การลดจำนวนครั้งการสวิตช์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร

นายสุวรรณ นุชน้อย

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

บทคัดย่อและแฟ้มข้อมูลฉบับเต็มของวิทยานิพนธ์ตั้งแต่ปีการศึกษา 2554 ที่ให้บริการในคลังปัญญาจุฬาฯ (CUIR)
เป็นแฟ้มข้อมูลของนิสิตเจ้าของวิทยานิพนธ์ ที่ส่งผ่านทางบัณฑิตวิทยาลัย

The abstract and full text of theses from the academic year 2011 in Chulalongkorn University Intellectual Repository (CUIR)
are the thesis authors' files submitted through the University Graduate School.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2559

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Reduction of Switching Number for Symmetrical Three-Level Back-to-Back Converters

Mr. Suwan Nuchnoi

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering Program in Electrical Engineering
Department of Electrical Engineering
Faculty of Engineering
Chulalongkorn University
Academic Year 2016
Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การลดจำนวนครั้งการสวิตช์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร
โดย	นายสุวรรณ นุชน้อย
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(รองศาสตราจารย์ ดร. สุพจน์ เตชวรสินสกุล)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

....ประธานกรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกวิน)

....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์)

....กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย

(ดร. สมภพ ผลไม้)

Chulalongkorn University

สุวรรณ นุชน้อย : การลดจำนวนครั้งการสวิตช์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร (Reduction of Switching Number for Symmetrical Three-Level Back-to-Back Converters) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: ผศ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์, 88 หน้า.

คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรเป็นโครงสร้างที่มีกำลังสูญเสียจากการสวิตช์น้อยมากเมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังโครงสร้างดั้งเดิม เนื่องจากการทำงานของภาควงจรเรียงกระแสใช้การสวิตช์ที่ความถี่สายกำลังแทนการสวิตช์แบบความกว้างพัลส์ที่ใช้ความถี่สูง แต่อย่างไรก็ตามภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรที่ใช้การสวิตช์แบบความกว้างพัลส์ยังมีจำนวนครั้งการสวิตช์สูงถึง 8 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ ซึ่งมากกว่าคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิมที่มีเพียง 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ งานวิจัยนี้จึงนำเสนอวิธีการมอดูเลตที่ช่วยลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรให้น้อยลงเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว เทคนิคการมอดูเลตที่นำเสนอประยุกต์มาจากเทคนิคการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์โดยจะทำบนฐานคลื่นพาห์แบบขั้วคู่ วิธีการมอดูเลตดังกล่าวทำให้มีหนึ่งเฟสไม่มีการสวิตช์ จำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์จึงลดลงเหลือเพียง 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ โดยที่คอนเวอร์เตอร์ยังคงสามารถควบคุมรูปคลื่นกระแสและตัวประกอบกำลังด้านเข้าได้ ส่งผลให้คอนเวอร์เตอร์มีกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าลดลง ผลจำลองการทำงานและผลทดสอบในทางปฏิบัติกับเครื่องต้นแบบสามารถยืนยันได้ถึงความถูกของทฤษฎีที่นำเสนอ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อนิสิต ....

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก ....

ปีการศึกษา 2559

5670445021 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING
KEYWORDS: THREE-LEVEL BACK-TO-BACK CONVERTER, DIPOLAR MODULATION, NUMBER OF SWITCHING

SUWAN NUCHNOI: Reduction of Switching Number for Symmetrical Three-Level Back-to-Back Converters. ADVISOR: ASST. PROF. SOMBOON SANGWONGWANICH, Ph.D., 88 pp.

The symmetrical three-level back-to-back converter has less switching losses in the rectifier stage than that of the conventional three-level back-to-back converter because the rectifier stage switches at the fundamental power frequency instead of using pulse width modulation technique. However, the number of switching of the inverter stage is 8 per switching period which is higher than 6 of the conventional three-level inverter. This thesis proposes a new modulation method which reduces the number of switching of the symmetrical three-level back-to-back converter. The proposed modulation technique is based on the double-carrier-based dipolar PWM theory of the matrix converters. The switching losses and electromagnetic interference (EMI) of the back-end inverter are reduced accordingly due to the introduction of non-switching phase, while the input current and power factor are still fully controlled. Finally, the validity of the theory is confirmed by simulation and experimental results.

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

Department:	Electrical Engineering	Student's Signature	....
Field of Study:	Electrical Engineering	Advisor's Signature	....
Academic Year:	2016		

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีจากความช่วยเหลือ ทุ่มเทและเอาใจใส่อย่างดียิ่งของอาจารย์ ผศ.ดร.สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ให้ความรู้ คำแนะนำและความช่วยเหลือในด้านต่างๆที่เป็นประโยชน์ตลอดการทำวิจัย ขอขอบคุณอาจารย์ ผศ.ดร.สุรพงศ์ สุวรรณกวิณ ผู้ให้ความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและแนวคิดในการดำเนินชีวิต ขอขอบคุณ นายกรวิชญ์ นิยมเสถียร ที่ให้กำลังใจและ คำปรึกษาที่มีประโยชน์ต่อการทำงานวิจัยเสมอมา รวมถึงขอขอบคุณโครงการทุนศิษย์ก้นกุฏิที่ให้การสนับสนุนทุนสำหรับการวิจัย

ขอขอบคุณกำลังใจ คำแนะนำ และความรู้จากคณาจารย์รวมถึงรุ่นพี่และรุ่นน้องแห่งห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ทำให้ข้าพเจ้ามีแรงผลักดันในการทำงานวิจัยจนประสบความสำเร็จ สุดท้ายนี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณนาย อรรถ นุชน้อย และนางสุรางค์ นุชน้อย บิดา มารดาผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษา และเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย....................ง

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.................... จ

กิตติกรรมประกาศ.................... ฉ

สารบัญ.................... ช

สารบัญตาราง.................... ญ

สารบัญภาพ .... ฎ

รายการสัญลักษณ์และคำย่อ.................... ฒ

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 คอนเวอร์เตอร์ไฟสลับ-ไฟสลับโครงสร้างดั้งเดิม (Conventional AC-AC Converter).......... 1

1.1.1 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (Matrix Converter) 2

1.1.2 คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิม (Conventional Three Level Back-to-Back Converter).................... 3

1.2 คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร (Symmetrical Three-Level Back-to-Back Converters) 4

1.3 เทคนิคการลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.................... 6

1.3.1 การมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีสเปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงาน [4], [5].................... 6

1.3.2 แนวทางการเลือกฟังก์ชันการมอดูเลตของสเปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงาน 10

1.4 สรุปปัญหาและข้อจำกัดในงานวิจัยที่ผ่านมา 12

1.5 เป้าหมายของงานวิจัย 13

1.6 ขอบเขตวิทยานิพนธ์ 13

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ – ด้านวิชาการและด้านประยุกต์.................... 13

1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงานวิจัย.................... 14

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

หน้า

บทที่ 2 ทฤษฎีการมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร.......................... 15

2.1 การมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรโดยใช้มุมมองการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.. 15

2.2 แนวคิดการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อม.. 16

2.2.1 เมทริกซ์การมอดูเลตของภาควงจรเรียงกระแส.. 18

2.1.2 เมทริกซ์การมอดูเลตของภาควงจรอินเวอร์เตอร์.. 20

2.1.2.1 พิจารณาผลของเมทริกซ์ $\mathbf{M}_U^{'}$ 21

2.1.2.1 พิจารณาผลของเมทริกซ์ $\mathbf{M}_I^{'}$ 22

2.1.2.1 พิจารณาผลของเมทริกซ์ $\mathbf{M}_N^{'}$ 23

2.1.2.1 พิจารณาผลของเมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$ 24

2.3 เทคนิคการมอดูเลตสามระดับโดยอาศัยคลื่นพาห์แบบขั้วคู่ [8].. 25

2.3.1 การเลือกรูปแบบการสวิตช์จากเมทริกซ์การมอดูเลตลำดับศูนย์ ($\mathbf{M}_0^{'}$)........................ 27

2.3.2 แนวทางการลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ในโครงสร้าง S3L-BTB.. 28

บทที่ 3 การลดจำนวนครั้งการสวิตช์โดยใช้รูปแบบการสวิตช์ “1n1u1d” 29

3.1 แนวคิดพื้นฐานของการมอดูเลตแบบ 1n1u1d/1n1b1d.. 30

3.2 พฤติกรรมการสร้างกระแสในบัส mid.. 32

3.3 อัลกอริทึมในการมอดูเลตแบบ 1n1u1d/1n1b1d.. 35

บทที่ 4 การจำลองการทำงาน.. 42

4.1 เปรียบเทียบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d.. 44

4.2 จำลองการปรับขนาดแรงดันด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d.. 51

หน้า

4.3 จำลองการปรับความถี่ด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d 54

4.4 จำลองการทำงานในโหมดคืนพลังงานกลับในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d 57

บทที่ 5 การทดสอบการทำงานกับเครื่องต้นแบบ 59

5.1 โครงสร้างของระบบทดสอบ 59

5.2 ทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d เปรียบเทียบกับรูปแบบ 2u1d 62

5.3 การทดสอบการทำงานในเงื่อนไขการปรับขนาดแรงดันด้านออก 69

5.4 การทดสอบการทำงานในเงื่อนไขการปรับความถี่ของแรงดันด้านออก 72

บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ 75

6.1 บทสรุปงานวิจัย 75

6.2 ข้อเสนอแนะสำหรับพัฒนางานวิจัยในอนาคต 75

รายการอ้างอิง 76

ภาคผนวก 79

ก.1 การเปรียบเทียบกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ระหว่างรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d 79

ข. เงื่อนไขในการเลือกเฟสที่ไม่มีการสวิตช์ (1n) ของวิธีการมอดูเลตเพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์โดยใช้รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d 84

ค. ลักษณะการเกิดรูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้ว (1b) 86

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ 88

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิม กับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร 5

ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้าและแรงดันบัสไฟตรง 19

ตารางที่ 3.1 ค่าวัฏจักรงานของเมทริกซ์การมอดูเลตของเฟสด้านออกที่มีการแคลมป์ 35

ตารางที่ 4.1 เงื่อนไขสำหรับจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB 43

ตารางที่ 5.1 เงื่อนไขสำหรับทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB 61

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1 โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์ไฟสลับ-ไฟสลับสามเฟส 1

รูปที่ 1.2 ประเภทของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 2

รูปที่ 1.3 คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบตรึงจุดนิวทรัล 3

รูปที่ 1.4 โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร 4

รูปที่ 1.5 สามเหลี่ยมแสดงขอบเขตของสเปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงานบนระนาบจำนวนเชิงซ้อน x-y 7

รูปที่ 1.6 ก) ใช้ $\mathbf{m}_0$ เพื่อเลื่อนตำแหน่งให้ปลายเส้นตรงด้านหนึ่งอยู่ที่มุมของสามเหลี่ยม ABC 11

รูปที่ 1.7 ลักษณะการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ บน) แบบ 3L-BTB ล่าง) แบบ S3L-BTB 12

รูปที่ 2.1 การทำงานของ S3L-BTB ในมุมมองเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อม 16

รูปที่ 2.2 นิยามตัวแปรในคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB 17

รูปที่ 2.3 การทำงานของภาควงจรเรียงกระแส 18

รูปที่ 2.4 ลักษณะการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาห์แบบขั้วคู่ 26

รูปที่ 2.5 รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดจากการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาห์แบบขั้วคู่ 26

รูปที่ 2.6 รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดจากการปรับเปลี่ยนเมทริกซ์มอดูเลต $\mathbf{M}_0^{'}$ 27

รูปที่ 3.1 รูปแบบการมอดูเลตแบบ 1n1u1d ด้วยคลื่นพาห์สามเหลี่ยม 29

รูปที่ 3.2 แผนภาพแสดงขั้นตอนการกำหนดรูปแบบการสวิตช์แบบ “1n1u1d” หรือ “1n1b1d” 31

รูปที่ 3.3 กระแสบัส mid (i_{mid}) ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ 32

รูปที่ 3.4 พฤติกรรมการสร้างกระแสบัส mid ของเฟสด้านออกแต่ละเฟส ในรูปแบบการสวิตช์ต่าง ๆ 33

รูปที่ 3.5 ขอบเขตของกระแส $i_{mid,k}$ ที่สามารถสร้างได้ 34

รูปที่ 3.6 ระดับแรงดันเฟสด้านออกหลังบวกแรงดันลำดับศูนย์เพื่อกำหนดเฟสที่ไม่มีการสวิตช์ 35

รูปที่ 3.7 เฟส ($k = u, v, w$) ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบขั้วเดียวด้านบวกและขั้วเดียวด้านลบ 36

รูปที่ 3.8 ขอบเขตของกระแส i_{mid} ตามสมการที่ (3.3) แสดงด้วยเส้นสีเขียวและรูปแบบการสวิตช์ที่เป็นไปได้ในแต่ละช่วงกระแส สำหรับกรณีที่กระแส $i_{uni,k}$ ทั้งสองเฟสมีเครื่องหมายเหมือนกัน ($i_{uni,w} > i_{uni,w} > 0$) 38

รูปที่ 3.9 ขอบเขตของกระแส i_{mid} ตามสมการที่ (3.3) แสดงด้วยเส้นสีเขียวและรูปแบบการสวิตช์ที่เป็นไปได้ในแต่ละช่วงกระแสสำหรับกรณีที่กระแส $i_{uni,k}$ ทั้งสองเฟสมีเครื่องหมายต่างกัน . 38

รูปที่ 3.10 รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดขึ้นกรณีที่กระแส i^*_{mid} อยู่ในช่วงที่ $[0, i_{uni,v}]$ 39

รูปที่ 3.11 รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดขึ้นกรณีกระแส i^*_{mid} อยู่ในช่วงที่ $[i_{uni,v}, i_{uni,w}]$ 40

รูปที่ 3.12 รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดขึ้นกรณีกระแส i^*_{mid} อยู่ในช่วงที่ $[i_{uni,w}, (i_{uni,v} + i_{uni,w})]$ .. 40

รูปที่ 4.1 คอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ต่อกับโหลดต่อแบบอนุกรม R-L 44

รูปที่ 4.2 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=25 Hz 45

รูปที่ 4.3 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=25 Hz 46

รูปที่ 4.4 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=100 Hz 47

รูปที่ 4.5 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=100 Hz 48

รูปที่ 4.6 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.3, f_o=25 Hz 49

รูปที่ 4.7 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.3, f_o=25 Hz 50

รูปที่ 4.8 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกจากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.3, f_o=75 Hz และกรณี m=0.86, f_o=75 Hz 52

รูปที่ 4.9 รูปคลื่นปริมาณภายใน จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.3, f_o=75 Hz และกรณี m=0.86, f_o=75 Hz....... 53

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

รูปที่ 4.10 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกจากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตซ์ 1n1u1d ในกรณี m=0.86, f_o=25 Hz และกรณี m=0.86, f_o=100 Hz ... 55

รูปที่ 4.11 รูปคลื่นปริมาณภายในจากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตซ์ 1n1u1d ในกรณี m=0.86, f_o=25 Hz และกรณี m=0.86, f_o=100 Hz ... 56

รูปที่ 4.12 ก) รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออก ข) รูปคลื่นปริมาณภายใน ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตซ์ 1n1u1d ในโหมดคืนพลังงานที่ m=07, f_o=25 Hz ... 58

รูปที่ 5.1 โครงสร้างระบบทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร ... 60

รูปที่ 5.2 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=25 Hz ... 63

รูปที่ 5.3 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=25 Hz ... 64

รูปที่ 5.4 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=100 Hz ... 65

รูปที่ 5.5 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=100 Hz ... 66

รูปที่ 5.6 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.3, f_o=25 Hz ... 67

รูปที่ 5.7 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.3, f_o=25 Hz ... 68

รูปที่ 5.8 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออก จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตซ์ 1n1u1d ในกรณี m=0.3, f_o=75 Hz และกรณี m=0.86, f_o=75 Hz ... 70

รูปที่ 5.9 รูปคลื่นปริมาณภายใน จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.3, f_o=75 Hz และกรณี m=0.86, f_o=75 Hz 71

รูปที่ 5.10 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออก จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.86, f_o=25 Hz และกรณี m=0.86, f_o=100 Hz 73

รูปที่ 5.11 รูปคลื่นปริมาณภายใน จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.86, f_o=25 Hz และกรณี m=0.86, f_o=100 Hz 74

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

รายการสัญลักษณ์และคำย่อ

$\mathbf{m}_1, \mathbf{m}_2, \mathbf{m}_3$	สเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน
$\mathbf{m}_\mathbf{d}, \mathbf{m}_\mathbf{i}, \mathbf{m}_\mathbf{0}$	องค์ประกอบตรง, องค์ประกอบผกผัน และองค์ประกอบศูนย์ของสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน
$\mathbf{M}$	เมทริกซ์การมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์
$\mathbf{M}_r$	เมทริกซ์การมอดูเลตของภาควงจรเรียงกระแส
$\mathbf{M}_i$	เมทริกซ์การมอดูเลตของภาควงจรอินเวอร์เตอร์
$\mathbf{J}$	เมทริกซารหมุน 90° ในทิศทวนเข็มนาฬิกา
$\mathbf{v}_i$	เวกเตอร์ของแรงดันด้านเข้าขณะหนึ่ง
$\mathbf{i}_i$	เวกเตอร์ของกระแสด้านเข้าขณะหนึ่ง
$\mathbf{v}_{dc}$	คือเวกเตอร์แรงดันบัสไฟตรง ณ ขณะหนึ่ง
$\mathbf{i}_{dc}^{(r)}$	คือเวกเตอร์กระแสบัสไฟตรง ฝั่งภาควงจรเรียงกระแส ณ ขณะหนึ่ง
$\mathbf{i}_{dc}^{(i)}$	คือเวกเตอร์กระแสบัสไฟตรง ฝั่งภาควงจรอินเวอร์เตอร์ ณ ขณะหนึ่ง
$\mathbf{v}_o$	เวกเตอร์ของแรงดันด้านออกขณะหนึ่ง
$\mathbf{v}_o^*$	เวกเตอร์ของแรงดันด้านออกคำสั่งขณะหนึ่ง
$\mathbf{i}_o$	เวกเตอร์ของกระแสด้านออกขณะหนึ่ง
$\boldsymbol{\psi}$	สเปซเวกเตอร์ที่ใช้กำหนดมุมเฟสของกระแสด้านเข้า
$\mathbf{u}_\mathbf{p}, \mathbf{u}_\mathbf{n}$	เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงสำหรับเทคนิคการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบขั้วคู่ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์
$\lvert \bullet \rvert$	ขนาดของเวกเตอร์

v_R, v_S, v_T	แรงดันเฟสด้านเข้า ณ ขณะหนึ่ง
$v_{max}, v_{mid}, v_{min}$	แรงดันบัสไฟตรง ณ ขณะหนึ่ง
v_u, v_v, v_w	แรงดันเฟสด้านออก ณ ขณะหนึ่ง
v_u^*, v_v^*, v_w^*	แรงดันเฟสด้านออกคำสั่ง ณ ขณะหนึ่ง
v_z	แรงดันลำดับศูนย์
i_R, i_S, i_T	แรงดันเฟสด้านเข้า ณ ขณะหนึ่ง
$i_{max}, i_{mid}, i_{min}$	แรงดันบัสไฟตรง ณ ขณะหนึ่ง
i_u, i_v, i_w	แรงดันเฟสด้านออก ณ ขณะหนึ่ง
m_{ij}	ฟังก์ชันการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง
m_{kj}	ฟังก์ชันการมอดูเลตของภาควงจรอินเวอร์เตอร์
λ	ตัวแปรอิสระสำหรับปรับรูปแบบการสวิตช์ของการมอดูเลต
k_1	พารามิเตอร์อิสระที่ใช้เพื่อควบคุมตัวประกอบกำลังด้านเข้า
k_2	พารามิเตอร์อิสระที่ใช้เพื่อลดจำนวนครั้งการ
$X^{'}, Y^{'}, Z^{'}$	พารามิเตอร์อิสระที่ใช้กำหนดแรงดันลำดับศูนย์ของเมทริกซ์

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

i_{mid}^{*}	กระแสบัส mid คำสั่ง
$i_{mid,k}$	กระแสบัส mid ที่สามารถสร้างได้จากด้านออกเฟส k
$i_{uni,k}$	กระแสบัสสูงสุด mid ที่เกิดจากกระแสด้านออกเฟส k
i_k	กระแสด้านออกเฟส k ณ ขณะหนึ่ง
v_k	แรงดันด้านออกเฟส k ณ ขณะหนึ่ง
$m_{kj,uni}$	ฟังก์ชันการมอดูเลตของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ ที่ให้รูปแบบการสวิตช์แบบขั้วเดี่ยว
m	ดัชนีการมอดูเลต ซึ่งมีความสัมพันธ์ตามอัตราส่วนระหว่าง แรงดันระหว่างเฟสด้านออก และแรงดันระหว่างเฟสด้านเข้า
f_o	ความถี่ด้านออก
R, L	ค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำของโหลด
R_f, L_f	ค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองด้านเข้า
C	ค่าตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรง

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

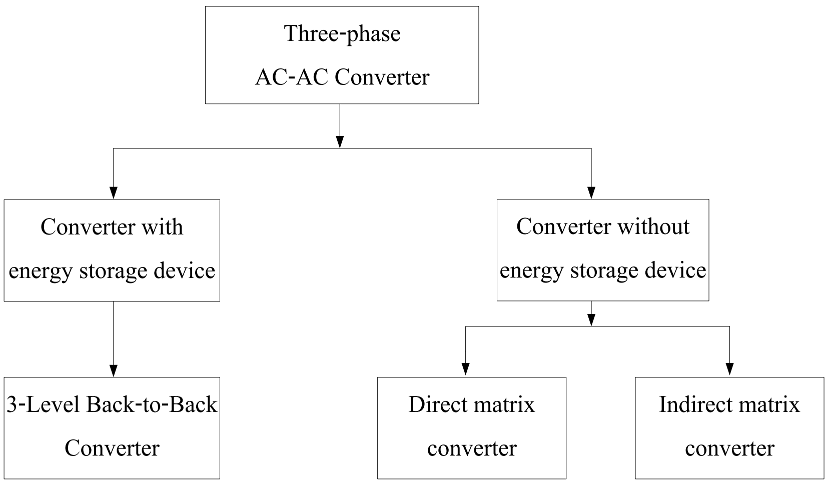
บทที่ 1
บทนำ

คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังถือเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟสลับ (AC-AC Converter) ประเภทหนึ่งที่มีบทบาทเพิ่มมากขึ้นในปัจจุบัน เนื่องจากความสามารถในการแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้านออก พร้อมทั้งควบคุมกระแสและตัวประกอบกำลังด้านเข้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ ความสามารถดังกล่าวเป็นผลดีต่อภาคอุตสาหกรรมต่าง ๆ ในการขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่ต้องการประสิทธิภาพในการทำงานสูง หรือแม้แต่การเชื่อมต่อพลังงานทางเลือกเข้ากับระบบโครงข่ายไฟฟ้ากำลัง

ปัญหาวิกฤตพลังงานในปัจจุบันทำให้ประสิทธิภาพของวงจรเป็นประเด็นสำคัญที่ได้รับความสนใจมากขึ้น โดยงานวิจัยในอดีต [1] ได้มีการปรับปรุงโครงสร้างและการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังให้มีกำลังสูญเสียลดลงมากงานวิจัยนี้จึงนำโครงสร้างดังกล่าวมาพัฒนาต่อเพื่อให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น ในลำดับแรกจะกล่าวถึงโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์ไฟสลับ-ไฟสลับทั้งแบบดั้งเดิมและโครงสร้างที่งานวิจัย [1] นำเสนอ ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

1.1 คอนเวอร์เตอร์ไฟสลับ-ไฟสลับโครงสร้างดั้งเดิม (Conventional AC-AC Converter)

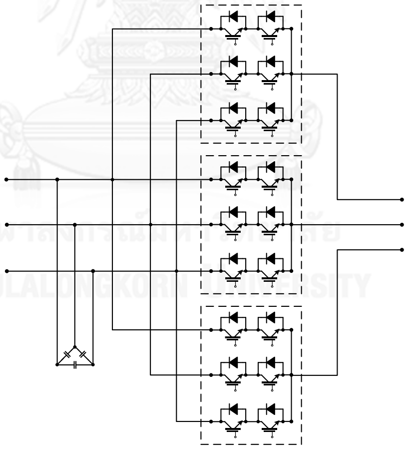
คอนเวอร์เตอร์ไฟสลับ–ไฟสลับสามเฟส [2], [3] สามารถแบ่งออกได้เป็นสองประเภทคือ โครงสร้างแบบไม่มีตัวเก็บประจุ (เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์) และโครงสร้างแบบมีตัวเก็บประจุ (คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลัง) ดังรูปที่ 1.1



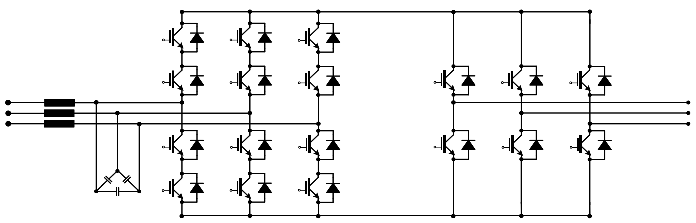
รูปที่ 1.1 โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์ไฟสลับ-ไฟสลับสามเฟส

1.1.1 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (Matrix Converter)

เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่แปลงผันไฟสลับเป็นไฟสลับโดยตรง (AC-AC) โดยไม่ผ่านตัวกักเก็บพลังงานและสามารถจำแนกได้เป็นสองประเภทคือ เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางตรง (Direct Matrix Converter) และเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อม (Indirect Matrix Converter) เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางตรงประกอบด้วยสวิตช์แบบจตุภาค (Four-Quadrant Switch) 9 ตัวสำหรับควบคุมกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านออกโดยใช้เทคนิคการควบคุมสวิตช์แบบปรับความกว้างพัลส์ (Pulse-width modulation ; PWM) ในทางปฏิบัติจะใช้สวิตช์ไวงานสองตัวต่อกันเพื่อให้สามารถรับแรงดันและกระแสได้สองทิศทางเช่นเดียวกับสวิตช์แบบจตุภาคดังแสดงในรูปที่ 1.2 ก) ในขณะที่เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมมีลักษณะเหมือนคอนเวอร์เตอร์แบบหลังชนหลังที่ไม่มีตัวเก็บประจุบริเวณบัสไฟตรง อีกทั้งภาควงจรอินเวอร์เตอร์ยังเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์สองระดับ กล่าวคือเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมคือคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสองระดับที่ไม่มีตัวเก็บประจุดังรูปที่ 1.2 ข) เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทั้งสองประเภทมีข้อเสียคือสามารถสร้างแรงดันด้านออกได้เพียง 87% ของแรงดันด้านเข้า และไม่สามารถทำงานผ่านช่วงผิดพร่องได้เนื่องจากไม่มีตัวเก็บประจุในการเก็บพลังงาน



ก) โครงสร้างเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางตรง



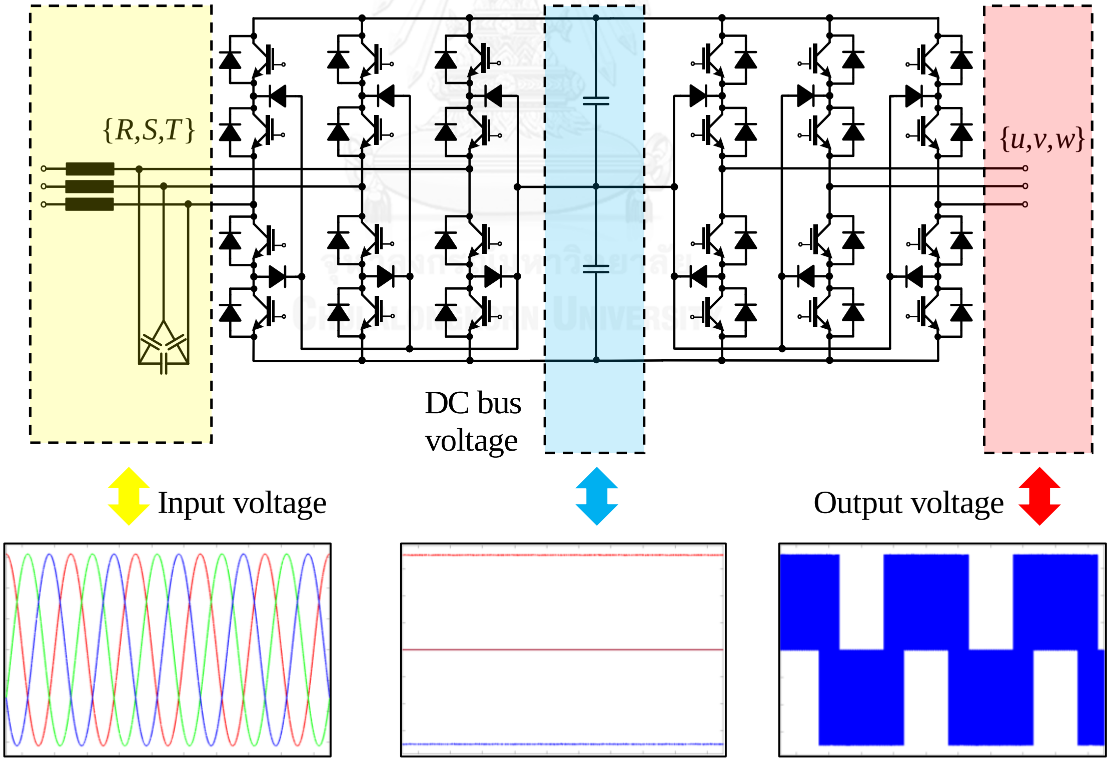
ข) โครงสร้างเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อม

รูปที่ 1.2 ประเภทของเมทริกซ์ตอนเวอร์เตอร์

1.1.2 คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิม (Conventional Three Level Back-to-Back Converter)

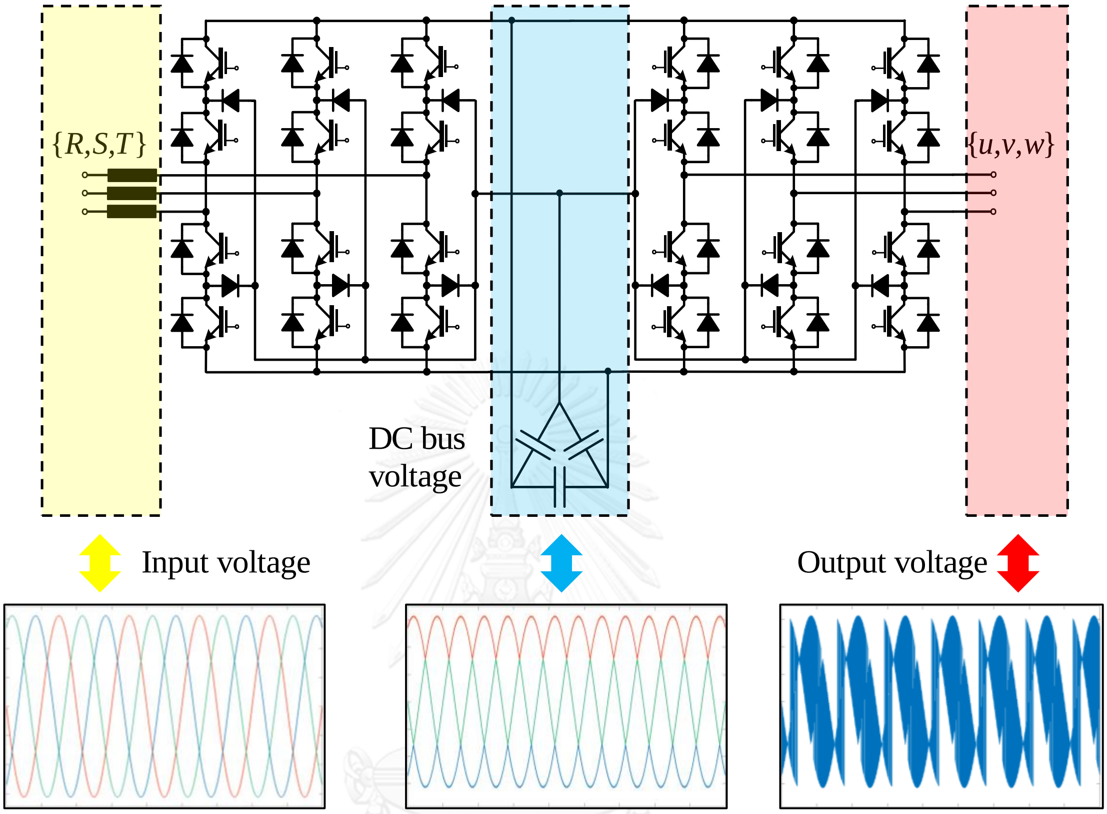
คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิม (เรียกโดยย่อในที่นี้ว่า 3L-BTB) มีลักษณะเป็นคอนเวอร์เตอร์สามระดับสองตัวหันหลังชนกันโดยมีบัสไฟตรงสามระดับเป็นส่วนเชื่อมต่อ 3L-BTB จะแบ่งการทำงานออกเป็นสองภาคการทำงานคือ ภาควงจรเรียงกระแส และภาควงจรอินเวอร์เตอร์ โครงสร้างที่นิยมในภาคอุตสาหกรรมคือโครงสร้างแบบตรึงจุดนิวทรัล (Neutral-Point-Clamp) ดังแสดงในรูปที่ 1.3

ข้อดีของโครงสร้างชนิดนี้คือสามารถรองรับการทำงานในระดับแรงดันสูงได้ และสามารถสร้างแรงดันด้านออกสูงสุดได้ไม่น้อยกว่าแรงดันด้านเข้า ซึ่งต่างจากเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่มีข้อจำกัดเกี่ยวกับการสร้างแรงดันด้านออกดังที่กล่าวไว้ข้างต้น ข้อเสียของ 3L-BTB คือกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าสูง เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์สามระดับทั้งสองส่วนมีการสวิตช์ที่ความถี่สูง โดยใช้เทคนิคการสวิตช์แบบปรับความกว้างพัลส์



รูปที่ 1.3 คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบตรึงจุดนิวทรัล

1.2 คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร (Symmetrical Three-Level Back-to-Back Converters) [1]



รูปที่ 1.4 โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร (เรียกโดยย่อว่า S3L-BTB) ดังแสดงในรูปที่ 1.4 พัฒนามาจากคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบตรึงจุดนิวทรัล (คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิม) เพื่อแก้ปัญหาเรื่องกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ และสัญญาณรบกวนจากการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้แนวคิดของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ ตัวเก็บประจุบริเวณบัสไฟตรงไม่ได้ทำหน้าที่กักเก็บพลังงานแต่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองผ่านต่ำจึงมีขนาดเล็กกว่าตัวเก็บประจุในคอนเวอร์เตอร์โครงสร้างดั้งเดิม คอนเวอร์เตอร์มีการแบ่งการทำงานออกเป็นสองภาคการทำงานคือภาควงจรเรียงกระแส และภาควงจรอินเวอร์เตอร์โดยมีแนวคิดการทำงานเป็นการแปลง “3เฟส-3 เฟส-3 เฟส” ภาควงจรเรียงกระแสทำหน้าที่จัดเรียงแรงดันไฟสลับสามเฟสให้เป็นแรงดันไฟตรงสามระดับที่บัสไฟตรงโดยเรียงลำดับจากมากไปหาน้อยคือ $v_{max}, v_{mid}, v_{min}$ ตามลำดับ จากนั้นภาควงจรอินเวอร์เตอร์จะนำแรงดันบัสไฟตรงสามระดับมาสร้างเป็นแรงดันไฟสลับสามเฟสด้านออกดังแสดงแป็นรูปคลื่นในรูปที่ 1.4

จากพฤติกรรมของภาควงจรเรียงกระแสที่กล่าวมาส่งผลให้ภาควงจรอินเวอร์เตอร์ต้องทำหน้าที่สร้างแรงดันด้านออกพร้อมทั้งควบคุมกระแสด้านเข้าในเวลาเดียวกัน งานวิจัย [1] จึงนำเทคนิคการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้เพื่อขับนำสวิตซ์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ ส่งผลให้ภาควงจรเรียงกระแสไม่จำเป็นต้องใช้การควบคุมสวิตซ์แบบ PWM แต่จะสวิตซ์ที่ความถี่สายกำลังเท่านั้น ทำให้กำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ และการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมที่ต้องใช้การสวิตซ์แบบ PWM ทั้งสองด้าน

คุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรเปรียบเทียบกับวงจรแบบดั้งเดิมแสดงได้ดังตารางที่ 1.1 โครงสร้าง S3L-BTB พัฒนามาจากแนวคิดของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จึงมีข้อจำกัดในการสร้างแรงดันด้านออกได้เพียง 87% ของแรงดันด้านเข้าเช่นเดียวกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ แต่อย่างไรก็ตามเราสามารถเปลี่ยนการควบคุมวงจรเรียงกระแสเป็นแบบ PWM ทำให้สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้เกิน 87% เช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังโครงสร้างดั้งเดิม ข้อเสียที่พบในคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร คือภาควงจรอินเวอร์เตอร์มีจำนวนครั้งการสวิตซ์ 8 ครั้งต่อหนึ่งคาบการสวิตซ์ ซึ่งสูงกว่าอินเวอร์เตอร์สามระดับทั่วไปที่มีจำนวนครั้งการสวิตซ์เพียง 6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์

ตารางที่ 1.1 เปรียบเทียบคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิม กับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร

	3L-BTB	S3L-BTB
โครงสร้าง	หลังชนหลังแบบตรึงจุดนิวทรัล	หลังชนหลังแบบตรึงจุดนิวทรัล
ขนาดของตัวเก็บประจุ (บ่งบอกถึงขนาดของวงจร)	ใหญ่	เล็ก
การทำงานของวงจรเรียงกระแส	PWM (6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์)	สวิตซ์ที่ความถี่สายกำลัง
การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์	PWM (6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์)	PWM (8 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์)
ขนาดสูงสุดของแรงดันด้านออก	ไม่น้อยกว่าแรงดันด้านเข้า	ไม่เกิน 87% ของแรงดันด้านเข้า
กำลังสูญเสียจากการสวิตซ์ และการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า	สูง	ต่ำ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร มีจำนวนครั้งการสวิตซ์ในภาควงจรอินเวอร์เตอร์มากกว่าอินเวอร์เตอร์สามระดับทั่วไป เนื่องจากมีการใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบขั้วคู่ (dipolar PWM) มาใช้ เพื่อให้สามารถสร้างแรงดันด้านออกพร้อมกับควบคุมกระแสด้านเข้าได้

โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์สามระดับจะใช้การมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยว (unipolar) ทั้งสามเฟสจึงมีจำนวนครั้งการสวิตซ์ 6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ แต่ภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของงานวิจัย [1] มีจำนวนครั้งการสวิตซ์สูงถึง 8 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ หากสามารถลดจำนวนครั้งการสวิตซ์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ลงเหลือ 6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ได้ จะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรสามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรดีขึ้นเนื่องจากกำลังสูญเสียจากการสวิตซ์ลดลง การพัฒนาเทคนิคการสวิตซ์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ ให้เหลือเพียง 6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ อาจพิจารณาได้จากเทคนิคการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ดังต่อไปนี้ [4], [5]

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

1.3 เทคนิคการลดจำนวนครั้งการสวิตซ์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

1.3.1 การมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีสเปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงาน [4], [5]

การมอดูเลตโดยใช้สเปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงาน (duty cycle space vector) เป็นการคำนวณหาค่าวัฏจักรงานโดยตรง จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้า (v_R, v_S, v_T) กับแรงดันด้านออก (v_u, v_v, v_w) และกระแสด้านเข้า (i_R, i_S, i_T) กับกระแสด้านออก (i_u, i_v, i_w) ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (1.1) และ (1.2) โดยที่ $\mathbf{M} = [m_{ij}]$ คือเมทริกซ์การมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์ เราสามารถนิยามสเปซเวกเตอร์ของค่าวัฏจักรงาน $\mathbf{m}_1, \mathbf{m}_2, \mathbf{m}_3$ ได้ดังสมการที่ (1.3)

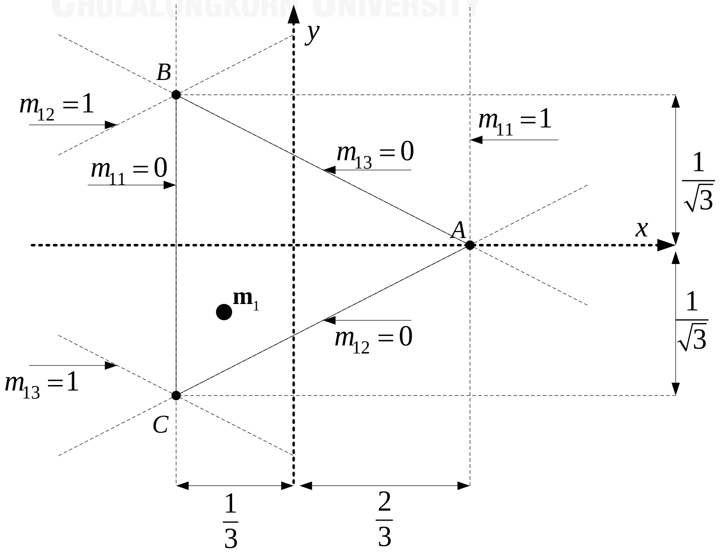
$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}}^{\mathrm{M}} \begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} \tag{1.1}$$

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \tag{1.2}$$

เมื่อ $$0 \le [m_{ij}] \le 1,\ \sum_{i=1}^{3} m_{ij} = \sum_{j=1}^{3} m_{ij} = 1,\ i = \{1,2,3\},\ j = \{1,2,3\}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{m}_1 \\ \mathbf{m}_2 \\ \mathbf{m}_3 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j0} \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

รูปที่ 1.5 แสดงสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน $\mathbf{m}_1$ บนระนาบจำนวนเชิงซ้อน x-y ภายใต้เงื่อนไข $0 \le m_{ij} \le 1$ โดยที่จุดปลายของเวกเตอร์ $\mathbf{m}_1$ จะอยู่ภายในพื้นที่สามเหลี่ยมด้านเท่า ABC ระยะห่างระหว่างขอบของสามเหลี่ยมแต่ละด้านกับเวกเตอร์ $\mathbf{m}_1$ คือค่าของ m_{11}, m_{12}, m_{13} หากจุดปลายของเวกเตอร์ $\mathbf{m}_1$ อยู่ที่มุม A จะได้ว่า $m_{11} = 1, m_{12} = 0, m_{13} = 0$ ซึ่งจะหมายความว่า เฟส u ด้านออกจะเชื่อมต่อกับเฟส R ด้านเข้าตลอดคาบการสวิตช์จึงไม่มีการสวิตช์ในคาบการสวิตช์นั้น หากจุดปลายของเวกเตอร์ $\mathbf{m}_1$ อยู่ที่ขอบ AB ของสามเหลี่ยมจะได้ $m_{11} \ne 0, m_{12} \ne 0, m_{13} = 0$ หมายความว่าเฟส u ด้านออกจะมีการเชื่อมต่อกับเฟส R และ S ด้านเข้าตามค่าวัฏจักรงาน m_{11}, m_{12} ตามลำดับ แต่ไม่มีการต่อกับเฟส T ด้านเข้า การทำงานในลักษณะนี้คือการสวิตช์แบบขั้วเดียว (unipolar) หรือแบบสองขั้ว (bipolar) ดังนั้น สถานะการสวิตช์จึงมีการเปลี่ยนแปลง 2 ครั้งต่อคาบการสวิตช์(สำหรับคลื่นพาห์แบบสามเหลี่ยม) และในกรณีจุดปลายของเวกเตอร์ $\mathbf{m}_1$ อยู่ภายในสามเหลี่ยม ABC จะได้ว่า $m_{11} \ne 0, m_{12} \ne 0, m_{13} \ne 0$ หมายความว่าเฟส u ด้านออกเชื่อมต่อกับทั้งสามเฟส R, S, T ด้านเข้าตามค่าวัฏจักรงาน m_{11}, m_{12}, m_{13} ตามลำดับ การทำงานในลักษณะนี้คือการสวิตช์แบบขั้วคู่ (dipolar) ดังนั้นสถานะการสวิตช์จึงมีการเปลี่ยนแปลง 4 ครั้งต่อคาบการสวิตช์



รูปที่ 1.5 สามเหลี่ยมแสดงขอบเขตของสเปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงานบนระนาบจำนวนเชิงซ้อน x-y

เทคนิคการมอดูเลตที่นำเสนอใน [4] จะนิยาม $\mathbf{m}_\mathrm{d}$, $\mathbf{m}_\mathrm{i}$, $\mathbf{m}_0$ ซึ่งเป็นองค์ประกอบตรง (direct), องค์ประกอบผกผัน (inverse) และองค์ประกอบศูนย์ (zero) ของสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน $\mathbf{m}_1, \mathbf{m}_2, \mathbf{m}_3$ ดังนิยามในสมการที่ (1.4) – (1.6)

$$\mathbf{m}_\mathrm{d} = \frac{1}{3}(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{1.4}$$

$$\mathbf{m}_\mathrm{i} = \frac{1}{3}(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{4\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{2\pi}{3}}) \tag{1.5}$$

$$\mathbf{m}_0 = \frac{1}{3}(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 + \mathbf{m}_3) \tag{1.6}$$

โดยในทางกลับกัน จากสมการที่ (1.4) – (1.6) เราสามารถเขียนสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน $\mathbf{m}_1, \mathbf{m}_2, \mathbf{m}_3$ ให้อยู่ในรูปของสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน $\mathbf{m}_\mathrm{d}$, $\mathbf{m}_\mathrm{i}$, $\mathbf{m}_0$ ได้ดังสมการที่ (1.7) – (1.9)

$$\mathbf{m}_1 = \mathbf{m}_\mathrm{d} + \mathbf{m}_\mathrm{i} + \mathbf{m}_0 \tag{1.7}$$

$$\mathbf{m}_2 = \mathbf{m}_\mathrm{d} e^{j\frac{4\pi}{3}} + \mathbf{m}_\mathrm{i} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_0 \tag{1.8}$$

$$\mathbf{m}_3 = \mathbf{m}_\mathrm{d} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_\mathrm{i} e^{j\frac{4\pi}{3}} + \mathbf{m}_0 \tag{1.9}$$

สมการที่ (1.1) และ (1.2) สามารถเขียนในรูปสเปซเวกเตอร์ได้ดังสมการที่ (1.10) และ (1.11)

$$\mathbf{v}_o = \frac{\mathbf{v}_i}{2}(\bar{\mathbf{m}}_1 + \bar{\mathbf{m}}_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + \bar{\mathbf{m}}_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}) + \frac{\bar{\mathbf{v}}_i}{2}(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{1.10}$$

$$\mathbf{i}_i = \frac{\mathbf{i}_i}{2}(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}) + \frac{\bar{\mathbf{i}}_i}{2}(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{1.11}$$

โดยที่ $\mathbf{v}_o = v_u + v_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_w e^{j\frac{4\pi}{3}}$

$$\mathbf{v}_i = v_R + v_S e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_T e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

$$\mathbf{i}_o = i_u + i_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_w e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

$$\mathbf{i}_i = i_R + i_S e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_T e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

สัญลักษณ์ “ ¯ ”คือค่าสังยุคของจำนวนเชิงซ้อน โดยในที่นี้ $\mathbf{v}_o$ คือสเปซเวกเตอร์ของแรงดันด้านออก, $\mathbf{v}_i$ คือสเปซเวกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า, $\mathbf{i}_o$ คือสเปซเวกเตอร์ของกระแสด้านออกและ $\mathbf{i}_i$ คือสเปซเวกเตอร์ของกระแสด้านเข้า

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

เราสามารถเขียนสมการที่ (1.10) และ (1.11) ให้อยู่ในรูปของสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน $\mathbf{m}_\mathrm{d}$, $\mathbf{m}_\mathrm{i}$, $\mathbf{m}_0$ ได้ดังสมการที่ (1.12) และ (1.13) โดยใช้นิยามในสมการที่ (1.4) – (1.6)

$$\mathbf{v}_o = \frac{3}{2}(\mathbf{v}_i\bar{\mathbf{m}}_i) + \frac{3}{2}(\bar{\mathbf{v}}_i\mathbf{m}_d) \tag{1.12}$$

$$\mathbf{i}_i = \frac{3}{2}\mathbf{i}_o\mathbf{m}_i + \frac{3}{2}\bar{\mathbf{i}}_o\,\mathbf{m}_d \tag{1.13}$$

จากสมการที่ (1.12) และ (1.13) จะเห็นว่าพจน์ $\mathbf{m}_0$ ไม่ปรากฏในสมการดังกล่าว จึงกล่าวได้ว่า $\mathbf{m}_0$ เป็นตัวแปรอิสระที่ไม่ส่งผลต่อสเปซเวกเตอร์ของกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านออก วิธีการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงานจะหาค่าของสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน $\mathbf{m}_\mathrm{d}$, $\mathbf{m}_\mathrm{i}$ จากเงื่อนไขแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้าในสมการที่ (1.14) และ (1.15) โดยที่ตัวแปร $\boldsymbol{\psi}^*$ คือสเปซเวกเตอร์ขนาดหนึ่งหน่วยที่กำหนดมุมเฟสของกระแสด้านเข้า และสัญลักษณ์ “*” คือค่าคำสั่ง

$$\mathbf{v}_o^* = \frac{3}{2}(\mathbf{v}_\mathbf{i}\bar{\mathbf{m}}_\mathbf{i}) + \frac{3}{2}(\bar{\mathbf{v}}_\mathbf{i}\mathbf{m}_\mathbf{d}) \tag{1.14}$$

$$\mathbf{Re}[(\mathbf{i}_i\, j\bar{\boldsymbol{\psi}}^*] = \mathbf{Re}[(\mathbf{i}_o\mathbf{m}_i + \bar{\mathbf{i}}_o\mathbf{m}_d)\, j\bar{\boldsymbol{\psi}}^*] = 0 \tag{1.15}$$

$\mathbf{m}_\mathrm{d}$, $\mathbf{m}_\mathrm{i}$ ที่สอดคล้องตามสมการที่ (1.14) – (1.15) จะเป็นดังสมการที่ (1.16) – (1.17) โดย $\mathbf{m}_\mathrm{dA}$, $\mathbf{m}_\mathrm{iA}$ เป็นพจน์คำตอบเฉพาะของสมการ และ $\mathbf{m}_\mathrm{dB}$, $\mathbf{m}_\mathrm{iB}$ เป็นพจน์คำตอบทั่วไปของสมการ $0 = \mathbf{v}_\mathbf{i}\bar{\mathbf{m}}_\mathbf{i} + \bar{\mathbf{v}}_\mathbf{i}\mathbf{m}_\mathbf{d}$ และ $0 = \mathbf{i}_o\mathbf{m}_i + \bar{\mathbf{i}}_o\mathbf{m}_d$ ตัวแปร λ และ $\mathbf{m}_0$ เป็นตัวแปรอิสระที่สามารถพิจารณาเลือกค่าที่เหมาะสม เพื่อใช้กำหนดรูปแบบการสวิตช์ได้ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้า

$$\mathbf{m}_d = \overbrace{\frac{\mathbf{v}_o^*\boldsymbol{\psi}^*}{3\mathbf{Re}(\mathbf{v}_i\bar{\boldsymbol{\psi}}^*)}}^{\mathbf{m}_\mathrm{dA}} + \overset{\mathbf{m}_\mathrm{dB}}{\frac{\lambda}{\bar{\mathbf{v}}_i\bar{\mathbf{i}}_o}} \tag{1.16}$$

$$\mathbf{m}_i = \overbrace{\frac{\bar{\mathbf{v}}_o^*\boldsymbol{\psi}^*}{3\mathbf{Re}(\mathbf{v}_i\bar{\boldsymbol{\psi}}^*)}}^{\mathbf{m}_\mathrm{iA}} - \overset{\mathbf{m}_\mathrm{iB}}{\frac{\lambda}{\bar{\mathbf{v}}_i\mathbf{i}_o}} \tag{1.17}$$

หากนำสมการที่ (1.16) – (1.17) แทนในสมการที่ (1.12) จะพบว่าพจน์ $\mathbf{m}_{\mathrm{dA}}$, $\mathbf{m}_{\mathrm{iA}}$ ให้แรงดันด้านออกคำสั่ง $\mathbf{v}_o^*$ เท่ากับแรงดันด้านออก $\mathbf{v}_o$ และพจน์ $\mathbf{m}_{\mathrm{dB}}$, $\mathbf{m}_{\mathrm{iB}}$ จะให้แรงดันด้านออกคำสั่ง $\mathbf{v}_o^*$ เท่ากับศูนย์ หากนำสมการที่ (1.16) – (1.17) แทนในสมการที่ (1.13) พบว่าพจน์ $\mathbf{m}_{\mathrm{dA}}$, $\mathbf{m}_{\mathrm{iA}}$ ให้กระแสด้านเข้า $\mathbf{i}_i$ มีเฟสตรงกับ $\boldsymbol{\psi}^*$ และพจน์ $\mathbf{m}_{\mathrm{dB}}$, $\mathbf{m}_{\mathrm{iB}}$ จะให้กระแสด้านเข้า $\mathbf{i}_i$ เท่ากับศูนย์ กล่าวคือเราสามารถปรับปรับขนาดของแรงดันด้านออกและมุมเฟสของกระแสด้านเข้าผ่านพจน์ $\mathbf{m}_{\mathrm{dA}}$, $\mathbf{m}_{\mathrm{iA}}$ ได้ ในขณะที่พจน์ $\mathbf{m}_{\mathrm{dB}}$, $\mathbf{m}_{\mathrm{iB}}$ ไม่ส่งผลต่อแรงดันด้านออกและมุมเฟสของกระแสด้านเข้า เมื่อนำสมการที่ (1.16) และ (1.17) แทนลงในสมการที่ (1.7) – (1.9) จะได้สเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน $\mathbf{m}_1, \mathbf{m}_2, \mathbf{m}_3$ ดังสมการที่ (1.18)

$$\begin{aligned}\mathbf{m}_k &= \underbrace{\frac{2}{3}\frac{\mathbf{Re}(\mathbf{v}_o^* e^{j(k-1)\frac{2\pi}{3}})}{\mathbf{Re}(\mathbf{v}_i\bar{\boldsymbol{\psi}}^*)}\boldsymbol{\psi}^*}_{\mathbf{A}_k} + \underbrace{j\frac{2\lambda\mathbf{Re}(\mathbf{i}_o j e^{j(k-1)\frac{2\pi}{3}})}{v_i^2 i_o^2}\mathbf{v}_i}_{\lambda\mathbf{B}_k} + \mathbf{m}_0, k = 1,2,3 \\ &= \mathbf{A}_k + \lambda\mathbf{B}_k + \mathbf{m}_0\end{aligned} \tag{1.18}$$

จากสมการที่ (1.18) พจน์ $\mathbf{A}_k$ เกิดจากการรวมกันของ $\mathbf{m}_{\mathrm{dA}}$ และ $\mathbf{m}_{\mathrm{iA}}$, พจน์ $\lambda\mathbf{B}_k$ เกิดจากการรวมกันของ $\mathbf{m}_{\mathrm{dB}}$ และ $\mathbf{m}_{\mathrm{iB}}$ ทำให้ $\mathbf{A}_k$ เป็นพจน์สำหรับควบคุมแรงดันด้านออกและมุมเฟสของกระแสด้านเข้า, $\lambda\mathbf{B}_k$ และ $\mathbf{m}_0$ เป็นพจน์ที่ไม่ส่งผลต่อแรงดันด้านออกและมุมเฟสของกระแสด้านเข้า เราจึงสามารถใช้พจน์ดังกล่าวปรับรูปแบบการสวิตซ์โดยไม่ส่งผลต่อแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้าได้

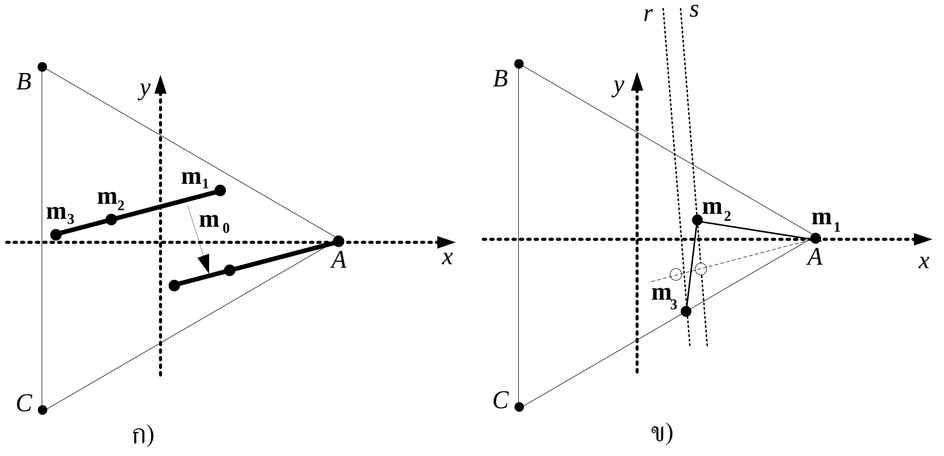
1.3.2 แนวทางการเลือกฟังก์ชันการมอดูเลตของสเปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงาน

ในงานวิจัย [4] กำหนดให้ $\lambda = 0$ ทำให้จุดปลายของสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน $\mathbf{m}_1, \mathbf{m}_2, \mathbf{m}_3$ ที่คำนวณจากสมการที่ (1.18) จะเรียงเป็นเส้นตรงภายในสามเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 1.6 ก) โดยมีมุมเดียวกันกับสเปซเวกเตอร์ $\boldsymbol{\psi}^*$ ความยาวของเส้นตรงขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและตัวประกอบกำลังด้านเข้า เส้นตรงดังกล่าวสามารถเลื่อนไปมาภายในสามเหลี่ยมได้จากการบวกสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงานลำดับศูนย์ $\mathbf{m}_0$ รูปแบบการสวิตซ์ที่เป็นไปได้โดยการเลือกค่า $\mathbf{m}_0$ ที่เหมาะสมจะมีจำนวนครั้งการสวิตซ์อยู่ที่ 8, 10 หรือ 12 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ เห็นได้ว่าจำนวนครั้งการสวิตซ์ต่ำสุดที่ได้จากงานวิจัย [4] ยังมีจำนวนสูงถึง 8 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ ทำให้มีกำลังสูญเสียจากการสวิตซ์มากกว่าอินเวอร์เตอร์สามระดับทั่วไปที่มีจำนวนครั้งการสวิตซ์อยู่ที่ 6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์

งานวิจัย [5] ได้นำเสนอเทคนิคในการลดจำนวนครั้งการสวิตซ์โดยการเลือกตัวแปรอิสระ λ และ $\mathbf{m}_0$ ที่เหมาะสม ในขั้นตอนแรกจะกำหนดให้ $\lambda = 0$ และใช้ $\mathbf{m}_0$ เพื่อเลื่อนจุดปลายด้านหนึ่งของเส้นตรงมาอยู่ที่มุมของสามเหลี่ยม ABC กล่าวคือทำให้สเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน (ในรูปที่ 1.6 ก) คือ $\mathbf{m}_1$) มีจุดปลายอยู่ที่ยอดของสามเหลี่ยม ABC ซึ่งหมายความว่าเฟส u ด้านออกจะเชื่อมต่อกับเฟส R ด้านเข้าตลอดเวลาและจะไม่มีการสวิตซ์ในคาบการสวิตซ์นั้น จากนั้นใช้ค่าตัวแปรอิสระ λ เลื่อนสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงานอีกสองตัวที่เหลือ (ในที่นี้คือ $\mathbf{m}_2$ และ $\mathbf{m}_3$) ตามแนวเส้นตรง r, s (ทิศทางตั้งฉากกับสเปซเวกเตอร์แรงดันด้านเข้า) ดังรูปที่ 1.6 ข) เพื่อให้ $\mathbf{m}_2$ หรือ $\mathbf{m}_3$ เคลื่อนไปอยู่บนขอบของสามเหลี่ยม กล่าวคือเกิดการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการสวิตซ์จากแบบขั้วคู่ไปเป็นแบบขั้วเดี่ยวหรือแบบสองขั้ว ตัวแปรอิสระ λ จะถูกคำนวณสำหรับทุกกรณีที่ $\mathbf{m}_2$ หรือ $\mathbf{m}_3$ อยู่บนขอบของสามเหลี่ยม ABC จากค่า λ เหล่านั้น งานวิจัย [5] เสนอให้เลือกใช้ค่า λ ที่น้อยที่สุด

จากตัวอย่างดังรูปที่ 1.6 ข) จะเห็นได้ว่าสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน $\mathbf{m}_3$ ถูกเคลื่อนไปอยู่บนขอบของสามเหลี่ยมทำให้มีจำนวนครั้งการสวิตซ์เพียง 2 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ ในขณะที่ $\mathbf{m}_2$ ถูกเคลื่อนไปอยู่ภายในพื้นที่สามเหลี่ยม ABC ซึ่งจะทำให้มีจำนวนครั้งการสวิตซ์ 4 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ จำนวนครั้งการสวิตซ์ที่เกิดขึ้นทั้งหมดจากรูปแบบการสวิตซ์นี้คือ 6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ ทั้งนี้ปัญหาที่พบในวิธีการมอดูเลตตามแนวคิดของเปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงานมีดังนี้

1. มีความซับซ้อนในการคำนวณสูง
2. ขั้นตอนการคำนวณไม่เชื่อมโยงกับแรงดันและกระแสเฟสโดยตรง ทำให้ยากต่อการเข้าใจวิธีการมอดูเลต
3. ไม่อาจกำหนดรูปแบบการสวิตซ์ที่เกิดขึ้นได้



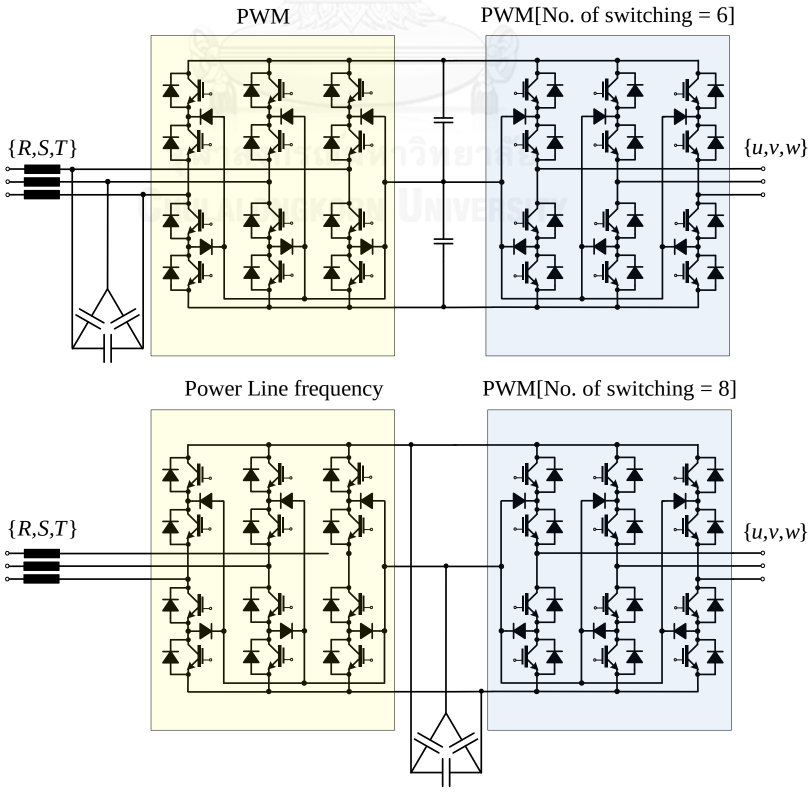
รูปที่ 1.6 ก) ใช้ $\mathbf{m}_0$ เพื่อเลื่อนตำแหน่งให้ปลายเส้นตรงด้านหนึ่งอยู่ที่มุมของสามเหลี่ยม ABC

ข) ใช้ตัวแปรอิสระ λ และ $\mathbf{m}_0$ ในการลดจำนวนครั้งการสวิตซ์

1.4 สรุปปัญหาและข้อจำกัดในงานวิจัยที่ผ่านมา

จากปัญหากำลังสูญเสียเนื่องจากสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลัง งานวิจัย [1] ได้นำเสนอคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร (S3L-BTB) ซึ่งเป็นโครงสร้างที่มีกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ต่ำมากเมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิม (3L-BTB) แต่อย่างไรก็ตาม ภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงสร้าง S3L-BTB ยังมีจำนวนครั้งการสวิตช์สูงถึง 8 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ ในขณะที่อินเวอร์เตอร์สามระดับทั่วไปมีการสวิตช์เพียง 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ ส่งผลให้กำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์และการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าในภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงสร้าง S3L-BTB สูงกว่าอินเวอร์เตอร์สามระดับทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 1.7

เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของโครงสร้าง S3L-BTB งานวิจัยนี้จึงมีแนวคิดในการลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ให้เหลือ 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์เทียบเท่ากับอินเวอร์เตอร์สามระดับทั่วไป ที่ผ่านมามีงานวิจัยเกี่ยวกับเทคนิคการมอดูเลตเพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ [4], [5] ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของคอนเวอร์เตอร์แบบ S3L-BTB ได้ แต่เทคนิคดังกล่าวมีความซับซ้อนในการคำนวณสูง, ขั้นตอนการคำนวณไม่เชื่อมโยงกับแรงดันและกระแสเฟสโดยตรง ทำให้ยากต่อการเข้าใจวิธีการมอดูเลต อีกทั้งไม่อาจกำหนดรูปแบบการสวิตช์ที่เกิดขึ้นได้



รูปที่ 1.7 ลักษณะการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ บน) แบบ 3L-BTB ล่าง) แบบ S3L-BTB

1.5 เป้าหมายของงานวิจัย

งานวิจัยนี้มีเป้าหมายที่จะลดกำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ในคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร โดยนำเอาเทคนิคการมอดูเลตสำหรับลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ [6] มาประยุกต์ใช้ เพื่อให้คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรมีประสิทธิภาพที่สูงยิ่งขึ้น ซึ่งวิธีการมอดูเลตที่พัฒนาขึ้นใหม่จะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. ขั้นตอนและการคำนวณง่าย, ไม่ซับซ้อน
2. ขั้นตอนการคำนวณใช้ค่ากระแสและแรงดันเฟสโดยตรง ทำให้ง่ายต่อการเข้าใจวิธีการมอดูเลต
3. สามารถกำหนดรูปแบบการสวิตช์ได้

1.6 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. พัฒนาเทคนิคการมอดูเลตสำหรับลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของวงจรสามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร
2. ทดสอบความถูกต้องของแนวคิดที่นำเสนอ โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และการทดลองจริง

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ – ด้านวิชาการและด้านประยุกต์

1. สามารถพัฒนาคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น และนำไปใช้ทดแทนคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิมได้
2. เป็นการยืนยันว่าเทคนิคการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังได้

1.8 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงานวิจัย

1. ศึกษาคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังโครงสร้างดั้งเดิมและโครงสร้างใหม่ รวมทั้งงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้อง
2. จำลองการทำงานคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรที่มีรูปแบบการสวิตช์ตามงานวิจัย [1]
3. ศึกษาเทคนิคการมอดูเลตเพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ และนำไปประยุกต์ใช้กับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร พร้อมทั้งจำลองผลการทำงานเพื่อยืนยันความถูกต้อง
4. ออกแบบซอฟต์แวร์ และทำฮาร์ดแวร์สำหรับทดสอบการทำงานในเชิงปฏิบัติ
5. เก็บข้อมูลการทดลอง
6. ประเมินผล และสรุปผลการทดลอง
7. เขียนวิทยานิพนธ์

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

บทที่ 2

ทฤษฎีการมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร

เนื้อหาในบทนี้ส่วนแรกจะพูดถึงการคำนวณเมทริกซ์การมอดูเลตของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ เนื้อหาส่วนถัดจะมากล่าวถึงการนำเมทริกซ์การมอดูเลตที่ได้มาสร้างเป็นสัญญาณขับนำสวิตช์โดยเปรียบเทียบคลื่นพาห์แบบขั้วคู่ (Double-carrier-based modulation) และสุดท้ายจะกล่าวถึงแนวทางการลดจำนวนครั้งการสวิตช์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร

2.1 การมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรโดยใช้มุมมองการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

ภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรต้องสามารถสร้างแรงดันด้านออกที่ต้องการพร้อมทั้งควบคุมกระแสด้านเข้าที่บัสไฟตรงได้ จึงจำเป็นต้องนำเทคนิคการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้เพื่อควบคุมการสวิตช์ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้ากับแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้ากับกระแสด้านออกผ่านเมทริกซ์การมอดูเลตเป็นดังแสดงในสมการที่ (2.1) - (2.3)

$$\overbrace{\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix}}^{\mathbf{v}_O} = \overbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}}^{\mathbf{M}} \overbrace{\begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix}}^{\mathbf{v}_i} \Leftrightarrow \mathbf{v}_o = \mathbf{M}\mathbf{v}_i \qquad (2.1)$$

$$\overbrace{\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix}}^{\mathbf{i}_i} = \overbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}^T}^{\mathbf{M}^T} \overbrace{\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}}^{\mathbf{i}_O} \Leftrightarrow \mathbf{i}_i = \mathbf{M}^T\mathbf{i}_o \qquad (2.2)$$

$$\mathbf{M} = [m_{ij}] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \qquad (2.3)$$

โดยที่ $\mathbf{v}_o$ คือ เวกเตอร์แรงดันด้านออกขณะหนึ่ง

$\mathbf{v}_i$ คือ เวกเตอร์แรงดันด้านเข้าขณะหนึ่ง

$\mathbf{i}_o$ คือ เวกเตอร์กระแสด้านออกขณะหนึ่ง

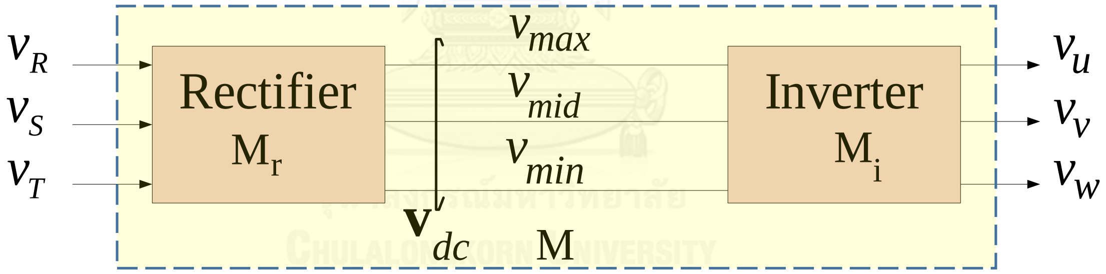
$\mathbf{i}_i$ คือ เวกเตอร์กระแสด้านเข้าขณะหนึ่ง

“*” คือค่าคำสั่ง

<u>หมายเหตุ</u> ในบทนี้เราจะแสดงสเปซเวกเตอร์ซึ่งเป็นเวกเตอร์สองมิติในระนาบ x-y ด้วยสัญลักษณ์เดียวกันกับเวกเตอร์สามมิติของปริมาณสามเฟส (กล่าวคือปริมาณในเฟส R,S,T หรือ u,v,w) ทั้งนี้เราสามารถแยกแยะได้ว่าสัญลักษณ์ดังกล่าวหมายถึง สเปซเวกเตอร์สองมิติ หรือเวกเตอร์สามมิติของปริมาณสามเฟสได้โดยพิจารณาจากบริบทของเนื้อหาหรือสมการนั้น ๆ

จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) ค่าวัฏจักรงาน m_{ij} ของเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}$ คือช่วงเวลาในการเชื่อมต่อกันระหว่างเฟสด้านออกและเฟสด้านเข้าคอนเวอร์เตอร์ กล่าวได้ว่าเราสามารถใช้เมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}$ ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ให้สามารถแปลงผันแรงดันด้านออกและควบคุมกระแสด้านเข้าได้ เมทริกซ์การมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ดังแสดงในสมการที่ (2.3) มีเงื่อนไขคือ $0 \le m_{ij} \le 1$ และ $\sum_{j=1}^{3} m_{ij} = 1,\ i = \{u,v,w\},\ \ j = \{1,2,3\}$

2.2 แนวคิดการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อม



รูปที่ 2.1 การทำงานของ S3L-BTB ในมุมมองเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อม

โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังมีแนวคิดการทำงานเช่นเดียวกับแนวคิดการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อม กล่าวคือมีการแบ่งเป็นภาควงจรเรียงกระแสและภาควงจรอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.1 เพื่อให้สามารถนำเทคนิคการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางตรงมาประยุกต์ใช้กับโครงสร้าง S3L-BTB จึงจำเป็นต้องมองการทำงานของวงจรตามแนวคิดการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อม

จากแนวคิดข้างต้นเราจึงแบ่งเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}$ ออกเป็น 2 ส่วนคือ 1) เมทริกซ์การมอดูเลตของภาควงจรเรียงกระแส ($\mathbf{M}_r$) ทำหน้าที่แปลงผันแรงดันไฟสลับด้านเข้า เป็นแรงดันบัสไฟตรงดังแสดงในสมการ (2.4) และแปลงผันกระแสบัสไฟตรงเป็นกระแสไฟสลับด้านเข้าดังสมการที่ (2.5) และ 2) เมทริกซ์การมอดูเลตของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ ($\mathbf{M}_i$) ทำหน้าที่แปลงผันแรงดันบัสไฟตรงเป็นแรงดันด้านออกดังสมการที่ (2.6) และแปลงผันกระแสด้านออกเป็นกระแสบัสไฟตรงดังสมการที่ (2.7) โดยความสัมพันธ์ระหว่างเมทริกซ์การมอดูเลตทางตรง $\mathbf{M}$ กับเมทริกซ์การมอดูเลตทางอ้อมของภาควงจรเรียงกระแสและภาควงจรอินเวอร์เตอร์เป็นไปดังสมการที่ (2.8) ตัวแปรต่าง ๆ ของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรมีนิยามแสดงดังรูปที่ 2.2

$$\mathbf{v}_{dc} = \mathbf{M}_r \mathbf{v}_i \tag{2.4}$$

$$\mathbf{i}_i = \mathbf{M}_r^T \mathbf{i}_{dc}^{(r)} \tag{2.5}$$

$$\mathbf{v}_o = \mathbf{M}_i \mathbf{v}_{dc} \tag{2.6}$$

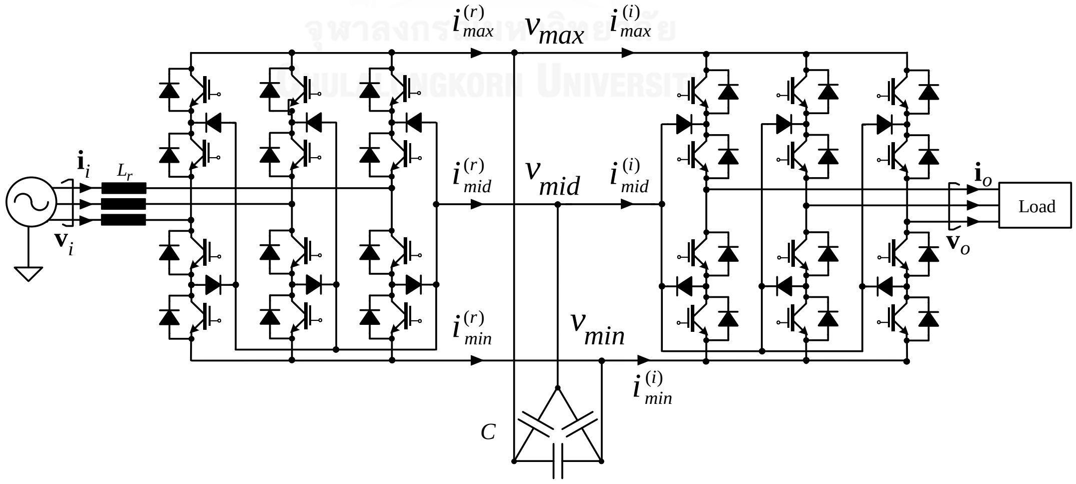
$$\mathbf{i}_{dc}^{(i)} = \mathbf{M}_i^T \mathbf{i}_o \tag{2.7}$$

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_i \mathbf{M}_r \tag{2.8}$$

โดยที่ $\mathbf{v}_{dc}$ คือเวกเตอร์แรงดันบัสไฟตรง

$\mathbf{i}_{dc}^{(r)}$ คือเวกเตอร์กระแสบัสไฟตรง ฝั่งภาควงจรเรียงกระแส $=[i_{\max}^{(r)}, i_{\text{mid}}^{(r)}, i_{\min}^{(r)}]^{\text{T}}$

$\mathbf{i}_{dc}^{(i)}$ คือเวกเตอร์กระแสบัสไฟตรง ฝั่งภาควงจรอินเวอร์เตอร์ $=[i_{\max}^{(i)}, i_{\text{mid}}^{(i)}, i_{\min}^{(i)}]^{\text{T}}$



รูปที่ 2.2 นิยามตัวแปรในคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย CHULALONGKORN UNIVERSITY

2.2.1 เมทริกซ์การมอดูเลตของภาควงจรเรียงกระแส

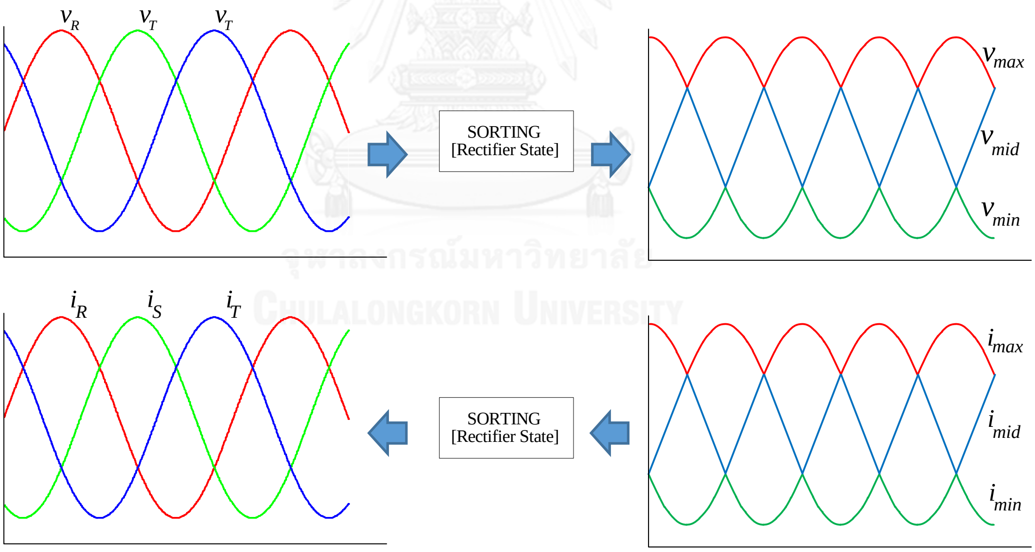
ภาควงจรเรียงกระแสมีหน้าที่จัดเรียงแรงดันด้านเข้า (v_R, v_S, v_T) ให้เป็นแรงดันค่าสูงสุด, แรงดันค่ากลาง และแรงดันค่าต่ำสุดของแรงดันด้านเข้า ($v_{max}, v_{mid}, v_{min}$) ดังสมการที่ (2.9) - (2.12) อีกทั้งทำหน้าที่แปลงผันกระแสบัสไฟตรง ($i_{max}, i_{mid}, i_{min}$) เป็นกระแสด้านเข้า ($i_R, i_S, i_T$) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 วงจรเรียงกระแสของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ไม่ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบ PWM แต่จะสวิตช์ที่ความถี่สายกำลัง 50 Hz โดยมีการเปลี่ยนแปลงสถานะการสวิตช์ในทุกๆ 60 องศาดังตารางที่ 2.1

$$\mathbf{v}_{dc} = [v_{max}, v_{mid}, v_{min}]^{\mathrm{T}} \tag{2.9}$$

$$v_{max} = \max(v_R, v_S, v_T) \tag{2.10}$$

$$v_{mid} = \mathrm{mid}(v_R, v_S, v_T) \tag{2.11}$$

$$v_{min} = \min(v_R, v_S, v_T) \tag{2.12}$$



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

รูปที่ 2.3 การทำงานของภาควงจรเรียงกระแส

ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้าและแรงดันบัสไฟตรง

เซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า	แรงดันด้านเข้า	แรงดันบัสไฟตรง			เมทริกซ์การมอดูเลตของภาคจงจรเรียงกระแส $\mathbf{M}_r$
		v_{max}	v_{mid}	v_{min}	
1	$v_R > v_S > v_T$	v_R	v_S	v_T	$\begin{bmatrix}1&0&0\\0&1&0\\0&0&1\end{bmatrix}$
2	$v_S > v_R > v_T$	v_S	v_R	v_T	$\begin{bmatrix}0&1&0\\1&0&0\\0&0&1\end{bmatrix}$
3	$v_S > v_T > v_R$	v_S	v_T	v_R	$\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&1\\1&0&0\end{bmatrix}$
4	$v_T > v_S > v_R$	v_T	v_S	v_R	$\begin{bmatrix}0&0&1\\0&1&0\\1&0&0\end{bmatrix}$
5	$v_T > v_R > v_S$	v_T	v_R	v_S	$\begin{bmatrix}0&0&1\\1&0&0\\0&1&0\end{bmatrix}$
6	$v_R > v_T > v_S$	v_R	v_T	v_S	$\begin{bmatrix}1&0&0\\0&0&1\\0&1&0\end{bmatrix}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

เห็นได้ว่าหน้าที่ของภาคจงจรเรียงกระแสมีเพียงการจัดเรียงลำดับแรงดันและกระแสดังที่กล่าวไว้ข้างต้น ไม่ได้มีหน้าที่แปลงผันแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงที่คงที่และควบคุมมุมเฟสของกระแสด้านเข้าเหมือนคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังโครงสร้างดั้งเดิม จึงไม่จำเป็นต้องใช้เทคนิคการสวิตช์แบบ PWM แต่จะสวิตช์ที่ความถี่กำลัง (50 Hz) ตามเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}_r$ ดังตารางที่ 2.1 ส่งผลให้กำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์และการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าลดลงมาก

2.1.2 เมทริกซ์การมอดูเลตของภาคจงจรอินเวอร์เตอร์

งานวิจัย [7] ได้นำเสนอคำตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงซึ่งงานวิจัย [1] ได้นำมาประยุกต์ใช้กับภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงสร้าง S3L-BTB และได้ค่าเมทริกซ์การมอดูเลตของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ดังแสดงในสมการที่ (2.13) – (2.18)

$$\mathbf{M}_i = \mathbf{M}'_{\mathrm{U}} + (-1)^{n+1}\mathbf{M}'_{\mathrm{I}} + (-1)^{n+1}\mathbf{M}'_{\mathrm{N}} + \mathbf{M}'_0 = \begin{bmatrix} m_{u1} & m_{u2} & m_{u3} \\ m_{v1} & m_{v2} & m_{v3} \\ m_{w1} & m_{w2} & m_{w3} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

โดยที่

$$\mathbf{M}'_{\mathrm{U}} = \frac{\mathbf{v}_o^* \mathbf{v}_{dc}^T}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2} = \frac{1}{v_{max}^2 + v_{mid}^2 + v_{min}^2} \begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{max} & v_{mid} & v_{min} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\mathbf{M}'_{\mathrm{I}} = \frac{k_1 \mathbf{i}_o (\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2} = \frac{k_1}{\sqrt{3}(v_{max}^2 + v_{mid}^2 + v_{min}^2)} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{min} - v_{mid} & v_{max} - v_{min} & v_{mid} - v_{max} \end{bmatrix}$$

(2.15)

$$\mathbf{M}'_{\mathrm{N}} = \frac{k_2 \mathbf{J}\mathbf{i}_o (\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2} = \frac{k_2}{3(v_{max}^2 + v_{mid}^2 + v_{min}^2)} \begin{bmatrix} i_w - i_v \\ i_u - i_w \\ i_v - i_u \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{min} - v_{mid} & v_{max} - v_{min} & v_{mid} - v_{max} \end{bmatrix}$$

(2.16)

$$\mathbf{M}'_0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X' & Y' & Z' \end{bmatrix} \qquad ;\ X' + \mathrm{Y}' + \mathrm{Z}' = 1,\ 0 \le X', \mathrm{Y}', \mathrm{Z}' \le 1 \quad (2.17)$$

$$\mathbf{J} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

จากสมการข้างต้นเมทริกซ์ $\mathbf{J}$ คือเมทริกซ์การหมุน 90 องศา, k_1 คือ พารามิเตอร์อิสระที่ใช้เพื่อควบคุมตัวประกอบกำลังด้านเข้า, k_2 คือ พารามิเตอร์อิสระที่ใช้เพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์ และ $X', \mathrm{Y}', \mathrm{Z}'$ ใช้กำหนดแรงดันลำดับศูนย์ของเมทริกซ์ $\mathbf{M}'_0$ ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

2.1.2.1 พิจารณาผลของเมทริกซ์ $\mathbf{M}_{\mathrm{U}}^{'}$

เมื่อนำเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}_{\mathrm{U}}^{'}$ คูณกับแรงดันบัสไฟตรงตามสมการที่ (2.6) พบว่าในด้านการสร้างแรงดันด้านออกเมทริกซ์ $\mathbf{M}_{\mathrm{U}}^{'}$ สามารถสร้างแรงดันด้านออกคำสั่งได้ดังสมการที่ (2.19) และหากนำเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}_{\mathrm{U}}^{'}$ คูณกับกระแสด้านออกตามสมการที่ (2.7) พบว่าในด้านการสร้างกระแสบัสไฟตรง เมทริกซ์ $\mathbf{M}_{\mathrm{U}}^{'}$ สามารถสร้างกระแสบัสไฟตรงที่มีเฟสตรงกับแรงดันบัสไฟตรงดังสมการที่ (2.19) จึงกล่าวได้ว่า $\mathbf{M}_{\mathrm{U}}^{'}$ คือเมทริกซ์ที่ทำหน้าที่สร้างแรงดันด้านออกและสร้างกำลังจริง

$$\mathbf{v}_o = \mathbf{M}_U^{'}\mathbf{v}_{dc} = \left(\frac{\mathbf{v}_o^*\mathbf{v}_{dc}^T}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2}\right)\mathbf{v}_{dc}$$
$$\mathbf{v}_o = \mathbf{v}_o^*\left(\frac{\mathbf{v}_{dc}^T\mathbf{v}_{dc}}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2}\right) = \mathbf{v}_o^* \tag{2.19}$$

$$\mathbf{i}_{dc}^{(i)} = \mathbf{M}_U^{'\,T}\mathbf{i}_o = \left(\frac{\mathbf{v}_o^*\mathbf{v}_{dc}^T}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2}\right)^T\mathbf{i}_o = \frac{\mathbf{v}_{dc}\mathbf{v}_o^{*T}}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2}\mathbf{i}_o$$
$$\mathbf{i}_{dc}^{(i)} = \mathbf{v}_{dc}\left(\frac{\mathbf{v}_o^{*T}\mathbf{i}_o}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2}\right) \tag{2.20}$$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

2.1.2.1 พิจารณาผลของเมทริกซ์ $\mathbf{M}_{\mathrm{I}}^{'}$

เมื่อนำเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}_{\mathrm{I}}^{'}$ มาคูณกับแรงดันบัสไฟตรงตามสมการที่ (2.6) และคูณกับกระแสด้านออกตามสมการที่ (2.7) พบว่าในด้านการสร้างแรงดันด้านออกเมทริกซ์ $\mathbf{M}_{\mathrm{I}}^{'}$ ไม่ส่งผลต่อการสร้างแรงดันด้านออกตามสมการที่ (2.21) ในด้านการสร้างกระแสบัสไฟตรงเมทริกซ์ $\mathbf{M}_{\mathrm{I}}^{'}$ สามารถสร้างกระแสบัสไฟตรงที่มีมุมเฟสตั้งฉากกับแรงดันบัสไฟตรง (กระแสรีแอกทีฟ) ตามสมการที่ (2.22) กล่าวคือเมทริกซ์ $\mathbf{M}_{\mathrm{I}}^{'}$ คือเมทริกซ์ที่ทำหน้าที่ควบคุมกำลังรีแอกทีฟด้านเข้าผ่านพารามิเตอร์อิสระ k_1

ขอบเขตของงานวิจัยนี้ต้องการให้กระแสด้านเข้าและแรงดันด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรมีเฟสตรงกัน ดังนั้นภาควงจรอินเวอร์เตอร์จึงต้องควบคุมกระแสบัสไฟตรงให้มีมุมเฟสตรงกับแรงดันบัสไฟตรง ซึ่งสามารถทำได้โดยกำหนดพารามิเตอร์อิสระ $k_1 = 0$ เพื่อให้ภาควงจรอินเวอร์เตอร์รับเฉพาะกำลังจริงจากบัสไฟตรง

$$\mathbf{v}_o = \mathbf{M}_I^{'}\mathbf{v}_{dc} = \left(\frac{k_1\mathbf{i}_o(\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T}{\left\|\mathbf{v}_{dc}\right\|^2}\right)\mathbf{v}_{dc}$$

$$\mathbf{v}_o = \left(\frac{k_1\mathbf{i}_o}{\left\|\mathbf{v}_{dc}\right\|^2}\right)(\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T\mathbf{v}_{dc} = 0$$

(2.21)

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

$$\mathbf{i}_{dc}^{(i)} = \mathbf{M}_I^{'T}\mathbf{i}_o = \left(\frac{k_1\mathbf{i}_o(\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T}{\left\|\mathbf{v}_{dc}\right\|^2}\right)^T\mathbf{i}_o = \frac{k_1\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc}\mathbf{i}_o^T\mathbf{i}_o}{\left\|\mathbf{v}_{dc}\right\|^2}$$

$$\mathbf{i}_{dc}^{(i)} = \mathbf{J}\mathbf{v}_{dc}\left(\frac{k_1\left\|\mathbf{i}_o\right\|^2}{\left\|\mathbf{v}_{dc}\right\|^2}\right)$$

(2.22)

2.1.2.1 พิจารณาผลของเมทริกซ์ $\mathbf{M}_N^{'}$

เมื่อนำเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}_N^{'}$ มาคูณกับแรงดันบัสไฟตรงตามสมการที่ (2.6) และคูณกับกระแสด้านออกตามสมการที่ (2.7) พบว่าเมทริกซ์ $\mathbf{M}_N^{'}$ ไม่ส่งผลต่อการสร้างแรงดันด้านออก และไม่ส่งผลต่อการสร้างกระแสบัสไฟตรงดังสมการที่ (2.23) และ (2.24) ในขณะที่รูปแบบการสวิตซ์มีการเปลี่ยนแปลง จึงกล่าวได้ว่าเมทริกซ์ $\mathbf{M}_N^{'}$ คือเมทริกซ์ที่ทำหน้าที่ปรับรูปแบบการสวิชต์ โดยไม่ส่งผลต่อการสร้างแรงดันด้านออกและกระแสบัสไฟตรงผ่านพารามิเตอร์อิสระ k_2

$$\mathbf{v}_o = \mathbf{M}_N^{'}\mathbf{v}_{dc} = \left(\frac{k_2 \mathbf{J}\mathbf{i}_o (\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T}{\left\| \mathbf{v}_{dc} \right\|^2} \right) \mathbf{v}_{dc}$$

$$\mathbf{v}_o = \left(\frac{k_2 \mathbf{J}\mathbf{i}_o}{\left\| \mathbf{v}_{dc} \right\|^2} \right) (\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T \mathbf{v}_{dc} = 0 \tag{2.23}$$

$$\mathbf{i}_{dc}^{(i)} = \mathbf{M}_N^{'T}\mathbf{i}_o = \left(\frac{k_2 \mathbf{J}\mathbf{i}_o (\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T}{\left\| \mathbf{v}_{dc} \right\|^2} \right)^T \mathbf{i}_o$$

$$\mathbf{i}_{dc}^{(i)} = \left(\frac{k_2 \mathbf{J}\mathbf{v}_{dc}}{\left\| \mathbf{v}_{dc} \right\|^2} \right) \left(\mathbf{J}\mathbf{i}_o \right)^T \mathbf{i}_o = 0 \tag{2.24}$$

2.1.2.1 พิจารณาผลของเมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$

เมื่อนำเมทริกซ์การมอดูเลตลำดับศูนย์ $\mathbf{M}_0^{'}$ มาคูณกับแรงดันบัสไฟตรงตามสมการที่ (2.6) พบว่าแรงดันด้านออกที่ได้จะมีค่าเท่ากันทุกเฟส เมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$ จึงทำหน้าที่สร้างแรงดันลำดับศูนย์ v_z แต่จะไม่ส่งผลต่อแรงดันด้านระหว่างสายด้านออก เมื่อนำเมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$ มาคูณกับกระแสด้านออกดังสมการที่ (2.7) ภายใต้เงื่อนไข $i_u + i_v + i_w = 0$ จะพบว่ากระแสด้านเข้าที่บัสไฟตรงมีค่าเป็นศูนย์ จึงกล่าวได้ว่าเมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$ เป็นพารามิเตอร์อิสระที่สามารถปรับรูปแบบการสวิตซ์โดยไม่ส่งผลต่อแรงดันระหว่างสายด้านออกและกระแสบัสไฟตรง

เห็นได้ว่าเราสามารถปรับเปลี่ยนรูปแบบการสวิตช์เพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ได้จากการใช้เมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}_\mathrm{N}^{'}$ และเมทริกซ์การมอดูเลตลำดับศูนย์ $\mathbf{M}_0^{'}$ ร่วมกับเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}_\mathrm{U}^{'}$ เพื่อสร้างแรงดันด้านออก และกระแสบัสไฟตรงที่ต้องการ ทั้งนี้เมทริกซ์การมอดูเลตที่คำนวณได้เป็นเพียงค่าวัฏจักรงานของการใช้แรงดันบัสไฟตรงเพื่อสร้างแรงดันด้านออก หรือการใช้กระแสด้านออกเพื่อสร้างกระแสด้านเข้าที่ต้องการ ในทางปฏิบัติเราจำเป็นต้องนำค่าวัฏจักรงานของเมทริกซ์การมอดูเลตไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห์เพื่อให้ได้สัญญาณขับนำสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

2.3 เทคนิคการมอดูเลตสามระดับโดยอาศัยคลื่นพาห์แบบขั้วคู่ [8]

จากการทำงานของภาควงจรเรียงกระแสทำให้ได้แรงดันด้านเข้าของภาควงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแรงดันบัสไฟตรง ($v_{max}, v_{mid}, v_{min}$) สมการแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันด้านเข้ากับแรงดันด้านออกและกระแสด้านเข้ากับกระแสด้านออกของภาควงจรอินเวอร์เตอร์จึงเป็นดังสมการที่ (2.25) – (2.26) หากกำหนดให้แรงดันบัสไฟตรงบัสกลาง (v_{mid}) เป็นจุดอ้างอิงจะพบว่า แรงดันด้านออกสร้างจากแรงดันสองส่วนคือสร้างจากแรงดันฝั่งบวก ($\mathbf{u}_{\mathrm{p}}$) และสร้างจากแรงดันฝั่งลบ ($\mathbf{u}_{\mathrm{n}}$) ดังสมการที่ (2.27)

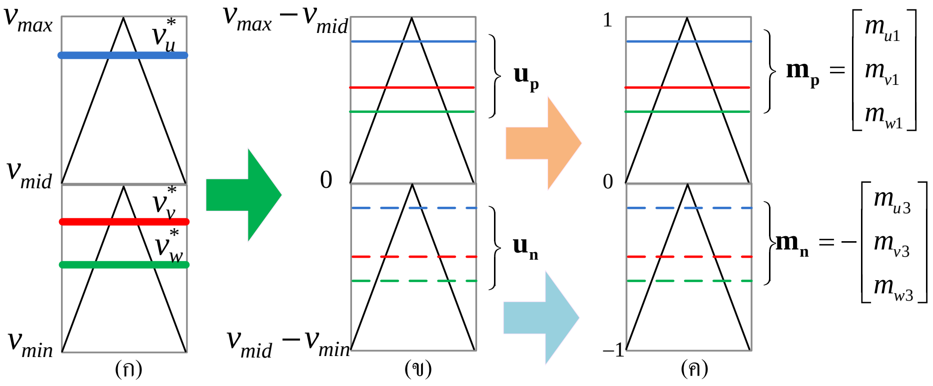
$$\overbrace{\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix}}^{\mathbf{v}_o} = \overbrace{\begin{bmatrix} m_{u1} & m_{u2} & m_{u3} \\ m_{v1} & m_{v2} & m_{v3} \\ m_{w1} & m_{w2} & m_{w3} \end{bmatrix}}^{\mathbf{M}_i} \overbrace{\begin{bmatrix} v_{max} \\ v_{mid} \\ v_{min} \end{bmatrix}}^{\mathbf{v}_{dc}} \tag{2.25}$$

$$\overbrace{\begin{bmatrix} i_{max} \\ i_{mid} \\ i_{min} \end{bmatrix}}^{\mathbf{i}_{dc}} = \overbrace{\begin{bmatrix} m_{u1} & m_{u2} & m_{u3} \\ m_{v1} & m_{v2} & m_{v3} \\ m_{w1} & m_{w2} & m_{w3} \end{bmatrix}^T}^{\mathbf{M}_i^T} \overbrace{\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}}^{\mathbf{i}_o} \tag{2.26}$$

ค่าแรงดัน $\mathbf{u}_{\mathrm{p}}, \mathbf{u}_{\mathrm{n}}$ ที่ได้จากสมการที่ (2.27) จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห์เพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ แต่ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องทำการปทัสถาน (Normalize) ค่าแรงดัน $\mathbf{u}_{\mathrm{p}}, \mathbf{u}_{\mathrm{n}}$ ด้วยขนาดของแรงดันบัสด้านบวกและด้านลบเสียก่อนเพื่อให้เหมาะสมกับสัญญาณพาห์ขนาดหนึ่งหน่วยที่ใช้ในทางปฏิบัติดังแสดงในรูปที่ 2.4

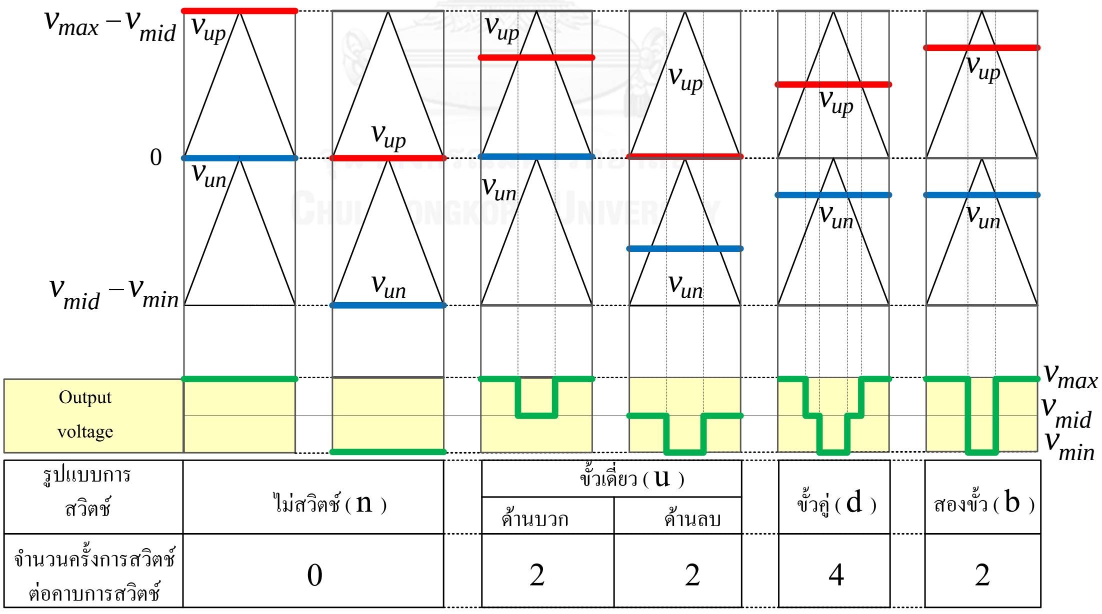
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

$$\begin{bmatrix} v_u - v_{mid} \\ v_v - v_{mid} \\ v_w - v_{mid} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_{u1} \\ m_{v1} \\ m_{w1} \end{bmatrix} (v_{max} - v_{mid})}_{\mathbf{u}_{\mathrm{p}}} - \underbrace{\begin{bmatrix} m_{u3} \\ m_{v3} \\ m_{w3} \end{bmatrix} (v_{mid} - v_{min})}_{\mathbf{u}_{\mathrm{n}}} \tag{2.27}$$



รูปที่ 2.4 ลักษณะการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาห์แบบขั้วคู่

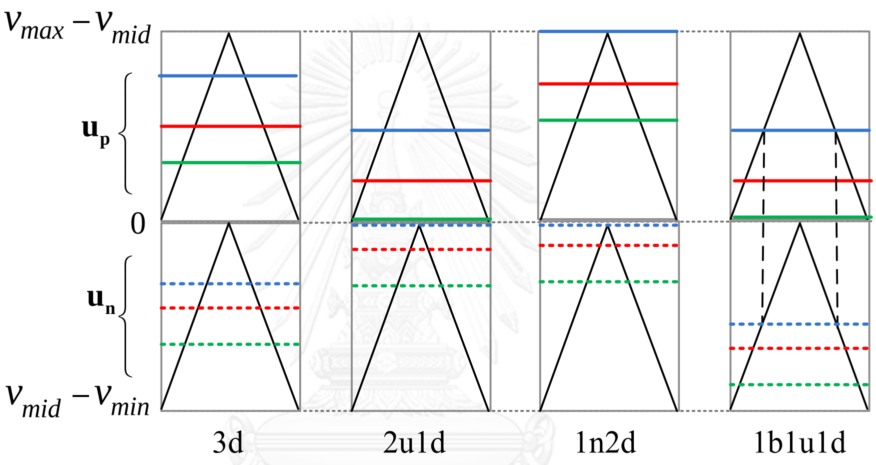
การนำแรงดัน $\mathbf{u}_p = [v_{up}\ v_{vp}\ v_{wp}]^T$ และ $\mathbf{u}_n = [v_{un}\ v_{vn}\ v_{wn}]^T$ ที่ได้จากเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}$ มาเปรียบเทียบกับคลื่นพาห์สองตัว ทำให้มีรูปแบบการสวิตช์ที่เป็นไปได้ทั้งหมด 4 รูปแบบคือ แบบขั้วเดี่ยว (unipolar), แบบขั้วคู่ (dipolar), แบบสองขั้ว (bipolar) และไม่มีการสวิตช์ (non-switching) ดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยที่ v_{up}, v_{un} คือแรงดันอ้างอิงเฟส u ของบัสบวกและบัสลบตามลำดับ



รูปที่ 2.5 รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดจากการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาห์แบบขั้วคู่

2.3.1 การเลือกรูปแบบการสวิตซ์จากเมทริกซ์การมอดูเลตลำดับศูนย์ ($\mathbf{M}_0^{'}$)

รูปแบบการสวิตซ์ในแต่ละเฟสขึ้นอยู่กับการเลือกแรงดันลำดับศูนย์ซึ่งสามารถกำหนดได้จากเมทริกซ์การมอดูเลตลำดับศูนย์ ($\mathbf{M}_0^{'}$) เพื่อความสะดวกในการอธิบายในที่นี้จะใช้ตัวอักษรย่อในการเรียกรูปแบบการสวิตซ์ เช่นกรณีที่มีการสวิตซ์แบบขั้วเดี่ยว (u) สองเฟส และมีการสวิตซ์แบบขั้วคู่ (d) หนึ่งเฟส รูปแบบการสวิตซ์โดยรวมของทั้งสามเฟสจะเรียกว่า “2u1d” เป็นต้น งานวิจัย [7] นำเสนอรูปแบบการสวิตซ์ที่สามารถเป็นไปได้ไว้ 4 ลักษณะคือ “3d”, “2u1d”, “1n2d” และ “1b1u1d”ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 รูปแบบการสวิตซ์ที่เกิดจากการปรับเปลี่ยนเมทริกซ์มอดูเลต $\mathbf{M}_0^{'}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

จากรูปที่ 2.5 และรูปที่ 2.6 พบว่ารูปแบบการสวิตซ์ที่สามารถเป็นไปได้เมื่อใช้เมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$ ร่วมกับเมทริกซ์ $\mathbf{M}_U^{'}$ ดังที่งานวิจัย [7] นำเสนอมีจำนวนครั้งการสวิตซ์ต่อคาบการสวิตซ์ดังนี้

1) รูปแบบการสวิตซ์แบบ “2u1d” มีการสวิตซ์ 8 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์
2) รูปแบบการสวิตซ์แบบ “1n2d” มีการสวิตซ์ 8 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์
3) รูปแบบการสวิตซ์แบบ “1b1u1d” มีการสวิตซ์ 8 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์
4) รูปแบบการสวิตซ์แบบ “3d” มีการสวิตซ์ 12 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์

เห็นได้ว่าการใช้เพียงเมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$ ร่วมกับเมทริกซ์ $\mathbf{M}_U^{'}$ ไม่สามารถให้รูปแบบที่มีจำนวนครั้งการสวิตซ์เป็น 6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์ได้ งานวิจัย [6] จึงนำเสนอวิธีสร้างรูปแบบการสวิตซ์ใหม่ที่ให้จำนวนครั้งการสวิตซ์เป็น 6 ครั้งต่อคาบการสวิตซ์โดยใช้เมทริกซ์ $\mathbf{M}_N^{'}$ ร่วมกับเมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$ และ $\mathbf{M}_U^{'}$ ดังจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

2.3.2 แนวทางการลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ในโครงสร้าง S3L-BTB

ภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงสร้าง S3L-BTB ใช้รูปแบบการสวิตช์ “2u1d” จึงมีจำนวนครั้งการสวิตช์ 8 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ นอกจากรูปแบบการสวิตช์ที่เป็นไปได้ดังรูปที่ 2.6 สมการคำตอบทั่วไปดังสมการ (2.13) ยังสามารถให้รูปแบบการสวิตช์เป็น “1n1u1d” หรือ “1n1b1d” ดังแสดงในงานวิจัย [8] ทำให้จำนวนครั้งการสวิตช์ลดลงเหลือเพียง 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ โดยการใช้พารามิเตอร์อิสระ k_2 ในเมทริกซ์ $\mathbf{M}_N^{'}$ ร่วมกับเมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$ แท้จริงแล้วเทคนิคการมอดูเลตเพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์โดยใช้วิธีสมการคำตอบทั่วไป [6] มีความสมมูลกับเทคนิคการลดจำนวนครั้งการสวิตช์โดยวิธีสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงาน [4], [5] ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

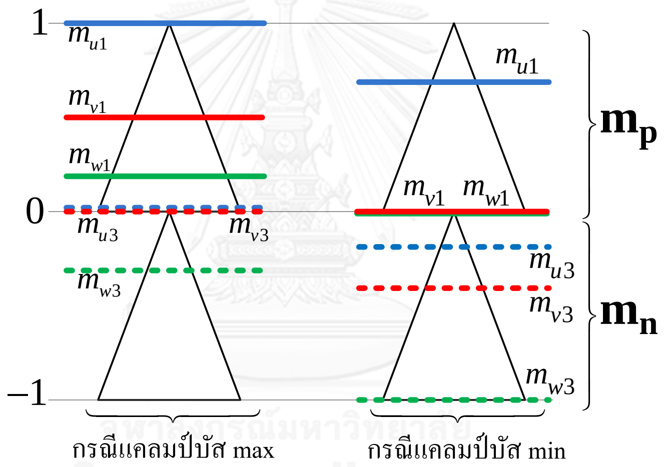
หากเปรียบเทียบจากสมการที่ (1.18) ของวิธีสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงานกับสมการที่ (2.13) ของสมการคำตอบทั่วไปจะเห็นว่าการใช้เวกเตอร์ $\mathbf{m}_0$ ของวิธีสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงานเปรียบเสมือนกับการใช้เมทริกซ์การมอดูเลตลำดับศูนย์ $\mathbf{M}_0^{'}$ ของสมการคำตอบทั่วไปในสมการที่ (2.13) ซึ่งตัวแปรดังกล่าวจะไม่มีผลกระทบต่อแรงดันด้านออกระหว่างสาย การใช้พจน์ $\lambda\mathbf{B}_\mathbf{k}$ ของวิธีสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงานไม่ส่งผลต่อการสร้างกระแสบัสไฟตรงและแรงดันด้านออกเช่นเดียวกับเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}_N^{'}$ ของสมการคำตอบทั่วไป ทำให้สามารถใช้พารามิเตอร์ดังกล่าวปรับเปลี่ยนรูปแบบการสวิตช์โดยไม่ส่งผลต่อแรงดันระหว่างสายด้านออกและกระแสด้านเข้าได้

การใช้พารามิเตอร์ λ ร่วมกับเวกเตอร์ $\mathbf{m}_0$ ของวิธีสเปซเวกเตอร์วัฏจักรงานเพื่อเปลี่ยนแปลงรูปแบบการสวิตช์ มีคุณลักษณะเหมือนวิธีการมอดูเลตจากสมการคำตอบทั่วไปที่ใช้พารามิเตอร์ k_2 ร่วมกับเมทริกซ์ $\mathbf{M}_0^{'}$ จึงสรุปได้ว่าทั้งสองวิธีดังกล่าวสามารถให้รูปแบบการสวิตช์ที่มีจำนวนครั้งการสวิตช์ 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ และทำให้ยืนยันได้ว่ารูปแบบการสวิตช์แบบ “1n1u1d” หรือ “1n1b1d” ที่ได้จากสมการคำตอบทั่วไปสามารถใช้งานได้ครอบคลุมทุกเงื่อนไขการทำงานเช่นเดียวกับวิธีสเปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงาน

นอกจากการใช้สมการคำตอบทั่วไปเพื่อให้ได้รูปแบบการสวิตช์ “1n1u1d” หรือ “1n1b1d” เรายังสามารถหาเมทริกซ์การมอดูเลตที่ให้รูปแบบการสวิตช์ดังกล่าว โดยใช้วิธีที่ซับซ้อนน้อยกว่าและเห็นถึงกลไกการสร้างแรงดันและกระแสได้อย่างชัดเจน อีกทั้งสมมูลกับวิธีเสปซเวกเตอร์ค่าวัฏจักรงานและวิธีสมการคำตอบทั่วไปอีกด้วยดังจะกล่าวในบทถัดไป

บทที่ 3
การลดจำนวนครั้งการสวิตช์โดยใช้รูปแบบการสวิตช์ “1n1u1d”

ในงานวิจัย [1] ภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร จะใช้รูปแบบการสวิตช์ “2u1d” ทำให้มีจำนวนครั้งการสวิตช์โดยรวม 8 ครั้งต่อหนึ่งคาบการสวิตช์ เพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์ให้เหลือ 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์เหมือนในกรณีอินเวอร์เตอร์สามระดับทั่วไป งานวิจัยนี้จะนำเทคนิคการมอดูเลตของงานวิจัย [6] มาประยุกต์ใช้กับภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร ภายใต้เงื่อนไขตัวประกอบกำลังด้านเข้าเท่ากับหนึ่ง



รูปที่ 3.1 รูปแบบการมอดูเลตแบบ 1n1u1d ด้วยคลื่นพาห์สามเหลี่ยม

เทคนิคการมอดูเลตของงานวิจัย [6] จะให้รูปแบบการสวิตช์เป็น “1n1u1d” คือมีหนึ่งเฟสที่ไม่สวิตช์ (แคลมป์) หนึ่งเฟสที่สวิตช์แบบขั้วเดี่ยว และหนึ่งเฟสที่สวิตช์แบบขั้วคู่ ดังแสดงใน รูปที่ 3.1 แต่จะมีบางกรณีที่ไม่สามารถมอดูเลตแบบ “1n1u1d” ได้จึงต้องใช้รูปแบบการสวิตช์ “1n1b1d” แทน (ไม่สวิตช์หนึ่งเฟส, สวิตช์แบบสองขั้วหนึ่งเฟส และสวิตช์แบบขั้วคู่หนึ่งเฟส)

3.1 แนวคิดพื้นฐานของการมอดูเลตแบบ 1n1u1d/1n1b1d

เพื่อความสะดวกในการอธิบายในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะกรณีแรงดันคำสั่งสอดคล้องกับเงื่อนไข $v_u^* > v_v^* > v_w^*$ ขั้นตอนหลักในการมอดูเลตแบบ 1n1u1d/1n1b1d สามารถอธิบายได้ดังนี้

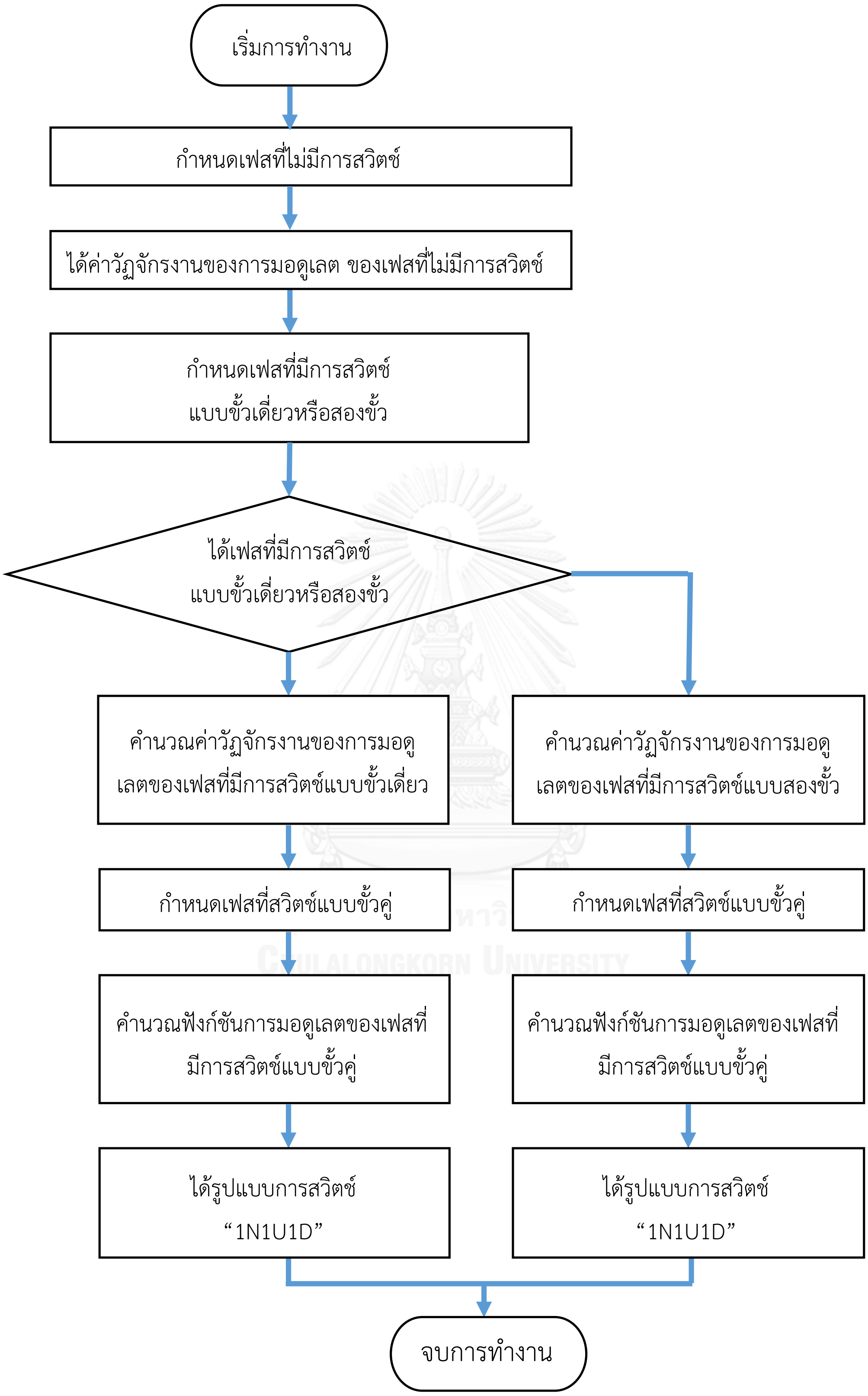
1) การเลือกเฟสที่ไม่มีการสวิตช์: ขั้นตอนนี้จะนำแรงดันเฟสคำสั่งไปบวกกับแรงดันลำดับศูนย์เพื่อปรับแรงดันเฟสคำสั่งให้มีค่าเท่ากับแรงดันบัสที่มีขนาดใหญ่ที่สุดซึ่งจะทำให้เกิดการแคลมป์ที่บัสไฟตรงนั้น ในกรณีที่ $|v_{max}| \geq |v_{min}|$ ให้นำแรงดันเฟสคำสั่งสูงสุด (v_u^*) แคลมป์กับแรงดันบัส v_{max} ส่วนในกรณี $|v_{max}| \leq |v_{min}|$ ให้นำแรงดันเฟสคำสั่งที่น้อยที่สุด (v_w^*) แคลมป์กับแรงดันบัส v_{min} เมื่อได้เฟสที่ไม่มีการสวิตช์แล้ว จึงพิจารณาอีกสองเฟสที่เหลือว่ามีรูปแบบการสวิตช์เป็นอย่างไร

2) การเลือกเฟสที่มอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวหรือสองขั้ว: รูปแบบการสวิตช์ที่เลือกจะพิจารณาจากการสร้างกระแสด้านเข้าตามสมการที่ (2.2) จากความสัมพันธ์ที่ว่ากำลังด้านเข้าต้องเท่ากับกำลังด้านออกและเงื่อนไขตัวประกอบกำลังด้านเข้าเท่ากับหนึ่ง จึงทำให้เราคำนวณหาค่ากระแสบัสไฟตรงที่จำเป็นได้ ในงานวิจัยนี้เราเลือกพิจารณาเงื่อนไขการสร้างกระแสที่บัส mid (i_{mid}^*) เป็นหลัก เนื่องจากมีความซับซ้อนน้อยกว่าการพิจารณากระแสที่บัส max หรือบัส min พฤติกรรมการสร้างกระแสบัสดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (3.1) ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อ 3.2 จะทำให้เราสามารถกำหนดได้ว่าเฟสด้านออกเฟสใดควรมีการสวิตช์แบบขั้วเดี่ยวหรือสองขั้ว

3) การเลือกเฟสที่มอดูเลตแบบขั้วคู่: กำหนดให้อีกหนึ่งเฟสที่เหลือใช้การมอดูเลตแบบขั้วคู่

จะเห็นได้ว่าวิธีการเลือกรูปแบบการสวิตช์ที่นำเสนอมีขั้นตอนที่เข้าใจง่าย ไม่ซับซ้อนซึ่งแสดงเป็นแผนภาพได้ดังรูปที่ 3.2

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University



รูปที่ 3.2 แผนภาพแสดงขั้นตอนการกำหนดรูปแบบการสวิตช์แบบ “1n1u1d” หรือ “1n1b1d”

3.2 พฤติกรรมการสร้างกระแสในบัส mid

จากที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา กระแสที่จำเป็นต้องสร้างในบัส mid (i^*_{mid}) ภายใต้เงื่อนไขตัวประกอบกำลังด้านเข้าเท่ากับหนึ่ง (เทียบเท่ากรณีของวิธีสมการคำตอบทั่วไปคือ $k_1 = 0$) จะมีค่าดังสมการที่ (3.1)

$$i^*_{mid} = \frac{(v^*_u \cdot i_u) + (v^*_v \cdot i_v) + (v^*_w \cdot i_w)}{v^2_{max} + v^2_{mid} + v^2_{min}} v_{mid} \tag{3.1}$$

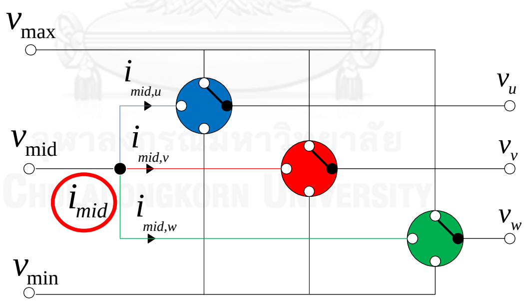
จากสมการที่ (2.7) กระแสที่เกิดขึ้นในบัส mid (i_{mid}) จริงจะมีความสัมพันธ์กับกระแสด้านออกและค่าวัฏจักรงานดังรูปที่ 3.3 และสมการที่ (3.2)

$$i_{mid} = i_{mid,u} + i_{mid,v} + i_{mid,w} = m_{u2} i_u + m_{v2} i_v + m_{w2} i_w \tag{3.2}$$

โดยที่ $i_{mid,u} = m_{u2} i_u$ คือกระแสบัส mid ที่เกิดขึ้น ขณะที่บัส mid เชื่อมต่อกับเฟส u

$i_{mid,v} = m_{v2} i_v$ คือกระแสบัส mid ที่เกิดขึ้น ขณะที่บัส mid เชื่อมต่อกับเฟส v

$i_{mid,w} = m_{w2} i_w$ คือกระแสบัส mid ที่เกิดขึ้น ขณะที่บัส mid เชื่อมต่อกับเฟส w

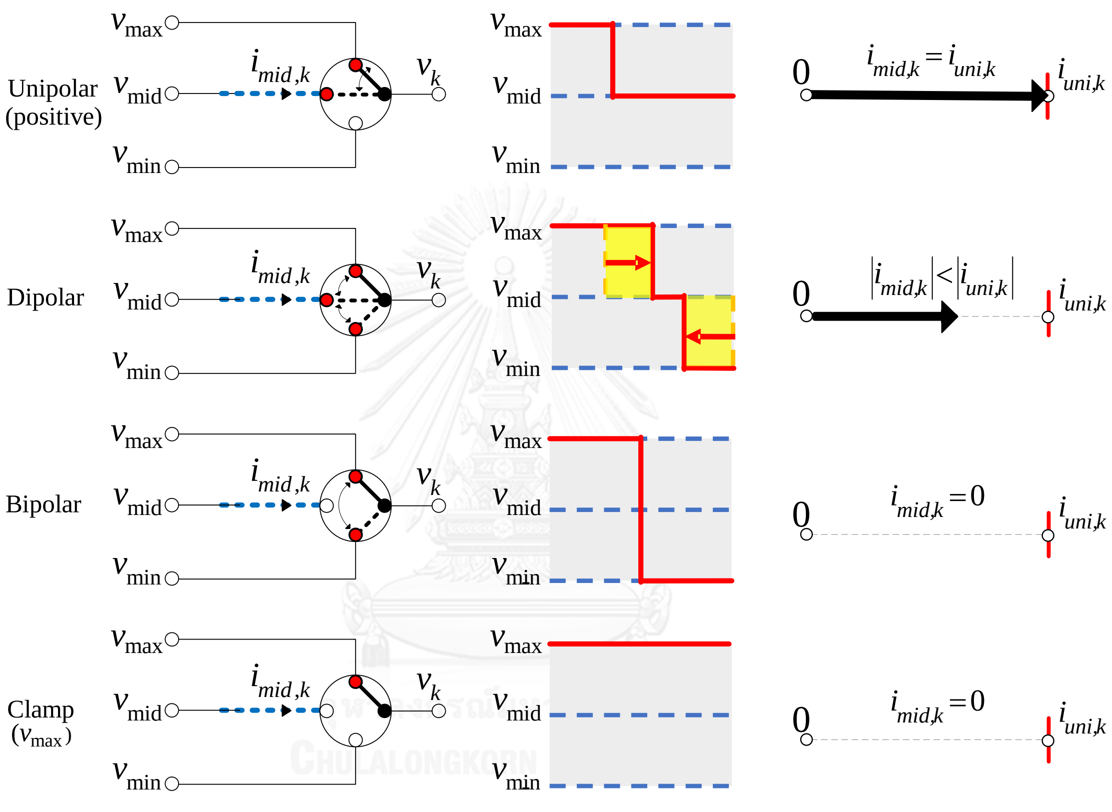


รูปที่ 3.3 กระแสบัส mid (i_{mid}) ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

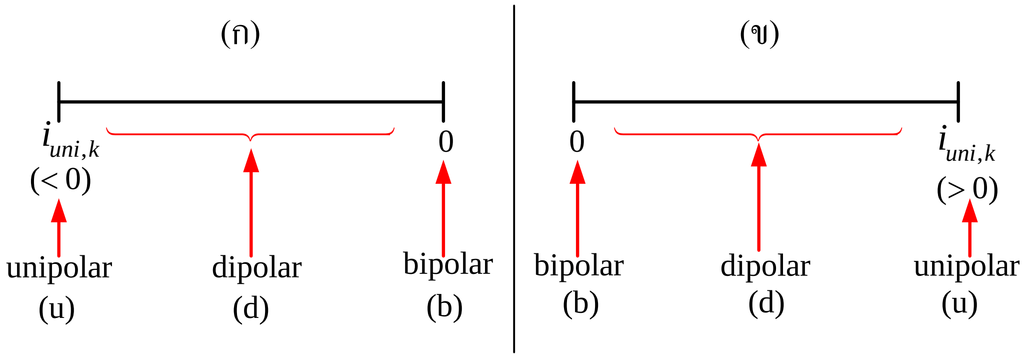
ความสัมพันธ์ของกระแสในสมการที่ (3.2) แสดงให้เห็นว่าพฤติกรรมการสร้างกระแสในบัส mid ขึ้นอยู่กับรูปแบบการสวิตช์ หากเฟส k คือเฟสมีการแคลมป์เข้ากับบัสบวกหรือบัสลบ (non-switching) หรือเป็นเฟสที่มีการสวิตช์แบบสองขั้ว จะได้กระแส $i_{mid,k} = 0$ เนื่องจากเฟส k ไม่มีการเชื่อมต่อกับบัส mid แต่หากเฟส k มีการสวิตช์แบบขั้วเดี่ยวกระแสบัส mid ที่เกิดจากกระแสเฟส k ($i_{mid,k}$) จะมีค่าสูงสุด (ซึ่งในที่นี้จะแสดงด้วยสัญลักษณ์ $i_{uni,k}$)

ส่วนกรณีที่เฟส k มีการสวิตช์แบบขั้วคู่ กระแสบัส mid ($i_{mid,k}$) จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 กับ $i_{uni,k}$ พฤติกรรมการสร้างกระแสบัส mid ที่กล่าวมาแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 และกระแสบัส mid ($i_{mid,k}$) ที่สามารถสร้างได้จากเฟส k จะมีขอบเขตดังสมการที่ (3.3) และแสดงเป็นช่วงเส้นได้ดังรูปที่ 3.5

$$i_{mid,k} \in [0, i_{uni,k}];\ k = \{u, v, w\} \tag{3.3}$$



รูปที่ 3.4 พฤติกรรมการสร้างกระแสบัส mid ของเฟสด้านออกแต่ละเฟส ในรูปแบบการสวิตช์ต่าง ๆ



รูปที่ 3.5 ขอบเขตของกระแส $i_{mid,k}$ ที่สามารถสร้างได้
(ก) กรณีกระแสเฟส k มีค่าเป็นลบ (ข) กรณีกระแสเฟส k มีค่าเป็นบวก

จากสมการที่ (3.2) กระแสบัส mid ที่เกิดจากการรวมกันของกระแสด้านออกทั้งสามเฟส ($i_{mid,u}, i_{mid,v}, i_{mid,w}$) จะมีขอบเขตดังสมการที่ (3.4) โดยที่ $\sum$ หมายถึงการบวกช่วงเส้นในเชิงพีชคณิต

$$i_{mid} \in \sum_{k=u,v,w} [0, i_{uni,k}] \tag{3.4}$$

เพื่อให้ได้รูปแบบการสวิตช์ที่ต้องการ เราจึงต้องควบคุมให้กระแสที่เกิดขึ้นในบัส mid (i_{mid}) เท่ากับกระแสที่จำเป็นต้องสร้างในบัส mid (i^*_{mid}) ตามสมการที่ (3.1) ดังนั้นจึงสรุปเงื่อนไขการสร้างกระแสบัส mid ได้ดังสมการที่ (3.5) ซึ่งเราจะใช้สมการดังกล่าวในการพิจารณาเลือกเฟสที่มีการสวิตช์แบบขั้วเดี่ยวหรือสองขั้ว ดังจะอธิบายต่อไปในขั้นตอนที่ 2 ในหัวข้อ 3.3

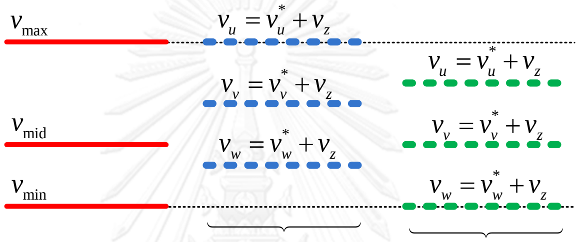
$$i_{mid} = i^*_{mid} \in \sum_{k=u,v,w} [0, i_{uni,k}] \tag{3.5}$$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

3.3 อัลกอริทึมในการมอดูเลตแบบ 1n1u1d/1n1b1d

<u>ขั้นตอนที่ 1: เลือกเฟสที่ไม่มีการสวิตช์</u>

การเลือกเฟสที่ไม่มีการสวิตช์จะพิจารณาขนาดของแรงดันบัส $|v_{max}|$ และ $|v_{min}|$ ในกรณีที่ $|v_{max}| \geq |v_{min}|$ ให้แคลมป์แรงดันด้านออกเฟส u กับแรงดันบัส v_{max} โดยการบวกแรงดันลำดับศูนย์ $v_z = v_{max} - v_u^*$ เข้ากับแรงดันคำสั่งทั้งสามเฟสเพื่อให้แรงดันด้านออกเฟส u มีขนาดเท่ากับแรงดันบัส v_{max} แต่หาก $|v_{max}| < |v_{min}|$ ให้แคลมป์เฟส w กับแรงดันบัส v_{min} โดยการบวกแรงดันลำดับศูนย์ $v_z = v_{min} - v_w^*$ แทน ตัวอย่างลักษณะของแรงดันเฟสด้านออกในทั้งสองกรณีแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 จากขั้นตอนนี้เราจะได้ค่าวัฏจักรงานของเมทริกซ์การมอดูเลต $m_{k,j}$ ของเฟสที่ถูกแคลมป์กับแรงดันบัสโดยที่ $k = \{u, v, w\}$, $j = \{1, 2, 3\}$ ดังแสดงในตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.6 ระดับแรงดันเฟสด้านออกหลังบวกแรงดันลำดับศูนย์เพื่อกำหนดเฟสที่ไม่มีการสวิตช์

เนื่องจากเฟส k ด้านออกที่ถูกเลือกให้ไม่มีการสวิตช์โดยเชื่อมต่อกับแรงดันบัส v_{max} หรือ v_{min} นั้นจะไม่ช่วยสร้างกระแสในบัส mid ($i_{mid,k} = 0$) ในขั้นตอนต่อไป จึงต้องใช้กระแสอีกสองเฟสที่ไม่ได้ถูกแคลมป์มาสร้างกระแส i_{mid}^* ที่ต้องการ โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

กรณี $|v_{max}| \geq |v_{min}|$ ให้เฟส u แคลมป์ที่บัส v_{max} จะได้กระแสบัส mid ดังสมการที่ (3.6)

$$i_{mid} = 0 + i_{mid,v} + i_{mid,w} = m_{v2} i_v + m_{w2} i_w = i_{mid}^* \; ; \qquad i_{mid,u} = 0 \tag{3.6}$$

กรณี $|v_{max}| < |v_{min}|$ ให้เฟส w แคลมป์ที่บัส v_{min} จะได้กระแสบัส mid ดังสมการที่ (3.7)

$$i_{mid} = i_{mid,u} + i_{mid,v} + 0 = m_{u2} i_u + m_{v2} i_v = i_{mid}^* \; ; \qquad i_{mid,w} = 0 \tag{3.7}$$

ตารางที่ 3.1 ค่าวัฏจักรงานของเมทริกซ์การมอดูเลตของเฟสด้านออกที่มีการแคลมป์

กรณีเฟส u แคลมป์บัส v_{max}	กรณีเฟส w แคลมป์บัส v_{min}
$m_{u1} = 1,\ m_{v2} = 0,\ m_{w3} = 0$	$m_{u1} = 0,\ m_{v2} = 0,\ m_{w3} = 1$

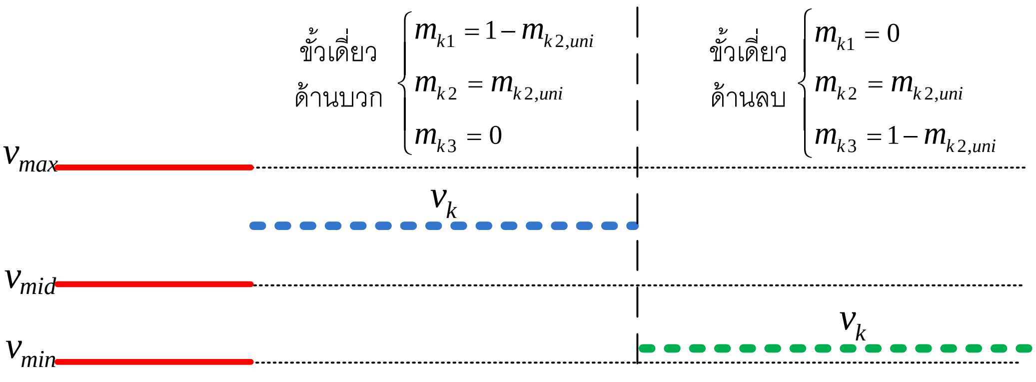
<u>ขั้นตอนที่ 2: เลือกเฟสที่มีการสวิตช์แบบขั้วเดี่ยวหรือสองขั้ว โดยพิจารณาขอบเขตของกระแสในบัส mid</u>

ในเบื้องต้นเราจะคำนวณหาขอบเขตของกระแสบัส mid ที่เป็นไปได้โดยจะสมมติว่าเฟสด้านออกที่ไม่ได้ถูกแคลมป์มีการมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวทั้งสองเฟส

พิจารณาค่าแรงดันเฟสด้านออกที่ไม่ได้ถูกแคลมป์ว่าตกอยู่ในช่วงใด (ดูรูปที่ 3.7 ประกอบ) หากแรงดันเฟสด้านออกตกอยู่ในช่วง $\left[v_{max}, v_{mid}\right]$ จะสมมติให้เฟสนั้นมีการมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวด้านบวก กล่าวคือใช้แรงดันบัส v_{max} และ v_{mid} ในการสร้างแรงดันเฟสด้านออกโดยจะได้ $m_{k3} = 0$ ในทางตรงกันข้ามหากแรงดันเฟสด้านออกตกอยู่ในช่วง $\left[v_{mid}, v_{min}\right]$ จะสมมติให้เฟสนั้นมีการมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวด้านลบ กล่าวคือใช้แรงดันบัส v_{mid} และ v_{min} ในการสร้างแรงดันเฟสด้านออกโดยจะได้ $m_{k1} = 0$

ขั้นตอนข้างต้นทำให้เราสามารถคำนวณค่าวัฏจักรงาน m_{k2} ของเมทริกซ์การมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวของแต่ละเฟสได้จากเงื่อนไขการสร้างแรงดันตามสมการที่ (2.24) และเงื่อนไข $\sum_{j=1}^{3} m_{kj} = 1$ ในที่นี้เราจะแทนค่าดังกล่าวด้วย $m_{k2,uni}$ จากนั้นจึงนำค่าวัฏจักรงานของเมทริกซ์การมอดูเลตที่คำนวณได้มาหาค่ากระแสบัส mid ที่เกิดขึ้น (กระแส $i_{uni,k}$ ในสมการที่ (3.3)) ตามสมการที่ (3.8) ค่ากระแสในสมการที่ (3.8) ทำให้ทราบขอบเขตของกระแส i_{mid} ($\sum[0, i_{uni,k}]$) ในรูปที่ 3.5 และสมการที่ (3.5) ได้

$$i_{uni,k} = m_{k2,uni} i_k \;;\; k = \{u, v, w\} \tag{3.8}$$



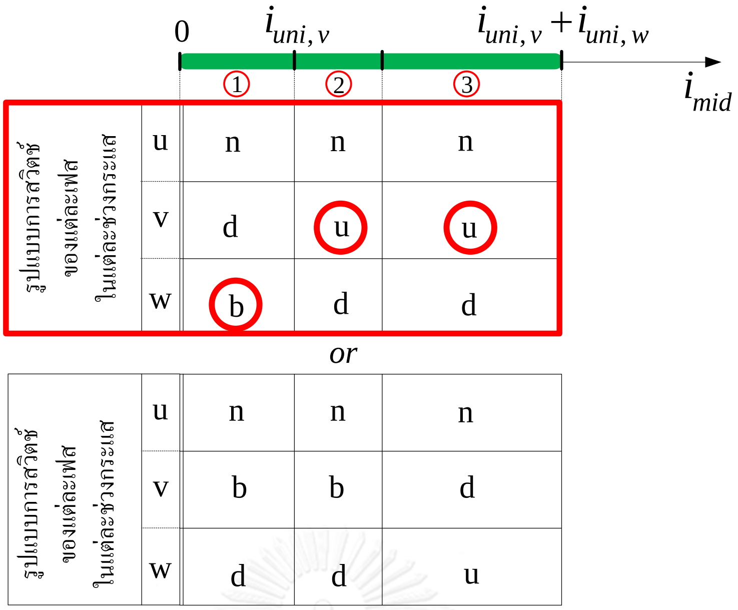
รูปที่ 3.7 เฟส ($k = u, v, w$) ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบขั้วเดี่ยวด้านบวกและขั้วเดี่ยวด้านลบ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

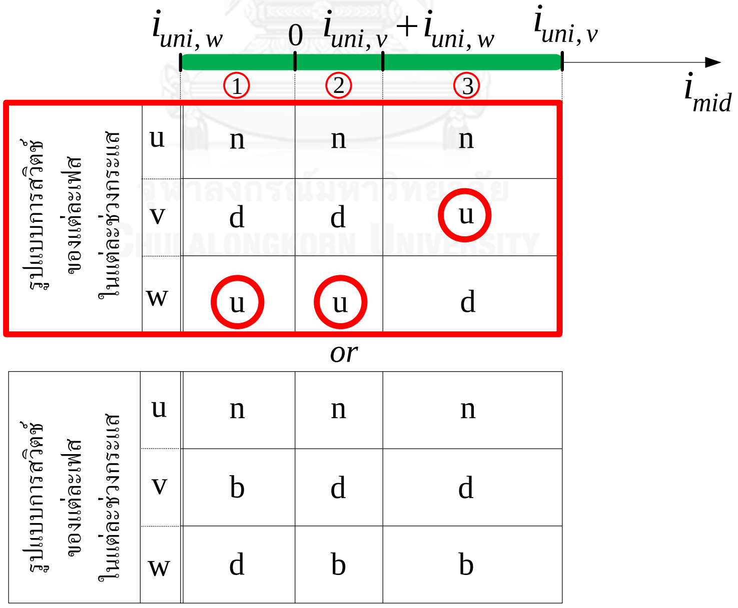
จากข้อมูล $i_{uni,k}$ และขอบเขตการสร้างกระแสบัส mid ที่คำนวณได้ในขั้นสุดท้าย เราจะพิจารณาให้กระแสบัส mid ที่เกิดขึ้นมีค่าเท่ากับค่า i^*_{mid} (สมการที่ 3.1) เพื่อเลือกว่าเฟสใดควรสวิตซ์แบบขั้วเดี่ยวหรือสองขั้ว เพื่อความง่ายต่อการอธิบายในที่นี้จะสมมติให้เฟส u เป็นเฟสที่ไม่มีการสวิตช์ และแคลมป์เข้ากับแรงดันบัส v_{max} ความสัมพันธ์ของกระแสบัส mid จึงเป็นไปตามสมการที่ (3.6) และขอบเขตของกระแสบัส mid จะแสดงได้ด้วยเส้นสีเขียวในรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 ในการกำหนดเฟสที่มอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวจะพิจารณาโดยแบ่งเป็น 2 กรณีคือ กรณีที่กระแส $i_{uni,k}$ ทั้งสองเฟส (ในที่นี้คือ $i_{uni,v}$ และ $i_{uni,w}$) มีเครื่องหมายเหมือนกันดังรูปที่ 3.8 และกรณีที่กระแส $i_{uni,k}$ ทั้งสองเฟสมีเครื่องหมายต่างกันดังรูปที่ 3.9 วิธีเลือกรูปแบบการสวิตช์จะหลีกเลี่ยงการสวิตช์แบบสองขั้วเท่าที่เป็นไปได้ เนื่องจากมีการเปลี่ยนระดับแรงดันจากบัสสูงสุดไปบัสต่ำสุดโดยตรง เราจึงหลีกเลี่ยงตารางด้านล่างของรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 เนื่องจากตารางด้านล่างให้รูปแบบการสวิตช์ “1n1b1d” ทั้งหมด ด้วยเหตุผลดังกล่าวทำให้เราเลือกเฉพาะรูปแบบการสวิตช์ในตารางด้านบนในทุกๆกรณีเพื่อให้รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดขึ้นมีความสอดคล้องกันมากที่สุด

ในรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 แกนนอนคือค่ากระแส i_{mid} เส้นสีเขียวคือขอบเขตของกระแส i_{mid} ที่เป็นไปได้ โดยค่า $i_{uni,v}$ และ $i_{uni,w}$ คือค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ (3.8) ตารางใต้เส้นแกนนอนแสดงถึงรูปแบบการสวิตช์ของแต่ละเฟสสำหรับกระแส i_{mid} ในแต่ละช่วงซึ่งจะอธิบายโดยละเอียดดังต่อไปนี้

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University



รูปที่ 3.8 ขอบเขตของกระแส i_{mid} ตามสมการที่ (3.3) แสดงด้วยเส้นสีเขียวและรูปแบบการสวิตช์ที่เป็นไปได้ในแต่ละช่วงกระแส สำหรับกรณีที่กระแส $i_{uni,k}$ ทั้งสองเฟสมีเครื่องหมายเหมือนกัน ($i_{uni,w} > i_{uni,w} > 0$)



รูปที่ 3.9 ขอบเขตของกระแส i_{mid} ตามสมการที่ (3.3) แสดงด้วยเส้นสีเขียวและรูปแบบการสวิตช์ที่เป็นไปได้ในแต่ละช่วงกระแสสำหรับกรณีที่กระแส $i_{uni,k}$ ทั้งสองเฟสมีเครื่องหมายต่างกัน ($i_{uni,v} > 0,\ i_{uni,w} < 0,\ i_{uni,v} + i_{uni,w} > 0$)

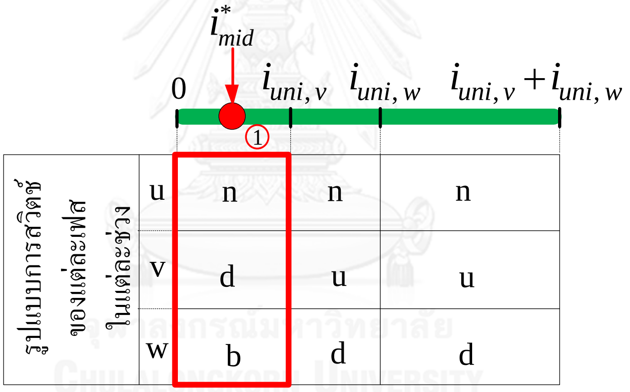
[1] กรณีกระแส $i_{uni,k}$ มีเครื่องหมายเหมือนกัน

- ขอบเขตของกระแส i_{mid} ในรูปที่ 3.8 สมมติให้กระแส $i_{uni,v}$, $i_{uni,w}$ มีค่ามากกว่า 0 และ $i_{uni,v} < i_{uni,w}$ เมื่อนำค่ากระแส i^*_{mid} ที่คำนวณจากสมการที่ (3.1) มาพิจารณาว่าอยู่ ณ ตำแหน่งใดของช่วงเส้นในรูปที่ 3.8 โดยพิจารณาจากอสมการที่ (3.9) – (3.11) ทำให้สามารถเลือกรูปแบบการสวิตซ์ที่เหมาะสมจากตารางในรูปได้ หากกระแส i^*_{mid} อยู่ในช่วงที่ ① คือ $[0, i_{uni,v}]$ ที่แสดงดังอสมการที่ (3.9) รูปแบบการสวิตซ์ที่เลือกใช้จะเป็น “1n1b1d” ในตารางด้านบน (กรอบสีแดง) ของรูปที่ 3.8 คือเฟส w จะใช้การสวิตซ์แบบสองขั้ว (b) ดังแสดงในรูปที่ 3.10

ช่วงที่ ① : $0 \le i^*_{mid} \le i_{uni,v}$ (3.9)

ช่วงที่ ② : $i_{uni,v} \le i^*_{mid} \le i_{uni,w}$ (3.10)

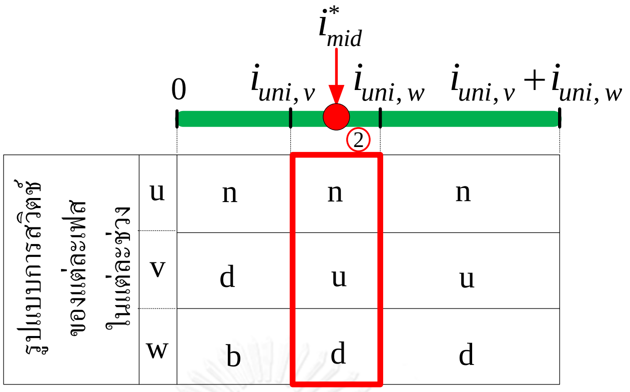
ช่วงที่ ③ : $i_{uni,w} \le i^*_{mid} \le (i_{uni,v} + i_{uni,w})$ (3.11)



รูปที่ 3.10 รูปแบบการสวิตซ์ที่เกิดขึ้นกรณีที่กระแส i^*_{mid} อยู่ในช่วงที่ ① $[0, i_{uni,v}]$

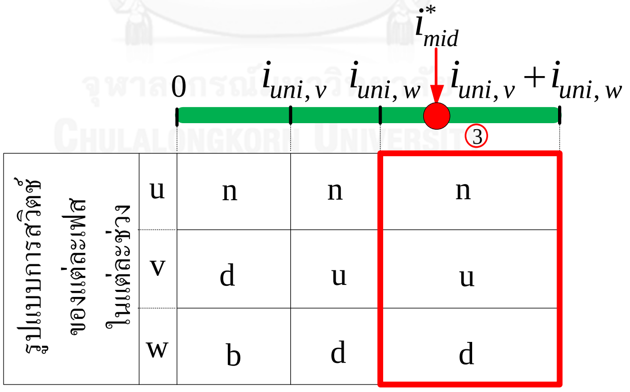
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

- หากกระแส i^*_{mid} อยู่ในช่วงที่ ② $[i_{uni,v}, i_{uni,w}]$ ที่แสดงดังสมการที่ (3.10) รูปแบบการสวิตช์ที่เลือกใช้จะเป็น “1n1u1d” ดังตารางด้านบนของรูปที่ 3.8 หมายความว่าเฟส v จะใช้การสวิตช์แบบขั้วเดี่ยว (u) ดังรูปที่ 3.11 เพื่อให้เกิดความต่อเนื่องจากกรณีในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.11 รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดขึ้นกรณีกระแส i^*_{mid} อยู่ในช่วงที่ ② $[i_{uni,v}, i_{uni,w}]$

- หากกระแส i^*_{mid} อยู่ในช่วงที่ ③ $[i_{uni,w}, (i_{uni,v}+i_{uni,w})]$ ที่แสดงดังสมการที่ (3.11) โดยพิจารณาจากความต่อเนื่องของรูปแบบการสวิตช์ในช่วงเวลาก่อนหน้า รูปแบบการสวิตช์ที่เลือกใช้จะเป็น “1n1u1d” ดังตารางด้านบนของรูปที่ 3.8 ในกรณีนี้เฟส v จะใช้การสวิตช์แบบขั้วเดี่ยว (u) ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดขึ้นกรณีกระแส i^*_{mid} อยู่ในช่วงที่ ③ $[i_{uni,w}, (i_{uni,v}+i_{uni,w})]$

[2] กรณีกระแส $i_{uni,k}$ มีเครื่องหมายต่างกัน

ขอบเขตของกระแส i_{mid} แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 โดยในรูปสมมติให้ $i_{uni,v} > 0,\ i_{uni,w} < 0,$ และ $|i_{uni,w}| < |i_{uni,v}|$ วิธีเลือกรูปแบบการสวิตช์จะนำค่ากระแส i^*_{mid} มาพิจารณาว่าอยู่ ณ ตำแหน่งใดของช่วงเส้นดังกล่าว โดยหลีกเลี่ยงการสวิตช์แบบสองขั้ว และพิจารณาถึงความต่อเนื่องของรูปแบบการสวิตช์ เช่นเดียวกับกรณีกระแส $i_{uni,k}$ มีเครื่องหมายเหมือนกัน

ผลจากการพิจารณาสองกรณีข้างต้น (กรณีกระแส $i_{uni,k}$ มีเครื่องหมายเหมือนกัน และกรณีกระแส $i_{uni,k}$ มีเครื่องหมายต่างกัน) ทำให้สามารถกำหนดเฟสที่ใช้การมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวหรือสองขั้วได้ โดยในกรณีการมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยว ค่าวัฏจักรงานของการมอดูเลตที่ได้คือ $1-m_{k2,uni},\ m_{k2,uni},\ 0$ แต่หากเป็นการมอดูเลตแบบสองขั้ว ค่าวัฏจักรงานของการมอดูเลตของเฟสนั้นจะคำนวณได้จากสมการที่ (2.25) โดยที่ $m_{k1},\ m_{k2}=0,\ m_{k3}=1-m_{k1}$

<u>ขั้นตอนที่ 3: เลือกเฟสที่มีการสวิตช์แบบขั้วคู่</u>

จากรูปที่ 3.8 และ รูปที่ 3.9 ทำให้เราสามารถเลือกเฟสที่มีการสวิตช์แบบขั้วคู่ได้โดยพิจารณาจากกระแส i^*_{mid} ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น ค่าวัฏจักรงานของการมอดูเลตของเฟสที่มีการสวิตช์แบบขั้วคู่หาได้จากการพิจารณาเงื่อนไขดังต่อไปนี้

<u>เงื่อนไขที่1</u>: $m_{j2}=\dfrac{i_{mid,j}}{i_j}=\dfrac{(i^*_{mid}-i_{mid,k})}{i_j}$ โดยที่ ตัวห้อย k ของตัวแปร $i_{mid,k}$ แทนเฟสที่มอดูเลตแบบขั้วเดี่ยวหรือสองขั้ว และตัวห้อย j ในตัวแปร $i_{mid,j}$ แทนเฟสที่มอดูเลตแบบขั้วคู่ โดยค่าของตัวแปร $i_{mid,j}$ มีความสัมพันธ์ดังนี้

$i_{mid,k}=i_{uni,k}$; กรณีเฟส k มีการมอดูเลตแบบขั้วเดี่ยว (3.12)

$i_{mid,k}=0$; กรณีเฟส k มีการมอดูเลตแบบสองขั้ว (3.13)

<u>เงื่อนไขที่2</u>: พิจารณาจากเงื่อนไขการสร้างแรงดันในสมการที่ (2.25)

<u>เงื่อนไขที่3</u>: $\sum_{k=1}^{3} m_{jk}=1$

ผลจากการพิจารณาขั้นตอนที่ 3 ทำให้สามารถคำนวณค่าวัฏจักรงานของการมอดูเลตของเฟสที่มีการมอดูเลตแบบขั้วคู่ได้ เมื่อเสร็จสิ้นขั้นตอนนี้เราจึงทราบค่าวัฏจักรงานของการมอดูเลตทั้งหมดในเมทริกซ์การมอดูเลต $\mathbf{M}$ ที่ทำให้รูปแบบการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแบบ “1n1u1d” หรือ “1n1b1d”

บทที่ 4
การจำลองการทำงาน

ในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ S3L-BTB เพื่อยืนยันความถูกต้องของทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink เนื้อหาส่วนแรกเป็นการเปรียบเทียบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d กับกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 2u1d ที่ใช้พารามิเตอร์ $\mathbf{M}_\mathrm{I}^{'} = 0$ (อ้างอิงจากสมการที่ (2.13)) ส่วนถัดมาเป็นการทดสอบการทำงานของวิธีการมอดูเลตแบบ 1n1u1d ในเงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.1 รูปวงจรที่ใช้จำลองการทำงานแสดงดังรูปที่ 4.1 โดยทุกเงื่อนไขที่จำลองการทำงานจะใช้พารามิเตอร์ดังนี้

แหล่งจ่ายแรงดัน : แรงดันสามเฟสสมดุลที่มีขนาดของแรงดันระหว่างสาย 380 V_{rms} 50 Hz

ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ : 12.2 kHz

วงจรกรองด้านเข้า : ตัวเก็บประจุ (C) 4.2 μF ต่อแบบเดลต้า

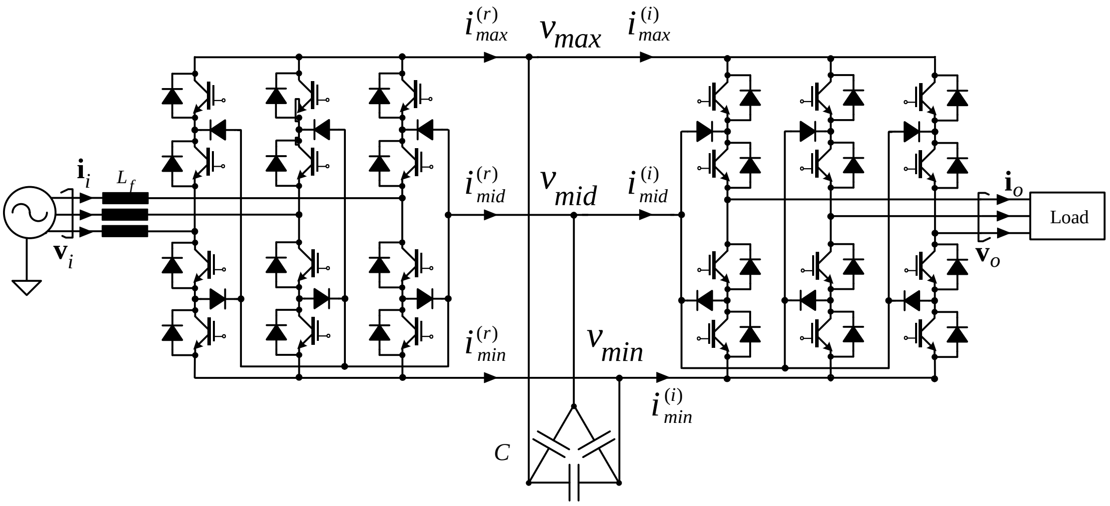
ตัวเหนี่ยวนำ (L_f) 5 mH

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

ตารางที่ 4.1 เงื่อนไขสำหรับจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB

กรณี	การทดสอบ	เงื่อนไขการทำงานของวงจร			
		ดัชนีการมอดูเลต $m=\frac{\lVert\mathbf{v}_o\rVert}{\lVert\mathbf{v}_i\rVert}$	ความถี่ด้านออก f_o(Hz)	ตัวประกอบกำลังด้านออก	โหลด
1	เปรียบเทียบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d กับแบบ 1n1u1d	0.7	25	0.97 lagging	โหลด R-L ต่ออนุกรม R= 24Ω L= 33.3 mH
2		0.7	100	0.74 lagging	
3		0.3	25	0.97 lagging	
4	ปรับแรงดันด้านออก	0.3	75	0.83 lagging	
5		0.86	75	0.83 lagging	
6	ปรับความถี่ด้านออก	0.86	25	0.97 lagging	
7		0.86	100	0.74 lagging	
8	โหมดคืนพลังงาน	0.7	25	0.7 lagging	โหลด R-L ต่ออนุกรม R= 5Ω L= 33.3 mH และแหล่งจ่ายไฟสลับสามเฟส

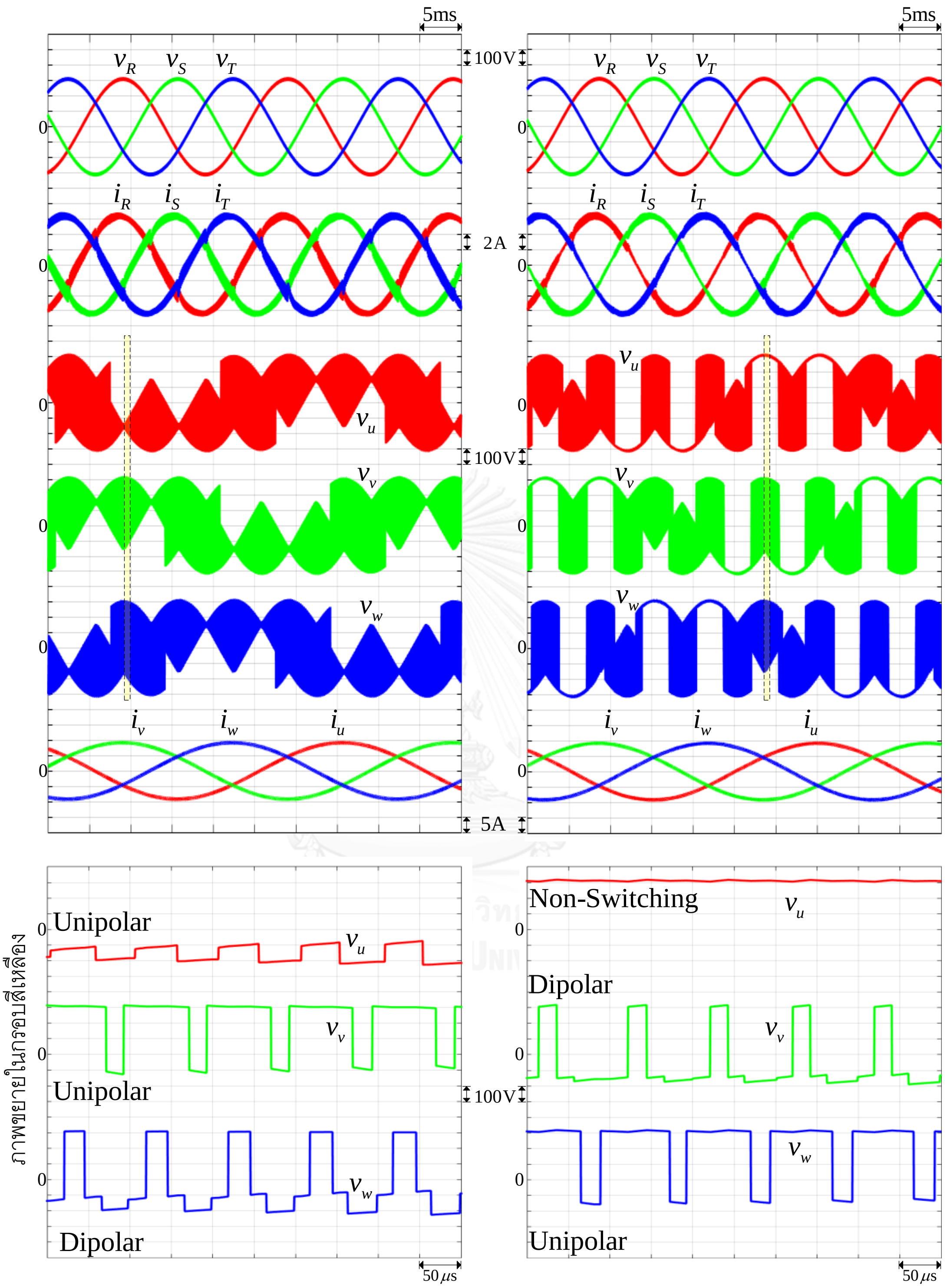
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University



รูปที่ 4.1 คอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ต่อกับโหลดต่อแบบอนุกรม R-L

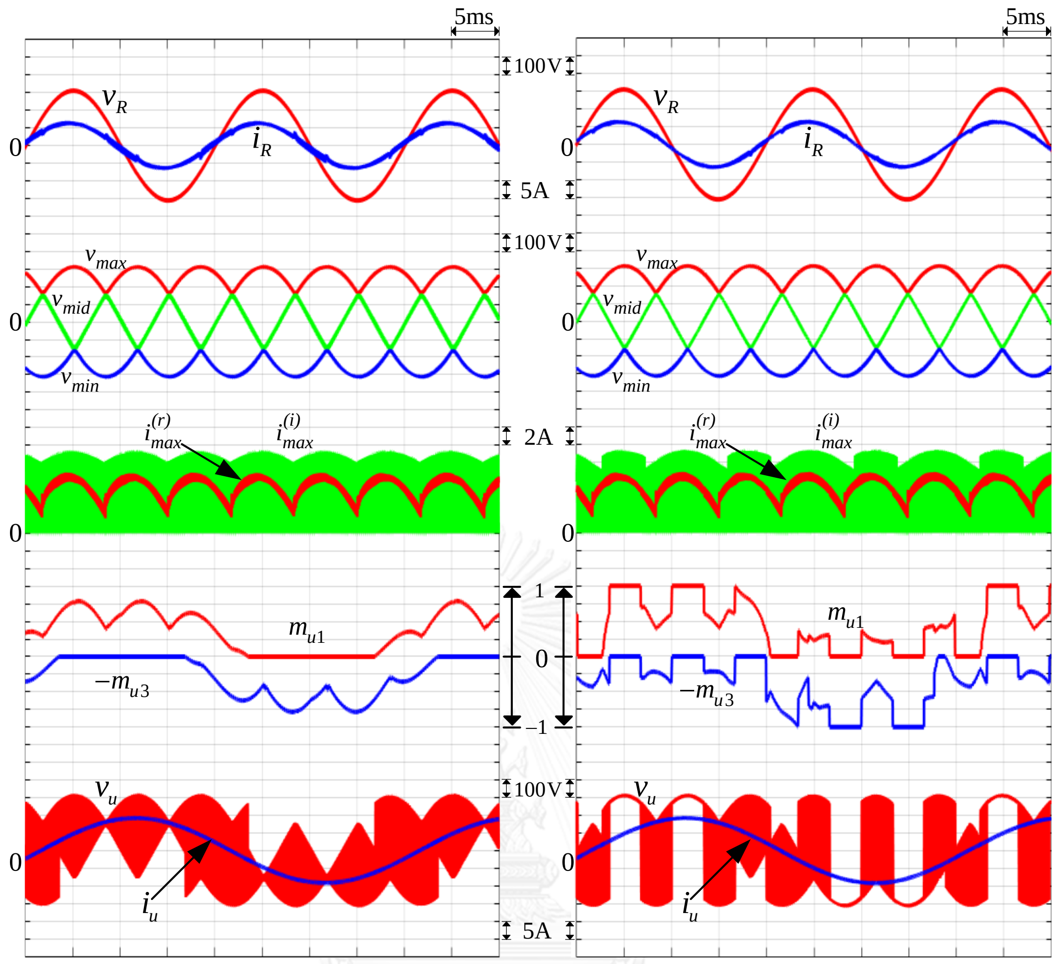
4.1 เปรียบเทียบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d (สวิตช์แบบขั้วเดี่ยว 2 เฟส และสวิตช์แบบขั้วคู่ 1 เฟส) กับการสวิตช์แบบ 1n1u1d (ไม่สวิตช์ 1 เฟส, สวิตช์แบบขั้วเดี่ยว 1 เฟส และสวิตช์แบบขั้วคู่ 1 เฟส) ในเงื่อนไขการทำงานต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.1 จากรูปที่ 4.2 – 4.7 จะเห็นได้ว่าคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้ตามต้องการ ซึ่งสามารถตรวจสอบความถูกต้องของแรงดันได้จากกระแสเฟสด้านออกที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์แบบสามเฟสสมดุล โดยให้กระแสด้านเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์แบบสามเฟสสมดุลได้เหมือนกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d ที่ใช้พารามิเตอร์ $\mathbf{M}_{\mathrm{I}}^{'}$ = 0 เมื่อพิจารณาแรงดันด้านออก จะเห็นได้ว่ากรณีที่ใช้รูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d นั้นแรงดันด้านออกจะมีเฟสใดเฟสหนึ่งที่ไม่มีการสวิตช์ โดยรูปคลื่นแรงดันด้านออกจะสัมพันธ์กับรูปคลื่นของฟังก์ชันการมอดูเลตซึ่งมีลักษณะต่างกับกรณีที่วงจรใช้รูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d จากที่กล่าวไว้ข้างต้นทำให้พิสูจน์ได้ว่าการมอดูเลตแบบ 1n1u1d มีจำนวนครั้งการสวิตช์ในหนึ่งคาบการสวิตช์น้อยกว่าการมอดูเลตแบบ 2u1d โดยที่สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้ตามต้องการและให้กระแสด้านเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์แบบสามเฟสสมดุลได้ จากรูปที่ 4.3, รูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.7 พบว่ากระแสบัส max ด้านวงจรอินเวอร์เตอร์ $i_{\max}^{(\mathrm{i})}$ ในกรณีที่มีการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d มีรูปคลื่นที่แตกต่างกันตามรูปแบบการสวิตช์ แต่อย่างไรก็ตามตัวเก็บประจุบริเวณบัสไฟตรงจะกรองกระแส $i_{\max}^{(\mathrm{i})}$ ให้เป็นกระแส $i_{\max}^{(\mathrm{r})}$ ทำให้เห็นว่ากระแสบัส max ด้านวงจรเรียงกระแสยังคงมีค่าเท่ากันทั้งกรณีที่มีการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d



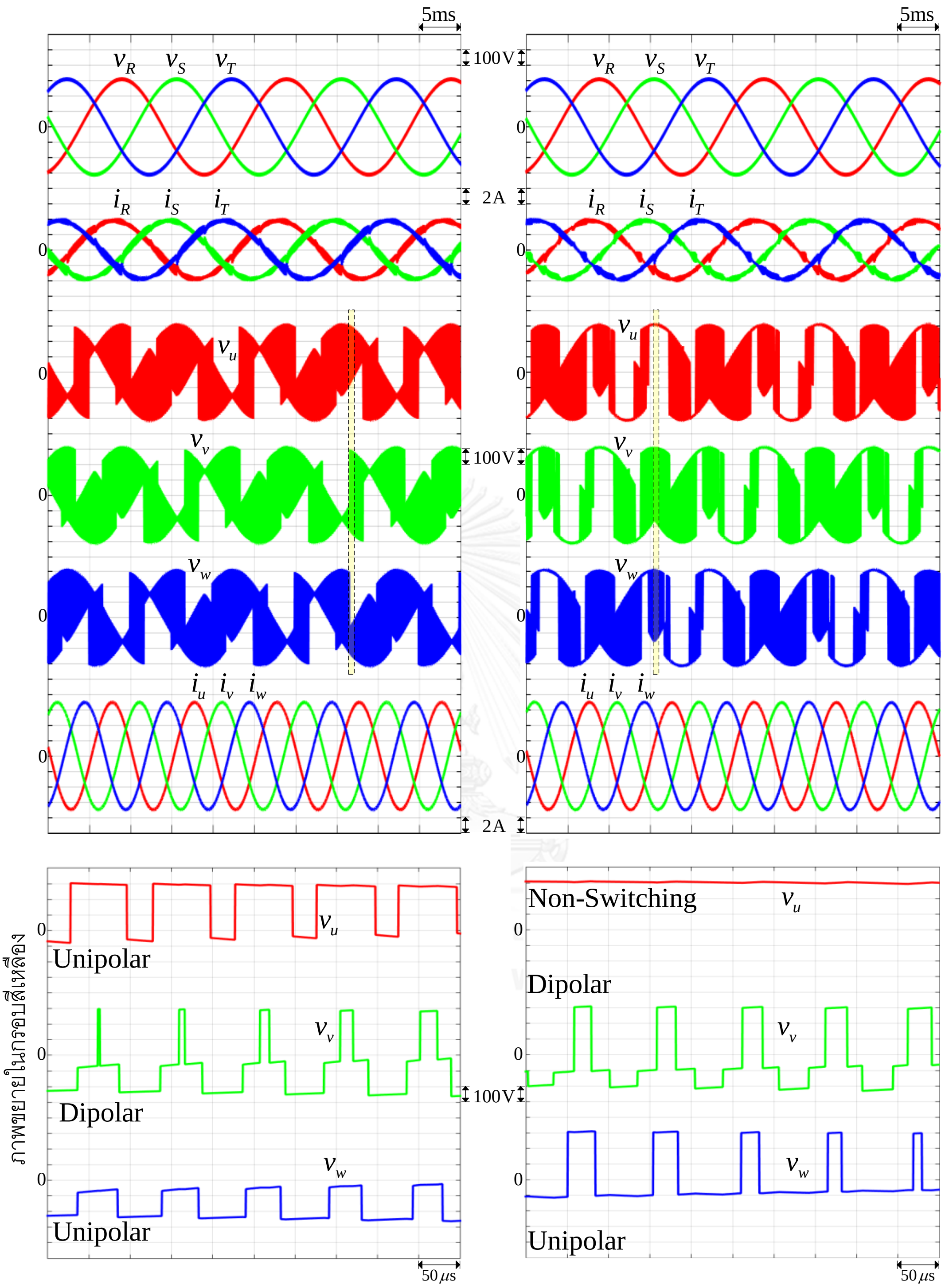
(ก) รูปแบบการสวิตช์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

รูปที่ 4.2 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=25 Hz



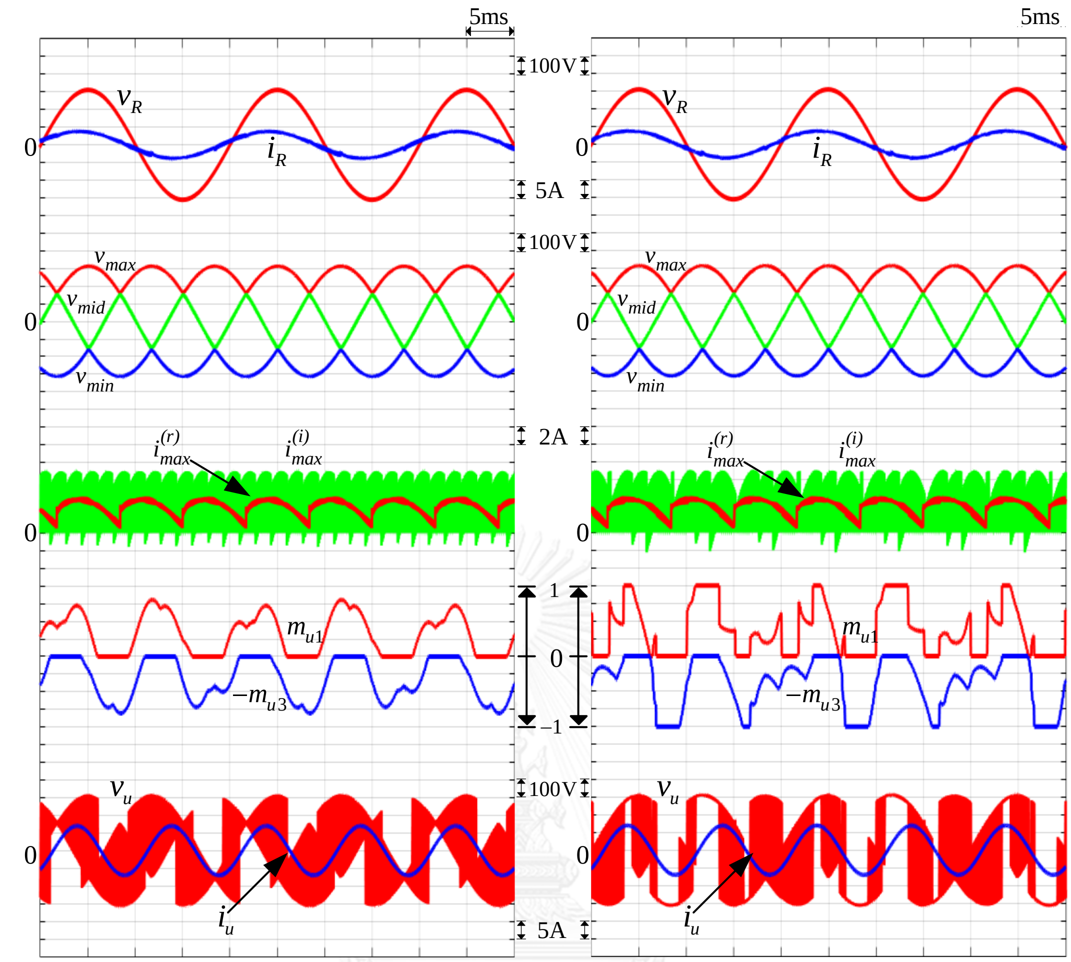
(ก) รูปแบบการสวิตซ์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตซ์ 1n1u1d

รูปที่ 4.3 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o =25 Hz



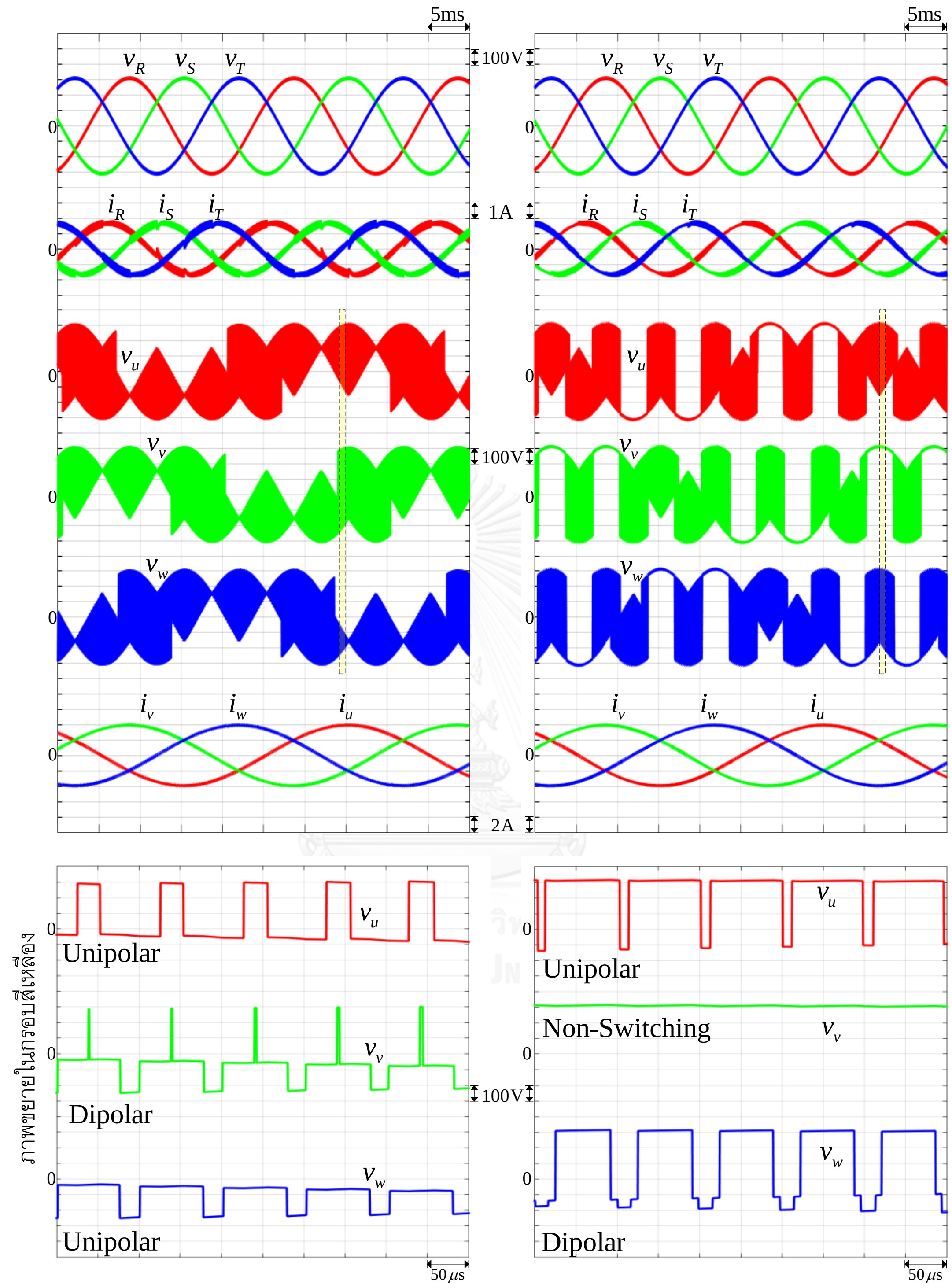
(ก) รูปแบบการสวิตช์ 2u1d　　　　(ข) รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

รูปที่ 4.4 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=100 Hz



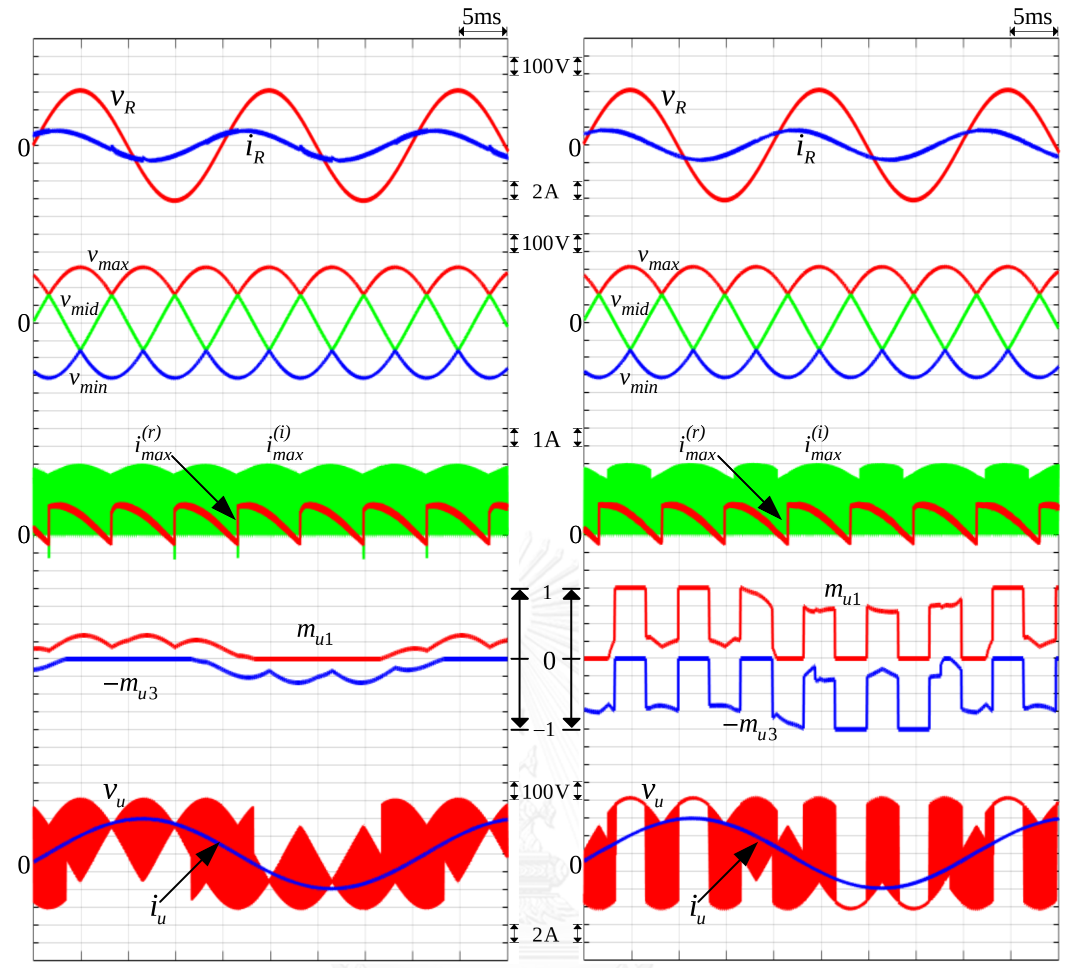
(ก) รูปแบบการสวิตช์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

รูปที่ 4.5 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=100 Hz



(ก) รูปแบบการสวิตช์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

รูปที่ 4.6 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.3, f_o=25 Hz



(ก) รูปแบบการสวิตช์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

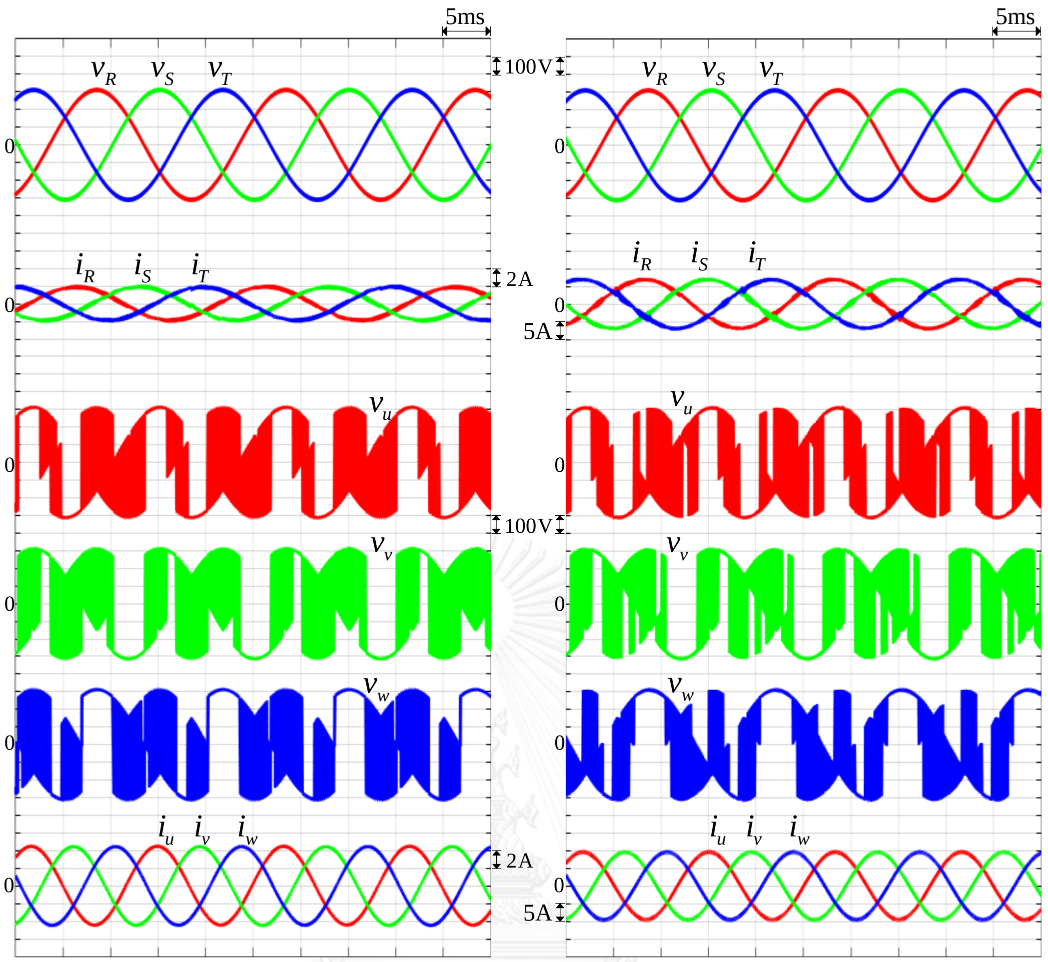
รูปที่ 4.7 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.3, f_o =25 Hz

4.2 จำลองการปรับขนาดแรงดันด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d

การจำลองการทำงานในหัวข้อนี้จะคงความถี่ด้านออกไว้ที่ 75 Hz และปรับขนาดของแรงดันด้านออกด้วยการปรับดัชนีการมอดูเลต m ซึ่งแสดงให้เห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d สามารถปรับขนาดของแรงดันด้านออกได้ตั้งแต่แรงดันต่ำ (m=0.3) จนถึงแรงดันสูงสุดที่คอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB สามารถสร้างได้ (m=0.866) เราสามารถตรวจสอบความถูกต้องของแรงดันด้านออกได้จากรูปคลื่นกระแสด้านออกของวงจร อีกทั้งวงจรสามารถควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้ดังแสดงในรูปที่ 4.8

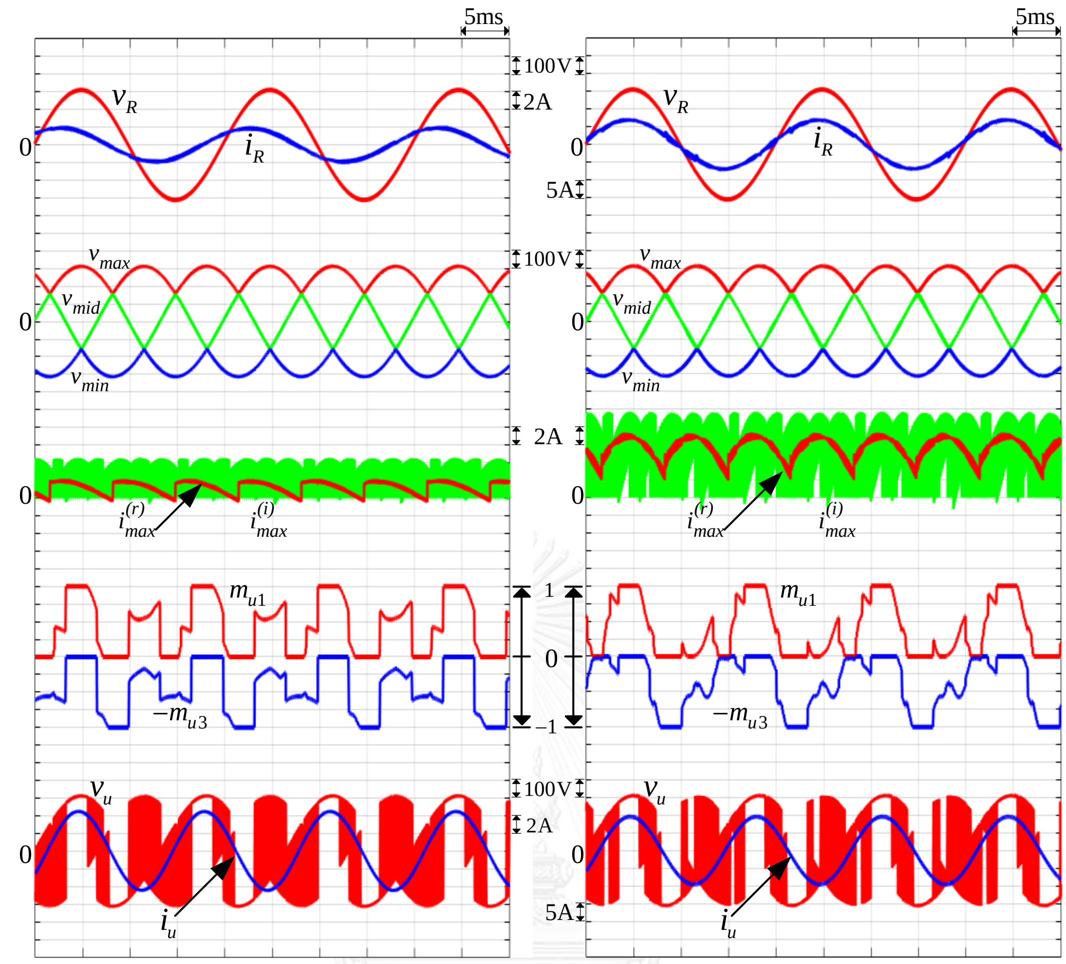
เมื่อพิจารณากระแสและแรงดันด้านเข้าในรูปที่ 4.9 พบว่าในกรณีที่วงจรมีกำลังแอกทีฟน้อยดังเช่นกรณี m=0.3 กระแสด้านเข้าจะมีมุมเฟสนำหน้าแรงดันมากกว่าในกรณีที่วงจรมีกำลังแอกทีฟสูง (m=0.7) เนื่องจากผลของกำลังรีแอกทีฟจากตัวเก็บประจุของบัสไฟตรง เมื่อพิจารณาที่กระแสบัสไฟตรงร่วมกับกระแสด้านเข้า จะเห็นว่าภาควงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เพียงตัดต่อกระแสบัสไฟตรงที่มีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของรูปคลื่นไซน์กลับไปเป็นกระแสด้านเข้าที่เป็นรูปคลื่นไซน์สามเฟส อีกทั้งเห็นได้ชัดว่าภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ต้องทำหน้าที่สร้างแรงดันด้านออกพร้อมทั้งสร้างกระแสเฟสที่ต้องการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University



(ก) กรณี m=0.3, f_o=75 Hz (ข) กรณี m=0.86, f_o=75 Hz

รูปที่ 4.8 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกจากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.3, f_o=75 Hz และกรณี m=0.86, f_o=75 Hz



(ก) กรณี m=0.3, f_o=75 Hz (ข) กรณี m=0.86, f_o=75 Hz

รูปที่ 4.9 รูปคลื่นปริมาณภายใน จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.3, f_o=75 Hz และกรณี m=0.86, f_o=75 Hz

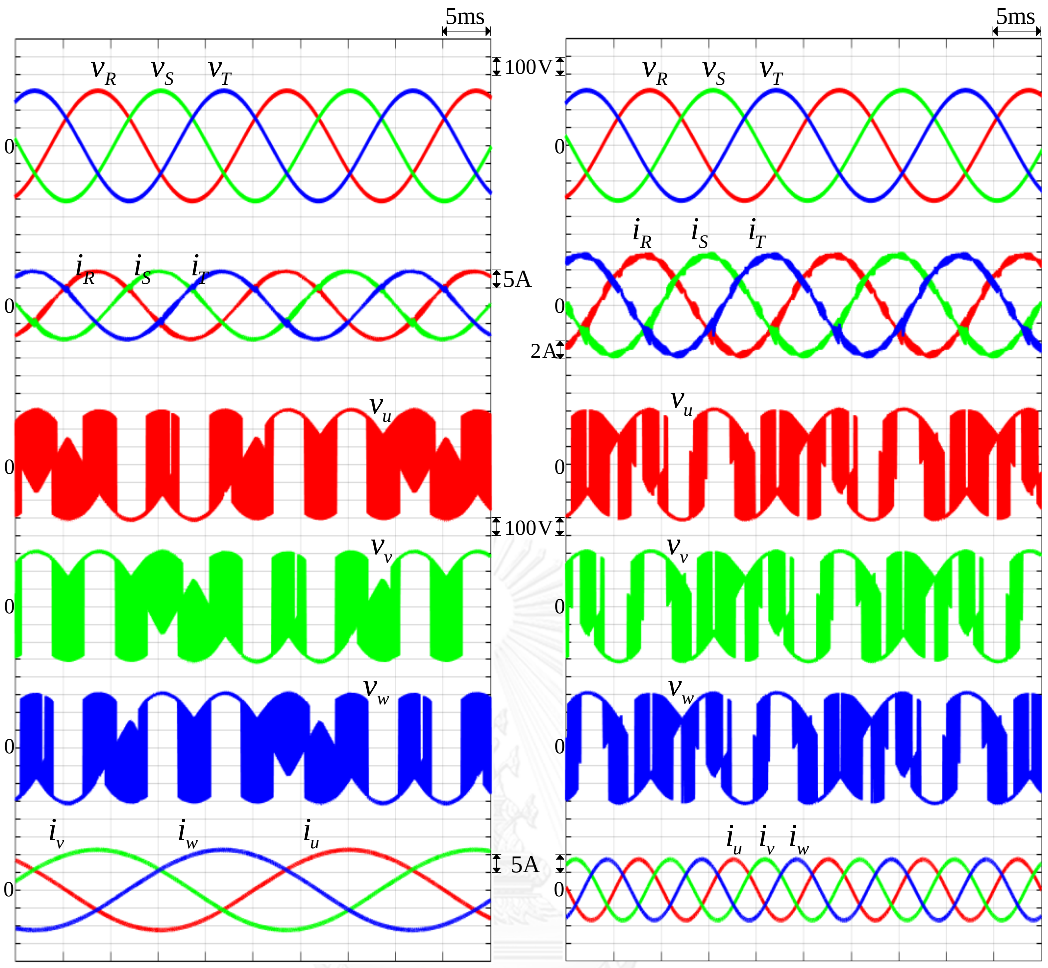
4.3 จำลองการปรับความถี่ด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d

ในหัวข้อนี้นำเสนอการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB โดยในการจำลอง กำหนดให้คงค่าดัชนีการมอดูเลตไว้ที่ m=0.86 และเปลี่ยนความถี่ด้านออกจาก 25Hz เป็น 100 Hz เพื่อดูพฤติกรรมของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์เป็น 1n1u1d

จากผลจำลองการทำงานพบว่าคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ทำงานที่ความถี่ต่าง ๆ โดยที่สามารถสร้างแรงดันด้านออก พร้อมทั้งควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้ดังรูปที่ 4.10 ความถูกต้องของรูปคลื่นแรงดันเฟสด้านออกสามารถตรวจสอบได้จากรูปคลื่นกระแสด้านออกที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์แบบสามเฟสสมดุล

การปรับความถี่ด้านออกส่งผลให้ตัวประกอบกำลังด้านออกเปลี่ยนแปลงส่งผลให้รูปคลื่นกระแส $i_{\max}^{(i)}$ เปลี่ยนแปลง แต่อย่างไรก็ตามตัวเก็บประจุที่เป็นวงจรกรองผ่านต่ำสามารถกรองความถี่การสวิตช์ออก ทำให้เหลือเพียงกระแส $i_{\max}^{(\mathrm{r})}$ ที่มีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 4.11 จากที่กล่าวไว้ข้างต้นแสดงให้เห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB สามารถสร้างแรงดันด้านออกที่ต้องการและให้กระแสด้านเข้าที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ได้ แม้ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงของตัวประกอบกำลังด้านออก โดยมีจำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์เพียง 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์

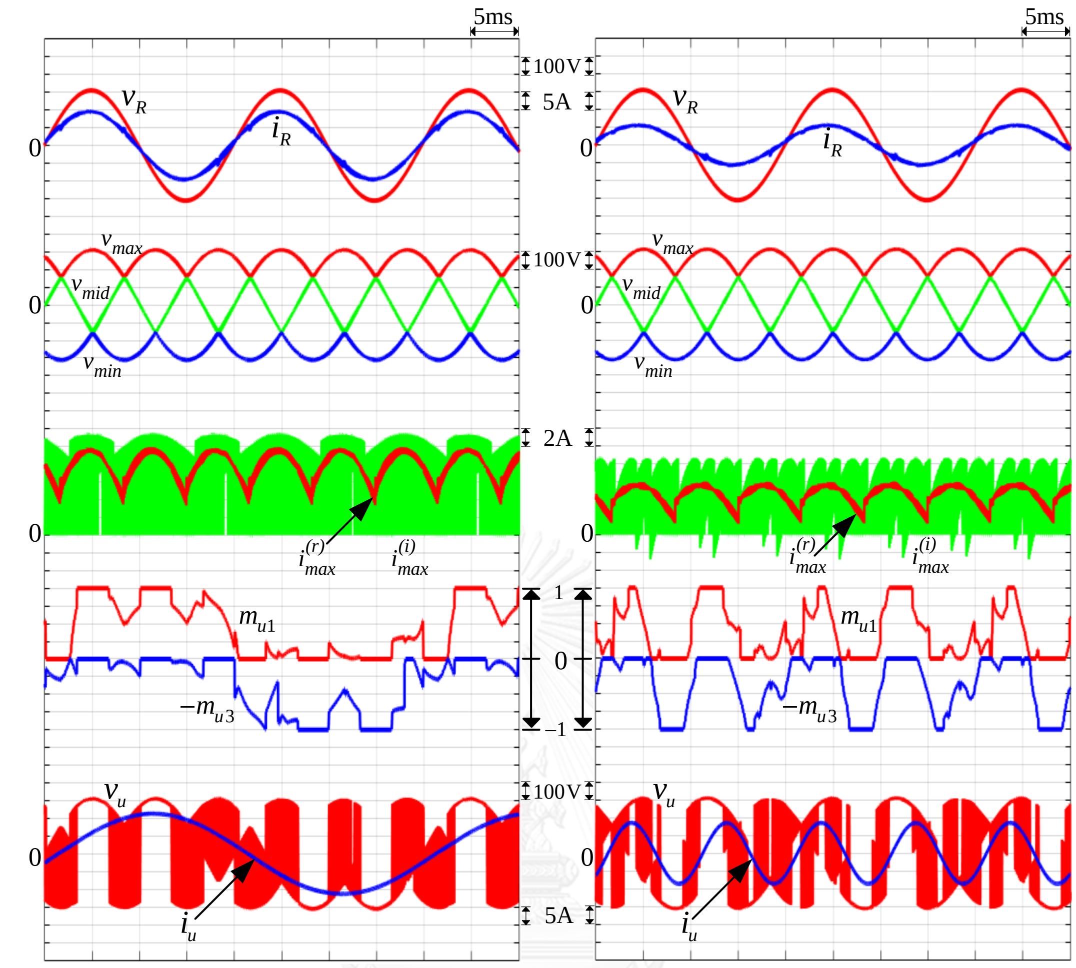
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY



(ก) กรณี m=0.86, f_o=25 Hz (ข) กรณี m=0.86, f_o=100 Hz

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รูปที่ 4.10 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกจากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.86, f_o=25 Hz และกรณี m=0.86, f_o=100 Hz



(ก) กรณี m=0.86, f_o=25 Hz (ข) กรณี m=0.86, f_o=100 Hz

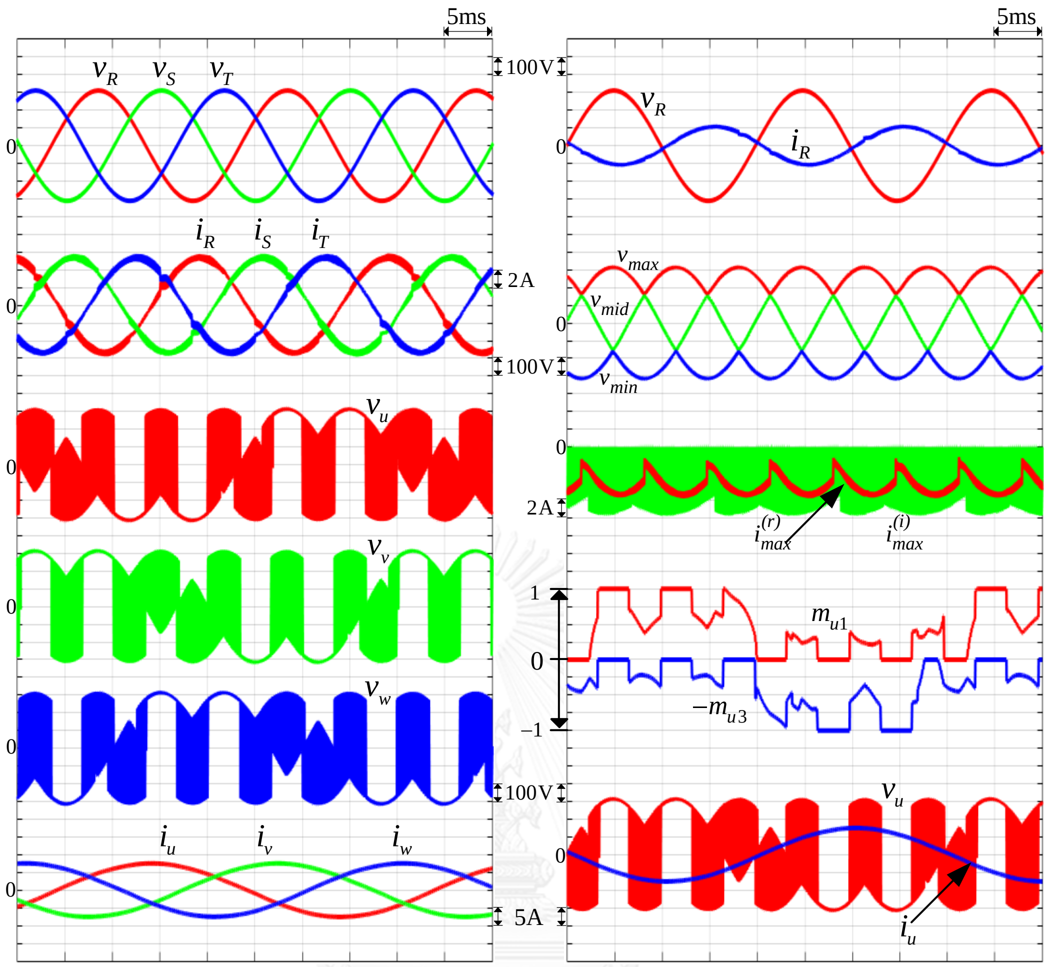
รูปที่ 4.11 รูปคลื่นปริมาณภายในจากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.86, f_o=25 Hz และกรณี m=0.86, f_o=100 Hz

4.4 จำลองการทำงานในโหมดคืนพลังงานกลับในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d

หัวข้อนี้กล่าวถึงการทำงานในโหมดคืนพลังงานของโครงสร้าง S3L-BTB ในเงื่อนไขดัชนีการมอดูเลต m=0.7 และความถี่ด้านออก f_o =25 Hz จากรูปที่ 4.12 ก) เห็นได้ว่าในโหมดคืนพลังงานกลับคอนเวอร์เตอร์สามารถควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์รวมถึงสามารถสร้างแรงดันด้านออกที่ต้องการได้ ซึ่งสามารถตรวจสอบความถูกต้องได้จากกระแสด้านออก จากรูปที่ 4.12 ข) เห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสด้านเข้าและกระแสบัสไฟตรงเฟสสูงสุด ($i_{\max}$) มีเฟสตรงข้ามกับแรงดันด้านเข้าและแรงดันบัสเฟสสูงสุด ($v_{\max}$) ตามลำดับ แสดงถึงการไหลย้อนของกำลังงานจากบัสไฟตรงไปยังแหล่งจ่ายด้านเข้า

เมื่อพิจารณากระแส $i_{\max}$ เห็นได้ว่ากระแสบัสด้านภาควงจรอินเวอร์เตอร์ $i_{\max}^{(\mathrm{i})}$ มีองค์ประกอบความถี่สูงจากการสวิตช์แบบ PWM ด้านภาควงจรอินเวอร์เตอร์ แต่เมื่อกระแส $i_{\max}^{(\mathrm{i})}$ ผ่านตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรง กระแสดังกล่าวจะถูกกรององค์ประกอบความถี่สูงออก ทำให้เหลือเพียงกระแสบัสไฟตรงด้านภาควงจรเรียงกระแส $i_{\max}^{(\mathrm{r})}$ ที่มีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของรูปคลื่นไซน์ ผลจำลองการทำงานดังที่กล่าวมาข้างต้นสามารถยืนยันได้ว่า คอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d สามารถทำงานในโหมดคืนพลังงานได้ โดยมีจำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์เพียง 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University



ก) ข)

รูปที่ 4.12 ก) รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออก ข) รูปคลื่นปริมาณภายใน ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในโหมดคืนพลังงานที่ m=07, f_o=25 Hz

บทที่ 5
การทดสอบการทำงานกับเครื่องต้นแบบ

บทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรที่ใช้รูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d โดยใช้เครื่องต้นแบบในการทดสอบ เนื้อหาบางส่วนในบทนี้เป็นการเปรียบเทียบผลการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d กับ 2u1d เพื่อยืนยันว่าคอนเวอร์เตอร์แบบ S3L-BTB สามารถใช้เทคนิคการมอดูเลตดังกล่าวในการลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ลงได้

5.1 โครงสร้างของระบบทดสอบ

ระบบทดสอบจะใช้บอร์ด FPGA ตระกูล Spartan-3 เบอร์ XC3S400 ของบริษัท Xilinx เพียง 1 บอร์ดในการควบคุมการทำงานของทั้งภาควงจรเรียงกระแสและภาควงจรอินเวอร์เตอร์ โดยบอร์ดควบคุมจะรับข้อมูลแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านออกจากวงจรตรวจวัดมาประมวลผลเพื่อสั่งการทำงานของวงจรภาคกำลัง ซึ่งในที่นี้เลือกใช้สวิตช์ไอจีบีทีเบอร์ IRG7PH35UD1PbF เป็นสวิตช์กำลัง ภาพรวมของระบบทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.1 โดยการทดสอบการทำงานตามวงจรดังรูปที่ 5.1 มีพารามิเตอร์ดังนี้

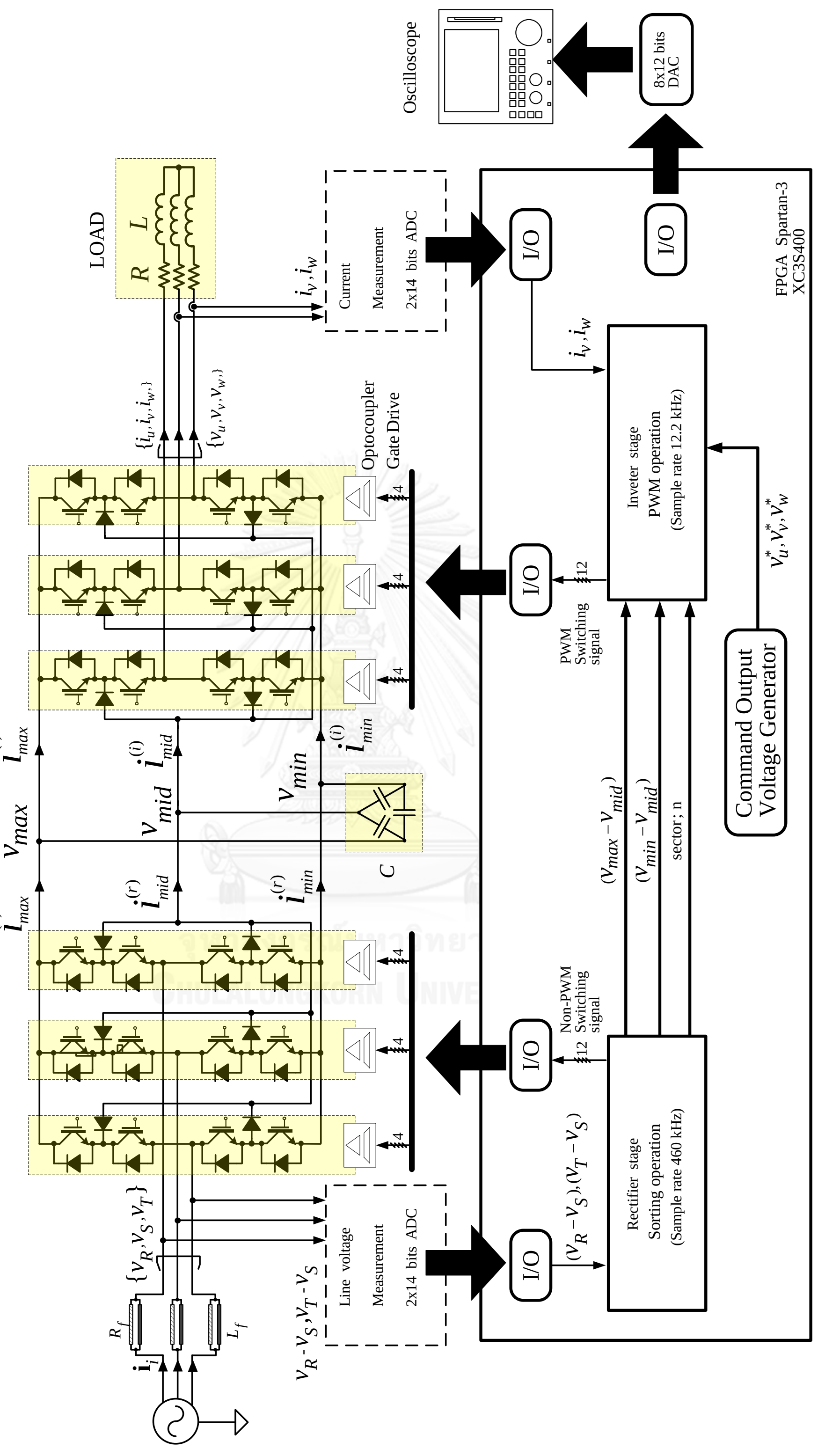
แหล่งจ่ายแรงดัน : แรงดันสามเฟสสมดุลที่มีขนาดของแรงดันระหว่างสาย 380 V_{rms} 50 Hz

ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ : 12.2 kHz

วงจรกรองด้านเข้า : ตัวเก็บประจุ (C) 4.2 μF ต่อแบบเดลต้า

ตัวเหนี่ยวนำ (L_f) 5 mH ต่อขนานกับตัวต้านทาน (R_f) 15 Ω

โหลด : ตัวต้านทาน (R) 24Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (L) 33.3 mH



รูปที่ 5.1 โครงสร้างระบบทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตร

ตารางที่ 5.1 เงื่อนไขสำหรับทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB

กรณี	การทดสอบ	เงื่อนไขการทำงานของวงจร			
		ดัชนีการมอดูเลต (m= $\frac{\lVert \mathbf{v}_o \rVert}{\lVert \mathbf{v}_i \rVert}$)	ความถี่ด้านออก f_o (Hz)	ตัวประกอบกำลังด้านออก	ผลการทดลอง
1	เปรียบเทียบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d	0.7	25	0.97 lagging	รูปที่ 5.2 ถึง รูปที่ 5.3
2		0.7	100	0.74 lagging	รูปที่ 5.4 ถึง รูปที่ 5.5
3		0.3	25	0.97 lagging	รูปที่ 5.6 ถึง รูปที่ 5.7
4	ปรับแรงดันด้านออก	0.3	75	0.83 lagging	รูปที่ 5.8 ถึง รูปที่ 5.9
5		0.86	75	0.83 lagging	
6	ปรับความถี่ด้านออก	0.86	25	0.97 lagging	รูปที่ 5.10 ถึง รูปที่ 5.11
7		0.86	100	0.74 lagging	

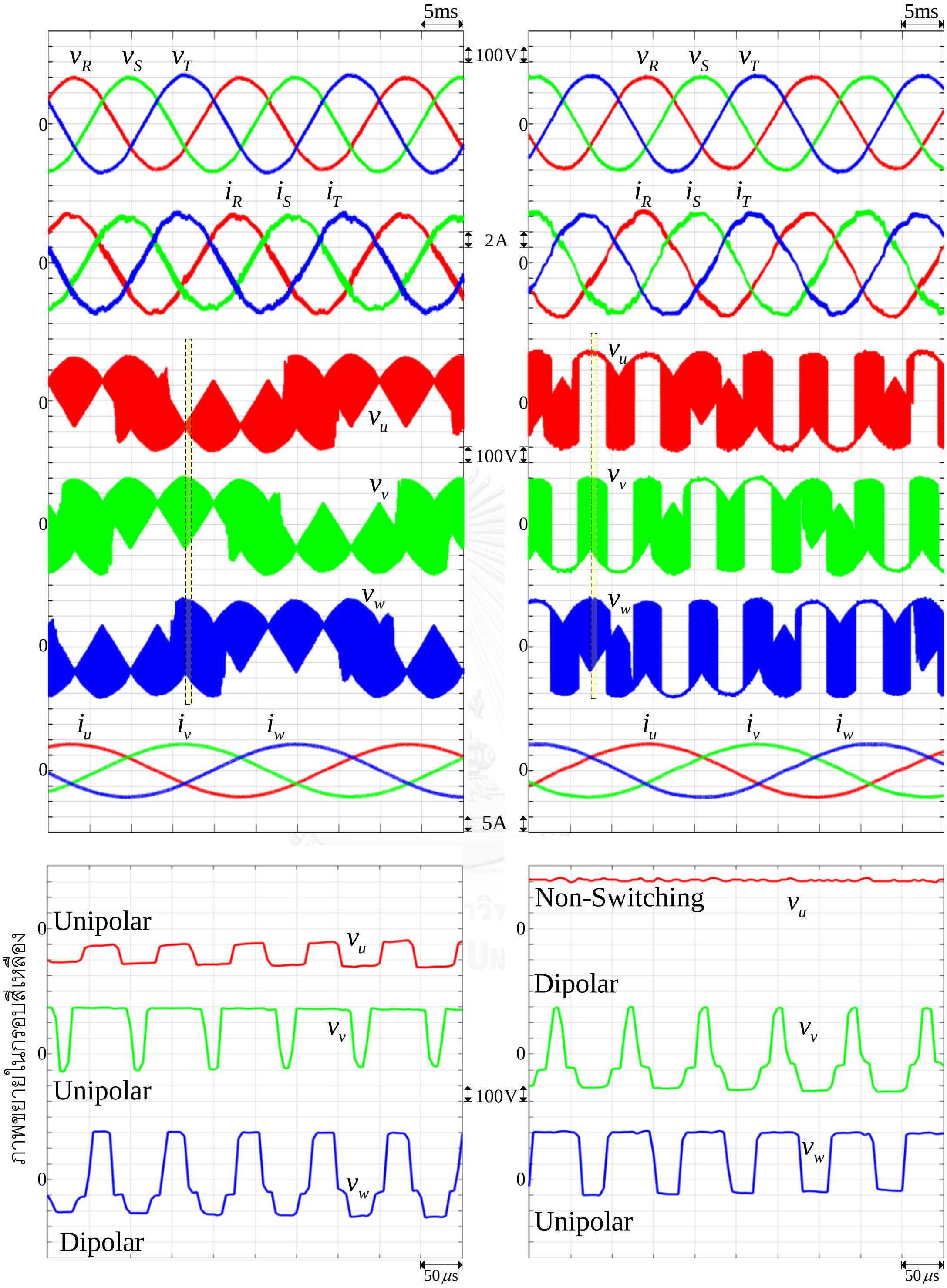
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

5.2 ทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d เปรียบเทียบกับรูปแบบ 2u1d

เนื้อหาในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการนำเทคนิคการมอดูเลตเพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB มาใช้กับระบบทดสอบของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB การเปรียบเทียบจำนวนครั้งการสวิตช์สามารถพิจารณาได้จากรูปคลื่นของแรงดันเฟสด้านออก จากรูปที่ 5.2 ถึง รูปที่ 5.7 เป็นการทดสอบการทำงานในเงื่อนไขตัวประกอบกำลังด้านออกต่างกัน โดยการคงค่าดัชนีการมอดูเลต (m) ไว้ที่ m=0.7 และทดสอบในกรณีความถี่ด้านออก (f_o) เป็น 100Hz และ 25Hz ต่อมาเป็นการทดสอบในเงื่อนไขขนาดแรงดันด้านออกต่างกัน โดยคงค่าความถี่ของแรงดันด้านออกไว้ที่ 25Hz และทดสอบในเงื่อนไขดัชนีการมอดูเลต m=0.7 และ m=0.3 ตามลำดับ

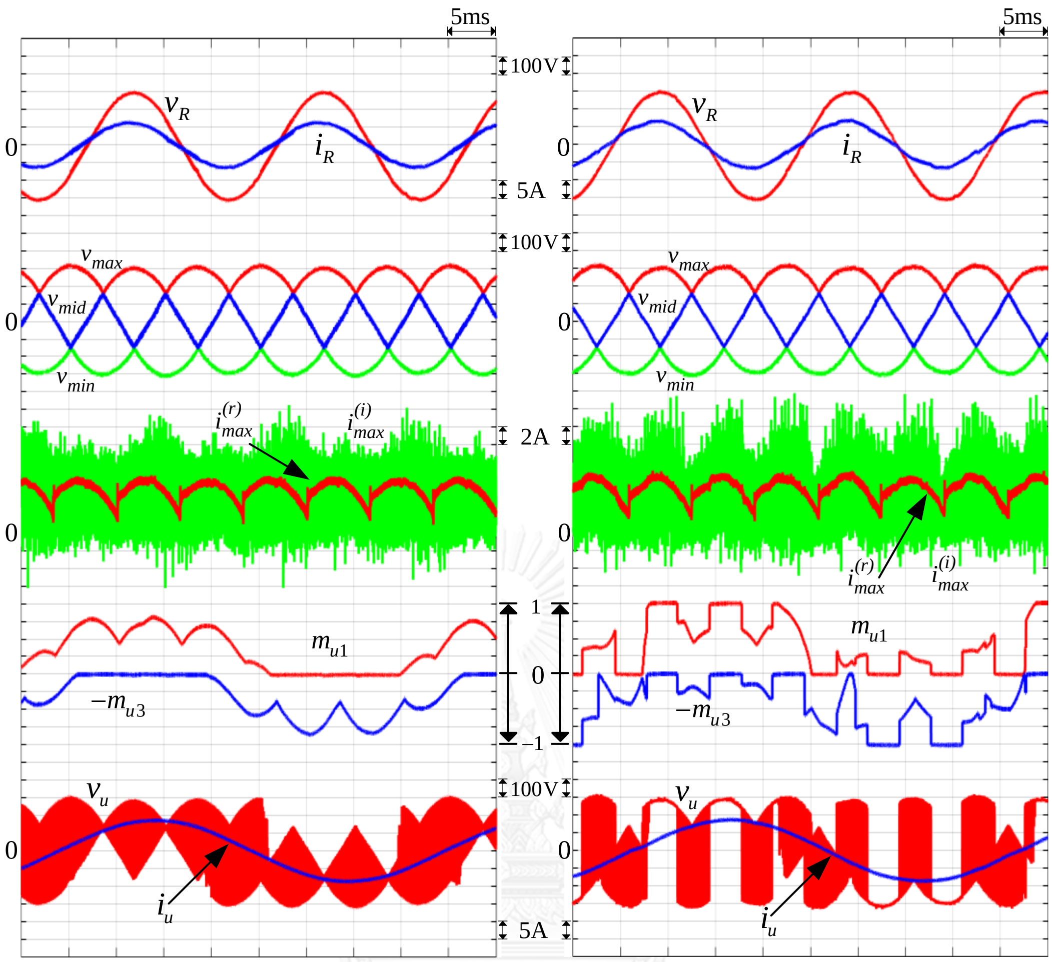
จากผลการทดสอบในเงื่อนไขต่าง ๆ ที่แสดงดังรูปที่ 5.2 ถึง รูปที่ 5.7 พบว่าคอนเวอร์เตอร์ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d สามารถทำงานได้เหมือนคอนเวอร์เตอร์ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d กล่าวคือคอนเวอร์เตอร์ยังคงสามารถสร้างแรงดันด้านออกที่ให้กระแสด้านออกเป็นรูปคลื่นไซน์แบบสามเฟสสมดุล และให้กระแสด้านเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์สามเฟสสมดุลได้ โดยที่มีจำนวนครั้งการสวิตช์ลดลง สังเกตได้ว่าแรงดันด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d และ 2u1d จะมีรูปคลื่นแตกต่างกันอันเนื่องมาจากฟังก์ชันการมอดูเลตที่มีลักษณะต่างกัน แต่อย่างไรก็ตามค่าเฉลี่ย ณ ขณะหนึ่งของแรงดันดังกล่าวมีค่าเท่ากัน โดยสามารถพิจารณาได้จากขนาดของกระแสด้านออก

เมื่อเปรียบเทียบผลการทดลองในรูปที่ 5.2 – 5.7 กับผลการจำลองในรูปที่ 4.2 – 4.7 จะพบว่ามีรูปคลื่นที่คล้ายคลึงกันแต่ไม่เหมือนกัน 100% ซึ่งอาจเป็นเพราะมุมเฟสของแรงดันด้านเข้าและแรงดันด้านออกไม่สอดคล้องกันในระหว่างผลการทดสอบกับผลการจำลอง ความแตกต่างดังกล่าวอาจส่งผลให้ค่าวัฏจักรงานที่คำนวณได้แตกต่างกัน แต่ลักษณะการทำงานของวงจรยังคงถูกต้อง



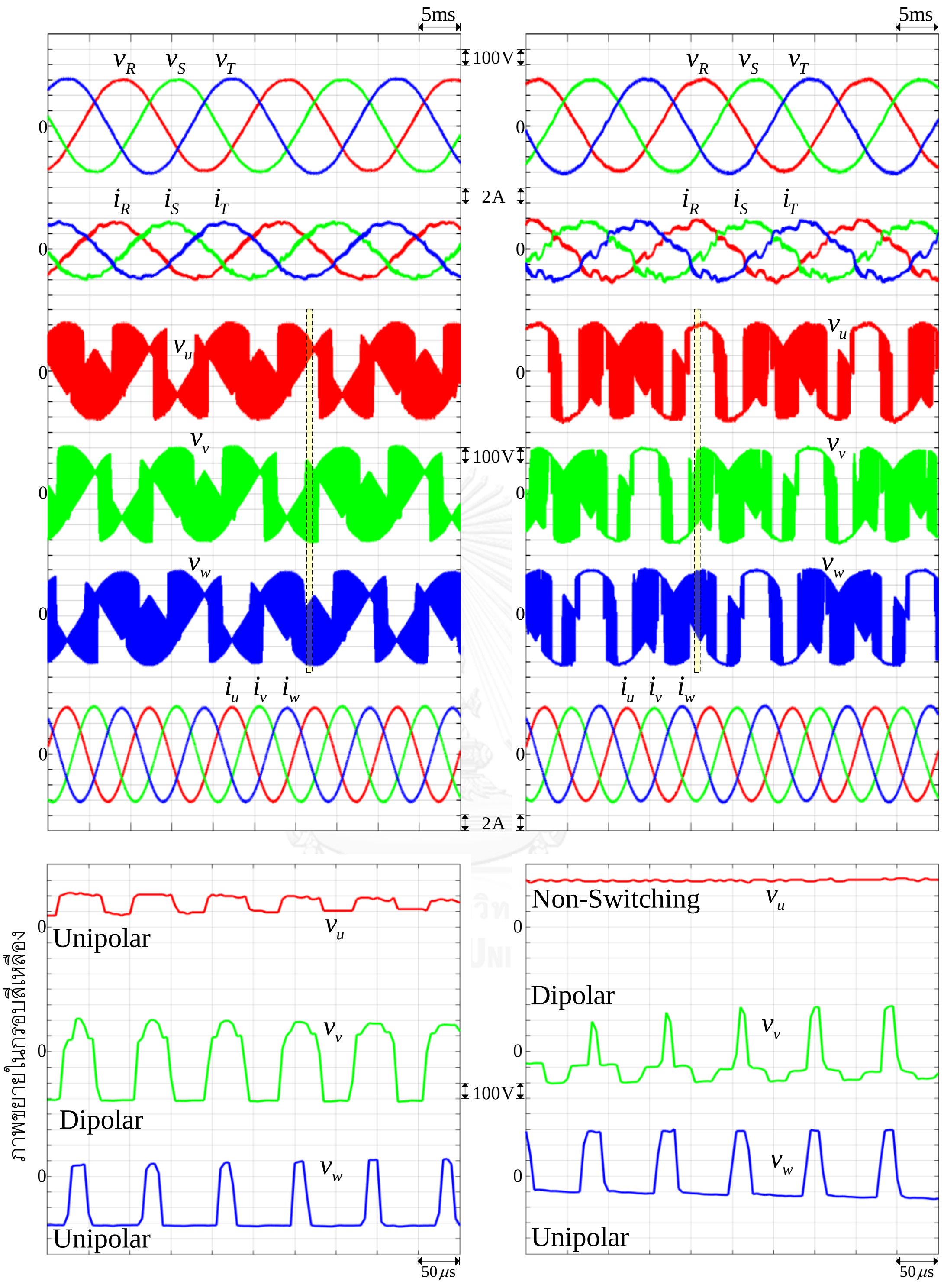
(ก) รูปแบบการสวิตช์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

รูปที่ 5.2 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o =25 Hz



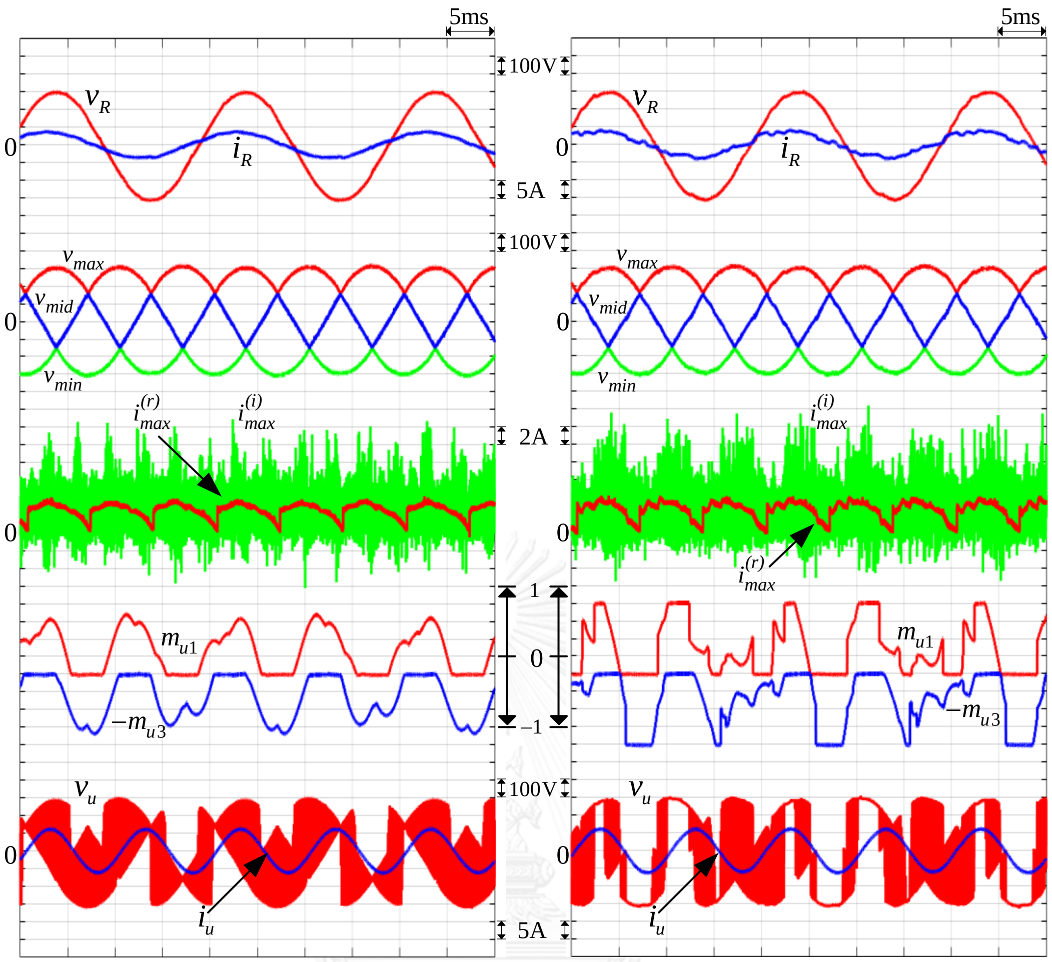
(ก) รูปแบบการสวิตช์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

รูปที่ 5.3 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o=25 Hz



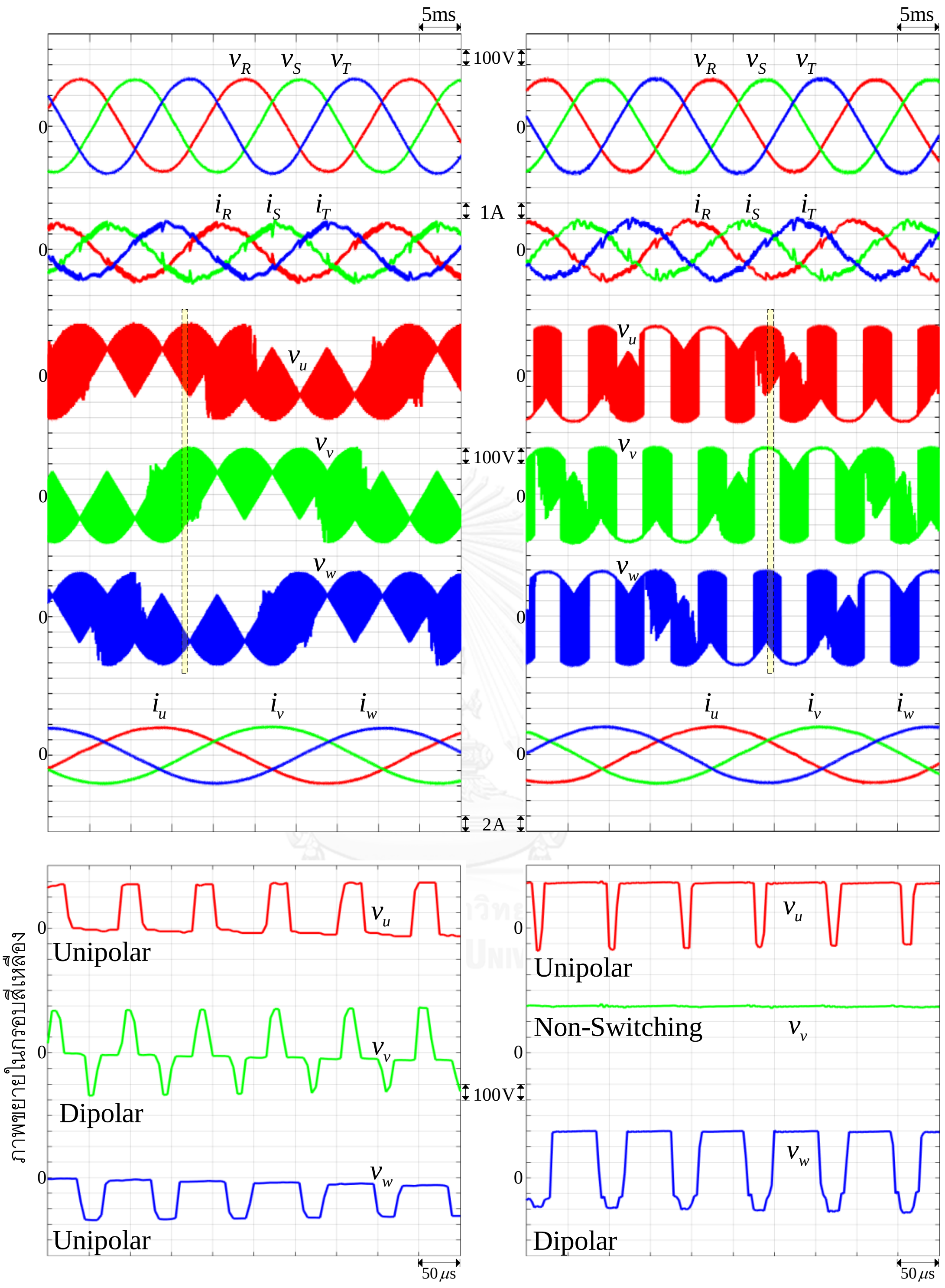
(ก) รูปแบบการสวิตซ์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตซ์ 1n1u1d

รูปที่ 5.4 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o =100 Hz



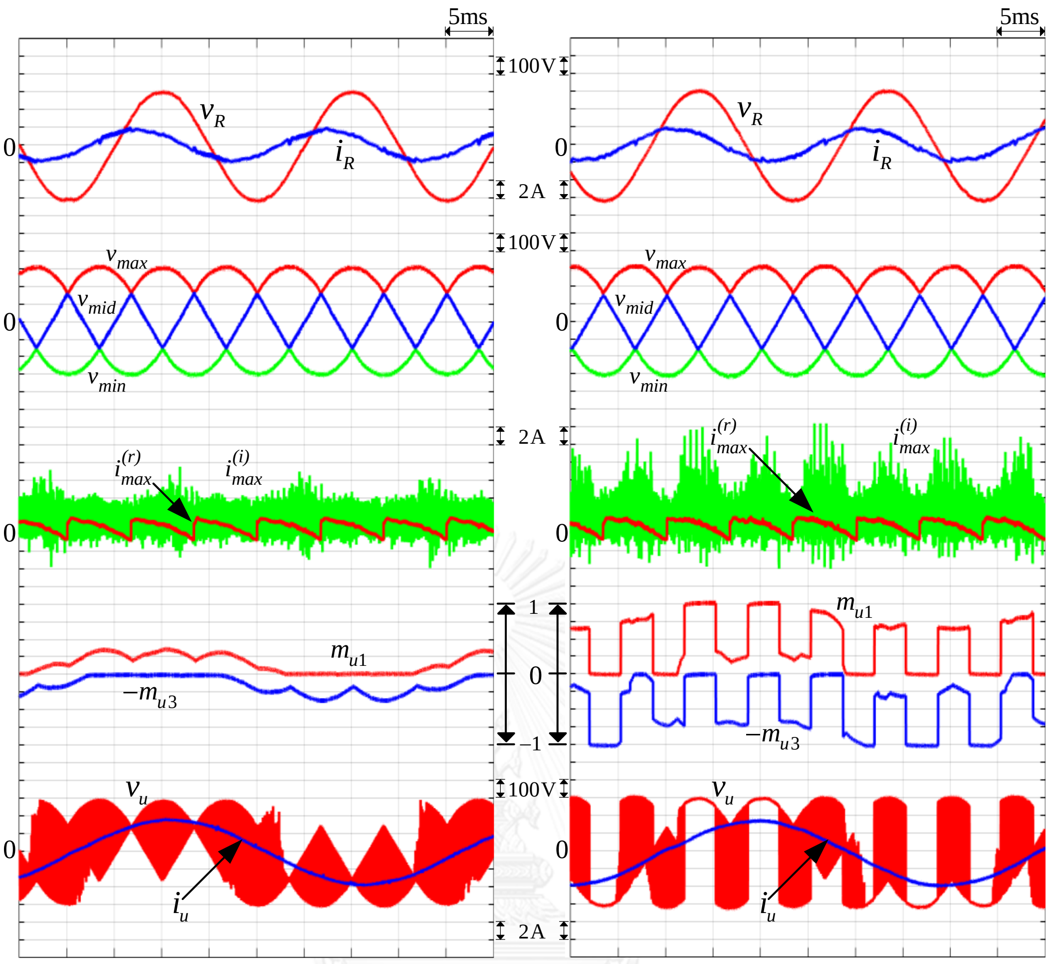
(ก) รูปแบบการสวิตช์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

รูปที่ 5.5 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.7, f_o =100 Hz



(ก) รูปแบบการสวิตซ์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตซ์ 1n1u1d

รูปที่ 5.6 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกที่มีรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.3, f_o =25 Hz



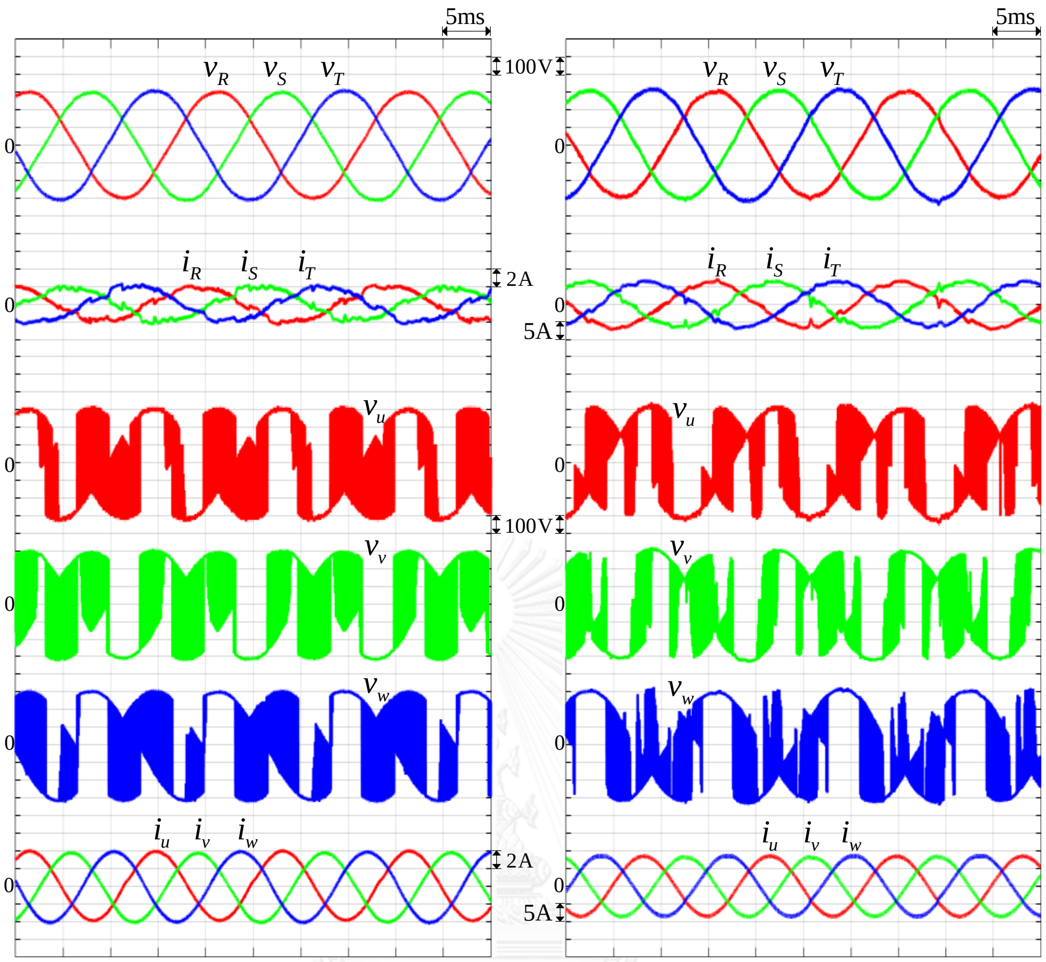
(ก) รูปแบบการสวิตช์ 2u1d (ข) รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

รูปที่ 5.7 รูปคลื่นปริมาณภายในที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณี m=0.3, f_o =25 Hz

5.3 การทดสอบการทำงานในเงื่อนไขการปรับขนาดแรงดันด้านออก

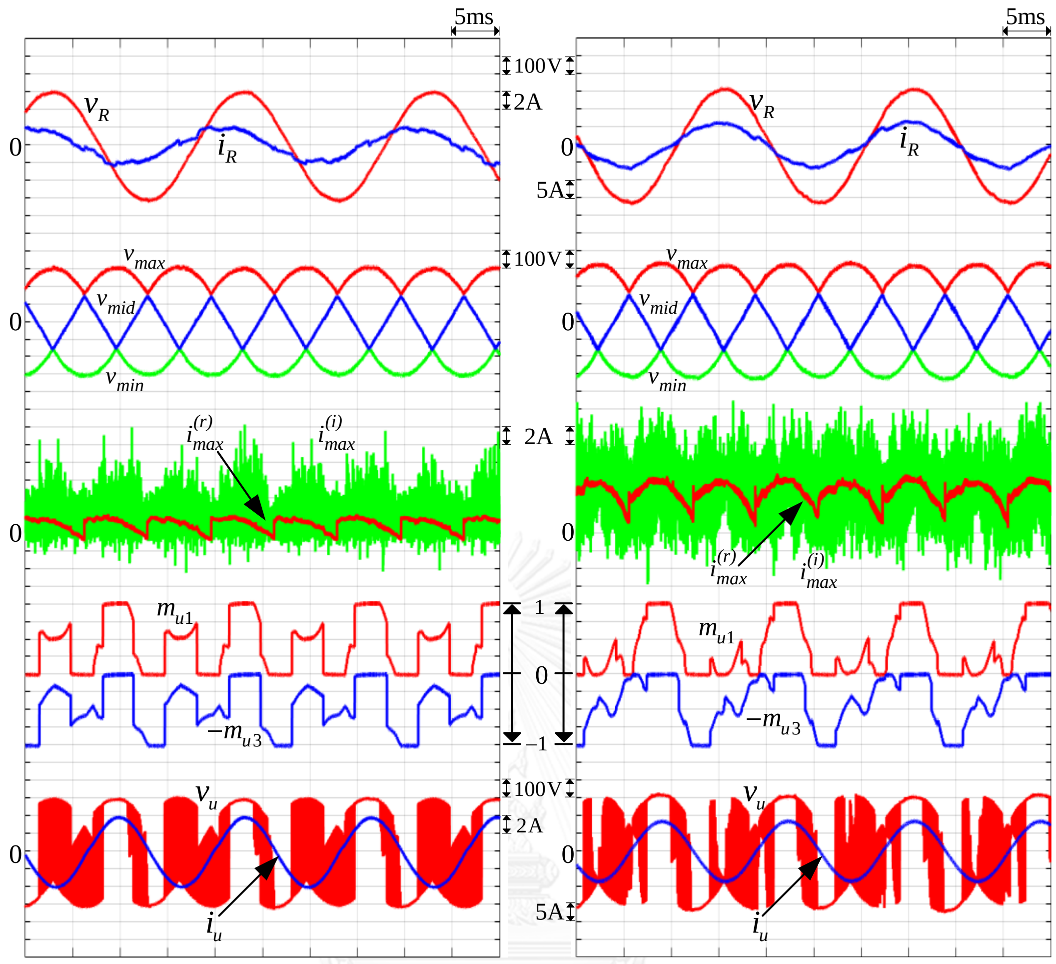
ในเงื่อนไขการทดสอบนี้จะคงความถี่ด้านออกไว้ที่ 75 Hz และปรับขนาดแรงดันด้านออกจากการปรับดัชนีการมอดูเลต m โดยใช้เงื่อนไข m=0.3 และ m=0.86 ตามลำดับ จากรูปที่ 5.8 คอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานที่แรงดันด้านออกค่าต่าง ๆ ได้ ใกล้เคียงกับการจำลองการทำงานในบทที่ 4

จากรูปที่ 5.9 เห็นได้ว่ากระแส $i_{\max}^{(i)}$ จะมีรูปคลื่นที่ขึ้นอยู่กับการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ แต่เมื่อกระแสดังกล่าวจะถูกตัวเก็บประจุบริเวณบัสไฟตรงกรองความถี่การสวิตช์ออกทำให้ได้กระแส $i_{\max}^{(\mathrm{r})}$ ที่มีรูปคลื่นเป็นส่วนหนึ่งของรูปคลื่นไซน์ สังเกตได้ว่าที่เงื่อนไขดัชนีการมอดูเลตต่ำซึ่งเป็นเงื่อนไขที่มีกำลังจริงต่ำ กระแส $i_{\max}^{(\mathrm{r})}$ จะได้รับได้รับผลของกำลังรีแอกทีฟจากตัวเก็บประจุบริเวณบัสไฟตรงทำให้กระแสบางส่วนมีค่าน้อยกว่าศูนย์ กระแสส่วนดังกล่าวจะไหลผ่าน IGBT ของภาควงจรเรียงกระแสกลับไปเป็นกระแสด้านเข้าที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์แทนที่จะไหลผ่านไดโอดในภาควงจรเรียงกระแส เมื่อพิจารณารูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านเข้า พบว่ากระแสด้านเข้าจะมีมุมเฟสนำหน้าแรงดันด้านเข้าอันเนื่องมาจากผลของกำลังรีแอกทีฟของตัวเก็บประจุบริเวณบัสไฟตรง



(ก) กรณี m=0.3, f_o=75 Hz (ข) กรณี m=0.86, f_o=75 Hz

รูปที่ 5.8 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออก จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.3, f_o=75 Hz และกรณี m=0.86, f_o=75 Hz



(ก) กรณี m=0.3, f_o=75 Hz (ข) กรณี m=0.86, f_o=75 Hz

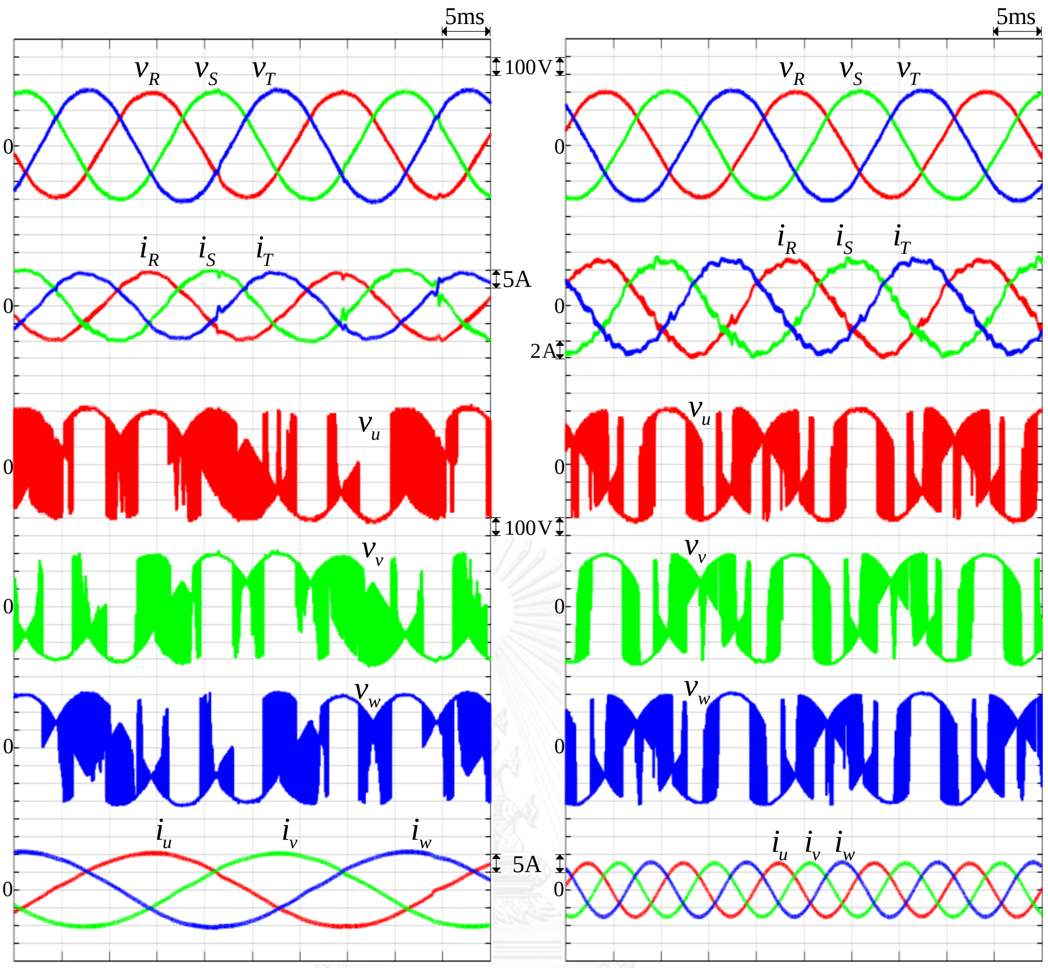
รูปที่ 5.9 รูปคลื่นปริมาณภายใน จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตซ์ 1n1u1d ในกรณี m=0.3, f_o=75 Hz และกรณี m=0.86, f_o=75 Hz

5.4 การทดสอบการทำงานในเงื่อนไขการปรับความถี่ของแรงดันด้านออก

การทดสอบการทำงานในเงื่อนไขการปรับความถี่ของแรงดันด้านออกนั้น ในที่นี้จะคงดัชนีการมอดูเลต m ไว้ที่ m= 0.86 และให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในเงื่อนไขความถี่ 25Hz และ 100Hz ตามลำดับ การปรับความถี่ของแรงดันด้านออกนั้นแสดงถึงการปรับตัวประกอบกำลังด้านออกซึ่งในกรณีข้างต้นจึงเป็นการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่เงื่อนไขตัวประกอบกำลังด้านออกเท่ากับ 0.97 lagging (25Hz) และ 0.74 lagging (100Hz)

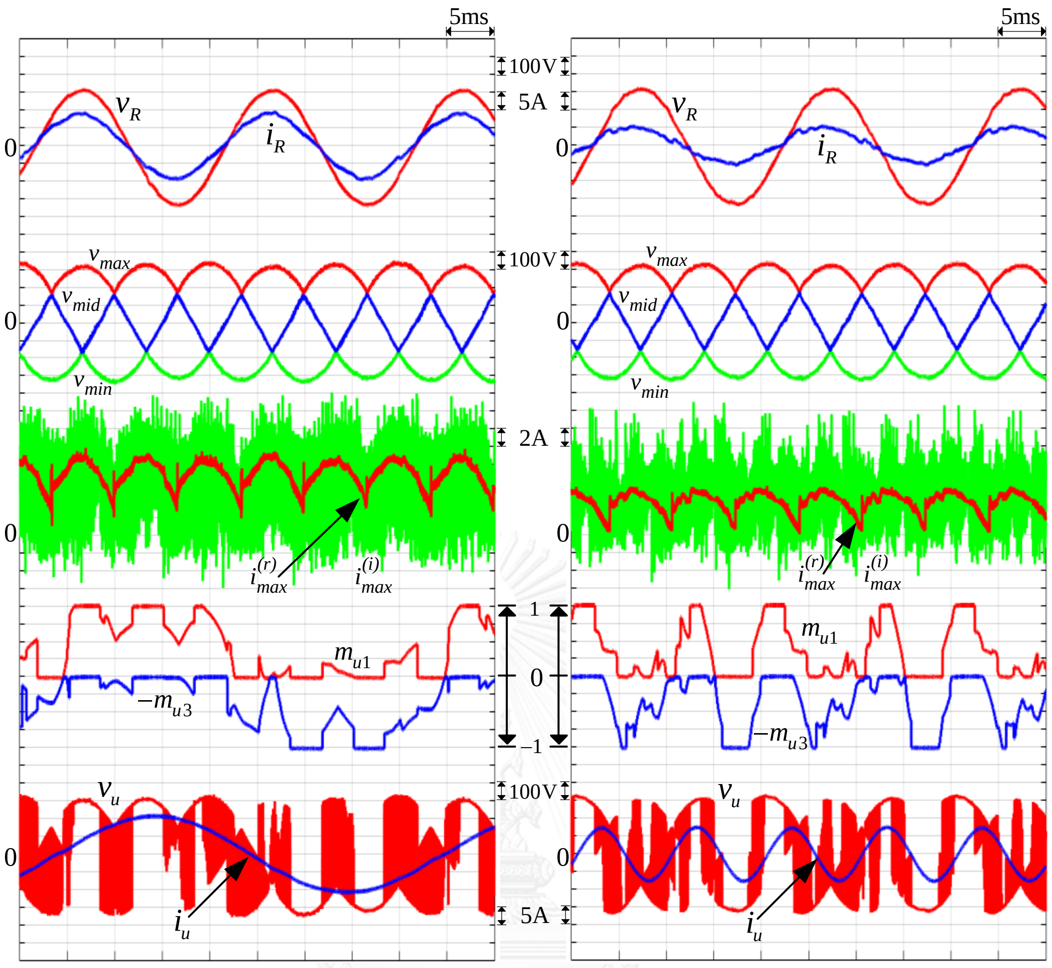
จากรูปที่ 5.10 และ รูปที่ 5.11 แสดงให้เห็นว่าคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d สามารถทำงานในเงื่อนไขตัวประกอบกำลังด้านออกต่าง ๆ ได้ ซึ่งผลการทดสอบมีความคล้ายคลึงกับผลจำลองการทำงานในบทที่ 4 จากรูปที่ 5.11 พบว่าแรงดันด้านออกจะสมมูลกับฟังก์ชันการมอดูเลตที่คำนวณได้ตามทฤษฎีดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 โดยช่วงที่ m_{u1} มีค่าเท่ากับหนึ่งและ $-m_{u3}$ มีค่าเท่ากับศูนย์ตลอดคาบการสวิตช์แสดงให้เห็นว่าในคาบการสวิตช์นั้นเฟส u ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์จะไม่มีการสวิตช์

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University



(ก) กรณี m=0.86, f_o=25 Hz (ข) กรณี m=0.86, f_o=100 Hz

รูปที่ 5.10 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออก จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ในกรณี m=0.86, f_o=25 Hz และกรณี m=0.86, f_o=100 Hz



(ก) กรณี m=0.86, f_o=25 Hz (ข) กรณี m=0.86, f_o=100 Hz

รูปที่ 5.11 รูปคลื่นปริมาณภายใน จากการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ S3L-BTB ในกรณีที่มีรูปแบบการสวิตซ์ 1n1u1d ในกรณี m=0.86, f_o=25 Hz และกรณี m=0.86, f_o=100 Hz

บทที่ 6
บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุปงานวิจัย

คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรนั้นเป็นโครงสร้างที่มีกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิมมากเนื่องจากภาควงจรเรียงกระแสใช้การสวิตช์ที่ความถี่สายกำลัง งานวิจัยนี้ได้นำคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรมาพัฒนาให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นในด้านกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์โดยนำเทคนิคการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้ ทำให้สามารถลดจำนวนครั้งการสวิตช์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ลงเหลือเพียง 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ซึ่งเหมือนกับอินเวอร์เตอร์สามระดับทั่วไป โดยที่คอนเวอร์เตอร์ยังคงสามารถสร้างแรงดันด้านออกที่ต้องการพร้อมทั้งให้กระแสด้านเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์ได้

6.2 ข้อเสนอแนะสำหรับพัฒนางานวิจัยในอนาคต

คอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรในกรณีที่ภาควงจรเรียงกระแสมีการสวิตช์ที่ความถี่สายกำลังมีข้อจำกัดคือคอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้เพียง 86.6% แต่อย่างไรก็ตาม หากภาควงจรเรียงกระแสใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์ก็จะสามารถสร้างแรงดันด้านออกได้มากกว่า 86.6% ของแรงดันด้านเข้าได้เช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์สามระดับหลังชนหลังแบบดั้งเดิม

ดังนั้นในอนาคตจึงควรเพิ่มการควบคุมการทำงานของภาควงจรเรียงกระแส ให้สามารถเลือกรูปแบบการทำงานของภาควงจรเรียงกระแสได้ว่าจะใช้การสวิตช์ที่ความถี่สายกำลังหรือใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์ได้ตามความเหมาะสม

รายการอ้างอิง

[1] K. Niyomsatian, S. Samermurn, S. Suwankawin, and S. Sangwongwanich, "Novel topologies for three-level back-to-back converters based on matrix converter theory," ICON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012.

[2] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Review of Three-Phase PWM AC-AC Converter Topologies," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 58, pp. 4988-5006, 2011.

[3] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix converters: a technology review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 49, pp. 276-288, 2002.

[4] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 49, pp. 370-381, 2002.

[5] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "A novel modulation strategy for matrix converters with reduced switching frequency based on output current sensing," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, pp. 2373-2379 Vol.3.

[6] พ. เกียรติสุขคณาธร และ ส. แสงวงศ์วาณิชย์, "การมอดูเลตแบบขั้วคู่เพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์สำหรับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์," การประชุมวิชาการทางไฟฟ้าครั้งที่ *32,* pp. 551-554, 28-30 ตุลาคม 2552 2009.

[7] P. Kiatsookkanatorn and S. Sangwongwanich, "A Unified PWM Method for Matrix Converters and Its Carrier-Based Realization Using Dipolar Modulation Technique," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 59, pp. 80-92, 2012.

[8] S. Sangwongwanich, "Double-carrier-based modulation theory of three-level inverters and a new discontinuous PWM for neutral-point voltage balancing,"

in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4961-4966.

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

ภาคผนวก

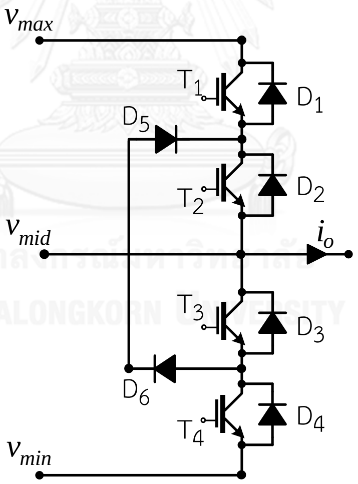
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

ภาคผนวก

ก.1 การเปรียบเทียบกำลังสูญเสียจากการสวิตซ์ของภาควงจรอินเวอร์เตอร์ระหว่างรูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d และ 1n1u1d

รูปแบบการมอดูเลตแบบ 1n1u1d ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีจำนวนครั้งการสวิตซ์น้อยกว่ารูปแบบการสวิตซ์แบบ 2u1d ส่งผลให้กำลังสูญเสียจากการสวิตซ์ในภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงสร้างสามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรลดลง โดยในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการคำนวณกำลังสูญเสียจากการสวิตซ์ที่เกิดขึ้นในแต่ละรูปแบบการสวิตซ์

จากงานวิจัย [1] การสับเปลี่ยนของสวิตซ์ในแต่ละตำแหน่งจะมีพลังงานสูญเสียแตกต่างกันดังแสดงในตารางที่ ก.1 ซึ่งพลังงานสูญเสียจากการสวิตซ์ของสวิตซ์แต่ละตัวคำนวณได้ดังสมการที่ (ก.1) – (ก.4) โดยโครงสร้างวงจรที่พิจารณาคือโครงสร้างวงจรสามระดับแบบตรึงจุดนิวทรัล



รูปที่ ก.1 โครงสร้างสามระดับแบบตรึงจุดนิวทรัล

ตารางที่ ก.1 การสูญเสียในสวิตช์ของโครงสร้างสามระดับแบบตรึงจุดนิวทรัล

การเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออก	พลังงานสูญเสีย
$i_o \geq 0$	
$v_{max} \rightarrow v_{min}$	$E_{T1,off}, E_{T2,off}, E_{D3,on}, E_{D4,on}$
$v_{max} \rightarrow v_{mid}$	$E_{T1,off}, E_{D5,on}$
$v_{min} \rightarrow v_{max}$	$E_{T1,on}, E_{T2,on}, E_{D3,off}, E_{D4,off}$
$v_{min} \rightarrow v_{mid}$	$E_{T2,on}, E_{D4,off}$
$v_{mid} \rightarrow v_{max}$	$E_{T1,on}, E_{D5,off}$
$v_{mid} \rightarrow v_{min}$	$E_{T2,off}, E_{D4,on}$
$i_o < 0$	
$v_{max} \rightarrow v_{min}$	$E_{D1,off}, E_{D2,off}, E_{T3,on}, E_{T4,on}$
$v_{max} \rightarrow v_{mid}$	$E_{D1,off}, E_{T3,on}$
$v_{min} \rightarrow v_{max}$	$E_{D1,on}, E_{D2,on}, E_{T3,off}, E_{T4,off}$
$v_{min} \rightarrow v_{mid}$	$E_{T4,off}, E_{D6,on}$
$v_{mid} \rightarrow v_{max}$	$E_{D1,on}, E_{T3,off}$
$v_{mid} \rightarrow v_{min}$	$E_{T4,on}, E_{D6,off}$

$$E_{Tk,on}(v,i) = \frac{E_{Tk,on,n}}{V_n I_n} v \cdot i \quad \text{(ก.1)}$$

$$E_{Tk,off}(v,i) = \frac{E_{Tk,off,n}}{V_n I_n} v \cdot i \quad \text{(ก.2)}$$

$$E_{Dk,on}(v,i) = \frac{E_{Dk,on,n}}{V_n I_n} v \cdot i \quad \text{(ก.3)}$$

$$E_{Dk,off}(v,i) = \frac{E_{Dk,off,n}}{V_n I_n} v \cdot i \quad \text{(ก.4)}$$

โดยที่ $E_{Tk,on,n}, E_{Tk,off,n}$ คือ พลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแสของ IGBT โดยในหัวข้อนี้จะใช้ค่าตาม datasheet ซึ่งตรวจวัดขณะที่มีแรงดันสับเปลี่ยนอ้างอิง V_n และ กระแสสับเปลี่ยนอ้างอิง I_n

$E_{Dk,on,n}, E_{Dk,off,n}$ คือ พลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแสของไดโอด โดยในหัวข้อนี้จะใช้ค่าตาม datasheet ซึ่งตรวจวัดขณะที่มีแรงดันสับเปลี่ยนอ้างอิง V_n และ กระแสสับเปลี่ยนอ้างอิง I_n

กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ที่เกิดขึ้นต่อหนึ่งคาบการสวิตช์คำนวณได้จากสมการที่ (ก.5)

$$P_{sw,avg} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left(\sum_{k=1}^{4} \left(E_{Tk,on} + E_{Tk,off} \right) + \sum_{k=1}^{6} \left(E_{Dk,on} + E_{Dk,off} \right) \right) \quad (ก.5)$$

ค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในการคำนวณอ้างอิงมาจาก datasheet ของสวิตช์ SKM20ML1066 ซึ่งมีค่าดังแสดงในตารางที่ ก.2

ตารางที่ ก.2 ค่าตัวแปรของ SEMIKRON SKKM20ML1006 ที่ใช้ใน 3L-NPC

สวิตช์	ค่าตัวแปรที่ใช้
IGBT	$E_{Tk,on} = 0.4\,\text{mJ}, E_{Tk,off} = 1.07\,\text{mJ}$ โดย $V_n = 300\,\text{V},\ I_n = 20\,\text{A}$
Anti-parallel diodes (k=1,2,3,4)	$E_{Dk,on} = 0\,\text{mJ}, E_{Dk,off} = 0.2\,\text{mJ}$ โดย $V_n = 300\,\text{V},\ I_n = 20\,\text{A}$
Clamping-parallel diodes (k=5,6)	$E_{Dk,on} = 0\,\text{mJ}, E_{Dk,off} = 0.2\,\text{mJ}$ โดย $V_n = 300\,\text{V},\ I_n = 20\,\text{A}$

เราสามารถคำนวณกำลังสูญเสียจากการสวิตซ์ได้ดังรูปที่ ก.2 โดยเห็นได้ว่ารูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d ที่มีจำนวนครั้งการสวิตช์ 8 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ มีกำลังสูญเสียจากการสวิตช์มากกว่ารูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d ที่มีจำนวนครั้งการสวิตช์ 6 ครั้งต่อคาบการสวิตช์ กำลังสูญเสียเฉลี่ยรวมต่อคาบการสวิตช์ของรูปแบบการสวิตช์ 2u1d ($P_{sw,avg,2u1d}$) และ 1n1u1d ($P_{sw,avg,1n1u1d}$) มีค่าดังนี้

$$P_{sw,avg,2u1d} = 11.49 \text{ W}$$
$$P_{sw,avg,1n1u1d} = 9.23 \text{ W}$$

กำลังสูญเสียเฉลี่ยรวมต่อคาบการสวิตช์ดังที่กล่าวมาข้างต้น สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (ก.5) ภายใต้เงื่อนไขดังต่อไปนี้

แหล่งจ่ายแรงดัน : แรงดันสามเฟสสมดุลที่มีขนาดของแรงดันระหว่างสาย 380 V_{rms} 50 Hz

ดัชนีการมอดูเลต : 0.866

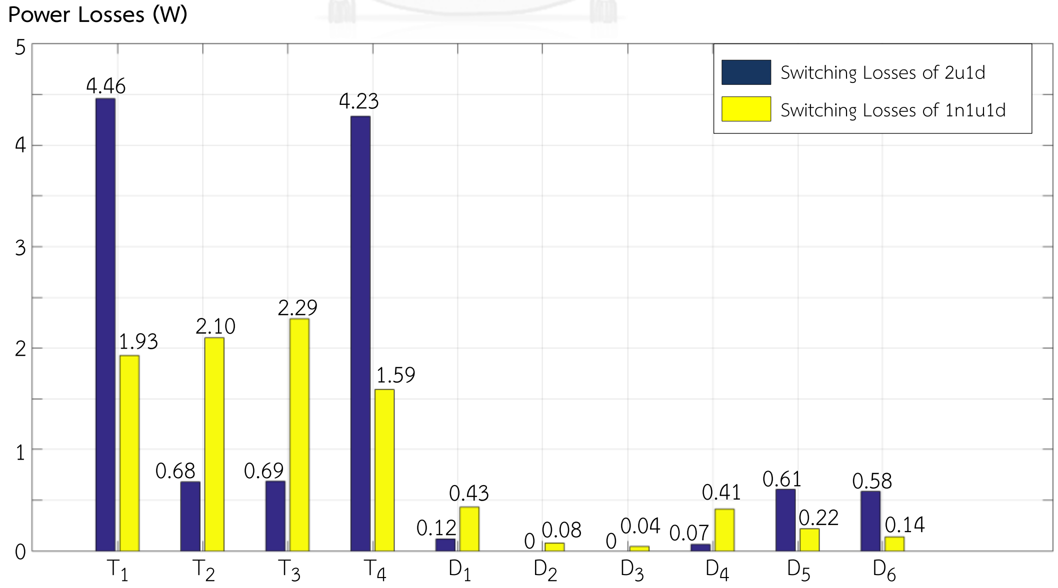
ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ : 12.2 kHz

ความถี่ด้านออก : 25 Hz

กระแสด้านออก : 7.7 A_{rms}

โหลด : ตัวต้านทาน (R) 24Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (L) 33.3 mH

ตัวประกอบกำลังด้านออก : 0.97 lagging



รูปที่ ก.2 กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงสร้างสามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d ภายใต้เงื่อนไขตัวประกอบกำลังด้านออก 0.97 lagging

รูปที่ ก.3 แสดงผลจำลองการทำงานภายใต้เงื่อนไขตัวประกอบกำลังด้านออก 0.52 lagging ซึ่งสามารถคำนวณกำลังสูญเสียเฉลี่ยรวมต่อคาบการสวิตช์ได้ดังนี้

$$P_{sw,avg,2u1d} = 14.29 \text{ W}$$
$$P_{sw,avg,1n1u1d} = 10.67 \text{ W}$$

กำลังสูญเสียเฉลี่ยรวมต่อคาบการสวิตช์ดังที่กล่าวมาข้างต้น สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (ก.5) ภายใต้เงื่อนไขดังต่อไปนี้

แหล่งจ่ายแรงดัน : แรงดันสามเฟสสมดุลที่มีขนาดของแรงดันระหว่างสาย 380 V_{rms} 50 Hz

ดัชนีการมอดูเลต : 0.866

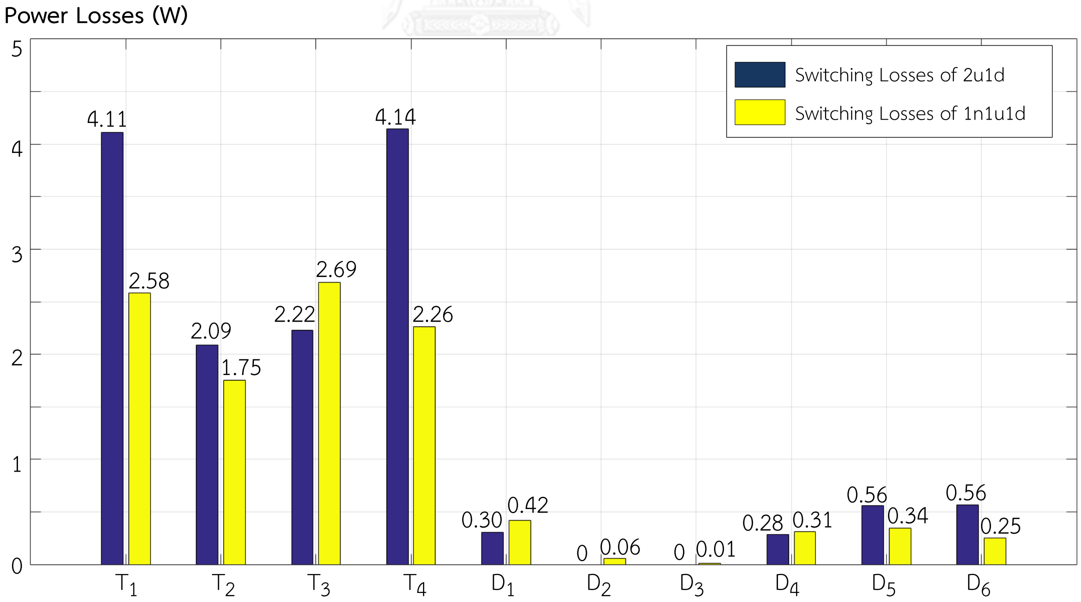
ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ : 12.2 kHz

ความถี่ด้านออก : 100 Hz

กระแสด้านออก : 7.7 A_{rms}

โหลด : ตัวต้านทาน (R) 12.85Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (L) 33.3 mH

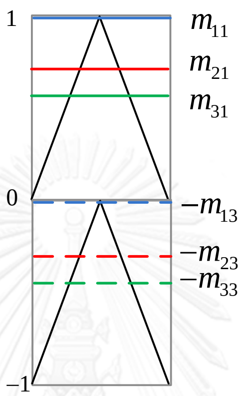
ตัวประกอบกำลังด้านออก : 0.52 lagging



รูปที่ ก.3 กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงสร้างสามระดับหลังชนหลังแบบสมมาตรที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบ 2u1d และ 1n1u1d ภายใต้เงื่อนไขตัวประกอบกำลังด้านออก 0.52 lagging

ข. เงื่อนไขในการเลือกเฟสที่ไม่มีการสวิตช์ (1n) ของวิธีการมอดูเลตเพื่อลดจำนวนครั้งการสวิตช์โดยใช้รูปแบบการสวิตช์ 1n1u1d

เงื่อนไขในการเลือกเฟสที่ไม่มีการสวิตช์ดังที่กล่าวในบทที่ 3 จะพิจารณาจากขนาดของแรงดันบัส $|v_{max}|$ และ $|v_{min}|$ โดยนำเฟสด้านออกไปเชื่อมต่อกับบัสที่มีขนาดแรงดันมากกว่าเพื่อป้องกันการเกิดมอดูเลตเกิน รูปที่ ข.1 ยกตัวอย่างในกรณี $u^* > v^* > w^*$ และมีการเชื่อมต่อเฟส u ด้านออกเข้ากับบัส v_{max} เราสามารถหาเงื่อนไขเพื่อไม่ให้เกิดการมอดูเลตเกินได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ ข.1 ค่าวัฏจักรงานของการมอดูเลตแบบ 1n1u1d

เมื่อพิจารณาค่าวัฏจักรงานของเฟส v ด้านออกจะได้ว่า

$$0 \le m_{ij} \le 1 \qquad (ข.1)$$

$$m_{21} + m_{22} + m_{23} = 1 \qquad (ข.2)$$

จากสมการที่ (ข.1) และ (ข.2) จะได้เงื่อนไขที่ไม่เกิดการมอดูเลตเกินคือ

$$m_{21} + m_{23} \le 1 \qquad (ข.3)$$

จากที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 ค่าวัฏจักรงานของเฟส v ด้านออกจะมีค่าดังนี้

$$m_{21} = m_{21}^{'} + X^{'} = \overbrace{\frac{(v_v^*)v_{max}}{|\mathbf{v_i}|^2}}^{m_{21}^{'}} + \overbrace{\left(1 - \frac{(v_u^*)v_{max}}{|\mathbf{v_i}|^2}\right)}^{X^{'}} \qquad (ข.4)$$

$$m_{23} = m_{23}^{'} + Z^{'} = \overbrace{\frac{(v_v^*)v_{min}}{|\mathbf{v_i}|^2}}^{m_{23}^{'}} + \overbrace{\left(- \frac{(v_u^*)v_{min}}{|\mathbf{v_i}|^2}\right)}^{Z^{'}} \qquad (ข.5)$$

แทนสมการที่ (ข.4) และ (ข.5) ในสมการที่ (ข.3) จะได้

$$\frac{(v_v^*)v_{max}}{|\mathbf{v_i}|^2} + \left(1-\frac{(v_u^*)v_{max}}{|\mathbf{v_i}|^2}\right) + \frac{(v_v^*)v_{min}}{|\mathbf{v_i}|^2} + \left(-\frac{(v_u^*)v_{min}}{|\mathbf{v_i}|^2}\right) \le 1 \qquad \text{(ข.6)}$$

$$1+\frac{(v_v^* - v_u^*)v_{max}}{|\mathbf{v_i}|^2} + \frac{(v_v^* - v_u^*)v_{min}}{|\mathbf{v_i}|^2} \le 1$$

$$-\frac{(v_u^* - v_v^*)v_{max}}{|\mathbf{v_i}|^2} \le -\frac{(v_v^* - v_u^*)v_{min}}{|\mathbf{v_i}|^2}$$

$$\frac{(v_u^* - v_v^*)v_{max}}{|\mathbf{v_i}|^2} \ge \frac{(v_v^* - v_u^*)v_{min}}{|\mathbf{v_i}|^2}$$

$$\frac{(v_u^* - v_v^*)v_{max}}{|\mathbf{v_i}|^2} \ge \frac{-(v_u^* - v_v^*)v_{min}}{|\mathbf{v_i}|^2}$$

$$v_{max} \ge -v_{min}$$

$$|v_{max}| \ge |v_{min}| \qquad \text{(ข.7)}$$

สมการที่ (ข.7) จึงเป็นเงื่อนไขการเชื่อมต่อเฟสด้านออกเข้ากับบัส v_{max} โดยไม่เกิดการมอดูเลตเกิน เราสามารถพิสูจน์ในลักษณะเดียวกันสำหรับการเชื่อมต่อเฟส w ด้านออกเข้ากับบัส v_{min} ว่าเงื่อนไขที่ไม่เกิดการมอดูเลตเกินคือ

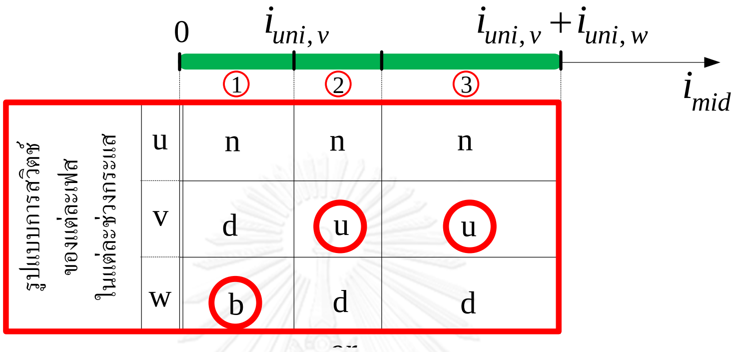
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

$$|v_{min}| \ge |v_{max}| \qquad \text{(ข.8)}$$

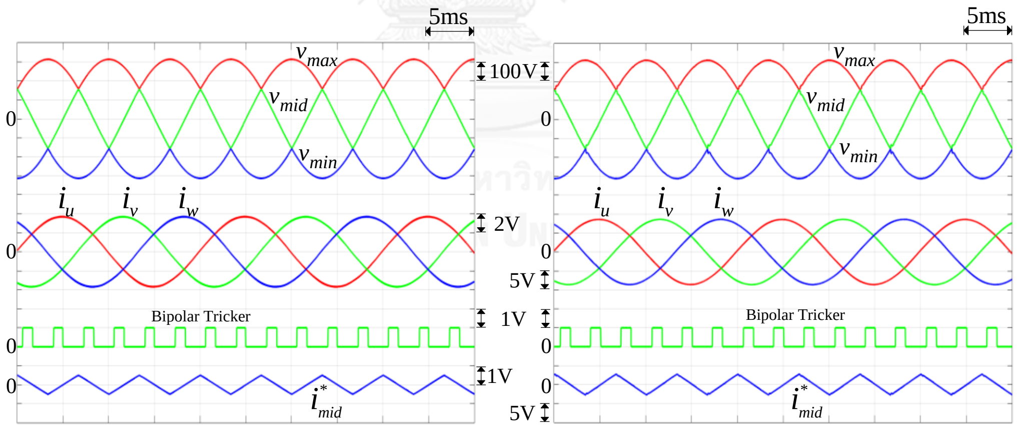
จึงสรุปได้ว่าการเชื่อมต่อเฟสด้านออกเข้ากับบัส สามารถพิจารณาได้จากขนาดของแรงดันบัส ณ เวลานั้น ซึ่งการเลือกเชื่อมต่อเฟสด้านออกเข้ากับบัสที่มีขนาดแรงดันมากกว่าจะไม่ทำให้เกิดการมอดูเลตเกิน

ค. ลักษณะการเกิดรูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้ว (1b)

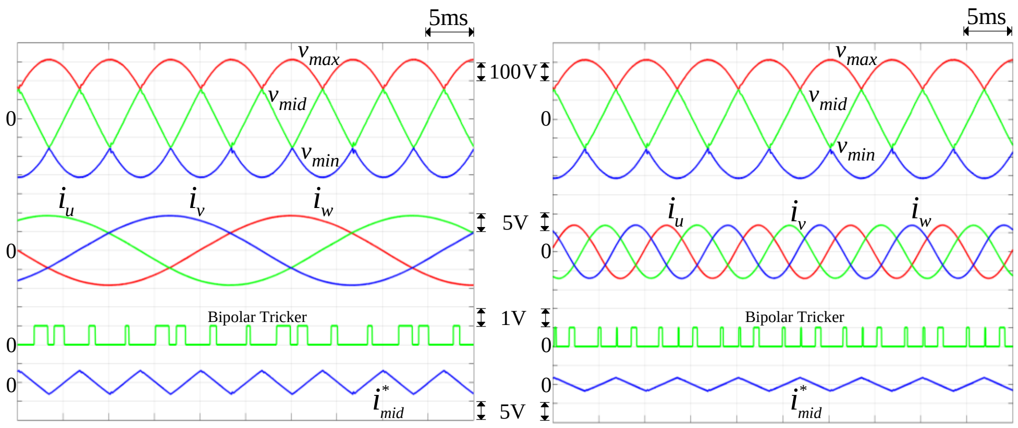
วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีรูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้วหนึ่งเฟส หรือ 1n1b1d มีอัตราการเกิดที่น้อยมากเมื่อเทียบกับรูปแบบการสวิตช์แบบ 1n1u1d จากรูปที่ ค.1 เมื่อพิจารณากรณีที่กระแส i_{mid}^{*} ตกอยู่ในช่วงเส้นที่ ① พบว่า รูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้วจะเกิดขึ้นได้ง่ายหากกระแส i_{mid}^{*} มีค่าน้อยหรือใกล้เคียงศูนย์ หรือ ในกรณีกระแส unipolar ด้านออก (ยกตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ ค.1 คือกระแส $i_{uni,v}$) มีค่ามาก รูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้วจะมีโอกาสเกิดขึ้นง่ายเช่นเดียวกัน



รูปที่ ค.1 รูปแบบการสวิตช์ที่เกิดขึ้นกรณีที่กระแส unipolar ทั้งสองเฟสมีเครื่องหมายเดียวกัน



รูปที่ ค.2 แรงดันบัสไฟตรง, กระแสด้านออก, จังหวะที่เกิดการสวิตช์แบบสองขั้ว (Bipolar Tricker) และกระแสคำสั่งบัสกลาง จากผลจำลองการทำงานของวงจรสามระดับแบบสมมาตร ซ้าย) กรณีเงื่อนไข $m=0.3,\ f_o=50\,\text{Hz}$ ขวา) กรณีเงื่อนไข $m=0.7,\ f_o=50\,\text{Hz}$



รูปที่ ค.3 แรงดันบัสไฟตรง, กระแสด้านออก, จังหวะที่เกิดการสวิตช์แบบสองขั้ว (Bipolar Tricker) และกระแสคำสั่งบัสกลาง จากผลจำลองการทำงานของวงจรสามระดับแบบสมมาตร ซ้าย) กรณีเงื่อนไข $m = 0.7,\ f_o = 25\,\text{Hz}$ ขวา) กรณีเงื่อนไข $m = 0.7,\ f_o = 100\,\text{Hz}$

จากผลจำลองการทำงานในรูปที่ ค.2 พบว่าการเปลี่ยนแปลงดัชนีการมอดูเลตไม่ส่งผลต่อการเกิดรูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้ว ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาจากสัญญาณ Bipolar Tricker (เมื่อมีรูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้วเกิดขึ้นสัญญาณ Bipolar Tricker จะมีค่าเป็น 1 แต่หากไม่มีรูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้วสัญญาณ Bipolar Tricker จะมีค่าเป็น 0)

หากพิจารณารูปที่ ค.1 โอกาสเกิดรูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้วจะขึ้นอยู่กับกระแส i^*_{mid} และกระแส unipolar ด้านออกซึ่งแปรผันตามความถี่ด้านออก จากผลจำลองการทำงานดังรูปที่ ค.4 เห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงความถี่ด้านออกส่งผลต่อการเกิดรูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้ว (พิจารณาได้จากสัญญาณ Bipolar Tricker) โดยในกรณีที่ความถี่ด้านออกต่ำ ช่วงเวลาที่เกิดรูปแบบการสวิตช์แบบสองขั้วจะยาวนานกว่ากรณีความถี่ด้านออกสูง

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายสุวรรณ นุชน้อย เกิดเมื่อวันที่ 5 มิถุนายน พ.ศ. 2534 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยศรีนครินทร์วิโรฒ ปีการศึกษา 2555 และเข้าได้ศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2556

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
Chulalongkorn University