



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ

คอนเวอร์เตอร์สามระดับชนิดตเรียงจุดนิวตรัลแบบหันหลังชนกันที่ถูกควบคุมด้วย
วิธีเวกเตอร์สำหรับระบบขับเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบกระตุ้นสอง

โดย

ยุทธนา ขำสุวรรณ

มิถุนายน 2561

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ

คอนเวอเตอร์สามระดับชนิดตริงจุดนิวทรัลแบบหันหลังชนกันที่ถูกควบคุมด้วย
วิธีเวกเตอร์สำหรับระบบขับเคลื่อนกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบกระตุ้นสอง

โดย

ยุทธนา ขำสุวรรณ

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยและมหาวิทยาลัยเชียงใหม่

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบคุณ สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยและมหาวิทยาลัยเชียงใหม่ ที่ให้การสนับสนุนการวิจัย โดยอุดหนุนทุนพัฒนานักวิจัยประจำปี 2558 จนกระทั่งงานวิจัยเล่มนี้เสร็จสมบูรณ์ลงด้วยดี และขอขอบคุณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ ที่ให้ความสนับสนุนทางด้านเครื่องมือในการทดลองและขอขอบคุณ นักศึกษาปริญญาโทและนักศึกษาปริญญาเอก ของห้องวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ที่ให้ความช่วยเหลือในระหว่างที่ดำเนินการวิจัย

ยุทธนา ขำสุวรรณ

รหัสโครงการ : RSA5880006
ชื่อโครงการ : คอนเวอร์เตอร์สามระดับชนิดตริงจุดนิวทรัลแบบหัน
หลังชนกันที่ถูกรักษาด้วยวิธีเวกเตอร์สำหรับระบบ
ขับเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบกระตุ้นสอง
ชื่อหัวข้อวิจัย : นายยุทธนา ขำสุวรรณ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
E-mail Address : yt@eng.cmu.ac.th
ระยะเวลาโครงการ : 3 ปี

ระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเป็นระบบที่ถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายในการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานลมเนื่องจากมีราคาถูกกว่าเครื่องจักรกลไฟฟ้าซึ่งโครนัส และสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้ทั้งหมดทุกจุดภาค โดยที่คอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกันที่ถูกมาใช้ในระบบ จะมีพิคกิ้งที่ 25-30 % ของพิคกิ้งกำลังเครื่องกำเนิดไฟฟ้า อีกทั้งยังสามารถทำงานที่ความเร็วที่แปรเปลี่ยนได้ แต่ยังคงให้ความถี่เท่าเดิม โดยสามารถทำงานที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซึ่งโครนัส จนถึงความเร็วสูงกว่าความเร็วซึ่งโครนัส ทำให้ระบบดังกล่าวเป็นที่นิยม แต่อย่างไรก็ตามมีงานวิจัยน้อยมากที่ทำการนำเสนอและวิเคราะห์วิธีการซึ่งโครนัสเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและด้วยวิธีการเริ่มต้นเครื่องโดยการต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยตรงตามวิธีการจับปรับสเตเตอร์ฟลักซ์จะเป็นผลทำให้เกิดกระแสฟุ้งในระบบ โครงการวิจัยฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการซึ่งโครนัสและ การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยเทคนิคการควบคุมแบบจัดปรับเวกเตอร์กริดฟลักซ์สำหรับคอนเวอร์เตอร์สามระดับแบบหันหลังชนกันระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางซึ่งกระบวนการซึ่งโครนัสและการควบคุมกำลังไฟฟ้าในเงื่อนไขแรงบิดคงที่หรือแรงบิดแปรตามความเร็วโรเตอร์จะถูกควบคุมแบบกระแสเดียวกันภายใต้วิธีการจัดปรับกริดฟลักซ์ โดยวิธีการดังกล่าวจะควบคุมองค์ประกอบกระแสกระตุ้น หรือกระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์ให้คงที่ ในขณะที่องค์ประกอบกระแสสร้างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกควบคุมตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วตัวหมุนที่โหลดความเร็วต่างๆ โดยสมรรถนะของวิธีที่ได้นำเสนอจะถูกยืนยันผ่านแบบจำลองภายใต้การพิจารณาการทำงานในส่วนของการเชื่อมต่อและการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และการควบคุมกำลังไฟฟ้าภายใต้เงื่อนไขแรงบิดคงที่หรือแปรเปลี่ยนเปลี่ยนแปลง จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนถึงความสามารถในการรักษาแรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบกระตุ้นตัวเองให้คงที่ได้

คำหลัก : เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง, กริดฟลักซ์, คอนเวอร์เตอร์หันหลังชนกัน

Project Code : RSA5880006
Project Title : A Vector Controlled Back-to-Back Three-Level Neutral-Point-Clamped Converter for a Doubly-Fed Induction Generator Drive
Investigator : Mr Yuttana Kumsuwan, Chiang Mai University
E-mail Address : yt@eng.cmu.ac.th
Project Period : 3 years

Doubly-fed induction generator systems are extensively applied in wind power conversion due to the desirable synchronous generator operation at a lower cost. Moreover, the four-quadrant power control is able to operate with the 25-30 % back-to-back converter installation of the rated generator power. The flexible operation with the variable speed and constant frequency under the subsynchronous, synchronous, and supersynchronous modes has been attractive in this system. However, a few literatures have been reported and analyzed the comprehensive synchronization process with the power controls and the synchronization with the stator-flux-oriented control method is carried out by a direct on line starting operation. The extraction of the reactive power leads to the inrush stator current. This project presents a synchronization method and the power control by using a grid-flux-oriented control (GFOC) algorithm for a three-level back-to-back converter fed doubly-fed induction generator (DFIG) system. Here, the synchronization process and power control with torque/speed modes of the generator are controlled by a unique rotor current control. Based on the GFOC algorithm for the regulation of the stator magnetizing current, the exciting component of the rotor current is fully controlled, and the variation of the subsynchronous, synchronous, and supersynchronous speed is controlled by the torque component of the rotor current for the stator power control. The performance of the proposed GFOC algorithm with DFIG drive is verified through the simulation results considering the DFIG as connected/disconnected to ac mains, and torque/speed-control modes.

Keywords: Doubly-fed induction generator, grid-flux, back-to-back converter

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	ข
บทคัดย่อภาษาไทย	ค
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูปภาพ	ฅ
อักษรย่อสัญลักษณ์	ญ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของการศึกษา	1
1.2 แนวทางการทำวิจัย	3
1.3 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	4
1.4 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	6
1.5 ขอบเขตของการวิจัย	7
1.6 ประโยชน์ที่จะได้รับจากการศึกษา เชิงทฤษฎี และ/หรือเชิงประยุกต์	7
บทที่ 2 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง	8
2.1 บทนำ	8
2.2 องค์ประกอบระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง	8
2.3 การแปลงเฟรมอ้างอิงของระบบไฟฟ้า	9
2.4 สมการพลวัตที่เกี่ยวข้องของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง	12
2.5 การไหลของกำลังไฟฟ้าและโหมดความเร็วในการทำงาน	14
2.6 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านกริด	17
2.7 สรุป	21
บทที่ 3 การซิงโครไนซ์ด้วยวิธีการควบคุมแบบจัดปรับกริดฟลักซ์	22

3.1	บทนำ	22
3.2	การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ด้วยวิธีการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์	22
3.2.1	หลักการควบคุมการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์	23
3.2.2	ตำแหน่งของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์	26
3.2.3	การควบคุมเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ด้วยวิธีการควบคุมแบบกระแส	27
3.2.4	ผลการจำลองและปัญหาการเริ่มเดินเครื่อง	28
3.3	การชิ่งโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ด้วยวิธีการจัดปรับกริดฟลักซ์	38
3.3.1	หลักการจัดปรับกริดฟลักซ์และการชิ่งโครไนซ์	40
3.3.2	การหาตำแหน่งมุมสลิปที่ถูกต้องด้วยมุมโรเตอร์เริ่มต้น	43
3.3.3	การควบคุมกริดฟลักซ์ด้วยวิธีการควบคุมแบบกระแส	46
3.4	สรุป	49
บทที่ 4	ผลการทดสอบและการวิเคราะห์	50
4.1	บทนำ	50
4.2	แบบจำลองการทำงาน	50
4.3	ผลจำลองการทำงาน	52
4.3.1	การชิ่งโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วชิ่งโครไนส์	52
4.3.2	การชิ่งโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วชิ่งโครไนส์	53
4.3.3	การชดเชยตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น	55
4.3.4	การเริ่มเดินเครื่อง การควบคุมกำลังไฟฟ้าและการปลดการเชื่อมต่อ	58
4.4	สรุป	67
บทที่ 5	สรุปและข้อเสนอแนะ	68
4.1	สรุปผลการวิจัย	68
4.2	ข้อเสนอแนะ	69
	เอกสารอ้างอิง	70
	ภาคผนวก งานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่	74

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3.1 ข้อมูลจำเพาะของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

29

สารบัญภาพ

หน้า

ภาพที่ 1.1	โครงสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมต่อกริดระบบโดยใช้คอนเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันในลักษณะหันหลังชนกัน	2
ภาพที่ 1.2	โครงสร้างทางชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์และเทคนิคการควบคุมการชิงโครไนซ์	4
ภาพที่ 2.1	องค์ประกอบระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบป้อนสองทางโดยใช้คอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกัน	9
ภาพที่ 2.2	เฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟส (abc) และเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส ($\alpha\beta$)	9
ภาพที่ 2.3	เฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส ($\alpha\beta$) และเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส (dq)	11
ภาพที่ 2.4	วงจรมูลสเปซเวกเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางบนเฟรมอ้างอิงใดๆ	13
ภาพที่ 2.5	วงจรมูลของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบป้อนสองทางในเฟรมอ้างอิงใดๆสองเฟส	14
ภาพที่ 2.6	การไหลกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง	15
ภาพที่ 2.7	วงจรมูลของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่เชื่อมต่อกับกริดระบบ	17
ภาพที่ 2.8	แผนภาพเฟสเซอร์ของการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริด	19
ภาพที่ 2.9	แผนภาพการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริดของระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง	20
ภาพที่ 3.1	แผนภาพสเปซเฟสเซอร์ระหว่างแกนอ้างอิงหยุดนิ่งและแกนอ้างอิงหมุนของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์	24
ภาพที่ 3.2	แผนภาพการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางภายใต้การควบคุมแบบจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์	27
ภาพที่ 3.3	ผลการจำลองภาวะชั่วคราวเมื่อความเร็วต่ำกว่าความเร็วชิงโครไนซ์	30
ภาพที่ 3.4	ผลการจำลองภาวะชั่วคราวเมื่อความเร็วสูงกว่าความเร็วชิงโครไนซ์	32
ภาพที่ 3.5	ผลการจำลองภาวะชั่วคราวเมื่อความเร็วแปรเปลี่ยนเงื่อนไขแรงบิดคงตัว	34
ภาพที่ 3.6	ผลการจำลองภาวะชั่วคราวเมื่อความเร็วแปรเปลี่ยนเงื่อนไขแรงบิดแปรตามความเร็วโรเตอร์	35

ภาพที่ 3.7	การเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยการต่อโดยตรงภายใต้การจํัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์	38
ภาพที่ 3.8	เฟรมอ้างอิงนึ่งสามเฟส (abc) และเฟรมอ้างอิงนึ่งสองเฟส ($\alpha\beta$)	39
ภาพที่ 3.9	แผนภาพสเปซเฟสเซอร์ระหว่างแกนอ้างอิงหยุดนึ่งและแกนอ้างอิงหมุนของกริดฟลักซ์ เวกเตอร์	42
ภาพที่ 3.10	แผนภาพสเปซเฟสเซอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการหามุมสลิปที่นึ่งถูกด้อง	43
ภาพที่ 3.11	แผนภาพเฟสเซอร์แสดงการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มด้นในขณะนึ่งตัวหมุน โรเตอร์เริ่มหมุน	45
ภาพที่ 3.12	แผนภาพเฟสเซอร์เมื่อนึ่งมีการหาตำแหน่งมุมสลิปที่นึ่งถูกด้อง	46
ภาพที่ 3.13	แผนภาพการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้นโรเตอร์สำหรับกระบวนการซิงโครไนซ์และ กระบวนการควบคุมกำลังไฟฟ้าภายใต้การควบคุมแบบจํัดปรับกริดฟลักซ์เวกเตอร์	47
ภาพที่ 3.14	แผนผังกระบวนการซิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ แบบป้อนสองทาง	49
ภาพที่ 4.1	แบบจําลองกระบวนการซิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์สำหรับเครื่อง กำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง	51
ภาพที่ 4.2	ผลการจําลองกระบวนการซิงโครไนซ์ที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส	52
ภาพที่ 4.3	ผลการจําลองกระบวนการซิงโครไนซ์ที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส	54
ภาพที่ 4.4	ผลการจําลองกระบวนการซิงโครไนซ์ที่นึ่งมีการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้า เริ่มด้น	55
ภาพที่ 4.5	ผลการจําลองกระบวนการซิงโครไนซ์ที่นึ่งมีการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มด้น	56
ภาพที่ 4.6	ผลการจําลองสมรรถนะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางภายใต้การจํัด ปรับกริดฟลักซ์เงื่อนไขแรงบิดคงที่	58
ภาพที่ 4.7	ผลการจําลองกระบวนการซิงโครไนซ์และการควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ของภาพที่ 4.6	59
ภาพที่ 4.8	ผลการจําลองกระบวนการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าออกจากกริดระบบของภาพที่ 4.6	61
ภาพที่ 4.9	ผลการจําลองสมรรถนะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางภายใต้การจํัด ปรับกริดฟลักซ์เงื่อนไขแรงบิดแปรผันตามความเร็ว	63
ภาพที่ 4.10	ผลการจําลองกระบวนการซิงโครไนซ์และการควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ของภาพที่ 4.9	64
ภาพที่ 4.11	ผลการจําลองกระบวนการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าออกจากกริดระบบของภาพที่ 4.9	66

รายการตัวย่อ

V	Volt
A	Ampere
W	Watt
s	Second
t	time
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation

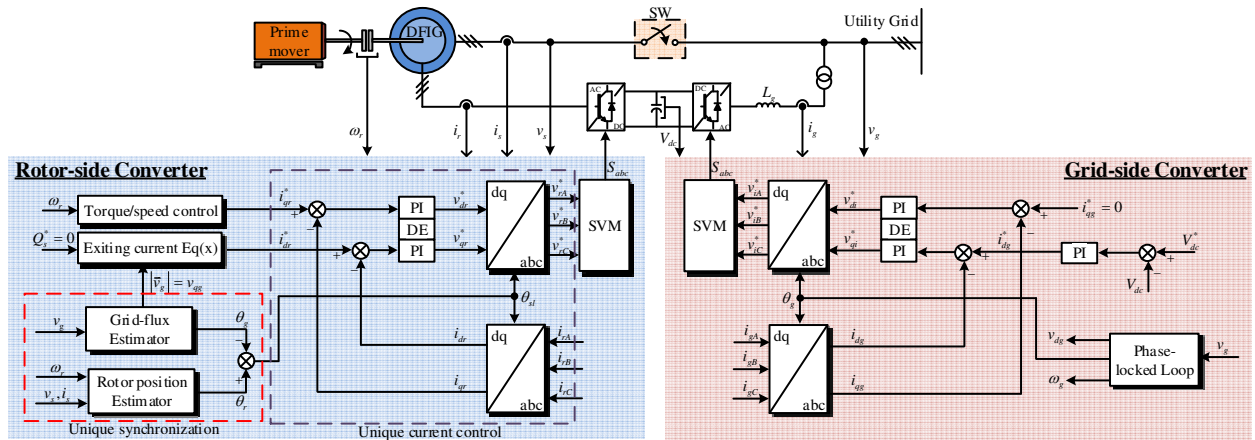
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของการศึกษา

ในปัจจุบันระบบการผลิตพลังงานไฟฟ้าที่มีต้นขั้กำลังที่มาจากพลังงานหมุนเวียนได้มีบทบาทสำคัญทางด้านพลังงานมากขึ้น เนื่องจากไม่มีค่าต้นทุนของพลังงานและไม่ก่อผลเสียต่อสิ่งแวดล้อม สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งในระบบการผลิตพลังงานไฟฟ้า คือเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานกลให้อยู่ในรูปของพลังงานไฟฟ้า แต่เนื่องจากพลังงานหมุนเวียนเป็นพลังงานที่เกิดขึ้นเองตามธรรมชาติ มีการเปลี่ยนแปลงโดยไม่สามารถทำนายหรือควบคุมการเกิดได้ ด้วยเหตุนี้จึงนิยมใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง (Doubly-Fed Induction Generator; DFIG) ในการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานหมุนเวียนเนื่องจากสามารถผลิตพลังงานไฟฟ้าที่มีต้นกำลังขั้ในลักษณะที่ความเร็วแปรเปลี่ยนได้

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดหนึ่งที่ถูกนำไปใช้ในระบบการผลิตไฟฟ้าเพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กริดระบบ เนื่องจากมีข้อโดดเด่นสามารถผลิตพลังงานไฟฟ้าขณะที่มีต้นกำลังขั้ในลักษณะที่ความเร็วแปรเปลี่ยนได้ จากรูปที่ 1 แสดงโครงสร้างการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง โดยด้านสเตเตอร์เชื่อมต่อกับกริดระบบเพื่อทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าออกให้กับกริด ในขณะที่ระหว่างทางด้านโรเตอร์และกริดระบบจะเชื่อมต่อกับชุดคอนเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันในลักษณะหันหลังชนกัน (Back-to-back converter) ซึ่งประกอบไปด้วยคอนเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสองชุด ได้แก่ชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ (Rotor Side Converter; RSC) ที่มีหน้าที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ และชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านกริด (Grid Side Converter; GSC) ที่มีหน้าที่รักษาแรงดันเชื่อมโยงและควบคุมทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าระหว่างด้านโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและกริดระบบ โดยจะขึ้นอยู่กับโหมดความเร็วในการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า จากลักษณะดังกล่าวจะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถไหลเข้าสู่กริดระบบได้สองทาง ทำให้คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้มีขนาดพิกัดที่น้อยกว่าพิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 25 – 30 % [1]-[2]



ภาพที่ 1.1 โครงสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมต่อกับระบบโดยใช้คอนเวอร์เตอร์ แหล่งจ่ายแรงดันในลักษณะหันหลังชนกัน

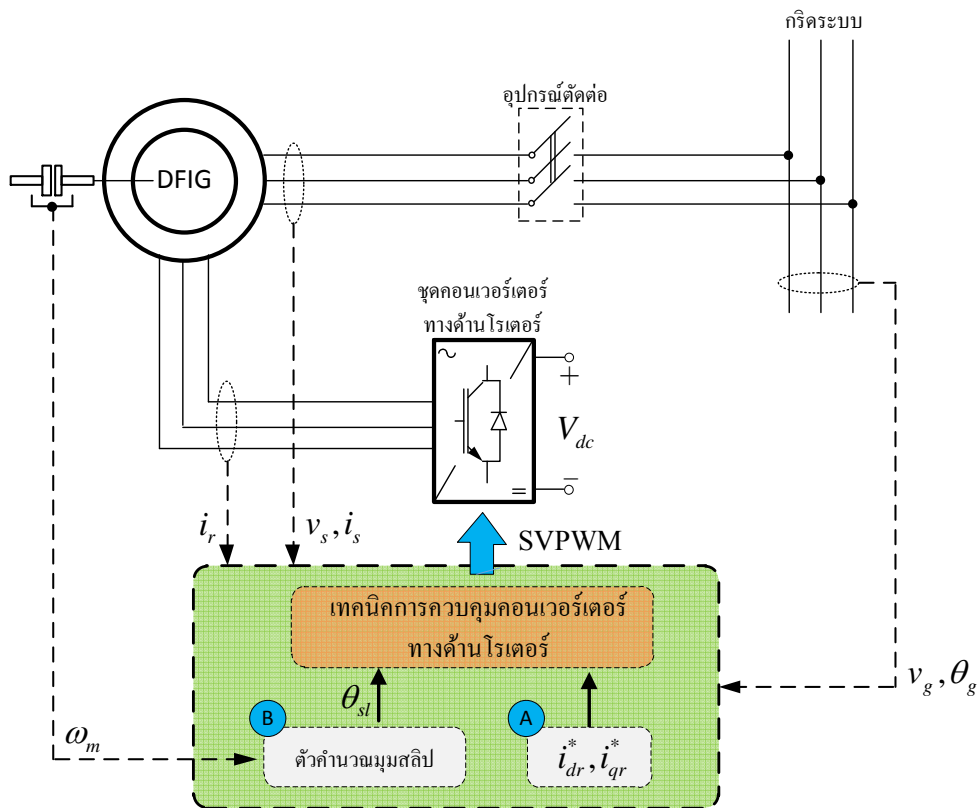
แต่อย่างไรก็ตาม ในการเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางขณะที่ยังไม่ถูกเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบ จะต้องมีการควบคุมให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซึ่งโครไนซ์กับกริดระบบ หากทำการเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้ากับกริดระบบขณะที่ยังไม่ผ่านการซึ่งโครไนซ์ อาจทำให้เกิดกระแสพุ่ง (inrush current) ทางด้านสเตเตอร์ขณะทำการเริ่มเดินเครื่องได้ ซึ่งมีงานวิจัยน้อยมากที่แสดงถึงขั้นตอนการซึ่งโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและกริดระบบ ยกตัวอย่างเช่น [3] ได้นำเสนอการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเพื่อแสดงประสิทธิภาพการจ่ายกำลังไฟฟ้า โดยใช้ชุดคอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกันในการควบคุมกำลังไฟฟ้านด้านโรเตอร์ โดยข้อโดดเด่นของงานวิจัยนี้คือแสดงการควบคุมกำลังไฟฟ้านด้านสเตเตอร์โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ที่ถูกควบคุมโดยวิธีการแบบเวกเตอร์อ้างอิงบนเฟรมพลาซแม่เหล็กไฟฟ้าสเตเตอร์ และแสดงการควบคุมทิศการไหลของกำลังไฟฟ้านด้านโรเตอร์ โดยการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์ด้านกริดในกรณีความเร็วต่างๆ แต่อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้ เป็นการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางที่เชื่อมต่อด้านสเตเตอร์เข้ากับกริดระบบก่อนการเริ่มเดินเครื่อง จึงทำให้การทำงานของระบบดังกล่าวไม่จำเป็นต้องมีการเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันด้านสเตเตอร์ แต่ในลักษณะเช่นนี้จะทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบมีค่าลดลง เนื่องจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีการดึงกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟในการสร้างสนามแม่เหล็กให้กับด้านโรเตอร์ [4] ได้นำเสนอวิธีการซึ่งโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง โดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์อ้างอิงบนเฟรมพลาซแม่เหล็กไฟฟ้าสเตเตอร์ ซึ่งงานวิจัยนี้มีข้อโดดเด่นคือ สามารถควบคุมขนาดแรงดันเหนี่ยวนำด้านสเตเตอร์ให้เท่ากับกริดระบบ และมีการชดเชยมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันสเตเตอร์และกริดระบบ แต่อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้ มีการใช้ตัวควบคุมแบบพีไอสี่ตัว ทำให้ยากต่อการออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่เหมาะสม และไม่มีการแสดงกระแสในสายระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและกริดระบบ

หลังจากมีการสับสวิตช์เชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้ากับกริดระบบ [5] ได้นำเสนอวิธีการชิงโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเข้ากับกริดระบบแบบนุ่มนวล โดยใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์บนเฟรมอ้างอิงของแรงดันกริดระบบ ข้อโดดเด่นของงานวิจัยนี้ คือ การใช้แรงดันกริดเป็นเวกเตอร์อ้างอิงในการควบคุมในการสร้างแรงดันเหนี่ยวนำด้านสเตเตอร์ให้มีขนาดเท่ากับแรงดันกริด และในส่วนของ การควบคุมตำแหน่งมุมของแรงดันเหนี่ยวนำสเตเตอร์ให้เท่ากับตำแหน่งมุมแรงดันกริดระบบ ใช้การคำนวณหาตำแหน่งมุมโรเตอร์เริ่มต้นเพื่อหาตำแหน่งมุมสลิป ทำให้การควบคุมของงานวิจัยดังกล่าวใช้ตัวควบคุมพีไอเพียงสองตัว ทำให้ง่ายต่อการออกแบบตัวควบคุม แต่อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้ได้มีสมการทางคณิตศาสตร์และวิธีการหาตำแหน่งมุมสลิปค่อนข้างซับซ้อน ในการนำเสนอหัวข้อโครงร่างวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอวิธีการชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางกับกริดระบบควบคุมโดยชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ ซึ่งใช้เทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์บนเฟรมอ้างอิงหมุนการจัดปรับกริดฟลักซ์ (Grid-flux-oriented reference frame) เพื่อควบคุมการสร้างแรงดันเหนี่ยวนำด้านสเตเตอร์มีค่าเท่ากับแรงดันกริดอย่างถูกต้องและรวดเร็ว อีกทั้งได้นำเสนอวิธีการหามุมสลิปและมุมทางไฟฟ้าโรเตอร์ เพื่อจัดปรับให้ตำแหน่งของแรงดันด้านสเตเตอร์เท่ากับด้านกริดระบบ ซึ่งทำให้สามารถชิงโครไนซ์กับระบบได้รวดเร็วและไม่มีกระแสพุ่งหลังจากมีการเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและกริดระบบ

1.2 แนวทางการวิจัย

จากตัวอย่างเทคนิคการควบคุมในงานวิจัย [3]-[5] ที่ได้กล่าวในหัวข้อ 4.1 นั้นยังคงมีจุดอ่อนทั้งในเรื่องการเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากับกริดระบบขณะที่ยังไม่เดินเครื่องส่งผลทำให้ตัวประกอบกำลังของกริดระบบมีค่าลดลง, การใช้ตัวควบคุมแบบพีไอจำนวนมากทำให้การออกแบบระบบทำได้ยาก, การแสดงสมรรถนะของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหลังจากเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบขณะที่ไม่มีการแลกเปลี่ยนกำลังไฟฟ้า และความซับซ้อนของสมการทางคณิตศาสตร์ในการหาตำแหน่งมุมสลิป ดังนั้นแนวทางในการทำวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการชิงโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเพื่อเชื่อมเข้ากับกริดระบบโดยชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ อาศัยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์บนเฟรมอ้างอิงหมุนการจัดปรับกริดฟลักซ์ ซึ่งมีสมมุติฐานและวัตถุประสงค์หลักของการวิจัยเพื่อทำการชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางกับกริดระบบ โดยใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์บนเฟรมอ้างอิงหมุนการจัดปรับแรงดันกริด โดยสามารถทำการชิงโครไนซ์อย่างรวดเร็วในทุกช่วงโหมดความเร็ว ลดกระแสสเตเตอร์ไหลพุ่งภายหลังจากการเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบ และมีระบบควบคุมไม่ซับซ้อนง่ายต่อการออกแบบค่าพารามิเตอร์ จากรูปที่ 2 แสดงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง โดยทางด้านโรเตอร์ที่เชื่อมต่อเข้ากับชุดคอนเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งทำหน้าที่ป้อนแรงดันให้กับด้านโรเตอร์เพื่อกระตุ้นเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันด้านสเตเตอร์ โดยโครงสร้างการ

ควบคุมได้แบ่งออกเป็นสองส่วนหลัก คือ ส่วนแรกเป็นการควบคุมขนาดองค์ประกอบกระแสโรเตอร์เพื่อกระตุ้นสร้างแรงดันเหนี่ยวนำสเตเตอร์ให้มีค่าเท่ากับแรงดันกริด และส่วนที่สองเป็นการหามุมสลิปและมุมทางไฟฟ้าโรเตอร์ เพื่อควบคุมให้ตำแหน่งแรงดันเหนี่ยวนำสเตเตอร์วางอยู่ตำแหน่งเดียวกันกับแรงดันกริด โดยรายละเอียดของหลักการควบคุมได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 3.3



ภาพที่ 1.2 โครงสร้างทางชุดคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์และเทคนิคการควบคุมการชิงโครไนซ์

1.3 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการศึกษาค้นคว้าเอกสารและบทความที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย จะเห็นได้ว่ามีหลาย บทความที่แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างและเทคนิคการควบคุมการชิงโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง กับกริดระบบ เพื่อ โดยสามารถสรุปสาระสำคัญจากเอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องได้ดังต่อไปนี้

Jihen Arbi และ คณะ [6] ได้นำเสนอเทคนิคการควบคุมชุดคอนเวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์สำหรับการชิงโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางและกริดในระบบดันขั้วกำลังแบบลม ด้วยการควบคุมแรงบิดเสมือนโดยตรง (Direct Virtual Torque Control) และฟลักซ์แม่เหล็กโรเตอร์โดยตรง ซึ่งในการควบคุมที่นำเสนอ จะใช้ตารางการสวิตช์กระบวนกรเดียวกันกับการควบคุมกำลังไฟฟ้าแยกสำหรับชุดคอน

เวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์ ไม่ใช้ตัวควบคุมเชิงเส้นพีไอ (PI Controller) ต้องการวัดค่าเฉพาะแรงดันกันกริด ตำแหน่งและขนาดกระแสโรเตอร์ในการควบคุม ทำให้งานวิจัยนี้มีข้อดีคือ สามารถสร้างแรงดันเหนี่ยวนำสเตเตอร์โดยไม่ต้องมีการวัดค่าจริง ในการควบคุมมีความซับซ้อนน้อยเนื่องจากไม่มีการใช้ตัวควบคุมเชิงเส้นพีไอ ทำให้ไม่มีปัญหาในการปรับค่าคงตัวตัวควบคุมและพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยยังคงสามารถทำการเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบอย่างรวดเร็วและนุ่มนวล ไม่มีกระแสพุ่งในด้านสเตเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามในการสร้างแรงบิดเสมือนและฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้าโรเตอร์จะต้องมีความแม่นยำสูง เนื่องจากใช้เป็นค่าเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิงในการควบคุม ซึ่งหากเซนเซอร์ในระบบมีปัญหาอาจทำให้ไม่สามารถทำการควบคุมการชิงโครไนซ์หรือหลุดจากการชิงโครไนซ์ได้

Si Zhe Chen และ คณะ [7] ได้นำเสนอการควบคุมชุดคอนเวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์สำหรับการชิงโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางกับกริดระบบบนพื้นฐานระบบแปรพลังงานลม โดยใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันโดยตรงแบบใหม่(Direct Voltage Control Scheme) และการใช้การควบคุมแบบโครงสร้างรวมค่าตัวแปร (Integral Variable Structure Control) ซึ่งจากการใช้เทคนิคดังกล่าวทำให้สามารถควบคุมการสร้างแรงดันเหนี่ยวนำสเตเตอร์ได้โดยตรงจากการติดตามแรงดันกันกริด แทนการใช้กระแสโรเตอร์ที่ได้จากการวัดส่งผ่านตัวควบคุมต่ออนุกรมเป็นวงลูปปิด ซึ่งจะช่วยให้ลดจำนวนตัวแปรคำสั่งในการคำนวณกำลังไฟฟ้าและลดการปรับค่าพารามิเตอร์ในระบบ อีกทั้งในงานวิจัยนี้ยังเพิ่มความน่าเชื่อถือของการชิงโครไนซ์ โดยการสร้างตัวแปรและค่าרבกวนที่ไม่แน่นอนให้แก่ระบบ แต่ยังคงสามารถทำการควบคุมคอนเวอร์เตอร์เพื่อทำการชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้ากับกริดระบบได้อย่างรวดเร็ว และไม่มีกระแสไหลพุ่ง อย่างไรก็ตามในการควบคุมในงานวิจัยนี้สมการทางคณิตศาสตร์ในการกำจัดค่าרבกวนที่เพิ่มเข้ามาในระบบมีความซับซ้อนจากการควบคุมแบบโครงสร้างตัวแปรรวมและมีการใช้ตัวควบคุมเชิงเส้นพีไอสี่ตัว ทำให้การออกแบบและปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมมีความยาก

Si Zhe Chen และ คณะ [8] ได้นำเสนอการปรับปรุงแผนการควบคุมการชิงโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางบนพื้นฐานพลังงานลมเข้ากับกริดระบบที่มีแรงดันไม่สมดุล ซึ่งแตกต่างจากการควบคุมการชิงโครไนซ์ที่เคยถูกนำเสนอมา โดยมีการใช้รูปแบบของลำดับบวกและลำดับลบในการควบคุม ใช้วิธีการ relative gain array (RGA) ในการคำนวณหาแรงดันโรเตอร์, กระแสโรเตอร์และแรงดัน สเตเตอร์ ซึ่งจากวิธีการดังกล่าวตัวควบคุมหลักจะถูกออกแบบเพื่อควบคุมแรงดันสเตเตอร์ลำดับบวกโดยตรงด้วยแรงดันโรเตอร์ลำดับบวก และตัวควบคุมช่วยจะถูกออกแบบเพื่อควบคุมแรงดันสเตเตอร์ลำดับลบโดยตรงด้วยแรงดันโรเตอร์ลำดับลบ ดังนั้นจึงไม่มีวงลูปการควบคุมกระแสโรเตอร์ ทำให้โครงสร้างการควบคุมมีความง่ายและไม่ซับซ้อน โดยการควบคุมทั้งหมดแปลงให้อยู่บนเฟรมอ้างอิงหมุนชิงโครไนซ์ ซึ่งในงานวิจัยได้แสดงผลการทดลองจริงว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถเชื่อมต่อกับกริดได้อย่างนุ่มนวล ไม่มีแรงบิดและกระแสไหลพุ่ง

Jiefeng Hu และ คณะ [9] ได้นำเสนอการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบการคาดการณ์แรงบิดเสมือนโดยตรงและการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรง ข้อโดดเด่นของงานวิจัยนี้ คือสามารถทำการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้ากับกริดระบบได้อย่างรวดเร็วและนุ่มนวล สามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าได้อย่างอิสระ ซึ่งการควบคุมโครงสร้างในการควบคุมมีความน่าเชื่อถือและไม่ซับซ้อน อีกทั้งไม่มีการใช้เซนเซอร์ในการตรวจจับมุมโรเตอร์ (sensorless rotor position) ซึ่งจากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถซิงโครไนซ์เข้ากับกริดได้รวดเร็วโดยใช้เวลาประมาณหนึ่งในสี่ของคาบเวลาและมีกระแสไหลฟุ้งน้อยมาก แต่อย่างไรก็ตามยังคงมีกระแสกระเพื่อม (ripple current) ในด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ในการทดลองจริง ถึงแม้ในผลการจำลองมีการกระเพื่อมกระแสดำที่ต่ำก็ตาม อีกทั้งการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์จากการคำนวณจะต้องใช้ตัวประมวลผลที่ความเร็วสูงในการหา

Grzegorz Iwanski และ คณะ [10] ได้นำเสนอการใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเป็นตัวจ่ายไฟสำรองเมื่อระบบหลุดจากกริด โดยจะต้องทำการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าก่อนทำการเชื่อมต่อเข้ากับระบบ ซึ่งใช้เทคนิคการควบคุมที่ใช้เวกเตอร์แรงดันกริดเป็นเฟรมอ้างอิง อีกทั้งมีการใช้เทคนิคเฟสล็อกคัล (PLL) เพื่อคำนวณหามุมโรเตอร์ โดยข้อโดดเด่นของงานวิจัยนี้คือการใช้การควบคุมแรงดันโดยตรง ทำให้ระบบการควบคุมไม่มีเซนเซอร์วัดมุมโรเตอร์ ซึ่งหาได้จากการคำนวณทางคณิตศาสตร์ และมีการชดเชยมุมแรงดันเพื่อควบคุมให้แรงดันสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีเฟสตรงกันกับกริดระบบ โดยผลการทดสอบพบว่าสามารถทำการซิงโครไนซ์กับระบบได้ แต่อย่างไรก็ตาม เวลาที่ใช้ในกระบวนการซิงโครไนซ์ค่อนข้างใช้เวลาหลายคาบเวลา และไม่มีการแสดงกระแสสเตเตอร์และโรเตอร์หลังจากการเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้ากับระบบ

1.4 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.4.1 เพื่อออกแบบระบบการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมเข้ากับกริดระบบด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์บนเฟรมอ้างอิงหมุนการจัดปรับแรงดันกริด
- 1.4.2 เพื่อปรับปรุงและวิเคราะห์ซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมเข้ากับกริดระบบได้อย่างรวดเร็วและไม่มีการสั่นไหวในทุกช่วงความเร็วของตัวหมุนโรเตอร์ ในภาวะชั่วคราวและภาวะอยู่ตัว
- 1.4.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมเข้ากับกริดระบบด้วยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์บนเฟรมอ้างอิงหมุนการจัดปรับกริดพลาซ

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.5.1 สร้างแบบจำลองการควบคุมการชิงโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบ โดยใช้การจำลองบนโปรแกรมคอมพิวเตอร์
- 1.5.2 ออกแบบการชิงโครไนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบผ่านคอนเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันในลักษณะหันหลังชนกัน
- 1.5.3 วิเคราะห์การควบคุมการชิงโครไนซ์ของคอนเวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์บนเฟรมอ้างอิงหมุนการจัดปรับกริดฟลักซ์ สำหรับเครื่องกำเนิดเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบ

1.6 ประโยชน์ที่จะได้รับจากการศึกษา เิงทฤษฎี และ/หรือเชิงประยุกต์

- 1.6.1 สามารถพัฒนาและเพิ่มสมรรถนะการชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมเข้ากับกริดระบบ
- 1.6.2 ผลของการวิจัยสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้และพัฒนาในระบบการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเชื่อมเข้ากับกริดระบบ โดยเฉพาะในช่วงเวลาเริ่มต้นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับกริดระบบ การชิงโครไนซ์ถือเป็นอีกกระบวนการหนึ่งที่สำคัญที่ทำให้ระบบสามารถทำงานได้อย่างราบรื่นและมีประสิทธิภาพ

บทที่ 2

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

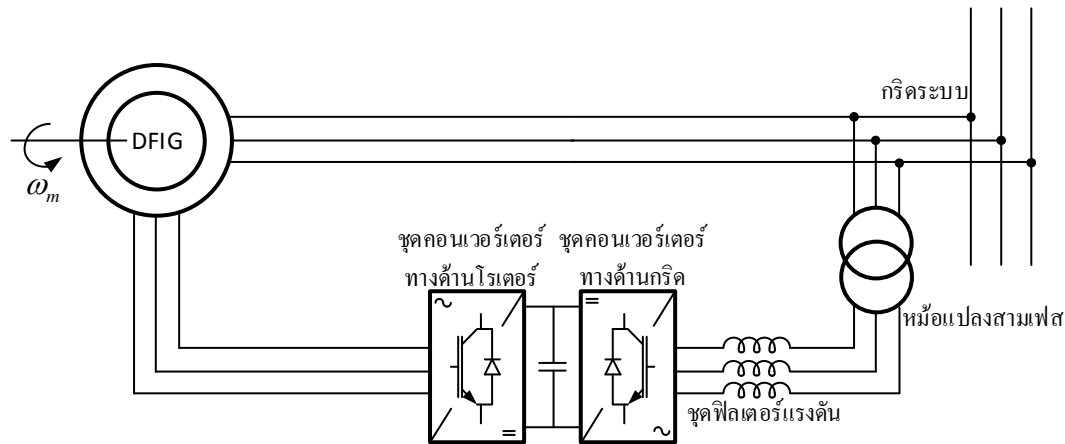
2.1 บทนำ

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง เป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าอีกทางเลือกหนึ่ง ที่ถูกนำมาใช้ในการผลิตไฟฟ้าในระบบพลังงานหมุนเวียนขนาดเล็กเพื่อจ่ายให้กับกริดระบบ ตัวอย่างเช่น การผลิตไฟฟ้าจากพลังงานลม หรือพลังงานน้ำเป็นต้น ซึ่งข้อดีของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดนี้สามารถผลิตไฟฟ้าในขณะที่ความเร็วแปรเปลี่ยนได้โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ชนิดหันหลังชนกันเป็นตัวเชื่อมระหว่างด้านโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและทางด้านกริด อีกทั้งยังมีราคาถูก บำรุงรักษาง่ายและมีประสิทธิภาพสูงเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชิงโรตัส ในบทนี้ได้กล่าวถึงองค์ประกอบของระบบการผลิตไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง ทฤษฎีพื้นฐานการแปลงเฟรมอ้างอิงของระบบไฟฟ้า สมการพลวัตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง การไหลของกำลังไฟฟ้าของระบบ และการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริด เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของระบบ และสามารถนำไปวิเคราะห์และสร้างแบบจำลองการทำงานต่อไป

2.2 องค์ประกอบระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบป้อนสองทาง

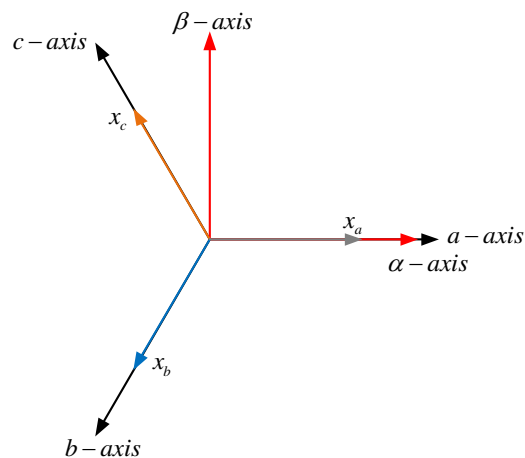
รูปแบบขององค์ประกอบของระบบการผลิตไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางได้แสดงในภาพที่ 2.1 ซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง หรือ แบบที่มีโรเตอร์แบบขดลวดด้วยวงแหวนสลิป (Wound rotor) คอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกัน โดยแบ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์และคอนเวอร์เตอร์ด้านกริดเชื่อมกันด้วยตัวเก็บประจุแรงดันตรงเชื่อมโยง (DC-link) ชุดฟิลเตอร์แรงดันด้านกริด และหม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งสามารถอธิบายรายละเอียดดังนี้ ด้านสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูกเชื่อมต่อกับกริดระบบโดยตรงเพื่อป้อนกำลังไฟฟ้าในทิศทางเข้าสู่กริดเท่านั้นโดยที่มีความถี่คงที่ ในขณะที่ด้านโรเตอร์และด้านกริดจะถูกเชื่อมต่อกันผ่านคอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกัน ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์จะมีหน้าที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าแอคทีฟและรีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์อย่างอิสระต่อกัน โดยการป้อนแรงดันเข้าสู่ด้านโรเตอร์ด้วยความถี่สลิป ในขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริดมีหน้าที่รักษาแรงดันเชื่อมโยงให้

มีค่าคงที่และป้อนกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟตามความต้องการของกริด ชุดฟیلเตอร์แรงดันมีหน้าที่กรองแรงดันและ
 ขจัดฮาร์มอนิกของแรงดันจากคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริดเพื่อเชื่อมต่อเข้าสู่กริดระบบ และหม้อแปลงไฟฟ้าสาม
 เฟสมีหน้าที่ปรับขึ้นของค่าแรงดันคอนเวอร์เตอร์ด้านกริด



ภาพที่ 2.1 องค์ประกอบระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบป้อนสองทางโดยใช้คอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกัน

2.3 การแปลงเฟรมอ้างอิงของระบบไฟฟ้า



ภาพที่ 2.2 เฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟส (abc) และเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส ($\alpha\beta$)

ในส่วนนี้จะอธิบายหลักการการแปลงเฟรมอ้างอิงของตัวแปรสเปซเวกเตอร์ใดๆ โดยจะอธิบายการแปลงเฟรม
 อ้างอิงนิ่งสามเฟสไปเป็นเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส ($abc/\alpha\beta$) และแปลงเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟสไปเป็นเฟรม
 อ้างอิงหมุนสองเฟส ($\alpha\beta/dq$) ซึ่งสามารถนำมาใช้ในการออกแบบและควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์
 แบบหันหลังชนกัน เพื่อให้สอดคล้องกับการทำงานของระบบที่คาดหวังไว้ โดยข้อดีของการแปลงเฟรมอ้างอิง
 จากระบบสามเฟสไปเป็นสองเฟส คือสามารถลดตัวแปรทางไฟฟ้า และง่ายต่อการควบคุมเนื่องจากตัวแปรทาง

ไฟฟ้าจะอยู่ในรูปของสัญญาณกระแสตรงเมื่อเลือกใช้เฟรมอ้างอิงหมุน โดยรายละเอียดการควบคุมด้วยตัวแปรทางไฟฟ้าสองเฟสจะได้อธิบายในบทถัดไป

เมื่อพิจารณาตัวแปรทางไฟฟ้าใดๆ บนระบบไฟฟ้าสามเฟสซึ่งประกอบไปด้วยเฟส a, b, c สามารถเขียนให้อยู่รูปของสมการทางไฟฟ้าได้ดังนี้

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

เมื่อ x_a, x_b, x_c คือ ค่าชั่วขณะ (Instantaneous value) ของตัวแปรสำหรับเฟส a, b, c ตามลำดับ

X_m คือ ค่าสูงสุด (Peak value) ของตัวแปร

ω คือ ความเร็วเชิงมุมของตัวแปร

t คือ เวลาใดๆ

และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสเปซเวกเตอร์ดังนี้

$$\bar{x} = \frac{2}{3} (x_a(t) \cdot e^{j0} + x_b(t) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} + x_c(t) \cdot e^{-j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.2)$$

จากภาพที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าแกน a ของเฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟสจะวางทับอยู่กับแกน α ของเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส โดยมีแกน β เป็นแกนตั้งฉาก ซึ่งเฟรมอ้างอิงทั้งสองจะไม่มีภาระหมุน ดังนั้นเมื่อพิจารณาให้ x_a, x_b, x_c ถูกฉายมาบนแกน $\alpha\beta$ ซึ่งสามารถเขียนสมการการแปลงตัวแปรจากเฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟสให้อยู่ในรูปของสองแกนบนเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส ($abc / \alpha\beta$) ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

เมื่อ x_α, x_β คือ ค่าชั่วขณะ (Instantaneous value) ของตัวแปรบนแกน $\alpha\beta$ ตามลำดับ

ซึ่งการแปลงตัวแปรในเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส ให้กลับมาอยู่ในเฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟส ($\alpha\beta / abc$) สามารถทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยทำการจัดรูปสมการที่ 2.3 ใหม่ จะได้

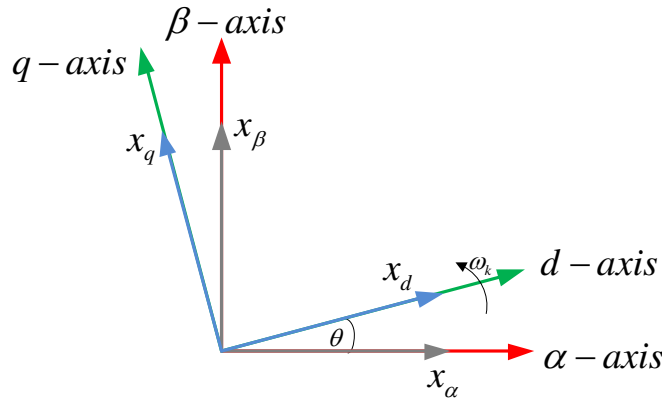
$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

ในการแปลงเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟสให้อยู่ในรูปเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส ($\alpha\beta/dq$) ที่ความเร็วใดๆ (ω_k) จะมีความแตกต่างจากการแปลงเฟรมแบบหยุดนิ่ง เนื่องจากเฟรมมีการหมุนด้วยความเร็วใดๆ ตลอดเวลาทำให้มุมอ้างอิงของแกนมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาด้วยมุม θ ซึ่งแสดงได้ในภาพที่ 2.3 และสามารถเขียนส่วนฉายบนเฟรมอ้างอิงหมุน ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

โดยที่มุม θ สามารถคำนวณได้จาก $\theta = \frac{d\omega_k}{dt}$ และในทำนองเดียวกัน สามารถแปลงเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสให้เป็นเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส ($dq/\alpha\beta$) ได้จากสมการ

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.6)$$



ภาพที่ 2.3 เฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส ($\alpha\beta$) และเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส (dq)

และสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟในเทอมของแรงดันและกระแสสองเฟสได้ดังนี้

$$P = \frac{3}{2}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q), \quad Q = \frac{3}{2}(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \quad (2.7)$$

2.4 สมการพลวัตที่เกี่ยวข้องของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

การวิเคราะห์พฤติกรรมการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางจะใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยโมเดลสเปซเวกเตอร์บนเฟรมอ้างอิงใดๆ เนื่องจากมีข้อดีหลายประการ เช่น สามารถอธิบายพฤติกรรมการทำงานทั้งในสภาวะคงตัวและสภาวะพลวัต และสามารถเลือกใช้เฟรมอ้างอิงที่เหมาะสมต่อการควบคุมได้ วงจรสมมูลสเปซเวกเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางแสดงในภาพที่ 2.4 ซึ่งมีสมการสเปซเวกเตอร์ที่สำคัญ ได้แก่สมการแรงดันดังนี้

$$\begin{aligned}\vec{v}_s &= R_s \vec{i}_s + s \vec{\lambda}_s + j \omega_k \vec{\lambda}_s, \\ \vec{v}_r &= R_r \vec{i}_r + s \vec{\lambda}_r + j(\omega_k - \omega_r) \vec{\lambda}_r.\end{aligned}\quad (2.8)$$

เมื่อ $\vec{v}_s, \vec{v}_r$ คือ เวกเตอร์แรงดันสเตเตอร์และโรเตอร์ [V]

$\vec{i}_s, \vec{i}_r$ คือ เวกเตอร์กระแสสเตเตอร์และโรเตอร์ [A]

$\vec{\lambda}_s, \vec{\lambda}_r$ คือ เวกเตอร์ฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้าสเตเตอร์และโรเตอร์ [Wb]

R_s, R_r คือ ความต้านทานขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ [Ω]

ω_k, ω_r คือ ความเร็วเชิงมุมของการหมุนเฟรมอ้างอิงและความเร็วทางไฟฟ้าของโรเตอร์

s คือ เครื่องหมายแสดงการดำเนินการแบบอนุพันธ์ $\frac{d}{dt}$

และสมการฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้างี้

$$\begin{aligned}\vec{\lambda}_s &= (L_s + L_m) \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r, \\ \vec{\lambda}_r &= (L_r + L_m) \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s\end{aligned}\quad (2.9)$$

เมื่อ $L_s = (L_s + L_m)$ คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองของสเตเตอร์ [H]

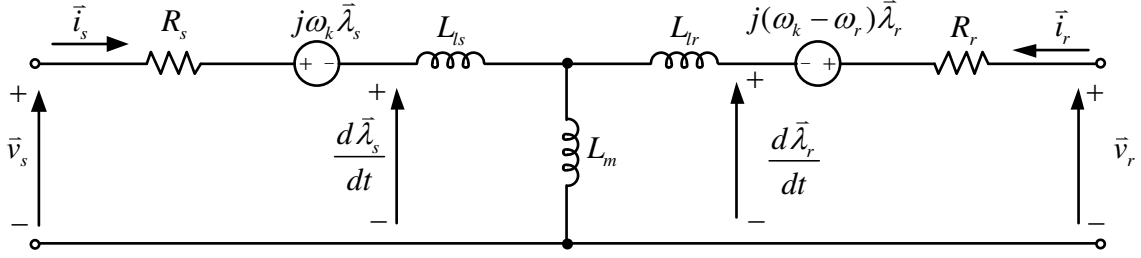
$L_r = (L_r + L_m)$ คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองของโรเตอร์ [H]

L_{ls}, L_{lr} คือ ความเหนี่ยวนำรั่วไหลของสเตเตอร์และโรเตอร์ [H]

L_m คือ ความเหนี่ยวนำสร้างสนามแม่เหล็ก [H]

สมการแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e ที่ถูกสร้างจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า สามารถเขียนในเทอมของเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$T_e = \frac{3}{2} P_p (\vec{\lambda}_s \times \vec{i}_s) \quad (2.10)$$



ภาพที่ 2.4 วงจรสมมูลสเปซเวกเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางบนเฟรมอ้างอิงใดๆ

จากสมการ 2.8 และ 2.9 สามารถนำมาจัดใหม่ในรูปแบบของคัพระกอบสองเฟสบนเฟรมอ้างอิงใดๆ เมื่อไม่คิดการสูญเสียในแกนเหล็ก จะได้สมการแรงดันและฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_k \lambda_{qs}, \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_k \lambda_{ds}, \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_k - \omega_r) \lambda_{qr}, \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} - (\omega_k - \omega_r) \lambda_{dr}. \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}, \\ \lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}, \\ \lambda_{dr} = L_s i_{dr} + L_m i_{ds}, \\ \lambda_{qr} = L_s i_{qr} + L_m i_{qs}. \end{cases} \quad (2.12)$$

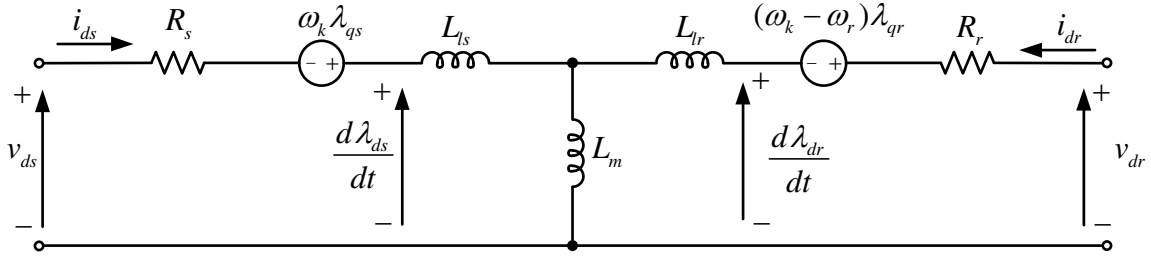
จากสมการที่ 2.11 และ 2.12 สามารถเขียนสมการแรงดันในเทอมของกระแส โดยจะจัดรูปให้อยู่ในรูปแบบเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & -\omega_k L_s & sL_m & \omega_k L_m \\ \omega_k L_s & R_s + sL_s & \omega_k L_m & sL_m \\ sL_m & -(\omega_k - \omega_r) L_m & R_r + sL_r & -(\omega_k - \omega_r) L_r \\ (\omega_k - \omega_r) L_m & sL_m & (\omega_k - \omega_r) L_r & R_r + sL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

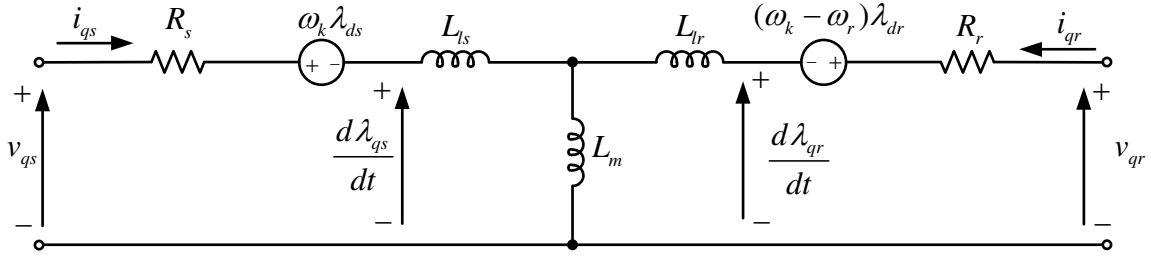
และมีสมการแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e ในเทอมของตัวแปรสองเฟสได้ดังนี้

$$T_e = \frac{3}{2} P_p (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.14)$$

จากสมการที่ 2.13 สามารถเขียนรูปวงจรสมมูลของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบป้อนสองทางได้ใหม่ ในรูปแบบของสองแกนบนเฟรมอ้างอิงใดๆ ได้ตามภาพที่ 2.5



(ก) แกน d



(ข) แกน q

ภาพที่ 2.5 วงจรสมมูลของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบป้อนสองทางในเฟรมอ้างอิงใดๆสองเฟส

2.5 การไหลของกำลังไฟฟ้าและโหมดความเร็วในการทำงาน

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางสามารถส่งกำลังไฟฟ้าสู่กริดระบบได้สองทาง ได้แก่ ส่งผ่านด้านสเตเตอร์โดยตรงและผ่านทางด้านโรเตอร์โดยมีคอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกันเป็นตัวเชื่อมต่อ โดยทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับโหมดการทำงานที่ถูกจำแนกจากความเร็วดัชนีของตัวหมุนโรเตอร์ทางไฟฟ้า (ω_r) โดยสามารถจำแนกโหมดการทำงานได้ดังนี้ 1) โหมดความเร็ว subsynchronous : จะเป็นโหมดที่ความเร็วดัชนีของตัวหมุนโรเตอร์มีค่าต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส ($\omega_r < \omega_s$) 2) โหมดความเร็ว supersynchronous : จะเป็นโหมดที่ความเร็วดัชนีของตัวหมุนโรเตอร์มีค่าสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส ($\omega_r > \omega_s$) ทั้งนี้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางจะถูกออกแบบให้ทำงานอยู่ในย่านความเร็วของโรเตอร์ที่ $\pm 30\%$ ของความเร็วซิงโครนัส โดยทั้งสองโหมดการทำงาน ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์จะไหลเพียงทิศทางเข้าสู่กริดระบบเท่านั้น ในขณะที่กำลังไฟฟ้าทางด้านโรเตอร์จะมีทิศทางการไหลขึ้นอยู่กับโหมดการทำงานของตัวหมุนโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยในที่นี้จะอธิบายการไหลของกำลังไฟฟ้าทั้งระบบ เมื่อกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าสร้างมีค่าเท่ากับศูนย์ ($Q_s = 0$) โดยรับเพียงการกระตุ้นสนามแม่เหล็กหมุนจากทางด้านโรเตอร์เท่านั้น

จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าทางด้านโรเตอร์จะแปรผันตามผลคูณค่าสลิป s และกำลังไฟฟ้าในช่องว่างอากาศ P_{gap} ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า อย่างไรก็ตามเพื่อความง่ายในการวิเคราะห์ กำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวนำและให้

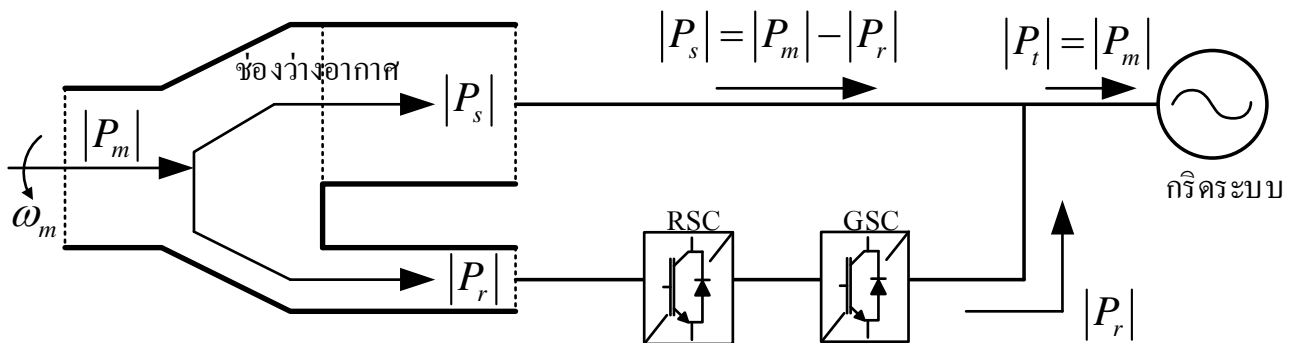
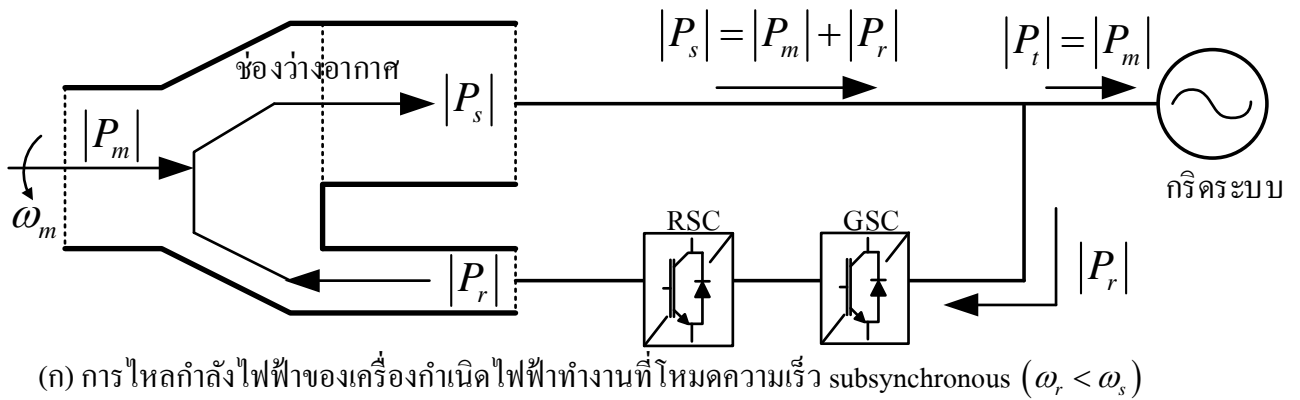
กำลังไฟฟ้าช่องว่างอากาศมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ ($P_{gap} = P_s$) โดยสามารถกำหนดสมการกำลังไฟฟ้าทางด้านโรเตอร์ได้ดังนี้

$$P_r = -sP_s \quad (2.15)$$

โดยที่ค่าสลิป s สามารถหาได้จาก

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ 2.15 สามารถจำแนกการไหลกำลังไฟฟ้าทางด้านโรเตอร์ตามโหมดความเร็วของตัวหมุนโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยแสดงตามภาพที่ 2.6



ภาพที่ 2.6 การไหลกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

จากภาพที่ 2.6(ก) แสดงถึงการไหลของกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่โหมดความเร็ว subsynchronous โดยจะเห็นว่ากำลังไฟฟ้าทางด้านสเตเตอร์จะไหลเข้าสู่กริด ในขณะที่กำลังไฟฟ้าทางด้านโรเตอร์จะไหลจากกริด

ระบบผ่านคอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกันและเข้าสู่ด้านโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เนื่องจากในโหมดการทำงานนี้จะทำให้ค่าสลิป s มีค่าเป็นลบเมื่ออ้างอิงจากสมการ 2.16 ทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าโรเตอร์มีค่าเป็นบวก โดยสามารถคำนวณขนาดกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$|P_s| = |P_m| + |P_r| \quad (2.17)$$

เมื่อ P_m คือ กำลังทางกล

จากภาพที่ 2.6(ข) แสดงถึงการไหลของกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่โหมดความเร็ว supersynchronous โดยจะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าทางด้านสเตเตอร์ยังคงจะไหลเข้าสู่กริดเช่นเดียวกัน ในขณะที่กำลังไฟฟ้าทางด้านโรเตอร์จะไหลจากด้านโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าผ่านคอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกันและเข้าสู่กริดระบบ เนื่องจากในโหมดการทำงานนี้จะทำให้ค่าสลิป s มีค่าเป็นบวกเมื่ออ้างอิงจากสมการ 2.16 ทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าโรเตอร์มีค่าเป็นลบ โดยสามารถคำนวณขนาดกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$|P_s| = |P_m| - |P_r| \quad (2.18)$$

จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าทางด้านสเตเตอร์จะมีค่าไม่เท่ากันเมื่อเทียบกันระหว่างโหมดความเร็วทั้งสองโหมดตามสมการ 2.17 และ 2.18 อย่างไรก็ตามกำลังไฟฟ้าที่กริดระบบได้รับจะมีค่าเท่ากันในทั้งสองโหมดความเร็ว ตามสมการ

$$|P_r| = |P_m| \quad (2.19)$$

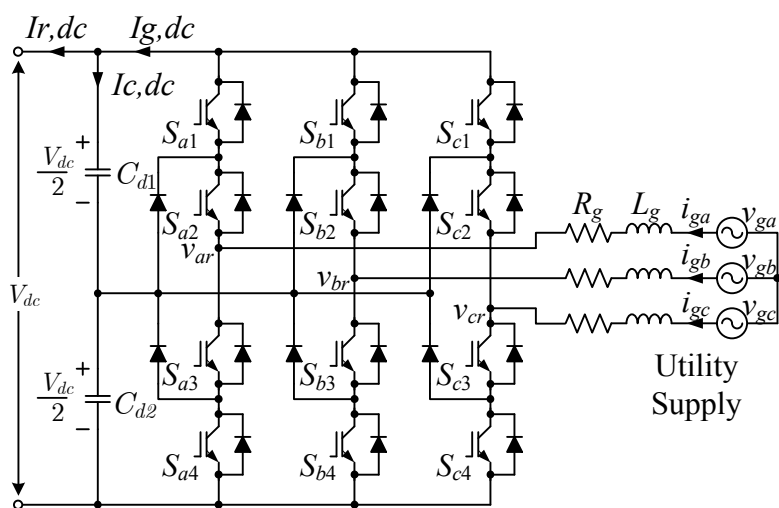
เมื่อ P_r คือ กำลังไฟฟ้าที่กริดระบบได้รับทั้งหมด

จากสมการที่ 2.19 เมื่อไม่คิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวนำและไม่มีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าในช่องว่างอากาศ จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าที่กริดระบบได้รับ มีค่าประมาณเท่ากับกำลังทางกล ทำให้ระบบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางมีประสิทธิภาพที่สูง และยังสามารถทำงานที่โหมดความเร็วที่แปรเปลี่ยนได้

โดยสรุปการไหลของกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง สามารถไหลได้สองทาง โดยที่ด้านสเตเตอร์มีทิศทางเข้าสู่กริดเพียงทิศทางเดียว ในขณะที่กำลังไฟฟ้าด้านโรเตอร์สามารถไหลได้สองทิศทาง โดยจะรับกำลังไฟฟ้าจากกริดเมื่อทำงานที่โหมด subsynchronous และจะจ่ายเข้าสู่กริดเมื่อทำงานที่โหมด supersynchronous ทำให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดนี้ทำงานได้อย่างยืดหยุ่น และเป็นผลทำให้กำลังไฟฟ้าที่กริดระบบได้รับมีค่าเท่ากับกำลังทางกลที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้ารับเข้ามา ทั้งนี้เป็นการอธิบายในกรณีที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานในกรณีที่ตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับหนึ่ง

2.6 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านกริด

ในส่วนนี้ จะได้อธิบายถึงหลักการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริด ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์สามเฟสสามระดับ ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Three-level voltage source inverter: VSC) ใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับเบลยูเอ็มมอดูเลชัน (SVPWM) [17] โดยหน้าที่ของคอนเวอร์เตอร์ด้านกริดจะทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันเชื่อมโยง และแลกเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าแอคทีฟและรีแอคทีฟระหว่างด้านโรเตอร์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางกับกริดระบบที่ขึ้นอยู่กับโหมดความเร็วของการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยควบคุมบนพื้นฐานการควบคุมเวกเตอร์แรงดัน แต่อย่างไรก็ตามการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์จะได้อธิบายในบทถัดไป ซึ่งเป็นหลักการในการควบคุมที่ได้ทำการนำเสนอ



ภาพที่ 2.7 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่เชื่อมต่อกับกริดระบบ

จากภาพที่ 2.7 แสดงวงจรสมมูลอย่างง่ายของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่ถูกเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบ ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_g และตัวต้านทานสูญเสีย R_g ซึ่งมีหน้าที่หักล้างองค์ประกอบฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า โดยที่แรงดันเชื่อมโยง V_{dc} จะถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ เมื่อพิจารณาในกรณีที่ไม่มีผลจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกในระบบ จะสามารถเขียนสมการแรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับชนิดแหล่งจ่ายแรงดันได้ดังนี้

$$\begin{cases} v_{ga} = R_g i_{ga} + L_g \frac{di_{ga}}{dt} + v_{ia}, \\ v_{gb} = R_g i_{gb} + L_g \frac{di_{gb}}{dt} + v_{ib}, \\ v_{gc} = R_g i_{gc} + L_g \frac{di_{gc}}{dt} + v_{ic}. \end{cases} \quad (2.20)$$

เมื่อ v_{ga}, v_{gb}, v_{gc} คือ แรงดันเฟส a, b, c ของกริดตามลำดับ

v_{ia}, v_{ib}, v_{ic} คือ แรงดันเฟส a, b, c ของคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริด

R_g คือ ความต้านทานของกริด

L_g คือ ความเหนี่ยวนำของชุดตัวกรองหรือของกริด

จากสมการที่ 2.20 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์แบบพลวัต โดยแปลงจากเฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟสให้อยู่ในรูปเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส โดยแรงดันด้านออกของกริดระบบบนเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส สามารถเขียนให้อยู่ในสมการพลวัตได้ดังนี้

$$\begin{cases} v_{gd} = R_g i_{gd} + L_g \frac{di_{gd}}{dt} - \omega_g L_g i_{gq} + v_{id}, \\ v_{gq} = R_g i_{gq} + L_g \frac{di_{gq}}{dt} + \omega_g L_g i_{gd} + v_{iq}. \end{cases} \quad (2.21)$$

เมื่อ v_{gd}, v_{gq} คือ แรงดันกริดบนแกน d และ q ตามลำดับ

v_{id}, v_{iq} คือ แรงดันเฟสคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริดบนแกน d และ q ตามลำดับ

i_{id}, i_{iq} คือ กระแสของคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริดบนแกน d และ q ตามลำดับ

ในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริดบนพื้นฐานแบบเวกเตอร์ จะทำการจัดปรับวางเวกเตอร์ของแรงดันกริด $\vec{v}_g$ ให้อยู่บนแกน d ของเฟรมอ้างอิงหมุน เป็นผลทำให้ $v_{gd} = |\vec{v}_g|$ ซึ่งมีค่าคงที่ และเป็นผลทำให้ $v_{gq} = 0$ โดยแรงดันกริดที่ถูกจัดปรับสามารถเขียนได้เป็นสมการดังนี้

$$\begin{cases} v_{gd} = |\vec{v}_g|, \\ v_{gq} = 0. \end{cases} \quad (2.22)$$

เนื่องจาก $v_{gq} = 0$ สมการกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟในเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2} v_{gd} i_{gd}, \\ Q_g = -\frac{3}{2} v_{gd} i_{gq}. \end{cases} \quad (2.23)$$

จากสมการที่ 2.23 จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟที่เข้าสู่กริด Q_g จะถูกควบคุมผ่านกระแส i_{gq} เนื่องจาก v_{gd} มีค่าเท่ากับค่าคงที่ ในขณะที่กำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่แลกเปลี่ยนระหว่างคอนเวอร์เตอร์และกริดจะมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าของไฟตรงที่แรงดันเชื่อมโยงไฟตรง จะได้

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{C,dc} = I_{g,dc} - I_{r,dc} \quad (2.24)$$

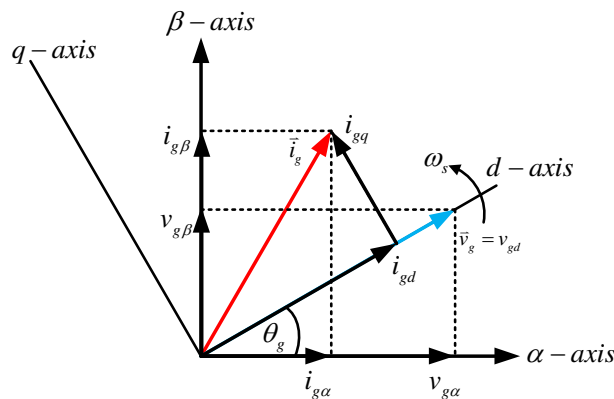
เมื่อ V_{dc} คือ แรงดันเชื่อมโยงไฟตรง

$I_{r,dc}$ คือ กระแสไฟฟ้าระหว่างตัวเก็บประจุและคอนเวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์

$I_{g,dc}$ คือ กระแสไฟฟ้าระหว่างตัวเก็บประจุและคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริด

C_{dc} คือ ตัวเก็บประจุแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง

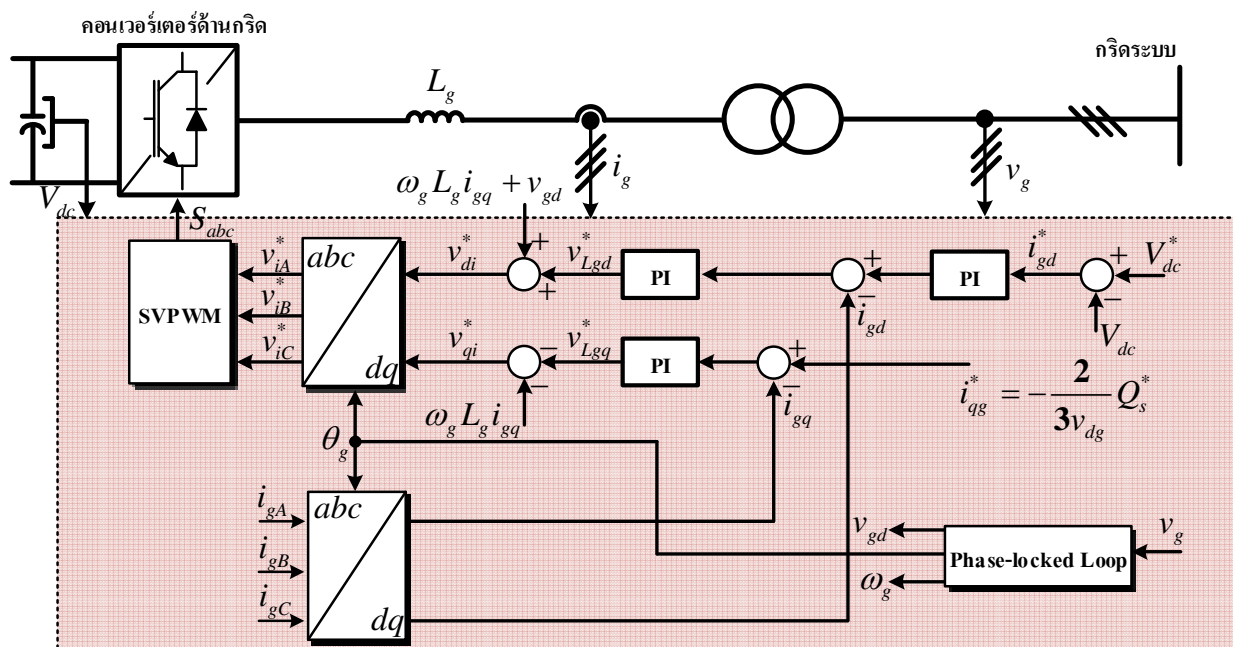
จากสมการที่ 2.24 จะเห็นได้ว่า กระแส i_{gd} จะมีค่าผันแปรต่อตัวควบคุมแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงและการควบคุมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟที่ไหลระหว่างแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงและทางด้านกริด



ภาพที่ 2.8 แผนภาพเฟสเซอร์ของการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริด

จากภาพที่ 2.8 แสดงถึงเฟสเซอร์ที่ใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริด โดยสามารถอธิบายโดยสรุปได้ว่า แรงดันเชื่อมโยงไฟตรงและกำลังไฟฟ้าแอคทีฟระหว่างตัวเก็บประจุและกริดระบบ จะถูกควบคุมผ่านกระแส i_{gd} ในขณะที่กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟจะถูกควบคุมผ่านกระแส i_{gq} ซึ่งหากรบบทำงานในกรณีของตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่ง จะพบว่ากระแส i_{gq} จะมีค่าเท่ากับศูนย์

แผนภาพการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริดได้แสดงว่าตามภาพที่ 2.9 โดยแผนการควบคุมดังกล่าวจะมี 3 การควบคุมแบบวงปิด โดยวงปิดการควบคุมภายนอกมีหน้าที่ทำการควบคุมขนาดแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง และสองวงปิดภายในจะทำหน้าที่ควบคุมค่าของกระแส i_{gd} และ i_{gq} ซึ่งกระแส i_{gd} จะทำหน้าที่ควบคุมแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง และกระแส i_{gq} จะทำหน้าที่ควบคุมกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ กำลังไฟฟ้าทางด้านโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและตัวประกอบกำลังของกริดระบบสามารถควบคุมผ่านกระแส i_{gd} และ i_{gq} ตามลำดับ



ภาพที่ 2.9 แผนภาพการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริดของระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

จากภาพที่ 2.9 ตัวควบคุมแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงจะอยู่ทั้งควบคุมรอบนอก ในขณะที่ตัวควบคุมกระแสจะอยู่วงควบคุมด้านใน โดยหน้าที่หลักของการควบคุมคือการรักษาแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง V_{dc} ให้มีค่าตามค่าอ้างอิง V_{dc}^* ค่าความแตกต่างระหว่างแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง V_{dc} และค่าอ้างอิง V_{dc}^* จะถูกป้อนผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งจะสร้างกระแสอ้างอิง i_{gd}^* และในส่วนของการควบคุมตัวประกอบกำลังของกริดให้เท่ากับ 1 สามารถทำได้

โดยที่กระแสอ้างอิง i_{gq}^* มีค่าเท่ากับศูนย์ ทั้งนี้กระแสทั้งสองแกนจะถูกนำไปหาค่าความแตกต่างเพื่อป้อนเข้าสู่ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยตัวควบคุมจะสร้างแรงดันอ้างอิง v_{id}^* และ v_{iq}^* ตามสมการ

$$\begin{cases} v_{id}^* = v_{Lgd}^* + \omega_g L_g i_{gq} + v_{gd}, \\ v_{iq}^* = v_{Lgq}^* - \omega_g L_g i_{gd}. \end{cases} \quad (2.25)$$

โดยสมการแรงดัน 2.25 จะถูกแปลงให้กลับอยู่ในระบบสามเฟส ซึ่งจะได้แรงดัน $v_{ia}^*, v_{ib}^*, v_{ic}^*$ โดยจะถูกป้อนให้กับอัลกอริทึมมอดูเลตแบบ SVPWM ที่จะถูกสร้างเป็นสัญญาณขับสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับ ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันต่อไป

2.7 สรุป

จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมด จะเห็นได้ว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง สามารถทำงานได้หลายโหมดความเร็วซึ่งอาศัยการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกัน โดยที่ความถี่ทางด้านสเตเตอร์นั้นมีค่าคงที่ ในขณะที่ด้านโรเตอร์มีความถี่แปรเปลี่ยนไปตามโหมดความเร็ว โดยมีค่าเท่ากับค่าความถี่สลิป และเพื่อที่จะศึกษาวิเคราะห์การทำงานในบทถัดไป จำเป็นที่จะต้องเข้าใจถึงสมการพลวัตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ทฤษฎีการแปลงเฟรมอ้างอิง การไหลของกำลังไฟฟ้า และการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านกริด แต่อย่างไรก็ตาม การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์ซึ่งมีหน้าที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านสเตเตอร์ ยังคงมีปัญหาในเรื่องของการเริ่มเดินเครื่องของระบบ ดังนั้นงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์เพื่อทำการเริ่มเดินเครื่องและควบคุมกำลังไฟฟ้าสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง โดยวิธีการควบคุมแบบเดิม วิธีการควบคุมที่นำเสนอ แบบจำลองการทำงาน จะได้กล่าวในบทถัดไป

บทที่ 3

การชิ่งโครไนซ์ด้วยวิธีการควบคุมแบบจัดปรับกริดฟลักซ์

3.1 บทนำ

การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง จะถูกควบคุมผ่านคอนเวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์ โดยวิธีการที่นิยมใช้คือ การควบคุมแบบกระแสบนพื้นฐานการจัดปรับเวกเตอร์ [15] ซึ่งมีข้อดีคือสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าแอคทีฟและรีแอคทีฟอย่างอิสระต่อกันได้ ส่งผลให้มีสมรรถนะการทำงานใกล้เคียงกับเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง ทั้งนี้วิธีการเดิมอาจมีข้อจำกัดในเรื่องของการเริ่มเครื่องของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ที่ส่งผลให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานเป็นมอเตอร์ในช่วงการเริ่มเดินเครื่อง เป็นสาเหตุของการเกิดกระแสพุ่ง (inrush current) และตัวประกอบกำลังของระบบมีค่าต่ำ โดยในบทนี้จะอธิบายถึงการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์ด้วยวิธีการเดิม คือควบคุมแบบกระแสบนพื้นฐานการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ (Stator-flux Oriented Control: SFOC) [3] และผลการจำลองของวิธีการดังกล่าว การนำเสนอวิธีการแบบใหม่ คือการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านโรเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบจัดปรับกริดฟลักซ์ (Grid-flux Oriented Control: GFOC) ซึ่งวิธีการที่นำเสนอสามารถทำการชิ่งโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากับกริดระบบ อีกทั้งยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านสเตเตอร์ได้เทียบเท่ากับวิธีการเดิม

3.2 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ด้วยวิธีการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์

โดยทั่วไปการควบคุมแบบจัดปรับเวกเตอร์สำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้านั้น สามารถทำได้โดยการนำตัวแปรทางไฟฟ้าในระบบสามเฟสมาจัดปรับ ซึ่งได้แก่ แรงดัน กระแส และฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้า แปลงให้อยู่ในระบบแกนอ้างอิงหมุนสองเฟส (dq -axis) เมื่อทำการวิเคราะห์กระแสไฟฟ้าในระบบแกนอ้างอิงสองเฟส จะได้องค์ประกอบของกระแสสองแกน โดยที่องค์ประกอบของกระแสแกนหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นกระแสกระตุ้นแม่เหล็กและองค์ประกอบกระแสอีกแกนจะทำหน้าที่ควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า ลักษณะเช่นนี้ทำให้เครื่องจักรกลไฟฟ้า ทำงานคล้ายกับเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง โดยที่สามารถควบคุมแบบแยกอย่างอิสระต่อกัน ด้วยข้อดีของวิธีการดังกล่าว ทำให้หลักการควบคุมแบบจัดปรับเวกเตอร์ถูกนิยมนำมาใช้ในการควบคุม

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเช่นกัน โดยวิธีการเดิมในการควบคุมนั้น จะทำการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ (SFOC) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ เพื่อทำการควบคุมกำลังไฟฟ้านำเข้าสเตเตอร์ โดยในส่วนนี้จะได้อธิบายถึงหลักการการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ การหาตำแหน่งสเตเตอร์ฟลักซ์ การควบคุมแบบกระแส และผลการจำลองจากวิธีการดังกล่าว

3.2.1 หลักการควบคุมการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์

โดยหลักการควบคุมการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์นั้น ทำได้โดยการจัดวางเวกเตอร์ของสเตเตอร์ฟลักซ์บนแกน d ของเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส หรือเรียกว่าเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ (Stator-flux vector reference frame; dq) ดังนั้นสมการของสเตเตอร์ฟลักซ์บนแกนอ้างอิงดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\bar{\lambda}_s &= \lambda_{ds} + j\lambda_{qs}, \\ |\bar{\lambda}_s| &= \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} ; \quad \lambda_{qs} = 0, \\ \therefore |\bar{\lambda}_s| &= \lambda_{ds}.\end{aligned}\tag{3.1}$$

จากสมการ (3.1) จะเห็นได้ว่าเมื่อเวกเตอร์ของสเตเตอร์ฟลักซ์ถูกวางบนแกน d ของเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสเป็นผลทำให้องค์ประกอบของสเตเตอร์ฟลักซ์แกน q มีค่าเป็นศูนย์ ทั้งนี้สเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์สามารถเขียนในเทอมของกระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์ (Stator magnetizing current; $\bar{i}_{ms}$) ซึ่งเป็นกระแสสมมูลในการสร้างฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้าของด้านสเตเตอร์ ซึ่งแสดงสมการได้ดังต่อไปนี้ [3]

$$\bar{\lambda}_s = L_m \bar{i}_{ms}\tag{3.2}$$

โดยที่กระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์สามารถแยกเป็นสององค์ประกอบบนเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสคือ

$$\bar{i}_{ms} = i_{dms} + ji_{qms}\tag{3.3}$$

จากสมการที่ (3.1) ถึง (3.3) สามารถจัดรูปสมการสเตเตอร์ฟลักซ์ใหม่ได้ดังต่อไปนี้

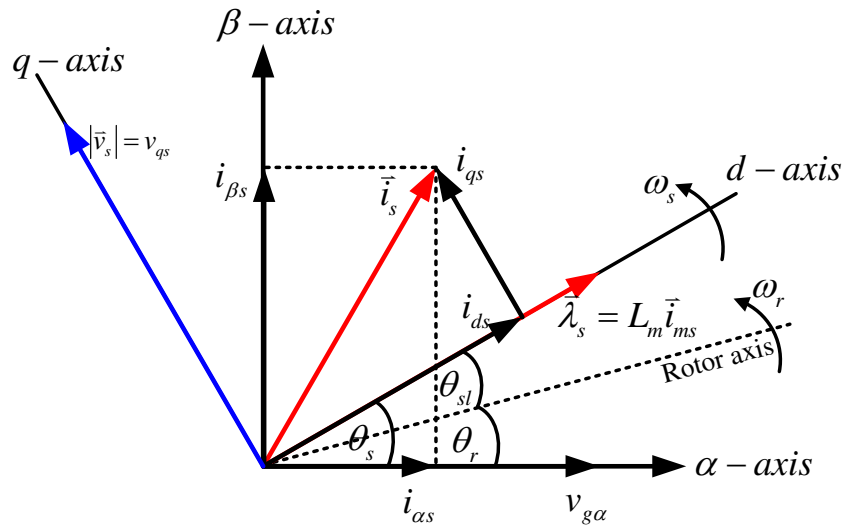
$$|\bar{\lambda}_s| = \lambda_{ds} = L_m i_{dms}\tag{3.4}$$

จากสมการ (3.4) จะเห็นได้ว่า ขนาดขององค์ประกอบสเตเตอร์ฟลักซ์แกน d (λ_{ds}) เป็นสัดส่วนโดยตรงกับ องค์ประกอบของกระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์แกน d (i_{dms}) ดังนั้นการควบคุมขนาดของสเตเตอร์ฟลักซ์

เวกเตอร์จะถูกควบคุมผ่านองค์ประกอบกระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์แกน d เท่านั้น ซึ่งจากการจัดวางสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์บนแกน d สมการแรงดันด้านสเตเตอร์สามารถแสดงใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} |\vec{v}_s| &= \sqrt{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} ; \quad v_{ds} = 0 \\ |\vec{v}_s| &= v_{qs} \end{aligned} \quad (3.5)$$

จากสมการ (3.5) แสดงถึงผลของการจัดวางสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์บนแกน d ซึ่งทำให้ให้เวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์ถูกวางบนแกน q อันเนื่องมาจากคุณสมบัติทางคณิตศาสตร์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าจะมีมุมนำฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้าอยู่ 90° ดังนั้นเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์จะมีค่าเท่ากับองค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์แกน d ในขณะที่องค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์แกน q มีค่าเป็นศูนย์



ภาพที่ 3.1 แผนภาพสเปซเฟสเซอร์ระหว่างแกนอ้างอิงหยุดนิ่งและแกนอ้างอิงหมุนของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์

ภาพที่ 3.1 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างแกนอ้างอิงหยุดนิ่งและแกนอ้างอิงหมุนของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัสสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง โดยจะเห็นได้ว่าเวกเตอร์ของสเตเตอร์ฟลักซ์และกระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์ถูกวางบนแกน d ด้วยตำแหน่ง θ_s เมื่อเทียบกับแกนอ้างอิงหยุดนิ่ง ซึ่งจะเรียกตำแหน่งนี้ว่าตำแหน่งของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ (Stator-flux vector position) ในขณะที่เวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์ถูกวางบนแกน q ซึ่งนำเวกเตอร์ของสเตเตอร์ฟลักซ์อยู่ 90° ทั้งนี้จะเห็นได้ว่ามีแกนอ้างอิงหมุนด้วยความเร็วโรเตอร์ด้วยตำแหน่งโรเตอร์ θ_r โดยมุมระหว่างแกนอ้างอิงหมุนโรเตอร์และแกนอ้างอิงหมุนของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ คือมุมสลิป (θ_{sl}) ซึ่งสามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$\theta_{sl} = \theta_s - \theta_r \quad (3.6)$$

ดังนั้นสมการแรงดัน ฟลักซ์และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า จากสมการ (2.11), (2.12) และ (2.14) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปแบบบนเฟรมอ้างอิงหมุนสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ (dq -axis) ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds}, \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s L_m i_{dms}, \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{dr} - \omega_{sl} \sigma L_r i_{qr}, \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{qr} + \omega_{sl} \left(\sigma L_r i_{qr} - \frac{v_{qs} L_m}{\omega_s L_s} \right). \end{cases} \quad (3.7)$$

เมื่อ $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

สมการฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้าของด้านโรเตอร์ ถูกเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{cases} \lambda_{dr} = \sigma L_r i_{dr} \\ \lambda_{qr} = \sigma L_r i_{qr} + \frac{L_m^2}{L_s} i_{dms} \end{cases} \quad (3.8)$$

และสามารถเขียนสมการแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าในเทอมของกระแสโรเตอร์ได้ดังนี้

$$T_e = -\frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{\omega_s L_s} v_{qs} i_{qr} \quad (3.9)$$

จากสมการ (3.9) จะเห็นได้ว่าแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e จะถูกควบคุมผ่านองศาประกอบกระแสโรเตอร์แกน q เมื่อไม่คิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวนำด้านสเตเตอร์ จะสามารถเขียนสมการกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟของด้านสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} v_{qs} i_{qr} \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} v_{qs} (i_{dms} - i_{dr}) \end{cases} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟจะถูกควบคุมผ่านองศาประกอบกระแสโรเตอร์แกน q (i_{qr}) ในขณะที่กำลังไฟฟารีแอกทีฟจะถูกควบคุมผ่านองศาประกอบกระแสโรเตอร์แกน d (i_{dr}) ด้วยเหตุนี้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง ที่มีการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ภายใต้วิธีการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์ สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าทั้งสองได้อย่างแยกอิสระ โดยที่ไม่กระทบถึงกัน ซึ่งเป็นไปตาม

เป้าหมายของการควบคุมแบบการจัดปรับเวกเตอร์ ทั้งนี้ในส่วนถัดไปจะเป็นการอธิบายถึงการหาตำแหน่งสเตเตอร์ฟลักซ์และการควบคุมกระแสโรเตอร์เพื่อให้เป็นไปตามเป้าหมายของการควบคุมดังที่ได้กล่าวมา

3.2.2 ตำแหน่งของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์

ในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางด้วยวิธีการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์นั้น จำเป็นต้องทำการคำนวณหาตำแหน่งมุมของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ θ_s เนื่องจากเฟรมอ้างอิงที่ใช้เป็นเฟรมอ้างอิงชนิดหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส เป็นผลทำให้เฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสมีตำแหน่งมุม θ_s เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา ดังนั้นการหาตำแหน่งมุมของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ สามารถหาได้จากเวกเตอร์ของสเตเตอร์ฟลักซ์ที่ถูกแปลงในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองแกน ($\alpha\beta$ -axis) ดังนี้

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \right) \quad (3.11)$$

จากสมการ (3.11) จะเห็นได้ว่า ตำแหน่งมุมของสเตเตอร์เวกเตอร์สามารถหาได้จากบทกลับของฟังก์ชันแทนเจนต์ในเทอมขององค์ประกอบสองเฟสหยุดนิ่งของสเตเตอร์ฟลักซ์ จากสมการแรงดันสเตเตอร์ใน (2.12) เมื่อถูกแปลงให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟส จะสามารถหาค่าขององค์ประกอบสเตเตอร์ฟลักซ์ทั้งสองสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\begin{cases} \lambda_{\alpha s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (3.12)$$

ซึ่งจากวิธีการหาตำแหน่งมุม θ_s จากสมการ (3.11) และ (3.12) มีการดำเนินการทางคณิตศาสตร์แบบอินทิเกรตซึ่งในทางปฏิบัติสามารถใช้ตัวกรองความถี่ต่ำในการหาได้ แต่มีข้อเสียจากวิธีการดังกล่าว คือทำให้เกิดองค์ประกอบไฟตรงปนเข้ามา (DC offsets) และก่อให้เกิดปัญหาการอิ่มตัวของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว สามารถใช้วงจรมอดูเลชันเฟส [18] (Phase-locked loop; PLL) ในการหาตำแหน่งมุมแรงดันสเตเตอร์ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันกริดระบบ θ_v ซึ่งสามารถหาตำแหน่งมุมของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ตามสมการต่อไปนี้

$$\theta_s = \theta_v - 90^\circ \quad (3.13)$$

เมื่อ θ_v คือตำแหน่งมุมแรงดันสเตเตอร์และแรงดันกริดระบบ

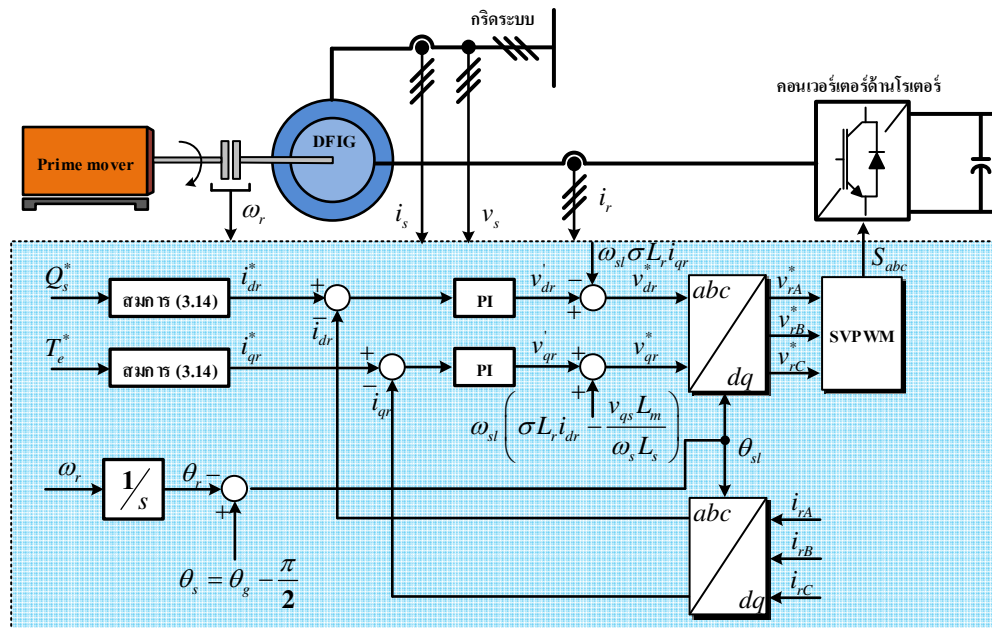
จากสมการที่ (3.13) จะเห็นได้ว่า θ_v ที่ได้จากวงจรเฟสล็อกจะต้องการเลื่อนกลับเป็นมุม 90° หรือ $\frac{\pi}{2}$ เรเดียน เนื่องจากตำแหน่งมุมของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์จะตามมุมของเวกเตอร์แรงดันสเตเตอร์เป็นมุม 90°

3.2.3 การควบคุมเวกเตอร์สเตเตอร์ฟลักซ์ด้วยวิธีการควบคุมแบบกระแส

จากที่ได้กล่าวมาดังสมการ (3.9) และ (3.10) ว่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟของด้านสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง จะถูกควบคุมแบบแยกอิสระต่อกันผ่านกระแสโรเตอร์แกน q และแกน d บนเฟรมอ้างอิงหมุนของสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ตามลำดับ ซึ่งสามารถเขียนเป็นค่ากระแสอ้างอิงเพื่อใช้ในการควบคุมได้ดังนี้

$$\begin{cases} i_{dr}^* = -\frac{2}{3} \frac{L_s}{v_{qs} L_m} Q_s^* + \frac{v_{qs}}{\omega_s L_m} \\ i_{qr}^* = -\frac{2}{3} \frac{\omega_s L_s}{v_{qs} L_m P_p} T_e^* \end{cases} \quad (3.14)$$

จากสมการ (3.14) จะเห็นได้ว่ากระแสโรเตอร์อ้างอิงแกน d จะมีค่าแปรตามกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟอ้างอิงของด้านสเตเตอร์ และกระแสโรเตอร์อ้างอิงแกน q จะมีค่าแปรตามแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง ซึ่งสามารถเขียนเป็นวงรอบการควบคุมกระแสได้ดังแสดงในภาพที่ 3.2



ภาพที่ 3.2 แผนภาพการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางภายใต้การควบคุมแบบจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์

จากภาพที่ 3.2 แสดงถึงการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางโดยที่ด้านสเตเตอร์ถูกต่อเข้ากับกริดระบบโดยตรง จะเห็นได้ว่าความเร็วเชิงมุมของตัวหมุนโรเตอร์ที่ได้ทำการวัด ω_r จะถูกใช้ในการคำนวณหาค่าแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง T_e^* ซึ่งถูกควบคุมโดยคอนเวอร์เตอร์ โดยแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกสร้างและควบคุมจากองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^* ในขณะที่กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟอ้างอิงของด้านสเตเตอร์ Q_s^* จะถูกควบคุมผ่านองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* ซึ่งเป็นไปตามสมการ (3.14) ในกรณีที่พิจารณาในระบบที่ตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง หรือ $Q_s = 0$ จะทำให้องค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง $i_{dr}^* = \frac{v_{qs}}{\omega_s L_m} = i_{dms}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าคงที่ที่สร้างสนามแม่เหล็ก ในกระบวนการถัดไปองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* จะถูกเปรียบเทียบกับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ที่ถูกวัด i_{dr}, i_{qr} ซึ่งค่าผลต่างของทั้งสองจะถูกส่งเข้าตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งสัญญาณออกจากตัวควบคุมที่ได้จะอยู่ในรูปขององค์ประกอบแรงดันอ้างอิงสองเฟสบนเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส v_{dr}', v_{qr}' ซึ่งพจน์ของการชดเชยในส่วนองแรงดันโรเตอร์ที่จะทำการแยกการควบคุมขององค์ประกอบแกน d และ q จะถูกบวกเข้าไปในสัญญาณอ้างอิงดังกล่าวจะได้ องค์ประกอบแรงดันโรเตอร์อ้างอิงสองเฟสดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{cases} v_{dr}^* = v_{dr}' - \omega_{sl} \sigma L_r i_{qr} \\ v_{qr}^* = v_{qr}' + \omega_{sl} \left(\sigma L_r i_{dr} - \frac{v_{qs} L_m}{\omega_s L_s} \right) \end{cases} \quad (3.15)$$

องค์ประกอบแรงดันโรเตอร์อ้างอิงสองเฟส v_{dr}^*, v_{qr}^* ที่ได้จากสมการ (3.15) จะถูกแปลงกลับให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟส เพื่อใช้ในการควบคุมสัญญาณขับนำสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ โดยใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มมอดูเลชันต่อไป

3.2.4 ผลการจำลองและปัญหาการเริ่มเดินเครื่อง

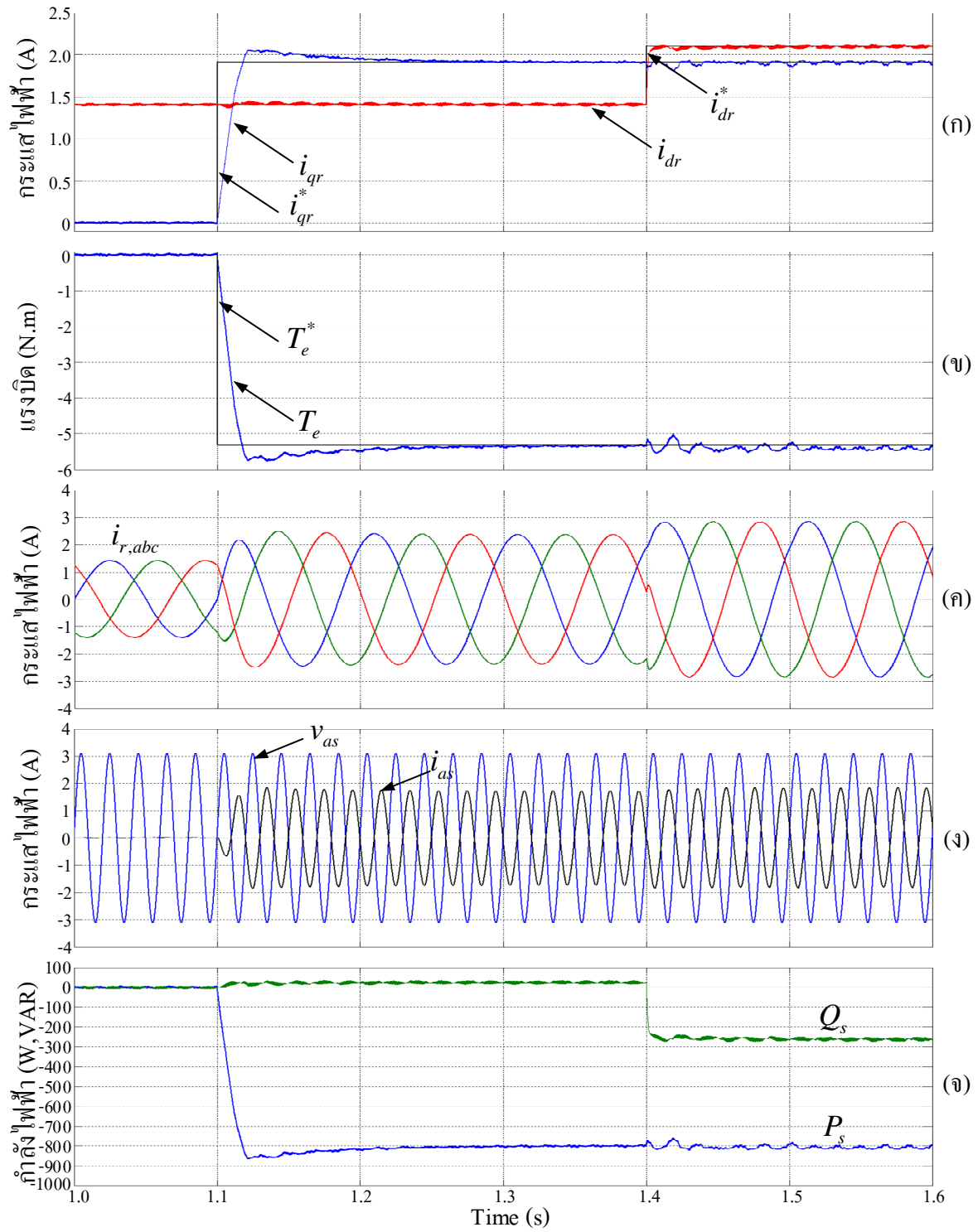
เพื่อทำการศึกษาสมรรถนะวิธีการควบคุมและเพื่อเปรียบเทียบกับวิธีการที่จะได้นำเสนอในส่วนถัดไปนั้น ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงถึงผลการจำลองภายใต้การควบคุมแบบจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์ โดยใช้โปรแกรม Matlab/Simulink ในการศึกษา โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางดังตารางที่ 3.1 ซึ่งอ้างอิงมาจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางขนาด 1 kW บริษัท Lucas Nulle จากประเทศเยอรมัน ใช้แรงดันเชื่อมโยงไฟตรงขนาด 180 โวลต์ที่ถูกควบคุมโดยคอนเวอร์เตอร์ด้านกริด ใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มมอดูเลชันในการขับนำสวิตช์ด้วยความถี่ 4 kHz สำหรับคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองด้าน โดยจะทำการศึกษาดังกรณีศึกษาดังต่อไปนี้

ตารางที่ 3.1 ข้อมูลจำเพาะของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

ค่าตามข้อมูลจำเพาะของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า		
พิกัดกำลัง	1	kW
พิกัดแรงดันสเตเตอร์ (ต่อแบบวาย)	380	V
พิกัดแรงดันโรเตอร์ (ต่อแบบเคลด้า)	127	V
พิกัดกระแสสเตเตอร์	2.9	A
พิกัดกระแสโรเตอร์	4.9	A
ความถี่	50	Hz
ย่านความเร็วทำงาน	1200-1800	rpm
จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก	2	
อัตราส่วนรอบขดลวด ($N_s : N_r$)	1.732	
ค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า		
ความต้านทานขดลวดสเตเตอร์	7.9	Ω
ความต้านทานขดลวดโรเตอร์	8.8	Ω
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลสเตเตอร์	78	mH
ความเหนี่ยวนำรั่วไหลโรเตอร์	78	mH
ความเหนี่ยวนำสร้างแม่เหล็ก	700	mH

ผลตอบสนองชั่วคราวในที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส (Sub-synchronous speed)

ในส่วนนี้เป็นการศึกษาการทำงานในภาวะชั่วคราวที่ความเร็ว 1200 รอบต่อนาทีซึ่งเป็นความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางภายใต้การควบคุมแบบจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์ โดยจะเป็นการศึกษาการเปลี่ยนแปลงแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟแบบขึ้น ซึ่งตัวหมุนโรเตอร์จะถูกจำลองให้หมุนที่ความเร็วคงที่ โดยจะแบ่งการจำลองผลตอบสนองชั่วคราวเป็นสามช่วง โดยช่วงแรกแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง T_e^* และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟอ้างอิง Q_s^* จะถูกตั้งค่าให้เป็นศูนย์ จากนั้นช่วงถัดไปแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกตั้งค่าให้เท่ากับค่าพิกัดเพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟของด้านสเตเตอร์ที่เวลา 1.1 วินาที ในเงื่อนไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเป็นหนึ่งและช่วงสุดท้ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟอ้างอิงจะถูกตั้งค่าจากศูนย์ให้เท่ากับ -300 VAR เพื่อศึกษากรณีเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานที่ตัวประกอบกำลังที่ไม่เป็นหนึ่ง ที่เวลา 1.4 วินาที โดยผลการจำลองได้แสดงในภาพที่ 3.3

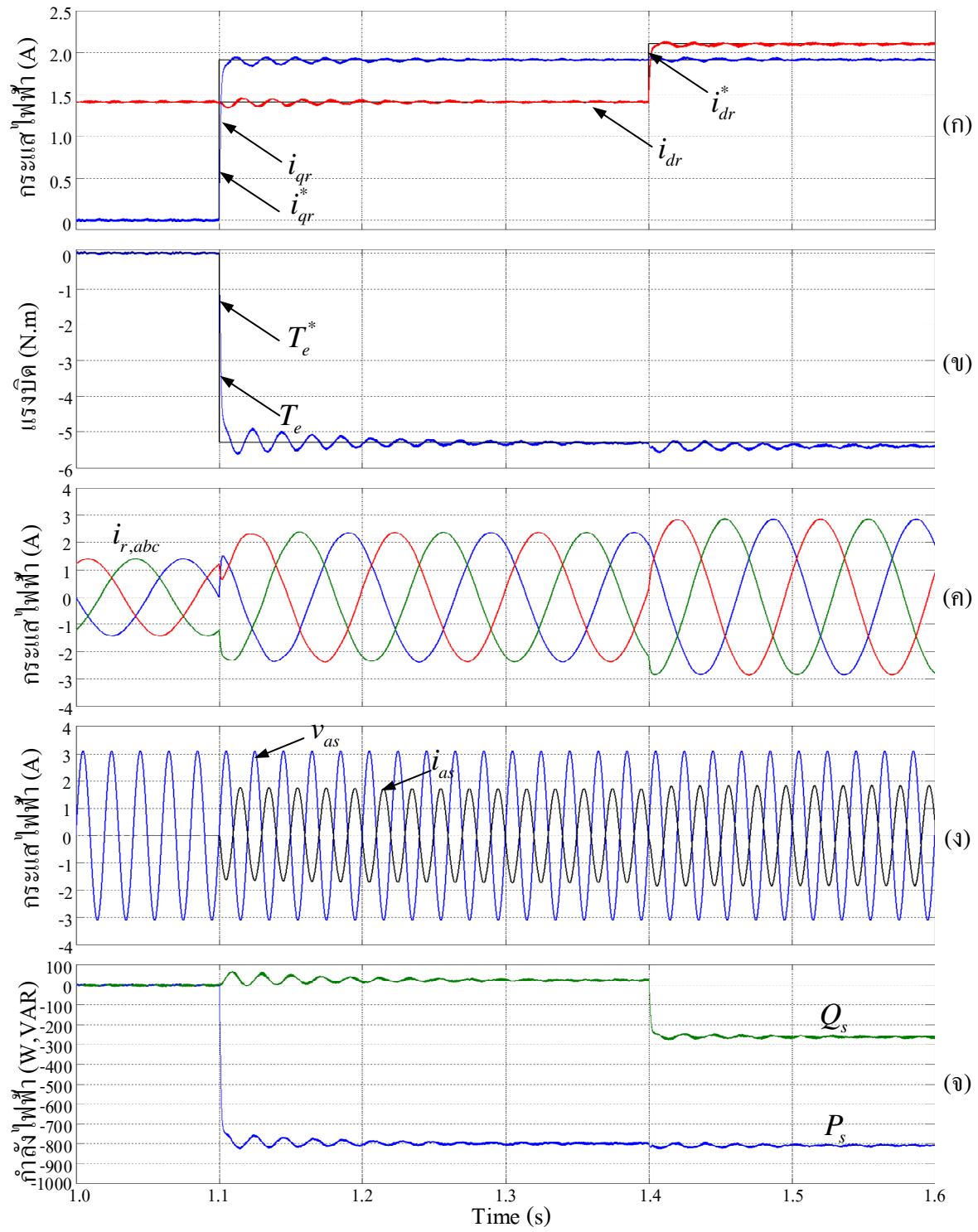


ภาพที่ 3.3 ผลการจำลองภาวะชั่วคราวเมื่อไขความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส

จากภาพที่ 3.3(ก) แสดงองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* และองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ที่ได้จากการวัด i_{dr}, i_{qr} ที่อยู่บนเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส dq โดยจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} จะมีค่าแปรตามองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^* ซึ่งจะถูกรักษาให้คงที่จนกระทั่งจะมีการควบคุมกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ ในขณะที่องค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr} จะมีค่าแปรตามองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{qr}^* ซึ่งมีหน้าที่คอยควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e โดยองค์ประกอบกระแส i_{qr}^* จะถูกตั้งค่าเพื่อควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าที่เวลา 1.1 วินาที โดยจะเห็นผลตอบสนองได้ดังภาพที่ 3.3(ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง T_e^* ถูกตั้งให้มีค่าเท่ากับค่าพิกัด แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e จะมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามค่าอ้างอิงที่ความเร็ว 1200 รอบต่อนาที โดยจะเห็นได้ว่าแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e จะถูกรักษาให้มีความคงที่ ซึ่งสอดคล้องกับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* และ i_{qr}^* ทั้งนี้องค์ประกอบกระแสโรเตอร์สองเฟส สามารถแปลงกลับให้เป็นกระแสโรเตอร์สามเฟสได้แสดงในภาพที่ 3.3(ค) โดยจะเห็นได้ว่าค่าสูงสุดค่ากระแสดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับขนาดการรวมกันทางเวกเตอร์ระหว่าง i_{dr} และ i_{qr} ในขณะที่มีความถี่โรเตอร์หรือสลิปและความเร็วตัวหมุนโรเตอร์มีค่าเท่ากับค่าคงที่

ภาพที่ 3.3(ง) ได้แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ ซึ่งในตอนต้นกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์ i_{as} มีค่าเท่ากับศูนย์เนื่องจากยังไม่มี การควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าและองค์ประกอบกระแส i_{qr}^* โดยที่เวลา 1.1 วินาทีกระแสสเตเตอร์ i_{as} มีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจากการควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อสร้างกำลังไฟฟ้าแอคทีฟ สเตเตอร์ โดยจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นระหว่างแรงดันและกระแสของด้านสเตเตอร์มีเฟสตรงข้ามกัน ซึ่งหมายถึงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานที่ตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง หรือกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ Q_s ถูกควบคุมให้เป็นศูนย์ แต่รูปคลื่นแรงดันและกระแสสเตเตอร์จะเริ่มมีการเลื่อนเฟสกันที่เวลา 1.4 วินาที เนื่องจากการควบคุมกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ Q_s ให้เท่ากับ -300 VAR ซึ่งสอดคล้องกับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* ที่เพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานที่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ไม่เป็นหนึ่ง โดยกำลังไฟฟ้าแอคทีฟ P_s และรีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ Q_s แสดงไว้ดังภาพที่ 3.3(จ) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าช่วงวินาทีที่ 1.0 ถึง 1.1 กำลังไฟฟ้าทั้งสองมีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นช่วงวินาทีที่ 1.1 ถึง 1.4 จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ P_s มีค่าประมาณ 795 W และจะถูกรักษาให้คงที่ ในขณะที่กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ Q_s ยังมีค่าเท่ากับศูนย์เนื่องจากควบคุมให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานที่ตัวประกอบเป็นหนึ่ง แต่กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ Q_s จะถูกควบคุมให้มีความเท่ากับ -300 VAR ที่เวลา 1.4 วินาที ในขณะที่กำลังไฟฟ้าแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ P_s ยังคงมีค่าเท่าเดิม ซึ่งจะเห็นได้ว่าการควบคุมแบบจัดปรับสเตเตอร์พลาซ สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าทั้งสองได้อย่างแยกอิสระต่อกันที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส

ผลตอบสนองชั่วคราวในที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส (Super-synchronous speed)



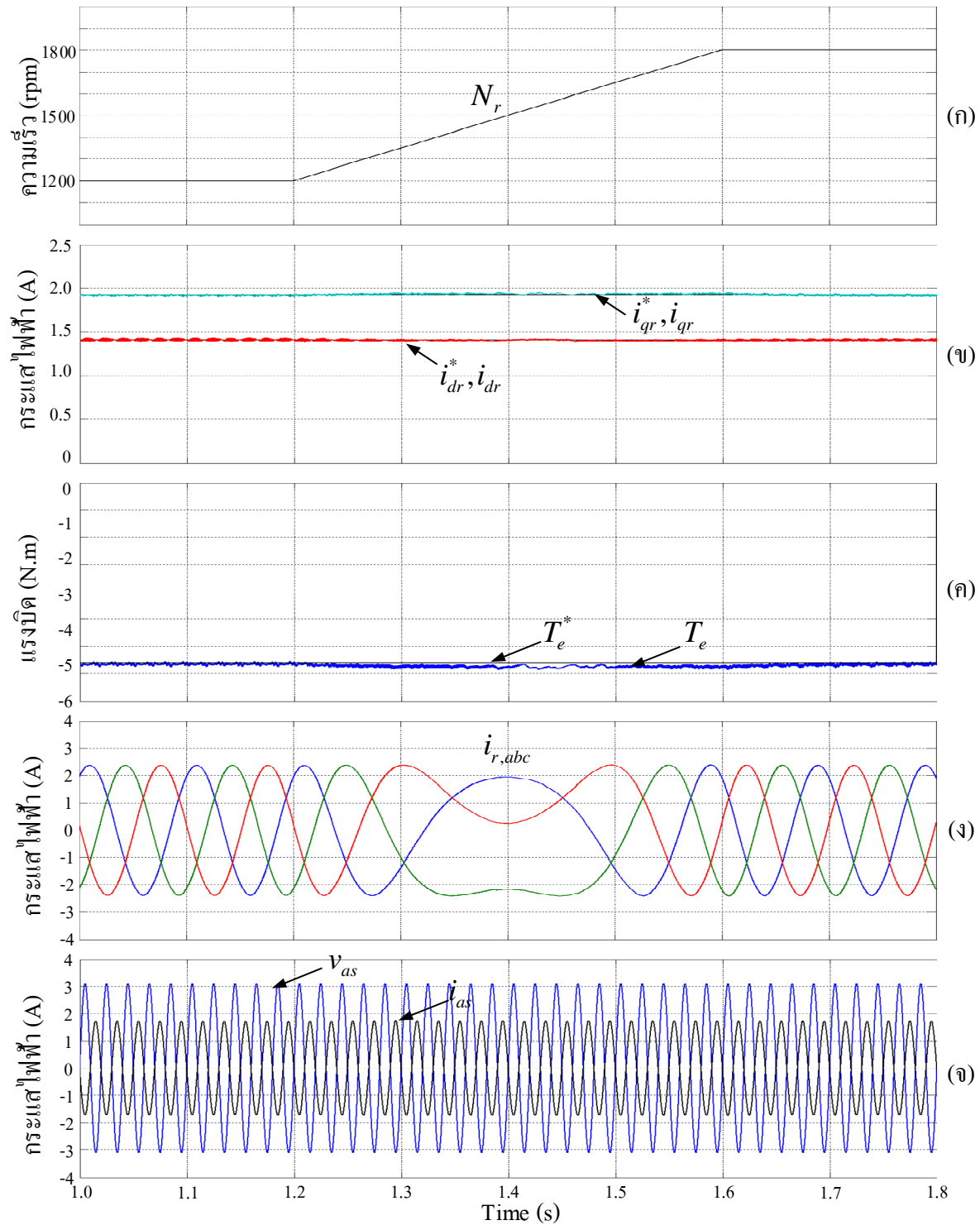
ภาพที่ 3.4 ผลการจำลองภาวะชั่วคราวเมื่อความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส

การศึกษาการทำงานในภาวะชั่วครู่ที่ความเร็ว 1800 รอบต่อนาทีซึ่งเป็นความเร็วสูงกว่าความเร็วเชิงโครนัสของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางภายใต้การควบคุมแบบจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์ จะมีเงื่อนไขการศึกษาในกรณีเดียวกันกับการทำงานที่ความเร็ว 1200 รอบต่อนาที ซึ่งได้แสดงในภาพที่ 3.4

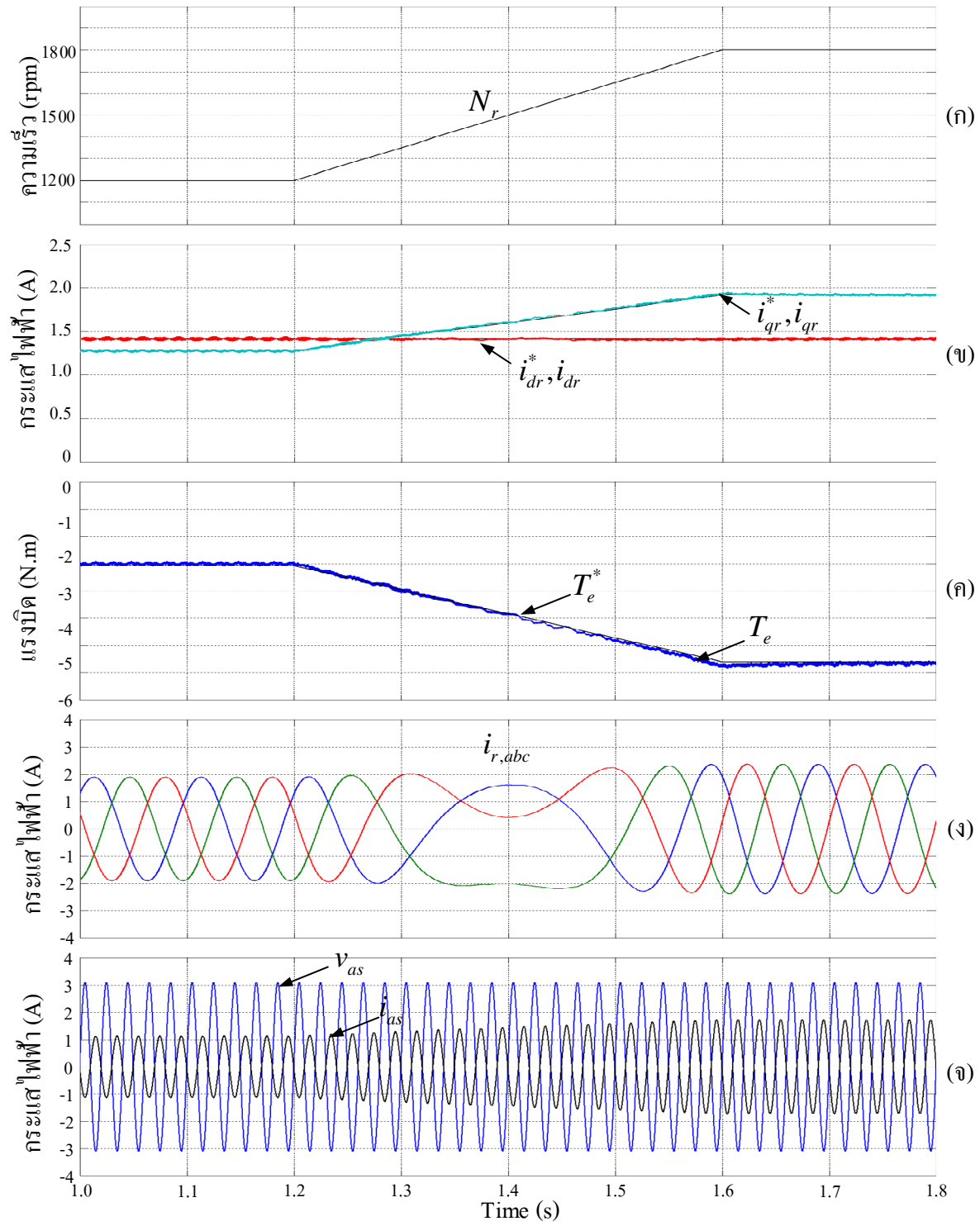
จากภาพที่ 3.4(ก) แสดงองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* และองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ที่ได้จากการวัด i_{dr}, i_{qr} ที่อยู่บนเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส dq โดยจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} จะมีค่าแปรตามองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^* ซึ่งจะถูกรักษาให้คงที่จนกระทั่งจะมีการควบคุมกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ ในขณะที่องค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr} จะมีค่าแปรตามองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{qr}^* ซึ่งมีหน้าที่คอยควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e โดยองค์ประกอบกระแส i_{qr}^* จะถูกตั้งค่าเพื่อควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าที่เวลา 1.1 วินาที โดยจะเห็นผลตอบสนองได้ดังภาพที่ 3.4(ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง T_e^* ถูกตั้งให้มีค่าเท่ากับค่าพิกัด แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e จะมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามค่าอ้างอิงที่ความเร็ว 1800 รอบต่อนาที โดยจะเห็นได้ว่าแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e จะถูกรักษาให้มีความคงที่ ซึ่งสอดคล้องกับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* และ i_{qr}^* ทั้งนี้องค์ประกอบกระแสโรเตอร์สองเฟส สามารถแปลงกลับให้เป็นกระแสโรเตอร์สามเฟสได้แสดงในภาพที่ 3.4(ค) โดยจะเห็นได้ว่าค่าสูงสุดค่ากระแสดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับขนาดการรวมกันทางเวกเตอร์ระหว่าง i_{dr} และ i_{qr} ในขณะที่ความถี่โรเตอร์หรือสลิปและความเร็วตัวหมุนโรเตอร์มีค่าเท่ากับค่าคงที่

ภาพที่ 3.4(ง) ได้แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ ซึ่งในตอนต้นกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์ i_{as} มีค่าเท่ากับศูนย์เนื่องจากยังไม่มี การควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าและองค์ประกอบกระแส i_{qr}^* โดยที่เวลา 1.1 วินาทีกระแสสเตเตอร์ i_{as} มีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจากมีการควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อสร้างกำลังไฟฟ้าแอคทีฟสเตเตอร์ โดยจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นระหว่างแรงดันและกระแสของด้านสเตเตอร์มีเฟสตรงข้ามกัน ซึ่งหมายถึงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานที่ตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง หรือกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ Q_s ถูกควบคุมให้เป็นศูนย์ แต่รูปคลื่นแรงดันและกระแสสเตเตอร์จะเริ่มมีการเลื่อนเฟสกันที่เวลา 1.4 วินาที เนื่องจากมีการควบคุมกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ Q_s ให้เท่ากับ -300 VAR ซึ่งสอดคล้องกับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* ที่เพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานที่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ไม่เป็นหนึ่ง โดยกำลังไฟฟ้าแอคทีฟ P_s และรีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ Q_s แสดงไว้ดังภาพที่ 3.4(จ) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าช่วงวินาทีที่ 1.0 ถึง 1.1 กำลังไฟฟ้าทั้งสองมีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นช่วงวินาทีที่ 1.1 ถึง 1.4 จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ P_s มีค่าประมาณ 795 W ที่ตัวประกอบเป็นหนึ่ง ที่เวลา 1.4 วินาที กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ Q_s จะถูกควบคุมให้มีความเท่ากับ -300 VAR ซึ่งจะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าทั้งสองสามารถควบคุมแบบแยกอิสระต่อกันได้

ผลตอบสนองชั่วคราวในขณะที่ความเร็วตัวหมุนมีการเปลี่ยนแปลง



ภาพที่ 3.5 ผลการจำลองภาวะชั่วคราวเมื่อความเร็วแปรเปลี่ยนเงื่อนไขแรงบิดคงตัว



ภาพที่ 3.6 ผลการจำลองภาวะชั่วคราวเมื่อความเร็วแปรเปลี่ยนเงื่อนไขแรงบิดแปรตามความเร็วโรเตอร์

ในส่วนนี้เป็นการศึกษาการทำงานในภาวะชั่วคราวที่ความเร็วมีการเปลี่ยนแปลงจาก 1200 รอบต่อนาทีซึ่งเป็นความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส ให้เป็น 1800 รอบต่อนาทีความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส ที่เวลา 1.2 วินาที และ 1.6 วินาทีตามลำดับ ภายใต้การควบคุมแบบจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์ โดยจะเป็นการศึกษาการตอบสนองของการควบคุมด้วยวิธีการดังกล่าวในเงื่อนไขตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่งหรือกำลังไฟฟารีแอกทีฟ Q_s เท่ากับศูนย์ โดยจะแบ่งการจำลองผลตอบสนองชั่วคราวเป็นสองรูปแบบ คือแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง T_e^* มีค่าเท่ากับค่าคงที่และมีค่าแปรเปลี่ยนผันตามความเร็วโดยผลการจำลองได้แสดงในภาพที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ

ภาพที่ 3.5(ก) แสดงความเร็วตัวหมุนโรเตอร์ทางไฟฟ้า โดยเริ่มจากค่า 1200 รอบต่อนาทีซึ่งเป็นความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส จนถึงวินาทีที่ 1.2 โดยจะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้นจนมีความเร็วเท่ากับ 1500 รอบต่อนาทีที่เวลา 1.4 วินาทีซึ่งเป็นความเร็วซิงโครนัส และมีค่าเท่ากับ 1800 รอบต่อนาทีที่เวลา 1.5 วินาที ซึ่งเป็นความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส ภาพที่ 3.5(ข) แสดงองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* และองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ที่ได้จากการวัด i_{dr}, i_{qr} ที่อยู่บนเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส dq โดยจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} และ i_{qr} จะมีค่าแปรตามองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^* และ i_{qr}^* ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแส i_{dr}^*, i_{dr} มีค่าเดิมตลอดช่วงเวลาเนื่องจากควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้ทำงานที่ตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง ในขณะที่ องค์ประกอบกระแส i_{qr}^*, i_{qr} มีค่าเท่าเดิมตลอดช่วงเช่นกันเนื่องจากการควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e ให้มีค่าเท่ากับค่าคงที่ ถึงแม้ตัวโรเตอร์มีความเร็วแปรเปลี่ยน ซึ่งแสดงได้ดังภาพที่ 3.5 (ค) ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง T_e^* และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e มีค่าแปรตามกัน โดยมีค่าเท่ากับค่าคงที่ โดยกระแสไฟฟ้าโรเตอร์สามเฟสที่แสดงในภาพที่ 3.5(ง) จะได้ว่าขนาดของกระแสโรเตอร์สามเฟสจะสอดคล้องกับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์สองเฟส แต่จะเห็นได้ว่าเฟสของกระแสโรเตอร์สามเฟสได้มีการเปลี่ยนแปลงตั้งแต่วินาทีที่ 1.2 ถึง 1.6 ซึ่งสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงความเร็วของตัวหมุนจากความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสเป็นการหมุนที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส โดยรูปคลื่นแรงดันและกระแสสเตเตอร์ได้แสดงในภาพที่ 3.5(จ) ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นทั้งสองมีมุมตรงข้ามกันทุกช่วงเวลา ซึ่งเป็นผลมาจากการควบคุมให้กำลังไฟฟารีแอกทีฟด้านสเตเตอร์ Q_s^* มีค่าเท่ากับศูนย์ ทั้งนี้จะเห็นได้ว่าขนาดของกระแสสเตเตอร์มีค่าคงที่ทุกช่วง เนื่องจากการควบคุมแรงบิดแบบคงที่ในขณะที่ความเร็วตัวหมุนมีการเปลี่ยนแปลง

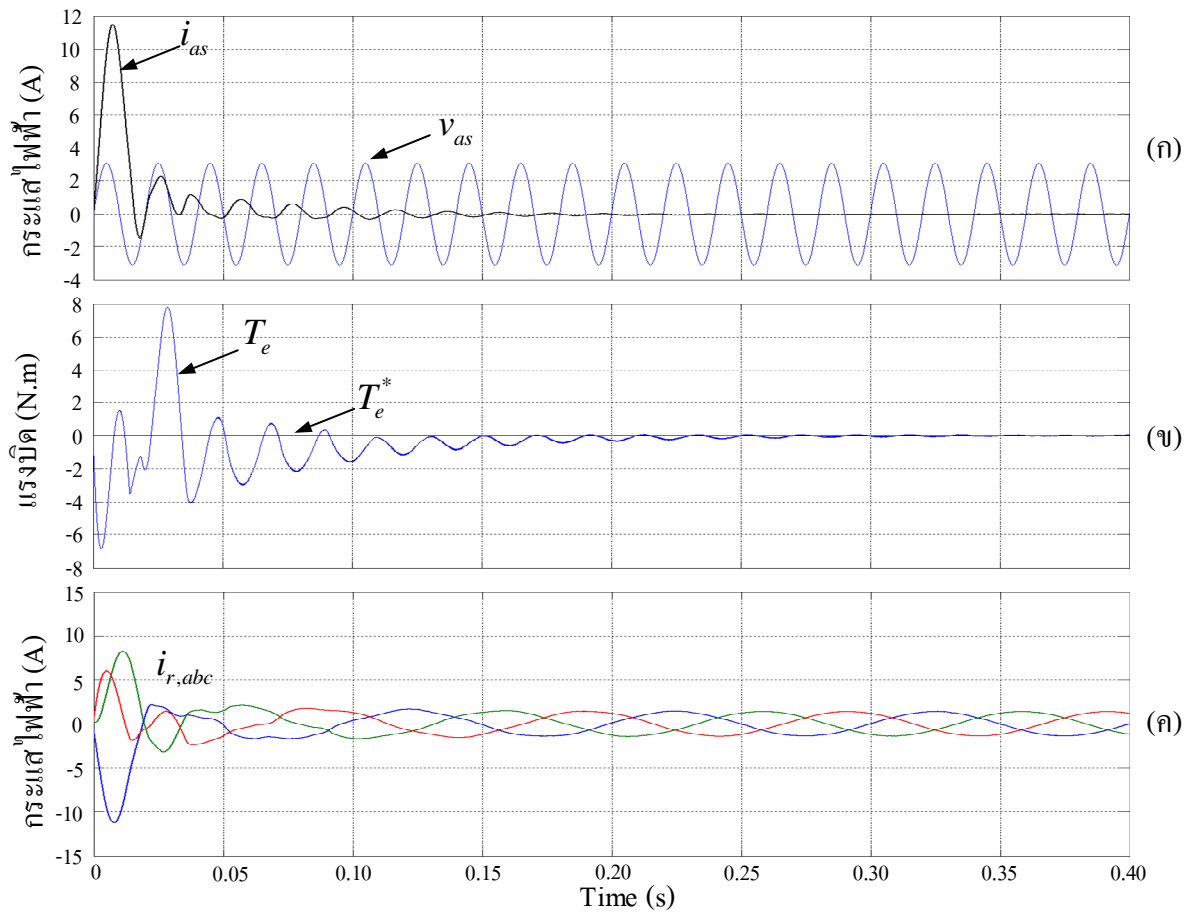
ในภาพที่ 3.6 เป็นการศึกษาการทำงานในภาวะชั่วคราวเช่นเดียวกับกับภาพที่ 3.5 แต่จะเป็นการควบคุมภายใต้แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าแปรเปลี่ยนตามความเร็ว โดยภาพที่ 3.6(ก) แสดงความเร็วตัวหมุนโรเตอร์ทางไฟฟ้า โดยเริ่มจากค่า 1200 รอบต่อนาทีซึ่งเป็นความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส จนถึงวินาทีที่ 1.2 โดยจะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้นจนมีความเร็วเท่ากับ 1500 รอบต่อนาทีที่เวลา 1.4 วินาทีซึ่งเป็นความเร็วซิงโครนัส และมีค่าเท่ากับ

1800 รอบต่อวินาทีที่เวลา 1.5 วินาที ซึ่งเป็นความเร็วสูงกว่าความเร็วเชิงโคโรนาส ภาพที่ 3.6(ข) แสดงองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* และองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ที่ได้จากการวัด i_{dr}, i_{qr} ที่อยู่บนเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส dq โดยจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} และ i_{qr} จะมีค่าแปรตามองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^* และ i_{qr}^* ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแส i_{dr}^*, i_{qr}^* มีค่าเดิมตลอดช่วงเวลาเนื่องจากควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้ทำงานที่ตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง ในขณะที่องค์ประกอบกระแส i_{dr}^*, i_{qr}^* มีค่าแปรเปลี่ยนไปแบบเชิงเส้น เนื่องจากทำการควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e ให้มีค่าแปรตามความเร็วของตัวโรความเร็วแปรเปลี่ยน ซึ่งแสดงได้ดังภาพที่ 3.6(ค) ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง T_e^* และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e มีค่าแปรตามกัน โดยมีค่าแปรตามความเร็วตัวหมุนโรเตอร์ โดยกระแสไฟฟ้าโรเตอร์สามเฟสที่แสดงในภาพที่ 3.6(ง) จะเห็นว่าขนาดของกระแสโรเตอร์สามเฟสจะสอดคล้องกับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์สองเฟสซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเร็วเพิ่มขึ้น แต่จะเห็นได้ว่าเฟสของกระแสโรเตอร์สามเฟสได้มีการเปลี่ยนแปลงตั้งแต่วินาทีที่ 1.2 ถึง 1.6 ซึ่งสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงความเร็วของตัวหมุนจากความเร็วดำกว่าความเร็วเชิงโคโรนาสเป็นการหมุนที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วเชิงโคโรนาส โดยรูปคลื่นแรงดันและกระแสสเตเตอร์ได้แสดงในภาพที่ 3.6(จ) ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นทั้งสองมีมุมตรงข้ามกันทุกช่วงเวลา ซึ่งเป็นผลมาจากการควบคุมให้กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟด้านสเตเตอร์ Q_s^* มีค่าเท่ากับศูนย์ ทั้งนี้จะเห็นได้ว่าขนาดของกระแสสเตเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากมีการควบคุมแรงบิดแบบให้แปรตามความเร็วตัวหมุนมีการเปลี่ยนแปลง

ปัญหาการเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

ภาพที่ 3.7 แสดงผลการจำลองการเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางด้วยการต่อโดยตรง โดยรูปคลื่นแรงดันและกระแสสเตเตอร์แสดงในภาพที่ 3.7(ก) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อทำการเริ่มเดินเครื่อง เครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะทำงานเป็นมอเตอร์ซึ่งสังเกตจากการเกิดกระแสพุ่ง (inrush current) โดยมีขนาดประมาณ 6 เท่าของค่ากระแสพิคก ซึ่งอาจก่อให้เกิดความเสียหายต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ ซึ่งสอดคล้องกับแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าในภาพที่ 3.7(ข) ซึ่งแสดงถึงแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง T_e^* ซึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์ในขณะเริ่มเดินเครื่อง แต่ผลตอบสนองชั่วครู่ของแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e ในขณะเริ่มเดินเครื่องจะเห็นได้ว่าการพุ่งสูงเนื่องจากสภาวะการเริ่มเดินเครื่อง และมีค่าเป็นศูนย์เมื่อเข้าสู่ภาวะคงตัวที่วินาทีที่ 0.30 วินาที โดยกระแสโรเตอร์สามเฟสแสดงได้ดังภาพที่ 3.7(ค) จะเห็นได้ว่าในภาวะชั่วครู่ในการเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้า กระแสโรเตอร์มีการพุ่งสูงเนื่องจากผลของการเริ่มทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าในโหมดมอเตอร์ และจะมีค่าลดลงเป็นปกติที่ภาวะคงตัวที่วินาทีที่ 0.30 วินาที ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการเริ่มเดินเครื่องโดยตรงภายใต้การควบคุมแบบจัด

สเตเตอร์ฟลักซ์ จะทำให้เกิดกระแสฟุ้งในระบบ ซึ่งนำไปสู่ความเสียหายได้ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะได้นำเสนอวิธีการเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าด้วยการชิ่งโครไนซ์ โดยจะได้อธิบายในส่วนถัดไป



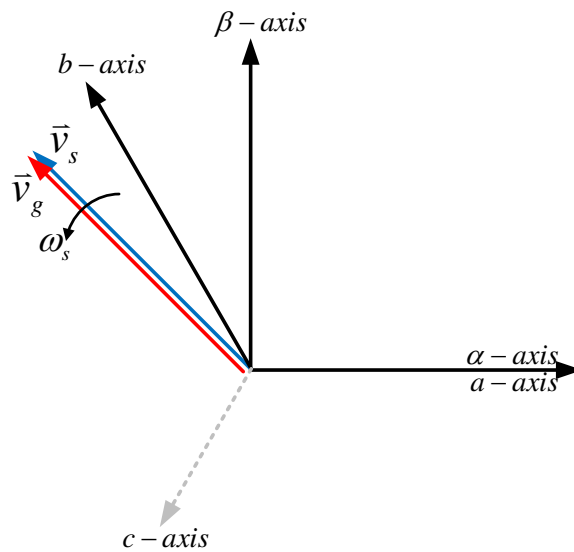
ภาพที่ 3.7 การเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยการต่อโดยตรงภายใต้การจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์

3.3 การชิ่งโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ด้วยวิธีการจัดปรับกริดฟลักซ์

ในส่วนนี้จะได้อธิบายหลักการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ที่ได้ทำการนำเสนอ คือวิธีการจัดปรับเวกเตอร์กริดฟลักซ์ ซึ่งสามารถทำการชิ่งโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเข้ากับกริดระบบได้อย่างนุ่มนวล อีกทั้งยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ด้วยวิธีการเดียวกัน ซึ่งในหัวข้อ 3.2 ที่ได้กล่าวนั้นยังคงมีปัญหาในเรื่องของการเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เนื่องจากด้านสเตเตอร์ถูกต่อเข้ากับกริดระบบโดยตรงในการเริ่มเดินเครื่อง ทำให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานเป็นมอเตอร์ในช่วงเวลาเริ่มเดินเครื่องก่อให้เกิดกระแสฟุ้งและทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบลดลง โดยข้อแตกต่างของวิธีการที่ได้นำเสนอ คือการชิ่งโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางเข้ากับระบบ ซึ่งในตอนต้นด้านสเตเตอร์ของเครื่อง

กำเนิดไฟฟ้าจะไม่ถูกเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบ เนื่องจากจะต้องทำการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้สมบูรณ์
จึงจะเริ่มเชื่อมต่อ

การทำการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางกับกริดระบบได้โดยสมบูรณ์นั้น แรงดัน
ของด้านสเตเตอร์และกริดจะต้องมีคุณสมบัติ 3 ประการที่เหมือนกัน คือ 1) ขนาดของแรงดัน 2) ความถี่ และ 3)
เฟสของคลื่น ซึ่งหมายถึงสเปซเวกเตอร์เวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์และกริด จะต้องทับกันและหมุนไปด้วย
ความเร็วเดียวกัน ดังแสดงในภาพที่ 3.8



ภาพที่ 3.8 เฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟส (abc) และเฟรมอ้างอิงนิ่งสองเฟส (αβ)

จากภาพที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าขนาด ตำแหน่งและความเร็วของเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์จะขึ้นอยู่กับเวกเตอร์
ของแรงดันกริด ดังนั้นแรงดันสเตเตอร์จะถูกเหนี่ยวนำและควบคุมจากคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ ซึ่งสามารถ
เขียนให้อยู่ในรูปของสมการฟังก์ชันได้ต่อไปนี้

$$(v_{\alpha s}, v_{\beta s}) = f(\vec{i}_{ms}), \quad \vec{i}_{ms} = g(\vec{v}_g, \theta_{sl}) \quad (3.16)$$

จากสมการ (3.16) ได้แสดงถึงองค์ประกอบของแรงดันสเตเตอร์ที่ถูกเหนี่ยวนำบนเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟส
αβ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของเวกเตอร์ของกระแสสร้างสนามเวกเตอร์ โดยที่กระแสดังกล่าวเป็นฟังก์ชันของเวกเตอร์
ของแรงดันกริด $\vec{v}_g$ และตำแหน่งมุมสลิป θ_{sl} ของคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายเข้าสู่ด้านโรเตอร์ ซึ่งหมายถึงการควบคุม
แรงดันสเตเตอร์ผ่านคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์จะขึ้นอยู่กับตัวแปรปัจจัยหลักทั้งสอง ซึ่งจะได้อธิบายในหัวข้อ

3.3.1 และ 3.3.2 ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการ (2.9) สามารถเขียนสมการแรงดันสเตเตอร์ที่ถูกเหนี่ยวนำในเฟรมอ้างอิงหยุดนิ่งสองเฟสได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & 0 & sL_m & 0 \\ 0 & R_s + sL_s & 0 & sL_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

จากสมการ (3.17) จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์สองเฟสบนแกนอ้างอิงนิ่งสองเฟส จะมีค่าขึ้นอยู่กับองค์ประกอบของกระแสโรเตอร์ทั้งสองแกน เมื่อคิดความต้านทางของขดลวดสเตเตอร์มีค่าต่ำมากและระบบเข้าสู่ภาวะคงตัว

3.3.1 หลักการจัดปรับกริดฟลักซ์เวกเตอร์และการซิงโครไนซ์

เวกเตอร์ของแรงดันกริด $\vec{v}_g$ เป็นตัวแปรอ้างอิงแรกของกระบวนการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยมีวิธีการคือทำการสร้างเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสด้วยความเร็วซิงโครไนส์ที่มีการวางเวกเตอร์ของแรงดันกริดบนแกน q ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{cases} |\vec{v}_g| = \sqrt{v_{dg}^2 + v_{qg}^2} & ; & v_{dg} = 0 \\ |\vec{v}_s| = \sqrt{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} & ; & v_{ds} = 0 \\ \therefore |\vec{v}_g| = |\vec{v}_s| = v_{qg} = v_{qs} \end{cases} \quad (3.18)$$

เมื่อ $\vec{v}_g, v_{dg}, v_{qg}$ คือ เวกเตอร์และองค์ประกอบสองเฟสของกริดฟลักซ์ตามลำดับ

จากสมการ (3.18) จะทำให้เกิดเวกเตอร์ฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้าเสมือนวางอยู่บนแกน d หรือเรียกว่า กริดฟลักซ์เวกเตอร์ (Grid-flux vector) และจะเรียกเฟรมอ้างอิงดังกล่าวว่า เฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสของกริดฟลักซ์เวกเตอร์ (Grid-flux vector reference frame) โดยสามารถแสดงสมการการวางเวกเตอร์ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{cases} |\vec{\lambda}_g| = \sqrt{\lambda_{dg}^2 + \lambda_{qg}^2} & ; & \lambda_{qg} = 0 \\ |\vec{\lambda}_s| = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} & ; & \lambda_{qs} = 0 \\ \therefore |\vec{\lambda}_g| = |\vec{\lambda}_s| = \lambda_{dg} = \lambda_{ds} \end{cases} \quad (3.19)$$

เมื่อ $\vec{\lambda}_g, \lambda_{dg}, \lambda_{qg}$ คือ เวกเตอร์และองค์ประกอบสองเฟสของกริดฟลักซ์ตามลำดับ

ในสมการ (3.17) และ (3.19) จะเห็นได้ว่าการวางเวกเตอร์ของแรงดันและฟลักซ์ของกริดตามที่ได้กล่าวมานั้น เพื่อที่จะสร้างสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์ $\bar{\lambda}_s$ ให้เท่ากับกริดฟลักซ์เวกเตอร์ $\bar{\lambda}_g$ เป็นผลทำให้เวกเตอร์ของแรงดัน สเตเตอร์ $\bar{v}_s$ เท่ากับเวกเตอร์ของแรงดันกริด $\bar{v}_g$ ทั้งนี้สเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของ กระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์เช่นเดียวกันกับสมการที่ (3.4) ซึ่งจะต้องควบคุมให้เท่ากับเวกเตอร์ของกริดฟลักซ์ บนแกน d ดังที่ได้แสดงในสมการต่อไปนี้

$$\lambda_{ds} = L_m i_{dms} = \lambda_{dg}, \quad \lambda_{qs} = L_m i_{qms} = 0 \quad (3.20)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (3.17) ถึง (3.20) ในสมการ (2.11) (2.12) และ (2.14) จะได้สมการแรงดัน และแรงบิด แม่เหล็กไฟฟ้าบนเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟสของเวกเตอร์กริดฟลักซ์ได้ใหม่ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & -\omega_s L_s & sL_m & \omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + sL_s & \omega_s L_m & sL_m \\ sL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + sL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & sL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + sL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

และสามารถเขียนสมการแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้ดังนี้

$$T_e = -k_v i_{qr} \quad (3.22)$$

$$\text{เมื่อ } k_v = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\omega_s L_s} v_{qs}$$

จากสมการ (3.22) จะเห็นได้ว่าแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e จะถูกควบคุมผ่านองค์ประกอบกระแสโรเตอร์แกน q เช่นเดียวกันกับสมการ (3.9) ดังนั้นเมื่อไม่คิดกำลังสูญเสียในขดลวดและการอิ่มตัวด้านสเตเตอร์ จะสามารถ เขียนกำลังไฟฟ้าแอคทีฟและรีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} v_{qs} i_{qr} \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} v_{qs} (i_{dms} - i_{dr}) \end{cases} \quad (3.23)$$

จากสมการ (3.23) จะเห็นได้ว่าในส่วนกำลังไฟฟ้าแอคทีฟของด้านสเตเตอร์จะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr} เช่นเดียวกันกับแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อพิจารณาในส่วนของกำลังไฟฟารีแอคทีฟของด้านสเตเตอร์

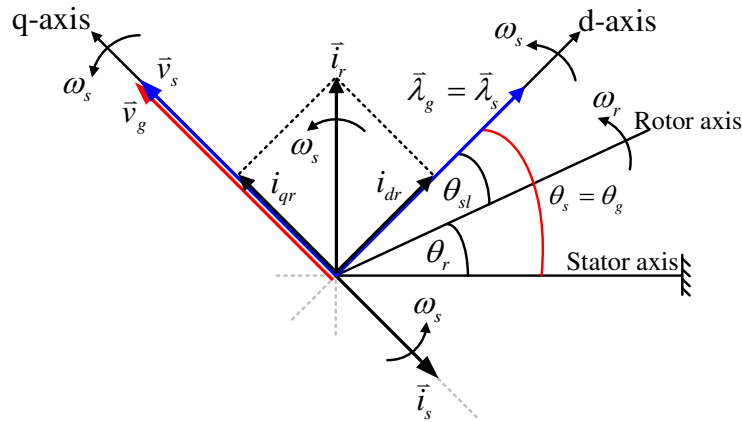
จะเห็นได้ว่าจะขึ้นอยู่กับสององค์ประกอบนั้นคือกระแส i_{dms} และ i_{dr} เมื่อจัดรูปสมการดังกล่าวให้อยู่ในรูปขององค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} ในเทอมของ Q_s และ i_{dms} จะได้ว่า

$$i_{dr} = -\frac{2}{3} \frac{L_s}{v_{qg} L_m} Q_s + i_{dms} \quad (3.24)$$

จากสมการ (3.20) ถึง (3.23) เมื่อพิจารณาในกรณีที่ระบบมีตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง หรือ $Q_s = 0$ จัดรูปสมการ (3.24) ใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$i_{dr} = i_{dms} = \frac{v_{qg}}{\omega_s L_m} \quad (3.25)$$

จะเห็นได้ว่า ในสมการ (3.25) ซึ่งแสดงว่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} เท่ากับกระแสสร้างสนามแม่เหล็กสเตเตอร์ i_{dms} และมีค่าขึ้นอยู่กับองค์ประกอบแรงดันกริด v_{qg} ซึ่งสอดคล้องกับสมการ (3.16) ซึ่งจะสรุปได้ว่าแรงดันสเตเตอร์ที่ถูกเหนี่ยวนำและควบคุมนั้นเป็นฟังก์ชันของเวกเตอร์ของแรงดันกริดโดยควบคุมแบบกระแสผ่านองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าคงที่ ดังนั้นจากที่ได้กล่าวหลักการการปรับเวกเตอร์ของกริดฟลักซ์สามารถเขียนเป็นแผนภาพสเปซเฟสเซอร์ได้ดังภาพที่ 3.9



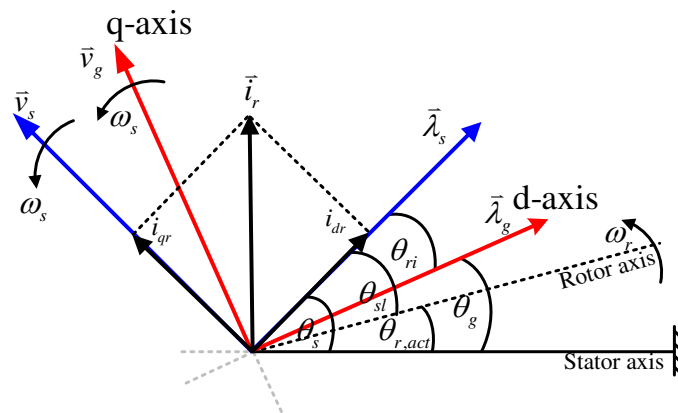
ภาพที่ 3.9 แผนภาพสเปซเฟสเซอร์ระหว่างแกนอ้างอิงหยุดนิ่งและแกนอ้างอิงหมุนของกริดฟลักซ์เวกเตอร์

ภาพที่ 3.9 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างแกนอ้างอิงหยุดนิ่งและแกนอ้างอิงหมุนของกริดฟลักซ์เวกเตอร์ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนาสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง โดยจะเห็นได้ว่าเวกเตอร์ของกริดฟลักซ์และองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} ซึ่งเท่ากับกระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์ i_{dms} ซึ่งถูกวางบนแกน d ด้วยตำแหน่ง θ_g เมื่อเทียบกับแกนอ้างอิงหยุดนิ่ง ซึ่งเรียกตำแหน่งนี้ว่าตำแหน่งกริดฟลักซ์เวกเตอร์ (Grid-flux vector position; θ_g) ในขณะที่เวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์ถูกวางบนแกน q ซึ่งเท่ากับเวกเตอร์แรงดัน

กริด แต่การที่ตำแหน่งของฟลักซ์และแรงดันของสเตเตอร์จะอยู่ตำแหน่งเดียวได้นั้น คอนเวอร์เตอร์จะต้องทำการสร้างมุมสลิป θ_{sl} ที่ถูกต้อง โดยจะเห็นได้ว่ามุมสลิป θ_{sl} จะอยู่ระหว่างแกนอ้างอิงหมุนด้วยความเร็วโรเตอร์และแกนอ้างอิงหมุนสองเฟสของกริดฟลักซ์เวกเตอร์ หากตำแหน่งกล่าวมามีความคลาดเคลื่อนจะทำให้ตำแหน่งของฟลักซ์และแรงดันสเตเตอร์ไม่ตรงกับตำแหน่งของฟลักซ์และแรงดันกริดตามลำดับ โดยรายละเอียดการหามุมสลิป θ_{sl} ที่ถูกต้องจะได้อธิบายในส่วนถัดไป

3.3.2 การหาตำแหน่งมุมสลิปที่ถูกต้องด้วยมุมโรเตอร์เริ่มต้น

ในกระบวนการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางกับกริดระบบ ซึ่งมีองค์ประกอบกระแส i_{dr} ที่เท่ากับกระแสสร้างสนามสเตเตอร์ i_{dms} เป็นตัวควบคุมขนาดของแรงดันเหนี่ยวนำโรเตอร์ นอกจากนี้ ตำแหน่งมุม θ_{sl} เป็นอีกตัวแปรที่สำคัญในกระบวนการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซึ่งสอดคล้องกับสมการ (3.16) หากตำแหน่งของมุมดังกล่าวไม่ถูกต้อง จะทำให้เวกเตอร์ของฟลักซ์และแรงดันสเตเตอร์ มีตำแหน่งไม่ตรงกับเวกเตอร์ของฟลักซ์และแรงดันกริด ซึ่งสาเหตุของการหาตำแหน่งมุม θ_{sl} ที่ไม่ถูกต้องนั้น มีสาเหตุมาจากการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าที่ไม่ถูกต้องดังแสดงในภาพที่ 3.10



ภาพที่ 3.10 แผนภาพสเปซเฟสเซอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการหามุมสลิป θ_{sl} ที่ไม่ถูกต้อง

จากภาพที่ 3.10 แสดงให้เห็นว่าตำแหน่งของเวกเตอร์ของแรงดันและฟลักซ์สเตเตอร์ไม่อยู่ตำแหน่งเดียวกันกับเวกเตอร์ของแรงดันและฟลักซ์กริด อันเนื่องมาจากตำแหน่งมุมสลิป θ_{sl} ไม่ถูกต้อง โดยสาเหตุของตำแหน่งที่ผิดพลาดนั้นมาจากการที่ไม่มีการชดเชยตำแหน่งมุมโรเตอร์เริ่มต้น θ_{ri} ในตำแหน่งมุมตัวหมุนโรเตอร์ทางไฟฟ้าจริง $\theta_{r,act}$ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการของมุมดังกล่าวได้ดังนี้

$$\theta_{r,act} = \theta_{ri} + \theta_m \quad (3.26)$$

เมื่อ $\theta_{r,act}$ คือตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าจริง

θ_{ri} คือตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น

θ_m คือตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา

จากสมการ (3.26) แสดงให้เห็นว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางมีตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้า $\theta_{r,act}$ ที่ประกอบไปด้วยผลบวกของตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น θ_{ri} และตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา θ_m ซึ่งได้มาจากการวัดที่ตัวหมุนโรเตอร์ทางกล ซึ่งในภาพที่ 3.10 มีเพียงมุม θ_m เท่านั้นที่ใช้ในการหามุมสลิป จึงเห็นได้ว่าตำแหน่งมุมที่คลาดกันระหว่างสเตเตอร์ฟลักซ์และกริดฟลักซ์มีค่าเท่ากับ θ_{ri} ดังนั้นจึงต้องมีการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้นซึ่งแสดงได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\theta_{ri} = \theta'_s - \theta'_{sl} \quad (3.27)$$

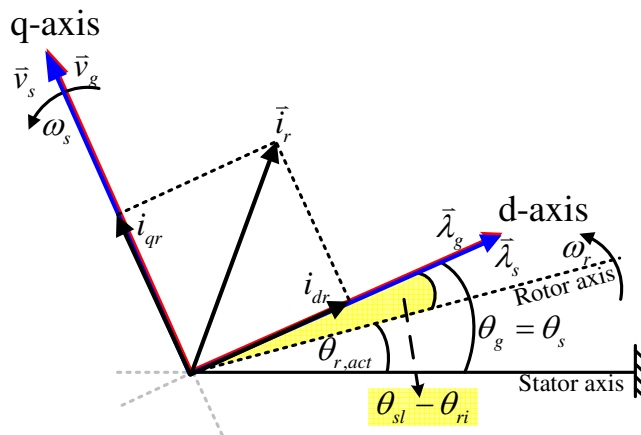
โดยที่ตำแหน่งมุมสเตเตอร์ฟลักซ์เริ่มต้นสามารถหาได้จาก

$$\theta'_s = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\beta s}}{V_{\alpha s}}\right) - 90^\circ \quad (3.28)$$

และมุมสลิปเริ่มต้นมีสมการดังนี้

$$\theta'_{sl} = \tan^{-1}\left(\frac{i_{Qr}}{i_{Dr}}\right) \quad (3.29)$$

จากสมการ (3.27) ถึง (3.29) จะเห็นได้ว่าตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้นสามารถหาได้จากผลลบระหว่างตำแหน่งมุมสเตเตอร์ฟลักซ์เริ่มต้น θ'_s และมุมสลิปเริ่มต้น θ'_{sl} ซึ่งค่ามุมทั้งสองเป็นค่าเริ่มในขณะเริ่มป้อนแรงดันจากคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขณะเริ่มเดินเครื่อง ทั้งนี้ตำแหน่งมุมสเตเตอร์ฟลักซ์เริ่มต้น θ'_s สามารถหาได้จากบทกลับฟังก์ชันแทนเจนต์ขององค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์ที่อยู่บนเฟรมอ้างอิงหนึ่งสองเฟสและลบด้วยมุม 90° เนื่องจากตำแหน่งมุมสเตเตอร์ฟลักซ์ตามหลังแรงดันสเตเตอร์เป็นมุมตึงจากต่อกัน และตำแหน่งมุมสลิปเริ่มต้น θ'_{sl} หาได้จากบทกลับขององค์ประกอบกระแสโรเตอร์บนเฟรมอ้างอิงมุมสองเฟสด้วยความเร็วโรเตอร์ (DQ) ซึ่งสามารถแสดงเป็นแผนภาพเฟสเซอร์ได้ดังภาพที่ 3.11



ภาพที่ 3.12 แผนภาพเฟสเซอร์เมื่อมีการหาดำแหน่งมุมสลิปที่ถูกต้อง

จากภาพที่ 3.12 จะเห็นได้ว่าตำแหน่งมุมสลิปมีการลบตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น θ_{ri} ออกไป และเมื่อเปรียบเทียบกับภาพที่ 3.10 นั้น จะเห็นได้ว่าตำแหน่งของสเตเตอร์ฟลักซ์ถูกเลื่อนลงมาด้วยขนาดเท่ากับ θ_{ri} และถูกวางในตำแหน่งเดียวกันกับตำแหน่งกริดฟลักซ์ ดังนั้นหากทำการควบคุมเป็นไปตามหลักการในสมการ (3.16) ที่แรงดันสเตเตอร์จะขึ้นอยู่กับเวกเตอร์กระแสสร้างสนามสเตเตอร์ ซึ่งกระแสดังกล่าวมีเป็นฟังก์ชันของเวกเตอร์แรงดันกริดและตำแหน่งมุมสลิป ที่ได้กล่าวมาในหัวข้อ 3.3.1 และ 3.3.2 ตามลำดับนั้น จะทำให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางสามารถซิงโครไนซ์เข้ากับกริดระบบได้โดยสมบูรณ์

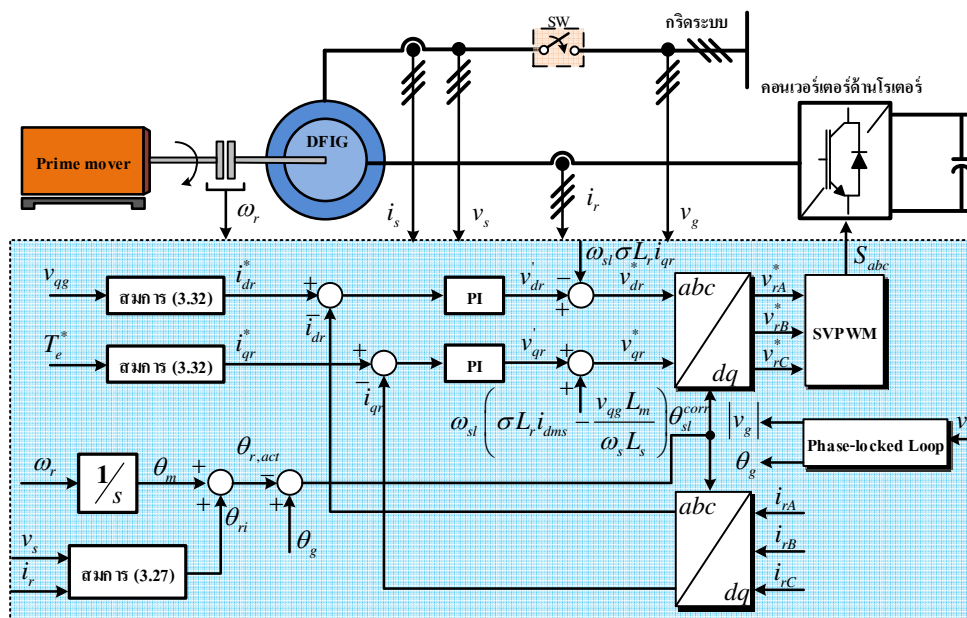
3.3.3 การควบคุมกริดฟลักซ์ด้วยวิธีการควบคุมแบบกระแส

จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อ 3.2.1 และ 3.2.2 จะเห็นได้ว่าการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางนั้นจะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} ซึ่งเท่ากับกระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์ i_{dms} และตำแหน่งมุมสลิปที่ถูกต้อง และหากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถเชื่อมต่อกับกริดระบบได้แล้ว จะสามารถทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากด้านสเตเตอร์เข้าสู่กริด จากการควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e โดยขึ้นอยู่กับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr} ดังนั้นสามารถเขียนค่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิงเพื่อทำการควบคุมได้ดังนี้

$$\begin{cases} i_{dr}^* = i_{dms} = \frac{v_{qg}}{\omega_s L_m} \\ i_{qr}^* = -\frac{1}{k_v} T_e^* \end{cases} \quad (3.32)$$

จากสมการ (3.32) จะเห็นได้ว่ากระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^* หรือกระแสสร้างสนามสเตเตอร์ i_{dms} มีค่าเท่ากับค่าคงที่ ซึ่งกระแสดังกล่าวมีหน้าที่คอยควบคุมขนาดของแรงดันสเตเตอร์ที่ถูกเหนี่ยวนำ โดยสอดคล้องกับ

โดยสามารถเขียนเป็นวงรอบการควบคุมกระแสดังแสดงในภาพที่ 3.13



ภาพที่ 3.13 แผนภาพการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์สำหรับกระบวนการชั่งโครโนซ์และกระบวนการควบคุมกำลังไฟฟ้าภายใต้การควบคุมแบบจัดปรับกริดฟลักซ์เวกเตอร์

จากภาพที่ 3.13 แสดงถึงการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางโดยด้วยวิธีการจัดปรับกริดฟลักซ์เวกเตอร์ ซึ่งในตอนต้นด้านสเตเตอร์จะยังไม่ถูกเชื่อมต่อเข้ากับกริด โดยจะต้องทำการซิงโครไนซ์ก่อน ซึ่งในตอนต้นจะทำการหาค่าตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น θ_{ri} โดยทำการวัดแรงดันสเตเตอร์และกระแสโรเตอร์เพื่อทำการหามุมดังกล่าว จากนั้นจะถูกรวมกับค่าตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าที่ได้จากการวัด จะได้เป็นมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าจริง $\theta_{r,act}$ ซึ่งมุมดังกล่าวจะถูกนำไปค่าผลต่างกับตำแหน่งมุมกริดฟลักซ์ θ_g ที่ได้จากวงจรเฟสล็อกลูป จึงจะได้ตำแหน่งมุมสลิตที่ถูกต้อง θ_{sl}^{corr} ทั้งนี้ขนาดของแรงดันสเตเตอร์จะขึ้นอยู่กับกระแส i_{dr}^* และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e^* จะขึ้นอยู่กับกระแส i_{qr}^* ซึ่งองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* จะถูกเปรียบเทียบกับองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ที่ถูกวัด i_{dr}, i_{qr} ซึ่งค่าผลต่างของทั้งสองจะถูกส่งเข้าตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งสัญญาณออกจากตัวควบคุมที่ได้จะอยู่ในรูปขององค์ประกอบแรงดันอ้างอิงสองเฟสบนเฟรมอ้างอิงหมุนสองเฟส v'_{dr}, v'_{qr} ซึ่งพจน์ของการชดเชยในส่วนของแรงดันโรเตอร์ที่จะทำการแยกการควบคุมขององค์ประกอบแกน d และ q จะถูกบวกเข้าไปในสัญญาณอ้างอิงดังกล่าวจะได้องค์ประกอบแรงดันโรเตอร์อ้างอิงสองเฟสดังสมการต่อไปนี

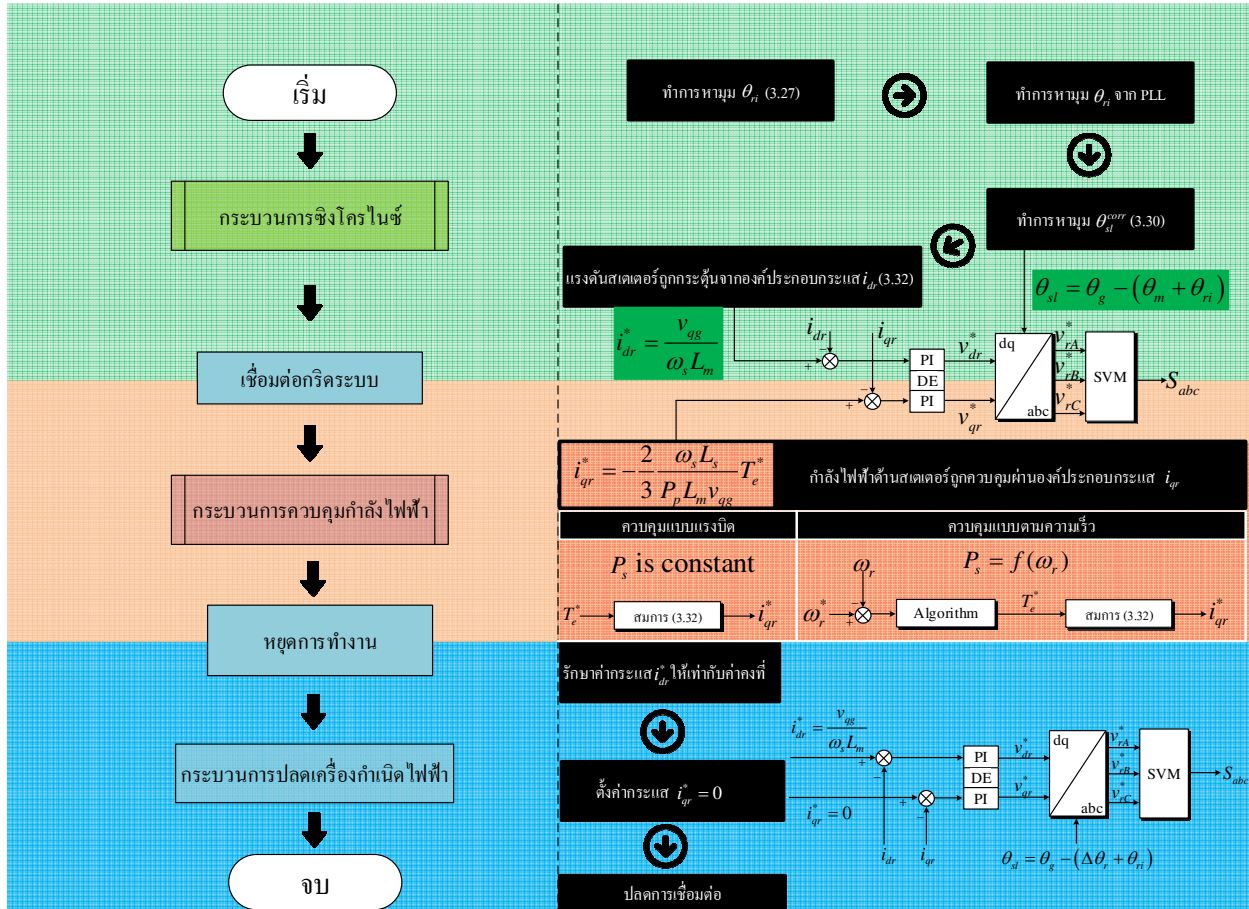
$$\begin{cases} v_{dr}^* = v_{dr}' - \omega_{sl} \sigma L_r i_{qr} \\ v_{qr}^* = v_{qr}' + \omega_{sl} \left(\sigma L_r i_{dms} - \frac{v_{qg} L_m}{\omega_s L_s} \right) \end{cases} \quad (3.33)$$

องค์ประกอบแรงดันโรเตอร์อ้างอิงสองเฟส v_{dr}^*, v_{qr}^* ที่ได้จากสมการ (3.33) จะถูกแปลงกลับให้อยู่ในเฟรมอ้างอิงนิ่งสามเฟส เพื่อใช้ในการควบคุมสัญญาณขั้วนำสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ โดยใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มมอดูเลชันต่อไป ทั้งนี้ในกระบวนการควบคุมการชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าและการควบคุมกำลังไฟฟ้าสามารถสรุปในรูปแบบแผนผังการดำเนินการในดังภาพที่ 3.14 ซึ่งแสดงถึงแผนผังกระบวนการชิงโครไนซ์และการควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง โดยจะแบ่งเป็นสามขั้นตอนหลักคือ

ขั้นที่หนึ่ง จะเป็นกระบวนการชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซึ่งแสดงในพื้นที่สี่เหลี่ยม โดยจะทำการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น θ_{ri} ตามสมการ (3.27) และมุมกริดฟลักซ์จากวงจรเฟสล็อกกลูป เพื่อทำการหาตำแหน่งมุมสลิปที่ถูกต้อง θ_{sl}^{corr} ตามสมการ (3.30) โดยขนาดแรงดันสเตเตอร์ที่ถูกเหนี่ยวนำจะถูกควบคุมจากองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^* ในขณะที่องค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง $i_{qr}^* = 0$ เนื่องจากยังไม่มี การควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ เมื่อทำการชิงโครไนซ์ได้แล้วจะทำการเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้ากับกริดระบบ

ขั้นที่สอง เมื่อทำการเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้ากับกริดระบบได้แล้ว จะทำการควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ดังแสดงในพื้นที่สี่เหลี่ยม โดยองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{qr}^* จะถูกตั้งค่าโดยแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง T_e^* ตามสมการ (3.32) ซึ่งค่าแรงบิดอ้างอิงดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับชนิดของการควบคุมของความเร็วตัวหมุนโรเตอร์ โดยแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ การควบคุมแบบแรงบิด (Torque control mode) และ การควบคุมตามความเร็ว (Speed control mode)

ขั้นที่สาม หากเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีความผิดปกติเกิดขึ้นหรือมีความต้องการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าออกจากกริดระบบ จะมีการดำเนินการในพื้นที่สี่เหลี่ยม โดยองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{qr}^* จะถูกตั้งค่าให้เป็นศูนย์ ในขณะที่องค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^* ยังคงมีค่าเท่ากับค่าคงที่ตามสมการ (3.32) จากนั้นจะทำการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าออกจากกริดระบบ ซึ่งระบบการควบคุมยังสามารถชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากับกริดระบบได้ ถึงแม้ได้ทำการปลดการเชื่อมต่อแล้ว



ภาพที่ 3.14 แผนผังกระบวนการซิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

3.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ด้วยการจัดปรับสเตเตอร์ฟลักซ์เวกเตอร์และผลการจำลอง โดยจะเห็นได้ว่าวิธีการเดิมนี้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าแอคทีฟและรีแอคทีฟได้อย่างอิสระต่อกัน มีสมรรถนะของผลตอบสนองชั่วครู่ที่ดี แต่มีข้อเสียในเรื่องของการเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ในงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการจัดปรับกริดฟลักซ์สำหรับคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ ซึ่งสามารถทำการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากับกริดระบบ อีกทั้งยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ด้วยการจัดปรับเวกเตอร์เดียวกัน โดยได้อธิบายขั้นตอนของกระบวนการทั้งหมดในรูปแบบของแผนผังการดำเนินงาน โดยผลการจำลองของกระบวนการซิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง จะแสดงในบทที่ 4

บทที่ 4

ผลการทดสอบและการวิเคราะห์

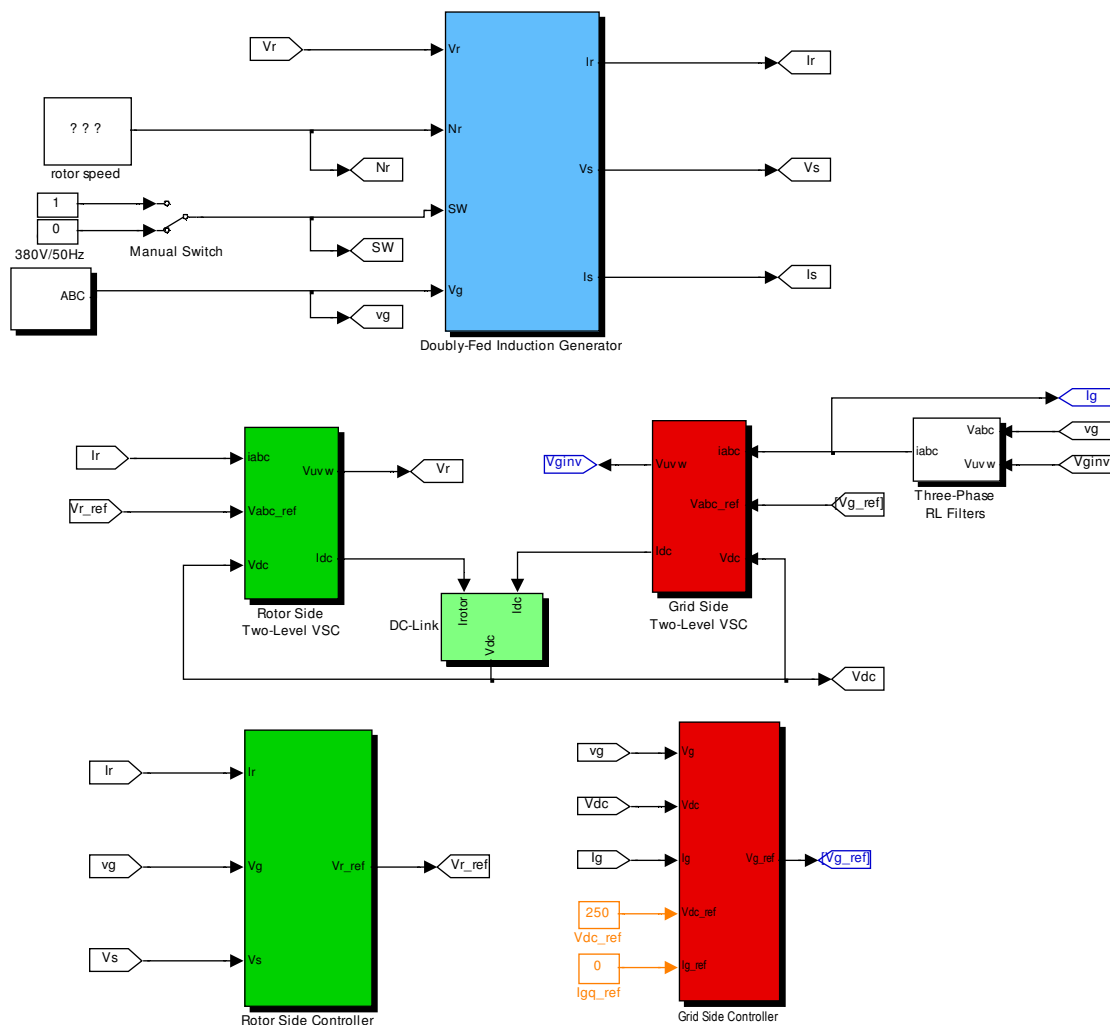
4.1 บทนำ

การศึกษาหลักการและสมรรถนะของกระบวนการชิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ภายใต้วิธีการจัดปรับกริดฟลักซ์ที่ได้นำเสนอในงานวิจัยนี้นั้น การทดสอบผ่านการจำลองในโปรแกรม Matlab/Simulink เป็นสิ่งที่จำเป็นในการยืนยันความถูกต้องในหลักการและผลการจำลองที่สอดคล้องกัน ดังที่ได้กล่าวมาในบทที่ 3 โดยสามารถชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางได้อย่างนุ่มนวล อีกทั้งยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ด้วยวิธีการเดียวกันกับที่นำเสนอ ดังนั้นในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงการออกแบบสร้างแบบจำลองการชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางและการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ เพื่อทดสอบผลการจำลองตามหลักการที่นำเสนอ โดยผลการจำลองจะแบ่งเป็น 4 กรณีศึกษาหลักคือ การชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วชิงโครไนส์ การชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วชิงโครไนส์ การชดเชยตำแหน่งมุมโรเตอร์เริ่มต้นในกระบวนการชิงโครไนซ์ และกระบวนการตั้งแต่เริ่มเดินเครื่อง ควบคุมกำลังไฟฟ้าและการปลดการเชื่อมต่อ

4.2 แบบจำลองการทำงาน

แบบจำลองกระบวนการชิงโครไนซ์ ควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ และการปลดการเชื่อมต่อสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางแสดงดังภาพที่ 4.1 ซึ่งแบ่งออกเป็นสองส่วนหลัก คือ ส่วนแรกเป็นวงจรภาคกำลัง ซึ่งประกอบไปด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางซึ่งสร้างจากสมการ (2.13) คอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกัน ประกอบไปด้วยคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ และคอนเวอร์เตอร์ด้านกริด เชื่อมด้วยแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง ตัวกรองแรงดัน แบบจำลองคณิตศาสตร์ของหม้อแปลงและแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟส หรือ กริด ส่วนที่สองเป็นวงจรภาคควบคุม ซึ่งประกอบไปด้วยตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ชิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และอีกส่วนคือตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์ด้านกริด ซึ่งมีหน้าที่ควบคุมแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่ และควบคุมทิศ

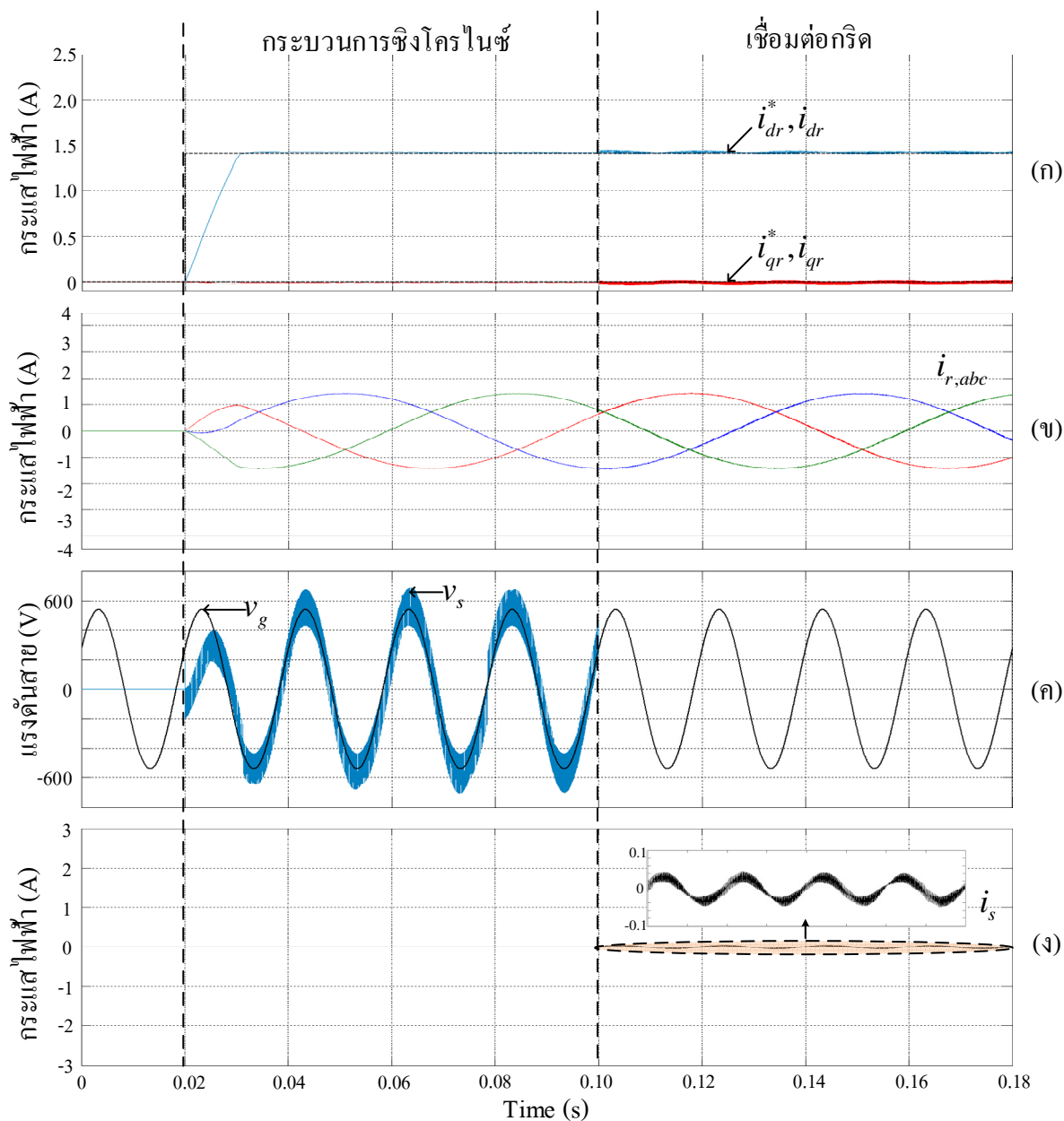
การไหลของกำลังไฟฟ้า โดยงานวิจัยนี้มุ่งเน้นในการวิเคราะห์ตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ โดยสัญญาณที่ต้องทำการวัดสำหรับตัวควบคุมดังกล่าวคือ 1) แรงดันสเตเตอร์และกระแสโรเตอร์ เพื่อทำการหาค่าตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น 2) แรงดันกริด เพื่อหาตำแหน่งของกริดฟลักซ์ และ 3) ตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางกลที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ทั้งนี้ในแบบจำลองจะมีอุปกรณ์ตัดต่อระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและกริดระบบ เพื่อทำการเชื่อมต่อและปลดออก โดยค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางอ้างอิงจากตารางที่ 3.1 อีกทั้งกำหนดค่าตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น θ_{ri} เท่ากับ $\frac{17\pi}{18}$ เรเดียน โดยแบบจำลองดังกล่าวสามารถทำการซิงโครไนซ์ ควบคุมกำลังไฟฟ้า และปลดการเชื่อมต่อภายใต้หลักการจذبปรับกริดฟลักซ์เพียงหลักการเดียวเท่านั้น



ภาพที่ 4.1 แบบจำลองกระบวนการซิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

4.3 ผลจำลองการทำงาน

4.3.1 การซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส (1200 rpm)



ภาพที่ 4.2 ผลการจำลองกระบวนการซิงโครไนซ์ที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส (1200 รอบต่อนาที)

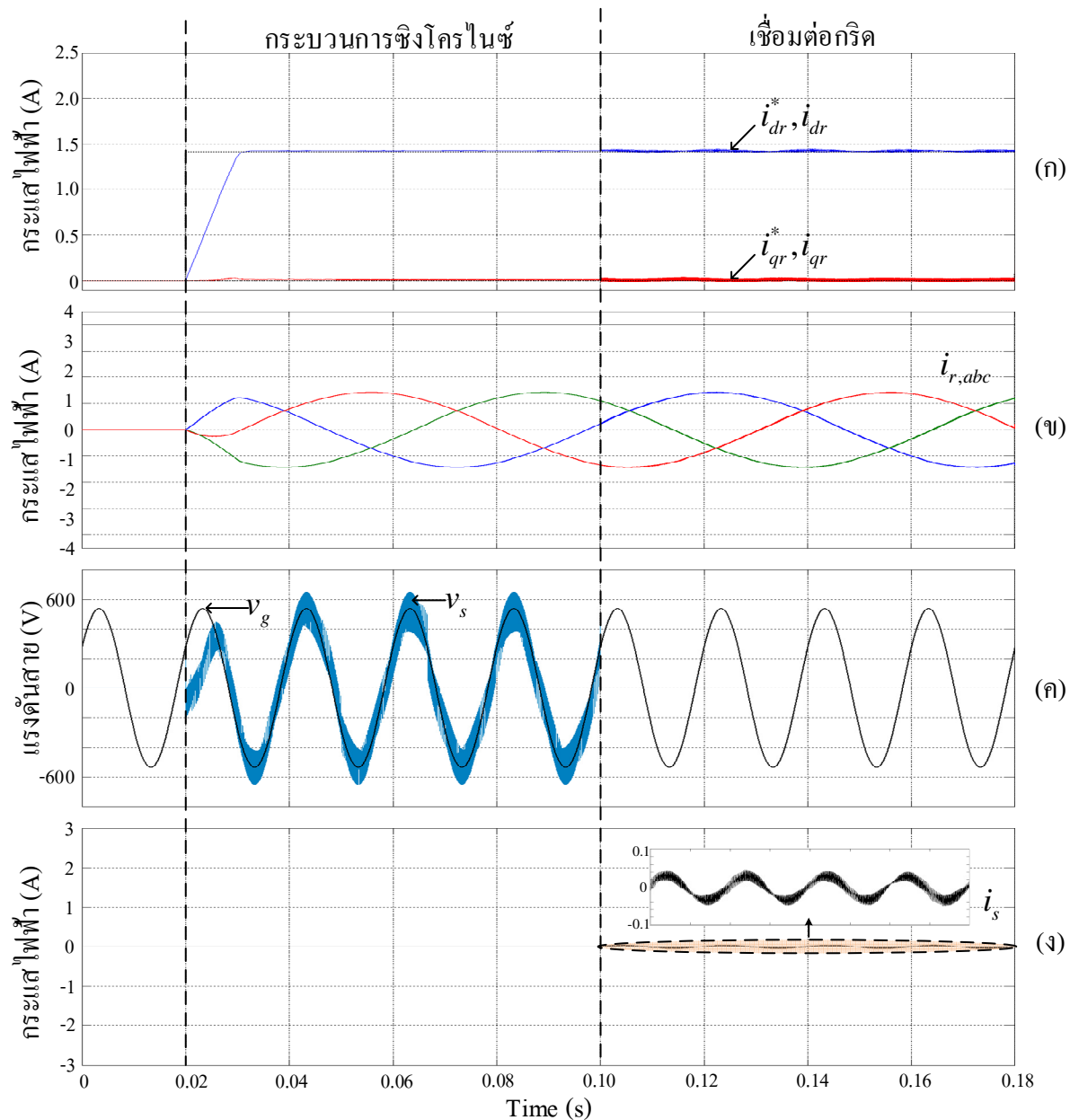
ภาพที่ 4.2 แสดงผลการจำลองการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางกับกริดระบบ ที่ความเร็ว 1200 รอบต่อนาที โดยกระบวนการดังกล่าวจะถูกเริ่มควบคุมที่เวลา 0.02 วินาที ภาพที่ 4.2(ก) ได้แสดงองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* ซึ่งองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}, i_{qr} ที่ถูกวัด มีค่าแปรตาม

ค่ากระแสอ้างอิงตามลำดับ โดยจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสอ้างอิง i_{dr}^* มีค่าเท่ากับค่าคงที่ทั้งช่วงการจำลอง ซึ่งสอดคล้องตามสมการ (3.25) โดยกระแสดังกล่าวมีค่าเท่ากับกระแสสร้างแม่เหล็กสเตเตอร์ i_{dms} มีหน้าที่กระตุ้นเพื่อเหนี่ยวนำแรงดันสเตเตอร์ ในขณะที่องค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{qr}^* มีค่าเท่ากับศูนย์ เนื่องจากในกระบวนการซิงโครไนซ์ ยังไม่มีการควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e ซึ่งองค์ประกอบกระแสโรเตอร์สองเฟส สามารถแปลงให้อยู่ในรูปคลื่นสามเฟสได้ดังแสดงในภาพที่ 4.2(ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่าขนาดของกระแสดังกล่าวจะสอดคล้องกับค่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* โดยความถี่ของกระแสโรเตอร์จะคงที่เนื่องจากความเร็วตัวหมุนโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วที่คงที่ ซึ่งเมื่อกระแสโรเตอร์ที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์เข้าสู่ด้านโรเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำสเตเตอร์ v_s ดังแสดงในภาพที่ 4.2(ค) ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันสเตเตอร์ v_s จะถูกเหนี่ยวนำขึ้นที่เวลา 0.02 ซึ่งเป็นเวลาเดียวกันที่องค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* มีค่าเท่ากับค่ากระแสสร้างสนามแม่เหล็กสเตเตอร์ โดยในภาพจะเห็นได้ว่าแรงดันระหว่างสเตเตอร์และกริด มีการซิงโครไนซ์กันอย่างรวดเร็วภายในเวลา 0.01 วินาที เมื่อเข้าสู่ภาวะคงตัวแล้ว ด้านสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูกเชื่อมเข้ากับกริดระบบ ที่เวลา 0.10 วินาที ทำให้แรงดันสเตเตอร์และแรงดันกริดเป็นแรงดันเดียวกัน โดยจะสังเกตกระแสสเตเตอร์ภายหลังการเชื่อมต่อดังแสดงในภาพที่ 4.2(ง) ซึ่งจะเห็นได้ว่าก่อนที่จะทำการเชื่อมต่อ กระแสสเตเตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์เนื่องจากเปิดวงจร แต่หลังจากที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าถูกเชื่อมต่อเข้ากับกริดระบบ จะเห็นได้ว่ากระแสสเตเตอร์ไม่มีการพุ่งขึ้น โดยค่ากระแสสเตเตอร์หลังจากการเชื่อมต่อมีค่าประมาณ 2 % ของกระแสพิคค ซึ่งยืนยันว่ากระบวนการซิงโครไนซ์สามารถเชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากับกริดระบบได้อย่างสมบูรณ์ ที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสได้

4.3.2 การซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส (1800 rpm)

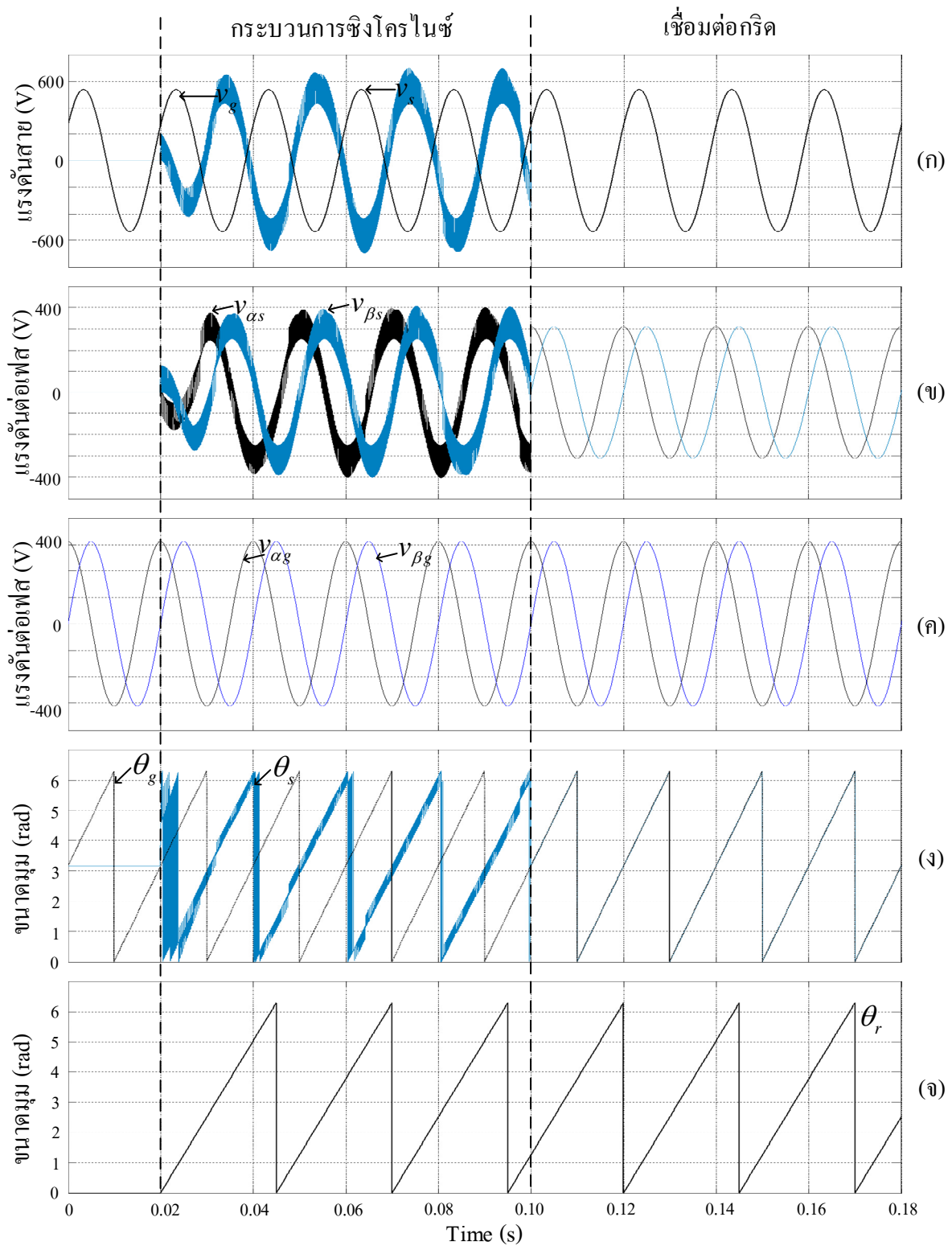
ภาพที่ 4.3 แสดงผลการจำลองการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางกับกริดระบบ ที่ความเร็ว 1800 รอบต่อนาที โดยกระบวนการดังกล่าวจะถูกเริ่มควบคุมที่เวลา 0.02 วินาที ภาพที่ 4.3(ก) ได้แสดงองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* ซึ่งองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}, i_{qr} ที่ถูกวัด มีค่าแปรตามค่ากระแสอ้างอิงตามลำดับ โดยจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสอ้างอิง i_{dr}^* มีค่าเท่ากับค่าคงที่ทั้งช่วงการจำลอง ในขณะที่องค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{qr}^* มีค่าเท่ากับศูนย์ เช่นเดียวกันกับผลการจำลองที่ความเร็ว 1200 รอบต่อนาที เนื่องจากในกระบวนการซิงโครไนซ์ ยังไม่มีการควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e ซึ่งองค์ประกอบกระแสโรเตอร์สองเฟส สามารถแปลงให้อยู่ในรูปคลื่นสามเฟสได้ดังแสดงในภาพที่ 4.3(ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่าขนาดของกระแสดังกล่าวจะสอดคล้องกับค่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* โดยความถี่ของกระแสโรเตอร์จะคงที่เนื่องจากความเร็วตัวหมุนโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วที่คงที่ ซึ่งเมื่อกระแสโรเตอร์ที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์เข้าสู่ด้านโรเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำสเตเตอร์ v_s ดังแสดงในภาพที่ 4.3(ค) ซึ่งจะเห็น

ได้ว่าแรงดันสเตเตอร์ v_s จะถูกเหนี่ยวนำขึ้นที่เวลา 0.02 ซึ่งเป็นเวลาเดียวกันที่องค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* มีค่าเท่ากับค่ากระแสสร้างสนามแม่เหล็กสเตเตอร์ โดยในภาพจะเห็นได้ว่าแรงดันระหว่างสเตเตอร์และกริด มีการซิงโครไนซ์กันอย่างรวดเร็วภายในเวลา 0.01 วินาที เมื่อเข้าสู่ภาวะคงตัวแล้ว ด้านสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูกเชื่อมเข้ากับกริดระบบ ที่เวลา 0.10 วินาที ทำให้แรงดันสเตเตอร์และแรงดันกริดเป็นแรงดันเดียวกัน โดยจะสังเกตกระแสสเตเตอร์ภายหลังการเชื่อมต่อดังแสดงในภาพที่ 4.3(ง) ซึ่งจะเห็นได้ให้ผลเดียวกันกับผลการจำลองในภาพที่ 4.2(ง)

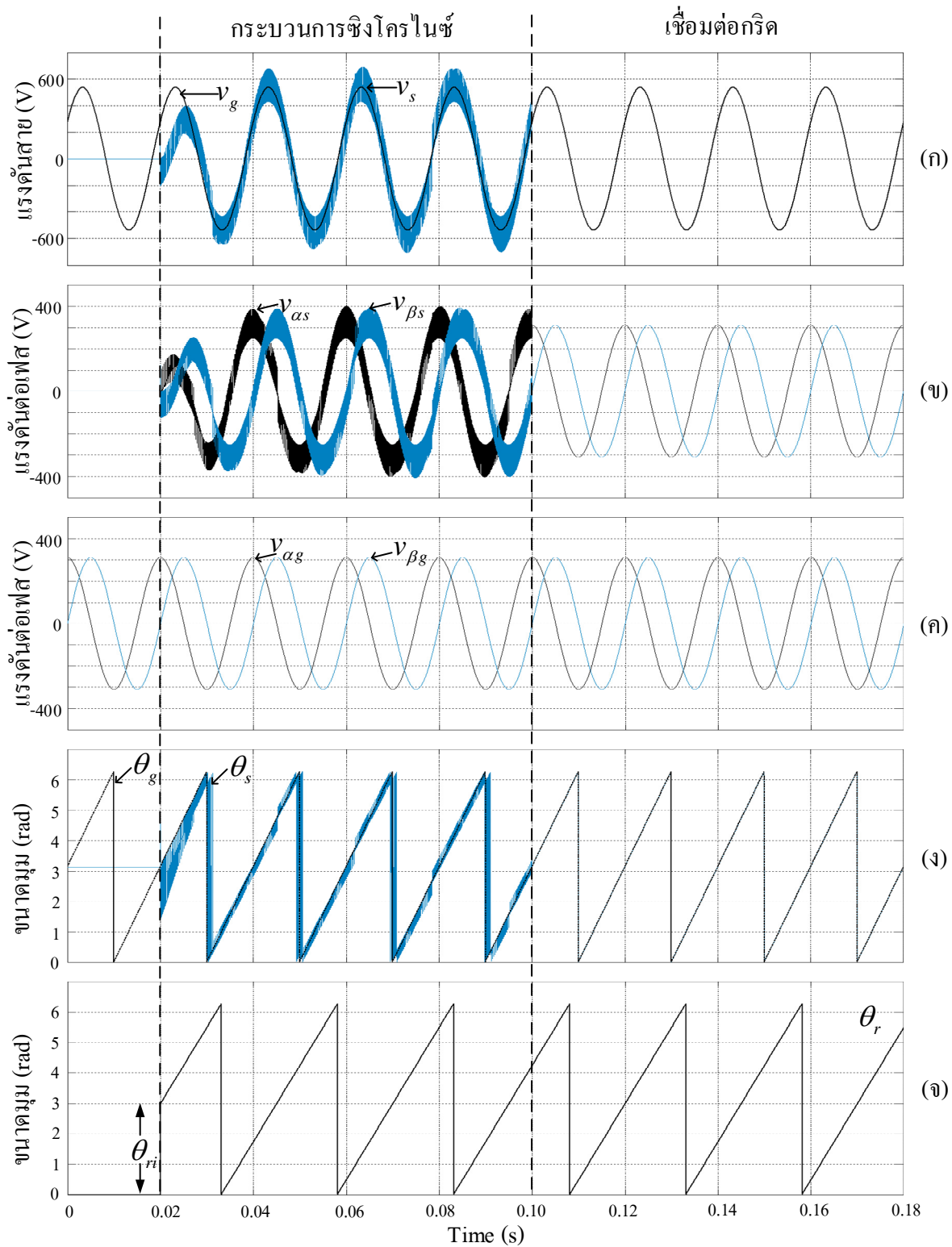


ภาพที่ 4.3 ผลการจำลองกระบวนการซิงโครไนซ์ที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส (1800 รอบต่อนาที)

4.3.3 การชดเชยตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น



ภาพที่ 4.4 ผลการจำลองกระบวนกรซิงโครไนซ์ที่ไม่มีการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น



ภาพที่ 4.5 ผลการจำลองกระบวนการซิงโครไนซ์ที่มีการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น

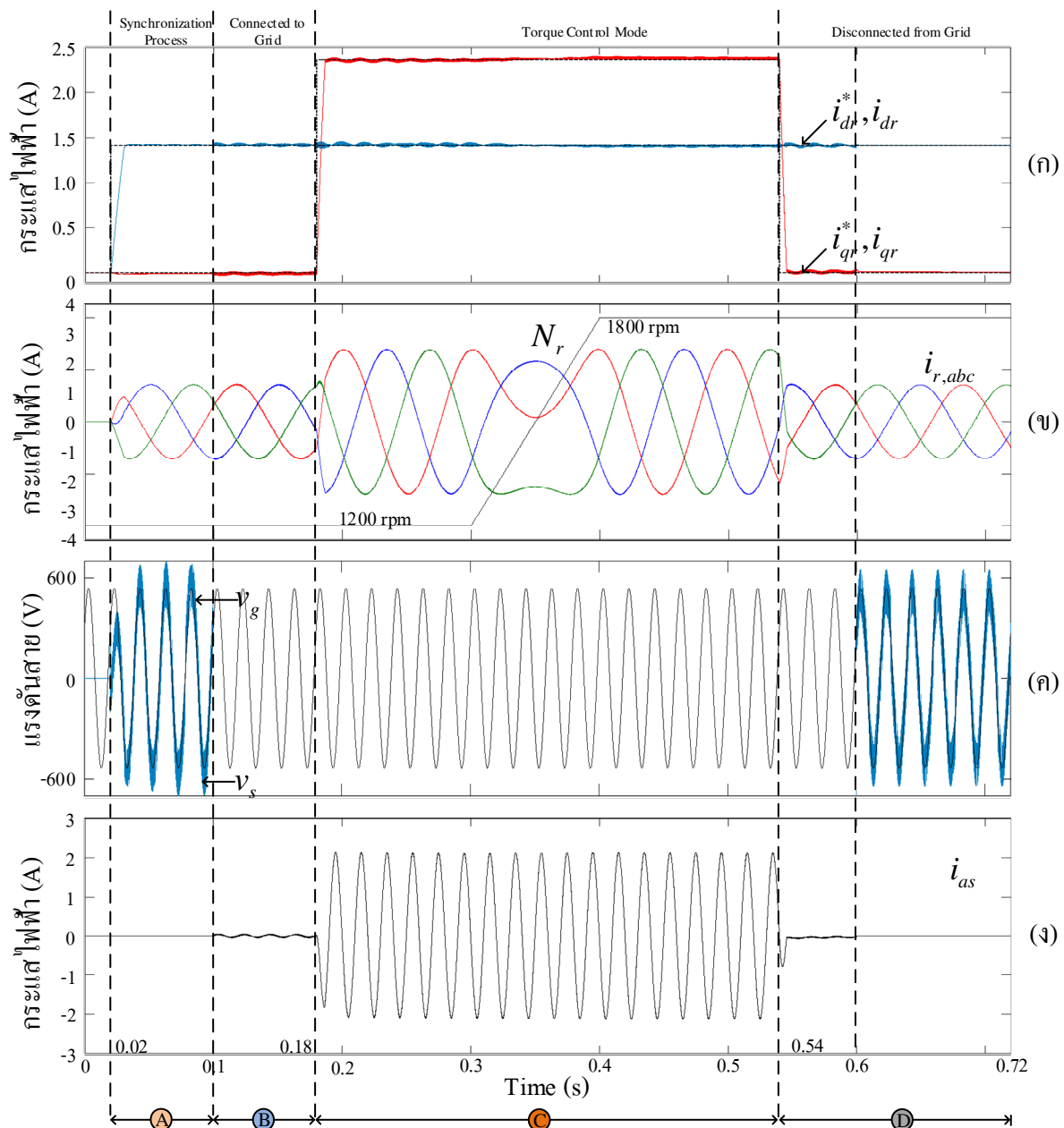
ภาพที่ 4.4 แสดงถึงการชิงโครไนซ์โดยไม่มีการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น θ_{ri} ที่สอดคล้องกับสมการที่ (3.27) ซึ่งในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางได้ถูกกำหนดค่ามุมเริ่มต้นโรเตอร์ทางไฟฟ้าไว้ที่ $\frac{17\pi}{18}$ ซึ่งในภาพที่ 4.4(ก) ได้แสดงรูปคลื่นระหว่างแรงดันสเตเตอร์และแรงดันกริด โดยจะเห็นได้ว่าขนาดและความถี่ของรูปคลื่นแรงดันสเตเตอร์มีค่าเท่ากับกริด แต่มุมเฟสหรือตำแหน่งของแรงดันทั้งสองมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งสามารถวิเคราะห์จากรูปคลื่นองค์ประกอบแรงดันสองเฟสของสเตเตอร์และกริด ในภาพที่ 4.4(ข) และ 4.4(ค) ตามลำดับ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์ $v_{\alpha s}$ และองค์ประกอบแรงดันกริด $v_{\alpha g}$ ขนาดและความถี่เท่ากัน แต่ตำแหน่งไม่ตรงกัน ซึ่งองค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์ $v_{\beta s}$ และองค์ประกอบแรงดันกริด $v_{\beta g}$ ให้ผลลัพธ์ในทำนองเดียวกัน จึงเป็นผลให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าไม่สามารถชิงโครไนซ์กับกริดได้โดยสมบูรณ์ ซึ่งความต่างของตำแหน่งระหว่างแรงดันสเตเตอร์และแรงดันกริด สามารถวิเคราะห์ดังแสดงในภาพที่ 4.4(ง) ซึ่งแสดงถึงตำแหน่งมุมสเตเตอร์ฟลักซ์ θ_s และตำแหน่งมุมสเตเตอร์ฟลักซ์ θ_g โดยจะเห็นได้ว่าตำแหน่งของมุมทั้งสองไม่ได้อยู่ในตำแหน่งเดียวกัน เป็นผลทำให้แรงดันไม่ชิงโครไนซ์กัน โดยจะสังเกตเห็นว่าค่าความต่างของตำแหน่งมุมของเวกเตอร์ฟลักซ์ทั้งสองจะมีค่าเท่ากับตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น θ_{ri} จึงเป็นผลทำให้การหาตำแหน่งมุมสลิป θ_{sl} โดยสามารถสังเกตตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าที่ใช้ในการคำนวณหามุมสลิปได้ดังภาพที่ 4.4(จ) โดยจะเห็นได้ว่าที่เวลา 0.02 วินาที ตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าที่แสดงในภาพมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายถึงไม่มีการขดเซยตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น โดยตำแหน่งที่ได้จะเป็นเพียงตำแหน่งตัวหมุนทางกลที่ถูกแปลงให้เป็นตำแหน่งทางไฟฟ้าที่เริ่มจากศูนย์เสมอ ซึ่งเป็นค่าที่ไม่ถูกต้อง ดังนั้นในการชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้า การหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น θ_{ri} จึงเป็นสิ่งที่สำคัญ

ภาพที่ 4.5 แสดงถึงการชิงโครไนซ์โดยมีการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น θ_{ri} ที่สอดคล้องกับสมการที่ (3.27) กำหนดค่ามุมเริ่มต้นโรเตอร์ทางไฟฟ้าไว้ที่ $\frac{17\pi}{18}$ ซึ่งในภาพที่ 4.5(ก) ได้แสดงรูปคลื่นระหว่างแรงดันสเตเตอร์และแรงดันกริด โดยจะเห็นได้ว่าขนาด ความถี่และตำแหน่งของรูปคลื่นแรงดันสเตเตอร์มีค่าเท่ากับกริด ซึ่งสามารถวิเคราะห์จากรูปคลื่นองค์ประกอบแรงดันสองเฟสของสเตเตอร์และกริด ในภาพที่ 4.5(ข) และ 4.5(ค) ตามลำดับ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์ $v_{\alpha s}$ และองค์ประกอบแรงดันกริด $v_{\alpha g}$ ขนาดความถี่และตำแหน่งเท่ากัน ซึ่งองค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์ $v_{\beta s}$ และองค์ประกอบแรงดันกริด $v_{\beta g}$ ให้ผลลัพธ์ในทำนองเดียวกัน จึงเป็นผลให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถชิงโครไนซ์กับกริดได้โดยสมบูรณ์ ซึ่งเมื่อวิเคราะห์ดังแสดงในภาพที่ 4.5(ง) ซึ่งแสดงถึงตำแหน่งมุมสเตเตอร์ฟลักซ์ θ_s และตำแหน่งมุมสเตเตอร์ฟลักซ์ θ_g โดยจะเห็นได้ว่าตำแหน่งของมุมทั้งสองอยู่ในตำแหน่งเดียวกัน เป็นผลทำให้แรงดันชิงโครไนซ์กัน ซึ่งหมายถึงตำแหน่งมุม θ_{ri} ถูกต้องจึงเป็นผลทำให้การหาตำแหน่งมุมสลิป θ_{sl} ที่สอดคล้องกับสมการ (3.30) โดย

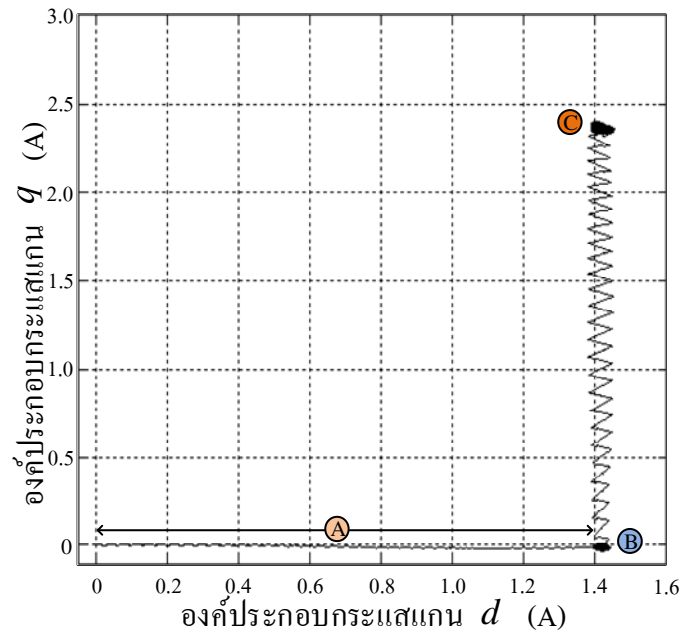
สามารถสังเกตตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าที่ใช้ในการคำนวณหามุมสลิปได้ดังภาพที่ 4.5(จ) โดยจะเห็นได้ว่าที่เวลา 0.02 วินาที ตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าที่แสดงในภาพมีค่าเท่ากับ $\frac{17\pi}{18}$

4.3.4 การเริ่มเดินเครื่อง การควบคุมกำลังไฟฟ้าและการปลดการเชื่อมต่อ

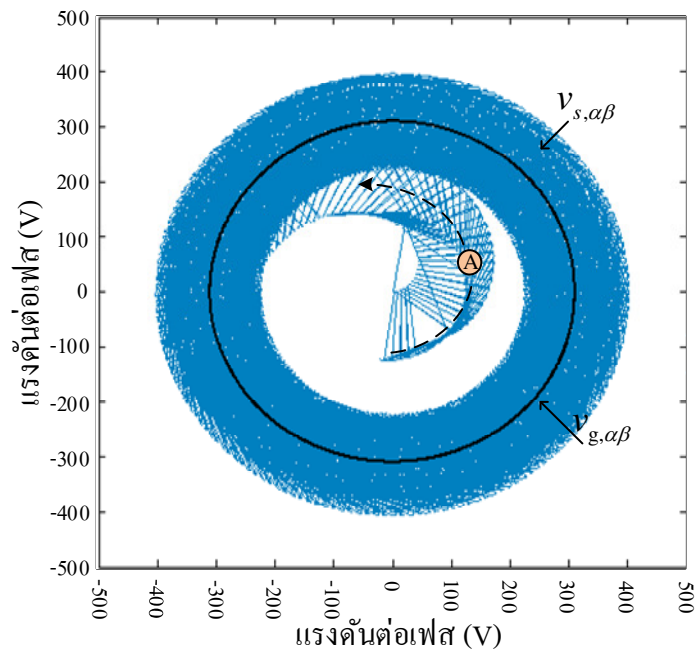
กรณีควบคุมแบบแรงบิดคงที่



ภาพที่ 4.6 ผลการจำลองสมรรถนะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางภายใต้การจัดปรับกริดฟลักซ์
เงื่อนไขแรงบิดคงที่

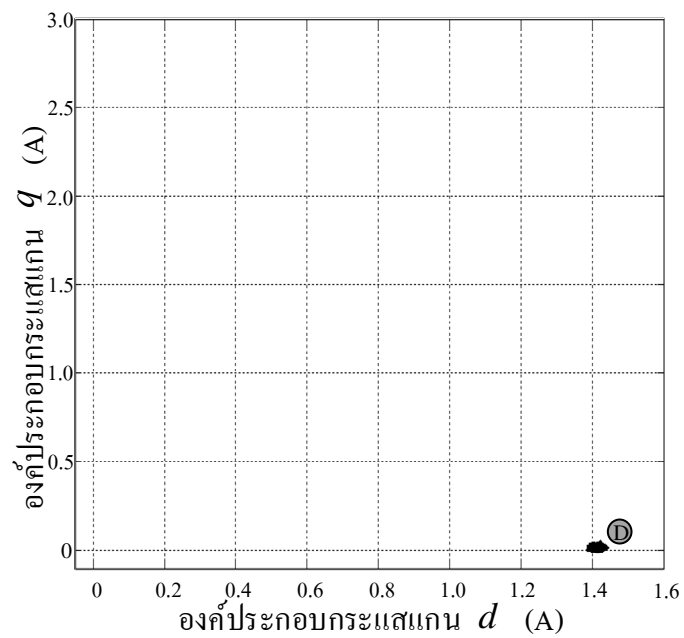


(ก) แผนภาพ XY ขององค์ประกอบกระแสโรเตอร์

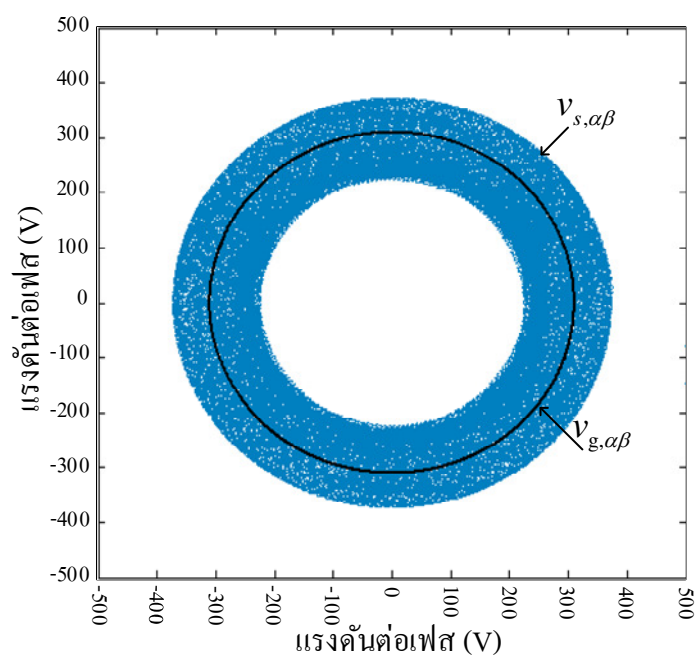


(ข) แผนภาพ XY ขององค์ประกอบแรงดันสแตเตอร์และกริด

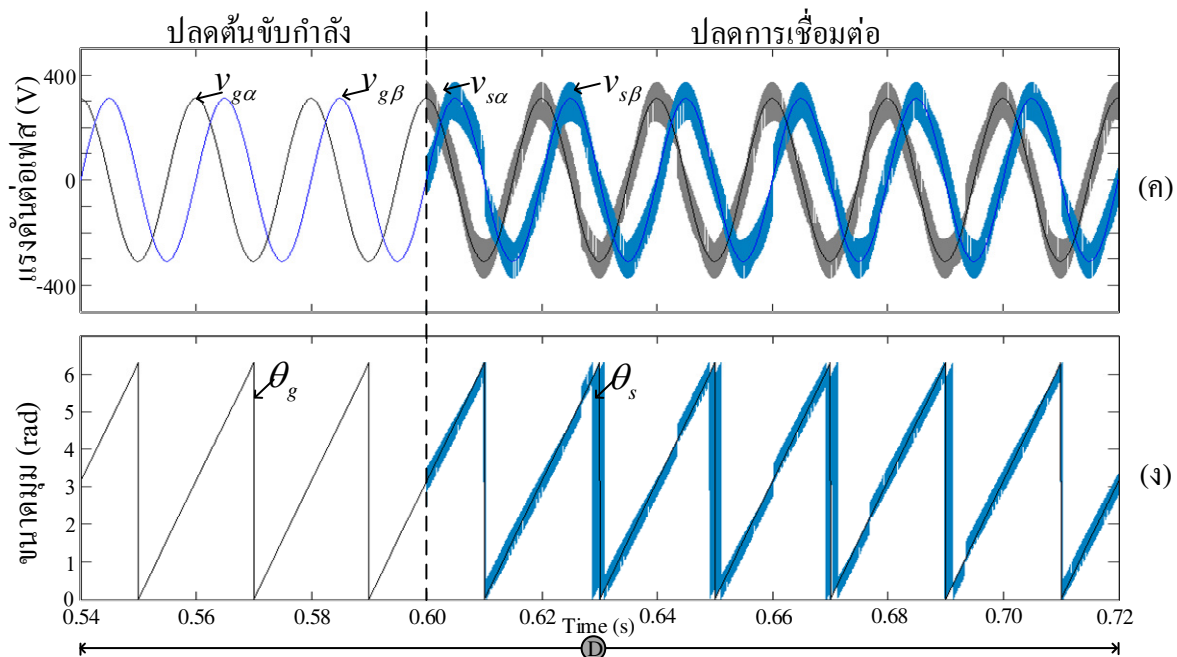
ภาพที่ 4.7 ผลการจำลองกระบวนการซิงโครไนซ์และการควบคุมกำลังไฟฟ้าสแตเตอร์ของภาพที่ 4.6



(ก) แผนภาพ XY ขององค์ประกอบกระแสโรเตอร์



(ข) แผนภาพ XY ขององค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์และกริด



ภาพที่ 4.8 ผลการจำลองกระบวนการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าออกจากกริดระบบของภาพที่ 4.6

ภาพที่ 4.6 แสดงผลการจำลองสมรรถนะของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางด้วยวิธีการนำเสนอการจัดปรับกริดฟลักซ์ในเงื่อนไขแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าคงที่และตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง โดยเป็นการแสดงผลตอบสนองชั่วคราวและคงตัวในกระบวนการซิงโครไนซ์ การเชื่อมต่อและการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และการควบคุมกำลังไฟฟ้านานาเตอร์ ซึ่งได้แสดงในรูป 4.6(ก) ถึง (ง) โดยเป็นการแสดงองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* และองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}, i_{qr} , กระแสโรเตอร์สามเฟสและความเร็วตัวหมุน, แรงดันสเตเตอร์และแรงดันกริด และกระแสสเตเตอร์ตามลำดับ โดยสามารถอธิบายเป็นช่วงได้ดังนี้

1) ช่วงเวลา A ($t = 0.02 - 0.10$ วินาที) : โดยเริ่มต้นตัวหมุนโรเตอร์หมุนด้วยความเร็ว 1200 รอบต่อนาทีซึ่งมีความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครไนส์ ที่เวลา 0.02 วินาที องค์ประกอบกระแสอ้างอิง i_{dr}^* ถูกตั้งค่าอย่างทันทีทันใดให้มีค่าเท่ากับค่าคงที่ที่สอดคล้องกับสมการ (3.25) เป็นผลทำให้องค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} ถูกควบคุมในขณะที่ยังมีองค์ประกอบกระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{qr}^* และองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr} มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นเมื่อองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} ถูกควบคุมเพิ่มอย่างเชิงเส้นเท่ากับกระแสอ้างอิงที่เวลา 0.03 วินาที เป็นเวลาเดียวกันที่กระแสโรเตอร์สามเฟสมีขนาดเพิ่มขึ้นในทำนองเดียวกัน และจะเห็นได้ว่าแรงดันสายสเตเตอร์ v_s ถูกเหนี่ยวนำให้ซิงโครไนส์กับแรงดันสายของกริด v_g ในขณะที่กระแสสเตเตอร์ i_{as} ยังคงเป็นศูนย์

2) ช่วงเวลา B ($t = 0.10 - 0.18$ วินาที) : ด้านสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูกเชื่อมต่อกับกริดระบบที่เวลา 0.10 วินาที ซึ่งจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} หรือกระแสสร้างสนามแม่เหล็กสเตเตอร์ i_{dms} และ

กระแสโรเตอร์สามเฟส ยังคงมีค่าเท่าเดิมจากช่วงเวลา A ดังนั้นเมื่อทำการเชื่อมต่อ แรงดันสเตเตอร์ v_s และแรงดันกริด v_g จะมีค่าเท่ากันตามวงจรไฟฟ้า โดยจะเห็นได้ว่ากระแสเตเตอร์ i_{as} ภายหลังการเชื่อมต่อมีค่าประมาณ 2 % ของค่ากระแสพิกัดซึ่งเป็นการยืนยันการกำจัดกระแสพุ่ง ทำให้การชิงโครไนซ์เกิดขึ้นอย่างสมบูรณ์ตามที่ได้อ่านนำเสนอ

3) ช่วงเวลา C ($t = 0.18 - 0.54$ วินาที) : การควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถควบคุมโดยองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr}^* โดยเพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใดไปยังค่าพิกัดและจะรักษาที่ค่านี้ไว้ ซึ่งนำไปสู่การควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า T_e ให้มีค่าคงที่เมื่อความเร็วของตัวหมุนโรเตอร์เพิ่มขึ้นจาก 1200 รอบต่อนาทีเป็น 1800 รอบต่อนาที ซึ่งเป็นไปตามสมการ (3.32) โดยจะเห็นได้ว่าแม้ความเร็วของตัวหมุนโรเตอร์เปลี่ยนแปลง แต่ค่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr}^* ยังคงมีค่าเท่ากับค่าพิกัด ซึ่งเมื่อพิจารณากระแสโรเตอร์สามเฟสจะเห็นได้ว่าขนาดของกระแสดังกล่าวมีค่าเท่าเดิม แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงเฟสมุมตามความเร็วของตัวโรเตอร์ที่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจะเห็นได้ว่ากระแสเตเตอร์ i_{as} มีค่าคงที่ซึ่งเท่ากับค่าพิกัด จึงยืนยันได้ว่าหลักการที่ได้นำเสนอยังคงสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้อย่างสมบูรณ์

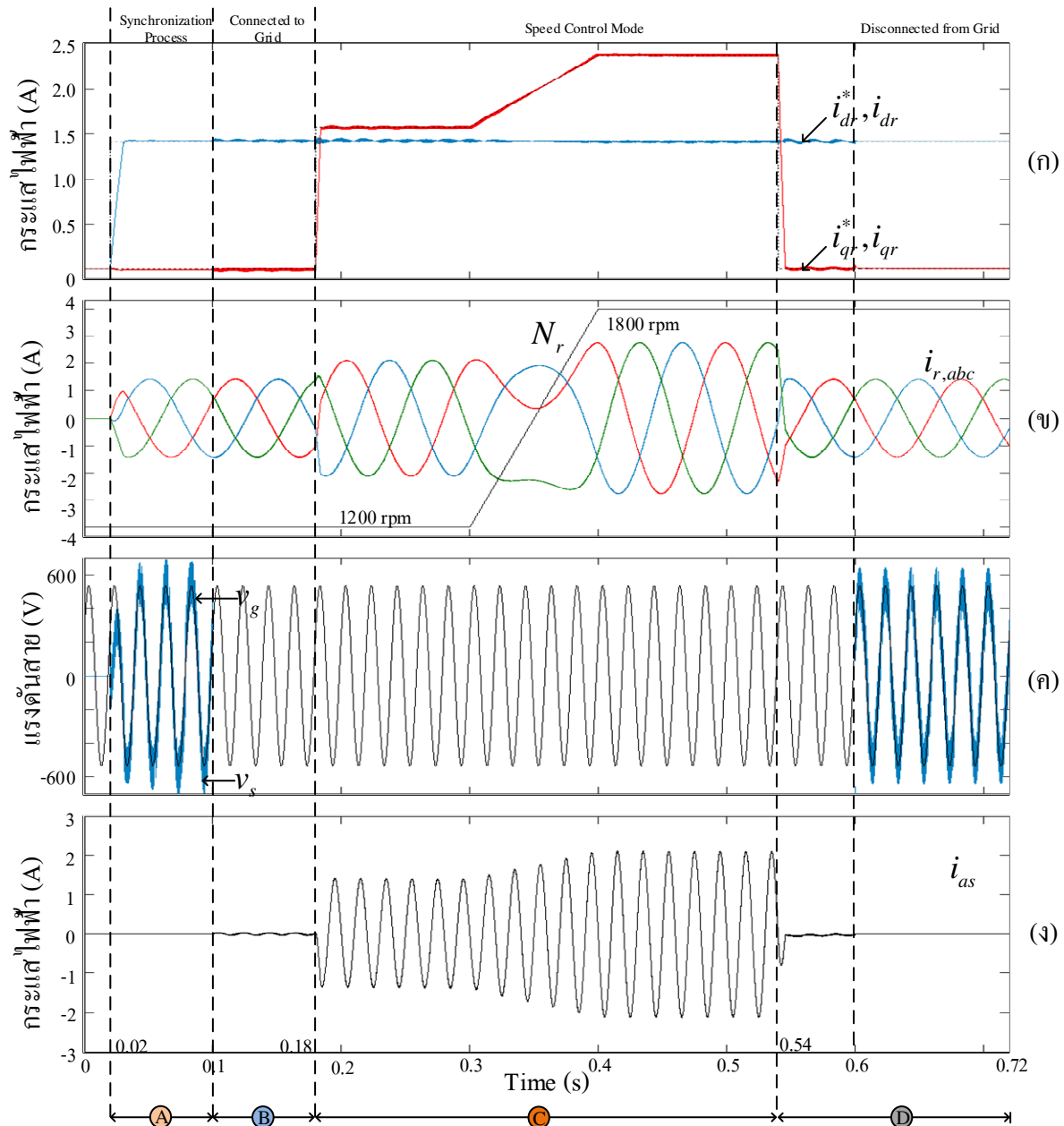
4) ช่วงเวลา D ($t = 0.54 - 0.72$ วินาที) : ในขั้นตอนสุดท้าย เครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูกปลดจากกริดระบบที่ความเร็ว 1800 รอบต่อนาที โดยเริ่มจากองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr}^* จะถูกลดค่าให้เป็นศูนย์เพื่อลดการสร้างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า โดยควบคุมให้เป็นศูนย์ ด้วยเหตุนี้จึงทำให้กระแสเตเตอร์ i_{as} มีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ ในขณะที่กระแสโรเตอร์สามเฟสมีค่าลดลง และมีค่าเท่ากับค่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}^* ซึ่งจะเห็นได้ว่าไม่มีผลกระทบต่อแรงดันสเตเตอร์เนื่องจากกระแส i_{dr} ถูกควบคุมให้มีค่าเท่ากับค่าคงที่ตลอดช่วงการทำงาน ดังนั้นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าถูกปลดออกจากกริดระบบที่เวลา 0.60 วินาที โดยไม่มีผลกระทบของกระแสพุ่ง อีกทั้งแรงดันด้านสเตเตอร์ v_s ซึ่งถูกแยกออกมาจากแรงดันกริด v_g ยังสามารถชิงโครไนซ์ต่อกันได้

ภาพที่ 4.7 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของกระบวนการชิงโครไนซ์และการควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์เงื่อนไขแรงบิดคงที่ เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.7(ก) ซึ่งแสดงแผนภาพ XY จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} มีค่าเปลี่ยนแปลงจากจุดกำเนิดไปยังค่าพิกัดของการกระตุ้นซึ่งสอดคล้องกับรูปคลื่นในภาพที่ 4.6(ก) ช่วงเวลา A ในขณะเดียวกันนั้นจะสังเกตได้ว่า องค์ประกอบแรงดันสองเฟส $\alpha\beta$ ของแรงดันสเตเตอร์ $v_{\alpha\beta,s}$ จะถูกเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นเชิงวงกลมเพื่อที่จะไปทับกับวงกลมขององค์ประกอบแรงดันกริดสองเฟส $v_{\alpha\beta,g}$ ซึ่งแสดงดังภาพที่ 4.7(ข) ซึ่งสอดคล้องกับภาพที่ 4.6(ค) ในกระบวนการควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ในช่วงเวลา C จะเห็นองค์ประกอบกระแส i_{qr} มีค่าเพิ่มขึ้นในแนวตั้งฉากกับกระแส i_{dr} และจะถูกรักษาไว้ที่ค่าพิกัด

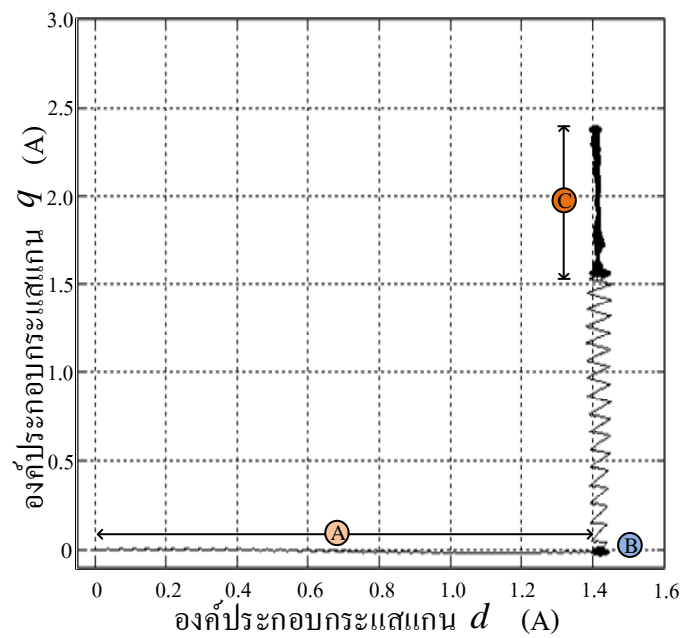
ภาพที่ 4.8 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของกระบวนการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าออกจากกริดระบบ เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.8(ก) มีเพียงค่ากระแส i_{dr} เท่านั้นซึ่งเท่ากับค่าการกระตุ้นสอดคล้องกับภาพที่ 4.6 ช่วง D ทั้งนี้จากภาพที่

4.8(ข) จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบแรงดันสองเฟส $v_{\alpha\beta,s}$ และ $v_{\alpha\beta,g}$ ถูกแยกออกจากกันแต่ยังคงซิงโครไนซ์กันทั้งรูปคลื่นและตำแหน่ง ซึ่งแสดงในภาพที่ 4.8(ค) และ (ง) ตามลำดับ

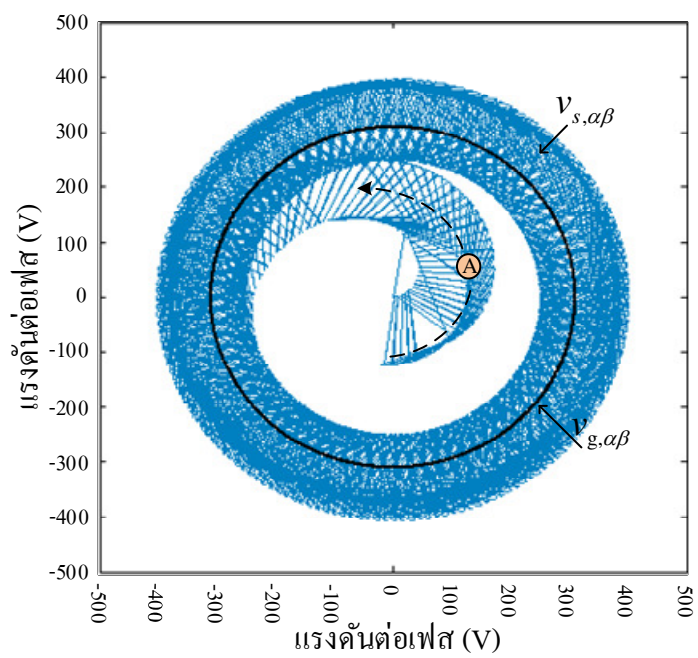
กรณีควบคุมแบบแรงบิดแปรค่าตามความเร็ว



ภาพที่ 4.9 ผลการจำลองสมรรถนะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางภายใต้การจัดปรับกริดฟลักซ์
เงื่อนไขแรงบิดแปรผันตามความเร็ว

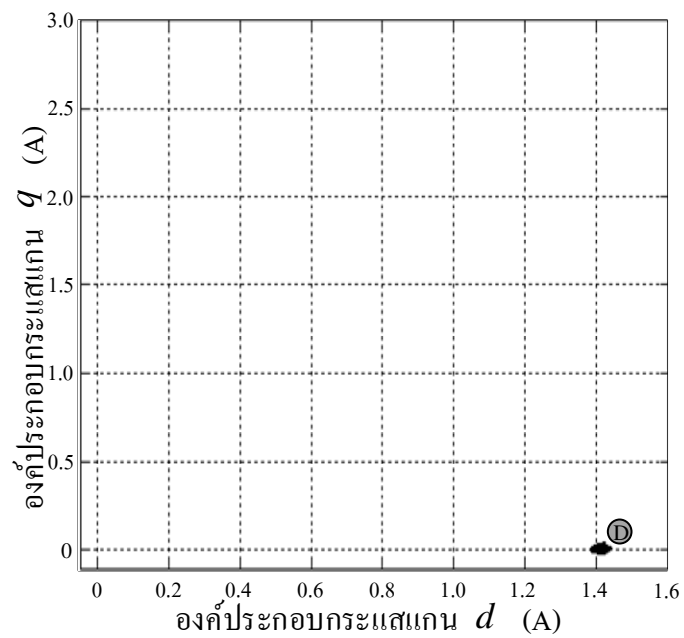


(ก) แผนภาพ XY ขององค์ประกอบกระแสโรเตอร์

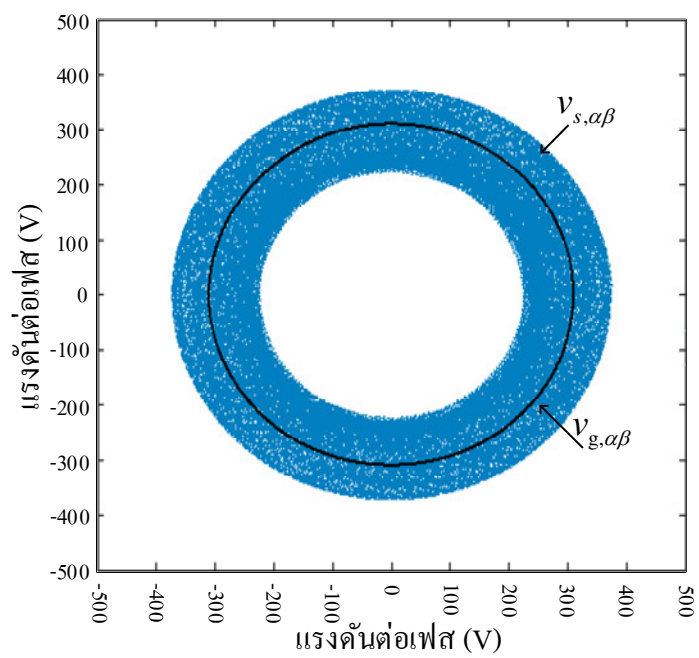


(ข) แผนภาพ XY ขององค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์และกริด

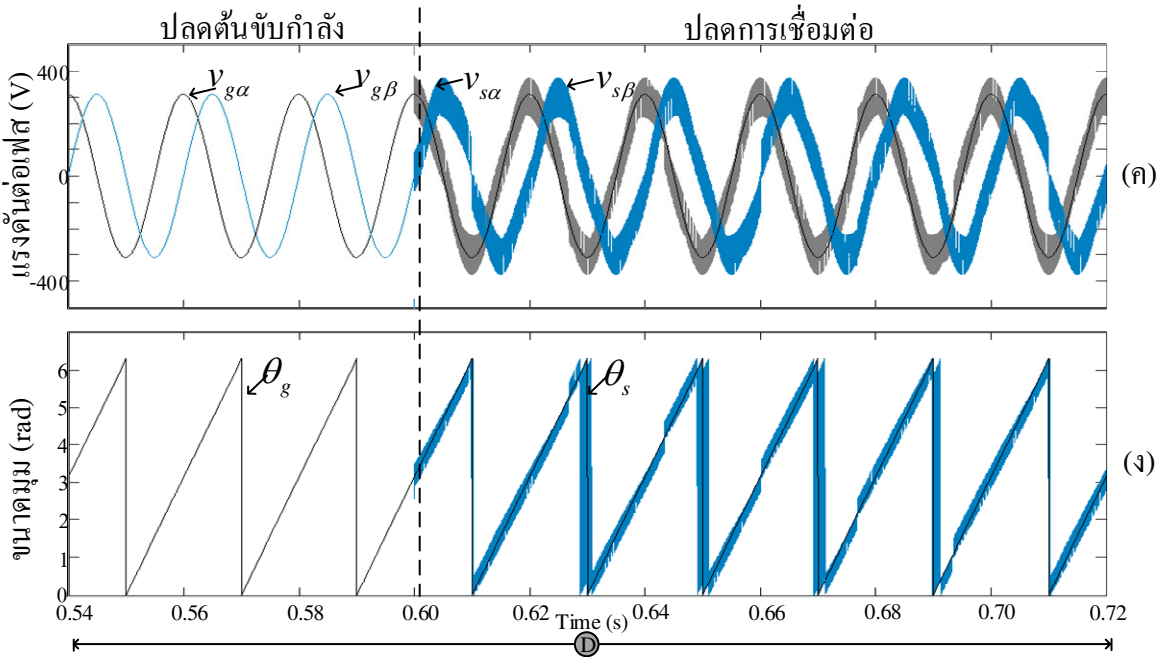
ภาพที่ 4.10 ผลการจำลองกระบวนการซิงโครไนซ์และการควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ของภาพที่ 4.9



(ก) แผนภาพ XY ขององค์ประกอบกระแสไดโอด



(ข) แผนภาพ XY ขององค์ประกอบแรงดันสเตเตอร์และกริด



ภาพที่ 4.11 ผลการจำลองกระบวนการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าออกจากกริดระบบของภาพที่ 4.9

ภาพที่ 4.9 แสดงผลการจำลองสมรรถนะของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางด้วยวิธีการนำเสนอ การจัดปรับกริดฟลักซ์ในเงื่อนไขแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าแปรค่าตามความเร็วและตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง โดย เป็นการแสดงผลตอบสนองชั่วครู่และคงตัวในกระบวนการซิงโครไนซ์ การเชื่อมต่อและการปลดเครื่องกำเนิด ไฟฟ้า และการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ ซึ่งได้แสดงในรูป 4.9(ก) ถึง (ง) โดยเป็นการแสดงองค์ประกอบ กระแสโรเตอร์อ้างอิง i_{dr}^*, i_{qr}^* และองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr}, i_{qr} , กระแสโรเตอร์สามเฟสและความเร็ว ตัวหมุน, แรงดัน สเตเตอร์และแรงดันกริด และกระแสสเตเตอร์ตามลำดับ โดยผลตอบสนองที่ถูกแบ่งเป็นช่วง นั้น มีผลตอบสนองในช่วง A, B และ D เทียบเท่ากับผลตอบสนองในเงื่อนไขแรงบิดคงที่ในภาพที่ 4.6 แต่ ในช่วง C จะเห็นได้ว่า เมื่อความเร็วของตัวหมุนโรเตอร์เพิ่มขึ้นจาก 1200 รอบต่อนาทีเป็น 1800 รอบต่อนาที โดยจะเห็นได้ว่าเมื่อความเร็วของตัวหมุนโรเตอร์เปลี่ยนแปลง ค่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr}^* จะมีการ เปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นในลักษณะเดียวกัน ซึ่งเมื่อพิจารณากระแสโรเตอร์สามเฟสจะเห็นได้ว่าขนาดของ กระแสดังกล่าวมีค่าเพิ่มขึ้นและมีการเปลี่ยนแปลงเฟสตามความเร็วของตัวโรเตอร์ที่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจะ เห็นได้ว่ากระแสสเตเตอร์ i_{ds} มีเพิ่มขึ้นตามสัดส่วนของความเร็วตัวหมุนโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้น จึงยืนยันได้ว่า หลักการที่ได้นำเสนอยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้เช่นกัน

ภาพที่ 4.10 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของกระบวนการซิงโครไนซ์และการควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์เงื่อนไข แรงบิดคงที่ เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.10(ก) ซึ่งแสดงแผนภาพ XY จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{dr} มีค่า เปลี่ยนแปลงจากจุดกำเนิดไปยังค่าพิกัดของการกระตุ้นซึ่งสอดคล้องกับรูปคลื่นในภาพที่ 4.9(ก) ช่วงเวลา A ใน

ขณะเดียวกันนั้นจะสังเกตได้ว่า องค์ประกอบแรงดันสองเฟส $\alpha\beta$ ของแรงดันสเตเตอร์ $v_{\alpha\beta,s}$ จะถูกเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นเชิงวงกลมเพื่อที่จะไปทับกับวงกลมขององค์ประกอบแรงดันกริดสองเฟส $v_{\alpha\beta,g}$ ซึ่งแสดงดังภาพที่ 4.10 (ข) ซึ่งสอดคล้องกับภาพที่ 4.9(ค) หลังจากที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าถูกเชื่อมต่อเข้ากับกริด ซึ่งเข้าสู่กระบวนการควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ จะเห็นองค์ประกอบกระแส i_{qr} มีค่าเพิ่มขึ้นในแนวตั้งจากกับกระแส i_{dr} และจะมีค่าแปรเปลี่ยนไปตามค่าความเร็วตัวหมุนโรเตอร์

ภาพที่ 4.11 แสดงผลตอบสนองชั่วครู่ของกระบวนการปลดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าออกจากกริดระบบ เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.11(ก) จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ i_{qr} มีค่าเท่ากับศูนย์ มีเพียงค่ากระแส i_{dr} ซึ่งเท่ากับค่าการกระตุ้นเท่านั้น ซึ่งสอดคล้องกับภาพที่ 4.9 ช่วง D และจากภาพที่ 4.11(ข) จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบแรงดันสองเฟส $v_{\alpha\beta,s}$ และ $v_{\alpha\beta,g}$ ถูกแยกออกจากกันแต่ยังคงซิงโครไนซ์กันทั้งรูปคลื่นและตำแหน่ง ซึ่งแสดงในภาพที่ 4.11(ค) และ (ง) ตามลำดับ จึงยืนยันได้ว่าวิธีการนำเสนอสามารถทำการซิงโครไนซ์ทั้งการเชื่อมต่อและการปลดได้ อีกทั้งยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ ได้ในหลักการเดียวกัน

4.4 สรุป

เมื่อทำการจำลองวิธีการนำเสนอกระบวนการซิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางด้วยวิธีการจัดปรับกริดฟลักซ์ ด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink พบว่าสามารถทำการซิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วต่ำกว่าและสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสได้ อีกทั้งยังสามารถปลดการเชื่อมต่อออกจากกริดระบบแต่ยังคงซิงโครไนซ์กับกริดได้ ทั้งนี้จะต้องอาศัยการหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้นประกอบในการหาตำแหน่งมุมสลิปที่ถูกต้อง จึงจะสามารถทำการซิงโครไนซ์ได้โดยสมบูรณ์ และหลักการจัดปรับกริดฟลักซ์ที่นำเสนอยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ได้ทั้งแบบแรงบิดคงที่และแรงบิดแปรตามความเร็วโรเตอร์

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางด้วยวิธีการจัดปรับเวกเตอร์ของกริดฟลักซ์สำหรับคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ โดยระบบของเครื่องกำเนิดดังกล่าวจะใช้คอนเวอร์เตอร์แบบหันหลังชนกันในการผันพลังงานด้านโรเตอร์ ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ด้านกริดมีหน้าที่รักษาแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงและควบคุมทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้า ส่วนคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์จะทำหน้าที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านสเตเตอร์ ซึ่งวิธีการเดิมถึงแม้จะสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟและรีแอกทีฟของด้านสเตเตอร์ได้อย่างอิสระจากกันได้ แต่ในขณะที่เริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยการต่อโดยตรงกับ กริดระบบจะทำให้เกิดกระแสพุ่ง ซึ่งอาจก่อความเสียหายให้แก่ระบบ โดยหลักการที่นำเสนอสามารถชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากับกริดระบบได้อย่างนุ่มนวลในทุกช่วงความเร็ว อีกทั้งยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ได้เทียบเท่ากับวิธีการเดิม ซึ่งหลักการจัดปรับเวกเตอร์กริดฟลักซ์ที่ได้ทำการเสนอ จะประกอบด้วยการหาองค์ประกอบกระแสโรเตอร์ที่ควบคุมการเหนี่ยวนำแรงดันสเตเตอร์และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า การหาดำแหน่งมุมสลิปที่ถูกต้องด้วยการคำนวณหาดำแหน่งมุมโรเตอร์เริ่มต้น โดยสามารถยืนยันความถูกต้องและสมรรถนะของวิธีการที่ได้นำเสนอบนแบบจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink

5.1 สรุปผลการวิจัย

5.1.1 ทำการออกแบบแบบจำลองการชิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางสำหรับคอนเวอร์เตอร์ด้านโรเตอร์ภายใต้การจัดปรับกริดฟลักซ์ โดยทำการชิงโครไนซ์ในช่วงความเร็วต่ำกว่าและสูงกว่าความเร็วชิงโครไนส์ และควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ในเงื่อนไขแรงบิดคงที่และแรงบิดแปรค่าตามความเร็ว

5.1.2 ผลการจำลองการชิงโครไนซ์และควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางภายใต้การจัดปรับกริดฟลักซ์ สามารถชิงโครไนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ทุกช่วงความเร็ว ทำ

ให้การเชื่อมต่อและการปลดออกทำได้อย่างนุ่มนวล อีกทั้งยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าสเตเตอร์ได้เทียบเท่ากับวิธีการเดิม

5.1.3 หลักการซึ่งโครโนซ์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางด้วยการจัดปรับกริดฟลักซ์เป็นหลักการที่ง่ายไม่ซับซ้อน ใช้ตัวจำนวนควบคุมเท่ากับวิธีการจัดปรับแบบเดิม แต่สามารถเริ่มเดินเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้นุ่มนวลกว่า และสามารถปลดออกโดยไม่มีผลกระทบ

5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 ระบบที่ใช้ในการทดสอบเป็นระบบไฟฟ้าสามเฟสแบบได้ดุล ซึ่งหลักการที่ได้นำเสนอมีข้อจำกัดสามารถใช้สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสแบบได้ดุลเท่านั้น หากกริดระบบมีความผิดปกติขึ้นอาจจะต้องทำการวิเคราะห์และหาวิธีการแก้ไขต่อไป

5.2.2 ในขณะที่เริ่มต้นกระบวนการทำงานของทั้งระบบ ตัวเก็บประจุที่แรงดันเชื่อมโยงไฟตรงควรได้รับการประจุก่อน

5.2.3 การหาตำแหน่งมุมโรเตอร์ทางไฟฟ้าเริ่มต้น จำเป็นต้องใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน อาจต้องพิจารณาเรื่องความล่าช้าในวงจรดังกล่าว

เอกสารอ้างอิง

- [1] H. L. Nakra and B. Dub'e, "Slip power recovery induction generators for large vertical axis wind turbines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 3, no. 4, pp. 733–737, Dec. 1988.
- [2] J. B. Ekanayake, L. Holdsworth, X. Wu, and N. Jenkins, "Dynamic modeling of doubly fed induction generator wind turbines," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 18, no. 2, pp. 803–809, May 2003.
- [3] R. Peña, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," in *Proc. Inst. Electr. Eng. Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, May 1996.
- [4] A. G. Abo-Khalil, "Synchronization of DFIG output voltage to utility grid in wind power system," *Renewable Energy*, Vol. 44, pp 193–198, 2012.
- [5] G. Tapia, G. Santamaria, M. Telleria, and A. Susperregui, "Methodology for smooth connection of doubly fed induction generators to the grid," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 4, pp. 959–971, Dec. 2009.
- [6] J. Arbi, M. J.-B. Ghorbal, I. Slama-Belkhdja, and L. Charaabi, "Direct virtual torque control for doubly fed induction generator grid connection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4163–4173, Oct. 2009.
- [7] S. Z. Chen, N. C. Cheung, K. C. Wong, and J. Wu, "Grid synchronization of doubly-fed induction generator using integral variable structure control," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 4, pp. 875–883, Dec. 2009.
- [8] S. Z. Chen, N. C. Cheung, Y. Zhang, M. Zhang, and X. M. Tang, "Improved grid synchronization control of doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 3, pp. 799–810, Sep. 2011.

- [9] J. Hu, J. Zhu, Y. Zhang, and G. Platt, "Predictive direct virtual torque and power control of doubly fed induction generators for fast and smooth grid synchronization and flexible power regulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3182–3194, Jul. 2013
- [10] Iwanski, G.; Koczara, W.; , "DFIG-Based Power Generation System With UPS Function for Variable-Speed Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.55, no.8, pp.3047-3054, Aug. 2008.
- [11] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. New York: Oxford Univ. Press, 1998.
- [12] P. Vas, *Vector Control of AC Machines*. New York: Oxford Univ. Press, 1990.
- [13] Bin Wu; Yongqiang Lang; Navid Zargari; Samir Kouro, "Doubly Fed Induction Generator Based WECS," in *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems* , 1, Wiley-IEEE Press, 2011, pp.480-
- [14] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," *IEEE Industrial Applications Magazine*, vol. 3, no. 1, pp. 26–33, May/Jun. 2002.
- [15] R. Pena, R. Cardenas, and G. Asher, "Overview of Control Systems for the Operation of DFIGs in Wind Energy Applications," in *IECON 2013 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 88–95.
- [16] S. Chondrogiannis, and M. Barnes, "Stability of Doubly-Fed Induction Generator under Stator Voltage Orientated Vector Control," *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 3, pp. 170-180, 2008.
- [17] B.K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, 2001.
- [18] Mark Tamburrini A Feasibility Study for a Microhydro Installation for the Strangford Lough Wildfowlers & Conservation Association University of Strathclyde, Glasgow September 2004

ภาคผนวก
(บทความที่ตีพิมพ์เผยแพร่)

A Carrier-Based Phase-Shift Space Vector Modulation Strategy for a Nine-Switch Inverter

Neerakorn Jarutus and Yuttana Kumsuwan, *Member, IEEE*

Abstract—By using a carrier-based pulse width modulation, this paper presents a developed phase-shift space vector modulation strategy for a nine-switch inverter to overcome one of major drawbacks, i.e., output voltage and current distortion. This is due to the crossover of modulating waves per phase based on the different phase-shift angle between dual terminals. The proposed strategy done by mathematical algorithms based on the critical operating point principle accomplishes in the wide range of phase-shift conditions that contribute in both common- and difference-frequency modes with its expediency of uncomplicated computation and handy implementation. Even more, the identical and nonidentical modulation index techniques are wholly brought up. The feasibility of the proposed strategy is confirmed by results of the simulation directly compared with the experiment, showing in good accordance with the theoretic analysis.

Index Terms—Carrier-based space vector modulation (SVM), critical operating point, crossover modulation, identical and nonidentical modulation index techniques, phase-shift strategy.

I. INTRODUCTION

IN DC-AC inverters, two-level three-phase voltage-source inverters (VSIs) have been well-known and nowadays enhanced performances to use in various kinds of applications, such as power supply and conditioner systems, motor drive systems, renewable energy systems, etc., because of its lacking complexity in the topology and control methods. Among these, an essential dc-link voltage is enforced to control the magnitude and the frequency of the output ac voltage for a set of three-phase loads. Due to the fact that it has a topology of having only two switches per leg, a high-voltage stress is generated on individual switches.

Recently, the nine-switch topology was attractively applied in 2007 for an ac-dc-ac converter [1], which is redrawn in Fig. 1. Such a figure is referred to as the VSI, which is called the nine-switch inverter, as proposed in [2] and [3]. This inverter is relevant as it can absolutely supply up to two independent sets of three-phase ac loads based on two-level inverters, where its operation can be classified for both the common-frequency mode

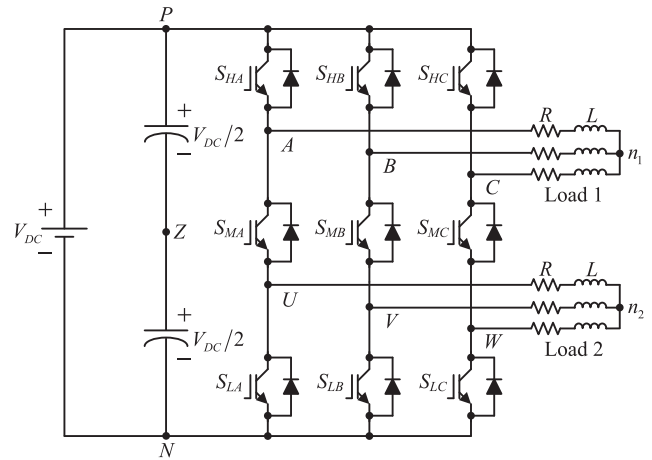


Fig. 1. Nine-switch inverter configuration.

and the difference-frequency mode. Because it is well-designed, it produces a reduction in the voltage rating of switches from two-level inverters [4], as well as the number of switches from any other dual-output inverters. Herein, its brevity can properly reduce switching power losses, thermal stresses, and cost of the system [5]. More than these benefits, compared to some of multilevel inverters, the unbalance dc-link voltage of two split capacitors is regardless.

Several electric utility applications of the nine-switch converter that has the unique topology of two sets of three-phase terminals with a dc-link terminal have been usually activated. Adjustable speed drives (ASD) for dual ac motors keeping with the difference-frequency mode were presented in [6] and [7]. In the common-frequency mode, uninterruptible power supplies (UPS) and power conditioners interfacing the utility grid were presented in [8]–[11]. It was also used instead of the matrix converters for both common- and difference-frequency modes [12] and [13]. Other modified applications, combinations of dc-ac inverters and dc-dc choppers for integrated renewable energy systems were introduced in [14] and [15]. In addition, adaptations of its power circuit for improved performance of systems were devised in [16] and [17].

Regarding pulse width modulation (PWM) methods to control the nine-switch inverter, the two main groups are now realizable to increase the dc-link utilization. First, a group of space vector modulation (SVM) techniques were proposed in [18] and [19], as it is a good candidate for higher fundamental output voltage (and hereby current), including better total harmonic distortion (THD), than sinusoidal PWM techniques. However,

Manuscript received December 18, 2015; revised March 19, 2016 and May 18, 2016; accepted June 27, 2016. Date of publication July 7, 2016; date of current version February 2, 2017. This work was supported in part by the Thailand Research Fund under Grant RSA5880006, and in part by the Chiang Mai University Mid-Career Research Fellowship Program. Recommended for publication by Associate Editor A. Nami. (Corresponding author: Yuttana Kumsuwan.)

The authors are with the Power Electronics Research Laboratory, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Chiang Mai University, Chiang Mai 50200, Thailand (e-mail: nrk.jrt@gmail.com; yt@eng.cmu.ac.th).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2016.2587811

its switching sequence design is based on complicated real-time calculations, depending on the conceptual power-circuit operation. Another group that is carrier-based nonsinusoidal PWM techniques were proposed in [20]–[22] with equivalent performances to those of the SVM technique, except that it generally employs the modulating waves compared with a triangular wave in order to modulate the gating signals. Therefore, it is recognized as a technique that is more effortless than its counterparts. Out of these PWM generalizations, the intersection between modulations per phase for dual inverters of this inverter affects the distortion of output voltages and phase (or line) currents. In fact, this is the one main drawback of this inverter, owing to the coupling of three middle switches for dual inverters.

To overcome this drawback, it has so far resulted in some literatures conscientiously reviewing and analyzing the issue to propose solutions. The guidelines of these solutions contribute to the minimization of fundamental output voltages. As a consequence, it is an inherent nature of this inverter. In [18], the z-source circuit was used as a dc–dc boost converter in front of the nine-switch inverter along with the modulation algorithm for avoiding the main problem of this inverter. However, it was found that upon using the SVM concept, more numerical complexity remains. Other than that this report and its corresponding results are only achievable for the difference-frequency mode. The progressive SVM-based strategy was revealed in [19] for both common- and difference-frequency modes. As it is invented in the common-frequency mode, the case-by-case calculations for each range of different phase-shift angles between dual terminals were synthesized. However, its algorithm adds to the complicated implementation, since it computes from many formulations, which are only available for the identical modulation index technique. Moreover, some of its equations still result in a bit of crossover modulation; therefore, results of output voltages are not according to the theory (a little lower in magnitudes and having more distortion). In other words, the point-by-point aspect based on the carrier-based PWM was presented in [20]. With the strategy, it performed correctly in accordance with the theoretical matter. However, there are many variables in its target expressions. Thus, its numerical software environment is extremely complicated. In [21], the point of view of this proposal using the carrier-based PWM is the case-by-case division, as indicated in [19]. Likewise, the handling of the identical modulation index technique was only mentioned.

In this paper, a carrier-based phase-shift SVM strategy for a nine-switch inverter is presented, whose prior viewpoint was firstly revealed in [22]. Herein, this paper more rigorously develops and analyzes on the strategy, and also annotates precisely how to attain the objective expressions. Furthermore, it further challenges the corresponding results in the hardware system. The keynotes of this strategy are as follows.

- 1) It achieves the solution to completely avoid the crossover modulation problem for all the radians of different phase-shift angles between dual terminals in the common-frequency mode, based on the critical operating point principle, contributing in the difference-frequency mode.
- 2) It reduces the complexities of many computations in [19] and [21] and complicated variables in [20] by deriving

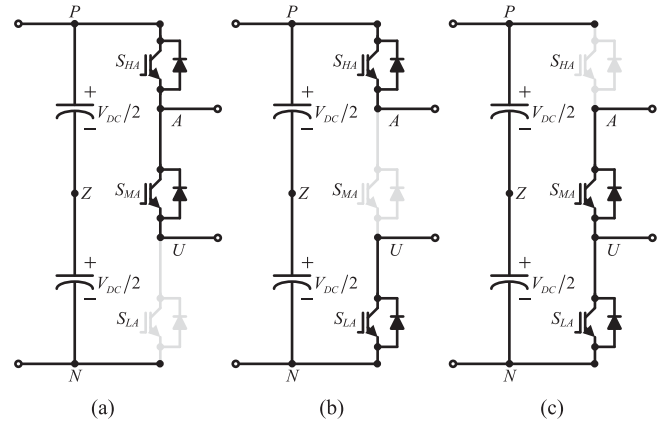


Fig. 2. Schematics of three switching states per phase (for leg A). (a) State [P]. (b) State [Z]. (c) State [N].

mathematical algorithms for both identical and nonidentical modulation index techniques.

- 3) It adds to the effortlessness of the implementation of the controller on account of the utility of the carrier-based PWM that is equivalent to the SVM-based method.

Finally, background details of power-circuit operations, carrier-based PWMs, and discussion on the main problem of the nine-switch inverter are extended in Section II. The theory of the proposed strategy for solving the problem is accordingly given in Section III. Then, in Section IV, it is verified by the simulation and experimental results, and also compared with the existing strategies. Lastly, this paper is concluded in Section V.

II. BACKGROUND OF THE NINE-SWITCH INVERTER

A. Nine-Switch Inverter Topology and Switching Operation

The topology of the nine-switch inverter, as shown in Fig. 1, is based on the dual sets of the standard three-phase two-level inverter with only a dc-link voltage source. In this figure, the load one-side inverter composed of three upper switches, S_{HA} , S_{HB} , and S_{HC} , and three middle switches, S_{MA} , S_{MB} , and S_{MC} , is called the upper inverter. Uniformly, the lower inverter is composed of three middle switches, S_{MA} , S_{MB} , and S_{MC} , and three lower switches, S_{LA} , S_{LB} , and S_{LC} , for the load two-side inverter. Like general inverters, the operations of the nine-switch inverter can be classified into two modes: common-frequency mode and difference-frequency mode. The common-frequency mode is mostly used in the required common frequency of dual ac outputs. Besides, the difference-frequency mode is used to provide the necessary difference in the frequency of dual ac outputs.

Regarding the switching operation, the switching states per phase, represented by leg A, are permitted to three states, as shown in Fig. 2, and they are also summarized in Table I. Consequently, it can be observed that they are strictly turned on only two switches per leg to idealize the dc short-circuit prohibition. Similarly, the switching states for leg B and leg C are the same in manner as those for leg A, whereas they will shift phase by $-2\pi/3$ and $2\pi/3$ rad, respectively. Of all the three legs, the nine-switch inverter is characterized by 27 switching mode configurations, as shown in Fig. 3. Accordingly, these switching

TABLE I
THREE SWITCHING STATES PER PHASE (FOR LEG A)

State	Switching			v_{AN}	v_{UV}	v_{AZ}	v_{UZ}
	S_{HA}	S_{MA}	S_{LA}				
[P]	On	On	Off	V_{DC}	V_{DC}	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$
[Z]	On	Off	On	V_{DC}	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$
[N]	Off	On	On	0	0	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$

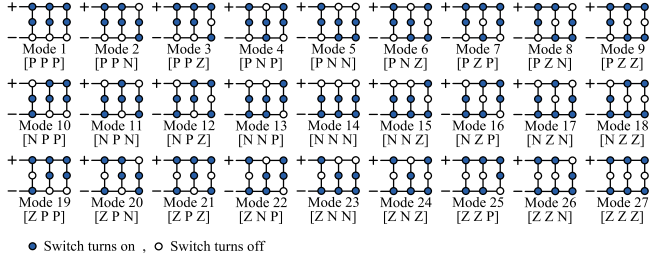


Fig. 3. Combination of 1 to 27 switching modes of the nine-switch inverter.

modes have a total of eight different pole voltage patterns for both upper and lower inverters, as listed in Table II. Out of these patterns, the three switching modes, wherein all upper and middle switches (Mode 1 [P P P]), or all middle and lower switches (Mode 14 [N N N]), or all upper and lower switches (Mode 27 [Z Z Z]) are simultaneously turned on, result in zero line-to-line voltages for both upper and lower inverters. Moreover, it can be seen that the existing pole voltages are represented by two voltage levels, that is, 0 and V_{DC} for phases to negative dc bus (N) voltages, as well as $-V_{DC}/2$ and $V_{DC}/2$ for phases to half dc bus (Z) voltages. As a consequence, the line-to-line voltages are composed of three voltage levels, $-V_{DC}$, 0, V_{DC} , which are given by $v_{AB} = v_{AN} - v_{BN}$ (for example). Reliably, the resulting voltage patterns are evident that both upper and lower inverters respond in an equivalent manner to the standard three-phase two-level inverter, as cited in the previous discussion.

B. Carrier-Based Sinusoidal PWM

The carrier-based sinusoidal PWM for the nine-switch converter was earlier mentioned completely in [1]–[3]. In this scheme, the primary three-phase normalized sinusoidal reference signals of upper inverter controlling have been begun as

$$\begin{cases} v_{H,A} = m_H \sin(2\pi f_{H,1}t + \phi_H) \\ v_{H,B} = m_H \sin(2\pi f_{H,1}t - 2\pi/3 + \phi_H) \\ v_{H,C} = m_H \sin(2\pi f_{H,1}t + 2\pi/3 + \phi_H) \end{cases} \quad (1)$$

from which the corresponding sinusoidal reference signals for lower inverter are also given as

$$\begin{cases} v_{L,U} = m_L \sin(2\pi f_{L,1}t + \phi_L) \\ v_{L,V} = m_L \sin(2\pi f_{L,1}t - 2\pi/3 + \phi_L) \\ v_{L,W} = m_L \sin(2\pi f_{L,1}t + 2\pi/3 + \phi_L) \end{cases} \quad (2)$$

where $f_{H,1}, f_{L,1}$ are the fundamental frequencies, ϕ_H, ϕ_L are the phase-shift angles, and m_H, m_L are the modulation indexes within the linear range of just 0 to 1 in such a scheme. Accordingly, the individual definition of both modulation indexes m_H and m_L is twice that of the peak value of the fundamental output phase voltage component versus the dc-link voltage V_{DC} .

Based on (1) and (2), in order to reasonably arrange upper and lower duty cycles with the most distant space in the linear modulation range, the dc components are needed to inject. For this reason, the offsets $V_{offset,H} = 1 - m_H$ and $V_{offset,L} = 1 - m_L$ are then injected to (1) and (2), leading to the three-phase duty cycles $d_{mH,A}, d_{mH,B}, d_{mH,C}$ and $d_{mL,U}, d_{mL,V}, d_{mL,W}$, respectively. Their yields are

$$\begin{cases} d_{mH,A} = v_{H,A} + V_{offset,H} \\ d_{mH,B} = v_{H,B} + V_{offset,H} \\ d_{mH,C} = v_{H,C} + V_{offset,H} \end{cases} \quad (3)$$

and

$$\begin{cases} d_{mL,U} = v_{L,U} - V_{offset,L} \\ d_{mL,V} = v_{L,V} - V_{offset,L} \\ d_{mL,W} = v_{L,W} - V_{offset,L} \end{cases} \quad (4)$$

As brought out in (3) and (4), phase and line-to-line output voltages of both upper and lower inverters will not be affected by these dc components. However, the maximum peak values of line-to-line voltages (fundamental component) of dual inverter outputs would have been only $0.866 V_{DC}$.

To satisfy the switching concept of this inverter, the gating signals, phase, or leg A, for example, are generated by two duty cycles $d_{mH,A}$ and $d_{mL,U}$ (upper and lower duty cycles per phase) compared with a common high-frequency carrier v_C , as instanced in Fig. 4. Then, if the upper duty cycle is higher than the carrier, the gating signal S_{HA} for the upper switch will rise to “1” (turn on), otherwise, it will fall to “0” (turn off). Following the same procedure, the obtained gating signal S_{LA} for the lower switch will rise to “1” when the lower duty cycle is lower than the carrier, otherwise, it will fall to “0.” Afterward, both gating signals of upper and lower switches are entered into the exclusive or logical operation in order to generate the gating signal S_{MA} for the middle switch. In this process, the resulting switching patterns and pole voltages are according to those given Table I, as was performed in leg B and leg C by phase-shift angles of $-2\pi/3$ and $2\pi/3$ rad, respectively. Furthermore, the operating of the common-frequency mode is controlled by the setting’s upper and lower duty cycles in the same fundamental frequency. Hereby, the setting of different fundamental frequency is implicitly applied for the difference-frequency mode.

C. Carrier-Based Nonsinusoidal PWM

Instead of the sinusoidal PWM scheme, the carrier-based nonsinusoidal PWM is developed to achieve the higher output voltage along with the better quality waveform. Due to the fact that the injection of the ac component, namely zero-sequence signal, into the three-phase sinusoidal reference signals with the

TABLE II
SWITCHING MODES OF A NINE-SWITCH INVERTER

Upper inverter			
Switching modes	Pole voltages		Line-to-line voltages
(see Fig. 3)	v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}	v_{AZ}, v_{BZ}, v_{CZ}	v_{AB}, v_{BC}, v_{CA}
1,3,7,9,19,21,25,27	V_{DC}, V_{DC}, V_{DC}	$\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}$	0,0,0
2,8,20,26	$V_{DC}, V_{DC}, 0$	$\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}$	0, $V_{DC}, -V_{DC}$
4,6,22,24	$V_{DC}, 0, V_{DC}$	$\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}$	$V_{DC}, -V_{DC}, 0$
10,12,16,18	$0, V_{DC}, V_{DC}$	$-\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}$	$-V_{DC}, 0, V_{DC}$
5,23	$V_{DC}, 0, 0$	$\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}$	$V_{DC}, 0, -V_{DC}$
11,17	$0, V_{DC}, 0$	$-\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}$	$-V_{DC}, V_{DC}, 0$
13,15	$0, 0, V_{DC}$	$-\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}$	0, $-V_{DC}, V_{DC}$
14	0, 0, 0	$-\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}$	0,0,0
Lower inverter			
Switching modes	Pole voltages		Line-to-line voltages
(see Fig. 3)	v_{UN}, v_{VN}, v_{WN}	v_{UZ}, v_{VZ}, v_{WZ}	v_{UV}, v_{VW}, v_{WU}
1	V_{DC}, V_{DC}, V_{DC}	$\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}$	0,0,0
2,3	$V_{DC}, V_{DC}, 0$	$\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}$	0, $V_{DC}, -V_{DC} - V_{DC}$
4,7	$V_{DC}, 0, V_{DC}$	$\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}$	$V_{DC}, -V_{DC}, 0$
10,19	$0, V_{DC}, V_{DC}$	$-\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}$	$-V_{DC}, 0, V_{DC}$
5,6,8,9	$V_{DC}, 0, 0$	$\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}$	$V_{DC}, 0, -V_{DC}$
11,12,20,21	$0, V_{DC}, 0$	$-\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}$	$-V_{DC}, V_{DC}, 0$
13,16,22,25	$0, 0, V_{DC}$	$-\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}, \frac{V_{DC}}{2}$	0, $-V_{DC}, V_{DC}$
14,15,17,18,23,24,26,27	0, 0, 0	$-\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}, -\frac{V_{DC}}{2}$	0,0,0

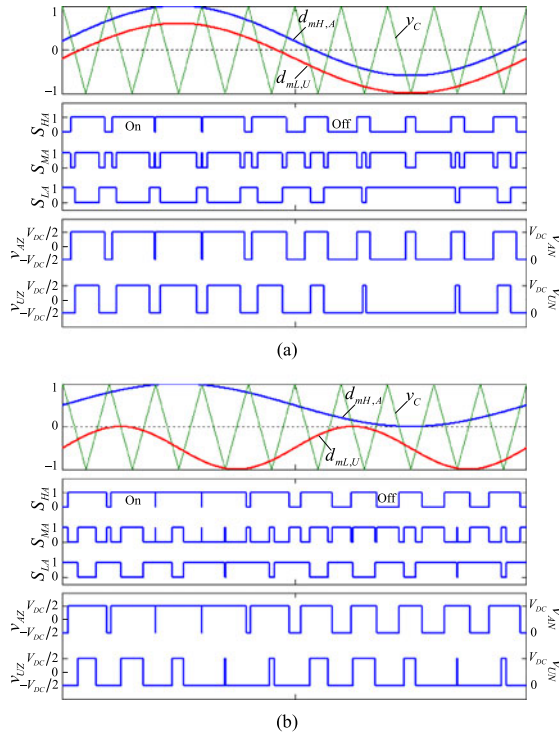


Fig. 4. Carrier-based PWM for the nine-switch inverter. (a) Common-frequency mode ($m_{f,H} = m_{f,L} = 10$, $m_H = m_L = 0.8$, $f_{H,1} = f_{L,1} = 50$ Hz, and $f_{SW} = 500$ Hz). (b) Difference-frequency mode ($m_{f,H} = 10$, $m_{f,L} = 5$, $m_H = m_L = 0.5$, $f_{H,1} = 50$ Hz, $f_{L,1} = 100$ Hz, and $f_{SW} = 500$ Hz).

modulation index being 1 causes the peak magnitudes of the required signals to become lower than the carrier's peak, the maximum linear range of the modulation index of the three-phase sinusoidal reference signals can be expanded from 1 to 1.15 with the resultant peak magnitudes of the desirable signals equal to the carrier's peak (not to exceed 1 for linear modulation) but more flat topped.

Hence, for the nine-switch inverter, the modulation indexes m_H and m_L of the three-phase sinusoidal reference signals are agreeably rewritten to M_H and M_L , respectively, with the greater linear modulation range of 0 to 1.15. Thus, the three-phase sinusoidal reference signals from (1) and (2) are also renewed as

$$\begin{cases} v_{H,A}^* = M_H \sin(2\pi f_{H,1}t + \phi_H) \\ v_{H,B}^* = M_H \sin(2\pi f_{H,1}t - 2\pi/3 + \phi_H) \\ v_{H,C}^* = M_H \sin(2\pi f_{H,1}t + 2\pi/3 + \phi_H) \end{cases} \quad (5)$$

and

$$\begin{cases} v_{L,U}^* = M_L \sin(2\pi f_{L,1}t + \phi_L) \\ v_{L,V}^* = M_L \sin(2\pi f_{L,1}t - 2\pi/3 + \phi_L) \\ v_{L,W}^* = M_L \sin(2\pi f_{L,1}t + 2\pi/3 + \phi_L) \end{cases} \quad (6)$$

respectively. Then, the ac components $v_{H,0}^*$ and $v_{L,0}^*$ injected into the three-phase sinusoidal reference signals of (5) and (6), respectively, are expressed as

$$v_{H,0}^* = -\frac{1}{2} [\max(v_{H,A}^*, v_{H,B}^*, v_{H,C}^*) + \min(v_{H,A}^*, v_{H,B}^*, v_{H,C}^*)] \quad (7)$$

$$v_{L,0}^* = -\frac{1}{2} [\max(v_{L,U}^*, v_{L,V}^*, v_{L,W}^*) + \min(v_{L,U}^*, v_{L,V}^*, v_{L,W}^*)] \quad (8)$$

Similar to the carrier-based sinusoidal PWM for the nine-switch inverter, the necessary dc components $V_{\text{offset},H}^*$ and $V_{\text{offset},L}^*$ corresponding to (7) and (8) in this developed scheme are obtained by

$$V_{\text{offset},H}^* = 1 - M_H \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (9)$$

$$V_{\text{offset},L}^* = 1 - M_L \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (10)$$

Using (5) to (10), the three-phase upper duty cycles $d_{MH,A}^*$, $d_{MH,B}^*$, $d_{MH,C}^*$ and lower duty cycles $d_{ML,U}^*$, $d_{ML,V}^*$, $d_{ML,W}^*$ of the carrier-based nonsinusoidal PWM scheme for the nine-switch inverter can be successively expressed as

$$\begin{cases} d_{MH,A}^* = v_{H,A}^* + v_{H,0}^* + V_{\text{offset},H}^* \\ d_{MH,B}^* = v_{H,B}^* + v_{H,0}^* + V_{\text{offset},H}^* \\ d_{MH,C}^* = v_{H,C}^* + v_{H,0}^* + V_{\text{offset},H}^* \end{cases} \quad (11)$$

and

$$\begin{cases} d_{ML,U}^* = v_{L,U}^* + v_{L,0}^* - V_{\text{offset},L}^* \\ d_{ML,V}^* = v_{L,V}^* + v_{L,0}^* - V_{\text{offset},L}^* \\ d_{ML,W}^* = v_{L,W}^* + v_{L,0}^* - V_{\text{offset},L}^* \end{cases} \quad (12)$$

Based on (11) and (12), the 15.5% higher output voltages of upper and lower inverters according to the higher modulation index range than that of the sinusoidal PWM are achieved without the impacts of ac and dc components on the output qualities. That means the dual inverters can accomplish the maximum dc-link voltage utilization with the maximum modulation indexes of 1.15, where the property is remarkably equivalent to the SVM technique. Therefore, this paper would specify as the carrier-based SVM for the nine-switch inverter.

Again, as shown in Fig. 5, one of instances for the main drawback of the nine-switch inverter is illustrated in Fig. 5(a), where abouts parameters in Section IV (see Table IV) were conducted. The upper and the lower duty cycles per phase, represented by phase A, are initially at modulation indexes $M_H = M_L = 0.92$ and in phase with the common-frequency mode. Herein, the line-to-line voltage v_{AB} and the phase current i_A of the upper inverter including the line-to-line voltage v_{UV} and the phase current i_U of the lower inverter respond as stable waveforms until 0.06 s. After that time, the crossover of upper and lower duty cycles (intersection of modulations), by shifting phase ($2\pi/3$ rad), applied for the gating signal generation leads to the asymmetrical output voltages of dual inverters, which contain the low-order harmonics. This is why the corresponding phase currents via RL load filters are not nearly sinusoidal feature (distortion). Exactly, these resultants are unable to deliver for any load. As a discovered problem, there are few literatures regarding the diagnostic solutions and they have not been intensively discussed. In this paper, the proposed strategy is algebraically analyzed to solve the existing crossover problem, as performed in Fig. 5(b), and, therefore, fully described in the following section.

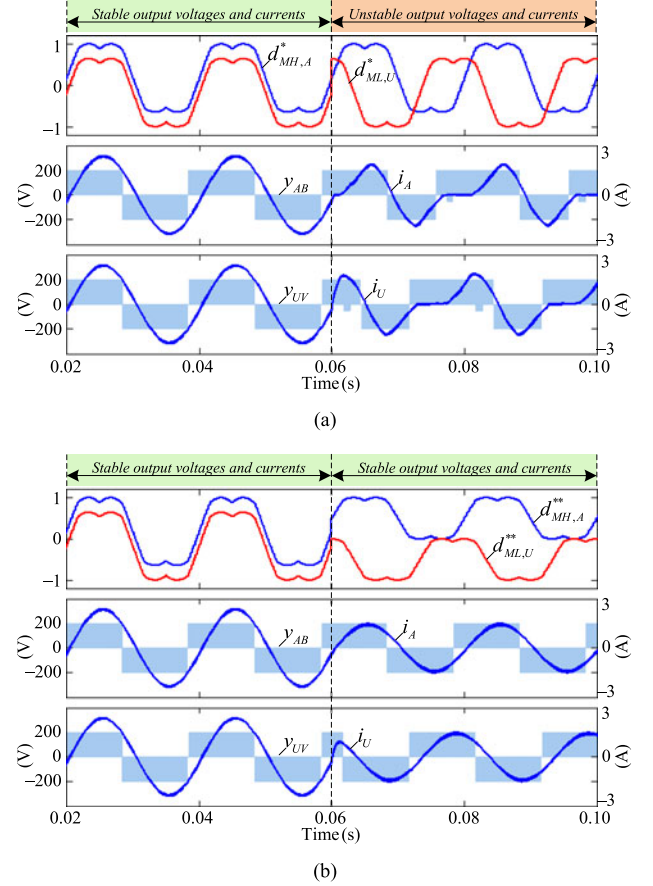


Fig. 5. Output responses from (a) crossover of duty cycles and (b) proposed phase-shift SVM arrangement ($m_{f,H} = m_{f,L} = 150$, $f_{H,1} = f_{L,1} = 50$ Hz, and $f_{SW} = 7.5$ kHz).

III. PROPOSED CARRIER-BASED PHASE-SHIFT SVM STRATEGY

In this section, the theory of a carrier-based phase-shift SVM strategy is proposed and its overview diagram is also depicted in Fig. 6 in order to remedy the output distortion problem of the nine-switch inverter. In the procedure, it is carried out by controlling the nonsinusoidal duty cycles presented in Fig. 6(a), obtained by (11) and (12), to avoid the crossover of upper and lower duty cycles per phase for generating the available gating signals, as shown in Fig. 6(b). Subsequently, Fig. 6(c) shows the effective switching operation, which is drawn with three switching periods to represent all the possible operating cases for both common- and difference-frequency modes. As evident by this figure, these switching patterns correspond to the 27 possible switching modes discussed in Section II (see Fig. 3 and Table II) having no restriction of the adjacent voltage vector selection. Regarding the semiconductor switching losses, taking into consideration the switching commutations in three phases, for asymmetrical switching distribution, the switching number of 10 of middle switches is the sum of 6 and 4 of upper and lower switches, respectively, (see case 2). On the other hand, for symmetrical switching distribution in cases 1 and 3, the switching commutation of middle switches is two times higher than those of upper and lower switches: 4, 8, and 4 (see case 1) and 6, 12, 6 (see case 3) for upper, middle, and lower switches, respectively.

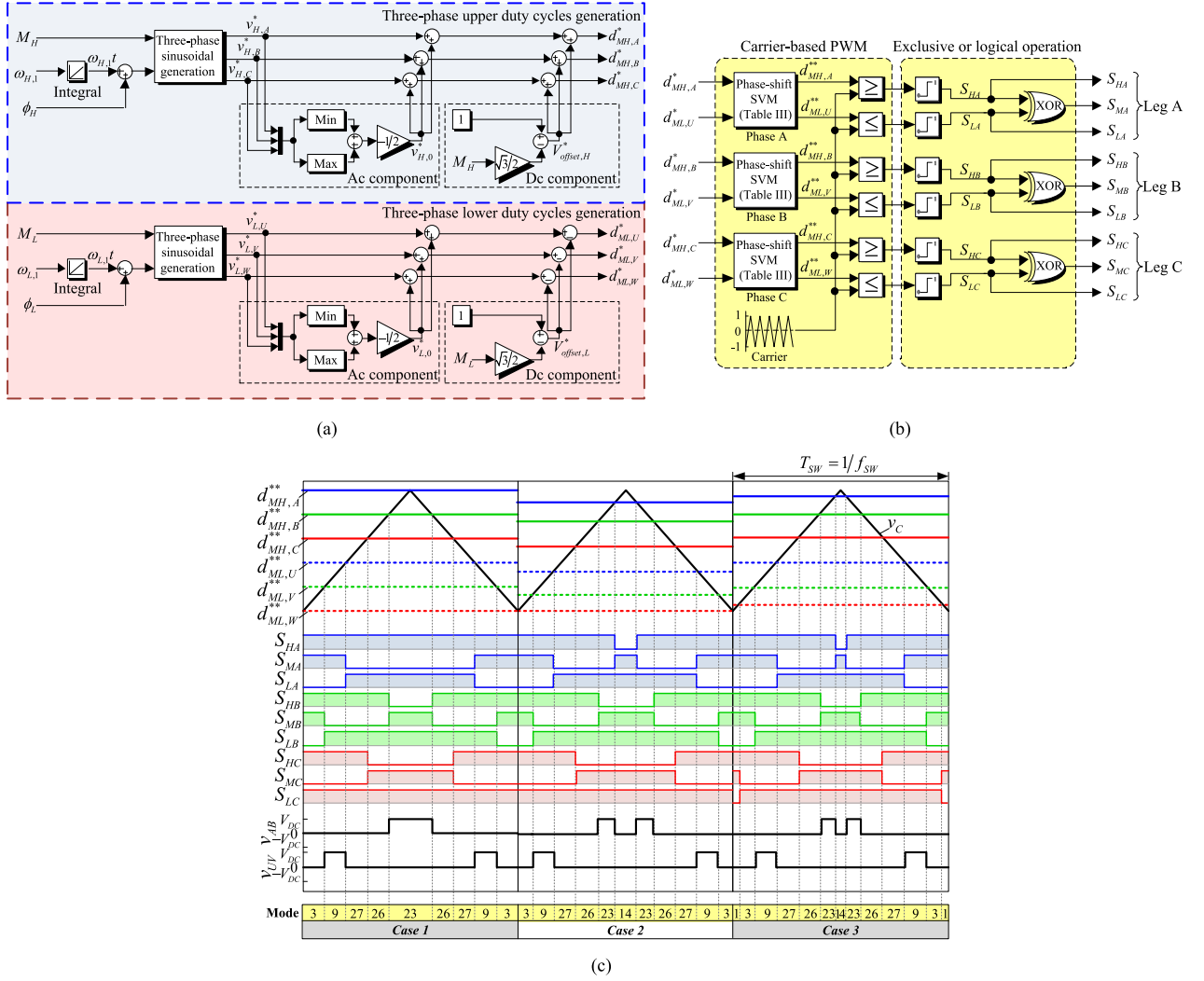


Fig. 6. Proposed carrier-based phase-shift SVM for the nine-switch inverter. (a) Duty cycle generation diagram. (b) Control diagram. (c) Waveforms of gating signals corresponding to switching mode operation.

Following this analysis, it is necessary to gain further insights into the middle switches of this inverter and that resulting in higher switching power losses compared with upper and lower switches.

In order to clarify the proposed phase-shift SVM block, the outline of this strategy concentrates to analytically look for the correlation of the aforementioned issue avoidance based on the critical operating point using mathematical operations. For this concept, it can be enabled for all the phase-shift operating conditions. That does not resemble the case-by-case operation [19], [21], as well as the point-by-point operation [20], which are more complicated computations and implementations.

As mostly commenced, the upper duty cycles must always appear higher than the lower duty cycles without the crossover per phase for the entire duration. Thus, considering only phase A, the upper duty cycle $d_{MH,A}^*$ in (11) and the lower duty cycle $d_{ML,U}^*$ in (12) are correlated algebraically as

$$d_{MH,A}^* \geq d_{ML,U}^* \quad (13)$$

Based on the inequality (13), it can be further elaborated for deriving the utmost solutions of the problem-solving functions. Significantly, such expression is certainly executed toward both common- and difference-frequency modes, as discussed in the following two sections.

A. Common-Frequency Mode

In order to solve an inequality (13) for the common-frequency mode, both fundamental frequencies $f_{H,1}$ and $f_{L,1}$ of upper and lower duty cycles in (11) and (12), respectively, are assigned tenably to identical, $f_{H,1} = f_{L,1} = f$, as remarked in the background operation (see Section II-A). Owing to the shifting phase situation, the phase-shift angle of the upper duty cycle is herein assumed by $|\phi_H - \phi_L|$ and that of the lower duty cycle is set at 0 rad. This leads to the different phase-shift angle between upper and lower duty cycles in terms of $|\phi_H - \phi_L|$. Subsequent to substitution of dual duty cycles, the algebraic relationships are separately presented by two modulation techniques in this paper.

1) *Identical Modulation Index Technique* ($M_H = M_L$): Continuing from the above-mentioned procedure, the resulting relationship, when the modulation indexes of upper and lower duty cycles are identical, is then obtained

$$M \leq \frac{2 + (v_{H,0}^* - v_{L,0}^*)}{\sqrt{3} - 2\cos\left(2\pi ft + \frac{|\phi_H - \phi_L|}{2}\right) \sin\left(\frac{|\phi_H - \phi_L|}{2}\right)}. \quad (14)$$

As yielded in (14), the worst case of shifting phase operation is considered in such a way that the upper and the lower duty cycles are out of phase, subject to

$$M \leq \frac{2 + (v_{H,0}^* - v_{L,0}^*)}{\sqrt{3} + 2\sin(2\pi ft)} \quad (15)$$

where $\cos(2\pi ft + \pi/2) = -\sin(2\pi ft)$. Relying on a finite open-loop pole principle to respect the critical operating point of the system, taking the denominator of (15) yields zero. This leads to the critical angle of the fundamental component providing the unstable system: $-2\pi/3$ rad ($4\pi/3$ rad) or, symmetrically $2\pi/3$ rad ($-4\pi/3$ rad). Upon emphasizing the term of the fundamental component, one definition, which is only of the upper duty cycle or the lower duty cycle, is $\sqrt{3}/2$ (at $2\pi/3$ rad), whereas the other one is not committed. This subjects indeed to $v_{H,0}^* - v_{L,0}^* = 0$. Therefore, the concluding relationship at the critical operating point is that $M \leq 1/\sqrt{3}$. From which, the new expression related with the proposed conceptual framework can be formulated as written by

$$0 < |\phi_H - \phi_L| < 2\pi, \quad M_H = M_L \leq 1/\sqrt{3}. \quad (16)$$

The objective function in (16) points out that the upper and the lower duty cycles can also displace each other from 0 to 2π rad without the crossover, when the identical modulation indexes M_H and M_L are less than or equal to $1/\sqrt{3} \approx 0.577$ (half of the maximum modulation index value) based critical operating point condition.

On the other hand, when the upper and the lower duty cycles must always be in phase, its agreeable expression is hereupon derived. Substituting $|\phi_H - \phi_L| = 0$ rad for (14) yields $v_{H,0}^* - v_{L,0}^* = 0$, and then leads to $M \leq 2/\sqrt{3}$. In this action, it is also the complementary set of (16); therefore, its corresponding function for this case can be expressed as

$$|\phi_H - \phi_L| = 0, \quad M_H = M_L > 1/\sqrt{3}. \quad (17)$$

As a consequence, the algorithm of (17) indicates that, in order to avoid the crossover of duty cycles per phase, the upper and the lower duty cycles must always be in phase for the entire duration, in which the identical modulation indexes M_H and M_L are more than 0.577 ($1/\sqrt{3}$).

2) *Nonidentical Modulation Index Technique* ($M_H \neq M_L$): In addition to the aforementioned technique, the nonidentical modulation index technique is also presented. In the same way, using (13), the relationship for the different value of the modulation indexes M_H and M_L is achieved as follows:

lation indexes M_H and M_L is achieved as follows:

$$M_L \leq \frac{2 + (v_{H,0}^* - v_{L,0}^*) + M_H [\sin(2\pi ft + |\phi_H - \phi_L|) - (\sqrt{3}/2)]}{\sin(2\pi ft) + (\sqrt{3}/2)}. \quad (18)$$

Realizing the worst case for (18), as executed in another technique, the respective expression is performed as

$$M_L \leq \frac{2 + (v_{H,0}^* - v_{L,0}^*) - M_H [\sin(2\pi ft) + (\sqrt{3}/2)]}{\sin(2\pi ft) + (\sqrt{3}/2)} \quad (19)$$

where $\sin(2\pi ft + \pi) = -\sin(2\pi ft)$. Again, as far as the critical operating point of the system is concerned, the critical angle of the fundamental component from (19) is similar to that of the (15) as well. This confirms the validity of the critical operating point analyzed in this system. As carried out in the identical modulation index technique, by selecting $2\pi/3$ rad for the fundamental component, the final corresponding relationship is accordingly obtained by $M_H + M_L \leq 2/\sqrt{3}$, where $v_{H,0}^* - v_{L,0}^* = 0$. Thus, it can properly turn out to be

$$0 < |\phi_H - \phi_L| < 2\pi, \quad M_H + M_L \leq 2/\sqrt{3}. \quad (20)$$

In (20), it can be deduced that the different phase-shift angle between upper and lower duty cycles per phase can be adjusted for all the radians along with the sum of modulation indexes M_H and M_L being less than, or equal to $2/\sqrt{3} \approx 1.15$ (maximum modulation index value). As expected, this is one of the target functions-based critical operating point that can be used to overcome the problem of interest in this paper.

In the vice-versa situation, the given $|\phi_H - \phi_L| = 0$ rad is used for (18) to prove the next one of the subject function. Subsequently, the term of the fundamental component is also defined to be $\sqrt{3}/2$, according to the algorithm of the critical operation. This results in the relationship $M_L \leq 2/\sqrt{3}$ with $v_{H,0}^* - v_{L,0}^* = 0$, where the modulation index M_H is whatever the value is in the range of 0 to 1.15. However, this response is the complementary set of (20). Thus, it is possible for the plausible set of the sum of modulation indexes M_H and M_L in this case to be $M_H + M_L > 2/\sqrt{3}$, one obtains

$$|\phi_H - \phi_L| = 0, \quad M_H + M_L > 2/\sqrt{3}. \quad (21)$$

To comprehend (21) for the algorithm of the inherent problem-solving in this case, the different phase-shift angle between the upper and lower duty cycles per phase has to be set at 0 rad (in phase) whenever the sum of modulation indexes M_H and M_L is higher than 1.15 ($2/\sqrt{3}$).

B. Difference-Frequency Mode

In this operation mode, the upper and the lower inverters are operated with the different fundamental frequency by a given as $f_{H,1} \neq f_{L,1}$ for the upper and the lower duty cycles. Therefore, the angles in brackets of fundamental components (i.e., ωt for $\sin(\omega t)$) for upper and lower duty cycles per phase are exactly unequal, as recognized in cases of the different phase-shift angle

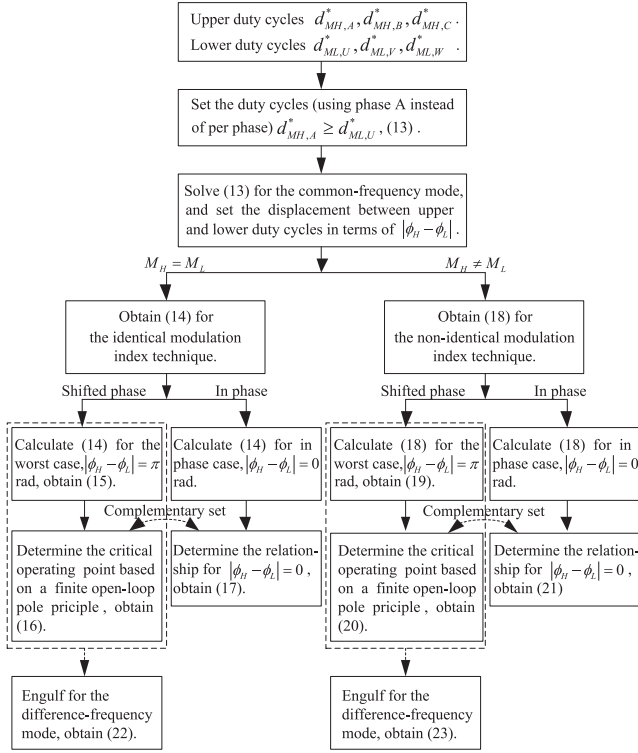


Fig. 7. Flowchart of the proposed phase-shift SVM strategy.

TABLE III
INTEGRATED EXPRESSION OF THE PROPOSED STRATEGY

Conditions	Modes	Expressions
$M_H = M_L$	Common-frequency	$0 < \phi_H - \phi_L < 2\pi$ $M_H = M_L \leq 1/\sqrt{3}$
	Difference-frequency	$ \phi_H - \phi_L = 0$ $2\pi f_{H,1}t \neq 2\pi f_{L,1}t$ $M_H = M_L > 1/\sqrt{3}$
$M_H \neq M_L$	Common-frequency	$0 < \phi_H - \phi_L < 2\pi$ $M_H + M_L \leq 2/\sqrt{3}$
	Difference-frequency	$ \phi_H - \phi_L = 0$ $2\pi f_{H,1}t \neq 2\pi f_{L,1}t$ $M_H + M_L > 2/\sqrt{3}$

$|\phi_H - \phi_L| \neq 0$ in the common-frequency mode. Thereby, the conditional expressions of this mode can be formulated as

$$2\pi f_{H,1}t \neq 2\pi f_{L,1}t, \quad M_H = M_L \leq 1/\sqrt{3} \quad (22)$$

$$2\pi f_{H,1}t \neq 2\pi f_{L,1}t, \quad M_H + M_L \leq 2/\sqrt{3} \quad (23)$$

where $\omega_{H,1}t = 2\pi f_{H,1}t$ and $\omega_{L,1}t = 2\pi f_{L,1}t$ are fundamental angular frequencies of fundamental components for upper and lower duty cycles, respectively. With (22) and (23), it is implied for the difference-frequency mode that the upper and the lower duty cycles per phase can be operated without the crossover, where the identical modulation index ($M_H = M_L$) is less than or equal to 0.577 ($1/\sqrt{3}$) and the sum of modulation indexes for the nonidentical modulation index ($M_H \neq M_L$) is less than or equal to 1.15 ($2/\sqrt{3}$).

According to this key section, the flowchart of the carrier-based phase-shift SVM strategy is obviously illustrated in Fig. 7. Eventually, the comprehensive expressions of the proposed strategy are summarized in Table III. Among these al-

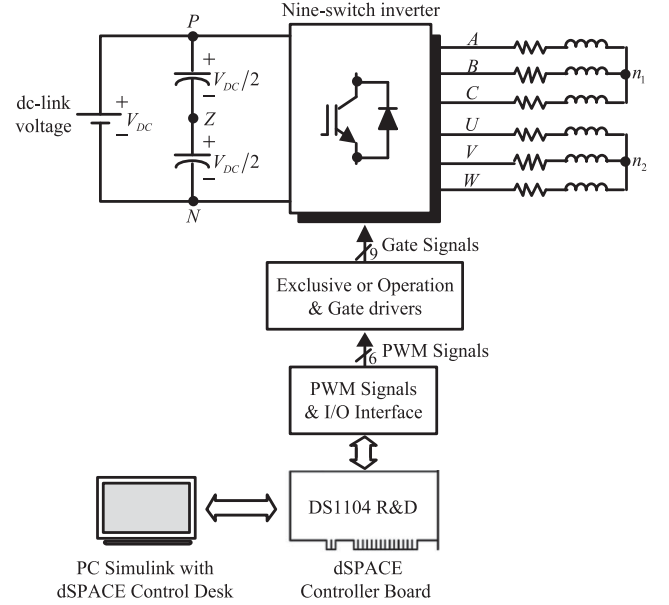


Fig. 8. Experimental setup of the laboratory prototype.

gorithms, the upper and the lower duty cycles per phase just touch only one point per cycle (not crossover) at the critical operating point. Therefore, it can be ensured that it stays without the crossover of duty cycles per phase in the event of $0 < |\phi_H - \phi_L| < 2\pi$, including $2\pi f_{H,1}t \neq 2\pi f_{L,1}t$. Besides, the modulation indexes M_H and M_L are able to be whatever the value of the complementary sets from the preceding event, provided that $|\phi_H - \phi_L| = 0$ rad, as well as $2\pi f_{H,1}t = 2\pi f_{L,1}t$. Meanwhile, the duty cycles of phases A, B, and C controlled by the proposed strategy are rewritten as $d_{MH,A}^{**}$, $d_{MH,B}^{**}$, $d_{MH,C}^{**}$ for upper duty cycles and $d_{ML,U}^{**}$, $d_{ML,V}^{**}$, $d_{ML,W}^{**}$ for lower duty cycles (see Fig. 6(b)). In addition, it can be seen as an example for the identical modulation index technique, as shown in Fig. 5(b), where all the performances of the proposed strategy are then shown in the next section.

IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The nine-switch inverter configuration of Fig. 1 operated by using the proposed carrier-based phase-shift SVM strategy of Figs. 6 and 7 has been simulated in the MATLAB/Simulink environment and tested directly on a laboratory prototype. The parameters of the simulation and the experiment are carried out under the same set for a clear-cut comparison, as shown in Table IV

A. Experimental Setup

Fig. 8 shows the diagram of the experimental nine-switch inverter prototype loaded with two three-phase RL loads. The nine-switch inverter was built by using nine IGBT switches. Therefore, it is also controlled by the proposed strategy via a dSPACE DS1104 controller board and a CLP1104 Input/Output interface board for real-time to generate PWM signals as a part of the carrier-based PWM operation (see Fig. 6(b)), and then transmitted to the exclusive or logical operation and gate

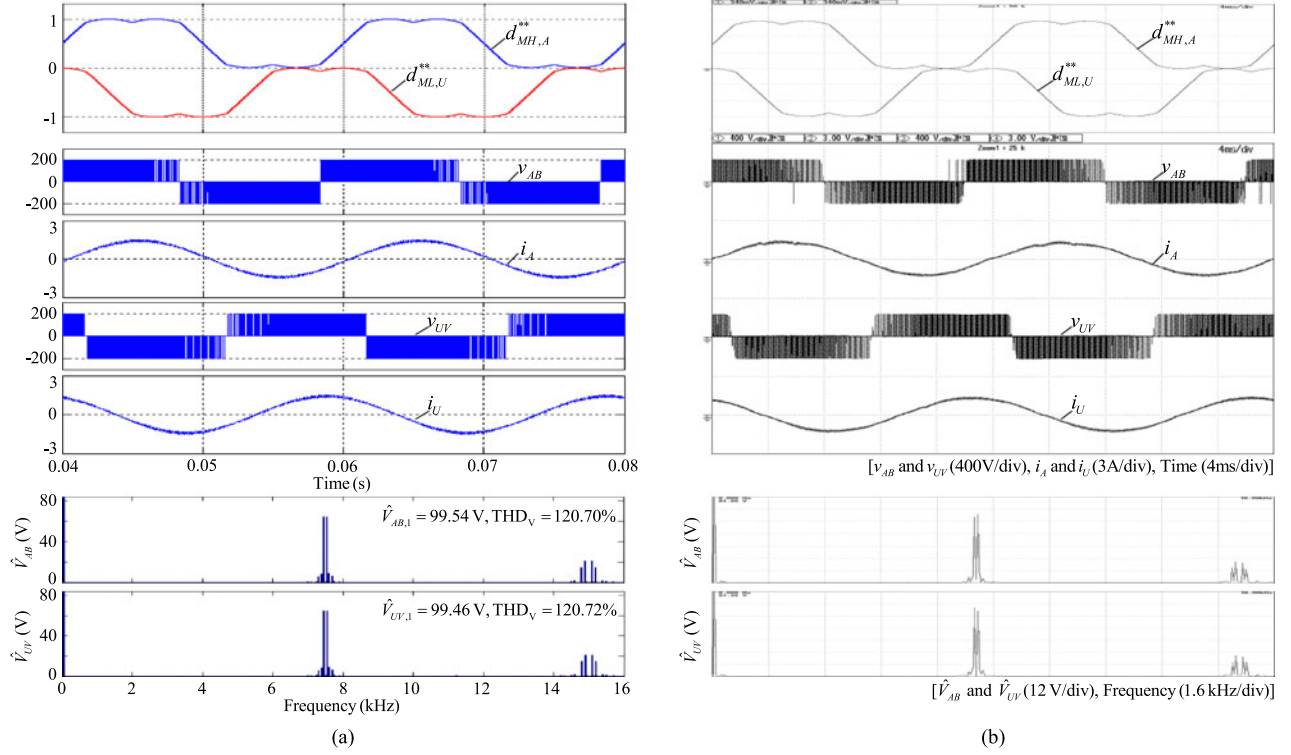


Fig. 9. Steady-state operation in the common-frequency mode using the phase-shift SVM with modulation indexes $M_H = M_L = 0.577$ and phase-shift angles $\phi_H = 0$ rad, $\phi_L = 2\pi/3$ rad. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter, and frequency spectrum of v_{AB} and v_{UV} . (a) Simulation results. (b) Experimental results.

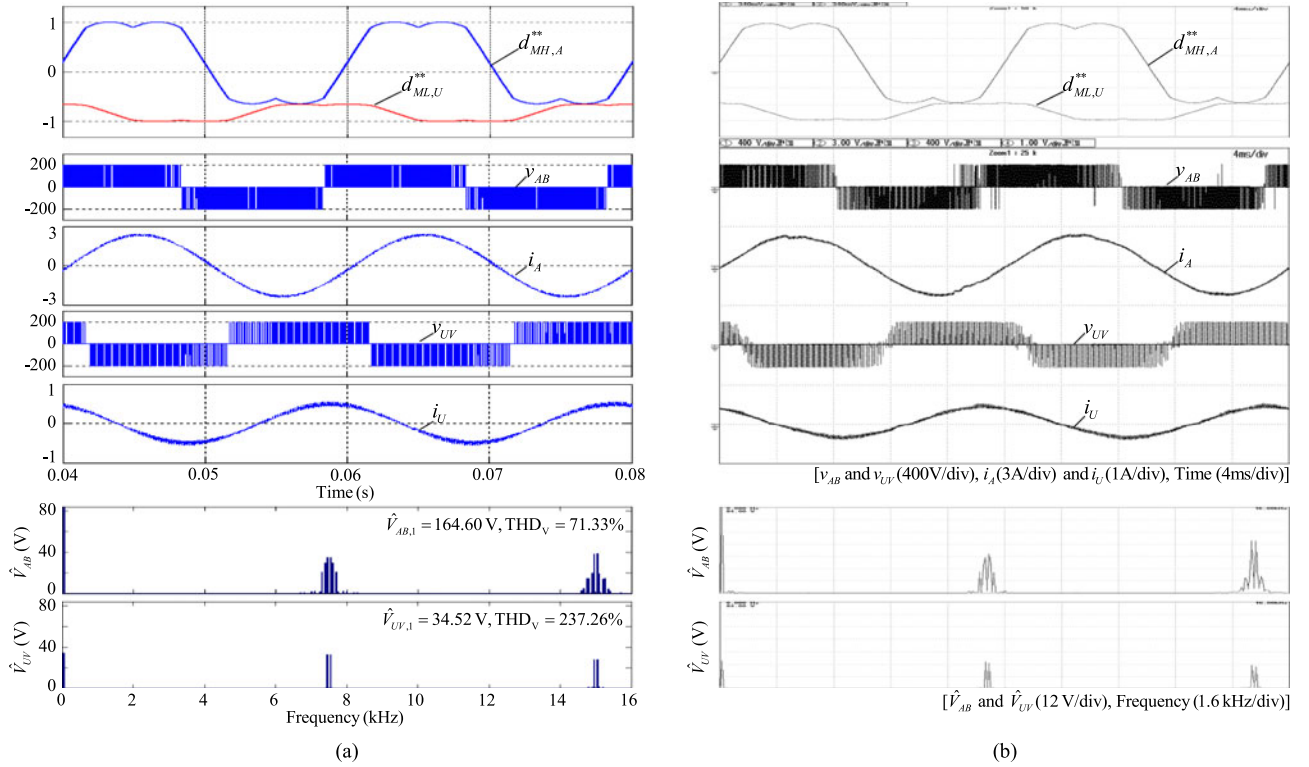


Fig. 10. Steady-state operation in the common-frequency mode using the phase-shift SVM with modulation indexes $M_H = 0.95$, $M_L = 0.20$ and phase-shift angles $\phi_H = 0$ rad, $\phi_L = 2\pi/3$ rad. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter, and frequency spectrum of v_{AB} and v_{UV} . (a) Simulation results. (b) Experimental results.

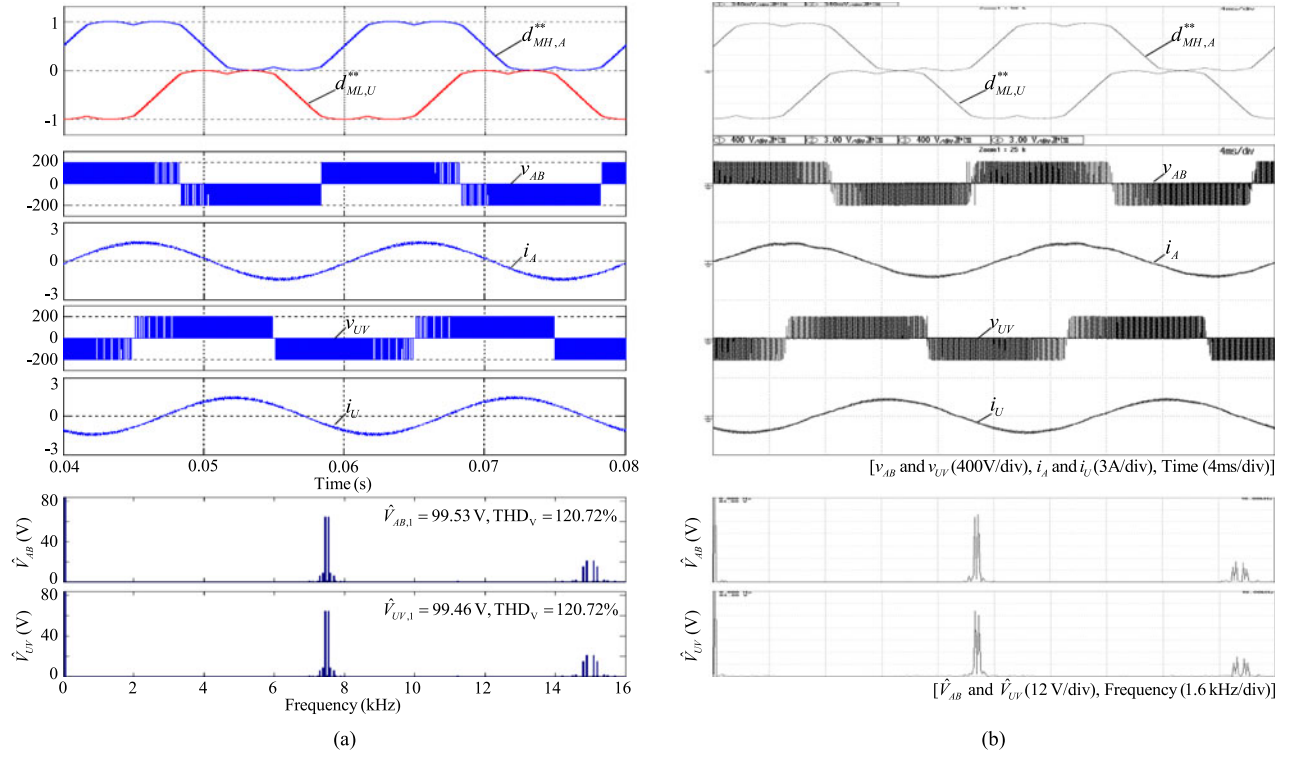


Fig. 11. Steady-state operation in the common-frequency mode using the phase-shift SVM with modulation indexes $M_H = M_L = 0.577$ and phase-shift angles $\phi_H = 0$ rad, $\phi_L = 4\pi/3$ rad. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter, and frequency spectrum of v_{AB} and v_{UV} . (a) Simulation results. (b) Experimental results.

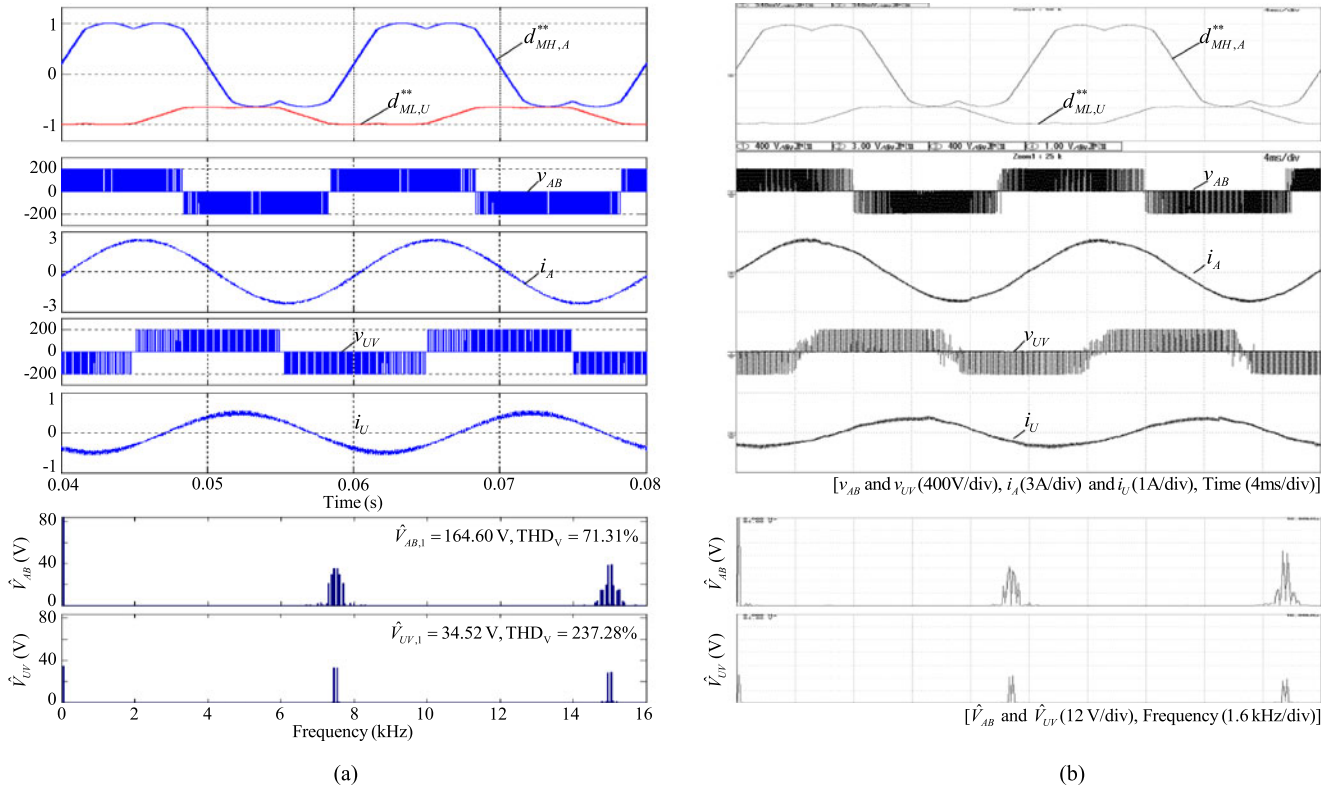


Fig. 12. Steady-state operation in the common-frequency mode using the phase-shift SVM with modulation indexes $M_H = 0.95$, $M_L = 0.20$ and phase-shift angles $\phi_H = 0$ rad, $\phi_L = 4\pi/3$ rad. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter, and frequency spectrum of v_{AB} and v_{UV} . (a) Simulation results. (b) Experimental results.

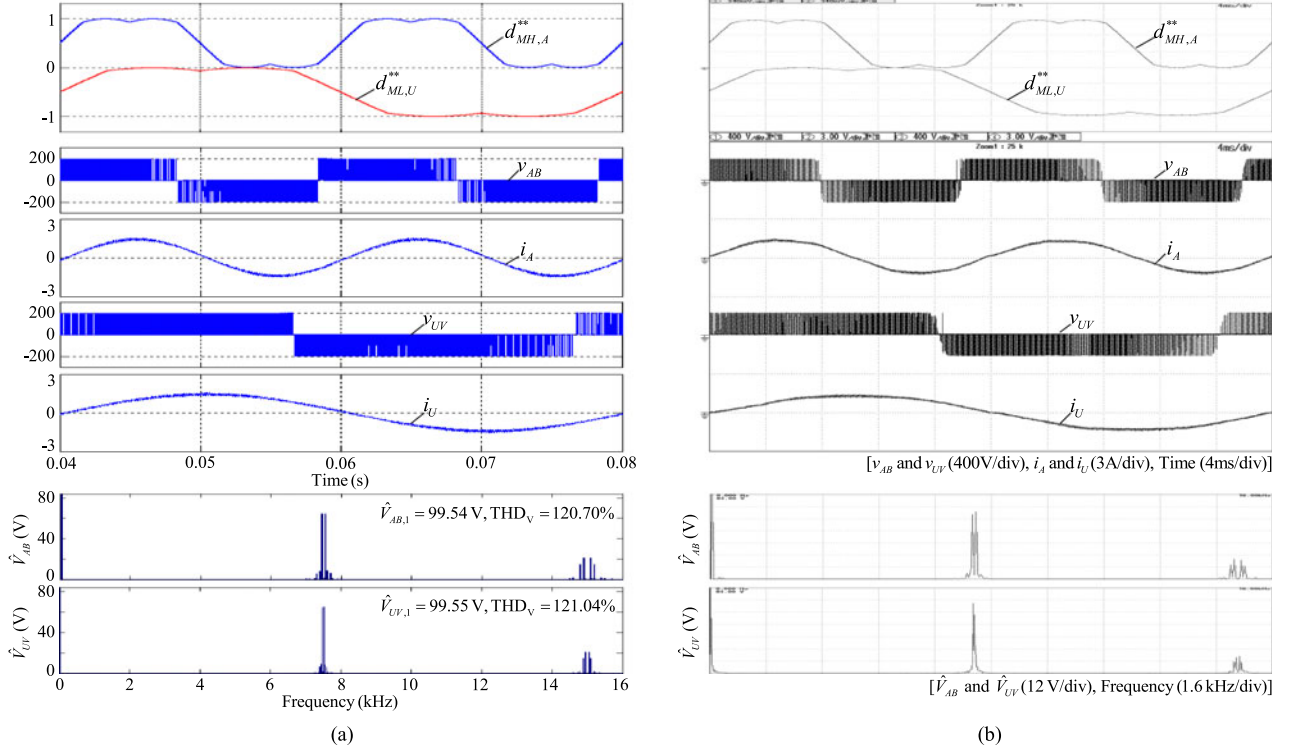


Fig. 13. Steady-state operation in the difference-frequency mode using the phase-shift SVM with modulation indexes $M_H = M_L = 0.577$ and fundamental frequencies $f_{H,1} = 50$ Hz, $f_{L,1} = 25$ Hz. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter, and frequency spectrum of v_{AB} and v_{UV} . (a) Simulation results. (b) Experimental results.

TABLE IV
NINE-SWITCH INVERTER PARAMETERS FOR SIMULATION AND EXPERIMENT

Parameters and Operating modes		Values
Rated power of inverter	1	kW
DC-link voltage source (V_{DC})	200	V
Switching frequency (f_{SW})	7.5	kHz
Dual-set of three-phase resistances (R)	40	Ω
Dual-set of three-phase inductances (L)	20	mH
Fundamental frequency ($f_{H,1}, f_{L,1}$)	Common-frequency mode	50 Hz
	Difference-frequency mode	25–100 Hz

driver boards with the deadtime of 4 μ s in order to generate the gate signals for all IGBT switches. Note that the experimental measurement employed a YOKOGAWA DLM 2000 Series oscilloscope.

B. Simulation and Experimental Results

In terms of simulation and experimental results, the two three-phase RL loads are used to operate for both common-frequency and difference-frequency modes. The nine-switch inverter (upper and lower inverters) operating with common fundamental frequencies at 50 Hz and different phase-shift angles ($|\phi_1 - \phi_2|$) at $2\pi/3$ and $4\pi/3$ rad are shown in Figs. 9–12, respectively. Along with the difference-frequency mode, the result of fundamental frequencies set at 25 and 50 Hz is shown in Fig. 13. Thereafter, dynamic performances of this inverter are shown in Figs. 14–17. All the results are obtained from the expressions

of the proposed strategy in (16), (17), (20)–(23) within a linear modulation index range of 0 to 1.15.

Fig. 9 shows duty cycles, output voltage and current waveforms, and frequency spectrums of the nine-switch inverter in common-frequency mode. Based on the identical modulation index technique of the proposed strategy in (16), the different phase-shift angle ($|\phi_1 - \phi_2|$) is set to the critical operating point at $2\pi/3$ rad. Here, the modulation indexes M_H and M_L of upper and lower duty cycles, $d_{MH,A}^{**}$ and $d_{ML,U}^{**}$, are optimally half of the maximum value (0.577) accordingly. This is illustrated without the crossover of the duty cycles. Hence, the line-to-line voltages v_{AB} and v_{UV} of upper and lower inverters achieve a stable feature with the same fundamental frequency at 50 Hz along with the different phase angle of $2\pi/3$ rad, corresponding to phase currents i_A and i_U , respectively. As a consequence, the peak values of the fundamental components of line-to-line voltages v_{AB} and v_{UV} are identical to half of the dc-link voltage, as it is analytically calculated to be around 100 V, and their THD_V are also identical (about 120.70%). The experimental results (see Fig. 9(b)) are illustrated in good agreement with the simulation results (see Fig. 9(a)). This confirms the distorted output voltage avoidance of the proposed strategy and it can be engulfed worthily for the range of the different phase-shift angle $0 < |\phi_1 - \phi_2| < 2\pi$.

For the nonidentical modulation index technique, as shown in Fig. 10, with the same phase-shift condition as Fig. 9, except that the upper inverter needs to supply a higher power by $M_H = 0.95$. Therefore, the modulation index M_L of 0.20 is

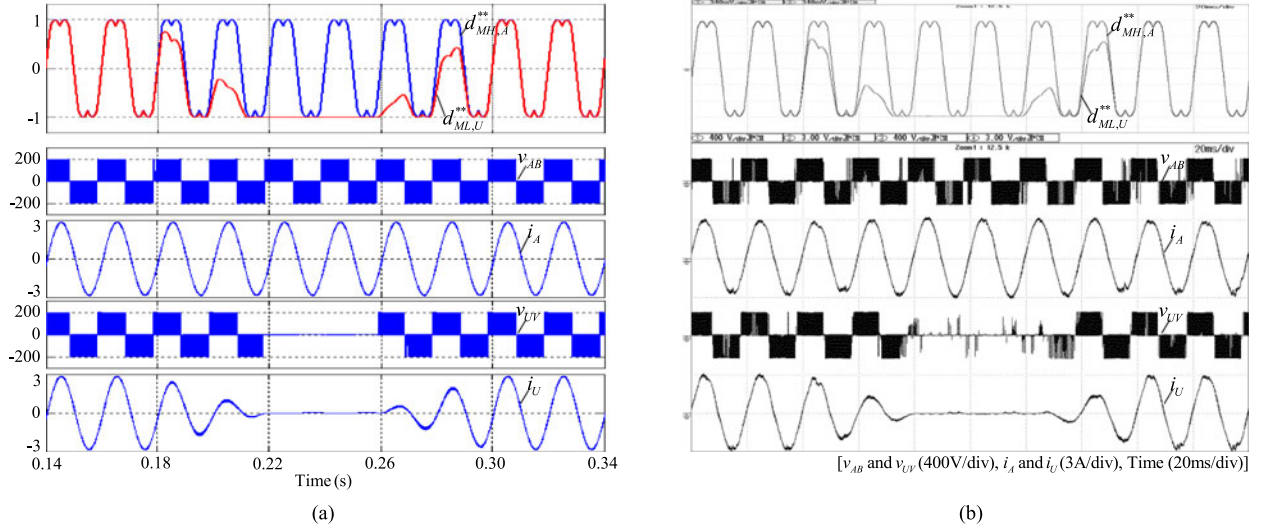


Fig. 14. Ramp-outage test of the lower inverter. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, and line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter. (a) Simulation results. (b) Experimental results.

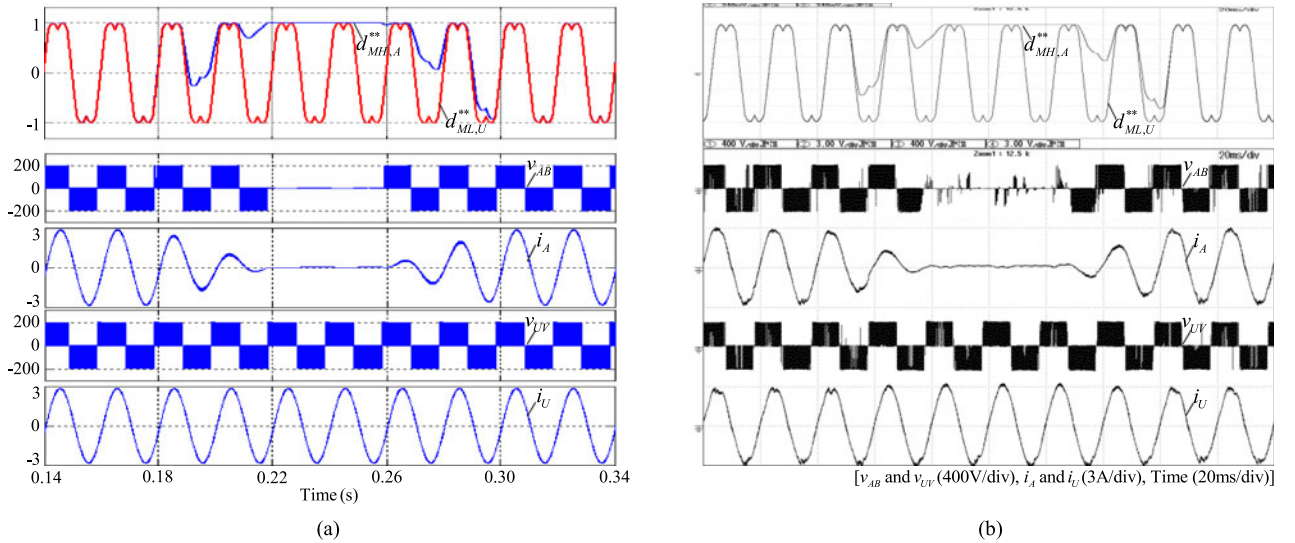


Fig. 15. Ramp-outage test of the upper inverter. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, and line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter. (a) Simulation results. (b) Experimental results.

chosen based on (20) in order to avoid the crossover of the duty cycles. This leads to the nondistortion of output voltages and currents. It is also seen that the measured waveforms, given in Fig. 10(b), are corresponding to the simulated waveforms in Fig. 10(a). Similar to Fig. 9(a), the frequency spectrums of the line-to-line voltages v_{AB} and v_{UV} appear as sidebands centered around multiples of a 7.5-kHz switching frequency, as shown in Fig. 10(a), whereas the peak value of the fundamental component $\hat{V}_{AB,1}$ is found to increase to 164.60 V with its reduced harmonic magnitudes. This leads to a further reduction in the THD_V to 71.33%. In the contrast, the THD_V of the line-to-line voltage v_{UV} is increased to 237.26%, even though its harmonic magnitudes are reduced. This is due to the fact that

the peak value of the fundamental component $\hat{V}_{UV,1}$ of 34.52 V is nearly the harmonic components. The corresponding experimental frequency spectrums of line-to-line voltages v_{AB} and v_{UV} are shown in Fig. 10(b).

Next tests of the critical operating point are shown in Figs. 11 and 12. The different phase-shift angle ($|\phi_1 - \phi_2|$) is set to $4\pi/3$ rad. Methodically, these results are tested by using the same modulation index profile as those of Figs. 9 and 10, respectively. As expected, the results are in good acceptable performing with the different phase angle by $4\pi/3$ rad along with the same output profiles as those of their counterparts, Figs. 9 and 10, respectively. Note that the modulation index M_L can be chosen to be higher than the modulation index M_H , such

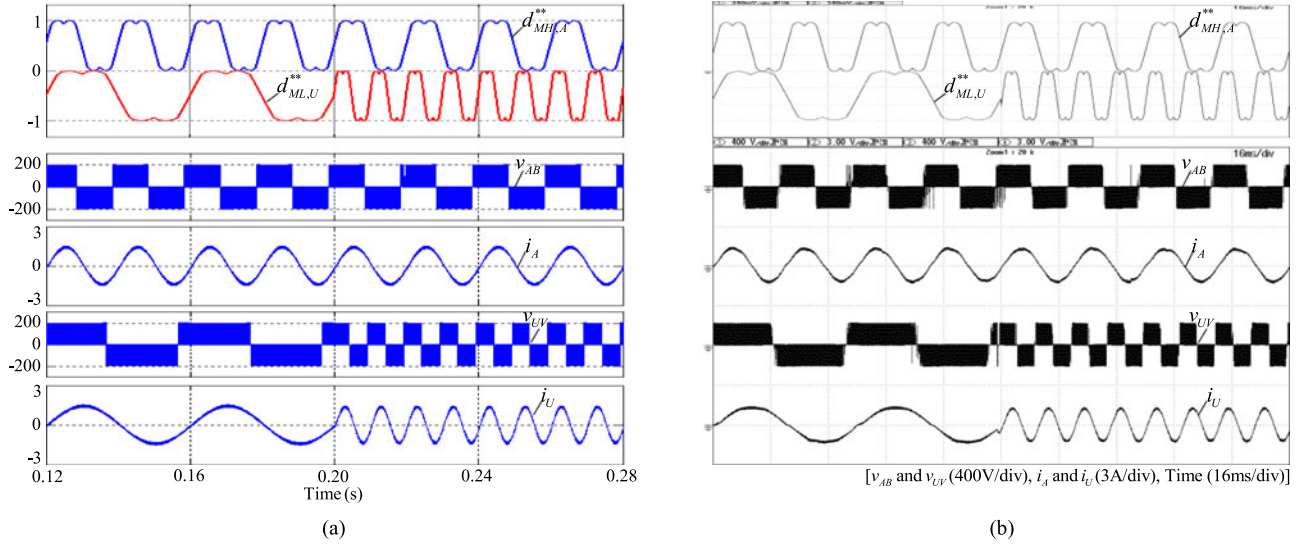


Fig. 16. Dynamic response of the fundamental frequency $f_{L,1}$ variation with a step command from 25 to 100 Hz, while the fundamental frequency $f_{H,1}$ is kept constant at 50 Hz. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, and line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter. (a) Simulation results. (b) Experimental results.

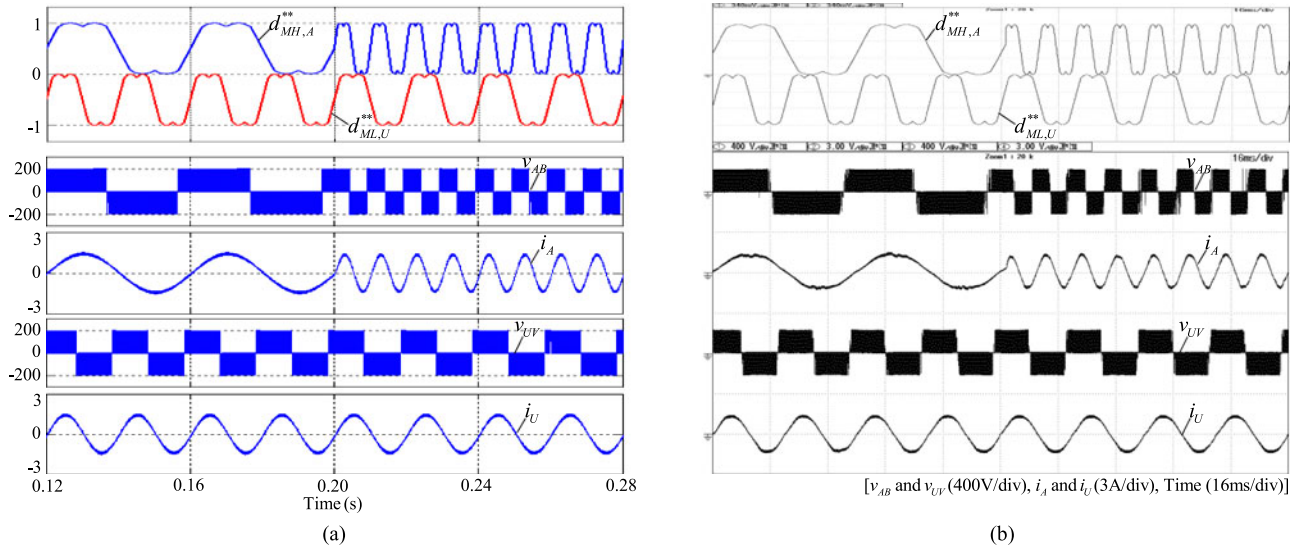


Fig. 17. Dynamic response of the fundamental frequency $f_{L,1}$ variation with a step command from 25 to 100 Hz, while the fundamental frequency $f_{H,1}$ is kept constant at 50 Hz. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, and line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter. (a) Simulation results. (b) Experimental results.

as $M_H = 0.20$, $M_L = 0.95$; therefore, the fundamental component magnitude of the line-to-line voltage v_{AB} will be lower than that of the line-to-line voltage v_{UV} .

Fig. 13 shows a set of the simulation (see Fig. 13(a)) and experimental (see Fig. 13(b)) results of the difference-frequency mode using (22). The 50-Hz and 25-Hz fundamental frequencies are applied to the upper and the lower inverters, respectively, without the crossover of duty cycles by setting the modulation indexes M_H and M_L at the same one-half maximum value for simplicity. Thereby, the magnitudes of dual outputs are identical, including their THD_V . However, the output waveforms of

the upper inverter display double-frequency waveforms in comparison to the lower inverter. In addition, it can also be observed from the frequency spectrums that the distance between the spectrums of the line-to-line voltage v_{AB} is twice as much as that of the line-to-line voltage v_{UV} . This can authenticate the validity of the results and it is also evident that the proposed strategy applied to this inverter is able to control independently with different output fundamental frequencies.

Fig. 14 shows the system response of the lower inverter outage testing in the common-frequency mode obtained from the ramp controller of the modulation index M_L . This was done with

the constant modulation index M_H for the entire duration. The step-by-step procedure along with its corresponding expression is clarified concisely as follows.

- 1) Among the first two cycles, the dual inverters supply the maximum output power to dual three-phase loads by the maximum modulation index $M_H = M_L = 1.15$. Thus, the dual outputs are only controlled to be in phase for the output-distortion correction, as mathematically analyzed from the identical modulation index technique, given in (17).
- 2) In the next step, the ramp-down modulation index M_L from 1.15 to 0 is applied for two cycles. Its influence can be observed by the linear reduction in the phase current i_U to 0 A. Based on the nonidentical modulation index technique, (21), the in-phase dual outputs consequently exist.
- 3) Then, the null output power of the lower inverter still remains during two cycles. There is no distortion of output voltages and currents due to the absence of crossover of duty cycles. During this time, it is also pointed out that it is possible to adjust the different phase-shift angle $(\phi_1 - \phi_2)$ for all the radians.
- 4) Continuously, the power of the lower inverter is restored linearly to supply the maximum power by the ramp-up modulation index M_L without any impact on the upper inverter output.

For this test, it can be also challenged in the upper inverter, as shown in Fig. 15. This confirms the inverter flexibility for dual outputs in the common-frequency mode application, such as UPS, with the proposed strategy ruler. Note that, regarding the line-to-line voltage v_{UV} of Fig. 14 and the line-to-line voltage v_{AB} of Fig. 15, the difference of the voltage waveforms between the simulation and experimental results during 0.22 to 0.26 s is due to the switching noise generated by electromagnetic interference phenomena, where the fast transition of voltages and currents as well as the parasitic elements of the systems are involved as a noise source.

The different fundamental frequencies proceeding with a step variation and a fixed constant combine operation are presented in Figs. 16 and 17. Fig. 16 shows the case of a step change in the fundamental frequency $f_{L,1}$ from 25 to 100 Hz among the constant fundamental frequency $f_{H,1}$ of 50 Hz. In terms of the output responses of upper and lower inverters, the line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A result in a good stable waveform and its fundamental frequency remaining constant at 50 Hz. According to the duty cycle $d_{ML,U}^{**}$, the corresponding step change in the fundamental frequencies of the line-to-line voltage v_{UV} and the phase current i_U have a smooth transition without any impact on the upper inverter output. As shown in Fig. 17, the inverse operation is validated to clearly confirm the independent flexibility of upper and lower inverters. That means one of them can be operated for the fixed fundamental frequency application, such as UPS, while the other one can be independently operated for the adjustable fundamental frequency application, such as ASD. Incidentally, it can also be pointed out that both upper and lower inverters can be simultaneously used in adjustable fundamental frequency applications.

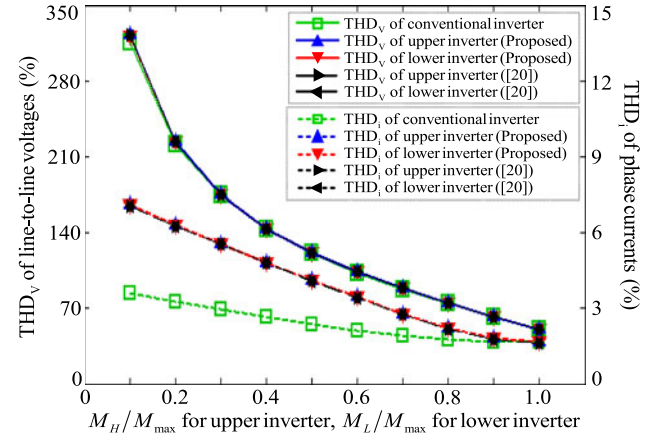


Fig. 18. THD_V of line-to-line voltages and THD_i of phase currents of the conventional two-level inverter and the nine-switch inverter using the proposed modulation strategy and the conventional modulation strategy [20].

The matching simulation and experimental results can substantiate that the dual outputs of this inverter can be theoretically controlled one by one with the robust hardware system.

Fig. 18 shows the comparison between the conventional SVM two-level inverter and the nine-switch inverter using the proposed modulation strategy and the conventional modulation strategy [20] in terms of the THD_V of the output voltages and the THD_i of the phase currents. According to the proposed strategy for overcoming the essential problem, its superiority means it can maintain the qualities of the line-to-line output voltages of both upper and lower inverters to be equivalent to that of the conventional SVM two-level inverter, in the same modulation index value; and hereby, the phase current waveforms are close to a sinusoidal feature with low THD_i , as same as the conventional modulation strategy. This can guarantee the performance of the output distortion avoidance of the proposed strategy for the entire duration of the linear modulation index range.

Fig. 19 shows the high-order harmonic spectrums of the line-to-line voltages with the modulation index at 0.577 of Fig. 18. As shown in Fig. 19(a) and (b), the high-frequency harmonics of the conventional two-level inverter and the nine-switch inverter appear in a similar way at multiples of the switching frequency, such as order of 150 and 300, etc. Although their magnitude contents do not resemble, the THD_V are identical. This is due to the sum of harmonic components is identical. Compared with the conventional modulation strategy [20], the proposed modulation strategy provides the same harmonic content, leading to the identical THD_V , as shown in Fig. 19(b) and (c).

To compare the current harmonics between upper and lower inverters of the nine-switch inverter, Fig. 20(b) shows the simulated harmonic spectrum up to order of 40 for phase currents i_A and i_U under the proposed strategy of identical modulation index technique, as can be viewed their corresponding waveforms given in Fig. 9(a) and the operating point at $M_H = M_L = 0.577$ of Fig. 18. Although the magnitudes of fundamental components $\hat{I}_{A,1}$ and $\hat{I}_{U,1}$ are equal as well as their THD_i , the harmonic contents are not such a manner. Besides, it can be observed that the

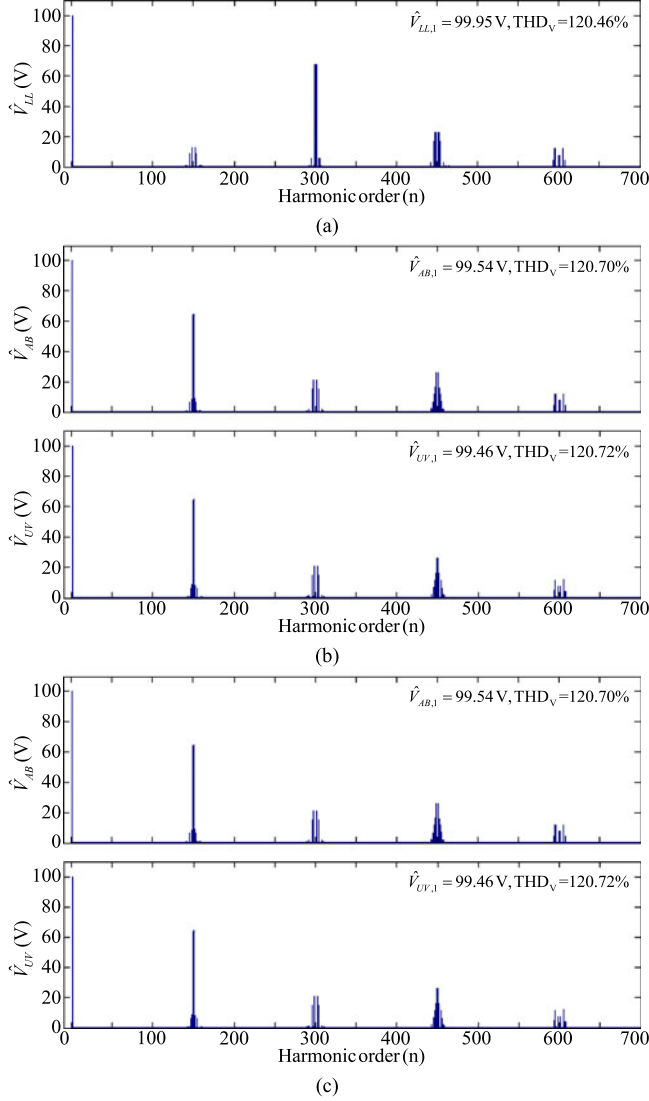


Fig. 19. High-order harmonic spectra of line-to-line voltages with modulation indexes at 0.577. (a) Conventional SVM two-level inverter. (b) Nine-switch inverter using the proposed modulation strategy with phase-shift angles $\phi_H = 0$ rad, $\phi_L = 2\pi/3$ rad. (c) Nine-switch inverter using the conventional modulation strategy [20].

triples harmonics are absent in both phase currents i_A and i_U . As expected, these details are similar to those of the conventional modulation strategy [20], as can be seen in Fig. 20(c). In addition, the current harmonics produced by the nine-switch inverter appear in the same sidebands as the conventional two-level inverter (see Fig. 20(a)), whereas their magnitudes are higher, leading to the higher THD_i. This is due to the sharing of the middle switches between the upper and lower inverters of the nine-switch inverter. However, all these low-order harmonic magnitudes are also lower than 0.2% of fundamental components. This is due to the effects of *RL* load filters.

The test of two different loads for a combination of UPS and ASD in real applications is additionally simulated in Fig. 21, where the relative parameters are reported in the Appendix (see Table VI). As herein for the UPS, the upper inverter is applied

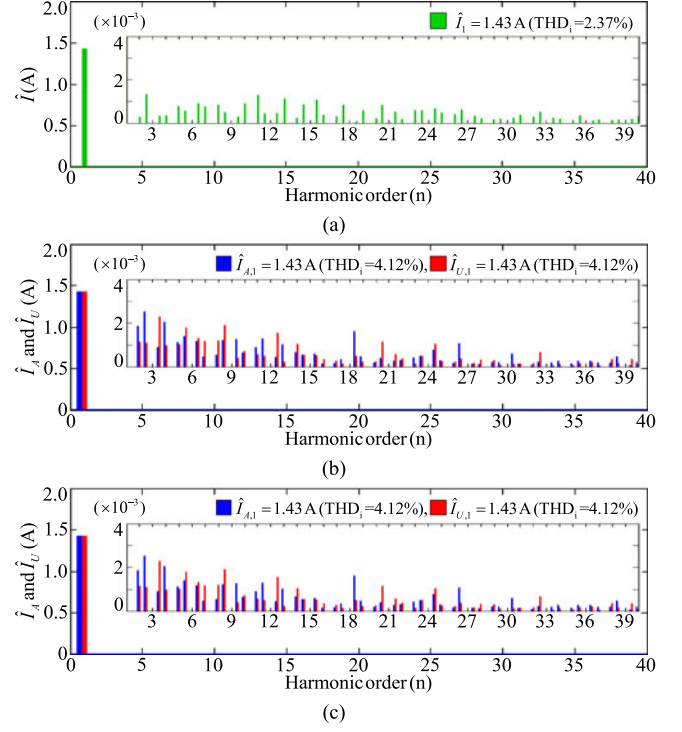


Fig. 20. Harmonic spectra of phase currents with modulation indexes at 0.577. (a) Conventional SVM two-level inverter. (b) Nine-switch inverter using the proposed modulation strategy with phase-shift angles $\phi_H = 0$ rad, $\phi_L = 2\pi/3$ rad. (c) Nine-switch inverter using the conventional modulation strategy [20].

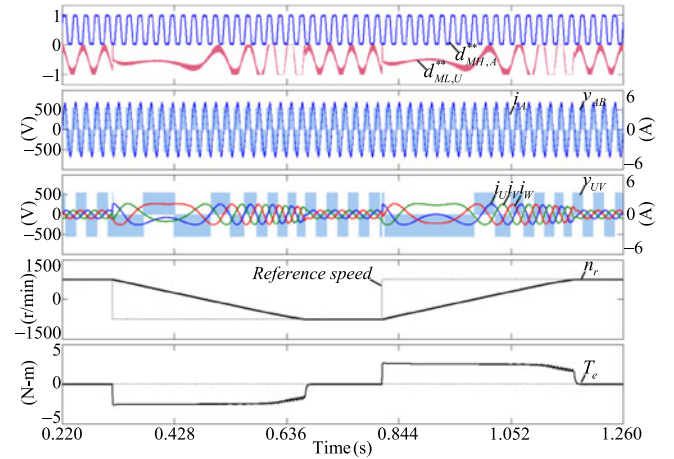


Fig. 21. Dynamic response of a combination of UPS and ASD applications for two different loads under the speed reversal operation from -750 to 750 r/min. (Top to bottom) Upper and lower duty-cycle signals $d_{MH,A}^{**}$, $d_{ML,U}^{**}$, line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A of upper inverter, and line-to-line voltage v_{UV} and phase current i_U of lower inverter, motor speed n_r , motor torque T_e .

to supply three-phase inductive loads. Besides, for the testing of the ASD, the lower inverter is used to drive an induction motor following the indirect field-oriented control scheme assigned in [23]. As can be seen in terms of duty cycles, the absence of the crossover between upper and lower duty cycles per phase

TABLE V
COMPARISON OF PERFORMANCE EVALUATIONS

Comparison	Dehnavi <i>et al.</i> [18]	Dehghan <i>et al.</i> [19]	Gao <i>et al.</i> [20]	Proposed
Modulation method	SVM (Timing calculation)	SVM (Timing calculation)	SVM (Carrier-based)	SVM (Carrier-based)
Phase-shift in common-frequency	✗	Case-by-case (only $M_H = M_L$)	Point-by-point	All radians
Difference-frequency	✓	✓	✓	✓

✓ Available ✗ Unavailable.

is completely performed. Consequently, it is evident from line-to-line voltage v_{AB} and phase current i_A that the stability of the upper inverter can be reliably maintained for the entire duration. Meanwhile, the speed reversal of the lower inverter is abreast operated within -750 to 750 r/min. Accordingly, the corresponding motor torque T_e is proportionally in accordance with the phase current i_U along with the line-to-line voltage v_{UV} , resulting in a smooth transition and stable behavior, as well-worked in a four quadrant ASD application. Consequently, it can be truly guaranteed that, based on the algorithm of the proposed strategy, the nine-switch inverter can be allowed to independently operate for two different loads or applications without affecting each other.

All the key results can corroborate the feasibility of the proposed strategy applied to this inverter and its performance evaluations compared with the existing and well-known strategies in [18]–[20] are represented in Table V. A set of SVM techniques is realized. Closed up to the phase-shift operation ($|\phi_H - \phi_L| \neq 0$) for avoiding the problem of interest in the common-frequency mode, the SVM-based strategy proposed in [18] is regardless. Along with the strategy in [19], it also advances with the case-by-case indication, which calculates from several equations. This leads to more complicated implementation for the controller. Moreover, it handles only the identical modulation index technique. Since the carrier-based SVM strategy applied in [20], it is presented as a point-by-point application and depends on many complex variables, as acquired in (14) and (18). This is evident in more extreme analytical computation. Hereupon, the simplified strategy based on carrier-based SVM is consequently proposed in this paper. With the proposed strategy, it can clearly operate for all the radians in the simple functions and these are also able to cover for the difference-frequency mode, which is appeared wherewith in the other works.

V. CONCLUSION

In this paper, a phase-shift strategy of the carrier-based SVM for the nine-switch inverter has been proposed to approach the well-evolved solution of the output voltage and current distortion problem, which is caused by the crossover of upper and lower duty cycles per phase, for both common- and difference-frequency modes. With the analytical synthesis, the proposed strategy is simplified based on the critical operating point theory for both identical and nonidentical modulation index

techniques, as it makes sense to algebraically derive the disorganized mathematical expressions for reducing complex variables and numerous computations. The simulation and experimental results are significantly recognized that the proposed strategy can avoid such a problem for all the radians, which is neither of case-by-case nor of point-by-point usability, of the different phase-shift angle between dual terminals. As far as the results are concerned, they demonstrated in good stability of steady-state and dynamic performances. This can confirm the theoretical validity of the proposed strategy as well.

APPENDIX

TABLE VI
PARAMETERS OF TWO DIFFERENT LOAD TEST

Specifications of a nine-switch inverter	Values
DC-link voltage, switching frequency (V_{DC}, f_{SW})	550 V, 7.5 kHz
Upper inverter for UPS application ($V_{phase,1} = 110$ V, 50 Hz, $Z = 40 + j2\pi \Omega$)	
Lower inverter for ASD application	
Power rating, voltage rating, current rating	1/2 hp, 400 V, 1.05 A
Motor torque rating, motor speed rating	2.6 N·m, 1360 r/min
Stator and rotor winding resistances (R_s, R_r)	30, 31.49 Ω
Stator and rotor leakage inductances (L_{ls}, L_{lr})	0.0942 H
Frequency, poles, magnetizing inductance (L_m)	50 Hz, 4 poles, 1 H

REFERENCES

- [1] C. Liu, B. Wu, and N. R. Zargari, "AC-to-AC (frequency) converter with three switches per leg," U.S. Patent 7 310 254, Dec. 18, 2007.
- [2] T. Kominami and Y. Fujimoto, "A novel nine-switch inverter for independent control of two three-phase loads," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Conf.*, 2007, pp. 2346–2350.
- [3] T. Kominami and Y. Fujimoto, "Inverter with reduced switching-device count for independent ac motor control," in *Proc. IEEE Annu. Conf. Ind. Electron. Soc.*, 2007, pp. 1559–1564.
- [4] Z. Qin, P. C. Loh, A. S. Bahman, and F. Blaabjerg, "Evaluation of current stresses in nine-switch energy conversion systems," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 11, pp. 2877–2886, 2014.
- [5] Z. Qin, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Application criteria for nine-switch power conversion systems with improved thermal performance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4608–4620, Aug. 2015.
- [6] S. M. Dehghan, M. Mohamadian, A. Yazdian, and F. Ashrafzadeh, "A dual-input-dual-output z-source inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 2, pp. 360–368, Feb. 2010.
- [7] S. M. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Yazdian, "Hybrid electric vehicle based on bidirectional z-source nine-switch inverter," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2641–2653, Jul. 2010.
- [8] C. Liu, B. Wu, N. R. Zargari, D. Xu, and J. Wang, "A novel three-phase three-leg ac/ac converter using nine IGBTs," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1151–1160, May 2009.
- [9] C. Liu, B. Wu, N. Zargari, D. Xu, and J. Wang, "Novel nine-switch PWM rectifier-inverter topology for three-phase UPS applications," *Eur. Power Electron. Drives J.*, vol. 19, no. 2, pp. 1–9, Jun. 2009.
- [10] L. Zhang, P. C. Loh, and F. Gao, "An integrated nine-switch power conditioner for power quality enhancement and voltage sag mitigation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1177–1190, Mar. 2012.
- [11] M. Azizi, A. Fatemi, M. Mohamadian, and A. Y. Varjani, "Integrated solution for microgrid power quality assurance," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 992–1001, Dec. 2012.
- [12] X. Liu, P. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "A compact three-phase single-input/dual-output matrix converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 6–16, Jan. 2012.
- [13] X. Liu, P. Wang, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "A three-phase dual-input matrix converter for grid integration of two ac type energy resources," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 20–30, Jan. 2013.

- [14] P. C. Loh, L. Zhang, and F. Gao, "Compact integrated energy systems for distributed generation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1492–1502, Apr. 2013.
- [15] X. Liu, P. C. Loh, P. Wang, and F. Blaabjerg, "A direct power conversion topology for grid integration of hybrid ac/dc energy resources," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5696–5707, Dec. 2013.
- [16] L. R. Limongi, L. R. da S. Filho, L. G. B. Genu, F. Bradaschia, and M. C. Cavalcanti, "Transformerless hybrid power filter based on a six-switch two-leg inverter for improved harmonic compensation performance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 40–51, Jan. 2015.
- [17] M. C. Cavalcanti, L. R. Limongi, M. D. B. Gomes, G. M. S. Azevedo, and L. G. B. Genu, "Eight-switch power conditioner for current harmonic compensation and voltage sag mitigation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4655–4664, Aug. 2015.
- [18] S. M. D. Dehnavi, M. Mohamadian, A. Yazdian, and F. Ashrafzadeh, "Space vector modulation for nine-switch converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1488–1496, Jun. 2010.
- [19] S. M. Dehghan, A. Amiri, M. Mohamadian, and M. A. E. Andersen, "Modular space-vector pulse-width modulation for nine-switch converters," *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 3, pp. 457–467, 2013.
- [20] F. Gao, L. Zhang, D. Li, P. C. Loh, Y. Tang, and H. Gao, "Optimal pulsewidth modulation of nine-switch converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 9, pp. 2331–2343, Sep. 2010.
- [21] F. C. de Andrade, F. Bradaschia, L. R. Limongi, and M. C. Cavalcanti, "A generalized scalar pulse-width modulation for nine-switch inverters with maximum amplitude constant frequency operation mode," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, 2015, pp. 160–165.
- [22] N. Jarutus and Y. Kumsuwan, "Phase-shift space vector pulse width modulation for nine-switch inverter," in *Proc. IEEE Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, 2014, pp. 3382–3385.
- [23] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*. Piscataway, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2006.



Neerakorn Jarutus received the B.Eng. (second-class Hons.) degree and the M.Eng. degree in electrical engineering from Chiang Mai University (CMU), Chiang Mai, Thailand, in 2013 and 2015, respectively, where she is currently working toward the Ph.D. degree in electrical engineering at CMU.

Her research interests include power converters, PWM techniques, and energy conversion systems.



Yuttana Kumsuwan (M'12) received the Ph.D. degree in electrical engineering from Chiang Mai University (CMU), Chiang Mai, Thailand, in 2007.

He was a Visiting Professor with Texas A&M University, Collage Station, USA, from October 2007 to May 2008, and with Ryerson University, Toronto, ON, Canada, from March to May 2010. Since 2015, he has been an Associate Professor with the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, CMU. His research interests include power converters, PWM techniques, multilevel converters, energy conversion systems, and electric drives.

Modified RCC MPPT Method for Single-stage Single-phase Grid-connected PV Inverters

Chaiyant Boonmee* and Yuttana Kumsuwan†

*†Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Chiang Mai University, Chiang Mai, Thailand

Abstract

In this study, a modified ripple correlation control (RCC) maximum-power point-tracking (MPPT) algorithm is proposed for a single-stage single-phase voltage source inverter (VSI) on a grid-connected photovoltaic system (GCPVS). Unlike classic RCC methods, the proposed algorithm does not require high-pass and low-pass filters or the increment of the AC component filter function in the voltage control loop. A simple arithmetic mean function is used to calculate the average value of the photovoltaic (PV) voltage, PV power, and PV voltage ripples for the MPPT of the RCC method. Furthermore, a high-accuracy and high-precision MPPT is achieved. The performance of the proposed algorithm for the single-stage single-phase VSI GCPVS is investigated through simulation and experimental results.

Key words: Arithmetic mean function, Grid-connected photovoltaic system, Maximum-power point tracking, Ripple correlation control, Single-stage single-phase voltage source inverter

I. INTRODUCTION

A grid-connected photovoltaic system (GCPVS) with single-stage single-phase voltage source inverter (VSI) is a direct power conversion from a photovoltaic (PV) array into the utility grid. GCPVS consists of a PV string, a decoupling capacitor, a half/full-bridge inverter located through the inductor, and a controller unit, which are shown in Fig. 1. This topology is a buck-type string inverter where the suitable DC bus voltage is mostly required at the least highest peak value of the utility grid voltage. It is favored for a few kilowatt ranges due to its benefits of high efficiency and reliability, small size, uncomplicated control method, and low cost [1]-[7]. With the controller unit, the maximum power point (MPP) of the PV string can be continuously achieved in every operating condition and in the power control. The improved designs of the perturb and observe (P&O) methods, which were in accordance with the MPPT algorithms, were presented in [8]-[12]. All of these algorithms provide higher performance compared to the classical P&O method. A power measurement was proposed in [9] to precisely identify how much power change was

produced from the change in irradiation, which is called the optimized dP -P&O method. This method can track the MPP accurately. In [10], the direction of varying irradiation can be estimated correctly. On the basis of this method, the power losses caused by rapidly changing irradiation can be significantly reduced. However, to accomplish the two solutions reported in [9] and [10], the controller still requires more time and higher performance. In [11], a wide-bandwidth DC voltage control loop of the P&O method was improved. However, this method cannot efficiently ensure the stability of the PV system at any operating condition. In [12], a proper design procedure for the sliding-mode controllers was compiled to ensure the stability of MPPT requirements, but this method needed the low-pass (LP) filter and was much more complex than the classical P&O method. The hill climbing and incremental conductance MPPT algorithms were reported in [13] and [14]. The performance of both MPPT methods depended on the sampling time and the step size of perturbation. By contrast, the ripple correlation control (RCC) MPPT algorithms were proposed in [15]-[20]. Compared with the method in [9]-[12] and [13], [14], the RCC MPPT method does not need the step perturbation to achieve the MPP due to the inherent gradient increment feature approach to the MPP, which can be simply implemented through an analog or digital circuit. The use of the RCC MPPT method for a DC-DC converter, which

Manuscript received Apr. 11, 2017; accepted Jun. 23, 2017

Recommended for publication by Associate Editor Jong-Bok Baek.

†Corresponding Author: yt@eng.cmu.ac.th

Tel: +66-5394-4135 to 4140, Fax: +66-5394-4195, Chiang Mai Univ.

*Dept. of Electrical Eng., Faculty of Eng., Chiang Mai Univ., Thailand

proved the high performance of this algorithm, was reported in [15] and [16]. An extreme seeking method for the RCC MPPT method used for a grid-connected inverter was proposed in [17]. Based on this method, the HP filter is still used to obtain the desired ripples. In [18], the modified extreme seeking control for a boost DC-DC converter was also reported. In [19], a combination of the RCC MPPT method and the model reference adaptive control method was addressed to eliminate the overshoot produced by using the conventional MPPT algorithm. In addition, an RCC MPPT method for the single-stage single-phase GCPVS was introduced in [20]. This method requires the first-order HP and LP filters to generate the ripples of the PV power, PV voltage, and desired average value of the ripple product. However, some of the drawbacks to these ripples and this average value depend on their time constants and the need to eliminate the AC component, which is included in the measured PV voltage, for a PI voltage controller. Most of these drawbacks are results of the reduction in the performance of tracking and the efficiency of the PV system.

To solve these drawbacks, the utilization of the moving average filter, which is sometimes called arithmetic mean function, is used in many applications [21] and was firstly applied into the MPPT algorithm for the single-stage single-phase VSI GCPVS in [22] and [23]. This development modifies the conventional RCC MPPT method, which then enabled the method to simply and precisely extract the valid AC and DC components required in the MPPT method without the carefulness of the time constant designs in HP and LP filters and the increment of the AC component filter function in the PI DC voltage controller. In this study, the modified RCC MPPT method for the single-stage single-phase VSI GCPVS is extended with deep analysis and comprehensive study on the accounts of the arithmetic mean function principle along with its modification in the proposed MPPT method, the selection of the suitable integral gain for an integrator in the proposed MPPT method, and the details of the cascade loop controllers for the single-stage single-phase VSI GCPVS. Moreover, the modified RCC MPPT method is challenged by the simulation results directly compared with the experimental results, which can confirm the feasibility of the proposed control scheme for the single-stage single-phase VSI GCPVS and can also be compared with the existing and well-known RCC MPPT and P&O MPPT methods.

II. CONVENTIONAL RCC MPPT METHOD

The zero partial derivative of the PV power to the PV voltage $\partial p_{PV} / \partial v_{PV} = 0$ is the essential value used to verify the MPP of the PV system. Furthermore, the change in PV power ∂p_{PV} and the PV voltage ∂v_{PV} act as the AC components or the ripples of the PV power $\tilde{p}_{PV}$ and the PV voltage $\tilde{v}_{PV}$,

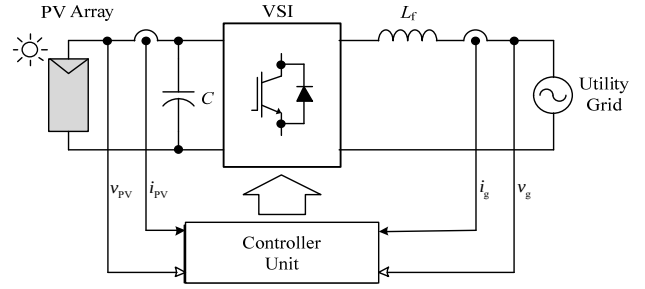


Fig. 1. The power scheme of the single-stage single-phase VSI GCPVS.

respectively, which can be described as follows [20]:

$$\frac{\tilde{p}_{PV}}{\tilde{v}_{PV}} \cong \frac{\partial p_{PV}}{\partial v_{PV}} \cong 0. \quad (1)$$

In [8]–[12], the MPP of the PV systems is achieved by adapting the function of the derivative of power to voltage in terms of ripples in Eq. (1) to avoid the critical calculation of the instantaneous power and voltage ripples by averaging the product of these ripples with the PV voltage ripple $\tilde{v}_{PV}$, which is given by

$$\frac{\partial p_{PV}}{\partial v_{PV}} \cong \frac{\frac{1}{T_{rip}} \int_{t-T}^t (\tilde{p}_{PV} \tilde{v}_{PV}) dt}{\frac{1}{T_{rip}} \int_{t-T}^t \tilde{v}_{PV}^2 dt} \cong \frac{\overline{\tilde{p}_{PV} \tilde{v}_{PV}}}{\overline{\tilde{v}_{PV}^2}}, \quad (2)$$

where T_{rip} is a cycle time of ripples. On the basis of (2), the sign of the derivative of power to voltage can be adapted directly along the average of the product $\overline{\tilde{p}_{PV} \tilde{v}_{PV}}$ due to the average of $\tilde{v}_{PV}^2$, which is always a positive value. Therefore, this sign value is adequate to track the MPP PV voltage as follows:

$$\text{sign} \left(\frac{\partial p_{PV}}{\partial v_{PV}} \right) \cong \text{sign} \left(\overline{\tilde{p}_{PV} \tilde{v}_{PV}} \right) \begin{cases} = +1 & \text{if } v_{MPP} > v_{PV} \\ = 0 & \text{if } v_{MPP} = v_{PV} \\ = -1 & \text{if } v_{MPP} < v_{PV} \end{cases}. \quad (3)$$

Three situations of the sign signal are +1, 0, and -1, and they are used to indicate an increase, standby, and decrease in the PV voltage v_{PV} for tracking the MPP PV voltage v_{MPP} , respectively. To achieve the sign as (3), the power and voltage ripples have to be obtained correctly as the basic theory of the AC components or ripples, which is calculated by

$$\tilde{p}_{PV} = p_{PV} - \bar{p}_{PV} \text{ and } \tilde{v}_{PV} = v_{PV} - \bar{v}_{PV}, \quad (4)$$

where $\bar{p}_{PV}$ and $\bar{v}_{PV}$ are the average PV power and PV voltage, respectively. Furthermore, a method that obtains the desired ripples exploited by the conventional RCC MPPTs [15]–[20] is used in the HP filter to avoid the DC component and let the LP filters average the product of ripples $\overline{\tilde{p}_{PV} \tilde{v}_{PV}}$. Although the use of the filters is not complex and achieving the desired ripples or average with only one process is easy, it still has some drawbacks with respect to the definitions of the suitable time constants for the HP and LP filters to produce a

high level of accuracy of the sign signal, which is still required as a period of time to expand the time delay for indicating the MPP of the sign signal. As mentioned, to improve the method that aims to harvest the high-performance MPP indicator with the desired sign signal, the modified RCC MPPT method is then proposed using the arithmetic mean function algorithm, which is discussed in Section III.

III. PROPOSED MODIFIED RCC MPPT METHOD

Using the proposed modified RCC MPPT method, which is directly based on the operation of the sign signal, it is dependent on the average product between the ripples of PV power $\tilde{p}_{PV}$ and PV voltage $\tilde{v}_{PV}$, which are used for tracking the MPP. With this method, the conventional method discussed in Section II is modified by applying the arithmetic mean function principle, as further discussed in Section III-A, instead of the HP and LP filters to extract the AC components, which are the ripples of PV power $\tilde{p}_{PV}$ and PV voltage $\tilde{v}_{PV}$, and the DC components, which is the average product of $\tilde{p}_{PV}\tilde{v}_{PV}$, respectively, as analyzed in Section III-B. Subsequently, the relative selection of the suitable integral gain K_{dv} in the proposed MPPT algorithm is accordingly considered in Section III-C. Additionally, the cascade loop control represented by the DC voltage controller and the grid-connected current controller is addressed in Section III-D.

A. Principle of Arithmetic Mean Function

The typical principle of the arithmetic mean function (MF) in continuous-time domain [21], with the arbitrary input signal $x(t)$, can be defined as

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T_w} \int_{t-T_w}^t x(t) dt, \quad (5)$$

where T_w is the time window width used to calculate the arithmetic mean function of the input signal $x(t)$. To determine its behavior in the frequency domain, by taking the Laplace transform into (5), the transfer function of the arithmetic mean function can be expressed as

$$MF_{DC}(s) = \frac{\bar{X}(s)}{X(s)} = \frac{1 - e^{-T_w s}}{T_w s}. \quad (6)$$

Replacing $s = j\omega$ in (6), the arithmetic mean function characteristics through the bode plot for giving $T_w = 0.01$ s with consideration of low frequency (1 Hz) to high frequency (1 kHz) is represented in Fig. 2(a). In this figure, the arithmetic mean function can block the AC component of the input signal $x(t)$ for all the integer multiples of frequency $1/T_w$. This finding means that it can easily extract the DC component in the input signal $x(t)$, which has the

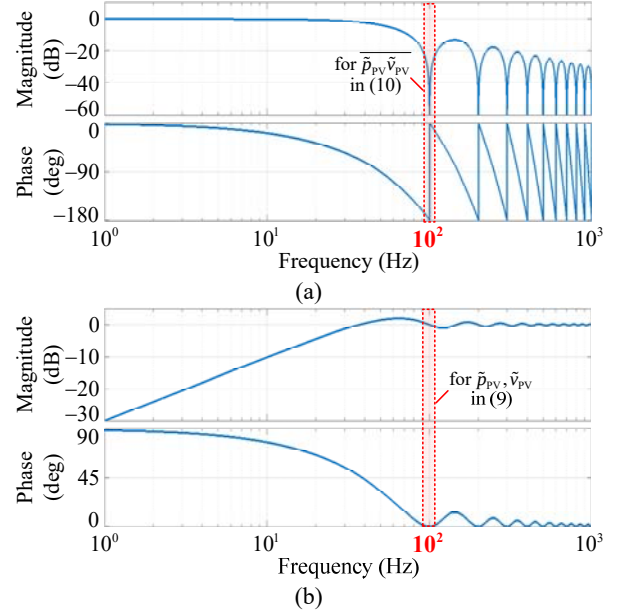


Fig. 2. Bode plots of arithmetic mean function principle for $f_w = 1/T_w = 100$ Hz : (a) DC component extraction, (b) AC component extraction.

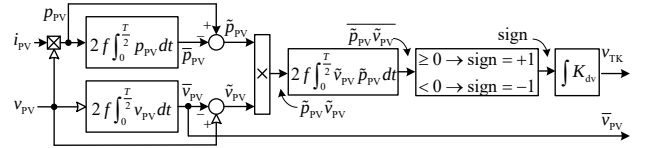


Fig. 3. Block diagram of proposed modified RCC MPPT method.

fundamental frequency $f_w = 1/T_w$, with good odd and/or even harmonic elimination.

The pure AC component of the arbitrary input signal $x(t)$ can be achieved by modifying the operation of the arithmetic mean function as follows:

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \bar{x}(t) = x(t) - \frac{1}{T_w} \int_{t-T_w}^t x(t) dt. \quad (7)$$

Likewise, its frequency appearance can be checked by taking the Laplace transforms in (7). Thus, the transfer function is

$$MF_{AC}(s) = \frac{\tilde{X}(s)}{X(s)} = \frac{e^{-T_w s} + T_w s - 1}{T_w s} = 1 - MF_{DC}(s). \quad (8)$$

The bode plot of (8) is shown in Fig. 2(b) with the capability of pure AC component extraction in the input signal $x(t)$, which means that it can provide the desired peak value without shifting the phase of the AC component for the case of the fundamental frequency of the input signal $x(t)$ being $f_w = 1/T_w$.

B. Modified RCC MPPT Method

As shown in Fig. 3, the key idea of the proposed modified RCC MPPT method is using the arithmetic mean function, which is a much simpler theoretical principle with high precision of DC and AC component extractions regardless of

changed to +1 and the tracking voltages v_{TK} are also changed as ramp-up responses. The tracking voltages v_{TK} with the high integral gain $K_{dv}=50$ can reach the MPP faster than those of the other gains. However, it also behaves as a large ripple, which is generally undesirable in PI controllers. By contrast, the tracking voltages v_{TK} may be too slow and unable to capture the MPP with low integral gain at $K_{dv}=10$. Therefore, the use of the integral gain $K_{dv}=20$ is effective enough for the proposed MPPT method, which means that it is fast enough to track the MPP with the agreeable compromise of the ripple magnitude of the tracking voltages v_{TK} , which is further transferred to a part of the cascade loop controllers, as shown in Fig. 5.

D. Cascade Loop Controllers

In the DC voltage controller, the PV voltage reference v_{PV}^* is generated by summing the rated MPP voltage V_{MPP} and the tracking voltage v_{TK} given by (11) to control the PV voltage v_{PV} that always operates on the MPP voltage V_{MPP} . Here, it can be expressed as

$$v_{PV}^* = V_{MPP} + v_{TK}, \quad (12)$$

where V_{MPP} is the initial value around the rated MPP voltage at the standard test condition (STC) of the PV array. To regulate the PV voltage v_{PV} following the MPP voltage of the PV array drawn by the reference PV voltage v_{PV}^* , a PI DC voltage controller is used to eliminate the steady-state error and achieve the MPP voltage, which is based on Kirchhoff's current law at the connected point among the PV array, the capacitor, and the inverter input terminals (see Fig. 5) as given by

$$i_C = i_{PV} - i_{INV} = C \frac{dv_C}{dt}, \quad (13)$$

where i_{INV} is the instantaneous input current of the inverter. Generally, the inverter and inductor filter (L_f) of the system are limited and have been omitted. Moreover, the PV power p_{PV} is the sum of the instantaneous capacitor power p_C and the instantaneous grid power p_g , which is equal to the instantaneous input power of inverter p_{INV} . The reference grid power can be calculated as

$$p_g^* = p_{INV}^* = v_{PV}(i_{PV} - C \frac{dv_C}{dt}). \quad (14)$$

From (14), to avoid some ripples included in the reference grid power p_g^* , the average PV voltage $\bar{v}_{PV}$ can be replaced with the instantaneous PV voltage v_{PV} , with the existing average PV voltage $\bar{v}_{PV}$, without extending the delay time.

In the grid-connected current controller, the main control objective for the proposed single-stage single-phase VSI GCPVS is to inject the active power into the grid with a unity

power factor, which is based on the standard decoupling single-phase current control [7, 10]. From Eq. (3) and Fig. 3, if the average PV voltage $\bar{v}_{PV}$ is higher than the reference PV voltage v_{PV}^* , then the average PV voltage $\bar{v}_{PV}$ has to be reduced by increasing the grid current i_g , and then v_{PV}^* is negative and $\bar{v}_{PV}$ is positive. The value of the reference PV voltage v_{PV}^* is compared with the average PV voltage $\bar{v}_{PV}$ to generate an error signal. This signal is inputted into the PI voltage controller that determines the reference active power current component i_{gd}^* , whereas the reference reactive power current component i_{gq}^* is

$$i_{gd}^* = \frac{2p_g^*}{V_{gd}} \text{ and } i_{gq}^* = \frac{2q_g^*}{V_{gd}} = 0, \quad (15)$$

where q_g^* is the reactive power, V_{gd} , V_{gq} are the $d-q$ axis grid voltage components, $V_{gd} = |\hat{v}_g|$ is the peak value of the grid voltage $\hat{v}_g$, and the grid voltage of q axis is set to zero, $V_{gq} = 0$. From (15), the required reference inverter voltage and the PI current controllers with a decoupling process are used to regulate the reference inverter voltage components, v_{od}^* and v_{oq}^* , which are calculated by

$$\begin{bmatrix} v_{od}^* \\ v_{oq}^* \end{bmatrix} = L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gd}^* \\ i_{gq}^* \end{bmatrix} + \omega L_f \begin{bmatrix} -i_{gq}^* \\ i_{gd}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{gd} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

From the preceding equation, the variables are transformed to the $\alpha-\beta$ axis reference inverter voltage component $v_{\alpha\alpha}^*$ by the position of the grid voltage (θ_g). A pulse width modulation (PWM) with unipolar technique is used to define the reference inverter voltage in the PWM block (see Fig. 5).

A simulation model in MATLAB/Simulink is built to investigate the performance of the considerable system working with the proposed MPPT method with a comparison between the selective integral gain $K_{dv}=20$ and the other gains extending the discussion in Section III-C. Moreover, the relevant parameters in Section IV (see Table I) are carried out, as shown in Fig. 6. In the first condition, the irradiance G_i steps down from 1000 W/m² to 600 W/m² (see Fig. 6(a)). $K_{dv}=20$ is selected, and the reference PV voltage v_{PV}^* in Fig. 6(b) and the reference active current i_{gd}^* in Fig. 6(c) are changed from the original MPP operation to the new MPP operation, where their speed MPP convergence is faster than that of the lower integral gain $K_{dv}=10$. However, it is almost the same as those of the higher integral gains, but has a lower ripple, which is also more effective to transfer and operate PI controllers in DC-voltage loop control and grid-connected current loop control (see the zoomed period in Fig. 6(c)). The corresponding PV power p_{PV} can be

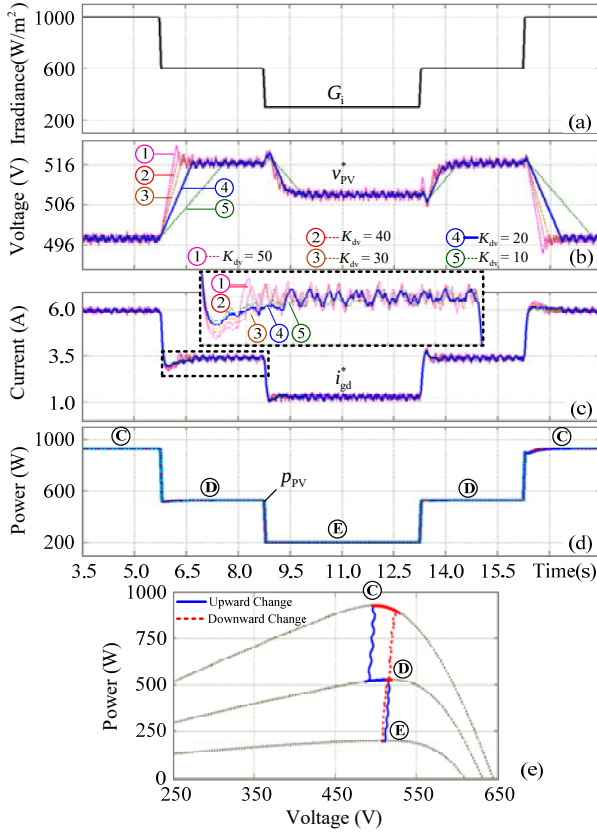


Fig. 6. Dynamics of power and control performances.

observed in Fig. 6(d), where the MPP PV power can be achieved and has a good step change from approximately 952 W to 556 W according to the step change of the irradiance G_i for all of the considerable integral gains, due to the agreeable work of the cascade loop controllers. This finding can also be examined by the corresponding P - V curve (Fig. 6(e)) from the MPP of period C to period D. Then, the next step-down change was from 600 W/m² to 300 W/m², and the returned-upward step changes also provided the same response, but only when operated at a different MPP, as shown from the transition of the MPP in period D to period E and the upward changes from period E to period D and further to period C.

IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

In this section, the proposed system presented as single-stage single-phase VSI GCPVS and the modified RCC MPPT method, as shown in Fig. 5, has been verified by the MATLAB/Simulink simulation environment, and the experimental implementation has been conducted on the laboratory prototype. Fig. 7 shows an overview diagram of the experimental prototype of the proposed system, which consists of two major parts. The first part is the controller using a dSPACE DS1104 controller via a CLP1104 input/output interface board commanded by a programmable

TABLE I
MAIN DESIGNED PARAMETERS OF PV SYSTEM

Parameters	Values
a-Si-based PV module (LSU58, Kaneka):	
Maximum power in STC (P_{MPP})	58 Wp
Open-circuit voltage in STC (V_{oc})	85 V
MPP voltage and current in STC (V_{MPP}, I_{MPP})	63 V, 0.92 A
PV array:	
Rated power (P_{rated})	928 W
Rated voltage and current (V_{rated}, I_{rated})	504 V, 1.84 A
H-bridge VSI:	
Capacitors and inductor (C_1, C_2)	2200 μ F, 8 mH
Switching frequency (f_{sw})	14 kHz
PI controllers:	
Dc voltage controller (K_{pv}, K_{iv})	0.08, 0.35
Grid-connected current controller (K_{pc}, K_{ic})	15, 2000
Single-phase utility grid:	
Grid voltage and frequency (V_g, f_i)	220 V, 50 Hz

computer (PC) system, where the sampling time rates of the cascade loop control are given by the DC voltage control and the grid-connected current control are set at 100 and 10 μ s, respectively. The second part is the hardware included in the PV array source and the grid-connected VSI, which is controlled by the PWM signals with a deadtime of 4 μ s. For a direct comparison, the parameters are set to be the same for the simulation and experiment, as shown in Table I. Significantly, the investigation considers the following points: i) to demonstrate the authentic precision of the proposed MPPT algorithm for the single-stage single-phase VSI GCPVS, ii) to demonstrate the dynamic performance of the proposed MPPT algorithm applied in the single-stage single-phase VSI GCPVS for interfacing with the single-phase utility grid, iii) and to evaluate the performance of the proposed system.

A. Precision of Modified RCC MPPT Method

Fig. 8 shows the close-up operation during the leading edge of the sign signal and the reliability of the proposed modified RCC MPPT method. This process is performed by commanding the PV current i_{pv} from 0 A to 1.25 A. Upon commencement (in area A), the PV power p_{pv} is lower than the MPP, which means that the MPP voltage is also lower than the PV voltage v_{pv} . Therefore, in this area, the average of the ripple product $\overline{\tilde{p}_{pv}\tilde{v}_{pv}}$ is maintained below 0, leading to “-1” for the sign signal. Consequently, the PV power p_{pv} and the PV current i_{pv} are continuously increased, except that the PV voltage v_{pv} is reduced. When the PV power p_{pv} is identical to the MPP, then the sign signal is precisely “0”. The exact MPP occurs at the knee point of the PV power p_{pv} , and it can also corroborate the methodical precision of the proposed MPPT algorithm. Furthermore, the PV voltage

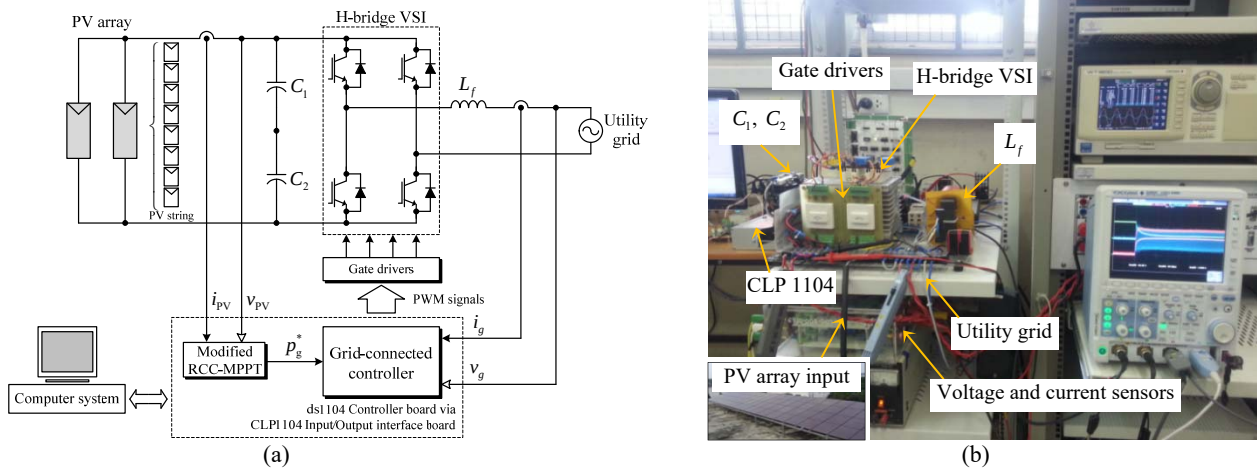


Fig. 7. Laboratory prototype setup of proposed system: (a) Diagram. (b) Photograph of hardware setup.

v_{PV} is lower than the MPP voltage and the sign signal is immediately changed to “+1,” shown in area B. The PV current i_{PV} and the PV voltage v_{PV} still increase and decrease, respectively, and the PV power p_{PV} begins to reduce from the MPP accordingly. All those variables are constant during the last 2 s period on the rightmost side until the PV current i_{PV} is constrained as a constant of approximately 1.25 A. By contrast, the sign signal again changes from “+1” to “0” and “-1,” respectively, when the PV voltage v_{PV} or the PV power p_{PV} are increased to the MPP. This finding means that the proposed MPPT method will always track the MPP to keep it constant. The good agreement between the simulation and experimental results can confirm the precision of the proposed MPPT method in theoretical modeling and real plant systems, as shown in Figs. 8(a) and (b), respectively.

B. Dynamic Performance of Modified RCC MPPT Method

The step response of the system based on the proposed modified RCC MPPT method is shown in Fig. 9. At period D, the PV power p_{PV} is initially at the MPP of approximately 36% of the rated power with a single string of the PV array. Then, it is changed to 72% of the rated power at period C by connecting the other remaining string to the PV array. Although the slight deviation of the PV voltage v_{PV} is drawn at the transient period, as observed in Fig. 9(a) (see the second trace), the system with the proposed MPPT method can immediately track the MPP. The system can also be inspected with the slight error position of the MPP voltage in the corresponding P - V curve at period D before changing the MPP of period C. The grid-connected active current i_{gd} accordingly provides a critical damped stepped-up response, whereas the reactive component can be commanded to keep the constant at zero, as shown in the third trace. Therefore, on

the next trace, the unity power factor of the voltage and current for the grid side can be achieved in steady-state and dynamic operations. Subsequently, these aforementioned responses were conducted in the same way as the challenge of the stepped-down PV power from periods C to D. The experimental results are in good agreement with the corresponding behavior, as shown in Fig. 9(b). Sequentially, the instantaneous grid voltages v_g and currents i_g in the steady state of periods D and C are shown in Figs. 10(a) and 10(b) with a good unity power factor expression and THD_i qualities below 5% by 2.74% and 1.29%, respectively.

To demonstrate the sudden variation in the irradiance, the dynamic linear shading results of the simulation and experiment are shown in Figs. 11(a) and 11(b), respectively. The PV power p_{PV} and PV current i_{PV} are found to have a linear change with time $\Delta t = 0.3$ s. During the dynamic response, the grid current i_g is slightly affected and kept constant without the overshoot of a new MPP operation. Moreover, the P - V curves are shown with the corresponding operating points. The simulated and experimental results are also in good agreement, ensuring the validity of the MPPT approach.

Fig. 12 shows the comprehensive performance of the proposed modified RCC MPPT method (see Fig. 12(a)) because the beginning of the steady-state operation included the shading condition compared with the conventional RCC MPPT method (see Fig. 12(b)) and the P&O MPPT method (see Fig. 12(c)). The realistic solar irradiances in the real plant are 920 W/m^2 , 882 W/m^2 , and 910 W/m^2 , respectively. With the proposed MPPT method in Fig. 12(a), the system is initially operated without the MPPT algorithm, and hereby the utility grid is fed by 0 W along with the absences of PV and grid currents, except that the PV voltage reaches approximately 600 V as it is the open-circuit voltage of the PV array. This operating period can be investigated at

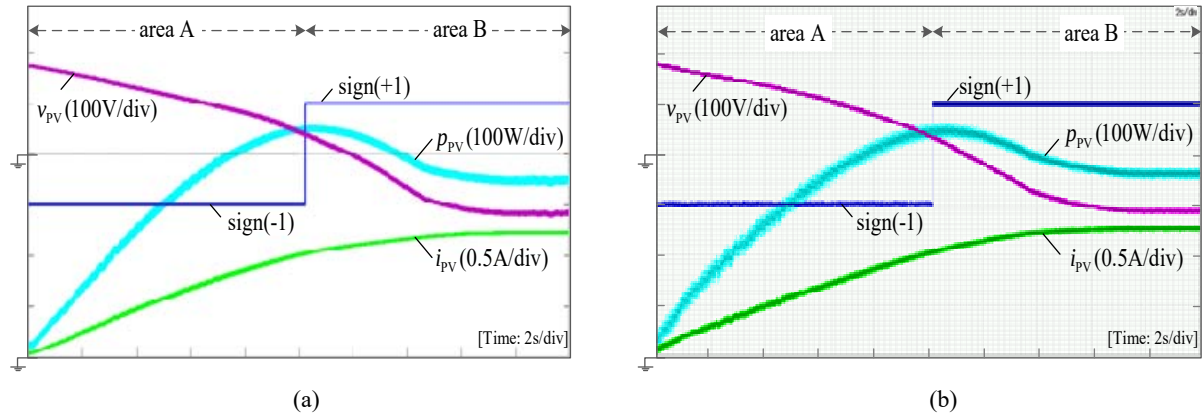


Fig. 8. Verification in accuracy and precision of proposed modified RCC MPPT method by increasing PV current i_{PV} from 0 A to 1.25A. (a) Simulation results. (b) Experimental results.

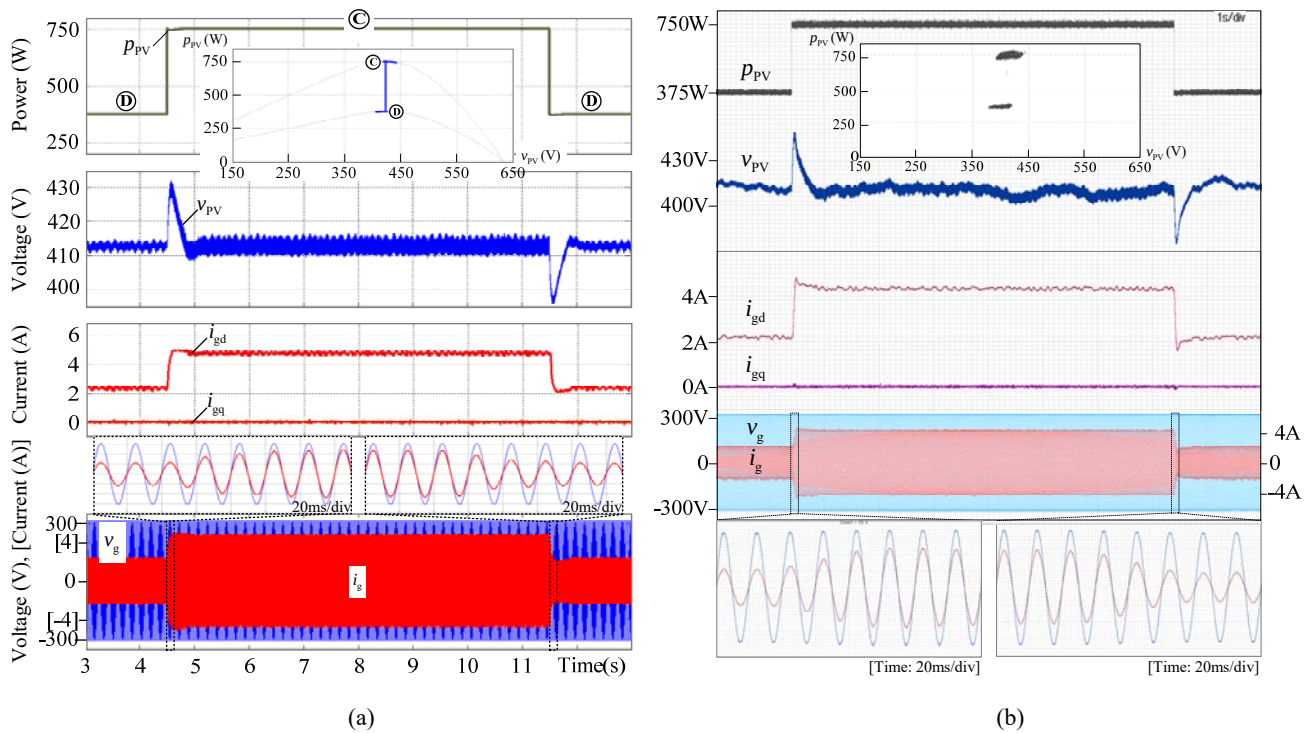


Fig. 9. Dynamic response of system using proposed modified RCC MPPT method for step change of PV power. (a) Simulation results. (b) Experimental results.

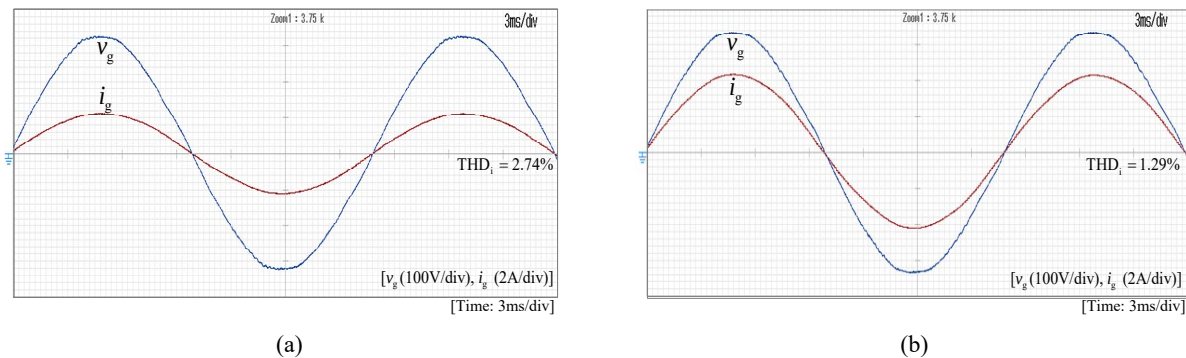


Fig. 10. Steady-state experimental waveforms of the grid voltage v_g and current i_g reported in Fig. 9(b) with (a) PV power $p_{PV} = 375$ W and (b) the PV power $p_{PV} = 750$ W.

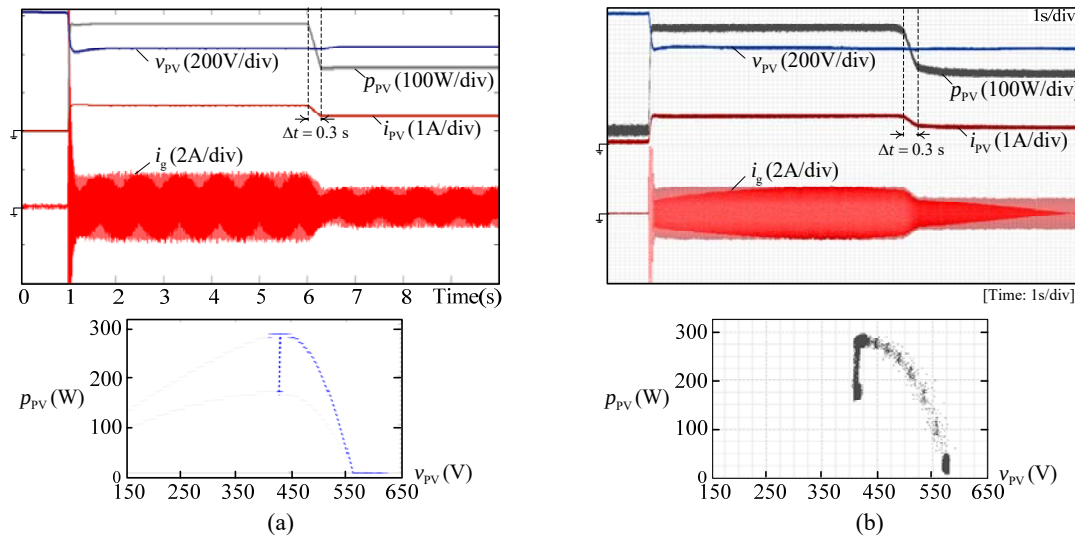


Fig. 11. Dynamic response of system using proposed modified RCC MPPT method for linear shading of PV power. (a) Simulation results. (b) Experimental results.

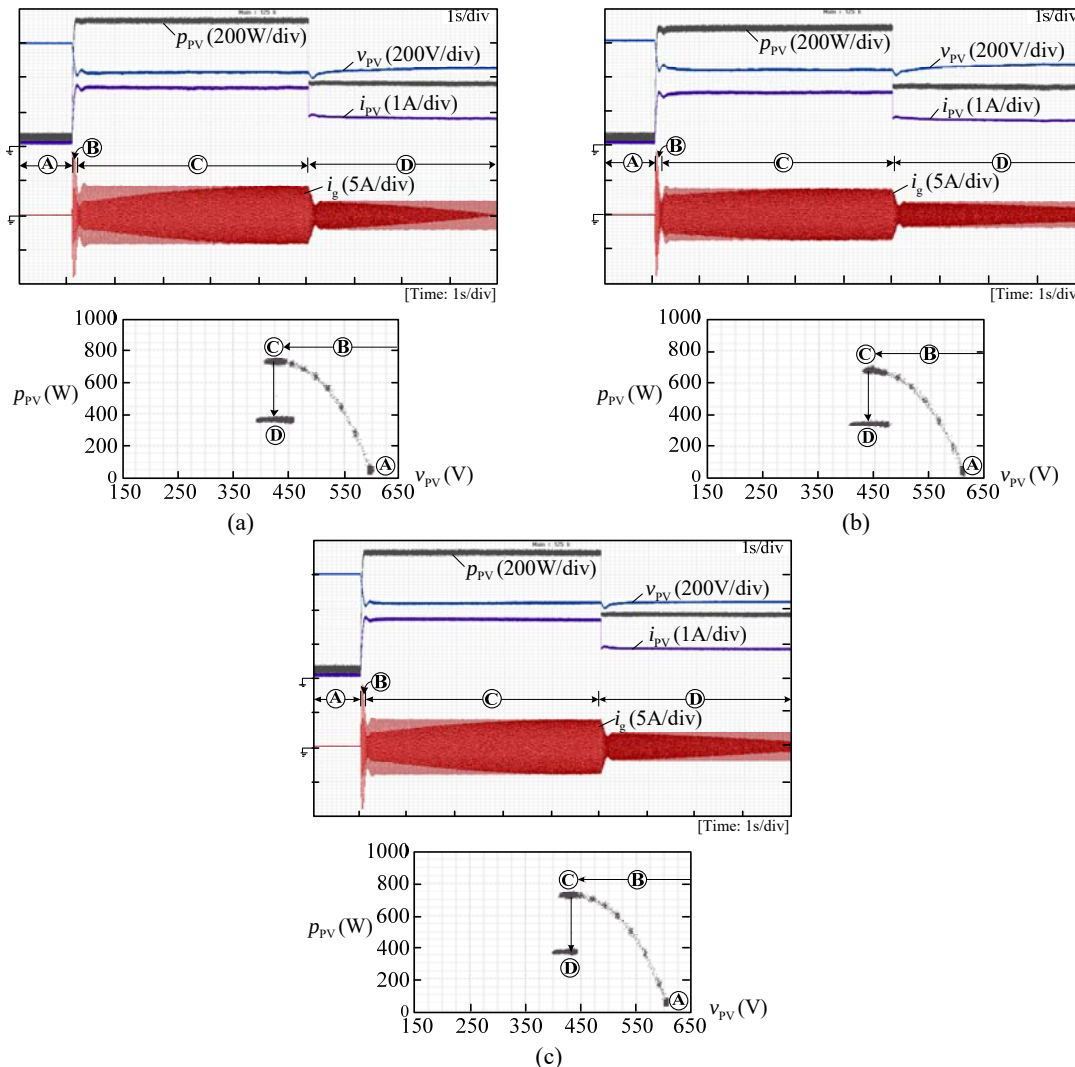


Fig. 12. Experimental results of system response since starting operation. (a) Modified RCC MPPT method. (b) Conventional RCC MPPT. (c) P&O MPPT.

period A in the corresponding P - V curve. When the proposed MPPT algorithm is started during period B, the proposed MPPT algorithm attempts to track the MPP from this period to period C with the increments of the PV power and current, but the PV voltage is decreased. Hereby, the instantaneous injection of the grid current via the H-bridge VSI is then conducted. Until the PV power reaches the MPP at 731 W in period C, the PV current and voltage are approximately 1.68 A and 435 V, which is theoretically analyzed to be approximately 79% of the open-circuit voltage. As expected, it can supply a 682 W power to the interfacing utility grid. Then, the 50% shading condition is also examined by disconnecting a PV string, as shown from periods C to D, where the response is similar to the stepped-down response from periods C to D of the prior case study discussed in Fig. 9. The comparison between the proposed MPPT method and the two results of the conventional methods shows that the responses of the system in these three MPPT methods are the same. That is, the performance of the proposed modified RCC MPPT method is able to track the MPP, whether it is the starting, dynamic changing or steady-state or any possible shading condition, where the performance is equivalent to that of the existing and well-known RCC MPPT and P&O MPPT methods. Furthermore, during the step dynamic changes for start and shading operations, the desirable MPPTs are immediately satisfactory for all the PV voltage v_{PV} , and the PV power p_{PV} , PV current i_{PV} , and grid current i_g , in accordance with the proposed method (see Fig. 12(a)), thereby conforming with those of the existing methods in Figs. 12(b) and 12(c).

V. CONCLUSIONS

In this study, a modified RCC MPPT algorithm using the simple arithmetic mean function has been proposed and validated for the single-stage single-phase VSI grid-connected PV system. This algorithm does not need filters to generate the PV power and PV voltage ripples and the average value of the ripple product. In addition, an AC component filter is not required in the part of a PI voltage controller. A high-accuracy and high-precision MPPT has been achieved during steady-state and dynamic shading operating conditions. The simulation and experimental results confirm the performance of the proposed control algorithm for the single-stage single-phase VSI grid-connected PV system.

ACKNOWLEDGMENT

This study was supported in part by the Thailand Research Fund under Grant RSA5880006 and in part by the Chiang Mai University Mid-career Research Fellowship Program.

REFERENCES

- [1] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 5, pp. 1292-1306, Sep./Oct. 2005.
- [2] J. Kim and S. Sul, "Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 2, pp. 693-697, Mar. 2007.
- [3] Y. Yang, F. Blaabjerg, and H. Wang, "Low-voltage ride-through of single-phase transformerless photovoltaic inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 50, No. 3, pp. 1942-1952, May/Jun. 2014.
- [4] W. Li, Y. Gu, H. Luo, W. Cui, X. He, and C. Hia, "Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic inverters for leakage current suppression," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 7, pp. 4537-4551, Jul. 2015.
- [5] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodríguez and M. Pacas, "Control of a single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 11, pp. 4399-4406, Nov. 2009.
- [6] R. A. Mastromauro, M. Liserre, and A. Dell, "Control issues in single-stage photovoltaic systems: MPPT current and voltage control," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, Vol. 8, No. 2, pp. 241-254, May 2012.
- [7] M. Ebrahimi, S. A. Khajehoddin, and M. K. Ghartemani, "Fast and robust single-phase DQ current controller for smart inverter applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 5, pp. 3968-3976, May. 2006.
- [8] M. A. G. de Brito, L. Galotto, Jr., L. P. Sampaio, G. de A. e Melo, and C. A. Canesin, "Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 3, pp. 1156-1167, Mar. 2013.
- [9] D. Sera, R. Teodorescu, J. Hantschel, and M. Knoll, "Optimized maximum power point tracking for fast-changing environmental conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 7, pp. 2629 - 2637, July. 2008.
- [10] R. Kadri, J.-P. Gaubert, and G. Champenois, "An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 1, pp. 66-75, Jan. 2011.
- [11] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "A technique for improving P&O MPPT performances of double-stage grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 11, pp. 4473-4482, Nov. 2009.
- [12] D. G. Montoya, C. A. R.-Paja and R. Giral, "Improved design of sliding-mode controllers based on the requirement of MPPT techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 1, pp. 234-247, Jan. 2016.
- [13] S. B. Kjaer, "Evaluation of "Hill climbing" and the "Incremental conductance" maximum power point trackers for photovoltaic power systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 27, No. 4, pp. 922-929, Dec. 2012.
- [14] A. Safari and S. Mekhilef, "Simulation and hardware implementation of incremental conductance MPPT with direct control method using cuk converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 4, pp. 1154-1161, Apr. 2011.
- [15] T. Esram, J. W. Kimball, P. T. Krein, P. L. Chapman, and P. Midya, "Dynamic maximum power point tracking of photovoltaic arrays using ripple correlation control," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, No. 5, pp. 1282-1291,

- Sep. 2006.
- [16] C. Barth and R. C. N. P.-Podgurski, "Dithering digital ripple correlation control for photovoltaic maximum power point tracking," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 8, pp. 4548-4559, Aug. 2015.
 - [17] S. L. Brunton, C. W. Rowley, S. R. Kulka, and C. Clarkson, "Maximum power point tracking for photovoltaic optimization using ripple-based extremum seeking control," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 10, pp. 2531-2540, Oct. 2010.
 - [18] A. M. Bazzi and P. T. Krein, "Ripple correlation control: an extremum seeking control perspective for real-time optimization," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 02, pp. 988-995, Feb. 2014.
 - [19] R. Khanna, Q. Zhang, W. E. Stanchina, G. F. Reed, and Z.-H. Mao, "Maximum power point tracking using model reference adaptive control," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 3, pp. 1490-1499, Mar. 2014.
 - [20] D. Casadei, G. Grandi, and C. Rossi, "Single-phase single-stage photovoltaic generation system based on a ripple correlation control maximum power point tracking," *IEEE Trans. Energy convers.*, Vol. 21, No. 2, pp. 562-568, Jun. 2006.
 - [21] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo, and M. Monfared, "Moving average filter based phase-locked loops: performance analysis and design guidelines," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 6, pp. 2750-2763, Jun. 2014.
 - [22] C. Boonmee and Y. Kumsuwan, "Modified maximum power point tracking based-on ripple correlation control application for single-phase VSI grid-connected PV systems," in *Proc. IEEE Conf., ECTI-CON 2013*, pp. 1-6.
 - [23] C. Boonmee and Y. Kumsuwan, "Control of single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter with modified MPPT for grid-connected photovoltaic systems," in *Proc. IEEE Conf., IECON 2013*, pp. 566-571, 2013.



include power electronic application and multilevel cascaded inverters.



Yuttana Kumsuwan (M'12) received his Ph.D. degree in electrical engineering from Chiang Mai University (CMU), Chiang Mai, Thailand, in 2007. He was a visiting professor at Texas A&M University, College Station, from October 2007 to May 2008, and at Ryerson University, Toronto, ON, Canada, from March to May 2010. Since 2014, he has been an Associate Professor at the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, CMU. His research interests include power converters, PWM techniques, multilevel converters, energy conversion systems, and electric drives.