



คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ทีฟสำหรับการใช้งาน
แบบเตอรีแรงดันสูงบนระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์



ชญากานต์ แซ่เซียว

วิทยานิพนธ์เสนอบัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยนเรศวร
เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2565
ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยนเรศวร

คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สไฟสำหรับการใช้งาน
แบบเตอรีแรงดันสูงบนระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์



วิทยานิพนธ์เสนอบัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยนเรศวร
เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2565
ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยนเรศวร

วิทยานิพนธ์ เรื่อง "คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สสำหรับการใช้
งานแบตเตอรี่แรงดันสูงบนระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์"
ของ ชญากานต์ แซ่เซียว
ได้รับการพิจารณาให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์
(ศาสตราจารย์ ดร.เมธิพจน์ พัฒนศักดิ์)

..... ประธานที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยดนัย ภาชนะพรรณม์)

..... กรรมการที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์
(รองศาสตราจารย์ ดร.ศักดา สมกุล)

..... กรรมการผู้ทรงคุณวุฒิภายใน
(รองศาสตราจารย์ ดร.พนัส นัถฤทธิ์)

อนุมัติ

.....
(รองศาสตราจารย์ ดร.กรรองกาญจน์ ชูทิพย์)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

ชื่อเรื่อง	คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ สำหรับการใช้งานแบตเตอรี่แรงดันสูงบนระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์
ผู้วิจัย	ชญากานต์ แซ่เซียว
ประธานที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยดนัย ภาชนะพรรณม
กรรมการที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร.ศักดา สมกุล
ประเภทสารนิพนธ์	วิทยานิพนธ์ วศ.ม. วิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยนเรศวร, 2565
คำสำคัญ	อินเทอร์ลิฟ, Buck-Boost converter, Hardware in the Loop (HiL), แบตเตอรี่แรงดันสูง, Bidirectional

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ สำหรับไฮบริดอินเวอร์เตอร์พลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ โดยวงจรที่ได้รับการพัฒนาขึ้นสามารถรองรับการชาร์จและคายประจุในระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่แรงดันสูง ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ ที่เชื่อมต่อกับพลังงานแสงอาทิตย์ และวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงนี้ถูกเชื่อมต่อกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ด้วยดีซีบัสที่มีแรงดันสูง 400 โวลต์ และออกแบบให้มีพิกัดกำลังไฟฟ้าน้อยกว่า 2.5 กิโลวัตต์ พิกัดกระแส 10 แอมป์ ซึ่งในงานวิจัยนี้พัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์โดยการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเทอร์ลิฟเพื่อช่วยลดกระแสกระเพื่อมอินพุตและเอาต์พุต ส่งผลให้สามารถลดขนาดของส่วนประกอบแบบพาสซีฟได้ ยกตัวอย่างเช่น ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ ขนาดของคาร์ปาร์ซิเตอร์ อีกทั้งสามารถลดต้นทุน ขนาดและน้ำหนักของคอนเวอร์เตอร์ได้ การทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 ส่วน ได้แก่ 1) การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ที่ทำงานภายใต้สภาวะการทำงานเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าและไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า 2) การจำลองการทำงานด้วย Hardware in the Loop Simulator และ 3) การทดสอบวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟภายใต้การทำงานเชื่อมต่อและไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ผลการทดสอบจากแบบจำลองและในห้องปฏิบัติการ พบว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ได้รับการพัฒนาขึ้นนี้สามารถทำงานในสถานะชาร์จและคายประจุได้ พร้อมทั้งสามารถรองรับการทำงานที่เปลี่ยนแปลงของโครงข่ายไฟฟ้าได้

Title	INTERLEAVED BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER FOR HIGH VOLTAGE BATTERY APPLICATION
Author	Chayakarn Saeseiw
Advisor	Assistant Professor Piyadani Pachanapan, Ph.D.
Co-Advisor	Associate Professor Sakda Somkun, Ph.D.
Academic Paper	M.Eng. Thesis in Electrical Engineering, Naresuan University, 2022
Keywords	Interleaved, Bidirectional, Buck-Boost converter, Hardware in the Loop (HiL), High Voltage Battery

ABSTRACT

This thesis develops an interleaved bidirectional Buck-Boost DC/DC converter circuit for a hybrid solar and battery inverter. This proposed is used to support energy management and power balancing by charging and discharging the high-voltage battery. The single-phase hybrid solar and battery inverter is built for 220 Vac, 50 Hz, with a 400 Vdc DC bus. The rated power and current have to be greater than 2.5 kW and 10 A. The interleaved approach is employed in the DC/DC converter to reduce ripples in the input and output currents. As a result, passive components such as inductor and capacitor sizes can be reduced. Furthermore, the converter's price, size, and weight can be lowered. The proposed DC/DC converter implementation and evaluation are divided into three sections and each part was tested under Grid-Connected and Grid-Forming conditions: 1) MATLAB/Simulink program simulation; 2) Hardware in the Loop Simulator simulation; and 3) Interleaved Bidirectional Buck-Boost DC/DC converter prototype circuit. The modeling and laboratory testing show that the designed bidirectional DC/DC converter circuit can successfully support energy management and power balancing in both on-grid and off-grid operations by charging and discharging the high voltage battery.

ประกาศขอบคุณการ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเนื่องจากได้รับคำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยนัย ภาชนะพรรณมดี ตลอดจนหน้าที่ ประสบความสำเร็จคำปรึกษาและสนับสนุนอุปกรณ์ในการดำเนินงานวิจัยจาก รองศาสตราจารย์ ดร.ศักดา สมกุล จึงกราบขอพระคุณอาจารย์ไว้เป็นอย่างสูง นอกจากนี้ขอขอบพระคุณคณะอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวรทุกท่าน ที่ให้ความรู้และประสบการณ์ ขอขอบคุณอาจารย์ท่านอื่นๆและเพื่อนที่ SEPCON Lab ที่คอยให้ความช่วยเหลือจนงานสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดาและครอบครัว ซึ่งได้ให้คำแนะนำและสนับสนุนแก่ผู้วิจัยจนสำเร็จการศึกษา และอีกหลายๆ ท่านที่ไม่สามารถจะกล่าวไว้ ณ ที่นี้ได้หมด คุณประโยชน์อันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์นี้เป็นผลที่เกิดจากความกรุณาของทุกท่านดังกล่าว ผู้วิจัยจึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งในงานวิจัย "คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟสำหรับไฮบริดอินเวอร์เตอร์พลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่" สนับสนุนโดยคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

ชฎากานต์ แซ่เซียว

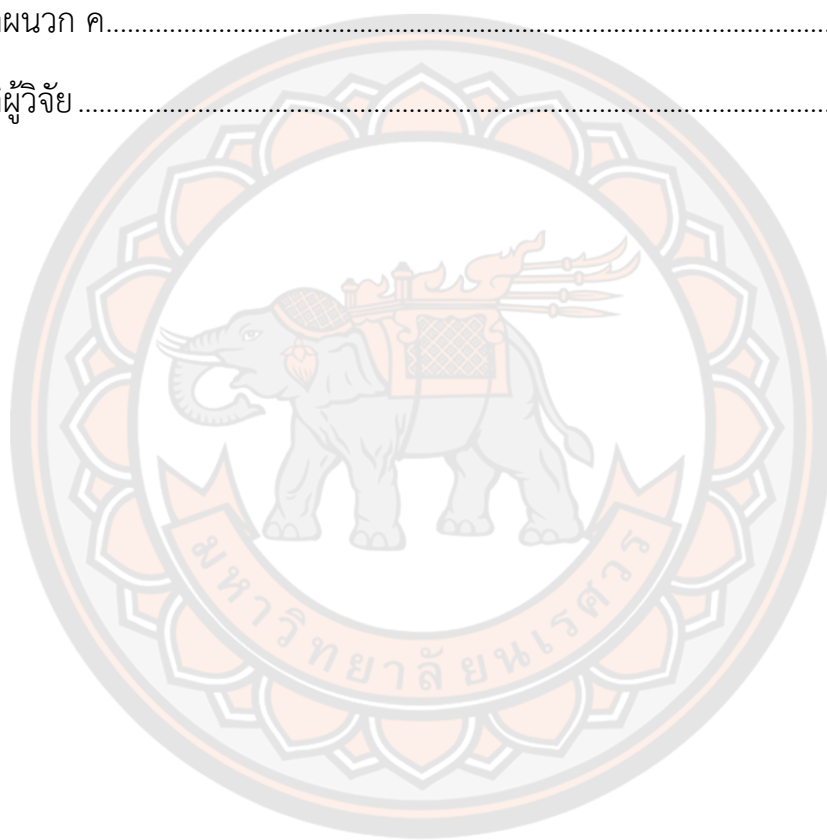
สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ค
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
ประกาศคุุณูปการ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายของการวิจัย.....	3
1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนการทำงานการวิจัย.....	4
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 เทคโนโลยีระบบกักเก็บพลังงาน (Energy Storage Technology).....	5
2.2 ระบบกักเก็บพลังงานด้วยแบตเตอรี่ (Battery Energy Storage System).....	5
2.3 หลักการทำงานพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง.....	6
2.3.1 Buck Mode (Battery Charging Mode).....	6
2.3.2 Boost Mode (Battery Discharging Mode).....	10
2.4 การวิเคราะห์ Non-synchronous กับ Synchronous Converter.....	14

2.5 วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bidirectional DC-DC Buck-Boost Converter).....	17
2.5.1 การทำงาน Buck Mode (Charging Mode)	17
2.5.2 โหมด Boost Mode (Discharging Mode).....	18
2.6 โทโพโลยีของคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง (Topology of Bidirectional Converter).....	19
2.7 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ เมื่อใช้งานร่วมกับแบตเตอรี่ (Interleaved bidirectional DC-DC Converter operation analysis when used with batteries).....	27
2.7.1 วิเคราะห์การทำงานในโหมดบัคของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ (Analysis of operation in Buck Mode of Interleaved bidirectional DC-DC converter)	29
2.7.2 วิเคราะห์การทำงานในโหมดบูสต์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ (Analysis of operation in Buck Mode of Interleaved bidirectional DC-DC converter)	31
2.7.3 การวิเคราะห์กระแสกระเพื่อม (Analysis of the Ripple Current).....	32
2.8 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter).....	37
2.9 วงจรอินเวอร์เตอร์ (DC-AC Inverter).....	39
2.10 ระบบควบคุมแบบพีไอ (PI Controller Design).....	41
บทที่ 3 แผนการดำเนินงาน.....	43
3.1 ระบบควบคุมการทำงานในระบบไฮบริด (Hybrid System) ที่มีการเชื่อมต่อระหว่างอินเวอร์เตอร์ พลังงานแสงอาทิตย์ และแบตเตอรี่.....	43
3.1.1 การออกแบบระบบควบคุมแบบพีไอสำหรับคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ	44

3.1.2 ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ใช้ทดสอบในโปรแกรม MATLAB/Simulink	47
3.1.3 ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ใช้ทดสอบบน Hardware in the Loop (HiL Simulator).55	
3.1.4 ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ใช้ทดสอบในวงจรต้นแบบ (Prototype).....	59
3.1.5 ระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ปรับใช้ Feed Forward Control.....	60
3.1.6 ระบบควบคุมการทำงานของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ (Hybrid Inverter).....	61
บทที่ 4 ผลการวิจัย	63
4.1 ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟจากรูปแบบจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink	63
4.1.1 ผลการจำลองของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงทำงานในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected) ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink	64
4.1.2 ผลการจำลองของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงทำงานในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming) ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink	71
4.2 ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟบน Hardware in the Loop (HiL Simulation).....	76
4.3 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรต้นแบบ (Prototype) คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ	83
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ.....	91
5.1 ปัญหาและแนวทางแก้ไข.....	92

5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับการพัฒนา	92
บรรณานุกรม	94
ภาคผนวก	98
ภาคผนวก ก	99
ภาคผนวก ข	109
ภาคผนวก ค	113
ประวัติผู้วิจัย	119

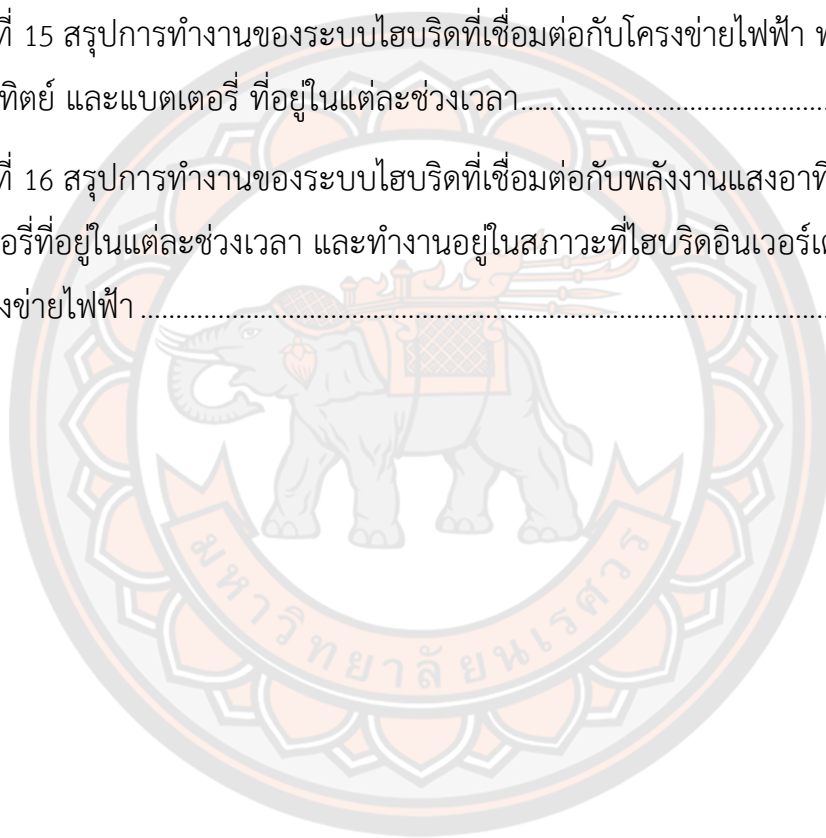


สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 1	สรุปการทำงานของ Buck Mode (Step-down) และ Boost Mode (Step-up)...	14
ตารางที่ 2	การยกตัวอย่างสรุปความแตกต่างในการใช้ Non-synchronous และ Synchronous	16
ตารางที่ 3	เกณฑ์พื้นฐานของแต่ละโทโพโลยีของคอนเวอร์เตอร์ประเภท Non-isolated [4]	20
ตารางที่ 4	รูปวงจรแต่ละโทโพโลยีของคอนเวอร์เตอร์ประเภท non-isolated [4]	23
ตารางที่ 5	ตารางเปรียบเทียบคอนเวอร์เตอร์ประเภท non-isolated [5]	25
ตารางที่ 6	การเปรียบเทียบการเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำสำหรับการใช้งาน 1 เฟส และ 2 เฟสด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ	35
ตารางที่ 7	การเปรียบเทียบปริมาณแกนตัวเหนี่ยวนำสำหรับการใช้งาน 1 เฟส และ 2 เฟส ด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ [17]	36
ตารางที่ 8	ค่าเกณฑ์ของระบบควบคุมที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ	47
ตารางที่ 9	ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะ Grid-Connected	50
ตารางที่ 10	ค่าพารามิเตอร์ของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะ Grid-Connected	51
ตารางที่ 11	ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะ Grid-Forming.....	53
ตารางที่ 12	ค่าพารามิเตอร์ของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในสถานะ Grid-Forming	54

ตารางที่ 13 ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสถานะการทำงานแบบ Grid-Connected บน HiL Simulator.....	57
ตารางที่ 14 ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสถานะการทำงานแบบ Grid-Forming บน HiL Simulator.....	58
ตารางที่ 15 สรุปการทำงานของระบบไฮบริดที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า พลังงานแสงอาทิตย์ และแบตเตอรี่ ที่อยู่ในแต่ละช่วงเวลา.....	70
ตารางที่ 16 สรุปการทำงานของระบบไฮบริดที่เชื่อมต่อกับพลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ที่อยู่ในแต่ละช่วงเวลา และทำงานอยู่ในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า.....	75



สารบัญภาพ

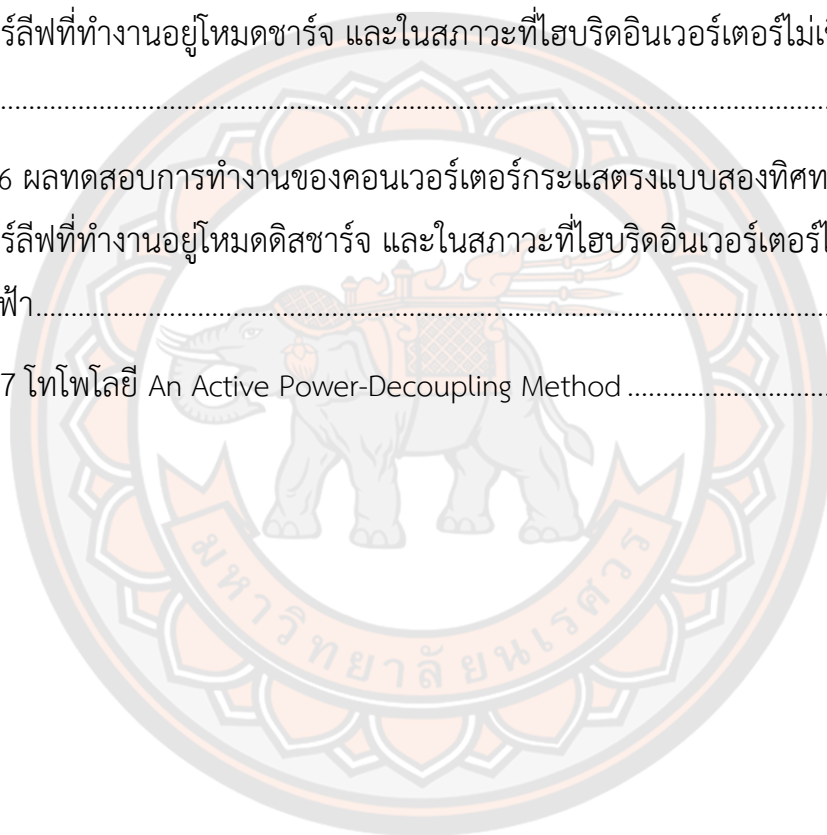
	หน้า
รูปที่ 1 โครงสร้างของระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส	2
รูปที่ 2 วงจรสมมูลของ Buck Converter	7
รูปที่ 3 วงจรการทำงานพื้นฐานของ Buck Converter.....	7
รูปที่ 4 สัญญาณรูปคลื่นของค่าต่างๆ ในวงจร Buck Converter.....	8
รูปที่ 5 วงจรสมมูลของ Boost Converter.....	10
รูปที่ 6 วงจรการทำงานพื้นฐานของ Boost Converter	11
รูปที่ 7 สัญญาณรูปคลื่นของค่าต่างๆ ในวงจร Boost Converter.....	12
รูปที่ 8 วงจรสมมูลของ Bidirectional DC-DC converter	17
รูปที่ 9 การทำงานของ Buck Mode (Charging Mode).....	18
รูปที่ 10 การทำงานของ Boost Mode (Discharging Mode)	19
รูปที่ 11 รูปวงจรสมมูลพื้นฐานของ N-Phase Interleaved Topology	28
รูปที่ 12 รูปวงจรสมมูล 2-Phases Interleaved Topology.....	28
รูปที่ 13 วงจรสมมูล 2-Phases Interleaved ขณะทำงานใน Buck Mode	29
รูปที่ 14 ลักษณะรูปคลื่นของวงจร 2-Phases Interleaved Topology ขณะทำงานใน Buck Mode	30
รูปที่ 15 วงจรสมมูล 2-Phases Interleaved ขณะทำงานใน Boost Mode	31
รูปที่ 16 ลักษณะรูปคลื่นของวงจร 2-Phases Interleaved Topology ขณะทำงานใน Boost Mode	32
รูปที่ 17 การวิเคราะห์ผลของการเพิ่มจำนวนเฟสที่มีผลต่อกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุต.....	33

รูปที่ 18 วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์	37
รูปที่ 19 การทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์	38
รูปที่ 20 ระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า	39
รูปที่ 21 ระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า	40
รูปที่ 22 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P-Controller)	41
รูปที่ 23 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (I-Controller)	42
รูปที่ 24 ระบบควบคุมแบบพีไอ PI	42
รูปที่ 25 การทำงานชาร์จและดิสชาร์จของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง	44
รูปที่ 26 ระบบควบคุมแบบ PI ที่ใช้ในระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง	45
รูปที่ 27 กราฟผลตอบแทนทางความถี่ (Bode Plot) ของระบบควบคุมกระแสคอนเวอร์เตอร์	45
รูปที่ 28 ระบบควบคุมแบบ PI ที่ใช้ในระบบควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง	46
รูปที่ 29 กราฟผลตอบแทนทางความถี่ (Bode Plot) ของระบบควบคุมแรงดันคอนเวอร์เตอร์	46
รูปที่ 30 การทดสอบระบบควบคุมของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected)	49
รูปที่ 31 การทำงานระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง	49
รูปที่ 32 การทำงานระบบควบคุมแรงดันดีซีบัสของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส	50
รูปที่ 33 การทดสอบระบบควบคุมของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะที่ไม่ได้เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming)	52

รูปที่ 34 ระบบควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง.....	53
รูปที่ 35 Hardware in the Loop Simulator.....	55
รูปที่ 36 ระบบควบคุมการชาร์จและดิสชาร์จที่ใช้ใน Hardware in the Loop (HiL)	56
รูปที่ 37 การพัฒนาระบบควบคุมในวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบ สองทิศทาง.....	60
รูปที่ 38 การปรับใช้ Feed Forward	61
รูปที่ 39 ระบบควบคุมการทำงานของไฮบริดอินเวอร์เตอร์.....	61
รูปที่ 40 โครงสร้างของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า.....	64
รูปที่ 41 แบบจำลองระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่าย ไฟฟ้าในโปรแกรม MATLAB/Simulink.....	65
รูปที่ 42 แบบจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ใช้ ในโปรแกรม MATLAB/Simulink.....	65
รูปที่ 43 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงที่ไม่ได้ปรับใช้ Feed Forward.....	66
รูปที่ 44 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงหลังจากการปรับใช้ Feed Forward.....	67
รูปที่ 45 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และผลตอบสนองของ ระบบควบคุมแรงดันที่ดีซีบัค ในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า.....	67
รูปที่ 46 กราฟแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของโซล่าเซลล์ชุดที่ 1 (PV1) ในสถานะ เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า.....	68
รูปที่ 47 กราฟแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของโซล่าเซลล์ชุดที่ 2 (PV2) ในสถานะ เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า.....	68
รูปที่ 48 ลักษณะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ ใน สถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า	69

รูปที่ 49 โครงสร้างของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า	71
รูปที่ 50 แบบจำลองระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าในโปรแกรม MATLAB/Simulink.....	71
รูปที่ 51 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และผลตอบสนองของระบบควบคุมแรงดันที่ตีซีบัส ในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า.....	72
รูปที่ 52 กราฟแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของพลังงานแสงอาทิตย์ ชุดที่ 1 (PV1)	73
รูปที่ 53 กราฟแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของพลังงานแสงอาทิตย์ชุดที่ 2 (PV2).....	73
รูปที่ 54 ลักษณะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ ในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า.....	74
รูปที่ 55 ระบบทดสอบบน HiL Simulator	76
รูปที่ 56 รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ออกแบบบน RT-LAB ที่จำลองการทำงานในสถานะ Grid-Connected	77
รูปที่ 57 ผลตอบสนองการทำงานระบบควบคุมกระแสของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางบน HiL Simulator.....	78
รูปที่ 58 ค่ากระแสเพื่ออมของกระแสในแต่ละเฟส และกระแสเฉลี่ยรวม	79
รูปที่ 59 รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ออกแบบบน RT-LAB ที่จำลองการทำงานในสถานะ Grid-Forming.....	80
รูปที่ 60 ผลตอบสนองการทำงานระบบควบคุมแรงดันของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ควบคุมการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายกระแสจาก 0 เป็น ± 0.75 แอมป์.....	82
รูปที่ 61 ผลตอบสนองการทำงานระบบควบคุมแรงดันของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ควบคุมการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายกระแสจาก +0.75 เป็น -0.75 แอมป์	83
รูปที่ 62 ระบบทดสอบวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง	84

รูปที่ 63 การทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ ที่ทำงานอยู่ในโหมดชาร์จและดิสชาร์จ ขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์อยู่ในสถานะเชื่อมต่อกับ การไฟฟ้า.....	86
รูปที่ 64 ผลทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิค อินเทอร์ลิฟ ในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับการไฟฟ้า.....	87
รูปที่ 65 ผลทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิค อินเทอร์ลิฟที่ทำงานอยู่โหมดชาร์จ และในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับการ ไฟฟ้า.....	88
รูปที่ 66 ผลทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิค อินเทอร์ลิฟที่ทำงานอยู่โหมดดิสชาร์จ และในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับ การไฟฟ้า.....	89
รูปที่ 67 โทโพโลยี An Active Power-Decoupling Method	92



บทที่ 1

บทนำ

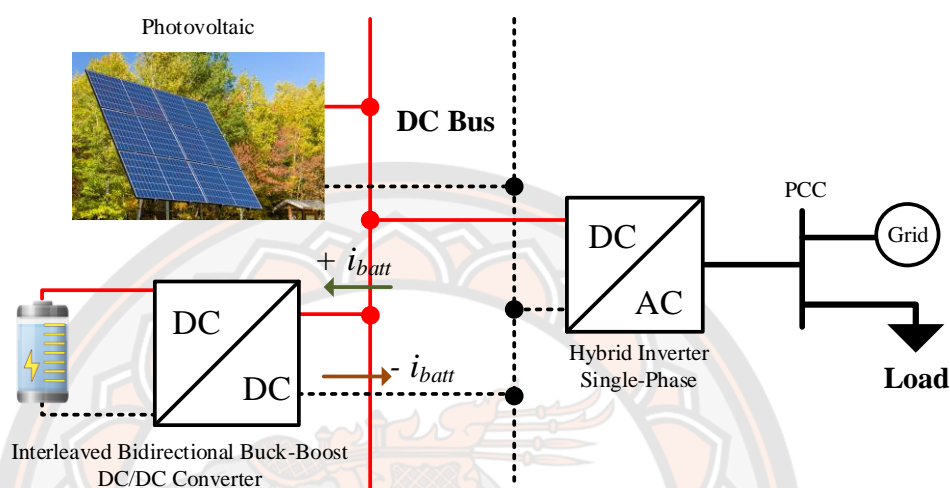
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันในประเทศไทยนิยมใช้พลังงานหมุนเวียนที่นำมาผลิตไฟฟ้าจาก พลังงานแสงอาทิตย์เป็นหลัก เนื่องจากเป็นพลังงานที่สะอาด ไร้มลพิษ และราคาต้นทุนที่ไม่สูง แต่ข้อจำกัดของพลังงานแสงอาทิตย์และพลังงานหมุนเวียนอื่นๆ นั้น คือ ความเสถียรในการผลิตกระแสไฟฟ้าที่ไม่สม่ำเสมอ ซึ่งอาจเกิดขึ้นจากปัจจัยสิ่งแวดล้อมที่ไม่แน่นอน เป็นผลทำให้ไม่สามารถนำพลังงานมาชดเชยหรือนำพลังงานไปใช้ในเวลาที่ฉุกเฉินได้ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์ที่เป็นรูปแบบไฮบริด (Hybrid Solar System) ซึ่งเป็นระบบไฮบริดที่สามารถทำงานร่วมกันได้กับการไฟฟ้า (Grid) และระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่ (Energy Storage System : ESS) ในรูปแบบระบบผลิตไฟฟ้านี้จะทำการรักษาระดับการผลิตกระแสไฟฟ้าในแต่ละตำแหน่งและเวลาให้เท่ากับความต้องการใช้พลังงานอยู่เสมอ กล่าวคือ เมื่อระบบพลังงานแสงอาทิตย์ผลิตพลังงานไฟฟ้าเกินความต้องการของโหลดหรือความต้องการการใช้พลังงานน้อยกว่าความสามารถในการผลิตพลังงาน พลังงานส่วนเกินนั้นจะถูกนำไปเก็บสำรองไว้ในระบบ ESS เพื่อนำมาใช้ในเวลาอื่นๆ ได้

เมื่อกล่าวถึงระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่ ซึ่งนิยมใช้สำหรับระบบโซลาร์เซลล์เป็นอย่างมากในปัจจุบัน แต่การเลือกพิกัดแรงดันของแบตเตอรี่ก็เป็นสิ่งสำคัญ พิกัดแรงดันของแบตเตอรี่แบ่งออกเป็นสองประเภท คือ แบตเตอรี่แรงดันต่ำ (Low Voltage Battery) และแบตเตอรี่แรงดันสูง (High Voltage Battery)

ถ้าพิจารณาที่กำลังไฟฟ้าเท่ากันการเลือกใช้ระบบแบตเตอรี่แรงดันต่ำที่เชื่อมต่อกับตีซีบัสแรงดันสูง จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวคอนเวอร์เตอร์มีค่าสูงมากขึ้น และเกิดการสูญเสีย (Losses) ในระหว่างกระบวนการแปลงแรงดันที่เยอะขึ้น เป็นผลให้เกิดต้นทุนที่สูงสำหรับอุปกรณ์ เช่น ขนาดของสายไฟ ตัวเหนี่ยวนำ คาร์ปาซิเตอร์ เป็นต้น ในอีกทางเลือกคือระบบแบตเตอรี่แรงดันสูง การใช้แบตเตอรี่แรงดันสูงถึงแม้จะมีราคาที่สูงกว่าแบตเตอรี่แรงดันต่ำ แต่การเลือกใช้แบตเตอรี่แรงดันสูงมีผลดีที่ทำให้กระแสไหลผ่านตัวคอนเวอร์เตอร์น้อยกว่า สามารถรองรับการเก็บประจุและคายประจุได้รวดเร็วกว่า ส่งผลให้เกิดต้นทุนของคอนเวอร์เตอร์ที่ต่ำกว่าระบบแบตเตอรี่แรงดันต่ำ

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ตลิฟสำหรับการเก็บประจุและคายประจุของระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่แรงดันสูงที่สามารถทำงานได้ในระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส (Hybrid Inverter Single-Phase System) แสดงดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

สำหรับการทำงานในสถานะที่เป็นแบบออนกริด (Grid-Connected) ไฮบริดอินเวอร์เตอร์จะแปลงแรงดันไฟฟ้าจากโครงข่ายไฟฟ้าและควบคุมแรงดันที่ ดีซีบัสให้ได้ 400 โวลต์เสมอ และถ้าระดับแรงดันแบตเตอรี่มีค่าต่ำกว่ากำหนด วงจรคอนเวอร์เตอร์สองทิศทางจะทำการทอนแรงดันเพื่อสะสมพลังงานไว้ในแบตเตอรี่ ในส่วนของพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์จะทำการขายไฟฟ้าโดยจ่ายพลังงานย้อนกลับไปยังการไฟฟ้า

แต่ถ้าระบบทำงานในสถานะที่เป็นออฟกริด (Grid-Forming) พลังงานที่ได้จะใช้พลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์หรือใช้พลังงานจากระบบกักเก็บพลังงาน โดยการทำงานในสถานะที่เป็นออฟกริดระบบจะตัดการเชื่อมต่อออกจากกริดไฟฟ้า ดังนั้นพลังงานแสงอาทิตย์หรือระบบการกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานแทน หรือที่เรียกว่า “Grid-Forming” ซึ่งจะแบ่งส่วนการทำงานดังนี้ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางจะควบคุมแรงดันที่ ดีซีบัส (DC Bus) ให้คงที่ที่ 400 โวลต์เสมอ ซึ่งเป็นแรงดันที่เหมาะสมในการจ่ายกระแสให้กับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ ของระบบ คือเมื่อแรงดันจากเซลล์แสงอาทิตย์ที่จ่ายให้กับ ดีซีบัส มีค่ามากกว่า 400 โวลต์ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางจะทำหน้าที่ทอนแรงดันเพื่อไปสะสมพลังงานไว้ในแบตเตอรี่ และควบคุมแรงดันที่ ดีซีบัส มีค่าคงที่ที่ 400 โวลต์ ตลอด ในทางตรงกันข้าม เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์ไม่สามารถจ่ายพลังงานได้ถึง

400 โวลต์ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางก็จะทำหน้าที่ที่ทบแรงดันจากแบตเตอรี่ 300 โวลต์ ให้ได้แรงดันเพิ่มขึ้นเป็น 400 โวลต์ ที่จุด ดีซีบัส ให้มีค่าคงที่ตลอดเวลา

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟเพิ่มเข้ามา โดยเทคนิคนี้สามารถลดค่ากระแสกระแสเพื่ออินพุตต์และเอาต์พุต ลดความถี่การสวิตซ์ซิ่งของกระแส ประสิทธิภาพของการระบายความร้อนดีขึ้น อีกทั้งยังลดต้นทุน ขนาดและน้ำหนัก ของคอนเวอร์เตอร์ได้อีกด้วย ข้อดีของการเพิ่มเทคนิคอินเตอร์ลีฟเหล่านี้ส่งผลให้สมรรถนะและความน่าเชื่อถือในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่เพิ่มขึ้น

1.2 จุดมุ่งหมายของการวิจัย

1.2.1 ออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bidirectional Buck-Boost DC/DC Converter) สำหรับแบตเตอรี่แรงดันสูง ที่ใช้ร่วมกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ (Hybrid Inverter) 1 เฟส

1.2.2 สามารถประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟในการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางสำหรับการใช้งานร่วมกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ที่สภาวะต่างๆ ได้

1.3 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1.3.1 สามารถนำวงจรคอนเวอร์เตอร์สองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟไปใช้สำหรับแบตเตอรี่แรงดันสูงได้

1.3.2 สามารถพัฒนางจรหรือคอนเวอร์เตอร์สองทิศทางให้มีสมรรถนะ (Performance) และความน่าเชื่อถือ (Reliability) โดยมีผลตอบสนองที่เหมาะสมในสภาวะการทำงานที่เป็นออนกริด (Grid-Connected) และออฟกริด (Grid-Forming) ลดความถี่การสวิตซ์ซิ่งของกระแส ประสิทธิภาพของการระบายความร้อนดีขึ้น รวมทั้งลดต้นทุน ขนาดและน้ำหนักของคอนเวอร์เตอร์ได้

1.3.3 พัฒนาใช้ร่วมกับ Grid-Tied DC-AC Inverter และไฮบริดอินเวอร์เตอร์ได้

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 ออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bidirectional DC/DC Converter) ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าไม่น้อยกว่า 2.5kW พิกัดกระแสไฟฟ้าไม่เกิน 20A ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 20 kHz ด้วยการนำเทคนิคอินเตอร์ลีฟสำหรับแบตเตอรี่แรงดันสูง

1.4.2 สร้างคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bidirectional DC/DC Converter) ที่มีอินพุตจากแหล่งจ่ายแรงดันทั้งสองทาง ได้แก่ แหล่งจ่ายแรงดันจากแบตเตอรี่ 120-350 โวลต์ และ แหล่งจ่ายแรงดันจากดีซีบััส 400 โวลต์

1.4.3 สร้างคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bidirectional DC/DC Converter) สำหรับแบตเตอรี่เพื่อใช้งานกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งรองรับการทำงานร่วมกับแผงผลิตไฟฟ้า พลังงานแสงอาทิตย์

1.5 ขั้นตอนการทำงานการวิจัย

1.5.1 จำลองการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิค อินเตอร์ลีฟ (Interleaved Bidirectional DC-DC Converter) โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink

1.5.2 จำลองฮาร์ดแวร์คอนเวอร์เตอร์ด้วยฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware in the Loop: HiL Simulator) ที่มีการใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับบอร์ด DSP TMS320F280049C

1.5.3 ออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิค อินเตอร์ลีฟ (Interleaved Bidirectional DC-DC Converter)

1.5.4 ออกแบบระบบควบคุมการทำงานชาร์จและดิสชาร์จของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบ สองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ

1.5.5 ทดสอบการทำงานจริงของระบบควบคุมการทำงานชาร์จและดิสชาร์จของคอนเวอร์เต อร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง

1.5.6 สรุปผลการทดลอง และจัดทำรายงานการวิจัย

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เทคโนโลยีระบบกักเก็บพลังงาน (Energy Storage Technology)

ระบบกักเก็บพลังงาน (Energy Storage System) เป็นระบบหรือเทคโนโลยีที่สามารถกักเก็บพลังงานไฟฟ้าได้ ระบบนี้เกิดขึ้นจากความไม่เสถียรของการผลิต (Supply) และความต้องการการใช้ไฟฟ้า (Demand) ที่สูงเกินไป เนื่องจากความไม่เสถียรเกิดขึ้นได้จากปัจจัยหลายอย่าง ไม่ว่าจะเป็นความแปรปรวนของสภาพแวดล้อมที่ทำให้พลังงานหมุนเวียนขาดความสามารถในการผลิต หรือปัจจัยที่นอกเหนือการควบคุม ยกตัวอย่างเช่น พลังงานแสงอาทิตย์ ถ้าปริมาณแสงอาทิตย์ในระหว่างวันมีไม่มากพอ แต่ความต้องการการใช้พลังงานสูง ทำให้ไม่สามารถนำพลังงานมาชดเชยได้ ส่งผลให้เกิดขาดความเสถียรภาพของพลังงาน หรือในอีกทางหนึ่ง พลังงานแสงอาทิตย์หรือพลังงานลมมีกำลังผลิตในช่วงเช้ามาก แต่ในช่วงเช้าความต้องการการใช้พลังงานต่ำ ทำให้พลังงานที่ผลิตมาไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ ดังนั้นจึงได้มีการประยุกต์ใช้ระบบกักเก็บพลังงานนี้ขึ้นมาเพื่อปรับปรุงและรองรับและสะสมพลังงานที่สามารถนำไปใช้ในเวลาที่ต่างๆ ได้

2.2 ระบบกักเก็บพลังงานด้วยแบตเตอรี่ (Battery Energy Storage System)

แบตเตอรี่เป็นตัวเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าส่วนเกินที่ผลิตได้จากแผงเซลล์แสงอาทิตย์หรือจากพลังงานหมุนเวียนอื่นๆ นำไปไว้ในเวลาที่ต้องการ เช่น เวลาที่ไม่มีแสงอาทิตย์ เวลากลางคืน รวมทั้งทำหน้าที่ในการควบคุมรักษาแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ในระบบไว้ในระดับที่ต้องการ แบตเตอรี่มีหลายชนิด หลายขนาด และหลายพิกัดระดับแรงดัน ให้เลือกใช้ตามความเหมาะสม ในที่นี้จะพูดถึงถึงการเลือกพิกัดระดับแรงดันของแบตเตอรี่ที่นำไปใช้ร่วมกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถแยกประเภทของพิกัดแรงดันของแบตเตอรี่ได้ ดังนี้ 1) แบตเตอรี่แรงดันต่ำ (Low Voltage Battery) 2) แบตเตอรี่แรงดันสูง (High Voltage Battery) ความแตกต่างของแบตเตอรี่ทั้งสองประเภทนี้คือ แบตเตอรี่แรงดันต่ำ หมายถึง แบตเตอรี่ที่มีแรงดันต่ำกว่า 100 โวลต์ และแบตเตอรี่แรงดันสูง จะมีแรงดันที่สูงกว่า 100 โวลต์ขึ้นไป ถ้าพิจารณาที่จุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC Bus) สำหรับที่อยู่อาศัยทั่วไปหรือในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ที่เป็นรูปแบบไฮบริด (Solar PV Hybrid System) ที่มีอยู่ในปัจจุบัน จะมีแรงดันอยู่ที่ประมาณ 300-500 โวลต์ หรือเป็นบัสที่มีแรงดันสูง การทำงานของระบบแบตเตอรี่แรงดันต่ำจะทำให้เกิดการสูญเสีย (Losses) ของกระบวนการแปลงแรงดันมากกว่า การเลือกใช้แบตเตอรี่แรงดันสูง เนื่องจากมีอัตราส่วนระหว่างแรงดันอินพุตและเอาต์พุตที่มากกว่า ส่งผลให้กระแสไหลผ่านคอนเวอร์เตอร์มากขึ้นตามไปด้วย ทำให้ต้องเพิ่มต้นทุนของอุปกรณ์ต่างๆ เช่น

ตัวเหนี่ยวนำ ขนาดของสายไฟ คาปาซิเตอร์ ขนาดและน้ำหนักของคอนเวอร์เตอร์ที่เพิ่มขึ้นอีกด้วย แต่สำหรับการทำงานของระบบแบตเตอรี่แรงดันสูง จะเกิดการสูญเสียของกระบวนการแปลงแรงดันที่ต่ำกว่าระบบแบตเตอรี่แรงดันต่ำ เนื่องจากอัตราส่วนระดับแรงดันของระบบแบตเตอรี่แรงดันสูงกับจุดแรงดันไฟฟ้าดีซีบัสแรงดันสูงต่างกันไม่มาก กระแสที่ไหลผ่านตัวคอนเวอร์เตอร์และต้นทุนของอุปกรณ์ต่างๆ มีค่าน้อยลง รวมทั้งขนาดและน้ำหนักของคอนเวอร์เตอร์ที่ลดลงด้วย

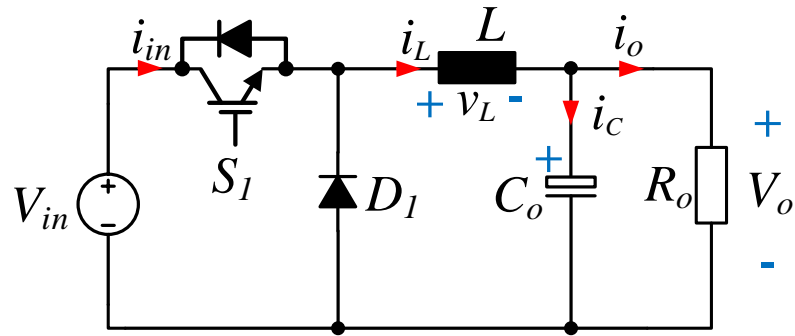
งานวิจัยนี้จะมุ่งเน้นการประยุกต์ใช้งานแบตเตอรี่แรงดันสูง พิกัด 120-350 โวลต์ ที่ใช้งานร่วมกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ ต่อกับจุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC Bus) ที่มีแรงดันอยู่ที่ 400 โวลต์ เพื่อกักเก็บพลังงานที่ผลิตได้ในช่วงเวลาหนึ่ง และนำไปใช้ในช่วงเวลาอื่น ๆ ที่มีความต้องการการใช้พลังงานสูง อีกทั้งยังช่วยลดการสูญเสียของกระบวนการแปลงแรงดัน ลดต้นทุนของอุปกรณ์ต่างๆ ลดขนาดและน้ำหนักของคอนเวอร์เตอร์ได้

2.3 หลักการทำงานพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง

ในงานวิจัยจะทำการออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางสำหรับแบตเตอรี่ที่สามารถทำงานเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected) และทำงานเหมือนโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming) ได้ทั้งสองรูปแบบ คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางจะทำงานได้ 2 โหมดด้วยกัน ได้แก่ 1) Buck Mode (Battery Charging Mode) 2) Boost Mode (Battery Discharge Mode) ซึ่งหลักการทำงานพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางสำหรับแบตเตอรี่ ถูกพัฒนามาจากวงจรแปลงหรือคอนเวอร์เตอร์ที่เป็น Buck Converter และ Boost Converter ให้สามารถทำงานได้ทั้ง 2 โหมดโดยที่ใช้คอนเวอร์เตอร์เพียงแค่ตัวเดียว โดยอธิบายหลักการทำงานชาร์จและดีสชาร์จแบตเตอรี่ด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์พื้นฐานได้ดังนี้

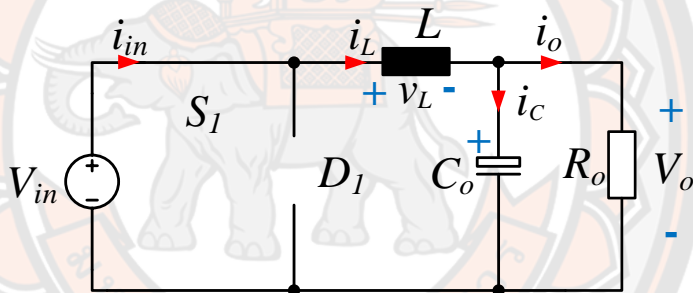
2.3.1 Buck Mode (Battery Charging Mode)

Buck Mode หรือโหมดการประจุพลังงานลงแบตเตอรี่ กล่าวคือ เป็นการควบคุมทั้งแรงดันและกระแสในการประจุพลังงานลงแบตเตอรี่ โดยเลือกใช้การควบคุมแบบปิด (Closed-Loop) การประจุพลังงานลงแบตเตอรี่จะต้องคำนึงถึงระดับกำลังไฟฟ้าของแบตเตอรี่ (State of Charge: SoC) โหมดการประจุพลังงานลงแบตเตอรี่เป็นการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ Step-Down (Buck Converter) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง หลักการทำงานของ Buck Converter เป็นการออกแบบให้แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเอาต์พุตมีปริมาณต่ำกว่าด้านอินพุต

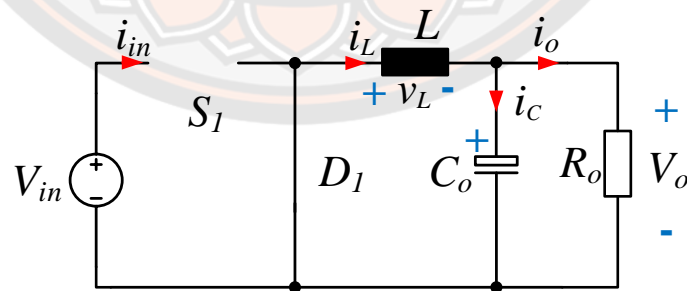


รูปที่ 2 วงจรสมมูลของ Buck Converter

การทำงานของ Buck Converter ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง จะเป็นการทำงานควบคุมและป้องกันสัญญาณให้กับสวิตช์ S_1 โดยที่สวิตช์ S_1 จะทำงานอยู่ 2 สถานะ นั่นก็คือ สถานะ “ON” และสถานะ “OFF”

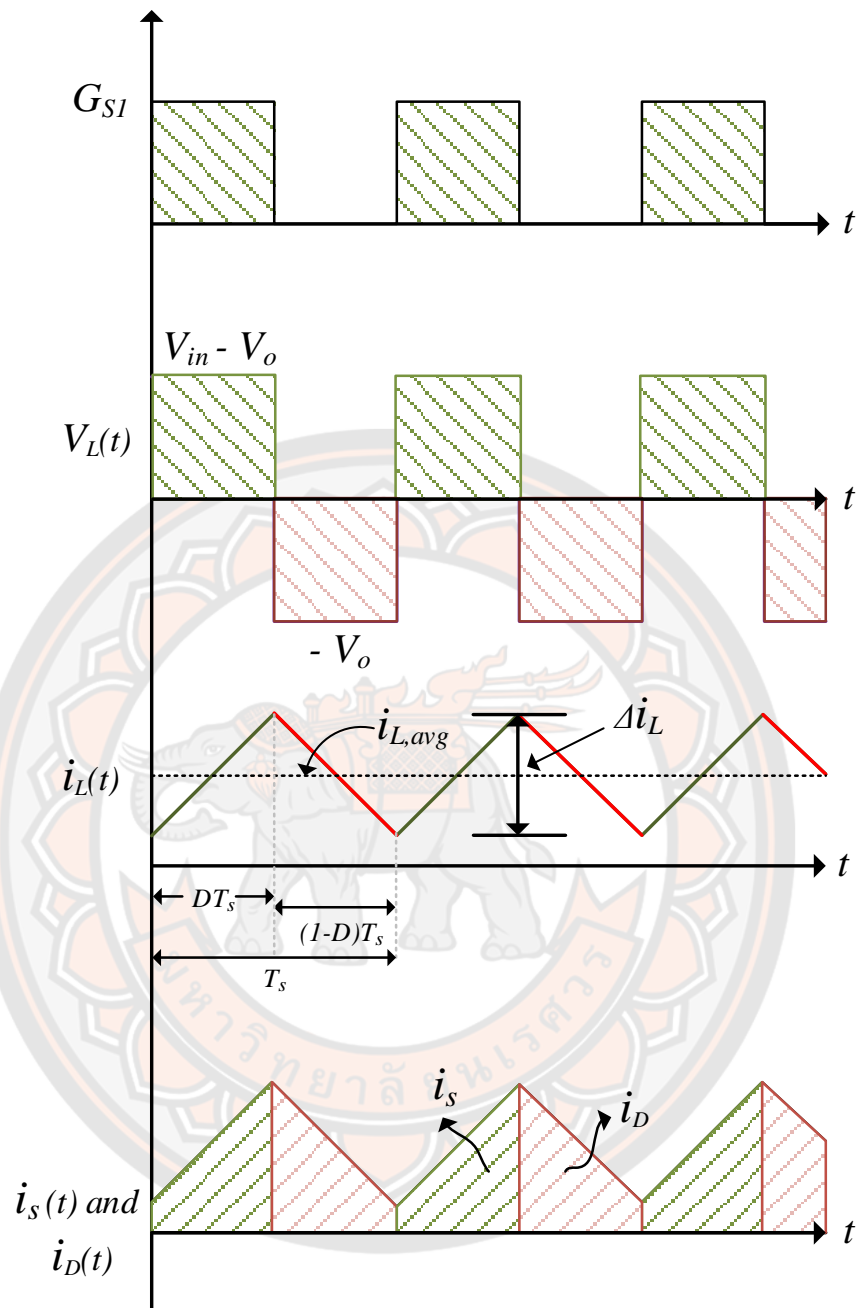


สวิตช์ S_1 “ON”



สวิตช์ S_1 “OFF”

รูปที่ 3 วงจรการทำงานพื้นฐานของ Buck Converter



รูปที่ 4 สัญญาณรูปคลื่นของค่าต่างๆ ในวงจร Buck Converter

การวิเคราะห์สัญญาณสวิตช์ในแต่ละโหมตนั้น จะต้องวิเคราะห์ในสภาวะที่เป็น Steady-State ในกรณีแรก สวิตช์ S_1 ทำงานในโหมต "ON" กระแสอินพุตจะไหลผ่านสวิตช์ และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มมากขึ้น ซึ่งกระแสที่เพิ่มขึ้นนั้นจะขึ้นอยู่กับเวลาที่

เปลี่ยนแปลงไป โดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน R_o และแรงดันที่แหล่งจ่ายจะเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ V_L บวกกับแรงดันที่ตกคร่อม R_o

$$V_{in} = V_L + V_o \quad (1)$$

จะได้
$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_o$$

หรือ
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (2)$$

d_t อยู่ในช่วงที่นำกระแส กล่าวคือ $d_t = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) DT \quad (3)$$

ในการณ์ที่สอง สวิตช์ S_1 ทำงานในโหมด “OFF” จะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับ R_o ทำให้แรงดันเอาต์พุต V_o มีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_1 ทำงาน จึงทำให้ตัวเหนี่ยวนำคายพลังงานออกมาเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายตัวหนึ่งทำให้เกิดกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน R_o ได้

$$L \frac{di_L}{dt} = V_L \quad (4)$$

d_t อยู่ในช่วงที่หยุดนำกระแส กล่าวคือ $d_t = (1-D)T$

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{-V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (5)$$

ถ้าพิจารณาแรงดันของตัวเหนี่ยวนำในหนึ่งคาบจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$\left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) DT + \left(\frac{-V_o}{L} \right) (1-D)T = 0 \quad (6)$$

$$V_{in}D - V_oD - V_o + V_oD = 0 \quad (7)$$

$$V_{in}D - V_o = 0 \quad (8)$$

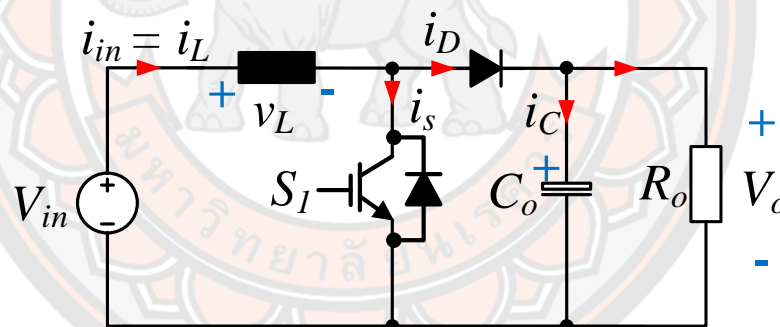
$$V_{in}D = V_o \quad (9)$$

จะได้อัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D ; 0 < D < 1 \quad (10)$$

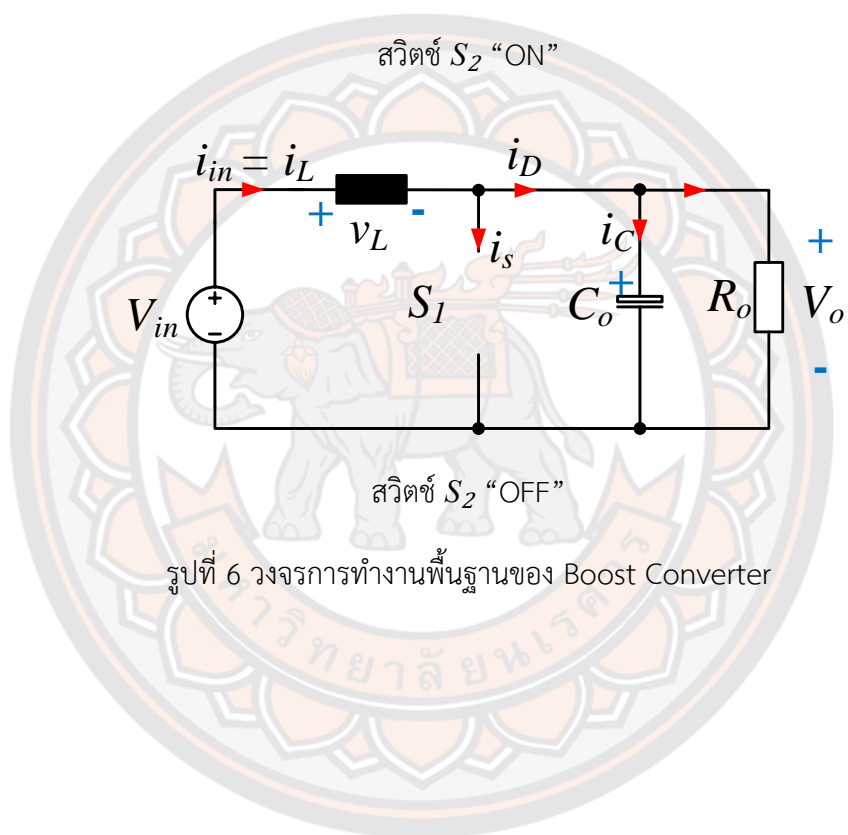
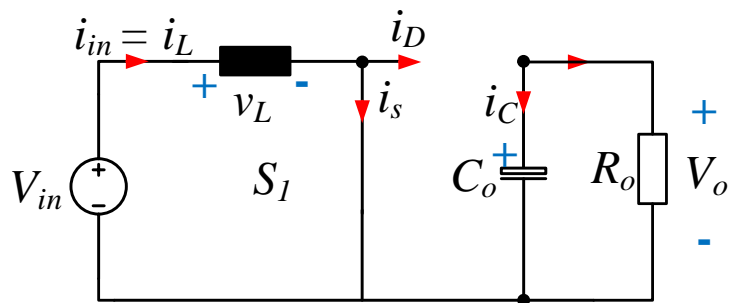
2.3.2 Boost Mode (Battery Discharging Mode)

Boost Mode โหมดการคายประจุพลังงานออกจากแบตเตอรี่ โดยจะต้องคำนึงถึงค่าการคายประจุ (Deep of Discharge: DoD) ของแบตเตอรี่ด้วย เพื่อควบคุมระดับแรงดันให้มีค่าเพิ่มมากขึ้น เมื่อระดับแรงดันมากขึ้นกระแสไฟฟ้าในวงจรจะมีค่าต่ำ เป็นผลให้เกิดกำลังสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำน้อยลง การควบคุมระดับแรงดันให้เพิ่มขึ้นนั้นขึ้นอยู่กับการทำงานของสวิตช์ การเก็บและคายพลังงานเพื่อเฉลี่ยระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงกว่าแรงดันอินพุต การทำงานนี้จะเรียกว่า Step-up (Boost Converter)

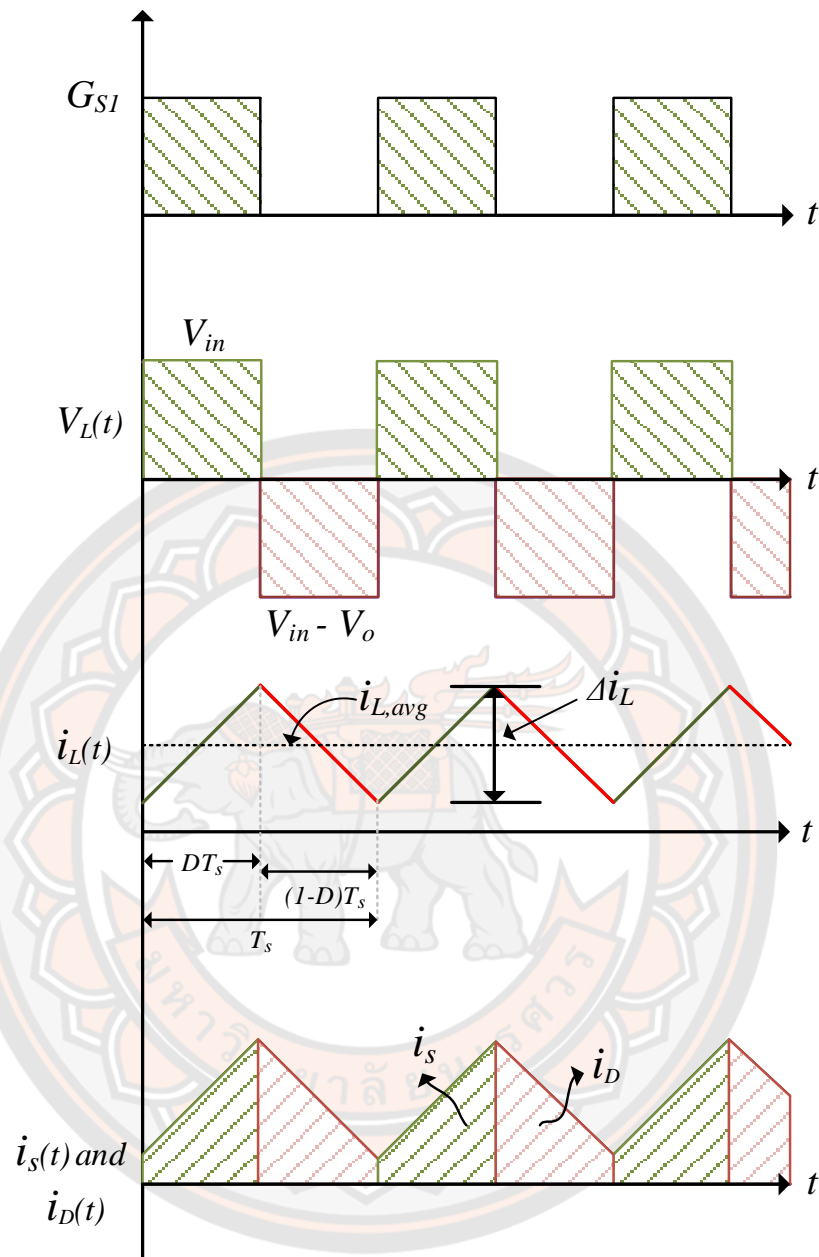


รูปที่ 5 วงจรสมมูลของ Boost Converter

การทำงานของ Boost Converter ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง จะเป็นการทำงานควบคุมและป้อนสัญญาณให้กับสวิตช์ S_2 โดยที่สวิตช์ S_2 จะทำงานอยู่ 2 สถานะ นั่นก็คือ สถานะ “ON” และสถานะ “OFF”



รูปที่ 6 วงจรการทำงานพื้นฐานของ Boost Converter



รูปที่ 7 สัญญาณรูปคลื่นของค่าต่างๆ ในวงจร Boost Converter

การวิเคราะห์สัญญาณสวิตช์ในแต่ละโหมดการทำงานของ Boost Converter นั้น กรณีแรก ถ้าสวิตช์ S_2 อยู่ในสถานะ “ON” กระแสอินพุตไหลผ่านสวิตช์ S_2 และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นเปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยที่ไดโอดจะถูกไบอัสกลับ ตัวเก็บประจุจะดิสชาร์จประจุให้แก่โหลดในช่วงเวลา T_{on} ค่าแรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

$$V_L = V_{in} \quad (11)$$

กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะได้จากสมการ

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} \quad (12)$$

หรือ

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (13)$$

dt อยู่ในช่วงที่นำกระแส กล่าวคือ $dt = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in}}{L} \right) DT \quad (14)$$

ในกรณีที่สอง สวิตช์ S_2 อยู่ในสถานะ “OFF” สวิตช์จะหยุดนำกระแส ไดโอดหมุนตัวเปล่าภายในวงจรหมุนตัวเปล่าของไดโอดจะทำหน้าที่นำกระแสเพื่อคายพลังงานในตัวเหนี่ยวนำและรวมพลังงานจากแหล่งจ่าย กระแสจะไหลต่อเนื่องผ่านตัวเหนี่ยวนำ ผ่านตัวไดโอด ผ่านตัวเก็บประจุและโหลด ตามลำดับ กระแสในตัวเหนี่ยวนำจะลดลงจนกระทั่งถึงเวลาที่สวิตช์กลับมาเหนี่ยวนำกระแสอีกครั้ง

$$V_L = V_{in} - V_o \quad (15)$$

กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะได้จากสมการ

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_o \quad (16)$$

หรือ

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (17)$$

dt อยู่ในช่วงที่หยุดนำกระแส กล่าวคือ $dt = (1-D)T$

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (18)$$

ถ้าพิจารณาแรงดันของตัวเหนี่ยวนำในหนึ่งคาบจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$\left(\frac{V_{in}}{L}\right)DT + \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{L}\right)(1-D)T = 0 \quad (19)$$

$$V_{in}D + V_{in} - V_{out} - V_{in}D + V_{out}D = 0 \quad (20)$$

จะได้อัตราส่วนแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุตดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} ; 0 < D < 1 \quad (21)$$

ตารางที่ 1 สรุปการทำงานของ Buck Mode (Step-down) และ Boost Mode (Step-up)

Mode	Inductance	Duty-cycle	Switch "ON"	Switch "OFF"
Buck Mode	$L = \frac{V_{out}(1-D)T_s}{\Delta i_L}$	$D = \frac{V_{out}}{V_{in}}$	$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L}\right)DT$	$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{-V_o}{L}\right)(1-D)T$
Boost Mode	$L = \frac{V_{out}DT_s}{\Delta i_L}$	$\frac{1}{1-D} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$	$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_{in}}{L}\right)DT$	$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L}\right)(1-D)T$

2.4 การวิเคราะห์ Non-synchronous กับ Synchronous Converter

จากงานวิจัยของ H. Eraydin and A. F. Bakan [1] การทดลองของวิจัยนี้จะเปรียบเทียบการใช้วงจร Buck Converter แบบ Asynchronous ที่มีสวิตช์ 1 ตัว ทำงานร่วมกับไดโอด กับวงจร Buck Converter แบบ Synchronous ที่มีการใช้สวิตช์ 2 ตัว แทนการใช้ไดโอดและกำหนดให้คอนเวอร์เตอร์มีแรงดันอินพุตที่มีค่าเท่ากับ 48 โวลต์ และแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 12 โวลต์ 4 แอมป์ จากนั้นจะทำการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงต่างๆ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงทางด้านความถี่และระดับโวลต์ที่แตกต่างกัน จากผลการทดลองพบว่าเมื่อใช้สวิตช์ แทนที่ใช้ไดโอดทำให้ประสิทธิภาพสูงขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงทางด้านความถี่ 50, 100, 150 และ 200 kHz ตามลำดับ และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับโวลต์พบว่าวงจรแบบ Asynchronous Buck Converter จะมีประสิทธิภาพเมื่อไม่มีโหลดหรือโหลดน้อยมาก ในทางกลับกันวงจรแบบ Synchronous Buck Converter กลับทำงาน

ได้อย่างมีประสิทธิภาพถึงแม้โหลดจะเปลี่ยนแปลงมากก็ตาม ดังนั้นจากผลการทดลองของวิจัยนี้การเลือกใช้ Synchronous Buck Converter เป็นผลดีในการทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่และระดับโหลดที่เพิ่มมากขึ้น

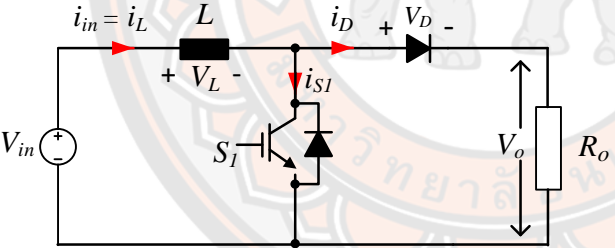
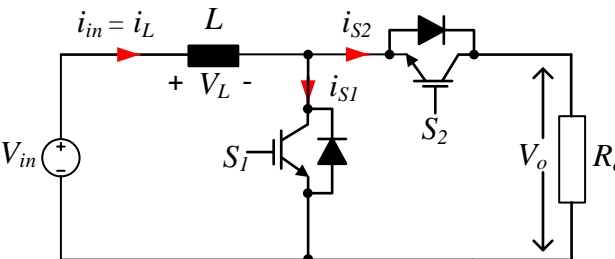
จากงานวิจัยของ M. R. Haque, S. Das, M. Uddin, M. S. Leon, and M. Razzak [2] งานวิจัยนี้เป็นการออกแบบและประเมินประสิทธิภาพของ Buck Converter ขนาด 1 kW ทั้งวงจรแบบ Asynchronous Buck Converter และ Synchronous Buck Converter ที่เชื่อมต่อกับ Solar-powered charge การประเมินประสิทธิภาพจะทำการจำลองซอฟต์แวร์ PSIM เพื่อประเมินประสิทธิภาพในการชาร์จของแบตเตอรี่ การทดลองจะประกอบด้วยแบตเตอรี่ 48 โวลต์ ความจุ 100Ah ทำการชาร์จกระแสไฟฟ้าที่ 6A จากการทดลองพบว่าวงจร Asynchronous Buck Converter (ASBC) จะให้ประสิทธิภาพมากกว่าวงจร Synchronous Buck Converter (SBC) เมื่อทำการชาร์จกระแสไฟฟ้าที่ต่ำระดับ 1แอมป์ แต่ในทางกลับกันวงจร Synchronous Buck Converter (SBC) ให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าการกระเพื่อมที่น้อยกว่าวงจร Asynchronous Buck Converter (ASBC) ซึ่งการแก้ปัญหาแรงดันที่เกิดการกระเพื่อมนั้น ทำโดยการต่อคาปาซิเตอร์แบบขนานเข้าไป เมื่อมีค่าการกระเพื่อมน้อยทำให้ไม่ต้องใช้คาปาซิเตอร์ตัวที่ใหญ่ เป็นการลดค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหา อีกทั้งยังมีประสิทธิภาพมากกว่าเมื่อมีการชาร์จกระแสไฟฟ้าในระดับที่สูงขึ้น จากผลการวิจัยของงานวิจัยนี้ได้สังเกตเห็นถึงประสิทธิภาพระหว่างรูปแบบวงจรทั้งสองวงจรและการลดค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหาเมื่อเกิดค่าการกระเพื่อมของระบบ

จากงานวิจัยของ Z. Iqbal, U. Nasir, M. T. Rasheed, and K. Munir [3] เป็นการเปรียบเทียบการวิเคราะห์ห้วงจร Synchronous Buck, Isolated Buck และ Buck Converter เพื่อหาประสิทธิภาพที่แตกต่างกัน นอกจากนี้ยังอธิบายปัจจัยที่สำคัญ เช่น ความแปรผันของแรงดันไฟฟ้าขาเข้า และผลกระทบของระบบวงเปิดและปิดของตัวแปลง DC/DC จากผลการเปรียบเทียบพบว่าเมื่อเป็นวงจรแบบ non-isolated และ isolated Buck Converter จะเกิดพลังงานสูญเสีย (Power loss) เพิ่มมากขึ้นเมื่อมีการเพิ่มของกระแสไฟฟ้า ส่งผลให้ประสิทธิภาพลดลงด้วย แต่เมื่อเปลี่ยนการใช้ไดโอดเป็นสวิตช์ ในวงจรแบบ Synchronous Buck Converter พบว่าแม้กระแสไฟฟ้าสูงขึ้นประสิทธิภาพของวงจรถูกให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าวงจรแบบ Non-isolated และ Isolated Buck Converter

จากงานวิจัยที่ได้สืบค้น เห็นได้ว่าการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นแบบ Non-synchronous และ Synchronous ต่างมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นแบบ Non-synchronous จะมีประสิทธิภาพมากกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบ Synchronous และนิยมนำไปใช้กับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดน้อย (Light Load) แต่คอนเวอร์เตอร์แบบ Synchronous จะมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าเมื่อใช้กับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่สูงขึ้นหรือ Full Load

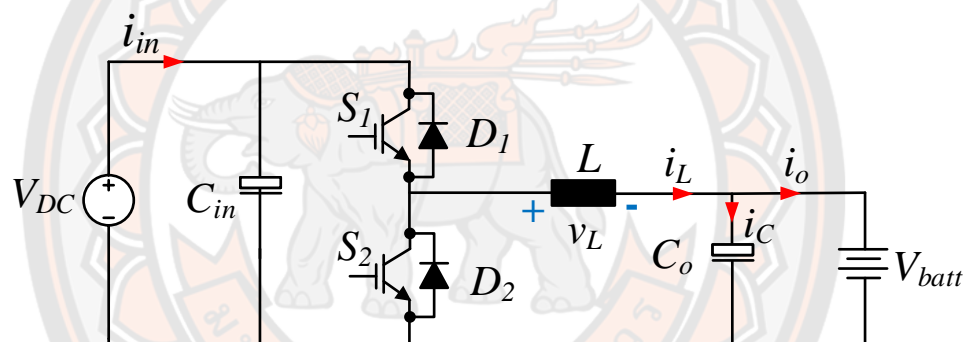
ดังนั้นในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยจึงใช้สวิตช์ IGBTs สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบ Synchronous เพื่อเหมาะสมกับความถี่ในการใช้งาน ซึ่งในงานวิจัยนี้ใช้ความถี่สวิตช์ 20 กิโลเฮิรตซ์ และต้องการให้กระแสไหลได้ทั้งสองทิศทาง ซึ่งจะทำงานให้โหมตชาร์จและดิสชาร์จ ด้วยการทำงานกระแสแบบต่อเนื่อง ซึ่งข้อดีทำให้เพิ่มประสิทธิภาพสูงขึ้นและลดความเครียด (Stress) ของอุปกรณ์ในคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่สูงขึ้นและสามารถสรุปความแตกต่างของ Non-synchronous และ Synchronous ได้ดังตารางที่ 2 อ้างอิงจาก [2, 3]

ตารางที่ 2 การยกตัวอย่างสรุปความแตกต่างในการใช้ Non-synchronous และ Synchronous

Non-synchronous	ข้อดี-ข้อเสีย
	<ol style="list-style-type: none"> 1. กระแสไฟฟ้าไหลได้ทิศทางเดียว 2. ประสิทธิภาพน้อย 3. ราคาที่ถูกกว่า 4. ใช้กับแรงดันเอาต์พุตที่สูงกว่า
Synchronous	ข้อดี-ข้อเสีย
	<ol style="list-style-type: none"> 1. กระแสไฟฟ้าไหลได้ทั้งสองทิศทาง 2. มีประสิทธิภาพสูง 3. ต้องควบคุมการทำงานที่สวิตช์เพิ่ม 4. กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะทำงานในโหมตกระแสต่อเนื่อง 5. ราคาต้นทุนสูงขึ้น

2.5 วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bidirectional DC-DC Buck-Boost Converter)

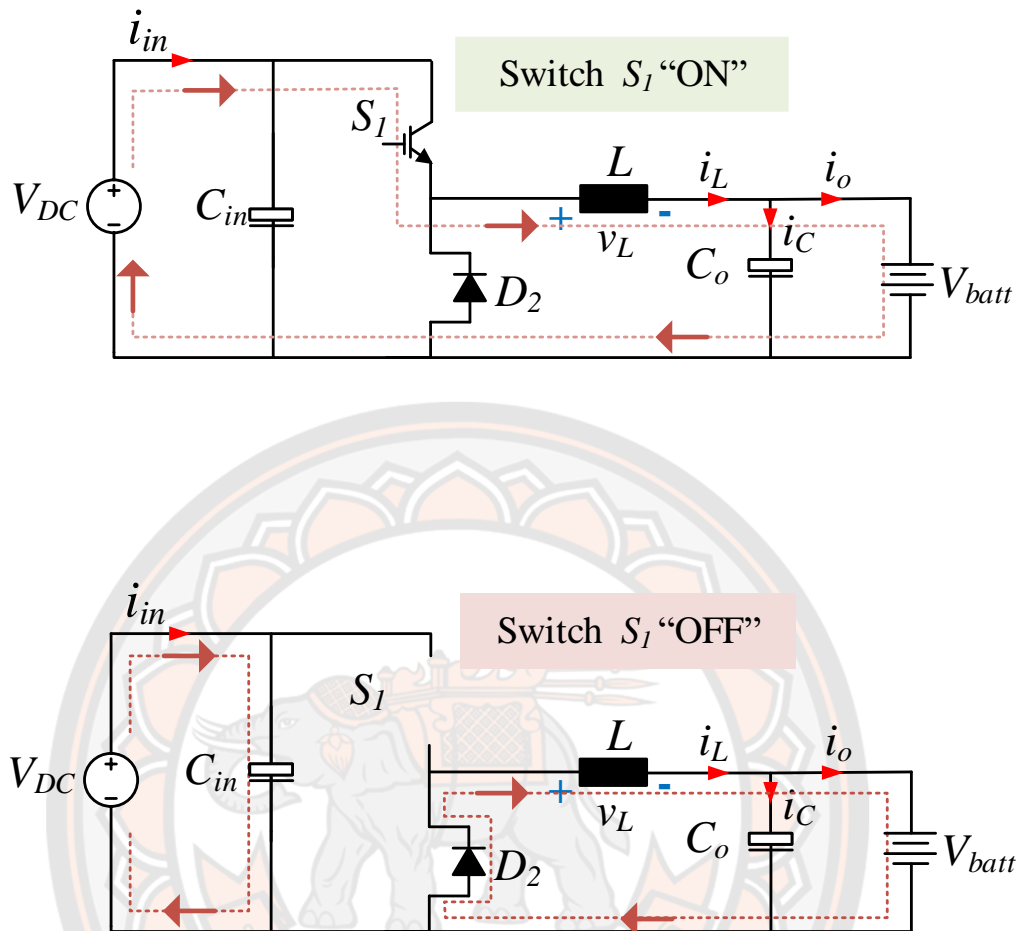
ทำงานโดยการถ่ายโอนพลังงานได้ทั้งสองทิศทาง ซึ่งการถ่ายโอนพลังงานสองทิศทางนั้นจะทำงานไม่พร้อมกัน หลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางจะมีหลักการพื้นฐานที่เหมือนกับ Buck Converter และ Boost Converter ที่ได้กล่าวมาข้างต้น ดังนั้นการทำงานจะถูกควบคุมด้วยการคอนโทรลสวิตช์ S_1 และ S_2 ที่ทำงานแบบ Synchronous และในการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรง ถูกควบคุมและป้อนสัญญาณ PWM ให้กับสวิตช์ S_1 เมื่อทำงานใน Buck Mode (Charging Mode) ทำให้กระแสไหลเข้าไปยังแบตเตอรี่ แต่ถ้าควบคุมและป้อนสัญญาณ PWM ให้กับสวิตช์ S_2 วงจรจะทำงานใน Boost Mode (Discharging Mode) และกระแสจะมีทิศทางไหลออกจากแบตเตอรี่ ดังรูปที่ 9 และรูปที่ 10 ตามลำดับ



รูปที่ 8 วงจรสมมูลของ Bidirectional DC-DC converter

2.5.1 การทำงาน Buck Mode (Charging Mode)

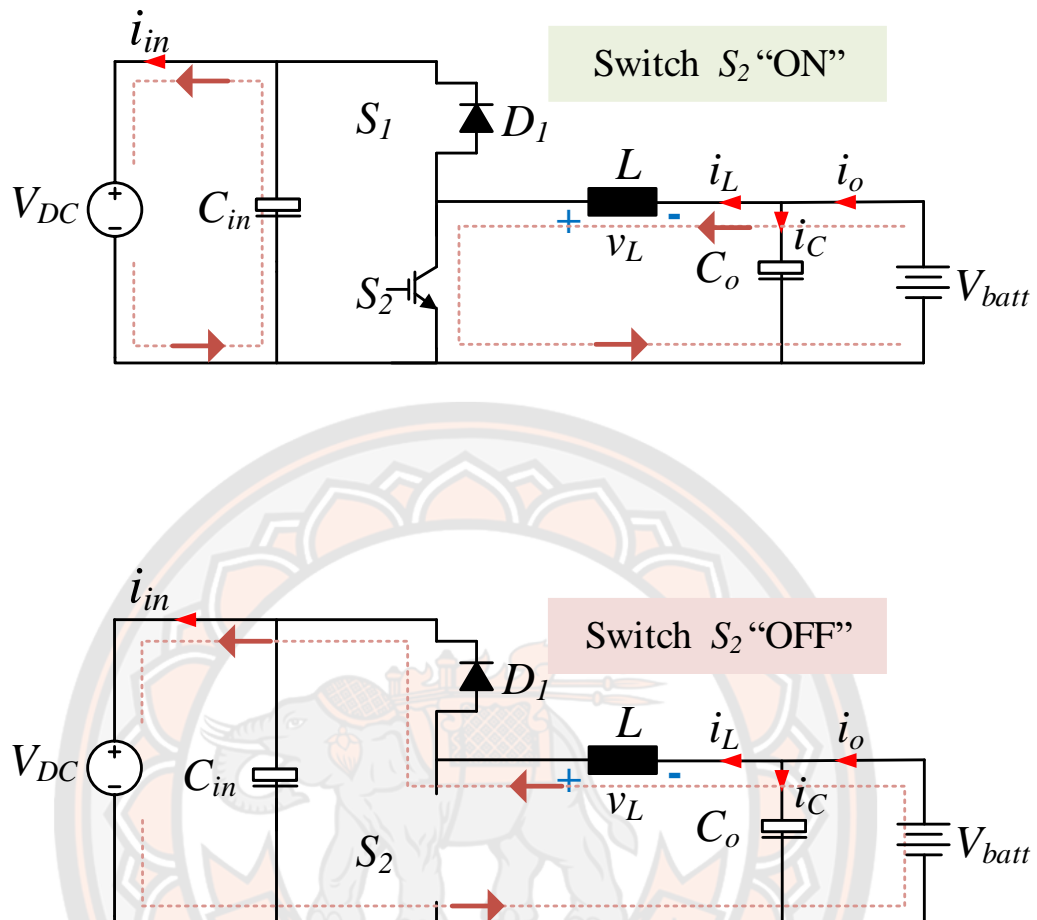
ในการทำงานของ Buck Mode (Charging Mode) กำหนดให้แรงดันทางด้านดีซีบัส V_{DC} มีปริมาณแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยมากกว่าแรงดันทางด้านแบตเตอรี่ V_{batt} ดังนั้นการไหลของกระแสและกำลังไฟฟ้าจะไหลจากทางด้าน V_{DC} ไปยังแบตเตอรี่ เป็นการ Step-down ระดับแรงดัน Buck Mode สามารถแบ่งการทำงานได้ 2 สถานะ คือ สวิตช์ ON และ OFF ดังรูปที่ 9 ซึ่งเกิดจากการควบคุมและป้อนสัญญาณ PWM ให้แก่สวิตช์ S_1 หลักการทำงานจะเหมือนกับการทำงานของ Buck Converter ที่ได้กล่าวมาข้างต้น



รูปที่ 9 การทำงานของ Buck Mode (Charging Mode)

2.5.2 โหมด Boost Mode (Discharging Mode)

ในการทำงานของ Boost Mode (Discharging Mode) กำหนดให้แรงดันทางด้าน V_{DC} มีปริมาณแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยน้อยกว่าแรงดันทางด้านแบตเตอรี่ V_{batt} ดังนั้นการไหลของกระแสและกำลังไฟฟ้าจะไหลจากทางด้าน V_{batt} ไปยัง V_{DC} เป็นการ Step-up ระดับแรงดัน Discharging Mode สามารถแบ่งการทำงานได้ 2 สถานะ คือ สวิตช์ ON และ OFF ดังรูปที่ 10 ซึ่งเกิดจากการควบคุมและป้อนสัญญาณ PWM ให้แก่สวิตช์ S_2 หลักการทำงานจะเหมือนกับการทำงานของ Boost Converter ที่ได้กล่าวมาข้างต้น



รูปที่ 10 การทำงานของ Boost Mode (Discharging Mode)

2.6 โทโพโลยีของคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง (Topology of Bidirectional Converter)

คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางที่นำมาใช้กับระบบการกักเก็บพลังงานของแบตเตอรี่ จะต้องเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่มีเทคนิคหรือกระบวนการถ่ายกระแสได้อย่างต่อเนื่อง เพื่อให้การทำงานมีประสิทธิภาพและยืดอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ ในงานวิจัยของ K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskiy, and R. Yershov [4] วิเคราะห์โทโพโลยีต่างๆ ที่ใช้กับคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางสำหรับระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่ ซึ่งจะอธิบายคอนเวอร์เตอร์ประเภท non-isolated เป็นหลัก และสามารถสรุปเกณฑ์พื้นฐานของแต่ละโทโพโลยีได้ดังตารางที่ 3 และตารางที่ 4

ตารางที่ 3 เกณฑ์พื้นฐานของแต่ละโทโพโลยีของคอนเวอร์เตอร์ประเภท Non-isolated [4]

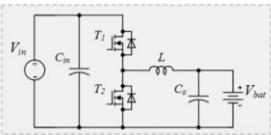
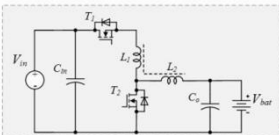
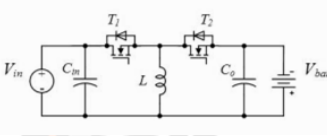
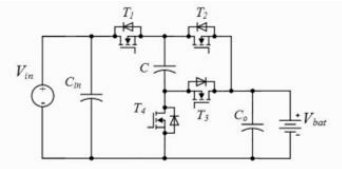
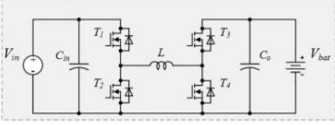
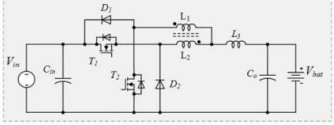
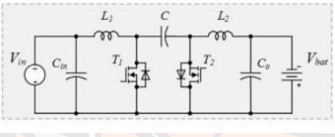
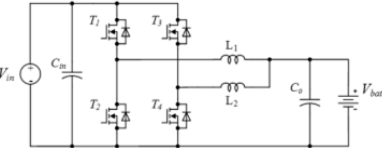
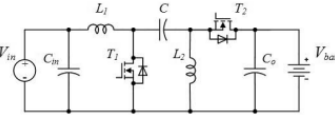
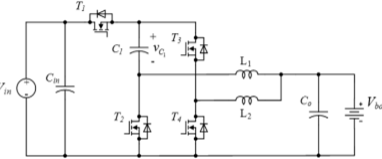
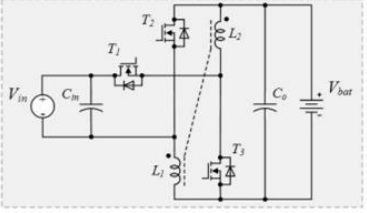
โทโพโลยี	เกณฑ์พื้นฐาน					
	อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{batt}/V_{in} (Buck Mode)	อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{in}/V_{batt} (Boost Mode)	การกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุต (Buck Mode)	จำนวนสวิตช์	จำนวนส่วนประกอบแบบพาสซีฟ	ความต้องการแม่เหล็ก
Half bridge	D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{V_{bat}(1-D)}{Lf_{sw}}$	2	3	ตัวเหนี่ยวนำเดี่ยว
Inverting bidirectional	$-\frac{D}{1-D}$	$-\frac{D}{1-D}$	$-\frac{V_{bat}(1-D)}{Lf_{sw}}$	2	3	ตัวเหนี่ยวนำเดี่ยว
Cascaded bidirectional	D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{V_{bat}(1-D)}{Lf_{sw}}$	4	3	ตัวเหนี่ยวนำเดี่ยว
Cuk	$-\frac{D}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$	$-\frac{V_{in}D}{L_2f_{sw}}$	2	5	คัปเปิลหรือตัวเหนี่ยวนำสองตัว
SEPIC/Zeta	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{D}{1-D}$	$\frac{V_{in}D}{L_1f_{sw}}$	2	5	คัปเปิลหรือตัวเหนี่ยวนำสองตัว

โทโพโลยี	เกณฑ์พื้นฐาน					
	อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{batt}/V_{in} (Buck Mode)	อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{in}/V_{batt} (Boost Mode)	การกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุต (Buck Mode)	จำนวนสวิตช์	จำนวนส่วนประกอบแบบพาสซีฟ	ความต้องการแม่เหล็ก
Modified BDC with coupled inductors	$\frac{D}{2-D}$	$\frac{1+D}{1-D}$	$\frac{V_o D}{(1+k) L f_{sw}}$	3	4	คัปเปิลตัวเหนี่ยวนำ
Tapped inductor	$\frac{D}{D+n(1-D)}$ $n = 1 + \frac{N_{in}}{N_{bat}}$	$\frac{1+D+nD}{1-D}$	$\frac{n^2 V_{bat} (1-D)}{L f_{sw}}$	2	3	ตัวเหนี่ยวนำเดี่ยวด้วยการแทป
Switched capacitor	0.5	2	$C f_{sw} (V_{in} - V_{bat})$	4	3	-
Interleaved	D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{V_{bat} (1-2D)}{L f_{sw}}$	2N	2+N	ตัวเหนี่ยวนำ N ตัว หรือ ไม่มีการคัปเปิลตัวเหนี่ยวนำ

โทโพโลยี	เกณฑ์พื้นฐาน					
	อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{batt}/V_{in} (Buck Mode)	อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{in}/V_{batt} (Boost Mode)	การกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุต (Buck Mode)	จำนวนสวิตช์	จำนวนส่วนประกอบแบบพาสซีฟ	ความต้องการแม่เหล็ก
Interleaved with charge pump	$\frac{D}{2}$	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{2V_{bat}(0.5-D)}{Lf_{sw}}$	2N	2N+1	ตัวเหนี่ยวนำ N ตัว หรือ ไม่มีการคัปเปิลตัวเหนี่ยวนำ

*โดยที่ N คือ จำนวนวงจรที่นำมาต่อขนานเพิ่ม

ตารางที่ 4 รูปวงจรแต่ละโทโพโลยีของคอนเวอร์เตอร์ประเภท non-isolated [4]

Topology	Basic types of single-phase NBDCs	Topology	Basic types of single-phase NBDCs
Half bridge		Tapped inductor	
Inverting bidirectional		Switched capacitor	
Cascaded bidirectional			
Cuk		Interleaved	
SEPIC/Zeta		Interleaved with charge pump	
Modified BDC with coupled inductors			

จากงานวิจัยของ K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, and R. Yershov [4] พบว่าในปัจจุบันคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมนำมาใช้ในระบบกักเก็บพลังงานของแบตเตอรี่ประเภท Non-isolated ได้แก่ Conventional Converter, Bidirectional Cuk Converter, Bidirectional SEPIC/Zeta DC to DC Converter และ Coupled Interleaved Bidirectional Converter

อย่างไรก็ตาม คอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ก็ยังพบข้อเสีย เช่น การกระเพื่อมของกระแส (Current Ripple) มีค่ามาก ขนาดของตัวเหนี่ยวนำมีขนาดที่ใหญ่ แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ ค่าอัตราส่วนระหว่างแรงดัน และคาร์ปาซิเตอร์มีค่าสูง ส่งผลให้ประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือ (Reliability) น้อย และต้นทุนที่อาจจะเพิ่มมากขึ้นด้วย คอนเวอร์เตอร์มีเกณฑ์ที่สำคัญ นั่นคือ การให้ประสิทธิภาพสูง มีความน่าเชื่อถือ และการควบคุมที่ง่าย เนื่องจากเทคนิคฮาร์ดสวิตซ์ซึ่งให้ประสิทธิภาพที่มีขีดจำกัด ดังนั้นการใช้เทคนิคซอร์ฟสวิตซ์ซึ่งเป็นที่นิยมและนำไปใช้ในคอนเวอร์เตอร์ประเภท Non-isolated มากกว่า เพราะเทคนิคซอร์ฟสวิตซ์ซึ่งสามารถให้ประสิทธิภาพสูงและลดการสูญเสียพลังงาน (Power Loss) อีกทั้งลดขนาดและน้ำหนักของคอนเวอร์เตอร์ได้อีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคซอร์ฟสวิตซ์ก็ยังมีผลเสียในด้านของวงจรที่ซับซ้อนมากขึ้น ส่งผลให้มีต้นทุนสูงขึ้น การควบคุมและการปรับจูนมีความยากขึ้น

ในงานวิจัยของ S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, and A. B. Rad [5] กล่าวถึงโทโพโลยีและการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์ ที่แบ่งออกเป็นสองประเภท ได้แก่ Non-isolated และ isolated สำหรับโทโพโลยีที่นำไปใช้กับระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่จะใช้โทโพโลยีที่เป็นประเภท Non-isolated ยกตัวอย่างเช่น Cuk และ Interleaved Topology แสดงดังตารางที่ 5 ลักษณะการทำงานและข้อดีจะมีความแตกต่างกัน ในโทโพโลยีแบบ Cuk จะมีลักษณะการทำงานคือ กระแสอินพุต i_{in} และเอาต์พุต i_{out} ทำงานแบบต่อเนื่อง และมีการกำจัดการกระเพื่อมของกระแสอินพุต (Input Current Ripple) ด้วยการ Coupling ตัวเหนี่ยวนำ รวมทั้งเสนอโทโพโลยีแบบ Interleaved ที่มีลักษณะการทำงานที่สามารถลดความถี่การสวิตซ์ซึ่งของกระแสและใช้ตัวกรองสัญญาณรบกวนจากการสวิตซ์ซึ่งที่มีขนาดเล็กลง ซึ่งเหมาะสำหรับระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่

ตารางที่ 5 ตารางเปรียบเทียบคอนเวอร์เตอร์ประเภท non-isolated [5]

โทโพโลยี	V_{in} / V_L	จำนวน ตัว เหนี่ยวนำ	จำนวน ตัวเก็บประจุ	จำนวน สวิตช์	ลักษณะ เฉพาะ	การ ประยุกต์ ใช้
Basic Buck &Boost	$\frac{1}{1-D}$	1	2	2	1. จำนวน องค์ประกอบ น้อย 2. มีความไม่- ต่อเนื่อง	1. ระบบ ไฟฟ้าโซล่า -เซลล์ 2. เครื่อง สำรอง ไฟฟ้า
Buck-Boost	$\frac{-D}{1-D}$	2	2	2	1. แรงดัน- เอาต์พุตมีค่า เป็นลบ 2. มีความ- สามารถในการ เพิ่ม-ลด แรงดันไฟฟ้า	1. รถยนต์- ไฟฟ้า
Cuk	$\frac{-D}{1-D}$	2	3	4	1. กระแส อินพุตและ เอาต์พุตมี- ความต่อเนื่อง 2. กำจัดริป- เปิ้ลของกระแส อินพุตด้วยการ ใช้ตัวเหนี่ยวนำ แบบคัปเปิล	1. ระบบ จัดเก็บ พลังงาน ด้วย- แบตเตอรี่

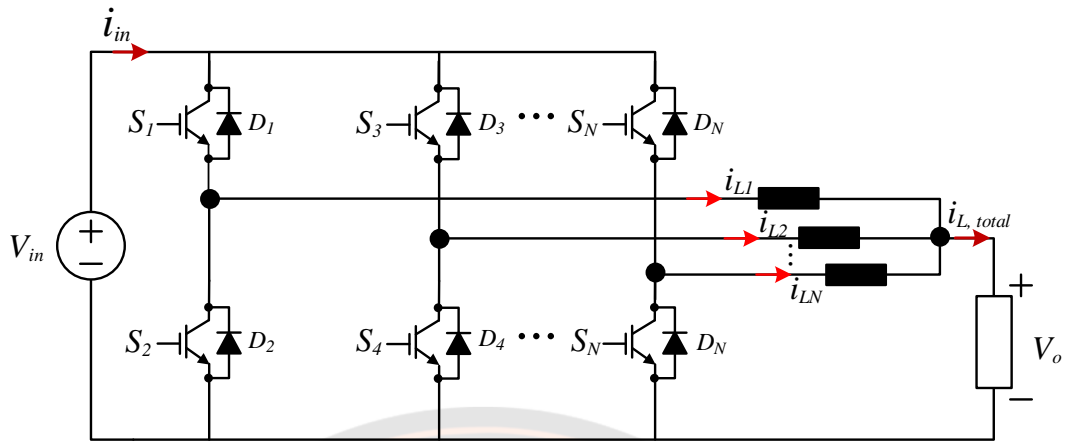
โทโพโลยี	V_{in} / V_L	จำนวน ตัว เหนี่ยวนำ	จำนวน ตัวเก็บประจุ	จำนวน สวิตช์	ลักษณะ เฉพาะ	การ ประยุกต์ ใช้
SEPIC/Zeta	$\frac{1}{1-D}$	2	3	2	1. แร่งคั่น เอาต์พุตมีค่า เป็นบวก 2. ลดริปเปิ้ล ของกระแสด้วย การเพิ่มจำนวน เฟส	1. ระบบ จำหน่าย ไฟฟ้า
Cascaded Bidirectional	$\frac{1}{1-D}$	1	2	4	1. ได้รับแรงดัน ที่สูงขึ้น 2. ค่า ความเครียด ของกระแสต่ำ	1. รถยนต์ ไฟฟ้า 2. สมาร์ท- กริด
Switched Capacitor	2	0	3	4	1. น้ำหนักและ ขนาดลดลง (ไม่ มีขดลวด) 2. กระแส อินพุตมีความ ต่อเนื่อง	2. แหล่ง จำหน่าย พลังงาน
Interleaved	$\frac{1}{1-D}$	$n = 2$	2	$2n = 4$	1. ความถี่ สวิตช์ซิงของ กระแสมีค่า ลดลง 2. ขนาดของตัว กรอง EMI เล็ก ลง	1. ประยุกต์ ใช้ในระบบ ที่มี 2. กำลังไฟฟ้า สูง ระบบ จำหน่าย พลังงาน

โทโพโลยี	V_{in} / V_L	จำนวน ตัว เหนี่ยวนำ	จำนวน ตัวเก็บประจุ	จำนวน สวิตช์	ลักษณะ เฉพาะ	การ ประยุกต์ ใช้
Multilevel	$n = 3$	0	$n(n+1)/2 = 6$	$n(n+1) = 12$	1. น้ำหนักและ ขนาดลดลง (ไม่ มีขดลวด) 2. ปรับสมดุล แรงดันได้ด้วย ตัวเอง	1. ระบบ ยานยนต์

จากการสืบค้น ผู้วิจัยได้เลือกคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟที่มีความเหมาะสมสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางที่ใช้ในระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่ ซึ่งข้อดีของการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟ คือ เนื่องจากกระแสถูกแบ่งไหลไปตามจำนวนวงจรที่นำมาต่อขนาน ทำให้สามารถลดความเครียด (Stress) และการสูญเสียพลังงาน (Power Loss) ของตัวอุปกรณ์ได้ ลดค่ากระแสกระเพื่อม (Ripple current) และแรงดันกระเพื่อมเอาต์พุต (Ripple output voltage) [6-11] ลดความถี่การสวิตช์ซึ่งของกระแสและลดขนาดของตัวกรองสัญญาณ ประสิทธิภาพของการระบายความร้อนที่ดีขึ้น [10] และความหนาแน่นของพลังงานที่สูงขึ้น อีกทั้งยังมีการควบคุมที่ไม่ซับซ้อนอีกด้วย

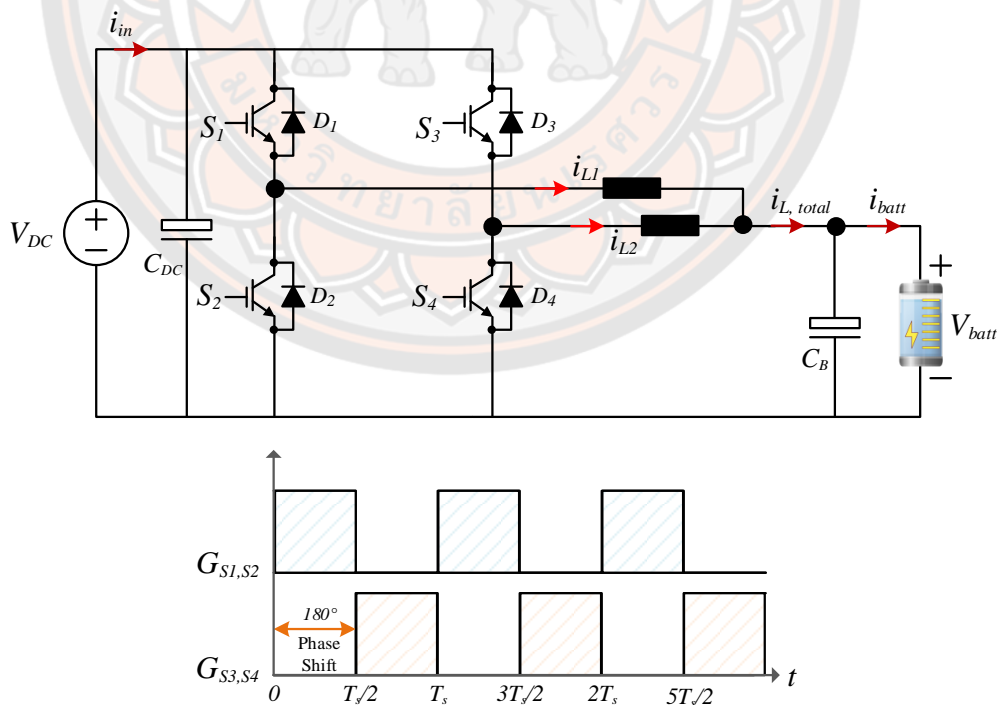
2.7 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟเมื่อใช้งานร่วมกับแบตเตอรี่ (Interleaved bidirectional DC-DC Converter operation analysis when used with batteries)

ในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ทำงานอยู่ในโหมด Current Continuous Mode (CCM) จะสมมติให้ตัวเหนี่ยวนำทุกตัวมีค่าเท่ากันทั้งหมด $i_{L1} = i_{L2} = i_{L, total}$ [12] โดยที่ไม่สนใจค่าความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำ การทำงานของการสวิตช์ซึ่งในหนึ่งคาบเวลา มุมในการสวิตช์ จะเท่ากับ $\frac{360^\circ}{N}$ หรือ $\frac{2\pi}{N}$ กำหนดให้ N คือจำนวนวงจร ดังรูปที่ 11



รูปที่ 11 รูปวงจรสมมูลพื้นฐานของ N-Phase Interleaved Topology

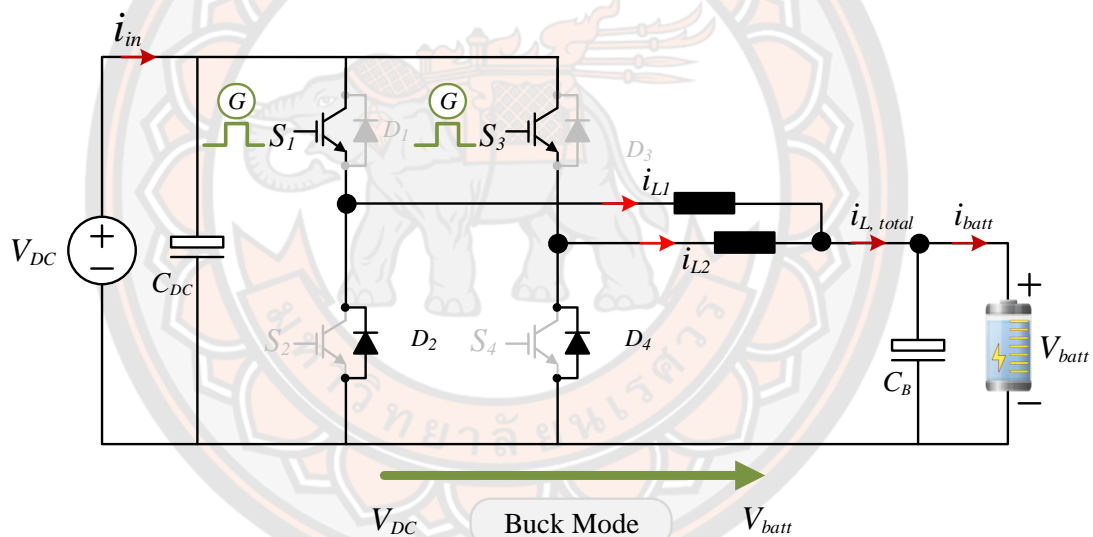
ซึ่งในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยใช้จำนวน 2 วงจร หรือเรียกว่า 2-Phases Interleaved Topology ดังนั้น มุมของการทำงานในแต่ละวงจรทำงานต่างกันที่มุม 180° หรือ $\frac{2\pi}{2}$ กระแสเอาต์พุตเฉลี่ยจะเท่ากับผลรวมของกระแสของตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัว $i_{L1} + i_{L2} = i_{L,total}$ ดังรูปที่ 12



รูปที่ 12 รูปวงจรสมมูล 2-Phases Interleaved Topology

2.7.1 วิเคราะห์การทำงานในโหมดบัคของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ (Analysis of operation in Buck Mode of Interleaved bidirectional DC-DC converter)

Buck Mode : อธิบายตามรูปวงจรสมมูลในรูปที่ 13 เมื่อแรงดันของ DC Bus มีแรงดันเฉลี่ยที่มากกว่าแรงดันแบตเตอรี่หรือโหลด สวิตช์ S_1 และ S_3 ทำงานอยู่ในสถานะ “ON/OFF” ทั้งสองสวิตช์จะถูกทำงานต่างกันว่า 180° ตามหลักการของเทคนิคอินเตอร์ลีฟ กล่าวคือ มุมของการทำงานจะแตกต่างกันตามจำนวนของวงจรที่นำมาต่อขนาน $\frac{360}{N}$ และให้สวิตช์ S_2 และ S_4 อยู่ในสถานะ “OFF” และจะทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมทิศทางของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_3 และ D_4 เท่านั้น วงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานอยู่ในโหมดบัคหรือการชาร์จพลังงานกลับเข้าแบตเตอรี่ (Charging Mode)



รูปที่ 13 วงจรสมมูล 2-Phases Interleaved ขณะทำงานใน Buck Mode

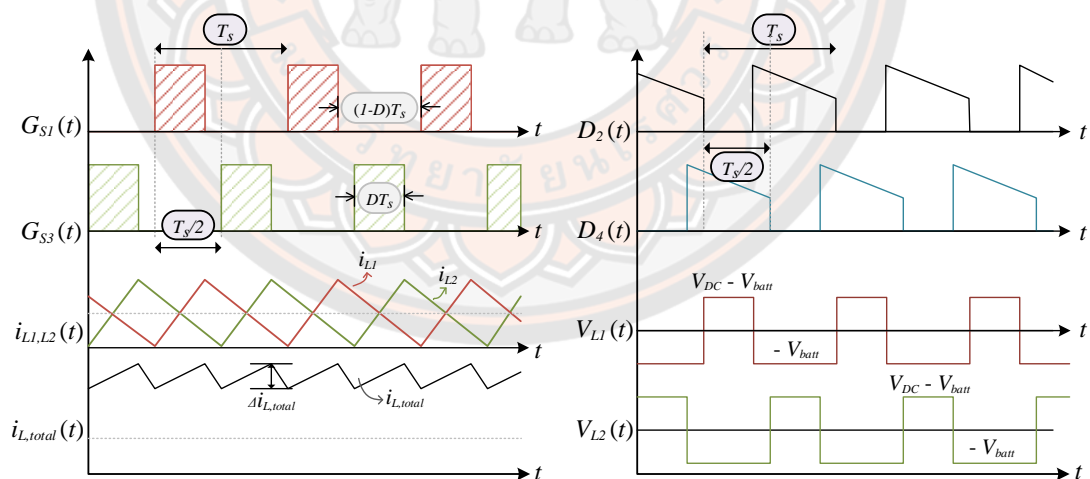
ในกรณีนี้คาร์ปาร์ซีเตอร์ของดีซีบัค C_{DC} จะเทียบเท่ากับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{DC}) และแบตเตอรี่จะทำหน้าที่เหมือนกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{batt}) ในโหมดบัคหรือโหมดชาร์จประจุแบตเตอรี่ G_{S1} และ G_{S3} คือ สัญญาณเกตที่ส่งสัญญาณขับสวิตช์ให้กับ S_1 และ S_3 ให้ทำงานอยู่ในช่วงเวลาของ T_s โดยที่ G_{S1} และ G_{S3} ทั้งสองสัญญาณจะทำงานซ้ำกว่ากันอยู่ที่ 180° และถูกป้อนสัญญาณที่มีค่า Duty Cycle เท่ากัน ส่งผลให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัว i_{L1} และ i_{L2} ถูกปรับแบ่ง 180° ต่อเฟส เมื่อพิจารณาเฉพาะเฟสใดเฟสหนึ่ง

จากรูปที่ 14 จะพบว่าการกระเพื่อมของกระแสในหนึ่งเฟสจะมีค่าที่สูง แต่เมื่อนำกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัวมารวมกันแล้วเฉลี่ยค่ากระแส พบว่ากระแสที่ได้จากการรวมกันส่งผลให้ค่าการกระเพื่อมสูงสุดของกระแสมีค่าต่ำลงหรือทำให้ค่าของ Δi_L ลดลงอย่างมาก เมื่อไม่คิดค่าความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำ สามารถอธิบายลักษณะกระแสของตัวเหนี่ยวนำใน Buck Mode ได้ดังนี้ อ้างอิงจาก [12]

$$L_N \frac{di_{LN}}{dt} = \begin{cases} V_{DC}(t) - V_{batt}(t) & ; \text{ON switches } S_1, S_3 \\ -V_{batt}(t) & ; \text{OFF switches } S_1, S_3 \end{cases} \quad (22)$$

ถ้าพิจารณาแรงดันของตัวเหนี่ยวนำในหนึ่งคาบจะมีค่าเท่ากับศูนย์และจะหาอัตราส่วนระหว่างแรงดันอินพุตและเอาต์พุตจะหาได้จาก

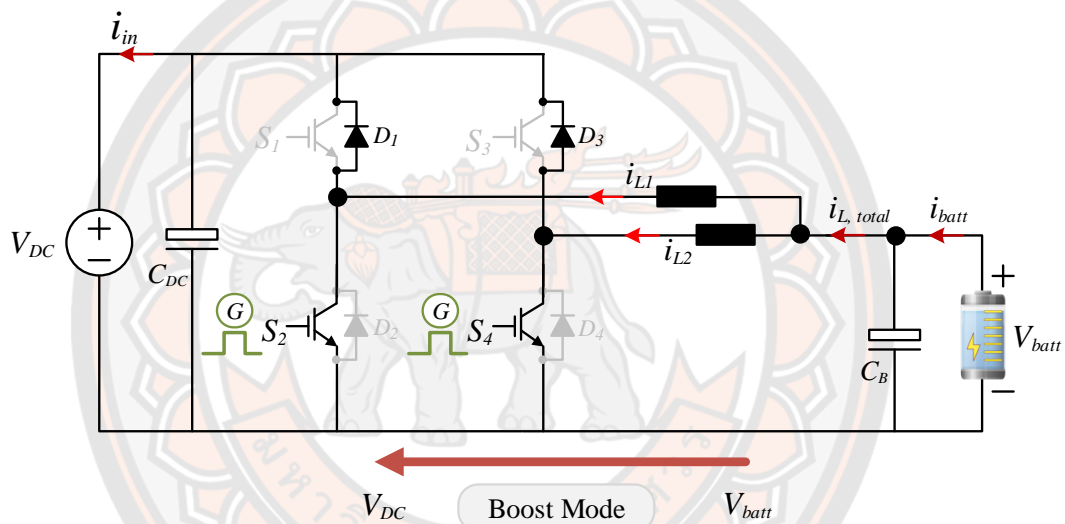
$$D = \frac{V_{batt}}{V_{DC}} \quad (23)$$



รูปที่ 14 ลักษณะรูปคลื่นของวงจร 2-Phases Interleaved Topology ขณะทำงานใน Buck Mode

2.7.2 วิเคราะห์การทำงานในโหมดบัคของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ (Analysis of operation in Buck Mode of Interleaved bidirectional DC-DC converter)

Boost Mode : ในทางกลับกันถ้าพลังงานฝั่งของ DC Bus มีค่าแรงดันเฉลี่ยต่ำกว่าแรงดันของโหลดหรือแบตเตอรี่ ตามรูปวงจรสมมูลรูปที่ 15 สวิตช์ S_1 และ S_3 จะถูกปิดการทำงานหรือ “OFF” และจะทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมทิศทางของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_3 เท่านั้น สวิตช์ S_2 และ S_4 จะทำงานอยู่ในสถานะ “ON/OFF” ทั้งสองสวิตช์จะทำงานต่างกันที่ 180° ตามหลักการของเทคนิคอินเตอร์ลีฟเช่นกัน



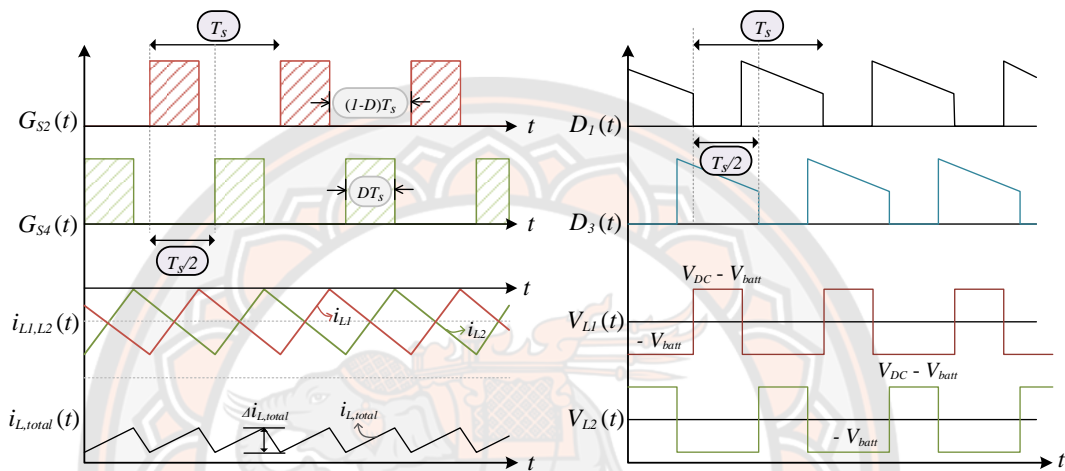
รูปที่ 15 วงจรสมมูล 2-Phases Interleaved ขณะทำงานใน Boost Mode

โหมดการทำงานนี้จะเรียกว่า Boost Mode หรือการดิสชาร์จของแบตเตอรี่ ในเวลานี้ แบตเตอรี่จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{batt}) พลังงานสามารถไหลกลับไปยังอีกฝั่งได้ หรือที่เรียกว่า Energy Bidirectional Flow การทำงานของ Boost Mode จะทำงานคล้ายกันกับ Buck Mode ที่ได้กล่าวมา แตกต่างกันที่สัญญาณที่ถูกป้อนให้กับสวิตช์โดยที่ Boost Mode จะป้อนสัญญาณให้กับสวิตช์ S_2 และ S_4 แทน เมื่อไม่คิดค่าความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำ สามารถอธิบายกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำใน Boost Mode ได้ดังนี้ อ้างอิงจาก [12]

$$L_N \frac{di_{LN}}{dt} = \begin{cases} V_{batt}(t) & ; \text{ON switches } S_2, S_4 \\ -(V_{DC}(t) - V_{batt}(t)) & ; \text{OFF switches } S_2, S_4 \end{cases} \quad (24)$$

ถ้าพิจารณาแรงดันของตัวเหนี่ยวนำในหนึ่งคาบจะมีค่าเท่ากับศูนย์และจะหาอัตราส่วนระหว่างแรงดันอินพุตและเอาต์พุตจะหาได้จาก

$$1 - D = \frac{V_{batt}}{V_{DC}} \tag{25}$$



รูปที่ 16 ลักษณะรูปคลื่นของวงจร 2-Phases Interleaved Topology ขณะทำงานใน Boost Mode

2.7.3 การวิเคราะห์กระแสกระเพื่อม (Analysis of the Ripple Current)

เมื่อพิจารณาจากการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟหรือเพิ่มวงจรคอนเวอร์เตอร์ขนานเข้าไปยังวงจรของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง (Bidirectional Buck-Boost Converter) พบว่าการกระเพื่อมของกระแสมีค่าลดลงตามจำนวนวงจรที่เพิ่มขึ้น จากงานวิจัย [7, 13, 14] ได้วิเคราะห์ผลของการเพิ่ม multi-phase (N-Phases) และการปรับรอบการทำงานของสวิตช์ Duty Cycle (D) ที่ส่งผลให้ค่าการกระเพื่อมของกระแสขุดลดลง และจะเห็นได้ว่าการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟสามารถลดค่าการกระเพื่อมของกระแสอินพุตและเอาต์พุตรวม ได้จากสมการ :

$$\frac{di_{L,total}(t)}{dt} = \sum_{n=1}^N \frac{di_{LN}(t)}{dt} \tag{26}$$

ลักษณะของการกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุต $\Delta i_{L,total}$ ในช่วงเวลาการทำงาน $[0 < D < 1/N]$ โดยที่ N คือจำนวนเฟสที่ใช้ โดยงานวิจัยนี้ใช้ $N = 2$ ทำให้กระแสกระเพื่อม

สูงสุดในช่วงเวลาดังกล่าวจากการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเทอร์ลีฟในโหมดกระแสต่อเนื่อง หาได้จากสมการ :

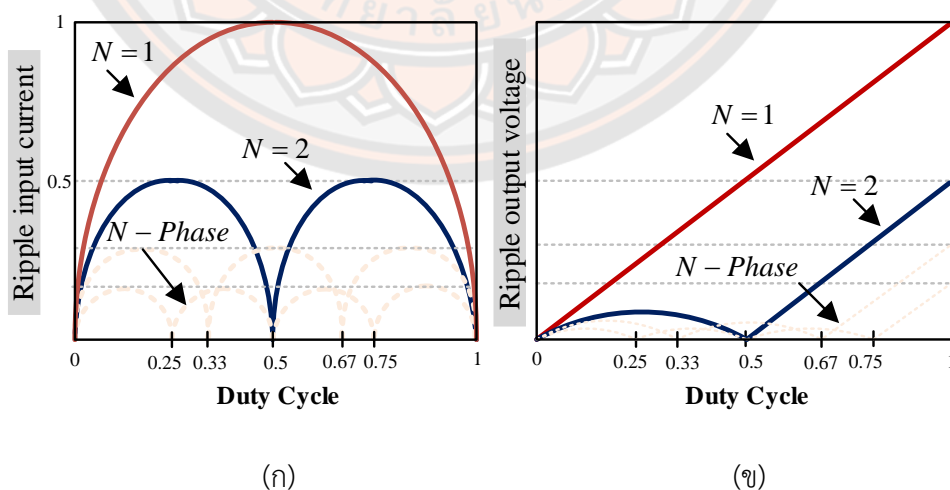
$$\Delta i_{L,total}(D) = \frac{V_{in} \cdot d}{L \cdot f_s} \cdot (1 - N \cdot D); D \in [0, 1/N] \quad (27)$$

$$\Delta i_{L,total,max} = \frac{V_{in} \cdot D}{L \cdot f_s} \cdot (1 - N \cdot D) \Big|_{D=\frac{1}{2N}} \quad (28)$$

$$\Delta i_{L,total,max} = \frac{V_{in}}{4 \cdot N \cdot L \cdot f_s} \quad (29)$$

ซึ่งในงานวิจัยนี้กำหนดให้แรงดันเฉลี่ยของ $V_{in} = V_{DC}$ มีค่าคงที่ที่ 400 โวลต์ ความถี่ของสวิตช์ f_s เท่ากับ 20 kHz และขนาดของตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเท่ากับ 1mH ที่ทำให้การกระเพื่อมของกระแสมีค่าไม่เกิน 15 % ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและแรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับตัวประกอบ Duty Cycle (D) และถ้าพิจารณาของการเพิ่มจำนวนวงจรที่ถูกขนานเพิ่มเข้าไป ก็จะส่งผลต่อค่า Duty Cycle (D) ด้วยเช่นกัน สามารถเขียนฟังก์ชันความสัมพันธ์ระหว่างค่า D กับจำนวนวงจรได้ดังนี้

$$\Delta i_{L,total} = f(D, V_{DC}) \quad (30)$$



รูปที่ 17 การวิเคราะห์ผลของการเพิ่มจำนวนเฟสที่มีผลต่อกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุต

จากสมการที่ 29 การลดค่าตัวเหนี่ยวนำ เมื่อกำหนดให้ค่าเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมกระแสเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ที่ 15 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นค่าของตัวเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของค่า $1/N$ ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ลดลงส่งผลให้ช่วยลดปริมาณแกนตัวเหนี่ยวนำ V_{core} ได้อย่างมาก เป็นผลมาจากพลังงานสะสมสูงสุดในแกนตัวเหนี่ยวนำ w_L ที่สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้ [13, 15]

เมื่อวิเคราะห์กำลังงานชั่วขณะของตัวเหนี่ยวนำหาได้จาก

$$p = v_{LN} \hat{i}_{LN} \quad (31)$$

$$v_{LN} = L_N \frac{di}{dt} \quad (32)$$

เพราะฉะนั้นพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำได้จาก

$$w_m = \int_{-\infty}^t \left(L_N \frac{di}{dt} \right) \hat{i}_{LN} dt \quad (33)$$

$$W_m = \frac{1}{2} L_N \hat{i}_{LN}^2 \quad (34)$$

ซึ่งการเลือกใช้ปริมาณแกนตัวเหนี่ยวนำจะสามารถคำนวณได้จาก

$$V_{core} = \frac{\mu_c L_N \hat{i}_{LN}^2}{B_{max}^2} \quad (35)$$

เมื่อ B_{max} คือ ความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์ และ μ_c คือการซึมผ่านของแกนเหล็กตามลำดับ ตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัวมีกระแสเฉลี่ยจาก $I_{L,total} / N$ โดยที่ N คือจำนวนเฟส ทำให้ค่าประมาณของปริมาณแกนเหนี่ยวนำรวม ($V_{total,core}$) ได้จากสมการต่อไปนี้ [13] :

$$V_{total,core} \approx N \cdot \frac{\mu_c ((L \cdot \Delta I_{L,total}) / N) (I_{L,total}^2 / N^2)}{B_{max}^2}$$

$$V_{total,core} \approx \frac{\mu_c L (\Delta I_{L,total}) I_{L,total}^2}{N^2 B_{max}^2} \quad (36)$$

ในส่วนนี้ผู้วิจัยได้ทำการเปรียบเทียบการเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำจากการใช้จำนวนเฟส 1 เฟส และ 2 เฟสด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ ซึ่งจะกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของกระแสอินพุตที่เท่ากัน เมื่อทำการเปรียบเทียบโดยคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำสำหรับการใช้งานในงานวิจัยนี้ จากสมการที่ 29 การใช้ 1 เฟส จะต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าประมาณ 2 มิลลิเฮนรี่ แต่การใช้ 2 เฟส สามารถลดค่าตัวเหนี่ยวนำได้ ซึ่งมีค่าประมาณ 1 มิลลิเฮนรี่ และสามารถลดค่ากระแสกระเพื่อมสูงสุดที่หาได้จากสมการ $\hat{I}_{LN} = I_{LN} + \Delta I_{LN} / 2$ มีค่าประมาณ 12.50 แอมป์ และจากสมการหาค่าพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำในสมการที่ 34 พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำและปริมาณแกนตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงด้วยค่า L_N และ \hat{I}_{LN}^2 (กระแสกระเพื่อมสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำในแต่ละเฟส) พร้อมทั้งการคำนวณค่าปริมาณแกนของตัวเหนี่ยวนำ ที่สามารถหาได้จากค่า Geometrical (Kg) โดยที่ กำหนดให้ค่า ρ เท่ากับ $1.724 \cdot 10^{-6}$ โอห์ม, K_u เท่ากับ 0.4, \hat{B} เท่ากับ 0.8 เทสลา (Sendust Core), R เท่ากับ $2.0198 \cdot 10^{-6}$ [16, 17] :

$$K_{g,core,LN} \geq \frac{\rho L_N^2 \hat{I}_{LN}^2}{B_{max}^2 R K_u} \quad (37)$$

ตารางที่ 6 การเปรียบเทียบการเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำสำหรับการใช้งาน 1 เฟส และ 2 เฟสด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ

จำนวนเฟส	เปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมของกระแสอินพุตสูงสุด $\% \Delta i_{L,total,max}$ (เปอร์เซ็นต์)	ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_N (มิลลิเฮนรี่)	กระแสกระเพื่อมสูงสุด \hat{i}_{LN}^2 (แอมป์)	พลังงานสะสมในแกนตัวเหนี่ยวนำ w_m (จูล)
1 เฟส	12.5	2	21.25	0.0213
2 เฟส (Interleaved)	12.5	1	12.50	0.0063

ตารางที่ 7 การเปรียบเทียบปริมาณแกนตัวเหนี่ยวนำสำหรับการใช้งาน 1 เฟส และ 2 เฟสด้วย
เทคนิคอินเทอร์ลีฟ [17]

จำนวนเฟส	คำนวณค่า Geometrical Kg (cm^5)	พื้นที่หน้าตัด (ตาราง เซนติเมตร) A	ความยาว (เซนติเมตร) l	ปริมาณแกน ตัวเหนี่ยวนำ (ลูกบาศก์ เซนติเมตร) V_{core}	จำนวนแกน ตัว เหนี่ยวนำ (แกน)
1 เฟส	21.4759	6.71	32.42	217.58	1
2 เฟส (Interleaved)	1.3013	2.29	12.50	28.60	1

จากตารางที่ 6 จะเห็นได้ว่าการเลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่เพิ่มมากขึ้น ส่งผลให้จำเป็นต้องเลือกปริมาณแกนที่เพิ่มมากขึ้นด้วยเช่นกัน ในตารางที่ 7 เปรียบเทียบปริมาณของแกนตัวเหนี่ยวนำจากการใช้ 1 เฟส และ 2 เฟสอินเทอร์ลีฟ เห็นได้ว่าการเลือกใช้จำนวนเฟสที่เพิ่มขึ้น สามารถลดปริมาณแกนตัวเหนี่ยวนำได้ประมาณ 7-8 เท่า และการเปรียบเทียบการค่ากระแสเฟืองของแรงดันเอาต์พุตสูงสุด สำหรับ 1 เฟสและ 2 เฟสอินเทอร์ลีฟ ในช่วงที่ D เท่ากับ 1 ดังรูปที่ 17 ข) สำหรับการเลือกใช้คาปาซิเตอร์ให้เหมาะสำหรับการใช้งาน เมื่อเปรียบเทียบกับพิกัดกำลังไฟฟ้าที่เท่ากับ 3 กิโลวัตต์ ค่าคาปาซิเตอร์ ($C_o = C_{DC}$) 775 ไมโครฟารัด แรงดันเอาต์พุต ($V_o = V_{DC}$) 400 โวลต์ ความถี่สวิตซ์ซิ่ง (f_s) 20 กิโลเฮิรตซ์ ที่สามารถคำนวณตามสมการดังต่อไปนี้ [13] :

$$\Delta V_o = \frac{P}{V_o C_o f_s} \left(D - \frac{N-1}{N} \right) \quad (38)$$

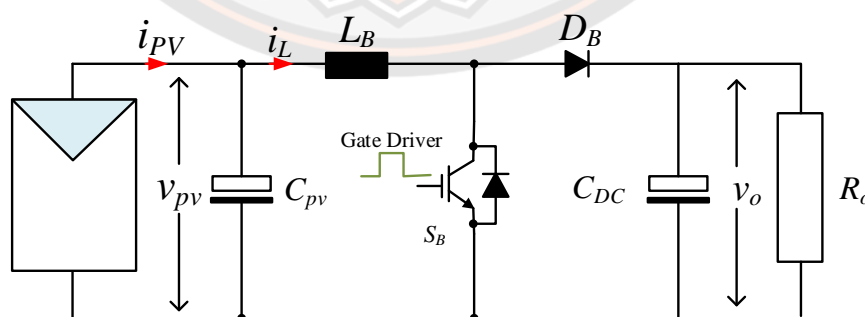
การกระแสเฟืองของแรงดันเอาต์พุตด้านดีซีบัล $\Delta V_o = \Delta V_{DC}$ เมื่อคำนวณเปรียบเทียบระหว่างการใช้ 1 เฟส และ 2 เฟสอินเทอร์ลีฟ ให้ค่าที่แตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัด ΔV_{DC} ของ 1 เฟส มีค่าประมาณ 0.4839 โวลต์ แต่ ΔV_{DC} ของ 2 เฟสอินเทอร์ลีฟ ค่าประมาณ 0.2419 โวลต์ และการกระแสเฟืองแรงดันด้านแบตเตอรี่ กำหนดให้ $\Delta V_o = \Delta V_{batt}$ 300 โวลต์ ค่าคาปาซิเตอร์ ($C_o = C_B$) 195 ไมโครฟารัด ความถี่สวิตซ์ซิ่ง (f_s) 20 กิโลเฮิรตซ์ ทำให้ ΔV_{batt} ของ 1 เฟส มีค่าประมาณ

2.5641 โวลต์ แต่ ΔV_{batt} ของ 2 เฟสอินเตอร์ลิฟ ค่าประมาณ 1.2821 โวลต์ ดังนั้นจากการคำนวณสามารถสรุปได้ว่าการเลือกใช้จำนวนเฟสที่เพิ่มขึ้น สามารถลดค่าการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตได้ประมาณ 2 เท่า จากการเปรียบเทียบการใช้ 1 เฟส และ 2 เฟสตามลำดับ

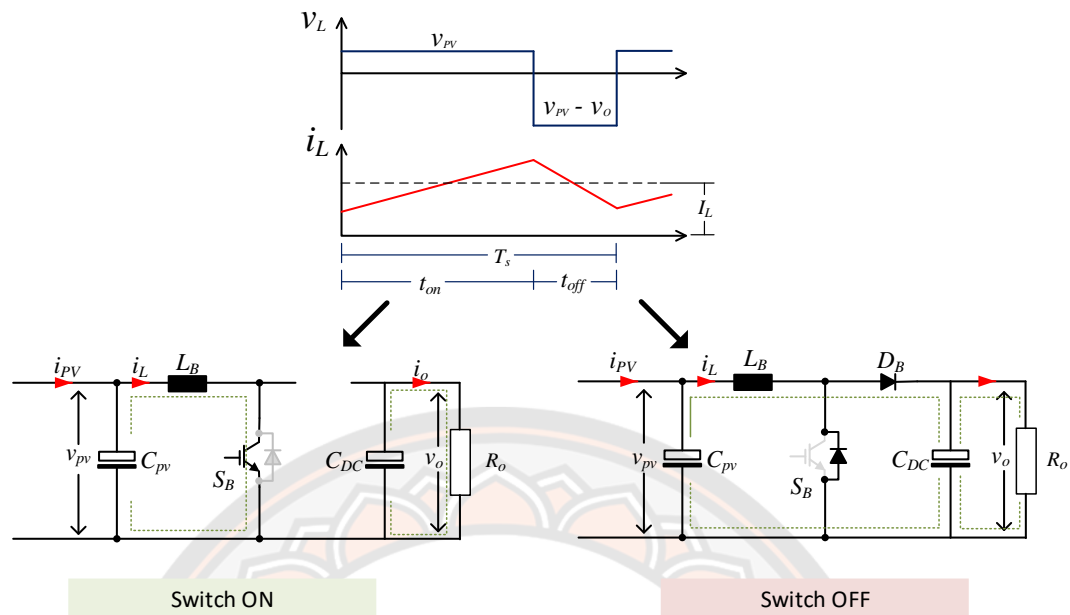
ในเปรียบเทียบดังกล่าวประโยชน์หลักของการเพิ่มจำนวนวงจรคอนเวอร์เตอร์เข้าไปในวงจรนั้นคือ ช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ น้ำหนักและปริมาณของแกนตัวเหนี่ยวนำของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งข้อดีเหล่านี้ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ให้เพิ่มมากขึ้น เนื่องจากเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสีย (Power Loss) ที่ตัวเหนี่ยวนำและสวิตช์ลดลง ข้อดีอีกหนึ่งประการคือ เมื่อมีการเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียและการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำลดลง ทำให้หลีกเลี่ยงการเกิดอุณหภูมิที่สูงขึ้นและลดค่าความเครียด (Stress) ของอุปกรณ์ สิ่งนี้ช่วยให้ยืดอายุการใช้งานและสามารถลดขนาดของตัวอุปกรณ์ภายในคอนเวอร์เตอร์ เช่น ตัวเก็บประจุ (Capacitor) เป็นต้น

2.8 วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter)

ในงานวิจัยนี้จะมีวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ในระบบไฮบริดทำหน้าที่ในการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตให้มีระดับแรงดันที่สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต โดยในวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์จะประกอบไปด้วย สวิตช์ IGBT (S_B) ไดโอด (D_B) ตัวเหนี่ยวนำ (L_B) และตัวเก็บประจุ (C_{pv} และ C_{DC}) แสดงดังรูปที่ 18 ซึ่งการทำงานของบัสคอนเวอร์เตอร์แรงดันเอาต์พุต V_o และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L จะเกิดการเปลี่ยนแปลงในช่วงที่สวิตช์นำกระแสและไม่นำกระแส สามารถอธิบายการทำงานได้ดังรูปที่ 19



รูปที่ 18 วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 19 การทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์

เมื่อสวิตช์อยู่ในช่วงนำกระแสและนำกระแส t_{on} และ t_{off} การพิจารณากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของบัสคอนเวอร์เตอร์ จะได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$L \frac{di_L}{dt} = \begin{cases} V_{pv} & ; \text{on switch } S_B \\ V_{pv} - V_o & ; \text{off switch } S_B \end{cases} \quad (39)$$

ดังนั้นเมื่อพิจารณาที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_o ของบัสคอนเวอร์เตอร์ช่วงการทำงานที่กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสและไม่นำกระแส สามารถหาคำนวนหาค่าอัตราส่วนระหว่างแรงดันไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุตได้จากดังสมการต่อไปนี้

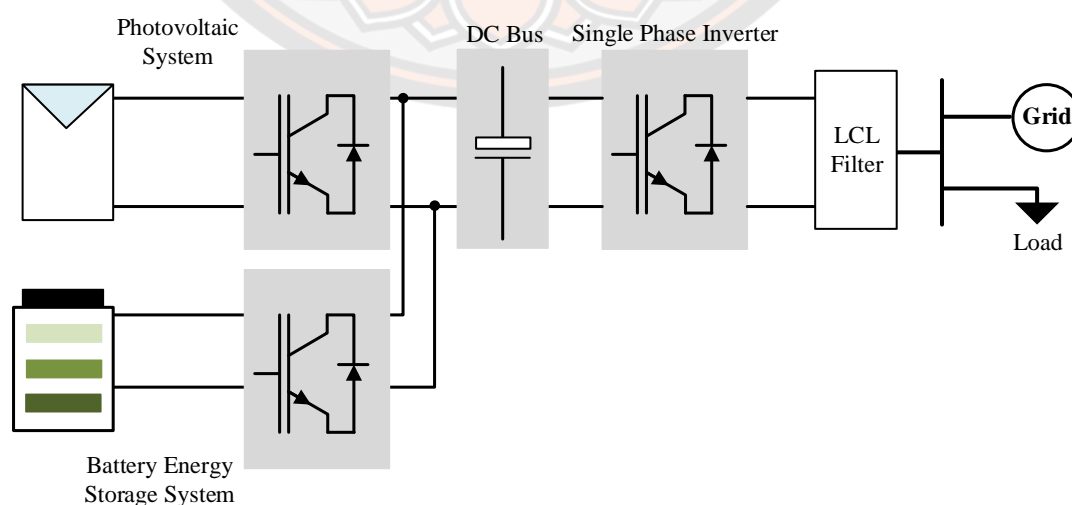
$$\left(\frac{v_{pv}}{L} DT_s \right) + \left(\frac{v_{pv} - v_o}{L} (D-1)T_s \right) = 0 \quad (40)$$

$$\frac{v_o}{v_{pv}} = \frac{1}{(1-D)} ; 0 < D < 1 \quad (41)$$

2.9 วงจรอินเวอร์เตอร์ (DC-AC Inverter)

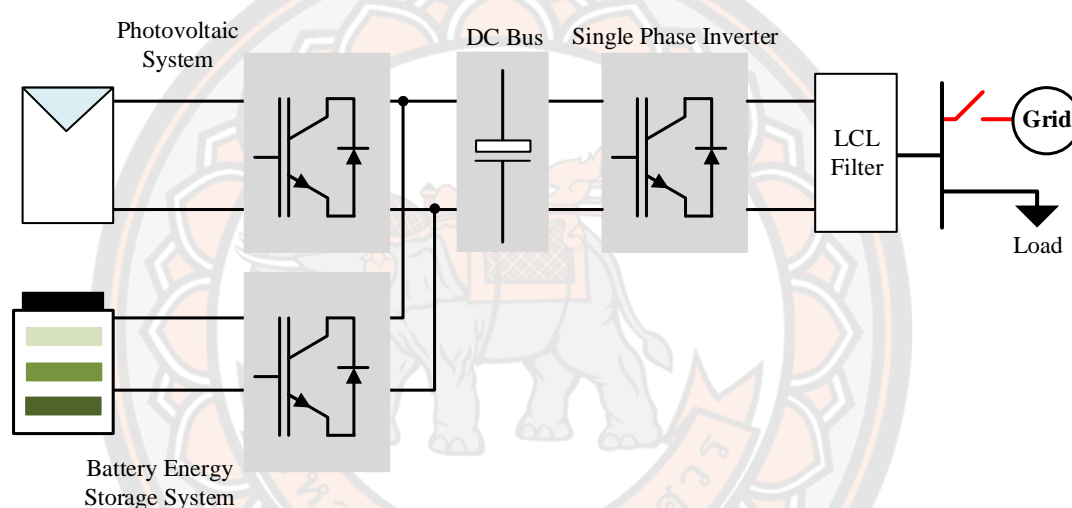
วงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ และสามารถทำการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดแรงดันไฟฟ้าและความถี่ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับได้ ซึ่งในปัจจุบันการนิยมใช้อินเวอร์เตอร์ประเภทไฮบริดอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นอย่างมาก โดยระบบไฮบริดจะประกอบไปด้วย ระบบพลังงานแสงอาทิตย์ ระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่ และระบบเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่กล่าวถึงนั้นเป็นระบบที่นำมาใช้ในเวลาที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าก็ได้ หรือไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าก็ได้ หรือที่เรียกกันว่า Grid-Connected และ Grid-Forming การทำงานในแต่ละสถานะของไฮบริดอินเวอร์เตอร์สามารถอธิบายได้ดังนี้

กรณีที่ 1 การทำงานของระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานอยู่ในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ในการทำงานของสถานะนี้จะมีแหล่งจ่ายอินพุตได้ 3 ทาง ได้แก่ 1) ระบบพลังงานแสงอาทิตย์ที่มีตัวแปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงและมีหน้าที่ในการปรับเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุต ซึ่งมีการทำงานเป็นบูสคอนเวอร์เตอร์ ดังข้อที่ 2.8 ที่กล่าวมาข้างต้น 2) ระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่ ที่ทำหน้าที่กักเก็บพลังงานไว้ใช้ในระยะเวลาใดเวลาหนึ่งได้ และคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สำหรับแบตเตอรี่นั้นจะต้องเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถให้พลังงานไหลได้ทั้งสองทิศทาง เพื่อรองรับการชาร์จและดิสชาร์จแบตเตอรี่ และ 3) โครงข่ายไฟฟ้า (Grid) ดังรูปที่ 20 ซึ่งการทำงานในการสะสมพลังงานลงแบตเตอรี่ของสถานะนี้สามารถเลือกแหล่งจ่ายจากพลังงานแสงอาทิตย์หรือแหล่งจ่ายจากโครงข่ายไฟฟ้าก็ได้เพื่อมาสะสมพลังงานไว้ใช้ในเวลาที่ฉุกเฉิน



รูปที่ 20 ระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า

กรณีที่ 2 การทำงานของระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ซึ่งจะมีแหล่งจ่ายอินพุตให้กับโพลได้ 2 ทาง ได้แก่ 1) ระบบพลังงานแสงอาทิตย์ที่มีตัวแปลงทำหน้าที่ในการเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุต 2) ระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่ ดังรูปที่ 21 การปรับใช้ระบบกักเก็บพลังงานในสถานะที่ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้านั้นจะเป็นการนำพลังงานส่วนเกินที่พลังงานแสงอาทิตย์สามารถผลิตได้และเหลือจากการจ่ายพลังงานให้กับโพลมาสะสมเก็บไว้ใช้ในช่วงเวลาใดเวลาหนึ่ง โดยการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สำหรับแบตเตอรี่จะต้องเป็นตัวแปลงที่สามารถรองรับการทำงานในการรับและจ่ายพลังงานให้กับโพลได้อย่างเพียงพอโดยมีการจ่ายกระแสไฟฟ้าได้อย่างต่อเนื่อง



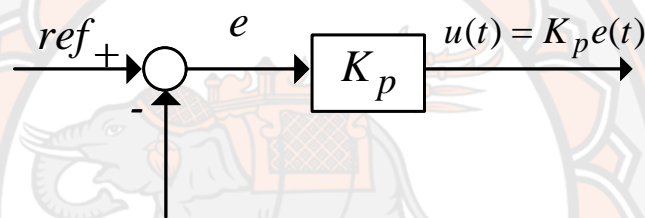
รูปที่ 21 ระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า

จากการใช้พลังงานแสงอาทิตย์ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ผ่านมา ยังคงมีข้อเสียในเรื่องความไม่สม่ำเสมอในการจ่ายกระแสไฟฟ้าได้อย่างต่อเนื่อง จากปัจจัยสิ่งแวดล้อมหรือแม้กระทั่งในช่วงเวลาฉุกเฉินที่ไฟฟ้ามดับ เป็นผลให้การรองรับพลังงานเพื่อที่จะจ่ายไปยังโพลมีความเสถียรภาพน้อยลง ดังนั้นข้อดีของการปรับใช้ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่มีการเชื่อมต่อพลังงานแสงอาทิตย์ และแบตเตอรี่ คือ ความยืดหยุ่นในการเลือกใช้พลังงานได้จากหลายแหล่งจ่าย ทำให้สามารถกักเก็บพลังงานไว้ใช้ได้ตลอดเวลา ซึ่งในงานวิจัยนี้มุ่งเน้นการพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางสำหรับการใช้งานแบตเตอรี่บนระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่เป็นตัวแปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงโดยมีการเชื่อมต่อกับอินเวอร์เตอร์ด้วยดีซีบัส และสามารถรองรับการชาร์จและดิสชาร์จประจุแบตเตอรี่ได้

2.10 ระบบควบคุมแบบพีไอ (PI Controller Design)

ผลการตอบสนองในการควบคุมของแต่ละระบบจะได้ผลตอบสนองที่เหมาะสมที่แตกต่างกันไป ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าการปรับค่าเกนของตัวควบคุมที่เกิดจากชนิดของระบบเป็นสำคัญ รวมทั้งข้อกำหนดต่างๆ และคุณลักษณะในการออกแบบ

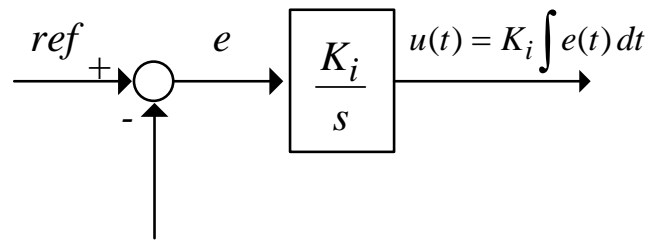
ระบบควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control : P-Controller) เป็นระบบควบคุมที่มีสัญญาณเอาต์พุต U_{output} เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความผิดพลาด (Error : e) ซึ่งค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากผลต่างระหว่างสัญญาณอ้างอิง ref กับสัญญาณเอาต์พุตของระบบ $u(t)$ ตัวควบคุมจะมีอัตราขยายหรือเกนสัดส่วน K_p เป็นค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้ค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นสามารถลดลงได้ และสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 22



รูปที่ 22 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P-Controller)

ข้อดีของการปรับใช้ระบบควบคุมแบบสัดส่วน คือ ถ้าต้องการให้ระบบมีผลตอบสนองที่เร็วขึ้นสามารถทำได้โดยการปรับค่าเกน K_p ให้มีค่าสูงขึ้น แต่การปรับค่าเกนจะมีค่าจำกัด เนื่องจากการปรับค่าเกนที่สูงเกินไปอาจจะทำให้เกิดการขาดเสถียรภาพของระบบที่มากขึ้นตามไปด้วย ผลตอบสนองที่เกิดขึ้นจากการปรับค่าเกนที่ไม่พึงประสงค์นี้จะทำให้เกิดค่าพุ่งเกิน (Overshoot) ซึ่งอาจจะเป็นอันตรายต่ออุปกรณ์ต่างๆ ในระบบได้

ระบบควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control : I-Controller) เป็นระบบควบคุมที่มีสัญญาณอินพุตของตัวควบคุมเกิดจากค่าความผิดพลาด (e) ระหว่างสัญญาณอ้างอิง ref กับสัญญาณเอาต์พุต $u(t)$ ของระบบ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตจะมาจากการอินทิกรัลสัญญาณค่าความผิดพลาด $\int e(t) dt$ ที่สะสมในอดีต (Past Value)

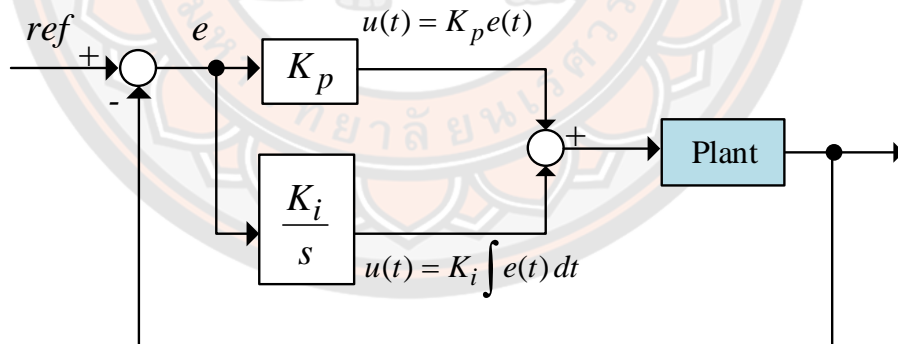


รูปที่ 23 ตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (I-Controller)

ข้อดีของการปรับใช้ระบบควบคุมแบบอินทิกรัล คือ ตัวควบคุมสามารถจัดค่าความผิดพลาดในสถานะคงตัวได้ แต่จะไม่สามารถลดค่าฟุ้งเกินของผลตอบสนองในระบบได้ และการปรับค่าเกน K_i ให้มีค่าสูงขึ้นไป อาจจะทำให้ระบบเกิดการแกว่ง (Oscillation) และส่งผลให้ระบบขาดเสถียรภาพ

ในงานวิจัยนี้ ผู้วิจัยใช้ระบบควบคุมแบบพีไอ PI เพื่อทำให้สัญญาณเอาต์พุตของระบบมีผลตอบสนองที่ดีและทำให้กระบวนการของระบบเข้าสู่จุดที่ต้องการในเวลาที่เหมาะสม การปรับสัญญาณขาออกด้วยการใช้ระบบควบคุมแบบ PI สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (42)$$



รูปที่ 24 ระบบควบคุมแบบพีไอ PI

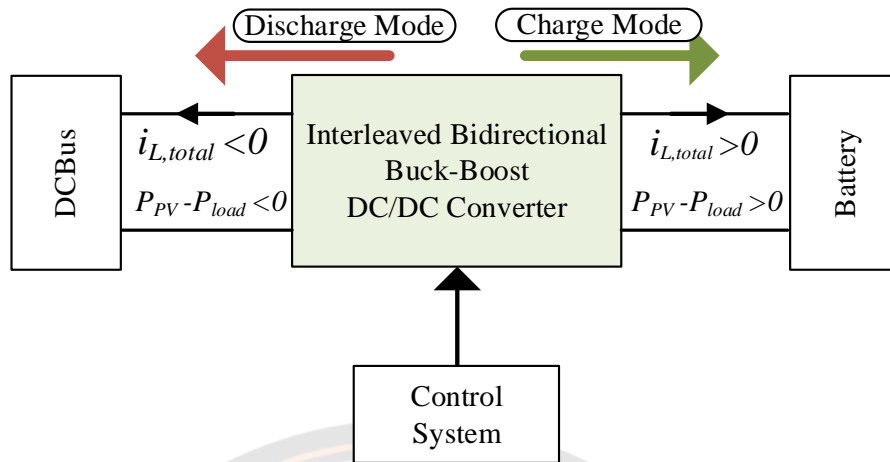
บทที่ 3

แผนการดำเนินงาน

ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบและการทำงานของระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟที่ใช้ในการทดสอบของระบบไฮบริด ซึ่งระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบแสดงความสามารถในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟ ที่สามารถทำงานได้ภายในโหมดการชาร์จและดิสชาร์จ โดยอยู่ภายใต้สภาวะการทำงานของโครงข่ายไฟฟ้า การดำเนินการแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ได้แก่ 1) ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟที่ใช้ทดสอบในโปรแกรม MATLAB/Simulink 2) ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟที่ใช้ทดสอบบน Hardware in the Loop (HiL) และ 3) ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟที่ใช้ทดสอบในวงจรต้นแบบ (Prototype)

3.1 ระบบควบคุมการทำงานในระบบไฮบริด (Hybrid System) ที่มีการเชื่อมต่อระหว่างอินเวอร์เตอร์ พลังงานแสงอาทิตย์ และแบตเตอรี่

ในวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้ ต้องการพัฒนางจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟที่สามารถนำไปเชื่อมต่อและทำงานร่วมกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และทำงานในสภาวะที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected) และทำงานไม่เชื่อมโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming) ได้ ดังนั้นการควบคุมแรงดันที่ดิสชาร์จจึงจำเป็นอย่างมากและต้องควบคุมให้แรงดันคงที่ที่ 400 โวลต์เสมอ ทั้งนี้การทำงานการชาร์จและดิสชาร์จคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจะขึ้นอยู่กับกำลังไฟฟ้าที่อยู่ในระบบที่ทำให้แรงดันดิสชาร์จมีค่าต่ำหรือสูงกว่าระดับแรงดันดิสชาร์จอ้างอิง รวมทั้งขึ้นอยู่กับทิศทางกรไหลของกระแสคอนเวอร์เตอร์ ในการออกแบบระบบควบคุมนั้นเมื่อมีกำลังไฟฟ้าเหลือหลังจากที่พลังงานแสงอาทิตย์จ่ายให้กับโหลด $P_{PV} - P_{load} > 0$ กระแสของคอนเวอร์เตอร์จะมีทิศทางเป็นบวกและทำงานในโหมดการชาร์จประจุลงแบตเตอรี่ (Charging Mode) แต่เมื่อกำลังไฟฟ้า $P_{PV} - P_{load} < 0$ จะแสดงถึงความสามารถในการผลิตกระแสไฟฟ้าของพลังงานแสงอาทิตย์มีไม่เพียงพอต่อการจ่ายให้กับโหลด ดังนั้นกระแสคอนเวอร์เตอร์จะมีทิศทางเป็นลบ และทำงานในโหมดการดิสชาร์จประจุ (Discharging Mode) เพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานสำรองในระบบ ดังรูปที่ 25



รูปที่ 25 การทำงานชาร์จและดิสชาร์จของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง

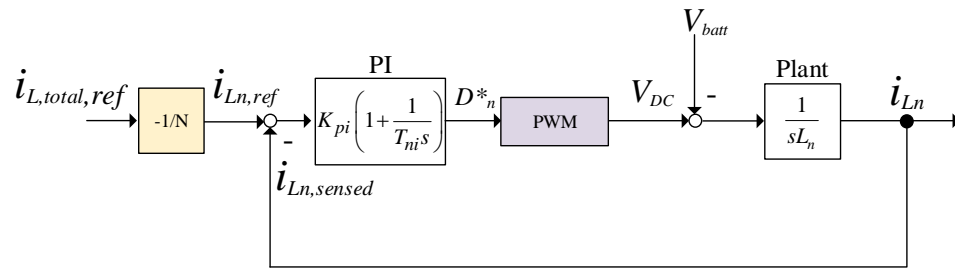
3.1.1 การออกแบบระบบควบคุมแบบพีไอสำหรับคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิต

ในการออกแบบระบบควบคุมแบบพีไอ สำหรับควบคุมแรงดันและกระแสของวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิตใช้วิธีการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ด้วยวิธี An Extended Symmetrical Optimization Method ซึ่งอ้างอิงจากงานวิจัย [13, 18] และแนะนำการเลือกใช้ค่าเกณฑ์เฟสแมจิ้น (Phase Margin) ของระบบควรให้มีเฟสแมจิ้นมากกว่าหรือเท่ากับ 45 องศา เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพมากที่สุด ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกใช้เฟสแมจิ้นเท่ากับ 45 องศา รอบการสวิตซ์ซึ่ง T_s เท่ากับ 50 ไมโครวินาที ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางในระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางดังรูปที่ 26 จะมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณของระบบควบคุมแบบ PI ได้แก่ ความถี่ของระบบควบคุมกระแส 650 เฮิรต, $\beta = 6$, $V_{DC,ref} = 400$ โวลต์, $V_{batt,base} = 360$ โวลต์, ตัวเหนี่ยวนำ $L = 1$ มิลลิเฮนรี่ ตามลำดับ ซึ่งสามารถหาค่าเกณฑ์พารามิเตอร์ต่างๆ ได้จากสมการดังต่อไปนี้

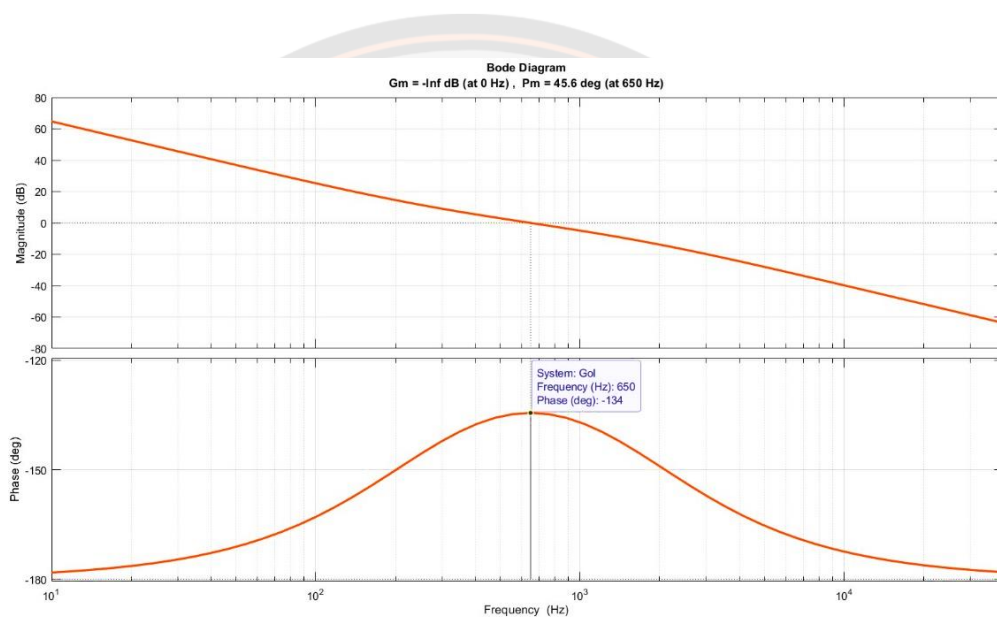
$$k_{pi} = \frac{L}{\sqrt{\beta} \cdot 2T_s} \cdot \frac{V_{batt,base}}{V_{DC,ref}} \quad (43)$$

$$T_{ni} = \beta \cdot 2T_s \quad (44)$$

$$k_{ii} = \frac{T_s \cdot K_{pi}}{T_{ni}} \quad (45)$$



รูปที่ 26 ระบบควบคุมแบบ PI ที่ใช้ในระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง



รูปที่ 27 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ (Bode Plot) ของระบบควบคุมกระแสคอนเวอร์เตอร์

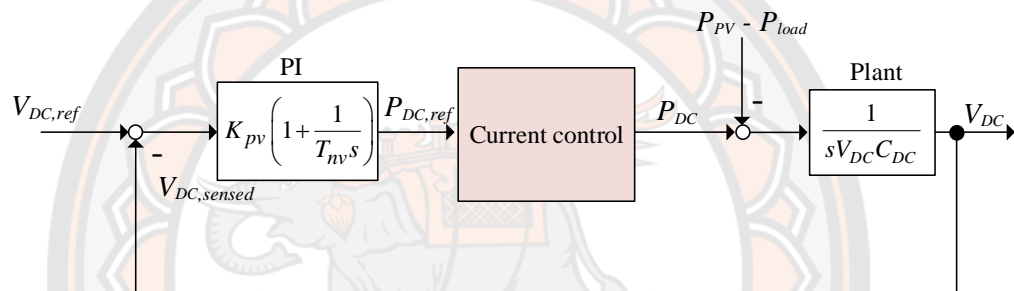
และในระบบควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่แสดงดังรูปที่ 28 ส่วนประกอบของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการคำนวณหาค่าเกณฑ์ต่างๆ ได้แก่ $\beta = 6$, $C_{DC} = 775$ ไมโครฟารัด, $V_{DC,ref} = 400$ โวลต์, $V_{batt,base} = 360$ โวลต์ และ Bandwidth = 30 เฮิร์ต ตามลำดับ รูปที่ 29 แสดงแผนภาพโบเด่พล็อต (Bode Plot) ของระบบควบคุมแรงดันที่ได้รับการออกแบบ ในความถี่ 30 เฮิร์ต และการเลือกใช้ค่าเบต้าที่ทำให้เกิดมูเนเฟสที่ 45 องศา ในความถี่ที่ต้องการและอัตราขยายที่มีขนาดผลตอบสนองเชิงความถี่ (Magnitude) มีค่าเป็น 0 เดซิเบล ส่งผลให้ผลตอบสนองในสภาวะอยู่ตัว (Transient Response) และการทำงานของระบบมีเสถียรที่ดี สำหรับค่าเกณฑ์พารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบจะสรุปไว้ในตารางที่ 6 และสามารถหาค่าพารามิเตอร์สำหรับระบบควบคุมแรงดันได้ดังสมการต่อไปนี้

$$K_{pv} = \frac{C_{DC}}{\sqrt{\beta} \cdot T_f} \cdot \frac{V_{DC,ref}}{V_{batt,base}} \tag{46}$$

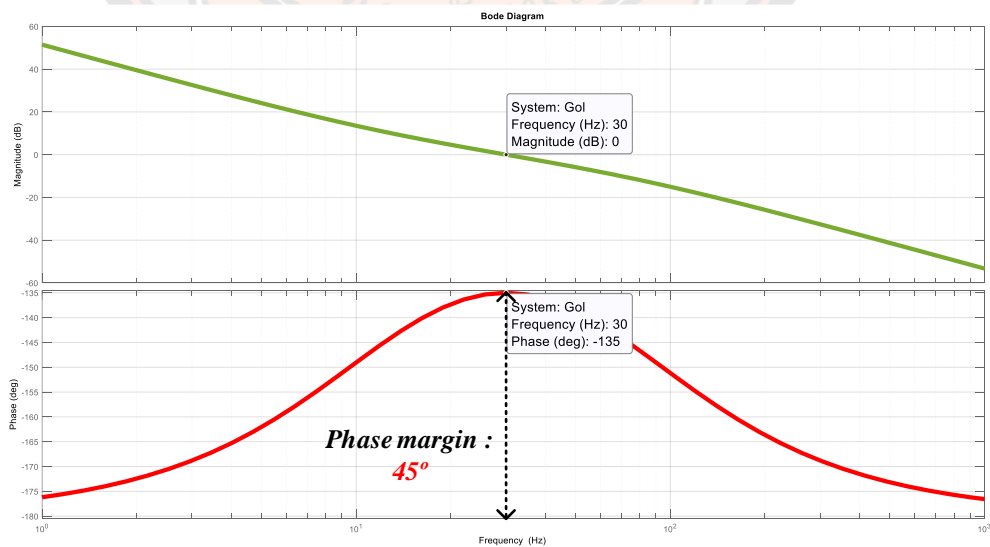
$$T_f = (\sqrt{\beta} \cdot \omega_{CV})^{-1} \tag{47}$$

$$T_{nv} = \beta T_f \tag{48}$$

$$K_{iv} = \frac{K_{pv} \cdot T_s}{T_{nv}} \tag{49}$$



รูปที่ 28 ระบบควบคุมแบบ PI ที่ใช้ในระบบควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง



รูปที่ 29 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ (Bode Plot) ของระบบควบคุมแรงดันคอนเวอร์เตอร์

ตารางที่ 8 ค่าเกณฑ์ของระบบควบคุมที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ

พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
ระบบควบคุมกระแสเฉลี่ย (The Average Current Control)	
ค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบสัดส่วนของระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์	K_{pi} 0.1021
ค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลของระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์	K_{ii} 0.0085
เวลาอินทิกรัลของระบบควบคุมกระแสเฉลี่ย	T_{ni} 0.0006
ระบบควบคุมแรงดัน (The Voltage Control)	
ค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบสัดส่วนของระบบควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	K_{pv} 1.2120
ค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลของระบบควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	K_{iv} 0.0047
เวลาค่าคงที่ตัวกรองความถี่ต่ำ	T_f 0.0022
มุมเฟสสูงสุดที่ความถี่คอสโอเวอร์	ω_{cv} 188.50
เวลาอินทิกรัลของระบบควบคุมแรงดัน	T_{nv} 0.0128

3.1.2 ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ใช้ทดสอบในโปรแกรม MATLAB/Simulink

ระบบควบคุมการทำงานของรูปแบบจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink นั้น ผู้วิจัยทำงานออกแบบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางไว้ใน 2 กรณีด้วยกัน ได้แก่ 1) ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า 2) ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า โดยทั้ง 2 กรณีที่ได้รับการออกแบบนั้นคอนเวอร์เตอร์ต้องมีความสามารถทำงานในโหมดการชาร์จและดิสชาร์จได้ทั้งสองโหมด ทั้งนี้การออกแบบในรูปแบบจำลอง MATLAB/Simulink จะเป็นการออกแบบในรูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ทั้งในส่วน

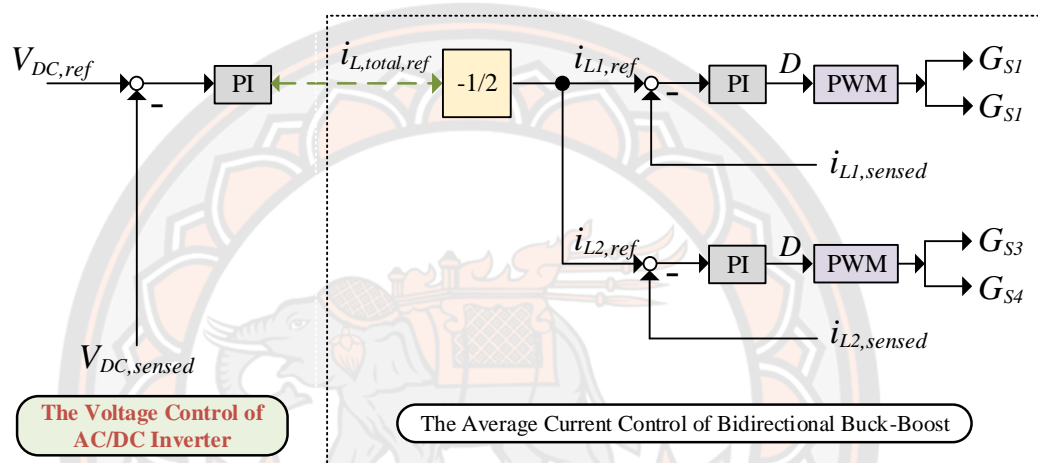
ของคอนเวอร์เตอร์และคอนโทรลเลอร์ ดังนั้นระบบการทำงานในส่วนนี้จะทำงานในระบบเวลาแบบต่อเนื่องทั้งหมด เพื่อแสดงการทำงานเสมือนจริงมากที่สุดและมีความเหมาะสมกับการนำไปพัฒนานาจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ชันต่อไป โดยการออกแบบระบบควบคุมทั้ง 2 กรณี ได้แก่ 1) กรณีที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected) และ 2) กรณีที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming)

การจำลองในส่วนนี้ ผู้วิจัยได้ออกแบบรูปแบบจำลองจากการใช้ไลบรารีเบรซเซอร์ Tools Box ของโปรแกรม MATLAB/Simulink ในหมวดหมู่ Simscape Electrical โดยมีส่วนประกอบหลัก ได้แก่ PV array, Battery (Lithium-Ion), IGBTs (Half-Bridge Converter), อุปกรณ์แบบพาสซีฟ (Passive Components), และตัวสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ที่ทำงานในระบบเวลาแบบต่อเนื่องทั้งหมด ในการจำลองคอนเวอร์เตอร์นี้ ส่วนของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางมีแหล่งจ่ายแรงดันสองด้าน ได้แก่ 1) แรงดันดีซีบัส ที่มีแรงดัน 400 โวลต์ 2) แรงดันแบตเตอรี่ 300 โวลต์ และส่วนประกอบอื่นๆ จะแสดงค่าพารามิเตอร์ไว้ในแต่ละสถานะต่างๆ ดังต่อไปนี้

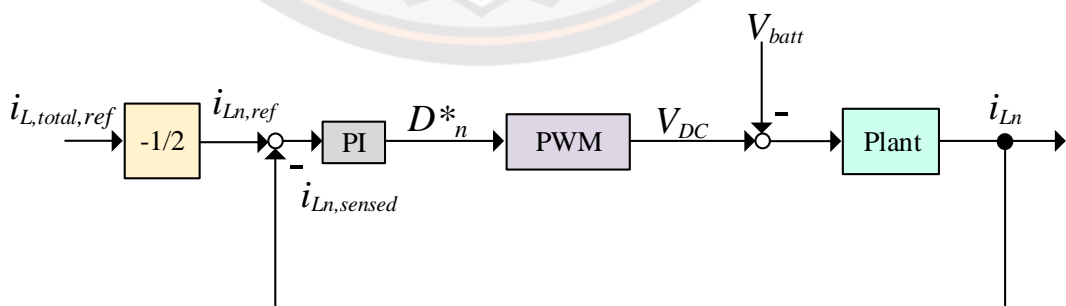
Grid-Connected : ในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า การทดสอบความสามารถการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ชัน จะใช้ระบบควบคุมที่แบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ 1) ระบบควบคุมแรงดันดีซีบัสของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และ 2) ระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 30 โดยที่การทดสอบความสามารถการชาร์จและดิสชาร์จผู้วิจัยจะกำหนดกระแสเฉลี่ยรวมของตัวเหนี่ยวนำอ้างอิง $i_{L,total,ref}$ ให้มีทิศทางเป็นบวกและลบ เพื่อสั่งการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละสถานะ และกระแส $i_{L,total,ref}$ จะถูกแบ่งด้วยจำนวนเฟสที่นำมาต่อขนาน $\frac{i_{L,total,ref}}{2}$ ตัวควบคุมแบบ PI จะทำการหาค่าความผิดพลาดและขจัดค่าความผิดพลาดนี้ โดยกำหนดค่ารอบการทำงานของสวิตช์ จากนั้นทำการมอดูเลชันเพื่อสั่งการทำงานของสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงในส่วนต่อไป ซึ่งการทำงานของระบบควบคุมกระแสจะแสดงในรูปที่ 31

ในรูปที่ 32 แสดงการทำงานของระบบควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์ โดยที่อินเวอร์เตอร์จะต้องควบคุมแรงดันดีซีบัสให้คงที่ที่ 400 โวลต์เสมอ หากระดับแรงดันไฟฟ้าดีซีบัสมีการเปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเพิ่ม-ลด ของกำลังไฟฟ้าในระบบ ไม่ว่าจะ เป็น ระบบพลังงานแสงอาทิตย์ ระบบกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่ ตัวประมวลผลของอินเวอร์เตอร์จะทำการวัดแรงดันดีซีบัส และหาค่า

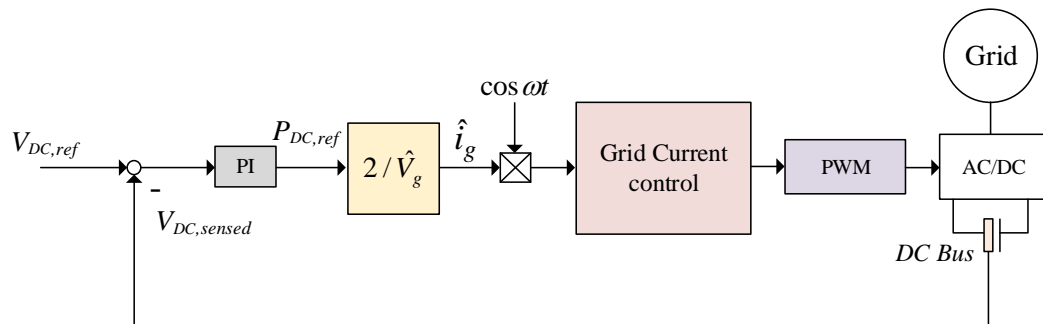
ความผิดพลาดจากการเปรียบเทียบแรงดันดีซีบัสอ้างอิง จากนั้นจะส่งค่าความผิดพลาดนี้ให้ตัวควบคุมแบบ PI สร้างกำลังไฟฟ้้าอ้างอิงออกมา เพื่อส่งการทำงานในระบบควบคุมกระแสกริดต่อไป [19, 20] สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับระบบควบคุมและการทดสอบในสภาวะนี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางดังตารางที่ 9 และพารามิเตอร์ของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในสภาวะ Grid-Connected แสดงในตารางที่ 10 ตามลำดับ



รูปที่ 30 การทดสอบระบบควบคุมของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected)



รูปที่ 31 การทำงานระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง



รูปที่ 32 การทำงานระบบควบคุมแรงดันดีซีบัสของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

ตารางที่ 9 ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะ Grid-Connected

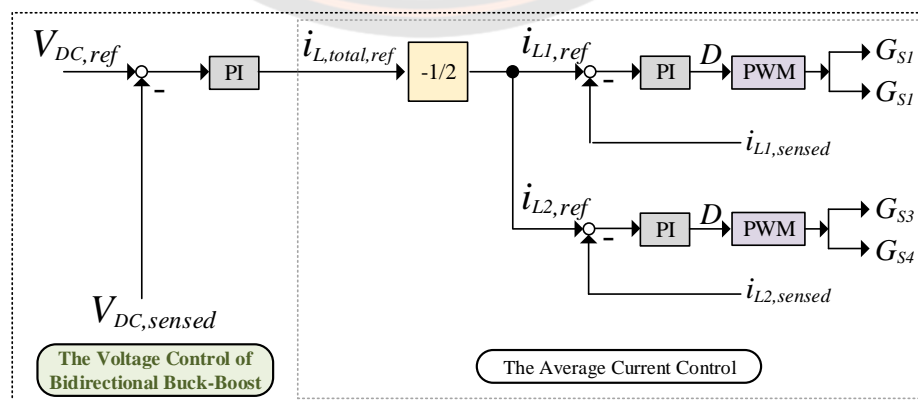
พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าของพารามิเตอร์
แรงดันดีซีบัส	V_D	400 โวลต์
แรงดันแบตเตอรี่	V_{batt}	300-330 โวลต์
ตัวเหนี่ยวนำ	L	1 มิลลิเฮนรี
ค่าตัวเก็บประจุด้านดีซีบัส	C_{DC}	775 ไมโครฟารัด
ค่าตัวเก็บประจุด้านแบตเตอรี่	C_b	195 ไมโครฟารัด
ความถี่สวิตช์ซิ่ง	f_{sw}	20 กิโลเฮิร์ต
พิกัดกำลังไฟฟ้า	P	3 กิโลวัตต์
พิกัดกระแสไฟฟ้า	I	10 แอมป์
ค่าเกนของตัวควบคุมแบบ สัดส่วนของระบบควบคุม กระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์	K_{pi}	0.1021
ค่าเกนของตัวควบคุมแบบ อินทิกรัลของระบบควบคุม เฉลี่ยกระแสของคอนเวอร์เตอร์	K_{ii}	0.0085

ตารางที่ 10 ค่าพารามิเตอร์ของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะ Grid-Connected

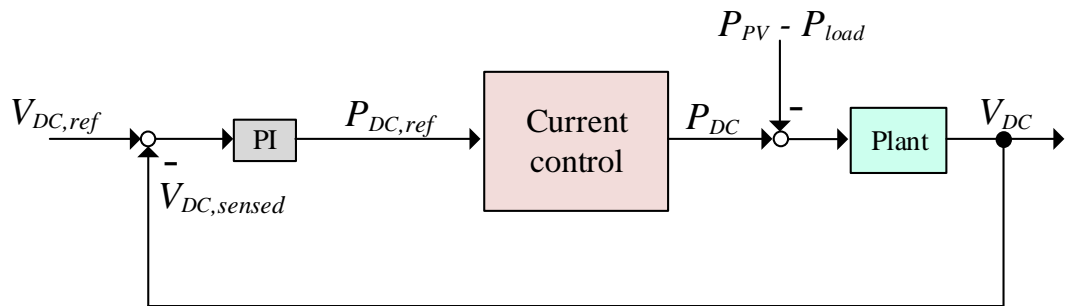
พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าของพารามิเตอร์
ค่าตัวเก็บประจุของ PV	C_{PV}	75 ไมโครฟารัด
ตัวเหนี่ยวนำของ PV	L_{PV}	2 มิลลิเฮนรี่
ค่าตัวเก็บประจุด้านดีซีบัล	C_{dc}	585 ไมโครฟารัด
ตัวเหนี่ยวนำของอินเวอร์เตอร์	L_{1A}	850 ไมโครเฮนรี่
ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อกริด	L_{2A}	400 ไมโครเฮนรี่
ค่าตัวเก็บประจุด้านกริด	C_f	2 ไมโครฟารัด
ความถี่สวิตซ์ซิ่งของอินเวอร์เตอร์	$f_{sw,inv}$	20 กิโลเฮิร์ต
ความถี่สวิตซ์ซิ่งของบูสคอนเวอร์เตอร์	$f_{sw,pv}$	20 กิโลเฮิร์ต
ค่าเกนของตัวควบคุมแบบสัดส่วนของระบบควบคุมกระแสกริดของอินเวอร์เตอร์	K_{pii}	0.8415
ค่าเกนของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลของระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของอินเวอร์เตอร์	K_{iii}	0.0294
ค่าเกนของตัวควบคุมแบบสัดส่วนของระบบควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์	K_{pvi}	0.4040
ค่าเกนของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลของระบบแรงดันอินเวอร์เตอร์	K_{ivi}	0.0005

Grid-Forming : ในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ระบบทดสอบความสามารถการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ จะประกอบไปด้วย 1) ระบบควบคุมแรงดันที่ดีซีบัสของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง และ 2) ระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยรวมของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง แสดงดังรูปที่ 33 จากระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบในสถานะ Grid-Forming การควบคุมการจัดการแรงดันและกำลังไฟฟ้าในระบบจะเป็นหน้าที่ของคอนเวอร์เตอร์เป็นหลัก ในที่นี้ทิศทางไหลของกระแสคอนเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดจากระบบควบคุมแรงดันโดยตรง เมื่อแรงดันดีซีบัส $V_{DC,sensed}$ ที่ถูกวัดได้ มีระดับแรงดันสูงกว่าแรงดันดีซีบัสอ้างอิง $V_{DC,ref}$ อันเนื่องมาจากมีกำลังไฟฟ้าเหลือในระบบหลังจากที่พลังงานแสงอาทิตย์จ่ายให้กับโหลด เป็นผลให้ดีซีบัสสูงกว่าค่าอ้างอิง ดังนั้นจะทำให้กระแสของคอนเวอร์เตอร์มีทิศทางเป็นบวก เมื่อนำไปคูณ $-\frac{1}{2}$ ตามการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟ ส่งผลให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในโหมดชาร์จ เพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งกักเก็บพลังงานสำรอง

ในอีกการทำงานหนึ่ง เมื่อแรงดัน $V_{DC,sensed}$ มีระดับแรงดันต่ำกว่าแรงดัน $V_{DC,ref}$ ที่เกิดจากพลังงานแสงอาทิตย์ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอต่อความต้องการการใช้โหลด ส่งผลให้กระแสของคอนเวอร์เตอร์มีทิศทางเป็นลบ และคอนเวอร์เตอร์ต้องทำงานในโหมดดิสชาร์จทำการจ่ายกระแสออก เพื่อควบคุมแรงดันดีซีบัสให้คงที่ที่ 400 โวลต์ เสมอ การทำงานในระบบควบคุมแรงดันที่ดีซีบัสของคอนเวอร์เตอร์จะแสดงในรูปที่ 34 และระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยที่อยู่ด้านบนจะมีการทำงานเหมือนกันกับสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าที่ได้กล่าวมาข้างต้น ดังรูปที่ 31 สำหรับค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจะแสดงในตารางที่ 11 และพารามิเตอร์ของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในสถานะ Grid-Forming ในตารางที่ 12 ตามลำดับ



รูปที่ 33 การทดสอบระบบควบคุมของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะที่ไม่ได้เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming)



รูปที่ 34 ระบบควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง

ตารางที่ 11 ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะ Grid-Forming

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าของพารามิเตอร์
แรงดันดีซีบัส	V_D	400 โวลต์
แรงดันแบตเตอรี่	V_{batt}	300-330 โวลต์
ตัวเหนี่ยวนำ	L	1 มิลลิเฮนรี่
ค่าตัวเก็บประจุด้านดีซีบัส	C_{DC}	775 ไมโครฟารัด
ค่าตัวเก็บประจุด้านแบตเตอรี่	C_b	195 ไมโครฟารัด
ความถี่สวิตช์ซิ่ง	f_{sw}	20 กิโลเฮิร์ต
พิกัดกำลังไฟฟ้า	P	3 กิโลวัตต์
พิกัดกระแสไฟฟ้า	I	10 แอมป์
ค่าเกนของตัวควบคุมแบบ สัดส่วนของระบบควบคุม กระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์	K_{pi}	0.1021

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าของพารามิเตอร์
ค่าเกินของตัวควบคุมแบบ อินทิกรัลของระบบควบคุม เฉลี่ยกระแสของคอนเวอร์เตอร์	K_{ii}	0.0085
ค่าเกินของตัวควบคุมแบบ สัดส่วนของระบบควบคุม แรงดันของคอนเวอร์เตอร์	K_{pv}	1.2120
ค่าเกินของตัวควบคุมแบบ อินทิกรัลของระบบแรงดัน กระแสของคอนเวอร์เตอร์	K_{iv}	0.0047

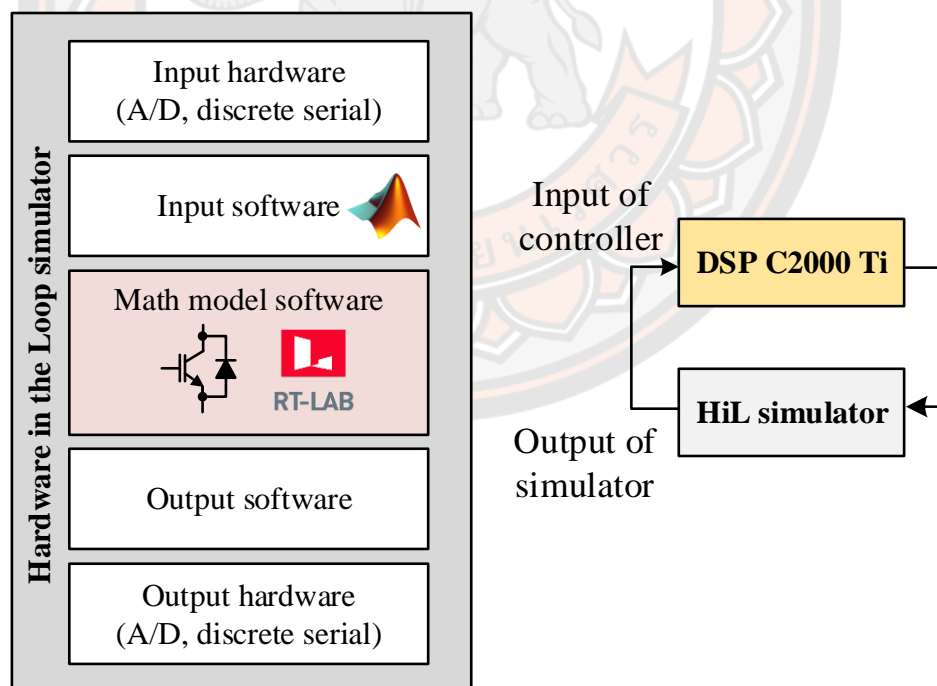
ตารางที่ 12 ค่าพารามิเตอร์ของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในสภาวะ Grid-Forcing

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าของพารามิเตอร์
ค่าตัวเก็บประจุของ PV	C_{PV}	75 ไมโครฟารัด
ตัวเหนี่ยวนำของ PV	L_{PV}	2 มิลลิเฮนรี่
ค่าตัวเก็บประจุด้านดีซีบัส	C_{dc}	585 ไมโครฟารัด
ตัวเหนี่ยวนำของอินเวอร์เตอร์	L_{1A}	850 ไมโครเฮนรี่
ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อกริด	L_{2A}	400 ไมโครเฮนรี่
ค่าตัวเก็บประจุด้านกริด	C_f	2 ไมโครฟารัด
ความถี่สวิตช์ซิงของอินเวอร์เตอร์	$f_{sw,inv}$	20 กิโลเฮิร์ต
ความถี่สวิตช์ซิงของบูสคอนเวอร์ เตอร์	$f_{sw,pv}$	20 กิโลเฮิร์ต

3.1.3 ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอเตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิค อินเทอร์เน็ตที่ใช้ทดสอบบน Hardware in the Loop (HiL Simulator)

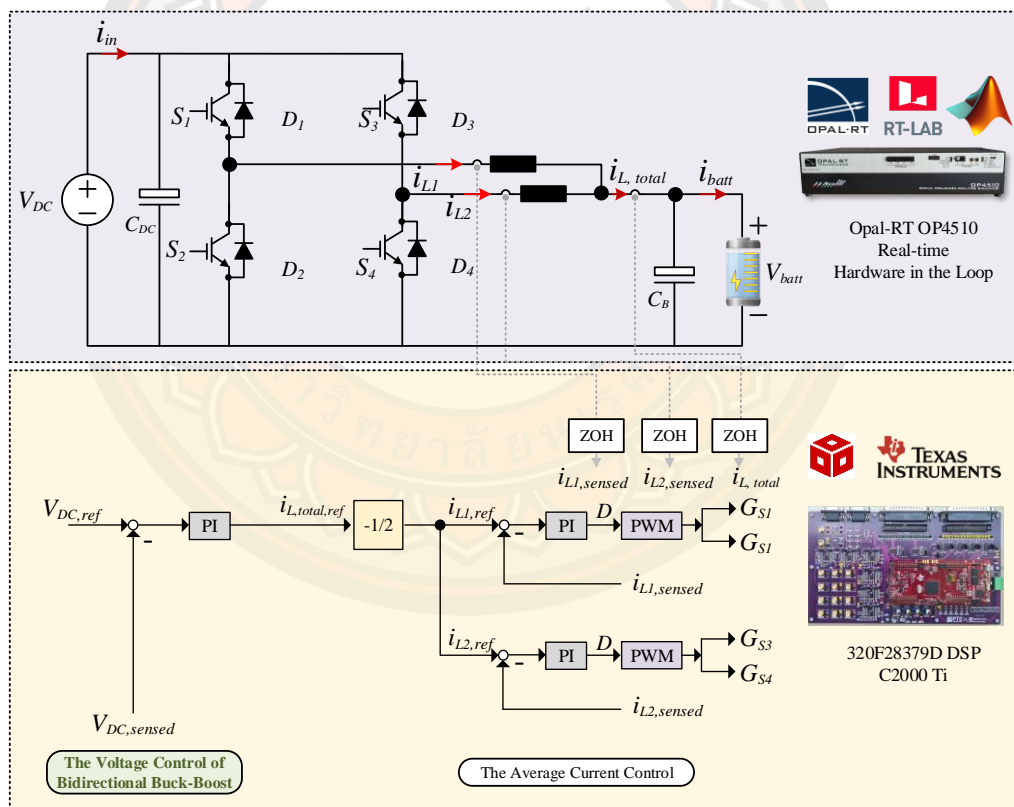
Hardware in the Loop หรือ HiL simulator เป็นการจำลองการทำงานแบบเรียลไทม์และใช้สัญญาณควบคุมจริงจากคอนโทรลเลอร์ที่เชื่อมต่อกับระบบทดสอบเสมือนจริง (OPAL-RT) ผ่านโมดูล I/O แสดงดังรูปที่ 35 โดยที่ OPAL-RT นี้สามารถนำไปใช้ในการออกแบบ ทดสอบ และเพิ่มคุณภาพของการทดสอบ รวมทั้งเพิ่มประสิทธิภาพของระบบควบคุมและป้องกันอันตรายที่อาจจะเกิดขึ้นจากการทดสอบสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

นอกจากนี้ RT-LAB ยังเป็นซอฟต์แวร์หลักของ OPAL-RT ที่ช่วยให้ผู้วิจัย ได้พัฒนาแบบจำลองที่เหมาะสมให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด โดย RT-LAB จะมีการใช้งานร่วมกับไลบรารีบล็อกใน MATLAB/Simulink ด้วยเช่นกัน ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการประยุกต์ใช้การจำลองการทำงานแบบเรียลไทม์ผ่าน HiL simulator ทำให้ส่งผลดีได้หลากหลายด้าน ได้แก่ ความเป็นไปได้ของโครงการ ป้องกันอันตรายจากการทดสอบ สามารถลดระยะเวลาในการทดสอบและต้นทุนของอุปกรณ์ต่างๆ ทางด้านฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในการทดสอบได้



รูปที่ 35 Hardware in the Loop Simulator

การจำลองในส่วนนี้ ผู้วิจัยได้ออกแบบรูปแบบจำลองจากการใช้ไลบรารีเบรราช์เซอร์ Tools Box ของโปรแกรม MATLAB/Simulink ร่วมกับซอฟต์แวร์ RT-LAB ของระบบจำลองแบบเรียลไทม์ โดยมีส่วนประกอบหลักได้แก่ แหล่งจ่ายแรงดัน (DC Voltage Source), แหล่งจ่ายกระแส (DC Current Source), อุปกรณ์แบบพาสซีฟ (Passive Components), และอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณ (Voltage and Current Sensors) ในการจำลองคอนเวอร์เตอร์ส่วนนี้ รูปแบบจำลองของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจะถูกทดสอบพร้อมระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบ และการออกแบบการทดสอบในระบบควบคุมแบบเรียลไทม์ จะแบ่งอุปกรณ์ในการทดสอบ 2 ส่วนด้วยกัน ได้แก่ 1) การทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสถานะการทำงานแบบ Grid-Connected จะใช้ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 9 และ 2) การทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสถานะการทำงานแบบ Grid-Forming จะใช้ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 11



รูปที่ 36 ระบบควบคุมการชาร์จและดิชาร์จที่ใช้ใน Hardware in the Loop (HiL)

ซึ่งการทดสอบในส่วนนี้ของงานวิจัย รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ ถูกจำลองใน OPAL-RT OP4510 หรือ HiL simulator พร้อมกับรูปแบบระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

TMS320F2837d 32 บิต แสดงในรูปที่ 36 ระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบนั้นจะถูกทดสอบผ่าน HiL simulator โดยที่ผู้วิจัยจะแบ่งการทดสอบออกแบบ 2 กรณี ได้แก่ 1) การทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสถานะการทำงานแบบ Grid-Connected และ 2) การทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสถานะการทำงานแบบ Grid-Forming การออกแบบการทดสอบนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อทำการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในเบื้องต้นก่อนนำไปพัฒนาเป็นวงจรต้นแบบหรือฮาร์ดแวร์จริง

กรณีที่ 1 การทำงานในสถานะที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้านั้นผู้วิจัยจะใช้ระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยในระบบเปิด ที่สามารถกำหนดค่ากระแส $i_{L,total,ref}$ ให้มีทิศทางเป็นบวกและลบ เพื่อแสดงสถานะการทำงานในโหมดชาร์จและดิสชาร์จ ตามลำดับ โดยที่แรงดันดีซีบัสจะเป็นค่าคงที่ที่ 400 โวลต์ด้วยการใช้แหล่งจ่ายแรงดัน ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดสอบสถานะนี้จะแสดงไว้ในตารางที่ 13

ตารางที่ 13 ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟที่ทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสถานะการทำงานแบบ Grid-Connected บน HiL Simulator

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าของพารามิเตอร์
แหล่งจ่ายแรงดันดีซีบัส	V_D	400 โวลต์
แหล่งจ่ายแรงดันแบตเตอรี่	V_{batt}	300 โวลต์
ตัวเหนี่ยวนำ	L	1 มิลลิเฮนรี่
ค่าตัวเก็บประจุด้านดีซีบัส	C_{DC}	775 ไมโครฟารัด
ค่าตัวเก็บประจุด้านแบตเตอรี่	C_b	195 ไมโครฟารัด
ความถี่สวิตซ์ซิ่ง	f_{sw}	20 กิโลเฮิร์ต
พิกัดกำลังไฟฟ้า	P	3 กิโลวัตต์
พิกัดกระแสไฟฟ้า	I	10 แอมป์
ค่าเกนของตัวควบคุมแบบสัดส่วนของระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์	K_{pi}	0.1021
ค่าเกนของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลของระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์	K_{ii}	0.0085

กรณีที่ 2 การทำงานในสถานะที่ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ผู้วิจัยจะทดสอบโดยใช้ระบบควบคุมแรงดันดีซีบัลและระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง ซึ่งในขั้นตอนการทดลองผู้วิจัยจะทำการจำลองให้มีกำลังไฟฟ้าเพิ่ม/ลด โดยการใช้แหล่งจ่ายกระแสเพื่อให้แรงดันที่ดีซีบัลมีการเปลี่ยนแปลง กล่าวคือเมื่อแรงดันดีซีบัลมีระดับแรงดันที่สูงกว่าค่าอ้างอิง จะทำให้กระแส $i_{L,total,ref}$ มีทิศทางเป็นลบ เพื่อทำการสะสมพลังงานลงแบตเตอรี่ และเมื่อแรงดันที่ดีซีบัลมีระดับแรงดันต่ำกว่าค่าอ้างอิง กระแส $i_{L,total,ref}$ จะมีทิศทางเป็นบวก เพื่อทำงานในโหมดชาร์จเพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายสำรอง และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบสถานะนี้แสดงไว้ในตารางที่ 14

ค่ากระแสเฉลี่ยรวม $i_{L,total,ref}$ จะถูกแบ่งตามการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเทอร์ลิฟท์ที่ใช้ในงานวิจัย จากนั้น HiL simulator จะทำการส่งค่ากระแสที่ถูกวัดได้ออกมาผ่านโมดูล I/O ที่เป็นอนาล็อกเอาต์พุต และส่งค่าไปยังคอลโทรลเลอร์ จากนั้นระบบควบคุมจะทำการขจัดค่าความผิดพลาด (Error) ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละเฟส ด้วยตัวควบคุมแบบ PI ทำการปรับรอบค่าการทำงานของระบบ (Duty cycle: D) เพื่อทำการมอดูเลตความกว้างพัลส์ PWM และส่งสัญญาณกลับเข้าไปยังระบบจำลองแบบเรียลไทม์ผ่านโมดูล I/O ดิจิตอลอินพุต

ตารางที่ 14 ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟท์ที่ทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสถานะการทำงานแบบ Grid-Forming บน HiL Simulator

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าของพารามิเตอร์
แหล่งจ่ายกระแส	i_{DC}	± 7.5 แอมป์
แหล่งจ่ายแรงดันแบตเตอรี่	V_{batt}	300 โวลต์
ตัวเหนี่ยวนำ	L	1 มิลลิเฮนรี่
ค่าตัวเก็บประจุด้านดีซีบัล	C_{DC}	775 ไมโครฟารัด
ค่าตัวเก็บประจุด้านแบตเตอรี่	C_b	195 ไมโครฟารัด
ความถี่สวิตซ์ซิ่ง	f_{sw}	20 กิโลเฮิร์ต
พิกัดกำลังไฟฟ้า	P	≥ 2.5 กิโลวัตต์
พิกัดกระแสไฟฟ้า	I	10 แอมป์

ค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบสัดส่วนของระบบ ควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์	K_{iv}	0.1021
ค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลของระบบ ควบคุมเฉลี่ยกระแสของคอนเวอร์เตอร์	K_{ii}	0.0085
ค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบสัดส่วนของระบบ ควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	K_{pv}	1.2120
ค่าเกณฑ์ของตัวควบคุมแบบอินทิกรัลของระบบ ควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	K_{iv}	0.0047

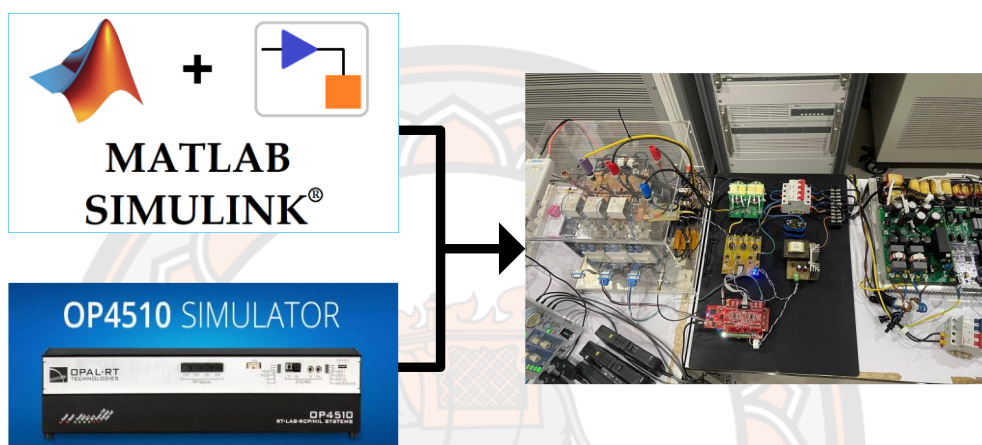
3.1.4 ระบบควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ใช้ทดสอบในวงจรต้นแบบ (Prototype)

ระบบควบคุมที่ใช้ในการทดสอบวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง ผู้วิจัยทำการทดสอบโดยใช้ระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบและทดสอบผ่านโปรแกรม MATLAB/Simulink และ Hardware in the Loop (HiL) ตามลำดับ เพื่อแสดงให้เห็นว่าการออกแบบทั้งคอนเวอร์เตอร์และระบบควบคุมผ่านแบบจำลอง มีความเป็นไปได้ เหมาะสม และสามารถนำมาพัฒนาต่อยอดการทำงานได้จริง

Grid-Connected : การทำงานและระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ ขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า สำหรับการทดสอบความสามารถในการทำงานการชาร์จและดิสชาร์จประจุนั้น ผู้วิจัยจะใช้ระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยเพียงระบบเดียว ซึ่งเป็นการสั่งการทำงานแบบเปิด (Open loop) ฉะนั้นการควบคุมแรงดันที่ดิสชาร์จ เพื่อให้อะไรที่ 400 โวลต์เสมอจะเป็นหน้าที่หลักของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ที่แสดงในรูปที่ 30 และใช้ค่าพารามิเตอร์เช่นเดียวกับตารางที่ 9 และ 10

Grid-Forming : สำหรับการดำเนินงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง ที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ทำงานในสถานะที่ไม่ได้ถูกเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ผู้วิจัยจะทำการทดสอบความสามารถในการทำงานการชาร์จและดิสชาร์จประจุนั้น โดยใช้ ระบบควบคุม 2 ส่วนด้วยกัน ได้แก่ 1) ระบบควบคุมแรงดันที่ดิสชาร์จจากคอนเวอร์เตอร์ และ 2) ระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์ ดังในรูปที่ 33 และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบวงจรต้นแบบสถานะนี้ใช้เช่นเดียวกับตารางที่ 11 และ 12

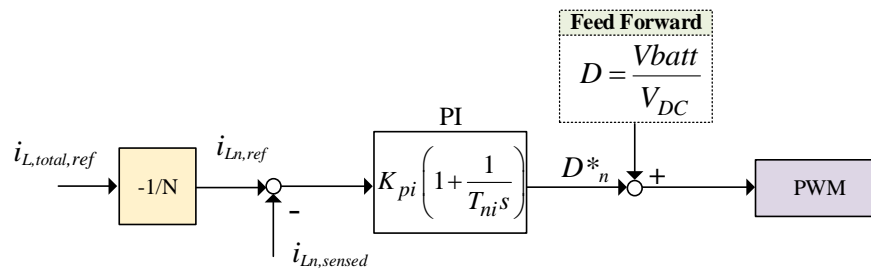
การทำงานของระบบควบคุมทั้งในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อและไม่เชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า จะมีการทำงานเหมือนกันกับระบบทดสอบที่ผ่านโปรแกรมจำลอง โดยที่ตัวประมวลผลจะทำการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในระบบควบคุมแรงดันและระบบควบคุมกระแสเฉลี่ย เพื่อหาค่าความผิดพลาดและขจัดค่าความผิดพลาดนี้ด้วยตัวควบคุมแบบ PI จากนั้นตัวควบคุมจะทำการกำหนดและปรับรอบค่าการทำงานของระบบและทำการมอดูเลชันสัญญาณ ควบคุมการทำงานตัวขับเคลื่อน (Gate Driver) เพื่อสั่งการทำงานไปยังสวิตช์ IGBTs



รูปที่ 37 การพัฒนาระบบควบคุมในวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง

3.1.5 ระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ปรับใช้ Feed Forward Control

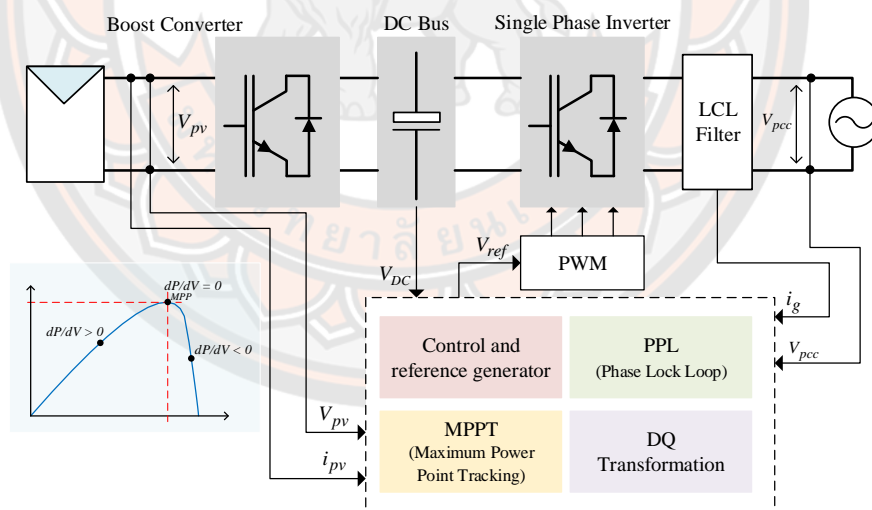
ในการทดสอบระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ ผู้วิจัยได้ออกแบบระบบการทดสอบไว้ 2 วิธี ได้แก่ 1) ระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงที่ไม่ได้ปรับใช้ Feed Forward Control และ 2) ระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงที่ไม่ได้ปรับใช้ Feed Forward Control ซึ่งระบบควบคุมแบบ Feed Forward เป็นการคำนวณอัตราส่วนระหว่างแรงดันของแบตเตอรี่กับแรงดันดีซีบัสเอาต์พุตล่วงหน้า $D = V_{batt} / V_{DC}$ ที่อยู่ในระบบเปอร์ยูนิต เพื่อปรับรอบค่าการทำงานที่ได้จากระบบควบคุมกระแส ก่อนที่จะเริ่มมอดูเลชันสัญญาณเพื่อสั่งกระบวนการทำงานของสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ โดยทั้งสองวิธีดังกล่าวผู้วิจัยจะนำผลการทดสอบเพื่อนำมาหาผลลัพธ์ที่เหมาะสมกับการพัฒนาในส่วนบทที่ 3



รูปที่ 38 การปรับใช้ Feed Forward

3.1.6 ระบบควบคุมการทำงานของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ (Hybrid Inverter)

ระบบควบคุมของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยจะอ้างอิงจากงานวิจัยของ P. P. Tanakorn Kaewchum, Sakda Somkun [21] ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของการทดสอบในงานวิจัยนี้ ระบบควบคุมถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ 1) ระบบควบคุมของวงจร Full Bridge DC-AC Inverter และ 2) ระบบควบคุมของวงจร DC-DC Boost Converter โดยที่ระบบควบคุมทั้ง 2 ส่วนนี้จะใช้ตัวประมวลผล DSP (Digital Signal Processing) ตระกูล C2000 ของ TI (Texas Instruments) ตัวเดียวกัน



รูปที่ 39 ระบบควบคุมการทำงานของไฮบริดอินเวอร์เตอร์

ในวงจร DC-DC Boost Converter ตัวประมวลผลจะสังวัตค่าแรงดันและกระแสที่โซล่าเซลล์หรือพลังงานแสงอาทิตย์สามารถผลิตได้เข้ามาเกี่ยวข้องกับการควบคุมของระบบ เพื่อหากำลังไฟฟ้าสูงสุดที่สามารถทำไปใช้งานได้ (Maximum Power Point Tracking : MPPT) ซึ่งระบบการติดตามหากำลังไฟฟ้าสูงสุดนี้จะใช้วิธี Incremental Conductance Method โดยจะทำการเปรียบเทียบความชันกำลังไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าของโซล่าเซลล์ dP/dV หากค่าการเปรียบเทียบมี

ค่าใกล้ศูนย์ $dP/dV \approx 0$ จุดนั้นจะเป็นจุดที่มีกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point) และเมื่อจุดกำลังไฟฟ้า (Power Point) มีการเปลี่ยนแปลง $dP/dV < 0$ หรือ $dP/dV > 0$ ระบบติดตามจะกำหนดค่าแรงดันอ้างอิงให้กับระบบควบคุมแรงดัน จากนั้นตัวควบคุมแบบ PI ของ Boost Converter จะทำหน้าที่ขจัดค่าความผิดพลาด (Error value) มอดูเลชันสัญญาณ PWM สั่งการทำงานของสวิตช์ในวงจรต่อไป

สำหรับระบบควบคุมของ Full Bridge DC-AC Inverter ในระบบควบคุมแรงดันตัวประมวลผลจะทำการวัดค่าแรงดัน V_{pcc} (แรงดันจุดต่อร่วม) มาประมาณค่ามุม θ โดยใช้วิธี Phase Lock Loop เพื่อทำการเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ในระบบควบคุมของไฮบริดอินเวอร์เตอร์จะมีหน้าที่ในการควบคุมแรงดันที่ดิสทริบิวต์ให้มีค่าคงที่ที่ 400 เสมอ หากมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่ส่งผลให้แรงดันดิสทริบิวต์มีค่าสูง/ต่ำกว่าระดับแรงดันดิสทริบิวต์อ้างอิง ตัวควบคุมแบบ PI จะทำการสร้างกระแสในแกน DQ เพื่อชดเชยให้แรงดันมีระดับในค่าอ้างอิง และในระบบควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์จะใช้วิธี Unbalanced Synchronous Reference Frame [22]

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะทำการทดสอบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่สามารถใช้งานร่วมกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสได้ โดยการทดสอบจะแบ่งเป็น 3 ส่วนหลัก ได้แก่

1) ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิฟจากรูปแบบจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

- ขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected)
- ขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming)

2) ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิฟบน Hardware in the Loop (HiL Simulator)

- ทดสอบระบบควบคุมโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันทั้งสองด้าน ได้แก่ 1) แหล่งจ่ายแรงดันแบบเตอร์รี่ และ 2) แหล่งจ่ายแรงดันดิสทริบิวต์
- ทดสอบระบบควบคุมโดยใช้แหล่งจ่ายกระแสด้านดิสทริบิวต์

3) ผลการทดสอบการทำงานของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิฟ

- ขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected)
- ขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming)

บทที่ 4

ผลการวิจัย

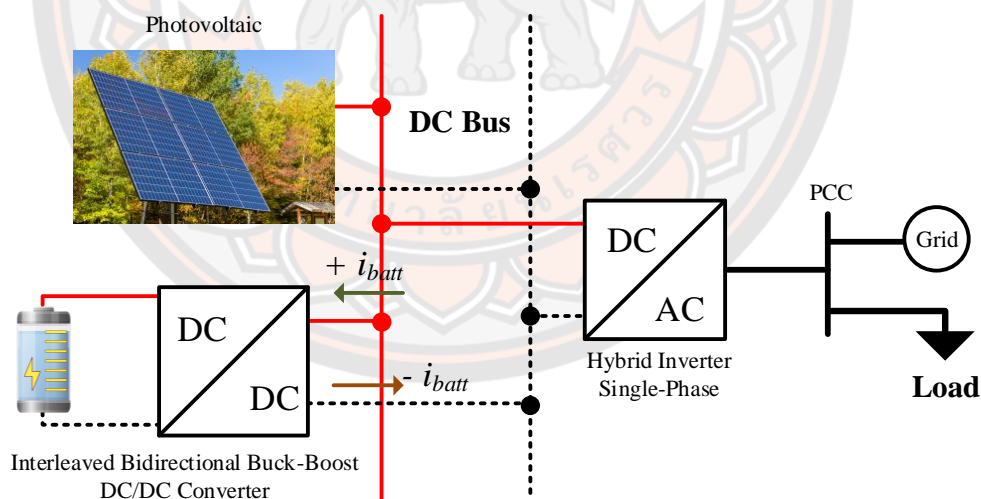
บทความนี้นำเสนอผลการพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ตีฟสำหรับไฮบริดอินเวอร์เตอร์พลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถใช้ร่วมกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ (Hybrid Inverter) 1 เฟส พร้อมทั้งสามารถทำงานโหมดการชาร์จและดิสชาร์จในสภาวะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อและไม่เชื่อมต่อกับการไฟฟ้า อีกทั้งสามารถประยุกต์ใช้เทคนิคอินเวอร์ตีฟเพื่อลดการกระเพื่อมของกระแสอินพุตและเอาต์พุต ที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพด้านการลดขนาดอุปกรณ์ต่างๆ ภายในของคอนเวอร์เตอร์ได้ ซึ่งในผลการทดสอบกระบวนการพัฒนางจรดังกล่าว ผู้วิจัยได้แสดงผลการทดสอบออกเป็น 3 ส่วนด้วยกัน ได้แก่ 1) ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ตีฟจากรูปแบบจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2) ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ตีฟบน Hardware in the Loop (HiL Simulator) และ 3) ผลการทดสอบการทำงานของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ตีฟ ซึ่งผลการออกแบบและจำลองผลเป็นการตรวจสอบและยืนยันความเป็นไปได้ของงานวิจัยและความปลอดภัยในการทดสอบจริง

4.1 ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ตีฟจากรูปแบบจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

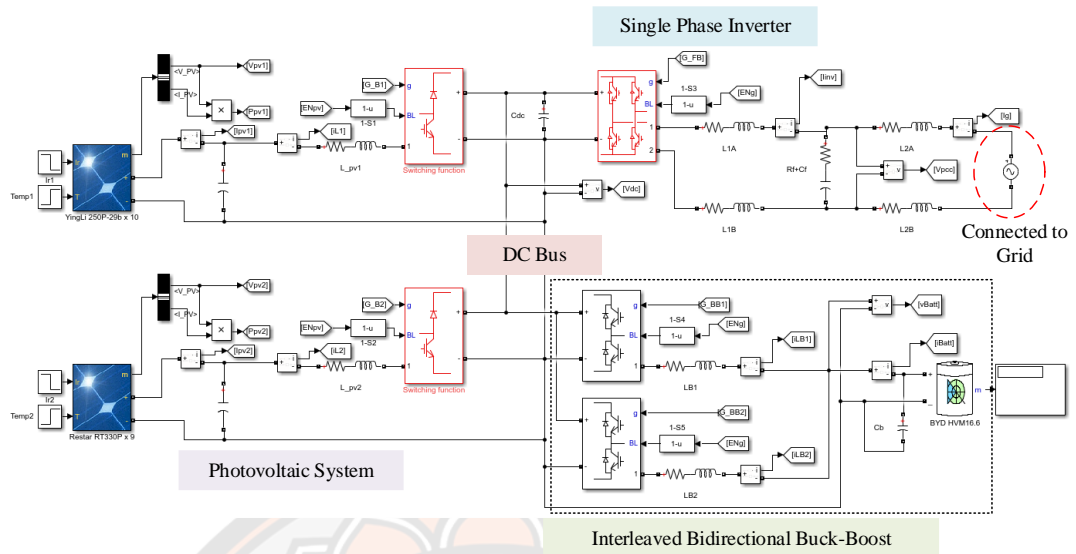
สำหรับผลการทดสอบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ผู้วิจัยได้ออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ตีฟที่มีการขนานเฟสจำนวนทั้งหมด 2 เฟส (2-phases Interleaved) ถูกเชื่อมต่อกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส พลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ การทดสอบรูปแบบจำลองของวงจรถูกจำลอง (Power State) จะร่วมทำการทดสอบด้วยระบบคอนโทรลที่ได้ถูกออกแบบไว้ ซึ่งผลทดสอบแบ่งได้เป็น 2 กรณี ได้แก่ 1) คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงทำงานในสภาวะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected) 2) คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงทำงานในสภาวะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming)

4.1.1 ผลการจำลองของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงทำงานในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected) ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

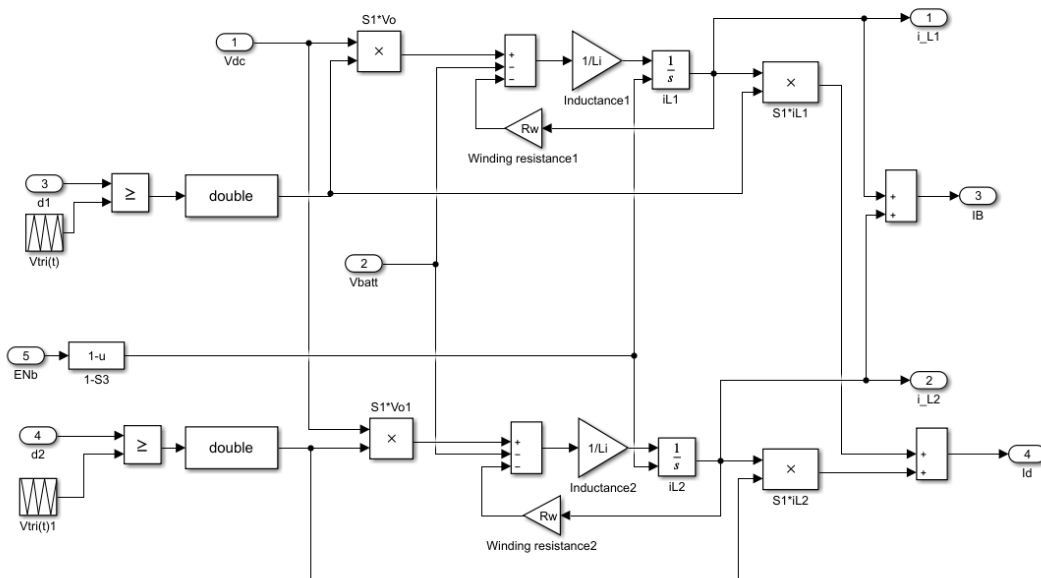
ในรูปที่ 42 แสดงแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์ที่ประกอบไปด้วยจำนวนเฟสทั้งหมด 2 เฟส ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสเฉลี่ยของแบตเตอรี่ ($I_B = I_{batt}$) เกิดจากผลรวมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเฟสที่ 1 และเฟสที่ 2 รวมกัน ทั้งนี้ การควบคุมกระแสของคอนเวอร์เตอร์ในทางปฏิบัตินั้น จำเป็นต้องคำนึงถึงค่าความต้านทานในขดลวดของตัวเหนี่ยวนำ (R_w) และค่าความเหนี่ยวนำ (L) ในแต่ละเฟส ที่ส่งผลต่อการควบคุมกระแสของตัวเหนี่ยวนำ โดยกำหนดให้ $R_w = 0.05 \Omega$ และ $L_i = 1 \text{ mH}$ ตามลำดับ คอนเวอร์เตอร์ที่ได้รับการออกแบบพร้อมระบบควบคุม ทำให้กระแสสามารถไหลได้ทั้งสองทิศทาง เมื่อทิศทางของกระแสมีค่าเป็นบวก (Positive Direction) คอนเวอร์เตอร์จะทำงานอยู่ในสถานะชาร์จ (Charging Mode) ในทางกลับกัน คอนเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในสถานะดีสชาร์จ (Discharging Mode) ก็ต่อเมื่อทิศทางของกระแสมีค่าเป็นลบ (Negative Direction) รูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฮบริดที่ใช้สำหรับโปรแกรม MATLAB/Simulink แสดงในรูปที่ 41 และรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ จะแสดงในรูปที่ 42



รูปที่ 40 โครงสร้างของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า

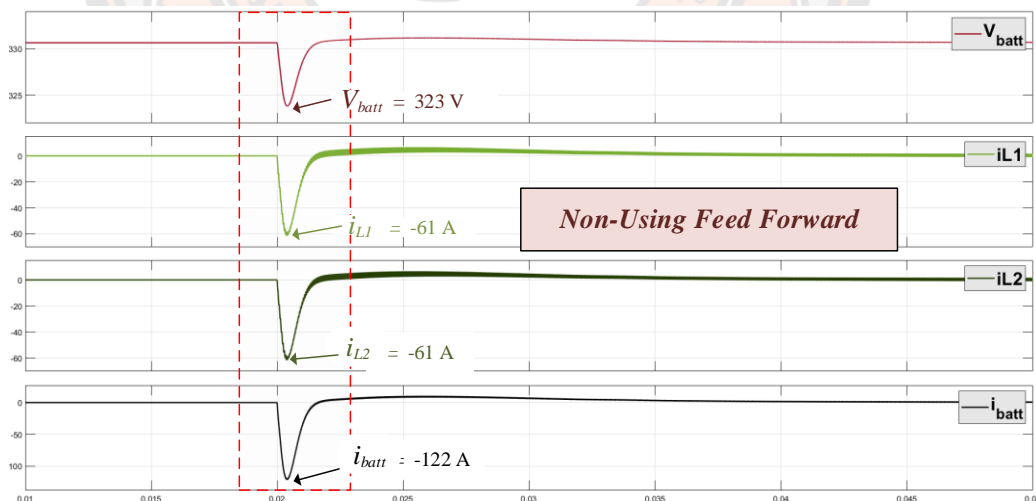


รูปที่ 41 แบบจำลองระบบไฮบริดที่อินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าในโปรแกรม MATLAB/Simulink

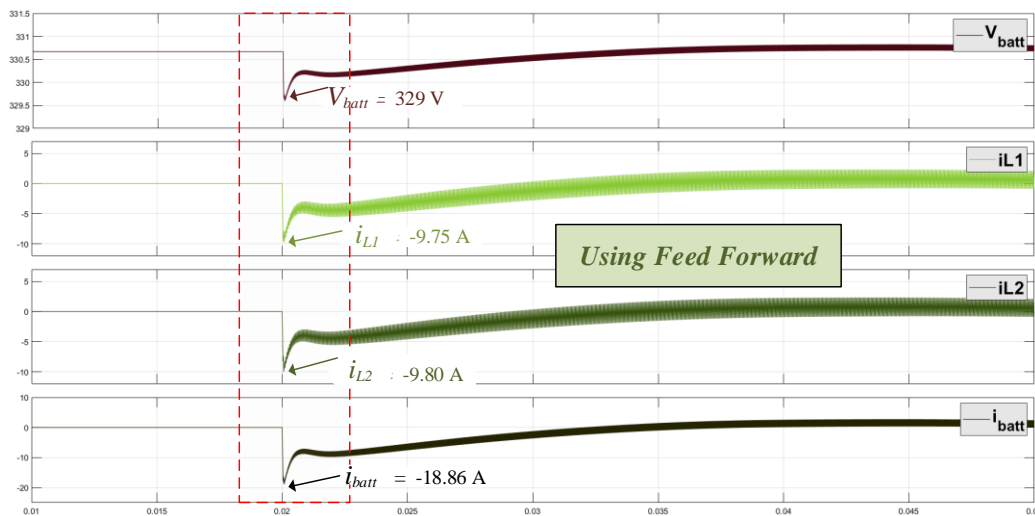


รูปที่ 42 แบบจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ใช้ในโปรแกรม MATLAB/Simulink

ในการทดสอบส่วนแรกผู้วิจัยทำการทดสอบระบบควบคุมของแบบจำลองระบบไฮบริดเพื่อดูการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง ที่ประกอบได้ด้วย 2 วิธี ได้แก่ 1) ระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงที่ไม่ได้ปรับใช้ Feed Forward Control และ 2) ระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงที่ไม่ได้ปรับใช้ Feed Forward Control ในรูปที่ 43 จะเห็นได้ว่าจากการออกแบบระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่ใช้ Feed Forward Control เพื่อควบคุมการเริ่มการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ทำให้กระแสเกิดค่าพุ่งเกิน (Overshoot) ในช่วงเริ่มต้น โดยกระแสมีค่าพุ่งเกินดังนี้ i_{L1} มีค่าประมาณ -61 แอมป์ i_{L2} มีค่าประมาณ -61 แอมป์ และ i_{batt} มีค่าประมาณถึง -122 แอมป์ ตามลำดับ ดังนั้นผู้วิจัยได้ทำการแก้ไขปัญหาด้วยการปรับใช้ Feed Forward Control โดยการคำนวณหาค่า Duty Ratio ล่วงหน้า ดังรูปที่ 38 และผลจากการปรับใช้ Feed Forward Control ในรูปที่ 44 จะเห็นได้ว่าค่าพุ่งเกินของกระแสในแต่ละเฟส, กระแสแบตเตอรี่มีค่าลดลงและน้อยกว่าการไม่ปรับใช้ Feed Forward จากผลการทดสอบสามารถวัดค่ากระแสพุ่งเกินได้ดังนี้ i_{L1} มีค่าประมาณ -9.75 แอมป์ i_{L2} มีค่าประมาณ -9.80 แอมป์ และ i_{batt} มีค่าประมาณ -18.86 แอมป์ ตามลำดับ ซึ่งการลดค่ากระแสพุ่งเกินเหล่านี้ส่งผลดีต่อความปลอดภัยของอุปกรณ์ต่างๆ ภายในคอนเวอร์เตอร์ ความปลอดภัยสำหรับการทดสอบ อีกทั้งยังส่งผลในส่วนของสุขภาพแบตเตอรี่อีกด้วย

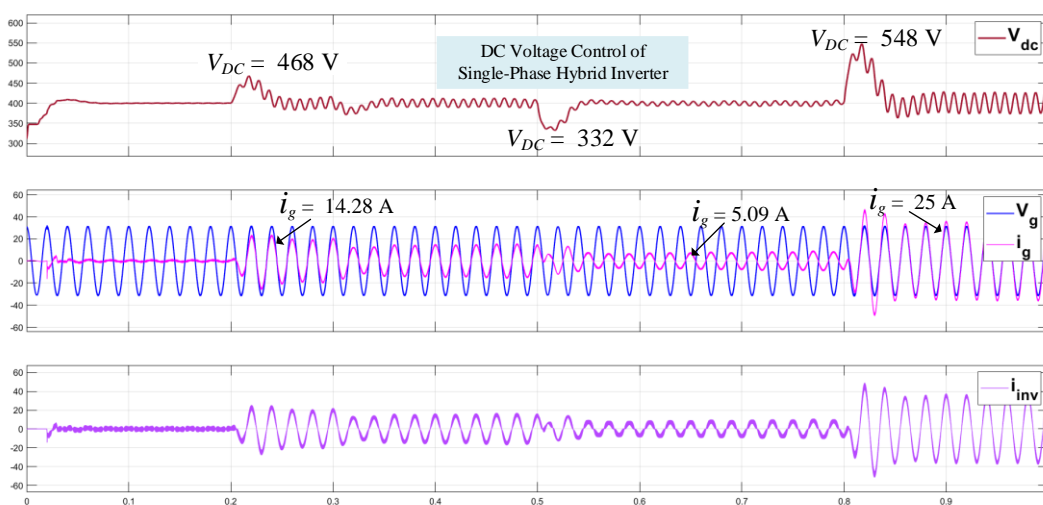


รูปที่ 43 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงที่ไม่ได้ปรับใช้ Feed Forward

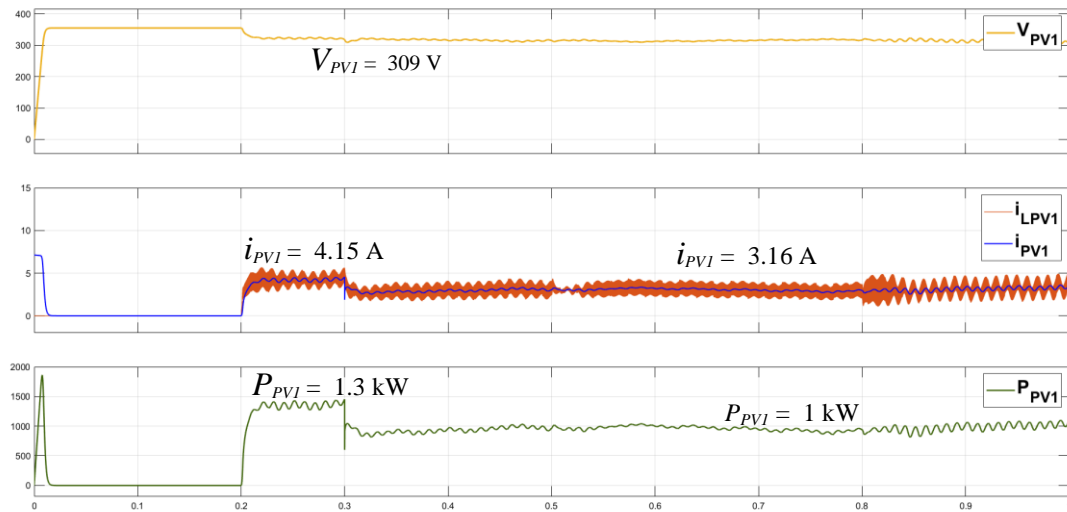


รูปที่ 44 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงหลังจากการปรับใช้ Feed Forward

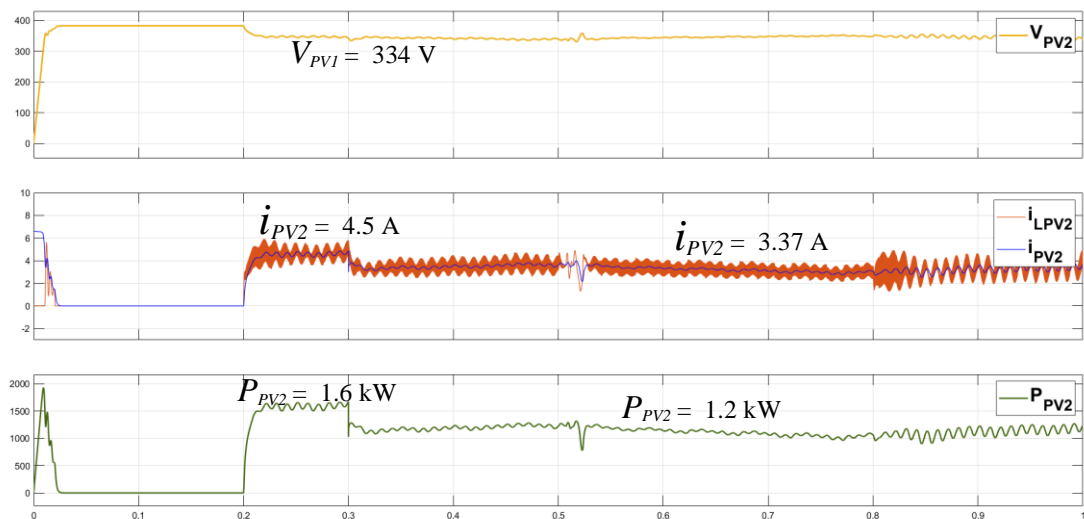
สำหรับผลการทดสอบในโปรแกรม MATLAB/Simulink ในส่วนถัดไป ความสามารถในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟ ขณะที่ใช้บริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า โดยในระบบมีแหล่งพลังงานจากพลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ ดังรูปที่ 41 ในระบบควบคุมจะกำหนดให้แรงดันที่ดิสซิปัส (V_{dc}) มีค่าคงที่ที่ 400 โวลต์ เสมอ และเป็นหน้าที่หลักของอินเวอร์เตอร์ในการจัดการควบคุมแรงดัน ดังนั้น ผู้วิจัยทำการทดสอบความสามารถในการชาร์จและดิสชาร์จของคอนเวอร์เตอร์โดยกำหนดการเปลี่ยนแปลงพลังงานแสงอาทิตย์และเปลี่ยนแปลงความต้องการชาร์จและดิสชาร์จประจุในระบบก็เก็บพลังงานแต่ละช่วงเวลา



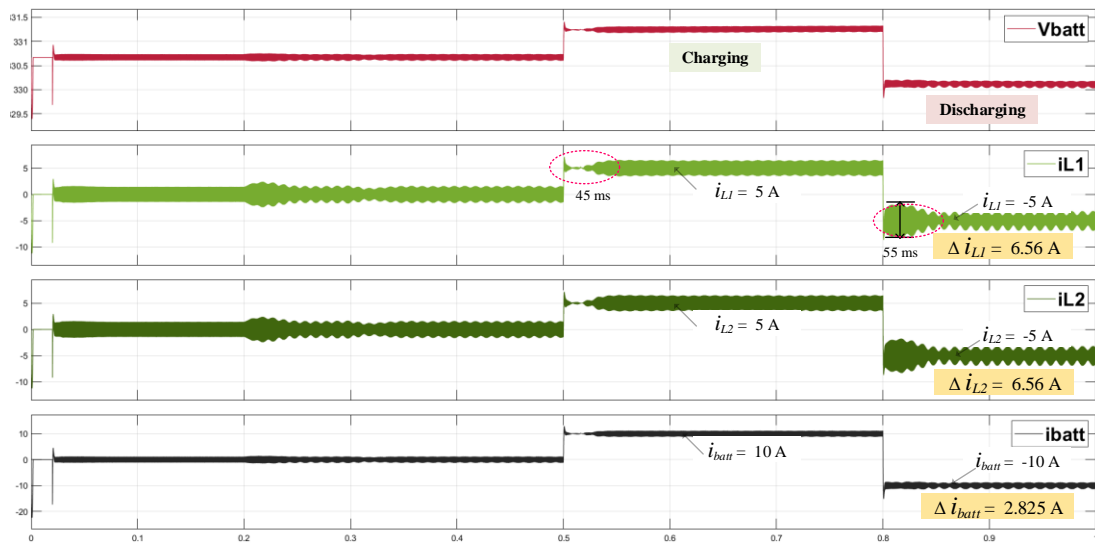
รูปที่ 45 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และผลตอบสนองของระบบควบคุมแรงดันที่ดิสซิปัส ในสถานะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า



รูปที่ 46 กราฟแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของโซล่าเซลล์ชุดที่ 1 (PV1) ในสภาวะเชื่อมต่อกับ
โครงข่ายไฟฟ้า



รูปที่ 47 กราฟแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของโซล่าเซลล์ชุดที่ 2 (PV2) ในสภาวะเชื่อมต่อกับ
โครงข่ายไฟฟ้า



รูปที่ 48 ลักษณะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิฟ ในสภาวะเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า

ในรูปที่ 45-50 จะเห็นได้ว่า ช่วงเวลา 0.2-0.3 s : เป็นช่วงเวลาที่มีความต้องการกักเก็บพลังงาน และมีพลังงานจ่ายเข้ามาในระบบด้วยพลังงานแสงอาทิตย์ชุดที่ 1 (PV1) และชุดที่ 2 (PV2) รวมพลังงานที่ผลิตได้ประมาณ 2.9 กิโลวัตต์ ส่งผลให้แรงดันดีซีบัส (V_{dc}) มีแรงดันที่ต่ำกว่า 400 โวลต์ในช่วงหนึ่ง ดังนั้น ในสภาวะที่อินเวอร์เตอร์ทำงานเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า แรงดันดีซีบัสจะถูกควบคุมด้วยระบบควบคุมแรงดันของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ดังนั้นอินเวอร์เตอร์จะทำการชดเชยแรงดันดีซีบัสโดยแปลงไฟจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงเพื่อส่งกำลังไฟฟ้าไปชดเชยที่ระบบกักเก็บพลังงาน การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 48 ช่วงเวลานี้ทำให้ i_{batt} มีค่าประมาณ 10 แอมป์ และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} เท่ากับ i_{L2} มีค่าประมาณ 5 แอมป์ ตามลำดับ โดยมีทิศทางเป็นบวก ดังนั้นในช่วงเวลานี้คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจะทำงานอยู่ในโหมดชาร์จ (Charging Mode) ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้า 3.3 กิโลวัตต์ ซึ่งได้พลังงานจากพลังงานแสงอาทิตย์และโครงข่ายไฟฟ้า

ส่วนในช่วงวินาที 0.8-1 เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงให้มีการดีสชาร์จประจุออกจากแบตเตอรี่ คอนเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดการดีสชาร์จด้วยกำลังไฟฟ้า 3.3 กิโลวัตต์ และรวมกับพลังงานแสงอาทิตย์ซึ่งรวมได้ประมาณ 5.4 กิโลวัตต์ ทำให้ช่วงเวลานั้นแรงดันดีซีบัสสูงกว่า 400 โวลต์ในช่วงเวลาหนึ่ง ดังรูปที่ 45 และเมื่อระบบควบคุมแรงดันตรวจสอบได้ว่าแรงดันดีซีบัสสูงกว่าค่าแรงดันดีซีบัสอ้างอิง ทำให้ระบบต้องแปลงพลังงานออกไปยังโครงข่ายไฟฟ้าเพื่อควบคุมแรงดันดีซีบัสให้มี

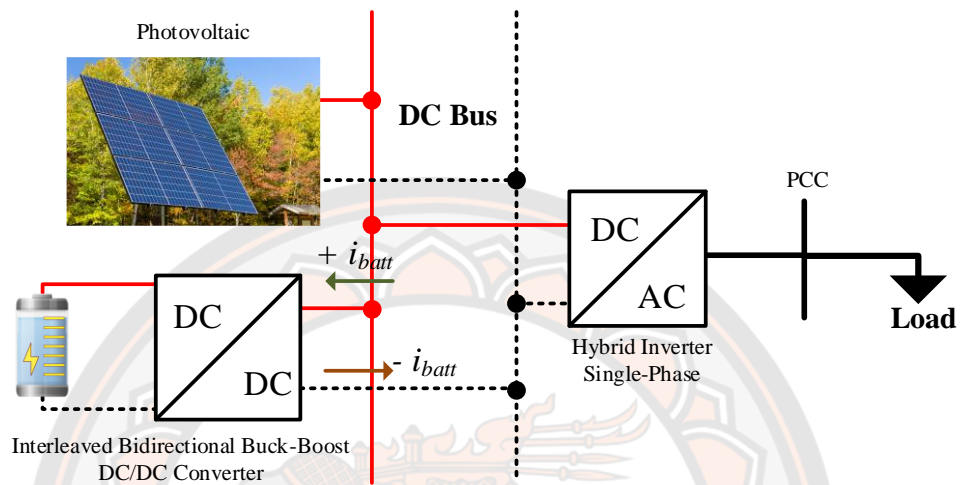
ค่าคงที่ที่ 400 โวลต์เสมอ ดังนั้นการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 48 จะแสดงให้เห็นว่า เมื่อมีการดึงพลังงานจากแบตเตอรี่ กระแสไหลออกจากแบตเตอรี่ผ่านคอนเวอร์เตอร์ทำให้ i_{batt} มีค่าประมาณ -10 แอมป์ และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} เท่ากับ i_{L2} มีค่าประมาณ -5 และ -5 แอมป์ ตามลำดับ ซึ่งมีทิศทางเป็นลบ สถานะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจะทำงานอยู่ในโหมดดิสชาร์จ (Discharging Mode) ที่พิกัดกำลังไฟฟ้าประมาณ 3.3 กิโลวัตต์ และจะเห็นได้ว่า ระบบควบคุมแรงดันของอินเวอร์เตอร์ที่มีแบนด์วิดท์ 20 เฮิรตซ์ทำให้การควบคุมช้า จะส่งผลให้เกิดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ฝั่งด้าน DC ด้วย จากผลทดสอบที่ผ่านโปรแกรมจำลองสามารถวัดค่า $\Delta i_{L1,L2} = 6.56$ แอมป์, Δi_{batt} เท่ากับ 2.83 แอมป์

ดังนั้นในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริด เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของความต้องการการสะสมพลังงานและความสามารถในการจ่ายพลังงานของพลังงานแสงอาทิตย์ในแต่ละช่วงเวลา ผลของการทดสอบความสามารถในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ แสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมและรูปแบบจำลองที่ผ่านการออกแบบในโปรแกรม MATLAB/Simulink สามารถทำงานได้ทั้งโหมดการชาร์จและดิสชาร์จ เพื่อสะสมพลังงานส่วนเกินและจ่ายพลังงานสำรองในแต่ละช่วงเวลาได้ รวมทั้งการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเทอร์ลิฟสามารถลดค่าการกระเพื่อมของกระแสอินพุตและเอาต์พุตได้ 20 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเทียบกับค่ากระแสกระเพื่อมในเฟสเดียว

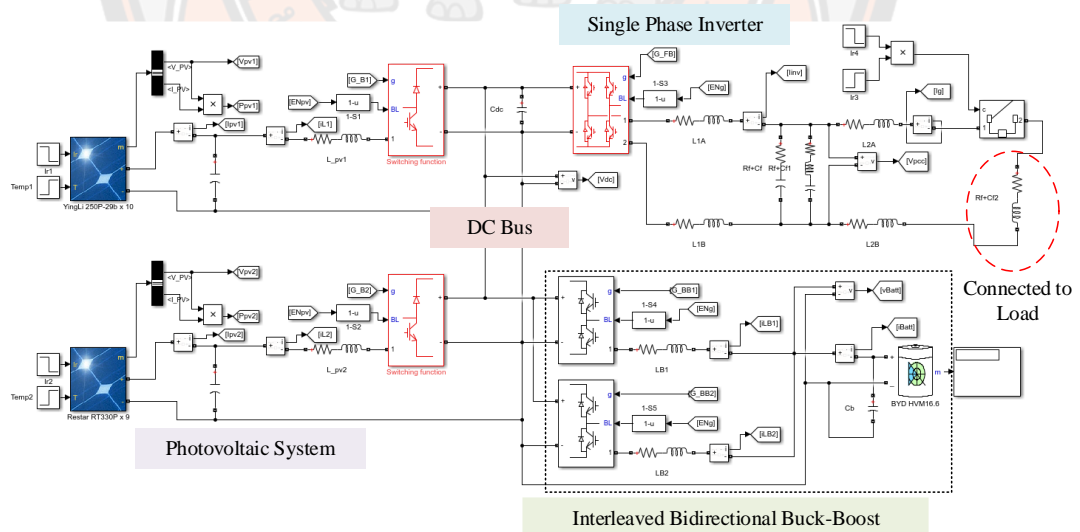
ตารางที่ 15 สรุปการทำงานของระบบไฮบริดที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า พลังงานแสงอาทิตย์ และแบตเตอรี่ ที่อยู่ในแต่ละช่วงเวลา

ช่วงเวลา	การทำงาน					
	พลังงานแสงอาทิตย์		พลังงานแสงอาทิตย์		Interleaved Buck-Boost	Hybrid Inverter
	ชุดที่ 1 (PV1)	ชุดที่ 1 (PV1)	ชุดที่ 1 (PV1)	ชุดที่ 1 (PV1)		
วินาที 0.2 – 0.3	✓	~1.3 kW	✓	~1.6 kW	-	✓ ~3 kW
วินาที 0.5 – 0.8	✓	~1 kW	✓	~1.2 kW	✓ Charging ~3.3 kW	✓ ~1.1 kW
วินาที 0.5 – 0.8	✓	~1 kW	✓	~1.1 kW	Discharging ~3.3 kW	✓ ~5.4 kW

4.1.2 ผลการจำลองของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงทำงานในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming) ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

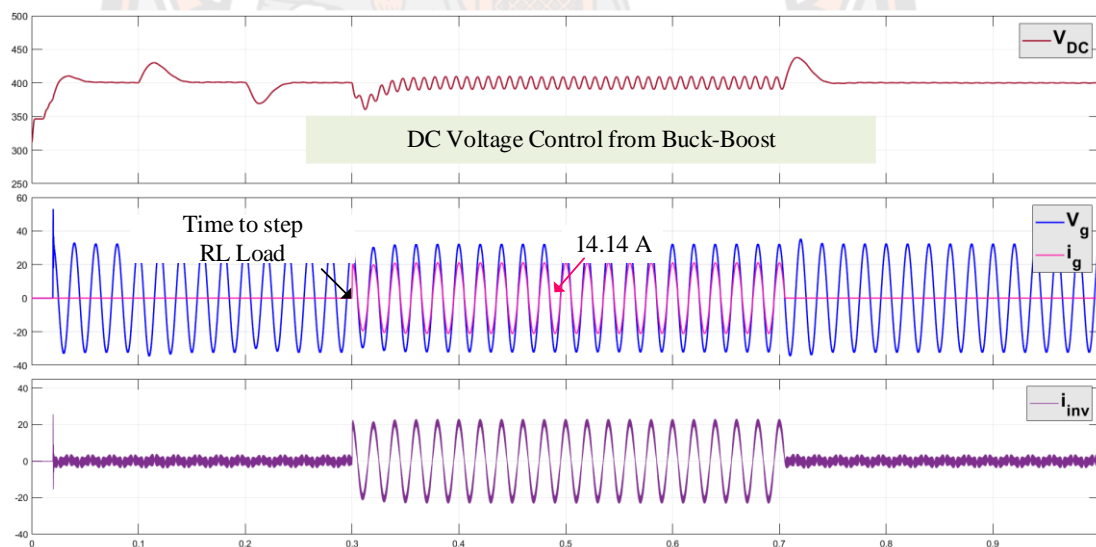


รูปที่ 49 โครงสร้างของไฮบริดอินเวอร์เตอร์ในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า

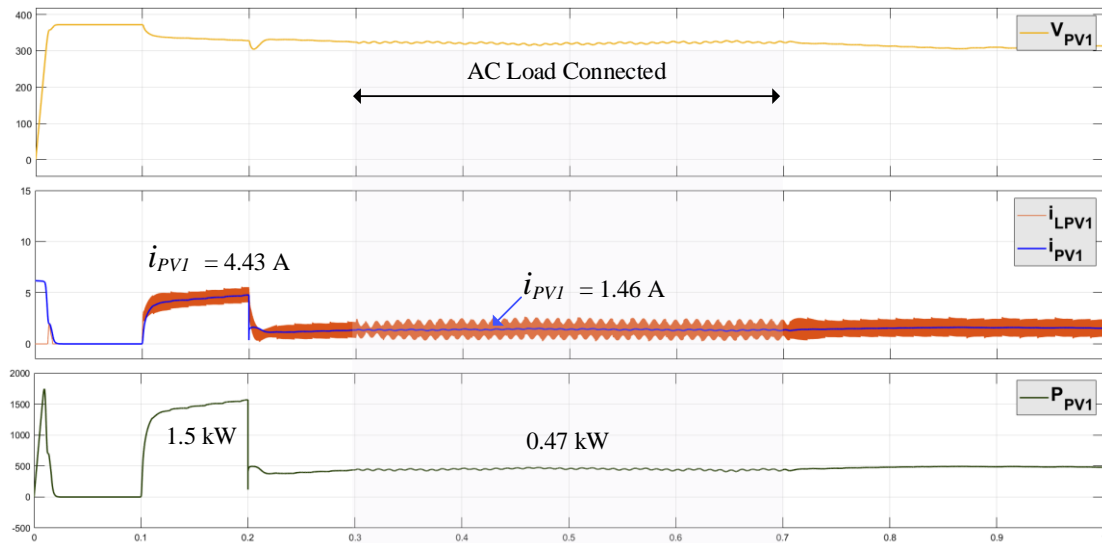


รูปที่ 50 แบบจำลองระบบไฮบริดที่อินเวอร์เตอร์ทำงานในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าในโปรแกรม MATLAB/Simulink

ในกรณีที่อินเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า การทดสอบความสามารถของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบจะใช้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมือนกันกับการทำงานเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ดังตารางที่ 13 และใช้รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิฟด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิฟในรูปที่ 42 ค่าความต้านทานในขดลวดของตัวเหนี่ยวนำและค่าความเหนี่ยวนำในแต่ละเฟสกำหนดให้ $R_w = 0.05 \Omega$ และ $L_i = 1 \text{ mH}$ ตามลำดับ ในสถานการณ์นี้ผู้วิจัยทำการทดสอบโดยใช้ระบบควบคุมในสถานการณ์ Grid-Forming ทำให้แรงดันและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละเฟส จะถูกควบคุมจากคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางเป็นหลัก ดังนั้นการทดสอบผู้วิจัยจะทำการเพิ่ม-ลด กำลังไฟฟ้าที่ได้จากแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์ และเพิ่ม-ลด ความต้องการการใช้โหลดในแต่ละช่วงเวลา แสดงดังรูปที่ 51-56 สำหรับผลการทำงานการชาร์จและดิสชาร์จของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิฟ จะแสดงไว้ในรูปที่ 54 ตามลำดับ

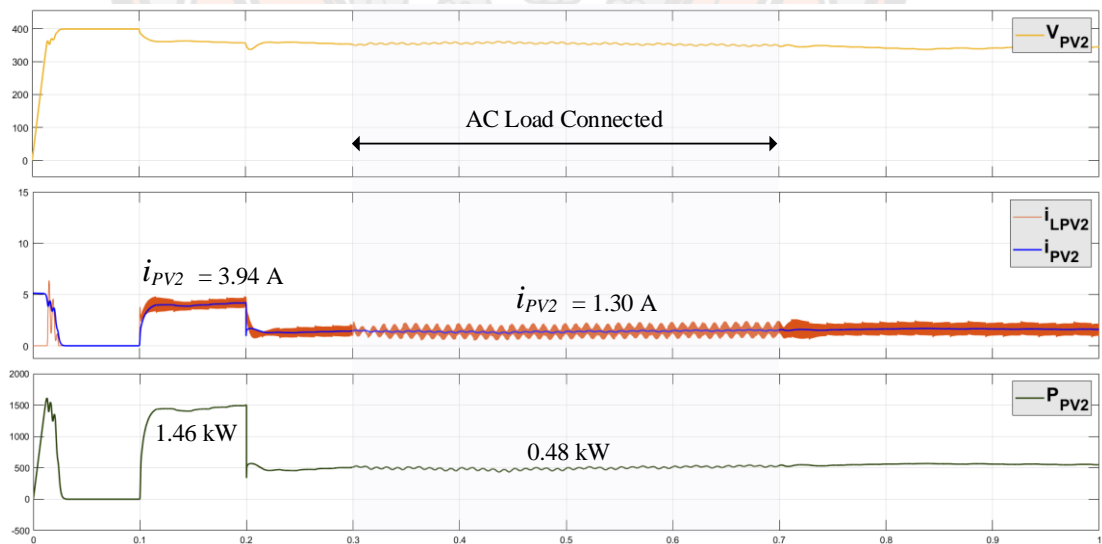


รูปที่ 51 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส และผลตอบสนองของระบบควบคุมแรงดันที่ดิสชาร์จ ในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า



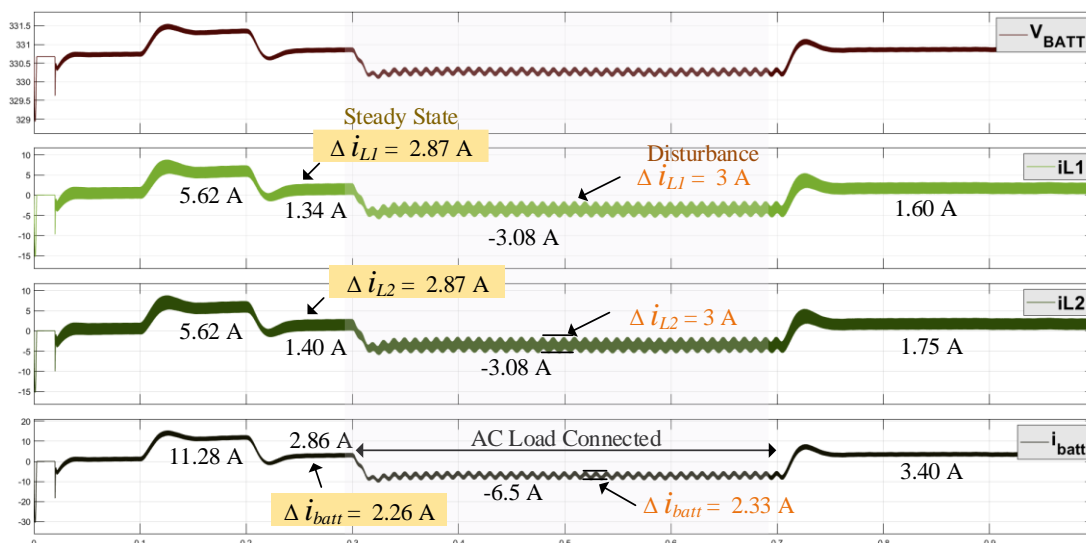
รูปที่ 52 กราฟแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของพลังงานแสงอาทิตย์ ชุดที่ 1 (PV1)

ในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า



รูปที่ 53 กราฟแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของพลังงานแสงอาทิตย์ชุดที่ 2 (PV2)

ในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า



รูปที่ 54 ลักษณะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ ในสถานะไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า

จากผลการทดสอบ ในช่วงเวลาที่ 0.1-0.2s : พลังงานแสงอาทิตย์จาก PV1 และ PV2 สามารถผลิตพลังงานเฉลี่ยรวม ประมาณ 3 กิโลวัตต์ แต่ในช่วงเวลานี้ไม่มีความต้องการของโหลด เพราะฉะนั้นพลังงานจะถูกนำไปสะสมที่แบตเตอรี่แทน ในรูปที่ 54 จะสังเกตเห็นการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ได้ว่า เมื่อมีพลังงานส่วนเกินในระบบ กระแสไฟฟ้าจะไหลเข้าสู่แบตเตอรี่เพื่อสะสมพลังงานเก็บไว้ ทิศทางการไหลของ i_{batt} จะมีค่าเป็นบวก และจากผลทดสอบกระแสในช่วงดังกล่าว ทำให้ i_{batt} มีค่าประมาณ 9.24 แอมป์ และ i_{L1} เท่ากับ i_{L2} มีค่าประมาณ 4.62 แอมป์

ในช่วงเวลาต่อมาที่ 0.2-1s : ความสามารถในการผลิตพลังงานของพลังงานแสงอาทิตย์รวม ลดลงเหลือประมาณ 0.95 กิโลวัตต์ และพบว่าช่วงเวลาที่มีการใช้โหลดเป็นเวลาวินาทีที่ 0.3-0.6 ซึ่งมีขนาดประมาณ 3.11 กิโลวัตต์ ในช่วงเวลานี้แสดงให้เห็นว่าความสามารถในการจ่ายพลังงานของแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์มีไม่เพียงพอต่อการจ่ายโหลด ทำให้ต้องนำพลังงานจากแหล่งกักเก็บพลังงานแบตเตอรี่มาจ่ายกำลังไฟฟ้าร่วมด้วย ในรูปที่ 54 การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในช่วงวินาทีที่ 0.3-0.6 ทิศทางของกระแสจะมีทิศทางเป็นลบ เพื่อแสดงสถานะการทำงานในโหมดดิสชาร์จ โดยที่กระแส i_{batt} , i_{L1} , i_{L2} มีค่าประมาณ -6.80 แอมป์ และ -3.14 แอมป์ ตามลำดับ

ในทางเดียวกันกับการทดสอบในสถานการณ์ต่างๆ เมื่อมีการเชื่อมต่อโหลด AC ทางฝั่งอินเวอร์เตอร์ ส่งผลให้เกิดค่าการกระเพื่อมฝั่งแรงดันดีซีบัสและระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์ตามมาด้วย จากรูปแบบการจำลองสามารถวัดค่าการกระเพื่อมของกระแสฝั่งคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่เกิดจากปัจจัยสิ่งรบกวน (Disturbance) ได้ โดยที่ค่ากระแส Δi_{batt} มีค่าประมาณ 2.33 แอมป์ และ $\Delta i_{L1,L2}$ มีค่าประมาณ 3.00 แอมป์ ตามลำดับ ค่าการกระเพื่อมของกระแสจากการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟในสภาวะคงที่ Δi_{batt} มีค่าประมาณ 2.26 แอมป์ และ $\Delta i_{L1,L2}$ มีค่าประมาณ 2.84 แอมป์ ตามลำดับ ซึ่งสามารถลดค่าการกระเพื่อมได้ 20 เปอร์เซ็นต์

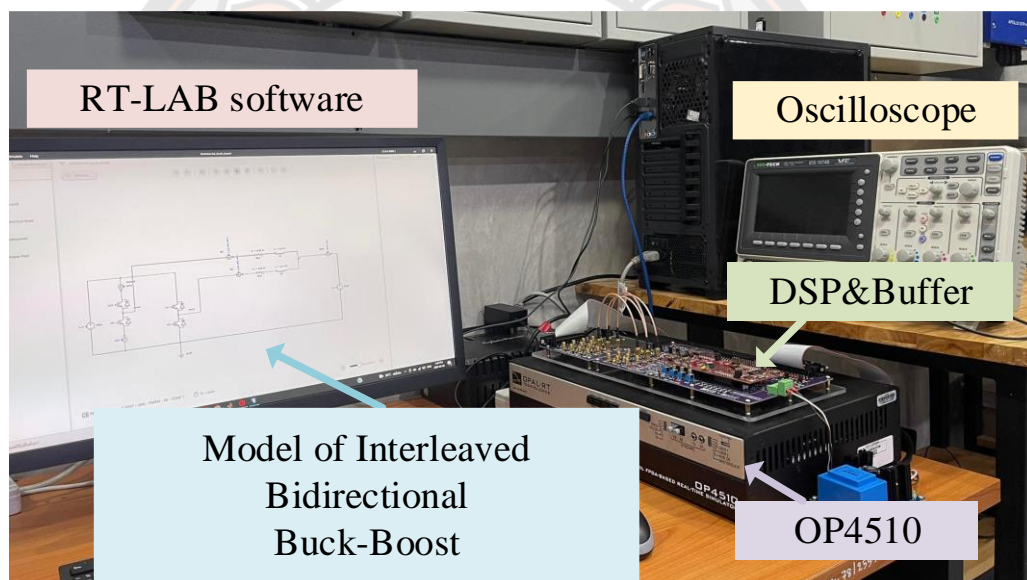
ดังนั้นจากการทดสอบในสถานการณ์ต่างๆ ของรูปแบบจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink ได้แก่ 1) ผลการจำลองของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงทำงานในสภาวะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected) และ 2) ผลการจำลองของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงทำงานในสภาวะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming) ซึ่งผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลิฟ พร้อมทั้งระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบ สามารถทำงานในโหมดการชาร์จและดิสชาร์จได้ อีกทั้งสามารถร่วมใช้งานกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส เพื่อรองรับการจ่ายและรับกำลังไฟฟ้าในระบบ

ตารางที่ 16 สรุปการทำงานของระบบไฮบริดที่เชื่อมต่อกับพลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ที่อยู่ในแต่ละช่วงเวลา และทำงานอยู่ในสภาวะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า

ช่วงเวลา	การทำงาน			
	พลังงานแสงอาทิตย์ชุดที่ 1 (PV1)	พลังงานแสงอาทิตย์ชุดที่ 1 (PV1)	Interleaved Buck-Boost	AC Load Side Hybrid Inverter
วินาที 0.1 – 0.2	✓ ~1.50 kW	✓ ~1.50 kW	✓ Charging ~3 kW	-
วินาที 0.3 – 7	✓ ~0.47kW	✓ ~0.48 kW	✓ Discharging ~2.24 kW	✓ 14.14 A 3.11 kW

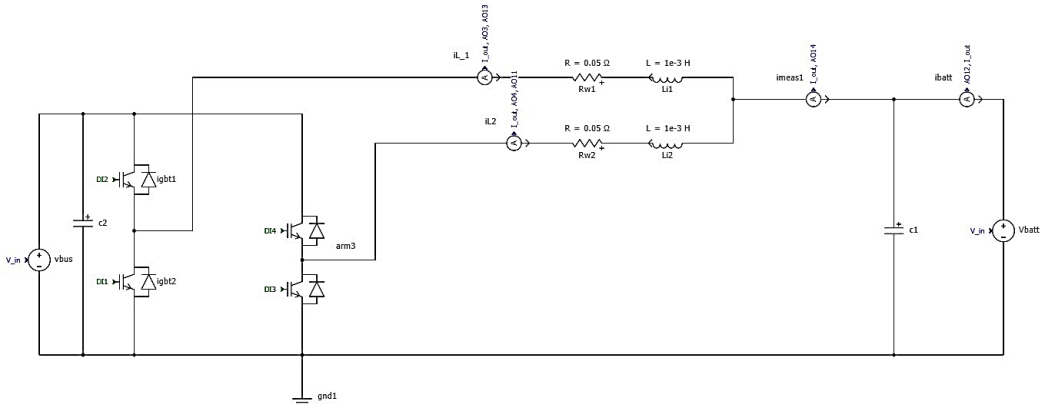
4.2 ผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิพบน Hardware in the Loop (HiL Simulation)

ในผลการทดสอบบน HiL Simulator จะเป็นการอธิบายผลการทดสอบที่แบ่งออกเป็น 2 กรณี ได้แก่ 1) ผลการทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสภาวะการทำงานแบบ Grid-Connected และ 2) ผลการทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสภาวะการทำงานแบบ Grid-Forming ตามลำดับ โดยอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการทดสอบบน HiL Simulator ประกอบไปด้วย ฮาร์ดแวร์ RT-LAB, DSP C2000 TI (TMS320F2837d) 32 บิต, OP4510 และ เครื่องมือวัดสัญญาณไฟฟ้า (Oscilloscope) สำหรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจะใช้ค่าพารามิเตอร์เช่นเดียวกับตารางที่ 9 และ ตารางที่ 11



รูปที่ 55 ระบบทดสอบบน HiL Simulator

ผลการทดสอบในกรณีที่ 1 : ผลการทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสภาวะการทำงานแบบ Grid-Connected จะแสดงผลการตอบสนองของระบบควบคุมกระแสเฉลี่ย พร้อมทั้งค่าการกระเพื่อมของกระแสในแต่ละเฟสและค่ากระแสเฉลี่ยรวมเอาต์พุต รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์ที่ได้รับการออกแบบในฮาร์ดแวร์ RT-LAB จะประกอบไปด้วย สวิตช์ IGBTs จำนวนทั้งหมด 4 ตัว ตัวเก็บประจุทั้งด้านดีซีบัสและด้านแบตเตอรี่ ตัวเหนี่ยวนำในแต่ละเฟส แหล่งจ่ายแรงดันดีซีบัส 400 โวลต์ และแหล่งจ่ายแรงดันแบตเตอรี่ 300 โวลต์

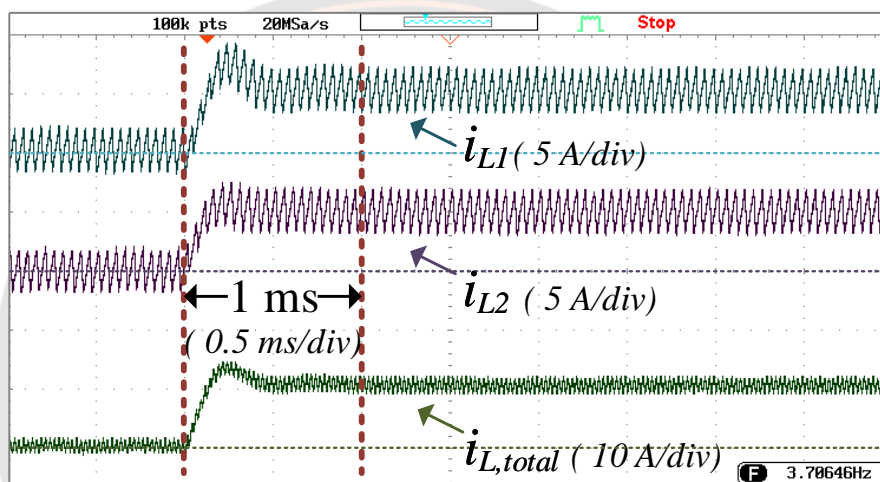


รูปที่ 56 รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ออกแบบบน RT-LAB ที่จำลองการทำงานในสถานะ Grid-Connected

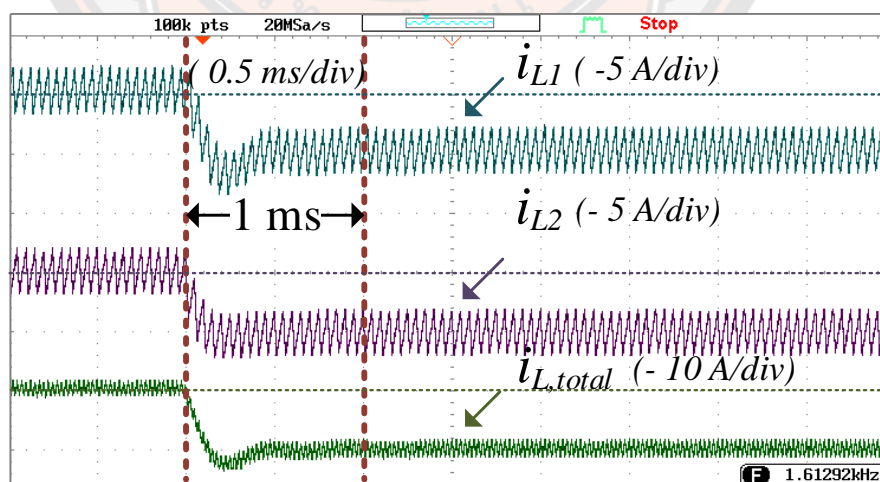
ผู้วิจัยทำการทดสอบโดยกำหนดค่ากระแสเฉลี่ยรวมอ้างอิง $i_{L,total,ref}$ ให้มีทิศทางเป็นบวกและลบ เพื่อแสดงการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดการชาร์จและดิสชาร์จตามลำดับ ซึ่งผลการทดสอบ เมื่อผู้วิจัยกำหนดค่า $i_{L,total,ref}$ เท่ากับ 10 แอมป์ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละเฟส i_{L1} และ i_{L2} จะมีค่าประมาณ 5 แอมป์ รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์ก็จะทำงานในโหมดการชาร์จที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้า 3 กิโลวัตต์ แสดงดังรูปที่ 57 ก) ในอีกทางหนึ่ง เมื่อกำหนดให้กระแส $i_{L,total,ref}$ เท่ากับ -10 แอมป์ จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละเฟส i_{L1} และ i_{L2} มีค่าประมาณ -5 แอมป์ เพื่อแสดงทำงานในโหมดดิสชาร์จ ดังรูปที่ 57 ข)

และจากรูปที่ 57 ยังแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองและการเปลี่ยนแปลงกระบวนการของระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยที่ทำงานในสถานะ Grid-Connected มีผลตอบสนองที่เหมาะสมสำหรับระบบควบคุมภายในด้วยเวลา 1 มิลลิเซค ทั้งนี้การประยุกต์เทคนิคอินเตอร์ลีฟที่มีวัตถุประสงค์ลดค่าการกระเพื่อมของกระแสอินพุตและเอาต์พุต ผลการทดสอบจะแสดงดังรูปที่ 58 เมื่อวัดค่ากระแสจากอนุลือกเอาต์พุตของ HiL Simulator ในโหมดการชาร์จจะได้ค่าการกระเพื่อมของกระแส Δi_{L1} และ Δi_{L2} มีค่าประมาณ 3.76 แอมป์ เมื่อเฉลี่ยรวมออกมาแล้วได้ค่ากระแส Δi_{batt} มีค่าประมาณ 2.80 แอมป์ สำหรับโหมดการดิสชาร์จของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจะวัดค่าการกระเพื่อมของกระแสได้ดังนี้ Δi_{L1} และ Δi_{L2} มีค่าประมาณ 3.84 แอมป์ เมื่อเฉลี่ยรวมออกมาแล้วได้ค่ากระแส Δi_{batt} มีค่าประมาณ 3.00 แอมป์ ตามลำดับ

อีกหนึ่งผลลัพธ์ที่เกิดจากการปรับค่าเกณฑ์ของระบบควบคุมแบบ PI ที่ผิดพลาดในระบบควบคุมกระแสเฉลี่ย จะสังเกตได้จากรูปที่ 57 ถึงแม้ระบบควบคุมสามารถทำให้กระแสเข้าสู่ค่าอ้างอิงได้ไว แต่จะสังเกตได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} เกิดผลค่าพุ่งเกิน หรือ Overshoot ที่ต่างกัน ซึ่งความแตกต่างและความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นนี้ อาจเกิดขึ้นได้จากค่าตัวเหนี่ยวนำในรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์บน HiL Simulator หรือเกิดจากการปรับจูนค่าเกณฑ์ของระบบควบคุมแบบ PI กระแสในแต่ละเฟสที่ไม่เท่ากัน ดังนั้นผู้วิจัยจะดำเนินการแก้ไขและเป็นข้อเสนอแนะในการปรับปรุงในส่วนจากรูปแบบจำลองบน HiL ไว้ในบทที่ 5

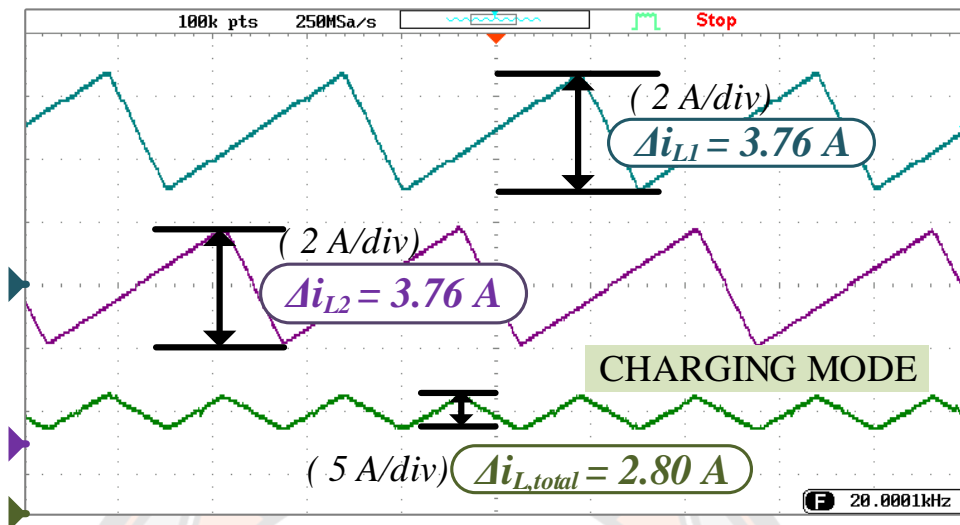


ก) การเปลี่ยนแปลงเข้าสู่โหมดการชาร์จ (Step Charging)

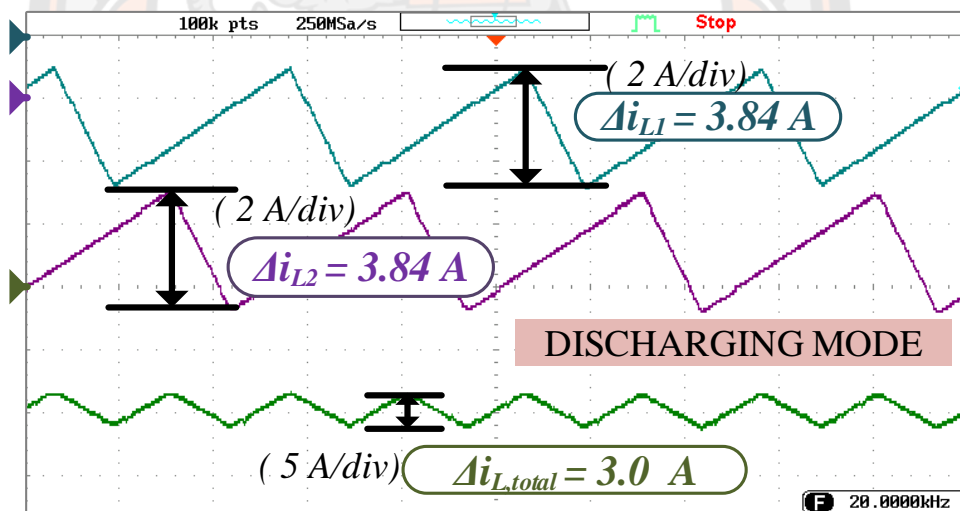


ข) การเปลี่ยนแปลงเข้าสู่โหมดการดิสชาร์จ (Step Discharging)

รูปที่ 57 ผลตอบสนองการทำงานของระบบควบคุมกระแสของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางบน HiL Simulator



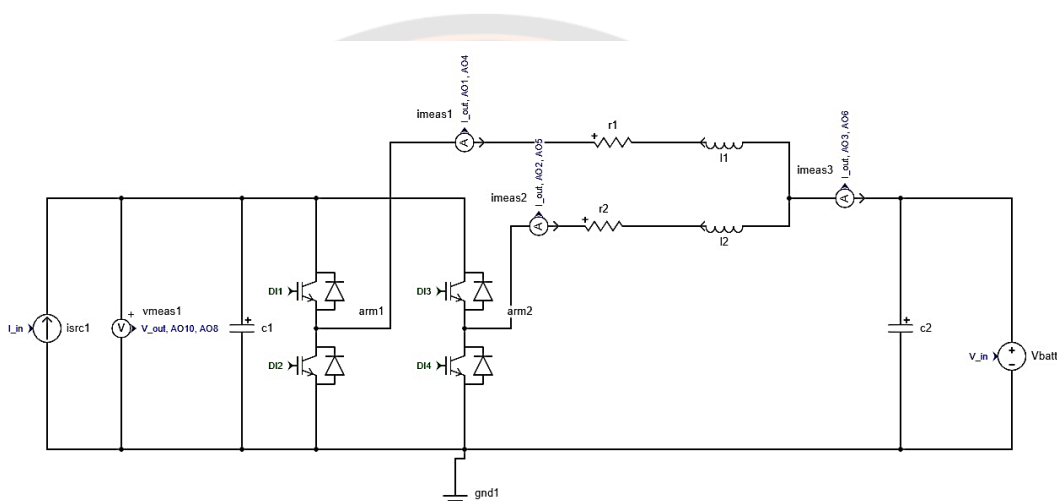
ก) โหมดการชาร์จ



ก) โหมดการดิสชาร์จ

รูปที่ 58 ค่ากระแสกระเพื่อมของกระแสในแต่ละเฟส และกระแสเฉลี่ยรวม

ผลการทดสอบในกรณีที่ 2 : ผลการทดสอบระบบควบคุมด้วยการจำลองสภาวะการทำงานแบบ Grid-Forming จะแสดงผลการตอบสนองของระบบควบคุมแรงดันที่ดีซีบัสของคอนเวอร์เตอร์ ที่มีการจำลองการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าหรือความต้องการการใช้โหลดในระบบด้วยการใช้แหล่งจ่ายกระแส (DC Current Source) และรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์ที่ได้รับการออกแบบในซอฟต์แวร์ RT-LAB ในสภาวะการทำงานแบบ Grid-Forming จะประกอบไปด้วย สวิตช์ IGBTs จำนวนทั้งหมด 4 ตัว ตัวเก็บประจุทั้งด้านดีซีบัสและด้านแบตเตอรี่ ตัวเหนี่ยวนำในแต่ละเฟส แหล่งจ่ายกระแสด้านดีซีบัส และแหล่งจ่ายแรงดันแบตเตอรี่ 300 โวลต์



รูปที่ 59 รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ออกแบบบน RT-LAB ที่จำลองการทำงานในสภาวะ Grid-Forming

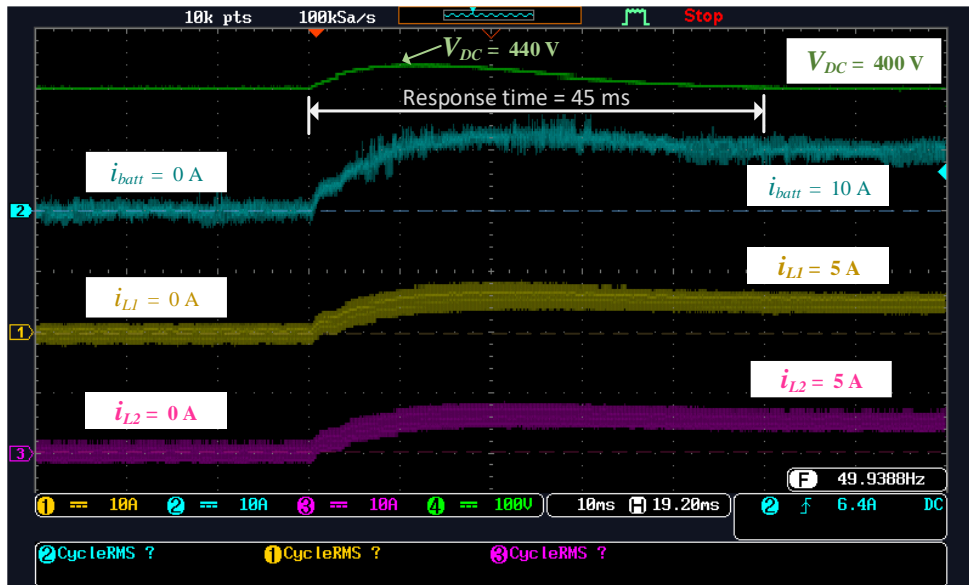
ผลทดสอบรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ผู้วิจัยได้ทำการทดสอบความสามารถในการชาร์จและดีสชาร์จของคอนเวอร์เตอร์ โดยใช้ระบบควบคุมของคอนเวอร์เตอร์ที่ประกอบไปด้วยระบบควบคุมแรงดันดีซีบัสและระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อตรวจสอบว่าระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบนั้นสามารถทำงานได้และมีผลตอบสนองที่เหมาะสมในการนำไปใช้งานในสภาวะการทำงานแบบ Grid-Forming ซึ่งขั้นตอนการทดสอบบน HiL Simulator ผู้วิจัยกำหนดทำการทดสอบความสามารถในการชาร์จ โดยการใช้แหล่งจ่ายกระแสเพื่อจำลองกำลังไฟฟ้าเกินในระบบ ซึ่งผู้วิจัยกำหนด $i_{src1} = i_{DC}$ เมื่อกระแส i_{DC} ให้มีค่าเท่ากับ 7.5 แอมป์ โดยมีทิศทางเป็นบวก รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในสถานะการชาร์จและทำงานที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 3 กิโลวัตต์ ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละเฟสหลังจาก

ค่ากระแส $i_{L,total,ref}$ ถูกแบ่งตามการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟ ทำให้กระแส i_{L1} และ i_{L2} มีค่าประมาณ 5 แอมป์ ดังรูปที่ 60 ก)

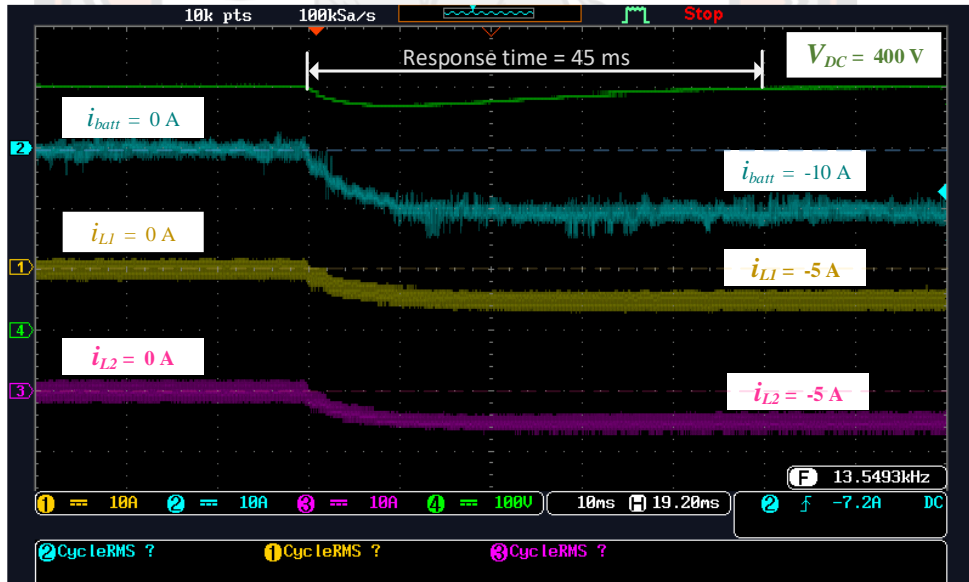
สำหรับผลการทำงานของรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ทำงานอยู่ในสถานะการดิสชาร์จ ผู้วิจัยทำการกำหนดค่ากระแส i_{DC} ให้มีค่าเท่ากับ -7.5 แอมป์ โดยมีทิศทางเป็นลบ ทำให้แรงดันที่ตีซิปส์ต่ำกว่าแรงดันตีซิปส์ในช่วงเวลาหนึ่ง ส่งผลให้คอนเวอร์เตอร์แสดงการทำงานเสมือนจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับระบบโดยมีพิกัด 3 กิโลวัตต์ และมีค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่อเฟส มีค่า $i_{L1,L2}$ ประมาณ -5 แอมป์ ดังรูปที่ 60 ข)

ทั้งนี้จะสังเกตได้ว่าเมื่อผู้วิจัยกำหนดค่า i_{DC} หรือกำหนดกำลังไฟฟ้าในระบบให้มีทิศทางเป็นบวกและลบตามลำดับ ระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบและทำงานโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F2837d สามารถควบคุมการทำงานได้และมีผลตอบสนองการทำงานของระบบควบคุมแรงดันอยู่ที่ 45 มิลลิเซค (เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง i_{DC} จาก 0 เป็น ± 0.75 แอมป์) และมีผลตอบสนองแรงดันอยู่ที่ 50 มิลลิเซค (เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง i_{DC} จาก +0.75 เป็น -0.75 แอมป์) แสดงดังรูปที่ 61 โดยผลการตอบสนองที่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับผลต่างของค่ากระแสด้วย และสำหรับระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยรวม ค่ากระแสจะเข้าสู่ค่าอ้างอิงด้วยเวลา 1 มิลลิเซค ซึ่งเวลาผลตอบสนองที่ได้จากการทดสอบทั้งในสถานะการทำงานชาร์จและดิสชาร์จจะมีค่าเท่ากัน

ดังนั้นจากผลการทดสอบบน HiL Simulator เมื่อผู้วิจัยสั่งการทำงานให้รูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์ทำงานให้โหมดการชาร์จและดิสชาร์จตามลำดับ ผลตอบสนองของระบบควบคุมที่ได้รับการออกแบบสามารถให้ผลตอบสนองที่เหมาะสมทั้งในระบบควบคุมแรงดันและกระแสเฉลี่ยรวม ทั้งนี้การประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลิฟ ผลที่วัดได้จากเอาต์พุตตัวจำลองการทำงานแบบเรียลไทม์ ค่ากระแสกระแสเฟรมในแต่ละเฟส และเมื่อกระแสเฉลี่ยรวมทั้งในโหมดการชาร์จและดิสชาร์จ ส่งผลให้สามารถลดการเกิดกระแสเฟรมได้ถึง 25 และ 22 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ ซึ่งเป็นผลดีในการเลือกใช้ขนาดอุปกรณ์แบบพาสซีฟให้มีขนาดลดลงเมื่อนำไปพัฒนาต่อเป็นวงจรต้นแบบในส่วนถัดไปได้

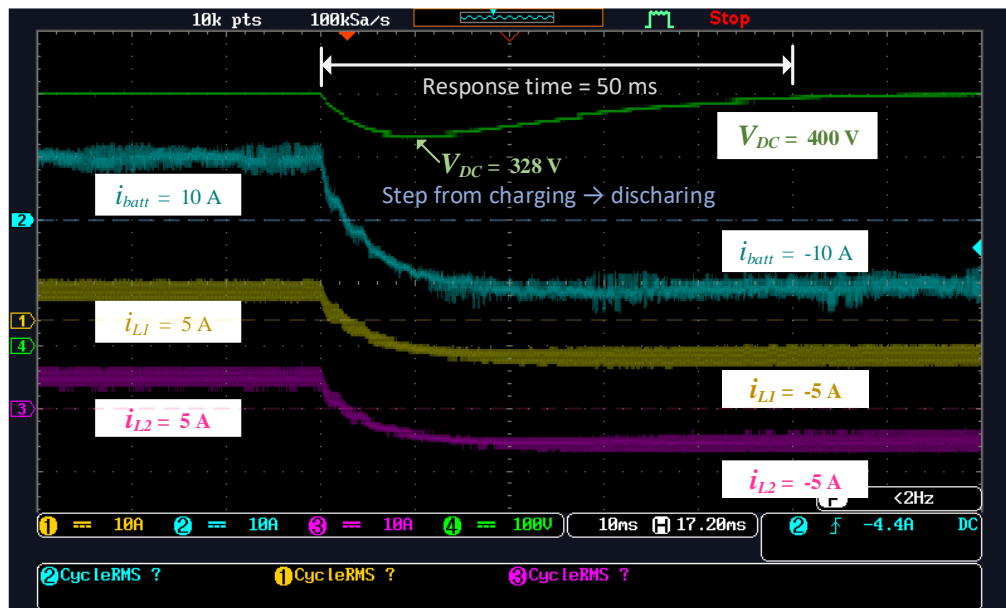


ก) การเปลี่ยนแปลงเข้าสู่โหมดชาร์จ (เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายกระแสจาก 0 เป็น +0.75 แอมป์)



ข) การเปลี่ยนแปลงเข้าสู่โหมดดิสชาร์จ (เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายกระแสจาก 0 เป็น -0.75 แอมป์)

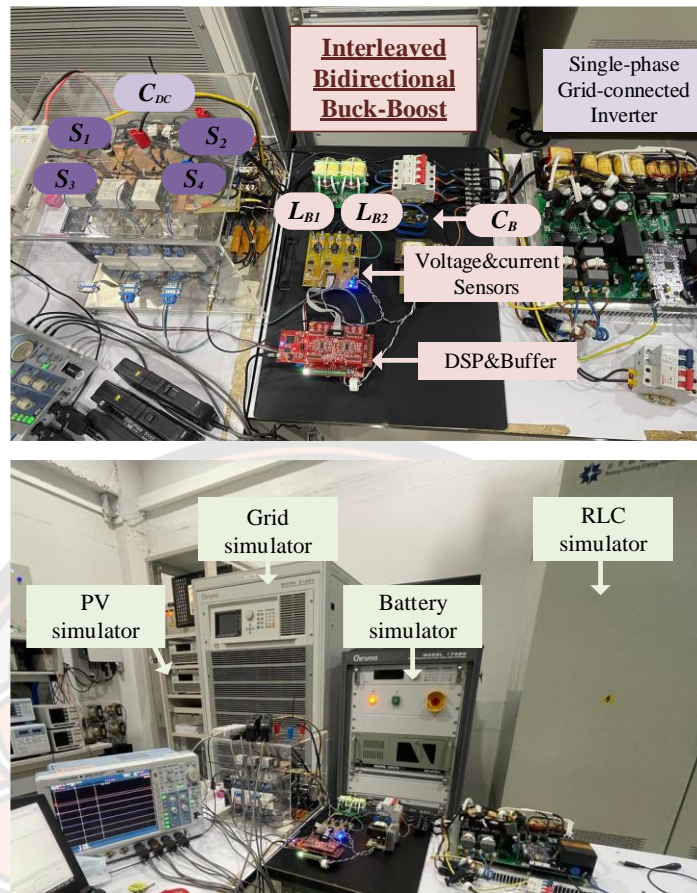
รูปที่ 60 ผลตอบสนองการทำงานของระบบควบคุมแรงดันของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ควบคุมการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายกระแสจาก 0 เป็น ± 0.75 แอมป์



รูปที่ 61 ผลตอบสนองการทำงานของระบบควบคุมแรงดันของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ควบคุมการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายกระแสจาก +0.75 เป็น -0.75 แอมป์

4.3 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรต้นแบบ (Prototype) คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟ

สำหรับผลการทดสอบจากวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางนั้น ผู้วิจัยทำการทดสอบความสามารถในการชาร์จและดีสชาร์จของคอนเวอร์เตอร์ใน 2 กรณี ได้แก่ 1) สภาวะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected) และ 2) ไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming) ซึ่งระบบทดสอบพร้อมค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดสอบในส่วนนี้ จะแสดงในรูปที่ 62 และ ตารางที่ 9-12 ระบบทดสอบประกอบด้วย คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟ ขนาด 3 กิโลวัตต์ ถูกเชื่อมต่อกับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ขนาด 5 กิโลวัตต์ เครื่องจำลองพลังงานแสงอาทิตย์ (Photovoltaic Simulator) เครื่องจำลองการไฟฟ้า (Grid Simulator) ที่มีแรงดันไฟฟ้า 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ต เครื่องจำลองแบตเตอรี่ (Battery Simulator) และเครื่องจำลองโหลด (RLC Simulator) เพื่อแสดงถึงโหลดไฟฟ้ากระแสสลับ



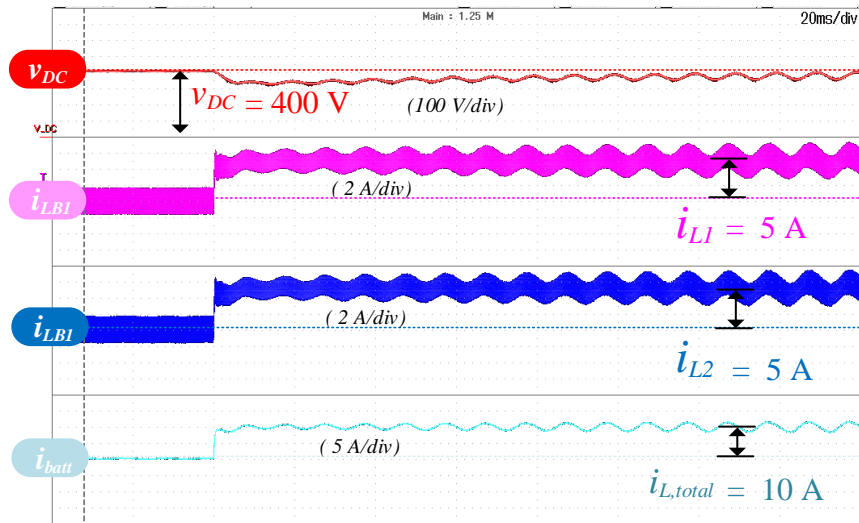
รูปที่ 62 ระบบทดสอบวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง

Grid-Connected: ในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ทำงานเชื่อมต่อการไฟฟ้า ระบบที่ทำการทดสอบจำเป็นต้องเชื่อมต่อกับเครื่องจำลองการไฟฟ้าด้วย ซึ่งแรงดันดีซี V_{DC} จะถูกควบคุมโดยไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ดังนั้นการทดสอบการชาร์จและดิสชาร์จกระแสของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจะใช้เพียงระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยที่เป็นระบบแบบเปิด (Open Loop) โดยการกำหนดทิศทางและค่ากระแส $i_{L,total,ref}$ จากรูปที่ 63 ก) แสดงลักษณะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง เมื่อผู้วิจัยกำหนดทิศทางของกระแสเฉลี่ยรวมให้มีทิศทางเป็นบวก $i_{L,total,ref}$ เท่ากับ 10 แอมป์ เพื่อให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 3 กิโลวัตต์ ทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} มีค่าเท่ากับ 5 แอมป์ ตามลำดับ และเมื่อมีการกำหนดให้กระแสไหลผ่านคอนเวอร์เตอร์เพื่อสะสมพลังงานไปยังแบตเตอรี่ คอนเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดชาร์จส่งผลให้แรงดันที่ดิสชาร์จมีระดับแรงดันที่ต่ำกว่าแรงดันดิสชาร์จอ้างอิง ไฮบริดอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ดึงกระแสจากกริดเข้ามาชดเชยเพื่อให้แรงดันที่ดิสชาร์จคงที่ที่ 400 โวลต์เสมอ

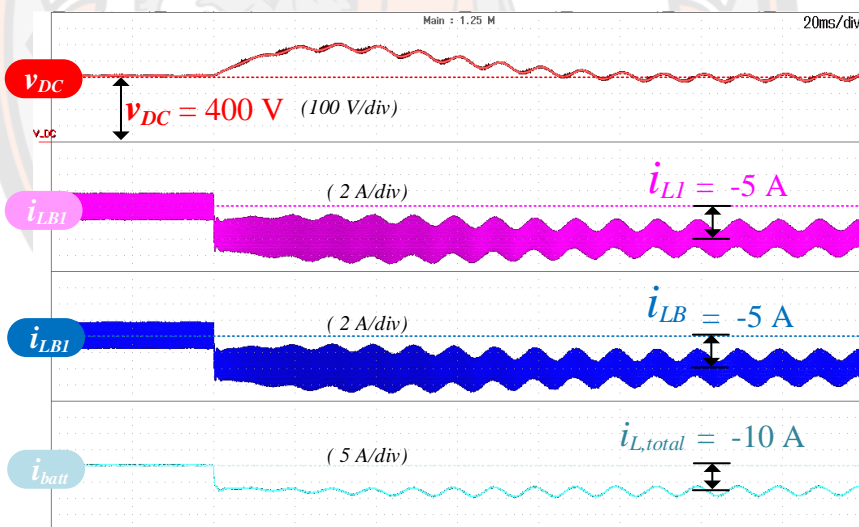
ในรูปที่ 63 ข) เมื่อผู้วิจัยทำการเปลี่ยนแปลงทิศทางของกระแสโดยกำหนดให้ทิศทางของ $i_{L,total,ref}$ มีค่าเท่ากับ -10 แอมป์ ซึ่งมีทิศทางเป็นลบ กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} เท่ากับ -5 แอมป์ ทำให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในโหมดดิสชาร์จ ส่งผลให้แรงดันที่ดิสชาร์จมีการเปลี่ยนแปลง โดยมีระดับแรงดันที่สูงกว่าแรงดันดิสชาร์จอ้างอิงในช่วงหนึ่ง ดังนั้นไฮบริดอินเวอร์เตอร์จะเป็นตัวจัดการควบคุมให้แรงดันที่ดิสชาร์จลดลงมาคงที่ที่ 400 โวลต์ โดยจ่ายกระแสเข้าสู่กริด

ผลของค่าการกระเพื่อมกระแส (Current Ripple) จากการทดสอบขณะที่คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางทำงานในโหมดชาร์จและไฮบริดอินเวอร์เตอร์ควบคุมแรงดันดิสชาร์จให้คงที่ที่ 400 โวลต์ เมื่อทำการวัดค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละเฟส Δi_{L1} และ Δi_{L2} มีค่าประมาณ 3.34 แอมป์ และกระแสเฉลี่ยรวมแบริดเตอร์ $\Delta i_{L,total}$ มีค่าประมาณ 285 มิลลิแอมป์ และค่าการกระเพื่อมของกระแสในโหมดดิสชาร์จ Δi_{L1} และ Δi_{L2} มีค่าประมาณ 3.34 แอมป์ และ $\Delta i_{L,total}$ มีค่าประมาณ 270 มิลลิแอมป์ ตามลำดับ ทั้งนี้ในรูปที่ 63 แสดงให้เห็นผลกระทบของการควบคุมแรงดันที่ดิสชาร์จของอินเวอร์เตอร์ เมื่อระบบควบคุมแรงดันมีผลตอบสนองที่ช้ากว่าระบบควบคุมด้านใน จะส่งผลให้การจัดค่าความผิดพลาดในระบบควบคุมกระแสเข้าและเกิดขนาดค่าการกระเพื่อมของกระแสเพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน

ดังนั้นจากผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ ในขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อการไฟฟ้านั้น วงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์ที่ได้รับการออกแบบพร้อมทั้งระบบควบคุมสามารถทำงานได้ทั้งโหมดการชาร์จและดิสชาร์จ โดยมีพิกัดกำลังไฟฟ้า 3 กิโลวัตต์ อีกทั้งผลของการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟส่งผลต่อการลดค่าการกระเพื่อมของกระแสเฉลี่ยรวม ที่สามารถทำให้ลดขนาดของตัวอุปกรณ์ประกอบแบบพาสซีฟในคอนเวอร์เตอร์ได้อีกด้วย



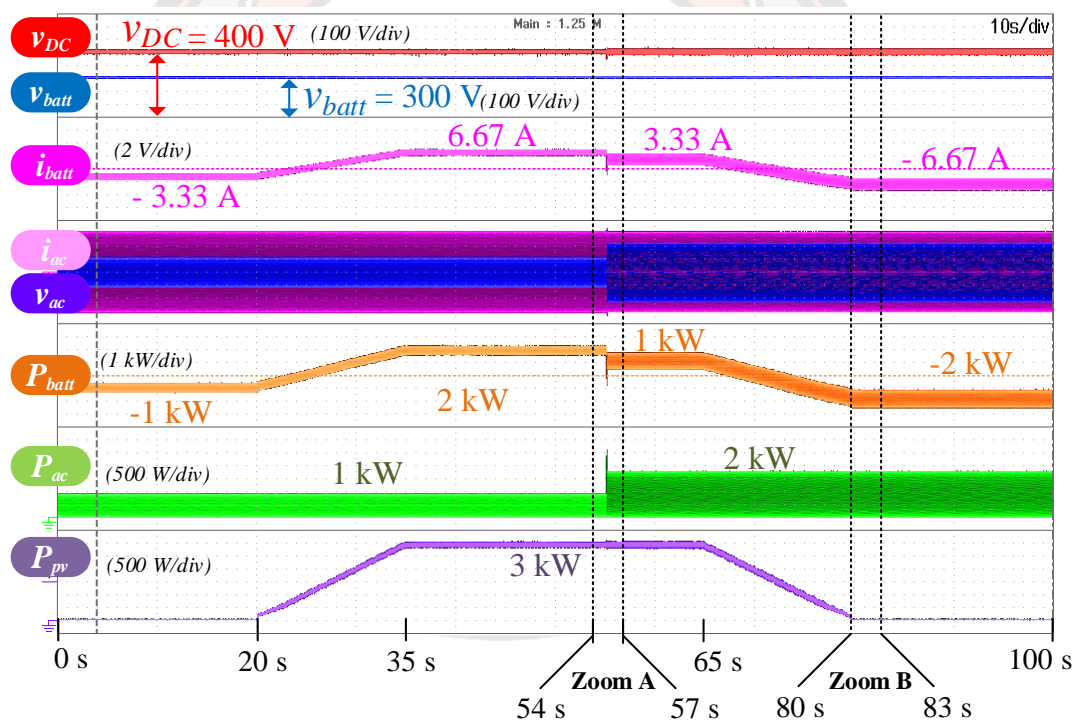
(ก) โหมดชาร์จ



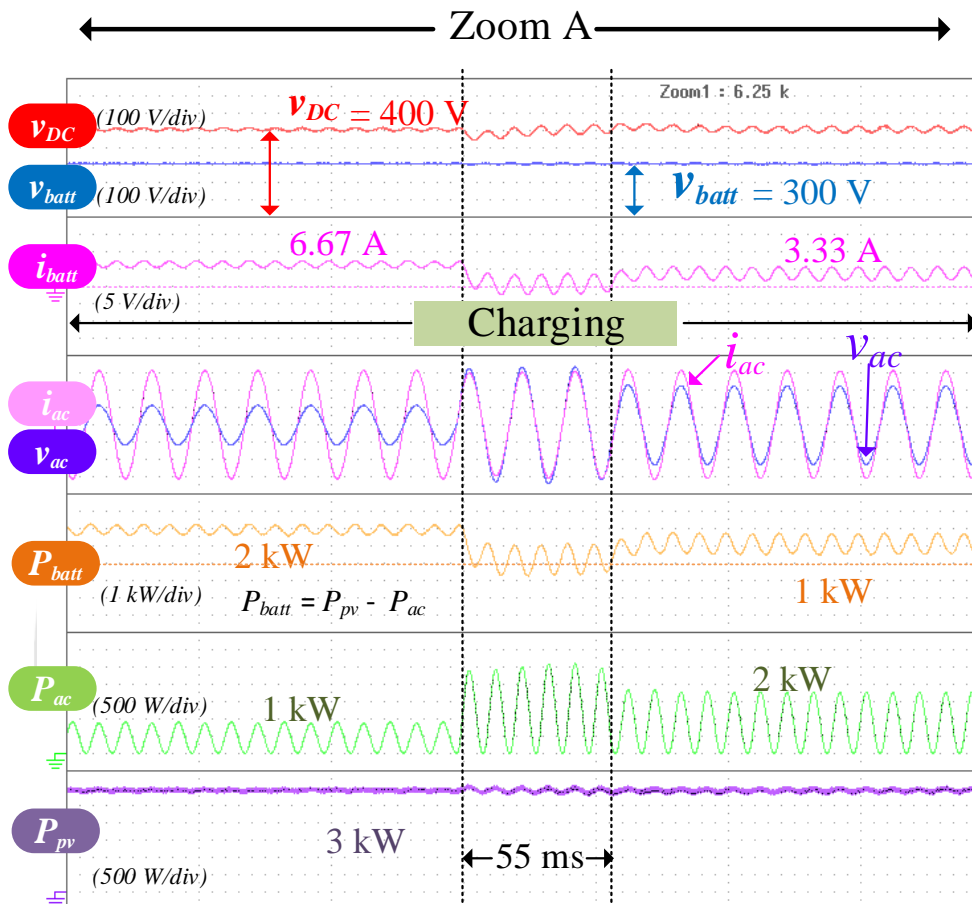
(ข) โหมดดิสชาร์จ

รูปที่ 63 การทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟที่ทำงานอยู่ในโหมดชาร์จและดิสชาร์จ ขณะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์อยู่ในสถานะเชื่อมต่อการไฟฟ้า

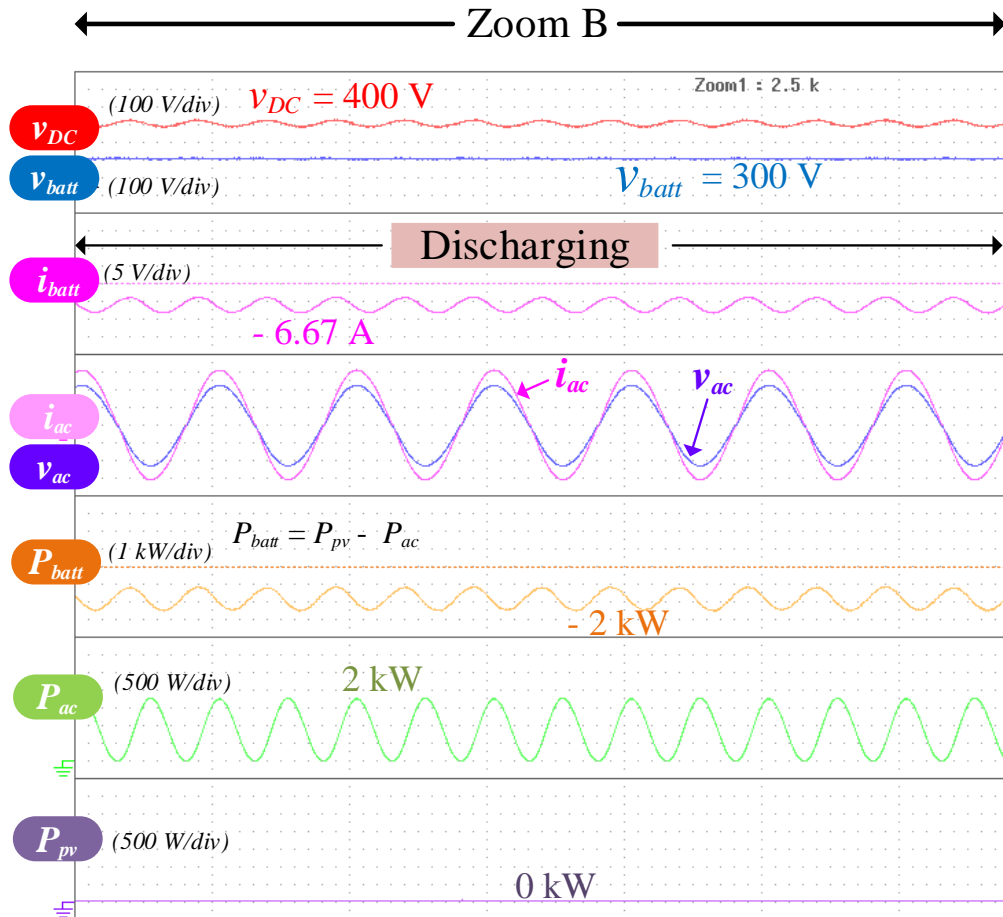
Grid-Forming: ในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อการไฟฟ้า แรงดันดีซีบัส V_{DC} จะถูกควบคุมโดยคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง ดังนั้นในระบบควบคุมกระแสจะได้รับคำสั่งจากระบบแรงดันของคอนเวอร์เตอร์ด้วยเช่นกัน ในสถานการณ์นี้การทดสอบจะไม่ได้ใช้เครื่องจำลองการไฟฟ้า ผู้วิจัยได้ทำการทดสอบเพิ่ม-ลดกำลังไฟฟ้าที่ได้จากเครื่องจำลองพลังงานแสงอาทิตย์ (PV) โดยในช่วงวินาทีที่ 20-35 ความสามารถในการผลิตกระแสไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์ค่อยๆ เพิ่มมากขึ้น จาก 0 กิโลวัตต์ เป็น 3 กิโลวัตต์ และค่อยๆ ลดลงในช่วงวินาทีที่ 65-100 จากนั้นผู้วิจัยได้ทำการเปลี่ยนแปลงความต้องการการใช้โหลดในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งในวินาทีที่ 54-57 มีเปลี่ยนแปลงการใช้โหลดเพิ่มจาก 1 กิโลวัตต์ เป็น 2 กิโลวัตต์ แสดงดังรูปที่ 64



รูปที่ 64 ผลทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟ
ในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อการไฟฟ้า



รูปที่ 65 ผลทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟ ที่ทำงานอยู่โหมดชาร์จ และในสภาวะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อการไฟฟ้า



รูปที่ 66 ผลทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ทำงานอยู่โหมดดีสชาร์จ และในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์ไม่เชื่อมต่อการไฟฟ้า

จากผลการทดสอบความสามารถในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง ช่วงวินาทีที่ 0-20 : เป็นช่วงเวลาที่พลังงานแสงอาทิตย์ไม่สามารถผลิตกระแสไฟฟ้าได้ ส่งผลให้คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางทำงานอยู่ในโหมดดิซชาร์จ เพื่อควบคุมแรงดันที่ติชชีบัสให้คงที่ค่าอ้างอิงเสมอ ทำให้กระแส i_{batt} มีค่าประมาณ -3.33 แอมป์ ซึ่งมีทิศทางเป็นลบ เพื่อส่งกำลังไฟฟ้าขนาด 1 กิโลวัตต์จ่ายไปยังโหลด ช่วงวินาทีที่ 20-54 : พลังงานแสงอาทิตย์เริ่มสูงกว่าความต้องการของโหลดที่มีขนาด 1 กิโลวัตต์ ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางจะค่อยๆ ดูดซับพลังงานหรือสะสมพลังงานส่วนเกินประมาณ 2 กิโลวัตต์ไว้ในแบตเตอรี่ ($P_{PV} - P_{ac}$) และทำงานอยู่ในโหมดชาร์จ โดยกระแสมีทิศทางเป็นบวก i_{batt} มีค่าประมาณ 6.67 แอมป์ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_{L1} และ i_{L2} มีค่าประมาณ 3.34 แอมป์ ตามลำดับ

แต่เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มจาก 1 ไปยัง 2 กิโลวัตต์ในช่วงวินาทีที่ 54-57 ในช่วงเวลานี้พลังงานแสงอาทิตย์ยังสามารถผลิตกำลังไฟฟ้าคงที่ที่ 3 กิโลวัตต์ ทำให้สามารถนำพลังงานจากแสงอาทิตย์ไปจ่ายให้กับโหลดได้เพียงพอ และเหลือกำลังไฟฟ้า 1 กิโลวัตต์ไปสะสมที่แบตเตอรี่ โดยกระแสที่ไหลเข้าสู่แบตเตอรี่มีค่าลดลงเหลือ 3.33 แอมป์ และในช่วงวินาทีที่ 65-100 : ความสามารถในการผลิตกระแสไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์เริ่มลดลงเหลือ 0 กิโลวัตต์ แต่ความต้องการใช้โหลดยังคงอยู่ที่ 2 กิโลวัตต์ ทำให้ช่วงเวลานี้คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางต้องทำหน้าที่ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าไปยังโหลดแทนและทำงานในโหมดดิซชาร์จ ที่มี i_{batt} ค่าประมาณ -6.67 แอมป์ แสดงรูปที่ 66 สำหรับผลตอบสนองของระบบควบคุมคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าในระบบ แสดงในรูปที่ 65 (ZoomA) สถานการณ์ที่มีกำลังไฟฟ้าส่วนเกินที่เหลือจากพลังงานแสงอาทิตย์จ่ายให้กับโหลด ส่งผลให้แรงดันที่ติชชีบัสมีค่าสูงกว่าแรงดันติชชีบัสอ้างอิง ดังนั้นจากการออกแบบระบบควบคุมที่ทำหน้าที่ในการควบคุมแรงดันติชชีบัส ทำให้กระแสของคอนเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลง โดยมีผลตอบสนองของระบบอยู่ที่ 55 วินาที เพื่อนำเข้าสู่ค่าอ้างอิง

ดังนั้นจากผลการทดสอบความสามารถในการทำงานชาร์จและดิซชาร์จของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลิฟ ขณะที่ใช้บริดจิ้นเวอร์เตอร์ไม่ได้เชื่อมต่อการไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าหรือความต้องการการใช้โหลด คอนเวอร์เตอร์สามารถเปลี่ยนแปลงการทำงานได้ทั้งสองโหมด ได้แก่ โหมดการชาร์จ และ โหมดดิซชาร์จ โดยมีผลตอบสนองที่เหมาะสม

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยได้ออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ สำหรับไฮบริดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส พลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่ ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าไม่น้อยกว่า 2.5 กิโลวัตต์ พิกัดกระแส 10 แอมป์ และเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันทั้งสองด้าน ได้แก่ 1) แหล่งจ่ายแรงดันแบตเตอรี่ 300 โวลต์ และ 2) แหล่งจ่ายแรงดันดีซีบัส 400 โวลต์ พร้อมทั้งออกแบบระบบควบคุมแรงดัน และระบบการชาร์จ/ดิสชาร์จแบตเตอรี่ โดยผ่านการทดสอบจากรูปแบบจำลองและวงจรต้นแบบตามลำดับ โดยการทดสอบจากแบบจำลอง MATLAB/Simulink และวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์ ผู้วิจัยทำการทดสอบในสถานะที่ไฮบริดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Connected) และไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid-Forming) พร้อมทั้งใช้รูปแบบการจำลองจาก HiL Simulator เพื่อตรวจสอบความถูกต้องในส่วนของฮาร์ดแวร์และระบบควบคุมการชาร์จและดิสชาร์จ (Current Control) ที่ได้รับการออกแบบ ก่อนนำไปพัฒนาเป็นวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์

จากผลการทดสอบใน 3 ส่วน ที่ประกอบด้วย 1) ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟที่ใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink 2) ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟบน Hardware in the Loop (HiL Simulator) และ 3) ผลการทำงานของวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ จะเห็นได้ว่า ภายใต้สภาวะการทำงานของโครงข่ายไฟฟ้า ไม่ว่าจะเป็นการทำงานเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าหรือไม่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางที่ได้รับการออกแบบและสร้างขึ้นนี้สามารถทำงานในสถานะต่างๆ ดังกล่าวได้และมีผลตอบสนองของระบบที่มีความเหมาะสม

ผลจากการประยุกต์ใช้เทคนิคอินเตอร์ลีฟ เมื่อผู้วิจัยนำไปพัฒนาเป็นฮาร์ดแวร์จริง ทำให้สามารถลดค่าการกระเพื่อมของกระแสเฉลี่ยรวมเอาต์พุตได้ถึง 20 เปอร์เซ็นต์ ส่งผลให้การเลือกใช้ขนาดของอุปกรณ์แบบพาสซีฟ เช่น ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ ขนาดของคาร์ปาร์ซิเตอร์ ลดลงได้ อีกทั้งเมื่อกระแสถูกแบ่งขนานเป็น 2 เฟสยังช่วยลดการสวิตช์ซิงของกระแสลดลง ความเครียด (Stress) ของสวิตช์ลดลง ประสิทธิภาพการระบายความร้อนดีขึ้น ข้อดีเหล่านี้ส่งผลให้ประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือของระบบดีขึ้นได้อีกด้วย

5.1 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

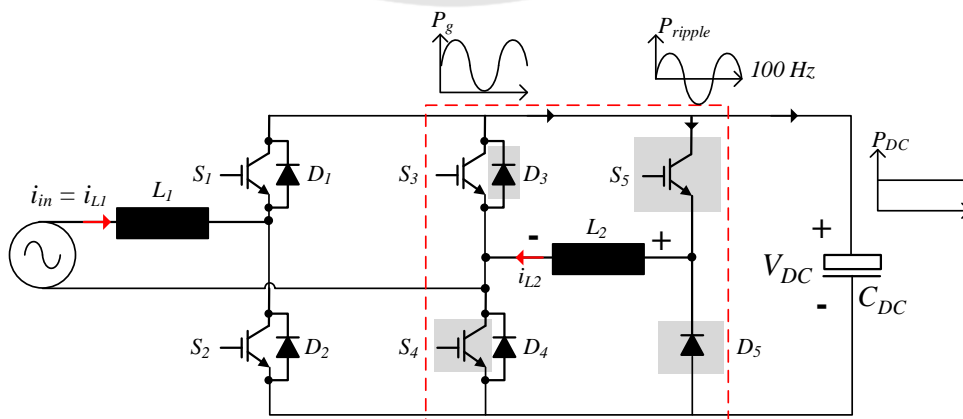
1) ผลการทดสอบเบื้องต้นจากรูปแบบจำลองระบบไฮบริดใน MATLAB/Simulink จะสังเกตการเกิดค่ากระแสพุ่งเกิน (Overshoot) เมื่อนำไปใช้ในระบบควบคุมและวงจรต้นแบบจริง ทำให้คอนเวอร์เตอร์ไม่สามารถทำงานได้ ดังนั้นผู้วิจัยได้ทำการแก้ไขโดยปรับใช้วิธี Feed Forward ในการจำลองผ่าน HiL simulator และวงจรต้นแบบ เพื่อลดค่ากระแสพุ่งเกินในช่วงเริ่มกระบวนการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

2) การปรับจูนค่าเกนของกระแสในแต่ละเฟส จากรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์บน HiL Simulator ที่มีผลการเกิดค่าพุ่งเกินของกระแสที่แตกต่างกัน ผู้วิจัยทำการแก้ไขโดยปรับค่าเกนใหม่ และตรวจสอบความถูกต้องอีกครั้งเมื่อนำไปพัฒนาเป็นวงจรต้นแบบหรือฮาร์ดแวร์จริง

5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับการพัฒนา

1) ในการพัฒนางจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง ด้วยการทดสอบทั้ง 3 ส่วนของวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการเริ่มต้นการออกแบบจากรูปแบบจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink , HiL Simulator และนำไปพัฒนามาเป็นวงจรต้นแบบคอนเวอร์เตอร์ ตามลำดับ จึงควรออกแบบการทดสอบระบบควบคุมและระบบไฮบริดอินเวอร์เตอร์ที่มีการเชื่อมต่อกับพลังงานแสงอาทิตย์ และแบตเตอรี่ ภายใต้สภาวะการทำงานของโครงข่ายไฟฟ้า บน HiL Simulator ให้เหมือนกันในทั้ง 3 ส่วน เพื่อให้เกิดความสมบูรณ์ในการพัฒนาเป็นขั้นตอนและการเก็บผลเป็นลำดับขั้น

2) สำหรับผลของการเกิดค่าการกระเพื่อมทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงที่มีความถี่ 100 เฮิรตซ์ ที่เกิดจากการต่อโหลดกระแสสลับ สามารถลดการกระเพื่อมได้จากการเลือกใช้คาปาซิเตอร์ดีซีที่มีค่ามากขึ้น หรือเลือกใช้โทโพโลยี (An Active Power-Decoupling Method) ดังรูปที่ 67



รูปที่ 67 โทโพโลยี An Active Power-Decoupling Method

ซึ่งเป็นวิธีการที่สามารถขจัดกำลังไฟฟ้าจากการกระเพื่อมนี้ได้โดยตรง ในวงจรจะมีการแยกกำลังไฟฟ้าที่เกิดจากการกระเพื่อมและสะสมพลังงานการกระเพื่อมนี้โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ ทำให้การเลือกใช้ขนาดของคาปาซิเตอร์ที่ดีขึ้นมีค่าลดลง แต่จำเป็นต้องมีอุปกรณ์สวิตช์เพิ่มเติม พร้อมการควบคุมที่ค่อนข้างซับซ้อน โทโพโลยีดังกล่าวนี้นำเสนอในอ้างอิง [23]



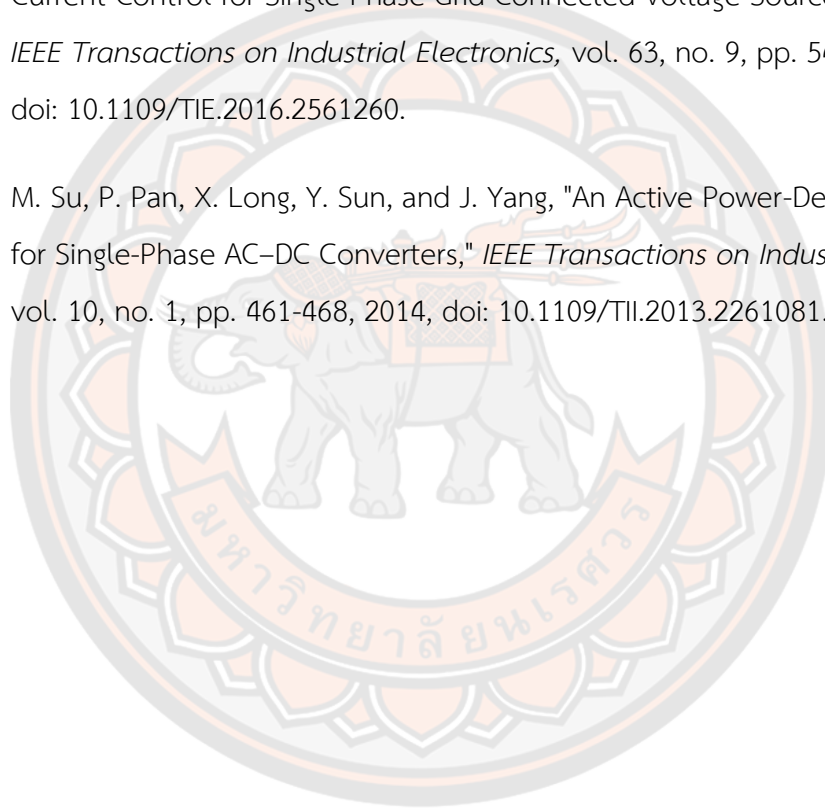
บรรณานุกรม

- [1] H. Eraydin and A. F. Bakan, "Efficiency Comparison of Asynchronous and Synchronous Buck Converter," in *2020 6th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, 5-7 Oct. 2020 2020, pp. 30-33, doi: 10.1109/EPECS48981.2020.9304966.
- [2] M. R. Haque, S. Das, M. R. Uddin, M. S. Islam Leon, and M. A. Razzak, "Performance Evaluation of 1kW Asynchronous and Synchronous Buck Converter-based Solar-powered Battery Charging System for Electric Vehicles," in *2020 IEEE Region 10 Symposium (TENSYP)*, 5-7 June 2020 2020, pp. 770-773, doi: 10.1109/TENSYP50017.2020.9230833.
- [3] Z. Iqbal, U. Nasir, M. T. Rasheed, and K. Munir, "A comparative analysis of synchronous buck, isolated buck and buck converter," in *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, 10-13 June 2015 2015, pp. 992-996, doi: 10.1109/EEEIC.2015.7165299.
- [4] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, and R. Yershov, *A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems*. 2016, pp. 22-28.
- [5] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, and A. B. Rad, "Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 117997-118019, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937239.
- [6] M. A. Alharbi, M. Dahidah, S. Ali, S. Ethni, and V. Pickert, "Current Ripple Minimisation Based on Phase-Shedding of DC-DC Interleaved Converters for EV Charging System," in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 14-17 Oct. 2019 2019, vol. 1, pp. 3456-3462, doi: 10.1109/IECON.2019.8926959.

- [7] K. Drobnič, G. Grandi, M. Hammami, R. Mandrioli, A. Viatkin, and M. Vujacic, "A Ripple-Free DC Output Current Fast Charger for Electric Vehicles Based on Grid-Tied Modular Three-Phase Interleaved Converters," in *2018 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL)*, 1-3 Nov. 2018 2018, pp. 1-7, doi: 10.1109/INDEL.2018.8637627.
- [8] K. Drobnič *et al.*, "An Output Ripple-Free Fast Charger for Electric Vehicles Based on Grid-Tied Modular Three-Phase Interleaved Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, pp. 1-1, 08/08 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2934082.
- [9] M. Hammami, A. Viatkin, M. Ricco, and G. Grandi, "A DC/DC Fast Charger for Electric Vehicles with Minimum Input/Output Ripple Based on Multiphase Interleaved Converters," in *2019 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, 2-4 July 2019 2019, pp. 187-192, doi: 10.1109/ICCEP.2019.8890200.
- [10] O. Garcia, P. Zumel, A. De Castro, and J. Cobos, "Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 578-586, 06/01 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.872379.
- [11] J. Loncarski, M. Ricco, V. Monteiro, and V. G. Monopoli, *Efficiency Comparison of a dc-dc Interleaved Converter Based on SiC-MOSFET and Si-IGBT Devices for EV Chargers*. 2020, pp. 517-522.
- [12] Z. Yuan and H. Xu, "Pulse power supply with faster response and low ripple current using inductive storage and interleaving technology," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 5, no. 1, pp. 54-62, 2020, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2020.00005.

- [13] S. Somkun, C. Sirisamphanwong, and S. Sukchai, "A DSP-based interleaved boost DC–DC converter for fuel cell applications," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, no. 19, pp. 6391-6404, 2015/05/25/ 2015, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2015.03.069>.
- [14] S. Zhang and X. Yu, "Control strategy to achieve minimum / zero input current ripple for the interleaved boost converter in Photovoltaic / Fuel Cell Power Conditioning System," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 15-20 Sept. 2012 2012, pp. 4301-4306, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342237.
- [15] W. G. Hurley and W. H. Wölfle, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*. 2013.
- [16] R. W. E. D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, second ed. New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [17] Chang Sung Corporation. SOFT MAGNETIC POWDER CORES [Online] Available: <https://shorturl.asia/PK1Ab>
- [18] S. Preitl and R.-E. Precup, "An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers," *Automatica*, vol. 35, no. 10, pp. 1731-1736, 1999/10/01/ 1999, doi: [https://doi.org/10.1016/S00051098\(99\)00091-6](https://doi.org/10.1016/S00051098(99)00091-6).
- [19] S. Somkun and V. Chunkag, "Fast DC bus voltage control of single-phase PWM rectifiers using a ripple voltage estimator," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 23-26 Oct. 2016 2016, pp. 2289-2294, doi: 10.1109/IECON.2016.7793502.
- [20] S. Somkun and V. Chunkag, "Simple and fast synchronous reference frame current control for single-phase grid-connected voltage source converters," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 9-12 Nov. 2015 2015, pp. 002276-002281, doi: 10.1109/IECON.2015.7392441.

- [21] T. Kaewchum, P. Pachanapan, and S. Somkun, "AUTOMATIC VOLTAGE CONTROL FOR GRID-CONNECTED SINGLE-PHASE HYBRID INVERTER TO PREVENTING OVER-VOLTAGE PROBLEMS IN DISTRIBUTION NETWORKS WITH PHOTOVOLTAIC/BATTERY SYSTEMS," Master Degree Power Electronic Electrical Engineering, Naresuan University, 2021.
- [22] S. Somkun and V. Chunkag, "Unified Unbalanced Synchronous Reference Frame Current Control for Single-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, pp. 5425-5436, 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2561260.
- [23] M. Su, P. Pan, X. Long, Y. Sun, and J. Yang, "An Active Power-Decoupling Method for Single-Phase AC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 1, pp. 461-468, 2014, doi: 10.1109/TII.2013.2261081.





ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

ผลงานการตีพิมพ์บทความในวารสาร IEEE Transactions on Industrial Electronics ระดับนานาชาติ

Greater Mekong Subregion Academic and Research Network (GMSARN)



Asian Institute of Technology



Hanoi University of Technology



Ho Chi Minh City University of Technology



Institute of Technology Cambodia



Khon Kaen University



Kunming University of Science and Technology



Chitralada Technology Institute

March 15, 2023

No. GMSARNJ 2023/01

Piyadanai Pachanapan
Faculty of Engineering
Naresuan University
Phitsanulok, Thailand

Dear Piyadanai Pachanapan,

Subject: Acceptance Letter (Paper ID. GMSARNJ-E-23-01)

Title of the Journal: GMSARN International Journal
Paper Title: Implementation of an Off-grid Single-phase Hybrid PV – HV battery inverter with Interleaved Bidirectional DC-DC Converter for Power Balancing Control in an Isolated Electrical System
Authors: Chayakarn Saeseiw, Piyadanai Pachanapan, Tanakorn Kaewchum and Sakda Somkun
Corresponding Author: Piyadanai Pachanapan

Thank you very much for your submission to our journal. We are pleased to inform you that your paper has been reviewed and accepted with revision for publication in Volume 18 Issue 4, 2024. In case you have not submitted copyright form; please send scanned copy shortly through e-mail: gmsarn@ait.ac.th. Thank you for making the journal a vehicle for your research interests.

Best wishes,

Prof. Weerakorn Ongsakul, PhD, CFA
Editor-in-Chief
GMSARN International Journal

GMSARN Office: Asian Institute of Technology

Postal Address:
P.O. Box 4
Klong Luang
Pathumthani 12120
Thailand

Street Address:
Km. 42 Paholyothin Highway
Klong Luang
Pathumthani 12120
Thailand

Tel: (66-2) 524-6537
(for local calls, dial 02 before the tel no.)
E-mail: gmsarn@ait.ac.th
Internet: <http://www.gmsarn.com>



National University of Laos



Royal University of Phnom Penh



Thammasat University



Yangon Technological University



Yunnan University



Naresuan University



Suratthani Rajabhat University

Implementation of an Off-grid Single-phase Hybrid PV – HV battery inverter with Interleaved Bidirectional DC-DC Converter for Power Balancing Control in an Isolated Electrical System

Chayakorn Saeseiw, Piyadanai Pachanapan*, Tanakorn Kaewchum and Sakda Somkun

Abstract— Two challenges for operating an isolated electricity system, such as an island or a mountain, are 1) maintaining the satisfied system frequency and voltage when the energy sources and load are rapidly changed and 2) handling the increasing harmonic distortion level from non-linear loads. This paper presents an off-grid single-phase hybrid photovoltaic (PV) and high-voltage (HV) battery inverter which can perform the fast power balancing mechanism under linear and non-linear load conditions. This hybrid inverter consists of a DC-AC inverter, a PV-side boost DC-DC converter, and a battery-side bidirectional DC-DC converter. The power balance is controlled by charging and discharging the HV battery using an interleaved bidirectional DC-DC converter. In addition, the two-stage interleaved topology also benefits in reducing DC bus voltage and battery current ripples and increasing power conversion efficiency. Furthermore, the LCL filter is installed to reduce harmonic components from the DC-AC inverter outputs. Finally, the control performance of the hybrid inverter prototype is investigated in various off-grid operation scenarios. The experimental results showed that the proposed hybrid inverter could maintain power balancing between PV, battery, and load while effectively handling changes in PV power and load demand under low and high harmonic distortion levels.

Keywords— High voltage battery, hybrid inverter, hybrid PWM, interleaved DC-DC converter, off-grid operation.

1. INTRODUCTION

Hybrid photovoltaic (PV)-battery systems are becoming popular renewable-based energy sources for residential loads in many remote areas, such as villages, islands and hilly areas, where access to utility power is difficult [1]. As solar panel and battery costs have decreased, the hybrid PV-battery solution has sparked global interest in replacing the use of traditional diesel generator for isolated electricity systems [2]. With the assistance of battery energy storage (BES), the hybrid PV-battery system can improve energy management capabilities and provide continuous power supply during the off-grid operation. Furthermore, the BES also supports a power balancing mechanism among PV system and local loads, as well as reducing the power fluctuation caused by PV generation uncertainly [3], [4]. Hence, the system frequency and voltage in an isolated system are improved.

For small-scale isolated systems with capacities less than 5 kW, a single-phase hybrid PV – battery system is

regularly used for economic reasons. Both PV and BES can be integrated with the load via the DC-coupled hybrid inverter, as shown in Fig. 1, which is simple and cost-effective. Besides, the hybrid inverter performs similar functions to an off-grid solar inverter but also includes an integrated battery controller inside a common unit. With the various battery technologies available today, hybrid inverters are classified by battery voltage level divided into low-voltage (LV) and high-voltage (HV) batteries. Additionally, the LV batteries basically operate at 48 V, while the HV batteries operate in the range of 200-500 V (400 V nominal) [5].

The traditional LV batteries, such as lead acid, were widely used as energy storage systems in the past due to their ease of installation and low cost. However, their weight and size are major drawbacks, necessitating a large installation space [6]. The use of LV batteries in high power applications is also limited due to their large battery current and notable loss in the voltage conversion process. Alternatively, the new generation HV batteries, such as lithium-ion, are becoming a preferred energy storage solution due to their smaller size and weight, which can store more energy and provide faster charging and discharging rates than the lower one. Furthermore, as the PV array typically operates at 300-600 V which is very similar to the battery voltage, temperature and cable losses of hybrid inverter is reduced, increasing the power conversion efficiency [7].

The off-grid hybrid inverter with DC coupling can convert DC power from either PV or BES to AC power via the voltage-controlled voltage source inverter (VSI). The magnitude and frequency of AC output voltage can be accomplished using pulse width modulation (PWM) control. Unipolar PWM and Bipolar PWM are two modulation techniques commonly used for open-loop voltage control of power inverters [8]. On the other hand, the hybrid PWM technique is introduced to minimize the leakage current caused by parasitic capacitance of PV panels [9]. This undesirable leakage current should be

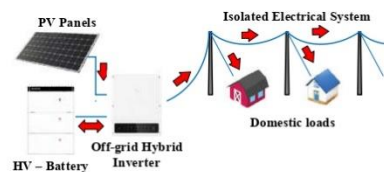


Fig. 1. Diagram of a DC-coupled hybrid PV-battery system.

C. Saeseiw and P. Pachanapan* (corresponding author) are with Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, Naresuan University, Phitsanulok, Thailand, 65000 phone: 66-55-96-4322; e-mail: chayakorn64@nu.ac.th; piyadamp@nu.ac.th*

T. Kaewchum and S. Somkun are with School of Renewable Energy and Smart Grid Technology, Phitsanulok, Thailand, 65000, Thailand. e-mail: tanakornka65@nu.ac.th; sakdaso@nu.ac.th

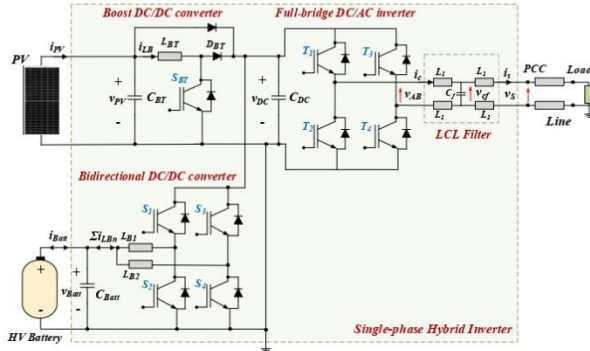


Fig. 2. The proposed single-phase hybrid inverter implemented in this work.

mitigated to ensure safety and electromagnetic compatibility. In addition, an *LCL* filter, which has smaller filter volume and a better switching ripple reduction characteristic comparing to the simplest *L* filter, is installed to eliminate high frequency signals from the switching process [10], [11].

At the DC side, to control the charging and discharging power of HV battery system, the bidirectional DC-DC converter is employed. There are several topologies of non-isolated DC-DC converter reviewed in [12], [13]. It was found that the most promising bidirectional DC-DC converter in terms of high efficiency, current ripple cancellation, better cooling performance and high-power density is an interleaved topology. The lower current ripple requires the smaller size of filter capacitance when compared to the conventional topology, resulting in a faster control response. Also, the two-phase half-bridge interleaved topology is the most common choice for exchanging power between energy storage and DC bus [14], [15]. In addition, the interleaved bidirectional DC-DC converter is also widely applied for HV battery in electric vehicle applications [16].

In a case of residential-scale PV systems (3-5 kW), a higher voltage (300 - 600 V) boost DC-DC converter with maximum power point tracking (MPPT) algorithm is commonly used to extract the maximum power from the solar panels. Several boost DC-DC converter topologies for PV systems were review in [17], [18]. Additionally, the popular MPPT techniques such as perturbation and observation and incremental conductance methods [19] can be applied to operate fixed PV panels at the maximum power point under various solar irradiance conditions. Moreover, the power limiting control may be included to curtail the active power generated by PV system in order to improve system stability and voltage regulation [20].

Contribution: This paper implements the hardware prototype of an off-grid single-phase DC-coupled hybrid PV - HV battery inverter that can provide a fast power balancing mechanism in an isolated electrical system under highly non-linear load conditions. Furthermore, the HV battery controller, which is based on an interleaved bidirectional DC-DC converter, plays a crucial part in the power balancing process by absorbing excess power from the PV system or injecting it into the load. The DC-AC inverter with an *LCL* filter and an open-loop voltage

control based on hybrid PWM are used to generate an AC voltage output with lower harmonic components and leakage current from parasitic capacitance. Finally, the control performance of the proposed hybrid PV - HV battery inverter is investigated in various scenarios, including sudden load change, ramp-up, and ramp-down PV generation.

2. OFF-GRID SINGLE-PHASE HYBRID INVERTER

The DC-coupled hybrid inverter implemented in this work is depicted in Fig. 2 as two DC-DC converters connects to the full-bridge DC-AC inverter via the DC link. The conventional boost DC-DC converter with MPPT algorithm is used to capture the highest yield from the PV arrays, whereas the interleaved bidirectional DC-DC converter is connected to an HV battery for energy storage control. Moreover, the *LCL* filter is chosen to mitigate the harmonic distortions from the high-frequency switching process.

During daylight hours, the dc-coupled hybrid system can continuously send power to the loads from either PV array or BES. If the PV power exceeds the load demand, the surplus power is then used to charge the battery. In contrast, the battery steps in to provide the additional power to the load when the PV power is insufficient. When the battery runs out, the DC-AC inverter shuts down, leaving the connected loads unsupplied and resulting in an interruption. Then, the power from PV system is sent directly to BES allowing the battery voltage to rise. Once fully charged, the DC-AC inverter can turn back on and supply power to the local loads again.

Full-bridge DC-AC inverter

The single-phase VSI with an H-bridge structure is usually used to convert DC power to AC power, as shown in Fig. 3 (a). This type of inverter consists of four switches which mostly made of insulated-gate bipolar transistors (IGBTs). The PWM technique is commonly used to control the magnitude and frequency of AC output voltage. In addition, the high switching frequency (kHz range) and the passive filter, *L* or *LCL*, can make the waveform of output voltage nearly sinusoidal. In the case of a stand-alone system without other grid-forming energy

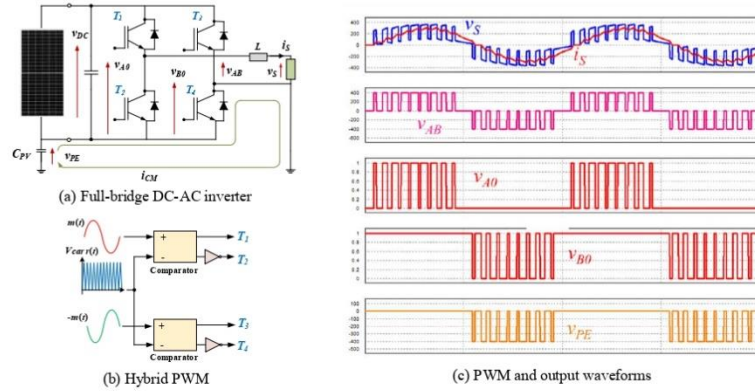


Fig. 3. Full-bridge DC-AC inverter with hybrid PWM control strategy.

sources, the open-loop voltage control, which is simple and robust, could be effective enough to allow the full-bridge DC-AC inverter to supply the power at the domestic level (< 5 kW).

When PV panels are installed, they always exhibit capacitance between PV panels and the ground towards their environment, known as “parasitic” capacitance, C_{PV} . If the inverter is a non-isolated type, the leakage current or common-mode current, i_{CM} , is introduced which can become a shock hazard. This leakage current may trip the residual-current device, causing the inverter to disconnect from the load temporarily. For a 5-kW system, the value of C_{PV} is 330-500 nF in the case of monocrystalline and polycrystalline modules [21].

To mitigate the i_{CM} , the hybrid PWM is selected instead of conventional bipolar and unipolar PWM methods. Fig. 3 (b) and (c) shows the hybrid PWM strategy and output waveforms of the DC-AC inverter. It was discovered that the switching frequency of the hybrid PWM is roughly half that of the unipolar PWM, making the switching loss is decreased. Also, the unfiltered output voltage, v_{AB} , is similar to that of unipolar PWM method, whereas the common mode voltage, v_{PE} , is improved, resulting in less leakage current. However, the output current ripple produced by the hybrid PWM method is greater than that created by the unipolar PWM method. As a result, the larger size of filter is required.

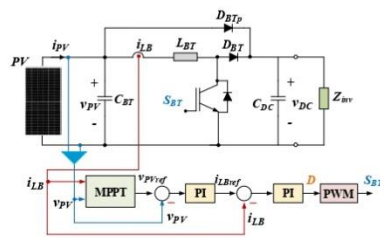


Fig. 4. The control structure of boost DC-DC converter.

MPPT boost DC-DC converter

The PV-side DC-DC converter operates in the boost mode aiming to extract the power from solar irradiance as much as possible. The PWM controlled boost DC-DC converter with the MPPT algorithm is shown in Fig. 4. As in the steady state condition, the inductance current, i_{LB} is equal the PV output current, i_{PV} . Therefore, the maximum power point is tracked by measuring PV output voltage, v_{PV} , and i_{LB} . The MPPT algorithm determines the reference voltage and current, v_{PVref} and i_{LBref} that can extract the highest power. The v_{PV} and i_{LB} are regulated using PI controllers, resulting in a change in duty ratio, D , of PMW signal.

The MPPT controller is only activated when the v_{PVref} is less than the reference DC bus voltage, v_{DCref} . If the v_{PVref} exceeds the v_{DCref} the IGBT switch is turned off and the i_{PV} flows directly to the DC-AC inverter, via the bypass diode, D_{BTP} . In a case of a two-string PV system, two identical boost DC-DC converters with independent MPPT controllers are employed.

Interleaved bidirectional DC-DC converter

The bidirectional DC-DC converter based on the two-phase interleaved topology is employed for allowing the HV battery to charge and discharge power. From Fig. 2, the two-phase interleaved DC-DC converter consists of four switches made of IGBTs, and filter capacitor, C_B . Inductors L_{B1} and L_{B2} are used to store and release the energy during the switching operation. If PV power exceeds the load demand, the energy from PV arrays can be used to charge the HV battery through this DC-DC converter which works in the buck mode. Whereas, it works in the boost mode for discharging power from the HV battery to the load if the PV power is relatively low. The switching signals are generated using PWM method.

In charging mode, switches S_1 and S_3 are controlled while switches S_2 and S_4 are turned off. The flow of currents in the charging mode operation is shown in Fig. 5 (a). Due to the battery voltage is closely to the DC bus voltage, the switching operation is carried out with duty ratio, D , set in the range of $0.5 < D \leq 1.0$ and working in the continuous conduction mode. The switching signals

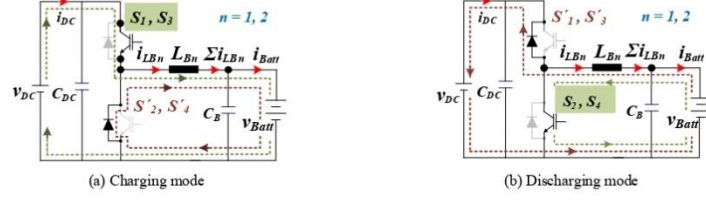


Fig. 5. Charging mode and discharging mode of interleaved bidirectional DC-DC converter.

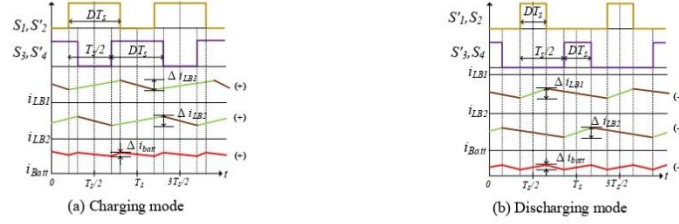


Fig. 6. The current waveforms of the interleaved bidirectional DC-DC converter.

for S_1 and S_3 are identical but shifted by 180° in a two-phase interleaved design. The battery current, i_{Batt} , which is the sum of the two inductor currents i_{LB1} and i_{LB2} is shown in Fig. 6 (a). It can be seen that the two-phase interleaved topology can lower the battery current ripple.

In discharging mode, on the other hand, the switching signals are sent to trigger switches S_2 and S_4 , whereas switches S_1 and S_3 are not activated. The duty ratio of switching signals is between $0 \leq D \leq 0.5$. The flow of currents in the discharging mode, as well as the current waveforms are presented in Fig. 5 (b) and Fig 6 (b), respectively. It is found that the flow of i_{Batt} is in the opposite direction when compared to the charging mode.

The control of interleaved bidirectional DC-DC converter for off-grid operation is shown in Fig. 7. The closed-loop control structure is divided into two systems: The DC voltage controller, which is the outer control loop, cascades with the inner control loop which is the average inductor current controller. The voltage loop regulator compares the reference voltage, v_{DCref} with the v_{DC} , the voltage error is eliminated by the PI controller

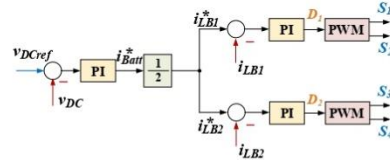


Fig. 7. The control block diagram of the interleaved bidirectional DC-DC converter for off-grid operation.

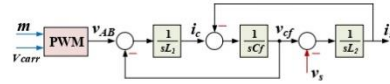


Fig. 8. The control block diagram of the single-phase VSI with the LCL filter.

and generated the reference battery current value, i_{Batt}^* , for the current control loop.

After i_{Batt}^* is sent to the current control loop, it is split in half into parallel circuits ($i_{Batt}^*/2$). These divided currents i_{LB1}^* and i_{LB2}^* are the reference inductor currents in parallel circuits, regulating i_{LB1} and i_{LB2} . PI controllers are used to eliminating the current errors. The output of the current control loop is the duty ratio of PWM signals sent to control switches S_1 and S_3 or switches S_2 and S_4 .

LCL filter

The LCL filter is employed in order reduce the switching ripple of output current, which is a disadvantage of using hybrid PWM. Compared to the L filter, the LCL filter requires lower reactive power and has better harmonic attenuation. From Fig. 2, the LCL filter consists of converter side inductor, L_1 , filter capacity, C_f and grid-side inductor, L_2 . The state equations at the LCL filter are given by

$$L_1 \frac{di_c(t)}{dt} = v_{AB}(t) - v_{cf}(t) \quad (1)$$

$$C_f \frac{dv_{cf}(t)}{dt} = i_c(t) - i_z(t) \quad (2)$$

$$L_2 \frac{di_z(t)}{dt} = v_{cf}(t) - v_z(t) \quad (3)$$

From (1) to (3), the control block diagram of the single-phase VSI with the LCL filter can be drawn as Fig. 8. Moreover, the current ripple attenuation, A , is derive by

$$\frac{i_z(s)}{v_{AB}(s)} = \frac{1}{s^2 L_1 L_2 C_f + s(L_1 + L_2)} \quad (4)$$

$$\frac{i_c(s)}{v_{AB}(s)} = \frac{s^2 L_2 C_f + 1}{s^2 L_1 L_2 C_f + s(L_1 + L_2)} \quad (5)$$

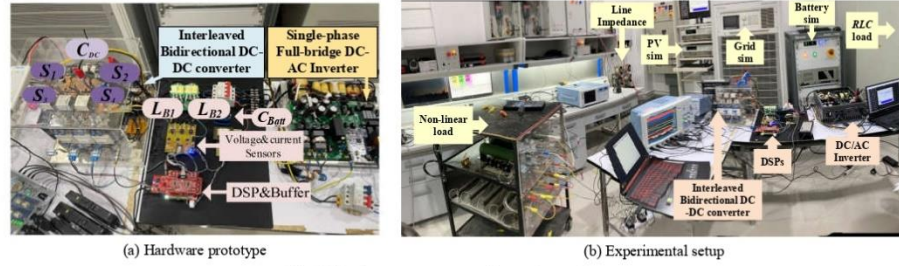


Fig. 9. Hardware prototype and experimental setup.

$$A = \frac{i_z(s)}{i_i(s)} = \frac{1}{s^2 L_c C_f + 1} \quad (6)$$

From (4) to (6), it is found that the LCL filter can provide the ripple attenuation of -60 dB/decade while the L filter has the attenuation of only -20 dB/decade [11]. To avoid the resonance problem, which can cause the system to become unstable, the LCL filter parameters are selected using the step-by-step design method described in [10], [11]. The L_1 is considered from the ripple factor of the switching frequency component to the rated current. The C_f is limited by the reactive power absorption. The L_2 is determined by considering the attenuation ratio.

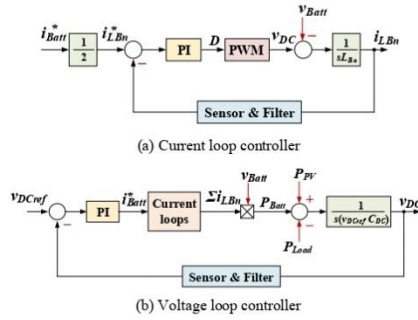


Fig. 10. Current and voltage loop controllers of interleave bidirectional DC-DC converter

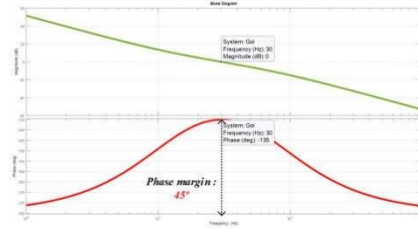


Fig. 11. Bode diagram of interleave bidirectional DC-DC converter control system

3. EXPERIMENTAL SETUP AND CASE STUDY

The hardware prototype of the off-grid single-phase hybrid inverter is implemented, as illustrated in Fig. 9. Table 1, summarizes the key data of the proposed hybrid inverter. Table 2, displays the designed parameters of a 5-kW full-bridge DC-AC inverter with an MPPT boost DC-DC converter and an LCL filter, as well as a 3-kW interleaved bidirectional DC-DC converter for use with a 300 V battery. Two real-time control units are developed on TMS320F28379D 32-bit microcontrollers which one for controlling DC-AC inverter and boost DC-DC converter, and the other for controlling the interleaved bidirectional DC-DC converter.

The PI controllers for voltage and current controllers of interleaved bidirectional DC-DC converter are considered by using an extended symmetrical optimization method, as proposed in [22],[23]. This method recommends that, to have an acceptable overshoot, the PI controller should have the phase margin in the range of $30^\circ - 65^\circ$ to assure the stability of the control system. From closed loop control diagrams in Fig. 10, the parameters of PI

Table 1. Off-grid Hybrid Inverter Technical Data

Parameters	Value
Nominal AC voltage	220 Vac
Nominal AC frequency	50 Hz
Max. AC current (rms)	23 A
Max. AC power	5 kW
Nominal DC link, v_{DC}	400 Vdc
PV input voltage, v_{PV}	130 – 600 Vdc
Battery voltage, v_{Batt}	300 Vdc
PWM technique	Hybrid
Switching frequency for	
- Full-range DC-AC inverter	20 kHz
- Boost DC-DC converter	20 kHz
- Bidirectional DC-DC converter	20 kHz

Table 2. Parameters of Hybrid Inverter's Power Stages

Parameters	Value
Boost inductor, L_{BT}	2 mH
Boost filter capacitor, C_{BT}	75 μ F
Inverter side inductor, L_1	0.8 mH
Grid side inductor, L_2	0.4 mH
DC bus capacitor, C_{DC}	1,200 μ F
Bidirectional inductor, L_{B1} and L_{B2}	1 mH
Bidirectional filter capacitor, C_{Batt}	195 μ F
IGBTs	650 V, 80 A
Diodes	600 V, 60 A

Table 3. Parameters of Close-loop Controllers

Parameters	Value
Proportional gain of current loop, K_i	0.2667
Integral time of current loop, T_i	0.65 ms
Proportional gain of voltage loop, K_v	0.7685
Integral time of voltage loop, T_v	5.1 ms
PWM delay time, T_d	40 μ s
Current loop equivalent delay time, T_{di}	0.85 ms
Sensor & filter delay time, T_f	0.2 ms

Table 4. List of Experimental Test

Time	Detail
0-20 s	PV = 0 kW, Load = 1 kW
20-35 s	PV ramps up to 3 kW, Load = 1 kW
35-65 s	PV = 3 kW, Load steps up to 2 kW
65-80 s	PV ramps down to 0 kW, Load = 2 kW
80-100 s	PV = 0 kW, Load = 2 kW

controllers are designed based on switching frequency of 20 kHz and the bandwidth is 30 Hz. Table 3, shows the parameters used in voltage and current control loops. Fig. 11 depicts the Bode diagram of the interleaved bidirectional DC-DC converter control system. It is discovered that the phase margin is 45° which can achieve the recommended value. Furthermore, the time domain responses are further demonstrated in Section 4.

The test system is similar to Fig. 1 which consist of single-phase hybrid PV-battery system connects with AC linear and non-linear loads via the line impedance of $0.24 + j0.15$ Ohm. In addition, the experimental setup consists of the PV simulator to represent the PV system, the Battery simulator to represent the 300 V lithium-ion battery, and the RLC load simulator to represent the linear load. The diode-bridge rectifier with resistance loads is chosen to represent the non-linear load.

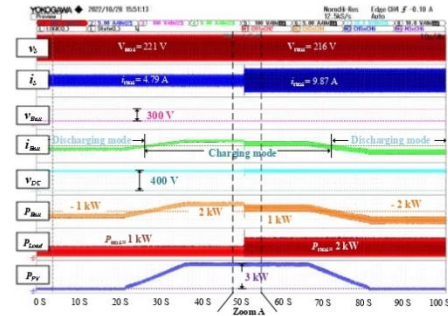
To investigate the control performances of proposed hybrid inverter during off-grid operation, the changes in PV generation and load consumption are applied. The variations of PV power are created by adjusting the values of I_{LBrgr} of boost DC-DC converter in Fig. 4. At initial, the PV is unavailable and the load demand is 1 kW at power factor of 0.95. After that, the PV ramps the power up to 3 kW and the load is stepped up to 2 kW with a power factor of 0.95. The detail of experimental examination is described in Table 4.

The growth of domestic non-linear loads, such as smart devices, inverter-based electric appliances, and LED lightings, can raise the level of harmonic distortions in the isolated electrical system. The proposed hybrid inverter should perform well even in environments with very high harmonic pollution. Therefore, this hybrid inverter is tested under two different load types, as follows:

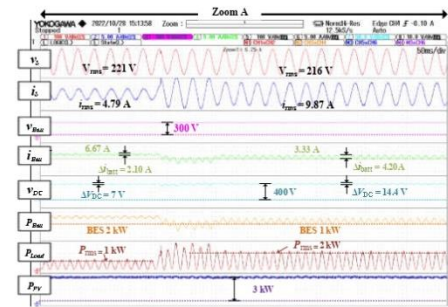
Case 1) Non-harmonic load.

Case 2) Harmonic load which is a mix of linear and non-linear loads.

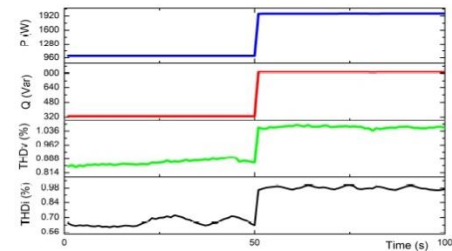
The goal of this experiment is to verify the off-grid hybrid inverter operation in a range of situations that can occur in an actual isolated system. The control of DC-link using interleaved bidirectional DC-DC converter should effectively provide the power balancing mechanism in the hybrid PV-battery system. It is expected to perform the fast charging and discharging abilities to deal with rapid changes in the isolated system. Moreover, the full-bridge DC-AC inverter can function properly even when a highly non-linear load is connected.



(a) The main results of the hybrid inverter



(b) The changes between 45 s and 55 s (Zoom A)



(c) P and Q (rms values) and harmonic distortions

Fig. 12. Experimental results in Case 1) Non-harmonic load

4. EXPERIMENTAL RESULTS

The waveform outputs are measured by high bandwidth oscilloscope with 8 channels (YOKOGAWA model DLM4000). The harmonic distortions, RMS values of active and reactive powers are recorded by the digital power meter (YOKOGAWA model WT333E) with the sampling time of 1 second.

Case 1) Non-harmonic load

Fig. 12 (a) shows the main test results which include: AC output voltage and current (v_s and i_s), battery current, voltage and power (v_{Batt} , i_{Batt} and P_{Batt}), DC bus voltage

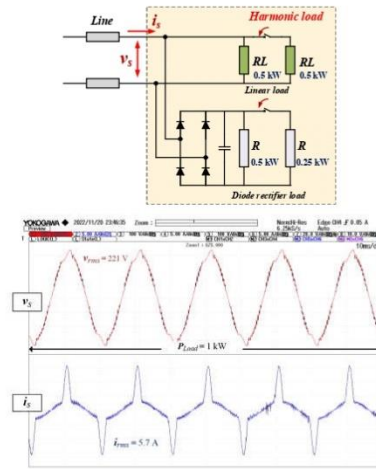


Fig. 13. Harmonic load and its waveforms

Table 5. Harmonic Distortions of Non-Linear Load

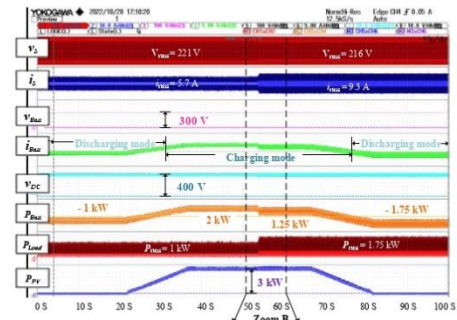
Order	%HD _v		%HD _i	
	1 kW	1.75 kW	1 kW	1.75 kW
3	1.30	1.29	41.04	41.04
5	2.32	2.32	31.47	31.49
7	2.33	2.33	20.03	20.06
9	1.16	1.16	9.54	9.56
11	0.60	0.60	3.14	3.15
13	0.14	0.14	0.56	0.56
15	0.19	0.18	0.63	0.63

(VDC), PV power (P_{PV}) and load demand (P_{Load}). The experimental results demonstrate that the proposed hybrid inverter can handle rapid variations in PV generation and load consumption while maintaining low switching and battery current ripples. The control performance in each section is explained below.

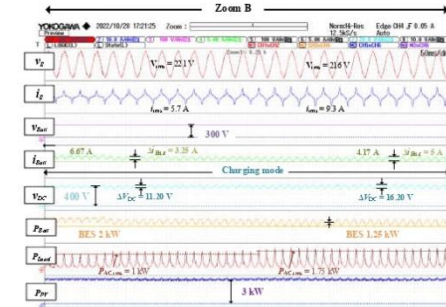
During the time interval 0-20s: There is no PV generation at first. As a result, the battery is the only energy source capable of supporting the AC load at 1 kW and 0.33 kVar (power factor of 0.95). To discharge power from the HV battery, the bidirectional DC/DC converter works in the boost mode.

During the time interval 20-35s: The PV power gradually increases from 0 – 3 kW while the AC load remains at 1 kW. When the PV power is higher than the load demand, the bidirectional DC-DC converter changes to the buck mode to absorb the excess power by charging power, around 2 kW, into the HV battery.

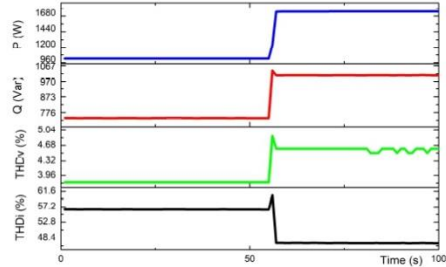
During the time interval 35-65s: The load demand is suddenly increased from 1 kW to 2 kW while the PV power remains at 3 kW. Additionally, the reactive power is also changed to 0.82 kVar to maintain the power factor of 0.95 (see Fig. 12 (c)). The bidirectional DC-DC converter still operates in the buck mode but the charging power is rapidly reduced from 2 kW to 1 kW. As shown in Fig. 12 (b), it is found that the battery current is changed from 6.67 A to 3.33 A within 3 ms while the voltage at the DC link momentarily drops before returning to the reference value of 400 V.



(a) The main results of the hybrid inverter



(b) The changes between 48 s and 60 s (Zoom B)



(c) P and Q (rms values) and harmonic distortions

Fig. 14. Experimental results in Case 2) Harmonic load

During the time interval 65-80s: The PV power steadily decreases from 3 kW to 0 kW, while the load demand remains constant at 2 kW. When the PV power falls below 2 kW, the bidirectional DC-DC converter changes to the boost mode to discharge extra power in conjunction with the PV power to supply the AC load.

During the time interval 80-100s: The load demand is 2 kW while the PV power is 0 kW. The HV battery is the only device to support the load demand. Hence, the bidirectional DC/DC converter is still in the boost mode to deliver the power at about 2 kW to the AC load.

It is found that using hybrid PWM with the LCL filter allows the DC-AC inverter to generate AC output signals with very low switching ripples throughout the test. The

AC output current and voltage waveforms, as illustrated in Fig. 12 (b), are nearly pure sinusoidal. Fig. 12 (c) shows that the total harmonic distortion of output current, THDi, is less than 1 %, and the total harmonic distortion of output voltage, THDv, is less than 1.2 %.

At the DC side, because of the interleaved topology, the DC link voltage ripple (peak to peak, Δv_{DC}) ranges from 7 V to 14 V, and the battery current ripple (peak to peak, Δi_{Bat}) ranges from 2.1 A to 4.2 A.

Case 2) Harmonic load

At initial, the 1 kW harmonic load is made up of a 0.5 kW *RL* load and a bridge diode rectifier with 0.5 kW resistive load. The voltage and current waveform of this 1 kW harmonic load is shown in Fig. 13. The harmonic distortions of output voltage and current are demonstrated in Table. 5 which mostly are 3rd, 5th and 7th harmonic orders. The THDi and THDv are 56.8 % and 3.8 %, respectively. The load stepping up is achieved by increasing linear load to 1 kW and non-linear load to 0.75 kW. Besides, the reactive power is increased from 0.74 kVar to 1 kVar, which causes the power factor to increase from 0.81 to 0.87.

Similar to the case 1, Fig. 14 (a) illustrates that the proposed hybrid inverter can perform the power balancing among fast variations of PV power and load demand, even though the level of harmonic distortion in the isolated system is dramatically increased. Furthermore, the ripples of DC voltage and battery current are significantly higher than in the non-harmonic load case, as can be seen in Fig. 14 (b). It is found that the Δv_{DC} ranges from 11.2 V to 16.2 V, and the battery current ripple (peak to peak, Δi_{Bat}) ranges from 3.25 A to 5 A.

As shown in Fig. 14 (c), the addition of the non-linear load causes an obvious increase in THDi and THDv of AC output voltage and current over the duration of the test, which THDi is in between 46 % and 57 % and THDv is in the range of 3.8 % to 4.6 %. Then, the concern of power loss causing by the raise of ripples and harmonic distortions becomes more serious, and a larger size of filter capacitor and passive filter may be considered.

5. CONCLUSION

The experimental testing verifies that the proposed off-grid single-phase hybrid PV – HV battery inverter with a two-stage interleaved bidirectional DC-DC converter can deal with rapid changes in PV output and load demand in an isolated system, both low and high harmonic distortion conditions. The interleaved bidirectional DC-DC converter can handle the power balancing mechanism by controlling the HV battery charging/discharging current with a fast response. The two-phase interleaved topology also provides a low battery current ripple, improving power conversion efficiency. However, increasing the harmonic load intends to exacerbate the ripples of DC bus voltage and battery current, which can reduce the battery's service life. Moreover, the DC-AC inverter with *LCL* filter and Hybrid PWM control technique facilitates output ripples and leakage current, making the AC output waveform close to the pure sinusoidal.

ACKNOWLEDGMENT

This work is in "Interleaved Bi-directional Converter for Hybrid inverter with PV and battery system" project

(number R2566E006) supported by Centre of Excellence on Energy Technology and Environment (CeTe) and Faculty of Engineering, Naresuan University, Thailand.

REFERENCES

- [1] Rana, M. M.; Uddin, M.; Sarkar, M.R.; Shafiqullah, G.M.; Mo, H. and Atef, M. 2022. A review on hybrid photovoltaic – Battery energy storage system: Current status, challenges, and future directions. In *Journal of Energy Storage*, Volume 51, 2022, doi: 10.1016/j.est.2022.104597.
- [2] Market Resource Future (2022). Hybrid Battery Energy Storage System Market Projected to Hit USD 22.3 Billion at a 7.20% CAGR by 2030. *GlobeNewswire*. Retrieved November 20, 2022 from the World Wide Web: <https://www.globenewswire.com/news-release/2022/09/27/2523228/0/en/Hybrid-Battery-Energy-Storage-System-Market-Projected-to-Hit-USD-22.3-Billion-at-a-7.20-CAGR-by-2030-Report-by-Market-Research-Future-MRFR.html>
- [3] Subramaniam, U.; Vavilapalli, S.; Padmanaban, S.; Blaabjerg, F.; Holm-Nielsen, J.B. and Almakhlis, D. A. 2020. Hybrid PV-Battery System for ON-Grid and OFF-Grid Applications—Controller-In-Loop Simulation Validation. In *Energies* 2020, 13, 755. <https://doi.org/10.3390/en13030755>
- [4] Junluathon, N., & Marungsri, B. (2019). Planning for battery energy storage systems control to enhance stability of the microgrid using power forecasting. *GMSARN International Journal*, 13, 45-51.
- [5] Svarc, J. (2020). Solar Battery System Types – AC vs. DC Coupled. *Clean Energy Reviews*. Retrieved November 20, 2022 from the World Wide Web: <https://www.cleanenergyreviews.info/blog/ac-coupling-vs-dc-coupling-solar-battery-storage>
- [6] Mexis, I. and Todeschini, G. 2020. Battery Energy Storage Systems in the United Kingdom: A Review of Current State-of-the-Art and Future Applications. In *Energies*. 2020; 13(14):3616, doi: 10.3390/en13143616.
- [7] Zhang, J.; Lai, J. -S.; Kim, R. -Y. and Yu, W. 2007. High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional dc-dc Converter. In *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1145-1153, July 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.900462.
- [8] Nambodiri, A. and Wani, H.S. 2014. Unipolar and Bipolar PWM Inverter. In *IJRST –International Journal for Innovative Research in Science & Technology*, Issue 7, 2014.
- [9] Kot, R.; Stynski, S.; Stepien, K.; Zaleski, J. and Malinowski, M. 2016. Simple Technique Reducing Leakage Current for H-Bridge Converter in Transformerless Photovoltaic Generation. In *Journal of Power Electronics*, vol. 16, p. 10, 01/20 2016, doi: 10.6113/JPE.2016.16.1.153.
- [10] Jo, J.; Liu, Z. and Cha, H. 2019. A New Design Method of LCL Filter for Single Phase Grid Connected Power Converter. In *2019 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE)*, 2019, pp. 189-193, doi: 10.1109/ISEE2.2019.8921036.
- [11] Ali, A.; Shammughan, P. and Somkun, S. 2017. Single-phase grid-connected voltage source converter for LCL filter with grid-current feedback. In *2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/IEECON.2017.8075720.
- [12] Al-Obaidi, N. A.; Abbas, R. A. and Khazaal, H.F. 2022. A Review of Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converters for Hybrid Energy Storage System In *2022 5th International Conference on Engineering Technology and its Applications (ICETA)*, 2022, pp. 248-253, doi:

- 10.1109/IICETA54559.2022.9888704.
- [13] Vo Thanh, V., Vinh, N., & Van Dai, L. (2022). Partly-Isolated DC-DC Converter for DC Bus Battery- PV Solar Energy System. *GMSARN International Journal*, 16, 263-272.
- [14] Yang, Y.; Ma, J.; Ho, C. N. -M. and Zou, Y. 2015. A New Coupled-Inductor Structure for Interleaving Bidirectional DC-DC Converters. In *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 841-849, Sept. 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2443178.
- [15] Yu, W.; Qian, H. and Lai, J. -S. 2008. Design of high-efficiency bidirectional DC-DC converter and high-precision efficiency measurement. In *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, pp. 685-690, doi: 10.1109/IECON.2008.4758036.
- [16] Omara, A. M. and Sleptsov, M. 2016. Bidirectional interleaved DC/DC converter for electric vehicle application. In *2016 11th International Forum on Strategic Technology (IFOST)*, 2016, pp. 100-104, doi: 10.1109/IFOST.2016.7884201.
- [17] Babaa, S. E.; El Murr, G.; Mohamed, F. and Pamuni, S. 2018. Overview of Boost Converters for Photovoltaic Systems. In *Journal of Power and Energy Engineering*, Vol.6 No.4, 2018, doi: 0.4236/jpee.2018.64002.
- [18] Boonraksa, P., Boonraksa, T., and Marungsri, B. (2022). Enhancement of the Maximum Power Point Tracking for the Solar Power Generation using ZETA Converter Circuit. *GMSARN International Journal*, 13, 273-278.
- [19] Tofoli, F. L.; de Castro Pereira, D. and de Paula, W. J. 2015. Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems. In *International Journal of Photoenergy*, vol. 2015, p. 812582, 2015/02/04, doi: 10.1155/2015/812582.
- [20] Zhu, Y.; Wen, H.; Chu, G.; Hu, Y.; Li, X. and Ma, J. 2021. High-Performance Photovoltaic Constant Power Generation Control With Rapid Maximum Power Point Estimation. In *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, pp. 714-729, Jan.-Feb. 2021, doi: 10.1109/TIA.2020.3029128.
- [21] SMA Solar Technology AG. Leading Leakage Current. (Leakage current-TI-en-26). Technical Information on the design of SMA's transformerless inverters.
- [22] Somkun, S.; Sirisamphanwong, C. and Stukchai, S. 2015. A DSP-based interleaved boost DC-DC converter for fuel cell applications. In *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, pp. 6391-6404, 04/01 2015, doi: 10.1016/j.ijhydene.2015.03.069.
- [23] Preitl, S. and Precup, R.-E. 1999. An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers. In *Automatica*, vol. 35, no. 10, pp. 1731-1736, doi: 10.1016/S0005-1098(99)00091-6.

ภาคผนวก ข

ผลงานการตีพิมพ์ในประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 45

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 45
The 45th Electrical Engineering Conference (EECON-45)
วันที่ 16-18 พฤศจิกายน 2565 ณ ศูนย์การประชุมอิมพีเรียล จัตุจักร กรุงเทพมหานคร



การประยุกต์ใช้ Hardware in the Loop (HiL) สำหรับพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรง
แบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟ สำหรับแบตเตอรี่แรงดันสูงที่ใช้ในยานยนต์ไฟฟ้า
Implementation of Interleaved Bi-directional Converter for High Voltage Batteries in
Electric Vehicles based on Hardware-in-the-Loop (HiL)

ชญากานต์ แซ่เจียว¹ ปิยฉวี ภาชนะพรวัฒน์¹ สักดา สมกุล² ศุภลักษณ์ ศรีตา¹ และ ธนกร แก้วขุ่ม²

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์ chayakarns64@nu.ac.th, piyadarnip@nu.ac.th

²วิทยาลัยพลังงานและสารพัดเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยนครสวรรค์ sakdaso@nu.ac.th, suparak.sitad@gmail.com, tanakomka65@nu.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการพัฒนาของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟสำหรับแบตเตอรี่แรงดันสูงที่ใช้ในยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งเทคนิคดังกล่าวสามารถช่วยลดค่ากระแสเพื่อลดการสูญเสียและปรับปรุงการระบายความร้อนของตัวอุปกรณ์ให้ดีขึ้น วงจรต้นแบบจะถูกจำลองและทดสอบบน Hardware-in-the-Loop simulator (HiL simulator) โมเดล OPAL-RT OP4510 ที่มีการใช้งานร่วมกับโปรแกรม MATLAB/Simulink และควบคุมการทำงานของแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์ใน HiL ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ 32 บิต TMS320F28379d เพื่อศึกษาผลตอบสนองการทำงาน และวิเคราะห์คุณลักษณะและแสดงของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงที่ทำงานในโหมดการชาร์จและดิสชาร์จแบตเตอรี่

คำสำคัญ: คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทาง, อินเทอร์ลีฟ, แบตเตอรี่แรงดันสูง, ยานยนต์ไฟฟ้า, Hardware in the Loop

This paper presents the development of an interleaved bi-directional converter for high voltage batteries in electric vehicles. The interleaved control scheme is a cost effective technique that reduces the ripple current while also minimized stress and heat generated during the switching operation. In this study, the control responses and characteristics of converter currents in charge and discharge modes are investigated using Hardware-in-the-Loop simulator (HiL simulator) model OPAL-RT OP4510. The bi-directional converter is designed in MATLAB/Simulink and then import into HiL simulation. Furthermore, the HiL-modeled converter is controlled by using a 32 bit TMS320F28379d microcontroller.

Keywords: Bi-directional converter, interleaved, high voltage battery, electric vehicles, Hardware-in-the-Loop

1. ที่มาและความสำคัญ

ยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบันได้รับความนิยมและพัฒนาลากหลายรูปแบบ ไม่ว่าจะเป็นการขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์ไฟฟ้าเพียงอย่างเดียวที่

ได้รับพลังงานจากแหล่งพลังงานที่อื่น หรือเป็นการผสมผสานการทำงานร่วมกับเครื่องยนต์ ซึ่งจากแผนพลังงานแห่งชาติที่สนับสนุนให้ประเทศไทยใช้พลังงานสะอาดในรูปแบบต่างๆ เพื่อลดการใช้เชื้อเพลิงฟอสซิลและลดการปล่อยก๊าซเรือนกระจกได้ออกไซด์ อีกทั้งเทคโนโลยีแบตเตอรี่ในปัจจุบันมีราคาลดลงอย่างรวดเร็ว ทำให้อานยนต์ไฟฟ้าพลังงานแบตเตอรี่ (Battery Electrical Vehicle หรือ BEV) ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก

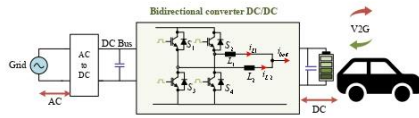
สำหรับเทคโนโลยีแบตเตอรี่ของยานยนต์ไฟฟ้า โดยส่วนใหญ่ยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบันจะใช้เทคโนโลยีแบตเตอรี่แรงดันสูง เนื่องจากระดับแรงดันของแบตเตอรี่จะมีผลต่อการชาร์จและดิสชาร์จ โดยเมื่อเปรียบเทียบระหว่างแบตเตอรี่แรงดันสูงกับแรงดันต่ำ พบว่า ถึงแม้ว่าแบตเตอรี่แรงดันต่ำจะมีราคาที่ไม่สูงมากนักเมื่อเปรียบเทียบกับแบตเตอรี่แรงดันสูง แต่แบตเตอรี่แรงดันสูงจะสามารถรองรับการชาร์จและหรือดิสชาร์จไฟได้เร็วกว่า อีกทั้งยังสามารถลดการสูญเสียของกระบวนการแปลงแรงดัน ขนาดของสายไฟ น้ำหนัก และต้นทุนอุปกรณ์ต่างๆ ภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรง

นอกจากนี้ พลังงานไฟฟ้าที่สะสมในแบตเตอรี่ของยานยนต์ไฟฟ้ายังสามารถนำมาเชื่อมต่อกับระบบโครงข่ายไฟฟ้าในรูปแบบ Vehicle to Grid หรือ V2G เพื่อเป็นแหล่งพลังงานสำรองที่ช่วยเสริมแหล่งพลังงานหมุนเวียนต่างๆ ที่มีกำลังการผลิตไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอ และสามารถใช้ปรับปรุงคุณภาพของระบบไฟฟ้าด้วยการจ่ายรีแอกทีฟสำหรับควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าในสายส่งได้อีกด้วย [1] ส่งผลให้วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสำหรับเชื่อมต่อกับแบตเตอรี่ในยานยนต์ไฟฟ้า ควรมีความสามารถในการส่งกำลังไฟฟ้าได้ทั้งสองทิศทาง

ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จะเน้นการพัฒนาของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟสำหรับแบตเตอรี่แรงดันสูงที่ใช้ในยานยนต์ไฟฟ้า ด้วยการนำ Hardware-in-the-Loop (HiL) โดยทำการจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเทอร์ลีฟ ลงในเครื่อง HiL simulator และควบคุมการชาร์จและดิสชาร์จแบตเตอรี่ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งการออกแบบและจำลองการทำงานด้วย HiL เป็นการทดสอบระบบก่อนที่จะนำไปพัฒนาอุปกรณ์คอนเวอร์เตอร์จริง ส่งผลให้เกิดข้อดีในเรื่องระยะเวลา และต้นทุนในการพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์สำหรับยานยนต์ไฟฟ้าได้



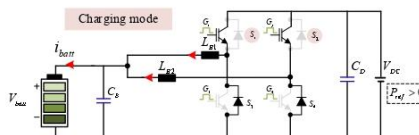
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 45
 The 45th Electrical Engineering Conference (EECON-45)
 วันที่ 16-18 พฤศจิกายน 2565 ณ ศูนย์นิทรรศการและการประชุมไบเทค บางนา กรุงเทพมหานคร



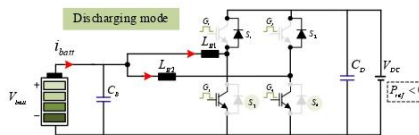
รูปที่ 1 โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สที่เชื่อมต่อกับยานยนต์ไฟฟ้า

2. โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงและเทคนิคอินเวอร์ส

เพื่อให้ยานยนต์ไฟฟ้าแบบ BEV สามารถทำงานในรูปแบบ V2G ได้ คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงจำเป็นต้องสามารถรองรับการไหลของพลังงานได้ทั้งสองทาง (Bidirectional Energy) สำหรับชาร์จแบตเตอรี่และจ่ายกำลังไฟฟ้าจากแบตเตอรี่เข้าสู่ระบบไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 1 ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เพิ่มเทคนิคอินเวอร์สสำหรับควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยเป็นวิธีการขนานวงจรเพิ่มเข้าไปจำนวน 2 เฟส โดยมุมในการสวิตช์แต่ละเฟสจะทำงานห่างกัน 180 องศา ซึ่งการใช้เทคนิคนี้สามารถพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้มีประสิทธิภาพ ลดค่ากระแสเพื่อรวมทั้งลดความเครียดและต้นทุนของอุปกรณ์ต่างๆ ได้ [2]



รูปที่ 2 วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สขณะทำงานในโหมดชาร์จ



รูปที่ 3 วงจรคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สขณะทำงานในโหมดดีสชาร์จ

หลักการการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์ส แบ่งออกเป็น 2 โหมด โดยเมื่อต้องการดึงพลังงานจากระบบไฟฟ้ามาชาร์จแบตเตอรี่ คอนเวอร์เตอร์จะทำงานใน Buck mode ซึ่งจะทำการควบคุมและป้องกันสัญญาณให้กับสวิตช์ S_1 และ S_2 เพื่อเพิ่มระดับแรงดันที่บัสดีซี (DC bus) ดังรูปที่ 2 ในทางตรงกันข้าม เมื่อต้องการดีสชาร์จพลังงานจากแบตเตอรี่กลับไปที่ระบบไฟฟ้า คอนเวอร์เตอร์จะทำการควบคุมและป้องกันสัญญาณให้กับสวิตช์ S_3 และ S_4 ซึ่งคอนเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนมาทำงานใน Boost mode ดังรูปที่ 3 โดยที่การทำงานของสวิตช์ในแต่ละเฟสจะทำงานกลับสถานะกัน (Complementary)

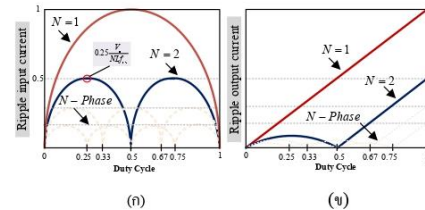
เมื่อเปรียบเทียบการเพิ่มจำนวนเฟส ในรูปที่ 4 (ก) พบว่าการใช้เทคนิคอินเวอร์สที่ ทำให้ค่ากระแสกระแสที่เชื่อมของคอนเวอร์เตอร์ได้รับการปรับปรุงดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด ดังนั้น เมื่อมีการกำหนดแรงดันเอาต์พุต (V_o) ให้มีค่าคงที่ที่สามารถเป็นได้ทั้งแรงดันแบตเตอรี่หรือแรงดันที่คิซีบัส ค่ากระแสกระแสที่เชื่อมจะขึ้นอยู่กับรอบการทำงานของสวิตช์ (D) อธิบายตามสมการที่ (1)

$$\Delta i_L = f(D, V_o) \tag{1}$$

อีกทั้งยังส่งผลให้ลดต้นทุนของอุปกรณ์ต่างๆ เช่น ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็กลง เนื่องจากกระแสอินพุตและพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (W_{md}) ถูกลดลงตามจำนวนเฟสที่ขนานเข้าไป ดังสมการที่ (2)

$$W_{md} = \frac{L}{2} \left(\frac{i_{m, rms}}{2} \right)^2 + \frac{L}{2} \left(\frac{i_{m, rms}}{2} \right)^2 = \frac{L}{4} (i_{m, rms})^2 \tag{2}$$

ข้อดีอีกหนึ่งประการ เมื่อรอบการทำงานของสวิตช์ถูกปรับปรุงลดลงครึ่งหนึ่งตามรูปแบบเทคนิคอินเวอร์ส ทำให้ค่ากระแสที่เชื่อมของแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงด้วยเช่นกัน ดังรูปที่ 4 (ข) ซึ่งจะช่วยลดการสูญเสียพลังงานในตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Resistance) ลดความเครียดทางไฟฟ้าและความร้อนบนตัวเก็บประจุได้ ข้อดีเหล่านี้สามารถถือเอาการใช้งานของอุปกรณ์ได้อย่างมาก อีกทั้งยังปรับปรุงความน่าเชื่อถือของระบบอีกด้วย



รูปที่ 4 กระแสอินพุตกระแสที่เชื่อมและแรงดันเอาต์พุตกระแสที่เชื่อม เมื่อมีการใช้เทคนิคอินเวอร์ส

3. Hardware in the Loop

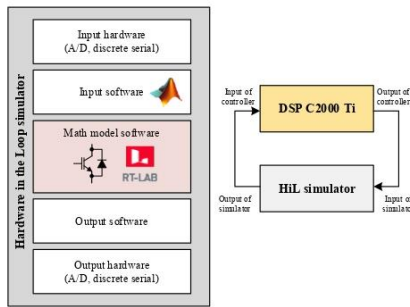
Hardware-in-the-Loop (HiL) เป็นการจำลองในส่วนของฮาร์ดแวร์จริงในคอมพิวเตอร์ และรับสัญญาณควบคุมจริงจากคอนโทรลเลอร์ เพื่อทดสอบการทำงานของอุปกรณ์และระบบควบคุมให้ใกล้เคียงกับระบบจริงมากที่สุด ซึ่งการจำลองใน HiL ก่อนพัฒนาอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์จริงนี้ส่งผลให้เกิดคุณภาพในการทดสอบมากขึ้น ในเรื่องของลดต้นทุนระยะเวลา ความปลอดภัย และความเป็นไปได้ในการพัฒนา [3]

HiL simulator เป็นระบบทดสอบที่ประกอบด้วยชุดซอฟต์แวร์และอุปกรณ์ที่เชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ที่ติดตั้งโปรแกรมการจำลองรูปแบบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ รูปแบบวงจรจะถูกอัพโหลดไปยังอุปกรณ์ที่จำลองการทำงานแบบเวลาจริง (Real-time) โดยที่การสื่อสาร

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 45
 The 45th Electrical Engineering Conference (EECON-45)
 วันที่ 16-18 พฤศจิกายน 2565 ณ ศูนย์นิทรรศการและการประชุมไบเทค บางนา กรุงเทพมหานคร



ระหว่างโมดูล เช่น HiL simulator กับ DSP controller จะสื่อสารผ่าน FPGA ที่มีสัญญาณอนาล็อกและดิจิทัลเพื่อวัดและส่งค่าผ่านโมดูล I/O [4] แสดงดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 ระบบทดสอบ Hardware in the Loop (HiL)

4. ระบบทดสอบคอนเวอร์เตอร์โดยใช้ Hardware in the Loop

ในงานวิจัย การออกแบบรูปแบบจำลองคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟ ถูกจำลองใน HiL simulator โมเดล OPAL-RT OP4510 พร้อมกับรูปแบบระบบควบคุมการทำงานชาร์จและดิสชาร์จ ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F2837D 32 บิต และวัดสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้วยดิจิทัลออสซิลโลสโคป ISO-TECH IDS-1047

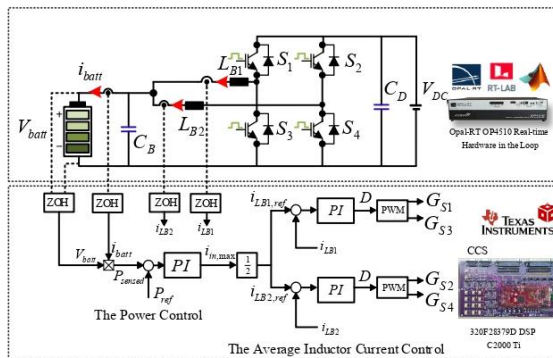
ออกแบบคอนเวอร์เตอร์ให้รองรับกระแสได้ไม่เกิน 20 A หรือ 8 kW ในรูปที่ 6 ระบบควบคุมจะแบ่งออกเป็น 2 ระบบ ได้แก่ ระบบ

ควบคุมกระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ (ลูปด้านใน) และระบบควบคุมกำลังไฟฟ้า (ลูปด้านนอก) ซึ่งในงานวิจัยจะนำเสนอเฉพาะส่วนระบบควบคุมกระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์ ได้แก่ $V_D = 600$ volt, $V_{batt} = 400$ volt, $L_{B1}, L_{B2} = 2$ mH, $C_B = 195 \mu F$, $C_D = 1650 \mu F$, $f_{sw} = 20$ kHz สำหรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าในลูปด้านใน สามารถหาโดยใช้วิธีการของ Extended Symmetrical Optimim ซึ่งได้ค่า $k_{pi} = 0.0612$, $k_{fi} = 0.0051$

5. ผลการทดสอบ

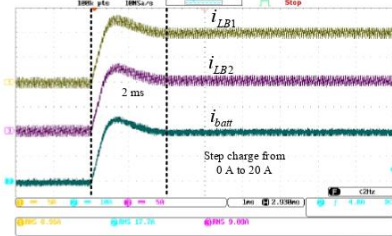
ทำการทดสอบผลตอบสนองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ด้วยการปรับค่า $i_{c,max}$ แบบขั้นบันได ผลที่ได้จากการจำลองบน HiL simulator ในรูปที่ 7 และ 8 พบว่ากระแสที่ไหลผ่านคอนเวอร์เตอร์ทั้ง $i_{L,B1}$ และ $i_{L,B2}$ สามารถเปลี่ยนแปลงเข้าสู่ค่ากระแสอ้างอิงได้อย่างรวดเร็วภายในเวลา 2 ms โดยไม่มีการแกว่งเกิดขึ้น โดยในโหมดการชาร์จแบบต่อเนื่องจะกำหนดให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและกระแสเอาต์พุตมีค่าเป็นบวก โดยเพิ่มขนาดกระแสอ้างอิงจาก 0 เป็น 20 A ในทางกลับกัน จะกำหนดให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและกระแสเอาต์พุตมีค่าเป็นลบ สำหรับการงานในโหมดดิสชาร์จ โดยปรับเปลี่ยนกระแสอ้างอิงจาก 20 A เป็น -20 A

ในส่วนการกระเพื่อมของกระแสจากการทำงานทั้งสองโหมด ดังแสดงในรูปที่ 9 และ 10 พบว่า การใช้เทคนิคการควบคุมแบบอินเวอร์สลิฟด้วยการเพิ่มจำนวนสวิตช์สองตัวขนานเข้าไปในวงจร เมื่อค่าตัวดีไซเคิลใกล้เคียง 50 % ($D=0.5$) กระแสกระเพื่อมในแต่ละเฟส $\Delta i_{L,B1}$ และ $\Delta i_{L,B2}$ คิดเป็น 32 % และเมื่อกระแสทั้งสองเฟสรวมกัน ทำให้ค่ากระแสกระเพื่อม $\Delta i_{L,B}$ ลดลง มีค่าเท่ากับ 4% ซึ่งเป็นไปตามเทคนิคการควบคุมแบบอินเวอร์สลิฟ [2]

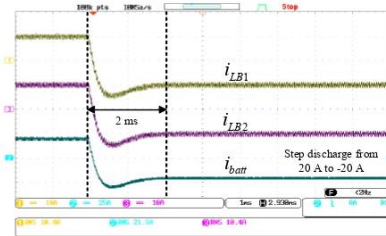


รูปที่ 6 ระบบทดสอบคอนเวอร์เตอร์กระแสตรงสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สลิฟ โดยใช้ HiL

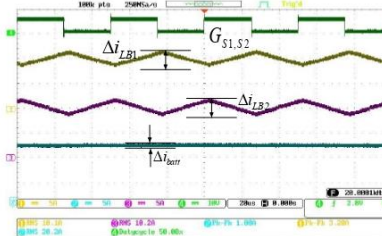
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 45
 The 45th Electrical Engineering Conference (EECON-45)
 วันที่ 16-18 พฤศจิกายน 2565 ณ ศูนย์ราชการวิสุทธิวา อาเภอเมือง จังหวัดนครนายก



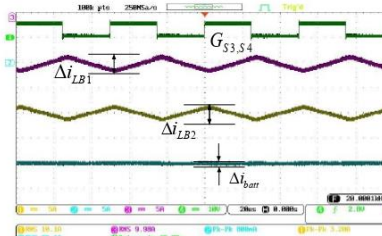
รูปที่ 7 ผลตอบสนองการเปลี่ยนโหม้การทํางานของคอนเวอร์เตอร์ เปลี่ยนชั้นคอนการทํางานให้เป็นโหม้การชาร์จแบตเตอรี่



รูปที่ 8 ผลตอบสนองการเปลี่ยนโหม้การทํางานของคอนเวอร์เตอร์ เปลี่ยนชั้นคอนการทํางานให้เป็นโหม้การดิสชาร์จแบตเตอรี่



รูปที่ 9 ผลการจำลองฮาร์ดแวร์และการวิเคราะห์กระแสของคอนเวอร์เตอร์ ขณะทํางานในโหม้การชาร์จแบตเตอรี่



รูปที่ 10 ผลการจำลองฮาร์ดแวร์และการวิเคราะห์กระแสของคอนเวอร์เตอร์ ขณะทํางานในโหม้การดิสชาร์จแบตเตอรี่

6. สรุป

จากผลการทดสอบบน HiL พบว่า ระบบควบคุมที่ออกแบบมา สามารถควบคุมกระแสที่ไหลผ่านคอนเวอร์เตอร์ให้ทำงานได้ทั้งสองทิศทาง ผลตอบสนองที่ได้มีค่าพุงเกินของกระแสไม่มากเกินไปและเข้าคู่ค่ากระแสอย่างดีด้วยควมไวที่เหมาะสม จึงมีความเป็นไปได้สูงที่จะสามารถนำระบบควบคุมที่ได้ออกแบบนี้ ไปใช้กับชุดคอนเวอร์เตอร์จริงที่จะถูกพัฒนาในห้องปฏิบัติการได้ต่อไป

7. กิตติกรรมประกาศ

บทความนี้เป็นส่วนหนึ่งในงานวิจัย “คอนเวอร์เตอร์กระแสตรงแบบสองทิศทางด้วยเทคนิคอินเวอร์สสำหรับ โอบริคอินเวอร์เตอร์พลังงานแสงอาทิตย์และแบตเตอรี่” สนับสนุนโดยคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธรรมศรร

เอกสารอ้างอิง

[1] P. T. Krein, R. S. Balog, and M. Mirjafari, "Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4690-4698, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2186640.

[2] R. Mandrioli, M. Ricco, M. Hammami, A. Viatkin, and G. Grandi, "A Ripple-Free Output Current Interleaved DC/DC Converter Design Algorithm for EV Charging," in *2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 10-12 March 2021 2021, vol. 1, pp. 292-297, doi: 10.1109/ICIT46573.2021.9453554.

[3] S. Chakraborty *et al.*, "Scalable Modeling Approach and Robust Hardware-in-the-Loop Testing of an Optimized Interleaved Bidirectional HV DC/DC Converter for Electric Vehicle Drivetrains," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 115515-115536, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3004238.

[4] A. Perić, H. Pauković, M. Miletić, and V. Šunde, "Development of voltage source converter using HiL simulation system," in *2019 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, 20-24 May 2019 2019, pp. 168-173, doi: 10.23919/MIPRO.2019.8757020.

ภาคผนวก ค

ผลงานการตีพิมพ์ในประชุมวิชาการ IEEE the 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2022)

Interleaved Bidirectional Buck-Boost DC/DC Converter for High Voltage Battery Application

Chayakarn Saeseiw
Department of Electrical and Computer
Engineering
Naresuan University
Phitsanulok, Thailand
chayakarns64@nu.ac.th

Piyadanai Pachanapan*
Department of Electrical and Computer
Engineering
Naresuan University
Phitsanulok, Thailand
piyadanip@nu.ac.th

Sakda Somkun
School of Renewable and Energy and
Smart Grid Technology
Naresuan University
Phitsanulok, Thailand
sakdaso@nu.ac.th

Suparak Srita
Department of Electrical Engineering
Rajamangala University of
Technology Lanna
Chiangmai, Thailand
suparak@mutl.ac.th

Tanakorn kaewchum
School of Renewable and Energy and
Smart Grid Technology
Naresuan University
Phitsanulok, Thailand
tanakornka65@nu.ac.th

Abstract— This paper presents an interleaved bidirectional buck-boost DC/DC converter (IBBBC) developed for charging and discharging high voltage battery energy storage system. The IBBBC is part of a hybrid photovoltaic-battery system and connects to the DC bus of a single-phase hybrid inverter. The adoption of an interleaved topology helps reduce current and voltage ripple, which can enhance converter's performance and efficiency. This benefit reduces costs, as well as the size and weight of the converter. MATLAB/Simulink and Hardware-in-the-Loop (HiL) simulations were used to simulate the control performances of IBBBC in both on-grid and off-grid scenarios. In addition, the prototype of single-phase hybrid inverter with IBBBC was implemented in the laboratory. The experimental results revealed that the control responses of charge and discharge processes, during on-grid and off-grid operations, are similar to the simulation results.

Keywords—Interleaved bidirectional buck-boost, The DC/DC converter, Hardware in the Loop (HiL)

I. INTRODUCTION

The growth of small-scale hybrid photovoltaic (PV)-battery systems nowadays can improve energy management capabilities and system reliability for residential loads. Low voltage (LV) battery systems, such as lead acid type, were widely used in the past due to their low cost. However, weight and size of them are the primary concerns [1]. High voltage (HV) batteries, such as lithium type, are now being considered for use in energy storage systems and in automobiles [2], which it can reduce cable size, temperature, and losses over long transmission distances.

A battery energy storage system (BESS) in the hybrid PV-battery system can either inject or absorb power via a buck-boost DC/DC converter for both on-grid and off-grid operations. According to [1], there are several topologies proposed for use in bidirectional buck-boost DC/DC converter applications. It was discovered that the interleaved topology is the most useful solutions, offering features such as high efficiency, improved thermal performance, current ripple cancellation, electromagnetic interference and a higher conversion ratio than traditional converters [3].

In this paper, an interleaved bidirectional buck-boost DC/DC converter (IBBBC) for the HV battery is implemented, as can be seen in Fig. 1. The IBBBC performs as a charge and discharge controller, dependent on grid

conditions [4]. It is linked to DC voltage sources, one of which is the hybrid inverter's DC bus and the other is the battery. The voltage levels between these two DC voltage sources influence the amount of DC power and the flow direction.

The development of the IBBBC prototype is divided into three parts: 1) The simulation and preliminary testing on MATLAB/Simulink, 2) The modeling and testing the power stage on Hardware-in-the-Loop (HiL) simulator to evaluate the controller performance, and 3) The implementation of the IBBBC prototype and experimental testing with grid-tied hybrid inverter and PV system to examine the charge and discharge operation in both on-grid and off-grid conditions.

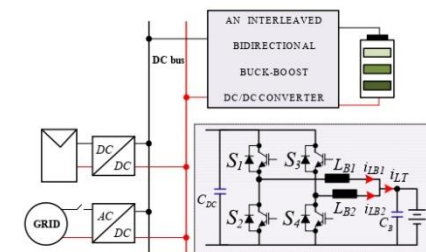


Fig. 1 Proposed the interleaved bidirectional buck-boost DC/DC converter

II. AN INTERLEAVED BIDIRECTIONAL BUCK-BOOST CONVERTER

The N -phase interleaved topologies for allowing the DC/DC converter to charge and discharge power are shown in the Figs. 2 and 3, respectively. The two-phase ($N=2$) IBBBC is made up of voltage sources on both sides which are V_{DC} and V_{bat} , the four power switches that are insulated-gate bipolar transistors (IGBTs), and filter capacitors C_{DC} and C_B , respectively. The operation of the IBBBC in charging and discharging modes can be described as follows:

• Charging mode

For operating in charging mode, as shown in Fig. 2 (a). The switching signals for triggering of each phase S_1, S_2 and S_3, S_4 are operated state with a duty cycle and $T_s/N = (360/2)$ phase shift.

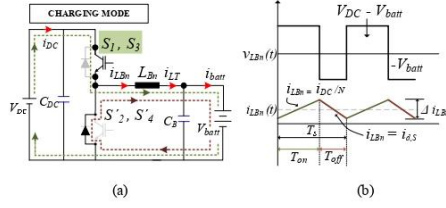


Fig. 2. Charging mode operation (a) current flow directions (b) the basic operation of the IBBC during charging mode.

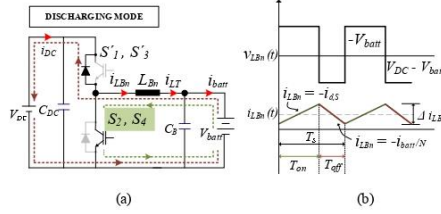


Fig. 3. Discharging mode operation (a) current flow directions (b) the basic operation of the IBBC during discharging mode.

State A : S_1 and S_3 are turned on, making the current flows from the DC bus (V_{DC}) to the battery (V_{batt}). This current is split in half and stored energy in the inductors, L_{B1} and L_{B2} . The capacitors (C_B) is used to eliminate current ripples.

State B : When S_1 and S_3 are turned off, diodes at S_2 and S_4 start conducting currents from the stored energy in the inductors to the V_{batt} .

- Discharging mode

The switching signals for triggering each phase S_1, S_2 and S_3, S_4 are operated state with the duty cycle when in the discharging mode, as shown in Fig. 3(a).

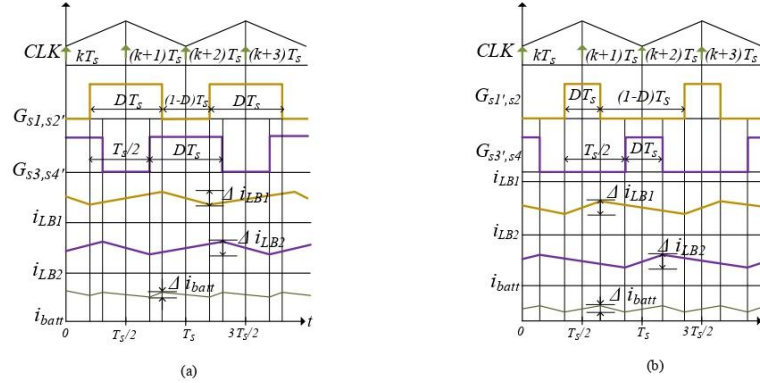


Fig. 4. The waveforms of the IBBC during (a) charging mode (b) discharging mode

State A : When S_2 and S_4 are turned on, the current flowing from V_{batt} into V_{DC} is divided in half by the number of phases and then accumulating energy in the inductors. In addition, the current ripple is reduced by using a capacitor C_{DC} .

State B : The currents, i_{LB1} and i_{LB2} , flow through diodes at S_1 and S_3 when switches S_2 and S_4 are turned off.

Figs. 2 (b) and 3(b) shows that the switches S_1, S_2 and S_3, S_4 are operated with a 180° phase shift and the switches on each phase are complementary. The up-down-count mode, which is a time-base counter that starts at zero and increments until the period value is reached via complementary signals, is used to average the current in each phase, i_{LB1} and i_{LB2} . Hence, the change of each inductor current, i_{LBn} , can be written as:

$$L_{Bn} \frac{di_{LBn}}{dt} = \begin{cases} V_{DC}(t) - V_{batt}(t) & : S_1, S_2 \text{ and } S_3, S_4 \\ -V_{batt}(t) & : S_1, S_3 \text{ and } S_2, S_4 \end{cases} \quad (1)$$

where n is 1, 2, ... N .

The interleaved technique can minimize the input current ripple, as derived from

$$\frac{di_{i_T}}{dt} = \sum_{n=1}^N \frac{di_{LBn}}{dt} \quad (3)$$

The maximum ripple current through the inductors, $i_{LT,max}$ is given by [5, 6]:

$$\Delta i_{LT,max} = \frac{V_{DC}}{4NLf_s} \quad (4)$$

Where L denotes the inductance value which $L = L_{B1} = L_{B2}$ and f_s is the switching frequency. In addition, L can be designed from (4) by specifying the values of $\Delta i_{LT,max}$.

III. THE CONTROL SYSTEM OF THE BIDIRECTIONAL BUCK-BOOST DC/DC CONVERTER

Two control modes, which are grid-forming and grid-connecting operation modes, are employed into the IBBBC depending on the grid conditions. When the hybrid inverter is off-grid, the IBBBC is in the grid-forming mode. On the other hand, the IBBBC is in the grid-connecting mode when the hybrid inverter is on-grid.

A. The control mode

- Grid-forming operation mode

Grid-forming operation mode for the IBBBC is illustrated in Fig. 5. The V_{DC} is controlled by the IBBBC. The control structure is divided into two systems: The voltage loop, which is the outer control system, and the inner loop is the average inductor current control system. The voltage loop regulator compares the reference voltage (V_{DC}^*) with the sensed voltage (V_{DC}), the voltage error value is eliminated by the PI controller and generated the reference battery current value (i_{batt}^*) for

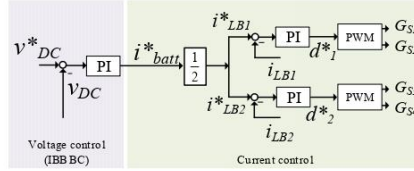


Fig. 5. The control of the IBBBC during grid-forming operation mode

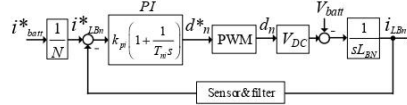


Fig. 6. The inner current loop control of the IBBBC

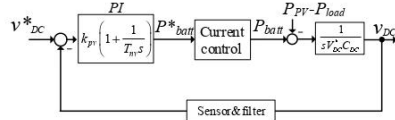


Fig. 7. The outer voltage loop control of the IBBBC

the current loop. The block diagrams of their control can be shown in Figs. 6 and 7.

After i_{batt}^* is sent to the current control loop, it is split in half into the parallel circuits (i_{batt}^*/N). This divided value is equal to the reference current of the inductor in each phase, i_{LB1}^* , i_{LB2}^* . Then, the system sent a pulse width modulation (PWM) signal to control the operation of the IGBTs.

- Grid-connected operation mode

In the grid-connected operation mode, the control of V_{DC} is based on the single-phase AC/DC inverter. The cascades control consists of the outer voltage control loop and the inner

grid current control (GCC) loop [7, 8]. Therefore, the IBBBC only determines the value of i_{batt}^* to operate in charging and discharging modes. The block diagrams of the single-phase AC/DC inverter's voltage control are in Figs. 8 and 9.

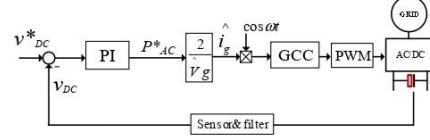


Fig. 8. The voltage loop control of the single-phase AC/DC inverter

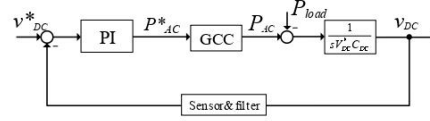


Fig. 9. Linearized the DC bus control block diagram

B. The control system design

The PI controller for the current control loop is designed by using an extended symmetrical optimization method, as explained in [5, 9]. It is recommended that the PI controller should meet the criteria phase margin $\geq 45^\circ$ [10] to have an acceptable overshoot. The controllers are designed based on the switching cycle is 0.05 ms and the bandwidth is 30 Hz.

From the control block diagrams in Fig. 6 and 7, the gain parameters of PI controller for the current controller (inner loop) are including; $k_{pi} = 0.2041$ and $T_{pi} = 0.0006$. On the other hand, the DC voltage controller (outer loop) has the PI controller's gain parameter as $k_{pv} = 2.346$ and $T_{pv} = 0.0006$.

Based on those PI controller's parameters, the Bode diagram of IBBBC control system is plotted in Fig. 10. It is found that the current and voltage controllers can achieve the phase margin of recommended. In addition, the time domain responses are further demonstrated in Section IV.

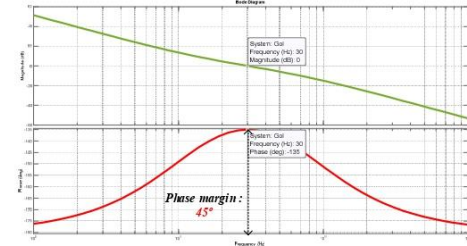


Fig. 10. Bode diagram of the IBBBC bus voltage control system

IV. THE EXPERIMENT AND RESULTS

A. MATLAB/Simulink and HiL simulations

Initially, the power stage and control system was modeled on MATLAB/Simulink for a preliminary test. After that, the power stage of IBBBC was modeled in an OPAL-RT OP4510, HiL simulator with the real-time control unit implemented on

TMS320F28379D 32-bit microcontroller as illustrated in Fig.11. The power stage is designed based on the output current ripple ($\Delta i_{LT,max}$) is 15%, the duty cycle (D) is 0.75 and the switching frequency (f_s) is 20 kHz. The parameters of the IBBC are given in Table I.

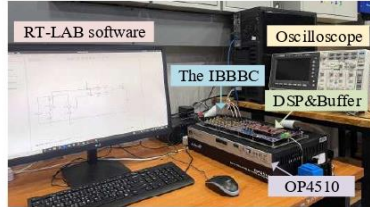


Fig. 11. Experimental setup based on HiL simulator

The HiL simulation results in Fig. 12 and Fig. 13 indicate that, if the V_{DC} and V_{batt} is constant, the IBBC modeled in OPAL-RT OP4510 with the proposed control scheme can successfully provide bidirectional power flow with the fast dynamic response. The control responses are investigated by the step-changing of the reference value, i_{batt}^* , from 0A to 10A (for charging mode) and then from 0A to -10A (for discharging mode). It is found that the battery current, i_{batt} , can be adjusted within a 2 ms response time, as shown in Fig. 12. Moreover, Fig. 13 demonstrates that the interleaved topology can effectively lower the ripple of output current, Δi_{LT} . As a

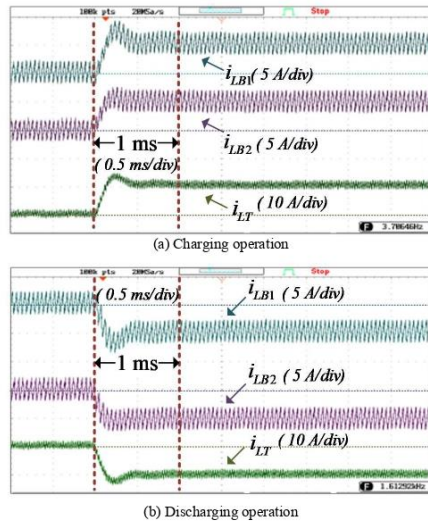


Fig. 12. Step response of the proposed IBBC during charge/discharge operations

result, this designed model could be implemented into a hardware prototype.

Parameters	Symbol	Value
DC bus voltage	V_{DC}	400 Volt
Battery voltage	V_{batt}	300 Volt
Inductance	$L = L_{B1} = L_{B2}$	1 mH
Switching frequency	f_s	20 kHz
Rated power (DC/DC)	P_{batt}	3 kW
Rated current	I	10 A
Capacitors	C_{DC} and C_B	775 μ F and 195 μ F

B. The IBBC hardware prototype

The setup of experimental test system is shown in Fig. 14. The test system consists of the 3 kW IBBC connected with the 5 kW single-phase grid-tied inverter, the PV simulator to represent the PV system, the Grid simulator to represent the 50 Hz, 220 V distribution system, the Battery simulator to represent the 300 V lithium-ion battery, and the RLC load simulator to represent the AC load.

- Grid-forming operation mode

The Grid simulator is disconnected during the off-grid condition, the V_{DC} is controlled by the IBBC making the BESS can act as the reference device to maintain the power balance mechanism in the hybrid PV-battery system. Additionally, the changes of PV generation and load consumption are applied in the system to examine the IBBC's charge/discharge ability, as shown in Fig. 15. If PV power is higher than the load demand, the IBBC will absorb the exceed power by charging the HV battery. In contrast, the IBBC will inject the extra power if the load demand is above the PV generation.

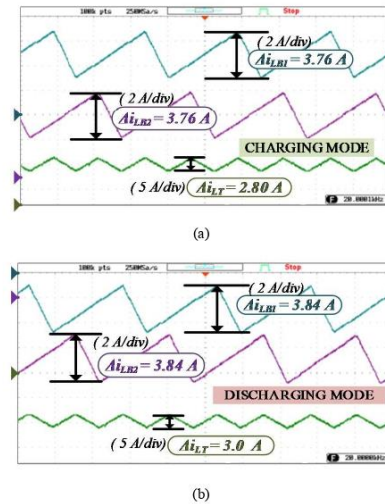


Fig. 13. The current ripples of the proposed converter ($D=0.75$) (a) step charge (b) step discharge

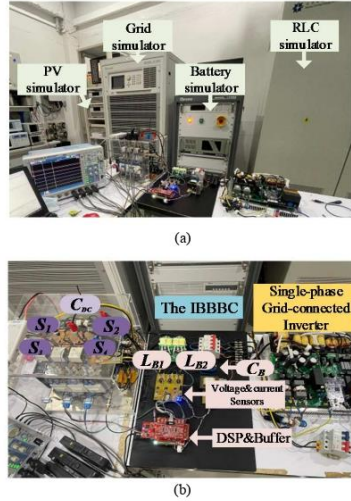


Fig. 14. Proposed the IBBBC hardware prototype

During time 20-35s: The PV power gradually increases from 0 – 3 kW while the load remains at 1 kW. When the PV power is higher than the load demand, the IBBBC will absorb the exceed power by storing power, around 2 kW, into the battery, which makes the IBBBC in the charging mode, as seen in Fig. 15(a).

During time 54-57s or Zoom A: The load demand is suddenly increased from 1 kW to 2 kW while the PV power is 3 kW. This change causes the V_{DC} falls slightly to below 400 V. Then, the current control loop will reduce the charging power from 2 kW to 1 kW with the respond of 55 ms, as demonstrated in Fig. 15 (b). As the result, the V_{DC} can be brought back to 400 V.

During time 80-83s or Zoom B: In this condition, the load demand is 2 kW but the PV power is zero. The BESS is the only device to support the load demand. Hence, the IBBBC changes to operate in the discharge mode to deliver power at about 2 kW to the load.

- Grid-connected operation mode

When the hybrid inverter is on-grid, the DC bus voltage is controlled by the grid-tied AC/DC inverter. To verify the charging and discharging of the IBBBC in this scenario, it can be done by changing the direction of the reference current, i_{batt}^* in the current control loop, as shown in Fig. 16.

When stepping the i_{batt}^* from 0 A to 10A, the IBBBC will operate in the charge mode, and the current of each phase (i_{LB1} , i_{LB2}) is changed to 5A while the output current of battery is changed to 10A, as shown in Fig. 16(a). On the other hand, the discharge mode is done by stepping the i_{batt}^* from 0 A to – 10A making the current of each phase (i_{LB1} , i_{LB2}) is changed – 5A and the battery's output current is –10 A. The response of current control loop spend time around 1 ms that bring up to the reference value, as shown in Fig. 16(b).

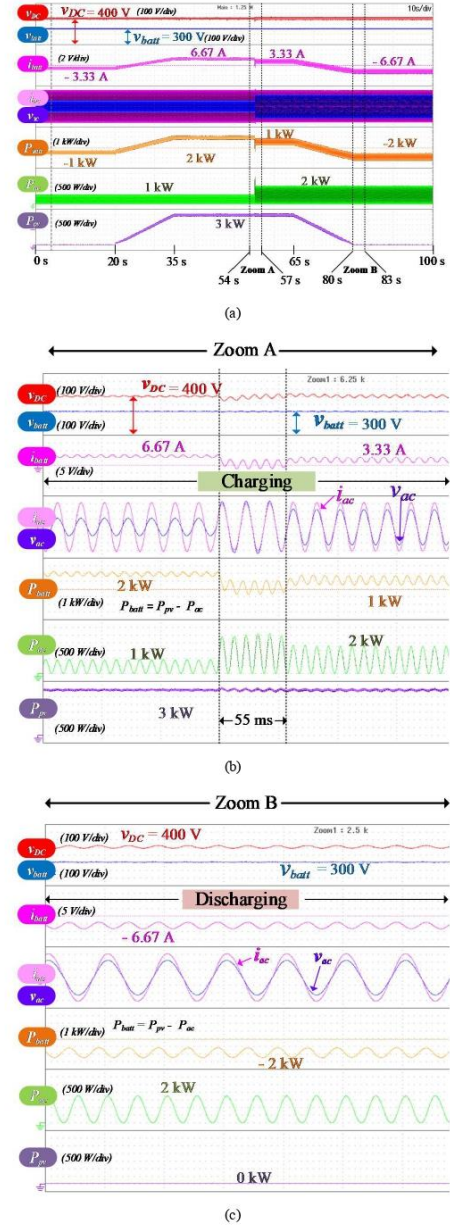


Fig. 15. The results of the experiment of hardware prototype during grid-forming operation mode (a) the operation in a prescribed scenario (b) charging mode (c) discharging mode

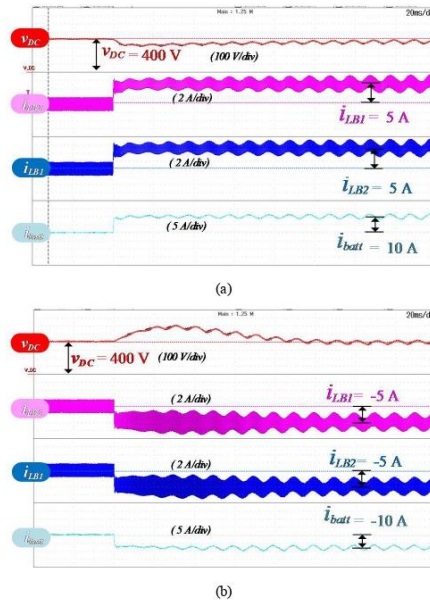


Fig. 16. The operation IBBC operates in grid-connected mode (a) step charge (b) step discharge

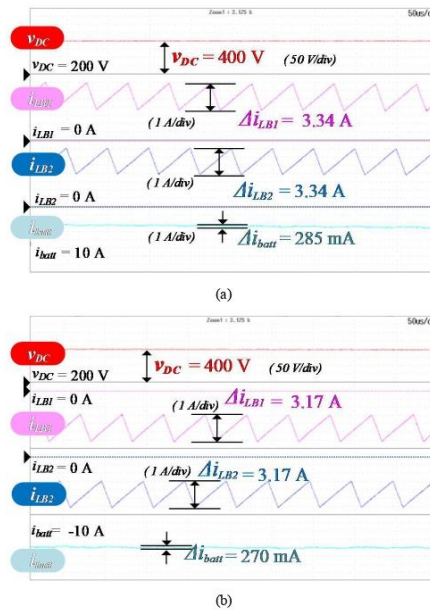


Fig. 17. The ripple current (a) step charging 0A to 10A (b) step discharging 0A to -10A

It has been discovered that the proposed interleaved topology can successfully provide fast control responses during on-grid operation while introducing a small ripple in the battery's output current. Figs. 17(a) and 17(b) show that the V_{DC} changes slightly during the charging and discharging operations, causing the current ripple to vary slightly.

V. CONCLUSION

The IBBC is introduced in this paper for use in a hybrid PV-battery system. Its goal is to control the charging and discharging current of the HV battery in either an on-grid or off-grid condition. The control responses and battery current ripple are investigated using a HiL simulator and a hardware prototype. The simulation and experimental results demonstrated that the proposed interleaved control technique can successfully charge and discharge the HV battery, both on-grid and off-grid, with a fast control response and a relatively low ripple of battery's current.

VI. ACKNOWLEDGEMENT

This work is in "Interleaved Bi-directional Converter for Hybrid inverter with PV and battery system" project funding by Faculty of Engineering, Naresuan University, Thailand. Many thanks to PTS combination Co., Ltd., for providing an OPAL-RT OP4510 HiL simulator used in this study.

REFERENCES

- [1] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskiy, and R. Yershov, "A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems," in *2016 II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (IYSEF)*, 10-14 Oct. 2016 2016, pp. 22-28, doi: 10.1109/IYSEF.2016.7753752.
- [2] J. Zhang, J. S. Lai, R. Y. Kim, and W. Yu, "High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional dc-dc Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1145-1153, 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.900462.
- [3] A. Wibisono, M. Facta, and I. Setiawan, "An Average Current Control Method in Multiphase Interleaved Bidirectional DC/DC Converter Connected on DC Microgrids," in *2021 12th International Renewable Engineering Conference (IREC)*, 14-15 April 2021 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/IREC51415.2021.9427814.
- [4] X. Li, W. Jiang, J. Wang, P. Wang, and X. Wu, "An Autonomous Control Scheme of Global Smooth Transitions for Bidirectional DC-DC Converter in DC Microgrid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 2, pp. 950-960, 2021, doi: 10.1109/TEC.2020.3020127.
- [5] S. Somkun, C. Sirisamphanwong, and S. Sukchai, "A DSP-based interleaved boost DC-DC converter for fuel cell applications," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, pp. 6391-6404, 04/01 2015, doi: 10.1016/j.ijhydene.2015.03.069.
- [6] T. R. Granados-Luna *et al.*, "Two-Phase, Dual Interleaved Buck-Boost DC-DC Converter for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 1, pp. 390-402, 2020, doi: 10.1109/TIA.2019.2942026.
- [7] S. Somkun and V. Chunkag, "Fast DC bus voltage control of single-phase PWM rectifiers using a ripple voltage estimator," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 23-26 Oct. 2016 2016, pp. 2289-2294, doi: 10.1109/IECON.2016.7793502.
- [8] S. Somkun and V. Chunkag, "Simple and fast synchronous reference frame current control for single-phase grid-connected voltage source converters," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 9-12 Nov. 2015 2015, pp. 002276-002281, doi: 10.1109/IECON.2015.7392441.
- [9] S. Preitl and R.-E. Precup, "An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers," *Automatica*, vol. 35, no. 10, pp. 1731-1736, 1999/10/01/ 1999.
- [10] C. P. Basso, *SWITCH-MODE POWER SUPPLIES-SPICE Simulations and Practical Designs*, second edition ed. McGraw-Hill, Inc., 2014.