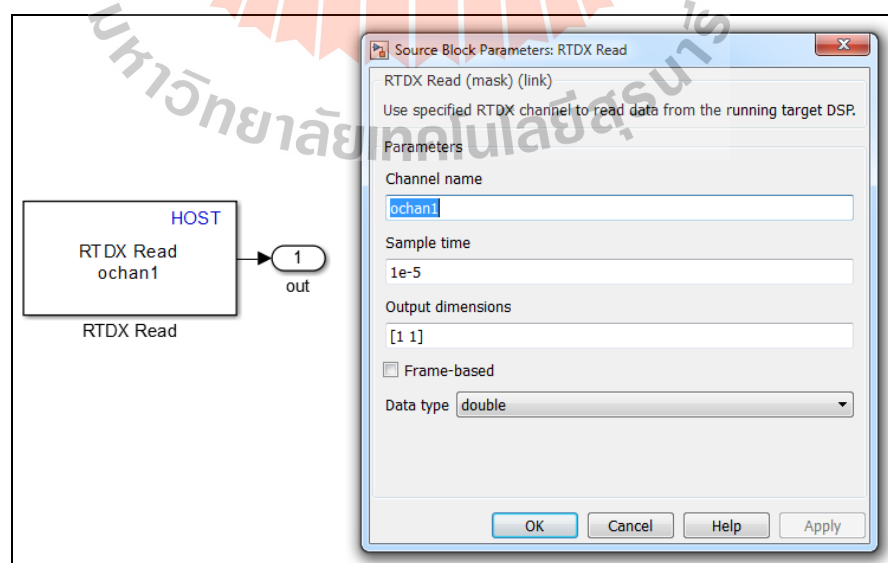
การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335 สำหรับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนของการรับข้อมูล และการส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335 ผ่านช่องทางสื่อสารแบบ RTDX การสื่อสารรับส่งข้อมูลดังกล่าว สามารถแบ่งออกเป็น 4 กรณี คือ การส่งข้อมูลจากโปรแกรม Simulink ไปยังบอร์ด eZdsp™ F28335 การรับข้อมูลของโปรแกรม Simulink จากบอร์ด eZdsp™ F28335 การส่งข้อมูลจากบอร์ด eZdsp™ F28335 มายังโปรแกรม Simulink และการรับข้อมูลของบอร์ด eZdsp™ F28335 จากโปรแกรม Simulink ซึ่งแต่ละกรณีสามารถอธิบายได้ดังนี้

กรณีที่ 1 การส่งข้อมูลจากโปรแกรม Simulink ไปยังบอร์ด eZdsp™ F28335 สามารถทำได้โดยใช้บล็อกอินพุต RTDX Write ที่สามารถเรียกใช้จากไลบรารี RTDX simulation block ซึ่งอยู่ในบล็อกเครื่องมือภายในโปรแกรม MATLAB การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของบล็อกอินพุต RTDX Write มีเพียงชื่อของช่องอินพุต (Channel name) ซึ่งในที่นี้จะยกตัวอย่างการกำหนดชื่อช่องอินพุตสำหรับระบบการทดสอบรับ และส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335 ผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX แสดงดังรูป 5 เป็นการรับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink มาเก็บไว้ในตัวแปรชื่อ ichan1



รูปที่ ง.5 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Write

กรณีที่ 2 การรับข้อมูลของโปรแกรม Simulink จากบอร์ด eZdsp™F28335 ทำได้โดยอาศัยบล็อกเอาต์พุต RTDX Read ซึ่งอยู่ในไลบรารี RTDX simulation block การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของบล็อกเอาต์พุต RTDX Read ได้แก่ ชื่อของช่องเอาต์พุต (Channel name) ช่วงเวลาในการซักรับตัวอย่างสำหรับรับข้อมูล (Sample Time) ขนาดของข้อมูลที่ส่งมาจากบอร์ด eZdsp™F28335 (Output dimensions) และชนิดข้อมูล (Data type) แสดงได้ดังรูป ง.6 (double คือ ชนิดข้อมูลแบบตัวเลขทศนิยมละเอียด (float))



รูปที่ ง.6 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Read

กรณีที่ 3 การส่งข้อมูลจากบอร์ด eZdsp™ F28335 มายังโปรแกรม Simulink สามารถทำได้ โดยการใช้ฟังก์ชันชุดคำสั่งภาษาซี บนโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3 ดังนี้

- RTDX_CreateOutChannel(ochan1);
- เป็นฟังก์ชันคำสั่งการสร้างช่องเอาต์พุต RTDX สำหรับใช้ส่งข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink โดยชื่อของช่องเอาต์พุตดังกล่าวจะต้องกำหนดให้เหมือนกับชื่อของช่องการรับข้อมูลของโปรแกรม Simulink
- RTDX_enableOutput(&ochan1);
- เป็นฟังก์ชันคำสั่งเปิดใช้งานช่องเอาต์พุต RTDX ที่ชื่อ ochan1 สำหรับใช้ส่งข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink
- RTDX_write(&ochan1,dout1,nbuf*sizeof(long))
- เป็นฟังก์ชันคำสั่งเขียนส่งข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink ผ่านทางช่องเอาต์พุต RTDX ชื่อ ochan1 โดยจะต้องกำหนดค่าข้อมูล ขนาดข้อมูล และชนิดของข้อมูลในวงเล็บ ฟังก์ชันดังกล่าว

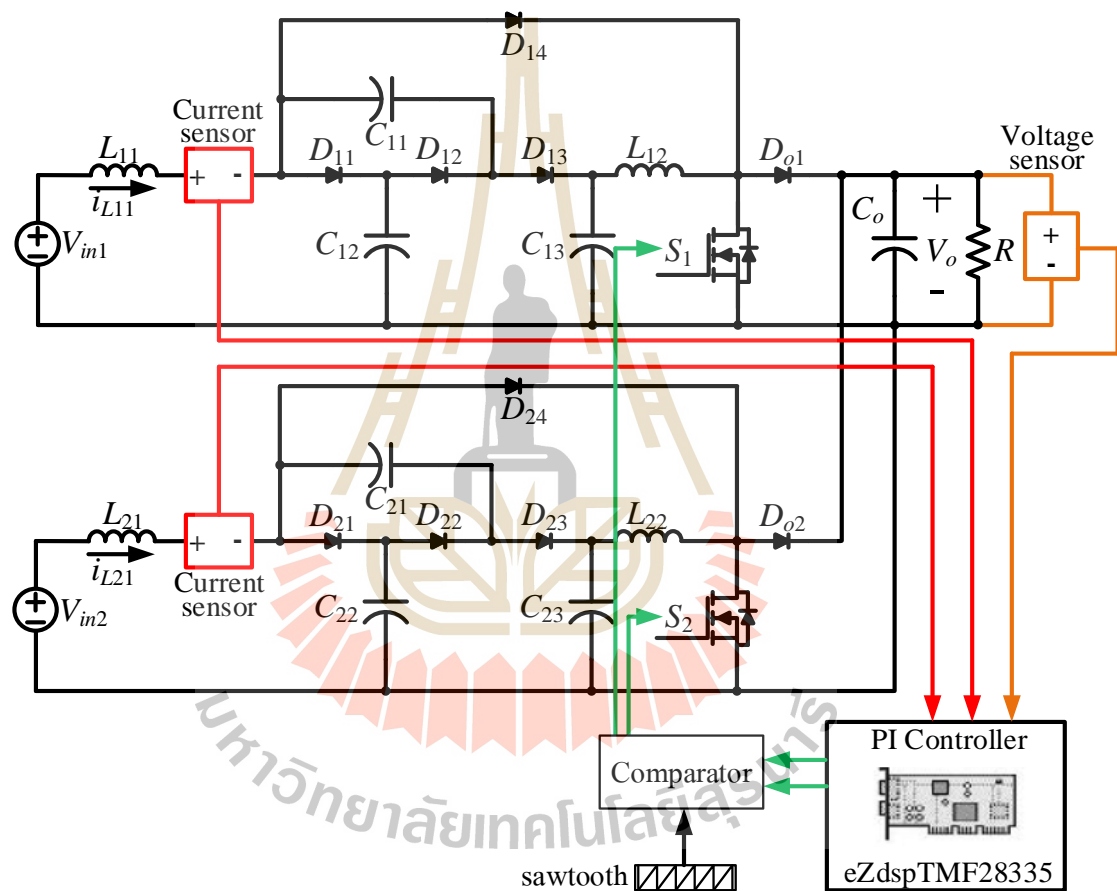
กรณีที่ 4 การรับข้อมูลของบอร์ด eZdsp™ F28335 จากโปรแกรม Simulink ทำได้โดยการใช้ฟังก์ชันชุดคำสั่งภาษาซีบนโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3 ดังนี้

- RTDX_CreateInputChannel(ichan1);
- เป็นฟังก์ชันคำสั่งการสร้างช่องอินพุต RTDX สำหรับใช้รับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink โดยชื่อของช่องอินพุตดังกล่าวจะต้องกำหนดให้เหมือนกับชื่อของช่องการส่งข้อมูลของโปรแกรม Simulink
- RTDX_enableInput(&ichan1);
- เป็นฟังก์ชันคำสั่งเปิดใช้งานช่องอินพุต RTDX ที่ชื่อ ichan1 สำหรับใช้รับข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink
- RTDX_read(&ichan1,din1,nbuf*sizeof(long))
- เป็นฟังก์ชันคำสั่งอ่านข้อมูลที่รับมาจากช่องอินพุต RTDX ชื่อ ichan1

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

การประยุกต์เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปโดยอาศัยตัวควบคุมที่พัฒนาขึ้น

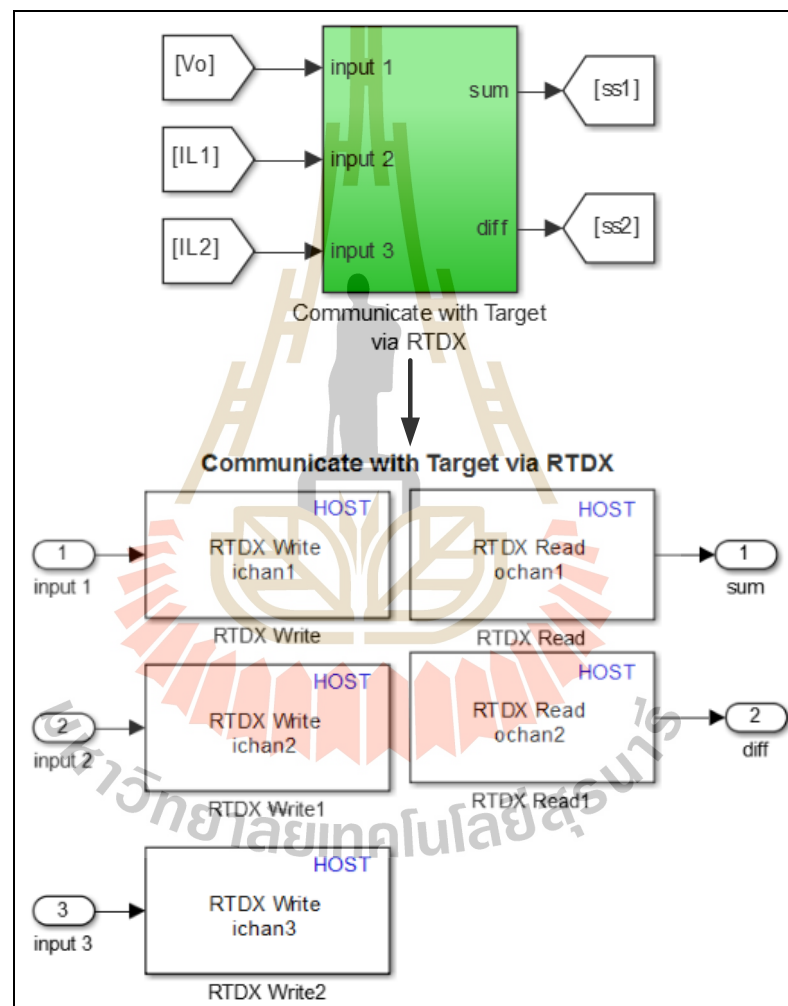
ในการจำลองสถานการณ์จะอาศัยตัวโปรแกรมคำสั่งควบคุมภาษาซีที่พัฒนาขึ้น ในการประมวลผลการทำงานบนบอร์ด eZdsp™F28335 เพื่อรับส่งข้อมูลระหว่างซอฟต์แวร์ (MATLAB, Simulink) กับระบบฮาร์ดแวร์ (บนบอร์ด eZdsp™F28335) ผ่านช่องทางการสื่อสาร RTDX โดยโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงได้ดังรูป ง.7



รูปที่ ง.7 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป

จากโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป ดังรูป ง.7 เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมพีไอที่พัฒนาขึ้น โดยมีการรับส่งข้อมูลจากโปรแกรม Simulink และ บอร์ด eZdsp™F28335 แสดงได้ดังรูปที่ ง.8 ซึ่งโปรแกรม Simulink จะส่งค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) กระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัว

เหนี่ยวนำ L_{11} (i_{L11}) และกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{21} (i_{L21}) ของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นไปยังบอร์ด และจากนั้นบอร์ด eZdsp™ F28335 จะทำการประมวลผลข้อมูลด้วยโปรแกรมภาษาซีที่พัฒนาขึ้นบนโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3 แสดงดังรูปที่ ๖.9 จากนั้นบอร์ด eZdsp™ F28335 จะส่งเอาต์พุตเป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์ S_1 (ss_1) และ สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์ S_2 (ss_2) กลับมายังโปรแกรม Simulink



รูปที่ ๖.8 แผนภาพระบบ RTDX การรับส่งข้อมูลบน โปรแกรม Simulink


```

#include <stdio.h>
#include "SumDiff.h"
#include <rtdx.h>
#include "target.h" /* RTDX_Read */
#include "target.h" /* TARGET_INITIALIZE */

void add_sub_buffers(float *in1, float *in2, float din3[1], floa
// #define MAX_BUFSIZE 1024 /*-- Upper limit on data buffer
/*-- define buffers, leave uninitialized, to be supplied by MATL

float din1[1];
float din2[1];
float din3[1];
float dout1[1];
float dout2[1];

float Vref=400;
float Verror=0;

float Ts=1e-5;

float ExcV=0, SumV=0;

float Kpv=0.0022, Kiv=0.09766;

float Iref, Iref1, Iref2;
float Ierror1=0, Ierror2=0;

float p1=160, p2=120;
float k1, k2;

float Vm=3.75, Vm1=7327, ??

```

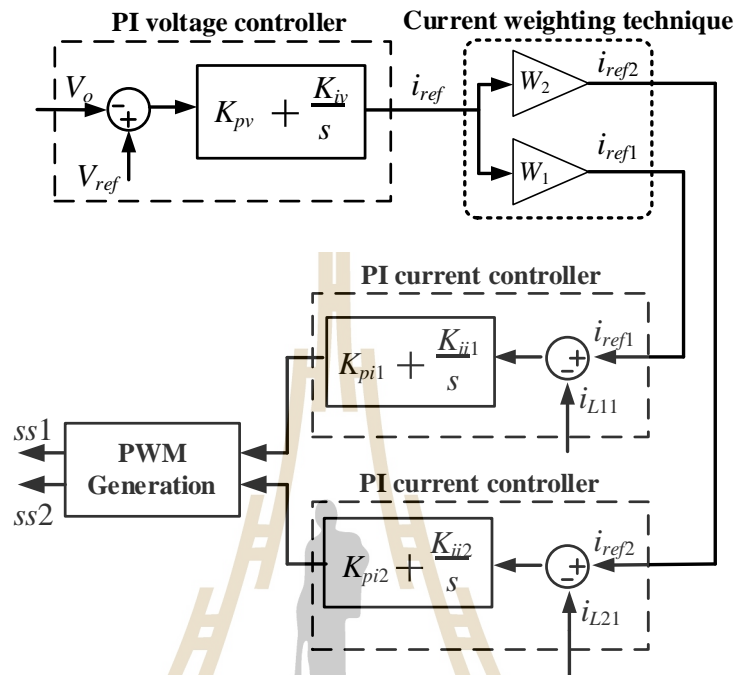
รูปที่ ง.9 หน้าต่างโปรแกรม F28335 eZdsp CCStudio v3.3

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในกลุ่มของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น สามารถแสดงการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ที่เป็น โปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335 ได้ดังรูป ง.10



รูปที่ ง.10 การเชื่อมต่อฮาร์ดแวร์ระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™ F28335

ทำการเขียนโค้ดโปรแกรมภาษาซี โดยกำหนดตัวแปรในการเขียนโปรแกรม และ โครงสร้างการทำงานของตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงได้ดังรูป ง.11



รูปที่ ง.11 แผนภาพของตัวควบคุมชนิดพีไอในการเขียนโค้ดโปรแกรมภาษาซี

กำหนดตัวแปรในการเขียนโค้ดโปรแกรม ดังนี้

din1	คือ ตัวแปรรับค่า V_o
din2	คือ ตัวแปรรับค่า i_{L11}
din3	คือ ตัวแปรรับค่า i_{L21}
dout1	คือ ตัวแปรรับค่าสัญญาณควบคุมสวิตช์ S1
dout2	คือ ตัวแปรรับค่าสัญญาณควบคุมสวิตช์ S2
Vref	คือ แรงดันเอาต์พุตอ้างอิง กำหนดเท่ากับ 400 V
Verror	คือ ค่าความผิดพลาดของแรงดัน
Ts	คือ Sampling Time
Kpv, Kiv	คือ ตัวแปรพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอลูปแรงดัน
Iref	คือ กระแสอ้างอิงจากลูปแรงดัน
Iref1, Iref2	คือ กระแสอ้างอิงที่ผ่านการถ่วงน้ำหนักแล้ว
Ierror1, Ierror2	คือ ค่าความผิดพลาดของกระแส

p1, p2 คือ พิกัดกำลังแหล่งจ่าย
 Kpi, Kii คือ ตัวแปรพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอลูปกระแส
 ss1, ss2 คือ สัญญาณควบคุมสวิตช์ S1 และ S2

```
#####
```

โปรแกรมภาษาซีสำหรับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป
 ของวงจรทระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น

```
#####
```

```
#include <stdio.h>
```

```
#include "SumDiff.h"
```

```
#include <rtdx.h>
```

```
#include "target.h"
```

```
=====
```

```
//ประกาศฟังก์ชันสำหรับการใช้งาน
```

```
=====
```

```
void add_sub_buffers(float *in1, float *in2, float din3[1], float *out1, float *out2);
```

```
=====
```

```
//ประกาศตัวแปร
```

```
=====
```

```
float din1[1];
```

```
float din2[1];
```

```
float din3[1];
```

```
float dout1[1];
```

```
float dout2[1];
```

```
float Vref=400;
```

```
float Verror=0;
```

```
float Ts=1e-5;
```

```
float Excv=0,Sumv=0;
```

```

float Kpv=0.0022,Kiv=0.09766;

float Iref,Iref1,Iref2;
float Ierror1=0,Ierror2=0;

float p1=160,p2=120;
float k1,k2;

float Kpi=3.75,Kii=7327.22;
float Exci1=0,Sumi1=0,Exci2=0,Sumi2=0;

float pis1,pis2;
float ss1,ss2;

float Tri_table[100]={0,0.16,0.32,0.48,0.64,0.8,0.96,1.12,1.28,1.44,1.6,1.76,1.92,2.08,2.24,2.4,2.56,2.72,2.88,3.04,3.2,3.36,3.52,3.68,3.84,4,4.16,4.32,4.48,4.64,4.8,4.96,5.12,5.28,5.44,5.6,5.76,5.92,6.08,6.24,6.4,6.56,6.72,6.88,7.04,7.2,7.36,7.52,7.68,7.84,8,7.84,7.68,7.52,7.36,7.2,7.04,6.88,6.72,6.56,6.4,6.24,6.08,5.92,5.76,5.6,5.44,5.28,5.12,4.96,4.8,4.64,4.48,4.32,4.16,4,3.84,3.68,3.52,3.36,3.2,3.04,2.88,2.72,2.56,2.4,2.24,2,1.92,1.76,1.6,1.44,1.28,1.12,0.96,0.8,0.64,0.48,0.32,0.16};

float Trit=1e-4;
float Triwave=0;
int16 point=0;
int16 Tripoint=0;

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

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

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

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, 1 * sizeof(long) );
    RTDX_read( &ichan2, din2, 1 * sizeof(long) );
    RTDX_read( &ichan3, din3, 1 * 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, 1 * sizeof(long) );
    while ( RTDX_writing != NULL )
    { /* wait for previous write to complete */
        #if RTDX_POLLING_IMPLEMENTATION
            RTDX_Poll();
        #endif
    }
    RTDX_write( &ochan2, dout2, 1 * sizeof(long) );
}

}

//=====
//add_sub_buffers
//=====

```

```

void add_sub_buffers(float *in1, float *in2, float *in3, float *out1, float *out2)
{
    short t;

    for (t = 0; t < 1; t++)
    {

        //===== PI V loop =====
        Verror = Vref-in1[t];
        ExcV = Verror*Kpv;
        Sumv = Sumv + Kiv*Verror*Ts;
        Iref= ExcV + Sumv ;

        //===== PI I loop1 =====
        k1=p1/(p1+p2);
        Iref1 = Iref*k1;
        Ierror1 = Iref1-in2[t];
        ExcI1 = Ierror1*Kpi;
        Sumi1 = Sumi1 + Kii*Ierror1*Ts;
        pis1= ExcI1 + Sumi1 ;

        //===== PI I loop2 =====
        k2=p2/(p1+p2);
        Iref2 = Iref*k2;
        Ierror2 = Iref2-in3[t]; // Verror
        ExcI2 = Ierror2*Kpi; //Kp
        Sumi2 = Sumi2 + Kii*Ierror2*Ts; //Ki
        pis2= ExcI2 + Sumi2 ;

        //===== Triwave gen =====
        point=point+10;
        if(point>=100){point=0;}
        Tripoint=point;
        Triwave=Tri_table[Tripoint];

        //===== compare =====
        if(pis1>=Triwave){ss1=1;}
        else{ss1=0;}

        if(pis2>=Triwave){ss2=1;}
    }
}

```

```
else {ss2=0;}

out1[t] = ss1;
out2[t] = ss2;
}
return;
}
```





ภาคผนวก จ

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

S. Khwan-on and K. Kongkanjana, "The control of a multi-input boost converter for renewable energy system applications" 2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON), Pattaya, 2017, pp. 1-4.

เกื้อกูล กองกาญจนะ และศุภรัตน์ ขวัญอ่อน “วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 40 (EECON-40) ณ โรงแรม เดอะชาयน์ จังหวัดชลบุรี วันที่ 15-17 พฤศจิกายน พ.ศ. 2560 จำนวน 4 หน้า

เกื้อกูล กองกาญจนะ และศุภรัตน์ ขวัญอ่อน “วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน” วารสารวิศวกรรมศาสตรมหาวิทาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ปีที่ 13 ฉบับที่ 3 เดือน กันยายน – ธันวาคม พ.ศ. 2561 จำนวน 15 หน้า

รายชื่ออนุสิทธิบัตรและลิขสิทธิ์ที่ยื่นคำขอในระหว่างศึกษา

ยื่นคำขออนุสิทธิบัตร วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เลขที่คำขอ 1803000994 วันที่ 30 มีนาคม 2561

ยื่นคำขออนุสิทธิบัตร การควบคุมวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
เลขที่คำขอ 1803000995 วันที่ 30 มีนาคม 2561

ยื่นคำขอลิขสิทธิ์ โปรแกรมควบคุมการทำงานวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เลขที่คำขอ 368454 วันที่ 3 สิงหาคม 2561

5th International Electrical Engineering Congress, Pattaya, Thailand, 8-10 March 2017

The Control of A Multi-Input Boost Converter for Renewable Energy System Applications

Sudarat Khwan-on
School of Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Nakhon Ratchasima, Thailand
Sudarat_kh@sut.ac.th

Kaugoon Kongkanjana
School of Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Nakhon Ratchasima, Thailand

Abstract—This paper proposes the control strategy of a multi-input boost converter for renewable energy system applications. The desired high output voltage with a constant level can be achieved using the multi-input boost converter. The low multi-input voltage sources are generated from renewable energy sources such as PV modules and wind turbines. The control of the multi-input boost converter is based on the PI controller consisting of the outer-loop voltage control and the multi-inner loop current control. The effectiveness of the designed controller to regulate the output voltage of the multi-input boost converter are demonstrated by simulation results under different operating conditions.

Keywords—multi-input boost converter; renewable energy; PI controller; control strategy

I. INTRODUCTION

Renewable energy sources such as photovoltaic (PV) modules, wind turbines and fuel cells play an important role in generation of the electricity. Due to the variation of the power generated from the renewable energy sources, the power converter is required to regulate the output power supplied to the load. The boost converters can boost up the input voltage at the low level to the higher level of the output voltage for the DC load. However, only single input source obtained from renewable energy may not be enough to supply the load. Employing the combination of several input sources together is interesting method to provide the sufficient power energy required for the load. In order to achieve this, the power converter configuration with multi-input sources needs to be designed to deliver the input power generated from renewable energy sources to the load. It is known that the renewable energy sources are not reliable, depending on the weather conditions, to produce the constant output voltage. Therefore, the appropriate control technique needs to be taken consideration for the regulation of the output voltage at the desired level.

Multipoint dc-dc converters can be classified in two groups: isolated and non-isolated converter topologies [1]. The non-isolated multi-input converter, such as buck, boost, Cuk and zeta converter, can share a common ground, whereas the isolated one needs to separate the ground by using the multiple winding transformers. The multi-input boost converter for renewable energy system application is shown in Fig. 1. It can be seen that there are more than one energy source supplied to the converter as its input. The proper controller is employed to control the output voltage supplied to the load under different

operating conditions. The powers obtained from renewable energy sources can be efficiently delivered to the load.

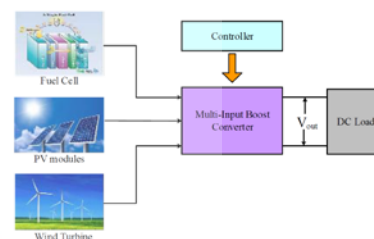


Fig. 1 Multi-input boost converter for renewable energy system

Several topologies of the multi-input DC-DC converter have been proposed in the literatures [2-5]. In [6] the two-input current-fed full-bridge DC-DC converter based on the multi-winding transformer is presented. The phase-shifted pulse width modulation (PWM) control is used. The zero voltage transition dual input boost converter is proposed in [7]. This converter provides soft switching for all semiconductor devices with only one auxiliary circuit. Although several multi-input DC-DC converters have been presented for renewable energy system applications, only few papers have mentioned on the control techniques to control those converters in different operating conditions. [6, 8] In this paper, the control strategy of the multi-input boost converter is presented to regulate the output voltage at the desired level. In the next section, the topology of the multi-input boost converter for renewable energy systems will be described. The PI controllers for the voltage and current loops will be designed.

II. MULTI-INPUT BOOST CONVERTER TOPOLOGY

The multi-input boost converter configuration is shown in Fig. 2. It consists of several conventional boost converters connected in parallel, transmitting the power to the DC load. The structure of each conventional boost converter module in Fig. 2 consists of one inductor, one power switch and one diode. The output capacitor, C , and the load resistor, R , are connected in parallel. The input voltages, V_{in1} , V_{in2} and V_{inn} , generated from the renewable energy sources are supplied to the multi-input boost converter. The power produced by each energy source is delivered to the load by using the same output capacitor.

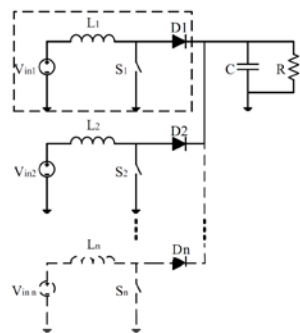


Fig. 2 The multi-input boost converter configuration

The inductors and a capacitor in the multi-input boost converter shown in Fig. 2 need to be selected properly in order to decrease the input current ripples and the output voltage ripples, respectively. The inductor in each input source can be independently designed which depends on the level of the power generated from each renewable energy source. The general formulas to design the converter inductor and capacitor are shown in (1) and (2), respectively.

$$L = \frac{DV_o}{f\Delta I} = \frac{V_o(V_o - V_o)}{fV_o\Delta I} \quad (1)$$

$$C = \frac{I_o D}{f\Delta V_o} = \frac{I_o(V_o - V_o)}{fV_o\Delta V_o} \quad (2)$$

where D is the duty cycle of the power switch, f is the switching frequency, V_{in} is the input voltage, V_o is the output voltage, I_o is the output current, ΔI is the desired ripple current flowing through the input inductor and ΔV_o is the desired ripple voltage across the output capacitor.

In this paper the input inductor connected in each input source is individual. The duty cycle, D , is defined as 0.75, the switching frequency, f , is 10kHz. The input voltage and the output voltage are 20V and 80V, respectively. The current and voltage ripples are 0.1A and 0.25V, respectively. By employing (1) and (2), the sizes of each input inductor and the output capacitor are 15mH and 500μF, respectively.

III. CONTROL STRATEGY OF MULTI-INPUT BOOST CONVERTER

Fig. 3 shows the control scheme of the multi-input boost converter. The two renewable energy sources, V_{in1} and V_{in2} , are considered. Therefore, two power switches, S_1 and S_2 , need to be switched properly in order to control the converter output voltage at the desired constant level. As it can be seen from Fig. 3, the proposed control technique is based on the PI controller. There is one outer loop used to control the voltage across the output capacitor. The multiple inner loops are used to control the currents flowing through the input inductors. One voltage sensor and two current sensors are required to measure the output voltage, V_o , and the inductor currents, I_{L1} and I_{L2} , respectively.

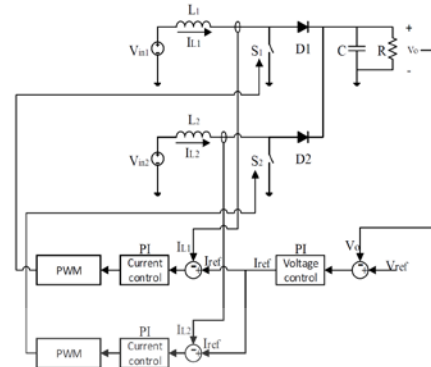


Fig. 3 Control scheme of the multi-input boost converter

The measured output voltage, V_o , is compared to the reference output voltage, V_{ref} . Then, the PI voltage control generate the reference current, I_{ref} , for the multiple current loops. The measured inductor currents, I_{L1} and I_{L2} , are then compared with this I_{ref} before sending each error signal to each PI control loop. After that the pulse width modulation (PWM) technique is used in each current loop for the generation of the gating signals to the power switches, S_1 and S_2 .

In order to control the converter output voltage at the desired constant level under a wide range operating condition, the PI controllers for the voltage loop and the multiple current loops need to be designed appropriately. Fig. 4 and Fig. 5 show the block diagrams for the voltage control and the current control of the multi-input boost converter, respectively.

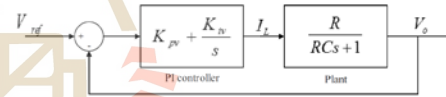


Fig. 4 The voltage control of the multi-input boost converter

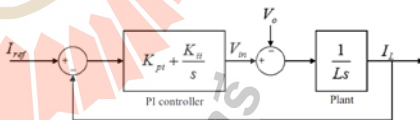


Fig. 5 The current control of the multi-input boost converter

The control parameter gains, K_{pv} and K_{nv} , of the PI controller for the voltage loop shown in Fig.4 can be expressed as

$$K_{pv} = 2\zeta\omega_c C - \frac{1}{R} \quad (3)$$

$$K_{nv} = \omega_c^2 C \quad (4)$$

5th International Electrical Engineering Congress, Pattaya, Thailand, 8-10 March 2017

For the current-loop PI controller shown in Fig. 5, the control parameter gains, K_{pi} and K_{ii} , can be expressed as

$$K_{pi} = \frac{2\zeta\omega_{ni}L}{V_{in}} \quad (5)$$

$$K_{ii} = \frac{\omega_{ni}^2L}{V_{in}} \quad (6)$$

where ζ is the damping ratio. The ω_{ni} and ω_{mi} are the natural frequencies for the voltage loop and the current loop, respectively. These natural frequencies can be calculated using the converter parameters, R and C , as follows:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad (7)$$

$$\omega_{ni} = \omega_c N \quad (8)$$

where N is the positive integer number. It represents that the operation of the current loop is faster than the voltage loop.

In this paper, the resistor load, R , is defined as 50Ω and N is chosen as 100. The damping ratio $\zeta = 1$ is used for both voltage and current loops to provide the critically damped response on the output voltage and the input currents with no overshoot. Therefore, the control parameter gains for the voltage loop and the current loops can be calculated as follows:

$$K_{pv} = 0.01, K_{iv} = 0.2, K_{pi} = 6, K_{ii} = 12000$$

IV. SIMULATION RESULTS

In order to confirm the performance of the control strategy of the multi-input boost converter for renewable energy system applications, the simulations have been carried out using MATLAB Simulink software package. The low input voltage, V_{in1} and V_{in2} , in each renewable energy source is considered in a range of 10V-30V. In this simulation the dc sources are used to act as the power sources generated from renewable energy systems. The converter parameters such as three inductors, the capacitor and the resistor located in Fig. 3 are designed as $L_1 = L_2 = 15mH$, $C = 500\mu F$, $R = 50\Omega$, respectively. The parameter gains, K_{pv} , K_{iv} , K_{pi} and K_{ii} , for the voltage-loop and current-loop PI controllers can be obtained as designed in the previous section.

The effectiveness of the multi-input boost converter with its control strategy under the variation in the reference output voltage is presented in Fig. 6. In this case both input voltages, V_{in1} and V_{in2} , are kept constant at 20V. As shown in Fig. 6, the output voltage, V_{out} , can be regulated very well. The input currents, $IL1$ and $IL2$, flowing through each input inductor keep increasing when the output voltage level increases. At the time about $t = 4s$, both input currents are relatively large because the output voltage is boosted up to a higher level of 80V. At the time about $t = 4.5s$, the output voltage can be controlled at the desired level of 40V and the input inductor currents drop to about 1A. It is clear that the output voltage and the input currents are smoothly controlled without the overshoots.

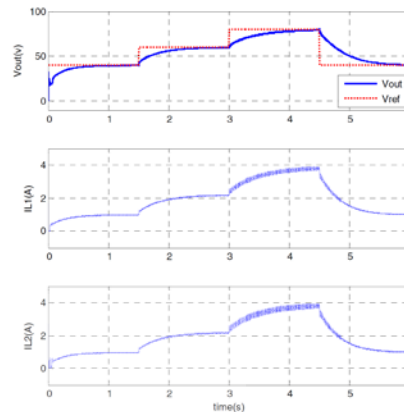


Fig. 6 The simulation results with the variation in the reference output voltage

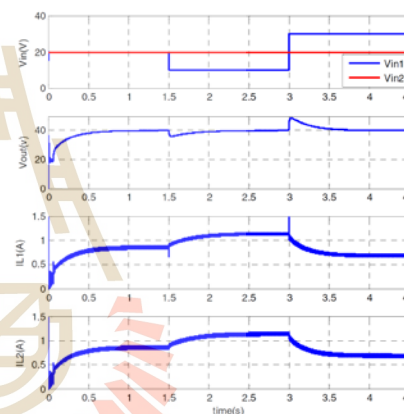


Fig. 7 The simulation results with the variation in one input voltage source

Fig. 7 shows the performance of the control technique for the multi-input boost converter under the variation in the voltage level of one input voltage source. The first input voltage source is varied between 10V and 30V, while the second input voltage source, V_{in2} , is kept constant at 20V. The simulated results confirm that the output voltage, V_{out} , is controlled at the constant level of 40V under steady-state operation. It means that the system is regulating satisfactorily at the desired level of the output voltage. Considering the transient operations at around $t = 1.5s$ and $t = 3.0s$, the changes in the output voltage level occur in a short time. Then, the

5th International Electrical Engineering Congress, Pattaya, Thailand, 8-10 March 2017

output voltage can be recovered back to the desired level of 40V using the proposed control strategy. The input inductor currents, IL1 and IL2, are relatively the same. The currents flowing through the inductors depend on the level of the power delivering to the load.

Fig. 8 shows the performance of the multi-input boost converter with its designed controller under the variation in both input voltage sources. The demand level of the output voltage is required at 40V. At the beginning, both input voltages, Vin1 and Vin2, are the same at 20V. From the obtained results shown in Fig. 8, the voltage, Vout, can be controlled at the demand level of 40V. Both input inductor currents are also the same and keep constant at steady state. At the time $t = 1.5s$, the first input voltage, Vin1, suddenly decreases to 10V while the second input voltage, Vin2, suddenly increases to 30V. The simulation results shows that the output voltage remains constant at 40V and both input inductor currents are the same at the previous operating condition. After that at time $t = 3s$, both input voltages suddenly change. The first input voltage level, Vin1, instantaneously changes from 10V to 30V whereas the second input voltage, Vin2, suddenly decreases from 30V to 10V. As show in Fig. 8, the output voltage of the system keeps regulating very well at the desired level without the overshoots. The input inductor currents remain constant at the steady state. It is clear that both inductor currents are similar because both current loops are designed individually. As can be considered from all the simulated results, it is confirmed that the proposed control technique of the multi-input boost converter for renewable energy system applications can provide the satisfactory performance even in the changes of converter operations.

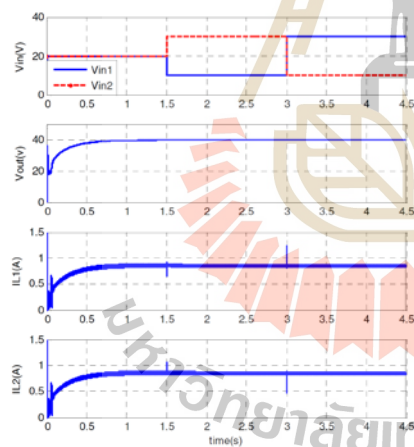


Fig. 8 The simulation results with the variation in both input voltage sources

V. CONCLUSION

This paper has presented a control strategy of the multi-input boost converter for renewable energy system applications. The multi-input boost converter topology consists of the cooperation of several boost converters in parallel connection. The converter parameters such as input inductors and output capacitor can be simply designed to achieve the small ripples in input currents and output voltage. The input voltages supplied to the multi-input converter can be produced by renewable energy sources such as PV modules and wind turbines. The control strategy is based on the PI controller. The design of the single voltage-loop control and the multiple current-loop controls based on the PI control technique are described. The simulation results show that the proposed control strategy for the multi-input boost converter can increase the low level of the multi-input voltages to the desired output voltage levels under various operating conditions.

ACKNOWLEDGMENT

This research work was fully supported by Suranaree University of Technology, Thailand.

REFERENCES

- [1] A. Lavanya, J. D. Navamani, K. Vijayakumar and R. Rakesh, "Multi-input DC-DC converter," in Proc. ICEEOT, 2016, pp. 2230-2233.
- [2] S. K. Haghghian, S. H. Hosseini, S. Danyali and H. Aghazadeh, "Multi-input dc boost converter supplied by a hybrid PV/Wind turbine power systems for street lighting application connected to the grid," in Proc. 47th IUPEC, London, 2012, pp. 1-6.
- [3] R. McCann and N. Smith, "Analysis and simulation of a multiple input interleaved boost converter for renewable energy applications," in Proc. IEEE 36th INTELEC, 2014, pp. 1-7.
- [4] D. J. S. Newlin, S. Rajasekaran and R. Ramalakshmi, "A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application," in Proc. ICGHPC, Nagercoil, 2013, pp. 1-6.
- [5] M. Azizi, M. Mohamadian and R. Beiranvand, "A new family of multi-input converters based on three switches leg," IEEE Trans. on Ind. Elec., 2016, vol. 63, pp. 6812-6822.
- [6] Y.-M. Chen, F. Y. Wu and Y. -C. Liu, "Multi-input DC/DC converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications," IEEE Trans. on Ind. Applications, 2002, vol. 38, pp. 1096-1104.
- [7] M. Delshad, A. T. Harchegani, M. Karimi and M. Mahdavi, "A new ZVT multi input converter for hybrid source systems," in Proc. International Conference on Applied Electronics, 2016, pp. 61-64, 2016.
- [8] K. K. Sawant and V. Mummadi, "Control of multi-input integrated buck-boost converter," in Proc. IEEE Region 10 and the Third ICIS, 2008, pp. 1-6.



การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๔๐ (EECON-40)

วันที่ ๑๕ - ๑๗ พฤศจิกายน ๒๕๖๐



วงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
A MULTI-INPUT STEP-UP CONVERTER WITH A HIGH VOLTAGE GAIN

เกื้อกูล กองกาญจนะ และ สุลาวัณย์ ขวัญอ่อน*

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และควบคุม

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี Sudarat_kh@sut.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ...

Abstract

This paper proposes a multi-input step-up converter topology with a high voltage gain for a low-voltage source system. The proposed converter can boost up the low input voltage about 20V to the high output voltage level of 400V...

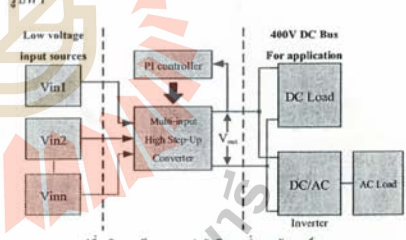
Keywords: Multi-input converter, High step-up-boost converter, PI controller

1. บทนำ

ในปัจจุบันพลังงานทดแทนเข้ามามีบทบาทสำคัญในการผลิตพลังงานไฟฟ้า เพื่อให้เพียงพอต่อความต้องการการใช้ไฟฟ้าที่เพิ่มมากขึ้น

จึงทำให้เกิดการพัฒนาวงจรที่จะช่วยให้สามารถนำพลังงานทดแทนที่มีระดับแรงดันต่ำมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น...

ในบทความนี้นำเสนอโครงสร้างของวงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง โดยพัฒนาจากการนำโครงสร้างของวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงและวงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแบบขนาน...



รูปที่ 1 โครงสร้างระบบยกระดับอินพุตค่าแรงดันอินพุตสูงแสดงดังรูปที่ 1

2. วงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง
โครงสร้างของวงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังรูปที่ 2 โดยจะพิจารณาในกรณีของแหล่งจ่ายคือ Vin1 และ Vin2 โดยเชื่อมต่อกับวงจรยกระดับแรงดันแบบ

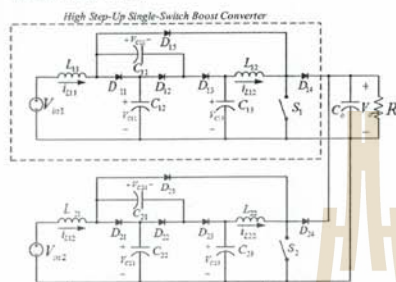


การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๔๐ (EECON-40)

วันที่ ๑๕ - ๑๗ พฤศจิกายน ๒๕๖๐



สวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง (High Step-Up Single-Switch Boost Converter) ที่สามารถยกระดับแรงดันให้สูงถึงประมาณ 20 เท่า ในลักษณะขนานกัน และเชื่อมต่อกับตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_o) และโหลดความต้านทาน (R)



รูปที่ 2 วงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

เนื่องจากมีสวิตช์สองตัว (S_1 และ S_2) ในวงจรที่พัฒนาขึ้นจึงพิจารณาโหมดการทำงานได้ 4 โหมดการทำงาน คือ

- โหมดที่ 1. S_1 และ S_2 นำกระแส
- โหมดที่ 2. S_1 นำกระแส และ S_2 หดนำกระแส
- โหมดที่ 3. S_1 หดนำกระแส และ S_2 นำกระแส
- โหมดที่ 4. S_1 และ S_2 หดนำกระแส

จากนั้นวิเคราะห์ช่วงการทำงานของวงจรโดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) เมื่อพิจารณาเอาต์พุตของวงจรระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแต่ละวงจร ดังสมการที่ 1 โดยวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแต่ละวงจรจำเป็นต้องมีอัตราขยายที่เท่ากัน เนื่องจากเป็นการต่อแบบขนาน ดังนั้น ในกรณีที่แรงดันอินพุตไม่เท่ากัน สวิตช์ของแต่ละวงจรจะนำแรงดันค่าที่เรียกว่า (D) ที่แตกต่างกัน

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

จากนั้นวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพื่อออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ปรากฏอยู่ในวงจรที่พัฒนาขึ้น เพื่อให้การกระเทือนของกระแสและแรงดันอยู่ในขอบเขตที่ต้องการ แสดงดังตารางที่ 1 โดยที่ตัวแปร n เป็นการบ่งบอกแหล่งจ่ายที่พิจารณา

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์การออกแบบค่าพารามิเตอร์ภายในวงจร	
$L_{o1} \geq \frac{V_{in} D_1}{f_{sw} \Delta i_{L_{o1}}}$	$L_{o2} \geq \frac{V_{in} D_2}{f_{sw} \Delta i_{L_{o2}}}$
$C_{o1}, C_{o2} \geq \frac{I_o}{V_{o1}^2 f_{sw}}$	$C_{o1} \geq \frac{I_o D_1}{f_{sw} \Delta v_{C_{o1}}}$
$C_o \geq \frac{I_o D}{f_{sw} \Delta v_o}$	

ในการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ กำหนดค่าที่ใช้ในการออกแบบดังต่อไปนี้

- แรงดันเอาต์พุต $V_o = 400V$, แรงดันอินพุต $V_{in1} = V_{in2} = 20V$
- โหลดความต้านทาน $R = 500\Omega$, กระแสเอาต์พุต $i_o = 0.8A$
- ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 20kHz$, ค่าวัฏจักรหนัที่สูงสุด $D_1 = D_2 = 0.7$
- พิกัดกำลังของวงจร $P_{o,max} = 400W$
- กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $i_{L_{o1}} = 20A, i_{L_{o2}} = 3A$
- ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ $V_{C_{o1}} = V_{C_{o2}} = 66.7V, V_{C_o} = 133.3V$
- ค่าการกระเทือนแรงดัน $\Delta v_{C_{o1}} = 1V(0.75\%V_{C_{o1}}), \Delta v_o = 1V(0.75\%V_o)$
- ค่าการกระเทือนกระแส $\Delta i_{L_{o1}} = 0.2A(1\%i_{L_{o1}}), \Delta i_{L_{o2}} = 0.5A(15\%i_{L_{o2}})$
- เมื่อคำนวณตามสมการในตารางที่ 1 โดยใช้ค่าที่กำหนดไว้เพื่อออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจร ได้ดังต่อไปนี้
- $L_{o1} = L_{o2} \geq 4mH, L_{o1} = L_{o2} \geq 11mH$
- $C_{o1} = C_{o2} = C_{o3} = C_{o4} \geq 100\mu F, C_{o1} = C_{o2} \geq 150\mu F$
- $C_o \geq 40\mu F$

3. การออกแบบตัวควบคุมที่โอสำหรับวงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

การควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงคือตัวควบคุมชนิดพีไอ ที่ประกอบด้วยสองอุปการทำงาน คืออุปควบคุมกระแสอินพุตและ อุปควบคุมแรงดันเอาต์พุต โดยบทความนี้พิจารณาวงจรที่มีสองแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตซึ่งเชื่อมต่อกับกันวงจร จะนำโครงสร้างการควบคุมจะมีการเพิ่มอุปควบคุมกระแสอินพุตสองอุปหลายจำนวนของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต เพื่อให้สามารถควบคุมการทำงานของสวิตช์ทั้งสองให้เป็นอิสระต่อกัน โดยการควบคุมเริ่มจากการวัดค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ก่อนนำเข้าสู่อุปควบคุมแรงดัน อุปควบคุมแรงดันสร้างสัญญาณกระแสอ้างอิง (i_{ref}) เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับกระแสอินพุตที่วัดได้ของทั้งสองแหล่งจ่ายคือ $i_{L_{o1}}$ และ $i_{L_{o2}}$ ก่อนเข้าสู่อุปควบคุมกระแส เพื่อสร้างสัญญาณอ้างอิงสำหรับนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอุปคลื่นสามเหลี่ยม เพื่อสร้างสัญญาณการสวิตช์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์ทั้งสองตัว (S_1, S_2) โครงสร้างการควบคุมแสดงดังรูปที่ 3

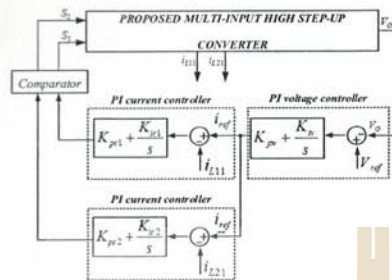
การออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมที่โอ จะอาศัยการออกแบบตัวควบคุมที่โอของวงจรระดับแรงดันแบบดั้งเดิมโดยวิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ ซึ่งจะนิยามการออกแบบ และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแสดงดังตารางที่ 2 เมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรดังต่อไปนี้ แรงดันอินพุต $V_{in1} = V_{in2} = 20V$

ค่าตัวเหนี่ยวนำ $L = L_{o1} = L_{o2} = L_{o3} = L_{o4} = 15mH$

ค่าตัวเก็บประจุ $C = C_{o1} = C_{o2} = C_{o3} = C_{o4} = C_o = 100\mu F$

ค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต $C_{o1} = C_{o2} = 150\mu F$

โหลดความต้านทาน $R = 320\Omega$, ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 20kHz$



รูปที่ 3 การควบคุมแรงดันและกระแสแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ตารางที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่โอ

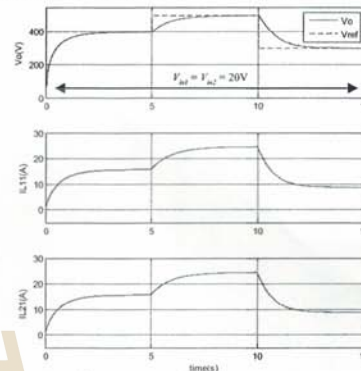
สัญลักษณ์	สมการ	ค่าพารามิเตอร์
ζ	-	0.707
ω_n	$\omega_n = \frac{1}{RC}$	31.25
K_{FF}	$K_{FF} = 2\zeta\omega_n C - \frac{1}{R}$	0.00129375
K_F	$K_F = \omega_n^2 C$	0.09765625
ω_{nl}	$\omega_{nl} = 100\omega_n$	3125
K_{PC1}, K_{PC2}	$K_{PC} = \frac{2\zeta\omega_n L}{V_m}$	3.5141
K_{IC1}, K_{IC2}	$K_{IC} = \frac{\omega_n^2 L}{V_m}$	7328.21875

4. ผลการจำลองสถานการณ์

การจำลองสถานการณ์วงจรระบบขับเคลื่อนแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงจะอาศัยโปรแกรม MATLAB SIMULINK โดยมีโครงสร้างวงจรและลักษณะการควบคุมแสดงดังรูปที่ 2 และรูปที่ 3 โดยมีค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรและค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่ได้ออกมาที่คำนวณไว้ในตารางที่ 2

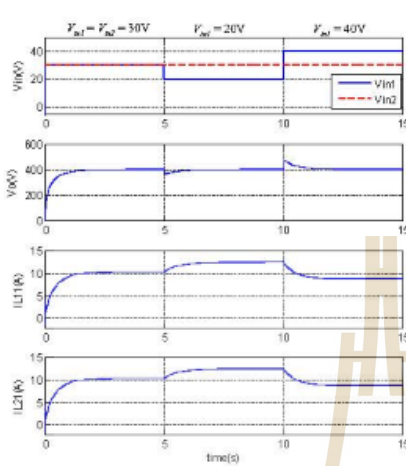
การจำลองสถานการณ์จะถูกแบ่งออกเป็น 3 กรณี ดังนี้ กรณีที่ 1 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดัน V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่ที่ 20V และปรับค่าแรงดันอ้างอิงเป็น 400V, 500V, 300V ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อมีการปรับเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 4 สังเกตเห็นได้ว่าในช่วงแรกเป็นเวลา 0 ถึง 5 วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าคงที่ที่ 400V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าสูงขึ้นเข้าสู่ 400V ที่สภาวะอยู่ตัว โดยกระแสอินพุต i_{L1} และ i_{L2} จะมีการปรับไปในทิศทางเดียวกันกับแรงดันเอาต์พุต และคงที่ประมาณ 1.5A ต่อมาที่เวลา 5 วินาที แรงดันอ้างอิงมีค่าเพิ่มขึ้น จาก 400V เป็น 500V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าที่เพิ่มขึ้นตามค่าแรงดันอ้างอิงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 500V ค่ากระแสอินพุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ที่ 2.5A สุดท้ายแรงดันอ้างอิงมีค่าลดลง จาก 500V เป็น 300V ที่เวลา 10 วินาที แรงดันเอาต์พุตลดลงตาม

เนื่องจากการควบคุมของตัวควบคุม และเข้าสู่ 300V ที่สภาวะอยู่ตัว ค่ากระแสอินพุตจะปรับตัวลดลงตามและคงที่อยู่ที่ประมาณ 9A จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ต้องการ ได้โดยมีการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันอ้างอิง ทั้งในกรณีของการเพิ่มแรงดัน หรือลดแรงดันก็ตาม

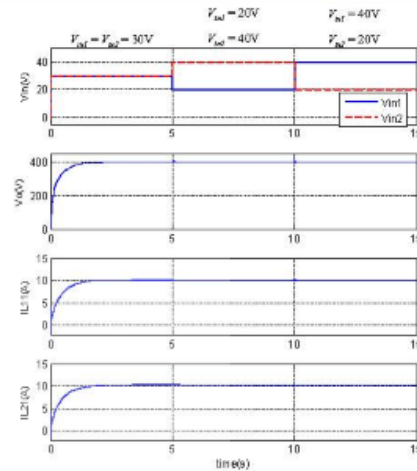


รูปที่ 4 ผลการตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง

กรณีที่ 2 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลงจาก 30V เป็น 20V และ 40V ตามลำดับ โดยแรงดันอินพุต V_{in2} คงที่ 30V และแรงดันอ้างอิงคงที่ 400V เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 5 เห็นได้ว่าในช่วงแรกแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าเท่ากับ 30V ตัวควบคุมควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่ 400V กระแสอินพุต i_{L1} และ i_{L2} มีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่อยู่ที่ประมาณ 10A ต่อมาที่เวลา 5 วินาที แหล่งจ่าย V_{in1} มีค่าลดลงจาก 30V เป็น 20V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนมีค่าเพิ่มขึ้นกลับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุตทั้งสองจะมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่อยู่ที่ประมาณ 13A เนื่องจากแรงดัน V_{in1} มีค่าลดลงแต่โหลดยังคงต้องการกำลังเท่าเดิม ตัวควบคุมจึงควบคุมให้กระแสอินพุตเพิ่มขึ้นเพื่อให้กำลังเพียงพอต่อความต้องการของโหลด ต่อมาที่เวลา 10 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 20V เป็น 40V เห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้น ก่อนที่ปรับตัวลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุตทั้งสองมีค่าลดลงและคงที่ประมาณ 8A เนื่องจากแรงดัน V_{in1} มีค่าเพิ่มขึ้นและโหลดยังคงต้องการกำลังเท่าเดิม ตัวควบคุมจึงควบคุมให้กระแสอินพุตทั้งสองมีค่าลดลง จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมสามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่และใกล้เคียงกับแรงดันอ้างอิงที่ 400V ได้ในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 5 ผลการทดสอบของเมื่อปรับเปลี่ยนแรงดัน V_{m1} โดยที่ V_{m2} คงที่ที่ 30V



รูปที่ 6 ผลการทดสอบของเมื่อปรับเปลี่ยนแรงดัน V_{m1} และ V_{m2}

กรณีที่ 3 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{m1} มีค่าเป็น 30V, 20V และ 40V แรงดัน V_{m2} มีค่าเป็น 30V, 40V และ 20V ตามลำดับ และแรงดันอ้างอิงอยู่ที่ 400V เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตทั้งสองแหล่งมีการเปลี่ยนแปลง ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 5 (เห็นได้ในช่วงแรกแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{m1} และ V_{m2} มีค่าเท่ากับที่ 30V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นสู่ค่า 400V และคงที่ที่สภาวะอยู่ตัว ต่อมาที่เวลา 5 วินาที แหล่งจ่าย V_{m1} มีค่าลดลงเป็นจาก 30V เป็น 20V ในขณะที่แหล่งจ่าย V_{m2} มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 30V เป็น 40V แรงดันเอาต์พุตยังมีค่าคงที่อยู่ที่ 400V และกระแสอินพุต i_{L1} และ i_{L2} จะมีค่าคงที่ที่ประมาณ 10A และต่อมาที่เวลา 10 วินาที แหล่งจ่าย V_{m1} มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 20V เป็น 40V แหล่งจ่าย V_{m2} มีค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V แรงดันเอาต์พุตยังมีค่าคงที่อยู่ที่ 400V และกระแสอินพุต i_{L1} และ i_{L2} คงที่อยู่ที่ประมาณ 10A เช่นเดิม เนื่องจากโวลต์ได้ปรับกำลังเพียงพอ เมื่อมีแหล่งจ่ายทั้งสองแหล่งมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันก็ตาม จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมสามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตทั้งสองแหล่งมีการเปลี่ยนแปลง

จากผลการจำลองสถานการณ์ทั้งหมด แสดงให้เห็นได้ว่าวงจรแบบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงและตัวควบคุมที่ออกแบบสามารถควบคุมการทำงานของวงจรได้อย่างมีประสิทธิภาพผลคล้ายได้สภาวะการทำงานที่แตกต่างกัน

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรแบบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า การออกแบบตัวพรีโมดูลของวงจรและวิธีการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ เพื่อใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่และเป็นไปตามที่ต้องการเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันแหล่งจ่ายทั้งสองแหล่ง จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมที่ได้ออกแบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้อย่างมีประสิทธิภาพภายใต้สภาวะการทำงานที่แตกต่างกัน

เอกสารอ้างอิง

- [1] 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
- [2] Y. Zhao, W. Li, Y. Deng, X. He, S. Lambert and V. Pickert, "High step-up boost converter with coupled inductor and switched capacitor," in *Proc. 5th IET PEMD 2010*, 2010, pp. 1-6.
- [3] W. Li and X. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications," in *IIEE Trans. on Ind. Electronics*, 2011, pp. 1239-1250.
- [4] A. Lavanya, J. D. Navamani, K. Vijayakumar and R. Rakesh, "Multi-input DC-DC converter," in *Proc. 2016 ICEEOT*, 2016, pp. 2230-2233.
- [5] N. Smith and R. McCann, "Analysis and simulation of a multiple input interleaved boost converter for renewable energy applications", *IEEE 36th INTELEC*, 2014, pp. 1-7

วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน A High Step-Up Multi-Input Boost Converter for Renewable Energy Systems

เกื้อกุล กองกาญจนะ¹ สударัตน์ ขวัญอ่อน^{2*}

¹นักศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

²อาจารย์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

Kuagoon Kongkanjana¹ Sudarat Khwan-on²

¹Master's degree, School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand

²Asst. Prof., School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand

* Corresponding author: Email: sudarat_kh@sut.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน โดยมีอัตราขยายแรงดันสูงประมาณ 20 เท่า ทั้งนี้วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้น สามารถเพิ่มระดับแรงดันอินพุต ที่ได้จากแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนซึ่งมีแรงดันค่อนข้างต่ำประมาณ 20V ถึง 40V ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตสูงขึ้นถึง 400V รวมทั้งสามารถใช้กับแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนได้มากกว่าหนึ่งแหล่งจ่าย เพื่อเพิ่มกำลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้โหลด บทความนี้อธิบายโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง และหลักการทางานของวงจร การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจร ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ เพื่อลดการกระเพื่อมของกระแสและแรงดัน การออกแบบตัวควบคุมที่โอสำหรับควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการ ซึ่งประกอบด้วยลู่วควบคุมแรงดันหนึ่งลู่ว และลู่วควบคุมกระแสหลายลู่ว โดยอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส เพื่อสร้างกระแสอ้างอิงที่เหมาะสมสำหรับลู่วควบคุมกระแสแต่ละลู่ว ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบวงจร แสดงให้เห็นว่าวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น มีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า และตัวควบคุมที่โอที่อาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ตามต้องการภายใต้เงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกันได้อย่างน่าพอใจ

คำสำคัญ: วงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราขยายแรงดันสูง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าหลายอินพุต แหล่งจ่ายพลังงานทดแทน ตัวควบคุมชนิดพีโอ

ABSTRACT

This paper proposes a multi-input high step-up boost converter topology for renewable energy system. The proposed converter provides a high voltage conversion ratio, approximately 20 times, in order to boost up the low input voltage generated from renewable energy sources about 20V – 40V to the high output voltage level of 400V. In addition, this proposed multi-input converter can employ with the multi-input sources to increase power to the load. In this paper, the configuration of the proposed converter and its principle of operation will be described. The converter parameters such as inductors and capacitors are designed to reduce the current and voltage ripples. The PI controller with one voltage control loop and multi current control loops is also designed to regulate the output voltage at the desired constant levels. The current control is based on the current weighting

technique in order to provide the proper reference current for each current control loop. Simulation and experimental results show that the proposed high step-up multi-input boost converter can increase the voltage conversion ratio of 20. The PI controller based on the current weighting technique can satisfactorily regulate the output voltage at the desired constant levels under different operating conditions.

Keyword: High step-up boost converter, multi-input boost converter, renewable energy, PI controller.

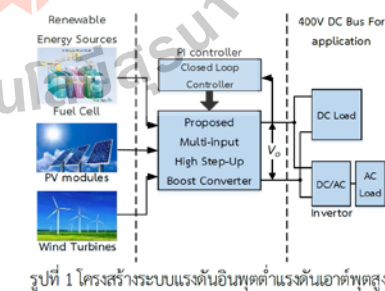
1. บทนำ

ปัจจุบันการเพิ่มขึ้นของจำนวนประชากรโลก ส่งผลให้ความต้องการใช้พลังงานไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาแหล่งพลังงานที่สามารถผลิตพลังงานไฟฟ้าได้อย่างยั่งยืนและไม่ก่อให้เกิดมลพิษ ด้วยเหตุนี้พลังงานทดแทน เช่น พลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานลม และ เซลล์พลังงาน จึงเข้ามามีบทบาทสำคัญในการผลิตพลังงานไฟฟ้า เพื่อตอบสนองความต้องการใช้พลังงานไฟฟ้าที่เพิ่มสูงขึ้น นำไปสู่การวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีต่าง ๆ เพื่อช่วยให้สามารถนำพลังงานทดแทนที่มีขนาดกำลังไฟฟ้าค่อนข้างต่ำและมีระดับแรงดันต่ำประมาณ 20V ถึง 40V มาใช้งานได้มีประสิทธิภาพ เช่น แผงเซลล์แสงอาทิตย์ 24V ขนาด 100W ถึง 200W โดยในอดีตมีการวิจัยเกี่ยวกับวงจรยกระดับแรงดันสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง (High Step-Up Single-Switch Boost Converter) [1]-[3] ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า ใช้สำหรับยกระดับแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันต่ำประมาณ 20V ให้มีค่าสูงถึงประมาณ 400V เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีระดับแรงดันอินพุตต่ำ ทำให้จำเป็นต้องมีกระแสอินพุตค่อนข้างสูง สำหรับจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้อย่างเพียงพอ ดังนั้นการใช้แหล่งจ่ายอินพุตเดี่ยวอาจไม่เพียงพอสำหรับจ่ายโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ๆ ด้วยเหตุนี้วงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุต (Multi-input Boost Converter) [4]-[6] สามารถช่วยเพิ่มกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด อย่างไรก็ตามวงจรดังกล่าวมีอัตราขยายแรงดันต่ำ จึงไม่สามารถนำไปใช้งานได้ที่ต้องการแรงดันสูงได้

บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรยกระดับแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน วงจรดังกล่าวพัฒนาขึ้นเพื่อยกระดับแรงดันอินพุตที่ได้จาก

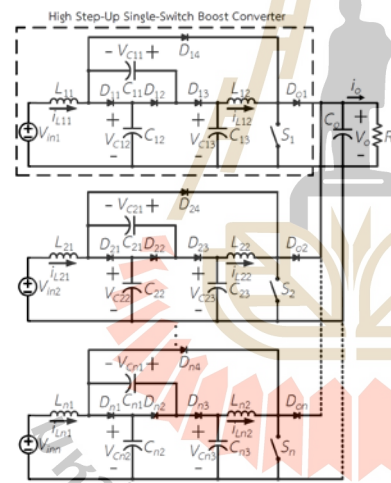
แหล่งจ่ายพลังงานทดแทนซึ่งมีแรงดันต่ำประมาณ 20V-40V ให้มีระดับแรงดันเอาต์พุตที่สูงถึงประมาณ 400V โดยอาศัยโครงสร้างวงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า และสามารถเพิ่มกำลังไฟฟ้าให้กับระบบได้ โดยอาศัยการเชื่อมต่อแหล่งจ่ายหลายแหล่งจ่ายแบบขนาน เพื่อสามารถนำแรงดันเอาต์พุตที่ได้นี้ไปใช้กับโหลดไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง หรืออาจใช้สำหรับโหลดไฟฟ้ากระแสสลับโดยอาศัยวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับต่อไป

บทความนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ที่ปรากฏในโครงสร้างวงจรที่พัฒนาขึ้น เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสอินพุต และแรงดันเอาต์พุต รวมทั้งได้กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมที่ไอทีที่มีการเพิ่มลู่วัดกระแสตามจำนวนของแหล่งจ่ายอินพุตที่เชื่อมต่อเข้ากับวงจร โดยได้นำเสนอเทคนิคการถ่วงน้ำหนักค่ากระแสสำหรับลู่วัดกระแสในแต่ละลู่วัด เพื่อให้สามารถควบคุมการทำงานของวงจรได้อย่างมีประสิทธิภาพ รูปที่ 1 แสดงโครงสร้างระบบแรงดันอินพุตต่ำแรงดันเอาต์พุตสูงซึ่งมีพลังงานทดแทนหลายแหล่งจ่ายโดยอาศัยวงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง



2. วงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

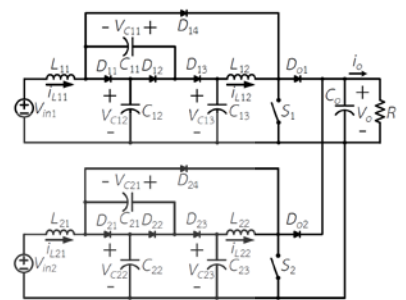
วงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงพัฒนาขึ้นจากวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง ร่วมกับวงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุต เพื่อให้สามารถเชื่อมต่อแหล่งจ่ายอินพุตได้มากกว่าหนึ่งแหล่งจ่าย โครงสร้างวงจรที่พัฒนาขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 2 ซึ่งประกอบด้วยวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงหรือวงจรร้อย ที่มีจำนวนวงจรร้อยเท่ากับจำนวนแหล่งจ่าย โดยภายในหนึ่งวงจรร้อย เช่น วงจรร้อยที่หนึ่งประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L_{11}, L_{12} ตัวเก็บประจุ C_{11}, C_{12}, C_{13} ไดโอดกำลัง $D_{11}, D_{12}, D_{13}, D_{14}, D_{01}$ และสวิตช์กำลัง S_1 โดยวงจรที่พัฒนาขึ้นรวมทั้งทุกวงจรร้อยที่ต่อขนานกัน ทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง



รูปที่ 2 วงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

ในบทความนี้จะอธิบายหลักการทำงานของวงจรยกระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงกรณีเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตสองแหล่งจ่าย คือ V_{in1} และ V_{in2} ซึ่งจ่ายแรงดันอินพุตกับวงจรยกระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จากนั้นจึงนำทั้งสองวงจรมารวมเชื่อมต่อกัน

ในลักษณะขนาน ร่วมกับตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_o) และโหลดตัวต้านทาน (R) โครงสร้างวงจรยกระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแสดงได้ดังรูปที่ 3



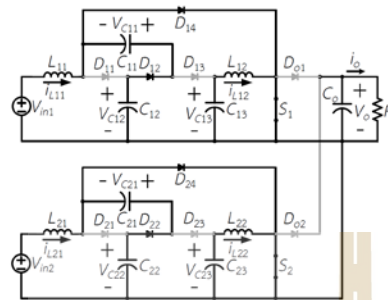
รูปที่ 3 วงจรยกระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

การทำงานของวงจรยกระดับแรงดันแบบสองอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น พบว่าแรงดันเอาต์พุตจากทั้งสองวงจรร้อยจำเป็นต้องมีค่าเท่ากัน แม้ว่าแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าแตกต่างกันก็ตาม ดังนั้นการทำงานของสวิตช์ S_1 และ S_2 อาจมีค่าวัฏจักรหน้าที่ที่แตกต่างกันได้ โดยจำนวนโหมดการทำงานของวงจรร้อยขึ้นกับจำนวนสวิตช์ที่ปรากฏอยู่ในวงจร ซึ่งมีความสัมพันธ์แสดงสมการที่ (1)

$$N_m = 2^n \quad (1)$$

เมื่อ N_m คือ จำนวนของโหมดการทำงาน
 n คือ จำนวนสวิตช์ที่ปรากฏอยู่ในวงจร
กรณีนี้มีสวิตช์ปรากฏอยู่ในวงจรที่พัฒนาขึ้นจำนวนสองตัว คือ S_1 และ S_2 จึงสามารถพิจารณาได้ 4 โหมด ดังต่อไปนี้

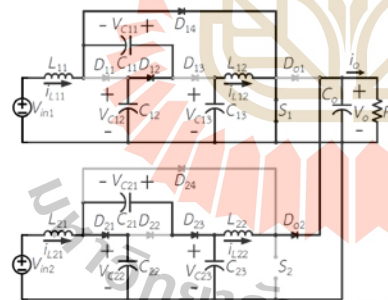
โหมดที่ 1 เมื่อสวิตช์ S_1 และ S_2 นำกระแส
เมื่อสวิตช์ S_1 และ S_2 นำกระแส ส่งผลให้ไดโอด $D_{11}, D_{13}, D_{01}, D_{21}, D_{23}$ และ D_{02} หยุดนำกระแสเนื่องจากเกิดการไบอัสย้อนกลับ ตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{21} จะอัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน ส่วนตัวเก็บประจุ $C_{12}, C_{13}, C_{22}, C_{23}$ และ C_o จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน โดยโหลดตัวต้านทานจะได้รับพลังงานจากการคายประจุของตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o ซึ่งลักษณะการทำงานของวงจรในโหมดนี้แสดงได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 โหมดที่ 1 S_1 และ S_2 นำกระแส

โหมดที่ 2 เมื่อสวิตช์ S_1 นำกระแส และ S_2 หยุดนำกระแส

เมื่อสวิตช์ S_1 นำกระแส และ S_2 หยุดนำกระแส ส่งผลให้ไดโอด D_{11} , D_{13} , D_{01} , D_{22} และ D_{24} หยุดนำกระแสเนื่องจากเกิดการไบอัสย้อนกลับ ตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{22} , C_{23} และ C_0 จะอัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน ส่วนตัวเก็บประจุ C_{12} , C_{13} และ C_{21} จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน ในโหมดนี้ โหลดตัวต้านทานจะได้รับแรงดันจากแหล่งจ่าย V_{in2} และจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_{21} ซึ่งมีลักษณะการทำงานของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 5

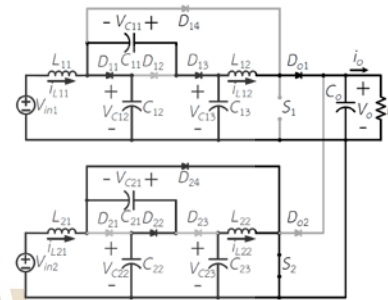


รูปที่ 5 โหมดที่ 2 S_1 นำกระแส และ S_2 หยุดนำกระแส

โหมดที่ 3 เมื่อสวิตช์ S_1 หยุดนำกระแส และ S_2 นำกระแส

เมื่อสวิตช์ S_1 หยุดนำกระแส และสวิตช์ S_2 นำกระแส ส่งผลให้ไดโอด D_{12} , D_{14} , D_{21} , D_{23} และ D_{02} หยุดนำกระแสเนื่องจากเกิดการไบอัสย้อนกลับ ตัวเก็บ

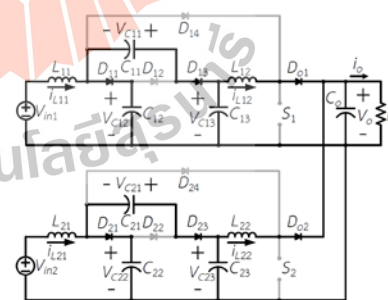
ประจุ C_{12} , C_{13} , C_{21} และ C_0 จะอัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน ส่วนตัวเก็บประจุ C_{11} , C_{21} และ C_{23} จะคายประจุ โหลดตัวต้านทานจะได้รับแรงดันจากแหล่งจ่าย V_{in1} และจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_{11} ซึ่งโครงสร้างการทำงานของวงจรในโหมดนี้แสดงได้ดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 โหมดที่ 3 S_1 หยุดนำกระแส และ S_2 นำกระแส

โหมดที่ 4 เมื่อสวิตช์ S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส

เมื่อสวิตช์ S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส ส่งผลให้ไดโอด D_{12} , D_{14} , D_{22} และ D_{24} หยุดนำกระแสเนื่องจากเกิดการไบอัสย้อนกลับ ตัวเก็บประจุ C_{12} , C_{13} , C_{22} , C_{23} และ C_0 จะอัดประจุเพื่อเก็บสะสมพลังงาน ส่วนตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{21} จะคายประจุทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดัน โดยโหลดตัวต้านทานจะได้รับแรงดันจากทั้งสองแหล่งจ่าย คือ V_{in1} และ V_{in2} และจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_{11} และ C_{21} การทำงานของวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 โหมดที่ 4 S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส

จากการพิจารณาโหมดการทำงานของวงจรทั้ง 4 โหมด สามารถหาอัตราขยายแรงดันของวงจรที่ระดับแรงดันแบบ สวิตช์เดี่ยวที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแต่ละวงจรถอยยได้ โดย อาศัยการวิเคราะห์วงจรด้วยทฤษฎีกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และทฤษฎีกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ซึ่งจะได้ สมการอัตราขยายของวงจรที่ระดับแรงดันแบบสวิตช์เดี่ยวที่มี อัตราขยายแรงดันสูงดังสมการที่ (2) โดยเป็นความสัมพันธ์ ระหว่างแรงดันเอาต์พุต (V_o) และแรงดันอินพุตของแหล่งจ่ายที่ กำลังพิจารณา (V_{in}) โดยมี D_n บ่งบอกถึงค่าวัฏจักรหน้าที่ของ สวิตช์ในวงจรถอยยนั้น จะเห็นได้ว่าสามารถขยายแรงดันได้สูงถึง ประมาณ 20 เท่า เมื่อมีค่าวัฏจักรหน้าที่ประมาณ 70% ซึ่งไม่ สูงมากนักในทางปฏิบัติ

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

นอกจากนี้ได้วิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรระดับ แรงดันที่พัฒนาขึ้น สำหรับออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ และค่าตัว เก็บประจุ ที่ปรากฏในวงจร เพื่อช่วยลดกระแสที่อมของกระแส และกระแสที่อมของแรงดันให้อยู่ในเกณฑ์ที่สามารถยอมรับได้ ทั้งนี้สมการที่ใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวแสดง ดังตารางที่ 1 โดยที่ n คือลำดับของวงจรถอยยที่กำลังพิจารณา

ตารางที่ 1 สมการการออกแบบค่าพารามิเตอร์

พารามิเตอร์	สมการการออกแบบ
L_{n1}	$L_{n1} \geq \frac{V_{in} D_n}{f_{sw} \Delta i_{L_{n1}}}$
L_{n2}	$L_{n2} \geq \frac{V_{o(n)} D_n}{f_{sw} \Delta i_{L_{n2}}}$
C_{n1}, C_{n2}	$C_{n1}, C_{n2} \geq \frac{P_{o(max)}}{V_{o(n)} f_{sw}}$
C_{n3}	$C_{n3} \geq \frac{i_{o2} D_n}{f_{sw} \Delta V_{C_{n3}}}$
C_o	$C_o \geq \frac{i_o D}{f_{sw} \Delta V_o}$

โดยได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการออกแบบตัว เหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ดังตารางที่ 2 ดังนั้นค่าตัว เหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ปรากฏอยู่ในวงจรที่พัฒนาขึ้น สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3 ในการออกแบบตัวควบคุม การ จำลองสถานการณ์ และการสร้างชุดทดสอบ จะเลือกใช้ค่าตัว เหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ที่มีอยู่ในห้องปฏิบัติการ โดยค่า

ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่เลือกใช้แสดงได้ดังตารางที่ 4

ตารางที่ 2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการออกแบบ

V_o	444V	V_{n1}, V_{n2}	20V
R	500Ω	i_o	0.8A
f_{ms}	20kHz	D_n	0.7
$P_{o(max)}$		400W	
$i_{L_{n1}}$	19.71A	$i_{L_{n2}}$	2.96A
$V_{C_{n1}}, V_{C_{n2}}$	66.7V	$V_{C_{n3}}$	133.3V
$\Delta V_{C_{n3}}$	1V (0.75% $V_{C_{n3}}$)	ΔV_o	1V (0.23% V_o)
$\Delta i_{L_{n1}}$	0.2A (1% $i_{L_{n1}}$)	$\Delta i_{L_{n2}}$	0.5A (15% $i_{L_{n2}}$)

ตารางที่ 3 ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจร

พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
L_{11}, L_{21}	$\geq 4mH$
L_{12}, L_{22}	$\geq 11mH$
$C_{11}, C_{12}, C_{21}, C_{22}$	$\geq 100\mu F$
C_{13}, C_{23}	$\geq 150\mu F$
C_o	$\geq 40\mu F$

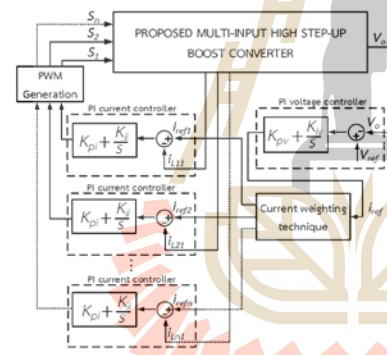
ตารางที่ 4 ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจร

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

3. การออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรที่ระดับแรงดัน แบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

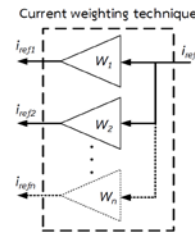
โครงสร้างของการควบคุมวงจรที่ระดับแรงดันแบบ หลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงจะใช้ตัวควบคุมที่โอ แสดงได้ดังรูปที่ 8 ซึ่งประกอบด้วยลู่วควบคุมแรงดัน เอาต์พุตหนึ่งลู่ว และลู่วควบคุมกระแสอินพุตหลายลู่ว โดยมีลู่วควบคุมกระแส ตามจำนวนของแหล่งจ่าย

ที่จ่ายแรงดันอินพุตให้กับวงจร เพื่อควบคุมการทำงานของ สวิตช์แต่ละตัวให้เป็นอิสระต่อกัน โดยในบทความนี้ พิจารณาวงจรกรณีเมื่อเชื่อมต่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต จำนวนสองแหล่งจ่าย ดังนั้นจึงใช้รูปควบคุมกระแสสอง ลูป เพื่อควบคุมกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ ละวงจรย่อย รวมทั้งอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส (Current Weighting Technique) เข้าช่วยสำหรับสร้าง กระแสอ้างอิงที่เหมาะสมในการควบคุมกระแสอินพุตใน แต่ละลูป โดยกระแสอ้างอิงนี้จะใช้ในการเปรียบเทียบกับ ค่ากระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่วัดได้จากแต่ละ วงจรย่อย ทั้งนี้เพื่อให้วงจรที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุม แรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ โดยที่ แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตแต่ละแหล่งจ่ายยังคงสามารถจ่าย กำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้อย่างเหมาะสม เมื่อแหล่งจ่าย อินพุตแต่ละแหล่งจ่ายมีกำลังไฟฟ้าที่แตกต่างกัน



รูปที่ 8 การควบคุมวงจรหระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

จากรูปที่ 8 ค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่วัดได้จะถูก เปรียบเทียบกับค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง (V_{ref}) เพื่อเข้าสู่ ลูปควบคุมแรงดัน โดยลูปควบคุมแรงดันจะสร้างสัญญาณ กระแสอ้างอิง (i_{ref}) จากนั้นจะอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนัก กระแส เพื่อสร้างค่ากระแสอ้างอิงที่เหมาะสมสำหรับลูป การควบคุมกระแสของแต่ละแหล่งจ่าย โดยโครงสร้าง เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส แสดงดังรูปที่ 9



รูปที่ 9 กระบวนการถ่วงน้ำหนักกระแสอ้างอิง

ทั้งนี้เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสอธิบายได้ดัง สมการที่ (3)

$$i_{refn} = W_n i_{ref} \quad (3)$$

เมื่อ i_{ref} คือ ค่ากระแสอ้างอิงที่ได้จากลูปควบคุมแรงดัน i_{refn} คือ ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับลูปควบคุมกระแสที่ กำลังพิจารณา

โดยค่าปรับคูณการถ่วงน้ำหนัก W_1 และ W_2 พิจารณา ได้จากสมการที่ (4)

$$W_n = \frac{P_n}{\sum_{i=1}^n P_i} \quad (4)$$

เมื่อ W_n คือ ค่าปรับคูณการถ่วงน้ำหนักที่กำลังพิจารณา P_n คือ กำลังของแหล่งจ่ายที่กำลังพิจารณา n คือ ลำดับของวงจรย่อยที่กำลังพิจารณา j คือ จำนวนแหล่งจ่ายทั้งหมด

เนื่องจากบทความนี้พิจารณารกรณีที่มีแรงดันอินพุตสอง แหล่งจ่ายเชื่อมต่อเข้ากับวงจร จึงกำหนดให้พิกัดกำลังของ แหล่งจ่ายแต่ละแหล่งจ่ายเป็นดังนี้ โดยแหล่งจ่ายที่หนึ่งมี พิกัดกำลังอยู่ที่ $P_1=60W$ และแหล่งจ่ายที่สองมีพิกัดกำลัง อยู่ที่ $P_2=40W$ ฉะนั้นค่าปรับคูณการถ่วงน้ำหนัก สำหรับ แหล่งจ่ายที่หนึ่ง และแหล่งจ่ายที่สอง คือ

$$W_1 = 60/100 = 0.6 \text{ และ } W_2 = 40/100 = 0.4$$

ดังนั้น ค่ากระแสอ้างอิง i_{ref1} และ i_{ref2} สำหรับลูปควบคุม กระแสแต่ละลูป แสดงได้ดังนี้

$$i_{ref1} = 0.6i_{ref} \text{ และ } i_{ref2} = 0.4i_{ref}$$

จากนั้นค่ากระแสอ้างอิงสำหรับรูปควบคุมกระแสแต่
 ละรูป จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับค่ากระแสอินพุตที่วัดได้
 จากวงจร (i_{L1} และ i_{L2}) จากนั้นสัญญาณความผิดพลาด
 กระแสที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่น
 สามเหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ เพื่อสร้าง
 สัญญาณในการควบคุมการทำงานของสวิตช์ S_1 และ S_2
 ด้วยตัววัฏจักรหน้าที่ D_1 และ D_2 ตามลำดับ

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีโอ สำหรับ
 วงจรหระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยาย
 แรงดันสูง อาศัยหลักการเกี่ยวกับการออกแบบ
 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีโอสำหรับวงจรหระดับ
 แรงดันแบบดั้งเดิม ด้วยวิธีเทียบสัมประสิทธิ์ โดยกำหนด
 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรดังตารางที่ 5 สมการการ
 ออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีโอ และ
 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีโอที่ได้ออกแบบ แสดงดัง
 ตารางที่ 6

ตารางที่ 5 ค่าพารามิเตอร์ภายในวงจร

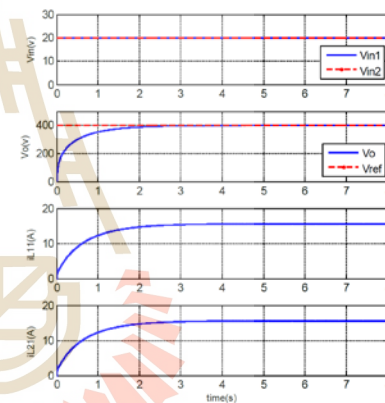
พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
V_{in}	20V
L	15mH
C	100μF
R	320Ω

ตารางที่ 6 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีโอ

สัญลักษณ์	สมการ	ค่าพารามิเตอร์
S	-	0.9
ω_n	$\omega_n = \frac{1}{RC}$	31.25
K_{pv}	$K_{pv} = 2\zeta\omega_n C - \frac{1}{R}$	0.0025
K_v	$K_v = \omega_n^2 C$	0.09765625
ω_{ni}	$\omega_{ni} = 100\omega_n$	3125
K_{p1}, K_{p2}	$K_{p1} = \frac{2\zeta\omega_{ni}L}{V_{in}}$	4.21875
K_{v1}, K_{v2}	$K_v = \frac{\omega_{ni}^2 L}{V_{in}}$	7324.21875

4. ผลการจำลองสถานการณ์

การจำลองสถานการณ์วงจรหระดับแรงดันแบบหลาย
 อินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทน
 อาศัยโปรแกรม MATLAB SIMULINK ช่วยในการจำลอง
 สถานการณ์ โดยพิจารณาจากกรณี เมื่อมีแหล่งจ่ายแรงดัน
 อินพุตสองแหล่งจ่าย ดังแสดงโครงสร้างวงจรในรูปที่ 3 โดยมี
 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ภายในวงจรแสดงดังตารางที่ 4
 ในการควบคุมการทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้นอาศัย
 โครงสร้างของตัวควบคุมดังรูปที่ 8 โดยมีค่าพารามิเตอร์ของ
 ตัวควบคุมดังตารางที่ 6 เพื่อพิจารณาประสิทธิภาพการทำงาน
 ของวงจรหระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยาย
 แรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ได้ดำเนินการการจำลองสถานการณ์
 ทั้งหมด 6 กรณีดังนี้

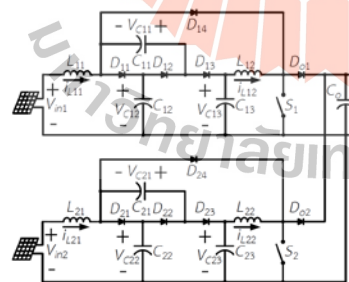


รูปที่ 10 ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบตัวควบคุม

กรณีที่ 1 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตทั้งสองแหล่งจ่าย
 V_{in1} และ V_{in2} เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งไม่มีข้อจำกัด
 ด้านกระแสอินพุต สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้ตาม
 ต้องการ และระดับแรงดันอินพุตคงที่ 20V ทั้งสองแหล่งจ่าย
 และโหลดตัวต้านทาน R มีค่าเป็น 320Ω โดยกำหนดให้
 แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าคงที่ 400V และไม่มีกระบวนการ
 ปรับแก้ค่ากระแสอ้างอิงด้วยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส
 ผลการจำลองสถานการณ์กรณีที่ 1 แสดงดังรูปที่ 10 จะเห็น
 ได้ว่าจากช่วงเวลา 0 ถึง 8 วินาที ระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่า

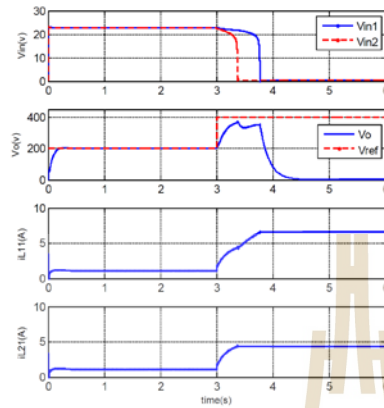
เพิ่มสูงขึ้น และเข้าสู่แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงในสภาวะอยู่ตัวที่ 400V ส่วนค่ากระแสอินพุตของทั้งสองแหล่งจ่าย i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นเป็นไปในทิศทางเดียวกับแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 15A เท่ากันทั้งสองแหล่งจ่าย จากผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ 1 แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมชนิดพีไอและค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้ในตารางที่ 6 นั้นสามารถควบคุมการทำงานของวงจรให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการได้ โดยมีอัตราขยายแรงดันสูงถึง 20 เท่า

สำหรับกรณีนี้ 2 ถึง กรณีที่ 6 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงทั้งสองแหล่งจ่าย V_{r1} และ V_{r2} จะถูกแทนที่ด้วยแหล่งจ่ายแรงเซลล์แสงอาทิตย์ที่สร้างขึ้นจากสมการทางคณิตศาสตร์ [7] โดยมีพิกัดกระแสและแรงประมาณ 1.1A และอาศัยการต่อขนานของแผงเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อเพิ่มพิกัดกระแส โดยแหล่งจ่าย V_{r1} และ V_{r2} จะใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์จำนวน 6 แผง และ 4 แผง ตามลำดับ ดังนั้นแหล่งจ่าย V_{r1} และ V_{r2} สามารถจ่ายกระแสอินพุตให้กับวงจรด้วยพิกัดกระแสประมาณ 6.6A และ 4.4A ตามลำดับด้วยเหตุนี้จึงเปลี่ยนค่าโหลดตัวต้านทาน 320Ω เป็น 1600Ω เพื่อให้กำลังไฟฟ้าที่ส่งไปยังโหลดมีค่าลดลง ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าอินพุตที่ได้จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าไม่สูงมากนัก อีกทั้งช่วยลดพิกัดกำลังของชุดทดสอบในห้องปฏิบัติการ โครงสร้างของวงจรที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์เมื่อแหล่งจ่ายอินพุตทั้งสองแหล่งจ่ายเป็นแผงเซลล์แสงอาทิตย์ แสดงดังรูปที่ 11



รูปที่ 11 โครงสร้างวงจรสำหรับการจำลองสถานการณ์

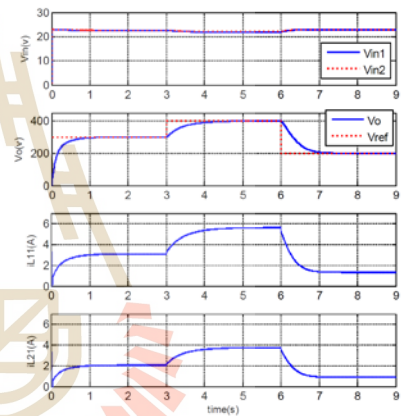
กรณีนี้ 2 เมื่อระบบควบคุมไม่มีกระบวนการปรับแก้ค่ากระแสอ้างอิงด้วยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองแหล่งจ่าย V_{r1} และ V_{r2} เป็นค่าแรงดันอินพุตคงที่เท่ากับ 20V โดยกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงในช่วงแรกมีค่าเป็น 200V และเปลี่ยนระดับเป็น 400V ที่เวลา 3 วินาที เพื่อสังเกตผลการตอบสนองที่เกิดขึ้นเมื่อระบบควบคุมไม่มีกระบวนการปรับแก้ค่ากระแสอ้างอิง ผลการจำลองสถานการณ์กรณีนี้ 2 แสดงดังรูปที่ 12 เห็นได้ว่า ในช่วงเวลาที่ 0 ถึง 3 วินาที เมื่อแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าคงที่เท่ากับ 200V พบว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 200V ค่ากระแสอินพุตจากทั้งสองแหล่งจ่าย i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเท่ากัน โดยจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 1A ต่อมาที่เวลา 3 วินาที แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเป็น 400V จะสังเกตเห็นได้ว่าตัวควบคุมพีไอพยายามควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง เมื่อพิจารณากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} พบว่ามีค่าเพิ่มสูงขึ้น อย่างไรก็ตามที่เวลาประมาณ 3.4 วินาที แหล่งจ่าย V_{r2} ไม่สามารถจ่ายกระแสเกินพิกัดได้จะเห็นได้ว่าค่ากระแสอินพุตของแหล่งจ่ายนี้มีค่าคงที่ประมาณ 4.4A จึงทำให้แรงดันจากแหล่งจ่าย V_{r2} มีค่าลดลงเป็น 0V และต่อมาที่เวลาประมาณ 3.8 วินาที แหล่งจ่าย V_{r1} ไม่สามารถจ่ายกระแสเกินพิกัดได้ ซึ่งค่ากระแสอินพุตของแหล่งจ่ายนี้คงที่ประมาณ 6.6A จึงทำให้แรงดันจากแหล่งจ่าย V_{r1} ลดลงจนเป็น 0V เช่นเดียวกัน ด้วยเหตุนี้ทำให้วงจรหดรัดแรงดันแบบหลายอินพุตที่พัฒนาขึ้นไม่สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการ โดยแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงจนเหลือ 0V จากผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ 2 แสดงให้เห็นว่า เมื่อระบบควบคุมไม่ใช้เทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส จะส่งผลให้ลูกควบคุมกระแสมีค่ากระแสอ้างอิงที่ไม่เหมาะสมกับขนาดพิกัดกระแสของแหล่งจ่ายแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่เชื่อมต่อในขณะนั้น กล่าวคือแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตแต่ละแหล่งจ่ายไม่สามารถส่งกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดได้อย่างเหมาะสม จึงส่งผลให้ไม่สามารถควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการได้



รูปที่ 12 ผลการตอบสนองเมื่อไม่มีกระบวนการปรับแก้ค่ากระแสอ้างอิงด้วยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส

กรณีที่ 3 เมื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ทั้งสองแหล่งจ่าย V_{p1} และ V_{p2} มีค่าคงที่อยู่ที่ 20V โดยอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส เพื่อให้ได้กระแสอ้างอิงที่เหมาะสมสำหรับรูปกระแสทั้งสอง และทำการปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง (V_{ref}) เป็น 300V 400V และ 200V ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต (V_o) รวมถึงกระแสอินพุตจากทั้งสองแหล่งจ่าย ผลการจำลองสถานการณ์กรณีนี้ที่ 3 แสดงดังรูปที่ 13 เห็นได้ว่า ในช่วงแรงที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเท่ากับ 300V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่ระดับอ้างอิงที่ 300V กระแสอินพุตของแหล่งจ่ายที่ 1 (i_{L11}) จะมีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 3A และ กระแสอินพุตของแหล่งจ่ายที่ 2 (i_{L21}) จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 2A จะสังเกตเห็นได้ว่า กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าไม่เท่ากันตามอัตราส่วนค่าปรับคูณที่ใช้ในการปรับแก้ค่ากระแสอ้างอิงภายในโครงสร้างของตัวควบคุม เพื่อช่วยให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตทั้งสองแหล่งทำงานภายใต้พิกัดกำลังของตัวเอง ต่อมาในช่วงเวลา 3 ถึง 6 วินาที มีการปรับเพิ่มค่าแรงดันอ้างอิงจาก 300V เป็น 400V จะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีการปรับค่าเพิ่มตามค่าแรงดันอ้างอิงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มี

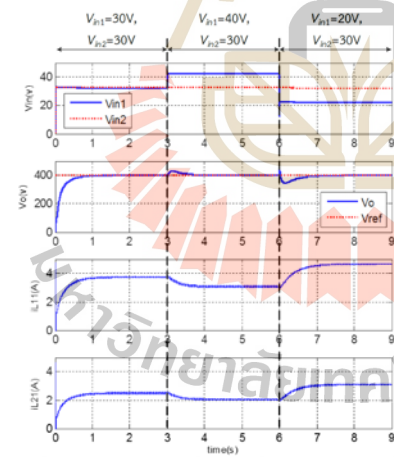
การปรับตัวเพิ่มขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 5.5A และ 4A ตามลำดับ และในช่วงสุดท้ายที่เวลา 6 ถึง 9 วินาที มีการปรับลดค่าแรงดันอ้างอิงจาก 400V เป็น 200V จะสังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีการปรับค่าลดลงตามและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 200V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับตัวลดลงตาม และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 1.5A และ 0.75A ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ที่ 3 แสดงให้เห็นได้ว่า สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรหม้อแปลงระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทนให้มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามระดับแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงได้ตามต้องการได้อย่างน่าพอใจ



รูปที่ 13 ผลการตอบสนองเมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิง

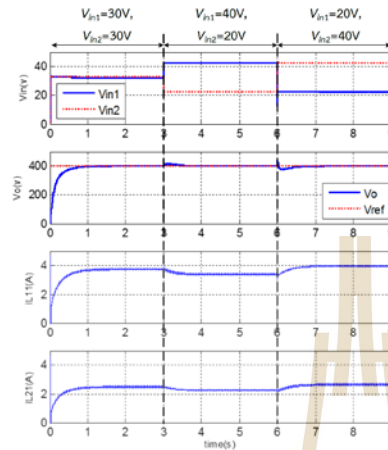
กรณีนี้ที่ 4 เมื่อแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ V_{p1} มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจาก 30V เป็น 40V และ 20V ตามลำดับ โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ V_{p2} มีระดับแรงดันคงที่อยู่ที่ 30V และค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงคงที่อยู่ที่ 400V ผลการจำลองสถานการณ์กรณีนี้ที่ 4 แสดงดังรูปที่ 14 เห็นได้ว่าในช่วงแรกที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที ระดับแรงดันของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตทั้งสองแหล่งมีค่าเท่ากับที่ 30V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} จะมีค่าเริ่มต้นที่ 0A และ

ปรับตัวเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 3.5A และ 2.5A ตามลำดับ ต่อมาในช่วงที่ 2 ที่เวลา 3 ถึง 6 วินาที แรงดันอินพุต V_{p1} มีการปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อยก่อนปรับลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับลดลงจาก 3.5A เป็น 3A และจาก 2.5A เป็น 2A ตามลำดับ เนื่องจากเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p1} มีค่าเพิ่มขึ้น แต่โหลดยังต้องการกำลังเท่าเดิม ตัวควบคุมจึงควบคุมให้แหล่งจ่ายอินพุตทั้งสองจ่ายกระแสให้น้อยลงกว่าเดิม เพื่อสามารถจ่ายกำลังไฟที่ได้ตามความต้องการของโหลด และในช่วงสุดท้ายที่เวลา 6 ถึง 9 วินาที ระดับแรงดันแหล่งจ่าย V_{p1} มีการปรับค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V แรงดันเอาต์พุต สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนจะปรับเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับเพิ่มสูงขึ้นจาก 3A เป็น 4.5A และจาก 2A เป็น 3A ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ 4 แสดงให้เห็นได้ว่า สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่ต้องการได้ แม้มีการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p1}



รูปที่ 14 ผลการตอบสนองเมื่อปรับเปลี่ยนแรงดัน V_{p1} โดยที่ V_{r2} คงที่ที่ 30V

กรณีที่ 5 ได้ดำเนินการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอินพุตที่ได้จากแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ V_{p1} และ V_{p2} โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p1} มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันจาก 30V เป็น 40V และ 20V ตามลำดับ และแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p2} มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจาก 30V เป็น 20V และ 40V ตามลำดับ โดยให้แรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าคงที่เท่ากับ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ 5 แสดงดังรูปที่ 15 จะเห็นได้ว่าในช่วงแรกใช้เวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันอินพุต V_{p1} และ V_{p2} มีระดับแรงดันอยู่ที่ 30V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 3.5A และ 2.5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3 ถึง 6 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p1} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V และแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p2} มีค่าลดลงจาก 30V เป็น 20V จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย เนื่องจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p1} มีที่ค่าสูงกว่าแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p2} จึงทำให้แหล่งจ่าย V_{p1} มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตมากกว่าแหล่งจ่าย V_{p2} ฉะนั้นเมื่อแหล่งจ่าย V_{p1} มีระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้น จึงส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตมีแรงดันเพิ่มสูงขึ้น ก่อนที่จะปรับเข้าสู่ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงและรักษาระดับแรงดันคงที่เท่ากับ 400V ได้ ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงจาก 3.5A เป็น 3A และจาก 2.5A เป็น 2.25A ตามลำดับ และในช่วงสุดท้ายที่เวลา 6 ถึง 9 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p1} มีค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{p2} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 20V เป็น 40V จะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อยก่อนจะปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 3A เป็น 4A และจาก 2.25A เป็น 2.75A จากผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ 5 พบว่า ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการได้ แม้ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตทั้งสองแหล่งจ่าย

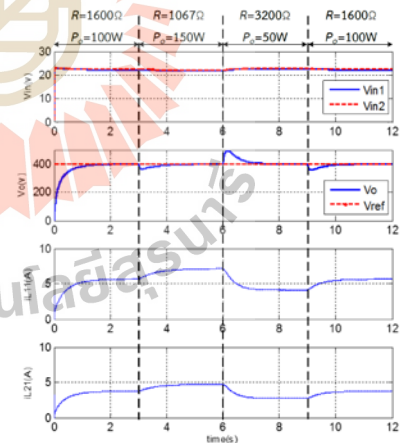


รูปที่ 15 ผลการตอบสนองเมื่อปรับเปลี่ยนแรงดัน V_{p1} และ V_{p2}

กรณีที่ 6 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดตัวต้านทาน จาก 1600Ω เป็น 1067Ω 3200Ω และ 1600Ω ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลการตอบสนองของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลง กำลังเอาต์พุต (P_o) จาก 100W เป็น 150W 50W และ 100W ตามลำดับ โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันเซลล์แสงอาทิตย์ V_{p1} และ V_{p2} มีค่าคงที่อยู่ที่ 20V ทั้งนี้ได้มีการเพิ่มที่กักกำลังของแหล่งจ่าย V_{p1} และ V_{p2} เป็น 100W และ 80W ตามลำดับ เพื่อให้มีกำลังไฟฟ้าเพียงพอที่จะสามารถจ่ายโหลดที่ 150W ทั้งนี้ค่าปรับจูน W_1 และ W_2 ยังคงเป็นเช่นเดิม ส่วนค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงคงที่ที่ 400V ผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ที่ 6 แสดงดังรูปที่ 16 เห็นได้ว่า ที่เวลา 0 ถึง 3 วินาที แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีแนวโน้มเป็นไปในทิศทางเดียวกับแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 6A และ 4A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 3 วินาที โหลดตัวต้านทานมีค่าลดลงจาก 1600Ω เป็น 1067Ω ซึ่งส่งผลให้โหลดต้องการกำลังเพิ่มขึ้นจาก 100W เป็น 150W จะสังเกตได้ว่า แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลดลงก่อนที่จะปรับเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V เช่นเดิม กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ ประมาณ 8A

และ 5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลา 6 วินาที โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 1067Ω เป็น 3200Ω ซึ่งส่งผลให้โหลดตัวต้านทานต้องการกำลังน้อยลง จะได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้น และปรับลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ในขณะที่ กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับลดลงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 4A และ 3A ตามลำดับ จากผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีนี้ที่ 6 แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมที่ได้ ออกแบบไว้สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการได้ แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่โหลดต้องการก็ตาม ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรที่พัฒนาขึ้นยังคงทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง อัตราขยายแรงดันของวงจรยังคงสอดคล้องกับสมการที่ (2) กล่าวคือสามารถขยายแรงดันได้สูงถึง 20 เท่า ทั้งนี้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่โหลดจะส่งผลให้กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการเปลี่ยนแปลงตามกำลังไฟฟ้าที่โหลดต้องการ

จากผลการจำลองสถานการณ์ แสดงให้เห็นว่าวงจรหอบระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง สำหรับระบบพลังงานทดแทนที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมพีไอที่อาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพภายใต้สภาวะการทำงานต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน



รูปที่ 16 ผลการตอบสนองเมื่อปรับค่าโหลดตัวต้านทาน

5. การสร้างชุดทดสอบ

โครงสร้างชุดทดสอบวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง แสดงดังรูปที่ 17 โดยมีส่วนประกอบต่างๆ ดังนี้

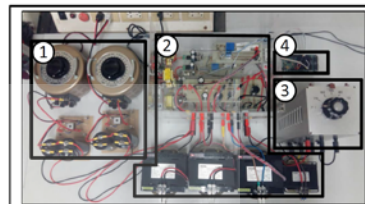
1. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงจำนวนสองชุดสำหรับทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตให้กับวงจรที่พัฒนาขึ้น โดยแหล่งจ่ายทั้งสองมีพิกัดกำลังไฟฟ้าเป็น 60W และ 40W ตามลำดับ ทั้งนี้จะอาศัยหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่งเฟส (variac) ที่สามารถจ่ายแรงดันในช่วง 0 ถึง 250Vrms และมีพิกัดกระแส 10A ร่วมกับวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์หนึ่งเฟส GBPC35 ซึ่งมีพิกัดแรงดัน 1000V และพิกัดกระแส 35A โดยที่ตัวเก็บประจุขนาด 5500 μ F ช่วยกรองสัญญาณแรงดันให้เรียบขึ้น เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้นต่อไป

2. วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น ประกอบด้วย ตัวเก็บประจุตัวเหนี่ยวนำ ไดโอดกำลัง RUPR3060 มีพิกัดแรงดัน 600V พิกัดกระแส 30A และสวิตช์มอสเฟตกำลัง IXFX80N60P3 มีพิกัดแรงดัน 600V โดยมีโครงสร้างดังได้แสดงไว้แล้วในรูปที่ 3 และมีค่าพารามิเตอร์ภายในวงจรแสดงดังตารางที่ 4 ซึ่งจะอาศัยเซ็นเซอร์กระแส HX 15-P ซึ่งมีพิกัดกระแส 15A และเซ็นเซอร์แรงดันเบอร์ LV 25-P ที่สามารถตรวจจับแรงดันได้ในช่วง 0V ถึง 500V ในการตรวจจับกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุต ตามลำดับ เพื่อใช้ในกระบวนการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรระดับแรงดันที่พัฒนาขึ้น

3. โหลดตัวต้านทานปรับค่าได้ ในช่วง 140 Ω ถึง 5400 Ω โดยรับกระแสโหลดสูงสุดอยู่ได้ประมาณ 3A

4. บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 สำหรับใช้ในการประมวลผลและควบคุมการทำงานของวงจร โดยอาศัยการเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานด้วยภาษาซี ภายในโปรแกรมควบคุมประกอบไปด้วย สมการปรับเทียบค่ากระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่จากเซ็นเซอร์ เพื่อใช้ในกระบวนการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่พัฒนาขึ้น ซึ่งอาศัยตัวควบคุมพีโอ โดยค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมพีโอแสดงดังตารางที่ 6

รวมถึงกระบวนการถ่วงน้ำหนักกระแส การสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์มอสเฟตกำลังในแต่ละวงจรร้อยภายใต้คำวินิจฉัยหน้าที่ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการ



1. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง
2. วงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้น
3. โหลดตัวต้านทาน 4. บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335

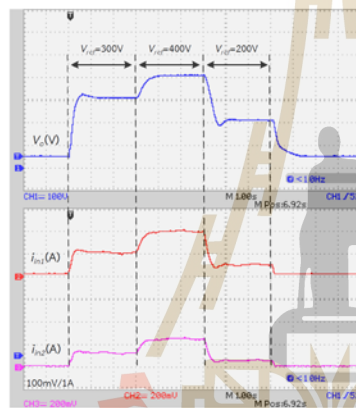
รูปที่ 17 ชุดทดสอบวงจรที่พัฒนาขึ้น

6. ผลการทดสอบวงจร

การทดสอบวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูง จะอาศัยชุดทดสอบที่สร้างขึ้นซึ่งที่กล่าวไว้แล้วข้างต้น โดยจะพิจารณาการทดสอบการทำงานของวงจรได้เป็น 4 กรณี ดังต่อไปนี้

กรณีที่ 1 เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่อยู่ที่ 20V และทำการปรับแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเป็น 300V, 400V และ 200V ตามลำดับ ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 18 จะเห็นได้ว่า เมื่อเริ่มการทำงานในช่วงเวลา 0 ถึง 3 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงมีค่าอยู่ที่ 300V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่แรงดันอ้างอิงที่ 300V กระแสอินพุตของแหล่งจ่ายแรก (i_{L11}) จะมีค่าเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 2A และ กระแสอินพุตของแหล่งจ่ายที่สอง (i_{L21}) จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 1.5A ต่อมาที่เวลา 3 ถึง 6 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงปรับเพิ่มจาก 300V เป็น 400V พบว่าแรงดันเอาต์พุตปรับเพิ่มตามค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันประมาณ 20 เท่า ในขณะที่ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับเพิ่มขึ้นตามแรงดันเอาต์พุตและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 4A และ 3A ตามลำดับ และ

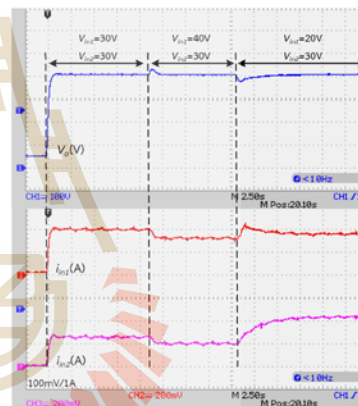
ในช่วงสุดท้ายที่เวลา 6 ถึง 9 วินาที ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงปรับลดจาก 400V เป็น 200V จะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตมีการปรับลดลงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 200V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับลดลงและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 1A และ 0.75A ตามลำดับ จากผลการทดสอบวงจรกรณีที่ 1 จะเห็นได้ว่ามีความคล้ายคลึงกับผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 3 แสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรทดสอบให้คงที่ตามต้องการรวมทั้งสามารถขยายแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 20 เท่า



รูปที่ 18 ผลการทดสอบวงจรเมื่อเปลี่ยนแรงดันอ้างอิง

กรณีที่ 2 ที่พิจารณาแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีการเปลี่ยนแปลงจาก 30V เป็น 40V และ 20V ตามลำดับ โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าคงที่อยู่ที่ 30V และค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเป็น 400V ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 19 จะเห็นได้ว่า เมื่อเริ่มการทำงานที่เวลาประมาณ 0 ถึง 10 วินาที ระดับแรงดันอินพุตของทั้งสองแหล่งจ่ายมีค่าคงที่ประมาณ 30V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นสู่ระดับอ้างอิงที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} จะมีค่าเริ่มต้นที่ 0A และเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 4A และ 2.5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลาประมาณ 10 ถึง 20 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} มีการปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่ม

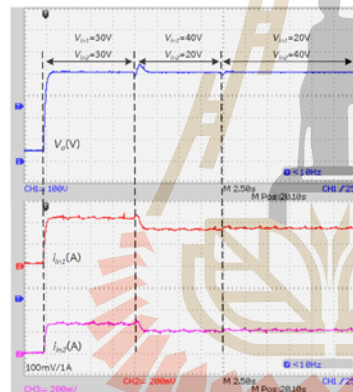
สูงขึ้นเล็กน้อยก่อนปรับลดลงเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวเท่ากับ 400V โดยค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับลดลงที่ประมาณ 3A และ 2A ตามลำดับ และในช่วงท้ายตั้งแต่เวลาประมาณ 20 วินาที เป็นต้นไป แรงดันอินพุตจากแหล่งจ่าย V_{in1} มีการปรับค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V สังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเล็กน้อย ก่อนจะปรับเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับเพิ่มสูงขึ้นและคงที่ประมาณ 3.5A และ 4A ตามลำดับ จากผลการทดสอบวงจรจะเห็นได้ว่ามีความคล้ายคลึงกับผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 4 ซึ่งแสดงให้เห็นได้ว่า ตัวควบคุมสามารถควบคุมการทำงานของวงจรทดสอบให้มีแรงดันเอาต์พุตค่าคงที่ตามที่ต้องการได้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1}



รูปที่ 19 ผลการทดสอบวงจรเมื่อปรับแรงดันแหล่งจ่าย V_{in1} โดยที่ V_{in2} คงที่ที่ 30V

กรณีที่ 3 ที่พิจารณาแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเป็น 30V, 40V และ 20V ตามลำดับ และแหล่งจ่าย V_{in2} มีค่าเป็น 30V, 20V และ 40V ตามลำดับ โดยกำหนดให้ค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงเท่ากับ 400V ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 20 จะเห็นได้ เมื่อเริ่มการทำงานที่เวลาประมาณ 0 ถึง 10 วินาที แรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าประมาณ 30V แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21}

จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 4.5A และ 3A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลาประมาณ 10 ถึง 20 วินาที แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 30V เป็น 40V และแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าลดลงจาก 30V เป็น 20V จะเห็นได้ว่าค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นเล็กน้อย ก่อนที่จะเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวและคงที่ 400V โดยที่ กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าลดลงจาก 4.5A เป็น 3A และ จาก 3A เป็น 2A ตามลำดับ และในช่วงท้ายตั้งแต่เวลา 20 วินาที เป็นต้นไป แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} มีค่าลดลงจาก 40V เป็น 20V โดยที่แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in2} มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 20V เป็น 40V จะสังเกตเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุต มีค่าลดลงเล็กน้อยก่อนจะปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V ค่ากระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีการปรับค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 3A เป็น 3.5A และจาก 2A เป็น 2.5A



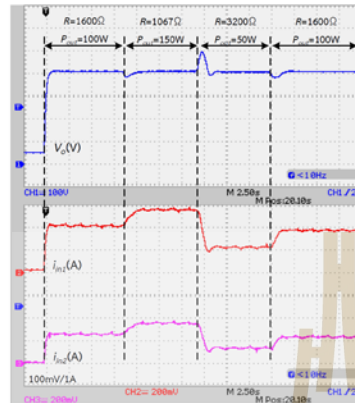
รูปที่ 20 ผลการทดสอบวงจรเมื่อปรับแรงดันแหล่งจ่าย V_{in1} และ V_{in2}

จากผลการทดสอบวงจรจะเห็นได้ว่ามีความคล้ายคลึงกับผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่ 5 จากกล่าวได้ว่า ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้สามารถควบคุมวงจรทดสอบให้มีแรงดันเอาต์พุตค่าคงที่ตามต้องการได้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตทั้งสองแหล่งจ่าย ทั้งนี้จะสังเกตได้ว่าตัวควบคุมที่โอ้อาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแส ช่วยให้ได้กระแสอ้างอิงที่เหมาะสมสำหรับ

ลูบควบคุมกระแสแต่ละลูบ ส่งผลให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตแต่ละแหล่งจ่ายที่ได้อย่างจ่ายกระแสอินพุตที่ไม่เกินพิกัด

กรณีที่ 4 เมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดตัวต้านทานจาก 1600Ω เป็น 1067Ω, 3200Ω และ 1600Ω ตามลำดับ เพื่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o) ที่โหลดต้องการจาก 100W เป็น 150W, 50W และ 100W ตามลำดับ ทั้งนี้พิกัดกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} เป็น 100V และ 80V ตามลำดับ เพื่อให้ไม่ก้ำกั๊งเพียงพอสหรับที่ โหลด 150W โดยกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_{in1} และ V_{in2} มีค่าคงที่อยู่ที่ประมาณ 20V และค่าแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงคงที่เท่ากับ 400V ผลการทดสอบวงจรแสดงดังรูปที่ 21 จะเห็นได้ว่า เมื่อเริ่มต้นการทำงานที่เวลาประมาณ 0 ถึง 15 วินาที แรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มสูงขึ้นและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ 400V โดยที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น

เป็นไปในทิศทางเดียวกับแรงดันเอาต์พุต และเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 4A และ 3A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลาประมาณ 15 วินาที โหลดตัวต้านทานมีค่าลดลงจาก 1600Ω เป็น 1067Ω ซึ่งส่งผลให้โหลดต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นจาก 100W เป็น 150W จะสังเกตเห็นได้ว่า ตัวควบคุมที่โอ้อาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสยังสามารถควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงที่พัฒนาขึ้นได้ เนื่องจากกำลังไฟฟ้าที่โหลดต้องการไม่เกินกำลังไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายแรงดันอินพุตทั้งสองสามารถจ่ายได้ โดยแรงดันเอาต์พุตคงที่ 400V ในขณะที่กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} มีค่าประมาณ 6A และ 3.5A ตามลำดับ ต่อมาที่เวลาประมาณ 30 วินาที โหลดตัวต้านทานมีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 1067Ω เป็น 3200Ω ซึ่งส่งผลให้โหลดตัวต้านทานต้องการกำลังไฟฟ้าน้อยลงจากเดิม นั่นคือกำลังไฟฟ้า 150W เปลี่ยนเป็น 50W สังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตถูกควบคุมอยู่ที่ 400V กระแสอินพุต i_{L11} และ i_{L21} เข้าสู่สภาวะอยู่ตัวที่ประมาณ 2A และ 1.5A ตามลำดับ จากผลการทดสอบวงจรจะเห็นได้ว่ามีความคล้ายคลึงกับผลการจำลองสถานการณ์ในกรณี ที่ 6 แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้สามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ได้ตามต้องการ แม้จะมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่โหลดต้องการก็ตาม



รูปที่ 21 ผลการทดสอบวงจรเมื่อปรับค่าโหลดตัวต้านทาน

7. สรุป

บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรทระดับแรงดันแบบหลายอินพุตที่มีอัตราขยายแรงดันสูงสำหรับระบบพลังงานทดแทนซึ่งมีอัตราขยายแรงดันสูงถึง 20 เท่า รวมทั้งการควบคุมการทำงานของวงจรเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ตามต้องการ โดยอาศัยตัวควบคุมชนิดพีโอที่มีการเพิ่มลูกควบคุมกระแสตามจำนวนของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต และอาศัยเทคนิคการถ่วงน้ำหนักกระแสเข้าช่วย เพื่อให้ได้กระแสอ้างอิงที่เหมาะสม ซึ่งจะช่วยให้แหล่งจ่ายทำงานภายใต้พิกัดกำลังที่เหมาะสม ทั้งนี้จำเป็นต้องทราบถึงขนาดพิกัดกำลังของแต่ละแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต เพื่อสามารถใช้เป็นแนวทางในการถ่วงน้ำหนักกระแสได้อย่างเหมาะสม จากผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่า วงจรที่ได้พัฒนาขึ้นและตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้นั้น สามารถควบคุมการทำงานของวงจรเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตามต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพได้ผลภายใต้สภาวะการทำงานของวงจรที่แตกต่างกัน

8. กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้วิจัยขอขอบคุณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัย สถานที่และเครื่องมือต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัย

9. เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Nakpin and S. Khwan-on, "A Novel High Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic Applications," *Procedia Computer Science* 86, 2016, pp. 409-412.
- [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*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, April 2011.
- [3] Y. Zhao, W. Li, Y. Deng, X. He, S. Lambert and V. Pickert, "High step-up boost converter with coupled inductor and switched capacitor," 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), Brighton, UK, 2010, pp. 1-6.
- [4] S. Khwan-on and K. Kongkanjana, "The control of a multi-input boost converter for renewable energy system applications," 2017 International Electrical Engineering Congress (IEECON), Pattaya, 2017, pp. 1-4.
- [5] N. Smith and R. McCann, "Analysis and simulation of a multiple input interleaved boost converter for renewable energy applications," *IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Vancouver, BC, 2014, pp. 1-7.
- [6] A. Lavanya, J. D. Navamani, K. Vijayakumar and R. Rakesh, "Multi-input DC-DC converter topologies-a review," *International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEET)*, Chennai, 2016, pp. 2230-2233.
- [7] M. F. Nayan and S. M. S. Ullah, "Modelling of solar cell characteristics considering the effect of electrical and environmental parameters," 2015 3rd International Conference on Green Energy and Technology (ICGET), Dhaka, 2015, pp. 1-6.

ประวัติผู้เขียน

นายเกื้อกูล กองกาญจนะ เกิดเมื่อวันที่ 20 กรกฎาคม พ.ศ.2535 ศึกษาในระดับชั้นประถมศึกษาและระดับชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนอัสสัมชัญนครราชสีมา และสำเร็จการศึกษา ระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา 2558 และได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการ ของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ใน รายวิชาปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้ามูลฐาน (Fundamental of Electrical Engineering Laboratory) ปฏิบัติการวิศวกรรมไฟฟ้า (Electrical Engineering Laboratory) ปฏิบัติการระบบควบคุม (Control System Laboratory) และปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontrollers Laboratory) ใน ระหว่างการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ผู้วิจัยมีความสนใจในงานด้าน การพัฒนาวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังและพลังงานทดแทน ในระหว่างทำวิจัยวิทยานิพนธ์ได้ นำเสนอผลงานทางวิชาการ แสดงในภาคผนวก จ.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี