ระบบควบคุมที่ปรับปรุงแล้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเสมือนภายใต้สภาพแวดล้อมโครงข่ายไฟฟ้าที่อ่อนแอ

AN IMPROVED CONTROL SYSTEM OF VIRTUAL SYNCHRONOUS GENERATOR UNDER WEAK GRID ENVIRONMENT

อดิเทพ พวงดอกไม้
Aditap Poungdokmai

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2566

KMITL-2023-EN-M-027-078

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AN IMPROVED CONTROL SYSTEM OF VIRTUAL SYNCHRONOUS GENERATOR UNDER WEAK GRID ENVIRONMENT

Aditap Poungdokmai

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2023

KMITL-2023-EN-M-027-078

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2023
SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ระบบควบคุมที่ปรับปรุงแล้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเสมือนภายใต้สภาพแวดล้อมโครงข่ายไฟฟ้าที่อ่อนแอ
นักศึกษา	นายอดิเทพ พวงดอกไม้
รหัสประจำตัว	63601094
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
พ.ศ.	2566
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร.สมภพ ผลไม้

บทคัดย่อ

เป็นระยะเวลายาวนาน ที่พลังงานไฟฟ้ากระแสสลับที่อยู่ในระบบไฟฟ้ากำลังส่วนใหญ่ถูกผลิตจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส โดยคุณสมบัติที่สำคัญของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสคือ โมเมนต์ความเฉื่อยซึ่งเป็นปัจจัยสำคัญที่จะทำให้ระบบไฟฟ้ากำลังมีเสถียรภาพ การที่มีโมเมนต์ความเฉื่อยมากจะส่งผลให้ระบบไฟฟ้ากำลังมีอัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ที่ดี (RoCoF) ปัจจุบันเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสกำลังจะถูกแทนที่ด้วยอินเวอร์เตอร์ที่ปราศจากความเฉื่อยซึ่งจะถูกนำมาใช้งานกับแหล่งพลังงานหมุนเวียน ดังนั้นการที่พลังงานหมุนเวียนเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความเฉื่อยโดยรวมของระบบต่ำและเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังลดลง ด้วยเหตุผลข้างต้นกริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์ (GFMI) จึงถูกนำเสนอ เนื่องจากสามารถให้ความเฉื่อยเสมือนสำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้กับแหล่งพลังงานหมุนเวียนได้โดยการจำลองสมการการแกว่งของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสในการควบคุมหรือเรียกอีกอย่างว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือน (VSG) ดังนั้นระบบไฟฟ้ากำลังจะยังคงมีเสถียรภาพถึงแม้ว่าพลังงานหมุนเวียนจะเพิ่มขึ้นก็ตาม อย่างไรก็ตาม VSG ยังคงมีปัญหาบางอย่างคือเมื่อถูกนำมาใช้งานในสภาวะโครงข่ายไฟฟ้าอ่อนแอ ความถี่ที่เกิดการเบี่ยงเบนของระบบไฟฟ้ากำลังเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าจริงของ VSG ที่สภาวะคงที่คลาดเคลื่อน จากการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของฟังก์ชั่นถ่ายโอนแบบปิดแสดงให้เห็นว่าปัญหาข้างต้นเกิดจากค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งในสมการการแกว่งที่ถูกใช้สำหรับปรับค่าอัตราการแดมป์ วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอเกี่ยวกับการปรับปรุงการควบคุมของ VSG โดยมีจุดประสงค์หลักคือต้องการลดกำลังไฟฟ้าจริงที่คลาดเคลื่อนและยังสามารถควบคุมผลตอบสนองในสภาวะโครงข่ายไฟฟ้าอ่อนแอได้ การควบคุมที่ได้รับการปรับปรุงนั้นถูกนำมาใช้โดยการเกิดเพิ่มตัวชดเชยส่วนต่าง ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ประกอบด้วยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมและการจำลองเพื่อยืนยันความถูกต้อง และท้ายที่สุดคือการเตรียมการทดลองและแสดงผลการทดลองที่สอดคล้องกับผลการจำลองได้เป็นอย่างดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	An improved control system of virtual synchronous generator under weak grid environment
Student	Mr.Aditap Poungdokmai
Student ID.	63601094
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical and Computer Engineering
Year	2023
Thesis Advisor	Dr. Sompob Polmai

ABSTRACT

Until now, most of AC electric power in any power systems is produced by synchronous generators (SG). The important feature of SG is the moment of inertia which is a key parameter of the transient power system stability. The power system with higher moment of inertia will have better rate of change of frequency (RoCoF). Now a day, SG is being replaced with inertia-less inverter-based renewable resources. This results in lower total system inertia and reduced power system stability. Grid forming inverter (GFMI) has been proposed to provide synthetic inertia for the inverter-based resources by simulating swing equation of SG in the control loop which is also known as virtual synchronous generator (VSG). The power system stability is expected to be maintained even with high level of penetration of inverter-based renewable. However, VSG has some issues when operates in weak grid environment. The frequency deviation of the system causes steady-state error of the VSG active power. The small-signal analysis of the closed loop transfer function reveals damping coefficient of the swing equation as the cause. However, in conventional control, damping coefficient cannot be set to zero without compromising response overshoot. This thesis presents improved control of VSG aiming for reduced steady-state error of active power and also maintaining response overshoot characteristic under weak grid environment. The improved control is implemented by adding a differential compensation. In this thesis, the control parameter design is presented, and the simulation is carried out to confirm the validity. Finally, the experiment setup is arranged, and the experimental results show good agreement with those of simulation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงวันเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก ดร.สมภพ ผลไม้ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้ให้ความรู้ทางด้านวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และวิธีการทำวงจรต่างๆ ขอขอบพระคุณอาจารย์อย่างยิ่งที่คอยให้ความช่วยเหลือทั้งด้านการศึกษา การใช้ชีวิต การทำงาน และคอยดูแลเป็นอย่างดีเสมอมา

ขอขอบพระคุณแม่และพ่อที่คอยเป็นกำลังใจ และให้อิสระในการใช้ชีวิตตามทางที่ตนเองเลือก ขอขอบคุณที่เชื่อใจและมั่นใจในตัวลูกคนนี้ตลอดระยะเวลาที่ผ่านมา

ขอขอบพระคุณพี่ๆวิศวกรภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่คอยให้ความช่วยเหลือทั้งด้านการทำงาน และคอยให้คำปรึกษาเกี่ยวกับแนวทางการศึกษาต่อ

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณน้องๆ Pearl lab ที่คอยมอบความสนุกสนาน ทำให้ห้องแลปรู้สึกมีชีวิตชีวา และผ่อนคลายมากยิ่งขึ้น

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อดิเทพ พวงดอกไม้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II
กิตติกรรมประกาศ III
สารบัญ IV
สารบัญตาราง VII
สารบัญรูปภาพ VIII
บทที่ 1 บทนำ 1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา 1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ 1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย 2
1.4 ขอบเขตการวิจัย 2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย 2
1.6 โครงสร้างวิทยานิพนธ์ 3

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง 4
2.1 วงจรกรองฮาร์มอนิกส์แบบแอลซีแอล (LCL filter) 4
2.2 ขนาดของวงจรเชื่อมโยงทางไฟฟ้ากระแสตรง (DC link) 6
2.3 กรอบอ้างอิง 6
2.3.1 αβ-frame 6
2.3.2 dq-frame 7
2.4 เฟสล็อกลูป (Phase lock loop) 8
2.4.1 Phase detector (PD) 9
2.4.2 Low pass filter 10
2.4.3 Voltage control oscillators 11
2.5 คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด (Grid connect converter) 12
2.5.1 Grid following inverters (GFLIs) 13
2.5.2 Grid forming inverters (GFMIs) 14
2.6 การออกแบบผลตอบสนองกำลังไฟฟ้าจริง VSG ของ GFMIs 16
2.6.1 การสร้างแบบจำลองของกำลังไฟฟ้าจริงและผลตอบสนอง 16
2.6.2 ผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าเมื่อเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าอ้างอิง 20
2.7 การออกแบบผลตอบสนองกำลังไฟฟ้าเสมือน (VI-based control) ของ GFMIs 21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.7.1 การสร้างแบบจำลองของกำลังไฟฟ้าเสมือนและผลตอบสนอง 21
2.7.2 กระบวนการออกแบบ 24

บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างระบบควบคุมของ GFMI 28
3.1 วงจรกรองฮาร์มอนิกแอลซีแอล 28
3.2 วงจรตรวจจับสัญญาณ 31
3.2.1 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้า 31
3.2.2 วงจรวัดกระแสไฟฟ้า 34
3.3 การเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า (Synchronization) 35
3.3.1 เฟสล็อกลูป 35
3.3.2 วิธีการเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า 37
3.4 การออกแบบ VI based control 39
3.5 การออกแบบ VSG 45
3.5.1 VSG รูปแบบทั่วไป (Original VSG) 45
3.5.2 VSG ที่ได้รับการปรับปรุง (Improved VSG) 52

บทที่ 4 ผลการจำลอง 61
4.1 การจำลองการซิงโครไนซ์ 61
4.1.1 การจำลองเฟสล็อกลูป 61
4.1.2 การจำลองการเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า 62
4.2 ผลการจำลอง VI based control 64
4.3 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปกติ 65
4.3.1 การจำลอง VSG ที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ 67
4.3.2 การจำลอง VSG ที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ 67
4.4 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุง 68
4.3.1 การจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ 68
4.3.2 การจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ 69

บทที่ 5 ผลการทดสอบ 71
5.1 การซิงโครไนซ์ 72
5.2 ผลการทดสอบ VI based control 73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงวันเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.3 ผลการทดสอบ VSG รูปแบบปกติ 74
5.3.1 การทดสอบ VSG ที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ 74
5.3.2 การทดสอบ VSG ที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ 74
5.4 ผลการทดสอบ VSG รูปแบบปรับปรุง 75
5.4.1 การทดสอบ VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ 75
5.4.2 การทดสอบ VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ 76

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ 78
6.1 สรุปผล 78
6.2 ข้อเสนอแนะ 79
เอกสารอ้างอิง 80
ภาคผนวก ก อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ 82
ภาคผนวก ข โค้ดการซิงโครไนซ์ 86
ภาคผนวก ค ผลงานเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ 92
ประวัติผู้เขียน 99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

3.1 ค่าพารามิเตอร์ของ VI based control.......41
3.2 ข้อแตกต่างระหว่าง VSG รูปแบบปกติและ VSG รูปแบบปรับปรุงแล้ว.......55
4.1 ค่าพารามิเตอร์การจำลองของอินเวอร์เตอร์.......61
4.2 รายละเอียดของตัวแปรที่ใช้ในบล็อคของเฟสล็อกลูป.......63
4.3 ค่าพารามิเตอร์ของ VSG ที่ใช้ในการจำลอง.......66
5.1 ค่าพารามิเตอร์ของ VSG ที่ใช้ในการทดสอบ.......72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปภาพที่ หน้า

2.1 วงจรกรองฮาร์มอนิกส์แบบแอลซีแอล....4
2.2 กระแสริปเปิล....4
2.3 บล็อคไดอะแกรมของเฟสล็อกลูป....8
2.4 Active PI filter....10
2.5 Bode diagram ของวงจร Active PI filter....10
2.6 บล็อคไดอะแกรมโดยรวมของเฟสล็อกลูป....11
2.7 back to back converter....13
2.8 Grid following inverter....13
2.9 Grid forming inverter....14
2.10 Droop control....15
2.11 การจำลองโมเมนต์ความเฉื่อยที่มีขดลวดแดมป์ปิ้ง....17
2.12 คอนเวอร์เตอร์ขณะต่อกับอินฟินิตบัส....17
2.13 บล็อคไดอะแกรมของ VSG ขณะคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า....19
2.14 ผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าในกรณีที่มีการจำลองขดลวดแดมป์ปิ้งและไม่มี....21
2.15 องค์ประกอบของ GFMI....21
2.16 การควบคุม Q-V แบบ VI-based control....22
2.17 อิมพีแดนซ์เอาท์พุตของ Inner VI-based control....24
2.18 โมเดลของ GCC ที่ถูกต่ออยู่กับอินฟินิตบัส....24
3.1 โครงสร้างโดยรวมของ GFMI....28
3.2 วงจรสมมูลแอลซีแอล....29
3.3 Bode diagram ของวงจรกรองฮาร์มอนิกแอลซีแอล....31
3.4 กราฟแสดงผลของวงจรแอลซีแอล....31
3.5 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้าโดยใช้ LV25P....32
3.6 วงจรสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิง 1.65 โวลต์....33
3.7 วงจรบวกสัญญาณแบบไม่กลับขั้ว....33
3.8 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้า 28.9 V_{rms}....34
3.9 วงจรวัดกระแสไฟฟ้า....35
3.10 วงจรวัดกระแสไฟฟ้า 3.46 A....35
3.11 บล็อคไดอะแกรมของเฟสล็อกลูปบนแกน dq....36
3.12 Bode diagram และ Step response ของเฟสล็อกลูป....37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปภาพที่ หน้า

3.13 Flowchart วิธีการเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า 38
3.14 การควบคุม Inner VI-based control 39
3.15 ผลตอบสนองกำลังไฟฟ้าเสมือนและแรงดันไฟฟ้า 43
3.16 พล็อตโพลและซีโร่ของ Inner VI-based control ที่ K_{PV}=0.8 และ T_{IV}=0.007 44
3.17 Bode plot ของ Inner VI-based control 44
3.18 VSG ที่ใช้เฟสล็อกลูปขณะเขื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า 45
3.19 VSG ที่ไม่ใช้เฟสล็อกลูปขณะเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า 46
3.20 ค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งในเงื่อนของ damping ratio condition 49
3.21 ค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งในเงื่อนของ Inner and outer loop decoupling condition 50
3.22 ค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งที่เหมาะสมสำหรับ K =1583.33 และ k_ω=159.15 52
3.23 VSG ที่เพิ่มตัวชดเชยส่วนต่าง 52
3.24 เปรียบเทียบผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าจริงที่ซีโร่โดดเด่นกว่าคู่โพล 53
3.25 ขอบเขตการเลือกค่า K_d เพื่อไม่ให้ซีโร่โดดเด่นกว่าคู่โพล 54
3.26 Improved VSG ที่มีการ Feed forward compensation 54
3.27 ค่า K_d ในเงื่อนของ damping ratio condition 56
3.28 ค่า K_d ในเงื่อนของ Inner and outer loop decoupling condition 58
3.29 ค่า K_d ในเงื่อนของ Internal stability condition 59
3.30 ช่วงของค่า K_d ที่เหมาะสมสำหรับค่า K_p=1583.33 และ k_ω=159.15 60
4.1 วงจรเฟสล็อกลูปบนโปรแกรม PSIM 62
4.2 ผลการจำลองเฟสล็อกลูป 62
4.3 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าและเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าบนโปรแกรม PSIM 63
4.4 ผลการจำลองการซิงโครไนซ์ 63
4.5 วงจร Inner VI-based control บนโปรแกรม PSIM 64
4.6 เปรียบเทียบผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าเสมือน 65
4.7 วงจร VSG บนโปรแกรม PSIM 65
4.8 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ 67
4.9 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ 68
4.10 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ 69
4.11 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ 70
5.1 ชุดทดสอบ GFMI 71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปภาพที่ หน้า

5.2 ไดอะแกรมชุดทดสอบ GFMI 72
5.3 ผลการทดสอบการซิงโครไนซ์ 73
5.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองกำลังไฟฟ้าเสมือน 73
5.5 ผลการทดลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ 74
5.6 ผลการทดลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ 75
5.7 ผลการทดลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ 76
5.8 ผลการทดลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ 77
6.1 เปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าเอาท์พุตระหว่างสองโมเดล ที่ความถี่กริดคงที่และไม่คงที่ 78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

เป็นระยะเวลายาวนานที่การผลิตไฟฟ้าถูกเปลี่ยนแปลงมาจากพลังงานถ่านหิน และพลังงานฟอสซิล เนื่องจากความต้องการไฟฟ้าที่มากขึ้นในหลายทศวรรษจึงเกิดแหล่งพลังงานทางเลือกหลากหลายรูปแบบที่ถูกน้ำมาใช้เช่น พลังงานน้ำ พลังงานลม ฯลฯ เมื่อพลังงานทางเลือกเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วซึ่งไม่เป็นผลดีต่อโครงข่ายไฟฟ้า เนื่องจากการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานทางเลือกจะเป็นการติดตามความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าและจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่โครงข่ายไฟฟ้าเพียงเท่านั้น ทำให้ความเฉื่อยของระบบมีค่าเท่าเดิมแต่ต้องแบกพลังงานศักย์จากพลังงานทางเลือกเข้ามาอีก ท้ายที่สุดโครงข่ายไฟฟ้าจะขาดเสถียรภาพ ด้วยปัญหาเหล่านี้จึงมีแนวคิดที่จะจำลองการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานทางเลือกให้เสมือนกับการผลิตไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส

การจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือน หรือ Virtual Synchronous generator (VSG) เป็นการจำลองโดยใช้สมการเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส ร่วมกับพลังงานทางเลือกส่งผลให้พลังงานทางเลือกเสมือนมีความเฉื่อยเป็นของตนเอง เป็นการเพิ่มความเฉื่อยให้กับระบบ และส่งผลให้โครงข่ายไฟฟ้ามีเสถียรภาพ โดยอินเวอร์เตอร์ที่ประกอบด้วยระบบการจำลองไฟฟ้าเสมือนจะถูกเรียกว่ากริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์ (Grid forming inverter , GFMI)

การนำกริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์มาใช้ควบคู่กับการผลิตไฟฟ้าพลังงานทางเลือกมีข้อดีมากมายเช่น สามารถเพิ่มความเฉื่อยให้กับระบบ สามารถใช้งานในรูปแบบโดดเดี่ยวได้ (Stand alone) ถึงอย่างไรก็ตามกริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์มีข้อเสียคือ การใช้งานขณะที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ เมื่อความถี่ของอินเวอร์เตอร์โครงข่ายไฟฟ้าไม่ตรงกันจะส่งผลให้กำลังไฟฟ้าที่อินเวอร์เตอร์ผลิตเกิดความคลาดเคลื่อน ดังนั้นอินเวอร์ชนิดกริดฟอร์มมิ่งจึงไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ที่โครงข่ายไฟฟ้าอ่อนแอ (Weak grid) จึงมีแนวคิดที่จะปรับปรุงให้กริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์สามารถใช้งานในขณะที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ได้โดยไม่ผลิตกำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อน

1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

วิทยานิพนธ์นี้มุ่งหวังที่จะศึกษาและปรับปรุงอินเวอร์เตอร์ประเภทกริดฟอร์มมิ่ง เพื่อให้สามารถใช้งานในสภาวะความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ได้โดยไม่ผลิตกำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อน โดยจะอธิบายถึงการออกแบบเกี่ยวกับการเลือกค่าใน VI based control การซิงโครไนซ์ และการออกแบบ VSG เพื่อให้อินเวอร์เตอร์มีเสถียรภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์เป็นการปรับปรุงสมการการจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเสมือนเพื่อให้สามารถใช้งานได้ในสภาวะความถี่กริดไม่คงที่ พบว่าปัจจัยหลักที่ทำให้อินเวอร์เตอร์ผลิตกำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อนขณะความถี่กริดไม่คงที่คือค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งที่เป็นการจำลองขดลวดแดมป์ปิ้งของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส ซึ่งถูกใช้ในการกำหนดผลตอบสนอง ดังนั้นถ้าหากสามารถกำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งมีค่าน้อยลงได้ก็จะสามารถทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อนลดลงเช่นเดียวกันแต่จะไม่สามารถควบคุมผลตอบสนองทางไดนามิกได้ จึงมีการเพิ่มตัวชดเชยส่วนต่างเข้าไปในสมการเพื่อที่จะสามารถกำหนดผลตอบสนองได้โดยไม่ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อน

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1.4.1 ศึกษาฟังก์ชั่นถ่ายโอนปิดของ VSG และการออกแบบลูปภายใน ของกริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์

1.4.2 นำฟังก์ชั่นถ่ายโอนจำลองบนโปรแกรม matlab simulation เพื่อดูผลตอบสนองและออกแบบค่าที่เหมาะสม

1.4.3 นำค่าที่ได้จากการออกแบบในหัวข้อที่ 1.4.2 มาใช้ในจำลองกริดฟอร์มมิ่งอิงเวอร์เตอร์บนโปรแกรม PSIM_2021a และทดสอบที่สภาวะที่ความถี่กริดคงที่และความถี่กริดไม่คงที่ พร้อมสร้างภาษาซีที่ได้จากการจำลองบนโปรแกรมนำมาเขียนลงบน DSP28335

1.4.4 ออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์กริดฟอร์มมิ่งขนาด 300 วัตต์ วงจรกรองความถี่ประเภทแอลซีแอล วงจรวัดแรงดันไฟฟ้าสามเฟส และวงจรวัดกระแสไฟฟ้าสามเฟส ต่อวงจรและส่งสัญญาณที่วัดได้จากวงจรวัดเข้า DSP28335

1.4.5 ทดสอบกริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์ขณะที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่และไม่คงที่

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1.5.1 เข้าใจหลักการและองค์ประกอบของกริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์

1.5.2 ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบฟังก์ชั่นถ่ายโอนของกริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพ

1.5.3 ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบและการสร้างวงจรการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าข้อมูลและความรู้ที่ได้จากงานวิจัยสามารถนำไปพัฒนาและต่อยอดเป็นองค์ความรู้ใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 โครงสร้างวิทยานิพนธ์

โครงสร้างวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งออกเป็น 6 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัยและประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง กล่าวถึงวงจรกรองความถี่แอลซีแอล ขนาดของวงจรเชื่อมโยงทางไฟฟ้ากระแสตรง กรอบอ้างอิง การซิงโครไนซ์ และอินเวอร์เตอร์ประเภทเชื่อมต่อกริด

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบ วงจรกรองความถี่แอลซีแอล วงจรวัดกระแสและแรงดันที่ใช้ในการทดสอบ การซิงโครไนซ์ ลูปภายใน และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือน

บทที่ 4 กล่าวถึงแบบจำลองและผลการจำลอง การซิงโครไนซ์ ลูปภายใน และผลการจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเสมือนที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่และไม่คงที่

บทที่ 5 กล่าวถึงขั้นตอนการทดลองและผลการทดลอง การซิงโครไนซ์ ลูปภายใน และผลการจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเสมือนที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่และไม่คงที่

บทที่ 6 กล่าวถึงสรุปผลการทดลอง ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนาที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้

ภาคผนวก ก. Code C++ ที่ใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์

ภาคผนวก ข. เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

ภาคผนวก ค. ผลงานการวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ และประวัติผู้เขียน

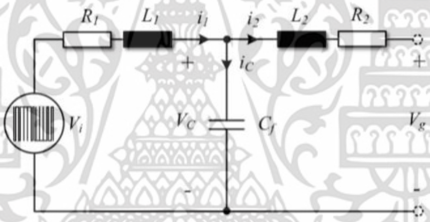
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

เพื่อที่จะควบคุมอินเวอร์เตอร์ชนิดกริดฟอร์มมิ่ง จึงมีความจำเป็นที่จะต้องเรียนรู้และศึกษาพฤติกรรมของอินเวอร์เตอร์ ในบทนี้จะอธิบายเกี่ยวกับทฤษฎีและแนวคิดที่เกี่ยวข้องกับการควบคุม

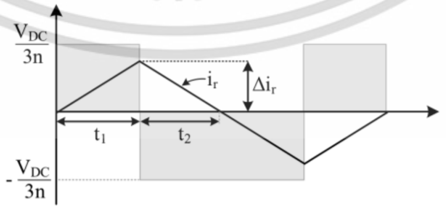
2.1. วงจรกรองฮาร์มอนิกส์แบบแอลซีแอล (LCL filter)

โมเดลทางคณิตศาสตร์ถูกจำลองเป็นอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสต่อกับวงจรกรองความถี่แบบแอลซีแอล (LCL filter) แสดงในรูปที่ 2.1 ซึ่งตัวแปรถูกกำหนดดังนี้ V_i คือแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ V_g คือแรงดันไฟฟ้าของกริด C_f คือตัวเก็บประจุ V_c คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ L_1 , R_1 คือตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุฝั่งคอนเวอร์เตอร์ และ L_2 , R_2 คือตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุฝั่งกริด



รูปที่ 2.1 วงจรกรองฮาร์มอนิกส์แบบแอลซีแอล [1]

การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอลซีแอลจะเริ่มต้นจากการคำนวณกระแสริปเปิล (current ripple) ที่ขาออกของอินเวอร์เตอร์ โดยการคำนวณจะต้องคำนึงถึงฮาร์มอนิกลำดับต้น ซึ่งกรณีที่ปกติกระแสกระเพื่อมจะขึ้นลงตามฮาร์มอนิกลำดับต้น ดังรูปที่ 2.2 [1]



รูปที่ 2.2 กระแสริปเปิล (Current ripple) [1]

$$\Delta i_r=\frac{V_{DC}t_1}{3nL_f}\ ,\ t_1=t_2=\frac{\sqrt{3}m_{max}}{8f_s} \tag{2.1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.1 กำหนดให้ m_{max}= 1.15 คือค่ามอดูเลตสูงสุดในกรณีที่ใช้สัญญาณแบบ SVPWM (Space vector pulse width modulation) และ n=1 ในกรณีที่อินเวอร์เตอร์เป็นรูปแบบ 1 ระดับ หรือ n=2 ในกรณีที่อินเวอร์เตอร์เป็นรูปแบบ 2 ระดับ (2-level) และ 3 ระดับ (3-level) ตามลำดับ Δi_r คือกระแสริปเปิลโดยปกติค่ากระแสริปเปิลจะถูกเลือกในช่วง 15 ถึง 25 เปอร์เซ็นต์ของกระแสปกติและ f_s คือความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance frequency) [1] โดยจะเลือกค่าตามสมการที่ 2.2

$$10\cdot f_g < f_f < \frac{f_s}{10} \tag{2.2}$$

เมื่อ f_g คือความถี่ปกติของกริด และ f_s คือความถี่สวิทชิ่งของเซมิคอนดักเตอร์ ซึ่งสมการที่ 2.2 จะสามารถใช้ได้แค่ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าต่ำ(Low voltage) และความถี่สวิทชิ่งมากกว่า 5 กิโลเฮิรตซ์ หรือที่แรงดันไฟฟ้าปานกลาง (Medium voltage) จะสามารถใช้ที่ความที่สวิทชิ่งน้อยกว่า 1 กิโลเฮิรตซ์ หลังจากคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์แล้ว ค่าตัวเก็บประจุสามารถคำนวณได้ในสมการที่ 2.3

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \qquad C_f = \frac{1}{\omega_f^2 L_f} \tag{2.3}$$

เมื่อได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ความถี่เรโซแนนซ์สามารถนำมาคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำฝั่งกริดและฝั่งอินเวอร์เตอร์ได้จากสมการที่ 2.4

$$L_f = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \tag{2.4}$$

โดยปกติการออกแบบวงจรกรองแอลซีแอลจะให้ค่า L_2 (ตัวเหนี่ยวนำฝั่งกริด) มีค่าน้อยกว่า L_1 (ตัวเหนี่ยวนำฝั่งอินเวอร์เตอร์) เนื่องจากความคุ้มค่าทางเศรษฐศาสตร์ แต่หากไม่คำนึงถึงปัจจัยทางเศรษฐศาสตร์สามารถออกแบบให้ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเท่ากันได้ โดยสิ่งสุดท้ายของการออกแบบตัวกรองแบบแอลซีแอลคือการออกแบบให้รองรับผลตอบสนองชั่วขณะที่ไม่เสถียร ซึ่งอาจจะถูกกระตุ้นโดยสัญญาณรบกวนหรือการเปลี่ยนแปลงค่าอย่างฉับพลันของอินเวอร์เตอร์ โดยผลตอบสนองที่เหมาะสมจะถูกกำหนดโดยอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่ ดังนั้นจึงมีการนำตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุในวงจรกรองความถี่ การเลือกค่าความต้านทาน (damping resistor) จะขึ้นอยู่กับแดมป์ปิ้งแฟคเตอร์ (damping factor , ξ_p) โดยค่าแดมป์ปิ้งแฟคเตอร์จะหาได้ตามสมการที่ 2.5 โดยปกติแล้วจะทำการปรับค่าแดมป์ปิ้งแฟคเตอร์และดูค่าที่เหมาะสมต่อการใช้งานอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\xi_p = \frac{R_d}{2}\sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \qquad (2.5)$$

2.2 ขนาดของวงจรเชื่อมโยงทางไฟฟ้ากระแสตรง (DC link)

การออกแบบวงจรเชื่อมโยงทางดีซีจะถูกออกแบบให้ทนกับแรงดันริปเปิล เสมือนกับการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าขาออก (ΔP_{max}) ในช่วงของการเปลี่ยนแปลงหนึ่งคาบของการสวิทชิ่ง (T_s) พลังงานสูงสุดที่ถูกส่งผ่านวงจรเชื่อมโยงทางดีซีในหนึ่งคาบของการสวิทซ์เท่ากับสมการที่ 2.6 [1]

$$\Delta W \approx \frac{\Delta P_{max} T_s}{2} = C_{DC} V_{DC} \Delta V_{DC} \qquad (2.6)$$

เมื่อ V_{DC} และ ΔV_{DC} คือแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่วงจรเชื่อมโยงทางดีซีและแรงดันไฟฟ้าริปเปิลตามลำดับ โดยจะพิจารณาให้กำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงสูงสุด (ΔP_{max}) มีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่พิกัด (P_{rated}) ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุจึงสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.7

$$C_{DC} = \frac{P_{rated} T_s}{2 V_{DC} \Delta V_{DC}} \qquad (2.7)$$

อย่างไรก็ตามค่าของตัวเก็บประจุที่คำนวณได้ก็จะมีค่าน้อยกว่าค่าที่ถูกเลือกจริง เนื่องจากในความเป็นจริงต้องรองรับเสถียรภาพหรือในกรณีไฟฟ้าดับ (grid fault) ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุที่ถูกนำมาใช้ควรจะมีขนาดมากกว่าค่าที่คำนวณได้

2.3 กรอบอ้างอิง

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ชนิดต่อกริดถูกนำมาใช้ในการควบคุมไฟฟ้าสามเฟส เพื่อที่จะควบคุมอินเวอร์เตอร์ อย่างไรก็ตามการควบคุมผ่านรูปคลื่นไซน์นั้นมีความซับซ้อน วิธีการแก้ไขการควบคุมโดยทั่วไปคือการเปลี่ยนแปลงเป็นรูปแบบกรอบอ้างอิง (reference frame) วิธีนี้จะทำให้การออกแบบและควบคุมในระบบสามเฟสง่ายขึ้น โดยจะมีสองกรอบอ้างอิงคือ αβ-frame และ dq-frame

2.3.1 αβ-frame

ระบบสามสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_a(t) &= V\cos(\omega t+\theta_0) \\ V_b(t) &= V\cos\left(\omega t+\theta_0-\frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c(t) &= V\cos\left(\omega t+\theta_0-\frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \qquad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V คือแอมพลิจูดของแรงดันไฟฟ้า θ_0 คือมุมเริ่มต้น และ ω คือความถี่เชิงมุม จากสมการที่ 2.8 สามารถเขียนในรูปแบบเฟสเซอร์ ได้สมการที่ 2.9

$$v(t)=\frac{2}{3}\left[e^{j0}V_a(t)+e^{j\frac{2\pi}{3}}V_b(t)+e^{j\frac{4\pi}{3}}V_c(t)\right] \quad (2.9)$$

V(t) สามารถแยกย่อยออกเป็นส่วนจริงและส่วนจินตภาพ ในสมการ 2.10 และเมื่อ α คือแกนจริงและ β คือแกนจินตภาพ การเทียบส่วนจริงและจินตภาพทำให้แปลงเป็นสมการ 2.11

$$v(t)=V_\alpha(t)+jV_\beta(t) \quad (2.10)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha(t) \\ V_\beta(t) \end{bmatrix}=\frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

สามารถฉายลงบนแกนจริงและแกนจินตภาพ เมื่อ v(t) คือสเปสเวคเตอร์ โดยค่า α และ β จะเปลี่ยนไปตามเวลา โดย α จะเปลี่ยนไปตามแกนจริงและ β จะเปลี่ยนไปตามแกนจินตภาพ ดังนั้น α และ β จึงแสดงในสมการที่ 2.12

$$\begin{aligned} V_\alpha(t)&=V(t)\cos\theta(t) \\ V_\beta(t)&=V(t)\sin\theta(t) \end{aligned} \quad (2.12)$$

เมื่อ $\theta(t)$ คือมุมเฟสของกริด การแปลงบนแกน $\alpha\beta$ จะถูกนำมาใช้เพื่อลดองค์ประกอบจากสามให้เหลือเพียงสององค์ประกอบ แต่สัญญาณยังคงเป็นไซน์ เพื่อแก้ปัญหาข้างต้นจึงมีการเพิ่มเติมในส่วนของการแปลง dq

2.3.2 dq-frame

แกน dq ถูกนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาการแกว่งของสัญญาณโดยการแปลงเป็นสัญญาณดีซี สามารถทำได้โดยการหมุนกรอบอ้างอิง $\alpha\beta$ ที่ความถี่เดียวกับสัญญาณ สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V(t)=V_d(t)+jV_q(t)=\left(V_\alpha+jV_\beta\right)e^{-j\phi(t)} \quad (2.13)$$

เมื่อ $\phi(t)$ คือเฟสล้าหลัง โดยสัญลักษณ์ออยเลอร์ $e^{-j\phi(t)} = \cos\phi(t)-j\sin\phi(t)$

$$\begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \cos\phi(t) & \sin\phi(t) \\ -\sin\phi(t) & \cos\phi(t) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_\alpha(t) \\ V_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อรวมการแปลงแกนจากสองวิธีการแล้วจะสามารถแปลงค่าจากแกน abc เป็น dq ได้ตามสมการที่ 2.15

$$\begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\phi(t) & \cos\left(\phi(t)-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\phi(t)-\frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin\phi(t) & \sin\left(\phi(t)-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\phi(t)-\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \qquad (2.15)$$

เมื่อแปลงองค์ประกอบ abc เป็น dq แล้วสามารถนำมาคำนวณกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ดังนี้

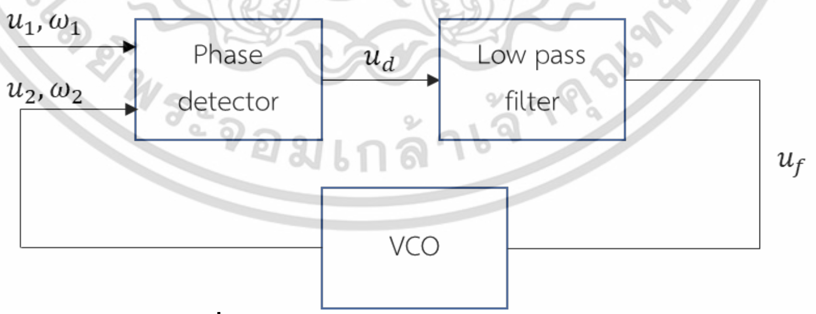
$$P(t)=\frac{3}{2}\left[V_d(t)i_d(t)+V_q(t)i_q(t)\right] \qquad (2.16)$$

$$Q(t)=\frac{3}{2}\left[-V_d(t)i_q(t)+V_q(t)i_d(t)\right] \qquad (2.17)$$

โดยปกติในกรณีที่ต่ออินเวอร์เตอร์เข้าร่วมกับกริดจะตั้งค่าให้ V_q มีค่าเท่ากับ 0 ที่สภาวะคงที่ ดังนั้นกำลังไฟฟ้าจริงจะแปรผันตรงกับ i_d และกำลังไฟฟ้าเสมือนแปรผันตรงกับ i_q

2.4 เฟสล็อกลูป (Phase lock loop)

อินเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกริดโดยปกติแล้วจะต้องประกอบด้วยกระบวนการซิงโครไนซ์เพื่อให้มุมเฟสระหว่างกริดและอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากันหรือเรียกว่าสภาวะล็อก (lock state) โดยวิธีการซิงโครไนซ์สามารถทำได้หลากหลายรูปแบบ แต่วิธีที่นิยมนำมาใช้คือเฟสล็อกลูป (Phase lock loop : PLL) [2]



รูปที่ 2.3 บล็อคไดอะแกรมของเฟสล็อกลูป

โดยองค์ประกอบของเฟสล็อกลูปจะประกอบไปด้วย ตัวตรวจจับเฟส (Phase detector) วงจรกรองความถี่ (Low pass filter) และ VCO (Voltage control oscillator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1. Phase detector (PD)

วงจรตรวจจับเฟสถูกใช้สำหรับตรวจจับค่าความคลาดเคลื่อน ประกอบด้วยจำนวนเทอมองค์ประกอบดีซี และมุมเฟสที่คลาดเคลื่อน ซึ่งจะแสดงมาในรูปแบบกระแสสลับ หากสมมุติว่าเฟสล็อกลูปอยู่ในสถานะล็อก จะสามารถเขียนฟังก์ชั่นถ่ายโอนได้ดังนี้

$$H(s)=\frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)} \tag{2.18}$$

ซึ่งอยู่ในรูปแบบของลาปลาสของมุมเฟส θ_1 และ θ_2 ยกตัวอย่างเมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์ และสัญญาณเอาท์พุตเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม 2.19 และ 2.20 ตามลำดับ

$$u_1(t)=U_{10}\sin[\omega_1 t+\theta_1(t)] \tag{2.19}$$

$$u_2(t)=U_{20}W[\omega_2 t+\theta_2(t)] \tag{2.20}$$

หรือ

$$u_2(t)=U_{20}\left[\frac{4}{\pi}\cos(\omega_2 t+\theta_2)+\frac{4}{3\pi}\cos(3\omega_2 t+\theta_2)+...\right] \tag{2.21}$$

เมื่อต้องการหาสัญญาณ $U_d(t)$ จาก PD จะเท่ากับ

$$u_d(t)=U_{10}U_{20}\sin[\omega_1 t+\theta_1(t)]\times\left[\frac{4}{\pi}\cos(\omega_2 t+\theta_2)+\frac{4}{3\pi}\cos(3\omega_2 t+\theta_2)+...\right] \tag{2.22}$$

และเมื่อเข้าสู่สภาวะล็อก ความถี่ ω_1 และ ω_2 จะมีค่าเท่ากันดังนั้น $u_d(t)$ จะเท่ากับ

$$u_d(t)=U_{10}U_{20}\left[\frac{2}{\pi}\sin(\theta_e)+...\right] \tag{2.23}$$

เมื่อ θ_e คือมุมเฟสที่คลาดเคลื่อน (phase error) $\theta_e= \theta_1- \theta_2$ ดังนั้นเอาท์พุตจะถูกแสดงในส่วนที่เป็นกระแสตรง และในส่วนที่จะปรากฎที่ความถี่สูงจะถูกกำจัดโดยวงจรกรองความถี่ ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ $K_d=\frac{2U_{10}U_{20}}{\pi}$ ค่าเอาท์พุตของ PD จะเท่ากับ

$$u_d(t)\approx K_d\sin\theta_e \tag{2.24}$$

โดยปกติ K_d จะถูกเรียกว่า detector gain และเมื่อค่าความคลาดเคลื่อนของมุมเฟสมีค่าน้อยมากหรือเข้าใกล้ศูนย์ สามารถเขียนประมาณค่าเอาท์พุตได้ 2.25

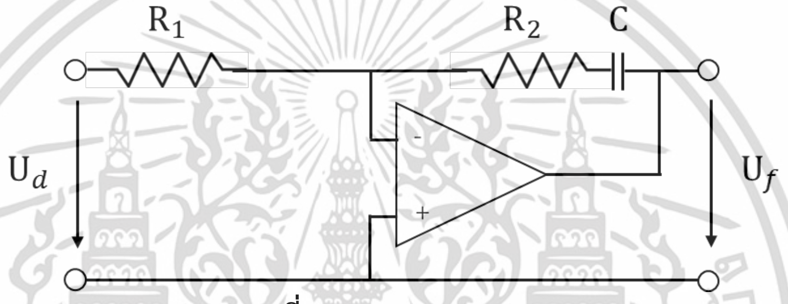
$$u_d(t)\approx K_d\theta_e \tag{2.25}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

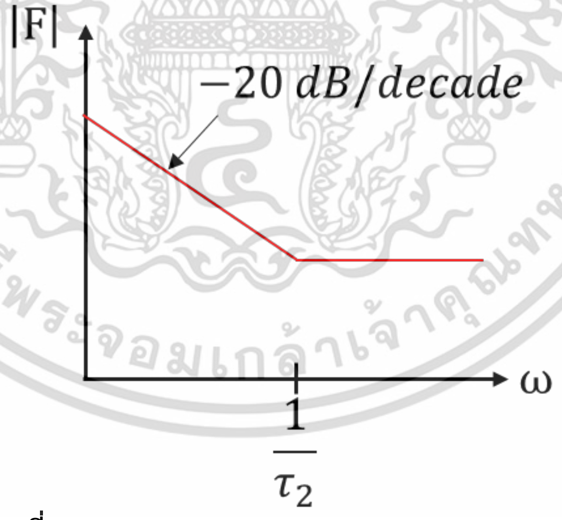
ดังนั้นสมการถูกแสดงเป็นรูปแบบเชิงเส้นของ โดยค่า K_d เกิดจากคูณระหว่างแอมพลิจูดระหว่างสองสัญญาณคือ U_{10} และ U_{20} โดยปกติ U_{20} จะเป็นค่าคงที่ดังนั้นค่า K_d จึงแปรผันตรงกับค่า U_{10} เพียงเท่านั้น

2.4.2 Low pass filter

เนื่องจากวงจรไม่ต้องการสัญญาณที่ความถี่ลำดับสูง ดังนั้นจึงมีการนำวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาใช้โดยถูกนำมาใช้อยู่ 3 รูปแบบ 1) Passive lag lead filter 2) Active lag lead filter และ 3) PI filter ซึ่ง PI filter ก็คือวงจร lag-lead filter ชนิดหนึ่งที่ประกอบด้วย proportional gain และ integral gain สามารถนำมาเขียนเป็นฟังก์ชั่นถ่ายโอนได้ดังนี้



รูปที่ 2.4 Active PI filter



รูปที่ 2.5 Bode diagram ของวงจร Active PI filter

$$F(s)=\frac{1+s\tau_2}{s\tau_1} \qquad (2.26)$$

เมื่อ $\tau_1=R_1C$ และ $\tau_2=R_2C$ โดย PI filter จะมีโพลเท่ากับ 0 ดังนั้นจะเปรียบเสมือนตัวอินทิเกรเตอร์ และส่งผลให้เกิดอัตราขยายที่ไม่จำกัดที่ความถี่เท่ากับศูนย์แสดงในรูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 Voltage control oscillators

โดย VCO จะนำค่าเอาท์พุตที่ออกจากวงจรกรองความถี่หรือ U_f มาหาค่าความถี่เชิงมุมหรือ ω_2 โดยสามารถหาได้จากสมการที่ 2.27

$$\omega_2(t)=\omega_0+\Delta\omega_2(t)=\omega_0+K_0u_f(t) \qquad (2.27)$$

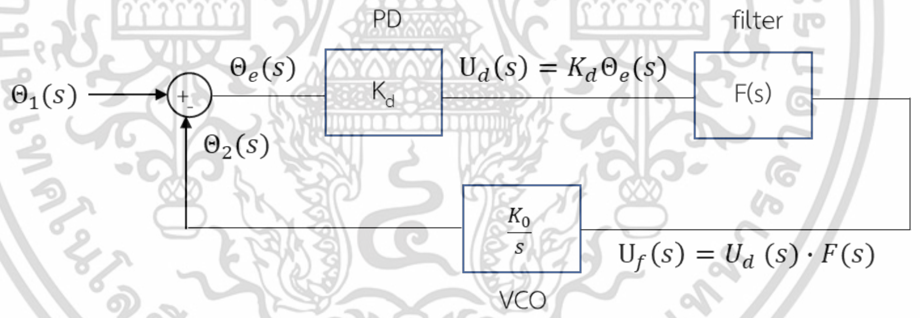
เมื่อ K_0 คือ VCO gain โดยวิธีการหาค่ามุม θ_2 จะหาได้จากการอินทิเกรตผลต่างของความถี่เชิงมุม $\Delta\omega_2$ แสดงในสมการที่ 2.28

$$\theta_2(t)=\int \Delta\omega_2 dt=K_0\int u_f dt \qquad (2.28)$$

Take Laplace transform $$\Theta_2(s)=\frac{K_0}{s}U_f(s) \qquad (2.29)$$

ฟังก์ชั่นถ่ายโอนเท่ากับ $$\frac{\Theta_2(s)}{U_f(s)}=\frac{K_0}{s} \qquad (2.30)$$

จากสมการที่ 2.30 สามารถอ้างอิงได้ว่า VCO จะประกอบด้วยตัวอินทิเกรเตอร์ เมื่อรวมทั้งสามโมเดล จะสามารถเขียนบล็อคไดอะแกรมแสดงในรูปที่ 2.6 และฟังก์ชั่นถ่ายโอนในสมการที่ 2.31



รูปที่ 2.6 บล็อคไดอะแกรมโดยรวมของเฟสล็อกลูป

$$H(s)=\frac{\Theta_2(s)}{\Theta_1(s)}=\frac{K_0K_dF(s)}{s+K_0K_dF(s)} \qquad (2.31)$$

เมื่อแทนค่าฟังก์ชั่นถ่ายโอนของ PI filter

$$H(s)=\frac{\Theta_2(s)}{\Theta_1(s)}=\frac{K_0K_d\frac{1+s\tau_2}{\tau_1}}{s^2+s\frac{K_0K_d\tau_2}{\tau_1}+\frac{K_0K_d}{\tau_1}} \qquad (2.32)$$

จากฟังก์ชั่นถ่ายโอนในสมการที่ 2.32 ดังนั้นค่า natural oscillation frequency และค่า damping ratio เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_n=\sqrt{\frac{K_0K_d}{\tau_1}} \qquad \xi=\frac{\omega_n\tau_2}{2} \tag{2.33}$$

ดังนั้นรูปแบบพื้นฐานของฟังก์ชั่นถ่ายโอนของ PLL ชนิด PI filter จึงเท่ากับสมการที่ 2.34

$$H(s)=\frac{2\xi\omega_n s+\omega_n^2}{s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2} \tag{2.34}$$

โดยค่า damping factor จะส่งผลต่อผลตอบสนองไดนามิก โดยค่าที่เหมาะสมสำหรับฟังก์ชั่นถ่ายโอนอันดับ 2 คือ $\xi=1/\sqrt{2}\approx0.707$ ซึ่งจะให้ผลตอบสนองที่ไม่เกิดการ overshoot และมีความเฉื่อย และค่าแบนด์วิธจะถูกกำหนดที่ความถี่ 3dB ซึ่งหมายถึงจุดที่จะทำให้อัตราขยายลดลง 3dB ดังนั้นค่าแบนด์วิธจึงเท่ากับสมการที่ 2.35 เมื่อประมาณค่า ให้เป็นฟังก์ชั่นถ่ายโอนอันดับสอง

$$\omega_{3dB}=\omega_n\left[1+2\xi^2+\sqrt{\left(1+2\xi^2\right)^2+1}\right]^{1/2} \tag{2.35}$$

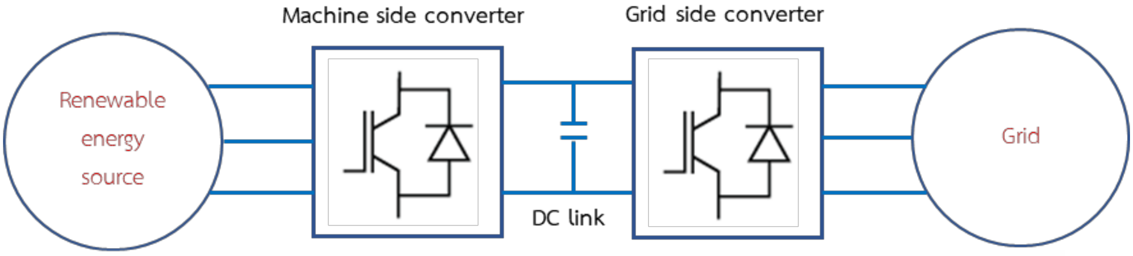
เมื่อกำหนดให้ $\xi=0.707$ ดังนั้น $\omega_{3dB}=2.06\omega_n$

2.5 คอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกริด (Grid connect converter)

อินเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกริดส่วนมากจะใช้แบบ back to back คอนเวอร์เตอร์โดยประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์สองด้าน ด้านหนึ่งอยู่ฝั่งแหล่งจ่ายและอีกด้านอยู่ฝั่งกริด หลักการทำงานคือเมื่อมีแหล่งพลังงานทดแทนเช่น พลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานน้ำ พลังงานลม ฯ อินเวอร์เตอร์ที่อยู่ทางด้านหลังพลังงานจะควบคุมโดยการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่สามารถผลิตได้ (MPPT) และคอนเวอร์เตอร์จะทำการแปลงพลังงานที่ได้และจ่ายเข้าสู่โครงข่ายไฟฟ้า ซึ่งสามารถทำงานได้หลากหลายรูปแบบกว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส หรือเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำที่ถูกต่อเข้ากับกริดโดยตรง โดยอินเวอร์เตอร์ที่ต่อเข้าร่วมกับกริดแสดงในรูปที่ 2.7 เพื่อที่จะส่งพลังงานเข้าสู่โครงข่ายไฟฟ้าการควบคุมจึงต้องมีการซิงโครไนซ์กับโครงข่ายไฟฟ้าในครั้งแรกที่เชื่อมต่อด้วยการใช้เฟสล็อกลูป (PLL) โดยการติดตามมุมเฟสที่วัดได้จากแรงดันไฟฟ้าของกริด และใช้มุมเฟสที่ได้มาควบคุมคอนเวอร์เตอร์ คอนเวอร์เตอร์ฝั่งกริดจะถูกแบ่งออกเป็นสองประเภทคือ Grid following inverter (GFLIs) และ Grid forming inverter (GFMIs) กำลังไฟฟ้าขาออกของอินเวอร์เตอร์ GFMIs สามารถควบคุมได้ทั้งในช่วงไม่มีภาระไฟฟ้าถึงภาระไฟฟ้าที่พิกัด ซึ่งแตกต่างจากรูปแบบ GFLIs ที่ควบคุมได้เพียงแค่ช่วงไม่มีโหลดถึงช่วงกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่แหล่งจ่ายจะสามารถผลิตได้ ดังนั้น GFMIs สามารถช่วยสนับสนุนทั้งความถี่และแรงดันไฟฟ้าขาออกของอินเวอร์เตอร์ ในขณะที่ GFLIs จะผลิตกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

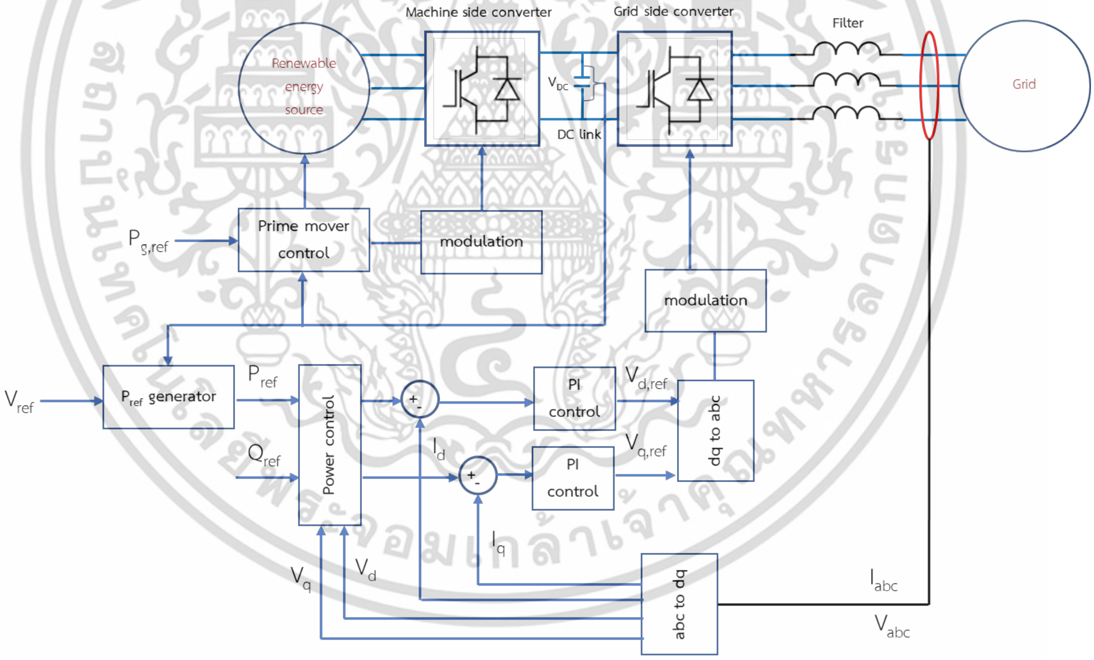
สูงสุดเพื่อที่จะจ่ายเข้าสู่กริดโดยเสมือนแหล่งจ่ายกระแส ดังนั้นเมื่อ GFLIs ไม่มีความถี่และแรงดันอ้างอิงจะส่งผลให้ไม่สามารถใช้งานแบบโดดเดี่ยว (Stand-alone) ได้



รูปที่ 2.7 back to back converter

2.5.1 Grid following inverter (GFLIs)

อินเวอร์เตอร์ประเภทนี้จะเป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนโดยการควบคุมกระแสที่ตามมุมเฟสที่ตรวจจับได้ และไม่สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้โดยตรง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีความถี่และแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง ซึ่งสามารถวัดได้จากกริด โดยจะแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 Grid following inverter

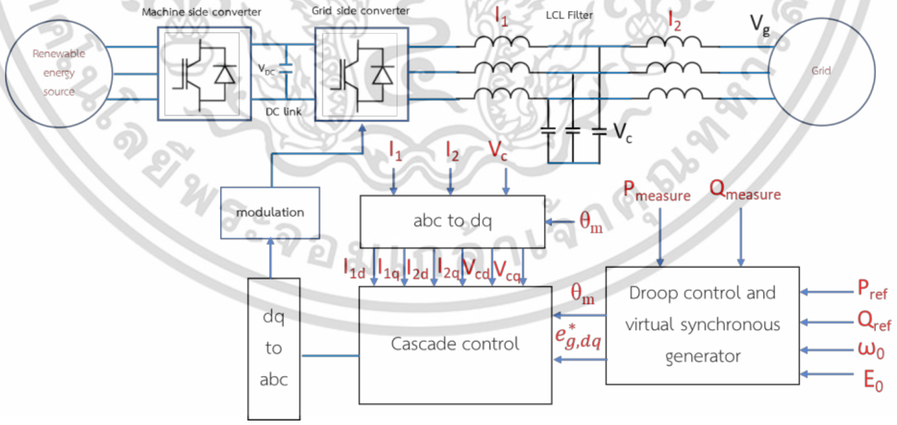
จากรูปที่ 2.8 GFLIs จะประกอบด้วยการควบคุมหลัก 2 ระบบคือ เฟสล็อกลูปที่จะประมาณค่ามุมเฟสและความถี่ขณะนั้นโดยการวัดค่าแรงไฟฟ้าที่กริด และการควบคุมกระแสที่จะปรับกระแสที่จะจ่ายเข้าสู่กริด กระแสอ้างอิงจะหาได้จากการคำนวณกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน การควบคุม GFLIs จะเริ่มจากการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมดีซีบัสเพื่อที่จะส่งพลังงานไปยังกริด และการแปลงแกน abc เป็น dq และสามารถหาค่ากระแสอ้างอิง I_d ได้จากการคำนวณกำลังไฟฟ้าอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ผ่านการคำนวณจากดีซีบัส และผ่าน PI controller เพื่อที่จะปรับขนาดของกระแสที่ส่งเข้าสู่กริด และ I_q สามารถหาได้จากกำลังไฟฟ้าเสมือนโดยควบคุมผ่าน PI controller เพื่อปรับขนาดของกระแสตามกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ต้องการจะส่งเข้าสู่กริด ดังนั้น GFLIs ลักษณะการควบคุมจะเป็นในรูปแบบติดตามความถี่และมุมเฟสของกริดเพื่อที่จะจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดเพียงเท่านั้น โดยส่วนมากจะเน้นจ่ายไปที่กำลังไฟฟ้าจริงสูงสุดที่แหล่งจ่ายจะผลิตได้ และค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนจะถูกใช้ในการปรับค่าตัวประกอบกำลัง และเพื่อที่จะจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดจึงจำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์เพื่อติดตามมุมของกริดโดยการใช้เฟสล็อคลูป [3]

2.5.2 Grid forming inverter (GFMIs)

การควบคุม GFMIs แสดงในรูปที่ 2.9 โดยจะมีการปรับแรงดันดีซีลิงค์เพื่อที่จะควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ส่งจากคอนเวอร์เตอร์ฝั่งแหล่งจ่าย โดยคอนเวอร์เตอร์ฝั่งแหล่งจ่ายจะตอบสนองกำลังไฟฟ้าที่ต้องการเพื่อที่จะรักษาแรงดันไฟฟ้าบริเวณดีซีลิงค์ให้คงที่ ซึ่งจะเหมาะกับพลังงานทดแทนที่สามารถควบคุมกำลังการผลิตได้เช่น กังหันพลังงานน้ำ กังหันก๊าซ เพื่อรับรองว่าพลังงานที่มาจากแหล่งจ่ายจะสามารถผลิตได้อย่างแน่นอน ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าบริเวณดีซีบัสจะถือเป็นค่าคงที่ และในกรณีที่เชื่อมต่อกับกริดจะสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนขาออกได้ โดยจากรูปจะเริ่มจากการควบคุมไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าปรากฏที่เป็นลูปนอกสุด เพื่อจะคำนวณหาแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง สำหรับลูปแรงดันไฟฟ้าและกระแสที่เป็นลูปในสุด หากพิจารณาว่าดีซีบัสมีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่คงที่จะเปรียบเสมือนความเฉื่อยของระบบ ด้วยเหตุผลนี้ทำให้อินเวอร์เตอร์ชนิด GFMIs ขณะต่อเข้าร่วมกับโครงข่ายไฟฟ้าจะเสมือนการใช้งานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส



รูปที่ 2.9 Grid forming inverter

กำลังไฟฟ้าขาออกของ GFMIs จะสามารถจัดการหรือแก้ไขให้สอดคล้องกับอิมพีแดนซ์ อย่างไรก็ตาม การควบคุมแบบดรูป (droop control) ดังรูปที่ 2.9 จะเป็นวิธีพื้นฐานที่ใช้ในการควบคุมการแบ่งกำลังไฟฟ้าระหว่าง GFMIs และจะมีการควบคุมแบบลำดับขั้น (Cascade PI control) ซึ่งข้อดีคือจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รับค่ากระแสอ้างอิงจากวงจรควบคุมแรงดัน ดังนั้นจะสามารถป้องกันอินเวอร์เตอร์จากกระแสเกินได้ การปรับแต่ง PI เป็นวิธีการควบคุมที่พื้นฐานและสามารถปรับแต่งได้หลากหลาย การควบคุมแบบพีไอสามารถปรับจูนได้อยากอิสระในโดเมนความถี่โดยปกติการควบคุมแบบลำดับชั้นจะตั้งค่าให้ผลตอบสนองลูปในเร็วกว่าลูปนอก [4]

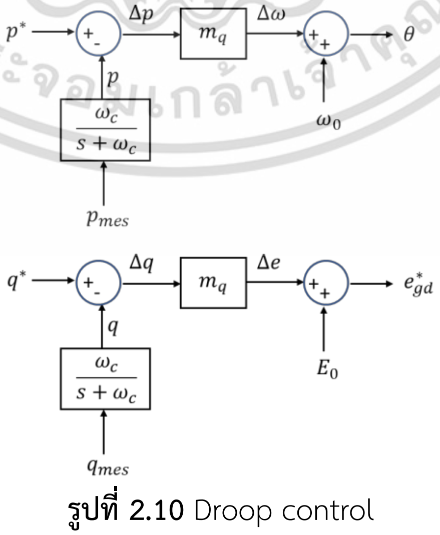
แอมพลิจูดและความถี่ของแรงดันไฟฟ้าขาออกจะถูกกำหนดจากแอมพลิจูดและความถี่เบื้องต้น (E_0 และ ω_0) เพื่อจะสร้างสัญญาณสามเฟสสมดุลที่ผ่านการควบคุมพีไอบนแกน dq ส่วนมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าจะได้จากตัวควบคุมดรูป ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์สามารถใช้งานได้เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติ การต่อขนานคอนเวอร์เตอร์เข้าร่วมกับกริดจำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ที่จุดเริ่มต้นและในกรณีที่ไม่ต่อเข้าร่วมกับกริดจะสามารถผลิตแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ ω_0 ได้ และจะมีกรณีต่างๆที่ตรวจจับความผิดปกติของกริดเพื่อให้อินเวอร์เตอร์สามารถตัดการเชื่อมต่อ และการกำลังไฟฟ้าเข้าสู่กริดควรจะจ่ายกำลังไฟฟ้าต่ำกว่ากำลังสูงสุดที่จะผลิตได้เพื่อพิจารณาถึงกำลังไฟฟ้าที่ต้องใช้ขณะความถี่เปลี่ยนแปลงด้วย

จากรูปที่ 2.10 แสดงบล็อคไดอะแกรมของการควบคุมแบบดรูป โดยจะมีประกอบด้วย P-ω และ Q-E_g กำลังไฟฟ้าที่คำนวณได้จะมาจากสมการที่ 2.36 และ 2.37 เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวน จึงใช้ตัวกรองความถี่ต่ำเพิ่มเข้ามาในวงจร เมื่อ ω_c คือความถี่คัทออฟ

$$p=\frac{\omega_c}{\omega_c+s}p_{mes} \quad (2.36)$$

$$q=\frac{\omega_c}{\omega_c+s}q_{mes} \quad (2.37)$$

ดังนั้นดรูปจะเป็นตัวกำหนดแอมพลิจูด เฟส และความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุรวมถึงการซิงโครไนซ์ร่วมกับกริดและการแชร์ภาระทางไฟฟ้า



รูปที่ 2.10 Droop control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การออกแบบผลตอบสนองกำลังไฟฟ้าจริง VSG ของ GFMIs

รูปแบบการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์แบบต่อกริดจะประกอบด้วยการควบคุมสองรูปแบบ คือ P-ω droop และ Q-V droop ที่ถูกนำมาใช้โดยทั่วไป เนื่องจากค่าความต้านทานในสายส่งของระบบแรงดันไฟฟ้าต่ำ การควบคุมอิมพีแดนซ์เสมือนจึงถูกนำมาใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ขาออก ต่อมาจะเป็นการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับจำลองผลตอบสนองไดนามิกของควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน

2.6.1 การสร้างแบบจำลองของกำลังไฟฟ้าจริงและผลตอบสนอง

เมื่อพลังงานทดแทนถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลาย การใช้งานคอนเวอร์เตอร์ประเภทต่อกริดจึงถูกนำมาใช้มากกว่าการใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าประเภทซิงโครนัส แต่เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ไม่มีการเคลื่อนที่แบบหมุน (Rotating mass) ที่จะสามารถสร้างความเฉื่อยให้กับระบบได้ ดังนั้นการเพิ่มขึ้น GCCs จะส่งผลให้กริดขาดความเฉื่อย และทำให้ความถี่ของกริดเกิดการเปลี่ยนแปลงขนาดใหญ่ตามมา ซึ่งเมื่อความถี่เกิดความผันผวนจะก่อให้เกิดปัญหาหลายอย่างเช่น ปัญหาต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในระบบ ด้วยเหตุผลนี้จึงทำให้การผันผวนของความถี่เป็นปัญหา

ในช่วงหลายปีที่ผ่านมาจึงมีแนวคิดที่จะควบคุมคอนเวอร์เตอร์ขณะต่อกริดที่สามารถให้ความเฉื่อยเหมือนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสได้ที่เรียกว่า แบบจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือน (Virtual Synchronous Generator ; VSG) แนวคิดนี้ถูกพัฒนาจากการควบคุมแบบดรูป โดยการเพิ่มสมการการแกว่ง (Swing equation) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเพื่อสร้างความเฉื่อยที่เกิดจากมวลหมุนให้กับระบบ และค่าแดมป์ปิ้ง (Damping) ที่เป็นคุณสมบัติของขดลวดแดมป์เปอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์ที่มีการจำลองข้างต้นจะสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าและความถี่ได้โดยตรง ด้วยเหตุนี้จึงสามารถควบคุมการเพิ่มขึ้นและลดลงของกำลังไฟฟ้าจริงขาออกเพื่อรักษาสมดุลของภาระไฟฟ้า รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าและความถี่ตามค่าปกติ ซึ่งจะแตกต่างจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสที่ไม่สามารถหน่วงเวลาในขณะที่กำลังไฟฟ้าขาออกเปลี่ยนแปลงได้และไม่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่เหมือนการควบคุมแบบดรูปได้ ดังนั้นการจำลองซิงโครนัสเสมือนจึงสามารถให้ผลตอบสนองไวกว่าเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส

$$P_{in}=P_0-k_\omega(\omega_m-\omega_0) \tag{2.38}$$

เพื่อจำลองสภาวะสภาวะคงที่ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส ดรูปของ P-ω ประกอบด้วยสมการที่ 2.38 เมื่อ P_0 คือกำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิง, k_ω คือค่าสัมประสิทธิ์ของดรูป (Droop coefficient), ω_m คือความถี่ที่ผลิต, ω_0 คือความถี่พื้นฐาน P_{in} คือกำลังไฟฟ้าขาเข้าจริง เพื่อจำลองความเฉื่อย จึงมีการใช้สมการการแกว่งของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส ในกรณีที่ไม่มีผลของขดลวดแดมป์เปอร์ สมการการแกว่งของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสจะแสดงในสมการที่ 2.39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

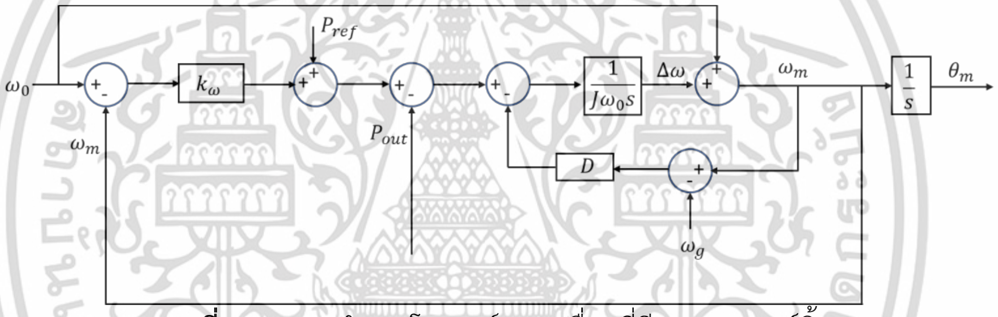
$$P_{in}\text{-}P_{out}=J\omega_m\frac{d\omega_m}{dt} \tag{2.39}$$

เมื่อรวมสมการ 2.38 และ 2.39 จะได้สมการที่ 2.40

$$P_0\text{-}P_{out}=J\omega_m\frac{d\omega_m}{dt}+k_\omega(\omega_m\text{-}\omega_0) \tag{2.40}$$

เมื่อ P_0 คือกำลังไฟฟ้าขาออก และ J คือโมเมนต์ความเฉื่อย จากสมการที่ 2.40 จะสังเกตุได้ว่าแบบจำลองยังคงไม่สามารถควบคุมแดมป์ปิ้งของคอนเวอร์เตอร์ได้ จึงมีการเพิ่มการจำลองขดลวดแดมป์เปอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเพื่อให้แบบจำลองสามารถปรับค่าแดมป์ปิ้งได้ [5] จึงได้สมการที่ 2.41 โดยค่า ω_g สามารถคำนวณได้จากเฟสล็อกลูปของแรงดันไฟฟ้าขาออก

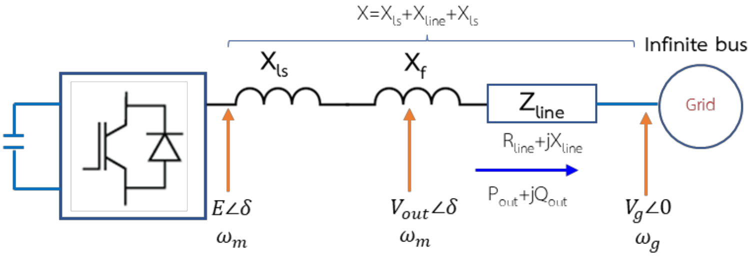
$$P_0\text{-}P_{out}=J\omega_m\frac{d\omega_m}{dt}+k_\omega(\omega_m\text{-}\omega_0)+D(\omega_m\text{-}\omega_g) \tag{2.41}$$



รูปที่ 2.11 การจำลองโมเมนต์ความเฉื่อยที่มีขดลวดแดมป์ปิ้ง

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ที่สมมุติให้ถูกต่อเข้ากับระบบที่เสถียร (Infinite bus) ในรูปที่ 2.11 จะนำแรงดันไฟฟ้าขาออกที่ได้จากกริดมาคำนวณหาความถี่เพื่อพิจารณาถึงผลต่างของความถี่ โดยค่าสัมประสิทธิ์กำลังไฟฟ้าขณะซิงโครไนซ์หรือ K มีค่าเท่ากับ 2.42

$$K=\frac{\partial P_{out}}{\partial \delta}\approx\frac{EV_g\cos\delta_0}{X}\approx\frac{V_{base}^2\sqrt{1\text{-}X^{*2}}}{X} \quad \text{เมื่อ} \quad X^*=\frac{XS_{base}}{V_{base}^2} \tag{2.42}$$



รูปที่ 2.12 คอนเวอร์เตอร์ขณะต่อกับอินฟินิตบัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ δ คือมุมของกำลังไฟฟ้าและ δ_0 คือมุมขณะขณะจ่ายกำลังไฟฟ้า อนุพันธ์ของมุมมีค่าเท่ากับ

$$\frac{d\delta}{dx}=\omega_m-\omega_g \tag{2.43}$$

เมื่อ E คือแรงเคลื่อนไฟฟ้า V_g คือแรงดันไฟฟ้าของอินฟินิตบัส V_{base} คือแรงดันไฟฟ้าที่พิกัด S_{rated} กำลังไฟฟ้าที่พิกัด และ X^* คือค่าต่อหน่วยของรีแอคแตนท์ที่ขาออก จากสมการที่ 2.41 และ 2.42 สามารถนำมาเขียนโมเดล small signal state space ได้ดังนี้ [4]

$$\begin{aligned} \dot{x}&=Ax+Bu+E_w w \\ y&=Cx \end{aligned} \tag{2.44}$$

เมื่อ x คือ system state, u คือ control input, y คือ output และ w คือ disturbance โดยตัวแปรข้างต้นจะมีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} u&=\Delta P_0 \\ w&=\Delta\omega_g \\ y&=[\Delta\omega_m \quad \Delta P_{out}]^T \\ x&=[\Delta\omega_m \quad \Delta P_{out} \quad x_a^T]^T \end{aligned} \tag{2.45}$$

เมื่อ x_a ประกอบด้วยตัวแปร $\Delta\omega_m$ และ ΔP_{out} เมื่อ x_a มาจากเงื่อนไขเพิ่มเติมเช่น วงจรกรองความถี่ต่ำหรือตัวอินทิเกรเตอร์ ดังนั้นจึงไม่เกี่ยวข้องกับระบบคอนเวอร์เตอร์แบบต่อกริด นอกจากนี้ x_a ยังประกอบไปด้วยตัวแปรสถานะของโมเดลกังหันหรือการควบคุมลูปใน ซึ่งในการควบคุมคอนเวอร์เตอร์แบบต่อกริดปกติจะไม่มี x_aจากสมการที่ 2.44 ค่าของ A , B , E_w และ C จะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบทางไดนามิกของ P droop, ความเฉื่อย และค่าการจำลองการแดมป์ ในกรณีที่ยังไม่มีขดลวดแดมป์ปิ้งจะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} x&=[\Delta\omega_m \quad \Delta P_{out}]^T \\ A&=\begin{bmatrix} -\frac{k_\omega}{J\omega_0} & -\frac{1}{J\omega_0} \\ K & 0 \end{bmatrix} \\ B&=\begin{bmatrix} \frac{1}{J\omega_0} & 0 \end{bmatrix}^T \\ E_w&=[0 \quad -K]^T \\ C&=I_2 \end{aligned} \tag{2.46}$$

จากสมการที่ 2.46 เมื่อละทิ้งผลตอบสนองของเฟสล็อกลูป และเพิ่มโมเดลของขดลวดแดมป์ปิ้งเข้าไป สมการจะสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

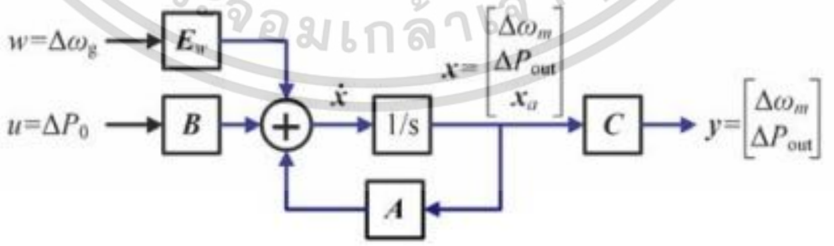
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A=\begin{bmatrix} -\frac{k_\omega+D}{J\omega_0} & -\frac{1}{J\omega_0} \\ K & 0 \end{bmatrix}$$
$$E_w=\begin{bmatrix} \frac{D}{J\omega_0} & -K \end{bmatrix}^T \qquad (2.47)$$

เมื่อ x, B และ C จะมีค่าเท่ากับในกรณีที่ไม่มีขดลวดแดมป์ปิ้ง อย่างไรก็ตามในกรณีที่คำนึงผลของเฟสล็อกลูป จะทำให้ลูปมีองค์ประกอบที่มากขึ้นเพราะจะมีผลจากความถี่ของกริดจะส่งผลต่อแรงดันขาออกด้วย แสดงในสมการที่ 2.30

$$x=\begin{bmatrix} \Delta\omega_m & \Delta P_{out} & \Delta x_{1_{pll}} & \Delta x_{2_{pll}} \end{bmatrix}^T$$
$$A=\begin{bmatrix} -\frac{k_p}{J\omega_0} & -\frac{1}{J\omega_0} & \frac{DK^*_{p_{pll}}}{J} & \frac{D}{J\omega_0 T_{i_{pll}}} \\ K & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_0 K^*_{p_{pll}} & -\frac{1}{T_{i_{pll}}} \\ 0 & 0 & \omega_0 K^*_{p_{pll}} & 0 \end{bmatrix}$$
$$B=\begin{bmatrix} \frac{1}{J\omega_0} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$
$$E_w=[0 \quad -K \quad 1 \quad 0]^T$$
$$C=[I_2 \quad 0_{2\times 2}] \qquad (2.48)$$

โดยปกติจะไม่พิจารณาเฟสล็อกลูป ในกรณีที่โครงข่ายไฟฟ้าในอุดมคติ ($\omega_0 = \omega_g$) โมเดลจะถูกลดรูปแสดงในรูปที่ 2.13 ปัญหาที่สำคัญที่สุดของโมเดลนี้ความถี่จะแยกอิสระกับตัวแปรสถานะ ดังนั้นค่า $\Delta\omega_g$ อาจจะถูกพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนจากภายนอก



รูปที่ 2.13 บล็อคไดอะแกรมของ VSG ขณะคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า[4]

จะสังเกตุได้ว่าจากแบบจำลองข้างต้นจะไม่คำนึงถึงผลของตัวกรองความถี่แอลซีแอล และในบางกรณีก็จะประกอบไปด้วยลูปควบคุมแรงดันไฟฟ้าและกระแส ซึ่งถ้าเพิ่มสิ่งเหล่านี้เข้าไปจะทำให้ตัวแปรสถานะ x_a เปลี่ยนไป ดังนั้นการรวมสมการเหล่านี้มีแต่จะส่งผลให้แบบจำลองมีความซับซ้อนขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจะแสดงผลของโพลที่ไม่โดดเด่นซึ่งจะมีผลเพียงเล็กน้อยเมื่อเทียบกับโพลที่โดดเด่น อย่างไรก็ตาม หากนำแบบจำลองที่สมบูรณ์ไปวิเคราะห์เสถียรภาพก็จะดีกว่าเพราะรวมทุกองค์ประกอบที่จะทำให้แบบจำลองสมบูรณ์

จาก small signal state space สมการที่ 2.44 สามารถหาเมทริกซ์ฟังก์ชั่นถ่ายโอนของสัญญาณอินพุตและสัญญาณรบกวน $G_c(s)$ และ $G_d(s)$ ได้ดังนี้

$$G_c(s)=C(sI-A)^{-1}B \tag{2.49}$$

$$G_d(s)=C(sI-A)^{-1}E \tag{2.50}$$

ดังนั้นจึงเป็นเรื่องง่ายที่จะวิเคราะห์ผลตอบสนองของเอาท์พุตในณะที่สัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลง สิ่งที่สำคัญที่สุดของการเพิ่มแดมป์ปิ้งคือเพื่อที่จะออกแบบโพลที่โดดเด่นได้ ดังนั้นโพลของลูปปิดจะมีค่าเท่ากับ

$$\lambda_{1,2}=\omega_n e^{j(\pi\pm\cos^{-1}\xi)} \tag{2.51}$$

$$\omega_n=\sqrt{\frac{K}{j\omega_0}} \tag{2.52}$$

เมื่อ ω_n คือค่า undamped natural frequency และ ξ คือค่า damping ratio ของโพล จากสมการที่ 2.51 โดยสามารถปรับตำแหน่งของโพลได้จากการปรับค่า ξ สำหรับการออกแบบการคำนวณ D สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$D=2\xi\sqrt{KJ\omega_0}-k_p \tag{2.53}$$

2.6.2 ผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าจริงเมื่อเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าอ้างอิง

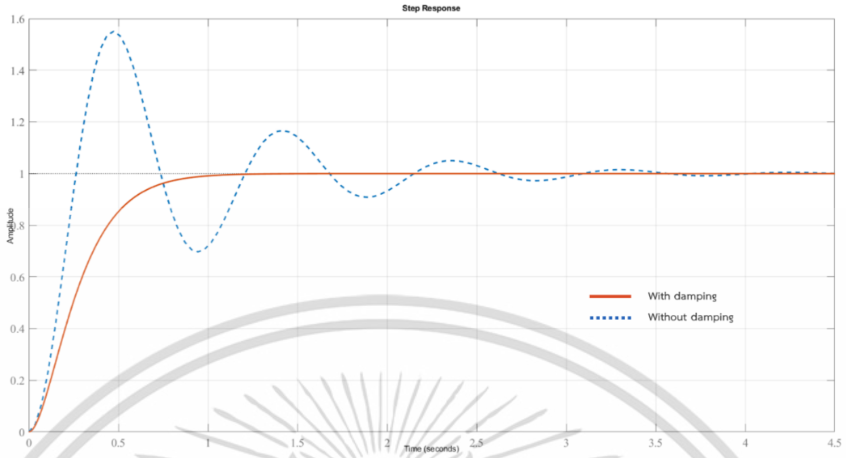
เมื่อกำลังไฟฟ้าเอาท์พุตต้องเปลี่ยนตามกำลังไฟฟ้าอ้างอิง จึงมีการเปรียบเทียบผลตอบสนองจึงสร้างสมการ small signal transfer function ระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงกับกำลังไฟฟ้าอ้างอิงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{\Delta P_{out}}{\Delta P_0}=\frac{K}{J\omega_0 s^2+k_p s+K} \tag{2.54}$$

$$\frac{\Delta P_{out}}{\Delta P_0}=\frac{K}{J\omega_0 s^2+(k_p+D)s+K} \tag{2.55}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ 2.54 คือฟังก์ชั่นถ่ายโอนกรณีที่ไม่มีการแดมป์ปิ้ง และสมการที่ 2.55 คือในกรณีที่มีการแดมป์ปิ้ง จากฟังก์ชั่นถ่ายโอนข้างต้น ผลตอบสนอง step response จะแสดงในรูปที่ 2.14 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการที่มีค่าความหน่วงจะให้ผลตอบสนองที่เหมาะสมกว่าการที่ไม่มีค่าความหน่วง

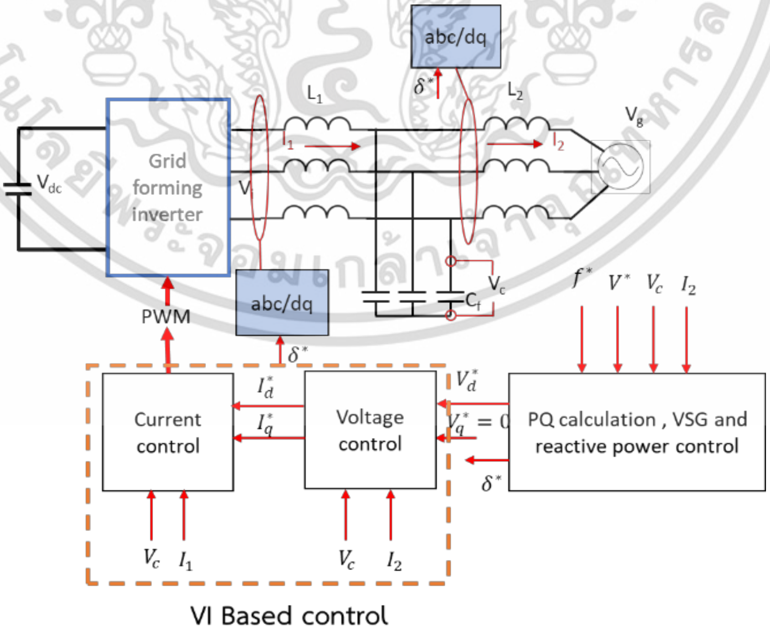


รูปที่ 2.14 ผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้า (Step response) ในกรณีที่มีการจำลองขดลวดแดมป์ปิ้ง และกรณีที่ไม่มี

2.7 การออกแบบผลตอบสนองกำลังไฟฟ้าเสมือน (VI-based control) ของ GFMIs

ในหัวข้อนี้จะอธิบายเกี่ยวกับการออกแบบผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าเสมือนและแรงดันไฟฟ้า (Q-V dynamic response)

2.7.1 การสร้างแบบจำลองของกำลังไฟฟ้าเสมือนและผลตอบสนอง



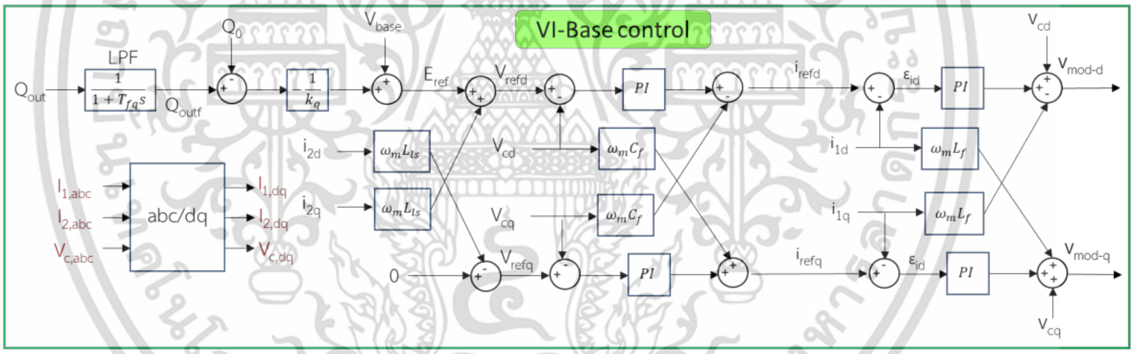
รูปที่ 2.15 องค์ประกอบของ GFMI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.15 แสดงถึงองค์ประกอบของคอนเวอร์เตอร์โดยจะอธิบายเกี่ยวกับผลตอบสนองทางไดนามิกของ Q-V โดยต่อผ่านตัวกรองประจุแอลซีแอล เพื่อความง่ายของการอธิบายจึงกำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ตัวเหนี่ยวนำที่สองรวมกับค่าอิมพีแดนซ์ที่อยู่ในสายด้วย โดยการควบคุมจะประกอบไปด้วยสองส่วนคือ ส่วนที่หนึ่งการควบคุม P-ω ที่อธิบายไปก่อนหน้านี้ และส่วนที่สองคือการควบคุม Q-V ที่จะประกอบไปด้วยลูปใน (Inner loop) และการควบคุมอิมพีแดนซ์เสมือน (Virtual impedance control) โดยการศึกษาในส่วนนี้จะมีการสมมุติโดยประกอบเป็นสองเงื่อนไขเพื่อให้การศึกษาของลูปภายในเข้าใจง่ายขึ้น (1) คือ P-ω และ Q-V แยกส่วนกันอย่างชัดเจนและมีผลกระทบต่อกันเพียงเล็กน้อยดังนั้นการสร้างแบบจำลองแยกกันสามารถทำให้การศึกษาระบบนี้ง่ายขึ้น (2) การออกแบบและควบคุมลูปในโดยจะส่งผลกระทบอย่างมากกับผลตอบสนองของ Q-V โดยการควบคุม Q-V ที่อยู่ในกล่องของรูปที่ 2.15 จะถูกเรียกว่า Inner VI based control [4]

2.7.1.1 Inner VI based control

การควบคุมลูปในโดยอ้างอิงกระแสและแรงดันไฟฟ้า (Inner VI-based control) จะต้องมีการส่งค่ากลับของแรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) กระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out}) และกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ (I_L) ที่แสดงรูปที่ 2.16 โดยจะเริ่มจากการควบคุม Q-V droop [5]



รูปที่ 2.16 การควบคุม Q-V แบบ VI-based control

$$Q_{outf}=\frac{1}{1+T_{fq}s}Q_{out} \quad (2.56)$$

$$E_{ref}=V_{base}-\left(\frac{1}{k_q}\right)\left(Q_{outf}-Q_0\right) \quad (2.57)$$

เมื่อ Q_{out} คือกำลังไฟฟ้าเสมือนขาออก และ Q_{outf} คือค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนขาออกที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน Q_0 คือกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง E_{ref} คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าอ้างอิง (emf) V_{based} คือแรงดันไฟฟ้าที่พิกัด T_{fq} คือค่าคงที่เวลาของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และ k_q คือค่าสัมประสิทธิ์ของ Q-V โดยเมื่อผ่านบล็อค Q-V droop แล้วจะได้ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าอ้างอิงเข้าการจำลองอิมพีแดนซ์เสมือนเพื่อที่จะนำไปสร้างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (V_{refd} และ V_{refq}) โดยสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ 2.58 และ 2.59 [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{refd}=E_{ref}+\omega_m L_{ls} i_{outq} \quad (2.58)$$

$$V_{refq}=-\omega_m L_{ls} i_{outd} \quad (2.59)$$

เมื่อ L_{ls} คือความเหนี่ยวนำเสมือน วงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าจะมีการนำ PI มาใช้ทั้งสำหรับ V_{outd} และ V_{outq} และสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\varepsilon_{vd}=V_{refd}-V_{outd} \quad (2.60)$$

$$i_{refd}=K_{pv}\left[1+\frac{1}{T_{iv}s}\right]\varepsilon_{vd}-\omega_m C_f V_{outq} \quad (2.61)$$

$$\varepsilon_{vq}=V_{refq}-V_{outq} \quad (2.62)$$

$$i_{refq}=K_{pv}\left[1+\frac{1}{T_{iv}s}\right]\varepsilon_{vq}+\omega_m C_f V_{outd} \quad (2.63)$$

เมื่อ ε_{vd} และ ε_{vq} คือค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันไฟฟ้าขาออกและ K_{pv} คือ proportional gain และ T_{iv} คือ integral time constant ของวงจรควบคุมแบบ PI ของแรงดันไฟฟ้าและวงจรควบคุมกระแสสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\varepsilon_{id}=i_{refd}-i_{Ld} \quad (2.64)$$

$$V_{pwmd}=K_{pi}\left[1+\frac{1}{T_{ii}s}\right]\varepsilon_{id}-\omega_m L_f i_{Lq}+V_{outd} \quad (2.65)$$

$$\varepsilon_{iq}=i_{refq}-i_{Lq} \quad (2.66)$$

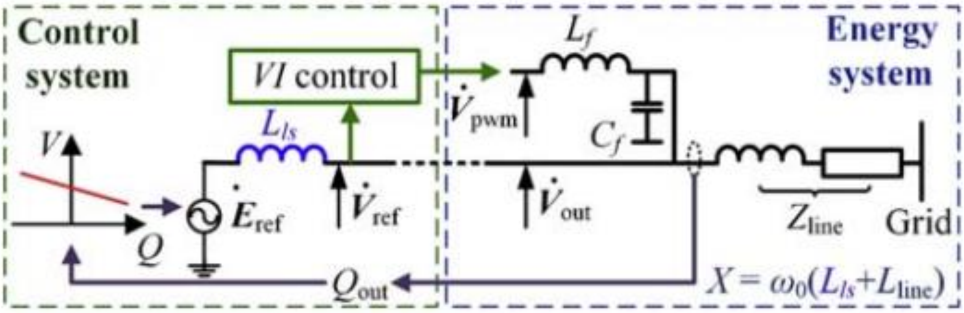
$$V_{pwmq}=K_{pi}\left[1+\frac{1}{T_{ii}s}\right]\varepsilon_{iq}+\omega_m L_f i_{Ld}+V_{outq} \quad (2.67)$$

เมื่อ ε_{id} และ ε_{iq} คือค่าความคลาดเคลื่อนของกระแสขาออกและ K_{pi} คือ proportional gain และ T_{ii} คือ integral time constant ของวงจรควบคุมแบบ PI ของกระแส

2.7.1.2 Output impedance model

การออกแบบของกระบวนการนี้จะใช้การประมาณค่าจากสมการการถ่ายเทพลังงาน (Power flow equation) ดังนั้นจำเป็นต้องเลือกแบบจำลองที่สอดคล้องอิมพีแดนซ์ขาออกของการควบคุม จากรูปที่ 2.17 จะเป็นการควบคุมแบบ VI-based โดยค่าอิมพีแดนซ์เอาท์พุตคือ L_f และ C_f ที่ถูกรวมอยู่ในลูปควบคุมแรงดันไฟฟ้าแล้วดังนั้นค่าเหล่านี้จึงไม่ส่งผลต่ออิมพีแดนซ์เอาท์พุต ค่ารีแอคแตนซ์เอาท์พุตระหว่างแรงเครื่องไฟฟ้าอ้างอิง (E_{ref}) กับแรงดันไฟฟ้าที่กริด จึงมีค่ามาจากอิมพีแดนซ์เสมือนและอิมพีแดนซ์ของสายแสดงในรูปที่ 2.17 [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

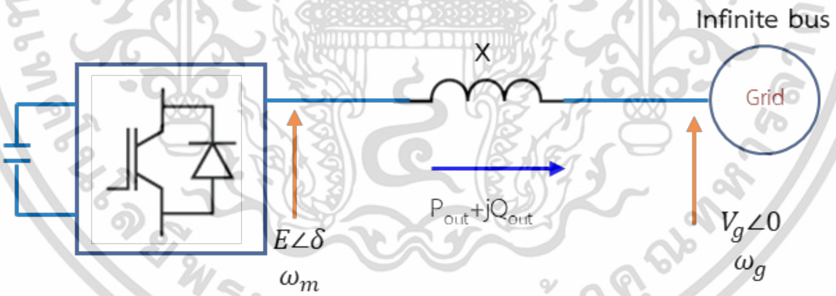


รูปที่ 2.17 อิมพีแดนซ์เอาท์พุตของ Inner VI-based control method [3]

2.7.2 กระบวนการออกแบบ

จากรูปที่ 2.18 กำหนดให้กริดนั่นเป็นอินฟีนิตบัสเสมือนค่าแรงดันไฟฟ้าที่กริด (V_g) แยกเป็นอิสระจาก GCC ดังนั้นค่าความเบี่ยงเบนที่เกิดขึ้นจะพิจารณาว่าเกิดจากสัญญาณรบกวนของอินพุต จากรูปที่ 2.16 กำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง (Q_0) จะได้รับจากการปรับของ Q-V droop ดังนั้น Q_0จึงเป็นตัวกำหนดอินพุต และเพื่อศึกษาผลตอบสนองของ E และ Q_{out} สมการ small-signal state space model จึงสร้างได้ดังนี้ [4]

$$\begin{aligned}\dot{x}&=Ax+Bu+E_w w\\ y&=Cx+Du+Fw\end{aligned} \qquad (2.68)$$



รูปที่ 2.18 โมเดลของ GCC ที่ถูกต่ออยู่กับอินฟินิตบัส

$$u=\Delta Q_0 \qquad (2.69)$$

$$w=\Delta V_g \qquad (2.70)$$

$$y=[\Delta E \quad \Delta Q_{out}]^T \qquad (2.71)$$

จากที่กล่าวมาก่อนหน้านี้ u คือ control input, w คือ disturbance input และ y คือ output vector และเมื่อ Δ แทนสัญญาณเล็กๆ โดยแบบจำลองจะเริ่มจากการคำนวณสมการ การถ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ตามสมการดังนี้ [6]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{out} \approx EV_{gsin}\left(\frac{\delta}{X}\right) \quad (2.72)$$

$$Q_{out} \approx \frac{(EV_g\cos\delta - V_g^2)}{X} \quad (2.73)$$

โดยแบบจำลองที่สมบูรณ์จะรวมถึงแบบจำลองแม่เหล็กของของตัวเหนี่ยวนำเอาท์พุต อย่างไรก็ตามการประมาณค่าแบบ quasi-stationary ที่กล่าวมาข้างต้นก็เพียงพอแล้ว จากรูปที่ 2.18 จะมีการใช้แบบจำลองอิมพีแดนซ์เสมือนรูปแบบข้างต้น [4]

$$\Delta Q_{out} \approx K_{QE}\Delta E + K_{QV}\Delta V_g + K_{Q\delta}\Delta\delta \quad (2.74)$$

เมื่อ

$$K_{QE} \approx \frac{V_{base}\cos\delta_0}{X} \quad (2.75)$$

$$K_{QV} \approx \frac{V_{base}(\cos\delta_0 - 2)}{X} \quad (2.76)$$

$$K_{Q\delta} \approx \frac{-V_{base}^2\sin\delta_0}{X} \quad (2.77)$$

เมื่อ δ_0 จุดสมดุลของมุมกำลัง และค่า δ_0 ที่กำลังพิกัดจะมีค่าดังนี้

$$\cos\delta_0 \approx \sqrt{1 - X^{*2}} \quad (2.78)$$

$$\sin\delta_0 \approx X^* = \frac{XS_{base}}{V_{base}^2} \quad (2.79)$$

เมื่อ * แทนค่าต่อหนึ่งหน่วย (per-unit value) และ S_{base} คือค่ากำลังไฟฟ้าที่พิกัด จะสังเกตุได้ว่า $K_{Q\delta}$ มีส่วนเกี่ยวข้องกับการควบคุม P-ω ลูป อย่างไรก็ตามค่า δ_0 ปกติจะมีค่าเข้าใกล้ 0 ดังนั้นค่า $\sin\delta_0$ จึงมีค่าเล็กกว่า $\cos\delta_0$ มากๆ ดังนั้นค่า $K_{Q\delta}$ จึงมีค่าน้อยกว่า K_{QE} และ K_{QV} เพราะเหตุนี้จึงสามารถละเว้นค่า $K_{Q\delta}$ ได้

เริ่มจากการลดโมเดลของ VI-based และพารามิเตอร์ของการควบคุมแรงดันไฟฟ้าจะส่งผลกระทบกับประสิทธิภาพของ Q-V droop ด้วย ดังนั้นควรที่จะจำลองแบบโมเดลสมบูรณ์ อย่างไรก็ตามลูปควบคุมกระแสควรจะออกแบบให้แบนด์วิธกว้างกว่าลูปควบคุมแรงดันไฟฟ้า 10 เท่าเพื่อที่จะละเว้นผลของลูปกระแส

$$\Delta i_{refd} \approx \Delta i_{Ld} \quad (2.80)$$

$$\Delta i_{refq} \approx \Delta i_{Lq} \quad (2.81)$$

ตัวกรองแอลซีแอลและสายส่งสามารถจำลองสมการได้ดังนี้

$$0 \approx sC_f\Delta v_{outd} = \Delta i_{Ld} - \Delta i_{outd} + \omega_0 C_f \Delta v_{outq} \quad (2.82)$$

$$0 \approx sC_f\Delta v_{outq} = \Delta i_{Lq} - \Delta i_{outq} + \omega_0 C_f \Delta v_{outd} \quad (2.83)$$

$$0 \approx sL_{line}\Delta i_{outd} = \Delta v_{outd} - \Delta v_{gd} - R_{line}\Delta i_{outd} + \omega_0 L_{line}\Delta i_{outq} \quad (2.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 \approx sL_{line}\Delta i_{outq} = \Delta v_{outq} - \Delta v_{gq} - R_{line}\Delta i_{outq} - \omega_0 L_{line}\Delta i_{outd} \quad (2.85)$$

เมื่อ ω_0 คือความถี่ปกติ เมื่อละเลยผลต่างๆและจะได้สมการออกมาเป็นสี่รูปแบบมีเหตุผลเพราะว่าค่าของ C_f และ L_{line} ปกติจะเป็นค่าเล็กๆ และสามารถยืนยันได้ว่าสมการเหล่านี้จะไม่เปลี่ยนค่าโพลที่โดดเด่นและผลตอบสนอง ถึงแม้ว่าในก่อนหน้านี้จะละเลยผลของตัวต้านทานในสายส่งเพราะว่าค่า R_{line} มีค่าน้อยกว่า X มาก แต่ในสมการที่ 2.84 และ 2.85 จะไม่ละเลยผลของตัวต้านทานของสายเมื่อเปรียบเทียบกับ $\omega_0 L_{line}$ จะสังเกตุได้ว่าจากกฎของเคอร์ชอฟค่าของ L_f จะไม่ถูกรวมอยู่ในสมการเพราะว่าสมการเหล่านี้อยู่ในส่วนของการควบคุมกระแสที่รวมผลเหล่านี้ไปแล้ว จากรูปที่ 2.16 แกน d จะเป็นตัวกำหนดค่าของ $\dot{E}_{ref}$ ดังนั้นจากรูปที่ 2.17 [4]

$$\Delta E \approx \Delta e_d = \Delta v_{outd} - \omega_0 L_{ls}\Delta i_{outq} \quad (2.86)$$

จากรูปที่ 2.18 แรงดันกริดจะสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\Delta v_{gd} = \cos\delta_0 \Delta V_g \quad (2.87)$$

$$\Delta v_{gq} = -\sin\delta_0 \Delta V_g \quad (2.88)$$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้นทั้งหมดสามารถนำมาเขียนเป็น Inner VI based control ได้ดังนี้

$$x = \begin{bmatrix} \Delta Qout_f \\ K_{pv}\Delta\varepsilon_{vd} - \Delta i_{outd} \\ K_{pv}\Delta\varepsilon_{vq} - \Delta i_{outq} \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

$$A = A_0 + H_0 H_x^{-1} A_x \quad (2.90)$$

$$B = H_0 H_x^{-1} B_x \quad (2.91)$$

$$E_w = H_0 H_x^{-1} E_x \quad (2.92)$$

$$C = \begin{bmatrix} (H_x^{-1} A_x)_{(1)} / K_{QE} \\ (H_x^{-1} A_x)_{(1)} \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

$$D = \begin{bmatrix} (H_x^{-1} B_x)_{(1)} / K_{QE} \\ (H_x^{-1} B_x)_{(1)} \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

$$F = \begin{bmatrix} (H_x^{-1} E_x - K_{QV})_{(1)} / K_{QE} \\ (H_x^{-1} E_x)_{(1)} \end{bmatrix} \quad (2.95)$$

เมื่อตัวแปรจากสมการที่ 2.90 ถึง 2.95 มีค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_0=\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{fq}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{iv}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{iv}} \end{bmatrix} \quad (2.96)$$

$$H_0=\begin{bmatrix} \frac{1}{T_{fq}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{iv}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{iv}} \end{bmatrix} \quad (2.97)$$

$$H_x=\begin{bmatrix} 1 & 0 & K_{QE}\omega_0 L_{ls} & -K_{QE} & 0 \\ 0 & \frac{1}{K_{pv}} & -\omega_0 L_{ls} & 1 & 0 \\ 0 & \omega_0 L_{ls} & \frac{1}{K_{pv}} & 0 & 1 \\ 0 & R_{line} & -\omega_0 L_{line} & -1 & 0 \\ 0 & \omega_0 L_{line} & R_{line} & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

$$A_x=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{k_q} & -\frac{1}{K_{pv}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{K_{pv}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.99)$$

$$B_x=\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{k_q} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.100)$$

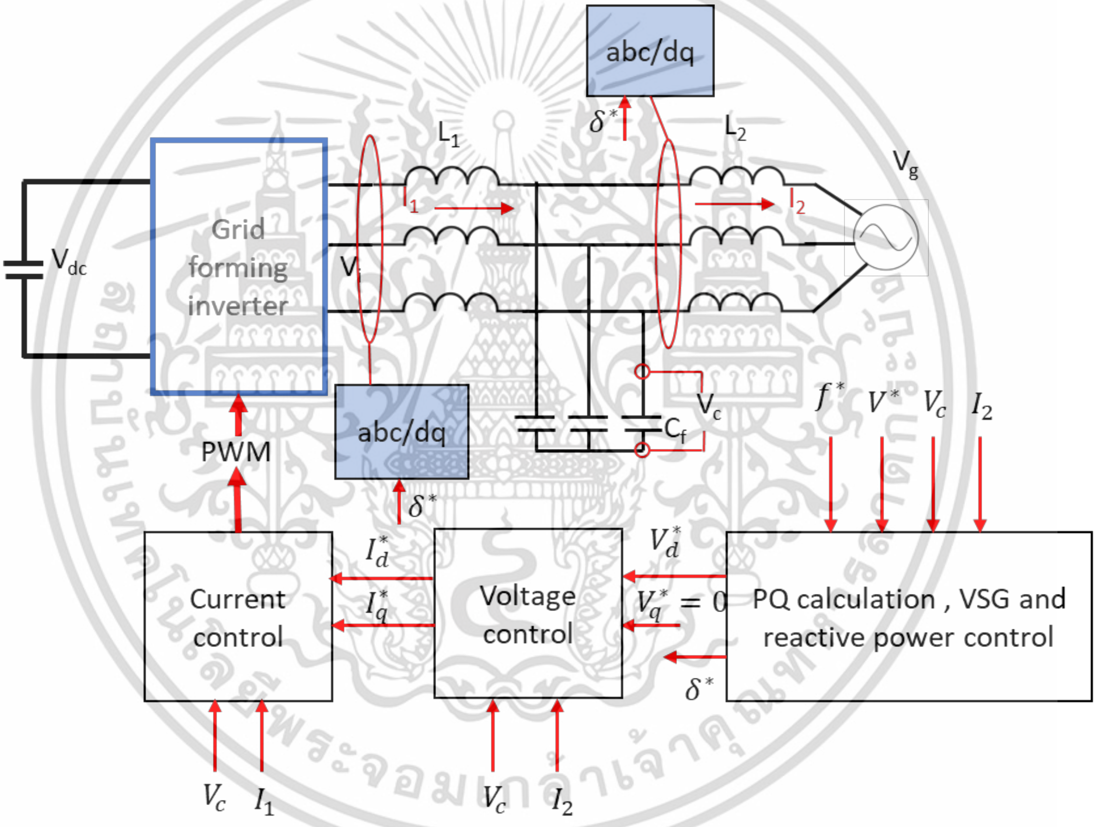
$$E_x=[K_{QV} \quad 0 \quad 0 \quad -\cos\delta_0 \quad \sin\delta_0]^T \quad (2.101)$$

จากสมการที่ 2.89 จะสังเกตุได้ว่า Q-V control loop ของ VI-based control ถูกจำลองเป็นระบบอันดับที่ 3 (Third order system) อันดับที่ 1 มาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของ Q_{out} และอีกสองอันดับมาจากตัวควบคุม PI ของลูปแรงดันไฟฟ้า โดยโมเดลนี้จะออกแบบให้เข้าใจง่ายขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับโมเดลแบบสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การออกแบบและการสร้างระบบควบคุม GFMI

โครงสร้างโดยรวมของอินเวอร์เตอร์และออกแบบประเภทกริดฟอร์มมิ่งซึ่งจะประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง , คอนเวอร์เตอร์, วงจรกรองฮาร์มอนิกแอลซีแอล, วงจรวัดกระแส, วงจรวัดแรงดันไฟฟ้า, ภาระไฟฟ้าสามเฟส, แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส แสดงในรูปที่ 3.1 โดยหัวข้อนี้จะอธิบายเกี่ยวกับการออกแบบของวงจรแอลซีแอล วงจรวัดแรงดันไฟฟ้า วงจรวัดกระแสไฟฟ้า การซิงโครไนซ์ Inner VI-based control และ VSG

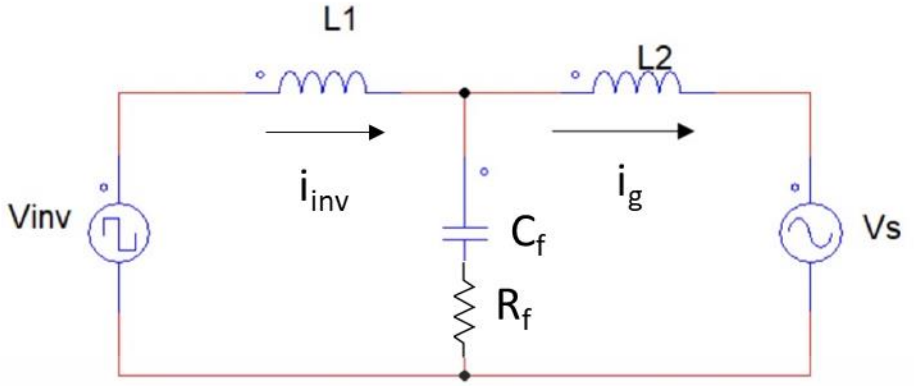


รูปที่ 3.1 โครงสร้างโดยรวมของ GFMI

3.1 วงจรกรองฮาร์มอนิก (LCL filter)

วงจรกรอง LCL ทำหน้าที่กรองกระแสความถี่สูงออกจากเอ้าท์พุตของคอนเวอร์เตอร์ โดยวงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 3.2 ในกรณีที่พิจารณากระแสฮาร์มอนิกและแรงดันระบบไฟฟ้าในอุดมคติหรือไม่มีฮาร์มอนิก สามารถพิจารณาให้ V_s มีค่าเท่ากับ 0 ดังนั้นจะได้ฟังก์ชั่นถ่ายโอนระหว่างแรงดันเอาท์พุตของคอนเวอร์เตอร์กับกระแสอินพุตของกริดแสดงในสมการที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลแอลซีแอล

$$H(s)=\frac{I_s(s)}{V_{inv}(s)}=\frac{C_fR_fs+1}{L_1C_fL_2s^3+C_f(L_1+L_2)R_fs^2+(L_1+L_2)s} \quad (3.1)$$

โดยที่ค่า L_1 คือค่าตัวเหนี่ยวนำฝั่งอินเวอร์เตอร์ ค่า L_2 คือค่าตัวเหนี่ยวนำฝั่งกริด ค่า C_f คือค่าตัวเก็บประจุ และค่า R_f คือค่าตัวต้านท้านแดมป์ปิ้ง โดยวิธีการออกแบบวงจรกรองฮาร์มอนิกส์แอลซีแอลของอินเวอร์เตอร์ขนาด 300 วัตต์ 28.9 โวลต์ เริ่มจากการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ฐาน เพื่อที่จะนำค่าเหล่านี้ไปคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ โดยค่าตัวเก็บประจุจะถูกกำหนดจากค่าตัวประกอบกำลังสูงสุดของอินเวอร์เตอร์ ปกติจะถูกกำหนดให้อยู่ในช่วง 1 ถึง 5 เปอร์เซ็นต์ของค่าตัวเก็บประจุฐาน ให้คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุที่ 5 เปอร์เซ็นต์และเลือกค่าใกล้เคียงและน้อยกว่าค่าที่คำนวณได้ จึงเลือกค่าตัวเก็บประจุที่ 13.3 μF แสดงในสมการที่ 3.2 ถึง 3.4

$$Z_b=\frac{E_n^2}{300}=\frac{28.9\sqrt{3}^2}{300}=8.3521\ \Omega \quad (3.2)$$

$$C_b=\frac{1}{\omega_g Z_b}=\frac{1}{2\pi(50)\times 8.3251}=3.81\times 10^{-4} \quad (3.3)$$

$$C_f=0.05C_b=19.05\ \mu F \rightarrow 13.3\ \mu F \quad (3.4)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำฝั่งกริดจะถูกกำหนดด้วยค่าของกระแสริปเปิล กระแสริปเปิลสามารถคำนวณจากสมการที่ 3.5 เมื่อ m คือค่ามอดูเลต โดยกระแสริปเปิลจะมีค่าสูงที่สุดเมื่อค่ามอดูเลตมีค่าเท่ากับ 0.5 ดังนั้นสมการที่ใช้ในหาค่าตัวเหนี่ยวนำฝั่งกริดแสดงในสมการที่ 3.6 เมื่อกระแสริปเปิลกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 18 เปอร์เซ็นต์

$$\Delta I_{Lmax}=\frac{2V_{DC}}{3L_1}(1-m)mT_{sw} \quad (3.5)$$

$$L_1=\frac{V_{DC}}{6f_{sw}\Delta I_{Lmax}} \quad (3.6)$$

$$L_1=\frac{110}{6\times 20000\times\left(0.18\times\frac{300\sqrt{2}}{3\times 28.9}\right)} \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำฝั่งกริดหรือ L_2 จะถูกกำหนดเท่ากับ r เท่าของค่า L_1 โดยค่า r จะเกี่ยวของกับอัตราการลดทอนระหว่างกระแสฮาร์มอนิกส์ฝั่งกริดและฮาร์มอนิกส์ฝั่งอินเวอร์เตอร์ แสดงในสมการที่ 3.8 จะสังเกตุได้ว่าถ้าต้องการอัตราการลดทอนที่สูงตัวเหนี่ยวนำ L_2 จะต้องมีขนาดใหญ่ขึ้น ดังนั้นจึงกำหนดให้อัตราการลดทอนเท่ากับ 4.807×10^{-3} ดังนั้น L_2 เท่ากับ 1 mH

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})}=\frac{1}{\left|1+r\left[1-L_1C_f\omega_{sw}^2\right]\right|} \quad (3.8)$$

$$4.807\times10^{-3}=\frac{1}{\left|1+r\left|1-10^{-3}\times13.3\times10^{-6}\times(2\pi\times20000)^2\right|\right|}$$

$$r=1$$

$$L_2=rL_1=1\text{ mH} \quad (3.9)$$

เมื่อกำหนดค่า L_1 L_2 และ C_f แล้ว หลังจากนั้นตรวจสอบค่าความถี่เรโซแนนซ์คำนวณในสมการที่ 3.10 ให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสม โดยค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่เหมาะสมจะต้องมากกว่า 10 เท่าของความถี่ปกติ และน้อยกว่า 0.5 เท่าของความถี่สวิทชิ่ง แสดงในสมการที่ 3.11

$$f_{res}=\sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1\times L_2\times C_f}}=1951\text{ Hz} \quad (3.10)$$

$$10f_g<f_{res}<0.5f_{sw}$$

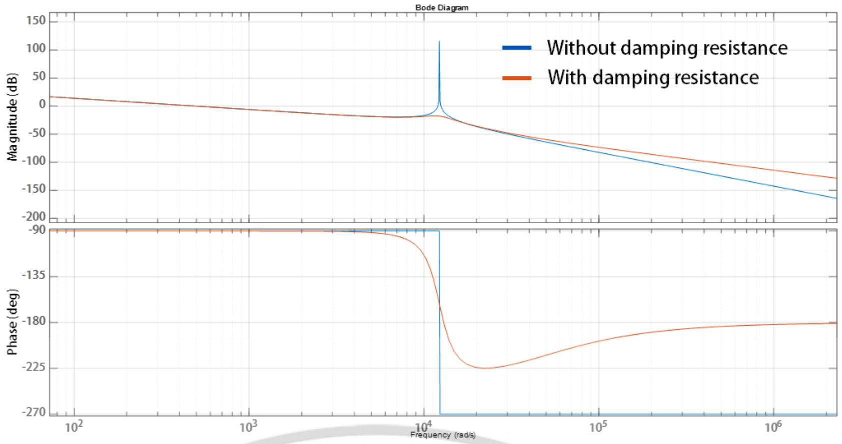
$$500<f_{res}<10000 \quad (3.11)$$

เนื่องจากแอลซีแอลในรูปแบบข้างต้นจะมีอัตราขยายที่ความถี่เรโซแนนซ์ดังนั้นจึงมีการลดอัตราขยายข้างต้นด้วยการนำตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ โดยต้องคำนึงถึงกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียในตัวต้านทานด้วย โดยปกติจะกำหนดให้มีค่า 1 ใน 3 เท่าของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุที่ความถี่เรโซแนนซ์ในสมการที่ 3.12

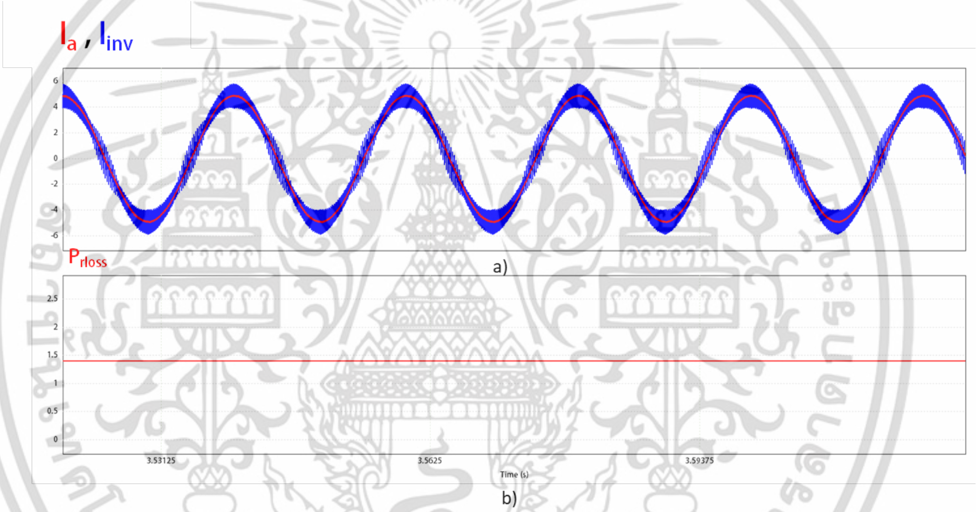
$$R_f=\frac{1}{3\omega_{res}C_f}=2.04\ \Omega \quad (3.12)$$

เมื่อ L_1 และ L_2 เท่ากับ 1 mH ค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 13.3 uF ค่าตัวต้านทานแดมป์ปิ้งเท่ากับ 2 Ω แทนในฟังก์ชั่นถ่ายโอนในสมการที่ 3.1 และนำมาพล็อตผลตอบสนองทางความถี่พบว่าวงจรแอลซีแอลที่ไม่มีตัวต้านทานแดมป์ปิ้ง (สีฟ้า) จะมีความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1951 เฮิรตซ์และมีอัตราขยายที่ความถี่เรโซแนนซ์ 115 เดซิเบล และวงจรแอลซีแอลที่มีตัวต้านทานแดมป์ปิ้ง (สีฟ้า) ที่ความถี่เรโซแนนซ์อัตราขยายจะลดลงเหลือ -17.6 เดซิเบล แสดงในรูปทที่ 3.3 และเกิดกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียในตัวต้านทาน 1.4 วัตต์ และแสดงกระแสไฟฟ้าที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ (สีฟ้า) และหลังจากออกจากแอลซีแอลฟิลเตอร์สีแดง แสดงในรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 Bode diagram ของวงจรกรองฮาร์มอนิกส์แอลซีแอลที่ไม่มีตัวต้านทานแดมป์ปิ้ง (ฟ้า) และมีตัวต้านทานแดมป์ปิ้ง (แดง)



รูปที่ 3.4 กราฟแสดงผลของวงจรแอลซีแอล a) กระแสฝั่งอินเวอร์เตอร์ (ฟ้า) กระแสหลังจากผ่านวงจรแอลซีแอล (แดง) b) กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียจากตัวต้านทานแดมป์ปิ้ง

3.2 วงจรตรวจจับสัญญาณ

ในส่วนนี้จะอธิบายถึงการออกแบบเซ็นเซอร์วัดกระแสและเซ็นเซอร์วัดแรงดันไฟฟ้าสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟสขนาด 300 วัตต์ แรงดันไฟฟ้า อาร์เอ็มเอส 28.9 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิรตซ์ และกระแส 3.46 แอมแปร์

3.2.1 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้า

3.2.1.1 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้า LV25P

สำหรับงานวิจัยนี้จะใช้แรงดันขนาดปกติเท่ากับ 28.9 V_{rms} ดังนั้นจึงเลือกทรานดิวเซอร์รุ่น LEM LV25P ซึ่งสามารถวัดได้ทั้งแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ โดยกระแสที่เข้าด้านปฐมภูมิต้องมีขนาด 10 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{PN}=10\times10^{-3}=\frac{28.9}{R}$$

$$R\approx28.9\ k\Omega$$

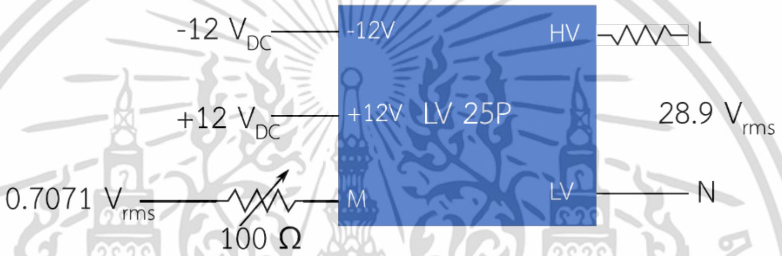
ดังนั้นต้องนำตัวต้านขนาด 29 กิโลโอห์มต่ออนุกรมที่ด้านปฐมภูมิ โดยอัตราส่วนการแปลงเท่ากับ 2.5 ต่อ 1 กระแสด้านเอาท์พุตจะเท่ากับ

$$I_{SN}=I_{PN}\times\text{conversion ratio}=10\times10^{-3}\times2.5=25\ mA$$

หากต้องการแปลงแรงดันไฟฟ้า $28.9\sqrt{2}$ V เป็นสัญญาณ 1 V ดังนั้นต้องเลือก R_M เท่ากับ

$$R_M=\frac{V_p}{I_{SN,p}}=\frac{1}{25\times10^{-3}\times\sqrt{2}}=28.284\ \Omega$$

ดังนั้นจึงเลือกตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ขนาด 100 โอหม์เพื่อคำนึงถึงค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นวงจรวัดแรงดันไฟฟ้า แสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้าโดยใช้ LV25P

3.2.1.2 แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง

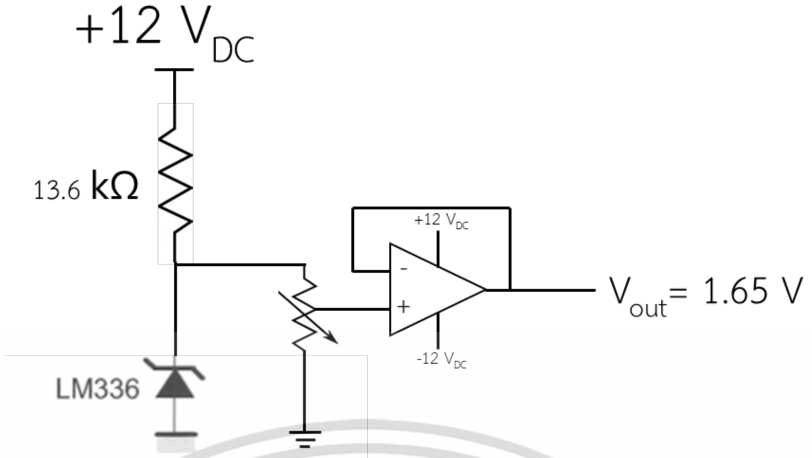
การทดลองจะถูกนำไปใช้เป็นสัญญาณอินพุตของบอร์ด DSP โดยสัญญาณที่เข้าบอร์ดจะต้องมีแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC offset) 1.65 โวลต์ จึงต้องสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิงโดยใช้ IC LM336 Z2.5 ที่สร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิงเท่ากับ 2.5 โดยเงื่อนไขคือ IC จะสามารถใช้งานที่กระแส 400uA ถึง 10 mA เพื่อความสะดวกของวงจรจึงใช้ไฟเลี้ยง +12 V ของไฟเลี้ยงจากวงจรวัดแรงดันไฟฟ้า ดังนั้นจึงต้องนำตัวต้านทานมาต่ออนุกรมทางด้านแคโทดเท่ากับ

R ต่ำสุด $R=\frac{V}{I_{max}}=\frac{12}{10\times10^{-3}}=1.2\ k\Omega$ R สูงสุด $R=\frac{V}{I_{min}}=\frac{12}{400\times10^{-6}}=30\ k\Omega$

$$1.2\ k\Omega\leq R\leq30 k\Omega$$

จึงเลือก R เท่ากับ 13.6 kΩ เมื่อได้แรงดันอ้างอิง 2.5 โวลต์นำมาแบ่งแรงดันให้เหลือ 1.65 โดยใช้ตัวต้านทานขนาดปรับค่าได้ 10kΩ แบ่งแรงดันไฟฟ้าให้เหลือ 1.65 และใช้วงจร voltage follower อีกหนึ่งครั้งเพื่อขยายสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงแสดงในรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

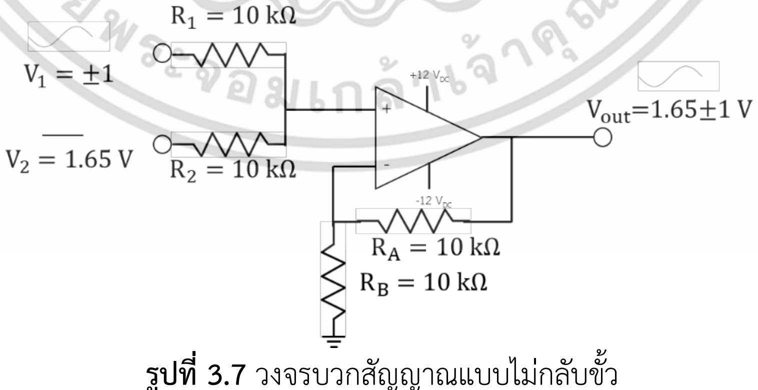


รูปที่ 3.6 วงจรสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิง 1.65 โวลต์

3.2.1.3 วงจรบวกสัญญาณแบบไม่กลับขั้ว (Non-inverting summing amplifier) เมื่อได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่มี V_{p-p} ขนาด 1 โวลต์ที่มีองค์ประกอบไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 0 จากหัวข้อ 3.2.1.1 และได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาด 1.65 โวลต์จากหัวข้อ 3.2.1.2 นำสัญญาณทั้งสองมารวมกันเพื่อให้ได้สัญญาณที่มีขนาด V_{p-p}= 1 โวลต์และมีองค์ประกอบไฟฟ้ากระแสตรงที่ 1.65 โวลต์ โดยใช้วงจรบวกสัญญาณแบบไม่กลับขั้วเนื่องจากสัญญาณที่ได้มาอัตราส่วน 1:1 แล้ว ดังนั้นต้องกำหนดขนาด R_1 ให้เท่ากับขนาด R_2 V_{out} จะเท่ากับ

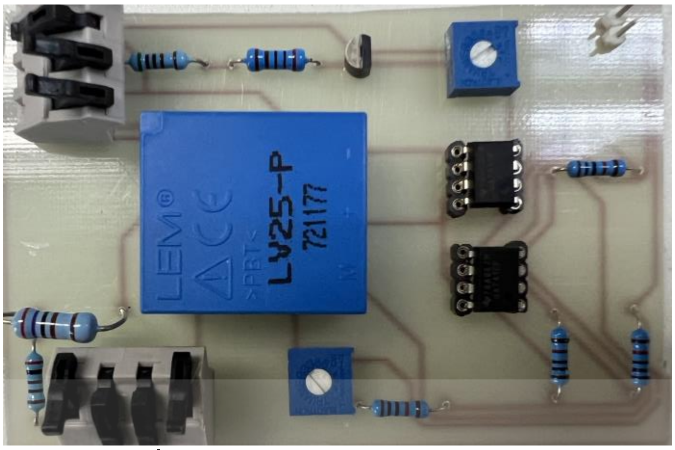
$$V_{out}=\left[1+\frac{R_A}{R_B}\right]\frac{V_1+V_2}{2} \qquad (3.13)$$

เมื่อต้องการให้สัญญาณเอาท์พุตไม่มีอัตราการขยายจึงกำหนดให้ $R_A=R_B$ ดังนั้น $V_{out}=V_1+V_2$ และกำหนดให้ $R_1=R_2=R_A=R_B=10$ kΩ แสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรบวกสัญญาณแบบไม่กลับขั้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้า 28.9 V_{rms}

3.2.2 วงจรวัดกระแสไฟฟ้า

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์สามเฟสขนาด 300 วัตต์ที่แรงดัน 28.9 V_{rms} ดังนั้นกระแสแต่ละเฟสจะเท่ากับ 3.46 I_{rms} จึงเลือกใช้ตัววัดกระแสรุ่น LESR 6-NP โดยตัววัดกระแสจะให้แรงดันเอาท์พุตเท่ากับสมการที่ 3.14 หากนำขา 1 2 และ 3 ต่อเข้าร่วมกันและ ขา 4 5 และ 6 ต่อเข้าร่วมกันดังนั้นค่า I_{PN} เท่ากับ 6

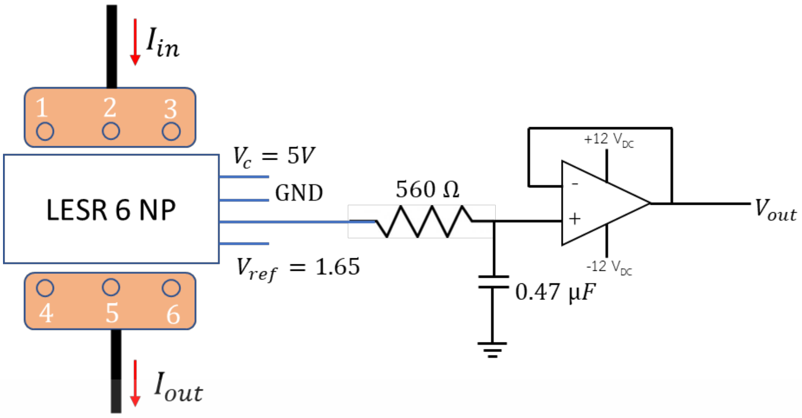
$$V_{out}=2.5\pm\left(0.625\times\frac{I_P}{I_{PN}}\right) \qquad (3.14)$$

ในกรณีที่ไม่จ่ายแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง หากต้องการให้องค์ประกอบไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 1.65 ดังนั้นจึงสร้างสัญญาณ DC offset เช่นเดียวกับหัวข้อที่ 3.2.1.2 สัญญาณเอาท์พุตที่ได้จะเท่ากับสมการที่ 3.15

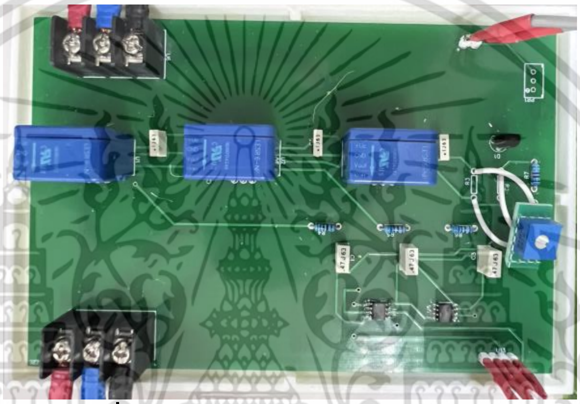
$$V_{out}=1.65\pm\left(0.625\times\frac{I_P}{6}\right) \qquad (3.15)$$

เมื่อได้สัญญาณเอาท์พุตของวงจรวัดกระแสนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน RC ที่ cut off frequency 500 Hz จึงเลือกตัวต้านทานขนาด 560 Ω และตัวเก็บประจุขนาด 0.47 uF แสดงในรูปที่ 3.7 และตามด้วยวงจร voltage follower อีกหนึ่งครั้งเพื่อขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 วงจรวัดกระแสไฟฟ้า



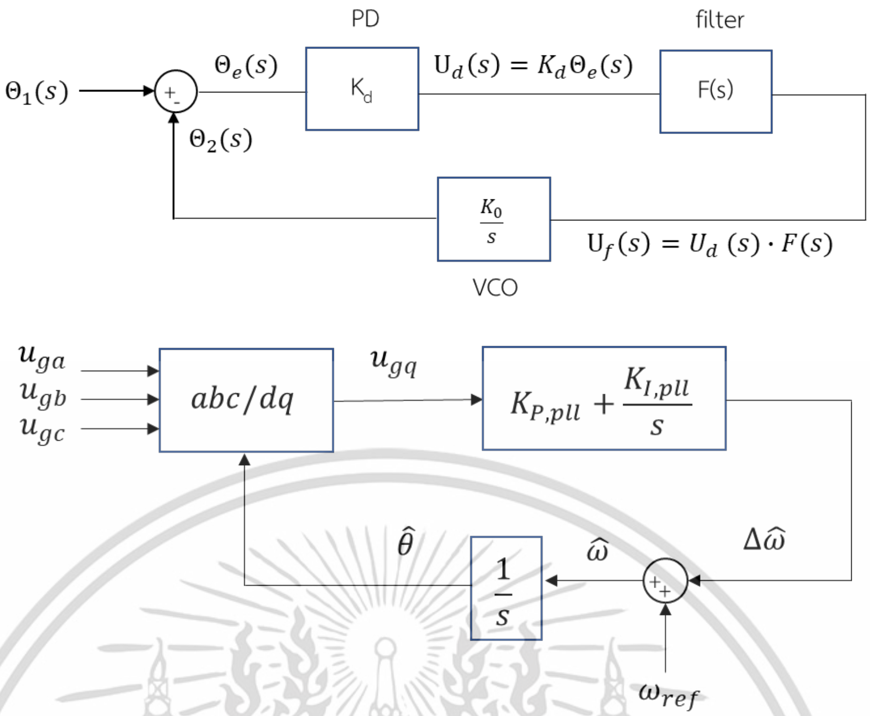
รูปที่ 3.10 วงจรวัดกระแสไฟฟ้า 3.46 A

3.3 การเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า (Synchronization)

3.3.1 เฟสล็อกลูป (Phase Lock loop)

สำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดต่อกริดจำเป็นจะต้องมีอัลกอริทึมในการหาค่ามุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าที่กริดและติดตาม ซึ่งต้องมีความแม่นยำสูงเพื่อที่จะถ่ายพลังงานจากอินเวอร์เตอร์สู่กริด วิธีการเหล่านี้จะถูกเรียกว่าการซิงโครไนซ์ โดยปกติแล้วการซิงโครไนซ์จะใช้กับ GFLIs แต่สามารถนำมาใช้กับ GFMIs เพื่อการซิงโครไนซ์ในครั้งแรกเพียงเท่านั้น ซึ่งการซิงโครไนซ์เป็นปัจจัยสำคัญถ้าหากมุมเฟสที่เกิดจากการประมาณค่าคลาดเคลื่อนจะส่งผลให้กำลังไฟฟ้าที่ส่งเข้าสู่กริดคลาดเคลื่อนด้วยเช่นกัน การซิงโครไนซ์มีวิธีที่ถูกนำมาใช้หลายรูปแบบ โดยวิธีที่นำมาใช้มากที่สุดคือ เฟสล็อกลูป ที่ถูกใช้ในแกน dq แสดงในรูปที่ 3.11 การควบคุมจะประกอบไปด้วยตัวควบคุมพีไอเพื่อควบคุมผลตอบสนองของ PLL และกรองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 a) บล็อคไดอะแกรมของ PLLsynchronization b) บล็อคไดอะแกรมของPLLบนแกน dq

จากสมการฟังก์ชั่นถ่ายโอน 3.16 จะได้ damping ratio และ natural frequency แสดงในสมการที่ 3.17 เมื่อ proportional gain (K_p) = $\frac{\tau_2}{\tau_1}$ และ Integral gain (K_i) = $\frac{1}{\tau_1}$

$$H(s)=\frac{\Theta_2(s)}{\Theta_1(s)}=\frac{K_0K_d\frac{1+s\tau_2}{s\tau_1}}{s^2+s\frac{K_0K_d\tau_2}{\tau_1}+\frac{K_0K_d}{\tau_1+\tau_2}}=\frac{K_pK_0K_ds+K_iK_0K_d}{s^2+K_pK_0K_ds+K_iK_0K_d} \tag{3.16}$$

$$\omega_n=\sqrt{\frac{K_0K_d}{\tau_1}}=\sqrt{K_0K_dK_i} \qquad \xi=\frac{\omega_n\tau_2}{2}=\frac{K_p}{2}\sqrt{\frac{K_0K_d}{K_i}} \tag{3.17}$$

ทดสอบที่แรงดันกริดที่ 28.9 V_{rms} 50 Hz เมื่อค่าองค์ประแรงดันไฟฟ้าบนแกน q เท่ากับ $U_{gq}=U_g\sin(\theta-\hat{\theta})$ ดังนั้นค่า K_d เท่ากับ $28.9\sqrt{2}$ โดยกำหนดให้ค่า K_0 เท่ากับ 1 ซึ่งปกติค่าแบนด์วิธที่จะทำให้อัตราการขยายลดลง 3 dB ของ PLL จะใช้ที่ 25 Hz [2] และกำหนดให้ค่า damping ratio เท่ากับ 0.707 เพื่อต้องการผลตอบสนองแบบ Critical damped ดังนั้นจากสมการที่ 3.8 natural frequency เท่ากับ

$$\omega_{3dB}=\omega_n\left[1+2\xi^2+\sqrt{\left(1+2\xi^2\right)^2+1}\right]^{1/2}$$

ที่ $\xi=0.707$ $\qquad 2\pi\times25=2.06\omega_n$

$$\omega_n=76.2522$$

หาค่า K_i $\qquad \omega_n=\sqrt{K_0K_dK_i}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$76.2522=\sqrt{1\times28.9\sqrt{2}\times K_i}$$

$$K_i=142.2629$$

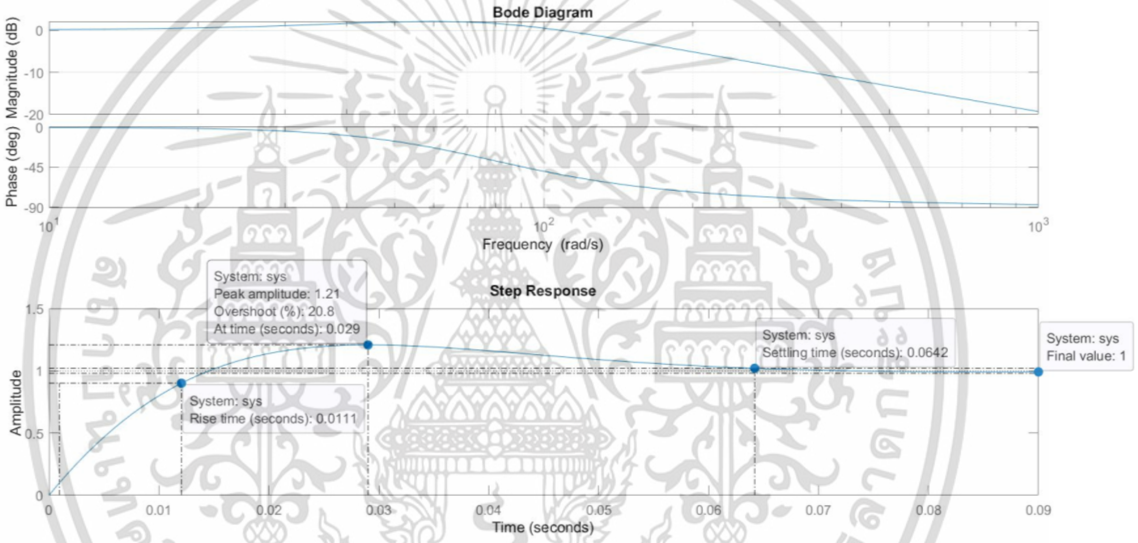
หาค่า K_p

$$\xi=\frac{K_p}{2}\sqrt{\frac{K_0K_d}{K_i}}$$

$$0.707=\frac{K_p}{2}\sqrt{\frac{1\times28.9\sqrt{2}}{142.2629}}$$

$$K_p=2.64$$

แทนค่า $K_p=2.64$ $K_i=142.2629$ $K_0=1$ และ $K_d=28.9\sqrt{2}$ ในฟังก์ชั่นถ่ายโอนสมการที่ 3.16 เพื่อดู Step response และ Bode diagram จากรูปที่ 3.12 จะสังเกตุได้ว่าฟังก์ชั่นถ่ายโอนจะให้ผลตอบสนอง overshoot 1.21 เท่าและเข้าสู่สภาวะคงที่ หรือสภาวะล็อกภายใน 0.09 วินาที

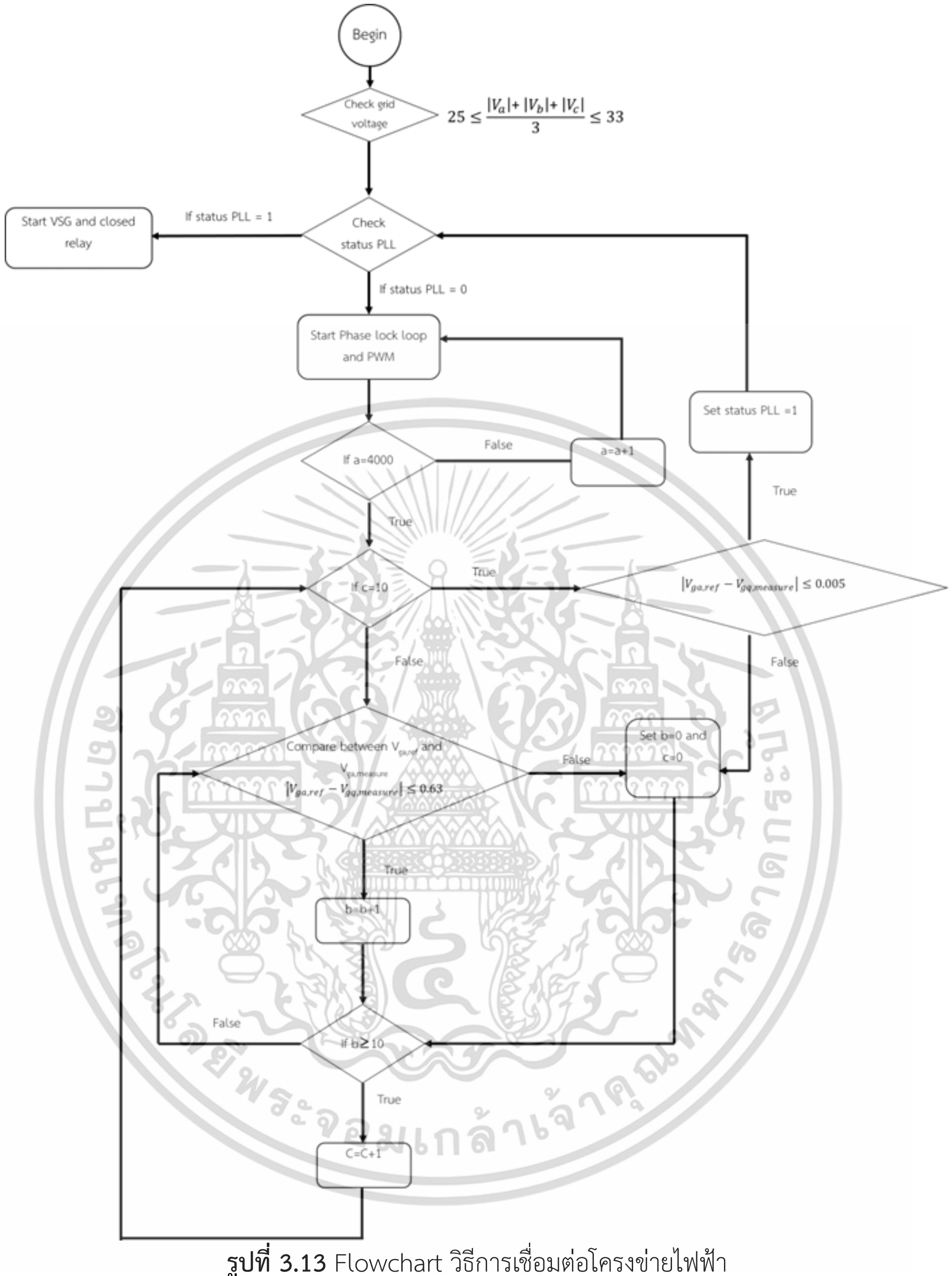


รูปที่ 3.12 a) Bode diagram of PLL b) Step response ของเฟสล็อกลูป

3.3.2 วิธีการเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า

เนื่องจากการเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์เข้าร่วมกับกริดไม่สามารถเชื่อมต่อได้ทันที ต้องให้ PLL เข้าสู่สภาวะคงที่ก่อนถึงจะสามารถเชื่อมต่อกับกริดได้ ดังนั้นจากรูปที่ 3.13 เงื่อนไขเริ่มต้นที่จะทำให้ PLL เริ่มต้นการใช้งาน จะเริ่มจากการตรวจสอบแรงดันไฟฟ้าของโครงข่ายไฟฟ้าหากพบแรงดันไฟฟ้า ($25\leq\frac{|V_a|+|V_b|+|V_c|}{3}\leq33$) จะตรวจสอบว่า PLL ได้ถูกใช้งานขณะเริ่มแล้วหรือยัง ถ้าสถานะของ PLL ยังไม่ถูกใช้งาน (Status PLL=0) จะสั่งให้ PLL เริ่มทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 Flowchart วิธีการเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า

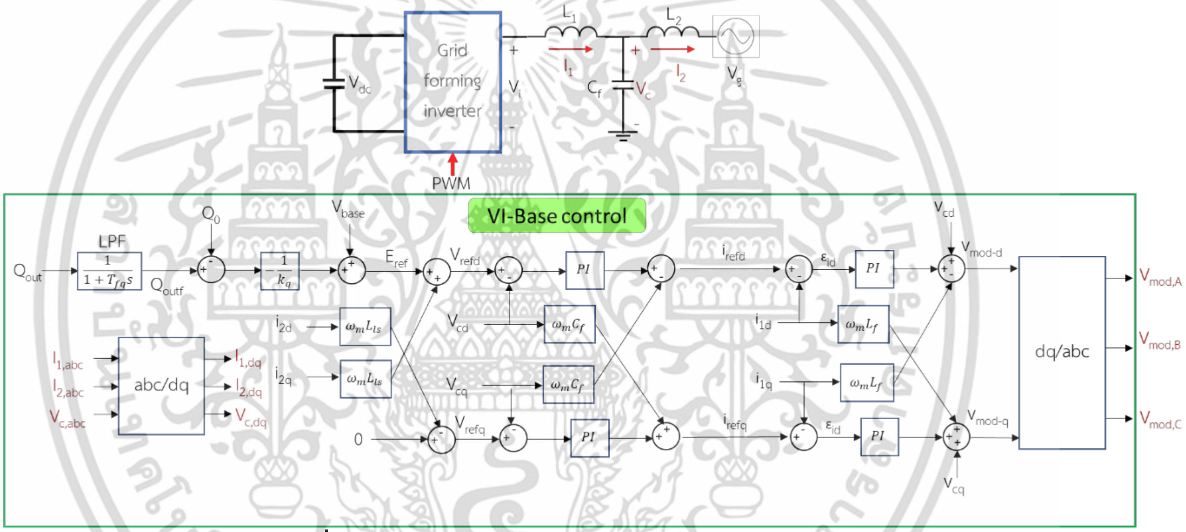
ซึ่งในระหว่าง PLL ยังคงทำงานอินเวอร์เตอร์จะจ่ายกำลังไฟฟ้าไปที่พิกัดโดยใช้มุมที่ได้จาก PLL ดังนั้นอินเวอร์เตอร์จึงเสมือนถูกใช้งานในรูปแบบ GFLIs และตรวจสอบสภาวะ lock state ของ PLL ด้วยวิธีการนำมุมที่ได้จาก PLL มาสร้างเป็นแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่มีแอมพลิจูดเท่ากับแรงดันไฟฟ้าของโครงข่ายไฟฟ้า นำแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงมาลบกับแรงดันไฟฟ้าของกริด [8] และเปรียบเทียบค่าผลต่างให้มีค่าน้อยกว่า 0.63 หากมีผลต่างที่มากกว่า 0.63 ให้ทำการรีเซ็ตเคาท์เตอร์ ถ้าหากผลต่างมีค่าน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กว่า 0.63 เป็นระยะเวลา 0.5 มิลลิวินาที (เคาท์เตอร์ b ทำงาน) หลังจากนั้นเคาท์เตอร์ c จะทำการนับอีก 0.5 มิลลิวินาทีเพื่อเริ่มเปรียบเทียบครั้งที่ 2 หากผลต่างมีค่ามากกว่า 0.005 โวลต์จะทำการรีเซ็ตค่าเคาท์เตอร์และเริ่มทำการเปรียบเทียบใหม่อีกหนึ่งครั้ง และถ้าหากผลต่างมีค่าน้อยกว่า 0.005 จะเริ่มทำงานในโหมด VSG และสั่งให้รีเลย์ปิดหน้าสัมผัสเพื่อเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์กับโครงข่ายไฟฟ้า

3.4 การออกแบบ VI based control

โดยการออกแบบ VI based control เพื่อยืนยันเสถียรภาพของฟังก์ชั่นถ่ายโอน จึงอ้างอิง State space model จากบทที่ 2.6 โดยกำหนดให้ P-f droop แยกเป็นอิสระต่อ Q-V droop ดังนั้นเสถียรภาพของฟังก์ถ่ายโอนจะขึ้นอยู่กับตัวควบคุมพีไอที่อยู่ในลูปกระแสและแรงดัน แสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 การควบคุม Inner VI-based control

การหาค่า k_q หรือ droop coefficient นั้นจะไม่สามารถหาค่าได้โดยตรงและอินเวอร์เตอร์แต่ละตัวก็จะมีขนาดอิมพีแดนซ์ที่ไม่เท่ากัน ($L_{ls}+L_{f2}+L_{line}$) ดังนั้นวิธีการหาค่า k_q จำเป็นต้องหาจากการทดลองโดยวัดค่ากำลังไฟฟ้าเสมือน (Q_0) ที่แรงดันไฟฟ้าปกติ (V_0) และปรับแรงดันไฟฟ้าให้เพิ่มขึ้นหรือลดลงก็ได้ (V_1) และวัดค่ากำลังไฟฟ้าเสมือน (Q_1) และหาค่า k_q ได้ในสมการที่ 3.18

$$V_1=V_0-\frac{1}{k_q}(Q_0-Q_1) \tag{3.18}$$

โดยอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองโดยแรงดันไฟฟ้าปกติ $V_{0,max}=28.9\sqrt{2}$ กำลังไฟฟ้าเสมือนเท่ากับ Q_0= -14.6 VAR เมื่อปรับแรงดันไฟฟ้าเป็น $V_{1,max}=28.95\sqrt{2}$ กำลังไฟฟ้าเสมือนเท่ากับ Q_1 = -1.58 VAR ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ขนาด 300 วัตต์จะได้ k_q เท่ากับ 184

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ หากกำหนดให้ลูปของกระแสมีแบนด์วิธมากกว่า 10 เท่าของแบนด์วิธของลูปแรงดันจะสามารถละเว้นลูปกระแสได้ ส่งผลให้เสถียรภาพของ Q-V droop จะขึ้นอยู่กับตัวควบคุมพีไอในลูปแรงดันไฟฟ้าเพียงเท่านั้น สมการ state space จะเท่ากับ [4]

$$u=\Delta Q_0 \tag{3.19}$$

$$w=\Delta V_g \tag{3.20}$$

$$y=[\Delta E \quad \Delta Q_{out}]^T \tag{3.21}$$

$$x=\begin{bmatrix} \Delta Qout_f \\ K_{pv}\Delta\varepsilon_{vd}-\Delta i_{outd} \\ K_{pv}\Delta\varepsilon_{vq}-\Delta i_{outq} \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

$$A=A_0+H_0H_x^{-1}A_x \tag{3.23}$$

$$B=H_0H_x^{-1}B_x \tag{3.24}$$

$$E_w=H_0H_x^{-1}E_x \tag{3.25}$$

$$C=\begin{bmatrix} (H_x^{-1}A_x)_{(1)}/K_{QE} \\ (H_x^{-1}A_x)_{(1)} \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

$$D=\begin{bmatrix} (H_x^{-1}B_x)_{(1)}/K_{QE} \\ (H_x^{-1}B_x)_{(1)} \end{bmatrix} \tag{3.27}$$

$$F=\begin{bmatrix} (H_x^{-1}E_x-K_{QV})_{(1)}/K_{QE} \\ (H_x^{-1}E_x)_{(1)} \end{bmatrix} \tag{3.28}$$

เมื่อตัวแปรจากสมการที่ 3.23 ถึง 3.28 มีค่าดังนี้

$$A_0=\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{fq}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{iv}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{iv}} \end{bmatrix} \tag{3.29}$$

$$H_0=\begin{bmatrix} \frac{1}{T_{fq}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{iv}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{iv}} \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

$$H_x=\begin{bmatrix} 1 & 0 & K_{QE}\omega_0L_{ls} & -K_{QE} & 0 \\ 0 & \frac{1}{K_{pv}} & -\omega_0L_{ls} & 1 & 0 \\ 0 & \omega_0L_{ls} & \frac{1}{K_{pv}} & 0 & 1 \\ 0 & R_{line} & -\omega_0L_{line} & -1 & 0 \\ 0 & \omega_0L_{line} & R_{line} & 0 & -1 \end{bmatrix} \tag{3.31}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_x=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{k_q} & -\frac{1}{K_{pv}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{K_{pv}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.32}$$

$$B_x=\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{k_q} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{3.33}$$

$$E_x=[K_{QV} \quad 0 \quad 0 \quad -\cos\delta_0 \quad \sin\delta_0]^T \tag{3.34}$$

โดย T_{fq} คือค่าคงที่เวลาจากความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำ เมื่อ ω_0 คือความถี่ปกติ δ_0 คือมุมประกอบกำลัง ณ จุดสมดุล โดยปกติแล้ว δ_0 จะมีค่าน้อยมากๆหรือเข้าใกล้ศูนย์ เมื่อคำนวณค่า δ_0 ได้จะสามารถนำมาหาค่า K_{QV} และ K_{QE} จาก 3.35 และ 3.36

$$K_{QE}=\frac{V_{base}\cos\delta_0}{X} \tag{3.35}$$

$$K_{QV}=\frac{V_{base}(\cos\delta_0-2)}{X} \tag{3.36}$$

ดังนั้นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองแสดงในตารางที่ 1 เนื่องจากสายส่งที่เชื่อมต่อระหว่างอินเวอร์และกริดมีขนาดสั้นมากจึงกำหนดให้ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำของสายมีค่าเข้าใกล้ศูนย์

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของ VI based control

พารามิเตอร์	ค่า	พารามิเตอร์	ค่า
ω_0	314.15926 rad	δ_0	≈0rad
k_q	184	K_{QV}	-54.78
T_{fq}	3.183×10^{-3}	K_{QE}	54.78
R_{line} ,L_{line}	≈0	T_{IV}	0.006-0.01
L_{ls}	1.9 mH	K_{PV}	0.8
V_{base}	28.9 V	X	1.5825

เพื่อต้องการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยการปรับค่า Proportional gain (K_{PV}) ซึ่งมีค่าที่เหมาสมเท่ากับ 0.8 Integral gain (T_{IV}) 0.006 0.007 0.008 0.009 และ 0.01 ของลูปแรงดันไฟฟ้า และวิเคราะห์ state space โดยใช้โปรแกรม matlab เพื่อดูผลตอบสนองที่เหมาะสม จึงดู step response ในช่วงที่กำหนด ผลตอบสนองแสดงในรูปที่ 3.15

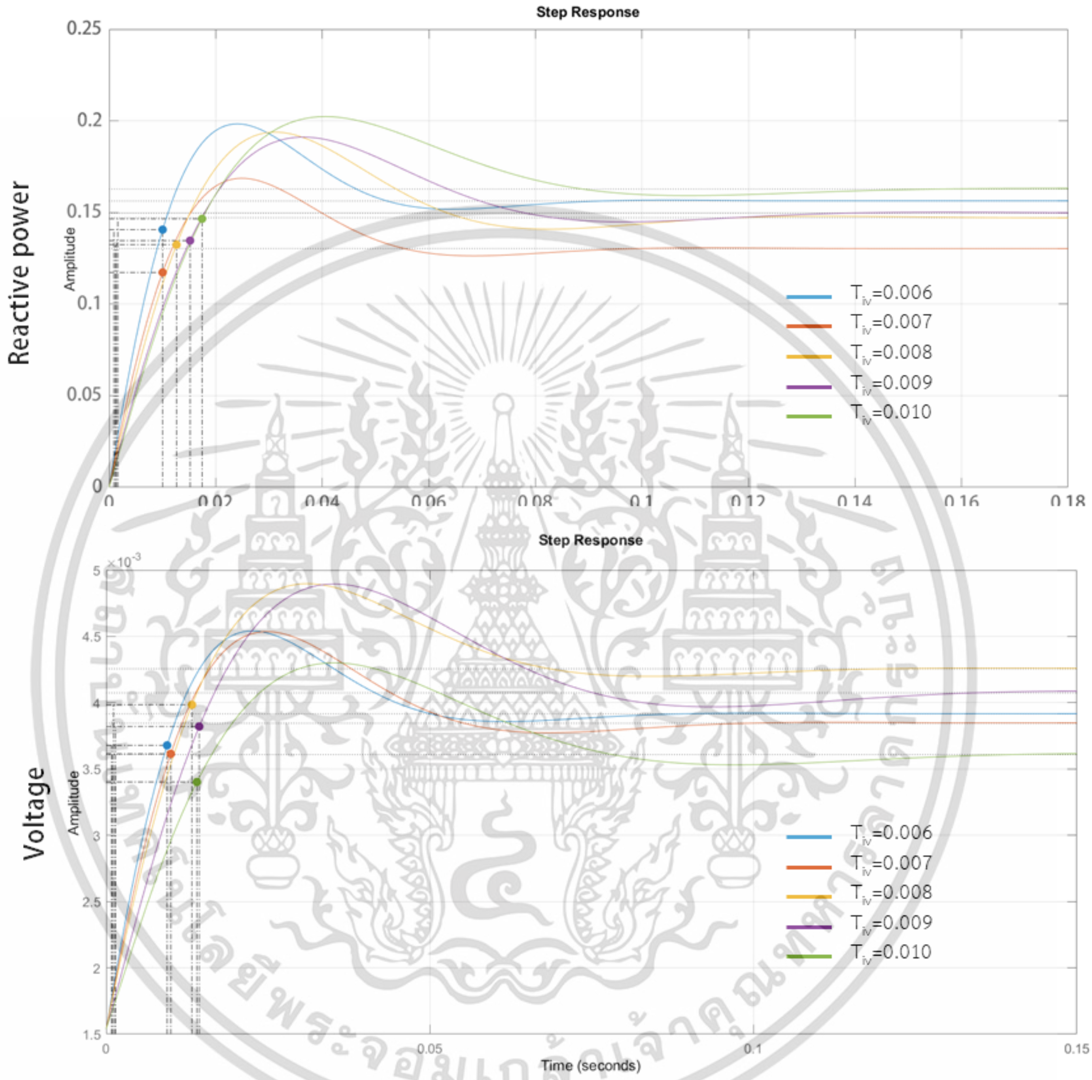
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม matlab ที่ใช้ในการหาผลตอบสนองในช่วง K_{PV} 0.8 และ K_{IV} 0.006-0.01

```
figure(2)
hold on
for Kpv=[0.8]
    for Tiv=[0.006,0.007,0.008,0.009,0.01]
A0=[-1/Tfq 0 0;0 -1/Tiv 0;0 0 -1/Tiv];
H0=[1/Tfq 0 0 0 0;0 -1/Tiv 0 0 0;0 0 -1/Tiv 0 0];
Hx=[1 0 KQE*w0*Lls -KQE 0;
    0 1/Kpv -w0*Lls 1 0;
    0 w0*Lls 1/Kpv 0 1;
    0 Rline -w0*Lline -1 0;
    0 w0*Lline Rline 0 -1];
Ax=[0 0 0 ; -1/kq -1/Kpv 0 ; 0 0 -1/Kpv ; 0 0 0 ; 0 0 0];
Bx=[0;1/kq;0;0;0];
Ex=[KQV;0;0;-cos(ceta);sin(ceta)];
inHx=inv(Hx);
Ag=A0+(H0*(inv(Hx)*Ax));
Bg=H0*(inv(Hx)*Bx);
Eg=H0*(inv(Hx)*Ex);

Ax1=inHx*Ax;
Bx1=inHx*Bx;
Ex1=inHx*Ex;

Cg=[Ax1(1,:)/KQE;Ax1(1,:)];
Dg=[Bx1(1,:)/KQE;Bx(1,:)];
Fg=[(Ex1(1,:)-KQV)/KQE;Ex1(1,:)];

s=tf('s');
sI=[s,0,0;0,s,0;0,0,s];
Ae=((Cg*(inv(sI-Ag)*Bg))+Dg);
Aq=((Cg*(inv(sI-Ag)*Eg))+Fg);
Aef=minreal(Ae,0.2e-1);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
step(Aef(2,1))
    end
end
hold off
```

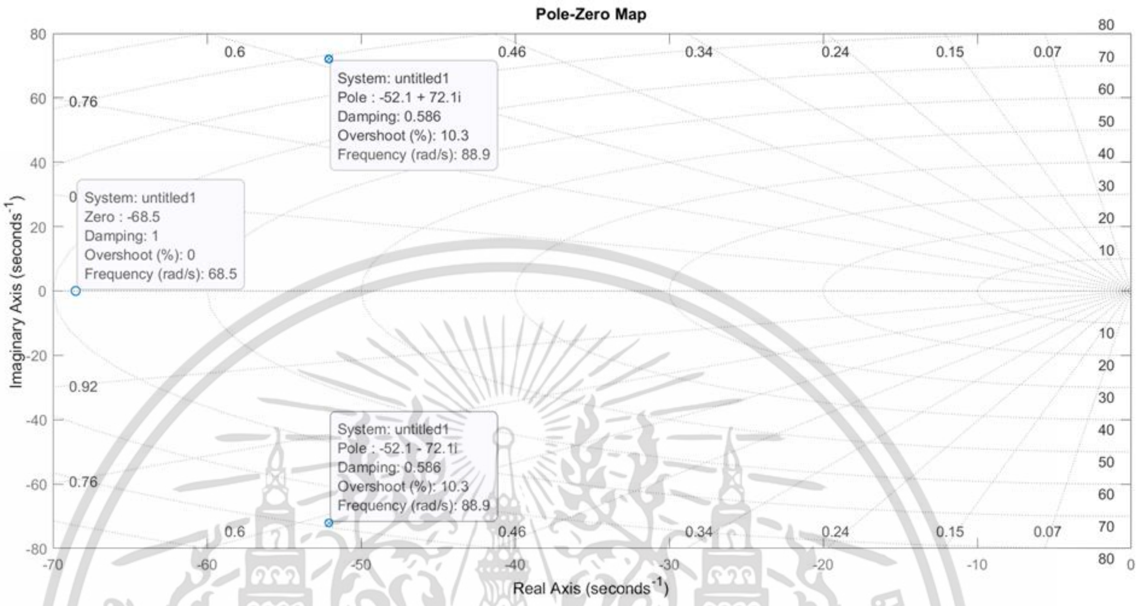


รูปที่ 3.15 ผลตอบสนอง (Step response) a) กำลังไฟฟ้าเสมือน b) แรงดันไฟฟ้า

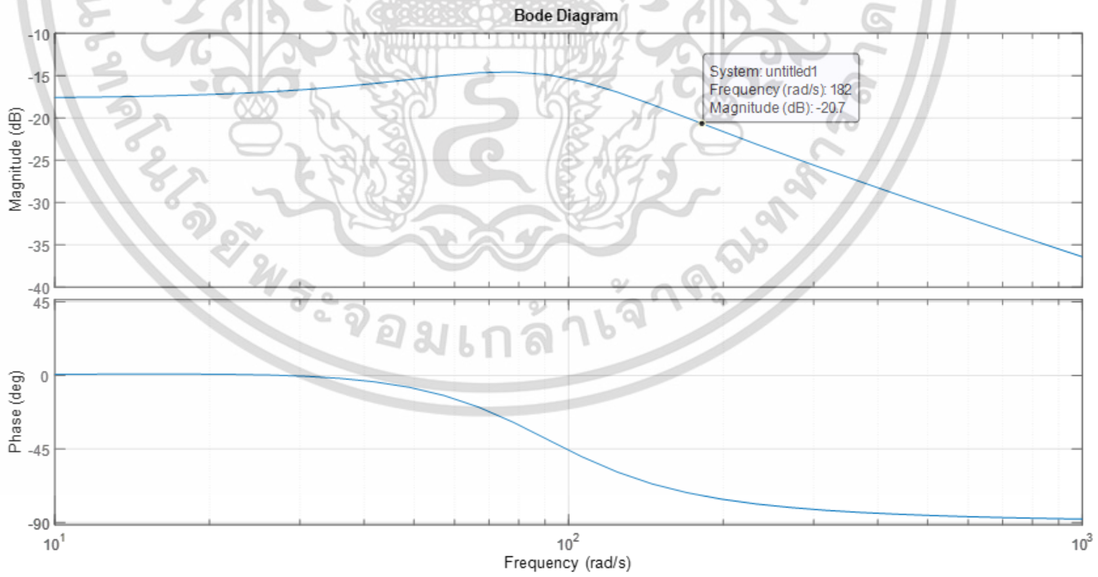
จากรูปที่ 3.15a จะสังเกตุว่าทุกค่า K_{PV} และค่า T_{IV} จะไม่ให้ผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าเสมือนไม่ตรงตามกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิงและจะให้กำลังไฟฟ้าเสมือนออกมาเพียง 0.1 ถึง 0.2 เท่าของกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิงเท่านั้น เนื่องจากงานวิจัยนี้มีจุดประสงค์ที่จะพัฒนาและปรับปรุง P-ω droop เป็นเงื่อนไขหลัก ดังนั้นการออกแบบ Q-V droop จึงเลือกค่าที่ให้ผลตอบสนองทีรวดเร็วเพียงพอและระบบยังคงมีเสถียรภาพและต้องการค่าแบนด์วิธที่แน่นอนเพื่อใช้ในการออกแบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือนต่อไป ดังนั้นจึงเลือกค่า K_{PV} เท่ากับ 0.8 และ T_{IV} เท่ากับ 0.007 เนื่องจากเข้าสู่สภาวะคงที่ได้ไวและเกิด overshoot ต่ำ จากนั้นตรวจสอบโพลและซีโร่ของฟังก์ชั่นถ่ายโอนอยู่บน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LHP โดยจะประกอบด้วยซีโร่หนึ่งตำแหน่งคือ -68.5 และโพลสองตำแหน่งคือ -52.1+72.1i และ -52.1-72.1i แสดงในรูปที่ 3.16 ดังนั้นค่า K_{PV} และค่า T_{IV} ข้างต้นจะส่งผลให้ฟังก์ชั่นถ่ายโอนยังคงมีเสถียรภาพ และแบนด์วิธเท่ากับ 182.68 แสดงในรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.16 พล็อตโพลและซีโร่ของ Inner VI-based control ที่ K_{PV} =0.8 และ T_{IV}=0.007



รูปที่ 3.17 Bode plot ของ Inner VI based Inner control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

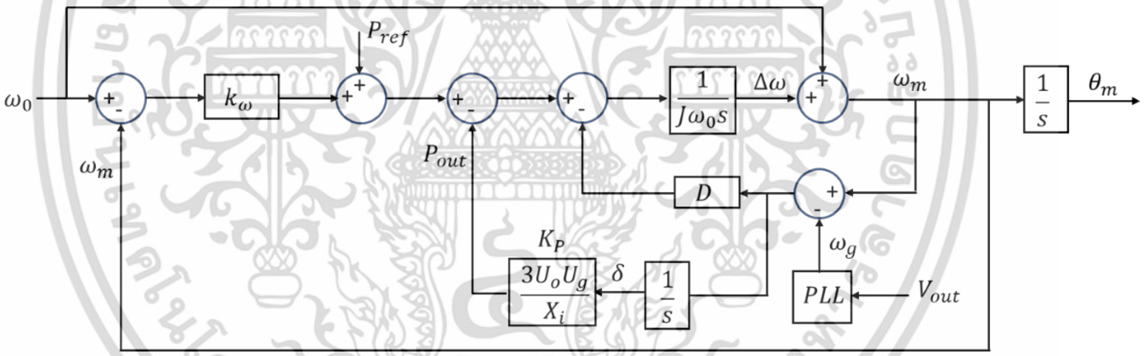
3.5 การออกแบบ VSG

3.5.1 แบบจำลองที่ 1 : เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเสมือนรูปแบบทั่วไป (Original VSG)

เนื่องจากลูปควบคุมของ Q-V ส่งผลต่อลูปของ P-ω เพียงเล็กน้อยและเพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบจึงสมมุติให้การควบคุมของทั้งสองรูปแบบแยกจากกัน ดังนั้นสมการการแกว่งหรือ Swing equation ที่รวมผลของขดลวดแดมป์ปิ้งขณะต่อร่วมกับโครงข่ายไฟฟ้า [7] แล้วแสดงในสมการที่ 3.37

$$P_0\text{-}P_{out}=J\omega_m\frac{d\omega_m}{dt}+k_\omega(\omega_m\text{-}\omega_0)+D\left(\omega_m\text{-}\omega_g\right) \quad (3.37)$$

เมื่อ P_0 คือกำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิง, $k\omega$ คือค่าสัมประสิทธิ์ของดรูป (Droop coefficient) ถูกใช้เพื่อปรับความถี่ให้สอดคล้องกับกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลง , ω_m คือความถี่ของอินเวอร์เตอร์ , ω_0 คือความถี่พื้นฐาน, P_0 คือกำลังไฟฟ้าอ้างอิง, P_{out} คือกำลังไฟฟ้าที่วัดได้, J คือความเฉื่อยเสมือน และ D คือค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้ง และสามารถเขียนบล็อคไดอะแกรมขณะเชื่อมต่อกริดแสดงในรูปที่ 3.18

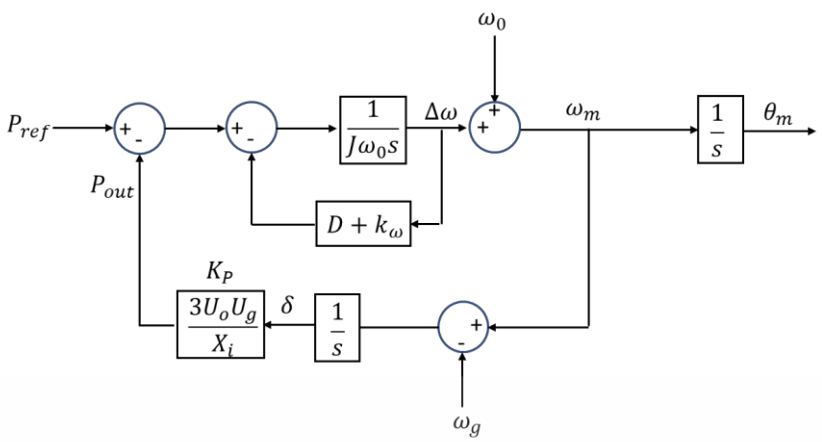


รูปที่ 3.18 VSG ที่ใช้เฟสล็อกลูปขณะเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า

$$K_p=\frac{\partial P_{out}}{\partial \delta}\approx\frac{EV_g\sin\delta_0}{X} \quad (3.38)$$

จากสมการที่ 3.38 ค่า K_p คือ Synchronizing power coefficient ซึ่งหมายถึงกำลังไฟฟ้าจริงที่ส่งจากอินเวอร์เตอร์ไปสู่โครงข่ายไฟฟ้า เมื่อ E คือแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_g คือแรงดันไฟฟ้าของกริด δ_0 คือความแตกต่างของมุมของแรงดันไฟฟ้า และ X คือค่ารีแอคแตนซ์ซึ่งจะรวมถึงค่าอิมพีแดนซ์เสมือน (L_{ls}) ค่าอิมพีแดนซ์ของสาย (L_{line}) และค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำฝั่งกริด $X=\omega_0(L_{ls}+L_{f2}+L_{line})$ หากกำหนดให้ให้อินเวอร์เตอร์ถูกต่อเข้ากับอินฟินิตบัส ($\omega_0=\omega_g$) ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องใช้เฟสล็อกลูปในการควบคุมในกรณีที่นำ GFMI ใช้ร่วมกับโครงข่ายไฟฟ้าที่แข็งแรง โดยจะสามารถจัดรูปสมการเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเสมือนใหม่ได้สมการที่ 3.39 และแสดงในรูปที่ 3.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 VSG ที่ไม่ใช้เฟสล็อกลูปขณะเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า

$$P_{ref}-P_{out}=J\omega_m\frac{d\omega_m}{dt}+(k_\omega+D)(\omega_m-\omega_0) \quad (3.39)$$

จากสมการ 3.39 สามารถนำมาเขียนเป็นสมการ State space model ได้ดังนี้ [4]

$$\dot{x}=Ax+Bu+E_ww$$
$$y=Cx \quad (3.40)$$

เมื่อ state variable มีค่าเท่ากับ

$$u=\Delta P_{ref}$$
$$w=\Delta\omega_g$$
$$x=[\Delta\omega_m \quad \Delta P_{out}]^T \quad (3.41)$$

และ State-space matrix coefficient มีค่าเท่ากับ

$$A=\begin{bmatrix} -\frac{k_\omega+D}{J\omega_0} & -\frac{1}{J\omega_0} \\ K_p & 0 \end{bmatrix}$$
$$B=\begin{bmatrix} \frac{1}{J\omega_0} & 0 \end{bmatrix}^T$$
$$E_w=\begin{bmatrix} \frac{D}{J\omega_0} & -K_p \end{bmatrix}^T$$
$$C=I_2 \quad (3.42)$$

จากสมการ State space model สามารถนำมาเขียนเป็นสมการฟังก์ชั่นถ่ายโอนได้เป็นสององค์ประกอบคือ จาก control input $G_c(s)$ และ disturbance input $G_d(s)$ แสดงในสมการที่ 3.43

$$y(s)=C(sI-A)^{-1}Bu(s)+C(sI-A)^{-1}E_w(s)=G_c(s)+G_d(s) \quad (3.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าลงในส่วนของ control input

$$G_c(s)=C(sI-A)^{-1}Bu(s)$$

$$G_c(s)=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\times\left(\begin{bmatrix}s & 0\\ 0 & s\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}-\frac{k_\omega+D}{J\omega_0} & -\frac{1}{J\omega_0}\\ K_p & 0\end{bmatrix}\right)^{-1}\times\begin{bmatrix}\frac{1}{J\omega_0}\\ 0\end{bmatrix}u(s)$$

$$\Delta P_{out}=\frac{K_p}{J\omega_0 s^2+(k_\omega+D)s+K_p}\Delta P_{ref} \tag{3.44}$$

$$\Delta\omega=\frac{s}{J\omega_0 s^2+(k_\omega+D)s+K_p}\Delta P_{ref} \tag{3.45}$$

เมื่อแทนค่าลงในส่วนของ disturbance input

$$G_d(s)=C(sI-A)^{-1}E_w(s)$$

$$G_d(s)=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\times\left(\begin{bmatrix}s & 0\\ 0 & s\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}-\frac{k_\omega+D}{J\omega_0} & -\frac{1}{J\omega_0}\\ K_p & 0\end{bmatrix}\right)^{-1}\times\begin{bmatrix}\frac{D}{J\omega_0}\\ -K_p\end{bmatrix}w(s)$$

$$\Delta P_{out}=\frac{K_p(J\omega_0 s+k_\omega+D)}{J\omega_0 s^2+(k_\omega+D)s+K_p}\Delta\omega_g \tag{3.46}$$

$$\Delta\omega=\frac{K_p}{J\omega_0 s^2+(k_\omega+D)s+K_p}\Delta\omega_g \tag{3.47}$$

ดังนั้น transfer function ของ P-ω จะเท่ากับ 3.48 และ 3.49

$$P_{out}=\frac{K_p}{J\omega_0 s^2+(k_\omega+D)s+K_p}P_{ref}+\frac{K_p(J\omega_0 s+k_\omega+D)}{J\omega_0 s^2+(k_\omega+D)s+K_p}(\omega_0-\omega_g) \tag{3.48}$$

$$\Delta\omega=\frac{s}{J\omega_0 s^2+(k_\omega+D)s+K_p}P_{ref}-\frac{K_p}{J\omega_0 s^2+(k_\omega+D)s+K_p}(\omega_0-\omega_g) \tag{3.49}$$

จากสมการที่ 3.48 ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เท่ากับความถี่กริด ($\omega_g=\omega_0$) จะหาค่า damping ratio และ Natural oscillation frequency จากฟังก์ชั่นถ่ายโอนของกำลังไฟฟ้าจริงเอาท์พุตเท่ากับ

$$\xi_1=\frac{k_\omega+D}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}} \qquad \omega_1=\sqrt{\frac{K_p}{J_\omega\omega_0}} \tag{3.50}$$

จากสมการที่ 3.50 อัตราการแดมป์จะแปรผันตามค่าสัมประสิทธิ์ของดรูป ค่าแดมป์ปิ้ง และรวมถึงผลของความเฉื่อย หากกำหนดให้ค่า J และ kω เป็นค่าคงที่ดังนั้นอัตราการแดมป์จะแปรผันตรงกับค่าแดมป์ปิ้ง (D) เพียงเท่านั้น ดังนั้นการกำหนดค่า D ส่งผลต่อผลตอบสนองโดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 3.40 พบว่าหากนำแบบจำลองนี้มาใช้งานกับโครงข่ายไฟฟ้าที่ความถี่ไม่คงที่ ($\omega_g \neq \omega_0$) กำลังไฟฟ้าเอาท์พุตที่สภาวะคงที่จะมีค่าเท่ากับสมการ 3.51 โดยจะก่อให้เกิดกำลังไฟฟ้าไม่ตรงตามกำลังไฟฟ้าอ้างอิง เนื่องจากผลของค่า K_ω ที่เป็นผลของการแบ่งปันโหลด และผลของค่า D ที่ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อน

$$P_{out}=P_{ref}+\overbrace{(k_\omega)(\omega_0-\omega_g)}^{\text{Load sharing}}+\overbrace{D(\omega_0-\omega_g)}^{\text{Power deviation}} \tag{3.51}$$

โดยการออกแบบให้แบบจำลองที่ 1 มีสถียรภาพประกอบด้วยเงื่อนไขดังนี้ [10]

3.5.1.1 Damping ratio condition

โดยปกติแล้วระบบที่เป็นดีกรีอันดับ 2 ค่าอัตราส่วนการแดมป์จะถูกตั้งค่าให้อยู่ในช่วง 0.5 ถึง 1 เพื่อให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วและเสถียรภาพที่ดี สำหรับ VSG แบบเชื่อมต่อกริด การที่ผลตอบสนองมีการเพิ่มของกำลังไฟฟ้าที่มากเกินไปชั่วขณะ (Power overshoot) อาจจะส่งผลให้เกิดกระแสเกินดังนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาข้างต้นจึงควรตั้งค่าอัตราส่วนการแดมป์ให้อยู่ในช่วงดังนี้

$$0.8 \leq \xi \leq 1 \tag{3.52}$$

โดยค่าอัตราส่วนการแดมป์ของแบบจำลองที่ 1 มีค่าเท่ากับ

$$\xi=\frac{k_\omega+D}{2\sqrt{K_P J \omega_0}} \tag{3.53}$$

ค่า K_p สามารถหาได้จากค่าอิมพีแดนซ์ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งจากการจำลองและค่าจากการทดสอบ ค่า X_i = 1.5825 ดังนั้นเพื่อแสดงวิธีคำนวณเบื้องต้น จึงนำค่าในแบบจำลองมาคำนวณเพื่อแสดงวิธีการออกแบบ K_p มีค่าเท่ากับ

$$K_p=\frac{3\times 28.9\times 28.9}{1.5825}=1583.33 \tag{3.54}$$

และค่า k_ω จะถูกกำหนดจากให้ความถี่เปลี่ยนแปลงมากที่สุดของอินเวอร์เตอร์ขนาด 300 วัตต์ เท่ากับ 0.3 Hz ดังนั้นค่า k_ω จะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta\omega_{max}}{\Delta P_{max}}=\frac{1}{k_\omega}$$

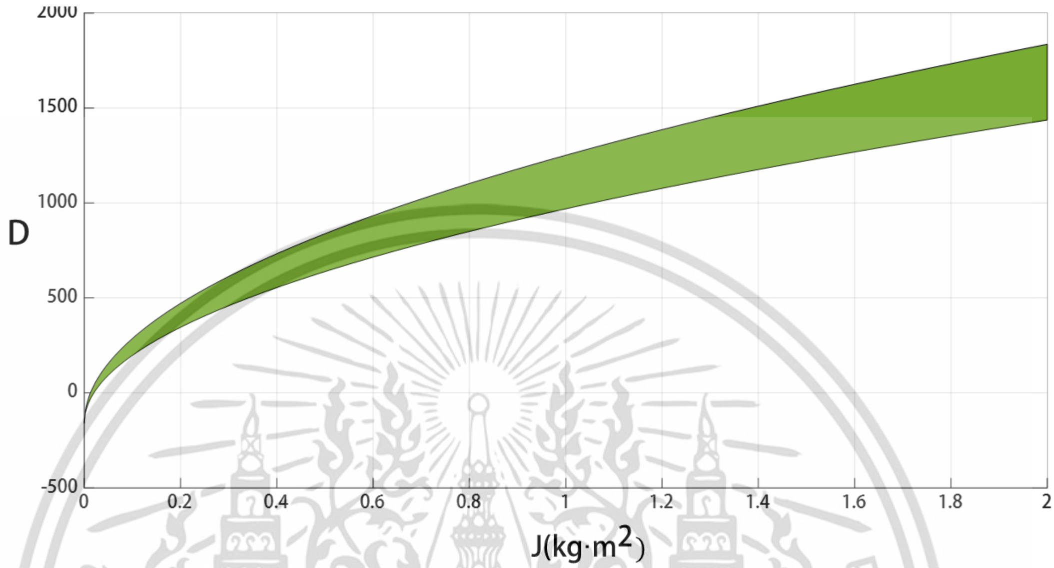
$$\frac{2\pi\times 0.3}{300}=\frac{1}{k_\omega}$$

$$k_\omega=159.15 \tag{3.55}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการ 3.54 และ 3.55 แทนลงในสมการที่ 3.53 และ 3.52 พบค่าแดมป์ควรจะอยู่ในช่วงดังนี้ แสดงในสมการที่ 3.56 และรูปที่ 3.20

$$1410.5570\sqrt{J}-159.15 \leq D \leq 1128.4456\sqrt{J}-159.15 \quad (3.56)$$



รูปที่ 3.20 ค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งในเงื่อนของ damping ratio condition

3.5.1.2 Inner and outer loop decoupling condition

เพื่อให้ลูปภายในแยกกับลูปภายนอก จึงต้องออกแบบให้ลูปภายในมีความเร็วมากพอหรือให้แบนด์วิธของลูปภายในมีค่าน้อยกว่าประมาณ 4 เท่าของลูปภายนอกเมื่อลูปภายในมีค่าแบนด์วิธเท่ากับ 182.6855 ดังนั้นลูปภายนอกควรจะมีค่าแบนด์วิธเท่ากับ 45.67 Hz

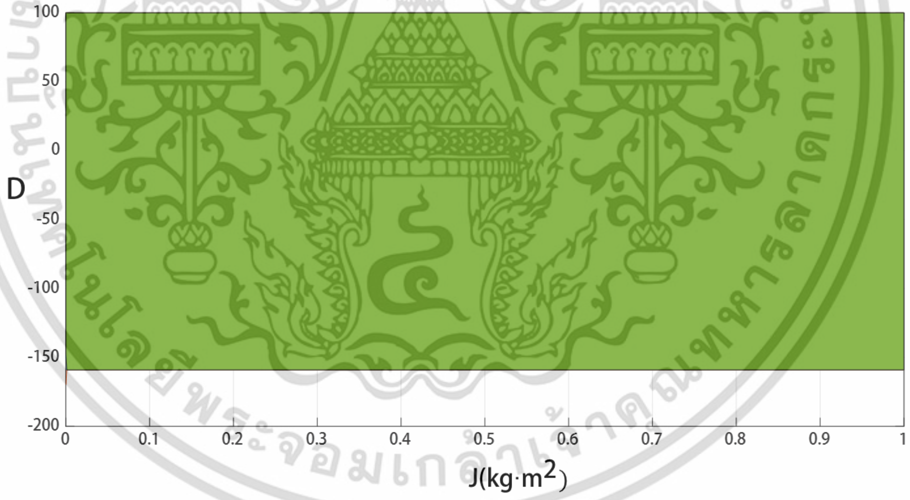
$$\omega_{bw,VSG}=\omega_n\sqrt{1-2\xi^2+\sqrt{4\xi^4-4\xi^2+2}} \leq 2\pi\times45.67 \quad (3.57)$$

โดยวิธีการหาคำตอบสามารถหาบนโปรแกรม MATLAB ได้ดังนี้

```
K=1583.33;
J=linspace(0.0001,1,1000);
n=length(J);
syms Dw
for i=1:n
   w(i)=sqrt(K./(J(i).*2.*pi.*50));  %Natural frequency
   d(i)=(159.15+(Dw))./(2.*sqrt(K.*J(i).*314.159265)); %Damping ratio
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
  eqn(i)=w(i).*sqrt((1-2.*((d(i)).^2))+sqrt((1-2.*((d(i)).^2)).^2+1))==2.*pi.*45.67;
  x1=solve(eqn(i));
  y1(i)=double(x1(1,1));
  Dw1(i)=real(double(y1(i)));
  y2(i)=double(x1(2,1));
  Dw2(i)=real(double(y2(i)));
end
Dw3=100+0.*J;
plot(J,Dw1, J,Dw2, J,Dw3)
hold on
con = Dw3 >= Dw1;
a2=[J,fliplr(J)];
b2=[Dw1,fliplr(Dw3)];
fill(a2,b2,'g');
grid on
```



รูปที่ 3.21 ค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งในเงื่อนของ Inner and outer loop decoupling condition

เมื่อแทนค่า Damping ratio และ Natural frequency ของโมเดลที่ 1 ลงในสมการที่ 3.57 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การแดมป์ควรจะอยู่ในช่วงดังนี้

$$D \geq -159.15 \qquad (3.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.1.3 Internal stability

เพื่อตรวจสอบโพลและซีโร่ของระบบอยู่บน LHP พิจารณาจากสมการฟังก์ชั่นถ่ายโอนของกำลังไฟฟ้าในโมเดลที่หนึ่ง ที่ทุกค่าโพลและซีโร่จึงมีค่าเท่ากับ

$$\Delta P_{out}=\frac{\frac{K_p}{J\omega_0}}{s^2+2\left(\frac{k_\omega+D}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}\right)\left(\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}\right)s+\frac{K_p}{J\omega_0}}\Delta P_0+\frac{\frac{K_p}{J\omega_0}(J\omega_0 s+k_\omega+D)}{s^2+2\left(\frac{k_\omega+D}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}\right)\left(\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}\right)s+\frac{K_p}{J\omega_0}}\Delta\omega_g \quad (3.59)$$

$$\Delta\omega=\frac{s}{s^2+2\left(\frac{k_\omega+D}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}\right)\left(\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}\right)s+\frac{K_p}{J\omega_0}}\Delta P_0-\frac{\frac{K_p}{J\omega_0}}{s^2+2\left(\frac{k_\omega+D}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}\right)\left(\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}\right)s+\frac{K_p}{J\omega_0}}\Delta\omega_g \quad (3.60)$$

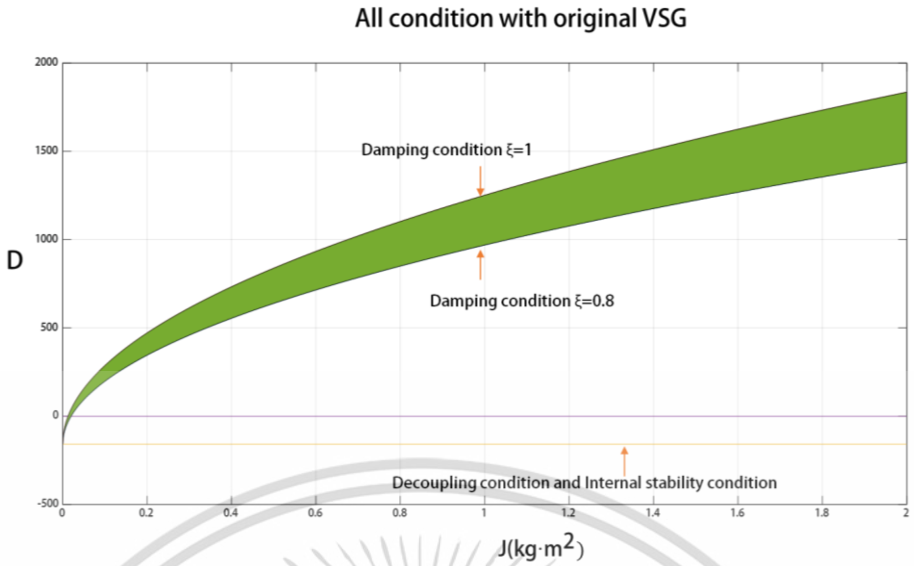
จากสมการที่ 3.59 และ 3.60 พบว่าค่าซีโร่เท่ากับ $z=-\frac{k_\omega+D}{J\omega_0},0$ และโพลเท่ากับ $Re[p_{1,2}]=-\frac{k_\omega+D}{2J\omega_0}$ เมื่อแทนค่า k_ω=159.15 และ $\omega_0=2\pi\times50$ rad พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การแดมป์ที่ทำให้โพลและซีโร่อยู่บน LHP เท่ากับ

$$D\geq -k_\omega$$
$$D\geq -159.15 \quad (3.61)$$

ซึ่งเป็นเงื่อนไขเดียวกันกับหัวข้อ 3.5.1.2 ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งที่เหมาะสมสำหรับทุกเงื่อนไขแสดงในรูปที่ 3.22 และเขียนโปรแกรมบน MATLAB ดังนี้

```
green = [132 186 91]./255;
J=linspace(0,2,1000);
D1=((1128.4456.*sqrt(J))-159.15); %Damping ratio condition
D2=((1410.5570.*sqrt(J))-159.15); %Damping ratio condition
D3=J.*0-159.15; %decoupling Inner and outer loop
D4=J.*0-159.15.*0; %internal stability
plot(J,D1,J,D2,J,D3,J,D4);
hold on
con = (D2>=D1&D1>=D4&D2>=D4) ;
patch([J(con) fliplr(J(con))], [D2(con) fliplr(D1(con))], 'g');
hold off
grid
```

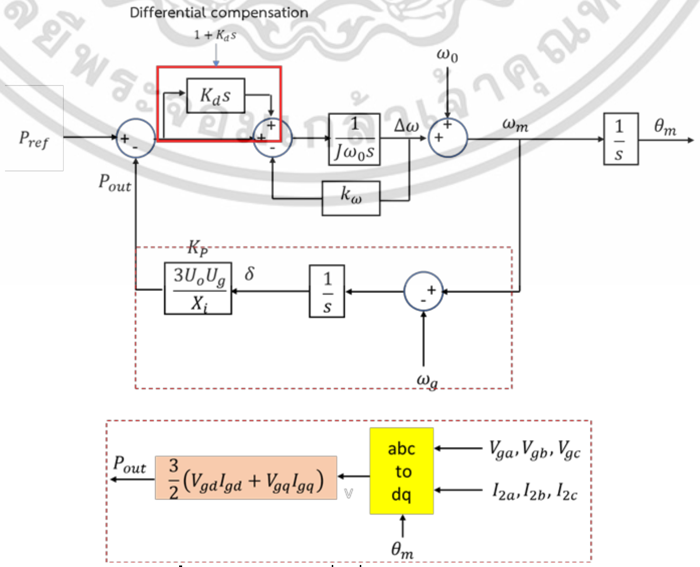
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 ค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งที่เหมาะสมสำหรับ K =1583.33 และ k_{ω}=159.15

3.5.2 แบบจำลองที่ 2 : VSG ที่ได้รับการปรับปรุง (Improved VSG)

จากปัญหากำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นในหัวข้อที่ 3.5.1 ที่ ด้วยเหตุผลนี้จึงมีแนวคิดที่จะลดค่ากำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นในแบบจำลองที่ 1 โดยการตั้งค่าให้ค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งมีค่าเท่ากับศูนย์ (D=0) ซึ่งจะส่งผลให้ไม่สามารถควบคุมผลตอบสนองได้ ดังนั้นจึงมีการแก้ไขอัลกอริทึมภายในเพื่อที่จะควบคุมผลตอบสนองโดยไม่ใช้ค่าแดมป์ปิ้งในการควบคุมด้วยการเพิ่มตัวชดเชยส่วนต่าง (Differential compensation, K_d) แสดงในรูปที่ 3.23 ถูกนำมาใช้ควบคุมผลตอบสนองแทนผลของแดมป์ปิ้ง กำหนดให้เป็นแบบจำลองที่ 2 หรือเรียกว่า Improved VSG [9] ซึ่งการเพิ่ม K_d ไปที่ตำแหน่งข้างต้นจะสามารถปรับผลตอบสนองผ่านค่า K_d ได้ แต่จะเป็นการเพิ่มซีโร่ให้ฟังก์ชั่นถ่ายโอนของ VSG ดังนั้นฟังก์ชั่นถ่ายโอนจะเปลี่ยนไปเป็นสมการที่ 3.62 และ 3.63



รูปที่ 3.23 VSG ที่เพิ่มตัวชดเชยส่วนต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อคไดอะแกรมในรูปที่ 3.23 นำมาเขียนเป็น transfer function แสดงในสมการที่ 3.62 และ 3.63

$$\Delta P_{out}=\frac{K_p(1+K_d s)}{J\omega_o s^2+(k_\omega+K_pK_d)s+K_p}\Delta P_0+\frac{K_p(J\omega_0 s+k_\omega)}{J\omega_o s^2+(k_\omega+K_pK_d)s+K_p}(\omega_0-\omega_g) \quad (3.62)$$

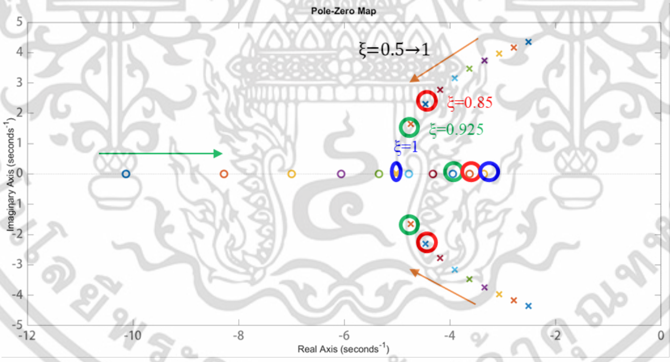
$$\Delta\omega=\frac{K_d s^2+s}{J\omega_o s^2+(k_\omega+K_pK_d)s+K_p}\Delta P_0-\frac{K_p+K_pK_d s}{J\omega_o s^2+(k_\omega+K_pK_d)s+K_p}(\omega_0-\omega_g) \quad (3.63)$$

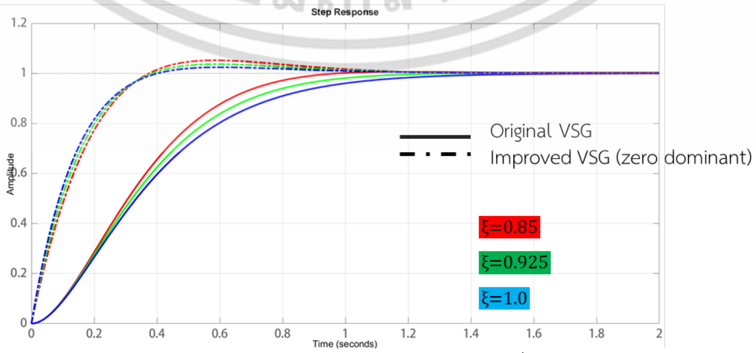
จากสมการที่ 3.62 ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เท่ากับความถี่กริด ($\omega_g=\omega_0$) จะหาค่า damping ratio และ Natural oscillation frequency จากฟังก์ชั่นถ่ายโอนของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุตเท่ากับ

$$\xi_2=\frac{K_\omega+K_pK_d}{2\sqrt{K_pJ_\omega\omega_0}} \qquad \omega_{n,2}=\sqrt{\frac{K_p}{J_\omega\omega_0}} \quad (3.64)$$

จากค่า damping ratio สรุปได้ว่าสามารถนำค่า K_d มาควบคุมผลตอบสนองแทน D ได้ และในกรณีที่โครงข่ายไฟฟ้าอ่อนแอ ($\omega_g \neq \omega_0$) กำลังไฟฟ้าขาออกที่สภาวะคงที่จะมีค่าเท่ากับสมการที่ 3.65 โดยจะปรากฏในส่วนของกำลังไฟฟ้าอ้างอิง และกำลังไฟฟ้าที่เกิดจากการแบ่งปันภาระทางไฟฟ้าเพียงเท่านั้น

$$P_{out}=P_{ref}+\underbrace{(k_\omega)(\omega_0-\omega_g)}_{\text{Load sharing}} \quad (3.65)$$



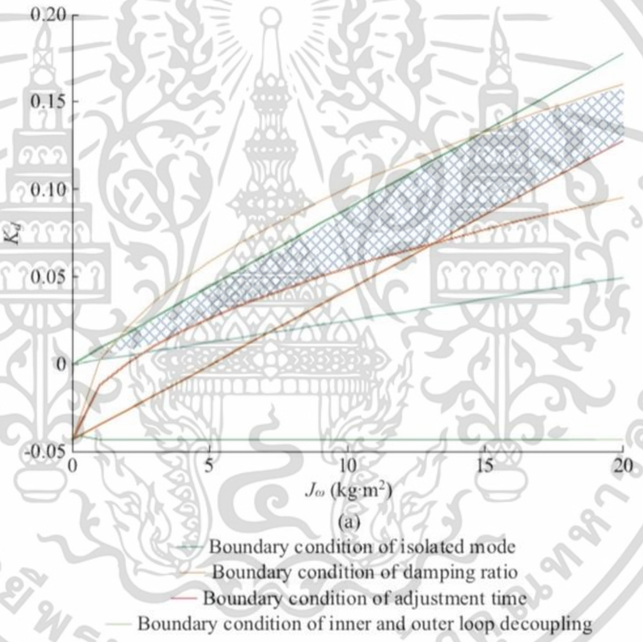


รูปที่ 3.24 เปรียบเทียบผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าจริงที่ซีโร่โดดเด่นกว่าคู่โพลที่ ξ=0.85-1

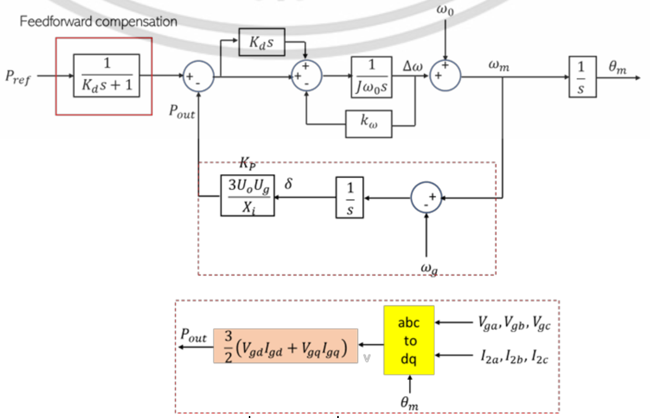
a) Pole-Zero plot b) Step response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่าการนำแบบจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือนรูปแบบปรับปรุงจะสามารถกำจัดกำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อนที่สภาวะโครงข่ายไฟฟ้าอ่อนแอได้ แต่มีข้อจำกัดเรื่องการออกแบบจากสมการที่ 3.62 และ 3.63 พบว่าการเพิ่มตัวชดเชยส่วนต่างผลของค่า K_d สามารถนำมาควบคุมอัตราการแดมป์ได้ แต่มีผลเสียคือการเพิ่มซีโร่เข้าไปในฟังก์ชั่นถ่ายโอน ถ้าหากผลของซีโร่ที่ถูกเพิ่มเข้าไปโดดเด่นมากกว่าคู่โพลจะส่งผลให้ ผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าจริงเกิดผลตอบสนองที่เร็วขึ้น (Rise time ที่ไวขึ้น) และเกิดโอเวอร์ชูตแสดงในรูปที่ 3.24 ซึ่งไม่ตรงตามจุดประสงค์หลักของ VSG ที่ต้องการผลตอบสนองที่ช้าและไม่เกิดการโอเวอร์ชูต ดังนั้นการออกแบบค่า K_d ไม่ให้โดดเด่นกว่าคู่โพล จึงทำให้เกิดการกำหนดขอบเขตที่จำกัดและออกแบบได้สำหรับค่าความเฉื่อยแค่บางค่าเท่านั้น แสดงในรูปที่ 3.25 เพื่อแก้ไขปัญหาข้างต้นจึงแนวคิดที่จะกำจัดซีโร่ที่ไม่ต้องการโดยการเติมโพลเพื่อไปหักล้าง (Pole-zero cancellation) ด้วยวิธีการ feedforward compensation บริเวณตำแหน่งกำลังไฟฟ้าอ้างอิง บล็อคไดอะแกรมแสดงในรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.25 ขอบเขตการเลือกค่า K_d เพื่อไม่ให้ผลของซีโร่โดดเด่นกว่าคู่โพล [9]



รูปที่ 3.26 Improved VSG ที่มีการเพิ่ม Feed forward compensation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อคไดอะแกรมในรูปที่ 3.26 นำมาเขียนเป็น transfer function แสดงในสมการที่ 3.66 และ 3.67

$$\Delta P_{out}=\frac{K_p}{J\omega_o s^2+(k_\omega+K_pK_d)s+K_p}\Delta P_0+\frac{K_p(J\omega_0 s+k_\omega)}{J\omega_o s^2+(k_\omega+K_pK_d)s+K_p}(\omega_0-\omega_g) \quad (3.66)$$

$$\Delta\omega=\frac{s}{J\omega_o s^2+(k_\omega+K_pK_d)s+K_p}\Delta P_0-\frac{K_p+K_pK_ds}{J\omega_o s^2+(k_\omega+K_pK_d)s+K_p}(\omega_0-\omega_g) \quad (3.67)$$

จากสมการที่ 3.66 สังเกตุได้ว่าผลของซีโร่ที่ไม่ต้องการถูกกำจัดออกจากฟังก์ชั่นถ่ายโอนดังนั้นการออกแบบจะไม่ซับซ้อนเนื่องจากไม่ต้องคำนึงถึงการที่ซีโร่โดดเด่นกว่าโพล และที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เท่ากับความถี่กริด ($\omega_g=\omega_0$) จะหาค่า damping ratio และ Natural oscillation frequency จากฟังก์ชั่นถ่ายโอนของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุตเท่ากับสมการที่ 3.68 และที่สภาวคงที่จะไม่ก่อให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อนแสดงในสมการที่ 3.69

$$\xi_3=\frac{K_\omega+K_pK_d}{2\sqrt{K_PJ_\omega\omega_0}} \qquad \omega_{n,3}=\sqrt{\frac{K_p}{J_\omega\omega_0}} \quad (3.68)$$

Load sharing

$$P_{out}=P_{ref}+\underbrace{(k_\omega)(\omega_0-\omega_g}_{\text{Load sharing}} \quad (3.69)$$

จากตารางที่ 3.2 เพื่อเปรียบเทียบข้อแตกต่าง VSG รูปแบบปกติและ VSG รูปแบบปรับปรุงแล้ว พบว่าทั้งสองรูปแบบสามารถควบคุมอัตราการแดมป์ได้เช่นเดียวกัน (ผ่านตัว D และ K_d) ค่า ω_n มีค่าเท่ากัน และที่สภาวะโครงข่ายไฟฟ้าอ่อนแอ VSG รูปแบบปกติจะผลิตกำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อน และในส่วนของ VSG รูปแบบปรับปรุงจะไม่เกิดกำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อน

ตารางที่ 3.2 ข้อแตกต่างระหว่าง VSG รูปแบบปกติและ VSG รูปแบบปรับปรุงแล้ว

Condition	Original VSG	Improved VSG add differential compensation
Closed loop transfer function of output active power	$\Delta P_{out}=\frac{K_p}{J\omega_0 s^2+(K_\omega+D)s+K_p}\Delta P_{ref}+\frac{K_p(J\omega_0 s+k_\omega+D)}{J\omega_0 s^2+(K_\omega+D)s+K_p}(\omega_0-\omega_g)$	$\Delta P_{out}=\frac{K_p}{J\omega_0 s^2+(K_\omega+K_pK_d)s+K_p}\Delta P_{ref}+\frac{K_p(J\omega_0 s+k_\omega)}{J\omega_0 s^2+(K_\omega+K_pK_d)s+K_p}(\omega_0-\omega_g)$
Damping ratio (ξ)	$\xi=\frac{k_\omega+D}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}$	$\xi=\frac{k_\omega+K_pK_d}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}$
Natural oscillation frequency (ω_n)	$\omega_n=\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}$	$\omega_n=\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}$
Output power (weak grid)	Load sharing / Power deviation $P_{out}\approx P_{ref}+(k_\omega)(\omega_0-\omega_g)+(D)(\omega_0-\omega_g)$	Load sharing $P_{out}\approx P_{ref}+(k_\omega)(\omega_0-\omega_g)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

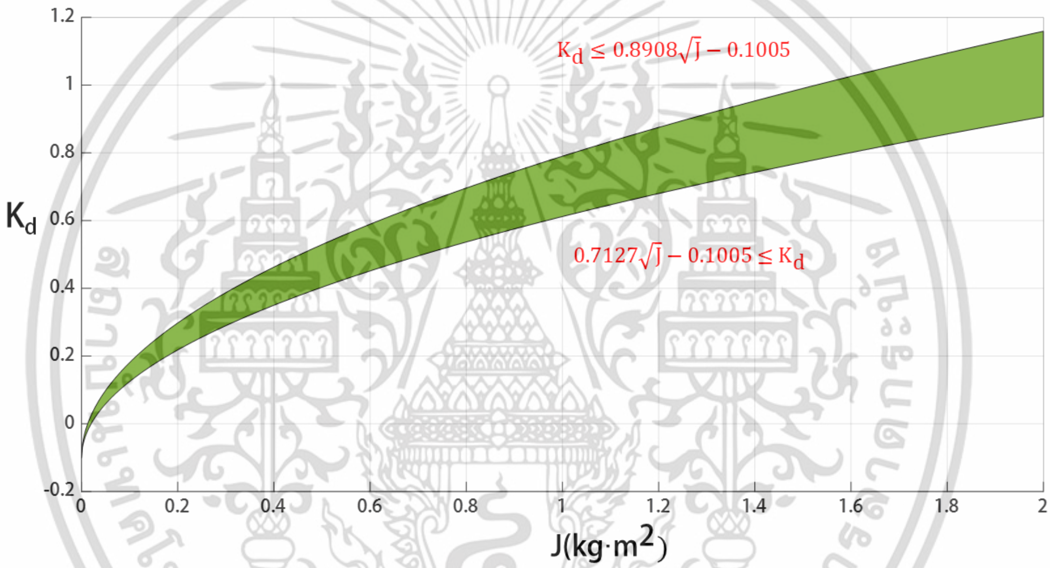
3.5.2.1 Damping ratio condition

อ้างอิงจากหัวข้อ 3.5.1.1 ค่าอัตราส่วนการแดมป์ที่เหมาะสมจะอยู่ในช่วง $0.8 \le \xi \le 1$ โดยค่าอัตราส่วนการแดมป์ของแบบจำลอง Improved VSG มีค่าเท่ากับ 3.70 และเมื่อแทนค่า K_p และ K_ω เช่นเดียวกับแบบจำลองที่ 1 พบว่าค่า K_d จะอยู่ในช่วง 3.71

$$\xi=\frac{k_\omega+K_pK_d}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}} \qquad (3.70)$$

$$0.7127\sqrt{J}-0.1005\le K_d\le 0.8908\sqrt{J}-0.1005 \qquad (3.71)$$

เมื่อนำอสมการมาพล็อตกราฟใน matlab ค่าของ K_d ในเงื่อนไขของ damping ratio แสดงในรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 ค่า K_d ในเงื่อนของ damping ratio condition

3.5.2.2 Inner and outer loop decoupling condition

เพื่อที่จะกำจัดผลกระทบจากลูปภายใน (ลูปกระแสและลูปแรงดัน) ที่จะส่งผลต่อลูปภายนอก (VSG) ดังนั้นลูปภายในต้องให้ผลตอบสนองที่รวดเร็วพอซึ่งแบนด์วิธของลูปภายในจะสัมพันธ์กับลูปภายนอก หากแบนด์วิธของลูปภายในเท่ากับ $\omega_{c,inner}$ แบนด์วิธของลูปภายนอกควรจะน้อยกว่า 4 เท่าของลูปภายใน $\omega_{bw,VSG}\le\frac{\omega_{c,inner}}{4}$ เมื่อลูปภายในมีแบนด์วิธเท่ากับ 182.6855 ดังนั้นแบนด์วิธของลูปภายนอกจึงมีค่าเท่ากับ $2\pi\times45.67$

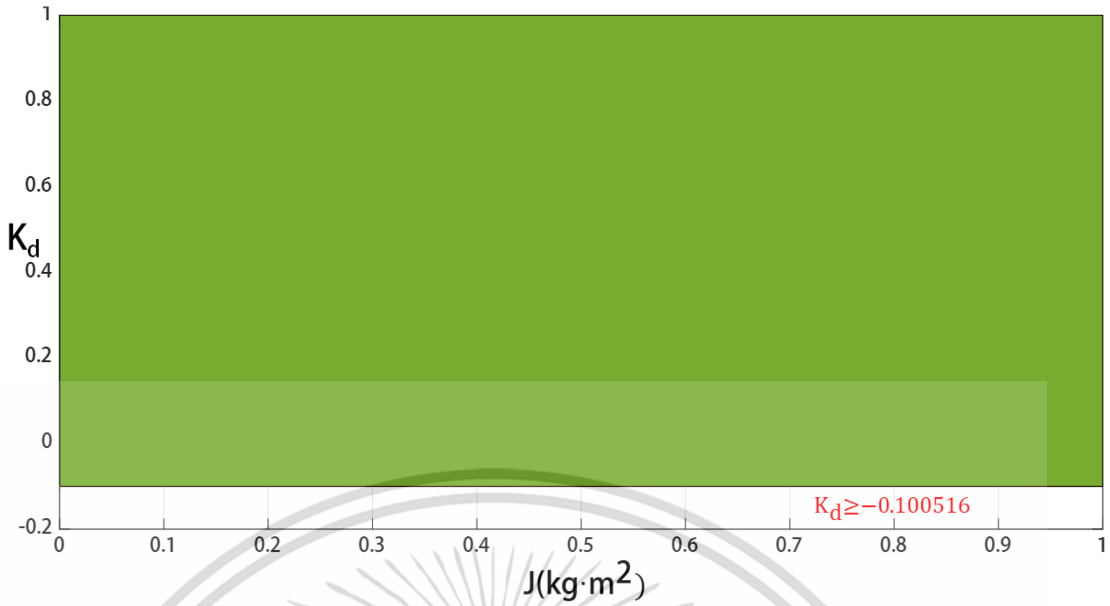
$$\omega_{bw,VSG}=\omega_n\sqrt{1-2\xi^2+\sqrt{4\xi^4-4\xi^2+2}}\le 2\pi\times45.67 \qquad (3.72)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าในสมการ ทีค่าความเฉื่อย 0 ถึง 1 จะพบว่าค่า K_d ที่ทำให้ลูปในและลูปนอกไม่ส่งผลกระทบกันนั้นจะเป็นเลขจำนวนเชิงซ้อนดังนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงเงื่อนไขนี้ จึงนำจำนวนจริงของ K_d มาพล็อตกราฟแสดงในรูปที่ 3.28

```
K=1583.33;
J=linspace(0.0001,1,1000);
n=length(J);
syms Kd
for i=1:n
   w(i)=sqrt(K./(J(i).*2.*pi.*50));
   d(i)=(159.15+(K.*Kd))./(2.*sqrt(K.*J(i).*314.159265));
   eqn(i)=w(i).*sqrt((1-2.*((d(i)).^2))+sqrt((1-2.*((d(i)).^2)).^2+1))==2.*pi.*45.67;
   x1=solve(eqn(i));
   y1(i)=double(x1(1,1));
   Kd1(i)=real(double(y1(i)));
   y2(i)=double(x1(2,1));
   Kd2(i)=real(double(y2(i)));
end
Kd3=1+0.*J;
plot(J,Kd1, J,Kd2, J,Kd3)
hold on
con = Kd3 >= Kd1;
patch([J(con) fliplr(J(con))], [Kd1(con) fliplr(Kd3(con))], 'G');
grid on
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.28 ค่า K_d ในเงื่อนของ Inner and outer loop decoupling condition

ดังนั้นค่า K_d ที่จะทำให้ลูปภายในและลูปภายนอกจึงเท่ากับสมการที่ 3.73

$$K_d \geq -0.1005 \tag{3.73}$$

3.5.2.3 Internal stability condition

การตรวจสอบเสถียรภาพภายในของระบบจะประกอบด้วยการตรวจทุกสัญญาณอินพุตทุกขอบเขตที่เข้าระบบควบคุมและยังสามารถให้เอาท์พุตมีขอบเขตเช่นเดียวกัน ดังนั้นจะกล่าวได้ว่าเสถียรภาพภายในจะประกอบไปด้วยเสถียรภาพแบบ BIBO (Bounded-input , bounded output stable) และรวมถึงการตรวจสอบโพลและซีโร่ที่หักล้างกัน(Pole zero cancellation) อยู่บน LHP หรือไม่ ตรวจสอบเงื่อนไขที่ทำให้โพลและซีโร่อยู่ทางฝั่งด้านซ้ายของกราฟ (LHP) จากสมการที่ 3.66 และ 3.67 จัดรูปให้อยู่ในรูปพื้นฐาน

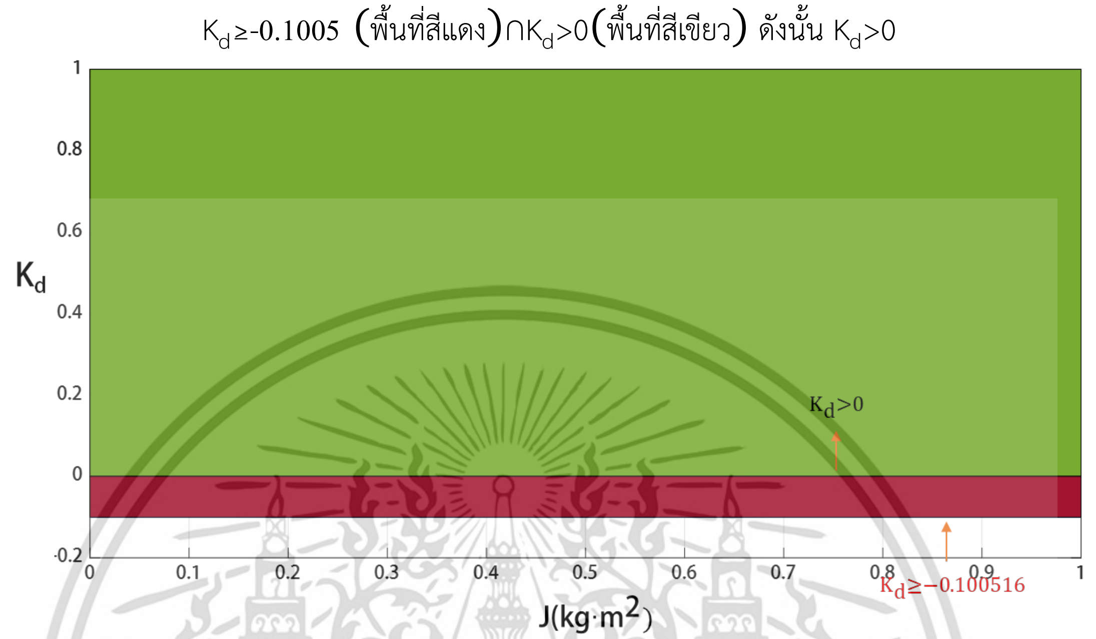
$$\Delta P_{out}=\frac{\frac{K_p}{J\omega_0}(K_d s+1)}{s^2+2\left(\frac{k_\omega+K_pK_d}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}\right)\left(\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}\right)s+\frac{K_p}{J\omega_0}}\times\frac{1}{K_d s+1}\Delta P_{ref}+\frac{\frac{K_p}{J\omega_0}(J\omega_0 s+k_\omega)}{s^2+2\left(\frac{k_\omega+K_pK_d}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}\right)\left(\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}\right)s+\frac{K_p}{J\omega_0}}\Delta\omega_g \tag{3.74}$$

$$\Delta\omega=\frac{\frac{s}{J\omega_0}(K_d s+1)}{s^2+2\left(\frac{k_\omega+K_pK_d}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}\right)\left(\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}\right)s+\frac{K_p}{J\omega_0}}\times\frac{1}{K_d s+1}\Delta P_{ref}-\frac{\frac{K_p}{J\omega_0}(K_d s+1)}{s^2+2\left(\frac{k_\omega+K_pK_d}{2\sqrt{K_pJ\omega_0}}\right)\left(\sqrt{\frac{K_p}{J\omega_0}}\right)s+\frac{K_p}{J\omega_0}}\Delta\omega_g \tag{3.75}$$

จากสมการที่ 3.74 และ 3.75 ซีโร่จะเท่ากับ $-\frac{1}{K_d}$,0 และ$-\frac{K_\omega}{J\omega_0}$ เนื่องจากค่าเงื่อนไขที่ทำให้ซีโร่อยู่ LHP เท่ากับ $-\frac{K_\omega}{J\omega_0} \leq 0$ และ $-\frac{1}{K_d} \leq 0$ ดังนั้น J , K_ω และ K_d ต้องมีค่าเป็นบวก K_d>0 และพิจารณาโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ส่วนจริงเท่ากับ $-\frac{k_{\omega}+K_pK_d}{2J\omega_0}$ และ $-\frac{1}{K_d}$ พิจารณาเงื่อนไขที่จะทำให้ส่วนจริงของโพลอยู่บน LHP ดังนั้น $-\frac{k_{\omega}+K_pK_d}{2J\omega_0} \leq 0$ เมื่อแทนค่า $K\omega$=159.15 และค่า K_p=1583.33 ค่า K_d จึงเท่ากับ $K_d \geq -0.1005$ ดังนั้น เพื่อที่จะให้โพลและซีโร่อยู่บน LHP แสดงในรูปที่ 3.29

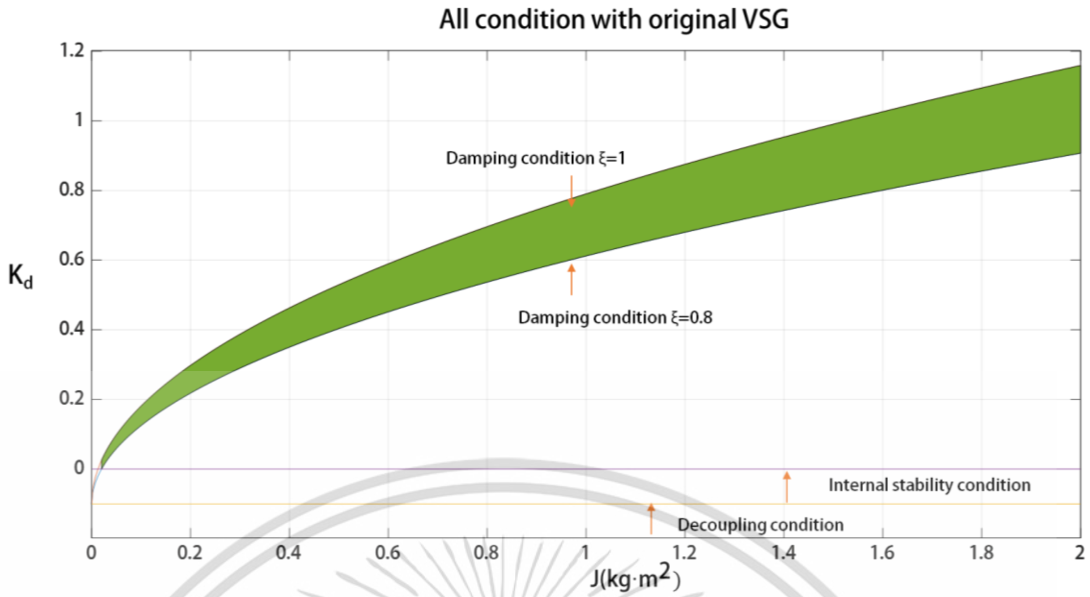


รูปที่ 3.29 ค่า K_d ในเงื่อนของ Internal stability condition

เมื่อนำเงื่อนไขทุกเงื่อนไขมารวมกันและเขียนทุกเงื่อนไขลงบนโปรแกรม matlab จะพบว่าค่า K_d ที่เหมาะสมแสดงในรูปที่ 3.30 โดยพื้นที่สีเขียวคือค่า K_d ที่เหมาะสมและจะสามารถกำหนดค่าแดมป์ปิ้งได้ตั้งแต่ 0.8 ถึง 1 ซึ่งจะไม่สามารถเลือกค่า J ที่ต่ำกว่า 0.02 ได้

```
green = [0.4660, 0.6740, 0.1880];
J=linspace(0,2,1000);
Kd1=((1128.4456.*sqrt(J))-159.15)/1583.33; %Damping ratio condition
Kd2=((1410.5570.*sqrt(J))-159.15)/1583.33; %Damping ratio condition
Kd3=(J.*0-159.15)/1583.33; %decoupling Inner and outer loop
Kd4=(J.*0)/1583.33; %internal stability
plot(J,Kd1,J,Kd2,J,Kd3,J,Kd4);
hold on
con = (Kd2>=Kd1&Kd1>Kd4) ;
patch([J(con) fliplr(J(con))], [Kd2(con) fliplr(Kd1(con))], green);
hold off
grid
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.30 ช่วงของค่า K_d ที่เหมาะสมสำหรับ K_p=1583.33 และ kω=159.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
ผลการจำลอง

โดยการจำลองจะจำลองบนโปรแกรม PSIM_2021a เพื่อยืนยันผลการออกแบบจากบทที่ 3 และเพื่อที่จะสร้าง C code นำไปเขียนบน DSP board โดยพารามิเตอร์หลักที่ใช้ในการจำลองแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์การจำลองของอินเวอร์เตอร์

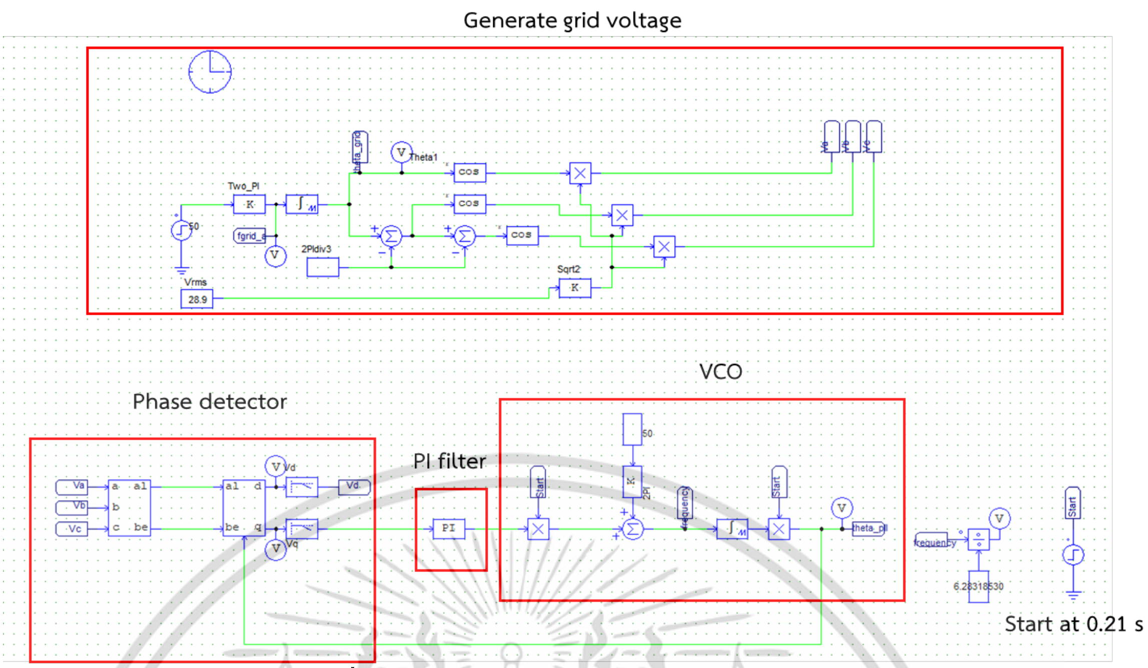
พารามิเตอร์	ค่า
V_{rms}	28.9 V
Grid frequency (f_g)	50 Hz
DC voltage	110 V_{dc}
P_{rated}	300 W
L_1 , L_2	1 mH
C_f	13.3 uF
R_{line},L_{line}	≈0
Switching frequency (f_s)	20 kHz

4.1 การจำลองการซิงโครไนซ์

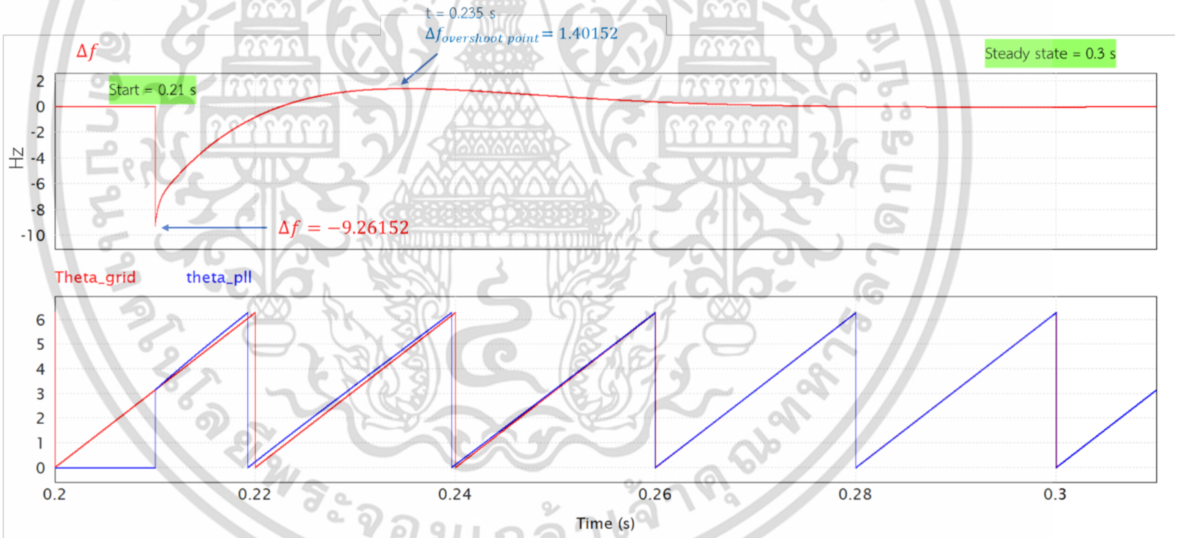
4.1.1 การจำลอง PLL

จากรูปที่ 3.3 b นำมาเขียนเป็นวงจรบนโปรแกรม PSIM_2021a ที่ค่า K_p = 2.64 และ K_i =142.269 ประกอบไปด้วย Phase detector , Low pass filter (PI filter) และ Voltage control oscillator แสดงในรูปที่ 4.1 ตั้งค่าให้ PLL เริ่มทำงานที่เวลา 0.21 วินาที จากผลการจำลองจะเกิด overshoot ที่เวลา 0.235 วินาที (Peak time =0.025 วินาที) $\left(\frac{9.26152+1.40152}{9.26152}=1.15\text{ เท่า}\right)$ และ overshoot มีขนาด 15% และเข้าสู่สภาวะล็อค (lock state) ที่เวลา 0.3 วินาที ดังนั้น PLL เข้าสู่สภาวะคงที่ใช้เวลา 0.09 วินาที ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองบนโปรแกรม PSIM ค่อนข้างใกล้เคียงจากการออกแบบบนโปรแกรม matlab

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 วงจรเฟสล็อกลูปบนโปรแกรม PSIM



รูปที่ 4.2 ผลการจำลอง PLL a) ผลต่างของความถี่ Δf b) มุมของกริด (สีแดง) และ PLL (สีน้ำเงิน)

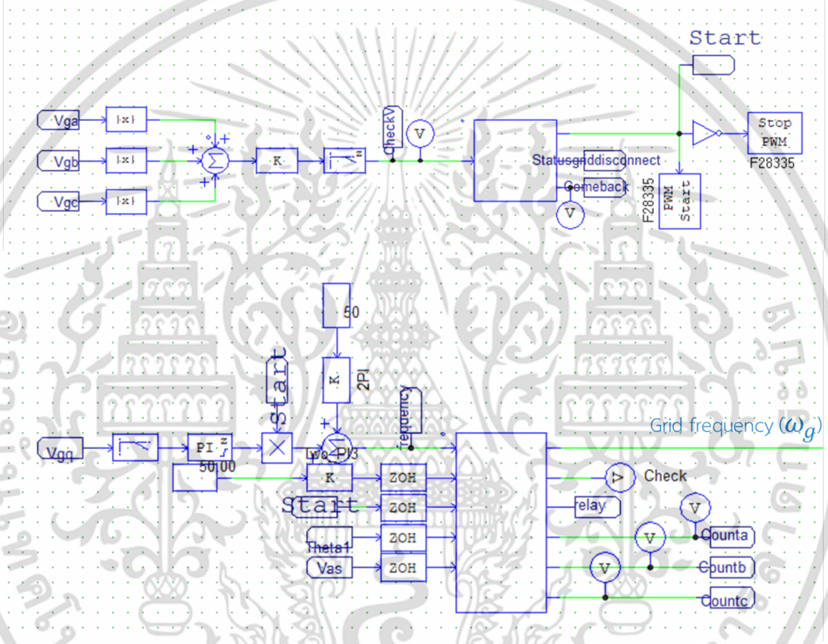
4.1.2 การจำลองการเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า

เริ่มจากการเขียนเงื่อนไขตามรูปที่ 3.5 โดยบล็อคที่ถูกใช้จำลองบนโปรแกรมแสดงในรูปที่ 4.3 ประกอบด้วย 4 อินพุต (x) และ 5 เอาท์พุต (y) รายละเอียดของวงจรแสดงในตารางที่ 2 โดยเงื่อนไขในการจำลองคือตั้งค่าให้อินเวอร์เตอร์ผลิตกำลังไฟฟ้าที่ 0 วัตต์ และเริ่มจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่เวลา 0.023 วินาทีเพื่อให้ PLL เริ่มทำงานและสังเกตุพฤติกรรมของ PLL ว่าเป็นไปตามเงื่อนไขในรูปที่ 3.13 หรือไม่ โดยผลการทดสอบแสดงในรูปที่ 4.4

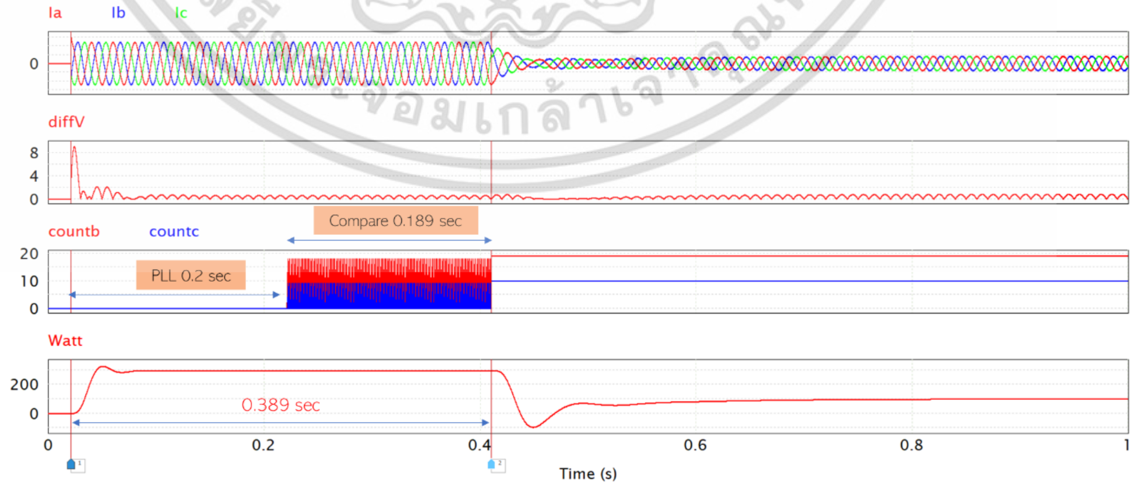
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 รายละเอียดของตัวแปรที่ใช้ในบล็อคของเฟสล็อกลูป

Input	Output
x1 คือความถี่ที่ผ่านวงจร PLL	Y1 คือความถี่เชิงมุมของกริด
x2 คือความถี่อ้างอิง	Y2 คือสัญญาณตรวจสอบสถานะ
x3 คือคำสั่งเริ่มทำงานเมื่อตรวจพบแรงดันไฟฟ้าที่กริด	Y3 คือคำสั่งรีเลย์
x4 คือมุม θ	
x5 คือแรงดันไฟฟ้าของกริดเฟส a	



รูปที่ 4.3 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าและเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าบนโปรแกรม PSIM



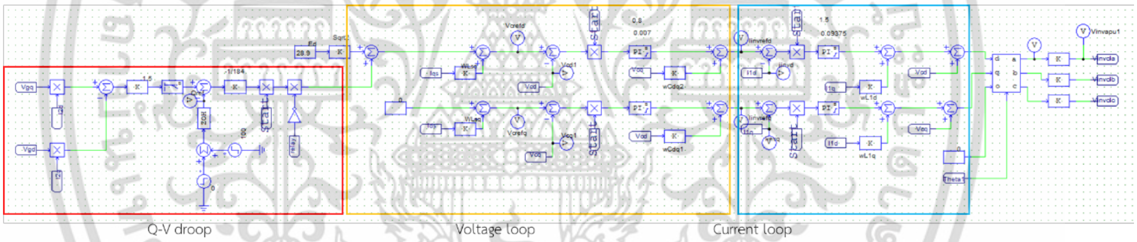
รูปที่ 4.4 ผลการจำลองการซิงโครไนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองจะเริ่มจากการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่วินาทีที่ 0.023 เมื่อตรวจพบแรงดันไฟฟ้า PLL จะเริ่มทำงานซึ่งจะเข้าสู่ขั้นตอนที่ 1 คือให้ PLL ดำเนินการเป็นเวลา 4000 sampling หรือ 0.2 วินาทีและจะเข้าสู่ขั้นตอนที่ 2 คือการเปรียบเทียบแบบหยาบ ($|V_{ga,pll}-V_{ga,measure}|\leq 0.63$) เป็นระยะเวลา 10 sampling หรือ 0.5 มิลลิวินาทีโดยใช้เคาท์เตอร์บี (สีแดง) เป็นตัวนับ และให้เคาท์เตอร์ซี (สีน้ำเงิน) เป็นตัวนับต่อเป็นระยะเวลา 10 sampling หรือ 0.5 มิลลิวินาทีเช่นเดียวกัน เมื่อเคาท์เตอร์ซีนับครบ 10 sampling จะเปรียบเทียบค่าอีกหนึ่งครั้ง ($|V_{ga,pll}-V_{ga,measure}|\leq 0.005$) จากรูปจะสังเกตุได้ว่ามีการเปรียบเทียบหลายครั้งและกว่าจะได้ผลต่างน้อยกว่า 0.005 เป็นระยะเวลา 0.189 วินาทีและเริ่มเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์เข้ากับโครงข่ายไฟฟ้า เริ่มทำงานในโหมด VSG โดยใช้ระยะเวลาในการซิงโครไนซ์ทั้งสิ้น 0.389 วินาที

4.2 ผลการจำลอง VI based control

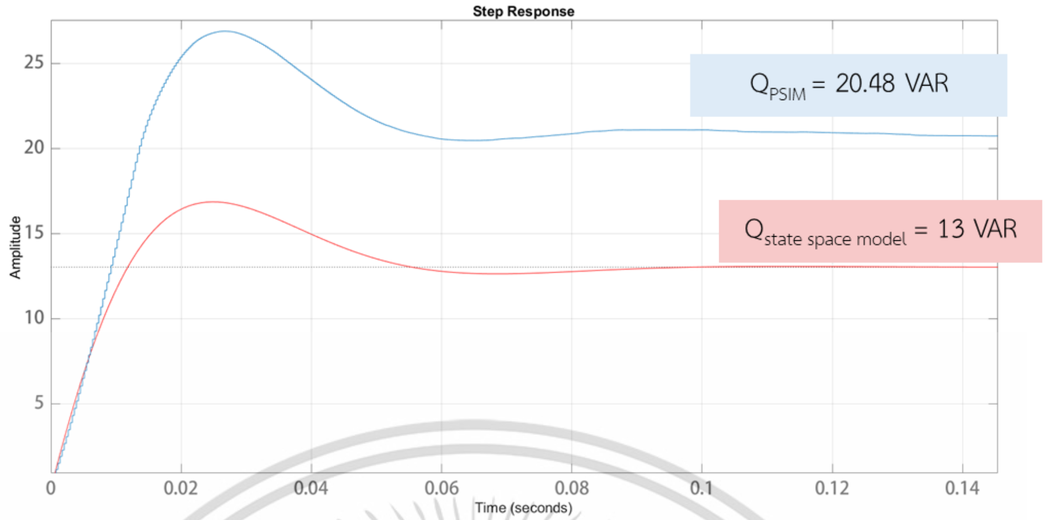
การจำลอง VI based control จะทดสอบด้วยการเพิ่มกำลังไฟฟ้าเสมือนจาก 0 ไปที่ 100 VAR ที่เวลา 1.5 วินาที เพื่อดูผลตอบสนอง โดยจะตั้งค่า Proportional gain และ integral gain ดังนี้ K_{PV} =0.8 T_{IV}=0.007 (ของ Voltage loop) และ K_{PI}=1.5 และ T_{II}= 0.09375 (ของ Current loop)



รูปที่ 4.5 วงจร Inner VI-based control บนโปรแกรม PSIM

ผลการทดลองจากรูปที่ 4.5 จะพบว่าที่กำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิงเท่ากับ 0 อินเวอร์เตอร์ให้กำลังไฟฟ้าเสมือนเท่ากับ 0 VAR เมื่อเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิงเท่ากับ 100 อินเวอร์เตอร์จะเกิด Overshoot ที่เวลา 0.0266 วินาที เข้าสู่สภาวะคงที่ที่เวลา 0.14 วินาที และให้กำลังไฟฟ้าเสมือนขนาด 20.48 VAR ถึงแม้ว่าผลตอบสนองจะไม่ตรงตามกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิงเนื่องจากเป็นการควบคุมแบบดรูป แต่ให้ผลตอบสนองตามสมการ State space ในบทที่ 3 แสดงในรูปที่ 4.6 จะสามารถยืนยันว่า ลูปภายในมีเสถียรภาพ และทราบค่าแบนด์วิธของลูปภายในเพื่อนำไปออกแบบให้การควบคุม VSG แยกอิสระจากลูปภายในได้ และวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีจุดประสงค์หลักที่จะพัฒนาอัลกอริทึมบน VSG เพียงเท่านั้นจึงยืนยันที่จะเลือกค่า K_p และ K_i ข้างต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

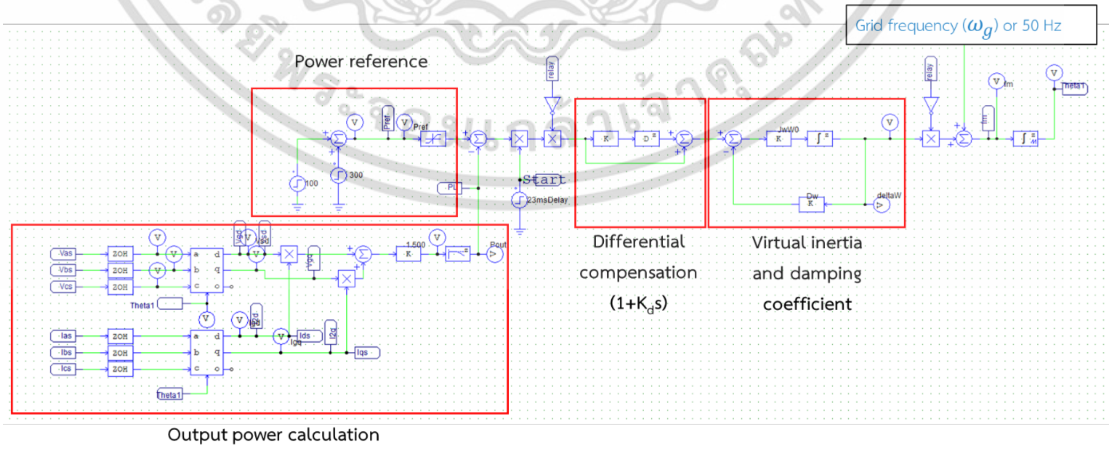


รูปที่ 4.6 เปรียบเทียบผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าเสมือน

a) กำลังไฟฟ้าเสมือนจาก State space model (สีแดง) b) กำลังไฟฟ้าเสมือนจาก PSIM (สีฟ้า)

4.3 ผลการจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือนรูปแบบปกติ (Original VSG)

การจำลอง VSG จะถูกแบ่งออกเป็น 2 โมเดลหลักคือ VSG รูปแบบปกติ (Original VSG) และ VSG รูปแบบปรับปรุง (Improved VSG) เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองที่ค่าอัตราส่วนการแดมป์ 0.8 , 0.9 และ 1 ทั้งในกรณีความถี่กริดคงที่ ($\omega_0 = \omega_g$) และความถี่กริดไม่คงที่ ($\omega_0 \neq \omega_g$) โดยวิธีการจำลองเริ่มจากการตั้งค่ากำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิงในช่วงเริ่มต้นเท่ากับ 100 วัตต์และเพิ่มกำลังไฟฟ้าอ้างอิงเป็น 300 วัตต์ที่เวลา 2 วินาที ซึ่งค่าพารามิเตอร์ในแต่ละการจำลองตามเงื่อนไขต่างๆแสดงในตารางที่ 4.3 และรูปที่ 4.7 แสดงการจำลอง Swing equation บนโปรแกรม PSIM



รูปที่ 4.7 วงจร VSG บนโปรแกรม PSIM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

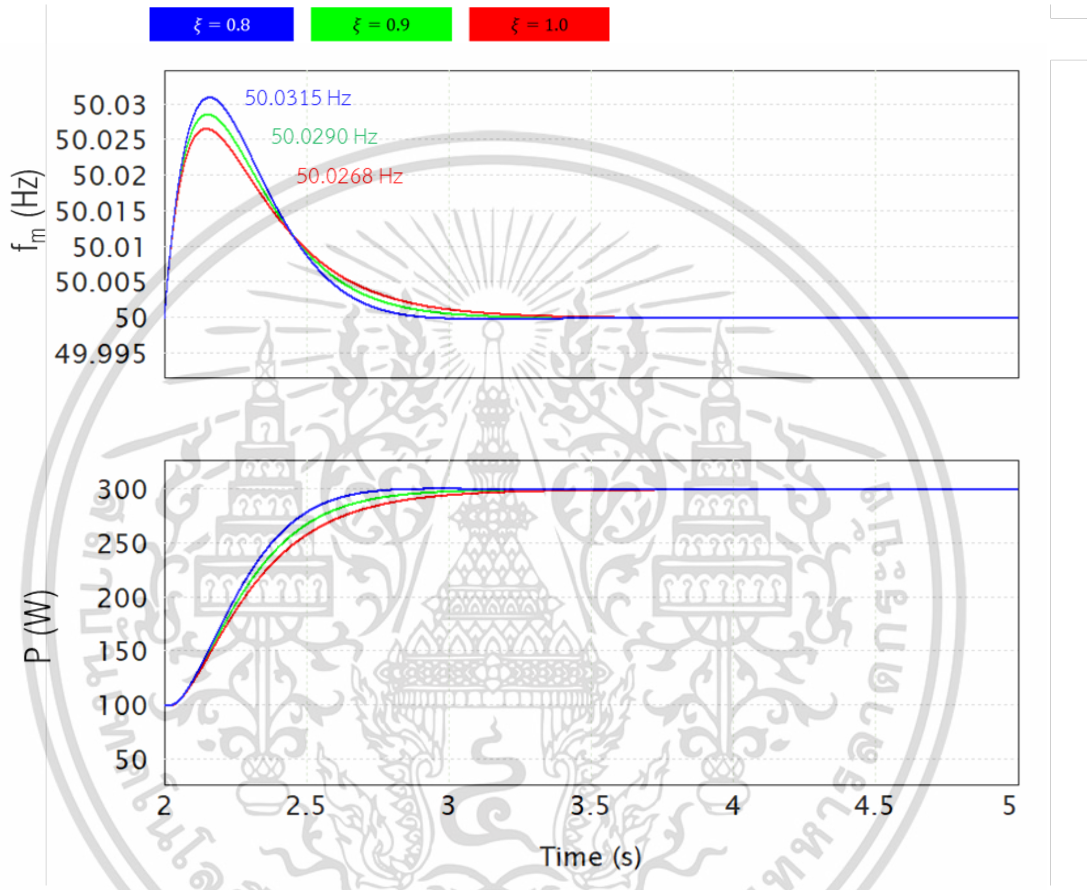
ตารางที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์ของ VSG ที่ใช้ในการจำลอง

Grid status	Damping ratio	Parameter of VSG	
		Original VSG	Improved VSG
Strong grid (f_0=f_g)	ξ=0.8	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 D=345.506	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 K_d=0.218
	ξ=0.9	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 D=408.588	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 K_d=0.258
	ξ=1.0	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 D=471.670	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 K_d=0.298
Weak grid ($f_0 \neq f_g$ หรือ f_g=49.99)	ξ=0.8	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 D=345.506	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 K_d=0.218
	ξ=0.9	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 D=408.588	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 K_d=0.258
	ξ=1.0	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 D=471.670	J=0.2 kg·m² K_ω=159.15 K_d=0.298

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1. การจำลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ (ω_0=ω_g)

เมื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าอ้างอิงจาก 100 ไป 300 วัตต์ที่เวลา 2 วินาที พบว่าที่อัตราการแดมป์ 0.8 จะเข้าสู่สภาวะคงที่ได้เร็วที่สุดและการเปลี่ยนแปลงของความถี่มากที่สุดเท่ากับ 0.0315 Hz ตามด้วยค่าอัตราการแดมป์ 0.9 เท่ากับ 0.0290 Hz และอัตราการแดมป์ 1.0 เท่ากับ 0.0268 Hz ตามลำดับ โดยกำลังไฟฟ้าจริงที่ถูกสร้างขึ้นมีขนาดเท่ากับกำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิง



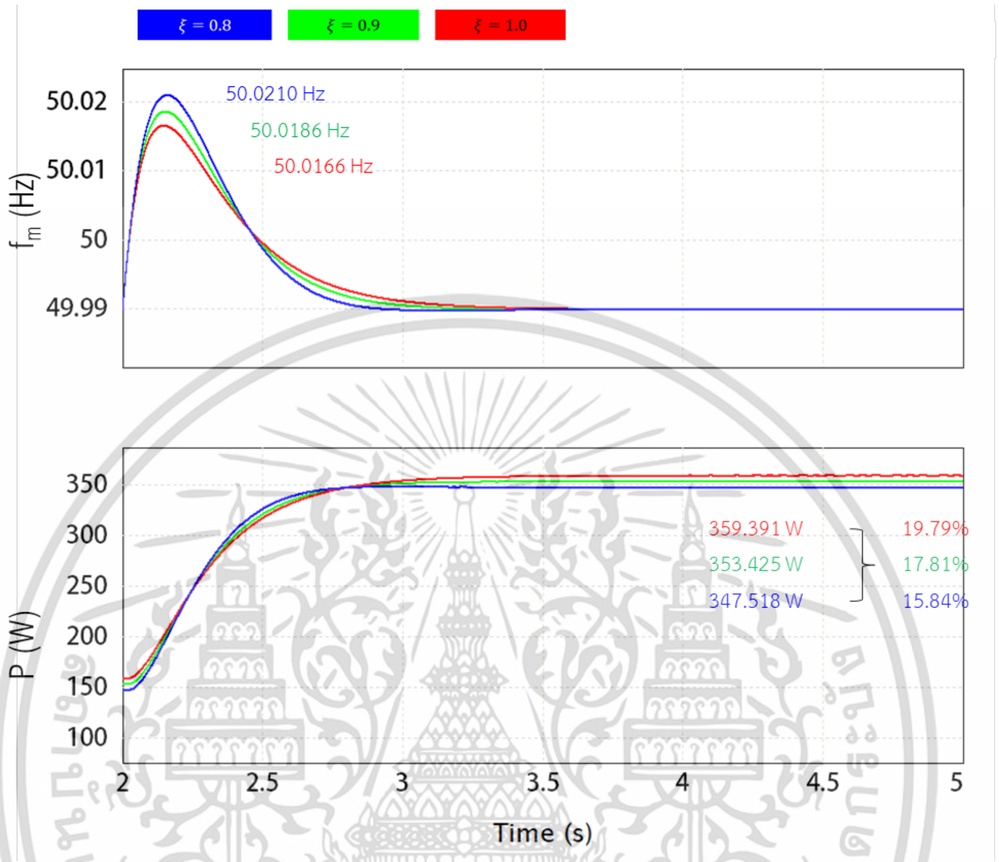
รูปที่ 4.8 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ ($\omega_0 = \omega_g$) ที่ $\xi = 0.8$ 0.9 และ 1.0 a) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ (Hz) b) กำลังไฟฟ้าจริง (W)

4.3.2. การจำลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ ($\omega_0 \neq \omega_g$)

เมื่อจำลองการใช้งานที่โครงข่ายไฟฟ้าอ่อนแอ (Grid weakening) โดยตั้งค่าให้ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าลดลงเหลือ 49.99 Hz (f_g=49.99 Hz) จากผลการจำลองรูปที่ 4.9 จะสังเกตุได้ว่าที่สภาวะคงที่กำลังไฟฟ้าจริงที่ออกจากอินเวอร์เตอร์จะเกิดความคลาดเคลื่อน ที่ ξ=0.8,0.9 และ 1.0 กำลังไฟฟ้าเอาท์พุตเท่ากับ 347.52 วัตต์ (คลาดเคลื่อน 15.48%), 353.42 วัตต์ (คลาดเคลื่อน 17.81%) และ 359.39 วัตต์ (คลาดเคลื่อน 19.79%) ตามลำดับ จะสรุปได้ว่าระบบที่มีค่าสัมประสิทธิ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแดมป์มาก (Dω) จะเกิดกำลังไฟฟ้าที่มีความคลาดเคลื่อนมาก และอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ขณะเปลี่ยนโหลดมีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงในการทดสอบที่ 4.3.1



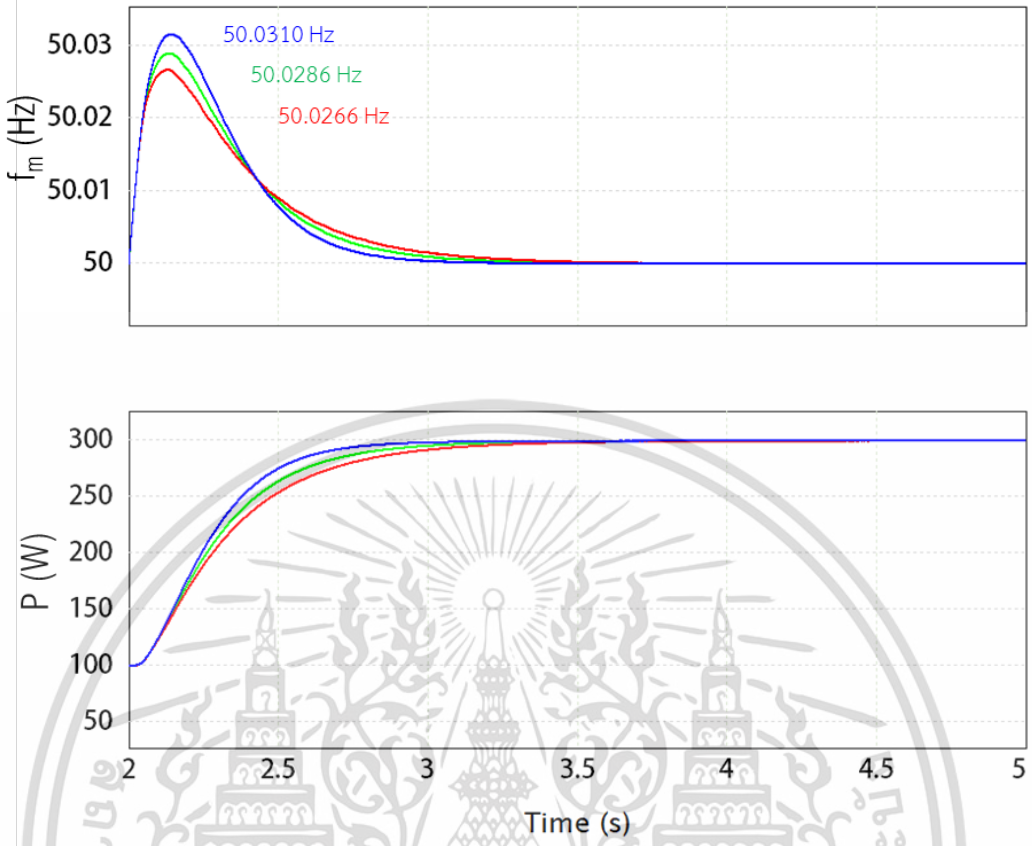
รูปที่ 4.9 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ ($\omega_0 \neq \omega_g$) ที่ $\xi = 0.8$ 0.9 และ 1.0 a) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ (Hz) b) กำลังไฟฟ้าจริง (W)

4.4 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุง (Improved VSG)

4.3.1. การจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ ($\omega_0 = \omega_g$)

เมื่อเปลี่ยนแบบจำลองเป็น VSG รูปแบบปรังปรุง ที่ $\xi = 0.8, 0.9$ และ 1.0 ที่ 0.8 0.9 และ 1.0 การเปลี่ยนแปลงความถี่สูงสุดจะเท่ากับ 0.0310 ,0.0286 และ 0.0266 Hz ตามลำดับ และกำลังไฟฟ้าที่สภาวะคงที่มีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าอ้างอิง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงความถี่ และผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าจริงมีค่าใกล้เคียงกับ VSG รูปแบบปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

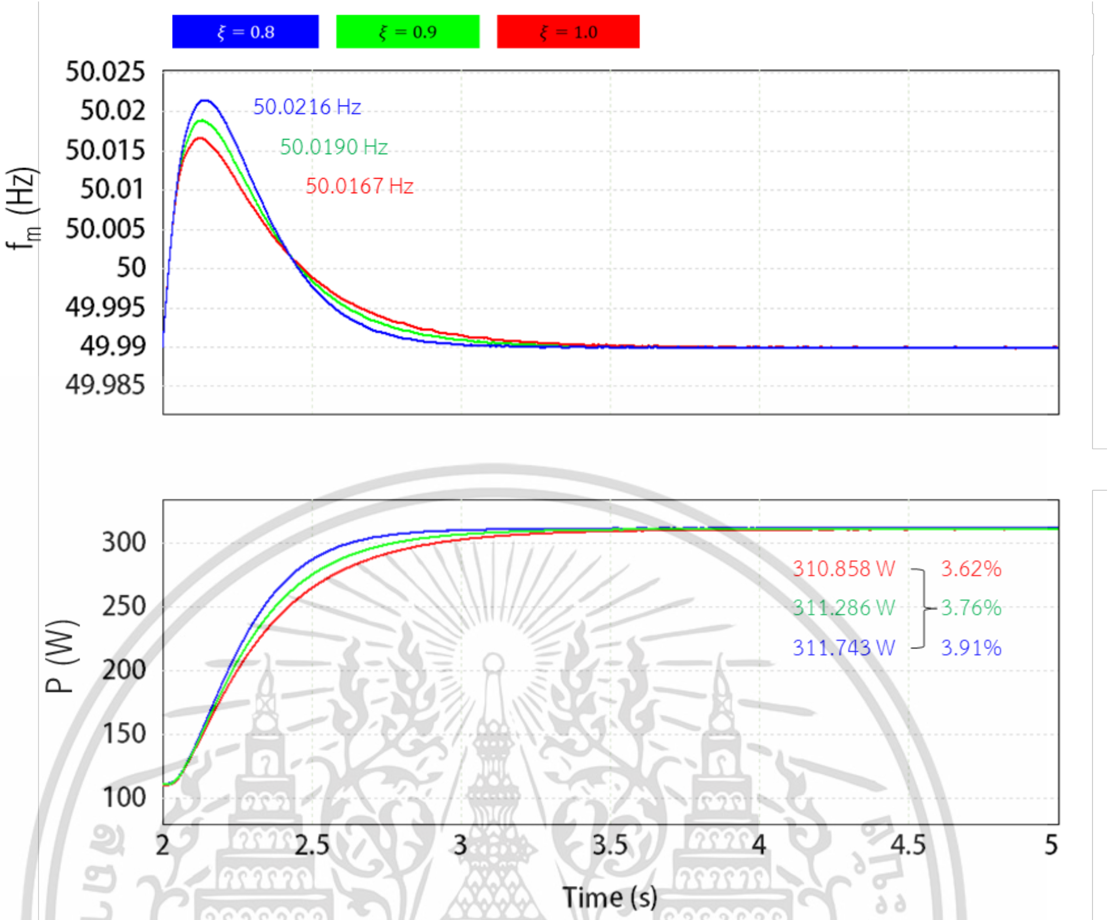


รูปที่ 4.10 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ ($\omega_0=\omega_g$) ξ = 0.8 0.9 และ 1.0 a) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ (Hz) b) กำลังไฟฟ้าจริง (W)

4.3.2. การจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ ($\omega_0 \neq \omega_g$)

เมื่อเปลี่ยนความถี่กริดที่ 49.99 Hz โดยทดสอบกับโมเดลรูปแบบปรับปรุง ที่ 0.8 0.9 และ 1.0 จะเกิดกำลังไฟฟ้าจริงคลาดเคลื่อนเท่ากับ 311.74 (3.91%) , 311.28 (3.76%) และ 310.86 (3.62%) จากผลการจำลองจะสังเกตุได้ว่ากำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อนในกรณีความถี่ไม่คงที่ที่เกิดขึ้นในแบบจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่อัตราการแดมป์ต่างๆจะมีค่าใกล้เคียงกัน และเมื่อเปรียบเทียบกับ VSG รูปแบบปกติกำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อนที่เกิดใน VSG รูปแบบปรับปรุงจะมีค่าน้อยกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

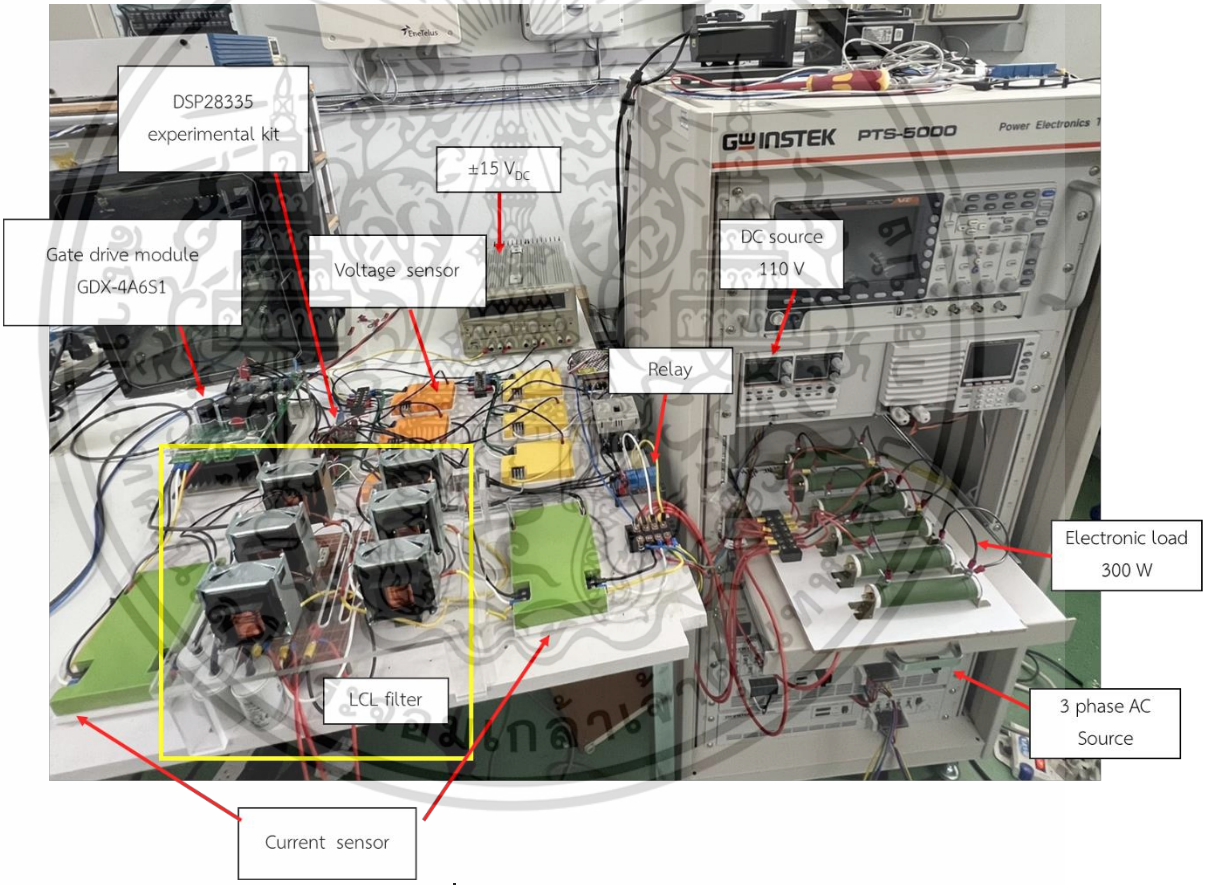


รูปที่ 4.11 ผลการจำลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ ($\omega_0 \neq \omega_g$) ξ=0.8 0.9 และ 1.0 a) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ (Hz) b) กำลังไฟฟ้าจริง (W)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

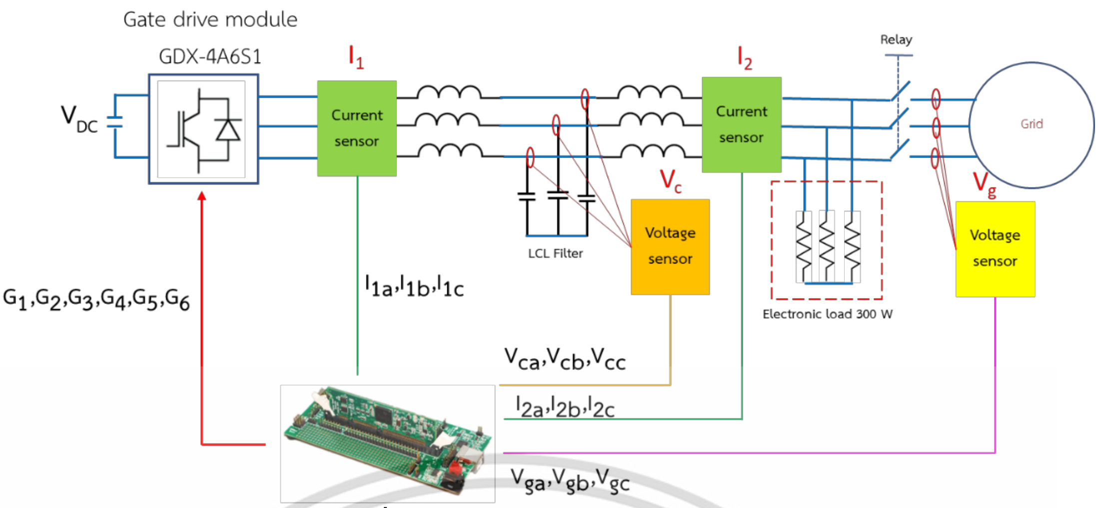
บทที่ 5
ผลการทดสอบ

เนื่องจากค่ารีแอคแตนท์ของวงจรที่จำลองบน PSIM_2021a มีค่าใกล้เคียงกับการทดสอบ X=1.5825 ส่งผลให้สัมประสิทธิ์ของกำลังไฟฟ้ามีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองค่า D และ K_d จึงเหมือนกันกับตารางที่ 4.3 โดยตั้งค่ากำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิงในช่วงเริ่มต้นเท่ากับ 100 วัตต์และเพิ่มกำลังไฟฟ้าอ้างอิงเป็น 300 วัตต์ เช่นเดียวกับการจำลอง ชุดทดสอบแสดงในรูปที่ 5.1 และไดอะแกรมชุดทดสอบแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.1 ชุดทดสอบ GFMI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 ไดอะแกรมชุดทดสอบ GFMI

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของ VSG ที่ใช้ในการทดสอบ

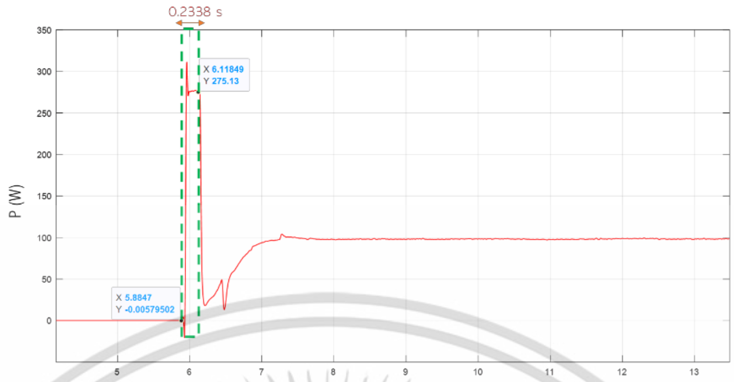
Grid status	Damping ratio	Parameter of VSG	
		Original VSG	Improved VSG
Strong grid ($f_0=f_g$)	$\xi=0.8$	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 D=345.506	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 K$_d$=0.218
	$\xi=0.9$	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 D=408.588	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 K$_d$=0.258
	$\xi=1.0$	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 D=471.670	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 K$_d$=0.298
Weak grid ($f_0\neq f_g$ หรือ f_g=49.99)	$\xi=0.8$	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 D=345.506	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 K$_d$=0.218
	$\xi=0.9$	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 D=408.588	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 K$_d$=0.258
	$\xi=1.0$	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 D=471.670	J=0.2 kg·m^2 K$_\omega$=159.15 K$_d$=0.298

5.1 ผลการทดสอบการซิงโครไนซ์

ทดสอบโดยการจ่ายแรงดันไฟฟ้าเพื่อให้อินเวอร์เตอร์เริ่มทำการซิงโครไนซ์ แสดงในรูปที่ 5.1 พบว่าอินเวอร์เตอร์ตรวจจับแรงดันได้ที่เวลา 5.8847 วินาทีและทำงานโดยการใช้มุมที่ได้จากเฟสล็อกลูปเป็นตัวกำหนดในการแปลงแกน ในระหว่างการซิงโครไนซ์อินเวอร์เตอร์จะผลิตกำลังไฟฟ้าที่โหลดพิกัด และเมื่อครบเงื่อนไขในกระบวนการที่ 1 2 และ 3 ที่แสดงในหัวข้อที่ 3.3 อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

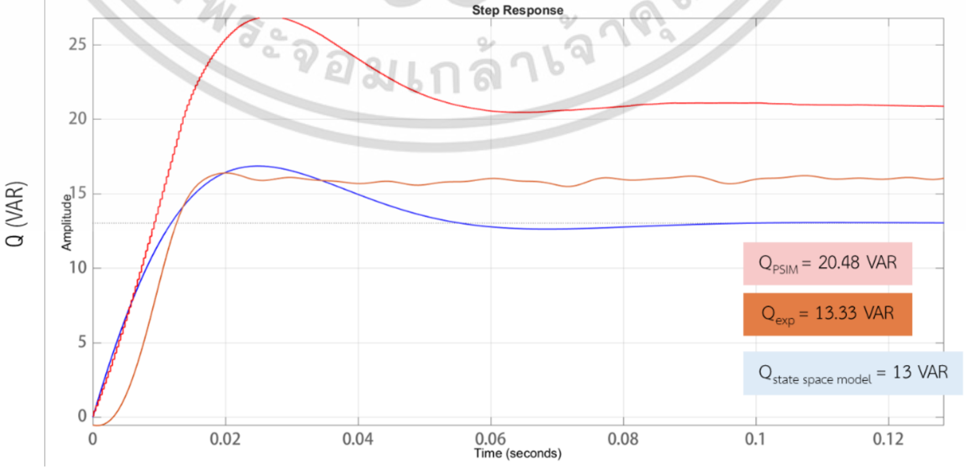
กริดที่เวลา 6.1185 วินาที และเริ่มใช้งานในโหมด GFMI โดยใช้เวลาในการซิงโครไนซ์ 0.2338 วินาที ดังนั้นระยะเวลาในการซิงโครไนซ์ที่ได้จากการทดสอบรวดเร็วเพียงพอที่จะถูกนำมาใช้งานได้



รูปที่ 5.3 ผลการทดสอบการซิงโครไนซ์

5.2 ผลการทดสอบ VI based control

ทดสอบโดยการตั้งค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิงเท่ากับ 0 และปรับค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิงเป็น 100 VAR พบว่าค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนที่ Q_{ref} เท่ากับ 0 ให้กำลังไฟฟ้าเสมือนเท่ากับ -0.54 VAR และที่ Q_{ref} เท่ากับ 100 ให้กำลังไฟฟ้าเสมือนเท่ากับ 13.33 VAR ผลการทดสอบแสดงในรูปที่ 5.4 สังเกตุได้ว่ากำลังไฟฟ้าเสมือนที่ผลิตจริงนั้นไม่ตรงกับค่าอ้างอิงเนื่องจากเป็นการควบคุมแบบดรูปแต่เพื่อที่จะยืนยันว่า VI based control นั้นมีเสถียรภาพเนื่องจากมีสมการ state space ที่สามารถยืนยันเสถียรภาพได้และวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดประสงค์หลักในปรับปรุง VSG และไม่จำเป็นต้องผลิตกำลังไฟฟ้าเสมือน จึงเลือกการควบคุมแบบดรูปมาใช้งาน รูปที่ 5.4 เปรียบเทียบระหว่าง State space model , ผลจากการจำลองและผลจากการทดลอง ซึ่งให้ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนและผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกัน



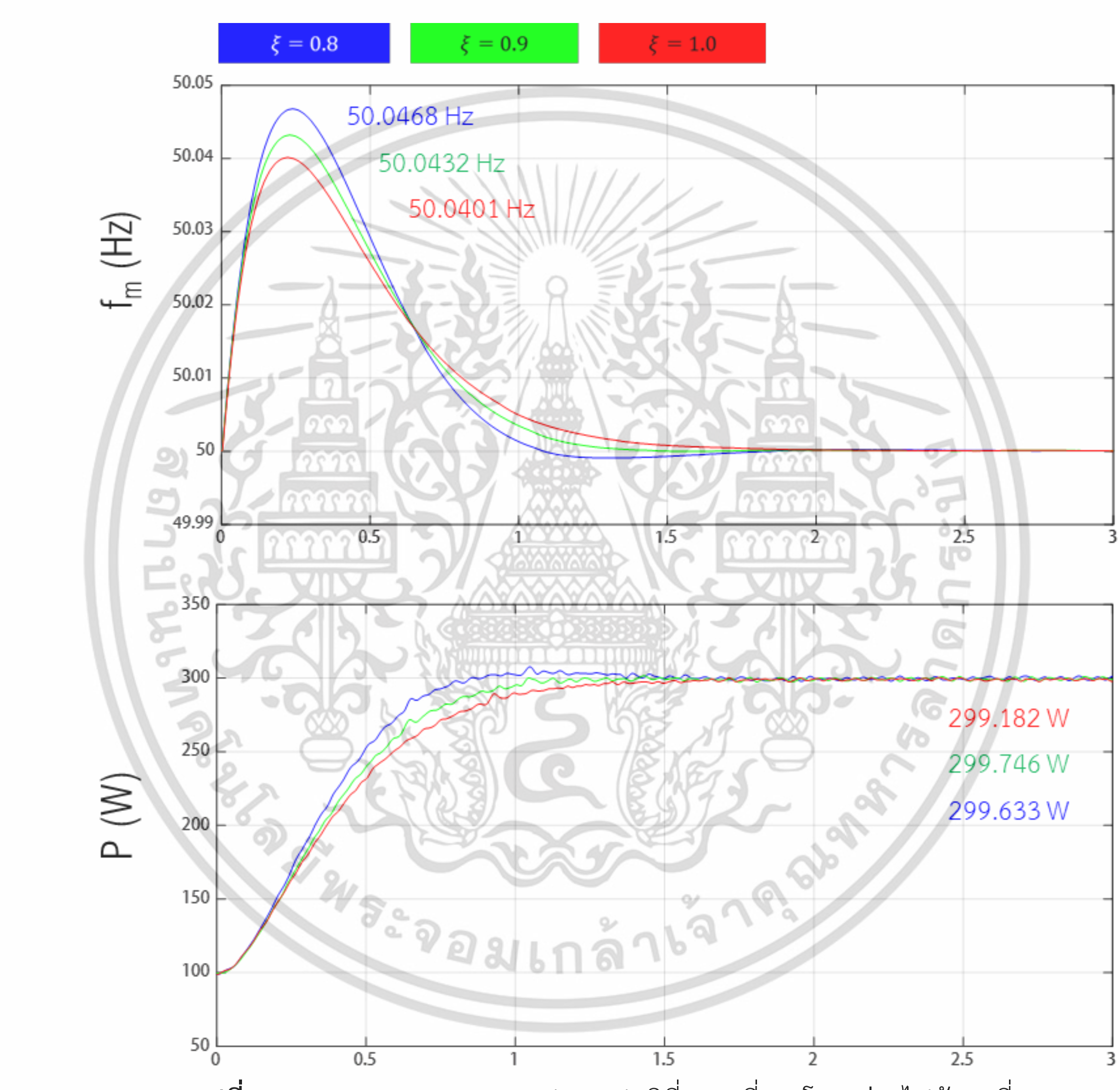
รูปที่ 5.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองกำลังไฟฟ้าเสมือน ระหว่าง State space model , ผลจากการจำลองและผลจากการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลการทดสอบ VSG รูปแบบปกติ (Original VSG)

5.3.1. การทดสอบ VSG ที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ ($\omega_0=\omega_g$)

จากการทดลองที่ความถี่กริดคงที่พบว่าที่ค่าอัตราการแดมป์ 0.8 จะเข้าสู่สภาวะคงที่ได้เร็วที่สุดและการเปลี่ยนแปลงของความถี่มากที่สุด 0.0468 Hz ตามด้วยค่าอัตราการแดมป์ 0.9 เท่ากับ 0.0432 Hz และอัตราการแดมป์ 1.0 เท่ากับ 0.0401 Hz ตามลำดับโดยกำลังไฟฟ้าจริงที่ถูกสร้างขึ้นมีขนาดเท่ากับกำลังไฟฟ้าจริงอ้างอิง



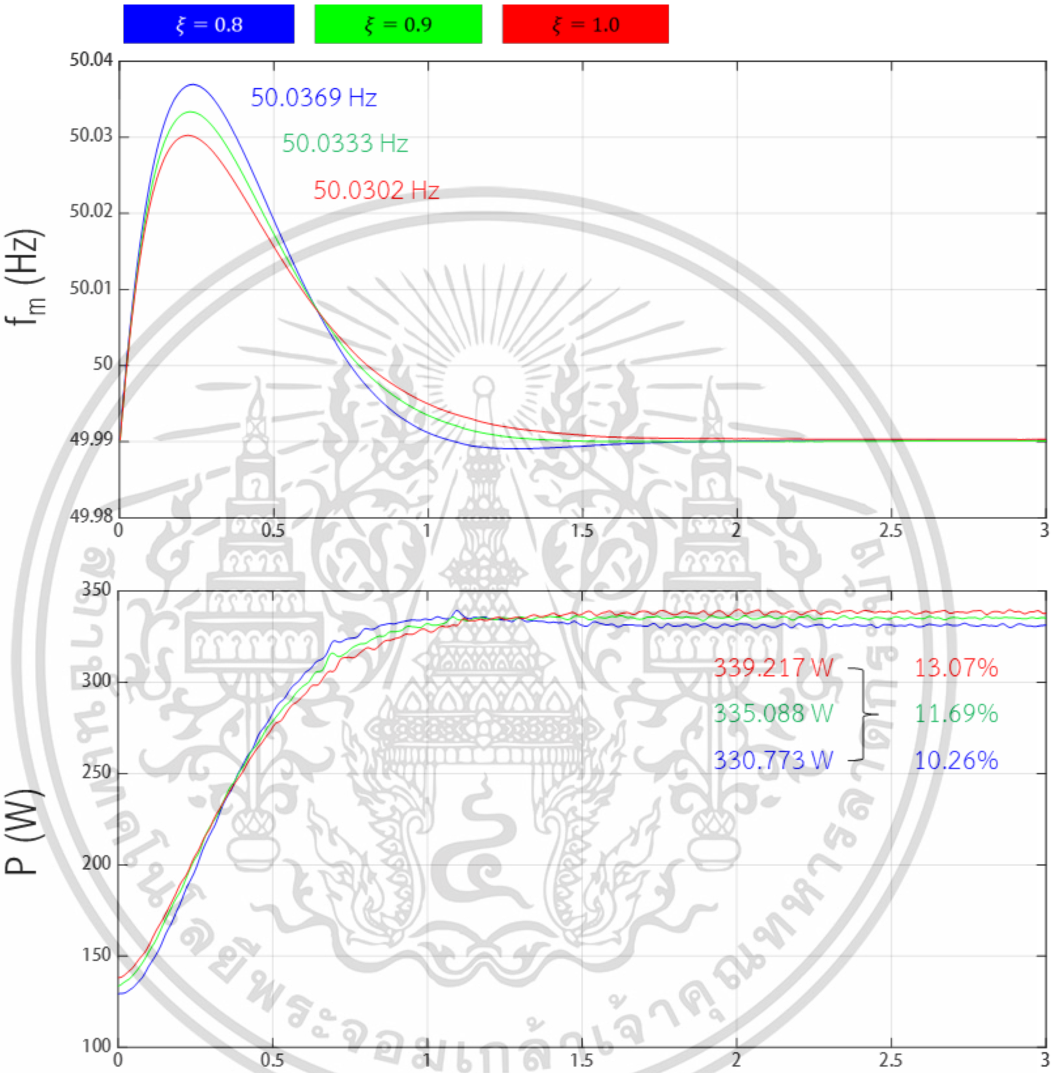
รูปที่ 5.5 ผลการทดลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่
a) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ (Hz) b) กำลังไฟฟ้าจริง (W)

5.3.2. การทดสอบ VSG ที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ ($\omega_0\neq\omega_g$)

จากผลการที่ความถี่กริดลดลง 0.01 Hz เมื่อผลิตกำลังไฟฟ้าอ้างอิง 300 ที่ค่าอัตราส่วนการแดมป์เท่ากับ 0.8, 0.9 และ 1.0 อินเวอร์เตอร์จะจ่ายกำลังไฟฟ้า 330.77, 335.09 และ 339.22 วัตต์ ตามลำดับ ซึ่งคิดเป็นกำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อน 10.26%, 11.69% และ 13.07% ตามลำดับ และการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงของความถี่เท่ากับหรือใกล้เคียงกับการทดลองในกรณีที่ความถี่กริดคงที่คือ 0.0369 0.0333 และ 0.0302 Hz ตามลำดับ จากผลการทดลองจะสังเกตุได้ว่าเมื่อเพิ่มค่าอัตราส่วนการแดมป์หรือการเพิ่มค่า D นั้นจะส่งผลให้กำลังไฟฟ้าที่ผลิตจากอินเวอร์เตอร์ในขณะที่ความถี่กริดไม่คงที่นั้นมีความคลาดเคลื่อนมากขึ้น



รูปที่ 5.6 ผลการทดลอง VSG รูปแบบปกติที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่

a) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ (Hz) b) กำลังไฟฟ้าจริง (W)

b)

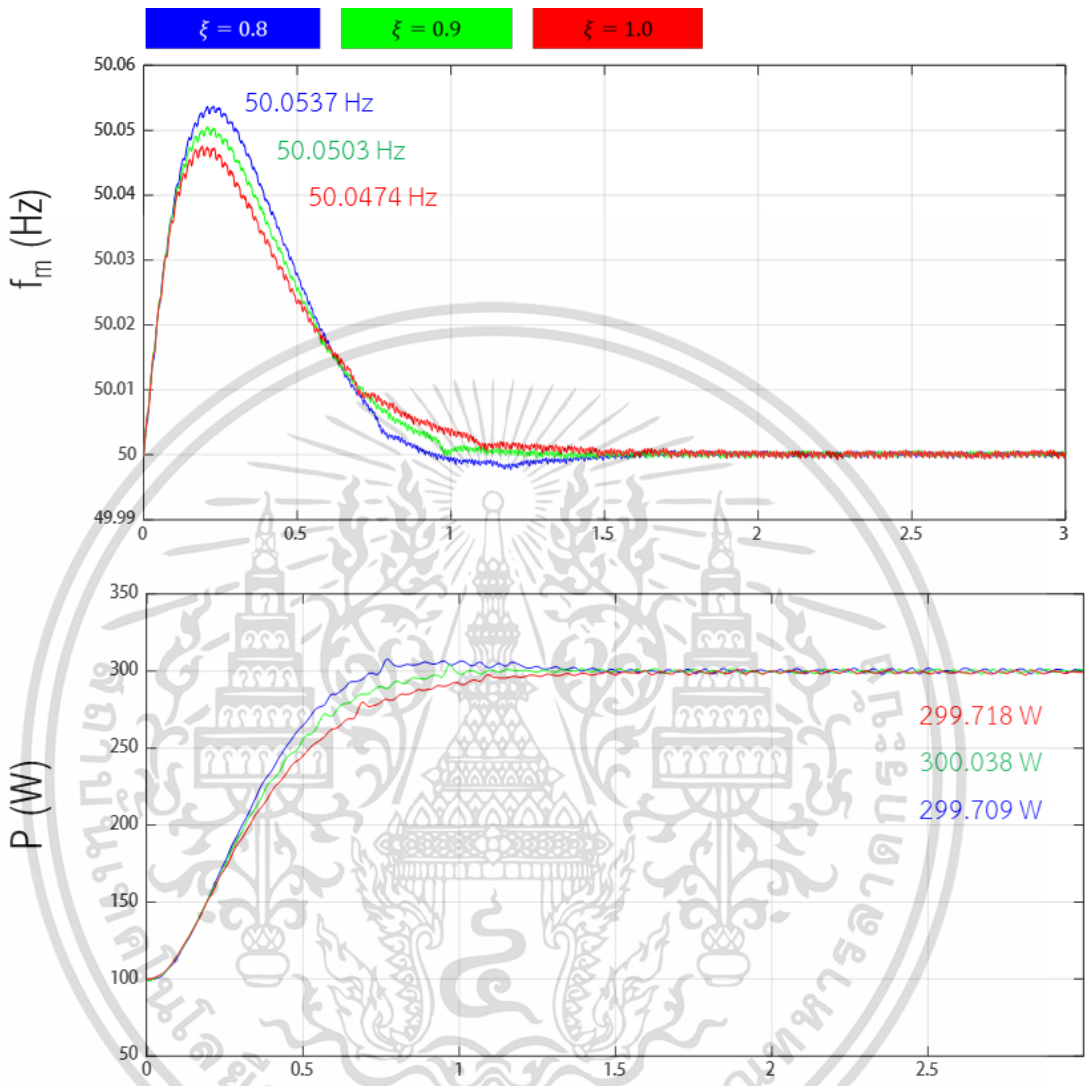
5.4 ผลการทดสอบ VSG รูปแบบปรับปรุง (Improved VSG)

5.4.1. การทดสอบ VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ (ω_0=ω_g)

เปลี่ยนโมเดลเป็น VSG รูปแบบปรับปรุงและทดสอบที่เงื่อนไขเดียวกัน พบว่ากำลังไฟฟ้าขาออกที่เข้าสู่สภาวะคงที่ที่ 300 วัตต์โดยที่อัตราการแดมป์ 0.8 เข้าสู่สภาวะคงที่ได้เร็วกว่า 0.9 และ 1.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามลำดับ การเปลี่ยนแปลงของความถี่ของ 0.8 0.9 และ 1.0 เท่ากับ 0.0537 0.0503 และ 0.0474 เฮิรตซ์ตามลำดับจะสังเกตุได้ว่า K_d เปรียบเสมือนค่า D ที่ถูกใช้สำหรับปรับค่าอัตราการแดมป์

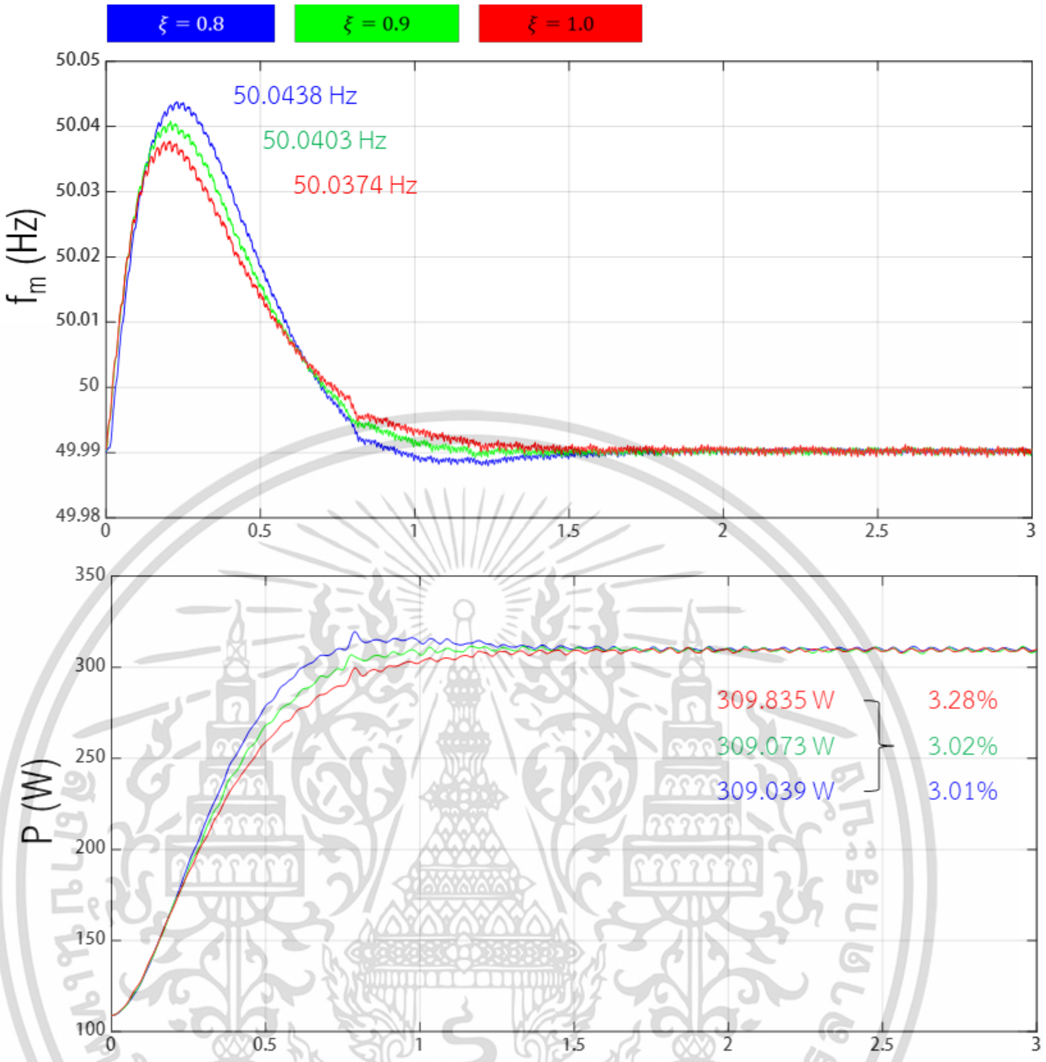


รูปที่ 5.7 ผลการทดลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่
a) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ (Hz) b) กำลังไฟฟ้าจริง (W)

5.4.2. การทดสอบ VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่ ($\omega_0 \neq \omega_g$)

ปรับความของกริดลดลง 49.99 เฮิรตซ์ ที่อัตราส่วนแดมปิ้ง 0.8 0.9 และ 1.0 การเปลี่ยนแปลงของความถี่เท่ากับ 0.0438 0.0403 และ 0.0374 เฮิรตซ์ตามลำดับซึ่งใกล้เคียงกับกรณีที่ความถี่กริดคงที่ อินเวอร์เตอร์จะจ่ายกำลังไฟฟ้า 309.04, 309.07 และ 309.84 วัตต์ตามลำดับ ซึ่งคิดเป็นกำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อน 3.01%, 3.02% และ 3.28 % ตามลำดับ จะสังเกตุได้ว่ากำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อนในทั้งสามกรณีมีค่าใกล้เคียงกันและเมื่อเปรียบเทียบกับ VSG รูปแบบปกติ กำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อนจะลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



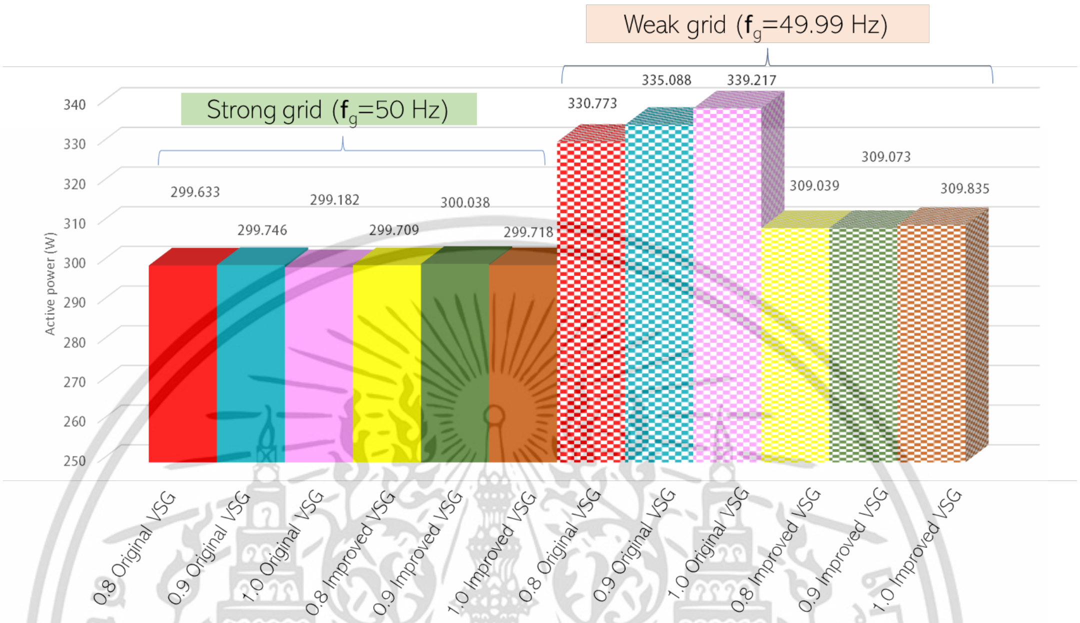
รูปที่ 5.8 ผลการทดลอง VSG รูปแบบปรับปรุงที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่
a) ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ (Hz) b) กำลังไฟฟ้าจริง (W)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผล



รูปที่ 6.1 เปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าเอาท์พุตของอินเวอร์ระหว่าง Original VSG และ Improved VSG ที่ damping ratio=0.8, 0.9 และ 1.0
ในกรณีที่ ความถี่กริดคงที่ (สีเขียว) และความที่กริดลดลง (สีแดง)

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับการปรับปรุงอัลกอริทึมในสมการการจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือนให้สามารถใช้งานที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าอ่อนแอโดยไม่ก่อให้เกิดกำลังไฟฟ้าจริงที่คลาดเคลื่อนได้ เริ่มจากการศึกษาฟังก์ชั่นถ่ายโอนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือน พบว่าปัจจัยหลักที่ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าคลาดเคลื่อนเกิดจากค่าสัมประสิทธิ์ของดรูป และค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้ง ปกติแล้วค่าสัมประสิทธิ์ของดรูปคือค่าคงที่และจำเป็นต้องมีเพื่อใช้สำหรับในการแชร์ภาระทางไฟฟ้ากับอินเวอร์เตอร์ตัวอื่นๆ ในส่วนของค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งนั้นถูกใช้เพื่อกำหนดผลตอบสนองทางไดนามิกของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุต ดังนั้นจึงมีแนวคิดที่จะควบคุมผลตอบสนองทางไดนามิกโดยไม่จำเป็นต้องใช้ค่าสัมประสิทธิ์แดมป์ปิ้งด้วยการเพิ่มตัวชดเชยส่วนต่างเข้าไปในสมการ พบว่าค่า K_d ถูกเพิ่มเข้ามาในฟังก์ชั่นถ่ายโอนสามารกำหนดอัตราการแดมป์ได้และไม่ก่อให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อนขณะที่โครงข่ายไฟฟ้าอ่อนแอ แต่การที่จะกำหนดค่า K_d นั้นจำเป็นต้องมีเงื่อนไขเพิ่มเติมและขอบเขตของการเลือกค่าความเฉื่อย (J) ที่จำกัด เพื่อไม่ให้ผลของซีโร่ที่เกิดจากการเพิ่มตัวชดเชยส่วนต่างนั้นโดดเด่นกว่าคู่โพลจนทำให้ผลตอบสนองเกิดการโอเวอร์ชูตและเกิดผลตอบสนองที่เร็ว ซึ่งไม่ตรงตามจุดประสงค์หลักของ VSG ดังนั้นจึงมีแนวคิดเพิ่มเติมที่จะกำจัดผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของซีโร่ข้างต้น ด้วยวิธีการชดเชยล่วงหน้า (Feedforward compensation) เพื่อเป็นการเพิ่มโพลในระบบและนำมาหักล้างกับซีโร่ (Pole-Zero cancellation) ที่เราไม่ต้องการ

จากผลการทดลองที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าคงที่ จากรูปที่ 6.1 พบว่าทั้งสองรูปแบบ ให้กำลังไฟฟ้าเอาท์พุตใกล้เคียงกับกำลังไฟฟ้าอ้างอิง และผลตอบสนองที่เหมือนกัน เมื่อทดสอบในกรณีที่ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้าไม่คงที่จากรูปที่ 6.1 พบว่ากำลังไฟฟ้าที่คลาดเคลื่อนของ VSG รูปแบบปรับปรุงมีค่าน้อยกว่ารูปแบบปกติ เนื่องจากมีการกำจัดค่าสัมประสิทธิ์การแดมป์ปิ้งและเหลือเพียงกำลังไฟฟ้าสำหรับแชร์ภาระไฟฟ้าเพียงเท่านั้น การจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเสมือนรูปแบบปรับปรุงแล้วสามารถนำมาใช้งานในสภาพแวดล้อมโครงข่ายไฟฟ้าที่อ่อนแอได้

6.2 ข้อเสนอแนะ

การทดสอบเป็นการทดสอบที่แรงดันเพียง 28.9 V_{rms} ซึ่งเป็นแรงดันที่เหมาะสมที่จะใช้ทดสอบในห้องปฏิบัติการไม่สามารถนำมาใช้งานจริงได้ และการออกแบบลูปภายในนั้นไม่สามารถปรับให้กำลังไฟฟ้าเสมือนเท่ากับกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิงได้ เนื่องจากลูปภายในรูปแบบนี้สามารถคำนวณค่าแบนด์วิธของลูปภายในได้อย่างแน่นอนจึงถูกนำมาใช้ หากมีแบบจำลองลูปภายในรูปแบบอื่นๆที่สามารถคำนวณค่าแบนด์วิธได้และให้ผลตอบสนองของกำลังไฟฟ้าเสมือนตรงตามค่าที่กำหนดได้ก็เหมาะสมที่จะนำมาใช้มากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] Aris Gkountaras. **Modeling Techniques and control strategies for Inverter Dominated Microgrids.** Berlin Institute of Technology. 2017.

[2] Roland E. Best. **Phase-locked loops design simulation, and application**. Fourth Edition. The McGraw-Hill companies, Inc. 1999.

[3] Liang Huang, Chao Wu, Dao Zhou, and Frede Blaabjerg. "**Comparison of Three Small-Signal Stability Analysis Methods for Grid-Following Inverter**" IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. 2017.

[4] Hassan Bevrani. **Grid Connected Converters Modeling, Stability and Control.** Elsevier. 2022.

[5] Xin Meng, Jinjun Liu and Zeng Liu. "**A Generalized Droop control for Grid-Supporting Inverter Based on Comparison Between Traditional Droop Control and Virtual Synchronous generator**" IEEE transaction on power electronics, Vol 34, No 6, June 2019

[6] Alon Kuperman, Raul Rabinovici. "**Shunt Voltage Regulators for Autonomous Induction Generators**" ICECS 2004 Electronics, Circuits and System. 2004.

[7] Bei Xu, Victor Paduani, Hui Yu, David Lubkeman and Ning Lu. "**A Novel Grid-forming Voltage Control Strategy for Supplying Unbalance Microgrid loads Using Inverter-based Resources**" 2022 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)

[8] M. Azrik, K.H. Ahmed, S.J.Finney, and B.W.Wiliams. "**Voltage Synchronization Scheme Based on Zero Crossing Detection for Parallel Connected Inverter in AC Microgrids**" IEEE 2012 International symposium on industrial electronic, May 2012

[9] Haizhen Xu, Changzhou Yu, Chun Liu, Qinglong Wang, and Xing Zhang. "**An Improved Virtual Inertia Algorithm of Virtual Synchronous generator**" Journal of modern power systems and clean energy, Vol8, No.2, March 2020

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[10] Kamran Iqbal “**Introduction to control systems**” University of Arkansas at Little Rock,2023

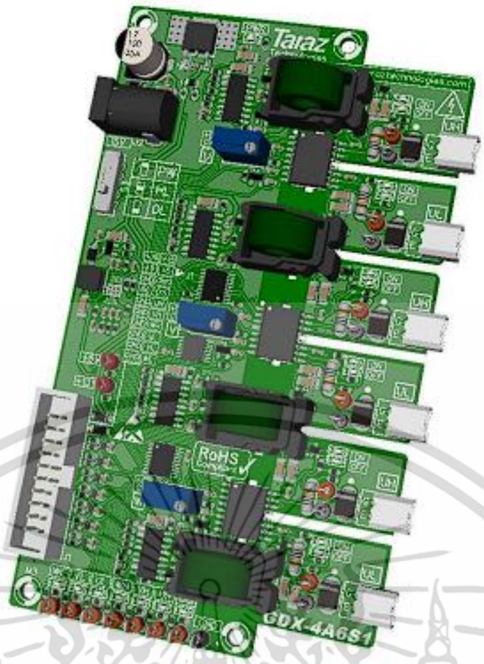
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.1 GDX-4A6S1 Gate drive module
อ้างอิง : www.taraztechnologies.com

รูปที่ ก.2 three phase inverter power module
อ้างอิง : www.taraztechnologies.com

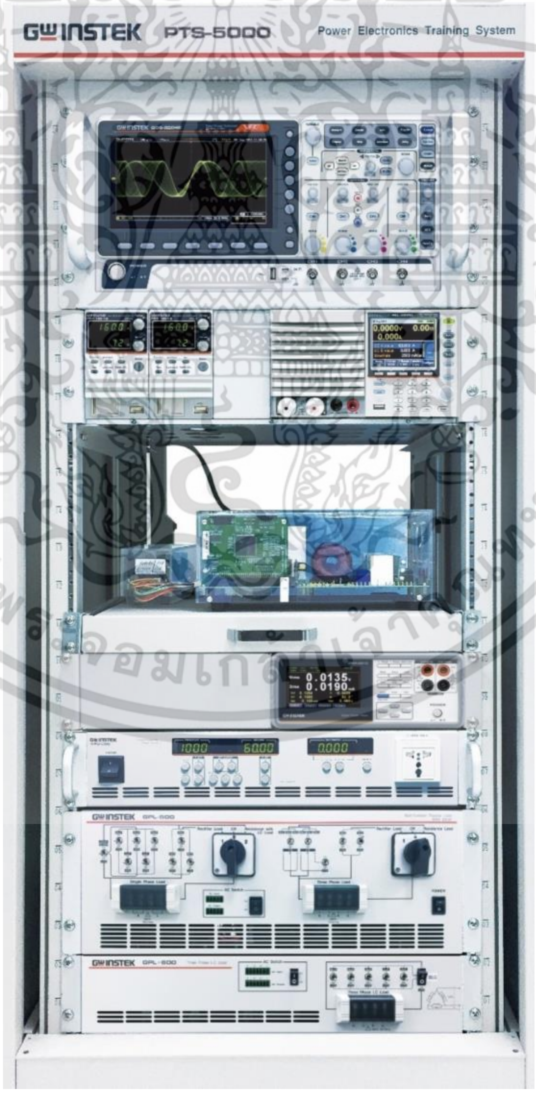
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ก.3 YOKOGAWA DL850EV

รูปที่ ก.4 Hioki PQ3198 Power Quality Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ก.5 DC supply M10-TP3005H



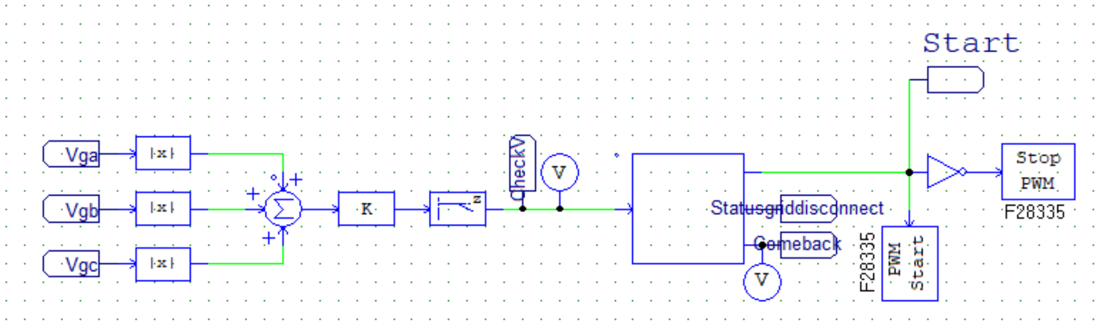
รูปที่ ก.6 GW Instek PTS5000 Power electronic training system

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

โค้ดการซิงโครไนซ์

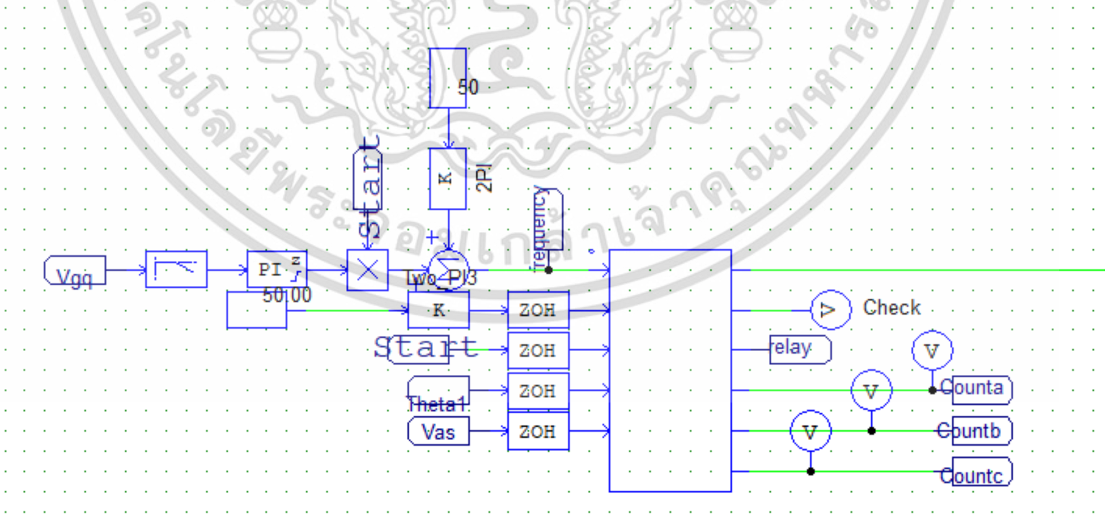
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.1 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า

โค้ดตรวจจับแรงดันไฟฟ้าจากโครงข่ายไฟฟ้า

```
if (((x1>10) && (x1<33))) // detect signal grid
{
        y1 =1; //start pwm
        y2=0; //grid not problem
        y3=0;
}
else
{
                y1=0;
}
```



รูปที่ ข.2 วงจรเฟสล็อกลูปและการซิงโครไนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โค้ดเงื่อนไขการซิงโครไนซ์

```
static int counta;
static int countb;
static int countc;
static int startpll;
static int startdroop;
static int ondroop;
if (x3<0.5)
{
        y1=0;
        y2=0;
        y3=1;
        startpll=0;
        startdroop=0;
        ondroop=0;
        counta=0;
        countb=0;
        countc=0;
        y4=counta;
        y5=countb;
        y6=countc;
}
else if(x3>0.5&&startpll==0&&startdroop==0)
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
{
        y1=x1;
        y2=1;
        y3=1;
        y4=counta;
        y5=startpll;
        y7=abs(28.9*sqrt(2)*cos(x4)-x5);
        if(counta<=4000)
        {
        counta=counta+1;
        y4=counta;
        y5=startpll;
                if(counta==4000)
                {
                        startpll=1;
                        y4=counta;
                        y5=startpll;
                }
        }
}
else if(x3>0.5&&startpll==1&&startdroop==0)
{
        y1=x1;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
y2=2;
y3=1;
y4=counta;
y5=countb;
y6=countc;
y7=abs(28.9*sqrt(2)*cos(x4)-x5);
y8=startdroop;
if(countc<=9)
{
	if(abs(28.9*sqrt(2)*cos(x4)-x5)<=0.63)
	{
		countb=countb+1;
		if(countb>=10)
		{
			countc=countc+1;
			if(countc==10&&abs(28.9*sqrt(2)*cos(x4)-x5)<=0.005)
			{

				startdroop=1;
			}
			else if(countc==10&&abs(28.9*sqrt(2)*cos(x4)-x5)>0.005)
			{
				startdroop=0;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
                                countb=0;
                                countc=0;
                        }
                }
        }
        else if(abs(28.9*sqrt(2)*cos(x4)-x5)>0.63)
        {
                countb=0;
                countc=0;
        }
    }
}
else if(x3>0.5&&startpll==1&&startdroop==1)
{
    y1=x2;
    y2=3;
    y3=0;
    y4=counta;
    y5=countb;
    y6=countc;
    y7=abs(28.9*sqrt(2)*cos(x4)-x5);
}
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

ผลงานเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Stabilization of power system using improved virtual inertia of virtual synchronous generator

Aditap Poungdokmai
Department of Electrical Engineering, School of engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520 , Thailand
63601094@kmitl.ac.th

Sompob Polmai
Department of Electrical Engineering, School of engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520 , Thailand
sompob.po@kmitl.ac.th

2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS) | 978-1-6654-9302-4/22/$31.00 ©2022 IEEE | DOI: 10.1109/ICEMS56177.2022.9983247

Abstract — The renewable energy source (RES) based distributed generation (DG) has grown up rapidly that causing a reduction inertia and instability of power system. To support the increased RES, grid connected inverters require improved control schemes. Therefore, Virtual synchronous generator is getting attention. VSG is a control scheme applied for distributed generating (DG) that controls virtual rotational synchronous generator and enhances stability of power system. However, VSG has some issues when grid frequency fluctuations occur, which can cause the steady-state active power output deviation. It can be solved by analyzing closed loop transfer function of power output. The steady-state power deviation is caused by damping coefficient in the swing equation of the VSG. Thus, power deviation is decreased by set damping coefficients to zero and adding differential compensation to control dynamic characteristic instead of damping coefficients. By adding differential compensation, we can control dynamic characteristics without steady-state power output deviation in weak grid.

Keywords-Virtual synchronous generator (VSG), Virtual inertia, power deviation, grid weakening, and grid frequency fluctuate.

I. INTRODUCTION

Renewable energy sources (RES) have grown rapidly over the past decade. RES has been connected to the grid through an electronic converter or grid-connected inverter. A grid-connected inverter usually feeds power into the grid from the maximum power of the inverter. It's called grid following inverters (GFLIs). The common technique uses a phase lock loop to synchronize with the grid so GFLIs cannot be used in stand-alone mode. However, GFLIs are considered as non-synchronous generator. As RES uses GFLIs increase. The inertia of power system will decrease, and the power system will become the grid frequency fluctuation and power system instability. As a result, a grid-forming inverter (GFMI) is presented.

As part of the grid-forming inverter (GFMI), the inverter's control algorithm regulates the voltage amplitude and frequency at its output and provides the required active and reactive power by providing the appropriate voltage and frequency. Therefore, GFMI can be operate in stand-alone mode. To solve the problem of grid frequency fluctuation, GFMI emulated the synchronous generator by using torque equation and electrical equation of a synchronous generator so the inertia of power system can be increase and reduce frequency fluctuation.

The VSG can solve the above issue, but if the grid frequency does not match the inverter frequency, the inverter's power output will not equal the reference power and power deviation will occur. By analyzing the closed loop transfer function of virtual inertia, we can prove power deviation is caused by damping coefficient and speed governor coefficient in virtual inertia. Under condition where the speed governor is fixed, so we should decrease damping coefficient or set it to zero. However, damping coefficient affects the dynamic characteristic such as damping ratio of power output so it cannot easily set to zero.

In this paper, an improved virtual inertia by set D_ω to zero and adding differential compensation before power difference. After adding, the closed-loop transfer function will change. It can vary damping ratio and not affect power output at steady state. In addition, this paper also explains about reactive power control.

II. VIRTUAL SYNCHRONOUS GENERATOR

A. Original droop control

From power transfer equation 1 and 2.

$$P_{out} = \frac{U_1 U_2}{X} sin\delta \quad (1)$$

$$Q_{out} = -\frac{U_1^2}{X} + \frac{U_1 U_2}{X} cos\delta \quad (2)$$

Where P_{out} and Q_{out} real and reactive power output, U_1 and U_2 are grid and inverter voltage, X is impedance and δ is power angle. When $\delta \approx 0$ so $sin\delta \cong \delta$, $cos\delta \cong 1$ so:

$$\delta = \frac{XP_{out}}{U_1 U_2} \quad (3)$$

$$U_2 - U_1 = \frac{Q_{out} X}{U_1} \quad (4)$$

According to Equations 3 and 4, power angle directs variation on P, whereas voltage difference directs variation on Q. Thus, from this idea, it creates droop controls which control real power and reactive power by adjusting P and Q independently, thereby determining grid voltage frequency and amplitude.

The original droop included both P-ω and Q-E droop. The P-ω droop is used to control real power output by generating the output voltage frequency and Q-E droop is used to regulate reactive power output by generating the voltage magnitude the point of common couple (PCC). The original droop control can be express as

$$\omega - \omega^* = K_d(P^* - P) \quad (5)$$

$$V - V^* = K_V(Q^* - Q) \quad (6)$$

With ω and ω^* are actual and reference angular frequency, P and P^* are actual and reference real power, K_D is P-ω droop coefficient, V and V^* are actual and reference magnitude voltage, Q and Q^* are actual and reference reactive power, K_V is Q-E droop coefficient. K_d is equal to the slope of the active power output (x-axis) and frequency (y axis). K_q is equal to the slope of the reactive power output (x-axis) and voltage magnitude (y axis) as shown in figure 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อการเรียนและการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

978-1-6654-9302-4/22/$31.00 ©2022 IEEE

Authorized licensed use limited to: King Mongkuts Institute of Technology Ladkrabang provided by UniNet. Downloaded on May 30,2023 at 09:57:12 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

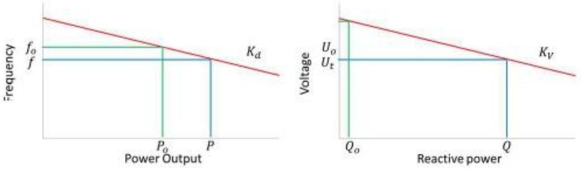


Figure 1 P-ω and Q-E characteristics.

B. *Fundamental of virtual synchronous generator*

VSG has been controlled grid-connected renewable energy power generation as electromechanical of synchronous machine and is used to reduce voltage and frequency fluctuation.

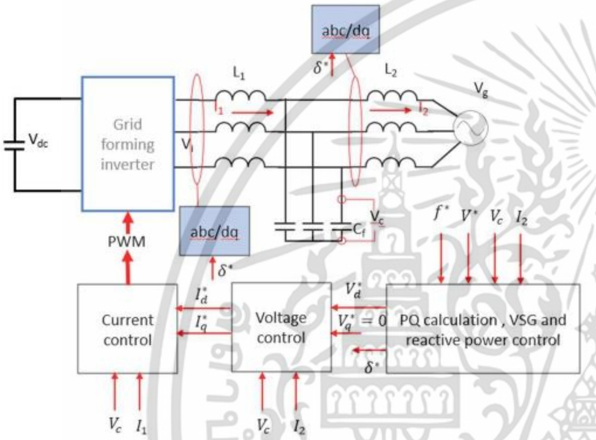


Figure 2 Control structure of grid forming inverter

A virtual synchronous generator emulates the inertial response of SGs. From swing equation in power term. The difference between mechanical and electromagnetic power affects generator's angular frequency. From the above idea, it is the same characteristic as the power of renewable. Therefore, we can create a mimics SG or virtual inertia for RES. It includes active power droop control and reactive power droop control.

Active power droop control is used to solve grid frequency fluctuation by control algorithm to simulate the torque equation of SG as shown in (7).

$$J_\omega \omega_0 \frac{d\omega}{dt} = P_{ref} - P_0 + K_\omega(\omega_0 - \omega) - D_\omega \Delta\omega \qquad (7)$$

Where J_ω is virtual inertia, ω_0 angular frequency, K_ω is the speed governor coefficient. D_ω is damping coefficient. Its block diagram for angular frequency closed-loop control is shown in figure 3.

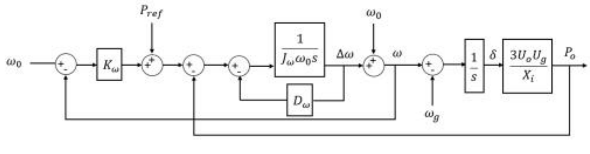


Figure 3 Closed-loop control of active power VSG

C. *Active power characteristic of virtual synchronous generator while grid connected and problem*

While VSG operate on grid connected mode, its closed loop control is shown in figure 3. Let $A=3U_0U_g/X_i$, and the closed loop transfer function of output power of VSG can be derived in (8) and the steady state value can be obtained in (10)

$$P_0 = \frac{A \cdot P_{ref}}{J_\omega \omega_0 s^2 + (K_\omega + D_\omega)s + A} + \frac{A \cdot (J\omega_0 s + K_\omega + D_\omega) \cdot (\omega_0 - \omega_g)}{J_\omega \omega_0 s^2 + (K_\omega + D_\omega)s + A} \qquad (8)$$

Output power in steady state.

$$P_0 = \lim_{s\to 0} \frac{A \cdot P_{ref}}{J_\omega \omega_0 s^2 + (K_\omega + D_\omega)s + A} + \frac{A \cdot (J\omega_0 s + K_\omega + D_\omega) \cdot (\omega_0 - \omega_g)}{J_\omega \omega_0 s^2 + (K_\omega + D_\omega)s + A} \qquad (9)$$

$$P_0 = P_{ref} + (K_\omega + D_\omega)(\omega_0 - \omega_g) \qquad (10)$$

If the grid is utility ($\omega_0 = \omega_g$), the output power of inverter is equal reference power. If the grid is not utility or weak grid ($\omega_0 \neq \omega_g$), the output power of inverter is not equal reference power as effect of K_ω and D_ω on frequency difference. This problem has been pointed out and the mitigation has been proposed in [1]. Under the condition where K_ω is fixed, so if we can decrease D_ω, the power deviation at steady state will decrease. However, we cannot set D_ω, to zero because it will affect dynamic characteristics, such as damping ratio and natural oscillation frequency. From equation (8) the small signal transfer function can be derived in (11).

$$G_r(s) = \frac{\partial P_{out}}{\partial P_{ref}} = \frac{A}{J_\omega \omega_0 s^2 + (K_\omega + D_\omega)s + A} \qquad (11)$$

From equation (11) damping ratio and natural oscillation frequency are as follows.

$$\xi = \frac{K_\omega + D_\omega}{2\sqrt{A \cdot J_\omega \omega_0}} \qquad (12)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{A}{J_\omega \omega_0}} \qquad (13)$$

D. *Reactive power droop control*

Reactive power droop control is additional function of VSG. The black diagram of reactive droop control is shown in figure 4 and can be explained in (14).

$$E_i = E_0 + \left(K_{P-Q} + \frac{1}{s} K_{i-Q}\right)\left(Q_{ref} + n_i(E^* - V) - Q_i\right) \qquad (14)$$

Where E_0 is terminal voltages. K_{P-Q} and K_{i-Q} are control parameter of PI (Proportional and Integral) controller of reactive droop and n_i is reactive droop coefficient (Q-V ratio). The output reactive power will be controlled by adjust voltage of inverter. The difference from the original Q-V droop is that it has a dynamic response due to the presence of PI controller.

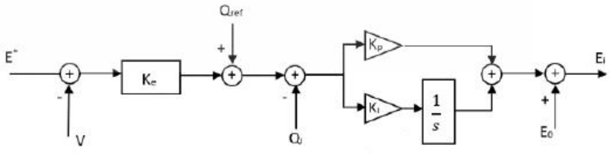


Figure 4 Reactive power control of VSG

III. IMPPROVED VIRTUAL INERTIA

According to the above problem, the mitigation technique called improved virtual inertia has been proposed[1] to reduce power deviation and maintain the dynamic characteristic of VSG. A differential compensation is added after difference of reference power and output power as shown in figure 5.

...การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Authorized licensed use limited to: King Mongkuts Institute of Technology Ladkrabang provided by UniNet. Downloaded on May 30,2023 at 09:57:12 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

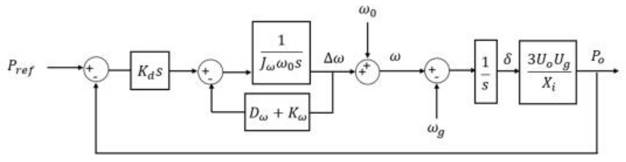


Figure 5 Adding differential compensation.

When VSG operates with differential compensation on grid-connected, the steady-state output power is expressed by (15), and the small signal damping ratio and natural frequency can be obtained in (16) and (17), respectively [1].

$$P_0 = P_{ref} + (K_\omega + D_\omega)(\omega_0 - \omega_g) \tag{15}$$

$$\xi = \frac{K_\omega + D_\omega + A \cdot K_d}{2\sqrt{A \cdot J_\omega \omega_0}} \tag{16}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{A}{J_\omega \omega_0}} \tag{17}$$

According to Equation 15 16 and 17, while grid weakening, K_d does not affect power output at steady state and natural oscillation frequency, but K_d does affect damping ratio. Therefore, K_d can be used instead of D_ω and can adjust damping ratio by K_d. The range of value for K_d can be founded in [1]:

$$\frac{J_\omega \omega_0}{4K_\omega} \leq K_d \leq \frac{J_\omega \omega_0}{1.1K_\omega} \tag{18}$$

IV. Simulation and Experimental Results

For the purpose of verifying the effectiveness of the improved virtual inertia of VSG, simulations are run on PSIM and experiments are conducted. Both simulations and experiments use an inverter rated at 300 VA connected to the grid, and table I shows the important system parameters. The microcontroller used in the experiment is the TMS320F28335.

TABLE I. PARAMETERS OF SIMULATION AND EXPERIMENTAL

Parameter	*Value*
S_{rate}	300 VA
E^*	28.9 V_{rms}
f_s	20 kHz
C_f	13.3 μF
L_1 , L_2	1 mH
V_{dc}	110 V
f_0	50 Hz
V_{grid}	28.9 V_{rms}

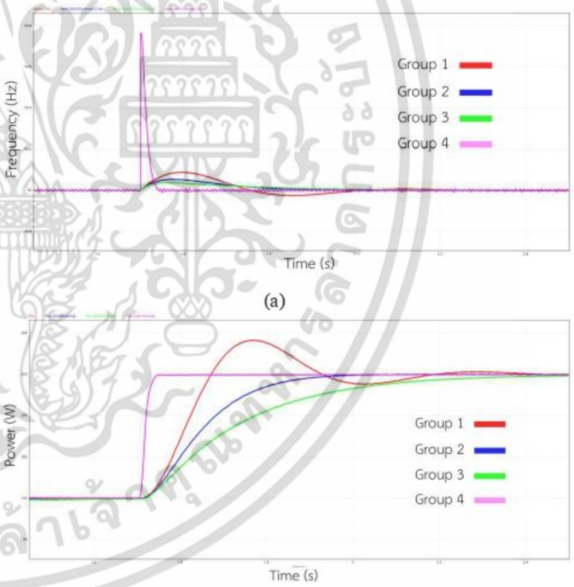
A. *Simulation results*

The GFMI operates in grid connected mode and constant frequency. At the initial setup, the power reference is 0 Watts and steps up to 250 Watts at 1.5 s. This simulation compares the improved VSG with the original VSG, and table 2 shows the parameters of the improved VSG.

TABLE II. PARAMETERS OF IMPROVED VSG AND ORIGINAL VSG

Group No.	Type of VSG	Parameter
1	Original VSG with D_ω=100	J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=100 K_d=0
2	Original VSG with D_ω=300	J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=300 K_d=0
3	Original VSG with D_ω=500	J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=500 K_d=0
4	Improved VSG with K_d=0.4	J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=0 Kd=0.4

The output active power and frequency is shown in figure 6. When step output power, output power overshoot of Group 1 is 16.7% and the power reaches steady state for longer than 1 sec. In Group 2, the damping coefficient is set to 300, There is no active power overshoot and reaches steady state in 0.5 sec. In Group 3, the damping coefficient is set to 500, There is no overshoot, and the power reaches steady state in 0.9 sec. In Group 4, it doesn't have damping coefficient (D_ω=0) and add differential compensation (K_d=0.4) is included, the active power overshoot is 0% and reaches steady state in 0.07 sec.



(a)

(b)

Figure 6 Simulation of grid-connected VSG with strong grid (ω_0=ω_g) (a) frequency of inverter (b) Active power

From the simulation results, when damping coefficient is increased, overshoot power will decrease, but steady state will gradually reach. If damping coefficient is removed and differential compensation is substituted, it will affect the overshoot in the same way as increasing damping coefficient and make the fastest reaches to the steady state. The frequency fluctuation will be the largest.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Authorized licensed use limited to: King Mongkuts Institute of Technology Ladkrabang provided by UniNet. Downloaded on May 30,2023 at 09:57:12 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

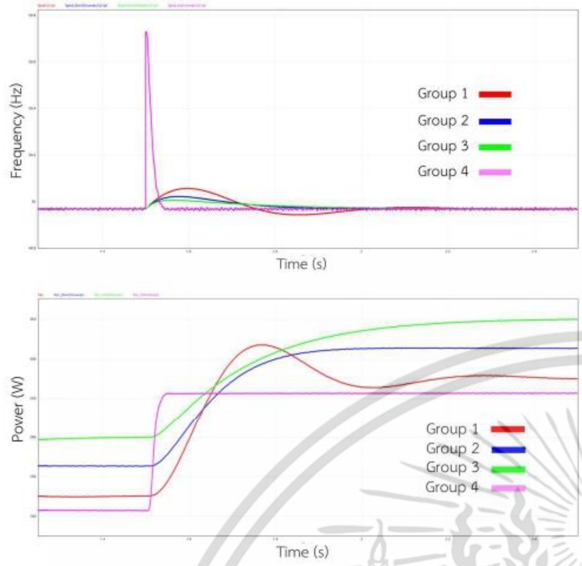


Figure 7 Simulation of grid-connected VSG with weak grid ($\omega_0 \neq \omega_g$) (a) frequency of inverter (b) Active power

Figure 7 shows the frequency of the inverter and power output when the grid weakening (f_g=49.97). In steady state, the power deviation of Group 1 cannot be measured because it still does not reach steady state. The power deviation of Group 2, Group 3 and Group 4 are 25.32% (63.31 W), 40.08% (100.2 W) and 2.72% (6.8 W), respectively. Even though group 4 doesn't have a damping coefficient, it can still control transient response by differential compensation. There is a small power deviation caused by the governor coefficient (K_ω). Based on these simulation results, it can be concluded that improving virtual inertia can reduce power deviation while the grid is weakened and can be used instead of damping coefficient and doesn't affect power output at steady state.

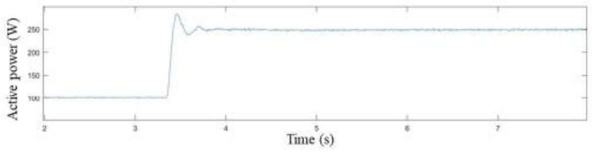
B. Experimental results

The experimental results were compared among the 4 groups. VSG are tested at constant grid frequency and weakened grid frequency in grid-connected mode.

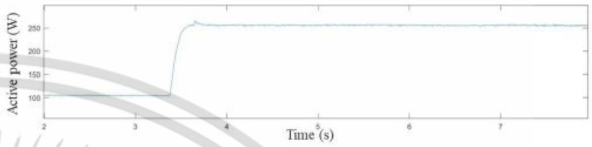
TABLE III. PARAMETERS OF IMPROVED VSG AND ORGINAL VSG

Group No.	Type of VSG	Parameter
1	Original VSG with D_ω=100	J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=100 K_d=0
2	Original VSG with D_ω=300	J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=300 K_d=0
3	Original VSG with D_ω=500	J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=500 K_d=0
4	Improved VSG with K_d=0.4	J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=0 Kd=0.4

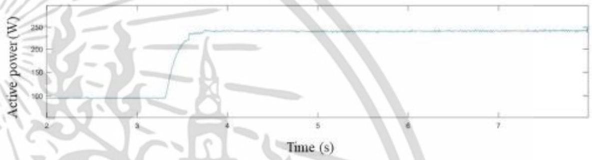
The droop coefficient is set to K_ω=S_{rated}/0.03 K_ω =31.83, initial power is 100W, and then step up to 250W. Figure 8 shows the active power of each parameter at constant grid frequency. Group 1 has power overshoots 14.11% and reaches steady state in 1.1 seconds after step load. Group 2 has no power overshoot and reach steady state in 0.6 seconds after step load, Group 3 has no power overshoot and reaches steady state in 0.8 seconds. Group 4 has no power overshoot and reach steady state in 0.2 seconds after step load. The experimental results have a good agreement with those of simulation



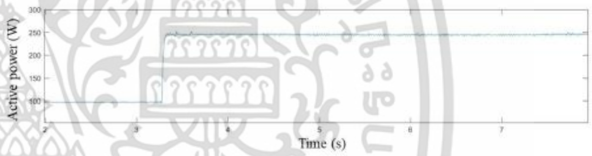
(a) Original VSG J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=100



(b) Original VSG J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=300



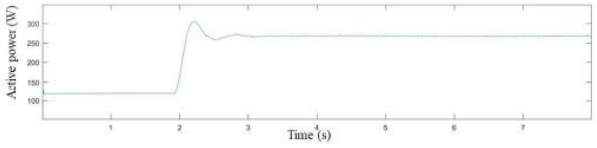
(c) Original VSG J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=500



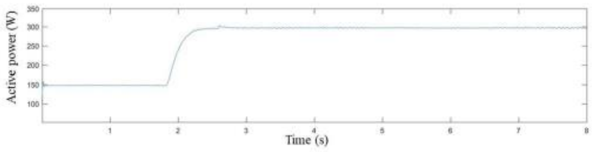
(d) Improved VSG J_ω=0.04 kg·m^2 K_d=0.4

Figure 8 Experimental result, active power of grid-connected VSG with utility grid (ω_0=ω_g) (a) Group1 (b) Group2 (c) Group3 (d) Group4

To test under the weaken grid conditions, the grid frequency is step from 50 Hz to 49.97 Hz. While grid frequency is not equal ω_0, power deviation will occur because of K_ω and D_ω. Power deviation (P_{out}-P_{ref}) of Group 1 to Group 4 is 6.9% (17.26 W), 19.11% (47.77 W), 29.76% (74.41 W) and 1.2% (3.05W), respectively. Power deviation is highest in Group 3 because K_ω value is larger than those of Group 1 and 2. Group 4 has the lowest power deviation because it does not have damping coefficient and control dynamics characteristic of active output power by differential compensation. However, Group 4 still has small power deviation because of K_ω and cannot reduce.



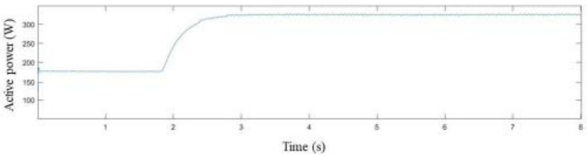
(a) Original VSG J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=100



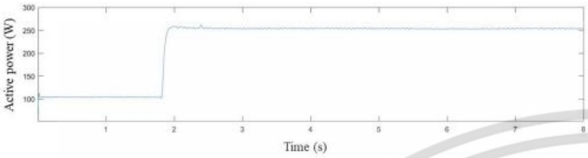
(b) Original VSG J_ω=0.04 kg·m^2 D_ω=300

เอกสารนี้เป็นเอกสารของงานบริการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Authorized licensed use limited to: King Mongkuts Institute of Technology Ladkrabang provided by UniNet. Downloaded on May 30,2023 at 09:57:12 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.



(c) Original VSG J_{ω}=0.04 kg·m^2 D_{ω}=500



(d) Improved VSG J_{ω}=0.04 kg·m^2 K_d=0.4

Figure 9 Experimental result, active power of grid-connected VSG with grid weakening ($\omega_0 \neq \omega_g$) (a) Group 1 (b) Group 2 (c) Group 3 (d) Group 4

V. Conclusion

An improved virtual inertia for virtual synchronous generator is investigated and implemented to reduce steady-state power deviation due to frequency fluctuation in weak grid system. The technique adds a differential compensation to the power difference input of the swing equation. The differential compensation coefficient increases the damping ratio and does not affect the steady-state power deviation under grid frequency change. The VSG is able to have fast dynamic response with no power overshoot and small steady-state power deviation. The simulation and experimental results confirm the validation of the technique.

References

[1] Haizhen Xu, Changzhou Yu, Chun Liu, Qinglong Wang and Xing Zhang, "An Impproved Virtual Inertia Algorithmn of Virtual Synchronous Generator" Journal of modern power systems and clean energy, vol.8, No. 2, March 20200.

[2] Arangarajan Vinayagam, K.S.V. Swarna, Sui Yang Khoo, Aman Than Oo, Alex Stojcevski, "PV Based Microgrid with Grid-Support Grid-FForming Inverter Control-(Simulation and Analysis)" Smart Grid and Renewable Energy, 2017,8, 1-30

[3] Yan Du, J.M. Guerrero, Liuchen Chang, Jianhui Su and Meiqin Mao, "Modeling, Analysis, and Design of a Frequency-Droop-Based Virtual Synchronous Generator for Microgrid Applications" in Proceeding of 2013 IEEE ECCE Asia Downunder, Melbourne, Australia, pp. 643–649, Jun. 2013.

[4] Yiwen Geng, Lin Zhu, Xuanfeng Song, Kai Wang and Xiaoqiang Li "A Modified Droop Control for Grid-Connected Inverters With Improved Stability in the Fluctuation of Grid Frequency and Voltage Magnitude" IEEE Access, June 2019.

[5] Darith Leng and Sompob Polmai "Virtual Synchronous Generator Based on Hybrid Energy Storage System for PV Power Fluctuation Mitigation" Applied sciences, November 2019.

[6] Xin Meng, Jinjun Liu and Zeng Liu "A Generalized Droop Control for Grid-Supporting Inverter Based on Comparison Between Traditional Droop Control and Virtual Synchronous Generator Control" IEEE transactions on power electronics, vol.34, No.6 June 2019.

[7] Zeng Liu, Jinjun Liu and Yalin Zhao "A Unified Control Strategy for Three-Phase Inverter in Distributed Generation" IEEE transactions on power electronics, vol 29, No.3, March 2014.

[8] Karel De Brabandere, Bruno Bolsens, Jereon Van den Keybus, Achim Woyte, Johan Driesen and Ronnie Belman "A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters"

[9] Aris Gkountaras "Modeling Techiniques and Control Strategies for Inverter Domnated Microgrids" , technische universität berlin, 2017.

[10] Dayan B.Rathnayake, Chitaranjan Phurailatpam, Si Phu Me, Sajjad Hadavi, Gamini Jayasinghe, Sasan Zabihi and Behrooz Bahrani "Grid Forming Inverter Modeling,Control and Applications" IEEE power&energy society section, August 2021.

[11] Remus Teodorescu and Frede Blaabjerg "Flexible Control of Small Wind Turbines With Grid Failure Detection operating in Stand-Alone and Grid-Connected Mode" IEEE transaction on power electronics, vol 19, No.5 , September 2004.

[12] Muhammad H. Rashid, Power Electronics Handbook, Florida Polytechnic University, 2018.

[13] Jaber Alipoor, Yushi Miura and Toshifumi Ise "Power System Stabilization Using Virtual Synchronous Generator With Alternating Moment of Inertia" IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics, vol. 03, No.2 , June 2015.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Authorized licensed use limited to: King Mongkuts Institute of Technology Ladkrabang provided by UniNet. Downloaded on May 30,2023 at 09:57:12 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายอดิเทพ พวงดอกไม้
วัน เดือน ปีเกิด	6 มีนาคม 2541
ที่อยู่	143/45 ม.11 ต.บางหมาก อ.เมือง จ.ชุมพร 86000
ประวัติการศึกษา	2559-2562 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2563 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
ความสนใจ	กริดฟอร์มมิ่งอินเวอร์เตอร์ และไมโครกริด
ผลงานทางด้านวิชาการ	Aditap Poungdokmai, Sompob Polmai “Stabilization of power system using improved virtual inertia of virtual synchronous generator”, ICEMS 2022

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้