

การวิเคราะห์และออกแบบคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตกริด
ฟอร์มมิ่งด้วยยุทธวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมดทวิตติงแบบซูปเปอร์
ในไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระ

ANALYSIS AND DESIGN OF A GRID-SUPPORTING GRID-FORMING
POWER CONVERTERS BASED ON A SUPER-TWISTING SLIDING MODE
CONTROL APPROACH IN ISLANDED MICROGRIDS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2567

KMITL-2025-EN-D-018-010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALYSIS AND DESIGN OF A GRID-SUPPORTING GRID-FORMING POWER
CONVERTERS BASED ON A SUPER-TWISTING SLIDING MODE CONTROL
APPROACH IN ISLANDED MICROGRIDS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2024

KMITL-2025-EN-D-018-010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2024

SCHOOL OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์และออกแบบคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตกริดฟอร์มมิ่งด้วยยุทธวิธีการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมดทวิตติงแบบซูปเปอร์โนไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระ
นักศึกษา	นาย สมเกียรติ คงคะชาติ
รหัสประจำตัว	62601021
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2567
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ศ.ดร.สุรินทร์ คำฝอย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อพัฒนาและออกแบบยุทธวิธีการควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังในระบบการผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ ซึ่งออกแบบโดยเฉพาะสำหรับระบบไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระ ยุทธวิธีที่นำเสนอใช้แนวทางการควบคุมสไลด์ดิ้งโหมดแบบไม่เชิงเส้น โดยเลือกใช้อัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์เพื่อนำมาใช้ในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังในโหมดการทำงานแบบกริดซัพพอร์ตกริดฟอร์มมิ่ง โครงสร้างการควบคุมแบบแคสเคด ซึ่งประกอบด้วย ตัวควบคุมแรงดันลูบด้านนอกและตัวควบคุมกระแสลูบด้านในประยุกต์ใช้วิธีการควบคุมด้วยอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์และการดำเนินการควบคุมในกรอบอ้างอิงหมุนแบบซิงโครนัส ข้อได้เปรียบหลักของการควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมดด้วยอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ที่ได้นำเสนอในการประยุกต์ใช้ในการควบคุมโครงสร้างการควบคุมแบบแคสเคด คือ โครงสร้างที่ง่ายต่อการควบคุมและง่ายต่อการดำเนินการ การทดสอบของฮาร์ดแวร์อินเดอะลูบภายใต้เงื่อนไขสภาวะปกติซึ่งจะเกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์ทั้งพฤติกรรมชั่วขณะและคงตัวเมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด การทดสอบมีการเปรียบเทียบความเสถียรของแรงดันและกระแสระหว่างยุทธวิธีการควบคุมทั้งสองแบบ ผลการทดลองช่วยยืนยันประสิทธิภาพการควบคุมของยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอโดยใช้หลักการของอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่ายุทธวิธีการควบคุมโดยใช้พื้นฐานของอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ ซึ่งสามารถควบคุมระดับแรงดันและลดการผันแปรได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งเหนือกว่าประสิทธิภาพของตัวควบคุมแบบพีไอตามแบบธรรมดา

Thesis	Analysis and Design of a Grid-Supporting Grid-Forming Power Converters Based on a Super-Twisting Sliding Mode Control Approach in Islanded Microgrids
Student	Mr. Somkiart Khongkhachat
Student ID.	62601021
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2024
Thesis Advisor	Prof. Dr. Surin Khomfoi

ABSTRACT

This thesis aimed to develop and design control strategies for power electronic converters in distributed generation systems, specifically designed for islanding microgrid systems. The proposed methodology employs a non-linear sliding mode control (SMC) approach, specifically utilizing the super-twisting algorithm (STA) for the regulation of power converters in the grid-supporting grid-forming (GSGFm) mode. A cascaded control scheme with an outer-loop voltage controller and an inner-loop current controller utilizes a STA method implemented in the synchronous rotating reference frame (SRRF). The main advantage of the proposed sliding mode control strategy based-on the super-twisting algorithm (STA-SMC) in the cascade control methodology is its simple structure and easy implementation. The Hardware-in-the-Loop (HIL) testing under normal conditions typically involves analyzing both transient and steady-state behavior while supplying energy to the load. The stability of both voltage and current is compared between the two control strategies. The experimental results provide confirmation of the control performance of the proposed control methodology based on the STA method. The results demonstrate that the STA-based control methodology effectively regulates voltage levels and minimizes fluctuations, surpassing the performance of a classical PI controller.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ศ.ดร.สุรินทร์ คำฝอย ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณ ศ.ดร.ปฏิพัทธ์ ทวนทอง ศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ รศ.ดร.คมสันต์ หงษ์สมบัติ และ ผศ.ดร.ธีรพล โพธิ์พงษ์วิวัฒน์ กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำตลอดจนข้อชี้แนะ จนในที่สุดทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบพระคุณ ดร.บัญชา เกิดมณี อธิการบดี และ ดร.นภวรรณ แยมขุติ รองอธิการบดี มหาวิทยาลัยธนบุรี ที่ให้ความอนุเคราะห์แก่ข้าพเจ้าสำหรับสถานที่ทำงาน

ขอขอบคุณ อาจารย์ คณาจารย์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธนบุรี ที่ช่วยเหลือข้าพเจ้าในหลายๆ ด้าน ทั้งในเรื่องที่ทำงานและเรื่องสุขภาพ

ขอขอบคุณ พี่ๆ น้องๆ ใน Real Lab. ที่ช่วยชี้แนะแนวทางการออกแบบและทำการทดลอง รวมถึงการช่วยชี้แนะแนวทางการตีพิมพ์บทความจนสำเร็จลงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายต้องขอขอบคุณภรรยาของข้าพเจ้า คุณสุมาลี ลีประโคน ที่เป็นเสมือนคู่มือและเป็นกำลังใจที่ดีตลอดมา

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่านทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

สมเกียรติ คงคะชาติ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
รายการค้าย่อและสัญลักษณ์.....	XII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	5
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	6
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	6
1.5 ขอบเขตงานวิจัย.....	6
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	7
บทที่ 2 ไมโครกริด.....	8
2.1 การจำแนกการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กำลัง.....	8
2.1.1 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Forming.....	9
2.1.2 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding.....	9
2.1.3 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting.....	10
2.2 การควบคุมแบบทรูป (Droop Control).....	13
2.2.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ด้วยทรูปคอนโทรล (PQ Inverter With Droop Control).....	16
2.2.2 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันด้วยทรูปคอนโทรล (VSI With Droop Control).....	17
2.3 แบบจำลองการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กำลัง (Modeling Control of Power Converters).....	17
2.3.1 โมเดลด้านไฟเอซี (AC Side Model).....	19

สารบัญ (ต่อ)

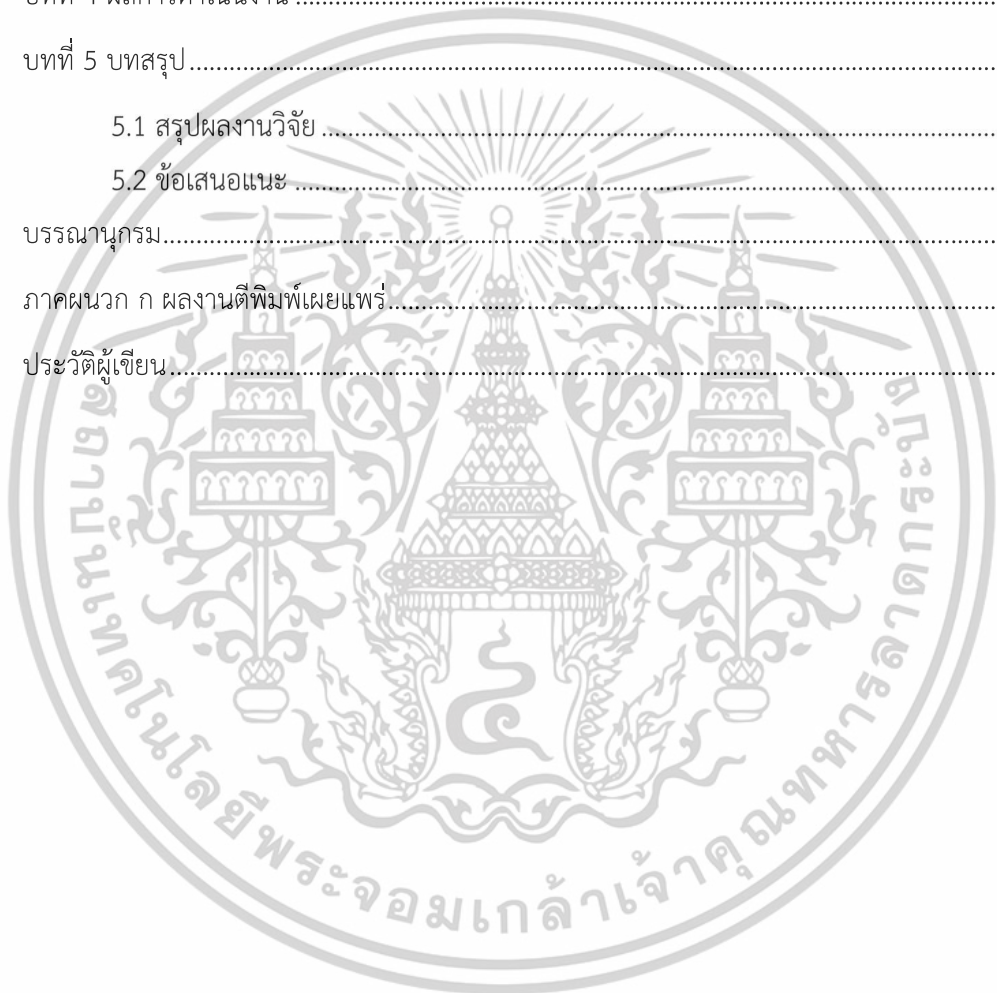
หน้า

2.3.2 ระบบการควบคุมของ VSC โดยใช้พื้นฐานการควบคุมแบบโวลต์เดจออกเรียน (Control System of VSC Based on VOC)	20
2.3.3 ตัวควบคุมแรงดันไฟดีซี (DC Voltage Controller).....	24
2.4 วิธีการควบคุมเอซีไมโครกริด (AC Microgrid Control Methods).....	26
2.4.1 ยุทธวิธีการควบคุมเอซีไมโครกริดแบบลำดับชั้น (Hierarchical AC Microgrid Control Strategies).....	28
2.5 โหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระในเอซีไมโครกริด (Islanding Operation in AC Microgrid).....	36
2.5.1 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ในเอซีไมโครกริด.....	38
2.5.2 การควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้า.....	43
บทที่ 3 การควบคุมแบบสไลด์ิงโหมด	45
3.1 รูปแบบโดยทั่วไปของการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมด.....	45
3.2 พื้นฐานทฤษฎีของ SMC.....	46
3.3 วิธีการออกแบบ SMC.....	47
3.3.1 การออกแบบบนพื้นฐานการควบคุมสมมูล	48
3.3.2 วิธีการกฎการเข้าถึง	49
3.4 ปัญหาการสั่น	50
3.5 การควบคุมแบบ Second-Order Sliding Mode (SOSM).....	50
3.5.1 ข้อกำหนด (Definitions).....	50
3.5.2 พลวัตของ SOSM.....	51
3.6 ตัวควบคุมแบบ SOSM.....	54
3.6.1 อัลกอริทึมการควบคุมแบบซูเปอร์ทวิตติง (Super-Twisting Control Algorithm).....	55
3.6.2 อัลกอริทึมการควบคุมแบบทวิตติง (Twisting Control Algorithm)	55
3.6.3 อัลกอริทึมการควบคุมแบบ Sub-Optimal	57
3.7 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตกริดฟอร์มมิงด้วยเทคนิคการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมดลำดับที่ 2 อัลกอริทึมทวิตติงแบบซูเปอร์	58
3.7.1 โมเดลคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์กำลังเชื่อมต่อกกริด	59
3.7.2 วิธีการควบคุมแบบรูป	63
3.7.3 การควบคุมแบบสไลด์ิงโหมดด้วยการใช้อัลกอริทึมทวิตติงแบบซูเปอร์	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.7.4 อัลกอริทึมทวิตต์แบบซูปเปอร์ของลูการควบคุมกระแส.....	66
3.7.5 อัลกอริทึมทวิตต์แบบซูปเปอร์ของลูการควบคุมแรงดัน.....	70
3.8 เส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์ (Inverter Capability Curve).....	73
3.9 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม.....	75
บทที่ 4 ผลการดำเนินงาน.....	87
บทที่ 5 บทสรุป.....	99
5.1 สรุปผลงานวิจัย.....	99
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	100
บรรณานุกรม.....	101
ภาคผนวก ก ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่.....	104
ประวัติผู้เขียน.....	157



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์พื้นฐานสำหรับการทดลองระบบควบคุมไม่โครกริดแบบแยกตัวอิสระและ VSC ที่ควบคุมด้วยบอร์ดโปรเซสเซอร์สัญญาณดิจิทัล 32 บิต LAUNCHXL-F28379D.....	88



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 1.1 ไมโครกริดไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งพลวัตของระบบถูกควบคุมด้วยคอนเวอร์เตอร์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง	3
รูปที่ 2.1 โครงสร้างการควบคุมพื้นฐานในอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบ Grid Forming 3 เฟส ซึ่งสร้างแรงดันไฟฟ้าแบบไซน์ที่ถูกกำหนดโดยแอมพลิจูดแรงดันไฟฟ้า v^* และความถี่อ้างอิง ω^*	8
รูปที่ 2.2 โครงสร้างการควบคุมพื้นฐานในคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding 3 เฟส	10
รูปที่ 2.3 โครงสร้างการควบคุมพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting 3 เฟส เมื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน	11
รูปที่ 2.4 โครงสร้างการควบคุมพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-support 3 เฟส เมื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส	12
รูปที่ 2.5 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชื่อมต่อกับบัสอนันต์ (Infinite Bus)	13
รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง $P-f$ และ $Q-E$ ของทรูปคอนโทรล	14
รูปที่ 2.7 ระบบ 2 บัสของโครงข่ายไฟฟ้าแรงดันสูง (HV)	15
รูปที่ 2.8 คอนเวอร์เตอร์กำลังชนิดแหล่งจ่ายแรงดันด้านไฟเอซีเชื่อมโยงทางดีซี (DC Link) ร่วมกัน	18
รูปที่ 2.9 ไดอะแกรมเส้นเดียวแสดงการเชื่อมต่อของ VSC	19
รูปที่ 2.10 โครงสร้างการควบคุมโวลต์เตจออเรียนแบบลูปปิดสำหรับกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน	20
รูปที่ 2.11 โครงสร้างการควบคุมกระแสจากพื้นฐานของการควบคุมแบบ VOC ในแกนซิงโครนัส	21
รูปที่ 2.12 การควบคุมแบบลูปปิดของแรงดันดีซีและกำลังไฟฟ้าเสมือนจากพื้นฐานของการควบคุมแบบ VOC ในแกนซิงโครนัส	23
รูปที่ 2.13 โครงสร้างของการควบคุมแรงดันดีซี	24
รูปที่ 2.14 การควบคุมแรงดันดีซีด้วยทรูปคอนโทรล	25
รูปที่ 2.15 โครงสร้างพื้นฐานของเอซีไมโครกริด	26
รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง $P-w$ และ $Q-V$ ของทรูปคอนโทรล	30
รูปที่ 2.17 ตัวควบคุมชั้นทุติยภูมิของเอซีไมโครกริดสำหรับชดเชยแอมพลิจูดแรงดันและความถี่ที่เบี่ยงเบน	31
รูปที่ 2.18 ตัวควบคุมชั้นที่สามสำหรับควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าที่จุด PCC	33
รูปที่ 2.19 โครงสร้างของยุทธวิธีกริดควบคุมเอซีไมโครกริดแบบลำดับขั้น	34
รูปที่ 2.20 โครงสร้างของไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระ ประกอบด้วย แหล่งพลังงานงานทางเลือก, ระบบกักเก็บพลังงาน (ESS) และ โหลด	35

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.21 เทคนิคการควบคุมสำหรับอินเวอร์เตอร์แต่ละชนิด (a) GFm, (b) GFd, (c) GSGFm และ (d) GSGFd.....	36
รูปที่ 2.22 โครงสร้างการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ GSGFm เมื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน	38
รูปที่ 2.23 กราฟคุณลักษณะของ $P-f$ และ $Q-V$ รูป.....	41
รูปที่ 3.1 แนววิถีของ SOSM.....	51
รูปที่ 3.2 แนววิถีเฟสของ STA.....	54
รูปที่ 3.3 แนววิถีเฟสของ Twisting Algorithm.....	56
รูปที่ 3.4 แนววิถีเฟสของ Sub-optimal Algorithm.....	57
รูปที่ 3.5 โครงสร้างของอัลกอริทึมทวิตติ้งแบบซูปเปอร์ดำเนินการภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm.....	60
รูปที่ 3.6 โดอะแกรมทางไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเชื่อมต่อกริดด้วยตัวกรองแบบ LCL.....	60
รูปที่ 3.7 กราฟคุณลักษณะ $P-w$ และ $Q-E$ รูป.....	64
รูปที่ 3.8 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบ STA-SMC สำหรับรูปการควบคุมกระแส.....	66
รูปที่ 3.9 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบ STA-SMC สำหรับรูปการควบคุมแรงดัน.....	69
รูปที่ 3.10 เส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์และการตั้งค่า.....	74
รูปที่ 3.11 จตุภาคแรกของเส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์โดยที่ %PminNoVars และ %PminkvarMax ถูกปิดใช้งาน (ซ้าย) และ %PminNoVars และ %CutIn/CutOut ถูกปิดใช้งาน และ %PminkvarMax = 0.75 (ขวา).....	74
รูปที่ 3.12 การทำงานของอินเวอร์เตอร์ เช่น เงื่อนไขบนเส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์.....	75
รูปที่ 3.13 กำลังไฟฟ้าจริง เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI.....	76
รูปที่ 3.14 กำลังไฟฟ้าจริง เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	76
รูปที่ 3.15 กำลังไฟฟ้าเสมือน เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI.....	77
รูปที่ 3.16 กำลังไฟฟ้าเสมือน เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA.....	77
รูปที่ 3.17 กระแสโหลด I_{abc} เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI.....	77
รูปที่ 3.18 กระแสโหลด I_{abc} เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	78
รูปที่ 3.19 แรงดันเอาต์พุตของ VSC (V_{abc}) เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI.....	79
รูปที่ 3.20 แรงดันเอาต์พุตของ VSC (V_{abc}) เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	79
รูปที่ 3.21 ความถี่จาก PLL เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI.....	79
รูปที่ 3.22 ความถี่จาก PLL เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	80
รูปที่ 3.23 แรงดันบนแกน d เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI.....	80

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 3.24 แรงดันบนแกน d เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC	80
รูปที่ 3.25 กระแสบนแกน d เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	81
รูปที่ 3.26 กระแสบนแกน d เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC	81
รูปที่ 3.27 กระแสบนแกน q เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	81
รูปที่ 3.28 กระแสบนแกน q เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC	82
รูปที่ 3.29 กำลังไฟฟ้าจริงของโหลดแบบขั้นบันได เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	82
รูปที่ 3.30 กำลังไฟฟ้าจริงของโหลดแบบขั้นบันได เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC	83
รูปที่ 3.31 กำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลดแบบขั้นบันได เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	83
รูปที่ 3.32 กำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลดแบบขั้นบันได เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC	83
รูปที่ 3.33 การจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	85
รูปที่ 3.34 กำลังไฟฟ้าจริงของโหลด เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC	85
รูปที่ 3.35 กำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลด เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	85
รูปที่ 3.36 กำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลด เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC	86
รูปที่ 3.37 การแกว่งของแรงดันแกน d (V_d) เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	86
รูปที่ 3.38 การแกว่งของแรงดันแกน d (V_d) เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC	86
รูปที่ 4.1 ระบบการดำเนินงานทดลองของเครื่องต้นแบบ	89
รูปที่ 4.2 โครงสร้างของระบบการควบคุมเครื่องต้นแบบ	89
รูปที่ 4.3 สภาวะชั่วขณะและสภาวะคงตัวของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	90
รูปที่ 4.4 สภาวะชั่วขณะและสภาวะคงตัวของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	90

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.5 สภาวะชั่วขณะและสภาวะคงตัวของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	91
รูปที่ 4.6 สภาวะชั่วขณะและสภาวะคงตัวของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	91
รูปที่ 4.7 รูปแบบซุมอินของสภาวะชั่วขณะของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	92
รูปที่ 4.8 รูปแบบซุมอินของสภาวะชั่วขณะของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	92
รูปที่ 4.9 รูปแบบซุมอินของสภาวะชั่วขณะของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	93
รูปที่ 4.10 รูปแบบซุมอินของสภาวะชั่วขณะของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	93
รูปที่ 4.11 รูปแบบซุมอินของสภาวะคงตัวของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	94
รูปที่ 4.12 รูปแบบซุมอินของสภาวะคงตัวของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	94
รูปที่ 4.13 รูปแบบซุมอินของสภาวะคงตัวของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	96
รูปที่ 4.14 รูปแบบซุมอินของสภาวะคงตัวของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	96
รูปที่ 4.15 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI	97
รูปที่ 4.16 สเปกตรัมแรงดันและกระแสด้าน VSC เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI.....	97
รูปที่ 4.17 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC.....	98
รูปที่ 4.18 สเปกตรัมแรงดันและกระแสด้าน VSC เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC	98

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

dq -frame	Synchronous rotating reference frame
C_{dc}	DC link capacitance
ω, E	Actual frequency and amplitude voltage values
ω^*, E^*	Frequency and voltage set point values
$\Delta\omega, \Delta E$	Frequency and voltage deviations
k_m, k_n	Droop control gains
$P-\omega, Q-E$	Active power versus frequency and reactive power versus voltage
ω_g	Fundamental angular frequency of the utility grid voltage
ω_c	Cut-off angular frequency of the low-pass filter
L_t	Total inductance of the filter inductors
R_t	Total resistance of the filter inductors
C_{fa}, C_{fb}, C_{fc}	Capacitances of the LCL filter
L_{1a}, L_{1b}, L_{1c}	Inverter-side inductances
L_{2a}, L_{2b}, L_{2c}	Grid-side inductances
R_{1a}, R_{1b}, R_{1c}	Inverter-side resistances
R_{2a}, R_{2b}, R_{2c}	Grid-side resistances
i_{ia}, i_{ib}, i_{ic}	Inverter output terminal currents
$\hat{i}_{id}, \hat{i}_{iq}$	Corresponding the VSC output currents in the SRRF
i_{oa}, i_{ob}, i_{oc}	Grid-side currents
$\hat{i}_{od}, \hat{i}_{oq}$	Corresponding grid-side currents in the SRRF
V_{ga}, V_{gb}, V_{gc}	Grid-side voltages
V_{gd}, V_{gq}	Corresponding grid-side voltages in the SRRF
V_{ia}, V_{ib}, V_{ic}	Inverter output terminal voltages
V_{id}, V_{iq}	Corresponding the VSC output terminal voltages in the SRRF
V_{oa}, V_{ob}, V_{oc}	Terminal voltage in the filter capacitors
V_{od}, V_{oq}	Corresponding terminal voltage in the filter capacitors in SRRF
V_{dc}	DC link voltage
P, Q	Instantaneous active and reactive power
P^*, Q^*	Active and reactive power set point values
sgn	Signum function
σ	Sliding variable

x	State variable vector
y	System output
u	Control variable
U	Control action
k_p, k_i	Positive sliding surface constant gains
σ_{id}, σ_{iq}	Sliding manifolds of the current in dq -axis
σ_{vd}, σ_{vq}	Sliding manifolds of the voltage in dq -axis
i_{id}^*, i_{iq}^*	Reference current values in dq -axis
$\dot{i}_{id}, \dot{i}_{iq}$	Real current values in dq -axis
v_{od}^*, v_{oq}^*	Reference voltage values in dq -axis
v_{od}, v_{oq}	Real voltage values in dq -axis
STA_{id}, STA_{iq}	Super-twisting algorithm current controllers in dq -axis
U_{id}, U_{iq}	Control functions of the current control in dq -axis
$k_{pid}, k_{piq}, k_{iid}, k_{iiq}$	Positive constant gains for a STA of the current control in dq -axis
$STAV_d, STAV_q$	Super-twisting algorithm voltage controllers in dq -axis
U_{vd}, U_{vq}	Control functions of the voltage control in dq -axis
$k_{pvd}, k_{pvq}, k_{ivd}, k_{ivq}$	Positive constant gains for a STA of the voltage control in dq -axis
\dot{V}	First-time derivative of the Lyapunov function
DG	Distributed Generation
DERs	Distributed Energy Resources
DFIG	Doubly-Fed Induction Generator
GSGFm	Grid-Supporting Grid-Forming
HIL	Hardware-in-the-Loop
HOSM	High-Order Sliding Mode
LPF	Low-Pass Filter
LV	Low-Voltage
NPC	Neutral-Point-Clamped
PCC	Point of Common Coupling
cVPI	Complex Vector Proportional-Integrator
PHIL	Power Hardware-in-the-Loop
PI	Proportional-Integral

PID	Proportional-Integral-Derivative
PWM	Pulse-Width Modulation
RES	Renewable Energy System
SMC	Sliding Mode Control
SOSMC	Second Order Sliding Mode Controller
STA-SMC	Super-Twisting Sliding Mode Control
SRF	Stationary Reference Frame
SRRF	Synchronous Rotating Reference Frame
STA	Super-Twisting Algorithm
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
VOC	Voltage-Oriented Control
VSC	Voltage-Source Converter



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

อุตสาหกรรมการผลิตไฟฟ้า การส่งจ่ายและการจำหน่ายไฟฟ้าผ่านขั้นตอนการพัฒนาที่แตกต่างกันหลายขั้นตอนด้วยเทคโนโลยีใหม่ๆ ยังคงมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบันโครงสร้างพื้นฐานทั้งหมดเรียกกันทั่วไปว่าระบบไฟฟ้า ในช่วงต้นศตวรรษที่ 20 สังคมยุคใหม่เริ่มมีการรวมตัวกันของคู่แข่งด้านการผลิตพลังงานไฟฟ้า ซึ่งเคยกระจายตัวกันมาก่อนและโดยปกติแล้วจะตั้งอยู่ใกล้กับผู้ใช้พลังงานไฟฟ้าปลายทาง นำไปสู่การผูกขาดขนาดใหญ่ที่ได้รับการอนุมัติจากรัฐ ซึ่งการเคลื่อนไหวเชิงกลยุทธ์นี้จำเป็นเพื่อให้แน่ใจว่ามีการสร้างโครงสร้างพื้นฐานที่ได้มาตรฐานและเพิ่มความเชื่อถือได้ของการให้บริการสำหรับเทคโนโลยีที่กลายมาเป็นความต้องการพื้นฐานของมนุษย์ในเวลาไม่ถึงศตวรรษของการพัฒนา การนำระบบควบคุมส่วนกลางที่ทำหน้าที่เป็นผู้ควบคุมดูแลหน่วยผลิตไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกันเหล่านี้มาใช้เป็นแรงกระตุ้นให้เกิดการเติบโตในสาขาวิศวกรรมระบบไฟฟ้า ซึ่งเกี่ยวข้องกับการพัฒนาและเพิ่มประสิทธิภาพของการประมาณการเพื่อสร้างระบบไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพปลอดภัย และความเชื่อถือได้ของระบบไฟฟ้า

ภาวะโลกร้อนและความต้องการพลังงานที่เพิ่มขึ้นเป็นปัจจัยสำคัญที่สุดที่ผลักดันให้มีการใช้แหล่งพลังงานหมุนเวียน (RESs) เพื่อลดการปล่อยก๊าซเรือนกระจก (GHG) จากการผลิตไฟฟ้าจากเชื้อเพลิงฟอสซิล แหล่งพลังงานแบบกระจาย (DER) เช่น แผงโซลาร์เซลล์ (PV) กังหันลม (WT) หน่วยความร้อนและพลังงานรวม (CHP) และโหลดที่ควบคุมได้ เช่น ยานยนต์ไฟฟ้า (EV) คาดว่าจะมีบทบาทสำคัญในการจ่ายไฟฟ้าในอนาคต เนื่องจากมีประโยชน์สำคัญ เช่น การลดการปล่อยคาร์บอน การเพิ่มประสิทธิภาพการใช้พลังงาน การปรับปรุงคุณภาพและความน่าเชื่อถือของพลังงาน (PQR) และการลดการสูญเสียพลังงานและการชะลอแผนการขยายโครงข่ายไฟฟ้า โดยธรรมชาติของความไม่สม่ำเสมอของพลังงานไฟฟ้าจากระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ที่ใช้พลังงานหมุนเวียนเป็นความท้าทายหลักในการบูรณาการเข้ากับระบบไฟฟ้ากำลังแบบเดิม [1], [2]

เนื่องจากความต้องการของโหลดที่เพิ่มขึ้นและแรงกดดันสำหรับเทคโนโลยีการผลิตไฟฟ้าที่เป็นมิตรต่อสิ่งแวดล้อม ความสมดุลระหว่างการผลิตไฟฟ้าแบบกระจายและแบบศูนย์กลางการผลิตไฟฟ้ากำลังได้รับการประเมินใหม่ด้วยรูปแบบที่ทันสมัยของพลังงานที่ยั่งยืนและเมืองอัจฉริยะ (Smart cities) ที่พึ่งพาโครงข่ายไฟฟ้าที่มีการติดตั้งระบบผลิตไฟฟ้าแบบกระจายกำลังการผลิตต่ำและจำนวนเพิ่มมากขึ้น ในสถานการณ์นี้ ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์จะถูกเรียกว่า ระบบผลิตไฟฟ้าขนาดเล็ก (กำลังการผลิตโดยทั่วไปน้อยกว่า 50 เมกะวัตต์) ที่ติดตั้งใกล้หรือเป็นส่วนหนึ่งของสิ่งอำนวยความสะดวกสำหรับผู้บริโภคปลายทาง ซึ่งสามารถทำงานโดยอิสระจากโครงข่ายการจ่ายโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

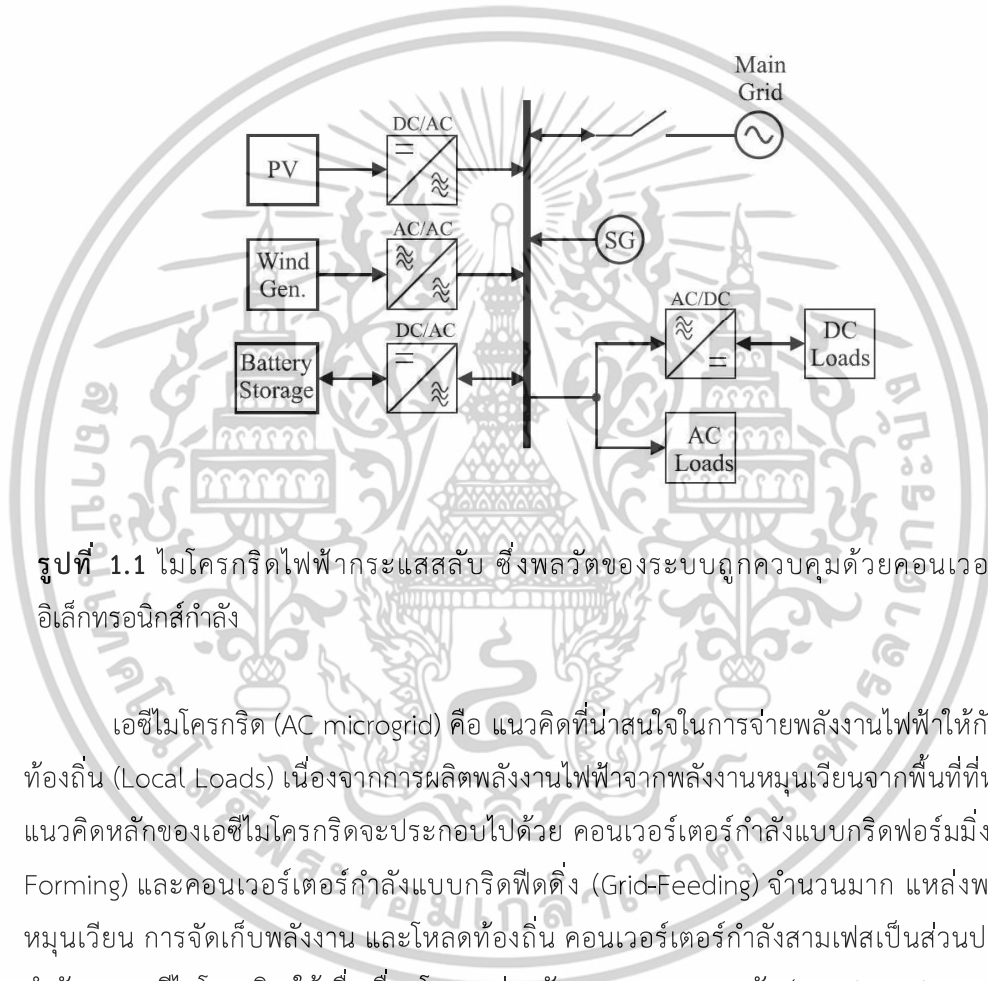
จากส่วนกลางและโดยปกติจะเชื่อมโยงกับแหล่งพลังงานหมุนเวียน เช่น กังหันลมหรือระบบที่ผลิตไฟฟ้าจากแผงโซลาร์เซลล์

ความท้าทายทางเศรษฐกิจ ความก้าวหน้าทางเทคโนโลยี และผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม ทำให้ต้องมีระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์แทนการผลิตแบบรวมศูนย์แบบเดิม ซึ่งปัจจุบันบริษัทผู้ผลิตและจัดหาพลังงานไฟฟ้าต้องเผชิญกับความยากลำบากที่ไม่เคยเกิดขึ้นมาก่อนในด้านของการตอบสนองความต้องการของโหลด ความพึงพอใจของผู้บริโภค และผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม ดังนั้นการผลิตแบบกระจายศูนย์ดังกล่าวจึงได้รับความสนใจอย่างมากเนื่องจากมีศักยภาพในการช่วยลดภาระการจ่ายพลังงานไฟฟ้าจากระบบส่งจ่ายไฟฟ้าหลักโดยการจ่ายโหลดภายในพื้นที่รายย่อย อย่างไรก็ตามการผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ต้องเผชิญกับปัญหาทางเทคนิคเกี่ยวกับการเชื่อมต่อกับระบบการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานหมุนเวียนที่ไม่ต่อเนื่องและพื้นที่ที่อ่อนไหวของเครือข่ายระบบการจำหน่าย การเพิ่มขึ้นของการใช้ระบบผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ทำให้เกิดการสร้างระบบไฟฟ้าที่ผลิต-จำหน่าย-ใช้ไฟฟ้าแบบครบวงจรในพื้นที่ ซึ่งโดยพื้นฐานแล้วประกอบด้วยหน่วยผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ อุปกรณ์กักเก็บพลังงาน และโหลด ซึ่งได้รับการบริหารจัดการอย่างมีประสิทธิภาพในลักษณะหน่วยควบคุมแบบเดี่ยว (Single Controllable Unit) ที่มีขอบเขตทางไฟฟ้าที่แตกต่างกันซึ่งเกี่ยวข้องกับโครงข่ายไฟฟ้าหลัก ซึ่งองค์ประกอบต่างๆ เหล่านี้ถูกเรียกว่า ไมโครกริด (Microgrid) และการใช้งานจริงนั้นไม่เพียงแต่ส่งผลดีต่อผลกระทบด้านสิ่งแวดล้อมเท่านั้น แต่ยังเพิ่มความเชื่อถือได้ให้กับระบบไฟฟ้าตามท้องถิ่นและลดความเสี่ยงด้วยการใช้โครงสร้างพื้นฐานที่ใช้เงินลงทุนน้อย ไมโครกริดมีลักษณะที่มีความยืดหยุ่นและชาญฉลาด ซึ่งสามารถจัดการได้ในรูปแบบต่าง ๆ ตามระดับการ บูรณาการต่างๆ เข้ากับกริดหลัก การเปลี่ยนแปลงเหล่านี้เรียกว่า โหมดการทำงานและอาจเป็นเงื่อนไขชั่วคราว เนื่องจากเป็นสถานะต่างๆ ไปของกริดหรือขึ้นอยู่กับกริดออกแบบ [1]; [2]

ไมโครกริดได้เข้าสู่ระบบการผลิตแบบกระจายศูนย์และมีแนวโน้มที่ดีในอนาคต โดยสามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้ ในขณะที่เดียวกันลดกำลังสูญเสียของสายส่งและปรับปรุงความเชื่อถือได้ในพื้นที่ โดยพื้นฐานแล้วได้รับการออกแบบมาเพื่อรองรับความต้องการการใช้พลังงานไฟฟ้าและพลังงานไฟฟ้าของผู้ใช้พลังงานไฟฟ้าในพื้นที่ และสามารถใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบต่อเนื่องสำหรับโหลดที่สำคัญได้ แนวคิดของไมโครกริดได้รับความสนใจอย่างมากเนื่องจากมีศักยภาพในการทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าทางเลือก โดยนำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้ากรณีฉุกเฉินและจ่ายโหลดที่สำคัญที่สุดของกริดหลักในกรณีที่เครือข่ายเกิดล้มเหลว ไมโครกริดคือ โครงข่ายไฟฟ้าข่ายแรงดันต่ำ หรือ ระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ที่จ่ายพลังงานไฟฟ้าและจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับท้องถิ่น โดยใช้แนวคิดระบบการผลิตพลังงานไฟฟ้าและโหลด ซึ่งระบบการผลิตพลังงานไฟฟ้าเหล่านี้มีความสามารถในการทำงานอย่างอิสระและแยกตัวออกจากระบบไฟฟ้าหลักในกรณีที่เกิดความผิดพลาด [3] ความสามารถของ MG ในการสลับไปยังโหมดแยกตัวอิสระ (Islanded Mode) ในกรณีที่เกิดความผิดพลาดในโครงข่ายไฟฟ้าหลักช่วยเพิ่มความเชื่อถือได้ของการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับผู้บริโภคและความยืดหยุ่นของโครงข่ายการจ่ายกำลังไฟฟ้าในท้องถิ่นสิ่งนี้มีความสำคัญอย่างยิ่งในกรณีที่เกิดภัยพิบัติทางธรรมชาติหรือภัยพิบัติที่มนุษย์สร้างขึ้น เมื่อ MG สามารถแยกตัวและยังคงจ่ายไฟฟ้าให้กับโหลดที่สำคัญได้ ซึ่งในความเป็นจริง ความยืดหยุ่นถือเป็นปัจจัยสำคัญประการหนึ่งในการพัฒนา MG ในประเทศที่พัฒนาแล้ว เช่น สหรัฐอเมริกา ญี่ปุ่น เป็นต้น การประยุกต์ใช้ MG ที่พบมากที่สุดอาจพบได้ในพื้นที่ชนบท ในประเทศกำลังพัฒนา MG สามารถใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับชุมชนห่างไกลหรือสนับสนุนสิ่งอำนวยความสะดวกบางอย่าง เช่น การดูแลสุขภาพ การใช้น้ำ การถนอมอาหาร การบำบัดขยะ การสนับสนุนด้านโทรคมนาคม เป็นต้น [2]



รูปที่ 1.1 ไมโครกริดไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งพลวัตของระบบถูกควบคุมด้วยคอนเวอร์เตอร์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

เอซีไมโครกริด (AC microgrid) คือ แนวคิดที่น่าสนใจในการจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดท้องถิ่น (Local Loads) เนื่องจากการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากพลังงานหมุนเวียนจากพื้นที่ที่ห่างไกล แนวคิดหลักของเอซีไมโครกริดจะประกอบไปด้วย คอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดฟอร์มมิง (Grid-Forming) และคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดฟีดดิ้ง (Grid-Feeding) จำนวนมาก แหล่งพลังงานหมุนเวียน การจัดเก็บพลังงาน และโหลดท้องถิ่น คอนเวอร์เตอร์กำลังสามเฟสเป็นส่วนประกอบสำคัญของเอซีไมโครกริด ใช้เพื่อเชื่อมโยงแหล่งพลังงานแบบกระจายตัว (Distributed Resources) เช่น เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบโฟโตวอลตาอิก (Photovoltaic Generators) เซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cells) เครื่องกำเนิดไฟฟ้าพลังงานลม (Wind Generators) ระบบกักเก็บพลังงานไฟฟ้า (Electrical Energy Storage) และโหลดไฟฟ้าประเภทต่างๆ สำหรับแนวคิดของเอซีไมโครกริด ประกอบด้วย การผลิตพลังงานไฟฟ้าจากพลังงานหมุนเวียน เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส โหลดท้องถิ่นแบบดีซี และแบบเอซี ระบบการจัดเก็บพลังงานไฟฟ้า และความเป็นไปได้ในการเชื่อมต่อกับกริด ดังรูปที่ 1.1 ความซับซ้อนของไมโครกริดจะเพิ่มขึ้นเมื่อแหล่งจ่ายและโหลดต่างๆ ถูกแทนที่ด้วยอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อให้ระบบไฟฟ้าบรรลุนการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากพลังงานหมุนเวียน 100 เปอร์เซ็นต์ ระบบไฟฟ้าจำเป็นต้องอาศัยคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดฟอร์มมิ่ง (Grid-Forming Converters) เพื่อควบคุมแรงดันและความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ ในเอซีไมโครกริดที่ประกอบด้วย คอนเวอร์เตอร์กำลังจำนวนมาก ซึ่งมีความแตกต่างกันจากบริษัทผู้ผลิตหลายรายและมีพารามิเตอร์ การควบคุมภายในที่แตกต่างกัน ทำให้การศึกษาเสถียรภาพและคุณภาพไฟฟ้าตามแบบจำลองของ เอซีไมโครกริดจึงมีความซับซ้อน เมื่อคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดฟอลโลว์ (Grid-Following Power Converter) และคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดฟอร์มมิ่ง (Grid-Forming Power Converter) สามเฟสที่มีฟังก์ชันของการควบคุมภายใน (เช่น อินเวอร์เตอร์ไฟโตวอลตาอิกและอินเวอร์เตอร์กักเก็บ แบตเตอรี่) คือ องค์ประกอบพื้นฐานของเอซีไมโครกริด เมื่อพลวัตของเอซีไมโครกริดสามารถศึกษาได้ โดยใช้ซอฟต์แวร์จำลองต่างๆ การจำลองแบบฮาร์ดแวร์อินเดอะลูป (HIL) หรือ แบบพาวเวอร์ ฮาร์ดแวร์อินเดอะลูป (PHIL) และการทดสอบเชิงทดลองกับอุปกรณ์จริง สำหรับ Power-Hardware-in-the-Loop (PHIL) ได้รับการพิสูจน์แล้วว่าเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการศึกษาระบบที่ยากต่อการ วิเคราะห์โดยใช้แบบจำลองเชิงวิเคราะห์หรือเชิงตัวเลข ดังนั้นเพื่อศึกษาพลวัตของไมโครกริดโดยส่วน ใหญ่มักนิยมใช้การตั้งค่าทดสอบด้วย Hardware-in-the-Loop (HIL) หรือ Power-Hardware-in-the-Loop (PHIL) เนื่องจากการตั้งค่าเหล่านี้มีความยืดหยุ่นสูงและช่วยให้ทดสอบประสิทธิภาพของ คอนเวอร์เตอร์กำลังได้จริง [4]

เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพการทำงานของกริดที่ดีที่สุดและการบูรณาการระหว่างกริดแบบดั้งเดิม กับระบบไมโครกริด จำเป็นต้องใช้เทคนิคควบคุมวิธีการควบคุมไมโครกริดโดยทั่วไปจะอิงตามการ ควบคุมแบบลำดับขั้น ประกอบด้วยสามขั้น ได้แก่ การควบคุมขั้นปฐมภูมิ การควบคุมขั้นที่สอง และ การควบคุมขั้นที่สาม การอธิบายเทคนิคการควบคุมไมโครกริดโดยอ้างอิงตามวิธีการควบคุมแบบ ลำดับขั้นในยุทธวิธีการควบคุมแบบลำดับขั้น ระบบไมโครกริดโดยพื้นฐานจากคอนเวอร์เตอร์กำลังถูก ออกแบบให้ทำงานได้ทั้งในโหมดเชื่อมต่อกับกริด (Grid-Connected Mode) และโหมดแยกตัวอิสระ (Islanded Mode) โครงสร้างการทำงานของการควบคุมแบบลำดับขั้นช่วยให้การสับเปลี่ยนระหว่าง โหมดเชื่อมต่อกับกริดและโหมดแยกตัวอิสระให้เกิดความราบรื่น ช่วยให้มั่นใจได้ว่าระบบไมโครกริดจะ ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและความเชื่อถือได้ของระบบไฟฟ้า ในลำดับขั้นการควบคุมต่ำสุด (Lowest Level) ของการควบคุมแบบลำดับขั้นระบบโครงสร้างการควบคุมจะอาศัยคุณลักษณะดรู๊ป (Droop) ซึ่งจะถูกนำมาใช้เพื่อเลียนแบบพฤติกรรมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส โดยในลำดับ การควบคุมต่ำสุดนี้คอนเวอร์เตอร์แบบ Grid-Supporting Grid-Forming (GSGFm) มีบทบาทสำคัญ ในการรักษาเสถียรภาพของแรงดันและความถี่ที่จุดเชื่อมต่อร่วม (Point of Common Coupling : PCC) ในขณะเดียวกันก็จะทำหน้าที่การแบ่งปันกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งพลังงานแบบกระจาย (DER) เมื่อข้อได้เปรียบของยุทธวิธีการควบคุมแบบกระจายศูนย์ (Decentralized Control) โดยใช้พื้นฐาน การควบคุมแบบดรู๊ปคือ ไม่จำเป็นต้องมีลิงก์การสื่อสารและการสื่อสารระหว่างตัวควบคุมภายในแต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ละพื้นที่ที่แตกต่างกัน ในไมโครกริดโหมตการทำงานแบบอัตโนมัติ (Autonomous Microgrids) การควบคุมขั้นที่สองจะทำหน้าที่ควบคุมแรงดันและความถี่ให้อยู่ที่ค่ามาตรฐานในสภาวะคงตัวเมื่อเกิดการเบี่ยงเบนของแรงดันและความถี่ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด โดยที่การควบคุมลำดับสูงสุด การควบคุมขั้นที่สาม ทำหน้าที่ในการควบคุมการบริหารจัดการพลังงานไฟฟ้าในระบบไมโครกริด สำหรับลำดับขั้นการควบคุมต่ำสุดของการควบคุมไมโครกริดแบบลำดับขั้นคือ การควบคุมภายใน (Local Control) ของคอนเวอร์เตอร์กำลังของแหล่งผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ ซึ่งจะทำหน้าที่ส่งข้อมูลการควบคุมให้กับการควบคุมลำดับขั้นที่สองและสาม ตามลำดับ และประสิทธิภาพของการควบคุมลำดับขั้นที่สูงกว่าจะขึ้นอยู่กับประสิทธิภาพของการควบคุมขั้นต่ำสุด หรือ การควบคุมภายในของคอนเวอร์เตอร์กำลัง

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนออยู่ทวิวิธีการควบคุมภายในของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting Grid-Forming (GSGFm) ในระบบไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระ โดยการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมการควบคุมแบบคงทนกับโครงสร้างการควบคุมแบบคาสแคสเคด (Cascaded Control) ของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm ซึ่งวิธีการออกแบบการควบคุมของโครงสร้างแบบคาสแคดแรงดันและกระแสด้วยการประยุกต์ใช้การควบคุมแบบสไลด์ิงโหมตด้วยอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูเปอร์ (Super-Twisting Sliding Mode Control : STA-SMC) สำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังโหมต GSGFm สองระดับสามเฟสในกรอบอ้างอิงหมุนแบบซิงโครนัส (SRRF) ซึ่งจะได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เมื่ออัลกอริทึมการควบคุมที่นำเสนอนี้มีข้อได้เปรียบหลายประการ เช่น การตอบสนองการควบคุมที่รวดเร็วสำหรับพลวัตของระบบและผลสัมฤทธิ์ในการเกาะตามความผิดพลาดในสถานะคงตัวเป็นศูนย์ทั้งสองส่วน คือ ลูปการควบคุมกระแสข้างในและลูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้าข้างนอก นอกจากนี้ อัลกอริทึมทวิตติงแบบซูเปอร์ (STA) ที่ได้นำเสนอนี้ยังมีข้อได้เปรียบ ด้านการควบคุมแบบคงทน ง่ายต่อการดำเนินงานและการปรับตั้งค่า

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาหลักการการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ 3 เฟส โหมตการทำงานแบบกริดซัพพอร์ตกริดฟอร์มมิง (Grid-Supporting Grid-Forming : GSGFm)
2. เพื่อศึกษาระบบการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตกริดฟอร์มมิง (GSGFm) ในระบบเอซีไมโครกริด เมื่อทำงานในโหมตแยกตัวอิสระ
3. เพื่อศึกษาอยู่ทวิวิธีการควบคุมแบบคงทนของเทคนิคการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมตอันดับที่ 2 ด้วยอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูเปอร์
4. เพื่อออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ 3 เฟส แบบ GSGFm ควบคุมด้วยอยู่ทวิวิธีการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมตลำดับที่ 2 อัลกอริทึมทวิตติงแบบซูเปอร์ สำหรับไมโครกริดในโหมตการทำงานแบบแยกตัวอิสระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ออกแบบและวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ ในระบบ 3 เฟส ทำงานแบบแยกตัวอิสระ ซึ่งจะประกอบไปด้วย 3 ส่วน คือ วงจรคอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ แบบ 3 เฟส, วงจรกรองชนิด LCL และวงจรควบคุมการทำงาน โดยมีหลักการการทำงานดังต่อไปนี้ แหล่งจ่ายไฟดีซีจะเป็นอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ แบบ 3 เฟส ซึ่งจะทำหน้าที่ในการแปลงผันจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับด้วยระดับแรงดันเอาต์พุต 100 โวลต์ ต่อ เฟส และผ่านวงจรกรองชนิด LCL ก่อนจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด เพื่อลดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวม (THD) ตามมาตรฐานต้องไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ สำหรับวงจรการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กำลัง ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการควบคุมแบบคงทวนส์ไลด์ดิงโหมดคอนโทรลล์ออลอริทึมทวิตดิงแบบซูปเปอร์

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ยุทธวิธีการควบคุมไมโครกริดแบบลำดับชั้น หรือ การควบคุมแบบหลายรูป ซึ่งทำให้จำนวนค่าพารามิเตอร์ในการควบคุมเพิ่มมากขึ้นและการควบคุมลูบด้านในสุดจำเป็นต้องมีการตอบสนองพลวัตที่รวดเร็ว ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้เสนอการควบคุมแบบสไลด์ดิงโหมด เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและการตอบสนองพลวัตที่รวดเร็ว โดยการควบคุมแบบสไลด์ดิงโหมด มีข้อดี คือ เป็นการควบคุมแบบคงทวน , การตอบสนองที่รวดเร็ว และง่ายต่อการดำเนินการ ซึ่งการควบคุมแบบสไลด์ดิงโหมดนี้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมโครงสร้างการควบคุมแบบแคสเคดแรงดันและกระแสของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm ในกรอบอ้างอิงหมุนแบบซิงโครนัส (SRRF) เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดแยกตัวอิสระ การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการออกแบบการควบคุมแบบสไลด์ดิงโหมดด้วยอัลกอริทึมทวิตดิงแบบซูปเปอร์และการควบคุมแบบพีไอ (PI) สำหรับลูบการควบคุมกระแสและแรงดันของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm ด้วยการทดสอบการทำงานในสภาวะชั่วขณะและสภาวะคงตัว

1.5 ขอบเขตงานวิจัย

1. เขียนโมเดลคณิตศาสตร์ ออกแบบระบบการควบคุม และจำลองระบบทั้งหมดของคอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ 3 เฟส เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานในลักษณะการทำงานของไมโครกริดในโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระ

2. ออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ 3 เฟส แบบจ่ายโหลดแยกตัวอิสระขนาดพิกัดกำลังไม่เกิน 2.2 กิโลวัตต์

3. ศึกษาและทดลองการทำงานของเครื่องต้นแบบ เมื่อควบคุมการทำงานด้วยยุทธวิธีการควบคุมแบบเดิมและยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอ จำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK และดำเนินการควบคุมด้วยการโปรแกรมบนบอร์ด LAUNCHXL-F28379D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

1. ศึกษาการทำงานของระบบไมโครกริด เมื่อทำงานในโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระ
2. ศึกษาวิธีการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังของไมโครกริดด้วยยุทธวิธีการควบคุมแบบเดิม เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระ
3. ศึกษาวิธีการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังของไมโครกริดด้วยยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอ เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

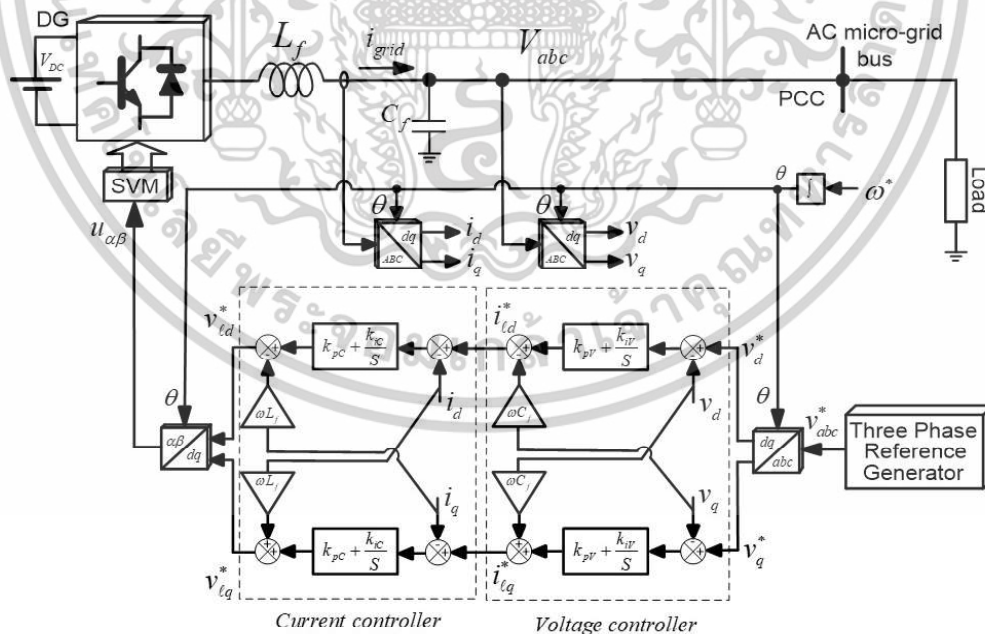
บทที่ 2

ไมโครกริด

ในบทนี้จะนำเสนอเกี่ยวกับการควบคุมความถี่และแรงดันไฟฟ้าด้วยคอนเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (VSCs) ในไมโครกริด เมื่อ VSC คือ องค์ประกอบสำคัญในไมโครกริดเพื่อเชื่อมต่อแหล่งพลังงานแบบกระจาย นำเสนอโครงสร้างการควบคุมพื้นฐานของ VSC และการจำแนกโหมดการทำงาน ของ VSC สำหรับการประยุกต์ใช้กับระบบผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ ครอบคลุมหัวข้อที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมไมโครกริด โดยเริ่มตั้งแต่วิธีการควบคุมแบบดรูตามแบบธรรมดาสำหรับการควบคุมภายในไปจนถึงยุทธวิธีการควบคุมแบบลำดับขั้นและการควบคุมเอซีไมโครกริดในโหมดแยกตัวอิสระ

2.1 การจำแนกการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กำลัง

การเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์กำลัง (Power Inverter) ขนานกับระบบไฟฟ้าหลักจะควบคุมการแลกเปลี่ยนกำลังไฟระหว่างระบบการผลิตไฟฟ้าแบบกระจายตัว (Distributed Power Generation Systems : DPGS) และระบบไฟฟ้าหลัก เมื่อกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้มีมากกว่า หรือ น้อยกว่าความต้องการใช้พลังงานไฟฟ้าและอินเวอร์เตอร์กำลังซึ่งทำหน้าที่สนับสนุนแรงดันและความถี่ของระบบไฟฟ้าและสามารถจำแนกการควบคุมอินเวอร์เตอร์กำลังออกเป็น 3 แบบ นั่นก็คือ Grid-Forming, Grid-Supporting และ Grid-Feeding ซึ่งจะได้อธิบายดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 โครงสร้างการควบคุมพื้นฐานในอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันแบบ Grid-Forming 3 เฟส ซึ่งสร้างแรงดันไฟฟ้าแบบไซน์ที่ถูกกำหนดโดยแอมพลิจูดแรงดันไฟฟ้า v^* และความถี่อ้างอิง ω^*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Forming

การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Forming จะออกแบบให้คอนเวอร์เตอร์กำลังทำงานแบบอัตโนมัติ ในลักษณะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันเอซีในเชิงอุดมคติและความถี่คงที่ (ω^*) โดยการทำให้สมดุลระหว่างกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้และโหลด จากรูปที่ 2.1 ไดอะแกรมวงจรถูพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Forming ในระบบไฟฟ้า 3 เฟส จากโครงสร้างการควบคุมประกอบด้วย ลูปการควบคุม 2 ลูป ต่อ cascade ในแกนอ้างอิง ลูปการควบคุมภายนอกใช้สำหรับควบคุมแรงดันไฟฟ้าและลูปการควบคุมภายในใช้สำหรับควบคุมกระแสไฟฟ้า

จากโครงสร้างการควบคุมที่นำเสนอในค่าแอมพลิจูดของแรงดันและค่ากระแสถูกตรวจวัดตรงจุดเชื่อมต่อ (PCC) และเปลี่ยนปริมาณกระแสกลับเป็นปริมาณกระแสตรงโดยใช้การแปลงแบบ Clack และ Park ตามลำดับ และนำมาเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิง โครงสร้างการควบคุมที่นำเสนอนี้ ดังรูปที่ 2.1 เมื่อโครงสร้างการควบคุมที่นำเสนอข้างต้นมีความเป็นไปได้ในการแยกองค์ประกอบของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน เพื่อให้แน่ใจเกี่ยวกับการควบคุมแรงดันไฟฟ้าสามารถควบคุมได้อย่างอิสระจากค่าอ้างอิง จากการเลือกใช้พื้นฐานของการควบคุมในแกน dq ดังนั้นองค์ประกอบของกระแสในแกน d (I_d) ใช้ควบคุมกำลังไฟฟ้าจริง ขณะที่องค์ประกอบของกระแสในแกน q (I_q) ใช้ควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนและในการเลือกแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงจะกำหนดให้แรงดันในแกน q (V_q) มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นแรงดันในแกน d (V_d) จะมีค่าแอมพลิจูดเท่ากับแรงดันอ้างอิง

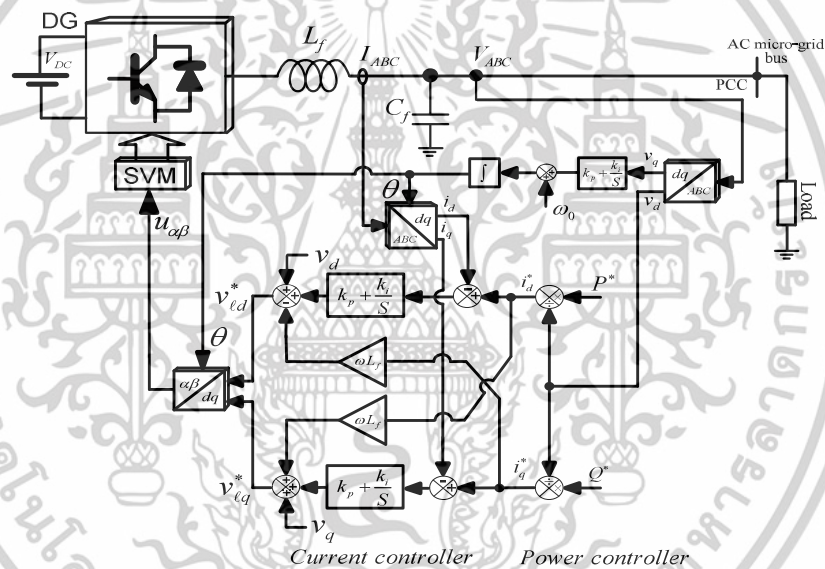
2.1.2 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding

การออกแบบการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding จุดประสงค์หลักเพื่อต้องการส่งกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนให้กับระบบไฟฟ้าหลัก ซึ่งองค์ประกอบเหล่านี้ไม่มีส่วนทำให้เกิดความสมดุลของพลังงานไฟฟ้าในระบบไฟฟ้า คอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding ถูกควบคุมให้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสและเป็นแหล่งจ่ายกระแสในเชิงอุดมคติต่อขนานกับระบบไฟฟ้าและมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงต่อขนานอยู่ ซึ่งคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบนี้เหมาะสำหรับการทำงานแบบต่อขนานกับคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding อื่นๆ ในโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า ซึ่งตามความเป็นจริงส่วนใหญ่คอนเวอร์เตอร์กำลังในระบบแหล่งผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ (DG) จะทำงานในโหมด Grid-Feeding เช่น ระบบการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ หรือจากพลังงานลม เป็นต้น โครงสร้างการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding ดังรูปที่ 2.2 เมื่อ P^* และ Q^* คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ตั้งไว้ หรือ ค่ากำลังไฟฟ้าที่สามารถจ่ายให้กับระบบไฟฟ้าได้ ตามลำดับ เนื่องจากค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์กำลังขึ้นอยู่กับระบบไฟฟ้าหลักจึงไม่จำเป็นต้องมีการควบคุม ดังนั้นโครงสร้างการควบคุมหลักจึงมีเฉพาะการควบคุมกระแสเพียงอย่างเดียว

เมื่อคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้ากระบวนการเชิงโครโมด์ เช่นชั้นต้องมีความสมบูรณ์กับแรงดันเอซีตรงจุดเชื่อมต่อ (PCC) เพื่อที่จะควบคุมการแลกเปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้อย่างถูกต้องกับระบบไฟฟ้าหลัก ดังนั้นจึงมีความจำเป็นต้องใช้เฟสล็อกกลุ๊ป (PLL) และเลือกใช้พื้นฐานการควบคุมในแกนซิงโครนัส ซึ่งจะพบว่า แอมพลิจูดของแรงดันในแกน q (v_q) มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นค่าแรงดันไฟฟ้าในแกน d (v_d) จะมีค่าเท่ากับแอมพลิจูดของแรงดัน สำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงสามารถควบคุมได้จากค่ากระแสในแกน d ขณะที่กำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถควบคุมได้จากค่ากระแสในแกน q สำหรับค่ากระแสอ้างอิง i_d^* และ i_q^* ได้จากค่ากำลังไฟฟ้าจริงและค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง (P^* และ Q^*) โดยนำมาหารกับค่าแรงดันในแกน d (v_d) คอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding ไม่สามารถทำงานในโหมดแยกตัวอิสระ (Islanding Mode) ถ้าไม่มีคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Forming หรือ แบบ Grid-Supporting หรือ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเชื่อมต่ออยู่ในระบบสำหรับทำหน้าที่ควบคุมแอมพลิจูดแรงดันและความถี่ให้กับเอซีไมโครกริด



รูปที่ 2.2 โครงสร้างการควบคุมพื้นฐานในคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding 3 เฟส

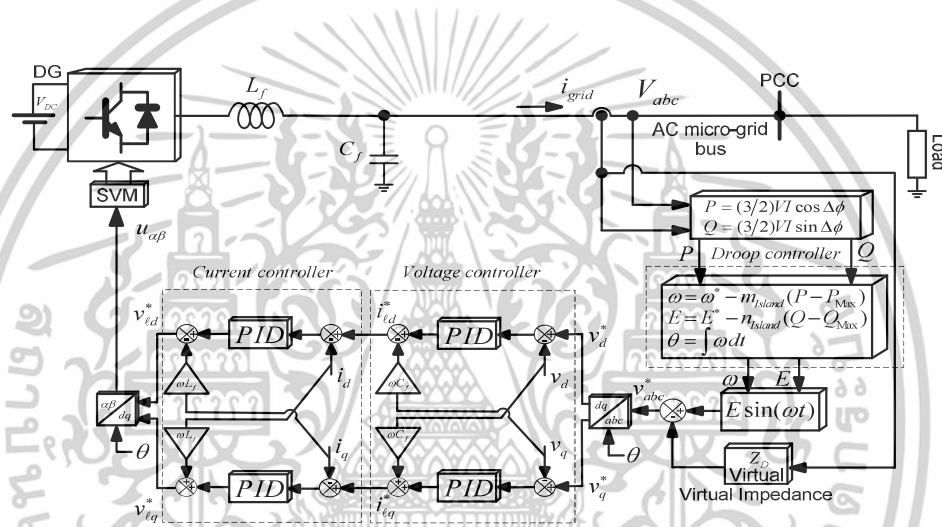
2.1.3 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting

คอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting จะถูกออกแบบให้ทำหน้าที่ควบคุมแอมพลิจูดของแรงดันระบบไฟฟ้า E^* (จากการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือน) และความถี่ ω^* (จากการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง) ประสิทธิภาพในการทำงานของในโหมดแยกตัวอิสระ หรือ โหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าขึ้นอยู่กับความร่วมมือกันจ่ายกำลังไฟฟ้าเพื่อให้เกิดความสมดุลของกำลังไฟฟ้า การควบคุมแบบ Grid-Supporting สำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังสามารถแบ่งออกเป็น 2 แบบ นั่นก็คือ การควบคุมให้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน หรือ การควบคุมให้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส ถ้าเป็นแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำจะต่ออนุกรมกับวงจร แต่ถ้าเป็นแหล่งจ่ายกระแสค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงต่อขนานกับวงจร ในคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting จะต้องไม่ให้เกิดการไหลของกระแสระหว่างคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อขนานกัน เพื่อหลีกเลี่ยงการไหลวนของกระแสจึงนำรูปคอนโทรลมาใช้ในการควบคุมแอมพลิจูดและความถี่แรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ และสมการของรูปคอนโทรลสำหรับควบคุมความถี่ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส ดังสมการที่ 2.1

$$\begin{cases} f - f_0 = -k_p (P - P_0) \\ v - v_0 = -k_q (Q - Q_0) \end{cases} \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.3 โครงสร้างการควบคุมพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting 3 เฟส เมื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน

เมื่อสองชนิดหลักของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting สามารถรวมอยู่ในกลุ่มของโหมด Grid-Supporting ได้ดังนี้

- 1) คอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน

โครงสร้างการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting ดังรูปที่ 2.3 การควบคุมจะเลียนแบบการทำงานของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าผ่านค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมโยง ซึ่งสามารถเป็นได้ทั้งอุปกรณ์ทางกายภาพ (Physical Device) เชื่อมต่อระหว่าง VSI และระบบไฟฟ้า หรือ ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เสมือนและเลียนแบบแหล่งจ่ายแรงดันด้วยรูปการควบคุมกระแสภายใน [5]

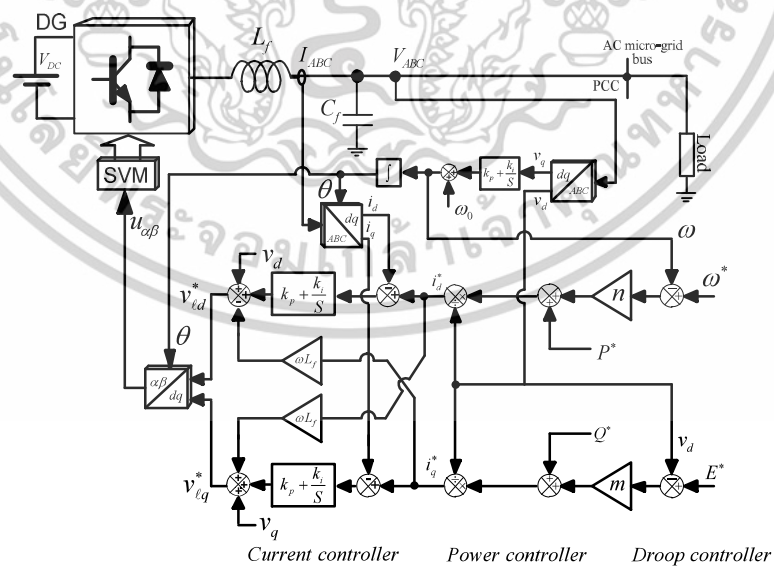
สำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันทำหน้าที่ควบคุมแอมพลิจูดแรงดันและความถี่ของไมโครกริด เมื่อทำงานในโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แยกตัวอิสระ โดยที่แอมพลิจูดของแรงดันและความถี่จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในย่านแคบๆ จะไม่คงที่ตลอด แต่ขึ้นอยู่กับรูปคอนโทรลที่ทำหน้าที่ควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน ในโครงสร้างการควบคุมที่นำเสนอนี้กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่คอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้สามารถคำนวณได้จากกระแสและแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งกำลังไฟฟ้าจริงคำนวณจากกระแสในแกน d และในทำนองเดียวกันกำลังไฟฟ้าเสมือนคำนวณจากกระแสในแกน q โดยนำมาคูณกับค่าแรงดันในแกน d (v_d) เนื่องจากค่าแรงดันในแกน q มีค่าเท่ากับศูนย์ ($v_q = 0$)

2) คอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส

โครงสร้างการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting ให้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส ดังรูปที่ 2.4 จุดประสงค์หลักคือ ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดที่เชื่อมต่อกับไมโครกริด และควบคุมแอมพลิจูดของแรงดันและความถี่ให้กับระบบไฟฟ้าหลักและไมโครกริด เทคนิคการควบคุมด้วยรูปคอนโทรลถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมการแลกเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนระหว่างระบบไฟฟ้ากับไมโครกริด เพื่อรักษาระดับแรงดันและความถี่ของไมโครกริดให้อยู่ที่ค่ามาตรฐาน แนวคิดหลักของรูปคอนโทรลมาจากการเลียนแบบการควบคุมด้วยตัวเอง (Self-Regulation) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสที่เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า ซึ่งสามารถเพิ่มหรือลดการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงด้วยการควบคุมความถี่ของแรงดันเอาต์พุต ในขณะที่ไมโครกริดยังคงมีเสถียรภาพในการจ่ายกำลังไฟฟ้าจนกว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราของรูปคอนโทรลหรือมีการเพิ่มการจ่ายกำลังไฟฟ้า ถ้าโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.2 เมื่อนำอัตราขยายรูปคอนโทรลแบบเดียวกันมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลัง ดังนั้นโครงสร้างใหม่สำหรับการควบคุมอินเวอร์เตอร์ [6], [7] ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 โครงสร้างการควบคุมพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-support 3 เฟส เมื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การควบคุมแบบทรูป (Droop Control)

ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงกับความถี่และกำลังไฟฟ้าเสมือนกับแรงดันไฟฟ้าสามารถอธิบายให้เกิดความเข้าใจโดยการศึกษาการไหลของกำลังไฟฟ้าในระบบ 2 บัส ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสเชื่อมต่อกับโครงข่ายสายส่งกำลังไฟฟ้า โดยกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้ หรือกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ขั้ว (Terminal) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสำหรับระบบ 2 บัส สามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังสมการที่ (2.2) และ (2.3)

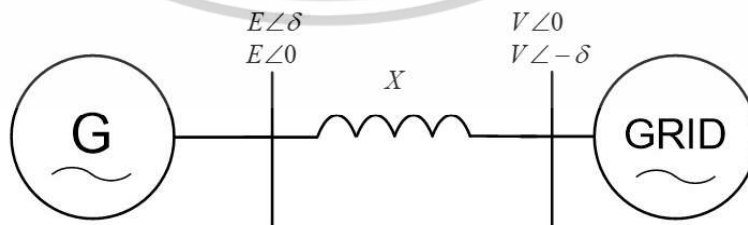
$$P = \frac{E}{R^2 + X^2} (XV \sin \delta + R(E - V \cos \delta)) \quad (2.2)$$

$$Q = \frac{E}{R^2 + X^2} (-RV \sin \delta + X(E - V \cos \delta)) \quad (2.3)$$

เมื่อ δ คือ มุมของแรงดัน หรือ ถูกเรียกว่า มุมกำลัง จากสมการกำลังไฟฟ้าเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ จะกำหนดให้แรงดันที่ขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเท่ากับแรงดันของระบบไฟฟ้า จุดประสงค์หลักคือ ต้องการให้ค่ามุมแรงดันมีค่าเท่ากับศูนย์ อย่างไรก็ตามค่ามุมระหว่างบัสทั้งสองเป็นสิ่งที่สำคัญมาก ถ้ามุม δ มีค่าเป็นบวกและสมมติให้มุมของแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้านำหน้ามุมของแรงดันระบบไฟฟ้า จากรูปที่ 2.5 การส่งกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูกส่งไปยังระบบไฟฟ้าแรงดันสูง (มากกว่า 35 kV) ในโครงข่ายสายส่งกำลังไฟฟ้า เมื่อโครงข่ายไฟฟ้าแรงดันสูง (HV) อัตราส่วนของ R/X มีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่า ความต้านทาน (R) มีค่าน้อยกว่าความเหนี่ยวนำ (X) ดังนั้นความต้านทานของสายจึงไม่ต้องนำมาคิด จากสมการที่ (2.2) และ (2.3) กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าสามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ ดังสมการที่ (2.4) และ (2.5)

$$P = \frac{VE \sin \delta}{X} \quad (2.4)$$

$$Q = \frac{E^2 - VE \cos \delta}{X} \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.5 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชื่อมต่อกับบัสอนันต์ (Infinite Bus)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสมมติให้ค่ามุมของแรงดัน δ มีค่าน้อยมาก ดังนั้น $\cos \delta \approx 1$ และ $\sin \delta \approx \delta$ จากสมการที่ (2.4) และ (2.5) สามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ ดังสมการที่ (2.6) และ (2.7)

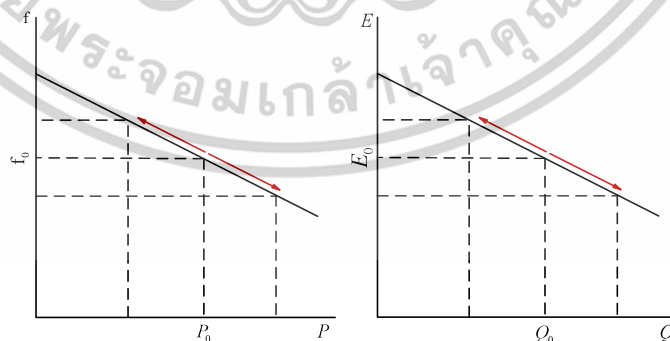
$$\delta \approx \frac{PX}{VE} \quad (2.6)$$

$$E - V \approx \frac{QX}{E} \quad (2.7)$$

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) สามารถควบคุมได้จากผลต่างแรงดันระหว่างแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและแรงดันของระบบไฟฟ้า (E และ V) และกำลังไฟฟ้าจริง (P) สามารถควบคุมได้จากมุมของแรงดัน (δ) เมื่อมุมของแรงดันจะสัมพันธ์กับความถี่เชิงมุม (เรเดียนต่อวินาที) และเมื่อเปลี่ยนเป็นความถี่ทางไฟฟ้า (f , เฮิร์ตซ์) ดังสมการที่ (2.8)

$$\delta = \int \Delta \omega dt = \frac{1}{2\pi} \int \Delta f dt \quad (2.8)$$

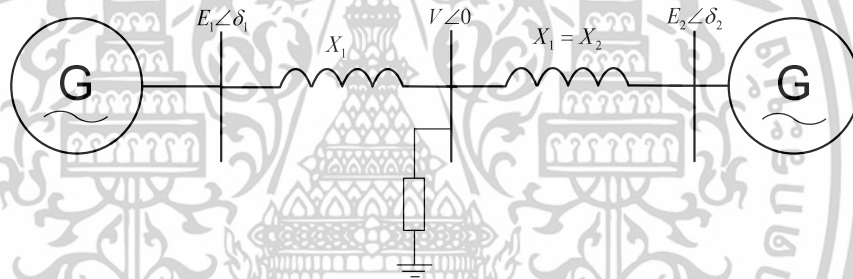
เมื่อการทำงานร่วมกันของ P - f ดังรูป (ในรูปที่ 2.6) จากความสัมพันธ์ที่ได้อธิบายไว้ข้างต้นจะช่วยให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเท่าๆ กัน หรือ เรียกว่า Self-synchronizing-torque การเปลี่ยนแปลงของโหลดจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแต่ละตัว กำลังไฟฟ้าจริงจะไหลจากบริเวณที่มีความถี่สูงไปยังบริเวณที่มีความถี่ต่ำกว่า การเปลี่ยนแปลงของความถี่ภายในโครงข่ายในที่สุดก็จะกลายเป็นค่าเฉลี่ยในสภาวะคงตัว (Steady-State) ดังนั้นความถี่ใหม่ในสภาวะคงตัวจะเป็นสัดส่วนกับการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าจริง ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง P - f และ Q - E ของทรูปคอนโทรล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.7 โครงข่ายยูนิตที่ง่ายกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า 2 ตัว เมื่อพิกัดกำลังไฟฟ้าถูกควบคุมด้วยรูปคอนโทรล ในสภาวะคงตัวเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแต่ละตัวทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าเท่ากันและมีมุมของแรงดันเดียวกับโหนดที่ต่อเข้ากับบัส ดังนั้นเมื่อโหนดที่บัสรวม (Common Bus) เพิ่มขึ้นในช่วงเริ่มแรกของพลังงานจลน์ที่สะสมในโรเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสจะถูกแปลงเป็นพลังงานไฟฟ้าส่งผลให้ความเร็วรอบของโรเตอร์ลดลง ซึ่งความเร็วรอบของโรเตอร์จะสัมพันธ์กับความถี่ของแรงดันเอาต์พุต การเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของโรเตอร์จะถูกตรวจสอบโดยโกรฟไวเนอร์ (Governor) ซึ่งใช้สำหรับควบคุมระบบและในการตอบสนองเพื่อเพิ่มพลังงานทางกลให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส ถ้าไม่มีการเพิ่มพลังงานทางกลเพื่อให้ความเร็วรอบของโรเตอร์เพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่ลดลงอย่างต่อเนื่องและระบบจะกลายเป็นไม่เสถียร สำหรับระบบในเชิงอุดมคติ (ไม่คิดกำลังสูญเสีย) พลังงานที่ป้อนให้ (กำลังทางกล) จะเท่ากับพลังงานที่จ่ายออก (กำลังไฟฟ้า) และเมื่อโกรฟไวเนอร์ถูกควบคุมโดย $P-f$ ดังรูปที่ 2.6 เพื่อให้โครงข่ายอยู่ในสภาวะคงที่จะทำที่ความถี่ลดลง แต่เมื่อโหนดลดลงกระบวนการนี้ก็จะตรงกันข้าม



รูปที่ 2.7 ระบบ 2 บัสของโครงข่ายไฟฟ้าแรงดันสูง (HV)

เมื่อมุมของแรงดันเปลี่ยน (δ) เป็นผลมาจากความถี่เปลี่ยน ซึ่งได้อธิบายไว้ในสมการที่ (2.8) ดังนั้นมุมของแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสสามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนความถี่ ซึ่งในทางกลับกันส่งผลให้การเปลี่ยนแปลงการไหลของกำลังไฟฟ้าจริงของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสตามสัดส่วนของสโลป $P-f$ ดังรูป และนั่นคือ เหตุผลที่วิธีการแบบดั้งเดิมที่ใช้ความถี่ในการควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าจริง สำหรับ $Q-V$ ดังรูปถูกนำมาใช้ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนและแรงดัน การควบคุมแรงดันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสสามารถทำได้จากการปรับกระแสสร้างสนามแม่เหล็กกระตุ้นของโรเตอร์ ถ้าควบคุมแรงดันด้วย $Q-V$ ดังรูปจะช่วยรักษาเสถียรภาพของแรงดันในโครงข่ายและป้องกันการรบกวนของกระแสระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขนาดใหญ่ ในโครงข่ายของระบบจำหน่ายขนาดใหญ่ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีค่าอิมพีแดนซ์สูงทำให้ช่วยป้องกันการไหลวนของกระแสได้ แต่ในไมโครกริดค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างแหล่งผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ (DG) มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ถ้าแรงดันบางส่วนควบคุมไม่ได้จะมีผลก่อให้เกิดการแกว่งของกระแสที่มีปริมาณมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พอที่จะมีขนาดเกินกว่าพิกัดของ DGs ที่มีอยู่ ซึ่ง $Q-V$ ทรูปเป็นวิธีป้องกันการเกิดเหตุการณ์ลักษณะแบบนี้ สำหรับไมโครกริดใช้พื้นฐานจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในการเชื่อมโยงกับแหล่งพลังงาน เช่น อินเวอร์เตอร์ เป็นต้น โดยที่อินเวอร์เตอร์ปกติแล้วไม่มีความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และกำลังไฟฟ้าจริงเหมือนกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส เพื่อให้เกิดการทำงานอย่างมีประสิทธิภาพของ DGs ที่มีการเชื่อมต่อหลายหน่วยรวมกันและระบบควบคุมจะทำหน้าที่ดำเนินการเพื่อให้การทำงานสอดคล้องกัน การควบคุมอินเวอร์เตอร์เพื่อที่จะเลียนแบบคุณลักษณะ $P-f$ และ $Q-V$ ทรูปคอนโทรลของการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสเป็นอีกวิธีหนึ่งที่จะสามารถรักษาเสถียรภาพของความถี่และแรงดันตลอดจนการทำให้ง่ายต่อการร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่าง DGs สำหรับ PQ อินเวอร์เตอร์เอาต์พุตจากทรูปคอนโทรลคือ ฟังก์ชัน $P(f)$ และ $Q(V)$ ขณะที่ VSI คือ $f(P)$ และ $V(Q)$

2.2.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ด้วยทรูปคอนโทรล (PQ Inverter With Droop Control)

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะใช้ความเร็วรอบของโรเตอร์เป็นความถี่อินพุตให้กับ $P-f$ ทรูปคอนโทรล และการตอบสนองจะมีผลโดยตรงกับความถี่ของระบบ แต่เมื่อนำมาประยุกต์ใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์จะไม่สามารถกำหนดความถี่ได้เนื่องจากไม่มีความถี่อ้างอิง ดังนั้นจึงต้องใช้ความถี่ของระบบไฟฟ้าโดยอาศัยเฟสล็อกกลูป (PLL) เป็นความถี่ป้อนกลับในการควบคุมการทำงาน สำหรับอินเวอร์เตอร์สามารถปรับการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้สอดคล้องได้เช่นเดียวกัน โดยการเปรียบเทียบกับนระหว่างความถี่ที่วัดได้กับค่าอ้างอิง (ความถี่ปกติหรือความถี่มาตรฐาน) และสมการทางคณิตศาสตร์สามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (2.9)

$$P(f) = P_0 - (f_{set} - f)k_f \quad (2.9)$$

เมื่อ P_0 คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่จ่ายโดยอินเวอร์เตอร์ ณ ความถี่ที่ตั้งไว้ (Set point) และ k_f คือ อัตราขยายของทรูปคอนโทรล ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดการจ่ายกำลังไฟฟ้ามากหรือน้อย และการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าจริง (P) จะส่งผลให้ความถี่ (f) มีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

เมื่อ $Q-V$ ทรูปถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์สามารถทำได้ในลักษณะเดียวกันกับการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริง โดยใช้การวัดค่าแรงดันตรงจุดเชื่อมต่อ (PCC) และนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง เมื่อกำลังไฟฟ้าเสมือนจะถูกปรับโดยการเปลี่ยนองค์ประกอบของกำลังไฟฟ้าเสมือนจากกระแสของอินเวอร์เตอร์และการปรับกำลังไฟฟ้าเสมือนนี้สามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังสมการที่ (2.10)

$$Q(V) = Q_0 - (V_{set} - V)k_v \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q_0 คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่าย/รับจากอินเวอร์เตอร์ ณ แรงดันที่ตั้งไว้ V_{set} (Set point) และ k_v คือ อัตราขยายของทรูปคอนโทรล ซึ่งเป็นตัวกำหนดการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) เมื่อกำลังไฟฟ้าเสมือนเปลี่ยนแปลงจะส่งผลให้แรงดันเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

การวัดความถี่ได้อย่างถูกต้องในระบบจริงสามารถทำได้ยาก เมื่อเปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้าที่สามารถวัดได้ง่ายกว่า ซึ่งคำนวณได้จากค่ากระแสและแรงดันที่วัดได้ ณ จุดเชื่อมต่อ (PCC) ในระบบ การควบคุมนี้จะใช้กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนในการควบคุมความถี่และแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) หรือ V_f อินเวอร์เตอร์ [8], [9]

2.2.2 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันด้วยทรูปคอนโทรล (VSI With Droop Control)

การประยุกต์ใช้ทรูปคอนโทรลสำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันใช้ความสัมพันธ์แบบเดียวกันของ $P-f$ และ $Q-E$ ทรูป ดังรูปที่ 2.6 แต่เมื่อนำมาประยุกต์ใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์ต้องทำการวัดค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนเอาต์พุตแล้วนำมาเปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสูงสุดที่อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้ เมื่อเอาต์พุตจากการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนคือ ความถี่และแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง ตามลำดับ สำหรับใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ทำให้ VSI ทำงานเหมือนกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสที่เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและสามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมด้วยทรูปคอนโทรลสำหรับ VSI ดังสมการที่ (2.11) และ (2.12)

$$f(P) = f_{set} - k_p (P_0 - P_{max}) \quad (2.11)$$

$$V(Q) = V_{set} - k_q (Q_0 - Q_{max}) \quad (2.12)$$

เมื่อ f_{set} , V_{set} , k_p และ k_q คือ ค่าความถี่และแรงดันมาตรฐานหรือค่าปกติ, ค่าอัตราขยายของทรูปคอนโทรลสำหรับควบคุมความถี่และค่าอัตราขยายของทรูปคอนโทรลสำหรับควบคุมแรงดันไฟฟ้าตามลำดับ สำหรับค่า P_{max} และ Q_{max} คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงและค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนสูงสุดของ VSI [8], [9]

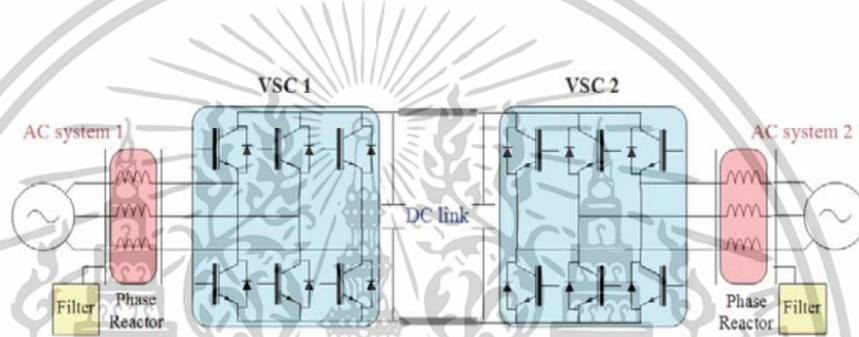
2.3 แบบจำลองการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์กำลัง (Modeling Control of Power Converters)

จากการนำไปใช้กันอย่างแพร่หลายของระบบไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) แต่การพัฒนาด้านเทคโนโลยีการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ามียุคใหม่เนื่องจากประสิทธิภาพที่สูงขึ้น ความสามารถในการควบคุมตัวประกอบกำลัง (PF) และการการเชื่อมโยงเพิ่มมากขึ้นที่มีคุณสมบัติที่ไม่ตรงกัน ซึ่งจะทำให้มีค่าใช้จ่ายที่เพิ่มขึ้นและความเชื่อถือได้ของระบบ นอกจากนี้การส่งกำลังไฟฟ้าระยะทางไกลและการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เชื่อมต่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนักระหว่างโครงข่ายไฟฟ้าเอซีและโดยรวมของการเชื่อมสภาพลงจากการทำงานช่วงพลวัต (Dynamic) ของระบบไฟฟ้าเอซี ในขณะที่สายเคเบิลใต้น้ำความยาวจะถูกจำกัดและการจัดการกับกำลังไฟฟ้าเสมือน

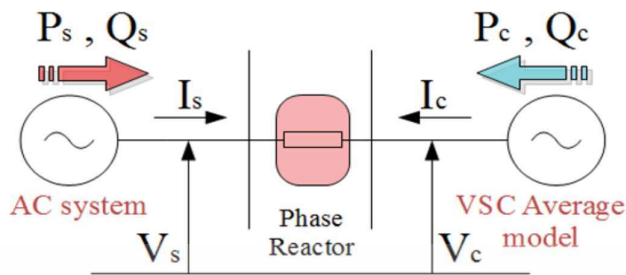
การประยุกต์ใช้งานเหล่านี้พร้อมกับการพัฒนาของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำกำลัง (Power semiconductors), ไมโครโพรเซสเซอร์ และวัสดุสารกึ่งตัวนำชนิดใหม่ ล้วนแต่เป็นการพัฒนาเกี่ยวกับด้านเทคโนโลยีของไฟฟ้าดีซีแรงดันสูง (High Voltage Direct Current: HVDC) ซึ่งเป็นทางเลือกสำหรับการส่งกำลังไฟฟ้า แต่อย่างไรก็ตามเกี่ยวกับด้านเทคโนโลยีต่างๆ กำลังรอการพัฒนาอยู่ เช่น การปรับปรุงเกี่ยวกับการตัดแยกทางเดินไฟฟ้ากระแสตรง (Direct Current breakers) และ ขนาดของสายส่ง เป็นต้น



รูปที่ 2.8 คอนเวอร์เตอร์กำลังชนิดแหล่งจ่ายแรงดันด้านไฟเอซีเชื่อมโยงทางดีซี (DC Link) ร่วมกัน

ปัจจุบันการพัฒนาของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เช่น Insulated gate bipolar transistor (IGBT) และความสามารถในการเปิด-ปิดของ IGBT ทำให้เกิดเทคโนโลยีใหม่ของคอนเวอร์เตอร์ นั่นก็คือ คอนเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (VSC) หรือ forced-commuted converter (FCC) ที่มีความสามารถเพื่อสนับสนุน (Support) กำลังไฟฟ้าเสมือนและการแก้ค่าตัวประกอบกำลัง (PF)

เมื่อพิจารณาการเชื่อมโยงไฟฟ้าดีซีแรงดันสูงและมีคอนเวอร์เตอร์ 2 ตัว เชื่อมต่อร่วมกับสายส่งไฟฟ้าดีซี สำหรับในสถานการณ์นี้วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับระบบส่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ดังรูปที่ 2.8 จากรูปที่ 2.8 จะพบว่า คอนเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (VSC) มีความเป็นอิสระของแต่ละด้านไฟเอซี (AC side) ซึ่งจะช่วยให้การควบคุมเป็นอิสระของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน นอกจากนี้แต่ละคอนเวอร์เตอร์สามารถนำมาใช้สังเคราะห์ (Synthesize) เพื่อจัดการความสมดุลของแรงดันไฟฟ้าสามเฟสเหมือนกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสที่ไม่มีแรงเฉื่อย (Inertia-less) โดยมีเงื่อนไขว่า แรงดันไฟฟ้าดีซีเป็นอิสระจากการแกว่งช่วงที่มีสัญญาณรบกวน (Disturbances) และฟลอคต์ที่เกิดขึ้นด้านเอซีของสถานี VSC-HVDC



รูปที่ 2.9 โดอะแกรมเส้นเดียวแสดงการเชื่อมต่อของ VSC

2.3.1 โมเดลด้านไฟเอซี (AC Side Model)

การควบคุมคอนเวอร์เตอร์แบบ Grid-Forming เมื่อพิจารณาคอนเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าเอซีผ่านรีแอกเตอร์เชื่อมต่อ (L_s) ดังรูปที่ 2.9 เมื่อรีแอกเตอร์ประกอบด้วย ตัวความต้านทาน R_{pr} และตัวเหนี่ยวนำ L_{pr} ต่ออนุกรมกัน จากวงจรข้างต้นวิเคราะห์โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และได้สมการแรงดันของคอนเวอร์เตอร์ ดังสมการที่ (2.13)

$$V_c - V_s = R_{pr} I_c + L_{pr} \frac{dI_c}{dt} \tag{2.13}$$

ในการวิเคราะห์จะพิจารณาระบบ 3 เฟส สมดุล จากสมการที่ 2.13 สามารถแปลงให้อยู่ในแกนหมุน $dq0$ จากการใช้การแปลงของ Clarke และ Park ตามลำดับ ดังสมการที่ (2.14) และ (2.15)

$$V_{cd} - V_{sd} = R_{pr} I_{cd} - X_{pr} I_{cq} \tag{2.14}$$

$$V_{cq} - V_{sq} = R_{pr} I_{cq} + X_{pr} I_{cd} \tag{2.15}$$

ถ้าไม่คิดกำลังสูญเสียของคอนเวอร์เตอร์

$$P_c = -P_{dc} \tag{2.16}$$

และไม่คิดกำลังสูญเสียของรีแอกเตอร์เชื่อมโยง

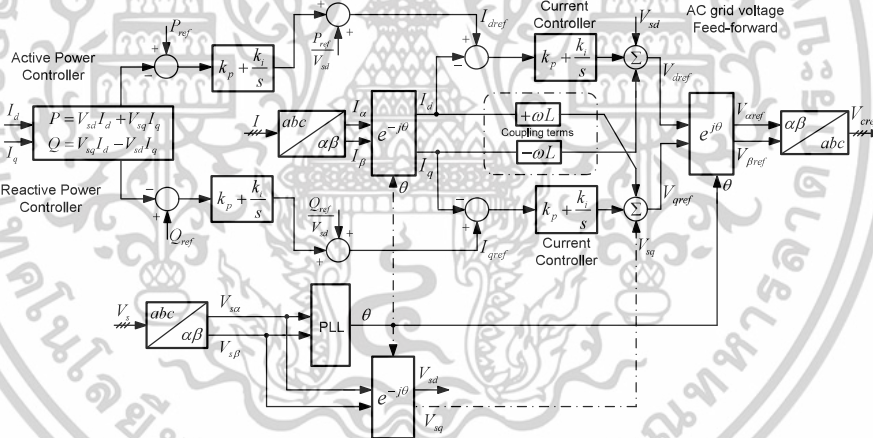
$$P_c = -P_s \tag{2.17}$$

เมื่อนำวิธีการควบคุมแบบโวลต์เตจออเรียน (Voltage-Oriented Control : VOC) มาประยุกต์ใช้ในการควบคุม ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน ดังสมการที่ (2.18) และ (2.19)

$$P_s = \frac{3}{2} V_{sd} I_{sd} \quad (2.18)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} V_{sd} I_{sq} \quad (2.19)$$

ถ้ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่ายเข้าระบบสามารถกำหนดได้จากระบบควบคุมการส่งกำลัง (Transmission System Operators : TSO) ดังนั้นกระแสย้อนกลับที่ใช้ในการควบคุม (I_{sd} และ I_{sq}) คำนวณได้จากสมการที่ (2.18) และ (2.19) ค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เมื่อแปลงให้อยู่ในแกนหมุนแรงดันในแกน q ($V_{sq} = 0$) มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นแรงดันที่ใช้ในการคำนวณจึงใช้เฉพาะแรงดันในแกน d เพียงอย่างเดียว



รูปที่ 2.10 โครงสร้างการควบคุมโวลต์เตจออเรียนแบบลูปิดสำหรับกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน

2.3.2 ระบบการควบคุมของ VSC โดยใช้พื้นฐานการควบคุมแบบโวลต์เตจออเรียน (Control System of VSC Based on VOC)

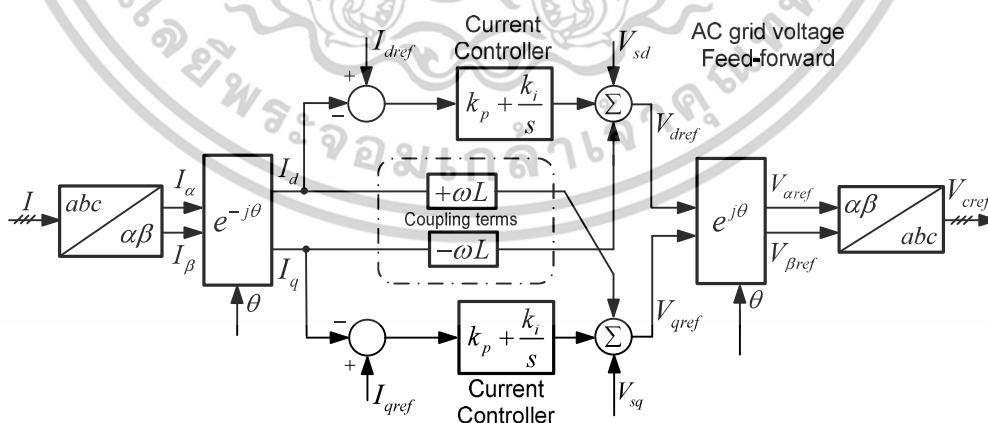
ในการตอบสนองต่อการบูรณาการกับแหล่งพลังงานทดแทนขนาดใหญ่ เมื่อต้องการเชื่อมต่อกับระบบไฟเอซีผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์กำลังมีความพยายามในการพัฒนาประสิทธิภาพระบบการควบคุมให้ดีขึ้นควบคู่กับด้านอื่นๆ ซึ่งจะช่วยลดปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นให้ลดลง เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับแหล่งพลังงานหมุนเวียน (Renewable Energy Sources : RES) ในบทความทางวิชาการได้มีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำเสนอวิธีการออกแบบสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ เช่น การควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ (PI), การควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Regulators) และการควบคุมแบบปรับตัว (Adaptive Control) เป็นต้น นอกจากนี้มีการนำเสนอเทคนิคการควบคุมแบบไม่เชิงเส้นจากการใช้พื้นฐานของ Lyapunov และวิธี Backstepping และการควบคุมด้วย Dead-Beat รวมถึงความจำเป็นต่อการจำกัดกระแสและแรงดัน เมื่อผลตอบสนองช่วงพลวัต (Dynamic) มีค่าสูงมาก

นอกจากนี้วิธีการควบคุมที่มีอยู่ถูกพัฒนาสำหรับคอนเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (VSC) และประยุกต์ใช้งานกับระบบสายส่งไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง (HVDC) เช่น การควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรง (Direct Power Control : DPC) และการควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector Control) สำหรับการควบคุมแบบแยกอิสระของแต่ละแกนอ้างอิง เช่น Voltage-Oriented Control (VOC) ในแกนซิงโครนัส (dq) หรือ ในแกนหมุน ($\alpha\beta$) อย่างไรก็ตามในการศึกษานี้ให้เข้าใจว่า โครงสร้างของวิธีการควบคุมแบบลูปิดสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์จะทำงานร่วมกับตัวควบคุมแบบพีไอ (PI) ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอ โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์เพียงอย่างเดียว ซึ่งเป็นส่วนประกอบสำคัญและโครงสร้างการควบคุมประกอบด้วย ลูปการควบคุมภายใน (กระแส) สำหรับปรับเปลี่ยนให้เกิดความเหมาะสมและลูปการควบคุมภายนอก (กำลังไฟฟ้า/แรงดัน) สำหรับปรับเปลี่ยนให้เกิดความสมดุล

โครงสร้างการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนและโครงสร้างพื้นฐานของการควบคุมแบบ VOC ลูปปิดในแกนซิงโครนัส ดังรูปที่ 2.10 เมื่อตัวควบคุมแบบพีไอทำหน้าที่ควบคุมองค์ประกอบของกระแสอ้างอิงในแกน d และ q จากค่าความผิดพลาดระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายจริงและค่ากำลังไฟฟ้าอ้างอิง หรือ ค่ากำลังไฟฟ้าที่ตั้งไว้ (Set-Point) และโครงสร้างการควบคุมจะประกอบด้วย 4 ลูป ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.11 โครงสร้างการควบคุมกระแสจากพื้นฐานของการควบคุมแบบ VOC ในแกนซิงโครนัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) ลูบตัวควบคุมกระแสด้านใน (Inner Current Controller)

สำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังด้านเชื่อมต่อกับไฟเอซี (AC side) สามารถควบคุมได้จากลูบคู่ขนานภายในโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ จากนั้นแปลงค่าความผิดพลาดของกระแสเป็นสัญญาณแรงดัน ดังรูปที่ 2.11

และสมการของตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ 2.20

$$G_{PI} = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \quad (2.20)$$

เมื่อ (k_p) คือ ค่าอัตราของตัวควบคุมแบบพี และ τ_i คือ ค่าคงที่ของเวลา หรือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิเกรต (k_i)

ในลูบการควบคุมกระแสใช้วิธีการควบคุมแยกกันอิสระระหว่างกระแส I_d และ I_q เมื่อสัญญาณแรงดันอ้างอิงของคอนเวอร์เตอร์สำหรับทั้งสองแกน (V_{dref} และ V_{qref} ในรูปที่ 2.11 สร้างขึ้นจากค่าความผิดพลาดของกระแสและฟังก์ชันการถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (2.21) และ (2.22)

$$V_{dref} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (I_{dref} - I_d) \quad (2.21)$$

$$V_{qref} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (I_{qref} - I_q) \quad (2.22)$$

ในสมการที่ (2.23) และ (2.24) ประกอบด้วย แรงดันของระบบไฟฟ้าที่ได้รับการป้อนไปข้างหน้า (Feed-Forwarded) และส่วนที่เชื่อมโยง (Cross-Coupling Terms) ระหว่างทั้งสองลูบการควบคุม โดยเพิ่มเข้าไปเพื่อชดเชยกรณีที่ต้องการแปลงให้อยู่ในแกนหมุน

$$V_{dref} = V_{sd} - \omega L_s I_q + \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (I_{dref} - I_d) \quad (2.23)$$

$$V_{qref} = V_{sq} + \omega L_s I_d + \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (I_{qref} - I_q) \quad (2.24)$$

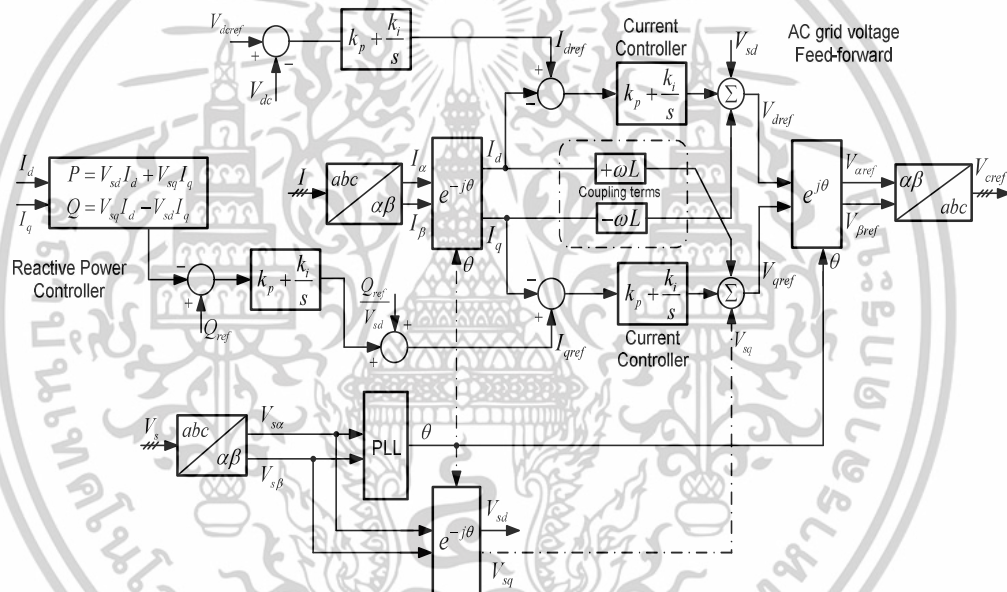
2) ลูบตัวควบคุมกำลังไฟฟ้าข้างนอก (Outer Power Controller)

โครงสร้างการควบคุมลูบปิดของการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับควบคุมคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นกระแสอ้างอิงสำหรับลูบการควบคุมข้างใน (I_{dref} และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_{qref}) สามารถคำนวณได้จากกฎการควบคุมกำลังไฟฟ้า เมื่อกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายให้กับระบบไฟฟ้าสามารถประมาณค่าโดยการวัด (จากแรงดันและกระแส 3 เฟส) ณ จุดเชื่อมต่อ (PCC) และเปรียบเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ตั้งไว้ (Set-Point)

สิ่งที่น่าสนใจเป็นพิเศษของกฎการควบคุมกำลังไฟฟ้าคือ ถ้ากำลังไฟฟ้าที่ตั้งไว้ (P_{set_point} และ Q_{set_point}) สามารถกำหนดได้จากระบบควบคุมสายส่งกำลังไฟฟ้า (Transmission System Operators : TSO) กรณีที่ต้องการให้ระบบไฟฟ้าเอชียจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับสถานีของ VSC แต่ในการควบคุมกระแส (I_d และ I_q) จะกำหนดให้การจ่ายกำลังไฟฟ้าเป็นการจ่ายจาก VSC เข้าไปยังระบบไฟฟ้าเอชีย ดังนั้นค่ากำลังไฟฟ้าอ้างอิงสำหรับใช้ในระบบควบคุม (P_{ref} และ Q_{ref} ในรูปที่ 2.10) จึงถูกกำหนดตามทิศทางกระแสของกระแส ดังสมการที่ (2.25) และ (2.26)



รูปที่ 2.12 การควบคุมแบบลูปปิดของแรงดันดีซีและกำลังไฟฟ้าเสมือนจากพื้นฐานของการควบคุมแบบ VOC ในแกนซิงโครนัส

$$P_{ref} = -P_{set_point} \quad (2.25)$$

$$Q_{ref} = -Q_{set_point} \quad (2.26)$$

2.1) ตัวควบคุมกำลังไฟฟ้าจริง (Active Power Controller)

เมื่อยุทธวิธีการควบคุมแรงดันไฟดีซีแบบ Master/Slave (M/S) ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในระบบสายส่งไฟฟ้าดีซีแรงดันปานกลาง (MTDC) โดยมีคอนเวอร์เตอร์จำนวน n ตัว ต่ออยู่ และคอนเวอร์เตอร์ $n-1$ ตัว ทำหน้าที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและต้องมีคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะในรูปแบบใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนึ่งตัวทำหน้าที่ควบคุมแรงดันไฟดีซี ดังนั้นกระแสอ้างอิง I_{dref} สามารถคำนวณได้จากค่ากำลังไฟฟ้าจริงที่ตั้งไว้ (Set-Point) ของคอนเวอร์เตอร์ทั้งหมด ดังรูปที่ 2.12 ยกเว้นสแลคคอนเวอร์เตอร์ (Slack Converter) ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมแรงดันไฟดีซีและในรูปการควบคุมจะทำงานร่วมกันของการควบคุมลูปเปิดและตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (2.27)

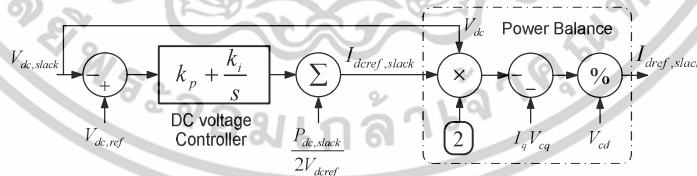
$$I_{dref} = \frac{P_{ref}}{V_{sd}} + \left(k_{pp} + \frac{k_{ip}}{s} \right) (P_{ref} - P) \quad (2.27)$$

2.2) การควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive Power Controller)

จากรูปที่ 2.12 ในทำนองเดียวกันค่ากระแสอ้างอิงในแกน q (I_{qref}) คำนวณได้จากค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง (Q_{ref}) เมื่อเป็นการรวมกันของการควบคุมวงเปิดและตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งใช้เพื่อควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนตามความต้องการของโหลดและสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (2.28)

$$I_{qref} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (Q_{ref} - Q) \quad (2.28)$$

โดยที่ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถควบคุมได้จากแอมพลิจูดของแรงดันระบบไฟฟ้า อย่างไรก็ตาม ลูปควบคุมพิเศษนี้ต้องการการกำหนดค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง (Q_{ref}) ให้กับลูปควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือน การจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนมีความสำคัญมาก เนื่องจากต้องการรักษาระดับแรงดันของระบบไฟฟ้าให้คงที่และกำลังไฟฟ้าเสมือนคำนวณได้จากค่าตัวประกอบกำลัง (PF)



รูปที่ 2.13 โครงสร้างของการควบคุมแรงดันดีซี

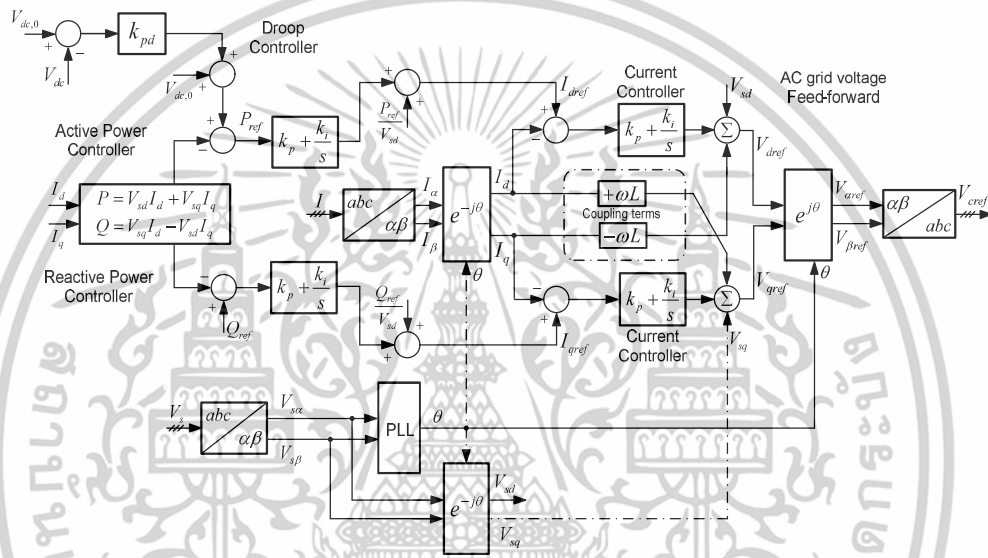
2.3.3 ตัวควบคุมแรงดันไฟดีซี (DC Voltage Controller)

1) การควบคุมแรงดันไฟดีซีแบบ Master/Slave (M/S)

เมื่อยุทธวิธีการควบคุมแบบ M/S ถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับควบคุมแรงดันไฟดีซีในระบบ VSC MTDC และต้องมีคอนเวอร์เตอร์หนึ่งตัวสำหรับทำหน้าที่ควบคุมแรงดันไฟดีซี การควบคุมแรงดันไฟดีซีสามารถพิจารณาโดยตรงจากกระแสอ้างอิงในแกน d (I_{dref}) จากรูปที่ 2.13 ค่าพารามิเตอร์ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวควบคุมสามารถออกแบบได้จากค่าเชิงเส้นของสมการกำลังไฟฟ้า ในการควบคุมแรงดันไฟดีซีจะมีผลโดยตรงต่อค่ากระแสไฟดีซีนั้นก็คือ กระแสอ้างอิงในแกน d (I_{dref}) และกระแสอ้างอิง I_{dref} สามารถหาค่าได้จากสมการความสมดุลของกำลังไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.13 ดังนั้นตัวควบคุมแบบพีไอใช้สำหรับรักษาแรงดันไฟดีซีของสแลคคอนเวอร์เตอร์ (Slack Converter) ตามค่าอ้างอิงและสถานะคงตัวของกระแสไฟดีซี เมื่อค่ากำลังไฟดีซีได้จากการจ่ายของคอนเวอร์เตอร์รองในดีซีไมโครกริด ($P_{dc,slack}$) และแรงดันไฟดีซีอ้างอิงและการป้อนไปข้างหน้า ตามลำดับ และค่ากระแสอ้างอิงของสแลคคอนเวอร์เตอร์ ดังสมการที่ (2.29)



รูปที่ 2.14 การควบคุมแรงดันไฟดีซีด้วยดรูพคอนโทรล

$$I_{dref,slack} = \frac{P_{dc,slack}}{2V_{dc,ref}} + \left(K_{pdc} + \frac{K_{idc}}{s} \right) (V_{dc,ref} - V_{dc,slack}) \quad (2.29)$$

เมื่อ $P_{dc,slack}$ สามารถคำนวณโดยใช้ค่าที่วัดได้ตรงดีซีบัส หรือ ถ้าไม่คิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียสามารถคำนวณได้จากค่าแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ดังสมการที่ (2.30) และ (2.31)

$$P_{dc,slack} = 2I_{dc,slack}V_{dc,slack} \quad (2.30)$$

$$P_{dc,slack} = -P_{c,slack} = -I_d V_{cd} - I_q V_{cq} \quad (2.31)$$

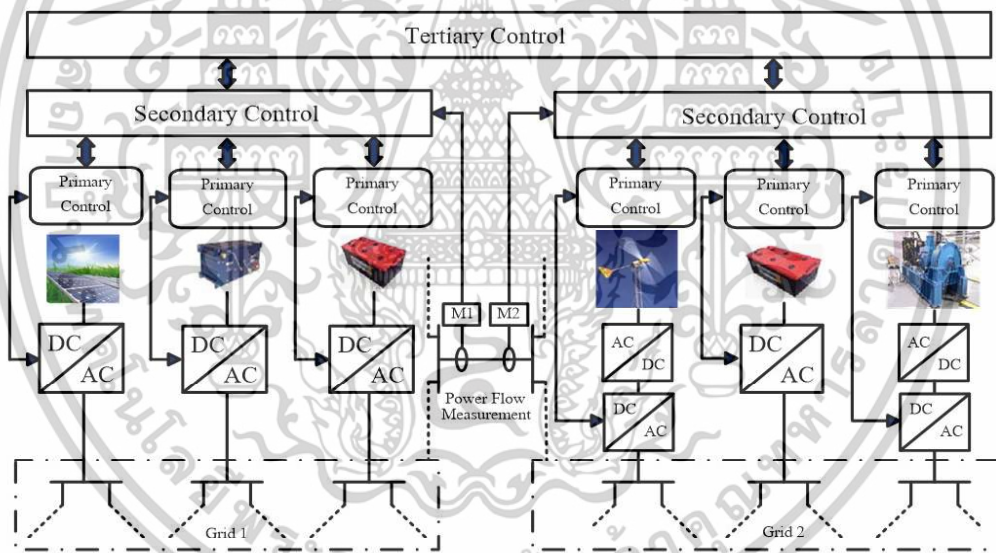
และกระแสอ้างอิงในแกน d ($I_{d,slack}$) สามารถหาค่าได้จาก สมการที่ (2.32)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{d,slack} = \frac{2I_{dc,ref,slack}V_{dc} + I_qV_{cq}}{V_{cd}} \quad (2.32)$$

2) การควบคุมแรงดันไฟดีซีด้วยดรูปรูปคอนโทรล (DC Voltage: Active Power Droop : VD)
 เมื่อการควบคุมแรงดันไฟดีซีจะพิจารณาเฉพาะยุทธวิธีที่นิยมนำมาใช้ในการควบคุม เช่น การควบคุมแรงดันไฟดีซีด้วยดรูปรูปคอนโทรล (VD) เมื่อมีการประยุกต์ใช้ดรูปรูปคอนโทรลในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์การควบคุมจะประกอบด้วย 3 ลูปการควบคุม ค่ากำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิงสร้างขึ้นจากกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่คอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้ หรือ กำลังไฟฟ้าดีซีที่ตั้งไว้ (Power set-point, Pdc0) และค่าความผิดพลาดระหว่างค่าจริงของแรงดันไฟดีซีและค่าแรงดันไฟดีซีที่ตั้งไว้ (Set-Point) และควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P) ดังรูปที่ 2.14 ค่ากำลังไฟฟ้าอ้างอิงจากการควบคุมด้วยดรูปรูปคอนโทรล ดังสมการที่ (2.33) [10]

$$P_{ref_droop} = P_{dc0} + K_{pdc}(V_{dc0} - V_{dc}) \quad (2.33)$$



รูปที่ 2.15 โครงสร้างพื้นฐานของเอซีไมโครกริด

2.4 วิธีการควบคุมเอซีไมโครกริด (AC Microgrid Control Methods)

ความต้องการใช้พลังงานไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นในปัจจุบันจำเป็นต้องแสวงหาแหล่งพลังงานอื่นเข้ามาช่วยในการผลิตไฟฟ้า พลังงานหมุนเวียนและพลังงานทางเลือก (Renewable and Alternative Energy Resources : RES) ถูกนำมาใช้ในการผลิตไฟฟ้ามากขึ้นเนื่องจากต้องการลดปริมาณการใช้พลังงานจากฟอสซิล โดยที่ในระยะหลังเซลล์แสงอาทิตย์, กังหันลมขนาดเล็ก และ fuel cell มีความนิยมในการผลิตไฟฟ้ามากขึ้นเนื่องจากเป็นพลังงานสะอาดไม่สร้างมลพิษ ไฟฟ้าที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลิตได้จะถูกเชื่อมโยงเป็นโครงข่ายไฟฟ้าขนาดเล็ก (Microgrid : MG) สำหรับใช้ในชุมชนและเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า ไมโครกริดประกอบด้วย แหล่งผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ (Distributed Generation : DG) อุปกรณ์สะสมพลังงาน (Energy Storage Sources : ESS) และศูนย์กลางการควบคุม ดังรูปที่ 2.15 เทคโนโลยีของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมีความสำคัญมากสำหรับการปรับปรุงระบบให้ดีขึ้นเมื่อนำ RES และ DG มาประยุกต์ใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งแนวคิดของไมโครกริด โดยที่ไมโครกริดช่วยเพิ่มศักยภาพให้กับระบบและควบคุมความยืดหยุ่นได้ของระบบ เมื่อทั้งหมดของ RESs กับความแตกต่างของไฟฟ้าที่ผลิตได้ทั้งหมดนำมารวมเข้าเป็นระบบเดียวกัน ดังนั้นไมโครกริดถูกนำมาใช้เพื่อให้เกิดความเหมาะสมที่สุดจากการนำ RESs เชื่อมต่อเข้ากับระบบไฟฟ้านอกจากนี้ความต้องการคุณภาพกำลังไฟฟ้า ความเสถียรภาพของระบบ และการควบคุมความยืดหยุ่นได้ของระบบสามารถทำได้โดยการใช้แนวคิดของไมโครกริด เมื่อไมโครกริดสามารถเชื่อมต่อกันได้ด้วยการใช้เทคโนโลยีสารสนเทศแบบใหม่ (New Information Technology : IT) ใช้สำหรับสื่อสารข้อมูลตามที่ต้องการและนี่คือส่วนหนึ่งของเทคโนโลยีโครงข่ายไฟฟ้าอัจฉริยะ (Smart Grid) ซึ่งจะพบว่า อิเล็กทรอนิกส์กำลังและเทคโนโลยีโครงข่ายไฟฟ้าอัจฉริยะช่วยให้ความเป็นไปได้ในการเชื่อมโยงกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้จาก RES ทั้งหมดเข้ากับระบบไฟฟ้าหลัก ดังรูปที่ 2.15 อินเวอร์เตอร์และคอนเวอร์เตอร์ถูกใช้สำหรับเชื่อมโยงระหว่าง RES และไมโครกริด ซึ่งโดยปกติแล้วอินเวอร์เตอร์เป็นชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) โดยมีทรูปคอนโทรลสำหรับควบคุมการทำงาน เมื่อหลักการของทรูปคอนโทรลจะอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงกับความถี่และกำลังไฟฟ้าเสมือนกับแรงดันหรือ ถูกเรียกว่า $P-\omega$ และ $Q-E$ ทรูป [6], [7]

ระบบการจัดการพลังงาน (Energy Management System : EMS) จาก DGs คือ ประเด็นหลักที่น่าสนใจในไมโครกริดและหลากหลายงานวิจัยมีการนำเสนอเรื่องนี้ ทฤษฎีของทรูปคอนโทรลถูกใช้สำหรับควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของ DG แต่ละหน่วย ความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันจะลดลงเมื่อไมโครกริดจ่ายกำลังไฟฟ้ามากขึ้นตามความต้องการของโหลด การลดลงของความถี่และแรงดันเนื่องจากการจ่ายกำลังไฟฟ้าถูกชดเชยด้วยทรูปคอนโทรล ไมโครกริดสามารถทำงานในโหมดจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดท้องถิ่น (Local Loads) หรือเรียกว่า โหมด Islanding ในโหมด Islanding ระบบไฟฟ้าหลักถูกตัดการเชื่อมออกจากไมโครกริด ดังนั้นไมโครกริดทำหน้าที่จ่ายโหลดท้องถิ่นและควบคุมเสถียรภาพของความถี่และแรงดัน นอกจากนี้การทำงานของ EMS ในไมโครกริดสามารถควบคุมการชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนเพื่อควบคุมแรงดันในช่วงที่ทำงานในโหมด Islanding และพร้อมกับกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นจากโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น การควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าระหว่างไมโครกริดและระบบไฟฟ้า ถ้าความต้องการกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นและไมโครกริดไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้เพียงพอต่อความต้องการ EMS จะดึงกำลังไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้าหลักเข้ามาช่วยจ่าย ในทางกลับกันไมโครกริดสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้ากลับเข้าสู่ระบบ ถ้าไมโครกริดมีกำลังไฟฟ้าเหลือจากการจ่ายโหลด การสื่อสารระหว่าง DG แต่ละหน่วยสามารถทำได้โดยการใช้การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สื่อสารอ่านความถี่ต่ำ สำหรับงานวิจัยที่มีการอธิบายถึงลำดับการควบคุมหรือการจัดลำดับการควบคุม ในไมโครกริดมีการนำเสนอค่อนข้างน้อย จึงเป็นเรื่องยากที่จะทำให้เกิดความเข้าใจถึงการออกแบบ การควบคุมสำหรับ DG ที่มีรูปแบบที่แตกต่างกัน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอเพื่อให้เข้าใจถึง ยุทธวิธีการควบคุมแบบลำดับขั้นและอธิบายการควบคุมในแต่ละลำดับให้เกิดความเข้าใจ และสิ่งที่ คาดหวังไว้ในวิทยานิพนธ์นี้คือ การเข้าใจในภาพรวมของการควบคุมไมโครกริด ความสัมพันธ์ในแต่ละ ลำดับขั้นรวมถึงการออกแบบให้เหมาะสมสำหรับการควบคุมไมโครกริด

2.4.1 ยุทธวิธีการควบคุมเอซีไมโครกริดแบบลำดับขั้น (Hierarchical AC Microgrid Control Strategies)

ไมโครกริดเป็นแนวคิดสำหรับโครงข่ายไฟฟ้าขนาดเล็กที่เกิดขึ้นจากการเชื่อมโยงไฟฟ้าที่ผลิต ได้จากแหล่งพลังงานทดแทนและพลังงานทางเลือกเข้าด้วยกันและจะต้องมีการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ กำลังของ DG ให้ทำงานอย่างใดอย่างหนึ่ง นั่นก็คือ โหมด Grid-Feeding หรือ โหมด Grid-Supporting โรงไฟฟ้าพลังงานลมและเซลล์แสงอาทิตย์เป็นโรงไฟฟ้าขนาดเล็กที่เหมาะสมสำหรับการ เชื่อมโยงเป็นโครงข่ายไฟฟ้าขนาดเล็ก เนื่องจากมีขนาดเล็กและสามารถขยายจำนวนโรงไฟฟ้าได้ มากกว่าโรงไฟฟ้าขนาดกลางในขณะเดียวกันสามารถเชื่อมต่อได้ทุกจุดของระบบไฟฟ้ากำลัง นอกจากนั้นไมโครกริดยังสามารถเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าที่ใช้พลังงานอื่นๆ ในการผลิตไฟฟ้าอย่างเช่น เครื่องกำเนิดไฟฟ้าพลังงานดีเซลหรือใช้ก๊าซธรรมชาติ เป็นต้น การเพิ่มเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้าไปใน ระบบและอุปกรณ์สะสมพลังงานไฟฟ้ามีความสำคัญมากในไมโครกริดเพราะไฟฟ้าที่ผลิตจากพลังงาน ทดแทนในบางช่วงเวลาไม่สามารถผลิตไฟฟ้าได้

เมื่อเสถียรภาพของแรงดันและความถี่จากการทำงานของเอซีไมโครกริดที่มีโหมดการทำงาน 2 โหมด เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นลำดับต้นๆ ข้อกำหนดสำหรับการควบคุมเพื่อให้เกิดเสถียรภาพของ แรงดันและความถี่ภายในไมโครกริดมีดังนี้

- รักษาระดับแรงดันและความถี่ให้คงที่ในช่วงที่ไมโครกริดทำงานในโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมด Islanding
- RES และ DG ทั้งหมดสามารถร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดในเอซีไมโครกริด
- ถ้าเกิดความผิดปกติ (Fault) ในระบบไฟฟ้าหลัก ไมโครกริดตรวจพบและตัดการ เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าหลักและทำงานในโหมด Islanding จากนั้นไมโครกริดสามารถกลับมาเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าหลักอีกครั้งเมื่อระบบกลับสู่สภาวะปกติและการทำงานจะเป็นแบบอัตโนมัติ
- ไมโครกริดสามารถควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าที่จุด PCC ที่เชื่อมต่อเข้ากับระบบไฟฟ้าหลัก
- ไมโครกริดจำเป็นต้องมี EMS สำหรับบริหารจัดการพลังงานให้มีประสิทธิภาพ

สูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้องการดังกล่าวมีความสำคัญแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับช่วงเวลาการทำงานของไมโครกริด ดังนั้นยุทธวิธีการควบคุมแบบลำดับขั้นของเอซีไมโครกริดจึงมีความสำคัญมากในการควบคุมและรักษาเสถียรภาพของแรงดันและความถี่ในไมโครกริด ยุทธวิธีการควบคุมแบบลำดับขั้นสำหรับเอซีไมโครกริดประกอบด้วย 3 ลำดับ การควบคุมขั้นปฐมภูมิ การควบคุมขั้นทุติยภูมิ และการควบคุมขั้นที่สาม การควบคุมขั้นปฐมภูมิทำหน้าที่ควบคุมแรงดันและความถี่ภายในไมโครกริด เมื่อแอมพลิจูดแรงดันและความถี่จำเป็นต้องมีการควบคุมในช่วงที่ทำงานทั้ง 2 โหมด คือ โหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า และ โหมด Islanding คอนเวอร์เตอร์กำลังของ DG แต่ละหน่วยสามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้อย่างอิสระจากการใช้สัญญาณแรงดันและความถี่อ้างอิงตรงจุดที่คอนเวอร์เตอร์มีการเชื่อมต่อคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Feeding ที่มีการใช้การควบคุมขั้นปฐมภูมิ เช่น PV converters และ Wind converters ซึ่งประกอบด้วย ลูปควบคุมแรงดันและลูปควบคุมกระแส การควบคุมขั้นทุติยภูมิคือ เทคนิคการควบคุมสำหรับชดเชยแรงดันและความถี่ที่เบี่ยงเบน ซึ่งคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ Grid-Supporting ใช้การควบคุมขั้นทุติยภูมินี้สำหรับแก้ไขให้แรงดันและความถี่ที่เบี่ยงเบนกลับคืนค่าปกติในไมโครกริด การควบคุมขั้นที่สามถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับ EMS ในไมโครกริดและควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าที่จุด PCC ซึ่งคือ จุดที่เชื่อมต่อไปยังระบบไฟฟ้าหลัก

1) การควบคุมขั้นปฐมภูมิ (Primary Control)

คอนเวอร์เตอร์กำลังของแต่ละหน่วยของ RES หรือ DG ต่อขนานกันในไมโครกริดและทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส ตัวควบคุมขั้นปฐมภูมิ (Primary Controller) ทำหน้าที่ควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของ DG แต่ละหน่วยให้เหมาะสมที่สุดในไมโครกริด ยกตัวอย่างเช่น PV converters ทำงานในโหมดติดตามกำลังงานสูงสุด (MPPT) เพื่อหาค่ากำลังงานสูงสุดที่แผงเซลล์แสงอาทิตย์ผลิตได้ ซึ่งในลักษณะแบบนี้ PV converters ต้องทำงานในโหมด Grid-Feeding ขณะที่ก่อนหน้านี้ PV converters สามารถทำงานในโหมด Grid-Supporting ซึ่งเป็นข้อบังคับของระบบไฟฟ้า การทำงานในโหมด Islanding ของไมโครกริด PV converters เปลี่ยนการทำงานเป็นโหมด Grid-Supporting เพื่อรักษาระดับแรงดันภายในไมโครกริดให้คงที่จากการควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของการควบคุมขั้นปฐมภูมิซึ่งใช้รูปคอนโทรลในการควบคุมโดยพื้นฐานของรูปคอนโทรลจะเปลี่ยนแบบการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส เมื่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงเพิ่มขึ้นความถี่ของแรงดันเอาต์พุตจะลดลง ในการควบคุมขั้นปฐมภูมิไม่จำเป็นต้องมีการสื่อสารระหว่าง DG แต่ละหน่วย เพราะการควบคุมขั้นปฐมภูมิสำหรับ DG แต่ละหน่วยจะควบคุมแยกอิสระต่อกัน ดังนั้นการควบคุมถูกออกแบบให้เหมาะสมกับแหล่งพลังงานที่ใช้ในการผลิตพลังงานไฟฟ้า ถ้าคอนเวอร์เตอร์กำลังไม่ได้ถูกควบคุมด้วยรูปคอนโทรลและไมโครกริดทำงานอยู่ในโหมด Islanding คอนเวอร์เตอร์กำลังจะถูกตัดการเชื่อมต่อจากระบบไฟฟ้าหลักและหยุดการทำงานโดยจะกลับมาทำงานอีกครั้งเมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า ความสัมพันธ์ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าจริง (P) กับความถี่ (ω) และกำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) กับแรงดัน (V) ดังรูปที่ 2.16 จากความสัมพันธ์ระหว่าง $P-\omega$ และ $Q-V$ สามารถใช้สร้างความถี่และแรงดันอ้างอิงสำหรับการควบคุมภายใน (Local Control) ของแต่ละคอนเวอร์เตอร์กำลัง เมื่อความถี่และแรงดันอ้างอิงสามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังสมการที่ (2.34) และ (2.35)

$$\omega = \omega^* - m(P - P^*) \quad (2.34)$$

$$E = E^* - n(Q - Q^*) \quad (2.35)$$

เมื่อ ω^* คือ ความถี่อ้างอิง

E^* คือ แรงดันอ้างอิง

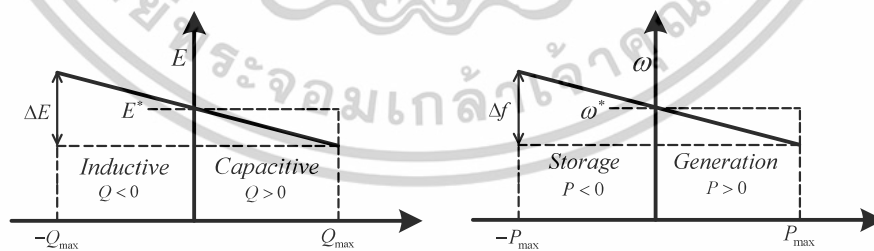
P^* คือ กำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิง

Q^* คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง

โดยที่ m และ n คือ ค่าคงที่ของดรูปคอนโทรลใช้สำหรับกำหนดความลาดเอียงของสโปลดรูปคอนโทรล ดังรูปที่ 2.16 สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ของ $\Delta P/\Delta f$ และ $\Delta Q/\Delta V$ เมื่อสโปลดรูปคอนโทรล m และ n สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$m = \frac{\omega - \omega^*}{P_{\max} - P_{\min}} = \frac{\Delta f}{2P_{\max}} \quad (2.36)$$

$$n = \frac{E - E^*}{Q_{\max} - Q_{\min}} = \frac{\Delta E}{2Q_{\max}} \quad (2.37)$$



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง $P-\omega$ และ $Q-V$ ของดรูปคอนโทรล

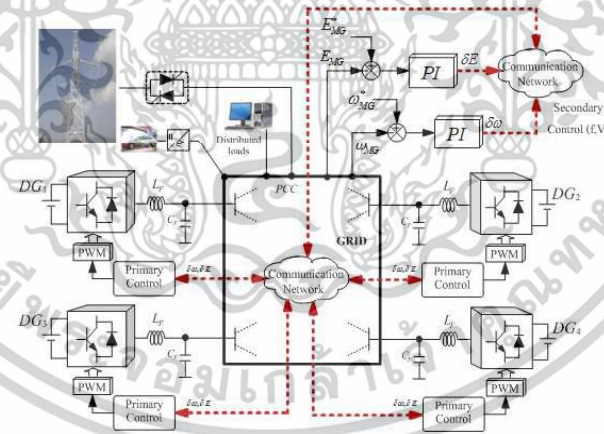
เมื่อ Δf และ ΔE คือ ความถี่และแรงดันไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลง, P_{\max} และ Q_{\max} คือ กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสูงสุดที่สามารถจ่ายได้ของแต่ละคอนเวอร์เตอร์กำลัง ยกตัวอย่างเช่น ถ้าคอนเวอร์เตอร์กำลังมีแบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานและสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงได้สูงสุดเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P_{max} สโลปของรูปคอนโทรลมีค่าเท่ากับ $m = \Delta f / 2P_{max}$ ดังรูปที่ 2.16 ทรูปคอนโทรลควบคุมให้คอนเวอร์เตอร์กำลังทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง ($P > 0$) และกำลังไฟฟ้าเสมือน ($Q > 0$) ในขณะที่เดียวกันคอนเวอร์เตอร์กำลังรับกำลังไฟฟ้าจากไมโครกริดสำหรับชาร์จแบตเตอรี่ ($P < 0$) ด้วยเช่นกัน [8], [9]

2) การควบคุมขั้นทุติยภูมิ (Secondary Control)

ตัวควบคุมขั้นทุติยภูมิ (Secondary Controller) ทำหน้าที่ควบคุมเสถียรภาพของความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงจากการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน ดังนั้นจำเป็นต้องมีการสื่อสารระหว่าง DG แต่ละหน่วยที่เชื่อมต่อทั้งหมดในไมโครกริด การสื่อสารย่านความถี่ต่ำถูกนำมาประยุกต์ ใช้กับการควบคุมขั้นทุติยภูมิ เพื่อตรวจสอบและควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังทั้งหมด การควบคุมขั้นทุติยภูมิทำหน้าที่ปรับความลาดเอียงของสโลปรูปคอนโทรลของการควบคุมขั้นปฐมภูมิให้เหมาะสม ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของสโลปรูปคอนโทรลนี้เกิดขึ้นจากการจ่ายกำลังไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์กำลังส่งผลทำให้ความถี่และแอมพลิจูดแรงดันเกิดการเบี่ยงเบนจากค่าปกติ ดังนั้นการควบคุมขั้นทุติยภูมิจะตรวจจับความถี่และแรงดันของไมโครกริดนำมาเปรียบเทียบกับความถี่และแรงดันอ้างอิง ค่าความผิดพลาดถูกชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบ PI จากนั้นสัญญาณทั้งหมดถูกส่งให้กับตัวควบคุมขั้นปฐมภูมิ (Primary Controller) ด้วยการสื่อสารย่านความถี่ต่ำ เพื่อกู้คืนความถี่และแรงดันที่เบี่ยงเบนคืนสู่ค่าปกติ ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 ตัวควบคุมขั้นทุติยภูมิของเอซีไมโครกริดสำหรับชดเชยแอมพลิจูดแรงดันและความถี่ที่เบี่ยงเบน

- การควบคุมความถี่

ความถี่ของ DG มีการเปลี่ยนแปลงหรือเบี่ยงเบนจากค่าปกติเป็นผลมาจากการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงให้กับโหลด ดังนั้นการควบคุมความสมดุลของโหลดและกำลังไฟฟ้าจริงจึงเป็นตัวกำหนดการเบี่ยงเบนของความถี่ การควบคุมเพื่อกู้คืนความถี่คืนสู่ค่าปกติใช้ตัวควบคุมแบบ PI โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเบี่ยงเบนของความถี่อยู่ในย่านแคบๆ ขึ้นอยู่กับข้อกำหนดของแต่ละระบบไฟฟ้า เช่น ยุโรปเหนือ กำหนดไว้ที่ ± 0.05 Hz เป็นต้น สำหรับประเทศไทยการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค (PEA) กำหนดให้ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงได้ไม่เกิน ± 0.5 Hz ที่ความถี่ปกติ 50 Hz ตัวควบคุมแบบ PI ถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับควบคุมความถี่ที่เบี่ยงเบนให้กลับคืนสู่ค่าปกติและสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\delta\omega = k_{pf} (\omega_{MG}^* - \omega_{MG}) + k_{if} \int (\omega_{MG}^* - \omega_{MG}) dt + \Delta\omega_s \quad (2.38)$$

เมื่อ k_{pf} และ k_{if} คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P) และตัวควบคุมแบบอินทิกรัล (I) การควบคุมให้ความถี่กลับคืนสู่ค่าปกติสามารถทำได้โดยการตรวจจับความถี่ของไมโครกริด (ω_{MG}) นำมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิง (ω_{MG}^*) ค่าความผิดพลาดถูกชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบ PI ($\delta\omega$) และรวมกับ $\Delta\omega_s$ จากลูบชิงโครโนเซชัน กรณีที่ไมโครกริดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและพารามิเตอร์ที่ได้จากการควบคุมความถี่ถูกส่งให้กับตัวควบคุมชั้นปฐมภูมิเพื่อปรับปรุงความถี่อ้างอิงของทรูปคอนโทรล

- การควบคุมแรงดัน

ตัวควบคุมแบบ PI ถูกนำมาใช้สำหรับชดเชยแอมพลิจูดของแรงดันที่เปลี่ยนแปลงจากการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนของคอนเวอร์เตอร์กำลังกระบวนการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่เบี่ยงเบนให้กลับคืนสู่ค่าปกติทำเช่นเดียวกับการควบคุมความถี่ เมื่อแรงดันในไมโครกริดมีแอมพลิจูดแตกต่างจากแรงดันปกติตัวควบคุมแบบ PI จะทำหน้าที่ชดเชยแอมพลิจูดของแรงดันและค่าความผิดพลาดที่ได้ของแต่ละหน่วยถูกส่งไปยังศูนย์กลางการควบคุมโดยจะใช้ระบบการสื่อสารความถี่ต่ำเป็นตัวรับ-ส่งข้อมูลดังกล่าวนี้ ดังนั้นการควบคุมให้แอมพลิจูดของแรงดันและความถี่กลับคืนค่าปกติจะสามารถควบคุมไปพร้อมกันได้และสามารถเขียนเป็นสมการของการควบคุมได้ดังนี้

$$\delta E = k_{pE} (E_{MG}^* - E_{MG}) + k_{iE} \int (E_{MG}^* - E_{MG}) dt \quad (2.39)$$

เมื่อ k_{pE} และ k_{iE} คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุม PI และค่าความผิดพลาดที่ได้จากการชดเชยจะถูกส่งไปยังการควบคุมชั้นปฐมภูมิของ DG แต่ละหน่วย

3) การควบคุมขั้นที่สาม (Tertiary Control)

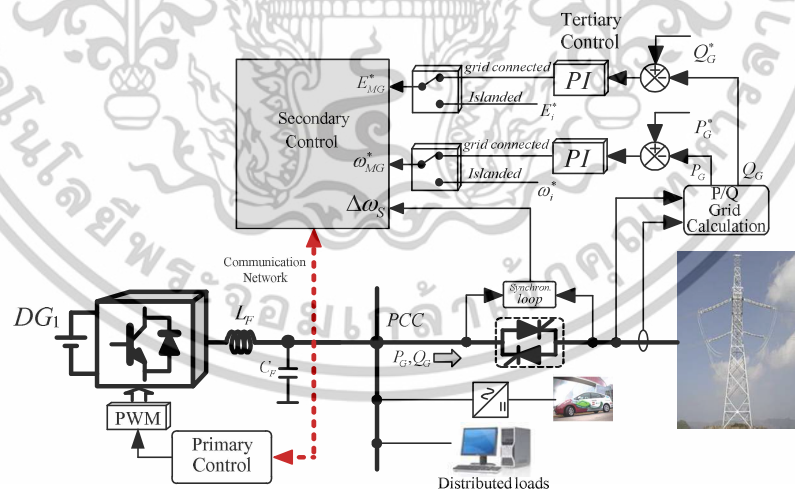
ระบบการจัดการพลังงาน (Energy Management System) และข้อกำหนดต่างๆ ของการไหลของกำลังไฟฟาระหว่างไมโครกริดกับระบบไฟฟ้าหลักคือ หน้าที่หลักของการควบคุมขั้นที่สามเมื่อไมโครกริดเชื่อมโยงกับระบบไฟฟ้าจำเป็นต้องมีการควบคุมขั้นที่สาม เพื่อทำหน้าที่ตัดสินใจกำหนดจุดทำงานของการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับ DG แต่ละหน่วย ดังนั้นการไหลของกำลังไฟฟ้าในไมโครกริดและที่จุด PCC สามารถควบคุมได้ กำลังไฟฟ้าสามารถถ่ายโอนระหว่างระบบไฟฟ้าหลักและ

ไมโครกริด โดยสามารถประมาณค่ากำลังไฟฟ้าได้จากความต้องการของโหลดและกำลังไฟฟ้าที่สามารถผลิตได้จากพลังงานทดแทน เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าสามารถควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าได้จากการปรับค่ามุมเฟสในสภาวะคงตัวและแอมพลิจูดของแรงดันภายในไมโครกริด บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมชั้นที่สาม ดังรูปที่ 2.18 การควบคุมชั้นที่สามสามารถทำได้โดยการตรวจจับค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลผ่านสวิตช์ทางเบี่ยง (P_G และ Q_G) นำมาเปรียบเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง (P_G^* และ Q_G^*) ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบ PI สำหรับควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.40) และ (2.41) และค่าที่จากการควบคุมแปลงเป็นสัญญาณความถี่และแรงดันอ้างอิงให้กับตัวควบคุมชั้นทุติยภูมิ

$$\omega_{MG}^* = k_{pP}(P_G^* - P_G) + k_{iP} \int (P_G^* - P_G) dt \quad (2.40)$$

$$E_{MG}^* = k_{pQ}(Q_G^* - Q_G) + k_{iQ} \int (Q_G^* - Q_G) dt \quad (2.41)$$

เมื่อ k_{pP} , k_{pQ} , k_{iP} และ k_{iQ} คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PI, ω_{MG}^* และ E_{MG}^* คือ ค่าความถี่และแรงดันอ้างอิงที่ได้จากการควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้า โดยที่ค่าความถี่และแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ได้จากตัวควบคุมชั้นที่สาม (Tertiary Controller) ซึ่งจะถูกส่งไปยังตัวควบคุมชั้นทุติยภูมิ เพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับควบคุมความถี่และแรงดันที่จุด PCC ดังรูปที่ 2.18

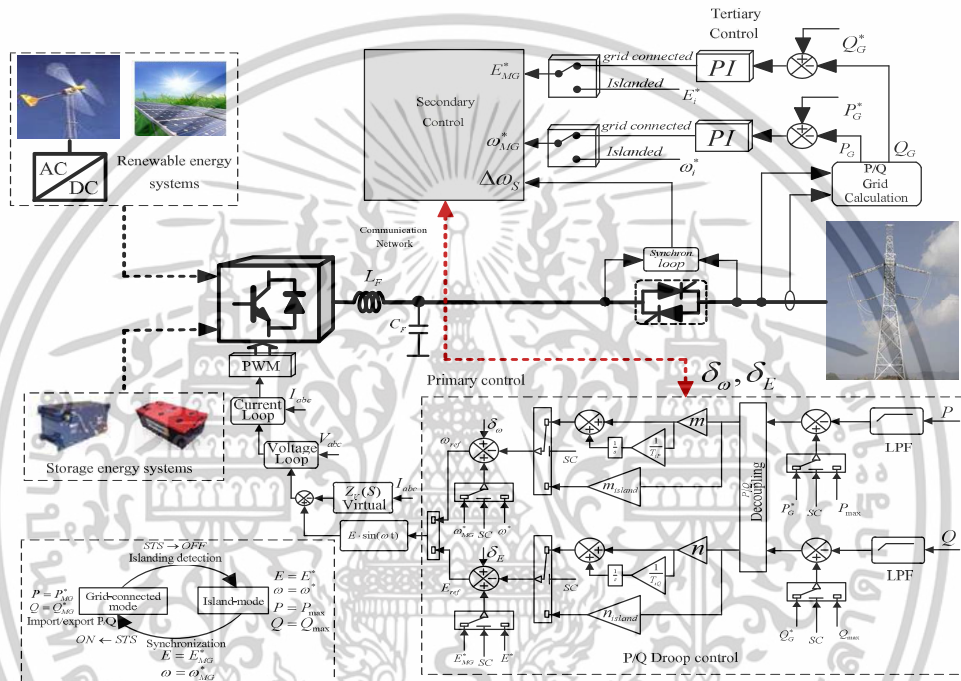


รูปที่ 2.18 ตัวควบคุมชั้นที่สามสำหรับควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าที่จุด PCC

การทำงานของไมโครกริดในโหมด Islanding ความถี่ (ω_{MG}^*) และแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (E_{MG}^*) ที่ได้จากตัวควบคุมชั้นที่สามจะเปลี่ยนเป็นความถี่และแรงดันปกติ (ω^* และ E^*) สำหรับใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับตัวควบคุมชั้นทุติยภูมิ เมื่อระบบไฟฟ้ากลับสู่สภาวะปกติจากเหตุการณ์ Islanding และไมโครกริดพร้อมเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าหลักอีกครั้งกระบวนการซิงโครไนเซชันเริ่มต้นขึ้น เมื่อค่า ω_{MG}^* และ E_{MG}^* ที่ได้ทำการออกแบบไว้ต้องเท่ากับค่าความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันที่วัดได้จากระบบไฟฟ้านั้นก็คือ ความถี่และแอมพลิจูดแรงดันของไมโครกริดเท่ากับค่าความถี่และแอมพลิจูดแรงดันของระบบไฟฟ้าหลัก หลังจากกระบวนการซิงโครไนซ์เสร็จเรียบร้อยแล้วสัญญาณทั้งหมดจะถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมชั้นที่สาม ตามลำดับ



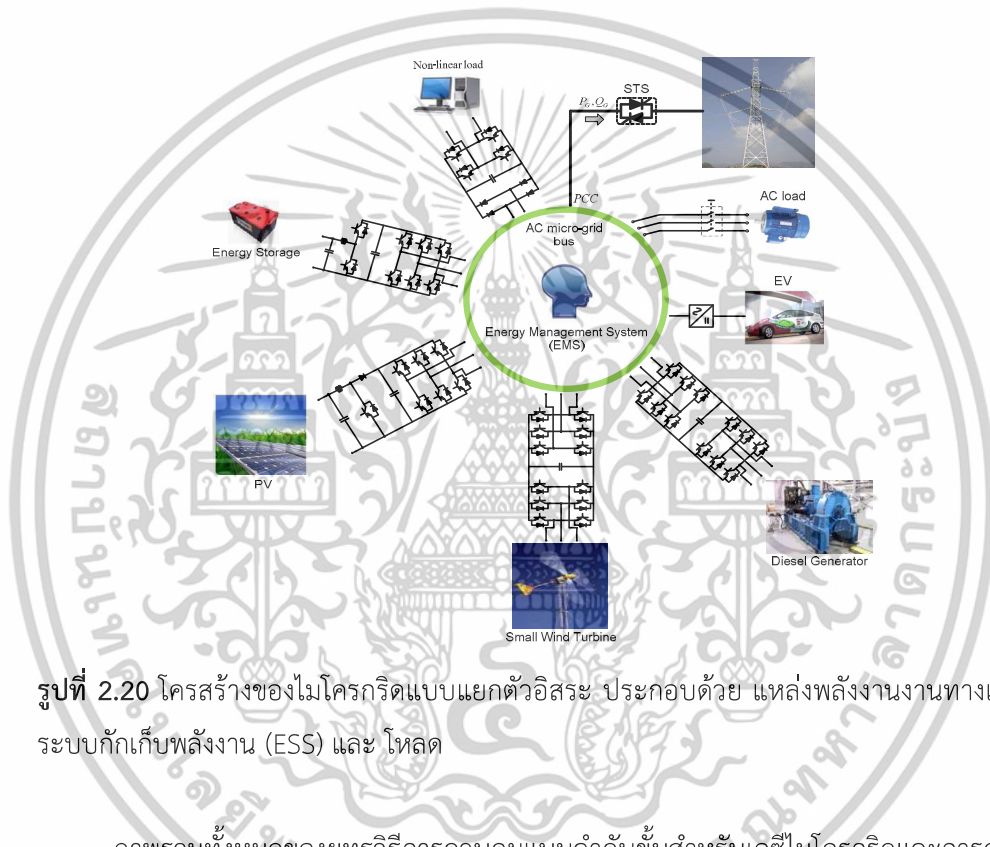
รูปที่ 2.19 โครงสร้างของยุทธวิธีการควบคุมเอซีไมโครกริดแบบลำดับขั้น

การแลกเปลี่ยนกำลังไฟระหว่างไมโครกริดกับระบบไฟฟ้าหลักขึ้นอยู่กับกำลังไฟฟ้าอ้างอิง นั่นก็คือ P_G^* และ Q_G^* โดยค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถจ่ายออกไปและรับกลับเข้ามาได้อย่างอิสระ จากรูปที่ 2.18 แสดงการแลกเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าซึ่งควบคุมด้วยตัวควบคุมชั้นที่สาม และจะพบว่า กำลังไฟฟ้าสามารถไหลได้สองทิศทาง ดังนั้นสโลปของดรูพคอนโทรลเป็นตัวกำหนดทิศทางกำลังไฟโดยการปรับความถี่ (ω_{MG}^*) และแรงดันอ้างอิง (E_{MG}^*) จากสมการที่ (2.40) และ (2.41) จะพบว่า การไหลของกำลังไฟฟ้าอาศัยเครื่องหมายของ P_G^* และ Q_G^* และการไหลของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถส่งออกไปหรือรับเข้ามาได้อย่างอิสระ ถ้าความถี่อ้างอิงของไมโครกริดมากกว่าความถี่ของระบบไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าจริงมากกว่าศูนย์ ($P_G > 0$) ไมโครกริดทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าจริงให้กับระบบไฟฟ้า ในทางตรงกันข้ามถ้าเมื่อใดก็ตามที่ไมโครกริดไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดได้ ($P_G < 0$) ไมโครกริดจะรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าจริงจากระบบไฟฟ้าหลักเข้ามาช่วยจ่ายโหลดเพื่อควบคุมให้ความถี่ของไมโครกริดคงที่และ ในทำนองเดียวกันการควบคุมให้แอมพลิจูดของแรงดันไฟฟ้าในไมโครกริดเกิดความคงที่จะอาศัยการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนของไมโครกริด ($Q_G > 0$) และรับกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้ามาช่วยจ่ายให้โหลด

จากที่ได้อธิบายไว้ข้างต้นถ้ากำหนดให้ k_{IP} และ k_{IO} มีค่าเท่ากับศูนย์ตัวควบคุมชั้นที่สามจะกลายเป็นตัวควบคุมชั้นปฐมภูมิของคอนเวอร์เตอร์กำลัง ดังนั้น DG ที่เชื่อมโยงกันทั้งหมดจะกลายเป็นหนึ่งโครงข่ายไฟฟ้าที่ทำหน้าที่จ่ายโหลดตามกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้โดยไม่เกี่ยวข้องกับใดๆ กับระบบไฟฟ้าหลัก

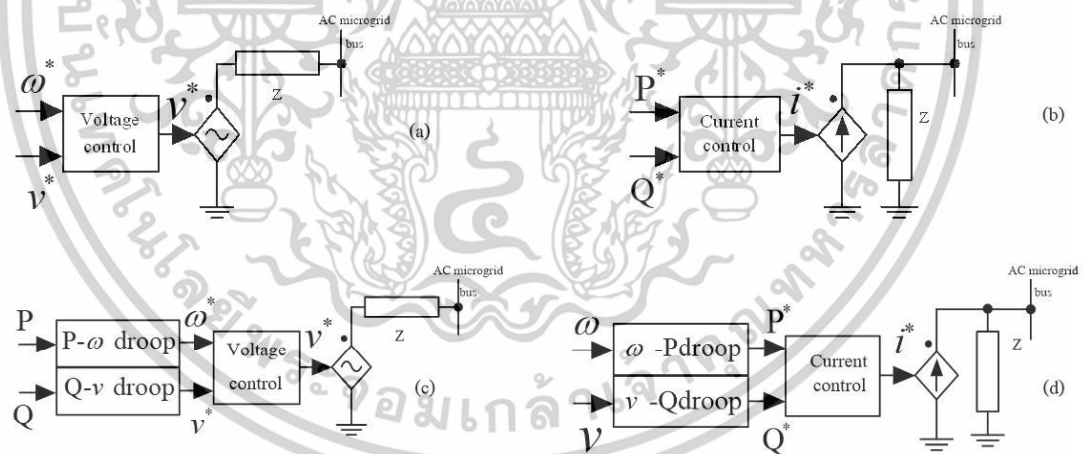


รูปที่ 2.20 โครงสร้างของไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระ ประกอบด้วย แหล่งพลังงานงานทางเลือก, ระบบกักเก็บพลังงาน (ESS) และ โหลด

ภาพรวมทั้งหมดของยุทธวิธีการควบคุมแบบลำดับขั้นสำหรับเอซีไมโครกริดและการควบคุมเสถียรภาพของแรงดันและความถี่ในไมโครกริด ดังรูปที่ 2.19 จากรูปแสดงภาพรวมของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังที่สามารถทำงานได้ทั้ง 2 โหมด คือ โหมด Grid-Feeding และ โหมด Grid-Supporting โดยอาศัยการควบคุมและกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในการควบคุมชั้นปฐมภูมิ และการควบคุมทั้ง 3 ลำดับขั้น ซึ่งจำเป็นสำหรับเอซีไมโครกริดเพื่อให้สามารถควบคุมได้อย่างอิสระ จากรูปที่ 2.19 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการควบคุมสามารถคำนวณได้จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น ซึ่งผลที่ได้จะนำเสนอในโอกาสต่อไป

2.5 โหมตการทำงานแบบแยกตัวอิสระในเอซีไมโครกริด (Islanding Operation in AC Microgrid)

ไมโครกริดไม่เพียงเป็นแนวคิดใหม่ที่มีพื้นฐานจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง แต่ยังเป็นแนวทางสำหรับการบูรณาการกับแหล่งผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ (Distributed Generation : DG) เช่น แหล่งพลังงานทดแทนและพลังงานทางเลือก (Renewable and Alternative Energy Resources : RES) และระบบกักเก็บพลังงาน (Energy Storage Sources : ESS) เป็นต้น เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับโหลดท้องถิ่นสำหรับระบบไฟฟ้าแรงต่ำ ดังรูปที่ 2.20 โครงข่ายไฟฟ้าขนาดเล็กมีข้อดีคือ เพิ่มความน่าเชื่อถือให้กับระบบไฟฟ้า การควบคุมและการบริหารจัดการพลังงานไฟฟ้าทำได้สะดวกกว่าและคุณภาพกำลังไฟฟ้าดีกว่า เช่นเดียวกับโครงข่ายไฟฟ้าแบบเดิม ไมโครกริดเป็นโครงข่ายไฟฟ้าอัจฉริยะ (Smart Grid) ทำหน้าที่ผลิต, แจกจ่ายและควบคุมการจ่ายไฟฟ้าให้กับผู้ใช้ไฟฟ้าเฉพาะผู้ใช้ไฟฟ้าย่อยๆ เช่น ชุมชน เกษะ หรือ พื้นที่ที่ไฟฟ้ายังเข้าไม่ถึง ไมโครกริดเป็นต้นแบบของโครงข่ายไฟฟ้ายุคใหม่ที่มีขนาดเล็กเมื่อเปรียบเทียบกับศูนย์กลางของระบบการผลิตไฟฟ้า ซึ่งโดยปกติแล้วพลังงานไฟฟ้าจาก DG ไม่สามารถเชื่อมต่อโดยตรงกับโครงข่ายไฟฟ้า เนื่องจากเป็นไฟดีซี (เซลล์แสงอาทิตย์ และอุปกรณ์สะสมพลังงานไฟฟ้า) หรือ ความถี่ไม่คงที่ (กังหันลมขนาดเล็ก) ดังนั้นจำเป็นต้องมีวงจรคอนเวอร์เตอร์กำลังสำหรับเชื่อมโยงระหว่างแหล่งพลังงานของ DG กับโครงข่ายไฟฟ้า



รูปที่ 2.21 เทคนิคการควบคุมสำหรับอินเวอร์เตอร์แต่ละชนิด (a) GFm, (b) GFd, (c) GSGFm และ (d) GSGFd

การเชื่อมโยงเป็นโครงข่ายไฟฟ้าระหว่างแหล่งพลังงานของ DG แต่ละหน่วยจำเป็นต้องใช้ ดีซี/เอซี อินเวอร์เตอร์โดยจะต่อขนานกับเอซีบัสเป็นหนึ่งโครงข่ายและจะเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าหลักผ่านสวิตช์ทางเบี่ยงสถิต (Static Transfer Switch : STS) ซึ่งโหลดภายในสามารถเชื่อมต่อโดยตรงกับไมโครกริดผ่านสวิตช์ทางเบี่ยงสถิตด้วยเช่นกัน ไมโครกริดมีโหมตการทำงาน 2 โหมต คือ โหมต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า (Grid-Connected Mode) และโหมดแยกตัวอิสระ (Islanding Mode) ถ้าไมโครกริดทำงานในโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า ดีซี/เอซี อินเวอร์เตอร์ของ DG แต่ละหน่วยต่อขนานกับระบบไฟฟ้า ดังนั้นความถี่และแรงดันเอาต์พุตของ ดีซี/เอซี อินเวอร์เตอร์ถูกกำหนดโดยระบบไฟฟ้าหลัก ซึ่งในโหมดนี้อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนให้กับระบบไฟฟ้า ถ้าสวิตช์ STS เปิดวงจรไมโครกริดจะพร้อมทำงานในโหมดแยกตัวอิสระแบบอัตโนมัติ สำหรับในโหมดนี้ความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันถูกควบคุมจาก ดีซี/เอซี อินเวอร์เตอร์และโหลดภายในทั้งหมดรับกำลังไฟฟ้าจากอินเวอร์เตอร์ที่ต่อขนานกันในไมโครกริดและอินเวอร์เตอร์ทั้งหมดร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าตามความต้องการของโหลด ซึ่งอินเวอร์เตอร์แต่ละตัวจะร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าตามพิกัดกำลังที่สามารถจ่ายได้ การทำงานของไมโครกริดสามารถสลับเปลี่ยนโหมดการทำงานได้ตลอดเวลาขึ้นอยู่กับสถานการณ์ที่เกิดขึ้นในไมโครกริด เช่น พลังงานไฟฟ้าที่ผลิตได้ไม่เพียงพอต่อความต้องการ หรือพลังงานไฟฟ้าที่ผลิตได้มากกว่าความต้องการ เป็นต้น

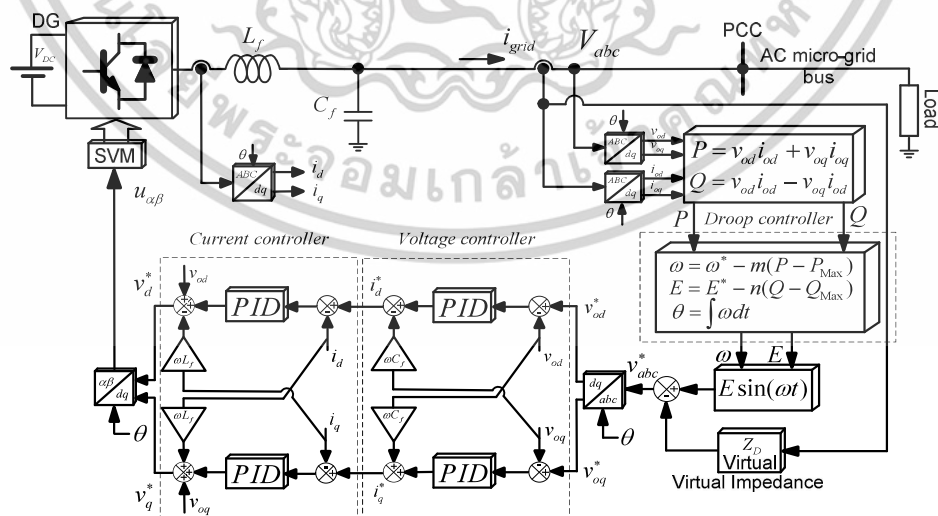
สำหรับ ดีซี/เอซี อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญมากและเป็นพื้นฐานของไมโครกริด ประกอบด้วย อุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ซึ่งความถี่สูง และวงจรกรองแบบต่ำผ่าน เมื่ออินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดพร้อมๆ กับควบคุมความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตให้อยู่ในค่ามาตรฐาน ซึ่งจะสอดคล้องกับยุทธวิธีที่ใช้ในการควบคุม เช่น ควบคุมคอนโทรลควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงจากการควบคุมความถี่ของแรงดันเอาต์พุตและขึ้นอยู่กับความต้องการของโหลด เป็นต้น เมื่อ VSI ควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน ซึ่งการควบคุม VSI ดังกล่าวข้างต้นนี้จะเปลี่ยนแบบการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส เมื่อเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงเพิ่มขึ้นความถี่ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะลดลงเช่นเดียวกับการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือน ถ้าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเพิ่มขึ้นแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตจะลดลงนำไปสู่ความสัมพันธ์ระหว่าง ความถี่กับกำลังไฟฟ้าจริง และ แรงดันกับกำลังไฟฟ้าเสมือน หรือ คุณลักษณะของรูปคอนโทรลของความถี่/กำลังไฟฟ้าจริง ($f-P$) และแรงดัน/กำลังไฟฟ้าเสมือน ($V-Q$) และเมื่อนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุม VSI เป็นไปได้ที่จะควบคุมความถี่และแรงดันภายในไมโครกริดจากการควบคุมการร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์แต่ละตัว การเปลี่ยนแปลงของความถี่ในไมโครกริดถูกกำหนดจากการร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงของ VSI ทั้งหมดกับการเปรียบเทียบกับระหว่างค่าพารามิเตอร์ของรูปคอนโทรลสำหรับความถี่กับกำลังไฟฟ้าจริง เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงนี้สัมพันธ์กับความถี่ของระบบไฟฟ้า เมื่อรูปคอนโทรลถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ Grid-Supporting Grid-forming (GSGFm) เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดแยกตัวอิสระ (Islanding Mode) โดยที่ข้อดีของรูปคอนโทรลคือ การควบคุมจะแยกอิสระและไม่จำเป็นต้องมีการสื่อสารระหว่างอินเวอร์เตอร์แต่ละตัว และการควบคุมจะใช้ค่าที่วัดได้จากโหลดภายในทั้งหมด ซึ่งจะทำให้การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงได้อย่างรวดเร็ว นอกจากนี้การควบคุมด้วยรูปคอนโทรลยังทำให้เกิดความยืดหยุ่นได้ของระบบในการรักษาความสมดุลระหว่างพลังงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าที่ผลิตได้และความต้องการการใช้พลังงานไฟฟ้า ซึ่งการควบคุมนี้จะใช้พื้นฐานจากค่าที่วัดได้ภายในและควบคุมด้วยคุณลักษณะทรูปคอนโทรล

2.5.1 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ในเอซีไมโครกริด

การควบคุมอินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งออกเป็น 4 แบบ ดังรูปที่ 2.21 ซึ่งประกอบด้วย การควบคุมแบบ Grid-Forming (GFm), Grid-Feeding (GFd), Grid-Supporting Grid-Forming (GSGFm) และ Grid-Supporting Grid-Feeding (GSGFd) โดยที่การควบคุมแบบ GFm ควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันคั้งที่และอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ไม่เหมาะกับการนำไปขนานกับแหล่งจ่ายแรงดันคั้งที่อื่นเนื่องจากกระบวนการซิงโครไนต์ทำได้ลำบาก ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จึงถูกนำมาประยุกต์ใช้กับการจ่ายโหลดแบบแยกตัวอิสระ (Standalone) และไม่สามารถทำงานในการต่อขนานกับระบบไฟฟ้าหลักได้ การควบคุมแบบ GFd ควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสคั้งที่และไม่สามารถควบคุมความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันคั้งที่ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์แบบ GFd ต้องทำงานเป็นแบบเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าหรือทำงานร่วมกับอินเวอร์เตอร์แบบ GFm หรือแหล่งจ่ายแรงดันคั้งที่เพื่อให้ทำหน้าที่ควบคุมความถี่และแรงดันคั้งที่ไฟฟ้า การควบคุมแบบ GSGFd และ GSGFm ถูกปรับปรุงจากการควบคุมแบบ GFd และ GFm เมื่อนำทรูปคอนโทรลมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมให้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสและแหล่งจ่ายแรงดันคั้งที่ เมื่อทรูปคอนโทรลทำหน้าที่ควบคุมความเสถียรของการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของอินเวอร์เตอร์แต่ละตัวและทรูปคอนโทรลควบคุมให้อินเวอร์เตอร์แบบ GFm สามารถต่อขนานกับแหล่งจ่ายแรงดันคั้งที่อื่นได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอทรูปคอนโทรลสำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ GSGFm สำหรับไมโครกริดเมื่อทำงานในโหมดแยกตัวอิสระ



รูปที่ 2.22 โครงสร้างการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ GSGFm เมื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแบบ Grid-Supporting Grid-Forming (GSGFm) ปรับปรุงจากการควบคุมแบบ GFm และใช้ตรูปคอนโทรลในการควบคุมให้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ เมื่อความถี่และแรงดันอ้างอิงได้จากการควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งการควบคุมด้วยวิธีนี้จะทำให้อินเวอร์เตอร์แบบ GFm สามารถทำงานแบบต่อขนานกับแหล่งจ่ายแรงดันแหล่งอื่นได้ โดยที่ตรูปคอนโทรลทำหน้าที่ควบคุมความเสถียรของการร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของอินเวอร์เตอร์กับแหล่งจ่ายแรงดันหรือแหล่งจ่ายกระแสแหล่งอื่นและควบคุมความเสถียรของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนเอาต์พุตในการต่อขนานกับแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ การควบคุมแบบ GSGFm ทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานแบบอัตโนมัติในการเปลี่ยนโหมดการทำงานระหว่างทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสกับแหล่งจ่ายแรงดันหรือการเปลี่ยนโหมดการทำงานของไมโครกริดจากโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าเป็นโหมดแยกตัวอิสระ ถ้าอินเวอร์เตอร์แบบ GSGFm ทำงานในโหมดแยกตัวอิสระจะทำหน้าที่ควบคุมความถี่และแอมพลิจูดแรงดันของไมโครกริด โดยที่ความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันไม่ได้คงที่ตลอด แต่ขึ้นอยู่กับผลของตรูปคอนโทรลในการควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน สำหรับโครงสร้างการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนด้วยตรูปคอนโทรลกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากคอนเวอร์เตอร์กำลังสามารถคำนวณได้จากส่วนประกอบของกระแส I_d และกระแส I_q โดยที่กระแส I_d ควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกระแส I_q ควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือน สำหรับเทคนิคการควบคุมที่นำเสนอของ GSGFm ดังรูปที่ 2.22 ประกอบด้วย ลูปการควบคุมปฐมภูมิ (Primary-Loop Control), ลูปควบคุมภายใน (Inner-Loop Control) และลูปชดเชยค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ หรือ อิมพีแดนซ์เสมือน (Virtual Impedance) โดยที่ลูปการควบคุมปฐมภูมิของอินเวอร์เตอร์แบบ GSGFm ใช้ตรูปคอนโทรลในการควบคุมความเหมาะสมของการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง (P) และกำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) โดยเทคนิคการควบคุมที่นำเสนอนี้สามารถออกแบบแยกอิสระจากการควบคุมภายในของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งการควบคุมปฐมภูมิสามารถปรับความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันอ้างอิงสำหรับลูปควบคุมภายใน เพื่อให้แน่ใจถึงความเหมาะสมของการจ่ายกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ลูปควบคุมภายในประกอบด้วย ลูปควบคุมแรงดันและลูปควบคุมกระแสสำหรับควบคุมและจัดการกับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุของวงจรกรองเอาต์พุตเพื่อให้ระบบตอบสนองอย่างรวดเร็วในช่วงพลวัต (Dynamic) ซึ่งจะช่วยรักษาเสถียรภาพของระบบ โดยที่ค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เสมือนใช้สำหรับชดเชยความต่างของกำลังไฟฟ้าเสมือนและค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เสมือนถูกออกแบบให้มีค่าใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์ของสายเพื่อแก้ไขแรงดันลดลงจากผลของค่าอิมพีแดนซ์ สำหรับการแก้ไขปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้โดยการเพิ่มลูปค่าอิมพีแดนซ์เสมือนเข้าไปเพื่อหักล้างกับค่าแรงดันอ้างอิง ($E \sin \omega t$) ก่อนเข้าลูปควบคุมภายใน

1) ลูปการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านนอก (Primary Loop)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.22 การควบคุมขั้นปฐมภูมิ (Primary Control) ของไมโครกริดใช้สำหรับควบคุมการร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้า โดยที่อินเวอร์เตอร์ของ DG แต่ละหน่วยจะประกอบด้วยลูบควบคุมด้านนอกสำหรับควบคุมกำลังไฟฟ้าและใช้พื้นฐานจากทรูปคอนโทรลในการควบคุม ซึ่งจะถูกรเรียกว่า การควบคุมแบบอัตโนมัติ หรือ การควบคุมแบบกระจายตัว (Decentralized Control) การควบคุมด้วยวิธีนี้ไม่จำเป็นต้องมีการสื่อสารระหว่างอินเวอร์เตอร์แต่ละหน่วยที่ต่อขนานกันไมโครกริด แนวคิดของทรูปคอนโทรลสำหรับประยุกต์ใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์ของ DG ที่เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าใช้หลักการเดียวกับการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสที่เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้ากำลัง โดยที่คุณลักษณะของทรูปคอนโทรลจะทำหน้าที่ควบคุมให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าทำงานสอดคล้องกับคุณลักษณะทรูปคอนโทรลของ ความถี่/กำลังไฟฟ้าจริง และ คุณลักษณะทรูปคอนโทรลของ แรงดัน/กำลังไฟฟ้าเสมือน เพื่อควบคุมการร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดตามความต้องการกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลดทั้งหมด จากความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนจากการควบคุมความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุต ดังรูปที่ 2.23 เมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าจริงเพิ่มขึ้นจากความต้องการกำลังไฟฟ้าจริงของโหลดส่งผลให้ความถี่ของแรงดันเอาต์พุตลดลง ในลักษณะเดียวกันเมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเพิ่มขึ้นจะทำให้แอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตลดลง สำหรับสไลด์ของอัตราขยายทรูปคอนโทรล ดังรูปที่ 2.23 และสามารถเขียนเป็นสมการพื้นฐานของทรูปคอนโทรลสำหรับใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์ ดังสมการที่ (2.41) และ (2.42)

$$f = f_o - m\Delta P \quad (2.41)$$

$$V = V_o - n\Delta Q \quad (2.42)$$

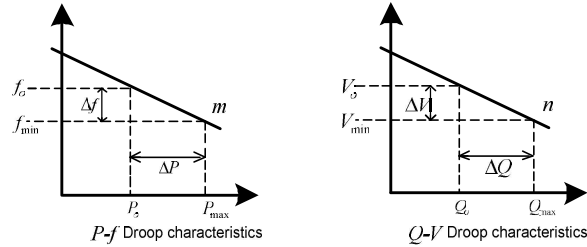
เมื่อ f_o และ V_o คือ ค่าอ้างอิงหรือค่าพิกัดของความถี่และแรงดัน, m และ n คือ อัตราขยายของทรูปคอนโทรล และสามารถคำนวณหาอัตราขยายของทรูปคอนโทรล ดังสมการที่ (2.43) และ (2.44)

$$m = \frac{f_o - f_{\min}}{P_{\max}} \quad (2.43)$$

$$n = \frac{V_o - V_{\min}}{Q_{\max}} \quad (2.44)$$

เมื่อ P_{\max} คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงสูงสุดที่อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้, f_{\min} คือ ค่าความถี่ต่ำสุด เมื่อ DG จ่ายกำลังไฟฟ้าจริงเท่ากับพิกัดสูงสุด, Q_{\max} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนสูงสุดที่อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้และทำให้แรงดันของ DG ลดลงถึงค่าต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 กราฟคุณลักษณะของ P - f และ Q - V ดรูป

เทคนิคการควบคุมโรตอร์ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบไฟฟ้าจากการทำงานแบบอัตโนมัติของแหล่งผลิตไฟฟ้าทั้งหมด ดังนั้นความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงตามกระแสของโหลด ซึ่งจะควบคุมด้วยตัวเองแบบอัตโนมัติจากการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของ DG แต่ละหน่วย เพื่อให้การร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าได้อย่างเต็มประสิทธิภาพความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตควรจะสามารถปรับได้จากลูปควบคุมภายใน

2) ลูปการควบคุมกระแสและแรงดันด้านใน (Inner Control Loop)

จากรูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมวงจรถูกจ่ายกำลังของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับไมโครกริด โดยที่การเชื่อมโยงระหว่างอินเวอร์เตอร์กับไมโครกริดเชื่อมต่อนางจกรองแบบ LC และตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่เชื่อมต่อนางจกรอกำลังกับระบบไฟฟ้าและโครงสร้างการควบคุมประกอบด้วย 3 ส่วน สำหรับในส่วนของ การควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าใช้หลักการควบคุมแอมพลิจูดและความถี่แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยจะสัมพันธ์กับคุณลักษณะของดรูปคอนโทรล ซึ่งจะเลียนแบบการจ่ายกำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสที่เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า การควบคุมแรงดันจะใช้องค์ประกอบของกระแสอ้างอิงจากตัวเหนี่ยวนำสำหรับใช้ในการควบคุมและเอาต์พุตจากการควบคุมกระแสเป็นแรงดันเวกเตอร์สำหรับสร้างสัญญาณอ้างอิงให้กับการมอดูเลชันแบบพิตช์เป็นยูเอ็ม (PWM) เมื่อประยุกต์ใช้การแปลงแกนแบบ Clark และ Park และสมการพลวัต (Dynamic) ของกระแสและแรงดันในแกน dq สามารถเขียนได้ ดังนี้

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} \left\{ \left[\omega \cdot L_f \cdot i_q \right] + V_d - V_{od} \right\}, \quad (2.45)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_f} \left\{ \left[-\omega \cdot L_f \cdot i_d \right] + V_q - V_{oq} \right\}, \quad (2.46)$$

$$\frac{dv_{od}}{dt} = \frac{1}{C_f} \left\{ \left[\omega \cdot C_f \cdot v_{oq} \right] + i_d - i_{od} \right\}, \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{dv_{oq}}{dt} = \frac{1}{C_f} \left\{ [-\omega \cdot C_f \cdot v_{od}] + i_q - i_{oq} \right\}. \quad (2.48)$$

เมื่อ v_d , v_q , i_d และ i_q คือ ค่าแรงดันเทอมินอลเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ใน SRRF, v_{od} , v_{oq} , i_{od} และ i_{oq} คือ ค่าแรงดันเทอมินอลในคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์และกระแสด้านเชื่อมต่อกับกริด ใน SRRF, L_f และ C_f คือ ค่าความเหนี่ยวนำและค่าความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง LC ตามลำดับ

การควบคุมแบบป้อนกลับของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เพื่อกำจัดค่าความผิดพลาดเมื่อระบบเข้าสู่สภาวะคงตัว (Steady-State) สามารถทำได้โดยใช้ตัวควบคุมมาตรฐาน เช่น ตัวควบคุมแบบ PI, PID และ PR เป็นต้น และช่วงพลวัตของการควบคุมกระแสและควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PID สามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังสมการที่ (2.49) และ (2.50)

$$v_d^* = k_{p_i}(i_d^* - i_d) + k_{i_i} \int (i_d^* - i_d) dt + k_{d_i} \frac{d}{dt} (i_d^* - i_d) - \omega \cdot L_f \cdot i_q + v_{od} \quad (2.49)$$

$$v_q^* = k_{p_i}(i_q^* - i_q) + k_{i_i} \int (i_q^* - i_q) dt + k_{d_i} \frac{d}{dt} (i_q^* - i_q) + \omega \cdot L_f \cdot i_d + v_{oq} \quad (2.50)$$

สิ่งที่ต้องการสำหรับการควบคุมกระแสคือ ปรับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองเพื่อที่จะให้ค่าความผิดพลาดของกระแสน้อยที่สุด โดยที่ช่วงพลวัตของการควบคุมแรงดันและใช้ตัวควบคุมแบบ PID และสามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังสมการที่ (2.51) และ (2.52)

$$i_d^* = k_{p_v}(v_{od}^* - v_{od}) + k_{i_v} \int (v_{od}^* - v_{od}) dt + k_{d_v} \frac{d}{dt} (v_{od}^* - v_{od}) - \omega \cdot C_f \cdot v_{oq} + i_d \quad (2.51)$$

$$i_q^* = k_{p_v}(v_{oq}^* - v_{oq}) + k_{i_v} \int (v_{oq}^* - v_{oq}) dt + k_{d_v} \frac{d}{dt} (v_{oq}^* - v_{oq}) + \omega \cdot C_f \cdot v_{od} + i_q \quad (2.52)$$

3) ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เสมือน

แนวคิดของค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เสมือนถูกนำมาใช้สำหรับแก้ปัญหาเกี่ยวกับค่าพารามิเตอร์ในระบบไฟฟ้า นั่นคือ อัตราส่วนของ R/X ในระบบจำหน่ายแรงดันต่ำ ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เสมือนจะทำให้แรงดันที่ต้องการควบคุมลดลงเพราะเมื่อระบบเข้าสู่สภาวะคงตัว (Steady-State) จะมีแรงดันตกคร่อมค่าอิมพีแดนซ์เสมือน ถ้าต้องการปรับค่าแรงดันอ้างอิงสำหรับการควบคุมแต่ละแหล่งจ่ายสำหรับขดเคเบิลของแรงดันตกคร่อมค่าอิมพีแดนซ์ของสาย ค่าแรงดันอ้างอิง (v_{abc}^*) เมื่อหักล้างจากผลของแรงดันตกคร่อมค่าอิมพีแดนซ์เสมือน ดังสมการที่ (2.53)

$$\mathbf{v}_{abc}^* = \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{Z}_D \cdot \mathbf{i}_{abc} \quad (2.53)$$

เมื่อ Z_D คือ ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เสมือน การออกแบบค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เสมือนจะออกแบบให้ใกล้เคียงค่าอิมพีแดนซ์จริงของสาย

2.5.2 การควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้า

ระบบการบริหารจัดการพลังงาน (Energy Management System : EMS) และการควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าสำหรับ DG แต่ละหน่วยมีการประยุกต์ใช้รูปคอนโทรลในการควบคุม เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ ในโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าการไหลของกำลังไฟฟ้าสามารถไหลได้สองทิศทางตรงจุดเชื่อมต่อ (PCC) และควบคุมการแลกเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนระหว่างไมโครกริดกับระบบไฟฟ้าหลัก รูปคอนโทรลถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไหลตรงจุด PCC ถ้าไมโครกริดต้องการกำลังไฟฟ้าจริงค่ากำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิงจะมีค่าน้อยกว่าศูนย์ ($P < 0$) ไมโครกริดจะรับกำลังไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้าหลักเข้ามาจ่ายให้กับโหลดและชาร์จแบตเตอรี่ (กรณีที่ต้องการ) ถ้ากำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิงมากกว่าศูนย์ ($P > 0$) ไมโครกริดจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงคืนให้กับระบบไฟฟ้ากรณีที่กำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้มากกว่าความต้องการ แต่ถ้าไมโครกริดทำงานในโหมดแยกตัวอิสระแหล่งผลิตไฟฟ้าขนาดเล็ก (Micro-Sources) ทั้งหมดทำงานสอดคล้องกับ $P-f$ และ $Q-V$ รูป ดังนั้น DG จะทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าจริง ($P > 0$) และสะสมพลังงานไฟฟ้า ($P < 0$) เช่น ชาร์จแบตเตอรี่ เป็นต้น และขณะเดียวกันทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือน ($Q > 0$) ทำหน้าที่เหมือนคาปาซิเตอร์) หรือ ใช้กำลังไฟฟ้าเสมือน (Q , ทำหน้าที่เหมือนตัวเหนี่ยวนำ)

1) การควบคุมกำลังไฟฟ้าในการทำงานเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า

ไมโครกริดทำงานในโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า DG แต่ละหน่วยสามารถเชื่อมต่อกับเอซีไมโครกริดหรือสามารถเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าหลัก ซึ่ง DG สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนคืนให้กับระบบไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าที่จ่ายเข้าระบบจะถูกกำหนดโดยค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง นอกจากนี้ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดสามารถประมาณได้จากพิกัดกำลังของแหล่งพลังงาน การควบคุมการทำงานของ DG สามารถควบคุมให้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสและโหลดทั้งหมดรับกำลังไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้าหลัก การควบคุมแบบป้อนกลับสำหรับการจ่ายกำลังไฟฟ้าของ DG แต่ละหน่วย สามารถทำได้โดยการเปรียบเทียบระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าเวลาจริง (Real-time) กับค่ากำลังไฟฟ้าอ้างอิงหรือค่ากำลังไฟฟ้าที่ต้องการจ่ายและเอาต์พุตจากการควบคุมคือ ความถี่และแรงดันอ้างอิง

$$\omega_{MG} = \omega_G^* - \left(k_\omega + \frac{k_t \omega}{s} \right) (P_G - P_G^*), \quad (2.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{MG} = E_G^* - \left(k_p + \frac{k_i E}{s} \right) (Q_G - Q_G^*) \quad (2.55)$$

เมื่อ ω_G^* และ E_G^* คือ ความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันอ้างอิง ซึ่งได้จาก PLL ของแรงดันตรงจุด PCC, P_G^* , Q_G^* , $k_i \omega$, $k_i E$, k_ω และ k_p คือ กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง, ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมอินทิเกรต (I) ของความถี่และแรงดันไฟฟ้า, ค่าอัตราขยายของดรู๊ปคอนโทรลหรือค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P) ของความถี่และแรงดัน ตามลำดับ

2) การควบคุมกำลังไฟฟ้าในโหมดแยกตัวอิสระ

ในช่วงที่ไม่โครกริดทำหน้าที่จ่ายโหลดภายในหรือแยกตัวอิสระจากระบบไฟฟ้า (Stand-Alone) DG ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด ซึ่งจะร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าตามความต้องการของโหลดและเพื่อให้เกิดความสมดุลระหว่างความต้องการกับกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้ โดยที่ค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ DG จ่ายให้กับโหลดสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตลอดขึ้นอยู่กับความต้องการของโหลดและสามารถเขียนเป็นสมการสำหรับการจ่ายกำลังไฟฟ้าและควบคุมด้วยดรู๊ปคอนโทรล ดังสมการที่ (2.56) และ (2.57)

$$\omega = \omega^* - m(P - P_{max}), \quad (2.56)$$

$$E = E^* - n(Q - Q_{max}) \quad (2.57)$$

เมื่อ ω^* , E^* , m และ n คือ ค่าความถี่และแรงดันมาตรฐานหรือค่าปกติ, ค่าอัตราขยายของดรู๊ปคอนโทรลสำหรับควบคุมความถี่ และค่าอัตราขยายของดรู๊ปคอนโทรลสำหรับควบคุมแรงดันตามลำดับ สำหรับค่า P_{max} และ Q_{max} คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงและค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนสูงสุดที่ DG แต่ละหน่วยสามารถจ่ายได้ [11]

บทที่ 3

การควบคุมแบบสไลด์ิงโหมด

ในเนื้อหาของบทนี้จะกล่าวถึงการแนะนำหลักพื้นฐานเบื้องต้นของการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมด (SMC) รวมถึงวิธีการออกแบบ SMC และวิธีการหลักในการลด หรือ กำจัดปัญหาการสั่น (Chattering Problem) นอกจากนี้จะนำเสนออัลกอริทึมและคำจำกัดความของ SMC อันดับที่สองบางส่วนและนำเสนอพื้นฐานสำหรับผลลัพธ์เชิงทฤษฎีของ SMC ในเบื้องต้น เพื่อการพัฒนาในการประยุกต์ใช้ต่อไป

3.1 รูปแบบโดยทั่วไปของการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมด

การควบคุมแบบสไลด์ิงโหมด (Sliding Mode Control) เป็นระบบควบคุมแบบไม่เชิงเส้นแบบพิเศษที่ได้รับการพิสูจน์แล้วว่าเป็นกลยุทธ์การควบคุมที่มีประสิทธิภาพสำหรับระบบที่มีการจำลองไม่สมบูรณ์หรือไม่เป็นเชิงเส้น นับตั้งแต่มีการเปิดตัวครั้งแรกในช่วงทศวรรษปี 1950 คุณสมบัติที่โดดเด่นที่สุดประการหนึ่งของ SMC คือการใช้การควบคุมแบบไม่ต่อเนื่อง ซึ่งสลับไปมาระหว่างโครงสร้างระบบสองโครงสร้างที่แตกต่างกันอย่างชัดเจน ทำให้มีการเคลื่อนที่ของระบบประเภทใหม่ที่เรียกว่า โหมดการเลื่อนอยู่ในแมนิโฟลด์ (Manifold) ที่ระบุ คุณสมบัติเฉพาะนี้ของการเคลื่อนที่ในแมนิโฟลด์ทำให้ไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์และละทิ้งการรบกวนจากภายนอกได้อย่างสมบูรณ์ SMC เป็นหนึ่งในกลยุทธ์วิธีการควบคุมแบบคงทน (Robust Control) ซึ่งโดดเด่นในด้านความแข็งแกร่งต่อความไม่แน่นอนของระบบในการเคลื่อนที่แบบเลื่อนไหล (Sliding Motion) อย่างไรก็ตามความไม่แน่นอนควรเกิดขึ้น เมื่อมีการตอบสนองต่อเงื่อนไขที่เรียกว่า การจับคู่ (Matching) นั่นคือ ความไม่แน่นอนจะส่งผลโดยปริยายภายในช่องสัญญาณของอินพุตควบคุม หากระบบมีความไม่แน่นอนที่ไม่ตรงกันในเมทริกซ์สถานะ หรือ (or)/และ (and) เมทริกซ์อินพุต แนวทาง SMC ทั่วไปจะไม่สามารถใช้ได้โดยตรง ดังนั้นในสองทศวรรษที่ผ่านมา นักวิจัยจำนวนมากจึงได้ศึกษาวิจัย SMC ของระบบที่ความไม่แน่นอนไม่ตรงกัน (Mismatched Uncertainties)/การรบกวน (Disturbances) ซึ่งในระยะต่อมา SMC ของระบบอินพุตเดี่ยวลำดับที่สองที่ไม่แน่นอน (Uncertain Second-Order) พร้อมความไม่แน่นอนไม่ตรงกัน (Mismatched Uncertainties) ได้ถูกนำเสนอขึ้น โดยที่ผู้วิจัยได้สืบสวนการออกแบบ SMC เพื่อหาระบบที่ไม่แน่นอน ซึ่งความไม่แน่นอนไม่ตรงกันและมีอยู่เฉพาะในเมทริกซ์สถานะเท่านั้น เพื่อจัดการกับเรื่องที่ซับซ้อนมากขึ้น กรณีที่ความไม่แน่นอนที่ไม่ตรงกันนั้นเกี่ยวข้องกับไม่เพียงแต่ในเมทริกซ์สถานะเท่านั้นแต่เป็นเมทริกซ์อินพุต นอกจากนี้เทคนิค Integral SMC ยังถูกนำไปใช้ในการควบคุมอย่างแพร่หลาย โดยใช้เพื่อจัดการกับระบบที่ไม่แน่นอนที่มีความไม่แน่นอนไม่ตรงกันและแนวทาง SMC อื่นๆ ในการจัดการกับระบบที่ไม่แน่นอน [12], [13]

ในช่วงสองทศวรรษที่ผ่านมา SMC ได้รับการนำไปประยุกต์ใช้อย่างประสบความสำเร็จในระบบปฏิบัติที่หลากหลาย เช่น หุ่นยนต์ควบคุม เครื่องบิน ยานใต้น้ำ ยานอวกาศ โครงสร้างอวกาศที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยึดหุ่น มอเตอร์ไฟฟ้า ระบบพลังงาน และเครื่องยนตยานยนต์ โดยทั่วไป SMC มักจะประสบปัญหาที่เรียกว่า ปรากฏการณ์การสั่น (Chattering Phenomenon) ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่พึงประสงค์เนื่องจากมักทำให้การควบคุมไม่แม่นยำ การสูญเสียความร้อนสูงในวงจรไฟฟ้าและการสึกหรอสูงของชิ้นส่วนกลไกที่เคลื่อนไหว ปัญหาการสั่น (Chattering Problem) ในระบบ SMC มักเกิดจากสาเหตุหลักดังต่อไปนี้

1) การใช้ตัวควบคุมดิจิทัลที่มีอัตราการสุ่มตัวอย่างจำกัด ซึ่งทำให้เกิดสิ่งที่เรียกว่า การสั่นแบบแยกส่วน (Discretization Chattering) ในทางทฤษฎีโหมดสไลด์ที่เหมาะสมหมายถึงความถี่การสวิตช์ที่ไม่สิ้นสุด (Infinite Switching Frequency) เนื่องจากการทำงานของ SMC แบบเดิมนั้นคงที่ภายในช่วงการสุ่มตัวอย่าง (Sampling) ความถี่การสวิตช์จึงไม่สามารถเกินครึ่งหนึ่งของความถี่การสุ่มตัวอย่างได้ ซึ่งจะทำให้เกิดการสั่น

2) ไดนามิกที่ไม่ได้สร้างแบบจำลองซึ่งมีค่าคงที่ของเวลาน้อย ซึ่งมักถูกละเลยในแบบจำลองในอุดมคติ

3.2 พื้นฐานทฤษฎีของ SMC

พิจารณาระบบไม่เชิงเส้นดังต่อไปนี้

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (3.1)$$

เมื่อ $x \in R^n$ คือ เวกเตอร์ตัวแปรสถานะ (State Variable Vector), $u(t) \in R^m$ คือ อินพุตควบคุม, $f(\dots)$ และ $g(\dots)$ คือ ฟังก์ชันต่อเนื่องใน x , u และ t คือ สนามเวกเตอร์

เมื่อสไลด์โหมดคอนโทรลเลอร์

$$u(t) = [u_1(t) u_2(t) \cdots u_m(t)]^T \quad (3.2)$$

ทำการออกแบบให้มีโครงสร้างดังสมการที่ (3.3)

$$u_i(t) = \begin{cases} u_i^+, & \text{if } s_i(x) > 0, \\ u_i^-, & \text{if } s_i(x) < 0, \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (3.3)$$

เมื่อ $u_i^+(t) \neq u_i^-(t)$ และ $s(x) \in R^m$ คือ sliding manifold เป็นฟังก์ชันเวกเตอร์การสวิตช์ $s(x) = [s_1(x) s_2(x) \cdots s_m(x)]^T$ ซึ่งมีความไม่ต่อเนื่องบนพื้นผิว $s(x) = 0$

จากกฎการควบคุมของ SMC สมการที่ (3.3) การออกแบบกฎการควบคุมเพื่อให้แน่ใจว่าพื้นผิวเลื่อน ($s(x) = 0$) เข้าสู่และการเคลื่อนไหวบนพื้นผิวเลื่อนจะคงสถานะอยู่ ซึ่งหมายความว่า สิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เรียกว่า เงื่อนไขความสามารถในการเข้าถึง (Reachability Condition) เพื่อให้แน่ใจโดยการจัดการของกฎการควบคุม $u(t)$ เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับระบบ ในสมการที่ (3.1) เพื่อตอบสนองต่อเงื่อนไขความสามารถในการเข้าถึงจำเป็นต้องทำตามเงื่อนไขในสมการที่ (3.4)

$$s(x)\dot{s}(x) < 0 \quad (3.4)$$

เงื่อนไข สมการที่ (3.4) คือ การการันตีว่า แนววิถีการเคลื่อนที่สถานะของระบบจะมุ่งเข้าหาพื้นผิวการสไลด์ (Sliding Surface) ตลอด สำหรับเงื่อนไขความสามารถในการเข้าถึงที่สมบูรณ์เรียกว่า เงื่อนไข η มีดังต่อไปนี้

$$s(x)\dot{s}(x) \leq -\eta |s(x,t)| \quad (3.5)$$

เมื่อ η คือ ค่าสเกลาร์บวก สำหรับเงื่อนไขสมการที่ (3.5) เพื่อให้แน่ใจว่าพื้นผิวการสไลด์จะเข้าถึงในเวลาจำกัดแม้จะมีความไม่แน่นอน เมื่อแนววิถีการเคลื่อนที่สถานะระบบ (System State Trajectories) ภายใต้งื่อนไขการบรรลุ (Reaching Condition) สมการที่ (3.4) หรือ (3.5) เรียกว่า เฟสการบรรลุ (Reaching Phases)

3.3 วิธีการออกแบบ SMC

วิธีการออกแบบ SMC ประกอบด้วย 2 ขั้นตอน ดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 ออกแบบ sliding manifold $s(x)$ เพื่อให้ประสิทธิภาพตามต้องการในโหมดการสไลด์ เช่น ความเสถียร ความสามารถในการกำจัดรบกวน และการเกาะตาม

ขั้นตอนที่ 2 ออกแบบการควบคุมป้อนกลับแบบไม่ต่อเนื่อง $u(t)$ ซึ่งจะบังคับให้ระบบเข้าถึง sliding manifold ในเวลาจำกัด จึงสามารถบรรลุและรักษาประสิทธิภาพที่ต้องการได้

สำหรับแต่ละของการดำเนินการ ตัวแปรการสไลด์ $s_l(x)$, $l = 1, 2, \dots, m$ คือ เป็นการเลือกเพื่อการรวมแบบเชิงเส้นของตัวแปรการสไลด์ ดังสมการที่ (3.6)

$$s_l(x) = \sum_{j=1}^m \alpha_j x_j(t) \quad (3.6)$$

เมื่อ α_j คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสไลด์ และ $x_j(t) \in x(t)$ วัตถุประสงค์หลักของตัวควบคุมสไลด์เชิงโหมด คือ การขับเคลื่อนแนววิถีสถานะของระบบไปยังพื้นผิวการสไลด์ที่ระบุในเวลาจำกัดและรักษาไว้ที่นั่นตลอดไป

3.3.1 การออกแบบบนพื้นฐานการควบคุมสมมูล

จากสมการระบบ สมการที่ (3.1) สมมตินิพจน์ $\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)$ คือ ไม่เอกฐาน (Non-Singular) การออกแบบกฎการควบคุม สามารถทำได้ดังนี้

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N(t) \quad (3.7)$$

เมื่อ $u_{eq}(t)$ คือ ส่วนประกอบต่อเนื่อง และ $u_N(t)$ คือ ส่วนประกอบไม่ต่อเนื่อง

การควบคุมสมมูล (Equivalent Control) $u_{eq}(t)$ ซึ่งถูกเรียกว่า วิธีการควบคุมสมมูล (Equivalent Control Method) ในกรณีนี้ ดังนั้น $u_{eq}(t)$ สามารถคำนวณได้ ดังต่อไปนี้

$$u_{eq}(t) = - \left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} f(x,t) \quad (3.8)$$

แทนค่าการควบคุมสมมูล สมการที่ (3.8) ลงในสมการระบบเดิม สมการที่ (3.1) ดังนั้นการเคลื่อนที่ของโหมดการสไลด์จึงถูกกำหนดโดย

$$\dot{x}(t) = \left[I_n - g \left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \right] f(x,t) \quad (3.9)$$

โดยที่ สมการที่ (3.9) พิจารณาเป็นสมการของโหมดการสไลด์ใน manifold $s(x) = 0$ เมื่อการเคลื่อนไหวด้วยการสวิตช์ความถี่สูง $u_N(x)$ สามารถออกแบบได้ดังต่อไปนี้

$$u_N(t) = -\beta \left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \right)^{-1} \text{sign}(s(x)), \beta > 0 \quad (3.10)$$

โดยที่อนุพันธ์ของฟังก์ชันเลียปูนอฟ (Lyapunov function) $V = \frac{1}{2} s^T(x)s(x)$ ซึ่งมีค่าเป็นลบ [12] นั่นคือ

$$\dot{V} = s^T(x)\dot{s}(x) = s^T(x) \frac{\partial s(x)}{\partial x} g(x,t) u_N(t) < -\beta \|s(x)\| \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหมายทางกายภาพของการควบคุมสมมูลสามารถตีความได้ว่า เป็นองค์ประกอบความถี่ต่ำของกฎการควบคุมไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Control Law) $u(t)$ เพราะส่วนความถี่สูง $u_M(t)$ สามารถกรองออกได้ด้วยวงจรรองความถี่ต่ำของระบบ

$$T \dot{Z} + Z = u(t), \quad T \ll 1 \quad (3.12)$$

ซึ่งหมายความว่า $Z \approx u_{eq}$

3.3.2 วิธีการกฎการเข้าถึง

กฎการเข้าถึงระดับพลังวัตของฟังก์ชันการสวิตช์ (Switching Function) ซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ต่อไปนี้

$$\dot{s}(x) = -\gamma \text{sign}(s(x)) - Kg(s(x)) \quad (3.13)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} \gamma &= \text{diag} \{ \varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_m \}, \quad \varepsilon_i > 0 \\ K &= \text{diag} \{ k_1, k_2, \dots, k_m \}, \quad k_i > 0 \\ \text{sign}(s(x)) &= \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1(x)) \\ \text{sign}(s_2(x)) \\ \vdots \\ \text{sign}(s_m(x)) \end{bmatrix}, \quad g(s(x)) = \begin{bmatrix} g_1(s_1(x)) \\ g_2(s_2(x)) \\ \vdots \\ g_m(s_m(x)) \end{bmatrix} \\ g_i(0) &= 0, \quad s_i(x) g_i(s_i(x)) > 0, \quad i = 1, \dots, m \end{aligned}$$

สมการที่ (3.13) คือ รูปแบบทั่วไปของกฎการเข้าถึง (Reaching Law) และบางกรณี คือ

1. กฎการเข้าถึงอัตราคงที่ (Constant Rate Reaching Law)

$$\dot{s}(x) = -\gamma \text{sign}(s(x)) \quad (3.14)$$

2. กฎการเข้าถึงอัตรากำลัง (Power Rate Reaching Law)

$$\dot{s}_i(x) = -\varepsilon_i |s_i(x)|^\alpha \text{sign}(s(x)), \quad 0 < \alpha < 1 \quad (3.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการการเข้าถึงไม่เพียงแต่การการันตีเงื่อนไขการเข้าถึงเท่านั้น แต่ยังรวมถึงพลวัตของการเคลื่อนที่ ระหว่างการเข้าถึงด้วยเช่นกัน

3.4 ปัญหาการสั่น

ปัญหาการสั่น (Chattering Problem) คือ อุปสรรคหลักอีกอย่างหนึ่งในการนำ SMC ไปใช้งานจริง การสั่นในระบบ SMC มักเกิดจากไดนามิกที่ไม่ได้สร้างแบบจำลองที่มีค่าคงที่ทางเวลาน้อย ซึ่งมักถูกละเลยในแบบจำลองในอุดมคติและการใช้ตัวควบคุมดิจิทัลที่มีอัตราการสุ่มตัวอย่างจำกัด ซึ่งทำให้เกิดสิ่งที่เรียกว่า การสั่นแบบไม่ต่อเนื่อง (Discretization Chattering) ทางด้านของวิศวกรรมควบคุม การสั่นถือเป็นสิ่งที่ไม่พึงประสงค์ เนื่องจากมักทำให้การควบคุมไม่แม่นยำ สูญเสียความร้อนสูงในวงจรไฟฟ้า และขึ้นส่วนกลไกที่เคลื่อนไหวสึกหรอมาก นอกจากนี้พฤติกรรมการสั่นอาจกระตุ้นไดนามิกลำดับสูงที่ไม่มีแบบจำลอง (Unmodeled High-Order Dynamics) ซึ่งอาจนำไปสู่ความไม่เสถียรที่ไม่คาดคิด ดังนั้น จึงได้มีการเสนอวิธีการต่างๆ มากมายเพื่อลดหรือทำให้พฤติกรรมการสั่นลดลง หนึ่งในนั้นคือ วิธีการควบคุมแบบ Second-Order Sliding Mode

3.5 การควบคุมแบบ Second-Order Sliding Mode (SOSM)

นอกเหนือจากแนวทางการกำจัด/ลดการสั่นที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว เทคนิค Higher-Order Sliding Mode (HOSM) [13], [14] ยังเป็นวิธีการที่มีประสิทธิภาพในการลดการสั่นอีกทางหนึ่งด้วย ในเทคนิคนี้ การควบคุมไม่ต่อเนื่องจะถูกใช้กับอนุพันธ์เวลาที่สูงกว่าของตัวแปรการสไลด์ เพื่อให้ทั้งตัวแปรการสไลด์และอนุพันธ์เวลาที่สูงกว่าบรรจบกันที่จุดกำเนิด ซึ่งเป็นสิ่งที่น่าสนใจมากที่จะเห็นว่าการควบคุมแบบไม่ต่อเนื่องไม่ได้ส่งผลต่ออินพุตของระบบโดยตรง และอินพุตส่วนหนึ่งของการควบคุมจริงเป็นแบบต่อเนื่อง ดังนั้นผลกระทบจากการสั่นจะลดลงในขณะที่คุณสมบัติของความคงทน (Robustness) และการมาบรรจบกันในเวลาจำกัดของ SMC แบบเดิมยังคงอยู่ เมื่อจำนวนเทคนิคการควบคุมแบบ HOSM ที่มีหลายเทคนิคการควบคุม เทคนิคการควบคุมแบบ SOSM เป็นอีกหนึ่งวิธีที่ได้รับการยอมรับและมีประสิทธิภาพมากที่สุด ซึ่งบังคับให้ตัวแปรสไลด์และอนุพันธ์เวลาอันดับที่หนึ่งเป็นศูนย์ในเวลาจำกัด

3.5.1 ข้อกำหนด (Definitions)

พิจารณาสมการเชิงอนุพันธ์ไม่ต่อเนื่องตามนิยามของฟิลิปโปฟ (Filippov)

$$\dot{x} = v(x) \quad (3.16)$$

เมื่อ $x \in X \subset \mathbb{R}^n$ คือ เวกเตอร์สถานะ และ v คือ ค่าประมาณการขอบเขตภายในของเวกเตอร์ฟังก์ชัน เมื่อสมการสามารถแทนที่ด้วยค่ารวมเชิงอนุพันธ์สมมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\dot{x} \in V(x) \quad (3.17)$$

ถ้าสนามเวกเตอร์ v คือ ต่อเนื่องกันทุกจุด และ $V(x)$ คือ การปิดโค้งออกของเซตของลิมิตที่เป็นไปได้ทั้งหมดของ $V(y)$ เมื่อ $y \rightarrow x$ โดยที่ $\{y\}$ คือ จุดต่อเนื่องของ v คำตอบของสมการถูกกำหนดให้เป็นฟังก์ชันต่อเนื่องที่เหมาะสมของ $x(t)$ ซึ่งตอบสนองต่อการรวมความแตกต่างเกือบทุกจุด เมื่อข้อจำกัดของฟังก์ชันถูกกำหนดโดย

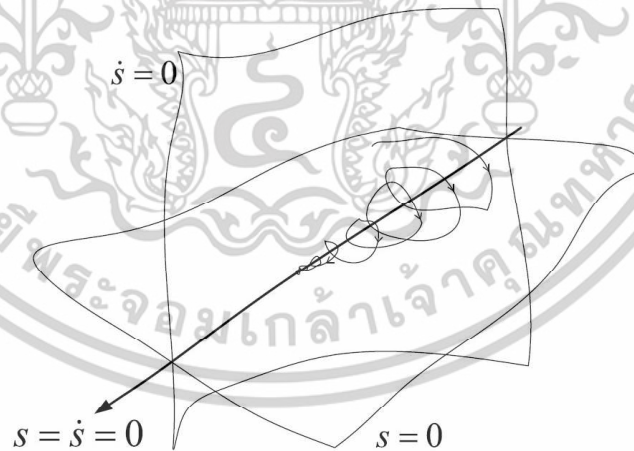
$$s(t, x(t)) = 0 \quad (3.18)$$

เมื่อ $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ คือ ฟังก์ชันราบเรียบสม่ำเสมอ

ข้อกำหนดที่ 1 การคาดการณ์

- อนุพันธ์รวมต่อเนื่องของ s และ \dot{s} คือ ฟังก์ชันต่อเนื่องของตัวแปรสถานะของระบบ กล่าวคือ ความไม่ต่อเนื่องจะไม่ปรากฏใน \dot{s}
- เซตของ $s = \dot{s} = 0$ คือ ไม่ว่างเปล่าและประกอบด้วยแนววิถีของฟิลิปโปฟ (Filippov's Trajectories)

จากนั้นการเคลื่อนที่บนเซต $s = \dot{s} = 0$ เรียกว่า โหมดสไลด์ลำดับที่สอง (Second Sliding Mode) ตามฟังก์ชันข้อจำกัดของ s ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แนววิถีของ SOSM

3.5.2 พลวัตของ SOSM

พิจารณาสมการเชิงอนุพันธ์ไม่ต่อเนื่องตามนิยามของฟิลิปโปฟ (Filippov)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= f(t, x(t), u) \\ s(t) &= s(t, x)\end{aligned}\quad (3.19)$$

โดยที่ $x \in X \subset R^n$ คือ เวกเตอร์สถานะ, $u \in U \subset R$ คือ ขอบเขตอินพุตควบคุม, t คือ เวลาของตัวแปรอิสระ และ f คือ ฟังก์ชันเวกเตอร์ที่ไม่แน่นอนและราบเรียบสม่ำเสมอ เมื่อวัตถุประสงค์ของการควบคุม คือ การบังคับให้ตัวแปรสไลด์และอนุพันธ์ตามเวลา $s(t)$ และ $\dot{s}(t)$ มีค่าเป็นศูนย์ในเวลาจำกัดดังต่อไปนี้

$$s(t) = \dot{s}(t) = 0 \quad (3.20)$$

สมมติว่า การควบคุมเสร็จสิ้นสมบูรณ์ โดยไดนามิกเป็นศูนย์ด้วยการพิจารณาเกี่ยวกับตัวแปรสไลด์ $s(t, x)$ โดยการแยกตัวแปรสไลด์ s สองครั้ง (Twice) ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}\dot{s}(t) &= \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) f(t, x, u) \\ \ddot{s}(t) &= \underbrace{\frac{\partial}{\partial t} \dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{s}(t, x, u) f(t, x, u)}_{\varphi(t, x)} + \underbrace{\frac{\partial}{\partial u} \dot{s}(t, x, u) \dot{u}(t)}_{\gamma(t, x)}\end{aligned}\quad (3.21)$$

เมื่อความสัมพันธ์ขึ้นอยู่กับอันดับ (Degree) ของระบบ SISO ที่ไม่เชิงเส้น สมการที่ (3.19) จะพิจารณาสองกรณี

- กรณีที่ 1 อันดับความสัมพันธ์ $r = 1$, i.e., $\frac{\partial}{\partial u} \dot{s} \neq 0$;
- กรณีที่ 2 อันดับความสัมพันธ์ $r = 2$, i.e., $\frac{\partial}{\partial u} \dot{s} = 0, \frac{\partial}{\partial u} \ddot{s} \neq 0$

ความสัมพันธ์ลำดับที่ 1

ในกรณีนี้ ปัญหาการควบคุมสามารถแก้ไขได้โดยใช้ SMC แบบเดิมอันดับที่หนึ่ง (First Order SMC) อย่างไรก็ตาม สามารถใช้ SMC แบบเดิมอันดับที่สอง (Second Order SMC) เพื่อหลีกเลี่ยงการสั่นได้ ซึ่งสรุปได้ดังนี้ อนุพันธ์เวลาของการควบคุม $\dot{u}(t)$ บางกรณีอาจพิจารณาเป็นตัวแปรการควบคุมจริง (Actual Control Variable) การควบคุมไม่ต่อเนื่องของ $\dot{u}(t)$ บังคับให้ตัวแปรสไลด์ s และอนุพันธ์เวลา \dot{s} ไปที่พื้นผิว $s = \dot{s} = 0$ ดังนั้นการควบคุมพลานท์ (Plant Control) ของ u จึงต่อเนื่องและหลีกเลี่ยงการสั่น

อนุพันธ์อันดับที่ 2 \ddot{s} สามารถอธิบายด้วยสมการต่อไปนี้

$$\ddot{s} = \varphi(t, x) + \gamma(t, x)\dot{u}(t) \quad (3.22)$$

เมื่อ $\varphi(t, x)$ และ $\gamma(t, x)$ คือ ฟังก์ชันขอบเขตโดยประมาณ โดยสมมติตามเงื่อนไขต่อไปนี้

1. ปริมาณการควบคุมเป็นเซตของ $U = \{u : |u| \leq U_M\}$ เมื่อ U_M เท่ากับ ค่าคงที่ > 1
2. เมื่อ $u_1 \in (0, 1)$ อยู่บริเวณนั้น ซึ่งสำหรับฟังก์ชันต่อเนื่องของ $u(t)$ ใด ๆ กับ $|u(t)| > u_1$ นั้นคือ t_1 ดังนั้น $s(t)u(t) > 0$ สำหรับแต่ละ $t > t_1$
3. เมื่อค่าคงที่เชิงบวก คือ s_0, K_m และ K_M ดังนั้น ถ้า $|s(t, x)| < s_0$ โดยที่

$$0 < K_m < \gamma(t, x) < K_M, \forall u \in U, x \in X \quad (3.23)$$

และความไม่เท่ากันของ $|u| > u_0$ ความหมายคือ $\dot{s}u > 0$

4. เมื่อกำหนดให้ C คือ ค่าคงที่ โดยที่ภายในบริเวณดังกล่าว $|s(t, x)| < s_0$ ความไม่เท่ากันต่อไปนี้จะเกิดขึ้น

$$|\varphi(t, x)| \leq C, \forall u \in U, x \in X \quad (3.24)$$

พิจารณา 2 วิธี สำหรับการควบคุม $u(t)$ ที่เหมาะสมในการบังคับให้ตัวแปรสไลด์เข้าไปในเซตสำหรับค่าเริ่มต้นของสถานะใดๆ โดยที่เงื่อนไขขอบเขตของพลวัตการสไลด์ที่กำหนดโดยเงื่อนไข 3 และ 4 คือ บรรลุ จากสมการที่ (3.22), (3.23) และ (3.24) จะเห็นได้ว่า โซลูชันทั้งหมดบรรลุตามการผนวกเชิงอนุพันธ์

$$\ddot{s} \in [-C, C] + [K_m, K_M]\dot{u}(t) \quad (3.25)$$

ความสัมพันธ์ลำดับที่ 2

ในกรณีนี้ ปัญหาการควบคุมสามารถอนุมานได้โดยพิจารณาตัวแปร u เป็นตัวแปรสถานะ และ \dot{u} เป็นตัวควบคุมจริง ถ้าสมมติระบบพลวัต สมการที่ (3.19) สัมพันธ์กันในกฎควบคุม (Control Law)

$$f(t, x(t), u) = a(t, x) + b(t, x)u \quad (3.26)$$

เมื่อ $a: R^{n+1} \rightarrow R^n$ และ $b: R^{n+1} \rightarrow R^n$ เป็นฟังก์ชันเวกเตอร์ที่ไม่แน่นอนอนที่มีควมสม่ำเสมอเพียงพอ สมการที่ (3.21) สามารถเขียนใหม่ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

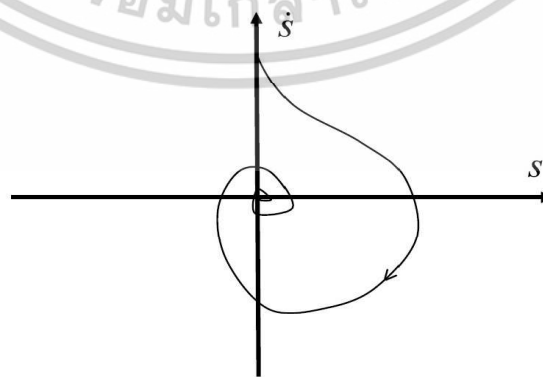
$$\begin{aligned}
\dot{s} &= \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) a(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) b(t, x) u \quad (3.27) \\
&= \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) a(t, x) \\
\ddot{s} &= \frac{\partial^2}{\partial t^2} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) \frac{\partial}{\partial t} a(t, x) \\
&+ \left[\frac{\partial^2}{\partial t \partial x} s(t, x) + a^T(t, x) \frac{\partial^2}{\partial x^2} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) \frac{\partial}{\partial x} a(t, x) \right] \\
&\times [a(t, x) + b(t, x) u(t)] \\
&= \varphi(t, x) + \gamma(t, x) u(t)
\end{aligned}$$

จาก สมการที่ (3.23), (3.24) และ (3.27) จะเห็นได้ว่าโซลูชันทั้งหมดเป็นไปตามการรวมเชิงอนุพันธ์ต่อไปนี้

$$\ddot{s} \in [-C, C] + [K_m, K_M] u(t) \quad (3.28)$$

3.6 ตัวควบคุมแบบ SOSM

ในส่วนนี้ จะแนะนำตัวควบคุมแบบ SOSM ที่รู้จักกันดีที่สุด ได้แก่ ตัวควบคุมทวิตติงแบบซูปเปอร์ (Super-Twisting Controller), ตัวควบคุมแบบทวิตติง (Twisting Controller) และตัวควบคุมแบบซับออปติมัล (Sub-Optimal Controller) ตัวควบคุมเหล่านี้ไม่ตอบสนองต่อการรบกวนของโมเดลและการรบกวนจากภายนอก เมื่อรู้ถึงวิธีการออกแบบ sliding manifold เรียบร้อยแล้ว ก็จะสามารถออกแบบพารามิเตอร์คงที่ของตัวควบคุมได้



รูปที่ 3.2 แนววิถีเฟสของ STA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.1 อัลกอริทึมการควบคุมทวิตติงแบบซูปเปอร์ (Super-Twisting Control Algorithm)

อัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ (Super-Twisting Algorithm : STA) เป็นอัลกอริทึมโหมดการสไลด์แบบต่อเนื่องที่สมบูรณ์ ซึ่งทำให้มั่นใจถึงคุณสมบัติหลักทั้งหมดของการควบคุมโหมดการสไลด์อันดับที่หนึ่ง สำหรับระบบที่มีความไม่แน่นอน/การรบกวนที่จับคู่ต่อเนื่องของลิปชิตซ์ (Lipschitz) พร้อมการไต่ระดับที่มีขอบเขต เมื่อ STA ได้รับการพัฒนาเพื่อควบคุมระบบที่สัมพันธ์กับระบบอันดับที่หนึ่ง เพื่อหลีกเลี่ยงการสั่นในระบบควบคุมโครงสร้างแบบแปรผัน (Variable Structure Control) และแนววิถีการเคลื่อนที่บน sliding manifold อันดับที่สอง ดังรูปที่ 3.2

พิจารณาระบบ สมการที่ (3.25) อัลกอริทึมการควบคุมถูกกำหนดดังนี้

$$\begin{aligned} u(t) &= u_1(t) + u_2(t) \\ i_1(t) &= \begin{cases} -u, & \text{if } |u| > 1, \\ -\alpha \text{sign}(s), & \text{otherwise,} \end{cases} \\ u_2(t) &= \begin{cases} -\lambda |s_0|^\rho \text{sign}(s), & \text{if } |s| > s_0, \\ -\lambda |s|^\rho \text{sign}(s), & \text{otherwise,} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.29)$$

โดยที่ α, λ คือ ค่าคงที่มีค่าเป็นบวก และ $\rho \in (0, 1)$ ซึ่งเงื่อนไขที่เพียงพอสำหรับการมาบรรจบกันที่เวลาจำกัด เพื่อเข้าหา sliding manifold นั้นคือ

$$\alpha > \frac{C}{K_m}, \lambda^2 \geq \frac{4C K_M (\alpha + C)}{K_m^2 K_m (\alpha - C)} \quad (3.30)$$

เมื่อ STA ไม่จำเป็นต้องมีการประมวลผลเครื่องหมายของอนุพันธ์เวลาของตัวแปรสไลด์ สำหรับการเลือก $\rho = 1$ จุดกำเนิด คือ จุดสมดุลที่เสถียรมีรูปแบบลำดับขั้น (Exponentially) ถ้าเลือก $\rho = 0.5$ การันตีได้ว่า สามารถบรรลุการสไลด์อันดับที่สองจริงสูงสุด สำหรับการเลือก $0 < \rho < 0.5$ การบรรจบกันที่จุดกำเนิดจะเร็วขึ้น ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า การเลือก $0 < \rho < 1$ จะการันตีได้ว่า การมาบรรจบกันที่จุดกำเนิดในเวลาจำกัด

3.6.2 อัลกอริทึมการควบคุมแบบทวิตติง (Twisting Control Algorithm)

อัลกอริทึมนี้มีคุณลักษณะเฉพาะ คือ ทวิตติงรอบจุดกำเนิด ดังรูปที่ 3.3 การมาบรรจบกันในเวลาจำกัดไปยังจุดกำเนิดของระนาบ ซึ่งเกิดจากการสวิตช์ของแอมพลิจูดควบคุมระหว่างค่าที่แตกต่างกัน

กันสองค่า การสวิตช์แอมพลิจูดควบคุมที่จุดตัดของแต่ละแกน ซึ่งต้องการเครื่องหมายของอนุพันธ์เวลาของตัวแปรการสไลด์ \dot{s} ในกรณีที่สองสัมพัทธ์ $r = 1$ พิจารณาระบบสมการที่ (3.25) อัลกอริทึมทวิตต์จะถูกกำหนดโดยกฎการควบคุมต่อไปนี้

$$\dot{u}(t) = \begin{cases} -u, & \text{if } |u| > 1, \\ -\alpha_m \text{sign}(s), & \text{if } s\dot{s} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -\alpha_M \text{sign}(s), & \text{if } s\dot{s} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (3.31)$$

เมื่อ $\alpha_M > \alpha_m > 0$ และเงื่อนไขที่เพียงพอสำหรับการมาบรรจบกันในเวลาจำกัด เพื่อเข้าหา sliding manifold คือ

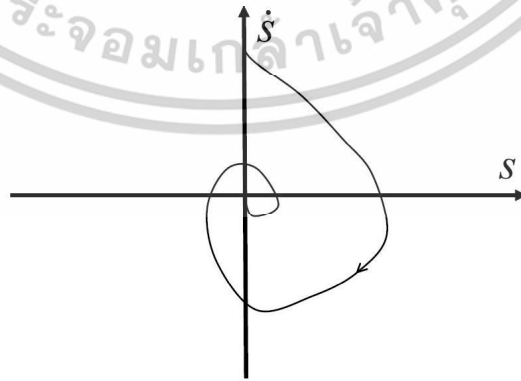
$$\alpha_M > \frac{4K_M}{s_0}, \alpha_m > \frac{C}{K_m}, K_m \alpha_M > K_M \alpha_m + 2C \quad (3.32)$$

ในกรณีที่สองสัมพัทธ์ $r = 2$ พิจารณาระบบ สมการที่ (3.28) อัลกอริทึมทวิตต์จะถูกกำหนดโดยกฎการควบคุมดังต่อไปนี้

$$u = -r_1 \text{sign}(s) - r_2 \text{sign}(\dot{s}), r_1 > r_2 > 0 \quad (3.33)$$

เมื่อเงื่อนไขที่เพียงพอสำหรับการมาบรรจบกันในเวลาจำกัด เพื่อเข้าหา sliding manifold คือ

$$(r_1 + r_2)K_m > (r_1 - r_2)K_M + 2C, (r_1 - r_2)K_m > C \quad (3.34)$$



รูปที่ 3.3 แนววิถีเฟสของ Twisting Algorithm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีเฉพาะของตัวควบคุมที่มีกฎการมาบรรจบกัน (Convergence Law) ที่ถูกกำหนดไว้แล้ว ซึ่งจะถูกกำหนดด้วย

$$u = -\alpha \text{sign}(\dot{s} + \lambda |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s)), \alpha > 0, \lambda > 0 \text{ and } \alpha K_m - C > \frac{\lambda^2}{2} \quad (3.35)$$

สำหรับตัวควบคุม สมการที่ (3.35) คือ ใกล้เคียงกับตัวควบคุมโหมดสไลด์แบบเทอร์มินัล (Terminal Sliding Mode Controller)



รูปที่ 3.4 แนววิถีเฟสของ Sub-Optimal Algorithm

3.6.3 อัลกอริทึมการควบคุมแบบ Sub-Optimal

ตัวควบคุมแบบ SOSM ได้ถูกพัฒนาขึ้นจากการดำเนินการป้อนกลับที่ไม่เหมาะสม (Sub-Optimal) ของการควบคุมเวลาที่เหมาะสมแบบคลาสสิกสำหรับอินทิเกรเตอร์แบบคู่ อัลกอริทึมนี้ การันตีการมาบรรจบกันในเวลาจำกัดของ s และ \dot{s} เป็นศูนย์ การจำกัดแนววิถีให้อยู่ภายในขอบเขตของส่วนโค้งพาราโบลา (รวมถึงจุดกำเนิด) พฤติกรรมทั้งทวีตติงและกระโดด (ซึ่ง s และ \dot{s} ไม่เปลี่ยนแปลงเครื่องหมาย) เป็นไปได้ (รูปที่ 3.4) โดยส่วนใหญ่จะไม่เหมือนกับอัลกอริทึมแบบ SOSMC การควบคุมแบบที่ Sub-Optimal ไม่จำเป็นต้องมีการประมาณค่าความต่อเนื่องของ \dot{s} แต่จะขึ้นอยู่กับกรณีที่ว่า \dot{s} เป็นศูนย์เท่านั้น

กำหนดให้องศาสัมพัทธ์ $r = 2$ พิจารณาระบบ สมการที่ (3.28) อัลกอริทึมการควบคุมถูกกำหนดโดยกฎการควบคุมดังต่อไปนี้

$$u(t) = -\alpha(t) V_M \text{sign}\left(s - \frac{s^*}{2}\right) \quad (3.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha^*, & \text{if } (s - \frac{1}{2}s^*)(s^* - s) > 0, \\ 1, & \text{otherwise,} \end{cases}$$

เมื่อ s^* คือ ค่าเอกพจน์ย้อนหลังของฟังก์ชัน $s(t)$ ซึ่งสอดคล้องกับปริมาณศูนย์ของ s^* และ α^* คือ ค่าคงที่บวก เมื่อเงื่อนไขที่เพียงพอสำหรับการมาบรรจบกันในเวลาจำกัด เพื่อเข้าถึง sliding manifold [13], [15] คือ

$$\alpha^* \in (0,1) \cap (0 - \frac{3K_m}{K_M}) \quad (3.37)$$

$$V_M > \max \left(\frac{C}{\alpha^* K_m}, \frac{4C}{3K_m - \alpha^* K_M} \right)$$

3.7 การควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตกริดฟอร์มมิ่งด้วยเทคนิคการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมดลำดับที่ 2 อัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์

ในเนื้อหานี้จะกล่าวถึงการควบคุมคอนเวอร์เตอร์กำลังโหมดการทำงานแบบ Grid-Supporting Grid-forming ด้วยทวิวิธีการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมด (SMC) โดยใช้พื้นฐานอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ (STA) สำหรับไมโครกริดในโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระ โดยทั่วไปแล้วอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ได้รับการยอมรับว่าเป็นวิธีการควบคุมที่มีประสิทธิภาพด้านความคงทน ความแม่นยำในการแยกความแตกต่างและเป็นวิธีทางเลือกในการลดผลกระทบจากการสั่น (Chattering) ในวิทยานิพนธ์นี้ตัวควบคุมแบบ STA-SMC ถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับรูปการควบคุมแรงดันและกระแสของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm ในไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระ (Islanded Microgrid) ซึ่งในไมโครกริดในโหมดการทำงานแบบอัตโนมัติ (Autonomous Microgrid) พฤติกรรมของคอนเวอร์เตอร์กำลังจะทำงานในโหมดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าเพื่อรักษาความถี่และแอมพลิจูดของแรงดันในเครือข่ายไมโครกริด ซึ่งลักษณะของการทำงานตามคุณลักษณะทรูป (Droop Characteristics) ของ P เทียบกับ w และ Q เทียบกับ E ในทางตรงกันข้าม เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดเชื่อมต่อกับกริดคอนเวอร์เตอร์กำลังทำงานในโหมดแหล่งจ่ายกระแส เพื่อทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนไปยังยูติลิตี้กริด รูปควบคุมภายใน (Local Control) มีหน้าที่ในการรับผิดชอบการควบคุมแรงดันและกระแสเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm ด้วยเหตุที่คอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm สามารถทำงานได้ทั้งในโหมดแยกตัวอิสระและโหมดเชื่อมต่อกับกริดและด้วยความเอนกประสงค์นี้คือ วัตถุประสงค์หลักในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm สำหรับเลเยอร์ต่ำสุด (Lowest Layer) หรือ การควบคุมลำดับศูนย์ (Level Zero) ในโครงสร้างการควบคุมไมโครกริดแบบลำดับชั้น (Hierarchical Control) จะสัมพันธ์กับการควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

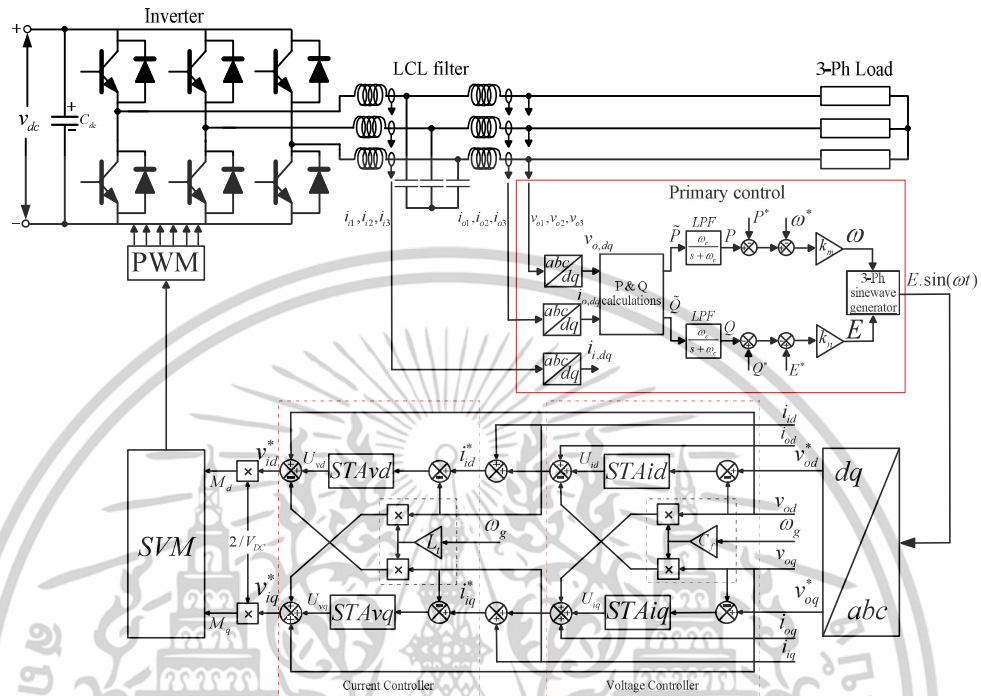
ภายใน (Local Control) ของคอนเวอร์เตอร์กำลัง การทำงานของคอนเวอร์เตอร์กำลังในระบบ ไมโครกริดมีความสำคัญอย่างยิ่งในการรับประกันประสิทธิภาพ ความเสถียร และความเชื่อถือได้ของระบบทั้งหมด นอกจากนี้การควบคุมลำดับบน (Upper Levels) ในโครงสร้างการควบคุมแบบลำดับชั้น (Hierarchical Control) จำเป็นต้องอาศัยประสิทธิภาพของอุปกรณ์ควบคุมแรงดันและกระแสภายใน ซึ่งต้องการทั้งการตอบสนองที่รวดเร็วและประสิทธิภาพความคงเส้นคงวาในสภาวะคงตัว ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบ STA-SMC สำหรับลู่วัดควบคุมด้านใน (Inner Control Loop) ของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm หรือ การควบคุมลำดับศูนย์ (Control Levels Zero) ของการควบคุมระบบไมโครกริด (MG Systems Control) ในโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแรงดันและกระแสภายในของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm เมื่อการออกแบบลู่วัดควบคุมกระแสด้วยการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบ STA-SMC ซึ่งประสิทธิภาพของตัวควบคุมแบบ STA-SMC สามารถช่วยให้การเกาะตามกระแสอ้างอิงได้อย่างรวดเร็วมากยิ่งขึ้น และลดความผิดพลาดในภาวะคงตัว (Steady-State) ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในทำนองเดียวกัน เพื่อออกแบบตัวควบคุมสำหรับการเกาะตามความผิดพลาดของแรงดันโดยใช้ตัวควบคุมแบบ STA-SMC ซึ่งจะรับประกันการมาบรรจบกันได้อย่างรวดเร็วของความผิดพลาดระหว่างค่าอ้างอิงที่ต้องการ (v_{od}^* และ v_{oq}^*) และค่าจริง (v_{od} และ v_{oq}) ตามลำดับ รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมโดยรวมของยุทธวิธีการควบคุมที่เสนอ จากโครงสร้างการควบคุมประกอบด้วยส่วนประกอบหลักสองส่วนคือ การควบคุมกำลังไฟฟ้าและการควบคุมภายในของคอนเวอร์เตอร์กำลัง ส่วนที่ 1 ลู่วัดควบคุมกำลังไฟฟ้าและใช้หลักการพื้นฐานของการควบคุมด้วยวิธีรูป ซึ่งจะรับประกันการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนแยกกันได้อย่างอิสระและยังสนับสนุนโครงสร้างการแบ่งปันกำลังไฟฟ้าอีกทางหนึ่งด้วย นอกจากนี้ลู่วัดควบคุมกำลังไฟฟ้าจะส่งข้อมูลแอมพลิจูดของแรงดันและความถี่อ้างอิงให้กับลู่วัดควบคุมภายในของ VSC โดยมีวัตถุประสงค์หลักเพื่อให้ได้คุณลักษณะการทำงานที่คล้ายกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส เมื่อโครงสร้างภายในของการควบคุมแรงดันและกระแสแบบแคสเคด (Cascaded) ถูกออกแบบโดยใช้พื้นฐานของอัลกอริทึมทวิตติ้งแบบชูปเปอร์ (STA) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมการควบคุมแบบคงทน (Robust) ถูกนำมาใช้เพื่อให้เกิดการตอบสนองที่รวดเร็วและปรับปรุงพฤติกรรมชั่วขณะ (Transient Behavior) นอกจากนี้ ตัวควบคุมแบบ STA-SMC คืออัลกอริทึมการควบคุมแบบไม่เชิงเส้น ซึ่งมีประสิทธิภาพการควบคุมแบบคงทนสำหรับระบบที่มีพลวัตและการรบกวนที่ไม่แน่นอน [16], [17]

3.7.1 โมเดลคณิตศาสตร์ของคอนเวอร์เตอร์กำลังเชื่อมต่อกิต

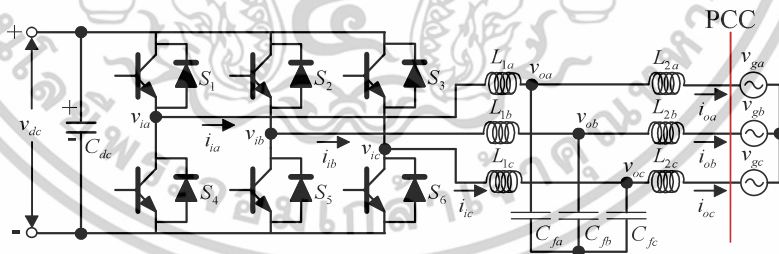
เมื่อวางจเทียบเท่าโดยทั่วไปของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบสามเฟสสามสายเชื่อมต่อบระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ (Distributed Generation : DG) เข้ากับกริดผ่านตัวกรองแบบ LCL เมื่อตัวกรองแบบ LCL ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำด้านอินเวอร์เตอร์ (L_1) ตัวเก็บประจุของตัวกรอง (C_f) และตัวเหนี่ยวนำด้านกริด (L_2) เมื่อมีการใช้ตัวกรองแบบ LCL เพื่อลดสวิตชิ่งฮาร์มอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Switching Harmonics) สำหรับโคแอมพลิฟายเออร์ของคอนเวอร์เตอร์กำลังสามเฟสเชื่อมต่อกิต [18] ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของอัลกอริทึมพีดีแบบซูปเปอร์ดำเนินการภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm



รูปที่ 3.6 โคแอมพลิฟายเออร์ของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเชื่อมต่อกิตด้วยตัวกรองแบบ LCL

เมื่อพิจารณาตัวกรองแบบ LCL ร่วมกับกฎแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff' Law) ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสมการที่สอดคล้องกันได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ia} \\ v_{ib} \\ v_{ic} \end{bmatrix} - R_{L1} \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$L_2 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{bmatrix} - R_{L2} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{oa} \\ v_{ob} \\ v_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

เมื่อ $V_{i,abc} = (v_{ia}, v_{ib}, v_{ic})^T$ และ $i_{i,abc} = (i_{ia}, i_{ib}, i_{ic})^T$ คือ ค่าแรงดันเทอมินอลเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์, $V_{o,abc} = (v_{oa}, v_{ob}, v_{oc})^T$ คือ ค่าแรงดันเทอมินอลในคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์, $V_{g,abc} = (v_{ga}, v_{gb}, v_{gc})^T$ และ $i_{o,abc} = (i_{oa}, i_{ob}, i_{oc})^T$ คือ ค่าแรงดันและกระแสด้านเชื่อมต่อกับกริด, $L_{1,abc} = (L_{1a}, L_{1b}, L_{1c})^T$ และ $R_{L1} = (R_{L1a}, R_{L1b}, R_{L1c})^T$ คือ ค่ารีแอคแตนซ์และรีซิสแตนซ์ด้านอินเวอร์เตอร์, $L_2 = (L_{2a}, L_{2b}, L_{2c})^T$ และ $R_{L2} = (R_{L2a}, R_{L2b}, R_{L2c})^T$ คือ ค่ารีแอคแตนซ์และรีซิสแตนซ์ด้านเชื่อมต่อกับกริด และ $C_f = (C_{fa}, C_{fb}, C_{fc})$ คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ของตัวกรองแบบ LCL

สมการแรงดันและกระแสของ VSC สามเฟสของระบบที่เชื่อมต่อเข้ากับตัวกรองแบบ LCL สามารถเขียนเป็นสมการในกรอบอ้างอิงหมุนแบบซิงโครนัส (Synchronous Rotating Reference Frame : SRRF) โดยใช้ทฤษฎีการแปลง Clark's และ Park's ตามลำดับ ซึ่งเป็นแนวคิดของวิธีการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า (Voltage-Oriented Control : VOC) ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ VSC ที่มีวงจรกรองแบบ LCL ใน SRRF จึงสามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ดังสมการที่ (3.41)

$$\frac{di}{dt} \begin{bmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \\ i_{od} \\ v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_1} & 0 & -\frac{R_{L1}}{L_1} & \omega_g & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_1} & -\omega_g & -\frac{R_{L1}}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{L2}}{L_2} & \omega_g \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & -\omega_g & -\frac{R_{L2}}{L_2} \\ 0 & \omega_g & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ -\omega_g & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \\ i_{id} \\ i_{iq} \\ i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{id} \\ v_{iq} \\ v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $v_{i,dq} = (v_{id}, v_{iq})^T$ and $i_{i,dq} = (i_{id}, i_{iq})^T$ คือ ค่าแรงดันเทอมินอลเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ใน SRRF, $v_{o,dq} = (v_{od}, v_{oq})^T$ คือ ค่าแรงดันเทอมินอลในคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ใน SRRF, $v_{g,dq} = (v_{gd}, v_{gq})^T$ และ $i_{o,dq} = (i_{od}, i_{oq})^T$ คือ ค่าแรงดันและกระแสด้านเชื่อมต่อกับกริดใน SRRF และ ω_g คือ ความถี่เชิงมุม ตามลำดับ

สำหรับวงจรกรองแบบ LCL ในทางการคำนวณจะละทิ้งค่าตัวเก็บประจุที่ต่อขนานในวงจรกรองแบบ LCL เนื่องจากอิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของตัวเก็บประจุในวงจรกรองแบบ LCL มีค่าน้อยมากที่ความถี่กริด ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองแบบ LCL จึงรวมเข้ากับวงจรกรองแบบ L ที่ความถี่ต่ำ ดังนั้นโมเดลเพลนของตัวควบคุมของวงจรกรองแบบ LCL สำหรับการออกแบบลูการควบคุมกระแสสามารถลดความซับซ้อนลงเหลือเพียงฟังก์ชันการถ่ายโอนอันดับที่หนึ่ง ซึ่งพิจารณาเช่นเดียวกันกับการเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์ด้วยวงจรกรองชนิด L ดังนั้นในการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบ PI จึงสามารถทำได้ตามความสัมพันธ์จากการประมาณค่าของวงจรกรองชนิด L โดยสามารถละทิ้งอิทธิพลของแขนงตัวเก็บประจุ (Capacitor Branch) ดังนั้นพารามิเตอร์ของวงจรกรองเอาต์พุตรวม (ความต้านทานและความเหนี่ยวนำ) ของวงจรกรองชนิด LCL สามารถประมาณค่าได้เหมือนกับพารามิเตอร์ของวงจรกรองชนิด L [18], [19] และสามารถแสดงได้ดังนี้

$$L_f = L_1 + L_2 \quad (3.42)$$

$$R_f = R_{L1} + R_{L2} \quad (3.43)$$

เมื่อ L_f และ R_f คือ ค่าเหนี่ยวนำรวมและค่าความต้านทานรวมของตัวเหนี่ยวนำวงจรกรอง ตามลำดับ จากรูปที่ 3.6 สามารถตั้งสมมุติฐานได้ว่าคอนเวอร์เตอร์กำลังเชื่อมต่อกับวงจรกรอง LCL เอาต์พุต ซึ่งสามารถประมาณค่าเป็นการเชื่อมต่อกับวงจรกรองชนิด L และจากสมการที่ (3.42) และ (3.43) ดังนั้นไดนามิกโมเดลแรงดันไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าสามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ดังต่อไปนี้

$$L_f \frac{d}{dt} i_{i,dq} = -R_f i_{o,dq} - j\omega_g L_f i_{o,dq} - v_{o,dq} + v_{i,dq} \quad (3.44)$$

และเพื่อควบคุมสัญญาณ DC ในลูการควบคุมแรงดันไฟฟ้า สามารถเขียนสมการไดนามิกโมเดลของกระแสตัวเก็บประจุของวงจรกรองได้ใหม่ดังต่อไปนี้

$$C_f \frac{d}{dt} v_{o,dq} = -j\omega_g C_f v_{o,dq} - i_{o,dq} + i_{i,dq} \quad (3.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\omega_g L i_{o,dq}$ และ $\omega_g C V_{o,dq}$ คือ เงื่อนไขการเชื่อมโยงแบบไขว้ (Decoupling Terms) ของสมการแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของวงจรกรองในแกน dq ตามลำดับ

3.7.2 วิธีการควบคุมแบบดรูป

วิธีการควบคุมแบบดรูป (Droop Control Method) ใช้พื้นฐานการควบคุมจากการวัดค่าต่างๆ ด้วยโครงข่ายภายใน เมื่อการวัดค่าจริงของกำลังไฟฟ้าจริงชั่วขณะ (\tilde{P}) และกำลังไฟฟ้าเสมือนชั่วขณะ (\tilde{Q}) สามารถคำนวณได้จากส่วนประกอบของแรงดัน ($v_{o,dq}$) และกระแส ($i_{o,dq}$) เอาต์พุตในกรอบอ้างอิงหมุนแบบซิงโครนัส (SRRF) และสามารถเขียนป็นสมการได้ดังนี้

$$\tilde{P} = \frac{3}{2}(v_{od}i_{od} + v_{oq}i_{oq}) \rightarrow P = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tilde{P} \quad (3.46)$$

$$\tilde{Q} = -\frac{3}{2}(v_{od}i_{oq} - v_{oq}i_{od}) \rightarrow Q = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tilde{Q} \quad (3.47)$$

โดยที่ LPF ถูกใช้เพื่อลดฮาร์มอนิกส์ และ ω_c คือ ความถี่เชิงมุม cut-off ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filters : LPF) เมื่อยุทธวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยใช้พื้นฐานการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm แต่ละตัว ซึ่งการดำเนินการควบคุมใช้ยุทธวิธีการควบคุมแบบดรูป โดยที่กฎการควบคุมแบบดรูปในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังใช้ต้นแบบจากคุณลักษณะดรูป (Droop Characteristics) ของการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสที่เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า จากหลักการเดียวกันนี้ วิธีการควบคุมแบบดรูปเมื่อนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมระบบผลิตพลังงานไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ (DG) ซึ่งอินเวอร์เตอร์ด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะใช้ประโยชน์จากคุณลักษณะดรูปของกำลังไฟฟ้าจริง-ความถี่ ($P-w$) และกำลังไฟฟ้าเสมือน-แรงดันไฟฟ้า ($Q-E$) แต่คุณลักษณะดรูปนี้จะตรงกันข้ามกับคุณลักษณะดรูปของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส ข้อได้เปรียบของยุทธวิธีการควบคุมโดยใช้พื้นฐานของการควบคุมแบบดรูป คือ การช่วยให้แต่ละหน่วยของ DG สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่ายเข้าสู่โครงข่ายสามารถทำได้อย่างอิสระ ในกรณีของไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระ (Islanding Microgrids) ซึ่งไม่มีการเชื่อมต่อกับกริดยูทิลิตี้ (Utility Grid) ไมโครกริดจะทำงานในโหมดอัตโนมัติ (Autonomous Mode) ในโหมดการทำงานนี้ ไมโครกริดจะปรับการจ่าย หรือ รับกำลังไฟฟ้าภายในระบบของไมโครกริด เพื่อรักษาระดับความถี่และแอมพลิจูดแรงดันไฟฟ้าที่จุดเชื่อมต่อ PCC ให้คงที่ ในขณะที่โหมดเชื่อมต่อกับกริดตัวควบคุมขั้นที่สาม (Tertiary Controller) ยุทธวิธีการควบคุมแบบดรูปถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อการบริหารจัดการกับการไหลของกำลังไฟฟ้าที่จุดเชื่อมต่อ PCC เพื่ออำนวยความสะดวกในการรับ หรือ จ่ายกำลังไฟฟาระหว่างไมโครกริดและกริดยูทิลิตี้

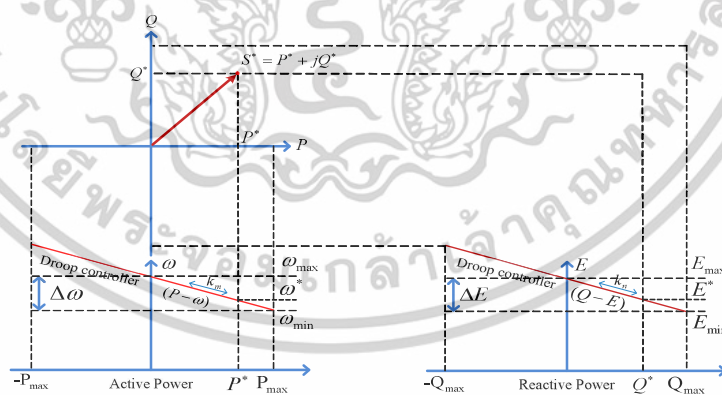
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นยุทธวิธีในการควบคุมแบบกระจายซึ่งได้รับการพิสูจน์แล้วว่าประสบความสำเร็จในสองสถานการณ์นี้ และเป็นแพลตฟอร์มที่จำเป็นสำหรับสถานการณ์ไมโครกริดอัจฉริยะ (Smart-Microgrids Scenario) นอกจากนี้รูปการควบคุมกำลังไฟฟ้านอก (External Power Control Loop) ของคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm เมื่อประยุกต์ใช้ยุทธวิธีในการควบคุมแบบกระจายการดำเนินการคือ เป็นคำตอบที่เหมาะสมสำหรับการนำสถาปัตยกรรมการควบคุมแบบกระจายตัว (Decentralized Control) ไปใช้งานและเพื่อรับประกันการร่วมกันจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนระหว่าง DG แต่ละหน่วยภายในไมโครกริดพฤติกรรมของ Drooping คือ การเชื่อมโยงกำลังไฟฟ้าจริงกับความถี่และกำลังไฟฟ้าเสมือนกับแอมพลิจูดแรงดันไฟฟ้า และพฤติกรรมนี้สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\omega = \omega^* - k_m (P - P^*) \quad (3.48)$$

$$E = E^* - k_n (Q - Q^*) \quad (3.49)$$

เมื่อ ω และ E คือ ค่าความเร็วเชิงมุมและค่าแอมพลิจูดของแรงดัน, ω^* และ E^* คือ ค่าจุดที่กำหนดของความถี่และแรงดัน, P และ Q คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงและค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนเอาต์พุตของ VSC, P^* และ Q^* คือ ค่าที่กำหนด (Set-Point) ของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน, k_m และ k_n คือ ค่าพารามิเตอร์อัตราขยายของตัวควบคุมแบบกระจายสำหรับกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนตามลำดับ คุณสมบัติของการควบคุมแบบกระจาย ($P-\omega$ and $Q-E$) จากพื้นฐานสมการที่ (3.48) และ (3.49) ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 กราฟคุณลักษณะ $P-\omega$ และ $Q-E$ กระจาย

3.7.3 การควบคุมแบบสไลดิงโหมดด้วยการใช้อัลกอริทึมหวิดตั้งแบบซูปเปอร์

ในการออกแบบการควบคุมแบบสไลดิงโหมด (SMC) เพื่อการเกาะตามความผิดพลาดระหว่างค่าที่ต้องการ (Desired) และค่าจริง (Actual) มีขั้นตอนในการดำเนินการ 2 ขั้นตอนสำหรับเทคนิคการควบคุมแบบ SMC ตามแบบธรรมดา โดยขั้นตอนเหล่านี้มีดังต่อไปนี้ ในขั้นตอนแรก คือ การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดพื้นผิวการสวิตช์ (Switching Surface) หรือ พื้นผิวการสไลด์ (Sliding Surface) โดยมีวัตถุประสงค์หลักเพื่อกำหนดทิศทางของแนววิถีสถานะของตัวควบคุมระบบให้เข้าสู่พื้นผิวการสไลด์ที่มีความผิดพลาด (Error) เป็นศูนย์ในเวลาจำกัดและรักษาสถานะของระบบบนพื้นผิวการสไลด์ตลอดเวลาด้วยฟังก์ชันสวิตช์ (Switching Function) ของสัญญาณควบคุม [20] ในขั้นตอนที่สองคือการออกแบบกฎการควบคุม (Control Law) การออกแบบกฎการควบคุมเพื่อให้มั่นใจว่า แนววิถีสถานะของระบบมุ่งเข้าหาพื้นผิวการสไลด์ในเวลาจำกัดและยังคงรักษาอยู่บนพื้นผิวการสไลด์ตลอดเวลา เมื่อสมการโดยทั่วไปของการกำหนดค่าพลาวัตของระบบ สามารถกำหนดได้ดังต่อไปนี้

$$\dot{x}(t) = A(x,t) + B(x,t)u \quad (3.50)$$

$$y = \sigma(x,t) \quad (3.51)$$

เมื่อ σ คือ ตัวแปรการสไลด์ (Sliding Variable), x คือ เวกเตอร์ตัวแปรสถานะ, u คือ ตัวแปรการควบคุม, y คือ เอาต์พุตของระบบ และ A และ B คือ ค่าพารามิเตอร์ ซึ่งสามารถปรับได้ตามค่าคงที่บวก คือ C, D_m, D_M, E_M, q และเงื่อนไขต่อไปนี้

$$\begin{aligned} |A| + E_M |B| &\leq C, 0 \leq D_m \leq B(x,t) \leq D_M, \\ \left| \frac{A}{B} \right| &< qE_M, 0 < q < 1 \end{aligned}$$

อัลกอริทึมการควบคุมสไลด์ดิงโหมดอันดับที่สอง (Second-Order Sliding Mode Control) แสดงให้เห็นถึงการปรับปรุงที่สำคัญเมื่อเทียบกับวิธีการควบคุมแบบ SMC ตามแบบธรรมดา โดยลดผลกระทบจากปัญหาการสั่นได้อย่างมีประสิทธิภาพและปรับปรุงในเรื่องความคงทนให้ดีขึ้นมากกว่าแบบเดิม ดังนั้นอัลกอริทึมการควบคุมสไลด์ดิงโหมดอันดับที่สองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพและเป็นคำตอบที่เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้ในการควบคุมที่หลากหลาย อัลกอริทึมทวิตดิง (Twisting) ทวิตดิงแบบซูเปอร์ (Super-Twisting) และอัลกอริทึมแบบกึ่งทวิตดิงแบบซูเปอร์ (Quasi Super-Twisting) เป็นเทคนิคการควบคุมสไลด์ดิงโหมดอันดับที่สองที่ได้รับการยอมรับอย่างกว้างขวาง ซึ่งแตกย่อยมาจากหลักการของทฤษฎีการควบคุมสไลด์ดิงโหมดอันดับที่สอง ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการควบคุมสไลด์ดิงโหมดอันดับที่สองโดยใช้พื้นฐานของอัลกอริทึมทวิตดิงแบบซูเปอร์ ดังนั้นกฎการควบคุมของตัวควบคุมทวิตดิงแบบซูเปอร์ (Super-Twisting Controller) สามารถคำนวณได้โดยใช้สมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$U = -k_p \cdot |\sigma|^n \cdot \text{sign}(\sigma) - \int_0^t k_i \cdot \text{sign}(\sigma) dt \quad (3.52)$$

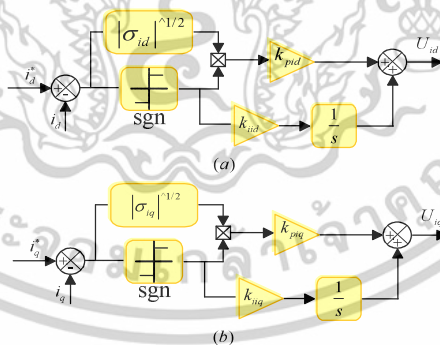
เมื่อ U คือ กฎการควบคุมที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม, k_p และ k_i คือ ค่าคงที่ของพื้นผิวการสไลด์เชิงบวก และวิธีการเลือกค่าต่างๆ ดังต่อไปนี้

$$k_p = 1.5L_m, k_i = 1.5L_m, L_m = \frac{A}{K_m}, 0 \leq \eta \leq 0.5$$

เมื่อ A และ K_m คือ ค่าคงที่ และ L_m คือ ค่าเศษส่วนของ A และ K_m

3.7.4 อัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ของลูการควบคุมกระแส

สำหรับลูการควบคุมกระแสด้านในซึ่งต้องการการตอบสนองที่รวดเร็วและมีการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบสไลด์ิงโหมดอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ (STA-SMC) ทั้งหมดสองตัวโดยใช้พื้นฐานวิธีการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า (VOC) วัตถุประสงค์หลักในการออกแบบตัวควบคุมกระแสด้านในสำหรับ VSC คือ เพื่อรับประกันประสิทธิภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กำลังให้เหมาะสมที่สุด เนื่องจากตัวควบคุมแบบ STA-SMC เป็นเวอร์ชันเวลาจำกัดแบบไม่เชิงเส้นของตัวควบคุมแบบ PI ดังนั้นจึงสามารถใช้แทนที่ตัวควบคุมแบบ PI ในวิธีการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้าได้โดยตรงและบล็อกไดอะแกรมของลูการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบ STA-SMC สำหรับลูการควบคุมกระแส

ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมแบบ STA-SMC สำหรับลูการควบคุมกระแสในแกน dq มีขั้นตอนดังต่อไปนี้ ขั้นตอนแรก คือ การเลือกพื้นผิวการสไลด์ (Sliding Surface) หรือ sliding manifolds ซึ่งในยุทธวิธีการควบคุมนี้ เมื่อความผิดพลาด (Error) ถูกใช้ในการกำหนดเพื่อการเกาะตามค่ากระแสแกน d และกระแสแกน q ดังนั้นการกำหนดพื้นผิวการสไลด์จะเกี่ยวข้องกับความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผิดพลาดระหว่างค่ากระแสอ้างอิง i_{id}^* และ i_{iq}^* และค่ากระแสจริง i_{id} และ i_{iq} และเป็นการกำหนดพลวัตของระบบ เมื่อระบบถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมสไลด์ิงโหมดอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ (STA-SMC Controller) แนววิถีสถานะของตัวควบคุมระบบถูกขับเคลื่อนและมาบรรจบกันที่จุดกำเนิดในลักษณะทวิตติง (Twisting) ซึ่งเป้าหมายคือ การขับเคลื่อนสไลด์ิงโหมด (Sliding Mode) ไปยัง manifold (σ) สำหรับการควบคุมกระแส ดังนั้นพื้นผิวการสไลด์สามารถกำหนดดังนี้ [21], [22]

$$\sigma_{id} = i_{id}^* - i_{id} = 0 \Rightarrow i_{id}^* = i_{id} \quad (3.53)$$

$$\sigma_{iq} = i_{iq}^* - i_{iq} = 0 \Rightarrow i_{iq}^* = i_{iq} \quad (3.54)$$

เมื่อ $[\sigma_{id} \ \sigma_{iq}]^T$ คือ sliding manifolds สำหรับกระแสแกน d และ q , $[i_{id}^* \ i_{iq}^*]^T$ คือ ค่าตัวแปรกระแสอ้างอิง และ $[i_{id} \ i_{iq}]^T$ คือ ค่าตัวแปรกระแสจริง จากความสัมพันธ์สมการที่ (3.53) และ (3.54) เมื่อความแตกต่างระหว่างฟังก์ชันการสวิตช์และอนุพันธ์ของ sliding manifolds เป็นศูนย์พร้อมกัน ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\dot{\sigma}_{id} = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{id}^* = i_{id} \\ i_{id}^* = \dot{i}_{id} = \frac{1}{L_t} (-R_t i_{id} + \omega_g L_t i_{iq} - v_{od} + v_{id}) = 0 \end{cases} \quad (3.55)$$

$$v_{id} = v_{id}^* = R_t i_{id} - \omega_g L_t i_{iq} + v_{od} + L_t \dot{i}_{id}$$

$$\dot{\sigma}_{iq} = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_{iq}^* = i_{iq} \\ i_{iq}^* = \dot{i}_{iq} = \frac{1}{L_t} (-R_t i_{iq} - \omega_g L_t i_{id} - v_{oq} + v_{iq}) = 0 \end{cases} \quad (3.56)$$

$$v_{iq} = v_{iq}^* = R_t i_{iq} + \omega_g L_t i_{id} + v_{oq} + L_t \dot{i}_{iq}$$

จากสมการที่ (3.55) และ (3.56) อนุพันธ์เวลาของ sliding manifolds $\dot{\sigma}_{id} = 0$ และ $\dot{\sigma}_{iq} = 0$ ผลลัพธ์ คือ ตัวแปรใหม่สำหรับองค์ประกอบแกน d และ q ของแรงดันอ้างอิง v_{id}^* และ v_{iq}^* ซึ่งใช้ในการกำหนดการควบคุมตัวแปรสถานะในแกน dq (U_{id} และ U_{iq}) และสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{id}^* = R_t i_{id} - \omega_g L_t i_{iq} + v_{od} + L_t \dot{i}_{id} = U_{id} \quad (3.57)$$

$$v_{iq}^* = R_t i_{iq} + \omega_g L_t i_{id} + v_{oq} + L_t \dot{i}_{iq} = U_{iq} \quad (3.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.44) ไดนามิกโมเดลแรงดันไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง (L_t) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$L_t \frac{d}{dt} i_{id} = -R_t i_{id} + \omega_g L_t i_{iq} - v_{od} + v_{id} \quad (3.59)$$

$$L_t \frac{d}{dt} i_{iq} = -R_t i_{iq} - \omega_g L_t i_{id} - v_{oq} + v_{iq} \quad (3.60)$$

การแทนค่านิพจน์สำหรับ $L_t \dot{i}_{id}$ และ $L_t \dot{i}_{iq}$ และจากสมการที่ (3.59) และ (3.60) ลงในสมการที่ (3.57) และ (3.58) สามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ดังนี้

$$v_{id}^* = R_t i_{id} - \omega_g L_t i_{iq} + v_{od} + (-R_t i_{id} + \omega_g L_t i_{iq} - v_{od} + v_{id}) = U_{id}$$

$$v_{id}^* = v_{id} = U_{id} \quad (3.61)$$

$$v_{iq}^* = R_t i_{iq} + \omega_g L_t i_{id} + v_{oq} + (-R_t i_{iq} - \omega_g L_t i_{id} - v_{oq} + v_{iq}) = U_{iq}$$

$$v_{iq}^* = v_{iq} = U_{iq} \quad (3.62)$$

โดยที่สามารถเลือกฟังก์ชันการควบคุมสำหรับ U_{id} และ U_{iq} ด้วยอัลกอริทึมทวิตติ้งแบบซูปเปอร์ โดยใช้พื้นฐานสมการที่ (3.52) ดังนั้นอินพุตควบคุม U_{id} และ U_{iq} สำหรับการควบคุมกระแสบนแกน dq โดยการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมทวิตติ้งแบบซูปเปอร์ สามารถแสดงได้ในรูปแบบดังต่อไปนี้

$$U_{id} = -k_{pid} \cdot |\sigma_{id}|^{1/2} \cdot \text{sign}(\sigma_{id}) - \int_0^t k_{iid} \cdot \text{sign}(\sigma_{id}) dt \quad (3.63)$$

$$U_{iq} = -k_{piq} \cdot |\sigma_{iq}|^{1/2} \cdot \text{sign}(\sigma_{iq}) - \int_0^t k_{iiq} \cdot \text{sign}(\sigma_{iq}) dt \quad (3.64)$$

เมื่อ k_{pid} , k_{piq} , k_{iid} และ k_{iiq} คือ ค่าคงที่บวก ซึ่งการเลือกค่าคงที่เพื่อเป็นการรับประกันการมาบรรจบกันของแนววิถีสถานะ ความเสถียรของระบบ และเพื่อให้แน่ใจว่าเงื่อนไขเป็นไปตามที่ต้องการสามารถตรวจสอบด้วยอนุพันธ์ของฟังก์ชันเลียปูนอฟ ดังนี้

$$\dot{V} = \dot{\sigma}(x)\sigma(x) < 0 \quad (3.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V คือ อนุพันธ์อันดับที่หนึ่งของฟังก์ชันเลียปูนอฟ สำหรับ $\dot{\sigma}(x)\sigma(x)$ และ V เป็นฟังก์ชันเลียปูนอฟ

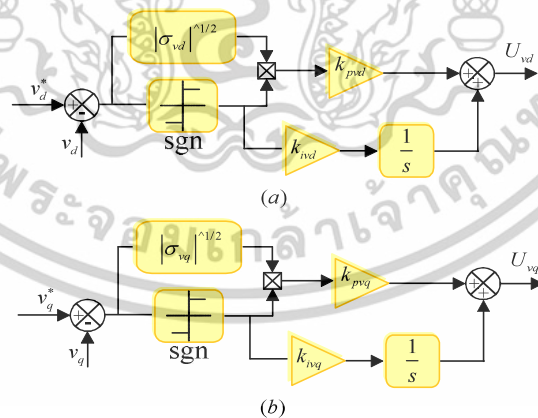
$$\dot{\sigma}(x)\sigma(x) = -\sigma_{idq} [k_{pidq} |\sigma|^{1/2} \cdot \text{sign}(\sigma_{idq}) + \int_0^t k_{iidq} \cdot \text{sign}(\sigma_{idq}) dt] < 0 \quad (3.66)$$

พิจารณาสมการที่ (3.66) เมื่อ $\sigma_{idq} \cdot \text{sign}(\sigma_{idq}) > 0$ และ k_{pidq} และ $k_{iidq} > 0$ ตามลำดับ ดังนั้นเงื่อนไขนี้บรรลุ สำหรับ v_{id}^* และ v_{iq}^* คือ ค่าแรงดันอ้างอิงแกน d และแกน q สำหรับเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ (SVM) สำหรับ VSC เมื่อแรงดันอ้างอิงเอาต์พุตจากการควบคุมกระแสโดยการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบ STA-SMC สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$v_{id}^* = U_{id} - \omega_g L_t i_{iq} + v_{od} \quad (3.67)$$

$$v_{iq}^* = U_{iq} + \omega_g L_t i_{id} + v_{oq} \quad (3.68)$$

เมื่อ $[v_{id}^* \ v_{iq}^*]^T$ คือ แรงดันอ้างอิงสำหรับ VSC, $[U_{id} \ U_{iq}]^T$ คือ สัญญาณการควบคุม, $[i_{id} \ i_{iq}]^T$ คือ ตัวแปรค่ากระแสจริง, $[v_{od} \ v_{oq}]^T$ คือ ตัวแปรค่าแรงดันจริง, ω_g คือ ความเร็วเชิงมุม และ L_t คือ ค่ารีแอกแตนซ์รวมของวงจรกรอง



รูปที่ 3.9 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบ STA-SMC สำหรับรูปการควบคุมแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.5 อัลกอริทึมทวิตตั้งแบบซูปเปอร์ของลูการควบคุมแรงดัน

ในการออกแบบตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าลูการควบคุมข้างนอก เมื่อความผิดพลาดของสถานะระบบคงที่มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อยุทธวิธีการควบคุมแบบ STA-SMC ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมในกรอบอ้างอิงหมุนแบบซิงโครนัส (SRRF) วัตถุประสงค์หลักในการออกแบบด้วยยุทธวิธีการควบคุมแบบ STA-SMC สำหรับการควบคุมแรงดันลูการข้างนอกคือ เพื่อให้บรรลุการเกาะตามเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงบนแกน d และ q ได้อย่างแม่นยำและบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบ STA-SMC เมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับลูการควบคุมแรงดันข้างนอก ดังรูปที่ 3.9

เมื่อนำหลักการพื้นฐานของยุทธวิธีการควบคุมแบบ STA-SMC ประยุกต์ใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ของลูการควบคุมแรงดัน โดยใช้พื้นฐานตามสมการที่ (3.45) โมเดลพลวัตของกระแสตัวเก็บประจุของวงจรกรองในระบบแกนประสาน dq สำหรับใช้ในการวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมแรงดันลูการข้างนอกของ VSC เชื่อมต่อกับวงจรกรองชนิด LCL และสามารถแสดงได้ดังนี้

$$C_f \frac{dv_{od}}{dt} = \omega_g C_f v_{oq} - i_{od} + i_{id} \quad (3.69)$$

$$C_f \frac{dv_{oq}}{dt} = -\omega_g C_f v_{od} - i_{oq} + i_{iq} \quad (3.70)$$

ในขั้นตอนของการออกแบบนี้ ขั้นตอนแรก คือ การเลือก sliding manifolds เพื่อการเกาะตามความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต ดังนั้น sliding manifolds สามารถกำหนดได้ตามสมการดังต่อไปนี้ [21], [22]

$$\sigma_{vd} = v_{od}^* - v_{od} = 0 \Rightarrow v_{od}^* = v_{od} \quad (3.71)$$

$$\sigma_{vq} = v_{oq}^* - v_{oq} = 0 \Rightarrow v_{oq}^* = v_{oq} \quad (3.72)$$

เมื่อ $[\sigma_{vd} \ \sigma_{vq}]^T$ คือ sliding manifolds สำหรับแรงดันบนแกน dq , $[v_{od}^* \ v_{oq}^*]^T$ คือ ตัวแปรแรงดันอ้างอิง และ $[v_{od} \ v_{oq}]^T$ คือ ตัวแปรแรงดันจริง ขั้นตอนต่อไป คือ การออกแบบกฎการควบคุม เมื่อกฎการควบคุมถูกออกแบบโดยใช้พื้นฐานอนุพันธ์เวลาของ sliding manifolds โดยพิจารณาสมการที่ (3.71) และ (3.72) อนุพันธ์อันดับที่หนึ่งของ sliding manifolds ($\dot{\sigma}_{vd}$ และ $\dot{\sigma}_{vq}$) และสามารถสรุปได้ดังนี้

$$\dot{\sigma}_{vd} = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{od}^* = v_{od} \\ \dot{v}_{od}^* = \dot{v}_{od} = \frac{1}{C_f}(\omega_g C_f v_{oq} - i_{od} + i_{id}) = 0 \end{cases}$$

$$i_{id}^* = i_{id} = i_{od} - \omega_g C_f v_{oq} + C_f \dot{v}_{od} \quad (3.73)$$

$$\dot{\sigma}_{vq} = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{oq}^* = v_{oq} \\ \dot{v}_{oq}^* = \dot{v}_{oq} = \frac{1}{C_f}(-\omega_g C_f v_{od} - i_{oq} + i_{iq}) = 0 \end{cases}$$

$$i_{iq}^* = i_{iq} = i_{oq} + \omega_g C_f v_{od} + C_f \dot{v}_{oq} \quad (3.74)$$

วิธีการควบคุมด้วยวิธีวิธีการควบคุมแบบ STA-SMC กฎการควบคุมจะถูกกำหนดผสมผสานระหว่าง 2 ส่วน คือ ส่วนควบคุมไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Control) และ ส่วนควบคุมต่อเนื่อง (Continuous Control) วัตถุประสงค์หลักของกฎควบคุมนี้ คือ การบังคับให้ทั้งตัวแปรสไลด์ิ่งโหมด σ (Sliding Mode Variable) และอนุพันธ์อันดับที่หนึ่งของตัวแปรสไลด์ิ่งโหมด $\dot{\sigma}$ มาบรรจบกันที่จุดกำเนิดในเวลาจำกัด ดังนั้นรูปการควบคุมแรงดันในแกน dq ภายใต้อัลกอริทึมหัตถ์ตั้งแบบซูเปอร์สามารถออกแบบได้โดยการพิจารณาจากอนุพันธ์อันดับที่หนึ่งของ sliding manifolds และกฎการควบคุม (U_{vd} และ U_{vq}) สามารถกำหนดภายใต้เงื่อนไข $\dot{\sigma}_{vd} = \dot{\sigma}_{vq} = 0$ ดังนั้น จากสมการที่ (3.73) และ (3.74) องค์ประกอบแกน d และ q ของกระแสอ้างอิง i_{id}^* และ i_{iq}^* สามารถนำมาใช้ในการกำหนดตัวแปร U_{vd} และ U_{vq} ได้ดังต่อไปนี้

$$i_{id}^* = i_{od} - \omega_g C_f v_{oq} + C_f \dot{v}_{od} = U_{vd} \quad (3.75)$$

$$i_{iq}^* = i_{oq} + \omega_g C_f v_{od} + C_f \dot{v}_{oq} = U_{vq} \quad (3.76)$$

จากสมการที่ (3.75) และ (3.76) ตัวแปร $C_f \dot{v}_{od}$ และ $C_f \dot{v}_{oq}$ คือ โมเดลพลวัตของกระแสตัวเก็บประจุวงจรกรองในแกน dq จากสมการที่ (3.75) แทนค่า $C_f \dot{v}_{od}$ ด้วยสมการที่ (3.69) และเช่นเดียวกัน สมการที่ (3.76) แทนค่า $C_f \dot{v}_{oq}$ ด้วยสมการที่ (3.70) และผลลัพธ์ที่ได้ดังต่อไปนี้

$$i_{id}^* = i_{od} - \omega_g C_f v_{oq} + (\omega_g C_f v_{oq} - i_{od} + i_{id}) = U_{vd}$$

$$i_{id}^* = i_{id} = U_{vd} \quad (3.77)$$

$$i_{iq}^* = i_{oq} + \omega_g C_f v_{od} + (-\omega_g C_f v_{od} - i_{oq} + i_{iq}) = U_{vq}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{iq}^* = i_{iq} = U_{vq} \quad (3.78)$$

เมื่อเงื่อนไขสุดท้ายของโครงสร้างการควบคุมคือ การออกแบบกฎการควบคุม U_{vd} และ U_{vq} สำหรับควบคุมส่วนประกอบแกน d และส่วนประกอบแกน q ของลูปการควบคุมการเกาะตามแรงดันภายใต้ อัลกอริทึมทวิตต์แบบซูปเปอร์และจากพื้นฐานสมการที่ (3.52) ดังนั้นจึงสามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ดังต่อไปนี้

$$U_{vd} = -k_{pvd} \cdot |\sigma_{vd}|^{1/2} \cdot \text{sign}(\sigma_{vd}) - \int_0^t k_{ivd} \cdot \text{sign}(\sigma_{vd}) dt \quad (3.79)$$

$$U_{vq} = -k_{pvq} \cdot |\sigma_{vq}|^{1/2} \cdot \text{sign}(\sigma_{vq}) - \int_0^t k_{ivq} \cdot \text{sign}(\sigma_{vq}) dt \quad (3.80)$$

เมื่อ k_{pvd} , k_{pvq} , k_{ivd} and k_{ivq} คือ ค่าคงที่เชิงบวกของอัลกอริทึมทวิตต์แบบซูปเปอร์ ตามเงื่อนไขของ \dot{V} และสถานะเสถียรภาพของการควบคุมแบบ SMC สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\dot{V} = \dot{\sigma}(x)\sigma(x) < 0 \quad (3.81)$$

ถ้า $\sigma(x) \neq 0$ และระบบควบคุมมีความเสถียร ดังนั้นสมการที่ (3.81) คือ บรรลุ ดังนั้น

$$\dot{\sigma}(x)\sigma(x) = -\sigma_{vdq} [k_{pvdq} |\sigma_{vdq}|^{1/2} \cdot \text{sign}(\sigma_{vdq}) + \int_0^t k_{ivdq} \cdot \text{sign}(\sigma_{vdq}) dt] < 0 \quad (3.82)$$

จากสมการที่ (3.82) เมื่อ $\sigma_{vdq} \cdot \text{sign}(\sigma_{vdq}) > 0$ และ k_{pvdq} และ $k_{ivdq} > 0$ นั่นก็คือ บรรลุตามเงื่อนไขและกระแสเอาต์พุตอ้างอิง (i_{id}^* และ i_{iq}^*) สำหรับใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงให้กับลูปการควบคุมกระแสจากลูปการควบคุมแรงดัน เมื่อประยุกต์ใช้ยุทธวิธีวิธีการควบคุมแบบ STA-SMC ของ VSC สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังต่อไปนี้

$$i_{id}^* = U_{vd} - \omega_g C_f v_{oq} + i_{od} \quad (3.83)$$

$$i_{iq}^* = U_{vq} + \omega_g C_f v_{od} + i_{oq} \quad (3.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $[i_{id}^* i_{iq}^*]^T$ คือ ค่ากระแสอ้างอิงสำหรับ VSC, $[U_{vd} U_{vq}]^T$ คือ สัญญาณควบคุม, $[i_{od} i_{oq}]^T$ คือ ตัวแปรค่ากระแสจริง, $[v_{od} v_{oq}]^T$ คือ ตัวแปรค่าแรงดันจริง, ω_g คือ ความเร็วเชิงมุม และ C_f คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ของวงจรกรอง

3.8 เส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์ (Inverter Capability Curve)

การสร้างแบบจำลองของเส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์ได้รับการปรับปรุงอย่างมีนัยสำคัญ เพื่อให้สามารถแสดงเส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์ในโลกแห่งความเป็นจริงที่มีความหลากหลายและซับซ้อนได้ เช่น ที่กำหนดไว้ใน IEEE Std 1547-2018 คุณลักษณะการสร้างแบบจำลองที่ละเอียดช่วยให้สามารถแสดงการตั้งค่าและขีดจำกัดต่างๆ เช่น กำลังไฟฟ้าปรากฏ การจ่าย/หยุดจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง และกำลังไฟฟ้าเสมือนสูงสุด ความยืดหยุ่นของการสร้างแบบจำลอง ดังรูปที่ 3.10 เส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์จะกำหนดขอบเขตการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่เป็นไปได้ รูปที่ 3.10 แสดงขอบเขตที่แตกต่างกันสามขอบเขต [23] ดังต่อไปนี้

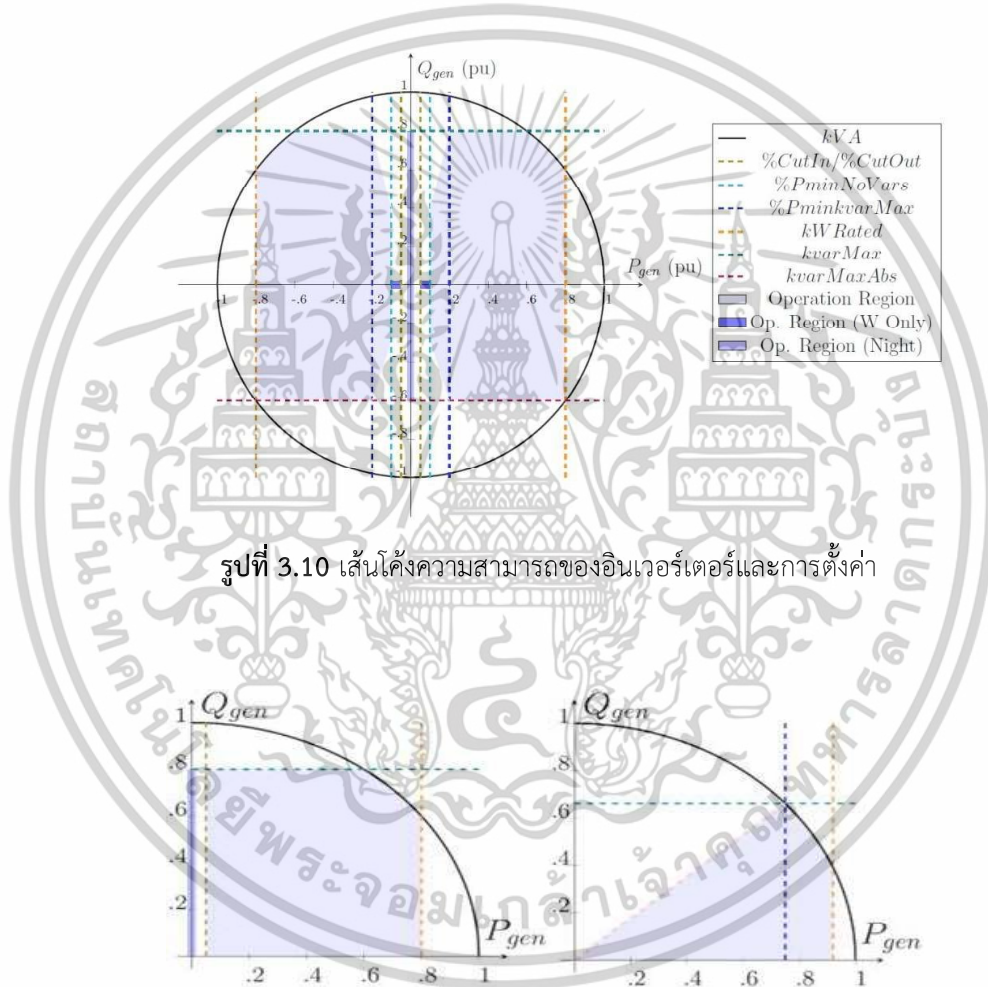
- (i) พื้นที่ใช้งานปกติ: พื้นที่ที่อินเวอร์เตอร์มีแนวโน้มที่จะทำงานมากที่สุดตลอดทั้งวัน อินเวอร์เตอร์สามารถแลกเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าทั้งแบบแอคทีฟและรีแอคทีฟกับกริดได้
- (ii) พื้นที่ดำเนินการเฉพาะกำลังไฟฟ้าจริงเท่านั้น: พื้นที่ที่อินเวอร์เตอร์ไม่สามารถแลกเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเสมือนกับกริด
- (iii) พื้นที่ดำเนินการในเวลาฉุกเฉิน: พื้นที่ที่มีการแลกเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเสมือนกับกริดเท่านั้น (หากเปิดใช้งาน)

การตั้งค่าและขีดความสามารถที่แสดงในรูปที่ 3.10 เป็นพารามิเตอร์ของ OpenDSS ดังคำอธิบายไว้ด้านล่าง ดังต่อไปนี้

- kVA [kVA] หมายถึง ความสามารถของอินเวอร์เตอร์ตามแผ่นป้ายชื่อ (Nameplate)
- kW_{Rated} [kW] หมายถึง กำลังงานไฟฟ้าจริงสูงสุดที่แหล่งผลิตไฟฟ้าแบบกระจายศูนย์ (DER) สามารถแลกเปลี่ยนกับกริดได้
- kVar_{Max} [kVar] หมายถึง กำลังไฟฟ้าเสมือนสูงสุดที่อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้
- Cutin [kW] คือ กำลังไฟ DC ขั้นต่ำที่จำเป็นในการเปิดอินเวอร์เตอร์เมื่ออินเวอร์เตอร์ปิดอยู่
- Cutout [kW] คือ กำลังไฟ DC ขั้นต่ำที่จำเป็นเพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานต่อไปได้
- %P_{minNoVars} [kW] คือ กำลังไฟฟ้าจริงขั้นต่ำที่ไม่มีการแลกเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเสมือนกับกริด
- %P_{minkVarMax} [kW] คือ กำลังไฟฟ้าจริงขั้นต่ำที่ช่วยให้อินเวอร์เตอร์สามารถแลกเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเสมือนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พารามิเตอร์ที่กล่าวมาข้างต้นช่วยให้ผู้ใช้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ได้เป็นจำนวนมาก โดยการปิดการใช้งานพารามิเตอร์หนึ่งตัวหรือมากกว่านั้น (พารามิเตอร์จะถูกปิดการใช้งานโดยกำหนดค่าเป็นศูนย์) เมื่อรูปที่ 3.11 กราฟความสามารถของอินเวอร์เตอร์ในควอดแรนต์แรกสำหรับพารามิเตอร์สองชุด รูปที่ 3.11 ทางด้านซ้ายสร้างขึ้นโดยการปิดการใช้งานพารามิเตอร์ %PminNoVars และ %PminkvarLimit รูปที่ 3.11 ทางด้านขวาแสดงกราฟความสามารถที่กำหนดโดยค่าแฟกเตอร์กำลังคงที่ซึ่งสร้างขึ้นโดยการปิดการใช้งานพารามิเตอร์ %CutOut และ %PminNoVars และโดยการกำหนด %PminkvarMax ให้เท่ากับค่าแฟกเตอร์กำลังที่ต้องการ

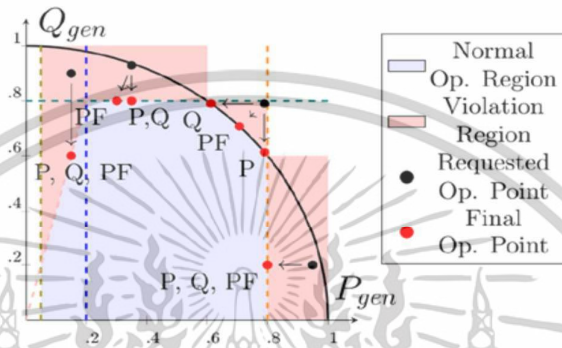


รูปที่ 3.11 จุดภาคแรกของเส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์โดยที่ %PminNoVars และ %PminkvarMax ถูกปิดใช้งาน (ซ้าย) และ %PminNoVars และ %CutIn/CutOut ถูกปิดใช้งาน และ %PminkvarMax = 0.75 (ขวา)

คุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่ง que เพิ่มเข้ามาคือ ความเป็นไปได้ในการกำหนดลำดับความสำคัญของกำลังไฟฟ้าจริง กำลังไฟฟ้าเสมือน หรือ ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของอินเวอร์เตอร์แต่ละ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัว การลำดับความสำคัญจะกำหนดให้อินเวอร์เตอร์จะกลับคืนสู่พื้นที่การทำงานปกติได้อย่างไรเมื่อ กำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ตามความต้องการ (โดยฟังก์ชันอินเวอร์เตอร์อัจฉริยะ เช่น VV หรือ โดยตรงจากผู้ใช้) ในรอบการไหลของพลังงานที่กำหนดอยู่นอกเส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 3.12 แสดงตัวอย่างบางตัวอย่างว่าลำดับความสำคัญที่แตกต่างกันจะกลับคืนสู่จุดการทำงานของ อินเวอร์เตอร์สู่พื้นที่การทำงานปกติได้อย่างไร [23]



รูปที่ 3.12 การทำงานของอินเวอร์เตอร์ เช่น เงื่อนไขบนเส้นโค้งความสามารถของอินเวอร์เตอร์

3.9 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม

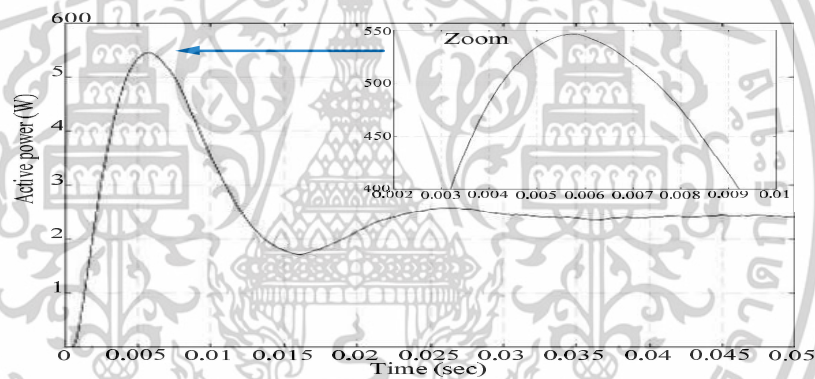
ในเนื้อหานี้นำเสนอผลการจำลองด้วยโปรแกรม สำหรับผลการจำลองต่างๆ ในเนื้อหานี้ใช้ การจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink 2020a และผลการจำลอง ดังรูปที่ 3.13 - 3.38 เพื่อ เป็นการยืนยันถึงประสิทธิภาพของยุทธวิธีการควบคุมแบบ STA-SMC ที่นำเสนอและเปรียบเทียบกับ ยุทธวิธีการควบคุมแบบ PI ตามแบบธรรมดาในขณะที่ไม่โครกริดทำงานในโหมดแยกตัวอิสระ ผลการ จำลองที่นำเสนอในส่วนนี้จะกำหนดให้คอนเวอร์เตอร์กำลังของไมโครกริดจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด โดยกำหนดให้โหลดใช้กำลังไฟฟ้าจริง 243 W และกำลังไฟฟ้าเสมือน 516 VAR นอกจากนี้ ในช่วง เริ่มต้นของการจำลอง VSC จ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบไมโครกริด

เมื่อเปรียบเทียบรูปที่ 3.13 และ 3.15 และรูปที่ 3.14 และ 3.16 การตอบสนองชั่วขณะ (Transient Response) ของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน ซึ่งพบว่า ระบบที่มีการประยุกต์ใช้ ยุทธวิธีการควบคุมแบบ STA-SMC แสดงให้เห็นถึงสิ่งที่น่าสนใจนั่นก็คือ การเกิดโอเวอร์ชู้ต (Overshoot) ช่วงเริ่มต้นน้อยกว่าอย่างเห็นได้ชัดเจนนทั้งในส่วนของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้า เสมือน ซึ่งได้มีการเปรียบเทียบกับยุทธวิธีการควบคุมตามแบบธรรมดา (PI) เมื่อทำการเปรียบเทียบ ระหว่างระบบที่ควบคุมด้วยยุทธวิธีการควบคุมแบบ SMC โดยใช้พื้นฐานอัลกอริทึม STA กับระบบที่ ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI พบว่า กำลังไฟฟ้าจริงการเกิดโอเวอร์ชู้ตประมาณ 500 W และโอเวอร์ ชู้ตของกำลังไฟฟ้าเสมือนประมาณ 645 VAR สำหรับระบบที่มีการประยุกต์ใช้ยุทธวิธีการควบคุมแบบ SMC ด้วยอัลกอริทึม STA ในขณะที่เดียวกันระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI การเกิดโอเวอร์ชู้ต

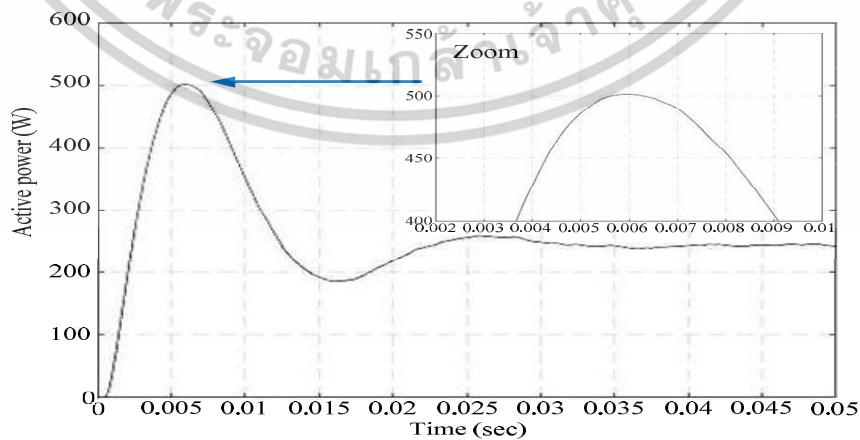
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเริ่มต้นของกำลังไฟฟ้าจริงประมาณ 545 W และโอเวอร์ชู้ตของกำลังไฟฟ้าเสมือนอยู่ที่ประมาณ 675 VAR

สำหรับในรูปที่ 3.17 ผลการจำลองแสดงค่ากระแสของ VSC I_a , I_b และ I_c สำหรับระบบที่ประยุกต์ใช้ทฤษฎีการควบคุมกระแสแบบ PI ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่า ที่เวลา $t = 0.008$ วินาที แอมพลิจูดกระแสสูงสุดของกระแส I_a สูงสุดอยู่ที่ประมาณ 3.6 A ในขณะที่แอมพลิจูดกระแสสูงสุดของกระแส I_b อยู่ที่ประมาณ -2.85 A ในทำนองเดียวกัน ดังในรูปที่ 3.18 ผลการจำลองแสดงค่ากระแสของ VSC I_a , I_b และ I_c ตามลำดับ เมื่อระบบควบคุมด้วยอัลกอริทึมทวิตดิ่งแบบซูปเปอร์ ผลตอบสนองชั่วขณะ (Transient Response) ของกระแส I_a แอมพลิจูดสูงสุดประมาณ 3.4 A ในขณะที่กระแส I_b อยู่ที่ประมาณ -2.70 A เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.17 และรูปที่ 3.18 จะเห็นได้ชัดเจนว่า ระบบที่ควบคุมด้วยอัลกอริทึมทวิตดิ่งแบบซูปเปอร์ แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่เหนือกว่าในด้านผลตอบสนองชั่วขณะของค่ากระแส I_a , I_b และ I_c เมื่อแอมพลิจูดของกระแสในกรณีของตัวควบคุมอัลกอริทึมทวิตดิ่งแบบซูปเปอร์มีขนาดต่ำกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

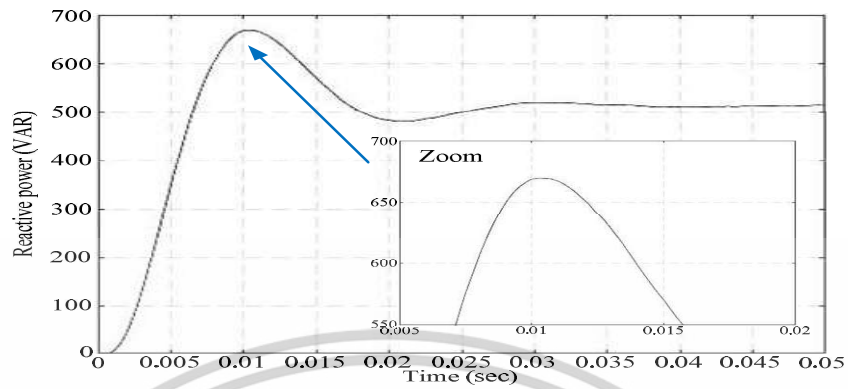


รูปที่ 3.13 กำลังไฟฟ้าจริง เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

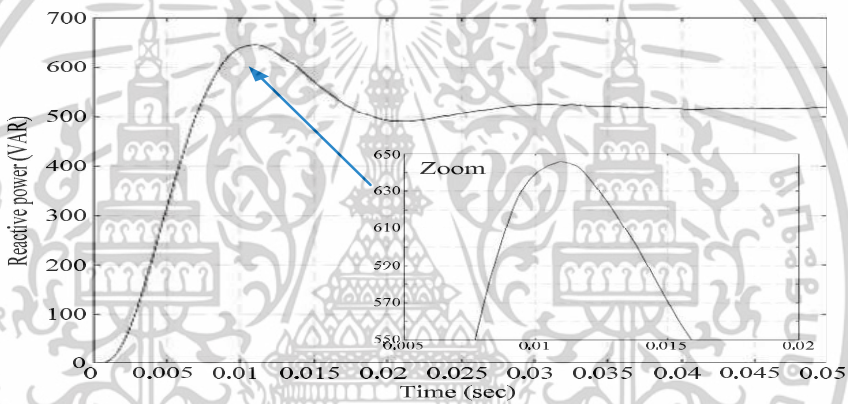


รูปที่ 3.14 กำลังไฟฟ้าจริง เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

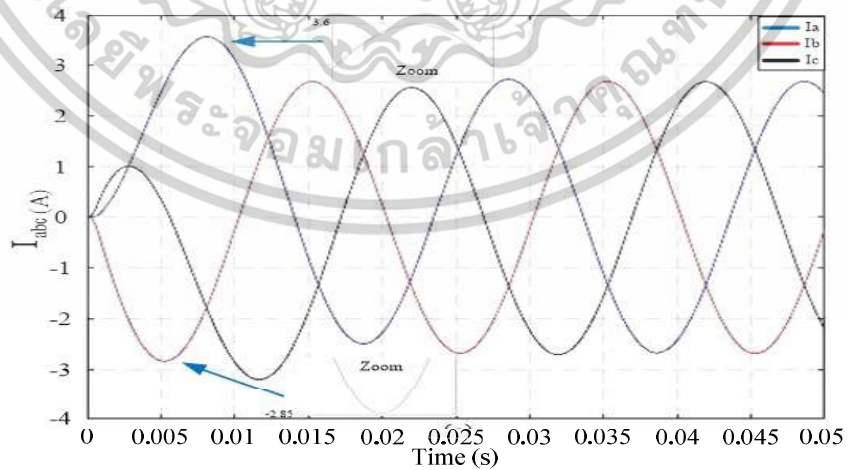
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 กำลังไฟฟ้าเสมือน เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

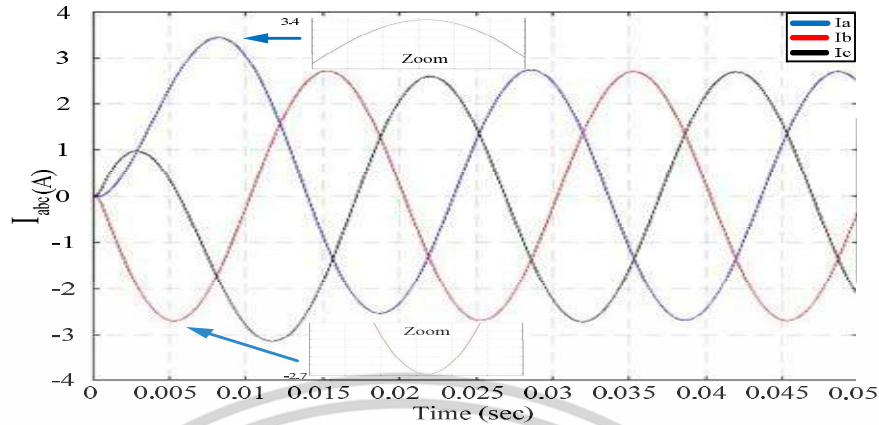


รูปที่ 3.16 กำลังไฟฟ้าเสมือน เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC



รูปที่ 3.17 กระแสไหลต I_{abc} เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

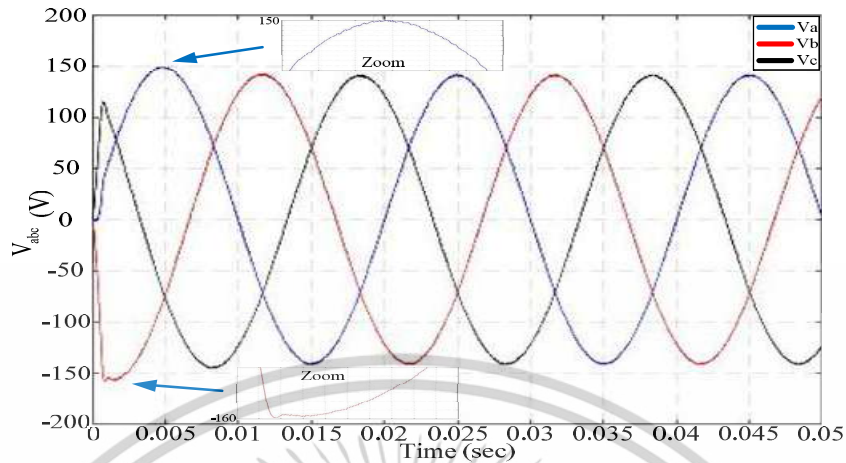


รูปที่ 3.18 กระแสโวลต์ I_{abc} เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

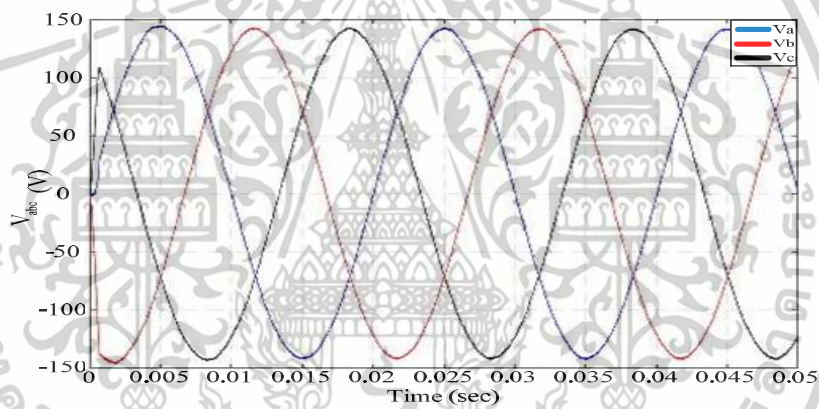
ในรูปที่ 3.19 และรูปที่ 3.20 ผลการจำลองแสดงค่าแรงดันที่ขั้วของ VSC คือ V_a , V_b และ V_c ผลลัพธ์เหล่านี้ทำหน้าที่เป็นกรณีศึกษาเพื่อยืนยันถึงประสิทธิภาพของยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอในด้านการลดการเกิดโอเวอร์ชูตของแรงดันที่ขั้วของ VSC ได้ต่ำกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI ตามแบบธรรมดา

กรณีศึกษา โดยนำเสนอในรูปที่ 3.21 และรูปที่ 3.22 แสดงผลการจำลองของความถี่ของ VSC ซึ่งการประมาณค่าความถี่สามารถทำได้จากการควบคุมแบบ Droop และวงจรถ่วงเฟสล็อกคูลูป (PLL) ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าการตอบสนองช่วงเริ่มต้นของความถี่เมื่อประมาณค่าจาก Phase-Locked Loop (PLL) และทำการเปรียบเทียบระหว่างรูปที่ 3.21 และรูปที่ 3.22 จะสังเกตเห็นว่ายุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอแสดงให้เห็นถึงการตอบสนองในสภาวะชั่วขณะ ซึ่งค่าพิคแอมพลิจูดน้อยกว่าในช่วงเริ่มต้นเมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุมแบบ PI

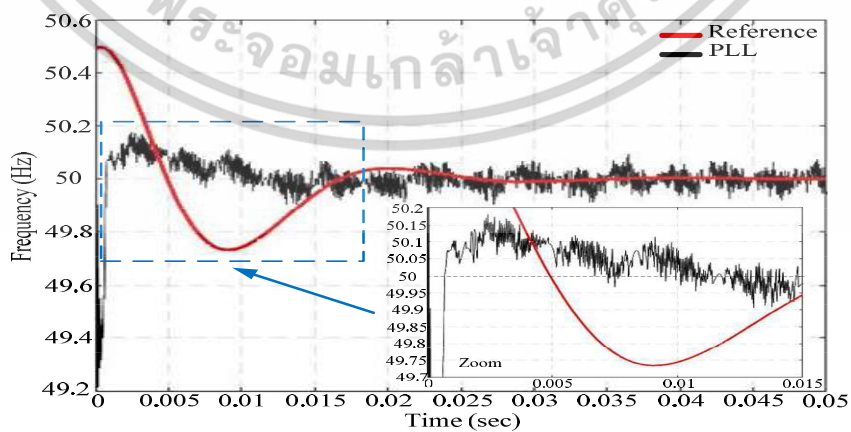
สำหรับในรูปที่ 3.23 และรูปที่ 3.24 ในช่วงการทดสอบการเกาะตามแรงดันอ้างอิง ซึ่งจะเปรียบเทียบระหว่างการตอบสนองช่วงเริ่มต้นของแรงดันอ้างอิงในแกน d ซึ่งจะสังเกตเห็นว่า เมื่อระบบมีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์สำหรับควบคุมแรงดัน แรงดันไฟฟ้าจริง (Actual Voltage) จะเริ่มเกาะตามแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (Reference Voltage) ที่เวลา $t = 0.002$ วินาที ในขณะที่ระบบที่มีการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ในการควบคุมแรงดัน แรงดันไฟฟ้าจริงจะเริ่มเกาะตามแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงใช้เวลามากกว่าและจะเริ่มเกาะตามแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่เวลา $t = 0.012$ วินาที



รูปที่ 3.19 แรงดันเอาต์พุตของ VSC (V_{abc}) เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

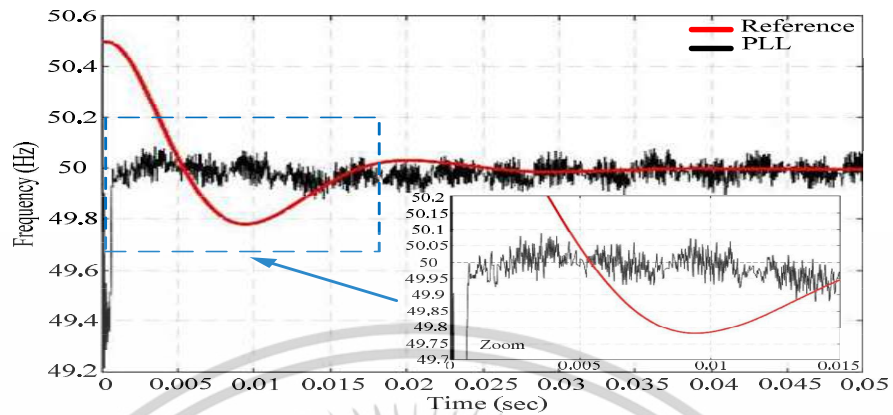


รูปที่ 3.20 แรงดันเอาต์พุตของ VSC (V_{abc}) เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

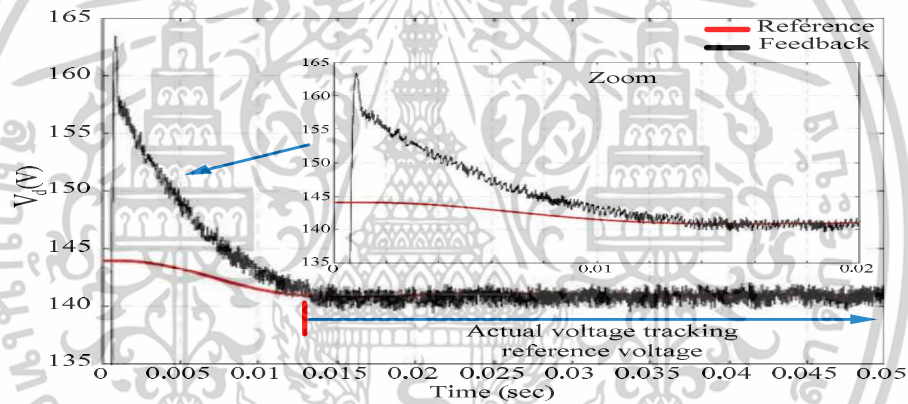


รูปที่ 3.21 ความถี่จาก PLL เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

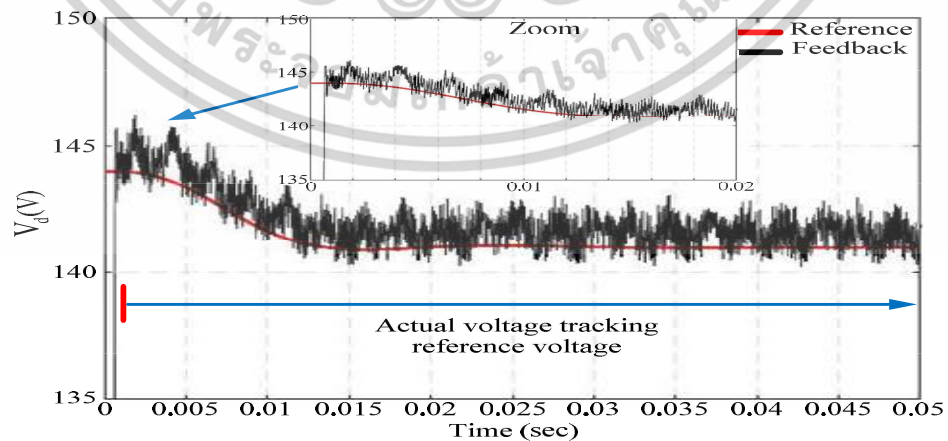
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 ความถี่จาก PLL เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

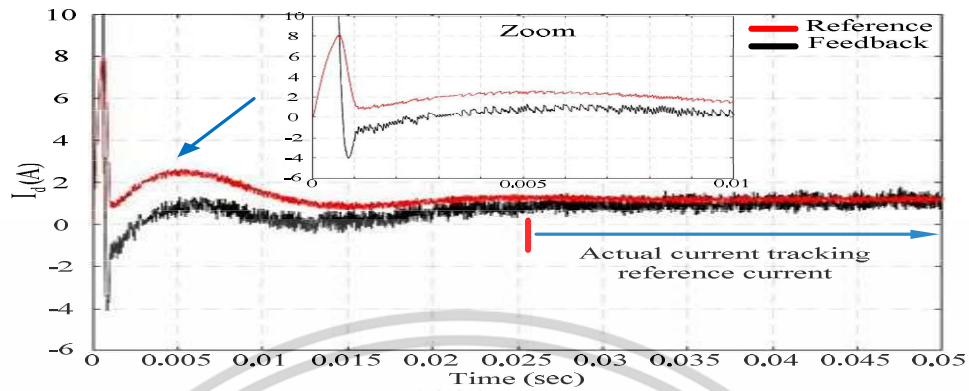


รูปที่ 3.23 แรงดันบนแกน d เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

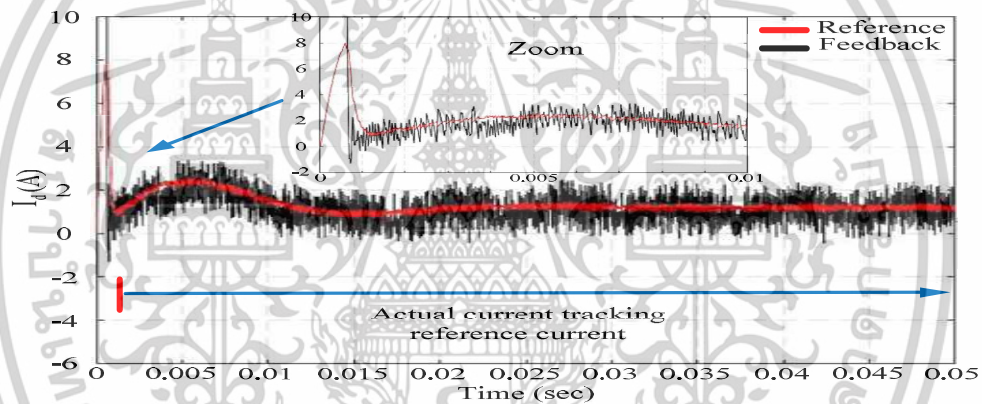


รูปที่ 3.24 แรงดันบนแกน d เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

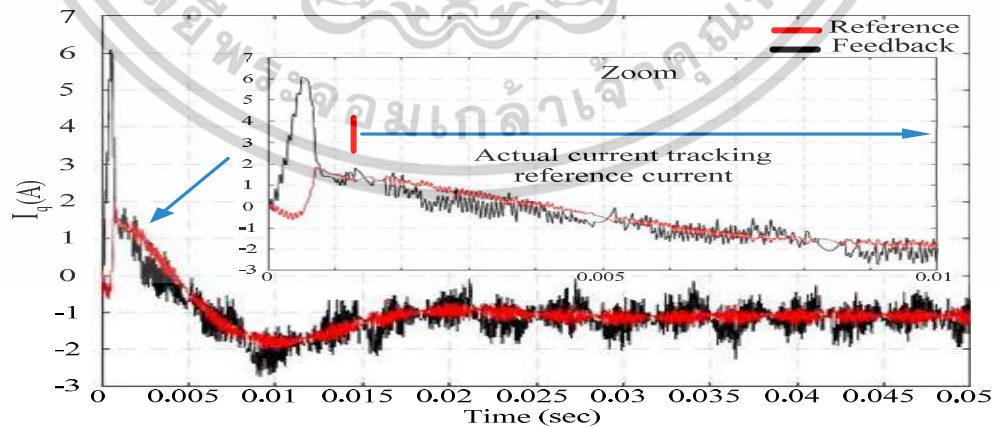
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.25 กระแสแกน d เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

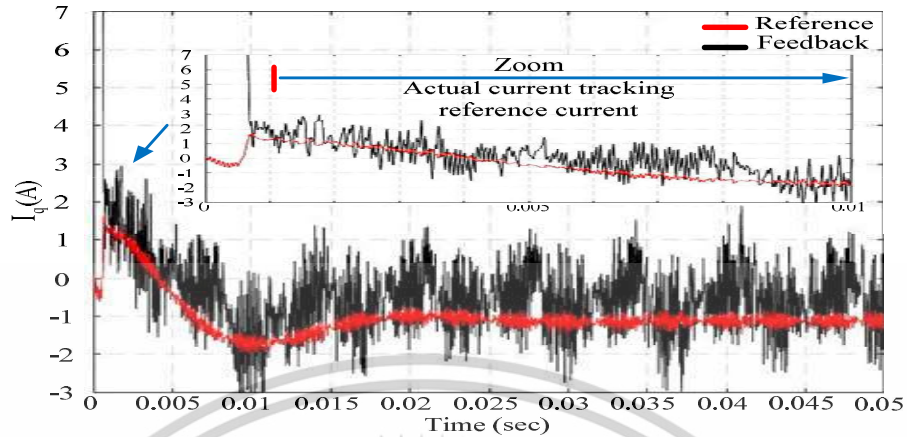


รูปที่ 3.26 กระแสแกน d เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC



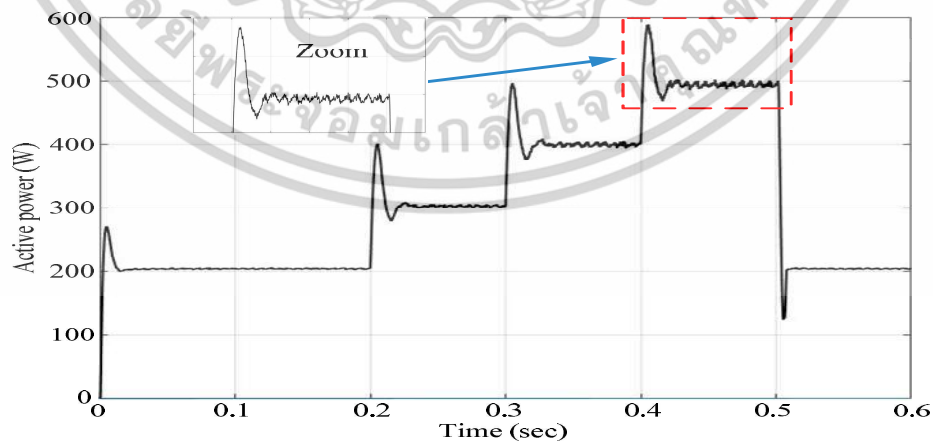
รูปที่ 3.27 กระแสแกน q เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



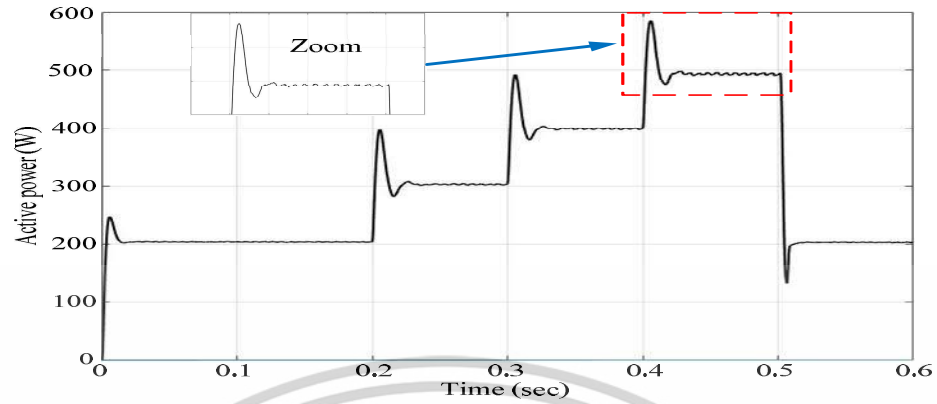
รูปที่ 3.28 กระแสบนแกน d เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

ในรูปที่ 3.26 ซึ่งสังเกตได้ว่าที่ $t = 0.001$ วินาที กระแสจริง (Actual Current) ของแกน d เริ่มเกาะตามกระแสอ้างอิงอย่างแนบแน่น เมื่อระบบมีการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมทวิตดิ่งแบบซูปเปอร์ในการควบคุมกระแส ในทางตรงกันข้าม ในรูปที่ 3.25 แสดงผลการจำลองของกระแส VSC ในแกน d สามารถสังเกตได้ว่าที่เวลา $t = 0.025$ วินาที กระแสจริงจะเริ่มเกาะตามกระแสอ้างอิงเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PI ในการควบคุมกระแส และเมื่อทำการเปรียบเทียบรูปที่ 3.25 และรูปที่ 3.26 เป็นการยืนยันถึงประสิทธิภาพให้กับตัวควบคุมแบบ STA-SMC ในด้านของการเกาะตามสัญญาณอ้างอิง นอกจากนี้ เมื่อพิจารณารูปที่ 3.27 และรูปที่ 3.28 จะพบว่าทั้งตัวควบคุมแบบ STA-SMC ที่นำเสนอและยุทธวิธีการควบคุมแบบเดิมกระแสจริงเริ่มการเกาะตามกระแสอ้างอิงที่เวลาใกล้เคียงกันคือ ที่เวลาประมาณ $t = 0.0014$ วินาที ดังนั้น ยุทธวิธีการควบคุมทั้งสองแบบจึงแสดงให้เห็นถึงจุดเริ่มต้นที่ใกล้เคียงกันสำหรับการเกาะตามองค์ประกอบแกน d ของกระแส VSC

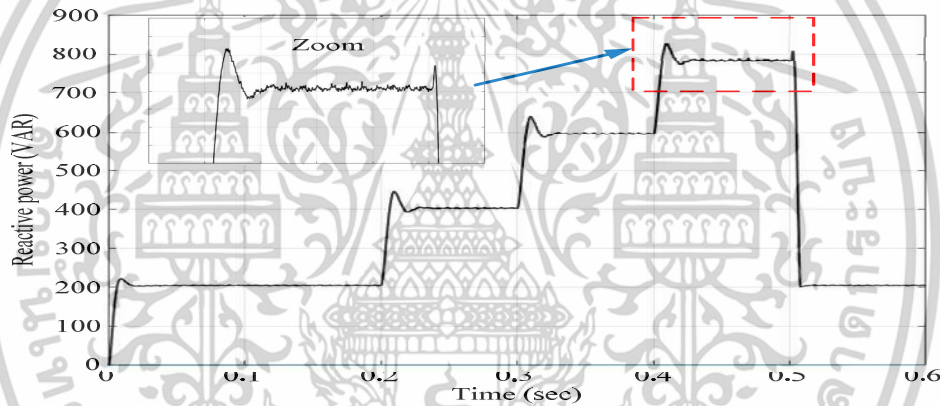


รูปที่ 3.29 กำลังไฟฟ้าจริงของโหลดแบบขั้นบันได เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

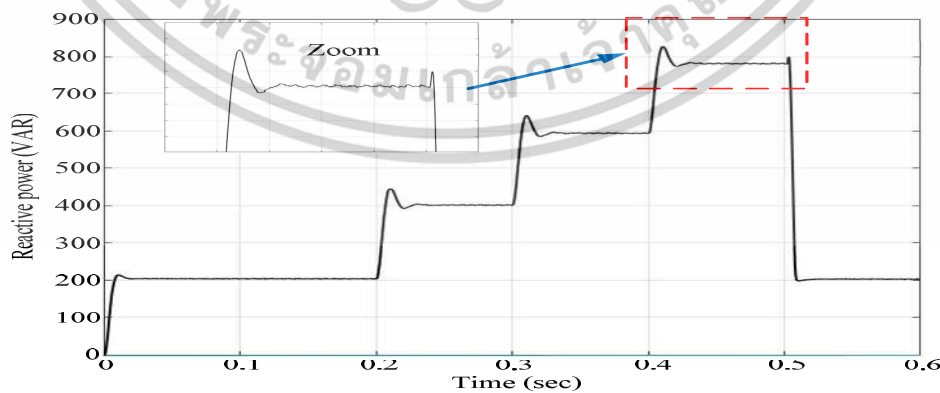
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.30 กำลังไฟฟ้าจริงของโหลดแบบขั้นบันได เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC



รูปที่ 3.31 กำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลดแบบขั้นบันได เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI



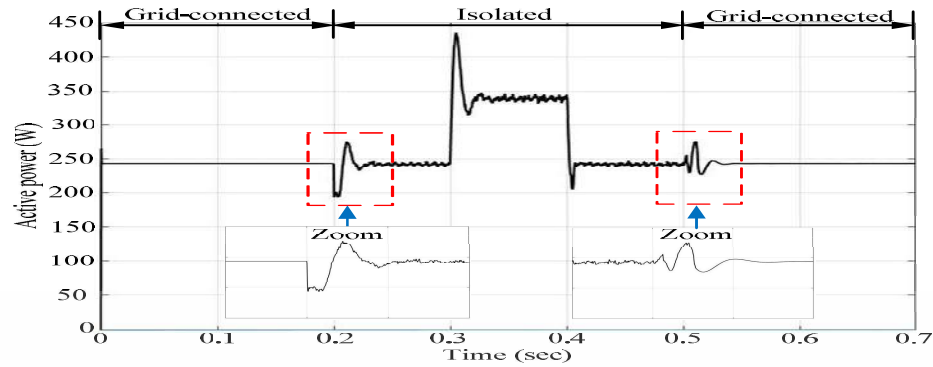
รูปที่ 3.32 กำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลดแบบขั้นบันได เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

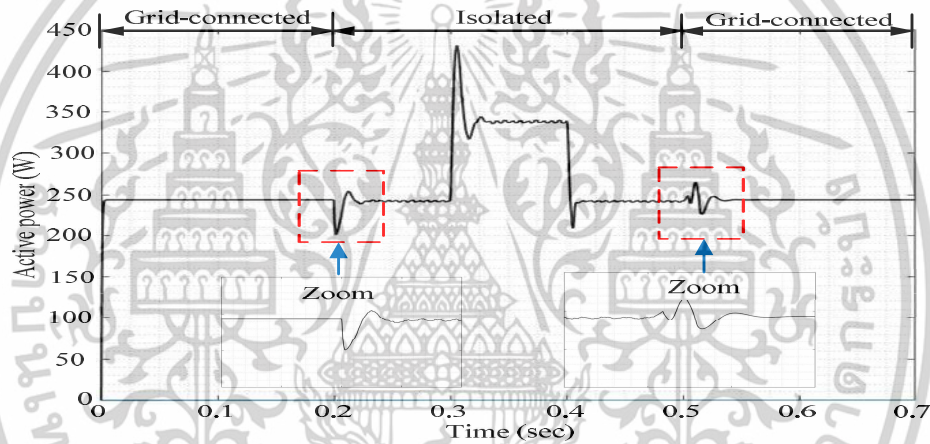
สำหรับในรูปที่ 3.29 – 3.32 การจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของคอนเวอร์เตอร์กำลังเมื่อไม่โครกริตทำงานในโหมดแยกตัวอิสระและทำการทดสอบการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดแบบขั้นบันได เมื่อกำหนดให้กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง (Set-Point) ของคอนเวอร์เตอร์กำลังคือ กำลังไฟฟ้าจริง 242.8 W และกำลังไฟฟ้าเสมือน 515.97 VAR ตามลำดับ โดยการทดสอบโหลดแบบขั้นบันไดมีการเปลี่ยนแปลงโหลดดังต่อไปนี้ กำลังไฟฟ้าจริงของโหลดเริ่มต้นที่ 200 W และเพิ่มขึ้นครั้งละ 100 W สำหรับกำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลดเริ่มต้นที่ 200 VAR และเพิ่มขึ้นครั้งละ 200 VAR จากผลการจำลองพบว่า เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.29 และ 3.30 การจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงของคอนเวอร์เตอร์กำลังให้กับโหลดแบบขั้นบันได พบว่า เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC เมื่อโหลดเพิ่มขึ้นแต่ละระดับของการเพิ่มโหลดช่วงสภาวะชั่วขณะค่าพีคแอมพลิจูดของกำลังไฟฟ้าจริงต่ำกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI และช่วงสภาวะคงตัวจากรูปแบบซุมอินการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงของคอนเวอร์เตอร์กำลังจะราบเรียบสม่ำเสมอกว่าระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI เช่นเดียวกับ รูปที่ 3.31 และ 3.32 การจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนให้กับโหลดของคอนเวอร์เตอร์กำลังเมื่อเพิ่มโหลดแบบขั้นบันได พบว่า ระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC ช่วงสภาวะชั่วขณะค่าพีคแอมพลิจูดของกำลังไฟฟ้าเสมือนต่ำกว่าและการจ่ายกำลังเสมือนราบเรียบสม่ำเสมอกว่า (พิจารณาจากรูปแบบซุมอิน) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

รูปที่ 3.33 – 3.38 การจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดของคอนเวอร์เตอร์กำลัง เมื่อทดสอบระหว่างการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและการทำงานแบบแยกตัวอิสระ โดยกำหนดให้กำลังไฟฟ้าจริงของโหลดเท่ากับ 242.8 W และกำลังไฟฟ้าเสมือนเท่ากับ 515.97 VAR จากรูปที่ 3.33 และ 3.34 การจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงให้โหลดของคอนเวอร์เตอร์กำลัง พบว่า ช่วงการเปลี่ยนจากโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าเป็นโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระ เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC ในสภาวะชั่วขณะพิจารณาจากรูปแบบซุมอินค่าพีคแอมพลิจูดของกำลังไฟฟ้าจริงต่ำกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI และ รูปที่ 3.35 และ 3.36 การจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนของคอนเวอร์เตอร์กำลังในขณะการเปลี่ยนโหมดการทำงานของไมโครกริตจากโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าเป็นโหมดแยกตัวอิสระในสภาวะชั่วขณะพิจารณาจากรูปแบบซุมอินเปรียบเทียบกับระหว่าง รูปที่ 3.35 และ 3.36 พบว่า เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC ค่าพีคแอมพลิจูดของกำลังไฟฟ้าเสมือนต่ำกว่าระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

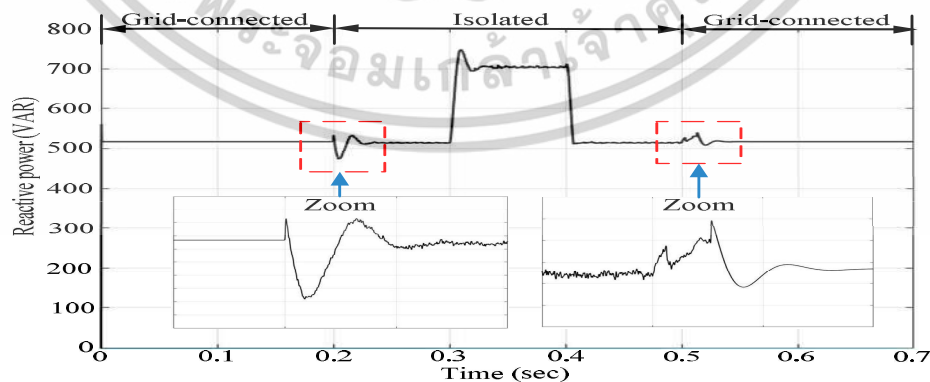
เมื่อมีการเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าเป็นโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระของไมโครกริต การตัดการเชื่อมต่อและการกลับมาเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าอีกครั้งส่งผลให้เกิดแรงดันแกว่ง เมื่อเปรียบเทียบ รูปที่ 3.37 และ 3.38 พบว่า จากรูปแบบซุมอินระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC การแกว่งของแรงดันแกน d (V_d) และการกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวใช้เวลาน้อยกว่าระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI



รูปที่ 3.33 กำลังไฟฟ้าจริงของโหลด เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

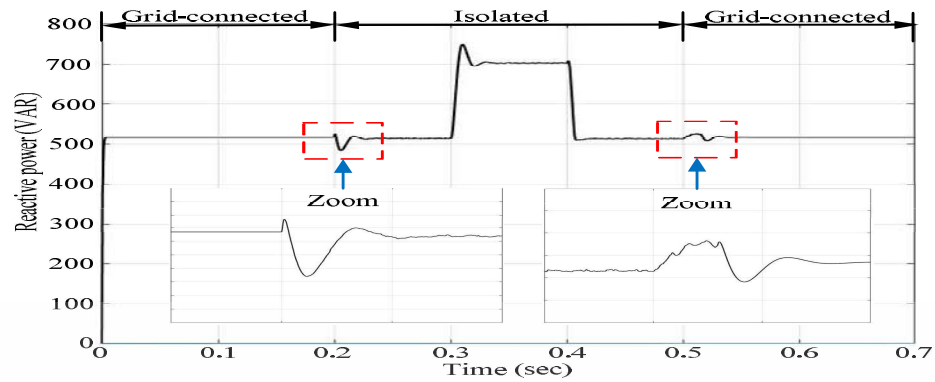


รูปที่ 3.34 กำลังไฟฟ้าจริงของโหลด เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

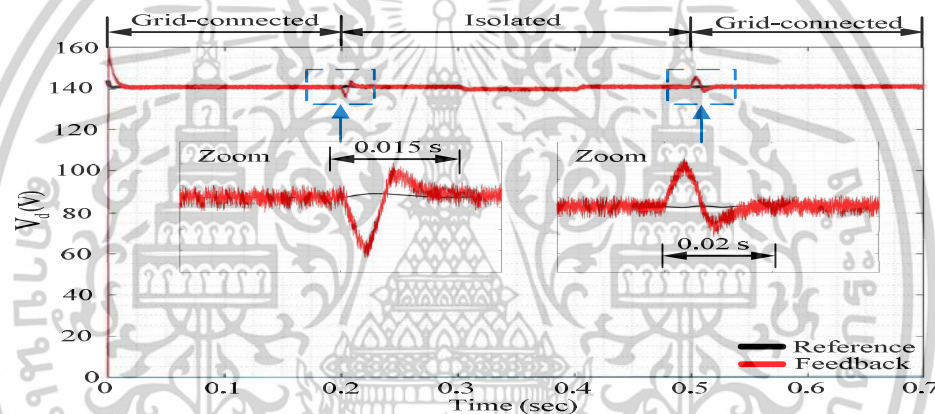


รูปที่ 3.35 กำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลด เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

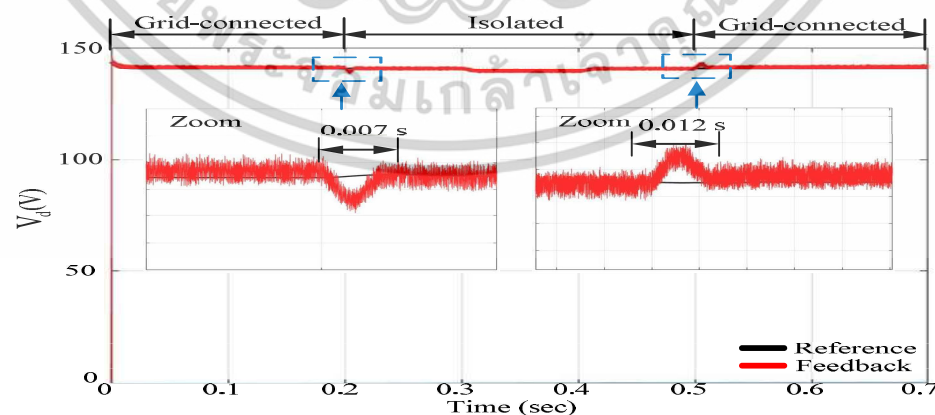
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.36 กำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลด เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC



รูปที่ 3.37 การแกว่งของแรงดันแกน $d(V_d)$ เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI



รูปที่ 3.38 การแกว่งของแรงดันแกน $d(V_d)$ เมื่อไมโครกริดทำงานในโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าและโหมดแยกตัวอิสระ สำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการดำเนินงาน

เพื่อประเมินประสิทธิภาพของยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอ ดังนั้นผลการทดลองจะถูกเปรียบเทียบระหว่างระบบที่มีการประยุกต์ใช้การควบคุมแบบ SMC โดยใช้พื้นฐานอัลกอริทึมแบบ STA และการควบคุมแบบ PI ข้อมูลจำเพาะของคอนเวอร์เตอร์กำลัง แสดงในตารางที่ 4.1 การตั้งค่าการทดลองสำหรับการจำลองด้วยฮาร์ดแวร์แบบวนซ้ำ (Hardware-in-the-Loop) ของเครื่องต้นแบบของ VSC ที่นำเสนอ แสดงในรูปที่ 4.1 จากโครงสร้างประกอบด้วยส่วนประกอบต่อไปนี้ หม้อแปลงอัตโนมัติ, แผงควบคุม DSP, VSC สามเฟสเชื่อมต่อกับวงจรกรองชนิด LCL, Textronix voltage differential probe P5200A, Textronix clamp on probe A622, digital phosphor oscilloscope Textronix MDO3024, เซนเซอร์วัดแรงดันและกระแสแบบฮอลล์เอฟเฟกต์ (Hall-Effect) ถูกนำมาใช้ในการตั้งค่าการทดสอบเพื่อวัดสัญญาณแรงดันต่อเฟสและสัญญาณกระแส ซึ่งต่อจากนั้นสัญญาณแรงดันและกระแสจะถูกป้อนเข้าสู่โมดูลตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (A/D) เพื่อคำนวณใน SRRF โดยใช้ตัวควบคุมสัญญาณดิจิทัล โดยที่ลูปการควบคุมของ VSC ใช้วิธีการจำลองและเขียนโปรแกรมบนบอร์ดโปรเซสเซอร์สัญญาณดิจิทัล 32 บิต LAUNCHXL-F28379D จาก Texas Instruments เลือกความถี่ในการสุ่มตัวอย่างและการสวิตช์เท่ากับ 20 kHz และโครงสร้างของระบบการควบคุมเครื่องต้นแบบ ดังรูปที่ 4.2

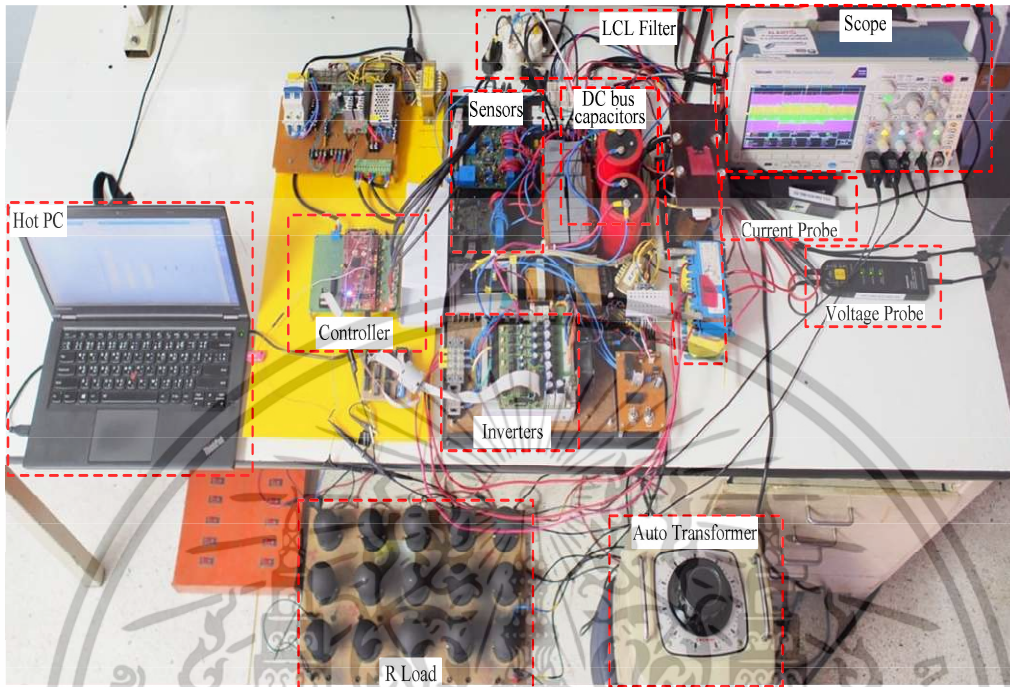
เนื่องจากระบบการควบคุมมีความซับซ้อนและความซับซ้อนเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นการทดสอบที่เสมือนจริง (Realistic Test) ได้รับการพัฒนาขึ้นตามลำดับ เพื่อใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพและประสิทธิภาพของระบบการควบคุมที่หลากหลายวิธีการ โดยที่ล่าสุดนี้การดำเนินการด้วย HIL ได้รับความสนใจมากเนื่องจากการดำเนินการของตัวควบคุมแบบเวลาจริง (Real-Time) สามารถใช้ในการตรวจสอบประสิทธิภาพการทำงานร่วมกันของโมเดลต่างๆ และฮาร์ดแวร์ทางกายภาพได้ เมื่อวิธีนี้ทำให้ง่ายในการจำลองระบบขนาดใหญ่ ซับซ้อน และเชื่อมต่อกันเสมือนจริง โดยแนวทางในการดำเนินการนี้พบได้ในระบบพลังงานแบบกระจายขนาดใหญ่หลายระบบใช้การจำลองแบบ HIL จากระยะไกลเพื่อควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางกายภาพ

ผลการทดลองจาก HIL เมื่อระบบที่นำเสนอมีพิกัดกำลังสำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm ขนาด 2.2 กิโลวัตต์ แรงดันไฟฟ้าของกริดคงที่ที่แรงดันขนาด 100 โวลต์ (line-to-ground rms) และระบบทั้งหมดของโหลดป้อนโหลดแบบเชิงเส้นพิกัดกำลังไม่เกิน 1 กิโลวัตต์ ผลการทดลองของโหลดในสถานะชั่วขณะและสถานะคงตัว ดังรูปที่ 4.3 – 4.13 สำหรับโหมดการทำงานในโหมดแยกตัวอิสระ โดยเปรียบเทียบระหว่างยุทธวิธีการควบคุมระบบแบบเดิม (PI) และยุทธวิธีการควบคุมระบบที่นำเสนอ (STA-SMC)

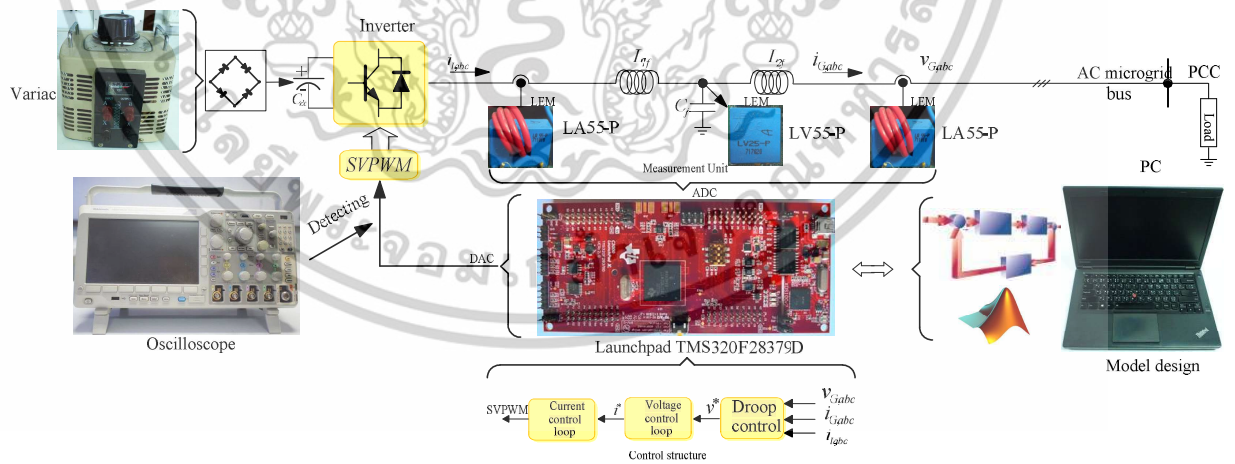
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์พื้นฐานสำหรับการทดลองระบบควบคุมไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระและ VSC ที่ควบคุมด้วยบอร์ดโปรเซสเซอร์สัญญาณดิจิทัล 32 บิต LAUNCHXL-F28379D

Parameters	Symbol	Value
DC bus voltage	V_{dc}	245 V_{dc}
Phase-to-ground voltage	$V_{G,abc}$	100 V_{rms}
System frequency	f	50 Hz
Active power load	Load	142 W
Capacitance of the C_f filter	C_f	26.67 μ F
Inductance of the L_{1f} filter	L_{1f}	2.5 mH
Inductance of the L_{2f} filter	L_{2f}	1.2 mH
Frequency droop gain	k_p^P	0.0012
Voltage droop gain	k_p^Q	0
Proportional gain of the current loop	k_p^{id} and k_p^{iq}	10.5
Integral gain of the current loop	k_i^{id} and k_i^{iq}	50
Proportional gain of the voltage loop	k_p^{vd} and k_p^{vq}	0.5
Integral gain of the voltage loop	k_i^{vd} and k_i^{vq}	1

ในส่วนนี้ประสิทธิภาพชั่วขณะของระบบจะถูกประเมินโดยกรณีศึกษา จากรูปที่ 4.3, 4.4, 4.5 และ 4.6 แสดงการตอบสนองในสภาวะชั่วขณะของแรงดันและกระแส เมื่อการทำงานของระบบอยู่ภายใต้เงื่อนไขไมโครกริดทำงานในโหมดอัตโนมัติและมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดแบบขั้นบันไดจาก 426 W เป็น 650 W จากการวิเคราะห์ห้อย่างครอบคลุมทั้งหมดของการทดสอบการตอบสนองในสภาวะชั่วขณะพบว่า ยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอขึ้นเหนือกว่ายุทธวิธีการควบคุมแบบเดิมในด้านของการเกิดโอเวอร์ชูทของกระแสชั่วขณะ

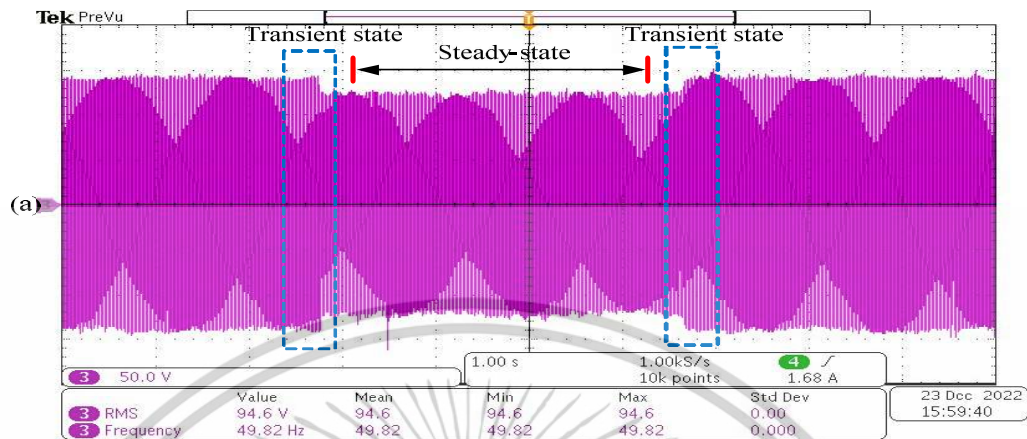


รูปที่ 4.1 ระบบการดำเนินการทดลองของเครื่องต้นแบบ

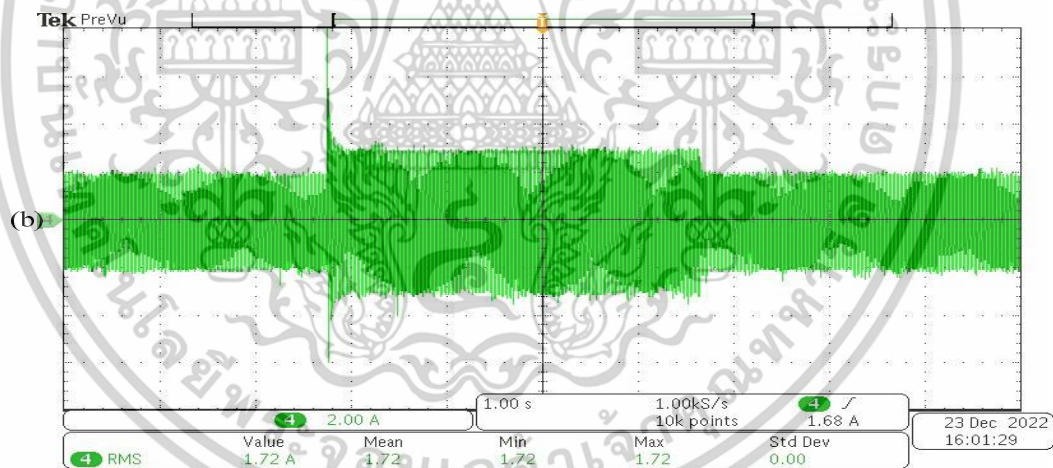


รูปที่ 4.2 โครงสร้างของระบบการควบคุมเครื่องต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

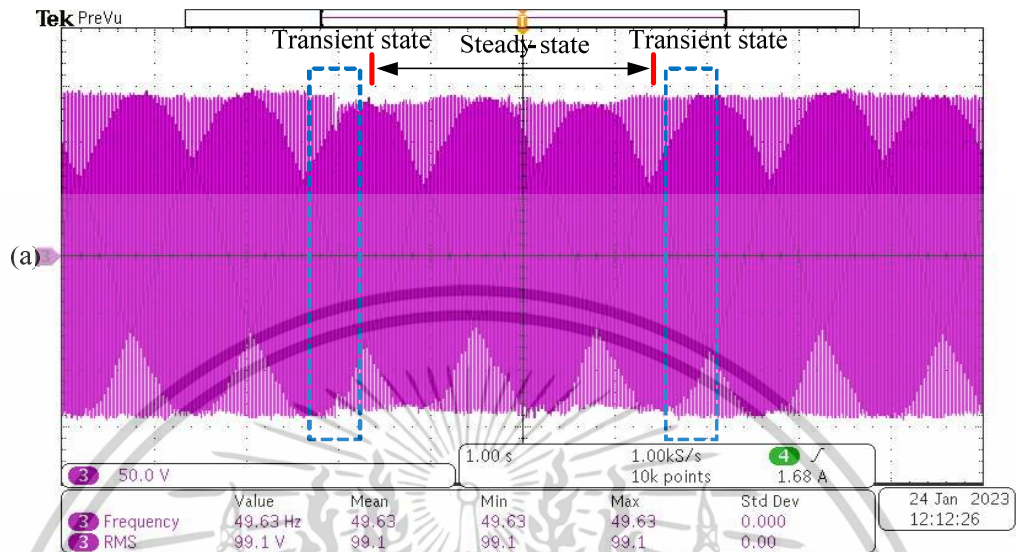


รูปที่ 4.3 สภาวะชั่วขณะและสภาวะคงตัวของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

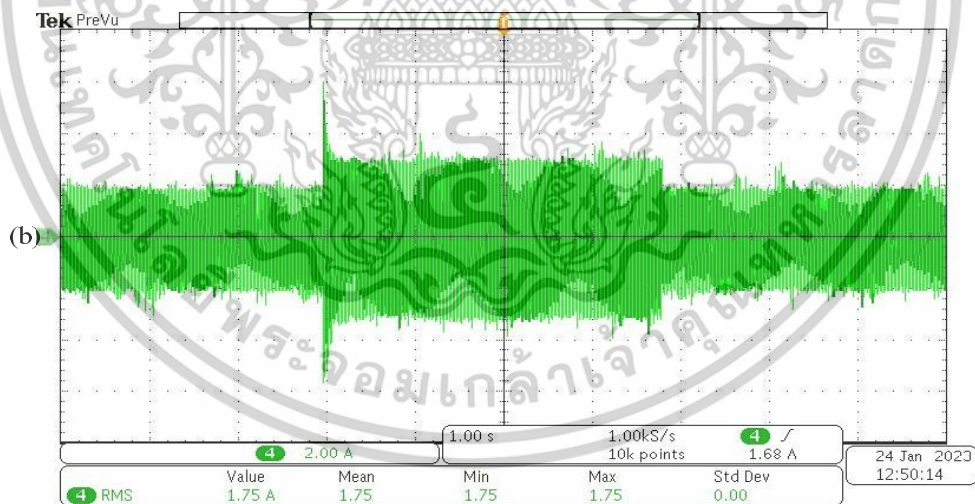


รูปที่ 4.4 สภาวะชั่วขณะและสภาวะคงตัวของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

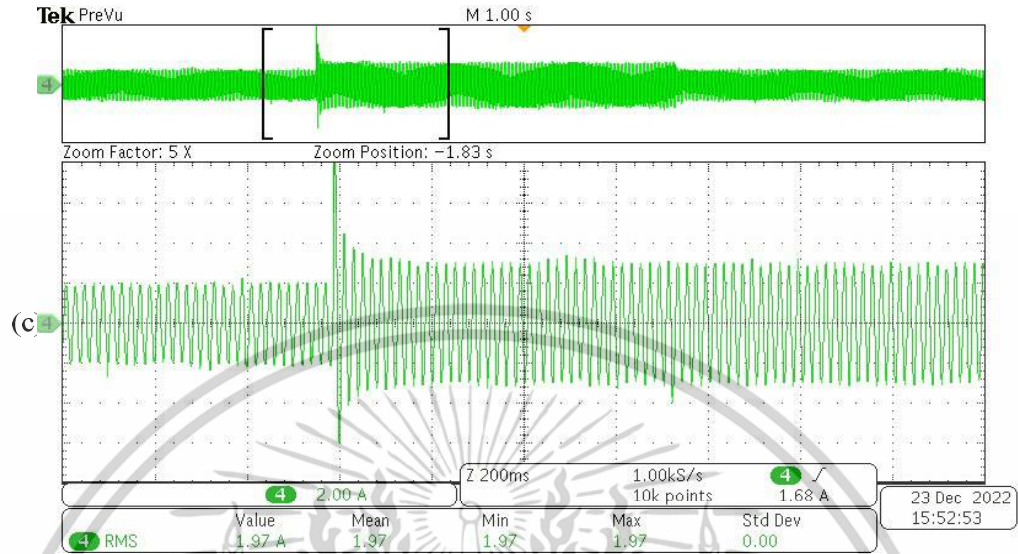


รูปที่ 4.5 สถานะชั่วขณะและสถานะคงตัวของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

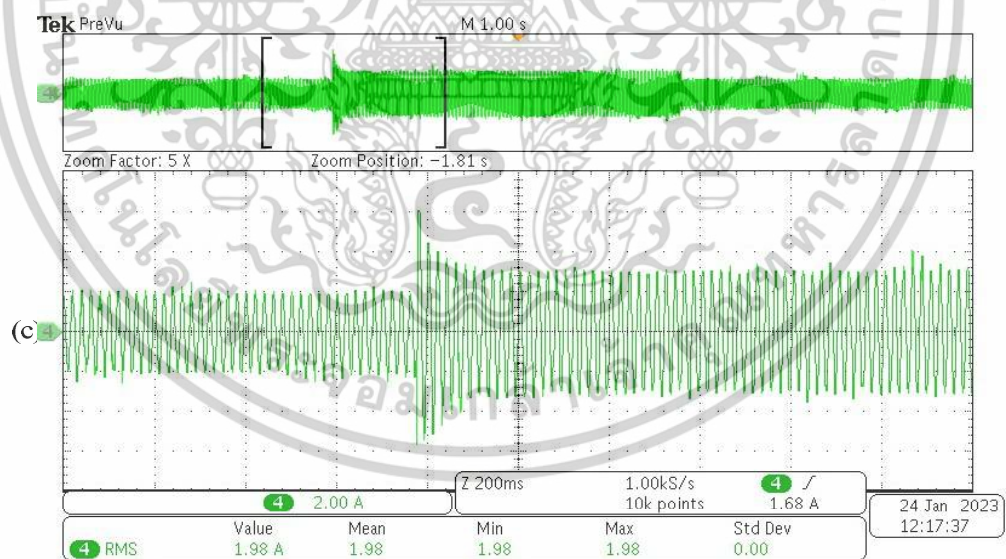


รูปที่ 4.6 สถานะชั่วขณะและสถานะคงตัวของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

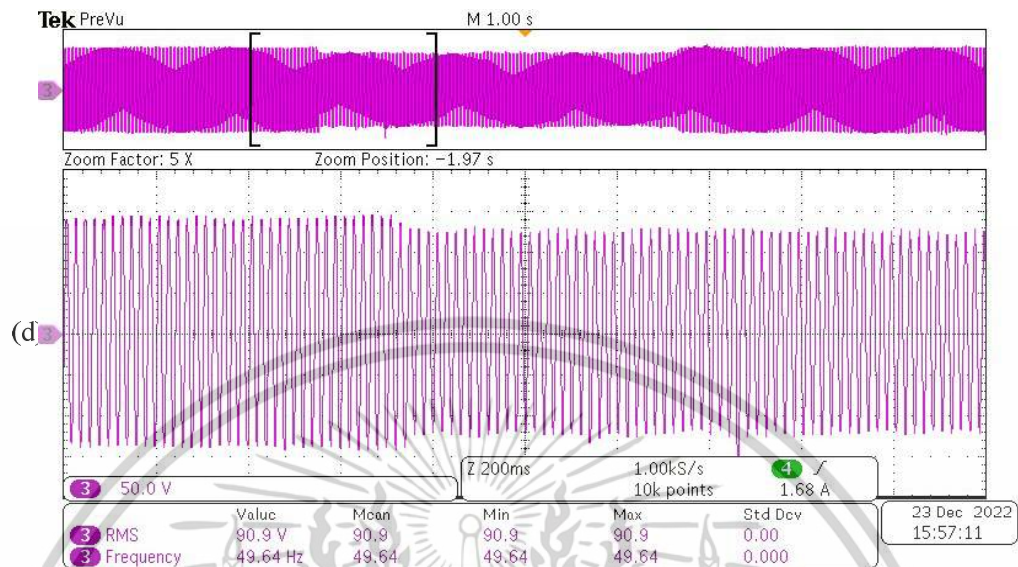


รูปที่ 4.7 รูปแบบขุมอินของสภาวะชั่วขณะของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

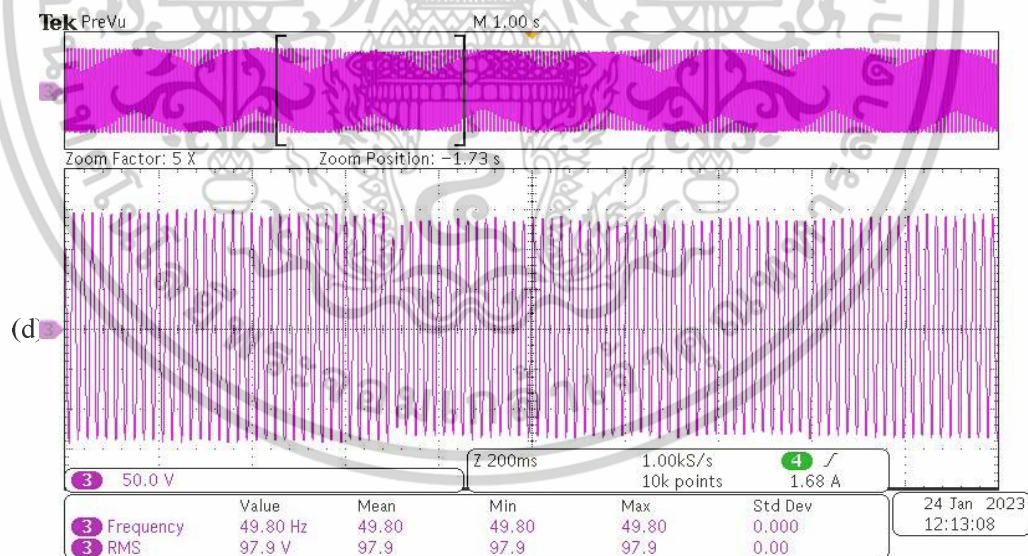


รูปที่ 4.8 รูปแบบขุมอินของสภาวะชั่วขณะของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

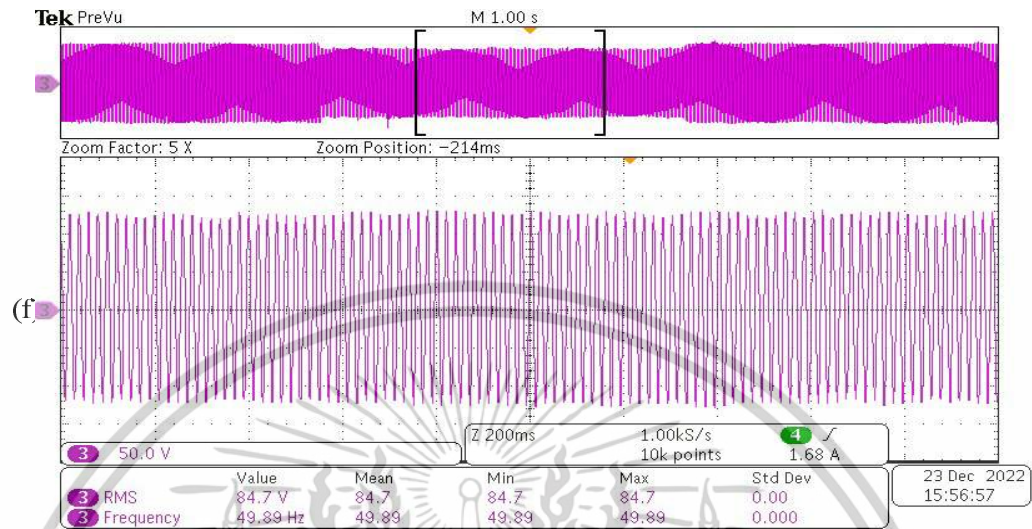


รูปที่ 4.9 รูปแบบซุมอินของสภาวะชั่วขณะของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

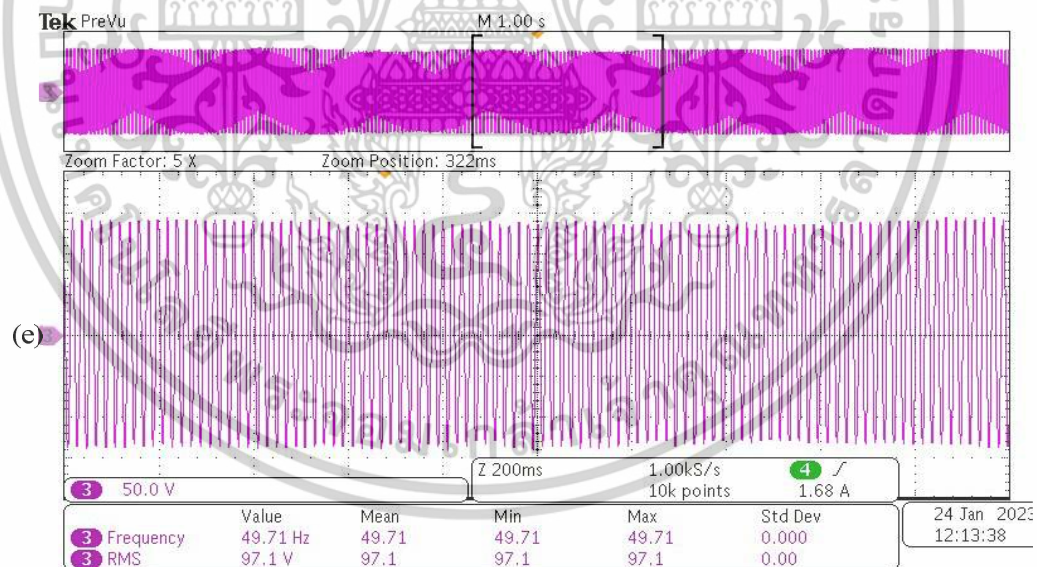


รูปที่ 4.10 รูปแบบซุมอินของสภาวะชั่วขณะของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 รูปแบบซุ่มอินของสภาวะคงตัวของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI



รูปที่ 4.12 รูปแบบซุ่มอินของสภาวะคงตัวของแรงดันเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

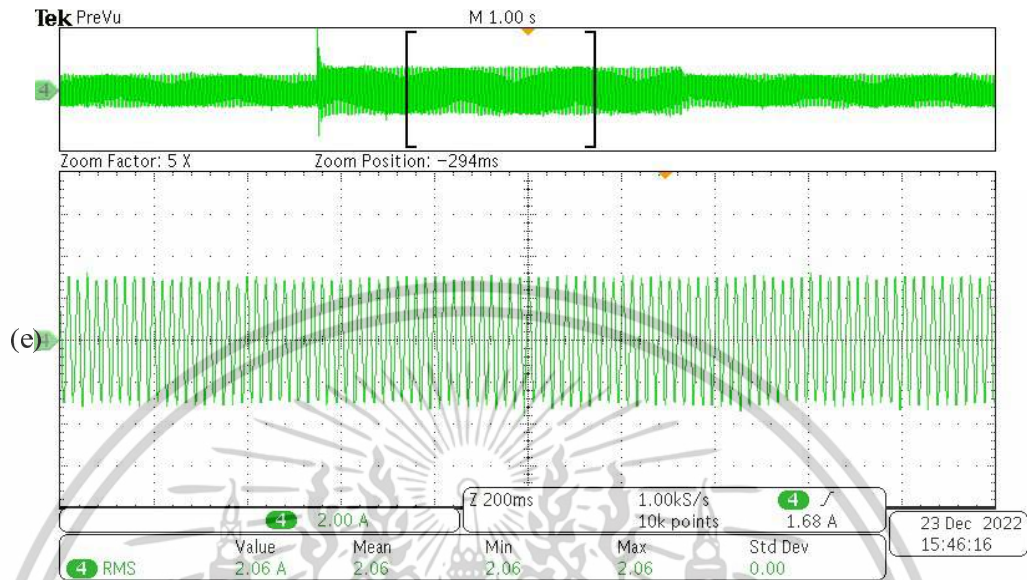
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการเปรียบเทียบรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 จากรูปแบบซูมอิน (Zoomed-in) ของกระแส ด้านเอาต์พุตของ VSC เมื่อกระแสเฟส A (I_o) ในระหว่างการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นบันไดจะเห็นได้ ชัดเจนว่า ภายใต้วิธีการควบคุมแบบ STA-SMC สำหรับรูปการควบคุมกระแส เมื่อเปลี่ยนโหลด แบบขั้นบันไดแอมพลิจูดกระแสสูงสุดอยู่ที่ 6 A (รูปที่ 4.8) ซึ่งต่ำกว่าแอมพลิจูดกระแสสูงสุดที่แสดง ในรูปที่ 4.7 ซึ่งรูปการควบคุมกระแสอยู่ภายใต้การควบคุมด้วยวิธีการควบคุมแบบเดิม (PI) และ แอมพลิจูดกระแสสูงสุดอยู่ที่ 8 A

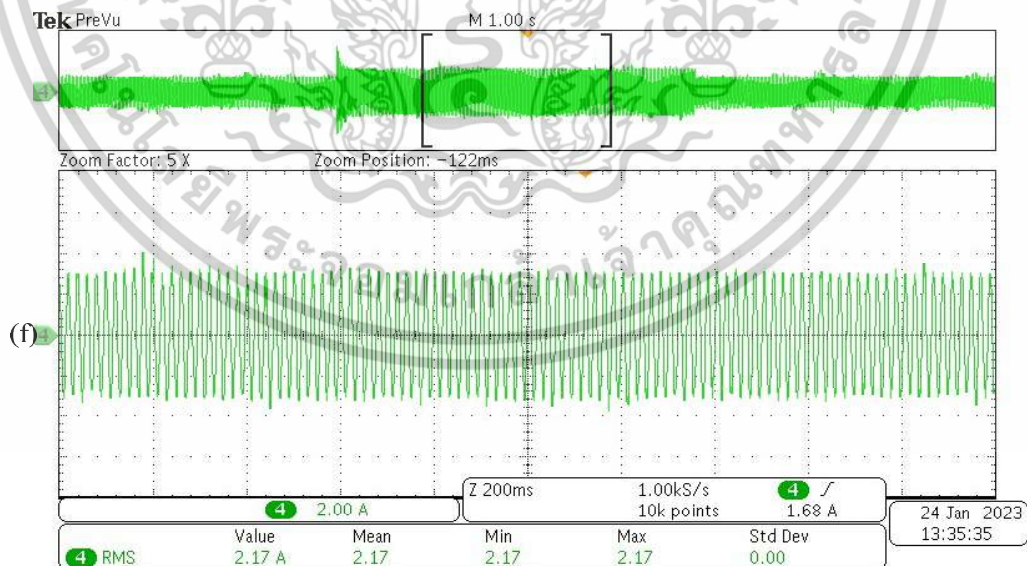
จากรูปที่ 4.9 และ รูปที่ 4.10 ในระหว่างที่มีการดำเนินการทดสอบโหลดแบบขั้นบันได ซึ่งจะ พบว่า เมื่อแอมพลิจูดของกระแสเพิ่มขึ้นในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของแรงดันมีแนวโน้มลดลง ใน ระหว่างสภาวะทั้งแบบชั่วคราวและแบบคงตัว รูปที่ 4.10 จะแสดงรูปการซูมอินของแรงดันต่อเฟส (V_a) ของ VSC เมื่อมีการนำอัลกอริทึมแบบ STA มาใช้ในการควบคุมระบบ จะสังเกตเห็นได้ว่า แรงดันเฟส A (V_a) ลดลงจากค่าที่พิกัดแรงดัน 100 Vrms โดยเฉพาะอย่างยิ่งแรงดันไฟฟ้าจะลดลงเหลือประมาณ 97.9 Vrms (รูปที่ 4.10) ในช่วงเวลาชั่วคราวและคงที่อยู่ที่ประมาณ 97.1 Vrms ในสภาวะคงตัว ใน รูปที่ 4.12 ในกรณีศึกษาเมื่อ VSC ใช้การควบคุมแบบ PI มาประยุกต์ใช้ในการควบคุมระบบ รูปที่ 4.9 จะแสดงรูปแบบซูมอินของแรงดันไฟฟ้าด้าน VSC แรงดันเฟส A (V_o) ซึ่งจะพบว่า แอมพลิจูดของ แรงดันมีการเบี่ยงเบนจากค่าปกติและลดลงเหลือ 90.9 Vrms ในช่วงเวลาชั่วคราวและในสภาวะคงตัว แรงดันจะคงที่อยู่ที่ประมาณ 84.7 Vrms ในรูปที่ 4.11 และ สำหรับรูปที่ 4.13 และ รูปที่ 4.14 รูป แบบซูมอินของกระแสเฟส A ของระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI และตัวควบคุมแบบ STA-SMC ในสภาวะคงตัว จากรูปพบว่า เมื่อระบบอยู่ภายใต้การควบคุมของ PI กระแสคงที่อยู่ที่ 2.06 A และเมื่อระบบอยู่ภายใต้การควบคุมของ STA-SMC กระแสคงที่อยู่ที่ 2.17 A

จากรูปที่ 4.3 – รูปที่ 4.14 แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของวิธีการควบคุมที่นำเสนอใน ระหว่างการทดสอบทั้งแบบสภาวะชั่วคราวและแบบสภาวะคงตัว จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นถึง ประสิทธิภาพของอัลกอริทึมแบบ STA ที่นำเสนอในการรักษาเสถียรภาพของแรงดันและกระแส ภายในระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวิธีการควบคุมแบบเดิม รูปที่ 4.15 และ รูปที่ 4.17 แสดงรูปหน้าจอของออสซิลโลสโคปที่แสดงประสิทธิภาพการทำงานในสถานะคงตัวของรูปคลื่น แรงดันและรูปคลื่นกระแสเฟส A สำหรับวิธีการควบคุมแบบเดิมและวิธีการควบคุมที่นำเสนอ

รูปที่ 4.16 และรูปที่ 4.18 แสดงสเปกตรัมแรงดันและกระแสด้าน VSC ของวิธีการ ควบคุมแบบเดิมและวิธีการควบคุมที่เสนอ โดยค่า THD ของแรงดันไฟฟ้า คือ 2.52 % และค่า THD ของกระแส คือ 2.67% สำหรับการควบคุมแบบ PI และค่า THD ของแรงดันไฟฟ้าอยู่ที่ 2.75% และค่า THD ปัจจุบันอยู่ที่ 2.59% สำหรับระบบที่ใช้วิธีการควบคุมแบบ STA-SMC

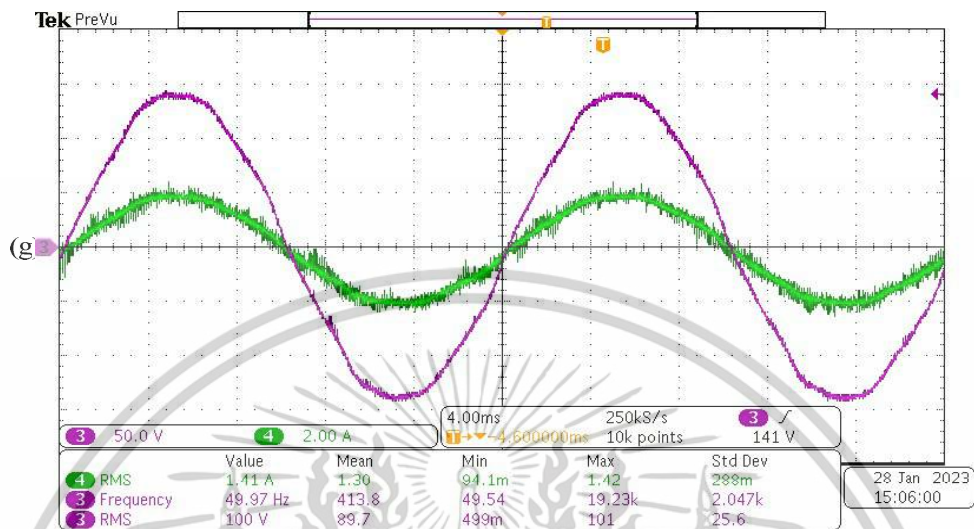


รูปที่ 4.13 รูปแบบซุมอินของสภาวะคงตัวของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

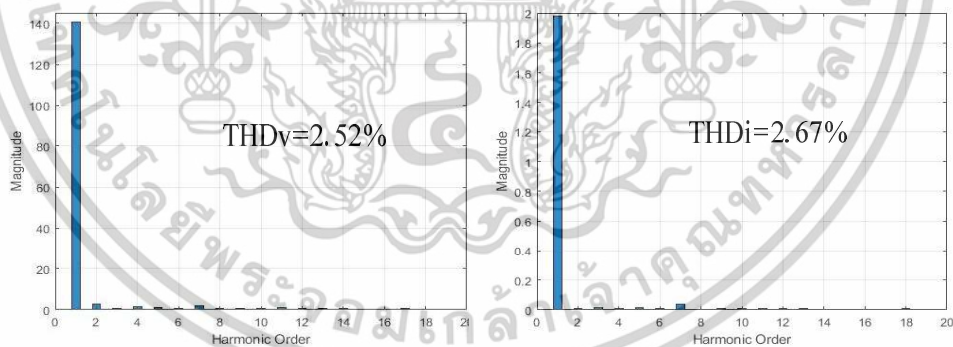


รูปที่ 4.14 รูปแบบซุมอินของสภาวะคงตัวของกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

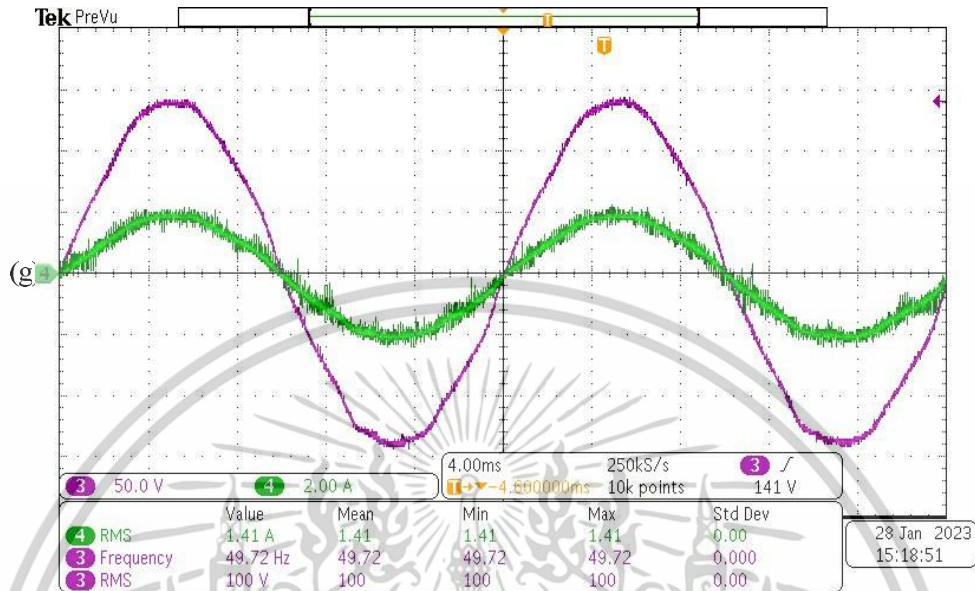


รูปที่ 4.15 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

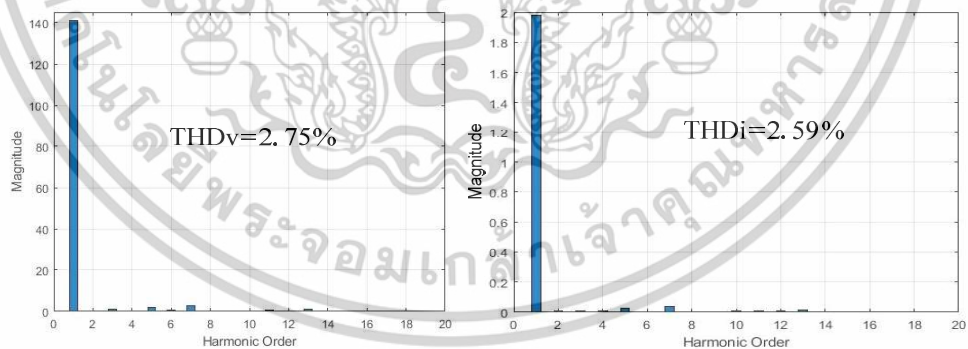


รูปที่ 4.16 สเปกตรัมแรงดันและกระแสด้าน VSC เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเฟส A เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC



รูปที่ 4.18 สเปกตรัมแรงดันและกระแสด้าน VSC เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบคอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ 3 เฟส สำหรับประยุกต์ใช้กับไมโครกริดในโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระ เมื่อการทดสอบและการจำลองการทำงานจะดำเนินการด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK และเขียนโปรแกรมบนบอร์ดโปรเซสเซอร์สัญญาณดิจิทัล 32 บิต LAUNCHXL-F28379D เลือกความถี่ในการสุ่มตัวอย่างและการสวิตช์เท่ากับ 20 kHz การทดลองงานวิจัยจะทำการทดสอบการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ 3 เฟส ในโหมดแยกตัวอิสระ โดยได้ทำการเปรียบเทียบการควบคุมการทำงานของระบบระหว่างการควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI และการควบคุมด้วยตัวควบคุมสไลดิงโหมดอัลกอริทึมพินิตติ้งแบบซูปเปอร์ ผลการจำลองร่วมของ HIL ซึ่งได้มีการดำเนินการขึ้นเพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

5.1 สรุปผลงานวิจัย

จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK ของคอนเวอร์เตอร์กำลัง 2 ระดับ 3 เฟส ในโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระ เมื่อทำการทดสอบการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนให้กับโหลด ซึ่งพบว่า การตอบสนองในสภาวะชั่วขณะของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนระบบที่มีการประยุกต์ใช้ยุทธวิธีการควบคุมแบบ STA-SMC การเกิดโอเวอร์ชูต (Overshoot) ช่วงเริ่มต้นน้อยกว่าอย่างเห็นได้ชัดเจนนทั้งในการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน เมื่อทำการเปรียบเทียบกับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมตามแบบทั่วไป (PI) เช่นเดียวกับค่ากระแสของผลตอบสนองในสภาวะชั่วขณะ เมื่อระบบควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC ค่าพิกแอมพลิจูดของกระแสมีค่าต่ำกว่าระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI ตามแบบธรรมดา ดังนั้นจากผลการจำลองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่เหนือกว่าในด้านของผลการตอบสนองในสภาวะชั่วขณะของระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC และเมื่อทำการจำลองเพื่อทดสอบการเกาะตามสัญญาณแรงดันและสัญญาณกระแสอ้างอิงบนแกน d จากผลการจำลองให้ผลเป็นที่น่าพอใจสำหรับระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC โดยใช้เวลาในการเริ่มการเกาะตามสัญญาณอ้างอิงน้อยกว่าระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

จากผลการทดลองการตอบสนองในสภาวะชั่วขณะของแรงดันและกระแส เมื่อระบบทำงานภายใต้เงื่อนไขไมโครกริดทำงานในโหมดอัตโนมัติที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นบันไดจาก 426 W เป็น 650 W จากการทดสอบการตอบสนองในสภาวะชั่วขณะเปรียบเทียบระหว่างระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI และระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC พบว่า พิกแอมพลิจูดกระแสในสภาวะชั่วขณะของระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ STA-SMC มีขนาดต่ำกว่าระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI เมื่อทำการทดสอบในสภาวะชั่วขณะโดยการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้นบันได

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่ช่วงพีคแอมพลิจูดกระแสเพิ่มขึ้นในทางตรงกันข้ามพีคแอมพลิจูดของแรงดันมีการเบี่ยงเบนและคงที่ในสภาวะคงตัว จากผลการทดสอบเมื่อเปรียบเทียบระหว่างยุทธวิธีการควบคุมทั้งสองแบบพบว่า ระบบที่ประยุกต์ใช้ยุทธวิธีการควบคุมแบบ STA-SMC สามารถรักษาระดับแรงดันและการลดลงของแอมพลิจูดแรงดันน้อยกว่าระบบที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. บอร์ดโปรเซสเซอร์สัญญาณดิจิทัล 32 บิต LAUNCHXL-F28379D ตามสเปค D/A ระบุไว้ 4 ช่องสัญญาณ แต่การใช้งานจริงใช้งานได้แค่ 2 ช่องสัญญาณ

2. บอร์ดโปรเซสเซอร์สัญญาณดิจิทัล 32 บิต LAUNCHXL-F28379D มีความอ่อนไหวต่อสัญญาณแรงดันเกินพิกัด เช่น ช่องสัญญาณ A/D พิกัดแรงดัน 3.3 V เป็นต้น ดังนั้นเวลาใช้งานต้องมีการป้องกันไม่ให้สัญญาณเกินพิกัดตามที่ระบุไว้

3. วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอยุทธวิธีการควบคุมทางเลือกรักษาสำหรับคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบ GSGFm โดยนำเสนอการควบคุมสไลด์โหมดทวิตต์แบบซูปเปอร์ (STA-SMC) ซึ่งจากผลการทดลองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพและการควบคุมแบบคงทน อย่างไรก็ตาม เมื่อพารามิเตอร์ของระบบมีการเปลี่ยนแปลง อาจส่งผลเสียต่อประสิทธิภาพของระบบควบคุมได้ ด้วยเหตุนี้ การพัฒนางานวิจัยเพื่อต่อยอดจึงมีการนำเสนออัลกอริทึมทวิตต์แบบซูปเปอร์ที่รวมเข้ากับตัวสังเกตสถานะ (State Observer) และมีการพิสูจน์แล้วว่า มีประสิทธิภาพด้านการควบคุมแบบคงทนเป็นพิเศษต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ระบบและโครงสร้าง

บรรณานุกรม

- [1] F. D. Andrade, M. Castilla, B. D. Bonatto. **Basic Tutorial on Simulation of Microgrids Control Using MATLAB & Simulink**. Cham : Springer Nature, Inc. 2020.
- [2] A. Anvari-Moghaddam, H. Abdi, B. Mohammadi-Ivatloo, N. Hatziargyriou. **Microgrids Advances in Operation, Control, and Protection**. Cham : Springer Nature, Inc. 2021.
- [3] M. S. Mahmoud. **MICROGRID Advanced Control Methods and Renewable Energy System Integration**. Cambridge : Elsevier, Inc. 2017.
- [4] T. Suntio T. Messo. **Power Electronics in Renewable Energy Systems**. Basel : MDPI, Inc. 2019.
- [5] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, P. Rodriguez. “Control of Power Converters in AC Microgrids.” **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 27, Nov. 2012. pp. 4734 – 4749.
- [6] J.M. Guerrero, J.C. Vasquez, J. Matas, L.G. De Vicuna, M. Castilla, “Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrid-A General Approach Toward Standardization.” **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 58, Jan. 2011. pp. 158 – 172.
- [7] S. Khongkhachat, S. Khomfoi. “Hierarchical Control Strategies in AC Microgrids.”, **ECTI-CON 2015**, 2015.
- [8] J. J.M. Guerrero, M. Chandorkar, T.L. Lee, P.C. Loh. “Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrid-Part I: Decentralized and Hierarchical.” **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, Apr. 2013. pp. 1254 – 1262.
- [9] J.M. Guerrero, P.C. Loh, T. L. Lee, M. Chandorkar. “Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrid-Part II: Power Quality, Energy Storage, and AC/DC Microgrids.” **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 60, Apr. 2013. pp. 1263 – 1270.
- [10] A. Benchaib. **Advance Control of AC/DC Power Networks**. New Jersey : John Wiley & Sons, Inc. 2015.
- [11] S. Khongkhachat, S. Khomfoi. “Droop control strategy of AC Microgrid in Islanding Mode.”, **ICEMS 2015**, 2015.

- [12] V. Utkin, J. Guldner, J. Shi. Sliding Mode Control in Electromechanical systems. Philadelphia : Taylor & Francis, Inc. 1999.
- [13] J. Liu, Y. Gao, Y. Yin, J. Wang, W. Luo, G. Sun. **Sliding Mode Control Methodology in the Applications of Industrial Power Systems**. Cham : Springer Nature, Inc. 2020.
- [14] A. Levant. “Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control.” **International Journal of Control**, vol. 76, No. 9/10, 2003. pp. 924 – 941.
- [15] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, A. Levant. **Sliding Mode Control and Observation**. New York : Springer, Inc. 2014.
- [16] W. Meng, X. Wang, S. Liu. **Distributed Control Methods and Cyber Security Issues in Microgrids**. London : Academic Press, Inc. 2020.
- [17] S. Khongkhachat, S. Khomfoi. “Advanced Control Approach Based on a Super-Twisting Sliding Mode for a Cascade Voltage and Current Control Topologies of a Grid-Supporting Grid-Forming Power Converters.”, **International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)**, vol. 18, No. 5, Sep. - Oct. 2023. pp. 354 – 372.
- [18] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, A. Levant. **Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters**. Singapore : Springer Nature, Inc. 2018.
- [19] F. Blaabjerg. **Control of Power Electronic Converters and Systems**. Vol. 3, London : Academic Press, Inc. 2021.
- [20] นิชานันท์ ศรีแก้ว. “การควบคุมความเร็วรอบเดินเบาของเครื่องยนต์ดีเซลเชื้อเพลิงร่วมกับแก้สธรรมชาติด้วยวิธีการควบคุมแบบแผนเลื่อน.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมเครื่องกล บัณฑิตวิทยาลัย, มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์. 2557.
- [21] S. Khongkhachat, S. Khomfoi. “A Sliding Mode Control Strategy for a Grid-Supporting and Grid-Forming Power Converter in Autonomous AC Microgrids.”, **International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)**, vol. 14, No. 2, Mar. - Apr. 2019. pp. 118 – 132.
- [22] F. E. Monmasson. **Power Electronic Converters**. New Jersey : John Wiley & Sons, Inc. 2009.

- [23] P. Radatz, C.H.S. Rocha, J. Peppanen, M. Rylander. “Advances in OpenDSS smart inverter modelling for quasi-static time-series simulations.” **CIREC, Open Access Proc. J.**, vol. 2020, 2020. pp. 243 – 246.



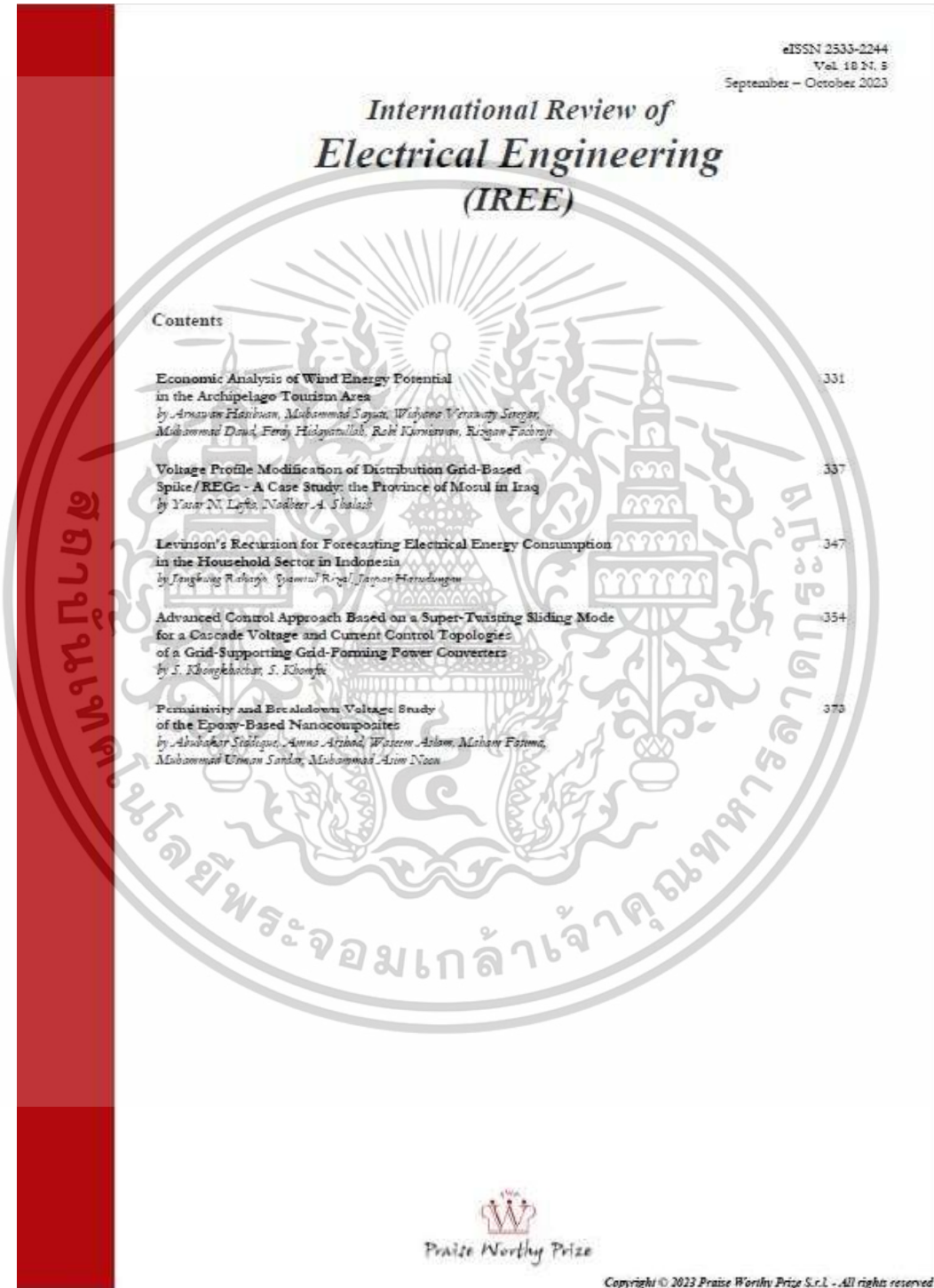
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก
ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

n.1 Advanced Control Approach Based on a Super-Twisting Sliding Mode for a Cascade Voltage and Current Control Topologies of a Grid-Supporting Grid-Forming Power Converters



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Advanced Control Approach Based on a Super-Twisting Sliding Mode for a Cascade Voltage and Current Control Topologies of a Grid-Supporting Grid-Forming Power Converters

S. Khongkhachat, S. Khomfoi

Abstract – This paper introduces advanced control strategies for power electronic converters in distributed generation systems, specifically designed for islanding microgrid systems. The proposed methodology employs a non-linear Sliding Mode Control (SMC) approach, specifically utilizing the Super-Twisting Algorithm (STA) for the regulation of power converters in the Grid-Supporting Grid-Forming (GSGFm) mode. A cascaded control scheme with an outer-loop voltage controller and an inner-loop current controller utilizes a STA method implemented in the Synchronous Rotating Reference Frame (SRRF). The main advantage of the proposed SMC-STA algorithm in the cascade control methodology is its simple structure and easy implementation. The HIL test under normal conditions typically involves analyzing both transient and steady-state behavior when supplying energy to the load. The stability of both voltage and current is compared between the two control strategies. The experimental results provide confirmation of the control performance of the proposed control methodology based on the STA method. The results demonstrate that the STA-based control methodology effectively regulates voltage levels and minimizes fluctuations, surpassing the performance of a classical PI controller. Copyright © 2023 Praise Worthy Prize S.r.l. – All rights reserved.

Keywords: Advanced Control Strategies, Super-Twisting Algorithm (STA), Grid-Supporting Grid-Forming (GSGFm), Power Converter, Cascade Voltage and Current Control Topologies

Nomenclature			
dq -frame	Synchronous rotating reference frame	i_a, i_b	Corresponding VSC output currents in the SRRF
C_{dc}	DC link capacitance	i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Grid-side currents
ω, E	Actual frequency and amplitude voltage values	i_{ar}, i_{br}	Corresponding grid-side currents in the SRRF
ω^*, E^*	Frequency and voltage set point values	V_{gr}, V_{gr}, V_{gr}	Grid-side voltages
$\Delta\omega, \Delta E$	Frequency and voltage deviations	V_{gr}, V_{gr}, V_{gr}	Corresponding grid-side voltages in the SRRF
K_{ω}, K_E	Droop control gains	V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	Inverter output terminal voltages
$P-\omega, Q-E$	Active power versus frequency and reactive power versus voltage	V_{ar}, V_{br}	Corresponding VSC output terminal voltages in the SRRF
ω_g	Fundamental angular frequency of the utility grid voltage	V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	Terminal voltage in the filter capacitors
ω_c	Cut-off angular frequency of the low-pass filter	V_{ar}, V_{br}	Corresponding terminal voltage in the filter capacitors in SRRF
L_f	Total inductance of the filter inductors	V_{dc}	DC link voltage
R_f	Total resistance of the filter inductors	P, Q	Instantaneous active and reactive power
C_{fa}, C_{fb}, C_{fc}	Capacitances of the LCL filter	P^*, Q^*	Active and reactive power set point values
L_{ia}, L_{ib}, L_{ic}	Inverter-side inductances	$\text{sgn}()$	Signum function
L_{ga}, L_{gb}, L_{gc}	Grid-side inductances	σ	Sliding variable
R_{ia}, R_{ib}, R_{ic}	Inverter-side resistances	x	State variable vector
R_{ga}, R_{gb}, R_{gc}	Grid-side resistances	y	System output
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Inverter output terminal currents	u	Control variable
		U	Control action

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

k_p, k_i	Positive sliding surface constant gains
σ_d, σ_q	Sliding manifolds of the current in dq -axis
σ_v, σ_w	Sliding manifolds of the voltage in dq -axis
i^*_d, i^*_q	Reference current values in dq -axis
i_d, i_q	Real current values in dq -axis
v^*_d, v^*_q	Reference voltage values in dq -axis
v_d, v_q	Real voltage values in dq -axis
ST_{id}, ST_{iq}	Super-Twisting Algorithm current controllers in dq -axis
U_d, U_q	Control functions of the current control in dq -axis
$k_{pid}, k_{piq}, k_{vid}, k_{viq}$	Positive constant gains for a STA of the current control in dq -axis
ST_{vd}, ST_{vq}	Super-Twisting Algorithm voltage controllers in dq -axis
U_v, U_w	Control functions of the voltage control in dq -axis
$k_{pid}, k_{piw}, k_{vid}, k_{viw}$	Positive constant gains for a STA of the voltage control in dq -axis
V	First-time derivative of the Lyapunov function
DG	Distributed Generation
DERs	Distributed Energy Resources
DFIG	Doubly-Fed Induction Generator
GSGFm	Grid-Supporting Grid-Forming
HIL	Hardware-in-the-Loop
HOSM	High-Order Sliding Mode
LPF	Low-Pass Filter
LV	Low-Voltage
NPC	Neutral-Point-Clamped
PCC	Point of Common Coupling
cVPI	Complex Vector Proportional-Integrator
PI	Proportional-Integral
PID	Proportional-Integral-Derivative
PWM	Pulse-Width Modulation
RES	Renewable Energy System
SMC	Sliding Mode Control
SOSMC	Second Order Sliding Mode Controller
ST-SMC	Super-Twisting Sliding Mode Control
SRF	Stationary Reference Frame
SRRF	Synchronous Rotating Reference Frame
STA	Super-Twisting Algorithm
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
VOC	Voltage-Oriented Control
VSC	Voltage-Source Converter

I. Introduction

Nowadays, power electronic converters, especially Voltage Source Converters (VSCs) play a significant role in various types of microgrids, such as DC microgrids, AC microgrids and hybrid AC/DC microgrids [1], [2]. Microgrids have indeed emerged as a new paradigm in

electrical systems. They consist of a set of Distributed Energy Resources (DERs) that are interconnected and can operate independently or in conjunction with the main utility grid. These DERs typically include various sources of renewable energy, such as photovoltaic arrays, wind turbines, or small-scale hydroelectric systems [2].

Single-phase and three-phase power converters are employed to interface with Distributed Generation (DG) sources such as microturbines, fuel cells, photovoltaic arrays, etc. In the microgrid, the DG-based power converters act as voltage sources to interconnect the distributed generation units with the microgrid, which is a group of DG units operating in coordination [3]. In general, microgrids typically operate in two modes: grid-connected mode and islanded mode. In grid-connected mode, microgrids have the capability to exchange power with the main utility grid network [4]-[10]. Therefore, the grid-feeding mode power converter plays a crucial role in supporting microgrids by facilitating the import and export of power between the microgrid and the main utility grid. In islanded mode of operation, the main grid is absent, thus, the grid-forming mode power converter becomes essential for maintaining the stability and reliability of the microgrid network [4], [11]. In a hierarchical control approach, the power converter-based microgrid system is designed to operate in both grid-connected and islanded modes. The hierarchical control framework allows for the seamless transition between grid-connected and islanded modes, ensuring efficient and reliable operation of the microgrid system [12]-[14].

The traditional hierarchical microgrid control strategy can be classified into three levels: primary, secondary, and tertiary [12], as shown in Fig. 1. At the lowest hierarchy control level, droop characteristics-based control architectures are adopted to mimic the behavior of synchronous generators [15]-[17]. In this control level, the Grid-Supporting Grid-Forming (GSGFm) mode power converter plays an important role in stabilizing the voltage and the frequency at the Point of Common Coupling (PCC) while facilitating power sharing among Distributed Energy Resources (DERs) [12]. The advantages of a decentralized control-based droop control strategy are that it does not require a communication link and interaction with different local controllers [15], [16]. In autonomous microgrids, the secondary control level is responsible for restoring the voltage and frequency to their nominal values in steady-state conditions when deviations occur. The highest level of control, tertiary control, serves as the supervisory control in a microgrid system [12], [14]-[16]. It is responsible for managing the energy transfer between different microgrids or connected systems and optimizing the economic dispatch of energy resources [2], [4]. When it comes to controlling a microgrid, the control approach of VSCs offers effective solutions.

Therefore, advanced control techniques are often proposed and employed for controlling VSCs in microgrids in order to enhance reliability, improve steady-state operation and enhance dynamic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

performance. The utilization of power electronic converters under advanced control techniques, such as AC/DC power converters, DC/DC power converters, and DC/AC power converters, in microgrid applications has proposed a significant challenge for researchers [3], [13], [17]-[19]. In this approach, the Voltage-Oriented Control (VOC) method combined with a PI controller is one of the most popular control structures applied to control the voltage source converter topology-based distributed generation systems. This control structure is commonly used to facilitate AC/DC power conversion and DC/AC power conversion in microgrid applications. The control structure of the Voltage Source Converter (VSC) comprises regulation based on dq -axis and $\alpha\beta$ -axis [19], [20]. The GSGFm power converter topology, typically within the control structure, includes two cascade control loops. This setup is suitable for microgrids in both grid-connected and autonomous modes, enabling smooth transitions between different modes of operation. For the primary control of the GSGFm power converter-based AC microgrids is the external power sharing control loop and it generates the voltage reference signal on its own.

Several types of regulators are proposed for the power converters-based microgrid systems in the literature [2], [3], [21]. In general, the voltage and the current controllers of VSCs are designed based on linear and non-linear control techniques to track sinusoidal and DC signals in both the Stationary Reference Frame (SRF) and the Synchronous Rotating Reference Frame (SRRF) [18], respectively. In the dq -synchronous reference frame, the DC component is effectively regulated, resulting in high DC quality in steady-state conditions. In order to achieve zero steady-state errors and good system dynamic performance, a widely applied control technique is the use of proportional Plus Integral (PI) controllers [19]. Nonetheless, in conventional dq -axis current control schemes, the requirement for achieving effective

control includes the utilization of cross-coupling decoupling terms and PI controllers. Therefore, in the conventional dq -axis current control scheme with PI controllers, full decoupling in the dq -axes is not always achieved. This incomplete decoupling is a limitation of the control scheme and can be considered a problem [22].

In order to achieve independent control of the d - and q -components in the dq -axis current control scheme, additional decoupling terms can be added to the control scheme [23].

In the pursuit of achieving fully decoupling control, researchers have focused on developing various decoupling control methodologies. Two of the methodologies that have gained interest are the multivariable-PI dq current controller and the complex Vector Proportional-Integrator (cVPI) controller, as proposed in the literature [24]-[26]. Several advanced control techniques [27], such as Proportional-Integral-Derivative (PID) controller, fuzzy-logic controller [28], neural networks, sliding mode control, etc., are investigated and designed for controlling power electronics-based DGs to ensure system performance, flexibility, stability and reliability under various conditions [3], [27]. The control of the power semiconductor devices is an important part for operation, efficiency and it poses significant challenges for engineers in the field of power electronic applications, such as renewable energy systems [29], electrical drives [30], microgrid systems [31] etc. In power electronic applications, Sliding Mode Control (SMC) is a well-known nonlinear robust control technique that exhibits insensitivity to parameter variations and external disturbances [32]. In addition to its robustness and fast response, another advantage of Sliding Mode Control (SMC) is that it does not require a precise mathematical model for analysis and design.

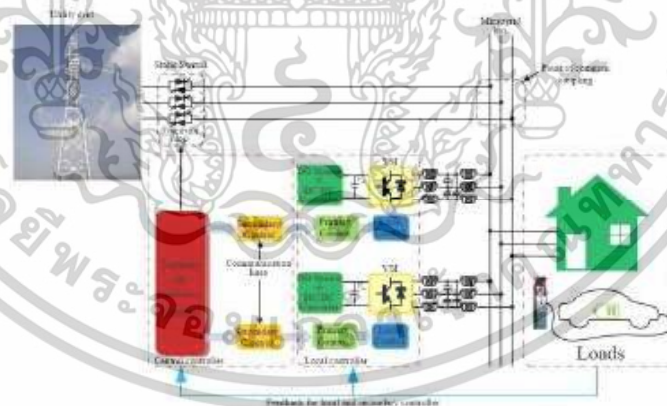


Fig. 1. The architecture of AC microgrid control hierarchy

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S. Khongkhaichai, S. Khongfai

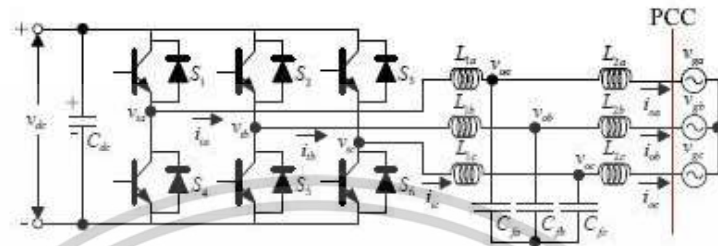


Fig. 2. 3-Phi inverter connected to the utility grid through the LCL filter

Therefore, SMC is easy to implement in control design and can be adapted to solve several control problems [32], [33]. In particular, SMC is employed to control power electronic systems of DGs in microgrids in order to improve the performance of VSCs [34]. However, one notable problem associated with Sliding Mode Control (SMC) is the chattering phenomenon [35].

Therefore, the Second-Order Sliding Mode Controller (SOSMC) has been developed as an improvement over traditional SMC [35], [36]. The Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC) based on second-order sliding mode algorithms has represented a significant advancement in recent decades. It finds wide application in various engineering scenarios due to its ability to address the chattering phenomenon problem associated with the discontinuity of the control law [35], [36]. The control law of the super-twisting algorithm consists of discontinuous term and continuous term. In addition, an advantage of a Super-Twisting Algorithm (STA) based on High-Order Sliding Mode (HOSM) theory is that the control structure is easy to implement, as proposed in the literature [35]-[37]. In this work, the methodology of the Super-Twisting Algorithm (STA) is applied to various applications for controlling power converter systems.

These applications include grid-connected power converters [38], [39], the Doubly-Fed Induction Generator (DFIG)-converter [37], a three-phase grid-connected photovoltaic system [40], the three-level Neutral-Point-Clamped (NPC) converter [41], etc. In addition to the conventional design approach, the Super-Twisting Algorithm (STA) controller can also be designed by using a High-Gain Observer (HGO) within the framework of the adaptive STA approach [41], [42]. In this approach, the voltage control loop is designed to achieve fast dynamic response and disturbance rejection, surpassing the performance of classical Proportional-Integral (PI) control.

The requirements for a microgrid typically include system performance and stability, flexibility, power quality and smart grid capabilities.

These objectives can be achieved through the implementation of local controllers in the interfaced devices, such as power converters. Therefore, this paper specifically focuses on the local control of GSGFM power converters in an islanded microgrid system.

Alternatively, a robust control algorithm is adopted for a cascaded control scheme of GSGFM power converters.

The designed method is a STA controllers-based cascade voltage and current regulation loop for two-level three-phase GSGFM power converters in a synchronous rotating reference frame is proposed in this paper. This control algorithm provides several advantages, including faster control response for dynamic systems and achieving zero steady-state tracking error in both the inner current regulation and the outer voltage regulation loops. Additionally, the proposed STA algorithm is known for its simplicity, robustness, easy to implement and adjustment. The primary control loop employs a droop control approach to generate the reference signals for voltage frequency and amplitude. These reference signals are essential for the local control of the GSGFM power converters within the microgrid. By employing droop control, an islanded microgrid system can effectively maintain stability and balance by regulating the exchange of active and reactive power. The design procedure for a controller based on the Super-Twisting Sliding Mode Control (STSMC) approach typically involves the following steps. Firstly, the choice of sliding manifolds is introduced to address the tracking error, and it is typically designed to achieve the desired system performance.

Finally, the control law is designed in order to guarantee the system state trajectories convergence to zero in finite time and stays there. In this approach, the existence condition of the SMC involves considering the first-time derivative of a Lyapunov function, which should be negative. In addition, the controller parameter of a STA algorithm for verifying the condition is designed as procedure given in [35], [36].

The contribution is organized as follows. In the next section, the mathematical model of the Voltage Source Converter (VSC) connected to the utility grid through the LCL filter is presented. In Section III, the droop control approach is discussed. The proposed control methodology, which involves the design of a super-twisting sliding mode controller for a GSGFM power converter, is described in Section IV and the simulation and experimental results are discussed in Section V.

Finally, Section VI will provide the conclusion remarks.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Moreover, in order to control the DC signals in the voltage regulation loop, the dynamics of the capacitor current can be expressed as follows:

$$C_f \frac{d}{dt} V_{c,dq} = -j\omega_g C_f V_{c,dq} - i_{c,dq} + i_{l,dq} \quad (8)$$

where $\omega_g L i_{c,dq}$ and $\omega_g C_f V_{c,dq}$ are the cross-coupling terms of voltage and current equations in the d -axis and q -axis, respectively.

III. Droop Control Approach

The droop control method is an approach based on local measurements of the network [4], [12]. The measured values of the instantaneous active power (\hat{P}) and reactive power (\hat{Q}) can be calculated based on the output voltage ($V_{o,dq}$) and current ($i_{o,dq}$) components in the synchronous rotating reference frame. Expressions (9) and (10) can be written as follows:

$$\hat{P} = \frac{3}{2} (V_{od} i_{od} + V_{oq} i_{oq}) \rightarrow P = \frac{\omega}{s + \omega_c} \hat{P} \quad (9)$$

$$\hat{Q} = -\frac{3}{2} (V_{oq} i_{od} - V_{od} i_{oq}) \rightarrow Q = \frac{\omega}{s + \omega_c} \hat{Q} \quad (10)$$

where LPF is employed for the mitigation of harmonics and ω_c is the established cut-off angular frequency of the low-pass filters [19]. The power-based control strategy utilizes real and reactive power loop control for each GSGFM power converter, implementing a droop control scheme [4], [5]. The droop control law in power electronic systems originates from the droop characteristics of synchronous generators connected to the utility grid [15], [16]. From the same principle, the droop control method is applied to control Distributed Generation (DG)-based power electronic interfaces

leverages the active power-frequency ($P-\omega$) and reactive power-voltage ($Q-E$) droop characteristics, which are indeed opposite to the characteristics of synchronous generators [15], [16]. The advantage of droop-based approach is that it allows each DG unit to control independently the active and reactive power injected into the network. In the case of islanding microgrids, where the utility grid is absent, the microgrid operates in an autonomous mode. In this operating mode, the microgrid adjusts the power injection or absorption within its own system to maintain the frequency and voltage amplitude at the PCC. In the grid-connected mode, the tertiary controller employs a droop control approach to manage power flow at the PCC, facilitating the import or export of energy to the utility grid. Therefore, conventional droop control has proven to be successful in these two scenarios and an essential platform for a smart-microgrids scenario. In addition, the droop approach-based local controller serves as a suitable solution for implementing a decentralized control architecture and ensuring active and reactive power sharing among the DG units within the microgrid. The control of power flow at the microgrid PCC based on droop control is widely reported in the literature [5], [12], [15], [16]. The drooping behavior associates active power with frequency and reactive power with voltage amplitude.

This behavior can be expressed as follows:

$$\omega = \omega^* - k_m (P - P^*) \quad (11)$$

$$E = E^* - k_n (Q - Q^*) \quad (12)$$

where ω and E are the actual frequency and amplitude voltage values, ω^* and E^* are the frequency and voltage set point values, P and Q are the active and reactive power output of the VSC, P^* and Q^* are the active and reactive power set point values and k_m and k_n are the gain parameters for droop control, specifically for active and reactive power, respectively [15].

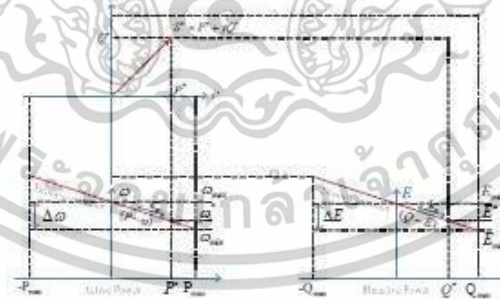


Fig. 3. $P-\omega$ and $Q-E$ droop characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

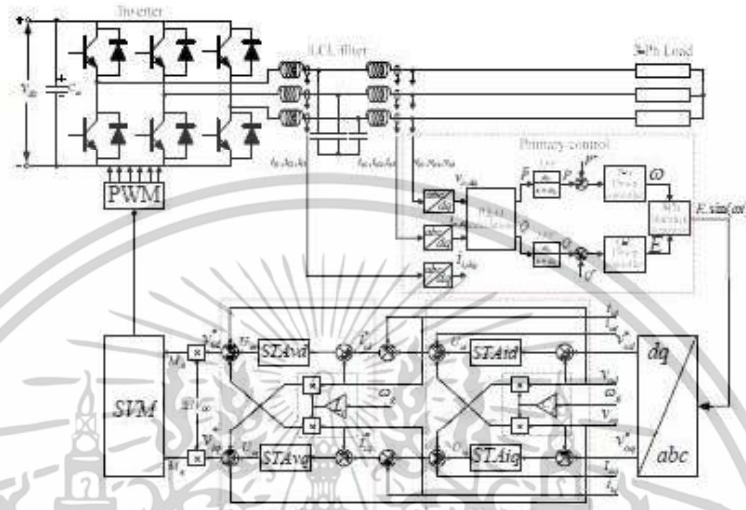


Fig. 4 The structure of the proposed STA algorithm implementation within a vector controller for the GSGFm power converter

A conventional droop characteristic ($P-\omega$ and $Q-E$) based on Eqs. (11) and (12) can be illustrated in Fig. 3. In the droop control method, it acts as a self-regulation device for the DG unit, adjusting both the active and reactive power injection based on the frequency droop curve and voltage droop curve, respectively. When considering the relationship of active power/frequency and reactive power/voltage droop characteristics, these relationships are dependent on the droop gains k_f and k_v , respectively [12], [15]. In a decentralized control approach for an autonomous microgrid, maintaining a constant output voltage and controlling the AC output current are essential objectives in an autonomous microgrid. Therefore, the droop control strategy will determine the frequency and the voltage reference commanded for a cascade control scheme with the inner voltage and current control loops. Moreover, the droop control method operates entirely as a primary control level based on wireless controllers. Due to its self-regulation capabilities, the droop control method guarantees reliable, flexible, and accurate operation of a microgrid system. Additionally, the droop control strategy is a dependable and widely employed approach in microgrids, proving effective in both islanded and grid-connected modes [12], [15].

IV. Proposed Control Methodology

In general, the super-twisting algorithm is recognized as a control methodology valued for its robustness, accuracy in differentiation, and as an alternative means to

mitigate chattering effects [35], [36]. In this section, the STA is applied to the voltage and current regulation loops of the GSGFm power converter in an islanded microgrid. In an autonomous microgrid, the power converter's behavior is typically operated in a voltage-sourced mode to maintain the frequency and amplitude of the voltage in the microgrid network, which will according to its P versus ω and Q versus E droop characteristics [15]. Conversely, when a microgrid operates in grid-connected mode, the power converter is modelled as a current-sourced mode to deliver active and reactive power to the utility grid. The local control loop is responsible for controlling the voltage and current output of the GSGFm power converter. Therefore, the GSGFm power converter can be utilized in both islanded and grid-connected modes, and this versatility is the primary objective of its operation. For the lowest layer, Level Zero, in the hierarchical control structure, it entails the local control of the power converter [12]. The operation of the power converter in a microgrid system is of paramount importance in guaranteeing the efficiency, stability, and reliability of the entire system.

Furthermore, the upper levels of control in a hierarchical control structure often rely on the effectiveness of the voltage and current regulation loops, demanding both rapid response and consistent steady-state performance. [34]. Hence, the proposed approach employs the Super-Twisting Algorithm (STA) for designing the local voltage and current controllers within the power converter. When the current regulating loop is designed based on the Super-Twisting Algorithm (STA),

it can provide fast tracking of the current reference and minimize steady-state error effectively. Similarly, when the voltage tracking error is designed based on the STA, it guarantees fast convergence of the error between the desired reference values (v_{od}^* and v_{oq}^*) and the actual values (v_{od} and v_{oq}), respectively. Fig. 4 illustrates the overall control block diagram of the proposed control methodology. The control scheme consists of two main components: the power regulator and the inner regulator of the power converter. The power control loop adopts a droop control method, which ensures independent control of both real and reactive power and facilitates a power-sharing scheme. In addition, the power control loop provides the frequency and voltage amplitude references to the VSC's local control loop, aiming to achieve operational characteristics similar to those of a synchronous generator. Within a cascaded voltage and current control structure designed based on a Super-Twisting Algorithm (STA), a robust control algorithm can be implemented to achieve rapid responses and enhance the transient behavior. Furthermore, the STA controller is a nonlinear control algorithm that offers robust control performance for systems with uncertain dynamics and disturbances [35], [36], [45].

IV.1. A Super-Twisting Algorithm

In order to design Sliding Mode Control (SMC) for tracking errors between desired and actual values, two steps are typically required in the general SMC technique. These steps are as follows. In the first step, a switching surface is defined, with the primary objectives of directing the state trajectories of the controlled system towards the sliding surface in a finite time and maintaining them there. In the second step, the control law is designed [32]. The control law is designed to ensure that the state trajectories of the system reach the sliding surface within a finite time and remain on the sliding surface consistently. In general, when assessing a dynamic system:

$$\dot{x}(t) = A(x,t) + B(x,t)u \tag{13}$$

$$y(t) = \sigma(x,t) \tag{14}$$

where σ is the sliding variable, x is the state variable vector, u is the control variable, y is the output of the system and the parameters (A and B) can be tuned according to the positive constants $C, D_n, D_s, E_{st}, \eta$ and the following condition [35], [45]:

$$|A| + E_{st} |B| \leq C, \quad 0 \leq D_n \leq B(x,t) \leq D_s$$

$$\frac{|A|}{|B|} < \eta E_{st}, \quad 0 < \eta < 1$$

The second-order Sliding Mode Control (SMC) algorithm represents a significant improvement over the

classical SMC method, effectively mitigating chattering effects and providing enhanced robustness. Hence, the second-order sliding mode control algorithm has demonstrated its effectiveness as a viable solution for numerous control applications, as proposed in literature [35], [45]. The twisting, super-twisting, and quasi super-twisting algorithms are widely recognized second-order sliding mode control techniques that expand upon the principles of second-order sliding mode theory [45]. This paper introduces a second-order sliding mode control based on the super-twisting algorithm. Therefore, the super-twisting sliding mode control law can be calculated by using the following equation:

$$U = -\hat{k}_p |\sigma|^{\eta} \text{sign}(\sigma) - \int \hat{k}_i \text{sign}(\sigma) dt \tag{15}$$

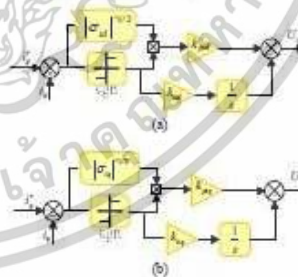
where U is the control law which used in the controller design, \hat{k}_p and \hat{k}_i are the positive sliding surface constant gains [45], selected as:

$$\hat{k}_p = 1.5L_m, \quad \hat{k}_i = 1.1L_m, \quad L_m = \frac{A}{K_m}, \quad 0 \leq \eta \leq 0.5$$

where A and K_m are the constant gains, and L_m is the fraction of A and K_m .

IV.2. A Super-Twisting Algorithm of The Current Regulation Loop

In this section, a fast response inner current control loop is implemented by using two super-twisting sliding mode controllers under the Voltage-Oriented Control (VOC) method. The objective in designing the inner current regulator for the VSC is to guarantee the optimal performance of the power converter. Due to a STA algorithm being a nonlinear finite-time version of the traditional PI regulator [40]. Hence, it can serve as a direct substitute for the PI controller within the VOC method. The block diagram of the STA current regulation loops is depicted in Figs. 5.



Figs. 5. The structure of a STA for current regulation loop: (a) d-axis, (b) q-axis

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The procedure for designing a ST-SMC-based current controller in dq -axis is as follows, in this approach, in order to define tracking error of d -axis current and q -axis current. Thus, the switching surface definition involves the error between the reference current value and the real current value which defines the dynamics of the system [35], [36]. When a system is controlled by a super-twisting sliding-mode controller, the state trajectories of the controlled system are driven towards and converge to the origin in a twisting manner [36], [45], which goal is to drive the sliding mode onto the manifold (σ). Thus, the switching surfaces are defined as follows:

$$\sigma_{id} = \hat{i}_{id} - i_{id} = 0 \Rightarrow \hat{i}_{id} = i_{id} \quad (16)$$

$$\sigma_{iq} = \hat{i}_{iq} - i_{iq} = 0 \Rightarrow \hat{i}_{iq} = i_{iq} \quad (17)$$

where $[\sigma_{id} \ \sigma_{iq}]^T$ are the sliding manifolds for the direct and quadrature current, $[\hat{i}_{id}^* \ \hat{i}_{iq}^*]^T$ are the reference current variables and $[i_{id} \ i_{iq}]^T$ are the actual current variables.

According to Eqs. (16) and (17), when differentiating the switching function and the derivatives of the sliding manifolds are zero simultaneously, it yields:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_{id} = 0 \Rightarrow & \begin{cases} \hat{i}_{id} - i_{id} \\ \dot{\hat{i}}_{id} - \dot{i}_{id} \\ -\frac{1}{L_d}(-R_d \hat{i}_{id} + \omega_g L_d \hat{i}_{iq} - v_{id} + v_{id}^*) = 0 \end{cases} \quad (18) \\ v_{id} - v_{id}^* = R_d \hat{i}_{id} - \omega_g L_d \hat{i}_{iq} + v_{id} + L_d \dot{\hat{i}}_{id} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_{iq} = 0 \Rightarrow & \begin{cases} \hat{i}_{iq} - i_{iq} \\ \dot{\hat{i}}_{iq} - \dot{i}_{iq} \\ -\frac{1}{L_q}(-R_q \hat{i}_{iq} - \omega_g L_q \hat{i}_{id} - v_{iq} + v_{iq}^*) = 0 \end{cases} \quad (19) \\ v_{iq} - v_{iq}^* = R_q \hat{i}_{iq} + \omega_g L_q \hat{i}_{id} + v_{iq} + L_q \dot{\hat{i}}_{iq} \end{aligned}$$

Based on Eq. (18) and (19), the time derivative of the sliding manifolds $\sigma_{id} = 0$ and $\sigma_{iq} = 0$, as result, the new variables for the d - and q -components of the reference voltage v_{id}^* and v_{iq}^* which are used to determine the control of the state variables in dq -axis (U_{id} and U_{iq}) [45], [46], yields:

$$v_{id}^* = R_d \hat{i}_{id} - \omega_g L_d \hat{i}_{iq} + v_{id} + L_d \dot{\hat{i}}_{id} = U_{id} \quad (20)$$

$$v_{iq}^* = R_q \hat{i}_{iq} + \omega_g L_q \hat{i}_{id} + v_{iq} + L_q \dot{\hat{i}}_{iq} = U_{iq} \quad (21)$$

Based on Eq. (7) the dynamics of the voltage at the inductor filter L_s can be expressed as follows:

$$L_s \frac{d}{dt} i_{id} = -R_s i_{id} + \omega_g L_s i_{iq} - v_{id} + v_{id}^* \quad (22)$$

$$L_s \frac{d}{dt} i_{iq} = -R_s i_{iq} - \omega_g L_s i_{id} - v_{iq} + v_{iq}^* \quad (23)$$

By substituting the expressions for $L_s \dot{i}_{id}$ and $L_s \dot{i}_{iq}$ from Eqs. (22) and (23) into Eqs. (20) and (21), they can be rewritten as follows:

$$\begin{aligned} v_{id}^* - R_d \hat{i}_{id} - \omega_g L_d \hat{i}_{iq} + \\ + v_{id} + (-R_s i_{id} + \omega_g L_s i_{iq} - v_{id} + v_{id}^*) = U_{id} \quad (24) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{iq}^* - R_q \hat{i}_{iq} + \omega_g L_q \hat{i}_{id} + \\ + v_{iq} + (-R_s i_{iq} - \omega_g L_s i_{id} - v_{iq} + v_{iq}^*) = U_{iq} \quad (25) \end{aligned}$$

$$v_{id}^* - v_{id} = U_{id}$$

$$v_{iq}^* - v_{iq} = U_{iq}$$

Now, the control functions for U_{id} and U_{iq} can be selected based on the super-twisting algorithm, following Eq. (15). Thus, the control inputs U_{id} and U_{iq} for current regulation, utilizing the super-twisting algorithm, can be expressed in the following form:

$$\begin{aligned} U_{id} = -k_{pid} |\sigma_{id}|^{1/2} \text{sign}(\sigma_{id}) + \\ - \int_0^t k_{int} \text{sign}(\sigma_{id}) dt \quad (26) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_{iq} = -k_{pid} |\sigma_{iq}|^{1/2} \text{sign}(\sigma_{iq}) + \\ - \int_0^t k_{int} \text{sign}(\sigma_{iq}) dt \quad (27) \end{aligned}$$

where k_{pid} , k_{piq} , k_{int} and k_{int} are positive constant gains that are chosen to guarantee the convergence of the state trajectories [45], system stability and make sure when the condition is satisfied, yields:

$$\dot{V} = \dot{\sigma}(x)\sigma(x) < 0 \quad (28)$$

where \dot{V} represents the first-time derivative of the Lyapunov functions for $\dot{\sigma}(x)\sigma(x)$ and V is the Lyapunov functions proposed in [32].

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(x)\sigma(x) = -\sigma_{idk} [k_{pidk} |\sigma_{idk}|^{1/2} \text{sign}(\sigma_{idk}) + \\ + \int_0^t k_{intk} \text{sign}(\sigma_{idk}) dt] < 0 \quad (29) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

By considering Eq. (29), where $\sigma_{dq} \text{sign}(\sigma_{dq}) > 0$ and $k_{p dq}$ and $k_{dq} > 0$, respectively, the condition is achieved.

Finally, v_{ud}^* and v_{uq}^* are the d -axis and q -axis voltage references for the VSC-based Space Vector Modulation (SVM) modulation techniques from the STA controlled current can be express as:

$$v_{ud}^* = U_{ud} - \omega_g L_f i_{dq} + v_{od} \quad (30)$$

$$v_{uq}^* = U_{uq} + \omega_g L_f i_{dq} + v_{oq} \quad (31)$$

where $[v_{ud}^* \ v_{uq}^*]^T$ are the voltage references for the VSC, $[U_{ud} \ U_{uq}]^T$ represent the control signals, $[i_{ud} \ i_{uq}]^T$ are the actual current variables, $[v_{od} \ v_{oq}]^T$ are the actual voltage variables, ω_g is the fundamental angular frequency and L_f is the filter inductance, respectively.

IV.3. A Super-Twisting Algorithm of The Voltage Regulation Loop

In order to design the outer voltage controller with zero steady-state error a STA is commonly implemented in synchronous rotating reference frame. The main objective of designing the SMC methodology based on the STA algorithm for the outer-loop voltage control is to achieve accurate tracking of the d - and q - axis voltage vector references. The block diagram of the STA controller adopted for the outer voltage regulation loop is illustrated in Figs. 6. In the vector control-based ST-SMC, based on Eq. (8) the dynamic model of the filter capacitor current in dq coordinates is utilized in the analysis and design of the outer-loop voltage controller for the VSC with an LCL filter and can be expressed as follows:

$$C_f \frac{dv_{od}}{dt} = \omega_g C_f v_{oq} - i_{ud} + i_{ld} \quad (32)$$

$$C_f \frac{dv_{oq}}{dt} = -\omega_g C_f v_{od} - i_{uq} + i_{lq} \quad (33)$$

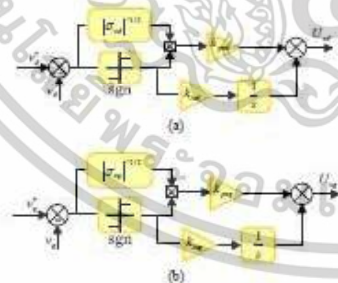


Fig. 6. The structure of a STA for voltage regulation loop. (a) d -axis. (b) q -axis.

In this design process, the first step is to select the sliding manifolds for tracking the output voltage errors.

These sliding manifolds are defined as follows:

$$\sigma_{od} = v_{od}^* - v_{od} - 0 \Rightarrow v_{od}^* - v_{od} \quad (34)$$

$$\sigma_{oq} = v_{oq}^* - v_{oq} - 0 \Rightarrow v_{oq}^* - v_{oq} \quad (35)$$

where $[\sigma_{od} \ \sigma_{oq}]^T$ are the sliding manifolds for the dq -axis voltage, $[v_{od}^* \ v_{oq}^*]^T$ are the reference voltage variables and $[v_{od} \ v_{oq}]^T$ are the actual voltage variables. Next, the control law is designed based on the time derivatives of the sliding manifolds. By considering Eqs. (34) and (35), the first-time derivatives of the sliding manifolds ($\dot{\sigma}_{od}$ and $\dot{\sigma}_{oq}$) can be deduced as follows:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_{od} = 0 &\Rightarrow \\ & \begin{bmatrix} v_{od}^* - v_{od} \\ \dot{v}_{od}^* - \dot{v}_{od} - \frac{1}{C_f}(\omega_g C_f v_{oq} - i_{ud} + i_{ld}) - 0 \end{bmatrix} \quad (36) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_{oq} = 0 &\Rightarrow \\ & \begin{bmatrix} v_{oq}^* - v_{oq} \\ \dot{v}_{oq}^* - \dot{v}_{oq} - \frac{1}{C_f}(-\omega_g C_f v_{od} - i_{uq} + i_{lq}) - 0 \end{bmatrix} \quad (37) \end{aligned}$$

In this approach, by utilizing the classical STA technique, the control law is formulated as a combination of two terms: a discontinuous control part and a continuous control part. The objective of this control law is to enforce both the sliding variable and its first-time derivative to converge to the origin within a finite time.

The voltage control loop in dq -axis under super-twisting controller can be designed by considered of the first-time derivative of the sliding manifolds [35], [36], [45], [46]. The control law (U_{ud} and U_{uq}) can be given under $\dot{\sigma}_{od} = \dot{\sigma}_{oq} = 0$. Therefore, based on Eqs. (36) and (37), the d - and q -components of the reference current i_{ud}^* and i_{uq}^* can be utilized to determine the variables U_{ud} and U_{uq} as follows:

$$i_{ud}^* = i_{ld} - \omega_g C_f v_{oq} + C_f \dot{v}_{od} - U_{ud} \quad (38)$$

$$i_{uq}^* = i_{lq} + \omega_g C_f v_{od} + C_f \dot{v}_{oq} - U_{uq} \quad (39)$$

Based on Eqs. (38) and (39), $C_f \dot{v}_{od}$ and $C_f \dot{v}_{oq}$ are

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the dynamic model of the filter capacitor current in the *dq*-axis can be obtained. These models are derived from Eqs. (32) and (33), respectively. Therefore, by replacing Eq. (32) with $C_f \dot{i}_{vd}$ in Eq. (38), and replacing Eq. (33) with $C_f \dot{i}_{vq}$ in Eq. (39), it follows that:

$$\begin{aligned} i_{vd}^* &= i_{vd} - \omega_g C_f v_{vq} + (\omega_g C_f v_{vq} - i_{vd} + i_{vd}^*) = U_{vd} \\ i_{vd}^* &= i_{vd} - U_{vd} \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} i_{vq}^* &= i_{vq} + \omega_g C_f v_{vd} + \\ &+ (-\omega_g C_f v_{vd} - i_{vq} + i_{vq}^*) = U_{vq} \\ i_{vq}^* &= i_{vq} - U_{vq} \end{aligned} \quad (41)$$

When the final structure of the control law U_{vd} and U_{vq} for controlled *d*-axis component and *q*-axis component of the voltage tracking loop under the super-twisting algorithm and according to Eq. (15), it can be written in the form:

$$\begin{aligned} U_{vd} &= -k_{pvd} |\sigma_{vd}|^{1/2} \text{sign}(\sigma_{vd}) + \\ &- \int_0^t k_{svd} \text{sign}(\sigma_{vd}) dt \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} U_{vq} &= -k_{pvq} |\sigma_{vq}|^{1/2} \text{sign}(\sigma_{vq}) + \\ &- \int_0^t k_{svq} \text{sign}(\sigma_{vq}) dt \end{aligned} \quad (43)$$

The positive constant gains k_{pvd} , k_{pvq} , k_{svd} and k_{svq} are based on STA algorithm designed as [45]. By definition, \dot{V} it is the stability condition for SMC can be defined as follows:

$$\dot{V} = \dot{\sigma}(x) \sigma(x) < 0 \quad (44)$$

If $\sigma(x) \neq 0$ and the control system is stable, it indicates that Eq. (44) is satisfied [29], [45], [46]. Therefore:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(x) \sigma(x) &= -\sigma_{vdy} \left[k_{pvd} |\sigma_{vdy}|^{1/2} \text{sign}(\sigma_{vdy}) + \right. \\ &\left. - \int_0^t k_{svd} \text{sign}(\sigma_{vdy}) dt \right] < 0 \end{aligned} \quad (45)$$

based on Eq. (45), where $\sigma_{vdy} \text{sign}(\sigma_{vdy}) > 0$ and k_{pvd} and $k_{svd} > 0$ and the condition is achieved, reference output currents (i_{vd}^* and i_{vq}^*) for the current regulation loop from the STA controlling voltage of the VSC can be express as:

$$i_{vd}^* = U_{vd} - \omega_g C_f v_{vq} + i_{vd} \quad (46)$$

$$i_{vq}^* = U_{vq} + \omega_g C_f v_{vd} + i_{vq} \quad (47)$$

where $[i_{vd}^* \ i_{vq}^*]^T$ represents the current reference for the VSC, $[U_{vd} \ U_{vq}]^T$ represent the control signals, $[i_{vd} \ i_{vq}]^T$ are the actual current variables, $[v_{vd} \ v_{vq}]^T$ are the actual voltage variables, ω_g is the fundamental angular frequency and C_f is the filter capacitance, respectively.

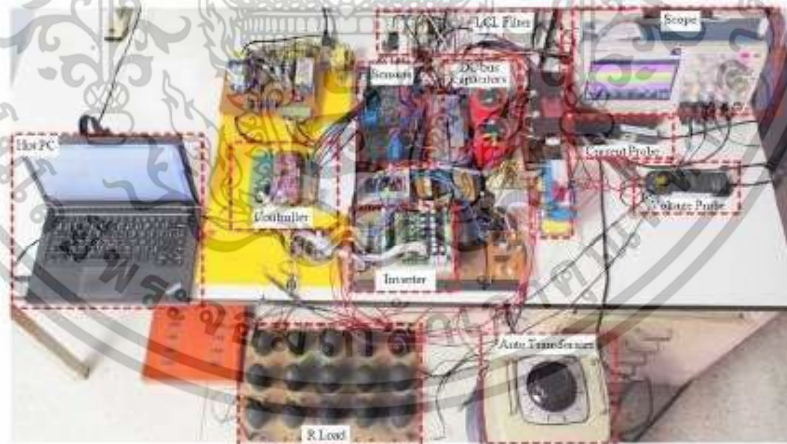


Fig. 7. Photograph of experimental system

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V. Simulation and Experimental Validations

This section presents the simulation and the experimental results to validate the proposed control methodology. Fig. 7 illustrates the experimental platform constructed in the laboratory, which has been utilized to test the control methodology. In order to verify the effectiveness of the proposed control approach, a standalone three-phase power converter system based on an LCL filter has been utilized as the controlled object.

V.1. Simulation Results

In this section, several simulation results have been carried out in MATLAB/Simulink 2020a and the simulation results are shown in Figs. 8-11, in order to confirm the performance of the STA-based control strategy and the PI-based control strategy in the presence of islanding in the microgrid. The simulation results presented in this section have been obtained by using an active power of 243 W and a reactive power of 516 VAR.

Additionally, during the initial stage of the simulation, the VSC has injected both active and reactive power into the system. When comparing Figs. 8(a) and (b) and Figs.

9(a) and (b), which depict the transient response of the active and reactive power, it becomes apparent that the system employing the STA control strategy exhibits significantly less initial overshoot in both active and reactive power compared to the conventional controller.

When comparing the proposed SMC-based STA control method and the system using PI control, it can be observed that the active power overshoots around 500 W and the reactive power overshoots around 645 VAR when employing the SMC-based STA control method.

On the other hand, the system using PI control exhibits an active power overshoot of approximately 545 W and a reactive power overshoot of around 675 VAR. In Fig. 8(c), the simulation results show the VSC currents I_a , I_b , and I_c for the system employing the conventional current control strategy. It can be observed that at $t = 0.008$ s, the maximum current amplitude of I_a reaches approximately 3.6 A, while the maximum current amplitude of I_b reaches -2.85 A. Similarly, as depicted in Fig. 9(c), the simulation results illustrate the VSC currents I_a , I_b , and I_c when utilizing the STA controller.

The transient response of the current I_a reaches a maximum amplitude of approximately 3.4 A, while I_b reaches -2.70 A.

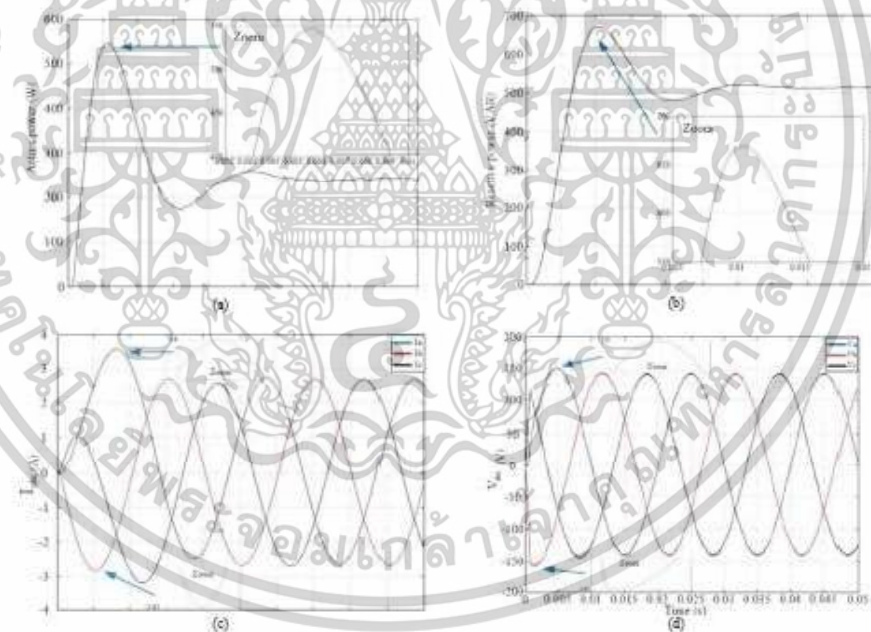


Fig. 8. Simulation results of the VSC transient response for the system using the classical controller (a) active power (b) reactive power (c) current I_a , (d) voltage V_m .

S. Khongkhachat, S. Khongfoi

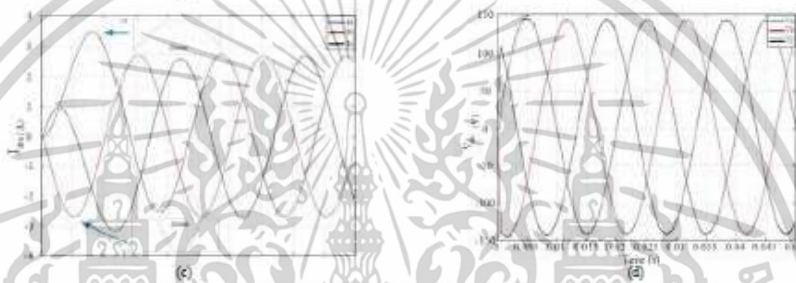
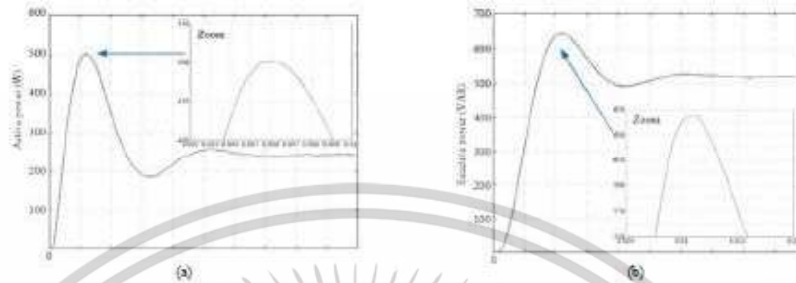


Fig. 9. Simulation results of the transient performance of the VSC under the proposed control approach (a) active power (b) reactive power (c) current i_d (d) voltage V_u

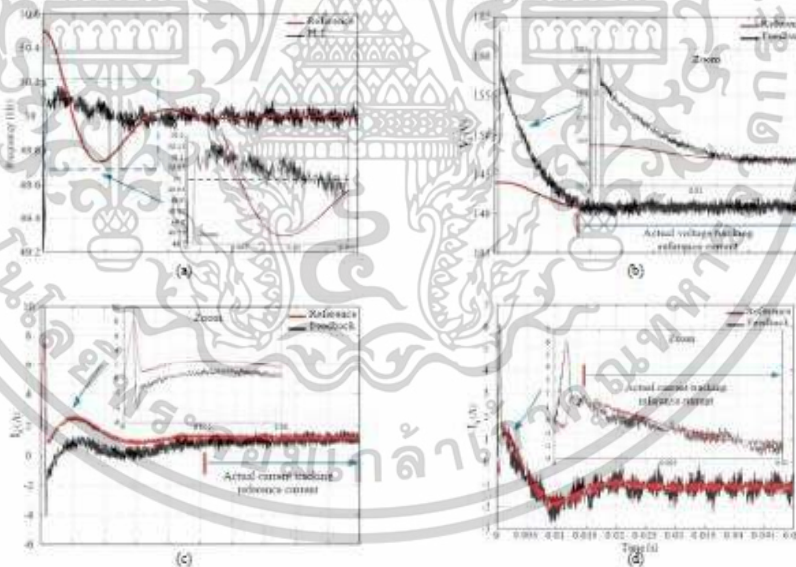


Fig. 10. Simulation results of the VSC is a comparison of actual and desired values for the system using PI controller (a) frequency (b) voltage in the d -axis (c) current in d -axis (d) current in q -axis

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S. Khongkhaichat, S. Khongfai

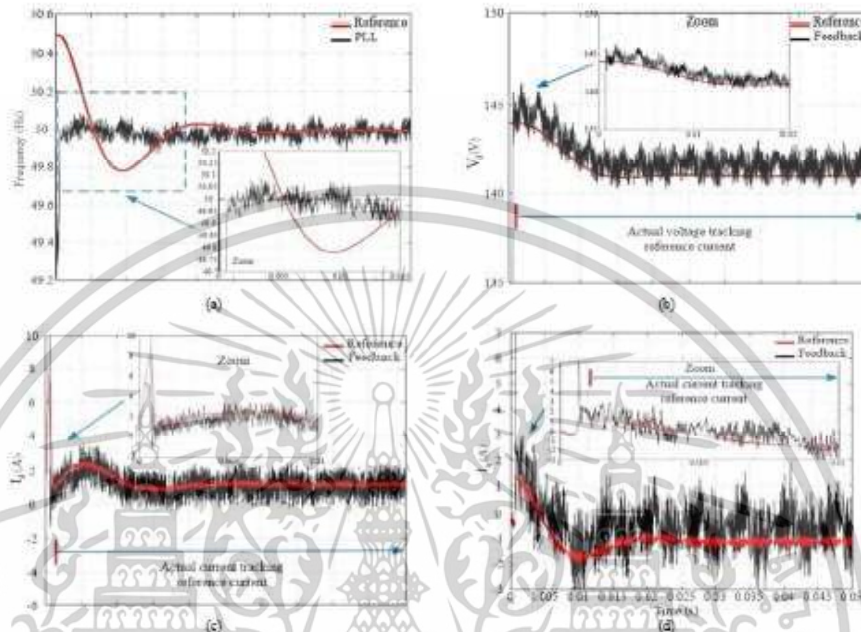


Fig. 11. Simulation results of the tracking performance of the STA controller which comparison between actual and desired values (a) frequency (b) voltage in the d -axis (c) current in d -axis (d) current in q -axis.

By comparing Figs. 8(c) and 9(c), it can be noticed that the STA controller demonstrates superior performance in terms of the transient response for the currents I_d , I_q , and I_c . The amplitudes of the currents in the case of the STA controller are smaller than those observed with the PI controller. In Figs. 8(d) and Fig. 9(d), the simulation results display the VSC terminal voltages V_d , V_q , and V_c . These results serve as a case study to verify the effectiveness of the proposed control strategy in minimizing overshoot compared to using the conventional PI controller. Similarly, the case study presented in Figs. 10(a) and 11(a) illustrates the simulation results for the frequencies of the VSC, which are estimated by using a droop control and a Phase-Locked Loop (PLL). It can be observed that the start-up responses of the estimated frequency from a Phase-Locked Loop (PLL). By comparing Figs. 10(a) and 11(a), it can be noted that the proposed control strategy exhibits a less pronounced transient response during the initial phase compared to the PI controller. In Figs. 10(b) and 11(b), during the reference tracking test, a comparison is made between the start-up responses of the voltage reference in the d -axis. It can be observed that when using the STA-voltage controller, the actual voltage tracks the reference voltage at $t = 0.002$ s, whereas when using the PI-voltage controller, the actual

voltage tracks the reference voltage at a later time, specifically at $t = 0.012$ s. In Fig. 11(c), it should be noted that at $t = 0.001$ s, the actual current of the d -axis closely tracks the reference current when using the STA controller for current control. Conversely, Fig. 10(c) presents the simulation results of the VSC currents in the d -axis. It can be observed that at $t = 0.025$ s, the actual current starts to track the reference current when employing the PI controller for current control.

Comparing Figs. 10(c) and 11(c) further confirms the favorable performance of the STA controller in terms of reference tracking. Additionally, observing Figs. 10(d) and 11(d), it can be noticed that both the proposed STA controller and the conventional control strategy initiate the actual current tracking the reference current at around $t = 0.0014$ s. Consequently, both control strategies demonstrate a similar starting point for the tracking of the q -component of the VSC current.

V.2. Experimental Analysis

In order to verify the effectiveness of the proposed control strategy, experimental results will be compared between the system utilizing the SMC-based STA control and the PI control. The specifications of the power converter are displayed in Table I.

S. Khongkhachat, S. Khomfoi

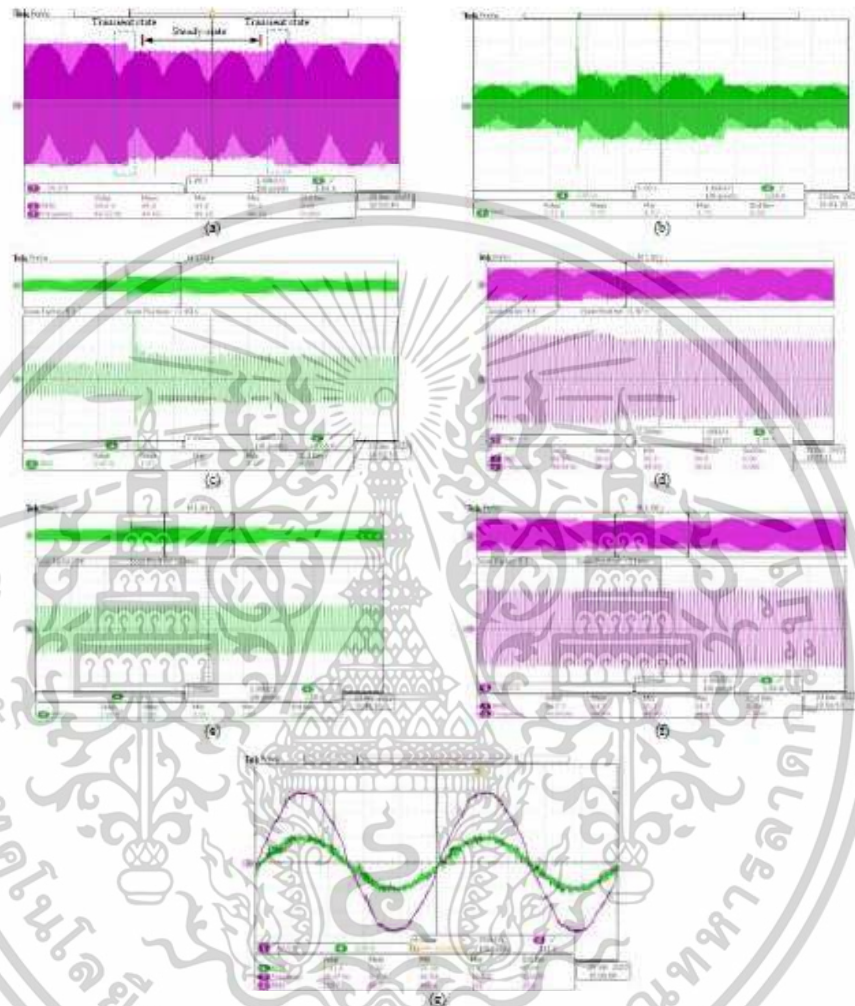


Fig. 12. Experimental results of the conventional control strategy between various active power step (a) voltage waveform (b) current waveform (c) and (d) Zoomed-in of current and voltage waveforms during transient (e) and (f) Zoom-in of current and voltage waveforms during steady-state (g) One-phase voltage and current waveforms

The experimental setup for the hardware-in-the-loop simulation of the VSC prototype, as shown in Fig. 7, incorporates the following components: auto transformer, DSP control board, three-phase VSC through the LCL filter, Textronix voltage differential probe P5200A, Textronix clamp on probe A622, digital phosphor oscilloscope Textronix MDO3024, Hall-effect voltage

and current sensors are utilized in the experimental setup to measure the phase voltage and current signals, which is then fed into the analog-to-digital (A/D) module for calculated in the SRF by digital signal controller. The control loop of the VSC is used in simulations and programmed on the LAUNCHXL-F2879D 32-bit digital signal processor board from Texas Instruments.

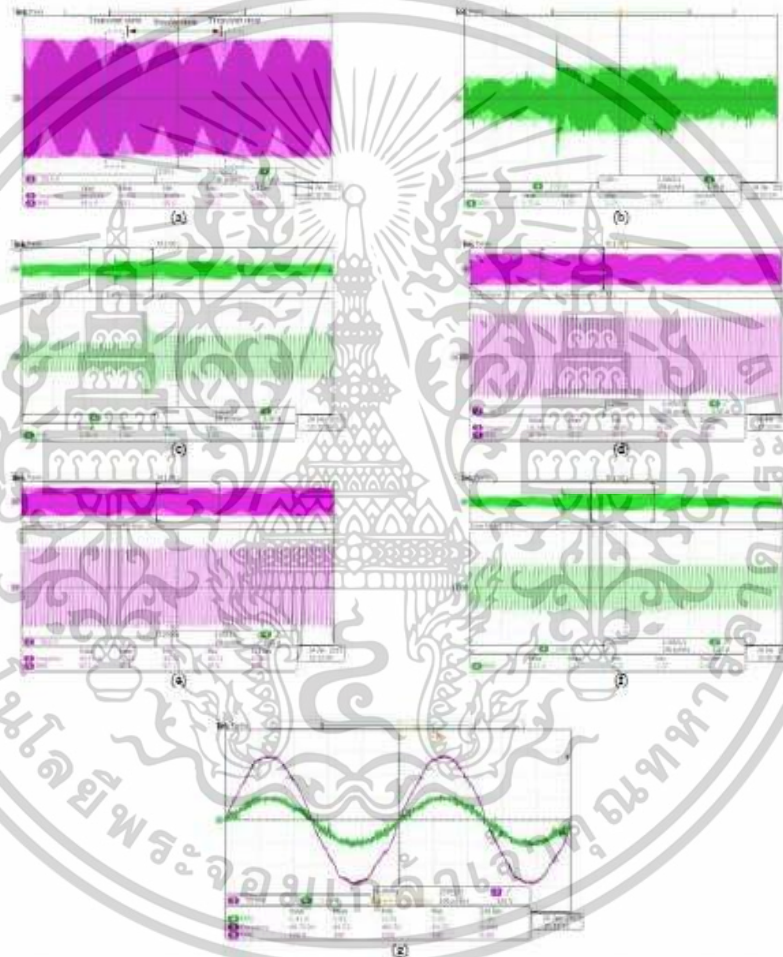
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S. Khongkhachai, S. Khomfoi

The sampling and switching frequency are chosen to be 20 kHz. In this section, the transient performance of the system is evaluated through case studies. Figs. 12(a), 12(b), 13(a), and 13(b) present the transient response of the voltage and current when operating under an autonomous microgrid subjected to a step change in load from 426 W to 650 W. From a comprehensive analysis of the transient response tests, it is evident that the proposed control strategy surpasses the conventional control

strategy in terms of transient current overshoot.

Comparing Figs. 12(b) and 13(b) provides a zoomed-in view of the VSC-side current I_L during stepped-up load changes. It is apparent that under the STA control approach, the current control loop exhibits peak amplitude currents up to 6 A, which is lower than the maximum amplitude currents shown in Fig. 12(b), where the current control loop utilizes the conventional control approach and reaches up to 8 A.



Figs. 13. Transient responses of the VSC under proposed control strategy between various active power step (a) voltage waveform (b) current waveform (c) and (d) Zoomed views of current and voltage waveforms during transient (e) and (f) Zoom-in of current and voltage waveforms during steady-state (g) One-phase voltage and current waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE I
IMPLEMENTING THE MICROGRID CONTROL-SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Symbol	Value
Phase-to-neutral voltage (RMS)	V_{an}	100 V _{rms}
DC bus voltage	V_{dc}	300 V
Nominal bus frequency	f	50 Hz
Sampling frequency	f_s	20 kHz
Converter-side inductance	L_c	2.5 mH
Filter capacitance	C_f	26.67 μ F
Grid-side inductance	L_g	1.2 mH
Proportional frequency droop	k_p	0.0019
Proportional voltage droop	k_v	0

During the test conducted, it is observed from Figs. 12(d) and 13(d) that as the current amplitudes increase, the voltage amplitudes tend to decrease. During both transient and steady-state conditions, Fig. 13(d) provides a zoomed-in view of the phase-to-neutral voltage (V_a) of the VSC when the STA algorithm is adopted in the system. It can be observed that V_a decreases from its rated value of 100 V_{rms}. Specifically, the voltage drops to around 97.9 V_{rms} during the transient period and stabilizes at approximately 97.1 V_{rms} in the steady-state.

In this case study, when the VSC adopts the conventional control in the system, Fig. 12(c) provides a zoomed-in view of the VSC-side voltage V_a . It can be observed that the amplitude of the voltage deviates from its normal value and reduces to 90.9 V_{rms} during the transient period. In the steady-state, the voltage remains relatively constant at around 84.7 V_{rms}. Figs. 12(c)-(f) and Figs. 13(c)-(f) illustrate the favorable performance of the proposed control approach during both transient and steady-state tests. These figures display the ability of the proposed STA algorithm to maintain the stability of the voltage and current within the system more effectively than the conventional control strategy. Figs. 12(g) and 13(g) provide oscilloscope screenshots illustrating the steady-state performance of the phase-a voltage and current waveforms for both the conventional control approach and the proposed control approach.

VI. Conclusion

The presented methodology introduces a non-linear Sliding Mode Control (SMC) approach for power converters operating in the Grid-Supporting Grid-Forming mode (GSGFm). The control methodology utilizes a voltage-oriented control method within a cascaded control scheme and incorporates the SMC-STA algorithm. The SMC-STA algorithm is specifically designed to reduce the chattering phenomenon effect and decrease the convergence time tracking of the voltage and current errors in a control system. In addition, the proposed control methodology demonstrates in terms of a very simple structure and easy implementation. The control system based on the SMC-STA algorithm is implemented on a 2.2-kVA power converter prototype to evaluate its steady-state and dynamic behavior during the supplying of active power under normal operating conditions. The experimental results conclusively demonstrate the effectiveness, the robustness, and the

stability of the proposed control methodology in both steady-state and dynamic operational scenarios when compared to the conventional PI controller.

This research introduces a novel control strategy for GSGFm power converters, specifically the Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC). The results demonstrate its remarkable robustness and performance.

Nonetheless, when the system parameters undergo variations, it can adversely affect the performance of the control system. Hence, a super-twisting algorithm integrated with a state observer has been shown to exhibit exceptional robustness, even in the face of system parameter and network variations.

Acknowledgements

This work was supported in part by an International Research Partnership "Electrical Engineering - Thai French Research Center (EE-IFRC)" under the project framework of the Lorraine Université d'Excellence (LUE) in cooperation between Université de Lorraine and King Mongkut's University of Technology North Bangkok, in part by the National Research Council of Thailand (NRCT) under Senior Research Scholar Program under Grant No. N42A640328, and in part by the NSRF via the Program Management Unit for Human Resources & Institutional Development, Research and Innovation under Grant No. B39G60025.

References

- [1] J. J. Justo, F. Mirsalim, J. Lee, J. W. Jung, AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, August 2013, pp.387–405.
- [2] E. Eryilmaz, J. Llamas, C. B. Mellado, R. C. Dobson, M. M. Ganssler, D. Sosa, Distributed Control Strategies for Microgrid: An Overview, *IEEE Access*, vol. 8, October 2020, pp. 193412–193448.
- [3] A.M. Bouaid, J.M. Casero, A. Chouin, M. Bouhassida, P. Sicard, M. Boughamza, A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, April 2015, pp.751–766.
- [4] P. Zhang, *Networked Microgrids*, 1 (Cambridge: Cambridge University Press, 2021, 11-26).
- [5] J. Rodolart, A. Luna, F. Blaabjerg, P. Rodriguez, Control of Power Converters in AC Microgrids, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, November 2012, pp. 4734–4749.
- [6] A. Orallo, G. Ramos, S. Bacca, A. Hably, A. Ramirez, Decentralized Control of Voltage Source Converters in Microgrids based on the Application of Instantaneous Power Theory, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, February 2015, pp.1152–1162.
- [7] B. Ahmed, M. Rashid, H. Hossain, Reliability Analysis of a Decentralized Microgrid Control Architecture, *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, July 2019, pp. 3910–3918.
- [8] L. Fushang, L. Ruihang, Z. Fanguan, *Microgrid Technology and Engineering Application*, 2 (Academic Press, 2016, 13-27).
- [9] T.L. Vandoom, J.C. Vasquez, J.D. Kooning, J.M. Guerrero, L. Vandeveld, Microgrids: Hierarchical Control and an Overview of the Control and Reserve Management Strategies, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, December 2013, pp. 42–55.
- [10] D.E. Oliveira, A. Mohrizi-Sani, A.H. Etemadi, Trends in Microgrid Control, *IEEE Transaction on Smart Grid*, vol. 5, July 2014, pp. 1901–1919.

- [11] Lankonen, H., Solutions to Improve Transient Stability of Universal Grid-Forming Inverter-Based Resources, (2023) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 18 (3), pp. 164-179.
doi: <https://doi.org/10.15866/iree.v18i3.23620>
- [12] J.M. Guerrero, J.C. Vasquez, F. Marni, L.G. De Vicuna, M. Castilla, Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrid-A General Approach Toward Standardization, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, January 2011, pp. 158-172.
- [13] S. Ishaq, I. Khan, S. Rahman, T. Hussain, A. Iqbal, R. M. Elwanani, A review on recent developments in control and optimization of microgrids, *Energy Reports*, vol. 8, January 2022, pp.4085-4103.
- [14] S. Khongkhat, S. Khomfoi, Hierarchical Control Strategies in AC Microgrids, *The 17th International Conference on Electrical Engineering, Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology -ECTI-CON 2015*, June 24-27, 2015, Hua Hin, Thailand.
- [15] J.M. Guerrero, M. Chandorkar, T.L. Lee, R.C. Loh, Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrid-Part I: Decentralized and Hierarchical, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, April 2013, pp. 1254-1262.
- [16] J.M. Guerrero, P.C. Loh, T. L. Lee, M. Chandorkar, Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrid-Part II: Power Quality, Energy Storage, and AC/DC Microgrids, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, April 2013, pp. 1263-1270.
- [17] G. Shakhsholian, A brief review on microgrids: Operation, applications, modeling, and control, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 31, June 2021, pp. 1-26.
- [18] F. Blaabjerg, *Control of Power Electronic Converters and Systems*, 3 (London: Academic Press, 2021, 1-33).
- [19] L. Fan, *Control and Dynamics in Power System and Microgrids*, 1 (Florida: CRC Press, 2017, 147-169).
- [20] F. D. Andrade, M. Castilla, B. D. Bonano, *Basic Manual on Simulation of Microgrid Control Using MATLAB & Simulink Software*, 1 (Cham: SpringerBriefs in Energy, 2020, 1-12).
- [21] Monopoli, V., Tikhai, F., Passivity-Based Control of Grid-Forming Inverters in Presence of Constant-Power Loads, (2020) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 15 (2), pp. 99-107.
doi: <https://doi.org/10.15866/iree.v15i2.18329>
- [22] S. Zhou, J. Liu, L. Zhou, Y. Zhang, DC Current Control of Voltage Source Converters with a Decoupling Method on Preprocessed Reference Currents Feed-forward, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, November 2017, pp. 8904-8917.
- [23] S. Zhang, J. Zhao, Z. Zhao, K. Liu, P. Wang, B. Yang, Decoupled Current Controller Based on Reduced Order Generalized Integrator for Three-Phase Grid-Connected VSC in Distributed System, *Energies*, 2019, 12, 2426.
- [24] E. Erix, M. W. Degner, R. D. Lorenz, Analysis and Design of Current Regulators Using Complex Vectors, *IEEE Industrial Electronics*, vol. 36, May/June 2000, pp. 817-825.
- [25] B. Eshrami, S. Kamezkanan, A. Rafiq, Multivariable-PI-Based d_q Current Control of Voltage Source Converter, with Superior Axis Decoupling Capability, *IEEE Industrial Electronics*, vol. 58, July 2011, pp. 3016-3026.
- [26] B. Eshrami, A. Karimi, B. Ray, A. Rafiq, Decoupled d_q -Current of Grid-Tied Voltage Source Converter Using Nonparametric Models, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, April 2013, pp. 1356-1366.
- [27] A. Banchaab, *Advanced Control of AC/DC Power Networks*, 1 (New Jersey: John Wiley & Sons, 2015, 1-15).
- [28] Viji, K., Kumar, T., Chitra, K., Buvan, D., An Efficient High-Frequency Discrete Controller for Solar Powered Boost Converter, (2022) *International Review of Automatic Control (IRACON)*, 15 (4), pp. 176-184.
doi: <https://doi.org/10.15866/iree.v15i4.20848>
- [29] H. Bai, C. Mi, *Transient of Modern Power Electronics*, 1 (West Sussex: John Wiley & Sons, 2011, 129-156).
- [30] W. Xuan, H. Shang, L. Kan, L. Kaiyuan, H. Yaohan, P. Wenli, P. Xiaoyuan, Enhanced Position Sensorless Control Using Bilinear Recursive Least Squares Adaptive Filter for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, April 2020, pp. 681-698.
- [31] A. Villalon, M. Rivera, Y. Saizguero, J. Munoz, T. Dragicovic, F. Blaabjerg, Predictive Control for Microgrid Applications: A Review Study, *Energies*, May 2020, pp.1-32.
- [32] V. Utkin, J. Guldner, J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, 1 (Philadelphia: Taylor & Francis, 1999, 1-13).
- [33] L. Wu, J. Liu, S. Vasquez, S. K. Manamdar, Sliding Mode Control in Power Converter and Drive: A Review, *IEEE/CAA Journal of Automatic Sinica*, vol. 9, March 2022, pp. 392-406.
- [34] Khongkhat, S., Khomfoi, S., A Sliding Mode Control Strategy for a Grid-Supporting and Grid-Forming Power Converter in Autonomous AC Microgrids, (2019) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 14 (2), pp. 118-132.
doi: <https://doi.org/10.15866/iree.v14i2.16331>
- [35] A. Levant, Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control, *International Journal of Control*, vol. 58 n. 6, 1993, pp. 1247-1263.
- [36] A. Levant, Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control, *International Journal of Control*, vol. 76 n. 9/10, 2003, pp. 924-941.
- [37] Z. Dakhli, L. Baghli, A. Boumediene, Improved Super Twisting Based High-Order Direct Power Sliding Mode Control of a Connected DFIG Variable Speed Wind Turbine, *Politecnico di Bari, Electrical Engineering and Computer Science*, Vol. 16 n. 4, October 2021, pp.1-21.
- [38] J. Lu, M. Savaghebi, A. M. Y. M. Ghani, X. Hou, J. M. Guerrero, A Reduced-Order Generalized Proportional Integral Observer-based Resonant Super-twisting Sliding Mode Control for Grid Connected Power Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, July 2021, pp. 5897-5908.
- [39] A. Del Pizzo, L. P. De Noya, S. Moe, Super twisting sliding mode control of smart-inverters grid-connected for PV applications, *IEEE International Conference on Renewable Energy - ICREE*, November 05-08, 2017, San Diego, CA, USA.
- [40] K. Zeh, F. D. C. Busarello, S. U. Islam, W. Uddin, K. V. G. Raghavendra, M. A. Khan, H. J. Kim, Design of Super Twisting Sliding Mode Controller for a Three-Phase Grid-connected Photovoltaic System under Normal and Abnormal Conditions, *Energies*, July 2020, pp.1-20.
- [41] X. Shan, J. Liu, A. Marques, W. Luo, J. Leon, S. Vasquez, L. G. Franquelo, A High-Gain Observer-Based Adaptive Super-Twisting Algorithm for DC-Link Voltage Control of NPC Converter, *Energies*, March 2020, pp.1-16.
- [42] A. Chalanga, S. Kham, L. M. Fridman, B. Bandyopadhyay, J. A. Moreno, Implementation of Super-Twisting Control, Super-Twisting and High Order Sliding Mode Observer Based Approaches, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, June 2016, pp. 3677-3685.
- [43] A. D. Cerezo, F. M. Serra, M. Bodson, Complex-based controller for a three-phase inverter with an LCL filter connected to unbalanced grids, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, April 2019, pp. 3899-3909.
- [44] R. Guzman, L. G. De Vicuna, J. Morales, M. Castilla, J. Miret, Model-based Active Damping Control for Three-Phase voltage Source Inverter with LCL filter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, July 2017, pp. 5637-5650.
- [45] Y. Shoumil, C. Edwards, L. Fridman, A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*, 1 (New York: Springer, 2014, 143-182).
- [46] E. Mohtassem, *Power Electronic Converters*, 1 (New Jersey: John Wiley & Sons, 2009, 335-370).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S. Khongkhat, S. Khomfoi

Authors' information

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand




Somkiat Khongkhat received the B.Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 2003 and 2010, respectively. He is presently working toward his D.Eng. degree in Electrical Engineering at the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. He is interested in doing research in Active Power Filter and Microgrid.



Surin Khomfoi (Member, IEEE) received his B.E. and M.E. in Electrical Engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand in 1996 and 2000, respectively, and his Ph.D. in Electrical and Computer Engineering at the University of Tennessee, Knoxville, in 2007. From 1996 to 1997, he was with the Engineering Division of the Telephone Organization of Thailand (TOT). Since December 1997, he has been a Lecturer with the Department of Electrical Engineering, KMUTL, where he is currently an Assistant Professor. His research interests include multilevel power converter, AC drives, renewable energy applications, fault diagnosis, and especially, artificial intelligence-based techniques applied to power electronic and drive applications. Dr. Khomfoi is a member of the Eta Kappa Nu honor society. He was a recipient of academic scholarship awards, including a full academic scholarship for his B.E. studies from the TOT, and a full academic scholarship for his M.E. and Ph.D. studies from the Energy Policy and Planning Office (EPPO), Thailand.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

n.2 A Sliding Mode Control Strategy for A Grid-Supporting and Grid-Forming Power Converter in Autonomous AC Microgrids

		eISSN 2533-2244 Vol. 14 N. 2 March - April 2019
International Review of Electrical Engineering (IREE)		
Contents		
Three-Phase EMI Filter Design for Three-Phase Induction Motor Drives	86	
<i>by T. Wipon Tansheratteth, Wisaruthe Padungth</i>		
Advanced Brushless Excitation System with Dynamic De-Excitation Capability	97	
<i>by S. E. Chavaha, A. Boraker</i>		
Reducing Energy Consumption and Increasing Comfort of Users in Intelligent Buildings by Employing Learning Automata	109	
<i>by Lusan Jabbar Hasan, Maysoun Shamsiri</i>		
A Sliding Mode Control Strategy for a Grid-Supporting and Grid-Forming Power Converter in Autonomous AC Microgrids	115	
<i>by S. Khongkehaeart, S. Khongkehaeart</i>		
SINR Model with Enhanced Direct Sequence Spread Spectrum (EDSSS) Method in LTE-Wi-Fi Integrated Networks	133	
<i>by Ayta Lilly Yusuf, Ahmad Ezzat, Akbar, Nuruzila Yusoff</i>		
Design and Implementation of Biquad Filters Using CMOS Circuit Based Active Elements	141	
<i>by Abbas B. Noori, Ayman E. Khamis, S. F. Mohamed, Ali M. Hamed</i>		
 Prize Worthy Prize		
<small>Copyright © 2019 Prize Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved</small>		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



A Sliding Mode Control Strategy for a Grid-Supporting and Grid-Forming Power Converter in Autonomous AC Microgrids

S. Khongkhachat, S. Khomfoi

Abstract – This paper presents a sliding mode control technique combined with voltage orientation for grid-supporting and grid-forming (GSGFm) function in a power converter, used in AC microgrid during island operation. The robustness sliding mode control method (SMC) can provide stability control system and fast dynamic response. Therefore, a control law is designed using sliding mode techniques, which is based on the combination of continuous and discrete signals to generate the robustness system from uncertainties and disturbances. A sliding mode control approach is adopted in this paper in order to enhance for the inner control loops (level 0) to improve the dynamic response of a lowest hierarchical level based on droop regulated-microgrids. The main objectives of the proposed SMC technique are to keep frequency and voltages at normal values, according to the actual real-reactive power loads absorption. SMC has also produced the reference frequency and the voltage signals. Thereupon, the dynamic frequency and voltage can be regulated with a new control approach and can guarantee power reliability, quality and efficiency during this mode. Finally, the model and the controller design are validated by simulation and experimental results. The results show that the proposed SMC technique can be implemented in a GSGFm power converter for AC microgrid. Copyright © 2019 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.

Keywords: Voltage-Oriented Control, Sliding Mode Control (SMC), Grid-Supporting and Grid-Forming (GSGFm), Power Converter, Autonomous AC Microgrid.

Nomenclature

abc frame	Natural reference frame	i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Per-phase output currents of the VSC
qd frame	Stationary reference frame	i_{sa}^*, i_{sb}^*	d -axis and q -axis SRF output currents of the VSC
dq frame	Synchronous reference frame	$i_{sa}^*, i_{sb}^*, i_{sc}$	d -axis and q -axis SRF current reference commands
$F-f$ droop	Active Power-Frequency droop	i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Per-phase grid-side currents
$Q-V$ droop	Reactive Power-Voltage droop	i_{sa}^*, i_{sb}^*	d -axis and q -axis SRF grid-side currents
$F-P$ droop	Frequency-Active Power droop	v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Per-phase terminal voltages of the VSC
$V-Q$ droop	Voltage-Reactive Power droop	v_{sa}^*, v_{sb}^*	d -axis and q -axis SRF terminal voltages of the VSC
ω_c	Cutoff frequency	$v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}$	dq -axis SRF equivalent control signal
$\Delta f, \Delta v$	Frequency and Amplitude voltage deviations	$v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}$	d -axis and q -axis SRF voltage reference commands
i_d, i_q	Direct and Quadrature current	$v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}$	d -axis and q -axis SRF continuous control signals of the voltage reference commands
v_d, v_q	Direct and Quadrature voltage	$v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}$	d -axis and q -axis SRF discontinuous control signals of the voltage reference commands
m, n	Frequency and Voltage Droop gains	$v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}$	Per-phase grid voltages
P^*, Q^*	Set points for real and reactive powers	$v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}$	d -axis and q -axis SRF grid voltages
P, Q	Measured real and reactive powers	$v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}$	d -axis and q -axis SRF grid voltage reference commands
f_r, v_r	Rated frequency and voltage references	$v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}$	
f, v	Actual frequency and amplitude voltage	v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	
L_f, R_f, C_f	Per-phase inductance, resistance and capacitance of the LC filter	v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	
ω	Angular frequency	v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	
θ	Phase Lock Loop output angle	v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\hat{i}_{idq}	dq -axis SRF equivalent control signal
i_{id}^*, i_{iq}^*	d -axis and q -axis SRF current reference commands
i_{id}^*, i_{iq}^*	d -axis and q -axis SRF continuous control signals of the current reference commands
i_n^*, i_n	d -axis and q -axis SRF discontinuous control signals of the current reference commands
u_v	The control law-based SM voltage controller
u_i	The control law-based SM current controller
s	Laplace operator
$\text{sgn}(x)$	Sigmoid function
$S(x)$	Sliding manifold
$\dot{S}(x)$	Time derivative of sliding manifold
$S_d(e_d), S_q(e_q)$	Sliding manifolds for controlling the direct and quadrature current
$S_d(e_d), S_q(e_q)$	Sliding manifolds for controlling the direct and quadrature voltage
Q, K	Positive constants
$Q_{id}, K_{id}, Q_{iq}, K_{iq}$	SM current controller gains in d -axis and q -axis
$Q_{vd}, K_{vd}, Q_{vq}, K_{vq}$	SM voltage controller gains in d -axis and q -axis
BESS	Battery Energy Storage System
ESS	Energy Storage System
DG	Distributed Generation
Gfd	Grid-Feeding
Gfm	Grid-Forming
GSGfd	Grid-Supporting and Grid-Feeding
GSGfm	Grid-Supporting and Grid-Forming
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
ISMPC	Indirect Sliding Mode Power Control
LPF	Low-Pass Filter
LV	Low-Voltage
PCC	Point of Common Coupling
PI	Proportional-Integral
PQ	Grid-connected operational mode
PWM	Pulse-Width Modulation
RES	Renewable Energy System
SMC	Sliding Mode Control
SRF	Synchronous Reference Frame
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
VF	Islanded operational mode
VOC	Voltage-Oriented Control
VSC	Voltage-Source Converter

unstoppable rising demand of electricity and the society has requested for a green generation of electricity. In addition, natural resources such as coal and gas are facing in environmental concerns; thus, this problem could be solved in different solutions [1]-[2]. The renewable energy systems (RESs) represent a reliable, cost effective alternative and environmental protection.

Generally, the most exploited renewable sources are photovoltaic, wind power and hydroelectric. The power electronic converter is essential (DC/AC or AC/DC/AC) in order to interface between RESs and a grid [2]-[4].

The integration between the distributed generations (DGs) based on several types of RESs and non-renewable energy systems into utility grids require the proper integration technique and the standards for interconnecting of DGs and utility grids [2]. Several advancement technologies for allowing the interconnection of DG units to the distribution grid have been reported in [4]. It is shown that the demand of improved technology allows DG units integrated into electrical systems to play an important role of low voltage (LV) distribution networks. Therefore, promising of alternative approaches in order to solve an integration of a large shared of multiple DG units and associated loads as a local grid is a microgrid (MG) [5]-[7]. MG is a new concept of electricity grid paradigm, which contains a list of advantages in LV distribution as follows:

- an increased reliability and resiliency of the centralized power system,
- the association of the local generators and local loads; thus, reduced power losses in the electricity transport,
- the capability to control the balance of the generating capacity and demand within the confinement of the microgrid itself,
- the unit control issues by applying 'plug-and-play' concepts; therefore, any additional DGs should be able to seamlessly connect to or disconnect from the distribution network.

An energy storage system (ESS) is the main roles in microgrids; for instance, batteries (especially in lithium ion technology), flywheels and super capacitor [8]. ESS can manage the power fluctuations of intermittent of RES because the unpredictability of the generated power based on intermittent and fluctuant, which are natural, of RES [8]. A microgrid can be employed by one or two modes, which include firstly, the islanding operation mode and secondly, the grid-connected operation mode [6]-[7]. In the grid-connected mode, the microgrid voltage and frequency values are imposed by the utility or main grid, thus, the converter-based microgrids will act as a current source or a grid-following source to control the real and reactive power exchanged between RES and the utility grid. On the other hand, an islanding (autonomous) mode, a microgrid can possibly supply a connected load even though the main utility grid is absent. In this mode, the frequency and the voltage stability of microgrids are the main issues. Therefore, the parallel connected of islanded converters will act as the grid-forming source, which share the local loads and

I. Introduction

In recent years, the worldwide use of renewable energies has increased significantly due to the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

control the frequency and output voltage magnitude at point of common coupling (PCC) [4]. Most of the RESs used in microgrids are needed to integrate a power electronic device and to interface the existing electrical system infrastructure. Therefore, an effective control method for DG is required to adapt the behavior of the power converter to different operating modes [2], [9].

The microgrid topology and configuration for integrating RES and control technique have also been discussed in [10]. Fig. 1 illustrates an example of microgrid scenario including distributed generators (DGs), a battery energy storage system (BESS), loads, and two microgrid control structures are commonly used with master, slave, and hierarchical controller as clearly explained control strategies in [5]. The basic control function of the power electronic converter-based microgrids in order to determine the converters behavior can be categorized into the four basic types: Grid-Forming (GfM), Grid-Feeding (GfD), Grid-Supporting and Grid-Forming (GSGfM), and Grid-Supporting and Grid-Feeding (GSGfD) [10]-[12]. Similarly, the microgrid architecture and control approaches can be classified into three categories: centralized control, decentralized control, and hierarchical control as studied in [3], [4], [14]. The hierarchical control structure with different control hierarchy layers is advanced automation

infrastructures for microgrids and is referred to as a smart microgrid [14], [17].

The control strategy of a microgrid scenario is to manage the total load demand and supply which is related to the control algorithm of the power converter-based microgrids. A Grid-Supporting and Grid-Forming (GSGfM) mode power converter can operate either in a Grid-Feeding (GfD) mode or a Grid-Forming (GfM) mode. The function of hierarchical control strategies has been proposed in [14]. A GSGfM power converter is a modification of a GfM power converter to operate both PQ and VF operational modes.

The basic control structure consists of three control loops: 1) the power control loop, 2) the voltage loop and 3) the current loop. In this control scheme, the well-known linear PI regulators are also used in the second and in the third control loops.

In the power control loop, the conventional $P-f/Q-v$ droop controller is adopted to constant power loads, which will be developed in this research, which relies on a decentralized control action. The key contribution of this approach has no need of any additional communication among control loops. The proposed technique is a self-controlled network, which is beneficial for DG units with plug-and-play capability.

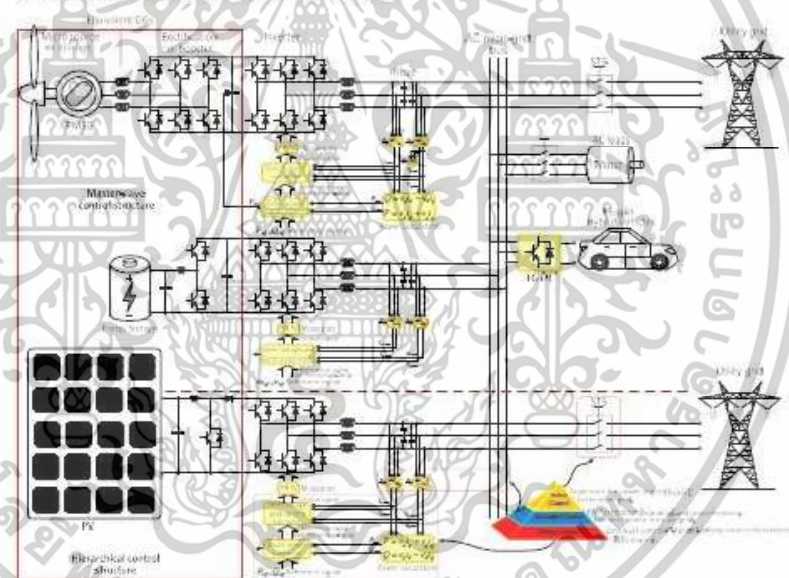


Fig. 1. Microgrid control structure

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Several advanced and modern control techniques such as Neural Networks and Fuzzy Control, Dead-Beat Control, Predictive Control can be applied for controlling the power electronic converter as studied in [2], [9].

Among the mentioned control techniques, Sliding Mode Control (SMC) approach has recently become more popular due to various advantages: fast dynamic response, high robustness to parameter variations and simple implementation [19], [20], [35]-[38]. Generally, SMC is utilized in a back-to-back power converter for renewable energy sources (RESs) because of its robustness to parameter variations. Therefore, SMC is suitable for wind power applications [21], [22]. In addition, the SMC approach can also be used to grid current control in order to a fixed-frequency PWM for Grid-Connected 3L-NPC Inverter [23].

Hassine et al. [24] have proposed a model predictive control technique incorporating with SMC for the control of three-phase grid-connected converters in order to reduce the prediction process for the cost function minimization procedure.

Hemteni et al. [25] have also proposed an indirect sliding mode power control (ISMPC) in order to constant switching frequency and low current THD for three phase grid connected power converter under rotating reference frame (RRF). However, the SMC control approach has very few applied in stand-alone converters.

Delghevi et al. [26] have proposed fractional-order SMC approaches applied to voltage-sourced converters (VSC) for an islanded microgrid. The controller can be adjustable non-integer differentiator/integrator order for the optimum dynamic response. SMC is also used in electric drive systems, dc/ac converters or dc/ac inverters and various robotic systems as illustrated in [27]-[29]. As it can be seen, the control strategy is required for all type converters in microgrid. Thereupon, the contribution of this research is to develop an efficient control strategy, which is the adoption of a robust non-linear sliding mode controller (SMC) in order to improve the performances for power electronic converter-based distributed generation (DG) units. The proposed SMC control strategy for grid-supporting mode converter is to control a power converter using direct and quadrature components of the voltage (v_d and v_q) and current (i_d and i_q).

The proposed SMC will be developed based on the lowest hierarchical level of microgrids control approaches, which will enhance performance of low-level controllers. Therefore, the controller is based on multiple control loops, which leads to increase the number of parameters and the innermost loop control required a dynamic fast response. That is why, in this proposed research, the SMC are providing a good performance and a dynamic fast response.

This research work is organized as follows: a mathematical model of the VSC is presented in section II. A designed sliding mode voltage and current regulations with new control approach is explained in Section III. The simulation and the experimental results

are discussed in Section IV and finally, Section V will provide the conclusion remarks.

II. Mathematical Model of the VSC

Voltage-Source Converter (VSC) is a very popular solution for transfer power between AC and DC sides and by means of Pulse-Width Modulation (PWM) switching strategy. The VSC AC-side terminal is connected to the grid through the output LC filter or LCL filter, as it can be illustrated in Fig. 2.

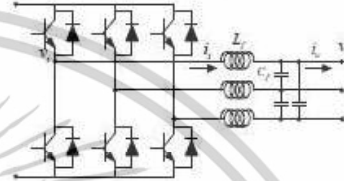


Fig. 2. The VSC connected to the AC grid

The circuit of VSC is depicted in Fig. 2 applying the Kirchhoff's voltage and current laws, the voltages and currents can be expressed in the following equations in the abc frame as shown in Eqs. (1)-(2):

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} di_a/dt \\ di_b/dt \\ di_c/dt \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -R_f & 0 & 0 \\ 0 & -R_f & 0 \\ 0 & 0 & -R_f \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \\ & L_f \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{va} \\ v_{vb} \\ v_{vc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$

and:

$$\begin{aligned} C_f \begin{pmatrix} dv_{va}/dt \\ dv_{vb}/dt \\ dv_{vc}/dt \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{va} \\ i_{vb} \\ i_{vc} \end{pmatrix} + \\ \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

where, v_{va} , v_{vb} , and v_{vc} the power converter terminal voltages and the grid voltages in abc frame, L_f , R_f and C_f are the per-phase inductance, resistance and capacitance of the LC filter. The i_{va} , i_{vb} , and i_{vc} are the values of the converter output currents and the grid-side currents in abc frame, respectively. Finally, by applying Clarke's and then Park's transformation to (1) and (2), the mathematical model of VSC AC-side can be expressed in a synchronously rotating dq frame as shown below.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ud} \\ i_{uq} \\ v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_f}{L_f} i_{ud} + \omega v_{uq} - \frac{1}{L_f} v_{od} \\ \frac{R_f}{L_f} i_{uq} - \omega i_{ud} - \frac{1}{L_f} v_{oq} \\ \frac{1}{C_f} i_{ud} + \omega v_{oq} - \frac{1}{C_f} i_{od} \\ \frac{1}{C_f} i_{uq} - \omega v_{od} - \frac{1}{C_f} i_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ud} \\ v_{uq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

where $[i_{ud} \ i_{uq} \ v_{od} \ v_{oq}]^T$ represents the system state vector, $[v_{ud} \ v_{uq}]^T$ is the system control vector, and $[i_{od} \ i_{oq}]^T$ is the system output vector [30].

III. Control Strategy of a GSGFm Power Converter Using SMC Approach

In general, the VSC in the grid-supporting and grid-forming mode, the main function of the control module is to regulate the frequency and the voltage of DG PCCs in both scenarios of the microgrid-based DG network [31].

In this case, the power converter will inject active and reactive power in order to maintain the voltage at the desired level [31]. A GSGFm power converter is able to work in both an islanded mode and grid-connected mode without the need to change any parameter in the control scheme. Hence, the GSGFm power converter's control scheme is suitable for hierarchy control [15]. Guerrero et al. [15] have proposed the hierarchical control architecture for standardizing the microgrid operational scenarios. This control method contains three elemental control layers, which are primary control layer,

secondary control layer and tertiary control layer, respectively. The lowest hierarchical level of the controller is an essential platform for the higher level and the inner loop controller, which requires a fast-dynamic response [9]. In this proposed controller, a nonlinear control with SMC for the enhancement of inner loop control layer (level 0) is applied by using a SMC approach in joining with primary control layer (level 1) which based on active power-frequency (P-f) and reactive power-voltage (Q-v) droop characteristics [11], [18]. Therefore, the frequency and the voltage stability of each islanded mode converter between active and reactive power injection are controlled based on the robustness sliding mode control approach, which guarantees stability of system during the island operation. Fig. 3 shows the control diagram of the proposed SMC based control of a GSGFm power converter. The two control loops are:

- 1) Primary control (level 1): an active and reactive power control structure uses active power-frequency and reactive power-voltage droop control strategy, which is the most widely used in case of power sharing among these converter-based microgrids due to its simplicity, flexibility and high reliability, and the main idea of this control method is to mimic the droop characteristics of synchronous generators [7], [18].
- 2) Inner-loop control (level 0): the power converter's inner control loops, including an inner current loop and outer voltage loop based on a classical PI regulator and the role of this controller is to determine the operating state of the DG units [9]. The proposed control schemes for single converter-based microgrid are a current and a voltage controller, designed using sliding mode control approach [19]. The key idea of SMC approach is to allow a desired performance of the system depending only on the sliding manifold. Therefore, the choice of a sliding manifold determines the system's dynamic behavior and the voltage and current dynamics in synchronous frames are dv_{ud}/dt , dv_{uq}/dt , di_{ud}/dt and di_{uq}/dt , respectively.

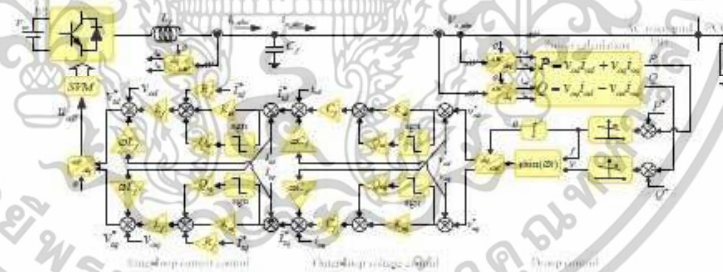


Fig. 3. Schematic diagram of SM control of multi-loop control of the GSGFm power converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

III.1. Primary Control

In an autonomous mode of operation, the electric utility grid is absent; the microgrid system will operate like a main grid system. In this case, islanded mode converters should regulate the microgrid voltage at the PCC to support for local loads [4]. In conventional power grids, the power balance is maintained by the grid frequency control and depended mainly on the input mechanical power of a large synchronous generator and the electrical power consumption. The operation of synchronous generators performs with a frequency-active power (f - P) droop characteristics and voltage-reactive power (v - Q) droop characteristics [31]. Normally, the microgrid's power balance function is implemented on the power electronic converters that can be controlled in order to emulate the behavior of such synchronous machines. In principle, classical droop control method for power converter is modified by emulating the conventional droop characteristic of a synchronous generator, the condition is opposite to classical droop control and droop control for primary control strategies.

The artificial active power-frequency (P - f) and the reactive power-voltage (Q - v) technique have been proposed in [13], [17], [18].

In autonomous microgrid, P - f and Q - v droop characteristic techniques are implemented through a local controller of each non-dispatchable DG unit. Thus, an autonomous or decentralized control can be achieved for the electrical stabilization and ensured real and reactive power sharing between multiple non-dispatchable DG units. The artificial P - f and Q - v droop control which based on tools from synchronous machine theory can be expressed as follows: [17].

$$f - f^* = m(P^* - P) \tag{4}$$

$$v - v^* = n(Q^* - Q) \tag{5}$$

where, f^* and v^* are the rated frequency and voltage references setting to nominal values, P^* and Q^* are the set points for real and reactive powers, P and Q are the measured real and reactive powers, f and v are the actual frequency and amplitude voltage, and m and n are the droop gains define the slopes of the P - f and Q - v droop characteristics [13], [17].

From (4) and (5), it is possible to deduce a direct linear relationship between frequency and real power; whereas, the voltage amplitude difference depends on reactive power. Droop control is graphically depicted as shown in Fig. 4.

In this approach, the maximum nominal frequency with amplitude voltage deviations (Δf and Δv) and the droop characteristics will modify the amplitude and the frequency of the reference voltage in order to follow the desired power set-point and maintain the frequency and amplitude of the voltage inside prescribed limits.

Decentralized and hierarchical controllers in microgrids have been discussed in [17].

As studied in [9] and [17], a suitable control strategy is the droop control as depicted in Fig. 4.

It shows the proposed droop control topology, which has been drawn in order to illustrate an example from the original concept, which can be reached in [17].

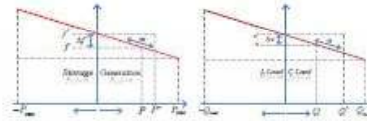


Fig. 4. Traditional P - f droop characteristic and Q - v droop characteristic

Apparently, if a symmetrical and balanced three-phase system is considered, the instantaneous active power (P) and reactive powers (Q) in the dq reference frame at AC terminal used by the droop controllers and to achieve harmonics elimination, low-pass filters (LPFs) with the cutoff frequency of ω_c are always adopted to decreased noise and harmonic attenuation.

The output active and reactive powers are given as follows:

$$P = \frac{\omega}{s + \omega_c} \left(\frac{3}{2} (V_{dref} i_{dref} + V_{qref} i_{qref}) \right) \tag{6}$$

$$Q = \frac{\omega}{s + \omega_c} \left(\frac{3}{2} (V_{dref} i_{qref} - V_{qref} i_{dref}) \right) \tag{7}$$

In this control level, the reference voltage and the frequency values are created according to the droop characteristic. The additional feedback to track the desired value is required. Typically, the power controller consists of two loops; inner loops voltage and current as shown in Fig. 5.

It should be noted that the proposed microgrid controller is a developed hybrid control technique between a conventional droop controller as studied in [9] and sliding mode controller. Fig. 5 has been drawn to show the proposed control topology from the original droop control presented in [9]. As it can be seen, the additional sliding mode control technique is added to enhance control performance comparing to a conventional droop controller.

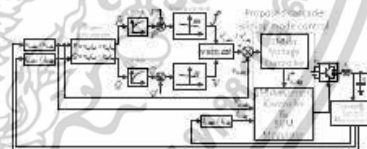


Fig. 5. Overall block diagram of the power control strategy based on droop controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

III.2. Proposed Cascade Sliding Mode Control

This section introduces an alternative dq -current and voltage regulation scheme for the VSC in the grid-forming and grid-feeding mode of an islanded single DG microgrid. The control implemented is known in theory as voltage-oriented control method [4], [18]. The control structure of the proposed control algorithm is shown in Fig. 3. As it can be seen in Fig. 3, the vector control structure has a cascaded control strategy, which consists of an outer-loop voltage control and an inner-loop current control and adopted SMC in the voltage-current cascaded double loop respectively. Similar to the conventional PI-based controller, the proposed control algorithms have the following function: 1) providing the robust to the system uncertainties and 2) improving the performances, such as the dynamic response and zero steady-state error.

III.2.1. Current Control Based on Sliding Mode Approach

In this section, the SM concept for controlling current in the synchronous reference frame (SRF) is presented. Two steps are necessary to synthesize the SMC approach [23]: first, the following sliding surfaces are selected and then the control law is developed. Therefore, the sliding surface is defined as a current tracking error, which is given by

$$S_1(e_d) = i_{d}^* - i_{d} \quad (8)$$

$$S_2(e_q) = i_{q}^* - i_{q} \quad (9)$$

where $S_1(e_d)$ and $S_2(e_q)$ are the sliding surfaces or manifolds, and i_{d}^* , i_{q}^* , i_d and i_q are the dq frame references and sensed currents, respectively. In sliding mode control, a sliding mode exists on manifold $S(x)=0$, which is the system state trajectory slides on this manifold and remain there ($\dot{S}(x)=0$). By using the equivalent control method introduced in [19]. The equivalent control is obtained from the invariance condition and the sliding manifolds $S_1(e_d) = 0$ and $S_2(e_q) = 0$ and their respective time derivatives $\dot{S}_1(e_d) = 0$ and $\dot{S}_2(e_q) = 0$ are the invariance conditions [24], [28], it is obtained as follows:

$$S_{1,2}(e_{d,q}) = 0, \quad \dot{S}_{1,2}(e_{d,q}) = 0 \quad (10)$$

$$\begin{cases} S_1(e_d) - i_{d}^* - i_{d} = 0 \Rightarrow i_{d}^* - i_{d} \\ S_2(e_q) - i_{q}^* - i_{q} = 0 \Rightarrow i_{q}^* - i_{q} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \dot{S}_1(e_d) - \frac{d}{dt}(i_{d}^* - i_{d}) = 0 \Rightarrow \dot{S}_1(e_d) - \frac{di_{d}}{dt} = 0 \\ \dot{S}_2(e_q) - \frac{d}{dt}(i_{q}^* - i_{q}) = 0 \Rightarrow \dot{S}_2(e_q) - \frac{di_{q}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (12)$$

The d -axis and q -axis of the converter's AC side terminal voltage are then deduced by:

$$v_{od} = -L_f \frac{di_{d}}{dt} - R_f i_{d} + \omega L_f i_{q} + v_{id} \quad (13)$$

$$v_{oq} = -L_f \frac{di_{q}}{dt} - R_f i_{q} - \omega L_f i_{d} + v_{iq} \quad (14)$$

Based on (13) and (14), (13) and (14) can be substituted into the above equations, obtaining:

$$\dot{S}_1(e_d) = -\frac{di_{d}}{dt} + \frac{1}{L_f}(v_{od} - R_f i_{d} + \omega L_f i_{q} - v_{id}) = 0 \quad (15)$$

$$\dot{S}_2(e_q) = -\frac{di_{q}}{dt} + \frac{1}{L_f}(v_{oq} - R_f i_{q} - \omega L_f i_{d} - v_{iq}) = 0 \quad (16)$$

Rearranging (15), the following state-space equation can be written:

$$\dot{S}_1(e_d) = f_1(x) + g_1(x)u_1 \quad (17)$$

then, $f_1(x) = \frac{1}{L_f}(R_f i_{d} - \omega L_f i_{q} + v_{id})$, $g_1(x) = -\frac{1}{L_f}$, $u_1 = v_{od}$. Similarly, (16) is derived as:

$$\dot{S}_2(e_q) = f_2(x) + g_2(x)u_2 \quad (18)$$

where:

$$f_2(x) = \frac{1}{L_f}(R_f i_{q} - \omega L_f i_{d} + v_{iq}),$$

$$g_2(x) = -\frac{1}{L_f}, \quad u_2 = v_{oq}$$

then:

$$S_f(x) = \begin{bmatrix} S_1(e_d) \\ S_2(e_q) \end{bmatrix}, \quad \dot{S}_f(x) = \begin{bmatrix} \dot{S}_1(x) \\ \dot{S}_2(x) \end{bmatrix}$$

$$g_f(x) = \begin{bmatrix} g_1(x) & 0 \\ 0 & g_2(x) \end{bmatrix} \text{ and } u_f = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

Finally, designing the sliding mode control is to satisfy the approaching condition, involve evaluating $S(x)$ and equating it to the reaching law [32]. When the reaching law includes reaching mode and sliding mode, the system state trajectories can be driven onto the sliding manifold and ensuring the sliding motion.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

According to Hing et al. [32], the constant plus proportional rate reaching law can be applied; then, it is:

$$\dot{S}(x) = -Q \operatorname{sgn}(S(x)) - KS(x) \quad (19)$$

where, $\operatorname{sgn}(x)$ denotes the signum function of $S(x)$, and Q and K are positive defined parameters. Therefore, the equivalent control signal can be obtained by solving directly from the reaching law [32] as follows:

$$\dot{S}_1(x) = f_1(x) + g_1(x)u_1 - Q \operatorname{sgn}(S_1(x)) - KS_1(x) \quad (20)$$

Equation (20) is solving for the equivalent control signal u_1 , which is obtained as:

$$u_1 = g_1(x)^{-1} \{ [f_1(x)] + Q \operatorname{sgn}(S_1(x)) + KS_1(x) \} \quad (21)$$

By using (21), the equivalent control signal or the control law (u_1) consists of two parts, which are the continuous function and the discontinuous function as follows:

$$v_{1,eq}^* = v_{1,c}^{*c} + v_{1,d}^{*d} \quad (22)$$

where, $v_{1,c}^{*c}$ and $v_{1,d}^{*d}$ are the continuous control signal and the discontinuous control signal in the SRF, respectively. Thus, the voltage reference command, which is the input signal to a space vector modulation (SVM)-based SM controller can be expressed as follows:

$$\begin{bmatrix} v_{1,c}^{*c} \\ v_{1,d}^{*d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1,c}^{*c} \\ v_{1,d}^{*d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1,d}^{*d} \\ v_{1,c}^{*c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{1,c}^{*c} \\ v_{1,d}^{*d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega L_f & 0 \\ 0 & -\omega L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1q}^* \\ i_{1d}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_f & 0 \\ 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1q}^* \\ i_{1d}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -Q_{d1} & 0 \\ 0 & -Q_{d1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \operatorname{sgn}(S_1(e_d)) \\ \operatorname{sgn}(S_1(e_q)) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{d1} & 0 \\ 0 & K_{d1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(e_d) \\ S_1(e_q) \end{bmatrix} \quad (23)$$

where, Q_{d1} , K_{d1} , Q_{d2} and $K_{d2} > 0$ was the switching gain. The product of the sliding manifolds and their respective time derivative can be explained as follows [25], [28]:

$$\begin{aligned} S_1(e_d)S_1(e_q) &= -S_1(e_d) \frac{dS_1(e_q)}{dt} \\ &= -\frac{1}{L_f} S_1(e_q) (v_{1d} - R_f i_{1d} + \omega L_f i_{1q} - v_{1d}) \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} S_2(e_q)S_2(e_d) &= -S_2(e_q) \frac{dS_2(e_d)}{dt} \\ &= -\frac{1}{L_f} S_2(e_q) (v_{2q} - R_f i_{2q} - L_f i_{2d} - v_{2q}) \end{aligned} \quad (25)$$

By replacing v_{1d}^* and v_{1q}^* in (23) with v_{1d} and v_{1q} in (24) and (25) the following can be produced:

$$S_1(e_d)S_1(e_q) = -\frac{R_f}{L_f} S_1(e_d)^2 - Q_{d1} S_1(e_d) \operatorname{sgn}(S_1(e_d)) - K_{d1} (S_1(e_d))^2 \quad (26)$$

$$S_2(e_q)S_2(e_d) = -\frac{R_f}{L_f} S_2(e_q)^2 - Q_{d2} S_2(e_q) \operatorname{sgn}(S_2(e_q)) - K_{d2} (S_2(e_q))^2 \quad (27)$$

where, $S_1(e_d)$ and $S_1(e_q)$ are the errors between the dq -axis references and sensed currents ($i_{1d}^* - i_{1d}$ and $i_{1q}^* - i_{1q}$) and, $-R_f/L_f$, $-Q_{d1}$, $-K_{d1}$, $-Q_{d2}$ and $-K_{d2}$ are obviously considered as a negative quantity so $S_1(e_d)S_1(e_q) < 0$ and $S_2(e_q)S_2(e_d) < 0$. Therefore, the system is stable as confirmed by [25], [28].

III.2.2. Voltage Control Based On Sliding Mode Approach

In the sliding mode implementations, the control objective is to enforce the output voltage v_{od} and v_{oq} to track a desired state trajectory v_{od}^* and v_{oq}^* respectively.

Therefore, the sliding surface is defined as the output voltage tracking error, which is given by:

$$S_1(e_d) = v_{od}^* - v_{od} \quad (28)$$

$$S_2(e_q) = v_{oq}^* - v_{oq} \quad (29)$$

where $S_1(e_d)$ and $S_2(e_q)$ are the sliding manifolds of the SMC, and v_{od}^* , v_{oq}^* , v_{od} and v_{oq} are the dq -axis references and sensed voltages, respectively. The sliding surfaces $S_1(e_d)$ and $S_2(e_q)$ are corresponding to the voltages vector in d -axis and q -axis. Similar to the design for the current control loop, the design of the equivalent control method-based SMC voltage closed loop can use the system state trajectories which are driven onto the sliding surface, that is, $S_1(e_d)=0$ and $S_2(e_q)=0$, and the state of the system remains there, it is also true that $dS_1(e_d)/dt=0$ and $dS_2(e_q)/dt=0$. In addition, the system's motion in the sliding mode and the invariance conditions is given as explained in [33] by:

$$S_{1,d}(e_{d,d}) = 0, \quad \dot{S}_{1,d}(e_{d,d}) = 0 \quad (30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{cases} S_3(e_d) - v_{id}^* - v_{id} = 0 \Rightarrow v_{id}^* - v_{id} \\ S_4(e_q) - v_{iq}^* - v_{iq} = 0 \Rightarrow v_{iq}^* - v_{iq} \end{cases} \quad (31)$$

$$\begin{cases} \dot{S}_3(e_d) - \frac{d}{dt}(v_{id}^* - v_{id}) = 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow S_3(e_d) - \frac{dv_{id}}{dt} = 0 \\ S_4(e_q) - \frac{d}{dt}(v_{iq}^* - v_{iq}) = 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow S_4(e_q) - \frac{dv_{iq}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (32)$$

and the dynamics of the capacitor voltage can be described in the dq frame, equations in d -axis and q -axis can be found

$$C_f \frac{dv_{id}}{dt} = i_{id} + \omega C_f v_{iq} - i_{id} \quad (33)$$

$$C_f \frac{dv_{iq}}{dt} = -i_{iq} - \omega C_f v_{id} - i_{iq} \quad (34)$$

Substituting (33) and (34) to (32), the following can be obtained:

$$\dot{S}_3(e_d) - \frac{dv_{id}}{dt} = \frac{1}{C_f}(i_{id} + \omega C_f v_{iq} - i_{id}) = 0 \quad (35)$$

$$\dot{S}_4(e_q) - \frac{dv_{iq}}{dt} = \frac{1}{C_f}(-i_{iq} - \omega C_f v_{id} - i_{iq}) = 0 \quad (36)$$

By rearranging (35) and (36) are described by the following state-space equation:

$$\begin{cases} \dot{S}_3(e_d) = f_3(x) + g_3(x)u_1 \\ \dot{S}_4(e_q) = f_4(x) + g_4(x)u_2 \end{cases} \quad (37)$$

where $f_3(x) = \frac{1}{C_f}(-\omega C_f v_{iq} + i_{id})$, $g_3(x) = \frac{1}{C_f}$, $u_1 = i_{id}$, and $f_4(x) = \frac{1}{C_f}(\omega C_f v_{id} + i_{iq})$, $g_4(x) = \frac{1}{C_f}$, $u_2 = i_{iq}$, then $S(x) = \begin{bmatrix} S_3(e_d) \\ S_4(e_q) \end{bmatrix}$, $f(x) = \begin{bmatrix} f_3(x) \\ f_4(x) \end{bmatrix}$

$$g(x) = \begin{bmatrix} g_3(x) & 0 \\ 0 & g_4(x) \end{bmatrix} \text{ and } u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

A similar approach can be used in section III.2.1. Sliding mode controller based on reaching law can be designed by chosen reaching law and solving directly from the reaching law [32] as shown in (38):

$$\dot{S}_s(x) = f_s(x) + g_s(x)u_s = -Q_s \text{sgn}(S(x) - K_s S(x)) \quad (38)$$

From (38), the control law (u_s) is designed as follows:

$$u_s = -g_s^{-1} \{ [f_s(x)] + [Q_s \text{sgn}(S(x)) + K_s S(x)] \} \quad (39)$$

In this representation, the sliding mode controllers including the equivalent control can keep the state trajectory precisely on sliding surface. The switching part of the control is to force the state trajectory slide along the switching surface [20], and i_{id}^* is the output of the SM dq -voltage controller, which is the current reference command to the SM dq -current controller which can be expressed as follows:

$$i_{id}^* = i_{id}^{ref} + i_{id}^{sl} \quad (40)$$

$$\begin{bmatrix} i_{id}^* \\ i_{iq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{id}^{ref} \\ i_{iq}^{ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{id}^{sl} \\ i_{iq}^{sl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega C_f & 0 \\ 0 & \omega C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{id} \\ v_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{id}^{ref} \\ i_{iq}^{ref} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Q_{sd} & 0 \\ 0 & Q_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_3(e_d)) \\ \text{sgn}(S_4(e_q)) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -C_f \\ -C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{sd} & 0 \\ 0 & K_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_3(e_d) \\ S_4(e_q) \end{bmatrix} \quad (41)$$

where $i_{sv} = \begin{bmatrix} i_{id}^{ref} \\ i_{iq}^{ref} \end{bmatrix}$ and $i_{sl} = \begin{bmatrix} i_{id}^{sl} \\ i_{iq}^{sl} \end{bmatrix}$ are the continuous control signal and the discontinuous control signal in the SRF, and Q_{sd} , K_{sd} , Q_{sq} and K_{sq} are positive constants.

Finally, by utilizing the Lyapunov stability approach [20], the products $S_3(e_d) \dot{S}_3(e_d)$ and $S_4(e_q) \dot{S}_4(e_q)$ can be considered as follows:

$$S_3(e_d) \dot{S}_3(e_d) = -S_3(e_d) \frac{dv_{id}}{dt} = -\frac{1}{C_f} S_3(e_d)(i_{id} + \omega C_f v_{iq} - i_{id}) \quad (42)$$

$$S_4(e_q) \dot{S}_4(e_q) = -S_4(e_q) \frac{dv_{iq}}{dt} = -\frac{1}{C_f} S_4(e_q)(-i_{iq} - \omega C_f v_{id} - i_{iq}) \quad (43)$$

By replacing i_{id}^* and i_{iq}^* from (41) with i_{id} and i_{iq} in (42), and (43) the following can be produced:

$$S_3(e_d) \dot{S}_3(e_d) = -Q_{sd} S_3(e_d) \text{sgn}(S_3(e_d)) + -K_{sd} (S_3(e_d))^2 \quad (44)$$

$$S_4(e_q) \dot{S}_4(e_q) = -Q_{sq} S_4(e_q) \text{sgn}(S_4(e_q)) + -K_{sq} (S_4(e_q))^2 \quad (45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where $S_1(e_d)$ and $S_1(e_q)$ are the errors between the dq -axis references and sensed voltages ($v_{sd}^* - v_{sd}$ and $v_{sq}^* - v_{sq}$), and $-Q_{ref}$, $-K_{id}$, $-Q_{ref}$ and $-K_{iq}$ are negative quantity so $S_1(e_d)S_1(e_q) < 0$ and $S_1(e_d)S_1(e_q) < 0$, therefore, the system is stable as confirmed by [28].

IV. Simulation and Experimental Results

In this section, the experimental test rig for validation has been developed in order to validate the performance of proposed voltage and current control by simulation and experimental results. The proposed control scheme has been developed in the laboratory as shown in Fig. 6.

The control of power converter for microgrid prototype has been implemented through TMS320F28335 microcontroller and a prototype GSGFM power converter hardware structure is shown in Fig. 3. All the parameters of the system are listed in Table 1. For simplicity, DG inverter prototype used a 2.2-kVA MITSUBISHI full-bridge as a power converter and it is also used a floating-point DSP controller for the control platform with a sampling time of 60 μ s. An inductor current has been measured using LEM LA-5SP and output voltage has been probed with LEM LV-25P with fixed 15 kHz switching frequency. IGBTs have been used for power switch in a power converter. The simulation results are carried out in Matlab/Simulink based on Sim Power System library and the simulation results are shown in Figs. 7-10.

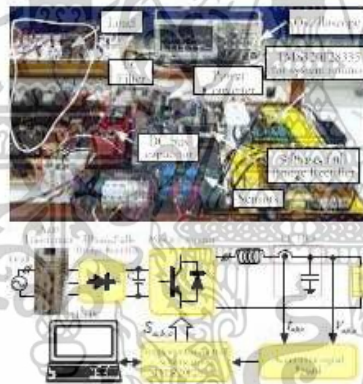


Fig. 6. Photograph of experimental system

Figs. 7 and Figs. 8 show the transient response of the phase-to-neutral output voltages, the output currents in abc frame, and the direct and quadrature axis output currents. Figs. 7 show simulation results of using conventional PI controller from factory default; whereas,

the simulation results of developed SMC controllers are illustrated in Figs. 8. Initially, the droop controller supplies an active power by one voltage source converter. The power converter is operated under nominal loading conditions at 243 W of the active power and 516 VAR of the reactive power.

TABLE I
AUTONOMOUS AC MICROGRID CONTROL-SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Symbol	Values
Input voltage	V_{in}	100 V _{rms}
DC bus voltage	V_{dc}	173 V
Nominal bus frequency	f_n	30 Hz
Filter inductance	L_f	5.56 mH
Filter resistance	R_f	0.4 Ω
Filter capacitance	C_f	31.6 μ F
Proportional frequency droop	m	1 pu
Proportional voltage droop	n	0.06 pu
SM voltage controller gain in d-axis and q-axis	Q_d, K_{id}	538, 26.5
SM current controller gain in d-axis and q-axis	Q_q, K_{iq}	0.0002, 0.3

By comparing Fig. 7(a) and Fig. 8(a), the results show that the proposed SMC strategy gives the better performance transient response for V_{abc} with a faster convergence than a PI controller. The smaller magnitude of overshoot comparing to use the conventional PI controller is achieved as shown in Fig. 7(b) and Fig. 8(b). It can be seen that a very high current will occur when the power converter is connected to the load and the injected current is stabilized in steady state value after $t = 0.03$ s.

Figs. 7(c), (d) and Figs. 8(c), (d) show the transient performance of the direct and quadrature axis output currents for the conventional and proposed control strategy. As it can be seen, the validated results of the proposed strategy provide the better performance with a small initial overshoot than using the conventional PI approach.

The simulation results are shown in Figs. 9 and Figs. 10: the transient responses of active power, microgrid frequency, and voltage, under load change are depicted.

Figs. 9 and Figs. 10 also show dynamic performance of the proposed controller during load change of the active and reactive power which are injected by the VSC during the load steps at $t = 0.3$ s. Apparently, the active power is reaching saturation at limit active power of 550 W, and the reactive is reaching saturation limit of 890 VAR, after that the load steps back to the previous value at $t = 0.33$ s. Obviously, the proposed strategy system can get a steady state after $t = 0.3375$ s and the conventional PI controller can reach a steady state after $t = 0.34$ s.

Clearly, the proposed strategy system can quickly perform a steady-state operation point than the conventional approach. From the results of Figs. 9(c), (d) and Figs. 10(c), (d), the power control based on droop control operates at the load step between $t = 0.3$ s and $t = 0.33$ s. The output frequency and voltage amplitude deviations are reduced under frequency and voltage drooping technique. Fig. 9(c) and Fig. 10(c) show the frequency tracking error, which is clearly that the system frequency is driven and attached to its reference value.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S. Khongkhachai, S. Khomfi

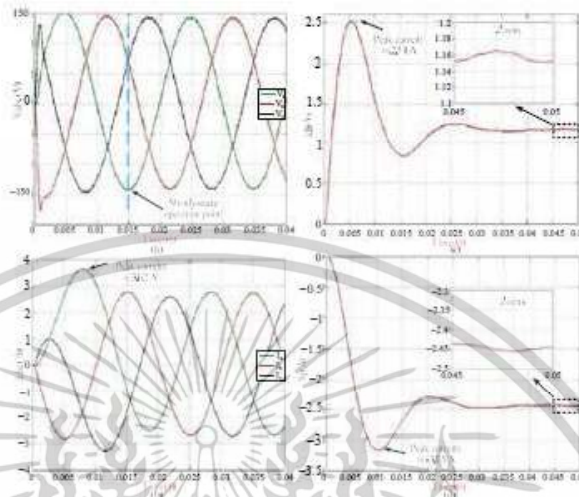


Fig. 7. Simulation results of the transient response of the conventional PI controller under nominal loading conditions (a) Output 3-phase voltage (b) Output 3-phase current (c) d-axis current (d) q-axis current

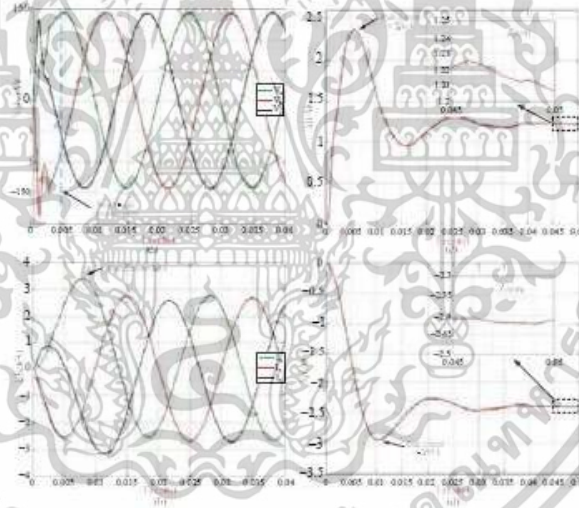


Fig. 8. Simulation results of the transient response of the proposed SM controller under nominal loading conditions (a) Output 3-phase voltage (b) Output 3-phase current (c) d-axis current (d) q-axis current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S. Khongkhachar, S. Khomfoi

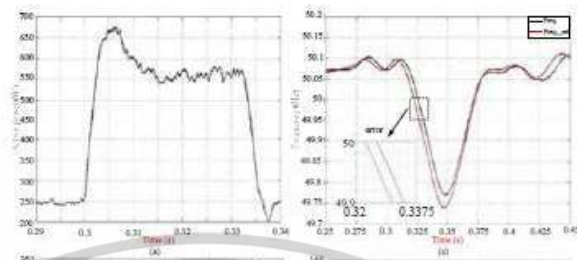


Fig. 9. Simulation performance of the conventional PI when step in the load (a) Active power (b) Reactive power (c) Frequency and their reference (d) d-axis voltage and their reference

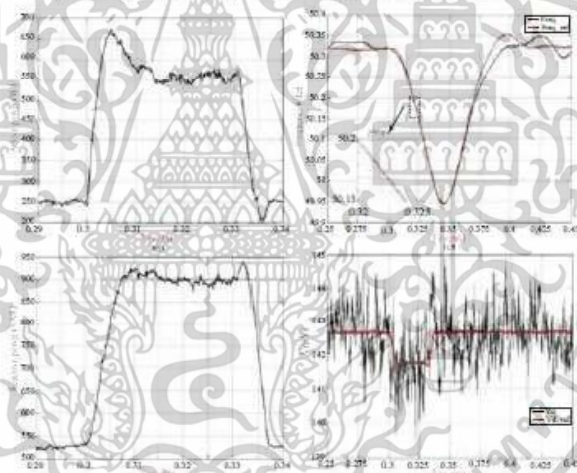


Fig. 10. Simulation performance of the proposed SM controller when step in the load (a) Active power (b) Reactive power (c) Frequency and their reference (d) d-axis voltage and their reference

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S. Khongkachat, S. Khomfoi

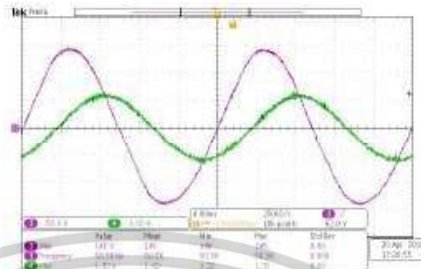
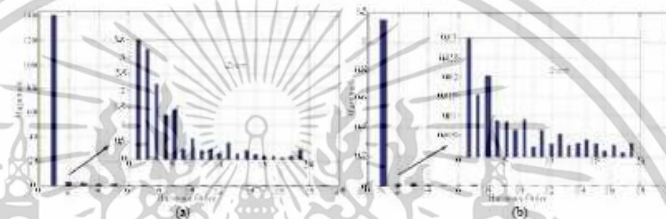


Fig. 11. Experimental results of steady-state VSC output voltage and output current waveforms, under nominal loading conditions.



Figs. 12. (a) Experimental spectrum of the output voltage (THD = 2.2%) and (b) the output current (THD = 2.54%)

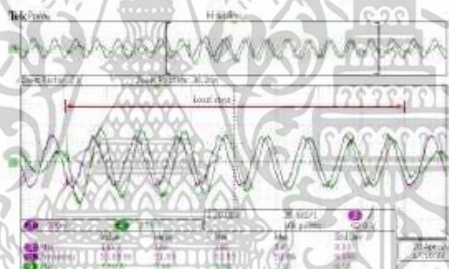


Fig. 13. Experimental performance transient response of the proposed SMC controller during the load changes, and both active and reactive changed together.

As it can be seen, the proposed SMC strategy performs better performance than PI controllers according to reference tracking comparison of both controllers during the load change when the step changes occur. Fig. 9(d) and Fig. 10(d) show the d -axis output voltage and their reference; it can be found out that the voltage behavior is attained due to this variation in order to confirm the performance of the two represented control strategies, when the v_{d0} is tracked it at the desired reference level. Fig. 11 illustrates the experimental waveform of the voltage and current at phase A using the

proposed SMC. Initially, the power converter injects active power under nominal loading conditions at 278 W and 438 VAR of the reactive power. The power converters have a good performance in an autonomous mode of operation when the voltage and current on the loads are smooth with sinusoidal waveform. The harmonic content (THD) in the load voltage is 2.2% and the %THD of load current is at approximately 2.54% which complies with IEEE standard as depicted in Fig. 12(a) and Fig. 12(b). The experimental results are illustrated in Fig. 13 showing the output voltage and

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

output current waveform of the power converter during transition from normal to a step change of the load operation. The active power is changed from 278 W to 755 W and the reactive power is also adapted from 438 VAR to 548 VAR. The power control based on a frequency and voltage drooping technique and the P - f and Q - v droop coefficients are selected relatively small; thus, the frequency and voltage deviations are also minimal.

During output voltage holds at 51.65 Hz and the phase-to-neutral voltage is reduced from 144 V_{max} and holds at 140 V_{min} . The change of voltage is within the acceptable range [34]. In addition, Fig. 15 shows the load current i_L behavior and the peak of the load current waveform is about 3.60 A_{max} for a duration of approximately 30 ms and the proposed controller can maintain their nominal value at a fraction of a second (80 ms).

V. Conclusion

A sliding mode control technique has been developed in a GSGFM power converter for AC microgrid during islanding mode operation. GSGFM is a function to control both power and voltage in a microgrid which is very important, more specially, islanding operation. The robustness from disturbance and uncertainty is required; that is why, the proposed sliding mode control (SMC) has been developed in an inner loop of lowest hierarchical level of microgrids.

The proposed cascaded SMC has been analyzed and designed in Section III. In addition, a simulation validation has been performed using MATLAB. In addition, 2.2-kVA power converter prototype have been developed for experimental setup in order to validate the proposed SMC. The results show that the proposed SMC technique can be implemented in order to regulate frequency and voltages to their nominal values in a GSGFM power converter for AC microgrids.

References

- [1] A. Mikler, *Operation and Control of Renewable Energy Systems*, J (New Jersey: John Wiley & Sons, 2016, 1-22).
- [2] A. M. Bouzid, J.M. Guerrero, A. Chari, M. Bouhassid, P. Sicard, M. Benhamou, A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, April 2015, pp.751-766.
- [3] A. Oualle, G. Ramon, S. Badi, A. Hably, A. Rimeau, Decentralized Control of Voltage Source Converters in Microgrids based on the Application of Instantaneous Power Theory, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, February 2013, pp.1152-1162.
- [4] H. Abu-Rub, M. Malinowski, K. Al-Haddad, *Power Electronics For Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, 9 (West Sussex: Wiley-IEEE Press, 2014, 231-270).
- [5] L. Fusheng, L. Ruihong, Z. Fangqian, *Microgrid Technology and Engineering Application*, 1 (Academic Press, 2016, 13-27).
- [6] T. L. Vandoren, J. C. Vasquez, J. D. Koenig, J. M. Guerrero, L. Vandewalle, Microgrids: Hierarchical Control and an Overview of the Control and Reserve Management Strategies, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, December 2013, pp. 42-55.
- [7] D. E. Olivares, A. Melzer-Sam, A. H. Esmadi, Trends in Microgrid Control, *IEEE Transaction on Smart Grid*, vol. 5, July 2014, pp. 1905-1919.
- [8] M. R. Aghamohammadi, H. Abolmehdi, A new approach for optimal sizing of battery energy storage system for primary frequency control of islanded Microgrid, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 54, January 2014, pp. 325-333.
- [9] C.N. Raven, *Enhanced Power Frequency Droop Control for microgrids*, Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., The University of Newcastle, Callaghan, Australia, 2013.
- [10] A. Morasio-Munoz, *Large Scale Grid Integration of Renewable Energy Sources*, 6 (Switzerland: United Kingdom, 2017, 171-201).
- [11] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, P. Rodriguez, Control of Power Converters in AC Microgrids, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, November 2012, pp. 4734-4749.
- [12] A. Paques, *Power Quality and Inverter-Generator Interactions in Microgrids*, Ph.D. dissertation, Dept. Elect. and Com. Eng., Georgia Institute of Technology, Georgia, 2014.
- [13] S. Khongkhat, S. Khongfoi, Droop control strategy of AC Microgrid in Islanding Mode, *The 18th International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS 2015*, October 25-28, 2015, Pattaya, Thailand.
- [14] E. Orjokann, W. Simulthavorn, M. Lingsam, N. Hamit, M. Hoppe, P. Wimsutti, A. Schmeiser, S. Jaloudi, D. Merten, *Recycling Hierarchical Control Strategy of Conventional Grids for Decentralized Power Supply Systems*, 15 (Shanghai: IntTech, 2012, 319-330).
- [15] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. De Vicuna, M. Castilla, Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrid-A General Approach Toward Standardization, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, January 2011, pp. 158-172.
- [16] S. Khongkhat, S. Khongfoi, Hierarchical Control Strategies in AC Microgrid, *The 12th International Conference on Electrical Engineering, Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology - ICEECON 2015*, June 24-27, 2015, Hua Hin, Thailand.
- [17] J.M. Guerrero, M. Chandorkar, T.L. Lee, P.L. Loh, Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrid-Part I: Decentralized and Hierarchical, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, April 2013, pp. 1234-1242.
- [18] A.M. Bouzid, P. Sicard, A. Yagane, J. Paquin, Simulation of Droop Control Strategy for Parallel Inverters in Autonomous AC Microgrid, *The 6th International Conference on Modeling, Identification and Control - ICMI 2016*, November 15-17, 2016, Algiers, Algeria.
- [19] V. Utkin, J. Gildner, J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, 1 (Philadelphia: Taylor & Francis, 1999, 1-139).
- [20] Y. Fu, H. Zhang, Y. Mi, L. Huang, Z. Li, J. Wang, Control strategy of DFIG in hybrid micro-grid using sliding mode frequency controller and observer, *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 12, June 2018, pp. 2662-2669.
- [21] A. Mambet, K.T. Ahmed, H. Berkani, R. Begusmane, Implementation of Sliding Mode Control System for Generator and Grid Sides Control of Wind Energy Conversion System, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, July 2016, pp. 1327-1335.
- [22] R.K. Patraik, P.K. Dash, Fast adaptive back-stepping terminal sliding mode power control for both the rotor-side as well as grid-side converter of the doubly fed induction generator-based wind farms, *IET Renewable Power Generation*, vol. 12, April 2016, pp. 593-610.
- [23] F. Sebaidy, H. Vahedi, H.Y. Kamana, N. Moshayyeh, K. Al-Haddad, Design and Implementation of Space Vector Modulation-Based Sliding Mode Control for Grid-Connected BL-NPC Inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, December 2016, pp. 7834-7853.
- [24] I. M. Hassen, M. W. Naouar, N. Mrabet-Bellaj, Mode Predictive-Sliding Mode Control for Three-Phase Grid-Connected Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, February 2017, pp. 1341-1349.

output current waveform of the power converter during transition from normal to a step change of the load operation. The active power is changed from 278 W to 755 W and the reactive power is also adapted from 438 VAR to 548 VAR. The power control based on a frequency and voltage drooping technique and the P - f and Q - v droop coefficients are selected relatively small; thus, the frequency and voltage deviations are also minimal.

During output voltage holds at 51.65 Hz and the phase-to-neutral voltage is reduced from 144 V_{max} and holds at 140 V_{max} . The change of voltage is within the acceptable range [34]. In addition, Fig. 13 shows the load current i_L behavior and the peak of the load current waveform is about 3.60 A_{max} for a duration of approximately 30 ms and the proposed controller can maintain their nominal value at a fraction of a second (30 ms).

V. Conclusion

A sliding mode control technique has been developed in a GSGFM power converter for AC microgrid during islanding mode operation. GSGFM is a function to control both power and voltage in a microgrid which is very important, more specially, islanding operation. The robustness from disturbance and uncertainty is required; that is why, the proposed sliding mode control (SMC) has been developed in an inner loop of lowest hierarchical level of microgrids.

The proposed cascaded SMC has been analyzed and designed in Section III. In addition, a simulation validation has been performed using MATLAB. In addition, 2.2-kVA power converter prototype have been developed for experimental setup in order to validate the proposed SMC. The results show that the proposed SMC technique can be implemented in order to regulate frequency and voltage to their normal values in a GSGFM power converter for AC microgrids.

References

- [1] A. Mehrzad, *Operation and Control of Renewable Energy Systems*, 1 (New Jersey: John Wiley & Sons, 2018, 1-22).
- [2] A. M. Bouzid, J.M. Guerrero, A. Charri, M. Bouhassid, P. Sicard, M. Benhamou, A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, April 2015, pp.751-766.
- [3] A. Ouyalla, G. Ramot, S. Bada, A. Hobby, A. Rimou, Decentralized Control of Voltage Source Converters in Microgrids based on the Application of Instantaneous Power Theory, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, February 2015, pp.1152-1162.
- [4] H. Abu-Rub, M. Malinowski, E. Al-Haddad, *Power Electronics For Renewable Energy Systems, Transportation And Industrial Applications*, 9 (West Sussex: Wiley-IEEE Press, 2014, 231-270).
- [5] L. Fusheng, L. Ruisheng, Z. Fangqian, *Microgrid Technology and Engineering Application*, 2 (Academic Press, 2016, 13-27).
- [6] T. L. Vandoorn, J. C. Vasquez, J. D. Koenig, J. M. Guerrero, L. Vanderwilde, Microgrids: Hierarchical Control and an Overview of the Control and Reserve Management Strategies, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, December 2013, pp. 42-55.
- [7] D. E. Oliveira, A. Makni-Sami, A. H. Esmadi, *Trends in Microgrid Control*, *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, July 2014, pp. 1905-1919.
- [8] M. R. Agajouhannadi, H. Abdolshami, A new approach for optimal sizing of battery energy storage system for primary frequency control of islanded Microgrid, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 54, January 2014, pp. 325-333.
- [9] C.N. Rowa, *Enhanced Power Frequency Droop Control for microgrids*, Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., The University of Newcastle, Callaghan, Australia, 2013.
- [10] A. Morano-Munoz, *Large Scale Grid Integration of Renewable Energy Sources*, 6 (Switzerland: United Kingdom, 2017, 171-201).
- [11] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, P. Rodriguez, Control of Power Converters in AC Microgrids, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, November 2012, pp. 4734-4749.
- [12] A. Papapanos, *Power Quality and Inverter-Generators Interactions in Microgrids*, Ph.D. dissertation, Dept. Elect. and Com. Eng., Georgia Institute of Technology, Georgia, 2014.
- [13] S. Khongkhat, S. Khomfoi, Droop control strategy of AC Microgrid in Islanding Mode, *The 10th International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS 2015*, October 25-28 2015, Pattaya, Thailand.
- [14] E. Orjochian, W. Simulthavorn, M. Lingsoom, N. Hamic, M. Heppa, P. Wirsaman, A. Schmeiser, S. Jaloudi, D. Marton, *Resilient Hierarchical Control Strategy of Conventional Grids for Decentralized Power Supply Systems*, 15 (Shanghai: InTech, 2012, 319-330).
- [15] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. De Vicuna, M. Castilla, Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrid-A General Approach Toward Standardization, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, January 2011, pp. 155-172.
- [16] S. Khongkhat, S. Khomfoi, Hierarchical Control Strategies in AC Microgrid, *The 12th International Conference on Electrical Engineering, Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology - ICEECON 2015*, June 24-27, 2015, Hua Hin, Thailand.
- [17] J.M. Guerrero, M. Chandorkar, T.L. Lee, P.L. Loh, Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrid-Part I: Decentralized and Hierarchical, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, April 2013, pp.1254-1262.
- [18] A.M. Bouzid, P. Sicard, A. Youssef, J. Paquin, Simulation of Droop Control Strategy for Parallel Inverters in Autonomous AC Microgrid, *The 8th International Conference on Modeling, Identification and Control - ICMIAC 2016*, November 15-17, 2016, Algiers, Algeria.
- [19] V. Ushin, J. Galbar, J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical systems*, 1 (Philadelphia: Taylor & Francis, 1999, 1-13).
- [20] Y. Fu, H. Zhang, Y. Mi, L. Huang, Z. Li, J. Wang, Control strategy of DFIG in hybrid micro-grid using sliding mode frequency controller and observer, *IEEE Generation, Transmission & Distribution*, vol.12, June 2018, pp.2662-2669.
- [21] A. Marbut, K.T. Ahmed, H. Benhina, R. Beguenane, Implementation of Sliding Mode Control System for Generator and Grid Sides Control of Wind Energy Conversion System, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, July 2016, pp. 1327-1335.
- [22] R.E. Patmak, P.K. Dash, Fast adaptive back-stepping terminal sliding mode power control for both the rotor-side as well as grid-side converter of the doubly fed induction generator-based wind farms, *IET Renewable Power Generation*, vol. 12, April 2016, pp. 598-610.
- [23] F. Sebaly, H. Vahedi, H.Y. Kazam, N. Mowbray, E. Al-Haddad, Design and Implementation of Space Vector Modulation-Based Sliding Mode Control for Grid-Connected 3L-NPC Inverter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, December 2016, pp. 7874-7885.
- [24] I. M. Hattina, M. W. Nour, N. Mounir-Bellaj, Mode Predictive Sliding Mode Control for Three-Phase Grid-Connected Converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, February 2017, pp. 1341-1349.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S. Khongkhat, S. Khomfoi

- [25] A. Hamdani, M. Daghagi, W. M. Naouar, L. Idkhajine, I.S. Bekkiadja, E. Moumniou, Indirect sliding mode power control for three phase grid connected power converter, *IET Power Electronics*, vol. 8, June 2015, pp. 977-985.
- [26] M. B. Delghari, S. Shoja-Majidabad, A. Yazdani, Fractional-Order Sliding-Mode Control of Islanded Distributed Energy Resources Systems, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, October 2016, pp. 1482-1491.
- [27] A. Rezza, F. Mahassein, A. Cala, Cascade Sliding Mode Control of a Field Oriented Induction Motors with Varying Parameters, *The 5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, July 20-22, 2008, Amman, Jordan.
- [28] E. Momenian, *Power Electronic Converters*, 12 (New Jersey: John Wiley & Sons, 2011, 350-385).
- [29] M. Kazalikh, S. Sharma, A. Chandra, B. Singh, D.R. Rouse, Lyapunov Function and Sliding Mode Control Approach for Solar-PV Grid Interface System, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, January 2017, pp. 785-793.
- [30] G. Rigano, P. Siano, M. Zaccaro, C. Cocchi, Decentralised control of parallel inverters connected to microgrid using the derivative-free non-linear Kalman filter, *BIT Power Electronics*, vol. 8, July 2016, pp. 1164-1180.
- [31] J. Mirat, J.L.G. Vicuna, R. Guzman, A. Cancho, M.M. Ghoshdarjani, A Flexible Experimental Laboratory for Distributed Generation Networks Based on Power Inverters, *Energies*, 10(10), October, 2017.
- [32] J.Y. Hung, W. Gao, J.C. Hung, Variable Structure Control: A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, February 1993, pp. 1-22.
- [33] S. Tan, Y. Lai, C.K. Tse, *Sliding Mode Control of Switching Power Converters-1* (Florida: Taylor & Francis Group, 2012, 1-16).
- [34] H. Markiewicz, A. Hahn, Voltage Disturbances, *Power Quality: Application Guide*, 5.4.2, July 2004.
- [35] Lakshmi, B., Bekki, M., Eknoridi, Idrisi, B., Flexible Manipulator State Reconstruction Using Luenberger and First Order Sliding Mode Observer Under Parametric Uncertainty, (2016) *International Review on Modelling and Simulation (IRMSOS)*, 9(6), pp. 427-434. doi:https://doi.org/10.15866/irmsos.v9i6.10993
- [36] Othmani, H., Sassi, F., Mezghani, D., Mami, A., Comparative Study between Fuzzy Logic Control and Sliding Mode Control for Optimizing the Speed Department of a Three Phase Induction Motor, (2016) *International Review of Automatic Control (IRACON)*, 9(3), pp. 173-181. doi:https://doi.org/10.15866/iracoc.v9i3.9269
- [37] De Nook, L., De Pina, A., Moe, S., Reduced-Order Averaged Model and Nonlinear Control of a Dual Active Bridge DC-DC Converter for Aerospace Application, (2017) *International Review of Automatic Engineering (IRAE)*, 10(5), pp. 258-266. doi:https://doi.org/10.15866/irae.v10i5.13818
- [38] Tashirumog, S., Hajizadeh, A., Uthaidi, T., Ulleberg, O., Vin, P., Modelling and Control of Grid-Connected PV Fuel Cell/Battery Hybrid Power System, (2016) *International Journal on Energy Conversion (IJECON)*, 6(3), pp. 165-177. doi:https://doi.org/10.15866/ijecon.v6i3.16672

Authors' information

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.



doing research in Active Power Filter and Microgrid.

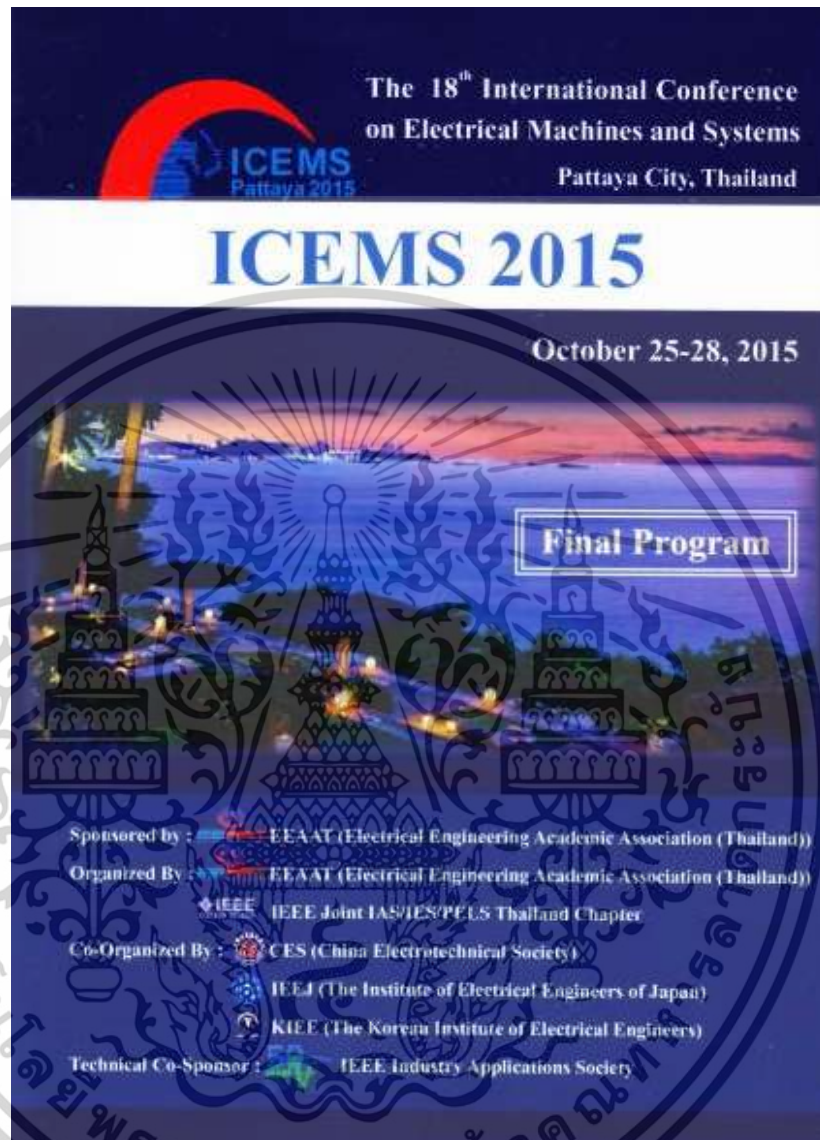
Somkiat Khongkhat received the B.Eng. and M.Eng. degree in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 2003 and 2010, respectively. He is presently working toward his D.Eng. degree in Electrical Engineering at the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. He is interested in



Surin Khomfoi received his B.E. and M.E. in Electrical Engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand in 1996 and 2000, respectively, and his Ph.D. in Electrical and Computer Engineering at the University of Tennessee, Knoxville, in 2007. From 1996 to 1997, he was with the Engineering Division of the Telephone Organization of Thailand (TOT). Since December 1997, he has been a Lecturer with the Department of Electrical Engineering, KMUTL, where he is currently an Assistant Professor. His research interests include multilevel power converters, AC drives, renewable energy applications, fault diagnosis, and especially, artificial intelligence-based techniques applied to power electronics and drive applications. Dr. Khomfoi is a member of the Eta Kappa Nu honor society. He was a recipient of academic scholarship awards, including a full academic scholarship for his B.E. studies from the TOT, and a full academic scholarship for his M.E. and Ph.D. studies from the Energy Policy and Planning Office (EPPO), Thailand.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.3 Droop Control Strategy of AC Microgrid in Islanding Mode



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Droop Control Strategy of AC Microgrid in Islanding Mode

S. Khongkachat, S. Khomfoi

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
E-mail: s5610151@kmitl.ac.th, kksurin@kmitl.ac.th

Abstract — The droop control strategy of an AC microgrid in islanding mode is presented in this paper. The frequency reference of islanding mode is recalculated from proposed droop control technique due to the loss of grid reference frequency. The fast response of both voltage and frequency of the AC microgrid during an islanding operation is required in order to maintain the frequency and voltage stability. The understanding of control strategy of each inverter needs to investigate for better application which is also explained. The Matlab/Simulink is used to validate the proposed droop control. The simulation result shows that proposed droop control strategy can control active and reactive power of an AC microgrid satisfactory.

I. INTRODUCTION

The microgrid is not only a new concept based on power electronics but also provides a promising way to integrate distributed generation (DG) such as renewable and alternative energy resources (RES) and energy storage sources (ESS) to support local loads in the electrical network of low voltage level [1] as shown in Fig. 1. A microgrid has many advantages such as increased reliability, more control ability, and better power quality. Like a traditional power grid, smart microgrids generate, distribute and regulate the flow of electricity to consumers but do this locally. Microgrid can be visual as a modern, small-scale version of the centralized power generation system. Normally, DG sources cannot be readily interfaced to the grid due to DC (PV and energy storage sources) or variable AC frequency (small wind turbines). Therefore, power electronic converters are required to interface the DG sources to the grid.

The grid interface DC/AC power electronic inverters are paralleled together to form one AC bus which is connected to the grid via a Static Transfer Switch (STS). Local loads can be connected to the microgrid side of the STS. The microgrid has two modes of operation: grid-connected mode and islanding mode. In grid-connected mode, the DC/AC inverters are connected in parallel with the grid and hence the output frequency and voltage are fixed by the stiff grid. In this mode, inverters can distribute power to the grid. If the STS opens, the microgrid operates in islanding mode. In this mode, the output voltage and frequency are controlled by the DC/AC inverters and the local load is supplied by the paralleled inverters which share the load demand, which each unit with shares power according to its rating. The microgrid can change from grid-connected mode to islanding mode [2].

DC/AC inverters are change critical devices of any power electronic based microgrid consisting of high switching frequency

solid-state devices and a low pass filter [4], when a voltage source inverter (VSI) is controlled in order to feed the load with prior calculated values for voltage and frequency, according to a specific control strategy such as the power frequency droop control and depending on the load, the VSI active and reactive power output is defined. The control principle of the VSI in this case emulates the behavior of a synchronous machine. Thus, it is possible to control voltage and frequency on the AC system by means of inverter control as discussed in [1,3,4]. Frequency variation in the microgrid provides an adequate way to define power sharing among several VSIs with different frequency-active power droop parameters since this variation is related with system frequency. This paper presents the droop control in Grid-supporting-grid-forming inverter (GSGFm) under islanding operation of ac microgrid. The main advantage of droop control is that it eliminates the need for communication and the control action is merely based on local measurements. This feature gives droop control significant flexibility as long as the balance between generation and demand can be maintained: there is no interdependency of the local controllers. The controller can perform based on local measurements and droop characteristics as discussed in [5]. The paper will be organized into five sections: To begin with, control of inverters in ac microgrids, describes the droop control technique for automatic power sharing among the microsources rather than from a dispatch control unit, then, power control in microgrids are discussed both grid-connected and islanding mode. The simulation results are presented in Section IV. Finally, Section V will provide the conclusion remarks.

II. CONTROL OF INVERTERS IN AC MICROGRIDS

Inverter controls can be categorized into the four basic types as shown in Fig. 2 which consist of grid-forming (GFm), grid-feeding (GFd), grid-supporting-grid-forming (GSGFm) and grid-supporting-grid-feeding (GSGFd). GFm control acts as a fixed voltage source, and thus is not suitable for paralleling with other GFm sources. GFm sources are typically applied in standalone applications as GFm cannot be operated in parallel with the utility. Conversely, GFd control acts as a fixed current source and the current control typically uses a PLL to follow the grid voltage. Therefore, GFd control is not suitable for operation in microgrids without a GFm source to regulate the voltage and does not contribute to voltage and frequency regulation. GSGFd and GSGFm control are a modi-

modification of Gfd and GFm control that operates as a droop control current source and voltage source as reported in [6]. The droop control offers a stable active and reactive power output for each inverter so that the droop control inverter can connect in parallel with a fixed voltage source. The contribution of this paper is to apply the droop control in GSGFm which focus in under islanding operation.

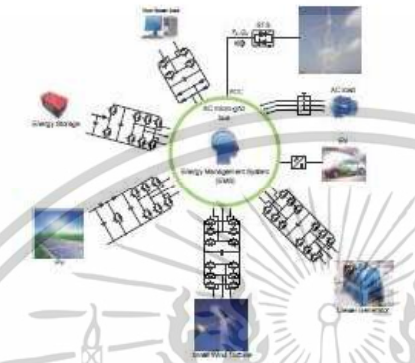


Fig. 1. Microgrid infrastructure

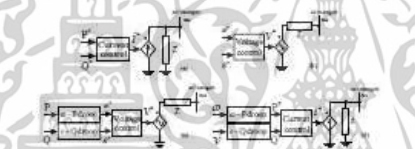


Fig. 2. Inverter control techniques for each category (a) GFm, (b) Gfd, (c) GSGFm and (d) GSGFm [6].

Grid-supporting-grid-forming control is a modification of grid-forming control which operates in a droop controlled voltage source, where, the voltage and frequency references are adjusted based on measured active and reactive power. This method is capable of operating in parallel with other voltage sources, as the droop control provides stable active and reactive power sharing with other droop controlled voltage or current sources or stable active and reactive power output in parallel with a fixed voltage source. Using GSGFm the controller can eliminate the need for rapid mode switching between current and voltage control when a generator transition to turn-on and turn-off, or when switching from grid-connected to islanding mode. If GSGFm operates in an islanding mode to regulate the microgrid amplitude voltage and frequency. The voltage amplitude and frequency are no longer maintained but

obtained as a result of the droop equations as a function of active and reactive power components. In such a control scheme, active (P) and reactive power (Q) delivered by the power converter are calculated by multiplying direct i_d and quadrature i_q current components by the direct v_d voltage grid component as presented in [6-8]. The propose technique of the GSGFm control is shown in Fig. 3, which consists of primary control, inner-loop control, and virtual impedance. The primary-loop control of the GSGFm inverter using droop control an optimally supply active power (P) and reactive power (Q). The proposed technique can be separately designed so that the primary-loop control can be adjusted the frequency and the amplitude of the voltage reference provided to the inner-loops control for ensuring a proper power sharing. The inner-loop control consists of the inner voltage and current regulation loops for regulating and supervising the inductor current or the capacitor current of the output filter to reach a fast dynamic response, while maintaining the system stable. The capacitive virtual impedance is utilized to compensate the different reactive power. The virtual impedance should be designed near to the value of line impedance to cancel the voltage drop. Then the compensating voltage is added to the voltage reference in the inner-loop to decrease the voltage reference (E_{ref}) as discussed in [9].

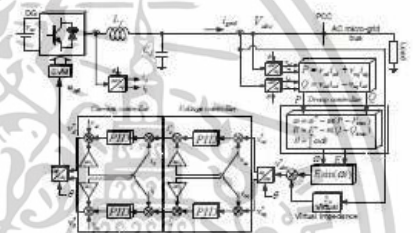


Fig. 3. The propose of grid-supporting inverter operating as a voltage source.

A. Primary-loop control based on droop controller

The primary control of microgrids is the power sharing control each inverter of DGs must have an external power loop based on a droop control, also called as autonomous or decentralized control. This control requires no communication links among inverters in a microgrid. The idea of a droop control in an inverter dominated grid comes from the conventional synchronous generators in large interconnected power systems. A droop characteristic control performs the coordination of generators with a frequency/active power droop characteristic and voltage/reactive power droop characteristic in order to share the adjustment of the total demand for active and reactive power. The same principle is followed in this technique to control the flow of active and reactive power by controlling the frequency and amplitude of the output voltage as shown in Fig. 4. When the flow of active power increases

due to the increase in load, frequency of an inverter drops. Similarly, when the flow of reactive power increases then voltage will drop. Droop gains are represented by the slope of the line in Fig. 4. The fundamental droop equations for an inverter can be written as follows:

$$f = f_r - m\Delta P \quad (1)$$

$$V = V_r - n\Delta Q \quad (2)$$

where f_r and V_r are reference or rated values, and m , n are the static-droop gains. Droop coefficients are given below:

$$m = \frac{f_r - f_{min}}{P_{max}} \quad (3)$$

$$n = \frac{V_r - V_{min}}{Q_{max}} \quad (4)$$

where P_{max} is the maximum output, f_{min} is the allowable minimum frequency when the DGs output maximum power, Q_{max} is the maximum reactive power output when the voltage at the DG drop to allowable minimum value.

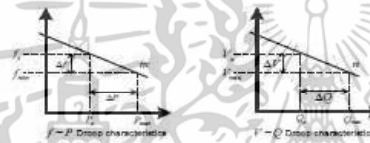


Fig. 4. The relationship between $f-f$ and $V-Q$ of droop controller.

This droop method increases the system performance due to the autonomous operation among the modules. For this reason, the amplitude and frequency output voltage can be influenced by the current sharing through a self-regulation mechanism that uses both the active and reactive local power from each unit. In order to obtain good power sharing, the frequency and amplitude output voltage must be fine-tuned in the control loop as shown in [10].

B. Voltage and current control loops

Fig. 3 shows the block diagram of the power circuit of a microgrid connected VSI. A three-leg VSI with an LC filter and a coupling inductor form the power circuit, whereas three control loops form the control structure. In particular, a power-sharing controller is used to generate the magnitude and the frequency of the fundamental output voltage of the inverter according to the droop characteristics, by emulating the operation of a conventional synchronous generator. Voltage controller is used to synthesize the reference filter inductor current vector and a current controller is used to generate the command voltage vector for generating PWM signals as discussed in [6].

Applying the Clark and Park transformation, the current and voltage dynamics can be reasonably represented as follow:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} \{ [\omega L_f i_q] + V_d - V_{od} \}, \quad (5)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_f} \{ [-\omega L_f i_d] + V_q - V_{oq} \}, \quad (6)$$

$$\frac{dv_{od}}{dt} = \frac{1}{C_f} \{ [\omega C_f v_{oq}] + i_d - i_{od} \}, \quad (7)$$

$$\frac{dv_{oq}}{dt} = \frac{1}{C_f} \{ [-\omega C_f v_{od}] + i_q - i_{oq} \}, \quad (8)$$

where v_d , v_q , i_d and i_q are the inverter voltages and currents, v_{od} , v_{oq} , i_{od} and i_{oq} are the output voltages and currents, L_f and C_f are the per-phase inductance and capacitance of the LC filter, respectively.

To provide close voltage regulation, inverter output voltage control is developed, which can be easily controlled with zero steady state error with standard controls such as PI, PID and PR controls. The dynamics of the voltage controller and using PID control can be given by:

$$v_d^* = k_v (i_d^* - i_d) + k_i \int (i_d^* - i_d) dt + k_d \frac{d}{dt} (i_d^* - i_d) - \omega L_f i_q + v_{od} \quad (9)$$

$$v_q^* = k_v (i_q^* - i_q) + k_i \int (i_q^* - i_q) dt + k_d \frac{d}{dt} (i_q^* - i_q) + \omega L_f i_d + v_{oq} \quad (10)$$

A current controller is required to shape the voltage across the filter inductor so that minimum current error is achieved. The dynamics of the current controller by using PID control can be represented as

$$i_d^* = k_c (v_d^* - v_d) + k_i \int (v_d^* - v_d) dt + k_d \frac{d}{dt} (v_d^* - v_d) - \omega C_f v_{oq} + i_d \quad (11)$$

$$i_q^* = k_c (v_q^* - v_q) + k_i \int (v_q^* - v_q) dt + k_d \frac{d}{dt} (v_q^* - v_q) - \omega C_f v_{od} + i_q \quad (12)$$

C. Virtual Output Impedance

The concept of the virtual output impedance has been widely used to overcome the problem of power coupling caused by high R/X ratio in low voltage distribution networks as reported in [6,8]. Virtual output impedance degrades voltage regulation due to steady state voltage drop across the virtual impedance to adjust each source's voltage reference for compensating virtual impedance voltage drops. The voltage reference (v_{dc}^*) is obtained by subtracting the virtual voltage drop across the virtual impedance as shown in [13]

$$v_{dc}^* = v_{dc} - Z_o i_{dc} \quad (13)$$

where Z_o is virtual output impedance, the virtual impedance must be chosen to dominate the actual line impedance.

III. POWER CONTROL IN MICROGRIDS

Energy management system (EMS) and tie-line power flow of a DGs are applied using droop control concept when a microgrid operate in both grid-connected and islanding modes. In grid-connected mode, bidirectional power flow at PCC is regulated by exchanging active and reactive power between the microgrid and the utility grid. The active and reactive power at PCC can be determined by using frequency and voltage droop characteristics. If the microgrid is required power, the power demand is negative, the microgrid will draw power from the utility grid for supplying to required loads and charge the battery (if required). The active power will be positive value in order to export power to utility grid. In islanding mode, all the microsources are operated based on their respective $f-P$ and $V-Q$ droops. It should be noted that, the DG is able to generate active power ($P > 0$) and to store energy ($P < 0$) and, at the same time, is able to supply reactive power ($Q > 0$, acting like a capacitor) or to absorb reactive power ($Q < 0$, acting like an inductor) as discussed in [12-14].

A. Power Control in Grid-Connected Operational Mode

In the grid-connected operational mode, each DGs unit can connect to an AC microgrid or can directly connect to the utility grid which can generate fixed active and reactive powers, according to the dispatched references. In addition, the maximum power tracking can be extracted from the source. The DGs operate as a controlled current source and all loads are fed by the utility. The difference between real-time active reactive power and the rating active reactive power of each unit is regulated referring to (14) and (15) as following relations:

$$\omega_{ref} = \omega_n^* - \left(k_f + \frac{k_i}{s} \right) (P_i - P_{ref}) \quad (14)$$

$$E_{ref} = E_n^* - \left(k_v + \frac{k_i}{s} \right) (Q_i - Q_{ref}) \quad (15)$$

where ω_n^* and E_n^* are the frequency and amplitude voltage references provided by a PLL monitoring the PCC voltage E_c , Q_{ref} , k_f and k_v are the active and reactive power reference, the integral frequency and voltage drooping coefficients, respectively.

B. Power Control in Islanding Mode

During stand-alone operation, the DGs supply the loads which share the total load demand for achieving a perfect balance between production and consumption. Active and reactive powers can be modified which depends on the load demand and according to the following equations:

$$\omega = \omega_n^* - m(P - P_{max}) \quad (16)$$

$$E = E_n^* - n(Q - Q_{max}) \quad (17)$$

where ω_n^* , E_n^* , m and n are the nominal frequency reference, nominal voltage reference, proportional frequency drooping coefficient, and proportional voltage drooping coefficient, respectively. The value P_{max} and Q_{max} are the maximum active and reactive powers that the DGs can supply as discussed in [13].

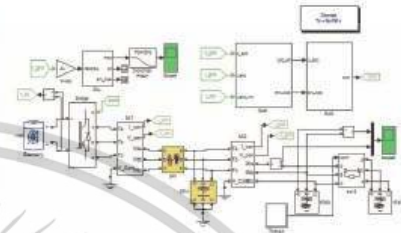


Fig. 5. The simulation model.

TABLE I
ALL USED IN THE SIMULATION MODEL

Parameter	Symbol	Value	Unit
Nominal Bus Voltage	V_n^*	350	V _{ac}
Nominal Bus Frequency	f_n^*	50	Hz
Filter Inductor of DG	L_f	5	mH
Filter Capacitor	C_f	150	μ F
Battery	Battery	600, 60	V, Ah
Maximum active power rating	P_{max}	15,000	W
Maximum reactive power rating	Q_{max}	-4,500	Var

IV. SIMULATION MODEL

During the islanding mode, the utility grid is absent; therefore, if none of the DG units enforces the base frequency and regulates the voltage, voltage and frequency will change freely within the AC microgrid. Droop control is a popularly adopted control strategy in this mode, in which by defining frequency-real power ($f-P$) and voltage-reactive power ($V-Q$). Droop control can limit the frequency and voltage deviations within a maximum allowed range as reported in [15]. The simulation model used for this study is illustrated in Fig. 5. All parameters utilized in the MATLAB/Simulink model are listed in Table I. The model was validated the proposed droop control by controlling frequency and voltage as shown in (18). The droop gain m and n can be adjusted as following relationship:

$$m = \frac{s \cdot f_n}{P_{max}}, n = \frac{s \cdot V_n}{Q_{max}} \quad (18)$$

where f_n and V_n are nominal frequency and voltage, respectively. P_{max} and Q_{max} are amplitude of active power and reactive power. Also, s is the percent of frequency and voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

variation allowance which is normally less than ± 0.5 Hz for frequency variation and less than 5% for voltage variation according to PEA (Provincial Electricity Authority of Thailand) recommendation. The simulation results are depicted in Fig. 6 - Fig. 10. Fig. 6 shows the response of the proposed control; as can be seen, the active power was 15 kW and reactive power was 4.5 kVAR. The maximum voltage was 310 V and the maximum frequency was 49.6 Hz. The results show that the proposed droop control can regulate the frequency and voltage within 1% deviation. Next, the simulation model was tested at 5% of voltage variation and 0.1% of frequency variation as shown in Fig. 7. As expected, if high percent of voltage deviation can cause voltage drop (from 310 V to 302.5 V). However, the proposed control can maintain the voltage within regulation of PEA which is 5% voltage drop. The study suggests that droop gain should keep small percent of variation by combining more than one droop converter function in the ac microgrid. Fig. 8 and Fig. 9 illustrate the step changing demand; as can be seen, the active power changing from 15 kW to 30 kW at 2 second. We can see that the proposed control can still regulate both frequency and voltage by discharging active power from battery system. The frequency was dropped from 49.6 Hz to 49.4 Hz and the voltage was dropped from 310 V to 307.5 V which are less than frequency and voltage variation limits. The line current and voltage waveform are also shown in Fig. 10. For these validation, it is promising that the proposed droop control technique can be applied in ac microgrid applications.

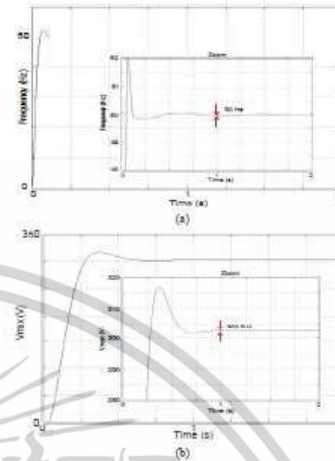


Fig. 7. Frequency and voltage response at 0.1% frequency variation and 5% voltage variation showing (a) maximum frequency and (b) maximum voltage.

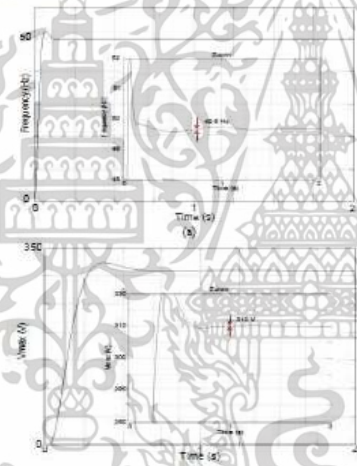


Fig. 6. Frequency and voltage response at 1% of droop control gain showing (a) maximum frequency and (b) maximum voltage.

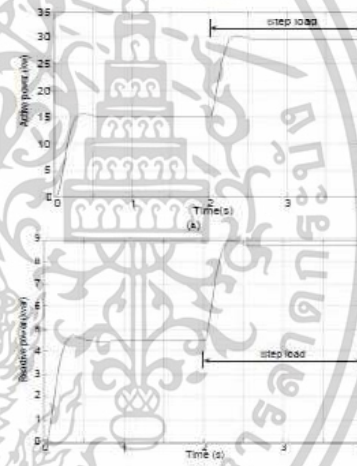


Fig. 8. Step changing demand showing (a) active power and (b) reactive power.

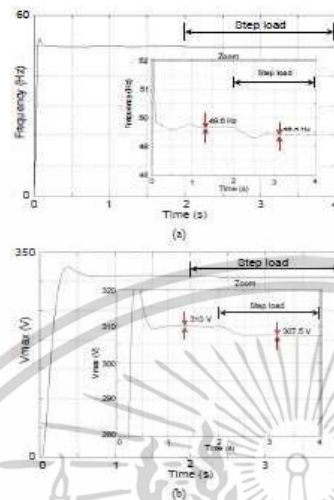


Fig. 9. Frequency and voltage response during step changing load showing (a) maximum frequency and (b) maximum voltage.

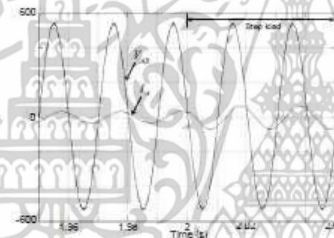


Fig. 10. Line current and voltage waveform during step changing load.

V. CONCLUSION

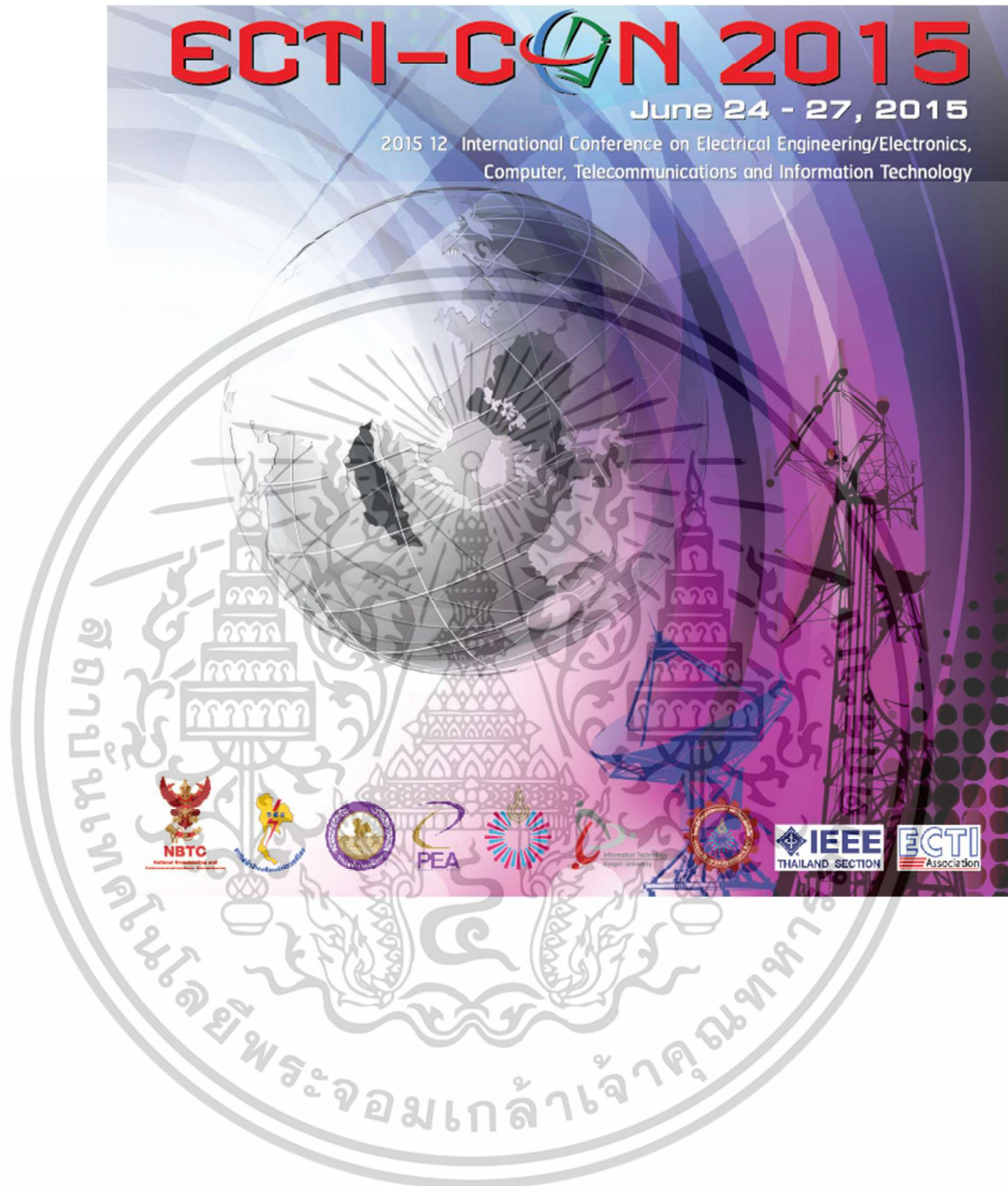
The droop control strategy of an AC microgrid in islanding mode have been discussed in this paper. The simulation model of GSGFM together with proposed droop control technique have been performed. The recalculation of the frequency reference during islanding mode have been proposed. The simulation result shows that proposed droop control strategy can control active and reactive power of an AC microgrid satisfactory.

REFERENCES

- [1] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. De Vicuna, and M. Castilla, "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrid-A General Approach Toward Standardization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, NO. 1, pp. 158-172, Jan. 2011.
- [2] R. M. Issa, "Improved control strategies for droop-controlled inverter-based microgrid," Ph.D. dissertation, University of Erewer, 2015.
- [3] D. Tzavaras, "Design of village power and micro-grids for rural areas of Zimbabwe with specific to voltage regulation on low voltage meshed distribution grids," Dr.-Ing. dissertation, University of Kassel, 2008.
- [4] A. M. Bouad, J. M. Guerrero, A. Chertit, M. Bouhamida, P. Sicard, and M. Vanhanem, "A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 44 (2015), pp. 751-766.
- [5] D. E. Olivares, C. A. Canarsa, M. Kazerani, A. Mehrizi-Sani, A. H. Esmaili, K. Iravani, A. H. Hajimiragha, O. Gomis-Bellmunt, M. Saeedifard, R. Palma-Behnke, G. A. Jimenez-Estevan, and N. D. Hatziargyriou, "Trends in microgrid control," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 5, NO. 4, pp. 1905-1919, Jul. 2014.
- [6] A. Paquena, "Power Quality and Inverter-Generator Interactions in Microgrid," Ph.D. dissertation, Georgia Institute of Technology, 2014.
- [7] Magdi S. Mahmoud, and Fouad M. AL-Sumai, *Control and Optimization of Distributed Generation Systems*, Power Systems, Springer International Publishing Switzerland, pp.89-157, 2015.
- [8] J. Rocafort, A. Luna, F. Blazquez, and P. Rodriguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, NO. 11, pp. 4734-4749, Nov. 2012.
- [9] Wu, D., Fang, F., Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Chen, G., and Sul, L., "Autonomous active and reactive power distribution strategy in islanded microgrid," *In Proceedings of the 29th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 2126-2131, APEC 2014.
- [10] Md Naveem Arain, "Modeling and Control of Distributed Energy Systems During Transition Between Grid Connected and Standalone Modes," Ph.D. dissertation, University of Akron, 2014.
- [11] H. Niu, "Micro grid-islanding detection, autonomous operation, synchronization and re-synchronization and battery based energy storage," Master Thesis, The University of New South Wales, 2014.
- [12] J. M. Guerrero, M. Chandorkar, T. L. Lee, and P. L. Leh, "Advanced Control Architecture for Intelligent Microgrid-Part I: Decentralized and Hierarchical Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, NO. 4, pp. 1254-1262, Apr. 2013.
- [13] H. Abu-Rub, M. Mahzouki and K. Al-Haddad (2014) *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, IEEE Press, and John Wiley & Sons Ltd.
- [14] Suleimna M. Shaikh, Mohammed A. Abuara, Georgios I. Orfanoudakis and Babar Hussain, *Power Electronics Converters for Microgrid*, First Edition, John Wiley & Sons Ltd, 2014.
- [15] S. S. Shorramabadi, "Adaptive Critic-Based Control of Voltage Source Converter in Microgrid Systems," Ph.D. dissertation, Queen's University Kingston, Ontario, Canada, 2014.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.4 Hierarchical Control Strategies in AC Microgrids



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Hierarchical Control Strategies in AC Microgrids

Somkiart Khongkhachat

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand, 10520
s5610151@kmitl.ac.th

Sunni Khomfoi

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand, 10520
kkhsurin@kmitl.ac.th

Abstract— Hierarchical ac microgrid control strategies are presented in this paper. All operating modes of ac microgrid are also discussed and ranked. There are two operating mode in an ac microgrid: grid-connected mode and islanding mode. Grid-connected mode is operated under utility grid connected with the ac microgrid whereas; islanding mode is operated without the utility grid. Normally, energy conversion devices such as a dc-dc converter, an ac-ac converter and an inverter have a local control. For instance, a solar inverter will have a MPPT control mode; however, if the auxiliary service for reactive power compensation due to over voltage is required, this inverter control mode will change from MPPT mode to constant voltage mode. Meanwhile, other devices can reduce supplied power to the grid to stabilize grid voltage. Therefore, hierarchical control strategy of ac microgrid is necessary to control and stabilize voltage and frequency in the microgrid. Hierarchical control can also offer high efficiency and more degree of freedom energy management in ac microgrid. Hierarchical control proposed in this paper consists of four ranks: current and voltage loop control for regulating voltage and power in each distributed generation (DG), primary droop control, secondary droop control and energy management and power flow control between ac microgrid and utility grid. The proposed hierarchical ac microgrid control can explain the relationship and interaction among control ranks. This can lead to a better understanding and design for ac microgrid applications.

Keywords— AC microgrid, Droop control method, Hierarchical control, Distributed generation (DG).

I. INTRODUCTION

Nowadays, world energy demand is tremendously increased more specially in the electricity sector. All renewable and alternative energy resources (RES) are necessary and required to connect with the utility grid. Consequently, RES have had increasing penetration levels for grid-connected distributed generation (DG) in recent years. Photovoltaic, micro-turbine, wind turbine and fuel cell put forward many promising applications with high efficiency and low emissions. Together with power electronics technologies, these have provided an important improvement for RES and DG applications; especially, a microgrid concept [1]. Microgrid can provide more system capacity and control flexibility when several RESs with different electric behaviors are integrated in the same grid. The microgrid also offers extra degrees to optimize RESs connected to the utility grid; additionally, power quality requirements, system reliability and control flexibility would be achieved by using the microgrid concept as discussed in [1,2,4]. Several

microgrids can connected together with the help of new information technology (IT) to communicate with the required data; this is a part of smart grid technology. As can be seen, Power electronics and smart grid technology will help all RES power interface to the grid possible as shown in Fig. 1. Several inverters and converters are used to interface between RES and microgrid. Normally, an inverter is a voltage source type together with the droop control function in the inverter controller. The principle of droop control is introduced in [1,5,7,10]. The relationship between active power (P), frequency (ω) and reactive power (Q), voltage (E) is applied in the controller as discussed in [10]. The droop control is sometime known as $P-\omega$ and $Q-E$.

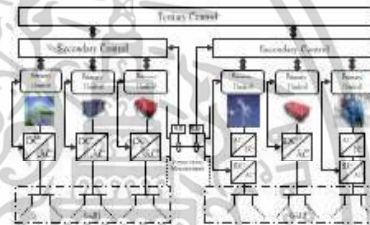


Fig. 1. Microgrid infrastructure

Thai government has launched the renewable and alternative energy development plan (AEDP 2012-2021). The main focus of this AEDP is the 25% of total used energy in Thailand are from renewable and alternative energy resources (RES) instead of fossil fuels by 2021. Therefore, the total RES in 2021 will be about 10 GW and will roughly increase to 20 GW in 2030. By estimating 3 GW hydro power, 2.5 GW biomass, 2 GW solar power, and 1.5 GW wind power will provide energy to the electrical system about within 2021 [3]. As can be seen, the infrastructure of exist electrical power system is required to adapt for supporting all feeding RES power.

978-1-4799-7961-5/15/\$31.00 ©2015 IEEE

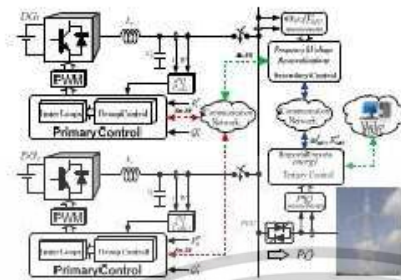


Fig. 2. Proposed hierarchical control structure for a microgrid.

Energy management system (EMS) from DGs in microgrid is a key issue; so, several researches have been proposed. The concept of hierarchical control for ac and dc microgrid has been proposed in [1]. Droop control theory is used to regulate active and reactive power of each DG [1, 8, 10]. Frequency and amplitude voltage will be decrease when microgrid supplies more active power to the required load. This decreased frequency and voltage are required to compensate using the droop control as discussed in [9]. Microgrid can also operate what is call "islanding" mode [2]. In islanding mode, the utility grid is disconnected; thereupon, microgrid will act as constant voltage source supplying to the loads. Moreover, EMS function in microgrid can control reactive power to compensate voltage during islanding mode and also perform harmonic elimination created from the connected load. Power flow control between microgrid and utility grid is also discussed in [1]. If additional power is required from the utility, EMS will draw power from the utility grid. On another hand, the macrogrid can supply the energy back to the utility if the microgrid has surplus active power. The communication among DGs and converters can be done using low frequency communication bus [1]. Thus far, a few researches have explained how to classify a control level or rank in microgrid; therefore, it is very difficult to understand how to design DG controller which has different characteristic. That is why, the hierarchical control strategy is presented in this paper to clarify and rank the control functions. The paper will be organized into four sections. To begin with, converter controllers for DGs are introduced. Then, microgrid operating modes are discussed both grid-connected and islanding mode. Next, hierarchical control technique is proposed based on principal power electronics control to regulate the amplitude voltage and frequency. Lastly, the conclusion is discussed. The expectation of this paper is to provide the overview of microgrid control relationships in order to design the control of microgrid properly.

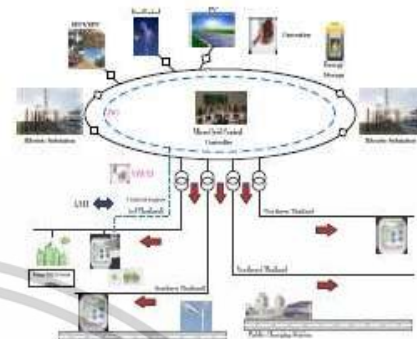


Fig. 3. General notion of PEA microgrid.

II. POWER CONVERTER CONTROL FOR AC MICROGRIDS

Before commencing discussion, it is necessary to understand a function of a power converter in a microgrid because a power converter plays an important role for microgrid control. A power converter is a device which is used to interface between the RES or energy storage sources (ESS) to a microgrid; therefore, it is a key to set the converter controllers in each DG. The main purpose of a power converter is to synchronize a power source to a microgrid so that the energy can be transferred between a microgrid and a power source. There are two main functions of a power converter, grid-feeding mode and grid-supporting mode. Grid-feeding mode is acting as a source to feed energy to a microgrid, whereas, grid-supporting mode is operating to regulate frequency and voltage of a microgrid as discussed in [7].

A. Grid-feeding mode

A power converter operating at grid-feeding mode will transfer energy from energy sources to a microgrid. Grid-feeding converters are controlled as a current source to feed energy to the microgrid from PV or Wind energy sources. A current source converter is normally presenting high parallel output impedance which allows a grid-feeding converter to operate in parallel with other grid-feeding converters. A maximum power point (MPPT) controller is normally used in grid-feeding mode by setting the reference active power (P^*) and reactive power (Q^*) as shown in Fig. 4. Grid-feeding converters will monitor frequency and voltage at the point of common coupling (PCC) to synchronize with an ac microgrid and trying to feed a current as much as possible. Therefore, grid-feeding converters require a reference voltage and frequency from a microgrid to perform a dq reference frame as discussed in [4]; consequently, grid-feeding converter cannot operate in an islanding operation if there is no a grid-supporting converter or a local synchronous generator.

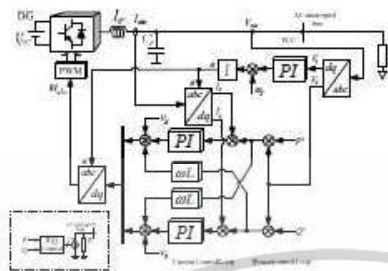


Fig. 4. Control paradigm of grid-feeding converter.

B. Grid-supporting mode

Grid-supporting converters are generally controlled as a voltage source and normally will operate in an islanding operation. Batteries or other ESS can be used as the energy source for grid-supporting converter to regulate the microgrid amplitude voltage (V) and frequency (ω) by controlling active and reactive power delivered to the microgrid; for instance a line-interactive uninterruptible power supply (UPS). In some cases, a grid-supporting converter can also control as a current source like grid-feeding converter in which the converters can operate in two modes. The converter can not only supply the current to the microgrid, but also regulate the microgrid voltage amplitude and frequency. For instance a PV farm or wind farm is required to perform a voltage control to support the grid via grid code regulation of the utility such as Provincial Electricity Authority of Thailand (PEA) Droop control technique is usually applied in grid-supporting converters [4] as depicted in Fig. 5.

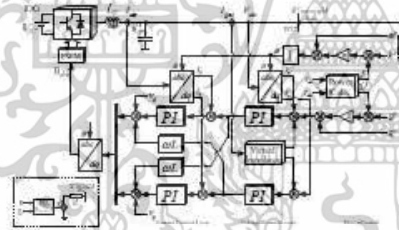


Fig. 5. Control paradigm of grid-supporting converters.

III. HIERARCHICAL CONTROL FOR AC MICROGRIDS

Since several RES and multiple loads can be connected to a microgrid, there are required a controller differently either grid-feeding mode or grid-supporting mode. In addition, ac microgrids generally have two operation modes: grid-connected

mode and islanding mode. Therefore, voltage and frequency stability issues of two operation modes of ac microgrids need to be considered. There are lists of microgrid control functions for solving frequency and voltage stability issues as follows:

- voltage amplitude and frequency are required to maintain for both grid-connected and islanding mode,
- all RES and DG are able to share supplied power to the load in ac microgrids,
- if there is a fault in utility grid, microgrids can detect and disconnect from the grid and operate in islanding mode. Then, microgrid can be reconnected to the grid after the fault is cleared automatically.
- microgrids can control power flow at PCC connected to the utility grid (tie-line frequency control),
- microgrids require to have EMS for energy efficiency.

Consequently, hierarchical control strategy of ac microgrid is necessary to control and stabilize voltage and frequency in the microgrid. Hierarchical control strategies for ac microgrids can be classified into three levels: primary control, secondary control and tertiary control. Primary control is voltage and frequency control in a microgrid. Voltage amplitude and frequency are regulated in both grid-connected and islanding operation. Active power and reactive power are independently controlled in each converter by using voltage and frequency reference at the point which the converter is connected. Grid-feeding converter is usually utilized in this primary control such as PV converters and wind converters which consists of voltage control loop and current control loop. Secondary control is a control technique for voltage and frequency compensation. Grid-supporting converter is used in this control level to restore disturbances voltage and frequency to be normal in microgrids. The tertiary control is applied for EMS in microgrid and tie-line power flow control at PCC which is connected to utility grid [7].

A. Primary control

Power converters of each RES or DG are generally parallel connected as a current source in a microgrid. Primary control will optimally supply active power (P) and reactive power (Q) of each power converter to the microgrid. For instance, PV converters will operate in MPPT mode to draw a maximum available power from the PV array. In this case, the PV converter is operating in grid-feeding mode. As previously mentioned, a PV converter can also operate in grid-supporting mode which is required by utility grid code. If microgrid is operating in an islanding operation, the PV converter in grid-supporting mode can change to voltage constant operation for controlling active power and reactive power as commanded by the primary control known as droop control [1,10]. The principle of droop control is the same as voltage and frequency control in a synchronous generator. In primary control, communication signals among power converters do not

require because primary control is a control paradigm of each power converter which is designed for suitable RES. If a power converter without droop control function is used and a microgrid operates in an islanding operation, this power converter will be disconnected from the microgrid and then stop operation until the microgrid becomes to operate in grid-connected operation again. The relationship of active power (P) with frequency (ω) and reactive power (Q) with voltage (E) is illustrated in Fig. 6. This relationship between $P-\omega$ and $Q-E$ can be used to generate voltage and current references for voltage and current control loop in each converter connected to the microgrids as shown in (1) and (2).

$$\omega = \omega^* - m(P - P^*) \quad (1)$$

$$E = E^* - n(Q - Q^*) \quad (2)$$

where, ω^* is frequency reference,
 E^* is amplitude of voltage reference,
 P^* is active power reference,
 Q^* is reactive power reference.

m and n are the slope of droop control [2] as represented in Fig. 6 which can be calculated from the relationship of $\Delta P/\Delta f$ and $\Delta Q/\Delta E$. The droop control slope m and n can be written as:

$$m = \frac{\omega^* - \omega}{P_{max} - P_{min}} = \frac{\Delta f}{2P_{max}} \quad (3)$$

$$n = \frac{E - E^*}{Q_{max} - Q_{min}} = \frac{\Delta E}{2Q_{max}} \quad (4)$$

where, Δf and ΔE are voltage and frequency disturbance respectively. P_{max} and Q_{max} are maximum active and reactive power rated of each power converters. For example, if a power converter is interfaced with a pack of batteries and can deliver maximum active power (P_{max}), the droop control slope $m = \Delta f / 2P_{max}$ as shown in Fig. 6. RES will supply active power when ($P > 0$) and reactive power when ($Q > 0$) whereas the converter will draw energy from the microgrid when ($P < 0$) to charge the battery.

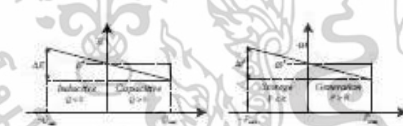


Fig. 6. The relationship between $P-m$ and $Q-n$ of droop controller [2].

B. Secondary control

The purposes of secondary control are voltage and frequency stability; therefore, communication signals among power converters connected to a microgrid are necessary. Low frequency communication can be applied for monitoring and controlling every power converters as explained in [7, 10]. Secondary control will perform calculation of active power reference (P^*) and reactive power reference (Q^*) and then send calculated P^* and Q^* to each power converters for adapting droop control slope in the primary control as depicted in Fig. 7.

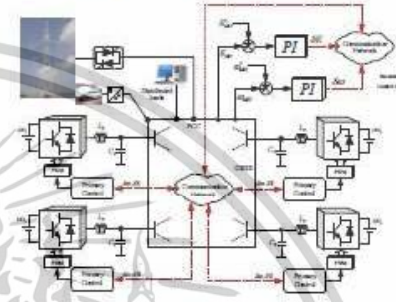


Fig. 7. Secondary control of an ac microgrid for voltage amplitude and frequency compensation.

B.1 Frequency control

Basically, frequency deviation will depend on active power supplied to the connected load. Therefore, the balanced of connected load and active power can be used to determine control parameters for compensating this frequency deviation. Frequency deviation range is depended upon utility; for instance, ± 0.5 Hz is a regulation for PEA, a 50Hz operating frequency PI controller can be applied for frequency control to compensate the error of reference frequency which can be calculated in (5).

$$\Delta \omega = k_p (\omega_{ref} - \omega_{act}) + k_i \int (\omega_{ref} - \omega_{act}) dt + \Delta \omega \quad (5)$$

where k_p and k_i are a proportional control (P) and integral control (I) gain. Frequency control will monitor microgrid frequency (ω_{act}) and compare to frequency reference (ω_{ref}). The error between ω_{act} and ω_{ref} is compensated by PI controller ($\Delta \omega$) together with the utility grid frequency ($\Delta \omega$) from synchronization loop. This frequency control parameter can send into the power converter droop control to compensate frequency error by controlling active power supply to the load or disconnected unimportant loads if the generation is much less than the demand [1, 5].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B.2 Voltage control

PI controller can also be utilized for voltage amplitude compensation in secondary control. The PI control parameter can be calculated in (6) for each connected point of a converters. Voltage profile of each converter will send to voltage controller in secondary control to calculate the error of each converter to perform voltage compensation in primary control via low frequency communication. Therefore, every converter can perform the voltage compensation at the same time [10, 11].

$$\delta E = k_{pv}(E_{ref}^* - E_{vcc}) + k_{vi} \int (E_{ref}^* - E_{vcc}) dt \quad (6)$$

where, k_{pv} and k_{vi} are a proportional control (P) and integral control (I) gain. δE is the compensated parameter sent to converter primary control to adapt droop control slope.

C. Tertiary control

Energy management system (EMS) and tie-line power flow are the major function in a tertiary control. The essence of tertiary control is to decide the operating point of active power for each RES; therefore, the power flow in a microgrid and the PCC can be controlled. Active power transferred between utility grid and microgrid can be estimated from load demand and renewable energy generation as explained in [1]. The power flow can be regulated by adjusting the phase in steady state and amplitude of the voltage inside the microgrids [1,2,4]. Fig. 8 illustrates that P_i and Q_i can be compared with active power reference (P_i^*) and reactive power reference (Q_i^*) by probing active power (P) and reactive power (Q) through the solid state switch. The PI control parameters such as active power control parameter (P_i) and reactive power control parameter (Q_i) can be computed by using (7) and (8) to transform for voltage and frequency reference signals.

$$\omega_{ref}^* = k_{pv}(P_i^* - P_i) + k_{vi} \int (P_i^* - P_i) dt \quad (7)$$

$$E_{vcc}^* = k_{qv}(Q_i^* - Q_i) + k_{vi} \int (Q_i^* - Q_i) dt \quad (8)$$

where, k_{pv} , k_{vi} , k_{qv} and k_{vi} are PI control parameters of the tertiary control compensator. Also, ω_{ref}^* and E_{vcc}^* are frequency and voltage amplitude reference for power flow control. This frequency and voltage reference will then send to secondary control to perform frequency control and voltage control as shown in Fig. 8.

In an islanding operation, the frequency reference ω_{ref}^* and voltage amplitude reference E_{vcc}^* will become ω^* and E^* in secondary control. When the utility grid restores, the microgrid will start grid synchronization process. At this point, ω_{ref}^* and E_{vcc}^* will equal to the measured frequency and voltage amplitude from the grid. In consequence, the frequency and voltage amplitude of the microgrid will be a same as utility grid. Then,

these reference signals can be provided to tertiary control after synchronization.

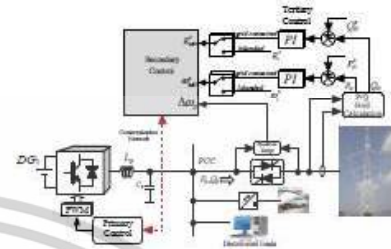


Fig. 8. Tertiary control of power flow control at PCC.

Power exchange between utility grid and microgrid is depended upon P_i and Q_i , so that active power and reactive power can be independently supplied and consumed as shown in Fig. 8. Bidirectional power flow at PCC can be achieved by using tertiary control. Droop control slope will determine the rated active power by adjusting frequency (ω_{ref}^*) and voltage (E_{vcc}^*) reference. If frequency reference of the microgrid is more than grid frequency reference and active power is more than zero ($P_i > 0$), the microgrid will supply active power to the utility grid. Meanwhile, if microgrid cannot supply active power to required loads ($P_i < 0$), the microgrid will draw active power from the utility grid for compensating frequency deviation. In the same case, the voltage amplitude can be regulated by supplying and consuming reactive power ($Q_i > 0$) at PCC as discussed in [2, 7].

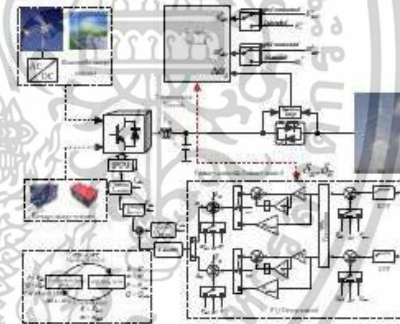


Fig. 9. Proposed hierarchical control strategy of ac microgrids [16].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Hierarchical control strategy of ac microgrid can be implemented to control and stabilize voltage and frequency in the microgrid as shown in Fig. 9. It should be noted that power converters can operate both grid-feeding mode and grid-supporting mode depending on controller setting parameters in primary control. As can be seen in Fig. 9, three important control levels can be implemented; then, the control parameters of each power converter can be computed as previously discussed which we will report in the future works. The contributions of this work are to put the control strategy in place and to understand control functions in ac microgrids.

IV. CONCLUSIONS

Hierarchical ac microgrid control strategies have been introduced to understand the role of each controller in power converters. Power converters interfacing to RES and ESS can be operated in two modes: grid-feeding mode and grid-supporting mode. It is important to understand the controller parameter setting in ac microgrid. Current and voltage loop control for regulating voltage and power in each RES, primary droop control, secondary droop control and energy management and power flow control between ac microgrid and utility grid have also been discussed. The proposed hierarchical ac microgrid control has been explained the relationship and interaction among control levels. The contribution of this paper is to provide the overview of microgrid control relationships in order to design the control of microgrid properly.

REFERENCES

- [1] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Mitsuhashi, G. De Vicuna, and M. Castilla, "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids-A General Approach Toward Standardization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, NO. 1, pp. 158-170, Jan. 2011.
- [2] J. M. Guerrero, M. Chandorkar, T. L. Lee, and P. L. Loh, "Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids-Part I: Decentralized and Hierarchical Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, NO. 4, pp. 1254-1262, Apr. 2013.
- [3] Department of Alternative Energy Development and Efficiency (DEDE), Ministry of Energy, "Thailand Renewable and Alternative Energy Development Plan for 25 Percent in 10 Years (AEDP 2012-2021)," [online], available: <http://www.dede.go.th>.
- [4] J. Rocaberti, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodriguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, NO. 11, pp. 4734-4749, Nov. 2012.
- [5] X. Wang, "Harmonic Mitigation in Islanded Microgrid by Inverter-Based Distributed Energy Resource," Ph.D. dissertation, Aalborg University, Aalborg, Denmark, 2012.
- [6] E. Orjuela, W. Sawaditong, M. Lingsmann, N. Henni, M. Hoppa, P. Witzmann, A. Schmeiss, S. Jilani, and D. Neuman, "Revisiting Hierarchical Control Strategy of Conventional Grids for Decentralized Power Supply Systems," *Energy Efficiency, Intech*, pp. 320-330, 2012.
- [7] A. Bidram, and A. Davoudi, "Hierarchical Structure of Microgrid Control System," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, NO. 4, pp. 1963-1976, Dec. 2012.
- [8] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, J. Mitsuhashi, M. Castilla, and L. G. De Vicuna, "Hierarchical Control of Intelligent Microgrids," *IEEE Ind. Electron. Magazine*, pp. 23-28, Dec. 2010.
- [9] Q. Shafiq, J. M. Guerrero, and J. C. De Vasquez, "Distributed Secondary Control for Islanded Microgrids-A Novel Approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 2, pp. 1018-1031, Feb. 2014.
- [10] J. J. Justo, F. Mwasilu, and J. W. Jung, "AC-Microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review," *Elector, Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 24, pp. 308-405, 2013.
- [11] P. H. Divshali, A. Alimardani, S. H. Hosseini, and M. Abedi, "Decentralized Cooperative Control Strategy of Microgrids for Stabilizing Autonomous of VSC-Based Microgrids," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 27, NO. 4, pp. 1949-1959, Nov. 2012.
- [12] J. Ho, and Y. W. Li, "An Enhanced Microgrid Load Demand Sharing Strategy," *IEEE Trans. Power Elec.*, vol. 27, NO. 9, pp. 3984-3995, Sep. 2012.
- [13] J. C. Vasquez, K. A. Mastroianni, J. M. Guerrero, and M. Liserre, "Voltage Support Provided by a Droop-Controlled Multifunctional Inverter," *IEEE Ind. Electron.*, vol. 56, NO. 11, pp. 4510-4519, Nov. 2009.
- [14] M. N. Marwali, J. W. Jung, and A. Ezyhani, "Control of Distributed Generation Systems-Part II: Load Sharing Control," *IEEE Trans. Power Elec.*, vol. 27, NO. 18, pp. 1551-1561, Nov. 2004.
- [15] J. Ho, "Advanced Control in Smart Microgrids," Ph.D. dissertation, University of Technology, Sydney, Australia, 2013.
- [16] H. Abu-Rub, M. Malinowski, and K. Al-Haddad (2014) *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, IEEE Press and John Wiley & Sons Ltd.
- [17] N. Pogaku, M. Prodic, and T. C. Green, "Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid," *IEEE Trans. Power Elec.*, vol. 22, NO. 3, pp. 613-625, Mar. 2007.
- [18] J. Quesada, F. Sebastian, M. Castro, and J. A. Suñer, "Control of inverters in a low voltage microgrid with distributed battery energy storage- Part I: Primary control," *Electric, Electrical Power Systems Research*, 114, pp. 126-135, 2014.
- [19] H. Beirami, and S. Sackoche, "An Intelligent Droop Control for Simultaneous Voltage and Frequency Regulation in Islanded Microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 4, NO. 3, pp. 1505-1513, Sep. 2013.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นาย สมเกียรติ คงคะชาติ
วัน เดือน ปีเกิด 3 กรกฎาคม 2522 ที่ศรีสะเกษ
ที่อยู่ บ้านเลขที่ 1 หมู่ที่ 4 ตำบล เมืองฝาง อำเภอ เมือง จังหวัด บุรีรัมย์
รหัสไปรษณีย์ 31000

ประวัติการศึกษา:

2547 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2553 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย:

2553 – ปัจจุบัน อาจารย์ประจำ มหาวิทยาลัยธนบุรี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้