

คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่ที่อาศัยทฤษฎีเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

นายสุรเชษฐ์ เสมอเหมือน

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 2557
ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A NOVEL UNIDIRECTIONAL THREE-LEVEL BACK-TO-BACK CONVERTER
BASED ON MATRIX CONVERTER THEORY

Mr. Surachet Samermurn



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 2014
Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์	คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่
	ที่อาศัยทฤษฎีไมเทริกซ์คอนเวอร์เตอร์
โดย	นายสุรเชษฐ์ เสมอเหมือน
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกวิน
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร. บัณฑิต เอื้ออาภรณ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต)

.....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกวิน)

.....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

.....กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(อาจารย์ ดร. สมภาพ ผลไม้)

สรุเชษฐ์ เสมอเหมือน : คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่ที่อาศัยทฤษฎีเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (A NOVEL UNIDIRECTIONAL THREE-LEVEL BACK-TO-BACK CONVERTER BASED ON MATRIX CONVERTER THEORY) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: ผศ. ดร. สุรพงศ์ สุวรรณภิน, อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม: ผศ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, หน้า.

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอโครงสร้างและวิธีการมอดูเลตแบบใหม่ของคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบทิศทางเดียวเพื่อนำมาใช้จ่ายโหลดที่ไม่มีการคืนพลังงานกลับแหล่งจ่ายไฟฟ้า โครงสร้างและวิธีการมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถแก้ไขปัญหาคอนเวอร์เตอร์ในอดีตได้แก่ 1) ข้อจำกัดในการทำงานของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมแบบทิศทางเดียวเนื่องจากค่าตัวประกอบกำลังด้านออก และ 2) ส่วนวงจรเรียงกระแสของคอนเวอร์เตอร์แบบหลังชนหลังจะใช้การมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ทำให้มีกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และสัญญาณแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดขึ้นในปริมาณมาก วิทยานิพนธ์นี้แก้ไขปัญหาดังกล่าวด้วยการนำเสนอโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่ที่พิจารณาวิธีการมอดูเลตควบคู่ไปด้วยกัน ทั้งนี้แนวทางการพัฒนาจะอาศัยทฤษฎีการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอสามารถทำงานได้ที่ทุกเงื่อนไขของตัวประกอบกำลังด้านออก นอกจากนี้วิธีการมอดูเลตที่นำเสนอจะขั้บนำวงจรเรียงกระแสด้านเข้าด้วยความถี่สายกำลังยังผลให้สามารถช่วยลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และปริมาณของสัญญาณแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าได้อีกด้วย ผลการจำลองการทำงานและผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในทางปฏิบัติยืนยันให้เห็นถึงความถูกต้องของทฤษฎีที่นำเสนอ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2557

ลายมือชื่อนิสิต
ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก
ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาร่วม

5470427621 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS: UNIDIRECTIONAL BACK-TO-BACK CONVERTER / MATRIX CONVERTER THEORY / OUTPUT POWER FACTOR / UNIDIRECTIONAL INDIRECT MATRIX CONVERTERS

SURACHET SAMERMURN: A NOVEL UNIDIRECTIONAL THREE-LEVEL BACK-TO-BACK CONVERTER BASED ON MATRIX CONVERTER THEORY. ADVISOR: ASST. PROF. SURAPONG SUWANKAWIN, Ph.D., CO-ADVISOR: ASST. PROF. SOMBOON SANGWONGWANICH, Ph.D., pp.

This thesis proposes a novel topology and a new modulation method of three-level back-to-back converter for unidirectional power flow applications. From the literature review concerning AC/AC converters, some problem are identified as follows: 1) the unidirectional indirect matrix converter cannot operate in some range of output power factor and 2) the front-end PWM rectifier of the conventional back-to-back PWM converter leads to high switching loss and high EMI. This research work solves these problems by introducing a novel three-level back-to-back converter with its modulation process taken into account. The development of the proposed converter and modulation technique is based on the matrix converter modulation theory. The converter can successfully generate the required output voltage while keeping the input current sinusoidal over the entire range of output power factor. In comparison with the conventional front-end PWM rectifier, the proposed modulation method switches the front-end rectifier only at the power-line frequency to reduce the switching loss and the EMI. The validation of the proposed theoretical concepts are confirmed by simulation and experiment.

Department: Electrical Engineering

Field of Study: Electrical Engineering

Academic Year: 2014

Student's Signature

Advisor's Signature

Co-Advisor's Signature

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่ของ ผศ.ดร.สุรพงศ์ สุวรรณกวิน และ ผศ.ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่างๆ ตลอดการทำวิจัย และขอขอบคุณโครงการทุนศิษย์กัณภูฏีที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษาในระดับบัณฑิตศึกษา รวมถึงบริษัท เอ.พี.วาย. เอ็นจิเนียริง จำกัดที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านอุปกรณ์และเครื่องมือวัดในการทำวิจัย

ขอขอบคุณคำแนะนำและกำลังใจของคณาจารย์และพี่น้องแห่งห้องปฏิบัติการวิจัย อิเล็กทรอนิกส์กำลังทำให้ผมมีแรงผลักดันในการทำงานวิจัยจนประสบผลสำเร็จ สุดท้ายขอขอบพระคุณบิดา มารดาที่ให้โอกาสและสนับสนุนให้ศึกษาหาความรู้เท่าที่ต้องการและเป็นกำลังใจให้ฝ่าฟันกับปัญหาต่างๆ มาโดยตลอด



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	จ
กิตติกรรมประกาศ	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
รายการสัญลักษณ์และคำย่อ	ฒ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลัง.....	2
1.2 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์	3
1.3 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	8
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	8
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	8
1.6 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย.....	8
บทที่ 2 ทฤษฎีการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	9
2.1 คำตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง	11
2.2 เทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซั้วคู่.....	12
บทที่ 3 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียวและวิธีการมอดูเลต	17
3.1 วงจรเรียงกระแสทิศทางเดียวแบบสามระดับ.....	17
3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ.....	19
3.3 วิธีการมอดูเลตสำหรับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียว	24
3.3.1 ฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรเรียงกระแสสามระดับ	25

3.3.2	ฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ	27
3.3.3	กระแสในวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบ U3L-IMC	29
3.4	ข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออก	35
3.5	การสับเปลี่ยนกระแสของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC.....	37
บทที่ 4	คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่	39
4.1	พฤติกรรมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์	40
4.2	การเปรียบเทียบคุณสมบัติกับคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบดั้งเดิม	42
4.3	การเปรียบเทียบคุณสมบัติกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC	43
4.3.1	ด้านข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออก	43
4.3.2	ด้านการสับเปลี่ยนกระแสของวงจรเรียงกระแส	45
4.4	ข้อจำกัดของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาและแนวทางแก้ไข.....	46
4.5	การปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า	48
บทที่ 5	การทดสอบการทำงาน	50
5.1	โครงสร้างของระบบทดสอบ	50
5.1.1	วงจรภาคกำลัง	52
5.1.2	วงจรตรวจวัด.....	53
5.1.3	วงจรควบคุม.....	53
5.2	ผลการทดสอบการทำงาน.....	54
5.2.1	การจ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866.....	57
5.2.2	การทดสอบปรับความถี่ด้านออก.....	67
5.2.3	การทดสอบปรับขนาดแรงดันด้านออก	80
5.2.4	การทดสอบปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า	87
บทที่ 6	บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	101

6.1 บทสรุปผลการวิจัย.....	101
6.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	103
รายการอ้างอิง	104
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์	105



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ประเด็นปัญหาที่เกิดกับคอนเวอร์เตอร์ทิศทางเดียวสามระดับจากงานวิจัยในอดีต	7
2.1 ความสัมพันธ์ของแรงดันด้านเข้ากับแรงดันบัลไฟตรงเสมือนในแต่ละเซกเตอร์.....	14
3.1 เงื่อนไขการสร้างสัญญาณขั้วนำสวิตช์แบบขั้วเดียวของแรงดันเฟส u	21
3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC	22
3.3 เมทริกซ์การมอดูเลตส่วนวงจรเรียงกระแสสามระดับ.....	26
3.4 พารามิเตอร์สำหรับการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC โดยใช้การมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับ.....	32
5.1 พิกัดของอุปกรณ์ไดโอดและสวิตช์ที่ใช้ในวงจรภาคกำลัง	52
5.2 พารามิเตอร์สำหรับการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB.....	54
5.3 เงื่อนไขการทดสอบการทำงาน	55

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 การจำแนกประเภทของคอนเวอร์เตอร์ไฟสลัป-ไฟสลัป.....	1
1.2 โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสองระดับ.....	2
1.3 คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังทิศทางเดียวแบบดั้งเดิมที่ใช้ตัวสะสมพลังงานภายใน.....	3
1.4 โครงสร้างของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์.....	4
1.5 Ultra Sparse Matrix Converter (USMC).....	5
1.6 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียวที่นำเสนอในงานวิจัย[3].....	6
1.7 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางอ้อมสามระดับที่ได้รับการพัฒนาขึ้นโดยงานวิจัย[7].....	6
1.8 คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบสมมาตรที่ได้รับการพัฒนาขึ้นโดยงานวิจัย[7].....	7
2.1 ปริมาณด้านเข้าและด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง.....	9
2.2 ความคล้ายคลึงกันของโครงสร้างแบบสามระดับ.....	12
2.3 การทำงานของภาคเรียงกระแส.....	13
2.4 เซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า.....	13
2.5 วงจรสมมูลของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในมุมมองของอินเวอร์เตอร์สามระดับ.....	14
2.6 การสร้างสัญญาณขั้วนำสวิตช์จากคลื่นพาหะ 2 ชุดในภาคอินเวอร์เตอร์.....	15
2.7 แผนภาพเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับ.....	16
3.1 โครงสร้างของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวสามระดับ.....	17
3.2 ตัวอย่างโครงสร้างของวงจรเรียงกระแสแบบทิศทางเดียวที่ใช้ในทางปฏิบัติ.....	18
3.3 ตัวอย่างโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ใช้ในทางปฏิบัติ.....	19
3.4 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียวโดยงานวิจัยนี้จะเรียกคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ว่า คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC.....	20
3.5 ตัวแปร ณ จุดต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ที่ใช้แสดงผลจำลองการทำงาน.....	21
3.6 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ตามเงื่อนไขในตารางที่ 3.2.....	23

รูปที่	หน้า
3.7 ฟังก์ชันการมอดูเลตของสวิตช์และไดโอดแต่ละตัวของ U3L-IMC.....	24
3.8 นิยามตัวแปรในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC.....	29
3.9 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ตามเงื่อนไขในตารางที่ 3.4.....	34
3.10 ความถี่ของกระแสที่ตำแหน่งต่างๆ และทิศทางการไหลของกระแสบัสไฟตรง.....	35
3.11 รูปคลื่นแรงดันคำสั่งและกระแสต้านออกเทียบกับกระแสบัสบนของบัสไฟตรง ณ เงื่อนไขตัวประกอบกำลังต้านออกค่าต่างๆ โดยจำลองการทำงานเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ	36
3.12 การลัดวงจรของวงจรเรียงกระแสขณะเปลี่ยนสถานะการสวิตช์จาก	37
3.13 ทิศทางการไหลของกระแสผ่านบัสกลาง (เส้นประ) เมื่อเกิดเหตุการณ์สวิตช์ไอจีบีทีใช้เชื่อมต่อบัสกลางหยุดนำกระแสพร้อมกัน.....	38
4.1 โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียว (U3L-BTB).....	39
4.2 การเชื่อมต่อวงจรเมื่อวงจรเรียงกระแสมีสถานะการสวิตช์เป็น.....	40
4.3 นิยามตัวแปรในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB	40
4.4 คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมที่มีตัวสะสมพลังงานภายในบัสไฟตรง	43
4.5 กระแสที่ด้านเข้า บัสไฟตรงและ ด้านออกของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB เมื่อจ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังต้านออกเป็น 0.643 แบบล้าหลัง	44
4.6 พฤติกรรมของวงจรด้านเข้าและบัสไฟตรงของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB	45
4.7 การเชื่อมต่อวงจรระหว่างด้านเข้าและบัสไฟตรงเมื่อวงจรเรียงกระแสมีสถานะการสวิตช์เป็น $[v_{max} \quad v_{mid} \quad v_{min}] = [S \quad R \quad T]$ และสวิตช์ Q_R และ Q_S นำกระแสพร้อมกันชั่วขณะหนึ่ง	46
4.8 กระแสบัสบนด้านวงจรเรียงกระแส.....	47
5.1 ภาพรวมของเครื่องต้นแบบที่ใช้สำหรับทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB... ..	51
5.2 ปริมาณแรงดันและกระแสที่ใช้แสดงผลการทดสอบการทำงาน	56
5.3 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 1.....	59

รูปที่	หน้า
5.4 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 1 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2	60
5.5 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 1.....	61
5.6 รูปคลื่นกระแสที่บัสไฟตรงในกรณีที่ 1.....	62
5.7 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 2.....	63
5.8 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 2 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2	64
5.9 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 2.....	65
5.10 รูปคลื่นกระแสที่บัสไฟตรงในกรณีที่ 2	66
5.11 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 3.....	68
5.12 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 3 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2.....	69
5.13 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 3.....	70
5.14 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 4	71
5.15 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 4 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2.....	72
5.16 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 4	73
5.17 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 5	74
5.18 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 5 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2.....	75
5.19 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 5	76
5.20 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 6	77
5.21 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 6 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2.....	78
5.22 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 6.....	79

รูปที่	หน้า
5.23 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 7	81
5.24 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 7 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2	82
5.25 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 7	83
5.26 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 8	84
5.27 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 8 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2	85
5.28 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 8	86
5.29 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 9	89
5.30 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 9 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2	90
5.31 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 9	91
5.32 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 10	92
5.33 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 10 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2	93
5.34 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 10	94
5.35 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 11	95
5.36 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 11 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2	96
5.37 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 11	97
5.38 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 12	98
5.39 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 12 เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2	99
5.40 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 12	100

รายการสัญลักษณ์และคำย่อ

v_R, v_S, v_T	แรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้า ขณะหนึ่ง
R, S, T	แรงดันเฟสด้านเข้า ขณะหนึ่ง ของคอนเวอร์เตอร์
v_p, v_o, v_n	แรงดันบัสไฟตรง ขณะหนึ่ง ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ
i_R, i_S, i_T	กระแสด้านเข้า ขณะหนึ่ง ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB กระแสที่แหล่งจ่าย ขณะหนึ่ง ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC
$i_R^{(r)}, i_S^{(r)}, i_T^{(r)}$	กระแสด้านเข้า ขณะหนึ่ง ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC
u, v, w	แรงดันเฟสด้านออก ขณะหนึ่ง
u^*, v^*, w^*	แรงดันเฟสด้านออกคำสั่ง ขณะหนึ่ง
v_z	แรงดันลำดับศูนย์
i_u, i_v, i_w	กระแสด้านออก ขณะหนึ่ง
$v_{max}, v_{mid}, v_{min}$	แรงดันบัสไฟตรง ขณะหนึ่ง ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC และ U3L-BTB
$i_{max}, i_{mid}, i_{mid}$	กระแสบัสไฟตรง ขณะหนึ่ง ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC
$i_{max}^{(r)}, i_{mid}^{(r)}, i_{mid}^{(r)}$	กระแสบัสไฟตรงด้านวงจรเรียงกระแส ขณะหนึ่ง ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB
$i_{max}^{(i)}, i_{mid}^{(i)}, i_{mid}^{(i)}$	กระแสบัสไฟตรงด้านวงจรอินเวอร์เตอร์ ขณะหนึ่ง ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB
\mathbf{v}_i	เวกเตอร์แรงดันด้านเข้า
\mathbf{v}_o	เวกเตอร์แรงดันด้านออก
\mathbf{v}_{dc}	เวกเตอร์แรงดันบัสไฟตรง
$\ \bullet \ $	ขนาดของเวกเตอร์
\mathbf{i}_i	เวกเตอร์ของกระแสด้านเข้า
\mathbf{i}_o	เวกเตอร์ของกระแสด้านเข้า

\mathbf{i}_{dc}	เวกเตอร์ของกระแสบัลไฟตรง
$\mathbf{i}_{dc}^{(r)}$	เวกเตอร์ของกระแสบัลไฟตรงไฟตรงด้านวงจรวเรียงกระแส
$\mathbf{i}_{dc}^{(i)}$	เวกเตอร์ของกระแสบัลไฟตรงไฟตรงด้านวงจรวอินเวอร์เตอร์
\mathbf{i}_C	เวกเตอร์ของกระแสตัวเก็บประจุที่บัลไฟตรง
$\mathbf{u}_p, \mathbf{u}_n$	เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงสำหรับเทคนิคการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซั้วคู่ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ
\mathbf{J}	เมทริกซ์การหมุน 90° ในทิศทวนเข็มนาฬิกา
\mathbf{M}	เมทริกซ์การมอดูเลต
m_{ij}	ฟังก์ชันการมอดูเลต
$\mathbf{M}_r, \mathbf{M}_i$	เมทริกซ์การมอดูเลตของวงจรวเรียงกระแสและวงจรวอินเวอร์เตอร์ ตามลำดับ สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC และ U3L-BTB
$m_{ij}^{(r)}$	ฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรวเรียงกระแส
$m_{ij}^{(i)}$	ฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรวอินเวอร์เตอร์
k_1	พารามิเตอร์อิสระสำหรับการควบคุมกระแสรีแอกทีฟด้านเข้า
k_2	พารามิเตอร์อิสระสำหรับการปรับรูปแบบการสวิตช์ของการมอดูเลต
x, y, z	พารามิเตอร์อิสระที่ใช้สร้างแรงดันลำดับศูนย์สำหรับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง
x', y', z'	พารามิเตอร์อิสระที่ใช้สร้างแรงดันลำดับศูนย์สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC และ U3L-BTB
S_u, S_v, S_w	สัญญาณขับนำสวิตช์ในเฟส u,v,w ของวงจรวอินเวอร์เตอร์
p_i, p_o	กำลังจริงด้านเข้าและด้านออก ขณะหนึ่ง
q_i, q_o	กำลังรีแอกทีฟด้านเข้าและด้านออก ขณะหนึ่ง
q_C	กำลังรีแอกทีฟของตัวเก็บประจุที่บัลไฟตรง ขณะหนึ่ง
m	ค่าดัชนีการมอดูเลต(modulation index) คืออัตราส่วนระหว่างแรงดันระหว่างเฟสด้านออกเทียบกับแรงดันระหว่างเฟสด้านเข้า 380 V

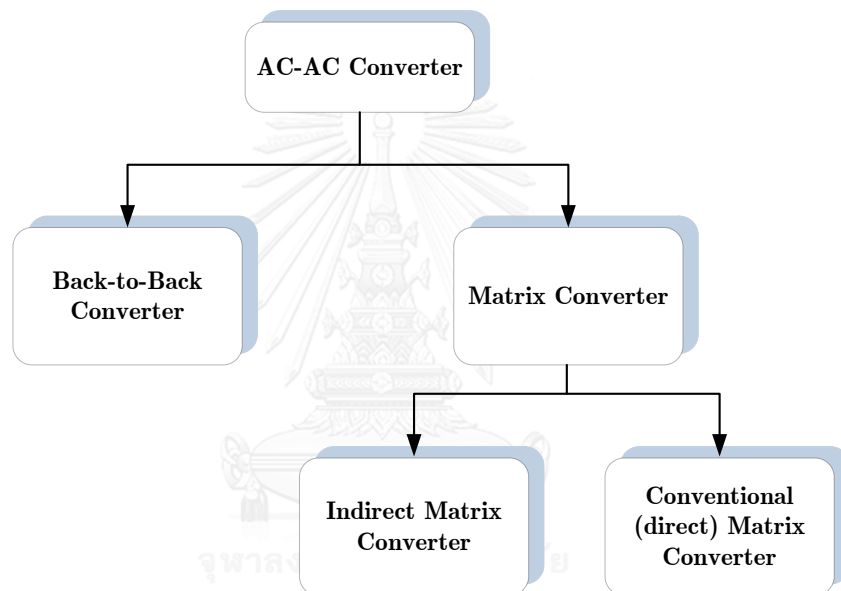
f_o	ความถี่ด้านออก
V_i	ค่า RMS ของแรงดันระหว่างเฟสด้านเข้า
R_L, L_L, C_L	ค่าความต้านทาน,ค่าความเหนี่ยวนำและค่าความจุไฟฟ้าของโหลด
C	ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรง
R_f, L_f	ค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำของวงจรกรองด้านเข้า



บทที่ 1

บทนำ

คอนเวอร์เตอร์ไฟสลั-ไฟสลัสามเฟสเป็นอุปกรณ์ที่ใช้แปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้เป็นไฟสลัที่มีขนาดและความถี่อื่นตามที่โหลดต้องการ โดยที่คอนเวอร์เตอร์สามารถควบคุมรูปคลื่นกระแสที่แหล่งจ่ายไฟฟ้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่เดียวกับแหล่งจ่ายได้ เราสามารถจำแนกคอนเวอร์เตอร์ไฟสลั-ไฟสลัออกเป็น 2 ประเภทดังแสดงเป็นแผนภาพในรูปที่ 1.1 คือ คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังที่มีตัวสะสมพลังงานและเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีตัวสะสมพลังงาน

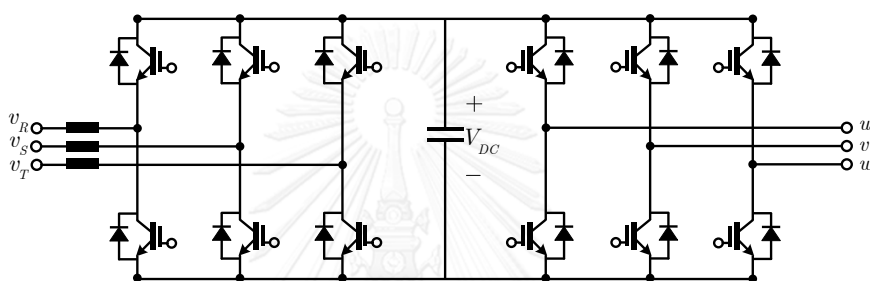


รูปที่ 1.1 การจำแนกประเภทของคอนเวอร์เตอร์ไฟสลั-ไฟสลั

อย่างไรก็ตาม โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ในปัจจุบันเป็นโครงสร้างที่รองรับการไหลของกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง แต่โหลดในระบบไฟฟ้าโดยส่วนใหญ่เป็นโหลดแบบทิศทางเดียวที่รับกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายโดยไม่มีการคืนพลังงานกลับ เช่น เครื่องปรับอากาศ เครื่องสูบน้ำ เครื่องสูบลม ระบบสายพานลำเลียง เป็นต้น ดังนั้นจึงมีงานวิจัยที่ต้องการพัฒนาโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ให้มีความเหมาะสมกับโหลดแบบทิศทางเดียวเพื่อลดต้นทุนการผลิตและการบำรุงรักษา เนื้อหาบทนี้จะเปรียบเทียบข้อดี ข้อเสีย ของคอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวที่งานวิจัยในอดีตเคยนำเสนอ เพื่อนำไปสู่การพัฒนาคอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวชนิดใหม่ของงานวิจัยนี้

1.1 คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลัง

ในอันดับแรกเราจะกล่าวถึงคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังเพราะเป็นโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ไฟสลับ-ไฟสลับที่นิยมใช้ในภาคอุตสาหกรรม สำหรับรูปที่ 1.2 คือคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสองระดับ โครงสร้างนี้สามารถรองรับการไหลของกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง และมีจุดเด่นคือ คอนเวอร์เตอร์แบบนี้สามารถควบคุมกระแสด้านเข้าให้มีรูปคลื่นไซน์ที่ตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่งได้ ต้นทุนการผลิตต่ำ และใช้วิธีการควบคุมการทำงานโดยการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ (Pulse-width modulation; PWM) ซึ่งเป็นที่รู้จักกันดี จึงได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายเหมาะกับการนำไปจ่ายโหลดที่มีพิกัดกำลังไม่มาก



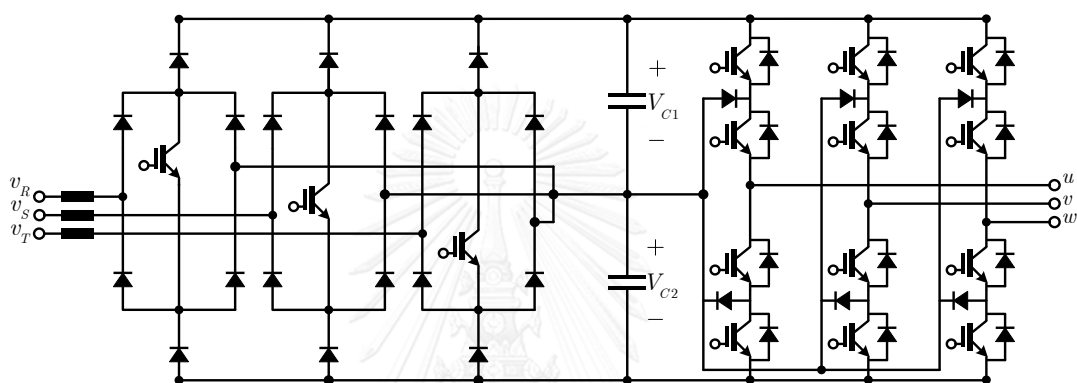
รูปที่ 1.2 โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสองระดับ

อย่างไรก็ตาม โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 1.2 ไม่เหมาะที่นำไปจ่ายโหลดที่มีพิกัดกำลังสูง เพราะแรงดันด้านออกที่สวิตช์ได้เพียงสองระดับทำให้ระลอกของกระแสด้านออกสูงและมีการสร้างสัญญาณแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic interference; EMI) ที่สูงด้วย จึงมีงานวิจัยที่คิดค้นคอนเวอร์เตอร์ที่มีโครงสร้างแบบสามระดับมาใช้สำหรับโหลดแบบทิศทางเดียวที่ต้องการพิกัดกำลังสูง โดยเริ่มต้นจากการพัฒนาโครงสร้างของวงจรเรียงกระแสแบบทิศทางเดียวที่สามารถควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้ดังในงานวิจัย [1] และ [2] โดยเฉพาะงานวิจัย [2] เสนอโครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนา (Vienna rectifier) ที่ใช้สวิตช์ไอจีบีทีเพียง 3 ตัวเท่านั้นและไดโอดแต่ละตัวก็สามารถรับแรงดันได้เท่าๆ กัน วงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาจึงเป็นโครงสร้างที่คุ้มค่ากับการลงทุนพัฒนามากกว่าโครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบทิศทางเดียวแบบอื่น

โครงสร้างและวิธีการมอดูเลตของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาสามารถนำมาประยุกต์เป็นคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังได้ดังแสดงในรูปที่ 1.3 ซึ่งเป็นการใช้วงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาร่วมกับโครงสร้างอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตรงจุดนิวทรัลโดยใช้ตัวเก็บประจุทำหน้าที่สะสมพลังงานเพื่อรักษาระดับแรงดันบัสไฟตรงที่อยู่ตรงกลาง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเรียกโครงสร้างนี้ว่า โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังทิศทางเดียวแบบดั้งเดิม

การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังทิศทางเดียวแบบดั้งเดิม วงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำงานอย่างเป็นอิสระต่อกัน กระบวนการแปลงผันพลังงานของคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังจะมี 2 ขั้นตอนด้วยกันคือ

1. วงจรเรียงกระแสทำหน้าที่แปลงผันไฟสลับของแหล่งจ่ายด้านเข้าเป็นไฟตรงที่ระดับแรงดันคงที่ค่าหนึ่งพร้อมกันนี้ก็ควบคุมรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง
2. วงจรอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงผันไฟตรงเป็นไฟสลับที่มีขนาดและความถี่ตามที่โหลดต้องการ

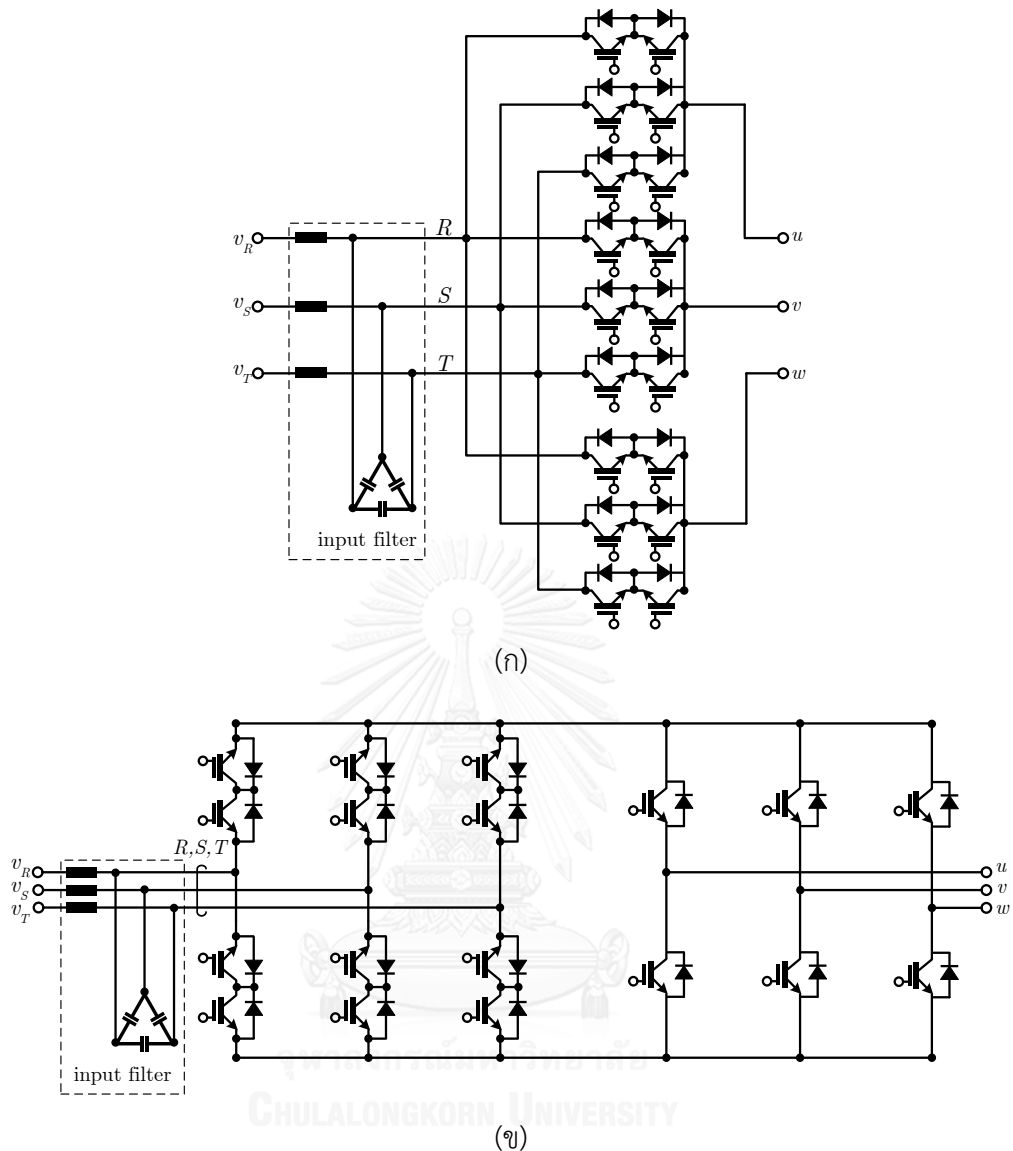


รูปที่ 1.3 คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังทิศทางเดียวแบบดั้งเดิมที่ใช้ตัวสะสมพลังงานภายใน

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบมีตัวสะสมพลังงานจะอาศัยการมอดูเลตแบบ PWM ทั้งในภาควงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นหลัก ดังนั้นปัญหาที่ตามมาอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้คือกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และสัญญาณแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าไปรบกวนระบบอื่นที่อยู่ใกล้เคียง นอกจากนี้ยังมีปัญหาที่เกิดจากชนิดของตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ที่ใช้สะสมพลังงาน เช่น ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ที่มีพิกัดแรงดันสูงจะมีขนาดใหญ่ทำให้ขนาดของคอนเวอร์เตอร์มีขนาดใหญ่ตามไปด้วย ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์มีข้อจำกัดเรื่องอายุการใช้งานเนื่องจากการเสื่อมสภาพของชุดตัวเก็บประจุขึ้นกับอุณหภูมิระหว่างใช้งาน เป็นต้น

1.2 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรแปลงไฟสลับเป็นไฟสลับที่ไม่ต้องใช้ตัวสะสมพลังงานจึงเหมาะสมกับงานที่มีข้อจำกัดเรื่องพื้นที่ติดตั้ง เพราะสามารถออกแบบคอนเวอร์เตอร์ให้มีขนาดเล็กได้ เมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมที่มีตัวสะสมพลังงาน งานวิจัยที่ [3] แบ่งโครงสร้างของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้จริงในทางปฏิบัติเป็น 2 ประเภทดังรูปที่ 1.4 คือ เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงและเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางอ้อม



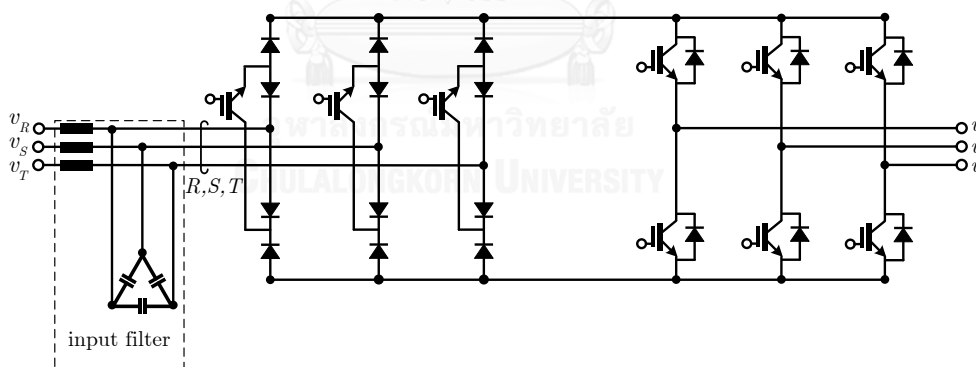
รูปที่ 1.4 โครงสร้างของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

(ก) เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง (ข) เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางอ้อม

เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงในรูปที่ 1.4 (ก) เป็นวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟสลับ โดยอาศัยการควบคุมสวิตช์ที่สามารถรับแรงดันและกระแสได้สองทิศทาง 9 ชุด และเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางอ้อมในรูปที่ 1.4 (ข) เป็นโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังประกอบด้วยส่วนวงจรเรียงกระแสเชื่อมต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์โดยไม่มีตัวสะสมพลังงาน จะเห็นว่าโครงสร้างโดยทั่วไปโครงสร้างของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะสามารถรองรับการไหลของพลังงานได้ 2 ทิศทาง จำนวนอุปกรณ์สวิตช์และวงจรขั้วนำจึงเกินความจำเป็นสำหรับการนำคอนเวอร์เตอร์ไปใช้กับโหลดที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายเพียงทิศทางเดียว

งานวิจัย[4]และ[5] ได้นำเสนองานวิจัยที่พัฒนาโครงสร้างเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางอ้อมมาใช้กับโหลดแบบทิศทางเดียวมีชื่อว่า Ultra Sparse Matrix Converter หรือเรียกโดยย่อว่า USMC ดังแสดงในรูปที่ 1.5 คอนเวอร์เตอร์แบบ USMC เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ได้รับการพัฒนามาจากเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางอ้อมในรูปที่ 1.4(ข) โดยพิจารณาทิศทางการไหลของกระแสเมื่อใช้คอนเวอร์เตอร์จ่ายโหลดแบบทิศทางเดียว จากนั้นจึงลดจำนวนสวิตช์ไอจีบีทีในส่วนวงจรเรียงกระแสที่ไม่จำเป็นแล้วแทนที่ด้วยไดโอด ทำให้โครงสร้างนี้มีต้นทุนในการผลิตที่ต่ำลงเพราะใช้สวิตช์ไอจีบีทีเพียง 9 ตัวเท่านั้น

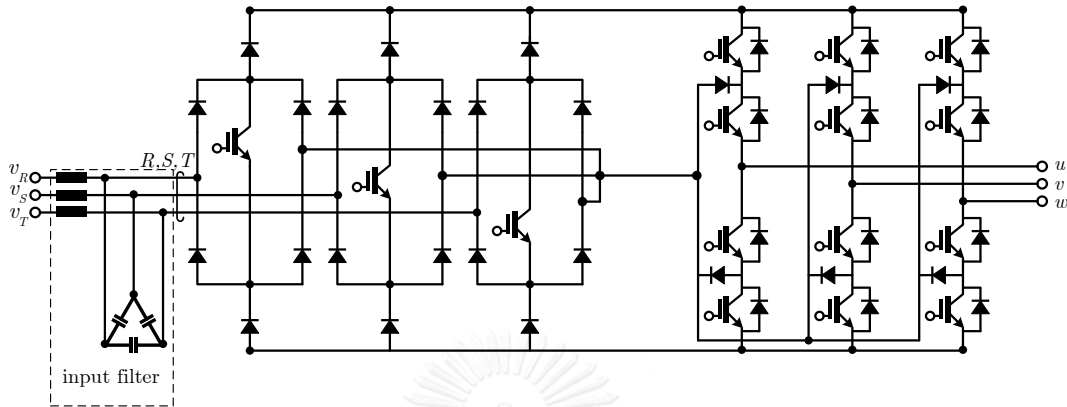
อย่างไรก็ตาม จุดด้อยของคอนเวอร์เตอร์แบบ USMC คือ มีโครงสร้างแบบสองระดับจึงเหมาะสมกับงานที่มีพิคกิ้งกำลังไม่มาก ขั้นตอนการมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์ต้องมีวิธีการสับเปลี่ยนกระแสด้านเข้ารวมอยู่ด้วยเพื่อป้องกันการลัดวงจรที่ด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์มีผลให้ขั้นตอนการมอดูเลตมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้น รวมทั้งข้อจำกัดเกี่ยวกับการนำกระแสของไดโอดในวงจรเรียงกระแส ทำให้เกิดข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์จะต้องไม่ต่ำกว่า 0.866 ทั้งแบบนำหน้าและล่าหลัง อย่างไรก็ตาม ข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านเข้าจะไม่ก่อให้เกิดปัญหามากนัก เพราะโดยทั่วไปแล้วตัวประกอบกำลังด้านเข้าจะถูกควบคุมให้เป็นหนึ่ง ดังนั้นปัญหาที่สำคัญที่สุดคือ ข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออก เพราะส่งผลให้คอนเวอร์เตอร์แบบ USMC ไม่สามารถนำไปใช้จ่ายโหลดที่มีอยู่จริงในทางปฏิบัติได้



รูปที่ 1.5 Ultra Sparse Matrix Converter (USMC)

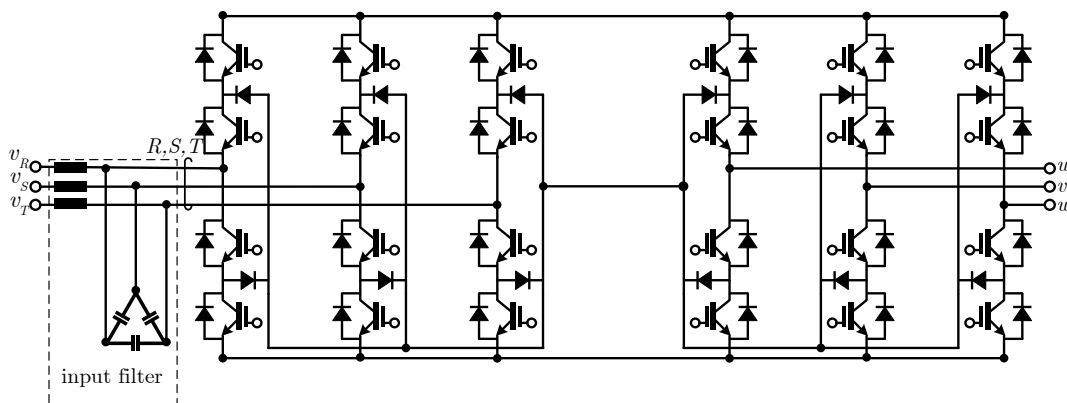
นอกจากนี้งานวิจัย[3] ได้นำเสนอโครงสร้างเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียว โดยให้มีชื่อว่า USMC3 ดังรูปที่ 1.6 เพื่อใช้กับงานที่มีพิคกิ้งกำลังสูงหรืองานที่ต้องการระลอกของกระแสด้านออกต่ำ โครงสร้างนี้ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาซึ่งเป็นวงจรเรียงกระแสแบบสามระดับเชื่อมต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตริงจุดนิวทรัล แต่เนื่องจากงานวิจัย [3] พัฒนาคอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวโดยเน้นการพัฒนาโครงสร้างเป็นหลัก การพัฒนาโครงสร้างนี้จึงอาศัยการพิจารณาความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสเมื่อนำคอนเวอร์เตอร์เตอร์ไปจ่ายโหลดแบบทิศทางเดียวโดยไม่ได้พิจารณาวิธีการมอดูเลตควบคู่ไปด้วย งานวิจัย[3]จึงไม่ได้นำเสนอ

วิธีการมอดูเลตที่ชัดเจน นอกจากนี้คอนเวอร์เตอร์แบบ USMC3 ก็มีข้อจำกัดเกี่ยวกับตัวประกอบกำลังด้านเข้าและด้านออกอันมีสาเหตุมาจากการนำกระแสของไดโอดในวงจรเรียงกระแสเช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบ USMC ด้วย

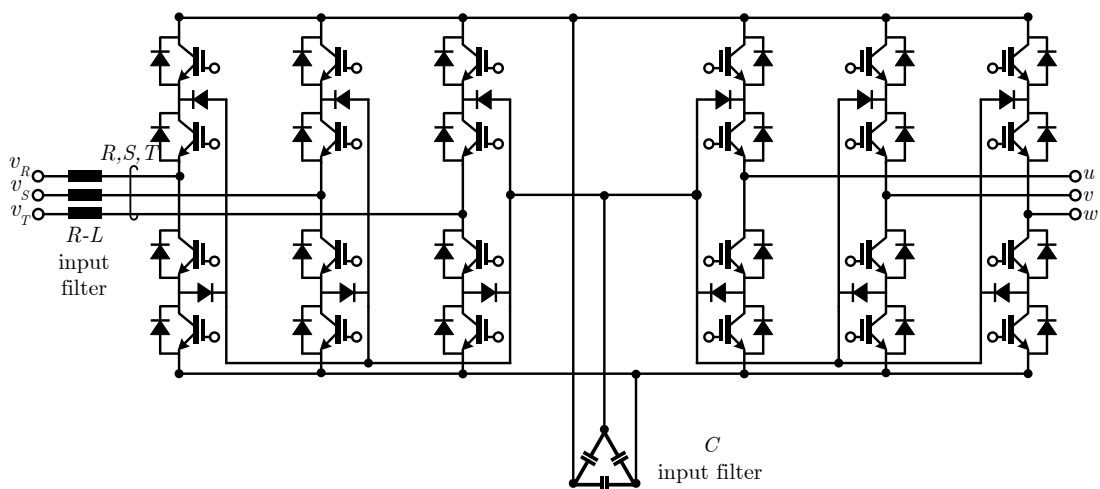


รูปที่ 1.6 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียวที่นำเสนอในงานวิจัย[3]

จากตัวอย่างของงานวิจัยที่ผ่านมาจะเห็นว่า การพัฒนาโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ต้องอาศัยการพิจารณาการมอดูเลตควบคู่ไปด้วย ดังนั้น วิธีการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงที่งานวิจัย[6] นำเสนอจึงได้รับการพัฒนาต่อยอดโดยงานวิจัย[7] เพื่อนำมาใช้เป็นพื้นฐานในการพัฒนาโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์สามระดับแบบหลังชนหลัง ได้แก่ เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางอ้อมสามระดับดังรูปที่ 1.7 และคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบสมมาตรดังรูปที่ 1.8 นอกจากนี้งานวิจัย[7] ได้นำเสนอวิธีการมอดูเลตที่ซับซ้อนวงจรเรียงกระแสให้สวิตซ์ที่ความถี่สายกำลัง ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์จะสวิตซ์ที่ความถี่สูงโดยการมอดูเลตแบบ PWM วิธีการมอดูเลตนี้จะช่วยลดกำลังสูญเสียจากการสวิตซ์และปริมาณการแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบดั้งเดิมที่ใช้การมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ทั้งส่วนวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 1.7 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางอ้อมสามระดับที่ได้รับการพัฒนาขึ้นโดยงานวิจัย[7]



รูปที่ 1.8 คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบสมมาตรที่ได้รับการพัฒนาขึ้นโดยงานวิจัย[7]

อย่างไรก็ตาม โครงสร้างแบบสามระดับที่งานวิจัย[7] นำมาใช้สร้างคอนเวอร์เตอร์ คือ โครงสร้างแบบตริงจุดนิวทรัลซึ่งสามารถรองรับการไหลของพลังงานได้สองทิศทาง แต่ด้วยสาเหตุที่ไหลในทางปฏิบัติส่วนใหญ่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายเพียงทิศทางเดียวเท่านั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำผลจากงานวิจัย[6]และ[7] มาใช้เป็นพื้นฐานสำหรับพัฒนาคอนเวอร์เตอร์สามระดับแบบทิศทางเดียว โดยประเด็นปัญหาของงานวิจัยในอดีตสามารถสรุปได้เป็น 2 ประเด็นด้วยกันคือ ประเด็นเรื่องโครงสร้างและการมอดูเลต ดังตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 ประเด็นปัญหาที่เกิดกับคอนเวอร์เตอร์ทิศทางเดียวสามระดับจากงานวิจัยในอดีต

ประเด็นปัญหา	คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิม (รูปที่ 1.3)	เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับทิศทางเดียว (รูปที่ 1.6)
โครงสร้าง	ขนาดของคอนเวอร์เตอร์และอายุการใช้งานขึ้นกับตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ที่นำมาใช้เป็นตัวสะสมพลังงาน	1) ข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านเข้าและด้านออก 2) สร้างแรงดันด้านออกได้ไม่เกิน 87% ของแรงดันด้านเข้า
การมอดูเลต	ใช้การมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์เป็นหลัก จึงเป็นที่มาของกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า	ไม่มีงานวิจัยที่นำเสนอวิธีการมอดูเลตสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ที่ชัดเจน

1.3 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

เสนอโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่ที่ไม่มีข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออกโดยการพัฒนาโครงสร้างและวิธีการมอดูเลตที่นำไปใช้ได้ง่ายในทางปฏิบัติ จากทฤษฎีเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เพื่อลดทอนกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และปริมาณสัญญาณแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

พัฒนาโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่และวิธีการมอดูเลตที่สอดคล้องกับโครงสร้างที่พัฒนาขึ้น

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบทิศทางเดียวแบบใหม่สามารถทำงานได้โดยไม่มีข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออก ทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานได้หลากหลายเมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวในอดีต
- 2) เทคนิคการมอดูเลตที่สอดคล้องกับการทำงานของวงจร ทำให้เกิดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ และมีปริมาณสัญญาณรบกวนเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าต่ำ รวมทั้งการนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติสามารถทำได้ง่ายอีกด้วย

1.6 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย

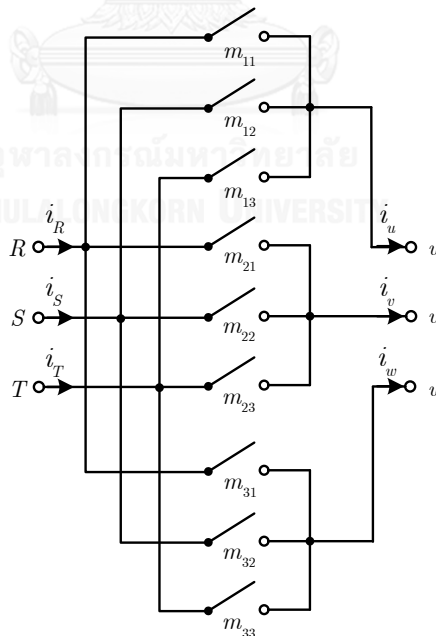
- 1) ศึกษาความรู้พื้นฐานของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนา
- 2) ศึกษาสาเหตุของข้อจำกัดในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ทิศทางเดียวที่เคยมีการนำเสนอ
- 3) ศึกษาทฤษฎีเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์และการพัฒนาเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับ
- 4) พัฒนาโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์ทิศทางเดียวแบบใหม่ที่แก้ไขข้อจำกัดของคอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวในอดีตและสอดคล้องกับเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับ
- 5) จำลองการทำงานของโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์ทิศทางเดียวแบบใหม่เพื่อทดสอบแนวคิด
- 6) ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบเพื่อทดสอบแนวคิดให้เป็นจริงในทางปฏิบัติ
- 7) วิเคราะห์ผลการทดสอบที่ได้จากเครื่องต้นแบบและสรุปผล
- 8) เขียนวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

ทฤษฎีการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์

ทฤษฎีการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็นพื้นฐานที่สำคัญของงานวิจัยนี้ และถือเป็นจุดเริ่มต้นของการพัฒนาโครงสร้างและวิธีการมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์ทิศทางเดียวรูปแบบใหม่ ในบทนี้จะกล่าวถึงพฤติกรรมการสร้างแรงดันด้านออกและควบคุมกระแสด้านเข้าผ่านความสัมพันธ์ของเมทริกซ์การมอดูเลตและเทคนิคการมอดูเลตแบบชั่วครู่โดยอาศัยคลื่นพาหะ [6] รวมทั้งการประยุกต์ทฤษฎีการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เพื่อสร้างวิธีการมอดูเลตสำหรับโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบสามระดับ

เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงในรูปที่ 2.1 สามารถปรับขนาดและความถี่ของแรงดันด้านเข้าไปเป็นแรงดันด้านออกที่ขนาดและความถี่ตามที่โหลดต้องการโดยอาศัยการควบคุมช่วงเวลาของการสวิตช์ เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณแรงดันและกระแสด้านเข้ากับปริมาณแรงดันและกระแสด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ดังสมการที่ (2.1) และ (2.2) ทั้งนี้ เนื่องจากโดยปกติความถี่การสวิตช์จะมีค่าสูงกว่าความถี่หลักมูลของแรงดันหรือกระแสมาก ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ “ค่าแรงดันหรือกระแส ขณะหนึ่ง” จะหมายถึง ค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ของแรงดันหรือกระแส ณ คาบการสวิตช์นั้น



รูปที่ 2.1 ปริมาณด้านเข้าและด้านออกของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u^* + v_z \\ v^* + v_z \\ w^* + v_z \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}}^{\mathbf{M}} \begin{bmatrix} R \\ S \\ T \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{v}_o = \mathbf{M}\mathbf{v}_i \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_R \\ \dot{i}_S \\ \dot{i}_T \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix}}^{\mathbf{M}^T} \begin{bmatrix} \dot{i}_u \\ \dot{i}_v \\ \dot{i}_w \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{i}_i = \mathbf{M}^T \mathbf{i}_o \quad (2.2)$$

เมื่อ $\mathbf{v}_i = [R \ S \ T]^T$ คือ เวกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า ขณะหนึ่ง

$\mathbf{i}_i = [i_R \ i_S \ i_T]^T$ คือ เวกเตอร์ของกระแสด้านเข้า ขณะหนึ่ง

$\mathbf{v}_o = [u \ v \ w]^T$ คือ เวกเตอร์ของแรงดันด้านออก ขณะหนึ่ง “*” หมายถึง ค่าคำสั่ง

$\mathbf{i}_o = [i_u \ i_v \ i_w]^T$ คือ เวกเตอร์ของกระแสด้านออก ขณะหนึ่ง

v_z คือ แรงดันลำดับศูนย์

สมการที่ (2.1) และ (2.2) แสดงให้เห็นว่า เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันด้านออกพร้อมกับควบคุมกระแสด้านเข้าได้ในเวลาเดียวกันผ่านการควบคุมค่าวัฏจักรงานของสวิตช์ทั้ง 9 ตัวโดยค่าวัฏจักรงานของสวิตช์แต่ละตัวแทนด้วย m_{ij} จะเป็นสมาชิกของเมทริกซ์การมอดูเลต \mathbf{M} ค่าวัฏจักรงานเหล่านี้จะต้องสอดคล้องกับเงื่อนไข $0 \leq m_{ij} \leq 1$ และ $\sum_{j=1}^3 m_{ij} = 1, i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3$

การควบคุมค่าวัฏจักรงานของสวิตช์จะใช้วิธีการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ซึ่งอาศัยค่าสัญญาณอ้างอิงหรือฟังก์ชันการมอดูเลตมาเปรียบเทียบกับคลื่นพาหะเพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ฟังก์ชันของการมอดูเลตซึ่งแทนค่าวัฏจักรงานของสวิตช์แต่ละตัวสามารถหาได้จากการหาค่าตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตซึ่งจะอธิบายในหัวข้อที่ 2.1 และกระบวนการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซั้วคู่ที่ใช้ในอินเวอร์เตอร์สามระดับซึ่งจะอธิบายในหัวข้อที่ 2.2

2.1. คำตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง

งานวิจัย[6] ได้หาคำตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตโดยพิจารณาเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ เป็นเสมือนการแปลงเชิงเรขาคณิต คำตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตที่ได้จะอยู่ในเทอมของค่า ณ หนึ่งของปริมาณด้านเข้าและด้านออก 3 เฟสดังแสดงในสมการที่ (2.3)-(2.7)

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_U + \mathbf{M}_I + \mathbf{M}_N + \mathbf{M}_0 \quad (2.3)$$

$$\mathbf{M}_U = \frac{\mathbf{v}_o^* [\mathbf{v}_i]^T}{\|\mathbf{v}_i\|^2} = \frac{1}{R^2 + S^2 + T^2} \begin{bmatrix} u^* \\ v^* \\ w^* \end{bmatrix} [R \quad S \quad T] \quad (2.4)$$

$$\mathbf{M}_I = \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \mathbf{i}_o [\mathbf{J}\mathbf{v}_i]^T = \frac{k_1}{\sqrt{3}(R^2 + S^2 + T^2)} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} [T - S \quad R - T \quad S - R] \quad (2.5)$$

$$\mathbf{M}_N = \frac{k_2}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \mathbf{J}\mathbf{i}_o [\mathbf{J}\mathbf{v}_i]^T = \frac{k_2}{3(R^2 + S^2 + T^2)} \begin{bmatrix} i_w - i_v \\ i_u - i_w \\ i_v - i_u \end{bmatrix} [T - S \quad R - T \quad S - R] \quad (2.6)$$

$$\mathbf{M}_0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} [x \quad y \quad z] \quad ; \quad 0 \leq x, y, z \leq 1 \quad \text{และ} \quad x + y + z = 1 \quad (2.7)$$

เราสามารถแยกเมทริกซ์การมอดูเลตออกเป็น 4 พจน์ซึ่งเป็นอิสระต่อกันและมีหน้าที่แตกต่างกัน โดยบทบาทหน้าที่ของแต่ละพจน์มีดังนี้

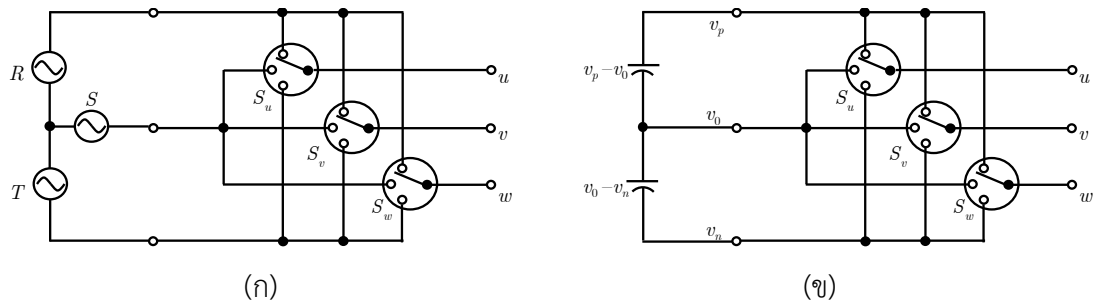
\mathbf{M}_U มีหน้าที่สร้างแรงดันด้านออกควบคู่ไปกับกระแสแอกทีฟด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์

\mathbf{M}_I มีหน้าที่ควบคุมกำลังรีแอกทีฟด้านเข้าผ่านพารามิเตอร์อิสระ k_1

\mathbf{M}_N มีหน้าที่ปรับรูปแบบการสวิตช์ผ่านพารามิเตอร์อิสระ k_2

\mathbf{M}_0 คือเมทริกซ์แรงดันลำดับศูนย์ที่สะท้อนการบวกแรงดันลำดับศูนย์ในแรงดันด้านออก

เมทริกซ์การมอดูเลตในสมการที่ (2.1) และ (2.2) แสดงให้เห็นว่าทุกๆคาบการสวิตช์ แรงดันด้านออก 1 เฟสจะประกอบด้วยผลรวมของแรงดันด้านเข้า 3 เฟส ในทำนองเดียวกันกระแสด้านเข้า 1 เฟสก็เกิดจากผลรวมของกระแสด้านออก 3 เฟสเช่นกัน ดังนั้น โครงสร้างของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงจึงมีความคล้ายคลึงกับโครงสร้างแบบสามระดับดังแสดงในรูปที่ 2.2 ดังนั้นเราจึงสามารถประยุกต์ใช้เทคนิคการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซั่วคู่ของอินเวอร์เตอร์สามระดับกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้



รูปที่ 2.2 ความคล้ายคลึงกันของโครงสร้างแบบสามระดับ

(ก) เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ (ข) อินเวอร์เตอร์สามระดับ

2.2 เทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบชั่วครู่

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่า เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์และอินเวอร์เตอร์สามระดับมีความแตกต่างกันในประเด็นแรงดันด้านเข้า กล่าวคือ แรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์สามระดับจะเป็นไฟตรง $\{v_p, v_0, v_n\}$ ซึ่งค่าแรงดันบัสไฟตรง ณ ขณะหนึ่งจะมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา และมีเครื่องหมายที่แน่นอน นั่นคือ $v_p > v_0 > v_n$ เสมอ แต่แรงดันด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ $\{R, S, T\}$ เป็นไฟสลับที่แต่ละเฟสมีรูปคลื่นไซน์ทำให้ค่า ณ ขณะหนึ่งมีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาดังนั้นเพื่อให้สามารถนำเทคนิคการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบชั่วครู่มาใช้กับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ งานวิจัย[6]และ[7] จึงนำเสนอเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับซึ่งจะประกอบด้วย 2 ขั้นตอนหลัก คือ 1) ขั้นตอนทำให้แรงดันด้านเข้ามีเครื่องหมายที่แน่นอนและ 2) ขั้นตอนการนำแรงดันที่ได้จากขั้นตอนแรกไปใช้ในกระบวนการมอดูเลตโดยอาศัยเทคนิคการมอดูเลตของอินเวอร์เตอร์สามระดับ รายละเอียดของแต่ละขั้นตอนมีดังนี้

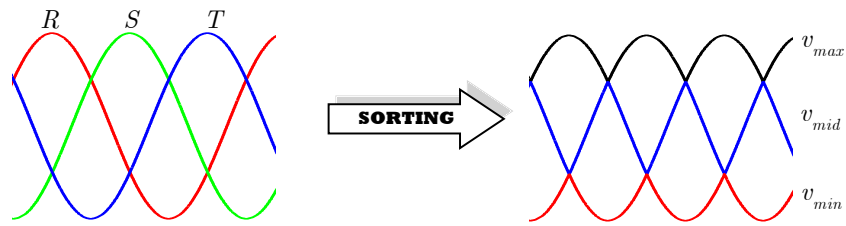
ขั้นตอนที่ 1 ขั้นตอนการจัดลำดับแรงดันด้านเข้า

เนื่องจากแรงดันด้านเข้าของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ $\{R, S, T\}$ จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลาดังนั้นในขั้นตอนการปรับเปลี่ยนแรงดันให้มีเครื่องหมายที่แน่นอนจะใช้การจัดเรียงลำดับแรงดันด้านเข้าเป็น 3 ระดับ คือ ค่าสูงสุด ค่ากลาง และค่าต่ำสุด ดังสมการที่ (2.8)–(2.10) เนื่องจากการทำงานของขั้นตอนนี้จะคล้ายกับการสร้างแรงดันบัสไฟตรงของวงจรเรียงกระแสแบบไดโอด แต่แตกต่างที่แรงดันที่ได้เป็น 3 ระดับ จึงเรียกขั้นตอนนี้ว่า ภาคเรียงกระแส และเรียกแรงดันที่ได้จากขั้นตอนนี้ว่าแรงดันบัสไฟตรงเสมือน

$$v_{max} = \max(R, S, T) \quad (2.8)$$

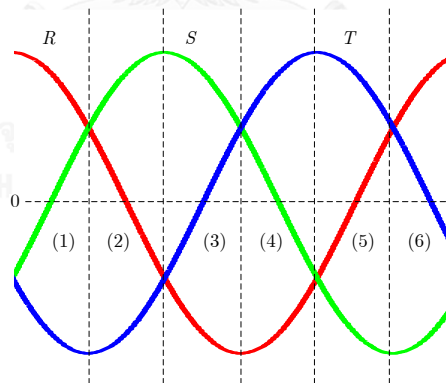
$$v_{mid} = \text{mid}(R, S, T) \quad (2.9)$$

$$v_{min} = \min(R, S, T) \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.3 การทำงานของภาคเรียงกระแส

จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่ากระบวนการทำงานของภาคเรียงกระแสตามสมการที่ (2.8)-(2.10) จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะทุกๆ 60° ตามลำดับของแรงดันด้านเข้า ซึ่งในงานวิจัยนี้จะเรียกสถานะหนึ่งๆ ของภาคเรียงกระแสว่า เซกเตอร์(Sector) เพราะฉะนั้นจะเห็นว่าใน 1 คาบของรูปคลื่นแรงดันด้านเข้าจะเกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะไปใน 6 เซกเตอร์ ดังรูปที่ 2.4 และในแต่ละเซกเตอร์จะมีความสัมพันธ์กันระหว่างแรงดันด้านเข้ากับแรงดันบัสไฟตรงเสมือนดังตารางที่ 2.1 แรงดันบัสไฟตรงเสมือนที่ได้จะมีเครื่องหมายที่แน่นอนคือ $v_{max} \geq v_{mid} \geq v_{min}$ โดยแรงดัน v_{max} จะมีเครื่องหมายเป็นบวกและแรงดัน v_{min} จะมีเครื่องหมายเป็นลบเสมอ ซึ่งเหมือนกับกรณีแรงดันบัสบน (v_p) และแรงดันบัสล่าง (v_n) ในอินเวอร์เตอร์สามระดับ อย่างไรก็ตามสำหรับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง ขั้นตอนนี้จะเป็นการคำนวณในทางคณิตศาสตร์เท่านั้น แรงดันบัสไฟตรงเสมือนที่สร้างขึ้นจึงไม่สามารถวัดได้ในวงจรจริง



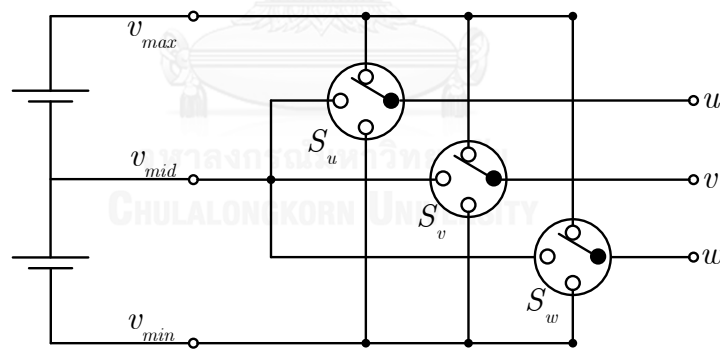
รูปที่ 2.4 เซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า

ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ของแรงดันด้านเข้ากับแรงดันบัสไฟตรงเสมือนในแต่ละเซกเตอร์

เซกเตอร์	แรงดันด้านเข้า	แรงดันบัสไฟตรงเสมือน		
		v_{max}	v_{mid}	v_{min}
1)	$R > S > T$	R	S	T
2)	$S > R > T$	S	R	T
3)	$S > T > R$	S	T	R
4)	$T > S > R$	T	S	R
5)	$T > R > S$	T	R	S
6)	$R > T > S$	R	T	S

ขั้นตอนที่ 2 ขั้นตอนการสร้างแรงดันด้านออกจากแรงดันบัสไฟตรงเสมือน

การทำงานในขั้นตอนนี้จะเป็นขั้นตอนการสร้างแรงดันด้านออกด้วยวิธีการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซัฟฟ์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ จึงเรียกขั้นตอนนี้ว่า ภาคอินเวอร์เตอร์ ในลำดับแรกเราจะแทนแรงดันบัสไฟตรง $\{v_p, v_0, v_n\}$ ในรูป 2.2(ข) ด้วยแรงดันบัสไฟตรงเสมือน $\{v_{max}, v_{mid}, v_{min}\}$ จะได้วงจรสมมูลของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในมุมมองของอินเวอร์เตอร์สามระดับดังแสดงในรูปที่ 2.5 และสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันด้านเข้าและแรงดันด้านออกได้ดังสมการที่ (2.11)



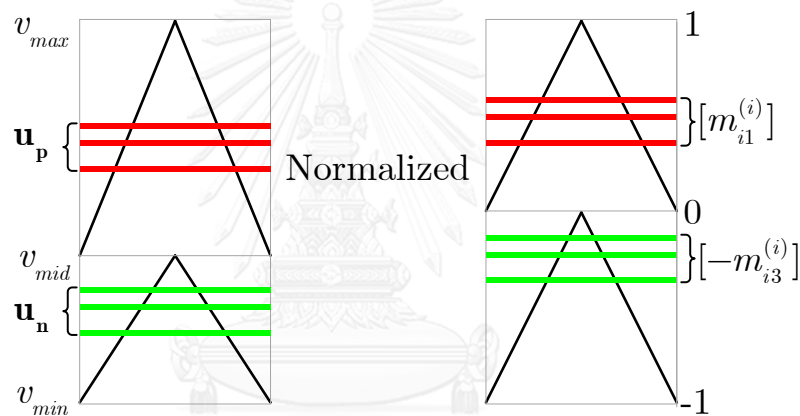
รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในมุมมองของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11}^{(i)} & m_{12}^{(i)} & m_{13}^{(i)} \\ m_{21}^{(i)} & m_{22}^{(i)} & m_{23}^{(i)} \\ m_{31}^{(i)} & m_{32}^{(i)} & m_{33}^{(i)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{max} \\ v_{mid} \\ v_{min} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

เมื่อจัดรูปสมการเทียบกับแรงดัน v_{mid} จะสามารถเขียนรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (2.12)

$$\begin{bmatrix} u - v_{mid} \\ v - v_{mid} \\ w - v_{mid} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_{11}^{(i)} \\ m_{21}^{(i)} \\ m_{31}^{(i)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_p} (v_{max} - v_{mid}) + \underbrace{\begin{bmatrix} -m_{13}^{(i)} \\ -m_{23}^{(i)} \\ -m_{33}^{(i)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_n} (v_{mid} - v_{min}) \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) สามารถอธิบายได้ว่า แรงดันด้านนอกของคอนเวอร์เตอร์เกิดจากผลรวมของแรงดันออกที่สร้างจากอินเวอร์เตอร์สองระดับสองตัว ตัวแรกมีแรงดันด้านนอกเป็น \mathbf{u}_p ถูกสร้างจากบัสไฟตรงที่มีระดับแรงดัน $(v_{max} - v_{mid})$ และตัวที่สองมีแรงดันด้านนอกเป็น \mathbf{u}_n ถูกสร้างจากบัสไฟตรงที่มีระดับแรงดัน $(v_{mid} - v_{min})$ ดังนั้นเราจึงสามารถสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์โดยอาศัยคลื่นพาหะ 2 ชุด คลื่นพาหะ 1 ชุดจะใช้ในการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สองระดับ 1 ตัวดังรูปที่ 2.6



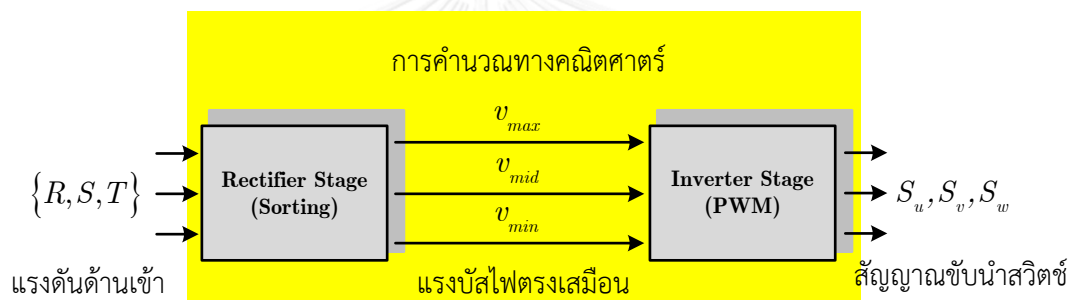
รูปที่ 2.6 การสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์จากคลื่นพาหะ 2 ชุดในภาคอินเวอร์เตอร์

กำหนดให้ แรงดันอ้างอิง $\mathbf{u}_p = \begin{bmatrix} m_{11}^{(i)} \\ m_{21}^{(i)} \\ m_{31}^{(i)} \end{bmatrix} (v_{max} - v_{mid})$

และแรงดันอ้างอิง $\mathbf{u}_n = \begin{bmatrix} -m_{13}^{(i)} \\ -m_{23}^{(i)} \\ -m_{33}^{(i)} \end{bmatrix} (v_{mid} - v_{min})$

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นว่า โดยทั่วไปขนาดของคลื่นพาหะ 2 ชุดจะมีค่าไม่เท่ากันเนื่องจากค่าแรงดันบัสไฟตรงเสมือน คือ $(v_{max} - v_{mid})$ และ $(v_{mid} - v_{min})$ ณ ขณะหนึ่งไม่คงที่ ในขณะที่รูปคลื่นพาหะที่ใช้จริงในทางปฏิบัติมีขนาดหนึ่งหน่วยคือมีค่าระหว่าง 0 ถึง 1 เท่านั้น ดังนั้น เพื่อให้สอดคล้องกับวิธีการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ในทางปฏิบัติจึงต้องทำปัทสถาน(Normalize) สัญญาณทั้งในส่วน of คลื่นพาหะและแรงดันอ้างอิง จะเห็นว่า กระบวนการมอดูเลตจะใช้เพียงค่าของฟังก์ชันการมอดูเลตในคอลัมน์แรกและคอลัมน์สุดท้ายเปรียบเทียบกับคลื่นพาหะขนาดหนึ่งหน่วยเท่านั้น

กล่าวโดยสรุปคือ เทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็นเทคนิคการมอดูเลตที่ทำให้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงสามารถนำวิธีการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับมาใช้ได้ และเมื่อประยุกต์เทคนิคการมอดูเลตนี้กับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงจะทำให้การแปลงผันพลังงานจากด้านเข้าสู่บัสไฟตรงเสมือนและด้านออกมีลักษณะเป็น AC-DC-AC ที่แต่ละส่วนเป็นวงจรสามเฟส ดังแสดงด้วยแผนภาพในรูปที่ 2.7



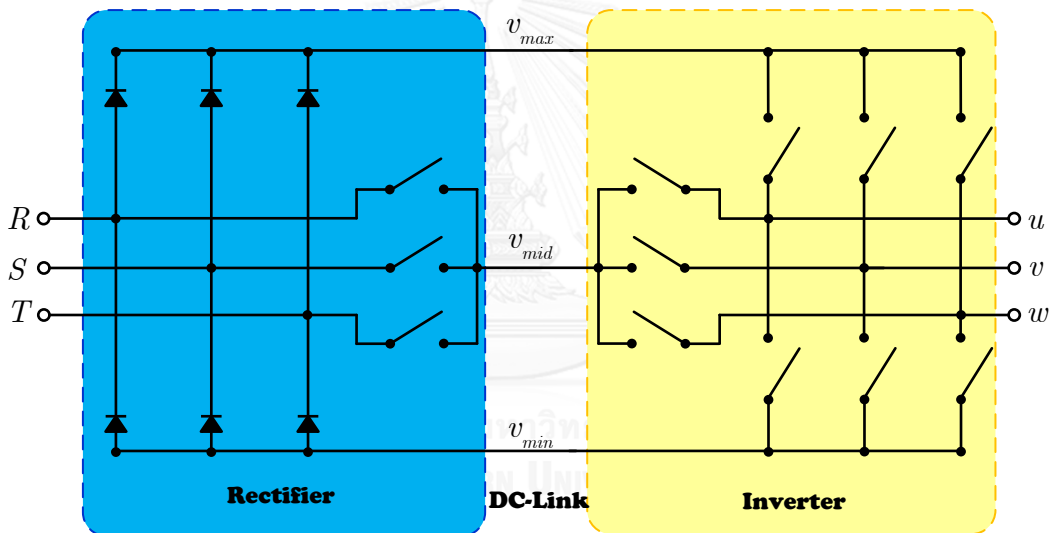
รูปที่ 2.7 แผนภาพเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับ

จากแผนภาพดังรูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นว่า เนื่องจากบัสไฟตรงเสมือนมีลักษณะเป็นวงจรสามเฟสจึงทำให้เทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับสามารถสร้างรูปแบบการสวิตช์ทั้งหมดของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้

บทที่ 3

เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียวและวิธีการมอดูเลต

ดังที่อธิบายไว้ในบทที่ 2 เทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับ ประกอบด้วย 2 ขั้นตอนด้วยกันคือภาคเรียงกระแสและภาคอินเวอร์เตอร์ โดยการทำงานของทั้ง 2 ขั้นตอนจะเชื่อมโยงกันผ่านแรงดันบัสไฟตรงเสมือน ดังนั้นวิธีที่ง่ายที่สุดของการสร้างคอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวที่มีความสมมูลกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง คือการนำขั้นตอนการมอดูเลตในทางคณิตศาสตร์มาทำให้เป็นวงจรรจริงในทางปฏิบัติ ซึ่งโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวที่สอดคล้องกับเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับจะเป็นโครงสร้างแบบสามระดับ 2 ส่วนคือ วงจรเรียงกระแสทิศทางเดียวสามระดับและวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับโดยวงจรทั้ง 2 ส่วนเชื่อมต่อกันผ่านบัสไฟตรงสามระดับ ดังแสดงด้วยวงจรมูลของคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.1



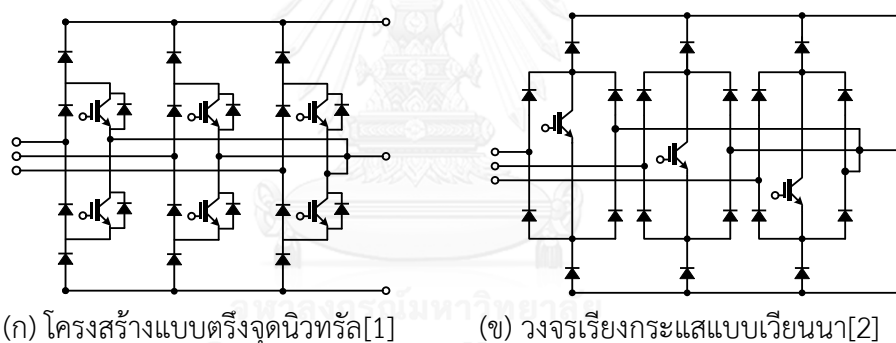
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวสามระดับ

3.1 วงจรเรียงกระแสทิศทางเดียวแบบสามระดับ

โครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบสามระดับจะสะท้อนการทำงานในส่วนของภาคเรียงกระแสของการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับโดยทำหน้าที่สร้างแรงดันบัสไฟตรงออกเป็น 3 ระดับกล่าวคือแรงดันบัสบนเป็นแรงดันค่าสูงสุด แรงดันบัสกลางเป็นแรงดันค่ากลางและแรงดันบัสล่างเป็นแรงดันค่าต่ำสุดของแรงดันด้านเข้า จะเห็นว่า แรงดันบัสไฟตรงเสมือนของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงซึ่งเป็นการคำนวณในทางคณิตศาสตร์จะมาปรากฏเป็นแรงดันจริงที่บัสไฟตรงสามระดับ การทำงานในลักษณะนี้วงจรเรียงกระแสจะสวิตซ์ที่ความถี่สายกำลังเท่านั้น จึงช่วยลดทอนกำลังสูญเสียจากการสวิตซ์และปริมาณการแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าลงได้อย่างมากเมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานโดยการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์เป็นหลัก

การสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสตามลำดับแรงดันเฟสด้านเข้าและพฤติกรรมของโหลดที่ไม่คืนพลังงานกลับแหล่งจ่ายของระบบ กระแสที่บัสบนและบัสล่างจึงมีทิศทางเดียวกับแรงดันบัสและไม่มีกระแสไหลย้อนจากโหลดในบัสบนและบัสล่าง ด้วยสาเหตุทั้ง 2 ประการนี้ เราจึงสามารถอาศัยไดโอดมาใช้เชื่อมต่อระหว่างบัสบนกับเฟสด้านเข้าแรงดันค่าสูงสุดและระหว่างบัสล่างกับเฟสด้านเข้าที่แรงดันค่าต่ำสุดโดยไม่จำเป็นต้องใช้การควบคุมสวิตช์ไอจีบีที อย่างไรก็ตามการเชื่อมต่อระหว่างบัสกลางกับเฟสด้านเข้าที่มีแรงดันค่ากลางจำเป็นต้องใช้สวิตช์ไอจีบีทีที่รองรับแรงดันและกระแสได้สองทิศทางเพราะทั้งแรงดันตกคร่อมในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแสและกระแสที่บัสกลางมีได้ทั้งค่าบวกและค่าลบ

การนำไดโอดมาใช้เป็นส่วนประกอบหลักของวงจรเรียงกระแสมีข้อดีคือ ช่วยลดความสิ้นเปลืองจำนวนสวิตช์ไอจีบีทีและวงจรควบคุมสวิตช์ที่มีราคาแพงสูงกว่าไดโอดเป็นการลดต้นทุนการผลิตคอนเวอร์เตอร์ รวมทั้งการควบคุมวงจรเรียงกระแสสามารถทำได้ง่าย เพราะไดโอดสามารถนำกระแสได้ด้วยตนเองโดยไม่ต้องใช้สัญญาณขับนำ สำหรับตัวอย่างโครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบทิศทางเดียวสามารถพบว่ามีใช้จริงในปัจจุบันแสดงในรูปที่ 3.2

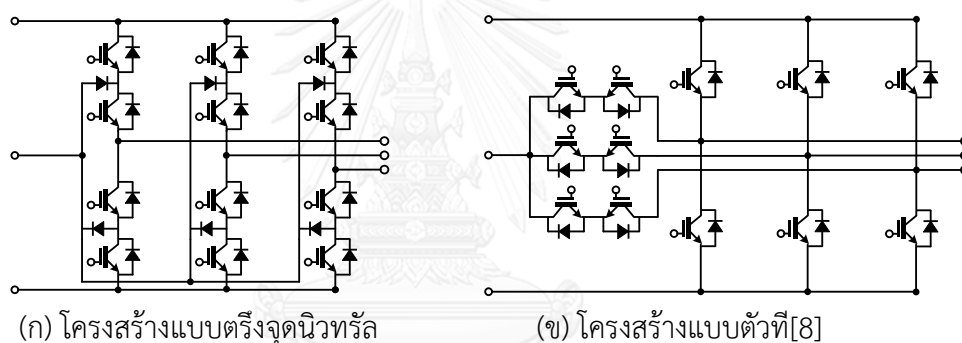


รูปที่ 3.2 ตัวอย่างโครงสร้างของวงจรเรียงกระแสแบบทิศทางเดียวที่ใช้ในทางปฏิบัติ

โครงสร้างของวงจรเรียงกระแสแบบทิศทางเดียวที่ใช้ในทางปฏิบัตินั้นมีด้วยกันหลายรูปแบบ เช่นตัวอย่าง 2 รูปแบบดังแสดงในรูปที่ 3.2 งานวิจัย[1] เสนอวงจรดังรูป 3.2(ก) ซึ่งเป็นวงจรดัดแปลงมาจากโครงสร้างแบบตเรียงจุดนิวทรัล และงานวิจัย[2] เสนอโครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาดังแสดงในรูป 3.2(ข) จุดเด่นของทั้ง 2 โครงสร้างนี้คือ ไดโอดและสวิตช์ไอจีบีทีแต่ละตัวจะรับแรงดันที่มีค่าต่ำจึงเหมาะกับงานที่มีพิกัดกำลังสูง สำหรับงานวิจัยนี้จะเลือกใช้โครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาเนื่องจากมีสวิตช์ไอจีบีทีเพียงเฟสละ 1 ตัวเท่านั้น ทำให้ทั้งวงจรใช้สวิตช์ไอจีบีทีเพียง 3 ตัวเท่านั้น

3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

วงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับจะรองรับการทำงานในส่วนของภาคอินเวอร์เตอร์ของการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับซึ่งหน้าที่หลักคือสร้างแรงดันด้านออกไปพร้อมกับควบคุมกระแสที่บัสไฟตรงในเวลาเดียวกันโดยกระทำการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่นิยมใช้กันอยู่อย่างแพร่หลายคือ โครงสร้างแบบตริงจุดนิวทรัลดังแสดงในรูปที่ 3.3(ก) ลักษณะของโครงสร้างนี้เหมาะกับงานที่มีพิกัดกำลังสูงเพราะสวิตช์แต่ละตัวจะรับแรงดันเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันบัสไฟตรง อย่างไรก็ตามสำหรับงานที่มีพิกัดกำลังไม่สูงแต่เน้นด้านประสิทธิภาพ เช่น อินเวอร์เตอร์เพื่อการกริดสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ จะนิยมใช้โครงสร้างแบบตัวที(T-type) [8] แทนโครงสร้างแบบตริงจุดนิวทรัล ดังแสดงในรูปที่ 3.3(ข) สำหรับงานวิจัยนี้จะเลือกใช้โครงสร้างอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตริงจุดนิวทรัลมาเป็นส่วนหนึ่งของคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่ที่ต้องการนำเสนอ

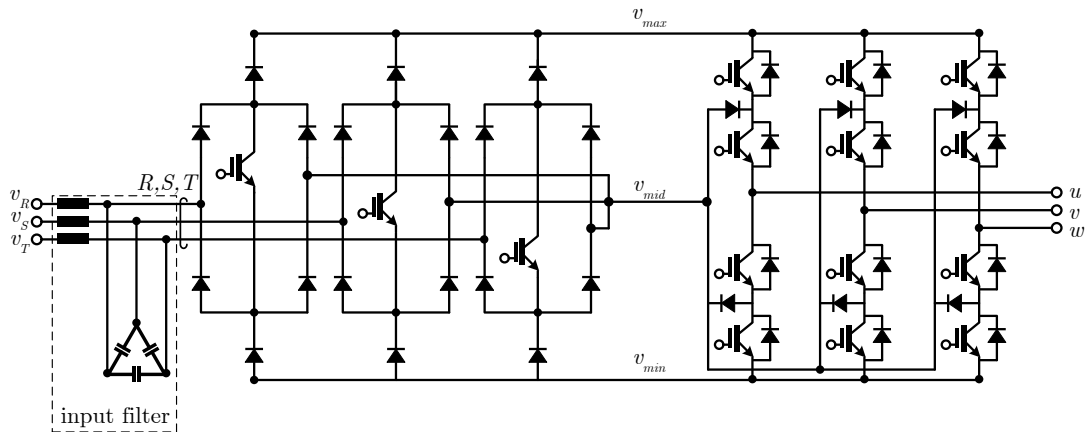


(ก) โครงสร้างแบบตริงจุดนิวทรัล

(ข) โครงสร้างแบบตัวที[8]

รูปที่ 3.3 ตัวอย่างโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ใช้ในทางปฏิบัติ

เมื่อนำโครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาและโครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตริงจุดนิวทรัลมาเชื่อมต่อกันจะได้โครงสร้างของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียว(Unidirectional Three-level Indirect Matrix Converter; U3L-IMC) ดังแสดงในรูปที่ 3.4 งานวิจัยนี้จะเรียกชื่อคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้โดยย่อว่า คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ซึ่งโครงสร้างนี้จะตรงกับคอนเวอร์เตอร์แบบ USMC3 ที่เคยนำเสนอในงานวิจัย[3] แต่แนวคิดในการได้มาซึ่งโครงสร้างนี้แตกต่างจากงานวิจัยนี้อย่างชัดเจน เพราะงานวิจัย[3] นำเสนอโครงสร้างบนพื้นฐานของแนวคิดการพัฒนาโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์ให้เหมาะสมกับการจ่ายโหลดแบบทิศทางเดียว โดยไม่ได้มีที่มาจากแนวคิดการมอดูเลต งานวิจัย[3] จึงไม่สามารถนำเสนอวิธีการมอดูเลตที่ชัดเจนได้ เพียงแต่กล่าวถึงการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาที่ใช้การสวิตช์ที่ความถี่สายกำลังสร้างแรงดันบัสไฟตรงไว้เท่านั้น ส่วนการมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับไม่ได้กล่าวถึงเลย



รูปที่ 3.4 เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบทิศทางเดียวโดยงานวิจัยนี้จะเรียก
คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ว่า คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC

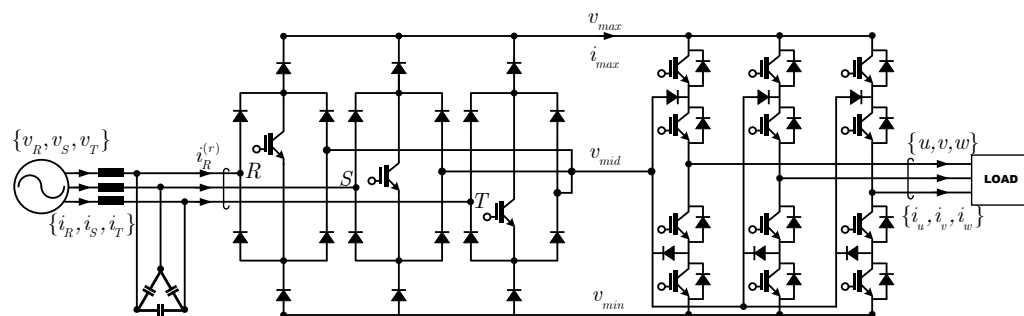
อาศัยข้อมูลจากงานวิจัย[3] เราสามารถอธิบายการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC โดยคร่าวๆ ดังนี้ วงจรเรียงกระแสจะสวิตช์ที่ความถี่สายกำลังเพื่อแปลงผันแรงดันไฟสลับ 3 เฟสของแหล่งจ่ายด้านเข้าเป็นแรงดันที่บัสไฟตรง 3 ระดับ เพื่อเป็นแรงดันด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับที่จะใช้กระบวนการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์สร้างแรงดันด้านออกที่ขนาดและความถี่ตามที่โหลดต้องการ ดังนั้น การแปลงผันพลังงานของโครงสร้าง U3L-IMC เรียงลำดับจากด้านเข้าสู่บัสไฟตรงและด้านออกจึงเป็น AC-DC-AC

เมื่อพิจารณาเฉพาะการมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ เนื่องจากงานวิจัยที่ผ่านมาไม่ได้กล่าวถึงวิธีการมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับเอาไว้ วิธีที่ง่ายและนิยมใช้โดยทั่วไปคือการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์แบบขั้วเดียว (Unipolar PWM) ดังนั้นในหัวข้อนี้เราจะทดลองนำวิธีการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์แบบขั้วเดียวมาประยุกต์กับวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC เราจะพิจารณาว่าวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับมีแรงดันด้านเข้าคือ แรงดันบัสไฟตรง $\{v_{max}, v_{mid}, v_{min}\}$ และแรงดันด้านออก $\{u, v, w\}$ จากสมการที่ (2.12) สามารถแสดงตัวอย่างของการหาฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์แบบขั้วเดียวเฟส u ได้ดังตารางที่ 3.1 โดยการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ในเฟส v และ w สามารถกระทำได้ในแบบเดียวกัน

ตารางที่ 3.1 เงื่อนไขการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์แบบชั่วเดียวของแรงดันเฟส u

การมอดูเลตแบบชั่วเดียว ด้านบวก เมื่อ $u^* > v_{mid}$	การมอดูเลตแบบชั่วเดียว ด้านลบ เมื่อ $u^* < v_{mid}$
$\left. \begin{aligned} m_{11}^{(i)} &= \frac{u^* + v_z}{v_{max} - v_{mid}} \\ m_{13}^{(i)} &= 0 \end{aligned} \right\} (3.1)$	$\left. \begin{aligned} m_{11}^{(i)} &= 0 \\ m_{13}^{(i)} &= \frac{u^* + v_z}{v_{mid} - v_{min}} \end{aligned} \right\} (3.2)$

เราจะนำค่าของฟังก์ชันการมอดูเลตจากตารางที่ 3.1 มาจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานแสดงในตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.5 ตัวแปร ณ จุดต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ที่ใช้แสดงผลจำลองการทำงาน

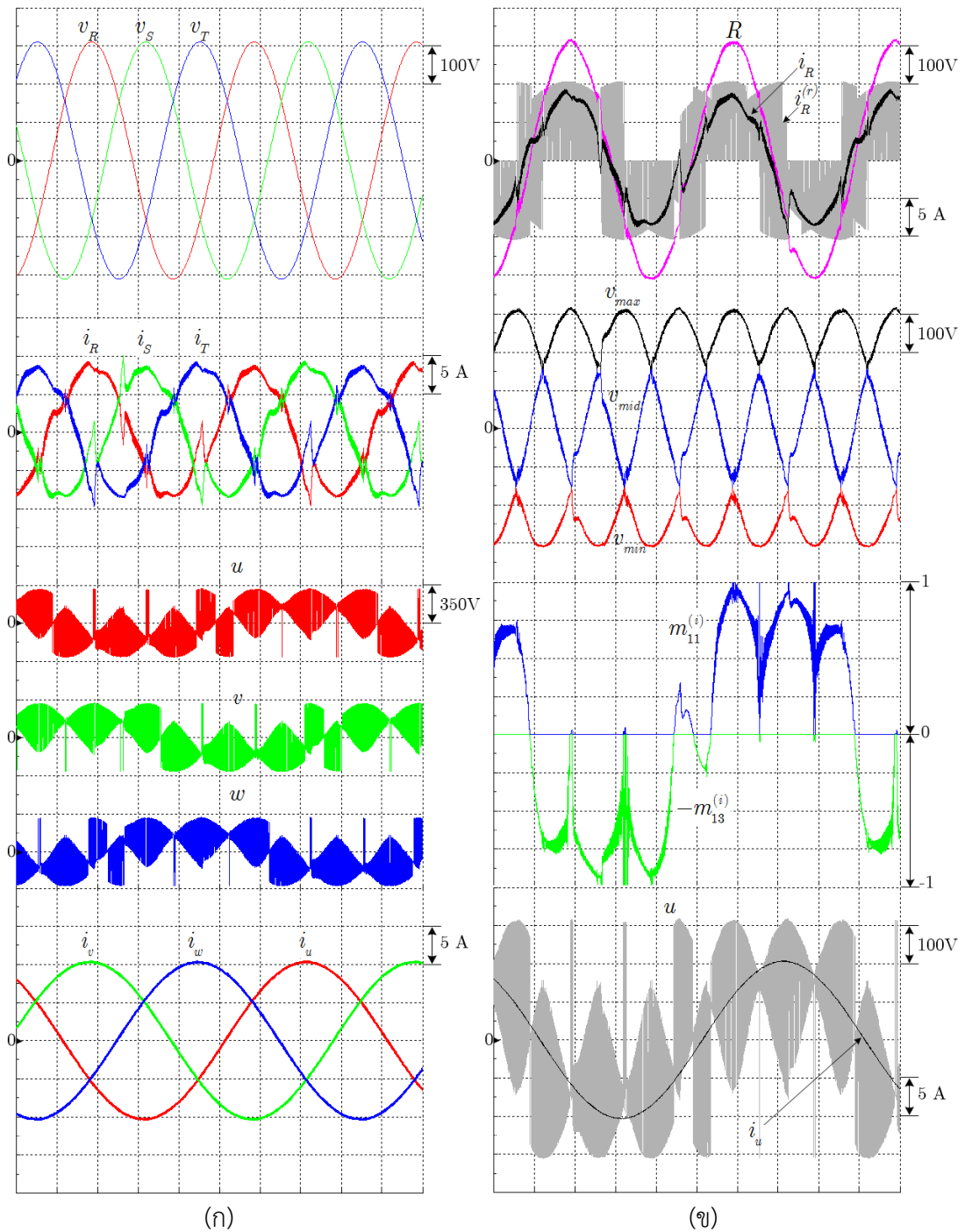
ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC

แหล่งจ่าย	แรงดันระหว่างเฟส 380 V ความถี่ 50 Hz
วงจรกรองด้านเข้า	<ul style="list-style-type: none"> ○ ตัวเก็บประจุ 4.2 μF ต่อแบบเคลด้า ○ ตัวเหนี่ยวนำ 5 mH ต่อแบบขนานกับตัวต้านทาน 15 Ω
วงจรอินเวอร์เตอร์ สามระดับ	<ul style="list-style-type: none"> ○ ความถี่การสวิตช์ 12.2 kHz ○ ใช้การมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์แบบซัวเดียว
โหลด	<ul style="list-style-type: none"> ○ แรงดันระหว่างเฟส 330 V ความถี่ 25 Hz ○ คิดเป็นดัชนีการมอดูเลต 0.866 ○ ตัวต้านทาน 24 Ω ต่อเฟสอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 33.2 mH คิดเป็นตัวประกอบกำลังโหลด 0.977 แบบล้าหลัง

รูปที่ 3.6 เป็นผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC โดยรูปที่ 3.6 (ก) แสดงแรงดันและกระแสด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่า คอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันด้านออกที่มีขนาดและความถี่สอดคล้องกับค่าคำสั่งโดยสังเกตได้จากกระแสด้านออกที่เป็นรูปคลื่นไซน์ 3 เฟสที่มีความสมดุล $\{i_u, i_v, i_w\}$ มีขนาดและความถี่ถูกต้องสอดคล้องกับเงื่อนไขของโหลด แต่เมื่อพิจารณากระแสด้านเข้าทั้ง 3 เฟส $\{i_R, i_S, i_T\}$ จะเห็นว่า กระแสด้านเข้าไม่เป็นรูปคลื่นไซน์

ทั้งนี้เราจะต้องพิจารณาสาเหตุของปัญหาโดยพิจารณาการทำงานของวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์ของคอนเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 3.6(ข) จะเห็นว่า วงจรเรียงกระแสจะสร้างแรงดันบัสไฟตรง $\{v_{max}, v_{mid}, v_{min}\}$ จากค่าสูงสุด ค่ากลางและค่าต่ำสุดของแรงดันด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์ $\{R, S, T\}$ การทำงานของวงจรเรียงกระแสเพียงอย่างเดียวจึงไม่สามารถรองรับการควบคุมกระแสด้านเข้าได้ คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC จึงต้องอาศัยการทำงานประสานกันของวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่วิธีการมอดูเลตแบบซัวเดียวที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับโดยทั่วไปนั้นดังสมการที่ (3.1) และ (3.2) จะรองรับการสร้างแรงดันด้านออกเท่านั้น โดยวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำงานอย่างเป็นอิสระต่อกัน คอนเวอร์เตอร์จึงไม่สามารถควบคุมกระแสด้านเข้าได้

หมายเหตุ รูปที่ 3.6(ข) แรงดันด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์แสดงเฉพาะแรงดันด้านเข้าเฟส R และฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์และแรงดันด้านออกแสดงเฉพาะเฟส u

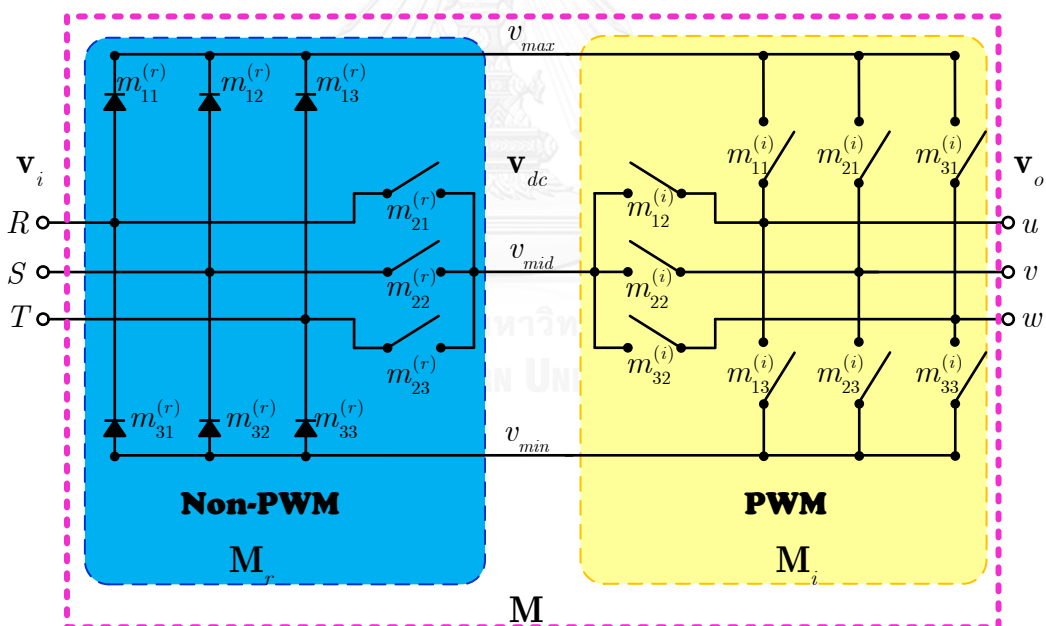


รูปที่ 3.6 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ตามเงื่อนไขในตารางที่ 3.2
 (ก) รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ (ข) รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์

ผลการจำลองการทำงานข้างต้นจะเห็นว่า เทคนิคการมอดูเลตที่นำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ต้องทำให้การทำงานของวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์มีความสัมพันธ์กัน เพื่อให้คอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันด้านออกไปพร้อมกับควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้ในเวลาเดียวกัน แต่ยังไม่มียานวิจัยใดที่นำเสนอเทคนิคการมอดูเลตเอาไว้ อย่างไรก็ตาม เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC เป็นโครงสร้างที่สอดคล้องกับเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับ งานวิจัยนี้จึงจะนำเทคนิคการมอดูเลตนี้มาพัฒนาเพื่อนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

3.3 วิธีการมอดูเลตสำหรับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียว

ดังที่อธิบายในบทที่ 2 เมทริกซ์การมอดูเลต (\mathbf{M}) ของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงมีรูปทั่วไปแสดงในสมการที่ (2.3)-(2.7) เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC จะต้องพัฒนาเมทริกซ์การมอดูเลตใหม่เพื่อให้สอดคล้องกับโครงสร้างที่ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยพิจารณาจากวิธีการสวิตช์ของวงจรถังแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ฟังก์ชันการมอดูเลตของสวิตช์และไดโอดแต่ละตัวของ U3L-IMC

จากรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าเมทริกซ์การมอดูเลตโดยรวมของวงจร (\mathbf{M}) จะประกอบด้วย 2 องค์ประกอบคือ เมทริกซ์การมอดูเลตของวงจรเรียงกระแส (\mathbf{M}_r) ที่สะท้อนการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสที่ความถี่สายกำลังดังสมการที่ (3.3) และเมทริกซ์การมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (\mathbf{M}_i) ที่สะท้อนการสวิตช์ด้วยการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ดังสมการที่ (3.4)

$$\begin{bmatrix} v_{max} \\ v_{mid} \\ v_{min} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} m_{11}^{(r)} & m_{12}^{(r)} & m_{13}^{(r)} \\ m_{21}^{(r)} & m_{22}^{(r)} & m_{23}^{(r)} \\ m_{31}^{(r)} & m_{32}^{(r)} & m_{33}^{(r)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{M}_r} \begin{bmatrix} R \\ S \\ T \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{v}_{dc} = \mathbf{M}_r \mathbf{v}_i \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u^* + v_z \\ v^* + v_z \\ w^* + v_z \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} m_{11}^{(i)} & m_{12}^{(i)} & m_{13}^{(i)} \\ m_{21}^{(i)} & m_{22}^{(i)} & m_{23}^{(i)} \\ m_{31}^{(i)} & m_{32}^{(i)} & m_{33}^{(i)} \end{bmatrix}}^{\mathbf{M}_i} \begin{bmatrix} v_{max} \\ v_{mid} \\ v_{min} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{v}_o = \mathbf{M}_i \mathbf{v}_{dc} \quad (3.4)$$

โดยที่ $0 \leq m_{ij}^{(i)} \leq 1$ และ $\sum_{j=1}^3 m_{ij}^{(i)} = 1, i = 1, 2, 3, j = 1, 2, 3$

เมื่อแทนสมการที่ (3.3) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้สมการที่ใช้แปลงผันแรงดันจากด้านเข้าไปเป็นด้านออกของคอนเวอร์เตอร์แบบU3L-IMC ดังสมการที่ (3.5)

$$\mathbf{v}_o = \mathbf{M}_i \mathbf{M}_r \mathbf{v}_i = \mathbf{M} \mathbf{v}_i \quad (3.5)$$

เพราะฉะนั้น $\mathbf{M} = \mathbf{M}_i \mathbf{M}_r \quad (3.6)$

จากสมการที่ (3.6) แทนเมทริกซ์การมอดูเลต (\mathbf{M}) จากสมการที่ (2.3)-(2.7) จะได้ความสัมพันธ์สมการที่ (3.7)

$$\mathbf{M} = \mathbf{M}_i \mathbf{M}_r = \mathbf{M}_U + \mathbf{M}_I + \mathbf{M}_N + \mathbf{M}_0 \quad (3.7)$$

3.3.1 ฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรเรียงกระแสสามระดับ

การหาค่าฟังก์ชันการมอดูเลตเพื่อใช้ควบคุมการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสจะพิจารณาจากการทำงานของวงจรที่ใช้การสวิตช์จัดเรียงลำดับแรงดันด้านเข้า $\mathbf{v}_i = [R \ S \ T]^T$ เพื่อสร้างแรงดันบัสไฟตรง $\mathbf{v}_{dc} = [v_{max} \ v_{mid} \ v_{min}]^T$ ดังนั้น เมทริกซ์การมอดูเลตของวงจรเรียงกระแสจะมี 6 รูปแบบตามเซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า ดังแสดงในตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 เมทริกซ์การมอดูเลตส่วนวงจรเรียงกระแสสามระดับ

ลำดับ เซกเตอร์ของ แรงดันด้านเข้า n	แรงดันบัสไฟตรง			เมทริกซ์การมอดูเลต ของวงจรเรียงกระแส \mathbf{M}_r	คุณสมบัติการ แปลงเชิง เรขาคณิต
	v_{max}	v_{mid}	v_{min}		
1	R	S	T	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	Rotation
2	S	R	T	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	Reflection
3	S	T	R	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	Rotation
4	T	S	R	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	Reflection
5	T	R	S	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	Rotation
6	R	T	S	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	Reflection

กำหนดให้ “0” หมายถึง ค่าวัฏจักรงานในเซกเตอร์นั้นเป็น 0 สวิตช์ไอจีบีทีหรือไดโอดอยู่ในสถานะ “OFF” และ “1” หมายถึง ค่าวัฏจักรงานในเซกเตอร์นั้นเป็น 1 สวิตช์ไอจีบีทีหรือไดโอดอยู่ในสถานะ “ON”

จากรูปที่ 3.7 วงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาจะอาศัยการนำกระแสของไดโอดเพื่อเชื่อมต่อระหว่างบัสบนและบัสล่างของบัสไฟตรงกับด้านเข้าของวงจร ดังนั้น ค่าของฟังก์ชันการมอดูเลตในแถวที่ 1 คือ $[m_{11}^{(r)} \ m_{12}^{(r)} \ m_{13}^{(r)}]^T$ และแถวที่ 3 คือ $[m_{31}^{(r)} \ m_{32}^{(r)} \ m_{33}^{(r)}]^T$ จะบ่งบอกถึงการ

นำกระแสของไดโอด ซึ่งไม่ต้องใช้สัญญาณขับนำ การควบคุมสวิตช์ไอจีบีทีจะใช้ค่าในคอลัมน์ที่ 2 คือ $[m_{21}^{(r)} \quad m_{22}^{(r)} \quad m_{23}^{(r)}]^T$ เท่านั้น

3.3.2 ฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรรีจอินเวอร์เตอร์สามระดับ

ค่าฟังก์ชันการมอดูเลตในส่วนของวงจรรีจอินเวอร์เตอร์ (\mathbf{M}_i) คำนวณได้จากดังสมการที่ (3.7)

$$\mathbf{M}_i = \mathbf{M}\mathbf{M}_r^{-1} = (\mathbf{M}_U + \mathbf{M}_I + \mathbf{M}_N + \mathbf{M}_0)\mathbf{M}_r^{-1} \quad (3.8)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.4)-(2.7) ซึ่งเป็นคำตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลต (\mathbf{M}) ที่ได้จากทฤษฎีการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงลงในสมการที่ (3.8) จะสามารถหาคำตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตส่วนวงจรรีจอินเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

$$\mathbf{M}_i = \frac{\mathbf{v}_o^* \mathbf{v}_i^T}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \mathbf{M}_r^{-1} + \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \mathbf{i}_o (\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T \mathbf{M}_r^{-1} + \frac{k_2}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \mathbf{J}\mathbf{i}_o (\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T \mathbf{M}_r^{-1} + \mathbf{M}_0 \mathbf{M}_r^{-1} \quad (3.9)$$

สำหรับเมทริกซ์การมอดูเลตของวงจรรีจอินเวอร์เตอร์ (\mathbf{M}_r) มีคุณสมบัติการแปลงเชิงเรขาคณิต ดังแสดงในคอลัมน์สุดท้ายของตารางที่ 3.3 ทำให้เมทริกซ์การมอดูเลตของวงจรรีจอินเวอร์เตอร์มีคุณสมบัติขึ้นกับเซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้าดังสมการที่ (3.10)-(3.13)

$$\mathbf{M}_r^{-1} = \mathbf{M}_r^T \quad (3.10)$$

$$\mathbf{M}_r \mathbf{J} = (-1)^{n+1} (\mathbf{J}\mathbf{M}_r) \quad (3.11)$$

$$(\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T \mathbf{M}_r^{-1} = (\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T \mathbf{M}_r^T = (\mathbf{M}_r \mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T = (-1)^{n+1} (\mathbf{J}\mathbf{M}_r \mathbf{v}_i)^T = (-1)^{n+1} (\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T \quad (3.12)$$

$$\|\mathbf{v}_i\| = \|\mathbf{v}_{dc}\| \quad (3.13)$$

อาศัยความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.10)-(3.13) และเราสามารถเขียนรูปทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตในรูปของปริมาณด้านเข้าและด้านออกของวงจรรีจอินเวอร์เตอร์ได้ดังแสดงในสมการที่ (3.14)-(3.18)

$$\mathbf{M}_i = \mathbf{M}'_U + (-1)^{n+1} \mathbf{M}'_I + (-1)^{n+1} \mathbf{M}'_N + \mathbf{M}'_0 \quad (3.14)$$

$$\mathbf{M}'_U = \frac{\mathbf{v}_o^* (\mathbf{v}_{dc})^T}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2} = \frac{1}{v_{max}^2 + v_{mid}^2 + v_{min}^2} \begin{bmatrix} u^* \\ v^* \\ w^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{max} & v_{mid} & v_{min} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{M}'_I &= \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2} \mathbf{i}_o (\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T \\ &= \frac{k_1}{\sqrt{3}(v_{max}^2 + v_{mid}^2 + v_{min}^2)} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{min} - v_{mid} & v_{max} - v_{min} & v_{mid} - v_{max} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{M}'_N &= \frac{k_2}{\|\mathbf{v}_{dc}\|^2} \mathbf{J}\mathbf{i}_o (\mathbf{J}\mathbf{v}_{dc})^T \\ &= \frac{k_2}{3(v_{max}^2 + v_{mid}^2 + v_{min}^2)} \begin{bmatrix} i_w - i_v \\ i_u - i_w \\ i_v - i_u \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{min} - v_{mid} & v_{max} - v_{min} & v_{mid} - v_{max} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{M}'_0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} [x' \quad y' \quad z'] ; 0 \leq x', y', z' \leq 1 \text{ และ } x' + y' + z' = 1 \quad (3.18)$$

คำตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตของวงจรถึงอินเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (3.14)-(3.18) จะคล้ายกับสมการในเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง โดยมีจุดที่แตกต่างกันคือ 1) ตัวแปรแรงดัน และ 2) เครื่องหมายของพจน์ \mathbf{M}'_I และ \mathbf{M}'_N ที่เปลี่ยนแปลงเป็นค่าบวกและค่าลบตามการเปลี่ยนเซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า อย่างไรก็ตาม บทบาทหน้าที่ของเมทริกซ์การมอดูเลตแต่ละพจน์ยังคงเหมือนกับกรณีเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง

ลำดับต่อไปคือการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ผ่านกระบวนการมอดูเลตโดยอาศัยคลื่นพาหะแบบซั๋ว โดยการนำฟังก์ชันการมอดูเลตแต่ละตัวมาเปรียบเทียบกับคลื่นพาหะ 2 ชุด ดังที่อธิบายในบทที่ 2 จากสมการที่ (2.12) โดยจัดรูปสมการเทียบกับค่าแรงดันบั้สกลางจะเขียนรูปสมการใหม่เป็นดังสมการที่ (3.19)

$$\begin{bmatrix} u - v_{mid} \\ v - v_{mid} \\ w - v_{mid} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_{11}^{(i)} \\ m_{21}^{(i)} \\ m_{31}^{(i)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_p} (v_{max} - v_{mid}) + \underbrace{\begin{bmatrix} -m_{13}^{(i)} \\ -m_{23}^{(i)} \\ -m_{33}^{(i)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_n} (v_{mid} - v_{min}) \quad (3.19)$$

และเมื่อทำปัทสถานให้รูปคลื่นพาหะมีขนาดหนึ่งหน่วยจะมีสัญญาณอ้างอิงที่ใช้ในการเปรียบเทียบเป็นค่าของฟังก์ชันการมอดูเลตในคอลัมน์แรกและคอลัมน์สุดท้าย ดังแสดงในสมการที่ (3.20) - (3.23)

$$\begin{bmatrix} m_{11}^{(i)} \\ m_{21}^{(i)} \\ m_{31}^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m'_{11}{}^{(i)} + x' \\ m'_{21}{}^{(i)} + x' \\ m'_{31}{}^{(i)} + x' \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

$$\begin{bmatrix} m_{13}^{(i)} \\ m_{23}^{(i)} \\ m_{33}^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m'_{13}{}^{(i)} + z' \\ m'_{23}{}^{(i)} + z' \\ m'_{33}{}^{(i)} + z' \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

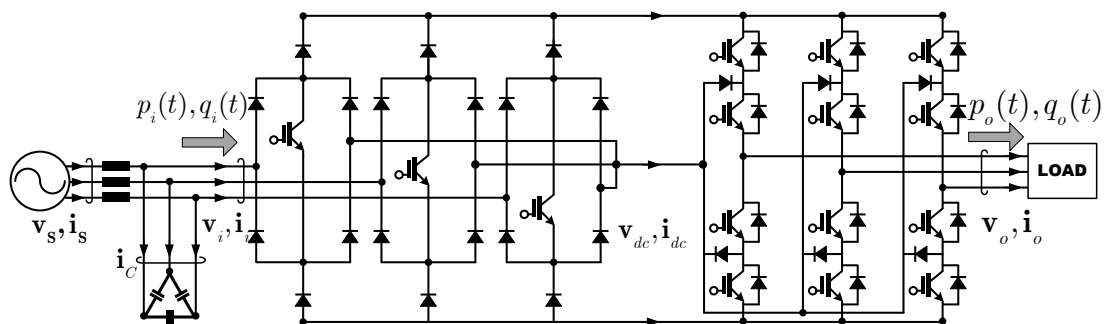
โดยที่

$$\begin{bmatrix} m'_{11}{}^{(i)} \\ m'_{22}{}^{(i)} \\ m'_{31}{}^{(i)} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{max}^2 + v_{mid}^2 + v_{min}^2} \left(\begin{matrix} v_{max} \begin{bmatrix} u^* \\ v^* \\ w^* \end{bmatrix} + (-1)^{n+1} \frac{k_1}{\sqrt{3}} (v_{min} - v_{mid}) \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \\ (-1)^{n+1} \frac{k_2}{3} (v_{min} - v_{mid}) \begin{bmatrix} i_w - i_v \\ i_u - i_w \\ i_v - i_u \end{bmatrix} \end{matrix} \right) \tag{3.22}$$

$$\begin{bmatrix} m'_{13}{}^{(i)} \\ m'_{23}{}^{(i)} \\ m'_{33}{}^{(i)} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{max}^2 + v_{mid}^2 + v_{min}^2} \left(\begin{matrix} v_{min} \begin{bmatrix} u^* \\ v^* \\ w^* \end{bmatrix} + (-1)^{n+1} \frac{k_1}{\sqrt{3}} (v_{mid} - v_{max}) \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \\ (-1)^{n+1} \frac{k_2}{3} (v_{mid} - v_{max}) \begin{bmatrix} i_w - i_v \\ i_u - i_w \\ i_v - i_u \end{bmatrix} \end{matrix} \right) \tag{3.23}$$

3.3.3 กระแสในวงจรเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบ U3L-IMC

สำหรับในหัวข้อนี้เราจะนำสมการทางคณิตศาสตร์มาหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลในส่วนต่างๆของวงจร โดยลำดับแรกเราจะนิยามค่าตัวแปรเวกเตอร์ ณ ตำแหน่งต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 นิยามตัวแปรในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC

จากรูปที่ 3.8 เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ณ ตำแหน่งต่างๆ ได้ดังสมการที่ (3.24)-(3.26)

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_i + \mathbf{i}_c \quad (3.24)$$

$$\mathbf{i}_i = \mathbf{M}_r^T \mathbf{i}_{dc} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{i}_{dc} = \mathbf{M}_i^T \mathbf{i}_o \quad (3.26)$$

เมื่อ $\mathbf{i}_s = [i_R \quad i_S \quad i_T]^T$ คือ กระแสที่แหล่งจ่าย

$\mathbf{i}_i = [i_R^{(r)} \quad i_S^{(r)} \quad i_T^{(r)}]^T$ คือ กระแสด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์

$\mathbf{i}_{dc} = [i_{max} \quad i_{mid} \quad i_{min}]^T$ คือ กระแสที่บัสไฟตรงของคอนเวอร์เตอร์

$\mathbf{i}_o = [i_u \quad i_v \quad i_w]^T$ คือ กระแสด้านออกของคอนเวอร์เตอร์

และ $\mathbf{i}_c = 3C \frac{d\mathbf{v}_i}{dt}$ คือ กระแสรีแอกทีฟจากชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรอง

จากสมการที่ (3.25) และ (3.26) ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์เป็นดังสมการที่ (3.27)

$$\mathbf{i}_i = \mathbf{M}_r^T \mathbf{M}_i^T \mathbf{i}_o = (\mathbf{M}_i \mathbf{M}_r)^T \mathbf{i}_o = \mathbf{M}^T \mathbf{i}_o \quad (3.27)$$

และเมื่อแทนค่ารูปทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตจากสมการที่ (2.3)-(2.7) จะได้ผลลัพธ์ของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้าและกระแสด้านออกดังสมการที่ (3.28)

$$\mathbf{i}_i = (\mathbf{M}_U + \mathbf{M}_I + \mathbf{M}_N + \mathbf{M}_O)^T \mathbf{i}_o$$

$$\mathbf{i}_i = \mathbf{v}_i \frac{\mathbf{v}_o^{*T} \mathbf{i}_o}{\|\mathbf{v}_i\|^2} + \mathbf{Jv}_i \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \mathbf{i}_o^T \mathbf{i}_o + \mathbf{Jv}_i \frac{k_2}{\|\mathbf{v}_i\|^2} (\mathbf{Ji}_o)^T \mathbf{i}_o + \mathbf{M}_0^T \mathbf{i}_o$$

$$\text{จะได้} \quad \mathbf{i}_i = \underbrace{\mathbf{v}_i \frac{p_o}{\|\mathbf{v}_i\|^2}}_{\text{กระแสแอกทีฟ}} + \underbrace{\mathbf{Jv}_i \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \|\mathbf{i}_o\|^2}_{\text{กระแสรีแอกทีฟ}} \quad (3.28)$$

โดยที่ $p_o(t) = \mathbf{v}_o^T \mathbf{i}_o = \mathbf{v}_o^{*T} \mathbf{i}_o$ คือกำลังจริงด้านออก ณ ขณะหนึ่ง

$$\mathbf{i}_o^T \mathbf{i}_o = \|\mathbf{i}_o\|^2, (\mathbf{Ji}_o)^T \mathbf{i}_o = 0 \text{ และสำหรับโพลดสามเฟสสามสาย } \mathbf{M}_0^T \mathbf{i}_o = 0$$

จากสมการที่ (3.28) จะเห็นว่า กระแสด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์จะมีองค์ประกอบ 2 ส่วน คือกระแสแอกทีฟซึ่งเป็นองค์ประกอบที่มีเฟสตรงกับแรงดันด้านเข้า กระแสส่วนนี้จะถูกควบคุมผ่านเมทริกซ์การมอดูเลต \mathbf{M}_U และกระแสรีแอกทีฟซึ่งเป็นองค์ประกอบที่มีเฟสต่าง 90° กับแรงดันด้านเข้า ซึ่งเราสามารถควบคุมกระแสรีแอกทีฟผ่านพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ของเมทริกซ์การมอดูเลต \mathbf{M}_I

ได้โดยไม่กระทบกับการสร้างแรงดันด้านออกของวงจรถอกริเวอร์เตอร์ กำลังจริงและกำลังรีแอกทีฟด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC สามารถหาได้ดังสมการที่ (3.29) และ (3.30)

$$\begin{aligned} p_i(t) &= \mathbf{v}_i^T \mathbf{i}_i = \mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i \frac{p_o(t)}{\|\mathbf{v}_i\|^2} + \mathbf{v}_i^T (\mathbf{J}\mathbf{v}_i) \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \|\mathbf{i}_o\|^2 \\ &= p_o(t) \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} q_i(t) &= (-\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T \mathbf{i}_i = (-\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T \mathbf{v}_i \frac{p_o(t)}{\|\mathbf{v}_i\|^2} + (-\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T (\mathbf{J}\mathbf{v}_i) \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \|\mathbf{i}_o\|^2 \\ &= -k_1 \|\mathbf{i}_o\|^2 \end{aligned} \quad (3.30)$$

โดยที่ $\mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i = (\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T (\mathbf{J}\mathbf{v}_i) = \|\mathbf{v}_i\|^2$ และ $\mathbf{v}_i^T (\mathbf{J}\mathbf{v}_i) = 0$

อย่างไรก็ตาม กระแสด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์จะเป็นกระแสที่มีองค์ประกอบความถี่สูง จึงต้องติดตั้งวงจรกรองไว้ที่ด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์เพื่อกรององค์ประกอบความถี่สูงของกระแสออกไป เพราะฉะนั้น กระแสที่แหล่งจ่ายของคอนเวอร์เตอร์เป็นผลรวมระหว่างกระแสด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์และกระแสรีแอกทีฟจากตัวเก็บประจุของวงจรถอกริเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (3.31)

$$\mathbf{i}_s = \underbrace{\mathbf{v}_i \frac{p_o}{\|\mathbf{v}_i\|^2}}_{\text{กระแสแอกทีฟ}} + \underbrace{\mathbf{J}\mathbf{v}_i \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \|\mathbf{i}_o\|^2}_{\text{กระแสรีแอกทีฟ}} + 3C \frac{d\mathbf{v}_i}{dt} \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.31) จะเห็นว่า ชุดตัวเก็บประจุของวงจรถอกริเวอร์เตอร์ด้านเข้าจะทำให้เกิดกระแสที่มีมุมเฟสหน้าหน้าแรงดันแหล่งจ่าย ทั้งนี้เราสามารถปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าได้โดยการควบคุมกำลังรีแอกทีฟผ่านพารามิเตอร์อิสระของการมอดูเลต (k_1)

สำหรับความถูกต้องของทฤษฎีที่งานวิจัยนี้นำเสนอเพื่อทำให้คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC มีคุณสมบัติในการสร้างแรงดันด้านออกและควบคุมกระแสด้านเข้าไปพร้อมกันนั้น สามารถยืนยันได้ด้วยการจำลองการทำงานวงจรด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink สำหรับในตัวอย่างนี้ใช้เงื่อนไขสำหรับจำลองการทำงานเช่นเดียวกับตัวอย่างที่ผ่านมาซึ่งแสดงในรูปที่ 3.6 ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 3.4 พารามิเตอร์สำหรับการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC โดยใช้
การมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับ

แหล่งจ่าย	แรงดันระหว่างเฟส 380 V ความถี่ 50 Hz
วงจรกรองด้านเข้า	<ul style="list-style-type: none"> ○ ตัวเก็บประจุ 4.2 μF ต่อแบบเดลต้า ○ ตัวเหนี่ยวนำ 5 mH ต่อแบบขนานกับตัวต้านทาน 15 Ω
วงจรอินเวอร์เตอร์ สามระดับ	<ul style="list-style-type: none"> ○ ความถี่การสวิตช์ 12.2 kHz ○ พารามิเตอร์อิสระของเมทริกซ์การมอดูเลต $k_1 = 0$ และ $k_2 = 0$ ○ เมทริกซ์การมอดูเลตลำดับศูนย์ โดยเลือกรูปแบบการสวิตช์เป็นแบบ ซั้วเดียว 2 เฟส ซั้วคู่ 1 เฟส $x' = -\min(m'_{11}, m'_{21}, m'_{31}),$ $z' = -\min(m'_{13}, m'_{23}, m'_{33}),$ $y' = 1 - x' - z'$
โหลด	<ul style="list-style-type: none"> ○ แรงดันระหว่างเฟส 330 V ความถี่ 25 Hz คิดเป็นดัชนีการมอดูเลต 0.866 ○ ตัวต้านทาน 24 Ω ต่อเฟสอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 33.2 mH คิดเป็น ตัวประกอบกำลังด้านออก 0.977 แบบล้าหลัง

ผลจำลองการทำงานเมื่อประยุกต์เทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับกับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC แสดงดังรูปที่ 3.9 โดยรูปที่ 3.9(ก) จะเห็นว่า คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC สามารถแปลงผันแรงดันแหล่งจ่ายของระบบ $\{v_R, v_S, v_T\}$ ไปเป็นแรงดันด้านออก $\{u, v, w\}$ ได้ตามเงื่อนไขของการทดสอบ โดยตรวจสอบความถูกต้องได้จากรูปคลื่นกระแสด้านออก $\{i_u, i_v, i_w\}$ รวมทั้งเมื่อพิจารณากระแสด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์ $\{i_R, i_S, i_T\}$ จะเห็นว่า คอนเวอร์เตอร์สามารถควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้ด้วย

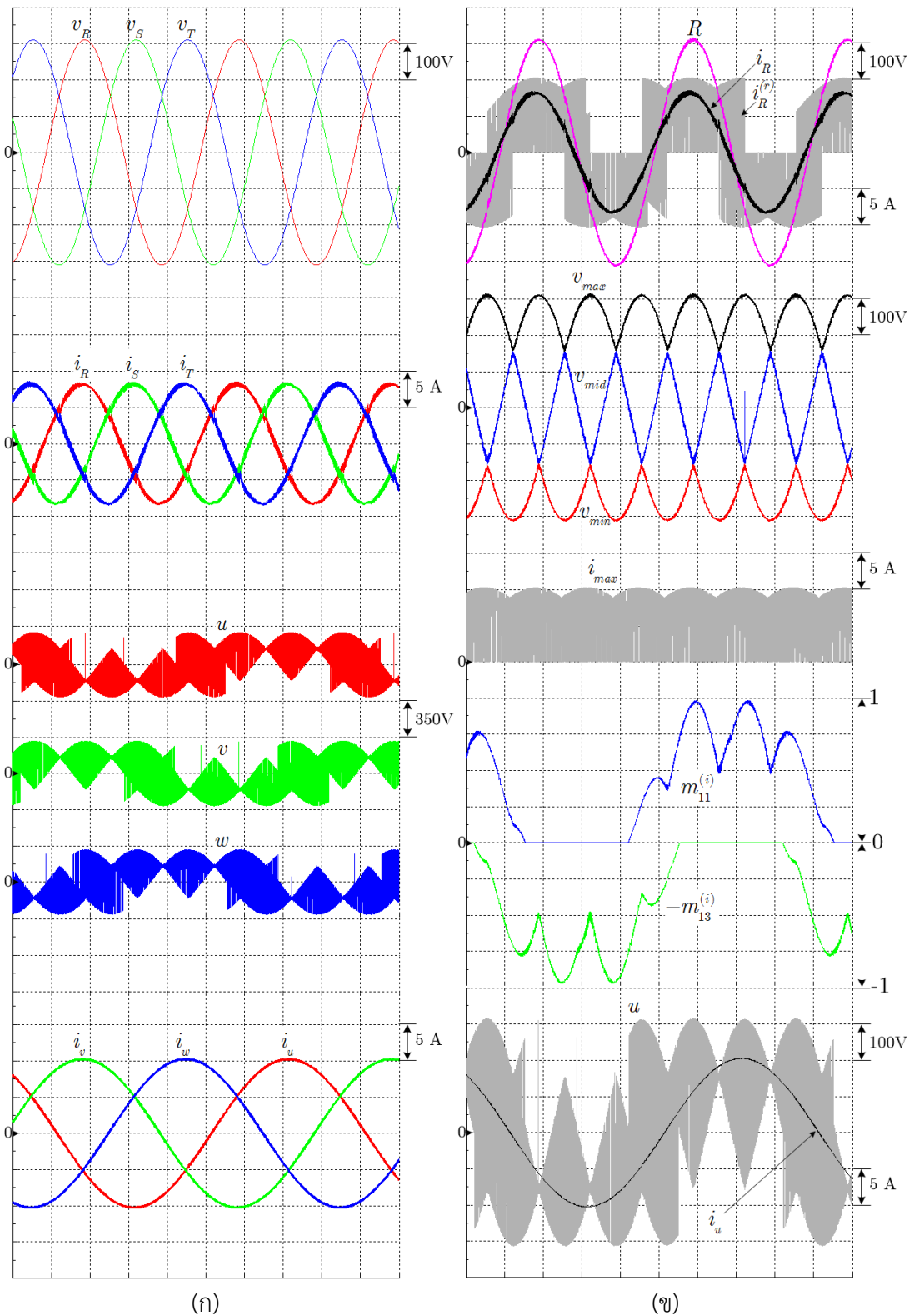
ทั้งนี้เมื่อพิจารณาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์จากรูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.9 (ข) จะเห็นว่า วงจรส่วนเรียงกระแสสร้างแรงดันบัสไฟตรง $\{v_{max}, v_{mid}, v_{min}\}$ จากการจัดเรียงลำดับแรงดันด้านเข้า $\{R, S, T\}$ ได้อย่างถูกต้อง และวงจรอินเวอร์เตอร์จะนำแรงดันบัสไฟตรงไปคำนวณฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตงานวิจัยนี้พัฒนาขึ้นตามสมการที่ (3.20)-(3.23) เพื่อสร้างแรงดันด้านออกโดยฟังก์ชันการมอดูเลตลำดับศูนย์จะทำให้รูปแบบการสวิตช์เป็นแบบซั้วเดียว 2 เฟสและซั้วคู่ 1 เฟส ดังแสดงในรูปคลื่นฟังก์ชันการมอดูเลตของ

เฟส $u(m_{11}^{(i)}$ และ $m_{13}^{(i)})$ และ แรงดันด้านออกเฟส u ซึ่งเราสามารถนำแรงดันด้านออกที่ได้ไปจ่ายโหลดได้ตามเงื่อนไขการทดสอบดังกล่าวข้างต้น

เมื่อเราพิจารณาพฤติกรรมของกระแสที่ไหลในคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC จะเห็นว่า การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำให้กระแสด้านออก $\{i_u, i_v, i_w\}$ ไหลเข้าไปในบัสไฟตรงดังจะเห็นจากกระแสที่บัสไฟตรง $\{i_{max}, i_{mid}, i_{min}\}$ มีขนาดเท่ากับขนาดของกระแสด้านออกและมีความถี่สูงเท่ากับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ จากนั้นการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสจะช่วยประกอบกระแสที่บัสไฟตรงเป็นกระแสด้านเข้า 3 เฟส $\{i_R^{(r)}, i_S^{(r)}, i_T^{(r)}\}$ เนื่องจากกระแสด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ดังนั้น คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะมีการติดตั้งวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อกรองระลอกของกระแสความถี่สูงออกไปเหลือเพียงกระแสที่มีความถี่เดียวกับของแหล่งจ่ายด้านเข้า $\{i_R, i_S, i_T\}$

จากผลการจำลองการทำงาน จะเห็นว่า วิธีการมอดูเลททางอ้อมแบบสามระดับที่งานวิจัยนี้นำมาประยุกต์ใช้เพื่อควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC สามารถทำให้วงจรเรียงกระแสทำงานสัมพันธ์กับวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นระบบเดียวกันและวิธีการมอดูเลทนี้ก็สอดคล้องกับการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ด้วย กล่าวคือ เมื่อวงจรเรียงกระแสใช้การสวิตช์ที่ความถี่สายกำลังจะทำได้เพียงสร้างแรงดันบัสไฟตรงเท่านั้น ไม่สามารถควบคุมกระแสด้านเข้าได้ ดังนั้น เมทริกซ์การมอดูเลทที่ใช้ควบคุมการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จึงต้องทำหน้าที่สร้างแรงดันด้านออกและควบคุมกระแสที่ไหลในคอนเวอร์เตอร์ด้วย คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC จึงสามารถสร้างแรงดันด้านออกไปพร้อมๆ กับควบคุมกระแสด้านเข้าได้ในเวลาเดียวกัน

หมายเหตุ รูปที่ 3.9(ข) แสดงเฉพาะกระแสที่แหล่งจ่ายเฟส $R(i_R)$, กระแสด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์เฟส $R(i_R^{(r)})$ และกระแสบัสบนของบัสไฟตรง (i_{max})

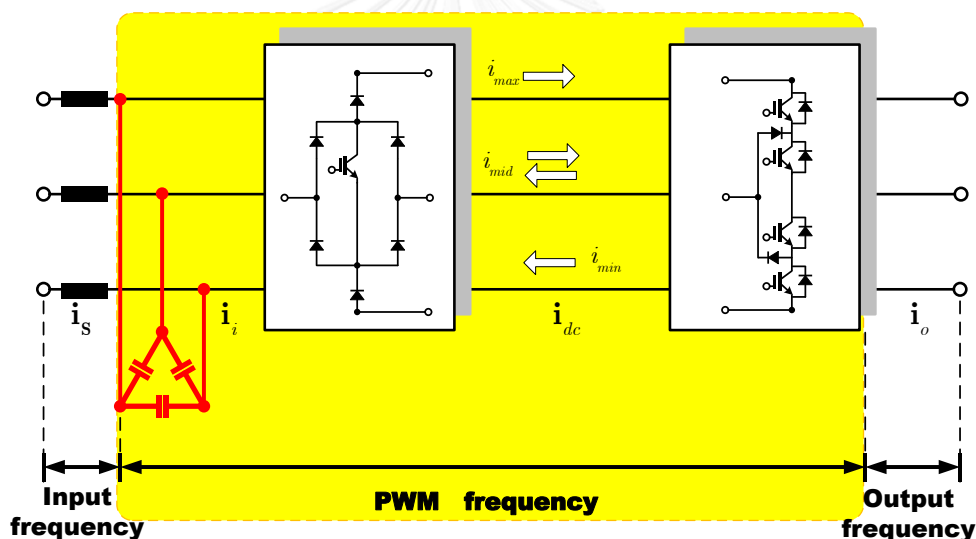


รูปที่ 3.9 ผลการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ตามเงื่อนไขในตารางที่ 3.4
 (ก) รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ (ข) รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์

อย่างไรก็ตาม แม้ว่าจะงานวิจัยนี้จะนำเสนอเทคนิคการมอดูเลตที่สามารถควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ได้ แต่ข้อจำกัดเกี่ยวกับทิศทางการนำกระแสของไดโอดในวงจรเรียงกระแสแบบทิศทางเดียวก็ส่งผลกระทบต่อคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ไม่สามารถจ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866 ทั้งแบบนำหน้าและล่าหลังได้

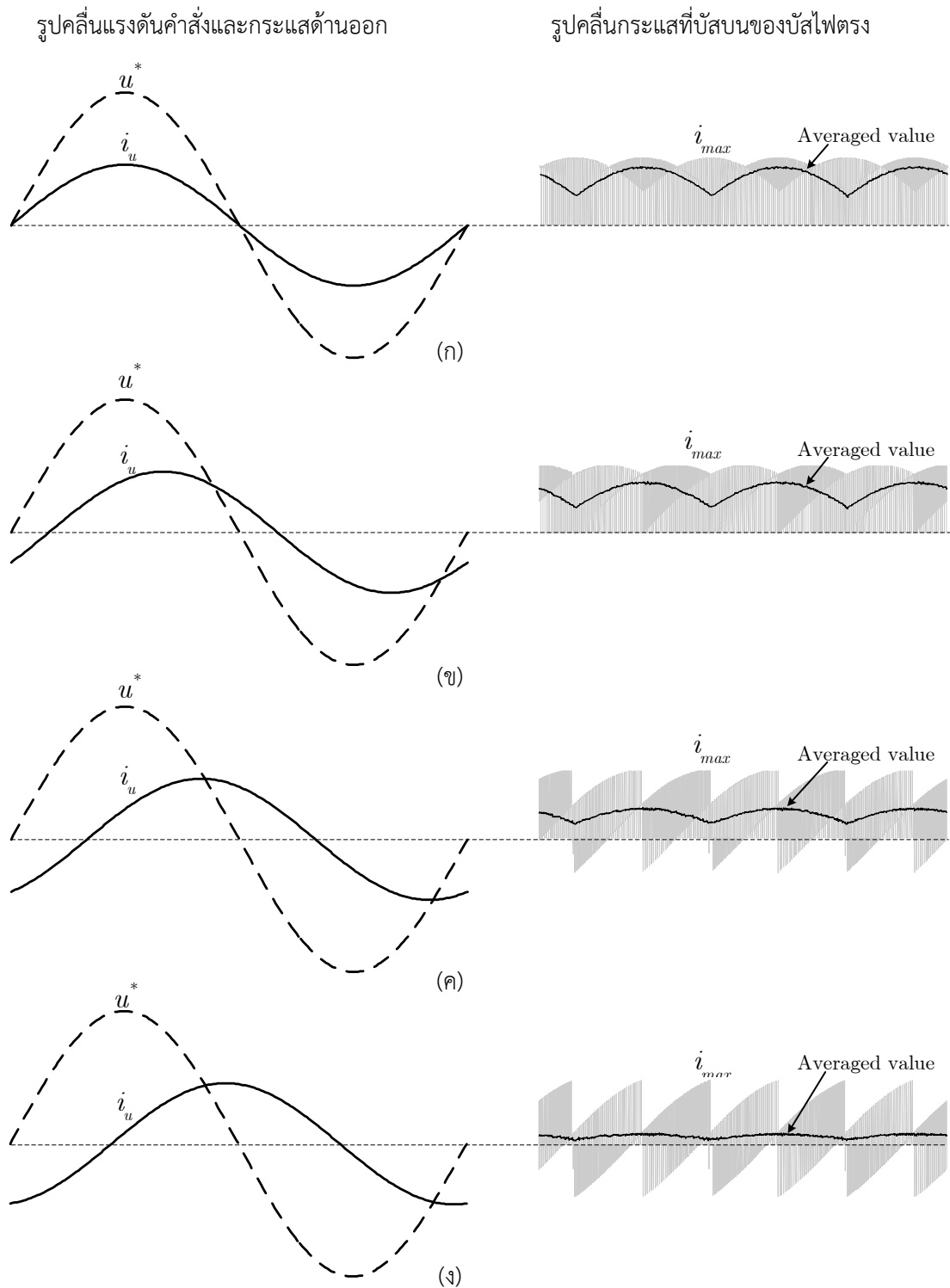
3.4 ข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออก

สาเหตุของข้อจำกัดนี้เกิดจากทิศทางการนำกระแสของไดโอดในวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนา ทำให้กระแสที่บัสบนและบัสล่างสามารถไหลได้ทิศทางเดียวเท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 3.10 โดยกระแสบัสบนจะมีค่าบวกเช่นเดียวกับแรงดันบัสบน และกระแสบัสล่างจะมีเครื่องหมายลบเช่นเดียวกับแรงดันบัสล่าง อย่างไรก็ตาม การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์อาจทำให้เกิดกระแสได้ทั้งค่าบวกและค่าลบขึ้นกับค่าตัวประกอบกำลังด้านออก ดังนั้นองค์ประกอบของกระแสบัสบนค่าบวกและกระแสบัสล่างค่าบวกจึงเป็นองค์ประกอบที่ขัดแย้งกับทิศทางการนำกระแสของไดโอด



รูปที่ 3.10 ความถี่ของกระแสที่ตำแหน่งต่างๆ และทิศทางการไหลของกระแสบัสไฟตรง

เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทิศทางเดียวแบบ U3L-IMC ไม่สามารถจ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866 ทั้งแบบนำหน้าและล่าหลัง เนื่องจากกระแสด้านออกจะมีเฟสหน้าหรือล่าหลังแรงดันด้านออกมากกว่า 30° ส่งผลให้กระแสบัสบนและบัสล่างบางช่วงเวลามีเครื่องหมายขัดแย้งกับทิศทางการนำกระแสของไดโอดของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาดัง รูปที่ 3.11 ซึ่งเป็นผลจำลองการทำงานเฉพาะส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับเมื่อจ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกมีค่าต่างๆ ทั้งนี้เพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลังด้านออกกับรูปคลื่นกระแสบัส (รูปที่ 3.11 จะแสดงเฉพาะรูปคลื่นกระแสบัสบนเท่านั้น)



รูปที่ 3.11 รูปคลื่นแรงดันคำสั่งและกระแสต้านออกเทียบกับกระแสบัสบนของบัสไฟตรง ณ เงื่อนไข

ตัวประกอบกำลังต้านออกค่าต่างๆ โดยจำลองการทำงานเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

(ก) ตัวประกอบกำลังเป็น 1

(ข) ตัวประกอบกำลังเป็น 0.866 แบบล้าหลัง

(ค) ตัวประกอบกำลังเป็น 0.5 แบบล้าหลัง

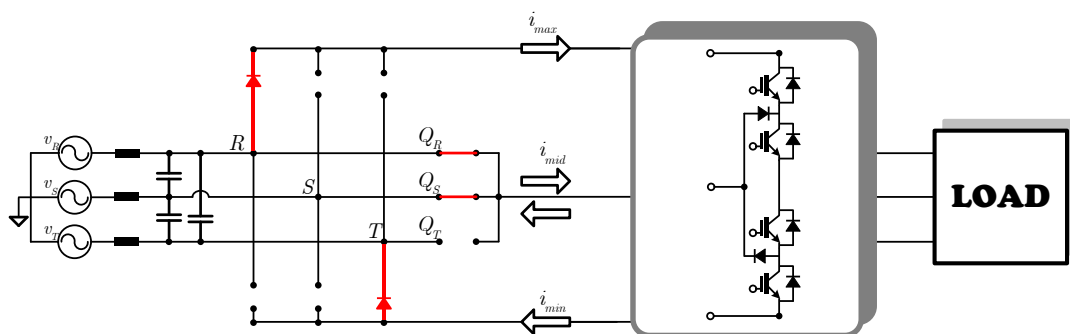
(ง) ตัวประกอบกำลังเป็น 0.17 แบบล้าหลัง

รูปที่ 3.11 แสดงรูปคลื่นกระแสที่ได้จากผลจำลองการทำงานเฉพาะภาควงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ จะเห็นว่า เมื่อตัวประกอบกำลังด้านออกเป็น 1 ดังรูปที่ 3.11(ก) กระแสด้านออกจะมีเฟสตรงกับแรงดันคำสั่งและรูปที่ 3.11(ข) ตัวประกอบกำลังด้านออกเป็น 0.866 กระแสด้านออกจะมีเฟสล้าหลังแรงดันคำสั่ง 30° ทั้ง 2 กรณีนี้รูปคลื่นกระแสขับของบัสไฟตรงจะมีเครื่องหมายเป็นบวกตลอดเวลาเช่นเดียวแรงดันบัสบน (v_{max}) กระแสขับจึงสอดคล้องกับทิศทางการนำกระแสของไดโอดของวงจรเรียงกระแส แต่เมื่อตัวประกอบกำลังด้านออกเป็น 0.5 ดังรูปที่ 3.11(ค) กระแสจะมีเฟสล้าหลังแรงดันด้านออก 60° และเมื่อตัวประกอบกำลังด้านออกเป็น 0.17 ดังรูปที่ 3.11(ง) กระแสจะมีเฟสล้าหลังแรงดันด้านออก 80° จากรูปจะเห็นว่า การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ทำให้กระแสด้านออกที่ไหลเข้าไปในบัสบนบางส่วนมีค่าเป็นลบในขณะที่แรงดันบัสบน (v_{max}) เป็นบวก กระแสส่วนที่เป็นลบนี้จะขัดแย้งกับทิศการนำกระแสของไดโอดในวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาและไม่สามารถไหลผ่านไดโอดได้ส่งผลให้กระแสด้านเข้ามีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ได้ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นในบัสล่างด้วยโดยสลับเครื่องหมายในการพิจารณาเป็นตรงข้ามกับบัสบน

3.5 การสับเปลี่ยนกระแสของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC

การเชื่อมต่อแหล่งจ่ายและอุปกรณ์เฉื่อยงานที่ด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ทำให้พฤติกรรมของวงจรด้านเข้าเป็นแหล่งจ่ายแรงดันและพฤติกรรมของบัสไฟตรงต้องเป็นแหล่งจ่ายกระแส ดังนั้นการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสจึงต้องห้ามทำให้เกิด 2 เหตุการณ์ คือ 1) เกิดการลัดวงจรระหว่างเฟสด้านเข้าและ 2) เกิดการเปิดวงจรขณะที่มีกระแสไหลในบัสไฟตรง

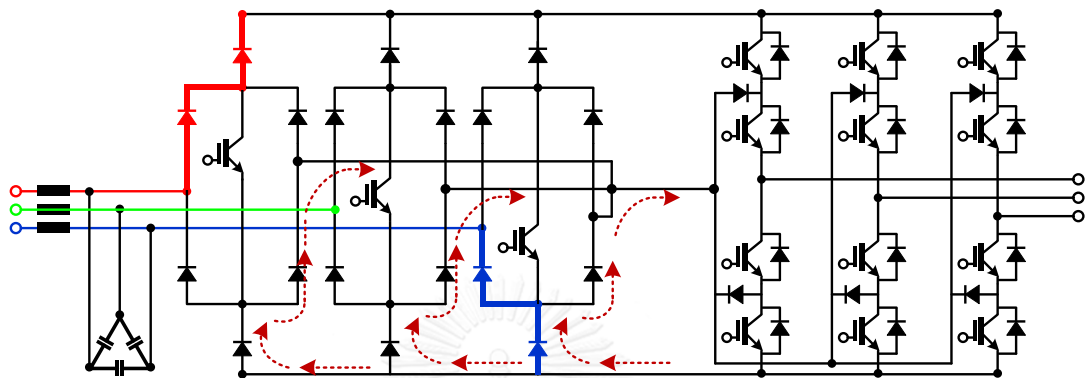
สำหรับกรณีการลัดวงจรระหว่างเฟสด้านเข้า เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC จะควบคุมให้โครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาสวิตช์ที่จุดเปลี่ยนเซกเตอร์ซึ่งแรงดัน 2 เฟสมีค่าเท่ากัน การลัดวงจรที่แหล่งจ่ายจึงไม่ทำให้เกิดกระแสสูง ตัวอย่างเช่น การเปลี่ยนสถานะจาก $[v_{max} \ v_{mid} \ v_{min}] = [R \ S \ T]$ เป็น $[S \ R \ T]$ จะสวิตช์ในขณะที่แรงดันเฟส R และเฟส S มีค่าเท่ากัน จึงมีโอกาสดีสวิตช์ Q_R และ Q_S จะนำกระแสพร้อมกันชั่วขณะหนึ่งดังรูปที่ 3.12



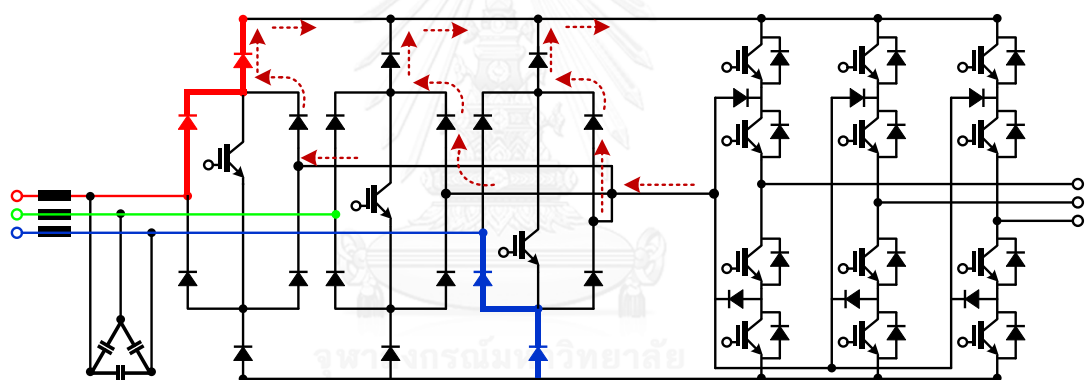
รูปที่ 3.12 การลัดวงจรของวงจรเรียงกระแสขณะเปลี่ยนสถานะการสวิตช์จาก

$$[v_{max} \ v_{mid} \ v_{min}] = [R \ S \ T] \text{ เป็น } [S \ R \ T]$$

การเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสสามารถทำให้สวิตช์ไอจีบีทีที่ใช้เชื่อมต่อบัลกลางหยุดนำกระแสพร้อมกันทั้ง 3 ตัวได้ ทำให้เกิดการเปิดวงจรของบัลกลางขณะที่มีกระแสไหลอยู่ อย่างไรก็ตาม กระแสยังคงสามารถไหลในบัลกลางได้อย่างต่อเนื่องโดยกระแสจะไหลผ่านไดโอดซึ่งทำหน้าที่เป็นเส้นทางกระแสไหลอิสระ(Free-wheeling path) ดังตัวอย่างในรูปที่ 3.13



(ก) กรณีกระแสบัลกลางเป็นบวก



(ข) กรณีกระแสบัลกลางเป็นลบ

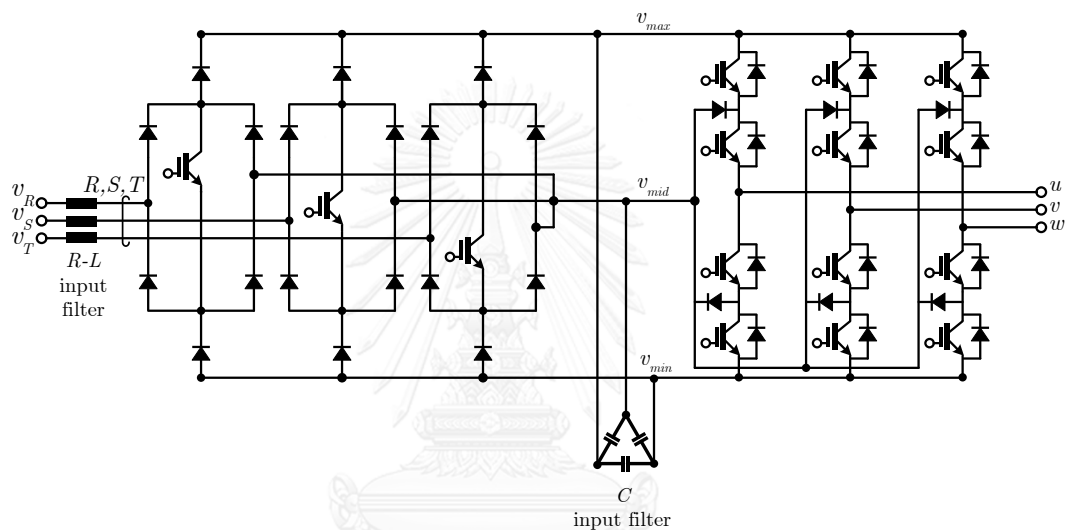
รูปที่ 3.13 ทิศทางการไหลของกระแสผ่านบัลกลาง (เส้นประ) เมื่อเกิดเหตุการณ์สวิตช์ไอจีบีทีที่ใช้เชื่อมต่อบัลกลางหยุดนำกระแสพร้อมกัน

จากตัวอย่างในรูปที่ 3.12 และรูปที่ 3.13 สามารถสรุปได้ว่า คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ไม่มีความจำเป็นต้องเพิ่มขั้นตอนการสับเปลี่ยนกระแสในขั้นตอนการมอดูเลต เนื่องจากผลพลอยได้จากโครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาที่มีเส้นทางกระแสไหลอิสระให้กระแสไหลผ่านได้ในขณะที่สวิตช์ไอจีบีทีหยุดนำกระแสพร้อมกันทุกตัว รวมทั้งวิธีการมอดูเลตที่ทำให้วงจรเรียงกระแสสวิตช์ในขณะที่แรงดันด้านเข้ามีค่าเท่ากันจึงไม่เกิดกระแสสูงเมื่อมีการลัดวงจรระหว่างเฟสด้านเข้า อย่างไรก็ตาม ปัญหาสำคัญของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ที่ต้องได้รับการแก้ไขคือข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออกซึ่งเป็นปัญหาที่ทำให้คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ไม่สามารถนำไปจ่ายโหลดที่มีอยู่จริงได้

บทที่ 4

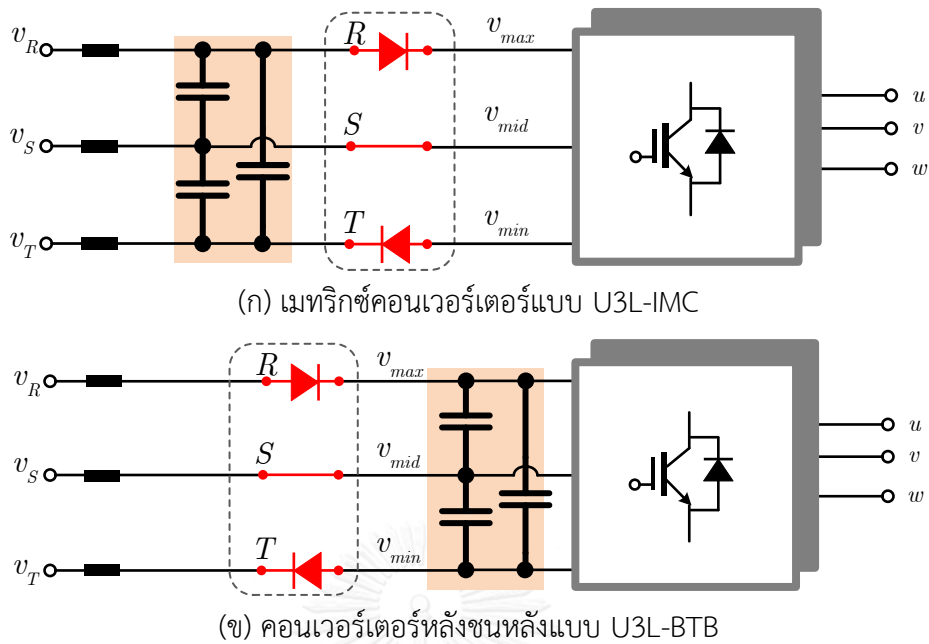
คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่

ปัญหาข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออกถือเป็นจุดด้อยของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทิศทางเดียวทั้งแบบโครงสร้างสองระดับคือคอนเวอร์เตอร์แบบ USMC และโครงสร้างแบบสามระดับคือคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าววิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเสนอโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยให้มีชื่อว่า โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียว (Unidirectional Three-level Back-to-Back Converter ; U3L-BTB)



รูปที่ 4.1 โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียว (U3L-BTB)

คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB เกิดจากการดัดแปลงคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC โดยย้ายชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรองมาติดตั้งที่บัสไฟตรง ซึ่งตำแหน่งการติดตั้งชุดตัวเก็บประจุไม่ว่าจะเป็นที่ด้านเข้าหรือที่บัสไฟตรงนั้นจะไม่ทำให้เกิดผลกระทบการเชื่อมต่อวงจรระหว่างด้านเข้ากับบัสไฟตรงมีการเปลี่ยนแปลงแต่อย่างใด ทำให้คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบ U3L-BTB สามารถนำเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับมาประยุกต์ใช้ได้เช่นเดียวกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมแบบ U3L-IMC ตัวอย่างเช่น เมื่อวงจรเรียงกระแสมีสถานะการสวิตช์เป็น $[v_{max} \ v_{mid} \ v_{min}] = [R \ S \ T]$ ดังแสดงในรูปที่ 4.2

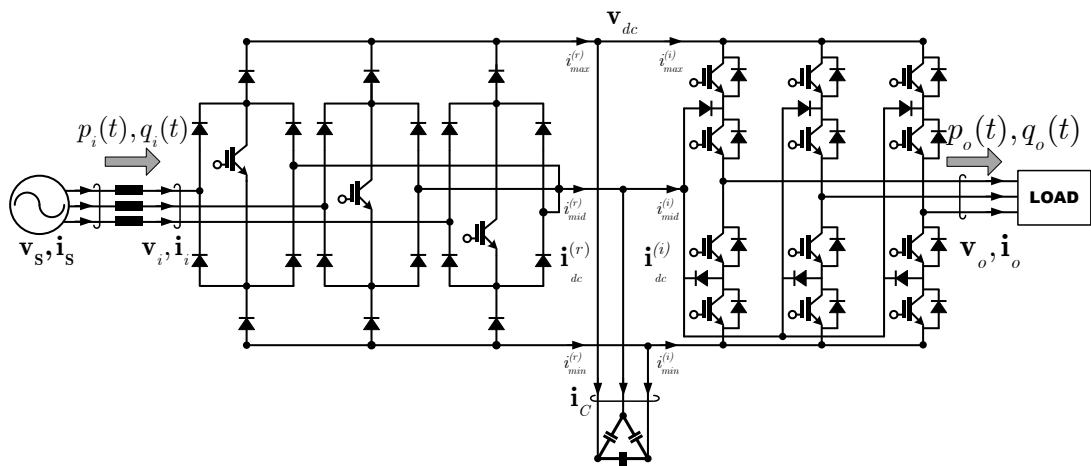


รูปที่ 4.2 การเชื่อมต่อวงจรเมื่อวงจรเรียงกระแสมีสถานะการสวิตช์เป็น

$$\begin{bmatrix} v_{max} & v_{mid} & v_{min} \end{bmatrix} = [R \quad S \quad T]$$

4.1 พฤติกรรมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

ทั้งนี้เราจะพิสูจน์ทางคณิตศาสตร์ว่า การติดตั้งชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรองด้านเข้าที่บัสไฟตรงไม่ทำให้กระแสที่แหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลงไปเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีการติดตั้งชุดตัวเก็บประจุที่ด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อเป็นการยืนยันว่าโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB สามารถใช้เทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับได้เช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC สำหรับค่าตัวแปรเวกเตอร์ ณ ตำแหน่งต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 นิยามตัวแปรในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB

เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ตำแหน่งต่างๆ ดังรูปที่ 4.3 ในดังสมการที่ (4.1)-(4.4)

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_i \quad (4.1)$$

$$\mathbf{i}_i = \mathbf{M}_r^T \mathbf{i}_{dc}^{(r)} \quad (4.2)$$

$$\mathbf{i}_{dc}^{(r)} = \mathbf{i}_{dc}^{(i)} + \mathbf{i}_C \quad (4.3)$$

$$\mathbf{i}_{dc}^{(i)} = \mathbf{M}_i^T \mathbf{i}_o \quad (4.4)$$

เมื่อ $\mathbf{i}_s = [i_R \quad i_S \quad i_T]^T$ คือกระแสที่แหล่งจ่าย
 $\mathbf{i}_{dc}^{(r)} = [i_{max}^{(r)} \quad i_{mid}^{(r)} \quad i_{min}^{(r)}]^T$ คือกระแสที่บัสไฟตรงด้านวงจรเรียงกระแสซึ่งเป็นกระแสที่ผ่านการกรององค์ประกอบความถี่สูงออกแล้ว โดยชุดตัวเก็บประจุ
 $\mathbf{i}_{dc}^{(i)} = [i_{max}^{(i)} \quad i_{mid}^{(i)} \quad i_{min}^{(i)}]^T$ คือกระแสที่บัสไฟตรงด้านวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นกระแสที่มีความถี่สูงเท่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

$$\mathbf{i}_C = 3C \frac{d\mathbf{v}_{dc}}{dt} \quad \text{คือกระแสรีแอกทีฟจากชุดตัวเก็บประจุ}$$

$$\mathbf{i}_o = [i_u \quad i_v \quad i_w]^T \quad \text{คือกระแสด้านออกของคอนเวอร์เตอร์}$$

จากสมการที่ (4.2) – (4.4) เราสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของกระแสด้านเข้ากับกระแสด้านออกได้ดังสมการที่ (4.5)

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_i &= \mathbf{M}_r^T (\mathbf{M}_i^T \mathbf{i}_o + \mathbf{i}_C) = (\mathbf{M}_i \mathbf{M}_r)^T \mathbf{i}_o + \mathbf{M}_r^T \mathbf{i}_C \\ &= (\mathbf{M}_i \mathbf{M}_r)^T \mathbf{i}_o + 3C \mathbf{M}_r^T \frac{d\mathbf{v}_{dc}}{dt} \end{aligned} \quad (4.5)$$

จากตารางที่ 3.3 ในบทที่ 3 เมทริกซ์การมอดูเลตของวงจรเรียงกระแส (\mathbf{M}_r) จะมีค่าคงที่ในเซกเตอร์หนึ่งๆ และจะมีการเปลี่ยนแปลงที่จุดเปลี่ยนเซกเตอร์เท่านั้น ดังนั้น ช่วงเวลาในหนึ่งเซกเตอร์ใดๆ $\frac{d\mathbf{M}_r}{dt} = 0$ และจากสมการที่ (3.6) $\mathbf{M} = \mathbf{M}_i \mathbf{M}_r$ เพราะฉะนั้นเราสามารถเขียนสมการที่ (4.5) ใหม่ดังสมการที่ (4.6)

$$\mathbf{i}_i = \mathbf{M}^T \mathbf{i}_o + 3C \frac{d\mathbf{M}_r^T \mathbf{v}_{dc}}{dt} \quad (4.6)$$

เนื่องจาก $\mathbf{M}_r^{-1} = \mathbf{M}_r^T$ เพราะฉะนั้น

$$\mathbf{i}_i = \mathbf{M}^T \mathbf{i}_o + 3C \frac{d\mathbf{M}_r^{-1} \mathbf{v}_{dc}}{dt} = \mathbf{M}^T \mathbf{i}_o + 3C \frac{d\mathbf{v}_i}{dt} \quad (4.7)$$

เมื่อแทนค่าคำตอบทั่วไปของเมทริกซ์การมอดูเลตในสมการที่ (2.3)-(2.7) ลงในสมการที่ (4.7) จะได้สมการของกระแสต้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ซึ่งเท่ากับกระแสที่แหล่งจ่าย ได้ดังสมการที่ (4.8)

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s &= \mathbf{i}_i \\ &= \underbrace{\mathbf{v}_i \frac{p_o}{\|\mathbf{v}_i\|^2}}_{\text{กระแสแอคทีฟ}} + \underbrace{\mathbf{J}\mathbf{v}_i \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \|\mathbf{i}_o\|^2 + 3C \frac{d\mathbf{v}_i}{dt}}_{\text{กระแสรีแอคทีฟ}} \end{aligned} \quad (4.8)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการกระแสที่แหล่งจ่ายระหว่างคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB กับ U3L-IMC ดังสมการที่ (4.8) และ (3.31) ตามลำดับ จะเห็นว่ามีความเท่ากัน จึงสามารถสรุปได้ว่าการติดตั้งชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรองที่ด้านเข้าหรือที่บัสไฟตรงไม่มีผลทำให้กระแสที่แหล่งจ่ายเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB จึงสามารถใช้วิธีการมอดูเลตเดียวกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ได้

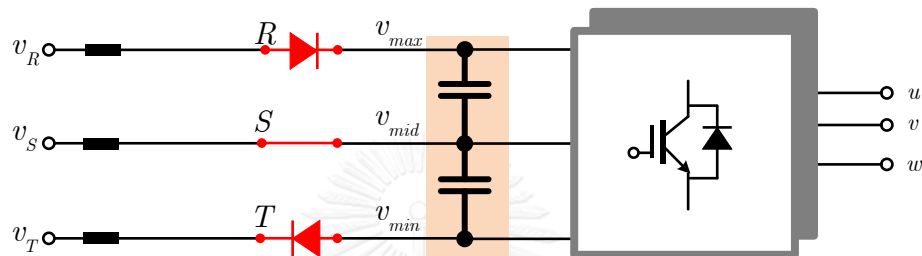
การใช้เทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับกับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB นั้นจะทำให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานแบบเดียวกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมแบบ U3L-IMC ซึ่งผลพลอยได้ก็คือ กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ลดลง เนื่องจากวงจรเรียงกระแสสวิตช์ด้วยความถี่ต่ำเพียง 6 ครั้งใน 1 คาบของแรงดันด้านเข้าเท่านั้น รวมทั้งปริมาณการแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าก็ลดลงด้วย แต่แรงดันด้านออกที่คอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างได้จะมีค่าไม่เกิน 87% ของแรงดันด้านเข้า อย่างไรก็ตาม การติดตั้งชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรองไว้ที่บัสไฟตรงก็ทำให้คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB มีโครงสร้างเป็นคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังซึ่งสามารถสร้างแรงดันด้านออกได้มากกว่า 87% ของแรงดันด้านเข้าโดยการเปลี่ยนวิธีการมอดูเลตของวงจรเรียงกระแสเป็นการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์

4.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติกับคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบดั้งเดิม

เทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ให้รูปแบบการแปลงผันจาก AC-DC-AC ที่แต่ละส่วนเป็นวงจรสามเฟส ดังนั้น โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์แบบหลังชนหลังที่จะนำเทคนิคการมอดูเลตนี้ไปใช้จะต้องมีบัสไฟตรง 3 บัส และทุกๆครั้งที่วงจรเรียงกระแสเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ การเชื่อมต่อระหว่างด้านเข้ากับบัสไฟตรงสามารถแบ่งเป็นวงจร 3 วงจรได้ ดังแสดงตัวอย่างของการเชื่อมต่อวงจรของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ในรูปที่ 4.2 (ข)

คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB จะคล้ายคลึงกับโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมที่ใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวสะสมพลังงานภายในบัสไฟตรงดังอธิบายในบทที่ 1 จะแตกต่างกันคือ โครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมติดตั้งชุดตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรงเพียง 2 ตัวเท่านั้น

โครงสร้างดังกล่าวเป็นมุมมองของการแปลงผันจาก 3 เฟส \rightarrow 2 เฟส \rightarrow 3 เฟส นั่นคือวงจรเรียงกระแสที่เชื่อมต่อแรงดันด้านเข้ากับแรงดันบัสไฟตรงมีลักษณะเป็นวงจร 2 เฟสดังในรูปที่ 4.4 คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมจึงไม่สามารถใช้เทคนิคการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ได้ในขณะที่คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ซึ่งติดตั้งตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรง 3 ตัวสามารถทำงานเหมือนเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมแบบสามระดับและทำงานเป็นคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมได้ด้วย ทำให้คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB มีข้อได้เปรียบกว่าคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมในเรื่องกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และปริมาณการแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 4.4 คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมที่มีตัวสะสมพลังงานภายในบัสไฟตรง
เมื่อวงจรเรียงกระแสมีสถานะการสวิตช์เป็น $[v_{max} \ v_{mid} \ v_{min}] = [R \ S \ T]$

4.3 การเปรียบเทียบคุณสมบัติกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC

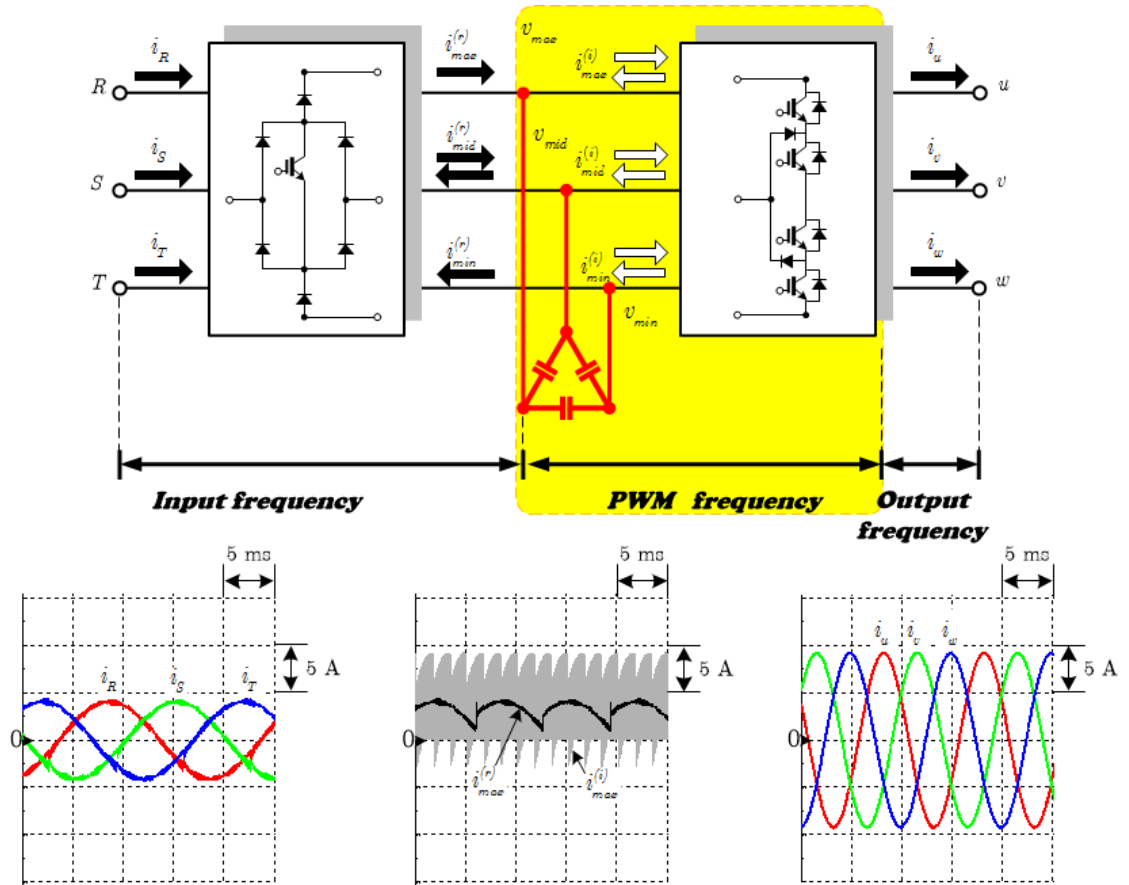
4.3.1 ด้านข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออก

โครงสร้างเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมแบบทิศทางเดียวแบบ USMC ในบทที่ 1 และ U3L-IMC ในบทที่ 3 เป็นโครงสร้างที่ไม่สามารถนำไปจ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866 ทั้งแบบนำหน้าและล่าหลังได้ เนื่องจากข้อจำกัดของวงจรเรียงกระแสแบบทิศทางเดียวที่อาศัยการนำกระแสของไดโอดเป็นหลัก

สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ซึ่งติดตั้งตัวเก็บประจุของวงจรกรองไว้ที่บัสไฟตรง จะไม่มีข้อจำกัดดังกล่าว โดยสามารถอธิบายได้ด้วยผลจำลองการทำงานในรูปที่ 4.5 ซึ่งแสดงรูปคลื่นกระแสด้านเข้า กระแสบัสบนของบัสไฟตรง และกระแสด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB เมื่อจ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบด้านออกกำลัง 0.643 แบบล่าหลัง (กระแสด้านออกมีเฟสตามหลังแรงดันคำสั่ง 50°)

จากรูปที่ 4.5 จะเห็นว่า การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำให้กระแสด้านออก $\{i_u, i_v, i_w\}$ ไหลเข้าไปในบัสไฟตรงเกิดเป็นกระแสบัสไฟตรง $\{i_{max}^{(i)}, i_{mid}^{(i)}, i_{min}^{(i)}\}$ องค์ประกอบของกระแสที่บัสไฟตรงด้านวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีความถี่สูงเท่ากับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ แต่เนื่องจากกระแสมีเฟสตามหลังแรงดันคำสั่งมากกว่า 30° จึงทำให้มีช่วงเวลาที่ยังองค์ประกอบของกระแสบัสบนด้านวงจรอินเวอร์เตอร์ ($i_{max}^{(i)}$) มีค่าลบบ่อยด้วย ในขณะที่แรงดันบัสบน (v_{max}) มีค่าเป็น

บวกเสมอ ดังนั้น องค์ประกอบของกระแสค่าลบนี้จะไม่สามารถไหลผ่านไดโอดในวงจรเรียงกระแสได้ เนื่องจากขัดแย้งกับทิศทางการนำกระแสของไดโอดด้านบน ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนี้เกิดขึ้นที่ บัสล่างด้วย โดยองค์ประกอบของกระแสที่ขัดแย้งกับการนำกระแสของไดโอดด้านล่างเป็นค่าบวก



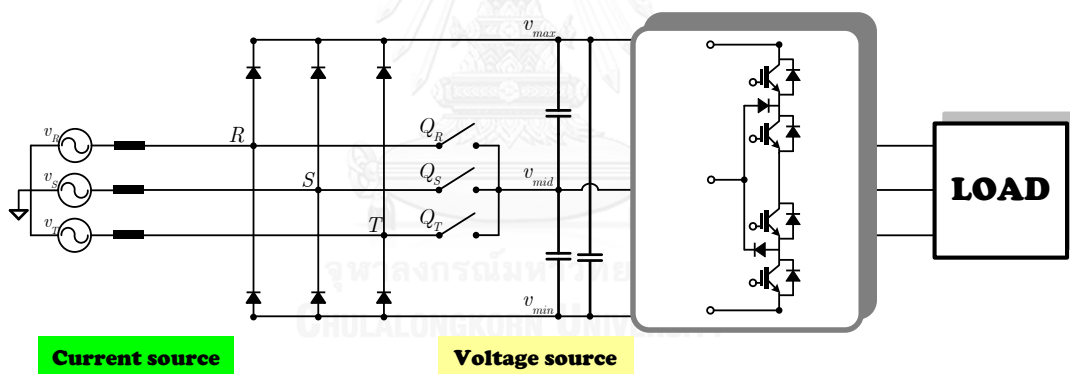
รูปที่ 4.5 กระแสที่ด้านเข้า บัสไฟตรงและ ด้านออกของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB เมื่อจ่าย โหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกเป็น 0.643 แบบล้าหลัง

อย่างไรก็ตาม ในคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรองที่บัสไฟตรง จะช่วยกรององค์ประกอบของกระแสความถี่สูงให้เหลือเพียงกระแสค่าเฉลี่ย $\{i_{max}^{(r)}, i_{mid}^{(r)}, i_{min}^{(r)}\}$ ที่มีความถี่สายกำลังด้านเข้าเท่านั้น ดังนั้น สำหรับกระแสที่บัสบนด้านวงจรเรียงกระแส ($i_{max}^{(r)}$) จะมีเครื่องหมายเป็นบวกเท่านั้นเช่นเดียวกับแรงดันบัสบน (V_{max}) ซึ่งสอดคล้องกับทิศทางการนำกระแสของไดโอด กระแสส่วนนี้จึงไหลผ่านวงจรเรียงกระแสได้ สำหรับในบัสล่างก็จะเกิดเหตุการณ์ในลักษณะเดียวกัน

เราจึงสามารถสรุปได้ว่า ชุดตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรงจะช่วยกรององค์ประกอบของความถี่สูงในบัสไฟตรงทั้งสามบัสส่งผลให้เครื่องหมายของกระแสสลับบนและบัสล่างสอดคล้องกับทิศทาง การนำกระแสของไดโอดในวงจรเรียงกระแส คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB จึงสามารถควบคุมกระแสด้านเข้า $\{i_R, i_S, i_T\}$ ให้มีรูปคลื่นไซน์ได้โดยที่ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866 ทั้งแบบนำหน้าและล่าหลัง การแก้ปัญหาข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออกนั้นว่ามีความสำคัญอย่างยิ่งต่อการนำคอนเวอร์เตอร์ไปประยุกต์กับโหลดจริงในอุตสาหกรรม เช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำหรือมอเตอร์ซิงโครนัสซึ่งมีค่าตัวประกอบกำลังที่เปลี่ยนแปลงตามโหลดและอาจจะต่ำกว่า 0.866 ได้

4.3.2 ด้านการสับเปลี่ยนกระแสของวงจรเรียงกระแส

การติดชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรองที่บัสไฟตรงนอกจากจะช่วยแก้ปัญหาข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออกได้แล้ว ยังทำให้พฤติกรรมของวงจรด้านเข้าและบัสไฟตรงของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB แตกต่างไปจากคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC อีกด้วย จากรูปที่ 4.6 เมื่อพิจารณาวงจรเรียงกระแส จะเห็นว่า ด้านเข้าของวงจรมีพฤติกรรมเป็นแหล่งจ่ายกระแส ส่วนด้านออกของวงจรเป็นบัสไฟตรงซึ่งมีพฤติกรรมเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน

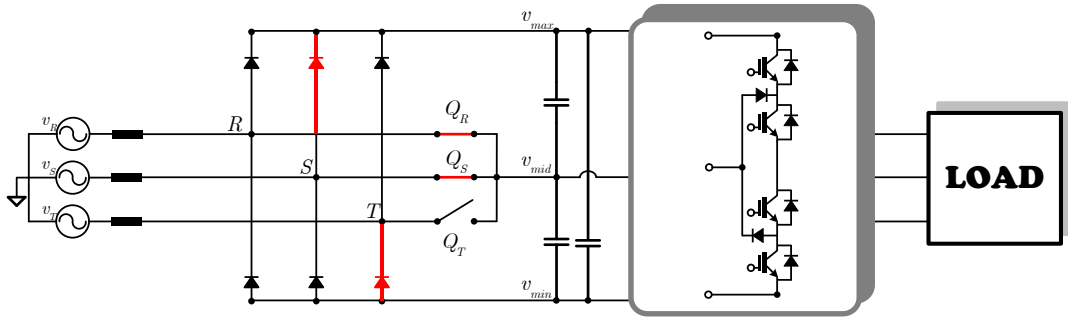


รูปที่ 4.6 พฤติกรรมของวงจรด้านเข้าและบัสไฟตรงของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB

พฤติกรรมของวงจรด้านเข้าและบัสไฟตรงของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ในลักษณะนี้ทำให้วงจรเรียงกระแสไม่จำเป็นต้องมีวิธีการสับเปลี่ยนกระแสเพิ่มเติมเข้าไปในขั้นตอนการมอดูเลตด้วยเหตุผลดังนี้

- 1) เมื่อเกิดเหตุการณ์ที่สวิตช์ Q_R , Q_S และ Q_T หยุดนำกระแสพร้อมกันดังรูปที่ 4.6 ทำให้เกิดการเปิดวงจรที่บัสกลางของบัสไฟตรง แต่กระแสก็สามารถไหลผ่านด้านเข้าของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาได้อย่างต่อเนื่อง โดยกระแสจะไหลผ่านไดโอดแทน จะเห็นว่า เมื่อเหตุการณ์นี้เกิดขึ้นวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาจะมีการเชื่อมต่อวงจรเป็นวงจรเรียงกระแสแบบไดโอด (Diode Rectifier)

- 2) เมื่อมีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์และมีสวิตช์สองตัวใดๆ นำกระแสพร้อมกัน เช่น เมื่อวงจรเรียงกระแสกำลังเปลี่ยนสถานะการสวิตช์จาก $[v_{max} \ v_{mid} \ v_{min}] = [R \ S \ T]$ เป็น $[S \ R \ T]$ ดังรูปที่ 4.7 ก็ไม่ได้ก่อให้เกิดอันตรายกับวงจรคอนเวอร์เตอร์

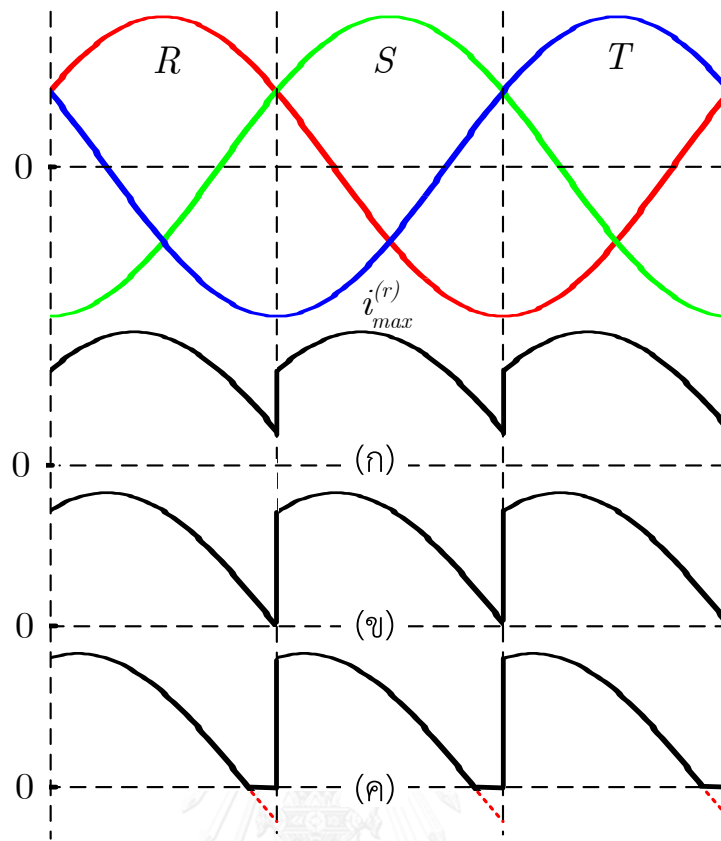


รูปที่ 4.7 การเชื่อมต่อวงจรระหว่างด้านเข้าและบัสไฟตรงเมื่อวงจรเรียงกระแสมีสถานะการสวิตช์เป็น $[v_{max} \ v_{mid} \ v_{min}] = [S \ R \ T]$ และสวิตช์ Q_R และ Q_S นำกระแสพร้อมกันชั่วขณะหนึ่ง

4.4 ข้อจำกัดของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาและแนวทางแก้ไข

แม้ว่าการติดตั้งชุดตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรงจะช่วยแก้ปัญหาเรื่องข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออก แต่ผลจากกระแสรีแอกทีฟของชุดตัวเก็บประจุอาจทำให้กระแสบัสด้านวงจรเรียงกระแส $\{i_{max}^{(r)}, i_{mid}^{(r)}, i_{min}^{(r)}\}$ มีมุมเฟสหน้าแรงดันด้านเข้าได้ ซึ่งสามารถสร้างปัญหาให้กับการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาได้เมื่อมุมเฟสของกระแสหน้าแรงดันด้านเข้ามากกว่า 30°

ข้อจำกัดนี้เป็นข้อจำกัดที่มีอยู่เดิมของโครงสร้างวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนา เกิดจากข้อจำกัดในการนำกระแสของไดโอดซึ่งไม่สามารถนำกระแสให้ไหลในบัสบนและบัสล่างของบัสไฟตรงอย่างต่อเนื่องได้เมื่อมุมเฟสของกระแสหน้าหรือล้าหลังแรงดันด้านเข้ามากกว่า 30° เพราะกระแสบัสบนและบัสล่างด้านวงจรเรียงกระแสจะมีบางช่วงเวลาที่ เป็นลบหรือบวกซึ่งไม่สามารถไหลผ่านไดโอดด้านบนหรือด้านล่างได้ ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 4.8 ส่งผลให้กระแสด้านเข้ามีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ได้



รูปที่ 4.8 กระแสบัสบนด้านวงจรเรียงกระแส

เมื่อกระแสมีมุมเฟสหน้าแรงดันเฟสด้านเข้า (ก) 15° (ข) 30° และ (ค) 45°

หมายเหตุ มุมเฟสของกระแสเทียบกับแรงดัน นิยามตามตำแหน่งค่ายอดของรูปคลื่นกระแสและแรงดัน

รูปที่ 4.8(ก) กระแสบัสบนด้านวงจรเรียงกระแสจะมีมุมเฟสหน้าแรงดันด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์ 15° รูปคลื่นของกระแสบัสบนจะมีค่าเป็นบวกเช่นเดียวกับแรงดันบัสบนและกระแสจะไหลผ่านไดโอดอย่างต่อเนื่อง รูปที่ 4.8(ข) เป็นกรณีที่กระแสบัสบนมีมุมเฟสหน้าแรงดันเฟสด้านเข้าอยู่ 30° จะเห็นว่าที่จุดเปลี่ยนเซกเตอร์กระแสจะลดลงจนเป็นศูนย์พอดี กรณีนี้ถือเป็นขอบเขตของความต่อเนื่องของกระแส และเมื่อมุมเฟสเพิ่มเป็น 45° ดังแสดงในรูปที่ 4.8(ค) กระแสบัสบนจะลดลงเป็นศูนย์ก่อนถึงจุดเปลี่ยนเซกเตอร์ และมีแนวโน้มที่จะเปลี่ยนเป็นค่าลบ ทำให้ไดโอดที่เชื่อมต่อกับบัสบนกับด้านเข้านำกระแสส่วนนี้ไม่ได้ การไหลของกระแสบัสบนจึงไม่ต่อเนื่อง ความไม่ต่อเนื่องของกระแสบัสนี้จะส่งผลให้กระแสด้านเข้ามีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์

ปัญหานี้จะเกิดขึ้นเมื่อกำลังรีแอกทีฟจากชุดตัวเก็บประจุมีค่ามากกว่า 57% ของกำลังจริงด้านเข้า ซึ่งทำให้มุมเฟสระหว่างกระแสกับแรงดันเฟสมากกว่า 30° กรณีดังกล่าวจะเกิดเมื่อนาคอนเวอเตอร์ไปจ่ายโหลดที่มีกำลังต่ำหรือชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรงมีค่าความจุไฟฟ้าขนาดใหญ่ ดังนั้น เพื่อหลีกเลี่ยงข้อจำกัดของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาที่เกิดจากตัวเก็บประจุ เราสามารถแก้ไขข้อจำกัดนี้ด้วย 2 แนวทางด้วยกัน ดังนี้คือ

- 1) ออกแบบชุดตัวเก็บประจุโดยพิจารณากำลังจริงของโหลดที่จะนาคอนเวอเตอร์ไปใช้งาน โดยให้ชุดตัวเก็บประจุสร้างกำลังรีแอกทีฟได้ไม่เกิน 57% ของกำลังจริง
- 2) ปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าโดยใช้พารามิเตอร์อิสระ (k_1) ของเมทริกซ์การมอดูเลต ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

4.5 การปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า

การปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าของคอนเวอเตอร์เพื่อแก้ไขผลกระทบของกำลังรีแอกทีฟจากชุดตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรงสามารถกระทำผ่านพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ของเมทริกซ์การมอดูเลตดังสมการที่ (4.8) กำลังจริงและกำลังรีแอกทีฟที่ด้านเข้าของคอนเวอเตอร์แบบ U3L-BTB สามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{กำลังจริงด้านเข้า } p_i(t) &= \mathbf{v}_i^T \mathbf{i}_i = \mathbf{v}_i^T (\mathbf{M}^T \mathbf{i}_o + \mathbf{M}_r^T \mathbf{i}_c) \\
 &= (\mathbf{M} \mathbf{v}_i)^T \mathbf{i}_o + \mathbf{v}_i^T \mathbf{M}_r^T \mathbf{i}_c \\
 &= \mathbf{v}_o^T \mathbf{i}_o + \mathbf{v}_i^T \mathbf{M}_r^T \mathbf{i}_c \\
 &= p_o(t) + (\mathbf{M}_r \mathbf{v}_i)^T \mathbf{i}_c
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

$$\text{เพราะฉะนั้น } p_i(t) = p_o(t) + \mathbf{v}_{dc}^T \mathbf{i}_c = p_o(t) + p_c(t) \tag{4.10}$$

โดยที่ $p_c(t)$ คือค่ากำลังจริง ขณะหนึ่ง ของวงจรกรง

จากสมการที่ (4.10) จะเห็นว่ากำลังจริงด้านเข้าของคอนเวอเตอร์แบบ U3L-BTB คือกำลังจริงด้านออกรวมกับกำลังจริงของชุดตัวเก็บประจุ เมื่อพิจารณาว่า ในสภาวะอยู่ตัวที่พลังงานสะสมในตัวเก็บประจุทั้งสามตัวมีค่าคงที่ จะได้ว่า $p_c(t) = 0$ หรือ $p_i(t) = p_o(t)$

สำหรับกำลังรีแอกทีฟด้านเข้าของคอนเวอเตอร์แบบ U3L-BTB สามารถพิจารณาเช่นเดียวกับคอนเวอเตอร์แบบ U3L-IMC คือ

$$q_i(t) = (-\mathbf{J} \mathbf{v}_i)^T \mathbf{i}_i$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (4.8) จะได้

$$\begin{aligned}
q_i(t) &= (-\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T \left(\mathbf{v}_i \frac{p_o}{\|\mathbf{v}_i\|^2} + \mathbf{J}\mathbf{v}_i \frac{k_1}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \|\mathbf{i}_o\|^2 + 3C_\Delta \frac{d\mathbf{v}_i}{dt} \right) \\
&= -k_1 \|\mathbf{i}_o\|^2 + \underbrace{(-\mathbf{J}\mathbf{v}_i)^T (3C_\Delta \frac{d\mathbf{v}_i}{dt})}_{q_C(t)}
\end{aligned} \tag{4.11}$$

การหาค่าของกำลังรีแอกทีฟที่เกิดจากชุดตัวเก็บประจุสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของค่า RMS ของแรงดันระหว่างเฟสด้านเข้า (V_i) กับอิมพีแดนส์ของชุดตัวเก็บประจุ (X_C) เช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC เมื่อพิจารณาควบคู่กับทิศทางการไหลของกระแสที่กำหนดไว้ในรูปที่ 4.3 จะได้กำลังรีแอกทีฟของชุดตัวเก็บประจุตั้งสมการที่ (4.12)

$$q_C(t) = -\frac{3V_i^2}{X_C} \tag{4.12}$$

แทนค่าสมการที่ (4.12) ลงในสมการที่ (4.11) จะได้กำลังรีแอกทีฟด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์ตั้งสมการที่ (4.13)

$$q_i(t) = -k_1 \|\mathbf{i}_o\|^2 - \frac{3V_i^2}{X_C} \tag{4.13}$$

การปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าจึงสามารถกระทำได้ผ่านการควบคุมกำลังรีแอกทีฟด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์โดยอาศัยพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ตั้งสมการที่ (4.13) ตัวอย่างเช่น กรณีต้องการปรับประกอบกำลังด้านเข้าเป็น 1 กล่าวคือปรับมุมเฟสของกระแสให้มีเฟสตรงกับแรงดันค่าพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ที่ใช้ชดเชยกำลังรีแอกทีฟจากชุดตัวเก็บประจุเพื่อให้กำลังรีแอกทีฟด้านเข้าเป็นศูนย์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.14)

$$k_1 = -\frac{3V_i^2}{\|\mathbf{i}_o\|^2 X_C} \tag{4.14}$$

จากสมการที่ (4.14) จะเห็นว่า เราไม่จำเป็นต้องใช้วงรอบควบคุมตัวประกอบกำลังด้านเข้าเพียงอาศัยการคำนวณค่าพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ผ่านความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างเฟสด้านเข้า ขนาดของกระแสด้านออกและค่าอิมพีแดนส์ของตัวเก็บประจุของวงจรกรองเท่านั้น

การยืนยันความถูกต้องทางทฤษฎีที่งานวิจัยนี้นำเสนอมาทั้งหมดจะอาศัยการทดสอบการทำงานกับเครื่องต้นแบบของคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบ U3L-BTB ที่เงื่อนไขการทดสอบต่างๆ เทียบกับผลการจำลองการทำงาน ซึ่งจะนำเสนอในบทถัดไป

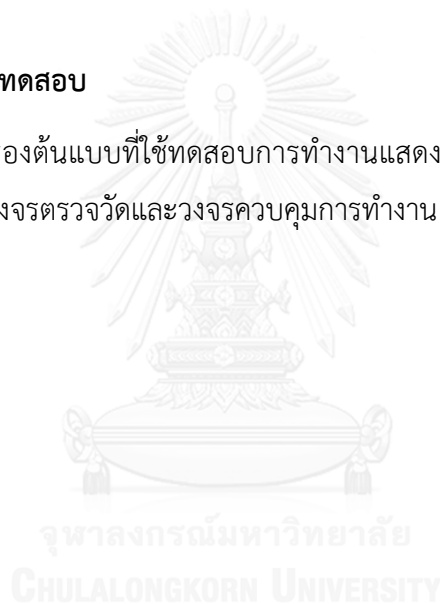
บทที่ 5

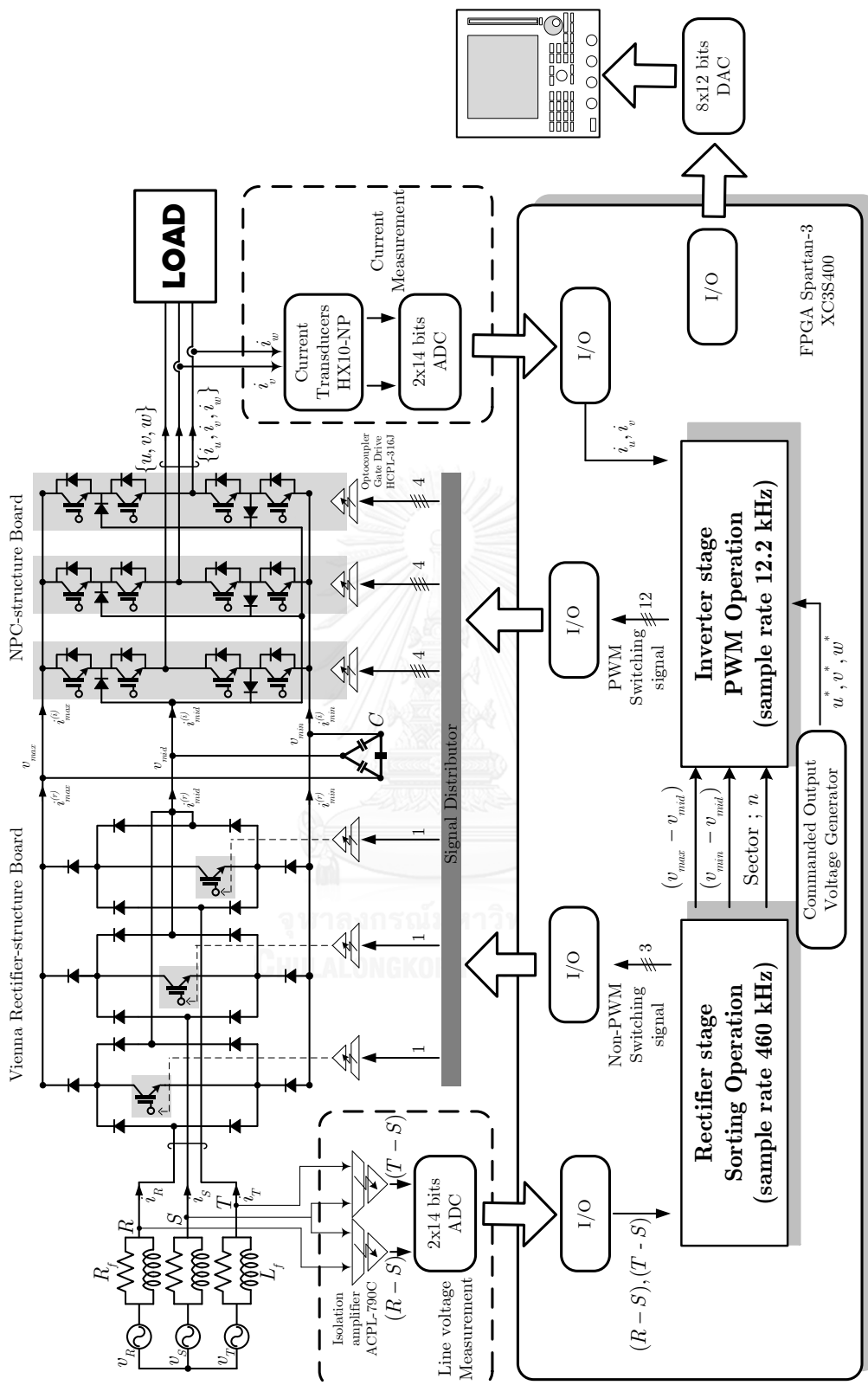
การทดสอบการทำงาน

เนื้อหาในบทนี้จะนำเสนอผลการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่หรือคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ที่ทำงานภายใต้วิธีการมอดูเลตที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ การทดสอบจะอาศัยการจำลองการทำงานและการทดสอบกับเครื่องต้นแบบของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ผลการทดสอบจะช่วยยืนยันว่าเราสามารถนำเทคนิคการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้กับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ได้ รวมทั้งคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอยังสามารถจ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866 ทั้งแบบนำหน้าและล้าหลังได้อีกด้วย

5.1 โครงสร้างของระบบทดสอบ

ภาพรวมของเครื่องต้นแบบที่ใช้ทดสอบการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ วงจรภาคกำลัง วงจรตรวจวัดและวงจรควบคุมการทำงาน





รูปที่ 5.1 ภาพรวมของเครื่องต้นแบบที่ใช้สำหรับทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB

5.1.1 วงจรภาคกำลัง

ในโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ซึ่งประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาและวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตริงจุดนิวทรัลนั้น วงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาจะใช้ไดโอดเฟสละ 6 ตัว และสวิตช์ไอจีบีทีเฟสละ 1 ตัว ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตริงจุดนิวทรัลใช้ไดโอดเฟสละ 2 ตัวและสวิตช์ไอจีบีทีเฟสละ 4 ตัว การสร้างวงจรภาคกำลังของเครื่องต้นแบบนี้จะนำอุปกรณ์ไดโอดและสวิตช์ไอจีบีทีแบบดิสครีต(Discrete) มาประกอบกันบนแผ่นวงจรเป็นโมดูล โดยในหนึ่งโมดูลจะมีวงจรภาคกำลังทั้งหมดของหนึ่งเฟส วงจรภาคกำลังของระบบทดสอบในงานวิจัยนี้ถูกออกแบบให้สามารถรองรับโหลดที่มีพิกัดกำลัง 5 kVA ที่เงื่อนไขแรงดันสูงสุดที่คอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างได้คือ 330 V หรือ 87% ของแรงดันด้านเข้าคือ 380 V โดยจำกัดกระแสด้านออกไม่ให้เกิน 8.5 A เพื่อป้องกันความเสียหายกับอุปกรณ์ พิกัดของอุปกรณ์ไดโอดและสวิตช์ไอจีบีทีที่ใช้ในงานวิจัยนี้แสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 พิกัดของอุปกรณ์ไดโอดและสวิตช์ที่ใช้ในวงจรภาคกำลัง

อุปกรณ์	พิกัดแรงดัน(V)	พิกัดกระแส(A)
ไดโอด RHRP15120	1200	15
สวิตช์ไอจีบีที IRG7PH35UD1PbF	1200	20

สำหรับวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อกรององค์ประกอบความถี่สูงที่บัสไฟตรง จะออกแบบให้ความถี่หักมุมของวงจรกรองอยู่ที่ 637 Hz โดยแต่ละเฟสจะประกอบด้วยตัวต้านทาน 15 Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 5 mH และที่บัสไฟตรงจะติดตั้งชุดตัวเก็บประจุขนาด 12.5 μF ต่อแบบวายซึ่งจะเทียบเท่ากับ 4.2 μF ต่อแบบเดลต้า

เนื่องจากชุดตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรงจะทำให้กระแสนำหน้าแรงดันเฟสด้านเข้า และอาจทำให้กระแสด้านเข้าผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ได้หากกระแสนำหน้าแรงดันมากกว่า 30° งานวิจัยนี้จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเล็กที่สุดที่ยังคงให้คุณสมบัติการกรองที่ต้องการได้ ชุดตัวเก็บประจุที่ใช้ในเครื่องต้นแบบจะสร้างกำลังรีแอกทีฟ 567 Var ดังนั้นกระแสด้านเข้าจะมีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์เมื่อใช้คอนเวอร์เตอร์ตัวนี้ไปจ่ายโหลดใช้กำลังจริงต่ำกว่า 1 kW หากไม่มีการชดเชยตัวประกอบกำลังด้านเข้า

5.1.2 วงจรตรวจวัด

จากรูปที่ 5.1 วงจรตรวจวัดจะมี 2 ส่วนคือ บอร์ดวงจรตรวจวัดแรงดันด้านเข้าและบอร์ดวงจรตรวจวัดกระแสด้านออก ในส่วนของบอร์ดวงจรตรวจวัดแรงดันด้านเข้าจะใช้วงจรแบ่งแรงดัน (Voltage divider) เพื่อลดทอนขนาดแรงดันให้ไม่เกินแรงดันด้านเข้าของไอซีเบอร์ ACPL-790C ไอซีตัวนี้จะทำหน้าที่ตรวจวัดแรงดันพร้อมทั้งแยกกราวด์ของวงจรภาคกำลังกับวงจรควบคุมออกจากกันโดยใช้แสง

ส่วนบอร์ดวงจรตรวจวัดกระแสจะอาศัยเซนเซอร์ตรวจวัดกระแส HX10-NP เพื่อแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดันและแยกโดดทางไฟฟ้า เมื่อตรวจวัดแรงดันและกระแสแล้วภายในบอร์ดวงจรตรวจวัดจะมีไอซี AD7367 ทำหน้าที่แปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิทัล 14 บิตเพื่อส่งให้วงจรควบคุมต่อไป

5.1.3 วงจรควบคุม

วงจรที่ควบคุมการทำงานของเครื่องต้นแบบในงานวิจัยนี้จะอาศัยบอร์ด FPGA ตระกูล Spartan-3 เบอร์ XC3S400 ของ Xilinx เพียง 1 บอร์ดเท่านั้น บอร์ดนี้มีเกตทั้งหมด 400,000 เกตซึ่งเพียงพอสำหรับอัลกอริทึมที่ใช้ควบคุมการทำงานทั้งในส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาและวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตริงจุดนิวทรัล

การคำนวณภายในบอร์ด FPGA เริ่มจากซิกซิมพลิง(Sampling)จากวงจรตรวจวัด โดยความถี่ของการซิกซิมพลิงแรงดันด้านเข้าของภาคเรียงกระแสจะใช้ค่า 460 kHz สาเหตุที่ต้องใช้ความถี่ซิกซิมพลิงค่านี้นี้เพราะเราต้องตรวจวัดจุดเปลี่ยนเซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้าให้แม่นยำและสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ออกไปให้ทันต่อการเปลี่ยนเซกเตอร์ เนื่องจากถ้าหากมีความคลาดเคลื่อนจะเกิดการลัดวงจรที่บัสไฟตรงได้ สำหรับการสร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะใช้ความถี่ซิกซิมพลิงเท่ากับความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะคือ 12.2 kHz จะเห็นว่าเนื่องจากการคำนวณตามเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับนั้น ภาคอินเวอร์เตอร์จะใช้ข้อมูลแรงดันบัสไฟตรงและลำดับเซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้าที่ได้จากภาคเรียงกระแสด้วย ดังนั้นการคำนวณภายในบอร์ดประมวลผลเพียง 1 บอร์ดจะช่วยให้การส่งผ่านข้อมูลทำได้อย่างรวดเร็ว

สัญญาณขับนำสวิตช์ที่ได้จากการคำนวณภายในบอร์ดประมวลผลจะถูกป้อนให้กับวงจรขับเกตเพื่อขยายสัญญาณและแยกโดดกราวด์ของวงจรภาคกำลังกับวงจรควบคุมก่อนด้วยไอซี HCPL-316J จากนั้นจึงนำสัญญาณไปใช้ขับนำสวิตช์ไอจีบีทีแต่ละตัว

5.2 ผลการทดสอบการทำงาน

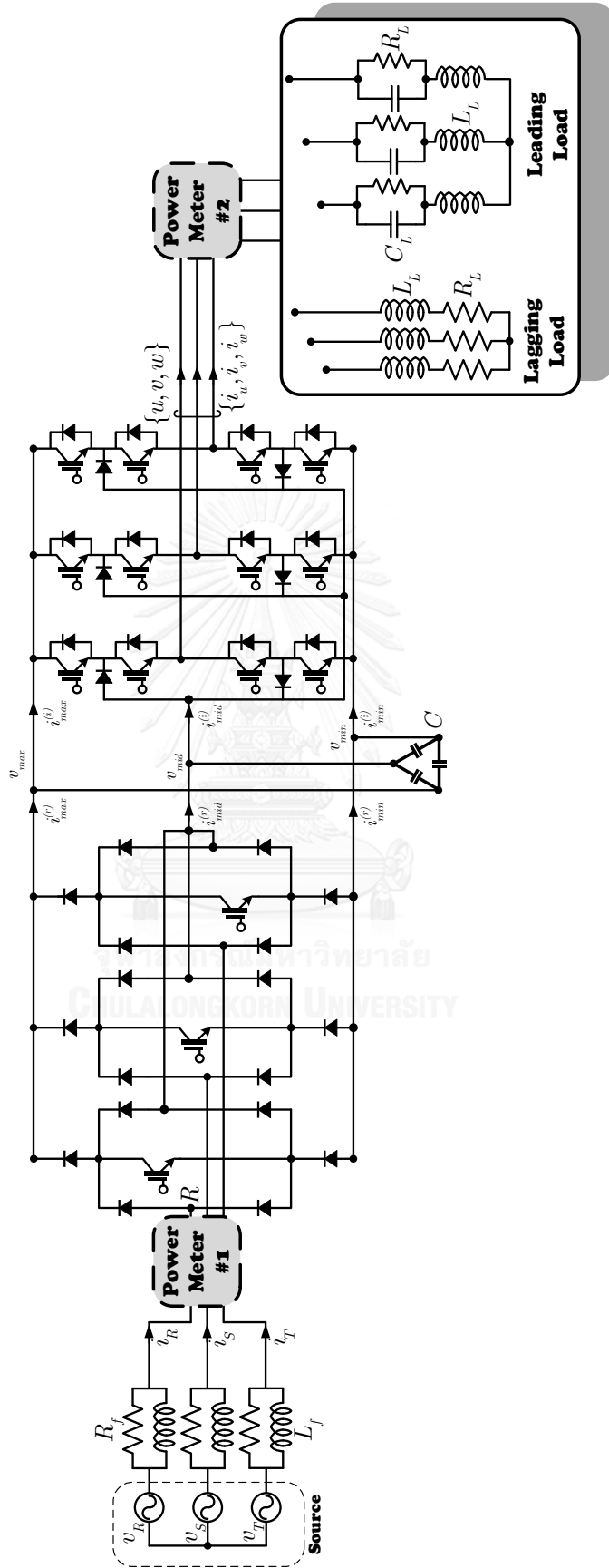
ในหัวข้อนี้จะนำเสนอผลการทดสอบคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ที่เงื่อนไขการทำงานต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 5.3 โดยผลการทดสอบจะแสดงเชิงเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองการทำงานโดยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK และผลการทดสอบการทำงานกับเครื่องต้นแบบ ปริมาณแรงดันและกระแสที่แสดงในผลการทดสอบจะนิยามดังรูปที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์สำหรับการทดสอบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB

แหล่งจ่าย	แรงดันระหว่างเฟส 380 V ความถี่ 50 Hz
วงจรกรองด้านเข้า	<ul style="list-style-type: none"> ○ ตัวเก็บประจุ (C) 4.2 μF ต่อแบบเดลต้า ○ ตัวเหนี่ยวนำ (L_f) 5 mH ต่อแบบขนานกับตัวต้านทาน (R_f) 15 Ω
วงจรอินเวอร์เตอร์ สามระดับ	<ul style="list-style-type: none"> ○ ความถี่การสวิตช์ 12.2 kHz ○ พารามิเตอร์อิสระของเมทริกซ์การมอดูเลต <ul style="list-style-type: none"> ➤ กรณีที่ 1-8 ไม่ใช้พารามิเตอร์อิสระ $k_1 = 0$ และ $k_2 = 0$ ➤ กรณีที่ 9-12 ใช้ค่าพารามิเตอร์ k_1 เพื่อปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าโดย $k_2 = 0$ ○ เมทริกซ์การมอดูเลตลำดับศูนย์ โดยเลือกรูปแบบการสวิตช์เป็นแบบซั้วเดียว 2 เฟส ซั้วคู่ 1 เฟส $x' = -\min(m_{11}^{(i)}, m_{21}^{(i)}, m_{31}^{(i)}),$ $z' = -\min(m_{13}^{(i)}, m_{23}^{(i)}, m_{33}^{(i)}),$ $y' = 1 - x' - z'$
โหลด	<ul style="list-style-type: none"> ○ กรณีที่ 1 ในตารางที่ 5.3 โหลดที่ใช้ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกเป็น 0.643 แบบล้าหลัง โดยนำตัวต้านทานขนาด 18 Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำขนาด 33.2 mH ○ กรณีที่ 2 ในตารางที่ 5.3 โหลดที่ใช้ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกเป็น 0.5 แบบนำหน้า โดยนำตัวต้านทานขนาด 120 Ω ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ 30 μF และนำมาต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำขนาด 16.6 mH ○ กรณีที่ 3-12 ในตารางที่ 5.3 ตัวต้านทาน 24 Ω ต่อเฟสอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ 33.2 mH

ตารางที่ 5.3 เงื่อนไขการทดสอบการทำงาน

กรณี	การทดสอบ	เงื่อนไข			รูปที่	
		แรงดันระหว่างเฟสด้านออก	ความถี่ด้านออก	ตัวประกอบกำลังด้านออก		
1	จ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866	330 V ($m=0.866$)	100	0.643 (50°) แบบล้าหลัง	5.3 ถึง 5.6	
2				0.5 (60°) แบบนำหน้า	5.7 ถึง 5.10	
3	ปรับความถี่ด้านออก	330 V ($m=0.866$)	100	0.755 (41°) แบบล้าหลัง	5.11 ถึง 5.13	
4				0.838 (33°) แบบล้าหลัง	5.14 ถึง 5.16	
5				0.917(23.5°) แบบล้าหลัง	5.17 ถึง 5.19	
6				330 V ($m=0.866$)	25	5.20 ถึง 5.22
7	ปรับแรงดันด้านออก	190 V ($m=0.5$)	25	0.977(12.2°) แบบล้าหลัง	5.23 ถึง 5.25	
8					114 V ($m=0.3$)	25
9	ปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า $k_1 = 26$	114 V ($m=0.3$)	25	0.977(12.2°) แบบล้าหลัง	5.29 ถึง 5.31	
10	ปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า	ไม่มีการปรับ $k_1 = 0$	266 V ($m=0.7$)		25	5.32 ถึง 5.34
11		ปรับเป็น 1 $k_1 = 5$				5.35 ถึง 5.37
12		ปรับเป็นแบบล้าหลัง $k_1 = 15$				5.38 ถึง 5.40



รูปที่ 5.2 ปริมาณแรงดันและกระแสที่ใช้แสดงผลการทดสอบการทำงาน

5.2.1 การจ่ายโหลดที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866

ผลการทดสอบการใช้คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB จ่ายโหลดที่ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866 เป็นการยืนยันว่าคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ไม่มีข้อจำกัดเกี่ยวกับตัวประกอบกำลังด้านออก

รูปที่ 5.3 และ รูปที่ 5.7 เป็นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดสอบจ่ายโหลดที่ตัวประกอบกำลังด้านออก 0.643 แบบล้าหลัง และ 0.5 แบบนำหน้า ตามลำดับ ผลจำลองและผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบมีความสอดคล้องกัน ไม่ว่าจะใช้คอนเวอร์เตอร์ไปจ่ายโหลดที่ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866 ทั้งแบบล้าหลังหรือนำหน้าก็ตาม คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB ก็สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้ตามค่าคำสั่งในขณะเดียวกันกระแสด้านเข้าก็ถูกควบคุมให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้ในเวลาเดียวกัน โดยพิจารณาจากรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.8 เป็นการนำกระแสด้านเข้าสามเฟสที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบมาหาสเปกตรัมและปรับค่าด้วยอัตราส่วน 16 A / 5.95 A เพื่อเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC-6100-3-2 Class A จะเห็นว่าปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 2 ถึง 20 ต่ำกว่าเกณฑ์ที่มาตราฐานกำหนด

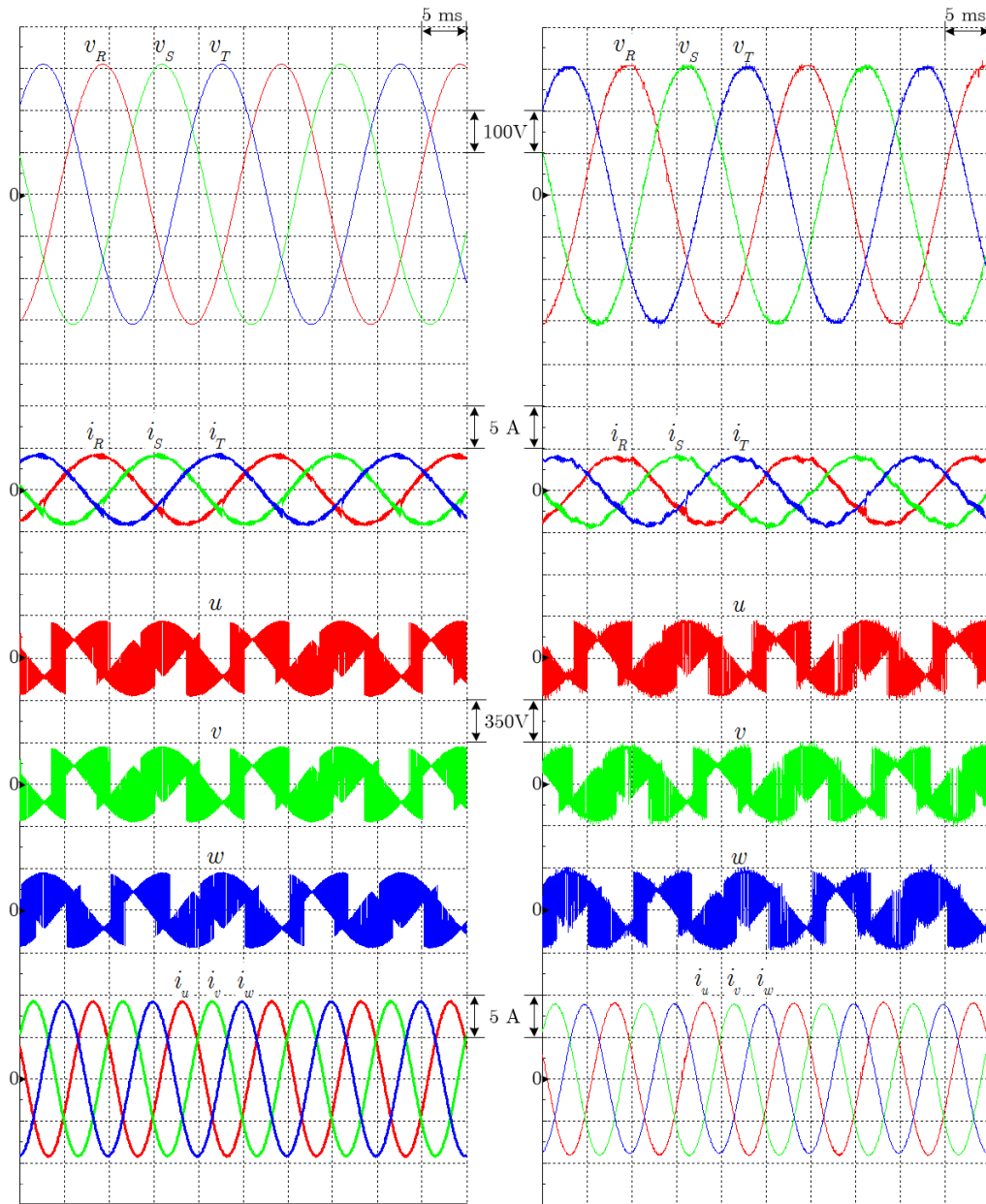
รูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.9 เป็นรูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้เห็นกลไกของการมอดูเลตที่งานวิจัยนี้นำเสนอ จะเห็นว่า แรงดันบัสไฟตรงจะมีสามระดับ $\{v_{max}, v_{mid}, v_{min}\}$ ที่เป็นค่าสูงสุด ค่ากึ่งกลางและค่าต่ำสุดของแรงดันด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์ โดยแรงดันบัสบน (v_{max}) และแรงดันบัสล่าง (v_{min}) จะเกิดจากการนำกระแสของไดโอด ส่วนแรงดันบัสกลาง (v_{mid}) จะเกิดจากการควบคุมสวิตช์ไอจีบีทีให้สวิตช์ที่จุดเปลี่ยนเซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้า

รูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.9 แสดงรูปคลื่นฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรมอดูเลตที่ใช้สร้างสัญญาณขับนำสวิตช์ของเฟส u ($m_{11}^{(i)}$ และ $m_{13}^{(i)}$) โดยการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ จะเห็นว่าฟังก์ชันการมอดูเลตนี้จะให้รูปแบบของการสวิตช์เป็นแบบซัฟเดียว 2 เฟสและซัฟคู่ 1 เฟสสังเกตได้จากรูปคลื่นแรงดันด้านออกเฟส u ที่บางช่วงเวลารูปแบบการสวิตช์จะเป็นแบบซัฟเดียวและบางช่วงเวลารูปแบบการสวิตช์จะเป็นแบบซัฟคู่

เมื่อพิจารณากระแสที่ไหลในบัสไฟตรงของวงจรคอนเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 5.6 และรูปที่ 5.10 จะเห็นว่า กระแสบัสไฟตรงด้านวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีขนาดและความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ และกระแสบัสบน ($i_{max}^{(i)}$) และกระแสบัสล่าง ($i_{min}^{(i)}$) ด้านวงจรอินเวอร์เตอร์มีองค์ประกอบทั้งค่าบวกและค่าลบ เนื่องจากโพลดมีตัวประกอบกำลังต่ำกว่า 0.866 แต่กระแสบัสบน ($i_{max}^{(r)}$) และกระแสบัสล่าง ($i_{min}^{(r)}$) ของบัสไฟตรงด้านวงจรเรียงกระแสจะเป็นกระแสค่าเฉลี่ยซึ่งเป็นองค์ประกอบความถี่ต่ำที่เหลือจากการกรององค์ประกอบความถี่สูงออกไปแล้ว ดังนั้น กระแสบัสบนและบัสล่างจึงมีเครื่องหมายเดียวกับแรงดันบัส จากรูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.9 จะเห็นว่า แรงดันบัสบนและกระแสบัสบนด้านวงจรเรียงกระแสมีเครื่องหมายบวก กระแสบัสบนและบัสล่างด้านวงจรเรียงกระแสจึงสอดคล้องกับทิศทางการนำกระแสของไดโอดของวงจรเรียงกระแสที่เชื่อมต่อกับบัสนั้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถควบคุมกระแสด้านเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์ได้

หมายเหตุ เงื่อนไขการทดสอบที่ 6 ในตารางที่ 5.3 เป็นเงื่อนไขที่ให้กระแสด้านเข้าสูงสุดคือ 5.95 A โดย IEC-6100-3-2 เป็นมาตรฐานปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าสำหรับอุปกรณ์ที่มีพิกัดของกระแสด้านเข้าไม่เกิน 16 A ดังนั้น อัตราส่วนที่ใช้ปรับค่าในทุกๆเงื่อนไขการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC-6100-3-2 จึงเป็น $16 \text{ A} / 5.95 \text{ A}$

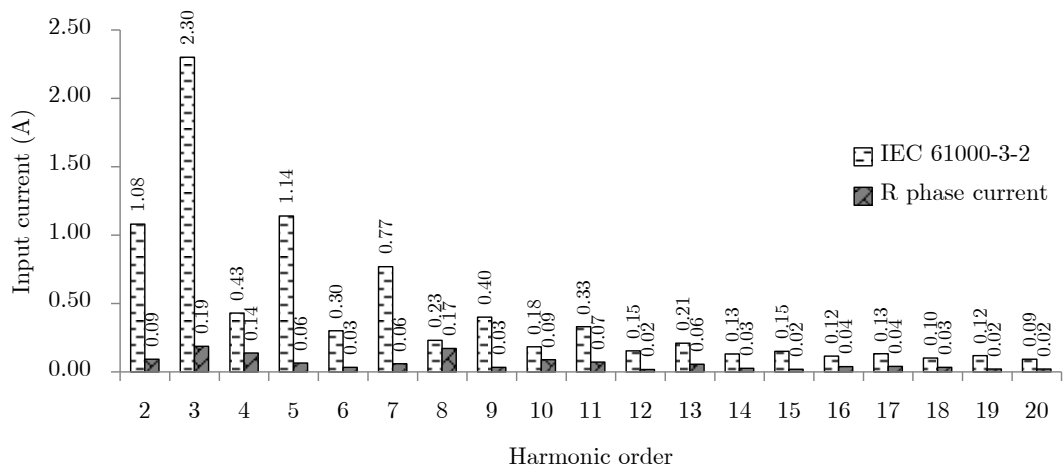
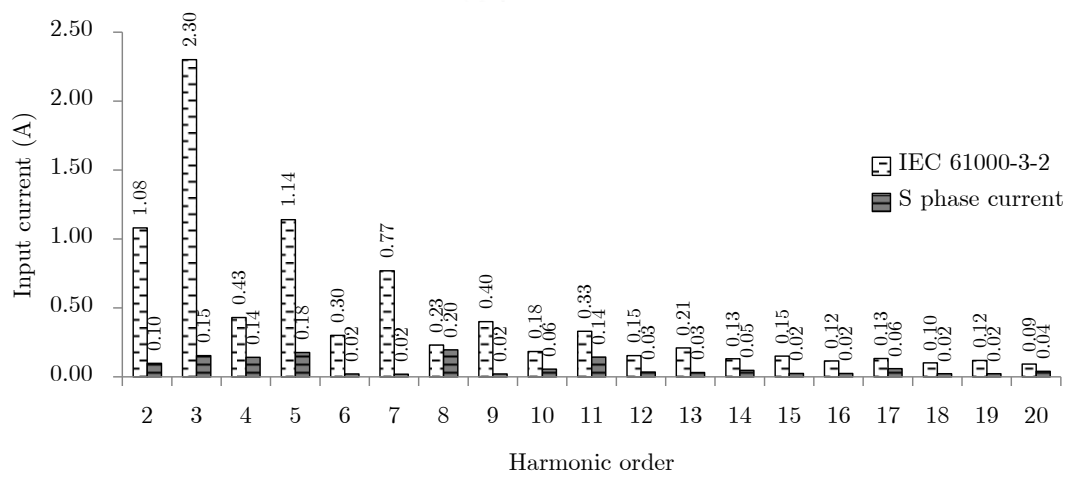
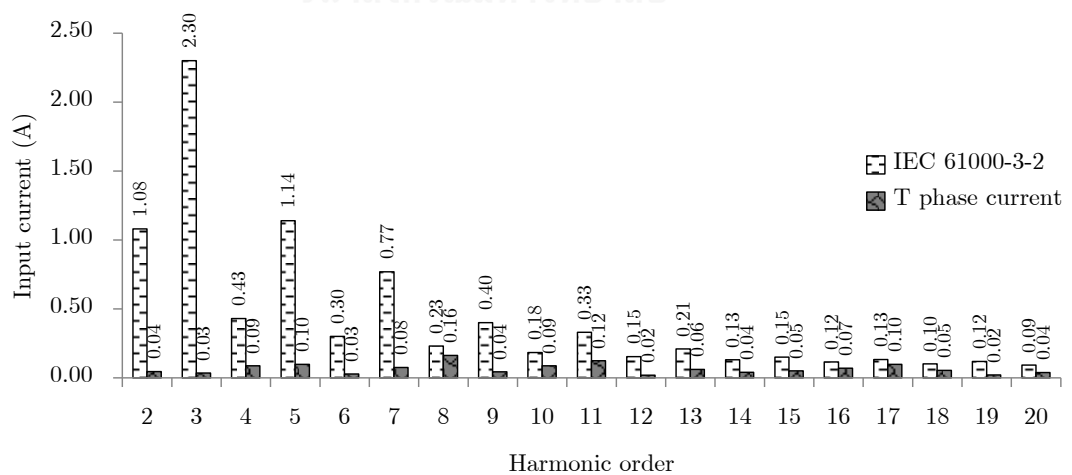
กรณีที่ 1 การทดสอบจ่ายโหลดที่ตัวประกอบกำลังด้านออก 0.643 (50°) แบบล้าหลัง



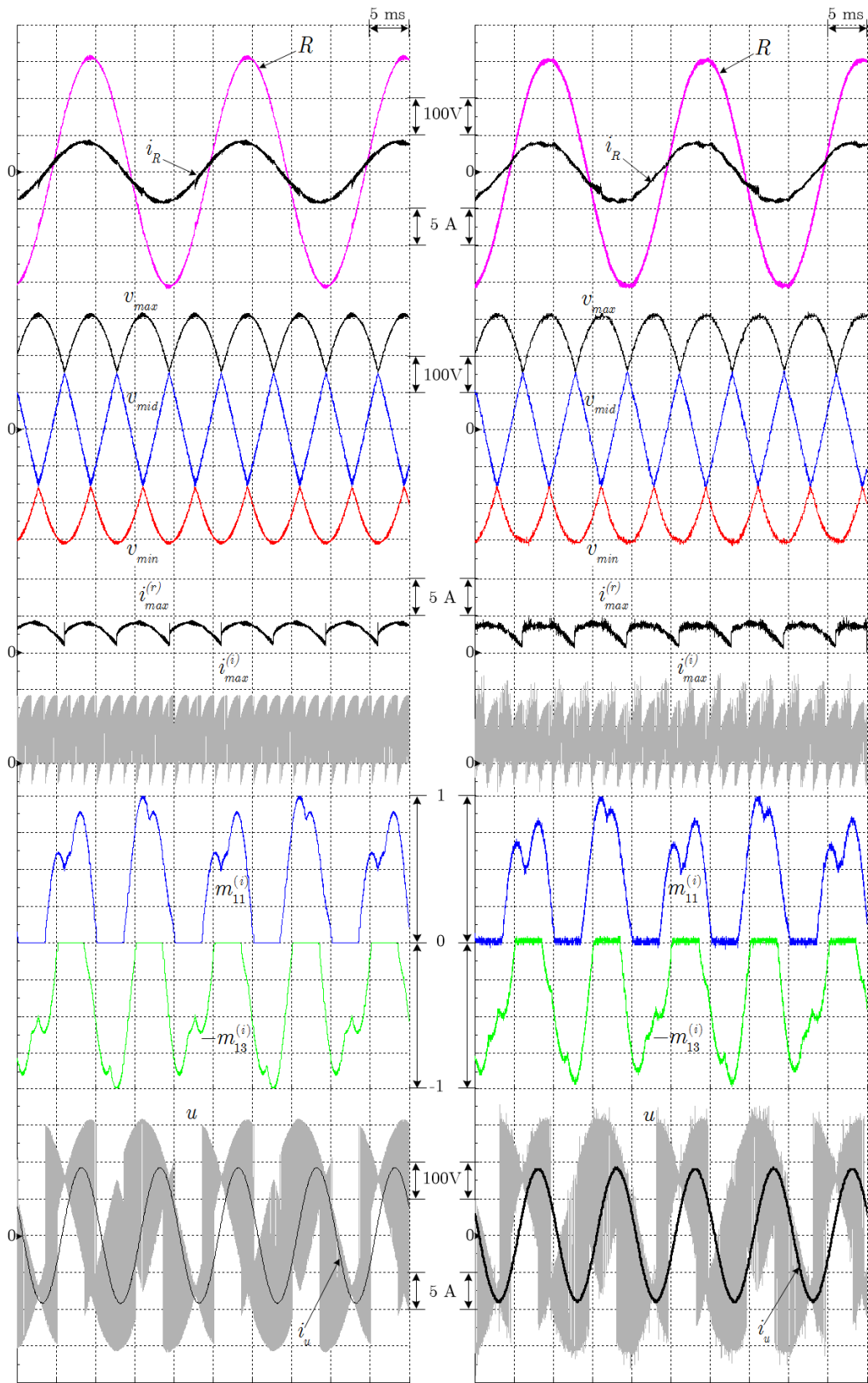
(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.3 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 1

(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

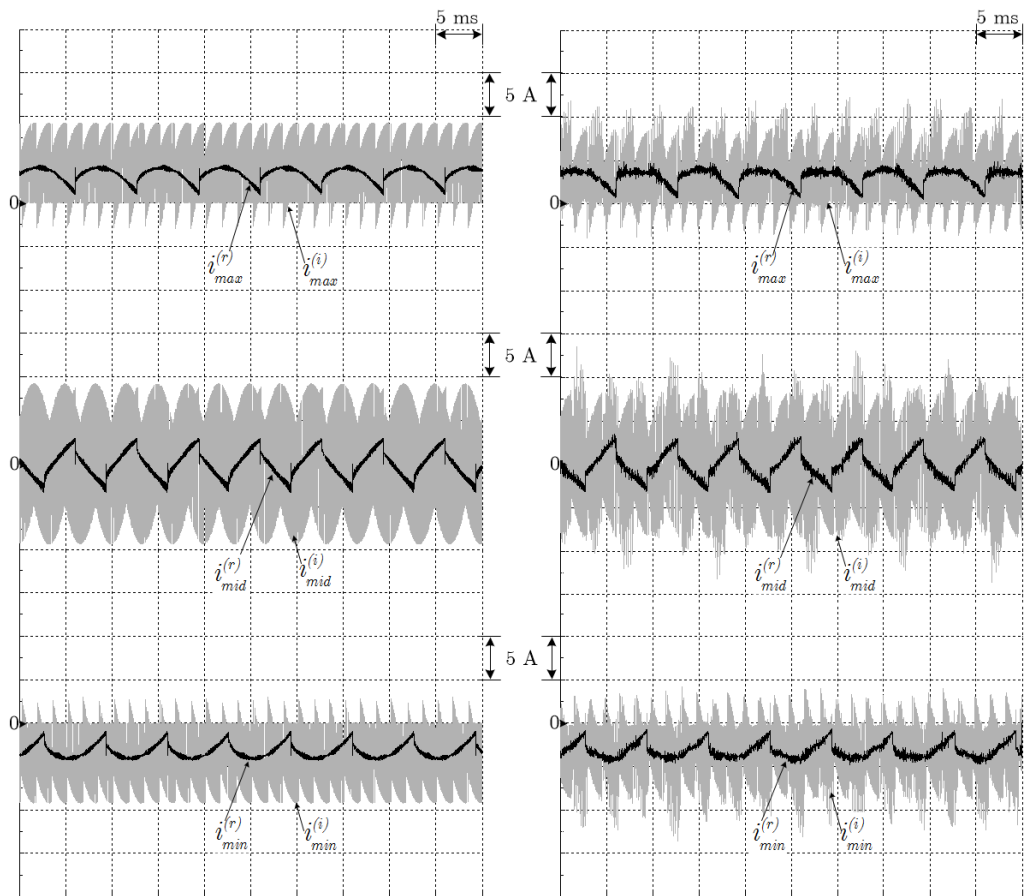
รูปที่ 5.4 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีนี้ 1
เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2



(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.5 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 1

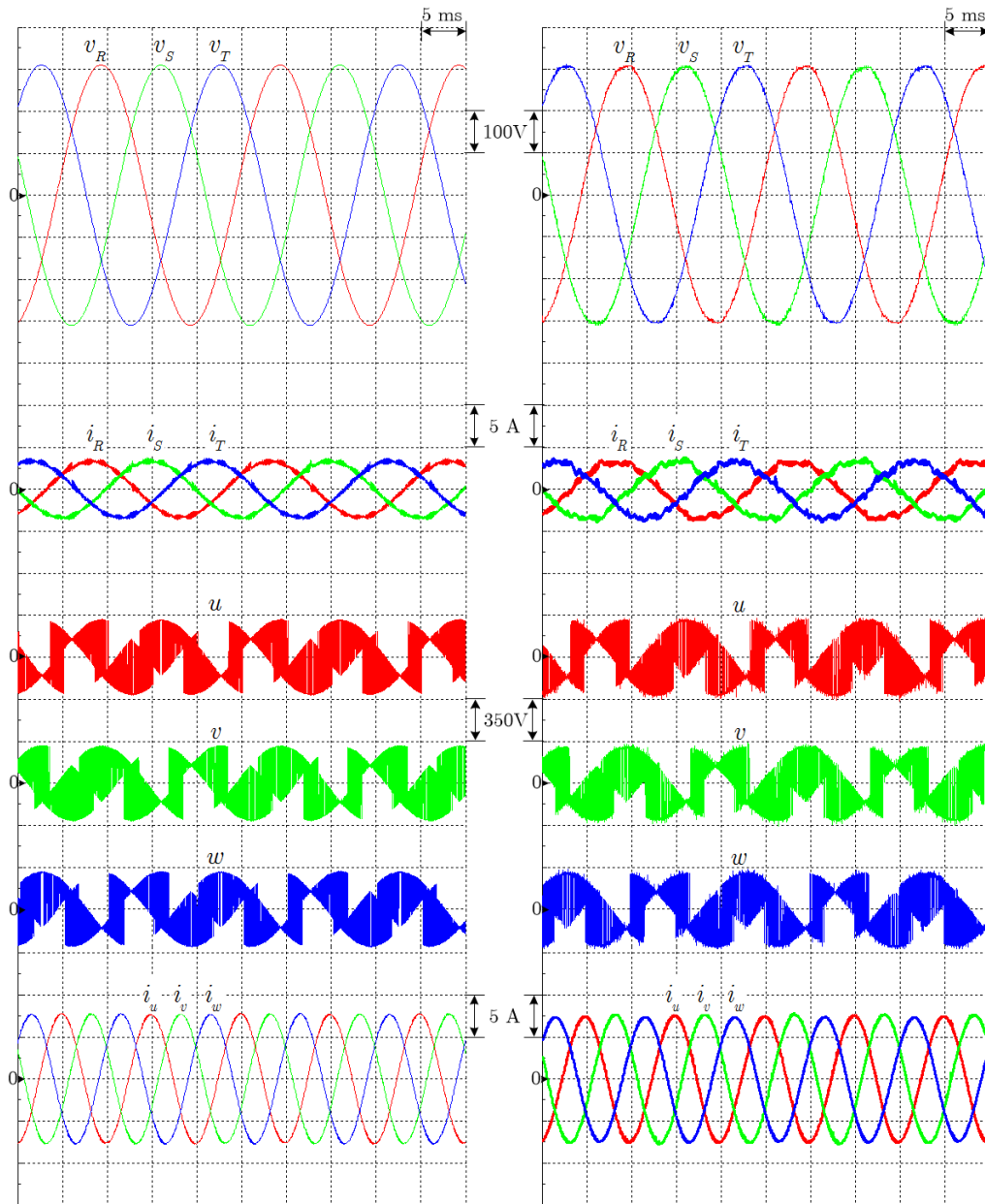


(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.6 รูปคลื่นกระแสที่บัสไฟตรงในกรณีนี้ที่ 1

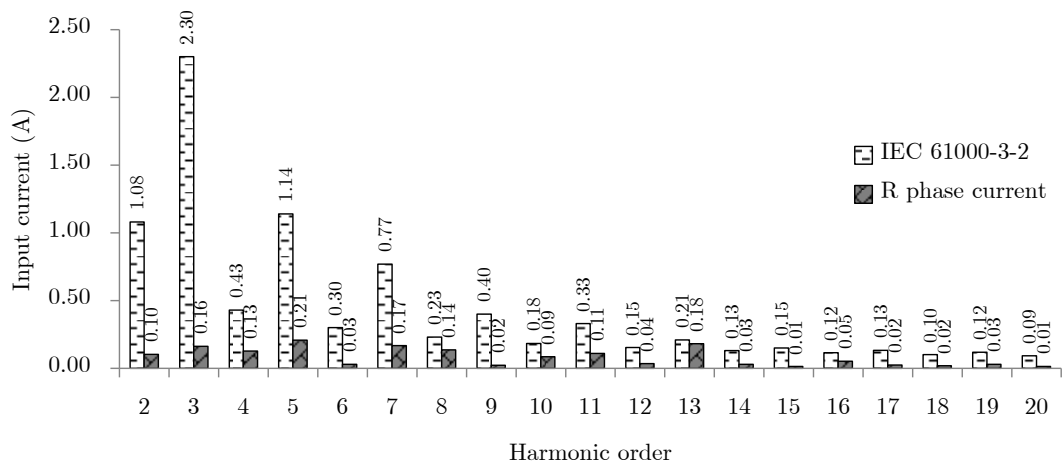
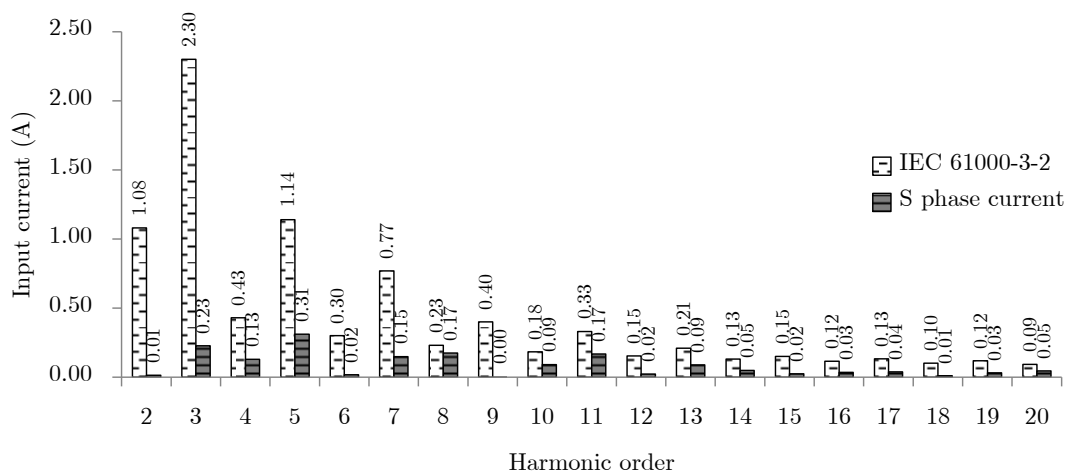
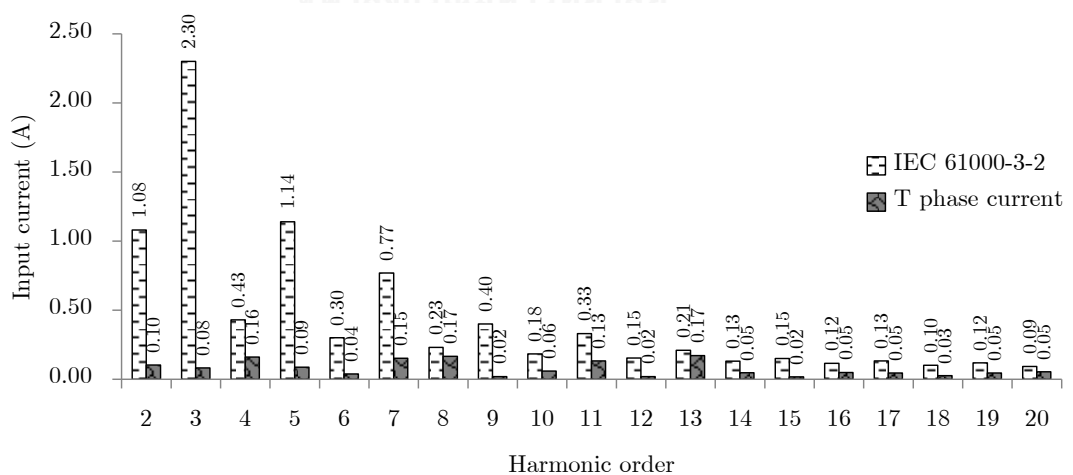
กรณีที่ 2 การทดสอบจ่ายโหลดที่ตัวประกอบกำลังด้านออก 0.5 (60°) แบบนำหน้า



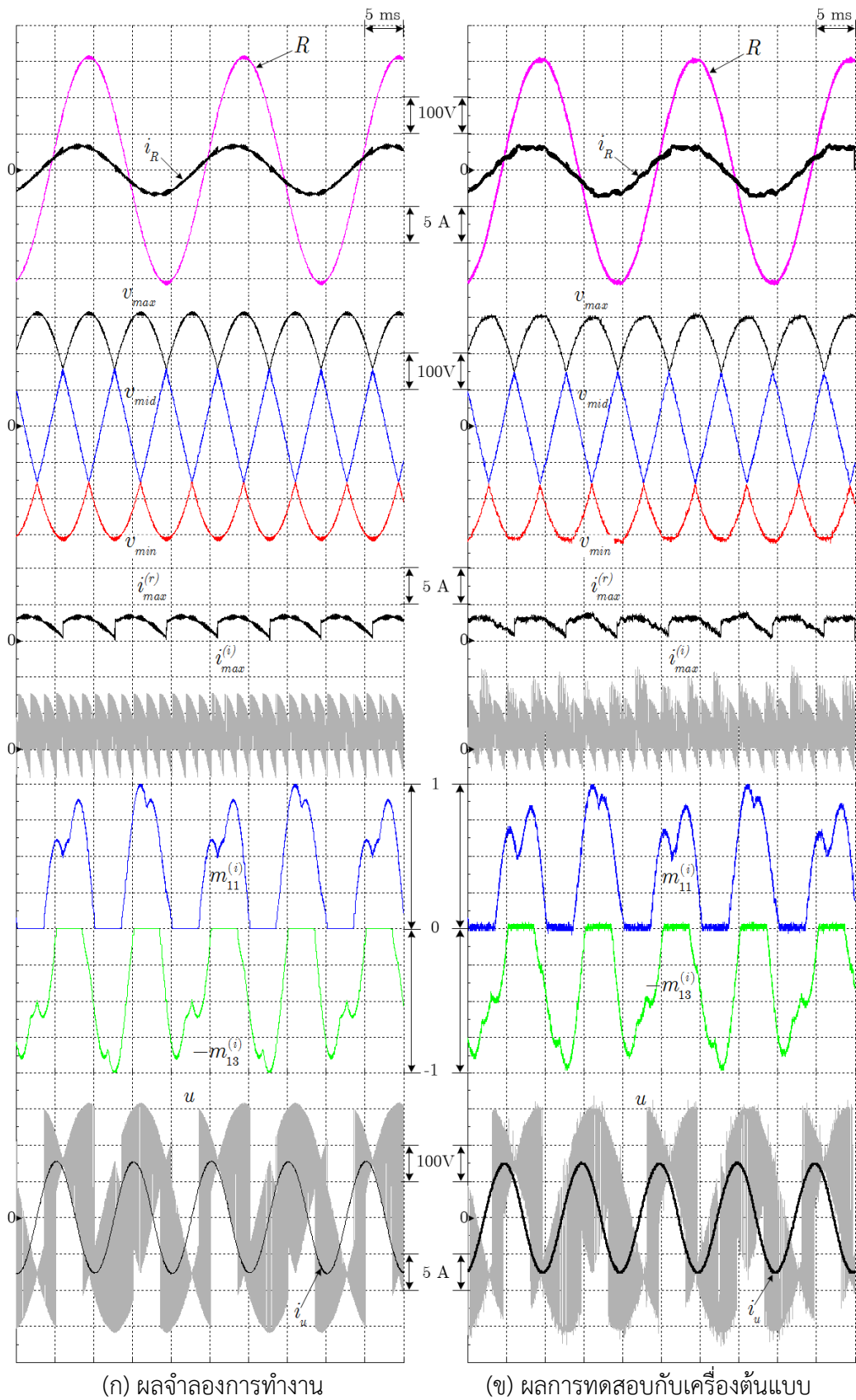
(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

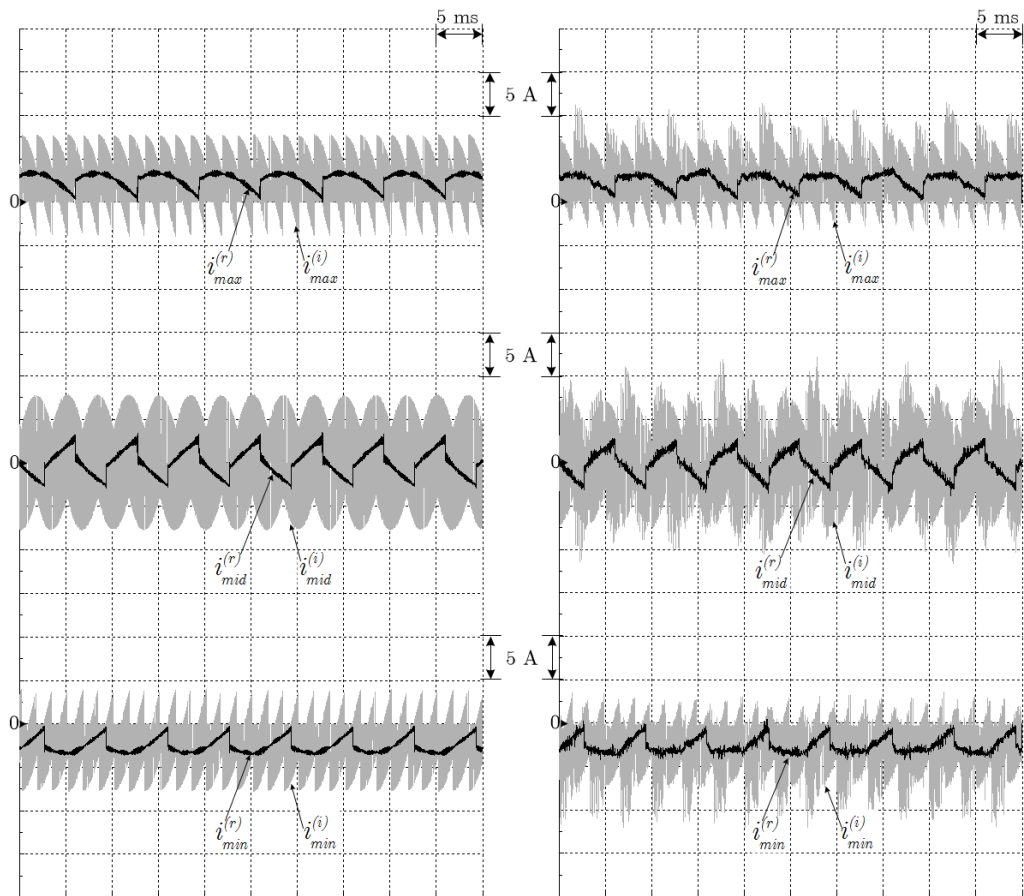
รูปที่ 5.7 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 2

(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

รูปที่ 5.8 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีนี้ 2
เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2



รูปที่ 5.9 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 2



(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.10 รูปคลื่นกระแสที่บัสไฟตรงในกรณีที่ 2

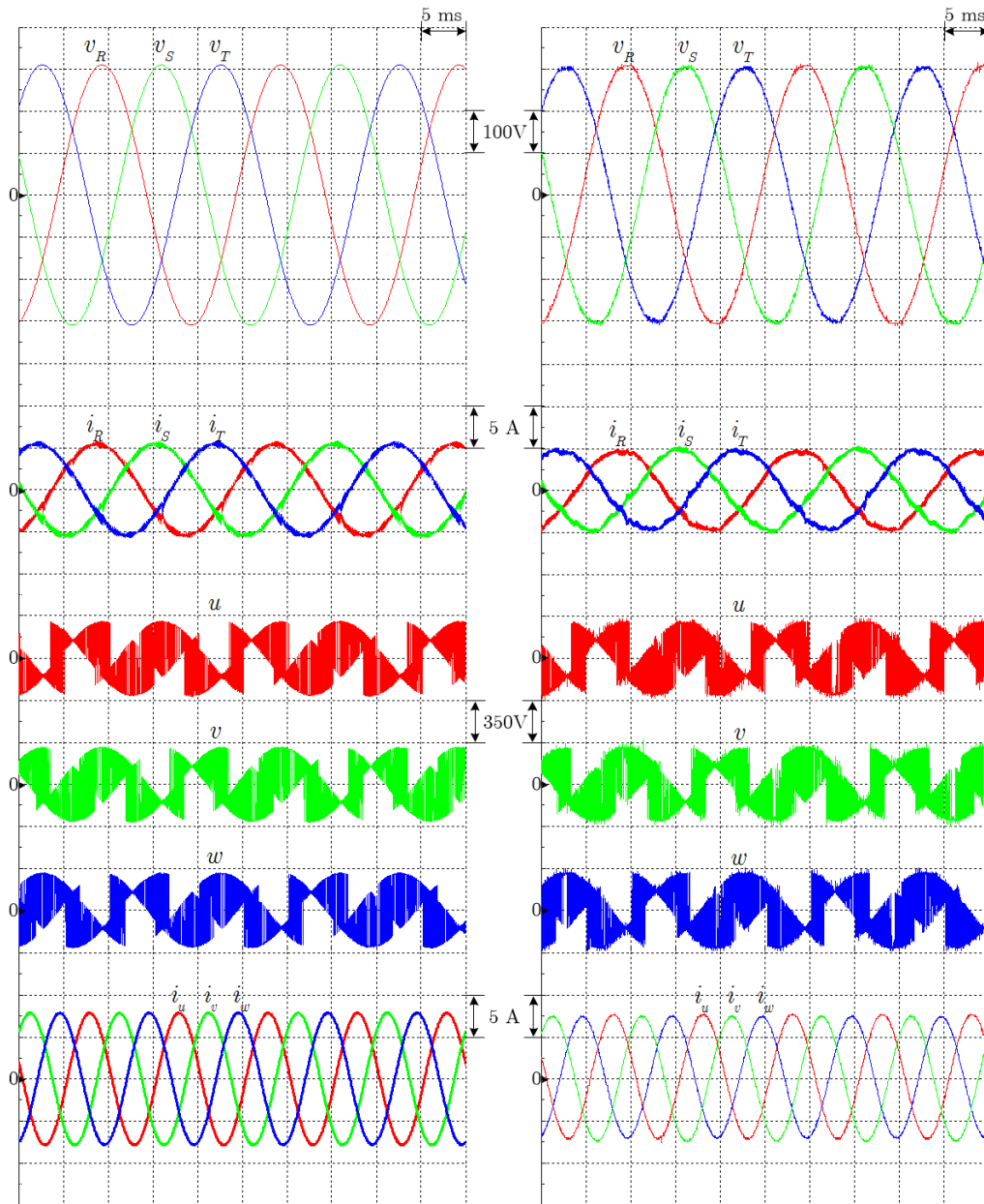
5.2.2 การทดสอบปรับความถี่ด้านออก

รูปที่ 5.11- รูปที่ 5.22 เป็นผลการทดสอบปรับความถี่ด้านออกโดยเริ่มจากความถี่ 100 Hz แล้วลดลงเป็น 75 Hz 50 Hz และ 25 Hz ตามลำดับ โดยคงค่าแรงดันด้านออกไว้ที่ 330 V ผลจำลองการทำงานเปรียบเทียบกับผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบมีความสอดคล้องกัน แสดงให้เห็นว่า คอนเวอร์เตอร์สามารถปรับความถี่ด้านออกได้ตามค่าคำสั่ง

เมื่อพิจารณาปริมาณด้านเข้าและด้านออกในรูปที่ 5.11 รูปที่ 5.14 รูปที่ 5.17 และรูปที่ 5.20 จะเห็นว่า คอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้สอดคล้องกับค่าคำสั่งโดยพิจารณาจากขนาดของกระแสด้านออกทั้ง 4 กรณีสืบเนื่องมาจากแรงดันคำสั่งและอิมพีแดนซ์ของโหลด รวมทั้งคอนเวอร์เตอร์ยังสามารถควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปคลื่นไซน์ได้ในเวลาเดียวกันด้วย โดยสเปกตรัมของกระแสด้านเข้าทั้ง 4 กรณีสอดคล้องกับรูปที่ 5.12 รูปที่ 5.15 รูปที่ 5.18 และรูปที่ 5.21 ผลวิเคราะห์ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าเปรียบเทียบกับค่าตามมาตรฐาน IEC-6100-3-2 จะเห็นว่าปริมาณฮาร์มอนิกอันดับที่ 2 ถึง 20 ต่ำกว่าค่าตามที่มาตรฐานกำหนด

เมื่อพิจารณาปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 5.13 รูปที่ 5.16 รูปที่ 5.19 และรูปที่ 5.22 จะเห็นว่า รูปคลื่นฟังก์ชันการมอดูเลตของวงจรรีโวลูชัน ($m_{11}^{(i)}$ และ $m_{13}^{(i)}$) จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ด้านออกและยังคงให้รูปแบบการสวิตช์เป็นแบบซัฟเดียว 2 เฟสและซัฟคู่ 1 เฟสเช่นเดิม นอกจากนี้อีกประเด็นที่น่าสนใจคือ จากรูปคลื่นกระแสด้านบัสบนของบัสไฟตรง จะเห็นว่า มีบางช่วงเวลาที่กระแสบัสบน ($i_{max}^{(i)}$) ด้านวงจรรีโวลูชันจะมีขนาดสูงกว่ากระแสด้านออก กระแสดังกล่าวเกิดจากกระแสย้อนกลับในช่วงเวลาฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse recovery time) ของไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ไอจีบีที (Anti-parallel diode) กระแสย้อนกลับจะไหลในบางจังหวะที่สวิตช์ไอจีบีทีของวงจรรีโวลูชันมีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ การจำลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ไม่ได้จำลองพฤติกรรมดังกล่าวด้วย จึงไม่เห็นค่ากระแสย้อนกลับในผลจำลองการทำงาน

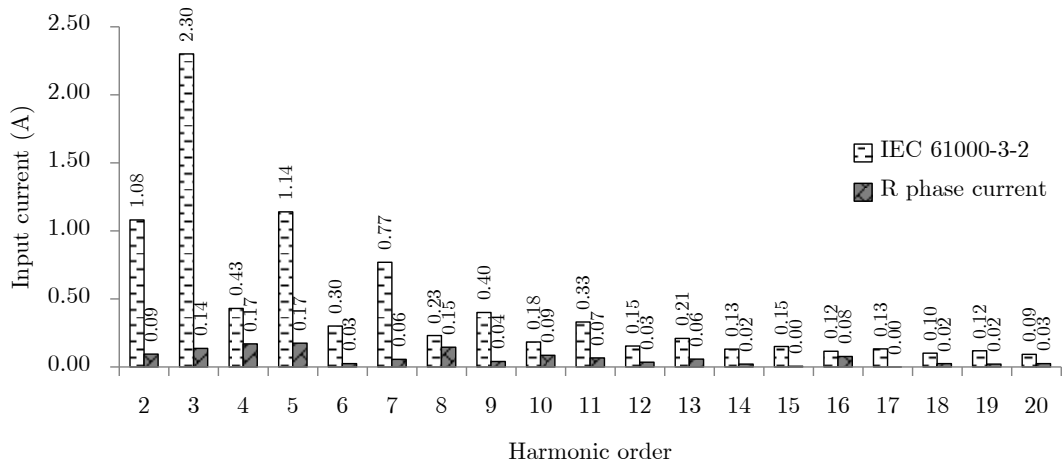
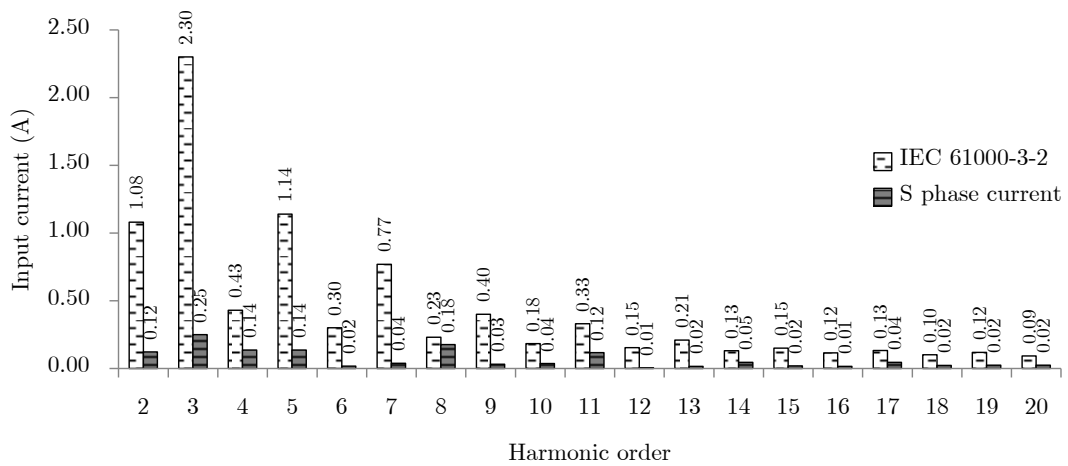
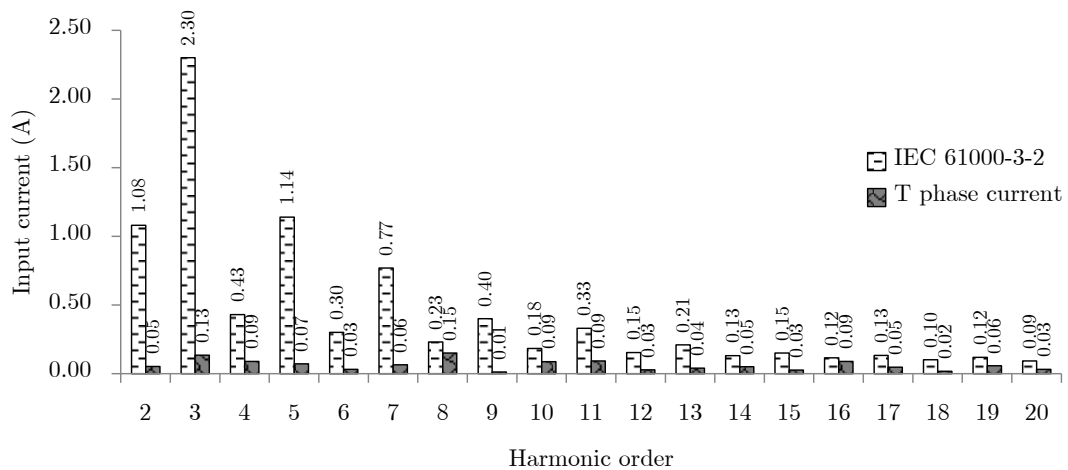
กรณีที่ 3 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 330 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.866) ความถี่ด้านออก 100 Hz



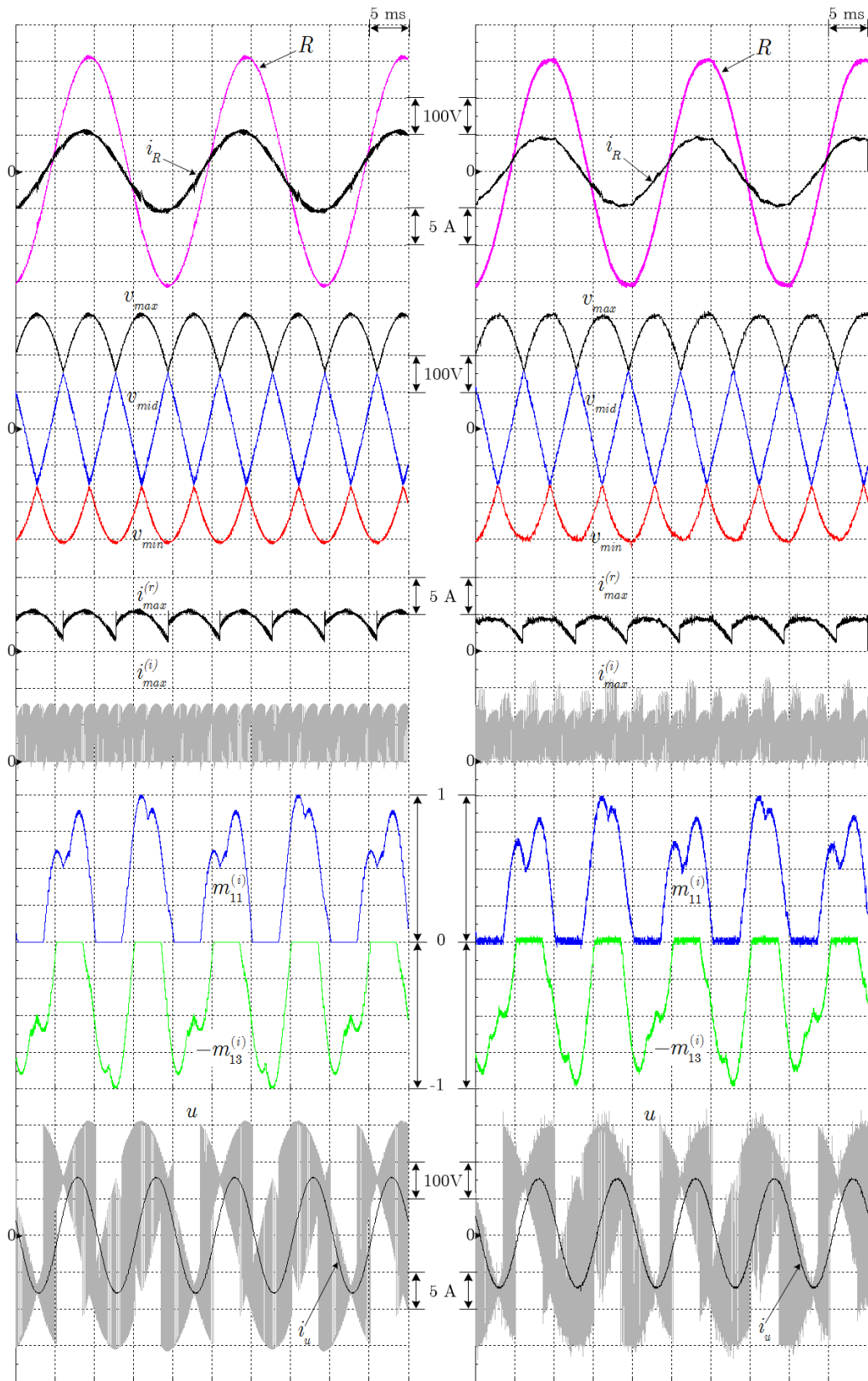
(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.11 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 3

(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

รูปที่ 5.12 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 3
เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2

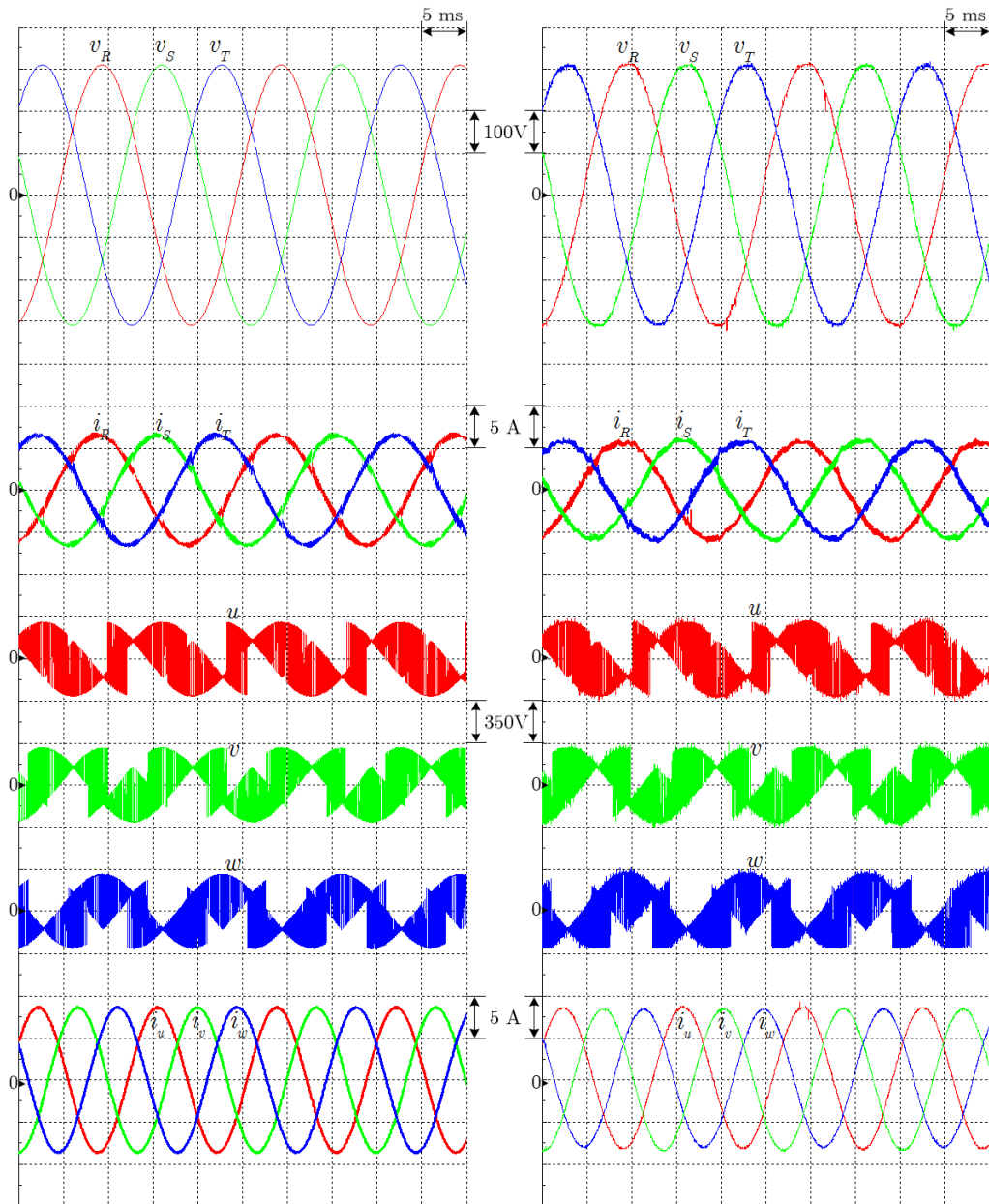


(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.13 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 3

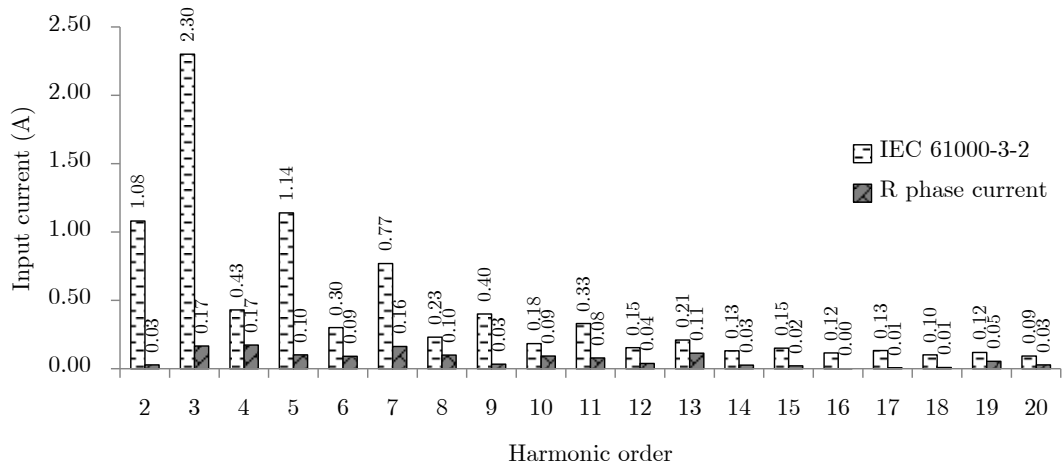
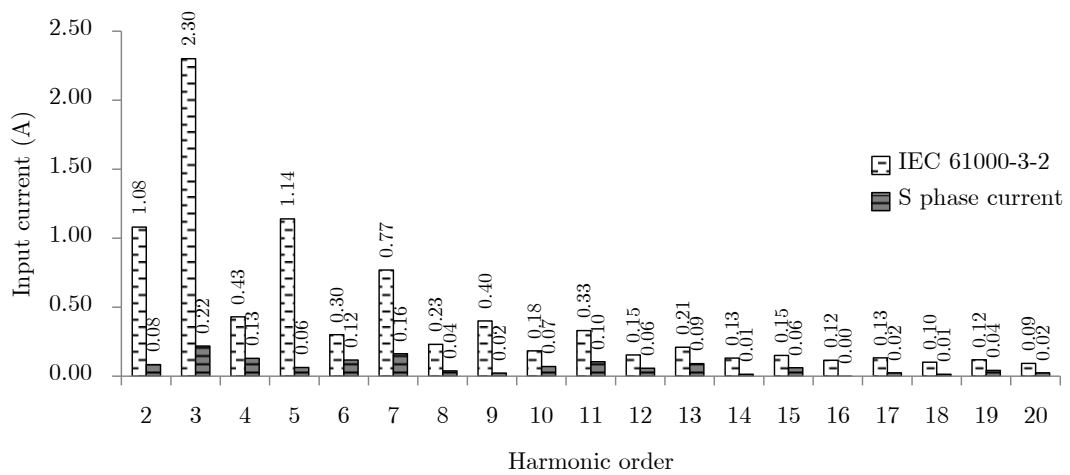
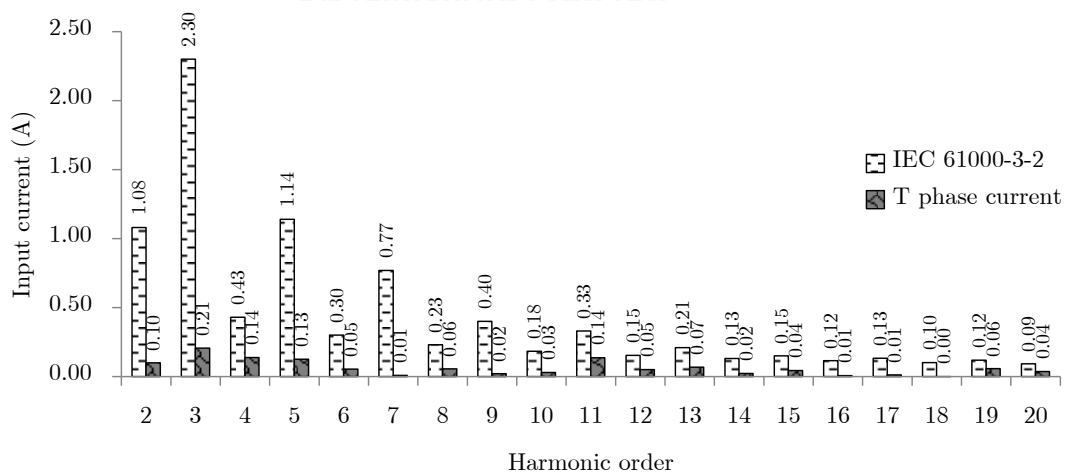
กรณีที่ 4 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 330 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.866) ความถี่ด้านออก 75 Hz



(ก) ผลจำลองการทำงาน

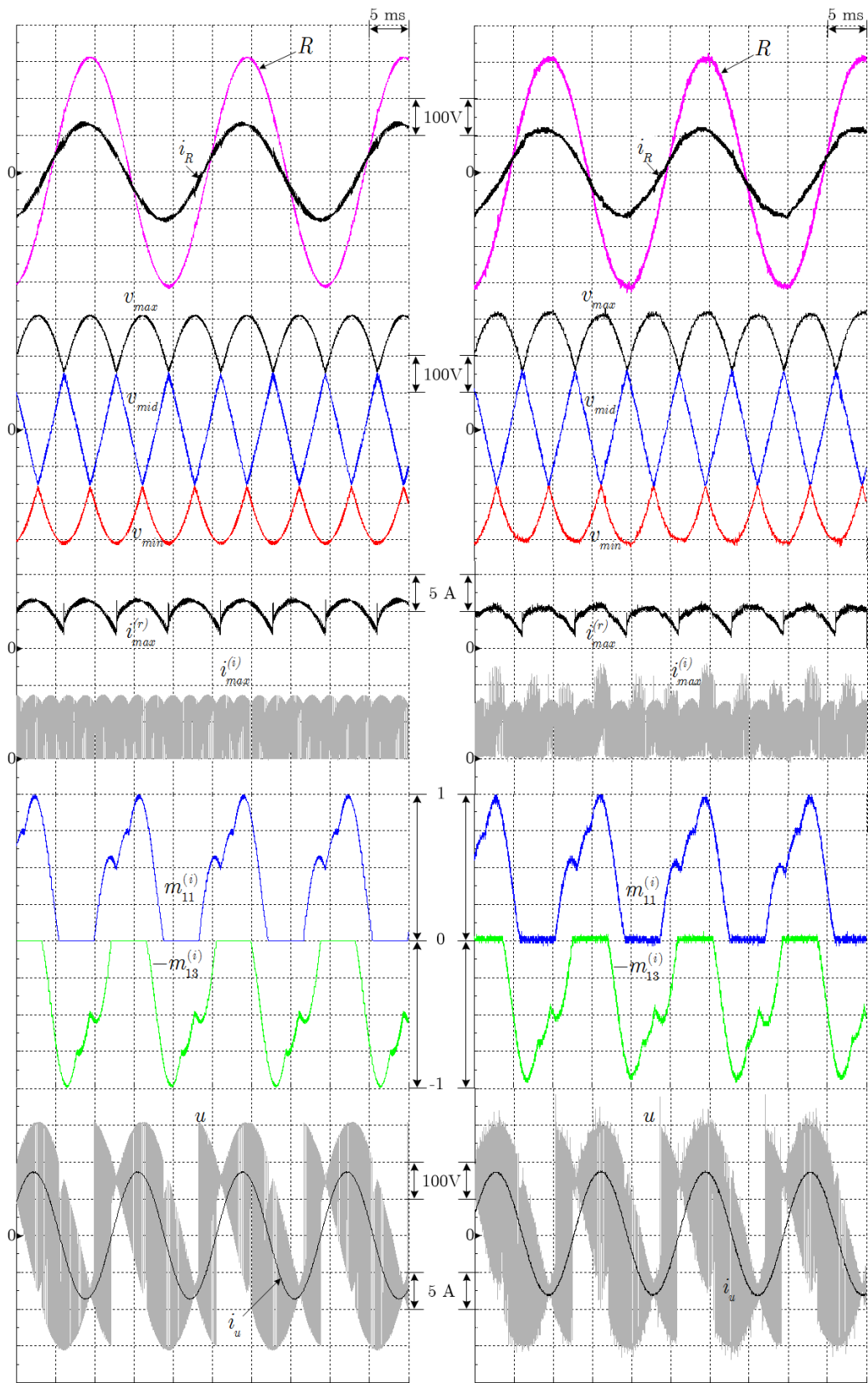
(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.14 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 4

(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

รูปที่ 5.15 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณี 4

เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2

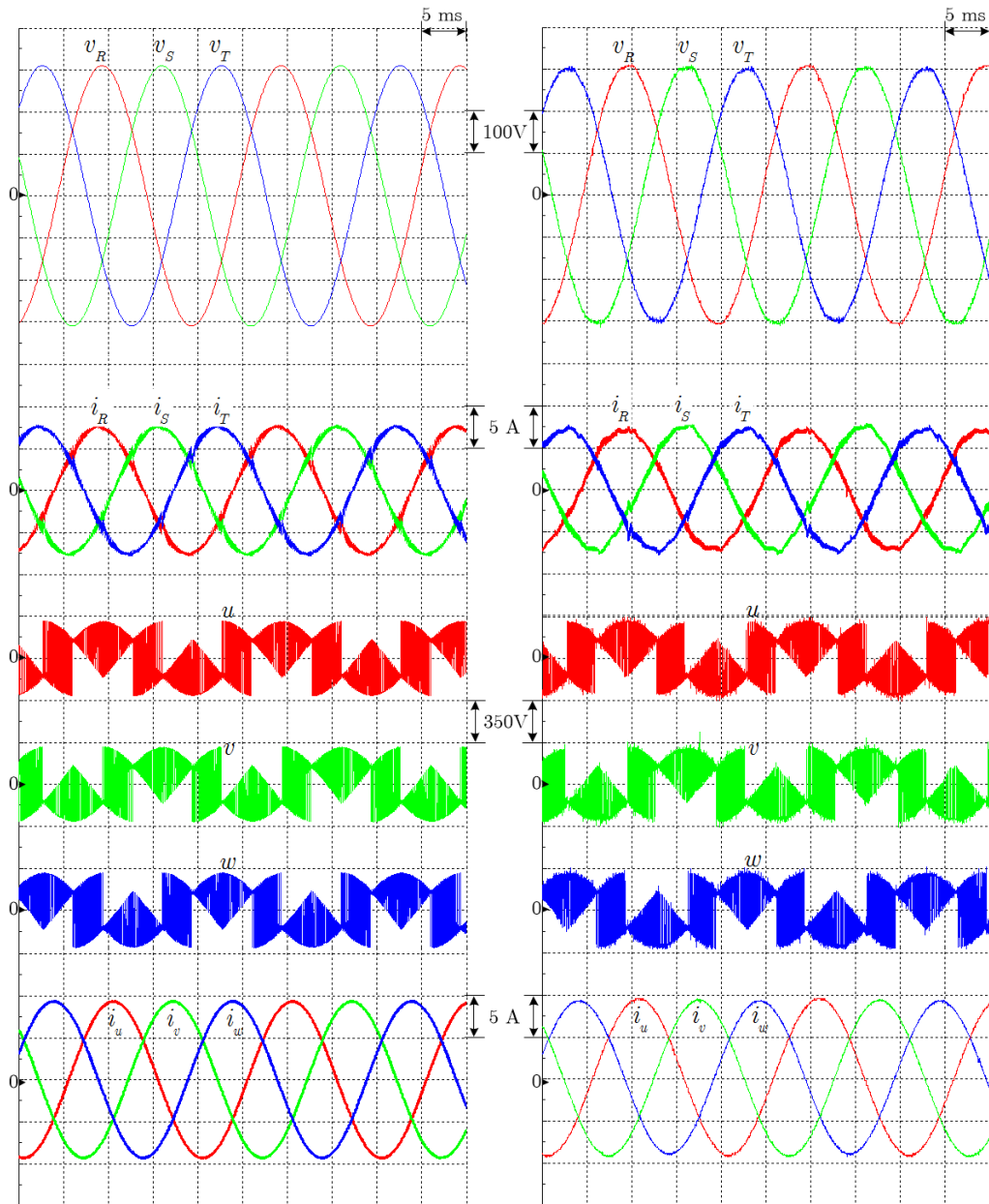


(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.16 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 4

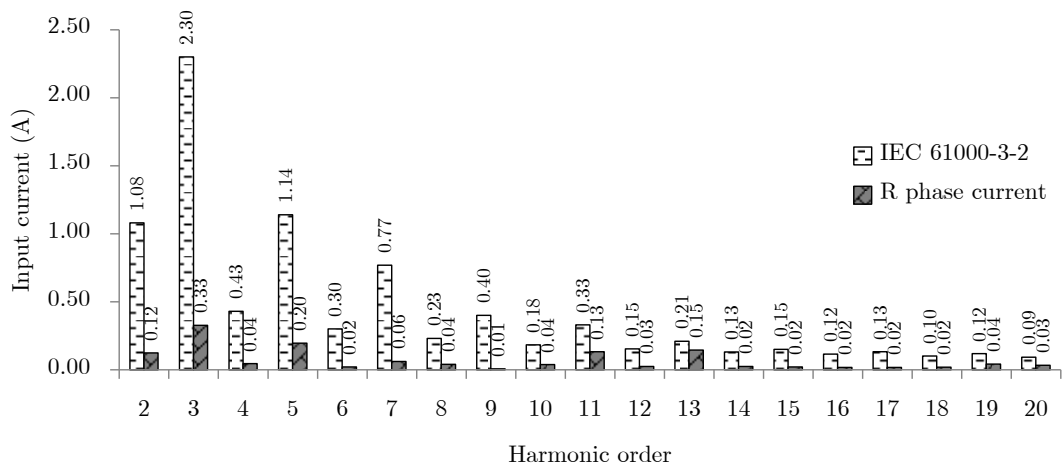
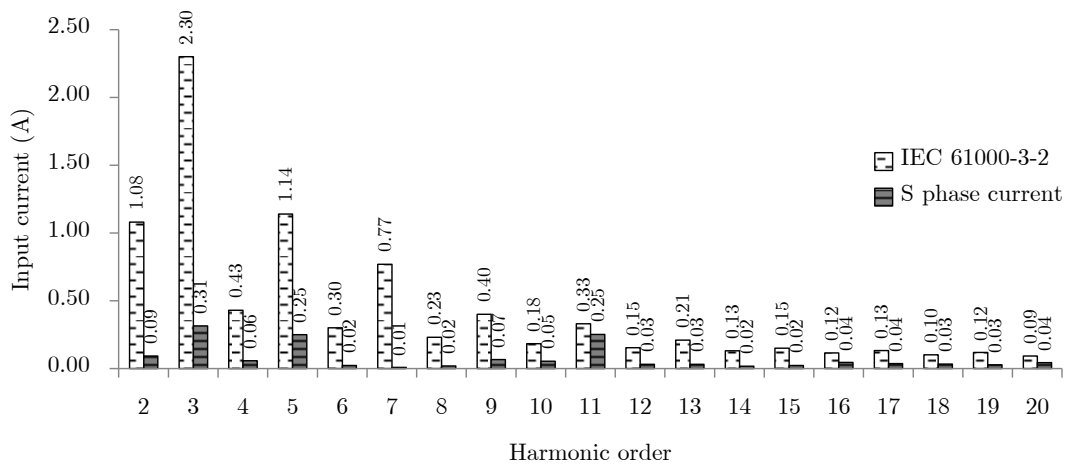
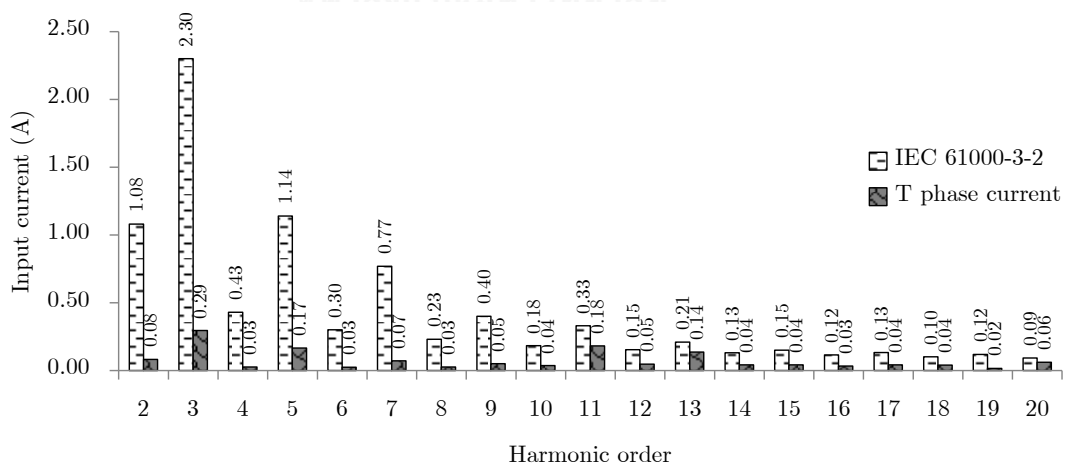
กรณีที่ 5 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 330 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.866) ความถี่ด้านออก 50 Hz



(ก) ผลจำลองการทำงาน

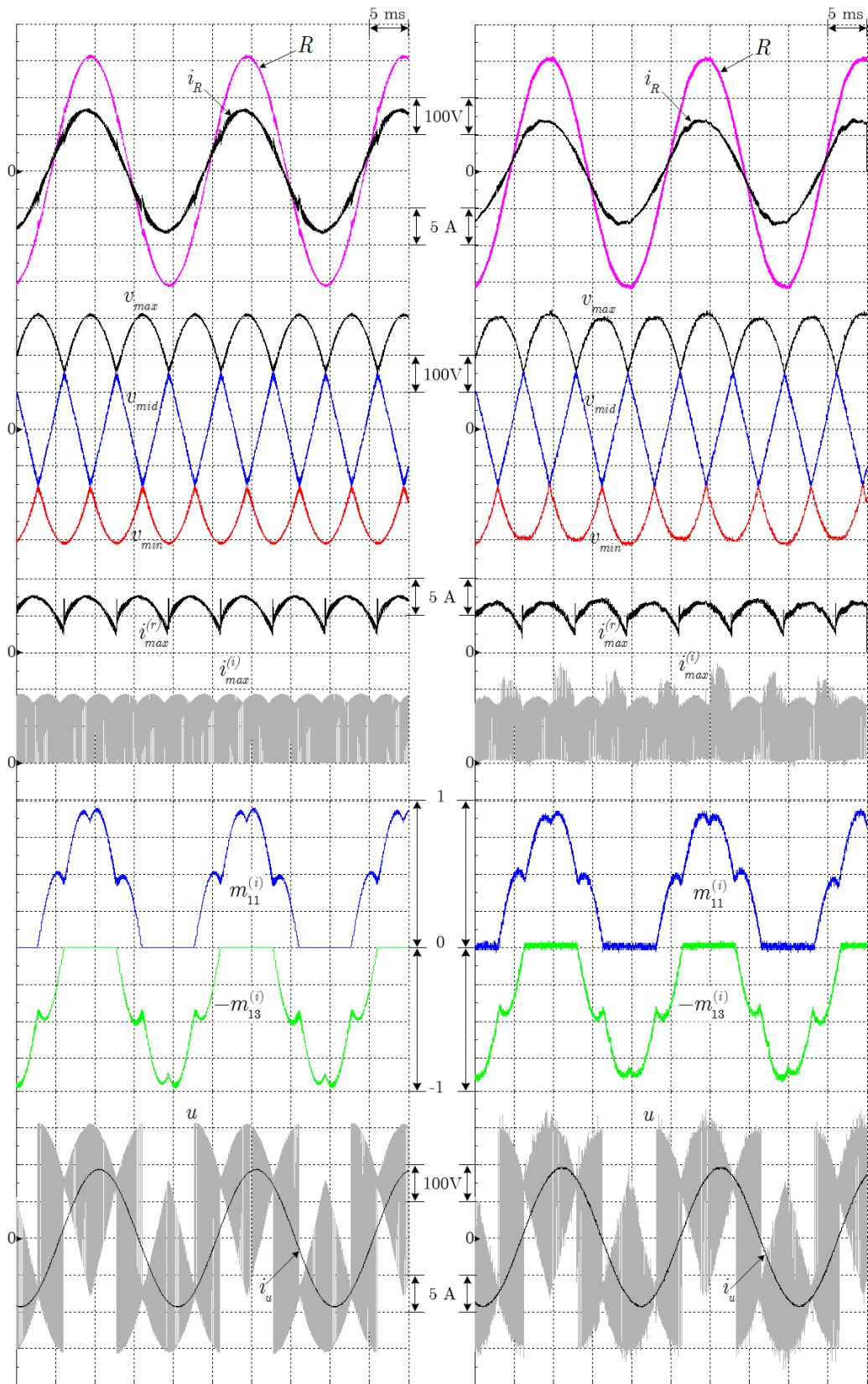
(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.17 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 5

(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

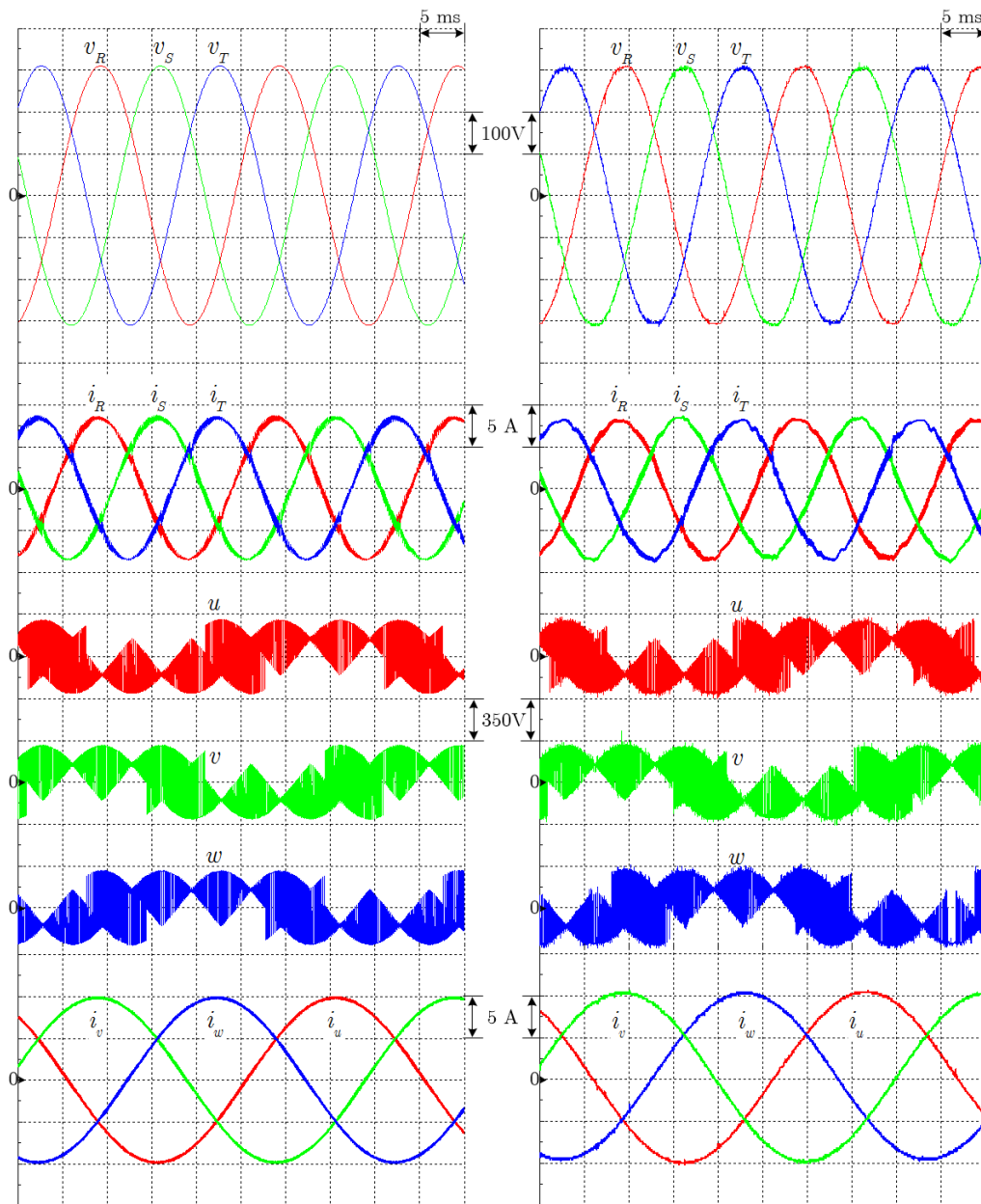
รูปที่ 5.18 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่มี 5

เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2



รูปที่ 5.19 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 5

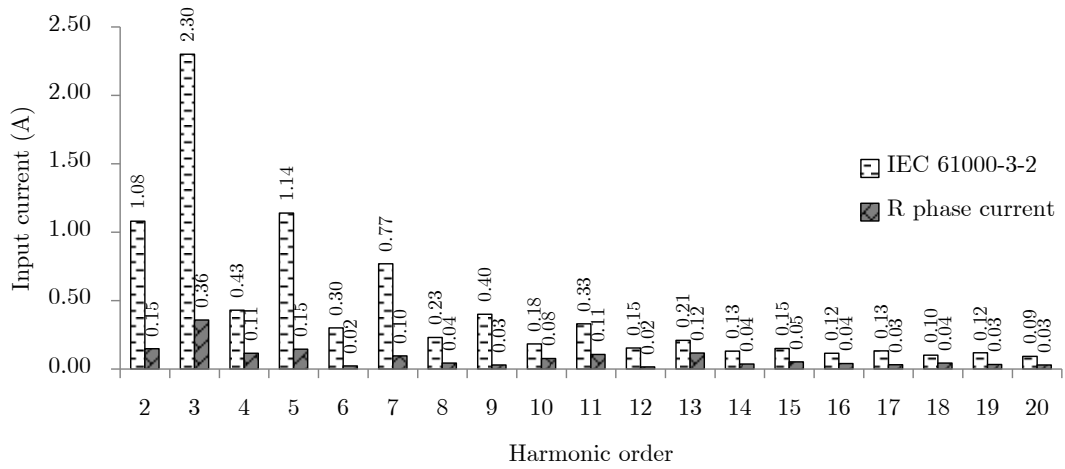
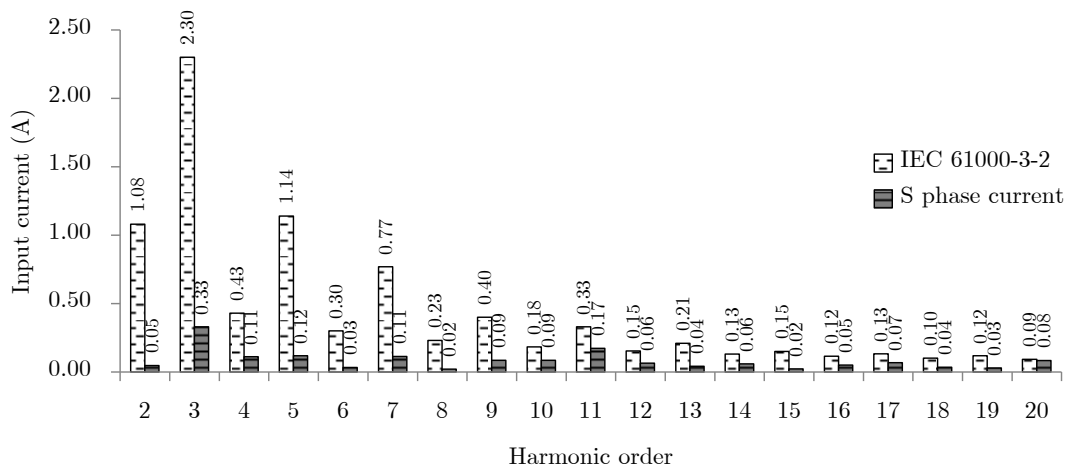
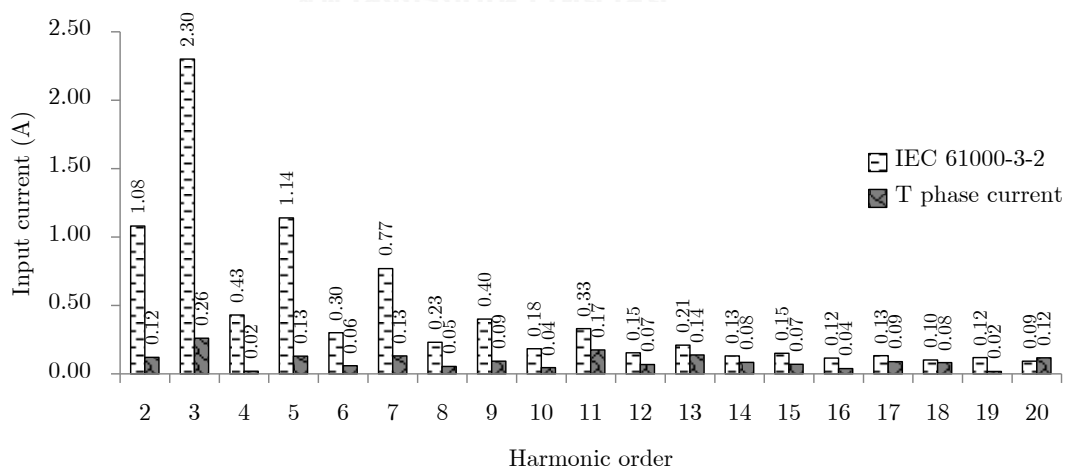
กรณีที่ 6 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 330 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.866) ความถี่ด้านออก 25 Hz



(ก) ผลจำลองการทำงาน

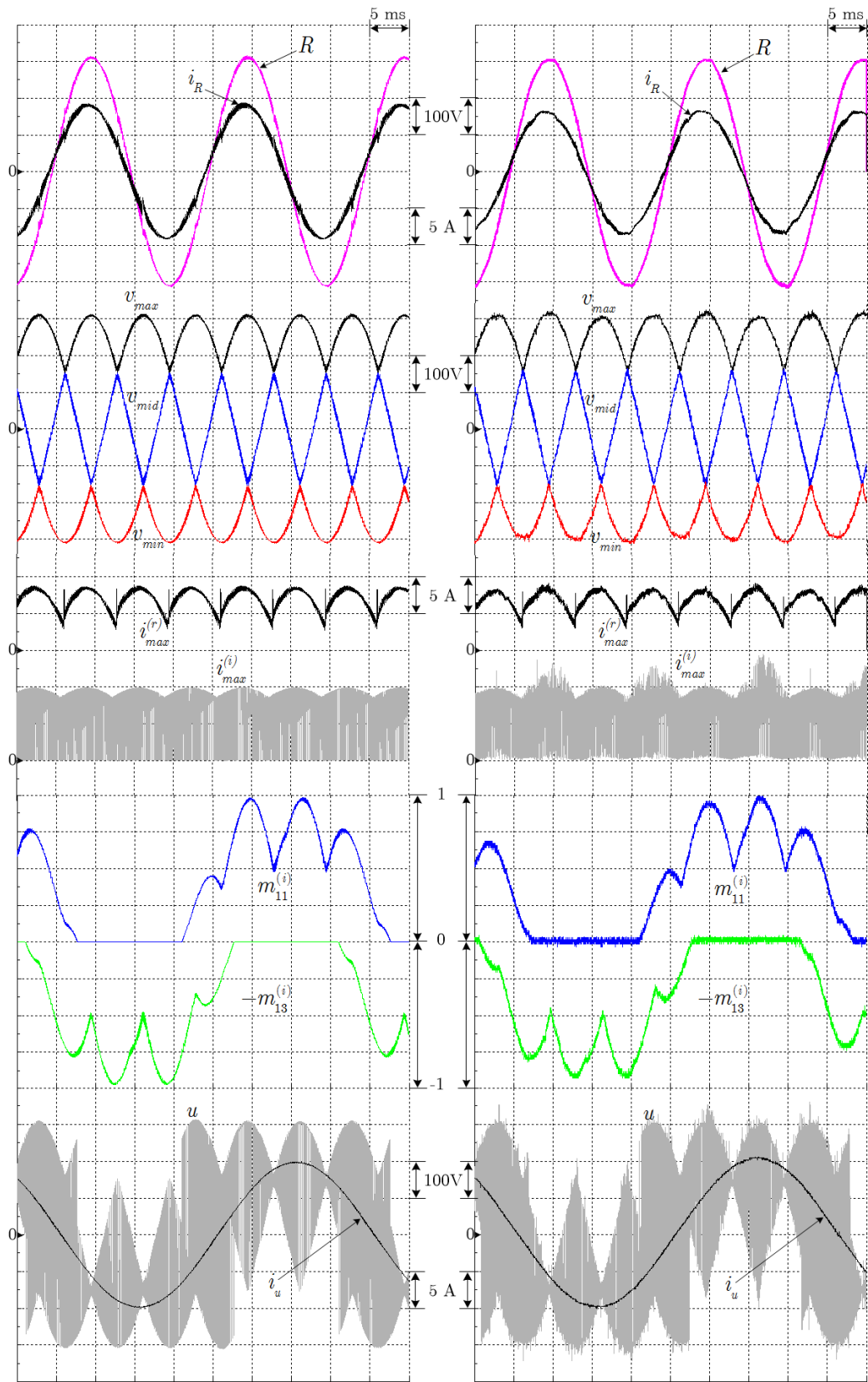
(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.20 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 6

(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

รูปที่ 5.21 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 6

เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2



(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.22 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 6

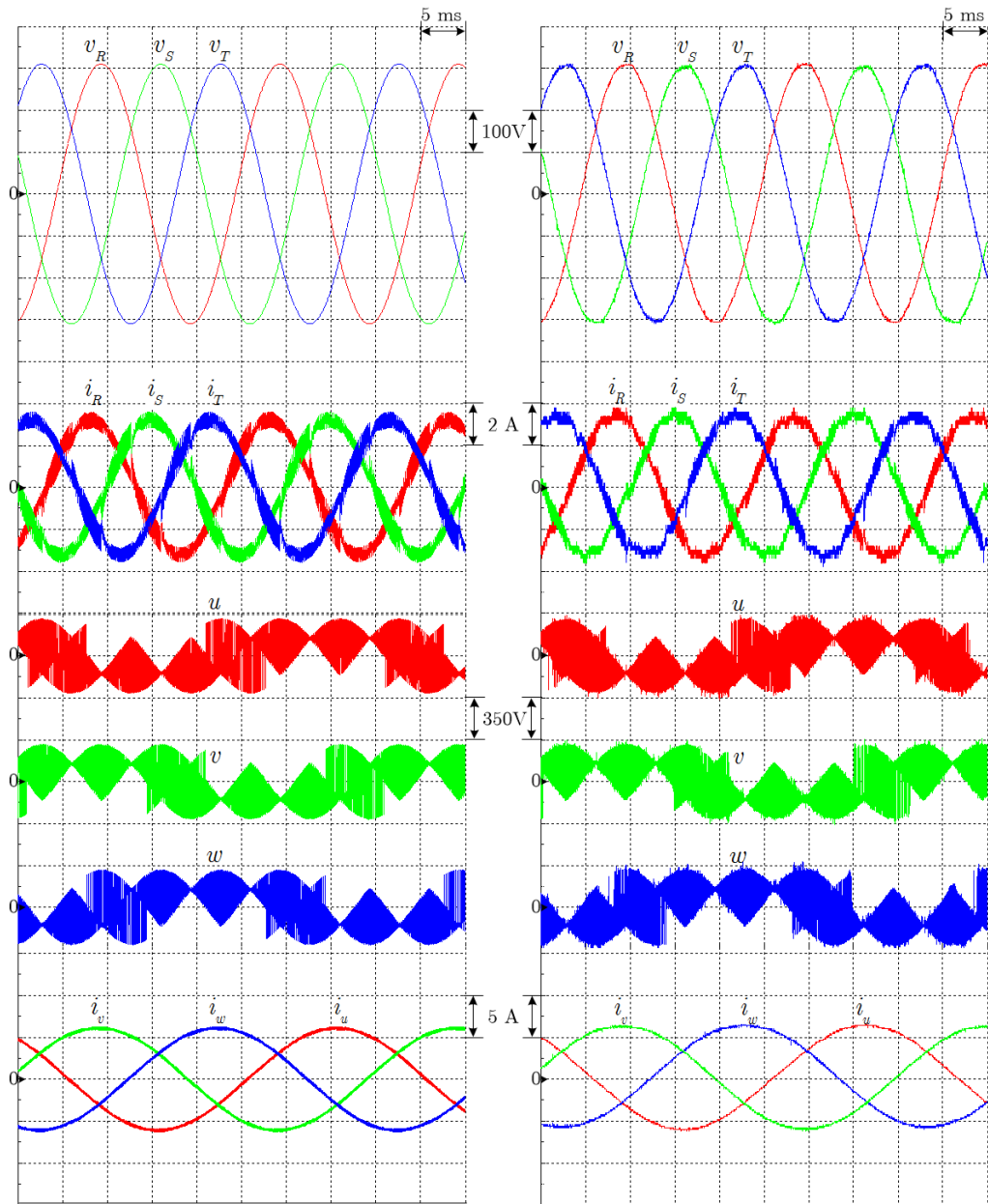
5.2.3 การทดสอบปรับขนาดแรงดันด้านออก

ผลการทดสอบปรับขนาดแรงดันด้านออกดังแสดงในรูปที่ 5.23 - รูปที่ 5.28 เราทดลองปรับลดขนาดแรงดันระหว่างเฟสด้านออกกลางจาก 330 V ในกรณีที่ 6 เหลือ 190 V ในกรณีที่ 7 และ 114 V ในกรณีที่ 8 โดยคงความถี่ด้านออก 25 Hz ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบที่ได้ถือว่าสอดคล้องกับผลจำลองการทำงาน คอนเวอร์เตอร์สามารถปรับขนาดของแรงดันด้านออกได้ตามต้องการตั้งแต่ดัชนีการมอดูเลตเป็น 0.866 ลงมาถึง 0.3 ทั้งนี้ดัชนีการมอดูเลต 0.866 ถือเป็นค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ในทางทฤษฎี

จากผลการทดสอบในกรณีที่ 7 ที่เงื่อนไขแรงดันระหว่างเฟสด้านออกเป็น 190 V ในรูปที่ 5.23 คอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้อย่างถูกต้องตามค่าคำสั่งพร้อมกับควบคุมกระแสด้านเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์ได้ในเวลาเดียวกัน ผลวิเคราะห์ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าต่ำกว่าค่าตามมาตรฐาน IEC-6100-3-2 ดังแสดงในรูปที่ 5.24 เนื่องจากแรงดันด้านออกของกรณีที่ 7 ต่ำกว่ากรณีที่ 6 ทำให้มีกำลังจริงไหลในระบบลดลง ในขณะที่กำลังรีแอกทีฟของชุดตัวเก็บประจุมีเท่าเดิม ส่งผลให้กระแสด้านเข้ามีเฟสหน้าหน้าแรงดันด้านเข้าของคอนเวอร์เตอร์มากขึ้นด้วย โดยสังเกตได้จากรูปคลื่นกระแส (i_R) ในรูปที่ 5.25 ของกรณีที่ 7 เปรียบเทียบกับรูปที่ 5.22 ของกรณีที่ 6

เมื่อเราลดขนาดแรงดันระหว่างเฟสด้านออกเหลือ 114 V ในกรณีที่ 8 คอนเวอร์เตอร์ก็ยังสามารถสร้างแรงดันด้านออกได้ตามค่าคำสั่งโดยตรวจสอบจากกระแสด้านออกยังคงเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีขนาดสอดคล้องกับแรงดันค่าคำสั่งและอิมพีแดนส์ของโหลด แต่ในกรณีนี้กระแสด้านเข้า (i_R, i_S, i_T) จะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ดังแสดงในรูปที่ 5.26 ผลวิเคราะห์ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าในรูปที่ 5.27 แสดงให้เห็นว่า ฮาร์มอนิกอันดับที่ 13, 17 และ 19 เกินค่าที่กำหนดไว้ในมาตรฐาน IEC-6100-3-2 กำลังจริงที่ไหลในระบบในกรณีที่ 8 จะมีค่าน้อยมากจนกระแสด้านเข้าจะมีมุมเฟสหน้าหน้าแรงดันด้านเข้ามากกว่า 30° โดยพิจารณาจากรูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านเข้าเฟส R ในรูปที่ 5.28 ของกรณีที่ 8 กระแสมีเฟสหน้าหน้าแรงดันด้านเข้าประมาณ 48° คิดเป็นตัวประกอบกำลังด้านเข้า 0.68 แบบนำหน้า ไดโอดที่ใช้เชื่อมต่อับสับและบัลลัสกับด้านเข้าจึงไม่สามารถนำกระแสได้ในบางช่วงเวลา กระแสับสับ ($i_{max}^{(r)}$) และกระแสบัลลัส ($i_{min}^{(r)}$) ของบัสไฟตรงด้านวงจรเรียงกระแสจะไหลอย่างไม่ต่อเนื่อง

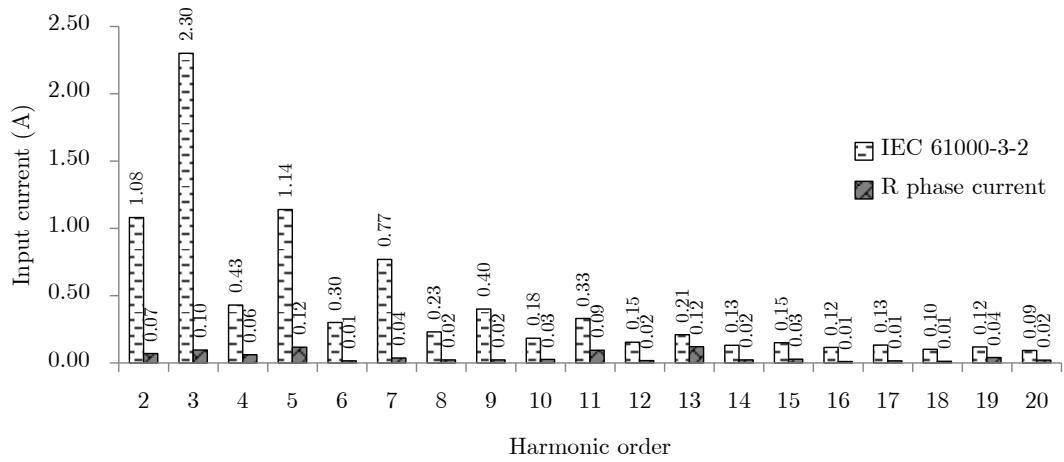
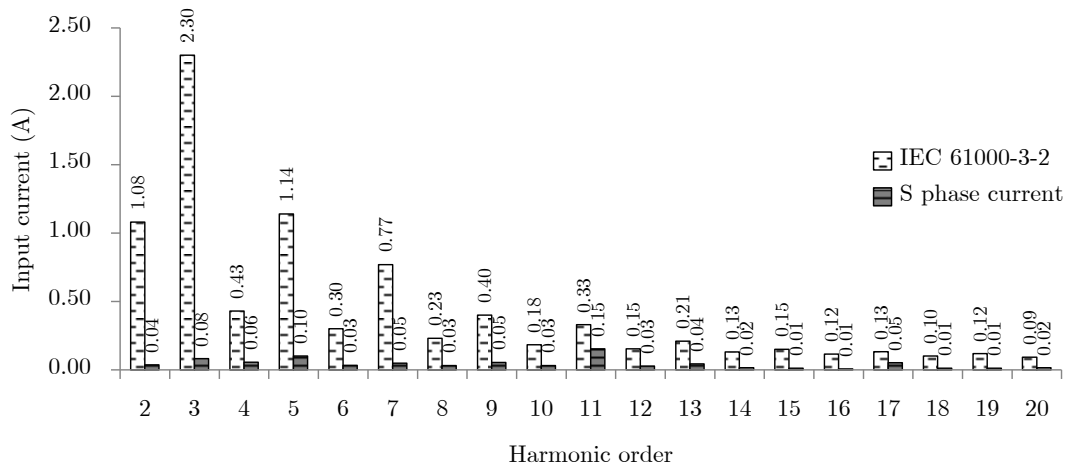
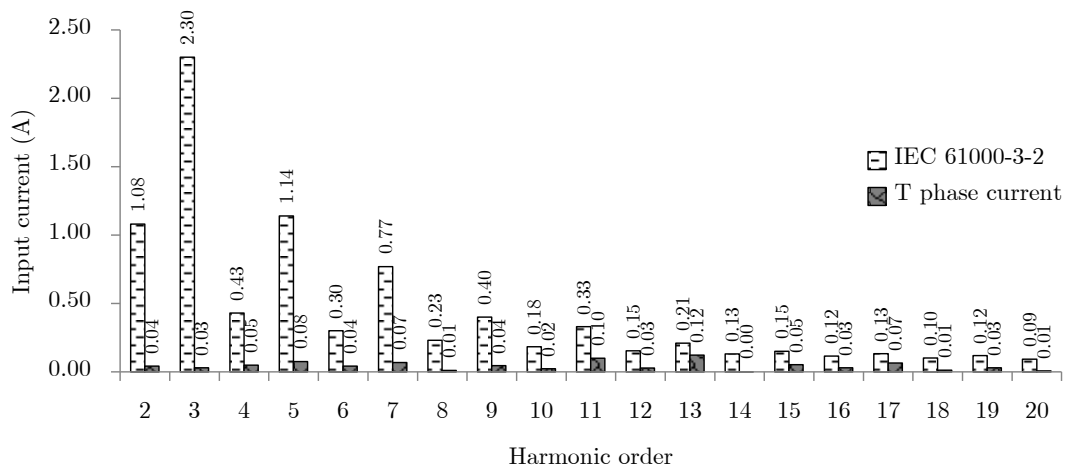
กรณีที่ 7 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 190 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.5) ความถี่ด้านออก 25 Hz



(ก) ผลจำลองการทำงาน

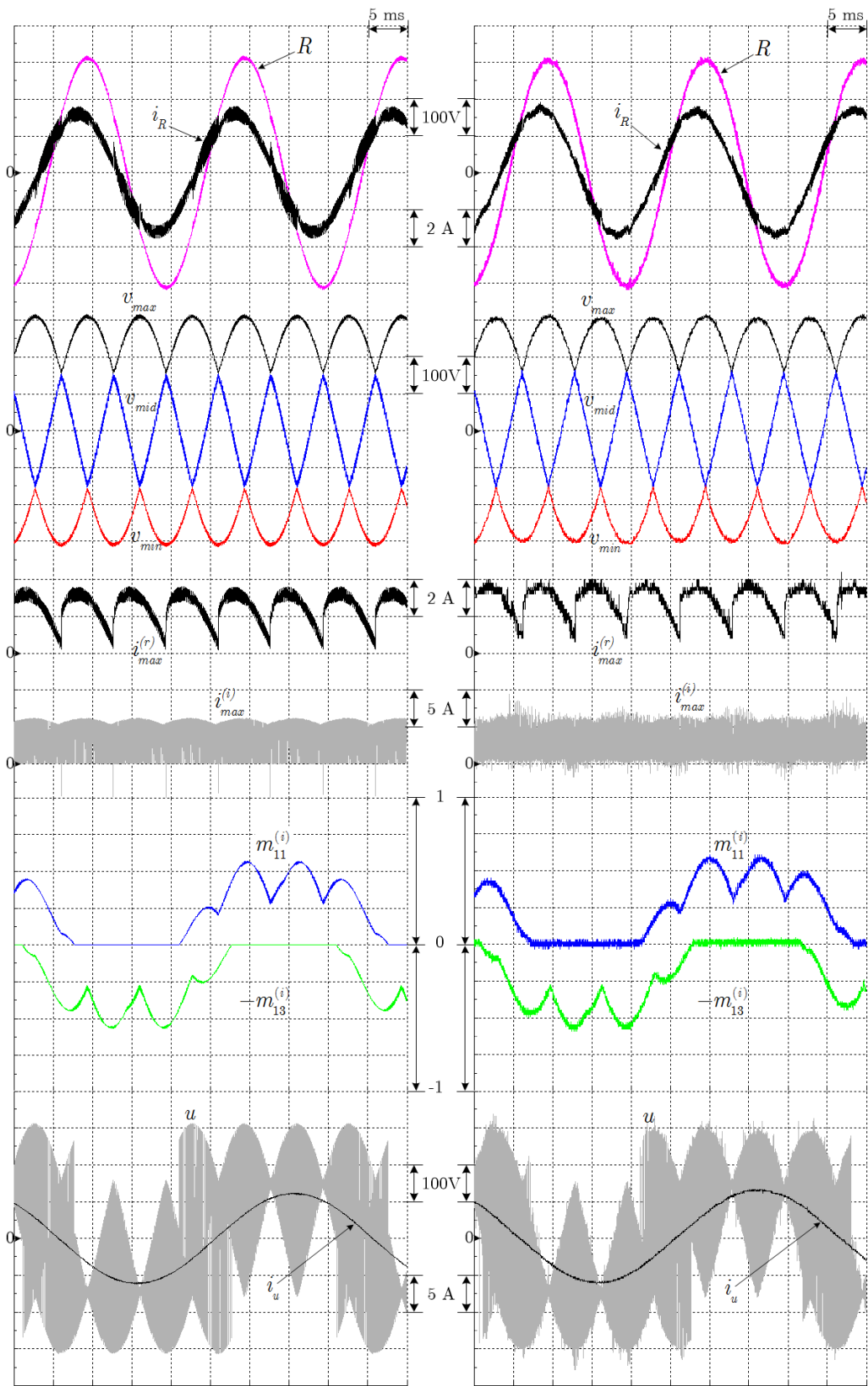
(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.23 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 7

(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

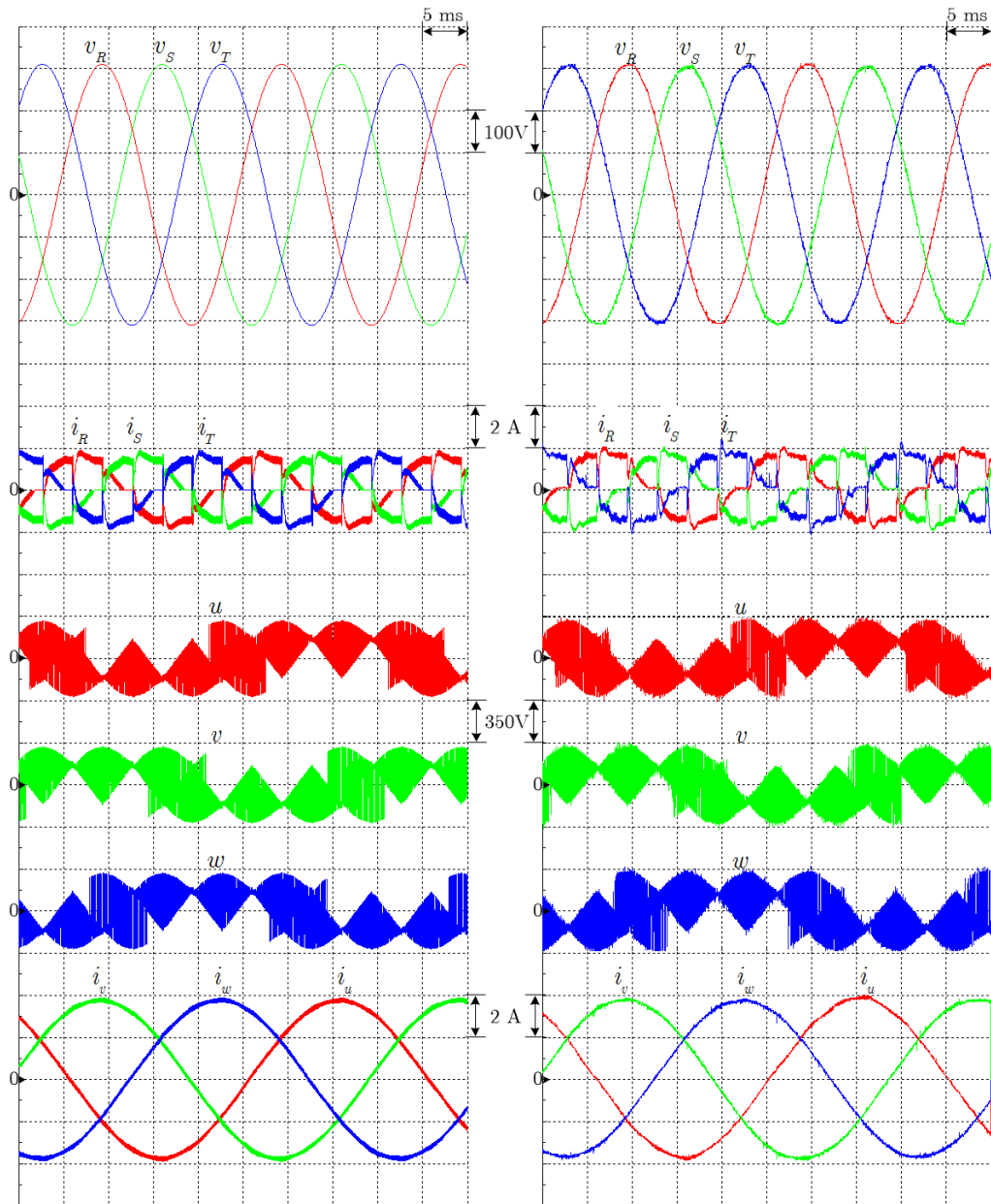
รูปที่ 5.24 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณี 7

เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2



รูปที่ 5.25 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 7

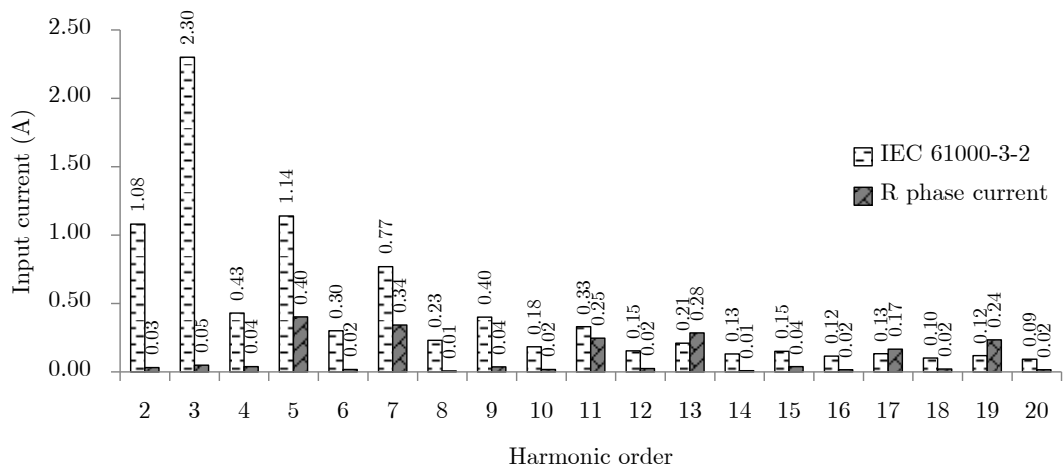
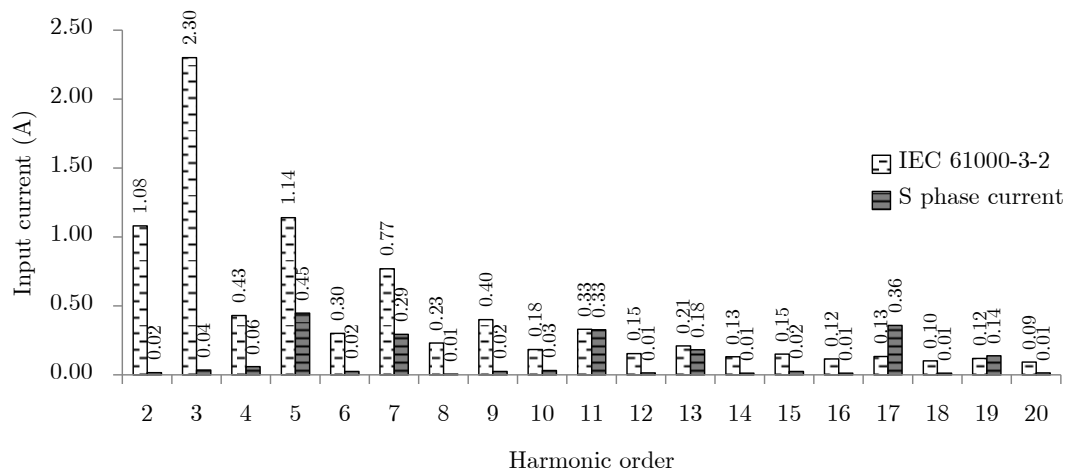
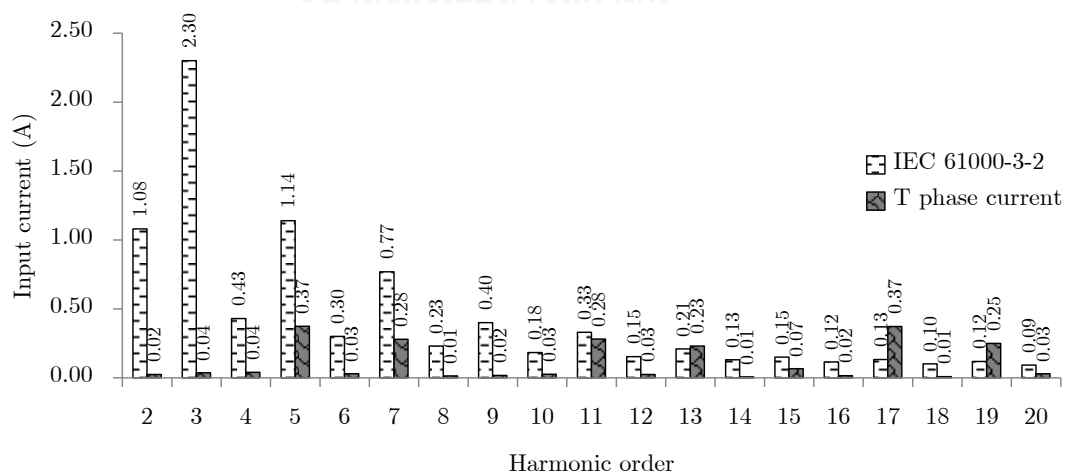
กรณีที่ 8 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 114 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.3) ความถี่ด้านออก 25 Hz



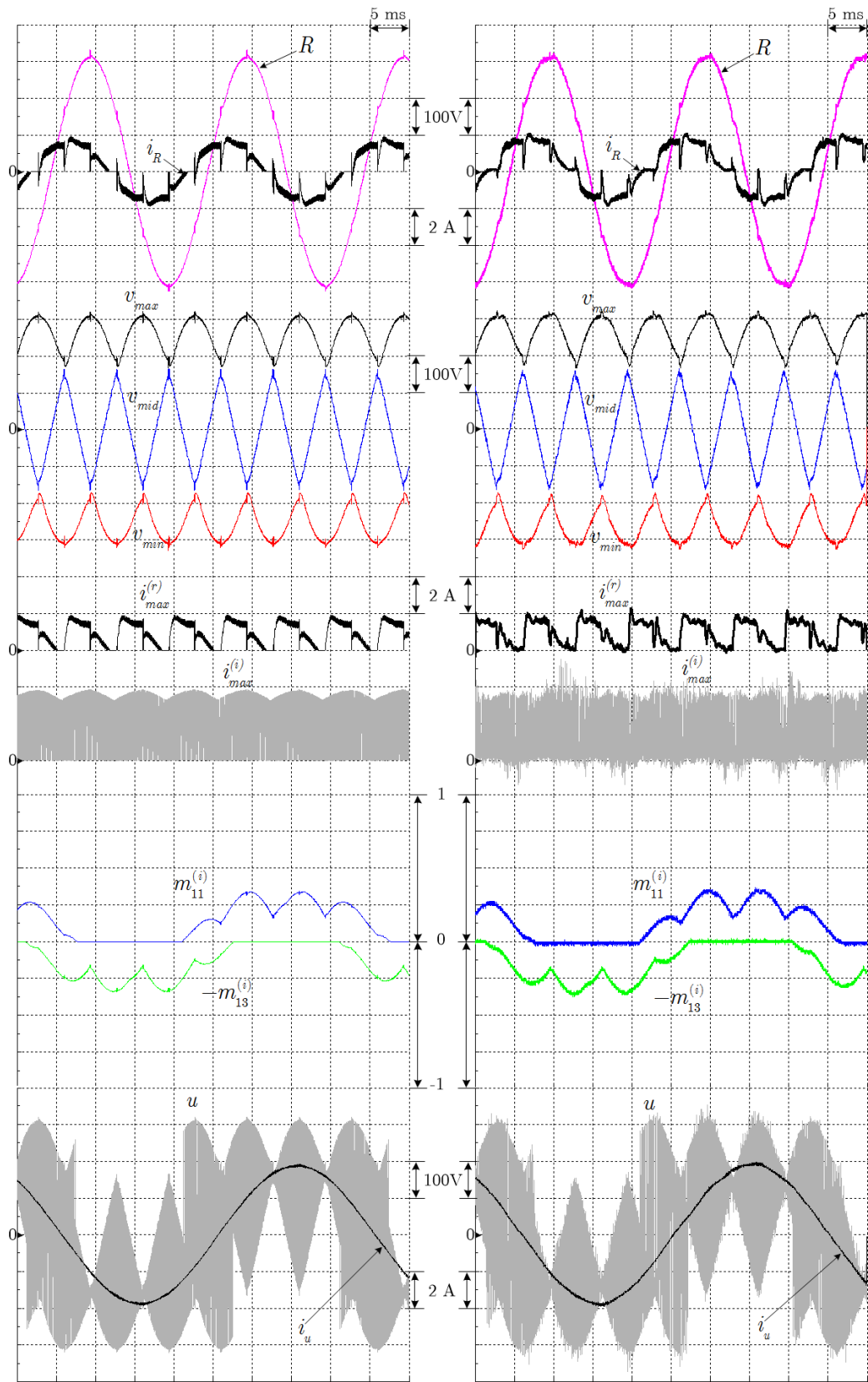
(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.26 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 8

(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

รูปที่ 5.27 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 8
เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2



(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.28 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 8

5.2.4 การทดสอบปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า

การทดสอบในกรณีที่ 9 มีจุดประสงค์เพื่อแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ในการปรับค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า ผลการทดสอบแสดงในรูปที่ 5.29 - รูปที่ 5.31 เมื่อใช้พารามิเตอร์อิสระ (k_1) ปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าเป็น 0.98 แบบนำหน้าซึ่งกระแสนำหน้าแรงดันด้านเข้าประมาณ 10° จะเห็นว่า กระแสด้านเข้า (i_R, i_S, i_T) มีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น ผลการวิเคราะห์ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในรูปที่ 5.30 จะเห็นว่า ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ 2 - 20 ของกระแสด้านเข้าต่ำกว่าค่าที่กำหนดในมาตรฐาน IEC-6100-3-2

เมื่อเปรียบเทียบรูปคลื่นกระแสด้านเข้าของผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบกับผลการจำลองการทำงานจะมีความแตกต่างกันคือ กระแสด้านเข้าที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบจะเกิดการกระชากที่จุดเปลี่ยนเซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้าซึ่งวงจรเรียงกระแสมีการเปลี่ยนสถานะปรากฏการณ์นี้คาดว่าเกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของไดโอดที่นำมาใช้สร้างวงจรเรียงกระแส ทำให้การเปลี่ยนแปลงสถานะในแต่ละกิ่งของวงจรเรียงกระแสเกิดขึ้นไม่พร้อมกัน รวมทั้งเมื่อคอนเวอร์เตอร์จ่ายโหลดที่ต้องการกำลังจริงต่ำทำให้กระแสด้านออกมีค่าน้อย จากสมการที่(4.13) และ (4.14) จะเห็นว่า ค่าพารามิเตอร์อิสระ (k_1) แปรผกผันกับขนาดของกระแสด้านออก ดังนั้นการปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าจึงต้องใช้ค่าพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ที่สูงขึ้น นอกจากนั้นจากสมการที่ (3.22) และ (3.23) จะเห็นว่า ทุกๆ ครั้งที่มีการเปลี่ยนเซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้าจะมีการเปลี่ยนแปลงเครื่องหมายพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ด้วย ดังนั้น ฟังก์ชันการมอดูเลตจึงมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วและอาจทำให้เกิดความผิดพลาดได้ง่ายในช่วงรอยต่อของเซกเตอร์ การปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าที่เงื่อนไขโหลดในกรณีที่ 9 นี้จึงเห็นผลของความไม่เป็นอุดมคติอย่างชัดเจนยิ่งขึ้น อย่างไรก็ตาม แม้อายุของกระแสด้านเข้าจะมีการกระชากอยู่บ้างแต่ผลวิเคราะห์ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้ายังคงไม่เกินค่าตามมาตรฐาน IEC-6100-3-2 เป็นการยืนยันว่า เราสามารถนำพารามิเตอร์อิสระ (k_1) มาใช้เพื่อแก้ไขข้อจำกัดของคอนเวอร์เตอร์ U3L-BTB ในสถานะกำลังจริงต่ำได้

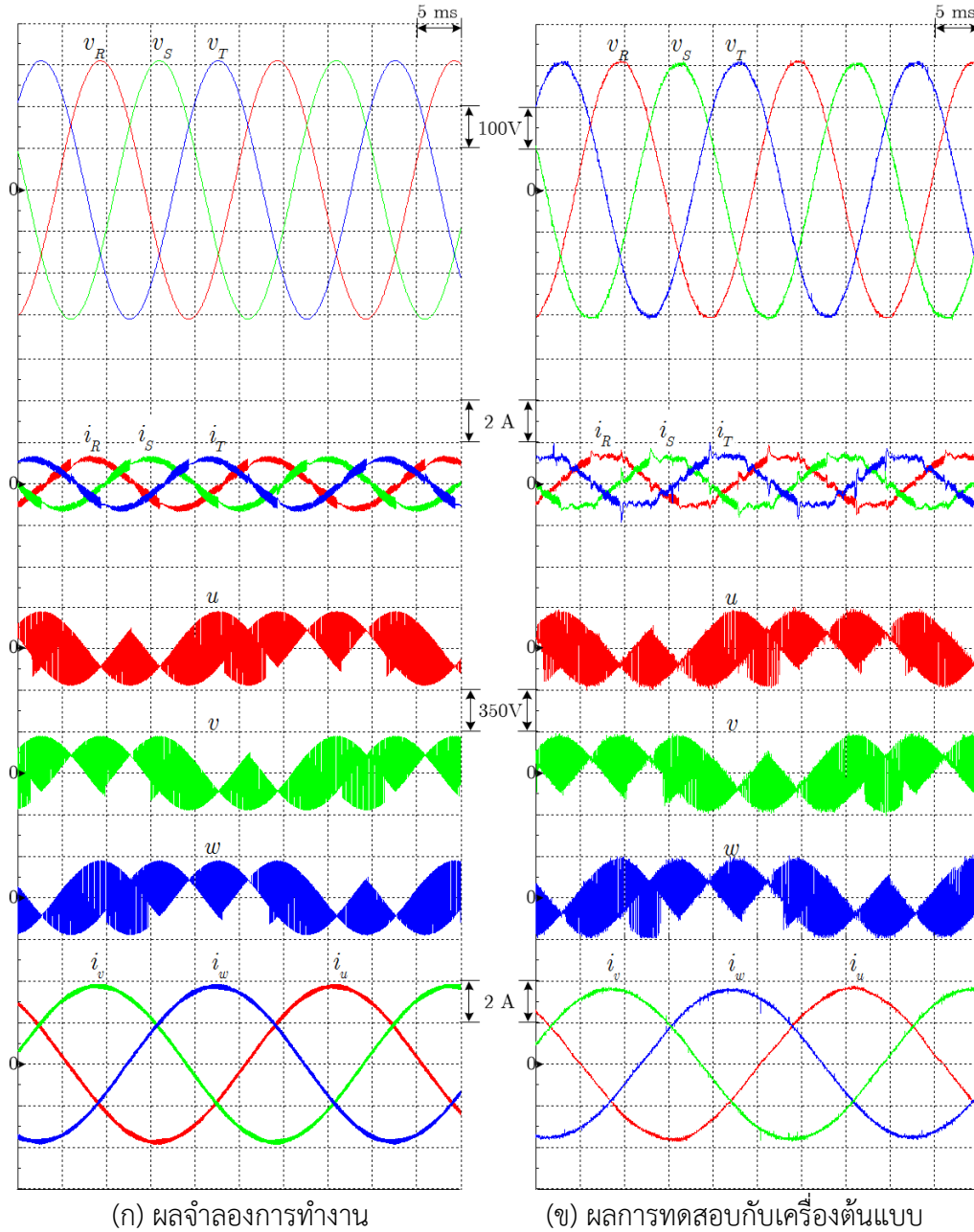
นอกจากกรณีที่ 9 แล้วเราได้ทดสอบปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าที่เงื่อนไขแรงดันระหว่างเฟสด้านออก 266 V ความถี่ด้านออก 25 Hz ในกรณีที่ 10 - 12 ด้วย ซึ่งเป็นการจ่ายโหลดที่ต้องการกำลังจริงสูงขึ้นกว่ากรณีที่ 8 และ 9 ค่าพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ที่ใช้ปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าจะต่ำกว่ากรณีที่ 9 ทำให้เราเห็นผลของความไม่เป็นอุดมคติน้อยลง การทดสอบในกรณีที่ 10 ดังรูปที่ 5.32 - รูปที่ 5.34 เป็นกรณีที่ไม่มีปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า จะเห็นว่า กระแสจะนำหน้าแรงดันด้านเข้าประมาณ 12° อันเป็นผลจากกำลังรีแอกทีฟของชุดตัวเก็บประจุ เมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ตามสมการที่ (4.14) ปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าเป็น 1 ในกรณีที่ 11 ผล

จะเป็นดังรูปที่ 5.35 - รูปที่ 5.37 กรณีที่ 12 ในรูปที่ 5.38 - รูปที่ 5.40 เป็นกรณีที่เพิ่มค่าพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ให้มากกว่ากรณีที่ 11 เพื่อปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าเป็น 0.96 แบบล้าหลังเพื่อให้กระแสมีเฟสล้าหลังแรงดันด้านเข้า 15°

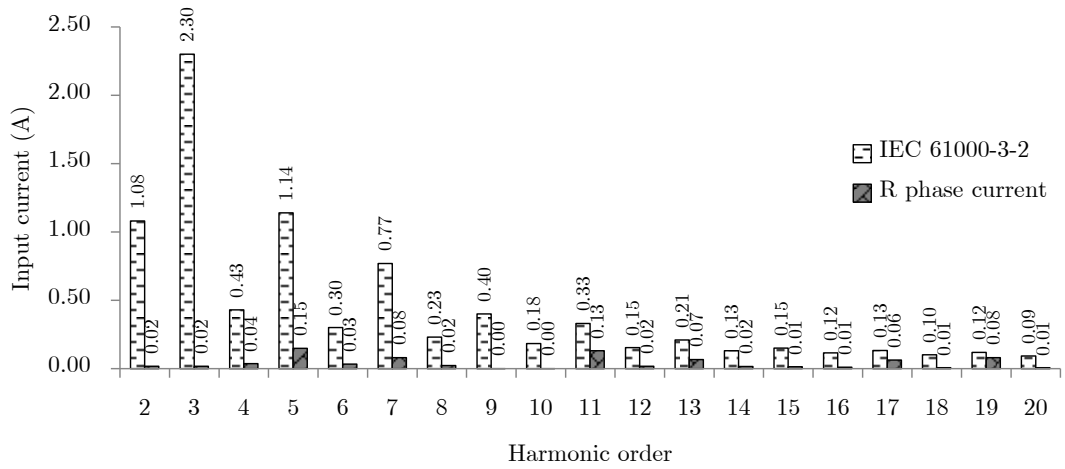
ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 10 - 12 เป็นไปในทางเดียวกับผลการจำลองการทำงาน คอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้ตรงตามค่าคำสั่งและสามารถปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าได้ถูกต้องตามเงื่อนไขการทดสอบ การใช้พารามิเตอร์อิสระ (k_1) ปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า ไม่มีผลต่อการสร้างแรงดันด้านออก สังเกตได้จากกระแสด้านออกยังคงมีขนาดเท่าเดิมทั้ง 3 กรณี เมื่อพิจารณารูปคลื่นกระแสด้านเข้าเปรียบเทียบกับทั้งสามกรณีจะพบว่า เมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ค่าสูงในกรณีที่ 12 จะเห็นกระแสกระชากที่จุดเปลี่ยนเซกเตอร์ของแรงดันด้านเข้ามากขึ้น อย่างไรก็ตาม ผลการวิเคราะห์ปริมาณฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้ายังต่ำกว่าค่ามาตรฐาน IEC-6100-3-2 ในทุกกรณี



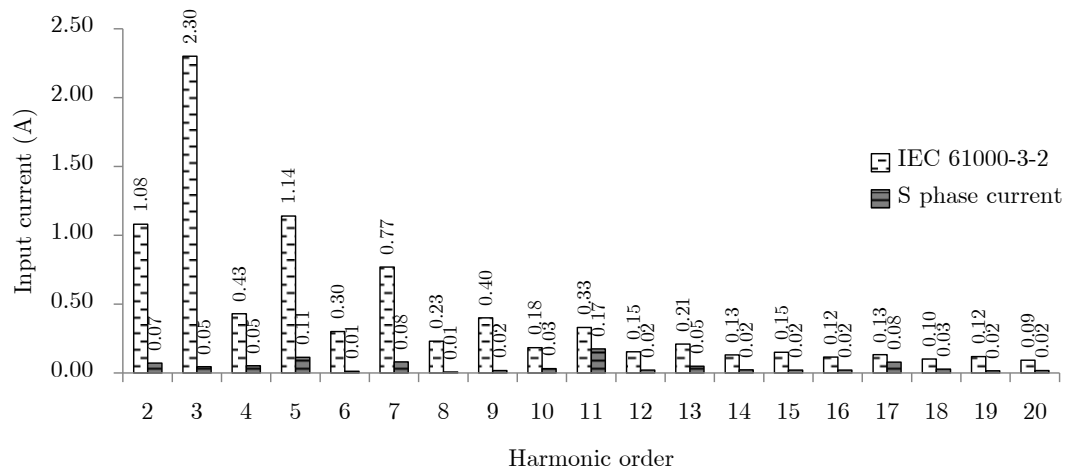
กรณีที่ 9 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 114 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.3) ความถี่ด้านออก 25 Hz
โดยใช้พารามิเตอร์อิสระ k_1 ปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า



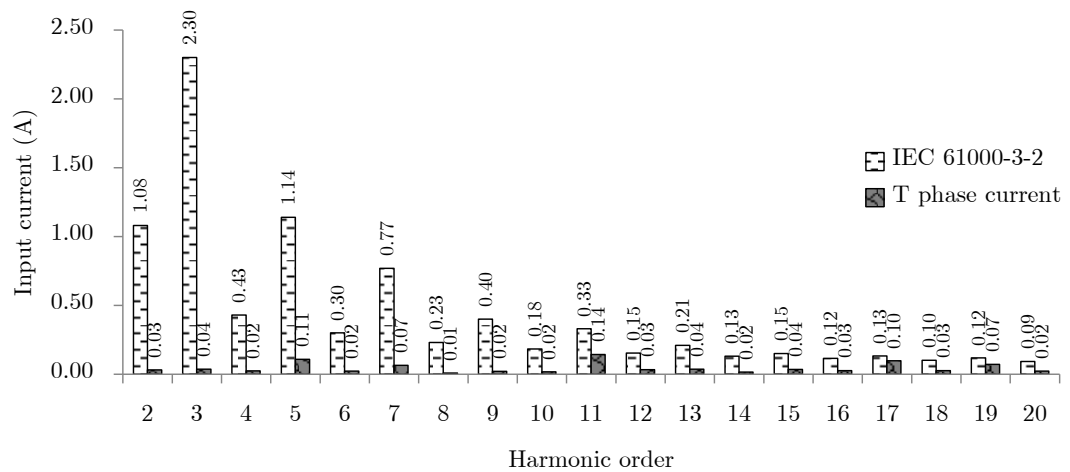
รูปที่ 5.29 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 9



(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)

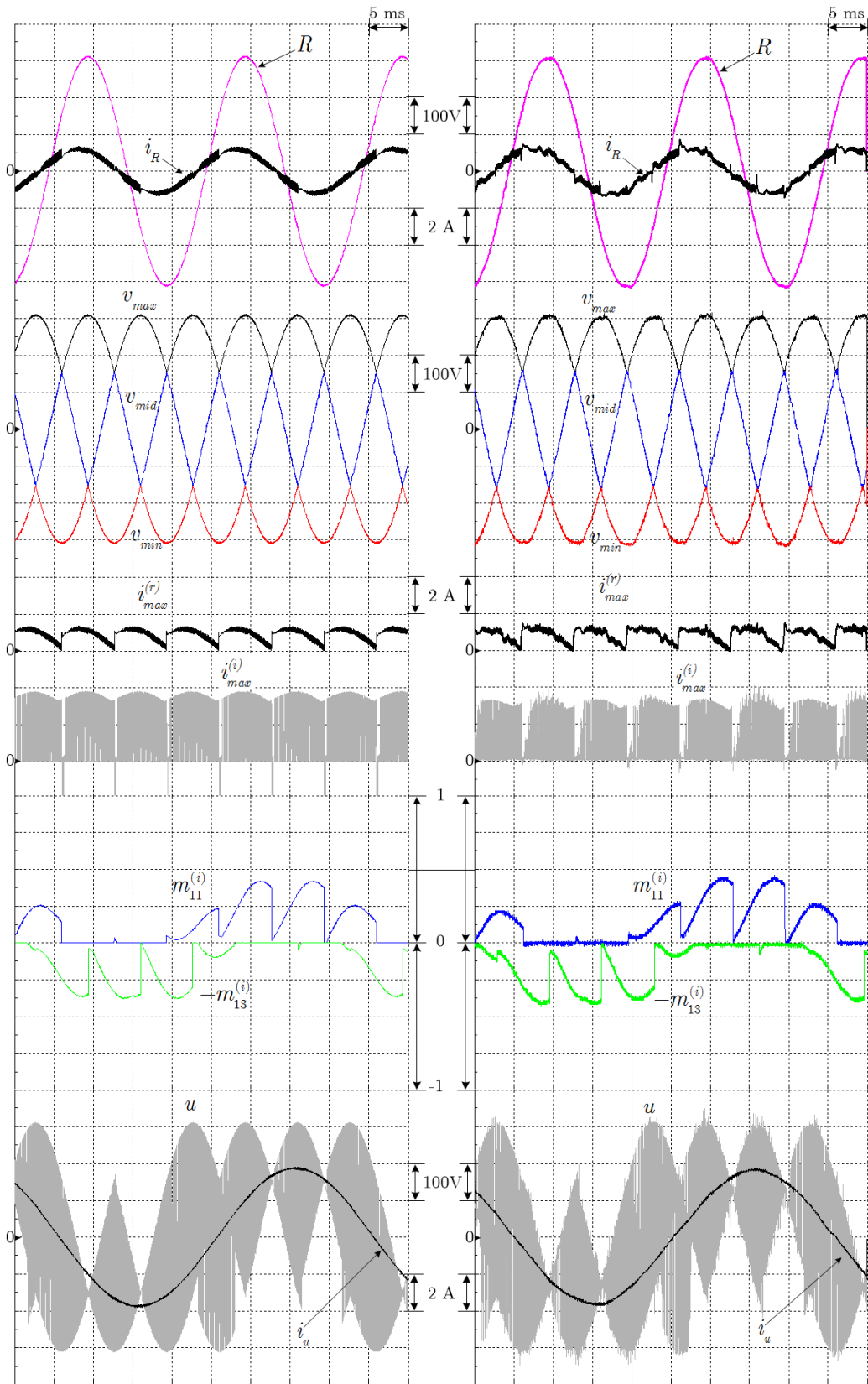


(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)



(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

รูปที่ 5.30 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีที่ 9
เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2

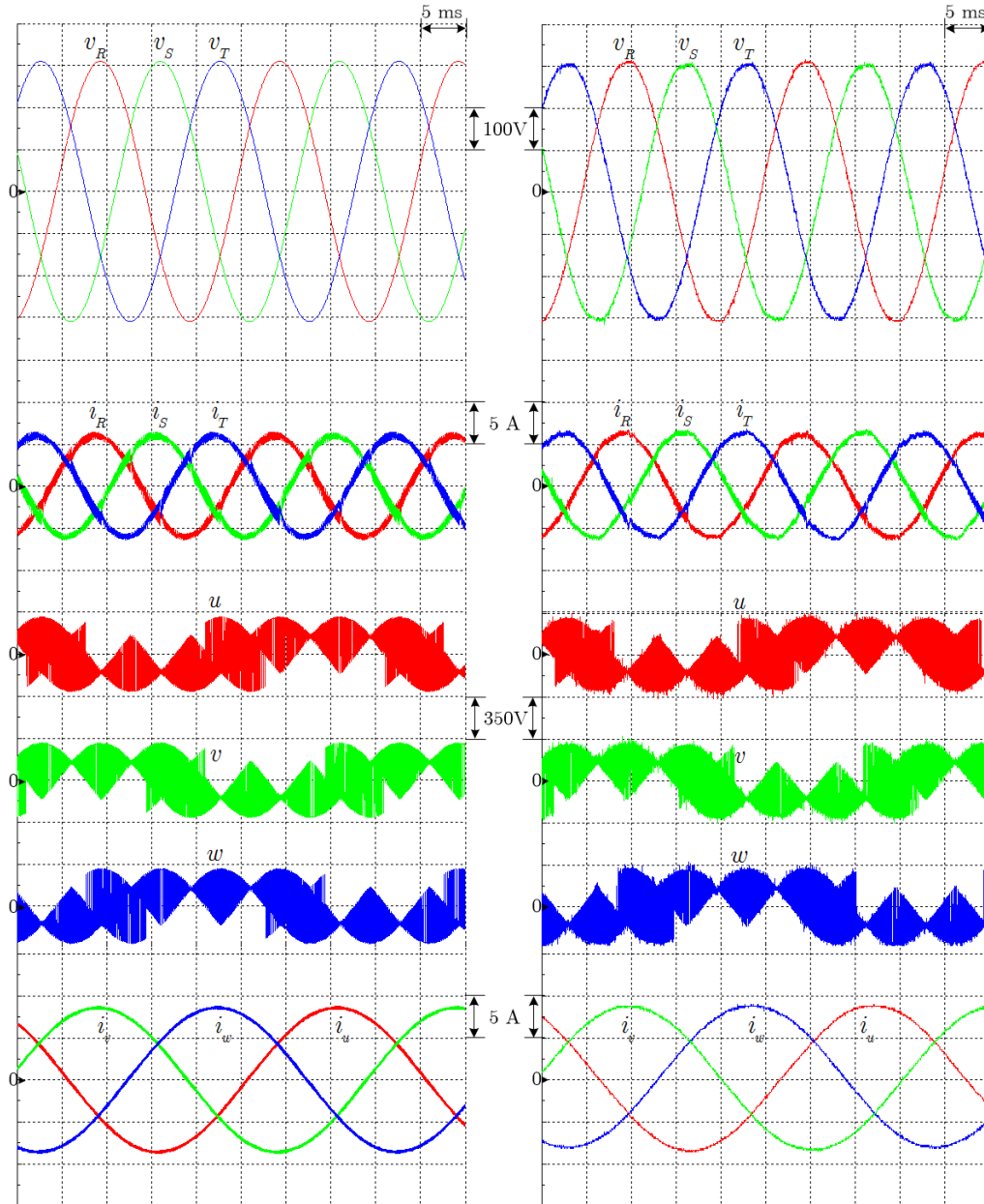


(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.31 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 9

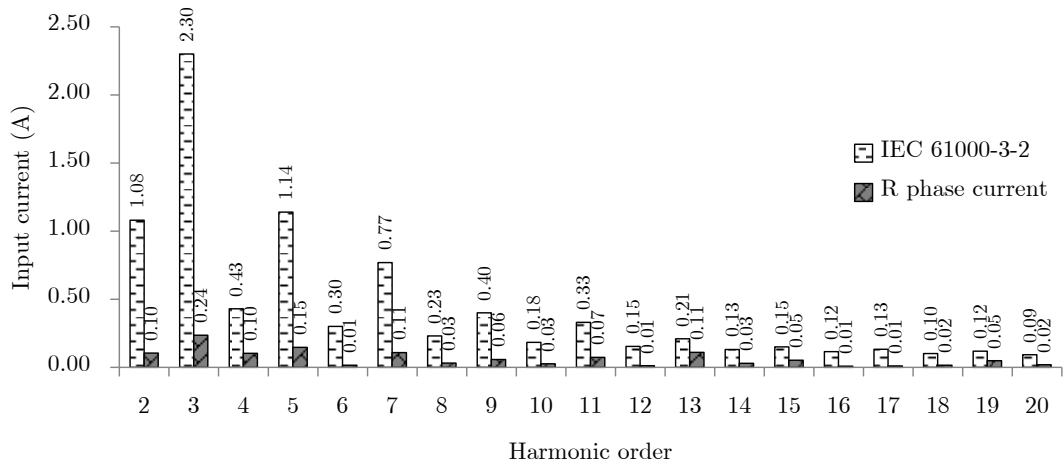
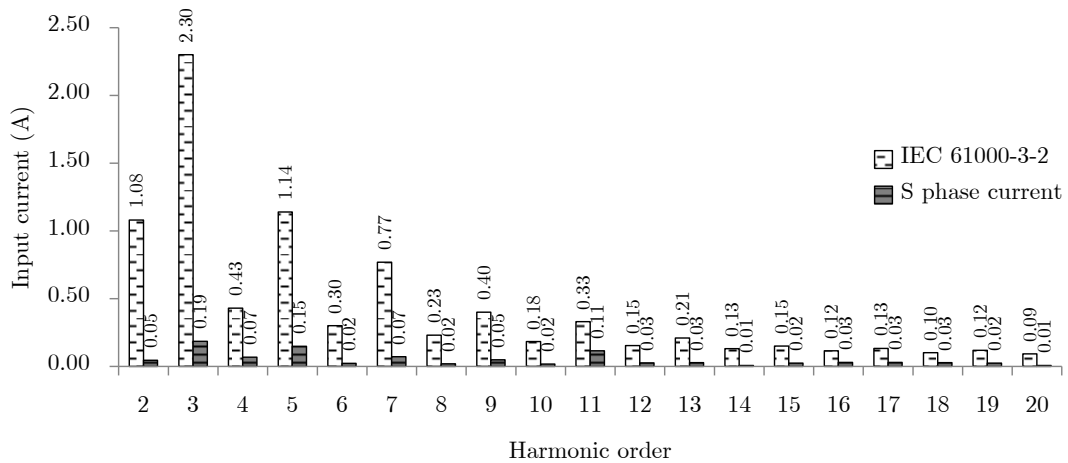
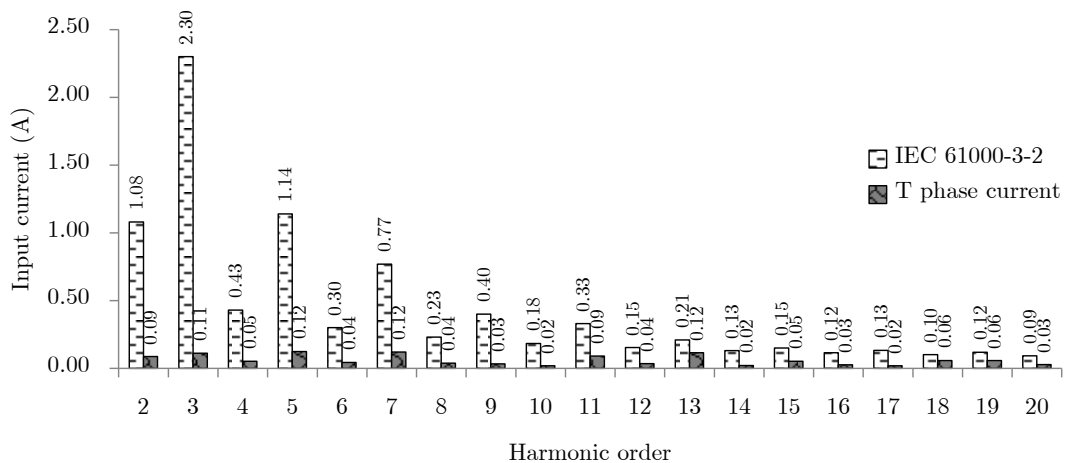
กรณีที่ 10 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 226 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.7) ความถี่ด้านออก 25 Hz
 โดยไม่มีการปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้า



(ก) ผลจำลองการทำงาน

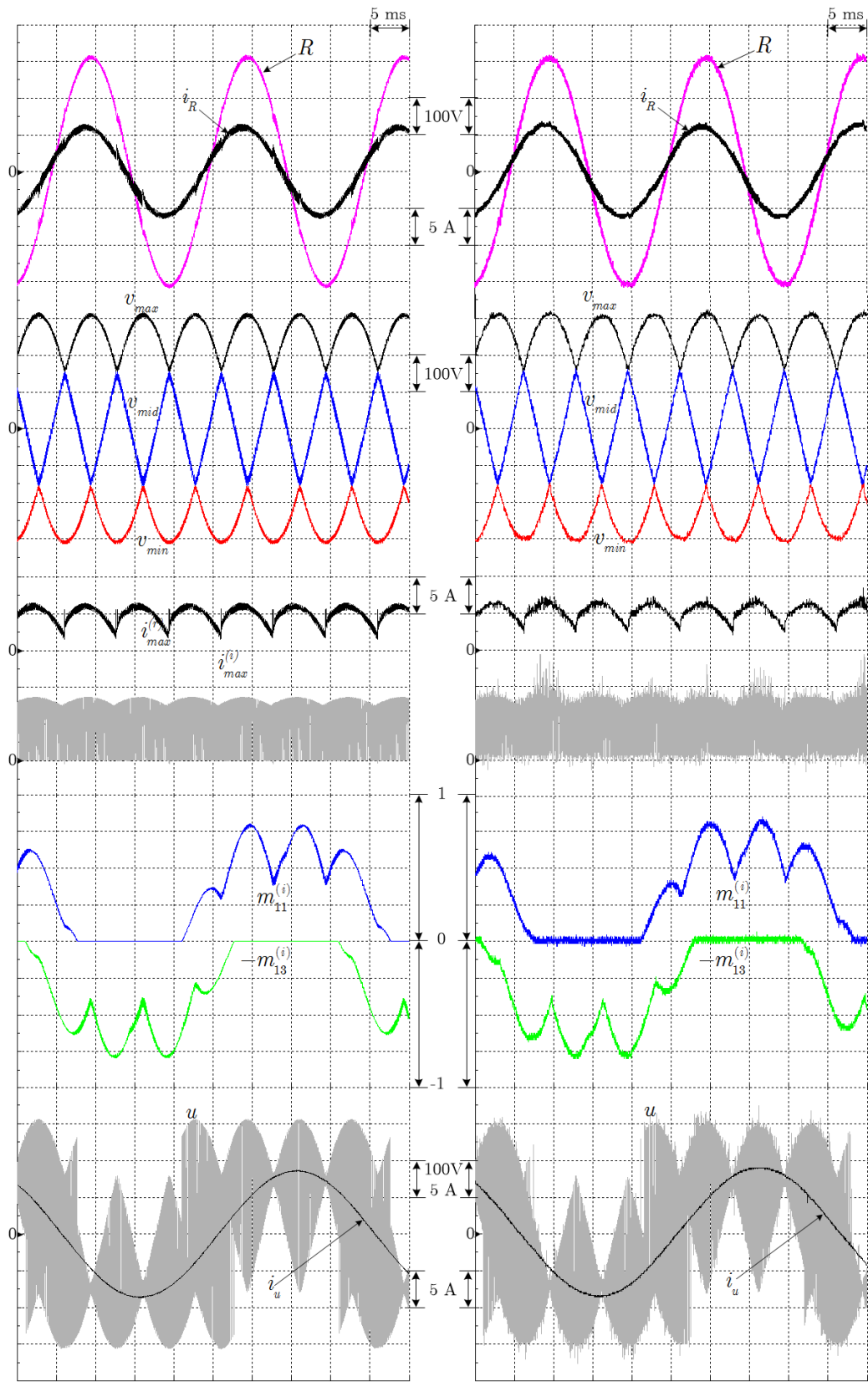
(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.32 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 10

(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

รูปที่ 5.33 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีนี้

เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2

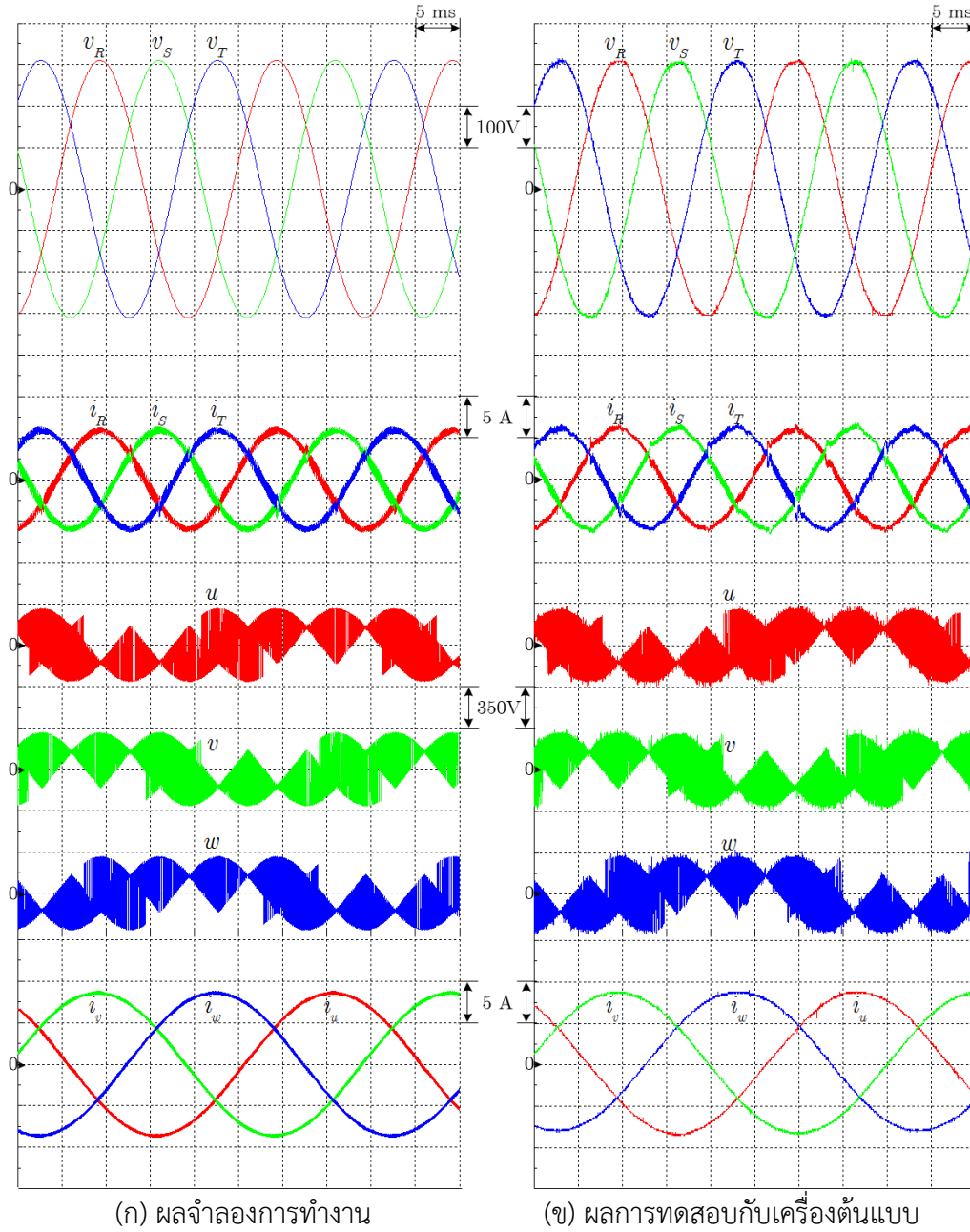


(ก) ผลจำลองการทำงาน

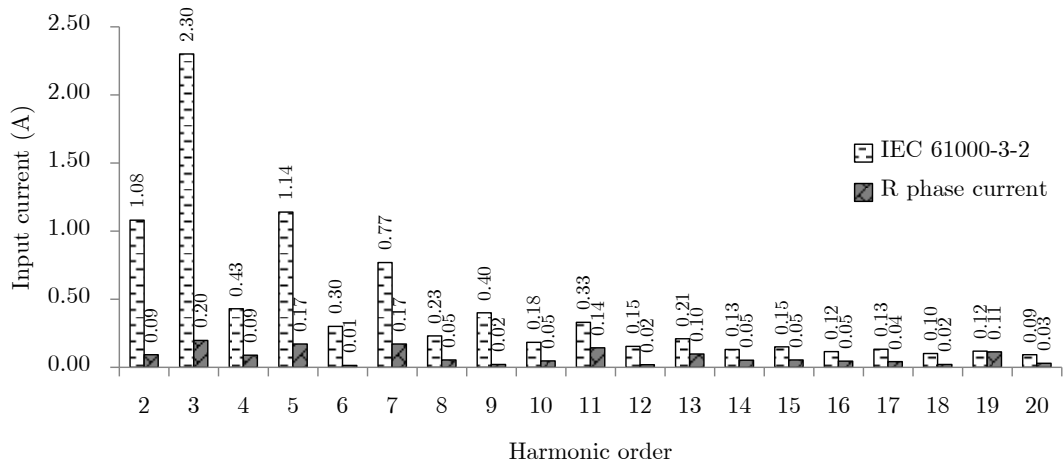
(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.34 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 10

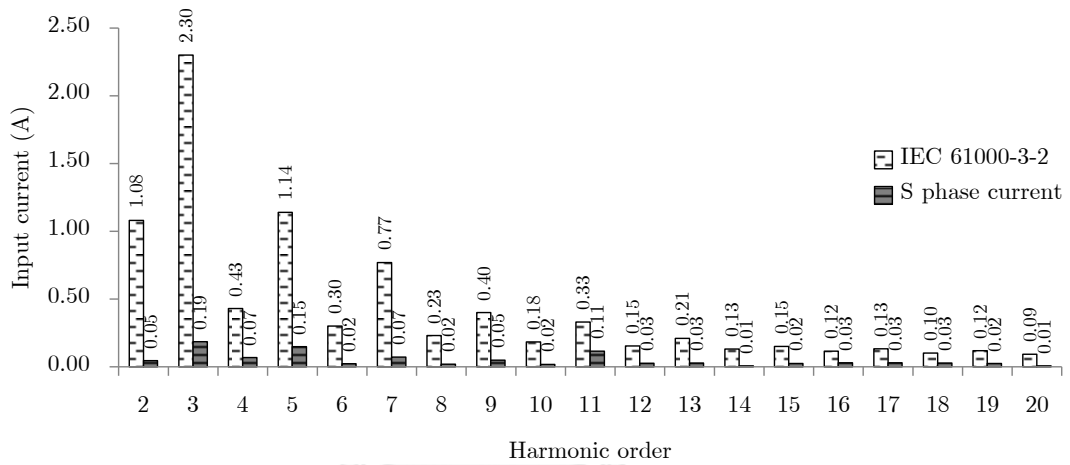
กรณีที่ 11 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 226 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.7) ความถี่ด้านออก 25 Hz
เมื่อปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าเป็น 1 ให้กระแสมีเฟสตรงกับแรงดันด้านเข้า



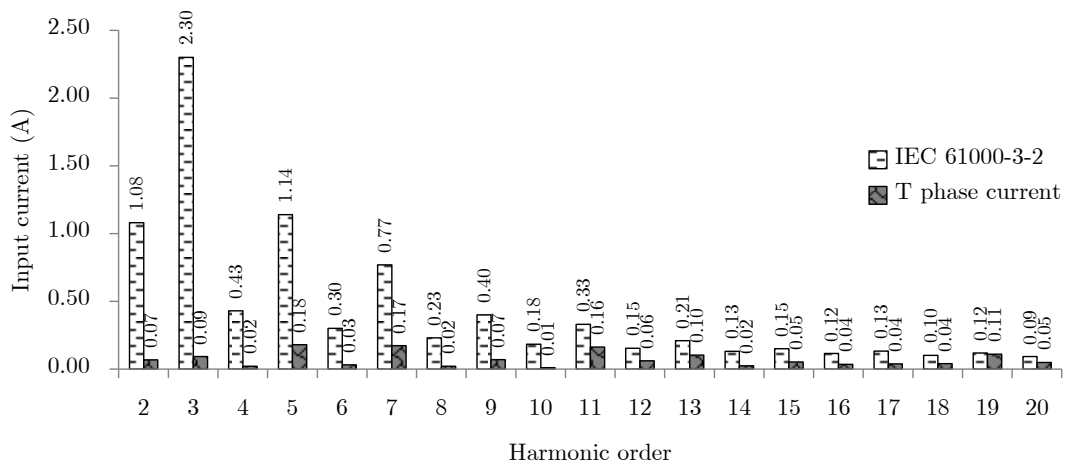
รูปที่ 5.35 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 11



(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)



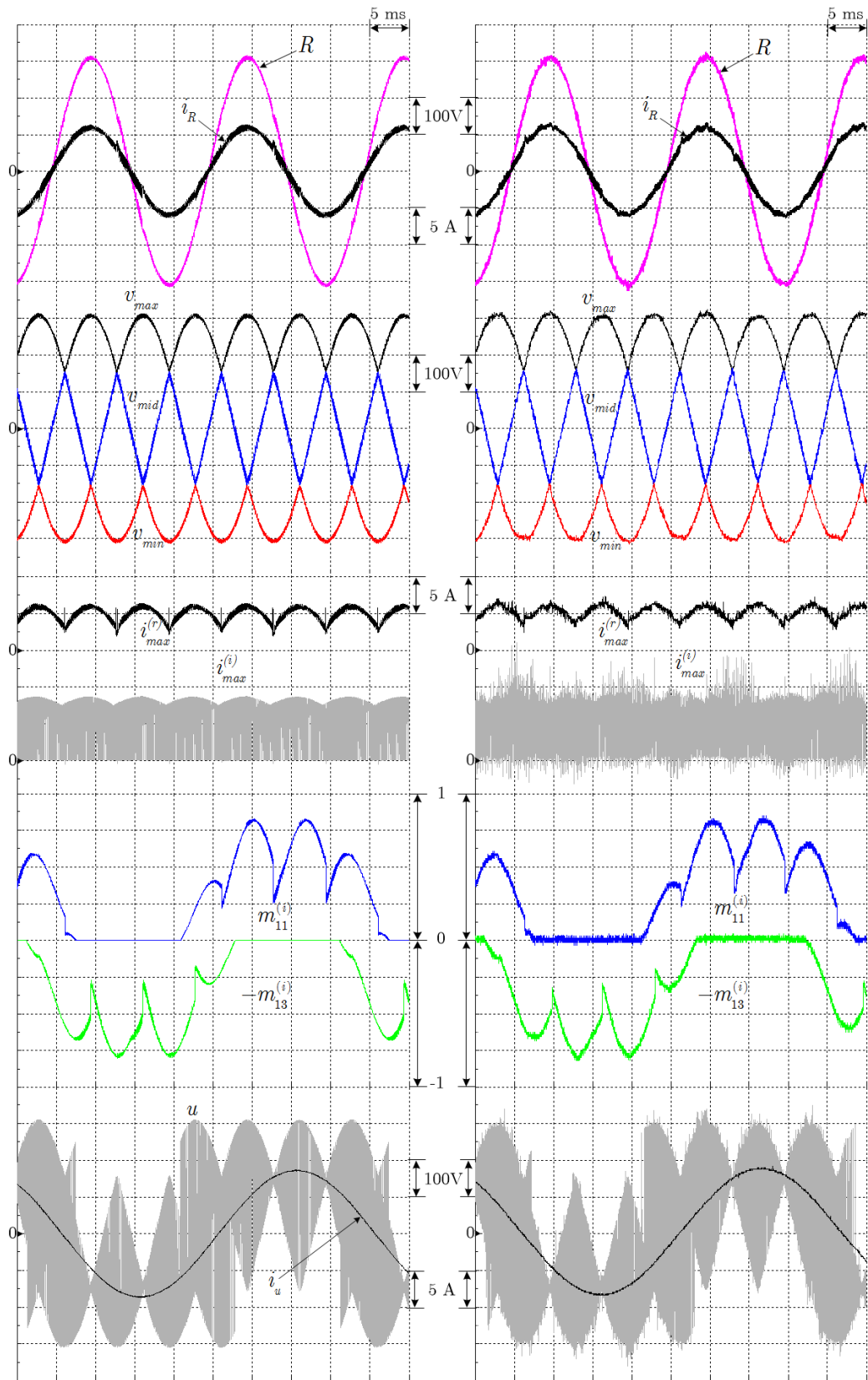
(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)



(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

รูปที่ 5.36 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณี 11

เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2

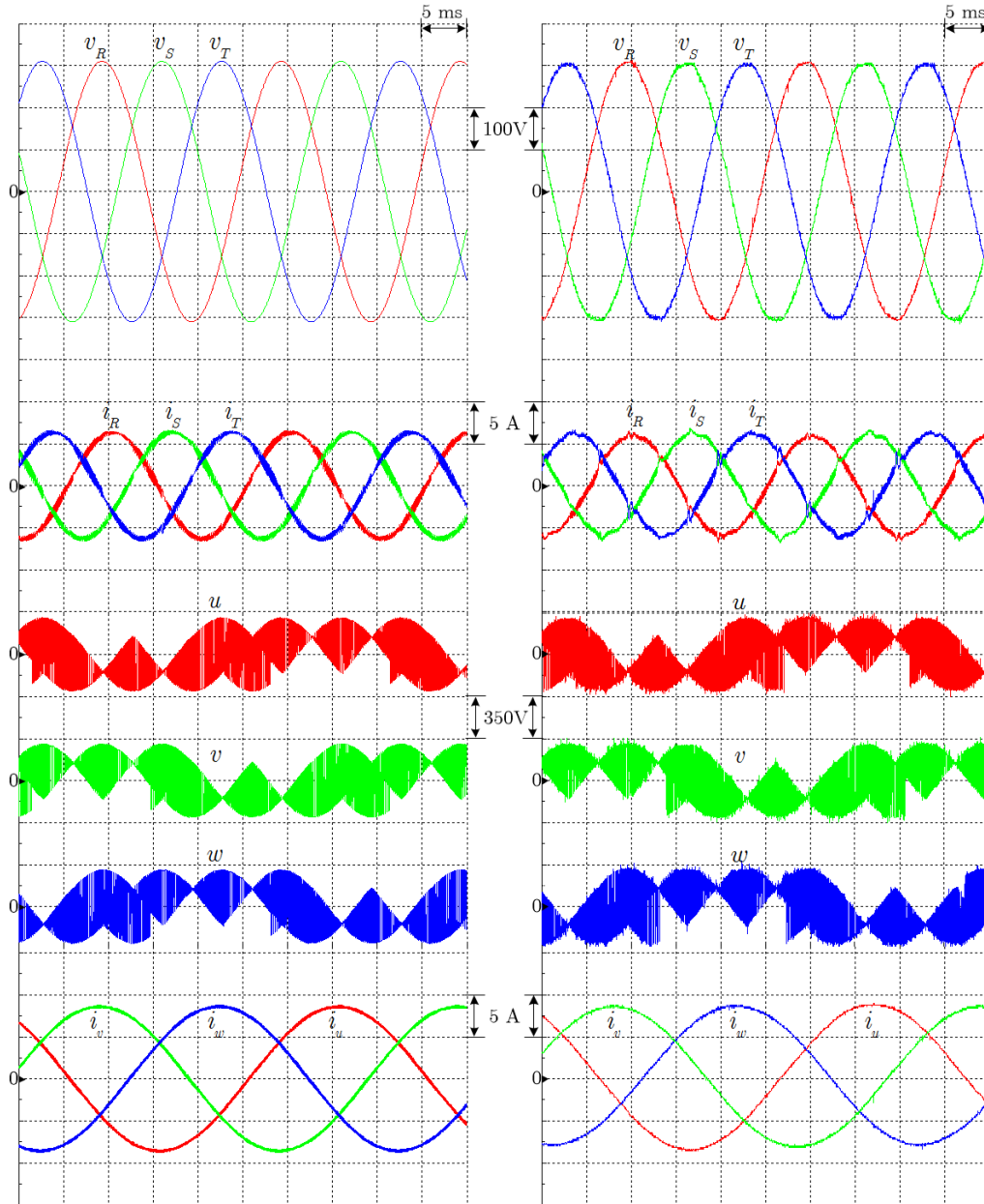


(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.37 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 11

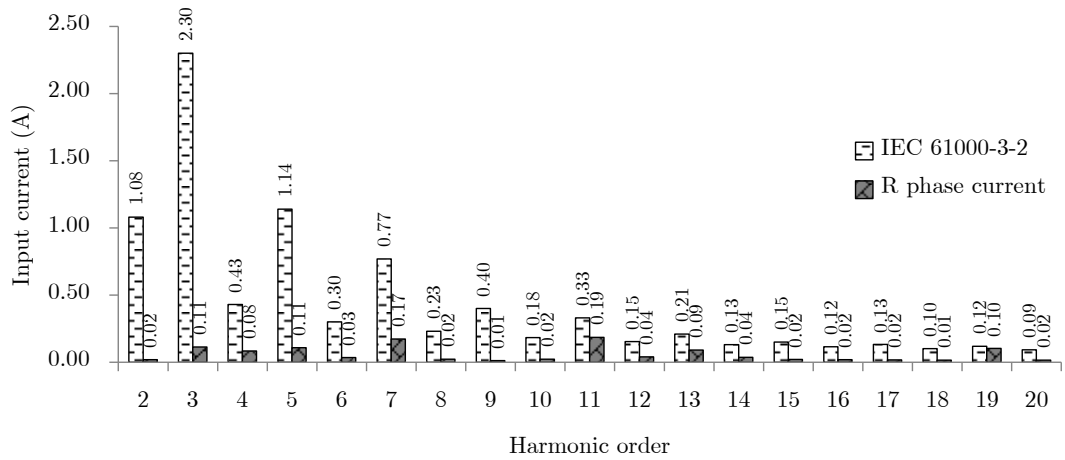
กรณีที่ 12 แรงดันระหว่างเฟสด้านออก 226 V (ดัชนีการมอดูเลต 0.7) ความถี่ด้านออก 25 Hz
เมื่อปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าเป็น 0.96 แบบล้าหลัง



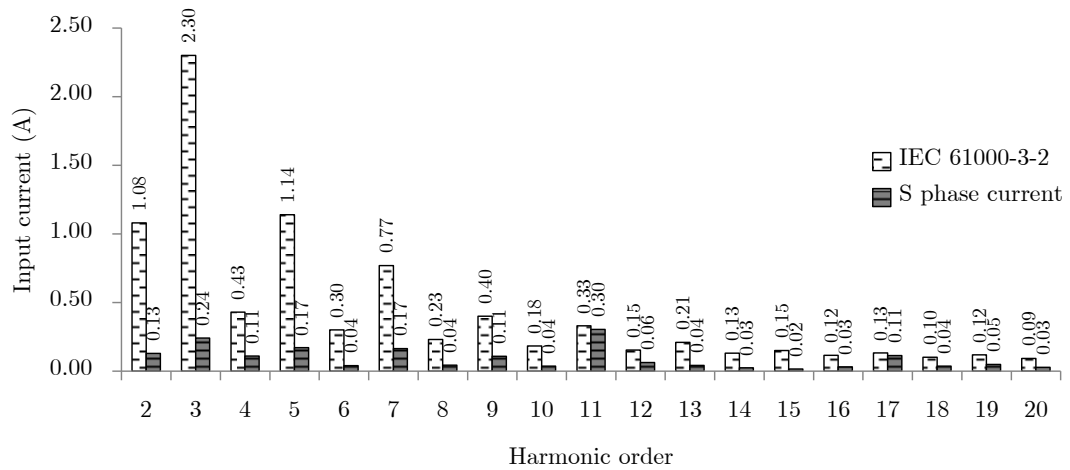
(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

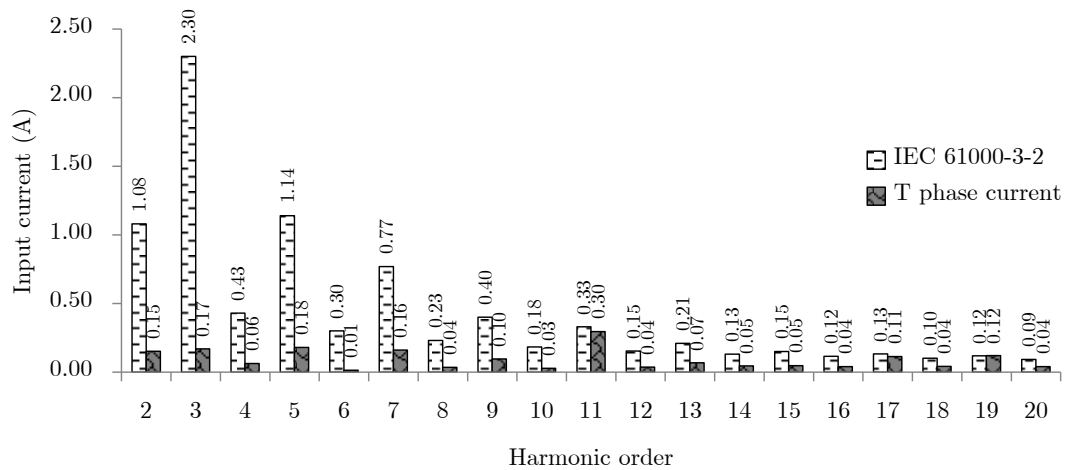
รูปที่ 5.38 รูปคลื่นปริมาณด้านเข้าและด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 12



(ก) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส R (i_R)



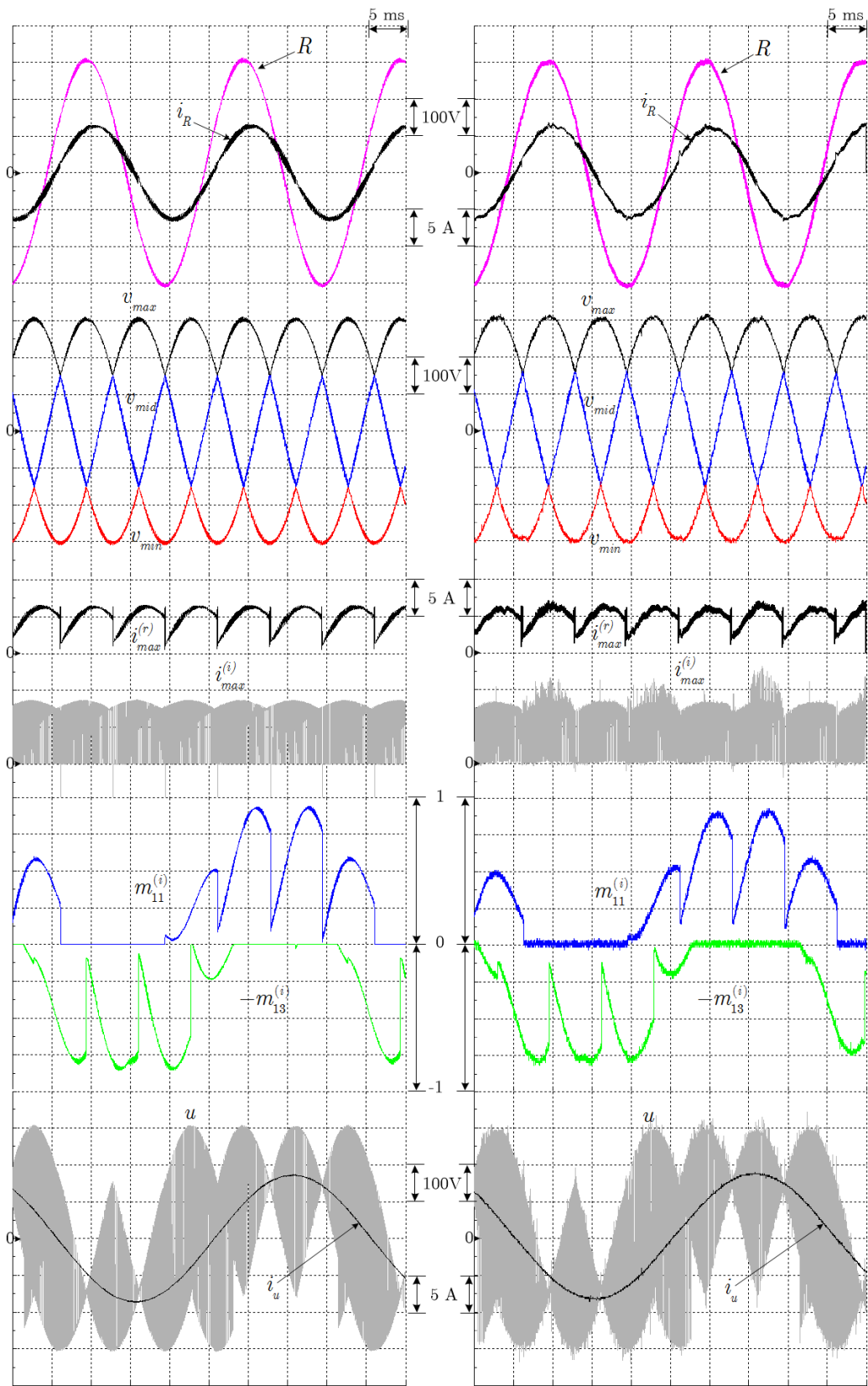
(ข) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส S (i_S)



(ค) สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเฟส T (i_T)

รูปที่ 5.39 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้า ที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องต้นแบบในกรณีนี้ 12

เปรียบเทียบกับค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC 6100-3-2



(ก) ผลจำลองการทำงาน

(ข) ผลการทดสอบกับเครื่องต้นแบบ

รูปที่ 5.40 รูปคลื่นปริมาณภายในคอนเวอร์เตอร์ในกรณีที่ 12

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้พัฒนาโครงสร้างและวิธีการมอดูเลตของคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่โดยอาศัยทฤษฎีการมอดูเลตของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์เป็นพื้นฐานประเด็นสำคัญของงานวิจัยสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

- 1) นำเสนอโครงสร้างใหม่ของคอนเวอร์เตอร์สามระดับแบบทิศทางเดียวที่พัฒนามาจากเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ โครงสร้างที่ได้ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสทิศทางเดียวแบบสามระดับเชื่อมต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับผ่านบัสไฟตรงสามระดับ งานวิจัยนี้เลือกใช้วงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาที่อาศัยการนำกระแสของไดโอดเป็นหลักและโครงสร้างอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบตริงจุดนิวทรัลทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์โดยรวมใช้จำนวนสวิตช์ไอจีบีทีเพียง 15 ตัวเท่านั้นซึ่งน้อยกว่ากรณีของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงและคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบดั้งเดิม
- 2) นำเสนอเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ เพื่อควบคุมให้วงจรเรียงกระแสสวิตช์ที่ความถี่สายกำลังเท่านั้น ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์จะสวิตช์ที่ความถี่สูงโดยการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ตามปกติ วิธีการมอดูเลตที่พัฒนาขึ้นนี้สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้ตามค่าคำสั่งพร้อมกับควบคุมกระแสด้านเข้าได้ในเวลาเดียวกัน รวมทั้งการสวิตช์ที่ความถี่สายกำลังของวงจรเรียงกระแสยังช่วยลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และลดปริมาณการแทรกสอดเชิงแม่ไฟฟ้าลงได้อีกด้วย เมื่อเทียบกับคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบดั้งเดิมที่ใช้การมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ทั้งในส่วนวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์
- 3) พัฒนาเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมสามระดับแบบทิศทางเดียวหรือคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC โดยอาศัยแนวคิดการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงซึ่งสอดคล้องกับโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในงานวิจัย[3] แต่ในงานวิจัย[3] ขาดการนำเสนอวิธีการมอดูเลตซึ่งสำคัญต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ แต่ด้วยเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ทำให้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทางอ้อมแบบ U3L-IMC สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้ตามคำสั่งพร้อมกันนั้นก็ควบคุมให้กระแสด้านเข้ามีรูปคลื่นไซน์และปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าตามที่ต้องการได้อย่างไรก็ตาม ข้อจำกัดของทิศการไหลของกระแสผ่านไดโอดในวงจรเรียงกระแสแบบ

เวียนนาทำให้เมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC ไม่สามารถจ่ายโพลด์ที่ทำให้ตัวประกอบกำลังด้านออกต่ำกว่า 0.866 ทั้งแบบนำหน้าและล่าหลังได้

- 4) พัฒนาและนำเสนอโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับทิศทางเดียวแบบใหม่หรือ “U3L-BTB” ที่สามารถแก้ไขข้อจำกัดของตัวประกอบกำลังด้านออกที่เกิดขึ้นในโครงสร้างเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC โดยการย้ายจุดติดตั้งชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรองมาไว้ที่บัสไฟตรง ทำให้โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB มีรูปลักษณะเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบหลังชนหลัง แต่สามารถนำอัลกอริทึมที่พัฒนาจากเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับมาใช้ควบคุมการทำงานของวงจรได้เช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-IMC
- 5) ข้อแตกต่างระหว่างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบ U3L-BTB กับคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมคือ คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB เป็นโครงสร้างที่มีความสมมาตรเนื่องจากวงจรด้านเข้า บัสไฟตรง และด้านออกเป็นวงจร 3 เฟส ซึ่งสอดคล้องกับเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับแตกต่างกับโครงสร้างคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิมเป็นโครงสร้างที่ไม่สมมาตรเพราะวงจรบัสไฟตรงเป็นวงจร 2 เฟสเท่านั้น ส่งผลให้คอนเวอร์เตอร์แบบ U3L-BTB มีกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และปริมาณการแทรกสอดเชิงแม่เหล็กไฟฟ้าต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบดั้งเดิม เพราะเทคนิคการมอดูเลตทางอ้อมแบบสามระดับจะขั้วนำให้วงจรเรียงกระแสสวิตช์ที่ความถี่สายกำลังเท่านั้น
- 6) การติดตั้งชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรองที่บัสไฟตรงทำให้กระแสมีมุมเฟสหน้าหน้าแรงดันด้านเข้ามากขึ้นเนื่องจากกระแสรีแอกทีฟของตัวเก็บประจุ คอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบ U3L-BTB จึงมีข้อจำกัดเมื่อทำงานกับโพลด์ที่มีกำลังต่ำ เพราะไดโอดจะไม่สามารถนำกระแสได้เมื่อกระแสหน้าหน้าแรงดันด้านเข้ามากกว่า 30° ซึ่งเป็นข้อจำกัดของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาที่มีอยู่เดิม อย่างไรก็ตามข้อจำกัดนี้สามารถแก้ไขได้ 2 วิธีคือ การออกแบบชุดตัวเก็บประจุของวงจรกรองให้มีขนาดที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานและการปรับตัวประกอบกำลังด้านเข้าผ่านค่าพารามิเตอร์อิสระ (k_1) ของเมทริกซ์การมอดูเลต

6.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

แม้ว่าระบบทดสอบของโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบ U3L-BTB ที่สร้างขึ้นจะสามารถทำงานได้สมมูลกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์แล้วก็ตาม แต่ก็ยังมีประเด็นที่สามารถศึกษาเพิ่มเติมเพื่อให้สมรรถนะของคอนเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นได้อีกดังนี้คือ

- 1) การทำงานในลักษณะที่สมมูลกับเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้ไม่เกิน 87% ของแรงดันด้านเข้าเท่านั้น แต่สำหรับคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังแบบ U3L-BTB สามารถเปลี่ยนการมอดูเลตของวงจรรีจกระแสบแบบเวียนามาใช้เทคนิคการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์เหมือนกับคอนเวอร์เตอร์หลังชนหลังสามระดับแบบดั้งเดิมเพื่อสร้างแรงดันด้านออกให้เกินกว่า 87% ของแรงดันด้านเข้าได้
- 2) เราสามารถนำค่าพารามิเตอร์อิสระ k_2 ของการมอดูเลตมาใช้ปรับรูปแบบการสวิตช์ของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์สามระดับเพื่อช่วยลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ลงได้อีก
- 3) สำหรับโครงสร้างวงจรรีจกระแสบแบบเวียนาที่เลือกใช้ในงานวิจัยนี้ กระแสจะต้องไหลผ่านไดโอดอย่างน้อย 2 ตัวทำให้มีกำลังสูญเสียจากการนำกระแสของไดโอดเกิดขึ้นได้ ประสิทธิภาพของระบบทดสอบจึงได้เพียง 95% เท่านั้น ดังนั้นสำหรับการประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์สูงกว่านี้จึงควรเลือกใช้โครงสร้างวงจรรีจกระแสบแบบทิศทางเดียวที่ให้กำลังสูญเสียในการนำกระแสต่ำกว่าโครงสร้างที่ใช้ในงานวิจัยนี้

รายการอ้างอิง

- [1] Z. Yifan, L. Yue, and T. A. Lipo, "Force commutated three level boost type rectifier," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 31, 1, pp. 155-161, 1995.
- [2] J. W. Kolar and F. C. Zach, "A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 44, 4, pp. 456-467, 1997.
- [3] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Review of Three-Phase PWM AC-AC Converter Topologies," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 58, 11, pp. 4988-5006, 2011.
- [4] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, and H. Ertl, "Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22, 5, pp. 1649-1661, 2007.
- [5] J. Schonberger, T. Friedli, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An Ultra Sparse Matrix Converter with a Novel Active Clamp Circuit," in *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*, 2007, pp. 784-791.
- [6] P. Kiatsookkanatorn and S. Sangwongwanich, "A Unified PWM Method for Matrix Converters and Its Carrier-Based Realization Using Dipolar Modulation Technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 59, 1, pp. 80-92, 2012.
- [7] K. Niyomsatian, S. Samermurn, S. Suwankawin, and S. Sangwongwanich, "Novel topologies for three-level back-to-back converters based on matrix converter theory," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 6099-6104.
- [8] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 28, 2, pp. 899-907, 2013.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายสุรเชษฐ์ เสมอเหมือน เกิดเมื่อวันที่ 28 กุมภาพันธ์ พ.ศ.2532 สำเร็จการศึกษา
ระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปี
การศึกษา 2553 ได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในภาคการศึกษาต้นปี
การศึกษา 2554

