



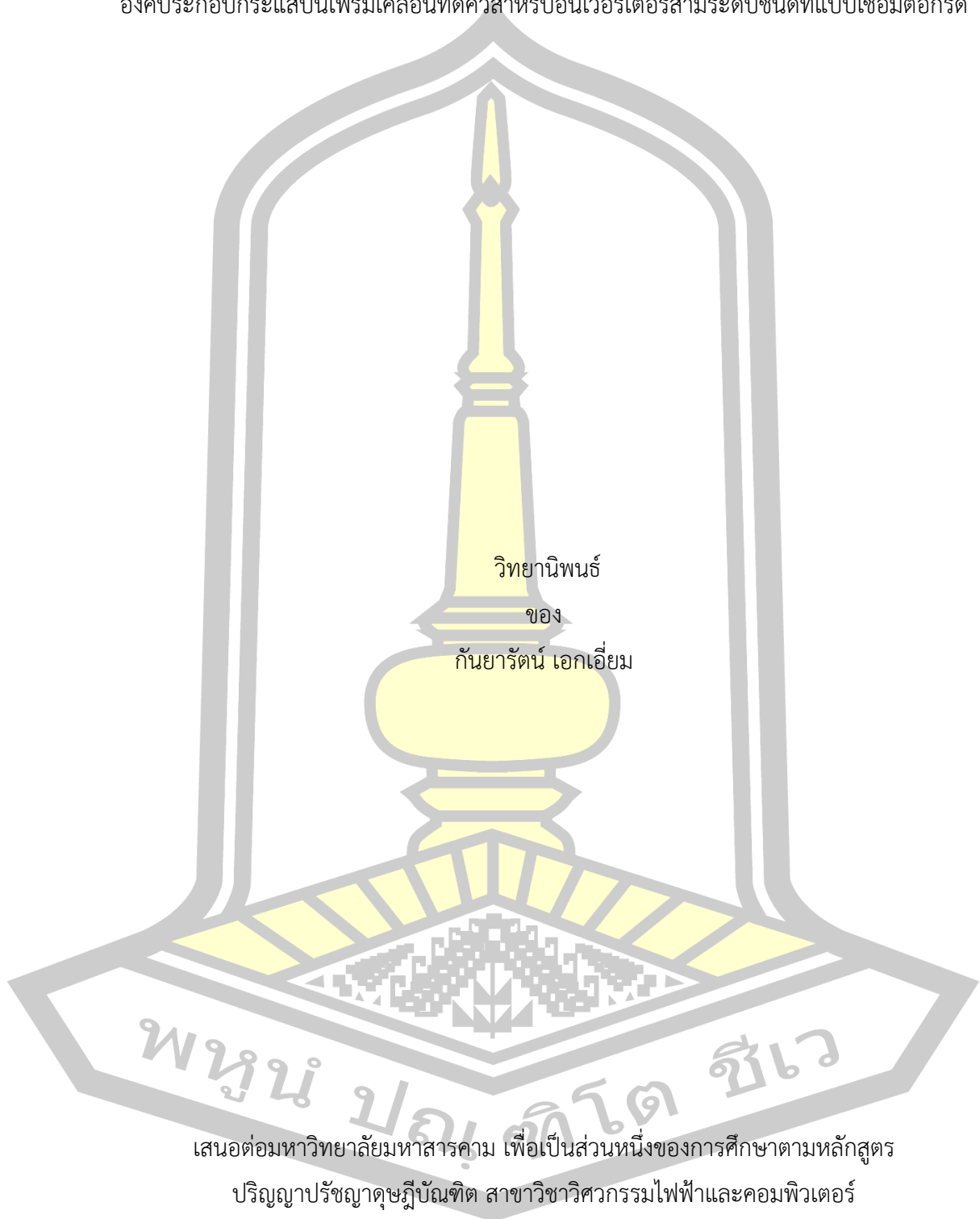
การออกแบบวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องบนฐานการควบคุม
องค์ประกอบกระแสนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดีสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่แบบเชื่อมต่อกริด

วิทยานิพนธ์
ของ
กันยารัตน์ เอกเอี่ยม

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
พฤษภาคม 2568

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

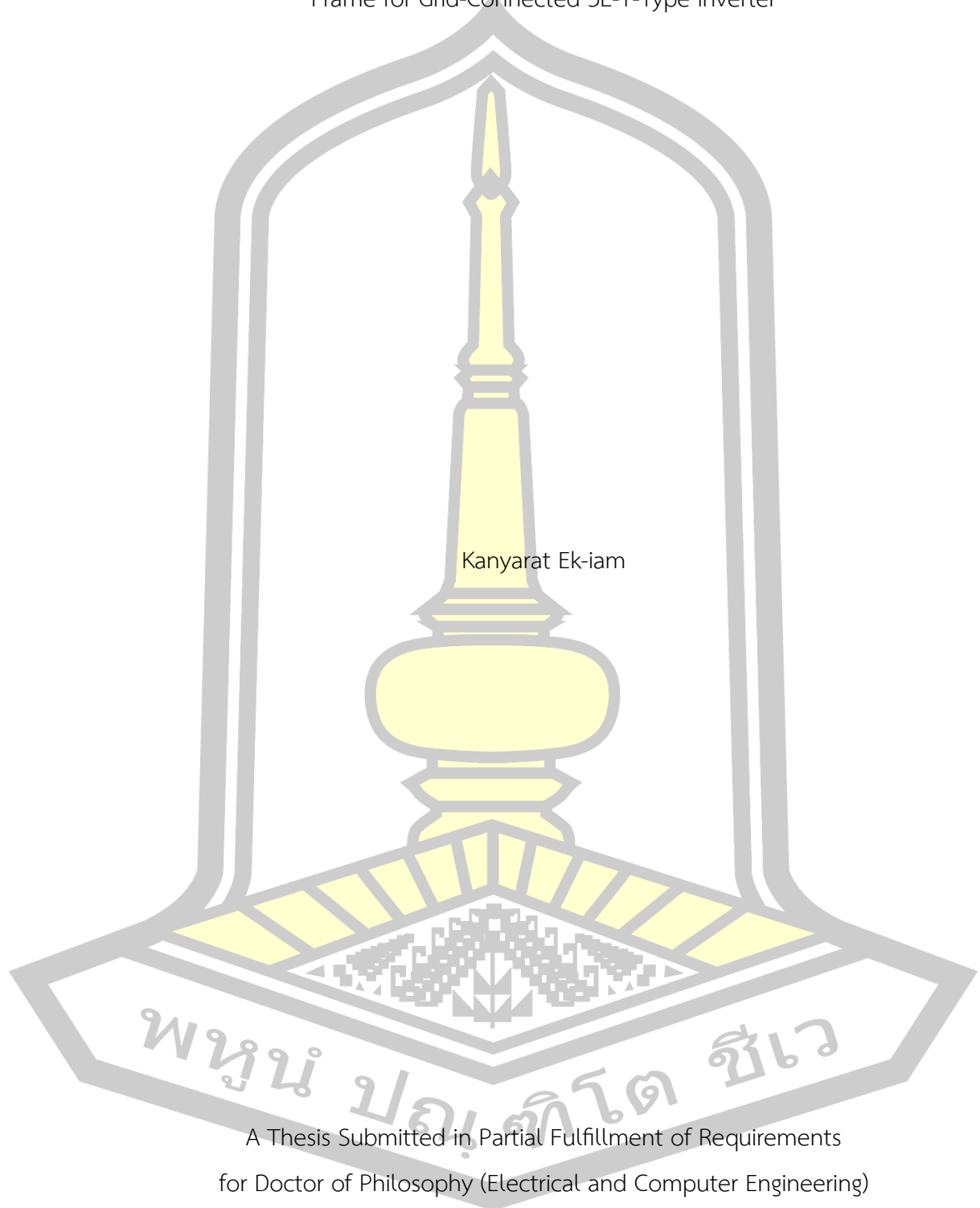
การออกแบบวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องบนฐานการควบคุม
องค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ตีควสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่แบบเชื่อมต่อกริด



พฤษภาคม 2568

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

Design of Discontinuous SVPWM Strategy Based Current Controller in DQ Synchronous
Frame for Grid-Connected 3L-T-Type Inverter



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

November 2025

Copyright of Mahasarakham University



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนางสาวกันยารัตน์ เอกเอี่ยม
แล้วเห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชา
วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(รศ. ดร. อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(ศ. ดร. วรวัฒน์ เสี่ยงวิบูล)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

(รศ. ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง)

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

(รศ. ดร. นิวัตร อังควิเศษพันธุ์)

กรรมการ

(ผศ. ดร. บัญชา วัฒนะ)

กรรมการผู้ทรงคุณวุฒิภายนอก

(ผศ. ดร. จักรพันธ์ ออบมา)

มหาวิทยาลัยอนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

(รศ. ดร. จักรมาส เลหาวิช)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ผศ. ดร. พลเดช เซวรัตน์)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

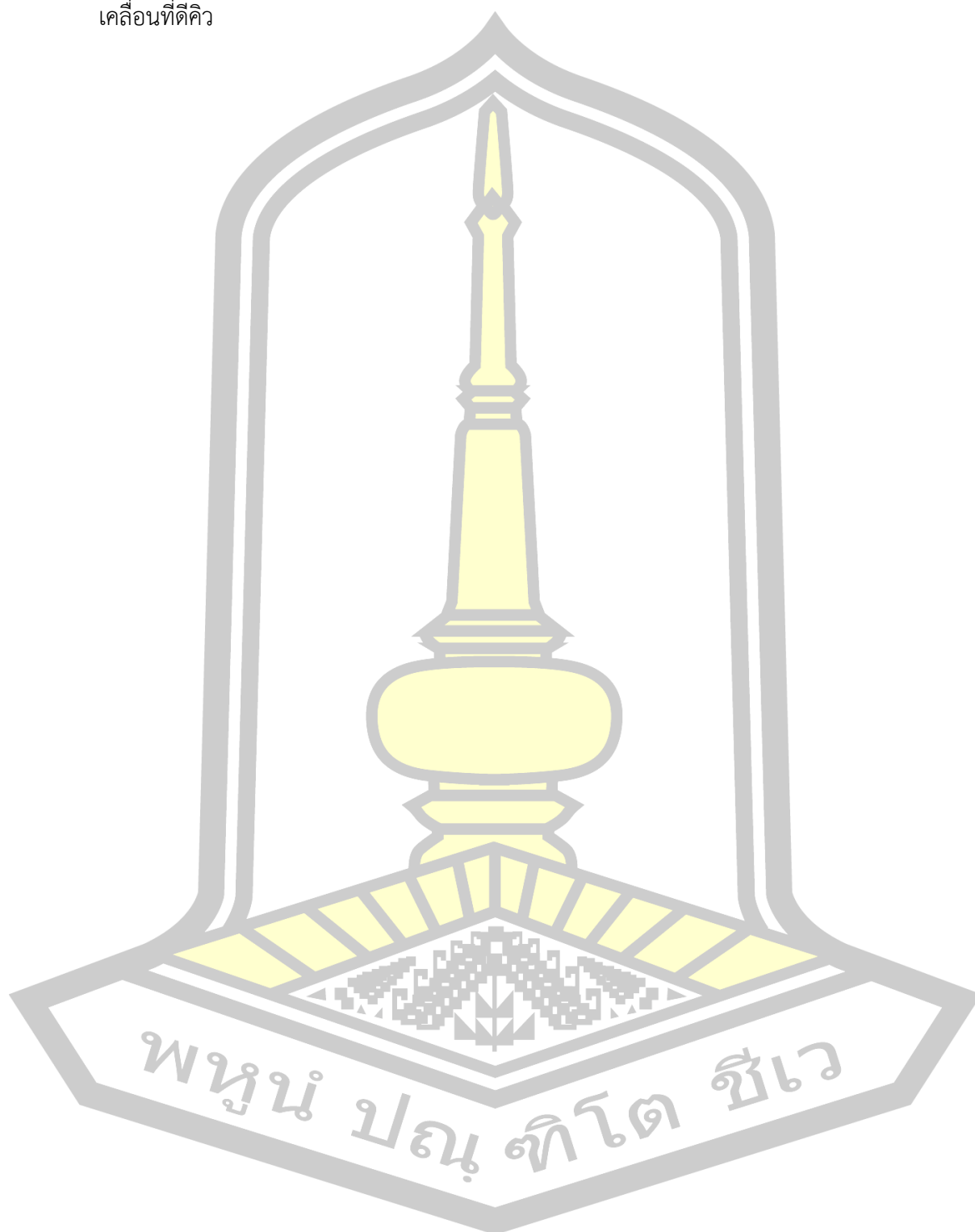
ชื่อเรื่อง	การออกแบบวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องบน ฐานการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดีสำหรับอินเวอร์เตอร์ สามระดับชนิดที่แบบเชื่อมต่อกิริต		
ผู้วิจัย	กันยารัตน์ เอกเอี่ยม		
อาจารย์ที่ปรึกษา	ศาสตราจารย์ ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล รองศาสตราจารย์ ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง รองศาสตราจารย์ ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์		
ปริญญา	ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต	สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยมหาสารคาม	ปีที่พิมพ์	2568

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องบนฐานการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดีสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่แบบเชื่อมต่อกิริต เพื่อยกระดับประสิทธิภาพการแปลงพลังงานและลดการสูญเสียจากการสวิตช์ เทคนิคการมอดูเลตที่นำเสนออาศัยการเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันที่ใกล้ที่สุดสามเวกเตอร์ร่วมกับการออกแบบลำดับการทำงานของสวิตช์กำลังแบบห้าเซกเมนต์ เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมการสวิตช์ที่เหมาะสม ซึ่งสามารถลดจำนวนครั้งของการเปลี่ยนสถานะสวิตช์ได้อย่างมีนัยสำคัญ ส่งผลให้ลดการสูญเสียพลังงานจากการสวิตช์และลดความร้อนสะสมในอุปกรณ์กำลัง

นอกจากนี้ เพื่อปรับปรุงคุณภาพของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตก่อนการเชื่อมต่อเข้ากับกริด ได้มีการออกแบบระบบควบคุมกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดี โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ สำหรับควบคุมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟให้สามารถควบคุมได้อย่างอิสระและแม่นยำ ผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของอุปกรณ์กำลังได้เฉลี่ยร้อยละ 33 เมื่อเทียบกับวิธีการมอดูเลตแบบต่อเนื่อง ทั้งยังช่วยลดค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกทั้งหมดของกระแสให้ต่ำกว่า 5% ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 519 อีกทั้งระบบยังสามารถรักษาสมดุลของแรงดันบัสไฟตรงได้อย่างมีประสิทธิภาพ ส่งผลให้ระบบโดยรวมมีประสิทธิภาพและคุณภาพพลังงานสูง เหมาะสมต่อการประยุกต์ใช้งานในระบบอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริตสำหรับพลังงานหมุนเวียน

คำสำคัญ : อินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที, เชื่อมต่อกิริต, สเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่อง, เฟรมเคลื่อนที่ตีคิว



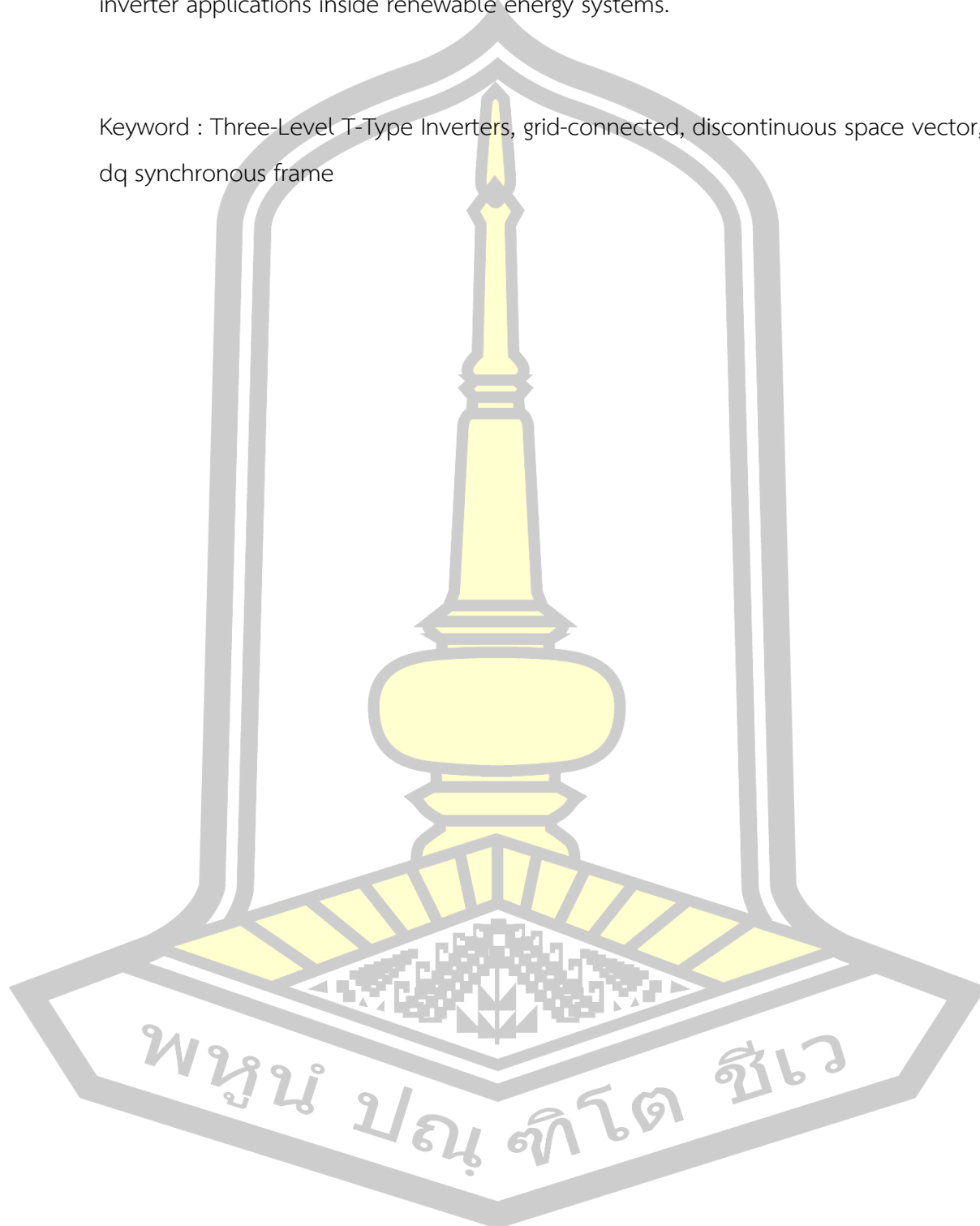
TITLE	Design of Discontinuous SVPWM Strategy Based Current Controller in DQ Synchronous Frame for Grid-Connected 3L-T-Type Inverter		
AUTHOR	Kanyarat Ek-iam		
ADVISORS	Professor Worawat Sa-Ngiamvibool , Ph.D. Associate Professor Chonlatee Photong , Ph.D. Associate Professor Niwat Angkawisittpan , Ph.D.		
DEGREE	Doctor of Philosophy	MAJOR	Electrical and Computer Engineering
UNIVERSITY	Maharakham University	YEAR	2025

ABSTRACT

This research introduces the design of a discontinuous space vector pulse width modulation strategy based current controller in the dq synchronous frame for grid-connected three-level T-type inverters. The suggested methodology aims to improve output power quality and minimize switching losses. The modulation technique employs three nearest voltage vectors with a five-segment switching sequence to provide suitable switching signals, therefore substantially reducing the number of switching transitions. This reduction significantly decreases switching power losses and heat stress on power equipment. Furthermore, to enhance the quality of the output power prior to grid injection, a DQ synchronous frame current control system was developed utilizing proportional-integral (PI) controllers to independently and accurately regulate active and reactive power. Simulation results from MATLAB/Simulink indicate that the proposed method can decrease the average number of switching transitions by about 33 in comparison to traditional continuous modulation. In addition, the current's total harmonic distortion (THD) is lowered to less than 5%, meeting IEEE 519 specification. Additionally, the system maintains DC-link voltage balancing with excellent stability, which enhances power quality and overall

performance. Consequently, the suggested approach is appropriate for grid-connected inverter applications inside renewable energy systems.

Keyword : Three-Level T-Type Inverters, grid-connected, discontinuous space vector, dq synchronous frame



กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอแสดงความสำนึกในพระคุณเป็นอย่างสูงต่อศาสตราจารย์ ดร.วรวัฒน์ เสี่ยมวิบูล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ซึ่งได้กรุณาให้คำชี้แนะอันทรงคุณค่าเหล่านี้เป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้งานวิจัยฉบับนี้สามารถดำเนินไปได้อย่างมีประสิทธิภาพและสมบูรณ์ ข้าพเจ้าขอแสดงความขอบพระคุณ คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่าน สำหรับคำแนะนำและข้อคิดเห็นอันเป็นประโยชน์ยิ่ง ซึ่งมีส่วนช่วยในการปรับปรุงและพัฒนางานวิจัยให้มีความครบถ้วนและสมบูรณ์ยิ่งขึ้น ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม และ หน่วยวิจัยวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ที่ให้การสนับสนุนทั้งทางวิชาการ เครื่องมือ และทรัพยากรต่าง ๆ ที่จำเป็นต่อการดำเนินงานวิจัยฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ คณาจารย์และบุคลากรทุกท่าน คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม และ คณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยราชภัฏวไลยอลงกรณ์ ในพระบรมราชูปถัมภ์ สำหรับความเอื้อเฟื้อ การให้คำปรึกษา และกำลังใจอันอบอุ่นที่มีให้มาโดยตลอด ซึ่งล้วนเป็นแรงผลักดันสำคัญต่อความสำเร็จของการศึกษาวิจัยครั้งนี้ นอกจากนี้ ข้าพเจ้าขอขอบคุณ เพื่อนนักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่ร่วมแลกเปลี่ยนความคิดเห็น สนับสนุน และให้ความร่วมมือในการทำงานวิจัยร่วมกันด้วยไมตรีจิตอันดีงาม รวมถึง ครอบครัวอันเป็นที่รัก ที่คอยให้กำลังใจและความเข้าใจในทุกช่วงเวลา ทั้งยังเป็นแรงสนับสนุนทางจิตใจที่ทำให้ข้าพเจ้ามีกำลังใจในการมุ่งมั่นจนบรรลุเป้าหมายของการศึกษา สุดท้ายนี้ ข้าพเจ้าขอมอบความสำเร็จของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แต่ทุกท่านที่มีส่วนร่วมในการให้คำแนะนำ สนับสนุน และเป็นแรงบันดาลใจตลอดเส้นทางแห่งการเรียนรู้และการวิจัยของข้าพเจ้า

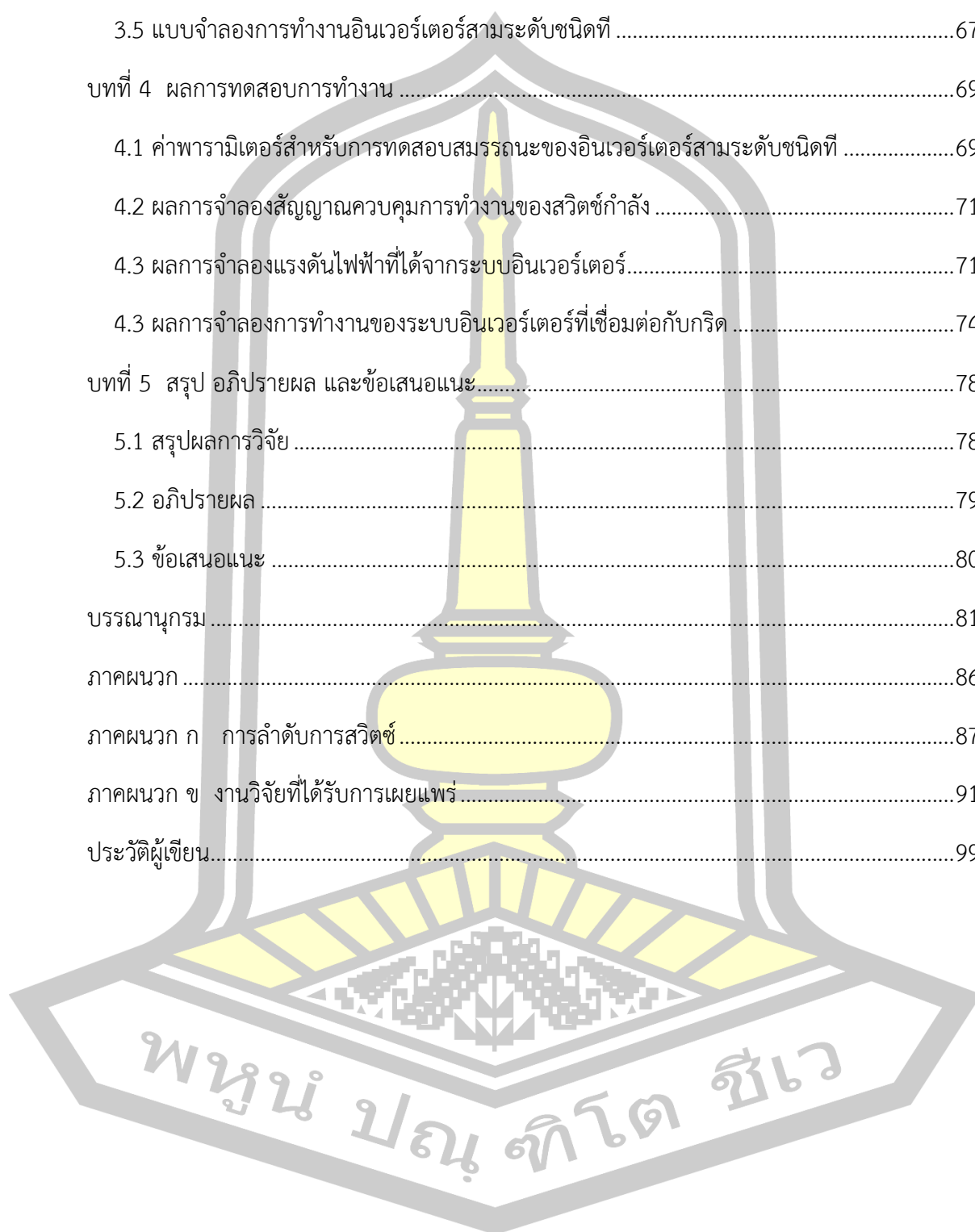
กันยารัตน์ เอกเอี่ยม

พนุน ปณ จิต ชีเว

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ฉ
กิตติกรรมประกาศ.....	ช
สารบัญ.....	ฌ
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายของการวิจัย.....	3
1.3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	3
1.4 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่.....	5
2.2 วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่.....	11
2.3 การควบคุมองค์ประกอบกระแสไฟฟ้าบนเฟรมเคลื่อนที่สองเฟสดีคิว.....	28
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	30
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	32
3.1 การแปลงเฟรมอ้างอิงนิ่งของระบบสามเฟสเป็นระบบสองเฟส.....	32
3.2 การวิเคราะห์หาสมการเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันในแต่ละเซกเตอร์.....	33
3.3 เทคนิคการออกแบบการทำงานของสวิตช์กำลังสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่.....	37

3.4 การควบคุมการได้ดูลของแรงดันเอาต์พุตบนฐานเฟรมเคลื่อนที่สองเฟสดีคิว.....	65
3.5 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่	67
บทที่ 4 ผลการทดสอบการทำงาน	69
4.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการทดสอบสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่	69
4.2 ผลการจำลองสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลัง	71
4.3 ผลการจำลองแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากระบบอินเวอร์เตอร์.....	71
4.3 ผลการจำลองการทำงานของระบบอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับกริด	74
บทที่ 5 สรุป อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ.....	78
5.1 สรุปผลการวิจัย	78
5.2 อภิปรายผล	79
5.3 ข้อเสนอแนะ	80
บรรณานุกรม	81
ภาคผนวก	86
ภาคผนวก ก การลำดับการสวิตช์.....	87
ภาคผนวก ข งานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่.....	91
ประวัติผู้เขียน.....	99



สารบัญตาราง

หน้า

ตาราง 2.1 คำจำกัดความของสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่.....	6
ตาราง 2.2 กลุ่มเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ เซกเตอร์ I - II.....	11
ตาราง 2.3 กลุ่มเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ เซกเตอร์ III- V.....	12
ตาราง 2.4 กลุ่มเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ เซกเตอร์ VI.....	13
ตาราง 3.1 สมการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 1 เมื่อมุมอยู่ ระหว่าง $0 < \theta \leq 30$	58
ตาราง 3.2 สมการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 1 เมื่อมุมอยู่ ระหว่าง $30 < \theta \leq 60$	59
ตาราง 3.3 สมการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 2 เมื่อมุมอยู่ ระหว่าง $0 < \theta \leq 30$	60
ตาราง 3.4 สมการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 2 เมื่อมุมอยู่ ระหว่าง $30 < \theta \leq 60$	61
ตาราง 3.5 สมการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 3	62
ตาราง 3.6 สมการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 4	63
ตาราง 4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ.....	70
ตาราง ก.1 การลำดับการสวิตช์กรณีที่ 1.....	88
ตาราง ก.2 การลำดับการสวิตช์กรณีที่ 2.....	89
ตาราง ก.3 การลำดับการสวิตช์กรณีที่ 3.....	90

สารบัญภาพ

หน้า

ภาพประกอบ 2.1 อินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่.....	7
ภาพประกอบ 2.2 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสบวก เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่หนึ่งและตัวที่สอง...	8
ภาพประกอบ 2.3 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสบวก เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่สองและตัวที่สาม...	8
ภาพประกอบ 2.4 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสบวก เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่สามและตัวที่สี่.....	9
ภาพประกอบ 2.5 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสลบ เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่หนึ่งและตัวที่สอง.....	9
ภาพประกอบ 2.6 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสลบ เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่สองและตัวที่สาม...	10
ภาพประกอบ 2.7 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสลบ เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่สามและตัวที่สี่.....	10
ภาพประกอบ 2.8 แผนภาพสเปซเวกเตอร์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ	13
ภาพประกอบ 2.9 การสังเคราะห์ภายในเซกเตอร์ I.....	14
ภาพประกอบ 2.10 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ศูนย์.....	15
ภาพประกอบ 2.11 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_1).....	16
ภาพประกอบ 2.12 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_2).....	17
ภาพประกอบ 2.13 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_3).....	18
ภาพประกอบ 2.14 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_4).....	19
ภาพประกอบ 2.15 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_5).....	20
ภาพประกอบ 2.16 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_6).....	21
ภาพประกอบ 2.17 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง (V_7 - V_8)	22
ภาพประกอบ 2.18 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง (V_9 - V_{10}).....	23
ภาพประกอบ 2.19 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง (V_{11} - V_{12})	24
ภาพประกอบ 2.20 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ (V_{13} - V_{14}).....	25
ภาพประกอบ 2.21 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ (V_{15} - V_{16}).....	26

ภาพประกอบ 2.22 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ (V_{17} - V_{18}).....	27
ภาพประกอบ 3.1 การแปลงเฟรมอ้างอิงนิ่งของระบบสามเฟสเป็นระบบสองเฟส.....	32
ภาพประกอบ 3.2 เซกเตอร์ที่หนึ่ง.....	34
ภาพประกอบ 3.3 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกพื้นที่หมายเลข 1.37	
ภาพประกอบ 3.4 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกพื้นที่หมายเลข 2.39	
ภาพประกอบ 3.5 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกพื้นที่หมายเลข 3,4	40
ภาพประกอบ 3.6 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ II พื้นที่ หมายเลข 1.....	43
ภาพประกอบ 3.7 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ II พื้นที่ หมายเลข 2.....	44
ภาพประกอบ 3.8 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ II พื้นที่ หมายเลข 3 และ 4.....	45
ภาพประกอบ 3.9 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ III พื้นที่ หมายเลข 1.....	46
ภาพประกอบ 3.10 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ III พื้นที่ หมายเลข 2.....	47
ภาพประกอบ 3.11 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ III พื้นที่ หมายเลข 3 และ 4.....	48
ภาพประกอบ 3.12 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ IV พื้นที่ หมายเลข 1.....	49
ภาพประกอบ 3.13 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ IV พื้นที่ หมายเลข 2.....	50
ภาพประกอบ 3.14 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ IV พื้นที่ หมายเลข 3 และ 4.....	51

ภาพประกอบ 3.15 สัญญาณขับนำสวิทช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ V พื้นที่ หมายเลข 1.....	52
ภาพประกอบ 3.16 สัญญาณขับนำสวิทช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ V พื้นที่ หมายเลข 2.....	53
ภาพประกอบ 3.17 สัญญาณขับนำสวิทช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ V พื้นที่ หมายเลข 3 และ 4.....	54
ภาพประกอบ 3.18 สัญญาณขับนำสวิทช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ VI พื้นที่ หมายเลข 1.....	55
ภาพประกอบ 3.19 สัญญาณขับนำสวิทช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ VI พื้นที่ หมายเลข 2.....	56
ภาพประกอบ 3.20 สัญญาณขับนำสวิทช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ IV พื้นที่ หมายเลข 3 และ 4.....	57
ภาพประกอบ 3.21 ไดอะแกรมของวิธีการควบคุมการได้ดุลของแรงดันเอาต์พุตบนฐานเฟรมเคลื่อนที่ สองเฟสดีคิวิ.....	65
ภาพประกอบ 3.22 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่.....	68
ภาพประกอบ 4.1 คลื่นสัญญาณตัวดีไซเคิลและสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมสวิทช์ของเฟส A.....	70
ภาพประกอบ 4.2 คลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามระดับ.....	72
ภาพประกอบ 4.3 แรงดันระหว่างสายและกระแส ภายใต้การปรับค่าดรรชนีการมอดูเลต.....	74
ภาพประกอบ 4.4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจากการเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์กับระบบกริด.....	75
ภาพประกอบ 4.5 แรงดันฝั่งบัสไฟตรงและแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุ.....	76
ภาพประกอบ 4.6 ฮาร์มอนิกของสัญญาณกระแสและแรงดัน.....	77

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้กันอยู่ทั่วไปสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด[1]-[2] ชนิดแรกคืออินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสองระดับ (Two-level voltage source inverter) ที่มีโครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน ส่งผลให้การออกแบบระบบควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังกระทำได้ง่าย แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากการใช้งานโดยทั่วไปของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบสองระดับจะใช้ความถี่การสวิตช์ที่ไม่สูงมากจึงทำให้เกิดความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของทั้งแรงดันและกระแสที่มีค่าสูง มากไปกว่านั้นผลจากแรงดันเอาต์พุตที่ได้เพียงแค่อสองระดับขั้นทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังที่มีค่ามาก[3]-[4] ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้สวิตช์กำลังที่มีพิกัดแรงดันสูงซึ่งส่งผลให้ต้องใช้สวิตช์กำลังที่มีราคาสูงขึ้น เพื่อแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นจึงได้มีการคิดค้นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถให้แรงดันเอาต์พุตได้หลายระดับขั้นขึ้น โดยเรียกว่า อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบหลายระดับ (Multi-level voltage source inverter) [5]-[7] ผลการศึกษางานวิจัยต่าง ๆ ใน [8]-[9] พบว่า อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามระดับที่นิยมใช้ในปัจจุบันแบ่งออกเป็นสองรูปแบบ ได้แก่ อินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดตรึงจุดนิวทรัล (Three-level neutral-point-clamped inverter) และอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที (Three-level T-type inverter) สามารถสร้างแรงดันเอาต์พุตได้หลายระดับขั้น มีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตต่ำ อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตมีค่าน้อย และทำงานที่ความถี่การสวิตช์ (Switching frequency) ต่ำๆได้ รวมทั้งมีพิกัดแรงดันของสวิตช์กำลังและตัวเก็บประจุสามารถใช้เพียงครึ่งเดียวของแรงดันกระแสตรงด้านอินพุตเท่านั้น เมื่อเปรียบเทียบระหว่างอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดตรึงจุดนิวทรัลกับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที พบว่า มีความแตกต่างกันในด้านโครงสร้างวงจร กล่าวคือ อินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที มีสวิตช์กำลังในแต่ละเฟสเพียงแค่สี่ตัว และไม่มีไดโอดแคล้มต่ออยู่ และในงานวิจัย [10]-[11] พบว่า ด้านกำลังการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดทีมีกำลังการสูญเสียการนำกระแส (conduction losses) มีค่าต่ำกว่า แต่กำลังการสูญเสียการสวิตช์ (switching losses) มีค่ามากกว่าอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดตรึงจุดนิวทรัล ในส่วนของวิธีการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสแหล่งจ่ายแรงดันหลายระดับนั้น สามารถใช้วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์ด้วยหลักการเดียวกันกับอินเวอร์เตอร์สามเฟสแหล่งจ่ายแรงดันสองระดับ โดยมีงานวิจัยจำนวนมากที่ได้นำเสนอการมอดูเลตความกว้างพัลส์อินเวอร์เตอร์สามระดับด้วยวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ในรูปแบบต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ด้วย

การบวกค่าแรงดันลำดับศูนย์ที่เหมาะสม [12]- [13] โดยอยู่บนพื้นฐานการคำนวณเวลาและบวกค่าแรงดันลำดับศูนย์ รวมทั้งวิธีการควบคุมแรงดันที่จุดนิวทรัลร่วม เพื่อกำจัดปัญหาความไม่สมดุลของแรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมระหว่างตัวเก็บประจุตัวบนและตัวล่าง และความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสลดลง ในงานวิจัย [14] นำเสนอวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ด้วยการคำนวณหาช่วงเวลาจากการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่ใกล้เคียงกัน ร่วมกับการจัดลำดับเวกเตอร์ที่เหมาะสม ด้วยวิธีการควบคุมแบบวงปิด (Closed-loop control) เพื่อรักษาแรงดันให้สมดุลกัน วิธีการดังกล่าวทำให้ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสลดลง และกำลังการสูญเสียการสวิตช์น้อยเช่นกัน งานวิจัย [15] นำเสนอวิธีการออกแบบการจัดลำดับการสวิตช์ที่เหมาะสมด้วยการเลือกเวกเตอร์แรงดันสามตัวที่ใกล้เคียงกันมาเรียงลำดับร่วมกับเทคนิคการกำจัดแรงดันโหมตร่วมบนพื้นฐานมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ และวิธีการควบคุมแบบวงปิด ผลการทดสอบ พบว่า วิธีการดังกล่าวสามารถลดเวลาการสวิตช์และแรงดันโหมตร่วมได้ รวมถึงความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของแรงดันและกระแสลดลง ส่งผลให้คุณภาพคลื่นด้านเอาต์พุตดีขึ้นเมื่อค่าดรรชนีการมอดูเลตต่ำๆ ที่ความถี่การสวิตช์ต่ำๆ งานวิจัย [16] นำเสนอวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบไฮบริด (Hybrid PWM) เป็นการผสมผสานระหว่างสัญญาณการมอดูเลตกับคลื่นซายน์ เพื่อสร้างสัญญาณขับสวิตช์กำลัง ผลการทดสอบ พบว่าวิธีการที่นำเสนอความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของแรงดันลดลง กำลังการสูญเสียการนำกระแสและกำลังการสูญเสียการสวิตช์ของสวิตช์กำลังลดลง เมื่อเทียบกับวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบอื่นๆ และงานวิจัย [17] นำเสนอวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบไม่ต่อเนื่อง ด้วยการสร้างสัญญาณการมอดูเลตค้ำที่มุมต่างๆ อาทิเช่น 12.86° 18° 30° เป็นต้น ตลอดหนึ่งไซเคิลจะไม่มีการสวิตช์ด้วยมุม 180° ซึ่งสามารถลดจำนวนครั้งการสวิตช์ลง ส่งผลให้กำลังการสูญเสียลดลงเช่นกัน แต่อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวยังคงมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของแรงดันมีค่าสูงกว่าแบบเดิม จากการศึกษาวิจัยต่าง ๆ ใน [18]-[20] พบว่า อินเวอร์เตอร์สามารถจะถูกละเลยนำไปใช้เชื่อมต่อกับกริด หากคุณภาพกำลังไฟฟ้าของกริดได้รับผลกระทบภายใต้โหลดที่ไม่สมดุลและไม่เชิงเส้น เนื่องมาจากกระแสไฟฟ้าที่เกิดการบิดเบี้ยว (Distortion) และไม่สมดุลจากกริดไฟฟ้ากระแสสลับนั้น กระแสไฟฟ้าเหล่านี้จะทำให้แรงดันไฟฟ้าไม่สมดุลและผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก อาจทำให้เกิดปัญหาที่ร้ายแรงต่ออุปกรณ์ เช่น การสั้นสะพาน แรงดันไฟฟ้าเกิน ความร้อนสูงเกินไป เป็นต้น ดังนั้นการรักษาให้กำลังไฟฟ้ามีคุณภาพที่ดี การชดเชยโหลดที่ไม่สมดุล จึงต้องใช้การควบคุมที่เหมาะสม ดังนั้นในการวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบสัญญาณควบคุมสวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ด้วยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่อง บนฐานการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดีสำหรับเชื่อมต่อกับกริด

1.2 จุดมุ่งหมายของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาและวิเคราะห์หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ด้วยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่อง

1.2.2 เพื่อออกแบบและสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่บนฐานการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดีสำหรับเชื่อมต่อกริด

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ ที่ใช้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังที่ได้มาจากวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องและวิธีการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดี

1.3 วิธีดำเนินการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างแบบจำลองของระบบควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่เชื่อมต่อกริดด้วยการจำลองบนโปรแกรม MATLAB/SIMMULINK

1.3.2 ออกแบบและสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ บนพื้นฐานวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่อง

1.3.3 ออกแบบตัวควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ บนฐานการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดีสำหรับเชื่อมต่อกริด

1.3.4 ทดสอบสมรรถนะการทำงานและคุณภาพกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ที่ถูกควบคุมด้วยการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดี

1.4 การวิเคราะห์ข้อมูล

วิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ ที่ใช้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังที่ได้มาจากวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องและวิธีการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดี ดังนี้

1.4.1 วิเคราะห์คลื่นและขนาดของกระแสเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุต

1.4.2 วิเคราะห์ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแส (THD_i) ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของแรงดัน (THD_v)

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้ผลการศึกษาและวิเคราะห์หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ด้วยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่อง

1.5.2 ได้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่บนฐานการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดีสำหรับเชื่อมต่อกริด

1.5.3 ได้ผลทดสอบสมรรถนะการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ที่ใช้สัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังที่ได้มาจากวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องและวิธีการควบคุมองค์ประกอบกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ที่ดี



บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

การศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องเริ่มต้นจากการศึกษาโครงสร้างและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ วิธีมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ หลักการสวิตช์จากวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ และการควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ด้วยการควบคุมองค์ประกอบกระแสไฟฟ้าบนเฟรมเคลื่อนที่สองเฟสดีคิว (Two-phase dq rotating frame)

2.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่

โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ประกอบด้วย สวิตช์กำลังในแต่ละเฟสจำนวนสี่ตัว รวมทั้งสามเฟสมีสวิตช์กำลังทั้งหมดจำนวนสิบสองตัว ดังภาพประกอบ 2.1 มีสถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่มีอยู่ด้วยกัน 3 สถานะ ได้แก่ -1, 0, 1 แสดงดังตาราง 2.1 ยกตัวอย่างเช่น เฟส a สถานะการทำงานของสวิตช์คือ “1” หมายถึง สวิตช์ตัวที่หนึ่ง (S_{a1}) และตัวที่สอง (S_{a2}) ถูกปิด ส่งผลให้แรงดันขั้วมีค่าเท่ากับ $+0.5V_{dc}$ ในทำนองเดียวกัน หากสถานะการทำงานของสวิตช์คือ “0” หมายถึง สวิตช์ตัวที่สอง (S_{a2}) และตัวที่สาม (S_{a3}) ถูกปิด ส่งผลให้แรงดันขั้วมีค่าเท่ากับ 0 และหากสถานะการทำงานของสวิตช์คือ “-1” หมายถึง สวิตช์ตัวที่สาม (S_{a3}) และตัวที่สี่ (S_{a4}) ต่อย่างจร ส่งผลให้แรงดันขั้วมีค่าเท่ากับ $-0.5V_{dc}$

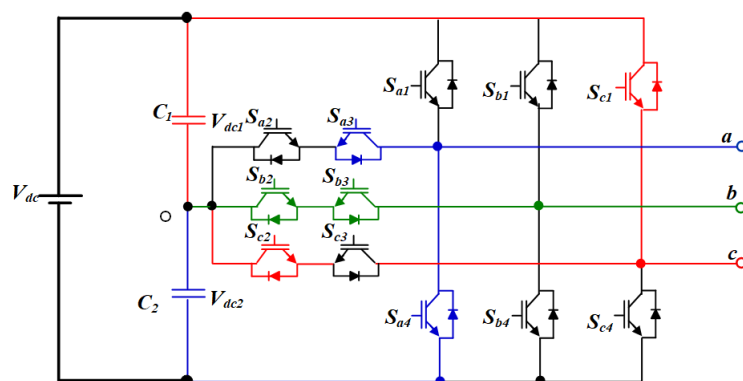
ในการสร้างแรงดันระดับ $+0.5V_{dc}$ เริ่มต้นด้วยการปิดสวิตช์ตัวที่หนึ่ง (S_{a1}) และตัวที่สอง (S_{a2}) พร้อมกัน ดังภาพประกอบ 2.2(ก) กระแสที่ไหลออกจากอินเวอร์เตอร์ในกรณีนี้มีค่าเป็นบวก ($i_a > 0$) หากต้องการเปลี่ยนระดับแรงดันจาก $+0.5V_{dc}$ ไปยัง 0 ลำดับการสวิตช์จะเริ่มจากการเปิดสวิตช์ตัวที่หนึ่ง (S_{a1}) ก่อน ดังภาพประกอบ 2.2(ข) เพื่อยกเลิกการเชื่อมต่อโดยตรงกับแหล่งจ่ายด้านบวก จากนั้นรอช่วงเวลาหนึ่ง เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างสวิตช์ที่อยู่บนกิ่งเดียวกัน จากนั้นจึงปิดสวิตช์ตัวที่สาม (S_{a3}) เพื่อสร้างเส้นทางเชื่อมต่อไปยังจุดกึ่งกลางบัสดีซี กระแสในช่วงการเปลี่ยนสถานะนี้ยังคงไหลต่อเนื่องผ่านไดโอดของสวิตช์ตัวที่สาม (S_{a3}) ดังภาพประกอบ 2.3 สำหรับกรณีกระแสมีทิศทางลบ ($i_a < 0$) สามารถใช้ลำดับการสวิตช์แบบเดียวกัน กล่าวคือ เริ่มจากเริ่มต้นจากสวิตช์ตัวที่หนึ่ง (S_{a1}) และตัวที่สอง (S_{a2}) ถูกปิด ดังภาพประกอบ 2.5(ก) จากนั้นทำการเปิดสวิตช์ตัวที่หนึ่ง (S_{a1}) ดังภาพประกอบ 2.5(ข) เพื่อยกเลิกการเชื่อมต่อกับบัสดีซีบวก และรอช่วงเวลาการหน่วง จากนั้นสวิตช์ตัวที่สาม (S_{a3}) ถูกปิด กระแสจะเปลี่ยนไปยังสวิตช์ตัวที่สาม (S_{a3}) และไดโอดของสวิตช์ตัวที่สอง (S_{a2}) ส่งผลให้แรงดันขั้วเฟสลดลงสู่ระดับศูนย์โวลต์ ดังภาพประกอบ 2.6(ก)

ในกรณีที่มีการเชื่อมต่อเฟสเอาต์พุตจากจุดกึ่งกลางบัสดีซีไปยังแหล่งจ่ายด้านบวกภายใต้ กระแสบวก จะเริ่มต้นด้วยการปิดสวิตช์ตัวที่สอง (S_{a2}) และตัวที่สาม (S_{a3}) พร้อมกัน ดัง ภาพประกอบ 2.3 เพื่อสร้างการเชื่อมต่อกับจุดกึ่งกลาง จากนั้นเมื่อสวิตช์ตัวที่สาม (S_{a3}) ถูกเปิด กระแสยังคงไหลต่อเนื่องผ่านไดโอดที่อยู่ร่วมกับสวิตช์ตัวที่สาม (S_{a3}) ดังภาพประกอบ 2.2(ข) และ เมื่อสวิตช์ตัวที่หนึ่ง (S_{a1}) ถูกปิด จะทำให้กระแสเปลี่ยนเส้นทางไปยังแหล่งจ่ายด้านบวก ดัง ภาพประกอบ 2.2(ก) ในทำนองเดียวกัน สำหรับกรณีกระแสลบ สามารถใช้ลำดับการสวิตช์ เช่นเดียวกัน โดยเริ่มต้นจากการปิดสวิตช์ตัวที่สอง (S_{a2}) และตัวที่สาม (S_{a3}) พร้อมกัน ดัง ภาพประกอบ 2.6(ก) เพื่อให้กระแสไหลเข้าสู่จุดกึ่งกลาง จากนั้นเมื่อสวิตช์ตัวที่สาม (S_{a3}) เปิดวงจร กระแสจะเปลี่ยนเส้นทางไปยังไดโอดของสวิตช์ตัวที่หนึ่ง (S_{a1}) ดังภาพประกอบ 2.6(ข) และเมื่อสวิตช์ ตัวที่หนึ่ง (S_{a1}) ถูกปิด กระแสจะยังคงไหลต่อเนื่องไปในทิศทางเดิม ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยน จากระดับศูนย์ไปสู่ $+0.5V_{dc}$ ดังภาพประกอบ 2.5(ก) กล่าวโดยสรุป การเปลี่ยนสถานะทั้งสี่กรณี (จากแหล่งจ่ายด้านบวกไปยังจุดกึ่งกลางบัสดีซี, จากจุดกึ่งกลางบัสดีซีไปยังแหล่งจ่ายด้านบวก ทั้งใน กรณีกระแสบวกและกระแสลบ) ล้วนใช้รูปแบบการสวิตช์เพียงสองลักษณะเท่านั้น และหลักการ เดียวกันนี้สามารถประยุกต์ใช้กับการเปลี่ยนสถานะจากแหล่งจ่ายด้านลบได้เช่นกัน ลำดับการสวิตช์ ดังกล่าวจึงมีความเรียบง่าย

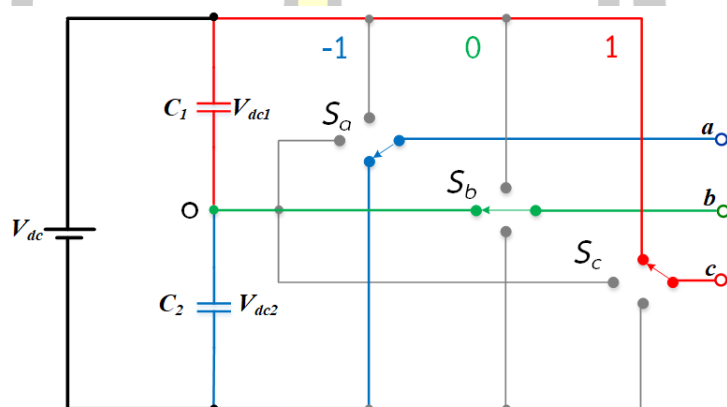
ตาราง 2.1 คำจำกัดความของสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่

สถานะ	S_1	S_2	S_3	S_4	แรงดันด้านออก
1	ON	ON	OFF	OFF	$+0.5V_{dc}$
0	OFF	ON	ON	OFF	0
-1	OFF	OFF	ON	ON	$-0.5V_{dc}$

พูน ปณ ทิโต ชีเว



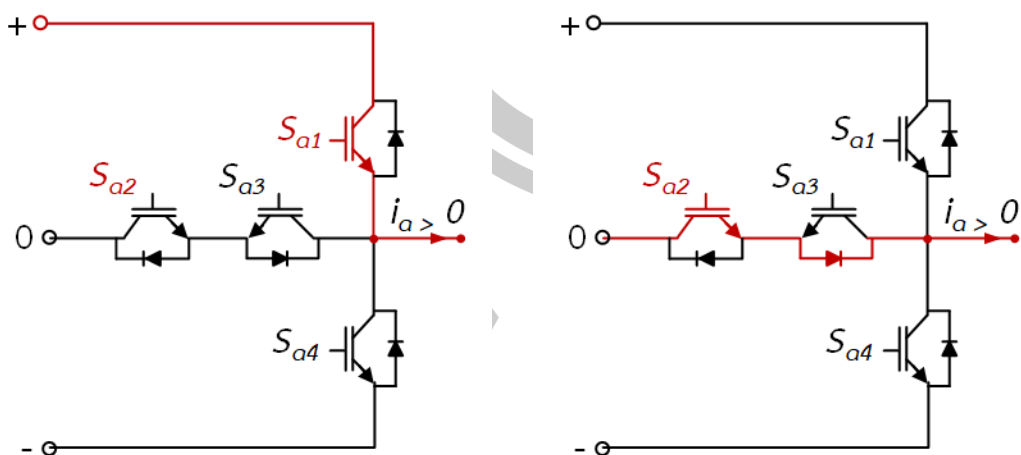
(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ในความเป็นจริง



(ข) วงจรสมมูลอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่

ภาพประกอบ 2.1 อินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่

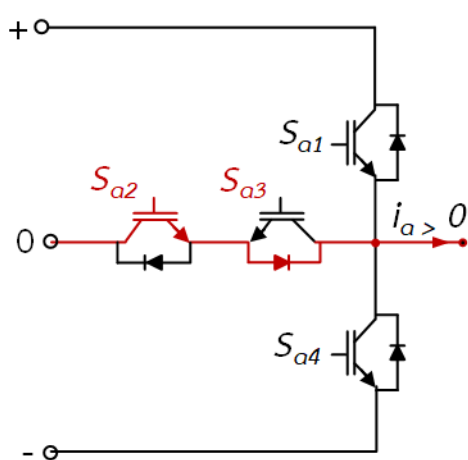
พหุ ประถม ๒๒๒ ชีวะ



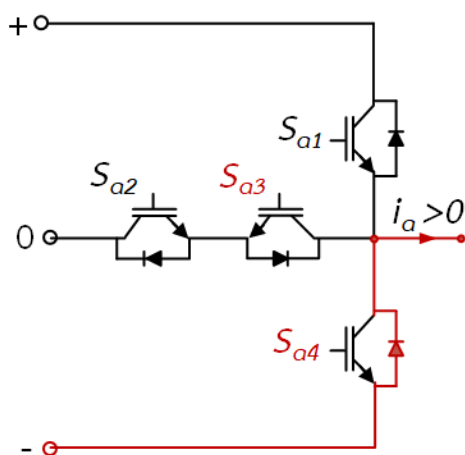
(ก) กรณีที่ 1

(ข) กรณีที่ 2

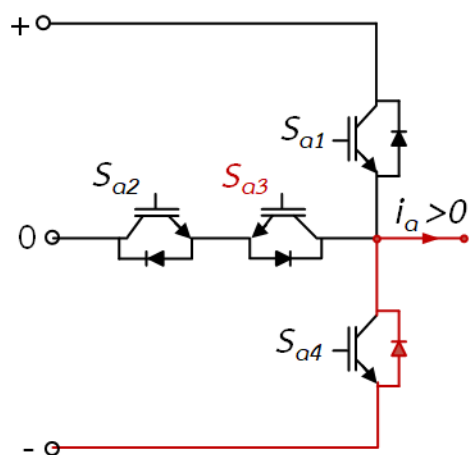
ภาพประกอบ 2.2 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสบวก เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่หนึ่งและตัวที่สอง



ภาพประกอบ 2.3 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสบวก เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่สองและตัวที่สาม

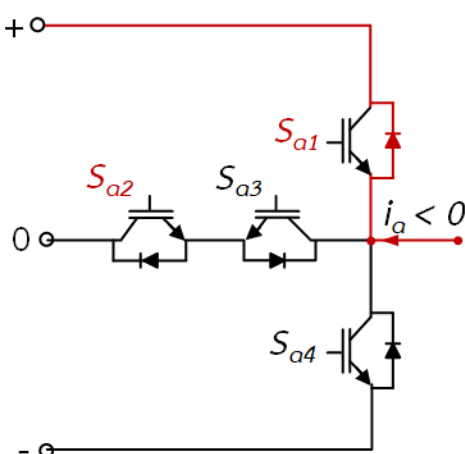


(ก) กรณีที่ 1

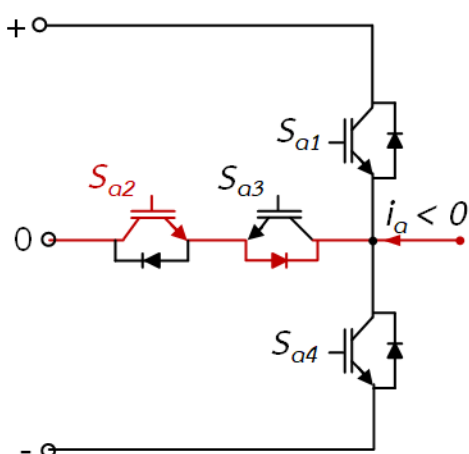


(ข) กรณีที่ 2

ภาพประกอบ 2.4 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสบวก เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่สามและตัวที่สี่

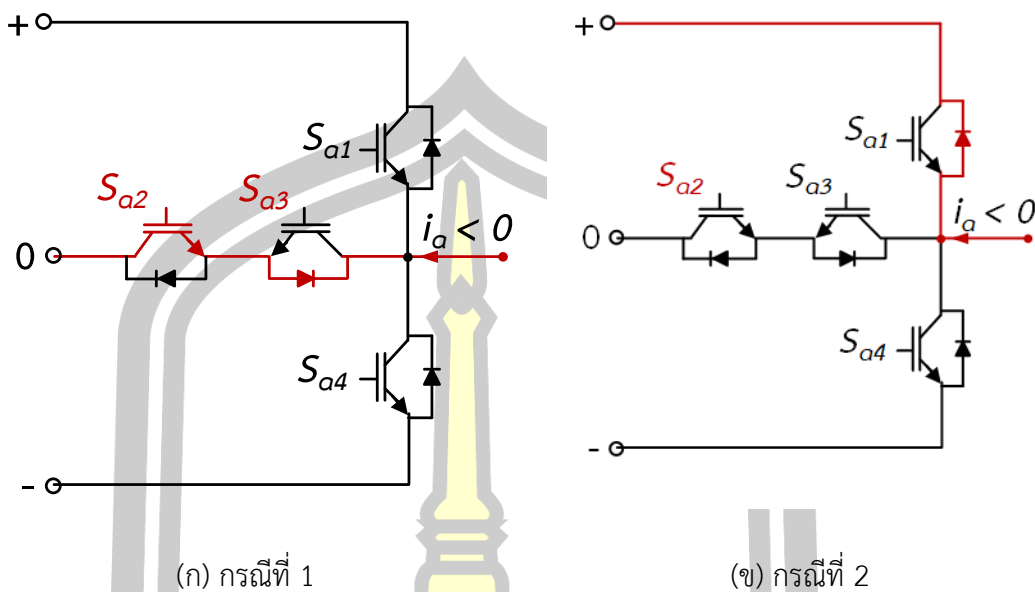


(ก) กรณีที่ 1

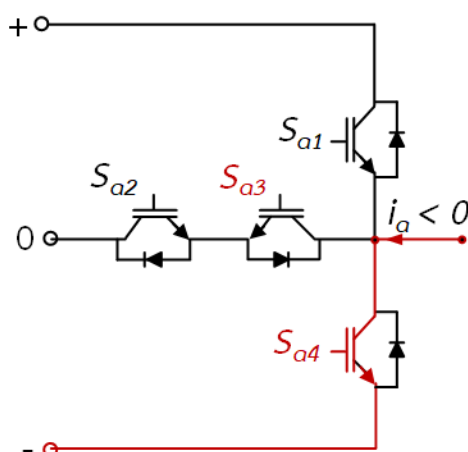


(ข) กรณีที่ 2

ภาพประกอบ 2.5 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสลบ เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่หนึ่งและตัวที่สอง



ภาพประกอบ 2.6 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสลบ เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่สองและตัวที่สาม



ภาพประกอบ 2.7 ลำดับการเปลี่ยนแรงดัน ภายใต้กระแสลบ เมื่อปิดสวิตช์ตัวที่สามและตัวที่สี่

พูน ปณ จิโต ชีเว

2.2 วิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่

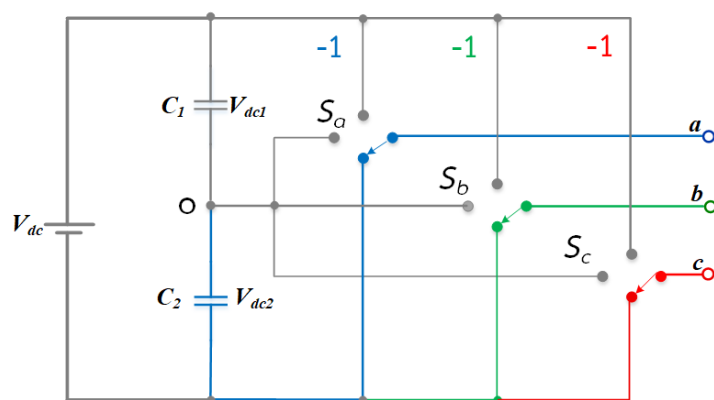
สถานะการทำงานของสวิตช์ในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ มีอยู่ด้วยกัน 3 สถานะ ได้แก่ -1, 0 และ 1 ซึ่งความเป็นไปได้ของสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับทั้งสามเฟส คือ 27 สถานะ โดยแสดงแต่ละสถานะการสวิตช์บนแผนภาพสเปซเวกเตอร์ ซึ่งถูกแบ่งออกเป็นหกพื้นที่เท่าๆกัน โดยต่อไปนี้จะแต่ละพื้นที่จะถูกเรียกว่า เซกเตอร์ (Sector) สามารถแบ่งเซกเตอร์ได้หกเซกเตอร์ คือ เซกเตอร์ I มุมอยู่ในช่วง $0 < \theta \leq \frac{\pi}{3}$, เซกเตอร์ II มุมอยู่ในช่วง $\frac{\pi}{3} < \theta \leq \frac{2\pi}{3}$, เซกเตอร์ III มุมอยู่ในช่วง $\frac{2\pi}{3} < \theta \leq \pi$, เซกเตอร์ IV มุมอยู่ในช่วง $\pi < \theta \leq \frac{4\pi}{3}$, เซกเตอร์ V มุมอยู่ในช่วง $\frac{4\pi}{3} < \theta \leq \frac{5\pi}{3}$ และเซกเตอร์ VI มุมอยู่ในช่วง $\frac{5\pi}{3} < \theta \leq 2\pi$ ดังภาพประกอบ 2.8 ในแต่ละเซกเตอร์จะประกอบด้วยพื้นที่สามเหลี่ยมย่อยจำนวน 4 พื้นที่ (หมายเลข 1 – 4) ดังภาพประกอบ 2.9

ตาราง 2.2 กลุ่มเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ เซกเตอร์ I - II

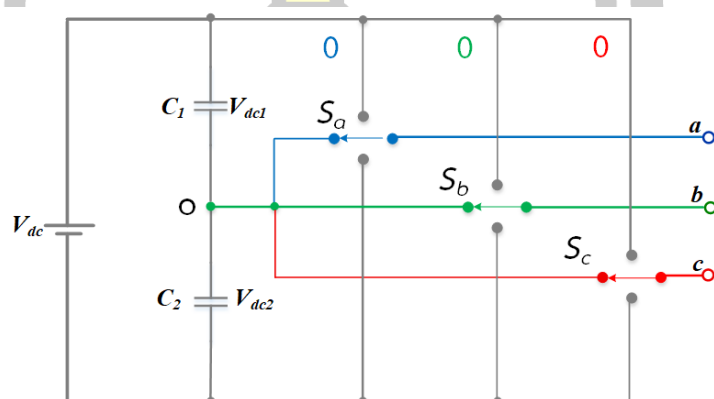
เซกเตอร์	กลุ่มเวกเตอร์		ขนาดของ เวกเตอร์
I	กลุ่มเวกเตอร์ศูนย์	$\vec{V}_0$ [-1-1-1], [000], [111]	0
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก	$\vec{V}_1$ [100], [0-1-1]	$\frac{V_{dc}}{3}$
		$\vec{V}_2$ [110], [00-1]	
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง	$\vec{V}_7$ [10-1]	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่	$\vec{V}_{13}$ [1-1-1]	$\frac{2V_{dc}}{3}$
II	กลุ่มเวกเตอร์ศูนย์	$\vec{V}_0$ [-1-1-1], [000], [111]	0
		$\vec{V}_2$ [110], [00-1]	
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก	$\vec{V}_3$ [010], [-10-1]	$\frac{V_{dc}}{3}$
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง	$\vec{V}_8$ [01-1]	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่	$\vec{V}_{14}$ [11-1] $\vec{V}_{15}$ [-11-1]	$\frac{2V_{dc}}{3}$

ตาราง 2.3 กลุ่มเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ เซกเตอร์ III- V

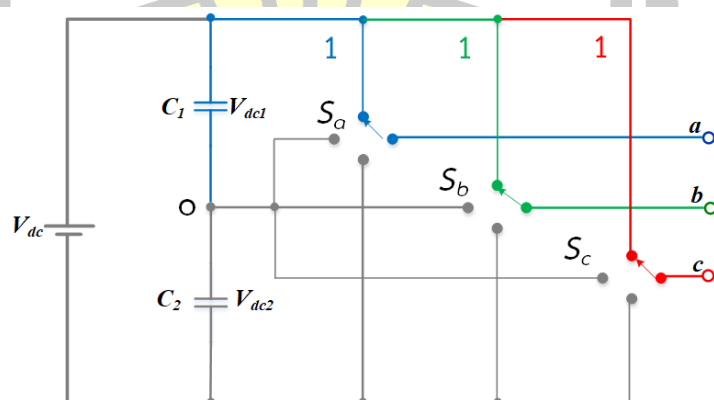
เซกเตอร์	กลุ่มเวกเตอร์		ขนาดของ เวกเตอร์
III	กลุ่มเวกเตอร์ศูนย์	$\vec{V}_0$ [-1-1-1], [000], [111]	0
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก	$\vec{V}_3$ [010], [-10-1]	$\frac{V_{dc}}{3}$
		$\vec{V}_4$ [011], [-100]	$\frac{V_{dc}}{3}$
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง	$\vec{V}_9$ [-110]	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่	$\vec{V}_{15}$ [-11-1]	$\frac{2V_{dc}}{3}$
$\vec{V}_{16}$ [-111]		$\frac{2V_{dc}}{3}$	
IV	กลุ่มเวกเตอร์ศูนย์	$\vec{V}_0$ [-1-1-1], [000], [111]	0
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก	$\vec{V}_4$ [011], [-100]	$\frac{V_{dc}}{3}$
		$\vec{V}_5$ [001], [-1-10]	$\frac{V_{dc}}{3}$
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง	$\vec{V}_{10}$ [-101]	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่	$\vec{V}_{16}$ [-111]	$\frac{2V_{dc}}{3}$
$\vec{V}_{17}$ [-1-11]		$\frac{2V_{dc}}{3}$	
V	กลุ่มเวกเตอร์ศูนย์	$\vec{V}_0$ [-1-1-1], [000], [111]	0
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก	$\vec{V}_5$ [001], [-1-10]	$\frac{V_{dc}}{3}$
		$\vec{V}_6$ [101], [0-10]	$\frac{V_{dc}}{3}$
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง	$\vec{V}_{11}$ [0-11]	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
	กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่	$\vec{V}_{17}$ [-1-11]	$\frac{2V_{dc}}{3}$
$\vec{V}_{18}$ [1-11]		$\frac{2V_{dc}}{3}$	



(ก) กลุ่มเวกเตอร์ศูนย์ $\vec{V}_0$ [-1-1-1]



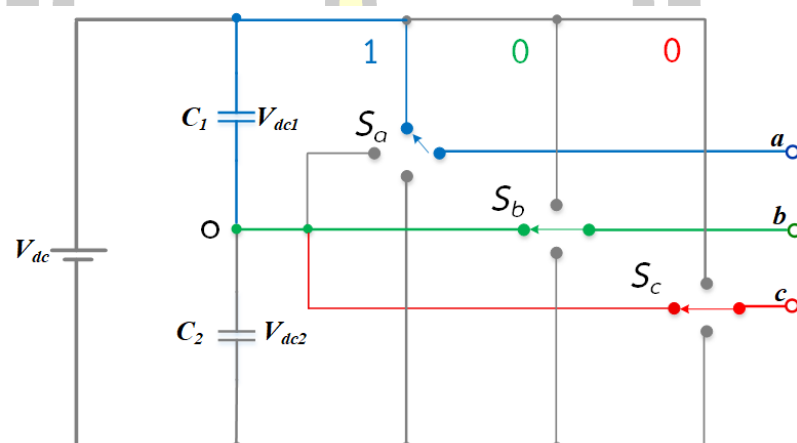
(ข) กลุ่มเวกเตอร์ศูนย์ $\vec{V}_0$ [000]



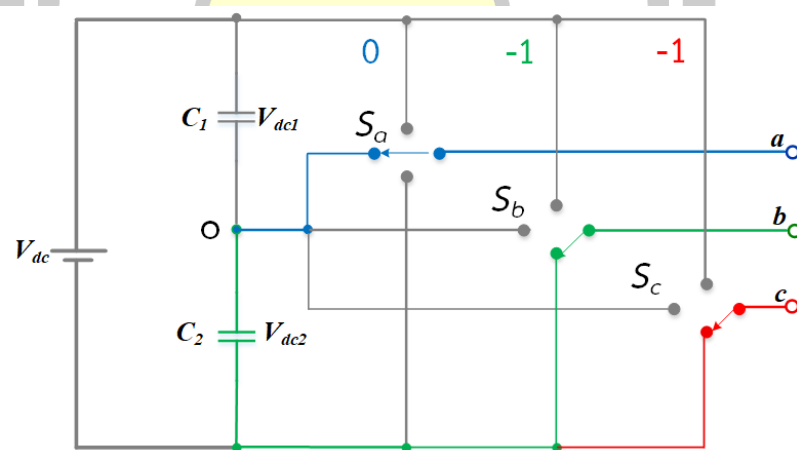
(ค) กลุ่มเวกเตอร์ศูนย์ $\vec{V}_0$ [111]

ภาพประกอบ 2.10 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ศูนย์

ภาพประกอบ 2.11 ถึง 2.16 แสดงสภาวะการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่เมื่อเวกเตอร์แรงดันอยู่ในกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก ซึ่งมีทั้งหมด 6 เวกเตอร์ ($\vec{V}_1 - \vec{V}_6$) โดยแต่ละเวกเตอร์สามารถเกิดขึ้นได้จากสถานะการสวิตช์ที่แตกต่างกันสองแบบ รวมทั้งหมด 12 สถานะ ดังนั้นกลุ่มเวกเตอร์นี้ถือเป็นส่วนสำคัญในการสังเคราะห์แรงดันเอาต์พุต เนื่องจากมีความยืดหยุ่นในการเลือกเส้นทางกระแสที่ผ่านจุดกึ่งกลางบัสไฟตรง การวิเคราะห์สภาวะการนำกระแสของเวกเตอร์ขนาดเล็กสามารถสรุปได้ดังนี้

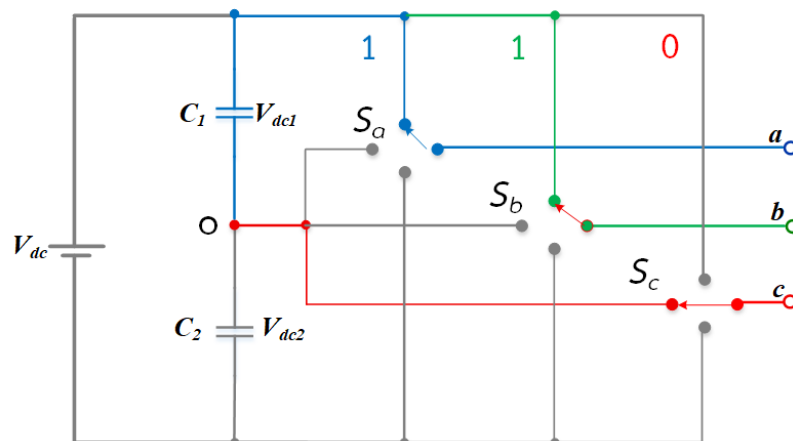
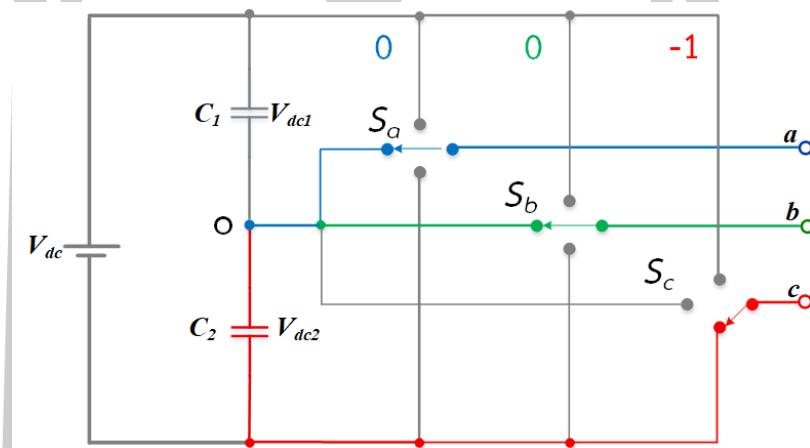


(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_1[100]$

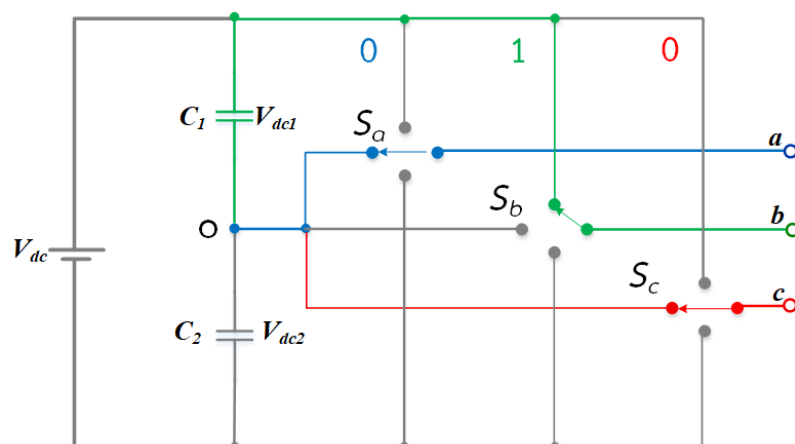


(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_1[0-1-1]$

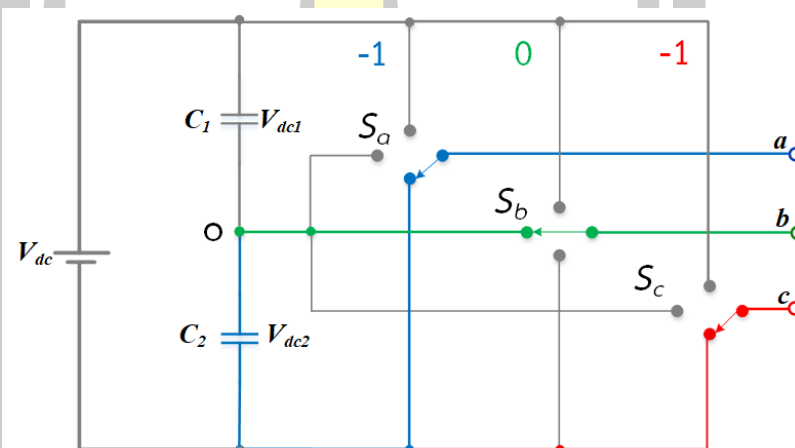
ภาพประกอบ 2.11 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_1)

(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_2$ [110](ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_2$ [00-1]ภาพประกอบ 2.12 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_2)

เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_1$ เกิดจากสถานะ [100] และ [0 -1 -1] ซึ่งทั้งสองกรณีให้เวกเตอร์แรงดันที่มีขนาดเท่ากับ $V_{dc}/3$ และมีทิศทางเดียวกัน แตต่างกันที่เส้นทางการไหลของกระแส ในกรณี [100] กระแสเฟส a ไหลผ่านสวิตช์ S_{a1} และ S_{a2} ทำให้แรงดันชั่วเฟส $a = +0.5V_{dc}$ ส่วนเฟส b และ c อยู่ที่ศูนย์ ขณะที่ในกรณี [0 -1 -1] เฟส b และ c ถูกเชื่อมต่อไปยังขั้วลบของแหล่งจ่าย ($-0.5V_{dc}$) ส่วนเฟส a อยู่ที่ศูนย์ ดังภาพประกอบ 2.11 เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_2$ มีสถานะ [110] และ [00 -1] โดยลักษณะเด่นคือแรงดันชั่วเฟส a และเฟส b มีค่า $+0.5V_{dc}$ ส่วนชั่วเฟสที่เหลือมีค่าเป็นศูนย์ หรือ $-0.5V_{dc}$ ตามแต่กรณี อย่างไรก็ตามผลลัพธ์ของเวกเตอร์แรงดันที่สังเคราะห์ได้ยังคงมีขนาดเท่ากับ $V_{dc}/3$ เช่นเดิม ดังภาพประกอบ 2.12



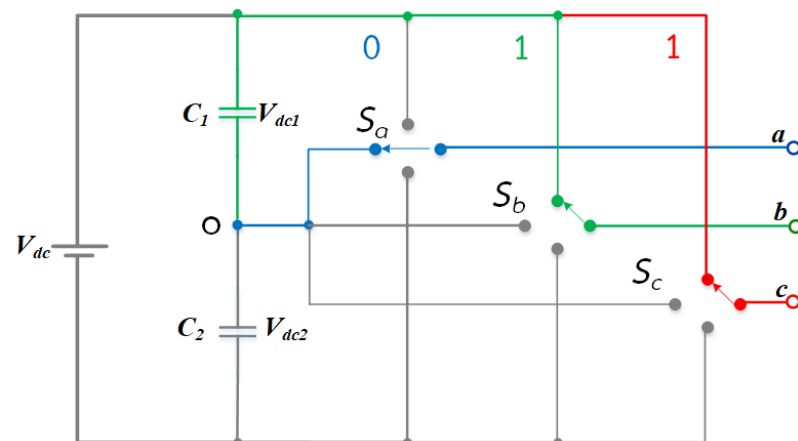
(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_3[010]$.



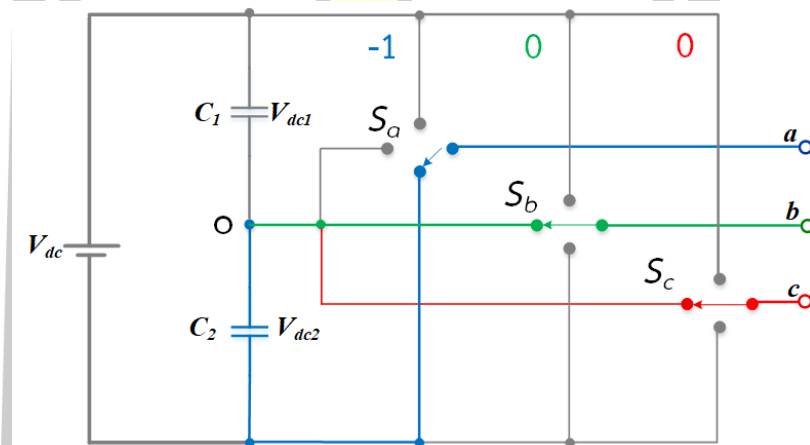
(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_3[-10-1]$

ภาพประกอบ 2.13 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_3)

เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_3$ เกิดจากสถานะ $[010]$ และ $[-1\ 0\ -1]$ โดยในสถานะ $[010]$ ขั้วเฟส b มีค่าแรงดัน $+0.5V_{dc}$ ขณะที่เฟส a และเฟส c มีค่าแรงดันศูนย์ ส่วนในกรณี $[-1\ 0\ -1]$ แรงดันขั้วเฟส a และ c มีค่า $-0.5V_{dc}$ ขณะที่เฟส b มีค่าแรงดันศูนย์ดังภาพประกอบ 2.13 เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_4$ เกิดจากสถานะ $[011]$ และ $[-1\ 00]$ โดยสถานะแรกทำให้ขั้วเฟส a มีค่าแรงดันศูนย์ ในขณะที่เฟส b และ c มีค่าแรงดัน $+0.5V_{dc}$ ส่วนในสถานะหลัง ขั้วเฟส b และ c มีค่าแรงดันศูนย์ ในขณะที่เฟส a มีค่าแรงดัน $-0.5V_{dc}$ ดังภาพประกอบ 2.14



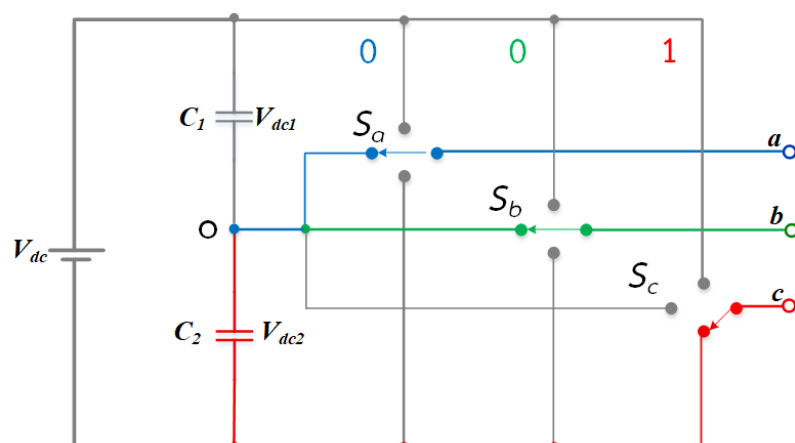
(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_4$ [011]



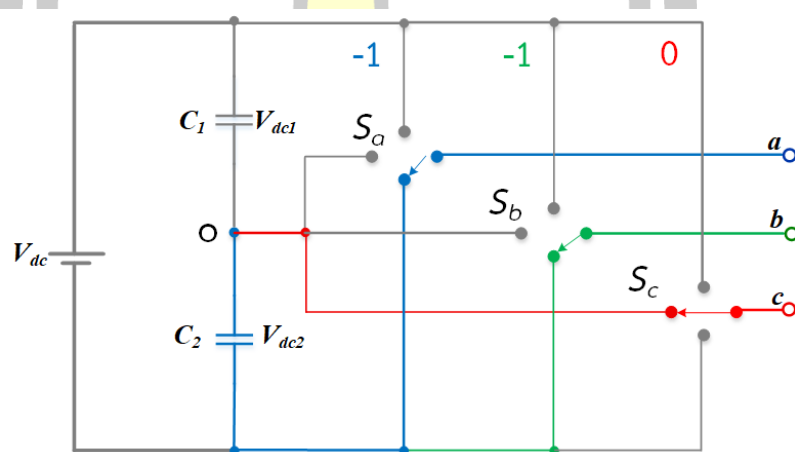
(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_4$ [-100]

ภาพประกอบ 2.14 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_4)

พหุจน์ ปณ ภิโต ชีเว



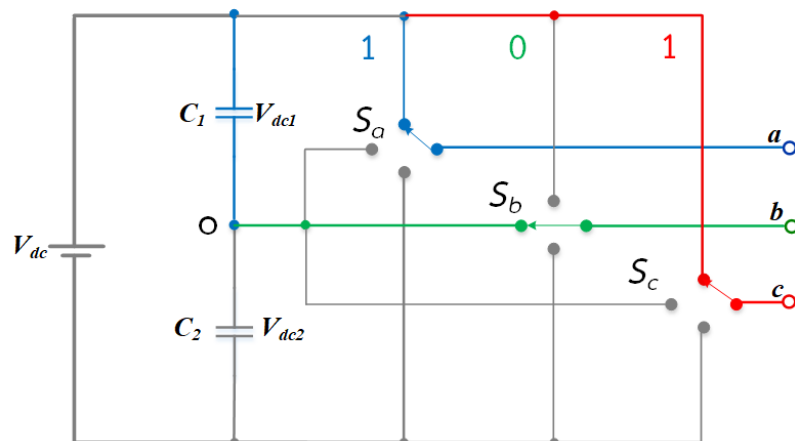
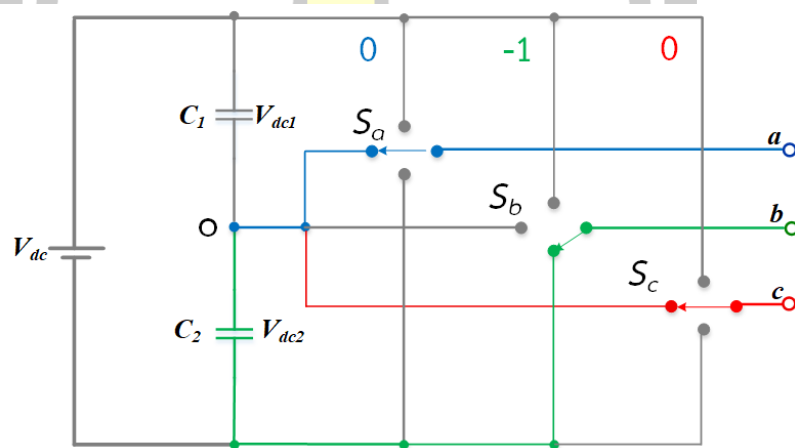
(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_5[001]$



(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_5[-1-10]$

ภาพประกอบ 2.15 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_5)

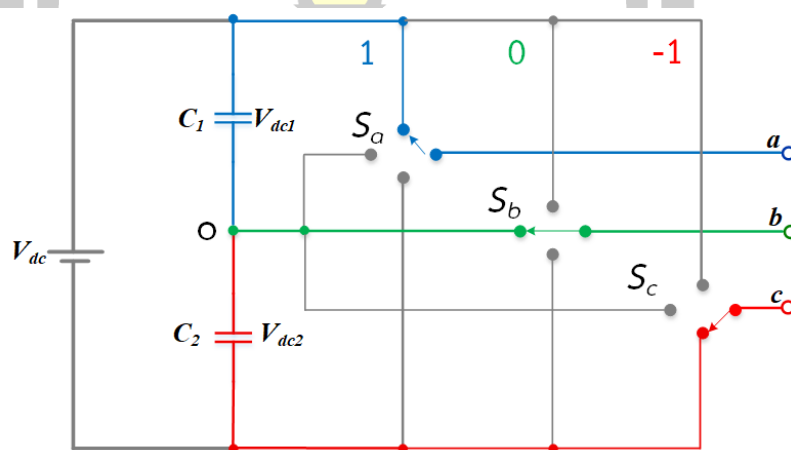
พหุจน์ ปณ จิตโต ชีเว

(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_6[101]$ (ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_6[0-10]$ ภาพประกอบ 2.16 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดเล็ก (V_6)

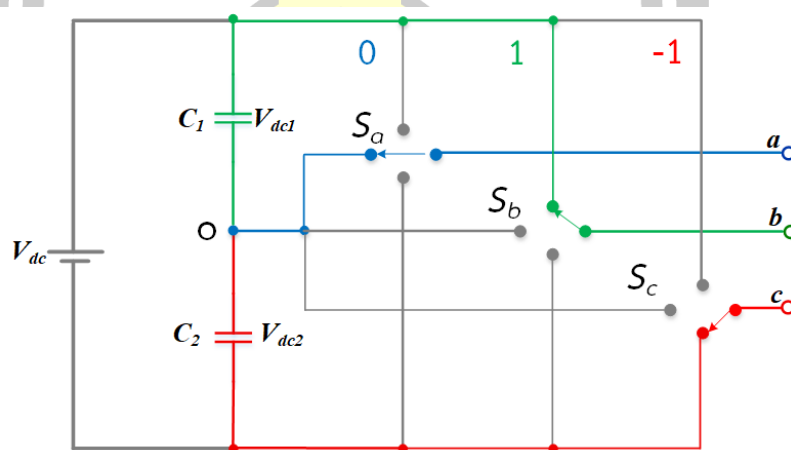
เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_5$ เกิดจากสถานะ $[001]$ และ $[-1 -1 0]$ ลักษณะเด่นคือแรงดันสองเฟสอยู่ที่ $-0.5V_{dc}$ ในขณะที่อีกหนึ่งเฟสมีค่าเป็นศูนย์ ดังภาพประกอบ 2.15 เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_6$ เกิดจากสถานะ $[101]$ และ $[0 -1 0]$ โดยในกรณี $[101]$ ขั้วเฟส a และ c มีค่าแรงดัน $+0.5V_{dc}$ ในขณะที่เฟส b มีค่าแรงดันศูนย์ ส่วนในกรณี $[0 -1 0]$ ขั้วเฟส b ถูกเชื่อมต่อเข้ากับขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟตรง ($-0.5V_{dc}$) ในขณะที่เฟส a และ c มีค่าแรงดันศูนย์ ดังภาพประกอบ 2.16

ภาพประกอบ 2.17 ถึง 2.19 แสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่เมื่อ
 เวกเตอร์แรงดันอยู่ในกลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง ซึ่งประกอบด้วยเวกเตอร์ทั้งหมด 6 ตัว ได้แก่ $\vec{V}_7 - \vec{V}_{12}$
 โดยเวกเตอร์ในกลุ่มนี้ให้ขนาดแรงดันคงที่เท่ากับ $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ สถานะของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลางสามารถ
 จำแนกได้เป็น 6 รูปแบบ

สำหรับเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_7$ เกิดจากสถานะ [10-1] โดยชั่วเฟส a มีค่าแรงดัน +0.5 Vdc
 เฟส b มีค่าแรงดันศูนย์ และเฟส c มีค่าแรงดัน -0.5Vdc ดังแสดงในภาพประกอบ 2.17(ก) ขณะที่
 เวกเตอร์แรงดันเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_8$ เกิดจากสถานะ [01-1] โดยชั่วเฟส a มีค่าแรงดันศูนย์ เฟส b =
 +0.5Vdc และเฟส c = -0.5Vdc ดังภาพประกอบ 2.17(ข)



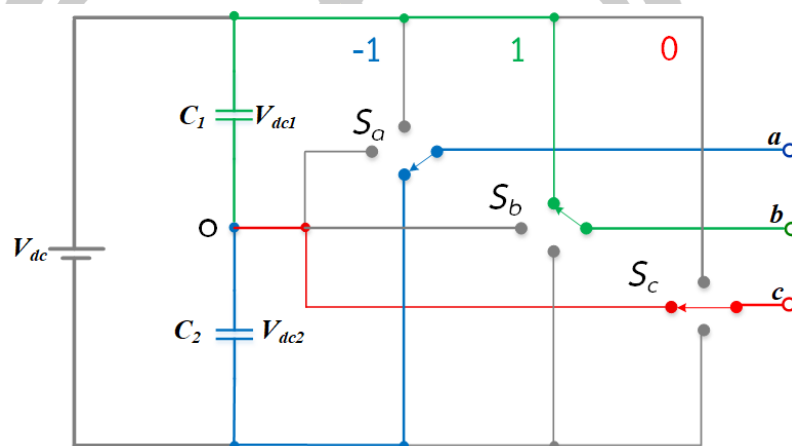
(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง $\vec{V}_7$ [10-1]



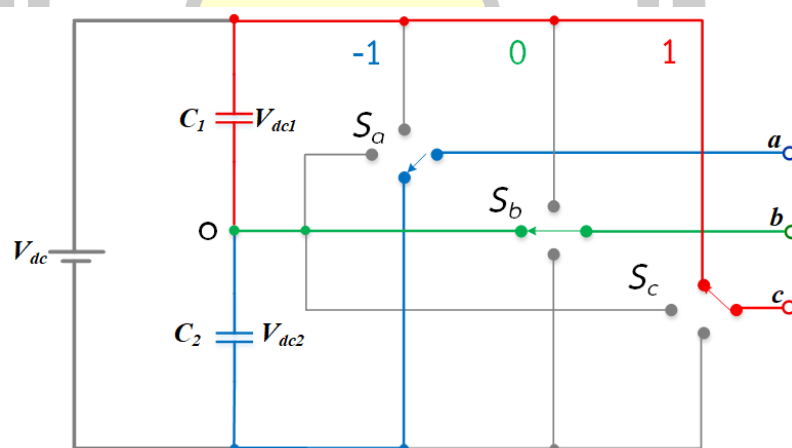
(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง $\vec{V}_8$ [01-1]

ภาพประกอบ 2.17 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง (V_7 - V_8)

เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_9$ เกิดจากสถานะ $[-110]$ มีลักษณะเด่นคือข้อเฟส a มีค่าแรงดัน $-0.5V_{dc}$ เฟส $b = +0.5V_{dc}$ และเฟส $c = 0$ ดังภาพประกอบ 2.18(ก) ส่วนเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_{10}$ เกิดจากสถานะ $[-101]$ โดยเฟส a มีค่าแรงดัน $-0.5V_{dc}$ เฟส $b = 0$ และเฟส $c = +0.5V_{dc}$ ดังภาพประกอบ 2.18(ข)

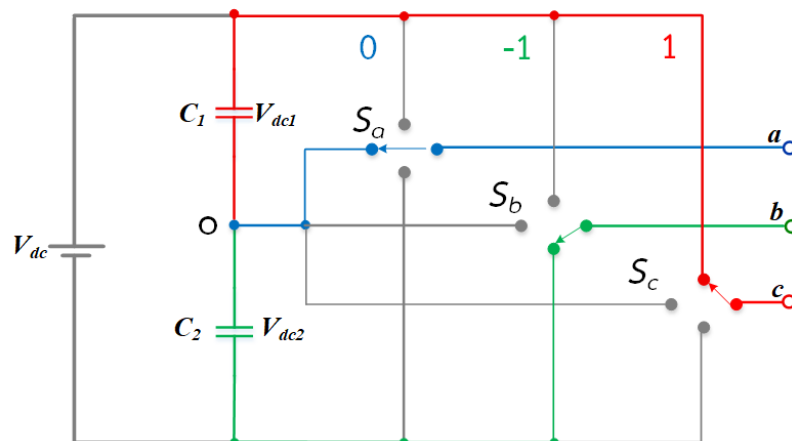


(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง $\vec{V}_9[-110]$

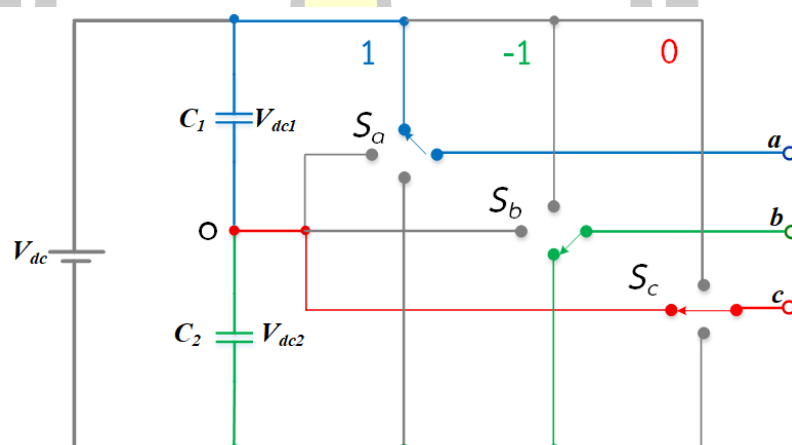


(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง $\vec{V}_{10}[-101]$

ภาพประกอบ 2.18 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง (V_9 - V_{10})



(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง $\vec{V}_{11}$ [0-11]



(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง $\vec{V}_{12}$ [1-10]

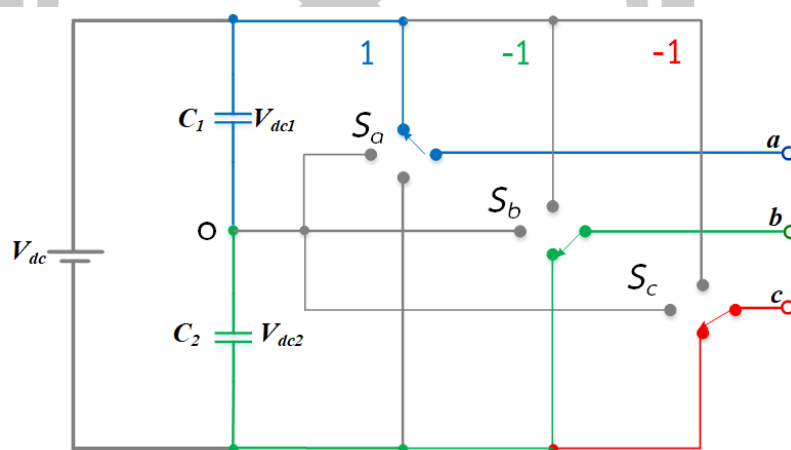
ภาพประกอบ 2.19 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดกลาง (V_{11} - V_{12})

ในทำนองเดียวกัน เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_{11}$ เกิดจากสถานะ [0-11] โดยชั่วเฟส a มีค่าแรงดันศูนย์ เฟส $b = -0.5V_{dc}$ และเฟส $c = +0.5V_{dc}$ ดังภาพประกอบ 2.19(ก) ส่วนเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_{12}$ เกิดจากสถานะ [1-10] โดยเฟส $a = +0.5V_{dc}$ เฟส $b = -0.5V_{dc}$ และเฟส $c = 0$ ดังภาพประกอบ 2.19(ข)

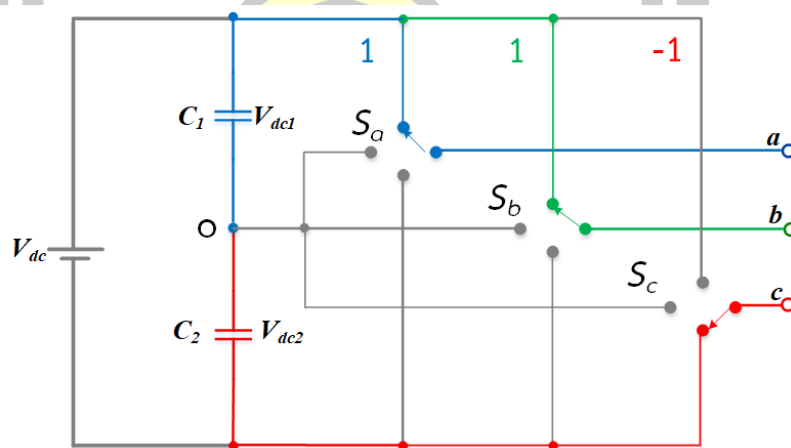
ภาพประกอบ 2.20 ถึง 2.22 แสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอยู่ในกลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ ซึ่งประกอบด้วยเวกเตอร์ทั้งหมด 6 ตัว ได้แก่

$\vec{V}_{13} - \vec{V}_{18}$ โดยเวกเตอร์ในกลุ่มนี้ให้ขนาดแรงดันคงที่เท่ากับ $2V_{dc}/3$ คุณสมบัติของเวกเตอร์กลุ่มนี้คือการมีค่าแรงดันเฟสสองเฟสเท่ากับ $+0.5V_{dc}$ หรือ $-0.5V_{dc}$ และอีกหนึ่งเฟสมีค่าแรงดันตรงข้าม ส่งผลให้เวกเตอร์แรงดันที่สังเคราะห์ได้มีขนาดใหญ่ที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับกลุ่มเวกเตอร์อื่น ๆ สถานะของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่สามารถจำแนกได้เป็น 6 รูปแบบ

สำหรับเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_{13}$ เกิดจากสถานะ [1-1-1] โดยชั่วเฟส a มีค่าแรงดัน $+0.5V_{dc}$ ขณะที่เฟส b และเฟส c มีค่าแรงดัน $-0.5V_{dc}$ ดังแสดงในภาพประกอบ 2.20(ก) ส่วนเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_{14}$ เกิดจากสถานะ [11-1] โดยชั่วเฟส a และเฟส b มีค่าแรงดัน $+0.5V_{dc}$ ในขณะที่เฟส c มีค่าแรงดัน $-0.5V_{dc}$ ดังแสดงในภาพประกอบ 2.20(ข)



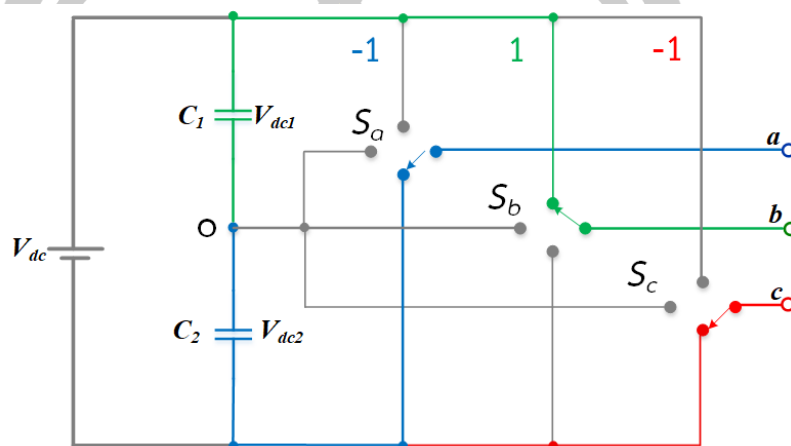
(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ $\vec{V}_{13}$ [1-1-1]



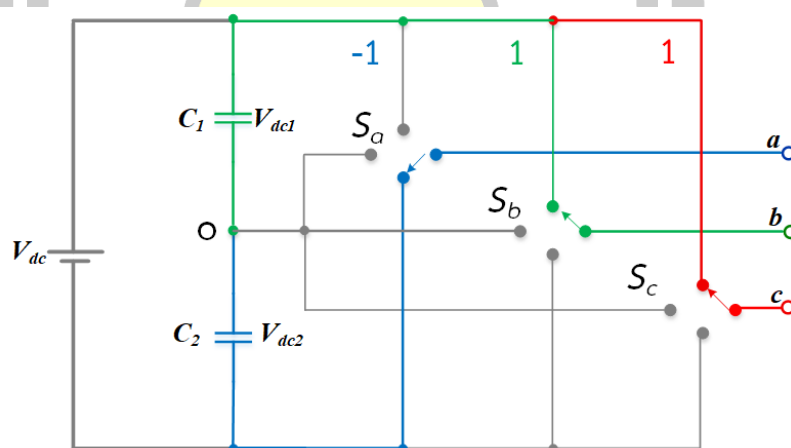
(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ $\vec{V}_{14}$ [11-1]

ภาพประกอบ 2.20 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ (V_{13} - V_{14})

เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_{15}$ เกิดจากสถานะ $[-11-1]$ โดยเฟส a และเฟส c มีค่าแรงดัน $-0.5V_{dc}$ ขณะที่เฟส b มีค่าแรงดัน $+0.5V_{dc}$ ดังแสดงในภาพประกอบ 2.21(ก) ขณะที่เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_{16}$ เกิดจากสถานะ $[-1\ 1\ 1]$ ซึ่งทำให้เฟส a มีค่าแรงดัน $-0.5V_{dc}$ และเฟส b รวมถึงเฟส c มีค่าแรงดัน $+0.5V_{dc}$ ดังแสดงในภาพประกอบ 2.21(ข)

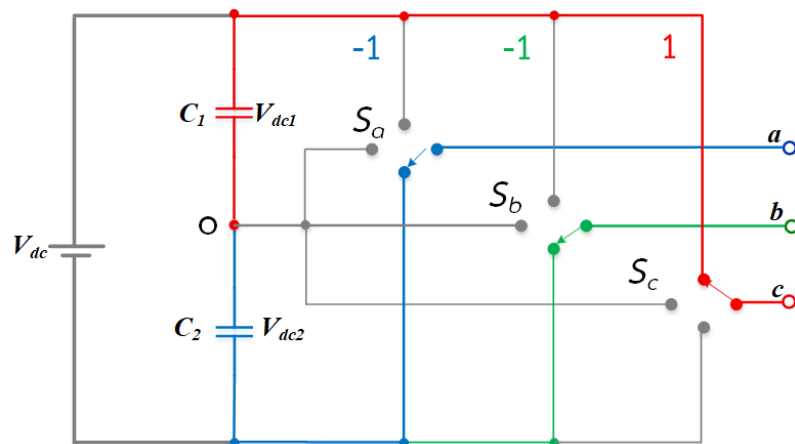


(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ $\vec{V}_{15} [-11-1]$

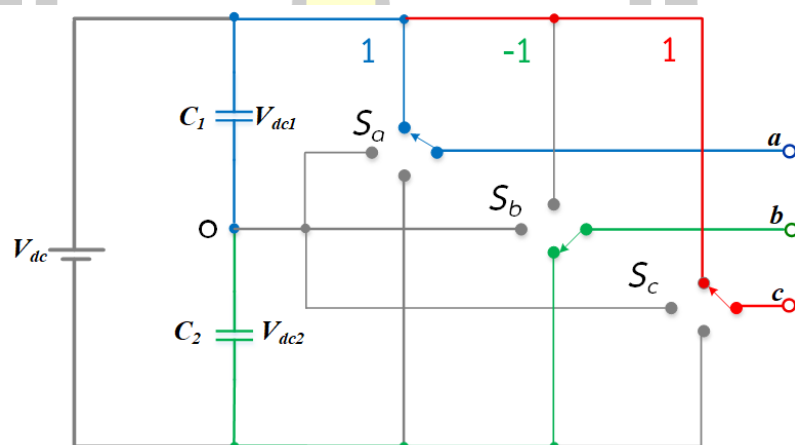


(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ $\vec{V}_{16} [-111]$

ภาพประกอบ 2.21 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ (V_{15} - V_{16})



(ก) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ $\vec{V}_{17} [-1-11]$



(ข) กลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ $\vec{V}_{18} [1-11]$

ภาพประกอบ 2.22 การนำกระแสของสวิตช์ของกลุ่มเวกเตอร์ขนาดใหญ่ (V_{17} - V_{18})

ในทำนองเดียวกัน เวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_{17}$ เกิดจากสถานะ $[-1-11]$ โดยข้อเฟส a และเฟส b มีค่าแรงดัน $-0.5V_{dc}$ ในขณะที่เฟส c มีค่าแรงดัน $+0.5V_{dc}$ ดังภาพประกอบ 2.22(ก) ส่วนเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_{18}$ เกิดจากสถานะ $[1-11]$ โดยข้อเฟส a และเฟส c มีค่าแรงดัน $+0.5V_{dc}$ ขณะที่เฟส b มีค่าแรงดัน $-0.5V_{dc}$ ดังภาพประกอบ 2.22(ข)

2.3 การควบคุมองค์ประกอบกระแสไฟฟ้าบนเฟรมเคลื่อนที่สองเฟสดีคิว

การควบคุมคุณภาพกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะใช้วิธีการควบคุมองค์ประกอบกระแสไฟฟ้าบนเฟรมเคลื่อนที่สองเฟสดีคิว บนฐานการประยุกต์ใช้วิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดัน (Voltage oriented control ; VOC) หรือที่นิยมเรียกว่าการควบคุมแรงดันแบบเวกเตอร์ (Vector control) เนื่องจากหลักการควบคุมนี้จะอาศัยการแปลงเฟรมอ้างอิงไปมาระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) กับเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) ดังนั้นตัวแปรของระบบไฟฟ้าสามเฟสจึงลดลงเหลือเพียงสองตัวแปรเท่านั้น ส่งผลให้การออกแบบและการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ง่ายและสะดวกขึ้น

อย่างไรก็ตาม การแปลงไปมาระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) กับเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) จะต้องคำนวณหามุมระหว่างองค์ประกอบกระแสสลับบนแกนดี (x_d) กับองค์ประกอบกระแสสลับบนแกนจิง (x_α) ซึ่งในกรณีนี้หมายถึงมุมของแรงดันกริด ใช้ตัวย่อ θ_s โดยสามารถหาได้จากการวัดแรงดันของระบบกริดสองเฟสแล้วทำการแปลงเฟรมให้อยู่ในรูปเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) จากนั้นจึงใช้สมการดังต่อไปนี้คำนวณหาของแรงดันกริดต่อไป

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (2.1)$$

โดยที่องค์ประกอบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับบนแกนจิง (v_α) และองค์ประกอบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับบนแกนจินตภาพ (v_β) ที่ปรากฏในสมการ (2.1) สามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{cases} v_\alpha = 0.667(v_a - 0.500v_b - 0.500v_c) = v_a \\ v_\beta = 0.667(0.866v_b - 0.866v_c) = 0.577(v_a + 2.000v_b) \end{cases} \quad (2.2)$$

สมการ (2.2) แสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนว่าวิธีการนี้จะใช้เพียงองค์ประกอบกระแสสลับสามเฟสบนแกนเฟสเอ (v_a) และแกนเฟสบี (v_b) เท่านั้น ซึ่งประโยชน์ที่เห็นได้อย่างชัดเจนก็คือวิธีการนี้ไม่จำเป็นต้องวัดแรงดันของระบบกริดในเฟสซี ทั้งนี้การควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับระบบกริด ดังแสดงในภาพประกอบ 2.6 จะอาศัยการแปลงแรงดันและกระแสไฟฟ้าทางด้านที่เชื่อมต่อกับระบบกริดของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอยู่ในเฟรมอยู่กับที่สามเฟส (abc) ไป

เป็นเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) โดยที่ตัวแปรของแรงดันและกระแสไฟฟ้าทั้งสองเฟสในเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) นี้ สามารถนำมาคำนวณหาองค์ประกอบกำลังแอกทีฟ และองค์ประกอบกำลังรีแอกทีฟของระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสได้ ดังนี้

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) \\ Q_s = \frac{3}{2}(v_{qs}i_{ds} - v_{ds}i_{qs}) \end{cases} \quad (2.3)$$

จากสมการ (2.3) แสดงให้เห็นว่าการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันนี้องค์ประกอบของกำลังจะแยกอิสระจากกัน ดังนั้นจึงสามารถที่จะควบคุมกำลังแอกทีฟและกำลังรีแอกทีฟที่ป้อนเข้าทางด้านที่เชื่อมต่อกับระบบกริดได้อย่างอิสระจากกันเช่นกัน ทั้งนี้หากกำหนดให้เวกเตอร์แรงดันที่เคลื่อนที่อยู่ในสเปซของระบบกริด $\vec{V}_s$ วางทับกับองค์ประกอบแรงดันกริดบนแกนดี $\vec{V}_{ds}$ โดยที่ขนาดแรงดันของระบบกริดจะมีค่าเท่ากับขนาดองค์ประกอบแรงดันกริดบนแกนดี $\vec{V}_{ds}$ จะได้ว่า

$$v_{qs} = \sqrt{v_s^2 - v_{ds}^2} = 0 \quad (2.4)$$

แทนสมการ (2.4) ลงในสมการ (2.3) จะได้

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}v_{ds}i_{ds} \\ Q_s = -\frac{3}{2}v_{ds}i_{qs} \end{cases} \quad (2.5)$$

จากสมการ (2.5) แสดงให้เห็นว่ากำลังแอกทีฟของระบบสามารถควบคุมได้โดยการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) ของเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่ ซึ่งคำสั่งควบคุมกระแสที่ถูกสร้างจากตัวควบคุมพีไอของอุปกรณ์ควบคุมแรงดันกระแสตรง (v_{dc}) นั้นหมายความว่าแรงดันด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์สามารถควบคุมได้จากการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) นั้นเอง นอกจากนี้ยังพบว่าหากสามารถทำให้องค์ประกอบของกระแสบนแกนคว (i_{qs}) มีค่าเป็นศูนย์ ก็จะทำให้กำลังรีแอกทีฟทางด้านระบบกริดของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเป็นศูนย์ไปด้วย ซึ่งจะทำให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่งนั่นเอง สำหรับการควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และองค์ประกอบของกระแสบนแกนคว (i_{qs}) ของเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สามารถกำหนดได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$i_{ds}^* = \frac{P_s^*}{1.5v_{ds}} \quad (2.6)$$

$$i_{qs}^* = \frac{Q_s^*}{-1.5v_{ds}} \quad (2.7)$$

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

Tuan และคณะ (2021) [21] ได้ทำการออกแบบและควบคุมอินเวอร์เตอร์สามเฟสชนิดที่ขนาดกำลัง 15 กิโลวัตต์ โดยใช้อุปกรณ์สวิตช์ชนิด Reverse-Blocking IGBT (RB-IGBT) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีสวิตช์กำลังรุ่นใหม่จากบริษัท Fuji Electric ที่มีความสามารถในการบล็อกแรงดันได้ทั้งสองทิศทาง และมีการสูญเสียพลังงานจากการสวิตช์ต่ำกว่า IGBT แบบดั้งเดิม และมีโครงสร้างประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตช์กำลังจำนวน 12 ตัว โดยในแต่ละขาเฟสสามารถสร้างแรงดันได้ 3 ระดับ และให้แรงดันระหว่างสายได้ 5 ระดับ เช่นกัน ในส่วนของการควบคุมระบบ ผู้วิจัยได้ออกแบบวงจรควบคุมกระแสและแรงดันให้อยู่ในรูปแบบแยกอิสระในกรอบอ้างอิงแบบดีคว เพื่อให้อาจสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟได้อย่างแม่นยำ โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอในทั้งสองแกนสำหรับการสร้างสัญญาณการมอดูเลต ผู้วิจัยได้ใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบไซน์ผสมฮาร์โมนิกอันดับสาม ซึ่งช่วยเพิ่มการใช้แรงดันบัสกระแสตรงได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยสามารถเพิ่มดัชนีมอดูเลชันได้สูงถึง 1.154 เท่าของวิธีแบบดั้งเดิม ส่งผลให้สามารถสร้างแรงดันเอาต์พุตสูงขึ้นโดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต ทั้งยังช่วยลดการเกิดฮาร์โมนิกลำดับต่ำที่เป็นสาเหตุของการสูญเสียในระบบ ผลการทดสอบ พบว่า อินเวอร์เตอร์ที่พัฒนาขึ้นสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่แรงดัน 600 โวลต์ ให้แรงดันเอาต์พุตเฟสละ 220 โวลต์ ที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ โดยมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของกระแสเพียง 2.7% และมีประสิทธิภาพรวมของระบบมากกว่า 98% เมื่ออยู่ภายใต้สภาวะโหลดเต็มกำลัง นอกจากนี้แรงดันบนตัวเก็บประจุสองตัว มีความสมดุลกันที่ประมาณ 280 โวลต์ต่อข้าง แสดงถึงการรักษาสมดุลแรงดันได้อย่างดี

Artal-Sevil และคณะ (2019) [22] ได้ทำการศึกษาการประยุกต์ใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบพัลส์กว้างแบบไม่ต่อเนื่อง สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดตรึงจุดนิวทรัล (Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter: 3L-NPC) แบบเชื่อมต่อกับระบบกริด โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อพัฒนาแนวทางการควบคุมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟ (Active Power: P) และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ (Reactive Power: Q) ให้สามารถควบคุมได้อย่างอิสระ พร้อมทั้งลดการสูญเสียพลังงานในอุปกรณ์

สารกึ่งตัวนำ และปรับปรุงคุณภาพของพลังงานไฟฟ้าในระบบไมโครกริด และสมาร์ตกริดในงานวิจัยดังกล่าวได้อธิบายว่าตัวแปลงพลังงานหลายระดับ (Multilevel Converter) โดยเฉพาะโครงสร้างแบบตริงจุดนิวทรัล มีข้อดีคือสามารถทำงานที่ระดับแรงดันสูงได้โดยมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortion: THD) ต่ำกว่าอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับ (2L-VSI) แต่ยังคงมีปัญหาการสูญเสียจากการสวิตช์ และการนำกระแส ซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพโดยรวมของระบบ โดยเฉพาะในกรณีที่โหลดไม่สมดุลหรือมีลักษณะไม่เชิงเส้น ซึ่งมักพบในระบบไมโครกริดแรงดันต่ำ เพื่อลดข้อจำกัดดังกล่าว ผู้วิจัยได้เสนอ กลยุทธ์การควบคุมกำลังไฟฟ้าในกรอบอ้างอิงแบบซิงโครนัส สามารถแยกการควบคุมกำลังไฟฟ้าเชิงแอ็กทีฟและรีแอ็กทีฟได้อย่างอิสระ โดยโครงสร้างควบคุมประกอบด้วยตัวควบคุมแบบสัดส่วน-อินทิกรัล (Proportional-Integral: PI Controller) รวมถึงวงจรถ่วงเฟส (Phase-Locked Loop: PLL) เพื่อให้เกิดการซิงโครไนซ์กับแรงดันกริด ผลการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink แสดงให้เห็นว่าระบบสามารถรักษาแรงดันดีซีให้อยู่ในค่าคงที่ พร้อมจ่ายกำลังไฟฟ้าเชิงแอ็กทีฟเข้าสู่กริดและชดเชยกำลังรีแอ็กทีฟได้อย่างเสถียร ในส่วนของเทคนิคการมอดูเลชัน ผู้วิจัยได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบซายน์ และ การมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบไม่ต่อเนื่อง โดยผลการจำลองพบว่าเทคนิคแบบไม่ต่อเนื่องสามารถลดจำนวนการสวิตช์ของอุปกรณ์ได้ประมาณ 1/3 ต่อรอบสัญญาณ ทำให้การสูญเสียจากการสวิตช์ลดลงอย่างมีนัยสำคัญเมื่อเทียบกับแบบเดิม ทั้งในส่วนของพลังงานสูญเสียรวมและการกระจายความร้อนในอุปกรณ์สวิตช์ โดยเฉพาะในอุปกรณ์สวิตช์ด้านบนของขาอินเวอร์เตอร์ที่เป็นจุดวิกฤตของการสูญเสียพลังงาน



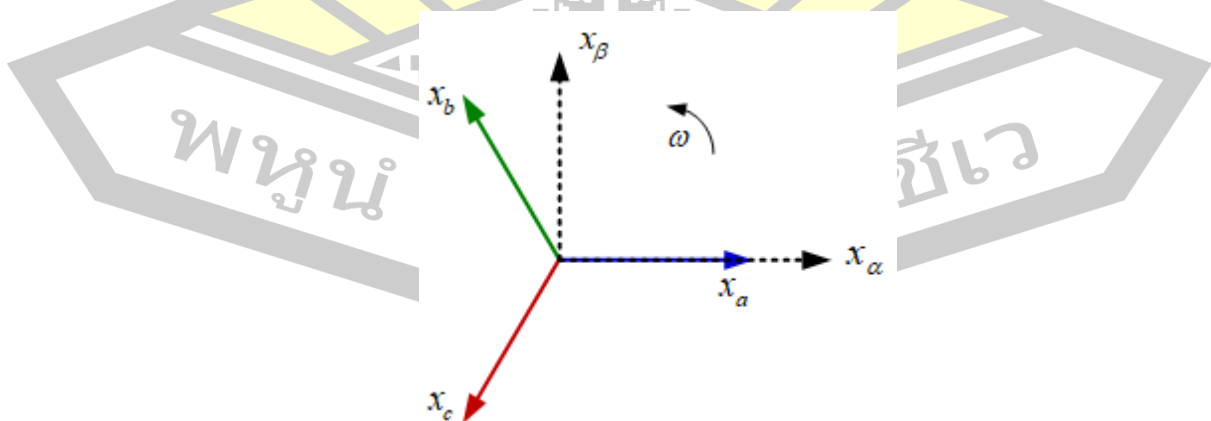
บทที่ 3

วิธีดำเนินการวิจัย

บทนี้นำเสนอแนวทางการพัฒนาและออกแบบวิธีการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของ สวิตช์กำลังแบบไม่ต่อเนื่องสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่บนพื้นฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ ซึ่งอาศัยแนวคิดการสังเคราะห์เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจากเวกเตอร์แรงดันที่อยู่ใกล้ที่สุดสามตัว ภายในแต่ละพื้นที่สามเหลี่ยมย่อยของแผนภาพเวกเตอร์แรงดัน วิธีการที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ มุ่งเน้นการสร้างสมการดัดแปลงแบบไม่ต่อเนื่อง สำหรับควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับ โดยอาศัยรูปแบบการวางลำดับเวกเตอร์แรงดันแบบห้าเซกเมนต์ ซึ่งถูกออกแบบให้เหมาะสมกับตำแหน่งเชิงมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในแต่ละเซกเตอร์ ทั้งนี้เพื่อให้เกิดแรงดันผลลัพธ์ที่สมมาตร ลดความถี่ในการสวิตช์ และเพิ่มประสิทธิภาพในการควบคุมแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์เมื่อเชื่อมต่อกับระบบกริด

3.1 การแปลงเฟรมอ้างอิงของระบบสามเฟสเป็นระบบสองเฟส

การแปลงเฟรมอ้างอิงจากระบบสามเฟสเป็นระบบสองเฟสนั้นเรียกว่า การแปลง $abc/\alpha\beta$ เพื่อช่วยในการลดตัวแปรของสมการจากสามตัวแปรเหลือแค่สองตัวแปรเท่านั้น ส่งผลให้เกิดความสะดวกในการวิเคราะห์และการคำนวณ ตลอดจนการสร้างแบบจำลองและวิธีการควบคุม การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ จากภาพประกอบ 3.1 แสดงระบบสามเฟสบนเฟรมอ้างอิงนิ่ง เปรียบเทียบกับระบบสองเฟสบนเฟรมอ้างอิงนิ่ง โดยที่แกนเฟส a (α -axis) วางทับบนแกนจริง (α -axis) และแกนจินตภาพ (β -axis) ตั้งฉากกับแกนจริง สมการองค์ประกอบกระแสสลับในระบบสองเฟสบนเฟรมอ้างอิงนิ่ง สามารถคำนวณได้ดังสมการ



ภาพประกอบ 3.1 การแปลงเฟรมอ้างอิงของระบบสามเฟสเป็นระบบสองเฟส

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} x_a &= X_m \sin(\omega t) \\ x_b &= X_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ x_c &= X_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.2)$$

และ

X_m คือค่าสูงสุด (Peak value) ของตัวแปร

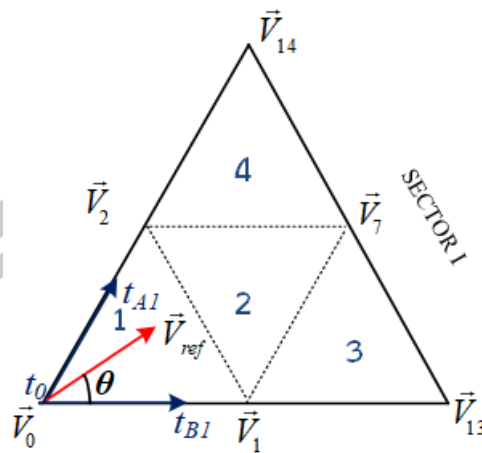
ω คือ ความเร็วการหมุนเชิงมุม

t คือเวลาชั่วขณะ

3.2 การวิเคราะห์หาสมการเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันในแต่ละเซกเตอร์

การหาเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) จะอาศัยอยู่ภายในเซกเตอร์ใดเซกเตอร์หนึ่งในช่วงเวลาใดเวลาหนึ่ง และสามารถประมาณค่าได้โดยการรวมเชิงเวลาของเวกเตอร์แรงดันสามตัวที่ใกล้ที่สุดในบริเวณที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงไปตกอยู่ ยกตัวอย่างในเซกเตอร์ I ดังแสดงภาพประกอบ 3.2 หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่ไปตกในพื้นที่หมายเลข 1 อาศัยหลักการสังเคราะห์เวกเตอร์แรงดันสามตัวที่ใกล้ที่สุด ในที่นี้คือเวกเตอร์แรงดันศูนย์ $\vec{V}_0$ และเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ โดยที่ $\vec{V}_0 = 0$, $\vec{V}_1 = \frac{V_{dc}}{3}$ และ $\vec{V}_2 = \frac{V_{dc}}{3} (\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3})$ คำนวณหาได้ดังนี้

พูน ปณ จิโต ชีเว



ภาพประกอบ 3.2 เซกเตอร์ที่หนึ่ง

$$\vec{V}_{ref} T_s = 2[t_{B1} \vec{V}_1 + t_0 \vec{V}_0 + t_{A1} \vec{V}_2] \quad (3.3)$$

เมื่อ t_{A1} คือ ช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_2$

t_0 คือ ช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_0$

t_{B1} คือ ช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_1$

T_s คือ คาบเวลาสุ่ม (Sampling period)

สำหรับตัวอย่างนี้สามารถหาได้จาก $T_s = 2[t_{A1} + t_0 + t_{B1}]$

จาก (3.3) ทำการแก้สมการที่อยู่ในองค์ประกอบแกนจริง (α -axis) และแกนจินตภาพ (β -axis) ดังนี้

$$\text{แกนจริง} \quad \frac{T_s}{2} V_{ref} \cos \theta = \frac{V_{dc}}{3} t_{B1} + \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} t_{A1} \cos \frac{\pi}{3} \quad (3.4)$$

$$\text{แกนจินตภาพ} \quad \frac{T_s}{2} V_{ref} \sin \theta = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} t_{A1} \sin \frac{\pi}{3}$$

จาก (3.4) ทำการแก้สมการ ทำให้ได้มาซึ่งสมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_0$, $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ ดังนี้

$$\begin{cases} t_{B1} = \frac{3V_{ref}}{2V_{dc}} T_s \cos \theta - \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{2V_{dc}} T_s \sin \theta \\ t_0 = \frac{T_s}{2} - \frac{3V_{ref}}{2V_{dc}} T_s \cos \theta - \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{2V_{dc}} T_s \sin \theta \\ t_{A1} = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin \theta \end{cases} \quad (3.5)$$

เมื่อ θ คือมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$)

และ V_{dc} คือแรงดันจุดเชื่อมต่อโดยตรงด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดครึ่งจุดนิวทรัล

จากขั้นตอนการวิเคราะห์เพื่อหาสมการช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน พบว่ามีลักษณะค่อนข้างซับซ้อน เนื่องจากต้องเริ่มต้นด้วยการหาเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) จากการสังเคราะห์เวกเตอร์แรงดันใหม่ทุกครั้ง ซึ่งทำให้กระบวนการคำนวณมีความยุ่งยากและใช้เวลามาก เพื่อจัดข้อจำกัดดังกล่าว จึงได้มีการพัฒนาสมการทั่วไปขึ้นโดยอาศัยพื้นฐานจากสมการ (3.3) – (3.5) ซึ่งสามารถนำมาจัดรูปใหม่ให้อยู่ในรูปสมการที่ใช้คำนวณช่วงเวลาการสวิตช์ t_{An} และ t_{Bn} สำหรับทุกเซกเตอร์ได้ ดังที่แสดงในสมการ (3.6) – (3.8) ข้อดีที่โดดเด่นของสมการที่นำเสนอ คือความสามารถในการคำนวณหาช่วงเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันได้ทุกเซกเตอร์ โดยใช้เพียงข้อมูลหมายเลขของเซกเตอร์ที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงตกอยู่เท่านั้น โดยที่ $n=1,2,3,...,6$ แทนหมายเลขของแต่ละเซกเตอร์ ซึ่งช่วยลดความซับซ้อนของการวิเคราะห์ลงได้อย่างมาก และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในอัลกอริทึมการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ได้อย่างสะดวก ทั้งนี้ การคำนวณช่วงเวลาการสวิตช์สามารถแบ่งออกเป็น 3 กรณีหลัก ตามตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในพื้นที่ย่อยของแต่ละเซกเตอร์ ดังนี้

กรณีที่ 1: เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่ไปตกอยู่ในพื้นที่ย่อยหมายเลข 1 ของทุกเซกเตอร์ ช่วงเวลาการสวิตช์สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.6) ซึ่งเป็นการเลือกใช้เวกเตอร์ศูนย์ (Zero Vector) ร่วมกับเวกเตอร์ขนาดเล็ก (Small Vectors) ที่ใกล้ที่สุด เพื่อให้การสร้างดิฟฟ์เซคัลมีความสมมาตรและลดการบิดเบี้ยวของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต

$$\begin{bmatrix} t_{An} \\ t_{Bn} \end{bmatrix} = m_a T_s \begin{bmatrix} \sin(1-n)\frac{\pi}{3} & \cos(1-n)\frac{\pi}{3} \\ \sin(3-n)\frac{\pi}{3} & \cos(3-n)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

กรณีที่ 2: เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่ไปตกอยู่ในพื้นที่ย่อยหมายเลข 2 ของทุกเซกเตอร์ จะใช้สมการ (3.7) ในการหาค่าช่วงเวลาการสวิตช์ โดยเป็นการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่ประกอบด้วยเวกเตอร์ขนาดเล็กสองตัวและเวกเตอร์ขนาดกลางหนึ่งตัว ซึ่งช่วยเพิ่มความต่อเนื่องของการเปลี่ยนสถานะสวิตช์และลดการสูญเสียจากการสวิตช์ที่ไม่จำเป็น

$$\begin{bmatrix} t_{An} \\ t_{Bn} \end{bmatrix} = m_a T_s \begin{bmatrix} \sin(6-n)\frac{\pi}{3} & \cos(6-n)\frac{\pi}{3} \\ \sin(4-n)\frac{\pi}{3} & \cos(4-n)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} + 0.5T_s \quad (3.7)$$

กรณีที่ 3: เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่ไปตกอยู่ในพื้นที่ย่อยหมายเลข 3 และ 4 ของทุกเซกเตอร์ จะใช้สมการ (3.8) ในการคำนวณ โดยกรณีนี้จะอาศัยการผสมผสานระหว่างเวกเตอร์ขนาดกลางกับเวกเตอร์ศูนย์ เพื่อสร้างแรงดันเอาต์พุตที่ใกล้เคียงกับเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงมากที่สุด อีกทั้งยังช่วยรักษาสมดุลแรงดันของตัวเก็บประจุในฝั่งบัสตรง ซึ่งมีความสำคัญต่อความเสถียรในการทำงานของระบบ

$$\begin{bmatrix} t_{A1n} \\ t_{B1n} \\ t_{A2n} \\ t_{B2n} \end{bmatrix} = m_a T_s \begin{bmatrix} \sin(n-2)\frac{\pi}{3} & -\cos(n-2)\frac{\pi}{3} \\ \sin(3-n)\frac{\pi}{3} & \cos(3-n)\frac{\pi}{3} \\ \sin(1-n)\frac{\pi}{3} & \cos(1-n)\frac{\pi}{3} \\ \sin(5-n)\frac{\pi}{3} & \cos(5-n)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} 1 \\ -0.5 \\ -0.5 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

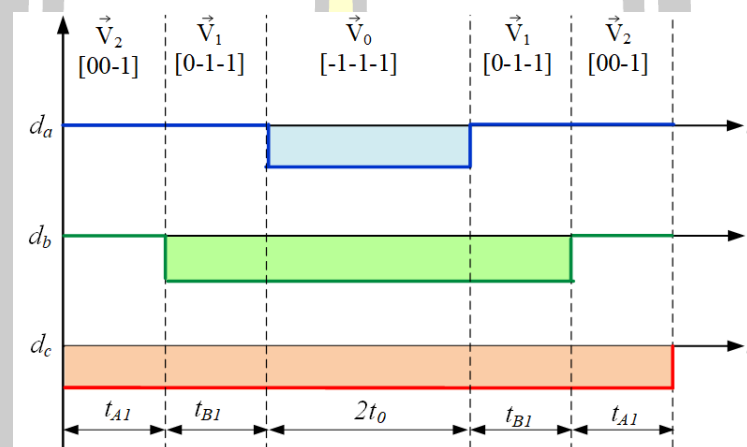
โดยที่

$$m_a = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \quad (3.9)$$

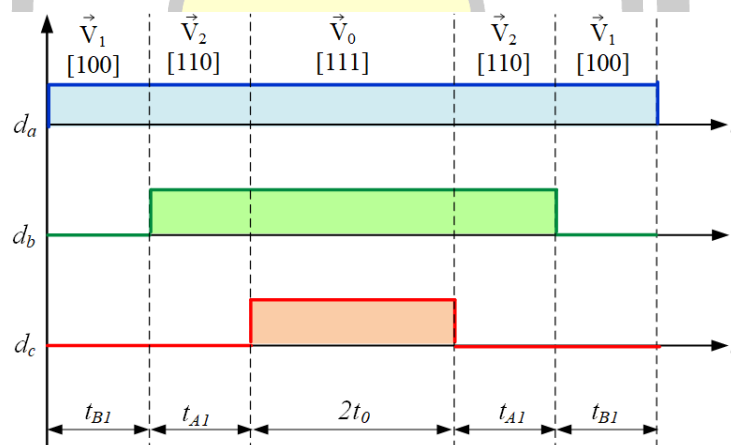
เมื่อ m_a คือ ค่าตรรกะการมอดูเลต มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1

3.3 เทคนิคการออกแบบการทำงานของสวิตช์กำลังสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่

เทคนิคออกแบบการทำงานของสวิตช์กำลังสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ ถูกกำหนดลำดับการสวิตช์ขึ้นตามตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) ภายในแผนภาพเวกเตอร์แรงดัน โดยเฉพาะในกรณีที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงตกอยู่ในเซกเตอร์ที่ I แนวทางการมอดูเลตจะอาศัยหลักการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่อยู่ใกล้ที่สุดสามตัว เพื่อใช้ในการสังเคราะห์เวกเตอร์อ้างอิงอย่างมีประสิทธิภาพ ได้ดังนี้



(ก) มุม $0 < \theta \leq 30$



(ข) มุม $30 < \theta \leq 60$

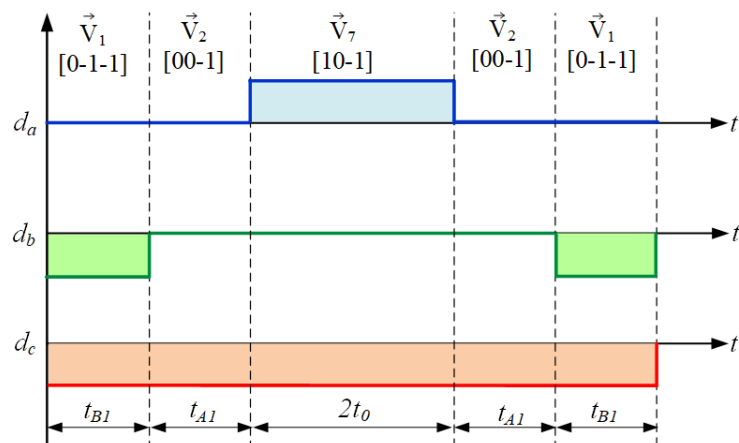
ภาพประกอบ 3.3 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกพื้นที่หมายเลข 1

กรณีที่ 1 : เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่ไปตกอยู่ในหมายเลข 1 ประกอบด้วยเวกเตอร์แรงดัน $\vec{V}_0$, $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_2$ เรียงลำดับการสวิตช์แบบห้าเซกเมนต์ ที่ถูกออกแบบเพื่อให้เกิดแรงดันผลลัพธ์ที่สมมาตรและลดการเปลี่ยนแปลงของสวิตช์คือ $\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$ ดังภาพประกอบ 3.3(ก)-(ข)

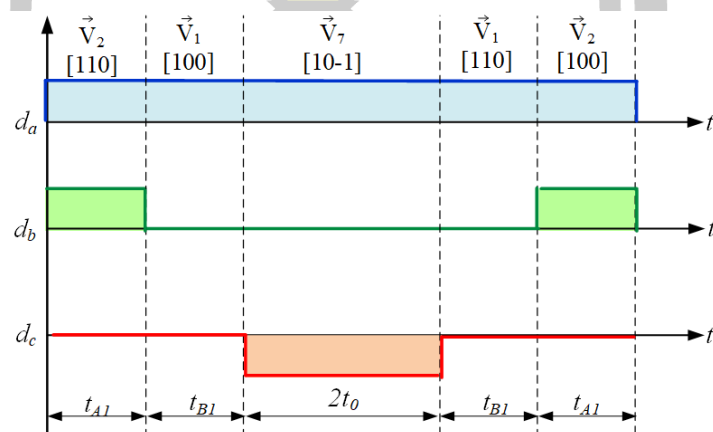
กรณีที่ 2 : เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่เข้าสู่พื้นที่ย่อยลำดับที่ 2 การเลือกเวกเตอร์แรงดันจะเปลี่ยนไปตามตำแหน่งเชิงมุม โดยเวกเตอร์ที่ใกล้ที่สุด ได้แก่ $\vec{V}_1$, $\vec{V}_2$ และ $\vec{V}_7$ เพื่อลดการสลับของสวิตช์ที่ไม่จำเป็น และในขณะเดียวกันรักษาสมดุลของแรงดันผลลัพธ์ ลำดับการสวิตช์ในกรณีนี้ได้รับการจัดเรียงในรูปแบบห้าเซกเมนต์ ที่ถูกออกแบบเพื่อให้เกิดแรงดันผลลัพธ์ที่สมมาตรและลดการเปลี่ยนแปลงของสวิตช์ คือ $\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1$ จากการเรียงลำดับสวิตช์ข้างต้นซึ่งแสดงดังภาพประกอบ 3.4(ก)-(ข) แสดงให้เห็นถึงแนวทางที่เวกเตอร์ศูนย์ไม่ได้ถูกนำมาใช้ในตำแหน่งกึ่งกลางเหมือนกรณีที่ 1 แต่เปลี่ยนมาใช้เวกเตอร์ขนาดกลาง เพื่อรองรับมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงที่อยู่ห่างจากแกนศูนย์กลางของเซกเตอร์

กรณีที่ 3 : เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่เข้าสู่พื้นที่ย่อยลำดับที่ 3 การสังเคราะห์เวกเตอร์แรงดันพิจารณาจากสามเวกเตอร์ที่ใกล้ที่สุด ได้แก่ เวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_1$ เวกเตอร์ขนาดกลาง $\vec{V}_7$ และเวกเตอร์ขนาดใหญ่ $\vec{V}_{13}$ โดยลำดับการสวิตช์แบบห้าเซกเมนต์ที่เลือกใช้คือ $\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_{13} \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_{13} \rightarrow \vec{V}_1$ ดังภาพประกอบ 3.5(ก) วิธีนี้สะท้อนถึงการนำเวกเตอร์ขนาดใหญ่เข้ามาใช้ในกระบวนการสังเคราะห์ เพื่อตอบสนองต่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงที่อยู่ใกล้ขอบภายนอกของพื้นที่เซกเตอร์ หากเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่เข้าสู่พื้นที่ย่อยลำดับที่ 4 ของเซกเตอร์ I เวกเตอร์แรงดันสามตัวที่ใกล้ที่สุด คือ $\vec{V}_2$, $\vec{V}_7$ และ $\vec{V}_{14}$ ซึ่งเป็นเวกเตอร์ขนาดเล็ก ขนาดกลาง และขนาดใหญ่ตามลำดับ ลำดับการสวิตช์แบบห้าเซกเมนต์ในกรณีนี้คือ $\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_{14} \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_{14} \rightarrow \vec{V}_2$ ดังภาพประกอบ 3.5(ข) ลำดับนี้แสดงให้เห็นถึงการนำเวกเตอร์ขนาดเล็ก $\vec{V}_2$ มาเริ่มต้นและสิ้นสุดสวิตช์ พร้อมเวกเตอร์ใหญ่ $\vec{V}_{14}$ และเวกเตอร์กลาง $\vec{V}_7$ อยู่ตรงกลาง ซึ่งเหมาะสมกับมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) ที่อยู่ใกล้ขอบเซกเตอร์

พูน ปณ จิต ชเว



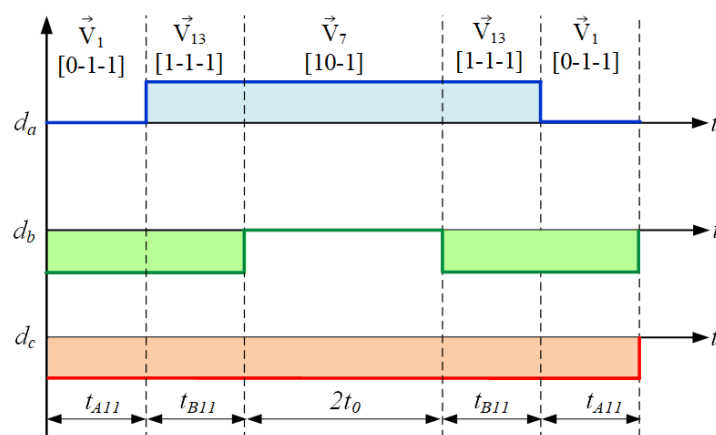
(ก) เมื่อ $0 < \theta \leq 30$



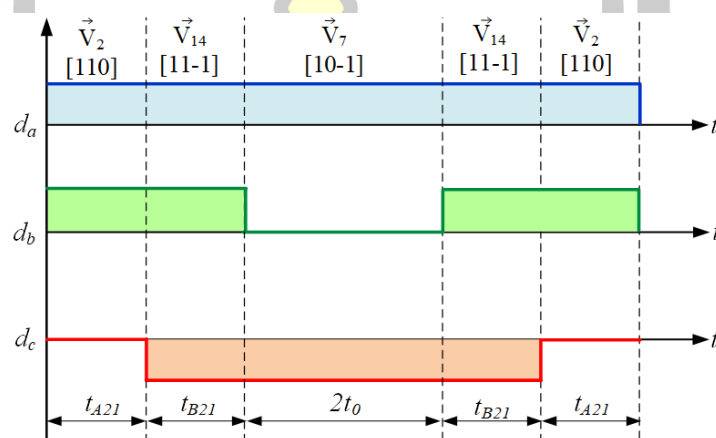
(ข) เมื่อ $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.4 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกพื้นที่หมายเลข 2

พหุพันธ์ ปณ. ทิโต ชีเว



(ก) พื้นที่หมายเลข 3



(ข) พื้นที่หมายเลข 4

ภาพประกอบ 3.5 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกพื้นที่หมายเลข 3,4

การประยุกต์ใช้เพื่อการวิเคราะห์หาสมการดิวตี้ไซเคิลของสวิตช์กำลังทั้งสามเฟส โดยอาศัยหลักการพื้นฐานที่ว่า “สมการดิวตี้ไซเคิล หาได้จาก อัตราส่วนของช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสต่อคาบเวลาการสุม” สำหรับภาพประกอบ 3.3 แสดงลำดับการสวิตช์ที่ใช้ในการสร้างสมการดิวตี้ไซเคิล ในกรณีที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) ตกอยู่ในพื้นที่หมายเลขที่ 1 ของเซกเตอร์ที่ 1 ซึ่งสามารถนิยามได้ตามสมการ (3.10) เมื่อมุมอยู่ระหว่าง $0 < \theta \leq 30$ และสมการ (3.11) เมื่อมุมอยู่ระหว่าง $30 < \theta \leq 60$

$$\begin{cases} d_a = \frac{-2}{T_s} [t_0] \\ d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{B1} + t_0] \\ d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A1} + t_{B1} + t_0] \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A1} + t_{B1} + t_0] \\ d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A1} + t_0] \\ d_c = \frac{2}{T_s} [t_0] \end{cases} \quad (3.11)$$

การสะท้อนถึงรูปแบบการนำกระแสของสวิตช์รูปแบบของสมการ (3.12) สำหรับภาพประกอบ 3.5 (ก) และสมการ (3.13) สำหรับภาพประกอบ 3.4 (ข) ใช้สำหรับกรณีพื้นที่หมายเลข 2 โดยแสดงความสัมพันธ์เชิงเวลาที่ใช้ในการคำนวณค่าตัวชี้เซลล์ได้ดังนี้

$$\begin{cases} d_a = \frac{2}{T_s} [t_0] \\ d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{B1}] \\ d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A1} + t_{B1} + t_0] \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A1} + t_{B1} + t_0] \\ d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A1}] \\ d_c = \frac{-2}{T_s} [t_0] \end{cases} \quad (3.13)$$

ภาพประกอบ 3.5 (ก) – (ข) ซึ่งเกี่ยวข้องกับพื้นที่หมายเลข 3 และหมายเลข 4 ตามลำดับ แสดงถึงพฤติกรรมของการสวิตช์ในลักษณะที่ซับซ้อนขึ้น และสามารถสรุปเป็นสมการตัวชี้เซลล์ได้ตามสมการ (3.14) – (3.15)

$$\begin{cases} d_a = \frac{2}{T_s} [t_{B11} + t_0] \\ d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A11} + t_{B11}] \\ d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A11} + t_{B11} + t_0] \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\begin{cases} d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A21} + t_{B21} + t_0] \\ d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A21} + t_{B21}] \\ d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{B21} + t_0] \end{cases} \quad (3.15)$$

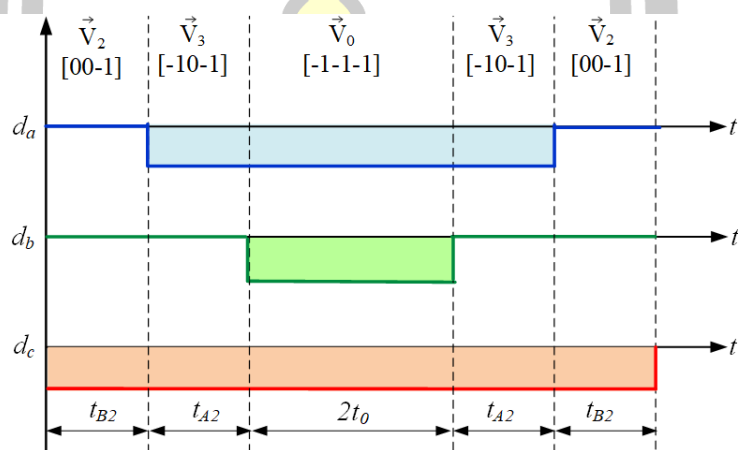
จากสมการ (3.10) ถึง (3.15) แสดงถึงความสัมพันธ์ของดิวิตไซเคิลในเทอมของช่วงเวลาการสวิตช์ของสวิตช์กำลังทั้งสามเฟสในแต่ละพื้นที่ย่อยของเซกเตอร์ที่ 1 สามารถนำมาวิเคราะห์และจัดรูปใหม่เพื่อให้ได้สมการที่แสดงความสัมพันธ์โดยตรงระหว่างดิวิตไซเคิลและเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง เมื่อพิจารณากรณีที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่ไปตกในพื้นที่หมายเลข 1 ถึง 3 มุมอยู่ระหว่าง $0 < \theta \leq 30$ ผลลัพธ์ที่ได้สามารถแสดงได้ในรูปของสมการที่ (3.16) อย่างไรก็ตาม เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงตกอยู่ในพื้นที่หมายเลข 1 ถึง 2 มุมอยู่ระหว่าง $0 < \theta \leq 30$ และหมายเลข 4 การจัดรูปสมการในลักษณะเดียวกันจะนำไปสู่การนิยามสมการดิวิตไซเคิลในรูปของสมการที่ (3.17)

$$\begin{cases} d_a = -1 + \sqrt{3}m_a \cos \theta + m_a \sin \theta \\ d_b = -1 + 2m_a \sin \theta \\ d_c = -1 \end{cases} \quad (3.16)$$

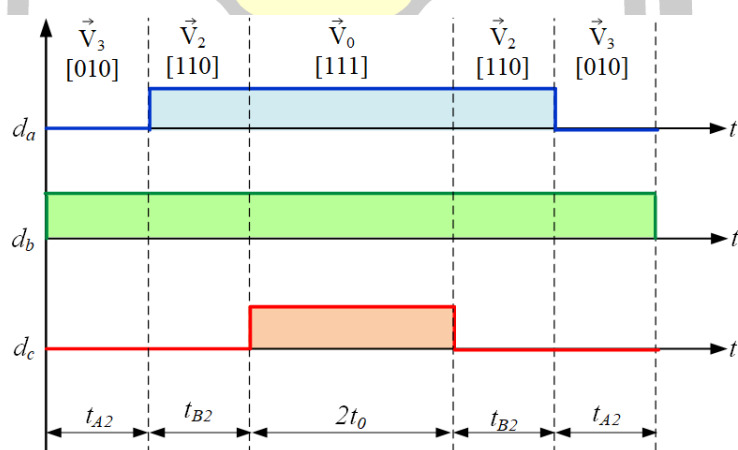
$$\begin{cases} d_A = 1 \\ d_B = 1 - \sqrt{3}m_a \cos \theta + m_a \sin \theta \\ d_C = 1 - \sqrt{3}m_a \cos \theta - m_a \sin \theta \end{cases} \quad (3.17)$$

จากหลักการมอดูเลตข้างต้น สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์และกำหนดลำดับการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันในเซกเตอร์อื่นๆ ได้เช่นกัน เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนไปตกอยู่ในตำแหน่งต่าง ๆ ภายในแผนภาพเวกเตอร์แรงดัน โดยแนวทางนี้อาศัยการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่อยู่ใกล้ที่สุดสามตัว เพื่อสร้างลำดับการสวิตช์ที่เหมาะสม ทั้งนี้เพื่อให้เกิดแรงดันผลลัพธ์ที่สมมาตร ลดการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ที่ไม่จำเป็น และเพิ่มประสิทธิภาพของระบบควบคุมแรงดัน ซึ่งสามารถสรุปรูปแบบการลำดับการสวิตช์แบบห้าเซกเมนต์ในแต่ละกรณีได้ดังแสดงในภาพประกอบ 3.6 ถึง 3.10

จากภาพประกอบ 3.6 ถึง 3.8 แสดงให้เห็นถึงลำดับการสวิตช์แบบห้าเซกเมนต์สำหรับกรณีที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่อยู๋ภายในเซกเตอร์ II โดยสามารถจำแนกได้ตามพื้นที่ย่อยที่เวกเตอร์อ้างอิงตกอยู่ในพื้นที่หมายเลข 1 เวกเตอร์ที่ถูกเลือกมาสังเคราะห์ได้แก่ $\vec{V}_0$, $\vec{V}_2$ และ $\vec{V}_3$ ซึ่งการจัดลำดับการสวิตช์จะเปลี่ยนไปตามค่ามุม θ หากมุมอยู่ในช่วง $0 < \theta \leq 30$ ลำดับที่ได้คือ $\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2$ แต่เมื่อมุมอยู่ในช่วง $30 < \theta \leq 60$ ลำดับจะสลับกลับเป็น $\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$ ดังแสดงในภาพประกอบ 3.6(ก) และ 3.6(ข) ตามลำดับ

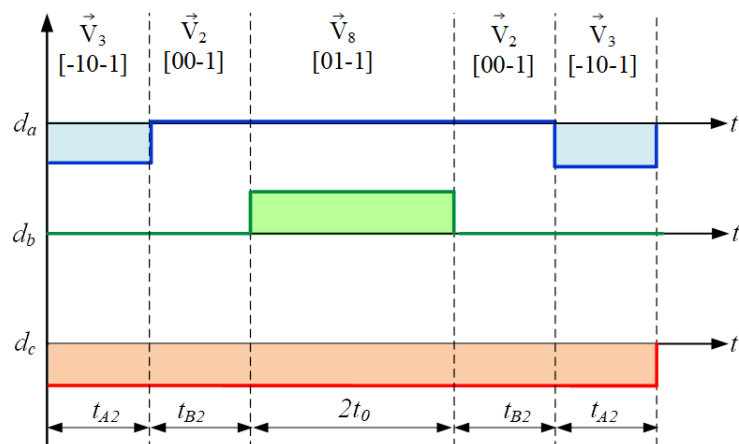


(ก) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $0 < \theta \leq 30$

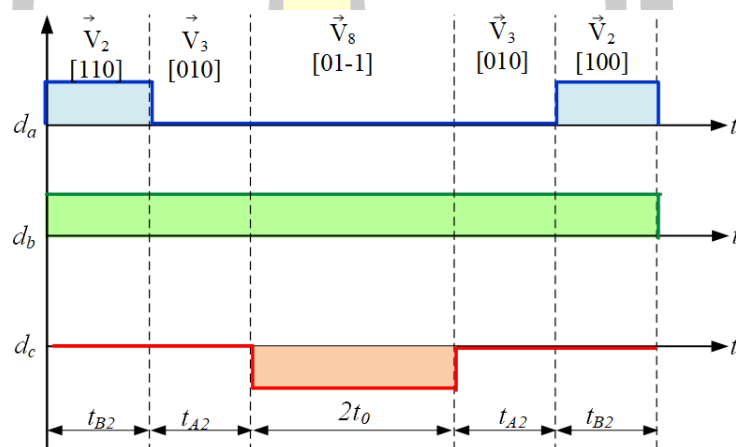


(ข) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.6 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ II พื้นที่หมายเลข 1



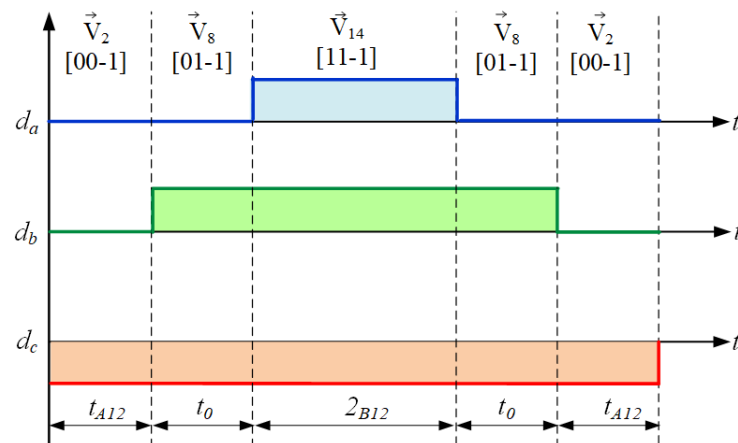
(ก) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $0 < \theta \leq 30$



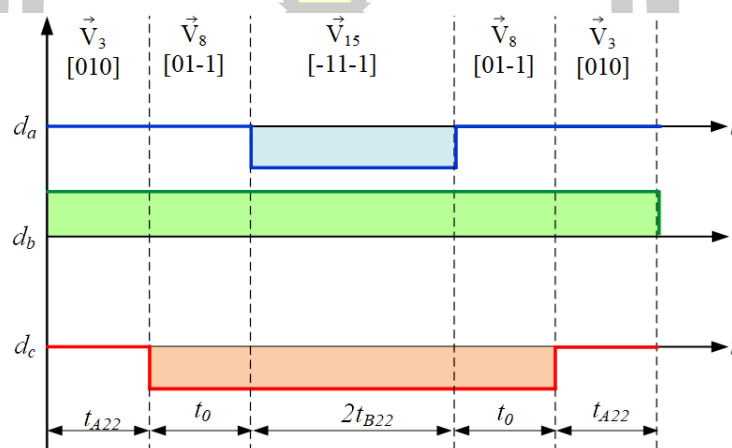
(ข) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.7 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ II พื้นที่หมายเลข 2

ในพื้นที่หมายเลข 2 เวกเตอร์แรงดันที่เลือกเปลี่ยนไปเป็น $\vec{V}_2$, $\vec{V}_3$ และ $\vec{V}_8$ การจัดลำดับก็ขึ้นอยู่กับช่วงมุมเช่นเดียวกัน โดยเมื่อมุมอยู่ในช่วงแรก ลำดับการสวิตช์เป็น $\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$ แต่เมื่อมุมอยู่ในช่วงถัดไป ลำดับจะกลับเป็น $\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2$ ดังแสดงในภาพประกอบ 3.7(ก) และ 3.7(ข)



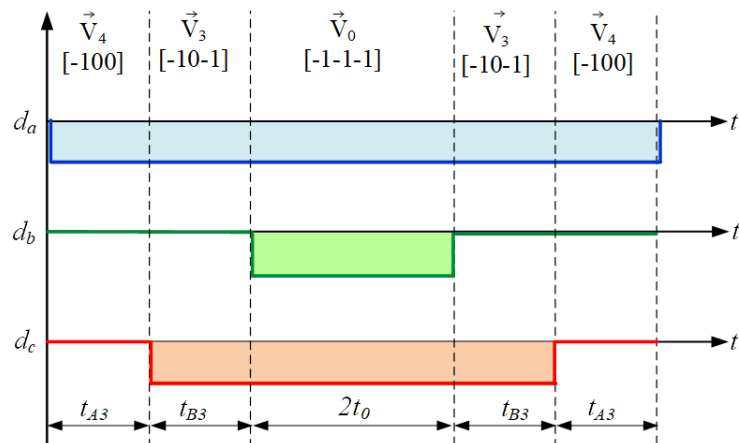
(ก) พื้นที่หมายเลข 3



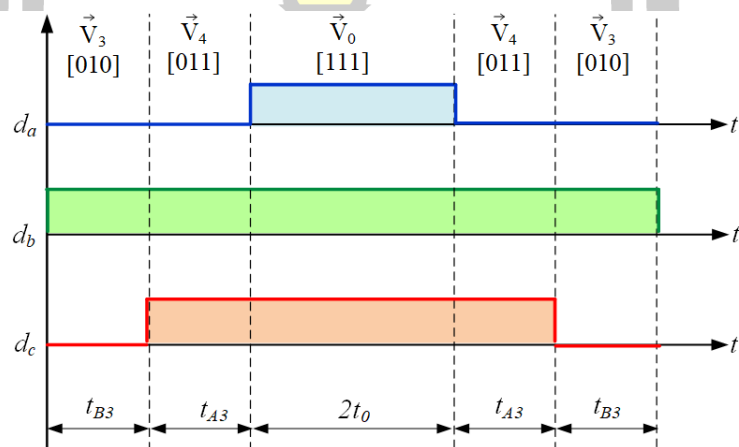
(ข) พื้นที่หมายเลข 4

ภาพประกอบ 3.8 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ II พื้นที่หมายเลข 3 และ 4

เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่เข้าสู่พื้นที่หมายเลข 3 เวกเตอร์ที่ถูกเลือกได้แก่ $\vec{V}_2$, $\vec{V}_8$ และ $\vec{V}_{14}$ ลำดับการสวิตช์ที่กำหนดคือ $\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_{14} \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_2$ ดังภาพประกอบ 3.8 (ก) สุดท้ายใน พื้นที่หมายเลข 4 เวกเตอร์ที่ใช้ได้แก่ $\vec{V}_3$, $\vec{V}_8$ และ $\vec{V}_{15}$ โดยมีลำดับการสวิตช์เป็น $\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_{15} \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_3$ ดังภาพประกอบ 3.8 (ข)



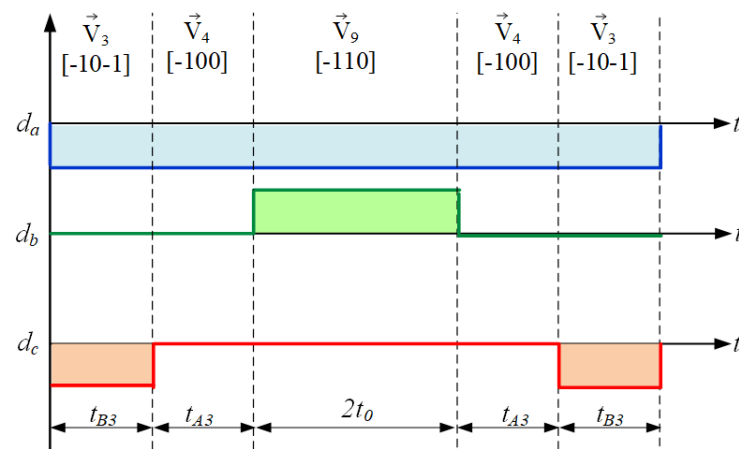
(ก) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $0 < \theta \leq 30$



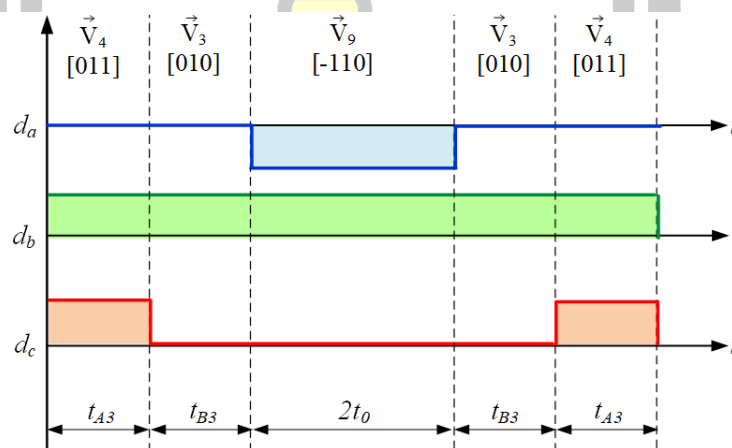
(ข) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.9 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ III พื้นที่หมายเลข 1

จากภาพประกอบ 3.9 ถึง 3.11 แสดงให้เห็นพฤติกรรมสวิตช์เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนเข้าสู่เซกเตอร์ III โดยกระบวนการเลือกเวกเตอร์แรงดันใกล้ที่สุดยังคงใช้หลักการเดิม คือเลือกสามเวกเตอร์ที่สามารถสังเคราะห์แรงดันได้ใกล้เคียงที่สุดกับเวกเตอร์อ้างอิง แต่ลำดับการเลือกจะแตกต่างออกไปจากกรณีเซกเตอร์ II ในพื้นที่หมายเลข 1 เวกเตอร์ที่นำมาใช้ ได้แก่ $\vec{V}_0$, $\vec{V}_3$ และ $\vec{V}_4$ โดยการจัดลำดับสวิตช์จะขึ้นอยู่กับตำแหน่งมุม θ ภายในเซกเตอร์ กล่าวคือ เมื่อมุมอยู่ในครั้งแรก ลำดับการสวิตช์จะเริ่มจาก $\vec{V}_3$ ไปยัง $\vec{V}_4$ ก่อนเข้าสู่เวกเตอร์ศูนย์แล้ววนกลับ ขณะที่เมื่อมุมอยู่ในครั้งหลังของเซกเตอร์ ลำดับการสวิตช์จะกลับทิศ โดยเริ่มจาก $\vec{V}_4$ แล้วจึงสลับไปยัง $\vec{V}_3$ และเวกเตอร์ศูนย์ ดังที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.9(ก) และ 3.9(ข)



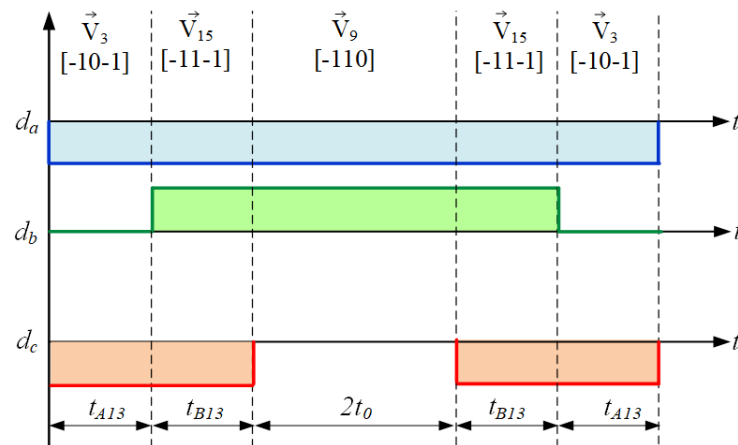
(ก) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $0 < \theta \leq 30$



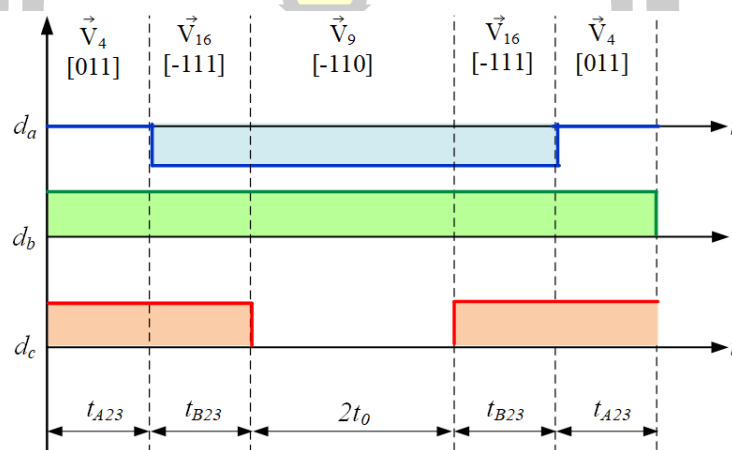
(ข) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.10 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ III พื้นที่หมายเลข 2

พื้นที่หมายเลข 2 มีการเปลี่ยนชุดเวกเตอร์เป็น $\vec{V}_3$, $\vec{V}_4$ และ $\vec{V}_9$ ซึ่งการจัดลำดับสวิตช์ยังคงเป็นแบบสมมาตร กล่าวคือในช่วงมุมต้นของเซกเตอร์ ลำดับจะเคลื่อนจาก $\vec{V}_4$ ไปยัง $\vec{V}_3$ และเวกเตอร์ $\vec{V}_9$ แล้ววนกลับ แต่เมื่อมุมขยับเข้าสู่ครึ่งหลัง ลำดับการสวิตช์จะเริ่มต้นที่ $\vec{V}_3$ ก่อนและสลับไปยัง $\vec{V}_4$ และ $\vec{V}_9$ แล้วกลับคืน การสลับลำดับดังกล่าวแสดงในภาพประกอบ 3.10(ก) และ 3.10(ข)



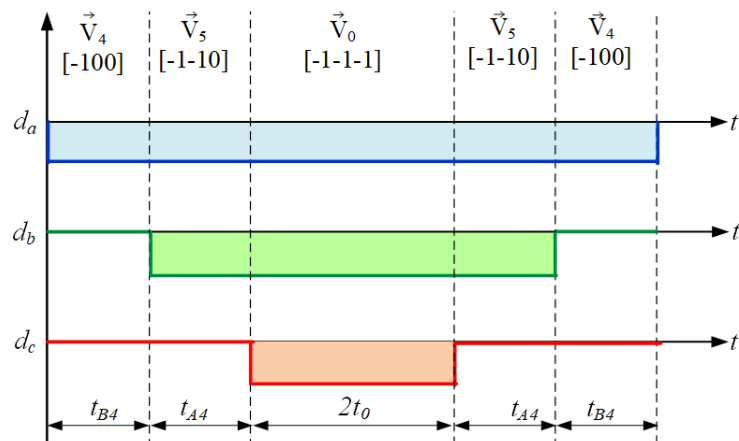
(จ) พื้นที่หมายเลข 3



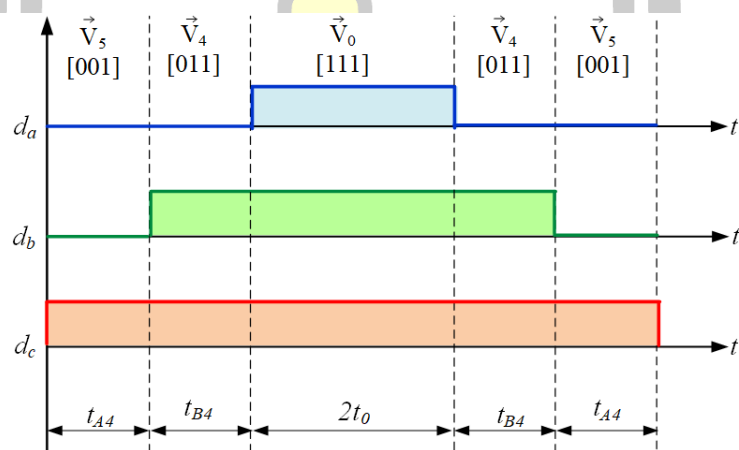
(ฉ) พื้นที่หมายเลข 4

ภาพประกอบ 3.11 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ III พื้นที่หมายเลข 3 และ 4

เมื่อพิจารณาพื้นที่หมายเลข 3 เวกเตอร์แรงดันที่เลือกคือ ได้แก่ $\vec{V}_3$, $\vec{V}_9$ และ $\vec{V}_{15}$ โดยการลำดับเป็นไปในลักษณะ $\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_{15} \rightarrow \vec{V}_9 \rightarrow \vec{V}_{15} \rightarrow \vec{V}_3$ ซึ่งสะท้อนให้เห็นถึงการใช้เวกเตอร์ขนาดกลางเข้ามาเป็นตัวเชื่อมโยงระหว่างเวกเตอร์เล็กและเวกเตอร์ศูนย์ เพื่อรักษาความต่อเนื่องของแรงดันเอาต์พุต ดังภาพประกอบ 3.11(จ)สุดท้ายในพื้นที่หมายเลข 4 เวกเตอร์ที่นำมาใช้ได้แก่ $\vec{V}_4$, $\vec{V}_9$ และ $\vec{V}_{16}$ โดยลำดับสวิตช์คือ $\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_{15} \rightarrow \vec{V}_9 \rightarrow \vec{V}_{15} \rightarrow \vec{V}_3$ ดังที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.11(ข)



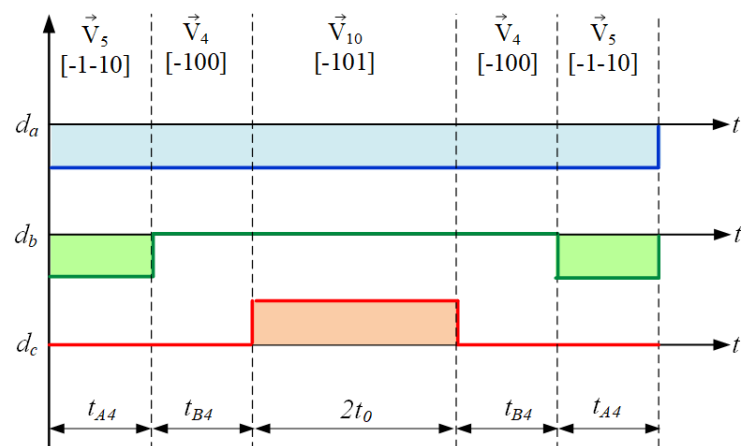
(ก) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $0 < \theta \leq 30$



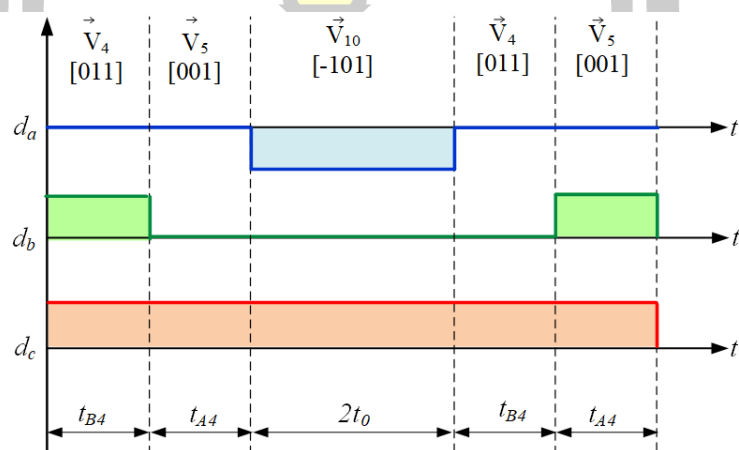
(ข) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.12 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ IV พื้นที่หมายเลข 1

จากภาพประกอบ 3.12 ถึง 3.14 เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนเข้าสู่เซกเตอร์ IV การเลือกเวกเตอร์ใกล้ที่สุดสามตัวจะเปลี่ยนแปลงไปตามพื้นที่ย่อย โดยในพื้นที่ย่อย หมายเลข 1 เวกเตอร์ที่ถูกใช้คือ $\vec{V}_0$, $\vec{V}_4$ และ $\vec{V}_5$ การจัดลำดับสวิตช์ในครั้งแรกของมุมเซกเตอร์จะเริ่มจาก $\vec{V}_4$ ไปยัง $\vec{V}_5$ ก่อนเข้าสู่เวกเตอร์ศูนย์ก่อนที่จะย้อนกลับ ขณะที่ในครึ่งหลังของเซกเตอร์ ลำดับการสวิตช์จะกลับทิศทาง กล่าวคือเริ่มจาก $\vec{V}_5$ แล้วจึงสลับไปยัง $\vec{V}_4$ และเวกเตอร์ศูนย์ ดังที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.12(ก) และ 3.12(ข)



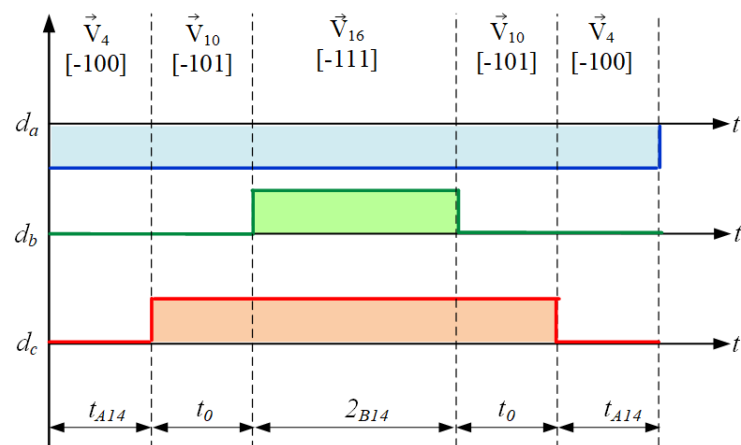
(ก) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $0 < \theta \leq 30$



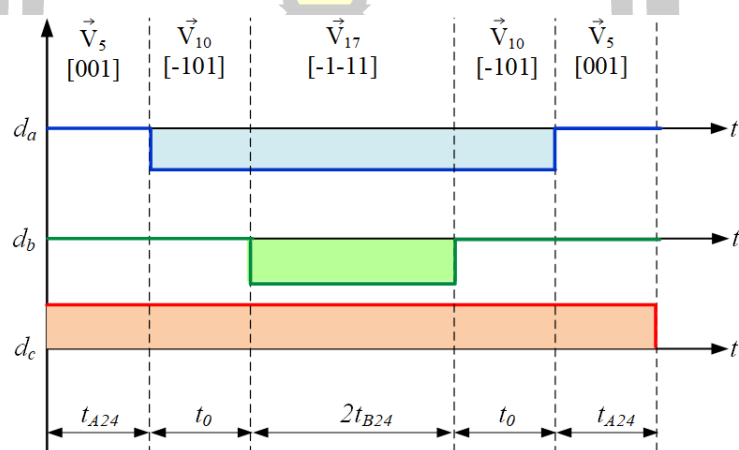
(ข) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.13 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ IV พื้นที่หมายเลข 2

พื้นที่หมายเลข 2 มีการเปลี่ยนชุดเวกเตอร์เป็น $\vec{V}_4$, $\vec{V}_5$ และ $\vec{V}_{10}$ การสลับเวกเตอร์ในลักษณะสมมาตรยังคงถูกนำมาใช้ โดยในช่วงมุมต้นลำดับจะเริ่มจาก $\vec{V}_5$ ไปยัง $\vec{V}_4$ และเวกเตอร์ $\vec{V}_{10}$ ก่อนย้อนกลับ ส่วนในช่วงมุมถัดไป ลำดับจะกลับทาง โดยเริ่มจาก $\vec{V}_4$ ก่อนและสลับไปยัง $\vec{V}_5$ และ $\vec{V}_{10}$ แล้วกลับคืน การสลับลำดับดังกล่าวแสดงในภาพประกอบ 3.13(ก) และ 3.13(ข)



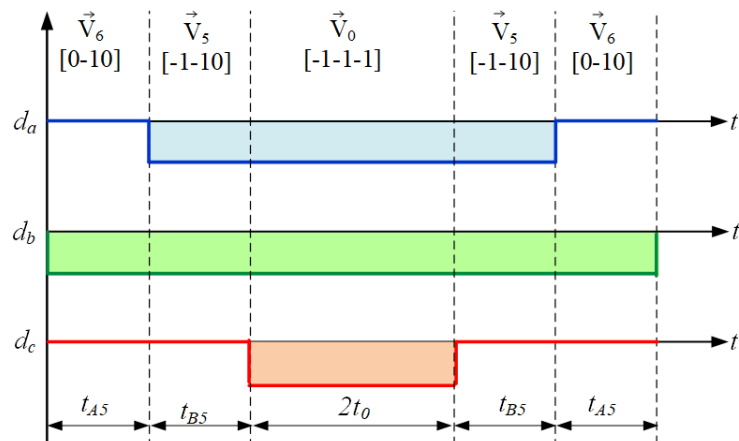
(ก) พื้นที่หมายเลข 3



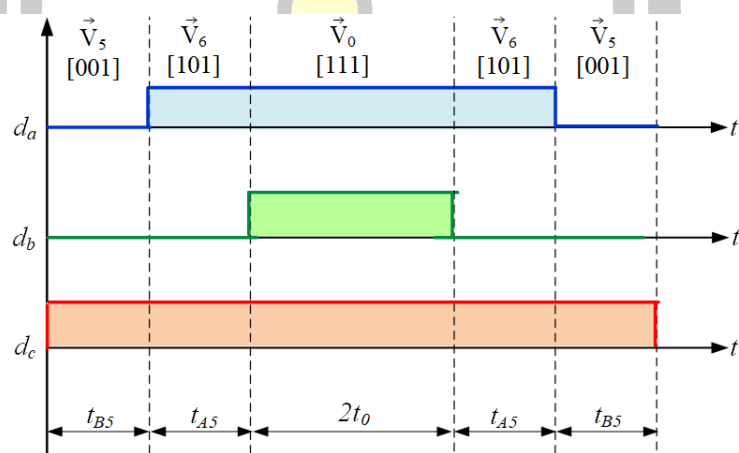
(ข) พื้นที่หมายเลข 4

ภาพประกอบ 3.14 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ IV พื้นที่หมายเลข 3 และ 4

ในพื้นที่หมายเลข 3 เวกเตอร์ที่ถูกเลือกคือ $\vec{V}_4$, $\vec{V}_{10}$ และ $\vec{V}_{16}$ โดยการจัดลำดับเป็นไปในลักษณะ $\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_{16} \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_4$ ดังภาพประกอบ 3.14(ก) และพื้นที่หมายเลข 4 เวกเตอร์ที่นำมาใช้ได้แก่ $\vec{V}_5$, $\vec{V}_{10}$ และ $\vec{V}_{17}$ โดยลำดับสวิตช์คือ $\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_{17} \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_5$ ดังที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.14(ข)



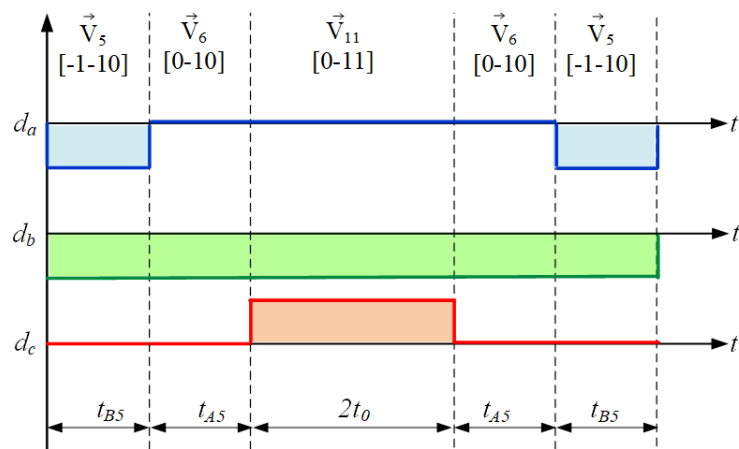
(ก) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $0 < \theta \leq 30$



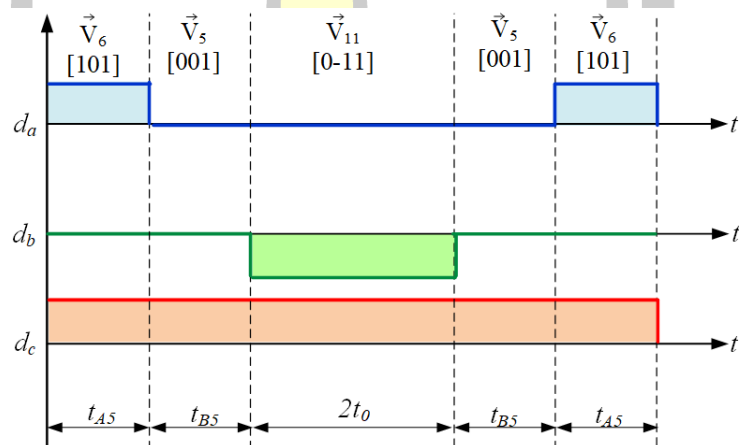
(ข) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.15 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ V พื้นที่หมายเลข 1

จากภาพประกอบ 3.15 ถึง 3.17 เมื่อตำแหน่งเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนเข้าสู่เซกเตอร์ V ลำดับการเลือกเวกเตอร์จะมีความแตกต่างจากเซกเตอร์ก่อนหน้า โดยในพื้นที่หมายเลข 1 เวกเตอร์ที่เลือกคือ เวกเตอร์ที่ถูกใช้คือ $\vec{V}_0$, $\vec{V}_5$ และ $\vec{V}_6$ การจัดลำดับสวิตช์ในครั้งแรกของมุมเซกเตอร์จะเริ่มจาก $\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$ ขณะที่ในครั้งหลังของเซกเตอร์ ลำดับการสวิตช์จะกลับทิศทาง กล่าวคือเริ่มจาก $\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$ ดังที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.15(ก) และ 3.15(ข)



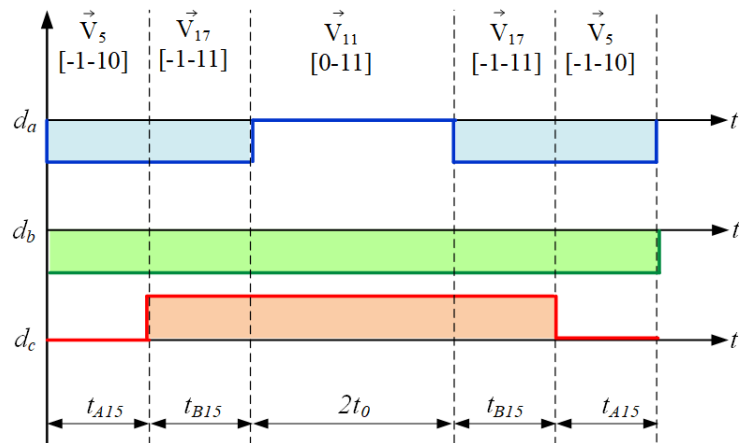
(ก) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $0 < \theta \leq 30$



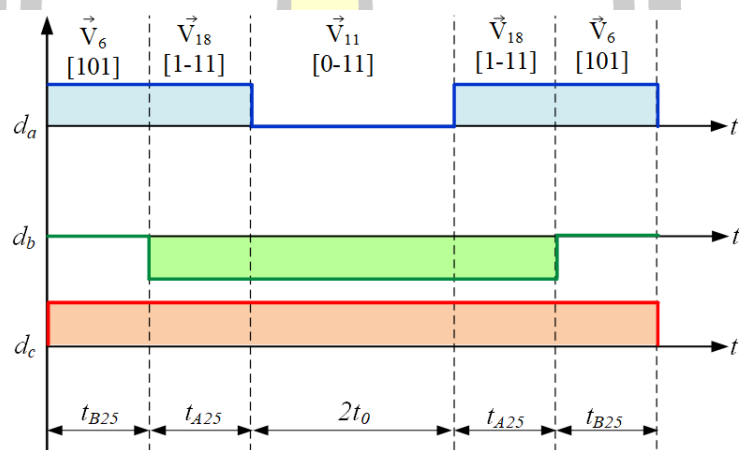
(ข) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.16 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ V พื้นที่หมายเลข 2

พื้นที่หมายเลข 2 มีการเปลี่ยนชุดเวกเตอร์เป็น $\vec{V}_5$, $\vec{V}_6$ และ $\vec{V}_{11}$ โดยในช่วงมุมต้นลำดับจะเริ่มจาก $\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$ ส่วนในช่วงมุมถัดไป ลำดับจะกลับทาง โดยเริ่มจาก $\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$ การสลับลำดับดังกล่าวแสดงในภาพประกอบ 3.16(ก) และ 3.16(ข)



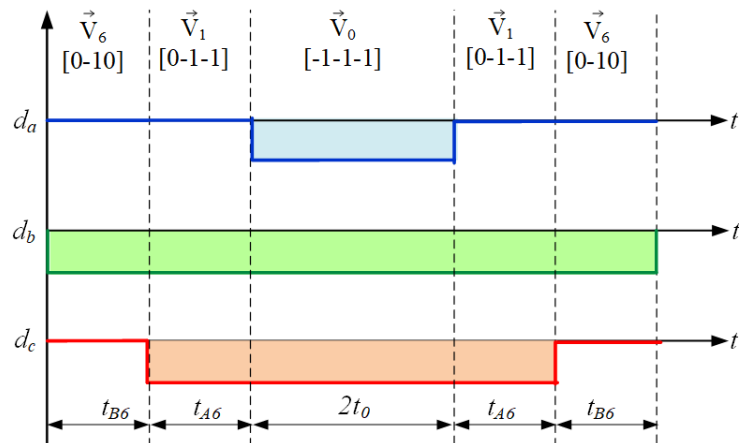
(ก) พื้นที่หมายเลข 3



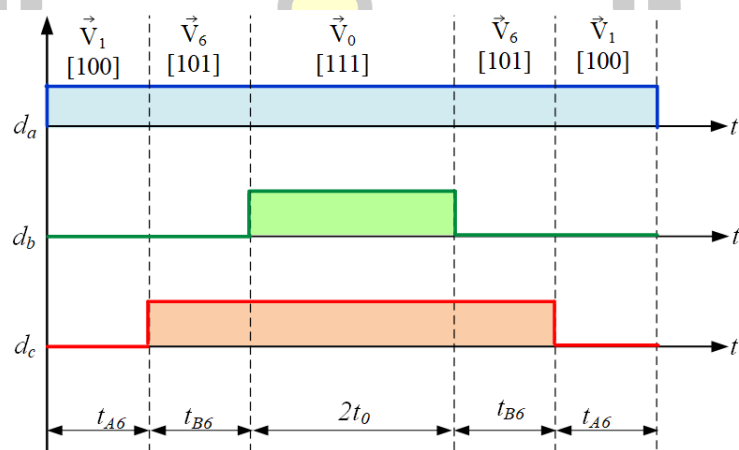
(ข) พื้นที่หมายเลข 4

ภาพประกอบ 3.17 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ V พื้นที่หมายเลข 3 และ 4

ในพื้นที่หมายเลข 3 เวกเตอร์ที่ถูกเลือกคือ $\vec{V}_5$, $\vec{V}_{11}$ และ $\vec{V}_{17}$ โดยการจัดลำดับเป็นไปในลักษณะ $\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_{17} \rightarrow \vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_{17} \rightarrow \vec{V}_5$ ดังภาพประกอบ 3.17(ก) และพื้นที่หมายเลข 4 เวกเตอร์ที่นำมาใช้ได้แก่ $\vec{V}_6$, $\vec{V}_{11}$ และ $\vec{V}_{18}$ โดยลำดับสวิตช์คือ $\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_{18} \rightarrow \vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_{18} \rightarrow \vec{V}_6$ ดังที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.17(ข)



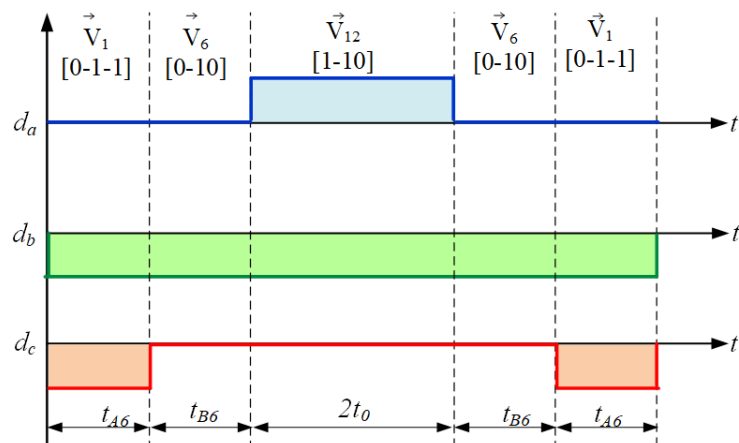
(ก) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $0 < \theta \leq 30$



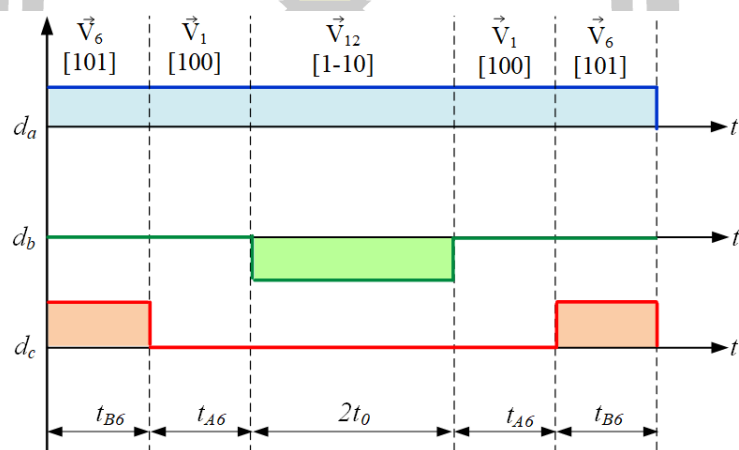
(ข) พื้นที่หมายเลข 1 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.18 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ VI พื้นที่หมายเลข 1

จากภาพประกอบ 3.18 ถึง 3.20 การทำงานในเซกเตอร์ VI ยังคงอาศัยหลักการเลือกเวกเตอร์ที่ใกล้ที่สุดสามตัว แต่เปลี่ยนไปตามพื้นที่ย่อย โดยในพื้นที่หมายเลข 1 เวกเตอร์ที่ถูกเลือกคือ $\vec{V}_0$, $\vec{V}_1$ และ $\vec{V}_6$ การจัดลำดับสวิตช์ในครั้งแรกของมุมเซกเตอร์จะเริ่มจาก $\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0$ ขณะที่ในครั้งหลังของเซกเตอร์ ลำดับการสวิตช์คือ $\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$ ดังที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.18 (ก) และ 3.18(ข)



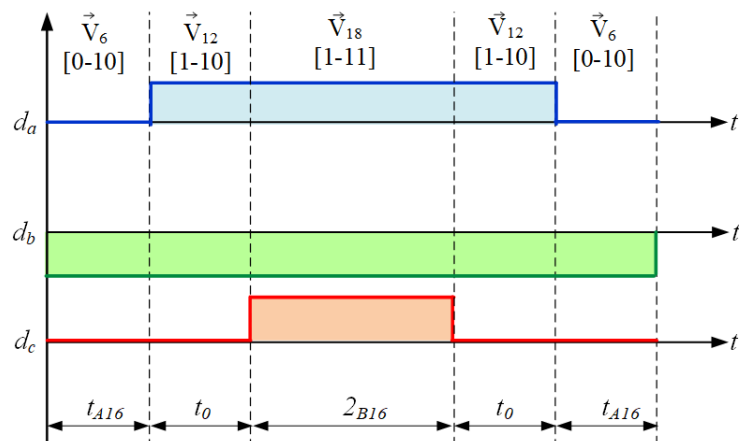
(ก) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $0 < \theta \leq 30$



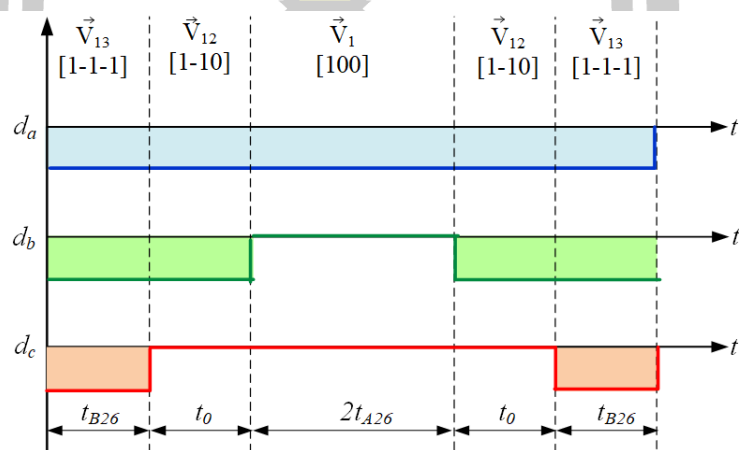
(ข) พื้นที่หมายเลข 2 มุม $30 < \theta \leq 60$

ภาพประกอบ 3.19 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ VI พื้นที่หมายเลข 2

พื้นที่หมายเลข 2 มีการเปลี่ยนชุดเวกเตอร์เป็น $\vec{V}_1$, $\vec{V}_6$ และ $\vec{V}_{12}$ โดยในช่วงมุมดันลำดับจะเริ่มจาก $\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6$ ส่วนในช่วงมุมถัดไป ลำดับจะกลับทาง โดยเริ่มจาก $\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$ การสลับลำดับดังกล่าวแสดงในภาพประกอบ 3.19(ก) และ 3.19(ข)



(ก) พื้นที่หมายเลข 3



(ข) พื้นที่หมายเลข 4

ภาพประกอบ 3.20 สัญญาณขับนำสวิตช์ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่ไปตกเซกเตอร์ IV พื้นที่หมายเลข 3 และ 4

ในพื้นที่หมายเลข 3 เวกเตอร์ที่ถูกเลือกคือ $\vec{V}_6$, $\vec{V}_{12}$ และ $\vec{V}_{18}$ โดยการจัดลำดับเป็นไปในลักษณะ $\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_{18} \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_6$ ดังภาพประกอบ 3.20(ก) และพื้นที่หมายเลข 4 เวกเตอร์ที่นำมาใช้ได้แก่ $\vec{V}_1$, $\vec{V}_{12}$ และ $\vec{V}_{13}$ โดยลำดับสวิตช์คือ $\vec{V}_{13} \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_{13}$ ดังที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 3.20(ข)

จากรูปแบบวิธีการลำดับการสวิตช์ข้างต้น สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์และคำนวณหาสมการดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับเซกเตอร์อื่น ๆ ที่เหลือ เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่ไปตกอยู่ในตำแหน่งต่าง ๆ ภายในแผนภาพเวกเตอร์แรงดัน โดยสามารถสรุปรูปแบบสมการดิฟเฟอเรนเชียล

ไซเคิลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ของสวิตช์กำลังทั้งสามเฟส ซึ่งมีความสัมพันธ์กับเวกเตอร์แรงดันที่เลือกใช้สำหรับการมอดูเลตแรงดันในแต่ละเซกเตอร์ได้อย่างชัดเจน ทั้งนี้ สมการที่ได้สามารถนำมาใช้ในการสร้างสัญญาณขับสำหรับสวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยรายละเอียดของสมการดิฟฟ์ไซเคิลในแต่ละกรณีแสดงไว้ในตาราง 3.1 ถึง 3.3

ตาราง 3.1 สมการดิฟฟ์ไซเคิลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 1 เมื่อมุมอยู่ระหว่าง $0 < \theta \leq 30$

เซกเตอร์	สมการดิฟฟ์ไซเคิล
1	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{B1} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A1} + t_{B1} + t_0]$
2	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{B2} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A2} + t_{B2} + t_0]$
3	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A3} + t_{B3} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A3} + t_0]$
4	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A4} + t_{B4} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{B4} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_0]$
5	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A5} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A5} + t_{B5} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_0]$
6	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A6} + t_{B6} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{B6} + t_0]$

ตาราง 3.2 สมการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 1 เมื่อมุมอยู่
ระหว่าง $30 < \theta \leq 60$

เซกเตอร์	สมการดิฟเฟอเรนเชียล
1	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A1} + t_{B1} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A1} + t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_0]$
2	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A2} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A2} + t_{B2} + t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_0]$
3	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A3} + t_{B3} + t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{B3} + t_0]$
4	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A4} + t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{A4} + t_{B4} + t_0]$
5	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{B5} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{A5} + t_{B5} + t_0]$
6	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A6} + t_{B6} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{A6} + t_0]$

ตาราง 3.3 สมการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 2 เมื่อมุมอยู่ระหว่าง $0 < \theta \leq 30$

เซกเตอร์	สมการดิฟเฟอเรนเชียล
1	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A1}]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A1} + t_{B1} + t_0]$
2	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{B2}]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A2} + t_{B2} + t_0]$
3	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A3} + t_{B3} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A3}]$
4	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A4} + t_{B4} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{B4}]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_0]$
5	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A5}]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A5} + t_{B5} + t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_0]$
6	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A6} + t_{B6} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{B6}]$

ตาราง 3.4 สมการดิวิตไ้เซลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 2 เมื่อมุมอยู่
ระหว่าง $30 < \theta \leq 60$

เซกเตอร์	สมการดิวิตไ้เซล
1	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A1} + t_{B1} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{B1}]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_0]$
2	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A2}]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A2} + t_{B2} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_0]$
3	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A3} + t_{B3} + t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{B3}]$
4	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A4}]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{A4} + t_{B4} + t_0]$
5	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{B5}]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{A5} + t_{B5} + t_0]$
6	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A6} + t_{B6} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{A6}]$

ตาราง 3.5 สมการดิฟเฟอเรนเชียลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 3

เซกเตอร์	สมการดิฟเฟอเรนเชียล
1	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{B11} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A11} + t_{B11}]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A11} + t_{B11} + t_0]$
2	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{B12}]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{B12} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A12} + t_{B12} + t_0]$
3	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A13} + t_{B13} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{B13} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A3} + t_{B13}]$
4	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A14} + t_{B14} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{B14}]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{B14} + t_0]$
5	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A15} + t_{B15}]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A15} + t_{B15} + t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{B15} + t_0]$
6	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{B16} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A16} + t_{B16} + t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{B16}]$

พูน ปณ ทิโต ชีเว

ตาราง 3.6 สมการดิฟฟ์ไซเคิลในเทอมของสมการช่วงเวลาการสวิตช์ สำหรับหมายเลข 4

เซกเตอร์	สมการดิฟฟ์ไซเคิล
1	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A21} + t_{B21} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A21} + t_{B21}]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{B21} + t_0]$
2	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A22}]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A22} + t_{B22} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_0 + t_{A22}]$
3	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A23} + t_0]$ $d_b = \frac{2}{T_s} [t_{A23} + t_{B23} + t_0]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{B23} + t_{A23}]$
4	$d_a = \frac{-2}{T_s} [t_{A24} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A24}]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{A24} + t_{B24} + t_0]$
5	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{B25} + t_{A25}]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_0 + t_{A25}]$ $d_c = \frac{2}{T_s} [t_{A25} + t_{B25} + t_0]$
6	$d_a = \frac{2}{T_s} [t_{A26} + t_{B26} + t_0]$ $d_b = \frac{-2}{T_s} [t_{A26} + t_0]$ $d_c = \frac{-2}{T_s} [t_{A26}]$

จากตารางที่ 3.1 – 3.6 เมื่อทำการแทนค่าผลลัพธ์จากสมการที่ (3.6) – (3.8) ลงในสมการที่อยู่ในรูปของช่วงเวลาการสวิตช์ของสวิตช์กำลัง จะสามารถแปลงให้อยู่ในรูปของสมการดิฟฟ์ไซเคิลแบบไม่ต่อเนื่อง สำหรับทุกเซกเตอร์ได้อย่างเป็นระบบ โดยสมการที่ได้แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงกับระยะเวลาการนำของสวิตช์กำลังในแต่ละเฟส ซึ่งจะถูกนำไปใช้

ในการสร้างสัญญาณขับที่เหมาะสมเพื่อควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ในแต่ละช่วงเวลาได้

$$\left. \begin{aligned} d_a &= -1 + \sqrt{3}m_a \cos \theta + m_a \sin \theta \\ d_b &= -1 + 2m_a \sin \theta \\ d_c &= -1 \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{สำหรับเซกเตอร์ที่ I และ III} \\ \text{มุม } 0 < \theta \leq 30 \end{array} \quad (3.18)$$

$$\left. \begin{aligned} d_a &= 1 \\ d_b &= 1 - \sqrt{3}m_a \cos \theta + m_a \sin \theta \\ d_c &= 1 + \sqrt{3}m_a \cos \theta - m_a \sin \theta \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{สำหรับเซกเตอร์ที่ I และ VI} \\ \text{มุม } 30 < \theta \leq 60 \end{array} \quad (3.19)$$

$$\left. \begin{aligned} d_a &= 1 + \sqrt{3}m_a \cos \theta - m_a \sin \theta \\ d_b &= 1 \\ d_c &= 1 - 2m_a \sin \theta \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{สำหรับเซกเตอร์ที่ II และ III} \\ \text{มุม } 30 < \theta \leq 60 \end{array} \quad (3.20)$$

$$\left. \begin{aligned} d_a &= -1 \\ d_b &= -1 - \sqrt{3}m_a \cos \theta + m_a \sin \theta \\ d_c &= -1 - \sqrt{3}m_a \cos \theta - m_a \sin \theta \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{สำหรับเซกเตอร์ที่ III และ VI} \\ \text{มุม } 30 < \theta \leq 60 \end{array} \quad (3.21)$$

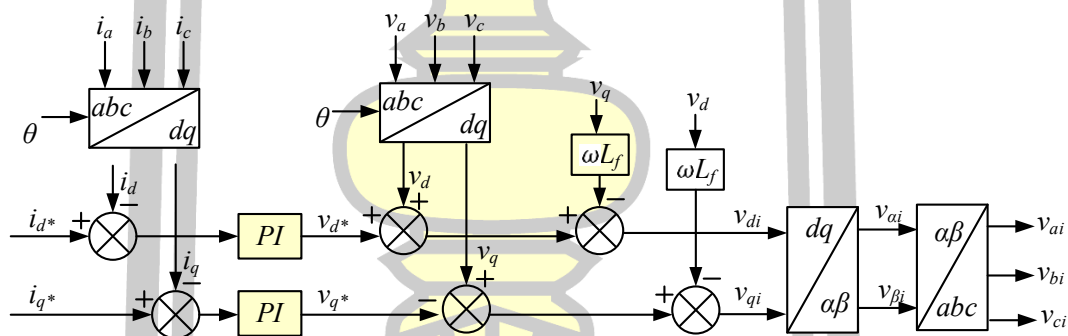
$$\left. \begin{aligned} d_a &= 1 + \sqrt{3}m_a \cos \theta + m_a \sin \theta \\ d_b &= 1 + 2m_a \sin \theta \\ d_c &= 1 \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{สำหรับเซกเตอร์ที่ IV และ V} \\ \text{มุม } 30 < \theta \leq 60 \end{array} \quad (3.22)$$

$$\left. \begin{aligned} d_a &= -1 + \sqrt{3}m_a \cos \theta - m_a \sin \theta \\ d_b &= -1 \\ d_c &= -1 - 2m_a \sin \theta \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{สำหรับเซกเตอร์ที่ V และ VI} \\ \text{มุม } 0 < \theta \leq 30 \end{array} \quad (3.23)$$

พูน ปณ กิโต ชเว

3.4 การควบคุมการได้ดุลของแรงดันเอาต์พุตบนฐานเฟรมเคลื่อนที่สองเฟสตีคว

ผลจากการศึกษาวิธีการควบคุมด้วยวิธีการจัดปรับแรงดันตามที่ให้รายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 2.3 ทำให้ทราบว่า การควบคุมโดยอาศัยการแปลงเฟรมอ้างอิงไปมาระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) กับเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) จะทำให้ตัวแปรของระบบไฟฟ้าสามเฟสมีจำนวนลดลงเหลือเพียงสองตัวแปรเท่านั้น ส่งผลให้การออกแบบและการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามารถทำได้ง่ายและสะดวกขึ้น นอกจากนี้การควบคุมองค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_{ds}) และองค์ประกอบของกระแสบนแกนคว (i_{qs}) ยังแสดงถึงความสามารถในการควบคุมกำลังแอกทีฟและกำลังรีแอกทีฟตามลำดับ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อคุณภาพกำลังไฟที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์ด้วย อย่างไรก็ตาม แนวทางการควบคุมโดยอาศัยการแปลงเฟรมอ้างอิงไปมาระหว่างเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สามเฟส (abc) กับเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) ยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าทั้งสามเฟสได้ดุลกันในกรณีที่โหลดของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละเฟสมีความแตกต่างกัน ดังแสดงไดอะแกรมของการควบคุมดังภาพประกอบ 3.21



ภาพประกอบ 3.21 ไดอะแกรมของวิธีการควบคุมการได้ดุลของแรงดันเอาต์พุตบนฐานเฟรมเคลื่อนที่สองเฟสตีคว

จากภาพประกอบ 3.21 คลื่นแรงดันอ้างอิงทั้งสามเฟส (v_a , v_b และ v_c) จะถูกแปลงให้อยู่บนเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) โดยใช้สมการ (3.1) ซึ่งผลจากการแปลงเฟรมอ้างอิงลักษณะนี้ นอกจากจะทำให้ได้ค่าองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนแอลฟา (v_α) และองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนเบต้า (v_β) แล้ว ยังสามารถทำให้ทราบตำแหน่งการเคลื่อนที่ของแรงดันกริดได้

โดยใช้สมการ (2.1) จากนั้นแรงดันที่อยู่บนเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) จะถูกแปลงให้อยู่บนเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟสดีคิว (dq frame) โดยใช้สมการ

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

องค์ประกอบของกระแสบนแกนดี (i_d) และองค์ประกอบของกระแสบนแกนคิว (i_q) ที่แปลงมาจากการวัดกระแสไฟฟ้าทั้งสามเฟสที่ไหลออกจากของอินเวอร์เตอร์ จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับองค์ประกอบของกระแสอ้างอิงบนแกนดี (i_d^*) และองค์ประกอบของกระแสอ้างอิงบนแกนคิว (i_q^*) โดยผลของความแตกต่างที่เกิดขึ้นจะถูกส่งผ่านตัวควบคุมแบบพีไอที่อยู่ในการควบคุม เพื่อปรับตัวสร้างเป็นองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนดีของอินเวอร์เตอร์ (v_d^*) และองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนคิวของอินเวอร์เตอร์ (v_q^*) ตามสมการดังนี้

$$\begin{aligned} v_d^* &= K_p(i_d^* - i_d) + K_i \int (i_d^* - i_d) dt \\ v_q^* &= K_p(i_q^* - i_q) + K_i \int (i_q^* - i_q) dt \end{aligned} \quad (3.25)$$

จากนั้นองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนดี (v_d) และองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนคิว (v_q) ที่ได้จากการใช้ประโยชน์สมการ (3.24) จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับองค์ประกอบของแรงดันบนแกนดี (v_d) และองค์ประกอบของแรงดันบนแกนคิว (v_q) ที่แปลงมาจากการวัดแรงดันกระแสสลับทั้งสามเฟสของอินเวอร์เตอร์ และองค์ประกอบของแรงดันบนแกนดี (v_d^*) และองค์ประกอบของแรงดันบนแกนคิว (v_q^*) ที่ได้จากการใช้ประโยชน์สมการ (3.26) โดยผลของความแตกต่างที่เกิดขึ้น แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} v_{di} &= v_d + \omega L_f i_q - v_d^* \\ v_{qi} &= v_q - \omega L_f i_d - v_q^* \end{aligned} \quad (3.26)$$

องค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนดีของอินเวอร์เตอร์ (v_{di}) และองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนคิวของอินเวอร์เตอร์ (v_{qi}) ที่ได้จากสมการ (3.26) จะถูกแปลงกลับให้ไปอยู่บน

เฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) เพื่อนำไปใช้สำหรับการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์สร้างเป็นสัญญาณขับนำสวิทช์กำลังทั้งสามเฟสของอินเวอร์เตอร์ต่อไป

3.5 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่

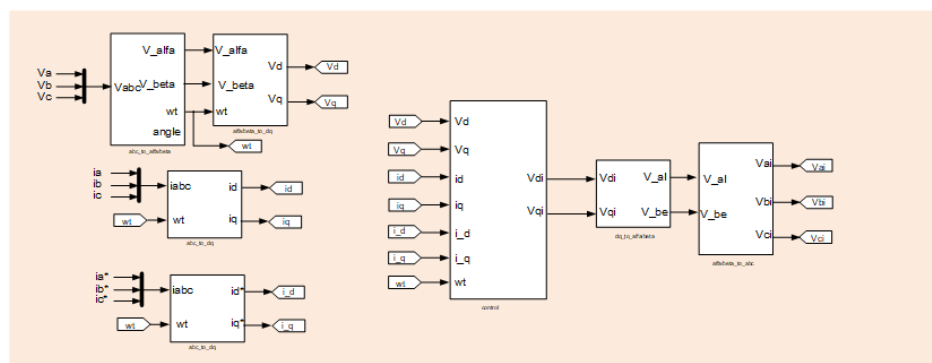
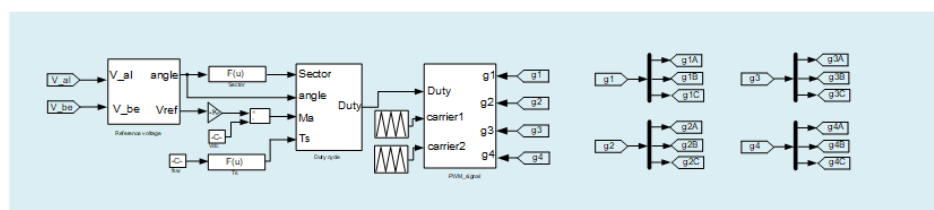
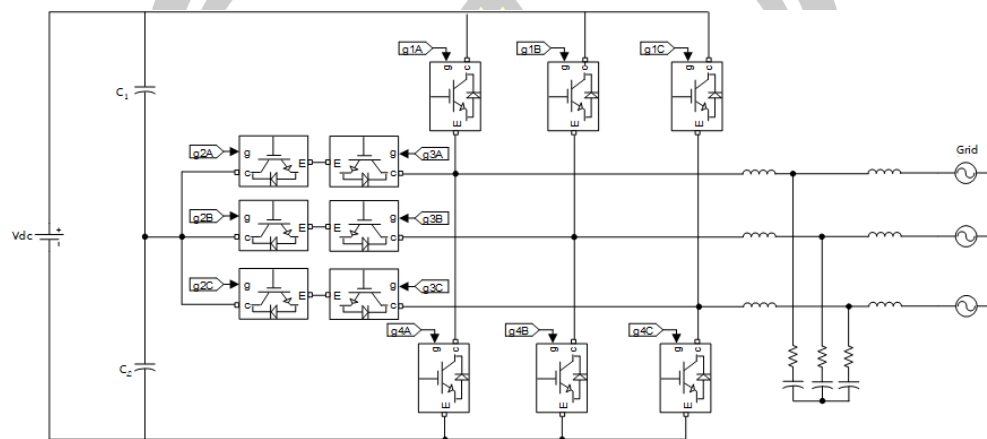
แบบจำลองการทำงานอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดตริงจุดนิวทรัล แสดงดังภาพประกอบ 3.12 ประกอบด้วยโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ ภายใต้เงื่อนไขการควบคุมแบบวงรอบปิด ซึ่งถูกจำลองภายในสภาพแวดล้อมของโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อศึกษาและวิเคราะห์พฤติกรรมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ภายใต้การควบคุมเชิงเวกเตอร์ โดยระบบทั้งหมดสามารถแบ่งออกได้เป็นสามส่วนหลัก ได้แก่ วงจรกำลัง (Power Circuit), ระบบสร้างสัญญาณควบคุม (Control System), และหน่วยสร้างสัญญาณ PWM (PWM Generation Unit)

ส่วนของวงจรกำลัง ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์ชนิดสามระดับชนิดที่ โดยมีสวิทช์กำลัง จำนวนทั้งหมด 12 ตัว แบ่งเป็นเฟสละ 4 ตัว ทำหน้าที่สร้างแรงดันเอาต์พุตแบบสามระดับ ได้แก่ $+V_{dc}/2$, 0 และ $-V_{dc}/2$ เพื่อปรับรูปคลื่นแรงดันให้ใกล้เคียงขายนํามากที่สุดก่อนเชื่อมต่อเข้ากับโหลดหรือกริดไฟฟ้า ตัวเก็บประจุ (C1 และ C2) ทำหน้าที่แบ่งแรงดัน DC-link ให้สมดุลกันที่จุดกึ่งกลาง ในขณะที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อผ่านฟิลเตอร์ ซึ่งมีหน้าที่ลดฮาร์มอนิกของแรงดันและกระแสก่อนเข้าสู่กริด

ส่วนของการสร้างสัญญาณควบคุมสวิทช์กำลัง เริ่มจากการแปลงเฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟส (abc) ไปเป็นเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส ($\alpha\beta$) ผลลัพธ์ที่ได้คือองค์ประกอบของแรงดันอ้างอิงบนแกนเบต้า (v_β) ซึ่งสามารถใช้แทนเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในเชิงซ้อนในระนาบสองมิติ จากนั้นจะทำการคำนวณมุมเฟสและขนาดของเวกเตอร์แรงดันดังกล่าว เพื่อนำไปใช้ในกระบวนการจำแนกเซกเตอร์ ภายในแผนภาพเวกเตอร์แรงดันและใช้ในการประเมินค่าดัชนีมอดูเลต เพื่อกำหนดลักษณะของการมอดูเลตให้เหมาะสมกับตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงภายในแต่ละเซกเตอร์ เมื่อระบุตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันในแผนภาพสเปซเวกเตอร์แล้ว ระบบจะคำนวณเวลาการทำงานช่วงเวลาการสวิทช์ของเวกเตอร์แรงดันสามตัวที่ใกล้เคียงที่สุดในแต่ละเซกเตอร์ เพื่อนำไปใช้สร้างสัญญาณดิวิตีไซเคิลในช่วงเวลาหนึ่งรอบสวิทช์ จากนั้นสัญญาณดิวิตีไซเคิลที่ได้จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะ เพื่อสร้างสัญญาณพีดับเบิยูเอ็ม สำหรับควบคุมการเปิด-ปิดของสวิทช์กำลัง

ระบบสร้างสัญญาณควบคุมของระบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตบนฐานเฟรมเคลื่อนที่สองเฟส ดีคิวจะถูกแทรกเข้ามาเพื่อรับค่าแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ แล้วจึงเข้าสู่กระบวนการแปลงให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงเคลื่อนที่สองเฟส (dq) ด้วยสมการ (3.24) ถึงสมการ (3.26)

ตามลำดับ ทั้งนี้เพื่อนำค่ากระแสและแรงดันที่อยู่ในรูปองค์ประกอบบนแกนดีและแกนควเข้าสู่กระบวนการจัดปรับแรงดัน ดังที่ได้แสดงไว้ในหัวข้อที่ 3.4 จากนั้นนำองค์ประกอบของแรงดันบนแกนดีและแกนควที่ผ่านกระบวนการจัดปรับแรงดันแล้วแปลงให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงอยู่กับที่สองเฟส ($\alpha\beta$) และนำเข้าสู่กระบวนการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์บนฐานวิธีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ต่อไป



ภาพประกอบ 3.22 แบบจำลองการทำงานอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่

บทที่ 4

ผลการทดสอบการทำงาน

บทนี้นำเสนอผลการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ที่ได้รับการควบคุมด้วยสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง ซึ่งพัฒนาขึ้นจากเทคนิคการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ โดยอาศัยลำดับการสวิตช์แบบห้าเซกเมนต์ร่วมกับการคำนวณสมการดิฟเฟอเรนเชียลที่ได้จากเวกเตอร์แรงดันที่อยู่ใกล้ที่สุด ทั้งนี้ได้ทำการจำลองระบบภายใต้สภาวะที่เชื่อมต่อกับระบบกริดสามเฟส เพื่อประเมินประสิทธิภาพของวิธีควบคุมที่เสนอในด้านต่าง ๆ ได้แก่ รูปคลื่นของแรงดันและกระแสไฟฟ้า ความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิก (THD) การติดตามแรงดันของกริด รวมถึงพฤติกรรมของสวิตช์กำลังในแต่ละช่วงเวลา การทดสอบดำเนินการผ่านซอฟต์แวร์ MATLAB/Simulink โดยมีการกำหนดสภาวะการทำงานในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสามารถของระบบควบคุมที่พัฒนาขึ้นในการรักษาคุณภาพของพลังงานไฟฟ้า ทั้งในเชิงแรงดัน กระแส และความสามารถในการลดการสูญเสียจากการสวิตช์

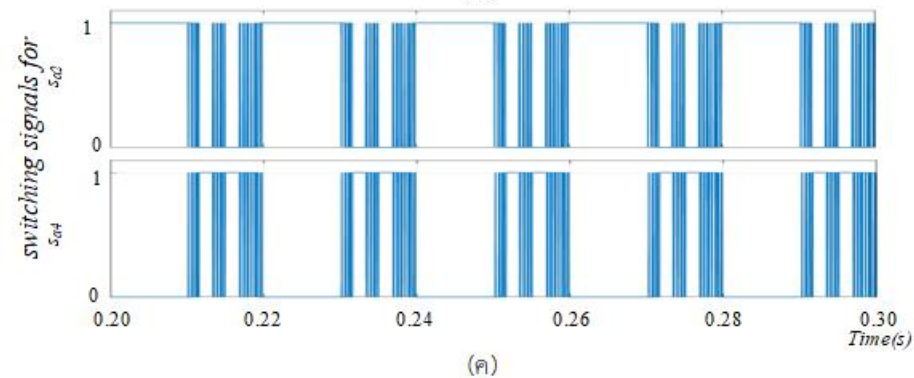
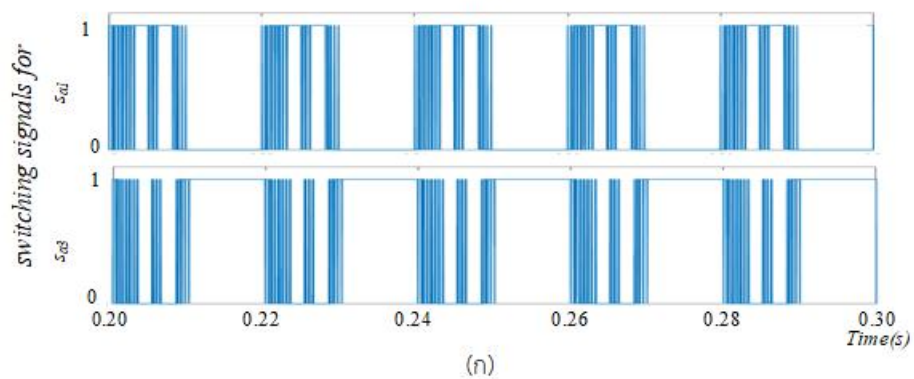
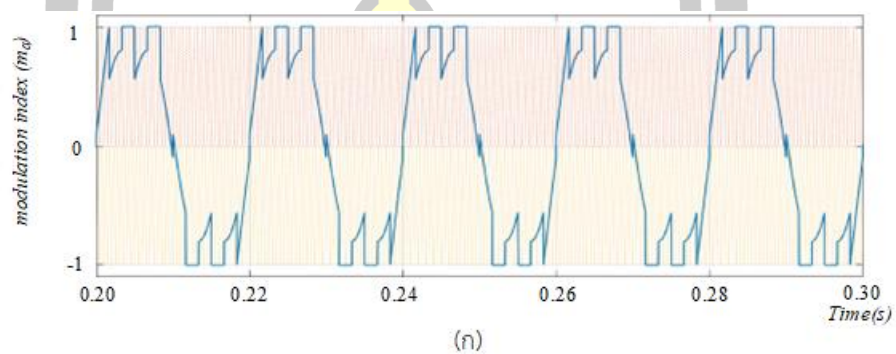
4.1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการทดสอบสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่

การทดสอบสมรรถนะการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่นั้น จะถูกทดสอบภายใต้ค่าพารามิเตอร์แรงดันดีซี 600 โวลต์ ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมต่อการสร้างแรงดันเอาต์พุตแบบสามระดับ ($\pm V_{dc}/2, 0$) ที่สามารถเชื่อมต่อกับโหลดหรือกริดได้อย่างมีประสิทธิภาพ สำหรับแรงดันกริดที่ใช้อ้างอิงมีค่า 220 โวลต์ ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 แต่ละตัวมีค่าความจุ 2200 ไมโครฟารัด ทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันดีซี เพื่อให้ระบบสามารถสร้างแรงดันกลางได้อย่างมั่นคง ขณะที่ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ถูกกำหนดไว้ที่ 2 กิโลเฮิร์ตซ์ ในส่วนของฟิลเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ลดความผิดเพี้ยนของแรงดันและกระแสก่อนส่งเข้าสู่โหลดหรือกริดนั้น ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L_f) ขนาด 20.7 มิลลิเฮนรี และตัวเก็บประจุ (C_f) ขนาด 20 ไมโครฟารัด และความถี่กริดที่ 50 เฮิร์ตซ์ แสดงดังตาราง 4.1

พูน ปณ จิต ชีเว

ตาราง 4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า
แรงดันดีซี	V_{dc}	600 V
แรงดันกริด (RMS)	v_a, v_b, v_c	220 V
ตัวเก็บประจุป้อนเข้าระบบ	C_1, C_2	2200 μF
ความถี่การสวิตช์	f_s	2 kHz
ความถี่ของกริด	f	50 Hz
ตัวเหนี่ยวนำในฟิลเตอร์	L_f	20.7 mH
ตัวเก็บประจุในฟิลเตอร์	C_f	20 μF



ภาพประกอบ 4.1 คลื่นสัญญาณตัวตัดใช้เซลล์และสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ของเฟส A

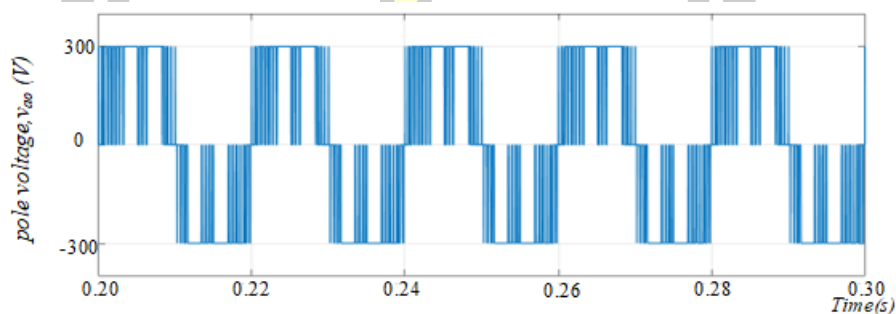
4.2 ผลการจำลองสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลัง

ผลการทดสอบสัญญาณควบคุมสวิตช์กำลังที่ได้จากการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ แสดงดังภาพประกอบ 4.1 ประกอบด้วยสัญญาณดิวิตไซเคิล และสัญญาณควบคุมสวิตช์ของเฟส A ของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ ซึ่งสร้างขึ้นจากเทคนิคการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับการกำหนดลำดับการสวิตช์แบบไม่ต่อเนื่อง เพื่อวัตถุประสงค์ในการลดความถี่ของการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ และเพิ่มประสิทธิภาพเชิงพลังงานของระบบ ภาพประกอบ 4.1(ก) แสดงสัญญาณดิวิตไซเคิลที่ได้จากการคำนวณค่าดิวิตไซเคิลในแต่ละช่วงเวลา โดยสัญญาณดังกล่าวถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะสองชุดที่มีลักษณะเป็นฟันแหลมสามเหลี่ยม (triangular carriers) เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์บวเอ็มสำหรับขับสวิตช์ในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์ จากภาพจะสังเกตเห็นได้ว่า สัญญาณดิวิตไซเคิลมีการค้ำค่าที่ +1 และ -1 เป็นช่วงเวลา ซึ่งแสดงถึงการหยุดสลับสถานะของสวิตช์ชั่วคราวในบางช่วงของการสวิตช์ อันเป็นลักษณะสำคัญของกลยุทธ์การมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่องที่ช่วยลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ได้ ภาพประกอบ 4.1 (ข) แสดงสัญญาณพัลส์บวเอ็มที่ใช้ควบคุมสวิตช์ S_{a1} และ S_{a3} ซึ่งทำงานในลักษณะสลับกัน เพื่อควบคุมเครื่องรอบบวคของแรงดันเอาต์พุต ในขณะที่ภาพประกอบ 4.1 (ค) แสดงสัญญาณควบคุมของ S_{a2} และ S_{a4} ซึ่งทำงานแบบสลับกันเช่นเดียวกัน เพื่อควบคุมเครื่องรอบลบของแรงดันเอาต์พุต จากการวิเคราะห์ลักษณะการทำงานของสวิตช์จะพบว่า มีช่วงเวลาที่สวิตช์คงสถานะอยู่ที่ระดับ “1” หรือ “0” โดยไม่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะการเปิด-ปิด ในช่วงเวลาหนึ่งภายในรอบสวิตช์ ซึ่งสอดคล้องกับแนวคิดของการลดการสลับสถานะ ทั้งนี้เมื่อพิจารณาครอบคลุมหนึ่งรอบของรูปคลื่นซายน์ จะพบว่ามีช่วงเวลาที่สวิตช์หยุดทำงานหรือคงสถานะคิดร้อยละ 33 ของรอบทั้งหมด ซึ่งช่วยลดความถี่การสวิตช์ และส่งผลให้การสูญเสียพลังงานจากการสวิตช์ลดลงอย่างมีนัยสำคัญ

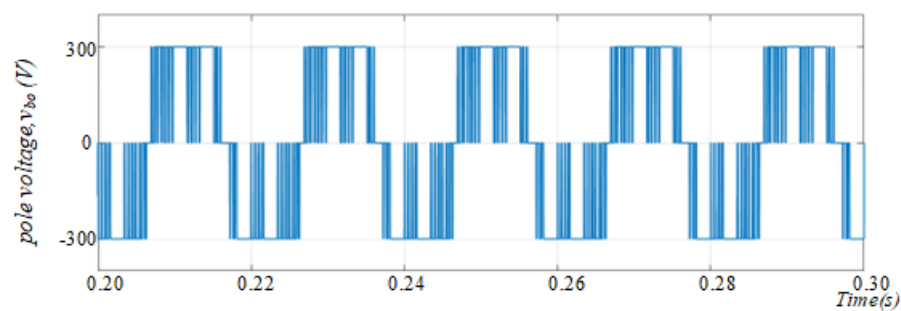
4.3 ผลการจำลองแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากระบบอินเวอร์เตอร์

จากภาพประกอบ 4.2 แสดงผลการจำลองคลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ที่ได้จากการควบคุมด้วยเทคนิคการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ ที่ค่าดรรชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.9 โดยแสดงแรงดันชั่วเฟส A และเฟส B (v_{ao} , v_{bo}) และแรงดันระหว่างสายของสองเฟสดังกล่าว (v_{ab}) ในภาพประกอบ 4.2(ก) และ (ข) แสดงถึงแรงดันชั่วเฟส A (v_{ao}) และเฟส B (v_{bo}) ตามลำดับ ซึ่งเป็นแรงดันระหว่างขาเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แต่ละเฟสกับจุดอ้างอิงของจุดศูนย์กลางของคาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นมีลักษณะเป็นขั้นบันไดสามระดับ ได้แก่ +300V, 0V และ -300V ซึ่งแสดงถึงคุณลักษณะของอินเวอร์เตอร์หลายระดับที่สามารถสร้างแรงดันสามสถานะได้ต่อเฟส จากการทำงานของสวิตช์ในแต่ละเฟสร่วมกับจุดอ้างอิงของจุดศูนย์กลางของคาปาซิเตอร์ C_1 และ

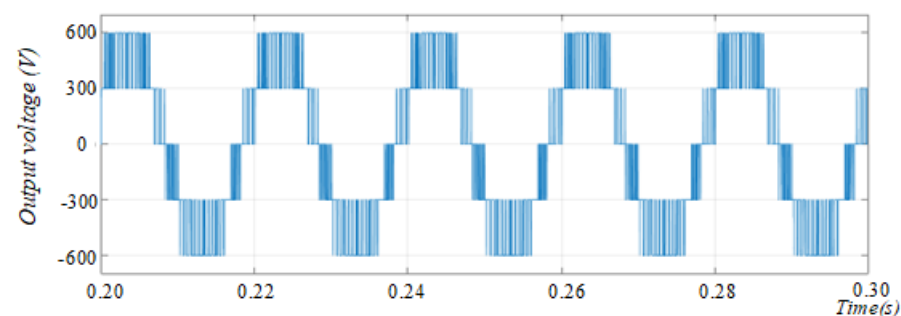
C_2 และแรงดันแต่ละระดับถูกควบคุมด้วยสัญญาณพัลส์จากวิธีการมอดูเลชันเชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่อง ในขณะที่ภาพประกอบ 4.2(ค) แสดงแรงดันระหว่างสายของเฟส A และ B ($v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$) ซึ่งพบว่ามีค่าระดับแรงดันทั้งหมดห้าระดับ ได้แก่ +600V, +300V, 0V, -300V, และ -600V ซึ่งเป็นผลจากการรวมเชิงเส้นของแรงดันขั้วสองเฟสที่มีค่าขึ้นบันไดต่างกัน โดยแรงดันแบบห้าระดับนี้เป็นลักษณะเด่นของอินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ช่วยให้แรงดันระหว่างสายมีลักษณะใกล้เคียงกับคลื่นไซน์และส่งผลกระทบต่อค่าความเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกลดลง



(ก)



(ข)

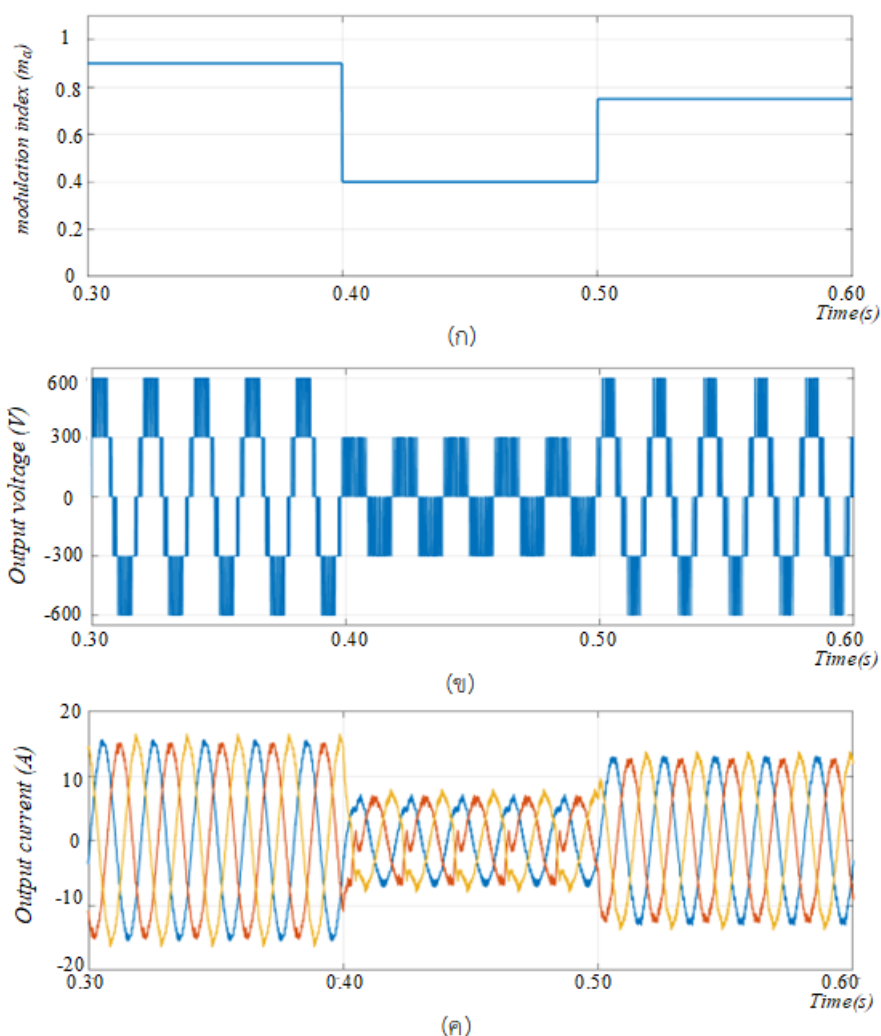


(ค)

ภาพประกอบ 4.2 คลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

ผลการจำลองที่แสดงในภาพประกอบ 4.3 แสดงลักษณะของแรงดันระหว่างสายและกระแส ภายใต้การปรับค่าตรรกะการมอดูเลต ในช่วงเวลา 0.3–0.4 วินาที เมื่อกำหนดค่าตรรกะการมอดูเลต เท่ากับ 0.9 พบว่าแรงดันระหว่างสายเฟส A–B มีลักษณะเป็นสัญญาณห้าระดับ ได้แก่ $+V_{dc}$, $+V_{dc}/2$, 0, $-V_{dc}/2$, $-V_{dc}$ กระแสของทั้งสามเฟสมีขนาดและเฟสเท่ากัน ต่อมาในช่วงเวลา 0.4–0.5 วินาที เมื่อปรับลดค่าตรรกะการมอดูเลต ลงเหลือ 0.4 พบว่าแรงดันระหว่างสายเฟส A–B มีลักษณะเป็นสัญญาณสามระดับ ($+V_{dc}/2$, 0, $-V_{dc}/2$) ขณะที่กระแสของทั้งสามเฟสยังคงมีขนาดและเฟสเท่ากันเช่นเดิม แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของค่าตรรกะการมอดูเลตไม่มีผลต่อความสมดุลของกระแสแต่ละเฟส แต่มีผลโดยตรงต่อขนาดของกระแส ซึ่งจะลดลงตามการลดลงของค่าตรรกะการมอดูเลต อย่างไรก็ตาม เมื่อเพิ่มค่าตรรกะการมอดูเลต ขึ้นเป็น 0.75 ในช่วงเวลา 0.5–0.6 วินาที พบว่าแรงดันระหว่างสายเฟส A–B กลับมีลักษณะเป็นสัญญาณห้าระดับเช่นเดิม และขณะที่กระแสของทั้งสามเฟสยังคงมีขนาดและเฟสเท่ากัน สาเหตุที่จำนวนระดับแรงดันเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับค่าตรรกะการมอดูเลต เนื่องจากเมื่อค่าสูงและเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเคลื่อนที่เข้าใกล้ขอบเขตเชิงเส้นของแผนภาพสเปซเวกเตอร์ ระบบจะมีการเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันขนาดใหญ่ร่วมกับเวกเตอร์แรงดันขนาดกลางและขนาดเล็ก ส่งผลให้จำนวนระดับแรงดันที่เกิดขึ้นเพิ่มมากขึ้น ในขณะที่เมื่อ ค่าตรรกะการมอดูเลตมีค่าต่ำ การสังเคราะห์แรงดันจะอาศัยเวกเตอร์แรงดันที่มีขนาดเล็กเป็นหลัก ทำให้แรงดันที่ได้ปรากฏเพียงสามระดับเท่านั้น



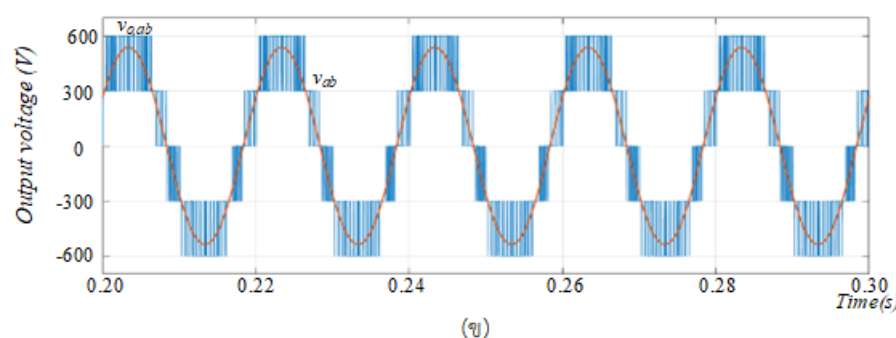
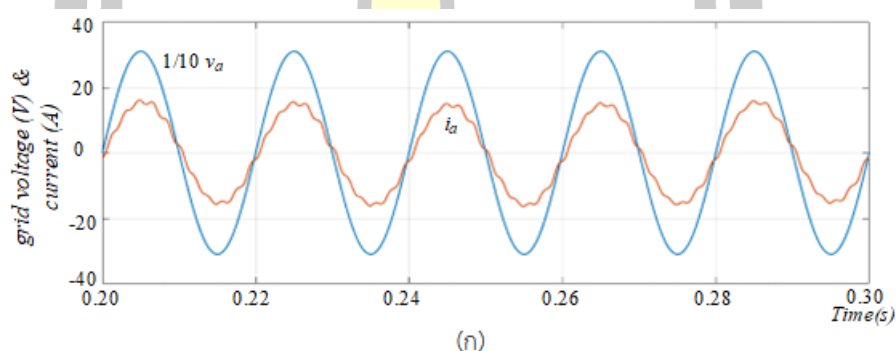


ภาพประกอบ 4.3 แรงดันระหว่างสายและกระแส ภายใต้การปรับค่าดัชนีการมอดูเลต

4.3 ผลการจำลองการทำงานของระบบอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับกริด

การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ภายใต้การมอดูเลตความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่อง ซึ่งถูกออกแบบให้เชื่อมต่อกับระบบกริดสามเฟส แสดงดังภาพประกอบ 4.4 โดยทำงานที่ความถี่พิกัด 50 เฮิร์ตซ์ ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าระบบสามารถรักษาตัวประกอบกำลังได้ และซิงโครไนซ์กับแรงดันกริดได้อย่างแม่นยำ ในภาพประกอบ 4.4(ก) กระแสฝั่งกริดที่ได้มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่มีความสมมาตรและมีเพาเวอร์แฟกเตอร์ใกล้ 1 โดยรูปคลื่นกระแสอยู่ในเฟสเดียวกันกับรูปคลื่นแรงดันกริด ซึ่งบ่งชี้ว่าวิธีการควบคุมสามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลังได้อย่างมีประสิทธิภาพ การวิเคราะห์คุณภาพกำลังพบว่าค่าความเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกกระแส (THDI) มีค่าอยู่ในระดับต่ำและเป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEEE 519 ($THD <$

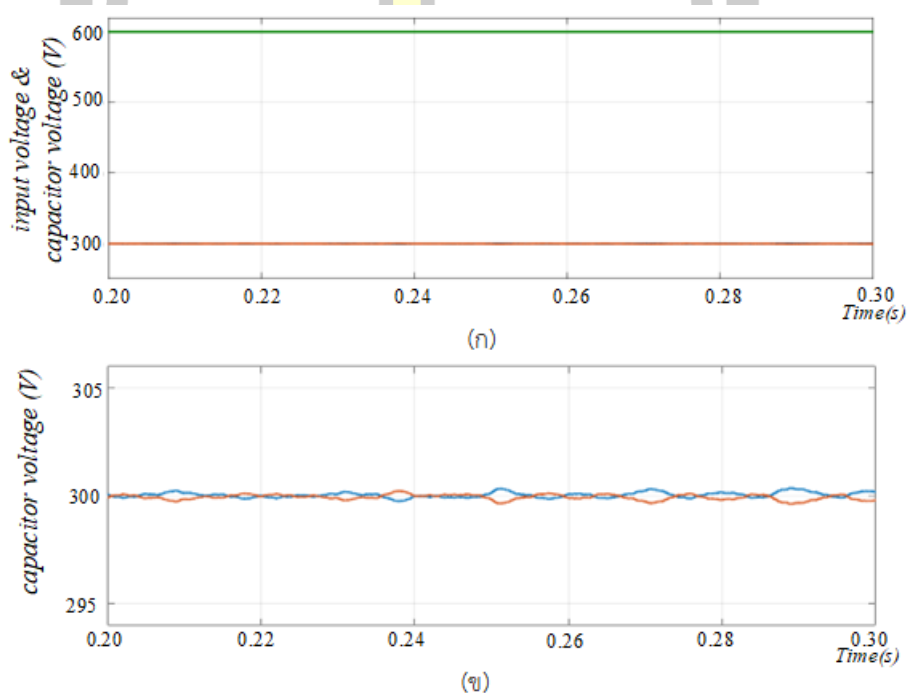
5%) ซึ่งยืนยันความสามารถของระบบในการจ่ายกระแสที่มีความเพี้ยนต่ำเข้าสู่กริด ในภาพประกอบ 4.4(ข) รูปคลื่นแรงดันระหว่างสายที่ขาออกจากอินเวอร์เตอร์แสดงลักษณะขั้นบันไดแบบห้าระดับที่ชัดเจน โดยมีระดับแรงดันที่ ± 600 V, ± 300 V และ 0 V ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการใช้เทคนิคมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ร่วมกับวิธีการสวิตช์แบบไม่ต่อเนื่อง ลักษณะขั้นบันไดดังกล่าว พบว่าการสังเคราะห์แรงดันของอินเวอร์เตอร์เป็นไปตามลำดับเวกเตอร์แรงดันที่ออกแบบไว้ ทั้งนี้ หลังผ่านตัวกรองแรงดันระหว่างสายที่ฝั่งกริดมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์และซิงโครไนซ์กับความถี่พื้นฐาน 50 เฮิรตซ์ นอกจากนี้ ค่าสูงสุดของแรงดันระหว่างสายหลังจากผ่านการกรองมีค่า 537.40 โวลต์ ซึ่งใกล้เคียงกับแรงดันระหว่างสายฝั่งกริด ซึ่งสอดคล้องกันอย่างแม่นยำ แสดงถึงความถูกต้องของวิธีการควบคุมแรงดันและยืนยันประสิทธิภาพของวิธีควบคุมในการรักษาความสม่ำเสมอของแรงดันตลอดจุดเชื่อมต่อ



ภาพประกอบ 4.4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจากการเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์กับระบบกริด

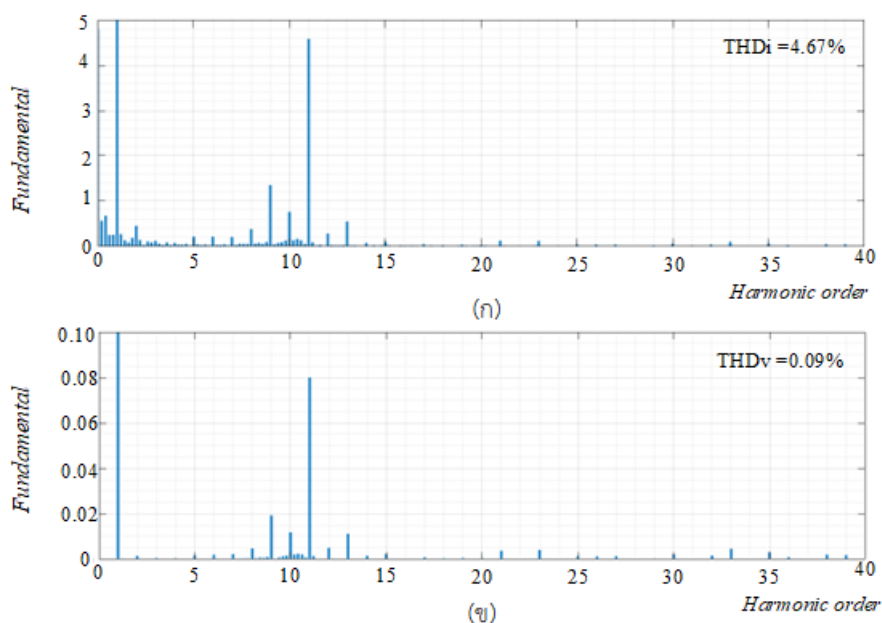
ผลการจำลองในภาพประกอบ 4.5 (ก) แสดงแรงดันแหล่งจ่ายฝั่งบัสไฟตรงของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที ซึ่งถูกกำหนดให้มีค่าแรงดันคงที่ 600 โวลต์ สำหรับใช้เป็นแหล่งพลังงานหลักในการสร้างแรงดันเอาต์พุตแบบหลายระดับ ขณะที่ ภาพประกอบ 4.5 (ข) แสดงแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุสองตัวซึ่งต่ออยู่ฝั่งบัสไฟตรง โดยพบว่าแรงดันของตัวเก็บประจุ C1 และ C2 มีค่าใกล้เคียงกันที่ประมาณ 300 โวลต์ต่อหนึ่งตัว หรือคิดเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรง ทั้งนี้แรงดันที่คร่อม

ตัวเก็บประจุทั้งสองมีความสมดุลตามที่ออกแบบไว้ การรักษาสมดุลของแรงดันตัวเก็บประจุมีความสำคัญต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ เนื่องจากช่วยให้ศักย์ของจุดกึ่งกลางมีความเสถียร และลดความเสี่ยงจากการเบี่ยงเบนของแรงดัน ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อคุณภาพแรงดันเอาต์พุตและความน่าเชื่อถือของระบบในภาพรวม นอกจากนี้ ผลการจำลองยังสะท้อนให้เห็นถึงประสิทธิภาพของกลยุทธ์การควบคุมและวิธีการมอดูเลตที่นำมาใช้ในการรักษาสมดุลแรงดันระหว่างตัวเก็บประจุได้อย่างมีประสิทธิภาพ



ภาพประกอบ 4.5 แรงดันฝั่งบัสไฟตรงและแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุ





ภาพประกอบ 4.6 ฮาร์มอนิกของสัญญาณกระแสและแรงดัน

ภาพประกอบ 4.6 แสดงผลการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกของสัญญาณกระแสและแรงดันเฟส A ในเชิงความถี่ โดยภาพประกอบ 4.6(ก) เป็นสเปกตรัมฮาร์มอนิกของกระแสเฟส A พบว่าฮาร์มอนิกพื้นฐานที่ความถี่ 50 Hz มีค่าขนาดเท่ากับ 15.59 A และมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion: THD) เท่ากับ 4.67% ซึ่งจัดอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ตามมาตรฐาน IEEE 519 (ไม่เกิน 5%) การวิเคราะห์สเปกตรัมบ่งชี้ว่าฮาร์มอนิกลำดับที่ 3, 5 และ 11 มีค่าขนาดสูงเมื่อเปรียบเทียบกับลำดับอื่น สะท้อนให้เห็นถึงลักษณะปกติของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การมอดูเลชันเชิงสเปซเวกเตอร์ (SVPWM) อย่างไรก็ตามฮาร์มอนิกลำดับสูงตั้งแต่ 20 เป็นต้นไปมีค่าลดลงจนเกือบศูนย์ ซึ่งเป็นผลจากประสิทธิภาพของฟิลเตอร์ที่ช่วยลดทอนความเพี้ยนความถี่สูงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ในขณะที่ภาพประกอบ 4.6(ข) แสดงสเปกตรัมฮาร์มอนิกของแรงดันเฟส A พบว่าฮาร์มอนิกพื้นฐานที่ความถี่ 50 Hz มีค่าขนาดเท่ากับ 310.2 V และมีค่า THD เพียง 0.09% ซึ่งถือว่ามีความสูงและใกล้เคียงกับคลื่นไซน์ การที่แรงดันมีค่าความเพี้ยนต่ำกว่า 1% แสดงถึงการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีประสิทธิภาพสูงและสอดคล้องกับมาตรฐานคุณภาพไฟฟ้า

บทที่ 5

สรุป อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

บทนี้นำเสนอการสรุปผลการวิจัยได้ดำเนินการออกแบบและสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์กำลังแบบไม่ต่อเนื่องสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ รวมถึงผลการจำลองประสิทธิภาพของระบบภายใต้สภาวะต่าง ๆ เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ผลลัพธ์ที่ได้ยืนยันถึงความถูกต้องและประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอ พร้อมทั้งกล่าวถึงข้อจำกัดที่อาจส่งผลกระทบต่อความแม่นยำและการประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ ตลอดจนเสนอแนะแนวทางการวิจัยในอนาคตเพื่อพัฒนาต่อยอดให้มีความสมบูรณ์และประสิทธิภาพยิ่งขึ้น โดยมีเป้าหมายเพื่อสะท้อนถึงคุณค่าของงานวิจัยและศักยภาพในการประยุกต์ใช้งานจริงในระบบพลังงานไฟฟ้าและการควบคุมสมัยใหม่

5.1 สรุปผลการวิจัย

5.1.1 การวิเคราะห์เพื่อหาสมการเวลาการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันในแต่ละเซกเตอร์ ดำเนินการโดยอาศัยหลักการสังเคราะห์เวกเตอร์แรงดันที่ใกล้ที่สุดสามเวกเตอร์ เพื่อคำนวณช่วงเวลาการสวิตช์ของแต่ละสถานะอย่างเป็นระบบ โดยสามารถจำแนกกรณีการคำนวณออกเป็นสามลักษณะตามตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงภายในพื้นที่ย่อยของแต่ละเซกเตอร์ การคำนวณดังกล่าวใช้เพียงข้อมูลหมายเลขของเซกเตอร์ที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงตกอยู่เท่านั้น ทำให้สามารถกำหนดสมการเวลาการสวิตช์ได้อย่างมีประสิทธิภาพและเป็นไปตามหลักการของการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์

5.1.2 เทคนิคการออกแบบลำดับการทำงานของสวิตช์กำลังสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ ถูกกำหนดขึ้นโดยอิงตามตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ภายในแต่ละเซกเตอร์ โดยอาศัยหลักการเลือกเวกเตอร์แรงดันที่อยู่ใกล้ที่สุดสามเวกเตอร์มาจัดเรียงลำดับการสวิตช์ในรูปแบบห้าเซกเมนต์ เพื่อให้เกิดการสังเคราะห์แรงดันเอาต์พุตที่มีความสมมาตรและลดจำนวนครั้งของการสวิตช์ที่ไม่จำเป็น ซึ่งในแต่ละช่วงเวลาจะมีสวิตช์เพียงบางกึ่งเท่านั้นที่อยู่ในสถานะนำกระแสอย่างต่อเนื่อง หลักการดังกล่าวช่วยให้สามารถกำหนดรูปแบบการสวิตช์ที่เหมาะสมสำหรับแต่ละเซกเตอร์ได้อย่างถูกต้อง ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้มีความต่อเนื่อง

5.1.3 จากผลการจำลองพบว่าค่าความเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกกระแสต่ำกว่า 5% ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEEE 519 แสดงให้เห็นถึงความสามารถของระบบในการสร้างกระแสเอาต์พุตที่มีคุณภาพสูงและเหมาะสมต่อการเชื่อมต่อกับระบบกริด โดยรูปคลื่นกระแสฝั่งกริดมีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่สมมาตรและอยู่ในเฟสเดียวกับแรงดันกริด ส่งผลให้ตัวประกอบกำลังมีค่า

ใกล้เคียงหนึ่ง ซึ่งบ่งชี้ถึงประสิทธิภาพของระบบควบคุมกระแสบนเฟรมเคลื่อนที่ดีคิว ในการจัดการกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟได้อย่างอิสระและแม่นยำ

5.1.4 จากการจำลองผลการทดลอง พบว่า แรงดันระหว่างสายที่ขาออกของอินเวอร์เตอร์ แสดงลักษณะขึ้นบันไดหาระดับตามหลักการของสเปซเวกเตอร์ และเมื่อผ่านตัวกรองแล้วมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์และซิงโครไนซ์กับแรงดันกริดที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ส่วนแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองฝั่งบัสไฟตรงสามารถรักษาสมดุลได้ที่ประมาณครึ่งหนึ่งของแรงดันแหล่งจ่าย ซึ่งเป็นปัจจัยสำคัญที่ช่วยให้จุดศูนย์กลาง มีความเสถียรและแรงดันเอาต์พุตมีคุณภาพสูงอย่างต่อเนื่อง

5.2 อภิปรายผล

5.2.1 ผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์สมการดีวีไอเคิลที่พัฒนาขึ้นสามารถใช้สังเคราะห์สัญญาณควบคุมสวิตช์กำลังได้อย่างถูกต้องและมีความสอดคล้องกับทฤษฎีการมอดูเลตเชิงสเปซเวกเตอร์ โดยผลการจำลองใน MATLAB/Simulink ยืนยันความถูกต้องของวิธีการที่นำเสนอ ทั้งนี้ผลลัพธ์สอดคล้องกับรายงานของ Chen et al. (2024) [23] ที่แสดงว่าสมการดีวีไอเคิลซึ่งคำนวณจากเวกเตอร์แรงดันสามตัวที่ใกล้ที่สุด สามารถลดความคลาดเคลื่อนของแรงดันสังเคราะห์ได้อย่างมีนัยสำคัญ

5.2.2 ผลการกำหนดลำดับการสวิตช์แบบทำเซกเมนต์ ช่วยลดจำนวนครั้งของการเปลี่ยนสถานะสวิตช์กำลังโดยไม่ส่งผลกระทบต่อความต่อเนื่องของแรงดันเอาต์พุต ผลการจำลองพบว่าการสวิตช์ลดลงเฉลี่ยร้อยละ 33 ส่งผลให้การสูญเสียจากการสวิตช์ลดลงและอุณหภูมิอุปกรณ์กำลังต่ำลง ซึ่งสอดคล้องกับข้อค้นพบของ Min-Gyo et al. (2017) [24] ที่เสนอว่าการออกแบบลำดับการสวิตช์แบบไม่ต่อเนื่องสามารถลดการสูญเสียพลังงานในอินเวอร์เตอร์หลายระดับ โดยไม่กระทบต่อคุณภาพแรงดันเอาต์พุต

5.2.3 ผลการจำลอง พบว่า ค่าความเพี้ยนรวมของฮาร์โมนิกกระแส ที่ได้จากการจำลองมีค่าต่ำกว่า 5% ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEEE 519 ผลลัพธ์นี้ยืนยันว่าเทคนิคการมอดูเลตที่นำเสนอสามารถสร้างกระแสเอาต์พุตที่มีคุณภาพสูง เหมาะสมต่อการเชื่อมต่อกับระบบกริดโดยไม่ก่อให้เกิดปัญหาฮาร์โมนิก ซึ่งสอดคล้องกับผลการศึกษาของ Min-Gyo et al. (2017) [24] ที่ระบุว่าเทคนิคมอดูเลตสเปซเวกเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องมีประสิทธิภาพในการลดฮาร์โมนิกของกระแสและแรงดันในอินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับได้ดีกว่าเทคนิคมอดูเลตสเปซเวกเตอร์แบบต่อเนื่อง

5.3 ข้อเสนอแนะ

5.3.1 การสร้างต้นแบบฮาร์ดแวร์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดที่ ภายใต้วิธีการควบคุมที่นำเสนอ เพื่อใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพของระบบในสภาวะการทำงานจริง และเปรียบเทียบผลการทำงานกับผลการจำลองที่ได้จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ทั้งนี้เพื่อประเมินความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ความแม่นยำของอัลกอริทึมการควบคุม รวมถึงประสิทธิภาพเชิงพลังงานของระบบภายใต้เงื่อนไขการทำงานจริง

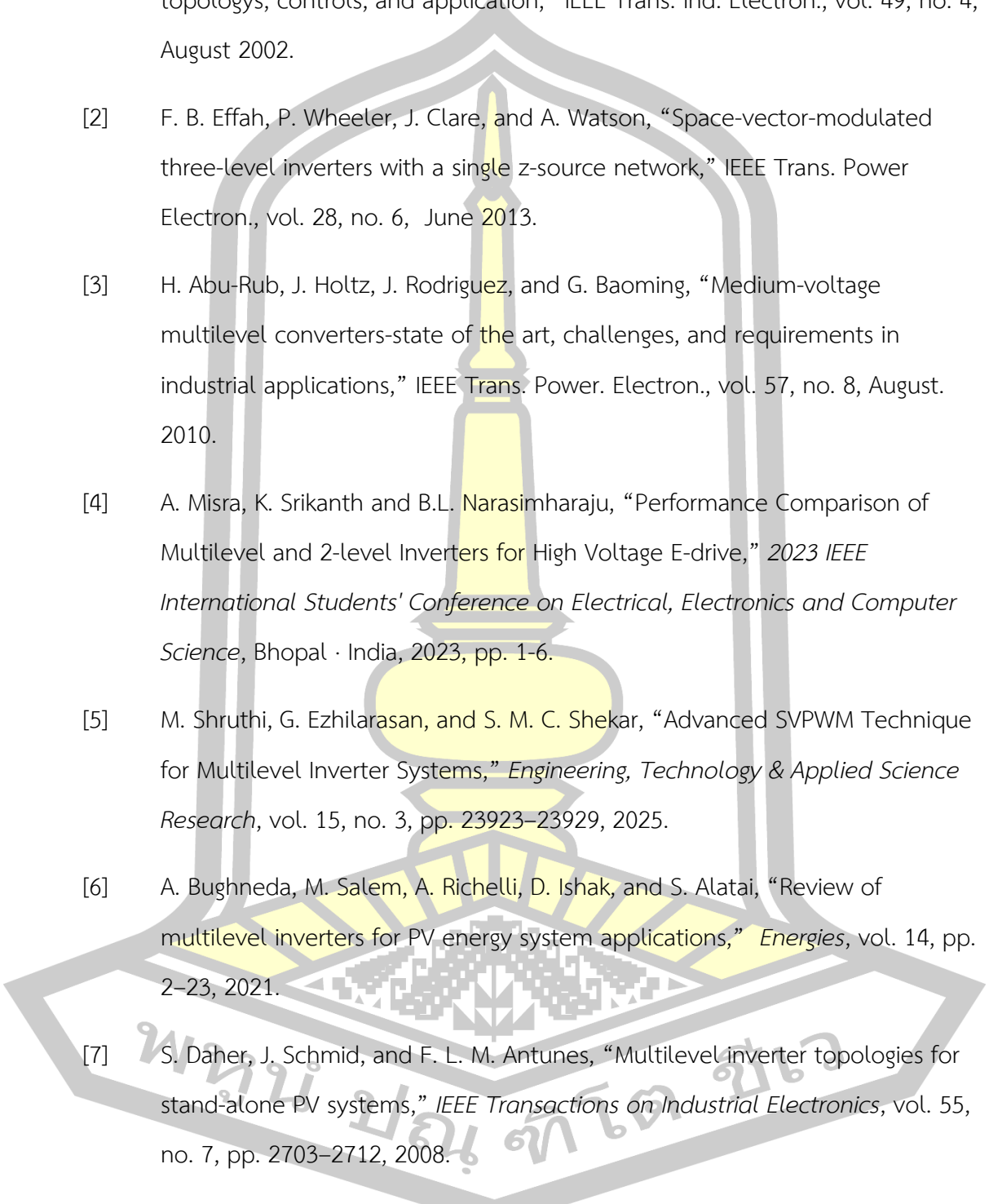
5.3.2 จากผลการจำลองที่ได้ สามารถแนะนำให้มีการขยายผลการทดสอบไปยังระบบพลังงานหมุนเวียนที่ใช้งานจริง เช่น ระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานแสงอาทิตย์และพลังงานลม เพื่อประเมินความสามารถของวิธีการมอดูเลตที่พัฒนาขึ้นภายใต้เงื่อนไขการทำงานจริงของระบบกริด ซึ่งจะช่วยยืนยันความถูกต้องของแบบจำลองและประสิทธิภาพของกลยุทธ์การควบคุมในระดับการใช้งานเชิงอุตสาหกรรม

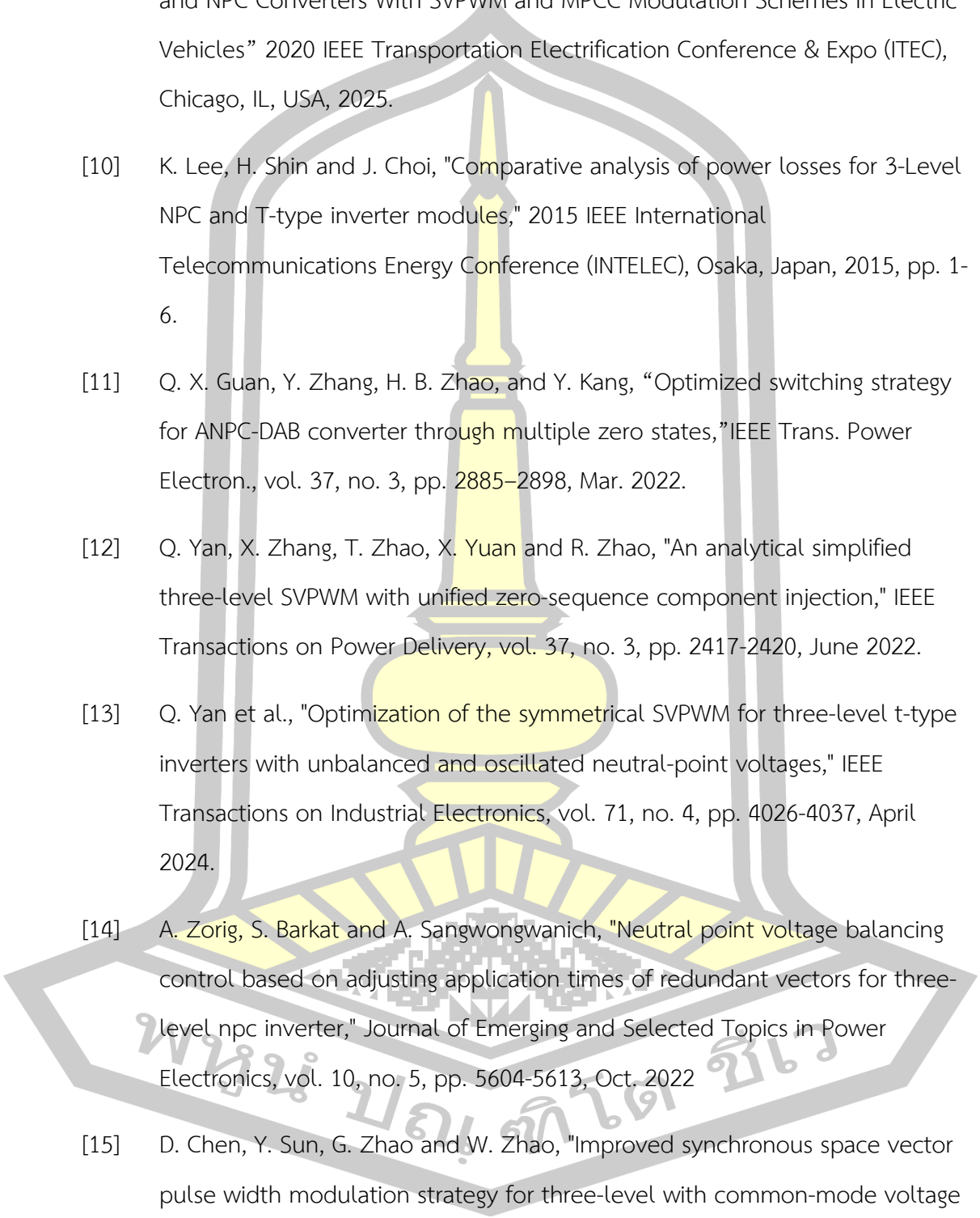
5.3.3 เพื่อเพิ่มศักยภาพของระบบควบคุมให้สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระโหลดและความไม่แน่นอนของสภาวะกริดได้อย่างมีประสิทธิภาพ ควรดำเนินการศึกษาการประยุกต์ใช้วิธีการมอดูเลตที่พัฒนาขึ้นร่วมกับกลยุทธ์การควบคุมรูปแบบอื่น ๆ อาทิ วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางตรง (Direct Power Control) วิธีการควบคุมเชิงโหมดการเลื่อน (Sliding Mode Control) และวิธีการควบคุมเชิงทำนายแบบจำลอง (Model Predictive Control) ซึ่งจะช่วยให้เพิ่มความสามารถของระบบในการรักษาเสถียรภาพ การตอบสนองแบบไดนามิก และคุณภาพของพลังงานไฟฟ้าในสภาวะการทำงานที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง



บรรณานุกรม



- 
- [1] J. Rodriguez, J. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, August 2002.
- [2] F. B. Effah, P. Wheeler, J. Clare, and A. Watson, "Space-vector-modulated three-level inverters with a single z-source network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, June 2013.
- [3] H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, and G. Baoming, "Medium-voltage multilevel converters-state of the art, challenges, and requirements in industrial applications," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 57, no. 8, August 2010.
- [4] A. Misra, K. Srikanth and B.L. Narasimharaju, "Performance Comparison of Multilevel and 2-level Inverters for High Voltage E-drive," *2023 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science*, Bhopal · India, 2023, pp. 1-6.
- [5] M. Shruthi, G. Ezhilarasan, and S. M. C. Shekar, "Advanced SVPWM Technique for Multilevel Inverter Systems," *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 15, no. 3, pp. 23923–23929, 2025.
- [6] A. Bughneda, M. Salem, A. Richelli, D. Ishak, and S. Alatai, "Review of multilevel inverters for PV energy system applications," *Energies*, vol. 14, pp. 2–23, 2021.
- [7] S. Daher, J. Schmid, and F. L. M. Antunes, "Multilevel inverter topologies for stand-alone PV systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2703–2712, 2008.
- [8] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and implementation of a highly efficient three-level t-type converter for low-voltage applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 899–907, Feb 2013.

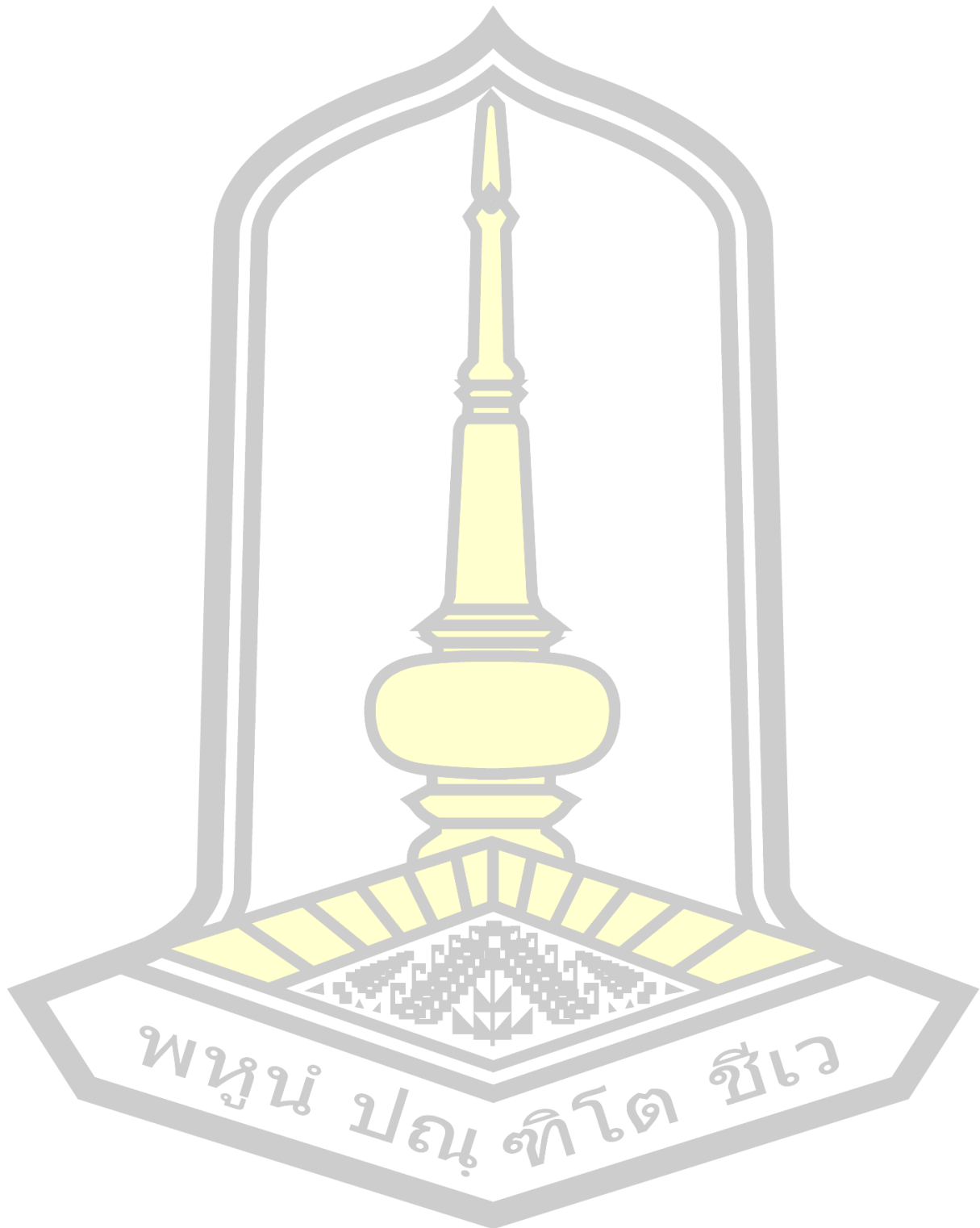
- 
- [9] D. Xiao and J. Bauman, "Power Loss Comparison Between Three-Level T-type and NPC Converters With SVPWM and MPCC Modulation Schemes in Electric Vehicles" 2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC), Chicago, IL, USA, 2025.
- [10] K. Lee, H. Shin and J. Choi, "Comparative analysis of power losses for 3-Level NPC and T-type inverter modules," 2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Osaka, Japan, 2015, pp. 1-6.
- [11] Q. X. Guan, Y. Zhang, H. B. Zhao, and Y. Kang, "Optimized switching strategy for ANPC-DAB converter through multiple zero states," IEEE Trans. Power Electron., vol. 37, no. 3, pp. 2885–2898, Mar. 2022.
- [12] Q. Yan, X. Zhang, T. Zhao, X. Yuan and R. Zhao, "An analytical simplified three-level SVPWM with unified zero-sequence component injection," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 37, no. 3, pp. 2417-2420, June 2022.
- [13] Q. Yan et al., "Optimization of the symmetrical SVPWM for three-level t-type inverters with unbalanced and oscillated neutral-point voltages," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 71, no. 4, pp. 4026-4037, April 2024.
- [14] A. Zorig, S. Barkat and A. Sangwongwanich, "Neutral point voltage balancing control based on adjusting application times of redundant vectors for three-level npc inverter," Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 10, no. 5, pp. 5604-5613, Oct. 2022
- [15] D. Chen, Y. Sun, G. Zhao and W. Zhao, "Improved synchronous space vector pulse width modulation strategy for three-level with common-mode voltage suppression," IEEE Access, vol. 12, pp. 27578-27595, 2024.

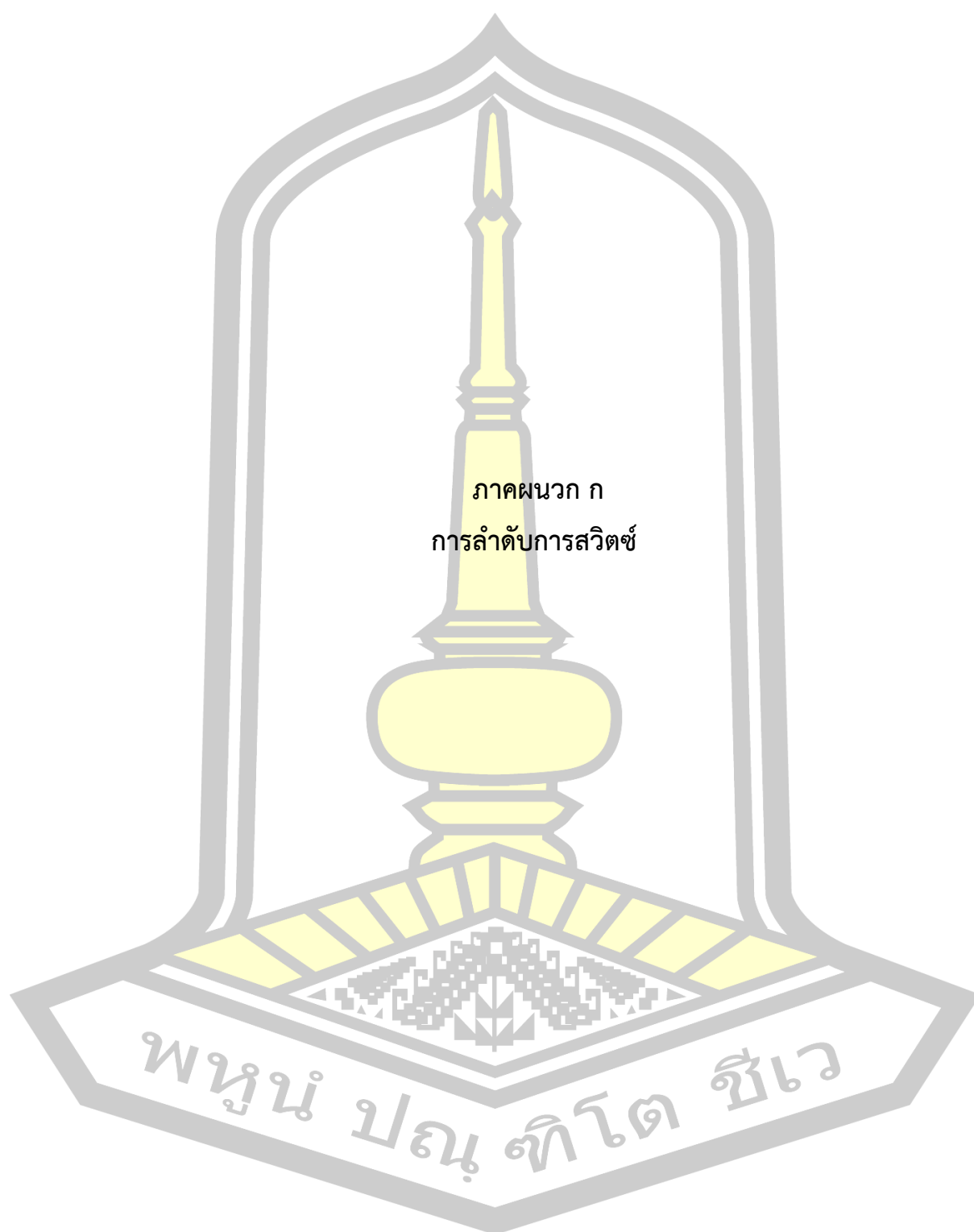
- [16] S. Hossain, S. Prokash Biswas, S. Mondal, M. R. Islam and A. Fekih, "A capacitor voltage balancing hybrid PWM technique to improve the performance of t-type npc inverters," in IEEE Access, vol. 12, pp. 87545-87559, 2024.
- [17] T. Ryu and U. -M. Choi, "Discontinuous PWM strategy for reliability and efficiency improvements of single-phase five-level t-type inverter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 71, no. 3, pp. 2567-2577, 2024.
- [18] R. Aboelsaud, A. Ibrahim and A.r Garganeev, "Review of three-phase inverters control for unbalanced load compensation," Journal of Power Electronics and Drive Systems, Vol. 10, No. 1, pp. 242~25, March 2019.
- [19] W. Chang, C. Liao, and P. Wang, "Unbalanced load compensation in three-phase power system with a current-regulated dstatcom based on multilevel converter," Journal of Marine Science and Technology, Vol. 24, No. 3, pp. 484-492, 2016.
- [20] F. Barrero-González, C. Roncero-Clemente, J. Gutiérrez-Escalona, M. I. Milanés-Montero, E. González-Romera and E. Romero-Cadaval, "Three-level t-type quasi-z source pv grid-tied inverter with active power filter functionality under distorted grid voltage," IEEE Access, vol. 10, pp. 44503-44516, 2022.
- [21] D. A. Tuan, P. Vu, and N. V. Lien, "Design and Control of a Three-Phase T-Type Inverter using Reverse-Blocking IGBTs," *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 11, no. 1, pp. 6614-6619, 2021.
- [22] J. S. Artal-Sevil, C. Bernal-Ruiz, J. A. Domínguez-Navarro and J. L. Bernal-Agustín, "Analysis of the DPWM technique applied to a grid-connected 3L-NPC Inverter. FACTS Technologies and Power Quality in smart Grid," *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Genova, Italy, 2019, pp. P.1-P.10

- [23] D. Chen, Y. Sun, G. Zhao, and W. Zhao, "Improved synchronous space vector pulse width modulation strategy for three-level with common-mode voltage suppression," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 27578–27595, 2024.
- [24] M. G. Jeong, S. M. Kim, J. S. Lee, and K. B. Lee, "Discontinuous PWM scheme for switching losses reduction in modular multilevel converters," *Journal of Power Electronics*, vol. 17, no. 6, pp. 1490–1499, Nov. 2017.



ภาคผนวก





เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่ไปตกอยู่ในหมายเลข 1 ถึงหมายเลข 4 ของทุก
เซกเตอร์ สามารถเขียนรูปแบบการลำดับการสวิตช์ ได้ดังนี้

การลำดับการสวิตช์กรณีที่ 1 เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่ไปตกอยู่ใน
หมายเลข 1 ของทุกเซกเตอร์

ตาราง ก.1 การลำดับการสวิตช์กรณีที่ 1

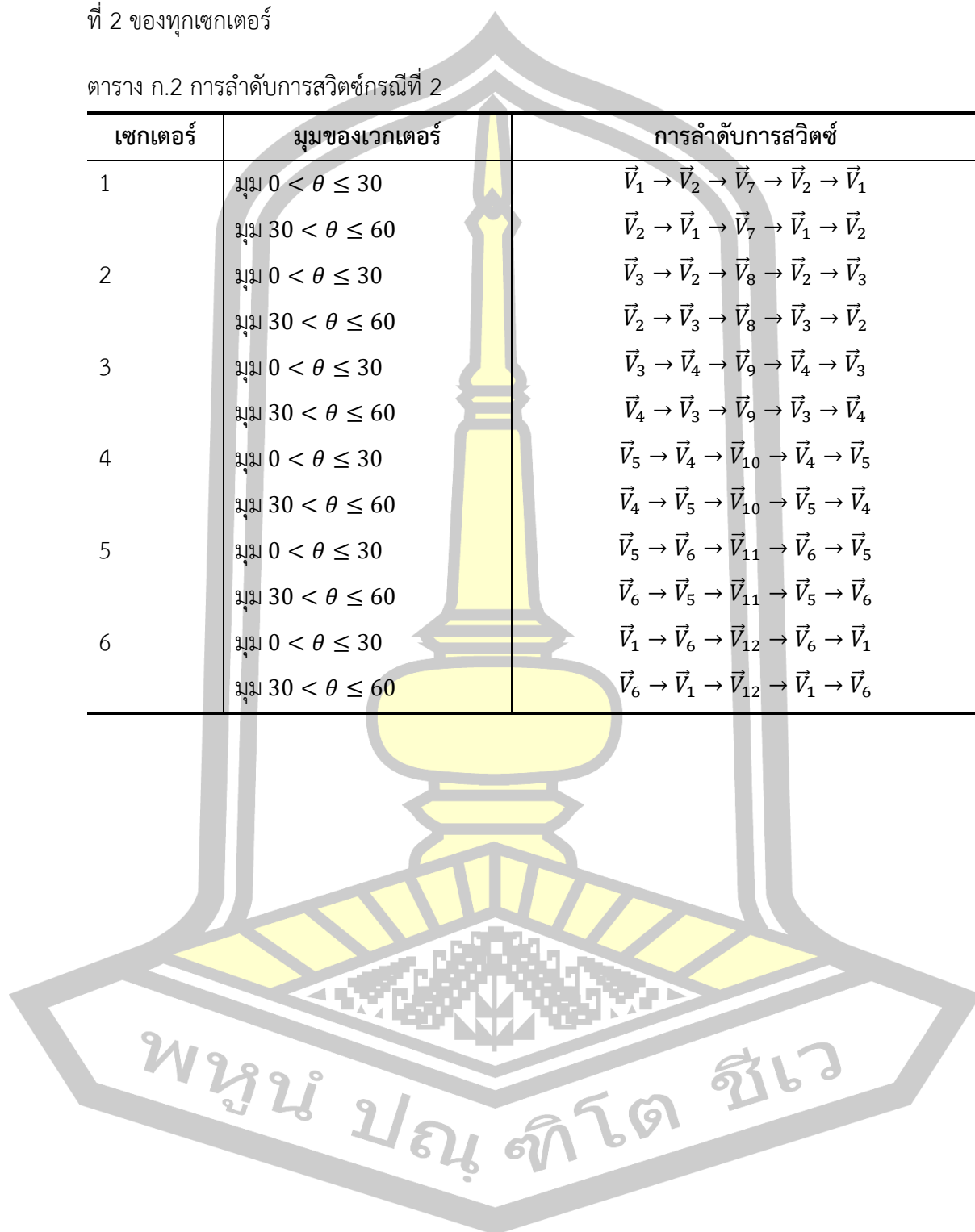
เซกเตอร์	มุมของเวกเตอร์	การลำดับการสวิตช์
1	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1$
2	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$
3	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3$
4	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$
5	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5$
6	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$

พหุ ประทีป ชีวะ

การลำดับการสวิตช์กรณีที่ 2 เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่เข้าสู่พื้นที่ย่อยลำดับที่ 2 ของทุกเซกเตอร์

ตาราง ก.2 การลำดับการสวิตช์กรณีที่ 2

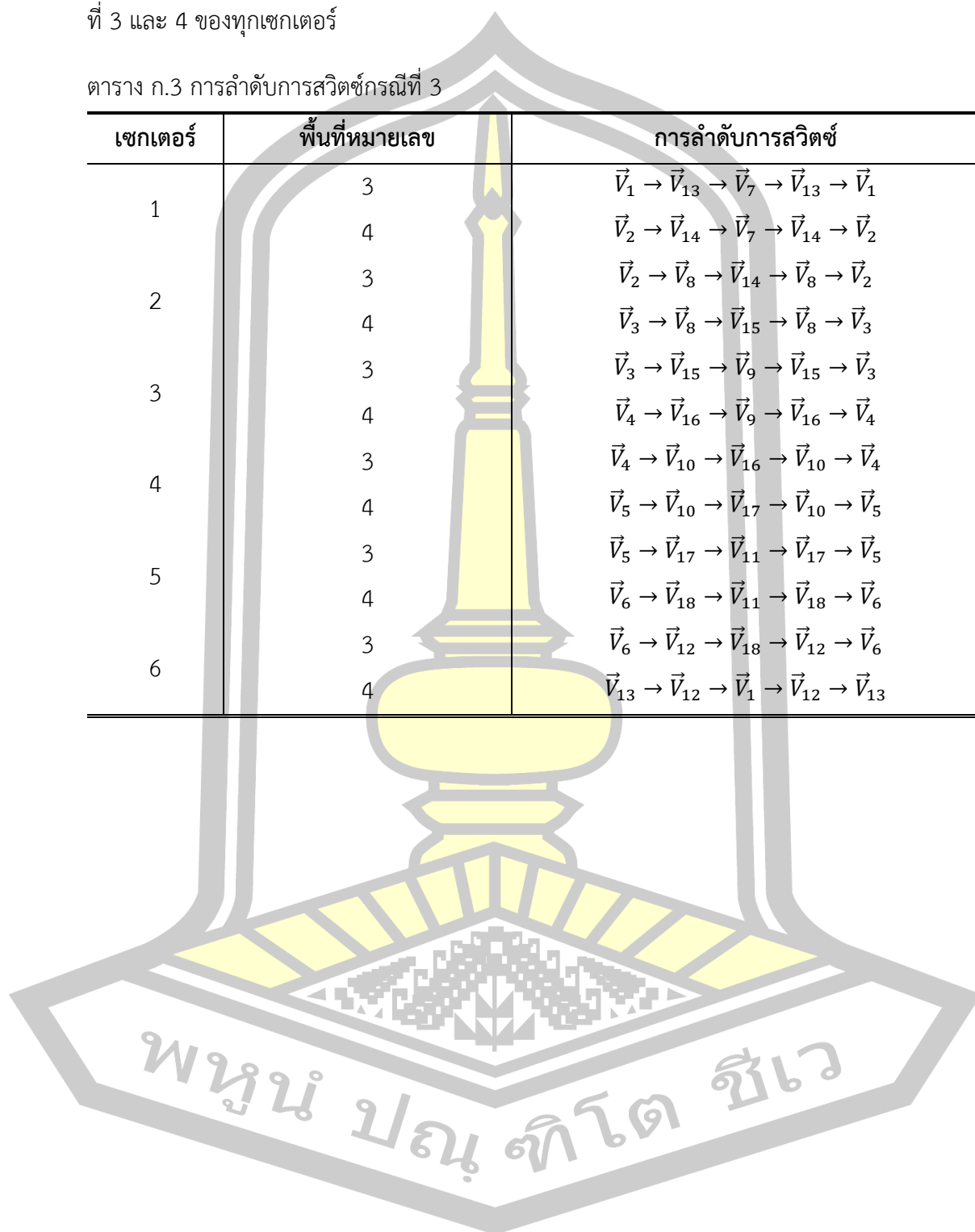
เซกเตอร์	มุมของเวกเตอร์	การลำดับการสวิตช์
1	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$
2	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2$
3	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_9 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_9 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4$
4	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_4$
5	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$
6	มุม $0 < \theta \leq 30$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$
	มุม $30 < \theta \leq 60$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_6$

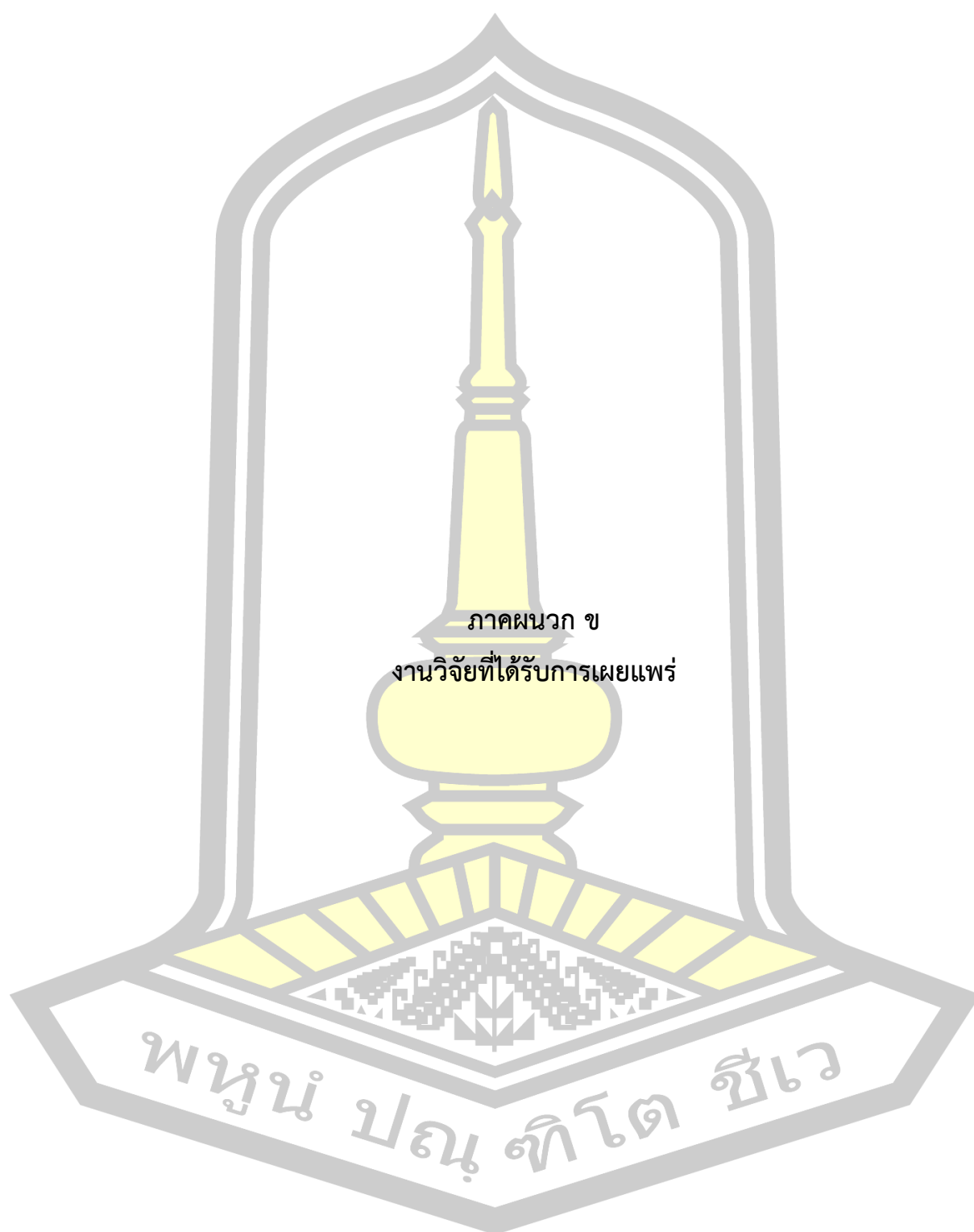


การลำดับการสวิตช์กรณีที่ 3 เมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ($\vec{V}_{ref}$) เคลื่อนที่เข้าสู่พื้นที่ย่อยลำดับที่ 3 และ 4 ของทุกเซกเตอร์

ตาราง ก.3 การลำดับการสวิตช์กรณีที่ 3

เซกเตอร์	พื้นที่หมายเลข	การลำดับการสวิตช์
1	3	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_{13} \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_{13} \rightarrow \vec{V}_1$
	4	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_{14} \rightarrow \vec{V}_7 \rightarrow \vec{V}_{14} \rightarrow \vec{V}_2$
2	3	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_{14} \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_2$
	4	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_{15} \rightarrow \vec{V}_8 \rightarrow \vec{V}_3$
3	3	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_{15} \rightarrow \vec{V}_9 \rightarrow \vec{V}_{15} \rightarrow \vec{V}_3$
	4	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_{16} \rightarrow \vec{V}_9 \rightarrow \vec{V}_{16} \rightarrow \vec{V}_4$
4	3	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_{16} \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_4$
	4	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_{17} \rightarrow \vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_5$
5	3	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_{17} \rightarrow \vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_{17} \rightarrow \vec{V}_5$
	4	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_{18} \rightarrow \vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_{18} \rightarrow \vec{V}_6$
6	3	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_{18} \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_6$
	4	$\vec{V}_{13} \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_{13}$





Design of a Discontinuous SVPWM Strategy-Based Current Controller in DQ Synchronous Frame for the Grid-Connected 3L-T-Type Inverter

Kanyarat Ek-iam

Faculty of Engineering, Mahasarakham University, Maha Sarakham, Thailand
67010393001@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

Ongard Tubburee

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

Sitthisak Audomsi

Faculty of Engineering, Mahasarakham University, Maha Sarakham, Thailand
Sitthisak.seagame@gmail.com

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: 22 July 2025 | Revised: 10 September 2025 | Accepted: 18 September 2025

Licensed under a CC-BY 4.0 license | Copyright (c) by the authors | DOI: <https://doi.org/10.48084/etasr.13587>

ABSTRACT

This study proposes an innovative discontinuous Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) technique integrated with a DQ-based current control scheme for a three-level T-type (3L-T-Type) inverter running in grid-connected mode. The discontinuous modulation technique employs the Nearest Three Vectors (NTVs) from the space vector diagram to provide appropriate switching signals, which substantially decreases the commutation of the Controllable Power Switches (CPSs), thus reducing switching losses. To enhance the output power quality prior to grid injection, a transformation from standard DQ current control to active and reactive Power Control (PQ) is implemented. The proposed method allows for separate control of the d-axis and q-axis components while keeping them in sync with the grid voltage. A mathematical model was developed to compute the stay time of each switching state across different regions and sectors, facilitating the generation of discontinuous modulation waves for each phase leg. The simulation results in MATLAB/Simulink demonstrate improved performance with a 33% reduction in switching commutations, a Total Harmonic Distortion (THD) of 4.67% for the current, proper alignment with the grid voltage at the main frequency of 50 Hz, and effective balancing of the DC-

link voltage. These findings confirm the proposed controller's efficacy and its appropriateness for high-performance grid-connected applications, including renewable energy integration and electric vehicle infrastructure.

Keywords-3L-T-Type inverter; SVPWM; DQ control; grid-connected inverter; harmonic distortion

I. INTRODUCTION

The integration of electricity produced by renewable energy resources, such as photovoltaic systems, wind farms, synchronous generators, rectifier topologies, and fuel cells, has accelerated. This trend is driven by the global pursuit of cleaner, more sustainable, and efficient energy sources [1]. Renewable energy sources offer many advantages, such as no greenhouse gas emissions, easy access and implementation, and a high return on investment, making them increasingly attractive for both large-scale and small-scale energy generation [2]. Nevertheless, the electricity produced by renewable energy sources cannot be immediately consumed by electrical loads or the grid because of the unpredictable and intermittent characteristics of these sources [3]. Consequently, power electronic converters are important components that operate as connectors between renewable energy systems and electrical equipment. These converters include DC-AC inverters that help connect renewable energy to the grid and supply power, as well as DC-DC converters utilized for regulating voltage, connecting to energy storage, and optimizing power output. When considering the load or grid side, the system-side converter must perform several tasks, including (a) synchronization with the grid, (b) regulating reactive (Q) and active power (P), (c) regulating the DC-link voltage, and (d) supplying high-quality power [4, 5].

In grid-tied inverter applications, it is desirable to deliver a completely sinusoidal waveform to the utility grid rather than injecting current or voltage waveforms with diminished harmonic content. The traditional two-Level Voltage Source Inverters (2L-VSIs) are commonly utilized for small-scale applications because of their structural simplicity and ease of control. However, this topology has significant disadvantages that make it unsuitable for medium- and large-scale systems. These involve higher voltage stress on the switching devices and significant heat loss. These problems result in diminished overall system efficiency and reliability [5]. Three-Level Voltage Source Inverters (3L-VSIs) have been developed to overcome the limitations of conventional inverter topologies and are now extensively utilized in industrial applications [6, 7]. 3L-VSIs offer many advantages over traditional 2L-VSIs, including better performance with harmonics, higher efficiency, lower voltage stress on switching devices when loads change, and lower electromagnetic interference. These characteristics render 3L-VSIs exceptionally appropriate for medium- and high-power grid-connected applications, where power quality and efficiency are important [8]. Two types of 3L-VSI designs have been found that are often used in modern power electronics: the three-Level Neutral-Point-Clamped (3L-NPC) inverter and the 3L-T-Type inverter. These inverter designs can produce three different output voltages, resulting in reduced THD, slower voltage change rate (dv/dt), and better performance at lower switching frequencies. Moreover, the voltage ratings necessary for both the power switches and

capacitors represent the DC-link voltage, which is only half of its total, providing substantial benefits for both device selection and system stability.

There are significant differences between the 3L-NPC and 3L-T-Type inverter topologies. The 3L-T-Type inverter employs four CPSs per inverter leg and neglects clamping diodes, therefore simplifying the topology design and improving the overall efficiency [9]. However, even though the 3L-T-Type inverter has lower conduction losses than the 3L-NPC, it usually has higher switching losses. The voltage imbalance of the two input-side DC-link capacitors is a significant problem that must be addressed [10]. To fully harness the 3L-T-Type inverter in high-performance power conversion applications, these challenges must be resolved. A study of the relevant literature shows that two main methods are commonly used for 3L-VSI: carrier-based Space Vector Modulation (SVM) and Pulse-Width Modulation (PWM) [11]. Carrier-Based Pulse-Width Modulation (CB-PWM) is a widely used method for 3L-VSI, which includes methods, like carrier Phase-Shifted PWM (PS-PWM) and carrier Level-Shifted PWM (LS-PWM) that are easy to implement digitally. Additionally, complex carrier-based approach implementations require adjusting the harmonic composition and carrier frequency of the reference signal. This results in minimized switching losses and improved output waveform quality. Nevertheless, the available DC-link voltage at the VSI cannot be fully utilized by this method, and the algorithm does not facilitate continuous power advancement. The SVM uses a DC-link voltage that is 15% higher than the CB-PWM, which improves the use of the DC bus [12, 13]. Moreover, it reduces the THD and switching losses through proper switching patterns. Most previous studies emphasize continuous SVM methodologies, which require high switching frequencies and lack the proper utilization of the topology-specific switching capabilities of the 3L-T-Type inverter [14, 15]. Currently, there is an absence of thorough modulation techniques that are both topology-aware and loss-minimizing for 3L-T-Type inverter functioning in grid-connected applications. Despite the recognized advantages of the 3L-T-Type inverter topology, few studies have explored discontinuous modulation techniques that minimize switching losses while preserving grid synchronization and power quality [16, 17]. To address these gaps, this study proposes a new discontinuous SVPWM method for a 3L-T-Type inverter in grid-connected applications. The proposed approach utilizes the NTVs from the SVM diagram to minimize the number of switching commutations per phase leg, thereby considerably lowering the switching losses. The hybrid control method integrates the CB-PWM principles with the SVM technique to produce the switching signals. The method, embedded with a d-q synchronous reference frame, facilitates the accurate regulation of active and reactive power while ensuring a minimal THD. Topology-specific switching control combined with current regulation in the d-q synchronous reference frame provides a pragmatic and efficient method for achieving high-performance

3L-T-Type inverter systems for next-generation renewable energy applications.

II. WORKING PRINCIPLE OF 3L-T-TYPE GRID-CONNECTED INVERTER

The circuit of the 3L-T-Type inverter shown in Figure 1 has 4 CPSs for each inverter leg, labeled S_{a1-a4} for the a -phase, S_{b1-b4} for the b -phase, and S_{c1-c4} for the c -phase, resulting in a total of 12 CPSs for all three phases. Each inverter leg operates in three particular switching states: -1, 0, and 1. A voltage level of $0.5 V_{dc}$ represents 50% of the input DC-link voltage, facilitating the generation of three output voltage levels ($+0.5 V_{dc}$, 0, and $-0.5 V_{dc}$). Table I lists the switching states and corresponding output levels for the a -phase leg as a representative example, whereas the b - and c -phases correspond to the same operational principle.

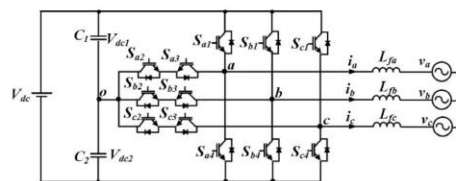


Fig. 1. Topology of 3L-T-Type grid-connected inverter.

TABLE I. SWITCHING STATES AND OUTPUT LEVELS OF THE A-PHASE LEG

switching state	CPSs for the a-phase leg				Output voltage levels
1	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	$+0.5 V_{dc}$
0	OFF	ON	ON	OFF	0
-1	OFF	OFF	ON	ON	$-0.5 V_{dc}$

When connecting the 3L-T-Type inverter to the grid, L_{fa} , L_{fb} , and L_{fc} are the AC-side filter inductors for the a -, b -, and c -phases, respectively, and v_a , v_b , and v_c are the corresponding grid voltages for each phase. The mathematical model of a grid-connected inverter with a balanced three-phase AC power supply, represented in the three-phase stationary reference frame (abc), can be formulated using Kirchhoff's current law, as expressed in:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{r}{L_{fa}} i_a - \frac{1}{L_{fa}} v_{ao} + \frac{1}{L_{fa}} v_a \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{r}{L_{fb}} i_b - \frac{1}{L_{fb}} v_{bo} + \frac{1}{L_{fb}} v_b \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{r}{L_{fc}} i_c - \frac{1}{L_{fc}} v_{co} + \frac{1}{L_{fc}} v_c \end{cases} \quad (1)$$

The parameters i_a , i_b , and i_c represent the grid-connected currents for the a -, b -, and c -phases, respectively, r indicates the equivalent resistance of the AC-side inductors in the 3L-T-Type inverter, and v_{ao} , v_{bo} , and v_{co} denote the voltage drops between each inverter leg's neutral point and the grid's neutral point.

III. DESIGN OF DISCONTINUOUS SWITCH CONTROL SIGNAL BASED ON SVPWM

As depicted in Figure 2(a), the space vector diagram of the 3L-VSI is split into six triangular sectors (I to VI), each of which is further split into four smaller triangular regions (1-4). The complete set of switching states yields 27 possible switching combinations, corresponding to 19 distinct voltage vectors, labeled V_0 - V_{18} . The voltage vectors are categorized into four groups according to their magnitudes. The zero vector (V_0) is associated with three switching states that produce zero output voltage: $[+1 +1 +1]$, $[0 0 0]$, and $[-1 -1 -1]$. The small vectors (V_1 to V_6) possess a magnitude of $0.33 V_{dc}$ and are each linked to two separate switching states, either $[+1]$ or $[-1]$. These switching states categorize small vectors into P- and N-types. The medium vectors (V_7 - V_{12}) exhibit a magnitude of $0.58 V_{dc}$, while the large vectors (V_{13} - V_{18}) demonstrate a magnitude of $0.67 V_{dc}$.

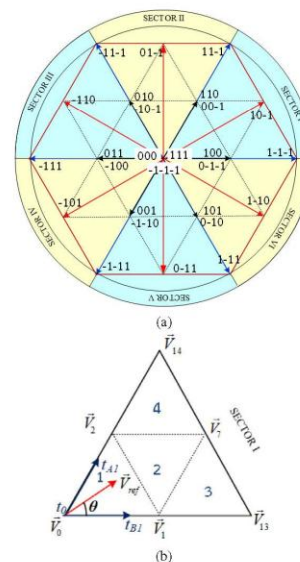


Fig. 2. Space vector diagram for the 3L-VSI inverter. (a) Sector and region segmentation, (b) region boundary and dwell time of sector I.

A. Simplified Dwell Time Calculation

The basic concept of the SVM technique is based on the selection of the NTVs to generate the V_{ref} . The instantaneous value of V_{ref} and the sampling period (T_s) are obtained from the combined effect of the NTVs linked to the specific triangular region, with each one multiplied by its corresponding dwell time. This method complies with the volt-second balancing principle. For example, if V_{ref} rotates within region 1 of sector I, the volt-second balancing equation can be expressed as:

$$\vec{V}_{ref} T_s = 2[t_{A1}\vec{V}_2 + t_0\vec{V}_0 + t_{B1}\vec{V}_1] \quad (2)$$

$$T_s = 2[t_{A1} + t_0 + t_{B1}] \quad (3)$$

where t_0 denotes the dwell time of the null vector ($\vec{V}_0$), while t_{A1} and t_{B1} are the dwell time for the non-null vectors $\vec{V}_1$ and $\vec{V}_2$, respectively. However, the SVM technique for the 3L-T-Type inverter determines the magnitudes of the three voltage vectors by projecting the input DC-link voltage (V_{dc}) onto the two-phase stationary reference frame ($\alpha\beta$). Thus, the magnitudes of the voltage vectors $\vec{V}_0$, $\vec{V}_1$, and $\vec{V}_2$ for this case can be expressed as:

$$\vec{V}_0 = 0, \vec{V}_1 = \frac{V_{dc}}{3} \text{ and } \vec{V}_2 = \frac{V_{dc}}{3} \left(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3} \right) \quad (4)$$

The three dwell time expressions required for switching a 3L-T-Type inverter are derived by substituting (3) and (4) into (2), which are dependent on the instantaneous reference voltage vector, the input DC-link voltage, and the reference voltage angle (θ), as detailed in:

$$\begin{cases} t_0 = \frac{1}{2} [T_s - \sqrt{3}m_a T_s \cos \theta - m_a T_s \sin \theta] \\ t_{B1} = \frac{1}{2} [\sqrt{3}m_a T_s \cos \theta - m_a T_s \sin \theta] \\ t_{A1} = m_a T_s \sin \theta \end{cases} \quad (5)$$

where m_a is the modulation index for the SVM technique, which ranges from 0 to 1 and is expressed as:

$$m_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \quad (6)$$

However, the dwell time expressions derived in (5) are applicable only when V_{ref} falls within region 1 of sector I. If V_{ref} moves into region 1 of a different sector, the same analytical technique must be repeated using the NTVs relevant to that sector. Moreover, as described in (6), the magnitude of V_{ref} may fluctuate based on the modulation index and input DC-link voltage. Consequently, V_{ref} may surpass region I and encroach upon regions 2, 3, and 4 of a specified sector, as depicted in Figure 2(b). This situation requires for the calculations for the dwell time in each case to be redone, which complicates the SVM implementation. This paper presents a mathematical model to compute dwell time expressions for each voltage vector using the 3L-SVM method. The model categorizes the analysis into three cases according to the magnitude of V_{ref} .

Case 1: If the reference vector rotates within region 1 of any sector (i.e., a miniature vector), the applicable dwell time equation can be calculated using (7), where n is the sector number ($n = 1, 2, \dots, 6$):

$$\begin{bmatrix} t_{An} \\ t_{Bn} \end{bmatrix} = m_a T_s \begin{bmatrix} \sin(1-n)\frac{\pi}{3} & \cos(1-n)\frac{\pi}{3} \\ \sin(3-n)\frac{\pi}{3} & \cos(3-n)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

Case 2: If the reference vector lies within region 2 of any sector (i.e., a medium vector), the identical dwell time equation is utilized:

$$\begin{bmatrix} t_{An} \\ t_{Bn} \end{bmatrix} = m_a T_s \begin{bmatrix} \sin(6-n)\frac{\pi}{3} & \cos(6-n)\frac{\pi}{3} \\ \sin(4-n)\frac{\pi}{3} & \cos(4-n)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} + 0.5T_s \quad (8)$$

Case 3: If the reference vector is located within region 3 or region 4 of any sector (i.e., a large vector), the same equation is employed:

$$\begin{bmatrix} t_{A1n} \\ t_{B1n} \\ t_{A2n} \\ t_{B2n} \end{bmatrix} = m_a T_s \begin{bmatrix} \sin(n-2)\frac{\pi}{3} & -\cos(n-2)\frac{\pi}{3} \\ \sin(3-n)\frac{\pi}{3} & \cos(3-n)\frac{\pi}{3} \\ \sin(1-n)\frac{\pi}{3} & \cos(1-n)\frac{\pi}{3} \\ \sin(5-n)\frac{\pi}{3} & \cos(5-n)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ -0.5 \\ -0.5 \\ -1 \end{bmatrix} T_s \quad (9)$$

B. Discontinuous Control Signal Generation Based on the Switching Sequence of NTVs

This study employs a five-segment switching sequence technique to reduce the number of switching commutations in each phase leg of the 3L-T-Type inverter. This approach strategically arranges the discrete switching states of the NTVs within each region to minimize switching commutations. For example, when the V_{ref} rotates within region 2 of sector I, the associated switching sequence is displayed in Figure 3. Only two of the three inverter legs experience two switching transitions, whereas the third leg remains fixed. This diagram illustrates the generation of discontinuous switching control signals, which decreases the total number of switching commutations by approximately one-third compared to traditional switching methods.

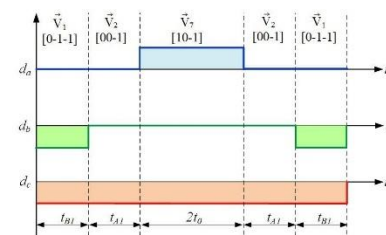


Fig. 3. Switching signal sequence diagram for region 2 of sector I.

C. Three-Phase Duty Cycle Analysis

This study uses a method for calculating the duty cycle determined by the ratio of the total conduction period for the three successive voltage vectors in each phase leg to the sampling period (T_s). The conduction period for each phase leg was determined by summing the times when the switching states were on, which created the NTVs. For example, as illustrated in Figure 3, the duty cycle equations for the three-phase legs d_a , d_b , and d_c can be expressed as:

$$\begin{cases} d_a = \frac{2t_0}{T_s} \\ d_b = \frac{-2t_{B1}}{T_s} \\ d_c = \frac{-2t_0 - 2t_{B1} - 2t_{A1}}{T_s} \end{cases} \quad (10)$$

By using the dwell time equations t_{0i} , t_{A1} , and t_{B1} from (8) in (10), the duty cycle equations for the three-phase legs (d_a , d_b , and d_c) can be rewritten as:

$$\begin{cases} d_a = -1 + \sqrt{3}m_a \cos \theta + m_a \sin \theta \\ d_b = -1 + 2m_a \sin \theta \\ d_c = -1 \end{cases} \quad (11)$$

This mathematical method can be further expanded to determine modulation expressions for other regions within the remaining sectors, which simplifies the generation of discontinuous three-phase modulation waveforms. The waveforms were compared with two triangular carrier signals by applying the two-level shifted PWM (2LS-PWM) approach. The switching signals generated by after the comparison with the upper triangular carrier directly control CPS 1 and work as the opposite signals for CPS 3 in each inverter leg. Similarly, the signals from the comparison with the lower triangular carrier are used to directly control CPS 2 and act as opposite signals for CPS 4. Similarly, the signals derived from the comparison with the lower triangular carrier are utilized to control CPS 2 immediately and serve as the inverse logic for CPS 4.

IV. TRANSFORMATION OF DQ CURRENT CONTROL INTO PQ CONTROLLER

This study modifies the traditional d-q current control into an active and reactive power management technique to improve power regulation and achieve decoupled control in grid-connected inverter systems, as shown in Figure 4. In the Synchronous Rotating Reference Frame (SRRF), the three-phase AC variables are converted into the d-q axis by the park transformation. This approach directly correlates the d-axis current (i_d) with the active power (P) and the q-axis current (i_q) with the reactive power (Q) [18]. The correlations between these variables are expressed as:

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_{gq} i_q) \quad (12)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_d i_q - v_{gq} i_d) \quad (13)$$

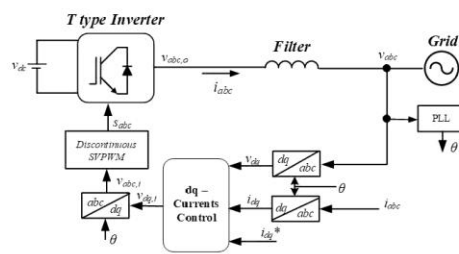


Fig. 4. Overall control structure of the d-q current controller with the SVPWM technique applied to a 3L-T-Type inverter.

The d-q components of the grid voltage are represented by v_d and v_q . By autonomously controlling i_d and i_q , the inverter can precisely control the flow of active and reactive power.

However, the effect of grid-side inductance causes a difference between the current and voltage on the grid side and those on the inverter side. A d-q decoupled control technique is proposed to address this problem, as presented in Figure 5. The control equation for each axis is defined as:

$$v_{d1} = v_d + \omega L_f i_q - v_d^* \quad (14)$$

$$v_{q1} = v_q - \omega L_f i_d - v_q^* \quad (15)$$

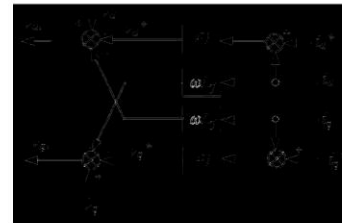


Fig. 5. The control structure of the d-q decoupled control strategy.

The control system utilizes a cascaded structure, as defined in (16) and (17), wherein the P-Q controllers establish the reference values for the d-q current control loops. Proportional-Integral (PI) controllers are used in both loops to manage the voltage command signals on the d- and q-axes:

$$v_d^* = K_p(i_d^* - i_d) + K_i \int (i_d^* - i_d) dt \quad (16)$$

$$v_q^* = K_p(i_q^* - i_q) + K_i \int (i_q^* - i_q) dt \quad (17)$$

where K_p and K_i are the proportional and integral gains of the PI controllers, respectively. This control approach not only improves the dynamic response of the system under transient conditions, but also ensures compliance with grid code requirements related to power factor regulation, voltage support, and reactive power compensation.

V. RESULTS AND DISCUSSION

To ascertain the effectiveness of the proposed discontinuous SVPWM-based current control strategy for the 3L-T-Type grid-connected inverter, a series of simulated tests were performed using MATLAB/Simulink. The simulation parameters are summarized in Table II.

TABLE II. SYSTEM PARAMETERS FOR SIMULATION

Parameters	Symbol	Value
DC bus voltage	V_{dc}	600 V
Grid voltage (RMS)	v_m, v_n, v_c	220 V
Input capacitors	C_1, C_2	2200 μ F
Switching frequency	f_s	2 kHz
Grid frequency	f	50 Hz
Filter inductors	L_f	20.7 mH
Filter capacitors	C_f	20 μ F

A. Switching Loss Reduction Analysis

Figure 6 illustrates the discontinuous modulation signal and associated gate signals for the 4 CPSs (S_{a1} – S_{a4}) that constitute

the a -phase leg of the proposed 3L-T-Type inverter during grid-synchronized operation. The top waveform shows the modulation signal along with two triangular carrier signals, and the bottom lines show the gate signals for each CPS in the leg. The switching signals indicate that the S_{a1} and S_{a3} operate complementarily to regulate the output voltage's positive half-cycle. Similarly, S_{a2} and S_{a4} regulate the negative half-cycle during complementary operation. Each CPS shows a switching pattern that is not continuous, with a pause of approximately 60 electrical degrees during each half-cycle, either at the positive rail or at the midpoint (zero potential). These intervals significantly decrease the number of commutations for each CPS inside a single cycle. The same modulation waveform and switching logic are used for the CPSs in the b - and c -phase legs, with appropriate laggings of 120° and 240° to maintain the necessary three-phase balance. The quantitative assessment of the commutation frequency indicates a 33.0% decrease in switching commutation per switching device compared to the traditional continuous PWM methodologies. This significant reduction directly leads to fewer switching losses and thermal stress, improving the overall inverter efficiency and reliability.

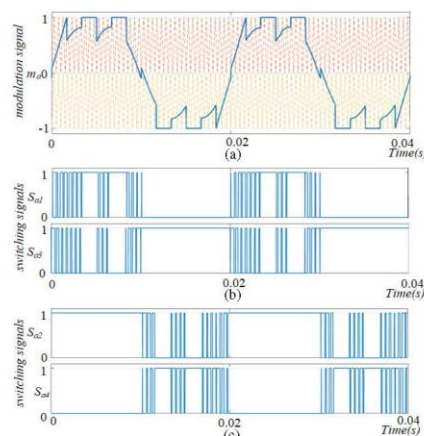


Fig. 6. Example of proposed switch driving signals for CPSs in a-phase leg: (a) modulation signal for a-phase, (b) switching signals for S_{a1} and S_{a3} , and (c) switching signals for S_{a2} and S_{a4} .

B. Steady-State Performance Evaluation

Figure 7 demonstrates that the system operates at a nominal frequency of 50 Hz with an almost unity power factor ($pf > 0.99$) and is synced to the specific grid voltage. In Figure 7a, the grid current demonstrates a high-quality sinusoidal shape and is precisely in phase with the corresponding grid voltage waveform, signifying efficient synchronization and Power Factor Correction (PFC). The harmonic analysis reveals that the total THD of the grid current is 4.67 %, which is much lower than the limit set by IEEE 519 (THD_i < 5%), showing

that the inverter successfully provides low-distortion current. In Figure 7(b), the line-to-line PWM output voltage waveform indicates a distinct five-level stepped pattern with separate voltage levels at ± 600 V, ± 300 V, and 0 V, resulting from the adoption of a three-level modulation technique. Both waveforms exhibit robust synchronization at the fundamental frequency of 50 Hz. Moreover, the peak amplitude of the filtered PWM line-to-line voltage corresponds to that of the grid-side line-to-line voltage, measured at 537.40 V. This correlation signifies accurate voltage control and validates the efficacy of the control approach in preserving voltage uniformity throughout the interface. Figure 7(c) illustrates the DC-link voltage in conjunction with the voltages across two DC capacitors. The voltage profiles demonstrated excellent voltage balance, with each capacitor sustaining a consistent voltage of approximately 50% of the DC source voltage, as necessary for the effective functioning of the 3 L-T-Type inverter. The ripple content is negligible, guaranteeing reliable capacitor performance and uniform neutral-point potential.

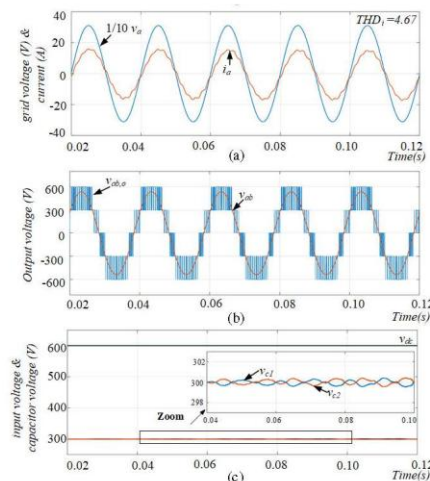


Fig. 7. Steady-state simulation waveforms of the proposed 3L-T-Type inverter under grid-connected conditions: (a) grid voltage and current of phase-a, (b) line-to-line PWM output voltage and the corresponding grid voltage, and (c) input DC-link voltage and individual capacitor voltages.

The simulation results validate that the proposed 3L-T-Type inverter can provide a smooth sinusoidal voltage and current to the grid, maintain a balanced DC-link voltage, and significantly reduce switching commutations. In comparison, previous studies[14-17] have predominantly concentrated on continuous SVM techniques for both generic 3L-VSI and specialized 3L-T-type inverters, which require high switching frequencies. This results in significant switching losses and inadequate usage of the topology-specific switching capabilities of the 3L-T-Type inverter. This work addresses these gaps by proposing

a modulation strategy that decreases switching commutations per phase leg by 33%, reducing switching losses, and improving reliability and efficiency. The system incorporated a d-q synchronous frame controller with P-Q regulation, enabling precise control of active and reactive power. This design ensures grid synchronization and compliance with the electricity quality requirements, maintains a low THD of the output current ($THD_i = 4.67\%$), achieves excellent DC-link voltage balance, and sustains a unity power factor ($pf > 0.99$) throughout steady-state operation. This methodology rectifies a notable deficiency by combining modulation efficiency with topology-aware control, in contrast to prior studies that neglect the structural benefits of the 3L-T-Type topology, thereby facilitating advanced renewable power systems, electric vehicle systems, and high-efficiency energy conversion platforms.

VI. CONCLUSIONS

This study presents a discontinuous Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)-based current control method designed for a 3L-T-Type inverter functioning under grid-connected conditions. The modulation method used the Nearest Three Vectors (NTVs) from the space vector diagram to create discontinuous modulation waves compared to using two triangular carrier signals, which led to four switching signals for each Controllable Power Switches (CPS) in the inverter topology. The method significantly reduced switching commutations by approximately 33% relative to traditional continuous SVPWM techniques, lowering switching losses and thermal strain on power components. Additionally, by changing the DQ current control to a P-Q control method. The system effectively managed active and reactive power independently, which improved the inverter's steady performance and compliance with grid standards. The simulation results confirmed that the proposed control strategy can produce a low Total Harmonic Distortion (THD) sinusoidal output, establish robust synchronization with the grid voltage, and maintain balanced capacitor voltages. These benefits validate the applicability of this control technology for implementation in contemporary renewable energy systems and high-efficiency power conversion platforms.

ACKNOWLEDGMENT

The authors thank the Faculty of Engineering and the Electrical and Computer Engineering Research Unit of Mahasarakham University.

REFERENCES

- [1] R. Mahalakshmi and K. C. S. Thampatty, "Grid Connected Multilevel Inverter for Renewable Energy Applications," *Procedia Technology*, vol. 21, pp. 636–642, Jan. 2015, <https://doi.org/10.1016/j.procy.2015.10.076>.
- [2] E. O'Shaughnessy, D. Cutler, K. Ardani, and R. Margolis, "Solar plus: A review of the end-user economics of solar PV integration with storage and load control in residential buildings," *Applied Energy*, vol. 228, pp. 2165–2175, Oct. 2018, <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.07.048>.
- [3] M. Salem, A. Richelli, K. Yahya, M. N. Hamidi, T.-Z. Ang, and I. Alhamrouni, "A Comprehensive Review on Multilevel Inverters for Grid-Tied System Applications," *Energies*, vol. 15, no. 17, Jan. 2022, Art. no. 6315, <https://doi.org/10.3390/en15176315>.
- [4] K. Zeb et al., "A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 94, pp. 1120–1141, Oct. 2018, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.06.053>.
- [5] A. Sinha, K. Chandra Jana, and M. Kumar Das, "An inclusive review on different multi-level inverter topologies, their modulation and control strategies for a grid connected photo-voltaic system," *Solar Energy*, vol. 170, pp. 633–657, Aug. 2018, <https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.06.001>.
- [6] M. Shrutthi, G. Ezhilarasan, and S. M. Chandra Shekar, "Advanced SVPWM Technique for Multilevel Inverter Systems," *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 15, no. 2, pp. 23923–23929, Jun. 2025, <https://doi.org/10.48084/etasr.11078>.
- [7] A. Bughneda, M. Salem, A. Richelli, D. Ishak, and S. Alatai, "Review of Multilevel Inverters for PV Energy System Applications," *Energies*, vol. 14, no. 6, Jan. 2021, Art. no. 1585, <https://doi.org/10.3390/en14061585>.
- [8] S. Daher, J. Schmid, and F. L. M. Antunes, "Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2703–2712, Jul. 2008, <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.922601>.
- [9] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 899–907, Feb. 2013, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2203151>.
- [10] K. Lee, H. Shin, and J. Choi, "Comparative analysis of power losses for 3-Level NPC and T-type inverter modules," in *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTEC)*, Osaka, Japan, Oct. 2015, pp. 1–6, <https://doi.org/10.1109/INTEC.2015.7572357>.
- [11] M. Y. Ali Khan, H. Liu, Z. Yang, and X. Yuan, "A Comprehensive Review on Grid Connected Photovoltaic Inverters, Their Modulation Techniques, and Control Strategies," *Energies*, vol. 13, no. 16, Jan. 2020, Art. no. 4185, <https://doi.org/10.3390/en13164185>.
- [12] P. Ramasamy and V. Krishnasamy, "SVPWM control strategy for a three phase five level dual inverter fed open-end winding induction motor," *ISA Transactions*, vol. 102, pp. 105–116, Jul. 2020, <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2020.02.034>.
- [13] Y. Bekakra and D. Ben Attous, "Comparison Study Between SVM and PWM Inverter in Sliding Mode Control of Active and Reactive Power Control of a DFIG for Variable Speed Wind Energy," *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 2, no. 3, pp. 471–477, Sep. 2012.
- [14] Q. Yan et al., "Optimization of the Symmetrical SVPWM for Three-Level T-Type Inverters With Unbalanced and Oscillated Neutral-Point Voltages," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 4, pp. 4026–4037, Apr. 2024, <https://doi.org/10.1109/TIE.2023.3279521>.
- [15] D. A. Tuan, P. Vu, and N. V. Lien, "Design and Control of a Three-Phase T-Type Inverter using Reverse-Blocking IGBTs," *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 11, no. 1, pp. 6614–6619, Feb. 2021, <https://doi.org/10.48084/etasr.3954>.
- [16] D. Chen, Y. Sun, G. Zhao, and W. Zhao, "Improved Synchronous Space Vector Pulse Width Modulation Strategy for Three-Level With Common-Mode Voltage Suppression," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 27578–27595, 2024, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3363178>.
- [17] S. Y. Kim, S. G. Song, and S. J. Park, "Minimum Loss Discontinuous Pulse-Width Modulation Per Phase Method for Three-Phase Four-Leg Inverter," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 122923–122936, 2020, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3006245>.
- [18] K. Kang, Q. Wang, and J. Meng, "Vector Control of Three-Phase Solar Farm Converters Based on Fictive-Axis Emulation," *Journal of Computer Science Research*, vol. 2, no. 3, pp. 10–13, Aug. 2020, <https://doi.org/10.30564/jcsr.v2i3.2117>.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นางสาวกันยารัตน์ เอกเอี่ยม
วันเกิด	14 สิงหาคม 2530
สถานที่เกิด	จังหวัดนนทบุรี
สถานที่อยู่ปัจจุบัน	32/3 หมู่ 2 ตำบลระแหง อำเภอลาดหลุมแก้ว จังหวัดปทุมธานี 12140
ตำแหน่งหน้าที่การงาน	ผู้ช่วยศาสตราจารย์
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	มหาวิทยาลัยราชภัฏวไลยอลงกรณ์ ในพระบรมราชูปถัมภ์
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2553 ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต (ค.อ.บ.) วิศวกรรมไฟฟ้า – ไฟฟ้ากำลัง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี พ.ศ. 2558 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) วิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
ผลงานวิจัย	Ek-iam, K., Photong, C., Angkawisittpan, N., Tubburee, O., Audomsi, S., & Sa-ngiamvibool, W. (2025). Design of a Discontinuous SVPWM Strategy-Based Current Controller in DQ Synchronous Frame for the Grid-Connected 3L-T-Type Inverter. Engineering, Technology & Applied Science Research, 15(6), 28965-28971

พูน ปณ จิโต ชีเว