



การออกแบบและพัฒนาตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวสำหรับอุปกรณ์ชาร์จ
รถยนต์ไฟฟ้าด้วยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์และการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน

วิทยานิพนธ์

ของ

องอาจ ทับบุรี

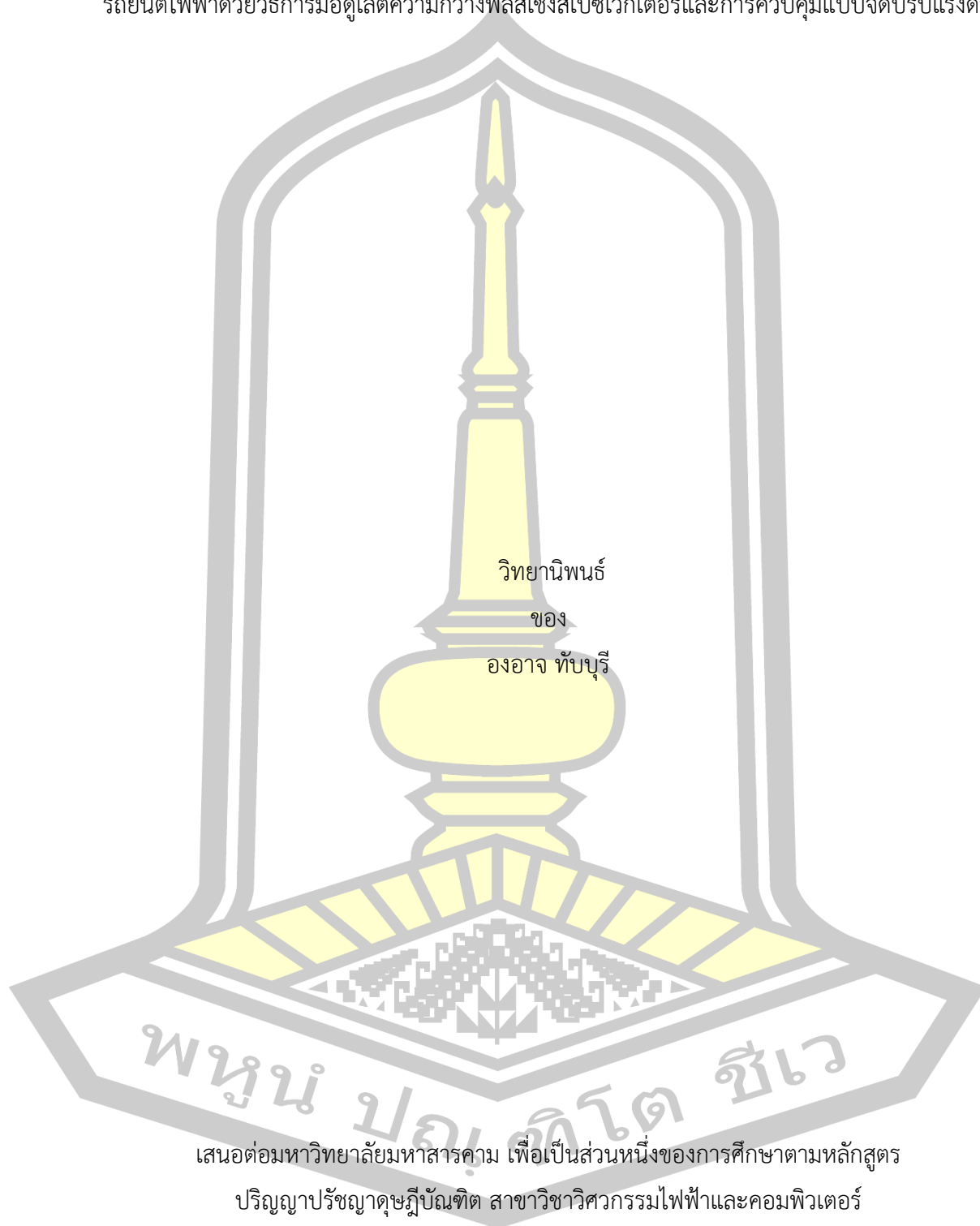
เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

พฤษภาคม 2568

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

การออกแบบและพัฒนาตัวเรียงกระแสดสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวสำหรับอุปกรณ์ชาร์จ
รถยนต์ไฟฟ้าด้วยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์และการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน



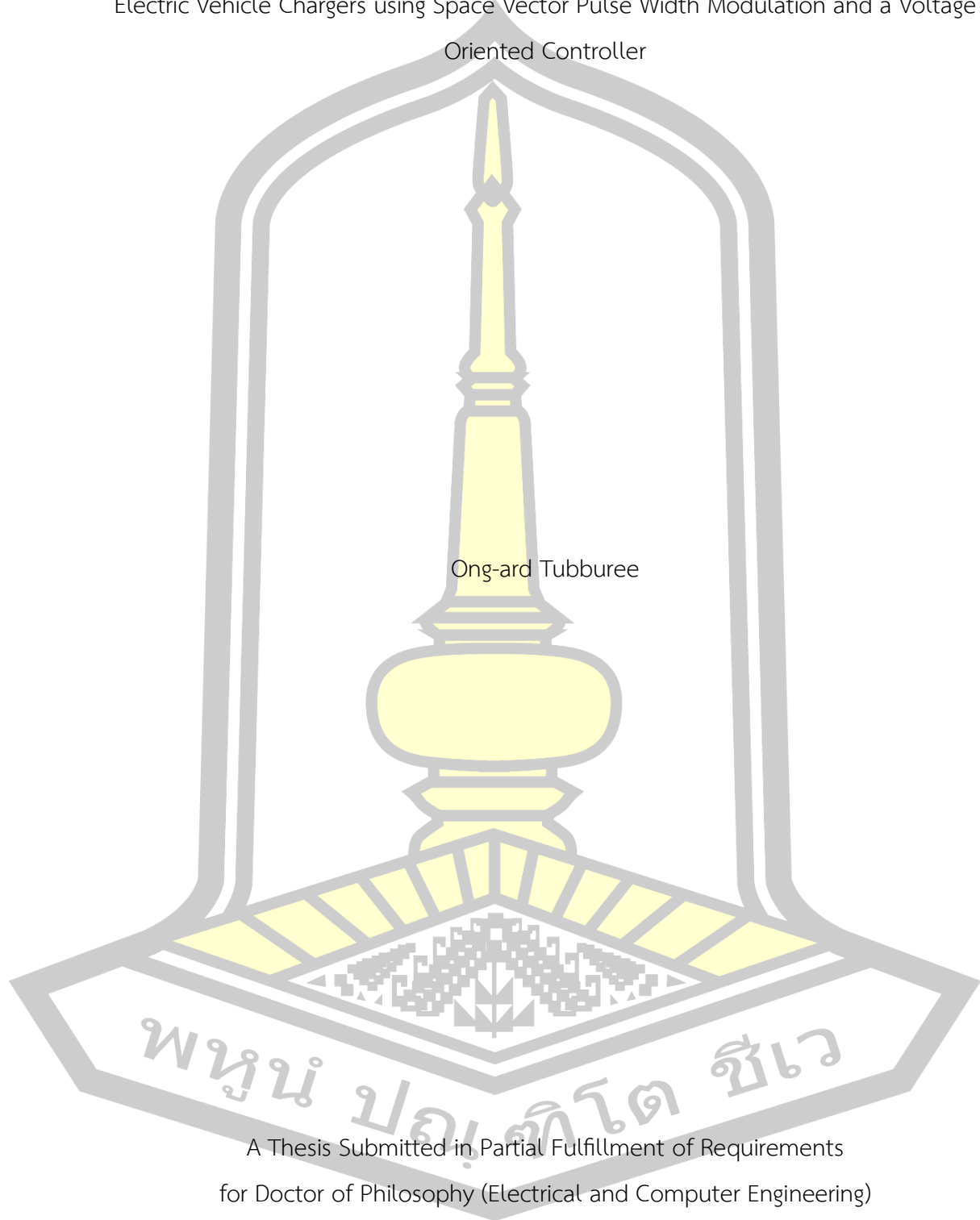
เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

พฤษภาคม 2568

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

Design and Development of Three-Phase Two-Level Unidirectional Rectifiers for
Electric Vehicle Chargers using Space Vector Pulse Width Modulation and a Voltage
Oriented Controller

Ong-ard Tubburee



A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of Requirements
for Doctor of Philosophy (Electrical and Computer Engineering)

November 2025

Copyright of Mahasarakham University



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนายองอาจ ทับบุรี แล้ว
เห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
และคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(รศ. ดร. อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(ศ. ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

(รศ. ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

(รศ. ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์)

กรรมการ

(รศ. ดร. สุพรรณนิกา วัฒนนะ)

กรรมการผู้ทรงคุณวุฒิภายนอก

(ผศ. ดร. จักรพันธ์ ออบมา)

มหาวิทยาลัยอนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

(รศ. ดร. จักรมาส เลหาวิช)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ผศ. ดร. พลเดช เขาวรัตน์)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

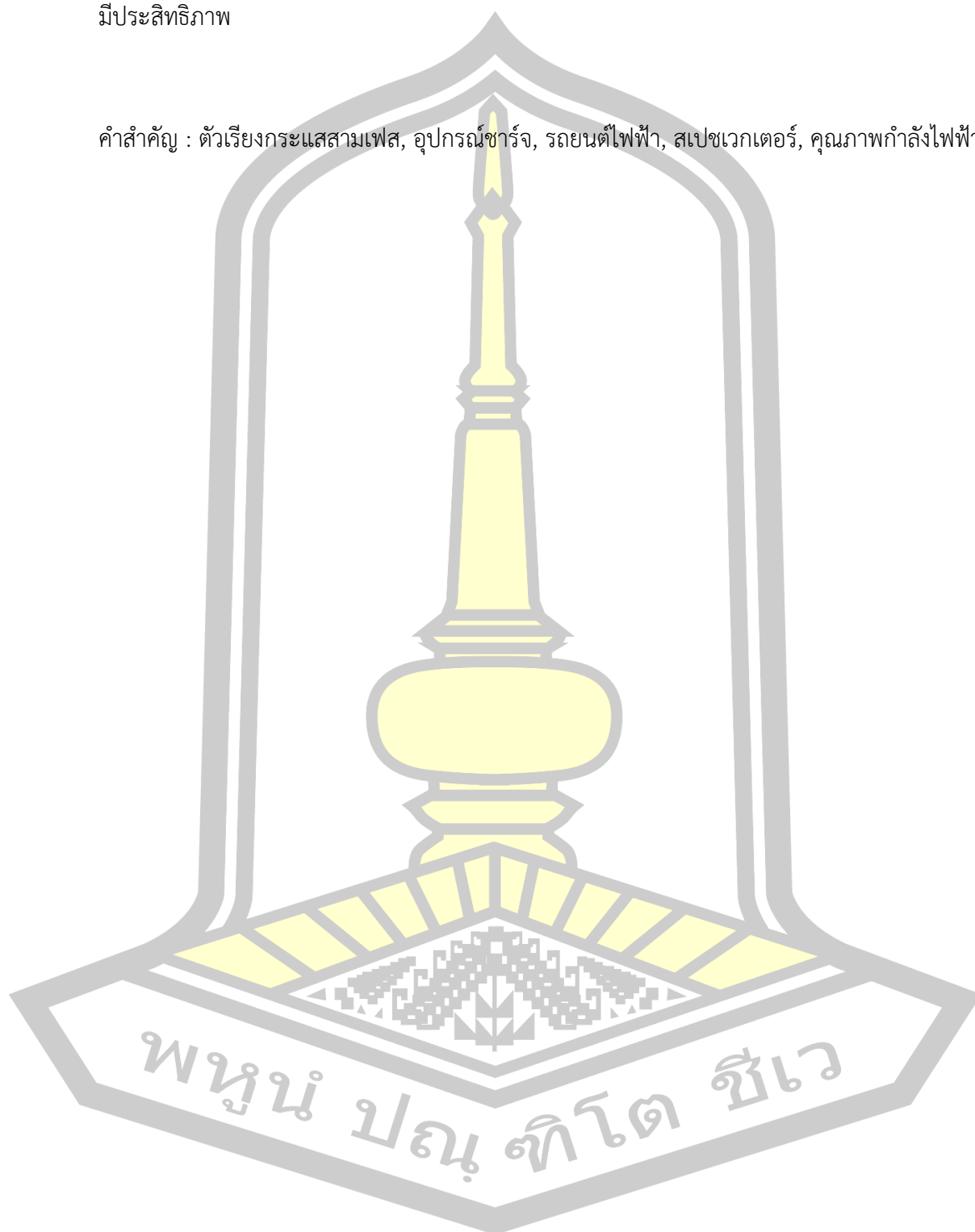
ชื่อเรื่อง	การออกแบบและพัฒนาตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิตทางเดียว สำหรับอุปกรณ์ชาร์จร์รถยนต์ไฟฟ้าด้วยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเป ซเวกเตอร์และการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน		
ผู้วิจัย	องอาจ ทับบุรี		
อาจารย์ที่ปรึกษา	ศาสตราจารย์ ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล รองศาสตราจารย์ ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง รองศาสตราจารย์ ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์		
ปริญญา	ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต	สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยมหาสารคาม	ปีที่พิมพ์	2568

บทคัดย่อ

การเติบโตอย่างรวดเร็วของจำนวนรถยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบัน ส่งผลให้ความต้องการด้านโครงสร้างพื้นฐานสำหรับการชาร์จร์รถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จร์เร็วเพิ่มสูงขึ้นอย่างต่อเนื่อง ซึ่งเน้นย้ำถึงความจำเป็นในการพัฒนาตัวเรียงกระแสที่มีประสิทธิภาพสูงและสามารถควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าให้เป็นไปตามมาตรฐานได้ งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อออกแบบและพัฒนาตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิตทางเดียวแบบวาย แบบเดลต้า และแบบบริดจ์ เพื่อทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ชาร์จร์รถยนต์ไฟฟ้าที่ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 800 โวลต์ โดยวิธีการที่นำเสนอจะอาศัยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับตัวควบคุมแบบแยกร่วมบนฐานการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันเพื่อควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตตลอดจนสมรรถนะด้านเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอทั้งสามแบบ ทั้งนี้สัญญาควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟสสำหรับตัวเรียงกระแสแต่ละแบบจะออกแบบและสร้างขึ้นจากสมการทางคณิตศาสตร์ที่ได้จากการวิเคราะห์ผลการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วน ซึ่งจะส่งผลให้การสูญเสียกำลังจากการสวิตช์มีค่าลดลง ผลการทดสอบด้วยการจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink แสดงให้เห็นว่าการทำงานของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอทั้งสามรูปแบบสามารถควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตให้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 519 และ IEC 61000-3 ได้ ด้วยกระแสอินพุตที่มีลักษณะเป็นคลื่นชานนโดยมีค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิรวมต่ำกว่า 5 เปอร์เซ็นต์ และค่าตัวประกอบกำลังสูงกว่า 99.90 เปอร์เซ็นต์ อย่างไรก็ตาม หากเทียบกันแล้วพบว่าตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิตทางเดียวแบบวายมีความโดดเด่นที่สุด เนื่องจากมีค่าแรงดันพลิวและกระแสพลิวที่ต่ำกว่าส่งผลให้ตัวเรียงกระแสสามเฟส

แบบนี้ถือเป็นตัวเลือกที่มีสมรรถนะสูงสำหรับทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็วที่มีประสิทธิภาพ

คำสำคัญ : ตัวเรียงกระแสสามเฟส, อุปกรณ์ชาร์จ, รถยนต์ไฟฟ้า, สเปซเวกเตอร์, คุณภาพกำลังไฟฟ้า



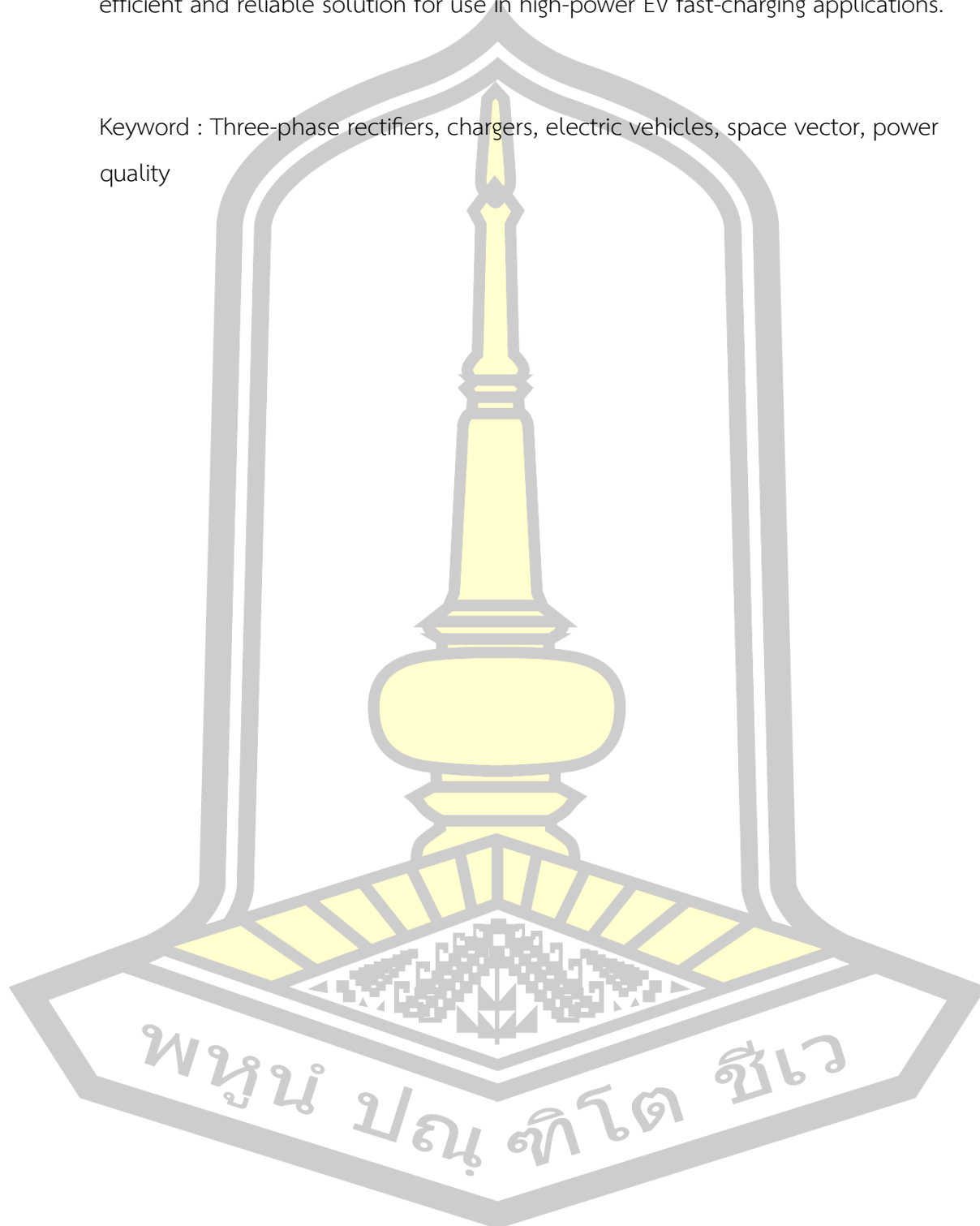
TITLE	Design and Development of Three-Phase Two-Level Unidirectional Rectifiers for Electric Vehicle Chargers using Space Vector Pulse Width Modulation and a Voltage Oriented Controller		
AUTHOR	Ong-ard Tubburee		
ADVISORS	Professor Worawat Sa-Ngiamvibool , Ph.D. Associate Professor Chonlatee Photong , Ph.D. Associate Professor Niwat Angkawisittpan , Ph.D.		
DEGREE	Doctor of Philosophy	MAJOR	Electrical and Computer Engineering
UNIVERSITY	Maharakham University	YEAR	2025

ABSTRACT

The rapid increase in Electric Vehicles (EVs) has led to a significant increase in demand for high-performance fast-charging infrastructure. This highlights the necessity for developing high-efficiency rectifiers capable of maintaining Power Quality (PQ) compliance with international standards. The main objective of this study is to design and develop Three-Phase, Two-Level, Unidirectional Rectifiers (3P-2L-URs) in Wye, Delta, and Bridge topologies for application in 800 VDC EV fast-charging systems. The proposed approach integrates Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) with a decoupled controller based on voltage-oriented control to enhance the input PQ and assess the output performance. The command signals for the three-phase-leg power switches of each rectifier topology are derived mathematically from a five-segment switching sequence analysis, resulting in reduced switching losses. The simulation results from MATLAB/Simulink show that all three proposed rectifier topologies meet the requirements of IEEE 519 and IEC 61000-3. They all have sinusoidal input currents with Total Harmonic Distortion (THD) below 5% and Power Factors (PF) above 99.90%. The Three-Phase, Two-Level, Wye-type, Unidirectional Rectifier (3P-2L-Wye-UR) is the best of the topologies tested. It has lower voltage and

current ripples, which means it works better. Therefore, it can be considered a highly efficient and reliable solution for use in high-power EV fast-charging applications.

Keyword : Three-phase rectifiers, chargers, electric vehicles, space vector, power quality



กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร.วรวุฒิ เสงี่ยมวิบูล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ให้คำแนะนำ คำปรึกษา และแนวทางในการดำเนินการวิจัยด้วยความเมตตา เอาใจใส่ และเสียสละเวลาอันมีค่าในการให้คำชี้แนะอย่างใกล้ชิดตลอดระยะเวลาการศึกษา คำแนะนำและกำลังใจจากท่านเป็นแรงบันดาลใจสำคัญที่ทำให้ข้าพเจ้ามีความมุ่งมั่น อดทน และสามารถพัฒนาองค์ความรู้ทางวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ได้อย่างลึกซึ้งยิ่งขึ้น

ขอขอบพระคุณคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่าน ที่ได้กรุณาให้ข้อเสนอแนะอันทรงคุณค่า ซึ่งช่วยให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์และมีคุณค่าทางวิชาการยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณคณาจารย์และบุคลากร คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม ที่ให้ความรู้ ความช่วยเหลือ และเอื้อเฟื้อสถานที่ รวมทั้งอุปกรณ์และเครื่องมือทางวิศวกรรมที่จำเป็นต่อการดำเนินการวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนนักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา และคณะทำงานวิจัยหน่วยวิจัยวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ สำหรับมิตรภาพ กำลังใจ และความร่วมมืออันดียิ่งในระหว่างการทำงานวิจัย

ขอขอบพระคุณมหาวิทยาลัยราชภัฏวไลยอลงกรณ์ ในพระบรมราชูปถัมภ์ และคณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม ที่ได้มอบโอกาสและให้การสนับสนุนในการศึกษา รวมทั้งอำนวยความสะดวกในด้านต่าง ๆ จนทำให้การดำเนินงานวิจัยฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ท้ายที่สุด ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้า ซึ่งประกอบด้วย ภรรยา และบุตร-ธิดาทั้งสองคนอันเป็นที่รักยิ่ง สำหรับแรงสนับสนุนทั้งทางด้านจิตใจและกำลังใจมาโดยตลอด ความรัก ความเข้าใจ และความเสียสละของทุกคนคือพลังสำคัญที่ทำให้ข้าพเจ้ามีความมุ่งมั่นจนสามารถบรรลุเป้าหมายทางวิชาการในครั้งนี้ได้สำเร็จ

องอาจ ทับบุรี

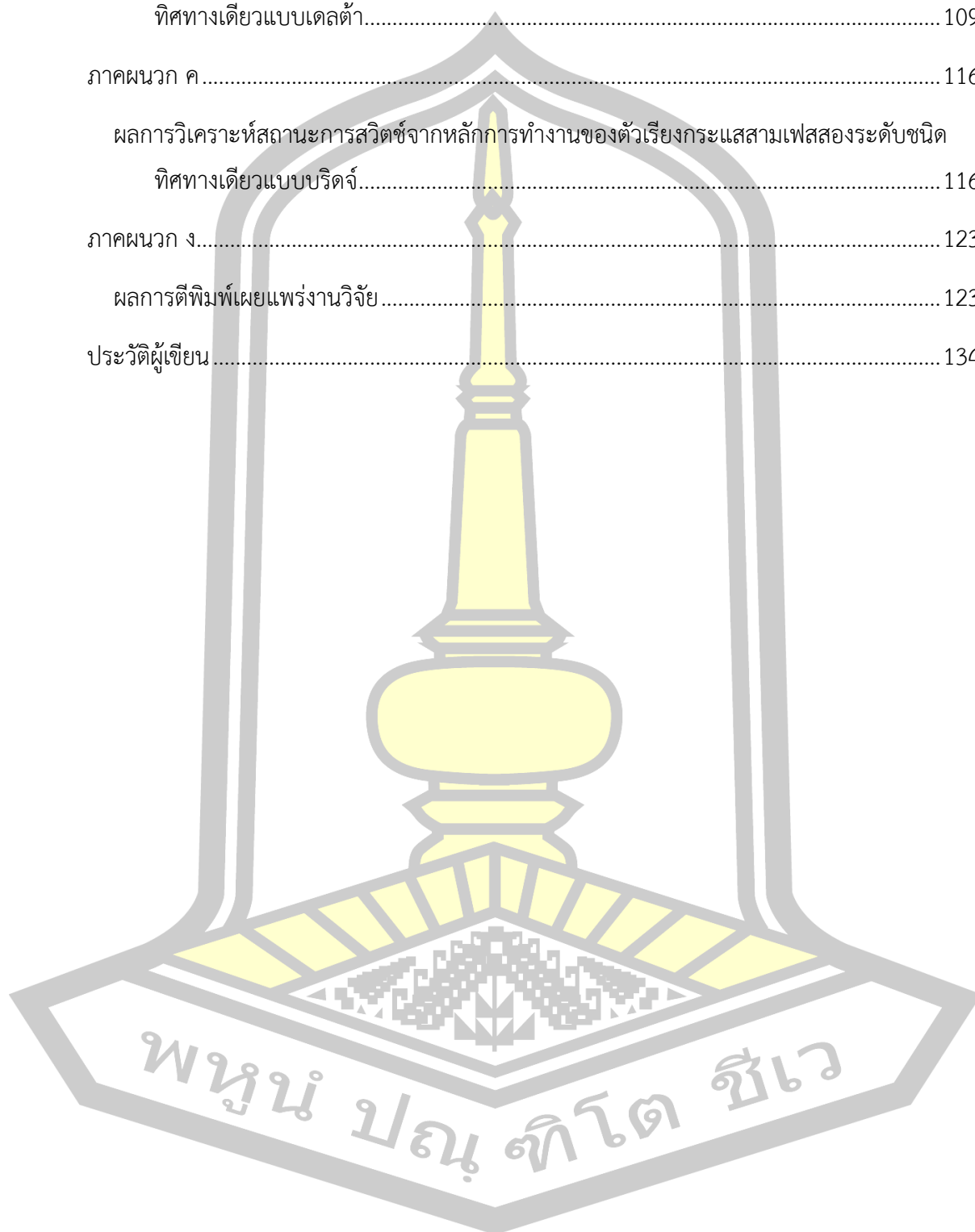
พนุน ปณ จิตโต ชีเว

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ฉ
กิตติกรรมประกาศ.....	ช
สารบัญ.....	ฌ
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญภาพ.....	๗
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของการวิจัย.....	1
1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย.....	5
1.3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	5
1.4 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	6
1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยครั้งนี้.....	6
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 เทคโนโลยีและรูปแบบการชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์ไฟฟ้า.....	7
2.2 ทฤษฎีเฟรมอ้างอิงและการแปลงเฟรมในระบบไฟฟ้าสามเฟส.....	11
2.3 วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ.....	15
2.4 วิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดัน.....	19
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	26
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	33
3.1 การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์บนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์.....	33
3.2 การออกแบบการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์.....	42

3.3 การวิเคราะห์สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับตัวเรียงกระแสน้ำไหลสองระดับชนิดทิศทางเดียว	47
3.4 การสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องสำหรับสวิตช์กำลัง	59
3.5 วิธีการควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าและแรงดันเอาต์พุต.....	61
3.6 การสร้างแบบจำลองการทำงานของตัวเรียงกระแสน้ำไหลสองระดับชนิดทิศทางเดียว	63
3.7 การสร้างแบบจำลองการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วนสำหรับตัว เรียงกระแสน้ำไหลสองระดับชนิดทิศทางเดียว	65
3.8 สรุป	68
บทที่ 4 ผลการวิจัยและการวิเคราะห์ผล	70
4.1 การกำหนดรายละเอียดในแบบจำลองการทำงาน	70
4.2 การวิเคราะห์แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสน้ำไหลสองระดับชนิดทิศทางเดียว	71
4.3 การทดสอบตัวเรียงกระแสน้ำไหลพื้นฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์	72
4.4 ผลการทดสอบตัวเรียงกระแสน้ำไหลพื้นฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับ วิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วน	80
4.5 การเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวเรียงกระแสน้ำไหลสองระดับชนิดทิศทางเดียว.....	85
4.6 บทสรุป	87
บทที่ 5 สรุป อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ	88
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	88
5.2 อภิปรายผลการวิจัย.....	91
5.3 ข้อเสนอแนะ	92
บรรณานุกรม.....	94
ภาคผนวก.....	101
ภาคผนวก ก	102
ผลการวิเคราะห์สถานะการสวิตช์จากหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสน้ำไหลสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบวาย.....	102
ภาคผนวก ข	109

ผลการวิเคราะห์สถานะการสวิตช์จากหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด	
ทิศทางเดียวแบบเดลต้า.....	109
ภาคผนวก ค.....	116
ผลการวิเคราะห์สถานะการสวิตช์จากหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด	
ทิศทางเดียวแบบบริดจ์.....	116
ภาคผนวก ง.....	123
ผลการตีพิมพ์เผยแพร่งานวิจัย.....	123
ประวัติผู้เขียน.....	134

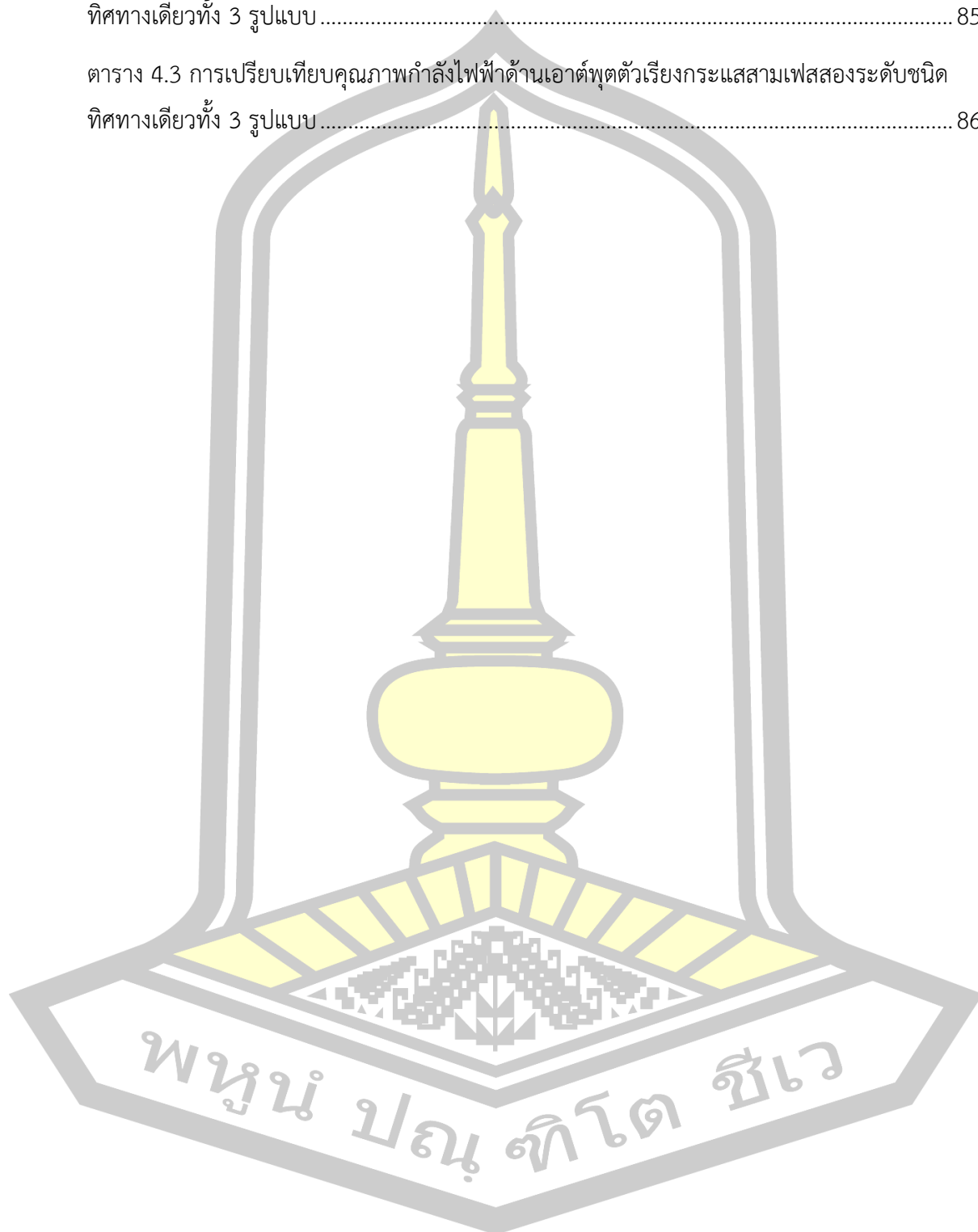


สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 2.1 สมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในเซกเตอร์ 1 ถึงเซกเตอร์ 6.....	18
ตาราง 3.1 สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอบนฐานการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์	41
ตาราง 3.2 สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอบนฐานการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ (ต่อ)	42
ตาราง 3.3 การเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบวาย.....	44
ตาราง 3.4 การเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบเดลต้า.....	45
ตาราง 3.5 การเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบบริดจ์.....	47
ตาราง 3.6 สมการดิฟฟ์ไซเคิลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบวาย.....	50
ตาราง 3.7 สมการดิฟฟ์ไซเคิลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบวาย (ต่อ).....	51
ตาราง 3.8 สมการดิฟฟ์ไซเคิลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบเดลต้า.....	53
ตาราง 3.9 สมการดิฟฟ์ไซเคิลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบเดลต้า (ต่อ).....	54
ตาราง 3.10 สมการดิฟฟ์ไซเคิลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบบริดจ์.....	56
ตาราง 3.11 สมการดิฟฟ์ไซเคิลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด ทิศทางเดียวแบบบริดจ์ (ต่อ).....	57
ตาราง 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบการทำงานผ่านแบบจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ...	71

ตาราง 4.2 การเปรียบเทียบคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด
ทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ 85

ตาราง 4.3 การเปรียบเทียบคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด
ทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ 86



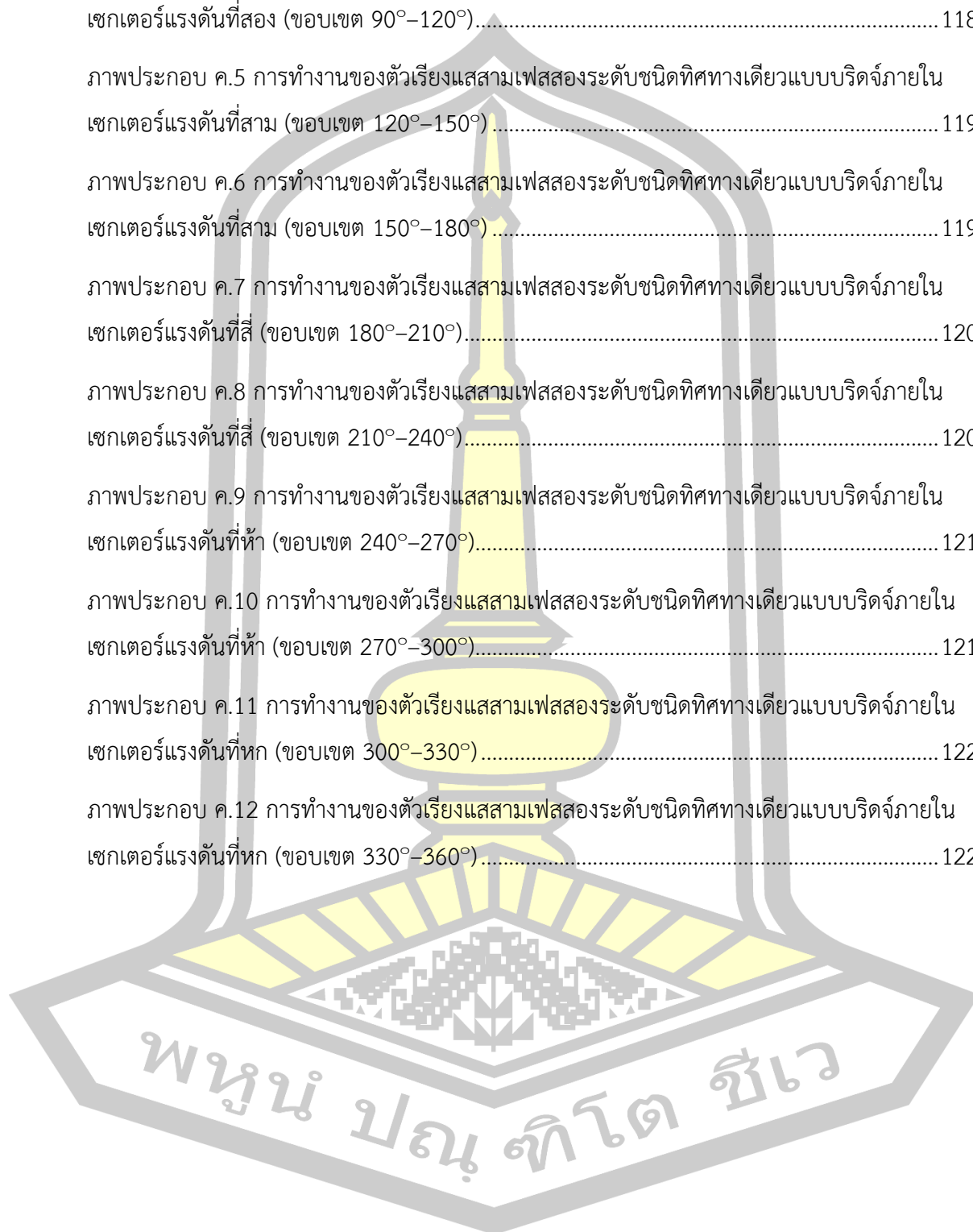
สารบัญภาพ

	หน้า
ภาพประกอบ 2.1 รูปแบบการเชื่อมต่อเพื่อชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมด 1.....	9
ภาพประกอบ 2.2 รูปแบบการเชื่อมต่อเพื่อชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมด 2.....	9
ภาพประกอบ 2.3 รูปแบบการเชื่อมต่อเพื่อชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมด 3.....	10
ภาพประกอบ 2.4 รูปแบบการเชื่อมต่อเพื่อชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมด 4.....	11
ภาพประกอบ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) และเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่ สองเฟส ($\alpha\beta$)	12
ภาพประกอบ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) และเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่ สองเฟส (dq)	13
ภาพประกอบ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) และเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่ สองเฟส (dq)	14
ภาพประกอบ 2.8 แผนภาพสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ	15
ภาพประกอบ 2.9 การสังเคราะห์เวกเตอร์แรงดันอ้างอิง $\vec{V}_{ref}$ ภายในเซกเตอร์ 1.....	16
ภาพประกอบ 2.10 วิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อบรรณ จ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ	20
ภาพประกอบ 2.11 ความสัมพันธ์ของเวกเตอร์แรงดันที่เคลื่อนที่อยู่ในสเปซของระบบไฟฟ้า กระแสสลับกับองค์ประกอบของแรงดันบนเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq)	21
ภาพประกอบ 2.12 กระบวนการของตัวควบคุมแบบแยกส่วนสำหรับวิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับ แรงดัน	24
ภาพประกอบ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นแรงดันเฟส คลื่นกระแส และแผนภาพสเปซเวกเตอร์ สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ.....	34
ภาพประกอบ 3.2 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงสลับสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว แบบวายในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง.....	35

ภาพประกอบ 3.3 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว แบบวายในขอบเขต 30–60 องศาของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง.....	36
ภาพประกอบ 3.4 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว แบบเดลต้าในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง.....	37
ภาพประกอบ 3.5 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว แบบเดลต้าในขอบเขต 30–60 องศาของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง.....	38
ภาพประกอบ 3.6 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว แบบบริดจ์ในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง.....	39
ภาพประกอบ 3.7 การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์จากหลักการทำงานของตัวเรียงสสามเฟสแบบ บริดจ์ในพื้นที่ 30 ถึง 60 องศาทางไฟฟ้าของเซกเตอร์ 1.....	40
ภาพประกอบ 3.8 การเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงสสามเฟสสองระดับ ชนิดทิศทางเดียวแบบวายในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง.....	43
ภาพประกอบ 3.9 การเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงสสามเฟสสองระดับ ชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง.....	45
ภาพประกอบ 3.10 การเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงสสามเฟสสองระดับ ชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง.....	47
ภาพประกอบ 3.11 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวิธีการหาตำแหน่งของเซกเตอร์กระแส	59
ภาพประกอบ 3.12 สัญญาณเซกเตอร์กระแสทั้งหกที่สัมพันธ์กับมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง $\vec{V}_{ref}$	59
ภาพประกอบ 3.13 แบบจำลองการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์จากการเปรียบเทียบคลื่นดิวตี้ไซเคิลกับ คลื่นพารูปสามเหลี่ยม.....	60
ภาพประกอบ 3.14 ตัวอย่างสัญญาณขับนำสวิตช์ในกิ่งเฟสเอสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับ ทั้ง 3 รูปแบบ ที่ได้จากการเปรียบเทียบคลื่นดิวตี้ไซเคิลกับคลื่นพารูปสามเหลี่ยม	61
ภาพประกอบ 3.15 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุม แบบแยกส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว	62
ภาพประกอบ 3.16 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย	63
ภาพประกอบ 3.17 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า.....	64

ภาพประกอบ 3.18 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์..	64
ภาพประกอบ 3.19 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายมีระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแ้วม.....	66
ภาพประกอบ 3.20 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าที่มีระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแ้วม.....	67
ภาพประกอบ 3.21 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ที่มีระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแ้วม.....	68
ภาพประกอบ 4.1 ไดอะแกรมการต่อเครื่องมือวัดเพื่อทดสอบการทำงานของตัวเรียงกระแสามสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ	71
ภาพประกอบ 4.2 คลื่นดิวดีไซเคิล และสัญญาณขับนำสวิตช์ในกิ่งเฟสเอจากการการทำงานที่ค่าดัชนีการมอดูเลต 0.704 ซึ่งส่งผลต่อแรงดันของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ	73
ภาพประกอบ 4.3 คุณลักษณะแรงดันและกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ด้วยค่าดัชนีการมอดูเลต 0.704.....	75
ภาพประกอบ 4.4 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่เกิดขึ้นจากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต.....	77
ภาพประกอบ 4.5 กราฟแสดงค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสและค่าตัวประกอบกำลังของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่เกิดขึ้นจากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต.....	78
ภาพประกอบ 4.6 คลื่นแรงดันและคลื่นกระแสของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน.....	81
ภาพประกอบ 4.7 คุณลักษณะแรงดันและกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน	82
ภาพประกอบ 4.8 คลื่นแรงดันและคลื่นกระแสเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน	84
ภาพประกอบ ก.1 การทำงานของตัวเรียงแสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (ขอบเขต $0^\circ - 30^\circ$)	103

ภาพประกอบ ค.4 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน เซกเตอร์แรงดันที่สอง (ขอบเขต 90° – 120°).....	118
ภาพประกอบ ค.5 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน เซกเตอร์แรงดันที่สาม (ขอบเขต 120° – 150°).....	119
ภาพประกอบ ค.6 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน เซกเตอร์แรงดันที่สาม (ขอบเขต 150° – 180°).....	119
ภาพประกอบ ค.7 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน เซกเตอร์แรงดันที่สี่ (ขอบเขต 180° – 210°).....	120
ภาพประกอบ ค.8 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน เซกเตอร์แรงดันที่สี่ (ขอบเขต 210° – 240°).....	120
ภาพประกอบ ค.9 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน เซกเตอร์แรงดันที่ห้า (ขอบเขต 240° – 270°).....	121
ภาพประกอบ ค.10 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน เซกเตอร์แรงดันที่ห้า (ขอบเขต 270° – 300°).....	121
ภาพประกอบ ค.11 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน เซกเตอร์แรงดันที่หก (ขอบเขต 300° – 330°).....	122
ภาพประกอบ ค.12 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน เซกเตอร์แรงดันที่หก (ขอบเขต 330° – 360°).....	122



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของการวิจัย

จากผลกระทบทางธรรมชาติที่นับวันจะยิ่งทวีความรุนแรงมากขึ้นเรื่อย ๆ ซึ่งเป็นผลมาจากการปล่อยก๊าซเรือนกระจก (Greenhouse gases) ของภาคส่วนต่าง ๆ ในปัจจุบัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งในภาคขนส่งที่มีสัดส่วนการปล่อยก๊าซเรือนกระจกสูงเป็นอันดับต้น ๆ ของโลก[1-2] ประกอบกับความผันผวนของราคาเชื้อเพลิงฟอสซิลซึ่งมีปริมาณเหลือน้อยลงเรื่อย ๆ และอาจหมดลงในอนาคตอันใกล้ ทำให้หลายประเทศออกนโยบาย กฎหมาย ตลอดจนมาตรการส่งเสริมเพื่อจูงใจให้ประชาชนเลือกที่จะปรับเปลี่ยนจากการใช้รถยนต์สันดาปภายใน (Internal Combustion Engines: ICEs) มาใช้รถยนต์ไฟฟ้า (Electric Vehicles: EVs) แทน จากรายงานของสำนักงานพลังงานสากล (International Energy Agency: IEA) ระบุว่าปี 2023 ยอดจำหน่ายรถยนต์ไฟฟ้าทั่วโลกมีปริมาณสูงถึง 13.70 ล้านคัน ทั้งนี้หากเทียบกับปี 2017 พบว่ายอดจำหน่ายมีจำนวนเพิ่มขึ้นถึง 11.42 เท่า โดยในจำนวนที่เพิ่มขึ้นดังกล่าว 66.67 เปอร์เซ็นต์ (%) เป็นยอดจำหน่ายรถยนต์ไฟฟ้าที่ใช้แบตเตอรี่ (Battery Electric Vehicles: BEVs)[3-5] โดยสาเหตุสำคัญที่ทำให้คนส่วนใหญ่หันมาใช้รถยนต์ไฟฟ้ามากขึ้นเนื่องจากเทคโนโลยีได้รับการพัฒนาอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะแบตเตอรี่ที่นำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานให้รถยนต์ไฟฟ้าซึ่งได้รับการพัฒนาให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้นกว่าในอดีตอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็นเรื่องความหนาแน่นกำลัง (Power density) ประสิทธิภาพ (Efficiency) อายุการใช้งาน (Lifetime) เป็นต้น อย่างไรก็ตามปริมาณพลังงานไฟฟ้าที่เก็บไว้จนเต็มในแบตเตอรี่ก็ยังไม่เพียงพอที่จะทำให้รถยนต์ไฟฟ้าสามารถวิ่งในระยะทางไกลเท่ากับรถยนต์สันดาปภายใน[6-9] ด้วยสาเหตุดังกล่าว อุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้า (EV charger) และสถานีชาร์จรถยนต์ไฟฟ้า (EV charging station) จึงเป็นหนึ่งในปัจจัยสำคัญที่จะช่วยสนับสนุนให้ทั่วทั้งโลกสามารถเปลี่ยนผ่านไปสู่การใช้งานรถยนต์ไฟฟ้าได้เต็มรูปแบบยิ่งขึ้น[5] สำหรับอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าที่ได้รับการออกแบบและพัฒนาขึ้นมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบันซึ่งเป็นไปตามมาตรฐาน IEC61851 มาตรฐาน IEC62196 และมาตรฐาน SAE J1772 ที่ได้กำหนดรายละเอียดและรูปแบบชาร์จแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้าออกเป็น 2 รูปแบบ คือ การชาร์จด้วยไฟฟ้ากระแสสลับ (AC charging) โดยการต่อรับพลังงานไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งอาจเป็นระบบ 1 เฟส หรือ 3 เฟสขึ้นอยู่กับพื้นที่ติดตั้งใช้งาน มีพิกัดกำลังการชาร์จสูงสุดไม่เกิน 22 กิโลวัตต์ ใช้เวลาในการชาร์จจนเต็มอยู่ระหว่าง 1-10 ชั่วโมง ขึ้นอยู่กับความจุของแบตเตอรี่ที่ใช้ ซึ่งนิยมเรียกการชาร์จรูปแบบนี้ว่าแบบชาร์จช้า (Slow-charging) และอีกรูปแบบคือ

การชาร์จด้วยไฟฟ้ากระแสตรง (DC charging) โดยการใช้ตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC-DC power converters) ต่อเข้ากับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส และแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่ระดับแรงดัน 200–600 โวลต์ สำหรับชาร์จเข้าแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้าโดยตรง ซึ่งใช้เวลาในการชาร์จไม่เกินครึ่งชั่วโมง จึงนิยมเรียกการชาร์จรูปแบบนี้ว่าแบบชาร์จเร็ว (Fast-charging)[10-11] และภายหลังจากนี้มีการคาดการณ์ว่า ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้สำหรับชาร์จเข้าแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้าอาจเพิ่มขึ้นเป็น 800 โวลต์ ซึ่งจะส่งผลให้กระแสที่ไหลในตัวนำมีปริมาณลดลง ทำให้ขนาดตัวนำของสายไฟฟ้าที่ต้องใช้มีขนาดเล็กลง จนขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าก็จะน้อยลงด้วย อีกทั้งยังช่วยให้ประสิทธิภาพของอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าสูงขึ้นด้วย เนื่องจากกระแสในตัวนำของสายไฟฟ้าที่ลดลงจะทำให้การสูญเสียกำลัง (Power losses) ในสายไฟฟ้ามีค่าลดลงอย่างทวีคูณ[9],[12-14]

รายงานของสำนักงานพลังงานสากล (IEA) ระบุว่าในปี 2021 ทั่วโลกมีสถานีบริการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าทั้งแบบชาร์จช้าและชาร์จเร็วรวมกันกว่า 1.77 ล้านสถานี โดยเพิ่มขึ้นจากปี 2015 คิดเป็น 865.80 เปอร์เซ็นต์[6] สำหรับประเทศไทย ข้อมูลจากสมาคมยานยนต์ไฟฟ้าไทย (Electric Vehicle Association of Thailand: EVAT) ระบุว่าในปี 2023 มีอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้ารวมทั้งประเทศจำนวน 4,628 หัวจ่าย จากสถานีบริการจำนวน 1,482 สถานี และมีแผนที่จะติดตั้งอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าสาธารณะแบบชาร์จเร็วในพื้นที่ครอบคลุมเมืองใหญ่ แหล่งท่องเที่ยว จุดแวะพัก และพื้นที่ชุมชน อีกจำนวน 12,000 หัวจ่าย ให้แล้วเสร็จภายในปี 2032[3],[15-16] จากการขยายตัวเพิ่มขึ้นของจำนวนรถยนต์ไฟฟ้าและสถานีบริการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้ากลับส่งผลกระทบต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้า (Power quality) ในระบบส่งจ่ายไฟฟ้ามากขึ้น โดยมีสาเหตุหลักมาจากกระแสและแรงดันฮาร์มอนิก (Harmonics) ที่ปล่อยออกจากอุปกรณ์ชาร์จซึ่งอาศัยหลักการทำงานของตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power electronics converter) [9],[17]-[18] ผลการศึกษาพบว่า ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion: THD) ของกระแสมีค่าสูงขึ้น ซึ่งนอกจากจะทำให้เกิดความร้อนสูงในสายตัวนำและหม้อแปลง (Transformers) ที่ใช้งานภายในอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแล้ว ยังอาจส่งผลทำให้คลื่นแรงดันของระบบส่งจ่ายไฟฟ้าเกิดความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมสูงขึ้นจนอาจทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้า อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องใช้ไฟฟ้าต่าง ๆ ที่ต่อใช้งานร่วมกันในระบบส่งจ่ายไฟฟ้าดังกล่าวเกิดความเสียหายหรือทำงานผิดพลาดได้[10],[19-20] นอกเหนือจากผลกระทบที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์และเครื่องใช้ไฟฟ้าดังกล่าวแล้ว ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแส (THDi) ที่มากขึ้นยังมีผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor; PF) ของระบบไฟฟ้ามีค่าต่ำลงด้วย ทั้งนี้ปัญหาดังกล่าวจะมากหรือน้อยเป็นผลโดยตรงมาจากการออกแบบและเลือกใช้ตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงให้มีแรงดันเหมาะสมกับการชาร์จแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้า โดยตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้า

กระแสตรง หรือที่นิยมเรียกชื่อเฉพาะว่า ตัวเรียงกระแส (Rectifiers) ที่มีใช้งานกันในปัจจุบันแบ่งออกได้เป็น 3 กลุ่มใหญ่ ๆ คือ กลุ่มของตัวเรียงกระแสแบบพาสซีฟ (Passive rectifiers) ด้วยการใช้ไดโอด (Diode) หรือไทรสเตอร์ (Thyristor) เป็นตัวเรียงกระแสที่ออกแบบสร้างและต่อใช้งานได้ง่ายที่สุด ทั้งนี้หากพิจารณาจากโครงสร้างวงจร (Topology) จะพบว่าไม่มีสวิตช์กำลัง (Power switch) ที่ถูกควบคุมรวมอยู่ด้วย จึงไม่จำเป็นต้องใช้ตัวประมวลผล (Processor) และวงจรขับนำสวิตช์แต่อย่างใด ทำให้ตัวเรียงกระแสแบบนี้ได้รับความนิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลาย แต่เนื่องด้วยไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่ไม่สามารถควบคุมการทำงานได้ ทำให้กระแสอินพุตมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมค่อนข้างสูง และตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำมาก[9],[21] จนทำให้เกิดปัญหาคุณภาพกำลังไฟฟ้ามากขึ้น สำหรับกลุ่มของตัวเรียงกระแสแบบไฮบริด (Hybrid rectifiers) เป็นตัวเรียงกระแสที่สร้างขึ้นโดยการนำตัวเรียงกระแสแบบพาสซีฟมาต่อใช้งานร่วมกับตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (DC-DC power converters) ซึ่งมีสวิตช์กำลังที่ถูกควบคุมให้ทำงานร่วมกันกับตัวเหนี่ยวนำ (Inductors) และตัวเก็บประจุ (Capacitors) อยู่ในโครงสร้างวงจร ทำให้สามารถเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้มีค่าสูงขึ้นและควบคุมให้มีระดับเหมาะสมกับการชาร์จพลังงานเก็บไว้ในแบตเตอรี่ อีกทั้งการออกแบบเลือกใช้ตัวกรองด้านอินพุต (Front-end filter) ยังช่วยให้ปัญหาคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตของตัวเรียงกระแสลดลงได้[22-23] อย่างไรก็ตามจากโครงสร้างวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ รวมถึงสวิตช์กำลังที่ต้องใช้วงจรควบคุมการทำงาน ส่งผลให้ตัวเรียงกระแสลักษณะนี้มีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และมีราคาแพง ประกอบกับหลักการทำงานที่ต้องใช้การแปลงผันกำลังแบบ 2 ขั้นตอน (Two-states power conversion) ทำให้ประสิทธิภาพของตัวเรียงกระแสแบบนี้มีค่าต่ำ [17],[24] และสุดท้ายคือกลุ่มของตัวเรียงกระแสแบบแอคทีฟ (Active rectifiers) ที่อาศัยหลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation: PWM) เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลัง เป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมนำไปใช้งานอย่างแพร่หลายในภาคอุตสาหกรรม สาเหตุเพราะตัวเรียงกระแสแบบนี้สามารถควบคุมค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุตให้มีค่าเท่ากับหนึ่ง (Unity power factor) ด้วยกระแสอินพุตที่มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ (Sine wave) มีประสิทธิภาพสูงตลอดจนควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้[25-26]

การใช้งานตัวเรียงกระแสแบบแอคทีฟในปัจจุบัน สามารถออกแบบควบคุมการจ่ายกำลังให้ไหลได้ทั้งชนิดทิศทางเดียว (Unidirectional power flow) และชนิดสองทิศทาง (Bidirectional power flow) แต่สำหรับการนำมาใช้ในอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าพบว่า การใช้ตัวเรียงกระแสสามเฟสชนิดทิศทางเดียวจะมีความเหมาะสมกว่าเพราะช่วยให้การเสื่อมสภาพของแบตเตอรี่ช้าลง ใช้อุปกรณ์ในการออกแบบสร้างน้อยกว่า และเชื่อมต่อใช้งานได้ง่าย[7],[9] สำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสแบบแอคทีฟยังสามารถแบ่งออกได้เป็นสองลักษณะคือ ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับ (Three-phase two-level rectifiers) และตัวเรียงกระแสสามเฟสสามระดับ (Three-phase three-level

rectifiers) ซึ่งมีข้อโดดเด่นกว่าตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับในเรื่องความเครียดแรงดัน (Voltage stress) ที่ตกคร่อมสวิตช์กำลังที่มีค่าเพียง 50 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันเอาต์พุต ขณะที่แรงดันความเครียดที่ตกคร่อมสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับจะเท่ากับแรงดันเอาต์พุต ส่งผลให้การเลือกใช้งานสวิตช์กำลังในโครงสร้างวงจรของตัวเรียงกระแสสามเฟสสามระดับสามารถใช้พิกัดแรงดันต่ำกว่าระดับแรงดันเอาต์พุตได้ อีกทั้งยังทำให้มีความเชื่อถือได้ (Reliability) สูงกว่า เพราะการทำงานที่ระดับแรงดันต่ำจะมีความเสี่ยงต่อกับชำรุดเสียหายน้อยกว่า[27] แต่ด้วยความเจริญก้าวหน้าของเทคโนโลยีการผลิตอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และสารกึ่งตัวนำที่สามารถนำไปใช้งานในงานอุตสาหกรรมสมัยใหม่รวมถึงอุตสาหกรรมรถยนต์ไฟฟ้า ส่งผลให้สวิตช์กำลังที่ถูกผลิตขึ้นมาจำหน่ายใช้งานกันในปัจจุบันมีคุณลักษณะและสมรรถนะที่สูงขึ้นกว่าในอดีตเป็นอย่างมาก อาทิ พิกัดกำลังที่มากขึ้น ความถี่ใช้งานสูงขึ้น ประสิทธิภาพและความเชื่อถือได้ที่สูงขึ้นในขณะที่ราคาถูกลง รวมถึงพิกัดแรงดันใช้งานที่สูงขึ้นถึง 3,300 โวลต์[28]-[29] ทั้งนี้หากข้อจำกัดเรื่องความสามารถในการทำงานที่ระดับแรงดันสูง ๆ สามารถมองข้ามไปได้ด้วยเหตุผลดังกล่าวแล้ว การเลือกใช้ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวจะมีความเหมาะสมกว่า เนื่องจากโครงสร้างวงจрд้านเอาต์พุตที่ใช้ตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวทำให้ไม่ต้องกังวลปัญหาเรื่องความไม่สมดุลของแรงดัน (Unbalance voltages) ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเหมือนอย่างกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสามระดับที่มีตัวเก็บประจุสองตัวต่ออยู่ด้านเอาต์พุต ผลการศึกษางานวิจัยต่าง ๆ ใน [30-31] พบว่าตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวที่นิยมใช้ในปัจจุบันแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบได้แก่ ตัวเรียงกระแสแบบวาย (Wye-type rectifier หรือ Y- type rectifier) ตัวเรียงกระแสแบบเดลต้า (Delta-type rectifier หรือ Δ - type rectifier) และตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge-type rectifier) ซึ่งยังไม่พบการศึกษาคำเป็นไปได้ของการนำตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวดังกล่าวมาทำหน้าที่เป็นตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงในอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้า ดังนั้น การวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบสัญญาณควบคุมสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ด้วยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Pulse Width Modulation: SVPWM) และตัวควบคุมแบบแยกแรม (Decoupled controller) บนฐานการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน (Voltage-Oriented Control: VOC) เพื่อพัฒนาเป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็วที่ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 800 โวลต์ และส่งผลกระทบต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตไม่เกินกว่ารายละเอียดที่กำหนดตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 และมาตรฐาน IEC 61000-3

1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาและวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวบนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สองระดับสำหรับพัฒนาให้เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็ว

1.2.2 เพื่อออกแบบและสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ให้สามารถสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 800 โวลต์

1.2.3 เพื่อปรับปรุงตัวประกอบกำลังด้านอินพุตจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าใกล้เคียงหนึ่งตลอดจนลดค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสอินพุตให้ได้ตามมาตรฐาน

1.2.4 เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่นำเสนอ สำหรับพัฒนาให้เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็ว

1.3 วิธีดำเนินการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างแบบจำลองของระบบควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวต่อเข้ากับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส 3 สาย แรงดันระหว่างสาย 400 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิรตซ์ เพื่อทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็วขนาด 60 กิโลวัตต์ 800 โวลต์ ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2020b

1.3.2 ออกแบบและสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย แบบเดลต้า และแบบบริดจ์ บนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สองระดับ

1.3.3 ออกแบบตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสที่นำเสนอให้มีค่า 800 โวลต์ ตัวประกอบกำลังด้านอินพุตมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง และความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสอินพุตมีค่าเป็นไปตามมาตรฐาน ด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วนบนฐานการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน

1.3.4 ทดสอบสมรรถนะและเปรียบเทียบผลการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ใช้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังที่ได้จากวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สองระดับ

1.3.5 ทดสอบสมรรถนะและเปรียบเทียบคุณภาพกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วนบนฐานการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน

1.4 การวิเคราะห์ข้อมูล

การวิเคราะห์ข้อมูลในการวิจัยนี้จะใช้การวิเคราะห์สมรรถนะและเปรียบเทียบผลการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ใช้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังที่ได้มาจากวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สองระดับและวิธีการจัดปรับแรงดัน โดยแยกผลการวิเคราะห์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของตัวเรียงกระแส ดังนี้

1.4.1 วิเคราะห์และเปรียบเทียบค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแส ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของแรงดัน (THD_v) และค่าตัวประกอบกำลัง (PF)

1.4.2 วิเคราะห์และเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต (V_o) แรงดันปลิว (Voltage ripple) และกระแสปลิว (Voltage ripple) ด้านเอาต์พุต (Δv_o และ Δi_o) รวมถึงกระแสปลิวที่คาปาซิเตอร์ (Capacitor-current ripple: Δi_c)

1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยครั้งนี้

จากความมุ่งหมายของการวิจัยที่ 1.2.1 จนถึง 1.2.4 คาดว่าจะได้รับประโยชน์ดังต่อไปนี้

1.5.1 ได้ผลการศึกษาและวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวบนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สองระดับสำหรับพัฒนาให้เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็ว

1.5.2 ได้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่สามารถสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 800 โวลต์

1.5.3 ตัวประกอบกำลังด้านอินพุตมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง และความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสอินพุตมีค่าเป็นไปตามมาตรฐาน

1.5.4 ได้ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่น่าเสนอ สำหรับพัฒนาให้เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็ว

พูน ปณ จิต ชีเว

บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในการวิจัยครั้งนี้ผู้วิจัยได้ทำการศึกษาค้นคว้าเอกสาร และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องโดยมีลำดับหัวข้อและรายละเอียดดังต่อไปนี้

- 2.1 เทคโนโลยีและรูปแบบการชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์ไฟฟ้า
- 2.2 ทฤษฎีเฟรมอ้างอิงและการแปลงเฟรมในระบบไฟฟ้าสามเฟส
- 2.3 วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับตัวเรียงกระแสสองระดับชนิดทิศทางเดียว
- 2.4 วิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดัน
- 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 เทคโนโลยีและรูปแบบการชาร์จแบตเตอรี่รถยนต์ไฟฟ้า

2.1.1 เทคโนโลยีการชาร์จแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้า

เทคโนโลยีการชาร์จแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้า หรือที่นิยมเรียกสั้น ๆ ว่าการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าที่มีใช้งานกันในปัจจุบันแบ่งออกเป็น 3 วิธีการ คือ การชาร์จแบบใช้สาย การสับเปลี่ยนแบตเตอรี่ และการชาร์จแบบไร้สาย โดยวิธีการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบใช้สายถือเป็นรูปแบบที่ถูกเลือกใช้งานเป็นหลัก เพราะเป็นวิธีการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าที่มีความคุ้มค่าในการลงทุนสูงกว่าวิธีการอื่นมีประสิทธิภาพสูง อีกทั้งยังสามารถประยุกต์ใช้งานร่วมกับเทคโนโลยีการจัดการพลังงานได้[15],[32] สำหรับวิธีการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบใช้สายตามมาตรฐานของสมาคมวิศวกรรมยานยนต์ของสหรัฐอเมริกา (American Society of Automotive Engineers: SAE) ว่าด้วยข้อกำหนดสำหรับการชาร์จแบบนำไฟฟ้าของรถยนต์ไฟฟ้า J1772 ที่แบ่งระดับของอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าออกเป็น 3 ระดับตามพิกัดกำลังการชาร์จ (Charging power rate) ระดับแรงดัน ขนาดกระแส เวลาในการชาร์จ (Charging time) จนเต็มความจุของแบตเตอรี่ มีรายละเอียดดังนี้[5],[7],[20]-[21]

1) การชาร์จแบบช้าด้วยไฟฟ้ากระแสสลับ

การชาร์จแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้าแบบช้าด้วยไฟฟ้ากระแสสลับ (AC slow-charging) เป็นการชาร์จที่ระดับ 1 (Level 1) โดยการใช้ตัวเรียงกระแสหนึ่งเฟสแบบไดโอดต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส แรงดัน 120 โวลต์ สามารถชาร์จแบตเตอรี่ได้ด้วยกำลังระหว่าง 1.40–1.90 กิโลวัตต์ ที่ระดับกระแสสูงสุด 16 แอมป์ ใช้เวลาในการชาร์จจนเต็มความจุของแบตเตอรี่อยู่ระหว่าง 6–8 ชั่วโมงขึ้นอยู่กับขนาดของแบตเตอรี่ ซึ่งการชาร์จในระดับนี้ถือเป็นการชาร์จแบบ

พื้นฐานที่สุดและได้รับความนิยมใช้งานกันมากที่สุดในโลก อย่างไรก็ตามการชาร์จในระดับนี้จำเป็นต้องใช้เวลานานเพื่อชาร์จแบตเตอรี่จนเต็มความจุ จึงไม่เหมาะกับการนำไปใช้งานในสถานบริการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้า

2) การชาร์จแบบปกติด้วยไฟฟ้ากระแสสลับ

การชาร์จแบบปกติด้วยไฟฟ้ากระแสสลับ (AC normal-charging) เป็นการชาร์จที่ระดับ 2 (Level 2) โดยการใช้ตัวเรียงกระแสหนึ่งเฟสหรือสามเฟส ต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 230 โวลต์ ที่มีความสามารถในการชาร์จด้วยกำลังที่สูงขึ้นกว่าการชาร์จที่ระดับ 1 ด้วยกำลังระหว่าง 3.70–22 กิโลวัตต์ กระแสสูงสุด 32 แอมป์ ใช้เวลาในการชาร์จจนเต็มความจุของแบตเตอรี่อยู่ระหว่าง 1–3 ชั่วโมงขึ้นอยู่กับขนาดความจุของแบตเตอรี่ จึงเหมาะกับการนำไปใช้งานหรือให้บริการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในพื้นที่สาธารณะ หรือสถานที่ที่ผู้ใช้บริการสามารถจอดรถทิ้งไว้ได้ในช่วงระยะเวลาหนึ่ง เช่น ลานจอดรถของสถานที่ต่าง ๆ ห้างสรรพสินค้า หรือแม้กระทั่งการติดตั้งใช้งานไว้ภายในบ้านพักอาศัยก็สามารถดำเนินการได้

3) การชาร์จแบบเร็วด้วยไฟฟ้ากระแสตรง

การชาร์จแบบเร็วด้วยไฟฟ้ากระแสตรง (DC fast-charging) เป็นการชาร์จที่ระดับ 3 (Level 3) ด้วยการต่อใช้งานตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส พิกัดแรงดัน 480 โวลต์ เพื่อแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 200–600 โวลต์ สำหรับชาร์จเข้าแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้าได้โดยตรง ถือเป็นการชาร์จแบบเร็วด้วยไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งสามารถชาร์จพลังงานเข้าสู่แบตเตอรี่จนถึง 80 เปอร์เซ็นต์ของความจุในระยะเวลาไม่เกิน 30 นาที อย่างไรก็ตาม อุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบเร็วมีความต้องการพลังไฟฟ้าค่อนข้างสูง และมีราคาการติดตั้งและการปฏิบัติการสูงกว่าการชาร์จทั้งสองรูปแบบก่อนหน้า จึงทำให้อุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบเร็วได้รับความนิยมนำไปติดตั้งใช้งานในสถานบริการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าที่มีผู้ใช้บริการเป็นจำนวนมากและต้องการความรวดเร็วในการชาร์จ

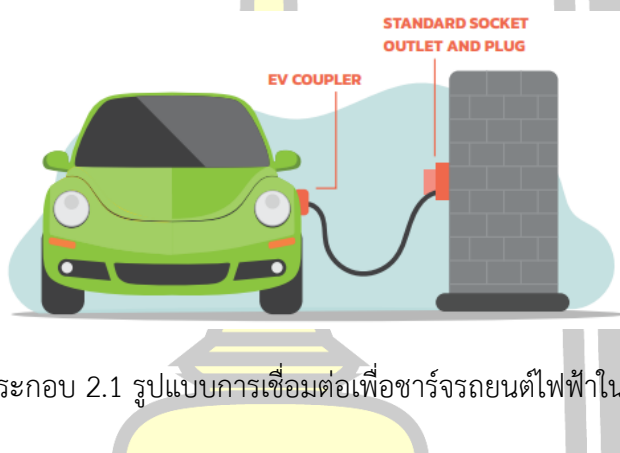
2.1.2 รูปแบบการเชื่อมต่อและความปลอดภัยของการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้า

การเชื่อมต่ออุปกรณ์ชาร์จเพื่อชาร์จพลังงานเข้าสู่แบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้าเพื่อให้เกิดความปลอดภัยกับรถยนต์ไฟฟ้าและผู้ใช้งาน เป็นไปตามข้อกำหนดทั่วไปของระบบการชาร์จแบบนำไฟฟ้าของรถยนต์ไฟฟ้า (Electric vehicle conductive charging system) ของมาตรฐาน IEC 61851-1 ซึ่งได้กำหนดไว้ 4 โหมด (Mode) โดยมีรายละเอียดดังนี้[9],[15]

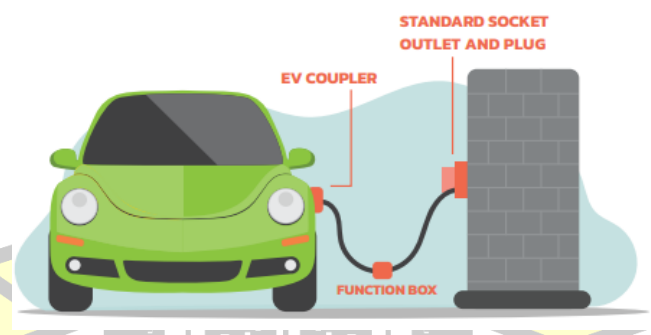
1) โหมด 1

การเชื่อมต่อตามรูปแบบในโหมด 1 (Mode 1) ดังภาพประกอบ 2.1 กำหนดว่าการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าโดยเข้าต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส แรงดัน 250 โวลต์ และ 3 เฟส แรงดันระหว่างสาย 480 โวลต์ ที่ระดับกระแสสูงสุด 16 แอมป์ ผ่านตัวรับมาตรฐาน สามารถ

ชาร์จแบตเตอรี่ได้ด้วยกำลังสูงสุดไม่เกิน 3 กิโลวัตต์ ใช้เวลาในการชาร์จจนเต็มความจุของแบตเตอรี่อยู่ระหว่าง 6–8 ชั่วโมงขึ้นอยู่กับขนาดความจุของแบตเตอรี่ จึงทำให้การชาร์จในโหมด 1 เป็นการชาร์จแบบช้า ทั้งนี้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่ต่อใช้งานจะต้องได้รับการออกแบบและติดตั้งตามมาตรฐานความปลอดภัยรวมทั้งต้องติดตั้งสายดิน อุปกรณ์ตัดไฟฟ้า และอุปกรณ์ป้องกันกระแสรั่ว โดยไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ชาร์จไฟฟ้าใด ๆ เพิ่มเติม อย่างไรก็ตาม การชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมดนี้ซึ่งต้องใช้ระยะเวลานานอาจทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ตัวรับและสายไฟฟ้า จึงอาจก่อให้เกิดอันตรายได้ จึงทำการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมด 1 ไม่ได้รับการอนุญาตให้ใช้งานในประเทศไทย ตามรายละเอียดที่กำหนดไว้ใน มอก. 61851 เล่ม 1–2560



ภาพประกอบ 2.1 รูปแบบการเชื่อมต่อเพื่อชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมด 1



ภาพประกอบ 2.2 รูปแบบการเชื่อมต่อเพื่อชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมด 2

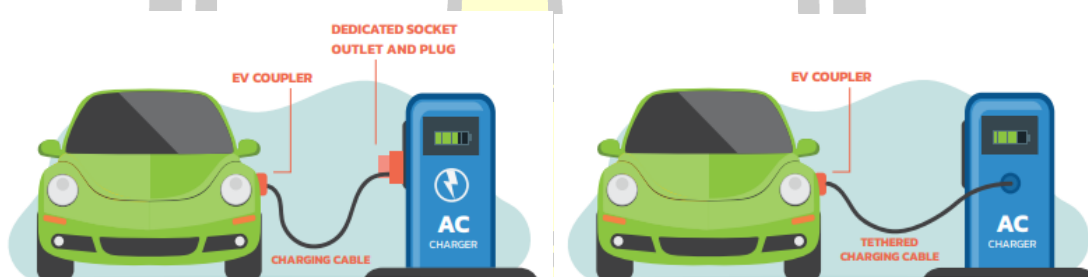
2) โหมด 2

การเชื่อมต่อตามรูปแบบในโหมด 2 (Mode 2) ดังภาพประกอบ 2.2 กำหนดรายละเอียดการเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเหมือนกับการเชื่อมต่อในโหมด 1 คือ เชื่อมต่อเข้าได้ทั้งกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส และ 3 เฟส ผ่านตัวรับมาตรฐาน และยังคงชาร์จแบตเตอรี่ได้ด้วยกำลังสูงสุดไม่เกิน 3 กิโลวัตต์ ในระยะเวลา 6–8 ชั่วโมงขึ้นอยู่กับขนาดความจุของแบตเตอรี่ จึงทำให้การชาร์จในโหมด 2 ยังถือเป็นการชาร์จแบบช้าอยู่ อย่างไรก็ตามความแตกต่างของ

การเชื่อมต่อตามรูปแบบในโหมด 2 เมื่อเทียบกับโหมด 1 จะอยู่ที่การติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมและป้องกันในสาย (In-cable control and protection device: IC-CPD) ขนาดสูงสุด 32 แอมป์ เพื่อควบคุมการชาร์จมาพร้อมกับสายไฟฟ้าสำหรับชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าซึ่งช่วยให้เกิดความปลอดภัยขณะใช้งานมากขึ้นกว่าการเชื่อมต่อในโหมด 1 แต่ก็ทำให้มีค่าใช้จ่ายสูงขึ้นด้วยเช่นกัน

3) โหมด 3

การเชื่อมต่อตามรูปแบบในโหมด 3 (Mode 3) ดังภาพประกอบ 2.3 กำหนดว่าการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าผ่านอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าชนิดกระแสสลับ โดยอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าอาจต่อรับพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่มีสายดินได้ทั้ง 1 เฟส แรงดัน 250 โวลต์ และ 3 เฟส แรงดันระหว่างสาย 480 โวลต์ โดยขึ้นอยู่กับพื้นที่ติดตั้งใช้งาน สามารถชาร์จแบตเตอรี่ได้ด้วยกำลังระหว่าง 3.70–22 กิโลวัตต์ ที่ระดับกระแสสูงสุด 250 แอมป์ ใช้เวลาในการชาร์จจนเต็มความจุของแบตเตอรี่อยู่ระหว่าง 1–3 ชั่วโมงขึ้นอยู่กับขนาดความจุของแบตเตอรี่ ซึ่งเรียกว่าการชาร์จแบบปกติ ทั้งนี้การชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าผ่านอุปกรณ์ชาร์จจะทำให้เกิดความปลอดภัยขณะใช้งานมากขึ้นกว่าการเชื่อมต่อในโหมด 1 และโหมด 2 แต่ก็ทำให้มีค่าใช้จ่ายสูงขึ้นด้วยเช่นกัน



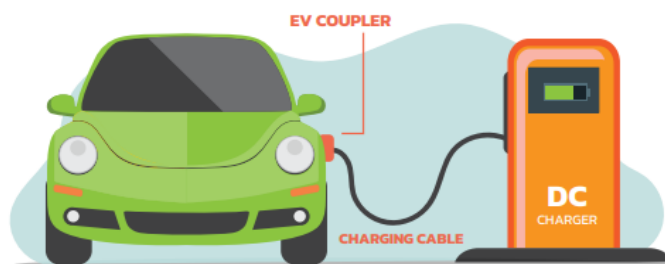
(ก) กรณีสถาปัตยกรรมเป็นแบบมีเต้ารับ

(ข) กรณีสถาปัตยกรรมเป็นแบบมีสาย

ภาพประกอบ 2.3 รูปแบบการเชื่อมต่อเพื่อชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมด 3

4) โหมด 4

การเชื่อมต่อตามรูปแบบในโหมด 4 (Mode 4) ดังภาพประกอบ 2.4 กำหนดว่าการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าผ่านอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าชนิดกระแสตรงที่ระดับแรงดัน 600 โวลต์ สำหรับชาร์จพลังงานเข้าสู่แบตเตอรี่โดยตรงด้วยกำลังที่มากกว่า 50 กิโลวัตต์ กระแสสูงสุด 400 แอมป์ ทำให้สามารถชาร์จพลังงานเข้าสู่แบตเตอรี่จนถึง 80 เปอร์เซ็นต์ของความจุภายในระยะเวลาไม่เกิน 30 นาทีขึ้นอยู่กับขนาดความจุของแบตเตอรี่ ด้วยระยะเวลาการชาร์จที่รวดเร็วกว่าทั้ง 3 โหมดที่กล่าวมาก่อนหน้า จึงทำให้การชาร์จในโหมดนี้ถูกเรียกว่า การชาร์จแบบชาร์จเร็ว



ภาพประกอบ 2.4 รูปแบบการเชื่อมต่อเพื่อชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าในโหมด 4

2.2 ทฤษฎีเฟรมอ้างอิงและการแปลงเฟรมในระบบไฟฟ้าสามเฟส

ทฤษฎีเฟรมอ้างอิง (Reference frame) สามารถนำมาใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวได้ สำหรับประโยชน์ที่ได้รับอย่างเห็นได้ชัดคือ ตัวแปรของแรงดันและกระแสในระบบสามเฟสจะลดลงจากสามตัวแปรเหลือเพียงสองตัวแปรเท่านั้น จึงทำให้ง่ายในการคำนวณตลอดจนช่วยเพิ่มความสะดวกในการสร้างแบบจำลองด้วยโปรแกรมทางคณิตศาสตร์และการสร้างตัวควบคุมแบบดิจิทัล (Digital controller) สำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว จากการศึกษาพบว่าปัจจุบันทฤษฎีเฟรมอ้างอิงมีอยู่ด้วยกันหลายรูปแบบ อาทิ เฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (Three-phase stationary frame หรือเรียกว่า abc frame) เฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส (Two-phase stationary frame หรือเรียกว่า $\alpha\beta$ frame) และเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (Two-phase rotating frame หรือเรียกว่า dq frame) ซึ่งเฟรมอ้างอิงต่าง ๆ นั้นสามารถแปลงไปมาระหว่างกันได้ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้ [22],[25-26]

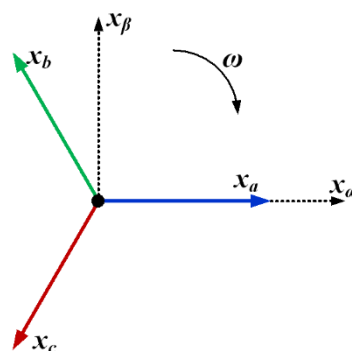
2.2.1 การแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟสกับเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส

วิธีการแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟสเป็นเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($abc / \alpha\beta$) เริ่มต้นการพิจารณาจากสมการทางเวกเตอร์ไฟฟ้าของระบบไฟฟ้าสามเฟสได้ดูลที่มีลำดับเฟสเป็นแบบเรียงลำดับลบ (Negative sequence) ดังนี้

$$\begin{cases} x_a = X_p \sin(\omega t) \\ x_b = X_p \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ x_c = X_p \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.1)$$

เมื่อ x_a, x_b, x_c คือ ค่าขณะหนึ่ง (Instantaneous value) ของตัวแปรทางไฟฟ้าที่พิจารณาในเฟส เอ เฟสบี และเฟสซี ตามลำดับ

X_p	คือ ค่ายอด (Peak value) ของตัวแปรทางไฟฟ้าที่พิจารณา
ω	คือ ความเร็วการหมุนเชิงมุมใด ๆ ของเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส
t	คือ เวลาขณะหนึ่งใด ๆ



ภาพประกอบ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) และเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$)

เนื่องจากเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) ประกอบด้วยเวกเตอร์ไฟฟ้าของระบบไฟฟ้าสามเฟส และเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) นั้นจะไม่หมุนเคลื่อนที่ในสเปซ ดังนั้นกำหนดให้เวกเตอร์ไฟฟ้าของเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) วางเปรียบเทียบกับเวกเตอร์ไฟฟ้าของเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) โดยที่องค์ประกอบกระแสสลับสามเฟสบนแกนเฟสเอ (a -axis ; x_a) วางอยู่ในแนวเดียวกับองค์ประกอบกระแสสลับสองเฟสบนแกนจริง (α -axis ; x_α) ดังภาพประกอบ 2.5 สำหรับการคำนวณหาองค์ประกอบกระแสสลับสองเฟสบนเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) ทั้ง x_α และ x_β สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

จากอดีตจนถึงปัจจุบันระบบไฟฟ้าสามเฟสที่ใช้กันอยู่ทั้งภายในประเทศรวมถึงในต่างประเทศจะมีความแตกต่างกันที่ขนาดแรงดันและความถี่ แต่สิ่งที่มีความเหมือนกันในทุกประเทศก็คือจะต้องเป็นระบบสามเฟสที่ได้ดุล นั้นหมายความว่าผลรวมทางเวกเตอร์ของตัวแปรทั้งสามเฟสจะมีค่าเท่ากับศูนย์เสมอ เขียนเป็นสมการได้คือ

$$x_a + x_b + x_c = 0 \quad (2.3)$$

เมื่อนำความสัมพันธ์ของระบบสามเฟสได้ดูลตามสมการ (2.3) ลงไปแทนในสมการ (2.2) จะได้

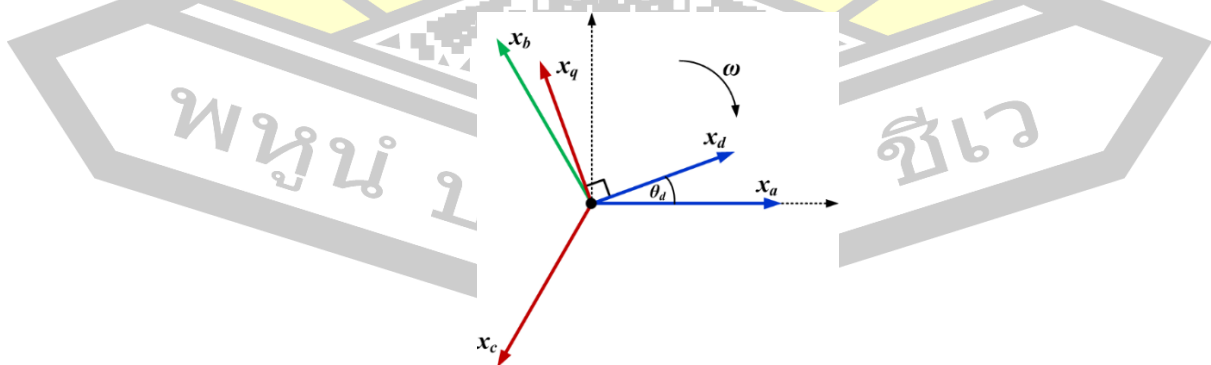
$$\begin{cases} x_\alpha = \frac{2}{3} \left(x_a - \frac{x_b}{2} - \frac{x_c}{2} \right) = x_a \\ x_\beta = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}x_b}{2} - \frac{\sqrt{3}x_c}{2} \right) = \frac{1}{\sqrt{3}}(x_a + 2x_b) \end{cases} \quad (2.4)$$

สมการ (2.4) แสดงให้เห็นผลลัพธ์ขององค์ประกอบกระแสสลับสองเฟสบนเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่ (x_α และ x_β) ซึ่งได้รับจากการแปลงองค์ประกอบกระแสสลับสามเฟสบนเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่ (x_a , x_b และ x_c) โดยจะเห็นได้ว่าวิธีการนี้จะใช้เพียงองค์ประกอบกระแสสลับสามเฟสบนแกนเฟสเอ (x_a) และแกนเฟสบี (x_b) เท่านั้น ดังนั้นหากนำวิธีการแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) ไปเป็นเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) มาใช้กับระบบไฟฟ้าสามเฟสเพื่อวัดข้อมูลทางไฟฟ้าในแต่ละเฟสเข้าสู่ตัวประมวลผลก็สามารถวัดข้อมูลทางไฟฟ้าเพียงแค่สองเฟสก็เพียงพอ ส่งผลให้ความต้องการใช้อุปกรณ์ตรวจจับ (Sensor) ลดลงได้

ในส่วนของการแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) กลับไปอยู่ในเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) ก็ยังสามารถทำได้ด้วยการใช้สมการดังต่อไปนี้

$$\begin{cases} x_a = x_\alpha \\ x_b = -\frac{1}{2}x_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}x_\beta \\ x_c = -\frac{1}{2}x_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}x_\beta \end{cases} \quad (2.5)$$

2.2.2 การแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟสกับเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส

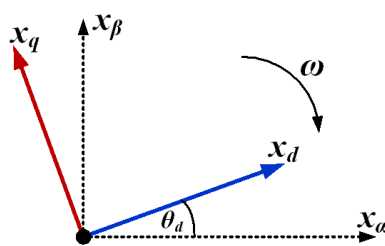


ภาพประกอบ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) และเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq)

การหาองค์ประกอบกระแสลับของเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) ทั้งองค์ประกอบกระแสลับบนแกนดี (x_d) และองค์ประกอบกระแสลับบนแกนควิ (x_q) สามารถหาได้จากส่วนฉายที่ตั้งฉากจากเวกเตอร์ของตัวแปรทั้งสามเฟส x_a , x_b และ x_c ที่ปรากฏบนแกนเวกเตอร์องค์ประกอบกระแสลับทั้งบนแกนดีและควิ ดังภาพประกอบ 2.6 ซึ่งสามารถคำนวณหาได้โดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติดังนี้

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

เมื่อ θ_s คือ ความกว้างของมุมระหว่างองค์ประกอบกระแสลับบนแกนดี (x_d) กับองค์ประกอบกระแสลับบนแกนเอ (x_a)



ภาพประกอบ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) และเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq)

จากสมการ (2.6) จะเห็นว่าการได้มาซึ่งองค์ประกอบกระแสลับสองเฟสบนเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่ (x_d และ x_q) จากการแปลงองค์ประกอบกระแสลับสามเฟสบนเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (x_a , x_b และ x_c) จะต้องใช้ตัวแปรตั้งต้นถึงสามตัวแปรซึ่งยังไม่เป็นไปตามวัตถุประสงค์หลักที่ต้องการจากการแปลงเฟรมอ้างอิง นั่นคือการลดตัวแปรให้เหลือน้อยลง ดังนั้นการใช้ประโยชน์จากการแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟสไปเป็นเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta/\alpha\beta$) จึงมีความน่าสนใจเป็นอย่างยิ่งเนื่องจากเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) นั้นสามารถที่จะแปลงให้ไปอยู่ในเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) ได้ เพียงแต่เฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) จะแตกต่างจากเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) ตรงที่จะมีการหมุนเคลื่อนที่ในสเปซด้วยความเร็วเท่ากับค่าความเร็วเชิงมุมใด ๆ ก็ได้ และองค์ประกอบกระแสลับทั้งสองแกน (x_d และ x_q) จะตั้งฉากกันอยู่ตลอดเวลา ดังภาพประกอบ 2.7 ซึ่งการแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) เป็นเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) สามารถทำได้โดยการใช้สมการดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

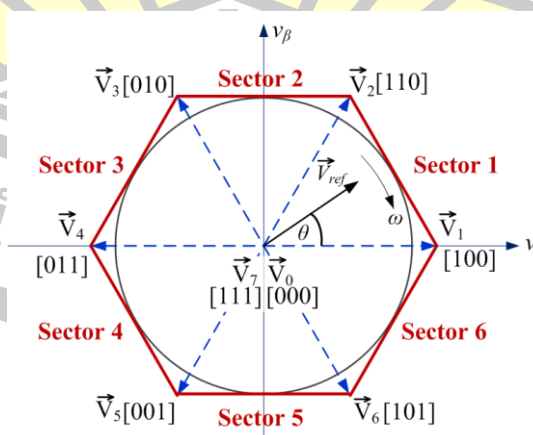
สมการ (2.7) แสดงให้เห็นว่าวิธีการนี้จะใช้เพียงองค์ประกอบกระแสสลับสองเฟสของเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) ซึ่งได้จากการใช้องค์ประกอบกระแสสลับสามเฟสบนแกนเฟสเอ (x_a) และแกนเฟสบี (x_b) เป็นตัวแปรตั้งต้น ดังนั้นหากนำวิธีการเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) ไปเป็นเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) มาใช้กับระบบไฟฟ้าสามเฟสก็ยังคงใช้อุปกรณ์ตรวจจับเพียงแค่สองเฟสเท่านั้น

ในส่วนของการแปลงเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) กลับไปอยู่ในรูปของเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) ก็ยังสามารถทำได้ด้วยการใช้สมการดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

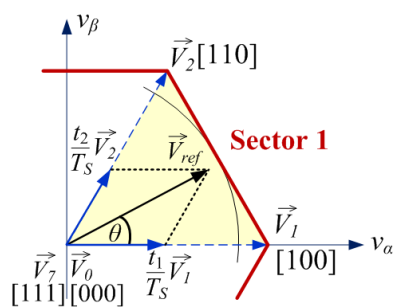
2.3 วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ

วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Modulation: SVM) เป็นเทคนิคการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ (Gate-drive signals) ที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย สาเหตุเพราะเป็นการมอดูเลตแบบเวลาจริง (Real time) จึงเหมาะที่จะนำไปใช้ในตัวควบคุมแบบดิจิทัล โดยเฉพาะอย่างยิ่งการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว (Three-phase two-level unidirectional rectifiers) ด้วยวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์กำลังเป็นที่นิยมมากในปัจจุบัน เนื่องจากวิธีการนี้สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในระดับที่ต้องการได้ รวมถึงยังสามารถช่วยปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตให้ดีขึ้นได้[22],[25],[31],[33]



ภาพประกอบ 2.8 แผนภาพสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ

สถานะการสวิตช์ (Switching states) ของสวิตช์กำลังในกึ่งเฟสเอ เฟสบี และเฟสซีของคอนเวอร์เตอร์สองระดับ ได้มาจากการหาตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง (Reference voltage vector: $\vec{V}_{ref}$) ที่หมุนเคลื่อนที่อยู่ในแผนภาพสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับในภาพประกอบ 2.8 โดยที่แผนภาพสเปซเวกเตอร์นั้นจะถูกแบ่งออกเป็นหกส่วนเท่า ๆ กัน ด้วยความกว้างส่วนละ 60 องศา ซึ่งต่อไปนี้จะเรียกว่า เซกเตอร์ (Sectors) โดยมีเวกเตอร์ที่มีค่าแรงดันหรือเรียกว่าเวกเตอร์แอคทีฟ (Active vectors) จำนวน 6 เวกเตอร์ ($\vec{V}_1$ ถึง $\vec{V}_6$) ที่ให้สถานะการสวิตช์แตกต่างกันไป ทำหน้าที่เป็นเส้นแบ่งเซกเตอร์ จนทำให้เกิดเซกเตอร์จำนวน 6 เซกเตอร์ครอบคลุมหนึ่งวัฏจักร (Cycle) ของคลื่นไฟฟ้ากระแสสลับ นอกจากนี้ยังมีเวกเตอร์ศูนย์ (Zero vectors) อีกจำนวน 2 เวกเตอร์ ($\vec{V}_0$ และ $\vec{V}_7$) ซึ่งมีสถานะการสวิตช์เป็น 000 และ 111 ตามลำดับ อยู่บริเวณกึ่งกลางของแผนภาพสเปซเวกเตอร์ดังกล่าว



ภาพประกอบ 2.9 การสังเคราะห์เวกเตอร์แรงดันอ้างอิง $\vec{V}_{ref}$ ภายในเซกเตอร์ 1

ขนาดของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง สามารถหาได้จากการสังเคราะห์เวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในบริเวณของเซกเตอร์ที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงนั้นตกอยู่ เช่น หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงตกอยู่ในพื้นที่ของเซกเตอร์ 1 เวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องจะประกอบด้วยเวกเตอร์ $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2$ และ $\vec{V}_7$ ดังภาพประกอบ 2.9 และเนื่องจากขนาดของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเกิดจากการสังเคราะห์เวกเตอร์ที่เกี่ยวข้อง โดยที่องค์ประกอบของเวกเตอร์แต่ละเวกเตอร์นั้นจะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาการสวิตช์ (Switching time) ของเวกเตอร์ด้วย จากเหตุผลดังกล่าวสมการที่ใช้ในการหาขนาดของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจึงประกอบไปด้วยเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องและช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2$ และ $\vec{V}_7$ ดังนี้

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} \cdot T_s = \left(\frac{1}{2} \vec{V}_0 T_0\right) + (\vec{V}_1 \cdot t_1) + (\vec{V}_2 \cdot t_2) + \left(\frac{1}{2} \vec{V}_7 T_0\right) \\ T_s = t_1 + t_2 + T_0 \end{cases} \quad (2.9)$$

เมื่อ t_1, t_2 คือ ช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ ตามลำดับ

T_0 คือ ช่วงเวลาการสวิตช์รวมระหว่างเวกเตอร์ $\vec{V}_0$ และ $\vec{V}_7$ ซึ่งในกรณีนี้ทำได้

จาก $T_0 = t_0 + t_7$

T_s คือ คาบเวลาสุ่ม (Sampling period)

โดยปกติแล้วแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้าในระบบสามเฟสจะเป็นแบบสามเฟสได้ดุล นั่นหมายความว่า $v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0$ ทั้งนี้เพื่อให้่ายต่อการคำนวณ และสะดวกต่อการสร้างแบบจำลอง ด้วยโปรแกรมทางคณิตศาสตร์รวมถึงการสร้างระบบควบคุมแบบดิจิทัล การหาค่าเฉลี่ยของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในภาพประกอบ 2.9 สามารถหาได้จากสมการรูปแบบทั่วไปของสมการสเปซเวกเตอร์ที่อยู่ในเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) ดังนี้

$$\vec{V}_{ref} = v_{as} + jv_{bs} = \frac{2}{3} [v_{as}e^{j0} + v_{bs}e^{j2\pi/3} + v_{cs}e^{j4\pi/3}] \quad (2.10)$$

ใช้การสังเคราะห์เวกเตอร์ที่เกี่ยวข้อง และช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ในเซกเตอร์ 1 จะได้

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2V_{dc}}{3} \left[\frac{t_1 + t_2 + T_0/2}{T_s} + \frac{t_2 + T_0/2}{T_s} \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + \frac{T_0}{2T_s} \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] \quad (2.11)$$

เนื่องจากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเกิดจากส่วนฉายที่ตั้งฉากจากเวกเตอร์ของตัวแปรทั้งสามเฟส x_a , x_b และ x_c ที่ปรากฏบนแกนเวกเตอร์องค์ประกอบกระแสลบสองเฟสของเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) ทั้งบนแกนจริง และแกนจินตภาพ (β -axis) ซึ่งสามารถแยกองค์ประกอบได้ดังนี้

$$\begin{cases} \text{Re} : V_{ref}(\cos \theta) = \left(\frac{2V_{dc}t_1}{3T_s} \right) + \left(\frac{V_{dc}t_2}{3T_s} \right) \\ \text{Im} : V_{ref}(\sin \theta) = \frac{V_{dc}t_2}{\sqrt{3}T_s} \end{cases} \quad (2.12)$$

แก้สมการ (2.12) เพื่อหาสมการช่วงเวลาการสวิตช์ t_1 และ t_2 จะได้

$$\begin{cases} t_1 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ t_2 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} (\sin \theta) \end{cases} \quad (2.13)$$

สำหรับสมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ศูนย์ (T_0) หาได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ของช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ ที่ได้จากสมการ (2.13) และคาบเวลาสุ่ม (T_s) ตามสมการ (2.9) ซึ่งเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{cases} T_0 = T_s - t_1 - t_2 \\ T_0 = T_s - \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right) \end{cases} \quad (2.14)$$

จากวิธีการหาสมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในเซกเตอร์ 1 สามารถนำไปปรับใช้เพื่อหาสมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในเซกเตอร์อื่น ๆ ที่เหลือได้ ทั้งนี้ผลการสังเคราะห์เวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในบริเวณของเซกเตอร์อื่น ๆ เพื่อหาสมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ได้สรุปและแสดงไว้ในตาราง 2.1

ตาราง 2.1 สมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในเซกเตอร์ 1 ถึงเซกเตอร์ 6

เซกเตอร์	สมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ	
	เวกเตอร์แกนที่พิกัดที่เกี่ยวข้อง	เวกเตอร์ศูนย์
1	$t_1 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $t_2 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} (\sin \theta)$	$T_0 = T_s + \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
2	$t_2 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $t_3 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$T_0 = T_s + \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} (-\sin \theta)$
3	$t_3 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} (\sin \theta)$ $t_4 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$T_0 = T_s + \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
4	$t_4 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $t_5 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} (-\sin \theta)$	$T_0 = T_s + \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
5	$t_5 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $t_6 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$T_0 = T_s + \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} (\sin \theta)$
6	$t_6 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} (-\sin \theta)$ $t_1 = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$T_0 = T_s + \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$

พิจารณาจากตาราง 2.1 จะพบว่าช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในแต่ละเซกเตอร์จะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับสัดส่วนระหว่างค่าแรงดันอ้างอิงซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับและปริมาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{dc}) ของคอนเวอร์เตอร์ โดยสามารถนำมาเขียนเป็นสมการดัชนีการมอดูเลต (Modulation index: m_a) ได้ดังนี้

$$m_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \quad (2.15)$$

โดยที่ความยาวของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงคือ ค่าแรงดันเฟส (Phase-voltages) สูงสุดที่องค์ประกอบความถี่หลักมูล (Fundamental frequency: f_s) ในระบบไฟฟ้ากระแสสลับ เขียนเป็นสมการได้คือ

$$v_{ref} = \hat{V}_{phase,1} = \sqrt{2} V_{phase,1} \quad (2.16)$$

แทนสมการ (2.16) ลงในสมการ (2.15) เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับและแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

$$V_{dc} = \sqrt{6} \frac{V_{phase,1}}{m_a} \quad (2.17)$$

จากสมการ (2.17) หากคอนเวอร์เตอร์ได้รับการออกแบบให้ต่อใช้งานกับระบบส่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งมีระดับแรงดันคงที่ ประกอบกับค่าดัชนีการมอดูเลตที่เป็นไปได้ของของวิธีการมอดูเลตเชิงสเปวเวกเตอร์ที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ($0 \leq m_a \leq 1$) จะพบว่า แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์จะเปลี่ยนแปลงได้ตามค่าดัชนีการมอดูเลต

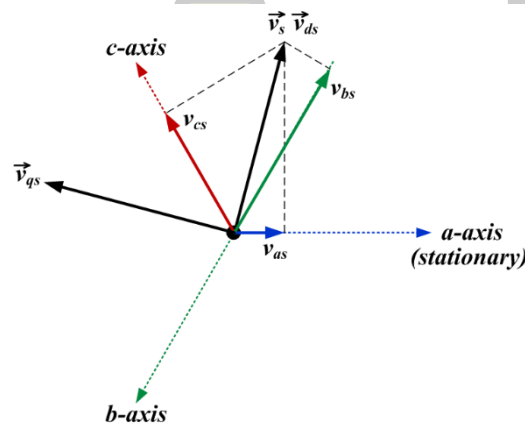
2.4 วิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดัน

วิธีการจัดปรับแรงดัน หรือที่นิยมเรียกว่าการควบคุมแรงดันแบบเวกเตอร์ (Vector control) ดังภาพประกอบ 2.10 เป็นวิธีการควบคุมแรงดันและคุณภาพกำลังไฟฟ้าสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับระบบส่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้รับความนิยมนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างมาก สาเหตุที่เป็นเช่นนั้นเนื่องจากหลักการควบคุมนี้จะอาศัยการแปลงเฟรมอ้างอิงไปมาระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) กับเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) ดังนั้น ตัวแปรของระบบไฟฟ้าสามเฟสจึงลดลงเหลือเพียงสองตัวแปรเท่านั้น ส่งผลให้การออกแบบและการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ง่ายและสะดวกขึ้น[25],[33]

สามารถนำมาคำนวณหาองค์ประกอบกำลังจริง (Real power: P_s) และองค์ประกอบกำลังจินตภาพ (Reactive power: Q_s) ของระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสได้ดังนี้

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \end{cases} \quad (2.19)$$

จากสมการ (2.19) แสดงให้เห็นว่าการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันนี้องค์ประกอบของกำลังจะแยกอิสระจากกัน ดังนั้นจึงสามารถที่จะควบคุมกำลังจริงและกำลังจินตภาพประกอบป้อนเข้าทางด้านที่เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับได้อย่างอิสระจากกันเช่นกัน



ภาพประกอบ 2.11 ความสัมพันธ์ของเวกเตอร์แรงดันที่เคลื่อนที่ในสเปซของระบบไฟฟ้ากระแสสลับกับองค์ประกอบของแรงดันบนเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq)

โดยปกติแล้ววิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับจะกำหนดให้เวกเตอร์แรงดันที่เคลื่อนที่ในสเปซของระบบไฟฟ้ากระแสสลับ ($\vec{V}_s$) วางทับกับองค์ประกอบของแรงดันบนแกนดี ($\vec{V}_{ds}$) ดังแสดงในภาพประกอบ 2.11 โดยที่ขนาดแรงดันของระบบไฟฟ้ากระแสสลับจะมีค่าเท่ากับขนาดองค์ประกอบของแรงดันบนแกนดี ($v_{ds} = v_s$) ดังนั้นจะได้ว่า

$$v_{qs} = \sqrt{v_s^2 - v_{ds}^2} = 0 \quad (2.20)$$

แทนสมการ (2.20) ลงในสมการ (2.19) จะได้

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} v_{ds} i_{ds} \\ Q_s = -\frac{3}{2} v_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (2.21)$$

จากสมการ (2.21) แสดงให้เห็นว่ากำลังจริงของระบบสามารถควบคุมได้โดยการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) บนเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่ ซึ่งคำสั่งควบคุมกระแสนี้จะสร้างจากตัวควบคุมแบบสัดส่วนรวมกับแบบบูรณาการรวมหน่วย (Proportional-integral controller) ของอุปกรณ์ควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ทั้งนี้การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในภาวะอยู่ตัว (Steady state) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์จะได้รับการควบคุมให้มีระดับคงที่เท่ากับแรงดันอ้างอิง (Reference voltage: v_{dc}^*) อยู่ตลอดเวลา ดังนั้นหากพิจารณาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ภายใต้เงื่อนไขกำลังอินพุตมีค่าเท่ากับกำลังเอาต์พุต จะพบว่ากำลังจริงของระบบสามารถควบคุมได้ทั้งจากองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และปริมาณกระแสเอาต์พุต (i_{dc}) เขียนเป็นสมการได้คือ

$$P_s = \frac{3}{2} v_{ds} i_{ds} = v_{dc} i_{dc} \quad (2.22)$$

นอกจากนี้ สมการ (2.21) ยังแสดงให้เห็นว่าการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนคิว (i_{qs}) ให้มีค่าเป็นศูนย์ จะส่งผลให้กำลังจินตภาพทางด้านระบบไฟฟ้ากระแสสลับของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเป็นศูนย์ไปด้วย ซึ่งจะทำให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่งนั่นเอง สำหรับการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และองค์ประกอบของกระแสบนแกนคิว (i_{qs}) ของเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่ที่สามารถกำหนดได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$i_{ds}^* = \frac{P_s^*}{1.5 v_{ds}} \quad (2.23)$$

$$i_{qs}^* = \frac{Q_s^*}{-1.5 v_{ds}} \quad (2.24)$$

อย่างไรก็ตาม หากพิจารณาจากลักษณะการต่อวงจรไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ในภาพประกอบ 2.10 พบว่าผลตอบสนองที่ได้รับจากการเปรียบเทียบองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และองค์ประกอบของกระแสบนแกนคิว (i_{qs}) ของเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่เพื่อควบคุมกำลังจริงและกำลังจินตภาพของระบบอาจไม่ดีเท่าที่ควร สาเหตุเนื่องมาจากตัวเหนี่ยวนำ (L_s) ที่ต่ออยู่ด้านอินพุต

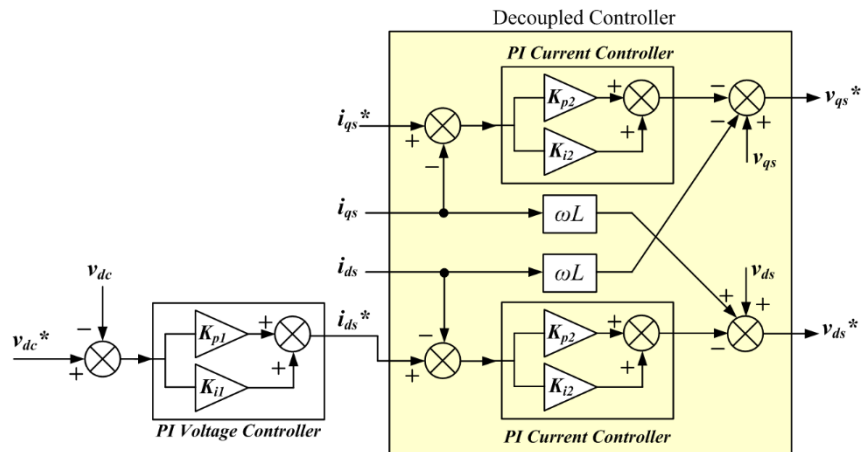
ของคอนเวอร์เตอร์ ส่งผลทำให้เกิดความแตกต่างของกระแสและแรงดันระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสสลับสามเฟส (v_{as}, v_{bs}, v_{cs}) กับแรงดันก่อนเข้าสู่คอนเวอร์เตอร์ (v_{ai}, v_{bi}, v_{ci}) ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{cases} \frac{di_{as}}{dt} = (v_{as} - v_{ai})/L_s \\ \frac{di_{bs}}{dt} = (v_{bs} - v_{bi})/L_s \\ \frac{di_{cs}}{dt} = (v_{cs} - v_{ci})/L_s \end{cases} \quad (2.25)$$

เนื่องจากสมการ (2.25) อยู่บนเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) ขณะที่วิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันจะอาศัยการแปลงแรงดันและกระแสให้อยู่บนเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) เพื่อคำนวณหาองค์ประกอบกำลังจริงและองค์ประกอบกำลังจินตภาพของระบบไฟฟ้า ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงสามารถแปลงสมการ (2.25) ให้ไปอยู่บนเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) ได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = (v_{ds} - v_{di} + \omega_s L_s i_{qs})/L_s \\ \frac{di_{qs}}{dt} = (v_{qs} - v_{qi} + \omega_s L_s i_{ds})/L_s \end{cases} \quad (2.26)$$

สมการ (2.26) แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบกระแสบนแกนดี (i_{ds}) เป็นผลมาจากค่ากระแสและแรงดันทั้งบนแกนดี (d -axis) และแกนคว (q -axis) และในทำนองเดียวกัน การเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบกระแสบนแกนคว (i_{qs}) ก็เป็นผลมาจากทั้งกระแสและแรงดันทั้งบนแกนดีและแกนควเช่นกัน ซึ่งอาจเรียกได้ว่าเป็นระบบควบคุมที่มีการร่วมกันอยู่ (Cross-coupled) ส่งผลทำให้เกิดความยุ่งยากในการออกแบบตัวควบคุมและทำให้ได้รับผลการตอบสนองเชิงพลวัต (Dynamic response) ไม่ดีเท่าที่ควร ทั้งนี้การแก้ข้อบกพร่องดังกล่าวสามารถทำได้โดยการใช้ตัวควบคุมแบบแยกแรมเพิ่มเข้าไปในวิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดัน เพื่อสร้างองค์ประกอบของแรงดันบนแกนดีและแกนควก่อนเข้าสู่คอนเวอร์เตอร์ (v_{di}, v_{qi}) ซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดระบบควบคุมองค์ประกอบกระแสบนแกนดี (d -axis) และแกนคว (q -axis) ที่แยกอิสระต่อกัน[22] ดังแสดงลักษณะของระบบควบคุมดังภาพประกอบ 2.12



ภาพประกอบ 2.12 กระบวนการของตัวควบคุมแบบแยกแยะร่วมสำหรับการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดัน

จากภาพประกอบ 2.12 แสดงให้เห็นถึงกระบวนการทำงานภายในของตัวควบคุมแบบแยกแยะร่วมซึ่งประกอบด้วยการใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับแบบบูรณาการรวมหน่วย หรือที่นิยมเรียกอย่างย่อ ๆ กันว่าตัวควบคุมแบบพีไอ (PI controller) จำนวน 3 ตัวด้วยกัน โดยที่ตัวควบคุมแบบพีไอตัวที่ 1 ซึ่งปรากฏอยู่ด้านซ้ายของภาพ ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยการนำค่าความแตกต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่วัดได้จากคอนเวอร์เตอร์ (v_{dc}) กับค่าแรงดันอ้างอิง (v_{dc}^*) มาสร้างเป็นสัญญาณองค์ประกอบของกระแสอ้างอิงบนแกนดี (i_{ds}^*) ซึ่งเขียนเป็นสมการได้คือ

$$i_{ds}^* = K_{p1}(v_{dc}^* - v_{dc}) + K_{i1} \int (v_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (2.27)$$

เนื่องจากองค์ประกอบของกระแสอ้างอิงบนแกนดี (i_{ds}^*) ที่เกิดขึ้นจากสมการ (2.27) เปรียบเสมือนเป็นองค์ประกอบเพื่อใช้ในการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าเป็นไปตามที่กำหนด ดังนั้นการปรับจูนอัตราขยายสัดส่วน (K_{p1}) และอัตราขยายปริพันธ์ (K_{i1}) จึงเป็นผลโดยตรงมาจากขนาดของคาปาซิเตอร์ (C_{dc}) ความเร็วเชิงมุม (ω) พร้อมทั้งกำหนดให้การหน่วงของสัญญาณ (Damping factor: ξ) มีค่าเท่ากับ 0.707[22],[25] เขียนเป็นสมการได้ว่า

$$\begin{cases} K_{p1} \geq C_{dc}\xi\omega \\ K_{i1} \geq \frac{C_{dc}\xi\omega}{2} \end{cases} \quad (2.28)$$

สัญญาณองค์ประกอบของกระแสอ้างอิงบนแกนดี (i_{ds}^*) จากสมการ (2.27) จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับองค์ประกอบของกระแสบนแกนดีที่วัดและคำนวณได้จริงจากระบบ (i_{ds}) ส่งผ่านตัวควบคุมแบบพีไอตัวที่ 2 ทางด้านขวบนของภาพประกอบ 2.12 เพื่อสร้างเป็นสัญญาณองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนดี (v_{ds}^*) ตามสมการ (2.29) สำหรับตัวควบคุมแบบพีไอตัวสุดท้าย ที่อยู่ด้านขวาล่างของภาพประกอบ 2.12 ทำหน้าที่สร้างสัญญาณองค์ประกอบของแรงดันบนแกนคว (v_{qs}^*) ตามสมการ (2.30) โดยพิจารณาจากค่าความแตกต่างระหว่างสัญญาณองค์ประกอบของกระแสอ้างอิงบนแกนคว (i_{qs}^*) องค์ประกอบของกระแสบนแกนควที่วัดและคำนวณได้จริงจากระบบ (i_{qs})

$$v_{ds}^* = v_{ds} + \omega L_s i_{qs} - \left(K_{p2} (i_{ds}^* - i_{ds}) + K_{i2} \int (i_{ds}^* - i_{ds}) dt \right) \quad (2.29)$$

$$v_{qs}^* = v_{qs} - \omega L_s i_{ds} - \left(K_{p2} (i_{qs}^* - i_{qs}) + K_{i2} \int (i_{qs}^* - i_{qs}) dt \right) \quad (2.30)$$

การปรับจูนอัตราขยายสัดส่วน (K_{p2}) และอัตราขยายปริพันธ์ (K_{i2}) จะเป็นผลโดยตรงมาจากค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำ (R_s และ L_s) ทางด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth) เขียนเป็นสมการได้คือ

$$\begin{cases} K_{p2} = \alpha_i L_s \\ K_{i2} = \alpha_i R_s \end{cases} \quad (2.31)$$

โดยที่ค่าแบนด์วิดท์ (α_i) สำหรับตัวควบคุมแบบพีไอตัวที่ 2 และตัวที่ 3 ตามที่ปรากฏในสมการ (2.31) จะมีค่าน้อยกว่าความเร็วเชิงมุมของการสวิตช์ (ω_{sw}) อย่างน้อย 10 เท่า โดยเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\alpha_i < \frac{2\pi f_{sw}}{10} \quad (2.32)$$

การแสดงให้เห็นถึงผลของการควบคุมแบบแยกแยะร่วม ทำได้โดยนำองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนคว (v_{qs}^*) และองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนดี (v_{ds}^*) จากสมการ (2.29) และสมการ (2.30) แทนลงในสมการ (2.26) จะได้ว่า

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \left(K_{p2} (i_{ds}^* - i_{ds}) + K_{i2} \int (i_{ds}^* - i_{ds}) dt \right) / L_s \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \left(K_{p2} (i_{qs}^* - i_{qs}) + K_{i2} \int (i_{qs}^* - i_{qs}) dt \right) / L_s \end{cases} \quad (2.33)$$

สมการ (2.33) แสดงให้เห็นว่าด้วยวิธีการของของตัวควบคุมแบบแยกแยะร่วม จะทำให้การเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และการเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบกระแสบนแกนคว (i_{qs}) แยกอิสระจากกัน ลักษณะเช่นนี้ส่งผลให้การควบคุมแรงดันของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และการควบคุมตัวประกอบกำลังของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนแกนคว (i_{qs}) สามารถทำได้ง่ายและมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้น

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

Iker Aretxabaleta และคณะ[9] ได้นำเสนอผลการศึกษาข้อมูลเชิงลึกของหลักการและแนวโน้มในการสร้างสถานีบริการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าที่ใช้แรงดันสูง โดยมุ่งศึกษาในประเด็นต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการพัฒนาสถานีบริการชาร์จสำหรับรถยนต์ไฟฟ้า ได้แก่ การใช้ระดับแรงดันสูงเพื่อเพิ่มความเร็วในการชาร์จ มาตรฐานและข้อกำหนดที่เกี่ยวข้องกับสถานีบริการชาร์จ รูปแบบการชาร์จ การเปรียบเทียบประสิทธิภาพและคุณลักษณะของตัวแปลงผันกำลังที่มีใช้งานในอุปกรณ์ชาร์จ และผลกระทบของการใช้สถานีบริการชาร์จที่ใช้แรงดันสูงต่อโครงสร้างพื้นฐานในเมืองรวมถึงผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม ทั้งนี้ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพและคุณลักษณะของตัวแปลงผันกำลังที่มีใช้งานในอุปกรณ์ชาร์จพบว่า ตัวแปลงผันกำลังที่มีใช้งานในอุปกรณ์ชาร์จในปัจจุบันซึ่งนิยมเรียกว่า ตัวเรียงกระแสแยกได้เป็น 3 กลุ่มใหญ่ ๆ คือ กลุ่มตัวเรียงกระแสแบบพาสซีฟ กลุ่มตัวเรียงกระแสแบบไฮบริด และกลุ่มตัวเรียงกระแสแบบแอกทีฟ โดยที่ตัวเรียงกระแสในกลุ่มหลังสุดจะได้รับความนิยมนำมาใช้งานมากกว่าตัวเรียงกระแสสองกลุ่มแรก เนื่องจากความสามารถในการทำงานที่ส่งผลให้กระแสต้านอินพุตมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรบกวนค่อนข้างต่ำ อีกทั้งยังสามารถควบคุมให้ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง ทำให้ประสิทธิภาพของตัวเรียงกระแสแบบนี้มีค่าสูงกว่าแบบอื่นๆ โดยการวิจัยนี้ได้ศึกษาประสิทธิภาพและคุณลักษณะของตัวเรียงกระแสแบบแอกทีฟจำนวน 5 ตัว ได้แก่ ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบเดิม (Conventional three-phase two-level rectifier) คอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบตรึงจุดนิวทรัล (Neutral point clamped converter) ตัวเรียงกระแสสามเฟสเวียนนาแบบ 6 สวิตช์ (Vienna 6-switch rectifier) ตัวเรียงกระแสสามเฟสเวียนนาแบบ 3 สวิตช์ (Vienna 3-switch rectifier) ตัวเรียงกระแสสามเฟสเวียนนาชนิดที (Vienna T-type rectifier) โดยพบว่าตัวเรียงกระแสสามเฟสเวียนนาแบบ 6 สวิตช์ และตัวเรียงกระแสสามเฟสเวียนนาชนิดทีมีประสิทธิภาพและสมรรถนะโดดเด่นกว่าตัวอื่นๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในด้านคุณภาพกำลังไฟฟ้าและการสูญเสียกำลังที่เกิดขึ้น อย่างไรก็ตามในการศึกษาครั้งนี้ยังได้กล่าวถึงตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับอีก 2 ตัว คือตัวเรียงกระแสสามเฟสเวียนนาที่สวิตช์ต่อกันแบบวาย (Vienna Y-switch

rectifier) และตัวเรียงกระแสสามเฟสเวียนนาที่สวิตช์ต่อกันแบบเดลต้า (Vienna Δ -switch rectifier) แต่ยังมีได้มีการศึกษาความเป็นไปได้ในการนำมาใช้งานในอุปกรณ์ชาร์จได้อย่างไร

Christian Jung[14] ได้นำเสนอผลการศึกษาผลกระทบทางเทคนิคและเชิงพาณิชย์ที่อาจเกิดขึ้นจากการเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับรถยนต์ไฟฟ้าส่วนบุคคลให้สูงขึ้นเท่ากับ 800 โวลต์ เปรียบเทียบกับการใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 400 โวลต์ ที่ใช้กับรถยนต์ไฟฟ้าส่วนบุคคลส่วนใหญ่ในปัจจุบัน ในประเด็นเกี่ยวกับผลดีที่เกิดขึ้นกับระบบการส่งจ่ายกำลังในรถยนต์ไฟฟ้าส่วนบุคคล ความสามารถในการชาร์จ รวมถึงประสิทธิภาพและสมรรถนะของรถยนต์ไฟฟ้าส่วนบุคคล ผลจากการศึกษาเปรียบเทียบพบว่า การเพิ่มขึ้นของระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้จากรถยนต์ไฟฟ้าส่วนบุคคลจาก 400 โวลต์เป็น 800 โวลต์ หากพิจารณาที่พิกัดกำลังเท่ากัน จะส่งผลให้กระแสที่ไหลในตัวนำมีปริมาณลดลง ทำให้ขนาดตัวนำของสายไฟฟ้าและแบตเตอรี่ต่าง ๆ มีขนาดและน้ำหนักน้อยลง ซึ่งส่งผลโดยตรงต่อขนาดและน้ำหนักของรถยนต์ไฟฟ้าที่น้อยลงทำให้สมรรถนะของรถยนต์ไฟฟ้าสูงขึ้น และเนื่องจากกระแสในตัวนำของสายไฟฟ้าและแบตเตอรี่ต่าง ๆ ที่ลดลงจะทำให้การสูญเสียกำลังในตัวนำมีค่าลดลงอย่างทวีคูณ จึงทำให้ประสิทธิภาพการส่งกำลังภายในรถยนต์ไฟฟ้าสูงขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังพบว่าการเพิ่มขึ้นของระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจาก 400 โวลต์เป็น 800 โวลต์ในระบบชาร์จเร็วจะทำให้ระยะเวลาในการชาร์จรวดเร็วขึ้นกว่าเดิมอีกประมาณ 14–15 นาที

Niancheng Zhou และคณะ[21] ได้นำเสนอวิธีการวิเคราะห์และการสร้างแบบจำลองฮาร์มอนิกในสถานบริการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าที่ใช้ตัวเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมไม่ได้ (Three-phase uncontrolled rectifier) ด้วยวิธีการวิเคราะห์คลื่นกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นขณะชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าจนทำให้ทราบถึงลักษณะของคลื่นฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นและส่งผลกระทบต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้าในระบบ เพื่อนำมาออกแบบและสร้างแบบจำลองฮาร์มอนิกบนโดเมนความถี่ด้วยการประมาณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรเทียบเคียงของสถานบริการชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าที่ใช้ตัวเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมไม่ได้ จากการวัดค่ากระแสและแรงดันด้านอินพุตของตัวเรียงกระแสดังกล่าว ผลการวิจัยพบว่าคลื่นกระแสด้านอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมไม่ได้ที่ได้รับจากแบบจำลองฮาร์มอนิกที่ออกแบบและสร้างขึ้นเหมือนกันกับคลื่นกระแสที่วัดได้จริง อีกทั้งค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสยังมีการเปลี่ยนแปลงไปตามพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรชาร์จ กล่าวคือความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสแปรผกผันกับขนาดของตัวเหนี่ยวนำและโหลดที่ต่ออยู่ในวงจร โดยมีค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสต่ำสุดที่ได้รับจากการวิจัยนี้เท่ากับ 30 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งยังมีค่าเกินกว่าที่กำหนดตามมาตรฐาน IEEE 519-1992

Ali Saadon Al-Ogaili และคณะ[22] ได้นำเสนอวิธีการใหม่สำหรับควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ชาร์จแบบเอนกประสงค์สำหรับรถยนต์ไฟฟ้าที่สามารถชาร์จพลังงานเข้าสู่แบตเตอรี่ได้ทั้ง 3 ระดับ ด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันร่วมกับวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบซายน์ (Sinusoidal Pulse

Width Modulation: SPWM) ด้วยวิธีการที่นำเสนอจะใช้การแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสามขั้นตอน กล่าวคือ ขั้นตอนแรกเป็นแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับที่ได้รับการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันร่วมกับวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์โดยมีเป้าหมายเพื่อลดค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสอินพุตและควบคุมตัวประกอบกำลังให้มีค่าใกล้เคียงหนึ่ง จากนั้นในขั้นตอนที่สอง แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะถูกแปลงผันไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบสองระดับที่ควบคุมการทำงานด้วยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบชายนสำหรับชาร์จพลังงานในระดับ 1 หรือระดับ 2 เข้าสู่แบตเตอรี่ ทั้งนี้หากเป็นการชาร์จในระดับ 3 จะเป็นการต่อรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงผ่านตัวเรียงกระแสสามเฟสแบบไดโอดซึ่งต่อรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสจากอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบสองระดับซึ่งถือเป็นขั้นตอนที่สามของการแปลงผันกำลังไฟฟ้า ผลจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2010a และผลการทดสอบใช้งานจริงแสดงให้เห็นว่าอุปกรณ์ชาร์จแบบเอนกประสงค์สำหรับรถยนต์ไฟฟ้าที่ควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันร่วมกับวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบชายนที่นำเสนอ สามารถชาร์จพลังงานเข้าสู่แบตเตอรี่รถยนต์ไฟฟ้าได้ทั้ง 3 ระดับ โดยมีผลกระทบต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตด้วยค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแส 0.83 เปอร์เซ็นต์และตัวประกอบกำลังที่มีค่าเท่ากับหนึ่ง

Milad Rasouli Khatir และคณะ[26] ได้นำเสนอวิธีการควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสเวียนนาด้วยสร้างฟลักซ์เสมือน (Virtual flux) บนฐานวิธีการควบคุมกำลังโดยตรง (Direct power control: DPC) เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานกับวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์บนฐานคลื่นพาห์ (Carrier Based Pulse Width Modulation: CB-PWM) ด้วยวิธีการที่นำเสนอจะใช้การประมาณค่าชั่วขณะของกำลังจริงและกำลังจินตภาพบนเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส มาเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิง จากนั้นค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้นจะถูกส่งให้ตัวควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis controller) เพื่อนำไปใช้เลือกเวกเตอร์ของวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ จำนวน 6 เวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์ฟลักซ์ (Flux sectors) ส่งเป็นสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟส แต่ปัญหาสำคัญของตัวเรียงกระแสสามเฟสเวียนนาซึ่งเป็นตัวเรียงกระแสแบบสามระดับ คือ การไม่ได้ดุลของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองตัวด้านเอาต์พุตของตัวเรียงกระแส ในงานวิจัยจึงได้เพิ่มวิธีการควบคุมแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองตัวให้ได้ดุลกัน โดยการวัดและเปรียบเทียบค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองตัวเพื่อนำผลความแตกต่างส่งให้ตัวควบคุมแบบฮิสเทอรีซิสสำหรับเลือกเวกเตอร์ที่จะส่งผลต่อสถานะการสวิตช์ของสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟสให้เหมาะสมมากยิ่งขึ้น ผลจากการจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัวด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink แสดงให้เห็นว่า กระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสเวียนนามีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม 2.65 เปอร์เซ็นต์ และคลื่นกระแสในแต่ละเฟสจะอินเฟสกับแรงดันในเฟสนั้น ๆ ส่งผลให้ตัว

ประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง อีกทั้งคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองตัวด้านเอาต์พุตยังแสดงให้เห็นถึงความได้ดุลกันตลอดระยะเวลาที่ทดสอบ อย่างไรก็ตามเมื่อเปรียบเทียบผลการทำงานของวิธีการควบคุมที่นำเสนอกับวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์บนฐานคลื่นพาหะ พบว่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสอินพุตที่ได้จากวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์บนฐานคลื่นพาหะมีค่าต่ำกว่า แต่ให้ผลตอบสนองในสภาวะพลวัตช้ากว่าวิธีการควบคุมที่นำเสนอ

Hang Yu และคณะ[34] ได้นำเสนอผลการศึกษาข้อมูลเชิงลึกเกี่ยวกับการบูรณาการรถยนต์ไฟฟ้าที่เชื่อมต่อเข้ากับโครงข่ายระบบจำหน่ายไฟฟ้า (Distribution grids) โดยมีเป้าหมายเพื่อการพัฒนาการใช้พลังงานอย่างยั่งยืนและลดผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม ที่มุ่งศึกษาสาระสำคัญ 3 ประเด็น โดยในประเด็นแรกเป็นการศึกษารูปแบบและลักษณะการส่งกำลัง (Power architectures) ตลอดจนการพัฒนาเทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องกับการเชื่อมต่อรถยนต์ไฟฟ้ากับโครงข่ายระบบจำหน่ายไฟฟ้า สำหรับประเด็นต่อมาเป็นการศึกษามาตรฐานการเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า (Grid connection standards) และกฎระเบียบที่เกี่ยวข้อง เพื่อให้มั่นใจได้ว่าการใช้รถยนต์ไฟฟ้าที่มีการเชื่อมต่อเข้ากับโครงข่ายระบบจำหน่ายไฟฟ้าในปัจจุบันมีความปลอดภัยและมีประสิทธิภาพ และประเด็นสุดท้ายเป็นการศึกษาแนวทางการประยุกต์ใช้รถยนต์ไฟฟ้าเพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งพลังงานสำรองให้กับโครงข่ายไฟฟ้า (Vehicle-to-grid) ที่สามารถช่วยปรับความได้ดุลโหลดและเสริมสร้างความมั่นคงให้กับโครงข่ายไฟฟ้า สำหรับผลการศึกษาแบบและลักษณะของการส่งกำลังจากโครงข่ายระบบจำหน่ายไฟฟ้าให้กับรถยนต์ไฟฟ้าจะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จพลังงานไปเก็บไว้ในแบตเตอรี่ที่ติดตั้งอยู่ภายในรถยนต์ไฟฟ้า ด้วยวิธีการชาร์จพลังงานซึ่งมีอยู่ 3 รูปแบบ คือ การชาร์จโดยต่อรับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส การชาร์จโดยต่อรับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส และการชาร์จโดยต่อรับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับรูปแบบการชาร์จแบบแรกจะใช้ตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสต่อเข้ากับโครงข่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส เพื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจ่ายเข้าสู่แบตเตอรี่ การชาร์จลักษณะนี้นิยมเรียกว่าการชาร์จแบบชาร์จช้า เพราะเป็นการชาร์จที่พิกัดกำลังไม่สูงมากทำให้ต้องใช้เวลาริมาณหลายชั่วโมงจนกว่าพลังงานจะเต็มความจุแบตเตอรี่ สำหรับการชาร์จรูปแบบที่สองจะใช้ตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสต่อเข้ากับโครงข่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงจ่ายเข้าสู่แบตเตอรี่ พิกัดกำลังของการชาร์จรูปแบบนี้จะสูงกว่าการชาร์จในรูปแบบแรก ส่งผลให้การชาร์จพลังงานจนเต็มความจุของแบตเตอรี่ใช้เวลารวดเร็วขึ้น และรูปแบบสุดท้ายเป็นการใช้ตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยการต่อเข้ากับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส และแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงชาร์จเข้าแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้าโดยตรง อีกทั้งยังเป็นการชาร์จที่มีพิกัดกำลังสูงกว่ารูปแบบอื่นๆ ทำให้การชาร์จพลังงานจนเต็มความจุของแบตเตอรี่ทำได้อย่างรวดเร็วในระยะเวลาไม่เกินครึ่งชั่วโมง จึงนิยมเรียกว่าการชาร์จแบบชาร์จเร็ว

Jitendra Gupta และคณะ[35] ได้นำเสนอวิธีการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าที่เกิดจากการใช้อุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าขนาดเล็ก โดยการใช้ตัวเรียงกระแสเฟสเดียวแบบบริดจ์เลสส์ (Bridgeless rectifier) ต่อบริการพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ผ่านตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตเพียงตัวเดียว (Single-ended primary inductance) จากนั้นจึงส่งแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้ตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ (Switched inductor) เพื่อลดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้มีค่าอยู่ระหว่าง 45 – 65 โวลต์ สำหรับชาร์จแบตเตอรี่ ผลจากการใช้ตัวเรียงกระแสเฟสเดียวแบบบริดจ์เลสส์ด้วยการควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังทั้งสองตัวให้ทำงานประสานกันด้วยความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ สามารถทำให้คลื่นกระแสอินพุตมีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมน้อยกว่า 5 เปอร์เซ็นต์ อีกทั้งตัวประกอบกำลังยังที่ค่าใกล้เคียงหนึ่ง และผลจากการใช้ตัวแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำทำให้สามารถควบคุมแรงดันให้เหมาะสมต่อการชาร์จแบตเตอรี่ทั้งในภาวะอยู่ตัวและภาวะพลวัต อีกทั้งการออกแบบให้ทำงานในโหมดการทำงานแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous-Conduction Mode: DCM) ยังช่วยให้ตัวเหนี่ยวนำที่ต้องใช้มีขนาดเล็กลง ส่งผลโดยตรงต่อขนาดโดยรวม น้ำหนัก และราคาของอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าที่ลดลงด้วย อย่างไรก็ตาม แม้การเลือกใช้ตัวเรียงกระแสเฟสเดียวแบบบริดจ์เลสส์จะส่งผลให้คุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตดีขึ้น รวมทั้งการสูญเสียกำลังจากการนำกระแส (Conduction loss) ที่ความถี่ต่ำมีค่าน้อยลง แต่การใช้งานสวิตช์กำลังด้วยความถี่การสวิตช์ที่มีค่าสูงก็จะส่งผลให้การสูญเสียกำลังจากการสวิตช์ (Switching loss) มีค่าสูงขึ้นมาก อีกทั้งการออกแบบให้ตัวแปลงผันกำลังทำงานในโหมดการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องก็มีความจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ตรวจจับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในระบบเพิ่มขึ้น ทำให้ระบบควบคุมการทำงานมีราคาสูงขึ้นและความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น และที่สำคัญคือการแปลงผันกำลังแบบ 2 ขั้นตอนเพื่อชาร์จแบตเตอรี่จะทำให้ประสิทธิภาพของระบบมีค่าลดลง

Hui Ma และคณะ[36] ได้นำเสนอวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์แบบ 12 เซกเตอร์สำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย (Three-phase two-level unidirectional Y-type rectifier) ด้วยการสร้างเวกเตอร์เสมือน (Virtual vectors) เพิ่มขึ้นอีกจำนวน 6 เวกเตอร์ จากเดิมซึ่งมีอยู่แล้ว 8 เวกเตอร์ในแผนภาพสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ สำหรับวิธีการที่นำเสนอเริ่มต้นจากการวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย เพื่อหาสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันและเวกเตอร์เสมือนที่เกี่ยวข้องกับการทำงานในเซกเตอร์ต่าง ๆ ทั้ง 12 เซกเตอร์ บนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ จากนั้นนำสถานะการสวิตช์ที่ได้มาสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังในแต่ละกิ่งเฟส โดยใช้วิธีการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วน (Five-segment switching sequence) เพื่อสัญญาณการมอดูเลตสามเฟสมาเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม (Triangle wave) ความถี่ 12 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอ ผลการ

ทดสอบใช้งานจริงเพื่อจ่ายโหลด 5 กิโลวัตต์ พบว่าการสังเคราะห์เวกเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์เพื่อสร้างเป็นเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงของวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์แบบ 12 เซกเตอร์ มีความถูกต้องสูงกว่าวิธีการแบ่งแบบ 6 เซกเตอร์ ส่งผลให้ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสอินพุตมีค่าน้อยกว่า 0.30 เปอร์เซ็นต์ และผลจากการออกแบบใช้สัญญาณควบคุมด้วยวิธีการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วน ทำให้ตัวเรียงกระแสทำงานแบบไม่ต่อเนื่อง ทำให้การสูญเสียกำลังจากการสวิตช์ลดลง 33.33 เปอร์เซ็นต์

Ivo Barbi และ Flabio Alberto Bardemaker Batista[37] ได้นำเสนอวิธีการประยุกต์ใช้วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับตัวเรียงสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบพีดับเบิลยูเอ็ม (Two-level unidirectional PWM rectifiers) ซึ่งแบ่งออกเป็น 3 กลุ่ม ได้แก่ ตัวเรียงกระแสพีดับเบิลยูเอ็มที่สวิตช์ต่อกันแบบวาย (Y-connected PWM rectifier) ตัวเรียงกระแสพีดับเบิลยูเอ็มที่สวิตช์กันแบบเดลต้า (Δ -connected PWM rectifier) และตัวเรียงกระแสพีดับเบิลยูเอ็มที่สวิตช์ต่อกันแบบบริดจ์ (Bridge-connected PWM rectifier) สำหรับวิธีการที่นำเสนอจะใช้การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสพีดับเบิลยูเอ็มแต่ละกลุ่มบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ เพื่อหาสถานะการสวิตช์ของสวิตช์กำลังในแต่ละกิ่งเฟสที่ทำให้ตัวเรียงกระแสพีดับเบิลยูเอ็มแต่ละกลุ่มสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง จากนั้นจึงนำสถานะการสวิตช์ที่ได้มาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนเพื่อคำนวณหาสมการดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle equations) สำหรับสร้างเป็นสัญญาณดิวตี้ไซเคิลไปเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์ จนได้สัญญาณขับนำสวิตช์กำลังทั้งสามเฟสของตัวเรียงกระแสพีดับเบิลยูเอ็มทั้ง 3 กลุ่ม ผลการวิจัยพบว่าการนำวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์มาประยุกต์ใช้เพื่อควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสพีดับเบิลยูเอ็มที่นำเสนอนี้ เซกเตอร์ซึ่งถูกแบ่งไว้เป็นพื้นที่ในการสังเคราะห์เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจากเวกเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องจะมีพื้นที่ในแต่ละเซกเตอร์โดยคิดเป็นมุมเท่ากับ 60 องศาต่อเซกเตอร์ เช่นเดียวกันกับเซกเตอร์แรงดัน (Voltage sectors) ของแผนภาพสเปซเวกเตอร์ เพียงแต่จุดเริ่มต้นของเซกเตอร์ในแต่ละเซกเตอร์จะมีมุมแตกต่างจากเซกเตอร์แรงดันอยู่ 30 องศา โดยจะเรียกว่า เซกเตอร์กระแส (Current sectors) นอกจากนี้ยังพบว่า แม้การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อหาสมการดิวตี้ไซเคิลในแต่ละเซกเตอร์ย่อย (Sub-sectors) จะมีที่มาแตกต่างกัน แต่ผลสุดท้ายที่ได้ในแต่ละเซกเตอร์กระแสจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องแบ่งพื้นที่การทำงานตามแผนภาพสเปซเวกเตอร์ออกเป็น 12 เซกเตอร์ย่อย โดยเหลือเพียง 6 เซกเตอร์ตามขอบเขตของเซกเตอร์กระแสที่เกิดขึ้น ทั้งนี้ผลการทดสอบใช้งานจริงกับโหลด 20 กิโลวัตต์ แสดงให้เห็นว่าตัวเรียงกระแสพีดับเบิลยูเอ็มทั้ง 3 กลุ่ม สามารถทำงานได้จริง ด้วยคลื่นกระแสอินพุตที่มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์และอินเฟส (Inphase) กับแรงดันเฟสนั้น ๆ ประกอบกับผลการออกแบบให้สวิตช์กำลังทำงานแบบไม่ต่อเนื่องส่งผลให้ประสิทธิภาพของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอมีค่าสูงกว่า 95 เปอร์เซ็นต์

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องทั้งหมด สรุปได้ว่าการพัฒนาเทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องกับการผลิตรถยนต์ไฟฟ้าในระยะหลังของบริษัทผู้ผลิตรายต่าง ๆ มุ่งพัฒนาให้รถยนต์ไฟฟ้าสามารถใช้งานได้ระยะทางไกลมากขึ้นต่อการชาร์จพลังงานหนึ่งครั้ง ด้วยการพัฒนาแบตเตอรี่ให้มีความหนาแน่นกำลังมากยิ่งขึ้น ซึ่งอาจทำให้ต้องใช้เวลาในการชาร์จพลังงานจนเต็มความจุมากขึ้นแม้จะเป็นการชาร์จพลังงานผ่านอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็วก็ตาม สาเหตุดังกล่าวทำให้หลายบริษัทผู้ผลิตและติดตั้งอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าให้ความสนใจศึกษาและพัฒนาระบบชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็วมากยิ่งขึ้น โดยมุ่งศึกษาไปที่อุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าระดับ 3 ซึ่งเป็นการชาร์จพลังงานด้วยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 200–400 โวลต์ เข้าสู่แบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้าโดยตรง ภายหลังจากนี้มีการคาดการณ์ว่าระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับชาร์จพลังงานเข้าแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้าอาจเพิ่มขึ้นเป็น 800 โวลต์ เพราะจะทำให้ใช้เวลาในการชาร์จรวดเร็วขึ้นกว่าเดิม อีกทั้งทำให้ประสิทธิภาพของอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าสูงขึ้น สำหรับอุปกรณ์สำคัญที่ทำหน้าที่ชาร์จพลังงานเข้าสู่แบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้านั้นจะใช้ตัวเรียงกระแสเพื่อทำหน้าที่แปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยที่มีใช้งานในปัจจุบันสามารถแยกได้เป็น 3 กลุ่มใหญ่ ๆ คือ กลุ่มของตัวเรียงกระแสแบบพาสซีฟ กลุ่มของตัวเรียงกระแสแบบไฮบริด และกลุ่มของตัวเรียงกระแสแบบแอคทีฟ โดยที่ตัวเรียงกระแสแบบแอคทีฟจะได้รับความนิยมนำมาใช้งานมากกว่าที่สุด เพราะสามารถควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าให้เป็นไปตามมาตรฐานและมีประสิทธิภาพการทำงานสูงกว่าตัวเรียงกระแสในกลุ่มอื่น ๆ สำหรับกลุ่มของตัวเรียงกระแสแบบแอคทีฟยังสามารถจำแนกออกได้เป็นสองกลุ่มใหญ่ ๆ คือ ตัวเรียงกระแสสามเฟสสามระดับ และตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับ ในกรณีที่แรงดันเอาต์พุตที่ต้องการมีค่าน้อยกว่าพิกัดแรงดันของสวิตช์กำลังที่มีจำหน่ายใช้งานกันในปัจจุบัน การเลือกใช้ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับจะเหมาะสมกว่า เนื่องจากโครงสร้างวงจรด้านเอาต์พุตที่ใช้ตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวต่อขนานไว้ จึงไม่เกิดปัญหาเรื่องความไม่สมดุลของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเหมือนอย่างกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสามระดับ และการควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับจะใช้วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับการพิจารณาหลักการการทำงานของตัวเรียงกระแสตามค่ากระแสยอดคลื่น เนื่องจากสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แต่ละตัวของวิธีการนี้จะสอดคล้องกับการทำงานของตัวเรียงกระแส ส่งผลให้การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อสร้างระบบควบคุมทำได้ค่อนข้างง่าย ตลอดจนการออกแบบให้สวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสทำงานแบบไม่ต่อเนื่องก็สามารถทำได้โดยการนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์มาเรียงลำดับแบบหาลูกศร และสร้างเป็นสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลเพื่อควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังในแต่ละกึ่งเฟสต่อไป และที่สำคัญคือวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ยังสามารถทำงานร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันเพื่อปรับปรุงคุณภาพกำลังด้านอินพุตได้เป็นอย่างดี

บทที่ 3

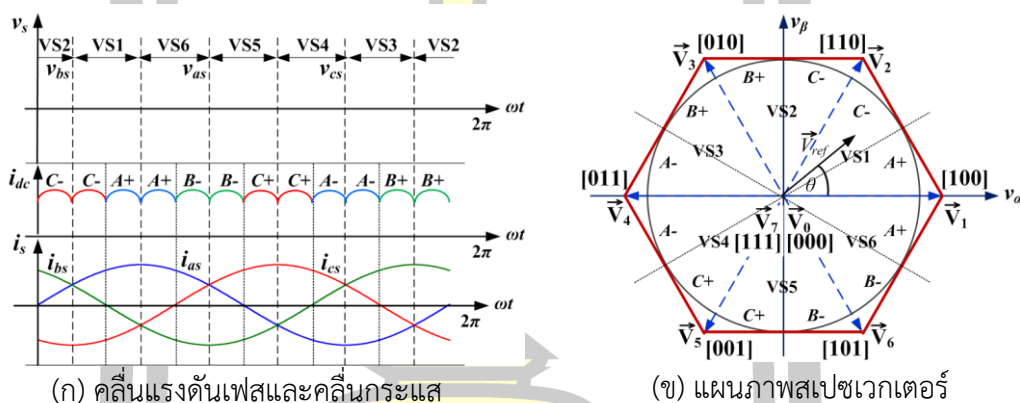
วิธีดำเนินการวิจัย

ปัจจุบันตัวเรียงกระแสสามเฟสแบบแยกที่ฟิสิกส์ทางเดียวมีความเหมาะสมต่อการนำมาใช้ในอุปกรณ์ชาร์จเจอร์ยนต์ไฟฟ้ามากกว่าชนิดสองทิศทาง เนื่องจากการควบคุมให้กำลังไหลทิศทางเดียวจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเข้าสู่แบตเตอรี่จะช่วยให้การเสื่อมสภาพของแบตเตอรี่ช้าลง ตลอดจนมีความต้องการใช้อุปกรณ์ในการออกแบบสร้างน้อยกว่า และเชื่อมต่อใช้งานได้ง่าย[7],[9] สำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสแบบแยกที่ฟิสิกส์ทางเดียว ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นสองลักษณะคือ ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว และตัวเรียงสามเฟสสามระดับชนิดทิศทางเดียว ทั้งนี้หากมองข้ามประเด็นเรื่องสวิตช์กำลังที่ต้องสามารถทำงานที่ระดับแรงดันสูง ๆ ได้ พบว่าการใช้ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวมีความเหมาะสมกว่า เพราะเกิดปัญหาความไม่ได้ดูลของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเหมือนกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสามระดับชนิดทิศทางเดียว จากศึกษาพบว่ายังไม่ปรากฏผลการศึกษาความเป็นไปได้ของการนำตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวซึ่งมีอยู่ 3 รูปแบบได้แก่ ตัวเรียงกระแสแบบวาย ตัวเรียงกระแสแบบเดลต้า และตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์มาใช้เป็นอุปกรณ์ชาร์จเจอร์ยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็ว ดังนั้นการวิจัยครั้งนี้จึงได้วิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ เพื่อหาสถานะการสวิตช์ของสวิตช์กำลังบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ ตลอดจนออกแบบการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่และการควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตของอุปกรณ์ชาร์จเจอร์ยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็ว ด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันที่ใช้ตัวควบคุมแบบแยกร่วม ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

3.1 การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์บนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์

โดยทั่วไปแล้วสถานะการสวิตช์ของสวิตช์กำลังที่อยู่ในแต่ละกิ่งเฟสของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสสองระดับที่ใช้วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ จะได้มาจากการพิจารณาดำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงที่เคลื่อนที่หมุนเป็นวงรอบอยู่ในแผนภาพสเปซเวกเตอร์ดังภาพประกอบ 3.1(ข) ตามที่ให้ละเอียดไว้ในบทที่ 2 โดยสถานะการสวิตช์ที่เกิดขึ้นจะได้อาจมาจากการสวิตช์ของเวกเตอร์แยกทีฟ ($\vec{V}_1$ ถึง $\vec{V}_6$) และเวกเตอร์ศูนย์ ($\vec{V}_0$ และ $\vec{V}_7$) ที่เกี่ยวข้องกับเซกเตอร์ที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงกำลังเคลื่อนที่อยู่ อย่างไรก็ตาม เนื่องจากสถานะการสวิตช์ประจำตัวของเวกเตอร์ต่าง ๆ ที่ระบุในแผนภาพสเปซเวกเตอร์ได้รับการออกแบบมาให้สามารถสร้างคลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับในระบบไฟฟ้าสาม

เฟสได้ตั้งคลื่นด้านบนของภาพประกอบ 3.1(ก) ทั้งนี้การนำสถานะการสวิตช์ประจำตัวของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในแผนภาพสเปซเวกเตอร์มาใช้โดยตรงเพื่อควบคุมสวิตช์กำลังของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวอาจไม่สามารถทำได้ในบางกรณี สาเหตุเพราะหลักการทำงานพื้นฐานของตัวเรียงกระแสสามเฟสจะใช้วิธีการส่งผ่านกระแสค้ายอดด้านอินพุตไปยังด้านเอาต์พุตที่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยพบว่าในแต่ละเซกเตอร์ซึ่งมีพื้นที่ 60 องศา จะเกิดกระแสค้ายอดจากเฟสที่แตกต่างกันอยู่สองช่วง ๆ ละเท่า ๆ กันคือ 30 องศา ดังภาพประกอบ 3.1(ก) ดังนั้น สถานะการสวิตช์ของประจำตัวของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในแผนภาพสเปซเวกเตอร์จะต้องถูกปรับเปลี่ยนให้สอดคล้องกับการส่งผ่านกระแสค้ายอดของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแต่ละแบบ

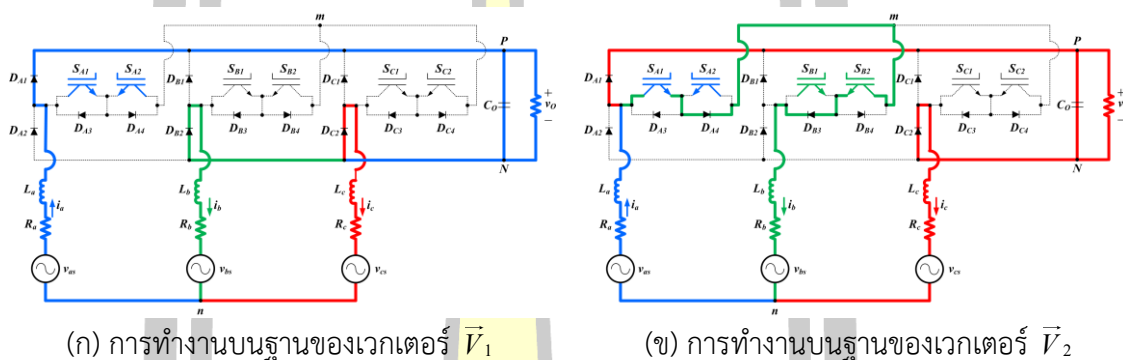


ภาพประกอบ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นแรงดันเฟส คลื่นกระแส และแผนภาพสเปซเวกเตอร์ สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ

3.1.1 การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย

การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย โดยการวิเคราะห์หลักการทำงานตามโครงสร้างวงจรของตัวเรียงกระแสร่วมกับการพิจารณาสถานะการสวิตช์ของประจำตัวของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในแต่ละเซกเตอร์แรงดัน เพื่อให้ตัวเรียงกระแสสามารถส่งผ่านกระแสค้ายอดด้านอินพุตที่เป็นไฟฟ้ากระแสสลับไปยังด้านเอาต์พุต โดยพบว่า ในพื้นที่หนึ่งเซกเตอร์แรงดันจะต้องแยกการพิจารณาออกเป็น 2 กรณีที่สอดคล้องกับกระแสค้ายอดของเฟสต่าง ๆ ด้านอินพุต ตัวอย่างเช่น หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงตกอยู่ในบริเวณพื้นที่ของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (VS1) เวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องจะประกอบด้วยเวกเตอร์ $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2$ และ $\vec{V}_7$ ทั้งนี้หากพิจารณาในขอบเขต 30 องศาแรก ($0 \leq \theta < \pi/6$) ซึ่งเป็นช่วงที่กระแสเฟสเอเป็นค่ายอดทางด้านบวก (A+) การวิเคราะห์การทำงานบนฐานสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ แสดงดังภาพประกอบ 3.2(ก) และภาพประกอบ 3.2(ข) ตามลำดับ ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน

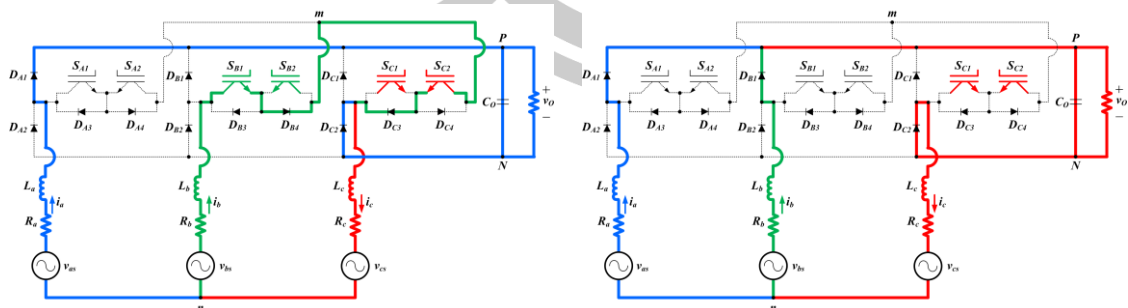
แวกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ สามารถใช้ได้ตรงตามที่ระบุในแผนภาพสเปซแวกเตอร์ คือ $[1 \ 0 \ 0]$ และ $[1 \ 1 \ 0]$ ตามลำดับ แต่เนื่องจากหน้าที่ของแวกเตอร์ศูนย์ $\vec{V}_0$ และ $\vec{V}_7$ ซึ่งใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลัง เพื่อให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเท่ากับศูนย์ ในกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสามระดับนั้นหมายถึงการควบคุมให้กระแสอินพุตไหลเข้ามาในตัวเรียงกระแสแล้วไหลกลับไปยังด้านอินพุตผ่านทางเฟสอื่น ๆ ที่เหลือ โดยจะต้องไม่ไหลผ่านโหลดแต่อย่างใด ดังนั้นแวกเตอร์ศูนย์ที่มีความเหมาะสมจึงเป็นแวกเตอร์ $\vec{V}_7$ ที่มีสถานะการสวิตช์เป็น $[1 \ 1 \ 1]$ เพียงตัวเดียว ดังแสดงหลักการทำงานในภาพประกอบ 3.2(ค)



ภาพประกอบ 3.2 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว
แบบวายในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง

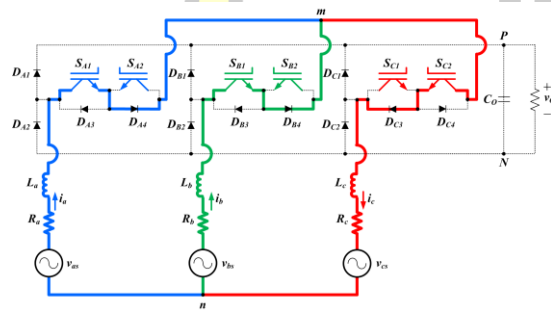
แต่หากแวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกอยู่ในบริเวณพื้นที่ของเซกเตอร์หนึ่งในขอบเขต 30-60 องศา ($\pi/6 \leq \theta < \pi/3$) ในช่วงนี้จะเป็นช่วงที่กระแสเฟสซีเป็นค่ายอดทางด้านลบ (C-) การวิเคราะห์การทำงานบนฐานสถานะการสวิตช์ของแวกเตอร์แวกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ แสดงดังภาพประกอบ 3.3(ก) และภาพประกอบ 3.3(ข) ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสถานะการสวิตช์ที่ถูกต้องตามหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสจะต้องกลับสถานะเป็นตรงกันข้าม กล่าวคือ สถานะการสวิตช์ของแวกเตอร์แวกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ จะต้องปรับเปลี่ยนจาก $[1 \ 0 \ 0]$ และ $[1 \ 1 \ 0]$ ไปเป็น $[0 \ 1 \ 1]$ และ $[0 \ 0$

- 1] ตามลำดับ ขณะที่เวกเตอร์ศูนย์ที่มีความเหมาะสมยังคงเป็นเวกเตอร์ $\vec{V}_7$ ที่มีสถานะการสวิตช์เป็น [1 1 1] เพียงตัวเดียวเช่นเดิม ดังแสดงหลักการทำงานในภาพประกอบ 3.3(ค)



(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$

(ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$



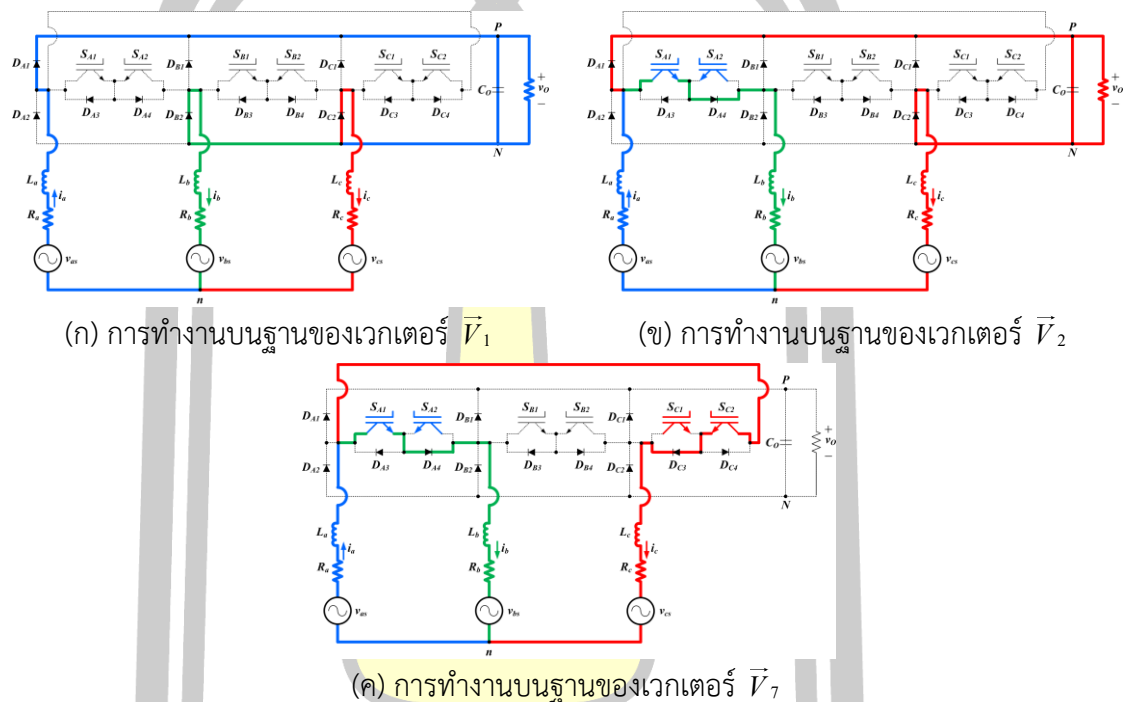
(ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

ภาพประกอบ 3.3 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว
แบบวายในขอบเขต 30–60 องศาของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง

3.1.2 การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว
แบบเดลต้า

การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว
แบบเดลต้า ยังคงใช้การวิเคราะห์หลักการทำงานตามโครงสร้างวงจรของตัวเรียงกระแสร่วมกับการ
พิจารณาสถานะการสวิตช์ของประจำตัวของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในแต่ละเซกเตอร์แรงดันเช่นเดิม ทั้งนี้
หากพิจารณาในกรณีที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ตกอยู่ในบริเวณพื้นที่ของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง
(VS1) ของแผนภาพสเปซเวกเตอร์ เวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องยังคงประกอบด้วยเวกเตอร์ $\vec{V}_0$, $\vec{V}_1$, $\vec{V}_2$ และ
 $\vec{V}_7$ เหมือนเดิม และหากพิจารณาในขอบเขต 30 องศาแรก ($0 \leq \theta < \pi/6$) การวิเคราะห์การทำงานบน
ฐานสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ แสดงดังภาพประกอบ 3.4(ก) และ
ภาพประกอบ 3.4(ข) ตามลำดับ ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสถานะการสวิตช์ที่ถูกต้องตามหลักการทำงานของ
ตัวเรียงกระแสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบแบบเดลต้าจะมีความแตกต่างจากสถานะการ
สวิตช์ที่ปรากฏบนแผนภาพสเปซเวกเตอร์ โดยสถานะการสวิตช์จะต้องปรับเปลี่ยนจากสถานะ 1 ไป
เป็น 0 จำนวนหนึ่งตัวในแต่ละเวกเตอร์แอกทีฟ กล่าวคือ สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟ $\vec{V}_1$

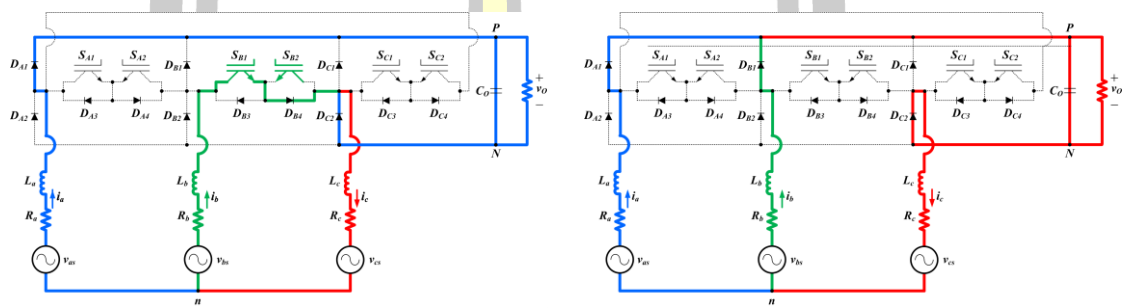
และ $\vec{V}_2$ จะต้องปรับเปลี่ยนจาก $[1 \ 0 \ 0]$ และ $[1 \ 1 \ 0]$ ไปเป็น $[0 \ 0 \ 0]$ และ $[1 \ 0 \ 0]$ ตามลำดับ ขณะที่เวกเตอร์ศูนย์ที่มีความเหมาะสมยังคงเป็นเวกเตอร์ $\vec{V}_7$ แต่เพื่อควบคุมให้กระแสอินพุตไหลเข้ามาในตัวเรียงกระแสแล้วไหลกลับไปยังด้านอินพุตผ่านทางเฟสอื่น ๆ ที่เหลือ โดยไม่ไหลผ่านโหลด ทำให้สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ศูนย์จะต้องปรับเปลี่ยนจาก $[1 \ 1 \ 1]$ ไปเป็น $[1 \ 0 \ 1]$ ดังแสดงหลักการทำงานในภาพประกอบ 3.4(ค)



ภาพประกอบ 3.4 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง

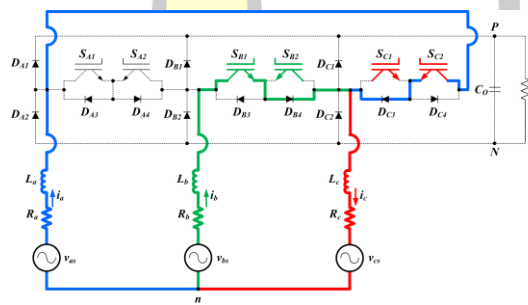
แต่หากพิจารณาบริเวณขอบเขต 30–60 องศา ($\pi/6 \leq \theta < \pi/3$) ของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (VS1) ซึ่งเป็นช่วงที่กระแสเฟสซีเป็นค่ายอดทางด้านลบ (C-) การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบแบบเดลต้าบนฐานสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ แสดงดังภาพประกอบ 3.5(ก) และภาพประกอบ 3.5(ข) ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสถานะการสวิตช์ที่ถูกต้องตามหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสจะมีความแตกต่างจากสถานะการสวิตช์ที่ปรากฏบนแผนภาพสเปซเวกเตอร์ อีกทั้งยังมีความแตกต่างจากสถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายในช่วงที่กระแสเฟสซีเป็นค่ายอดทางด้านลบ (C-) แต่ยังคงมีหลักของความแตกต่างเช่นเดียวกับการพิจารณาในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง คือ หากเทียบกับสถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด

ทิศทางเดียวแบบวายในช่วงที่กระแสเฟสซีเป็นค่ายอดทางด้านลบ (C^-) พบว่าของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าจะต้องปรับเปลี่ยนจากสถานะ 1 ไปเป็น 0 จำนวนหนึ่งตัวในแต่ละเวกเตอร์ เช่น สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แรกที $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ จะต้องปรับเปลี่ยนจาก $[0 \ 1 \ 1]$ และ $[0 \ 0 \ 1]$ ไปเป็น $[0 \ 1 \ 0]$ และ $[0 \ 0 \ 0]$ ตามลำดับ ขณะที่เวกเตอร์ศูนย์ที่มีความเหมาะสมยังคงเป็นเวกเตอร์ $\vec{V}_7$ แต่สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ศูนย์จะต้องปรับเปลี่ยนจาก $[1 \ 1 \ 1]$ ไปเป็น $[0 \ 1 \ 1]$ ดังแสดงหลักการทำงานในภาพประกอบ 3.5(ค)



(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$

(ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$



(ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

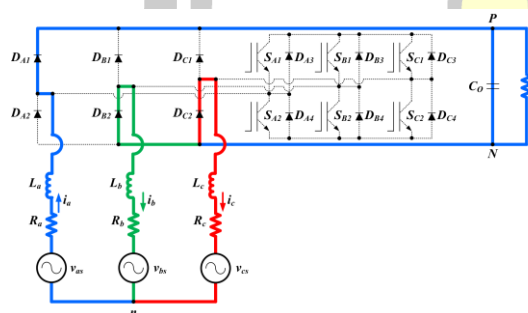
ภาพประกอบ 3.5 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าในขอบเขต 30–60 องศาของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง

3.1.3 การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์

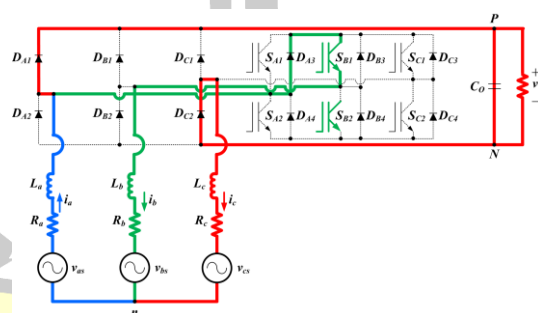
แบบบริดจ์

การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ ยังคงใช้การวิเคราะห์หลักการทำงานตามโครงสร้างวงจรของตัวเรียงกระแสร่วมกับการพิจารณาสถานะการสวิตช์ของประจำตัวของเวกเตอร์ต่าง ๆ ในแต่ละเซกเตอร์แรงดันเช่นเดิม ทั้งนี้ หากพิจารณาในกรณีที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกอยู่ในบริเวณพื้นที่ของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง ($VS1$) ของแผนภาพสเปซเวกเตอร์ เวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องยังคงประกอบด้วยเวกเตอร์ $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2$ และ $\vec{V}_7$ เหมือนเดิม และหากพิจารณาในขอบเขต 30 องศาแรก ($0 \leq \theta < \pi/6$) การวิเคราะห์การ

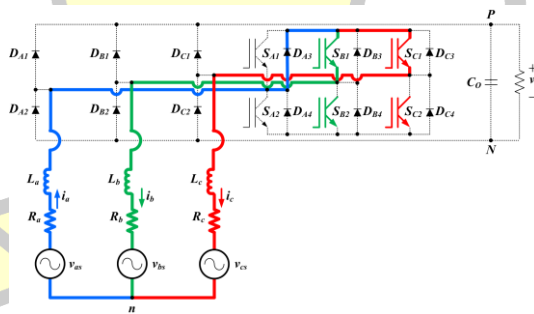
ทำงานบนฐานสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ แสดงดังภาพประกอบ 3.6(ก) และ ภาพประกอบ 3.6(ข) ตามลำดับ ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสถานะการสวิตช์ที่ถูกต้องตามหลักการทำงานของ ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์จะมีความแตกต่างจากสถานะการสวิตช์ ที่ปรากฏบนแผนภาพสเปซเวกเตอร์ โดยที่สถานะการสวิตช์ถูกปรับเปลี่ยนจากสถานะ 1 ไปเป็น 0 จำนวนหนึ่งตัวในแต่ละเวกเตอร์ กล่าวคือ สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ จะต้อง ปรับเปลี่ยนจาก $[1\ 0\ 0]$ และ $[1\ 1\ 0]$ ไปเป็น $[0\ 0\ 0]$ และ $[0\ 1\ 0]$ ตามลำดับ ขณะที่เวกเตอร์ศูนย์ที่ มีความเหมาะสมยังคงเป็นเวกเตอร์ $\vec{V}_7$ แต่เพื่อควบคุมให้กระแสอินพุตไหลเข้ามาในตัวเรียงกระแส แล้วไหลกลับไปยังด้านอินพุตผ่านทางเฟสอื่น ๆ ที่เหลือ โดยไม่ไหลผ่านโหลด ทำให้สถานะการสวิตช์ ของเวกเตอร์ศูนย์จะต้องปรับเปลี่ยนจาก $[1\ 1\ 1]$ ไปเป็น $[0\ 1\ 1]$ ดังแสดงหลักการทำงานใน ภาพประกอบ 3.6(ค)



(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$



(ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$

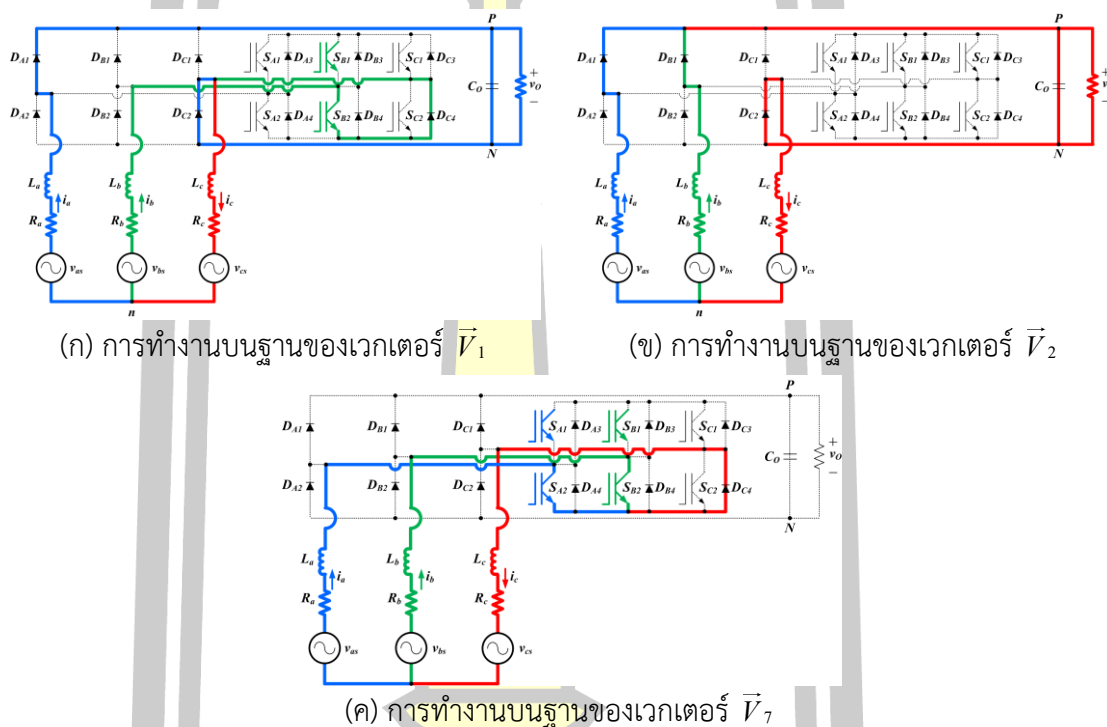


(ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

ภาพประกอบ 3.6 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว แบบบริดจ์ในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง

แต่หากพิจารณาบริเวณขอบเขต 30–60 องศา ($\pi/6 \leq \theta < \pi/3$) ของเซกเตอร์แรงดัน ที่หนึ่ง ($VS1$) ซึ่งเป็นช่วงที่กระแสเฟสซีเป็นค่ายอดทางด้านลบ ($C-$) การวิเคราะห์การทำงานของตัว เรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์บนฐานสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ แสดงดังภาพประกอบ 3.7(ก) และ 3.7(ข) ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสถานะการสวิตช์ที่ถูกต้อง

ตามหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสจะแตกต่างจากสถานะการสวิตช์ที่ปรากฏบนแผนภาพสเปซเวกเตอร์ แต่เป็นไปในทิศทางเดียวกันกับสถานะการสวิตช์ของตัวเรียงสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า กล่าวคือ สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟ $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ จะต้องปรับเปลี่ยนจาก $[0\ 1\ 1]$ และ $[0\ 0\ 1]$ ไปเป็น $[0\ 1\ 0]$ และ $[0\ 0\ 0]$ ตามลำดับ ขณะที่เวกเตอร์ศูนย์ที่มีความเหมาะสมยังคงเป็นเวกเตอร์ $\vec{V}_7$ แต่สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ศูนย์จะต้องปรับเปลี่ยนจาก $[1\ 1\ 1]$ ไปเป็น $[1\ 1\ 0]$ ดังแสดงหลักการทำงานในภาพประกอบ 3.7(ค)



ภาพประกอบ 3.7 การวิเคราะห์สถานะการสวิตช์จากหลักการทำงานของตัวเรียงสามเฟสแบบบริดจ์ในพื้นที่ 30 ถึง 60 องศาไฟฟ้าของเซกเตอร์ 1

จากสถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ได้จากการวิเคราะห์หลักการทำงานตามโครงสร้างวงจรของตัวเรียงกระแสร่วมกับการพิจารณาสถานะการสวิตช์ของประจำตัวของเวกเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในภาพประกอบ 3.2 จนถึงภาพประกอบ 3.7 เป็นเพียงสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (V_{S1}) เท่านั้น ทั้งนี้สำหรับเซกเตอร์แรงดันอื่น ๆ ที่เหลือก็สามารถใช้การวิเคราะห์หลักการทำงานตามโครงสร้างวงจรของตัวเรียงกระแสแต่ละรูปแบบร่วมกับการพิจารณาสถานะการสวิตช์ประจำตัวของเวกเตอร์ในเซกเตอร์แรงดันต่าง ๆ ได้เช่นกัน ดังแสดงข้อมูลสรุปสถานะการสวิตช์ของสำหรับสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบในตาราง 3.1 และตาราง 3.2

ตาราง 3.1 สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอบนฐานการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์

เซกเตอร์ แรงดัน	ขอบเขต (องศา)	เวกเตอร์ที่ เกี่ยวข้อง	สถานะการสวิตช์ประจำตัวของเวกเตอร์ต่าง ๆ			
			แผนภาพ สเปซเวกเตอร์	ตัวเรียงกระแส แบบวาย	ตัวเรียงกระแส แบบเดลต้า	ตัวเรียงกระแส แบบบริดจ์
1	0°–30°	$\vec{V}_1$	[1 0 0]	[1 0 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_2$	[1 1 0]	[1 1 0]	[1 0 0]	[0 1 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[1 0 1]	[0 1 1]
	30°–60°	$\vec{V}_1$	[1 0 0]	[0 1 1]	[0 1 0]	[0 1 0]
		$\vec{V}_2$	[1 1 0]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[0 1 1]	[1 1 0]
2	60°–90°	$\vec{V}_2$	[1 1 0]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_3$	[0 1 0]	[1 0 1]	[0 0 1]	[1 0 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[0 1 1]	[1 1 0]
	90°–120°	$\vec{V}_2$	[1 1 0]	[1 1 0]	[1 0 0]	[1 0 0]
		$\vec{V}_3$	[0 1 0]	[0 1 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[1 1 0]	[1 0 1]
3	120°–150°	$\vec{V}_3$	[0 1 0]	[0 1 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_4$	[0 1 1]	[0 1 1]	[0 1 0]	[0 0 1]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[1 1 0]	[1 0 1]
	150°–180°	$\vec{V}_3$	[0 1 0]	[1 0 1]	[0 0 1]	[0 0 1]
		$\vec{V}_4$	[0 1 1]	[1 0 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[1 0 1]	[0 1 1]
4	180°–210°	$\vec{V}_4$	[0 1 1]	[1 0 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_5$	[0 0 1]	[1 1 0]	[1 0 0]	[0 1 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[1 0 1]	[0 1 1]
	210°–240°	$\vec{V}_4$	[0 1 1]	[0 1 1]	[0 1 0]	[0 1 0]
		$\vec{V}_5$	[0 0 1]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[0 1 1]	[1 1 0]
5	240°–270°	$\vec{V}_5$	[0 0 1]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_6$	[1 0 1]	[1 0 1]	[0 0 1]	[1 0 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[0 1 1]	[1 1 0]
	270°–300°	$\vec{V}_5$	[0 0 1]	[1 1 0]	[1 0 0]	[1 0 0]
		$\vec{V}_6$	[1 0 1]	[0 1 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[1 1 0]	[1 0 1]

ตาราง 3.2 สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอบนฐานการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ (ต่อ)

เซกเตอร์ แรงดัน	ขอบเขต (องศา)	เวกเตอร์ที่ เกี่ยวข้อง	สถานะการสวิตช์ประจำตัวของเวกเตอร์ต่าง ๆ			
			แผนภาพ สเปซเวกเตอร์	ตัวเรียงกระแส แบบวาย	ตัวเรียงกระแส แบบเดลต้า	ตัวเรียงกระแส แบบบริดจ์
6	300°–330°	$\vec{V}_6$	[1 0 1]	[0 1 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_1$	[1 0 0]	[0 1 1]	[0 1 0]	[0 0 1]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[1 1 0]	[1 0 1]
	330°–360°	$\vec{V}_6$	[1 0 1]	[1 0 1]	[0 0 1]	[0 0 1]
		$\vec{V}_1$	[1 0 0]	[1 0 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$	[1 1 1]	[1 1 1]	[1 0 1]	[0 1 1]

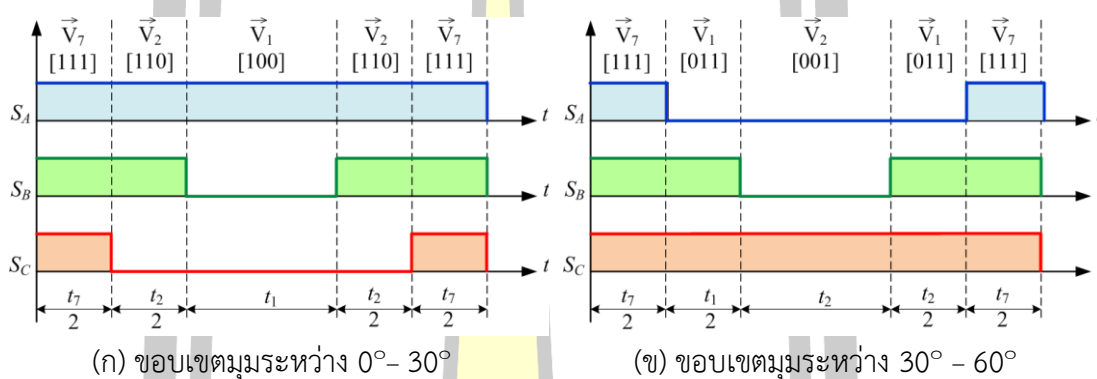
3.2 การออกแบบการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์

การออกแบบการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ ทำได้โดยการนำสถานะการสวิตช์ทั้ง 3 ตัวของแต่ละเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดัน ดังที่สรุปไว้ในตาราง 3.1 และตาราง 3.2 มาจัดเรียงกัน เพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ในแต่ละกิ่งเฟสของตัวเรียงกระแสสามเฟส ซึ่งเรียกว่าวิธีการเรียงลำดับสถานะการสวิตช์ (Switching sequence method) สำหรับหลักการเรียงลำดับการสวิตช์ดังกล่าวนี้ไม่มีรูปแบบตายตัว แต่ผลที่ได้จะต้องทำให้เกิดการเปลี่ยนสถานะการทำงานของสวิตช์กำลังในแต่ละกิ่งเฟสน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อให้การสูญเสียกำลังจากการสวิตช์เกิดขึ้นน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของตัวเรียงกระแสสามเฟสสูงขึ้น และนอกจากการทำให้เกิดการเปลี่ยนสถานะการทำงานของสวิตช์กำลังในแต่ละกิ่งเฟสน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้แล้ว จากการศึกษาใน[36] พบว่า วิธีการที่จะช่วยให้การสูญเสียกำลังจากการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสลดลงอย่างเห็นได้ชัดคือ การออกแบบให้สวิตช์กำลังมีการทำงานแบบไม่ต่อเนื่อง โดยอาศัยหลักการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนดังนี้

3.2.1 การเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย

วิธีการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ สำหรับตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย จะใช้การเรียงลำดับเวกเตอร์ทั้งเวกเตอร์แอกทีฟและเวกเตอร์ศูนย์ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันที่พิจารณามาเรียงลำดับกันแบบห้าส่วน โดยอาศัยสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ที่ได้จากการวิเคราะห์สถานะการสวิตช์ในตาราง 3.1 และตาราง 3.2 ตัวอย่างเช่น หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนอยู่ในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง ($VS1$) การนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องมาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนเป็นดังนี้ $\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7$ ทำให้ได้สถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟสโดยมีลำดับ คือ

$[1\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 1]$ เขียนเป็นไดอะแกรมเวลา (Timing diagram) ได้ดังภาพประกอบ 3.8(ก) ในทำนองเดียวกันหากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนอยู่ในบริเวณขอบเขต 30° – 60° องศา การนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องมาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนจะมีการปรับเปลี่ยนเพื่อให้จำนวนครั้งของการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์มีค่าน้อยที่สุด คือ $\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7$ ทำให้ได้สถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟสโดยมีลำดับ คือ $[1\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 1]$ เขียนเป็นไดอะแกรมเวลาได้ดังภาพประกอบ 3.8(ข)



ภาพประกอบ 3.8 การเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง

จากภาพประกอบ 3.8(ก) จะเห็นว่าสัญญาณขับนำสวิตช์ในกิ่งเฟสบีและเฟสซีจะทำให้สวิตช์มีการเปลี่ยนสถานะ 2 ครั้ง แต่สัญญาณขับนำสวิตช์ในกิ่งเฟสเอจะไม่ส่งผลให้สวิตช์เกิดการเปลี่ยนสถานะแต่อย่างใด และจากภาพประกอบ 3.8(ข) สัญญาณขับนำสวิตช์ในกิ่งเฟสเอและเฟสบีจะทำให้สวิตช์มีการเปลี่ยนสถานะ 2 ครั้ง ขณะที่สัญญาณขับนำสวิตช์ในกิ่งเฟสซีจะไม่ทำให้สวิตช์เกิดการเปลี่ยนสถานะแต่อย่างใด นั่นหมายความว่าหากนำสัญญาณขับนำสวิตช์ดังกล่าวไปควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังก็จะทำให้จำนวนครั้งของการสวิตช์ลดลงได้ 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งการสวิตช์ทั้งหมด ทั้งนี้ผลการนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันมาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วน และลำดับของสถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟสของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย แสดงดังตาราง 3.3

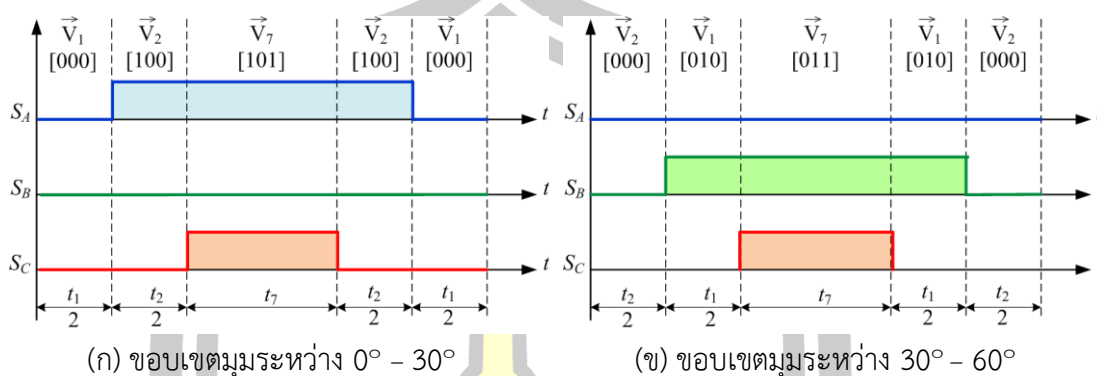
ตาราง 3.3 การเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบววาย

เซกเตอร์ แรงดัน	ขอบเขต (องศา)	การเรียงลำดับเวกเตอร์ที่ เกี่ยวข้อง	สถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลัง ทั้งสามกิ่งเฟส
1	$0^\circ - 30^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
	$30^\circ - 60^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
2	$60^\circ - 90^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
	$90^\circ - 120^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
3	$120^\circ - 150^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
	$150^\circ - 180^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
4	$180^\circ - 210^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
	$210^\circ - 240^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
5	$240^\circ - 270^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
	$270^\circ - 300^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
6	$300^\circ - 330^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 1]$
	$330^\circ - 360^\circ$	$\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_7$	$[1\ 1\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 1\ 1]$

3.2.2 การเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า

สำหรับวิธีการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนบนฐานการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลตานั้น ยังคงใช้การเรียงลำดับเวกเตอร์ทั้งเวกเตอร์แอกทีฟและเวกเตอร์ศูนย์ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันที่พิจารณาเรียงลำดับกันแบบห้าส่วนเหมือนในกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสก่อนหน้า แต่จะแตกต่างกันที่สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ที่ได้จากการวิเคราะห์สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ตามรายละเอียดในตาราง 3.1 และตาราง 3.2 ตัวอย่างเช่น หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนอยู่ในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (VS1) การนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (VS1) มาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนเป็นดังนี้ $\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1$ ทำให้ได้สถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟสโดยมีลำดับคือ $[0\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$ เขียนเป็นไดอะแกรมเวลาได้ดังภาพประกอบ 3.9(ก) ในทำนองเดียวกันหากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนอยู่ในบริเวณขอบเขต 30–60 องศา การนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องมาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนจะมีการปรับเปลี่ยนเพื่อให้จำนวนครั้งของการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์มีค่าน้อยที่สุด คือ $\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$ ทำ

ให้ได้สถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟสโดยมีลำดับ คือ $[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$ เขียนในเป็นไดอะแกรมเวลาได้ดังภาพประกอบ 3.9(ข)



ภาพประกอบ 3.9 การเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงสสามเฟสสองระดับ
ชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง

ตาราง 3.4 การเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด
ทิศทางเดียวแบบเดลต้า

เซกเตอร์ แรงดัน	ขอบเขต (องศา)	การเรียงลำดับเวกเตอร์ที่ เกี่ยวข้อง	สถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลัง ทั้งสามกิ่งเฟส
1	$0^\circ - 30^\circ$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$30^\circ - 60^\circ$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
2	$60^\circ - 90^\circ$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$90^\circ - 120^\circ$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
3	$120^\circ - 150^\circ$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$150^\circ - 180^\circ$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
4	$180^\circ - 210^\circ$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$210^\circ - 240^\circ$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
5	$240^\circ - 270^\circ$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$270^\circ - 300^\circ$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
6	$300^\circ - 330^\circ$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$330^\circ - 360^\circ$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 0]$

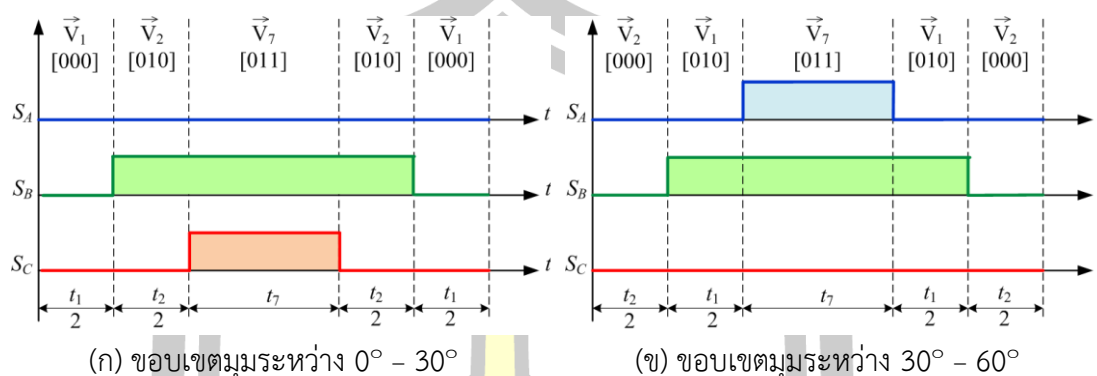
จากภาพประกอบ 3.9(ก) จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าสัญญาณขับนำสวิตช์ในกิ่งเฟสเอ และกิ่งเฟสซีจะทำให้สวิตช์เปลี่ยนสถานะ 2 ครั้ง แต่สัญญาณขับนำสวิตช์ในกิ่งเฟสบีจะไม่ส่งผลให้ สวิตช์เกิดการเปลี่ยนสถานะแต่อย่างใด สอดคล้องกับภาพประกอบ 3.9(ข) ซึ่งพบว่าสัญญาณขับนำ

สวิตช์ในกึ่งเฟสปีและกึ่งเฟสซีจะทำให้สวิตช์เปลี่ยนสถานะ 2 ครั้ง ขณะที่สัญญาณขับนำสวิตช์ในกึ่งเฟสเอจะไม่ส่งผลให้สวิตช์เปลี่ยนสถานะแต่อย่างใด ซึ่งทำให้จำนวนครั้งของการสวิตช์ลดลงได้ 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งการสวิตช์ทั้งหมด ทั้งนี้ผลการนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันมาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วน และลำดับของสถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟสของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า แสดงดังตาราง 3.4

3.2.3 การเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์

สำหรับวิธีการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนบนฐานการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ ยังคงใช้การเรียงลำดับเวกเตอร์ทั้งเวกเตอร์แอกทีฟและเวกเตอร์ศูนย์ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันที่พิจารณามาเรียงลำดับกันแบบห้าส่วนเหมือนในกรณีของตัวเรียงทั้ง 2 รูปแบบก่อนหน้า แต่มีความแตกต่างกันที่สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ที่ได้จากการวิเคราะห์สถานะการสวิตช์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ตามรายละเอียดในตาราง 3.1 และตาราง 3.2 ตัวอย่างเช่น หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนอยู่ในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง ($VS1$) การนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง ($VS1$) มาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนเป็นดังนี้ $\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1$ ซึ่งมีการเรียงลำดับเหมือนกันกับกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า แต่เนื่องจากสถานะการสวิตช์ประจำตัวของแต่ละเวกเตอร์มีความแตกต่างกัน ทำให้สถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟสเป็นดังนี้ $[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$ และเขียนเป็นไดอะแกรมเวลาได้ดังภาพประกอบ 3.10(ก) ในทำนองเดียวกันหากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนอยู่ในบริเวณขอบเขต 30–60 องศา การนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องมาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วน คือ $\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$ ทำให้ได้สถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟสโดยมีลำดับ คือ $[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$ เขียนเป็นไดอะแกรมเวลาได้ดังภาพประกอบ 3.10(ข) โดยพบว่าสัญญาณขับนำสวิตช์ในกึ่งเฟสปีและกึ่งเฟสซีจะทำให้สวิตช์มีการเปลี่ยนสถานะ 2 ครั้ง แต่ในส่วนของสัญญาณขับนำสวิตช์ในกึ่งเฟสเอจะไม่ส่งผลให้สวิตช์เกิดการเปลี่ยนสถานะแต่อย่างใด สอดคล้องกับภาพประกอบ 3.10(ข) ที่พบว่าสัญญาณขับนำสวิตช์ในกึ่งเฟสเอและกึ่งเฟสปีจะทำให้สวิตช์มีการเปลี่ยนสถานะ 2 ครั้ง ขณะที่สัญญาณขับนำสวิตช์ในกึ่งเฟสซีจะไม่ส่งผลให้สวิตช์เกิดการเปลี่ยนสถานะแต่อย่างใด ซึ่งจะส่งผลให้จำนวนครั้งของการสวิตช์ลดลงได้ 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งการสวิตช์ทั้งหมด ทั้งนี้ผลการนำเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันมาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วน และลำดับของสถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟสของ

ทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ แสดงดังตาราง 3.5



ภาพประกอบ 3.10 การเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง

ตาราง 3.5 การเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์

เซกเตอร์แรงดัน	ขอบเขต (องศา)	การเรียงลำดับเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้อง	สถานะการสวิตช์สำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟส
1	$0^\circ - 30^\circ$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$30^\circ - 60^\circ$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
2	$60^\circ - 90^\circ$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$90^\circ - 120^\circ$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
3	$120^\circ - 150^\circ$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$150^\circ - 180^\circ$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
4	$180^\circ - 210^\circ$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$210^\circ - 240^\circ$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 1\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
5	$240^\circ - 270^\circ$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 1\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$270^\circ - 300^\circ$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
6	$300^\circ - 330^\circ$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [1\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 0]$
	$330^\circ - 360^\circ$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$	$[0\ 0\ 0] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 1\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 1] \rightarrow [0\ 0\ 0]$

3.3 การวิเคราะห์สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว

วิธีการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ที่ได้รับความนิยมอย่างมากในปัจจุบันก็คือการสร้างสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห์รูปสามเหลี่ยม สาเหตุเพราะสามารถออกแบบและสร้างได้

ง่ายและไม่ซับซ้อน อีกทั้งตัวประมวลผลยังไม่จำเป็นต้องมีความเร็วสูงมากส่งผลให้ราคาถูกลง สำหรับงานวิจัยนี้ใช้หลักการสร้างสัญญาณดิจิทัลที่เคลจากการหาอัตราส่วนของช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ในแต่ละกิ่งเฟสของตัวเรียงกระแสหารด้วยคาบเวลาการสุม โดยที่ช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ในแต่ละกิ่งเฟสได้มาจากการนำสมการช่วงเวลาเวลาที่สวิตช์ต้องวงจรในแต่ละกิ่งเฟสของแต่ละเวกเตอร์ที่เกี่ยวข้องมารวมกัน อย่างไรก็ตามเนื่องจากสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ จะมีความแตกต่างกันไปตามหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ดังนั้นการวิเคราะห์หาสมการดิจิทัลที่เคลสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแต่ละรูปแบบจึงมีความแตกต่างกัน โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.3.1 สมการดิจิทัลที่เคลสำหรับตัวเรียงสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบววาย

ผลจากการวิเคราะห์หลักการทำงานของโครงสร้างวงจรของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบววายบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ เพื่อหาสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันตามรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.1 ประกอบกับหลักการออกแบบและควบคุมให้สวิตช์กำลังทำงานแบบไม่ต่อเนื่อง ด้วยวิธีการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนสำหรับของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบววายในหัวข้อที่ 3.2.1 ทำให้สามารถหาสมการช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์กำลังในแต่ละกิ่งเฟสของตัวเรียงกระแสทำได้ง่ายขึ้น ด้วยการนำช่วงเวลาเวลาที่สวิตช์กำลังในแต่ละกิ่งเฟสมีสถานะการสวิตช์เท่ากับ 1 ของเวกเตอร์ทุกตัวที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันมารวมกัน ยกตัวอย่างเช่น หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนอยู่ในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง ($VS1$) และมีผลการเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนตามที่แสดงในภาพประกอบ 3.8(ก) สามารถแสดงผลรวมของสมการช่วงเวลาเวลาที่สวิตช์ต้องวงจรในแต่ละกิ่งเฟส ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} T_A &= t_1 + t_2 + T_0 \\ T_B &= t_2 + T_0 \\ T_C &= T_0 \end{aligned} \quad (3.1)$$

จากนั้นแทนค่าตัวแปร t_1 , t_2 และ T_0 ตามสมการได้พิสูจน์ไว้ในบทที่ 2 ตาราง 2.1 ลงในสมการ (3.1) จะได้

$$\begin{aligned} T_A &= T_S \\ T_B &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ T_C &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

ลำดับต่อไป พิสูจน์หาสมการดิฟเฟอเรนเชียลที่สัมพันธ์กับค่าดัชนีการการมอดูเลต (m_a) โดยการนำสมการ (3.2) ซึ่งเป็นสมการช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ในกึ่งเฟสเอ เฟสบี และเฟสซีหารด้วยคาบเวลาการสุม พร้อมทั้งเขียนให้อยู่ในเทอมค่าดัชนีการการมอดูเลตตามสมการ (2.15) จะได้

$$\begin{aligned} D_A &= 1 \\ D_B &= 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ D_C &= 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

ทำนองเดียวกันหากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนไปตกอยู่ในบริเวณขอบเขต 30–60 องศา ของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (V_{S1}) ผลการเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนแสดงดังภาพประกอบ 3.8(ข) ผลรวมของสมการช่วงเวลาที่สวิตช์ต่อวงจรในแต่ละกึ่งเฟสหาได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} T_A &= T_0 \\ T_B &= t_1 + T_0 \\ T_C &= t_1 + t_2 + T_0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

จากนั้นแทนค่าตัวแปร t_1 , t_2 และ T_0 ตามสมการได้พิสูจน์ไว้ในบทที่ 2 ตาราง 2.1 ลงในสมการ (3.4) จะได้

$$\begin{aligned} T_A &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ T_B &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} (-\sin \theta) \\ T_C &= T_S \end{aligned} \quad (3.5)$$

และสามารถพิสูจน์หาสมการดิฟเฟอเรนเชียลโดยการนำสมการ (3.5) ซึ่งเป็นสมการช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ในกึ่งเฟสเอ เฟสบี และเฟสซีหารด้วยคาบเวลาการสุม พร้อมทั้งเขียนให้อยู่ในเทอมของค่าดัชนีการการมอดูเลตตามสมการ (2.15) จะได้

$$\begin{aligned} D_A &= 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ D_B &= 1 + m_a (-\sin \theta) \\ D_C &= 1 \end{aligned} \quad (3.6)$$

วิธีการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อหาสมการดิฟเฟอเรนเชียลในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (VS1) ที่แสดงข้างต้น สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการหาสมการดิฟเฟอเรนเชียลของเซกเตอร์แรงดันอื่น ๆ ที่เหลืออยู่ได้ โดยผลจากการวิเคราะห์สรุปได้ตามตาราง 3.6 และตาราง 3.7 ซึ่งสัมพันธ์กับขอบเขตการทำงานในแต่ละเซกเตอร์แรงดันตามขนาดมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง

ตาราง 3.6 สมการดิฟเฟอเรนเชียลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย

เซกเตอร์แรงดัน	สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟส	
1	ขอบเขต 0 – 30 องศา $D_A = 1$ $D_B = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_C = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	ขอบเขต 30 – 60 องศา $D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (-\sin \theta)$ $D_C = 1$
	ขอบเขต 60 – 90 องศา $D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (-\sin \theta)$ $D_C = 1$	ขอบเขต 90 – 120 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1$ $D_C = 1 + m_a (-\sin \theta)$
2	ขอบเขต 120 – 150 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1$ $D_C = 1 + m_a (-\sin \theta)$	ขอบเขต 150 – 180 องศา $D_A = 1$ $D_B = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_C = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
	ขอบเขต 180 – 210 องศา $D_A = 1$ $D_B = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_C = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	ขอบเขต 210 – 240 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$ $D_C = 1$
3	ขอบเขต 240 – 270 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$ $D_C = 1$	ขอบเขต 270 – 300 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$ $D_C = 1$
	ขอบเขต 300 – 330 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$ $D_C = 1$	ขอบเขต 330 – 360 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$ $D_C = 1$

ตาราง 3.7 สมการดิฟเฟอเรนเชียลของทุกเชกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย (ต่อ)

เชกเตอร์แรงดัน	สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟส	
5	ขอบเขต 240 – 270 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$ $D_C = 1$	ขอบเขต 270 – 300 องศา $D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1$ $D_C = 1 + m_a (\sin \theta)$
	ขอบเขต 300 – 330 องศา $D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1$ $D_C = 1 + m_a (\sin \theta)$	ขอบเขต 330 – 360 องศา $D_A = 1$ $D_B = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_C = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$

3.3.2 สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับตัวเรียงสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า

ผลจากการวิเคราะห์หลักการทำงานตามโครงสร้างวงจรของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ จนได้มาซึ่งสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเชกเตอร์แรงดันตามรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.1 ประกอบกับวิธีการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนเพื่อออกแบบและควบคุมให้สวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าให้ทำงานแบบไม่ต่อเนื่อง ตามรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.2 ส่งผลให้การหาสมการช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์กำลังในแต่ละกึ่งเฟสของตัวเรียงกระแสทำได้ง่ายขึ้น โดยการนำช่วงเวลาการสวิตช์กำลังในแต่ละกึ่งเฟสที่มีสถานะการสวิตช์เท่ากับ 1 ของเวกเตอร์ทุกตัวที่เกี่ยวข้องในแต่ละเชกเตอร์แรงดันมารวมกัน ยกตัวอย่างเช่น หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนอยู่ในขอบเขต 30 องศาแรกของเชกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (V_{S1}) และมีผลการเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนตามที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.9(ก) จากภาพดังกล่าวสามารถแสดงผลรวมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ต่อวงจรในแต่ละกึ่งเฟส ได้คือ

$$\begin{aligned}
 T_A &= t_2 + T_0 \\
 T_B &= 0 \\
 T_C &= T_0
 \end{aligned}
 \tag{3.7}$$

จากนั้นแทนค่าตัวแปร t_2 และ T_0 ตามสมการได้พิสูจน์ไว้ในบทที่ 2 ตาราง 2.1 ลงในสมการ (3.7) จะได้

$$\begin{aligned} T_A &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ T_B &= 0 \\ T_C &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

สำหรับการพิสูจน์หาสมการดิวตี้ไซเคิลที่สัมพันธ์กับค่าดัชนีการการมอดูเลต (m_a) ทำได้โดยการนำสมการ (3.8) ซึ่งเป็นสมการช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ในกึ่งเฟสเอ เฟสบี และเฟสซีหารด้วยคาบเวลาการสุม พร้อมทั้งเขียนในเทอมของค่าดัชนีการการมอดูเลตตามสมการ (2.15) จะได้

$$\begin{aligned} D_A &= 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ D_B &= 0 \\ D_C &= 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

ทำนองเดียวกัน หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนไปตกอยู่ในบริเวณขอบเขต 30–60 องศา ของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง ($VS1$) ผลการเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนแสดงดังภาพประกอบ 3.9(ข) ผลรวมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ต่อวงจรในแต่ละกึ่งเฟสหาได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} T_A &= 0 \\ T_B &= t_1 + T_0 \\ T_C &= T_0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

จากนั้นแทนค่าตัวแปร t_1 และ T_0 ตามสมการได้พิสูจน์ไว้ในบทที่ 2 ตาราง 2.1 ลงในสมการ (3.10) จะได้

$$\begin{aligned} T_A &= 0 \\ T_B &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} (-\sin \theta) \\ T_C &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \end{aligned} \quad (3.11)$$

และสามารถพิสูจน์หาสมการดิฟเฟอเรนเชียลโดยการนำสมการ (3.11) ซึ่งเป็นสมการช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ในกึ่งเฟสเอ เฟสบี และเฟสซีหารด้วยคาบเวลาการสุม พร้อมทั้งเขียนให้อยู่ในเทอมของค่าดัชนีการการมอดูเลตตามสมการ (2.15) จะได้

$$\begin{aligned} D_A &= 0 \\ D_B &= 1 + m_a (-\sin \theta) \\ D_C &= 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \end{aligned} \quad (3.12)$$

วิธีการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อหาสมการดิฟเฟอเรนเชียลในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (VS1) ที่แสดงข้างต้น สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการหาสมการดิฟเฟอเรนเชียลของเซกเตอร์แรงดันอื่น ๆ ที่เหลืออยู่ได้ โดยผลการวิเคราะห์สาสรุปได้ตามตาราง 3.8 และตาราง 3.9 ซึ่งสัมพันธ์กับขอบเขตการทำงานของแต่ละเซกเตอร์แรงดันตามขนาดมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง

ตาราง 3.8 สมการดิฟเฟอเรนเชียลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า

เซกเตอร์แรงดัน	สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟส	
1	ขอบเขต 0 – 30 องศา $D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 0$ $D_C = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	ขอบเขต 30 – 60 องศา $D_A = 0$ $D_B = 1 + m_a (-\sin \theta)$ $D_C = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
	ขอบเขต 60 – 90 องศา $D_A = 0$ $D_B = 1 + m_a (-\sin \theta)$ $D_C = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	ขอบเขต 90 – 120 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (-\sin \theta)$ $D_C = 0$
2	ขอบเขต 120 – 150 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (-\sin \theta)$	ขอบเขต 150 – 180 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 0$

ตาราง 3.9 สมการดิฟเฟอเรนเชียลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเคลต้า (ต่อ)

เซกเตอร์แรงดัน	สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟส	
4	$D_C = 0$	$D_C = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
	ขอบเขต 180 – 210 องศา	ขอบเขต 210 – 240 องศา
	$D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$D_A = 0$
	$D_B = 0$	$D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$
5	$D_C = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$D_C = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
	ขอบเขต 240 – 270 องศา	ขอบเขต 270 – 300 องศา
	$D_A = 0$	$D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
	$D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$	$D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$
6	$D_C = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$D_C = 0$
	ขอบเขต 300 – 330 องศา	ขอบเขต 330 – 360 องศา
	$D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
	$D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$	$D_B = 0$
	$D_C = 0$	$D_C = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$

3.3.3 สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์

ผลจากการวิเคราะห์หลักการทำงานตามโครงสร้างวงจรของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์บนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ จนได้มาซึ่งสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันตามรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.1.1 ประกอบกับวิธีการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนเพื่อออกแบบและควบคุมให้สวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์มีการทำงานแบบไม่ต่อเนื่อง ตามรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2.3 ส่งผลให้การหาสมการช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์กำลังในแต่ละกึ่งเฟสของตัวเรียงกระแสทำได้ง่ายขึ้น โดยการนำช่วงเวลาที่สวิตช์กำลังในแต่ละกึ่งเฟสมีสถานะการสวิตช์เท่ากับ 1 ของเวกเตอร์ทุกตัวที่เกี่ยวข้องในแต่ละเซกเตอร์แรงดันมารวมกัน ยกตัวอย่างเช่น หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนอยู่ในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (VS1)

และมีผลการเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนตามที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.10(ก) โดยจากภาพดังกล่าวสามารถแสดงผลรวมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ต่อวงจรในแต่ละกึ่งเฟส ได้คือ

$$\begin{aligned} T_A &= 0 \\ T_B &= t_2 + T_0 \\ T_C &= T_0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

จากนั้นแทนค่าตัวแปร t_2 และ T_0 ตามสมการที่ได้พิสูจน์ไว้ในบทที่ 2 ตาราง 2.1 ลงในสมการ (3.13) จะได้

$$\begin{aligned} T_A &= 0 \\ T_B &= T_s + \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ T_C &= T_s + \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \end{aligned} \quad (3.14)$$

สำหรับการพิสูจน์หาสมการดิฟเฟอเรนเชียลที่สัมพันธ์กับค่าดัชนีการการมอดูเลต (m_a) ทำได้โดยการนำสมการ (3.14) ซึ่งเป็นสมการช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ในกึ่งเฟสเอ เฟสบี และเฟสซีหารด้วยคาบเวลาการสุม พร้อมทั้งเขียนให้อยู่ในเทอมค่าดัชนีการการมอดูเลตตามสมการ (2.15) จะได้

$$\begin{aligned} D_A &= 0 \\ D_B &= 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ D_C &= 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \end{aligned} \quad (3.15)$$

ทำนองเดียวกันหากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่หมุนไปตกอยู่ในบริเวณขอบเขต 30–60 องศา ของเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (VS1) ผลการเรียงลำดับสถานะการสวิตช์แบบห้าส่วนแสดงดังภาพประกอบ 3.10(ข) โดยจากภาพดังกล่าวสามารถแสดงผลรวมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ต่อวงจรในแต่ละกึ่งเฟสได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} T_A &= T_0 \\ T_B &= t_1 + T_0 \\ T_C &= 0 \end{aligned} \quad (3.16)$$

จากนั้นแทนค่าตัวแปร t_1 และ T_0 ตามสมการได้พิสูจน์ไว้ในบทที่ 2 ตาราง 2.1 ลงในสมการ (3.16) จะได้

$$\begin{aligned} T_A &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ T_B &= T_S + \frac{\sqrt{3}T_S V_{ref}}{V_{dc}} (-\sin \theta) \\ T_C &= 0 \end{aligned} \quad (3.17)$$

และสามารถพิสูจน์หาสมการดิวตี้ไซเคิลโดยการนำสมการ (3.17) ซึ่งเป็นสมการช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ในกึ่งเฟสเอ เฟสบี และเฟสซีหารด้วยคาบเวลาการสุม พร้อมทั้งเขียนให้อยู่ในเทอมของค่าดัชนีการการมอดูเลตตามสมการ (2.15) จะได้

$$\begin{aligned} D_A &= 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right) \\ D_B &= 1 + m_a (-\sin \theta) \\ D_C &= 0 \end{aligned} \quad (3.18)$$

วิธีการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อหาสมการดิวตี้ไซเคิลในเซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (VS1) ที่แสดงข้างต้น สามารถนำไปประยุกต์ใช้หาสมการดิวตี้ไซเคิลของเซกเตอร์แรงดันอื่น ๆ ที่เหลืออยู่ได้ โดยผลจากการวิเคราะห์สรุปได้ตามตาราง 3.10 และตาราง 3.11 ซึ่งสัมพันธ์กับขอบเขตการทำงานของแต่ละเซกเตอร์แรงดันตามขนาดมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง

ตาราง 3.10 สมการดิวตี้ไซเคิลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์

เซกเตอร์แรงดัน	สมการดิวตี้ไซเคิลสำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟส	
1	ขอบเขต 0 – 30 องศา	ขอบเขต 30 – 60 องศา
	$D_A = 0$	$D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
	$D_B = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$D_B = 1 + m_a (-\sin \theta)$
	$D_C = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	$D_C = 0$

ตาราง 3.11 สมการดิฟเฟอเรนเชียลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด
ทิศทางเดียวแบบบริดจ์ (ต่อ)

เซกเตอร์แรงดัน	สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟส	
2	ขอบเขต 60 – 90 องศา $D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (-\sin \theta)$ $D_C = 0$	ขอบเขต 90 – 120 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 0$ $D_C = 1 + m_a (-\sin \theta)$
	ขอบเขต 120 – 150 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 0$ $D_C = 1 + m_a (-\sin \theta)$	ขอบเขต 150 – 180 องศา $D_A = 0$ $D_B = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_C = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$
3	ขอบเขต 180 – 210 องศา $D_A = 0$ $D_B = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_C = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$	ขอบเขต 210 – 240 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$ $D_C = 0$
	ขอบเขต 240 – 270 องศา $D_A = 1 + m_a \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 1 + m_a (\sin \theta)$ $D_C = 0$	ขอบเขต 270 – 300 องศา $D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 0$ $D_C = 1 + m_a (\sin \theta)$
4	ขอบเขต 300 – 330 องศา $D_A = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_B = 0$ $D_C = 1 + m_a (\sin \theta)$	ขอบเขต 330 – 360 องศา $D_A = 0$ $D_B = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right)$ $D_C = 1 + m_a \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta \right)$

จากสมการดิฟเฟอเรนเชียลของทุกเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ แสดงให้เห็นว่าแม้การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อหาสมการดิฟเฟอเรนเชียลในแต่ละเซกเตอร์แรงดันจะดำเนินการวิเคราะห์และพิจารณาจากสมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์ที่แตกต่างกัน แต่ผลที่ได้ในตาราง 3.6 ถึงตาราง 3.11 พบว่า สมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับควบคุมสวิตช์กำลังในกึ่งเฟสเอ เฟสบี และเฟสซี ที่วิเคราะห์ได้ในขอบเขต 30 องศาหลังของแต่ละเซกเตอร์แรงดันจะเหมือนกับสมการดิฟเฟอเรนเชียลที่วิเคราะห์ได้ในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันถัดไป ด้วยสาเหตุดังกล่าวส่งผลให้การออกแบบให้ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ทำงานภายใต้การควบคุมที่ออกแบบนี้ง่ายขึ้น เพราะไม่จำเป็นต้องแบ่งพื้นที่การควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังออกเป็น 12 ขอบเขตตามที่แบ่งไว้ในตารางดังกล่าว แต่ใช้การแบ่งพื้นที่เพียง 6 ขอบเขตตามค่ายอดของกระแสในแต่ละเฟสเท่านั้น ซึ่งต่อไปนี้จะขอเรียกชื่อพื้นที่ในแต่ละช่วงดังกล่าวว่า เซกเตอร์กระแส และใช้อักษรย่อ $CS(n)$ ที่สัมพันธ์กับมุมจากการเคลื่อนที่ในสเปซของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

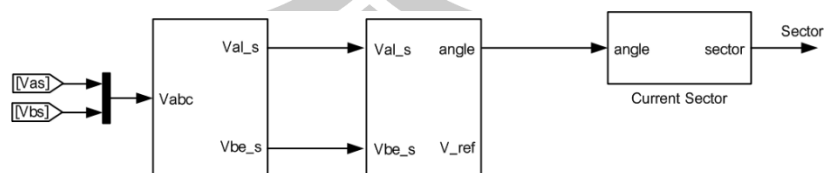
$$CS(n) = \begin{cases} 1 & \text{for } 330^\circ \leq \theta_s < 30^\circ \\ 2 & \text{for } 30^\circ \leq \theta_s < 90^\circ \\ 3 & \text{for } 90^\circ \leq \theta_s < 150^\circ \\ 4 & \text{for } 150^\circ \leq \theta_s < 210^\circ \\ 5 & \text{for } 210^\circ \leq \theta_s < 270^\circ \\ 6 & \text{for } 270^\circ \leq \theta_s < 330^\circ \end{cases} \quad (3.19)$$

โดยที่มุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจะการใช้การแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) ให้ไปเป็นเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) จากนั้นใช้วิธีการหามุมเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงด้วยการนำองค์ประกอบของแรงดันอินพุตบนแกนจินตภาพ (v_β) และองค์ประกอบของแรงดันอินพุตบนแกนจริง (v_α) มาคำนวณโดยใช้วิธีการทางตรีโกณมิติ ดังสมการต่อไปนี้

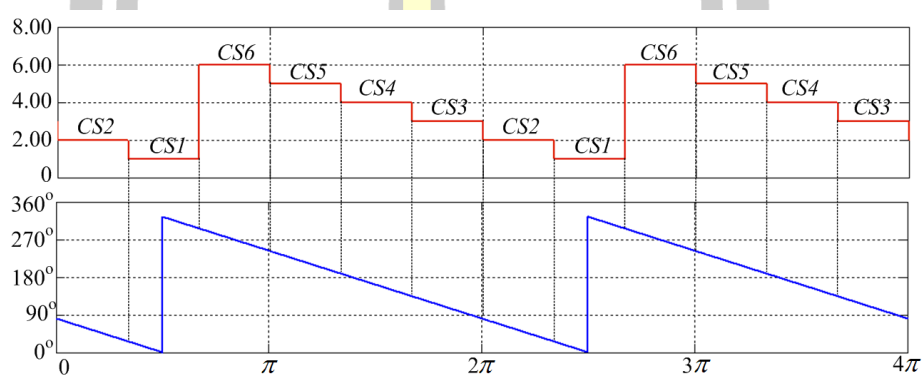
$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (3.20)$$

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวิธีการแบ่งเซกเตอร์กระแสด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2020b แสดงดังภาพประกอบ 3.11 มีหลักการออกแบบสร้างโดยอาศัยการแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) ให้ไปเป็นเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) จากนั้นใช้วิธีการหามุมเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงโดยการใช้สมการ (3.20) หลังจากนั้นนำค่ามุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง

ที่ได้ไปเปรียบเทียบกับสมการ (3.19) เพื่อหาตำแหน่งของเซกเตอร์กระแส ทำให้สัญญาณเซกเตอร์กระแสทั้ง 6 เซกเตอร์ ดังแสดงตัวอย่างในภาพประกอบ 3.12



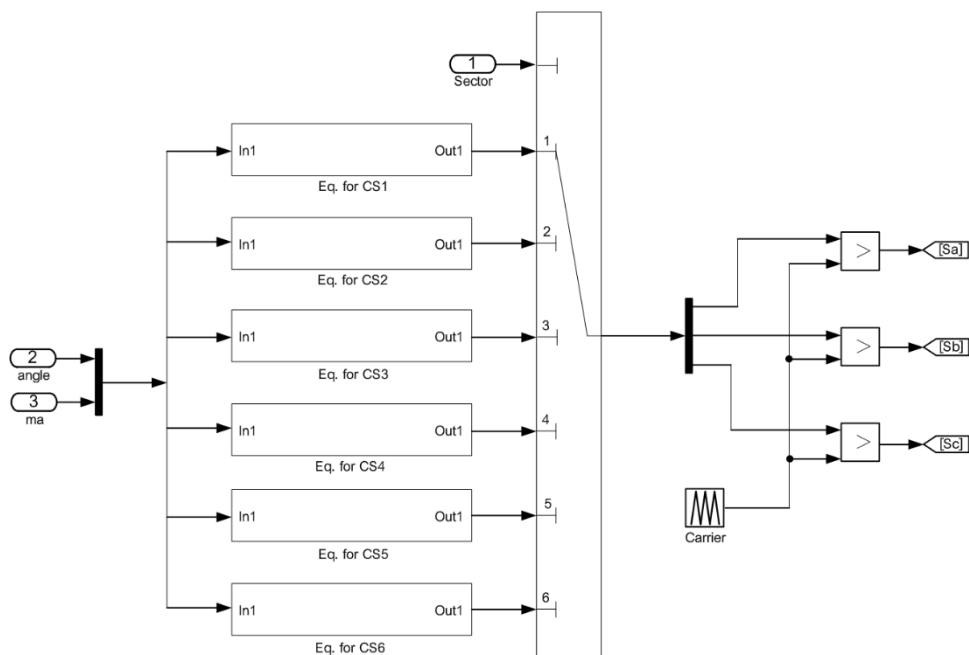
ภาพประกอบ 3.11 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวิธีการหาตำแหน่งของเซกเตอร์กระแส



ภาพประกอบ 3.12 สัญญาณเซกเตอร์กระแสทั้งหกที่สัมพันธ์กับมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง $\vec{V}_{ref}$

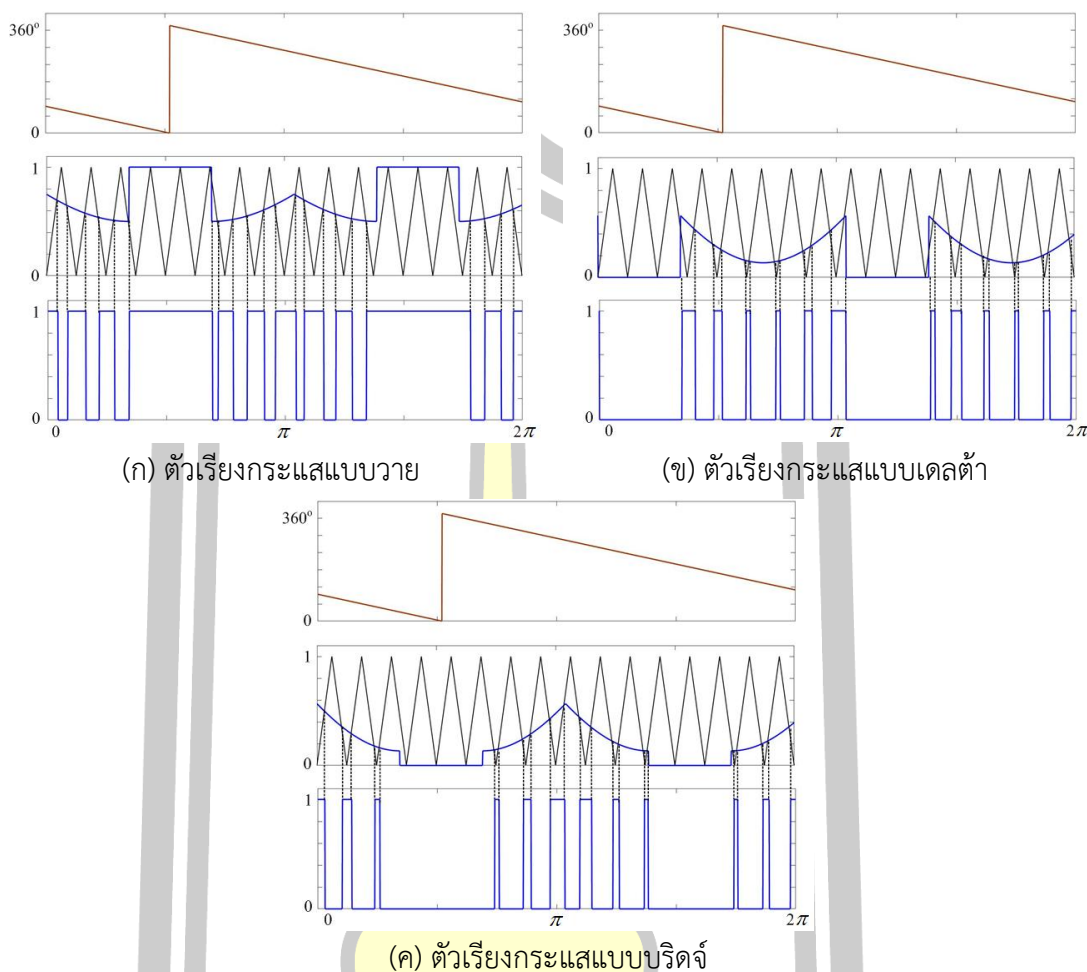
3.4 การสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องสำหรับสวิตช์กำลัง

สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟสสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบในงานวิจัยนี้ ออกแบบและสร้างขึ้นโดยการนำสมการดิวตี้ไซเคิลที่วิเคราะห์ได้จากหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ ดังตาราง 3.6 จนถึงตาราง 3.11 มาสร้างเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2020b ซึ่งจะทำให้ได้คลื่นดิวตี้ไซเคิลทั้งสามเฟส (Three-phase duty cycle wave) จากนั้นนำคลื่นดิวตี้ไซเคิลดังกล่าวไปเปรียบเทียบกับคลื่นพาหุรูปสามเหลี่ยมจนทำให้ได้สัญญาณขับนำสวิตช์เพื่อนำไปใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟสต่อไป ดังแสดงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในภาพประกอบ 3.13



ภาพประกอบ 3.13 แบบจำลองการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์จากการเปรียบเทียบคลื่นดิวตี้ไซเคิลกับคลื่นพาร์รูปสามเหลี่ยม

จากภาพประกอบ 3.14 แสดงให้เห็นว่าการทดลองนำสมการดิวตี้ไซเคิลที่กำหนดให้ดัชนีการมอดูเลต (m_a) มีค่าเท่ากับ 0.50 มาสร้างเป็นคลื่นดิวตี้ไซเคิลและนำไปเปรียบเทียบกับคลื่นพาร์รูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำให้ได้สัญญาณขับนำสวิตช์ที่เป็นแบบไม่ต่อเนื่องจริง โดยสัญญาณขับนำสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายจจะค้างสถานะที่ 1 อยู่ด้วยกันสองช่วง ๆ ละ 60 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน ดังแสดงในภาพประกอบ 3.14(ก) แต่สำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าและแบบบริดจ์พบว่าสัญญาณขับนำสวิตช์กำลังจะค้างสถานะที่ 0 อยู่ด้วยกันสองช่วง ๆ ละ 60 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน ดังแสดงในภาพประกอบ 3.14(ข) และภาพประกอบ 3.14(ค) ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม อย่างไรก็ตามสัญญาณขับนำสวิตช์กำลังที่แสดงในภาพประกอบ 3.14 เป็นสัญญาณขับนำสวิตช์กำลังสำหรับกิ่งเฟสเอของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ทั้งนี้สัญญาณขับนำสวิตช์กำลังสำหรับอีกสองกิ่งเฟสที่เหลือก็ยังคงมีลักษณะเช่นเดียวกันกับในกิ่งเฟสเอ เพียงแต่จะมีมุมแตกต่างจากเฟสเอออกไปอีก 120 องศา และ 240 องศาตามลำดับ ดังนั้นจึงหมายความว่าเมื่อนำสัญญาณขับนำสวิตช์นี้ไปควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังในแต่ละกิ่งเฟสของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ก็จะมีผลทำให้จำนวนครั้งของการสวิตช์ลดลงได้ 1 ใน 3 เท่าของจำนวนครั้งการสวิตช์ทั้งหมด

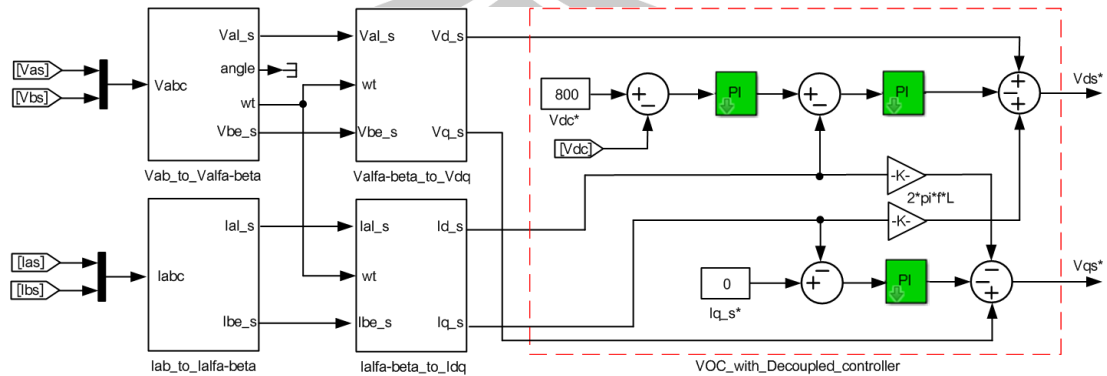


ภาพประกอบ 3.14 ตัวอย่างสัญญาณขั้วนำสวิตช์ในกึ่งเฟสเอสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับ ทั้ง 3 รูปแบบ ที่ได้จากการเปรียบเทียบคลื่นดิวิตีไซเคิลกับคลื่นพาห์รูปสามเหลี่ยม

3.5 วิธีการควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าและแรงดันเอาต์พุต

การควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEEE 519-1992 และมาตรฐาน IEC 61000-3 ตลอดจนการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ เพื่อทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็วขนาด 60 กิโลวัตต์ แรงดัน 800 โวลต์ ในงานวิจัยนี้ใช้วิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแยะ เนื่องจากวิธีการควบคุมดังกล่าวสามารถทำให้ตัวแปรของระบบไฟฟ้าสามเฟสลดลงเหลือเพียงสองตัวแปร อีกทั้งการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และการเปลี่ยนแปลงองค์ประกอบของกระแสบนแกนคว (i_{qs}) ที่แยกอิสระจากกัน ส่งผลให้การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และการ

ควบคุมค่าตัวประกอบกำลังของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเกิดจากการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนคิว (i_{qs}) สามารถทำได้ง่ายและมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้น



ภาพประกอบ 3.15 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแรมสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว

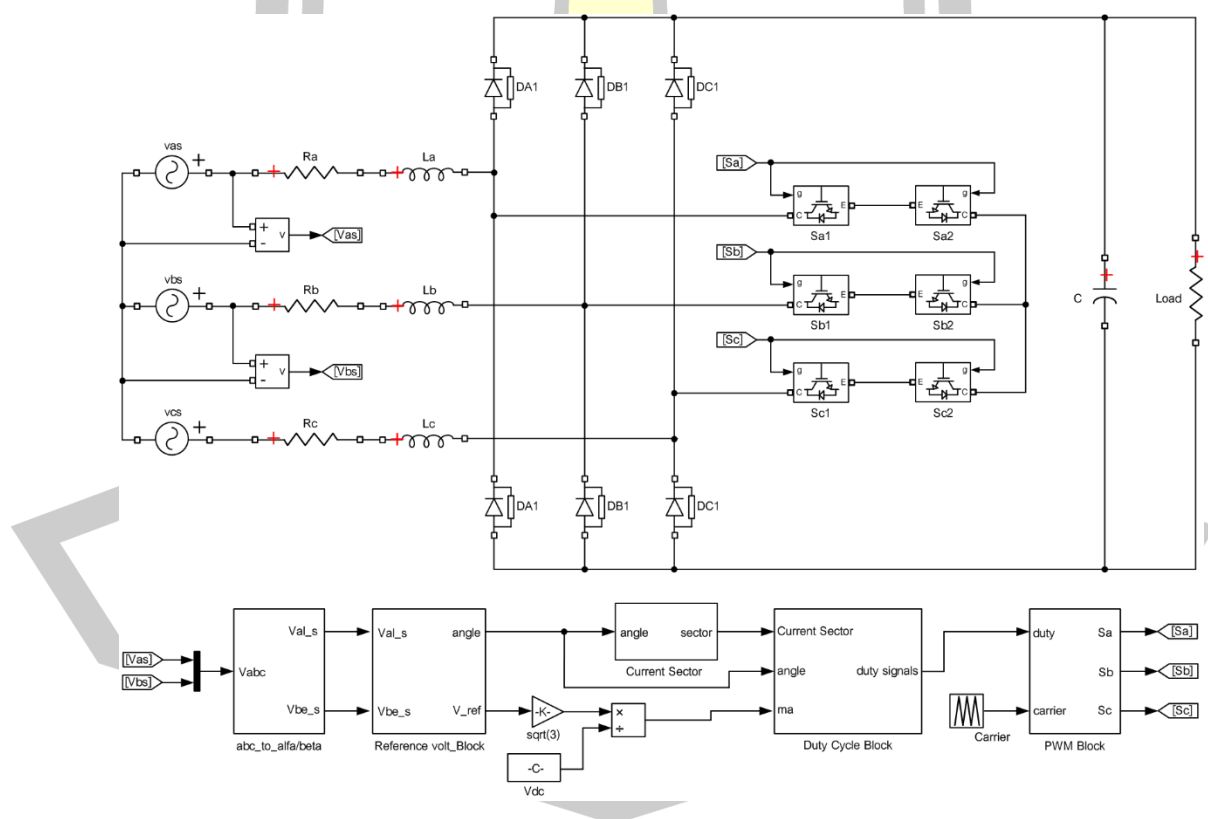
การออกแบบและสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแรม สำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว ดังแสดงในภาพประกอบ 3.15 อาศัยหลักการพื้นฐานของวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ศึกษาไว้ในหัวข้อที่ 2.1.4 กล่าวคือ จะใช้การแปลงกระแสและแรงดันที่อยู่ในเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (v_{as} , v_{bs} , v_{cs} , i_{as} , i_{bs} และ i_{cs}) ให้อยู่บนเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (v_{ds} , v_{qs} , i_{ds} และ i_{qs}) โดยใช้สมการ (2.4) และ (2.7) ที่ให้รายละเอียดไว้ในบทที่ 2 จากนั้นนำองค์ประกอบของกระแสอ้างอิงบนแกนดี (i_{ds}^*) ที่จากตัวควบคุมพีไอของลูการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ตามสมการ (2.27) ไปเปรียบเทียบกับองค์ประกอบของกระแสบนแกนดีที่วัดและคำนวณได้จริงจากระบบ (i_{ds}) ส่งผ่านตัวควบคุมแบบพีไอตัวที่ 2 ทางด้านขวาบนของภาพประกอบ 3.15 เพื่อสร้างสัญญาณองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนดี (v_{ds}^*) ตามสมการ (2.29)

สำหรับการควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว กระทำได้โดยการใช้ประโยชน์จากสมการ (2.21) ซึ่งสมการดังกล่าวแสดงให้เห็นว่ากำลังจินตภาพทางด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับของคอนเวอร์เตอร์สามารถควบคุมได้จากการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนคิว (i_{qs}) ดังนั้นเพื่อนำหลักการดังกล่าวมาปรับใช้ในการควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวที่นำเสนอ ในงานวิจัยนี้สามารถทำได้โดยการนำองค์ประกอบของกระแสบนแกนคิว (i_{qs}) บนเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่ไปเปรียบเทียบกับองค์ประกอบของกระแสอ้างอิงบนแกนคิว (i_{qs}^*) ที่จากการกำหนดให้กำลังจินตภาพมี

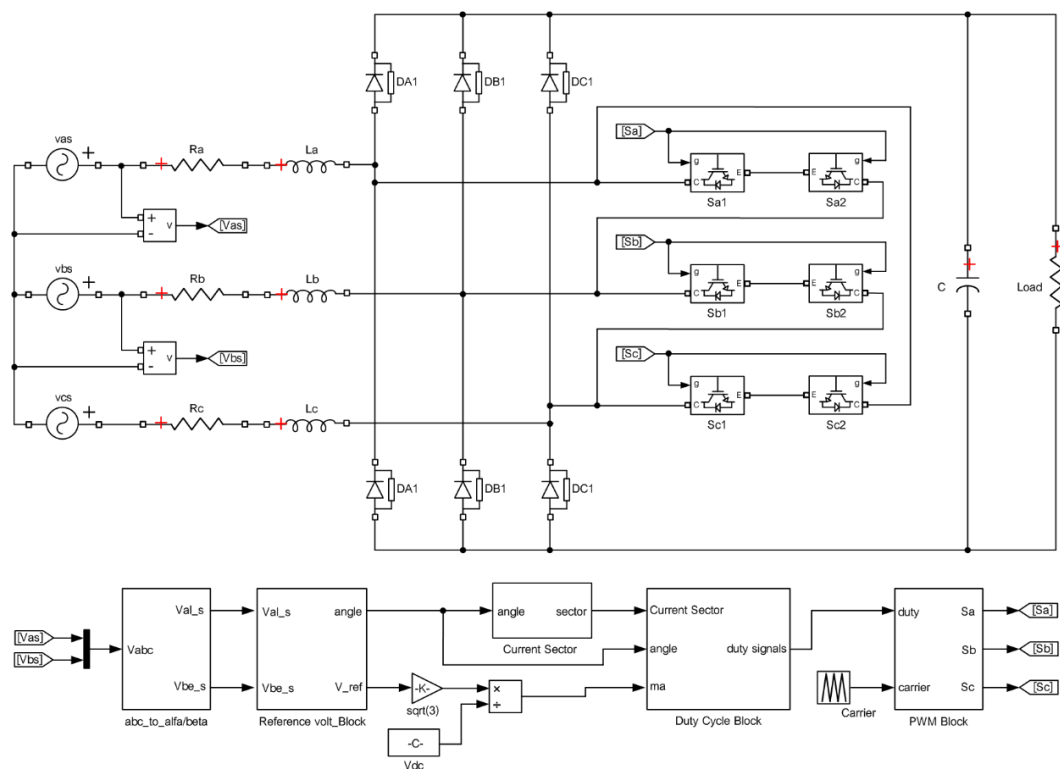
ค่าเป็น 0 ส่งผ่านตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คที่ 3 ทางด้านขวาของภาพประกอบ 3.15 เพื่อสร้างสัญญาณองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนคิว (v_{qs}^*) ตามสมการ (2.30)

3.6 การสร้างแบบจำลองการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว

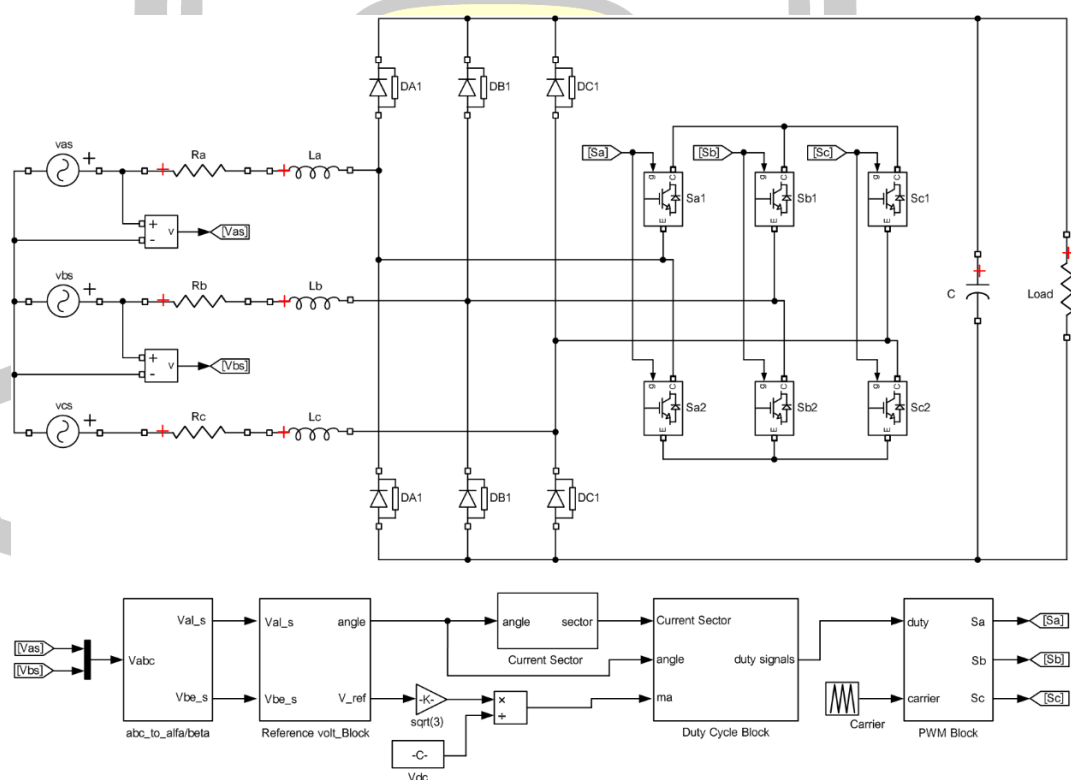
การออกแบบและสร้างแบบจำลองการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2020b สามารถแยกออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกัน โดยส่วนแรกเป็นวงจรกำลัง (Power circuit) ซึ่งในที่นี้ก็คือตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ได้แก่ ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า และตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ ดังภาพประกอบ 3.16 ภาพประกอบ 3.17 และภาพประกอบ 3.18 ตามลำดับ ซึ่งได้รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบ 3 เฟส 3 สาย แรงดันระหว่างสาย 400 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ เพื่อแปลงผันเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 800 โวลต์ ให้โหลดขนาด 60 กิโลวัตต์ ซึ่งทำหน้าที่เสมือนแบตเตอรี่ของรถยนต์ไฟฟ้า



ภาพประกอบ 3.16 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย



ภาพประกอบ 3.17 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า

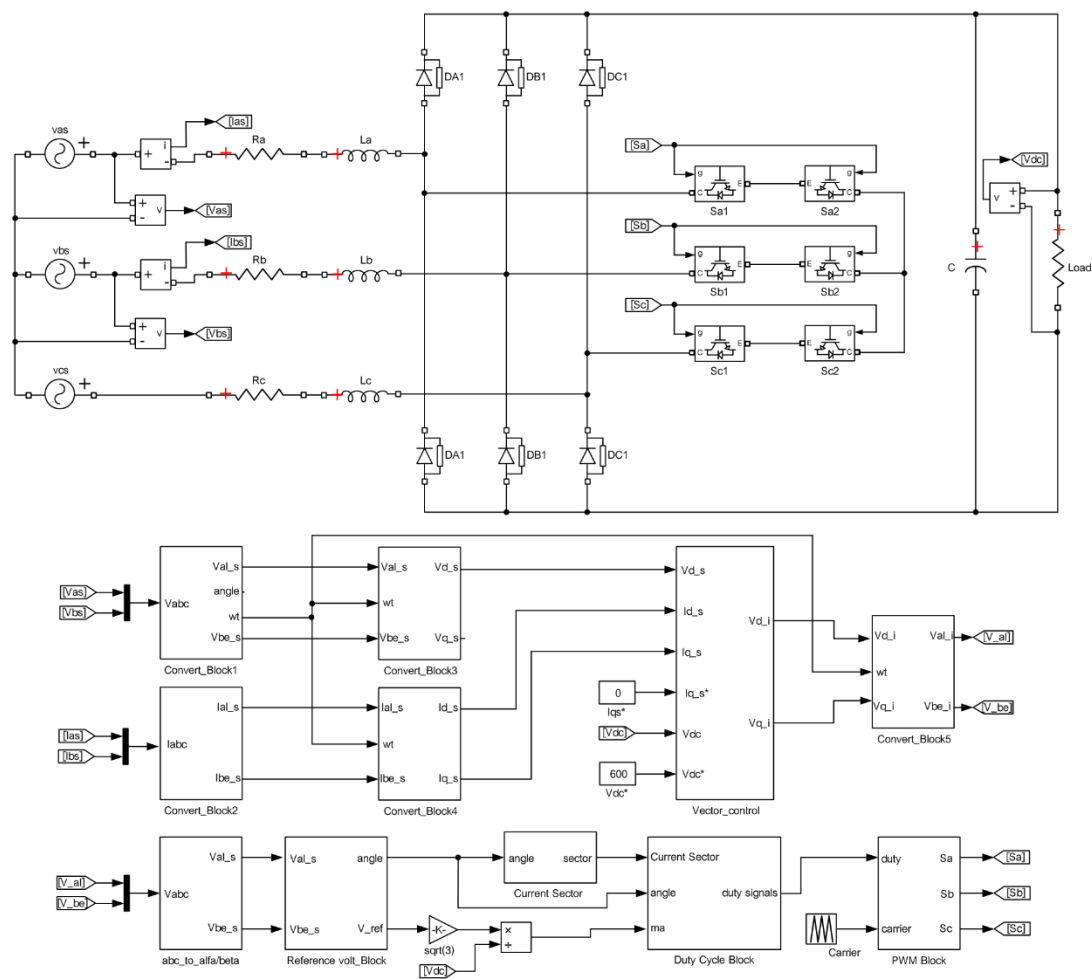


ภาพประกอบ 3.18 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์

ส่วนที่สองจะเป็นระบบควบคุมการทำงาน (Control system) ด้วยวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับ โดยการใช้ค่าแรงดันอินพุตของตัวเรียงกระแสที่วัดด้วยอุปกรณ์ตรวจจับแรงดันเข้าสู่กระบวนการแปลงให้อยู่บนเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) ด้วยสมการ (2.4) จากนั้นจึงนำองค์ประกอบของแรงดันบนแกนจริง (v_α) และองค์ประกอบของแรงดันบนแกนจินตภาพ (v_β) ไปหาขนาดและมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงด้วยสมการ (2.10) และ (3.20) ตามลำดับ หลังจากนั้นจึงนำขนาดของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นค่าดัชนีการมอดูเลต (m_a) ด้วยสมการ (2.15) เพื่อนำไปกำหนดขนาดของคลื่นดิวิต์ไซเคิล ในขณะที่เซกเตอร์กระแสที่ใช้สำหรับชี้ตำแหน่งของสมการดิวิต์ไซเคิลจะไดจากการใช้สมการ (3.19) ร่วมกับมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง โดยที่คลื่นดิวิต์ไซเคิลสำหรับสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟสของตัวเรียงกระแสจะถูกสร้างขึ้นจากสมการตามตาราง 3.6 จนถึงตาราง 3.11 ซึ่งเป็นสมการดิวิต์ไซเคิลสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า และตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ ตามลำดับ จากนั้นจึงนำคลื่นดิวิต์ไซเคิลดังกล่าวไปเปรียบเทียบกับคลื่นพาห์รูปสามเหลี่ยมเพื่อสร้างเป็นสัญญาณขับนำสวิตช์กำลังทั้งสามกิ่งเฟสของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอ

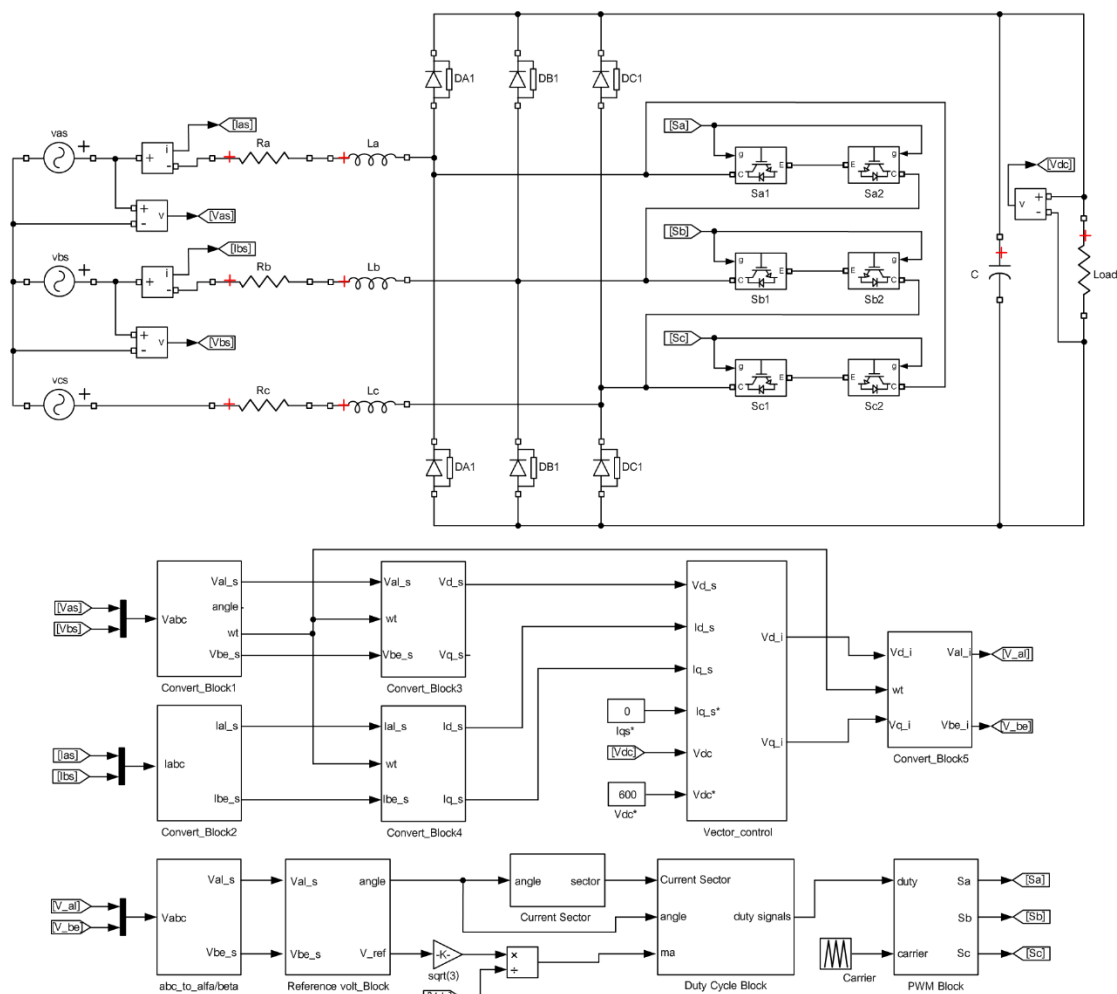
3.7 การสร้างแบบจำลองการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วนสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว

การออกแบบสร้างแบบจำลองการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวที่มีระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วนเพิ่มเข้ามา ดังภาพประกอบ 3.19 ถึงภาพประกอบ 3.21 ยังคงอยู่บนฐานการออกแบบเช่นเดียวกับแบบจำลองการทำงานในหัวข้อที่ 3.6 โดยในส่วนของระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วนจะถูกแทรกเข้ามาเพื่อรับค่าแรงดันและกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแส แล้วจึงเข้าสู่กระบวนการแปลงให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) ด้วยสมการ (2.4) และสมการ (2.7) ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อนำค่ากระแสและแรงดันที่เป็นองค์ประกอบบนแกนดีและแกนควิส่งเข้าสู่กระบวนการจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วน ดังที่ได้แสดงรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 3.5 จากนั้นนำองค์ประกอบของแรงดันบนแกนดีและแกนควิที่ผ่านกระบวนการจัดปรับแรงดันแล้วแปลงให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) และนำเข้าสู่กระบวนการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์บนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ต่อไป



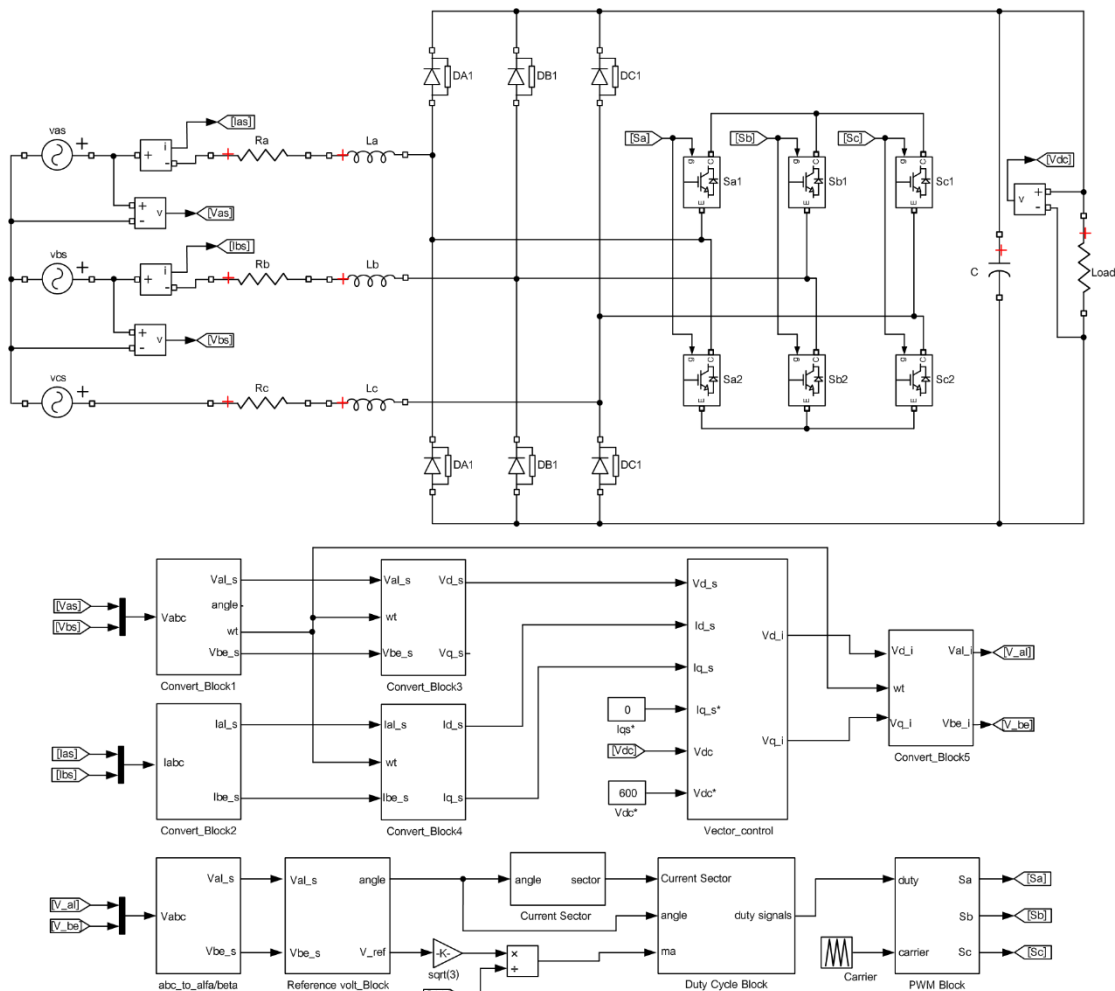
ภาพประกอบ 3.19 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายมีระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกร่วม





ภาพประกอบ 3.20 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าที่มีระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแรม





ภาพประกอบ 3.21 แบบจำลองของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ที่มีระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแรวม

3.8 สรุป

การออกแบบระบบควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ในงานวิจัยนี้ใช้วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์บนฐานการเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วน เพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์แบบไม่ต่อเนื่องซึ่งจะส่งผลให้การสูญเสียกำลังจากการสวิตช์ของสวิตช์กำลังมีค่าลดลงได้ 1 ใน 3 เท่าของการสูญเสียกำลังจากการสวิตช์ทั้งหมด สำหรับสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แต่ละตัวที่นำมาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนจะได้มาจากการวิเคราะห์หลักการการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวในแต่ละรูปแบบในทุกเซกเตอร์แรงดันซึ่งทำให้ทราบว่าสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แต่ละตัวจะมีความแตกต่างจากสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์เดิมที่ปรากฏในแผนภาพสเปซเวกเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อนำสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์ดังกล่าวมาเรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าส่วนก็ยังคงทำให้ได้รับสัญญาณขับนำสวิตช์แบบไม่ต่อเนื่อง

เช่นเดิม นอกจากนี้เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตและค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุตของตัวเรียงกระแสที่นำเสนอจะใช้วิธีการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี และองค์ประกอบของกระแสบนแกนควตามลำดับ โดยเรียกหลักการดังกล่าวว่า วิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วน และลำดับสุดท้ายแบบจำลองการทำงานทางคณิตศาสตร์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ และแบบจำลองการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่มีระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วน ได้ถูกสร้างขึ้นด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2020b ทั้งนี้ผลการทดสอบเพื่อใช้ในการตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของวิธีการควบคุมที่นำเสนอจะแสดงในลำดับถัดไป



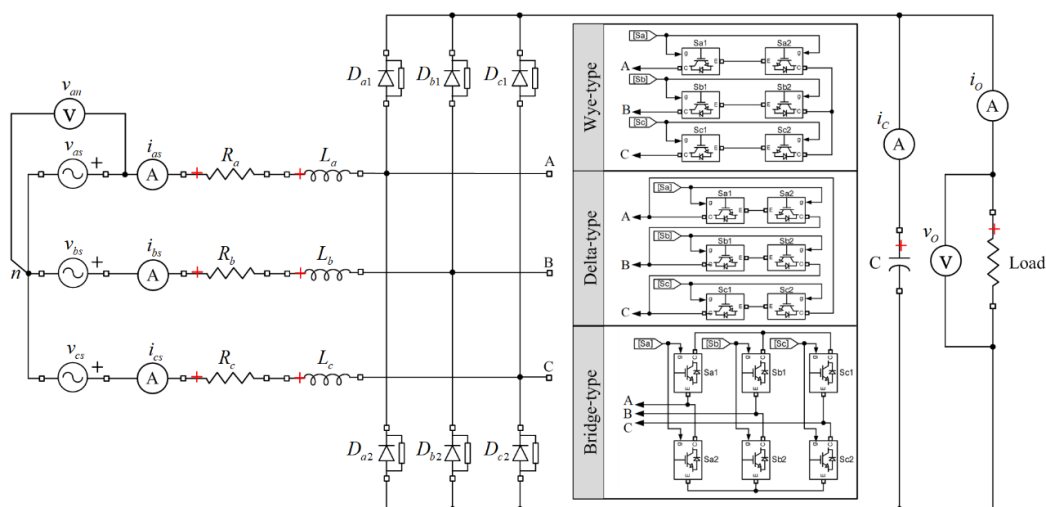
บทที่ 4

ผลการวิจัยและการวิเคราะห์ผล

การยืนยันความถูกต้องและความเป็นไปได้ของระบบควบคุมที่นำเสนอ ผู้วิจัยแบ่งหัวข้อของการทดสอบการทำงานตามขั้นตอนของกระบวนการควบคุม ดังนี้ หัวข้อแรกจะแสดงรายละเอียดของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบการทำงานและตำแหน่งติดตั้งเครื่องมือวัด (Instruments) เพื่อวัดค่าต่าง ๆ ในวงจรกำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ทั้งนี้เพื่อให้เกิดความเข้าใจที่ตรงกันของค่าต่าง ๆ ที่ได้จากการทดสอบการทำงานในภาวะต่าง ๆ หัวข้อที่สองจะแสดงผลการทดสอบตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ว่าเป็นไปตามหลักการที่ได้วิเคราะห์และออกแบบไว้หรือไม่ หัวข้อที่สามจะแสดงผลการทดสอบตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแรม ทั้งนี้เพื่อยืนยันความเป็นไปได้ของวิธีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตตลอดจนการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตให้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 และมาตรฐาน IEC 61000-3 หัวข้อที่สี่แสดงรายละเอียดผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ทำงานภายใต้ระบบควบคุมที่นำเสนอ สำหรับพัฒนาให้เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็ว จากนั้นส่วนสุดท้ายจะเป็นการสรุปผลการทดสอบทั้งหมดที่ได้จากการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานภายใต้ระบบควบคุมที่นำเสนอในการวิจัยครั้งนี้

4.1 การกำหนดรายละเอียดในแบบจำลองการทำงาน

การทดสอบเพื่อยืนยันความถูกต้องของการออกแบบระบบควบคุมการทำงานที่นำเสนอ ตลอดจนความเชื่อถือได้และสมรรถนะการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบในงานวิจัยนี้ จะใช้การทดสอบการทำงานของตัวเรียงกระแสจากการสร้างแบบจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2020b โดยมีพารามิเตอร์และเงื่อนไขของการทดสอบต่าง ๆ ตามรายละเอียดในตาราง 4.1 และในกรณีของผลการทดสอบวัดค่าต่าง ๆ ในวงจรกำลังของตัวเรียงกระแส จะใช้การต่อเครื่องมือวัดต่าง ๆ ตามไดอะแกรมการต่อเครื่องมือวัดดังแสดงในภาพประกอบ 4.1



ภาพประกอบ 4.1 ไดอะแกรมการต่อเครื่องมือวัดเพื่อทดสอบการทำงานของตัวเรียงกระแสสามสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ

ตาราง 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบการทำงานผ่านแบบจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ลำดับ	รายละเอียด	ตัวแปร	ค่าที่ใช้	หน่วย
1	พิกัดโหลด	P_{Load}	60	kW
2	แรงดันเฟสจ่ายอด	v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	325	V
3	ความถี่หลักมูล	f_{Line}	50	Hz
4	ความถี่การสวิตช์	f_{sw}	12	kHz
5	แรงดันอ้างอิงด้านเอาต์พุต	v_{dc}^*	800	V
6	ความเหนี่ยวนำด้านอินพุต	L_a, L_b, L_c	5	mH
7	ความต้านทานด้านอินพุต	R_a, R_b, R_c	5	Ω
8	ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต	C	2200	μF
9	กระแสอ้างอิงบนแกนคว	i_{qs}^*	0	A
10	อัตราขยายสัดส่วนของตัวควบคุมแรงดัน	K_{p1}	0.00027	-
11	อัตราขยายปริพันธ์ของตัวควบคุมแรงดัน	K_{i1}	0.017	-
12	อัตราขยายสัดส่วนของตัวควบคุมกระแส	K_{p2}	67	-
13	อัตราขยายปริพันธ์ของตัวควบคุมกระแส	K_{i2}	1.7×10^4	-

4.2 การวิเคราะห์แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว

ปัจจัยหนึ่งที่ส่งผลให้ตัวเรียงกระแสสามเฟสที่มีสวิตช์กำลังประกอบอยู่ในวงจรได้รับความนิยมน้อยกว่าหลายในปัจจุบันก็คือ ความสามารถในการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสให้มีค่าสูงขึ้นหรือลดลงได้ตามความต้องการ และหากพิจารณาถึงวิธีควบคุมการทำงานของ

ของสวิตช์กำลังบนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์จะพบว่า แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่นำเสนอในงานวิจัยครั้งนี้ จะเป็นผลมาจากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต ดังที่ได้แสดงไว้ในสมการ (2.15) ซึ่งสามารถนำมาเขียนใหม่ในเทอมของแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{m_a} \quad (4.1)$$

สมการ (4.1) แสดงให้เห็นว่า ค่าดัชนีการมอดูเลตจะแปรผกผันกับแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟส นั้นแสดงว่าหากต้องการให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นจะต้องกำหนดให้ดัชนีการมอดูเลตมีค่าน้อยลง ในทางกลับกันหากต้องการลดแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าต่ำลง ก็จะต้องเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลตให้สูงขึ้น แต่เนื่องจากตัวแปร V_{ref} ที่ปรากฏในสมการ (4.1) คือ ค่ายอดขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเฟสด้านอินพุต ซึ่งโดยปกติแล้วจะนิยมแสดงค่าออกมาในรูปของค่าประสิทธิผล (Effective value) หรือเรียกอีกชื่อว่าค่าอาร์เอ็มเอส (Root mean square ; rms) มากกว่า ดังนั้นสมการ (4.1) สามารถเขียนใหม่ในเทอมของค่าอาร์เอ็มเอสได้ดังนี้

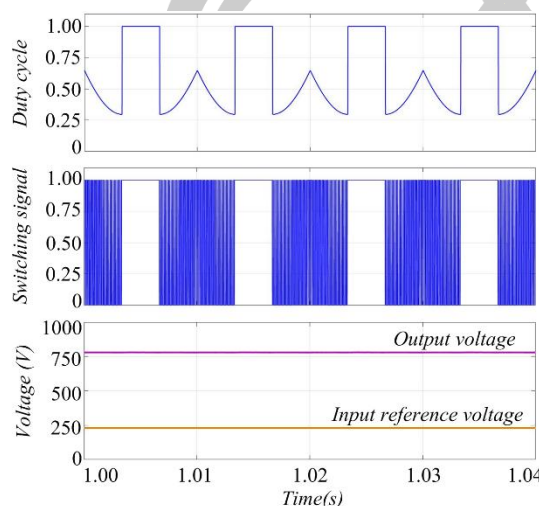
$$V_o = \sqrt{6} \frac{V_{phase,rms}}{m_a} \quad (4.2)$$

สำหรับค่าดัชนีการมอดูเลตของวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.0 ถึง 1.0 เท่านั้น และจากผลการวิเคราะห์สมการ (4.1) พบว่า หากเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลตให้สูงขึ้นจะทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง ดังนั้นหากทดลองแทนค่าดัชนีการมอดูเลตที่มีค่าสูงสุดเท่ากับ 1.0 ลงในสมการ (4.2) ทำให้ทราบได้ว่าตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่นำเสนอจัดอยู่ในกลุ่มตัวเรียงกระแสแบบเพิ่มแรงดัน (Boost type) เนื่องจากสามารถให้แรงดันเอาต์พุตต่ำสุดอยู่ที่ 2.45 เท่าของแรงดันเฟสอาร์เอ็มเอสด้านอินพุต และหากลดค่าดัชนีการมอดูเลตลงก็จะยิ่งทำให้แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวที่นำเสนอสูงขึ้นอีก

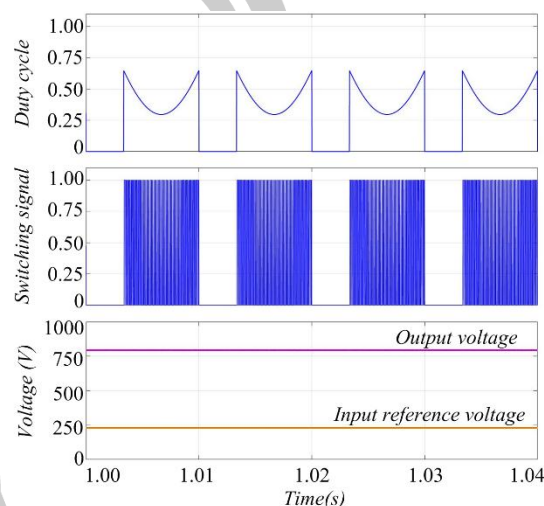
4.3 การทดสอบตัวเรียงกระแสบนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์

ความถูกต้องและความเป็นไปได้ของการควบคุมการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องบนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ยืนยันได้ดังภาพประกอบ 4.2 ซึ่งเป็นการสร้างคลื่นตัวชี้เซลล์แบบไม่ต่อเนื่องบนฐานวิธีการ

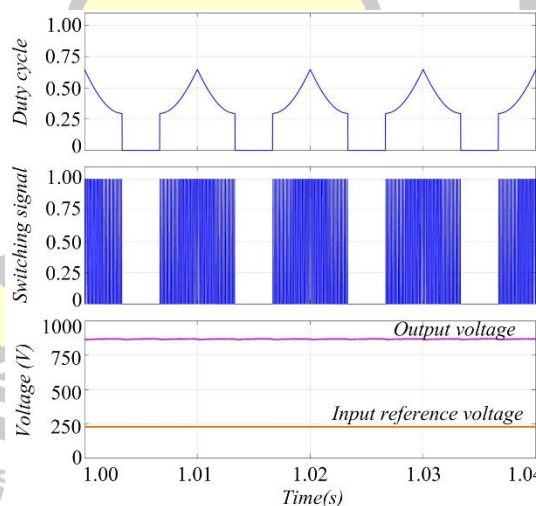
มอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ที่กำหนดให้ดัชนีการมอดูเลต (m_a) มีค่าเท่ากับ 0.704 โดยมีเป้าหมายเพื่อสร้างแรงดันเอาต์พุตให้มีค่า 800 โวลต์ ตามสมการ (4.2) จากนั้นจึงนำคลื่นดิวตี้ไซเคิลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับคลื่นพารามัลเลียมจนทำให้ได้สัญญาณขับนำสวิทช์แบบไม่ต่อเนื่องสำหรับควบคุมการทำงานของสวิทช์กำลังในแต่ละกิ่งเฟสของตัวเรียงกระแส พร้อมทั้งสังเกตการเปลี่ยนของแรงดันที่ได้รับด้านเอาต์พุต



(ก) ตัวเรียงกระแสแบบววาย



(ข) ตัวเรียงกระแสแบบเดลต้า



(ค) ตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์

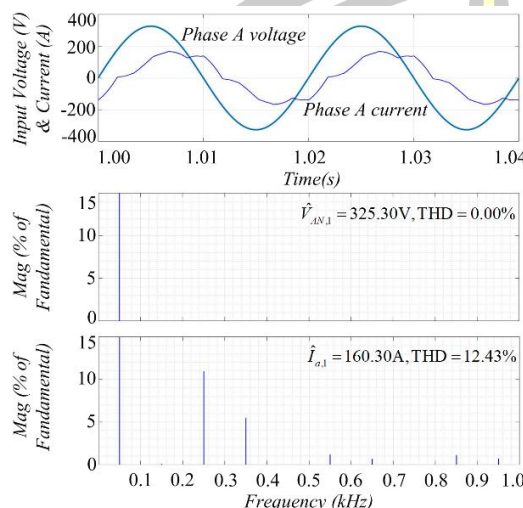
ภาพประกอบ 4.2 คลื่นดิวตี้ไซเคิล และสัญญาณขับนำสวิทช์ในกิ่งเฟสจากการการทำงานที่ค่าดัชนีการมอดูเลต 0.704 ซึ่งส่งผลต่อแรงดันของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ

จากภาพประกอบ 4.2(ก) แสดงผลการทดสอบใช้งานตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบววาย พบว่าค่ายอดของคลื่นดิวตี้ไซเคิลในกิ่งเฟสจะถูกตรึงไว้ที่ค่า 1.00 และมีค่า

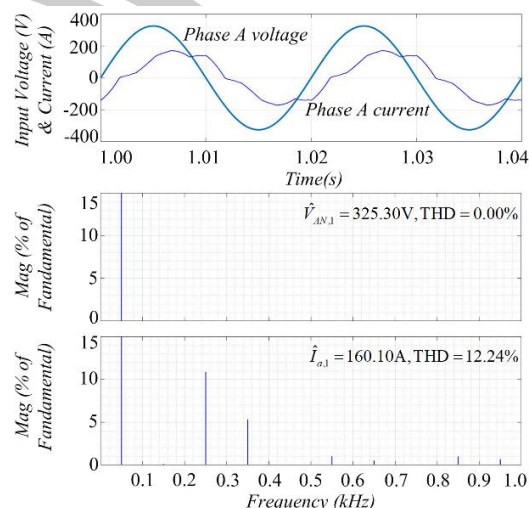
ต่ำสุดเท่ากับ 0.296 โดยคิดเป็นความสูงของคลื่นเท่ากับ 0.704 สอดคล้องกับค่าดัชนีการมอดูเลตที่กำหนด และผลจากการนำคลื่นดิฟฟ์ไซเคิลดังกล่าวไปเปรียบเทียบกับคลื่นพาร์รูปสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 12 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำให้ได้สัญญาณขับนำสวิตช์ที่มีช่วงค้ำสถานะที่ 1.00 อยู่ด้วยกันสองช่วง ๆ ละ 60 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสวิตช์กำลังมีการทำงานแบบไม่ต่อเนื่อง ด้วยการต่อวงจรค้ำไว้คิดเป็น 120 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน ซึ่งส่งผลให้จำนวนครั้งของการสวิตช์ลดลง 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งของการสวิตช์ทั้งหมด อย่างไรก็ตาม สำหรับคลื่นดิฟฟ์ไซเคิลและสัญญาณขับนำสวิตช์ของอีกสองกิ่งเฟสที่เหลือก็จะมีลักษณะคล้ายกันกับของกิ่งเฟสเอ เพียงแต่จะมีมุมต่างเฟสจากคลื่นในกิ่งเฟสเอออกไปอีก 120 องศา และ 240 องศา ตามลำดับ ทั้งนี้ผลจากการทำงานดังกล่าวทำให้แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสมีค่า 780 โวลต์ ขณะที่ค่าเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงด้านอินพุตมีค่า 230 โวลต์ โดยพบว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้รับจะมีค่าต่ำกว่าค่าที่ต้องการโดยคิดเป็นอัตราการควบคุมแรงดัน (Voltage regulation) เท่ากับ 2.50 เปอร์เซ็นต์

ภาพประกอบ 4.2(ข) แสดงผลการทดสอบใช้งานตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิสทางเดียวแบบเดลต้า พบว่าค่าต่ำสุดของคลื่นดิฟฟ์ไซเคิลในกิ่งเฟสเอจะถูกตรึงไว้ที่ค่า 0 และมีค่ายอดเท่ากับ 0.704 สอดคล้องกับค่าดัชนีการมอดูเลตที่กำหนด และผลจากการนำคลื่นดิฟฟ์ไซเคิลดังกล่าวไปเปรียบเทียบกับคลื่นพาร์รูปสามเหลี่ยมทำให้ได้สัญญาณขับนำสวิตช์ที่มีช่วงค้ำสถานะที่ 0 อยู่ด้วยกันสองช่วง ๆ ละ 60 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสวิตช์กำลังมีการทำงานแบบไม่ต่อเนื่อง ด้วยการเปิดวงจรค้ำไว้คิดเป็น 120 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน ซึ่งส่งผลให้จำนวนครั้งของการสวิตช์ลดลง 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งของการสวิตช์ทั้งหมดเช่นกัน อย่างไรก็ตาม สำหรับคลื่นดิฟฟ์ไซเคิลและสัญญาณขับนำสวิตช์ของอีกสองกิ่งเฟสที่เหลือก็จะมีลักษณะคล้ายกันกับของกิ่งเฟสเอ เพียงแต่จะมีมุมต่างเฟสจากคลื่นในกิ่งเฟสเอออกไปอีก 120 องศา และ 240 องศา ตามลำดับ ทั้งนี้ผลจากการทำงานดังกล่าวทำให้แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสมีค่า 793 โวลต์ ขณะที่ค่าเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงด้านอินพุตมีค่า 230 โวลต์ โดยพบว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้รับจะมีค่าต่ำกว่าค่าที่ต้องการโดยคิดเป็นอัตราการควบคุมแรงดันเท่ากับ 0.88 เปอร์เซ็นต์ และจากภาพประกอบ 4.2(ค) แสดงผลการทดสอบใช้งานตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิสทางเดียวแบบบริดจ์ ซึ่งมีค่าต่ำสุดของคลื่นดิฟฟ์ไซเคิลในกิ่งเฟสเอเท่ากับ 0 และมีค่ายอดเท่ากับ 0.704 เช่นเดียวกัน และผลจากการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์จากคลื่นดิฟฟ์ไซเคิลดังกล่าวทำให้เกิดช่วงค้ำสถานะที่ 0 อยู่ด้วยกันสองช่วง ๆ ละ 60 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสวิตช์กำลังมีการทำงานแบบไม่ต่อเนื่อง ด้วยการเปิดวงจรค้ำไว้คิดเป็น 120 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน ซึ่งส่งผลให้จำนวนครั้งของการสวิตช์ลดลง 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งของการสวิตช์ทั้งหมดเช่นกัน อย่างไรก็ตาม สำหรับคลื่นดิฟฟ์ไซเคิลและสัญญาณขับนำสวิตช์ของอีกสองกิ่งเฟสที่เหลือก็จะมีลักษณะคล้ายกันกับของกิ่งเฟสเอ เพียงแต่จะมีมุมต่างเฟสจากคลื่นในกิ่งเฟสเอออกไปอีก 120 องศา และ 240 องศา ตามลำดับ

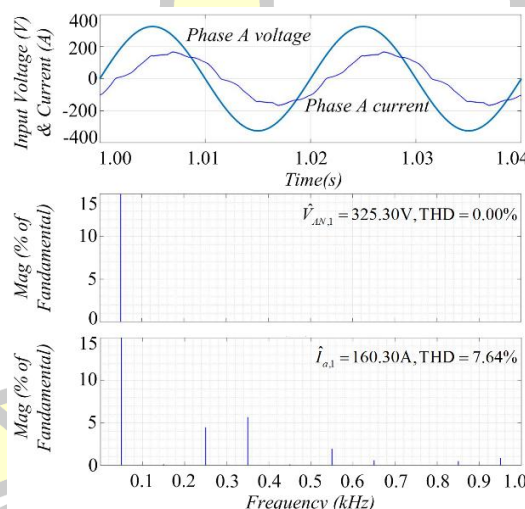
ทั้งนี้ผลจากการทำงานดังกล่าวทำให้แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสมีค่า 866 โวลต์ ขณะที่ค่า
 เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงด้านอินพุตมีค่า 230 โวลต์ โดยพบว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้รับจะมีค่าสูงกว่าค่าที่
 ต้องการโดยคิดเป็นอัตราการควบคุมแรงดันเท่ากับ 8.25 เปอร์เซ็นต์



(ก) ตัวเรียงกระแสแบบวาย



(ข) ตัวเรียงกระแสแบบเดลต้า



(ค) ตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์

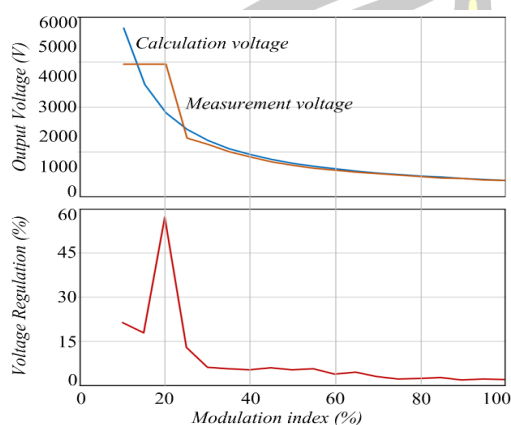
ภาพประกอบ 4.3 คุณลักษณะแรงดันและกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3
 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ด้วยค่าดัชนีการมอดูเลต 0.704

คุณลักษณะแรงดันและกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ใช้
 สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังแบบไม่ต่อเนื่องบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์
 ด้วยค่าดัชนีการมอดูเลต 0.704 แสดงดังภาพประกอบ 4.3 ซึ่งจะแสดงให้เห็นลักษณะของคลื่นแรงดัน
 และกระแสอินพุตเฟสเอ รวมถึงสเปกตรัมฮาร์มอนิกของแรงดันและกระแสดังกล่าวด้วย โดยจาก

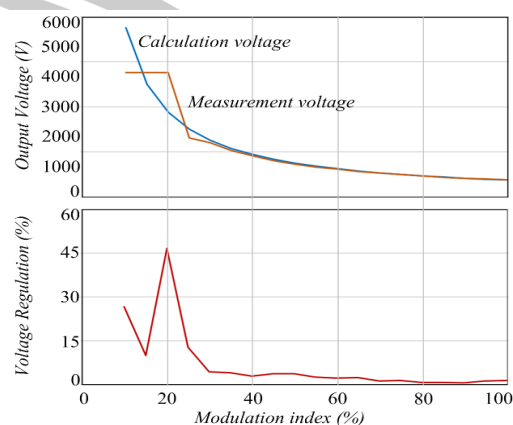
ภาพประกอบ 4.3(ก) จะแสดงคุณลักษณะแรงดันและกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวาย ซึ่งพบว่าคลื่นแรงดันอินพุตมีลักษณะเป็นคลื่นซายน์ที่มีค่ายอดเท่ากับ 325 โวลต์ และใช้เวลาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงานเท่ากับ 20 มิลลิวินาที สอดคล้องกับพารามิเตอร์ของแหล่งจ่ายกำลังที่ผู้วิจัยเลือกใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส พิกัดแรงดัน 400/230 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ อย่างไรก็ตามหากพิจารณาจากคลื่นกระแสจากภาพดังกล่าว พบว่ายังมีลักษณะไม่เป็นคลื่นซายน์ เนื่องจากความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสที่ปะปนอยู่ในคลื่นกระแสหลักมูลโดยคิดเป็น 12.43 เปอร์เซ็นต์ อีกทั้งยังเกิดขึ้นล่าช้า (Lagging) จากแรงดันเป็นระยะเวลา 1.80 มิลลิวินาที ซึ่งคิดเป็นมุมเท่ากับ 32.40 องศา ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับ 0.838 ขณะที่ภาพประกอบ 4.3(ข) แสดงคุณลักษณะแรงดันและกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบเดลต้า โดยพบว่าคลื่นแรงดันอินพุตมีลักษณะเป็นคลื่นซายน์ที่ไม่แตกต่างจากกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวาย แต่คลื่นกระแสจากภาพดังกล่าวก็ยังมีลักษณะไม่เป็นคลื่นซายน์ ด้วยความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแส 12.24 เปอร์เซ็นต์ และยังคงเกิดขึ้นล่าช้าหลังจากแรงดันซึ่งคิดเป็นมุมเท่ากับ 32.40 องศาเช่นกัน ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังของตัวเรียงกระแสแบบนี้มีค่าเท่ากับ 0.838

สำหรับภาพประกอบ 4.3(ค) แสดงคุณลักษณะแรงดันและกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบบริดจ์ โดยยังคงพบว่าคลื่นแรงดันอินพุตมีลักษณะเป็นคลื่นซายน์ที่ไม่แตกต่างจากกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวายและแบบเดลต้า และคลื่นกระแสจากภาพดังกล่าวก็ยังคงมีลักษณะไม่เป็นคลื่นซายน์ แต่มีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแส 7.64 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งต่ำกว่าในกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวายและแบบเดลต้า อีกทั้งยังเกิดขึ้นล่าช้า จากแรงดันเป็นระยะเวลาที่น้อยกว่าคือ 1.60 มิลลิวินาที ซึ่งคิดเป็นมุมเท่ากับ 28.80 องศา ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงขึ้นเท่ากับ 0.874 จากข้อโดดเด่นประการหนึ่งของการออกแบบให้ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์คือ ความสามารถในการเพิ่ม-ลดแรงดันเอาต์พุตได้จากการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตตามที่ได้แสดงรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 4.2 แล้วนั้น ทั้งนี้เพื่อให้ได้มาซึ่งค่าแรงดันเอาต์พุตของของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบสำหรับการเปรียบเทียบกับค่าแรงดันเอาต์พุตจากการคำนวณ (Calculation voltage) ที่ได้จากสมการ (4.2) ผู้วิจัยได้ออกแบบการทดสอบโดยการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตสำหรับใช้สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบโดยเริ่มต้นจากกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 10.0 เปอร์เซ็นต์ พร้อมทั้งบันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้รับ หลังจากนั้นจะเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลตขึ้นครั้งละ 5.0 เปอร์เซ็นต์ พร้อมทั้งบันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้รับจากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลตไปจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 100.0 เปอร์เซ็นต์ ผลที่ได้รับแสดงในภาพประกอบ 4.4 ซึ่งจะพบว่าในทางปฏิบัติแล้วตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบจะสามารถควบคุมการ

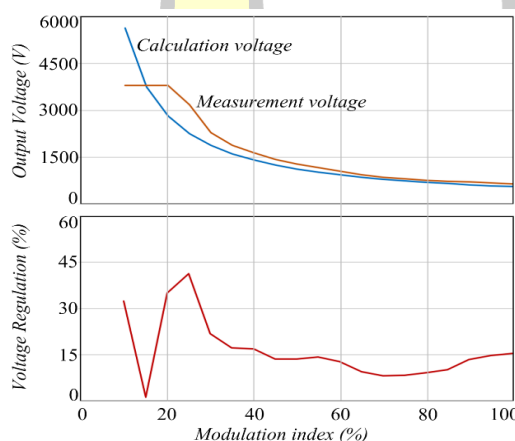
เปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตได้เมื่อค่าดัชนีการมอดูเลตมีค่ามากกว่า 20 เปอร์เซนต์ และแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสทั้ง 3 รูปแบบจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าแรงดันเอาต์พุตจากการคำนวณเมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าสูงขึ้น



(ก) ตัวเรียงกระแสแบบวาย



(ข) ตัวเรียงกระแสแบบเดลต้า

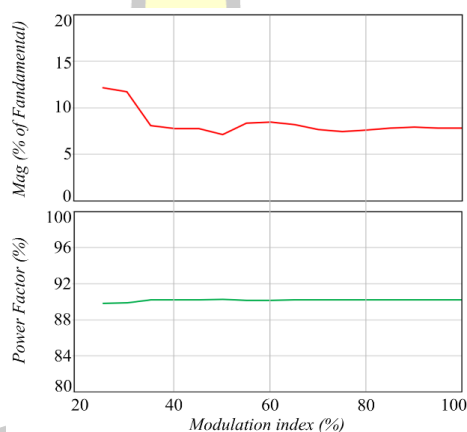
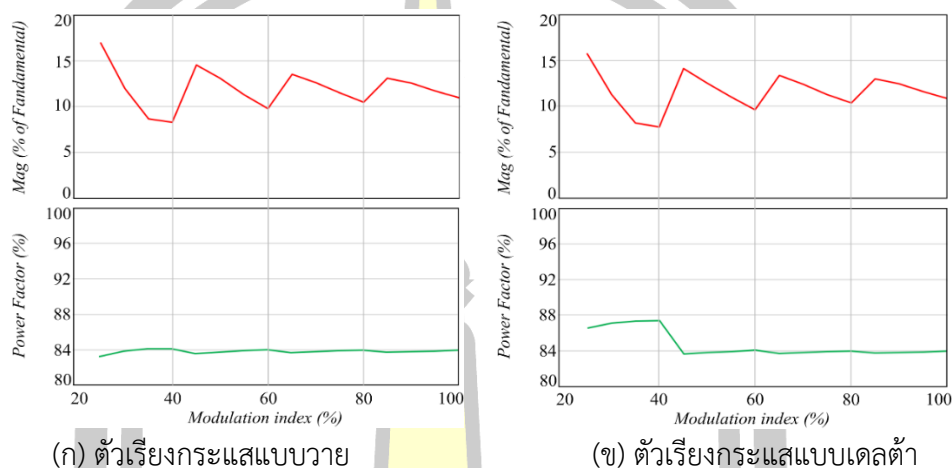


(ค) ตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์

ภาพประกอบ 4.4 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่เกิดขึ้นจากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

ทั้งนี้หากพิจารณาแยกเป็นรายตัวเรียงกระแสสามเฟสแต่ละรูปแบบ พบว่าจากภาพประกอบ 4.4(ก) แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวายที่ทำงานภายใต้ค่าดัชนีการมอดูเลตต่ำกว่า 50 เปอร์เซนต์ จะมีอัตราการควบคุมแรงดันเฉลี่ยเท่ากับ 6.95 เปอร์เซนต์ และจะมีค่าลดลงเท่ากับ 3.02 เปอร์เซนต์ เมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าสูงกว่า 50 เปอร์เซนต์ และจากภาพประกอบ 4.4(ข) พบว่าแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบเดลต้าที่ทำงานภายใต้ค่าดัชนีการมอดูเลตต่ำกว่า 50 เปอร์เซนต์ จะมีอัตราการควบคุมแรงดันเฉลี่ยเท่ากับ 5.22 เปอร์เซนต์ และจะมีค่าลดลงเท่ากับ 1.41 เปอร์เซนต์ เมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าสูงกว่า 50 เปอร์เซนต์ ลำดับสุดท้ายจาก

ภาพประกอบ 4.4(ค) พบว่าแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบบริดจ์ที่ทำงานภายใต้ค่าดัชนีการมอดูเลตต่ำกว่า 50 เปอร์เซนต์ จะมีอัตราการควบคุมแรงดันเฉลี่ยเท่ากับ 20.79 เปอร์เซนต์ และจะมีค่าลดลงเท่ากับ 11.59 เปอร์เซนต์ เมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าสูงกว่า 50 เปอร์เซนต์



ภาพประกอบ 4.5 กราฟแสดงค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสและค่าตัวประกอบกำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่เกิดขึ้นจากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต

ผลกระทบจากการต่อใช้งานอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าเข้ากับระบบส่งจ่ายไฟฟ้าจะส่งผลให้คุณภาพกำลังไฟฟ้ามีค่าต่ำลง โดยมีสาเหตุหลักมาจากกระแสฮาร์มอนิกที่ปล่อยออกจากอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้า อีกทั้งยังมีผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของระบบไฟฟ้ามีค่าต่ำลงด้วย ด้วยเหตุผลดังกล่าว ผู้วิจัยได้ออกแบบการทดสอบเพื่อบันทึกค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสและมุมต่างเฟสระหว่างคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสอินพุต (Phase displacement: ϕ) ที่เกิดขึ้นจากการโดยการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตสำหรับใช้สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลัง

ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ โดยเริ่มต้นจากกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 25.0 เปอร์เซ็นต์ และจากนั้นจึงเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลตขึ้นครั้งละ 5.0 เปอร์เซ็นต์ พร้อมทั้งบันทึกค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสและมุมต่างเฟสระหว่างคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสอินพุตที่เกิดขึ้นจากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลตไปจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 100.0 เปอร์เซ็นต์ เพื่อนำมาคำนวณหาค่าตัวประกอบกำลังโดยใช้สมการ (4.3) ผลที่ได้รับแสดงในภาพประกอบ 4.5

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THDi^2}} \cdot \cos(\phi) \quad (4.3)$$

ภาพประกอบ 4.5(ก) แสดงให้เห็นว่าเส้นกราฟค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสจะมีการเปลี่ยนแปลงเป็นคลื่นสามเหลี่ยมโดยจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวายทำงานภายใต้ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 25.0, 45.0, 65.0 และ 85.0 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ ในทางกลับกันความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสจะมีค่าต่ำลงเมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 40, 60, 80 และ 100.0 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ โดยความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสที่ได้จะมีค่าต่ำสุดที่ดัชนีการมอดูเลต 40.0 เปอร์เซ็นต์ โดยมีค่าเท่ากับ 8.26 เปอร์เซ็นต์ ทั้งนี้จากความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสที่เกิดขึ้นจากการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวายเมื่อกำหนดให้ดัชนีการมอดูเลตมีค่าอยู่ระหว่าง 25–100.0 เปอร์เซ็นต์ จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 8.26–16.95 เปอร์เซ็นต์ ขณะที่มุมต่างเฟสระหว่างคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสอินพุตมีถูกควบคุมให้คงที่ที่มุม 32.40 องศาตลอดย่านการทำงาน ส่งผลให้การเปลี่ยนของค่าตัวประกอบกำลังเป็นผลโดยตรงมาจากค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแส ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 83.20–84.20 เปอร์เซ็นต์ ตามเส้นกราฟด้านล่างของภาพประกอบ 4.5(ก) และจากภาพประกอบ 4.5(ข) แสดงให้เห็นว่าเส้นกราฟค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบเดลต้าจะมีการเปลี่ยนแปลงเป็นคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งมีแนวโน้มเหมือนกับกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวาย โดยความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสที่ได้จะมีค่าต่ำสุด 7.77 เปอร์เซ็นต์ เมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 40.0 เปอร์เซ็นต์ และมีค่ามากที่สุดเท่ากับ 15.72 เปอร์เซ็นต์ ที่ดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 25.0 เปอร์เซ็นต์ ขณะที่มุมต่างเฟสระหว่างคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสอินพุตตลอดย่านการทำงานมีค่าอยู่ระหว่าง 28.80–32.4 องศาตลอดย่านการทำงาน ส่งผลให้การเปลี่ยนของค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 83.60–87.40 เปอร์เซ็นต์ ตามเส้นกราฟด้านล่างของภาพประกอบ 4.5(ข) แต่สำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบบริดจ์พบว่าเส้นกราฟค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสจะมีลักษณะแตกต่างจากของเส้นกราฟตัว

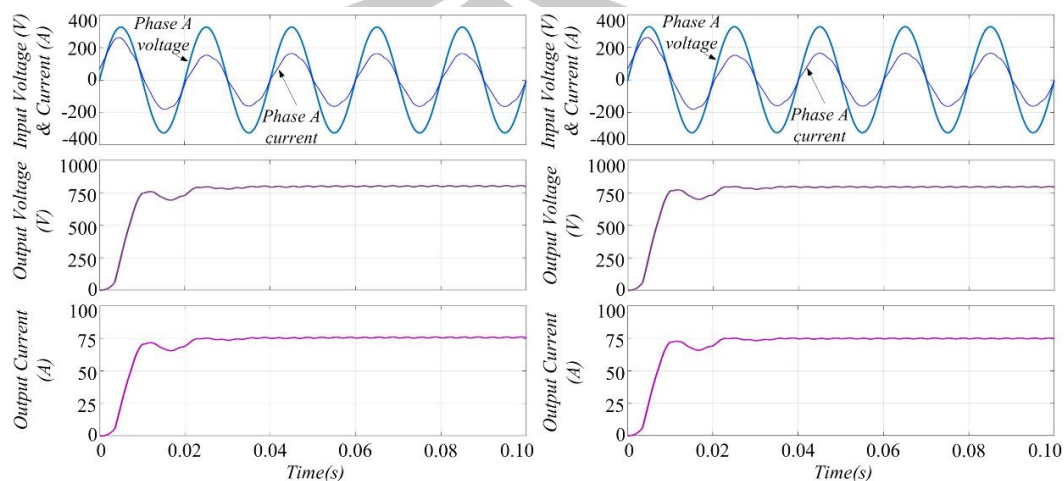
เรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวายและแบบเดลต้า กล่าวคือ ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสจะมีค่าสูงเมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 25.0 เปอร์เซนต์ โดยภายหลังจากนั้นจะมีแนวโน้มลดต่ำลงและมีค่าค่อนข้างคงที่เมื่อดัชนีการมอดูเลตมีค่าอยู่ระหว่างเท่ากับ 40–100.0 เปอร์เซนต์ ซึ่งคิดเป็นค่าเฉลี่ยความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแสในช่วงดังกล่าวเท่ากับ 7.83 เปอร์เซนต์ ประกอบกับมุมต่างเฟสระหว่างคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสอินพุตมีถูกควบคุมให้คงที่ที่มุม 25.20 องศาตลอดย่านการทำงาน ส่งผลให้ตัวประกอบกำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสแบบนี้มีค่าสูงกว่าอีกสองแบบก่อนหน้านี้ ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 89.80–90.30 เปอร์เซนต์ ตามเส้นกราฟด้านล่างของภาพประกอบ 4.5(ค)

จากผลการทดสอบการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ใช้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังแบบไม่ต่อเนื่องบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ทั้งหมดแสดงให้เห็นว่าสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่า 800 โวลต์ได้ด้วยการปรับเปลี่ยนดัชนีการมอดูเลตให้มีค่าเหมาะสมตามรายละเอียดที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 4.2 อีกทั้งการออกแบบสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังแบบไม่ต่อเนื่องยังทำให้จำนวนครั้งของการสวิตช์ลดลง 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งของการสวิตช์ทั้งหมด แต่หากพิจารณาคลื่นกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ยังพบว่าค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นยังสูงกว่าค่าที่กำหนดไว้ตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 และยังส่งผลกระทบทำให้ตัวประกอบกำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบมีค่าไม่ใกล้เคียง 1.00

4.4 ผลการทดสอบตัวเรียงกระแสบนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแยะร่วม

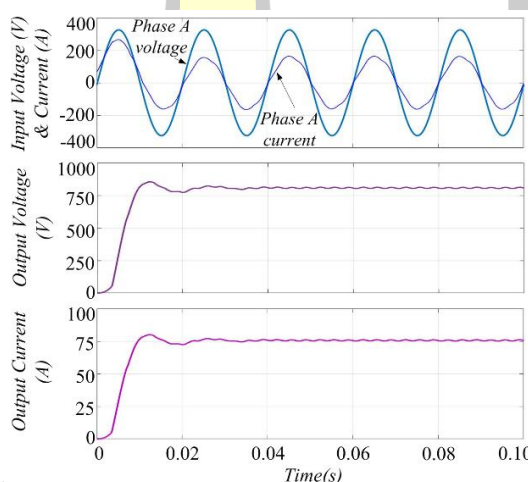
ผลการทดสอบการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ภายใต้การควบคุมการทำงานด้วยวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องที่ได้แสดงไว้ในหัวข้อที่ 4.3 พบว่าแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบสามารถเปลี่ยนแปลงได้จริงจากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลต แต่ปัญหาคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตของตัวเรียงกระแสยังไม่สามารถทำให้ดีขึ้นได้ สาเหตุเพราะคลื่นกระแสฮาร์โมนิกที่ปะปนอยู่ในคลื่นกระแสหลักมูล ทำให้คลื่นกระแสอินพุตยังมีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมที่สูงอยู่ ซึ่งส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังของตัวเรียงกระแสมีค่าต่ำ สำหรับวิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวที่ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบไว้ในหัวข้อ 3.5 คือใช้วิธีการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ด้วยวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องบนฐานการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแยะร่วม ที่อาศัยการควบคุมแรงดันเอาต์พุตจากการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และ

ควบคุมกำลังจลน์ภาพประกอบส่งผลต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้าจากการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนแกนควิ (i_{qs}) ผลที่เกิดขึ้นแสดงดังภาพประกอบ 4.6 และภาพประกอบ 4.7



(ก) ตัวเรียงกระแสแบบววาย

(ข) ตัวเรียงกระแสแบบเดลต้า

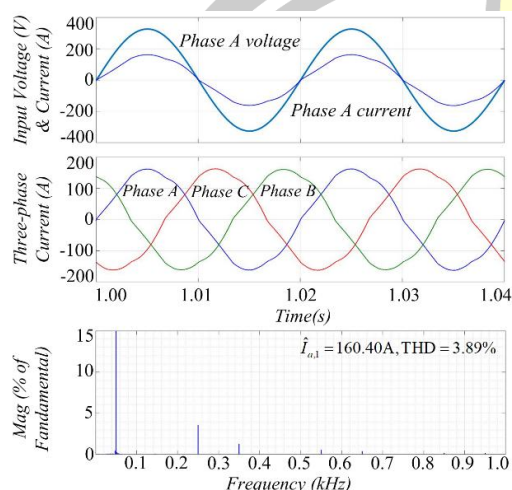


(ค) ตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์

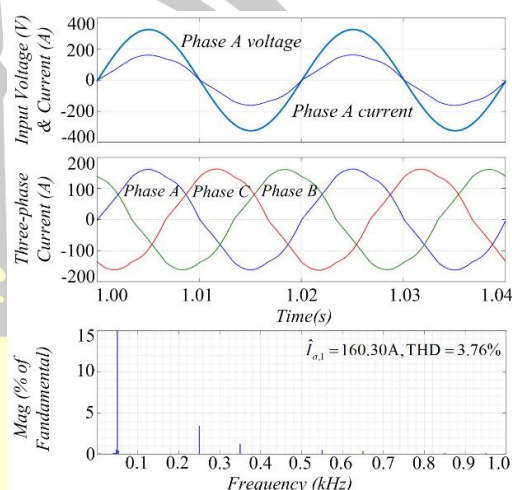
ภาพประกอบ 4.6 คลื่นแรงดันและคลื่นกระแสของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน

ภาพประกอบ 4.6(ก) และภาพประกอบ 4.7(ก) แสดงให้เห็นว่าด้วยวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันที่นำเสนอสามารถทำให้คลื่นกระแสอินพุตเฟสเอของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบววาย มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอด 160.40 แอมป์ ด้วยค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม 3.89 เปอร์เซ็นต์ อีกทั้งยังสามารถควบคุมให้อยู่ในภาวะอินเฟสกับแรงดันเฟสของตนเองไว้ได้ตลอดระยะเวลาที่ทดสอบ โดยที่คลื่นกระแสอินพุตอีกสองเฟสที่เหลือก็จะมีลักษณะคล้ายกันกับคลื่นกระแสอินพุตเฟสเอ เพียงแต่จะมีมุมต่างเฟสออกไปอีก 120 องศา และ 240 องศา

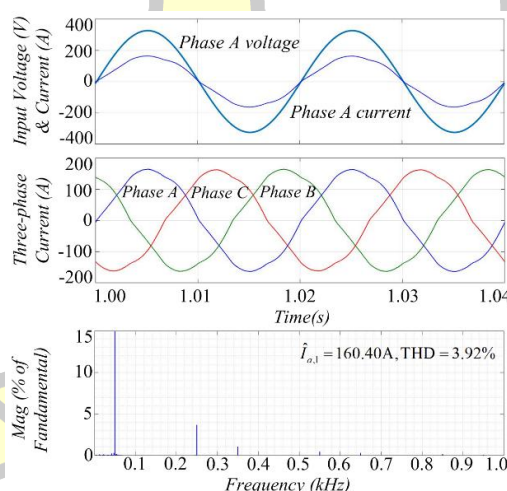
ตามลำดับ ดังแสดงในแผนภาพกลางของภาพประกอบ 4.7(ก) และหากพิจารณาผลตอบสนองที่ได้เกิดขึ้นด้านเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสพบว่าคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสเอาต์พุตจะเข้าสู่ภาวะอยู่ตัวโดยใช้เวลา 0.04 วินาที ที่ระดับแรงดันเฉลี่ย 801 โวลต์ และกระแสเฉลี่ย 75.80 แอมป์ ดังแสดงในแผนภาพประกอบ 2 และแผนภาพประกอบ 3 ของภาพประกอบ 4.6(ก)



(ก) ตัวเรียงกระแสแบบววาย



(ข) ตัวเรียงกระแสแบบเดลต้า



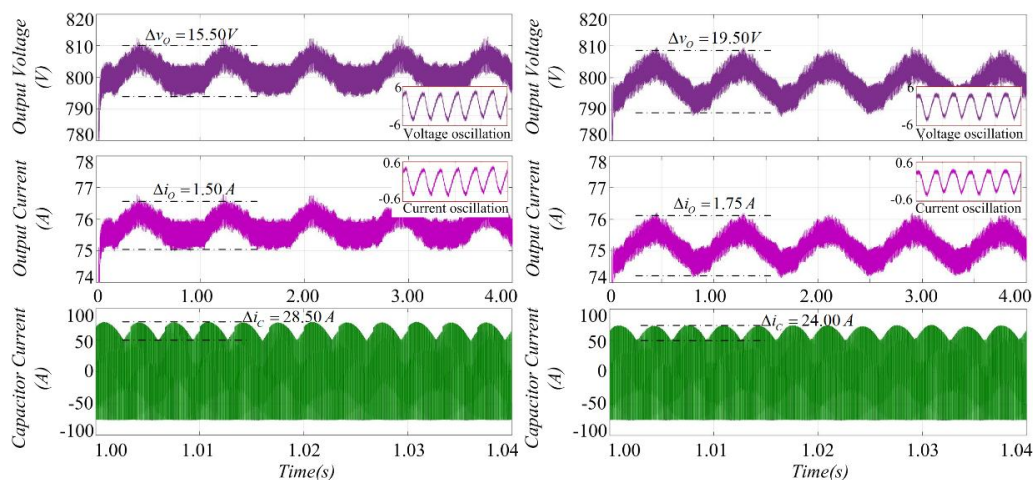
(ค) ตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์

ภาพประกอบ 4.7 คุณลักษณะแรงดันและกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน

จากภาพประกอบ 4.6(ข) และภาพประกอบ 4.7(ข) พบว่าคลื่นกระแสอินพุตเฟสของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าที่ถูกควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันที่นำเสนอ มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอด 160.30 แอมป์ ด้วยค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม 3.76 เปอร์เซ็นต์ และอยู่ในภาวะอินเฟสกับแรงดันเฟสของตนเองไว้ได้ตลอดระยะเวลาที่ทดสอบ

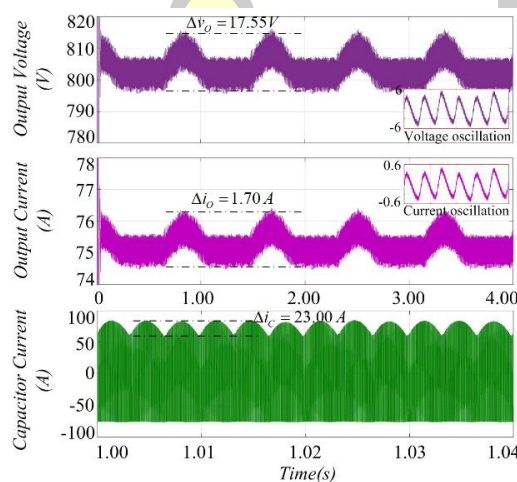
เช่นเดียวกัน ในขณะที่คลื่นกระแสอินพุตอีกสองเฟสที่เหลือก็จะมีลักษณะคล้ายกันกับคลื่นกระแสอินพุตเฟสเอ แต่จะมีมุมต่างเฟสออกไปอีก 120 องศา และ 240 องศา ตามลำดับ ดังแสดงในแผนภาพกลางของภาพประกอบ 4.7(ข) และเมื่อพิจารณาผลตอบสนองที่เกิดขึ้นด้านเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสดังกล่าว พบว่าคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสเอาต์พุตจะเข้าสู่ภาวะอยู่ตัวโดยใช้เวลา 0.04 วินาที ที่ระดับแรงดันเฉลี่ย 797 โวลต์ และกระแสเฉลี่ย 75.50 แอมป์ ดังแสดงในแผนภาพประกอบ 2 และแผนภาพประกอบ 3 ของภาพประกอบ 4.6(ข) สดท้ายจากภาพประกอบ 4.6(ค) และภาพประกอบ 4.7(ค) พบว่าคลื่นกระแสอินพุตเฟสเอของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ที่ถูกควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันที่นำเสนอ มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่มีค่ายอด 160.40 แอมป์ ด้วยค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม 3.92 เปอร์เซ็นต์ และอยู่ในภาวะอินเฟสกับแรงดันเฟสของตนเองไว้ได้ตลอดระยะเวลาที่ทดสอบเช่นเดียวกัน ในขณะที่คลื่นกระแสอินพุตอีกสองเฟสที่เหลือก็จะมีลักษณะคล้ายกันกับคลื่นกระแสอินพุตเฟสเอ แต่จะมีมุมต่างเฟสออกไปอีก 120 องศา และ 240 องศา ตามลำดับ ดังแสดงในแผนภาพกลางของภาพประกอบ 4.7(ค) และเมื่อพิจารณาผลตอบสนองที่เกิดขึ้นด้านเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสดังกล่าว พบว่าคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสเอาต์พุตจะเข้าสู่ภาวะอยู่ตัวโดยใช้เวลา 0.04 วินาที ที่ระดับแรงดันเฉลี่ย 804 โวลต์ และกระแสเฉลี่ย 75.20 แอมป์ ดังแสดงในแผนภาพประกอบ 2 และแผนภาพประกอบ 3 ของภาพประกอบ 4.6(ค)

นอกจากปัญหาคูณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตของอุปกรณ์ชาร์จเจอร์นั้ไฟฟ้าที่ทำให้เกิดความร้อนสูงขึ้นในอุปกรณ์ของระบบส่งจ่ายไฟฟ้าตลอดจนทำให้ประสิทธิภาพของระบบส่งจ่ายไฟฟ้ามีค่าต่ำแล้ว หากพิจารณาคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตที่ส่งผลการชาร์จแบตเตอรี่พบว่า ความพลัว (Ripple) ของคลื่นกระแสและคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าสูงขึ้นจะทำให้เกิดความร้อนที่สูงในแบตเตอรี่ ซึ่งส่งผลให้อายุการใช้งานและสมรรถนะของแบตเตอรี่รวมถึงอุปกรณ์ต่อร่วมต่าง ๆ ลดลง [37]-[38] โดยจากภาพประกอบ 4.8 แสดงลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต คลื่นกระแสเอาต์พุต และคลื่นกระแสที่ไหลเข้า-ออกคาปาซิเตอร์ของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน ซึ่งพบว่ามีลักษณะและค่าความพลัวของคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสเอาต์พุตแตกต่างกัน สำหรับภาพประกอบ 4.8(ก) เป็นผลที่เกิดขึ้นจากการต่อใช้งานตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย พบว่า แรงดันพลัวด้านเอาต์พุต (Output-voltage ripple: Δv_o) มีค่า 15.50 โวลต์ ที่มีการแกว่งของคลื่นแรงดัน (Voltage oscillation) ที่มีสาเหตุมาจากการตัด-ต่อของสวิตช์กำลัง คิดเป็นความสูงเท่ากับ 9.05 โวลต์ และกระแสพลัวด้านเอาต์พุต (Output-current ripple: Δi_o) มีค่า 1.50 แอมป์ ที่มีการแกว่งของคลื่นกระแส (Current oscillation) คิดเป็นความสูงเท่ากับ 0.90 แอมป์ อีกทั้งยังเกิดกระแสพลัวที่คาปาซิเตอร์เท่ากับ 28.50 แอมป์



(ก) ตัวเรียงกระแสแบบววาย

(ข) ตัวเรียงกระแสแบบเดลต้า



(ค) ตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์

ภาพประกอบ 4.8 คลื่นแรงดันและคลื่นกระแสเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน

ภาพประกอบ 4.8(ข) แสดงผลที่ได้จากตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า พบว่า แรงดันพัว์ด้านเอาต์พุต มีค่าสูงกว่าในกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบววายอยู่ 4.00 โวลต์ ในขณะที่การแกว่งของคลื่นแรงดันมีค่าน้อยกว่า 0.45 โวลต์ ในทำนองเดียวกัน ผลจากแรงดันพัว์ด้านเอาต์พุตที่มีค่าสูงกว่าทำให้กระแสพัว์ด้านเอาต์พุตที่เกิดขึ้นมีค่าสูงกว่าในกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสแบบแรกอยู่ 0.25 แอมป์ โดยที่การแกว่งของคลื่นกระแสเอาต์พุตมีค่า 0.84 แอมป์ อีกทั้งยังเกิดกระแสพัว์ที่คาปาซิเตอร์น้อยกว่า 4.50 แอมป์ ลำดับสุดท้ายในภาพประกอบ ที่ 4.8(ค) แสดงผลที่เกิดขึ้นจากการต่อใช้งานตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ พบว่า แรงดันพัว์ด้านเอาต์พุต มีค่า 17.55 โวลต์ ที่มีการแกว่งของคลื่นแรงดัน คิดเป็นความสูงเท่ากับ 9.80 โวลต์ และกระแสพัว์ด้านเอาต์พุตเท่ากับ 1.70 แอมป์

ที่มีการแกว่งของคลื่นกระแส 0.91 แอมป์ และมีกระแสพลั่วที่คาปาซิเตอร์คิดเป็นความสูงของคลื่นเท่ากับ 23.00 แอมป์ ซึ่งมีค่าต่ำกว่าการใช้งานตัวเรียงกระแสสามเฟสทั้งสองแบบก่อนหน้า

4.5 การเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว

การเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ใช้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังที่ได้มาจากวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สองระดับและวิธีการจัดปรับแรงดัน จะใช้ข้อมูลที่ได้จากการทดสอบในหัวข้อ 4.4 มาแสดงผลในรูปแบบของตาราง โดยแยกผลการทดสอบที่เกิดขึ้นทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ดังแสดงในตาราง 4.2 และตาราง 4.3 ตามลำดับ

ตาราง 4.2 การเปรียบเทียบคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ

คุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุต	ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว		
	แบบวาย	แบบเดลต้า	แบบบริดจ์
แรงดันเฟสค่ายอดหลักมูล (V)	325.30	325.30	325.30
ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของแรงดัน (%)	0.00	0.00	0.00
กระแสค่ายอดหลักมูล (A)	160.40	160.30	160.40
ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของกระแส (%)	3.89	3.76	3.92
มุมต่างเฟสระหว่างคลื่นแรงดันและกระแส (degree)	0.00	0.00	0.00
ค่าตัวประกอบกำลัง (%)	99.92	99.93	99.92

จากตาราง 4.2 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าและคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่ส่งผลต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน โดยพบว่า การทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ไม่ส่งผลกระทบต่อคุณภาพแรงดัน และด้วยวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วนที่นำมาใช้ยังสามารถทำให้คลื่นกระแสของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ อยู่ในภาวะอินเฟสกับแรงดันเฟสของตนเองไว้ได้ตลอดระยะเวลา และมีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมต่ำกว่าข้อกำหนดตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 ส่งผลให้ตัวประกอบกำลังมีค่าสูงกว่า 99.90 เปอร์เซนต์ ทั้งนี้หากนำผลการทดสอบที่ได้จากด้านอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ มาเปรียบเทียบกันพบว่า ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า

จะมีความโดดเด่นที่สุด เนื่องจากมีค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสต่ำที่สุดเท่ากับ 3.76 เปอร์เซ็นต์ และตัวประกอบกำลังที่มีค่าสูงที่สุดเท่ากับ 99.93 เปอร์เซ็นต์ รองลงมาคือตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย และตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ ซึ่งมีค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแส 3.89 เปอร์เซ็นต์ และ 3.92 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ

ตาราง 4.3 การเปรียบเทียบคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ

คุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต	ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว		
	แบบวาย	แบบเดลต้า	แบบบริดจ์
แรงดันเฉลี่ย (V)	801	797	804
อัตราการควบคุมแรงดัน (%)	0.13	0.38	0.50
กระแสเฉลี่ย (A)	75.80	75.50	75.20
แรงดันพลั่ว (V)	15.50	19.50	17.55
กระแสพลั่ว (A)	1.50	1.75	1.70

จากตาราง 4.3 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าและคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่ส่งผลต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่ทำงานบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน ทั้งนี้หากพิจารณาเปรียบเทียบบนฐานของการนำตัวเรียงกระแสสามเฟสทั้ง 3 รูปแบบดังกล่าว ไปพัฒนาเป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็วที่ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 800 โวลต์ พบว่า ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าใกล้เคียงกับแรงดันที่ต้องการได้ดีที่สุด ด้วยอัตราการควบคุมแรงดันเท่ากับ 0.13 เปอร์เซ็นต์ รองลงมาคือตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า และตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ ตามลำดับ และหากพิจารณาเปรียบเทียบในประเด็นที่จะส่งผลกระทบต่ออายุการใช้งานและสมรรถนะของแบตเตอรี่รวมถึงอุปกรณ์ต่อร่วมต่าง ๆ ซึ่งเป็นสาเหตุมาจากความร้อนที่เกิดขึ้นโดยไม่จำเป็นจากกระแสพลั่วและแรงดันพลั่วพบว่า ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายก็มีความโดดเด่นที่สุด เนื่องจากแรงดันพลั่วและกระแสพลั่วที่ต่ำกว่าโดยมีค่าเท่ากับ 15.50 โวลต์ และ 1.50 แอมป์ ตามลำดับ รองลงมาคือตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ และสุดท้ายคือตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า

4.6 บทสรุป

ผลการวิจัยที่ได้รับจากการทดสอบใช้งานตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิสทางเดียว ทั้ง 3 รูปแบบ ที่ใช้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังแบบไม่ต่อเนื่องบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดัน ในแบบจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2020b แสดงให้เห็นว่า ภายใต้วิธีการควบคุมที่นำเสนอสามารถทำให้จำนวนครั้ง การสวิตช์ของสวิตช์กำลังในแต่ละกึ่งเฟสของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิสทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ สามารถลดลงได้ 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งของการสวิตช์ทั้งหมด และด้วยวิธีการทำงานบน ฐานการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ก็ยังสามารถทำให้แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสอง ระดับชนิดทิสทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบเปลี่ยนแปลงได้จากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลตระหว่าง 20.00 – 100.00 เปอร์เซนต์ ทั้งนี้พบว่าหากต้องการให้แรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสอง ระดับชนิดทิสทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบมีค่า 800 โวลต์ จะต้องกำหนดให้ดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 70.40 เปอร์เซนต์ แต่หากพิจารณาด้านอินพุตพบว่าคลื่นกระแสที่เกิดขึ้นยังมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิ กรวมสูงกว่า 5 เปอร์เซนต์ตามข้อกำหนดในมาตรฐาน IEEE 519-1992 และมาตรฐาน IEC 61000-3 อีกทั้งยังมีมุมต่างเฟสกันระหว่างคลื่นแรงดันและกระแสในแต่ละเฟส ส่งผลให้ตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ

สำหรับการควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิสทางเดียว ทั้ง 3 รูปแบบ จะใช้วิธีการควบคุมจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกร่วมเข้าไปร่วมกับวิธีการมอดู เลตเชิงสเปซเวกเตอร์เพื่อควบคุมองค์ประกอบกระแสบนแกนดี และองค์ประกอบกระแสบนแกนคิวที่ จะส่งผลต่อระดับแรงดันเอาต์พุตและกำลังจินตภาพของตัวเรียงกระแสสามเฟส ผลที่ได้รับแสดงให้เห็นว่า คลื่นกระแสของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิสทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ อยู่ในภาวะ อินเฟสกับแรงดันเฟสของตนเองไว้ได้ตลอดระยะเวลา และมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมต่ำกว่า ข้อกำหนดตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 และมาตรฐาน IEC 61000-3 ส่งผลให้ตัวประกอบกำลังมี ค่าสูงกว่า 99.90 เปอร์เซนต์ โดยที่ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิสทางเดียวแบบเดลต้าจะมื ความโดดเด่นที่สุด เนื่องจากค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสที่ต่ำกว่า และตัวประกอบ กำลังที่มีค่าสูงกว่า แต่หากพิจารณาผลที่เกิดขึ้นด้านเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟส พบว่า ตัว เรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิสทางเดียวแบบวายสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่า ไกล่เคียง 800 โวลต์ได้ดีที่สุด ด้วยอัตราการควบคุมแรงดัน 0.13 เปอร์เซนต์ อีกทั้งยังมีกระแสพลั้ว และแรงดันพลั้วที่มีค่าต่ำกว่าที่ได้จากตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิสทางเดียวแบบบริดจ์ และแบบเดลต้าตามลำดับ

บทที่ 5

สรุป อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการออกแบบและสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์กำลังแบบไม่ต่อเนื่องสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย แบบเดลต้า และแบบบริดจ์ บนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สองระดับ ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแยะร่วม โดยการสร้างแบบจำลองในโปรแกรม MATLAB/Simulink 2020b เพื่อพัฒนาเป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็วขนาด 60 กิโลวัตต์ 800 โวลต์ ที่ และส่งผลกระทบต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตไม่เกินกว่ารายละเอียดที่กำหนดตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 และมาตรฐาน IEC 61000-3 โดยสามารถสรุปผล อภิปรายผล ตลอดจนมีข้อเสนอแนะต่าง ๆ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

5.1 สรุปผลการวิจัย

จากผลการออกแบบสร้างและผลการทดสอบใช้งานระบบควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย แบบเดลต้า และแบบบริดจ์ ที่อาศัยการวัดกระแสและแรงดันอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียว แล้วทำการแปลงให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) และส่งเข้าระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแยะร่วมเพื่อปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าให้ดีขึ้นตลอดจนควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับ 800 โวลต์ ผลที่ได้รับจากระบบควบคุมแบบจัดปรับแรงดันคือองค์ประกอบของแรงดันบนแกนดีและแกนควิซึ่งจะถูกแปลงให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) เพื่อหามุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง $\vec{V}_{ref}$ ตลอดจนเข้าสู่กระบวนการสร้างคลื่นดิวิตีไซน์เคิลแบบไม่ต่อเนื่องด้วยวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ต่อไป คลื่นดิวิตีไซน์เคิลทั้งสามกึ่งเฟสที่ได้รับจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับคลื่นพาห้รูปสามเหลี่ยมเพื่อสร้างเป็นสัญญาณขับนำสวิตช์กำลังทั้งสามกึ่งเฟสของตัวเรียงกระแสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย แบบเดลต้า และแบบบริดจ์ สามารถสรุปผลการวิจัยโดยแยกเป็นประเด็นต่าง ๆ ได้ดังนี้

5.1.1 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายในเซกเตอร์แรงดันต่าง ๆ ของแผนภาพสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับจะต้องแยกการพิจารณาออกเป็น 2 กรณีที่สอดคล้องกับกระแสค่ายอดของเฟสต่าง ๆ โดยพบว่า หากเป็นช่วงที่คลื่นกระแสค่ายอดอยู่ทางด้านบวก สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟแต่ละตัวจะสอดคล้องกับสถานะการสวิตช์ที่ระบุในแผนภาพสเปซเวกเตอร์ ในทางตรงข้ามหากเป็นช่วงที่คลื่น

กระแสค่ายอดอยู่ทางด้านลบ สถานะการสวิตช์เวกเตอร์แอกทีฟแต่ละตัวจะตรงข้ามกับสถานะการสวิตช์ที่ระบุในแผนภาพสเปซเวกเตอร์ แต่สำหรับเวกเตอร์ศูนย์ที่เหมาะสมจะต้องเป็นเวกเตอร์ $\vec{V}_7$ ที่มีสถานะการสวิตช์ $[1 \ 1 \ 1]$ ตามที่ระบุในแผนภาพสเปซเวกเตอร์เพียงเวกเตอร์เดียวเท่านั้น

5.1.2 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายในเซกเตอร์แรงดันต่าง ๆ ของแผนภาพสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับก็ยังคงต้องแยกการพิจารณาออกเป็น 2 กรณีที่สอดคล้องกับกระแสค่ายอดของเฟสต่าง ๆ เช่นเดียวกัน โดยพบว่า หากเป็นช่วงที่คลื่นกระแสค่ายอดอยู่ทางด้านบวก สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟแต่ละตัวตามที่ระบุในแผนภาพสเปซเวกเตอร์จะต้องเปลี่ยนสถานะจาก 1 ไปเป็นสถานะ 0 จำนวนหนึ่งกึ่งเฟส และหากเป็นช่วงที่คลื่นกระแสค่ายอดอยู่ทางด้านลบ สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟแต่ละตัวเมื่อเทียบสถานะการสวิตช์ในช่วงเดียวกันของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย จะต้องเปลี่ยนสถานะจาก 1 ไปเป็น 0 จำนวนหนึ่งกึ่งเฟส ขณะที่เวกเตอร์ศูนย์ที่เหมาะสมจะมีสถานะการสวิตช์ใกล้เคียงกับเวกเตอร์ $\vec{V}_7$ ที่ระบุในแผนภาพสเปซเวกเตอร์ เพียงแต่จะต้องเปลี่ยนสถานะจาก 1 ไปเป็นสถานะ 0 จำนวนหนึ่งกึ่งเฟส

5.1.3 การวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายในเซกเตอร์แรงดันต่าง ๆ ของแผนภาพสเปซเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สองระดับก็ยังคงต้องแยกการพิจารณาออกเป็น 2 กรณีที่สอดคล้องกับกระแสค่ายอดของเฟสต่าง ๆ เช่นเดียวกัน โดยพบว่า ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟและเวกเตอร์ศูนย์จะคล้ายกันกับกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า เพียงแต่กึ่งเฟสหนึ่งกึ่งเฟสที่จะต้องเปลี่ยนสถานะจาก 1 ไปเป็นสถานะ 0 จะเป็นคนละกึ่งเฟสกับกรณีของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า

5.1.4 จากสมการดิฟเฟอเรนเชียลที่ใช้สำหรับสวิตช์กำลังในกึ่งเฟสเอ เฟสบี และเฟสซี ของทุกขอบเขตในเซกเตอร์แรงดันสำหรับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบแสดงให้เห็นว่าสมการดิฟเฟอเรนเชียลในขอบเขต 30 องศาหลังของแต่ละเซกเตอร์แรงดันจะเหมือนกับสมการดิฟเฟอเรนเชียลในขอบเขต 30 องศาแรกของเซกเตอร์แรงดันถัดไป ดังนั้นไม่จำเป็นต้องแบ่งพื้นที่การควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังออกเป็น 12 ขอบเขต แต่ใช้การแบ่งพื้นที่เพียง 6 ขอบเขตตามค่ายอดของกระแสในแต่ละเฟสเท่านั้น

5.1.5 จากผลการทดสอบการทำงานของสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายพบว่า สวิตช์กำลังในแต่ละกึ่งเฟสจะมีการต่อวงจรค้างไว้โดยคิดเป็น 120 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน ขณะที่ของสวิตช์กำลังของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า และแบบบริดจ์จะมีการเปิดวงจรค้างไว้คิดเป็น 120 องศาต่อหนึ่งวัฏจักรการทำงาน แสดงให้เห็นว่าสวิตช์กำลังในแต่ละกึ่งเฟสของตัวเรียงกระแสสามเฟสทั้ง 3 รูปแบบที่นำเสนอ

มีการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องซึ่งส่งผลให้จำนวนครั้งการสวิตช์ของสวิตช์กำลังลดลง 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งของการสวิตช์ทั้งหมด จึงสามารถทำให้การสูญเสียกำลังจากการสวิตช์ลดลงได้ 33.33 เปอร์เซ็นต์

5.1.6 จากผลการทดสอบการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่นำเสนอ ภายใต้วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ พบว่าแรงดันเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามารถเปลี่ยนแปลงได้จากการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลต โดยแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดจะมีค่าเท่ากับ 2.45 เท่าของแรงดันเฟสอาร์เอ็มเอสด้านอินพุต และแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าสูงขึ้นหากดัชนีการมอดูเลตถูกกำหนดให้มีค่าน้อยลง จึงสรุปได้ว่า ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่นำเสนอเป็นตัวเรียงกระแสแบบเพิ่มแรงดัน

5.1.7 จากผลการทดสอบการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่นำเสนอ ภายใต้วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแยะ พบว่า การทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ไม่ส่งผลกระทบต่อใดๆ กับแรงดันอินพุต แต่มีผลทำให้คลื่นกระแสอินพุตอยู่ในภาวะอินเฟสกับแรงดันเฟสของตนเองไว้ได้ตลอดระยะเวลา และมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมต่ำกว่าข้อกำหนดตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 ส่งผลให้ตัวประกอบกำลังมีค่าสูงกว่า 99.90 เปอร์เซ็นต์ โดยกระแสอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าจะมีความโดดเด่นที่สุด ด้วยค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม 3.76 เปอร์เซ็นต์ และตัวประกอบกำลังที่มีค่าสูงที่สุดเท่ากับ 99.93 เปอร์เซ็นต์ ลำดับต่อมาตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายที่มีค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแสอินพุต 3.89 เปอร์เซ็นต์ และสุดท้ายจะเป็นตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ ซึ่งมีค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของกระแส 3.92 เปอร์เซ็นต์ ขณะที่ตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า โดยมีค่า 99.92 เปอร์เซ็นต์

5.1.8 ผลการเปรียบเทียบค่าและคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่ส่งผลต่อคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ สามารถสรุปได้ว่าตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าใกล้เคียง 800 โวลต์ได้ดีที่สุดด้วยอัตราการควบคุมแรงดัน 0.13 เปอร์เซ็นต์ รองลงมาคือตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า และตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ โดยมีอัตราการควบคุมแรงดันเท่ากับ 0.38 และ 0.50 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ และหากพิจารณาเปรียบเทียบจากค่ากระแสพลัฟและแรงดันพลัฟยังคงสรุปได้ว่า ตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายก็ยังคงมีความโดดเด่นที่สุด เนื่องจากมีค่าแรงดันพลัฟและกระแสพลัฟที่ต่ำกว่าโดยมีค่าเท่ากับ 15.50 โวลต์ และ 1.50 แอมป์ ตามลำดับ รองลงมาคือตัวเรียงกระแส

สามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ และสุดท้ายคือตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้า

5.2 อภิปรายผลการวิจัย

5.2.1 ผลการทดสอบใช้งานตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย แบบเดลต้า และแบบบริดจ์ แสดงให้เห็นว่าการนำตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวต่อเข้ากับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส 3 สาย แรงดันระหว่างสาย 400 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ เพื่อทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าแบบชาร์จเร็วขนาด 60 กิโลวัตต์ 800 โวลต์ สามารถใช้งานได้จริง อีกทั้งยังสามารถควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตให้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 และมาตรฐาน IEC 61000-3 ได้ ซึ่งขัดแย้งกับผลการศึกษาและวิจัยของ Iker Aretxabaleta และคณะ[9] ที่ระบุว่าตัวเรียงกระแสสามเฟสที่มีโครงสร้างวงจรแบบสองระดับแรงดันไม่เหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้เป็นอุปกรณ์ชาร์จรถยนต์ไฟฟ้า

5.2.2 ผลการวิเคราะห์หลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายเพื่อให้มาซึ่งสถานะการสวิตช์ของสวิตช์กำลังทั้ง 3 กิ่งเฟส บนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ โดยพบว่าการพิจารณาจะต้องแยกออกเป็น 2 กรณีที่สอดคล้องกับกระแสค่ายอดของเฟสต่าง ๆ ซึ่งหากเป็นช่วงที่คลื่นกระแสค่ายอดอยู่ทางด้านบวก สถานะการสวิตช์ของเวกเตอร์แอกทีฟแต่ละตัวจะสอดคล้องกับสถานะการสวิตช์ที่ระบุในแผนภาพสเปซเวกเตอร์ แต่หากเป็นช่วงที่คลื่นกระแสค่ายอดอยู่ทางด้านลบ สถานะการสวิตช์เวกเตอร์แอกทีฟแต่ละตัวจะตรงข้ามกับสถานะการสวิตช์ที่ระบุในแผนภาพสเปซเวกเตอร์ แต่สำหรับเวกเตอร์ศูนย์ที่เหมาะสมจะต้องเป็นมีสถานะการสวิตช์เป็น [1 1 1] ซึ่งสอดคล้องกับผลการศึกษาและวิจัยของ Hui Ma และคณะ[36] ที่ได้ศึกษาหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับแบบวายจากการเรียงกระแสค่ายอดด้านอินพุตไปยังด้านเอาต์พุตเป็นอย่างดี

5.2.3 ผลการทดสอบใช้งานตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่ใช้สัญญาณขับนำสวิตช์แบบไม่ต่อเนื่องซึ่งออกแบบและสร้างโดยใช้เทคนิคการเรียงลำดับการสวิตช์แบบทำส่วน แสดงให้เห็นว่าสวิตช์กำลังในแต่ละกิ่งเฟสของตัวเรียงกระแสสามเฟสทั้ง 3 รูปแบบที่นำเสนอ มีการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องซึ่งส่งผลให้จำนวนครั้งการสวิตช์ของสวิตช์กำลังลดลง 1 ใน 3 เท่าจากจำนวนครั้งของการสวิตช์ทั้งหมด จึงสามารถทำให้การสูญเสียกำลังจากการสวิตช์ลดลงได้ 33.33 เปอร์เซ็นต์ มีความสอดคล้องกับผลการศึกษาและวิจัยของ Flabio Alberto Bardemaker Batista และ Ivo Barbi[31] ที่ได้เลือกใช้วิธีการเรียงลำดับเวกเตอร์แรงดันแบบทำส่วนบนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวาย

5.2.4 ผลการทดสอบการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่นำเสนอ ภายใต้วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแยะร่วม ที่แสดงให้เห็นว่าการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ไม่ส่งผลกระทบต่อแรงดันอินพุต แต่มีผลทำให้คลื่นกระแสอินพุตอยู่ในภาวะอินเฟสกับแรงดันเฟสของตนเองไว้ได้ตลอดระยะเวลา และมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมต่ำกว่าข้อกำหนดตามมาตรฐาน IEEE 519-1992 มีความสอดคล้องกับผลการศึกษาและวิจัยของ Gowthamraj Rajendran และคณะ[25] รวมถึงผลงานวิจัยของ Ali Saadon Al-Ogaili และคณะ[22] ที่ได้ออกแบบและสร้างระบบควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสด้วยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกแยะร่วมเพื่อพัฒนาเป็นอุปกรณ์ชาร์จเจอร์ยนต์ไฟฟ้า

5.2.5 ผลการเปรียบเทียบคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ ที่แสดงให้เห็นว่าตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายก็มีความโดดเด่นที่สุด เพราะมีค่าแรงดันพลีและกระแสพลีที่ต่ำกว่า มีความสอดคล้องกับผลผลการศึกษาและวิจัยของ Van-Sang Nguyen และคณะ[38] รวมถึงงานวิจัยของ Zuozhin Zeng และคณะ [39] ที่ได้ศึกษาผลกระทบของความพลีของคลื่นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีต่อสมรรถนะและอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ในรถยนต์ไฟฟ้า โดยพบว่าความพลีของคลื่นกระแสและคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าสูงขึ้นจะทำให้เกิดความร้อนที่สูงในแบตเตอรี่ ซึ่งส่งผลให้อายุการใช้งานและสมรรถนะของแบตเตอรี่รวมถึงอุปกรณ์ต่อร่วมต่าง ๆ ลดลง

5.3 ข้อเสนอแนะ

5.3.1 การสร้างชุดทดสอบจริงของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบที่ทำงานภายใต้วิธีการควบคุมที่นำเสนอเพื่อนำผลการทดสอบจริงมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะช่วยให้ผลการวิจัยมีความเชื่อถือได้สูงขึ้น

5.3.2 การออกแบบระบบควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ บนฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ในการวิจัยนี้จะอาศัยหลักการแปลงเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟสได้คู่ลให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ดังนั้น หากแหล่งจ่ายไฟฟ้า 3 เฟส 3 สายที่ต่อด้านอินพุตของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบเกิดอยู่ในภาวะสามเฟสไม่ได้คู่อาจส่งผลให้ตัวเรียงกระแสสามเฟสที่นำเสนอไม่สามารถทำงานได้ ด้วยสาเหตุดังกล่าวการออกแบบระบบควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวในกรณีที่แรงดันอินพุตเกิดความไม่สมดุลจึงมีความน่าสนใจอย่างยิ่ง

5.3.3 การออกแบบสวิตช์แบบสองทิศทาง (Bidirectional switches) เพื่อให้นำกระแสในแต่ละกิ่งเฟสของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบในงานวิจัยนี้ สร้างขึ้นจากการนำสวิตช์กำลังจำนวน 2 ตัวมาต่อใช้งานร่วมกันโดยใช้สัญญาณขับนำสวิตช์เพียงหนึ่งสัญญาณต่อสวิตช์กำลังทั้ง 2 ตัวในแต่ละกิ่งเฟส ดังนั้นการแยกสัญญาณขับนำสวิตช์ของสวิตช์กำลังทั้ง 2 ตัวในแต่ละกิ่งเฟสให้อิสระจากกันและสอดคล้องกับหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบ อาจส่งผลให้สมรรถนะของตัวเรียงกระแสสามเฟสสูงขึ้นได้

5.3.4 การออกแบบระบบควบคุมการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวทั้ง 3 รูปแบบในงานวิจัยนี้เลือกใช้วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สองระดับร่วมกับวิธีการควบคุมแบบจัดปรับแรงดันด้วยตัวควบคุมแบบแยกส่วน อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันยังพบว่ามีวิธีการควบคุมแบบอื่น ๆ ที่น่าสนใจเช่น วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางตรง (Direct power control) วิธีการควบคุมโหมดการเลื่อน (Sliding mode control) รวมถึงวิธีการควบคุมเชิงทำนายแบบจำลอง (Model predictive control



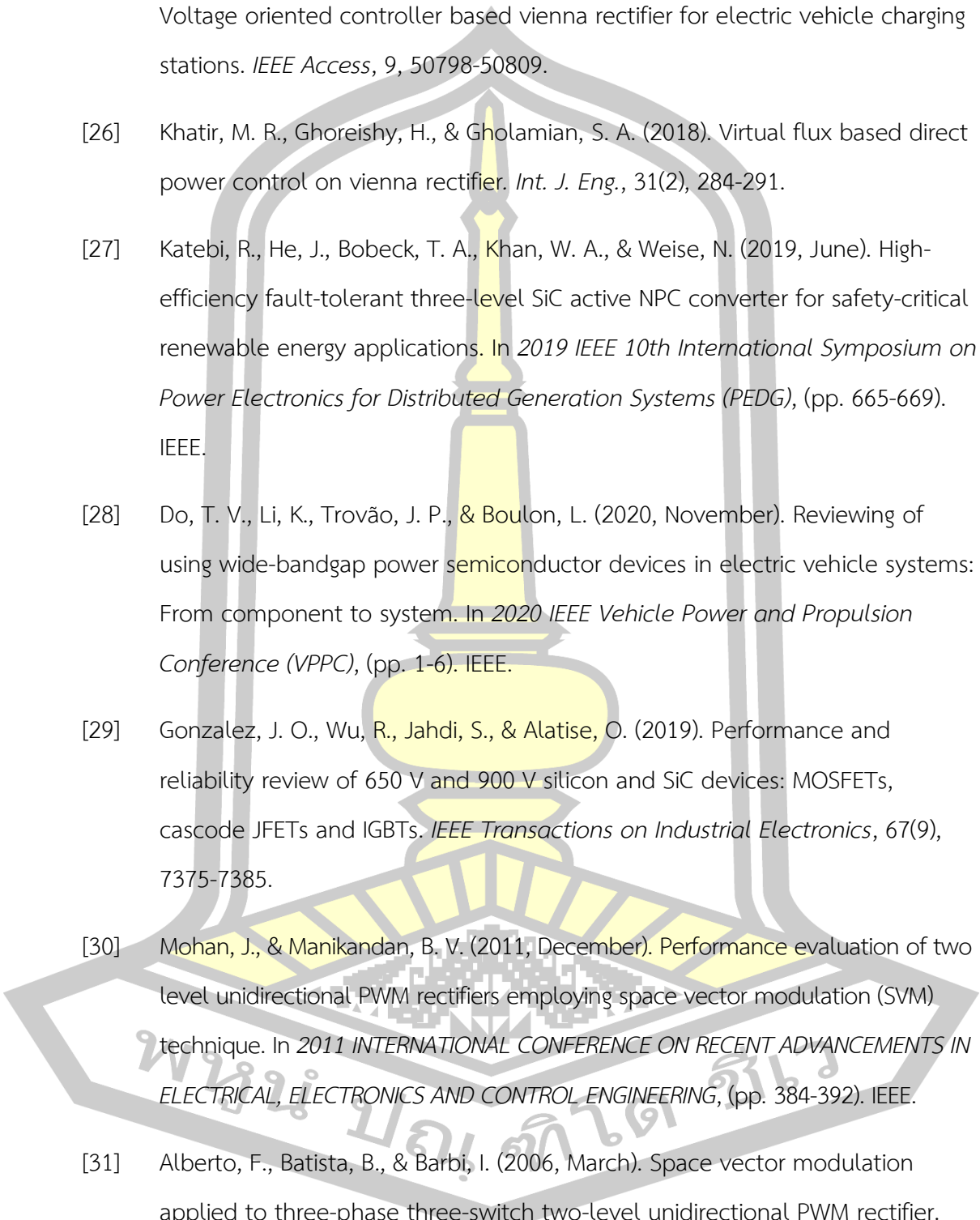
บรรณานุกรม



- [1] International Energy Agency (IEA). (2017). *Tracking clean energy progress 2017 energy technology perspectives 2017 excerpt informing energy sector transformations*. [Online]. Available: <https://iea.blob.core.windows.net/assets/580c0f94-0db8-4dc8-9476720737cb3a/TrackingCleanEnergyProgress2017.pdf>.
- [2] United States Environmental Protection Agency (US-EPA). (2022). *Sources of greenhouse gas emissions in the USA*. [Online]. Available: <https://www.epa.gov/ghgemissions/sources-greenhouse-gasemissions>.
- [3] กองนโยบายและยุทธศาสตร์การค้า สืบค้าอุตสาหกรรมและธุรกิจบริการ. (2567). *สถานการณ์รถยนต์ไฟฟ้า โอกาสและความท้าทายของไทย*. นนทบุรี: สำนักงานนโยบายและยุทธศาสตร์การค้า กระทรวงพาณิชย์.
- [4] Gül, T., Pales, A. F., & Connelly, E. (2024). Global EV Outlook 2024 Moving towards increased affordability. *Electr. Veh. Initiative*, 79, www-iea.
- [5] Al-Hanahi, B., Ahmad, I., Habibi, D., & Masoum, M. A. (2021). Charging infrastructure for commercial electric vehicles: Challenges and future works. *IEEE access*, 9, 121476-121492.
- [6] ศูนย์ข้อมูลอัจฉริยะด้านเศรษฐกิจอุตสาหกรรม. (2566). *เอกสารประกอบงานเสวนา Morning Talk ครั้งที่ 1: รายงานสถานการณ์อุตสาหกรรมยานยนต์สมัยใหม่ สู่เป้าหมายเศรษฐกิจยั่งยืน*. กรุงเทพฯ: สำนักงานเศรษฐกิจอุตสาหกรรม.
- [7] Ali, A., Mousa, H. H., Shaaban, M. F., Azzouz, M. A., & Awad, A. S. (2023). A comprehensive review on charging topologies and power electronic converter solutions for electric vehicles. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 12(3), 675-694.
- [8] Charoenthongthae, T. & Thanomtheeranant, K. (2023). Overview of the electric vehicle charging station business in Thailand. *Journal for strategy and enterprise competitiveness*, 2(6), 80-95.

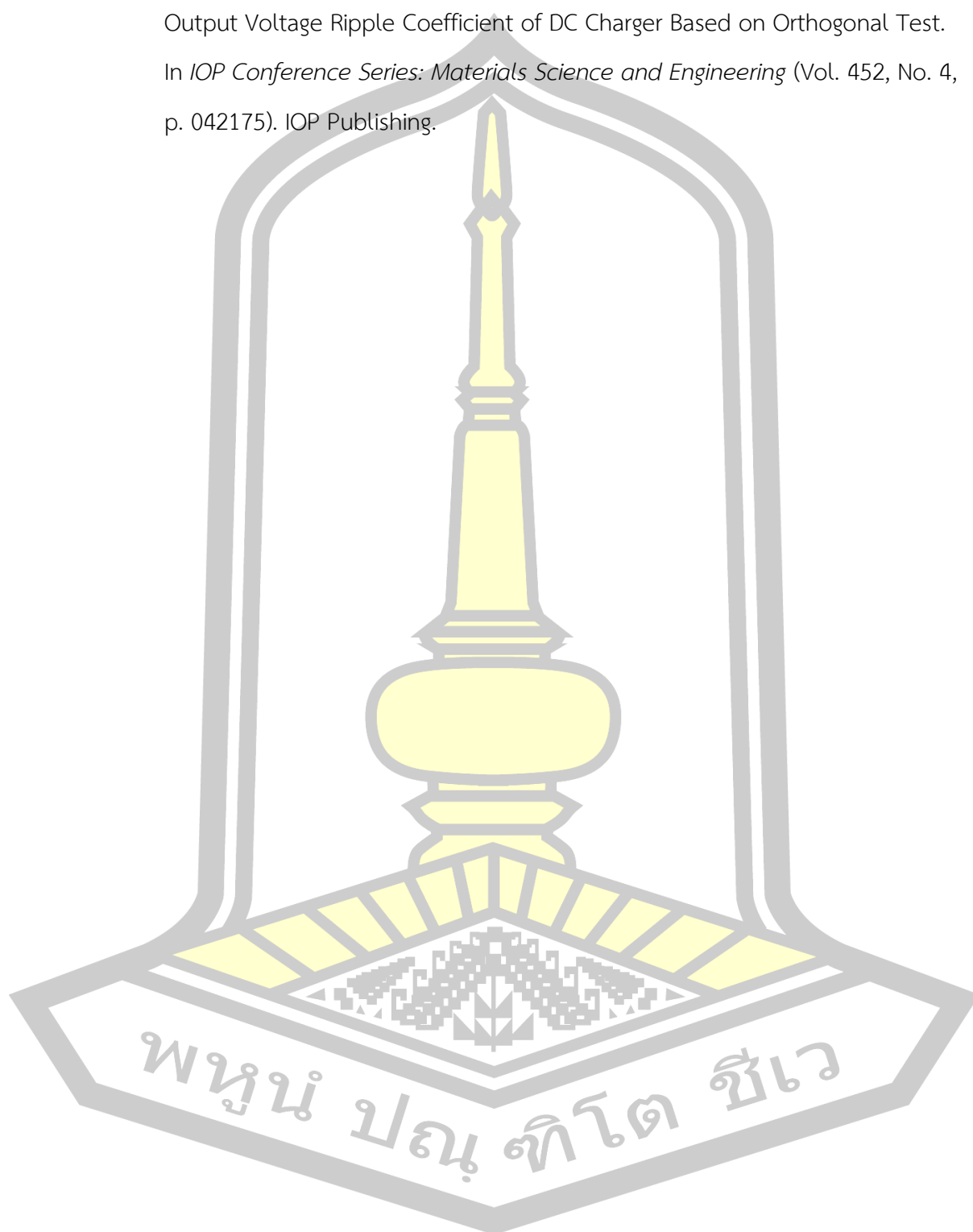
- [9] Aretxabaleta, I., De Alegria, I. M., Andreu, J., Kortabarria, I., & Robles, E. (2021). High-voltage stations for electric vehicle fast-charging: trends, standards, charging modes and comparison of unity power-factor rectifiers. *IEEE Access*, 9, 102177-102194.
- [10] Khalid, M., Ahmad, F., Panigrahi, B. K., & Al-Fagih, L. (2022). A comprehensive review on advanced charging topologies and methodologies for electric vehicle battery. *Journal of Energy Storage*, 53, 105084.
- [11] Rajendran, G., Vaithilingam, C. A., Misron, N., Naidu, K., & Ahmed, M. R. (2021). A comprehensive review on system architecture and international standards for electric vehicle charging stations. *Journal of energy storage*, 42, 103099.
- [12] Dutta, S., & Bauman, J. (2024). An overview of 800 V Passenger electric vehicle onboard chargers: challenges, topologies, and control. *IEEE Access*.
- [13] Anderson, J. A., Haider, M., Bortis, D., Kolar, J. W., Kasper, M., & Deboy, G. (2019, June). New synergetic control of a 20kw isolated vienna rectifier front-end ev battery charger. In *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)* (pp. 1-8). IEEE.
- [14] Jung, C. (2017). Power Up with 800-V Systems: The benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles. *IEEE Electrification Magazine*, 5(1), 53-58.
- [15] สำนักงานนโยบายและแผนพลังงาน. (2565). *คู่มือโครงการจัดทำแผนการพัฒนาสถานีประจุแบตเตอรี่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้าเพื่อรองรับเป้าหมายการส่งเสริมยานยนต์ไฟฟ้าของประเทศ*. กรุงเทพฯ: กระทรวงพลังงาน.
- [16] Yindee, K., Ketjoy, N., & Thanarak, P. (2025). Exploring Interoperability Factors Influencing Personal Electric Vehicle Adoption in Chiang Mai, Thailand. *Engineering Access*, 11(2), 252-261.

- [17] Patel, N., Lopes, L. A., Rathore, A., & Khadkikar, V. (2023). A soft-switched single-stage single-phase PFC converter for bidirectional plug-in EV charger. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 59(4), 5123-5135.
- [18] Masoum, M. A., Deilami, S., & Islam, S. (2010, July). Mitigation of harmonics in smart grids with high penetration of plug-in electric vehicles. In *IEEE PES General Meeting*, (pp. 1-6). IEEE.
- [19] Jiang, C., Torquato, R., Salles, D., & Xu, W. (2013). Method to assess the power-quality impact of plug-in electric vehicles. *IEEE Transactions on Power delivery*, 29(2), 958-965.
- [20] โชติพงศ์ พงศ์ศรีวัฒน์. (2547). การประเมินฮาร์มอนิกเรโซแนนซ์ในระบบจำหน่ายไฟฟ้าแรงต่ำ. วิทยานิพนธ์ในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเชียงใหม่.
- [21] Zhou, N., Wang, J., Wang, Q., & Wei, N. (2014). Measurement-based harmonic modeling of an electric vehicle charging station using a three-phase uncontrolled rectifier. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 6(3), 1332-1340.
- [22] Al-Ogaili, A. S., Aris, I. B., Verayiah, R., Ramasamy, A., Marsadek, M., Rahmat, N. A., ... & Al-Masri, A. N. (2019). A three-level universal electric vehicle charger based on voltage-oriented control and pulse-width modulation. *Energies*, 12(12), 2375.
- [23] Durgadevi, S., & Umamaheswari, M. G. (2018). Analysis and design of single phase power factor correction with DC-DC SEPIC Converter for fast dynamic response using genetic algorithm optimised PI controller. *IET Circuits, Devices & Systems*, 12(2), 164-174.
- [24] Singh, B., & Kushwaha, R. (2019). A PFC based EV battery charger using a bridgeless isolated SEPIC converter. *IEEE Transactions on Industry applications*, 56(1), 477-487.

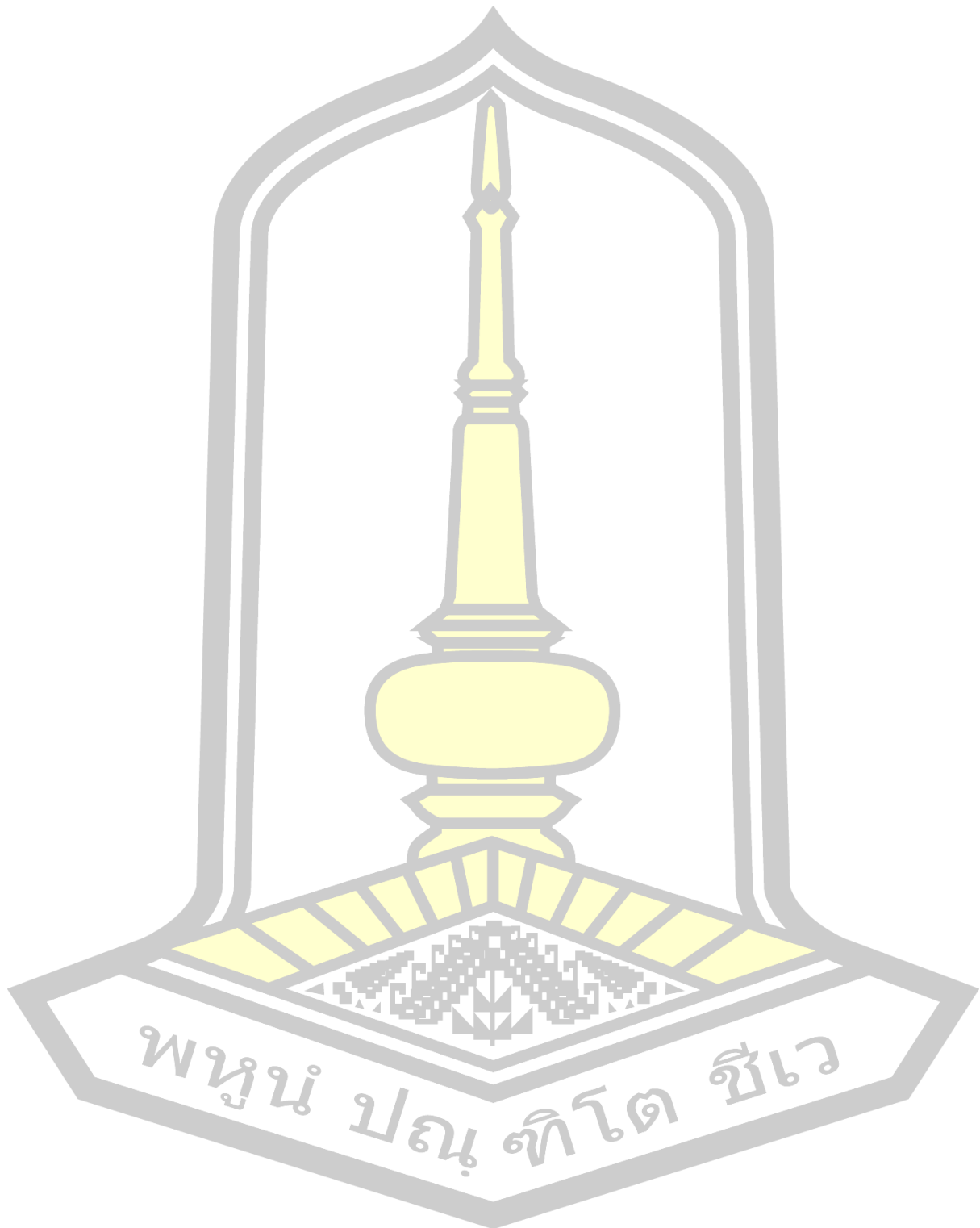
- 
- [25] Rajendran, G., Vaithilingam, C. A., Misron, N., Naidu, K., & Ahmed, M. R. (2021). Voltage oriented controller based vienna rectifier for electric vehicle charging stations. *IEEE Access*, 9, 50798-50809.
 - [26] Khatir, M. R., Ghoreishy, H., & Gholamian, S. A. (2018). Virtual flux based direct power control on vienna rectifier. *Int. J. Eng.*, 31(2), 284-291.
 - [27] Katebi, R., He, J., Bobeck, T. A., Khan, W. A., & Weise, N. (2019, June). High-efficiency fault-tolerant three-level SiC active NPC converter for safety-critical renewable energy applications. In *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, (pp. 665-669). IEEE.
 - [28] Do, T. V., Li, K., Trovão, J. P., & Boulon, L. (2020, November). Reviewing of using wide-bandgap power semiconductor devices in electric vehicle systems: From component to system. In *2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, (pp. 1-6). IEEE.
 - [29] Gonzalez, J. O., Wu, R., Jahdi, S., & Alatise, O. (2019). Performance and reliability review of 650 V and 900 V silicon and SiC devices: MOSFETs, cascode JFETs and IGBTs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(9), 7375-7385.
 - [30] Mohan, J., & Manikandan, B. V. (2011, December). Performance evaluation of two level unidirectional PWM rectifiers employing space vector modulation (SVM) technique. In *2011 INTERNATIONAL CONFERENCE ON RECENT ADVANCEMENTS IN ELECTRICAL, ELECTRONICS AND CONTROL ENGINEERING*, (pp. 384-392). IEEE.
 - [31] Alberto, F., Batista, B., & Barbi, I. (2006, March). Space vector modulation applied to three-phase three-switch two-level unidirectional PWM rectifier. In *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06.*, (pp. 7-pp). IEEE.

- [32] นัตถมน รัชเรืองสกุล. (2566). ปัจจัยที่ส่งผลต่อการเลือกใช้สถานีชาร์จรถยนต์ไฟฟ้าที่อยู่ในสถานีบริการน้ำมัน. รายงานการค้นคว้าอิสระในหลักสูตรบริหารธุรกิจมหาบัณฑิต สาขาวิชานวัตกรรมการบริหารธุรกิจ, มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์.
- [33] Shuguang, L. I. U., JIANG, J., & CHENG, G. (2019, June). Research on vector control strategy of three phase VIENNA rectifier employed in EV charger. In *2019 Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, (pp. 4914-4917). IEEE.
- [34] Yu, H., Niu, S., Shang, Y., Shao, Z., Jia, Y., & Jian, L. (2022). Electric vehicles integration and vehicle-to-grid operation in active distribution grids: A comprehensive review on power architectures, grid connection standards and typical applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 168, 112812.
- [35] Gupta, J., Kushwaha, R., Singh, B., & Khadkikar, V. (2021). Improved power quality charging system based on high step-down gain bridgeless SEPIC APFC for light electric vehicles. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 58(1), 423-434.
- [36] Ma, H., Lu, Y., Zheng, K., & Xu, T. (2020). Research on the simplified SVPWM for three-phase/switches Y-type two-level rectifier. *IEEE Access*, 8, 214310-214321.
- [37] Barbi, I., & Batista, F. A. B. (2009). Space vector modulation for two-level unidirectional PWM rectifiers. *IEEE transactions on power electronics*, 25(1), 178-187.
- [38] Nguyen, V. S., Tran, V. L., Choi, W., & Kim, D. W. (2014). Analysis of the output ripple of the DC-DC boost charger for Li-Ion batteries. *Journal of Power Electronics*, 14(1), 135-142.

- [39] Zeng, Z., Chen, J., Zheng, L., Wei, Y., & Chen, Y. (2018, December). Study on Output Voltage Ripple Coefficient of DC Charger Based on Orthogonal Test. In *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering* (Vol. 452, No. 4, p. 042175). IOP Publishing.



ภาคผนวก



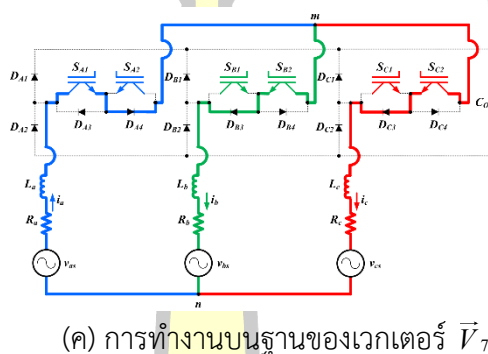
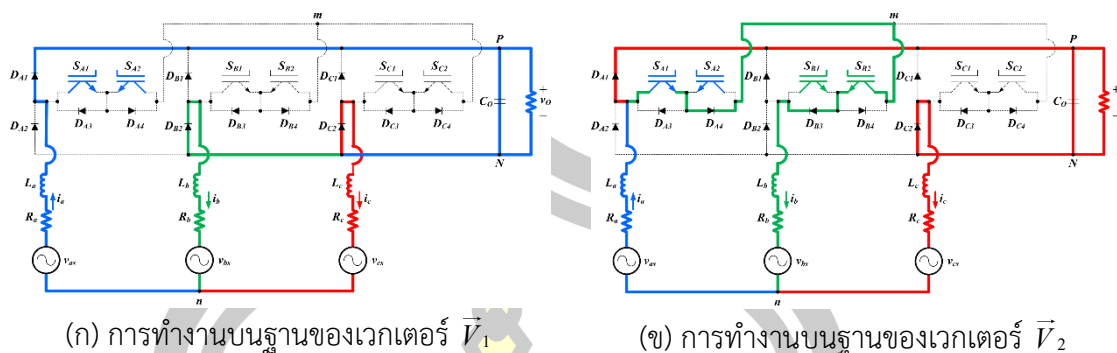


ภาคผนวก ก

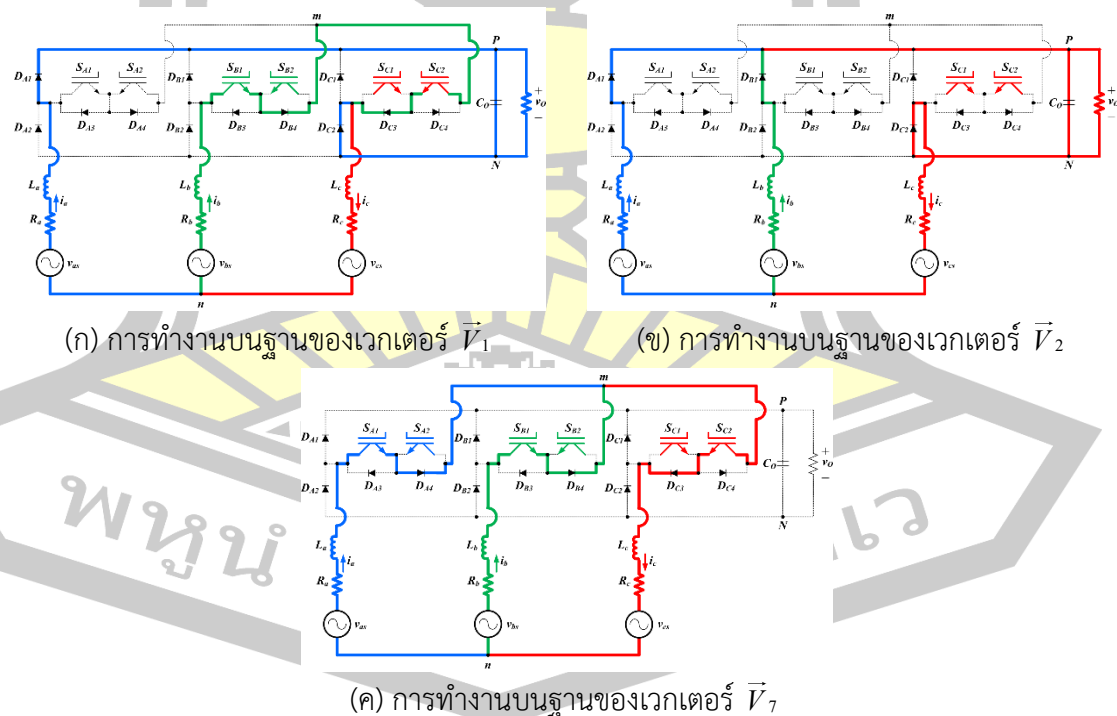
ผลการวิเคราะห์สถานะการสวิตช์จากหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด

ทิศทางเดียวแบบวาย

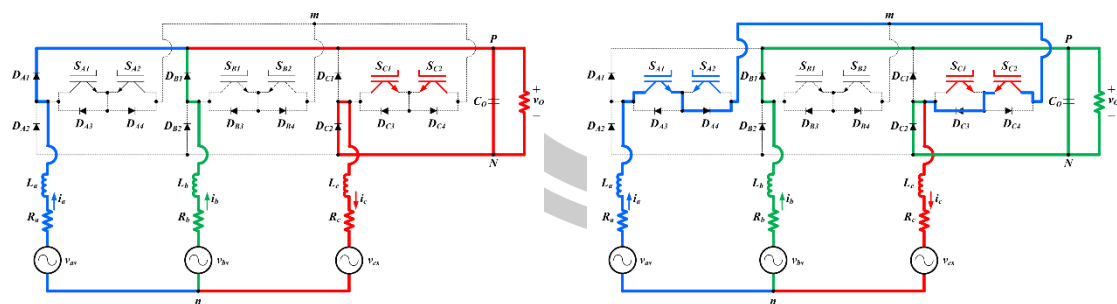
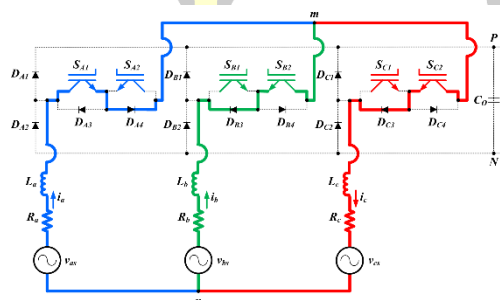
พูนัน ปณ จิโต ชีเว



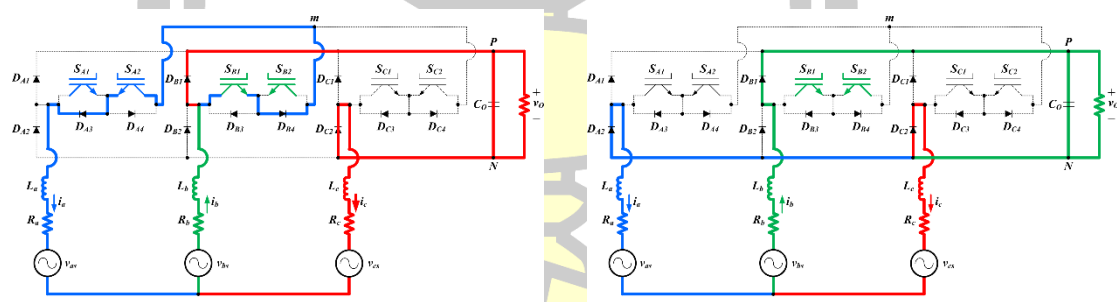
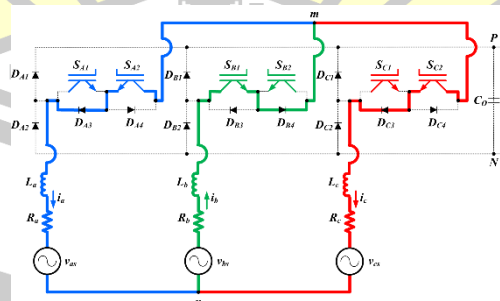
ภาพประกอบ ก.1 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (ขอบเขต $0^\circ - 30^\circ$)



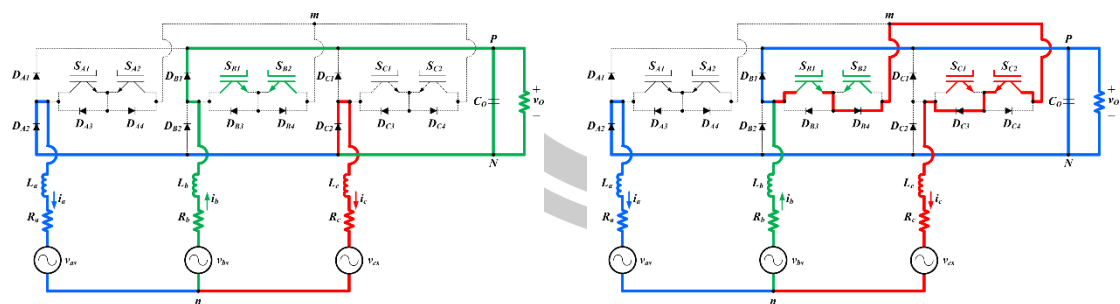
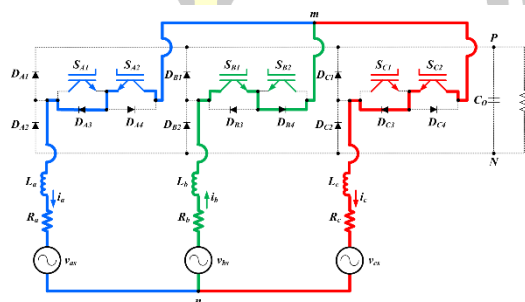
ภาพประกอบ ก.2 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (ขอบเขต $30^\circ - 60^\circ$)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

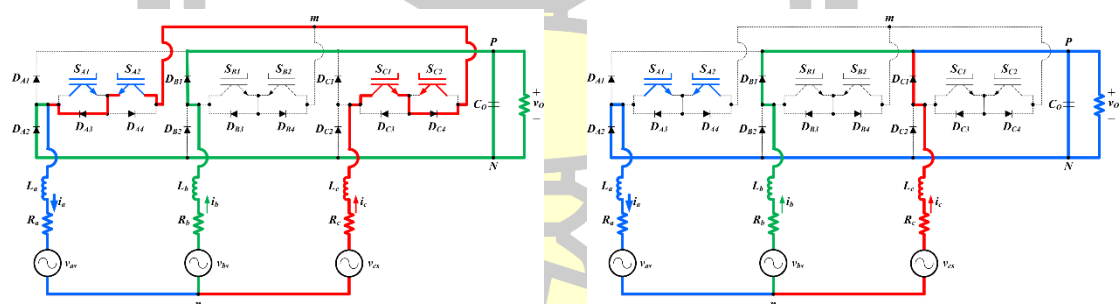
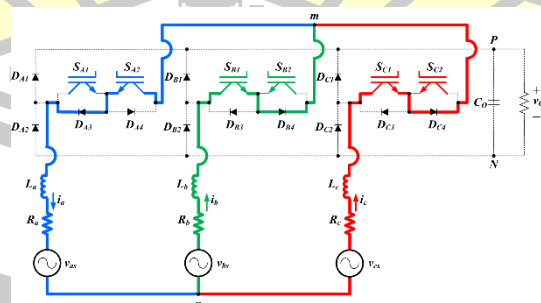
ภาพประกอบ ก.3 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สอง (ขอบเขต 60° – 90°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

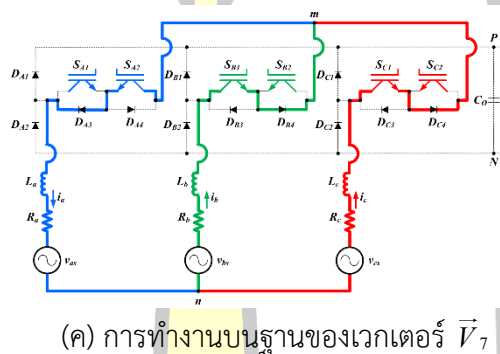
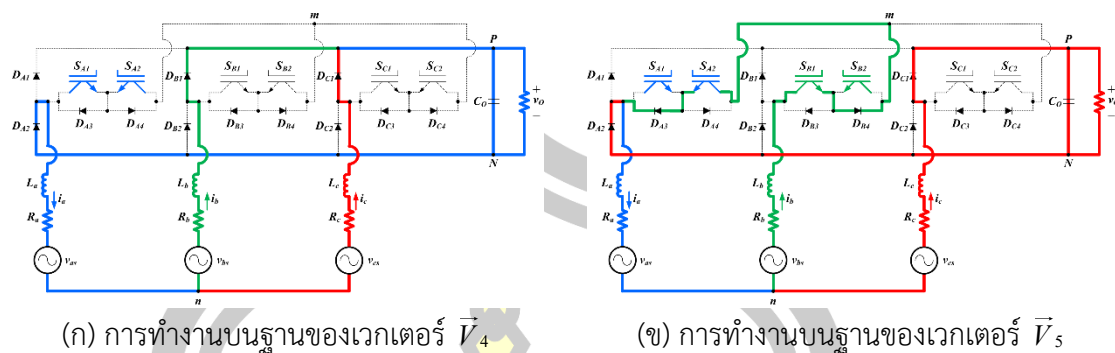
ภาพประกอบ ก.4 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สอง (ขอบเขต 90° – 120°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

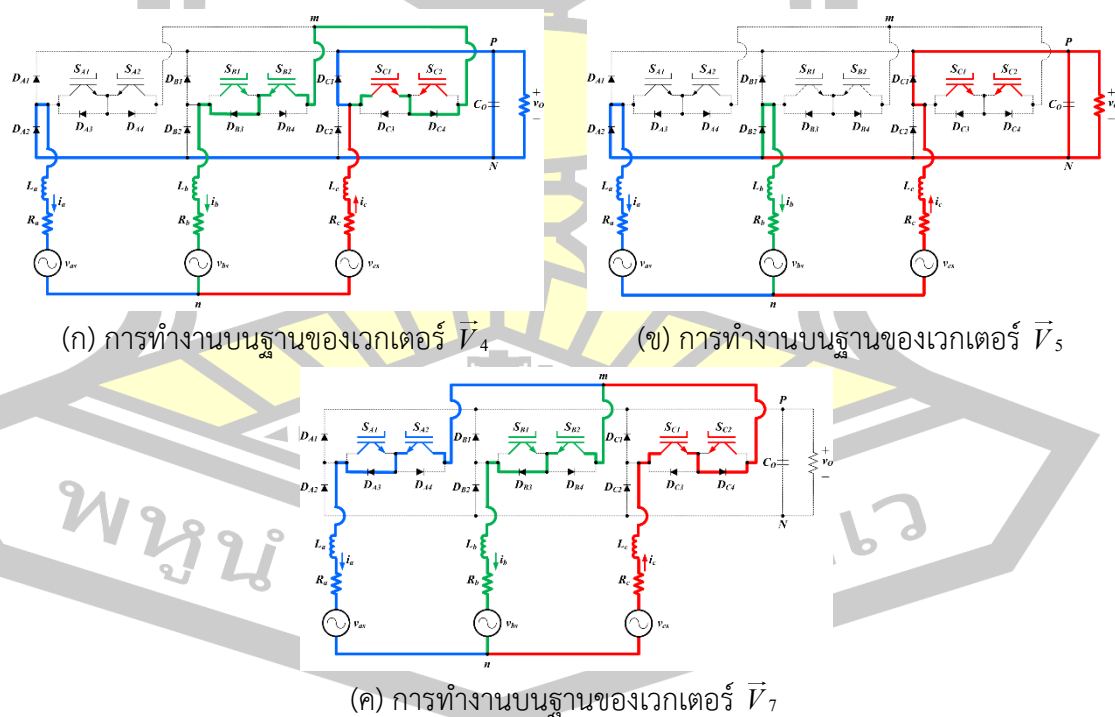
ภาพประกอบ ก.5 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สาม (ขอบเขต 120° – 150°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

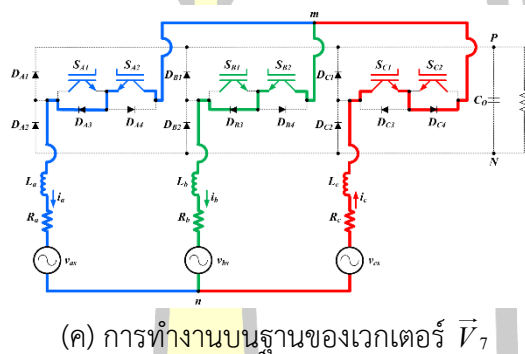
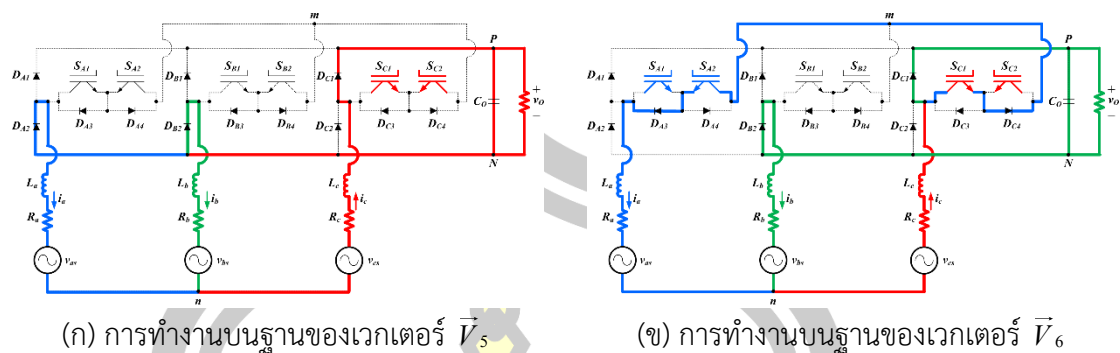
ภาพประกอบ ก.6 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สาม (ขอบเขต 150° – 180°)



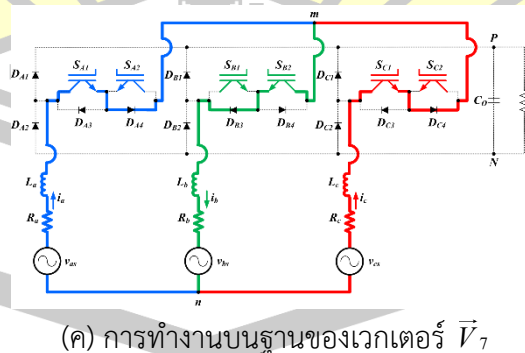
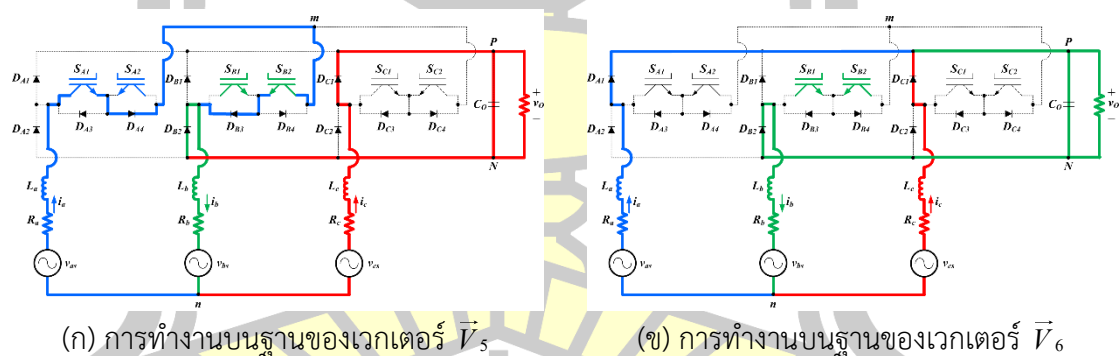
ภาพประกอบ ก.7 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สี่ (ขอบเขต 180° – 210°)



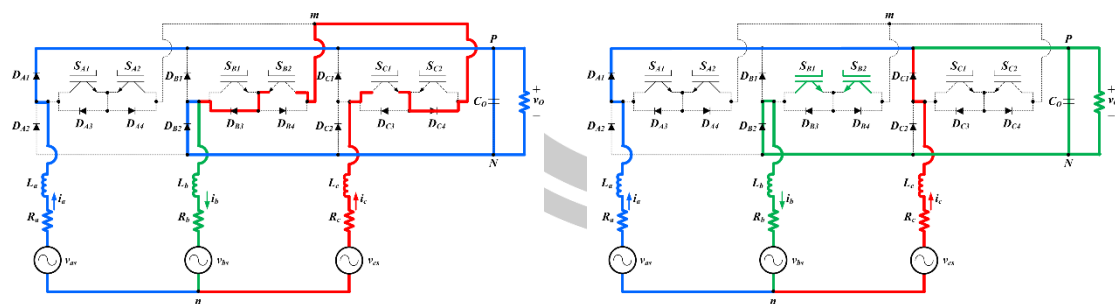
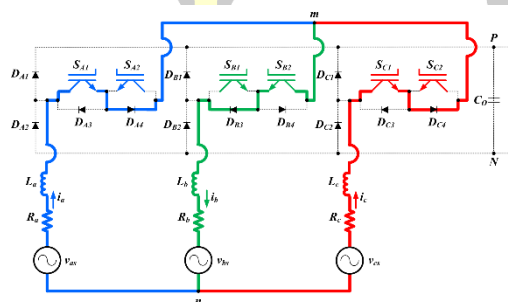
ภาพประกอบ ก.8 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สี่ (ขอบเขต 210° – 240°)



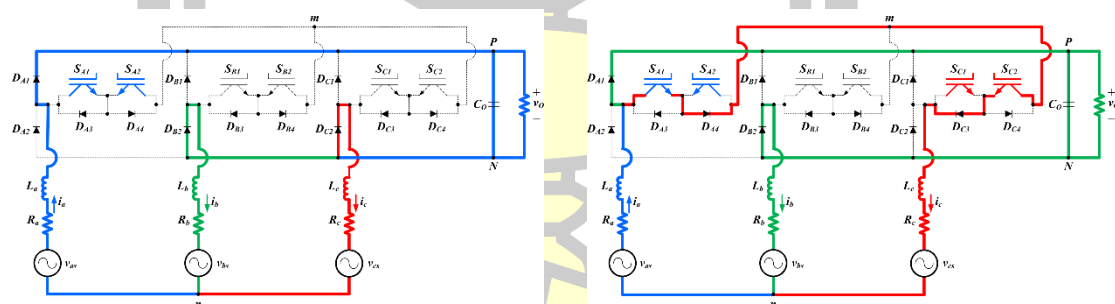
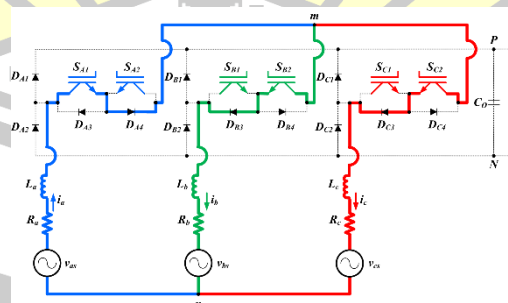
ภาพประกอบ ก.9 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่ห้า (ขอบเขต 240° – 270°)



ภาพประกอบ ก.10 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่ห้า (ขอบเขต 270° – 300°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

ภาพประกอบ ก.11 การทำงานของตัวเรียงสแสดสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หก (ขอบเขต 300° – 330°)

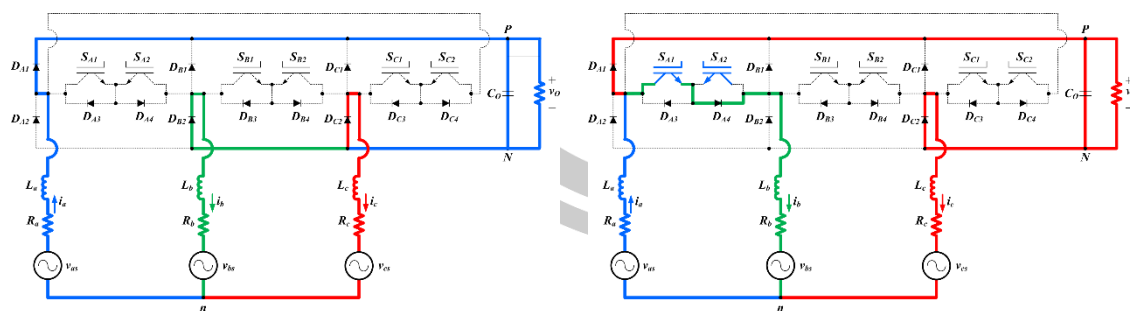
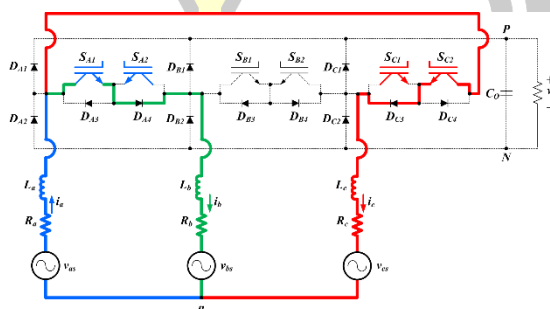
(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

ภาพประกอบ ก.12 การทำงานของตัวเรียงสแสดสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบวายภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หก (ขอบเขต 330° – 360°)

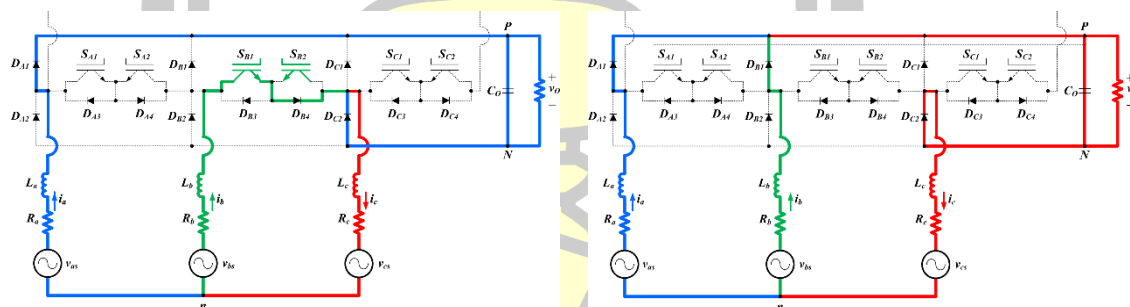
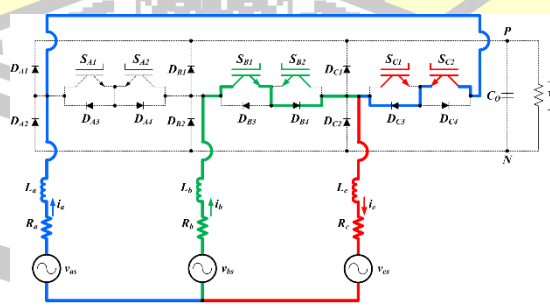


ภาคผนวก ข

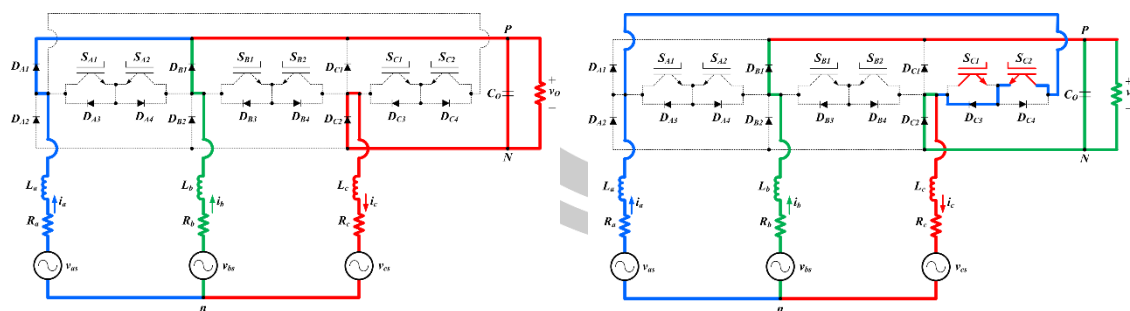
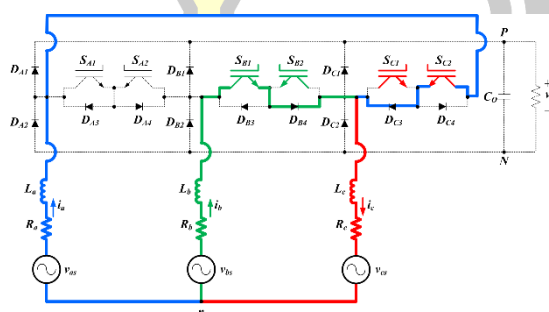
ผลการวิเคราะห์สถานะการสวิตช์จากหลักการทำงานของตัวเรียงกระแสสามเฟสสองระดับชนิด
ทิศทางเดียวแบบเดลต้า

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

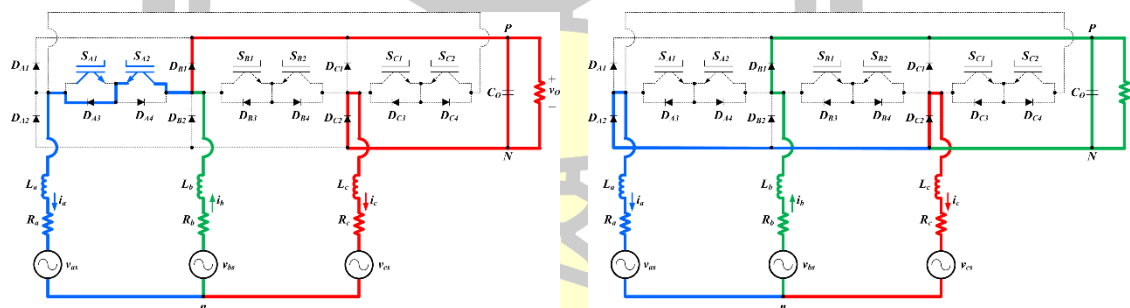
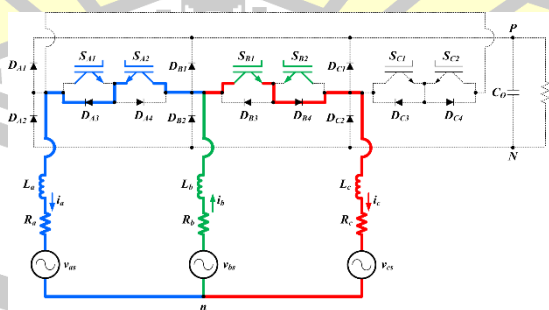
ภาพประกอบ ข.1 การทำงานของตัวเรียงสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (ขอบเขต $0^\circ - 30^\circ$)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

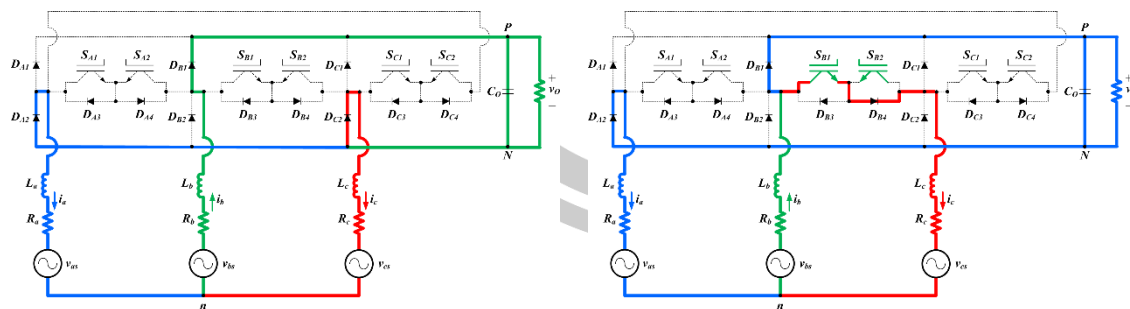
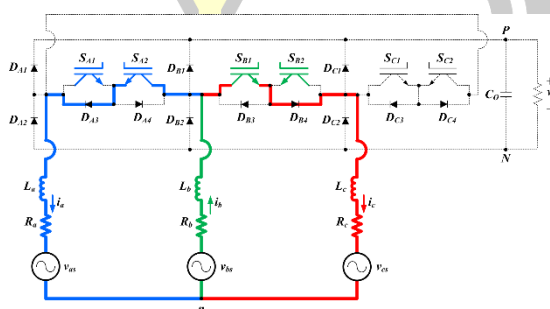
ภาพประกอบ ข.2 การทำงานของตัวเรียงสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (ขอบเขต $30^\circ - 60^\circ$)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

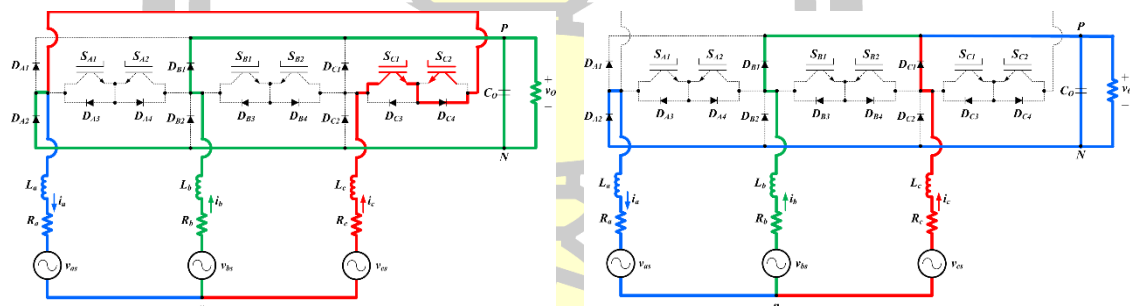
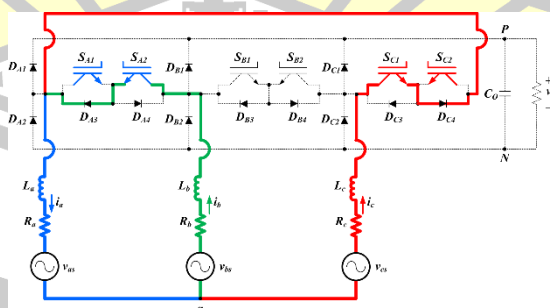
ภาพประกอบ ข.3 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สอง (ขอบเขต 60° – 90°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

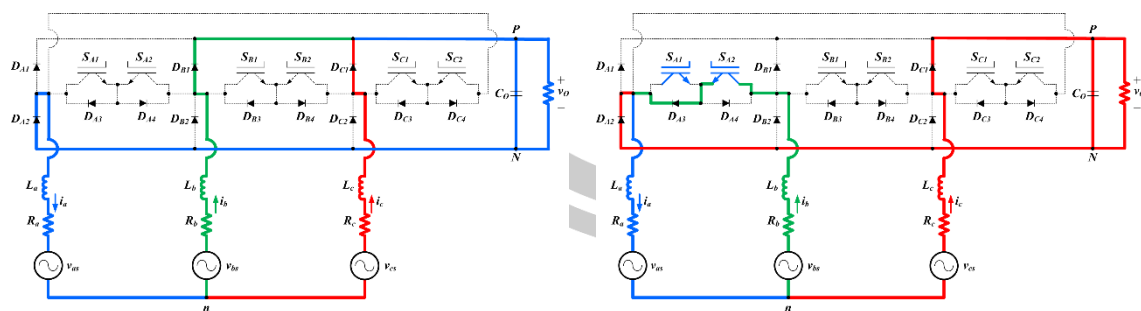
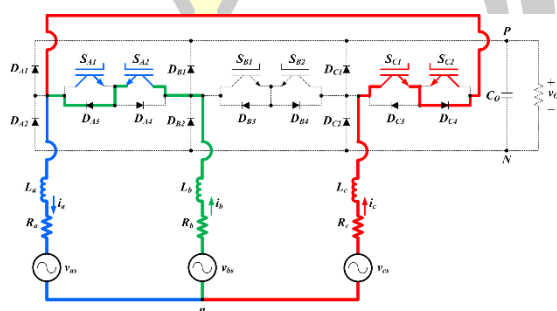
ภาพประกอบ ข.4 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สอง (ขอบเขต 90° – 120°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

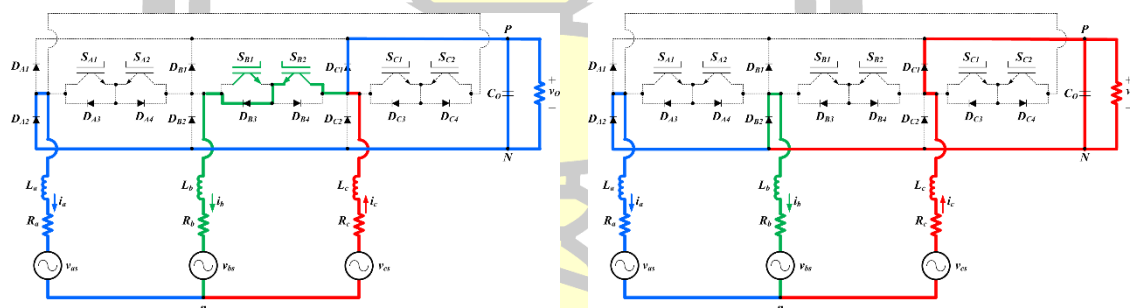
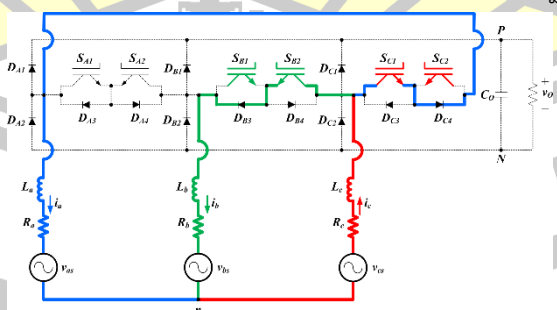
ภาพประกอบ ข.5 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สาม (ขอบเขต 120° – 150°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

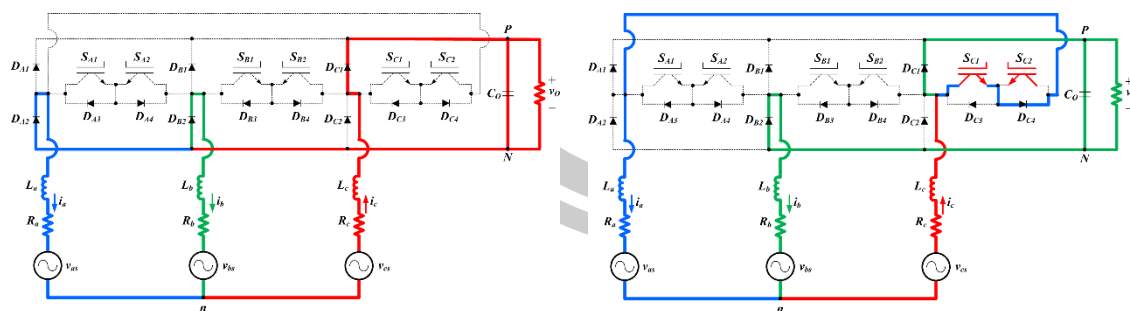
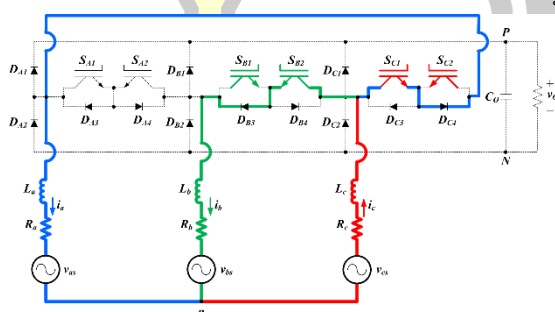
ภาพประกอบ ข.6 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สาม (ขอบเขต 150° – 180°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_5$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

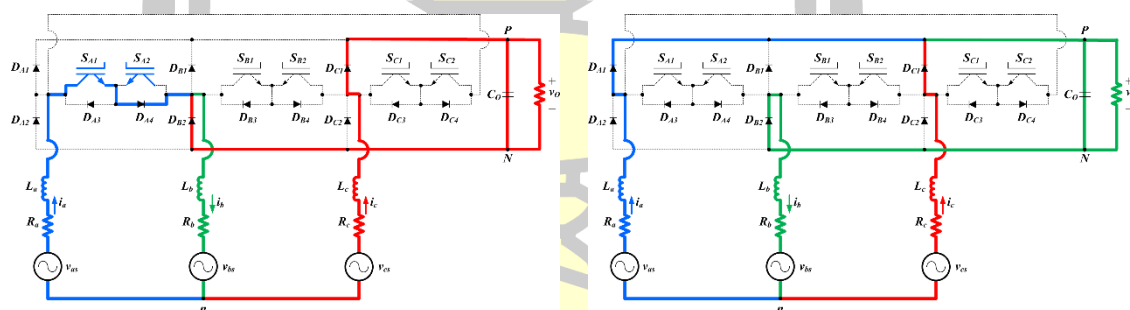
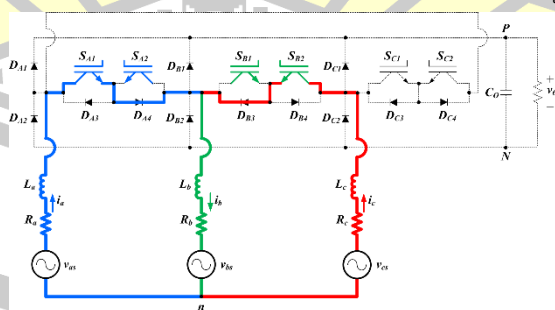
ภาพประกอบ ข.7 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สี่ (ขอบเขต 180° – 210°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_5$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

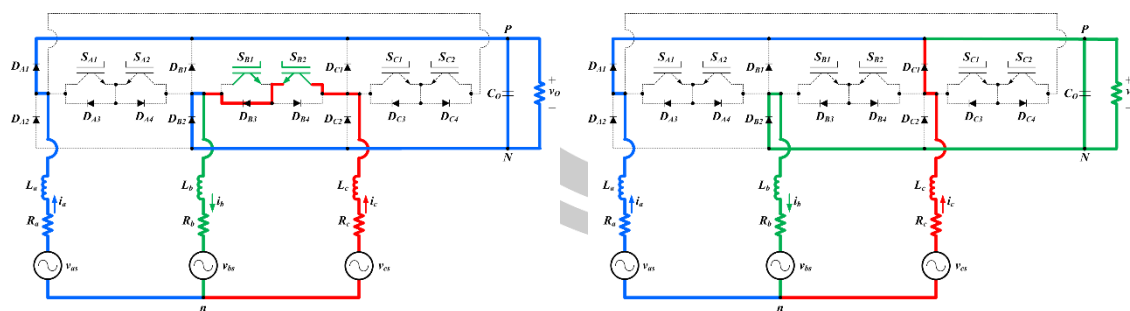
ภาพประกอบ ข.8 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สี่ (ขอบเขต 210° – 240°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_5$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

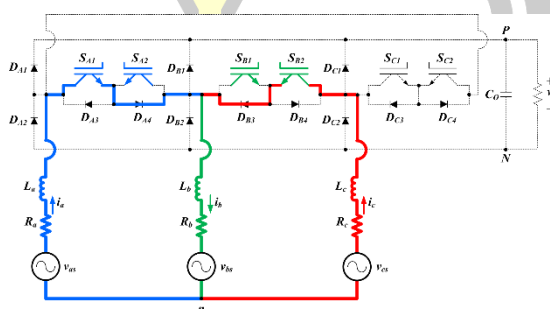
ภาพประกอบ ข.9 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่ห้า (ขอบเขต 240° – 270°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_5$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

ภาพประกอบ ข.10 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่ห้า (ขอบเขต 270° – 300°)

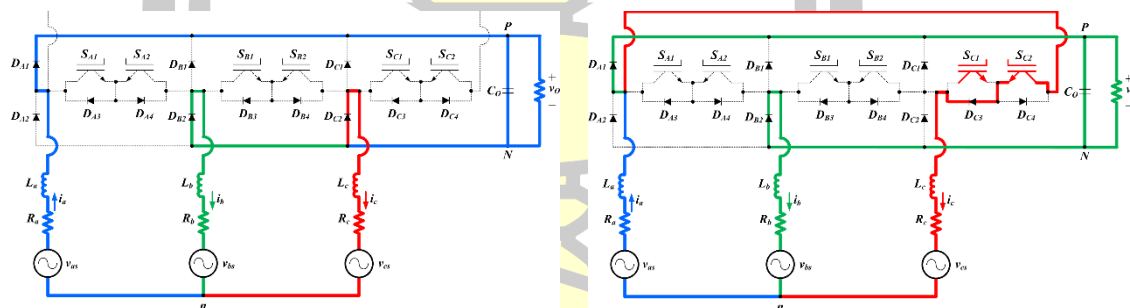


(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$

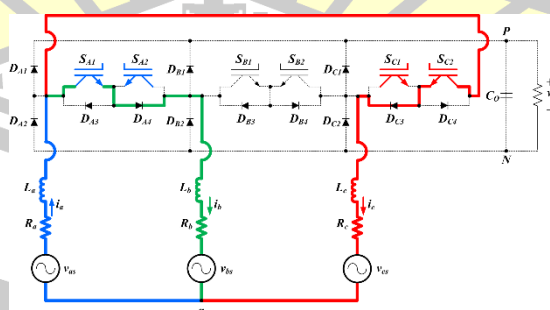


(ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

ภาพประกอบ ข.11 การทำงานของตัวเรียงสแสดสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หก (ขอบเขต 300° – 330°)



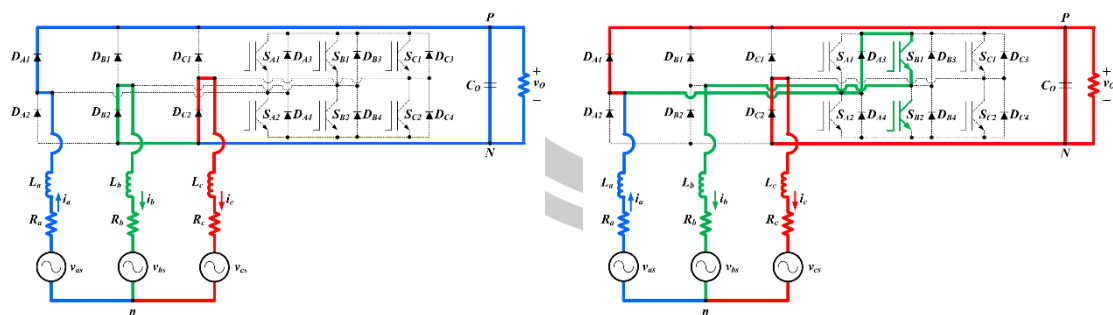
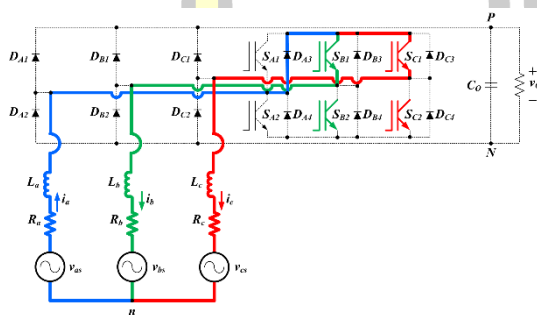
(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$



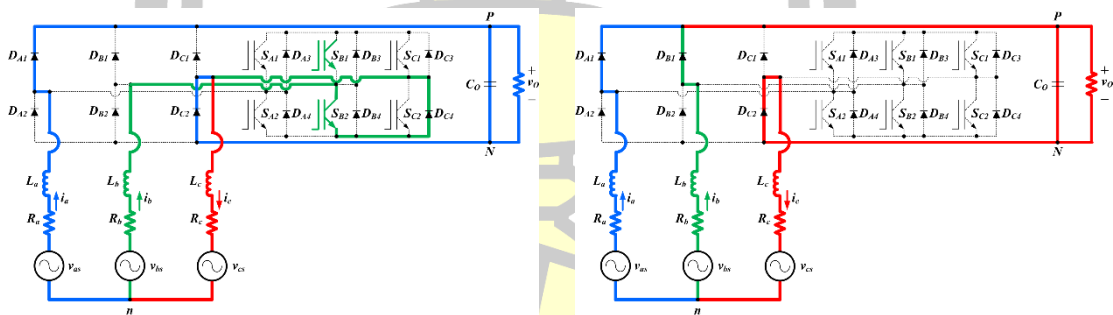
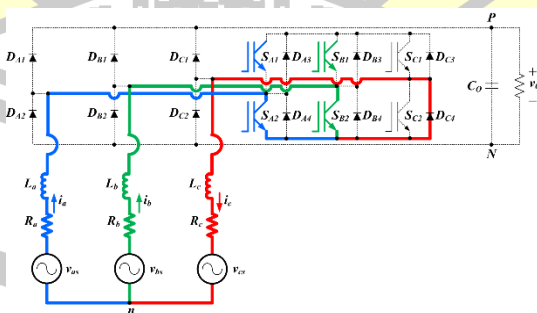
(ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

ภาพประกอบ ข.12 การทำงานของตัวเรียงสแสดสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบเดลต้าภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หก (ขอบเขต 330° – 360°)

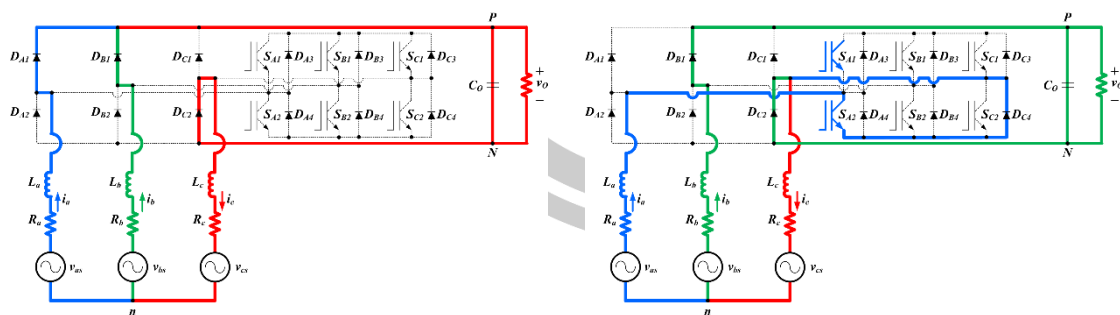
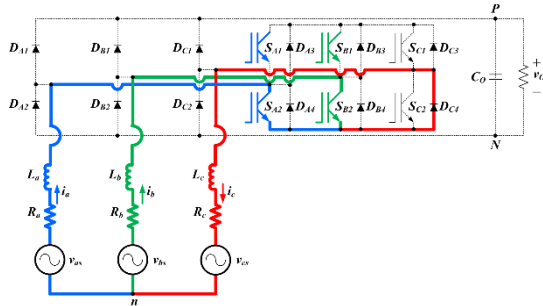


(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

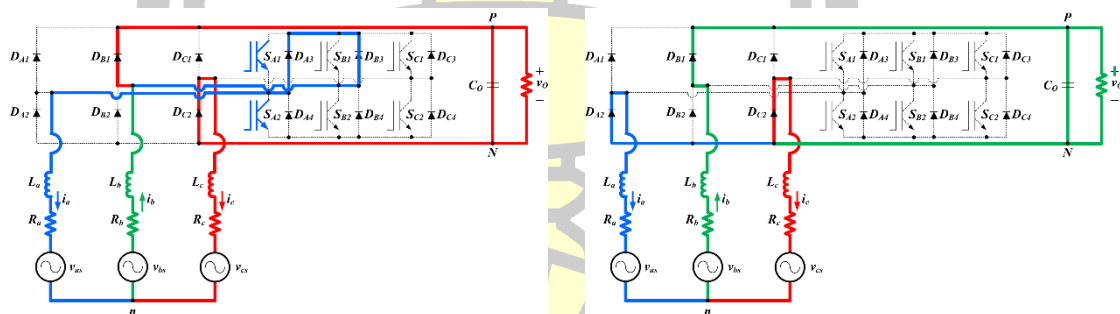
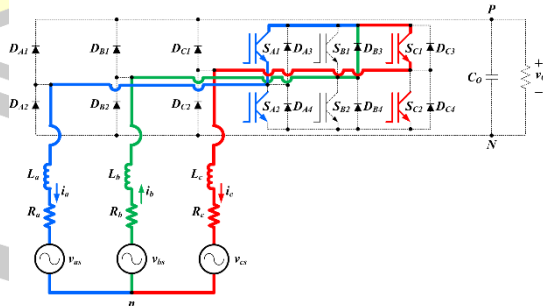
ภาพประกอบ ค.1 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (ขอบเขต $0^\circ - 30^\circ$)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

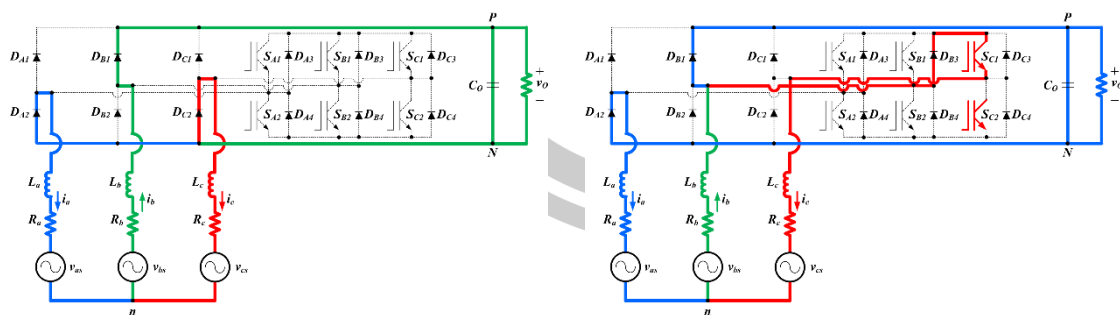
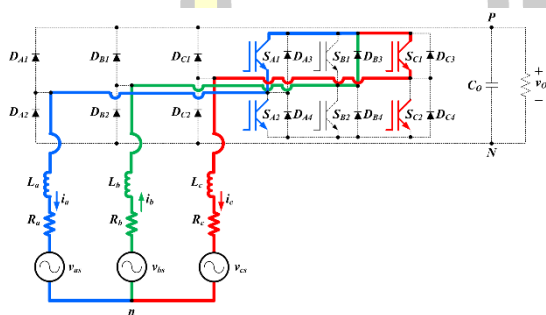
ภาพประกอบ ค.2 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หนึ่ง (ขอบเขต $30^\circ - 60^\circ$)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

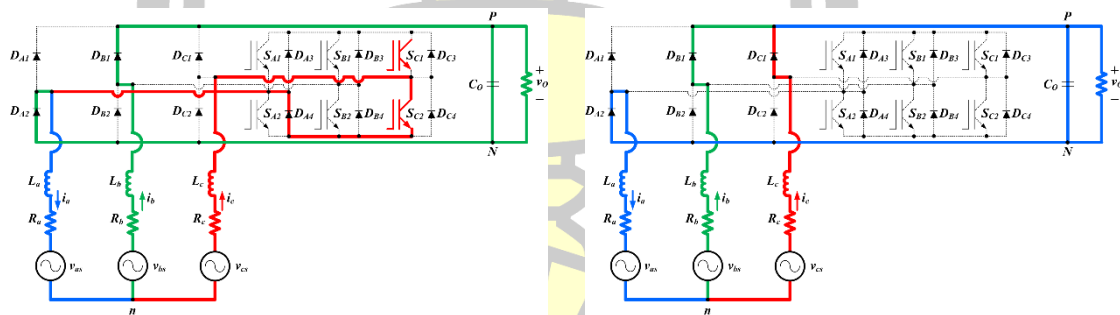
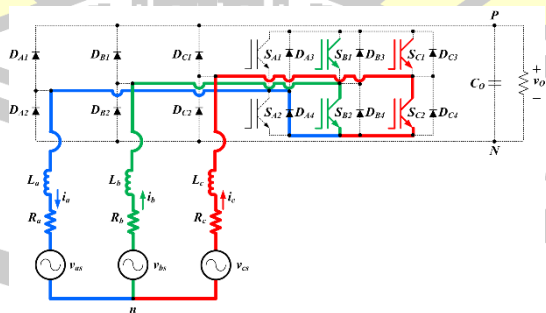
ภาพประกอบ ค.3 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สอง (ขอบเขต $60^\circ-90^\circ$)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_2$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

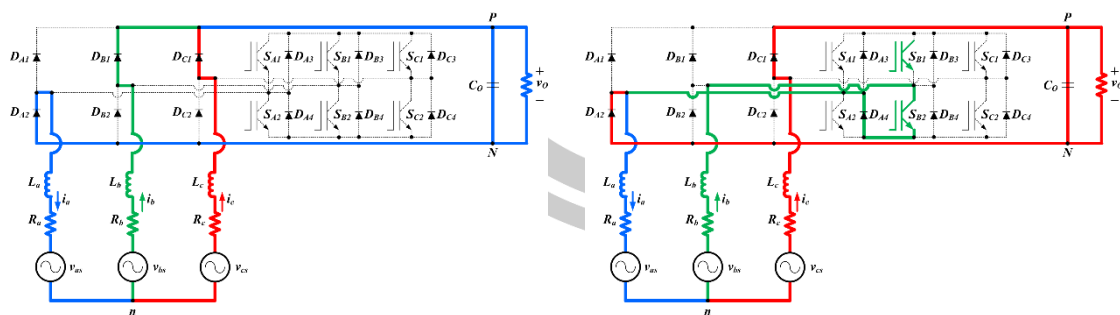
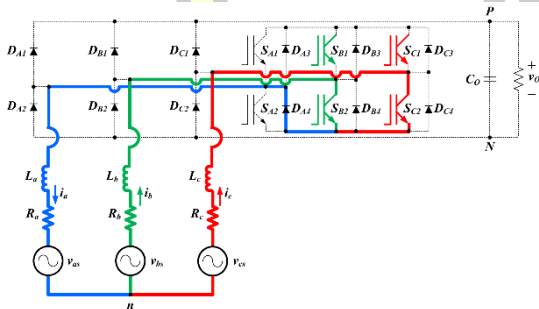
ภาพประกอบ ค.4 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สอง (ขอบเขต $90^\circ-120^\circ$)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

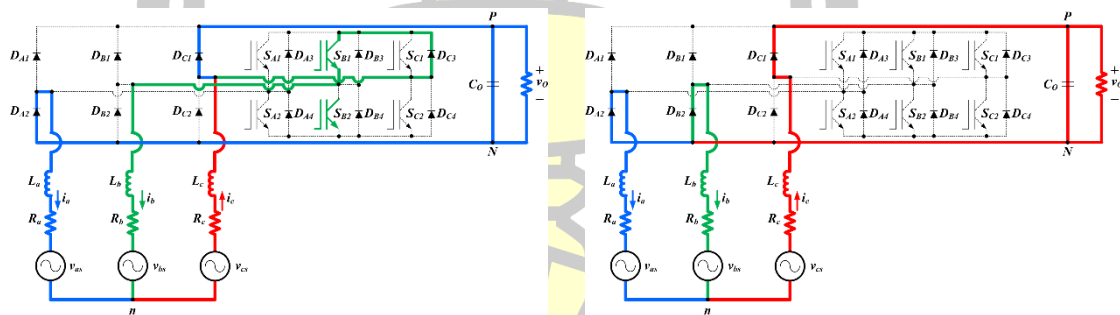
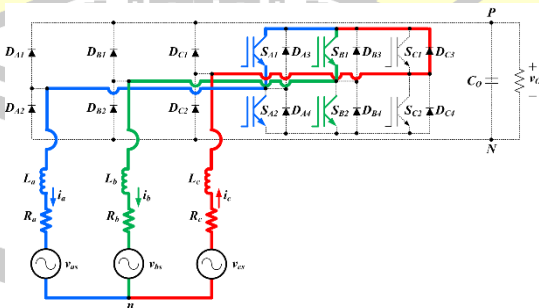
ภาพประกอบ ค.5 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สาม (ขอบเขต $120^\circ-150^\circ$)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_3$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

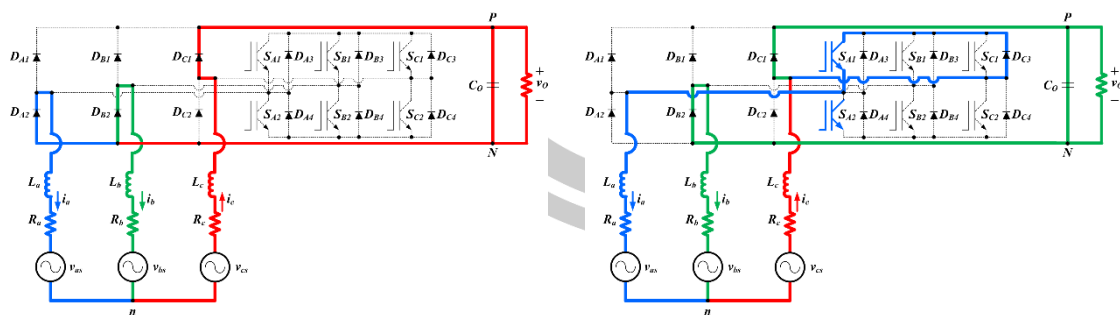
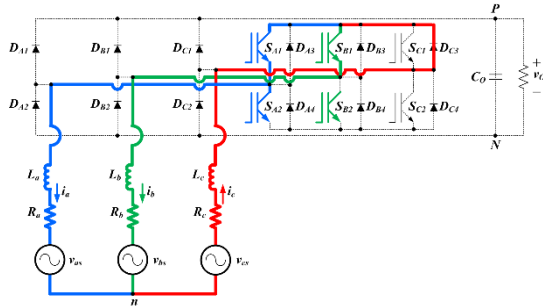
ภาพประกอบ ค.6 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สาม (ขอบเขต $150^\circ-180^\circ$)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_5$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

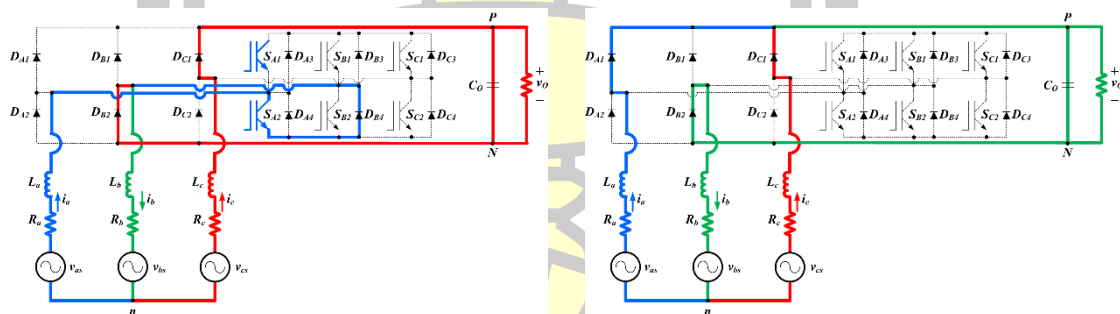
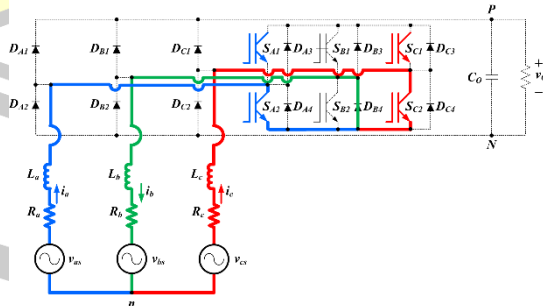
ภาพประกอบ ค.7 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สี่ (ขอบเขต 180° – 210°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_4$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_5$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

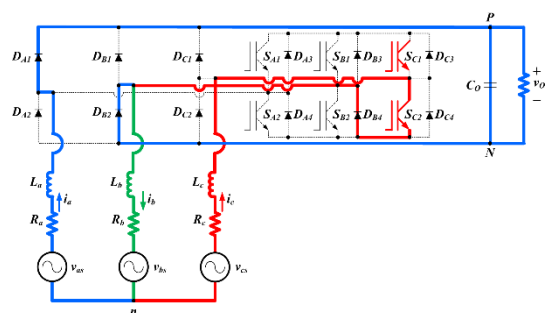
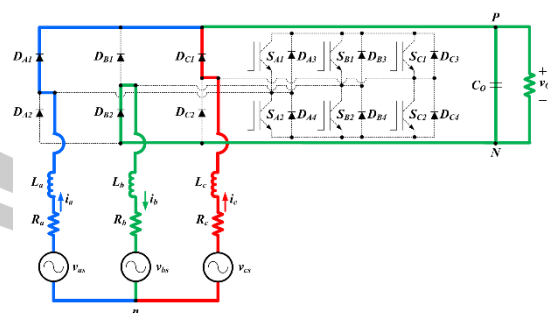
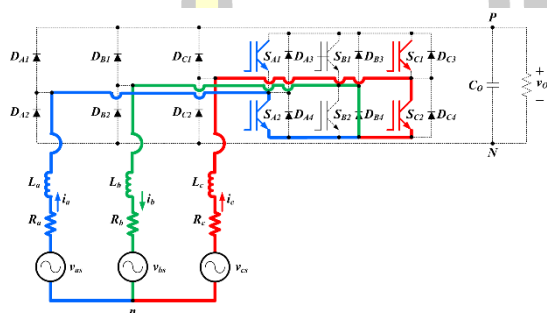
ภาพประกอบ ค.8 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่สี่ (ขอบเขต 210° – 240°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_5$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

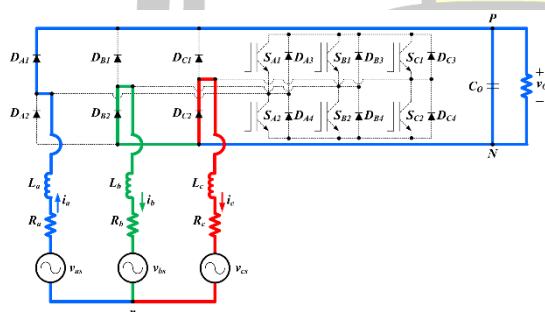
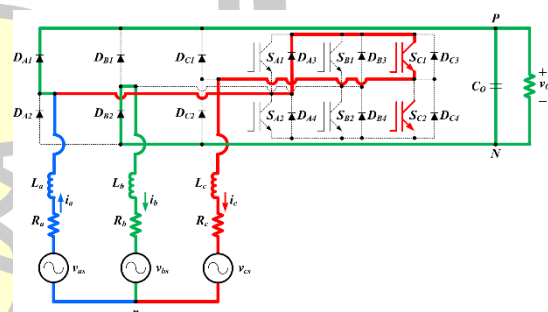
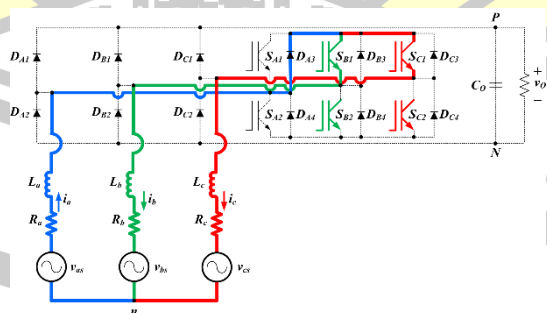
ภาพประกอบ ค.9 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่ห้า (ขอบเขต 240° – 270°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_5$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

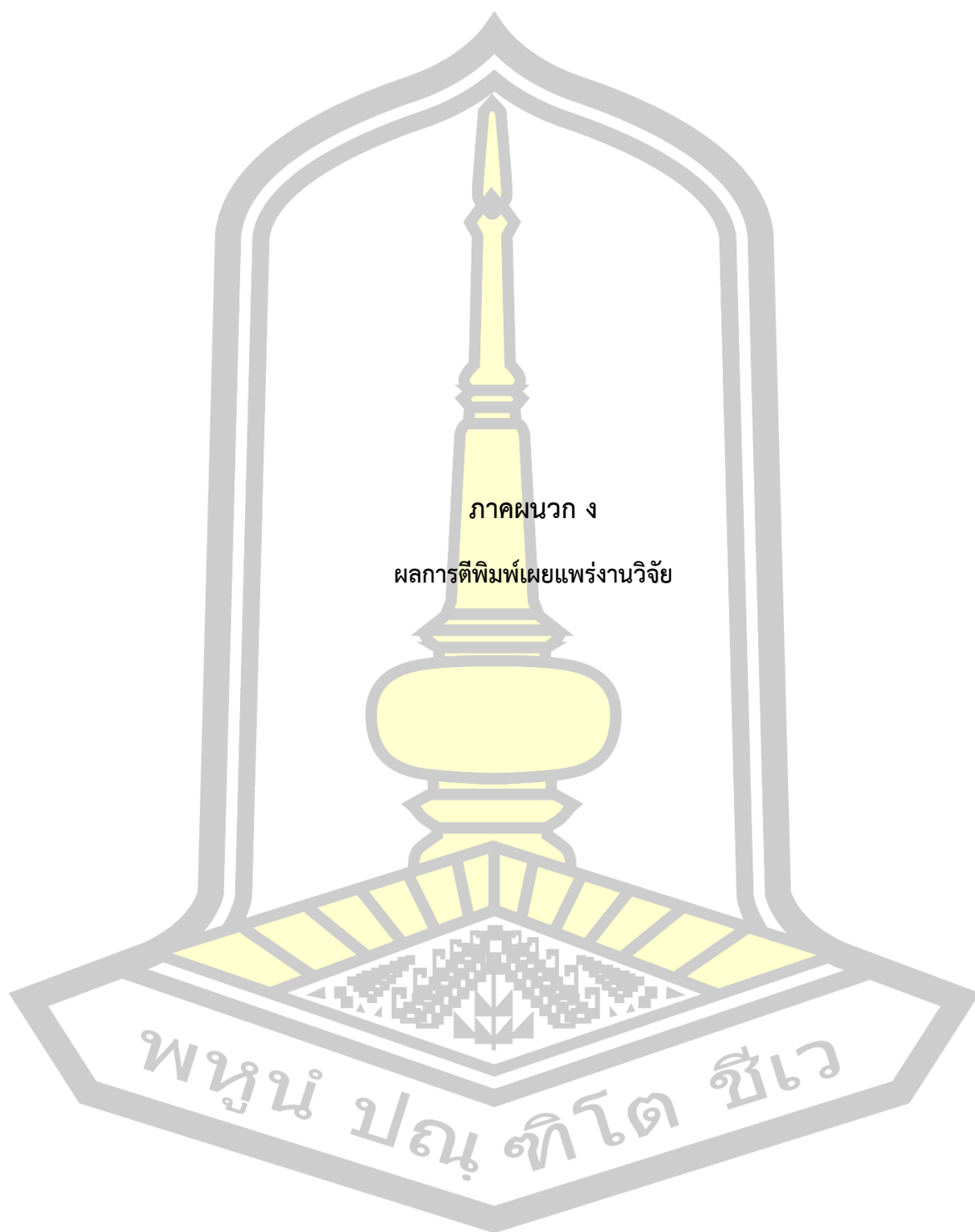
ภาพประกอบ ค.10 การทำงานของตัวเรียงสสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่ห้า (ขอบเขต 270° – 300°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

ภาพประกอบ ค.11 การทำงานของตัวเรียงสลับสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หก (ขอบเขต 300° – 330°)

(ก) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_1$ (ข) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_6$ (ค) การทำงานบนฐานของเวกเตอร์ $\vec{V}_7$

ภาพประกอบ ค.12 การทำงานของตัวเรียงสลับสามเฟสสองระดับชนิดทิศทางเดียวแบบบริดจ์ภายใน
เซกเตอร์แรงดันที่หก (ขอบเขต 330° – 360°)





Source details

Engineering, Technology and Applied Science Research

Open Access ⓘ

Years currently covered by Scopus: from 2019 to 2025

Publisher: Dr D. Pylarinos

ISSN: 2241-4487 E-ISSN: 1792-8036

Subject area: [Engineering: General Engineering](#) [Computer Science: Signal Processing](#)

[Materials Science: Materials Science \(miscellaneous\)](#)

Source type: Journal

[View all documents >](#)

[Set document alert](#)

[Save to source list](#)

CiteScore 2024

2.9



SJR 2024

0.332



SNIP 2024

1.196



[CiteScore](#) [CiteScore rank & trend](#) [Scopus content coverage](#)

CiteScore 2024

2.9 = $\frac{5,332 \text{ Citations 2021 - 2024}}{1,828 \text{ Documents 2021 - 2024}}$

Calculated on 05 May, 2025

CiteScoreTracker 2025 ⓘ

2.7 = $\frac{6,893 \text{ Citations to date}}{2,571 \text{ Documents to date}}$

Last updated on 05 October, 2025 • Updated monthly

CiteScore rank 2024 ⓘ

Category	Rank	Percentile
Engineering		
General Engineering	#149/344	56th
Computer Science		
Signal Processing	#85/183	53rd

[View CiteScore methodology >](#) [CiteScore FAQ >](#) [Add CiteScore to your site](#)



About Scopus

[What is Scopus](#)

[Content coverage](#)

[Scopus blog](#)

[Scopus API](#)

[Privacy matters](#)

Language

[日本語版を表示する](#)

[查看简体中文版本](#)

[查看繁體中文版本](#)

[Просмотр версии на русском языке](#)

Customer Service

[Help](#)

[Tutorials](#)

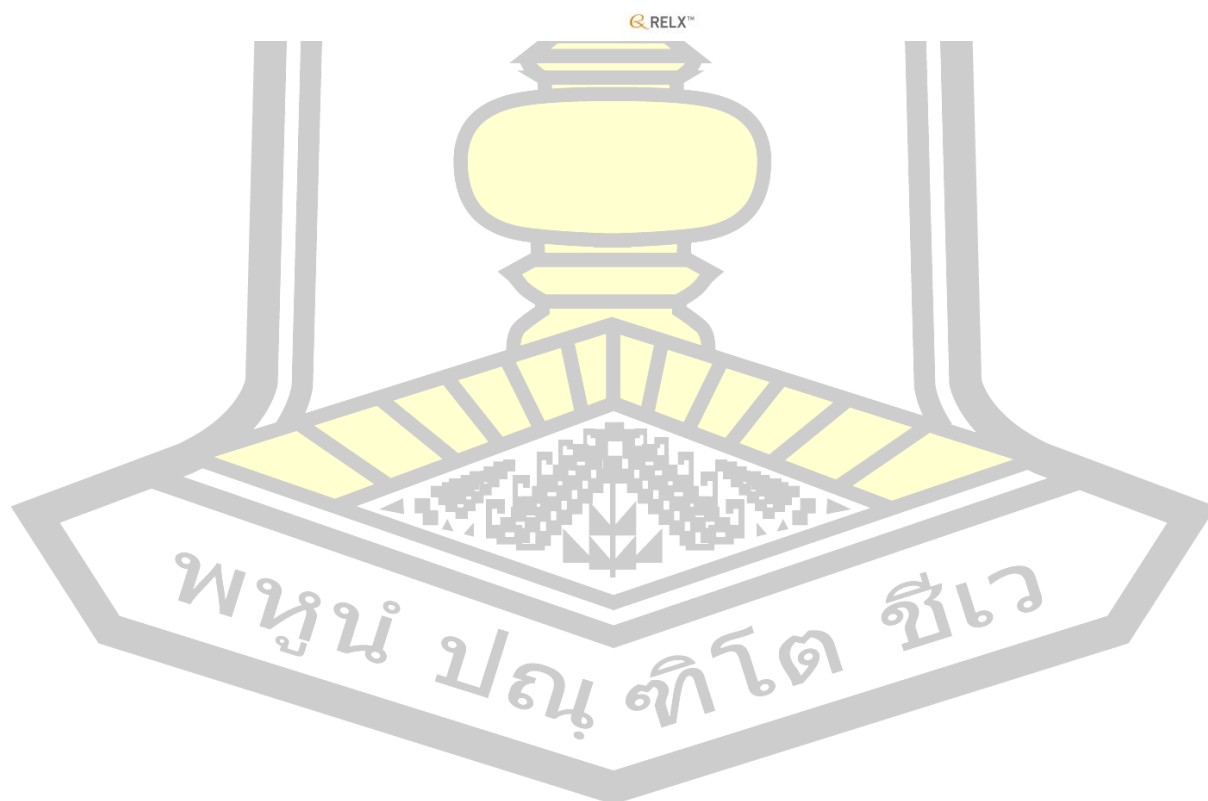
[Contact us](#)

ELSEVIER

[Terms and conditions](#) [Privacy policy](#) [Cookies settings](#)

All content on this site: Copyright © 2025 Elsevier B.V. [RELX](#), its licensors, and contributors. All rights are reserved, including those for text and data mining, AI training, and similar technologies. For all open access content, the relevant licensing terms apply.

We use cookies to help provide and enhance our service and tailor content. By continuing, you agree to the use of cookies [RELX](#).



Design and Development of Three-Phase Two-Level Unidirectional Rectifiers for EV Chargers Using SVPWM and a Voltage-Oriented Controller

Ongard Tubburee

Faculty of Engineering, Mahasarakham University, Maha Sarakham, Thailand
67010393003@msu.ac.th

Chonlatee Photong

Faculty of Engineering, Mahasarakham University, Maha Sarakham, Thailand
chonlatee.p@msu.ac.th

Niwat Angkawisittpan

Faculty of Engineering, Mahasarakham University, Maha Sarakham, Thailand
niwat.a@msu.ac.th

Kanyarat Ek-iam

Faculty of Industrial Technology, Valaya Alongkorn Rajabhat University Under the Royal Patronage, Pathum Thani, Thailand
kanyarat@vru.ac.th

Worawat Sa-ngiamvibool

Faculty of Engineering, Mahasarakham University, Maha Sarakham, Thailand | Electrical and Computer Engineering Research Unit, Mahasarakham University, Maha Sarakham, Thailand
wor.nui@gmail.com (corresponding author)

Received: 26 June 2025 | Revised: 7 August 2025 and 22 August 2025 | Accepted: 26 August 2025

Licensed under a CC-BY 4.0 license | Copyright (c) by the authors | DOI: <https://doi.org/10.48084/etasr.12947>

ABSTRACT

The rapid increase in Electric Vehicles (EVs) and the subsequent rise in demand for fast charging infrastructure has emphasized the need for high-performance, efficient rectifiers that adhere to the Power Quality (PQ) standards. This study's primary objective is to design and develop Three-Phase, Two-Level, Unidirectional Rectifiers (3P-2L-URs) for 800V EV chargers. These rectifiers are available in Wye, Delta, and Bridge topologies. To enhance the input PQ and assess the output performance, a control strategy that integrates Voltage-Oriented Control (VOC)-based decoupled controllers with Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) is proposed. Analytical expressions were used for three-phase modulation signals for each topology and the switching control was designed to minimize the switching losses using a five-segment switching sequence technique. MATLAB/Simulink was deployed to verify the performance of each topology. All topologies met the IEEE 519 and IEC 61000-3 standards, attaining sinusoidal input currents with Total Harmonic Distortion (THD) below 5% and Power Factors (PF) above 99.90%. The Three-Phase, Two-Level, Wye-type, Unidirectional Rectifier (3P-2L-Wye-UR) exhibited the greatest output performance with the lowest voltage and current ripples, making it the most promising solution for high-efficiency EV fast charging applications.

Keywords-three-phase rectifier; SVPWM; voltage-oriented control; electric vehicle charger; power quality

I. INTRODUCTION

The global demand for EVs - 13.7 million units in 2023 [1] - has raised the demand for efficient, high-capacity EV chargers. The number of slow and fast charging stations worldwide has grown over 1.77 million in 2021—an 865.80% increase since 2015. Fast charging, especially using Direct Current (DC) systems, is important as it significantly reduces the charging time and improves the energy efficiency [2, 3], with the operating voltage increasing from 600 V to 800 V [4]. Furthermore, the reduced current, due to high operating voltage allows for smaller conductor dimensions, thereby reducing the weight of the EV charger, increasing the charging system's overall efficiency [5, 6]. EV chargers depend on AC-DC power converters (rectifiers), can affect the PQ in electrical distribution systems, and can lead to current harmonics and reduced PF. This study categorizes the rectifiers into three main types: passive, hybrid, and active [7]. The three-phase active rectifiers deliver improved PQ performance through Power Factor Correction (PFC) and low THD [8] and they can function in unidirectional and bidirectional power flow modes. The unidirectional three-phase topology is used for EV chargers due to its simpler architecture, reduced battery degradation, and ease of installation [9, 10]. The unidirectional three-phase rectifiers can be categorized as two-level or three-level topologies. Three-Phase, Three-Level Unidirectional Rectifiers (3P-3L-URs) benefit from the lower voltage stress on the power switches, which decreases the risk of failure. Many EV charging stations have examined and used the Vienna rectifier [11, 12], which offers significant advantages, including an input current THD below 5%, a high PF, and an efficiency above 95%. However, a significant constraint lies in the neutral-point voltage balancing method, which requires two split capacitors connected across the DC link. Maintaining real-time voltage balance among these capacitors is essential for steady and reliable operation. Integrating supplementary voltage balancing control loops into the system increases the control complexity and may affect the overall system robustness and long-term reliability. The semiconductor technology has enabled the power switches to provide higher voltage and current ratings, increased reliability, and reduced costs [13]. As a result, simpler and more compact 3P-2L-URs require only one DC-link capacitor, which effectively resolves the voltage imbalances and simplifies the control system complexity. The main types are Wye-, Delta-, and Bridge-type rectifiers are presented in Figure 1. However, despite the existence of numerous 3P-2L-UR topologies, a comprehensive assessment of their suitability for fast EV charging applications is still needed [8]. Most research on AC-DC power converters used in EV chargers emphasizes the grid-side PQ. Nevertheless, insufficient focus has been given to the attributes of the DC output, which directly affect the battery lifespan and the efficacy of the connected devices, especially with regard to the thermal stress caused by the voltage and current ripples. To address these gaps, this study proposes designing and developing switching control algorithms for 3P-2L-URs to facilitate an 800 V EV fast-charging system that complies with the IEEE 519 and IEC 61000-3 standards. The study also includes a thorough analysis of the voltage and current ripple characteristics associated with each 3P-2L-UR topology. The

proposed methodology combines SVPWM with a decoupled controller that uses a VOC technique to achieve accurate regulation and improved performance.

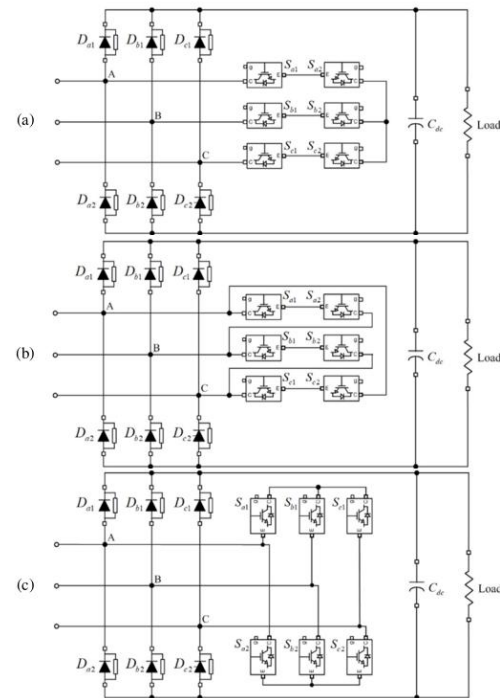


Fig. 1. Topologies of 3P-2L-URs: (a) Wye-type, (b) Delta-type, and (c) Bridge-type.

II. WORKING ANALYSIS OF 3P-2L-URs BASED ON SPACE VECTOR MODULATION

The switching states of the vectors in the traditional Space Vector Modulation (SVM) diagram are initially designed to produce balanced three-phase AC voltages. When applied to 3P-2L-URs, which emphasize the transfer of maximum instantaneous input line current to the output, the switching states must be appropriately modified based on the current direction routes specific to each rectifier topology. Each 60° Voltage Sector (VS) is subdivided into two 30° intervals to accommodate the alternating dominant phase currents, as shown in Figure 2. For instance, the highest input currents transition between phase C (negative) and phase A (positive) in VS1, thereby necessitating distinct switching states for each interval. The objective of this study is to obtain tailored switching states for three rectifier topologies.

A. Wye-Type Rectifier

The operational analysis of the 3P-2L-Wye-UR during the initial 30° interval of VS1 was performed, employing the non-

null vectors $\vec{V}_1$ and $\vec{V}_2$. During this period, the switching states [1 0 0] and [1 1 0] for vectors $\vec{V}_1$ and $\vec{V}_2$, respectively, correspond to those in the traditional SVM diagram. In the event that the reference voltage vector (V_{ref}) falls within the second 30° interval, it is necessary to invert the switching states to [0 1 1] for V_1 and [0 0 1] for V_2 . The null vectors $\vec{V}_0$ and $\vec{V}_7$ are used to maintain a zero voltage across the load. This configuration enables the internal current flow within the rectifier, thereby preventing the power transfer to the load. Among the available options, vector $\vec{V}_7$ [1 1 1] has been determined to be the optimal choice for achieving the stated objective.

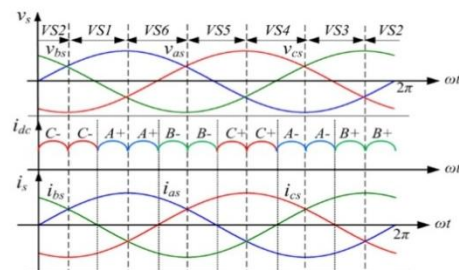


Fig. 2. Voltage and current waveforms segmented by VS intervals.

B. Delta-Type Rectifier

The present study uses vectors $\vec{V}_1$ and $\vec{V}_2$ to analyze the operational behavior of the 3P-2L-Delta-UR during the initial 30° of VS1. However, given the distinct conduction characteristics inherent in this topology, it is important that each non-null vector containing a logic '1' be converted to '0'. Consequently, the switching states $\vec{V}_1$ and $\vec{V}_2$ are altered from [1 0 0] and [1 1 0] to [0 0 0] and [1 0 0], respectively. In the 30–60° range, further adjustments are necessary: the switching states $\vec{V}_1$ and $\vec{V}_2$ should be altered from [0 1 1] and [0 0 1] to [0 1 0] and [0 0 0], respectively. The null vector $\vec{V}_7$ remains in use, with its switching states being defined by the angular location of $\vec{V}_{ref}$, transitioning from [1 1 1] to [1 0 1] during the initial 30°, and to [0 1 1] during the subsequent 30°.

C. Bridge-Type Rectifier

The switching states of the 3P-2L-Bridge-UR diverge significantly from the traditional SVM diagram. In the initial 30° of VS1, the switching states $\vec{V}_1$ and $\vec{V}_2$ must be altered from [1 0 0] and [1 1 0] to [0 0 0] and [0 1 0], respectively. In the following 30°, the switching states continue to diverge in accordance with the established pattern documented in the 3P-2L-Delta-UR. It is important to note that, despite the fact that vector $\vec{V}_7$ is the assigned null vector, its switching state must undergo an alteration from [1 1 1] to [0 1 1] during the initial 30°, and then to [1 1 0] for the subsequent 30°. The analytical approach employed for the three topological types of the 3P-2L-URs can be systematically extended to other VSs. Table I

presents an extensive list of the switching states for the Nearest Three Vectors (NTVs) corresponding to all VSs.

TABLE I. APPROPRIATE SWITCHING STATES OF THE 3P-2L-URS BASED ON THE SVM DIAGRAM

VSs	Angle of $\vec{V}_{ref}$	SVM vectors	Appropriate switching states		
			Wye-type	Delta-type	Bridge-type
1	0°-30°	$\vec{V}_1$ [1 0 0]	[1 0 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_2$ [1 1 0]	[1 1 0]	[1 0 0]	[0 1 0]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 0 1]	[0 1 1]
	30°-60°	$\vec{V}_1$ [1 0 0]	[0 1 1]	[0 1 0]	[0 1 0]
		$\vec{V}_2$ [1 1 0]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[0 1 1]	[1 1 0]
2	60°-90°	$\vec{V}_1$ [1 1 0]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_2$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 0 1]	[1 1 0]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
	90°-120°	$\vec{V}_1$ [1 1 0]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_2$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 1 0]	[1 1 1]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 1 0]	[1 1 1]
3	120°-150°	$\vec{V}_1$ [0 1 0]	[0 1 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_2$ [0 1 1]	[0 1 1]	[0 1 0]	[0 0 1]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 1 0]	[1 1 1]
	150°-180°	$\vec{V}_1$ [0 1 0]	[1 0 1]	[0 0 1]	[0 0 1]
		$\vec{V}_2$ [0 1 1]	[1 0 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 0 1]	[0 1 1]
4	180°-210°	$\vec{V}_1$ [0 0 1]	[1 0 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_2$ [0 0 1]	[1 1 0]	[1 0 0]	[0 1 0]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 0 1]	[0 1 1]
	210°-240°	$\vec{V}_1$ [0 0 1]	[0 1 1]	[0 1 0]	[0 1 0]
		$\vec{V}_2$ [0 0 1]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[0 1 1]	[1 1 0]
5	240°-270°	$\vec{V}_1$ [0 0 1]	[0 0 1]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_2$ [0 0 1]	[1 0 1]	[0 0 1]	[1 0 0]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[0 1 1]	[1 1 0]
	270°-300°	$\vec{V}_1$ [0 0 1]	[1 1 0]	[1 0 0]	[1 0 0]
		$\vec{V}_2$ [0 0 1]	[0 1 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 1 0]	[1 1 1]
6	300°-330°	$\vec{V}_1$ [1 0 1]	[0 1 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_2$ [1 0 0]	[0 1 1]	[0 1 0]	[0 0 1]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 1 0]	[1 0 1]
	330°-360°	$\vec{V}_1$ [1 0 1]	[1 0 1]	[0 0 1]	[0 0 1]
		$\vec{V}_2$ [1 0 0]	[1 0 0]	[0 0 0]	[0 0 0]
		$\vec{V}_7$ [1 1 1]	[1 1 1]	[1 0 1]	[0 1 1]

III. COMMAND SIGNAL GENERATION USING THE SVPWM TECHNIQUE

The present study uses a control method to minimize the number of commutations in the Controllable Power Switches (CPSs) of the 3P-2L-URs. This is achieved by reducing the switching losses and improving the overall rectifier efficiency.

A. Five-segment Switching Sequence Technique

A five-segment switching sequence technique is used to minimize the switch commutations per phase leg. This method organizes the switching states of the NTVs within each VS, as specified in Table I, with the objective of enhancing the commutation pattern. Specifically, when the $\vec{V}_{ref}$ is situated within the initial 30° of VS1, the designated switching

sequence for the 3P-2L-Wye-UR is: $\vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7$, as shown in Figure 3 (a). The corresponding sequences for the 3P-2L-Delta-UR and 3P-2L-Bridge-UR are presented in Figures 3 (b) and 3 (c), respectively.

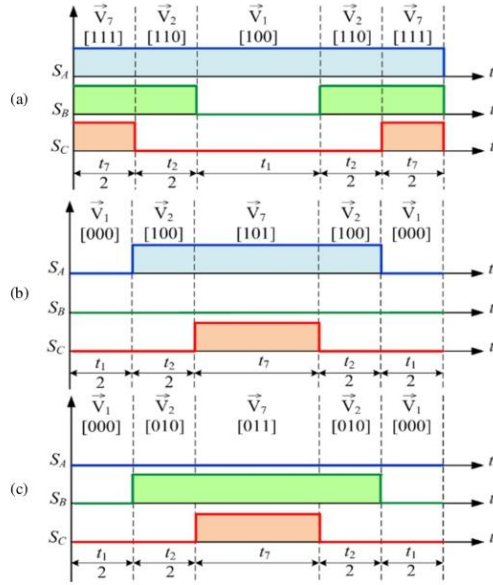


Fig. 3. The switch driving signal sequence diagram within the first 30° of VS1 for different rectifier topologies: (a) the 3P-2L-Wye-UR, (b) the 3P-2L-Delta-UR, and (c) the 3P-2L-Bridge-UR.

B. Expressions for Three-Phase Modulation Signals

The mean value of $\vec{V}_{ref}$ is determined by means of the SVM approach, which is predicated on the volt-second balance and the switching period (T_s). For instance, when the $\vec{V}_{ref}$ is positioned within the VS1, its volt-second balance and T_s equations are:

$$\vec{V}_{ref} T_s = \vec{V}_1 t_1 + \vec{V}_2 t_2 + \vec{V}_0 T_0 \quad (1)$$

$$T_s = t_1 + t_2 + T_0 \quad (2)$$

where T_0 is the dwell time of the null vector, including the total duration of t_0 and t_7 , and t_1 and t_2 are the dwell periods for vectors $\vec{V}_1$ and $\vec{V}_2$, respectively. The dwell periods of non-null vectors for each VS are:

$$\begin{bmatrix} t_{VS} \\ t_{VS+1} \end{bmatrix} = m_a T_s \begin{bmatrix} \sin \frac{\pi VS}{3} & \cos \frac{\pi(3-VS)}{3} \\ \sin \frac{\pi(1-VS)}{3} & \cos \frac{\pi(VS-1)}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (3)$$

where m_a is the modulation index, which often fluctuates between 0 and 1, while θ specifies the angle of $\vec{V}_{ref}$. The present study calculates the modulation signal equations as the ratio of the entire conduction duration of the CPSs in each

phase leg to the switching period. The conduction time is derived by calculating the mean of the dwell periods of the synthesized NTVs. Due to the varying switching states present in the 3P-2L-UR topologies, it is necessary to calculate the modulation signal expressions independently to ensure their accurate representation. For instance, when the $\vec{V}_{ref}$ is located inside the initial 30° of VS1, and the five-segment switching sequence is implemented, the modulation signal equations for the phases A, B, and C (m_A , m_B , and m_C) can be obtained for the Wye, Delta, and Bridge topologies using:

$$m_A = (t_1 + t_2 + t_7)/T_s, m_B = (t_2 + t_7)/T_s, m_C = t_7/T_s \quad (4)$$

$$m_A = (t_2 + t_7)/T_s, m_B = 0/T_s, m_C = t_7/T_s \quad (5)$$

$$m_A = 0/T_s, m_B = (t_2 + t_7)/T_s, m_C = t_7/T_s \quad (6)$$

In the advancement of the SVM methodology for the 3P-2L-URs, the dwell time t_7 is equivalent to T_0 and this formulation can be generalized to derive modulation signal expressions for various intervals across all VSs. This can be accomplished by modifying the dwell time equations in accordance with the five-segment switching sequence pertinent to each sector.

C. Generation of Switch Control Signals

The generation of switch driving signals for the CPSs of the 3P-2L-URs across all three proposed topologies in this work relies on the comparison of the produced modulation waveforms with a triangular carrier waveform, adhering to the SVPWM approach. For instance, when the m_a was set to 80%, the resultant A-phase modulation waveforms were compared with a 1 kHz triangular carrier waveform, as portrayed in Figure 4. The results indicate that the resulting switch driving signals display discontinuities; specifically, for the 3P-2L-Wye-UR topology, the switch driving signal remains clamped at '1' for two 60° intervals within each cycle. In contrast, the switch driving signals are restricted to '0' for two 60° intervals in the 3P-2L-Delta-UR and 3P-2L-Bridge-UR models.

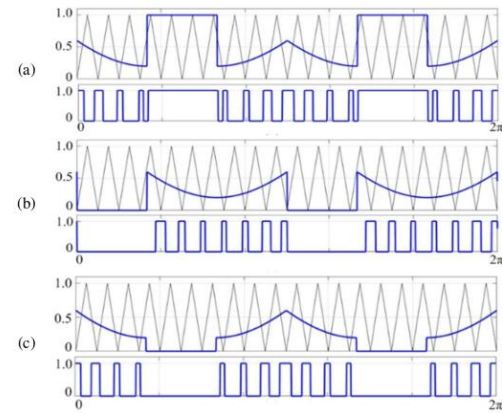


Fig. 4. Example of proposed switch driving signals in the A-phase of the 3P-2L-URs: (a) the 3P-2L-Wye-UR, (b) the 3P-2L-Delta-UR, and (c) the 3P-2L-Bridge-UR.

D. Decoupled Controller Based on VOC Techniques

As depicted in Figure 5 (a), the VOC technique is a widely employed method for regulating the voltage and enhancing PQ in AC-connected power converters. The system operates through the conversion of variables from the three-phase stationary reference frame (abc) to the rotating reference frame (dq), thereby reducing the three control parameters to two. This simplification enhances both the control design and converter integration. This study uses the VOC approach to manage the active and reactive power on the AC side of the proposed 3P-2L-URs [14]. This method ensures consistent output voltage regulation and enhanced input PQ. However, the presence of input inductance leads to disparities between the grid-side and rectifier-side parameters, hence inducing coupling between the d- and q-axis currents:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = (v_{ds} - v_{di} + \omega_s L_s i_{qs}) / L_s \quad (7)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = (v_{qs} - v_{qi} + \omega_s L_s i_{ds}) / L_s \quad (8)$$

This cross-coupling has the potential to hinder dynamic performance, so a decoupled controller is used, as displayed in Figure 5 (b). The proposed architecture includes three PI controllers, which regulate the DC-link voltage (v_{dc}) by contrasting the measured voltage with its reference (v_{dc}^*) and producing the reference d-axis current (i_{ds}^*). The secondary PI controller functions as a current regulator, overseeing the d-axis current component (i_{ds}) through the management of the discrepancy between the measured and reference values (i_{ds} and i_{ds}^*) to yield the associated reference voltage (v_{ds}^*). The third PI controller is responsible for regulating the current loop by adjusting the q-axis current component (i_{qs}) to a value of zero. This process ensures the functionality of the PFC by generating the q-axis voltage reference (v_{qs}^*). The equations providing the delineation of the attributes of the PI controllers are:

$$i_{ds}^* = K_{p1}(v_{dc}^* - v_{dc}) + K_{i1} \int (v_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (9)$$

$$v_{ds}^* = v_{ds} + \omega_s L_s i_{qs} - [K_{p2}(i_{ds}^* - i_{ds}) + K_{i2} \int (i_{ds}^* - i_{ds}) dt] \quad (10)$$

$$v_{qs}^* = v_{qs} + \omega_s L_s i_{qs} - [K_{p2}(-i_{qs}) - K_{i2} \int (i_{qs}) dt] \quad (11)$$

The gains of the PI voltage controller, K_{p1} and K_{i1} , are determined through the usage of the DC-link capacitance (C_{dc}) and angular frequency (ω_s), with the damping factor (ξ) set at 0.707 [12, 15], as:

$$K_{p1} \geq C_{dc} \xi \omega_s \text{ and } K_{i1} \geq 0.5 C_{dc} \xi \omega_s \quad (12)$$

The present controllers are characterized by two key parameters: K_{p2} and K_{i2} . These parameters are derived from the input resistance (R_s), inductance (L_s), and a control bandwidth (α_c):

$$K_{p2} = \alpha_c L_s \text{ and } K_{i2} = \alpha_c R_s \quad (13)$$

IV. RESULTS AND DISCUSSION

A series of simulation tests was performed using MATLAB/Simulink to assess the feasibility of the proposed control approach and evaluate the reliability and performance of the 3P-2L-URs. The critical simulation parameters

employed for both the rectifier topology and the control strategy are presented in Table II.

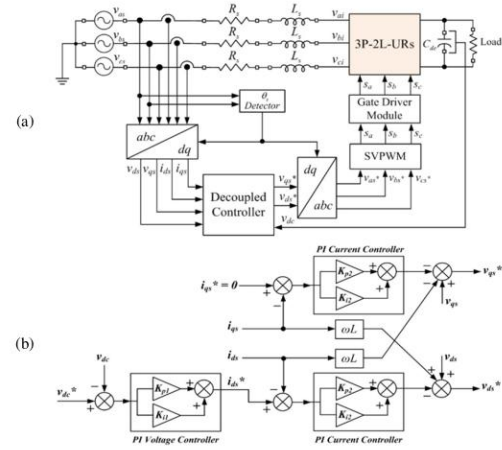


Fig. 5. Overall circuit architecture of the proposed 3P-2L-URs: (a) a decoupled controller with SVPWM on a proposed rectifier, (b) the control structure of the decoupled controller based on VOC techniques.

TABLE II. SPECIFICATIONS OF PARAMETERS USED IN THE SIMULATION

Parameters	Symbols	Value
Output power	P_{out}	60 kW
Source voltage (RMS)	V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	230 V
Grid frequency	f	50 Hz
Switching frequency	f_s	12 kHz
DC-link voltage	V_{dc}	800 V
Input inductance	L_s	5 mH
Input resistance	R_s	5 Ω
DC-link capacitance	C_{dc}	2200 μ F
Voltage controller	K_{p1}	0.00027
Voltage controller	K_{i1}	0.017
Current controller	K_{p2}	67
Current controller	K_{i2}	1.7×10^4

In Figure 6 (a), the A-phase input current waveform of the 3P-2L-Wye-UR exhibits an almost ideal sinusoidal shape, with a peak amplitude of 160.40 A and a THD_i of the input current measured at 3.89%. The present waveform is in phase with its associated phase voltage, signifying PFC operation. In Figures 6 (b) and 6 (c), the A-phase input current waveforms for the 3P-2L-Delta-UR and 3P-2L-Bridge-UR topologies are presented, respectively. In both topologies, the input currents are sinusoidal, in phase with their respective phase voltages, and exhibit peak values of 160.30 A and 160.40 A, respectively. The relative THD_i results are 3.76% and 3.92%, respectively. Figure 7 presents the DC-link voltage and current waveforms derived from the three topologies of the 3P-2L-URs. In Figure 7 (a), the 3P-2L-Wye-UR configuration generates an average DC-link voltage of 801 V, accompanied by a ripple (Δv_{dc}) of 15.50 V. The resulting average current is

75.50 A, with a ripple (Δi_{dc}) of 1. According to Figure 7 (b), the 3P-2L-Delta-UR generates an average DC-link voltage of 797 V, displaying a ripple (Δv_{dc}) that is 4.00 V greater than that of the 3P-2L-Wye-UR. Notwithstanding the mean current of 75.50 A, the heightened voltage ripple gives rise to a marginally augmented current ripple (Δi_{dc}) of 1.75 A. As illustrated in Figure 7 (c), the 3P-2L-Bridge-UR demonstrates a noteworthy performance, attaining an average DC-link voltage of 804 V, accompanied by a ripple (Δv_{dc}) of 17.55 V. The average current registered at 75.20 A, while the ripple current (Δi_{dc}) was recorded at 1.70 A.

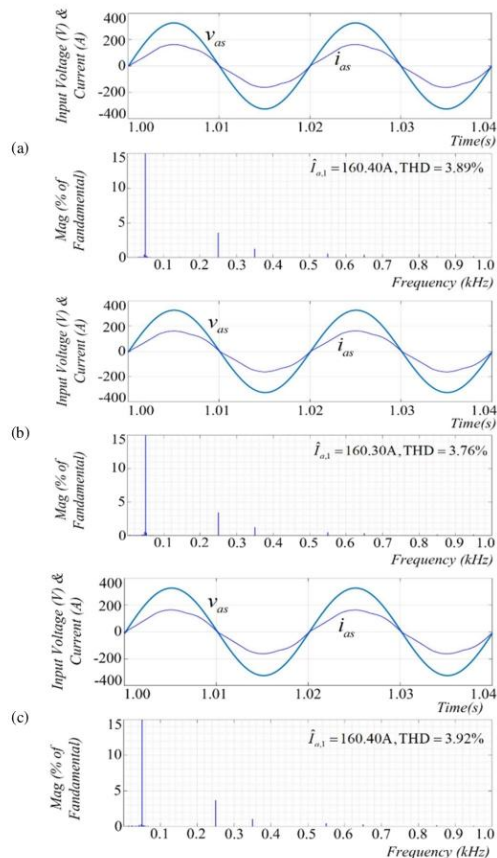


Fig. 6. Comparison of input voltage and current characteristics of the 3P-2L-URs operated under the proposed control scheme: (a) the 3P-2L-Wye-UR, (b) the 3P-2L-Delta-UR, and (c) the 3P-2L-Bridge-UR.

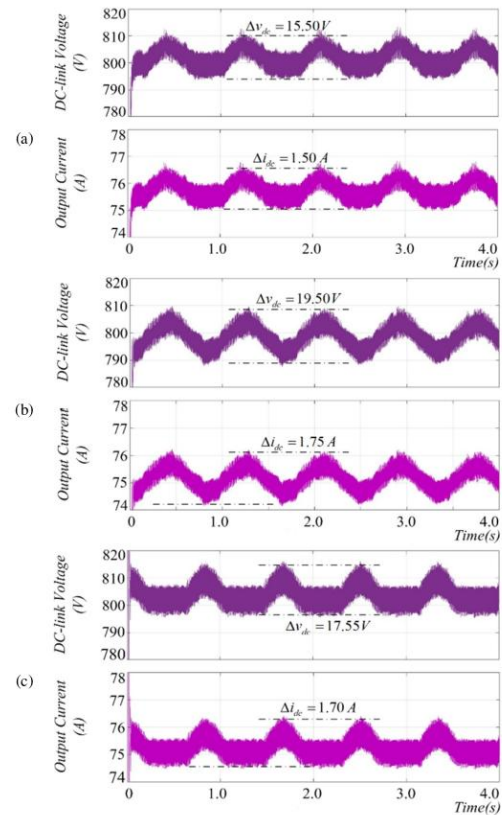


Fig. 7. Comparison of output voltage and current waveforms of the 3P-2L-URs operated under the proposed control scheme: (a) the 3P-2L-Wye-UR, (b) the 3P-2L-Delta-UR, and (c) the 3P-2L-Bridge-UR.

Table III shows all three topologies of 3P-2L-URs in accordance with the international PQ standards. The THD of the input current is maintained below 5%, while the input currents are in phase with their corresponding phase voltages, thereby achieving a unity displacement factor ($\cos \phi = 1.00$) and a high overall PF of 99.90%. In the context of EV fast-charging applications, specifically 800 V EV chargers, the 3P-2L-Wye-UR displays the highest VR accuracy, attaining a negligible deviation of 0.13%. Considering factors, such as the battery longevity and the efficacy of the connected devices, which are significantly influenced by the DC voltage and current ripples, the Wye-type topology also exhibits enhanced performance. The configuration produces minimal voltage ripple ($\Delta v_{dc} = 15.50$ mV) and current ripple ($\Delta i_{dc} = 1.50$ mA), succeeded by the Bridge-type and Delta-type topologies, in that order. The findings indicate that the 3P-2L-Wye-UR topology is a viable solution for high-performance, grid-connected DC fast-charging systems.

TABLE III. COMPARISON OF INPUT PQ AND OUTPUT CHARACTERISTICS FOR THE PROPOSED 3P-2L-URS

Symbols	Meaning of symbols	3P-2L-URS		
		Wye-type	Delta-type	Bridge-type
THD _i	THD of input current (%)	3.89	3.76	3.92
cos(φ)	Displacement factor	1.00	1.00	1.00
PF	PF (%)	99.92	99.93	99.92
VR	Voltage regulation (%)	0.13	0.38	0.50
ΔV_{dc}	DC voltage ripple (V)	15.50	19.50	17.55
ΔI_{dc}	DC current ripple (A)	1.50	1.75	1.70

V. CONCLUSIONS

The present study offers an examination of the design and development of 3P-2L-URS for 800 V Electric Vehicles (EV) fast-charging applications. This examination uses a combination of Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) and a decoupled controller based on the Voltage-Oriented Control (VOC) technique. A thorough investigation was conducted on three topologies: Three-Phase, Two-Level, Wye-type, Unidirectional Rectifier (3P-2L-Wye-UR), 3P-2L-Delta-UR, and 3P-2L-Bridge-UR. The focus of this study was on three key areas: operational functionality, modulation signal formulations, and control strategies. The control technique efficiently enables the production of proper switching signals through active and reactive power regulation in the dq-axis frame. The simulation results indicate that all three rectifier topologies comply with the IEEE 519 and IEC 61000-3 standards, maintaining Total Harmonic Distortion (THD_i) below 5% and achieving PFC. Among the three topologies, the 3P-2L-Wye-UR demonstrates the most superior overall performance, producing minimal voltage and current ripples and exhibiting improved voltage regulation. These characteristics are crucial for enhancing the battery lifespan and the reliability of connected devices. The proposed 3P-2L-URS exhibit significant advantages over their 3P-3L-UR counterparts, which require a dual-capacitor voltage balancing system. The 3P-2L-URS use a single DC-link capacitor, leading to a reduction in the component count, decreased manufacturing costs, and diminished maintenance requirements. The five-segment switching sequence technique has reduced the switching losses, thereby enhancing the energy efficiency and consequently decreasing the operational costs over time. The rectifier topology and control strategy that have been proposed can be considered technically reliable and economically viable for extensive implementation in the EV charging infrastructure. Furthermore, the proposed methodology enhances the Power Quality (PQ) and reduces the thermal stress on the Charging Point Systems (CPSs), thus fostering grid stability and prolonging the equipment lifespan. These advantages contribute to the long-term sustainability of the public charging stations. The proposed 3P-2L-URS topology is a viable, scalable, and advantageous approach to address the increasing need for high-efficiency EV fast chargers in contemporary smart grid scenarios.

ACKNOWLEDGMENT

Gratitude is extended to the faculty of engineering and the electrical and computer engineering research unit of Mahasarakham University.

REFERENCES

- [1] *Global EV Outlook 2024: Moving towards increased affordability*. Paris, France: International Energy Agency, 2024.
- [2] M. Khalid, F. Ahmad, B. K. Panigrahi, and L. Al-Fagih, "A comprehensive review on advanced charging topologies and methodologies for electric vehicle battery," *Journal of Energy Storage*, vol. 53, Sept. 2022, Art. no. 105084, <https://doi.org/10.1016/j.est.2022.105084>.
- [3] G. Rajendran, C. A. Vaithilingam, N. Mison, K. Naidu, and M. R. Ahmed, "A comprehensive review on system architecture and international standards for electric vehicle charging stations," *Journal of Energy Storage*, vol. 42, Oct. 2021, Art. no. 103099, <https://doi.org/10.1016/j.est.2021.103099>.
- [4] S. Dutta and J. Bauman, "An Overview of 800 V Passenger Electric Vehicle Onboard Chargers: Challenges, Topologies, and Control," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 105850–105864, 2024, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3435463>.
- [5] J. A. Anderson, M. Haider, D. Bortis, J. W. Kolar, M. Kasper, and G. Deboy, "New Synergetic Control of a 20kW Isolated VIENNA Rectifier Front-End EV Battery Charger," in *20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Toronto, ON, Canada, June 2019, pp. 1–8, <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2019.8769657>.
- [6] C. Jung, "Power Up with 800-V Systems: The benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 53–58, Mar. 2017, <https://doi.org/10.1109/MELE.2016.2644560>.
- [7] C. Jiang, R. Torquato, D. Salles, and W. Xu, "Method to Assess the Power-Quality Impact of Plug-in Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 2, pp. 958–965, Apr. 2014, <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2013.2283598>.
- [8] S. Karike, K. N. Raju, and S. R. Donepudi, "Efficient On-Board Charger to Improve the Life Time of Electric Vehicle Battery," *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 14, no. 3, pp. 14451–14457, June 2024, <https://doi.org/10.48084/etasr.7111>.
- [9] I. Aretxabala, I. M. De Alegría, J. Andreu, I. Kortabarria, and E. Robles, "High-Voltage Stations for Electric Vehicle Fast-Charging: Trends, Standards, Charging Modes and Comparison of Unity Power-Factor Rectifiers," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 102177–102194, 2021, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3093696>.
- [10] A. Ali, H. H. H. Mousa, M. F. Shaaban, M. A. Azzouz, and A. S. A. Awad, "A Comprehensive Review on Charging Topologies and Power Electronic Converter Solutions for Electric Vehicles," *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 12, no. 3, pp. 675–694, Feb. 2024, <https://doi.org/10.35833/MPCE.2023.000107>.
- [11] E. Figenbaum and M. Kolbenstvedt, "Learning from Norwegian Battery Electric and Plug-in Hybrid Vehicle users – Results from a survey of vehicle owners," *Institute of Transport Economics Norwegian Centre for Transport Research*, pp. 1–8, June 2016.
- [12] B. Bharaneedharan, P. Suresh, P. Elumalai, and A. Mohammad, "Energy-efficient Vienna rectifier for electric vehicle battery charging stations," *Results in Engineering*, vol. 23, Sept. 2024, Art. no. 102671, <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102671>.
- [13] G. Rajendran, C. A. Vaithilingam, N. Mison, K. Naidu, and M. R. Ahmed, "Voltage Oriented Controller Based Vienna Rectifier for Electric Vehicle Charging Stations," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 50798–50809, 2021, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3068653>.
- [14] J. O. Gonzalez, R. Wu, S. Jahdi, and O. Alatise, "Performance and Reliability Review of 650 V and 900 V Silicon and SiC Devices: MOSFETs, Cascode JFETs and IGBTs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7375–7385, Sept. 2020, <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2945299>.
- [15] A. T. H. T. Anh and T. H. Cuong, "A Solution for Energy-Efficient Operation of Urban Electric Trains: Integrating Rooftop PV with the Active Rectifier in the Traction Substation," *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 14, no. 3, pp. 13890–13896, June 2024, <https://doi.org/10.48084/etasr.6709>.
- [16] A. S. Al-Ogaili et al., "A Three-Level Universal Electric Vehicle Charger Based on Voltage-Oriented Control and Pulse-Width

Modulation," *Energies*, vol. 12, no. 12, Jan. 2019, Art. no. 2375,
<https://doi.org/10.3390/en12122375>.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นายองอาจ ทับบุรี
วันเกิด	วันที่ 20 เดือนกุมภาพันธ์ พ.ศ. 2529
สถานที่เกิด	จังหวัดสิงห์บุรี
สถานที่อยู่ปัจจุบัน	บ้านเลขที่ 123 หมู่ 2 ตำบลโพงาม อำเภอสรรคบุรี จังหวัดชัยนาท รหัสไปรษณีย์ 17140 ประเทศไทย
ตำแหน่งหน้าที่การงาน	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ในสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	สาขาวิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยราชภัฏวไลยอลงกรณ์ ในพระบรมราชูปถัมภ์ จังหวัดปทุมธานี
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2553 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (ค.อ.บ.) วิศวกรรมไฟฟ้า – ไฟฟ้ากำลัง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี พ.ศ. 2558 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) วิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ พ.ศ. 2568 ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต (ปร.ด.) วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม
ผลงานวิจัย	Design and Development of Three-Phase Two-Level Unidirectional Rectifiers for EV Chargers Using SVPWM and a Voltage-Oriented Controller

พณฺณ ปณฺ ทิโต ชีเว