

การบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง
ขนาดเล็กโดยใช้เทคนิคลูปยกเลิก



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2561

**INSTABILITY MITIGATION OF DC MICRO-GRID
SYSTEM BY USING LOOP CANCELLATION
TECHNIQUE**

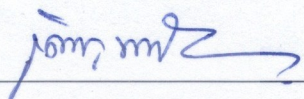


**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2018**

การบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก
โดยใช้เทคนิคอุปยกเล็ก

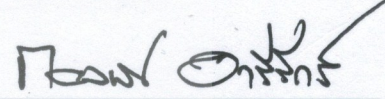
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(รศ. ดร.เดชา พวงดาวเรือง)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร.ก้องพັນ อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)




(รศ. ดร.กิติ อັตถกิจมงคล)

กรรมการ



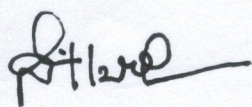
(รศ. ดร.กীরติ ชยะกุลศิริ)

กรรมการ



(รศ. ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว)

กรรมการ



(ศ. ดร.สันติ แม่นศิริ)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชานีประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

จักรกริช ภักดีโต : การบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้า
กระแสตรงขนาดเล็กโดยใช้เทคนิคลูปยกเลิก (INSTABILITY MITIGATION OF DC
MICRO-GRID SYSTEM BY USING LOOP CANCELLATION TECHNIQUE)
อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.ก้องพันธ์ อารีรักษ์, 270 หน้า

ปัญหาสถานะ โลกร้อนที่เกิดจากก๊าซเรือนกระจกเป็นสาเหตุหลักที่ทำให้แนวโน้มการใช้พลังงานไฟฟ้าที่ได้จากแหล่งพลังงานทดแทนมีจำนวนเพิ่มมากขึ้น พลังงานเอาต์พุตจากแหล่งพลังงานทดแทน โดยส่วนใหญ่เป็น ไฟฟ้ากระแสตรงรวมถึงความก้าวหน้าของเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์กำลังในปัจจุบันส่งผลให้การใช้งานระบบไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก (DC micro-grid system, DCMGs) ในปัจจุบันมีจำนวนเพิ่มมากขึ้น การใช้งานระบบไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก จะทำให้สามารถรองรับ โหลดที่เพิ่มขึ้นในอนาคตและเนื่องจากโหลดที่ใช้งานโดยส่วนใหญ่เป็น โหลดทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการควบคุม พฤติกรรมของโหลดดังกล่าวเปรียบเสมือนโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว (constant power load, CPL) ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบโดยตรง จากสาเหตุดังกล่าวจึงมีความจำเป็นที่ต้องวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาที่ได้รับการพิสูจน์จากวิธีดีคิว (DQ Method) ร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (generalize state-space averaging approach, GSSA) เพื่อให้ได้แบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา (time invariant model) ซึ่งมีความเหมาะสมกับการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยวิธีการบนระนาบเอส (s-plane) ที่อาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง แต่อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเป็นเพียงวิธีการที่ทำให้ทราบจุดที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพซึ่งยังไม่สามารถทำให้ระบบไฟฟ้าทำงานที่ระดับกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น โดยที่ไม่ประสบปัญหาการขาดเสถียรภาพอันเนื่องมาจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าเพื่อทำให้ระบบที่ขาดเสถียรกลับมาามีเสถียรภาพและสามารถใช้งานระบบต่อไปได้ตลอดย่านพิกัดการทำงาน โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จะอาศัยวิธีป้อนกลับแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยเทคนิคแบบลูปยกเลิกเพื่อมาบรรเทาการขาดเสถียรภาพกับโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว การบรรเทาด้วยวิธีการดังกล่าวเป็นการเพิ่มลูปในการควบคุมเพื่อชดเชยผลกระทบที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์เข้าไปในระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ผลการบรรเทาแสดงให้เห็นว่าวิธีลูปยกเลิกสามารถบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบได้อย่างชัดเจน

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2561

ลายมือชื่อนักศึกษา จักรกริช ภักดีโต
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ก้องพันธ์ อารีรักษ์

JAKKRIT PAKDEETO : INSTABILITY MITIGATION OF DC MICRO-
GRID SYSTEM BY USING LOOP CANCELLATION TECHNIQUE.

THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. KONGPAN AREERAK, Ph.D.,

270 PP.

DC MICRO-GRID SYSTEM/CONSTANT POWER LOAD (CPL)/
MATHEMATICAL MODEL/STABILITY ANALYSIS/INSTABILITY
MITIGATION/LOOP CANCELLATION TECHNIQUE

The global warming effect due to greenhouse gas is the main reason to increase the adoption of renewable energy. The output of renewable energy is normally DC and the power electronics is rapidly developed. As a result, the DC micro-grid system (DCMGs) is introduced. The DCMGs can support more electronic loads in the future. Unfortunately, the behavior of many controlled electronic loads is constant power load (CPL). The CPL can significantly degrade the system stability. Hence, the system stability analysis is required to predict the unstable point via the mathematical model. The model can be derived from the DQ method and the generalized state-space approach (GSSA). These methods will change the time-varying model to time-invariant model in which it is suitable for stability analysis by using s-plane analysis via the eigenvalue theorem. However, the stability analysis can only predict the unstable point of the system. It cannot maintain stable operation until the rated power. Therefore, the instability mitigation is required for system stabilization. In this thesis, the instability mitigation by using nonlinear feedback called loop cancellation technique is presented. The loop cancellation technique will add only the loop compensation to compute the compensated value, but it is not

necessary to add any component into the considered system. The results show that the loop cancellation technique can explicitly mitigate the unstable operation.



School of Electrical Engineering

Academic Year 2018

Student's Signature จิกรธร วัฒนศิริ

Advisor's Signature ทนาย อภิสิทธิ์

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดีเนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพัน อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และแนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัย รวมทั้งยังได้ช่วยสละเวลาเพื่อตรวจทานและแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนกระทั่งมีความสมบูรณ์ อีกทั้งยังเป็นกำลังใจและเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตและการทำงานให้กับผู้วิจัยเสมอมา

คณาจารย์ เลขานุการและผู้ช่วยสอนประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่านที่กรุณาให้คำปรึกษาด้านวิชาการ การติดต่อประสานงานและข้อคิดในด้านต่าง ๆ อย่างดียิ่งมาโดยตลอด

บุคลากรศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่านที่อำนวยความสะดวกในการทำงาน การใช้งานอุปกรณ์เครื่องมือวัดต่าง ๆ รวมทั้งขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตศึกษาในกลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกลและการควบคุมทุกท่านที่ให้คำปรึกษาในด้านวิชาการและเป็นกำลังใจให้กับผู้วิจัยตลอดมา

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอขอบคุณครูและอาจารย์ทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้นายจ่านงค์ - นางดารา ภัคดีโต บิดาและมารดาของผู้วิจัย รวมถึงครอบครัวของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้การอบรมเลี้ยงดู ให้กำลังใจ และให้การสนับสนุนในด้านการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิต

จักรกริช ภัคดีโต

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ)	ข
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญ	จ
สารบัญตาราง	ญ
สารบัญรูป	ฉ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์	5
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น	6
1.4 ขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์	6
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิจัยวิทยานิพนธ์	7
1.6 จุดเด่นของงานวิจัยวิทยานิพนธ์	7
1.7 การจัดรูปแบบรายงานวิจัยวิทยานิพนธ์	8
2 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้อง	10
2.1 บทนำ	10
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก	10
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ	12
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์	14
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า	16
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพและงานวิจัย ที่ได้รับการพัฒนาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์	20
2.7 สรุป	24

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3	การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว	25
3.1	บทนำ	25
3.2	การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติด้วยวิธีคีคิวร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป	26
3.2.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ	26
3.2.2	ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีคีคิว	27
3.2.3	ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป	30
3.2.4	การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติด้วยวิธีคีคิวร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยสถานะปริภูมิทั่วไป	31
3.2.5	การออกแบบตัวควบคุมระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก	49
3.2.6	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้น	57
3.3	การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์	61
3.3.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต	62
3.3.2	การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วยวิธีคีคิวร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป	63

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3.3	การออกแบบตัวควบคุมวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ด้วยวิธีทาง ปัญญาประดิษฐ์.....	67
3.3.4	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ โครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจร แปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์.....	71
3.4	สรุป.....	75
4	การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก.....	77
4.1	บทนำ.....	77
4.2	การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา.....	77
4.2.1	การทำให้เป็นเชิงเส้นของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์.....	77
4.2.2	ทฤษฎีบทค่าเจาะจง.....	88
4.2.3	ผลกระทบของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว.....	89
4.3	การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก เมื่อความเข้มแสงของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์มีการเปลี่ยนแปลง.....	93
4.4	การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก เมื่อพิจารณาแบนด์วิดธ์ตัวควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง.....	95
4.5	สรุป.....	98
5	การบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว.....	99
5.1	บทนำ.....	99
5.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ขนาดเล็กที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก.....	99
5.2.1	การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยลูบยกเล็ก.....	100
5.2.2	การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่มีการบรรเทา การขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก.....	103
5.2.3	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้น.....	105

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.3	การบรรเทาการขาดเสถียรภาพและการกำหนดค่าคงที่สำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา.....	103
5.3.1	การวิเคราะห์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพ.....	110
5.3.2	การกำหนดค่าคงที่สำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ.....	112
5.4	การจำลองสถานการณ์สำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแบบฮาร์ดแวร์ในรูปโดยอาศัยบอร์ด TMDSDOCK28335.....	116
5.5	สรุป.....	120
6	การสร้างชุดทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็น	
	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุม	122
6.1	บทนำ.....	122
6.2	การสร้างชุดทดสอบ.....	122
6.2.1	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง.....	125
6.2.2	วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์.....	130
6.2.3	วงจรแหล่งจ่ายสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์.....	135
6.2.4	วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า.....	135
6.2.5	วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า.....	136
6.2.6	วงจรปรับแต่งสัญญาณ.....	137
6.2.7	วงจรขับเคลื่อน.....	137
6.3	ผลการทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์.....	139
6.4	สรุป.....	144
7	ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้า	
	กระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์	146
7.1	บทนำ.....	146
7.2	การวิเคราะห์เสถียรภาพระบบไฟฟ้าที่พิจารณา.....	146

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
7.3 ผลการทดสอบแนวโน้มการขาดเสถียรภาพเมื่อค่าแบนด์วิธตัวควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง.....	158
7.4 การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก.....	163
7.5 ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก.....	175
7.6 สรุป.....	180
8 สรุปและข้อเสนอแนะ	181
8.1 สรุป.....	181
8.2 จุดเด่นของงานวิจัยวิทยานิพนธ์.....	186
8.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	186
รายการอ้างอิง.....	187
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. รายละเอียดการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพิ่มเติม.....	195
ภาคผนวก ข. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา.....	203
ภาคผนวก ค. รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ จากสมการที่ (5-6).....	227
ภาคผนวก ง. รายละเอียดการโปรแกรมตัวควบคุมพีไอที่มีลูบยกเล็กสำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์แบบ Hardware In Loop.....	231
ภาคผนวก จ. รายละเอียดการโปรแกรมตัวควบคุมพีไอที่มีลูบยกเล็กสำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพสำหรับชุดทดสอบ.....	239
ภาคผนวก ฉ. รายละเอียดการโปรแกรมตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัลค์-บูสต์ที่ใช้บอร์ด Arduino Mega2560.....	252
ภาคผนวก ช. รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ จากสมการที่ (7-2).....	259
ภาคผนวก ซ. รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ จากสมการที่ (7-6).....	264
ประวัติผู้เขียน.....	270

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ โครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก 11
2.2	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ 12
2.3	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ 14
2.4	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า 16
2.5	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า 20
3.1	ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ใช้สำหรับตรวจสอบความถูกต้อง 45
3.2	ค่าสัมประสิทธิ์ K_p และ K_i จากการออกแบบโดยอาศัยแบบจำลองทาง คณิตศาสตร์ 51
3.3	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง 58
3.4	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง 72
4.1	ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ใช้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง 85
5.1	ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ใช้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง 106
7.1	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง 149
7.2	ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้องในกรณีที่มีลูบยกเล็ก 167

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	แผนภาพไดอะแกรมแนวทางการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า..... 19
2.2	แผนภาพแนวทางการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า..... 23
3.1	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา..... 26
3.2	แผนภาพเวกเตอร์การแปลงแกนสามเฟส (abc) เป็นแกน $rs0$ 27
3.3	แผนภาพเวกเตอร์การแปลงแกน rs เป็นแกน dq 29
3.4	แผนภาพเวกเตอร์การแปลงแกนสามเฟส (abc) เป็นแกน $dq0$ 30
3.5	ตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำในสายส่ง..... 32
3.6	วงจรสมมูลตัวต้านทานอนุกรมตัวเหนี่ยวนำบนแกนดีคิว..... 33
3.7	ตัวเก็บประจุในวงจรสมมูลสายส่ง..... 33
3.8	วงจรสมมูลของตัวเก็บประจุบนแกนหมุนดีคิว..... 34
3.9	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง..... 35
3.10	วงจรสมมูลบนแกนดีคิวของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง..... 37
3.11	แผนภาพเวกเตอร์การแปลงดีคิว..... 38
3.12	วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าบนแกนดีคิว..... 39
3.13	สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบูสต์..... 39
3.14	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่อยู่บนแกนดีคิว..... 41
3.15	ผลการตอบสนองของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ (กรณีที่ 1)..... 47
3.16	ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ (กรณีที่ 1)..... 47
3.17	ผลการตอบสนองของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ (กรณีที่ 2)..... 48
3.18	ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ (กรณีที่ 2)..... 48
3.19	บล็อกไดอะแกรมวงปิดของคู่แรงดัน..... 50
3.20	บล็อกไดอะแกรมวงปิดของคู่กระแส..... 50
3.21	บล็อกไดอะแกรมวงปิดของระบบอันดับสองมาตรฐาน..... 51
3.22	บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง..... 52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
3.23	แผนภาพไดอะแกรมการควบคุมบัสแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง.....	52
3.24	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของเซลล์แสงอาทิตย์.....	53
3.25	กราฟคุณลักษณะแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่ค่าความเข้มแสงต่าง ๆ.....	57
3.26	ผลการตอบสนองของ E_{dc} , $I_{L,boost}$ และ V_{pv}	59
3.27	ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$	60
3.28	ผลการจำลองสถานการณ์ของ $I_{s,d}$, V_s และ I_s	61
3.29	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัก-บูสต์.....	62
3.30	ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัก-บูสต์ที่ยังไม่มีตัวควบคุมพีไอ.....	63
3.31	บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัก-บูสต์.....	65
3.32	สูตรค่า S_o ในพื้นที่การค้นหา.....	67
3.33	ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ S_o	67
3.34	กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่.....	68
3.35	กำหนดค่า S_o ใหม่.....	68
3.36	กลไกการเดินย้อนรอย.....	69
3.37	บล็อกไดอะแกรมการค้นหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวได้.....	69
3.38	กราฟคุณลักษณะแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่กัก 100 W ที่ค่าความเข้มแสงต่าง ๆ.....	72
3.39	ผลการตอบสนองของ E_{dc} , $I_{L,boost}$, $V_{O,buckboost}$ และ V_{pv}	74
3.40	ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$	75
4.1	ระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ.....	78
4.2	วงจรสมมูลสายส่งกำลังไฟฟ้าต่อหนึ่งเฟส.....	81
4.3	แผนภาพเวกเตอร์การแปลงดีคิว.....	83
4.4	ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ ในกรณีที่ 1.....	87
4.5	ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในกรณีที่ 1.....	87

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ ในกรณีที่ 2	88
4.7 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในกรณีที่ 2	88
4.8 ค่าเจาะจงของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา (กรณีที่ 1)	90
4.9 ผลการจำลองการวิเคราะห์เสถียรภาพ (กรณีที่ 1)	91
4.10 ค่าเจาะจงของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา (กรณีที่ 2)	92
4.11 ผลการจำลองการวิเคราะห์เสถียรภาพ (กรณีที่ 2)	92
4.12 ค่าเจาะจงของระบบเมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลง	94
4.13 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลง	94
4.14 แนวโน้มการขาดเสถียรภาพเมื่อค่าแบนด์วิดท์ตัวควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง	96
4.15 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อแบนด์วิดท์ตัวควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง	97
5.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์	100
5.2 แผนภาพวิธีลูบยกเล็กในตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง	101
5.3 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก	103
5.4 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ ในสถานะแรก (กรณีที่มีลูบยกเล็ก)	107
5.5 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในสถานะแรก (กรณีที่มีลูบยกเล็ก)	108
5.6 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ ในสถานะที่สอง (กรณีที่มีลูบยกเล็ก)	107
5.7 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในสถานะที่สอง (กรณีที่มีลูบยกเล็ก)	109
5.8 ค่าเจาะจงของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ	110
5.9 ผลการจำลองสถานการณ์ยืนยันการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ	111
5.10 ผลการวิเคราะห์ค่า K_{FB} สำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพ	113

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 ผลการจำลองสถานการณ์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพเมื่อ $K_{FB} = 0$	114
5.12 ผลการจำลองสถานการณ์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพเมื่อ $K_{FB} = 3$	114
5.13 ผลการจำลองสถานการณ์ในสภาวะปกติเมื่อกำหนดค่า $K_{FB} = 0$ และ $K_{FB} = 3$	115
5.14 การเชื่อมต่ออุปกรณ์สำหรับการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป	117
5.15 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป	117
5.16 ผลการจำลองสถานการณ์ฮาร์ดแวร์ในลูปที่ $K_{FB} = 0$	118
5.17 ผลการจำลองสถานการณ์ฮาร์ดแวร์ในลูปที่ $K_{FB} = 3$	119
5.18 ผลการจำลองสถานการณ์ฮาร์ดแวร์ในลูปเมื่อกำหนดค่า $K_{FB} = 0$ และ $K_{FB} = 3$ เมื่อระบบทำงานในสภาวะปกติ	120
6.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับสร้างชุดทดสอบ	123
6.2 ชุดทดสอบที่สร้างขึ้นสำหรับระบบไฟฟ้าที่พิจารณา	124
6.3 ชุด CHROMA Programmable AC source	124
6.4 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง	125
6.5 ตัวเก็บประจุขนาด 200 μ F สำหรับวงจรกรองแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรง	126
6.6 ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง	127
6.7 มอดูลไอจีบีที 3 เฟส IPM6MBP50RA120-55	127
6.8 บอร์ด TMDSOCK28335	128
6.9 ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบักก-บูสต์	131
6.10 รายละเอียดภายในกล่องวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบักก-บูสต์	132
6.11 บอร์ด Arduino Mega2560	133
6.12 วงจรแหล่งจ่ายสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์	135
6.13 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า	136
6.14 วงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้า	137
6.15 แผนภาพวงจรปรับแต่งสัญญาณ	137
6.16 วงจรปรับแต่งสัญญาณ	139
6.17 วงจรขับเคลื่อน	139

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.18 วงจรขับเกทสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง	140
6.19 วงจรขับเกทสำหรับวงจรแปลงผันแบบบับคัก์-บูสต์	140
6.20 ผลการทดสอบการควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง	141
6.21 ผลการทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก (กรณีที่ 1)	142
6.22 ผลการทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก (กรณีที่ 2)	143
6.23 ผลการทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก (กรณีที่ 3)	144
7.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ	147
7.2 กราฟคุณลักษณะแรงแจกซ์แสงอาทิตย์พิกัด 100 W ที่ค่าความเข้มแสงต่าง ๆ	151
7.3 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} , $I_{L,boost}$, $V_{O,buckboost}$ และ V_{pv} ในกรณีที่ 1	151
7.4 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในกรณีที่ 1	152
7.5 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} , $I_{L,boost}$, $V_{O,buckboost}$ และ V_{pv} ในกรณีที่ 2	152
7.6 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในกรณีที่ 2	153
7.7 ค่าเจาะจงของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา	154
7.8 ผลการจำลองการวิเคราะห์เสถียรภาพ	154
7.9 ค่าเจาะจงของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลง	155
7.10 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลง	156
7.11 ค่าเจาะจงเมื่อพิจารณาที่พิกัดของระบบ 100 W	157
7.12 แนวโน้มการขาดเสถียรภาพเมื่อค่าแบนด์วิธตัวควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง	158
7.13 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อแบนด์วิธตัวควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง	159
7.14 ผลการทดสอบการขาดเสถียรภาพที่ $\tilde{S}_{mv} = 150\text{rad/s}$	160
7.15 ผลการทดสอบการขาดเสถียรภาพที่ $\tilde{S}_{mv} = 200\text{rad/s}$	161
7.16 ผลการทดสอบการขาดเสถียรภาพที่ $\tilde{S}_{mv} = 250\text{rad/s}$	161
7.17 ผลการทดสอบแนวโน้มการขาดเสถียรภาพ	163
7.18 ผลการทดสอบจากชุดทดสอบเมื่อระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ	164
7.19 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก	164

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
7.20	บล็อกไดโอดแกรมของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง ที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก.....	164
7.21	ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} , $I_{L,boost}$, $V_{O,buckboost}$ และ V_{pv} ในสถานะแรก (กรณีที่มีลูบยกเล็ก).....	169
7.22	ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในสถานะแรก (กรณีที่มีลูบยกเล็ก).....	169
7.23	ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} , $I_{L,boost}$, $V_{O,buckboost}$ และ V_{pv} ในสถานะที่ 2 (กรณีที่มีลูบยกเล็ก).....	170
7.24	ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในสถานะที่ 2 (กรณีที่มีลูบยกเล็ก).....	170
7.25	คู่มือเด่นของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วย วิธีลูบยกเล็ก.....	171
7.26	ผลการจำลองสถานการณ์ขึ้นย่นการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ.....	172
7.27	ผลการวิเคราะห์ค่า K_{FB} สำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพ.....	173
7.28	ผลการบรรเทาการขาดเสถียรภาพเมื่อ $K_{FB} = 0$ และ $K_{FB} = 3$ ที่พิกัดของระบบ.....	174
7.29	ผลการจำลองสถานการณ์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพเมื่อ $K_{FB} = 0$	174
7.30	ผลการจำลองสถานการณ์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพเมื่อ $K_{FB} = 3$	175
7.31	ผลการทดสอบด้วยวิธีลูบยกเล็กที่ค่าแบนด์วิธ $\tilde{S}_{nv} = 150\text{rad/s}$	176
7.32	ผลการทดสอบด้วยวิธีลูบยกเล็กที่ค่าแบนด์วิธ $\tilde{S}_{nv} = 200\text{rad/s}$	177
7.33	ผลการทดสอบด้วยวิธีลูบยกเล็กที่ค่าแบนด์วิธ $\tilde{S}_{nv} = 250\text{rad/s}$	178
7.34	ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กด้วยค่า $K_{FB} = 3$ ที่ค่าแบนด์วิธ $\tilde{S}_{nv} = 150\text{rad/s}$	179
7.35	ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กด้วยค่า $K_{FB} = 3$ ที่ค่าแบนด์วิธ $\tilde{S}_{nv} = 200\text{rad/s}$	179
7.36	ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กด้วยค่า $K_{FB} = 3$ ที่ค่าแบนด์วิธ $\tilde{S}_{nv} = 250\text{rad/s}$	180

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ก.1.1 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 750 W/m^2	196
ก.1.2 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 500 W/m^2	197
ก.1.3 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2	198
ก.2.1 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 750 W/m^2	200
ก.2.2 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 500 W/m^2	201
ก.2.3 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2	202



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันปัญหาสถานะ โลกร้อนที่เกิดจากก๊าซเรือนกระจกเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้แนวโน้มการใช้พลังงานไฟฟ้าที่ได้จากแหล่งพลังงานทดแทนมีจำนวนเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากเป็นพลังงานที่สะอาด ไม่มีการปล่อยก๊าซเรือนกระจก แหล่งพลังงานทดแทนที่ใช้งานมีหลายประเภท (Alrikabi 2014) เช่น แหล่งพลังงานทดแทนจากเซลล์แสงอาทิตย์ แหล่งพลังงานทดแทนจากพลังงานลม แหล่งพลังงานทดแทนจากคลื่นในทะเล เป็นต้น กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจากแหล่งพลังงานทดแทนที่กล่าวมาข้างต้นโดยส่วนใหญ่มีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเป็นไฟฟ้ากระแสตรง อีกทั้งความก้าวหน้าของเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์กำลังในปัจจุบันส่งผลให้การใช้งานระบบไฟฟ้ากระแสตรงในปัจจุบันมีจำนวนเพิ่มมากขึ้น (Mohsenian-Rad and Davoudi 2013) ตัวอย่างระบบที่ใช้งานระบบไฟฟ้ากระแสตรงได้แก่ ระบบแหล่งจ่ายสำหรับสถานีสื่อสาร (Gruzs and Hall 2000) ระบบศูนย์กลางในการรับ-ส่งข้อมูล (Kwasinski 2011) และระบบไฟฟ้าสำหรับยานพาหนะ (A. Emadi, M. Ehsani et al. 2003) เป็นต้น ความก้าวหน้าในการพัฒนาทางด้านเทคโนโลยีที่ทำให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสามารถควบคุมการทำงานของระบบได้เป็นอย่างดี ข้อมูลที่กล่าวมาข้างต้นเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้ระบบไฟฟ้ากระแสตรงสามารถใช้งานได้หลากหลายมากกว่าในอดีตที่ผ่านมา ซึ่งนำไปสู่การนำเอาระบบไฟฟ้ากระแสตรงมาใช้งานในส่วนของการอยู่อาศัยและภาคอุตสาหกรรมเพิ่มมากขึ้น รูปแบบการใช้งานระบบไฟฟ้ากระแสตรงในปัจจุบันแบ่งออกเป็นหลายประเภท เช่น ระบบไฟฟ้าภายในครัวเรือน (D. Boroyevich, I. Cvetkovic et al. 2010) สถานีชาร์จพลังงานไฟฟ้าสำหรับยานพาหนะสาธารณะ (T. Dragicevic, S. Susic et al. 2014) และระบบสะสมพลังงานไฟฟ้าแบบผสมผสาน (Jiang and Dougal 2006) เป็นต้น แนวโน้มการใช้งานระบบไฟฟ้ากระแสตรงดังกล่าวเป็นกรอบแนวคิดที่ถูกนำมาใช้สำหรับพัฒนาไปสู่ระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก (DC micro-grids, DCMGs) ระบบดังกล่าวยังไม่ปรากฏการใช้งานในประเทศไทยแต่งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้ทำการศึกษาไว้เนื่องจากในต่างประเทศได้นำระบบดังกล่าวมาใช้แล้วและคาดว่าในอนาคตระบบดังกล่าวจะถูกพัฒนาขึ้นในประเทศไทย การใช้งานระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กเป็นส่วนที่ทำให้ระบบหลักของส่วนกลางสามารถรองรับโหลดที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากระบบหลักที่มีขนาดใหญ่สามารถเชื่อมต่อหลาย ๆ ระบบโครงข่ายขนาดเล็ก

เข้าไว้ด้วยกันทำให้เกิดความยืดหยุ่นในการรองรับโหลดได้มากยิ่งขึ้น แต่อย่างไรก็ตาม โหลดที่ใช้ งานโดยส่วนใหญ่เป็นโหลดทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าประเภท ต่าง ๆ เช่น วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าเอชเป็นดีซี วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าดีซีเป็นดีซี เป็นต้น วงจร แปลงผันกำลังไฟฟ้าที่กล่าวมาข้างต้นโดยส่วนใหญ่ถูกนำไปใช้สำหรับควบคุมความเร็วรอบของ มอเตอร์หรือใช้สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของโหลด วงจรแปลงผันไฟฟ้าที่มีการควบคุมได้รับความ นิยมและนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลายทั้งระบบไฟฟ้าบนเครื่องบิน เรือดำน้ำ รถไฟฟ้า และ ระบบควบคุมกระบวนการผลิตในภาคอุตสาหกรรม สาเหตุนั้นมาจากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มี การควบคุมดังกล่าวให้ประสิทธิภาพสูง การบำรุงรักษาต่ำ อีกทั้งยังสามารถควบคุมการทำงานได้ ง่าย ไม่ซับซ้อน แต่อย่างไรก็ตาม โหลดอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการควบคุมมีพฤติกรรมเสมือน โหลด กำลังไฟฟ้าคงตัว (Jusoh 2004, Emadi, Khaligh et al. 2006, Kim and Williamson 2011) เมื่อนำ โหลดชนิดดังกล่าวมาต่อกับระบบไฟฟ้าจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบโดยตรง (Emadi, Khaligh et al. 2006, Kim and Williamson 2011) ซึ่งอาจทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึง พิกัดของระบบ การขาดเสถียรภาพอาจส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมได้ สาเหตุ ดังกล่าวจึงมีความจำเป็นที่ต้องศึกษาและตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่มีการจ่ายโหลด กำลังไฟฟ้าคงตัวโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้องของระบบไฟฟ้า การ วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบทำให้สามารถคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพและ หลีกเลี่ยงปัญหาที่ส่งผลกระทบต่อระบบควบคุม ยิ่งไปกว่านั้นข้อมูลที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ ภายใต้อุปกรณ์สามารถนำไปใช้เป็นข้อมูลในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบได้ในอนาคต

การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าโดยทั่วไปจะเป็น แบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลา (time-varying model) เนื่องจากผลของการสวิตช์ในวงจรแปลงผันเมื่อ นำไปใช้สำหรับวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจะมีความยุ่งยากและซับซ้อน ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึง ต้องหาวิธีการในการทำแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลาให้เป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา (time – invariant model) ซึ่งพบว่ามีหลายวิธีการแต่ที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน มี 3 วิธีได้แก่ วิธีที่ 1 เรียกว่า วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (generalized state-space averaging, GSSA) ซึ่งเป็นวิธีที่ได้รับความนิยมกันอย่างแพร่หลายสำหรับการหาแบบจำลองของวงจรแปลงผันของระบบส่งกำลังไฟฟ้า กระแสตรง (DC distribution system) (Emadi 2001, Emadi 2004, Han, Wang et al. 2007) รวมถึง วงจรเรียงกระแสที่มีการควบคุมและไม่มีการควบคุมในระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับหนึ่ง เฟสและวงจรเรียงกระแสแบบหกและสิบสองพัลส์ในระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสามเฟส (Baghrmian and Forsyth 2004) ข้อดีของวิธีการนี้คือเป็นวิธีการที่เหมาะสมกับวงจรแปลงผันดีซีเป็นดี ซี ซึ่งแบบจำลองที่ได้จะมีความแม่นยำและไม่ซับซ้อน แต่อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวหากนำมาใช้

กับระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส แบบจำลองที่ได้จะมีความซับซ้อนเป็นอย่างมาก วิธีที่ 2 คือ วิธีค่าเฉลี่ยแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear average-value) วิธีนี้ใช้สำหรับหาแบบจำลองของวงจรเรียงกระแสแบบหกพัลส์และสิบสองพัลส์ (Uan-Zo-li, Burgos et al. 2004) วิธีการดังกล่าวเป็นวิธีการที่ง่ายและแบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้นไม่ซับซ้อน แต่มีข้อเสียคือมีค่าความคลาดเคลื่อนและไม่สามารถพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ ซึ่งหากมีอุปกรณ์ใหม่ในระบบเพิ่มจากเดิมจำเป็นต้องมีการพิสูจน์สมการใหม่จึงทำให้มีความยืดหยุ่นน้อยเมื่อนำมาใช้พิสูจน์แบบจำลองของระบบ วิธีที่ 3 คือ วิธีดีคิว (DQ method) (Rim, Hu et al. 1990, Rim, Choi et al. 1994, Soo-Bin, Nam-Sup et al. 1998) ซึ่งเป็นวิธีการที่เหมาะสมกับระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสแบบจำลองที่ได้ไม่ซับซ้อน มีความยืดหยุ่นสูง อีกทั้งยังสามารถนำมาใช้กับระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสที่มีความซับซ้อนได้ ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะดำเนินการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยอาศัยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปร่วมกับวิธีดีคิวเพื่อให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้องและเหมาะสมที่จะนำมาใช้สำหรับการคาดเดาหาจุดขาดเสถียรภาพของระบบ

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นิยมในปัจจุบันสามารถแบ่งเป็นการวิเคราะห์เสถียรภาพอยู่ด้วยกัน 2 วิธีคือ วิธีที่ 1 การวิเคราะห์เสถียรภาพแบบเชิงเส้นมี 2 แนวทางที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน คือ การวิเคราะห์เสถียรภาพบนระนาบ S โดยใช้ทฤษฎีบทค่าเจาะจง (eigenvalue theory) (Areerak, Bozhko et al. 2009) และการวิเคราะห์เสถียรภาพบนโดเมนความถี่โดยใช้หลักการของมิดเดิลบรูคค์ (Wildrick, Lee et al. 1995) ซึ่งทั้ง 2 แนวทางที่กล่าวไว้เป็นการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ง่ายและไม่ซับซ้อน แต่ข้อจำกัดของทั้ง 2 แนวทางคือไม่สามารถพิจารณาขนาดของแอมพลิจูดที่เกิดการกระเพื่อมเมื่อระบบเกิดการขาดเสถียรภาพได้และการวิเคราะห์เสถียรภาพทั้ง 2 แนวทางจำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น วิธีที่ 2 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นสามารถวิเคราะห์เสถียรภาพได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้โดยตรงมี 2 แนวทางที่เป็นที่นิยมในปัจจุบันนั่นคือ แนวทางที่ 1 การวิเคราะห์ระนาบเฟส (phase plane analysis) (Wang and Howe 2008) เป็นวิธีการทางกราฟฟิกซึ่งสร้างการโคจรของคำตอบสมการอนุพันธ์ของระบบลงบนระนาบที่ขึ้นอยู่กับตัวแปรสถานะ (state variables) ที่สัมพันธ์กันจำนวน 2 ตัว การวิเคราะห์ระนาบเฟสนี้เป็นวิธีที่ไม่ซับซ้อนและได้ผลการวิเคราะห์ที่มีความถูกต้องแม่นยำ แต่ข้อเสียของการวิเคราะห์ระนาบเฟสคือสามารถใช้ได้เฉพาะระบบที่มีอันดับไม่เกิน 2 ถ้าหากอันดับของระบบเกิน 2 จำเป็นที่จะต้องทำการแปลงรูปแบบให้เป็นกลุ่มของระบบอันดับ 2 ซึ่งจะมีความยุ่งยากซับซ้อนหรือทำให้ผลการวิเคราะห์เกิดความผิดพลาด แนวทางที่ 2 การวิเคราะห์เสถียรภาพโดยตรงของเลียปูนอฟ (Lyapunov's direct method) (Pai and

Sauer 1989) เป็นวิธีการที่มีความสำคัญและได้รับความนิยมนับเป็นอย่างมากสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพราะนอกจากจะให้ผลที่มีความถูกต้องแม่นยำแล้วยังสามารถที่จะประมาณขอบเขตของการมีเสถียรภาพแบบเชิงเส้นกำกับได้อีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามวิธีการนี้จำเป็นต้องคำนวณหาฟังก์ชันเลียปูนอฟของระบบที่พิจารณาหลังจากนั้นนำฟังก์ชันที่ได้ไปตรวจสอบเสถียรภาพตามทฤษฎีการมีเสถียรภาพของเลียปูนอฟ ซึ่งข้อเสียของวิธีการนี้คือไม่มีวิธีการทั่วไปสำหรับการหาฟังก์ชันเลียปูนอฟและในทางปฏิบัติการคำนวณหาฟังก์ชันเลียปูนอฟมีความยุ่งยากและซับซ้อนมาก อีกทั้งยังมีข้อจำกัดสำหรับระบบที่มีโครงสร้างซับซ้อน ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงดำเนินการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีการที่ง่ายสุดนั่นคือการวิเคราะห์เสถียรภาพแบบเชิงเส้นโดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง แต่เนื่องจากแบบจำลองของระบบเป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้นจึงอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งเพื่อทำให้แบบจำลองดังกล่าวเป็นเชิงเส้นก่อนนำไปใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงมีความสะดวก ไม่ซับซ้อน และสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการคาดเดาแนวโน้มการขาดเสถียรภาพของระบบได้อย่างชัดเจน

การดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์หลังจากได้ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยวิธีการที่อธิบายไว้ข้างต้นคือพิจารณาจุดที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพว่าอยู่ภายใต้พิสัยของระบบหรือไม่ ถ้าในกรณีที่ระบบมีจุดเกิดการขาดเสถียรภาพที่มากกว่าพิสัยของระบบนั้นหมายถึงไม่มีความจำเป็นที่จะต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ แต่ในทางกลับกันหากจุดที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพอยู่ภายใต้พิสัยของระบบที่ตั้งไว้ก็มีความจำเป็นที่จะต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ เนื่องจากข้อมูลจากการวิเคราะห์เสถียรภาพนั้นใช้สำหรับการคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพแต่ยังไม่สามารถทำให้ระบบไฟฟ้ากำลังทำงานที่ระดับกำลังไฟฟ้าสูงขึ้นหรือจนถึงพิสัยของระบบจากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพเพื่อทำให้ระบบที่ขาดเสถียรกลับมา มีเสถียรภาพได้ตลอดย่านการทำงานจนถึงพิสัยที่ตั้งไว้แบ่งได้เป็น 2 วิธีคือ วิธีที่ 1 วิธีแบบพาสซีฟ (Cespedes, Xing et al. 2011) เป็นการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุ หรือลดค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองเพื่อทำให้ระบบมีเสถียรภาพในการจ่ายโหลดได้สูงขึ้น รวมถึงการเพิ่มค่าความต้านในระบบ ซึ่งวิธีการดังกล่าวง่ายต่อการออกแบบและการนำไปใช้งานจริง แต่มีข้อเสียคือก่อให้เกิดกำลังงานสูญเสียในวงจรกรอง ราคาแพง วิธีที่ 2 วิธีการแบบแอคทีฟแบ่งได้เป็น 2 แนวทางคือ แนวทางที่ 1 การควบคุมด้านแหล่งจ่าย (Rahimi and Emadi 2009) และแนวทางที่ 2 เป็นการควบคุมด้านโหลด (Mohamed, Radwan et al. 2012) สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะพิจารณาการบรรเทาการขาดเสถียรภาพโดยเลือกการควบคุมด้านแหล่งจ่าย เนื่องจากหากแหล่งจ่ายของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง

ขนาดเล็กมีปัญหาจะทำให้ระบบเกิดความผิดพลาดในการควบคุมได้และเพื่อให้ระบบดังกล่าวสามารถทำงานที่ระดับกำลังไฟฟ้าของโหลดที่สูงขึ้นได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ ซึ่งการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยการควบคุมด้านแหล่งจ่ายมี 2 วิธีที่นิยมใช้ในปัจจุบันคือวิธีการห่วงแบบแอคทีฟ (Radwan and Mohamed 2012) และวิธีลูบยกเล็ก (Rahimi, Williamson et al. 2010, Areerak, Sopapirm et al. 2018) ซึ่งเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับนำไปประยุกต์ใช้ได้กับระบบทั่วไป แต่อย่างไรก็ตามวิธีการห่วงแบบแอคทีฟเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ยังต้องมีการเพิ่มอุปกรณ์ตรวจวัดเข้าไปในระบบ ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ประยุกต์ใช้วิธีลูบยกเล็กสำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพทางฝั่งแหล่งจ่ายของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก ซึ่งจากงานวิจัยในอดีตพบว่าไม่เคยมีการประยุกต์ใช้วิธีการดังกล่าวกับระบบไฟฟ้าที่พิจารณามาก่อน การยืนยันผลการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบจะดำเนินการด้วยการจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB นอกจากนี้ยังมีการสร้างชุดทดสอบเพื่อยืนยันผลจากชุดทดสอบเพื่อให้งานวิจัยวิทยานิพนธ์มีความน่าเชื่อถือมากขึ้น สำหรับรายละเอียดเกี่ยวกับบริษัทผู้ระดมทุนและงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องได้นำเสนอรายละเอียดไว้ในบทที่ 2 เป็นลำดับถัดไป

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

1.2.1 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับสถาปัตยกรรมและการควบคุมระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก

1.2.2 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับผลกระทบของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวต่อเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก

1.2.3 เพื่อศึกษ่องค์ความรู้เกี่ยวกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ

1.2.4 เพื่อศึกษ่องค์ความรู้และพัฒนาเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพและการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ

1.2.5 เพื่อศึกษ่องค์ความรู้ในการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปสำหรับยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพและการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก

1.2.6 เพื่อศึกษาองค์ความรู้ในการสร้างชุดทดสอบที่ใช้สำหรับยืนยันผลการทดสอบทั้งการวิเคราะห์เสถียรภาพและการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 การจำลองสถานการณ์ของระบบในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้การจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB

1.3.2 ระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เป็นระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวทั้งที่เป็นแบบอุดมคติและเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคส์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

1.3.3 การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาอาศัยการผสมผสานระหว่างวิธีคิดร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

1.3.4 การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในส่วนของแหล่งพลังงานทดแทนที่มีการตามรอยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะไม่พิจารณาผลกระทบที่เกิดจากพลวัตของอัลกอริทึมในการตามรอยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด

1.3.5 ตัวควบคุมที่ใช้สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางเป็นตัวควบคุมพีไอ

1.3.6 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบสองทิศทางได้ใช้วิธีการแบบดั้งเดิมที่อาศัยพื้นฐานความรู้จากทฤษฎีระบบควบคุมมาประยุกต์ใช้กับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้น

1.3.7 การบรรเทาการขาดเสถียรภาพใช้การป้อนกลับแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีลูปลยเล็กมาประยุกต์ใช้ในลูปลยตัวควบคุมพีไอที่มีอยู่เดิมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง

1.4 ขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์พิจารณาเฉพาะการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่านั้น

1.4.2 การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางและวงจรแปลงผันแบบบูสต์จะพิจารณาการทำงานในย่านโหมดการนำกระแสต่อเนื่องเท่านั้น (continuous conduction mode, CCM)

1.4.3 การยืนยันการขาดเสถียรภาพของระบบใช้การจำลองสถานการณ์ของระบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป SimPowerSystem™ ใน SIMULINK

1.4.4 การบรรเทาการขาดเสถียรภาพจะพิจารณาในส่วนของระบบส่งจ่ายเอซีเป็นดิซีที่มีการประยุกต์ใช้การป้อนกลับแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยเทคนิคคูปกเล็กกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิจัยวิทยานิพนธ์

1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ร่วมกันระหว่างวิธีคิดและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ

1.5.3 ได้องค์ความรู้ด้านการวิเคราะห์เสถียรภาพที่อาศัยวิธีการเชิงเส้นสำหรับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

1.5.4 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่อาศัยทฤษฎีระบบควบคุม

1.5.5 ได้องค์ความรู้การสร้างชุดทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ

1.5.6 ได้องค์ความรู้การค้นหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอที่เหมาะสมที่สุดของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัสก์-บัสต์ด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งวงจรมุ่งกล่าวจะนำมาใช้เป็นโหลดของระบบสำหรับชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ

1.5.7 ได้บทความวิจัยได้เผยแพร่ระดับชาติหรือระดับนานาชาติ

1.6 จุดเด่นของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

1.6.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงที่ตกกระทบแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ต่อเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก การเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงที่ตกกระทบแหล่งพลังงานดังกล่าวส่งผลให้ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของแหล่งพลังงานมีการเปลี่ยนแปลง

1.6.2 งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอการบรรเทาการขาดเสถียรภาพสำหรับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กด้วยวิธีการป้อนกลับแบบไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้เทคนิคลูบยกเล็ก

1.7 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัยวิทยานิพนธ์

รูปเล่มรายงานวิทยานิพนธ์มีส่วนประกอบจำนวน 8 บท โดยในแต่ละบทได้นำเสนอรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำได้นำเสนอความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตการวิจัย และประโยชน์คาดว่าจะได้รับการวิจัย

บทที่ 2 นำเสนอการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสถาปัตยกรรมและการควบคุมระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก ผลของโหลดกำลังไฟฟ้าที่มีผลต่อเสถียรภาพ การพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพ และการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่มีอุปกรณ์สวิตช์เป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

บทที่ 3 นำเสนอการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ทั้งในกรณีที่เป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติและโหลดวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดัน

บทที่ 4 นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติโดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจง

บทที่ 5 นำเสนอการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ รวมถึงการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปเพื่อยืนยันผลการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

บทที่ 6 นำเสนอการสร้างชุดทดสอบสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพและบรรเทาการขาดเสถียรภาพ โดยในส่วนของโหลดใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

บทที่ 7 นำเสนอผลการทดสอบจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ ทั้งในส่วนของ การวิเคราะห์เสถียรภาพและการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก

บทที่ 8 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกในงานวิจัยวิทยานิพนธ์มีทั้งหมด 8 ส่วนซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

- ภาคผนวก ก. แสดงส่วนเพิ่มเติมของผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

- *ภาคผนวก ข.* แสดงบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์
- *ภาคผนวก ค.* แสดงรายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก
- *ภาคผนวก ง.* แสดงรายละเอียดการโปรแกรมการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปด้วยบอร์ด TMDSDCOK28335 สำหรับจำลองสถานการณ์กรณีที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ
- *ภาคผนวก จ.* แสดงรายละเอียดการโปรแกรมตัวควบคุมในบอร์ด TMDSDCOK28335 สำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง
- *ภาคผนวก ฉ.* แสดงรายละเอียดการโปรแกรมตัวควบคุมในบอร์ด Arduino Mega2560 สำหรับควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์
- *ภาคผนวก ช.* แสดงรายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต
- *ภาคผนวก ซ.* แสดงรายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ซึ่งแบบจำลองดังกล่าวถูกทำให้เป็นเชิงเส้น

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

รายละเอียดงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทนี้นำเสนอการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว การศึกษางานวิจัยในอดีตเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญที่จะนำข้อมูลมาประยุกต์และพัฒนาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยในอดีตพบว่าการนำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสถาปัตยกรรมและการควบคุมระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก การควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าภายในระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า การบรรเทาการขาดเสถียรภาพ ซึ่งเนื้อหาในบทนี้ได้แบ่งรายละเอียดออกเป็น 5 หัวข้อดังที่กล่าวไว้แล้วข้างต้น โดยในแต่ละหัวข้อได้นำเสนองานวิจัยตามลำดับปีที่ตีพิมพ์ รวมถึงอธิบายสาระสำคัญของงานวิจัยนั้นพร้อมทั้งสรุปองค์ความรู้ที่ได้จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องในแต่ละงานไว้พอสังเขป ในส่วนท้ายของการศึกษางานวิจัยในอดีตนี้จะได้นำเสนองานวิจัยที่ได้พัฒนาต่อยอดสำหรับใช้เป็นระบบที่ศึกษาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงงานวิจัยในอดีตเกี่ยวกับการใช้งานและการควบคุมโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก ซึ่งระบบดังกล่าวมีแหล่งพลังงานที่ได้จากจากพลังงานทดแทน เช่น แหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ พลังงานลม เป็นต้น งานวิจัยในอดีตในหัวข้อนี้ส่วนใหญ่เป็นการพัฒนาในด้านของการจัดพลังงาน ทั้งการไหลของกำลังไฟฟ้าหรือการควบคุมส่วนประกอบต่าง ๆ ภายในระบบ นอกจากนี้ยังมีการนำเสนอมาตรฐานระดับกำลังไฟฟ้าของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก ซึ่งรายละเอียดในหัวข้อนี้จะได้นำไปประยุกต์ใช้เป็นระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รายละเอียดดังกล่าวแสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2012	Saint, B	นำเสนอรายละเอียดการใช้งานโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง โดยในรายละเอียดดังกล่าวเป็นข้อสรุปของพิกัดการใช้งานของระบบ ข้อจำกัดในการใช้งาน ซึ่งรายละเอียดดังกล่าวยังถูกกำหนดไว้ในมาตรฐาน IEEE 1547
2014	Shafiee, Q., T. Dragičević, J. C. Vasquez and J. M. Guerrero	นำเสนอการใช้งานโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงและการควบคุม ซึ่งประยุกต์ใช้งานกับกลุ่มของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กหลาย ๆ กลุ่ม อีกทั้งยังได้กล่าวถึงลำดับขั้นตอนในการควบคุมการทำงานของโครงข่ายดังกล่าว
2014	T. Dragicevic, J. M. Guerrero and J. C. Vasquez	นำเสนอกลยุทธ์ในการควบคุมระบบแบบอัตโนมัติสำหรับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กผ่านสายส่งที่มีการติดสัญญาณฟังก์ชันไซน์เข้าไปในสายส่งกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่มีอยู่ จากนั้นจึงทำการแยกสัญญาณเพื่อควบคุมระบบในแต่ละส่วน
2016	T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez and J. M. Guerrero	นำเสนอแนวคิดในการหันมาใช้งานโครงข่ายการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กเพื่อลดความซับซ้อนของการจัดการกำลังไฟฟ้า โดยในส่วนของที่ 1 (Part I) กล่าวถึงการควบคุมและเสถียรภาพของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก และในส่วนของที่ 2 (Part II) กล่าวถึงรูปแบบสถาปัตยกรรมที่มีการใช้งานในปัจจุบัน รวมถึงมาตรฐานในการใช้งานโครงข่ายดังกล่าว

งานวิจัยในส่วนที่กล่าวมาข้างต้นเป็นส่วนสำคัญในการนำไปพิจารณาระบบไฟฟ้าสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอระบบแบบบัสเดี่ยวซึ่งเป็นระบบพื้นฐานของระบบอื่น ๆ อีกทั้งยังมีการนำเสนอมาตรฐานขนาดของระบบที่ได้ถูกกำหนดตาม IEEE 1547 ในส่วนของการศึกษายานที่เกี่ยวข้องกับผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวได้นำเสนอไว้ในหัวข้อถัดไป

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ

การใช้งานวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในปัจจุบันได้รับความนิยมเป็นอย่างมากโดยเฉพาะวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการควบคุม ซึ่งเมื่อนำวงจรดังกล่าวมาเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าโดยตรง งานวิจัยในอดีตที่ได้มีการศึกษาผลกระทบดังกล่าวแสดงไว้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1976	MIDDLEBROOK, R. D.	บทความนี้นำเสนอผลกระทบจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวต่อระบบไฟฟ้าโดยรวม ซึ่งโหลดในลักษณะนี้จะมีลักษณะเป็นค่าตัวต้านทานติดลบ นอกจากจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบแล้ว ยังส่งผลทำให้เป็นที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นระบบไฟฟ้าที่มีโหลดลักษณะดังกล่าวจึงมีความจำเป็นที่ต้องมีการวิเคราะห์เสถียรภาพเพื่อหลีกเลี่ยงการขาดเสถียรภาพที่จะส่งผลให้เกิดความเสียหายได้
2004	Jusoh, A. B.	บทความนี้นำเสนอผลกระทบของการขาดเสถียรภาพที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว รวมถึงทฤษฎีการออกแบบวงจรกรองและการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์ดังกล่าว
2005	C. Rivetta, G. A. Williamson and A. Emadi	บทความนี้เสนอวงจรแปลงผันอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการควบคุมและวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีการควบคุมความเร็วรอบที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพ รวมถึงการขาดเสถียรภาพเนื่องจากผลกระทบที่เกิดจากอิมพีแดนซ์เชิงลบของระบบไฟฟ้าในเรือดำนํ้า

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	Emadi, A., A. Khaligh, C. H. Rivetta and G. A. Williamson	บทความนี้นำเสนอโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวและการขาดเสถียรภาพเนื่องจากอิมพีแดนซ์เชิงลบในระบบยานยนต์
2009	Areerak, K., S. V. Bozhko, L. d. Lillo, G. M. Asher, D. W. P. Thomas, A. Watson and T. Wu	บทความนี้เสนอการขาดเสถียรภาพของอิมพีแดนซ์เชิงลบ ด้วยโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีเพิ่มมากขึ้นในระบบไฟฟ้าบนเครื่องบิน

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันที่เกี่ยวข้องกับผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่ส่งผลต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังดังที่แสดงในตารางที่ 2.2 พบว่าโหลดของระบบไฟฟ้าที่เป็นวงจรแปลงผันกำลังประเภทต่าง ๆ ที่มีการควบคุมจะมีค่ากำลังไฟฟ้าคงที่มีค่าขึ้นอยู่กับจุดปฏิบัติงานของโหลดวงจรแปลงผันดังกล่าว วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการควบคุมจึงมีพฤติกรรมเปรียบเสมือนโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โหลดดังกล่าวมีลักษณะเป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่อเข้ากับระบบโดยรวม โดยทั่วไปโหลดจะถูกต่อเข้ากับระบบไฟฟ้ากำลังผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่อเข้ากับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจะลดค่าความหน่วงของวงจรรอง (damping) การที่ค่าความหน่วงของวงจรรองลดลงจะทำให้เกิดการกระเพื่อมของสัญญาณสูงขึ้น ซึ่งหากสัญญาณที่กระเพื่อมนั้นเกิดการลู่ออกจากจุดการทำงานเดิมจะเรียกสภาวะนี้ว่าระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ หากเป็นในระบบแหล่งจ่ายที่ไม่มีการควบคุมเมื่อถึงจุดหนึ่งสัญญาณจะกระเพื่อมอย่างคงที่ แต่หากแหล่งจ่ายที่มีการควบคุมสัญญาณจะกระเพื่อมจนทำให้ระบบเกิดความผิดพลาดในการควบคุม แต่อย่างไรก็ตามแหล่งจ่ายทั้ง 2 ประเภทก็ไม่ควรทำงานในสภาวะที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ เพราะหากระบบเกิดการขาดเสถียรภาพแล้วจะทำให้เกิดผลเสียหลายประการ เช่น สูญเสียการควบคุมทั้งระบบ สมรรถนะในการทำงานของระบบควบคุมลดลง อุปกรณ์สวิตช์เกิดความเสียหาย เป็นต้น ด้วยเหตุนี้จึงจำเป็นที่จะต้องมีการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 2.4 และ หัวข้อที่ 2.5 ตามลำดับ

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

ในหัวข้อนี้ได้นำเสนองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับแนวทางการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้า การดำเนินงานวิจัยในส่วนนี้มุ่งเน้นหาแนวทางการพิสูจน์เพื่อให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เนื่องจากแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลาหากนำไปใช้วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจะมีความซับซ้อนเป็นอย่างมาก งานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันกำลังในระบบไฟฟ้าเพื่อให้ได้แบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาแสดงได้ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1990	Rim, C. T., D. Y. Hu and G. H. Cho	บทความนี้นำเสนอการแปลงวงจรอินเวอร์เตอร์วงจรเรียงกระแส และวงจรไซโคลคอนเวอร์เตอร์ให้อยู่บนแกนดีคิว ในรูปของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับเวลา
1991	Sanders, S. R., J. M. Noworolski, X. Z. Liu and G. C. Verghese	บทความนี้เสนอวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะสำหรับวงจรแปลงผันอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบใช้พีดีบีเบิลยูเอ็มสำหรับการสวิตช์ รวมถึงการนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันแบบเรโซแนนซ์ประเภทต่าง ๆ
1993	Sudhoff, S. D. and O. Wasynczuk	บทความนี้เสนอการวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรแปลงผันที่มีโหลดเป็นเครื่องจักรกลแบบซิงโครนัส
1994	Rim, C. T., N. S. Choi, G. C. Cho and G. H. Cho	บทความนี้เสนอการแปลงวงจรไปอยู่บนแกนดีคิว สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ใช้เทคนิคการควบคุมการจ่ายกระแสด้วยพีดีบีเบิลยูเอ็ม
1997	Mahdavi, J., A. Emaadi, M. D. Bellar and M. Ehsani	บทความนี้เสนอการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันดีซีเป็นดีซี ด้วยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1998	Soo-Bin, H., C. Nam-Sup, R. Chun-Taik and C. Gyu-Hyeong	บทความนี้แนะนำเสนอการแปลงวงจรให้อยู่บนแกนดียวของวงจรเรียงกระแสสามเฟสโดยใช้เทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม รวมถึงการพิสูจน์สมการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรสมมูลบนแกนดียว
1998	Jianping, X. and C. Q. Lee	บทความนี้แนะนำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปสำหรับการวิเคราะห์ของวงจรแปลงผันแบบเรโซแนนซ์เสมือน
2004	Baghrmian, A. and A. J. Forsyth	บทความนี้แนะนำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบ 12 พัลส์ ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โดยใช้วิธีการค่าเฉลี่ยแบบไม่เป็นเชิงเส้น
2007	Han, L., J. Wang and D. Howe	บทความนี้แนะนำเสนอการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยใช้วิธีการค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ 6 พัลส์ และ 12 พัลส์
2008	Areerak, K., S. V. Bozhko, G. M. Asher and D. W. P. Thomas	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นสามเฟสแบบบริดจ์ ซึ่งมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวขนานกับตัวต้านทาน โดยวิธีการแปลงดีคิว และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยวิธีค่าเจาะจง พร้อมทั้งศึกษาเกี่ยวกับพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อเสถียรภาพ
2008	Areerak, K., S. V. Bozhko, G. M. Asher and D. W. P. Thomas	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมด้วยพีดับเบิลยูเอ็ม โดยใช้วิธีการแปลงดีคิว และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยวิธีค่าเจาะจง พร้อมทั้งแสดงผลการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์

การสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่มีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมีจุดประสงค์ที่สำคัญนั่นคือเพื่อให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับการวัด ซึ่งพบว่าวิธีการที่เหมาะสมสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงนั้นคือวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปและวิธีการที่เหมาะสมสำหรับระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสนั้นคือวิธีคิคว พิจารณาจากระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กพบว่ามีส่วนประกอบทั้งระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสและวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นจึงได้ผสมผสานระหว่างวิธีคิควร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปเพื่อให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่ไม่ขึ้นอยู่กับการวัดเพื่อใช้สำหรับวิเคราะห์เสถียรภาพ ซึ่งได้นำเสนอรายละเอียดงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพไว้ในหัวข้อถัดไป

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า

ผลกระทบที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่กล่าวมาแล้วข้างต้นส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าอย่างมีนัยสำคัญจึงมีความจำเป็นที่ต้องมีการวิเคราะห์เสถียรภาพผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ แนวทางการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ได้จากการปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตแสดงได้ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1969	Lipo, T. A. and P. C. Krause	บทความนี้แนะนำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จากแผนภาพในควิสต์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่เชื่อมต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
1989	Pai, M. A. and P. W. Sauer	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังด้วยวิธีการตรงของเลียปูนอฟ ซึ่งเป็นการวิเคราะห์เสถียรภาพแบบไม่เป็นเชิงเส้น นอกจากนี้ยังได้นำเสนอวิธีการคำนวณหาค่าฟังก์ชันเลียปูนอฟเบื้องต้นและทำการประมาณขอบเขตการมีเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

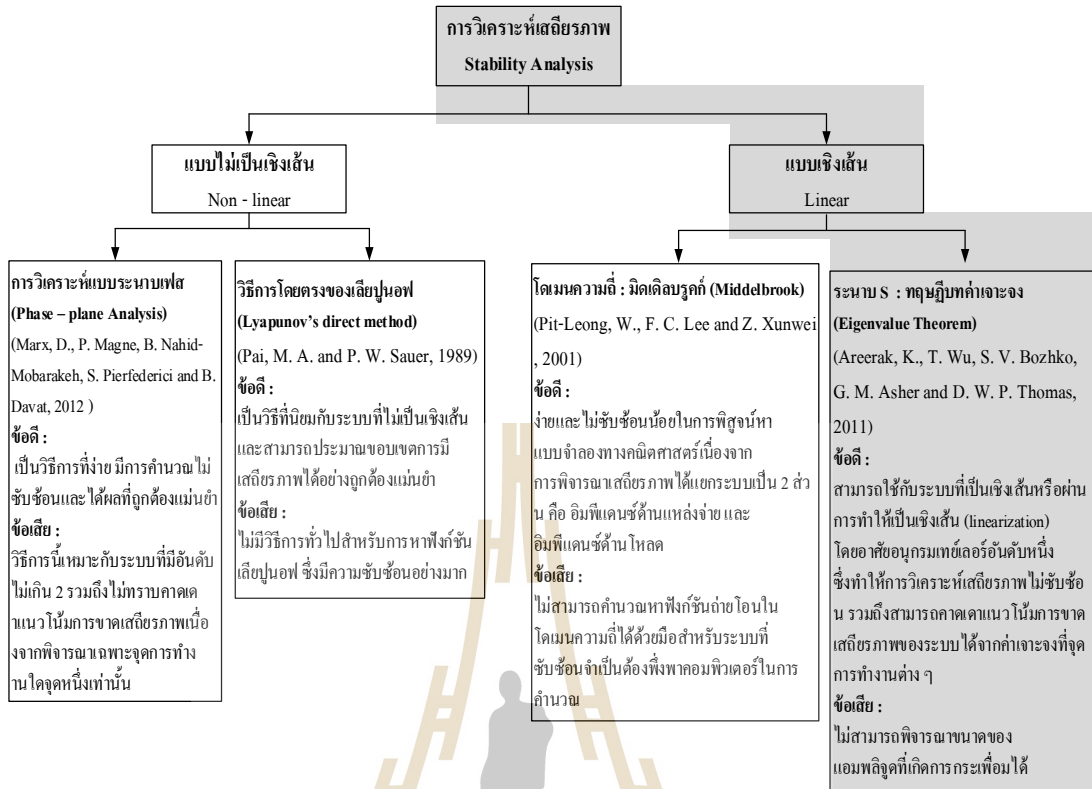
ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2000	Emadi, A., J. P. Johnson and M. Ehsani	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าแบบโซลิดสเตท (solid-state) แบบกระแสตรงที่มีขนาดใหญ่สำหรับใช้กับระบบยานอวกาศ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอรายละเอียดของการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่และสัญญาณขนาดเล็ก
2000	Ohyama, K. and K. Shinohara	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ไม่ใช้ตัวตรวจวัดความเร็วแต่อาศัยการควบคุมกระแสซิงโครนัส ซึ่งการวิเคราะห์เสถียรภาพใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก
2001	Pit-Leong, W., F. C. Lee and Z. Xunwei	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าสำหรับระบบคอมพิวเตอร์ขนาดใหญ่ ซึ่งนำเสนอเป็นวงจรแปลงผันแบบบัค การวิเคราะห์เสถียรภาพในบทความนี้ใช้วิธีการของมิดเดิลบรูคส์
2007	Coughlan, Y., P. Smith, A. Mullane and M. O. Malley	นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบกักเก็บพลังงานสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังที่มีการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ แบบจำลองดังกล่าวถูกนำไปใช้สำหรับระบบกริดของประเทศไอร์แลนด์
2009	Areerak, K., S. V. Bozhko, L. d. Lillo, G. M. Asher, D. W. P. Thomas, A. Watson and T. Wu	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยสัญญาณขนาดเล็กของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีของพลวัตชุดขับเคลื่อนสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินรวมถึงการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยวิธีดิกวิเพื่อนำไปคาดเดาจุดที่ทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ
2011	Areerak, K., T. Wu, S. V. Bozhko, G. M. Asher and D. W. P. Thomas	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินที่นำเอาผลกระทบที่เกิดจากพลวัตของตัวควบคุมแรงดันและตัวควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง

ตารางที่ 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2012	Marx, D., P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici and B. Davat	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของสัญญาณขนาดใหญ่ในระบบไฟฟ้ากำลังแบบกระแสตรงที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ทั้งนี้ยังสามารถนำเสนอผลจากชุดทดสอบเพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์ที่ได้จากการวิเคราะห์เส้นโคจรระนาบเฟส
2015	Wen, B., D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli and Z. Shen	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสผ่านแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก ระบบไฟฟ้าง่ายกว่ามีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวต่ออยู่ การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดำเนินการอยู่บนแกนดีคิว นอกจากนี้ยังมีการยืนยันผลการวิเคราะห์จากชุดทดสอบอีกด้วย
2015	Tahim, A. P. N., D. J. Pagano, E. Lenz and V. Stramosk	นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของสัญญาณขนาดเล็กสำหรับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กแบบอิสระที่มีการควบคุมแบบรูป บทความนี้ยืนยันผลด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และผลที่ได้จากชุดทดสอบ

จากปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังพบว่าสามารถแยกแนวทางการวิเคราะห์ได้เป็น 2 แนวทาง นั่นคือการวิเคราะห์แบบไม่เป็นเชิงเส้นและการวิเคราะห์แบบเป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถแสดงเป็นแผนภาพไดอะแกรมได้ ดังรูปที่ 2.1 ทั้งนี้แนวการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์แสดงได้ดังกรอบสีเทาในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แผนภาพไดอะแกรมแนวทางการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า

พิจารณาจากแผนภาพการวิเคราะห์เสถียรภาพในรูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นถึงแนวทางการวิเคราะห์เสถียรภาพ แนวทางแรกในการวิเคราะห์เสถียรภาพแบบเชิงเส้นจะมี 2 วิธีการที่นิยมใช้กันในปัจจุบันคือ วิธีการบนระนาบ S โดยใช้ทฤษฎีบทค่าเฉพาะจริงและวิธีการบนโดเมนความถี่โดยใช้หลักการของมิเดิลบรูค ซึ่งทั้ง 2 วิธีการนี้เป็นวิธีการที่ง่ายและไม่ซับซ้อน แต่มีข้อจำกัดคือไม่สามารถพิจารณาขนาดของแอมพลิจูดที่เกิดการกระเพื่อมได้เมื่อระบบเกิดการขาดเสถียรภาพแล้ว รวมถึงการวิเคราะห์เสถียรภาพจะมีความถูกต้องเฉพาะในช่วงการทำงานที่แคบ (small range operation) เนื่องจากการวิเคราะห์เสถียรภาพของสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) แนวทางที่สองเป็นวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น สามารถวิเคราะห์เสถียรภาพได้ในช่วงการทำงานที่กว้าง (large range operation) เนื่องจากการวิเคราะห์เสถียรภาพของสัญญาณขนาดใหญ่ (large-signal) มี 2 วิธีการ คือ วิธีการวิเคราะห์แบบระนาบเฟสและวิธีการโดยตรงของเลียปูนอฟ โดยวิธีแรกเป็นวิธีการทางกราฟฟิกซึ่งจะสร้างการโคจรของคำตอบสมการอนุพันธ์ของระบบลงบนระนาบที่ขึ้นอยู่กับตัวแปรสถานะ 2 ตัว เป็นวิธีการที่ง่าย ไม่ซับซ้อนและได้ผลที่มีความถูกต้องแม่นยำ แต่ข้อเสียของวิธีการนี้คือ สามารถใช้กับระบบที่มีอันดับไม่เกิน 2 แต่จะมีความ

ยุ่งยากซับซ้อนในการสร้างการโคจรของคำตอบสมการอนุพันธ์ของระบบและอาจจะทำให้ผลการวิเคราะห์เกิดความผิดพลาดได้หากการสร้างเส้นโคจรคำตอบใช้ตัวแปรที่ไม่สัมพันธ์กัน สำหรับวิธีที่ 2 เป็นวิธีการที่มีความสำคัญและได้รับความนิยมเป็นอย่างมากสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพราะนอกจากจะให้ผลที่มีความถูกต้องแม่นยำแล้วยังสามารถที่จะประมาณขอบเขตของการมีเสถียรภาพแบบเชิงเส้นกำกับได้อีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ต้องคำนวณหาฟังก์ชันเลียปูนอฟของระบบที่พิจารณาซึ่งเป็นข้อเสียของวิธีการนี้คือไม่มีวิธีการทั่วไปสำหรับการหาฟังก์ชันเลียปูนอฟและการคำนวณหาฟังก์ชันเลียปูนอฟมีความยุ่งยากซับซ้อนเป็นอย่างมาก ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้การวิเคราะห์เสถียรภาพของด้วยวิธีการบนระนาบ S ที่อาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงเนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายและไม่ซับซ้อน อีกทั้งยังสามารถคาดเดาแนวโน้มการขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้องแม่นยำ แต่อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์เสถียรภาพที่กล่าวมาข้างต้นยังไม่สามารถทำให้ระบบไฟฟ้าทำงานที่ระดับกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น โดยที่ไม่ประสบปัญหาการขาดเสถียรภาพอันเนื่องมาจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจึงมีความจำเป็นในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ การปรับทัศนัวรรณกรรมเกี่ยวกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพได้นำเสนอไว้ในหัวข้อถัดไป

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพและงานวิจัยที่ได้รับการพัฒนาสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์

ในหัวข้อที่ผ่านมากล่าวถึงปรับทัศนัวรรณกรรมเกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า การวิเคราะห์เสถียรภาพเป็นเพียงการคาดเดาจุดที่ระบบไฟฟ้าเกิดการขาดเสถียรภาพเพื่อหลีกเลี่ยงการใช้งานในสภาวะดังกล่าวซึ่งก็ไม่สามารถทำให้สามารถใช้งานในสภาวะโหลดที่มากขึ้นได้ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าเพื่อให้สามารถใช้งานโหลดได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ จากการศึกษางานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าจนถึงปัจจุบันแสดงได้ดังตารางที่ 2.5

ตารางที่ 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2001	Logue, D. L. and P. T. Krein	บทความนี้นำเสนอแนวคิดวิธีการป้องกันการขาดเสถียรภาพของระบบโดยใช้วงจรบัฟเฟอร์กำลัง

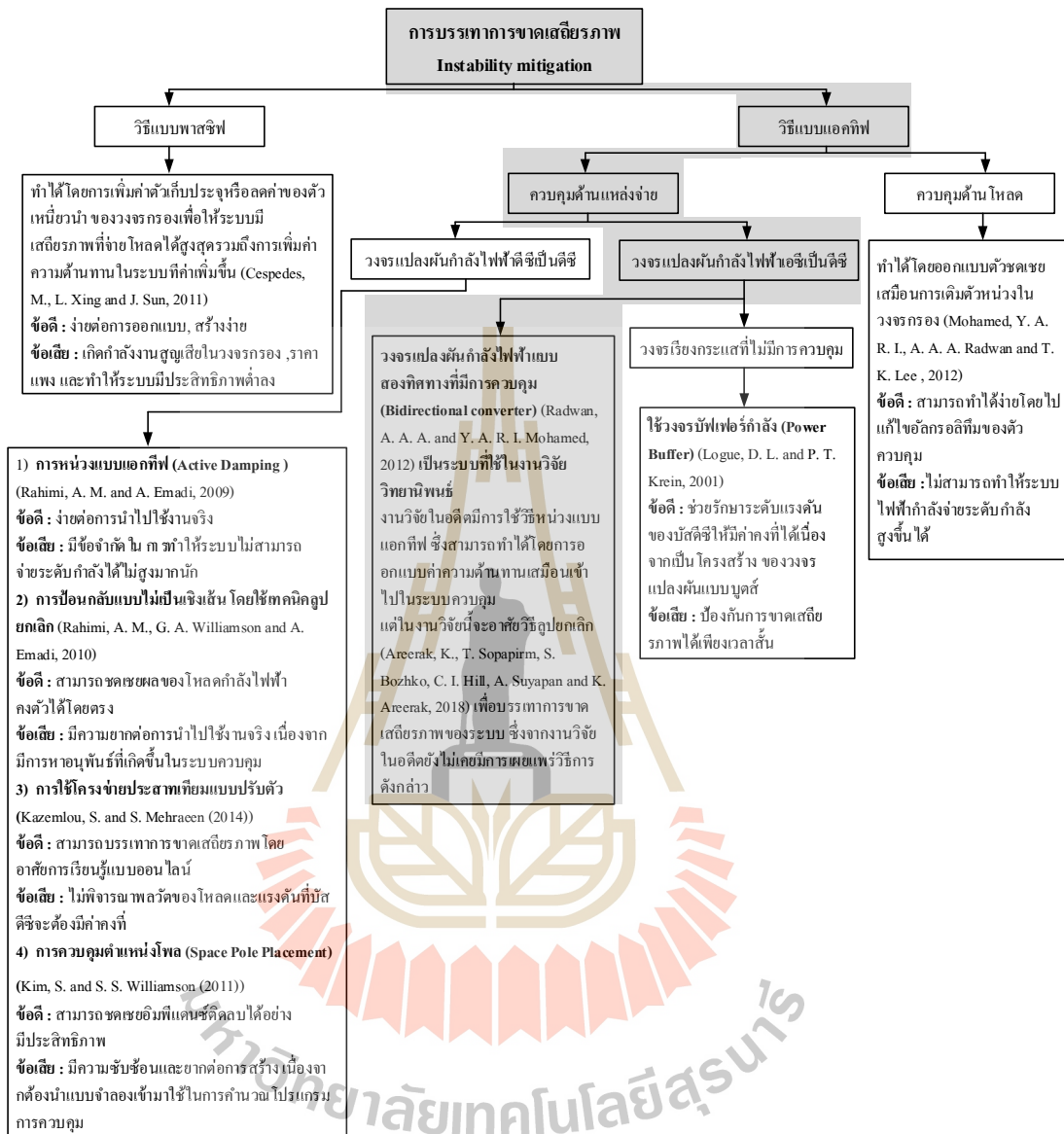
ตารางที่ 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2009	Weaver, W. W. and P. T. Krein	บทความนี้แนะนำเสนอวิธีการควบคุมวงจรบัฟเฟอร์กำลังให้เหมาะสมที่สุดสำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
2009	Rahimi, A. M. and A. Emadi	บทความนี้ได้แนะนำเสนอวิธีการห้วงแบบแอกทีฟในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของวงจรแปลงผันดิซีเป็นดิซี ซึ่งเป็นวิธีการที่นิยมใช้อย่างแพร่หลาย
2010	Rahimi, A. M., G. A. Williamson and A. Emadi	บทความนี้ได้แนะนำเสนอวิธีลูบยกเล็กในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของวงจรแปลงผันดิซีเป็นดิซี ซึ่งเป็นวิธีการที่มีสมรรถนะในการกำจัดค่าอิมพีแดนซ์ติดลบ
2011	Cespedes, M., L. Xing and J. Sun	บทความนี้แนะนำเสนอการสร้างเสถียรภาพด้วยวิธีการแบบพาสซีฟสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าดิซีเป็นดิซี
2011	Kim, S. and S. S. Williamson	บทความนี้แนะนำเสนอการควบคุมตำแหน่งโพลเด่นที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์อย่างง่ายเพื่อทำการชดเชยค่าอิมพีแดนซ์ติดลบสำหรับระบบไฟฟ้าบนเครื่องบิน
2012	Mohamed, Y. A. R. I., A. A. A. Radwan and T. K. Lee	บทความนี้ได้แนะนำเสนอการสร้างเสถียรภาพด้วยวิธีการห้วงแบบแอกทีฟในการควบคุมความเร็วรอบการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสแบบ PMSM
2012	Radwan, A. A. A. Mohamed and Y. A. R. I.	บทความนี้แนะนำเสนอการสร้างเสถียรภาพด้วยวิธีการห้วงแบบแอกทีฟสำหรับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก การเปรียบเทียบการชดเชยด้วยวิธีการห้วงแบบแอกทีฟที่ลูบตัวควบ
2013	Zhang, X., D. M. Vilathgamuwa, K. J. Tseng, B. S. Bhangu and C. J. Gajanayake	บทความนี้แนะนำเสนอการสร้างวงจรบัฟเฟอร์กำลังสำหรับการป้องกันการขาดเสถียรภาพแบบชั่วขณะสำหรับวงจรแปลงผันเอซีเป็นดิซีที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ รวมถึงได้อธิบายโครงสร้างของวงจรการควบคุม

ตารางที่ 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2014	Kazemlou, S. and S. Mehraeen	บทความนี้แนะนำเสนอใช้วิธีโครงข่ายประสาทเทียมที่มีการปรับตัวมาใช้สำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพสำหรับวงจรแปลงผันดิซซีเป็นดิซซี
2015	Wu, M. and D. D. C. Lu	บทความนี้แนะนำเสนอการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีการชดเชยค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองที่บัสไฟฟ้า กระแสตรงของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว การชดเชยดังกล่าวทำการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ทางฝั่งแหล่งจ่ายของระบบโครงข่ายดังกล่าว
2016	Zhang, X., L. Xu, Z. Zheng, K. Wang and Y. Li	บทความนี้แนะนำเสนอการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีแบบแยกทีฟทางด้านแหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าบนเครื่องบิน
2018	Areerak, K., T. Sopapirm, S. Bozhko, C. I. Hill, A. Suyapan and K. Areerak	บทความนี้แนะนำเสนอการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีดูปยกละเอียดที่มีการปรับตัวได้สำหรับระบบแปลงผันกำลังไฟฟ้าไฟฟ้าเอซีเป็นดิซซีที่ไม่มีการควบคุม นอกจากนี้ยังได้มีการยืนยันผลการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบดังกล่าวด้วยชุดทดสอบจากห้องปฏิบัติการ

จากงานวิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันพบว่า การบรรเทาการขาดเสถียรภาพสามารถแบ่งได้เป็น 2 วิธีการคือ วิธีแบบพาสซีฟและวิธีแบบแอคทีฟ โดยวิธีแบบพาสซีฟเป็นการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุ ลดค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองหรือการเพิ่มค่าความต้านในระบบเพื่อทำให้ระบบมีเสถียรภาพในการจ่ายโหลดได้สูงขึ้น วิธีการดังกล่าวเป็นวิธีการที่ง่ายต่อการออกแบบและการนำไปใช้งานจริงแต่ก่อให้เกิดกำลังงานสูญเสียในวงจรกรอง ราคาแพง และทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบต่ำลง สำหรับวิธีการแบบแอคทีฟเป็นการสร้างตัวควบคุมการชดเชยการขาดเสถียรภาพที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมี 2 แนวทางคือการบรรเทาที่แหล่งจ่ายและการบรรเทาที่โหลด แผนภาพการปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพอันเนื่องมาจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แผนภาพแนวทางการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า

แผนภาพการบรรเทาการขาดเสถียรภาพในรูปที่ 2.2 พบว่าแนวทางการบรรเทาการขาดเสถียรภาพในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้แสดงดังกรอบสี่เหลี่ยมในรูปที่ 2.2 ซึ่งเป็นวิธีการแบบแอคทีฟทางด้านแหล่งจ่ายเนื่องจากระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กมีวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางซึ่งเปรียบเสมือนแหล่งจ่ายให้กับโหลดของระบบโครงข่ายดังกล่าว ในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพทางด้านแหล่งจ่ายแบ่งวงจรออกเป็น 2 ประเภทคือวงจรแปลงผัน

กำลังไฟฟ้าดีซีเป็นดีซีและวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าเอซีเป็นดีซี จากงานวิจัยในอดีตพบว่าวิธีการที่ใช้โดยส่วนใหญ่จะนำไปใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดีซีเป็นดีซี เช่น วิธีการหม่่วงแบบ แอททีฟ การป้อนกลับแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีลูปยกเล็ก และการควบคุมตำแหน่งโพล เป็นต้น แต่จากการศึกษาการบรรเทาการขาดเสถียรภาพในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าเอซีเป็นดีซีที่มีการควบคุมและไม่มีควบคุมจะมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบด้วยวิธีการหม่่วงแบบ แอททีฟและวงจรบัฟเฟอร์กำลังเท่านั้น จากงานวิจัยในอดีตพบว่าการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปยกเล็กที่ใช้สำหรับวงจรแปลงผันกำลังดีซีเป็นดีซีสามารถนำมาใช้สำหรับชดเชยผลของ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวได้เป็นอย่างดี กล่าวคือวิธีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปยกเล็กมีการป้อนกลับที่หักล้างพฤติกรรมทางพลวัตของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ได้โดยตรง อีกทั้งยังสามารถเพิ่มขีดจำกัดการใช้งาน โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวได้จนกระทั่งถึงจุดพิคคของแหล่งจ่าย ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นำเสนอการประยุกต์ใช้วิธีลูปยกเล็กเพื่อบรรเทาการขาดเสถียรภาพกับระบบ โครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ซึ่งเป็นการพัฒนาวิธีการดังกล่าวในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพทางฝั่งแหล่งจ่ายที่มีวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าเอซีเป็นดีซี ซึ่งจากการปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยในอดีตที่ผ่านมาพบว่ายังไม่มีงานวิจัยใดที่นำวิธีลูปยกเล็กมาประยุกต์กับวงจรที่มีลักษณะวงจรเหมือนงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยรายละเอียดต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพ และการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบได้นำเสนอไว้ในบทต่าง ๆ เป็นลำดับถัดไป

2.7 สรุป

การปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตที่ได้นำเสนอในบทนี้เป็นองค์ความรู้พื้นฐานที่สำคัญอย่างยิ่งในการนำมาประยุกต์กับระบบ โครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว องค์ความรู้ที่ได้นั้นทำให้เข้าใจถึงความเป็นมาของผลกระทบที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวต่อระบบไฟฟ้า แนวทางในการวิเคราะห์เสถียรภาพผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และที่มาสำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบ อีกทั้งพื้นฐานองค์ความรู้ที่ได้ยังสามารถพัฒนาให้สามารถใช้วิธีลูปยกเล็กในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพสำหรับระบบ โครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กซึ่งเป็นวิธีที่มีประสิทธิผลและยังไม่มีงานวิจัยในอดีตประยุกต์ใช้วิธีดังกล่าวกับระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 3

การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้า กระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

3.1 บทนำ

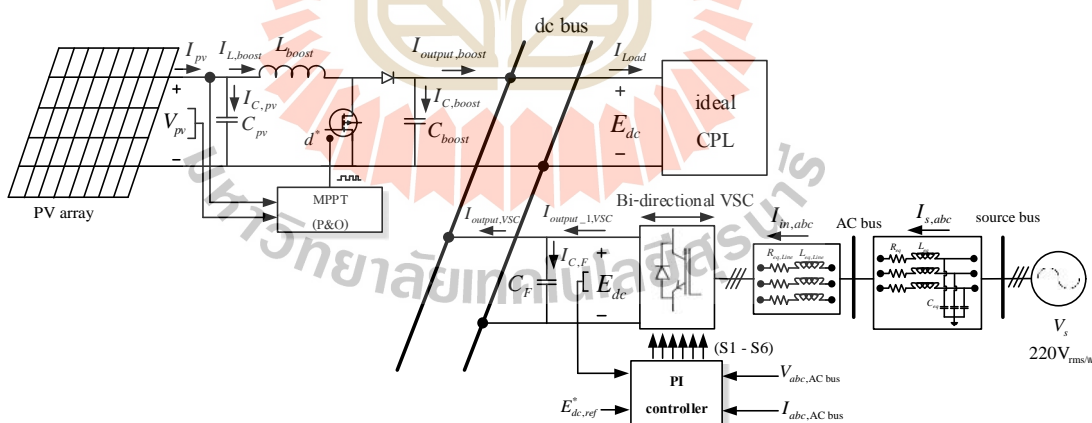
การศึกษาและวิจัยเกี่ยวกับ โครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีแหล่งจ่ายเป็นแหล่งพลังงานทดแทน สิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรก คือ พฤติกรรมการทำงานและพลวัตของระบบไฟฟ้าซึ่งมีความสำคัญอย่างมากในการนำไปต่อยอดเพื่อออกแบบตัวควบคุมและวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า ในบทนี้จะนำเสนอเกี่ยวกับระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเพื่อพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยทฤษฎีพื้นฐานการแปลงแกนดีคิวกผ่านการแปลงของปาร์ก (Park's Transform) ซึ่งวิธีการแปลงแกนดีคิวกช่วยลดความซับซ้อนของระบบไฟฟ้าสามเฟสสมมูลได้เป็นอย่างดี ร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (Generalized State-Space Averaging Approach, GSSA) ที่มีความเหมาะสมกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าดีซีเป็นดีซี ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วงจรแปลงผันกำลังแบบบัสต์ที่มีการตามรอยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดของแหล่งพลังงานทดแทน อีกทั้งยังได้นำเสนอการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยอาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ผ่านบล็อก SimPowerSytem™ บนโปรแกรม MATLAB เพื่อเปรียบเทียบผลการตอบสนองจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้น เนื้อหาในบทที่ 3 เป็นองค์ความรู้พื้นฐานในการอธิบายความเป็นมาของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้า โดยเนื้อหาในบทนี้ได้นำเสนอทั้งโหลดที่เป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติและโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่เกิดจากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บัสต์ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง รวมทั้งยังได้อาศัยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บัสต์เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองในการควบคุมที่คล้ายคลึงกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติให้มากที่สุด แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในบทนี้เป็นพื้นฐานที่สำคัญในการนำไปประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในบทที่ 4 เป็นลำดับถัดไป

3.2 การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติด้วยวิธีคิวิร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

การพิสูจน์แบบจำลองของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวนั้นจะทำให้แบบจำลองที่ได้เป็นแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลา (time-varying model) อันเนื่องมาจากผลของอุปกรณ์สวิตช์ในระบบ (Mahdavi, Emaadi et al. 1997) ซึ่งมีความซับซ้อนเป็นอย่างมากในการวิเคราะห์เสถียรภาพ จากงานวิจัยในอดีตพบว่าการนำเสนอวิธีการในการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อให้ได้แบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา (time-invariant model) หลายวิธีเพื่อให้มีความสะดวกและลดความซับซ้อนในนำไปใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้อาศัยการผสมผสานระหว่างวิธีคิวิ (Areerak, Bozhko et al. 2008) และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (Mahdavi, Emaadi et al. 1997) เพื่อนำมาใช้พิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา รายละเอียดของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.2.1

3.2.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ

ระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

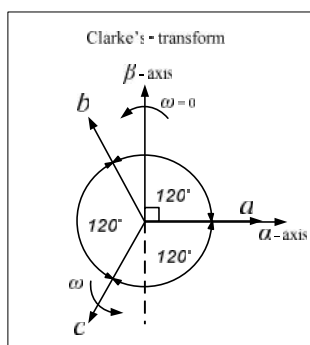
ในรูปที่ 3.1 ระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่นำมาใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์มีส่วนประกอบดังนี้คือ ในส่วนของแหล่งจ่ายของระบบจะใช้พลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีอัลกอริทึมสำหรับตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (maximum power point tracking,

MPPT) โดยอาศัยวิธีการรบกวนและสังเกต (Abdelsalam, Massoud et al. 2011) ทำหน้าที่ควบคุม วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัสต์เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดให้กับบัสไฟฟ้า กระแสตรงของระบบ ลำดับถัดมาคือโหลดของระบบในที่นี่จะพิจารณาโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ (ideal CPL) ในลำดับสุดท้ายคือส่วนที่เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง (bi-directional converter) ซึ่งเป็นวงจรที่ควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าในโครงข่ายกำลังไฟฟ้า กระแสตรงขนาดเล็ก ซึ่งหากกำลังไฟฟ้าภายในโครงข่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่ได้จากแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ไม่เพียงพอ ระบบจะทำการดึงกำลังไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้ากระแสสลับ ที่มีอยู่เดิมได้อย่างอัตโนมัติ หรือในทางกลับกันเมื่อพบว่าหากกำลังไฟฟ้าภายในโครงข่ายกำลังไฟฟ้าขนาดเล็กมีมากเกินไปเกินความต้องการของโหลด วงจรแปลงผันดังกล่าวจะเข้าสู่โหมด อินเวอร์เตอร์เพื่อส่งกำลังงานไฟฟ้าเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากระแสสลับ รายละเอียดทฤษฎีพื้นฐานที่จะนำมาใช้สำหรับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.2.2 และ 3.2.3 เป็นลำดับถัดไป

3.2.2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีดีคิวิ

- การแปลงของคลาร์ก (Clarke's Transform)

การแปลงของคลาร์กเป็นการแปลงปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส (abc) ให้เป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ โดยวิธีการแปลงของคลาร์กแสดงได้ด้วยแผนภาพเวกเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.2 ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาการแปลงปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสที่มีส่วนประกอบลำดับเฟสบวก (positive sequence) ซึ่งมีมุมห่างกัน 120° หรือ $2\pi/3$ เรเดียน และแกน $\alpha\beta$ จะต้องทำมุมตั้งฉากกัน โดยกำหนดให้แกน α วางตัวในแนวเดียวกันกับเฟส a สมการการแปลงปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส (abc) เป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ พิจารณาได้ดังสมการที่ (3-1) เมื่อ f_{abc} คือ ปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสใดๆ ซึ่งอาจแทนด้วยแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้า เป็นต้น



รูปที่ 3.2 แผนภาพเวกเตอร์การแปลงแกนสามเฟส (abc) เป็นแกน $\alpha\beta 0$

$$[f_{rs0}] = [T_{rs0}] [f_{abc}] \quad (3-1)$$

$$\text{เมื่อ } [T_{rs0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \text{ และ } [f_{rs0}] = \begin{bmatrix} f_r \\ f_s \\ f_0 \end{bmatrix}, [f_{abc}] = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

โดยกำหนดให้ $K = \frac{2}{3}$ ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์สำหรับการแปลงค่ายอด (peak convention)

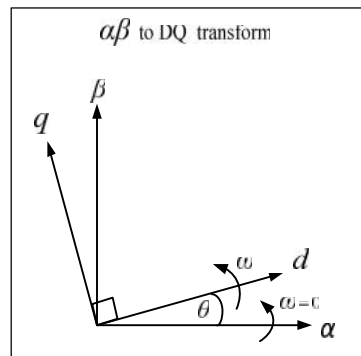
สำหรับสมการอินเวอร์สการแปลงของคลาร์กที่ใช้ในการแปลงปริมาณบนแกน $\alpha\beta 0$ มายังแกน abc แสดงได้ดังสมการที่ (3-2)

$$[f_{abc}] = [T_{rs0}]^{-1} [f_{rs0}] \quad (3-2)$$

$$\text{เมื่อ } [T_{rs0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 2 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

- การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ มายังแกน dq

การแปลงปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน rs (แกนหยุดนิ่ง) ไปอยู่บนแกน dq (แกนหมุน) จะพิจารณาโดยใช้แผนภาพเวกเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ของสมการระหว่างแกน rs และแกน dq เป็นดังสมการที่ (3-3) เมื่อ θ คือ มุมการหมุนสำหรับการแปลงดีคว์ซึ่งมีค่าเท่ากับ S_t



รูปที่ 3.3 แผนภาพเวกเตอร์การแปลงแกน rs เป็นแกน dq

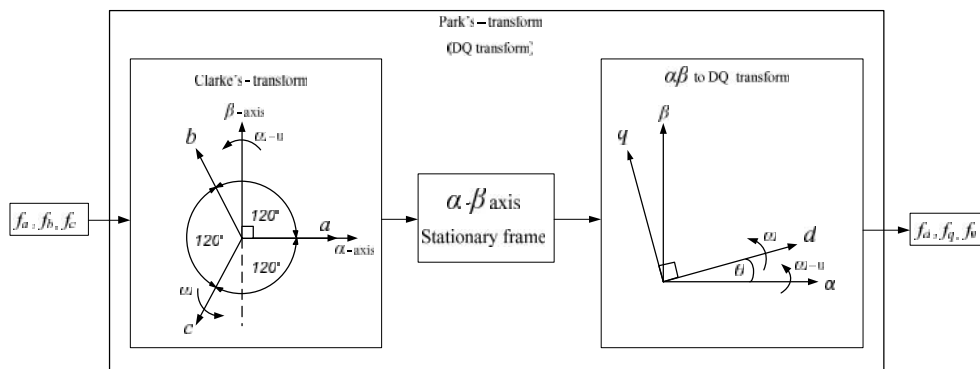
$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_r \\ f_s \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

สำหรับสมการอินเวอร์สการแปลงแกน rs เป็นแกน dq แสดงได้ดังสมการที่ (3-4)

$$\begin{bmatrix} f_r \\ f_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

- **วิธีการแปลงของปาร์ก (Park's Transform)**

วิธีการแปลงของปาร์กเป็นวิธีการแปลงปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส (abc) เป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $dq0$ โดยการแปลงของปาร์กแสดงได้ด้วยแผนภาพเวกเตอร์ดังรูปที่ 3.4 จากรูปอธิบายได้ว่า แกน d จะตั้งฉากกับแกน q เป็นมุม 90° หรือ $f/2$ ไร่เดียน สมการการแปลงปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟส (abc) เป็นปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $dq0$ พิจารณาได้จากสมการที่ (3-5) และอินเวอร์สการแปลงของปาร์กแสดงดังสมการที่ (3-6)



รูปที่ 3.4 แผนภาพเวกเตอร์การแปลงแกนสามเฟส (abc) เป็นแกน $dq0$

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}] [f_{abc}] \quad (3-5)$$

เมื่อ

$$[T_{dq0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2f}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2f}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2f}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2f}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

และ

$$[f_{dq0}] = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix}, [f_{abc}] = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

โดยกำหนดให้ $k = \frac{2}{3}$ ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์สำหรับการแปลงแบบค่ายอด

$$[f_{abc}] = [T_{dq0}]^{-1} [f_{dq0}] \quad (3-6)$$

$$\text{เมื่อ } [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2f}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2f}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

โดยที่ f_{abc} คือ ปริมาณทางไฟฟ้าสามเฟสใดๆ ซึ่งอาจแทนด้วย แรงดัน ไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้า เป็น ต้นและ θ คือ มุมหมุนของการแปลงของอาร์คซึ่งมีค่าเท่ากับ S_t ซึ่งการแปลงของอาร์คสามารถ เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าการแปลงดีคิว (Rim, Hu et al. 1990)

3.2.3 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ด้วยวิธีค่าเฉลี่ย ปริภูมิสถานะทั่วไป

สำหรับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปถูกนำมาใช้ในการแก้ปัญหาผลจากอุปกรณ์ สวิตช์ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าดิซีเป็นดิซี จากรูปที่ 3.1 พบว่ามีอุปกรณ์สวิตช์ปรากฏอยู่ในวงจร แปลงผันแบบบัสต์ ซึ่งผลของอุปกรณ์สวิตช์จะทำให้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เป็นแบบจำลองที่ ขึ้นอยู่กับเวลา แบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลานั้นจะมีความยุ่งยากและซับซ้อน เพื่อลดความซับซ้อน ดังกล่าวจึงได้อาศัยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปเพื่อกำจัดผลของอุปกรณ์สวิตช์ (Mahdavi, Emaadi et al. 1997)

วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปจะใช้สัมประสิทธิ์ที่ขึ้นอยู่กับตัวแปรเวลาของ อนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อน (complex Fourier series) ไปเป็นตัวแปรสถานะของแบบจำลอง โดย หลักการพื้นฐานของอนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อนสามารถอธิบายจากสัญญาณ $f(t)$ ใด ๆ ที่เป็นสัญญาณ ระบาย ซึ่งมีคาบเป็น T สามารถเขียนให้อยู่ในรูปอนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อนได้ดังสมการที่ (3-7)

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jkS_s t} \quad (3-7)$$

เมื่อ $S_s = \frac{2f}{T_s}$ และ $\langle x \rangle_k(t)$ คือ สัมประสิทธิ์ฟูรีเยร์เชิงซ้อน (complex Fourier coefficients)

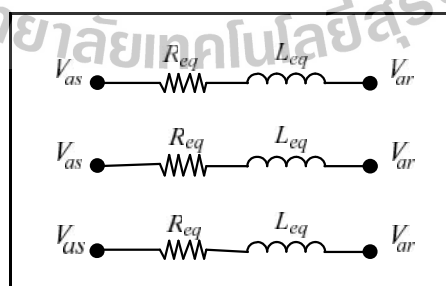
วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปจะอาศัย $\langle x \rangle_k(t)$ เป็นตัวแปรสถานะของระบบ ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ ของอนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อนสามารถหาได้จากสมการที่ (3-8)

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(t) e^{-jk\omega_s t} dt \quad (3-8)$$

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะไม่พิจารณาผลของฮาร์มอนิกในอันดับมากกว่าศูนย์เนื่องจากไม่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า ดังนั้นจึงใช้การประมาณอันดับศูนย์ (zero-order approximation) เพื่อหาเพียงสัมประสิทธิ์ที่ความถี่มูลฐานโดยการกำหนดค่า k ของอนุกรมฟูรีเยร์เชิงซ้อนให้มีค่าเท่ากับศูนย์

3.2.4 การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติด้วยวิธีดีคิวร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

การพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่พิจารณาดังรูปที่ 3.1 จำเป็นต้องอาศัยวงจรสมมูลบนแกนดีคิวโดยใช้วิธีดีคิวกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปเพื่อให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สามารถแบ่งการพิจารณาเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง สายส่งและระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล ส่วนที่สองเป็นวงจรแปลงผันแบบบูสต์ สำหรับส่วนแรกจะใช้วิธีดีคิว และส่วนที่สองจะใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ในส่วนแรกจะอาศัยการแปลงดีคิวสำหรับอุปกรณ์ของวงจรแหล่งจ่ายได้แก่ วงจรสมมูลสายส่งที่มีตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ รวมถึงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางขั้นแรกพิจารณาวงจรสมมูลสายส่งกำลังไฟฟ้าโดยพิจารณาตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 3.5 สามารถคำนวณแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ดังกล่าวได้ดังสมการที่ (3-9) และสามารถแปลงให้สมการบนแกนดีคิวได้ดังสมการที่ (3-10) (Seddik Bacha 2014)

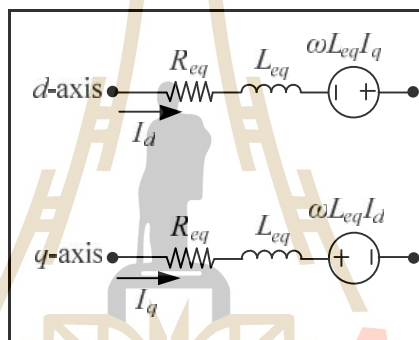


รูปที่ 3.5 ตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำในสายส่ง

$$\mathbf{V}_{\text{dror,abc}} = R_{eq} \mathbf{I}_{\text{abc}} + L_{eq} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_{\text{abc}} \quad (3-9)$$

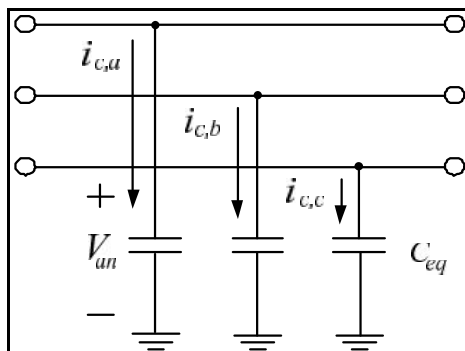
$$\begin{bmatrix} \Delta V_d \\ \Delta V_q \\ \Delta V_0 \end{bmatrix} = R_{eq} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + L_{eq} \dot{S} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + L_{eq} \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \\ \dot{I}_0 \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

จากสมการที่ (3-10) เป็นสมการที่ใช้ในการหาแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำของระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่อยู่บนแกนดีคิว ซึ่งสามารถแปลงให้อยู่ในรูปวงจรมูลโดยใช้การวิเคราะห์พื้นฐานทางไฟฟ้า และจากวงจรมูลดังกล่าวสามารถนำไปใช้ในการแปลงตัวต้านทานอนุกรมตัวเหนี่ยวนำของระบบไฟฟ้าสามเฟสให้อยู่บนแกนดีคิวได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรมูลตัวต้านทานอนุกรมตัวเหนี่ยวนำบนแกนดีคิว

ในการทำงานเดียวกันสามารถพิจารณาในส่วนของตัวเก็บประจุจากวงจรมูลของสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟสได้ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งสามารถคำนวณกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุดังกล่าวได้ดังสมการที่ (3-11) และสามารถดำเนินการแปลงเป็นสมการบนแกนดีคิวได้ดังสมการที่ (3-12) (Seddik Bacha 2014)

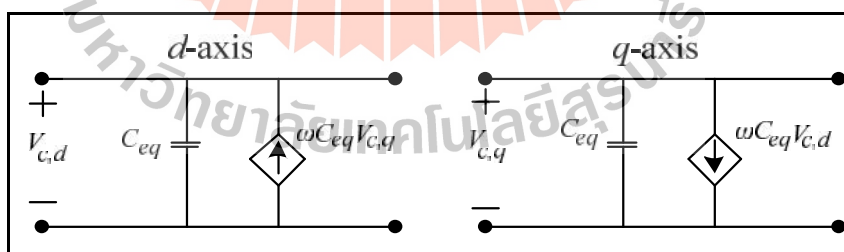


รูปที่ 3.7 ตัวเก็บประจุในวงจรสมมูลสายส่ง

$$\mathbf{I}_{c,abc} = C_{eq} \frac{d}{dt} \mathbf{V}_{abc} \tag{3-11}$$

$$\begin{bmatrix} I_{c,d} \\ I_{c,q} \\ I_{c,0} \end{bmatrix} = C_{eq} \mathbf{S} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c,d} \\ V_{c,q} \\ V_{c,0} \end{bmatrix} + C_{eq} \begin{bmatrix} \dot{V}_{c,d} \\ \dot{V}_{c,q} \\ \dot{V}_{c,0} \end{bmatrix} \tag{3-12}$$

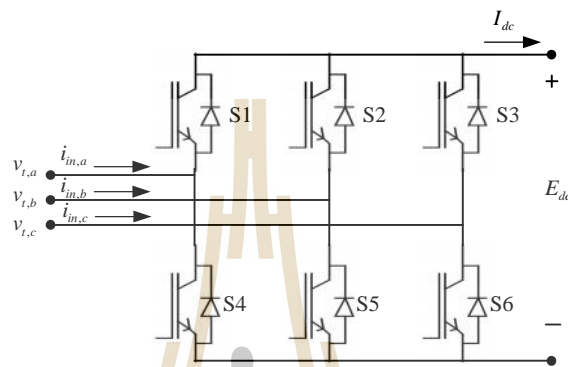
จากสมการที่ (3-12) เป็นสมการที่ใช้ในการหากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุของระบบไฟฟ้ากำลังสามเฟสที่อยู่บนแกนดเคิว ซึ่งสามารถแปลงให้อยู่ในรูปวงจรสมมูลบนแกนดเคิวโดยใช้การวิเคราะห์พื้นฐานทางไฟฟ้า และจากวงจรสมมูลดังกล่าวสามารถใช้ในการแปลงตัวเก็บประจุของวงจรสมมูลสายส่งกำลังไฟฟ้าสามเฟสให้อยู่บนแกนดเคิวได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลของตัวเก็บประจุบนแกนหมุนดเคิว

จากที่กล่าวมาข้างต้นเป็นการพิสูจน์วงจรสมมูลบนแกนดเคิวของอุปกรณ์ในวงจรสมมูลสายส่งได้แก่ ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ลำดับถัดไปเป็นการพิจารณาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางซึ่งประกอบด้วยไอจีบีที (IGBT) 6 ตัว ซึ่งสามารถแสดงส่วนประกอบของอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางได้ดังรูปที่ 3.9 วงจร

ดังกล่าวมีอุปกรณ์สวิตช์ส่งผลให้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้เป็นแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลา แบบจำลองดังกล่าวมีความซับซ้อนไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงในอนาคต ดังนั้นเพื่อให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา ผู้วิจัยจึงอาศัยหลักการในการแปลงดีคิวเพื่อกำจัดฟังก์ชันการสวิตช์ของ ไอจีบีทีในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง



รูปที่ 3.9 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง

จากรูปที่ 3.9 เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง ใช้สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงหรือแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ ซึ่งวงจรดังกล่าวมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและไฟฟ้ากระแสสลับแสดงดังสมการที่ (3-13) และฟังก์ชันสวิตช์ของอุปกรณ์แสดงดังสมการที่ (3-14) (Seddik Bacha 2014)

$$V_{t,k} = E_{dc} \hat{M}_k \quad (3-13)$$

เมื่อ

$$\hat{M}_k = \frac{M}{2} \begin{bmatrix} \sin(\check{S}t + w) \\ \sin(\check{S}t - \frac{2f}{3} + w) \\ \sin(\check{S}t + \frac{2f}{3} + w) \end{bmatrix} \quad (3-14)$$

โดยที่ M คือค่าดัชนีมอดูเลต (modulation index) มีค่าระหว่าง $0 - 1$, $k = a, b, c$

w คือ มุมเฟสที่บัสแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ

พิจารณาฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางจะ
 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของแรงดันและกระแสจากรูปที่ 3.9 ได้ตั้งสมการที่ (3-15)
 และ (3-16) ตามลำดับ

$$\mathbf{I}_{in,abc} = \hat{\mathbf{M}}_k I_{dc} \quad (3-15)$$

$$E_{dc} = \hat{\mathbf{M}}_k^T \mathbf{V}_{t,k} \quad (3-16)$$

พิจารณาฟังก์ชันสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางบนแกนดีคิวได้จากสมการที่
 (3-14) ซึ่งอาศัยการแปลงดีคิวจากสมการที่ (3-5) จะได้ฟังก์ชันสวิตช์บนแกนดีคิวดังสมการที่
 (3-17)

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{dq} &= \mathbf{T}_{dq0} \cdot \hat{\mathbf{M}}_k \\ \mathbf{M}_{dq} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega & \cos(\omega - \frac{2f}{3}) & \cos(\omega + \frac{2f}{3}) \\ -\sin \omega & -\sin(\omega - \frac{2f}{3}) & -\sin(\omega + \frac{2f}{3}) \end{bmatrix} \frac{M}{2} \begin{bmatrix} \sin(\tilde{S}t + w) \\ \sin(\tilde{S}t - \frac{2f}{3} + w) \\ \sin(\tilde{S}t + \frac{2f}{3} + w) \end{bmatrix} \\ \mathbf{M}_{dq} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(w - w_1) \\ \sin(w - w_1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-17)$$

เมื่อ w_1 คือ มุมของแกนหมุนดีคิว

พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของกระแสสำหรับวงจรเรียงกระแสจากรูปที่
 (3-15) โดยอาศัยการแปลงดีคิวจากสมการที่ (3-5) จะได้ว่า

$$\mathbf{I}_{in,abc} = \hat{\mathbf{M}}_k I_{dc}$$

$$\mathbf{T}_{dq0} \mathbf{I}_{in,abc} = \mathbf{T}_{dq0} \hat{\mathbf{M}}_k I_{dc}$$

$$\mathbf{I}_{in,dq} = \mathbf{M}_{dq} I_{dc} \quad (3-18)$$

จากสมการที่ (3-16) อาศัยอินเวอร์สการแปลงดีคิวจากสมการที่ (3-6) จะได้ว่า

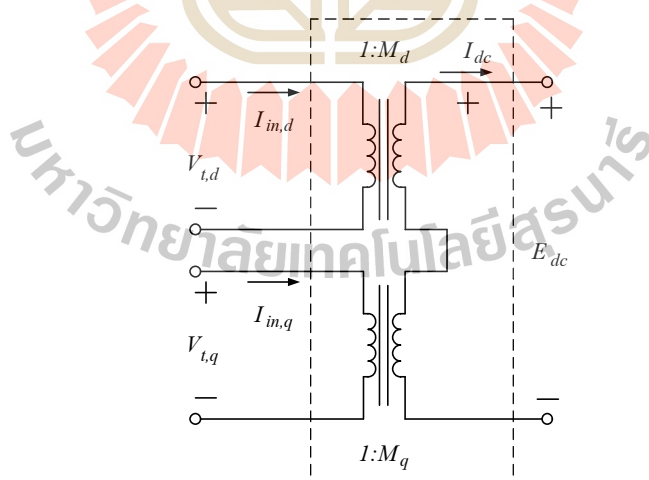
$$E_{dc} = \hat{\mathbf{M}}_k^T \mathbf{V}_{t,k}$$

$$E_{dc} = [\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{M}_{dq}] [\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{V}_{t,dq}]$$

$$E_{dc} = [\mathbf{M}_{dq}^T \mathbf{T}_{dq0}] [\mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{V}_{t,dq}]$$

$$E_{dc} = \mathbf{M}_{dq}^T \mathbf{V}_{t,dq} \quad (3-19)$$

จากสมการที่ (3-18) และ (3-19) พบว่าเมื่อใช้วิธีดีคิวในการแปลงฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางโดยพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของกระแสและแรงดันตามลำดับ จะได้เป็นความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนของกระแสและแรงดัน ซึ่งลักษณะอัตราส่วนดังกล่าวทำให้มีลักษณะสมการคล้ายหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง และเมื่อใช้กฎพื้นฐานทางไฟฟ้าสามารถอธิบายสมการที่ (3-18) และ (3-19) ด้วยวงจรสมมูลหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรงบนแกนดีและคิวสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลบนแกนดีคิวของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง

ในลำดับถัดไปเป็นการพิจารณาแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสให้เป็นแหล่งจ่ายบนแกนดีคิว โดยพิจารณาจากสมการของแหล่งจ่ายดังนี้

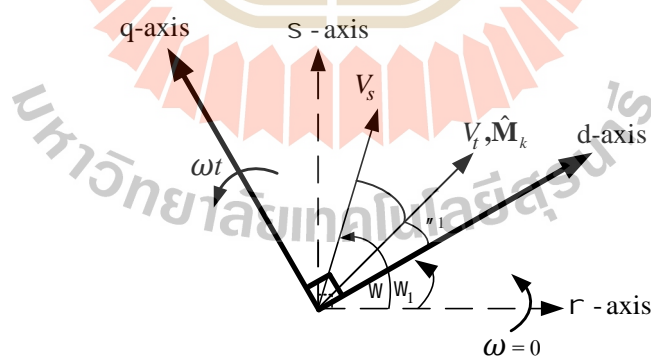
$$\begin{bmatrix} V_{s,a} \\ V_{s,b} \\ V_{s,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \sin(\omega t) \\ V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}$$

ทำการแปลงให้เป็นแหล่งจ่ายบนแกนดีควิโดยใช้สมการที่ (3-5) จะได้แหล่งจ่ายบนแกนดีควิดังสมการที่ (3-20)

$$\mathbf{V}_{s,dq} = \mathbf{T}_{dq0} \mathbf{V}_{s,abc}$$

$$\begin{bmatrix} V_{s,d} \\ V_{s,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega - \omega_1) \\ V_m \sin(\omega - \omega_1) \end{bmatrix} \quad (3-20)$$

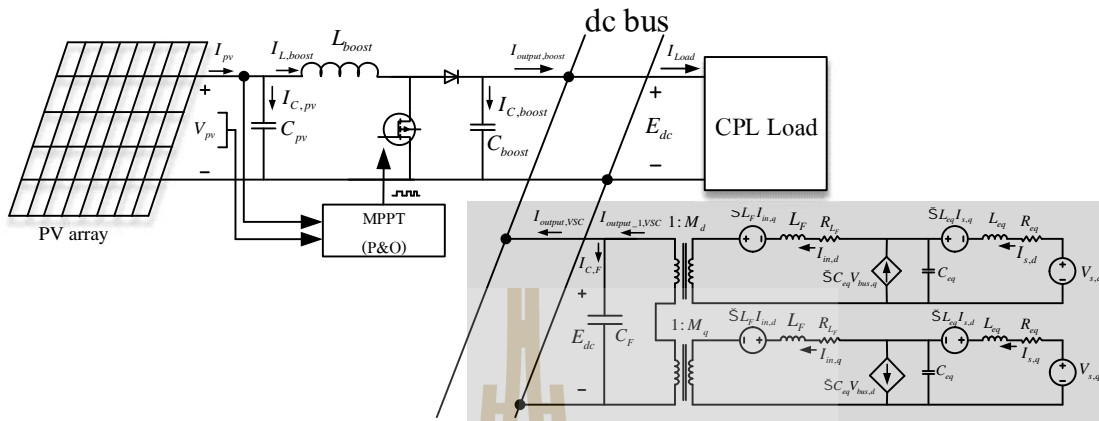
จากสมการที่ (3-17) และ (3-20) เป็นสมการการแปลงฟังก์ชันสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางและแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุลตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงแผนภาพเวกเตอร์ของระบบดังกล่าวได้ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แผนภาพเวกเตอร์การแปลงดีควิ

จากทฤษฎีการแปลงดีควิที่กล่าวมาข้างต้นสามารถแปลงโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กจากรูปที่ 3.1 (กรณีที่ยังไม่พิจารณาตัวควบคุมพีไอ) ให้อยู่บนแกนดีควิจะพบว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสถูกแปลงด้วยวิธีดีควิเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่อยู่บนแกนดีและแกนควิตามลำดับ อีกทั้งวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางเมื่อแปลง

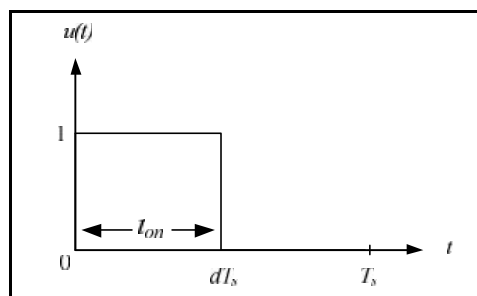
ฟังก์ชันการสวิตช์จะได้วงจรสมมูลบนแกนดีควเป็นหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง ระบบไฟฟ้าที่พิจารณามบนแกนดีควสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.12 ที่ตีกรอบสี่เทา



รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลของระบบไฟฟ้าบนแกนดีคว

จากวงจรสมมูลบนแกนดีควของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กในรูปที่ 3.12 จะไม่พิจารณาวงจรสมมูลของแกนลำดับศูนย์ (zero-sequence) เนื่องจากระบบไฟฟ้าสามเฟสที่พิจารณาเป็นแบบสามเฟสสมดุล

ในลำดับถัดมาพิจารณาแบบจำลองของวงจรแปลงผันแบบบวสต์ที่ต่ออยู่กับแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ (ในกรณีที่ยังไม่มีการควบคุมการตามรอยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด) โดยอาศัยวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปเพื่อกำจัดฟังก์ชันการสวิตช์ที่ขึ้นอยู่กัเวลาซึ่งเป็นผลมาจากอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรแปลงผันแบบบวสต์ รายละเอียดของวิธีการค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.2.3 พิจารณาจากสัญญาณรายคาบของอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรแปลงผันแบบบวสต์มีลักษณะการทำงานในโหมดการนำกระแสและหยุดนำกระแสเป็นดังรูปที่ 3.13 เมื่อ T_s คือ คาบการสวิตช์ d คือ วัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ในวงจรแปลงผันแบบบวสต์ และ t_{on} คือ ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส สมการค่าวัฏจักรหน้าที่ในสถานะอยู่ตัวแสดงได้ดังสมการที่ (3-21)



รูปที่ 3.13 สัญญาณการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบูสต์

$$d = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3-21)$$

จากรูปที่ 3.13 เมื่อวิเคราะห์สัญญาณรายคาบดังกล่าวจะได้เงื่อนไขของฟังก์ชันการสวิตช์ในวงจรแปลงผันแบบบูสต์ แสดงดังสมการที่ (3-22)

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T_s \end{cases} \quad (3-22)$$

จากรูปที่ 3.12 วิเคราะห์วงจรแปลงผันแบบบูสต์เมื่อสวิตช์ปิด จะทำให้ $I_{output,boost} = I_{C,boost}$ และ $E_{dc} = V_{pv}$ ในลำดับถัดมาเมื่อสวิตช์เปิด จะทำให้ $I_{output,boost} = I_{L,boost} - I_{C,boost}$ และ $E_{dc} = V_{pv} - V_{L,boost}$ (สมมติให้ไม่มีแรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อนำกระแส) ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถเขียนสมการในรูปของฟังก์ชันสวิตช์ $u(t)$ แสดงดังสมการที่ (3-23) และ (3-24) ตามลำดับ

$$I_{output,boost} = (1 - u(t))I_{L,boost} - I_{C,boost} \quad (3-23)$$

$$E_{dc} = (1 - u(t))V_{pv} - V_{L,boost} \quad (3-24)$$

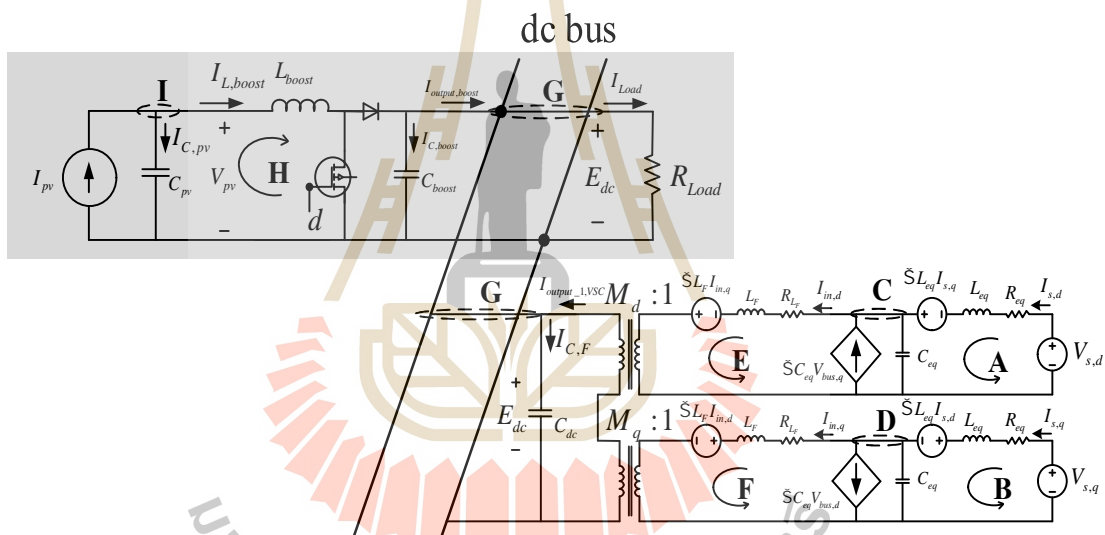
จากสมการที่ (3-23) และ (3-24) จะพบว่าไม่มีฟังก์ชันการสวิตช์ปรากฏอยู่ สมบัติพีรีเยร์เชิงซ้อนของ $u(t)$ จะพิจารณาเพียงการประมาณอันดับศูนย์ได้ดังสมการที่ (3-25)

$$\langle u \rangle_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} u(t) \cdot e^0 dt$$

$$\langle u \rangle_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} 1 dt$$

$$\langle u \rangle_0 = d \quad (3-25)$$

การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าจะอาศัยกฎพื้นฐานทางไฟฟ้าได้แก่กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) มาใช้ในการวิเคราะห์ห้วงจร ทั้งนี้สามารถแทนฟังก์ชันการสวิตช์ด้วยค่า d ซึ่งหมายถึงค่าวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) มีค่าอยู่ระหว่าง 0% ถึง 100% เพื่อบ่งบอกถึงสถานะการทำงานของสวิตช์ การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในขั้นแรกนี้จะกำหนดให้แหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าตรงในอุดมคติ (I_{pv}) และเปลี่ยนจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเป็นเพียงโหลดตัวต้านทาน (R_{Load}) เพื่อลดความซับซ้อนแสดงได้ดังรูปที่ 3.14 ที่ตีกรอบสีเทา โดยรายละเอียดการวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-26) ถึง (3-34)



รูปที่ 3.14 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่อยู่บนแกนดีคิว

➤ พิจารณาวงรอบ A ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์

$$-V_{s,d} + R_{eq}I_{s,d} + L_{eq}\dot{I}_{s,d} - \check{S}L_{eq}I_{s,q} + V_{bus,d} = 0$$

$$\dot{I}_{s,d} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{s,d} + \check{S}I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}}V_{bus,d} + \frac{V_{s,d}}{L_{eq}} \tag{3-26}$$

เมื่อ $V_{s,d} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(0^\circ)$

➤ พิจารณาวงรอบ B ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์

$$-V_{s,q} + R_{eq} I_{s,q} + L_{eq} \dot{I}_{s,q} + \check{S} L_{eq} I_{s,d} + V_{bus,q} = 0$$

$$\dot{I}_{s,q} = -\check{S} I_{s,d} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{V_{s,q}}{L_{eq}} \quad (3-27)$$

เมื่อ $V_{s,q} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(0^\circ)$

➤ พิจารณาโหนด C ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์

$$I_{s,d} + \check{S} C_{eq} V_{bus,q} = C_{eq} \dot{V}_{bus,d} + I_{in,d}$$

$$\dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,d} + \check{S} V_{bus,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,d} \quad (3-28)$$

➤ พิจารณาโหนด D ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์

$$I_{s,q} = \check{S} C_{eq} V_{bus,d} + C_{eq} \dot{V}_{bus,q} + I_{in,q}$$

$$\dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,q} - \check{S} V_{bus,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,q} \quad (3-29)$$

➤ พิจารณาวงรอบ E ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์

$$-V_{bus,d} + R_{L_F} I_{in,d} + L_F \dot{I}_{in,d} - \check{S} L_F I_{in,q} + V_{t,d} = 0$$

เมื่อ $V_{t,d} = M_d E_{dc}$

$$\dot{i}_{in,d} = \frac{1}{L_F} V_{bus,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,d} + \check{S} I_{in,q} - \frac{M_d}{L_F} E_{dc} \quad (3-30)$$

➤ พิจารณาวงรอบ F ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์

$$-V_{bus,q} + R_{L_F} I_{in,q} + L_F \dot{I}_{in,q} + \check{S} L_F I_{in,d} + V_{t,q} = 0$$

เมื่อ $V_{t,q} = M_q E_{dc}$

$$\dot{i}_{in,q} = \frac{1}{L_F} V_{bus,q} - \check{S} I_{in,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,q} - \frac{M_q}{L_F} E_{dc} \quad (3-31)$$

➤ พิจารณาโหนด G ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ โดยกำหนดให้ $C_F = C_{boost} + C_{dc}$

$$I_{output,VSC} + I_{output,boost} = I_{Load}$$

พิจารณาโหมดการทำงานของสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัสสต์ กรณีสวิตช์ปิด

$$I_{output,boost} = -C_{boost} \dot{E}_{dc}$$

พิจารณาโหมดการทำงานของสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัสสต์ กรณีสวิตช์เปิด

$$I_{output,boost} = I_{L,boost} - C_{boost} \dot{E}_{dc}$$

เมื่อรวมสมการการทำงานของสวิตช์ในวงจรแปลงผันแบบบัสสต์จะได้

$$I_{output,boost} = (1-d)I_{L,boost} - C_{boost} \dot{E}_{dc}$$

โดยที่ $I_{output_1,VSC} = M_d I_{in,d} + M_q I_{in,q}$ และ $I_{Load} = \frac{E_{dc}}{R_{Load}}$

ดังนั้นจะได้

$$\dot{E}_{dc} = \frac{M_d}{C_F} I_{in,d} + \frac{M_q}{C_F} I_{in,q} + \frac{(1-d)}{C_F} I_{L,boost} - \frac{E_{dc}}{C_F R_{Load}} \quad (3-32)$$

➤ พิจารณา วงรอบ H ใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์

พิจารณาโหมดการทำงานของสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ กรณีสวิตช์ปิด

$$-V_{pv} + L_{boost} \dot{I}_{L,boost} = 0$$

พิจารณาโหมดการทำงานของสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ กรณีสวิตช์เปิด

$$-V_{pv} + L_{boost} \dot{I}_{L,boost} + E_{dc} = 0$$

จะได้ว่า

$$\dot{I}_{L,boost} = -\frac{(1-d)}{L_{boost}} E_{dc} + \frac{1}{L_{boost}} V_{pv} \quad (3-33)$$

➤ พิจารณา โหนด I ใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์

$$I_{pv} = I_{L,boost} + C_{pv} \dot{V}_{pv}$$

$$\dot{V}_{pv} = -\frac{1}{C_{pv}} I_{L,boost} + \frac{1}{C_{pv}} I_{pv} \quad (3-34)$$

จากการพิสูจน์สมการทั้งหมดที่ผ่านมาสามารถวิเคราะห์วงจรสมมูลบนแกนดีคิวในรูปที่ 3.14 เพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กัเวลา แสดงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นได้ดังสมการที่ (3-35)

$$\begin{cases}
 \dot{i}_{s,d} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,d} + \check{S} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,d} \\
 \dot{i}_{s,q} = -\check{S} I_{s,d} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,q} \\
 \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,d} + \check{S} V_{bus,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,d} \\
 \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,q} - \check{S} V_{bus,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,q} \\
 \dot{i}_{in,d} = \frac{1}{L_F} V_{bus,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,d} + \check{S} I_{in,q} - \frac{M_d E_{dc}}{L_F} \\
 \dot{i}_{in,q} = \frac{1}{L_F} V_{bus,q} - \check{S} I_{in,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,q} - \frac{M_q E_{dc}}{L_F} \\
 \dot{E}_{dc} = \frac{M_d I_{in,d}}{C_F} + \frac{M_q I_{in,q}}{C_F} + (1-d) \frac{I_{L,boost}}{C_F} - \frac{E_{dc}}{C_F R_{Load}} \\
 \dot{i}_{L,boost} = -\frac{(1-d) E_{dc}}{L_{boost}} + \frac{V_{pv}}{L_{boost}} \\
 \dot{V}_{pv} = -\frac{I_{L,boost}}{C_{pv}} + \frac{I_{pv}}{C_{pv}}
 \end{cases} \quad (3-35)$$

จากการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กดังสมการที่ (3-35) เป็นแบบจำลองแบบวงเปิดหรือแบบจำลองในกรณีที่ยังไม่พิจารณาตัวควบคุมของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.14 ดำเนินการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าวเพื่อให้มั่นใจได้ว่าแบบจำลองดังกล่าวมีความถูกต้องก่อนนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมโดยการนำผลการตอบสนองที่ได้จากการแก้สมการแบบจำลองมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB โดยที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบแสดงได้ดังตารางที่ 3.1

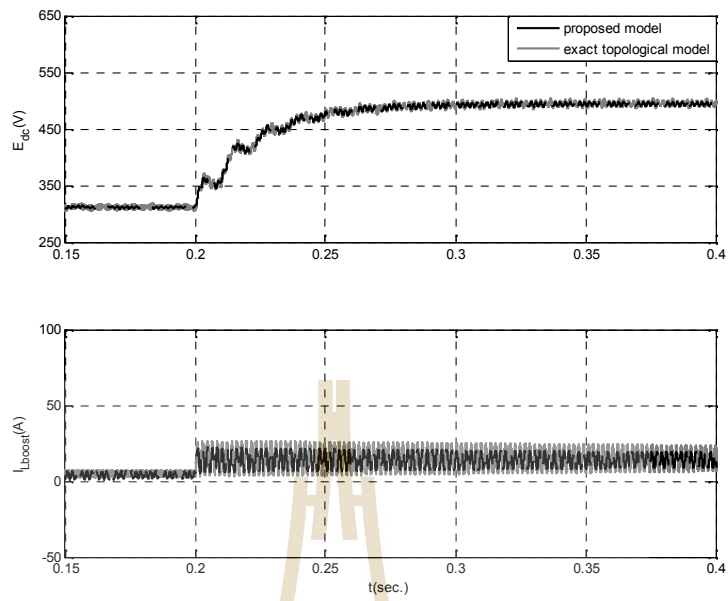
ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ใช้สำหรับตรวจสอบความถูกต้อง

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	รายละเอียด
V_s	$220V_{\text{rms/phase}}$	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
S	$2f \cdot 50\text{rad/s}$	ความถี่ของระบบไฟฟ้ากระแสสลับ
R_{eq}	0.05Ω	ความต้านทานของสายส่ง

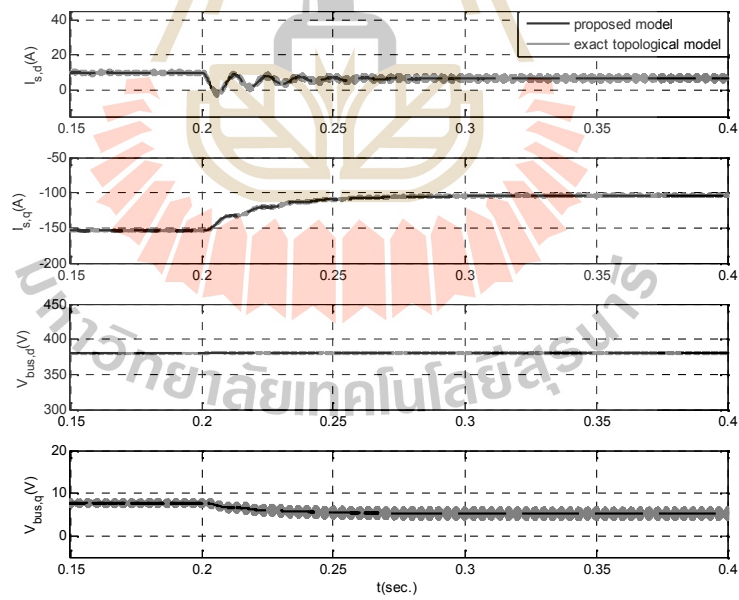
ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ใช้สำหรับตรวจสอบความถูกต้อง (ต่อ)

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	รายละเอียด
L_{eq}	10~H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	22~F	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
R_{L_F}	0.05 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ
L_F	5mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_{dc}	220~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
L_{boost}	2mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบูสต์
C_{pv}	47~F	ความจุไฟฟ้าของแผง PV
R_{Load}	50 Ω	ความต้านทานโหลด
M	0.7	ค่าดัชนีมอดูเลตวงจรแปลงผันแบบ 2 ทิศทาง
d	0.5	ค่าวัฏจักรหน้าที่วงจรแปลงผันแบบบูสต์

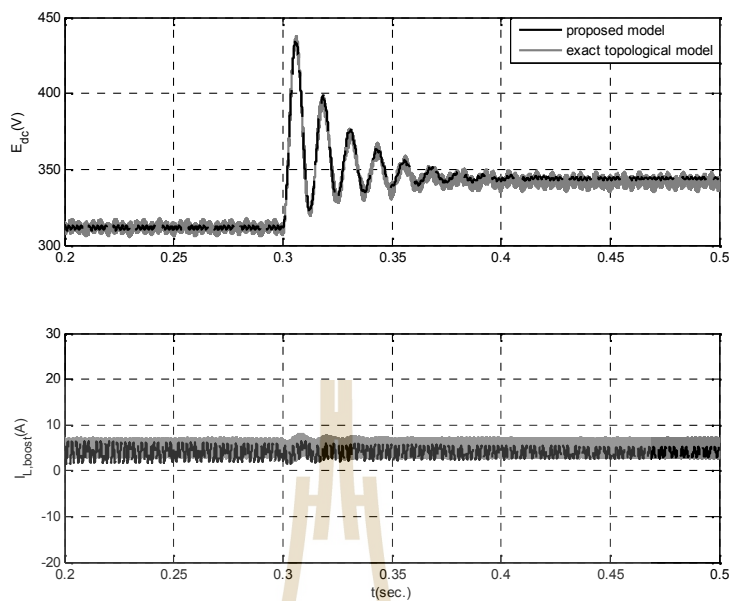
ดำเนินการกำหนดให้ $I_{pv} = 5A$ จากนั้นเปลี่ยน $I_{pv} = 15A$ ที่เวลา 0.2 วินาที เป็นการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในกรณีที่ 1 ผลการตอบสนองแสดงดังรูปที่ 3.15 – 3.16 ตามลำดับ สำหรับในกรณีที่ 2 ดำเนินการจำลองสถานการณ์ด้วยค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 3.1 โดยกำหนดให้ค่า $I_{pv} = 5A$ จากนั้นเปลี่ยนค่า V_s จาก 220V_{rms/phase} เป็น 250V_{rms/phase} ที่เวลา 0.3 วินาทีแสดงผลการตอบสนองได้ดังรูปที่ 3.17 - 3.18 ตามลำดับ



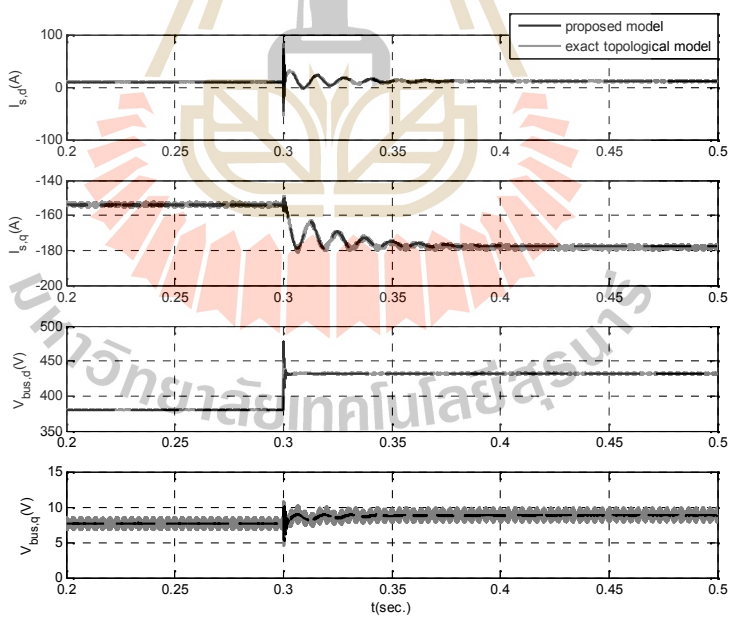
รูปที่ 3.15 ผลการตอบสนองของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ (กรณีที่ 1)



รูปที่ 3.16 ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ (กรณีที่ 1)



รูปที่ 3.17 ผลการตอบสนองของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ (กรณีที่ 2)



รูปที่ 3.18 ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ (กรณีที่ 2)

จากการจำลองสถานการณ์พบว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นนั้นมีความถูกต้องทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว ดังนั้นสามารถนำแบบจำลองดังกล่าวไปพัฒนาออกแบบตัวควบคุม

ฟิวส์สำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง รายละเอียดการออกแบบตัวควบคุมได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.2.5 เป็นลำดับถัดไป

3.2.5 การออกแบบตัวควบคุมระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก

การควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางในระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กใช้ตัวควบคุมฟิวส์ สำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟิวส์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้ (Seddik Bacha 2014)

1. พิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ
2. กำหนดจุดการทำงานที่จะใช้ในการออกแบบ
3. พิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ให้เป็นแบบเชิงเส้น
4. อนุมานฟังก์ชันถ่ายโอนจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นและคำนวณค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม

จากขั้นตอนการออกแบบที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น พิจารณาสมการที่ (3-35) โดยที่พิจารณาเฉพาะสมการอนุพันธ์ของ $I_{in,d}$ และ \dot{E}_{dc} แสดงได้ดังสมการที่ (3-36)

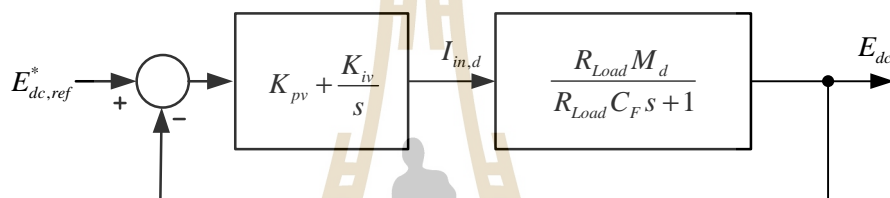
$$\begin{cases} \dot{I}_{in,d} = \frac{1}{L_F} V_{bus,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,d} + S I_{in,q} - \frac{M_d}{L_F} E_{dc} \\ \dot{E}_{dc} = \frac{M_d}{C_F} I_{in,d} + \frac{M_q}{C_F} I_{in,q} - \frac{1}{R_{Load} C_F} E_{dc} \end{cases} \quad (3-36)$$

จากสมการที่ (3-36) สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของลูประดันและลูประแสโดยอาศัยการแปลงลาปลาซ ทั้งนี้ในการหาฟังก์ชันถ่ายโอนเพื่อนำไปใช้เป็นพลานต์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบวงปิดสามารถพิจารณาสิ่งที่พจน์ที่มีเส้นประสีเทาเนื่องจากพิจารณาเป็นสัญญาณรบกวน (Seddik Bacha 2014) โดยเมื่อทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (3-36) จะสามารถอนุมานฟังก์ชันถ่ายโอนของลูประดันและลูประแสแสดงได้ดังสมการที่ (3-37) และสมการที่ (3-38) ตามลำดับ

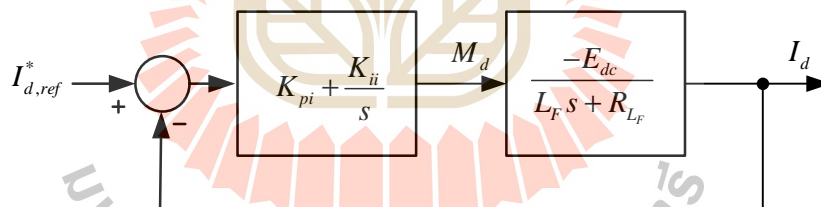
$$TF(s) = \frac{E_{dc}(s)}{I_{in,d}(s)} = \frac{R_{Load} M_d}{R_{Load} C_F s + 1} \quad (3-37)$$

$$TF(s) = \frac{I_{in,d}(s)}{M_d(s)} = -\frac{E_{dc}}{L_F s + R_{L_F}} \quad (3-38)$$

พิจารณาสมการที่ (3-37) สามารถคำนวณค่าคงที่ M_d ได้จาก $M_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M_e}{2} \cdot \frac{3}{2} \cos(w - w_1)$ เมื่อ M_e คือค่าดัชนีมอดูเลตที่จุดการทำงานของระบบที่ต้องการออกแบบ ซึ่งค่า M_e สามารถหาได้จาก $M_e = 2 \frac{V_{bus}}{E_{dc}^*}$ โดยที่ E_{dc}^* คือค่าแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่ถูกควบคุม และเมื่อพิจารณาค่า E_{dc} ในสมการที่ (3-38) จะได้ว่าค่า E_{dc} ดังกล่าวเป็นค่าแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่จุดการทำงาน ซึ่งในที่นี้จะมีค่าเท่ากับ E_{dc}^* จากกรกำหนดค่าคงที่ดังกล่าว สามารถนำฟังก์ชันถ่ายโอนจากสมการที่ (3-37) และ (3-38) มาใช้เป็นพลานต์ของระบบควบคุมวงปิด ซึ่งสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงปิดของลูประดันและลูประแสได้ดังรูปที่ 3.19 และ 3.20 ตามลำดับ



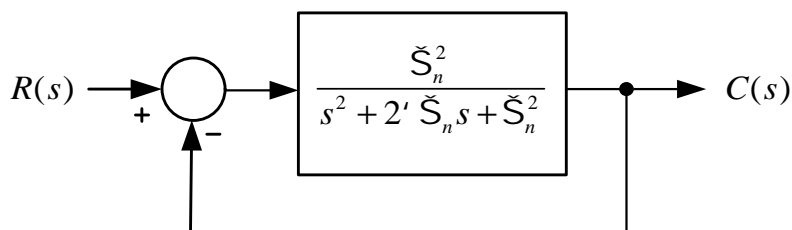
รูปที่ 3.19 บล็อกไดอะแกรมวงปิดของลูประดัน



รูปที่ 3.20 บล็อกไดอะแกรมวงปิดของลูประแส

จากรูปที่ 3.19 และ 3.20 ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบวงปิดของลูประดันและลูประแสได้แสดงได้ดังสมการที่ (3-39) และ (3-40) ตามลำดับ ซึ่งสามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ K_p และ K_i ของตัวควบคุมพีไอของลูประดันและลูประแสได้จากการกำหนดค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (percent overshoot, P.O.) และกำหนดค่าเวลาถึงค่ายอด (peak time, T_p) (กองพัน อารีรักษ์ 2560) โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ P.O. = 2% และ $T_p = 0.02$ วินาที ซึ่งจะสามารถคำนวณค่า $\zeta_n = 314.16 (100f)$ และ $\omega_n = 0.8$ จากนั้นทำการเทียบสัมประสิทธิ์ K_p และ K_i ของลูประดันและลูประแส โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้อาศัยการเทียบสัมประสิทธิ์จากรูปทั่วไป

ของระบบอันดับสองมาตรฐานแสดงดังสมการที่ (3-41) บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอันดับสองมาตรฐานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 บล็อกไดอะแกรมวงปิดของระบบอันดับสองมาตรฐาน

$$TF(s) = \frac{E_{dc}(s)}{E_{dc,ref}^*(s)} = \frac{K_{pv}R_{Load}M_d s + K_{iv}R_{Load}M_d}{R_{Load}C_F s^2 + (1 + K_{pv}R_{Load}M_d)s + K_{iv}R_{Load}M_d} \quad (3-39)$$

$$TF(s) = \frac{I_d(s)}{I_{d,ref}^*(s)} = \frac{-K_{pi}E_{dc}s - K_{ii}E_{dc}}{Ls^2 + (R_{L_F} - K_{pi}E_{dc})s - K_{ii}E_{dc}} \quad (3-40)$$

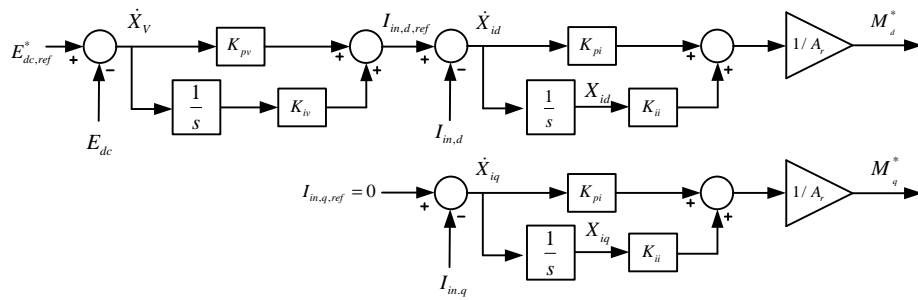
$$T(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{S_n^2}{s^2 + 2'S_n s + S_n^2} \quad (3-41)$$

พิจารณาสมการที่ (3-39) และ (3-40) สามารถทำการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการเทียบกับสมการระบบอันดับสองแบบมาตรฐานจากสมการที่ (3-41) สามารถคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ K_p และ K_i ของลูปแรงดันและลูปกระแสได้ดังตารางที่ 3.2 เมื่อกำหนดให้ $R_{Load} = 50\Omega$, $R_{L_F} = 0.1\Omega$ $L_F = 5\text{mH}$, $C_F = 220\mu\text{F}$ และ $E_{dc} = 1000\text{V}$

ตารางที่ 3.2 ค่าสัมประสิทธิ์ K_p และ K_i จากการออกแบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

S_{nv} (rad/s)	$'_v$	S_{ni} (rad/s)	$'_i$	K_{pv}	K_{iv}	K_{pi}	K_{ii}
$2f \times 100$	0.8	$10 \cdot (2f \times 100)$	0.8	0.3399	140.0582	-0.05025	-198.072

บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่ใช้ควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมดังกล่าวได้ดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง

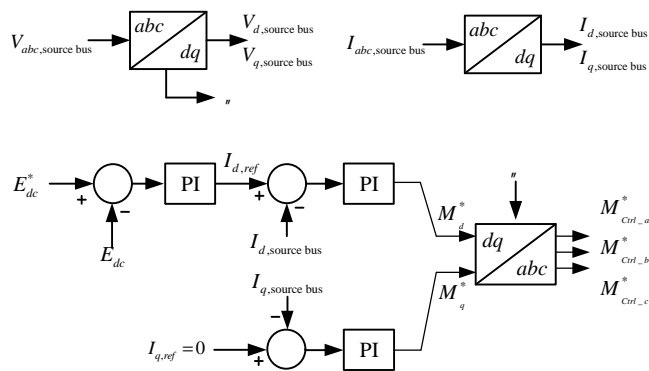
จากบล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบพีไอประกอบด้วยรูปการควบคุม 2 รูป คือ รูปการควบคุมแรงดันเป็นรูปด้านนอกและรูปการควบคุมกระแสเป็นรูปด้านใน ซึ่งทั้งสองรูปการควบคุมต่อกันแบบคาสเคด พิจารณาสมการดัชนีมอดูลที่ที่มีการควบคุมบนแกนดีและแกนควได้ดังสมการที่ (3-42)

$$M_d^* = \frac{1}{A_r} (E_{dc}^* K_{pv} K_{pi} - E_{dc} K_{pv} K_{pi} + X_v K_{iv} K_{pi} - I_{in,d} K_{pi} + X_{id} K_{ii})$$

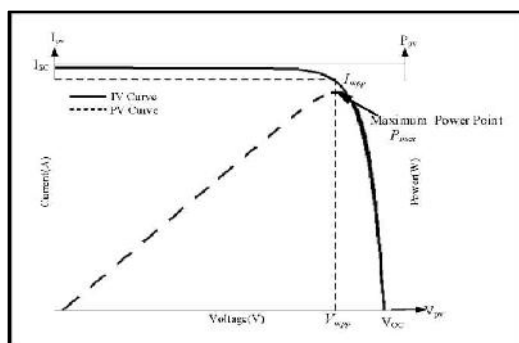
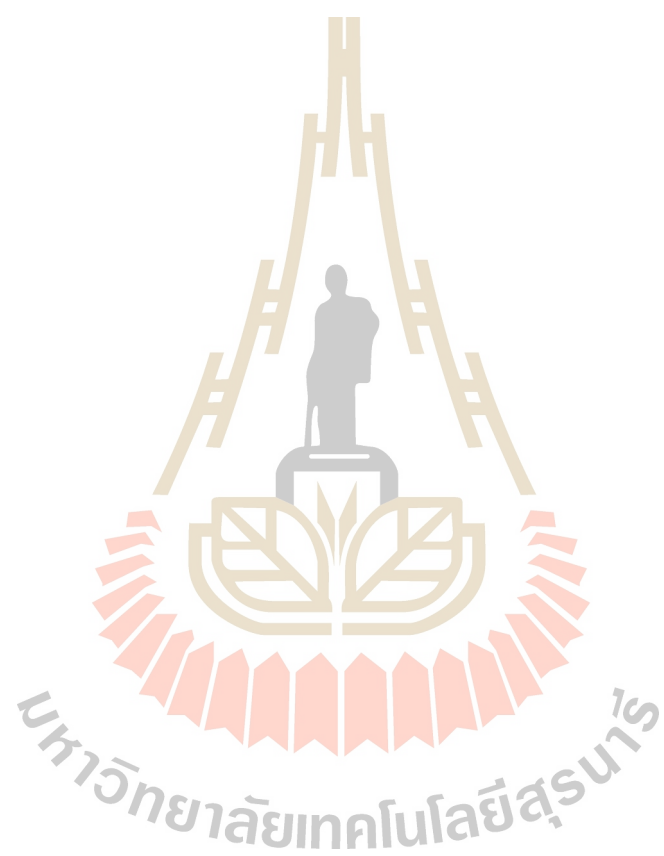
$$M_q^* = \frac{1}{A_r} (-I_{in,q} K_{pi} + X_{iq} K_{ii})$$
(3-42)

เมื่อ A_r คือ ค่าความสูงจากยอดถึงยอดของสัญญาณพาหะ

สำหรับแผนภาพไดอะแกรมการควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่มีตัวควบคุมพีไอในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสามารถแสดงดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 แผนภาพไดอะแกรมการควบคุมบัสแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง



จากกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 3.24 ค่าวัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบัสต์จะพิจารณาจากแรงดันที่ทำให้เกิดค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดมีค่าคงที่เท่ากับ V_{mpp} อีกทั้งระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ (E_{dc}^*) ซึ่งจะทำให้สามารถหาค่าวัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบัสต์ที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (d^*) ได้ดังสมการที่ (3-43)

$$d^* = 1 - \frac{V_{mpp}}{E_{dc}^*} \quad (3-43)$$

ในลำดับถัดมาแทนค่าสมการที่ (3-42) และ (3-43) ลงในสมการที่ (3-35) โดยที่ $M_d = M_d^*$, $M_q = M_q^*$ และ $d = d^*$ ทั้งนี้จากสมการอนุพันธ์ของ \dot{E}_{dc} ในสมการที่ (3-35) ดำเนินการเปลี่ยนพจน์ตัวแปรจาก $\frac{E_{dc}}{R_{Load} C_F}$ (โหลดตัวด้านทาน) ให้เป็น $\frac{P_{CPL}}{E_{dc} C_F}$ (โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ) ซึ่งจากการแทนค่าและเปลี่ยนพจน์ตัวแปรดังกล่าวจะทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติดังสมการที่ (3-44)

$$\begin{cases} \dot{I}_{s,d} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,d} + \dot{S} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,d} \\ \dot{I}_{s,q} = -\dot{S} I_{s,d} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,q} \\ \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,d} + \dot{S} V_{bus,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,d} \\ \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,q} - \dot{S} V_{bus,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,q} \\ \dot{I}_{in,d} = \frac{1}{L_F} V_{bus,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,d} + \dot{S} I_{in,q} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* E_{dc}}{A_r L_F} + \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} E_{dc}}{A_r L_F} \\ - \frac{K_{iv} K_{pi} E_{dc} X_v}{A_r L_F} + \frac{K_{pi} I_{in,d} E_{dc}}{A_r L_F} - \frac{K_{ii} E_{dc} X_{id}}{A_r L_F} \\ \dot{I}_{in,q} = \frac{1}{L_F} V_{bus,q} - \dot{S} I_{in,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,q} + \frac{K_{pi} I_{in,q} E_{dc}}{A_r L_F} - \frac{K_{ii} E_{dc} X_{iq}}{A_r L_F} \\ \dot{E}_{dc} = \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* I_{in,d}}{A_r C_F} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} I_{in,d}}{A_r C_F} + \frac{K_{iv} K_{pi} I_{in,d} X_v}{A_r C_F} - \frac{K_{pi} I_{in,d} I_{in,d}}{A_r C_F} \\ + \frac{K_{ii} I_{in,d} X_{id}}{A_r C_F} - \frac{K_{pi} I_{in,q} I_{in,q}}{A_r C_F} + \frac{K_{ii} I_{in,q} X_{iq}}{A_r C_F} + (1-d^*) \frac{I_{L,boost}}{C_F} - \frac{P_{CPL}}{C_F E_{dc}} \\ \dot{X}_{id} = K_{pv} E_{dc}^* - K_{pv} E_{dc} + K_{iv} X_v - I_{in,d} \\ \dot{X}_{iq} = -I_{in,q} \\ \dot{X}_v = E_{dc}^* - E_{dc} \\ \dot{I}_{L,boost} = \frac{V_{pv}}{L_{boost}} - (1-d^*) \frac{E_{dc}}{L_{boost}} \\ \dot{V}_{pv} = -\frac{I_{L,boost}}{C_{pv}} + \frac{I_{pv}}{C_{pv}} \end{cases} \quad (3-44)$$

จากสมการที่ (3-44) ปรากฏตัวแปร I_{pv} ซึ่งเป็นค่ากระแสไฟฟ้าที่ได้จากแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ ตัวแปรดังกล่าวสามารถแทนด้วยสมการแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์แสดงได้ดังสมการที่ (3-45)

$$I_{pv} = N_p \left[\left(I_{s.c.} + K_i (T - T_{ref}) \right) \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) \right] - \left[\left(\frac{I_{s.c.}}{e^{\left(\frac{V_{o.c.}}{nCV_t} \right)} - 1} \right) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \left(e^{\left(\frac{T}{T_{ref}} - 1 \right) \left(\frac{E_g}{nCV_t} \right)} \right) \left(e^{\left(\frac{V_{pv}}{N_s nCV_t} + \frac{I_{pv} R_s}{N_p nCV} \right)} - 1 \right) \right] \quad (3-45)$$

โดยที่	N_p	คือจำนวนแผงที่ต่อขนานกัน
	N_s	คือจำนวนแผงที่ต่ออนุกรมกัน
	R_{sh}	คือ ค่าความต้านทานขนานของเซลล์ ()
	R_s	คือ ค่าความต้านทานอนุกรมของเซลล์ ()
	V_{pv}	คือ แรงดันเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ (V)
	I_{pv}	คือ กระแสเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ (A)
	$I_{s.c.}$	คือกระแสลัดวงจรที่ 25 C (A)
	K_i	คือสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของกระแสลัดวงจร มีค่าเท่ากับ $2.2 \times 10^{-3} \text{ A/C}$
	G	คือความเข้มแสงที่สภาวะการใช้งาน (W/m^2)
	G_{ref}	คือความเข้มแสงที่สภาวะการใช้งาน 1 kW/m^2
	$V_{o.c.}$	คือแรงดันเปิดวงจรที่ 25 C (V)
	I_s	คือกระแสไปอัสอิมตัวย้อนกลับของไดโอด (A)
	n	คือ Ideal factor (ซิติคอนใช้ $n=1.3$)
	C	คือจำนวนเซลล์แสงอาทิตย์ต่อ 1 มอดูล
	V_t	คือ Thermal voltage = $\frac{kT}{q}$
	k	คือค่าคงที่ของ Boltzmann มีค่าเท่ากับ $1.3806504 \times 10^{-23} \text{ (J/Kevin)}$
	T	คืออุณหภูมิที่สภาวะการใช้งาน (Kevin)
	T_{ref}	คืออุณหภูมิที่สภาวะมาตรฐาน (273.15 Kevin)
	q	คือประจุอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ $1.602 \times 10^{-19} \text{ (C)}$
	E_g	คือ พลังงานระหว่างชั้นของสารกึ่งตัวนำ มีค่าเท่ากับ 1.12 eV

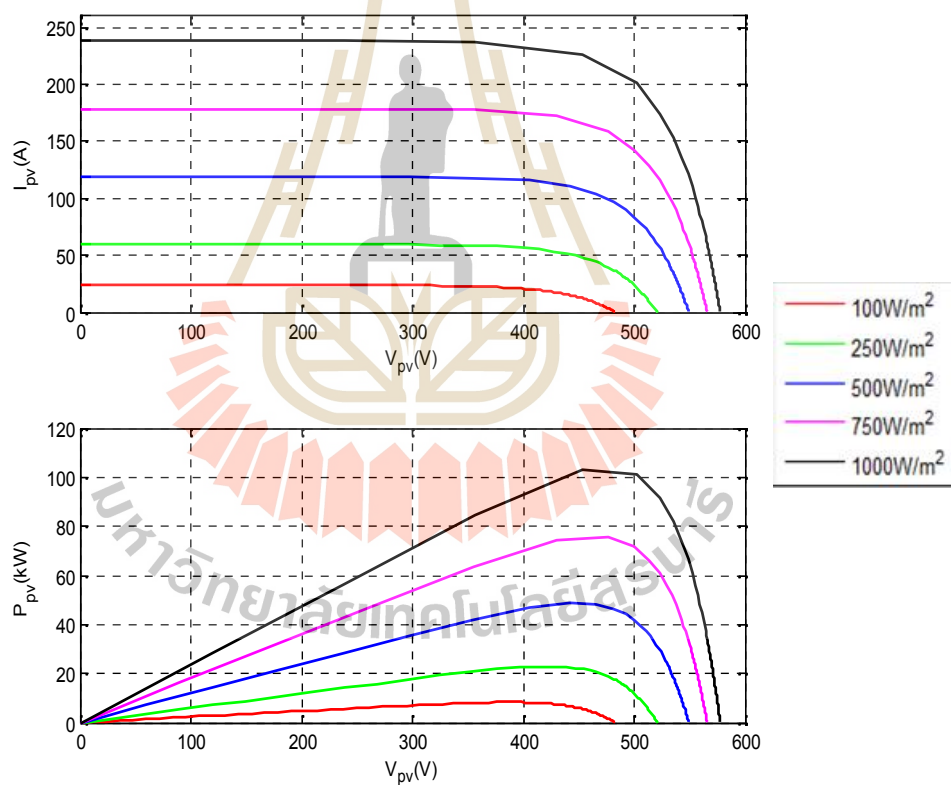
เมื่อแทนค่าตัวแปร I_{pv} จะทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโครงข่ายกำลังไฟฟ้า กระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติที่มีสมการแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-46)

$$\begin{cases}
 \dot{I}_{s,d} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,d} + \dot{S} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,d} \\
 \dot{I}_{s,q} = -\dot{S} I_{s,d} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,q} \\
 \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,d} + \dot{S} V_{bus,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,d} \\
 \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,q} - \dot{S} V_{bus,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,q} \\
 \dot{I}_{in,d} = \frac{1}{L_F} V_{bus,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,d} + \dot{S} I_{in,q} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* E_{dc}}{A_r L_F} + \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} E_{dc}}{A_r L_F} \\
 - \frac{K_{iv} K_{pi} E_{dc} X_v}{A_r L_F} + \frac{K_{pi} I_{in,d} E_{dc}}{A_r L_F} - \frac{K_{ii} E_{dc} X_{id}}{A_r L_F} \\
 \dot{I}_{in,q} = \frac{1}{L_F} V_{bus,q} - \dot{S} I_{in,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,q} + \frac{K_{pi} I_{in,q} E_{dc}}{A_r L_F} - \frac{K_{ii} E_{dc} X_{iq}}{A_r L_F} \\
 \dot{E}_{dc} = \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* I_{in,d}}{A_r C_F} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} I_{in,d}}{A_r C_F} + \frac{K_{iv} K_{pi} I_{in,d} X_v}{A_r C_F} - \frac{K_{pi} I_{in,d} I_{in,d}}{A_r C_F} \\
 + \frac{K_{ii} I_{in,d} X_{id}}{A_r C_F} - \frac{K_{pi} I_{in,q} I_{in,q}}{A_r C_F} + \frac{K_{ii} I_{in,q} X_{iq}}{A_r C_F} + (1-d^*) \frac{I_{L,boost}}{C_F} - \frac{P_{CPL}}{C_F E_{dc}} \\
 \dot{X}_{id} = K_{pv} E_{dc}^* - K_{pv} E_{dc} + K_{iv} X_v - I_{in,d} \\
 \dot{X}_{iq} = -I_{in,q} \\
 \dot{X}_v = E_{dc}^* - E_{dc} \\
 I_{L,boost} = \frac{V_{pv}}{L_{boost}} - (1-d^*) \frac{E_{dc}}{L_{boost}} \\
 \dot{V}_{pv} = -\frac{I_{L,boost}}{C_{pv}} + \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\left[(I_{s.c.} + K_i (T - T_{ref})) \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) \right] \right. \\
 \left. - \left[\left(\frac{I_{s.c.}}{\left(e^{\left(\frac{V_{o.c.}}{nCV_i} \right) - 1} \right)} \right) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right) \right]^3 \left(e^{\left(\frac{T}{T_{ref}} - 1 \right) \left(\frac{E_g}{nCV_i} \right)} \right) \left(e^{\left(\frac{V_{pv}}{N_s nCV_i} + \frac{I_{pv} R_s}{N_p nCV} \right)} - 1 \right) \right] \quad (3-46)
 \end{cases}$$

จากสมการที่ (3-46) เป็นสมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้า กระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ ในลำดับถัดไปจะเป็นการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง โดยรายละเอียดจะได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.2.6

3.2.6 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้น

ในหัวข้อที่ผ่านมาเป็นการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยอาศัยการผสมผสานระหว่างวิธีคิดร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปดังสมการที่ (3-46) ซึ่งเป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น การตรวจสอบความถูกต้องของสมการดังกล่าวจะดำเนินการจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ในขั้นแรกจะพิจารณากราฟคุณลักษณะของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้แผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีพิกัด 350 W ขนาดกันจำนวน 40 แผงและอนุกรมกัน 9 ชุด พิจารณาจากสมการที่ (3-45) สามารถแสดงกราฟคุณลักษณะเมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลงได้ดังรูปที่ 3.25



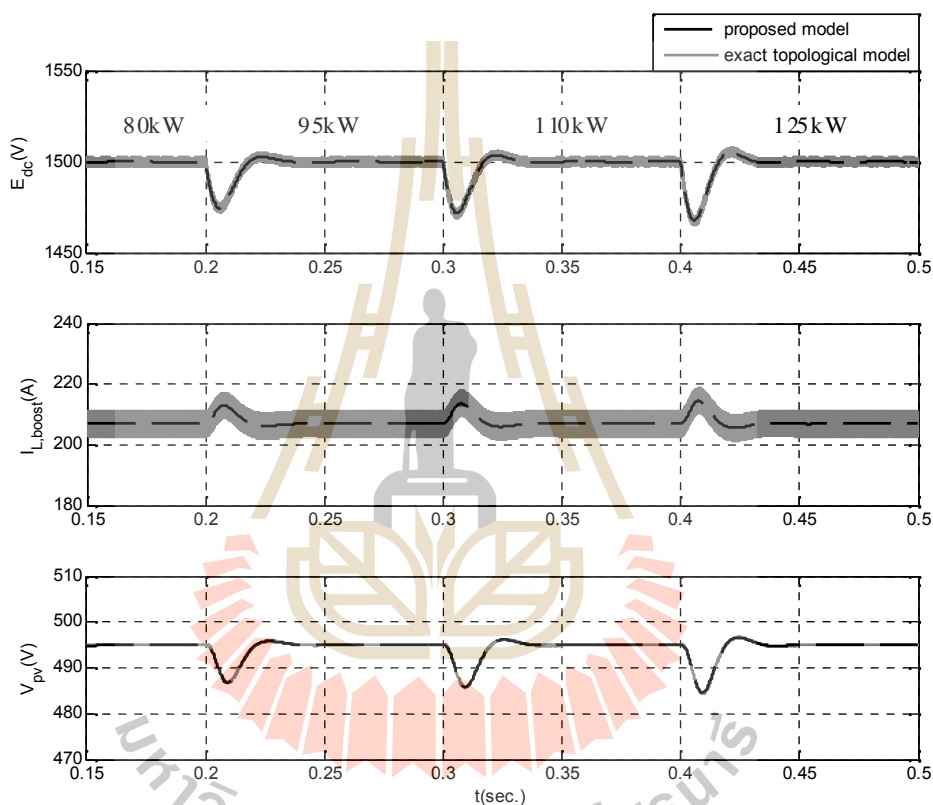
รูปที่ 3.25 กราฟคุณลักษณะแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่ค่าความเข้มแสงต่าง ๆ

จากกราฟคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์ในรูปที่ 3.25 ที่ค่าความเข้มแสง 1000 W/m² จะมีพิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดประมาณ 102 kW ที่ค่ากระแส 208 A และแรงดัน 495 V กำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ในการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองเป็นดังตารางที่ 3.3

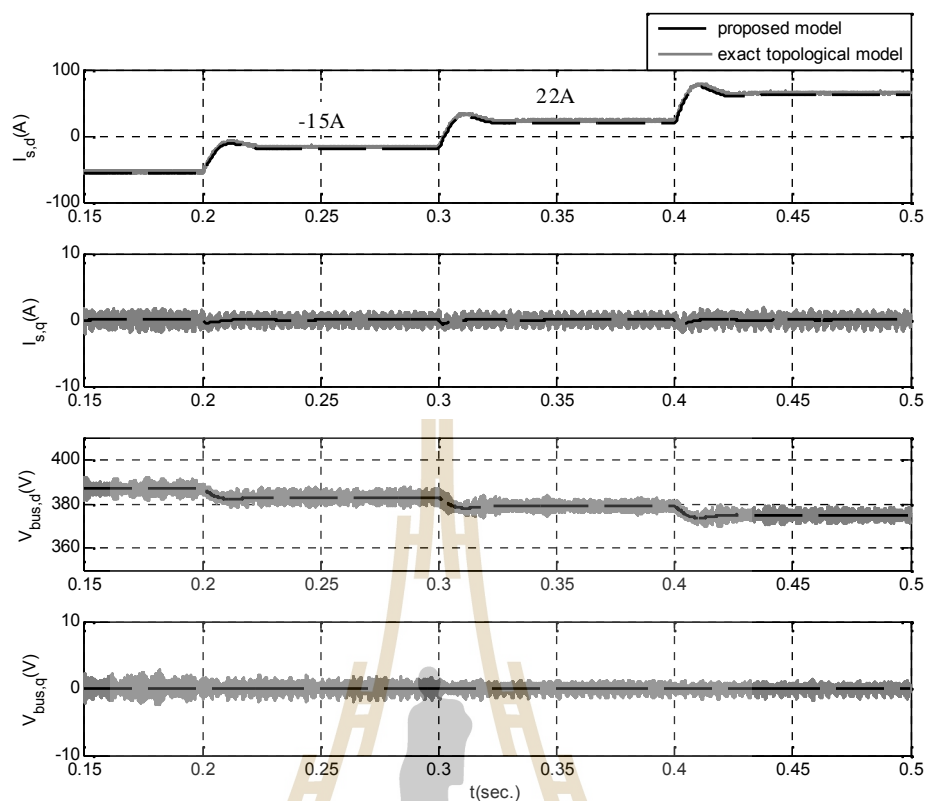
ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	รายละเอียด
V_s	220 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
S	$2f \times 50$ rad/s	ความถี่ของระบบ
R_{eq}	0.1Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	2~H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
R_{L_F}	0.1Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ
L_F	5mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_F	1000~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
L_{boost}	4mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบูสต์
C_{pv}	1000~F	ความจุไฟฟ้าของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์
K_{pv}	0.4614	ค่าพารามิเตอร์ K_p รูปแรงดัน
K_{iv}	38.19769	ค่าพารามิเตอร์ K_i รูปแรงดัน
K_{pi}	-0.00665	ค่าพารามิเตอร์ K_p รูปกระแส
K_{ii}	-5.28192	ค่าพารามิเตอร์ K_i รูปกระแส
N_p	40	จำนวนแผงที่ต่อขนานกัน
N_s	9	จำนวนแผงที่ต่ออนุกรมกัน
$I_{s.c.}$	5.96 A	กระแสลัดวงจรที่ 25 C
$V_{o.c.}$	64.2 V	แรงดันเปิดวงจรที่ 25 C
I_{rr_ref}	1kW / m ²	ค่าความเข้มแสงที่สภาวะมาตรฐาน
T_{ref}	25 C	อุณหภูมิที่สภาวะมาตรฐาน
R_{sh}	5~Ω	ค่าความต้านทานขนานของเซลล์
R_s	5MΩ	ค่าความต้านทานอนุกรมของเซลล์

ในลำดับถัดมาเป็นการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบผลการตอบสนองจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ กำหนดค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ที่ใช้งานมีค่า 1000 W/m^2 ซึ่งมีการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้มีค่าเท่ากับ 1500 V และโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอ้อมคิดเท่ากับ 80 kW หลังจากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเป็น 95 kW , 110 kW , 125 kW ที่เวลา 0.2 , 0.3 และ 0.4 วินาทีตามลำดับ ผลการตรวจสอบความถูกต้องแสดงได้ดังรูปที่ 3.26 และ 3.27

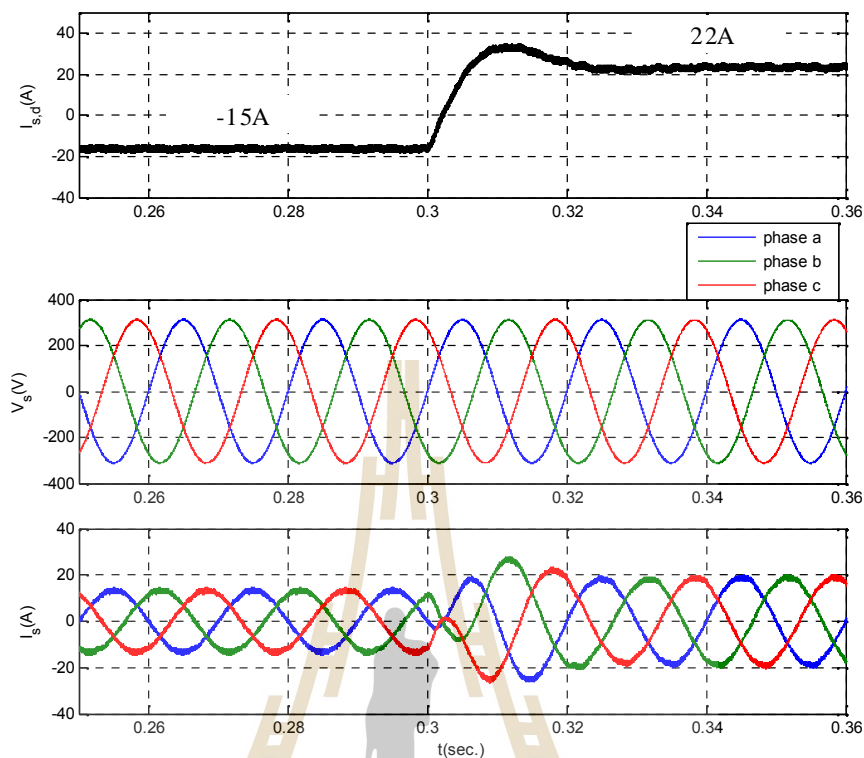


รูปที่ 3.26 ผลการตอบสนองของ E_{dc} , $I_{L,boost}$ และ V_{pv}



รูปที่ 3.27 ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$

จากการตรวจสอบความถูกต้องในรูปที่ 3.26 และ 3.27 พบว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีความถูกต้องทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว นอกจากนี้พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง โดยพิจารณาจากผลการตอบสนองในรูปที่ 3.27 ที่ค่า $I_{s,d}$ จะพบว่าที่เวลา 0.3 วินาทีมีการเปลี่ยนแปลงกระแสจากเดิม -15 A เป็น 22 A นั้นหมายถึงระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีการเปลี่ยนแปลงโหมดการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางจากโหมดวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นโหมดวงจรเรียงกระแส ซึ่งในขณะนั้นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีค่าเท่ากับ 110 kW เกินกว่ากำลังไฟฟ้าที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ และเมื่อพิจารณาที่ค่า $I_{s,q}$ ถูกควบคุมให้มีค่าเท่ากับ 0 A ในที่นี้จะหมายถึงค่าตัวประกอบกำลัง (power factor, $p.f.$) ของระบบไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 1 ผลการจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ เฉพาะช่วงเวลาดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 ผลการจำลองสถานการณ์ของ $I_{s,d}$, V_s และ I_s

จากผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 3.28 สามารถยืนยันได้อย่างชัดเจนว่าที่เวลา 0.3 วินาที วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางจะมีการเปลี่ยนโหมดการทำงาน และสามารถควบคุมให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 1 ได้ทั้งโหมดวงจรอินเวอร์เตอร์และโหมดวงจรเรียงกระแส จากการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองพบว่ามี ความถูกต้องสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพได้เป็นลำดับถัดไป สำหรับการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสงอื่น ๆ สามารถดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ก.1

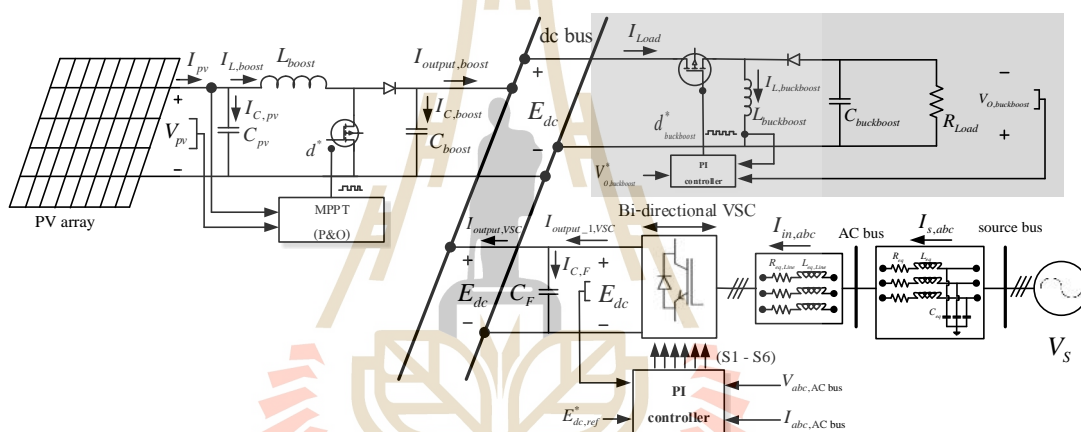
3.3 การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการควบคุมเป็น โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวอย่างหนึ่ง โดยในหัวข้อนี้จะได้กล่าวถึงการนำเอาผลตอบสนองทางพลวัตที่เกิดจาก โหลดวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตเข้าไปใส่ไว้ในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แทน โหลด

กำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติที่ได้พิสูจน์ไว้แล้วในสมการที่ (3-46) การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในหัวข้อนี้จะอาศัยองค์ความรู้เกี่ยวกับวิธีคิดและวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา

3.3.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต

พิจารณาจากระบบไฟฟ้าในรูปที่ 3.1 เมื่อปลดโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติออกแล้วแทนด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุต ระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัก์-บูสต์แสดงได้ดังรูปที่ 3.29

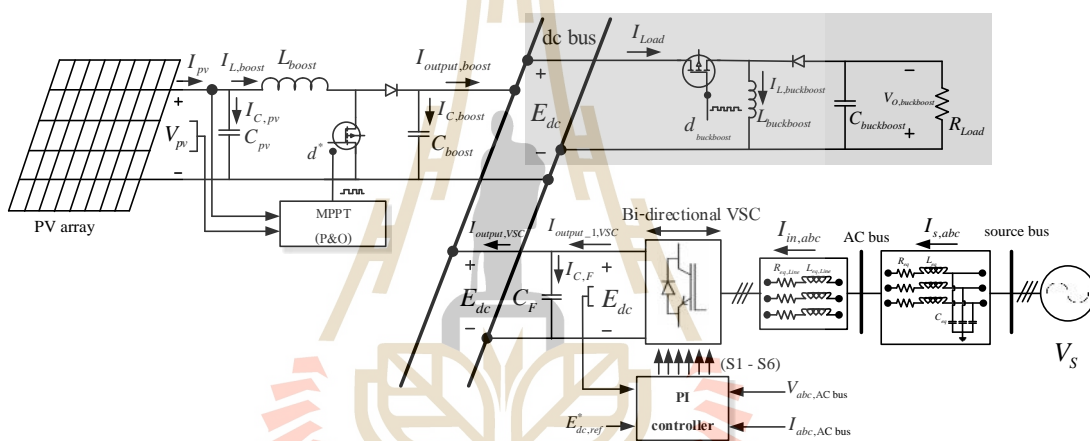


รูปที่ 3.29 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัก์-บูสต์

ระบบไฟฟ้าในรูปที่ 3.29 มีส่วนที่แตกต่างไปจากรูปที่ 3.1 นั่นคือส่วนที่เป็นโหลดของระบบ ซึ่งในที่นี้ใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัก์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตแทนที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติแสดงได้ดังกรอบสี่เหลี่ยมในรูปที่ 3.29 สำหรับวงจรแปลงผันดังกล่าวเมื่อมีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตจะมีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวทำให้กระทบส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าเช่นเดียวกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้องเพื่อหลีกเลี่ยงการใช้งานในสภาวะดังกล่าว การพิสูจน์แบบจำลองได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.3.2

3.3.2 การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดเป็น วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วยวิธีดีคิ๋วร่วมกับวิธี ค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป

การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ โครงข่ายกำลัง ไฟฟ้ากระแสตรง ขนาดเล็กเมื่อมีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์จะอาศัยการผสมผสานระหว่าง วิธีดีคิ๋วร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป โดยทั้ง 2 วิธีได้นำเสนอรายละเอียดไว้แล้วในหัวข้อที่ ผ่านมา พิจารณาในส่วนที่เป็นโหลดของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 3.29 ในขั้นแรกจะพิจารณากรณีที่ยัง ไม่มีตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์แสดงได้ดังรูปที่ 3.30 ที่ตีกรอบสีเทา



รูปที่ 3.30 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีโหลดวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่ยังไม่มีตัวควบคุมพีไอ

พิจารณาโหมดการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ในกรณีสวิตช์ปิดและสวิตช์ เปิดจะได้สมการอนุพันธ์ของกระแส $I_{L,buckboost}$ และ $V_{O,buckboost}$ ดังสมการที่ (3-47) และ (3-48) ตามลำดับ

$$\dot{I}_{L,buckboost} = \frac{-(1-u(t)_{buckboost})V_{O,buckboost}}{L_{buckboost}} + \frac{u(t)_{buckboost}E_{dc}}{L_{buckboost}} \quad (3-47)$$

$$\dot{V}_{O,buckboost} = \frac{(1-u(t)_{buckboost})I_{L,buckboost}}{C_{buckboost}} - \frac{V_{O,buckboost}}{C_{buckboost}R_{Load}} \quad (3-48)$$

เมื่อ $u(t)_{buckboost}$ คือฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

พิจารณาความสัมพันธ์ของกระแส I_{Load} หากพิจารณาโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติในสมการที่ (3-46) จากเดิม $I_{Load} = \frac{P_{CPL}}{E_{dc}}$ เมื่อเปลี่ยนโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์จะได้ $I_{Load} = I_{L,buckboost} u(t)_{buckboost}$ ประยุกต์ใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปกับฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์จะได้ว่า

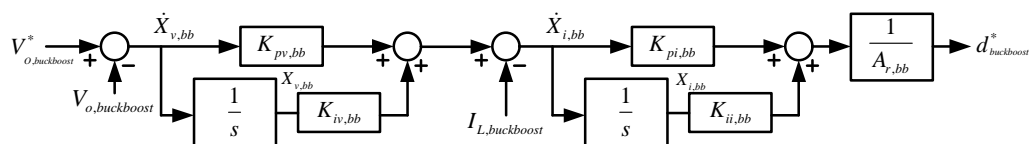
$$u(t)_{buckboost} = d_{buckboost} \quad (3-49)$$

เมื่อ $d_{buckboost}$ คือค่าวัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

แทนสมการที่ (3-49) ลงในสมการที่ (3-47) และ (3-48) พร้อมทั้งเปลี่ยนค่า I_{Load} ในแบบจำลองสมการที่ (3-46) จากเดิมคือ $I_{Load} = \frac{P_{CPL}}{E_{dc}}$ เป็น $I_{Load} = I_{L,buckboost} d_{buckboost}$ จะทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.30 แสดงได้ดังสมการที่ (3-50)

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{s,d} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,d} + S I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,d} \\ \dot{I}_{s,q} = -S I_{s,d} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,q} \\ \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,d} + S V_{bus,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,d} \\ \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,q} - S V_{bus,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,q} \\ \dot{I}_{in,d} = \frac{1}{L_f} V_{bus,d} - \frac{R_{L_f}}{L_f} I_{in,d} + S I_{in,q} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* E_{dc}}{A_f L_f} + \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} E_{dc}}{A_f L_f} - \frac{K_{iv} K_{pi} E_{dc} X_v}{A_f L_f} + \frac{K_{pi} I_{in,d} E_{dc}}{A_f L_f} - \frac{K_{ii} E_{dc} X_{id}}{A_f L_f} \\ \dot{I}_{in,q} = \frac{1}{L_f} V_{bus,q} - S I_{in,d} - \frac{R_{L_f}}{L_f} I_{in,q} + \frac{K_{pi} I_{in,q} E_{dc}}{A_f L_f} - \frac{K_{ii} E_{dc} X_{iq}}{A_f L_f} \\ \dot{E}_{dc} = \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* I_{in,d}}{A_f C_f} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} I_{in,d}}{A_f C_f} + \frac{K_{pv} K_{pi} I_{in,d} X_v}{A_f C_f} - \frac{K_{pi} I_{in,d} I_{in,d}}{A_f C_f} + \frac{K_{ii} I_{in,d} X_{id}}{A_f C_f} - \frac{K_{pi} I_{in,q} I_{in,q}}{A_f C_f} + \frac{K_{ii} I_{in,q} X_{iq}}{A_f C_f} \\ + \frac{(1-d^*) I_{L,boost}}{C_f} - \frac{(d_{buckboost}) I_{L,buckboost}}{C_f} \\ \dot{X}_{id} = K_{pv} E_{dc}^* - K_{pv} E_{dc} + K_{iv} X_v - I_{in,d} \\ \dot{X}_{iq} = -I_{in,q} \\ \dot{X}_v = E_{dc}^* - E_{dc} \\ \dot{I}_{L,boost} = \frac{V_{pv}}{L_{boost}} - \frac{(1-d^*) E_{dc}}{L_{boost}} \\ \dot{V}_{pv} = -\frac{I_{L,boost}}{C_{pv}} + \frac{N_p}{C_{pv}} \left[(I_{s,c} + K_i (T - T_{ref})) \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) \right] - \left[\left(\frac{I_{s,c}}{\left(\frac{V_{s,c}}{nCV_i} \right) - 1} \right) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right) \left(e^{\left(\frac{T}{T_{ref}} - 1 \right) \left(\frac{E_i}{nCV_i} \right)} \right) \left(e^{\left(\frac{V_{pv}}{N_p nCV_i} - \frac{I_{m} R_t}{N_p nCV_i} \right)} - 1 \right) \right] \\ \dot{I}_{L,buckboost} = \frac{-(1-d_{buckboost}) V_{O,buckboost}}{L_{buckboost}} + \frac{d_{buckboost} E_{dc}}{L_{buckboost}} \\ \dot{V}_{O,buckboost} = \frac{(1-d_{buckboost}) I_{L,buckboost}}{C_{buckboost}} - \frac{V_{O,buckboost}}{C_{buckboost} R_{Load}} \end{array} \right. \quad (3-50)$$

ลำดับถัดมาพิจารณาตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ได้ดังรูปที่ 3.31 สามารถหาสมการ $d_{buckboost}^*$ ได้ดังสมการที่ (3-53)



รูปที่ 3.31 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

$$d_{buckboost}^* = \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost}^*}{A_{r,bb}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost}}{A_{r,bb}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb}}{A_{r,bb}} - \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb}} + \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb}}{A_{r,bb}} \quad (3-51)$$

แทนค่า $d_{buckboost}$ ในสมการที่ (3-50) ด้วยค่า $d_{buckboost}^*$ จากสมการที่ (3-51) จะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 3.29 แสดงได้ดังสมการที่ (3-52) ลำดับถัดไปเป็นการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้การค้นหาคำด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ซึ่งรายละเอียดจะได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.3.3

$$\begin{cases}
\dot{I}_{s,d} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,d} + \mathcal{S} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,d} \\
\dot{I}_{s,q} = -\mathcal{S} I_{s,d} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,q} \\
\dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,d} + \mathcal{S} V_{bus,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,d} \\
\dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,q} - \mathcal{S} V_{bus,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,q} \\
\dot{I}_{in,d} = \frac{1}{L_F} V_{bus,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,d} + \mathcal{S} I_{in,q} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* E_{dc}}{A_r L_F} + \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} E_{dc}}{A_r L_F} - \frac{K_{iv} K_{pi} E_{dc} X_v}{A_r L_F} + \frac{K_{pi} I_{in,d} E_{dc}}{A_r L_F} - \frac{K_{ii} X_{id} E_{dc}}{A_r L_F} \\
\dot{I}_{in,q} = \frac{1}{L_F} V_{bus,q} - \mathcal{S} I_{in,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,q} + \frac{K_{pi} I_{in,q} E_{dc}}{A_r L_F} - \frac{K_{ii} X_{iq} E_{dc}}{A_r L_F} \\
\dot{E}_{dc} = \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* I_{in,d}}{A_r C_F} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} I_{in,d}}{A_r C_F} + \frac{K_{iv} K_{pi} X_v I_{in,d}}{A_r C_F} - \frac{K_{pi} I_{in,d} I_{in,d}}{A_r C_F} + \frac{K_{ii} X_{id} I_{in,d}}{A_r C_F} - \frac{K_{pi} I_{in,q} I_{in,q}}{A_r C_F} + \frac{K_{ii} X_{iq} I_{in,q}}{A_r C_F} + \frac{(1-d^*) I_{L,boost}}{C_F} \\
- \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_F} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_F} - \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_F} + \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_F} - \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_F} \\
\dot{X}_{id} = K_{pv} E_{dc}^* - K_{pv} E_{dc} + K_{iv} X_v - I_{in,d} \\
\dot{X}_{iq} = -I_{in,q} \\
\dot{X}_v = E_{dc}^* - E_{dc} \\
\dot{I}_{L,boost} = \frac{V_{pv}}{L_{boost}} - \frac{(1-d^*) E_{dc}}{L_{boost}} \\
\dot{V}_{pv} = -\frac{I_{L,boost}}{C_{pv}} + \frac{N_p}{C_{pv}} \left[(I_{s.c.} + K_i (T - T_{ref})) \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) - \left[\left(\frac{I_{s.c.}}{e^{\left(\frac{V_{oc}}{nCV_i} \right)} - 1 \right)} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \left(e^{\left(\frac{T}{T_{ref}} - 1 \right)} \left(\frac{E_g}{nCV_i} \right) \right) \left(e^{\left(\frac{V_{pv}}{N_p nCV_i} + \frac{I_{pv} R_s}{N_p nCV_i} \right)} - 1 \right) \right] \right] \\
\dot{I}_{L,buckboost} = -\frac{V_{O,buckboost}}{L_{buckboost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} V_{O,buckboost}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} V_{O,buckboost}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} V_{O,buckboost}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost} V_{O,buckboost}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} \\
+ \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} V_{O,buckboost}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} E_{dc}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} E_{dc}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} E_{dc}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost} E_{dc}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{ii,bb X_{i,bb} E_{dc}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} \\
\dot{V}_{O,buckboost} = \frac{I_{L,buckboost}}{C_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} - \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} + \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} \\
- \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} I_{L,buckboost}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} - \frac{V_{O,buckboost}}{C_{buckboost} R_{Load}} \\
\dot{X}_{i,bb} = K_{pv,bb} V_{O,buckboost} - K_{pv,bb} V_{O,buckboost} + K_{iv,bb} X_{v,bb} - I_{L,buckboost} \\
\dot{X}_{v,bb} = V_{O,buckboost} - V_{O,buckboost}
\end{cases}$$

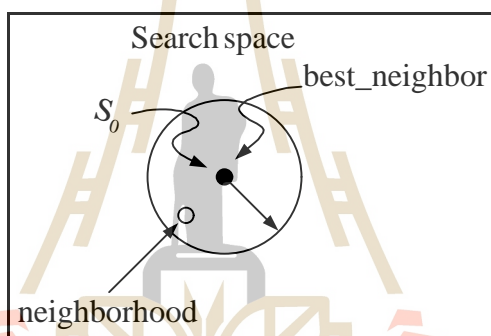
(3-52)

3.3.3 การออกแบบตัวควบคุมวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ส่วนที่เป็นการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์นี้จะดำเนินการออกแบบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์นี้ ซึ่งจะใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวได้ (Adaptive Tabu Search) (Areerak, Kulworawanichpong et al. 2004) เนื่องจากมีสมรรถนะสูงในการค้นหาค่า อีกทั้งยังมีกลไกในการเดินย้อนรอยและกลไกในการปรับลดรัศมีการค้นหาเพื่อให้ได้คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง โดยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวพิจารณาได้ตามขั้นตอนดังนี้

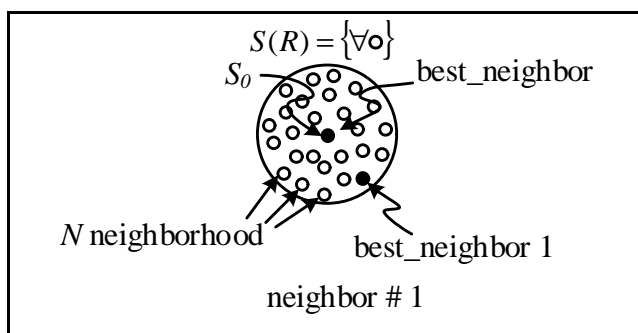
ขั้นตอนที่ 1 กำหนดพื้นที่การค้นหา รัศมีการค้นหา และจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา

ขั้นตอนที่ 2 ทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น S_0 ภายในพื้นที่การค้นหา และให้ S_0 เป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) แสดงได้ดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 สุ่มค่า S_0 ในพื้นที่การค้นหา

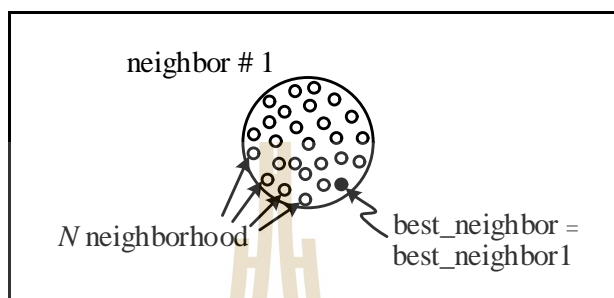
ขั้นตอนที่ 3 ทำการสุ่มเลือกคำตอบจำนวน N คำตอบ รอบๆ S_0 ภายในพื้นที่รัศมีการค้นหา R และกำหนดให้เซต $S(R)$ เป็นเซตของคำตอบ N คำตอบ ซึ่งเรียกว่า คำตอบรอบข้าง แสดงได้ดังรูปที่ 3.33



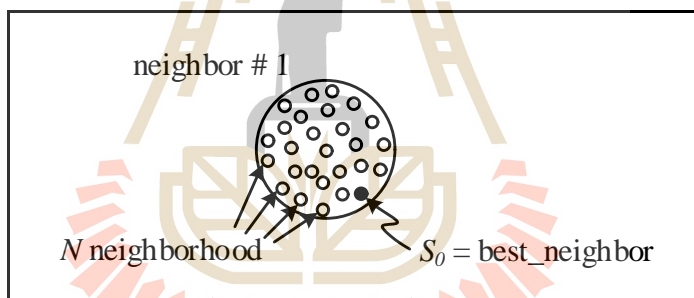
รูปที่ 3.33 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ S_0

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินค่าตอบรอบข้างด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของแต่ละสมาชิกใน $S(R)$ โดยกำหนดให้ S_1 เป็นคำตอบที่ดีที่สุดที่สุดใน $S(R)$

ขั้นตอนที่ 5 ถ้า $S_1 < S_0$ ดังนั้นกำหนดให้ $S_0 = S_1$ และเก็บค่า S_0 ในรายการตาม แสดงได้รูปที่ 3.34 และรูปที่ 3.35



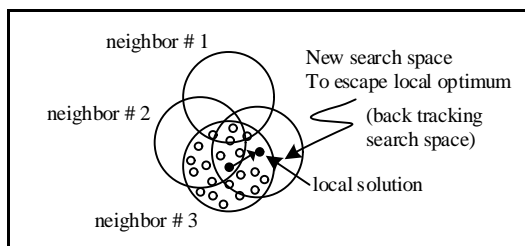
รูปที่ 3.34 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่



รูปที่ 3.35 กำหนดค่า S_0 ใหม่

ขั้นตอนที่ 6 ถ้า $count \geq count_{max}$ จะหยุดกระบวนการค้นหาโดยที่ค่า S_0 คือ คำตอบที่ดีที่สุดไม่เช่นนั้นจะกลับไปสู่ขั้นตอนที่ 3 และเริ่มกระบวนการใหม่อีกครั้งจนกระทั่งได้คำตอบที่ดีที่สุดในการค้นหา

ขั้นตอนที่ 7 เข้าสู่กลไกการเดินย้อนรอย เมื่อจำนวนคำตอบในแต่ละรอบไม่หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) เป็นจำนวนคำตอบเท่ากับจำนวนคำตอบสูงสุดที่ได้จากการตั้งค่าไว้ กลไกนี้จะเลือกคำตอบที่ดีที่สุดได้จากการค้นหาในพื้นที่การค้นหาเดิมในรายการตามเพื่อนำมากำหนดเป็นคำตอบเริ่มต้นสำหรับการค้นหาในรอบถัดไป ทั้งนี้เพื่อให้หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่น แสดงกลไกการเดินย้อนรอยได้ดังรูปที่ 3.36 ซึ่งค่าคำตอบวงแคบเฉพาะถิ่นในรายการตามเป็นค่าเริ่มต้นการค้นหา



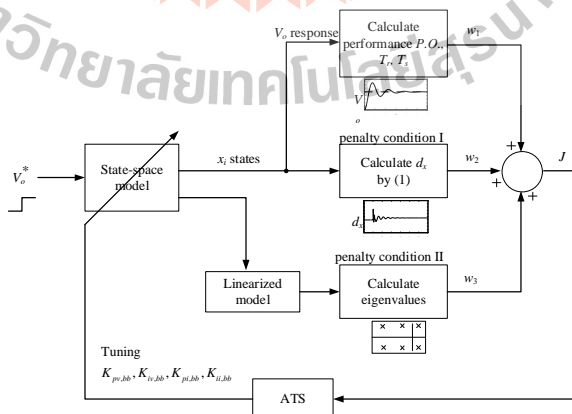
รูปที่ 3.36 กลไกการเดินย้อนรอย

ขั้นตอนที่ 8 จะเข้าสู่กลไกการปรับค่ารัศมีการค้นหา โดยจะปรับลดรัศมีลงเรื่อย ๆ ตามความสัมพันธ์ดังแสดงในสมการที่ (3-53)

$$radius_{new} = \frac{radius_{old}}{DF} \tag{3-53}$$

โดยที่ $DF > 1$ คือ ตัวประกอบปรับลดรัศมี (Decreasing Factor)

ขั้นตอนการทำงานของการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวทั้ง 8 ขั้นตอนสามารถนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอทั้งรูปแบบดั้งเดิมและรูปแบบของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัสก์-บูสต์ ซึ่งสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอได้ดังรูปที่ 3.37



รูปที่ 3.37 บล็อกไดอะแกรมการค้นหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวได้

สำหรับบล็อกไดอะแกรมที่แสดงในรูปที่ 3.37 แสดงวิธีการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวได้ ซึ่งจะทำการค้นหาค่าพารามิเตอร์ทั้งหมด 4 ตัว ได้แก่ $K_{pv,bb}$, $K_{iv,bb}$, $K_{pi,bb}$ และ $K_{ii,bb}$ ผ่านทางแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จากบล็อกไดอะแกรมดังกล่าวการประเมินคุณภาพของคำตอบแสดงได้ดังสมการที่ (3-54)

$$J = \sum_{x=1}^y w_x \quad (3-54)$$

จากสมการที่ (3-54) เมื่อพิจารณาบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.37 จะได้ว่าสมการดังกล่าวเป็นผลรวมของค่าความผิดพลาด 3 ส่วนดังนี้

ส่วนที่ 1 คือค่า w_1 เป็นค่าความผิดพลาดที่ได้จากการคำนวณสมรรถนะของตัวควบคุมพีไอ ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ได้แก่ เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (percent overshoot, $P.O.$) เวลาขึ้น (rise time, T_r) และเวลาเข้าที่ (settling time, T_s) เพื่อให้ได้สมรรถนะที่ดีที่สุด

ส่วนที่ 2 คือค่า w_2 เป็นค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการคำนวณค่าสัญญาณควบคุม (d) เพื่อให้มั่นใจได้ว่าการสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ในทางปฏิบัติจะไม่ทำให้สัญญาณดังกล่าวเกิดการอิมพัลส์ เนื่องจากสัญญาณควบคุมดังกล่าวจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อให้ได้สัญญาณพัลส์ในการควบคุมสวิตช์ของวงจร ในกรณีที่สัญญาณควบคุมมีค่าสูงเกินกว่าจุดสูงสุดของสัญญาณสามเหลี่ยมจะทำให้สัญญาณพัลส์ที่นำไปใช้สำหรับสั่งการทำงานของสวิตช์ในวงจรมีลอจิกเป็น 1 ตลอดเวลา กล่าวคือจะทำให้สวิตช์เกิดการปิดวงจรตลอดเวลาซึ่งอาจทำให้เกิดการควบคุมที่ผิดพลาดและเกิดความเสียหายกับอุปกรณ์สวิตช์ ในกรณีดังกล่าวจึงพิจารณากำหนดให้ค่า w_2 มีค่าสูงมากเพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่ได้จากการสุ่มในรอบดังกล่าวเป็นคำตอบที่แย่มากที่สุด

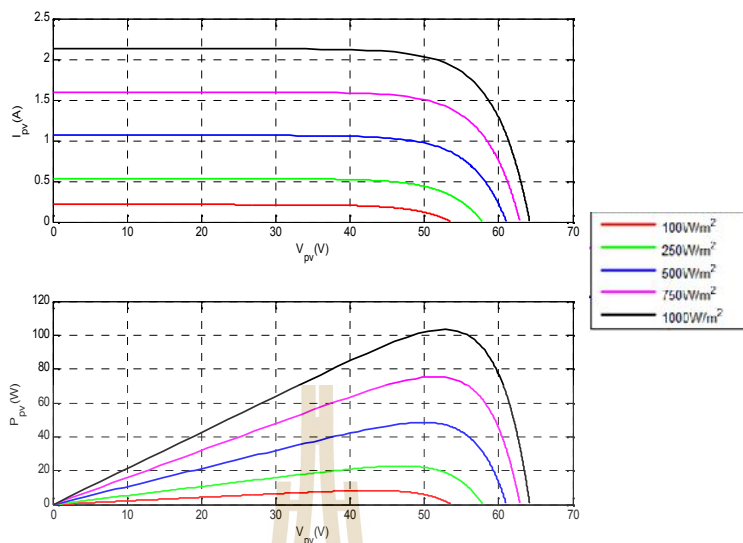
ส่วนที่ 3 คือค่า w_3 เป็นค่าความผิดพลาดที่ได้จากการคำนวณค่าเจาะจงของระบบเพื่อให้มั่นใจได้ว่าค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่ได้จากการสุ่มในรอบใด ๆ จะไม่ทำให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์มีสถานะการทำงานที่เกิดการขาดเสถียรภาพ ซึ่งในกรณีที่ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่เกิดจากการสุ่มชุดใดทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพจะกำหนดให้ค่า w_3 มีค่าสูงมากเพื่อให้ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่ได้จากการสุ่มในรอบดังกล่าวเป็นคำตอบที่แย่มากที่สุด

การค้นหาด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัวได้ที่มีการคำนวณค่าความผิดพลาดทั้ง 3 ส่วนทำให้มั่นใจได้ว่าค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้จากการค้นหาจะให้สมรรถนะในการควบคุมที่ดี สามารถ

นำไปใช้ในการสร้างจริงได้โดยไม่เกิดการอ้อมตัวของสัญญาณควบคุมและไม่เกิดสภาวะการขาดเสถียรภาพที่มีสาเหตุมาจากค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีดังกล่าว ซึ่งการค้นหาด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวได้จะทำการสุ่มค่าพารามิเตอร์จนกว่าจะได้ค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้ค่า J มีค่าน้อยที่สุดและถือว่าค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมดังกล่าวเป็นค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุด โดยจะนำเอาค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาไปใช้ในการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัก์-บูสต์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ผลการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ทำให้ได้ค่าความผิดพลาดน้อยที่สุดเป็นดังนี้ $K_{pv,bb} = 1.457$, $K_{iv,bb} = 4.573$, $K_{pi,bb} = 0.5453$ และ $K_{ii,bb} = 22.332$ รายละเอียดเพิ่มเติมในการค้นหาสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก (Pakdeeto, Chanpittayagit et al. 2017)

3.3.4 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัก์-บูสต์

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังสมการที่ (3-52) เป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น การตรวจสอบความถูกต้องของสมการดังกล่าวจะดำเนินการจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ทั้งนี้เพื่อให้การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองอยู่ในช่วงการทำงานเดียวกันกับชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในระดับแรงต่ำ ผู้วิจัยจึงได้พิจารณากราฟคุณลักษณะของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ใหม่อีกครั้ง โดยแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่ใช้มีพิกัด 100 W เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3-45) สามารถแสดงกราฟคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์พิกัด 100 W เมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลงได้ดังรูปที่ 3.38



รูปที่ 3.38 กราฟคุณลักษณะแผงเซลล์แสงอาทิตย์พิกัด 100 W ที่ค่าความเข้มแสงต่าง ๆ

จากกราฟคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์ในรูปที่ 3.38 ที่ค่าความเข้มแสง 1000 W/m^2 จะมีพิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดประมาณ 105 W ที่ค่ากระแส 1.95 A และแรงดัน 53 V กำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ในการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองเป็นดังตารางที่ 3.4

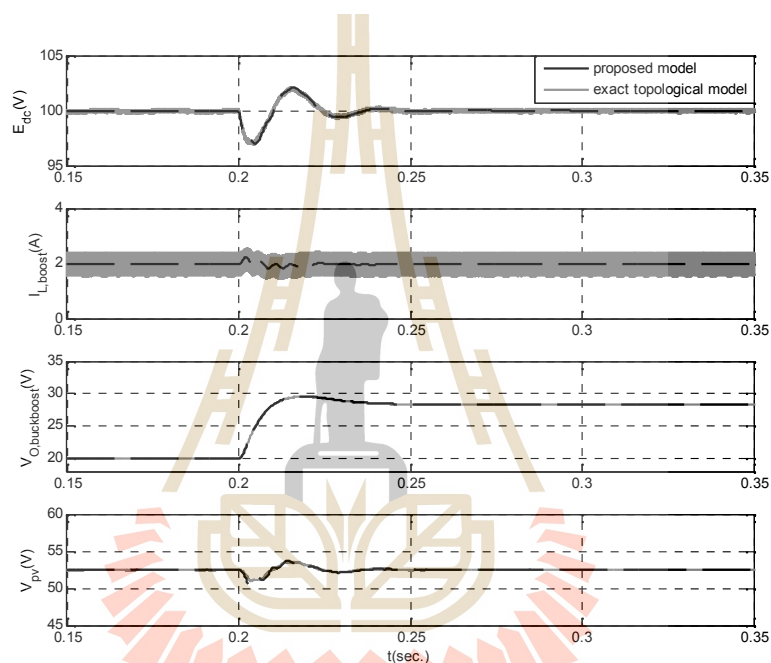
ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	รายละเอียด
V_s	$20 \text{ V}_{\text{rms/phase}}$	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
S	$2f \times 50 \text{ rad/s}$	ความถี่ของระบบ
R_{eq}	0.1Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	2 H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
R_{L_F}	0.1Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ

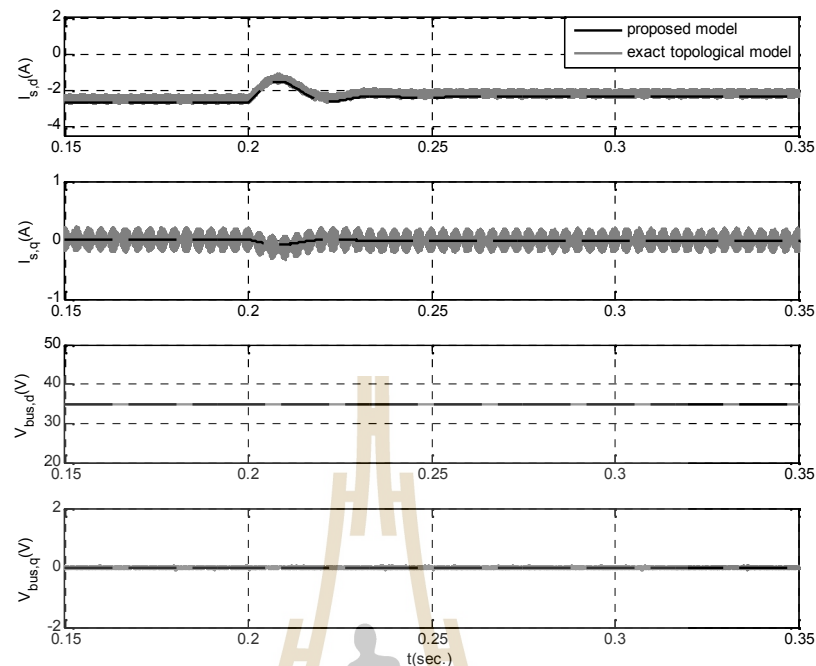
ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง (ต่อ)

L_F	5mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_F	220~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
L_{boost}	3mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบูสต์
C_{pv}	200~F	ความจุไฟฟ้าของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์
K_{pv}	0.242926	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปแรงดัน
K_{iv}	52.52182	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปแรงดัน
K_{pi}	-0.01672	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปกระแส
K_{ii}	-33.012	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปกระแส
N_p	1	จำนวนแฉงที่ต่อขนานกัน
N_s	1	จำนวนแฉงที่ต่ออนุกรมกัน
$I_{s.c.}$	2.13 A	กระแสลัดวงจรที่ 25 C
$V_{o.c.}$	64.2 V	แรงดันเปิดวงจรที่ 25 C
I_{rr_ref}	1kW / m ²	ค่าความเข้มแสงที่สภาวะมาตรฐาน
T_{ref}	25 C	อุณหภูมิที่สภาวะมาตรฐาน
R_{sh}	5- Ω	ค่าความต้านทานขนานของเซลล์
R_s	5M Ω	ค่าความต้านทานอนุกรมของเซลล์
$K_{pv,bb}$	1.457	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปแรงดันวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$K_{iv,bb}$	4.573	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปแรงดันวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$K_{pi,bb}$	0.5453	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปกระแสวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$K_{ii,bb}$	22.332	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปกระแสวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$L_{buckboost}$	15mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$C_{buckboost}$	1100~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
R_{Load}	40 Ω	โหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

ในลำดับถัดมาเป็นการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ กำหนดค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ที่ใช้งานมีค่า 1000 W/m^2 ซึ่งมีการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้มีค่าเท่ากับ 100 V และแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ถูกควบคุมไว้ที่ 20 V ทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์เป็น 28.3 V ที่เวลา 0.2 วินาที ผลการตรวจสอบความถูกต้องแสดงได้ดังรูปที่ 3.39 และ 3.40



รูปที่ 3.39 ผลการตอบสนองของ E_{dc} , $I_{L,boost}$, $V_{O,buckboost}$ และ V_{pv}



รูปที่ 3.40 ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$

จากผลการตรวจสอบความถูกต้องในรูปที่ 3.39 และ 3.40 พบว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นมีความถูกต้องทั้งในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัว สามารถนำแบบจำลองไปประยุกต์ใช้ต่อไปได้อีกในอนาคต สำหรับผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสงอื่น ๆ สามารถดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ก.2 ซึ่งจะเป็นการยืนยันได้ว่าแบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้นมีความถูกต้องในทุกสภาวะการใช้งาน

แบบจำลองที่ได้ทำการพิสูจน์ขึ้นในบทที่ 3 นี้เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ขึ้นอยู่กับการสังเกตได้จากแบบจำลองในสมการที่ (3-46) และ (3-52) ไม่ปรากฏพจน์ตัวแปรเวลาอยู่ในสมการ แต่แบบจำลองดังกล่าวยังเป็นแบบจำลองที่ยังไม่เป็นเชิงเส้น การทำให้แบบจำลองเป็นเชิงเส้นจะได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 เพื่อให้ได้แบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับการสังเกตและเป็นเชิงเส้น ซึ่งมีความเหมาะสมสำหรับการใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงเป็นลำดับถัดไป

3.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 3 ได้นำเสนอทฤษฎีพื้นฐานและความรู้เบื้องต้นที่ใช้อธิบายถึงการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะอาศัยวิธีการแปลงคิควที่มีความเหมาะสม

สำหรับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุล รวมถึงวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปที่มีความเหมาะสมกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าดิซีเป็นดิซี ทั้ง 2 วิธีที่กล่าวมาเป็นวิธีการที่เปลี่ยนฟังก์ชันสวิตช์ของอุปกรณ์ในระบบให้ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา ในส่วนแรกได้นำเสนอแบบจำลองของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กเมื่อพิจารณาโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ ส่วนที่ 2 ได้นำเอาพลวัตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตใส่ในแบบจำลอง ตัวควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ได้อาศัยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ในการออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้ได้ผลการตอบสนองที่ใกล้เคียงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติมากที่สุด นอกจากนี้เนื้อหาในบทที่ 3 ยังได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่ใช้งานในโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กด้วยวิธีแบบดั้งเดิม ในส่วนของการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโหลดทั้ง 2 แบบพบว่ามีความถูกต้องทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่ได้ทำการพิสูจน์แบบจำลองด้วยวิธีการแปลงดีคิวร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปในบทนี้จะเป็นแบบจำลองที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา ซึ่งมีประโยชน์อย่างมากในการนำไปประยุกต์ใช้วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเป็นลำดับถัดไป

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทนี้ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมทางวิชาการและวารสารวิชาการระดับนานาชาติจำนวน 2 บทความโดยจะแสดงบทความฉบับสมบูรณ์ไว้ในภาคผนวก ข ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

J. Pakdeeto, K-N. Areerak and K-L. Areerak, "Large-Signal Model of DC Micro-grid Systems Feeding a Constant Power Load," *The 2017 International Electrical Engineering Congress, Pattaya, Thailand, 8-10 March 2017*, vol.1, pp. 21-24.

J. Pakdeeto, R. Chanpittayagit, K-N Areerak and K-L Areerak, "The Optimal Controller Design of Buck-Boost Converter by using Adaptive Tabu Search Algorithm Based on State-Space Averaging Model," *Journal of Electrical Engineering & Technology (JEET)*, May 2017, vol. 12, no. 3, pp. 1146-1155. **(Impact Factor = 0.7)**

บทที่ 4

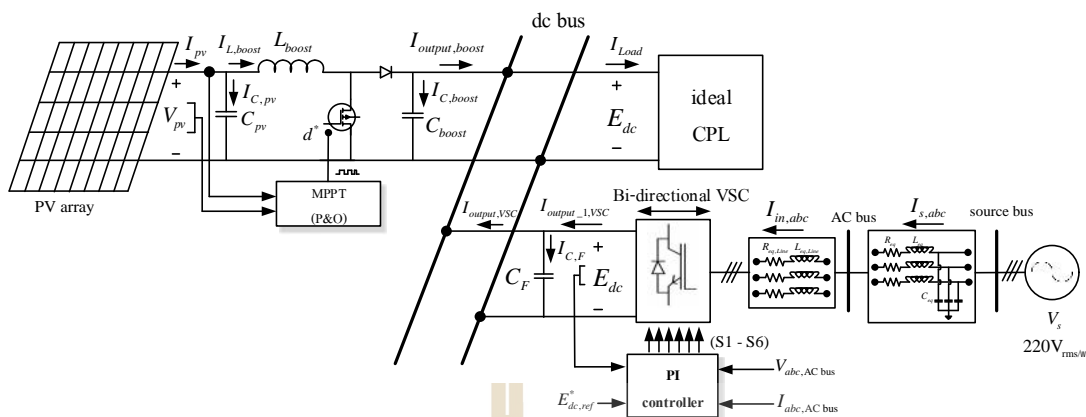
การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก

4.1 บทนำ

การใช้งานโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กในปัจจุบันมีจำนวนเพิ่มมากขึ้นเป็นผลอันเนื่องมาจากการใช้แหล่งพลังงานทดแทนที่เพิ่มมากขึ้น จากการศึกษางานวิจัยในอดีตพบว่าเมื่อระบบโครงข่ายดังกล่าวเชื่อมต่อกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีการใช้งานอย่างแพร่หลายจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า ซึ่งอาจทำให้เกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึงพิกัดของระบบการใช้งานในสภาวะดังกล่าวจะเป็นอันตรายต่ออุปกรณ์ที่ใช้รวมถึงทำให้ความน่าเชื่อถือได้ของระบบลดลง ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในบทนี้จึงได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบดังกล่าวจะพิจารณาโหลดที่เป็นแบบอุดมคติ ซึ่งจะอาศัยการวิเคราะห์หับนระนาบ S ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่มีความถูกต้อง นอกจากนี้ยังได้พิจารณาแนวโน้มผลกระทบต่อเสถียรภาพที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์และแนวโน้มผลกระทบต่อเสถียรภาพที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิธของตัวควบคุมที่ใช้ในการออกแบบ ทั้งนี้การวิเคราะห์เสถียรภาพในบทนี้จะดำเนินการตรวจสอบความถูกต้องของผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงในบทนี้เป็นการคาดเดาจุดเกิดการขาดเสถียรภาพ ซึ่งหากระบบเกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึงพิกัดจะเป็นข้อมูลที่สำคัญในการหลีกเลี่ยงการใช้งานในสภาวะดังกล่าวหรือเป็นข้อมูลที่สำคัญสำหรับนำไปใช้ในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบเป็นลำดับถัดไป

4.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

งานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทนี้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ แสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ระบบ โครงข่ายกำลัง ไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลัง ไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์จะดำเนินการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.1 โดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงของระบบผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ทั้งนี้ทฤษฎีบทดังกล่าวจำเป็นต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้น โดยในบทที่ผ่านมาได้ทำการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.1 ได้ดังสมการที่ (3-46) ซึ่งแบบจำลองดังกล่าวเป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งเป็นเครื่องมือสำหรับเปลี่ยนแบบจำลองในสมการที่ (3-46) ให้เป็นแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นเพื่อให้เหมาะแก่การนำแบบจำลองไปใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงเป็นลำดับถัดไป โดยการทำให้เป็นเชิงเส้นของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์โดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.2.1

4.2.1 การทำให้เป็นเชิงเส้นของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

ดังที่กล่าวไว้ข้างต้นจากสมการที่ (3-46) เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้มีความเหมาะสมในวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงจึงมีความจำเป็นในการเปลี่ยนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นในสมการที่ (3-46) ให้เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง (Pakdeeto, Areerak et al. 2018) ผลการทำให้เป็นเชิงเส้นสามารถเขียนสมการให้อยู่ในรูปแบบตัวแปรสถานะของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่เป็นเชิงเส้นได้ดังสมการที่ (4-1)

$$\begin{cases} u \dot{x} = A(x_0, u_0)u x + B(x_0, u_0)u u \\ u y = C(x_0, u_0)u x + D(x_0, u_0)u u \end{cases} \quad (4-1)$$

รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ แสดงได้ดังนี้

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{eq}}{L_{eq}} & S & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -S & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & S & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -S & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_F} & 0 & -\frac{R_{L_F} + K_{pi} E_{dc_0}}{L_F} & S & a(5,7) & \frac{K_{ii} E_{dc_0}}{L_F} & 0 & -\frac{K_{iv} K_{pi} E_{dc_0}}{L_F} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_F} & -S & -\frac{R_{L_F} + K_{pi} E_{dc_0}}{L_F} & \frac{K_{pi} I_{in,q_0} - K_{ii} X_{i,q_0}}{L_F} & -\frac{K_{ii} E_{dc_0}}{L_F} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a(7,5) & -\frac{2K_{pi} I_{in,q_0} + K_{ii} X_{i,q_0}}{C_F} & -\frac{K_{pi} K_{pi} I_{in,d_0} + P_{CPE_0}}{C_F} & \frac{K_{ii} I_{in,d_0}}{C_F} & \frac{K_{ii} I_{in,q_0}}{C_F} & \frac{K_{iv} K_{pi} I_{in,d_0}}{C_F} & \frac{1-d^*}{C_F} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -K_{pv} & 0 & 0 & K_{iv} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{(1-d^*)}{L_{boost}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{boost}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{pv}} & a(12,12) & 0 \end{bmatrix}$$

$$a(7,5) = \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}^*}{C_F} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}}{C_F} + \frac{K_{iv} K_{pi} X_{v_0}}{C_F} - \frac{2K_{pi} I_{in,d_0}}{C_F} + \frac{K_{ii} X_{i,d_0}}{C_F}$$

$$a(5,7) = -\frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}^*}{L_F} + \frac{2K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}}{L_F} - \frac{K_{iv} K_{pi} X_{v_0}}{L_F} + \frac{K_{pi} I_{in,d_0}}{L_F} - \frac{K_{ii} X_{i,d_0}}{L_F}$$

$$a(12,12) = -\frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{I_{s.c.}}{N_s nCV_t \left[e^{nCV_t} - 1 \right]} \right] \left\{ \frac{T_0}{T_{ref}} \right\}^3 \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_t}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv_0}}{N_s nCV_t}} \right\}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}}{L_F} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_F E_{dc_0}} & \frac{K_{pv}K_{pi}I_{in,d_0}}{C_F} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{pv} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b(12,5) & b(12,6) \end{bmatrix}_{12 \times 6}$$

$$b(12,5) = \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{I_{s.c.} + K_i(T_0 - T_{ref})}{I_{rr_ref}} \right]$$

$$b(12,6) = \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{K_i I_{rr_0}}{I_{rr_ref}} - \left[\frac{I_{s.c.}}{e^{\frac{V_{o.c.}}{nCV_t} - 1}} \right] \left\{ \frac{3T_0^2}{T_{ref}^3} \right\} e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_t}} \left\{ e^{\frac{V_{pv_0}}{N_s nCV_t} - 1} \right\} \left[\frac{I E}{nCV_t} \right] e^{\frac{V_{pv_0}}{nCV_t} - 1} \right]$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{12 \times 12}$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{0}_{12,6} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{12 \times 6}$$

โดยกำหนดให้

ตัวแปรสถานะ:

$$\mathbf{u}_x = [u_{I_{s,d}} \ u_{I_{s,q}} \ u_{V_{bus,d}} \ u_{V_{bus,q}} \ u_{I_{in,d}} \ u_{I_{in,q}} \ u_{E_{dc}} \ u_{X_{id}} \ u_{X_{iq}} \ u_{X_v} \ u_{I_{L,boost}} \ u] V_{pv}^T$$

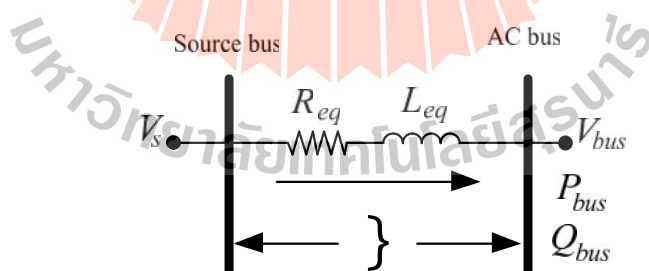
ตัวแปรอินพุต:

$$\mathbf{u}_u = [u_{V_{s,d}} \ u_{V_{s,q}} \ u_{P_{CPL}} \ u_{E_{dc}^*} \ u_{I_{rr}} \ u_{T}]^T$$

ตัวแปรเอาต์พุต:

$$\mathbf{u}_y = [u_{I_{s,d}} \ u_{I_{s,q}} \ u_{V_{bus,d}} \ u_{V_{bus,q}} \ u_{I_{in,d}} \ u_{I_{in,q}} \ u_{E_{dc}} \ u_{X_{id}} \ u_{X_{iq}} \ u_{X_v} \ u_{I_{L,boost}} \ u] V_{pv}^T$$

จากสมการที่ (4-1) ในองค์ประกอบเมทริกซ์ $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ และ $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ จะปรากฏพจน์ตัวแปรได้แก่ $E_{dc_0}, I_{in,d_0}, I_{in,q_0}, X_{id_0}, X_{iq_0}, X_{v_0}, P_{CPL_0}, E_{dc_0}^*, I_{rr_0}$ และ T_0 ซึ่งเป็นค่าในสถานะอยู่ตัวที่จุดการทำงานต่าง ๆ ดังนั้นในการจำลองสถานการณ์ด้วยสัญญาณขนาดเล็กจำเป็นต้องแก้สมการเพื่อหาค่าในสถานะอยู่ตัวโดยกำหนดให้ $\dot{\mathbf{u}}_x = 0$ เพื่อหาค่าที่สถานะอยู่ตัวของตัวแปรที่กล่าวไว้ข้างต้น การหาค่าในสถานะอยู่ตัวของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (4-1) มีความจำเป็นที่ต้องทราบค่า \mathbf{u}_0 และกำหนดระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง ($E_{dc_0}^*$) เพื่อนำไปคำนวณหาค่า $E_{dc_0}, I_{in,d_0}, I_{in,q_0}, X_{id_0}, X_{iq_0}, X_{v_0}$ ในส่วนของการคำนวณหาค่า \mathbf{u}_0 จะอาศัยทฤษฎีการไหลของกำลังไฟฟ้าวิเคราะห์ระบบไฟฟ้ากระแสสลับ เมื่อพิจารณาเป็นระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุลซึ่งจะคำนวณจากวงจรต่อหนึ่งเฟส ดังรูปที่ 4.2 โดยจะไม่พิจารณาตัวเก็บประจุของแบบจำลองของสายส่งเนื่องจากพิจารณาให้มีค่าน้อยมาก



รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลสายส่งกำลังไฟฟ้าต่อหนึ่งเฟส

จากรูปที่ 4.2 แสดงแบบจำลองสายส่งกำลังไฟฟ้าต่อหนึ่งเฟสเพื่อนำไปคำนวณการไหลของกำลังไฟฟ้าด้วยการวนรอบนิวตัน-ราฟสัน ซึ่งสามารถแสดงขั้นตอนในการคำนวณได้จาก

$$\mathbf{S} = \mathbf{VI}^* = P_{bus} + jQ_{bus}$$

$$P_{bus} + jQ_{bus} = V_{bus} \angle 0^\circ \left[\frac{V_s \angle \theta - V_{bus} \angle 0^\circ}{Z \angle \alpha} \right]^*$$

$$P_{bus} + jQ_{bus} = \frac{V_s V_{bus}}{Z} \angle (\alpha - \theta) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \angle \alpha$$

$$P_{bus} + jQ_{bus} = \left[\frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\alpha - \theta) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\alpha) \right] + j \left[\frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\alpha - \theta) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\alpha) \right]$$

ดังนั้นจะได้สมการการไหลของกำลังไฟฟ้าแสดงดังสมการที่ (4-2)

$$\begin{cases} \frac{V_s V_{bus}}{Z} \cos(\alpha - \theta) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \cos(\alpha) = P_{bus} \\ \frac{V_s V_{bus}}{Z} \sin(\alpha - \theta) - \frac{V_{bus}^2}{Z} \sin(\alpha) = Q_{bus} \end{cases} \quad (4-2)$$

จากสมการที่ (4-2) V_s คือ แรงดันเฟสที่บัสแหล่งจ่าย (Source bus) มีหน่วยเป็น V_{rms} , V_{bus} คือแรงดันเฟสที่บัสเอซี (AC bus) มีหน่วยเป็น V_{rms} , θ คือ มุมเฟสการเคลื่อนที่อยู่ระหว่าง V_s ไปยัง V_{bus} และ $Z \angle \alpha$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง ทั้งนี้การคำนวณการไหลของกำลังไฟฟ้าใน ส่วนของค่า Q_{bus} จะประมาณให้มีค่าเท่ากับศูนย์ (Mohan and Undeland 2007) สำหรับค่า P_{bus} สามารถคำนวณได้จาก กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ไหลรวมกับกำลังงานสูญเสียในส่วนต่าง ๆ ภายใน วงจร แสดงได้ดังสมการที่ (4-3)

$$\begin{cases} P_{bus} = \frac{(P_{load} + \Sigma P_{loss})}{3} \\ Q_{bus} = 0 \end{cases} \quad (4-3)$$

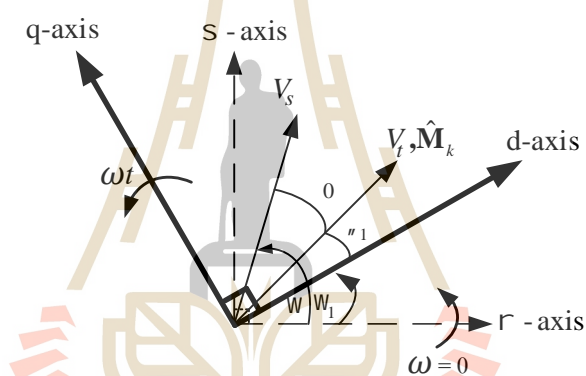
จากสมการที่ (4-3) จะประมาณค่าให้กำลังงานสูญเสียในวงจรมีค่าน้อยมาก ($\Sigma P_{Loss} \approx 0$) และ สามารถหา P_{Load} ได้จาก

$$P_{Load} = P_{CPL} \quad (4-4)$$

เมื่อ P_{CPL} คือ กำลังไฟฟ้าที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ จากสมการที่ (4-2) สามารถหา $Z\angle x$ ได้ดังนี้

$$Z = \sqrt{R_{eq}^2 + (\check{S}L_{eq})^2}, x = \tan^{-1} \left[\frac{\check{S}L_{eq}}{R_{eq}} \right] \quad (4-5)$$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้นสามารถนำไปเขียนโปรแกรมเพื่อคำนวณหาผลเฉลยมุมของแรงดันที่ บัสเอชในที่นี่กำหนดให้เป็นค่า }₀ เพื่อนำไปใช้ในการคำนวณหา $V_{s,d}$, $V_{s,q}$, M_d และ M_q พิจารณาจากแผนภาพเวกเตอร์การแปลงดีคิวรูปที่ 4.3 จะได้สมการในการคำนวณหา $V_{s,d}$, $V_{s,q}$, M_d และ M_q ได้ดังสมการที่ (4-6) และ(4-7)



รูปที่ 4.3 แผนภาพเวกเตอร์การแปลงดีคิว

$$\begin{bmatrix} V_{s,d} \\ V_{s,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} V_m \cos(\omega - \omega_1) \\ V_m \sin(\omega - \omega_1) \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

$$\mathbf{M}_{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega - \omega_1 - \theta_0) \\ \sin(\omega - \omega_1 - \theta_0) \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

จากสมการที่ (4-6) และ(4-7) กำหนดให้มุมในการหมุนของการแปลงดีคิวอยู่ที่บัสแหล่งจ่าย ซึ่งจะ ทำให้ $\omega = \omega_1$ ดังนั้นสามารถคำนวณ $V_{s,d}$, $V_{s,q}$, M_d และ M_q ได้ดังสมการที่ (4-8) และ(4-9)

$$\begin{bmatrix} V_{s,d} \\ V_{s,q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} V_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

$$\mathbf{M}_{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{M}{2} \cdot \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \cos(-\theta_0) \\ \sin(-\theta_0) \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

โดยที่ค่า M คือค่าดัชนีการมอดูเลต สามารถคำนวณได้จาก $M = \frac{2V_{bus}}{E_{dc}}$

เมื่อได้ค่า $V_{s,d}$, $V_{s,q}$, M_d และ M_q แล้วจะพบว่าสามารถแก้สมการเพื่อหาค่าในสถานะอยู่ตัว สำหรับตัวแปรต่าง ๆ ได้ดังสมการที่ (4-10) ถึง (4-18)

$$E_{dc_0} = E_{dc_0}^* = \text{ระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องการ} \quad (4-10)$$

$$P_{CPL_0} = P_{CPL} = \text{กำลังไฟฟ้าที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ} \quad (4-11)$$

$$I_{rr_0} = \text{ค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานจากแสงอาทิตย์ (W/m}^2\text{)} \quad (4-12)$$

$$T_0 = \text{ค่าอุณหภูมิสภาพแวดล้อมของแหล่งพลังงานจากแสงอาทิตย์ (K)} \quad (4-13)$$

$$I_{in,q_0} = 0 \text{ เนื่องจากต้องการให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับ 1} \quad (4-14)$$

$$I_{in,d_0} = M_d I_{dc} \quad (4-15)$$

เมื่อ $I_{dc} = \frac{P_{CPL_0}}{E_{dc_0}} - (1-d^*)I_{L,boost_0}$ ซึ่ง $I_{L,boost_0} = I_{pv_0}$ โดยสามารถหาค่า I_{pv_0} ได้จาก

$$I_{pv_0} = N_p \left\{ \left[\left(I_{s.c.} + K_i(T_0 - T_{ref}) \right) \left(\frac{I_{rr_0}}{I_{rr_ref}} \right) \right] - \left[\left(\frac{I_{s.c.}}{e^{\left(\frac{V_{a.c.}}{nCV_i} \right) - 1}} \right) \left(e^{\left(\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right) \left(\frac{E_g}{nCV_i} \right)} \right) \left(e^{\left(\frac{V_{pv_0}}{N_i nCV_i} \right) - 1} \right) \left(\frac{T_0}{T_{ref}} \right)^3 \right] \right\}$$

สำหรับค่า V_{pv_0} ได้จากการอ่านค่าจากกราฟคุณลักษณะ P-V ของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์

ณ จุดที่ให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ซึ่งจะทำให้สามารถหาค่า d^* ได้จาก $d^* = 1 - \frac{V_{pv_0}}{E_{dc_0}^*}$

$$X_{id_0} = \left[\frac{R_{L_F} I_{in,d_0}}{L_F} - \frac{V_{bus,d}}{L_F} \right] \frac{L_F}{K_{ii} E_{dc}} \quad (4-16)$$

เมื่อ $V_{bus,d} \approx V_{t,d} = M_d E_{dc_0}$

$$X_{iq_0} = \left[\frac{\tilde{S} I_{in,d_0}}{L_F} - \frac{V_{bus,q}}{L_F} \right] \frac{L_F}{K_{ii} E_{dc}} \quad (4-17)$$

เมื่อ $V_{bus,q} \approx V_{t,q} = M_q E_{dc_0}$

$$X_{v_0} = \frac{I_{in,d_0}}{K_{iv}} \quad (4-18)$$

จากสมการที่ (4-10) ถึง (4-18) ทำให้ทราบถึงการคำนวณค่าในสถานะอยู่ตัวของตัวแปรต่าง ๆ ซึ่งจะต้องนำไปใช้สำหรับแทนค่าในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้น การจำลองสถานการณ์ด้วยแบบจำลองดังกล่าวจะเป็นการพิจารณาสัญญาณขนาดเล็กเนื่องจากแบบจำลองที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นนั้นจะมีความถูกต้องอยู่ในช่วงแคบ ๆ โดยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นจะมีจุดการทำงานของระบบขึ้นอยู่กับค่าระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง ค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ ค่าอุณหภูมิสภาพแวดล้อมของเซลล์แสงอาทิตย์ และค่ากำลังไฟฟ้าที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ ถ้าหากระบบมีจุดการทำงานเปลี่ยนไปจะส่งผลให้ค่าต่าง ๆ ในองค์ประกอบ $A(x_0, u_0)$ และ $B(x_0, u_0)$ มีค่าเปลี่ยนไปเช่นกัน ในลำดับถัดไปเป็นการตรวจสอบความถูกต้องโดยจะทำการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบผลการตอบสนองที่ได้จากแบบจำลองที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้น ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้องแสดงได้ดังตารางที่ 4.1

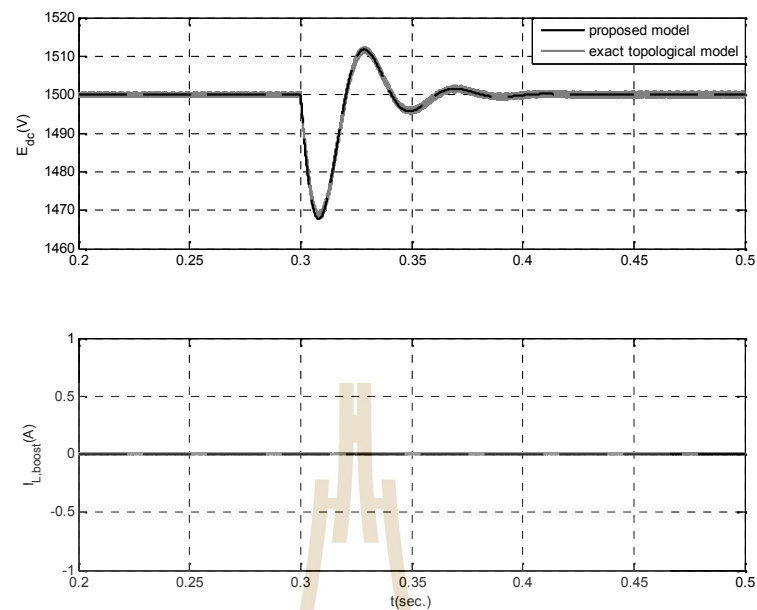
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ใช้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง

ตัวแปร	ค่าที่ใช้	รายละเอียด
V_s	220 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
S	2f x50 rad/s	ความถี่ของระบบไฟฟ้ากระแสสลับ
R_{eq}	0.1Ω	ความต้านทานของสายส่ง

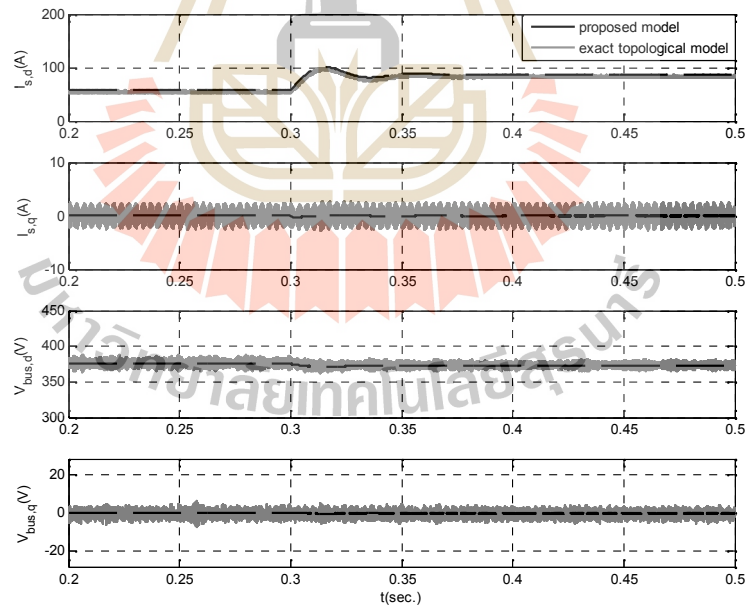
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ใช้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง(ต่อ)

L_{eq}	10~H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
R_{L_F}	0.1 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ
L_F	5mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_F	1000~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
L_{boost}	4mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบูสต์
C_{pv}	200~F	ความจุไฟฟ้าของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์
K_{pv}	0.2445	ค่าพารามิเตอร์ K_p ควบคุมแรงดัน
K_{iv}	38.19769	ค่าพารามิเตอร์ K_i ควบคุมแรงดัน
K_{pi}	-0.00665	ค่าพารามิเตอร์ K_p ควบคุมกระแส
K_{ii}	-5.2820	ค่าพารามิเตอร์ K_i ควบคุมกระแส
N_p	40	จำนวนแผงที่ต่อขนานกัน
N_s	9	จำนวนแผงที่ต่ออนุกรมกัน
$I_{s.c.}$	5.96 A	กระแสลัดวงจรที่ 25 C
$V_{o.c.}$	64.2 V	แรงดันเปิดวงจรที่ 25 C
I_{rr_ref}	1kW / m ²	ค่าความเข้มแสงที่สภาวะมาตรฐาน
T_{ref}	25 C	อุณหภูมิที่สภาวะมาตรฐาน
R_{sh}	5~ Ω	ค่าความต้านทานขนานของเซลล์
R_s	5M Ω	ค่าความต้านทานอนุกรมของเซลล์

ในกรณีที่ 1 ของการตรวจสอบความถูกต้องกำหนดให้ระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงมีการควบคุมที่ 1500 V ที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m² ทำการเปลี่ยนโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติจาก 20 kW เป็น 30 kW ที่เวลา 0.3 วินาที ผลการตรวจสอบความถูกต้องแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 – 4.5



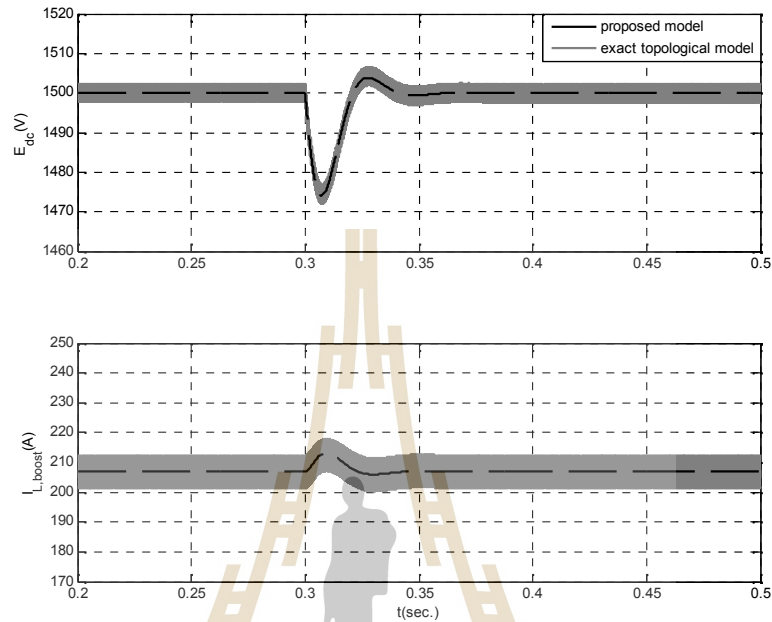
รูปที่ 4.4 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ ในกรณีที่ 1



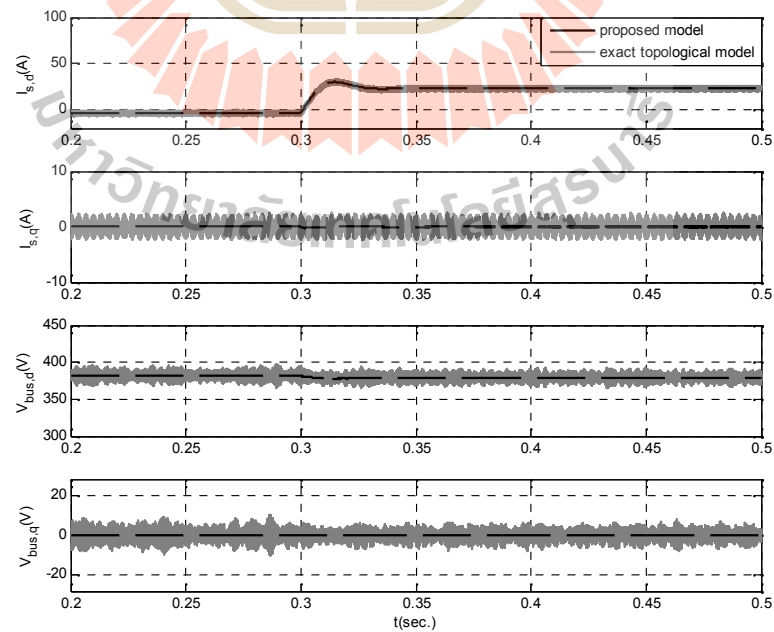
รูปที่ 4.5 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในกรณีที่ 1

ลำดับถัดมาเป็นการตรวจสอบความถูกต้องในกรณีที่ 2 กำหนดให้ระดับแรงดันบัสไฟฟ้า กระแสตรงมีการควบคุมที่ 1500 V ที่ค่าความเข้มแสง 1000 W/m^2 ทำการเปลี่ยนโหลดกำลังไฟฟ้า

คงตัวแบบอุดมคติจากเดิม 110 kW เป็น 120 kW ที่เวลา 0.3 วินาที ผลการตรวจสอบความถูกต้องแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 – 4.7



รูปที่ 4.6 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ E_{dc} และ $I_{L,boost}$ ในกรณีที่ 2



รูปที่ 4.7 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$ ในกรณีที่ 2

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในสมการที่ (4-1) ซึ่งเป็นแบบจำลองที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้น จากผลการตอบสนองทั้ง 2 กรณีการทำงานพบว่ามีความถูกต้องทั้งในสภาวะชั่วคราวและสภาวะอยู่ตัว สามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงได้ ซึ่งทฤษฎีบทดังกล่าวจะได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.2.2

4.2.2 ทฤษฎีบทค่าเจาะจง

การวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงในการคาดการณ์จุดขาดเสถียรผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นและไม่ขึ้นอยู่กับเวลา โดยเมื่อเพิ่มโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติให้กับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กลงจะทำให้ค่าเจาะจงของระบบเลื่อนจากทางฝั่งซ้ายของระนาบ S ไปทางฝั่งขวา โดยที่ทฤษฎีบทค่าเจาะจงจะใช้เมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$ ในการคำนวณ เพื่อหาค่าเจาะจงตามสมการที่ (4-19) (Areerak, Bozhko et al. 2012) ซึ่งเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$ ได้มาจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นที่พิสูจน์ไว้แล้วในหัวข้อที่ 4.2.1

$$\det[\mathbf{I} - \mathbf{A}] = 0 \quad (4-19)$$

จากสมการที่ (4-19) ระบบจะมีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อ

$$\text{real } \lambda_i < 0 \quad (4-20)$$

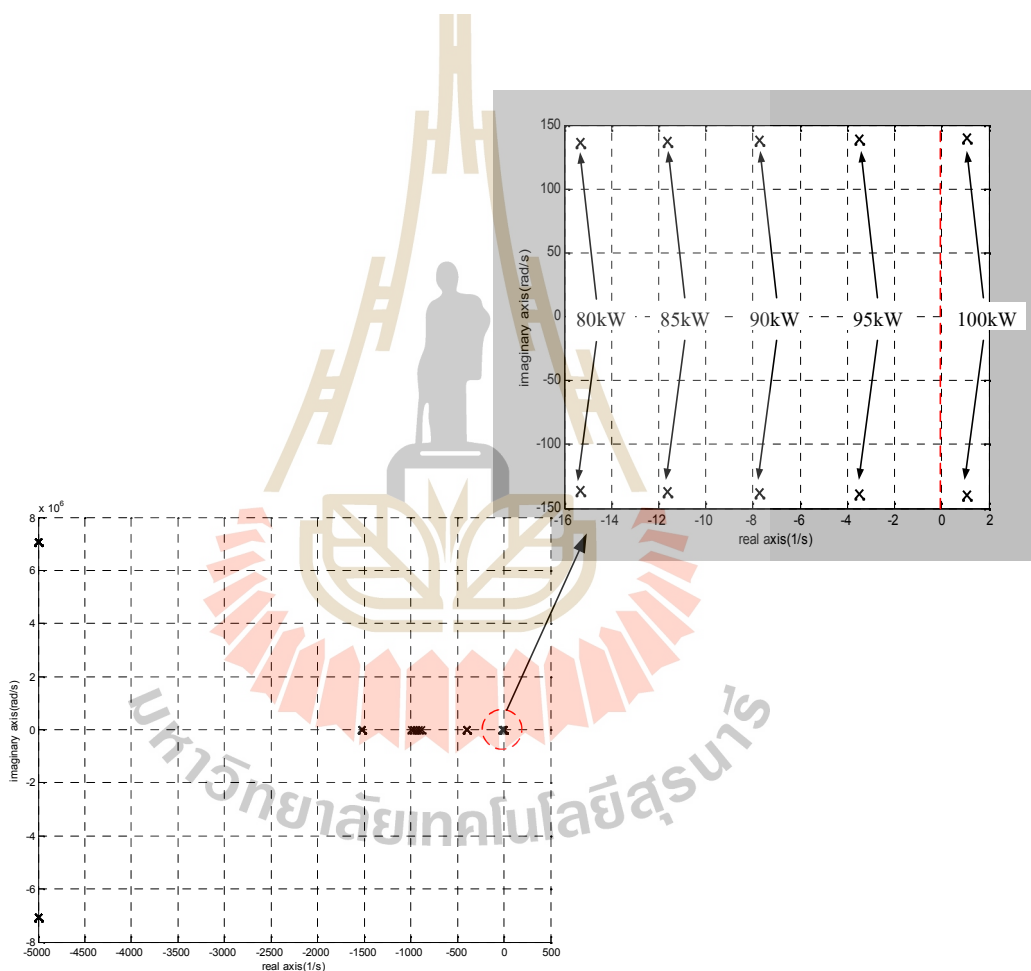
เมื่อ $i = 1, 2, 3, \dots, n$ (n = จำนวนตัวแปรสถานะทั้งหมดของระบบ)

ทฤษฎีบทค่าเจาะจงที่ได้กล่าวมานี้สามารถนำไปใช้วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบได้โดยการพิจารณาค่าเจาะจงของระบบ พิจารณาสมการที่ (4-20) พบว่าระบบจะมีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อค่าเจาะจงของระบบทั้งหมดต้องอยู่ทางฝั่งซ้ายของระนาบ S ในที่นี้จะพิจารณาที่คู่โพลเด่นซึ่งคู่โพลดังกล่าวมีอิทธิพลต่อผลการตอบสนองของระบบมากที่สุด การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าเมื่อพิจารณาผลกระทบที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 4.1 ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.2.3

4.2.3 ผลกระทบของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

ผลกระทบของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ (Emadi, Khaligh et al. 2006) ต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 4.1 สามารถทำได้โดยคำนวณค่าเจาะจงของระบบซึ่งได้จาก

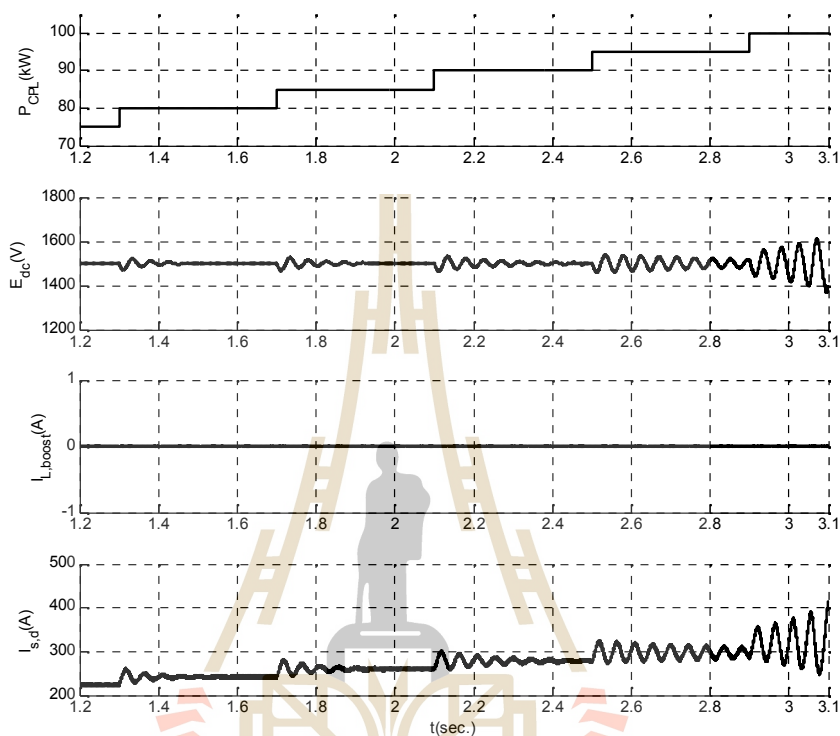
แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (4-1) ค่าเฉพาะที่ได้จะประกอบด้วย λ_1 ถึง λ_{12} การพิจารณาเสถียรภาพจะพิจารณาเฉพาะค่าเฉพาะที่เป็นคู่โพลเด่นของระบบเนื่องจากเป็นคู่โพลที่มีผลต่อเสถียรภาพมากที่สุด การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าดังกล่าวใช้ค่าพารามิเตอร์ของระบบในตารางที่ 4.1 กำหนดให้จุดการทำงานกรณีที่ 1 มีการการทำงานที่แรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง 1500 V (Serban, Ordonez et al. 2015) โดยที่ค่าความเข้มแสงตกกระทบแหล่งพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าเท่ากับ 0 W/m^2 จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอสมมติตั้งแต่ 80 kW จนกระทั่ง 100 kW เส้นทางการเดินของค่าเฉพาะแสดงได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ค่าเฉพาะของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา (กรณีที่ 1)

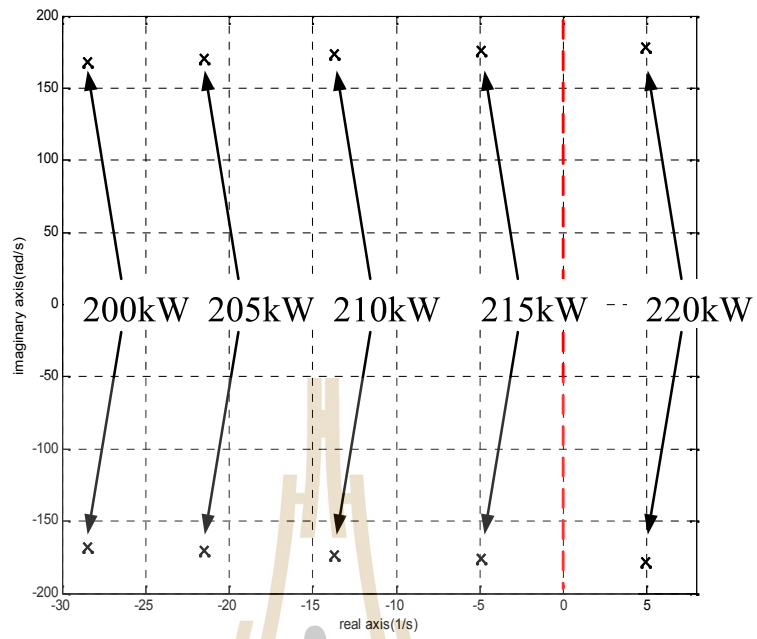
จากรูปที่ 4.8 เป็นการหาค่าเฉพาะของระบบที่ประกอบด้วย λ_1 ถึง λ_{12} โดยในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าจะพิจารณาเฉพาะคู่โพลเด่นเนื่องจากเป็นคู่โพลที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบมากที่สุด ซึ่งสามารถแสดงคู่โพลเด่นของระบบได้ดังรูปที่ 4.8 (กรอบสี่เหลี่ยม)

ผลการวิเคราะห์การขาดเสถียรภาพบนระนาบ S พบว่าระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอูคคิตีที่ 100 kW ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพแสดงได้ดังรูปที่ 4.9

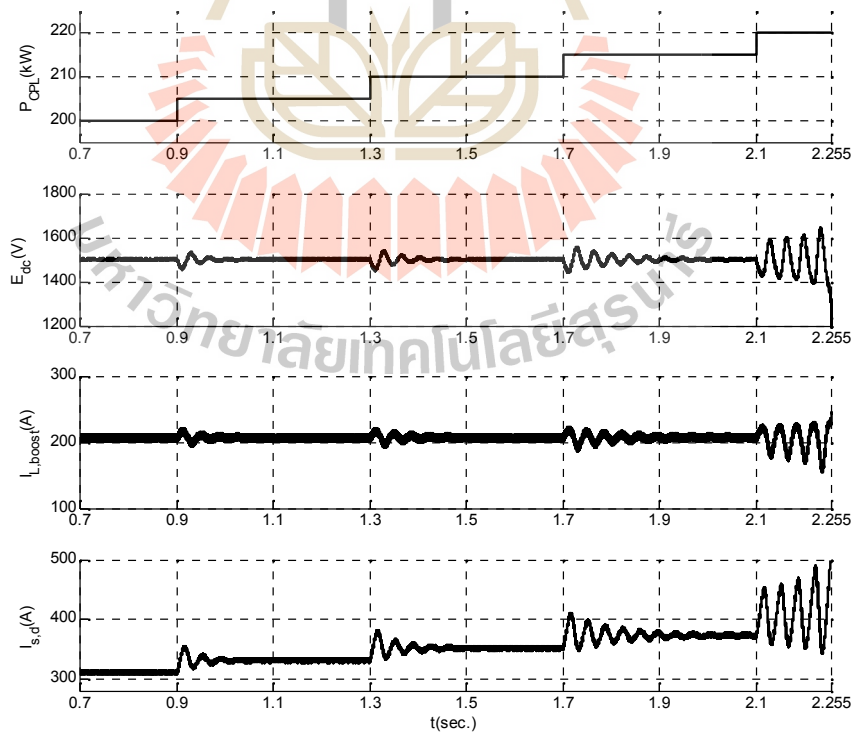


รูปที่ 4.9 ผลการจำลองการวิเคราะห์เสถียรภาพ (กรณีที่ 1)

ลำดับถัดมาพิจารณาจุดการทำงานกรณีที่ 2 กำหนดให้แรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงถูกควบคุมที่ 1500 V โดยที่ค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าเท่ากับ 1000 W/m^2 จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอูคคิตีตั้งแต่ 200 kW จนกระทั่ง 220 kW แสดงผลการหาค่าอะแจะงที่พิจารณาเฉพาะคู่โพลเด่นได้ดังรูปที่ 4.10 พบว่าผลการวิเคราะห์การขาดเสถียรภาพบนระนาบ S ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่ 220 kW เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพดังกล่าวแสดงผลการจำลองสถานการณ์จุดการทำงานกรณีที่ 2 ได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.10 ค่าเจาะจงของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา (กรณี ที่ 2)



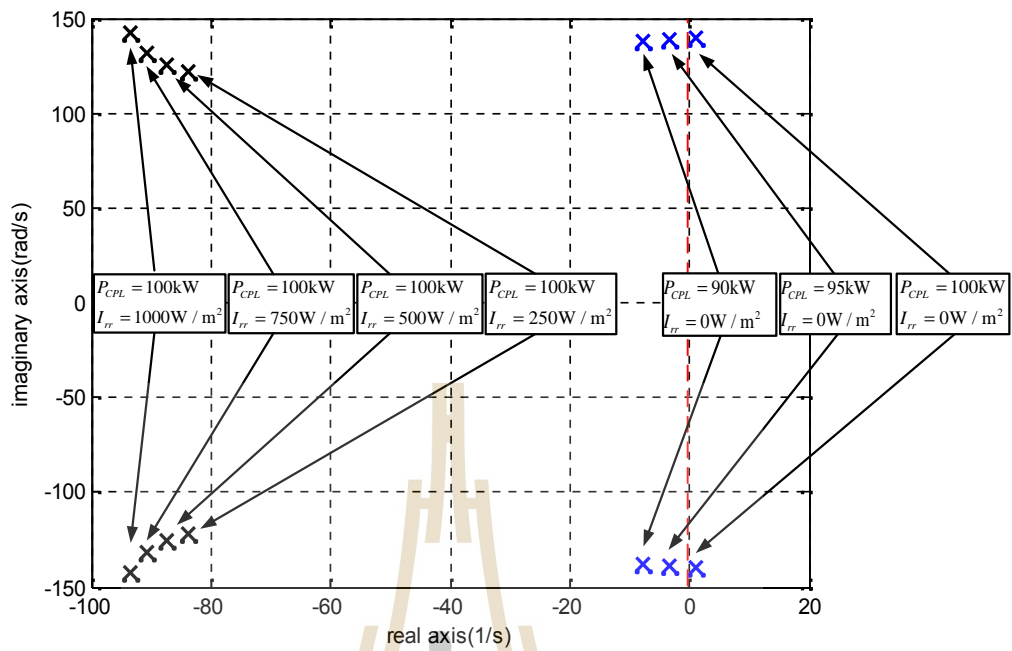
รูปที่ 4.11 ผลการจำลองการวิเคราะห์เสถียรภาพ (กรณี ที่ 2)

จากผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาทั้ง 2 กรณี พบว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นสามารถคาดเดาจุดเกิดการขาดเสถียรภาพของระบบได้อย่างถูกต้อง เมื่อระบบเกิดการขาดเสถียรภาพจะทำให้มีการแกว่งของสัญญาณแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงในปริมาณมากเป็นผลเสียต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ ของระบบหรืออาจจะทำให้ระบบสูญเสียการควบคุมเป็นอันตรายต่อผู้ใช้งานระบบดังกล่าว ทั้งนี้ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพในรูปที่ 4.8 และ 4.10 แสดงถึงผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบที่เกิดขึ้นเมื่อค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างมีนัยสำคัญ ดังนั้นผลกระทบที่เกิดขึ้นดังกล่าวจะได้ศึกษาโดยละเอียดในหัวข้อที่ 4.3

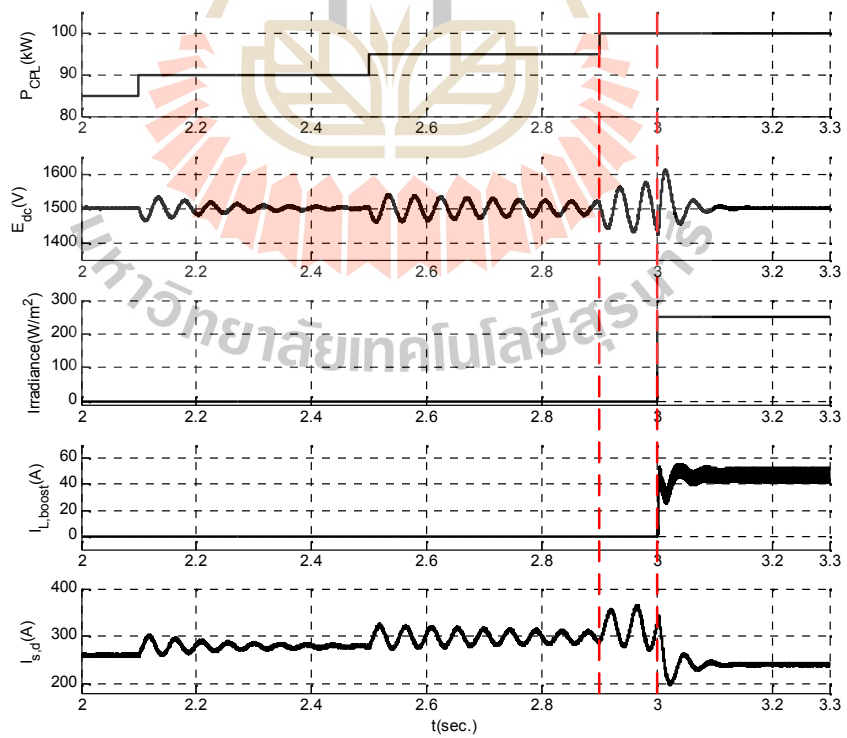
4.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กเมื่อความเข้มแสงของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์มีการเปลี่ยนแปลง

การวิเคราะห์เสถียรภาพที่เกิดจากผลกระทบของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติในหัวข้อที่ผ่านมาพบว่าเมื่อมีการเพิ่มโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจะทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ ในหัวข้อนี้จะได้นำเสนอผลกระทบเมื่อค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์มีการเปลี่ยนแปลง โดยในขั้นแรกจะทำการวิเคราะห์เสถียรภาพระบบโดยกำหนดให้ระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าคงที่ 1500 V และที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2 จากรายละเอียดในหัวข้อที่ผ่านมาพบว่าระบบมีคู่โพลเด่นอยู่ทางฝั่งขวาของระนาบ S เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติมีค่าเท่ากับ 100 kW ซึ่งในสภาวะดังกล่าวระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพ เพื่อวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงความเข้มแสงในขั้นแรกจะกำหนดให้โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติมีค่าเท่ากับ 100 kW จากนั้นทำการเปลี่ยนค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์จากเดิม 0 W/m^2 เป็น 250 W/m^2 , 500 W/m^2 , 750 W/m^2 และ 1000 W/m^2 ตามลำดับ ผลการหาค่าเจาะจงของระบบเมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลงแสดงได้ดังรูปที่ 4.12

พิจารณาจากรูปที่ 4.12 พบว่าที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2 ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพเมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติมีค่าเท่ากับ 100 kW ซึ่งเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงของเซลล์แสงอาทิตย์มากขึ้นจะทำให้คู่โพลเด่นจากเดิมที่อยู่ทางฝั่งขวาของระนาบ S กลับไปอยู่ทางฝั่งซ้ายและยิ่งไกลมากขึ้นเมื่อค่าความเข้มแสงสูงขึ้น ผลการวิเคราะห์นี้สามารถบอกได้ว่าระบบจะยังมีเสถียรภาพหากค่าความเข้มแสงสูงขึ้น จากผลการวิเคราะห์เสถียรภาพในรูปที่ 4.12 แสดงผลการจำลองสถานการณ์ได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.12 ค่าเจาะจงของระบบเมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.13 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลง

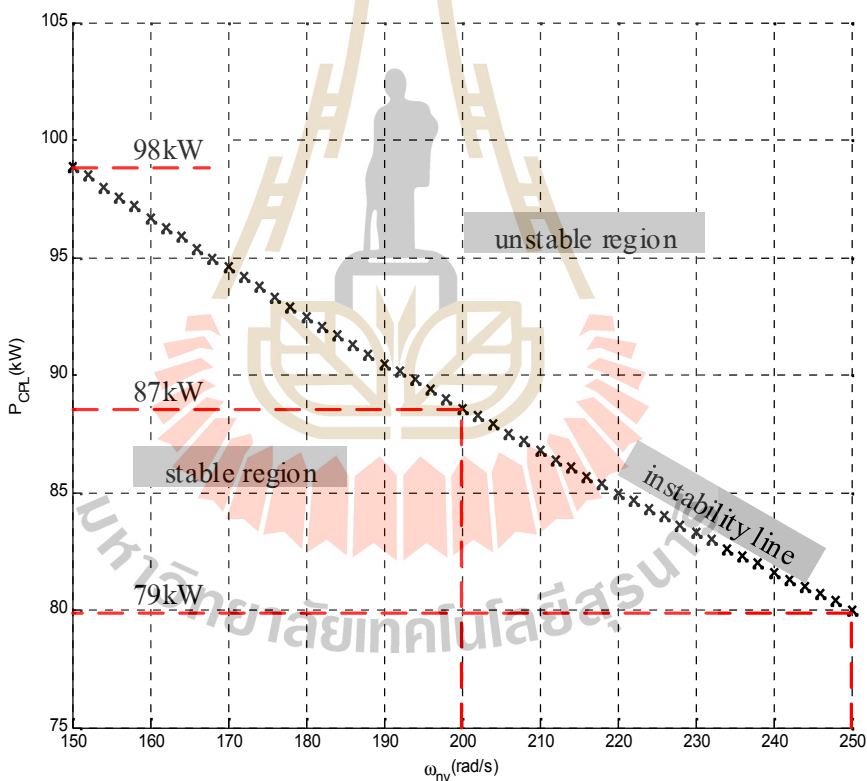
จากรูปที่ 4.13 เป็นผลการจำลองสถานการณ์เมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลง โดยที่ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติมีการเพิ่มขึ้นจาก 85 kW เป็น 90 kW , 95 kW และ 100 kW ที่ เวลา 2.1 , 2.5 และ 2.9 วินาที ตามลำดับ ในสภาวะดังกล่าวมีค่าความเข้มแสงเท่ากับ 0 W/m^2 พบว่า ช่วงเวลาที่ 2.9 วินาทีเป็นต้นไประบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพ แต่ภายหลังจากที่เวลา 3 วินาที ค่า ความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0 W/m^2 เป็น 250 W/m^2 ซึ่งจากกราฟคุณลักษณะแอมพลิจูด แสงอาทิตย์ในรูปที่ 3.25 พบว่าที่ค่าความเข้มแสง 250 W/m^2 จะได้ค่ากระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ประมาณ 44 A ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าที่เวลา 3 วินาทีเป็นต้นไประบบจะกลับมา มีเสถียรภาพ ซึ่งสามารถยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยค่าเจาะจงจากรูปที่ 4.12 ได้ อย่างชัดเจน นอกจากนี้ยังพบว่าเมื่อค่าความเข้มแสงมีค่าเพิ่มมากขึ้นระบบจะยังมีค่าเจาะจงเคลื่อนที่ ไปทางฝั่งซ้ายของระนาบ S มากขึ้นนั่นหมายถึงระบบจะยังมีเสถียรภาพมากขึ้นเช่นกัน จากงานวิจัย ในอดีตพบว่าการใช้งานระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กโดยทั่วไปจะกำหนดพิกัด ของระบบไว้ที่ค่าพิกัดของแหล่งพลังงานทดแทน ซึ่งในระบบที่พิจารณานี้มีขนาดของแหล่ง พลังงานทดแทนที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์อยู่ที่ประมาณ 102 kW ซึ่งได้มาจากกำลังไฟฟ้าสูงสุด จากแหล่งพลังงานดังกล่าว การวิเคราะห์เสถียรภาพและแนวโน้มผลกระทบที่เกิดจากการ เปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงที่ได้กล่าวรายละเอียดไว้ข้างต้นพบว่าเมื่อมีค่าความเข้มแสงระบบจะ สามารถทำงานได้โดยไม่เกิดการขาดเสถียรภาพจนถึงพิกัดของระบบ ทั้งนี้หากระบบอยู่ในสภาวะที่ มีความเข้มแสงจะเกิดการขาดเสถียรภาพ ณ จุดที่เกินกว่าพิกัดของระบบไปแล้วจึงไม่จำเป็นที่ จะต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพในสภาวะดังกล่าว ในทางกลับกันเมื่อพิจารณากรณีที่ค่า ความเข้มแสงมีค่าเท่ากับ 0 W/m^2 ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นได้ในสภาวะที่เมฆมากในเวลากลางวันหรือใน ช่วงเวลากลางคืนที่ไม่มีแสงอาทิตย์ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึงพิกัดของระบบ ดังนั้น การใช้งานระบบไฟฟ้าที่พิจารณาควรดำเนินการวิเคราะห์จุดเกิดการขาดเสถียรภาพในกรณีเลวร้าย ที่สุดนี้อย่างละเอียดเพื่อหลีกเลี่ยงการใช้งานหรือบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบ การวิเคราะห์ แนวโน้มการขาดเสถียรภาพเมื่อแบนด์วิธตัวควบคุมมีการเปลี่ยนแปลงในกรณีเลวร้ายที่สุดจะได้ นำเสนอไว้ในหัวข้อถัดไป

4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กเมื่อ พิจารณาแบนด์วิธตัวควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง

หัวข้อนี้ได้นำเสนอผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติเมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงแบนด์วิธของตัว ควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง การวิเคราะห์ในหัวข้อนี้จะพิจารณากรณีเลวร้าย

ที่สุดซึ่งในที่นี้คือกรณีที่ค่าความเข้มแสงมีค่าเท่ากับ 0 W/m^2 เนื่องจากที่สภาวะดังกล่าวระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว 100 kW ซึ่งเป็นค่าที่น้อยกว่าพิกัดของระบบที่พิจารณา และได้ดำเนินการวิเคราะห์เสถียรภาพไว้แล้วจากหัวข้อที่ 4.2.3 และ 4.3 ค่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวดังกล่าวมีค่าน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับการทำงานของระบบที่สภาวะความเข้มแสงอื่น ๆ

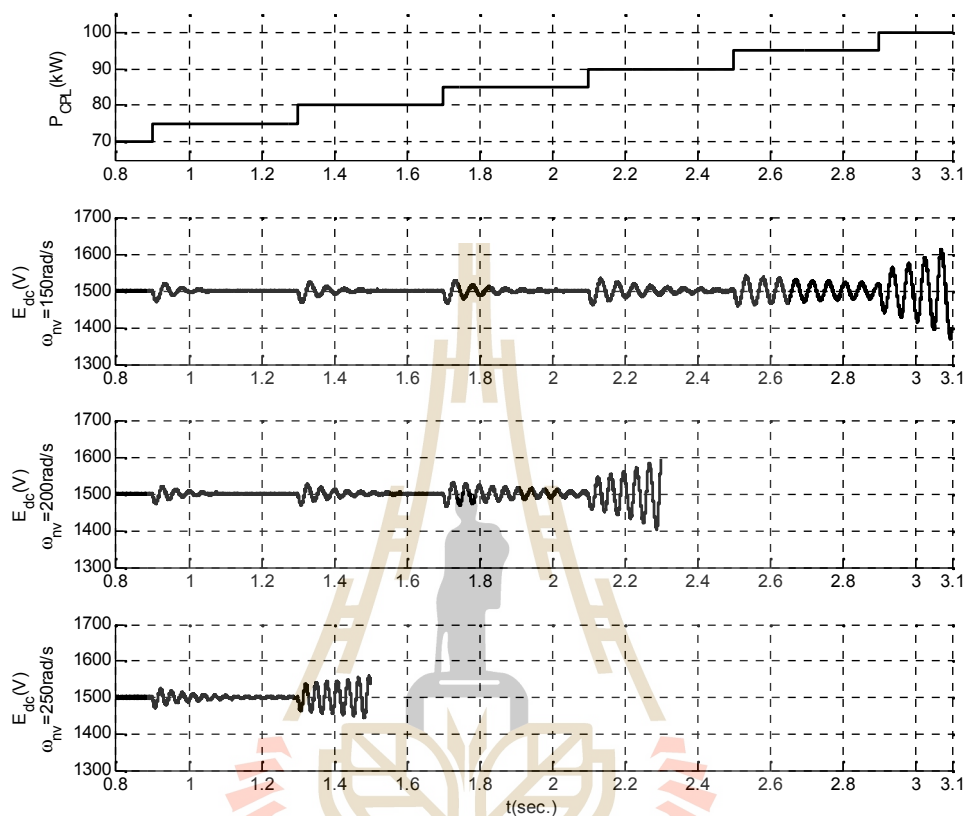
การวิเคราะห์แนวโน้มนั้นในหัวข้อนี้จะอาศัยการหาค่าเจาะจงของระบบที่ได้กล่าวรายละเอียดไว้แล้วในหัวข้อที่ 4.2.2 โดยจะทำการปรับเปลี่ยนค่าแบนด์วิธตัวควบคุมแรงดันให้มีค่าเพิ่มขึ้นและวิเคราะห์หาจุดที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพในแต่ละค่าแบนด์วิธเพื่อนำมาสร้างกราฟแนวโน้มนั้น (Areerak, Wu et al. 2011) เมื่อพิจารณากรณีที่ระดับแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรงที่ 1500 V กราฟแนวโน้มนั้นในกรณีที่แบนด์วิธตัวควบคุมแรงดันมีค่าเพิ่มขึ้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แนวโน้มนการขาดเสถียรภาพเมื่อค่าแบนด์วิธตัวควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง

จากการวิเคราะห์แนวโน้มนการขาดเสถียรภาพในรูปที่ 4.14 พบว่าเมื่อแบนด์วิธของตัวควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางมีค่าเพิ่มมากขึ้นระบบจะยิ่งขาดเสถียรภาพไวขึ้น เพื่อยืนยันผล

การวิเคราะห์แวนโวมดังกล่าวสามารถจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์แวนโวมได้ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อแบนด์วิธตัวควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง

ผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 4.15 สามารถยืนยันได้ว่าผลการวิเคราะห์แวนโวมแบนด์วิธตัวควบคุมที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นมีความถูกต้อง จากผลการจำลองสถานการณ์สังเกตได้ว่าเมื่อมีการเพิ่มแบนด์วิธตัวควบคุมจะยิ่งทำให้ผลการตอบสนองของระบบไวขึ้นแต่จะทำให้เสถียรภาพของระบบแย่ง ดังนั้นการวิเคราะห์แวนโวมนี้จึงเป็นข้อมูลที่มีความสำคัญสำหรับผู้ที่จะทำการออกแบบตัวควบคุมในระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กต้องพิจารณาหาจุดที่เหมาะสมให้ดีในการออกแบบตัวควบคุม อีกทั้งข้อมูลแวนโวมดังกล่าวจะถูกนำไปใช้สำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดการบรรเทาการขาดเสถียรภาพไว้ในบทที่ 5 เป็นลำดับถัดไป

4.5 สรุป

เนื้อหาในบทนี้ได้นำเสนอผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ โครงข่ายกำลังไฟฟ้า กระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจะอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 ซึ่งจะถูกทำให้เป็นเชิงเส้นเพื่อให้มีความเหมาะสมกับการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง แต่การคำนวณหาค่าเจาะจงเพียงอย่างเดียวเพื่อบ่งบอกถึงเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าอาจยังไม่เพียงพอจึงจำเป็นต้องมีการยืนยันผลการจำลองสถานการณ์ของระบบเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง นอกจากนี้ยังนำเสนอแนวโน้มการขาดเสถียรภาพเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าค่าความเข้มแสง ซึ่งผลกระทบดังกล่าวเป็นสาเหตุสำคัญที่จะต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบเนื่องจากหากเกิดกรณีเลวร้ายที่สุด เช่น ในกรณีที่เมฆมากในเวลากลางวันหรือในช่วงเวลากลางคืนที่ไม่มีแสงนั้นหมายถึงค่าความเข้มแสงมีค่าเท่ากับ 0 W/m^2 ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพที่ 100 kW ซึ่งน้อยกว่าค่าพิกัดของระบบที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ซึ่งในที่นี้คือ 102 kW แต่ในกรณีที่มีความเข้มแสงระบบจะขาดเสถียรภาพ ณ จุดที่เลยพิกัดของระบบไปแล้วจึงไม่จำเป็นต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ การวิเคราะห์เสถียรภาพในบทนี้สามารถคาดเดาจุดเกิดการขาดเสถียรภาพของระบบได้อย่างถูกต้อง อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์เสถียรภาพทำให้สามารถคาดเดาจุดที่เกิดการขาดเสถียรภาพแต่ไม่สามารถทำให้ระบบใช้งานได้จนถึงพิกัด ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องบรรเทาการขาดเสถียรภาพเพื่อให้สามารถใช้งาน โหลดกำลังไฟฟ้าได้จนกระทั่งถึงพิกัดของระบบที่พิจารณา ทั้งนี้การบรรเทาการขาดเสถียรภาพจะได้กล่าวรายละเอียดไว้ในบทที่ 5 เป็นลำดับถัดไป

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในหัวข้อนี้ได้รับการตีพิมพ์บทความทางวิชาการในการประชุมวิชาการระดับชาติและระดับนานาชาติจำนวน 2 บทความ โดยจะแสดงบทความฉบับสมบูรณ์ไว้ในภาคผนวก ข ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

จักรกริช ภักดีโต, กองพันธ์ อารีรักษ์ และกองพล อารีรักษ์, “ผลกระทบของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวในระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก,” *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 40 (EECON40)*, vol.1, หน้า 202 - 205

J. Pakdeeto, K-N. Areerak and K-L. Areerak, “The Stability Analysis of DC Micro-Grid System with PV Array,” *The 2018 International Electrical Engineering Congress (iEECON2018)*, Krabi, Thailand, March 7 - 9 2018., pp. 128-131

บทที่ 5

การบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาด เล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว

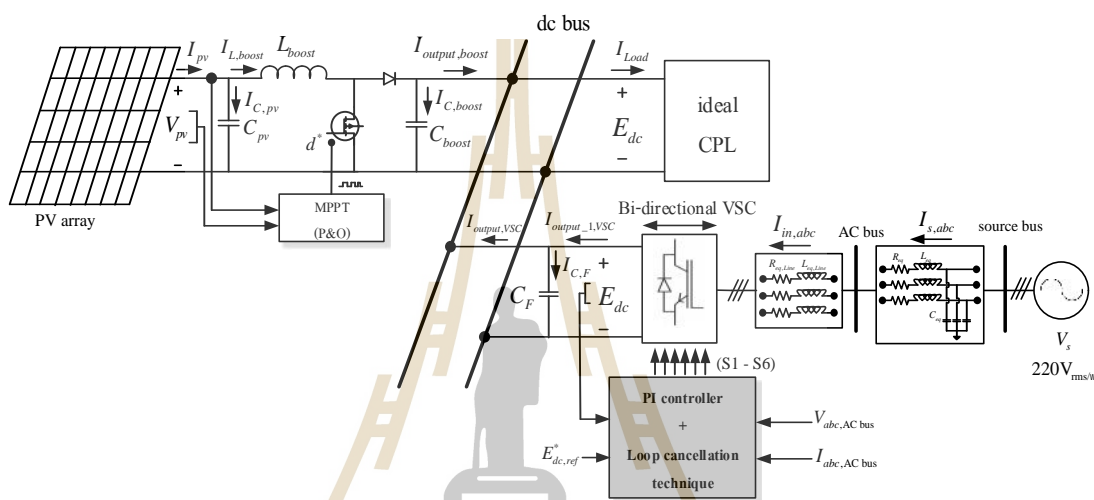
5.1 บทนำ

การวิเคราะห์เสถียรภาพในบทที่ผ่านมาเป็นการคาดเดาจุดที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ แต่ไม่สามารถทำให้ระบบสามารถรองรับการใช้งานโหลดที่เพิ่มขึ้นต่อไปได้ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพเพื่อให้ระบบสามารถทำงานได้ถึงพิกัดที่ตั้งไว้ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ การบรรเทาการขาดเสถียรภาพในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้ประยุกต์ใช้วิธีลูบยกเล็กซึ่งสามารถยกเลิกผลกระทบที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวได้โดยตรง อีกทั้งยังเป็นวิธีการที่ไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์สวิตซ์เข้าไปในระบบ โดยจะอาศัยเพียงการเพิ่มลูบยกเล็กเข้าไปในตัวควบคุมพีไอที่มีอยู่เดิมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง นอกจากนี้เนื้อหาในบทนี้ยังได้นำเสนอการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบเมื่อมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก การจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันผลการบรรเทาการขาดเสถียรภาพในบทนี้จะอาศัยบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB พร้อมทั้งยังได้มีการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูบเพื่อยืนยันผลการทำงานของการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กก่อนที่จะนำไปสร้างชุดทดสอบจริง การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบในบทนี้จะอาศัยพื้นฐานที่ได้อธิบายรายละเอียดไว้แล้วในบทก่อนหน้า สำหรับการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีการเพิ่มลูบยกเล็กในตัวควบคุมพีไอจะได้อธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.2

5.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก ที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก

ระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่พิจารณาการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 มีส่วนประกอบคือ แหล่งพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์ บัสไฟฟ้ากระแสตรง โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับเชื่อมต่อระหว่างบัสไฟฟ้ากระแสตรงและระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุล ในส่วนของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์จะมีอัลกอริทึมการควบคุมและสังเกตเพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ทุกสภาวะการใช้งาน และในส่วนของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางจะมีตัวควบคุมพีไอที่มีการเพิ่มวิธีลูบยกเล็กในลูบควบคุมเพื่อบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบ

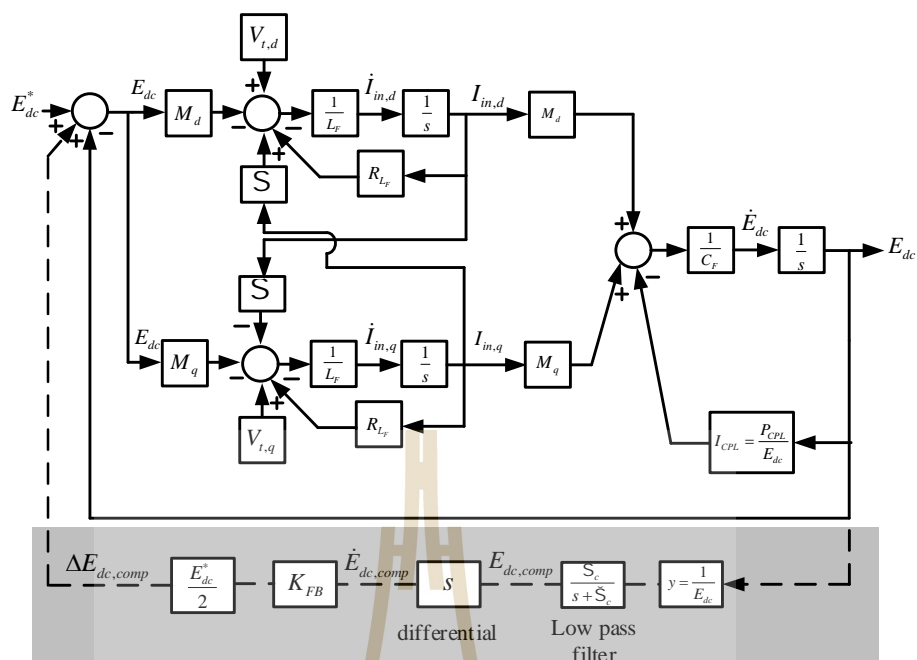


รูปที่ 5.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

จากรูปที่ 5.1 เป็นระบบ โคร่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก สำหรับลูบยกเล็กเป็นส่วนที่ผู้วิจัยประยุกต์ใช้ โดยเพิ่มเข้าไปในตัวควบคุมพีไอของระบบเดิมเพื่อบรรเทาการขาดเสถียรภาพที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ตัวควบคุมพีไอที่มีลูบยกเล็กแสดงได้ดังกรอบสี่เหลี่ยมในรูปที่ 5.1 โดยรายละเอียดการเพิ่มลูบยกเล็กในตัวควบคุมพีไอของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาได้อธิบายรายละเอียดเป็นแผนภาพบล็อกไดอะแกรมในหัวข้อที่ 5.2.1

5.2.1 การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยลูบยกเล็ก

การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก จะอาศัยการอธิบายผ่านแผนภาพบล็อกไดอะแกรม โดยการเพิ่มลูบยกเล็กในตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง โดยแสดงแผนภาพตัวควบคุมพีไอที่มีการเพิ่มลูบยกเล็กได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แผนภาพวิธีลูบยกเล็กในตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง

จากแผนภาพรูปที่ 5.2 เป็นแผนภาพบล็อกโตะแกรมลูบควบคุมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่มีผลกระทบจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว (Liutanakul, Awan et al. 2010, Radwan and Mohamed 2012) หากยังไม่พิจารณากรอบสี่เหลี่ยมจะเห็นได้ว่าผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่เกิดขึ้นซึ่งในที่นี้คือ $I_{CPL} = \frac{P_{CPL}}{E_{dc}}$ ส่งผลกระทบต่อระบบ (Rahimi, Williamson et al. 2010, Areerak, Wu et al. 2011) โดยผลกระทบดังกล่าวจะไปลดทอนเสถียรภาพของระบบส่งผลให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ ดังนั้นการกำจัดผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแสดงได้ดังรูปที่ 5.2 (กรอบสี่เหลี่ยม) สามารถทำได้โดยการตรวจจับแรงดันเอาต์พุตที่บัสไฟฟ้ากระแสตรงให้อยู่ในรูปส่วนกลับของแรงดันที่มีการกรองความถี่ต่ำเพื่อลดทอนสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งมีความถี่สูงในที่นี้จะพิจารณาสัญญาณดังกล่าวเป็นค่าสัญญาณแรงดันชดเชย ($E_{dc,comp}$) หลังจากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวผ่านการหาอนุพันธ์ของขนาดสัญญาณทำให้ได้อัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าสัญญาณแรงดันชดเชย ($\dot{E}_{dc,comp}$) จากนั้นนำมาปรับคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ (K_{FB}) เพื่อทำหน้าที่ปรับอัตราขยายการชดเชยโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว เมื่อทำการปรับอัตราขยาย K_{FB} แล้วจะทำการส่งสัญญาณดังกล่าวไปปรับคูณด้วยค่า $\frac{E_{dc}^*}{2}$ ซึ่งในที่นี้พิจารณาว่าสัญญาณดังกล่าวเป็นระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่ต้องชดเชย ($\Delta E_{dc,comp}$) บวกเพิ่มเข้าไปยังลูบควบคุมเดิมของตัวควบคุมพีไอ

การชดเชยค่า $\Delta E_{dc,comp}$ ในที่นี้ก็เพื่อให้ระบบสามารถควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงพร้อมทั้งชดเชยการกระเพื่อมของระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งเมื่อมีการชดเชยการกระเพื่อมดังกล่าวจึงทำให้สามารถบรรเทาการขาดเสถียรภาพได้โดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์สวิตช์เข้าไปในระบบ จากส่วนที่เป็นกรอบสีเทาในแผนภาพบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 5.2 เป็นเทคนิคการทำให้ระบบกลับมามีเสถียรภาพ วิธีการนี้ในอดีตจะเรียกว่า “เทคนิคลูบยกเล็ก” (Areerak, Sopapirm et al. 2018) แต่วิธีดังกล่าวยังไม่มีการนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางในระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก ดังนั้นการประยุกต์ใช้วิธีลูบยกเล็กสำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาจึงเป็นจุดเด่นของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

พิจารณารูปที่ 5.2 พบว่ามีค่า $\Delta E_{dc,comp}$ ที่ถูกเพิ่มเข้ามาในรูปตัวควบคุมพีไอเดิม ค่าดังกล่าวเป็นค่าชดเชยผลกระทบที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเพื่อบรรเทาการขาดเสถียรภาพซึ่งสามารถแสดงค่าดังกล่าวได้ดังสมการที่ (5-1)

$$\Delta E_{dc,comp} = \dot{E}_{dc,comp} \frac{E_{dc}^*}{2} K_{FB} \quad (5-1)$$

ในสมการที่ (5-1) ค่า E_{dc}^* คือแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่ถูกควบคุม และค่า K_{FB} เป็นค่าสัมประสิทธิ์ปรับคุณสมบัติชดเชยผลกระทบของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว นอกจากนี้ในสมการดังกล่าวยังปรากฏพจน์ค่าอนุพันธ์ของดัชนีมอดูเลตอ้างอิง ซึ่งการหาค่าอนุพันธ์ของค่าดัชนีมอดูเลตอ้างอิงแสดงได้ดังสมการที่ (5-2)

$$\dot{E}_{dc,comp} = \frac{d}{dt} (E_{dc,comp}) \quad (5-2)$$

สำหรับค่าดัชนีมอดูเลตอ้างอิงสามารถหาได้จากส่วนกลับของแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่มีวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5-3) (Rahimi, Williamson et al. 2010)

$$E_{dc,comp} = \frac{\dot{S}_c}{s + \dot{S}_c} \cdot \frac{1}{E_{dc}} \quad (5-3)$$

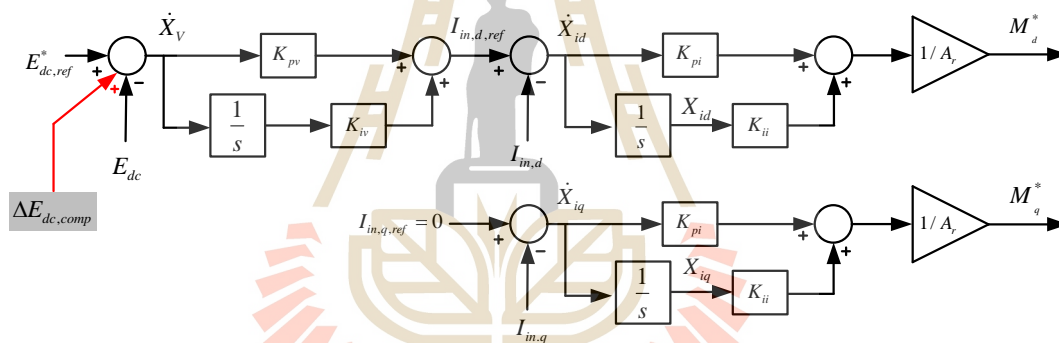
เมื่อ \dot{S}_c คือ ความถี่ตัดผ่านที่ต้องการออกแบบ มีหน่วยเป็น rad/s

E_{dc} คือ แรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง มีหน่วยเป็น V

จากสมการที่ (5-1) ถึง (5-3) เป็นสมการที่เกิดขึ้นจากลูปยกเล็กในตัวควบคุมพีไอ ในลำดับถัดไปจะดำเนินการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 5.1 โดยพิจารณา ลูปยกเล็กที่อยู่ภายในตัวควบคุมพีไอ รายละเอียดนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.2.2

5.2.2 การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปยกเล็ก

การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในหัวข้อนี้จะอาศัยพื้นฐานการแปลงดีคิวร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป ซึ่งได้กล่าวรายละเอียดไว้แล้วในบทที่ 3 การพิสูจน์แบบจำลองในหัวข้อที่ 3.2.4 ทำให้ได้สมการแบบจำลองของระบบในกรณีที่ยังไม่มีตัวควบคุมแสดงไว้แล้วดังสมการที่ (3-35) ในลำดับถัดมาพิจารณาบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปยกเล็กแสดงได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปยกเล็ก

จากแผนภาพบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.3 เป็นบล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบพีไอที่มีลูปการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปยกเล็กแสดงในกรอบสี่เหลี่ยมในรูปที่ 5.3 ทั้งนี้จากบล็อกไดอะแกรมดังกล่าวประกอบด้วยลูปการควบคุม 2 ลูปต่อกันแบบคาสเคด พิจารณาสมการดัชนีมอดูลต์ที่มีการควบคุมบนแกนดีและแกนคิวแสดงได้ดังสมการที่ (5-4)

$$M_d^* = \frac{1}{A_r} \left(\begin{array}{l} E_{dc}^* K_{pv} K_{pi} - E_{dc} K_{pv} K_{pi} - E_{dc,comp} E_{dc}^* \frac{\tilde{S}_c}{2} K_{FB} K_{pv} K_{pi} + \frac{E_{dc}^* \tilde{S}_c}{E_{dc}} \frac{\tilde{S}_c}{2} K_{FB} K_{pv} K_{pi} \\ + X_v K_{iv} K_{pi} - I_{in,d} K_{pi} + X_{id} K_{ii} \end{array} \right) \quad (5-4)$$

$$M_q^* = \frac{1}{A_r} (-I_{in,q} K_{pi} + X_{iq} K_{ii})$$

เมื่อ A_r คือ ค่าความสูงจากยอดถึงยอดของสัญญาณพาหะ

ในลำดับถัดมานำสมการที่พิสูจน์ไว้แล้วดังนี้ สมการดัชนีมอดูเลตที่มีการควบคุม (M_d^* และ M_q^*) ดังสมการที่ (5-4) สมการค่าวัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (d^*) ดังสมการที่ (3-43) และสมการแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ (I_{pv}) ดังสมการที่ (3-45) แทนค่าลงในสมการที่ (3-35) จะทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กแสดงได้ดังสมการที่ (5-5)

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{s,d} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,d} + \tilde{S} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,d} \\ \dot{I}_{s,q} = -\tilde{S} I_{s,d} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,q} \\ \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,d} + \tilde{S} V_{bus,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,d} \\ \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{s,q} - \tilde{S} V_{bus,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,q} \\ \dot{I}_{in,d} = \frac{1}{L_f} V_{bus,d} - \frac{R_{lf}}{L_f} I_{in,d} + \tilde{S} I_{in,q} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* E_{dc}}{L_f} + \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} E_{dc}^*}{L_f} - \frac{\tilde{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* E_{dc}}{2L_f} \\ + \frac{\tilde{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp} E_{dc}^* E_{dc}}{2L_f} - \frac{K_{iv} K_{pi} E_{dc} X_v}{L_f} + \frac{K_{pi} I_{in,d} E_{dc}}{L_f} - \frac{K_{ii} E_{dc} X_{id}}{L_f} \\ \dot{I}_{in,q} = \frac{1}{L_f} V_{bus,q} - \tilde{S} I_{in,d} - \frac{R_{lf}}{L_f} I_{in,q} + \frac{K_{pi} I_{in,q} E_{dc}}{L_f} - \frac{K_{ii} E_{dc} X_{iq}}{L_f} \\ \dot{E}_{dc} = \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* I_{in,d}}{C_f} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} I_{in,d}}{C_f} + \frac{\tilde{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* I_{in,d}}{2C_f} - \frac{\tilde{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp} E_{dc}^* I_{in,d}}{2C_f} \\ + \frac{K_{ii} K_{pi} I_{in,d} X_v}{C_f} - \frac{K_{pi} I_{in,d} I_{in,d}}{C_f} + \frac{K_{ii} I_{in,d} X_{id}}{C_f} - \frac{K_{pi} I_{in,q} I_{in,q}}{C_f} + \frac{K_{ii} I_{in,q} X_{iq}}{C_f} + (1-d^*) \frac{I_{L,boost}}{C_f} - \frac{P_{CPL}}{C_f E_{dc}} \\ \dot{X}_{id} = K_{pv} E_{dc}^* - K_{pv} E_{dc} + \frac{\tilde{S}_c}{2} K_{FB} K_{pv} \frac{E_{dc}^*}{E_{dc}} - \frac{\tilde{S}_c}{2} E_{dc,comp} K_{FB} K_{pv} E_{dc}^* + K_{iv} X_v - I_{in,d} \\ \dot{X}_{iq} = -I_{in,q} \\ \dot{X}_v = E_{dc}^* - E_{dc} + \frac{\tilde{S}_c}{2} K_{FB} \frac{E_{dc}^*}{E_{dc}} - \frac{\tilde{S}_c}{2} E_{dc,comp} K_{FB} E_{dc}^* \\ \dot{I}_{L,boost} = \frac{V_{pv}}{L_{boost}} - (1-d^*) \frac{E_{dc}}{L_{boost}} \\ \dot{V}_{pv} = -\frac{I_{L,boost}}{C_{pv}} + \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\left(I_{s.c.} + K_i (T - T_{ref}) \right) \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) \right] - \left[\left(\frac{I_{s.c.}}{e^{\left(\frac{V_{dc}}{nCV_i} \right)} - 1} \right) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \left(e^{\left(\frac{T}{T_{ref}} - 1 \right) \left(\frac{E_g}{nCV_i} \right)} \right) \left(e^{\left(\frac{V_{pv}}{N_p nCV_i} + \frac{I_{pv} R_i}{N_p nCV_i} \right)} - 1 \right) \right] \\ \dot{E}_{dc,comp} = \frac{\tilde{S}_c}{E_{dc}} - \tilde{S}_c E_{dc,comp} \end{array} \right. \quad (5-5)$$

จากสมการที่ (5-5) เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้า กระแสตรงขนาดเล็กที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก เพื่อยืนยันได้ว่าแบบจำลอง ในสมการดังกล่าวมีความถูกต้องจำเป็นต้องมีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองซึ่งจะได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.2.3 เป็นลำดับถัดไป

5.2.3 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้น

ดังที่กล่าวไว้ข้างต้นจากสมการที่ (5-5) เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้มีความเหมาะสมในวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงจึงมีความจำเป็นในการเปลี่ยนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นในสมการที่ (5-5) ให้เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง ซึ่งสามารถเขียนสมการให้อยู่ในรูปแบบตัวแปรสถานะของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่เป็นเชิงเส้นได้ดังสมการที่ (5-6)

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \mathbf{u} \end{cases} \quad (5-6)$$

รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$, $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$, $\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ และ $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ แสดงไว้ในภาคผนวก ก. โดยในที่นี้จะกำหนดให้

ตัวแปรสถานะ:

$$\mathbf{u}\mathbf{x} = [uI_{s,d} \quad uI_{s,q} \quad uV_{bus,d} \quad uV_{bus,q} \quad uI_{in,d} \quad uI_{in,q} \quad uE_{dc} \quad uX_{id} \quad uX_{iq} \quad uX_v \quad uI_{L,boost} \quad uV_{pf}] \quad uE_{dc,comp}^T$$

ตัวแปรอินพุต:

$$\mathbf{u}\mathbf{u} = [uV_{s,d} \quad uV_{s,q} \quad uP_{CPL} \quad uE_{dc}^* \quad uI_{rr} \quad uT]^T$$

ตัวแปรเอาต์พุต:

$$\mathbf{u}\mathbf{y} = [uI_{s,d} \quad uI_{s,q} \quad uV_{bus,d} \quad uV_{bus,q} \quad uI_{in,d} \quad uI_{in,q} \quad uE_{dc} \quad uX_{id} \quad uX_{iq} \quad uX_v \quad uI_{L,boost} \quad uV_{pf}] \quad uE_{dc,comp}^T$$

จากสมการที่ (5-6) ในองค์ประกอบเมทริกซ์ $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ และ $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ เมื่อถูกทำให้เป็นเชิงเส้นจะปรากฏพจน์ตัวแปรได้แก่ E_{dc_0} , I_{in,d_0} , I_{in,q_0} , X_{id_0} , X_{iq_0} , X_{v_0} , P_{CPL_0} , $E_{dc_0}^*$, I_{rr_0} , T_0 และ $E_{dc,comp_0}$ ซึ่งเป็นค่าในสถานะอยู่ตัวที่จุดการทำงานต่าง ๆ ดังนั้นในการจำลองสถานการณ์ด้วยสัญญาณขนาดเล็กจำเป็นต้องแก้สมการเพื่อหาค่าในสถานะอยู่ตัว การหาค่าในสถานะอยู่ตัวของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ได้กล่าวรายละเอียดไว้แล้วในหัวข้อที่ 4.2.1 ซึ่งค่าตัวแปรสถานะในสภาวะอยู่ตัวที่เพิ่มมาใหม่คือ $E_{dc,comp_0}$ สามารถพิจารณาหาค่า $E_{dc,comp_0}$ ได้ดังสมการที่ (5-7)

$$E_{dc,comp_0} = \frac{1}{E_{dc_0}} \quad (5-7)$$

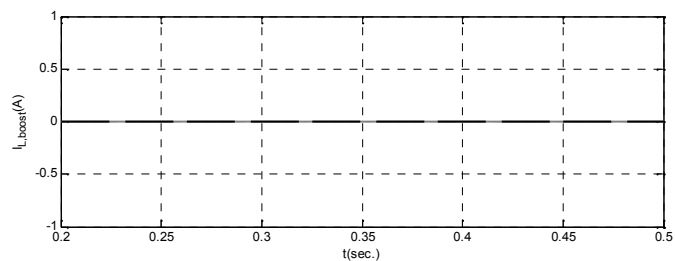
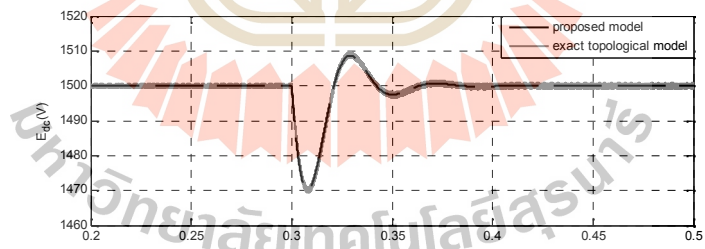
เมื่อทำการคำนวณค่าในสถานะอยู่ตัวของตัวแปรต่าง ๆ สามารถนำไปใช้สำหรับแทนค่าในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นในองค์ประกอบ $A(x_0, u_0)$ และ $B(x_0, u_0)$ ซึ่งจะมีค่าเปลี่ยนไปตามจุดการทำงานต่าง ๆ ในลำดับถัดไปเป็นการตรวจสอบความถูกต้องโดยจะทำการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบผลการตอบสนองที่ได้จากแบบจำลองที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้น ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้องแสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ใช้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง

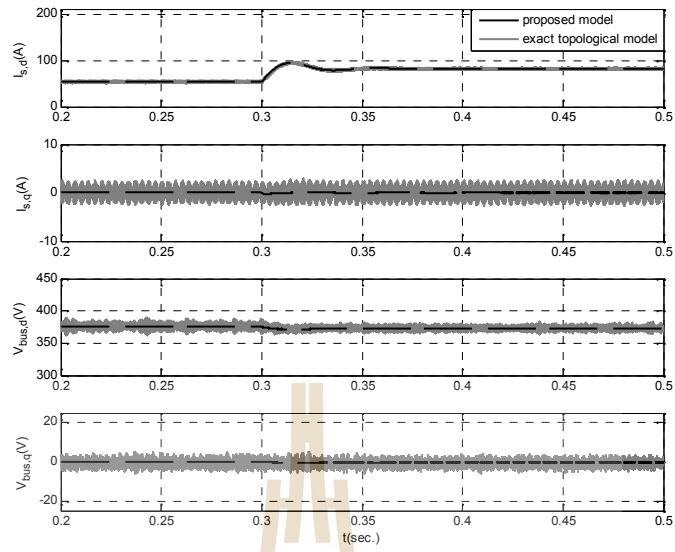
ตัวแปร	ค่าที่ใช้	รายละเอียด
V_s	220 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
S	$2f \times 50$ rad/s	ความถี่ของระบบไฟฟ้ากระแสสลับ
R_{eq}	0.1Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	10~H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
R_{L_f}	0.1Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ
L_f	5mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_f	1000~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
L_{boost}	4mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบูสต์
C_{pv}	200~F	ความจุไฟฟ้าของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์
K_{pv}	0.2445	ค่าพารามิเตอร์ K_p ควบคุมแรงดัน
K_{iv}	38.19769	ค่าพารามิเตอร์ K_i ควบคุมแรงดัน
K_{pi}	-0.00665	ค่าพารามิเตอร์ K_p ควบคุมกระแส
K_{ii}	-5.2820	ค่าพารามิเตอร์ K_i ควบคุมกระแส
N_p	40	จำนวนแฉงที่ต่อขนานกัน

N_s	9	จำนวนแฉงที่ต่ออนุกรมกัน
$I_{s.c.}$	5.96 A	กระแสลัดวงจรที่ 25 C
$V_{o.c.}$	64.2 V	แรงดันเปิดวงจรที่ 25 C
I_{rr_ref}	1kW/m ²	ค่าความเข้มแสงที่สภาวะมาตรฐาน
T_{ref}	25 C	อุณหภูมิที่สภาวะมาตรฐาน
R_{sh}	5-Ω	ค่าความต้านทานขนานของเซลล์
R_s	5MΩ	ค่าความต้านทานอนุกรมของเซลล์
\dot{S}_c	400 rad/s	ค่าความถี่ตัดผ่านของวงจรกรองความถี่ต่ำ

$$K_{FB} = 2$$

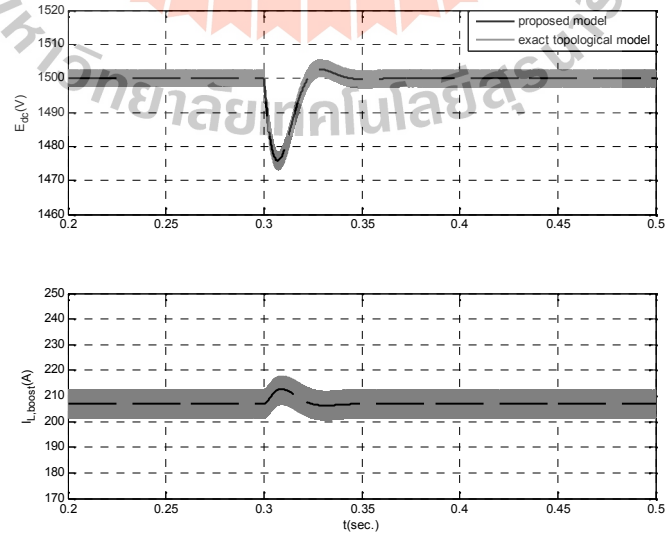


E_{dc} $I_{L,boost}$

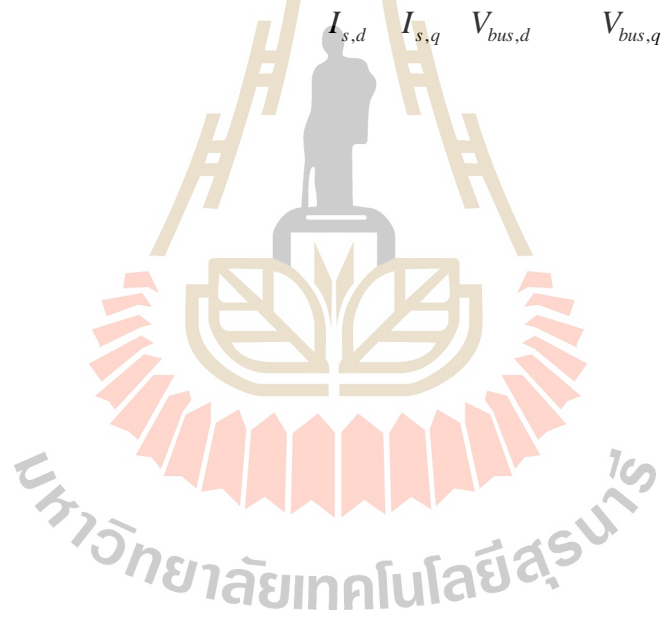
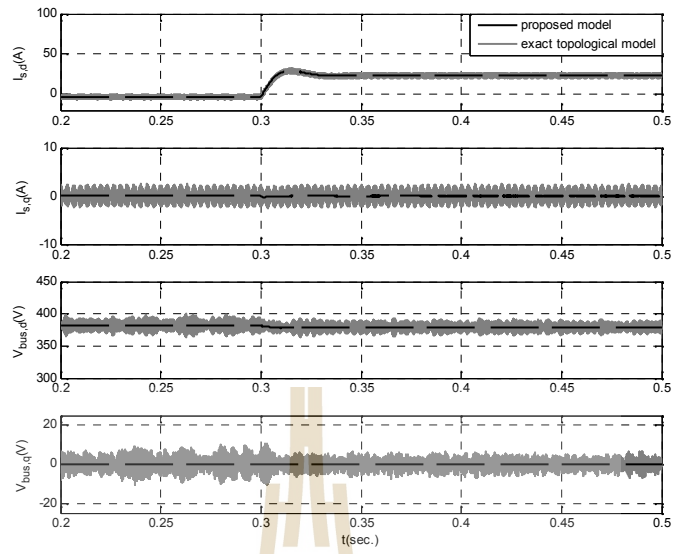


$I_{s,d}$ $I_{s,q}$ $V_{bus,d}$ $V_{bus,q}$

$$K_{FB} = 2$$

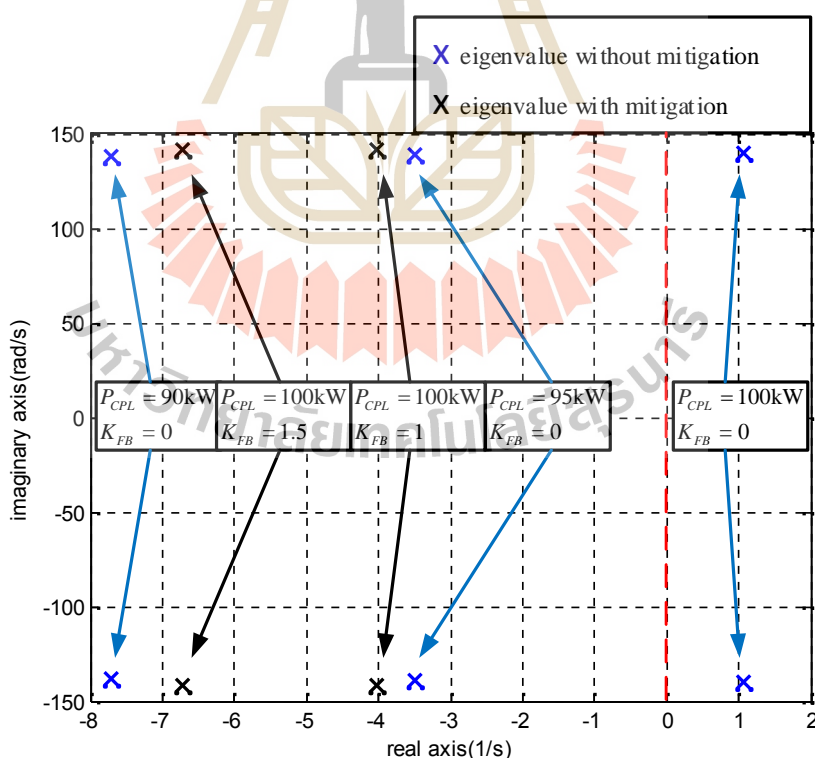


E_{dc} $I_{L,boost}$



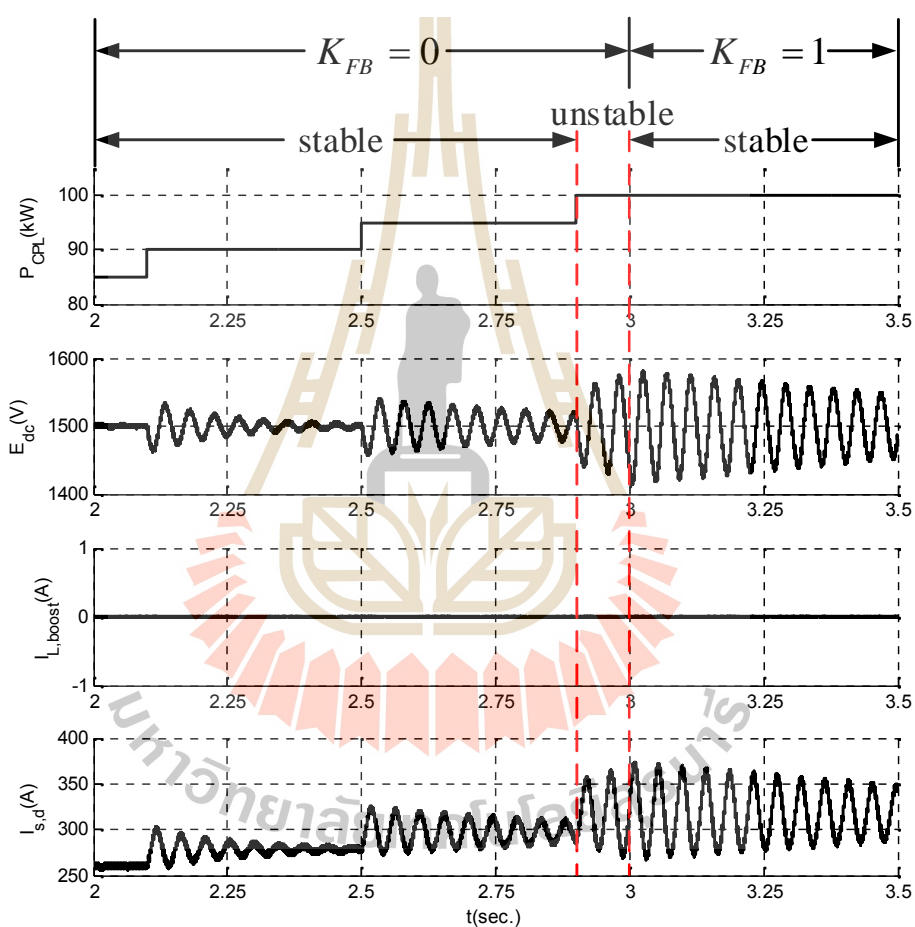
5.3.1 การวิเคราะห์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

การวิเคราะห์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กในหัวข้อนี้ได้อาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง (Radwan and Mohamed 2012, Wu and Lu 2015) ซึ่งสามารถทำได้โดยคำนวณค่าเจาะจงของระบบที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (5-6) ค่าเจาะจงที่ได้จะประกอบด้วย λ_1 ถึง λ_{13} การพิจารณาเสถียรภาพจะพิจารณาเฉพาะค่าเจาะจงที่เป็นคู่โพลเด่นของระบบเนื่องจากเป็นคู่โพลที่มีผลต่อเสถียรภาพมากที่สุด การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าดังกล่าวใช้ค่าพารามิเตอร์ของระบบในตารางที่ 5.1 กำหนดให้แรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง 1500 V และมีการเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจาก 90 kW เป็น 95 kW และ 100 kW ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงพบว่าระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพที่โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีค่าเท่ากับ 100 kW หลังจากนั้นทำการเพิ่มค่าสัมประสิทธิ์ K_{FB} จากเดิมที่ $K_{FB} = 0$ ให้มีค่า $K_{FB} = 1$ พบว่าระบบจะกลับมามีเสถียรภาพอีกครั้ง แสดงผลการวิเคราะห์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพได้ดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 ค่าเจาะจงของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

จากรูปที่ 5.8 เป็นการหาค่าเจาะจงของระบบโดยพิจารณาที่โพลเด่นของระบบ ผลการวิเคราะห์การขาดเสถียรภาพบนระนาบ S พบว่าระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติที่ 100 kW ที่ค่า $K_{FB} = 0$ และสามารถกลับมาเสถียรภาพได้อีกครั้งเมื่อ $K_{FB} = 1$ เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์ดังกล่าวสามารถแสดงผลการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันการบรรเทาการขาดเสถียรภาพแสดงได้ดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 ผลการจำลองสถานการณ์ยืนยันการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

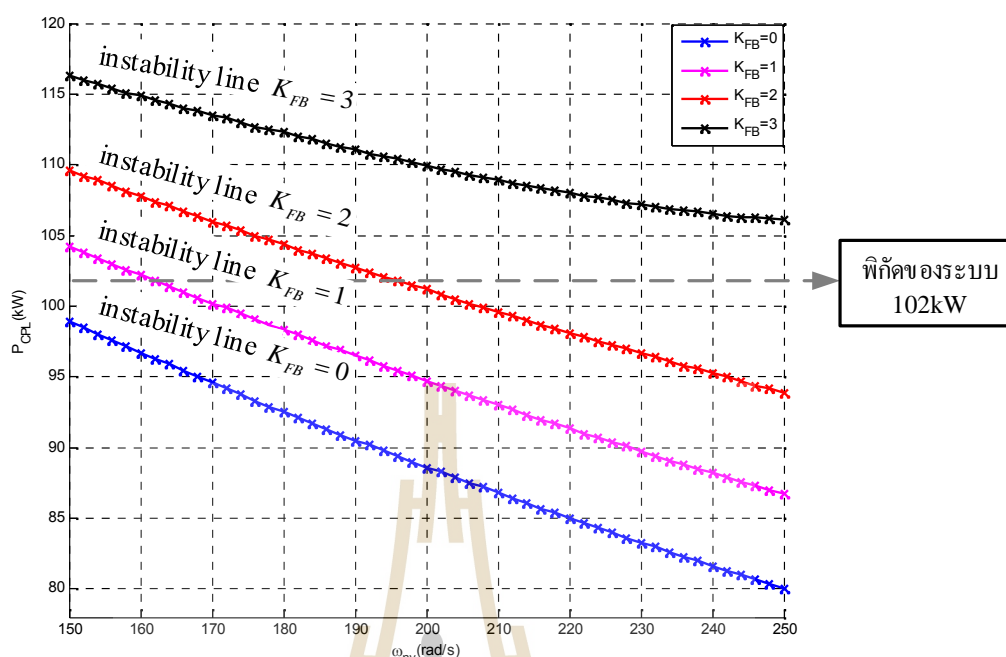
ผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 5.9 แสดงให้เห็นว่าเมื่อแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงถูกควบคุมที่ 1500 V และระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจาก 85 kW เป็น 90 kW, 95 kW และ 100 kW ที่เวลา 2.1, 2.5 และ 2.9 ตามลำดับ เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีค่า 100 kW ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพ ซึ่งพิจารณาได้จากระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงมีการกระเพื่อมที่มากขึ้น

ในเวลาดังกล่าวกำหนดค่า $K_{FB} = 0$ แต่ที่เวลา 3 วินาทีเป็นต้นไปกำหนดให้ค่า $K_{FB} = 1$ จะเห็นได้ว่าระบบจะกลับมามีเสถียรภาพได้อีกครั้ง ซึ่งพิจารณาได้จากการลู่เข้าของระดับแรงดันบัสไฟฟ้า กระแสตรงที่เวลาหลังจาก 3 วินาทีเป็นต้นไป ผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวสามารถยืนยันได้ว่าวิธีลูบยกเล็กสามารถบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบได้ ในลำดับถัดไปจะเป็นการกำหนดค่า K_{FB} เพื่อใช้สำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาซึ่งได้กล่าวรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 5.3.2

5.3.2 การกำหนดค่าคงที่สำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

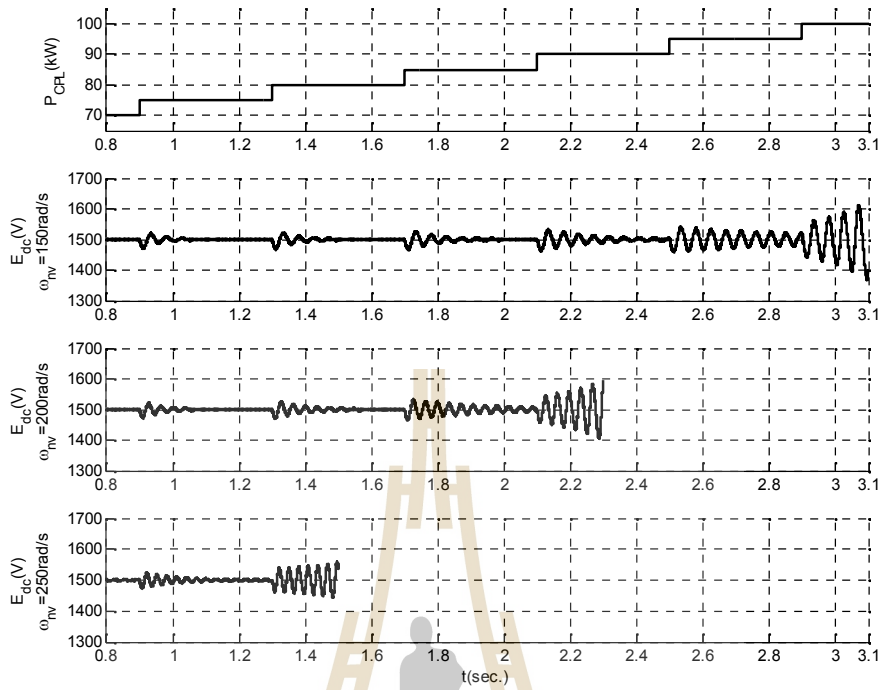
ในหัวข้อที่ผ่านมาเป็นการวิเคราะห์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก ซึ่งการวิเคราะห์เสถียรภาพจะอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง สำหรับในหัวข้อนี้จะเป็นการกำหนดค่าคงที่ K_{FB} เพื่อบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบให้สามารถใช้งานโหลดได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ โดยทั่วไปพิกัดของระบบจะขึ้นอยู่กับขนาดของแหล่งพลังงานทดแทนซึ่งในที่นี้จะมีค่าเท่ากับ 102 kW เนื่องจากเป็นกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ได้จากแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ สำหรับค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดดังกล่าวได้อธิบายไว้ในกราฟคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์ในหัวข้อที่ 3.2.6 และจากรายละเอียดที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 หัวข้อที่ 4.4 จะได้ว่า การบรรเทาการขาดเสถียรภาพจะพิจารณาในกรณีเลวร้ายที่สุดของระบบ ซึ่งในที่นี้คือกรณีที่ค่าความเข้มแสงตกกระทบแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าเป็น 0 W/m^2 เนื่องจากสภาวะดังกล่าวระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ ส่วนในกรณีค่าความเข้มแสงอื่น ๆ ระบบจะมีเสถียรภาพตลอดช่วงการทำงานภายใต้ขนาดพิกัดของระบบจึงไม่มีความจำเป็นที่จะต้องบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

การพิจารณาค่าคงที่ K_{FB} จะพิจารณาจากกราฟผลกระทบที่เกิดจากแบนด์วิดท์ควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.4 ซึ่งพิจารณาเฉพาะที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2 โดยเมื่อมีการเพิ่มแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพแ่ลงนั้นหมายถึงระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพที่ไวขึ้นเมื่อใช้แบนด์วิดท์ควบคุมที่สูงขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 5.10

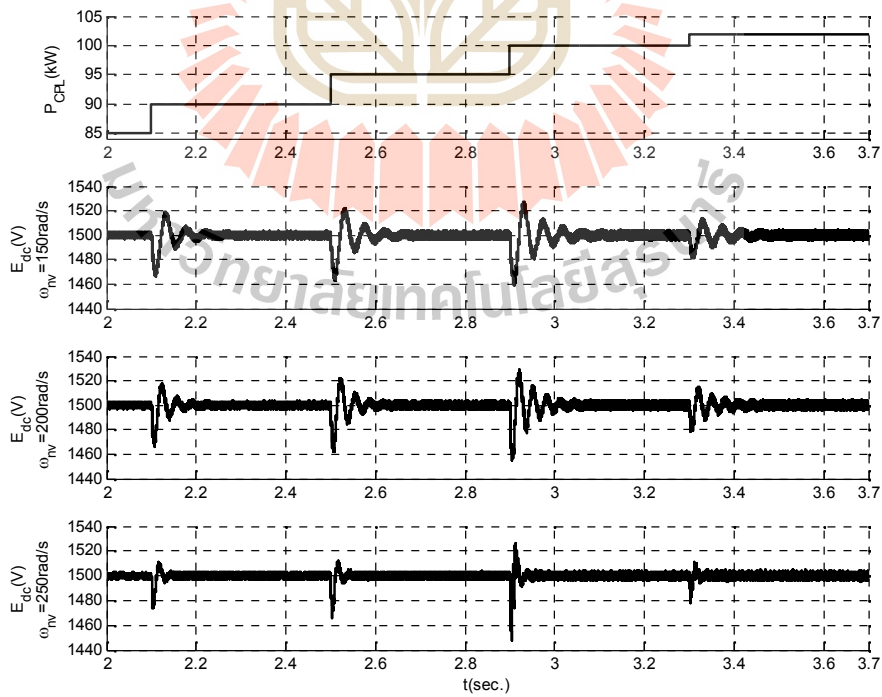


รูปที่ 5.10 ผลการวิเคราะห์ค่า K_{FB} สำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

ผลการวิเคราะห์ในรูปที่ 5.10 พบว่าที่ค่า $K_{FB} = 0$ และค่า $\tilde{S}_{nv} = 150 \text{ rad/s}$, $\tilde{S}_{nv} = 200 \text{ rad/s}$ และ $\tilde{S}_{nv} = 250 \text{ rad/s}$ ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพที่ $P_{CPL} \geq 98 \text{ kW}$, $P_{CPL} \geq 87 \text{ kW}$ และ $P_{CPL} \geq 79 \text{ kW}$ ตามลำดับ ซึ่งมีค่าต่ำกว่าพิกัดของระบบ ดังนั้นการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ จะต้องมีการกำหนดค่า K_{FB} เพื่อให้ระบบสามารถใช้งานได้ถึงพิกัดที่ตั้งไว้ การกำหนดค่า K_{FB} จะดำเนินการปรับเปลี่ยนค่า K_{FB} ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.10 ซึ่งพบว่าเมื่อค่า $K_{FB} = 3$ ระบบจะสามารถทำงานได้ถึงพิกัดที่ตั้งไว้ที่ทุกแบนด์วิธที่อยู่ในช่วง $150 \text{ rad/s} \leq \tilde{S}_{nv} \leq 250 \text{ rad/s}$ แสดงผลการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันการกำหนดค่า K_{FB} ในกรณีที่ $K_{FB} = 0$ และ $K_{FB} = 3$ แสดงได้ดังรูปที่ 5.11 และ 5.12 ตามลำดับ



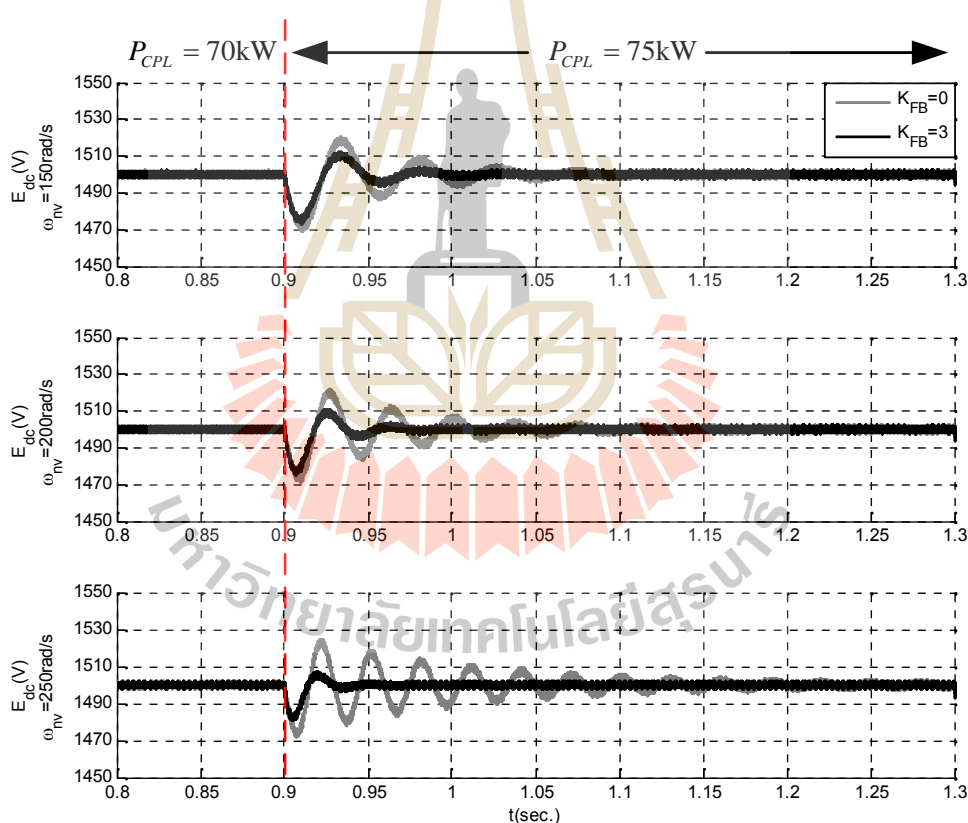
$$K_{FB} = 0$$



$$K_{FB} = 3$$

จากผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 5.12 พบว่าเมื่อกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ ระบบสามารถทำงานได้จนถึงพิกัดของระบบที่ตั้งไว้ซึ่งในที่นี้คือ 102 kW เมื่อเปรียบเทียบผลการจำลองสถานการณ์ที่แสดงในรูปที่ 5.11 พบว่าจากเดิมหากไม่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ ($K_{FB} = 0$) ระบบจะขาดเสถียรภาพก่อนถึงพิกัดของระบบ การจำลองสถานการณ์นี้สามารถยืนยันผลการบรรเทาการขาดเสถียรภาพได้อย่างชัดเจนที่ค่าแบนด์วิธตัวควบคุมอยู่ในช่วง $150\text{rad/s} \leq \bar{S}_{nv} \leq 250\text{rad/s}$ และเมื่อพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 5.12 สังเกตได้ว่าหากมีการเพิ่มแบนด์วิธของตัวควบคุมจะทำให้ระบบมีผลการตอบสนองที่ไวขึ้นอย่างชัดเจน

ลำดับถัดมาเป็นการพิจารณาการกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ ให้กับระบบที่มีการทำงานอยู่ในสภาวะปกติ โดยที่ค่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีการเปลี่ยนแปลงจาก 70 kW เป็น 75 kW ที่เวลา 0.9 วินาที แสดงผลการจำลองสถานการณ์ได้ดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 ผลการจำลองสถานการณ์ในสภาวะปกติเมื่อกำหนดค่า $K_{FB} = 0$ และ $K_{FB} = 3$

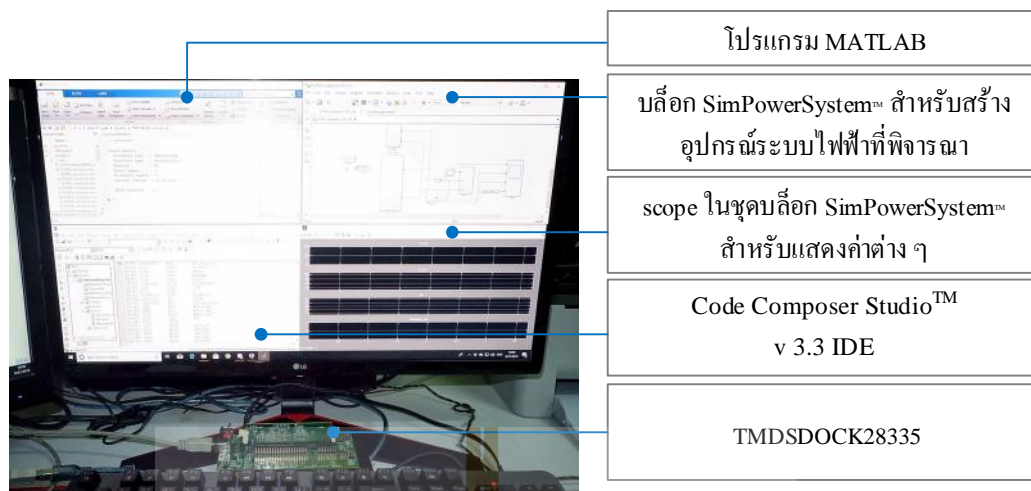
พิจารณาจากรูปที่ 5.13 เมื่อมีกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ ให้กับระบบที่ทำงานอยู่ในสภาวะปกติพบว่าระบบให้ผลการตอบสนองที่มีสมรรถนะดีขึ้นกว่าในกรณีที่ $K_{FB} = 0$ นั้นหมายถึงการกำหนดค่า

$K_{FB} = 3$ ให้กับระบบ แม้ว่าระบบจะไม่ได้ทำงานในสภาวะที่เกิดการขาดเสถียรภาพก็ไม่ได้มีผลเสียที่กระทบต่อการทำงานในสภาวะปกติ ผลการจำลองสถานการณ์ในรูปแบบดังกล่าวยังพบว่าระบบมีสมรรถนะที่ดีขึ้นทั้งสภาวะการพุ่งเกินและการถูเข้าสู่สถานะอยู่ตัว อีกทั้งการกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ ยังทำให้ระบบสามารถทำงานได้ถึงพิกัดที่ตั้งไว้

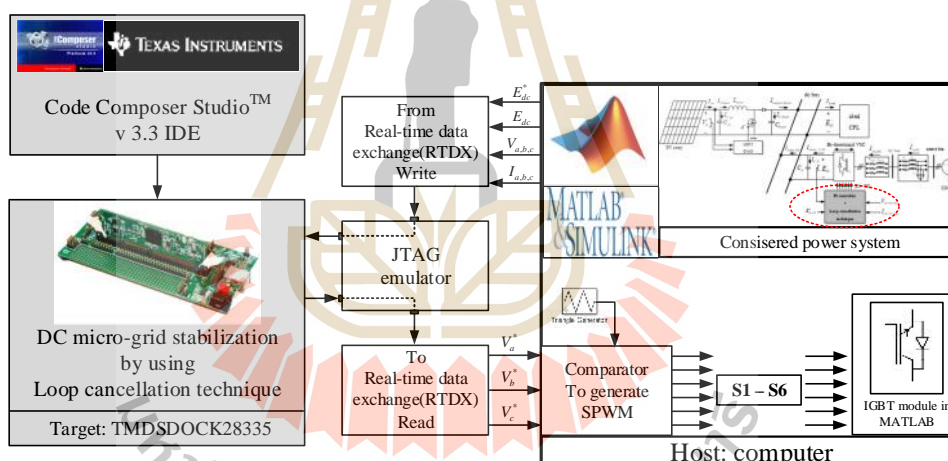
ในลำดับถัดไปเป็นการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปเพื่อยืนยันการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปยกเล็ก ซึ่งจะอาศัยการเขียนโปรแกรมควบคุมไว้ภายในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMDSDOCK28335 การจำลองสถานการณ์ดังกล่าวเพื่อให้มั่นใจได้ว่าเมื่อนำระบบไฟฟ้าที่พิจารณาไปสร้างชุดทดสอบจริงระบบจะสามารถควบคุมการทำงานได้โดยไม่เกิดความผิดพลาด รายละเอียดการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 5.4

5.4 การจำลองสถานการณ์สำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแบบฮาร์ดแวร์ในรูปโดยอาศัยบอร์ด TMDSDOCK28335

การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปที่ใช้บล็อก SimPowerSystem™ ร่วมกับบอร์ด TMDSDOCK28335 เป็นการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม MATLAB ซึ่งจะได้ทำการรับ-ส่งข้อมูลกับบอร์ด TMDSDOCK28335 ผ่านโปรแกรมควบคุมบอร์ดที่ชื่อ Code Composer Studio โดยการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวจะอาศัยบอร์ด TMDSDOCK28335 ในส่วนที่เป็นตัวควบคุมระบบ ซึ่งผู้ใช้งานจะต้องเขียนโปรแกรมควบคุม พร้อมทั้งกำหนดค่าพารามิเตอร์ของบอร์ด และพอร์ตที่ต้องการใช้เชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับบอร์ด งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้บอร์ด TMDSDOCK28335 และโปรแกรมควบคุมบอร์ดคือ Code Composer Studio v3.3 ซึ่งบอร์ดดังกล่าวสามารถใช้พอร์ต USB เชื่อมต่อเข้ากับคอมพิวเตอร์ได้อย่างสะดวก การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูปมีข้อดีอยู่หลายประการ เช่น การตรวจสอบความถูกต้องของระบบควบคุมที่ผู้วิจัยได้ทำการออกแบบบนบอร์ด TMDSDOCK28335 การคาดการณ์ผลกระทบที่เกิดขึ้นก่อนการทดสอบจริงในห้องปฏิบัติการ ทั้งนี้เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับชุดทดสอบหรืออันตรายที่เกิดจากระบบควบคุมไม่สามารถทำงานได้ เป็นต้น สำหรับอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูปแสดงได้ดังรูปที่ 5.14 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูปมีขั้นตอนการดำเนินการตามแผนภาพไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.14 การเชื่อมต่ออุปกรณ์สำหรับการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป

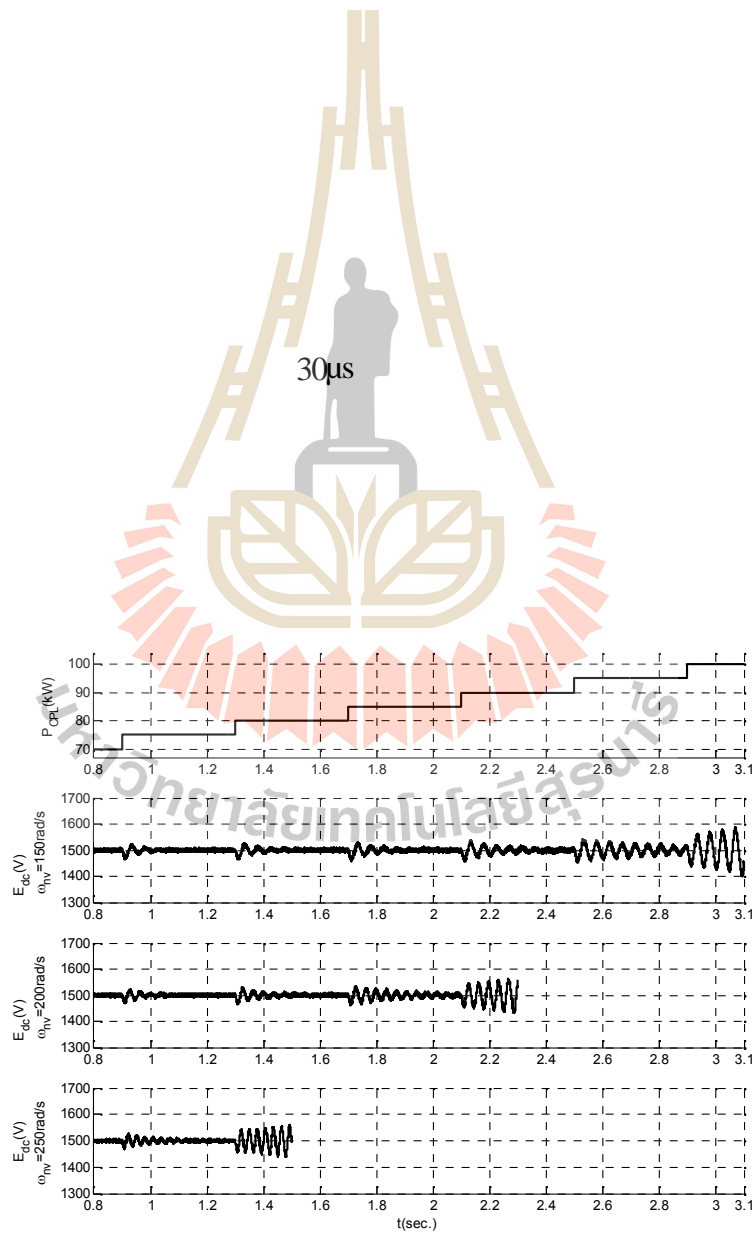


รูปที่ 5.15 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป

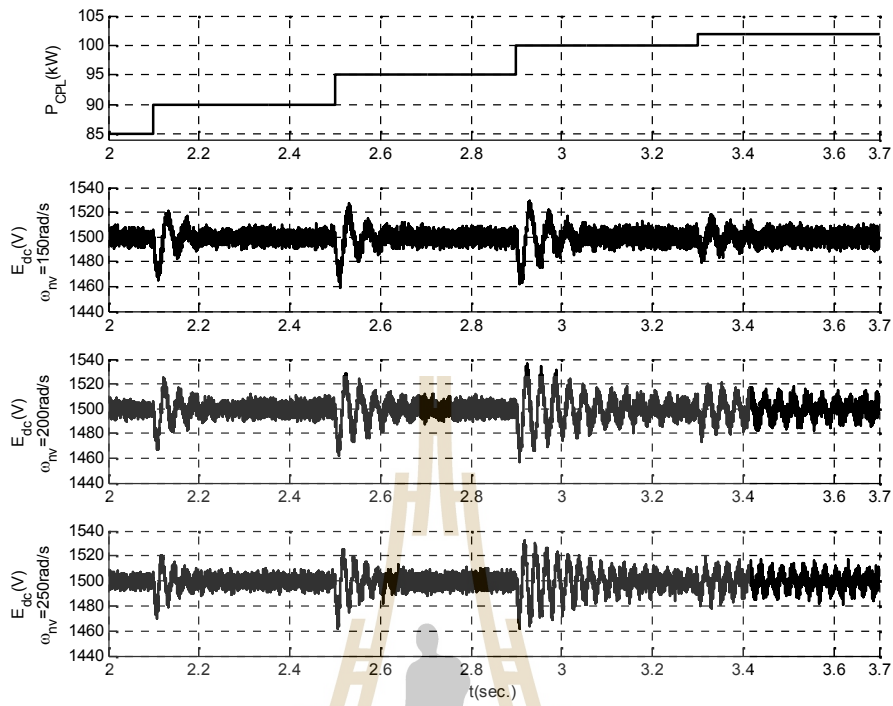
จากรูปที่ 5.15 สังเกตได้ว่าคอมพิวเตอร์หลัก (host) และบอร์ด TMSDOCK28335 เชื่อมต่อกันด้วย JTAG (joint test action group) ผ่านทางพอร์ต USB การรับ-ส่งข้อมูลระหว่างกันมีลักษณะแบบ RTDX (real-time data exchange) กระบวนการทำงานเริ่มต้นจากรับค่า แรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิง (E_{dc}^*) แรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง (E_{dc}) แรงดันสามเฟสสมมูลที่แหล่งจ่าย ($V_{a,b,c}$) และค่ากระแสสามเฟสที่ไหลผ่านสายส่ง ($I_{a,b,c}$) ซึ่งค่าดังกล่าวตรวจวัดได้จากระบบที่พิจารณาในบล็อก SimPowerSystemTM บนโปรแกรม MATLAB จากนั้นค่าดังกล่าวจะถูกส่งไปยังบล็อก From

$$K_{FB} = 3$$

$$K_{FB} = 0$$



$$K_{FB} = 0$$



$$K_{FB} = 3$$

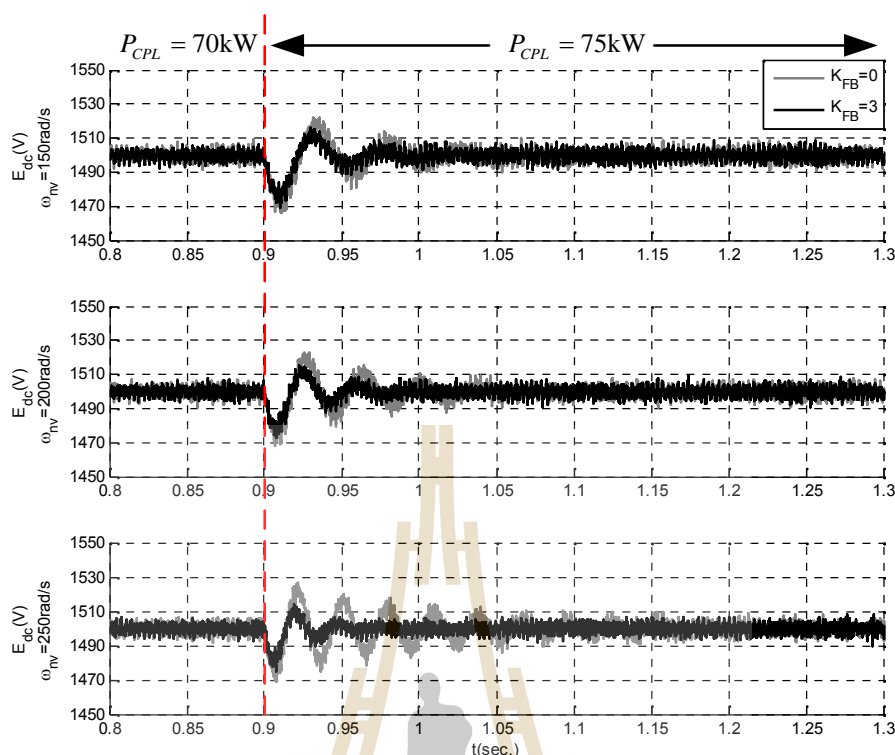
$$K_{FB} = 0$$

$$K_{FB} = 3$$

$$K_{FB} = 3$$

$$K_{FB} = 3$$





รูปที่ 5.18 ผลการจำลองสถานการณ์ฮาร์ดแวร์ในรูปเมื่อกำหนดค่า $K_{FB} = 0$ และ $K_{FB} = 3$ เมื่อระบบทำงานในสภาวะปกติ

พิจารณาการจำลองสถานการณ์ฮาร์ดแวร์ในรูปดังแสดงในรูปที่ 5.18 พบว่าระบบให้ผลการกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ ระบบจะให้ผลตอบสนองที่มีสมรรถนะดีขึ้นกว่าในกรณีที่ $K_{FB} = 0$ นั้นหมายถึงการกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ ไม่ได้ส่งผลเสียที่กระทบต่อการทำงานของระบบในสภาวะปกติ ผลการจำลองสถานการณ์ในรูปดังกล่าวยังแสดงให้เห็นว่าระบบมีสถานะการพุ่งเกินและการลู่เข้าสู่สถานะอยู่ตัวของระบบที่ดีขึ้น ทั้งนี้การกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ ยังทำให้ระบบสามารถทำงานได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ จากผลการจำลองสถานการณ์ฮาร์ดแวร์ในรูปดังที่กล่าวไว้ข้างต้นสามารถยืนยันผลการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กได้อย่างชัดเจน อีกทั้งยังทำให้มั่นใจได้ว่าการสร้างชุดทดสอบสำหรับระบบดังกล่าวจะไม่เกิดความผิดพลาดอันเนื่องมาจากโปรแกรมการควบคุม สำหรับรายละเอียดการสร้างชุดทดสอบจะได้อธิบายไว้ในบทถัดไป

5.5 สรุป

เนื้อหาในบทนี้ได้นำเสนอการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติด้วยวิธีลูบยกเล็ก การบรรเทาการขาด

เสถียรภาพในบทนี้จะพิจารณาเฉพาะกรณีเลวร้ายที่สุด ซึ่งก็คือกรณีที่ไม่มี ความเข้มแข็งตกกระทบ แหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์เนื่องจากระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ รายละเอียดในบทนี้ยังสามารถนำเสนอการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่มีการบรรเทา การขาดเสถียรภาพด้วยวิธีอุปยกเล็กที่มีการเพิ่มพจน์ชดเชยเข้าไปในตัวควบคุมพีไอที่มีอยู่เดิม การ จำลองสถานการณ์สามารถยืนยันได้ว่าการประยุกต์ใช้วิธีอุปยกเล็กสามารถชดเชยผลกระทบที่เกิด จากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวได้โดยตรงและสามารถบรรเทาการขาดเสถียรภาพได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้เนื้อหาในบทนี้ยังสามารถนำเสนอการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปเพื่อเป็นการ จำลองสถานการณ์โดยใช้คาบเวลาการสุ่มเสมือนจริงก่อนที่จะนำวิธีการดังกล่าวไปประยุกต์ใช้ในการ สร้างชุดทดสอบ ซึ่งรายละเอียดการสร้างชุดทดสอบจะได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 เป็นลำดับ ถัดไป



บทที่ 6

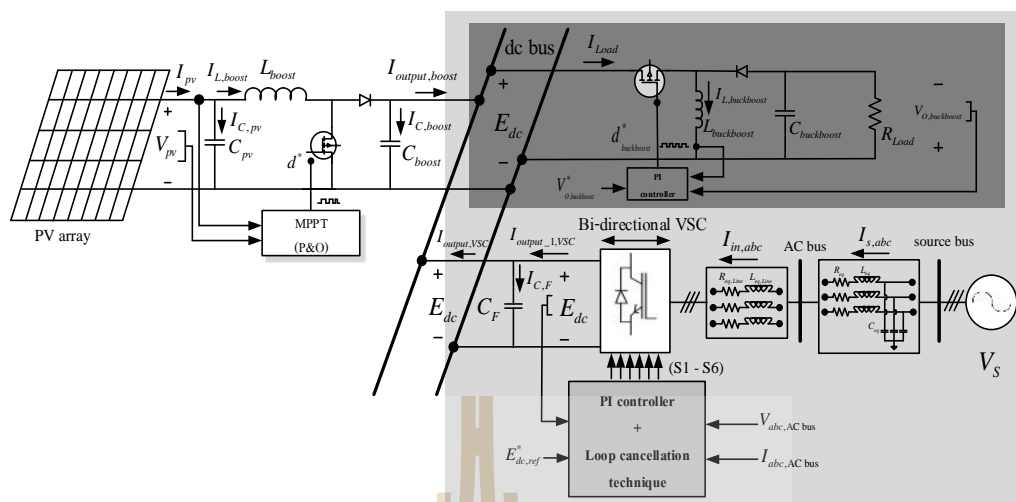
การสร้างชุดทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลด เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุม

6.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทนี้ได้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบสำหรับการทดสอบสถานะการขาดเสถียรภาพและสถานะที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ในการสร้างชุดทดสอบจะใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตเป็น โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวของระบบ เนื้อหาในบทนี้ได้แสดงรายละเอียดสำหรับชุดทดสอบที่สร้างขึ้นทั้งขนาดพิกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ การออกแบบวงจร และการใช้งานอุปกรณ์ต่าง ๆ นอกจากนี้เนื้อหาในบทนี้ยังได้นำเสนอรายละเอียดที่เกี่ยวข้องกับการใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ทั้งในส่วนของความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์และการสร้างสัญญาณพัลส์จากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ อีกทั้งยังได้นำเสนอผลการทดสอบการควบคุมระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าระบบสามารถทำงานได้ตามคำสั่งที่มีการโปรแกรมไว้ได้เป็นอย่างดี ชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในบทนี้จะถูกนำไปใช้สำหรับยืนยันผลการทดสอบการวิเคราะห์เสถียรภาพและการบรรเทาการขาดเสถียรภาพในบทที่ 7 เป็นลำดับถัดไป

6.2 การสร้างชุดทดสอบ

การบรรเทาการขาดเสถียรภาพในบทที่ผ่านมาพบว่าระบบจำเป็นต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพในกรณีเลวร้ายที่สุดนั่นคือกรณีที่ไม่มี ความเข้มแสงตกกระทบบแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ ดังนั้นการสร้างชุดทดสอบในบทนี้จะพิจารณาเฉพาะส่วนของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางและโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ซึ่งสามารถแสดงระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับสร้างชุดทดสอบได้ดังรูปที่ 6.1 (กรอบสี่เหลี่ยมอ่อน) แบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือทางฝั่งแหล่งจ่ายและทางฝั่งโหลด

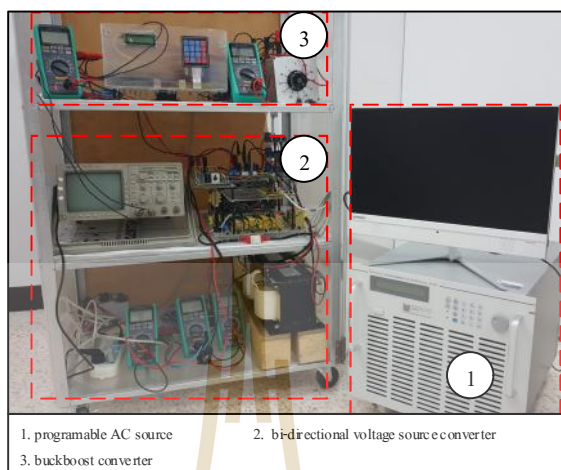


รูปที่ 6.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับสร้างชุดทดสอบ

จากรูปที่ 6.1 เป็นระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับการสร้างชุดทดสอบ โดยทางฝั่งแหล่งจ่ายจะประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุลต่อเข้ากับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางเพื่อคงค่าระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่ สำหรับทางฝั่งโหลดจะใช้วงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ โหลดของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับสร้างชุดทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 6.1 (กรอบสี่เหลี่ยม) ในการสร้างชุดทดสอบจะลดขนาดพิกัดของระบบลงเพื่อให้มีความเหมาะสมสำหรับการทดสอบในห้องปฏิบัติการและลดความเสี่ยงที่จะเกิดขึ้นอันเนื่องมาจากการทดสอบในสภาวะแรงดันสูง ดังนั้นผู้วิจัยจึงทำการลดขนาดระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับสร้างชุดทดสอบนี้จากเดิมในการจำลองสถานการณ์มีพิกัดที่ 102 kW แรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่ 1500 V โดยเมื่อทำการสร้างชุดทดสอบจะกำหนดให้มีพิกัดการใช้งานที่ 100 W และระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่ 100 V การกำหนดขนาดระบบดังกล่าวจะถูกนำไปใช้สำหรับการออกแบบอุปกรณ์ต่าง ๆ ของระบบเป็นลำดับถัดไป

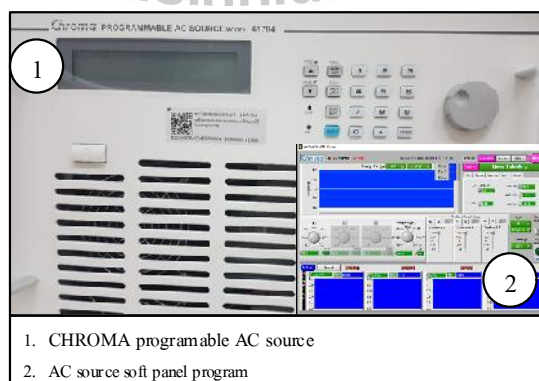
พิจารณาส่วนที่เป็นโหลดประกอบด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ตกร้อมโหลดตัวด้านทานให้มีค่าคงที่ ซึ่งพฤติกรรมในส่วนของโหลดนี้จะมีลักษณะเป็นโหลดกำลังฟ้าคงตัวส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบอย่างมีนัยสำคัญดังที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา สำหรับการควบคุมแรงดันทั้งส่วนของแหล่งจ่ายและส่วนของโหลดจะใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ในการโปรแกรมสัญญาณควบคุม ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางใช้บอร์ด TMDSDOCK28335 และในส่วนของโหลดที่ใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า

แบบบัคค์-บูสต์นั้นจะอาศัยบอร์ด Arduino Mega2560 ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ชุดทดสอบของระบบไฟฟ้าที่สร้างขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 6.2

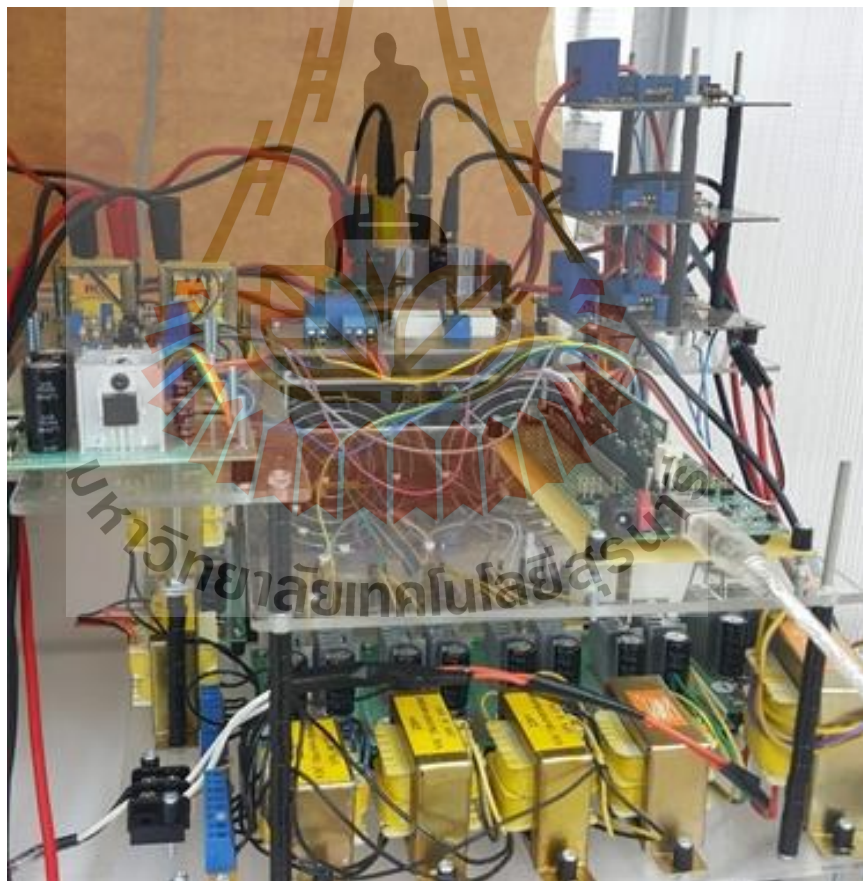


รูปที่ 6.2 ชุดทดสอบที่สร้างขึ้นสำหรับระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

จากรูปที่ 6.2 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ ชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในรูปที่ 6.2 เพียงพอที่จะใช้แทนสภาวะเลวร้ายที่สุดของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้ชุด CHROMA programmable AC source ในห้องปฏิบัติการ ซึ่งชุดแหล่งจ่ายดังกล่าวสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมมูลให้มีค่าคงที่ลดปัญหาที่เกิดจากแรงดันไฟฟ้าตกเมื่อมีการเพิ่มโหลดมากขึ้น ชุดแหล่งจ่าย CHROMA Programmable AC source แสดงได้ดังรูปที่ 6.3

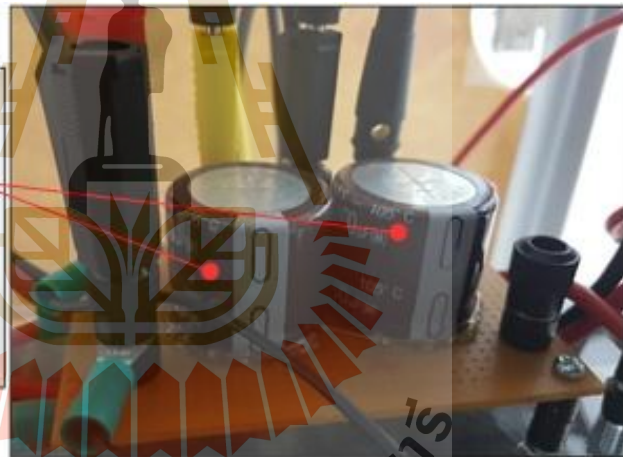


รูปที่ 6.3 ชุด CHROMA Programmable AC source



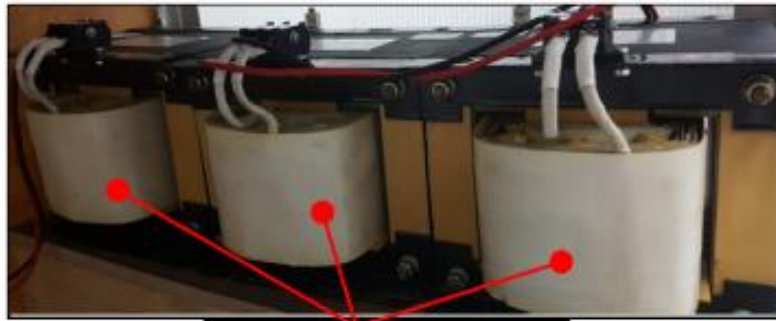
200 μ F

100 μ F



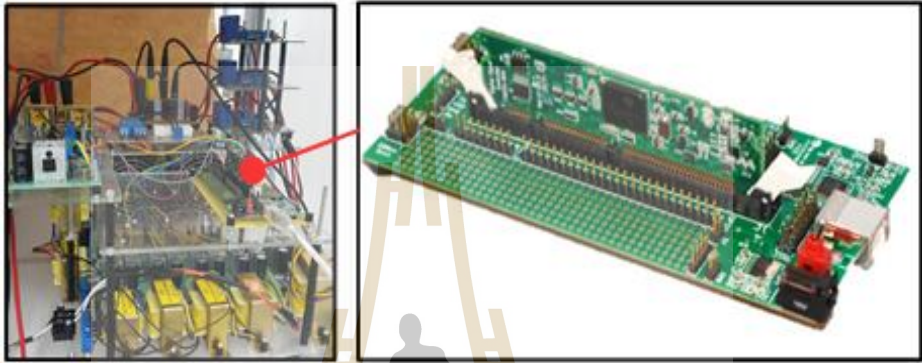
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

200 μ F



ESTEL		AC CHOKE	
Serial No.	50084111	Ref. No.	P60-H 260
Type	PC-2600	Phase	1
Network Voltage	220 V	Frequency	50 Hz
Inductance	50 mH	I eff	10 A
Max. Ambient Temp.	50°C	Insulation Class	F
Made in Thailand	Tel: 0-2585-2081	www.estel.co.th	





5. พอร์ต Analog to Digital converter แบบ 12 บิต ความเร็วในการสุ่มวัดสูงสุด 12.5 MSPS (80 ns Conversion Rate) จำนวน 16 ช่อง
6. ePWM 12 channel (6 มอดูล) ที่มีความละเอียดสูงสำหรับการสร้างสัญญาณ PWM
7. Enhanced capture modules จำนวน 6 ชุด
8. Enhanced QEP (Quadrature Encoder Pulse) modules จำนวน 2 ชุด
9. Enhanced controller area network (eCAN) modules จำนวน 2 ชุด
10. Serial communications interface modules จำนวน 3 ชุด (SCI-A, SCI-B, SCI-C)
11. Serial peripheral interface (SPI) module จำนวน 1 ชุด (SPI-A)
12. ขาอินพุตและเอาต์พุตสำหรับเลือกโปรแกรมใช้งานจำนวน 100ขา
13. Jumper สำหรับเลือกโหมดในการเริ่มทำงานของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

การสร้างสัญญาณ PWM ในบอร์ด TMSDOCK28335

ในส่วนของมอดูลการสร้างสัญญาณ PWM (Pulse Width Modulation) เพื่อใช้ในการขับขาเกตของสวิตช์ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งในที่นี้คือมอดูลไอจีบีที IPM6MBP50RA120-55 การ์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 มีมอดูล enhanced PWM จำนวน 6 ชุดคือ ePWM1 ePWM2 ePWM3 ePWM4 ePWM5 และ ePWM6 แต่ละชุดสามารถสร้างเอาต์พุตได้ 2 เอาต์พุตที่ตรงข้ามหรืออินเวอร์สกันคือ เอาต์พุต ePWMxA และ ePWMxB นั่นคือสามารถสร้างสัญญาณ PWM ได้ทั้งหมด 12 สัญญาณ แต่ละชุดมีโหมดการนับของสัญญาณนาฬิกาทั้งหมด 3 โหมดคือ โหมดการนับขึ้น (Count Up mode) โหมดการนับลง (Count Down mode) และโหมดการนับขึ้น-ลง (Count Up-Down mode) ความถี่ของสัญญาณ PWM สามารถกำหนดได้ด้วยรีจิสเตอร์ TBPRD (ePWM Period Register) ซึ่งเป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต นั่นคือค่า $TBPRD$ จะอยู่ในช่วง 00000 ถึง 65535 โดยมีความสัมพันธ์กับระบบสัญญาณนาฬิกา 150 MHz และรีจิสเตอร์ปรับคูณสัญญาณนาฬิกา $HSPCLKDIV$ และ $CLKDIV$ ดังสมการที่ (6-1) สำหรับโหมดการนับแบบขึ้น-ลงและสำหรับโหมดการนับแบบขึ้นหรือลงสามารถหาความสัมพันธ์กับระบบสัญญาณนาฬิกา 150 MHz ได้ดังสมการที่ (6-2)

$$TBPRD = \frac{1}{2} \left[\frac{f_{SYSCLKOUT}}{f_{PWM} (HSPCLKDIV \times CLKDIV)} \right] \quad (6-1)$$

$$TBPRD = \left[\frac{f_{SYSCLKOUT}}{f_{PWM} (HSPCLKDIV \times CLKDIV)} \right] - 1 \quad (6-2)$$

โดยที่	$TBPRD$	คือ ค่าสูงสุดของตัวนับสัญญาณนาฬิกา
	$f_{SYSCLKOUT}$	คือ ความถี่ระบบสัญญาณนาฬิกา 150 MHz
	f_{PWM}	คือ ความถี่สัญญาณ PWM ที่ต้องการสร้าง
	$HSPCLKDIV$	คือ ตัวปรับคูณความเร็วสูงสัญญาณนาฬิกา (high speed clock scalar)
	$CLKDIV$	คือ ตัวปรับคูณสัญญาณนาฬิกา (clock scalar)

ลักษณะพิเศษของสัญญาณ PWM จะถูกกำหนดด้วยรีจิสเตอร์พิเศษอื่น ๆ ที่ทำหน้าที่แก้ไขตัดแปลงสัญญาณ PWM เพิ่มเติม ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ส่วนคือ

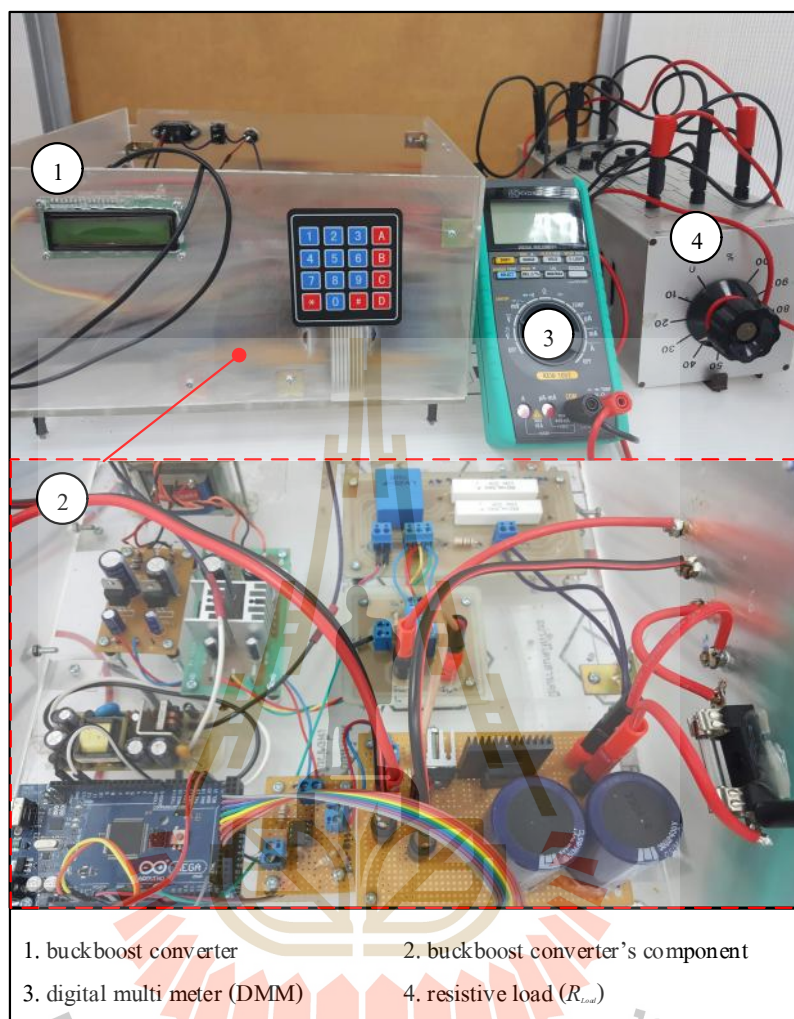
1. PWM Dead Band ทำหน้าที่กำหนดระยะเวลาแถบตายของสัญญาณ
2. PWM Chopper ทำหน้าที่กำหนดรูปแบบสัญญาณ PWM ในลักษณะ Chopper
3. PWM Tripzone ทำหน้าที่ช่วยในการตรวจสอบกระแสไฟฟ้าเกิน

มอดูล ePWM แต่ละชุดสามารถซิงโครไนซ์บนฐานเวลาเดียวกันได้ (time-based synchronisation) ทำให้สามารถจัดเวลาการทำงานของมอดูลแต่ละชุดได้ รายละเอียดเพิ่มเติมเกี่ยวกับบอร์ด TMDSDOCK28335 สามารถศึกษาได้จาก (ถาวร หินชุย, 2558)

รายละเอียดที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 6.2.1 นี้เป็นส่วนประกอบที่สำคัญของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่ใช้สำหรับคงค่าแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก สำหรับรายละเอียดการโปรแกรมตัวควบคุมในบอร์ด TMDSDOCK28335 สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากภาคผนวก จ. ในลำดับถัดไปจะได้นำเสนอส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบักก์-บูสต์ซึ่งเป็นส่วนของโหลดในระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงการสร้างวงจรไว้อย่างละเอียดแล้วในหัวข้อที่ 6.2.2

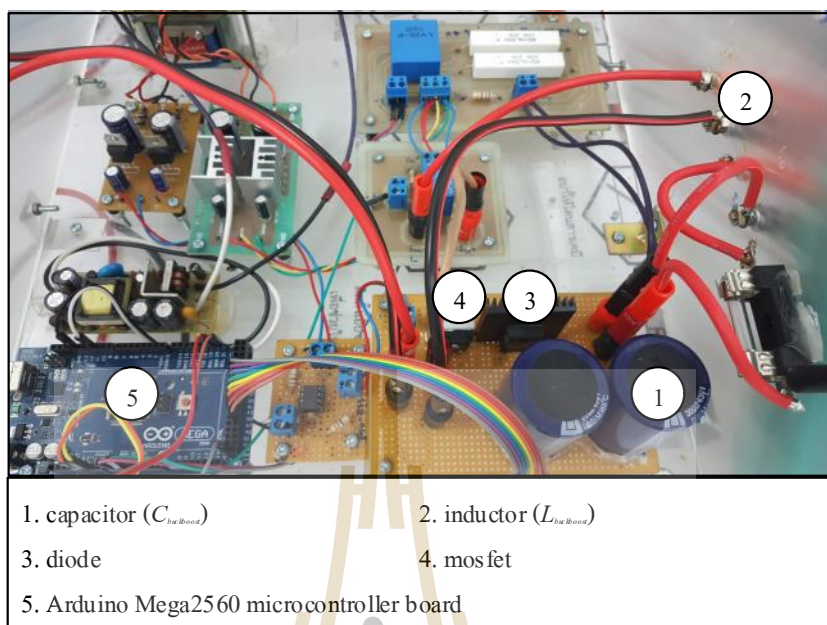
6.2.2 วงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์

โหลดของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาดังรูปที่ 6.1 (กรอบสีเทาเข้ม) ใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบักก์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต ตัวควบคุมดังกล่าวใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ซึ่งได้อธิบายเกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุมไว้อย่างละเอียดแล้วในบทที่ 3 ภาพรวมวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์แสดงได้ดังรูปที่ 6.9 โดยรูปดังกล่าวแสดงรายละเอียดของกล่องวงจรและโหลดตัวต้านทานทางฝั่งเอาต์พุต นอกจากนี้ในรูปที่ 6.9 ยังได้แสดงภาพด้านบนที่มีอุปกรณ์ส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจรแปลงผันแบบบักก์-บูสต์ซึ่งอยู่ในส่วนที่ (2) ของรูปดังกล่าว



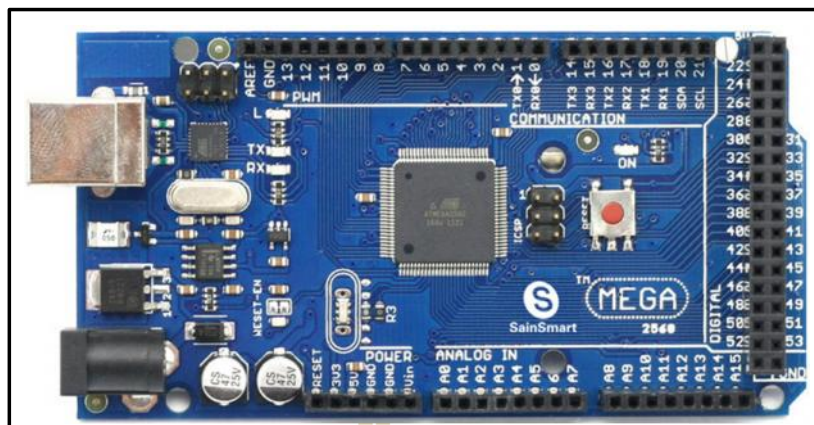
รูปที่ 6.9 ชุดทดสอบวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

รูปที่ 6.9 แสดงรายละเอียดชุดทดสอบของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตตลอดรวมทั้งตัวต้านทาน ส่วนประกอบที่สำคัญของกล่องวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์สามารถแสดงได้ดังในรูปที่ 6.10 ซึ่งประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ ไดโอด อุปกรณ์สวิตซ์ในที่นี้จะใช้มอสเฟต (Mosfet) และบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น Arduino Mega2560 สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุต รายละเอียดในส่วนของการออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก (รังสรรค์ ชาญพิทยกิจ, 2557) ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์ต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 6.10



รูปที่ 6.10 รายละเอียดภายในกล่องวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์

บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้สำหรับควบคุมวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ใช้บอร์ดรุ่น Arduino Mega2560 ซึ่งภายในบอร์ดดังกล่าวใช้ชิพไมโครคอนโทรลเลอร์ ATmega2560 ที่เป็นชิพตระกูล AVR ของบริษัท Atmel รองรับการเขียนโปรแกรมภาษาซีของ Arduino ซึ่งง่ายต่อการเขียนโปรแกรมสำหรับใช้งาน อีกทั้งจำนวนพอร์ตอินพุต พอร์ตเอาต์พุต พอร์ตดิจิทัล พอร์ตอนาล็อก พอร์ตสร้างสัญญาณ PWM และพอร์ตสื่อสารอนุกรม และขนาดความจำที่เพียงพอต่อการใช้งาน สำหรับรายละเอียดการโปรแกรมควบคุมในบอร์ด Arduino Mega2560 สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากภาคผนวก ฉ. บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น Arduino Mega2560 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.11



รูปที่ 6.11 บอร์ด Arduino Mega2560

คุณสมบัติที่สำคัญสำหรับบอร์ด Arduino Mega2560 มีดังนี้

1. เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต ประสิทธิภาพสูงแต่ใช้พลังงานต่ำในตระกูล AVR
2. สถาปัตยกรรมแบบ RISC
 - มีชุดคำสั่ง 135 คำสั่ง และส่วนใหญ่คำสั่งเหล่านี้จะใช้เพียง 1 สัญญาณนาฬิกาในการประมวลผลคำสั่ง
 - มีรีจิสเตอร์สำหรับใช้งานทั่วไปขนาด 8 บิต จำนวน 32 ตัว
 - ทำงานสูงสุดที่ 16 ล้านคำสั่งต่อวินาที (MIPS) เมื่อใช้สัญญาณนาฬิกา 16 MHz
3. หน่วยความจำ
 - หน่วยความจำแฟลชสำหรับโหลดโปรแกรมขนาด 128 กิโลไบต์เขียน/ลบได้ 10,000 ครั้ง
 - หน่วยความจำแบบ EEPROM ขนาด 4 กิโลไบต์ เขียนลบได้ 100,000 ครั้ง
 - หน่วยความจำแรมชนิดแอสแรม (SRAM) ขนาด 8 กิโลไบต์
 - เก็บข้อมูลได้กว่า 20 ปีที่อุณหภูมิ 85°C และกว่า 100 ปีที่อุณหภูมิ 25°C
4. ระบบโปรแกรมตัวเองที่ถูกรังอยู่ในตัวชิป
5. สามารถทำการอ่านขณะเขียนข้อมูลจริงและสามารถถือการทำงานได้เพื่อความปลอดภัยของซอฟต์แวร์
6. มีการเชื่อมประสานกับ JTAG (IEEE std.1149.1 compliant)
7. คุณสมบัติเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอก
 - มีตัวตั้งเวลาและตัวนับขนาด 8 บิต จำนวน 2 ตัว ที่สามารถแยกโหมดการทำงานจากกันได้ 2 โหมดคือ Prescaler และ Capture

- มีตัวตั้งเวลาและตัวนับขนาด 16 บิต จำนวน 4 ตัว ที่แยกโหมดการทำงานได้ 3 โหมด คือ Prescaler, Compare และ Capture
 - มีตัวนับเวลาจริง (Real Time Counter) ที่แยกวงจรกำหนดความถี่ได้
 - มี PWM จำนวน 12 ช่องสัญญาณ ที่สามารถกำหนดความละเอียดได้ 16 บิต
 - มีตัวปรับผลการเปรียบเทียบของเอาต์พุต
 - มีตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นดิจิทัลขนาด 10 บิต จำนวน 16 ช่องสัญญาณ
 - มีพอร์ตสื่อสารอนุกรมที่สามารถกำหนดอัตราการรับ/ส่งได้ 4 พอร์ต
 - เชื่อมประสานอนุกรมแบบ SPI ได้ทั้งการเป็นมาสเตอร์และสเลฟ (Master/Slave)
 - มีการเชื่อมต่อประสานแบบอนุกรมด้วยสายสัญญาณ 2 เส้นแบบส่งข้อมูลแบบเรียงไปต์ (Byte Oriented)
 - มีตัวตั้งเวลาแบบวอชด็อกที่สามารถกำหนดการทำงานได้โดยสามารถแยกสัญญาณนาฬิกาได้จากตัวชิพ
 - มีตัวเปรียบเทียบสัญญาณอนาล็อกอยู่ในตัว
 - มีการรองรับการขัดจังหวะและการเวก-อัพ (Wake - up) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นกับขาชิพ
8. คุณสมบัติพิเศษ
- มีระบบเริ่มเมื่อมีการรีเซ็ตและมีระบบตรวจจับการเกิด บราวน์เอาต์ (Brown - out) ที่สามารถกำหนดการทำงานได้
 - มีตัวตรวจหาความเที่ยงตรงของออสซิลเลเตอร์อยู่ในตัว (Internal Calibrated Oscillator)
 - มีแหล่งการขัดจังหวะทั้งภายนอกและภายใน (External and Internal Interrupt Source)
 - มีโหมดการทำงานสลีป 6 แบบ คือ Idle, ADC Noise Reduction, Power - save, Power-down, Standby, และ Extended Standby
9. อินพุต/เอาต์พุต และตัวถัง
- มีขาของอินพุต/เอาต์พุตที่สามารถกำหนดการทำงานได้ 86 ขา
 - ตัวถังแบบ TQFP ชนิด 100 ขา
10. ช่วงอุณหภูมิที่ชิพทำงานได้ -40°C ถึง 85°C

การสร้างสัญญาณ PWM ในบอร์ด Arduino Mega2560

การสร้างสัญญาณ PWM ด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ จะใช้ โหมดการทำงาน ได้แก่ Phase and Frequency Correct PWM การสร้างสัญญาณ Phase and Frequency Correct Pulse Width modulation เป็นการสร้างเฟสและความถี่ของสัญญาณ PWM ความละเอียดสูง โดยความถี่สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-3)

$$TOP = \frac{f_{CLK}}{2 \times N \times f_{PWM}} \quad (6-3)$$

- โดยที่ TOP คือ ค่าที่กำหนดให้รีจิสเตอร์ IRC1 ซึ่งมีขนาด 16 บิต
 N คือ ค่าปริสเกลซึ่งมีค่า 1, 8, 64, 256, 1024 โดยในที่นี้จะใช้ $N = 1$
 f_{CLK} คือ ความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ต้องใช้ในที่นี้ใช้ 16 MHz
 f_{PWM} คือ ความถี่สัญญาณ PWM ที่ต้องการ

6.2.3 วงจรแหล่งจ่ายสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

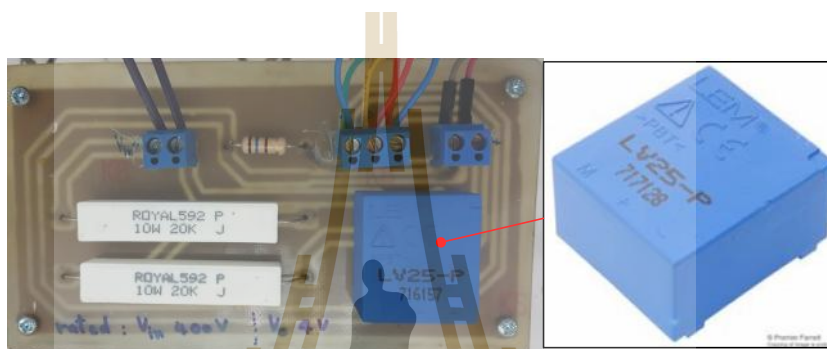
วงจรแหล่งจ่ายไฟของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้หม้อแปลงแรงดันไฟฟ้าร่วมกับบอร์ดวงจรเรียงกระแส โดยหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้าทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจาก 220 V เป็น 18 V เพื่อเป็นอินพุตให้กับบอร์ดวงจรเรียงกระแส ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากบอร์ดวงจรเรียงกระแสจะเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ $\pm 15V$ แรงดันเอาต์พุตจากบอร์ดดังกล่าวมีค่าคงที่เนื่องจากมี IC 7815 และ IC 7915 ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตไว้ โดยเอาต์พุตดังกล่าวจะนำไปใช้เป็นส่วนหนึ่งของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ซึ่งในที่นี้คือ วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า วงจรตรวจจับกระแสไฟฟ้า วงจรปรับแต่งสัญญาณ และวงจรจุดชนวนเกท รายละเอียดของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ จะได้นำเสนอไว้ในลำดับถัดไป วงจรแหล่งจ่ายไฟสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แสดงได้ดังรูปที่ 6.12



รูปที่ 6.12 วงจรแหล่งจ่ายสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

6.2.4 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า

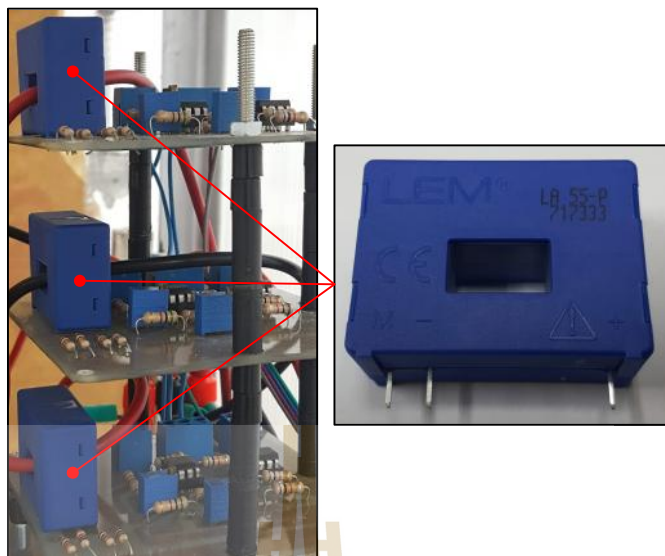
การสร้างชุดทดสอบที่มีตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า วงจรที่มีความสำคัญคือวงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า โดยอินพุตของวงจรดังกล่าวคือแรงดันไฟฟ้า ณ จุดที่ต้องการวัดค่า เอาต์พุตของวงจรดังกล่าวขึ้นอยู่กับการออกแบบตัวต้านทานของวงจรซึ่งจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเพื่อนำไปใช้ในการประมวลผลด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นลำดับต่อไป สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้อุปกรณ์ตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าวรุ่น LEM LV 25-P ซึ่งวงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 6.13



รูปที่ 6.13 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า

6.2.5 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า

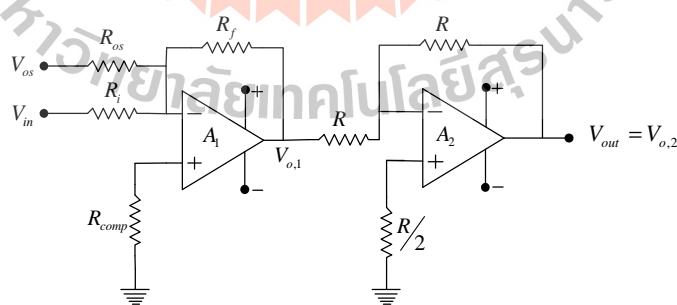
การตรวจวัดกระแสไฟฟ้าในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้ตัวตรวจวัดกระแสไฟฟ้า รุ่น LA55-P ของบริษัท LEM มีลักษณะการใช้งานเป็นแบบคล้องสายไฟลอดผ่านเพื่อตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้า ตัวตรวจวัดกระแสดังกล่าวสามารถตรวจวัดในย่านที่มีค่าติดลบได้นั้นหมายถึงสามารถนำตัวตรวจวัดดังกล่าวมาใช้สำหรับตรวจวัดค่ากระแสทางฝั่งไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส ทั้งนี้ค่าเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกระแสจะต้องทำการปรับแต่งสัญญาณก่อนเข้าสู่บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เนื่องจากหากวัดค่ากระแสนั้นลบจะได้เอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกระแสที่เป็นค่าลบ ซึ่งค่าดังกล่าวยังไม่เหมาะสมในการอ่านค่าเข้าสู่บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ การปรับแต่งสัญญาณก่อนเข้าสู่บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อถัดไป วงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 6.14



รูปที่ 6.14 วงจรตรวจวัดค่ากระแสไฟฟ้า

6.2.6 วงจรปรับแต่งสัญญาณ

การปรับแต่งสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดแรงดันและเอาต์พุตของวงจรตรวจวัดกระแสมีไว้เพื่อให้มีขนาดแรงดันที่เหมาะสมสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยที่บอร์ด TMSDOCK28335 ต้องมีขนาดแรงดันอินพุตระหว่าง 0 – 3.3 V และสำหรับบอร์ด Arduino Mega2560 ต้องมีขนาดแรงดันอินพุตระหว่าง 0 – 5 V วงจรที่ใช้ในการปรับแต่งสัญญาณเป็นวงจรรวมแบบกลับขั้วสัญญาณ วงจรดังกล่าวสามารถแสดงแผนภาพวงจรได้ดังรูปที่ 6.15



รูปที่ 6.15 แผนภาพวงจรปรับแต่งสัญญาณ

หลักการของวงจรปรับแต่งสัญญาณ

วงจรปรับแต่งสัญญาณทำหน้าที่ในการปรับความชัน (Slope) และตำแหน่งศูนย์ (Zero) โดยจะทำ

การ ปรับแต่งสัญญาณเอาต์พุตกับอินพุตให้มีความสัมพันธ์เป็นไปตามเงื่อนไขที่ได้ทำการออกแบบไว้ วงจรปรับแต่งสัญญาณในรูปที่ 6.15 ประกอบด้วยวงจรรวมสัญญาณแบบกลับขั้ว (Inverting Summer, A_1) และวงจขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier, A_2) ซึ่งในที่นี้กำหนดค่าให้มีอัตราขยายเป็น -1 ดังนั้นอัตราขยายแรงดันเอาต์พุตจึงมีค่าเท่ากับ A_1 สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณแบบกลับขั้วแสดงได้ดังสมการที่ (6-4)

$$V_{o,1} = -\left[\left(\frac{R_f}{R_i}\right)V_{in} + \left(\frac{R_f}{R_{os}}\right)V_{os}\right] \quad (6-4)$$

หลังจากนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณแบบกลับขั้วจะถูกป้อนให้ป็นสัญญาณอินพุตของวงจขยายสัญญาณแบบกลับเฟสซึ่งเป็นวงจรที่มีอัตราขยายเท่ากับ -1 ทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจขยายสัญญาณแบบกลับเฟสเท่ากับแสดงได้ดังสมการที่ (6-5)

$$V_{out} = V_{o,2} = -V_{o,1} = \left[\left(\frac{R_f}{R_i}\right)V_{in} + \left(\frac{R_f}{R_{os}}\right)V_{os}\right] \quad (6-5)$$

จากสมการที่ (6-5) มีความสัมพันธ์ระหว่าง V_{out} กับ V_{in} ของวงจรปรับแต่งสัญญาณในรูปสมการเส้นตรง ซึ่งสามารถแสดงรูปแบบทั่วไปของสมการเส้นตรงได้ดังสมการที่ (6-6)

$$y = mx + b \quad (6-6)$$

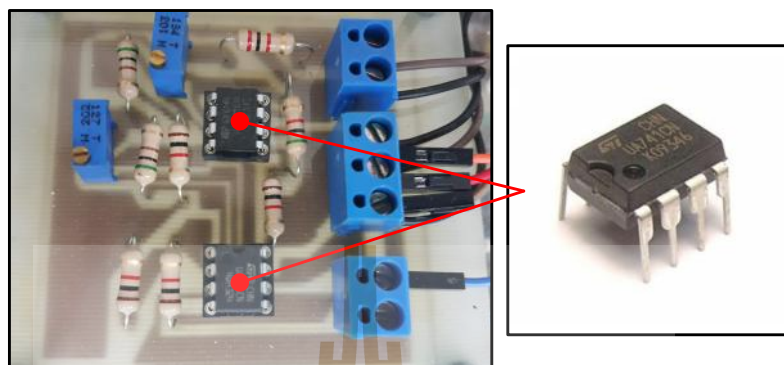
โดยที่

$$m = \frac{R_f}{R_i} \quad \text{คือ ค่าความชันของกราฟหรืออัตราขยายของวงจร}$$

$$b = \left[\frac{R_f}{R_i}\right]V_{os} \quad \text{คือ จุดตัดแกน y ของกราฟหรือตำแหน่งศูนย์}$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นเป็นหลักการของวงจรปรับแต่งสัญญาณ การปรับแต่งสัญญาณนั้นต้องออกแบบที่ความชันและจุดตัดแกน y เพื่อให้เกิดเป็นสมการเส้นตรงชุดใหม่ ซึ่งจะทำได้ค่าเอาต์พุตของวงจรปรับแต่งสัญญาณเป็นไปตามสมการเส้นตรงที่ได้ออกแบบไว้ การออกแบบ

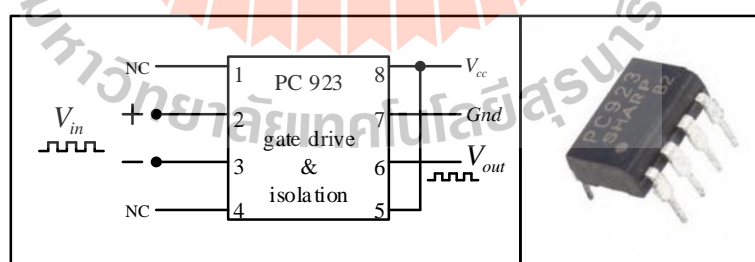
ค่าพารามิเตอร์ของวงจรปรับแต่งสัญญาณสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก (ภักดี สวัสดิ์นะที, 2556) วงจรปรับแต่งสัญญาณที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์แสดงได้ดังรูปที่ 6.16



รูปที่ 6.16 วงจรปรับแต่งสัญญาณ

6.2.7 วงจรขับเกท

วงจรขับเกททำหน้าที่สร้างสัญญาณจุดชนวนเกตให้กับอุปกรณ์สวิตช์ของวงจรแปลงผันต่าง ๆ ในที่นี้หมายถึงมอดูล ไอจีบีทีที่เป็นสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางและมอสเฟตที่เป็นสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ นอกจากนี้วงจรขับเกทที่นำมาใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ยังทำหน้าที่แยกกราวด์ทางฝั่งแรงดันสูงและฝั่งแรงดันต่ำออกจากกัน แผนภาพวงจรขับเกทแสดงได้ดังรูปที่ 6.17



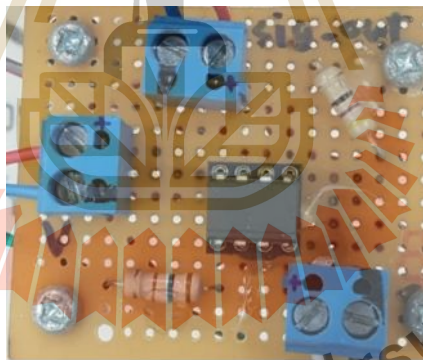
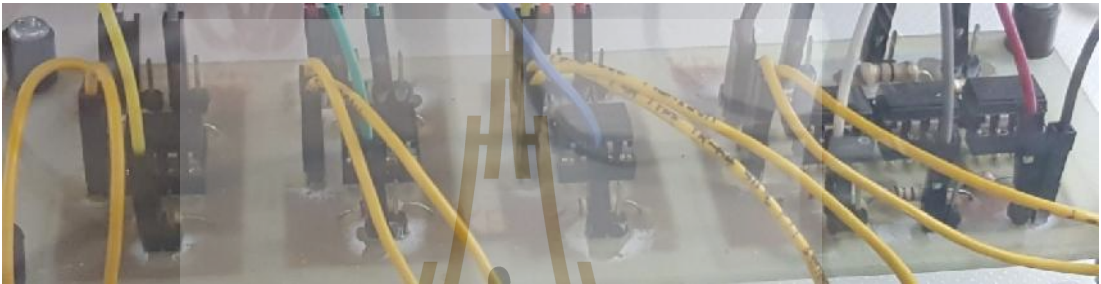
รูปที่ 6.17 วงจรขับเกท

จากรูปที่ 6.17 พบว่าสัญญาณพัลส์ V_{in} ของวงจรจะได้มาจากสัญญาณ PWM ที่ถูกส่งมาจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อสั่งสวิตช์ สำหรับไอซีที่ใช้ในงานในวงจรขับเกทเป็นแบบโฟโตคัปเปิลเลอร์ (Photo coupler) รุ่น PC923 ของบริษัท SHARP หลังจากนั้นไอซี PC923 จะทำการสร้างสัญญาณ

V_{in}

V_{cc}

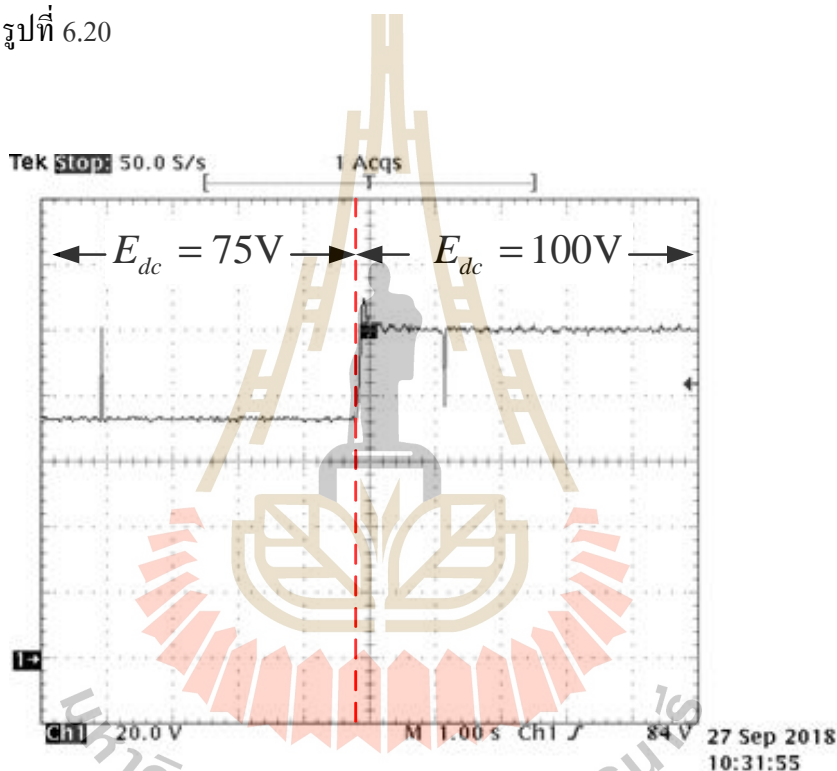
V_{out}



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

- ผลการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางเพื่อควบคุมระดับแรงดัน
บัสไฟฟ้ากระแสตรงให้คงที่

การควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงจะดำเนินการควบคุม โดยวงจรแปลงผัน
กำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่มีตัวควบคุมพีไอ โดยอาศัยการโปรแกรมคำสั่งในบอร์ด
ไมโครคอนโทรเลอร์รุ่น TMDSDOCK28335 เพื่อให้ได้สัญญาณพัลส์สำหรับสวิตช์ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว
โดยในช่วงแรกกำหนดให้มีการควบคุมแรงดันที่ 75 V จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันบัส
ไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิงให้มีค่าเป็น 100 V ผลการทดสอบการควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง
แสดงได้ดังรูปที่ 6.20



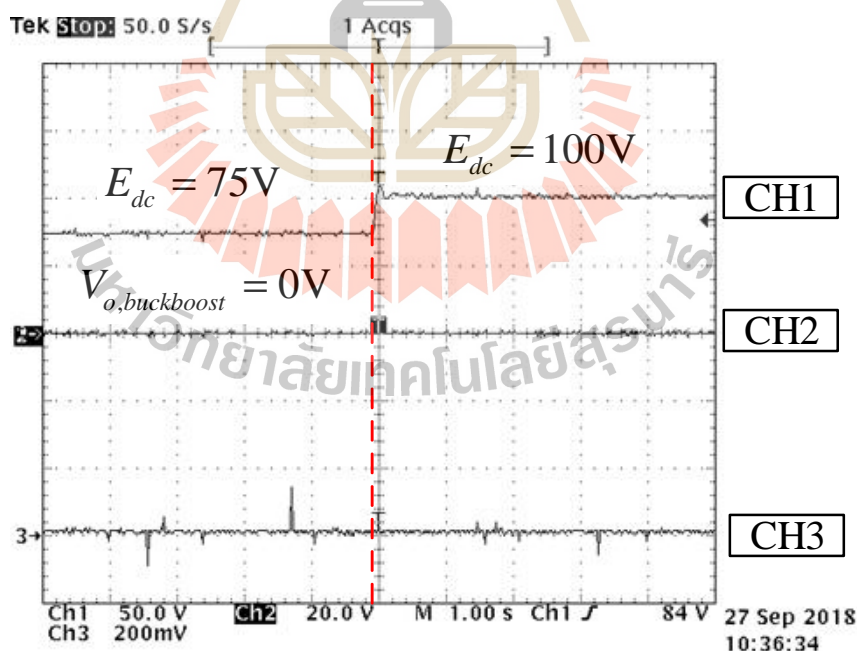
รูปที่ 6.20 ผลการทดสอบการควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง

ผลการทดสอบในรูปที่ 6.20 แสดงให้เห็นว่าโปรแกรมคำสั่งตัวควบคุมพีไอที่ได้จากบอร์ด
TMDSDOCK28335 สามารถดำเนินการคงที่ค่าแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่ 75 V และเมื่อมีการ
เปลี่ยนแปลงแรงดันอ้างอิงเป็น 100 V ระบบก็สามารถควบคุมให้แรงดันคงที่ได้ 100 V ตรงตาม
คำสั่งที่ได้ทำการโปรแกรมไว้ ในลำดับถัดไปจะดำเนินการทดสอบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบ
สองทิศทางร่วมกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

- ผลการควบคุมระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์

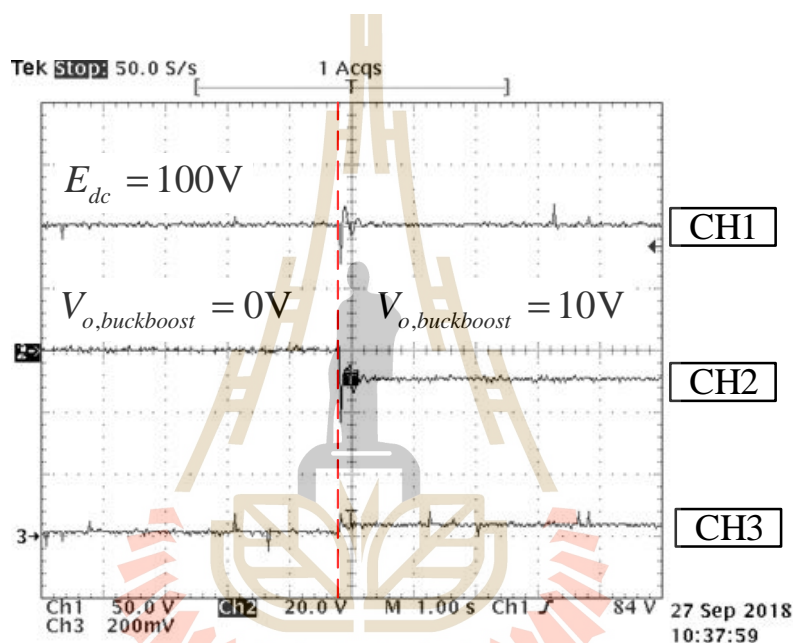
การควบคุมระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กจะดำเนินการควบคุมควบคุมแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรงให้มีค่าคงที่ก่อน จากนั้นจึงทำการปรับเปลี่ยนโหลดของระบบในทีนี้คือวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ วงจรแปลงผันดังกล่าวมีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วยตัวควบคุมพีไอเพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมโหลดตัวต้านทานที่มีขนาด 40Ω การโปรแกรมตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์จะใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น Arduino Mega2560 ซึ่งมีพอร์ตและความไวเพียงพอต่อการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ การทดสอบจะกำหนดให้สัญญาณแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรงแสดงในช่องสัญญาณ CH1 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์แสดงในช่องสัญญาณ CH2 และ CH3 ตามลำดับ

กรณีที่ 1 ดำเนินการควบคุมแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงจาก 75 V เป็น 100 V โดยที่วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ยังไม่ทำงาน ผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 6.21



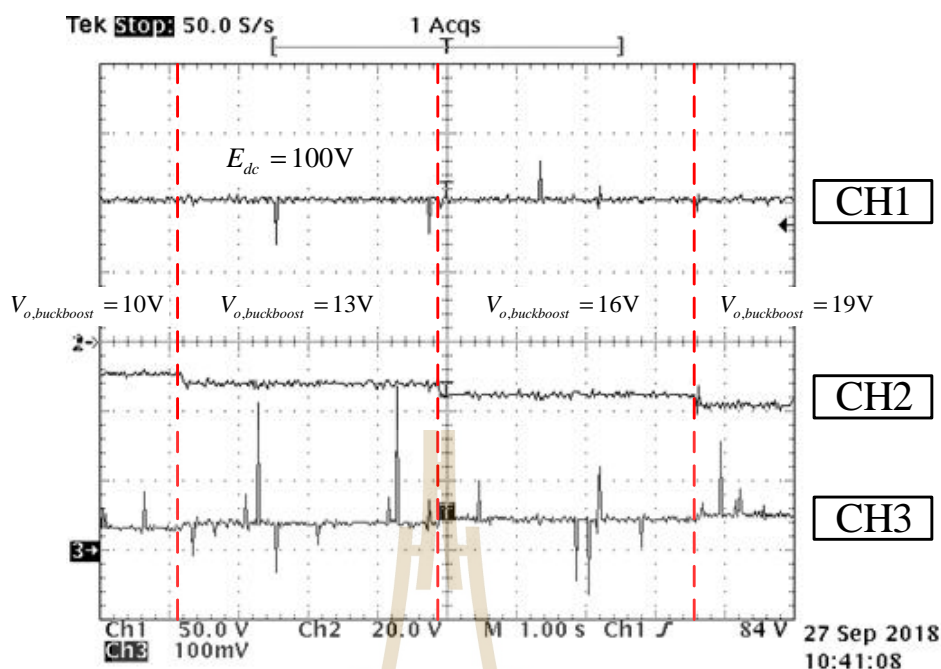
รูปที่ 6.21 ผลการทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก (กรณีที่ 1)

กรณีที่ 2 ดำเนินการควบคุมแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสให้มีค่าคงที่ 100 V โดยที่วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสท์ซึ่งมีโหลดตัวต้านทานขนาด 40Ω มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจาก 0 V เป็น 10 V จากผลการทดสอบการควบคุมแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรงและแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสท์พบว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสท์ในช่วงสัญญาณ CH2 มีค่าเปลี่ยนแปลงจาก 0 V ไปเป็น -10 V เนื่องจากค่าแรงดันเอาต์พุตของดังกล่าวจะมีขั้วตรงข้ามกับแรงดันอินพุตดังนั้นจึงส่งผลให้ค่าแรงดันที่วัดได้มีค่าติดลบ ผลการทดสอบในกรณีที่ 2 แสดงได้ดังรูปที่ 6.22



รูปที่ 6.22 ผลการทดสอบระบบโคงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก (กรณีที่ 2)

กรณีที่ 3 ดำเนินการควบคุมแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสให้มีค่าคงที่ 100 V ขณะที่วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสท์มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจาก 10 V เพิ่มขึ้นทีละ 3 V ผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 6.23



รูปที่ 6.23 ผลการทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก (กรณีที่ 3)

จากผลการทดสอบทั้ง 3 กรณีดังแสดงในรูปที่ 6.21 - 6.23 พบว่าชุดทดสอบระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กสามารถควบคุมค่าแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงและแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ได้ตามคำสั่งที่โปรแกรมไว้ ดังนั้นชุดทดสอบดังกล่าวสามารถนำไปใช้สำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพและบรรเทาการขาดเสถียรภาพได้ ซึ่งรายละเอียดเกี่ยวกับการทดสอบการขาดเสถียรภาพพร้อมทั้งบรรเทาการขาดเสถียรภาพจะได้อธิบายไว้ในบทถัดไป

6.4 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 6 ได้นำเสนอการสร้างชุดทดสอบของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ การควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงของระบบดังกล่าวใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางซึ่งมีตัวควบคุมพีไอ การสร้างชุดทดสอบออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนของแหล่งจ่ายนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.2.1 และส่วนของโหลดนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 6.2.2 รายละเอียดวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาใช้งานที่ประกอบไปด้วยวงจรแหล่งจ่ายไฟ วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า วงจรปรับแต่งสัญญาณ และวงจรขับเคลื่อน การสร้างชุด

ทดสอบในบทนี้ได้มีการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อให้เหมาะสมและเพียงพอต่อความปลอดภัยในการทดสอบสถานะที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ สำหรับการควบคุมสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางผู้วิจัยได้เลือกใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMDSDOCK28335 ซึ่งมีความไวในการประมวลผลที่เพียงพอต่อการสร้างสัญญาณควบคุมมอดูลสวิตช์ไอจีบีที และสำหรับการควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ซึ่งเป็นโหนดของระบบที่พิจารณาใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น Arduino Mega2560 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ทั้ง 2 รุ่นได้อธิบายไว้แล้วข้างต้น การสร้างวงจรจุดชนวนเกทสำหรับสวิตช์ของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังผู้วิจัยได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ PC923 เป็นตัวขยายสัญญาณที่ได้จากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งข้อดีของไอซีเบอร์ PC923 คือ มีวงจรแยกกราวด์ภายในตัวทำหน้าที่แยกกราวด์แรงดันสูงและกราวด์แรงดันต่ำออกจากกัน ในหัวข้อที่ 6.3 เป็นผลการทดสอบระบบจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นพบว่าผลการทดสอบที่ได้ตรงตามการโปรแกรมคำสั่งที่ตั้งไว้ ดังนั้นชุดทดสอบที่สร้างขึ้นสามารถนำไปใช้ทดสอบสถานะการขาดเสถียรภาพและบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบซึ่งจะกล่าวรายละเอียดไว้ในบทที่ 7 เป็นลำดับถัดไป

บทที่ 7

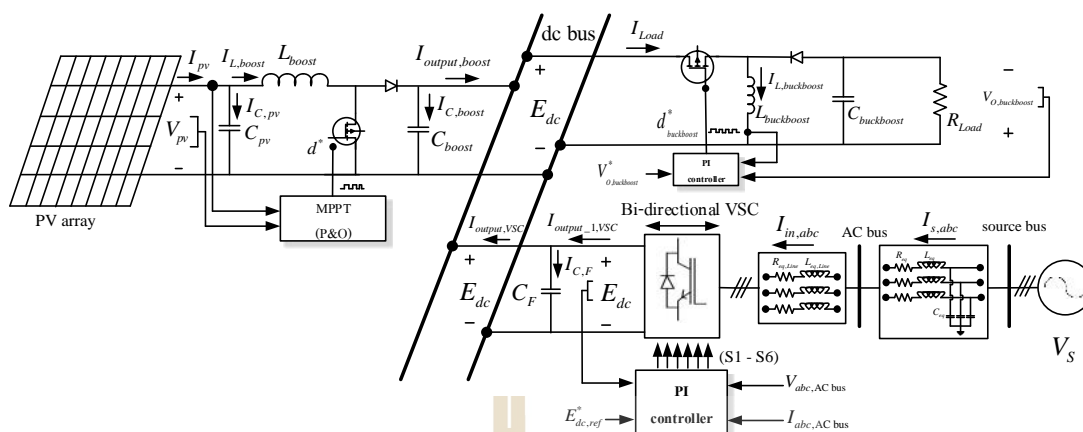
ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้า กระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์

7.1 บทนำ

การดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในบทที่ผ่านมาเป็นการวิเคราะห์เสถียรภาพและบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ การวิเคราะห์เสถียรภาพและการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้างกล่าวอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง การพิสูจน์แบบจำลองดังกล่าวใช้วิธีการผสมผสานระหว่างวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปร่วมกับวิธีคิคว นอกจากนี้ยังได้มีการสร้างชุดทดสอบสำหรับยืนยันผลการควบคุมแรงดันบัคค์ไฟฟ้ากระแสตรงของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กผ่านวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางด้วยตัวควบคุมพีไอ สำหรับเนื้อหาในบทนี้จะนำเสนอผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุม โดยจะดำเนินการวิเคราะห์เสถียรภาพและบรรเทาการขาดเสถียรภาพผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ไว้แล้วในบทที่ 3 ในส่วนของการบรรเทาการขาดเสถียรภาพจะดำเนินการปรับแต่งลูบควบคุมสำหรับตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางเพื่อใช้สำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ การยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพและการบรรเทาการขาดเสถียรภาพในบทนี้จะอาศัยผลการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม MATLAB และผลการทดสอบจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้น ผลการตอบสนองทั้ง 2 มีความสอดคล้องและคล้ายคลึงกัน

7.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้อาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงซึ่งได้อธิบายรายละเอียดของทฤษฎีบทค่าเจาะจงไว้แล้วในบทที่ 4 ระบบไฟฟ้าที่จะนำมาพิจารณาในการวิเคราะห์เสถียรภาพในบทนี้แสดงได้ดังรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพ

พิจารณาระบบไฟฟ้าในรูปที่ 7.1 ประกอบด้วยแหล่งพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ผ่านวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์ที่มีอินดักทอร์ที่มในการตามรอยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดเพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่บัสไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการคงค่าระดับแรงดันด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่มีตัวควบคุมพีไอ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางจะทำหน้าที่ควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าและเชื่อมต่อระหว่างบัสไฟฟ้ากระแสตรงและระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสผ่านวงจรสมมูลสายส่ง สำหรับโหลดของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในที่นี้คือวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัค-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต โหลดดังกล่าวมีพฤติกรรมเช่นเดียวกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวซึ่งส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า ดังนั้นการใช้งานระบบดังกล่าวจำเป็นต้องมีการวิเคราะห์เสถียรภาพ การวิเคราะห์เสถียรภาพอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้องซึ่งได้กล่าวรายละเอียดการพิสูจน์แบบจำลองของระบบนี้ไว้รายละเอียดแล้วในบทที่ 3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบแสดงได้ดังสมการที่ (7-1)

$$\begin{aligned}
\dot{I}_{s,d} &= -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,d} + S I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,d} \\
\dot{I}_{s,q} &= -S I_{s,d} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,q} \\
\dot{V}_{bus,d} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{s,d} + S V_{bus,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,d} \\
\dot{V}_{bus,q} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{s,q} - S V_{bus,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,q} \\
\dot{I}_{in,d} &= \frac{1}{L_f} V_{bus,d} - \frac{R_{Lf}}{L_f} I_{in,d} + S I_{in,q} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* E_{dc}}{A_r L_f} + \frac{K_{pi} K_{pi} E_{dc} E_{dc}}{A_r L_f} - \frac{K_{iv} K_{pi} E_{dc} X_v}{A_r L_f} + \frac{K_{pi} I_{in,d} E_{dc}}{A_r L_f} - \frac{K_{ii} X_{iq} E_{dc}}{A_r L_f} \\
\dot{I}_{in,q} &= \frac{1}{L_f} V_{bus,q} - S I_{in,d} - \frac{R_{Lf}}{L_f} I_{in,q} + \frac{K_{pi} I_{in,q} E_{dc}}{A_r L_f} - \frac{K_{ii} X_{iq} E_{dc}}{A_r L_f} \\
\dot{E}_{dc} &= \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* I_{in,d}}{A_r C_f} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} I_{in,d}}{A_r C_f} + \frac{K_{iv} K_{pi} X_v I_{in,d}}{A_r C_f} - \frac{K_{pi} I_{in,d} I_{in,d}}{A_r C_f} + \frac{K_{ii} X_{iq} I_{in,d}}{A_r C_f} - \frac{K_{pi} I_{in,q} I_{in,q}}{A_r C_f} + \frac{K_{ii} X_{iq} I_{in,q}}{A_r C_f} + \frac{(1-d^*) I_{L,boost}}{C_f} \\
&\quad - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,boost}^* I_{L,boost}}{A_r,bb C_f} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,boost} I_{L,boost}}{A_r,bb C_f} - \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} I_{L,boost}}{A_r,bb C_f} + \frac{K_{pi,bb} I_{L,boost} I_{L,boost}}{A_r,bb C_f} - \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} I_{L,boost}}{A_r,bb C_f} \\
\dot{X}_{ii} &= K_{pv} E_{dc}^* - K_{pv} E_{dc} + K_{iv} X_v - I_{in,d} \\
\dot{X}_{iq} &= -I_{in,q} \\
\dot{X}_v &= E_{dc}^* - E_{dc} \\
\dot{I}_{L,boost} &= \frac{V_{pv}}{L_{boost}} - \frac{(1-d^*) E_{dc}}{L_{boost}} \\
\dot{V}_{pv} &= -\frac{I_{L,boost}}{C_{pv}} + \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\left(I_{s.c.} + K_i (T - T_{ref}) \right) \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) \right] - \left[\left(\frac{I_{s.c.}}{\frac{V_{pv}}{nCV}} - 1 \right) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right) \right]^3 \left(e^{\left(\frac{T}{T_{ref}} - 1 \right) \left(\frac{E_p}{nCV} \right)} \right) \left(\left(\frac{V_{pv}}{N_p nCV} - \frac{I_{pv} R_p}{N_p nCV} \right) - 1 \right) \\
\dot{I}_{L,boost} &= -\frac{V_{O,boost}}{L_{boost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,boost}^* V_{O,boost}}{A_r,bb L_{boost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,boost} V_{O,boost}}{A_r,bb L_{boost}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} V_{O,boost}}{A_r,bb L_{boost}} - \frac{K_{pi,bb} I_{L,boost} V_{O,boost}}{A_r,bb L_{boost}} \\
&\quad + \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} V_{O,boost}}{A_r,bb L_{boost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,boost}^* E_{dc}}{A_r,bb L_{boost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,boost} E_{dc}}{A_r,bb L_{boost}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} E_{dc}}{A_r,bb L_{boost}} - \frac{K_{pi,bb} I_{L,boost} E_{dc}}{A_r,bb L_{boost}} + \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} E_{dc}}{A_r,bb L_{boost}} \\
\dot{V}_{O,boost} &= \frac{I_{L,boost}}{C_{boost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,boost}^* I_{L,boost}}{A_r,bb C_{boost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,boost} I_{L,boost}}{A_r,bb C_{boost}} - \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} I_{L,boost}}{A_r,bb C_{boost}} + \frac{K_{pi,bb} I_{L,boost} I_{L,boost}}{A_r,bb C_{boost}} \\
&\quad - \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} I_{L,boost}}{A_r,bb C_{boost}} - \frac{V_{O,boost}}{C_{boost} R_{Load}} \\
\dot{X}_{i,bb} &= K_{pv,bb} V_{O,boost}^* - K_{pv,bb} V_{O,boost} + K_{iv,bb} X_{v,bb} - I_{L,boost} \\
\dot{X}_{v,bb} &= V_{O,boost}^* - V_{O,boost}
\end{aligned} \tag{7-1}$$

สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ (7-1) พบว่าเป็นสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้นเนื่องจากปรากฏพจน์ตัวแปรสถานะคูณกันซึ่งยังไม่เหมาะที่จะนำไปใช้วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง จากสมการแบบจำลองดังกล่าวสามารถทำให้เป็นเชิงเส้น โดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (7-2)

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \mathbf{u} \end{cases} \tag{7-2}$$

รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$, $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$, $\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ และ $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ แสดงไว้ในภาคผนวก ข. จากสมการที่ (7-2) ในองค์ประกอบเมทริกซ์ $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ และ $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ จะปรากฏพจน์ตัวแปรได้แก่ $E_{dc,0}$, $I_{in,d,0}$, $I_{in,q,0}$, $X_{id,0}$, $X_{iq,0}$, $X_{v,0}$, $P_{CPL,0}$, $E_{dc,0}^*$, $I_{rr,0}$, T_0 , $V_{O,boost,0}^*$, $V_{O,boost,0}$, $X_{v,bb,0}$ และ $X_{i,bb,0}$ ซึ่งเป็นค่าในสถานะอยู่ตัวที่จุดการทำงานต่าง ๆ ดังนั้นในการ

จำลองสถานการณ์ด้วยสัญญาณขนาดเล็กจำเป็นต้องแก้สมการเพื่อหาค่าในสถานะอยู่ตัวโดยกำหนดให้ $\dot{\mathbf{x}} = 0$ เพื่อหาค่าที่สถานะอยู่ตัวของตัวแปรที่กล่าวไว้ข้างต้น การหาค่าในสถานะอยู่ตัวของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (7-2) ได้แสดงตัวอย่างการหาค่าในสถานะอยู่ตัวอย่างละเอียดแล้วในบทที่ 4 ซึ่งเมื่อจุดการทำงานของระบบเปลี่ยนแปลงจะทำให้ค่าตัวแปรต่าง ๆ ข้างต้นมีการเปลี่ยนแปลงเช่นกัน ในลำดับถัดไปเป็นการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองเพื่อให้มั่นใจได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นมีความถูกต้องสามารถนำไปใช้วิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงได้ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในสมการที่ (7-2) แสดงได้ดังตารางที่ 7.1

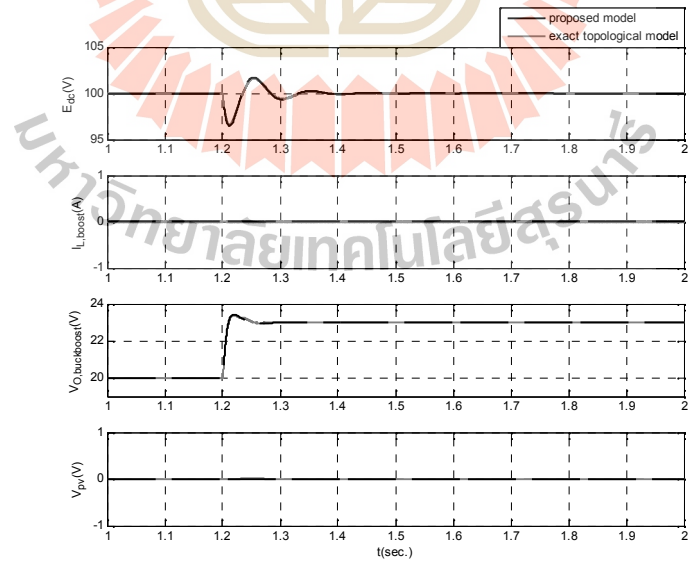
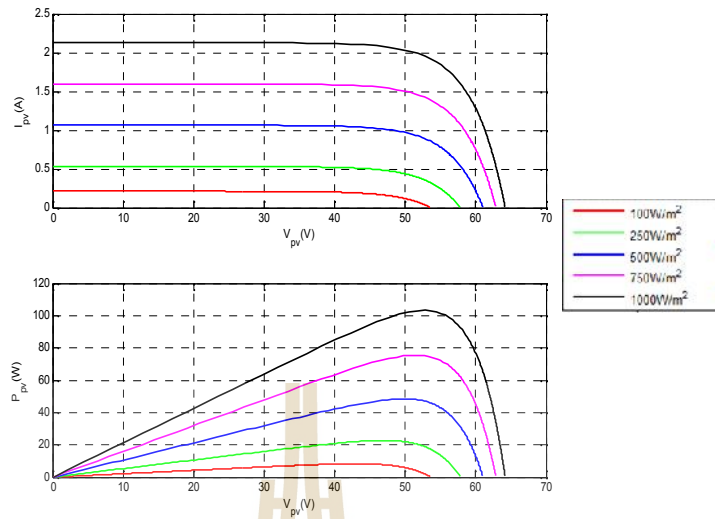
ตารางที่ 7.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	รายละเอียด
V_s	20 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
S	2f x50 rad/s	ความถี่ของระบบ
R_{eq}	0.1 Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	2~H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
R_{L_F}	0.253 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ
L_F	53.5mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_F	196.9~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
L_{boost}	3mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบูสต์
C_{pv}	200~F	ความจุไฟฟ้าของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์
K_{pv}	0.4099	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปแรงดัน
K_{iv}	34.565	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปแรงดัน
K_{pi}	-8.067	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปกระแส
K_{ii}	-475.497	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปกระแส
N_p	1	จำนวนแฉงที่ต่อขนานกัน

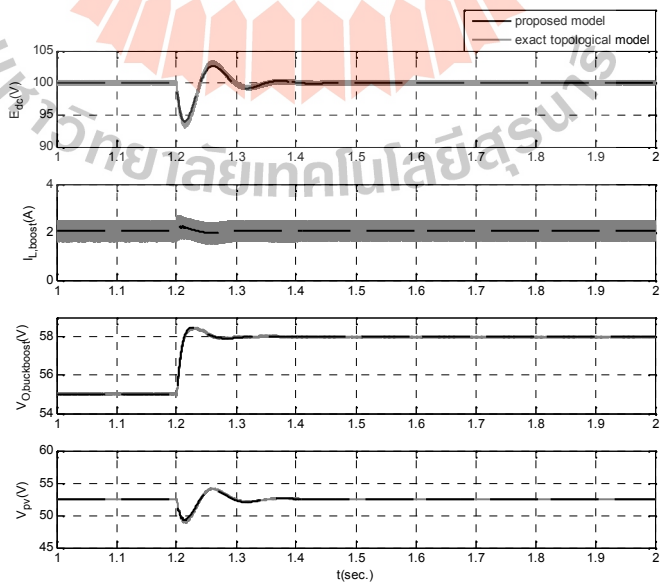
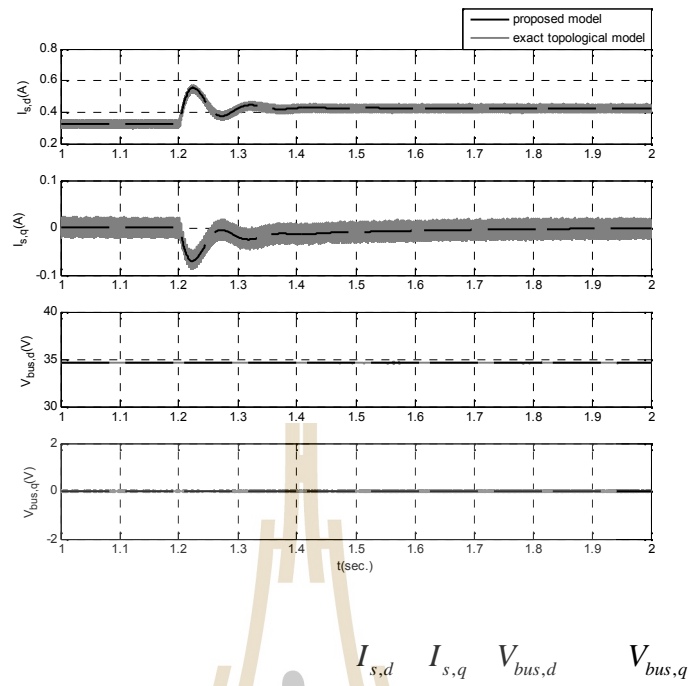
ตารางที่ 7.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง (ต่อ)

N_s	1	จำนวนแผงที่ต่ออนุกรมกัน
$I_{s.c.}$	2.13 A	กระแสลัดวงจรที่ 25 C
$V_{o.c.}$	64.2 V	แรงดันเปิดวงจรที่ 25 C
I_{rr_ref}	1kW/m ²	ค่าความเข้มแสงที่สภาวะมาตรฐาน
T_{ref}	25 C	อุณหภูมิที่สภาวะมาตรฐาน
R_{sh}	5-Ω	ค่าความต้านทานขนานของเซลล์
R_s	5MΩ	ค่าความต้านทานอนุกรมของเซลล์
$K_{pv,bb}$	1.457	ค่าพารามิเตอร์ K_p รูปแรงดันวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$K_{iv,bb}$	4.573	ค่าพารามิเตอร์ K_i รูปแรงดันวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$K_{pi,bb}$	0.5453	ค่าพารามิเตอร์ K_p รูปกระแสวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$K_{ii,bb}$	22.332	ค่าพารามิเตอร์ K_i รูปกระแสวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$L_{buckboost}$	15mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$C_{buckboost}$	1100~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
R_{Load}	40Ω	โหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์

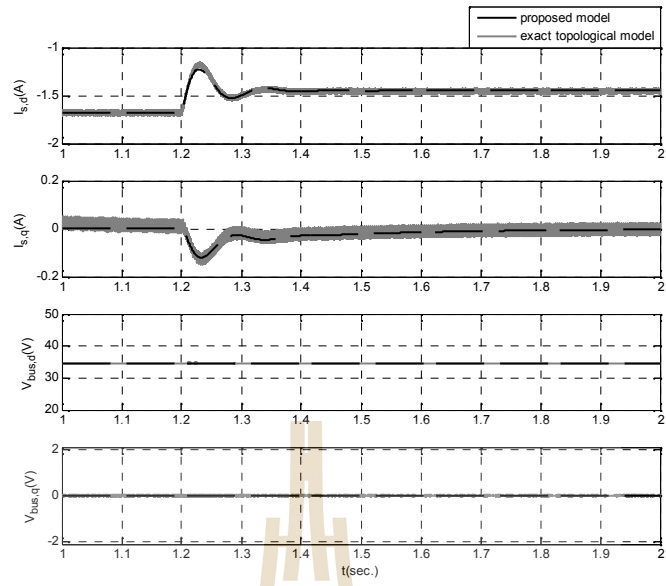
ค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 7.1 เป็นค่าพารามิเตอร์ที่อ้างอิงจากการสร้างชุดทดสอบในบทที่ 6 ในที่นี้จะใช้แหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีพิกัด 100 W โดยเมื่อพิจารณาคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์ที่ค่าความเข้มแสงต่าง ๆ สามารถแสดงกราฟคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์ดังกล่าวได้ดังรูปที่ 7.2



$$E_{dc} \quad I_{L,boost} \quad V_{O,buckboost} \quad V_{pv}$$



E_{dc} $I_{L,boost}$ $V_{O,buckboost}$ V_{pv}

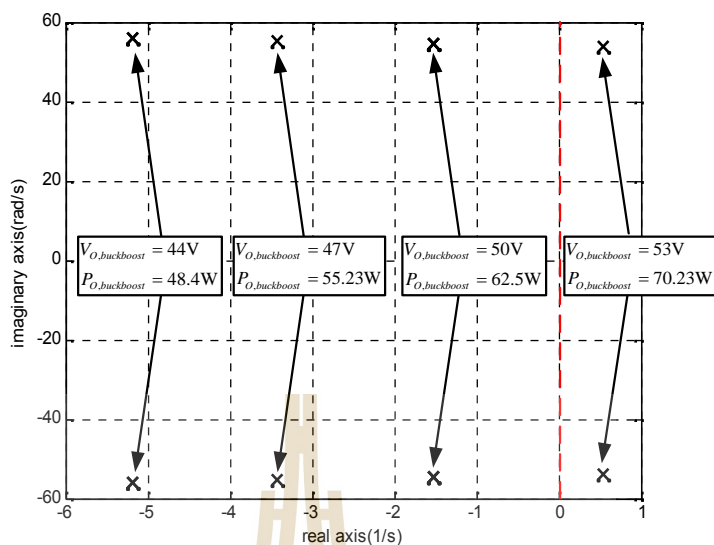


$I_{s,d}$ $I_{s,q}$ $V_{bus,d}$ $V_{bus,q}$

$$\det[\mathbf{I} - \mathbf{A}] = 0$$

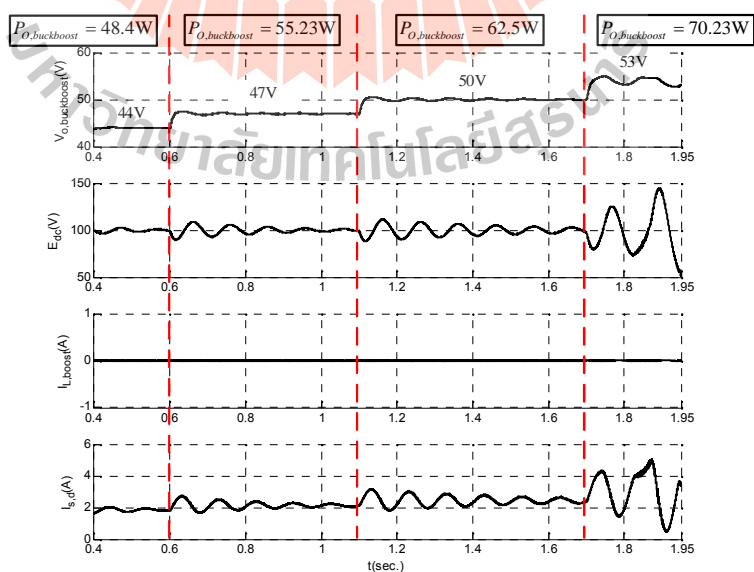
$real \lambda_i < 0$





รูปที่ 7.7 ค่าเจาะจงของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

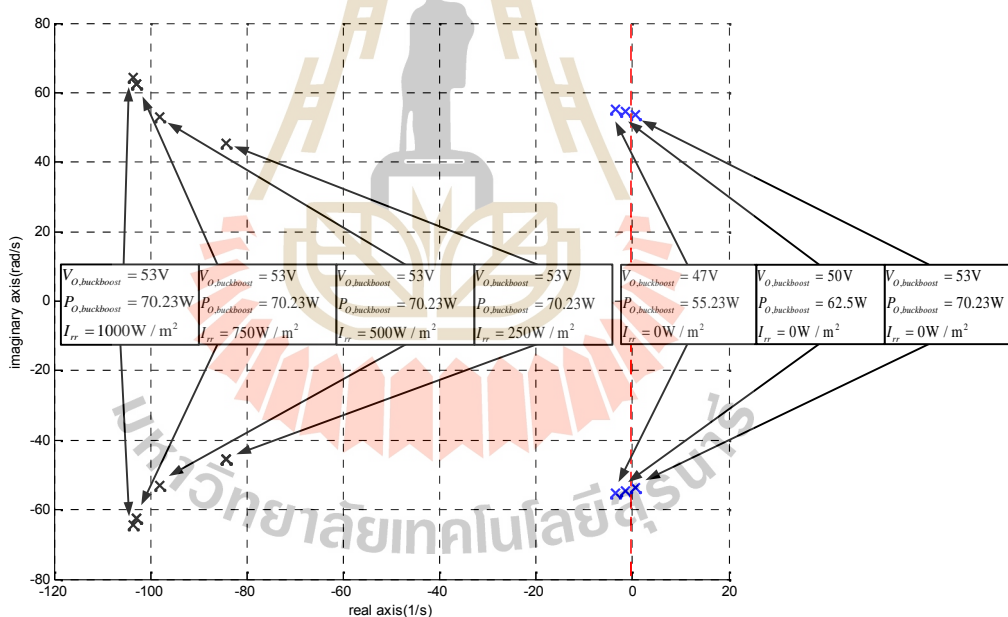
จากรูปที่ 7.7 เป็นการหาค่าเจาะจงของระบบโดยพิจารณาเฉพาะคู่โพลเด่นของระบบ ผลการวิเคราะห์การขาดเสถียรภาพบนระนาบ S พบว่าระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพเมื่อวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัค-บูสต์มีการเพิ่มแรงดันไปจนถึง 53 V ผลการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพแสดงได้ดังรูปที่ 7.8



รูปที่ 7.8 ผลการจำลองการวิเคราะห์เสถียรภาพ

จากผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาพบว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นสามารถคาดเดาจุดเกิดการขาดเสถียรภาพของระบบได้อย่างถูกต้อง เมื่อระบบเกิดการขาดเสถียรภาพจะทำให้มีการแกว่งของสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในปริมาณมากเป็นผลเสียต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ ของระบบ

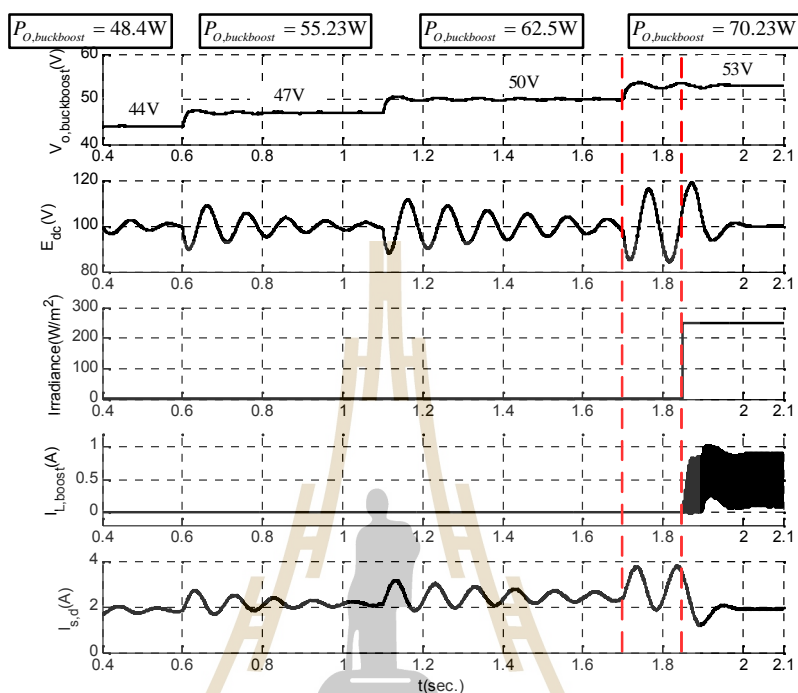
การศึกษาผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลงในหัวข้อที่ 4.3 พบว่าที่ค่าความเข้มแสงต่าง ๆ มีนัยสำคัญต่อจุดเกิดการขาดเสถียรภาพของระบบทั้งนี้สามารถแสดงผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงความเข้มแสงในขั้นแรกจะกำหนดให้ค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ 53 V จากนั้นทำการเปลี่ยนค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์จากเดิม 0 W/m^2 เป็น 250 W/m^2 , 500 W/m^2 , 750 W/m^2 และ 1000 W/m^2 ตามลำดับ ผลการหาค่าเจาะจงของระบบเมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลงแสดงได้ดังรูปที่ 7.9



รูปที่ 7.9 ค่าเจาะจงของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลง

พิจารณาจากรูปที่ 7.9 พบว่าที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2 ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพเมื่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์มีค่า 53 V ซึ่งเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงของเซลล์แสงอาทิตย์มากขึ้นจะทำให้คู่โพลเด่นจากเดิมที่อยู่ทางฝั่งขวาของระนาบ S กลับไปอยู่ทางฝั่งซ้ายและยิ่งไกลมากขึ้นเมื่อค่าความเข้มแสงสูงขึ้น ผลการวิเคราะห์นี้

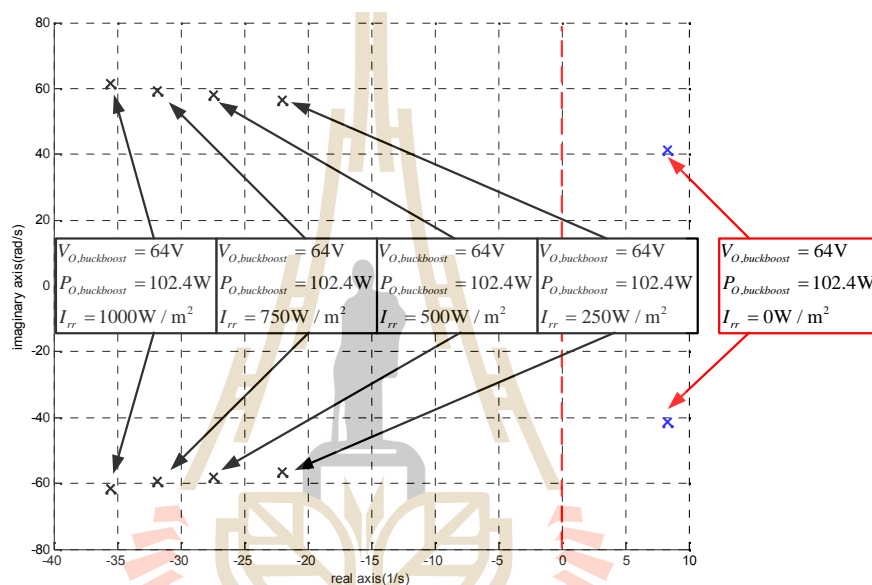
สามารถบอกได้ว่าระบบจะยังมีเสถียรภาพหากค่าความเข้มแสงสูงขึ้น จากผลการวิเคราะห์เสถียรภาพในรูปที่ 7.9 สามารถแสดงผลการจำลองสถานการณ์ได้ดังรูปที่ 7.10



รูปที่ 7.10 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลง

จากรูปที่ 7.10 เป็นผลการจำลองสถานการณ์เมื่อค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลงโดยที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์มีการเพิ่มขึ้นจาก 47 V เป็น 50 V และ 53 V ที่เวลา 0.6, 1.1 และ 1.7 วินาที ตามลำดับ ในสภาวะดังกล่าวมีค่าความเข้มแสงเท่ากับ 0 W/m² พบว่าช่วงเวลาที่ 1.7 วินาทีเป็นต้นไประบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพ แต่หลังจากที่เวลา 1.85 วินาที ค่าความเข้มแสงมีการเปลี่ยนแปลงจาก 0 W/m² เป็น 250 W/m² ซึ่งจากกราฟคุณลักษณะแรงแชลต์แสงอาทิตย์ในรูปที่ 7.2 พบว่าที่ค่าความเข้มแสง 250 W/m² จะได้ค่ากระแสไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดประมาณ 0.48 A ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าที่เวลา 1.85 วินาทีเป็นต้นไประบบจะกลับมามีเสถียรภาพ ซึ่งสามารถยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยค่าเจาะจงจากรูปที่ 7.10 ได้อย่างชัดเจน นอกจากนี้ยังพบว่าเมื่อค่าความเข้มแสงมีค่าเพิ่มมากขึ้นระบบจะยังมีค่าเจาะจงเคลื่อนที่ไปทางฝั่งซ้ายของระนาบ S มากขึ้นนั่นหมายถึงระบบจะยังมีเสถียรภาพมากขึ้น

ในลำดับถัดมาพิจารณาที่พิกัดของระบบไฟฟ้านั้นคือที่ 100 W โดยกำหนดให้ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์มีค่าเท่ากับ 64 V (102.4 W) ซึ่งค่าแรงดันไฟฟ้างี้ดังกล่าวทำให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์มีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตใกล้เคียงกับพิกัดของระบบ โดยในกรณีที่ไม่มีค่าความเข้มแสงระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพเนื่องจากคู่โพลเด่นอยู่ทางฝั่งขวาของระนาบ S ซึ่งเมื่อค่าความเข้มแสงเพิ่มมากขึ้นระบบจะกลับมามีเสถียรภาพ คู่โพลเด่นของการวิเคราะห์เสถียรภาพแสดงดังรูปที่ 7.11

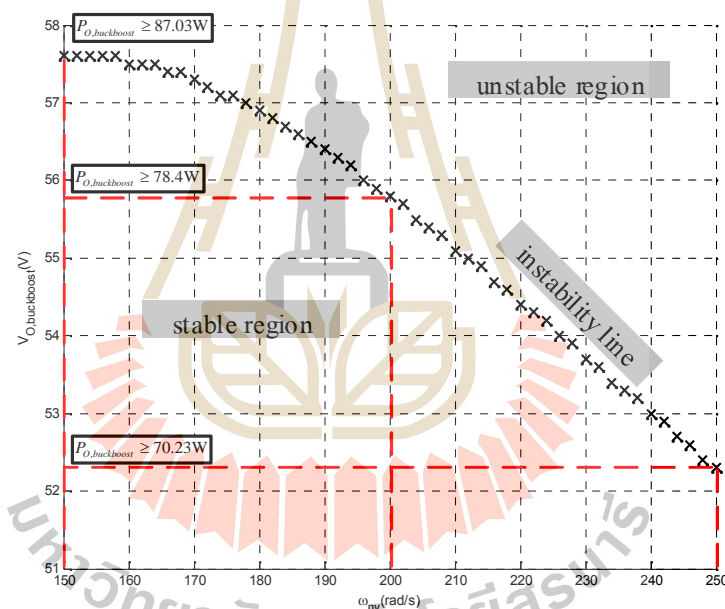


รูปที่ 7.11 ค่าเจาะจงเมื่อพิจารณาที่พิกัดของระบบ 100 W

พิจารณารูปที่ 7.11 พบว่าเมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่ค่าแรงดัน 64 V ในกรณีที่ไม่มีค่าความเข้มแสงจะทำให้คู่โพลเด่นกลับมาอยู่ทางฝั่งขวาของระนาบ S แต่เมื่อมีค่าความเข้มแสงเพิ่มขึ้นเป็น $250 W/m^2$ ระบบจะมีเสถียรภาพ การวิเคราะห์เสถียรภาพในกรณีนี้บ่งบอกได้ว่าระบบสามารถทำงานจนถึงค่าพิกัดได้โดยไม่ต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพแต่อย่างใดเพียงแค่มียุณหภูมิความเข้มแสงตกกระทบแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ ยิ่งไปกว่านั้นหากค่าความเข้มแสงมีค่าเพิ่มมากขึ้นจะยิ่งทำให้คู่โพลเด่นเลื่อนไปทางซ้ายมากขึ้นนั่นหมายถึงระบบจะยิ่งมีเสถียรภาพมากขึ้น แต่อย่างไรก็ตามถ้าไม่มีความเข้มแสงหรือระบบทำงานในช่วงกลางคืนระบบจะขาดเสถียรภาพทันทีถึงแม้ไม่มีการเพิ่มโหลด ในหัวข้อถัดไปจะได้นำเสนอผลการทดสอบการขาดเสถียรภาพจากชุดทดสอบเพื่อให้มั่นใจได้ว่าการวิเคราะห์เสถียรภาพมีความถูกต้อง

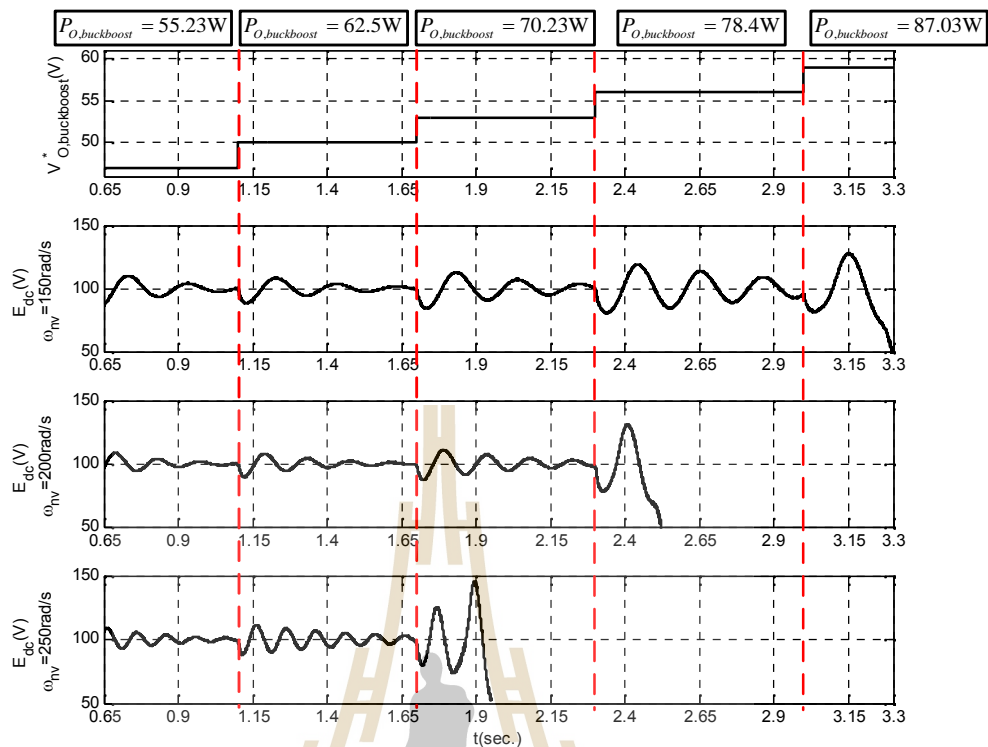
7.3 ผลการทดสอบแนวโน้มการขาดเสถียรภาพเมื่อค่าแบนด์วิดท์ควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง

พิจารณากรณีเลวร้ายที่สุดในที่นี้คือพิจารณากรณีความเข้มแสงมีค่าเท่ากับ 0 W/m^2 ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นได้ตามธรรมชาติ เช่น ในสภาวะที่เมฆมากในเวลากลางวันหรือในช่วงเวลากลางคืนที่ไม่มีแสงอาทิตย์ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึงพิกัดของระบบ ดังนั้นการใช้งานระบบไฟฟ้าที่พิจารณาควรดำเนินการวิเคราะห์จุดเกิดการขาดเสถียรภาพในกรณีเลวร้ายที่สุดนี้อย่างละเอียดเพื่อหลีกเลี่ยงการใช้งานและนำไปใช้เป็นข้อมูลสำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบ โดยในกรณีเลวร้ายที่สุดนี้จะดำเนินการวิเคราะห์แนวโน้มการขาดเสถียรภาพเมื่อแบนด์วิดท์ควบคุมมีการเปลี่ยนแปลงซึ่งสามารถแสดงแนวโน้มการขาดเสถียรภาพได้ดังรูปที่ 7.12



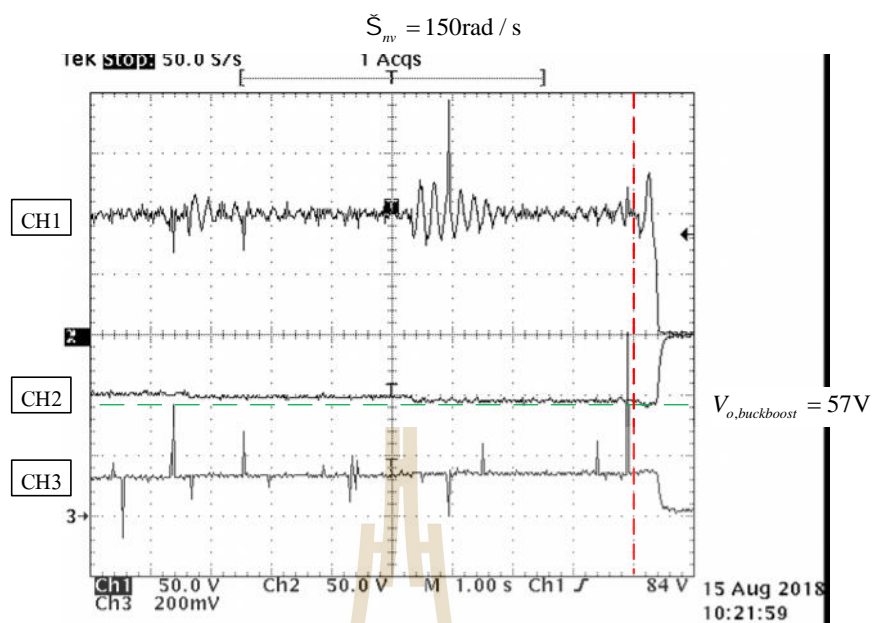
รูปที่ 7.12 แนวโน้มการขาดเสถียรภาพเมื่อค่าแบนด์วิดท์ควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง

จากการวิเคราะห์แนวโน้มการขาดเสถียรภาพในรูปที่ 7.12 พบว่าเมื่อแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางมีค่าเพิ่มมากขึ้นระบบจะยิ่งขาดเสถียรภาพไวขึ้น เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์แนวโน้มดังกล่าวสามารถจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์แนวโน้มได้ดังรูปที่ 7.13

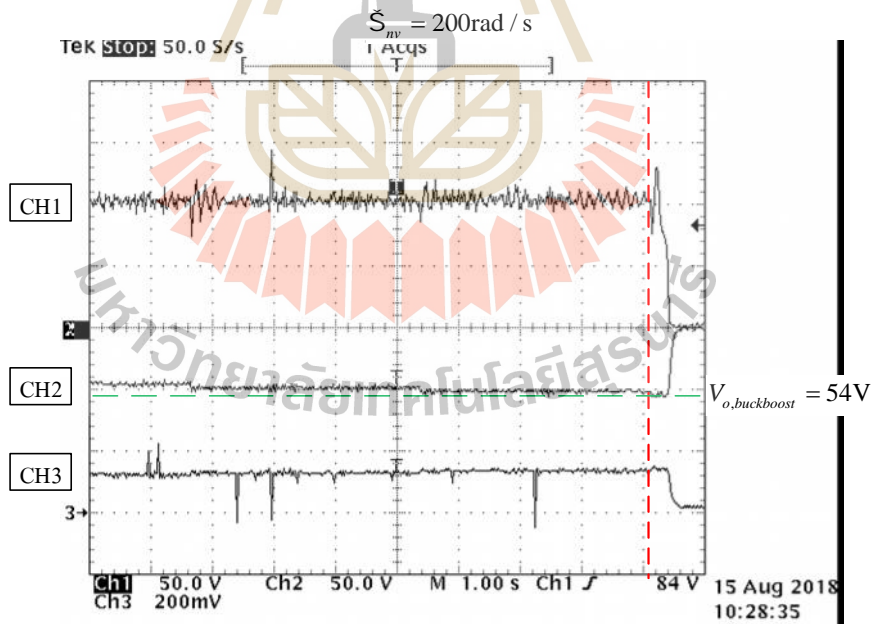


รูปที่ 7.13 ผลการจำลองสถานการณ์เมื่อแบนด์วิดท์ตัวควบคุมมีการเปลี่ยนแปลง

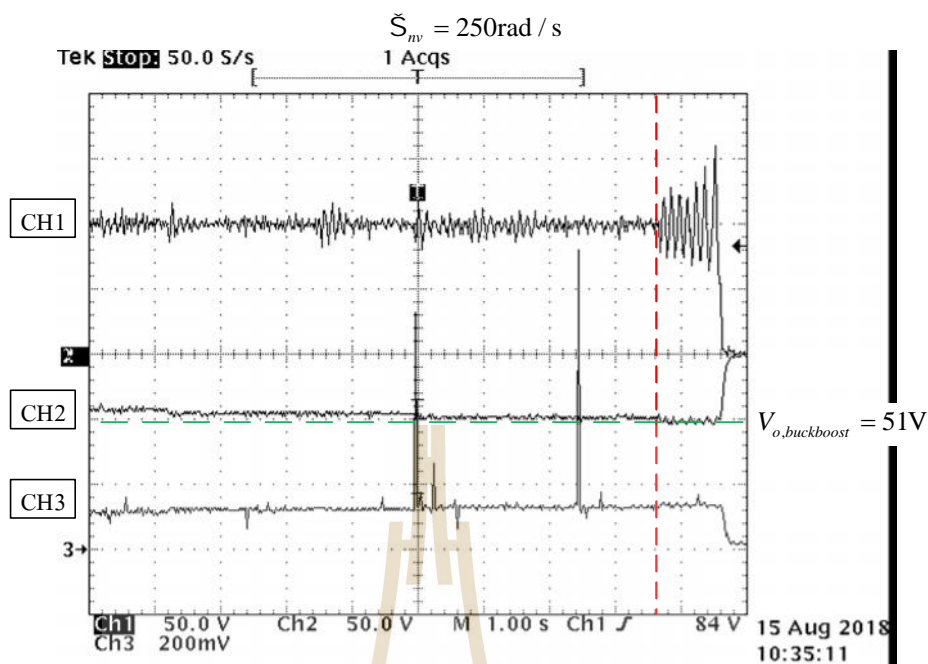
ผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 7.13 สามารถยืนยันได้ว่าผลการวิเคราะห์แนวโน้มนำแบนด์วิดท์ตัวควบคุมที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นมีความถูกต้อง จากผลการจำลองสถานการณ์สังเกตได้ว่าเมื่อมีการเพิ่มแบนด์วิดท์ตัวควบคุมจะยิ่งทำให้ผลการตอบสนองของระบบไวขึ้นแต่จะทำให้เสถียรภาพของระบบแย่ลง ผลการจำลองสถานการณ์อย่างเดียวอาจไม่เพียงพอต่อการยืนยันผลการวิเคราะห์ ดังนั้นลำดับถัดไปจะได้นำเสนอผลการทดสอบแนวโน้มนำการขาดเสถียรภาพซึ่งได้จากการทดสอบด้วยชุดทดสอบที่สร้างขึ้นไว้แล้วในบทที่ 6 โดยกำหนดให้สัญญาณแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงแสดงในช่องสัญญาณ CH1 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัสคัลบูสต์แสดงในช่องสัญญาณ CH2 และ CH3 ตามลำดับ ผลการทดสอบแนวโน้มนำการขาดเสถียรภาพแบ่งตามกรณีที่ค่าแบนด์วิดท์เท่ากับ 150, 200 และ 250 rad/s แสดงได้ดังรูปที่ 7.14 ถึง 7.16 ตามลำดับ



รูปที่ 7.14 ผลการทดสอบการขาดเสถียรภาพที่ $\dot{\Sigma}_{nv} = 150 \text{ rad/s}$

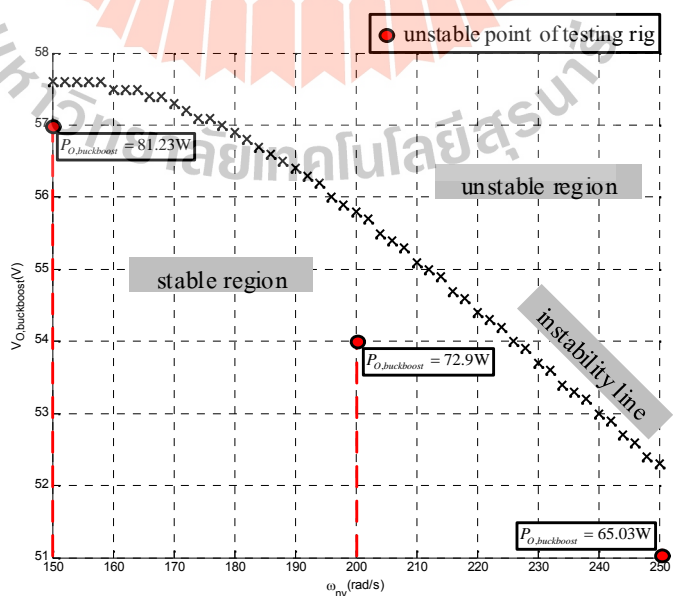


รูปที่ 7.15 ผลการทดสอบการขาดเสถียรภาพที่ $\dot{\Sigma}_{nv} = 200 \text{ rad/s}$



รูปที่ 7.16 ผลการทดสอบการขาดเสถียรภาพที่ $\dot{S}_{nv} = 250\text{rad/s}$

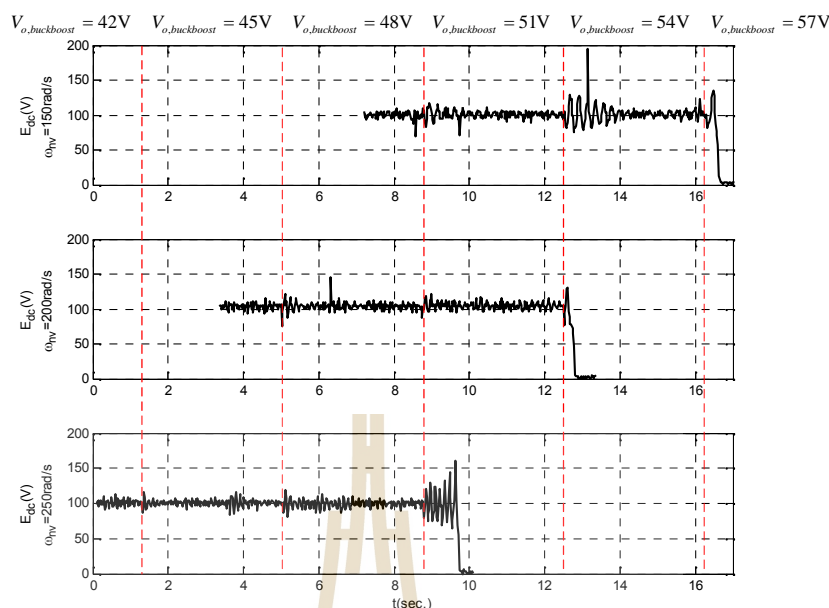
พิจารณาผลการทดสอบในรูปที่ 7.14 ถึง 7.16 พบว่าชุดทดสอบของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเกิดการขาดเสถียรภาพมีแนวโน้มตามที่พิจารณาไว้ในรูปที่ 7.12 ซึ่งสามารถนำจุดที่ชุดทดสอบของระบบที่เกิดการขาดเสถียรภาพมาพล็อตในกราฟแนวโน้มสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 7.17



รูปที่ 7.17 ผลการทดสอบแนวโน้มการขาดเสถียรภาพ

จากผลการทดสอบในรูปที่ 7.17 พบว่าระบบมีการขาดเสถียรภาพที่คลาดเคลื่อนจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเล็กน้อย เนื่องจากกรณีที่ไม่สามารถทราบค่าพารามิเตอร์ที่แท้จริงของอุปกรณ์ต่าง ๆ ในชุดทดสอบ แต่อย่างไรก็ตามจุดที่เกิดการขาดเสถียรภาพจากชุดทดสอบมีแนวโน้มที่เกิดการขาดเสถียรภาพเป็นดังเช่นทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ ซึ่งทำให้ได้ข้อสรุปแนวโน้มการขาดเสถียรภาพของระบบที่เหมือนกันกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาเฉพาะการเปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิธของตัวควบคุม วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางเนื่องจากเป็นส่วนที่นำออกแบบตัวควบคุมต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมในการออกแบบเพื่อไม่ให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึงพิกัดของระบบที่ตั้งไว้ นอกเหนือจากผลกระทบที่เกิดจากค่าแบนด์วิธยังมีผลกระทบที่เกิดจากค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองที่ใช้ งานวิจัยในอดีตพบว่าหากทำการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุของวงจรกรองจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากยิ่งขึ้นและหากเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่แย่ลง (Areerak, Bozhko et al. 2012) แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาถึงผลกระทบดังกล่าวพบว่ามีโอกาสเล็กน้อยที่ค่าพารามิเตอร์ของระบบจะเกิดการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากการออกแบบระบบจำเป็นต้องออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองก่อนที่จะนำค่าดังกล่าวไปใช้สำหรับออกแบบตัวควบคุม อีกทั้งผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์มีผลกระทบต่อการขาดเสถียรภาพของระบบที่น้อยกว่าเมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิธตัวควบคุม ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงมุ่งเน้นที่จะพิจารณาค่าพารามิเตอร์ที่มีความเสี่ยงสูงต่อการขาดเสถียรภาพของระบบนั่นก็คือผลที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิธของตัวควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางและเพื่อให้เห็นแนวโน้มการเกิดการขาดเสถียรภาพที่ชัดเจนสามารถนำจุดข้อมูลจากชุดทดสอบเมื่อระบบเกิดการขาดเสถียรภาพของแต่ละกรณีที่ค่าแบนด์วิธ $S_{mv} = 150\text{rad/s}$, $S_{mv} = 200\text{rad/s}$ และ $S_{mv} = 250\text{rad/s}$ ซึ่งได้ทำการทดสอบไว้แล้วมาพล็อตในรูปเดียวกันแสดงได้ดังรูปที่ 7.18



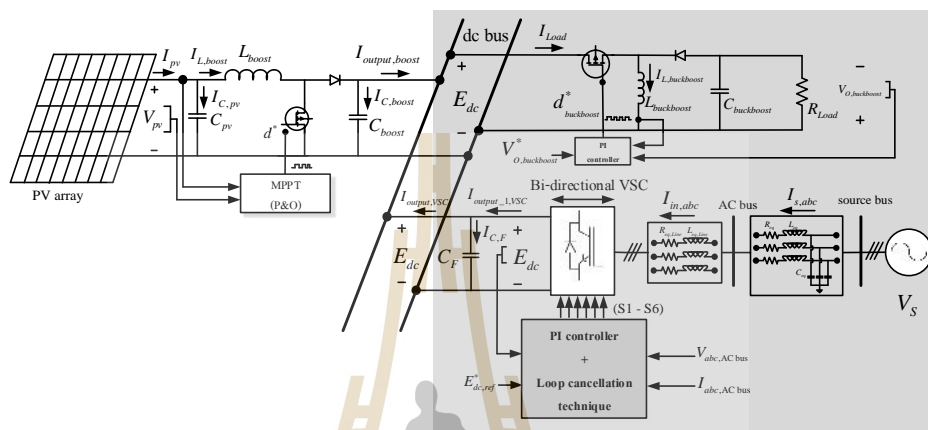
รูปที่ 7.18 ผลการทดสอบจากชุดทดสอบเมื่อระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ

พิจารณาข้อมูลที่ได้จากชุดทดสอบในรูปที่ 7.18 พบว่าระบบมีการขาดเสถียรภาพที่ตรงตามแนวโน้มนที่พิจารณา ในกรณีความเร็วที่สุดของระบบนี้พิจารณาที่ค่าความเข้มแสงตกกระทบแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าเท่ากับ 0 W/m^2 ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการเพิ่มแบนด์วิธของตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางจะยิ่งทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพที่ไวขึ้น ยิ่งไปกว่านั้นเมื่อคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัค-บูสต์ซึ่งเป็น โหลดของระบบพบว่าระบบไม่สามารถทำงานได้จนถึงพิกัดนั้นคือ 100 W ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบเพื่อให้ระบบดังกล่าวทำงานได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ การบรรเทาการขาดเสถียรภาพจะใช้วิธีลูบยกเล็กซึ่งได้นำเสนอไว้อย่างละเอียดแล้วในบทที่ 5 การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กและผลจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นจะได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 7.4 และ 7.5 เป็นลำดับถัดไป

7.4 การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก

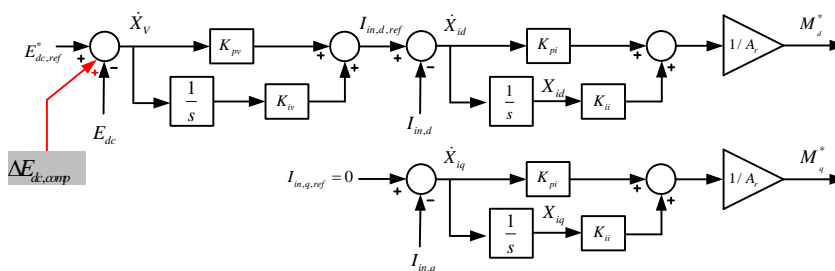
การวิเคราะห์เสถียรภาพในหัวข้อที่ผ่านมาทำให้ทราบถึงจุดเกิดการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดสอบจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นจริงในห้องปฏิบัติการยืนยันผลการขาดเสถียรภาพตามแนวโน้มนได้อย่างชัดเจน แต่อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์เสถียรภาพที่ผ่านมานั้นไม่สามารถทำให้ระบบสามารถใช้งานได้จนถึงพิกัด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะใช้วิธีลูบ

ขงเลือกมาประยุกต์ใช้ซึ่งรายละเอียดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพนี้จะพิจารณาเฉพาะสภาวะเลวร้ายที่สุดกล่าวคือสภาวะที่ไม่มีค่าความเข้มแสงตกกระทบแหล่งพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงได้ดังรูปที่ 7.19 และในกรณีเลวร้ายที่สุดของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงได้ดังส่วนที่ตีกรอบสีเทาในรูปที่ 7.19



รูปที่ 7.19 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาสำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปลูกเล็ก

การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปลูกเล็กจะดำเนินการเพิ่มการชดเชยเข้าไปในตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางซึ่งจะทำให้สามารถชดเชยผลกระทบที่เกิดจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวได้โดยตรงดังที่ได้กล่าวรายละเอียดไว้แล้วในบทที่ 5 การประยุกต์ใช้การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปลูกเล็กสามารถนำพจน์ $\Delta E_{dc,comp} = \dot{E}_{dc,comp} \frac{E_{dc}^*}{2} K_{FB}$ ที่ได้พิสูจน์ไว้แล้วในบทที่ 5 ชดเชยเข้าไปยังบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอเดิมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางแสดงได้ดังรูปที่ 7.20



รูปที่ 7.20 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก

จากบล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบพีไอที่มีลูบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กแสดงในกรอบสี่เหลี่ยมในรูปที่ 7.20 สามารถพิจารณาสมการดัชนีมอดูลิตที่มีการควบคุมบนแกนดีและแกนคิวแสดงได้ดังสมการที่ (7-4)

$$M_d^* = \frac{1}{A_r} \left(\begin{aligned} & E_{dc}^* K_{pv} K_{pi} - E_{dc} K_{pv} K_{pi} - E_{dc,comp} E_{dc}^* \frac{\zeta_c}{2} K_{FB} K_{pv} K_{pi} + \frac{E_{dc}^* \zeta_c}{E_{dc}} \frac{\zeta_c}{2} K_{FB} K_{pv} K_{pi} \\ & + X_v K_{iv} K_{pi} - I_{in,d} K_{pi} + X_{id} K_{ii} \end{aligned} \right) \quad (7-4)$$

$$M_q^* = \frac{1}{A_r} (-I_{in,q} K_{pi} + X_{iq} K_{ii})$$

เมื่อนำค่าดัชนีมอดูลิตที่มีการควบคุมบนแกนดีและแกนคิวในสมการที่ (7-4) ประยุกต์ใช้กับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาไว้แล้วในสมการที่ (7-1) จะทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กแสดงได้ดังสมการที่ (7-5)

$$\begin{aligned}
\dot{I}_{s,d} &= -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,d} + \dot{S} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,d} \\
\dot{I}_{s,q} &= -\dot{S} I_{s,d} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{s,q} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} V_{s,q} \\
\dot{V}_{bus,d} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{s,d} + \dot{S} V_{bus,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,d} \\
\dot{V}_{bus,q} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{s,q} - \dot{S} V_{bus,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{in,q} \\
\dot{I}_{in,d} &= \frac{1}{L_F} V_{bus,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,d} + \dot{S} I_{in,q} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* E_{dc}}{A_p L_F} + \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} E_{dc}}{A_p L_F} - \frac{K_{iv} K_{pi} E_{dc} X_v}{A_p L_F} + \frac{K_{pi} I_{in,d} E_{dc}}{A_p L_F} - \frac{K_{ii} X_{iq} E_{dc}}{A_p L_F} - \frac{\dot{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc}^*}{2A_p L_F} + \frac{\dot{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc} E_{dc,comp} E_{dc}^*}{2A_p L_F} \\
\dot{I}_{in,q} &= \frac{1}{L_F} V_{bus,q} - \dot{S} I_{in,d} - \frac{R_{L_F}}{L_F} I_{in,q} + \frac{K_{pi} I_{in,d} E_{dc}}{A_p L_F} - \frac{K_{ii} X_{iq} E_{dc}}{A_p L_F} \\
\dot{E}_{dc} &= \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* I_{in,d}}{A_p C_F} - \frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc} I_{in,d}}{A_p C_F} + \frac{K_{iv} K_{pi} X_v I_{in,d}}{A_p C_F} - \frac{K_{pi} I_{in,d} I_{in,d}}{A_p C_F} + \frac{K_{ii} X_{iq} I_{in,d}}{A_p C_F} + \frac{\dot{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc}^* I_{in,d}}{2E_{dc} A_p C_F} - \frac{\dot{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc} E_{dc,comp} E_{dc}^* I_{in,d}}{2A_p C_F} - \frac{K_{pi} I_{in,d} I_{in,q}}{A_p C_F} + \frac{K_{ii} X_{iq} I_{in,q}}{A_p C_F} + \frac{d(1-d^*)}{C_F} I_{L,boost} \\
&\quad - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost}^* I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_F} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_F} - \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_F} + \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_F} - \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_F} \\
\dot{X}_{id} &= K_{pv} E_{dc}^* - K_{pv} E_{dc} + K_{iv} X_v - I_{in,d} + \frac{\dot{S}_c K_{FB} K_{pv} E_{dc}^*}{2E_{dc}} - \frac{\dot{S}_c K_{FB} K_{pv} E_{dc} E_{dc,comp} E_{dc}^*}{2} \\
\dot{X}_{iq} &= -I_{in,q} \\
\dot{X}_v &= E_{dc}^* - E_{dc} + \frac{\dot{S}_c K_{FB} E_{dc}^*}{2E_{dc}} - \frac{\dot{S}_c K_{FB} E_{dc} E_{dc,comp} E_{dc}^*}{2} \\
I_{L,boost} &= \frac{V_{pv}}{L_{boost}} - \frac{(1-d^*) E_{dc}}{L_{boost}} \\
\dot{V}_{pv} &= -\frac{I_{L,boost}}{C_{pv}} + \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\left(I_{s,c} + K_i (T - T_{ref}) \right) \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) \right] - \left[\left(\frac{I_{s,c}}{e^{\left(\frac{V_{pv}}{nCV_p} \right)} - 1} \right) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \left(e^{\left(\frac{T}{T_{ref}} - 1 \right) \frac{E_g}{nCV_p}} \right) \left(e^{\left(\frac{V_{pv}}{N_p nCV_p} \right) \frac{I_{pv} R_i}{N_p nCV_p}} - 1 \right) \right] \\
\dot{I}_{L,buckboost} &= -\frac{V_{O,buckboost}}{L_{buckboost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost}^* V_{O,buckboost}}{A_r,bb L_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} V_{O,buckboost}}{A_r,bb L_{buckboost}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} V_{O,buckboost}}{A_r,bb L_{buckboost}} - \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost} V_{O,buckboost}}{A_r,bb L_{buckboost}} + \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} V_{O,buckboost}}{A_r,bb L_{buckboost}} \\
&\quad + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost}^* E_{dc}}{A_r,bb L_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} E_{dc}}{A_r,bb L_{buckboost}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} E_{dc}}{A_r,bb L_{buckboost}} - \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost} E_{dc}}{A_r,bb L_{buckboost}} + \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} E_{dc}}{A_r,bb L_{buckboost}} \\
\dot{V}_{O,buckboost} &= \frac{I_{L,buckboost}}{C_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost}^* I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_{buckboost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_{buckboost}} - \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb} I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_{buckboost}} + \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost} I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_{buckboost}} - \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb} I_{L,buckboost}}{A_r,bb C_{buckboost}} - \frac{V_{O,buckboost}}{C_{buckboost} R_{Load}} \\
\dot{X}_{i,bb} &= K_{pv,bb} V_{O,buckboost}^* - K_{pv,bb} V_{O,buckboost} + K_{iv,bb} X_{v,bb} - I_{L,buckboost} \\
\dot{X}_{v,bb} &= V_{O,buckboost}^* - V_{O,buckboost} \\
\dot{E}_{dc,comp} &= \frac{\dot{S}_c}{E_{dc}} - \dot{S}_c E_{dc,comp}
\end{aligned}$$

(7-5)

สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ (7-5) เป็นสมการแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้นเนื่องจากปรากฏพจน์ตัวแปรสถานะคูณกันซึ่งยังไม่เหมาะที่จะนำไปใช้วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง จากสมการแบบจำลองดังกล่าวสามารถทำให้เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง สมการแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (7-6) โดยที่รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ แสดงไว้ในภาคผนวก ซ.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(x_0, u_0)\mathbf{x} + \mathbf{B}(x_0, u_0)\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}(x_0, u_0)\mathbf{x} + \mathbf{D}(x_0, u_0)\mathbf{u} \end{cases} \quad (7-6)$$

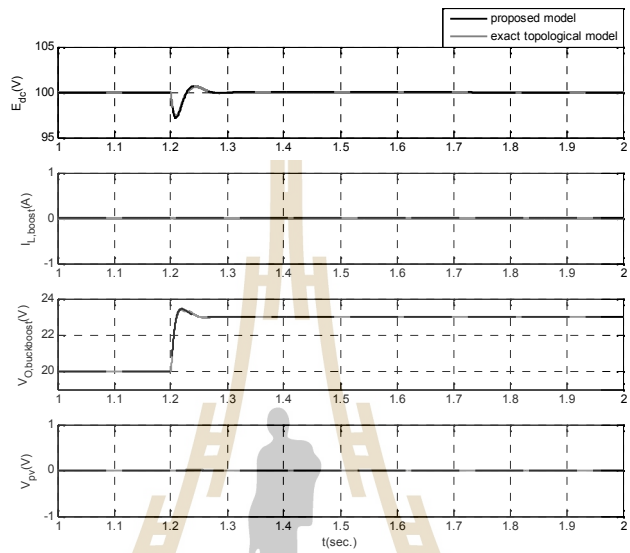
จากสมการที่ (7-6) ในองค์ประกอบเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$ และ $B(x_0, u_0)$ จะปรากฏพจน์ตัวแปรได้แก่ E_{dc_0} , I_{in,d_0} , I_{in,q_0} , X_{id_0} , X_{iq_0} , X_{v_0} , P_{CPL_0} , E_{dc}^* , I_{rr_0} , T_0 , $V_{O,buckboost_0}^*$, $V_{O,buckboost_0}$, X_{v,bb_0} , X_{i,bb_0} และ $E_{dc,comp_0}$ ซึ่งเป็นค่าในสถานะอยู่ตัวที่จุดการทำงานต่าง ๆ เมื่อทำการคำนวณค่าในสถานะอยู่ตัวสามารถนำไปใช้แทนค่าในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ซึ่งค่าในสถานะอยู่ตัวจะเปลี่ยนแปลงตามจุดการทำงานของระบบ ในลำดับถัดไปเป็นการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองโดยกำหนดให้ใช้ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 7.2

ตารางที่ 7.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้องในกรณีที่มีลูบยกเล็ก

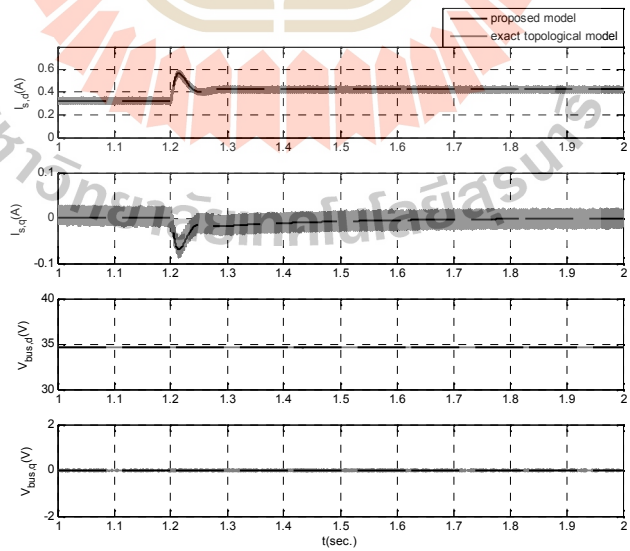
พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	รายละเอียด
V_s	20 V _{rms/phase}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
S	2f x50 rad/s	ความถี่ของระบบ
R_{eq}	0.1Ω	ความต้านทานของสายส่ง
L_{eq}	2~H	ความเหนี่ยวนำของสายส่ง
C_{eq}	2nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่ง
R_{L_F}	0.253Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำ
L_F	53.5mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_F	196.9~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง

ตารางที่ 7.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้องในกรณีที่มีลูบยกเล็ก (ต่อ)

L_{boost}	3mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบูสต์
C_{pv}	200~F	ความจุไฟฟ้าของแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์
K_{pv}	0.4099	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปแรงดัน
K_{iv}	34.565	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปแรงดัน
K_{pi}	-8.067	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปกระแส
K_{ii}	-475.497	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปกระแส
N_p	1	จำนวนแฉงที่ต่อขนานกัน
N_s	1	จำนวนแฉงที่ต่ออนุกรมกัน
$I_{s.c.}$	2.13 A	กระแสลัดวงจรที่ 25 C
$V_{o.c.}$	64.2 V	แรงดันเปิดวงจรที่ 25 C
I_{rr_ref}	1kW / m ²	ค่าความเข้มแสงที่สภาวะมาตรฐาน
T_{ref}	25 C	อุณหภูมิที่สภาวะมาตรฐาน
R_{sh}	5-Ω	ค่าความต้านทานขนานของเซลล์
R_s	5MΩ	ค่าความต้านทานอนุกรมของเซลล์
$K_{pv,bb}$	1.457	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปแรงดันวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$K_{iv,bb}$	4.573	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปแรงดันวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$K_{pi,bb}$	0.5453	ค่าพารามิเตอร์ K_p ลูปกระแสวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$K_{ii,bb}$	22.332	ค่าพารามิเตอร์ K_i ลูปกระแสวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$L_{buckboost}$	15mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
$C_{buckboost}$	1100~F	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
R_{Load}	40Ω	โหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์
K_{FB}	2	ค่าสัมประสิทธิ์ชดเชยลูบยกเล็ก
\dot{S}_c	100 rad/s	ค่าความถี่ตัดผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ

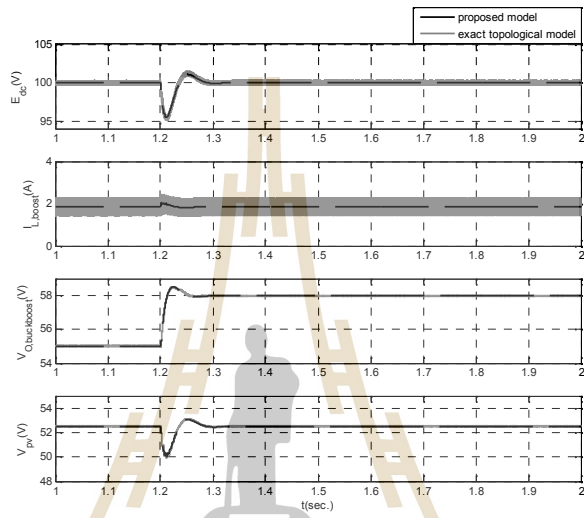


E_{dc} $I_{L,boost}$ $V_{O,buckboost}$ V_{pv}

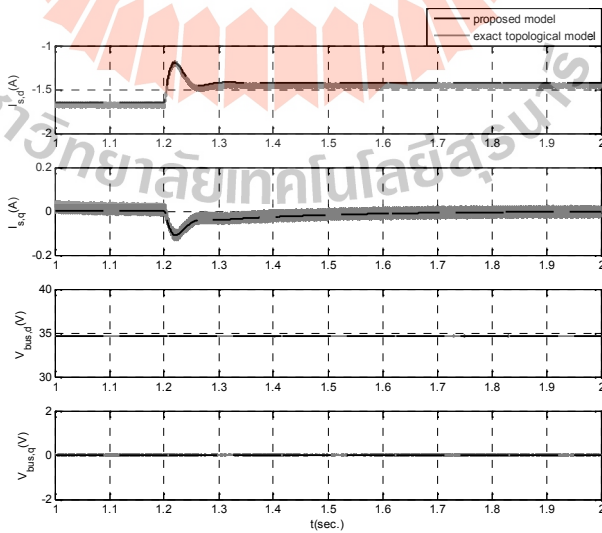


$I_{s,d}$ $I_{s,q}$ $V_{bus,d}$ $V_{bus,q}$

$$K_{FB} = 2$$

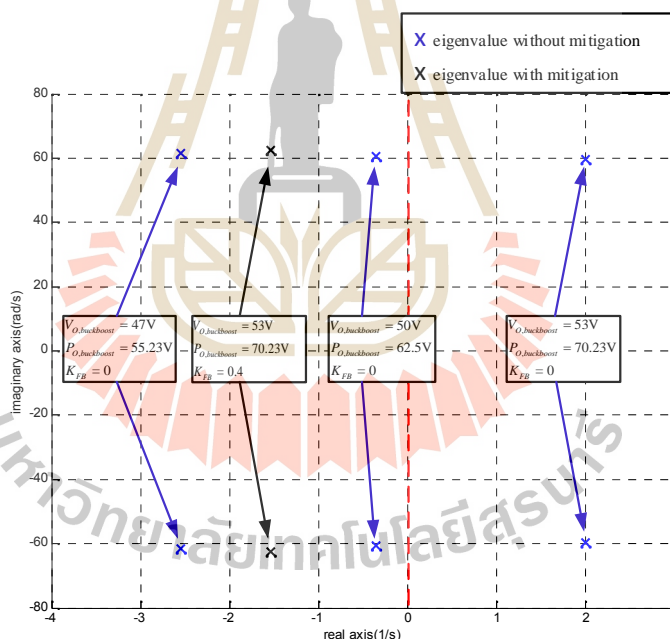


E_{dc} $I_{L,boost}$ $V_{O,buckboost}$ V_{pv}



$I_{s,d}$ $I_{s,q}$ $V_{bus,d}$ $V_{bus,q}$

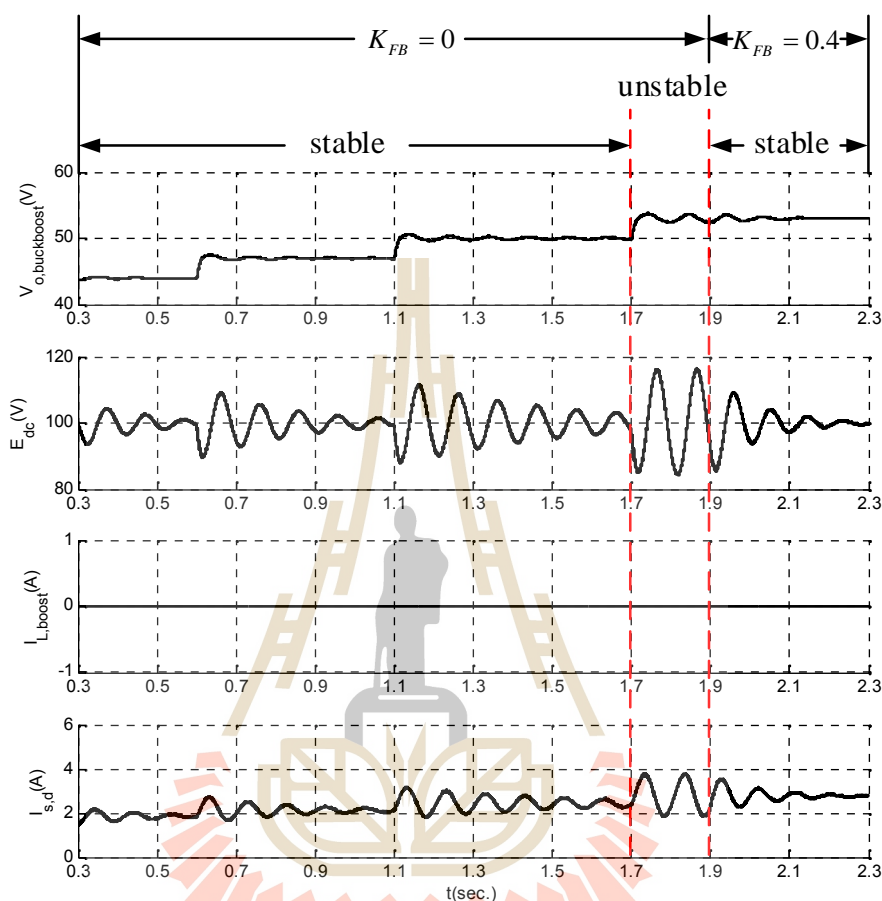
การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ทั้ง 2 กรณีพบว่าแบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้นมีความถูกต้องทั้งในสภาวะชั่วคราวและในสถานะอยู่ตัว ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กสามารถนำไปใช้สำหรับวิเคราะห์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพโดยอาศัยทฤษฎีบทค่าเจาะจงได้ การพิจารณาเสถียรภาพจะพิจารณาเฉพาะค่าเจาะจงที่เป็นคู่โพลเด่นของระบบ การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าดังกล่าวใช้ค่าพารามิเตอร์ของระบบในตารางที่ 7.2 กำหนดให้แรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง 100 V และมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจงพบว่าระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพที่แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์มีค่าเท่ากับ 53 V หลังจากนั้นทำการเพิ่มค่าสัมประสิทธิ์ K_{FB} จากเดิมที่ $K_{FB} = 0$ ให้มีค่า $K_{FB} = 0.4$ พบว่าระบบจะกลับมามีเสถียรภาพอีกครั้ง ผลการวิเคราะห์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพแสดงได้ดังรูป 7.25



รูปที่ 7.25 คู่โพลเด่นของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก

จากรูปที่ 7.25 เป็นการหาค่าเจาะจงของระบบโดยพิจารณาคู่โพลเด่นของระบบ ผลการวิเคราะห์การขาดเสถียรภาพบนระนาบ S พบว่าระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพเมื่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์มีค่าเท่ากับ 53 V ที่ค่า $K_{FB} = 0$ และสามารถกลับมามีเสถียรภาพได้

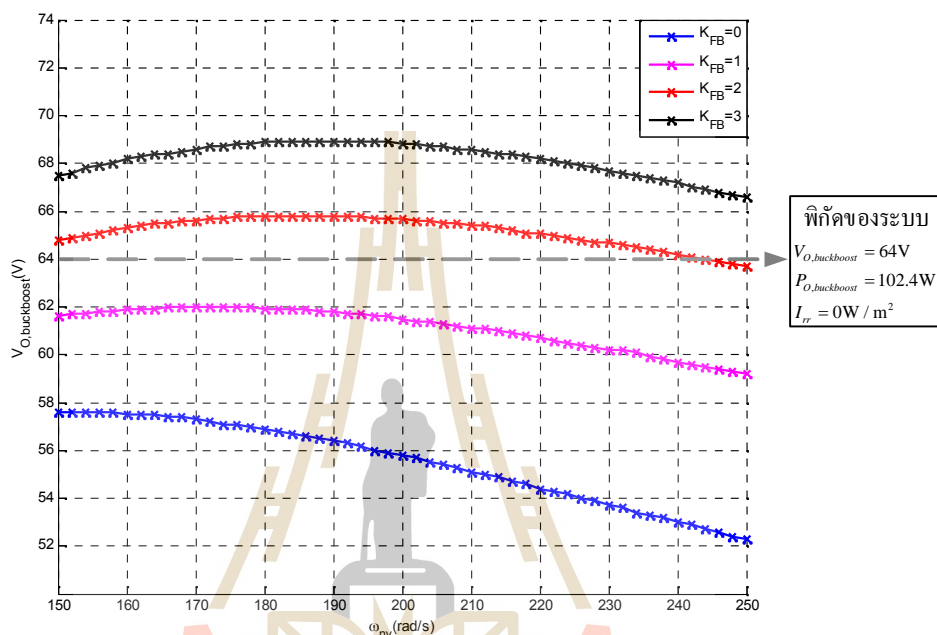
อีกครั้งเมื่อ $K_{FB} = 0.4$ เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์ดังกล่าวสามารถแสดงผลการจำลองสถานการณ์ เพื่อยืนยันการบรรเทาการขาดเสถียรภาพได้ดังรูปที่ 7.26



รูปที่ 7.26 ผลการจำลองสถานการณ์ยืนยันการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

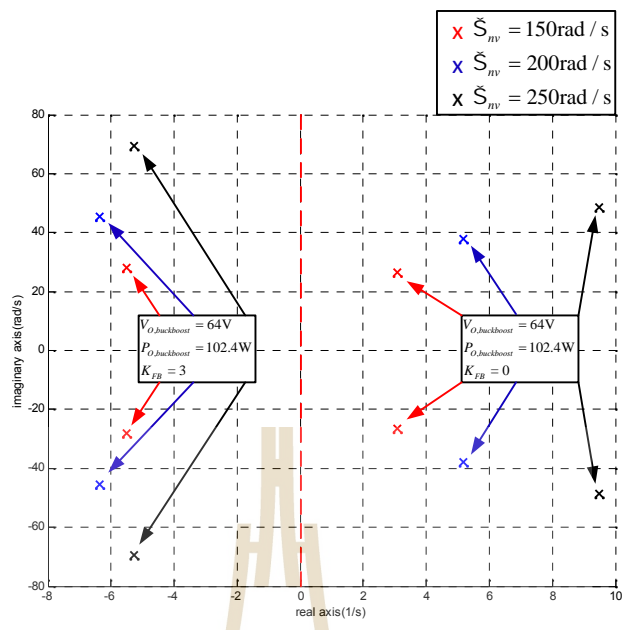
ในลำดับถัดมาเป็นการกำหนดค่าคงที่ K_{FB} เพื่อบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบให้สามารถใช้งานโหลดได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ โดยทั่วไปพิกัดของระบบจะขึ้นอยู่กับขนาดของแหล่งพลังงานทดแทนซึ่งในที่นี้จะมีค่าประมาณ 100 W เนื่องจากเป็นกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ได้จากแหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์ สำหรับค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดดังกล่าวได้อธิบายไว้ในกราฟคุณลักษณะของเซลล์แสงอาทิตย์ในรูปที่ 7.2 และจากรายละเอียดที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 จะได้ว่า การบรรเทาการขาดเสถียรภาพในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะพิจารณาในกรณีความเร็วที่สุดของระบบ ซึ่งในที่นี้คือกรณีที่ค่าความเข้มแสงตกกระทบแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าเป็น 0 W/m^2 เนื่องจากสภาวะดังกล่าวระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ การพิจารณาค่าคงที่ K_{FB} จะพิจารณา

จากกราฟผลกระทบที่เกิดจากแบนด์วิดท์ตัวควบคุมวงจรถ่ายแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางซึ่งพิจารณาเฉพาะที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2 โดยเมื่อมีการเพิ่มแบนด์วิดท์ของตัวควบคุมจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพแย่งลงนั่นหมายถึงระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพที่ไวขึ้นเมื่อใช้แบนด์วิดท์ตัวควบคุมที่สูงขึ้นแสดงได้ ผลการวิเคราะห์ค่า K_{FB} สำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพแสดงได้ดังรูปที่ 7.27



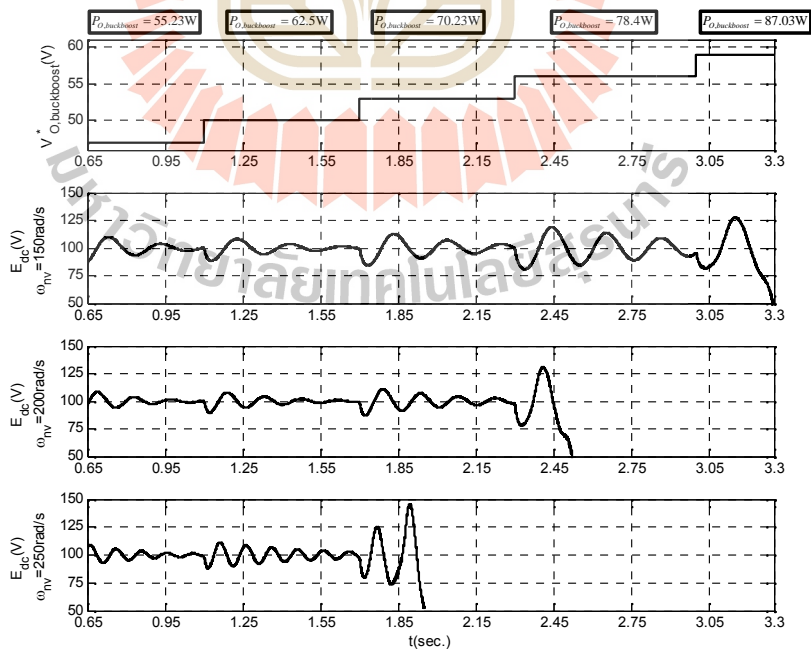
รูปที่ 7.27 ผลการวิเคราะห์ค่า K_{FB} สำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

ผลการวิเคราะห์ในรูปที่ 7.27 พบว่าที่ค่า $K_{FB} = 0$ และค่า $\dot{S}_{nv} = 150 \text{ rad/s}$, $\dot{S}_{nv} = 200 \text{ rad/s}$ และ $\dot{S}_{nv} = 250 \text{ rad/s}$ ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพที่ $V_{O,buckboost} \geq 59 \text{ V}$, $V_{O,buckboost} \geq 56 \text{ V}$ และ $V_{O,buckboost} \geq 53 \text{ V}$ ตามลำดับ โดยเมื่อคิดเป็นค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่วงจรถ่ายแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์จะได้มีค่าเท่ากับ $P_{O,buckboost} \geq 87.03 \text{ W}$, $P_{O,buckboost} \geq 78.4 \text{ W}$ และ $P_{O,buckboost} \geq 78.4 \text{ W}$ ตามลำดับ ซึ่งพบว่ามีค่าต่ำกว่าพิกัดของระบบทั้ง 3 กรณี ดังนั้นการบรรเทาการขาดเสถียรภาพจะต้องมีการกำหนดค่า K_{FB} เพื่อให้ระบบสามารถใช้งานได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ การกำหนดค่า K_{FB} จะดำเนินการปรับเปลี่ยนค่า K_{FB} ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 7.27 ซึ่งพบว่าเมื่อค่า $K_{FB} = 3$ ระบบจะสามารถทำงานได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ที่ทุกแบนด์วิดท์ที่อยู่ในช่วง $150 \text{ rad/s} \leq \dot{S}_{nv} \leq 250 \text{ rad/s}$ ผลการวิเคราะห์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยค่า $K_{FB} = 3$ เมื่อพิจารณาที่พิกัดของระบบที่ค่าแบนด์วิดท์ $\dot{S}_{nv} = 150 \text{ rad/s}$, $\dot{S}_{nv} = 200 \text{ rad/s}$ และ $\dot{S}_{nv} = 250 \text{ rad/s}$ แสดงได้ดังรูปที่ 7.28

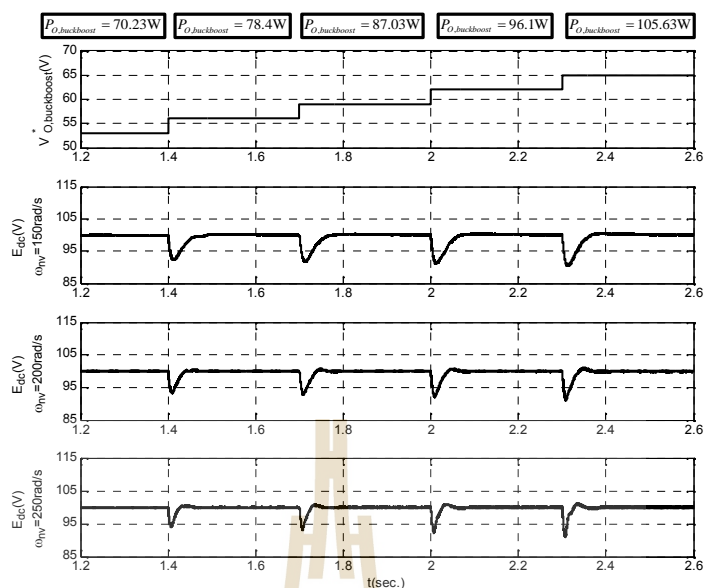


รูปที่ 7.28 ผลการบรรเทาการขาดเสถียรภาพเมื่อ $K_{FB} = 0$ และ $K_{FB} = 3$ ที่พิกัดของระบบ

การจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันผลการวิเคราะห์เสถียรภาพที่มีการกำหนดค่า $K_{FB} = 0$ และ $K_{FB} = 3$ แสดงได้ดังรูปที่ 7.29 และ 7.30 ตามลำดับ



รูปที่ 7.29 ผลการจำลองสถานการณ์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพเมื่อ $K_{FB} = 0$



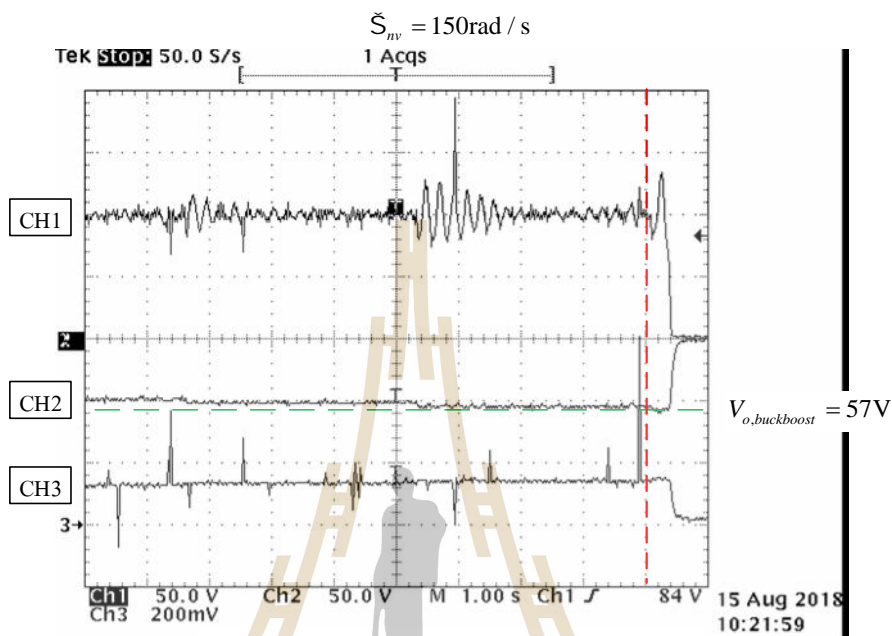
รูปที่ 7.30 ผลการจำลองสถานการณ์การบรรเทาการขาดเสถียรภาพเมื่อ $K_{FB} = 3$

จากผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 7.29 และ 7.30 พบว่าเมื่อกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ ให้กับลูบยกเล็กจะทำให้ระบบสามารถทำงานได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ ซึ่งในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพนี้ครอบคลุมแบนด์วิธในช่วง $150\text{rad/s} \leq \tilde{S}_{mv} \leq 250\text{rad/s}$ ในหัวข้อถัดไปจะนำเสนอผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพจากชุดทดสอบเพื่อให้มั่นใจได้ว่าทั้งผลการวิเคราะห์เสถียรภาพและผลการจำลองสถานการณ์ข้างต้นมีความถูกต้อง

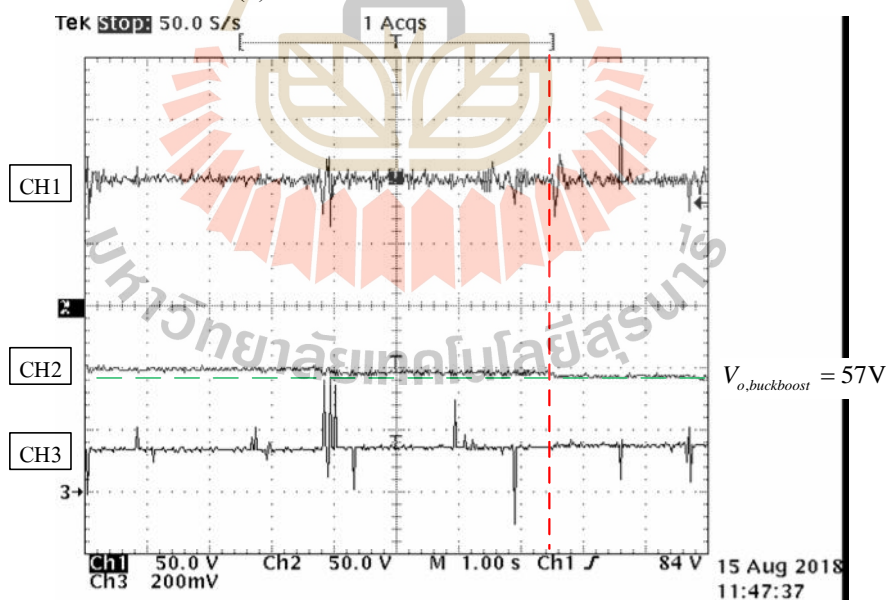
7.5 ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก

ในหัวข้อนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบักค์-บูสต์จากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในบทที่ 6 ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพกำหนดให้ใช้ค่า $K_{FB} = 3$ และ $\tilde{S}_c = 100\text{rad/s}$ ซึ่งการบรรเทาการขาดเสถียรภาพนี้จะดำเนินการตามแนวโน้มนที่ระบบเดิมเกิดการขาดเสถียรภาพที่ค่าแบนด์วิธตัวควบคุมมีค่าเท่ากับ 150rad/s , 200rad/s และ 250rad/s ผลการเปรียบเทียบระหว่างระบบที่มีไม่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพและระบบที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กแสดงได้ดังรูปที่ 7.31 ถึง 7.33 ตามลำดับ ซึ่งในรูปที่ 7.31 (ก), 7.32 (ก) และ 7.33 (ก) เป็นการทดสอบที่กำหนดค่า $K_{FB} = 0$ นั้นหมายถึงกรณีที่ยังไม่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพและในรูปที่ 7.31 (ข), 7.32 (ข) และ 7.33 (ข) เป็นการทดสอบที่มีการกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ นั้นหมายถึงกรณีที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กแล้ว ทั้งนี้

จะกำหนดให้สัญญาณแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรงแสดงในช่องสัญญาณ CH1 แรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคก์-บูสต์แสดงในช่องสัญญาณ CH2 และ CH3 ตามลำดับ

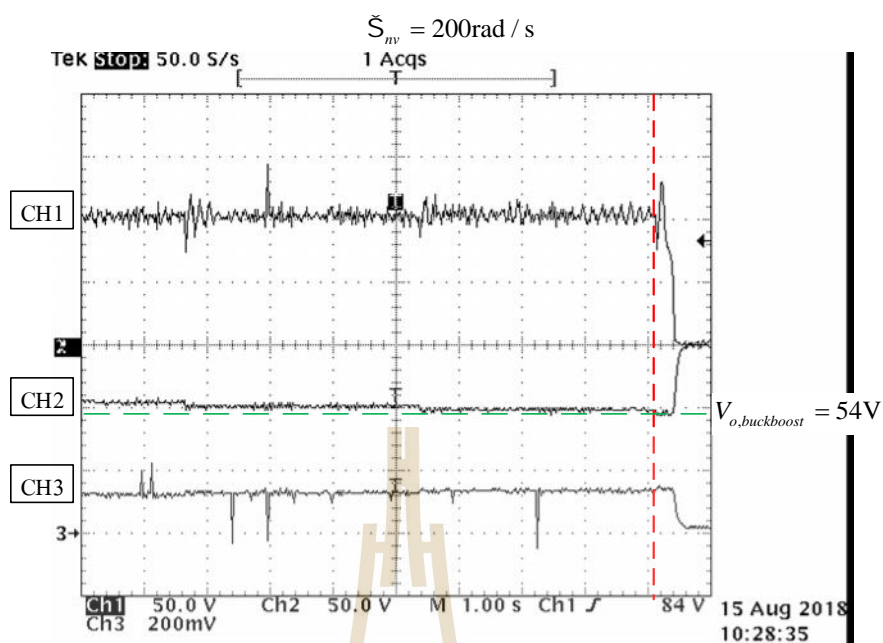


(ก) ระบบที่ไม่มีกลไกการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

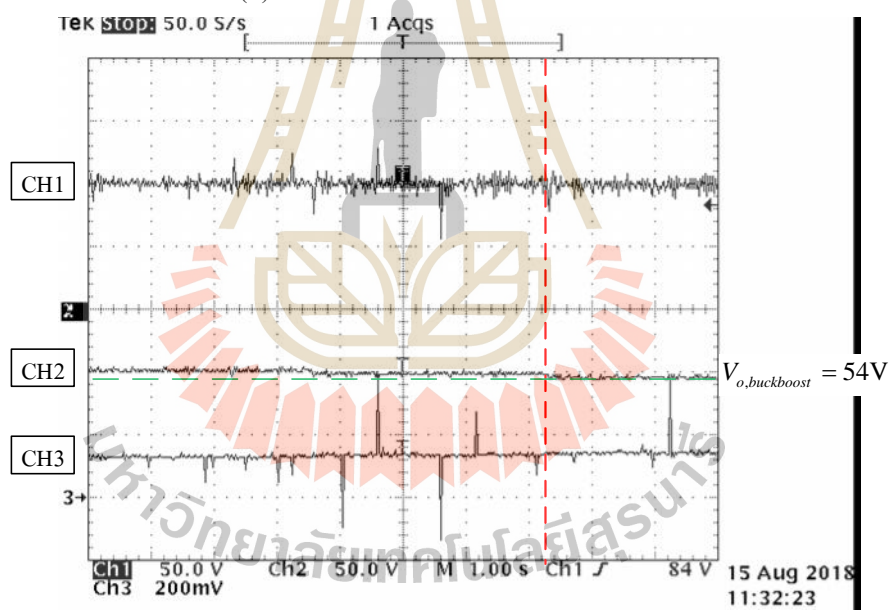


(ข) ระบบที่มีกลไกการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปลักษณ์

รูปที่ 7.31 ผลการทดสอบด้วยวิธีลูปลักษณ์ที่ค่าแบนด์วิธ $\dot{S}_{nv} = 150 \text{ rad/s}$

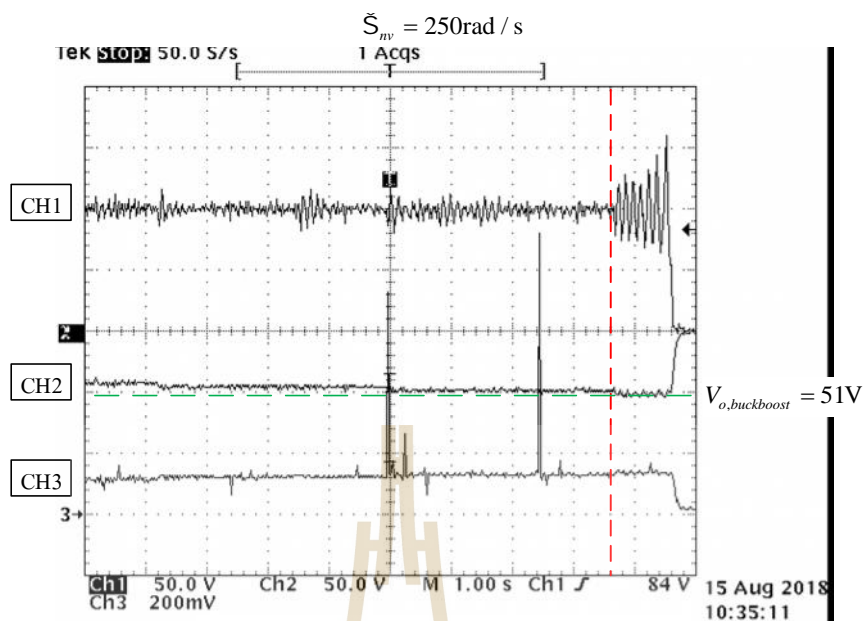


(ก) ระบบที่ไม่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

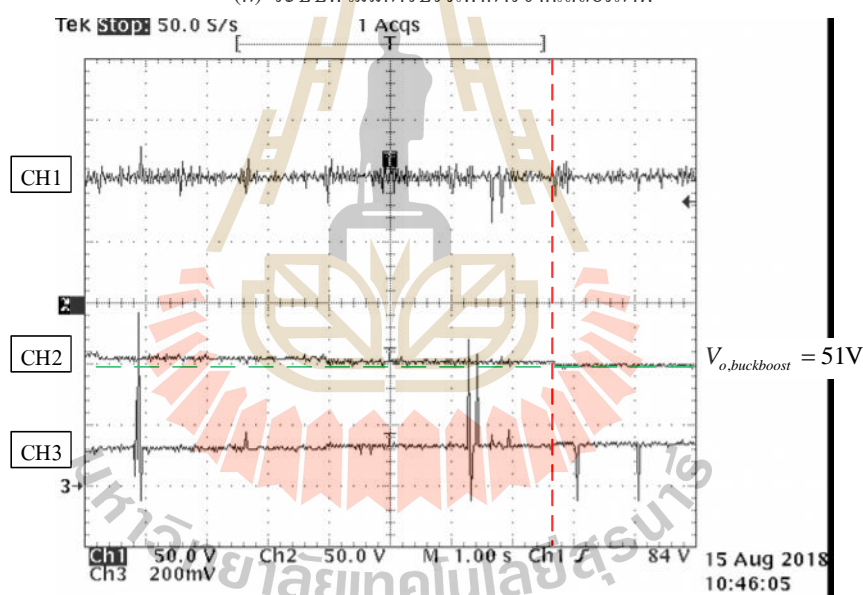


(ข) ระบบที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก

รูปที่ 7.32 ผลการทดสอบด้วยวิธีลูบยกเล็กที่ค่าแบนด์วิธ $\dot{S}_{mv} = 200 \text{ rad/s}$



(ก) ระบบที่ไม่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

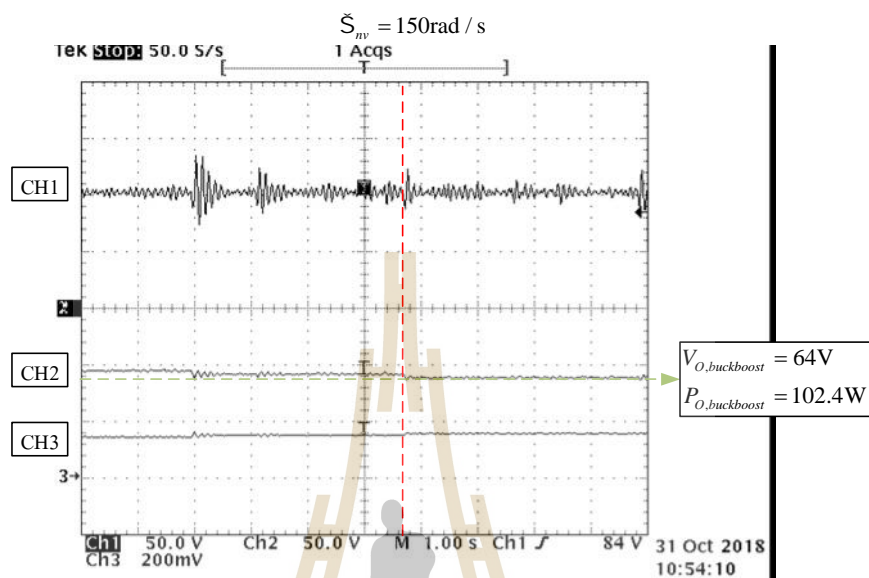


(ข) ระบบที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีชดเชยขดเล็ก

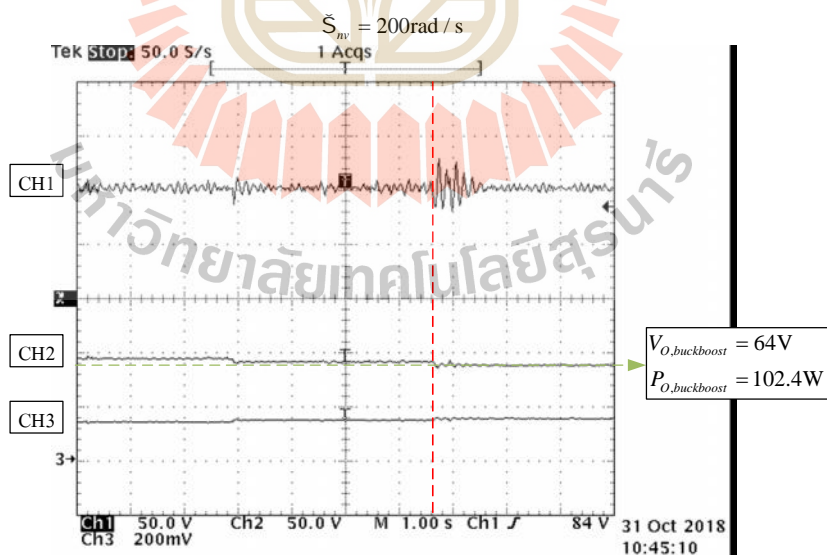
รูปที่ 7.33 ผลการทดสอบด้วยวิธีชดเชยขดเล็กที่ค่าแบนด์วิธ $\dot{S}_{mv} = 250 \text{ rad/s}$

จากผลการเปรียบเทียบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพในรูปที่ 7.31 ถึง 7.33 พบว่าวิธีชดเชยขดเล็กสามารถบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบได้อย่างชัดเจน การกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การชดเชยด้วยค่า $K_{FB} = 3$ นั้นหมายถึงระบบจำเป็นต้องใช้งานไดจนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ ซึ่งในที่นี้คือ $V_{O,buckboost} = 64\text{V}$ ซึ่งจะทำให้ได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์

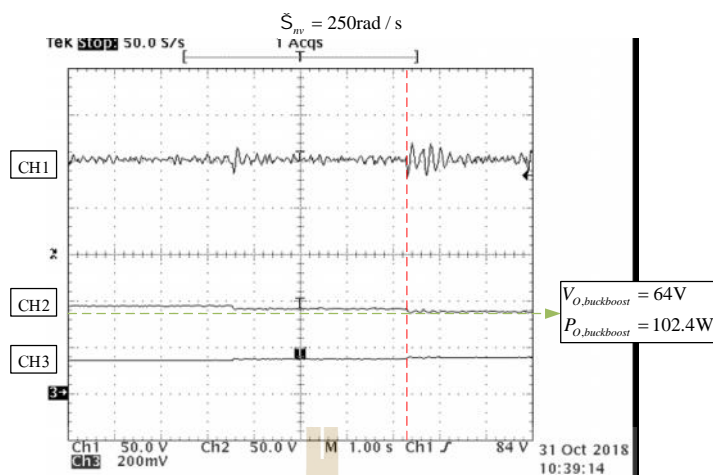
ที่เป็นโหลดของระบบมีค่า $P_{O,buckboost} = 102.4\text{W}$ ผลการทดสอบดังกล่าวที่ค่าแบนด์วิธตัวควบคุม มีค่าเท่ากับ 150, 200 และ 250 rad/s แสดงได้ดังรูปที่ 7.34 ถึง 7.36



รูปที่ 7.34 ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กด้วยค่า $K_{FB} = 3$ ที่ค่าแบนด์วิธ $\check{S}_{nv} = 150\text{rad/s}$



รูปที่ 7.35 ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กด้วยค่า $K_{FB} = 3$ ที่ค่าแบนด์วิธ $\check{S}_{nv} = 200\text{rad/s}$



รูปที่ 7.36 ผลการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปลอกเล็กด้วยค่า $K_{FB} = 3$ ที่ค่าแบนด์วิธ $\tilde{S}_{nv} = 250\text{rad/s}$

ผลการทดสอบในรูปที่ 7.34 ถึง 7.36 พบว่าระบบสามารถทำงานได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ตลอดย่านแบนด์วิธในช่วง $150\text{rad/s} \leq \tilde{S}_{nv} \leq 250\text{rad/s}$ ด้วยการกำหนดค่า $K_{FB} = 3$ ซึ่งเป็นการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปลอกเล็ก การทดสอบที่กล่าวมาข้างต้นสามารถยืนยันการประยุกต์ใช้วิธีการลูปลอกเล็กสำหรับบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กได้อย่างชัดเจน

7.6 สรุป

เนื้อหาในบทนี้ได้นำเสนอการทดสอบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต พฤติกรรมของโหลดดังกล่าวมีลักษณะเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ การบรรเทาการขาดเสถียรภาพจะพิจารณาเฉพาะกรณีเลวร้ายที่สุดของระบบ นั่นคือที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2 การบรรเทาการขาดเสถียรภาพดังกล่าวอาศัยวิธีลูปลอกเล็กที่มีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การชดเชย K_{FB} เพื่อให้ระบบสามารถใช้งานได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ ก่อนที่จะทำการทดสอบจำเป็นต้องมีการวิเคราะห์จุดเกิดการขาดเสถียรภาพของระบบผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้องเพื่อคาดเดาจุดที่ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพ หลังจากนั้นจึงประยุกต์ใช้วิธีลูปลอกเล็กสำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพซึ่งในขั้นแรกจะทำการวิเคราะห์ค่า K_{FB} ผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และยืนยันผลการวิเคราะห์ค่า K_{FB} ด้วยการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม MATLAB สำหรับผลการทดสอบจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นพบว่า การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปลอกเล็กสำหรับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กสามารถทำให้ระบบสามารถทำงานได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้ได้อย่างชัดเจนตลอดย่านแบนด์วิธที่อยู่ในช่วง $150\text{rad/s} \leq \tilde{S}_{nv} \leq 250\text{rad/s}$

บทที่ 8

สรุปและข้อเสนอแนะ

8.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอการบรรเทาการขาดเสถียรภาพสำหรับระบบ โครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้เริ่มจากการศึกษาค้นคว้าปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในอดีตที่ผ่านมาคือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กในส่วนของ การควบคุมระบบและสถาปัตยกรรมของระบบในรูปแบบต่าง ๆ ที่มีการใช้งาน รวมถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการตามรอยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ที่ทุกสภาวะการใช้งาน งานวิจัยดังกล่าวจะนำมาใช้เพื่อสรุปเป็นระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ นอกจากนี้ยังได้มีการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่มีผลต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง งานวิจัยที่เกี่ยวกับการวิเคราะห์เสถียรภาพ และสุดท้ายคืองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ ซึ่งผลงานวิจัยต่าง ๆ ในข้างต้นถือเป็นพื้นฐานและองค์ความรู้ที่สำคัญอย่างยิ่งในการนำมาประยุกต์ใช้สำหรับพัฒนางานวิจัยวิทยานิพนธ์ รายละเอียดผลงานดังกล่าวและการพัฒนาระบบสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 3 ซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญอย่างยิ่งสำหรับนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้เริ่มจากการพิจารณาระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กเมื่อมีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ การพิจารณาระบบดังกล่าวเป็นการพิจารณาที่ระบบไฟฟ้าแรงสูงที่ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส 220 V 50 Hz และมีระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงที่ 1500 V การคงค่าแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงจะอาศัยการควบคุมจรรยาแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางด้วยตัวควบคุมพีไอ สำหรับในส่วนของแหล่งพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ให้กำลังไฟฟ้าสูงสุด 102 kW มีแรงดันเอาต์พุตจากแหล่งพลังงานดังกล่าว ณ จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ 495 V ที่ค่าความเข้มแสง 1000 W/m² ซึ่งมีวงจรรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์เพื่อยกระดับแรงดันเอาต์พุตของแหล่งพลังงาน

ที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ให้สามารถเชื่อมต่อกับบัสไฟฟ้ากระแสตรง วงจรแปลงผันแบบบวสต์ที่ใช้ งานจะมีอัลกอริทึมในการตามรอยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดเพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ทุกสภาวะความ เข้มแสง โดยทั่วไปเมื่อทำการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ มีการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นสวิทช์ของวงจรจะทำให้ได้แบบการพิสูจน์แบบจำลองทาง คณิตศาสตร์ของระบบที่ขึ้นอยู่กับเวลาซึ่งมีความยุ่งยากและซับซ้อนเป็นอย่างมากสำหรับการ วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงได้อาศัยการผสมผสานระหว่างวิธีคิ วิศวกรรมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไปเพื่อให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้าที่ไม่ ขึ้นอยู่กับเวลาเหมาะสำหรับนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพ การตรวจสอบความถูกต้องของ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นใช้การจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB เปรียบเทียบผลการตอบสนองที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ พิสูจน์ขึ้น ผลการตรวจสอบความถูกต้องดังกล่าวแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนว่าแบบจำลองที่พิสูจน์ ขึ้นมีผลการตอบสนองที่ถูกต้องทั้งในสภาวะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว นอกจากนี้ยังได้พิจารณาโหลด กำลังไฟฟ้าคงตัวที่เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บวสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ตัว ควบคุมดังกล่าวใช้ตัวควบคุมพีไอที่มีการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อให้ ได้ผลการตอบสนองใกล้เคียงกับโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติมากที่สุด การดำเนินงานวิจัย วิทยานิพนธ์ในส่วนนี้ได้ทำการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีผลทางพลวัตของวงจรแปลง ผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บวสต์เข้าไปในแบบจำลอง การพิจารณาระบบดังกล่าวจะดำเนินการ พิจารณาที่ระดับแรงดันต่ำเพื่อให้มีระดับแรงดันที่ใกล้เคียงกับชุดทดสอบที่สร้างขึ้นใน ห้องปฏิบัติการที่ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส 20 V 50 Hz และมีการคงที่แรงดันบัส ไฟฟ้ากระแสตรงไว้ที่ 100 V การพิสูจน์แบบจำลองของระบบดังกล่าวก็จะอาศัยวิธีการที่ได้กล่าวไว้ ข้างต้น ผลการตรวจสอบความถูกต้องแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนว่าแม้มีการเพิ่มพลวัตของ โหลด เข้าไปในแบบจำลองก็ยังคงทำให้ผลการตอบสนองมีความถูกต้องทั้งในสภาวะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เมื่อพิจารณาพลวัตของโหลดพบว่าเมื่อมีการนำเอาพลวัต ของโหลดใส่ไว้ในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะทำให้แบบจำลองมีความซับซ้อนมาก ทั้งนี้การใช้ งานระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กไม่ได้มีโหลดเพียงตัวเดียว หากพิจารณาพลวัต ของโหลดทุกตัวก็จะยิ่งทำให้แบบจำลองมีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น ดังนั้นในการวิเคราะห์ เสถียรภาพและบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบในระดับแรงดันสูงที่ได้อธิบายในบทที่ 4 และ 5 จะอาศัยเพียงแบบจำลองที่ได้จากการพิจารณาโหลดเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ สำหรับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ได้นำเสนอการนำเอาพลวัตของโหลดแปลงผันแบบบัคค์- บวสต์ไว้ในแบบจำลองจะถูกนำมาใช้ในส่วนที่เป็นผลการวิเคราะห์และบรรเทาการขาดเสถียรภาพ

จากชุดทดสอบเท่านั้น ซึ่งการวิเคราะห์และบรรเทาการขาดเสถียรภาพของชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะพิจารณาแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรงในระดับแรงต่ำ

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้ทฤษฎีบทค่าเจาะจง การหาค่าเจาะจงของระบบสามารถหาได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่ขึ้นอยู่กับเวลา แต่จากการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในบทที่ 3 นั้นยังเป็นแบบจำลองที่ยังไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถทำให้เป็นเชิงเส้นได้โดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง การใช้วิธีดังกล่าวจะทำให้ได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของระบบที่มีจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ รายละเอียดเมทริกซ์ดังกล่าวจะปรากฏพจน์ตัวแปรที่ต้องคำนวณค่าในสถานะอยู่ตัว ซึ่งค่าต่าง ๆ เหล่านี้ที่อยู่ในเมทริกซ์จะมีการเปลี่ยนแปลงไปตามจุดการทำงานจาโคเบียนเมทริกซ์ไปคำนวณตามสมการที่ได้อธิบายไว้แล้วอย่างละเอียดในบทที่ 4 ซึ่งระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพก็ต่อเมื่อคู่โพลเด่นของระบบมีการเลื่อนไปอยู่ทางฝั่งขวาของระนาบ S การตรวจสอบความถูกต้องของการวิเคราะห์เสถียรภาพจะดำเนินการจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB ผลการจำลองสถานการณ์ยืนยันผลการวิเคราะห์การขาดเสถียรภาพได้อย่างชัดเจน ในส่วนของผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงของแหล่งพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์พบว่ายิ่งค่าความเข้มแสงตกกระทบแหล่งพลังงานดังกล่าวระบบจะยังมีเสถียรภาพ แต่อย่างไรก็ตามในเวลาที่เหมาะสมค่าความเข้มแสงอาทิตย์หรือในเวลากลางคืนอาจทำให้ระบบไม่ได้รับพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ส่งผลให้ระบบอาจเกิดการขาดเสถียรภาพจึงมีความจำเป็นที่ต้องอาศัยการบรรเทาการขาดเสถียรภาพเพื่อให้มั่นใจได้ว่าระบบสามารถทำงานได้ถึงพิกัดที่ตั้งไว้แม้ในสถานะที่ไม่มีค่าความเข้มแสง นอกจากนี้ยังได้นำเสนอผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิธของตัวควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง ผลการวิเคราะห์แนวโน้มการเกิดการขาดเสถียรภาพพบว่าหากค่าแบนด์วิธของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางมีค่ามากขึ้นจะยิ่งทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพได้เร็วขึ้น การวิเคราะห์แนวโน้มการขาดเสถียรภาพดังกล่าวเป็นส่วนที่นักออกแบบตัวควบคุมควรคำนึงถึงจุดเหมาะสมในการออกแบบตัวควบคุมเนื่องจากเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ส่งผลกระทบต่อเกิดการขาดเสถียรภาพเป็นอย่างมาก

เนื้อหาการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ที่ผ่านมาเป็นส่วนที่สำคัญอย่างยิ่งที่ทำให้ทราบถึงจุดที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพ แต่การวิเคราะห์การขาดเสถียรภาพเป็นเพียงการคาดเดาจุดที่ระบบจะเกิดการขาดเสถียรภาพเพื่อหลีกเลี่ยงการใช้งาน ณ จุดดังกล่าว ทั้งนี้จุดที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพอาจอยู่ภายใต้พิกัดของระบบที่ตั้งไว้และเพื่อให้สามารถใช้งานระบบได้จนถึงพิกัดจึง

จำเป็นที่จะต้องมีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพ เนื้อหาในส่วนของ การบรรเทาการขาดเสถียรภาพ ได้อธิบายอย่างละเอียดแล้วในบทที่ 5 ซึ่งจะพิจารณาเฉพาะกรณีเลวร้ายที่สุดในที่นี้คือกรณีที่ไม่มีค่าความเข้มแสงเนื่องจากเป็นกรณีที่มีความเสี่ยงสูงที่อาจเกิดขึ้นได้ การบรรเทาการขาดเสถียรภาพในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ใช้วิธีลูบยกเล็กมาประยุกต์ใช้กับระบบไฟฟ้าที่พิจารณา การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีดังกล่าวสามารถชดเชยผลกระทบที่เกิดขึ้นจากโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวได้โดยตรง อีกทั้งยังไม่จำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์สวิตช์หรืออุปกรณ์ตรวจวัดเข้าไปในระบบแต่จะอาศัยการเพิ่มลูบตัวชดเชยเข้าไปในลูบตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่มีอยู่เดิม การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีดังกล่าวยืนยันได้จากผลการจำลองสถานการณ์บน โปรแกรมคอมพิวเตอร์ การเลือกค่าสัมประสิทธิ์ตัวชดเชยของวิธีลูบยกเล็ก (K_{FB}) เพื่อให้บรรเทาการขาดเสถียรภาพได้จนถึงพิกัดของระบบจะอาศัยการอ่านค่าจากเส้นแนวโน้มการขาดเสถียรภาพ (instability line) ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า K_{FB} จากนั้นทำการเลือกค่าที่ทำให้เส้นแนวโน้มดังกล่าวครอบคลุมการใช้งานระบบจนถึงพิกัดที่ทุกย่านแบนด์วิธของตัวควบคุม ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ตัวชดเชยสามารถทำให้ระบบสามารถใช้งานได้ถึงพิกัดที่ตั้งไว้ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอในการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูบ (hardware in loop) เพื่อยืนยันการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูบนี้ยังสามารถช่วยยืนยันการเขียนโปรแกรมตัวควบคุมของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่จะนำไปใช้งานจริงได้โดยไม่เกิดความผิดพลาดอันเนื่องมาจากการเขียนโปรแกรม ผลการจำลองสถานการณ์ด้วยบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB และการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์แสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนว่าการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กที่มีการกำหนดค่า K_{FB} สามารถบรรเทาการขาดเสถียรภาพทำให้ระบบสามารถใช้งานได้ถึงพิกัดที่ตั้งไว้และยังทำให้ผลการตอบสนองในสภาวะปกติของระบบมีผลการตอบสนองที่ดีขึ้นในสภาวะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว

การสร้างชุดทดสอบสำหรับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โหลดดังกล่าวจะใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตซึ่งมีพฤติกรรมเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว ในส่วนของชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะดำเนินการพิจารณาเฉพาะในสภาวะเลวร้ายที่สุดของระบบ ในสภาวะดังกล่าวจะไม่มีกำลังไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ ดังนั้นระบบที่พิจารณาสำหรับสร้างชุดทดสอบไม่พิจารณาในส่วนที่เป็นแหล่งพลังงานที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ รายละเอียดการสร้างชุดทดสอบนี้เป็นเนื้อหาในบทที่ 6 โดยในเบื้องต้นได้ดำเนินการอธิบายอุปกรณ์ของแต่ละวงจรที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ประกอบด้วย วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางทำหน้าที่

เชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุลและบัสไฟฟ้ากระแสตรง วงจรดังกล่าวยังทำหน้าที่ในการควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงให้มีค่าคงที่ ลำดับถัดมาเป็นส่วนของโหลด นั่นคือวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุต รายละเอียดส่วนที่เหลือในบทที่ 6 เป็นการอธิบายวงจรต่าง ๆ ได้แก่ วงจรแหล่งจ่ายไฟสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ วงจรตรวจวัดแรงดัน วงจรตรวจวัดกระแส วงจรปรับแต่งสัญญาณ และวงจรจับเกท ตามลำดับ การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น Arduino Mega2560 เป็นตัวควบคุมการทำงาน และสำหรับในส่วนของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางจะใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น TMSDOCK28335 ของบริษัท Texas Instruments ที่ให้ความไวในการประมวลผลที่เพียงพอสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง ทั้งนี้ความไวของบอร์ดยังเพียงพอที่จะสามารถโปรแกรมการบรรเทาการขาดเสถียรภาพได้อีกด้วยรายละเอียดของการโปรแกรมได้นำเสนอไว้แล้วสำหรับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป สำหรับการโปรแกรมตัวควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางนี้ถือว่ามีความสำคัญมากเนื่องจากมีรูปแบบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กที่ถูกชดเชยเข้าไปในลูบควบคุมที่มีอยู่เดิมนั้นหมายถึงการชดเชยการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณานี้จะถูกเขียนเป็นโปรแกรมตัวควบคุมที่มีการกำหนดทั้งค่า K_{FB} และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีโอไว้ภายในบอร์ด TMSDOCK28335 นอกจากนี้เนื้อหาในบทที่ 6 ยังได้นำเสนอผลการควบคุมชุดทดสอบที่สร้างขึ้นทั้งในส่วนของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางและวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบัคค์-บูสต์ที่นำมาใช้เป็นโหลดของระบบ

ในลำดับสุดท้ายของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอผลการทดสอบการขาดเสถียรภาพและการบรรเทาการขาดเสถียรภาพจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการซึ่งนำเสนอเนื้อหาไว้ในบทที่ 7 โดยได้กำหนดพิกัดของระบบที่ใช้งานไว้ที่ 100 W หลังจากนั้นทำการวิเคราะห์เสถียรภาพจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ขึ้นเพื่อเปรียบเทียบกับผลจากชุดทดสอบ ผลการทดสอบพบว่าระบบมีแนวโน้มการขาดเสถียรภาพเป็นไปในทิศทางเดียวกันกับการวิเคราะห์เสถียรภาพทางทฤษฎี เมื่อทราบจุดที่เกิดการขาดเสถียรภาพจึงได้ประยุกต์ใช้วิธีลูบยกเล็กเพื่อบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบดังกล่าวให้สามารถใช้งานได้ถึงพิกัดที่ตั้งไว้ ผลการจำลองสถานการณ์และผลจากชุดทดสอบให้ข้อสรุปที่สอดคล้องและคล้อยตามกัน ทั้งนี้ผลจากชุดทดสอบสามารถยืนยันได้อย่างชัดเจนว่าการประยุกต์ใช้วิธีลูบยกเล็กที่มีการกำหนดค่า K_{FB} สามารถบรรเทาการขาดเสถียรภาพได้ถึงพิกัดตลอดย่านแบนด์วิธ $150\text{rad/s} \leq \dot{S}_{nv} \leq 250\text{rad/s}$ ซึ่งเป็นย่านแบนด์วิธที่นำมาใช้ออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง

8.2 จุดเด่นของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กด้วยวิธีลูบยกเล็ก การบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีดังกล่าวไม่จำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์ใด ๆ เข้าไปในระบบ ซึ่งเมื่อนำวิธีลูบยกเล็กมาประยุกต์ใช้กับระบบไฟฟ้าที่พิจารณาจะอาศัยเพียงการเขียน โปรแกรมเพื่อเพิ่มตัวชดเชยเข้าไปในรูปควบคุมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่มีอยู่เดิม อีกทั้งงานวิจัยในอดีตยังไม่เคยปรากฏการประยุกต์ใช้วิธีการดังกล่าวกับระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กมาก่อน ผลการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กจากชุดทดสอบยืนยัน ได้อย่างชัดเจนถึงความสามารถในการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบได้จนถึงพิกัดที่ตั้งไว้

8.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

- งานวิจัยในอนาคตควรมีการพิจารณาระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่สอดคล้องกับโครงสร้างที่มีสถาปัตยกรรมสมัยใหม่ เช่น ระบบสถานีชาร์จรถยนต์ไฟฟ้า ระบบฟาร์มของแหล่งพลังงานทดแทนอื่น เป็นต้น
- งานวิจัยในอนาคตควรมีการวิเคราะห์เสถียรภาพได้ด้วยวิธีการของมิตเดิลบรูคส์ซึ่งสามารถทำให้เป็นพจน์ทั่วไปเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหนดของระบบ เนื่องจากจะเห็นได้ว่าวิธีการค่าเจาะจงนี้เมื่อมีการนำเอาพลวัตของโหนดใส่ในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะทำให้แบบจำลองมีความซับซ้อนเป็นอย่างมาก หากระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีโหนดมากกว่า 1 ตัว จะทำให้การพิสูจน์แบบจำลองมีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น
- งานวิจัยในอนาคตควรมีการวิเคราะห์เสถียรภาพจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยวิธีการโดยตรงของเลียปูนอฟ (Lyapunov's direct method) เพื่อให้ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพมีความหลากหลายและสามารถประมาณขอบเขตการมีเสถียรภาพได้
- การโปรแกรมตัวควบคุมฟิวของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็กในอนาคตอาจสร้างวงจรการเปรียบเทียบแบบอนาล็อกแทนการสร้างสัญญาณ PWM จากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ เนื่องจากจะทำให้สัญญาณตัวควบคุม PWM สำหรับวงจรแปลงผันดังกล่าวมีความต่อเนื่องทางเวลามากกว่าสัญญาณที่ได้จากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

รายการอ้างอิง

- กองพัน อารีรักษ์ (2560). ระบบควบคุม (control systems). มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์ (2557). การออกแบบตัวควบคุมฟิชซีแบบปรับตัวสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานในระบบสามเฟสสมดุล. วิทยานิพนธ์ปริญญาคุชฎีบัณฑิต. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- พลสิทธิ์ สานติประพันธ์ (2559). การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับเรโซแนนท์เชิงปรับตัวสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟในระบบสามเฟสสี่สาย. วิทยานิพนธ์ปริญญาคุชฎีบัณฑิต. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ถาวร หินซุย (2558). อินเวอร์เตอร์พีวีเชื่อมต่อกรีดสองภาคเฟสเดียวที่มีเอ็มพีพีทีชนิดโหมดการเลื่อน. วิทยานิพนธ์ปริญญาโท. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- รังสรรค์ ชาญพิทยากิจ (2557). การออกแบบตัวควบคุมและการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซีที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์. วิทยานิพนธ์ปริญญาโท. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ภักดี สวัสดิ์นะที (2556). การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม. วิทยานิพนธ์ปริญญาโท. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- Abdelsalam, A. K., A. M. Massoud, S. Ahmed and P. N. Enjeti (2011). "High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids." IEEE Transactions on Power Electronics 26(4): 1010-1021.
- Alrikabi, N. K. M. A. (2014). "Renewable Energy Types." Journal of Clean Energy Technologies Vol.2(1): 61-64.
- Areerak, K., S. V. Bozhko, G. M. Asher and D. W. P. Thomas (2008). DQ-transformation approach for modelling and stability analysis of AC-DC power system with controlled PWM rectifier and constant power loads. 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference.

- Areerak, K. N., S. V. Bozhko, G. M. Asher, L. D. Lillo and D. W. P. Thomas (2012). "Stability Study for a Hybrid AC-DC More-Electric Aircraft Power System." *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 48(1): 329-347.
- Areerak, K., S. V. Bozhko, L. d. Lillo, G. M. Asher, D. W. P. Thomas, A. Watson and T. Wu (2009). The stability analysis of AC-DC systems including actuator dynamics for aircraft power systems. 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications.
- Areerak, K., T. Kulworawanichpong and S. Sujitjorn (2004). *Moving Towards a New Era of Intelligent Protection Through Digital Relaying in Power Systems*, Berlin, Heidelberg, Springer Berlin Heidelberg.
- Areerak, K., T. Sopapirm, S. Bozhko, C. I. Hill, A. Suyapan and K. Areerak (2018). "Adaptive Stabilization of Uncontrolled Rectifier Based AC-DC Power Systems Feeding Constant Power Loads." *IEEE Transactions on Power Electronics* 33(10): 8927-8935.
- Areerak, K., T. Wu, S. V. Bozhko, G. M. Asher and D. W. P. Thomas (2011). "Aircraft Power System Stability Study Including Effect of Voltage Control and Actuators Dynamic." *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 47(4): 2574-2589.
- Baghrmian, A. and A. J. Forsyth (2004). Averaged-value models of twelve-pulse rectifiers for aerospace applications. Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004).
- C. Rivetta, G. A. Williamson and A. Emadi (2005). Constant power loads and negative impedance instability in sea and undersea vehicles: statement of the problem and comprehensive large-signal solution. *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2005.
- Cespedes, M., L. Xing and J. Sun (2011). "Constant-Power Load System Stabilization by Passive Damping." *IEEE Transactions on Power Electronics* 26(7): 1832-1836.
- Coughlan, Y., P. Smith, A. Mullane and M. O. Malley (2007). "Wind Turbine Modelling for Power System Stability Analysis—A System Operator Perspective." *IEEE Transactions on Power Systems* 22(3): 929-936.
- D. Boroyevich, I. Cvetkovic, D. Dong, R. Burgos, F. Wang and F. Lee (2010). Future electronic power distribution systems a contemplative view. 2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment.

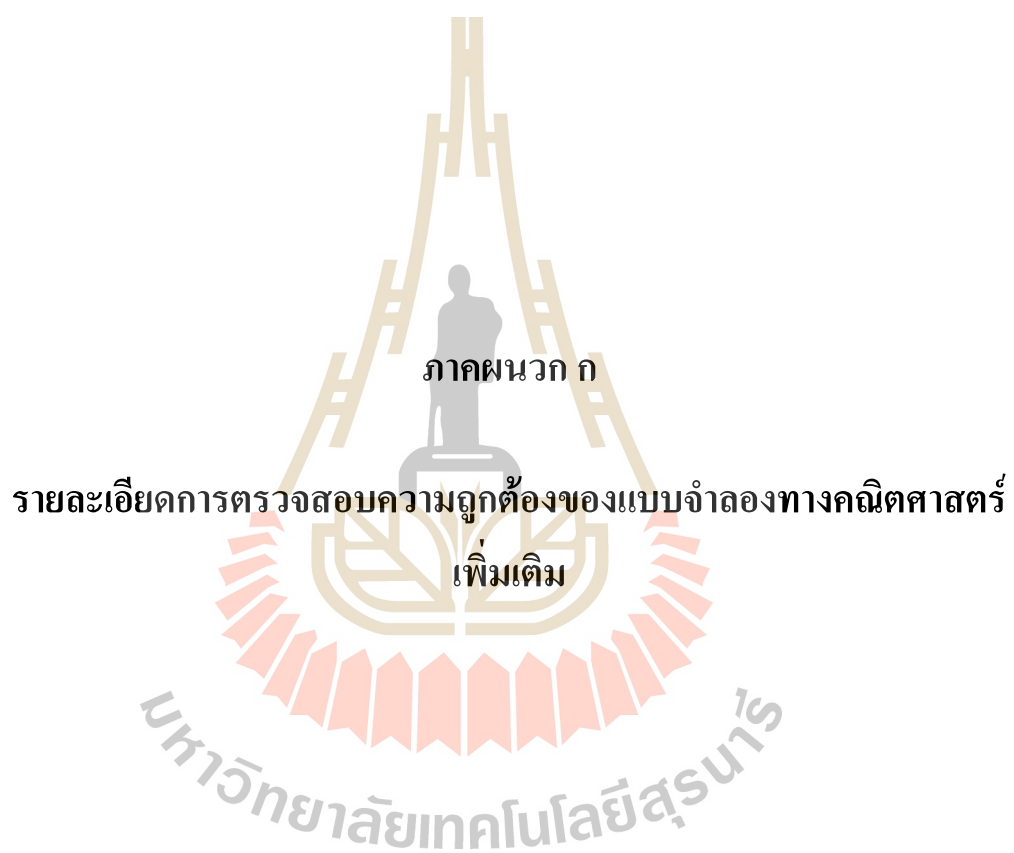
- Emadi, A. (2001). Modelling and analysis of multi-converter DC power electronic systems using the generalized state space averaging method. Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE.
- Emadi, A. (2004). "Modeling of power electronic loads in AC distribution systems using the generalized State-space averaging method." IEEE Transactions on Industrial Electronics 51(5): 992-1000.
- Emadi, A., M. Ehsani and J. M. Miller (2003). Electric and Hybrid Electric Vehicles. Vehicular Electric Power Systems, CRC Press.
- Emadi, A., J. P. Johnson and M. Ehsani (2000). "Stability analysis of large DC solid-state power systems for space." IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine 15(2): 25-30.
- Emadi, A., A. Khaligh, C. H. Rivetta and G. A. Williamson (2006). "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives." IEEE Transactions on Vehicular Technology 55(4): 1112-1125.
- Gruzs, T. M. and J. Hall (2000). AC, DC or hybrid power solutions for today's telecommunications facilities. INTELEC. Twenty-Second International Telecommunications Energy Conference (Cat. No.00CH37131).
- Han, L., J. Wang and D. Howe (2007). State-space average modelling of 6- and 12-pulse diode rectifiers. 2007 European Conference on Power Electronics and Applications.
- Jiang, Z. and R. A. Dougal (2006). "A Compact Digitally Controlled Fuel Cell/Battery Hybrid Power Source." IEEE Transactions on Industrial Electronics 53(4): 1094-1104.
- Jianping, X. and C. Q. Lee (1998). "A unified averaging technique for the modeling of quasi-resonant converters." IEEE Transactions on Power Electronics 13(3): 556-563.
- Jusoh, A. B. (2004). The instability effect of constant power loads. PECon 2004. Proceedings. National Power and Energy Conference, 2004.
- Kazemlou, S. and S. Mehraeen (2014). "Decentralized Discrete-Time Adaptive Neural Network Control of Interconnected DC Distribution System." IEEE Transactions on Smart Grid 5(5): 2496-2507.

- Kim, S. and S. S. Williamson (2011). Negative impedance instability compensation in more electric aircraft DC power systems using state space pole placement control. 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference.
- Kwasinski, A. (2011). "Quantitative Evaluation of DC Microgrids Availability: Effects of System Architecture and Converter Topology Design Choices." IEEE Transactions on Power Electronics 26(3): 835-851.
- Lipo, T. A. and P. C. Krause (1969). "Stability Analysis of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive." IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-88(1): 55-66.
- Liutanakul, P., A. B. Awan, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh and F. Meibody-Tabar (2010). "Linear Stabilization of a DC Bus Supplying a Constant Power Load: A General Design Approach." IEEE Transactions on Power Electronics 25(2): 475-488.
- Logue, D. L. and P. T. Krein (2001). Preventing instability in DC distribution systems by using power buffering. 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230).
- Mahdavi, J., A. Emaadi, M. D. Bellar and M. Ehsani (1997). "Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach." IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications 44(8): 767-770.
- Marx, D., P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici and B. Davat (2012). "Large Signal Stability Analysis Tools in DC Power Systems With Constant Power Loads and Variable Power Loads—A Review." IEEE Transactions on Power Electronics 27(4): 1773-1787.
- MIDDLEBROOK, R. D. (1976). "Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators." IEEE Industry Applications Society Annual Meeting: 366-382.
- Mohamed, Y. A. R. I., A. A. A. Radwan and T. K. Lee (2012). "Decoupled Reference-Voltage-Based Active DC-Link Stabilization for PMSM Drives With Tight-Speed Regulation." IEEE Transactions on Industrial Electronics 59(12): 4523-4536.
- Mohsenian-Rad, H. and A. Davoudi (2013). Optimal demand response in DC distribution networks. 2013 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm).
- Mohan, N. and T. M. Undeland (2007). "Power electronics: converters, applications, and design," Wiley India.

- Ohyama, K. and K. Shinohara (2000). "Small-signal stability analysis of vector control system of induction motor without speed sensor using synchronous current regulator." *IEEE Transactions on Industry Applications* 36(6): 1669-1675.
- Pai, M. A. and P. W. Sauer (1989). "Stability analysis of power systems by Lyapunov's direct method." *IEEE Control Systems Magazine* 9(1): 23-27.
- Pakdeeto, J., K.-N. Areerak and K.-L. Areerak (2018). "Modelling and Stability Analysis of AC-DC Power Systems Feeding a Speed Controlled DC Motor." *Journal of Electrical Engineering & Technology* 13(4): 1566-1577.
- Pakdeeto, J., R. Chanpittayagit, K.-N. Areerak and K.-L. Areerak (2017). "The Optimal Controller Design of Buck-Boost Converter by using Adaptive Tabu Search Algorithm Based on State-Space Averaging Model." *Journal of Electrical Engineering & Technology* Volume 12(3): 1146-1155.
- Pit-Leong, W., F. C. Lee and Z. Xunwei (2001). "Stability study of PC power system." *IEEE Transactions on Industry Applications* 37(1): 73-80.
- Radwan, A. A. A. and Y. A. R. I. Mohamed (2012). "Linear Active Stabilization of Converter-Dominated DC Microgrids." *IEEE Transactions on Smart Grid* 3(1): 203-216.
- Rahimi, A. M. and A. Emadi (2009). "Active Damping in DC/DC Power Electronic Converters: A Novel Method to Overcome the Problems of Constant Power Loads." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56(5): 1428-1439.
- Rahimi, A. M., G. A. Williamson and A. Emadi (2010). "Loop-Cancellation Technique: A Novel Nonlinear Feedback to Overcome the Destabilizing Effect of Constant-Power Loads." *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 59(2): 650-661.
- Rim, C. T., N. S. Choi, G. C. Cho and G. H. Cho (1994). "A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-Q transformation." *IEEE Transactions on Power Electronics* 9(4): 390-396.
- Rim, C. T., D. Y. Hu and G. H. Cho (1990). "Transformers as equivalent circuits for switches: general proofs and D-Q transformation-based analyses." *IEEE Transactions on Industry Applications* 26(4): 777-785.
- Rivetta, C., G. A. Williamson and A. Emadi (2005). "Constant power loads and negative impedance instability in sea and undersea vehicles: statement of the problem and

- comprehensive large-signal solution. IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2005.
- Saint, B. (2012). Update on IEEE 1547 Series of Standards for distributed resources interconnection. PES T&D 2012.
- Sanders, S. R., J. M. Noworolski, X. Z. Liu and G. C. Verghese (1991). "Generalized averaging method for power conversion circuits." IEEE Transactions on Power Electronics 6(2): 251-259.
- Seddik Bacha, I. M., Antoneta Iuliana (2014). "Power Electronics Converters Modeling and Control: With Case Studies." Advanced Textbooks in Control and Signal Processing.
- Serban, E., M. Ordonez and C. Pondiche (2015). "DC-Bus Voltage Range Extension in 1500 V Photovoltaic Inverters." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics 3(4): 901-917.
- Shafiee, Q., T. Dragičević, J. C. Vasquez and J. M. Guerrero (2014). "Hierarchical Control for Multiple DC-Microgrids Clusters." IEEE Transactions on Energy Conversion 29(4): 922-933.
- Soo-Bin, H., C. Nam-Sup, R. Chun-Taik and C. Gyu-Hyeong (1998). "Modeling and analysis of static and dynamic characteristics for buck-type three-phase PWM rectifier by circuit DQ transformation." IEEE Transactions on Power Electronics 13(2): 323-336.
- Sudhoff, S. D. and O. Wasynczuk (1993). "Analysis and average-value modeling of line-commutated converter-synchronous machine systems." IEEE Transactions on Energy Conversion 8(1): 92-99.
- T. Dragicevic, S. Sucic, J. C. Vasquez and J. M. Guerrero (2014). "Flywheel-Based Distributed Bus Signalling Strategy for the Public Fast Charging Station." IEEE Transactions on Smart Grid 5(6): 2825-2835.
- T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez and J. M. Guerrero (2016). "DC Microgrids ;Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques." IEEE Transactions on Power Electronics 31(7): 4876-4891.
- T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez and J. M. Guerrero (2016). "DC Microgrids ;Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues." IEEE Transactions on Power Electronics 31(5): 3528-3549.

- Tahim, A. P. N., D. J. Pagano, E. Lenz and V. Stramosk (2015). "Modeling and Stability Analysis of Islanded DC Microgrids Under Droop Control." *IEEE Transactions on Power Electronics* 30(8): 4597-4607.
- Uan-Zo-li, A., R. P. Burgos, F. Lacaux, F. Wang and D. Boroyevich (2004). Assessment of multipulse converter average models for stability studies using a quasistationary small-signal technique. The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004.
- Wang, J. and D. Howe (2008). "A Power Shaping Stabilizing Control Strategy for DC Power Systems With Constant Power Loads." *IEEE Transactions on Power Electronics* 23(6): 2982-2989.
- Weaver, W. W. and P. T. Krein (2009). "Optimal Geometric Control of Power Buffers." *IEEE Transactions on Power Electronics* 24(5): 1248-1258.
- Wen, B., D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli and Z. Shen (2015). "Small-Signal Stability Analysis of Three-Phase AC Systems in the Presence of Constant Power Loads Based on Measured d-qFrame Impedances." *IEEE Transactions on Power Electronics* 30(10): 5952-5963.
- Wildrick, C. M., F. C. Lee, B. H. Cho and B. Choi (1995). "A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system." *IEEE Transactions on Power Electronics* 10(3): 280-285.
- Wu, M. and D. D. C. Lu (2015). "A Novel Stabilization Method of LC Input Filter With Constant Power Loads Without Load Performance Compromise in DC Microgrids." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62(7): 4552-4562.
- Zhang, X., D. M. Vilathgamuwa, K. J. Tseng, B. S. Bhangu and C. J. Gajanayake (2013). "Power Buffer With Model Predictive Control for Stability of Vehicular Power Systems With Constant Power Loads." *IEEE Transactions on Power Electronics* 28(12): 5804-5812.
- Zhang, X., L. Xu, Z. Zheng, K. Wang and Y. Li (2016). Active damping based stability improvement methods on source side for more electric aircraft. 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe).



ภาคผนวก ก

รายละเอียดการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

เพิ่มเติม

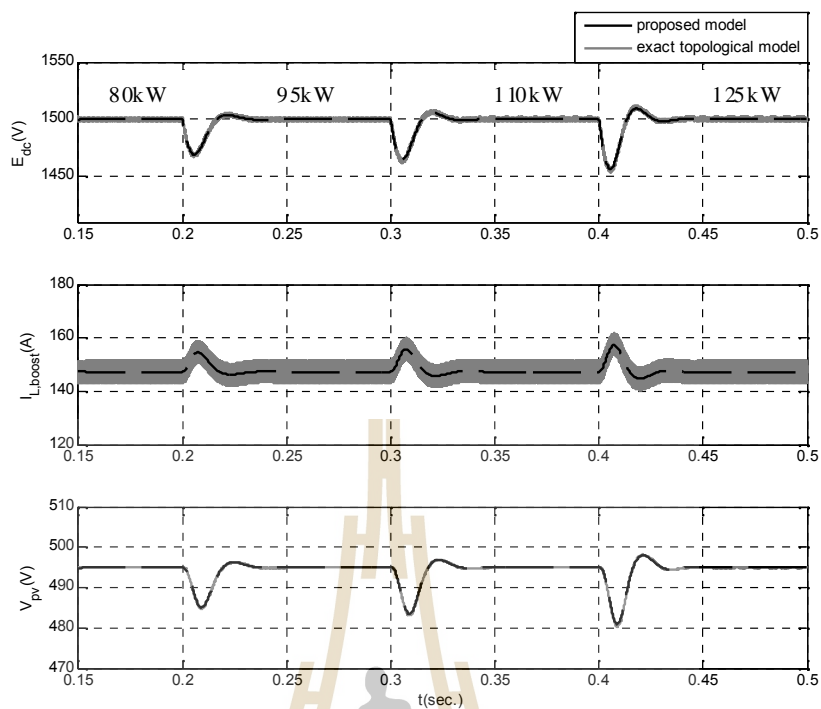
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



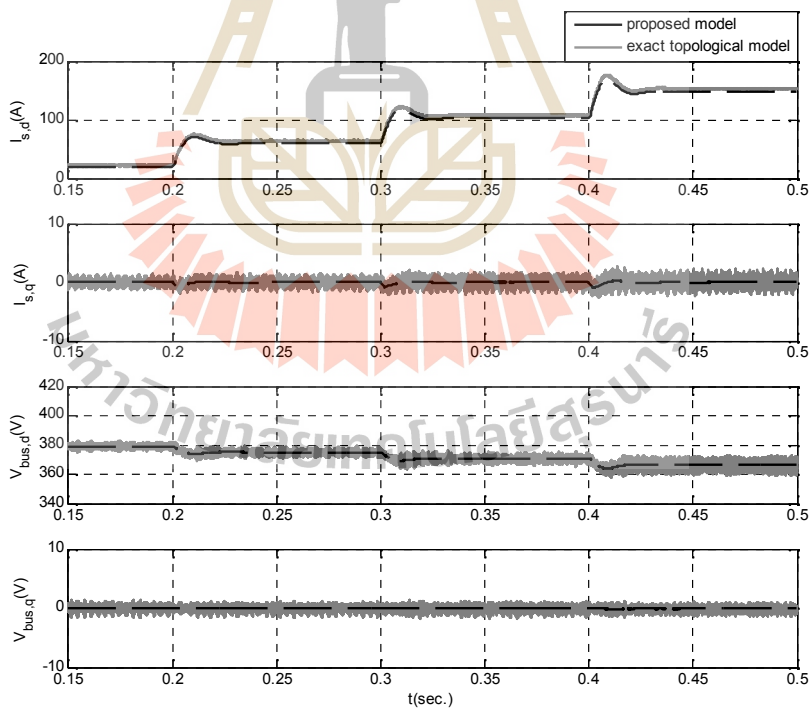
ภาคผนวก ก.1

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในสมการที่ (3-46)
ที่สภาวะความเข้มแสง 750 W/m^2 , 500 W/m^2 และ 0 W/m^2

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

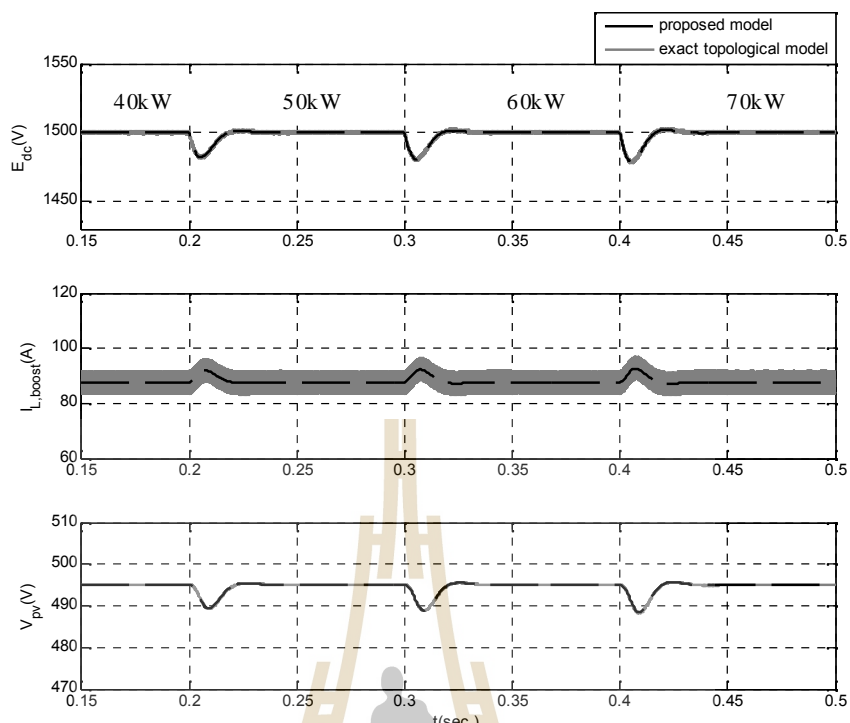


ก) ผลการตอบสนองของ E_{dc} , I_{boost} และ V_{pv}

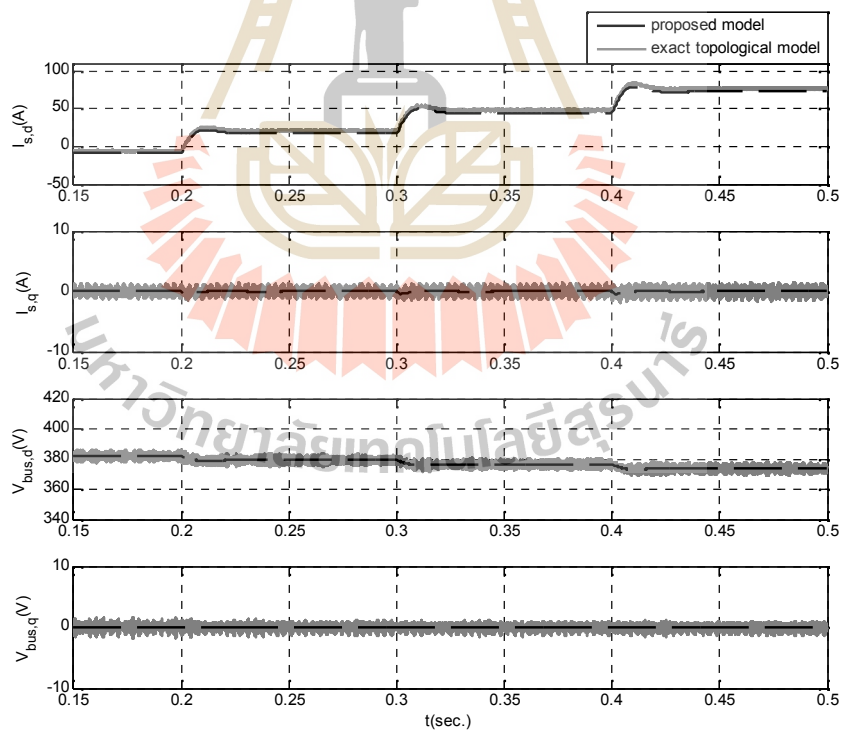


ข) ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$

รูปที่ ก.1.1 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 750 W/m^2

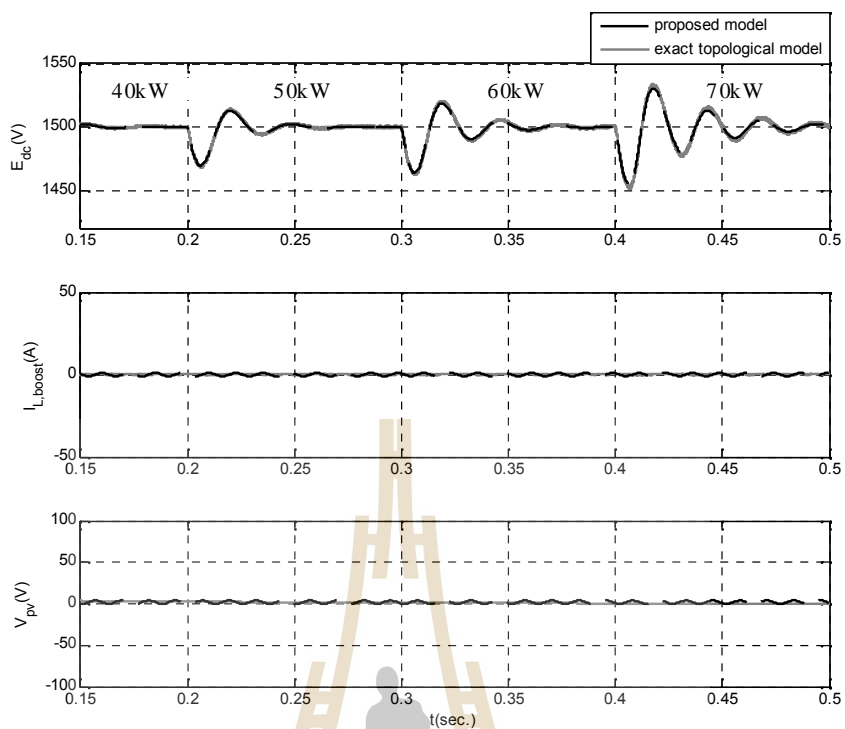


ก) ผลการตอบสนองของ E_{dc} , I_{boost} และ V_{pv}

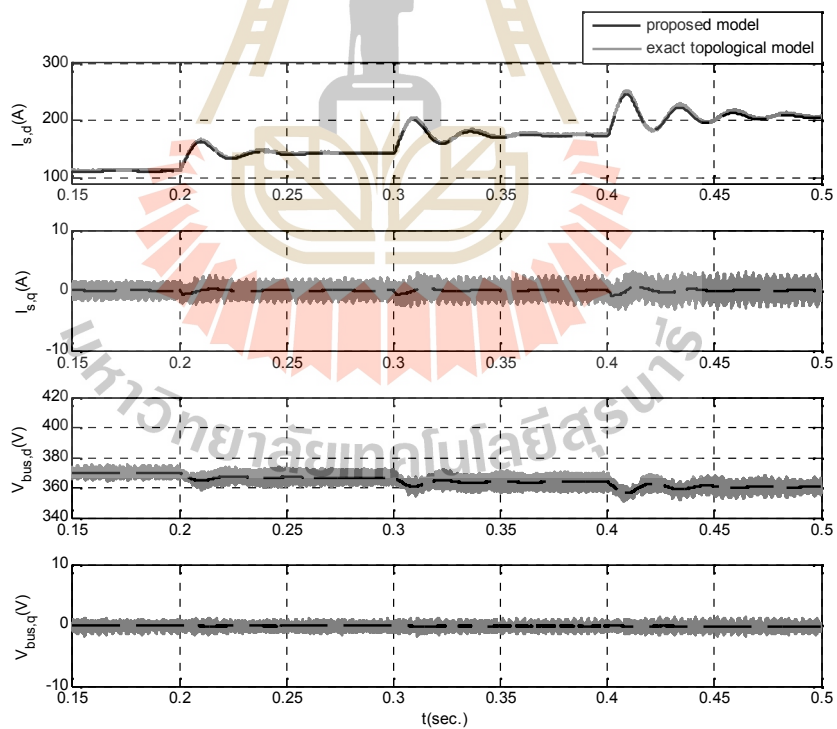


ข) ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$

รูปที่ ก.1.2 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 500 W/m^2



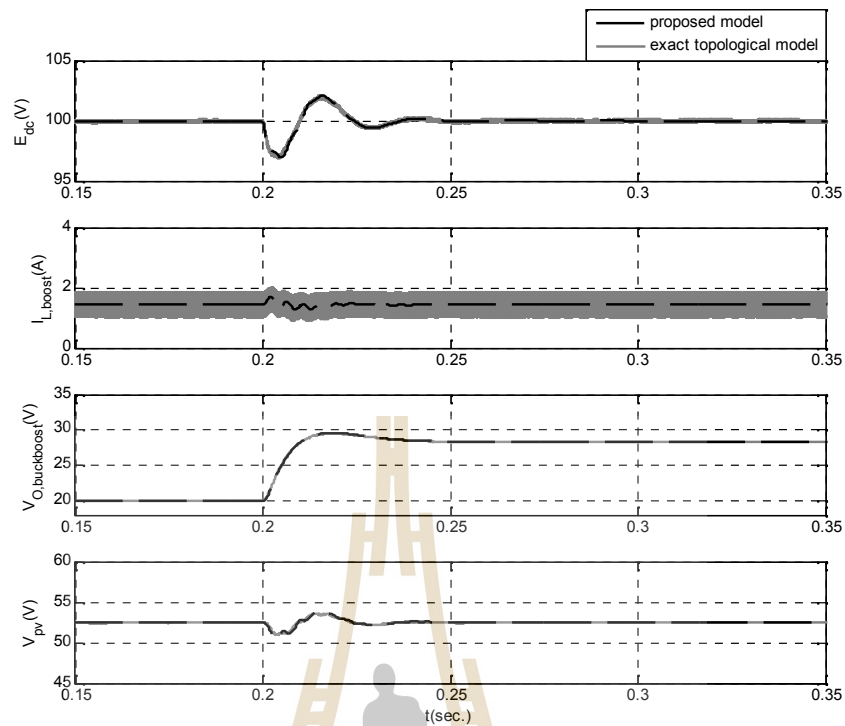
ก) ผลการตอบสนองของ E_{dc} , I_{boost} และ V_{pv}



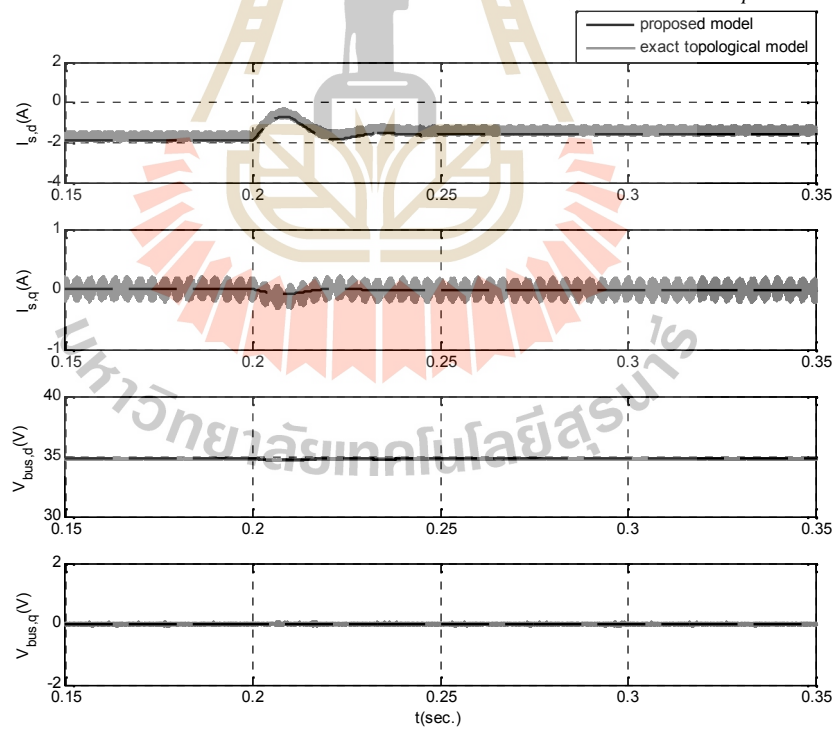
ข) ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$

รูปที่ ก.1.3 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2



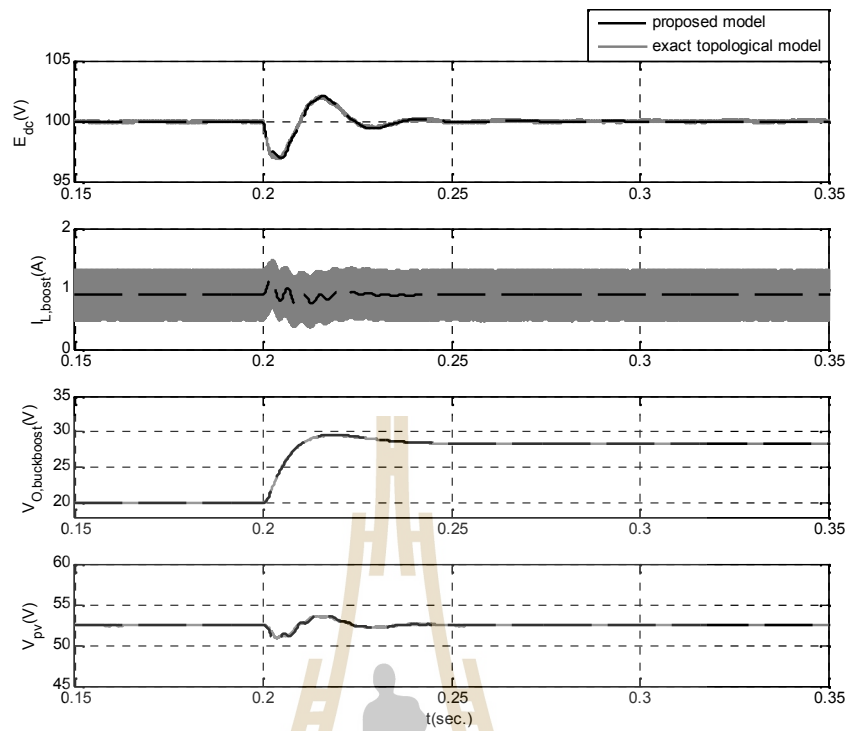


ก) ผลการตอบสนองของ E_{dc} , I_{boost} , $V_{O,buckboost}$ และ V_{pv}

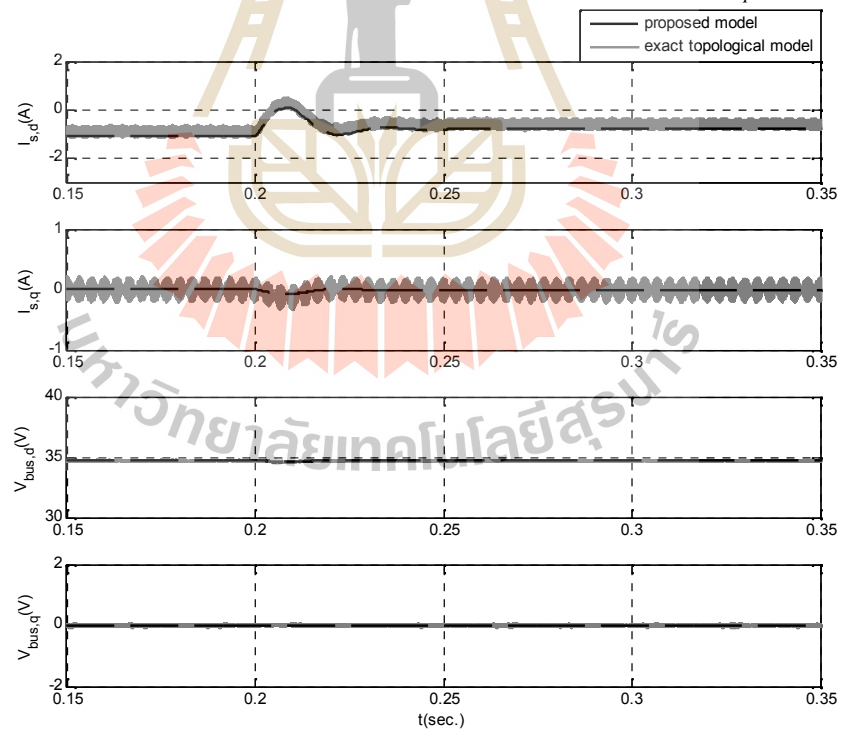


ข) ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$

รูปที่ ก.2.1 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 750 W/m^2

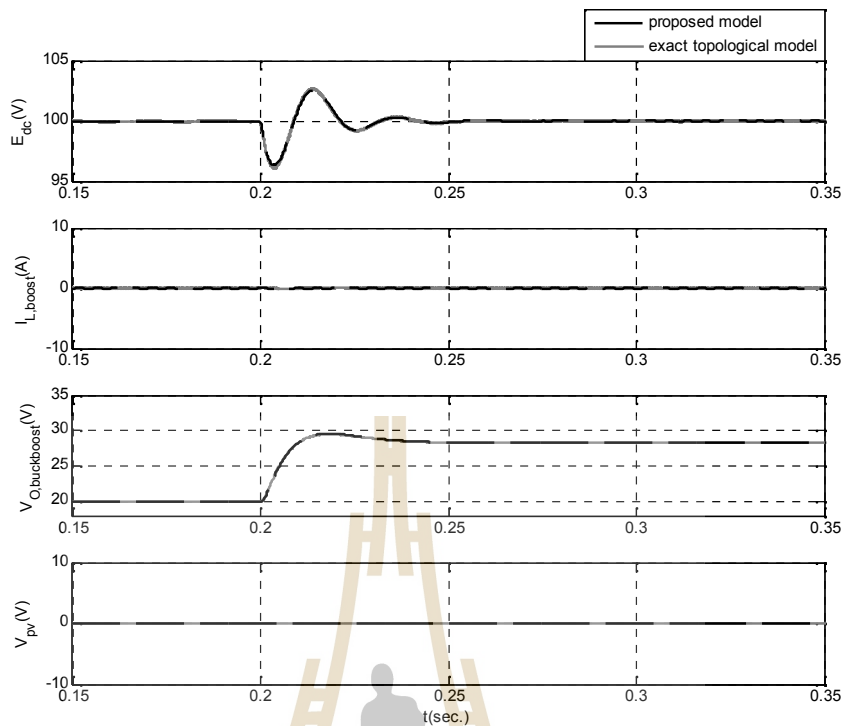


ก) ผลการตอบสนองของ E_{dc} , I_{boost} , $V_{O,buckboost}$ และ V_{pv}

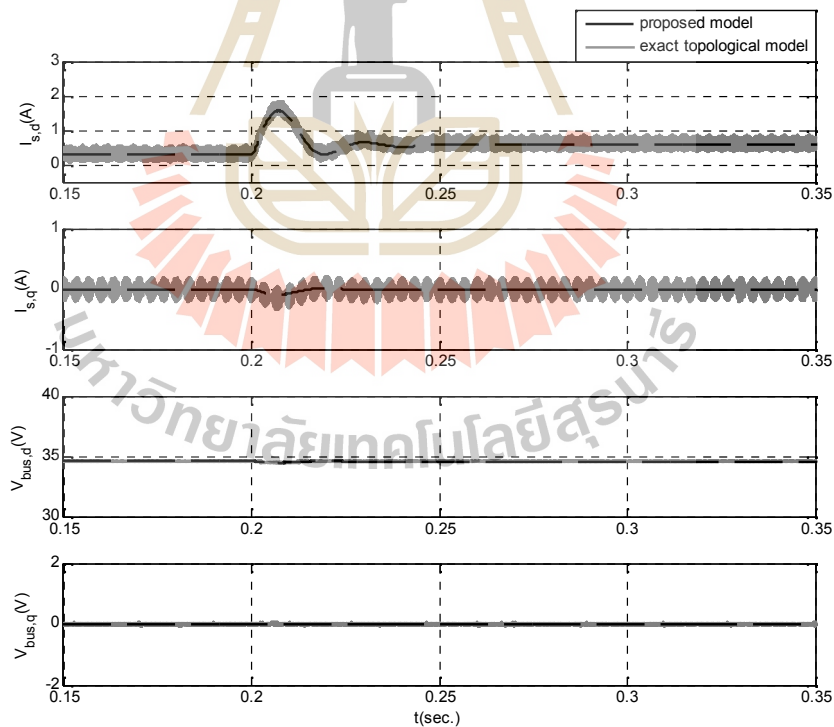


ข) ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$

รูปที่ ก.2.2 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 500 W/m^2

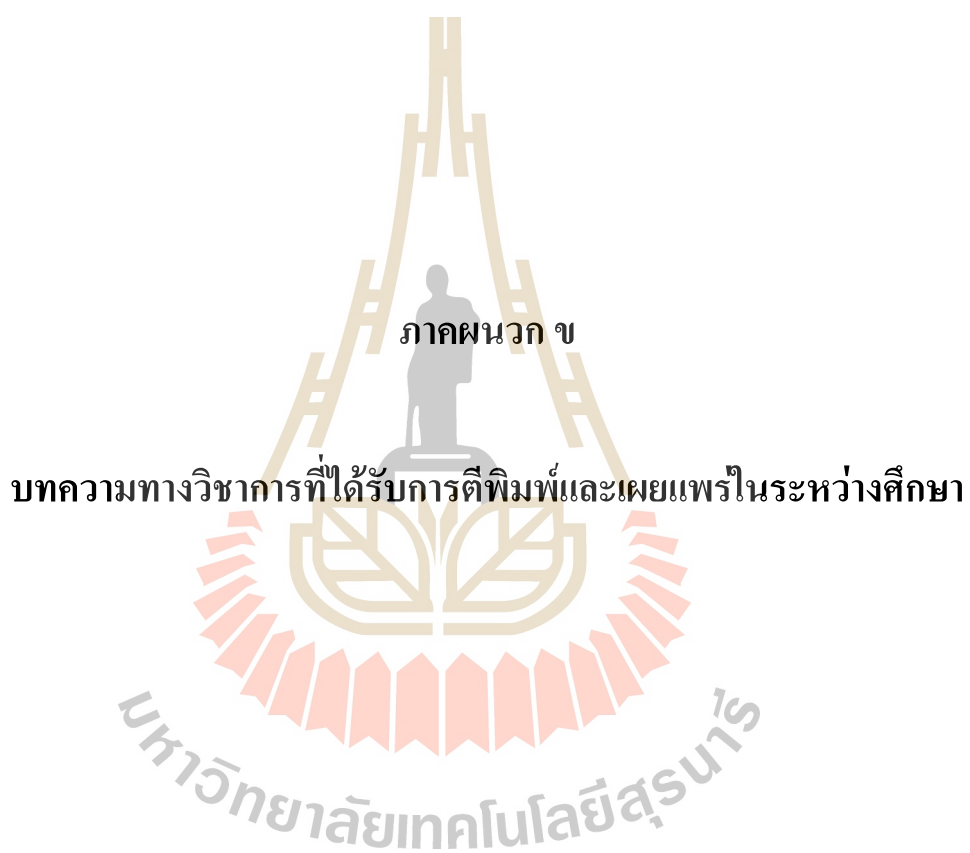


ก) ผลการตอบสนองของ E_{dc} , I_{boost} , $V_{O,buckboost}$ และ V_{pv}



ข) ผลการตอบสนองของ $I_{s,d}$, $I_{s,q}$, $V_{bus,d}$ และ $V_{bus,q}$

รูปที่ ก.2.3 ผลการตรวจสอบความถูกต้องที่ค่าความเข้มแสง 0 W/m^2



รายชื่อบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

จักรกริช ภัคดีโต, กองพันธ์ อารีรักษ์ และกองพล อารีรักษ์, “ผลกระทบของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวในระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 40 (EECON40), vol.1, หน้า 202 - 205

J. Pakdeeto, K-N. Areerak and K-L. Areerak, “**Large-Signal Model of DC Micro-grid Systems Feeding a Constant Power Load,**” The 2017 International Electrical Engineering Congress, Pattaya, Thailand, 8-10 March 2017, vol.1, pp. 21-24.

J. Pakdeeto, R. Chanpittayagit, K-N Areerak and K-L Areerak, "**The Optimal Controller Design of Buck-Boost Converter by using Adaptive Tabu Search Algorithm Based on State-Space Averaging Model,**" Journal of Electrical Engineering & Technology (JEET), May 2017, vol. 12, no. 3, pp. 1146-1155. (Impact Factor = 0.7)

J. Pakdeeto, K-N. Areerak and K-L. Areerak, “**The Stability Analysis of DC Micro-Grid System with PV Array,**” The 2018 International Electrical Engineering Congress (iEECON2018), Krabi, Thailand, March 7 - 9 2018., pp. 128-131

Large-Signal Model of DC Micro-grid Systems Feeding a Constant Power Load

Jakkrit Pakdeeto, Kongpan Areerak* and Kongpol Areerak
School of Electrical Engineering, Institute of Engineering
Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, THAILAND
*e-mail: kongpan@sut.ac.th

Abstract—Generally, the mathematical model of DC micro-grids (DCMGs) with bi-directional voltage source converter (VSC) is time-varying due to the switching action. The time-varying model is very complicated for controller design or stability analysis. As a result, this article presents how to derive the mathematical model using a combination between DQ method and the generalized state-space averaging method (GSSA) to achieve the time-invariant model. The time-invariant model is suitable for controller design or stability analysis via the basic control theory. The computer simulations with the SimPowerSystem™ on MATLAB program have been used for the model validation. The results show that the good accuracy of mathematical model in transient and steady-state responses can be obtained. Then, the resulting mathematical model can be used to design the controller or analyze the unstable point of the system in the future work.

Keywords—large-signal model, DC micro-grids, bi-directional VSC, PV array, grid connection

I. Introduction

The global warming situation results in the adoption of renewable energy sources. In addition, DCMGs are likely increasing [1] as renewable energy sources. The power output from the renewable energy sources is direct current (DC) which can be directly connected to DCMGs. The DCMGs also help to manage power more convenient and more efficient [2]. Moreover, nowadays, the load applications are normally LEDs and computers devices which are the DC loads. These loads can be drawn power directly from DCMGs without the requirement of power converters. Hence, the DCMGs can reduce power dissipation in the system caused by electric power conversion circuits. The principles and control architecture of DCMGs was presented in [3]-[4]. However, the mathematical model is very important for the system analysis and design. Therefore, this paper presents the mathematical model of DCMGs consisting of the photovoltaic arrays (PVs) with the maximum power point tracking (MPPT) and bi-directional VSC with a voltage controller to regulate the DC bus voltage. The constant power load is also connected to the DC bus. The bi-directional VSC is used to backup and transfer the power between the AC and DC grids in both directions. If the power in DCMGs is not enough, the power is drawn from the AC grid. In this mode, the bi-directional VSC acts as a

rectifier. In contrast, if power in DCMGs is more than the value of load requirement, the power will send to the AC grid. The bi-directional VSC will act as an inverter.

It is well known that the model of power converter is time-varying in nature due to the switching action [5]. The previous works present several methods [6] to eliminate switching action to achieve the time-invariant model. The basic linear control theory can then be used for the system design and analysis via the time-invariant model. However, the difficulty of time-invariant model derivation is the problem of engineers. Hence, this article will present how to derive the dynamic model of DCMGs system by using the DQ [7] and GSSA [8] techniques. The reported model can then be used for the controller design and stability analysis in the future work. If the correct model can be achieved, it can be used for stability analysis due to the effect of CPLs [9] in which the stability issue is very important for DCMGs. In terms of model validation, the responses calculated from the proposed model will be compared with those from the SimPowerSystem™ on MATLAB called the exact topology model under the same condition. The results must be shown that the model is correct in both of transient and steady state conditions.

The paper is structured as follows. Section I is the introduction. The considered power system is presented in Section II. The model derivation is fully explained in Section III. Section VI illustrates the model validation and finally in Section V is conclusion and discussion.

II. The considered system

The considered DCMGs system consists of the PVs, boost converter circuit with the MPPT algorithm [10], CPL, bi-directional VSC with its controller, transmission line, and three-phase AC source as shown in Fig 1. The P&O algorithm will track the maximum power to supply the DCMGs system. The assumptions for model derivation are that the ideal current source can be presented as the PVs behavior. In addition, all power converters are operated under the continuous conduction mode (CCM) and the harmonics are also ignored.

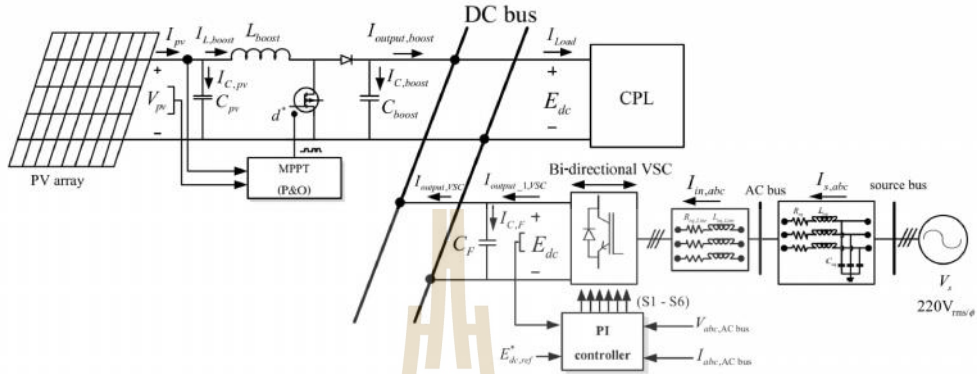


Fig. 1 The considered system

Referring to the system in Fig.1, the bi-directional VSC is used to regulate the DC bus voltage and to control power flow between DC bus and AC grid. The regulated DC bus voltage can be represented as a battery for DCMGs system. The PVs are the main power source to supply the energy to the DCMGs system. The MPPT using the well-known P&O algorithm is also applied to track the maximum power for all operation. Moreover, the power converters with their controls behaving as CPLs are connected to DC bus.

III. Mathematical Model Derivation

In this paper, the P&O algorithm is used to track the maximum power of PVs via the boost converter. For modelling, the GSSA is applied to eliminate the switching action of boost converter in which the switching function is given in (1).

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T \end{cases} \quad (1)$$

where T_s is period time of switching function
 d is duty cycle of boost converter

Based on the GSSA method, if the fundamental frequency and continuous conductive mode are considered, the complex Fourier coefficient of the switching function is given in (2).

$$\langle u(t) \rangle_0 = d \quad (2)$$

For deriving the model, PVs is assumed that it is always operated at the maximum power point by ignoring the dynamic of MPPT algorithm. As a result, d in (2) can be set equal to d^* in which it can be calculated by using (3).

$$d^* = 1 - \frac{V_{mpp}}{E_{dc,ref}} \quad (3)$$

where V_{mpp} is PVs voltage at maximum power point and $E_{dc,ref}$ is the reference voltage at DC bus.

The value of V_{mpp} can be determined from the I-V curve and P-V curve of the PVs. As mentioned before, PVs can behave as an ideal current source as given in (4) [11].

$$I_{pv} = N_s \left[I_{sc} + K_s (T - T_{ref}) \right] \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) - \left[\frac{I_{sc}}{e^{\left(\frac{V_{oc}}{n_s V_T} \right)} - 1} \right] \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^2 \left(e^{\left(\frac{V}{n_s V_T} \right) - \frac{E_g}{n_s V_T}} \right) \left(e^{\left(\frac{V_{oc} - I_{sc} R_s}{n_s V_T} \right)} - 1 \right) - \left[\frac{V_{oc} N_p + I_{sc} R_s}{N_s R_s} \right] \quad (4)$$

where N_s is number of series PVs modules.
 N_p is number of paralleled PVs modules.

Then, the DQ method is applied to model the system on the AC side. Firstly, the switching function of bi-directional VSC is considered in which based on DQ-transformation, this function on DQ-frame is given in (5). Notice that after transferring this function to DQ-frame, it is the time-invariant equation.

$$M_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3} M}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\phi - \theta) \\ \sin(\phi - \theta) \end{bmatrix} \quad (5)$$

where ϕ is the angle of DQ axis
 θ is the phase angle of AC bus
 M is modulation index of IGBT

As for the transmission line, it can be transformed into the DQ-frame as described in [12]. When DQ method is applied for the AC side, the equivalent circuit of considered system on DQ-frame is shown in Fig.2. The dynamic equation to represent the considered DCMGs system can be determined from the system in Fig.2 via the basic circuit theory such as KVL and KCL.

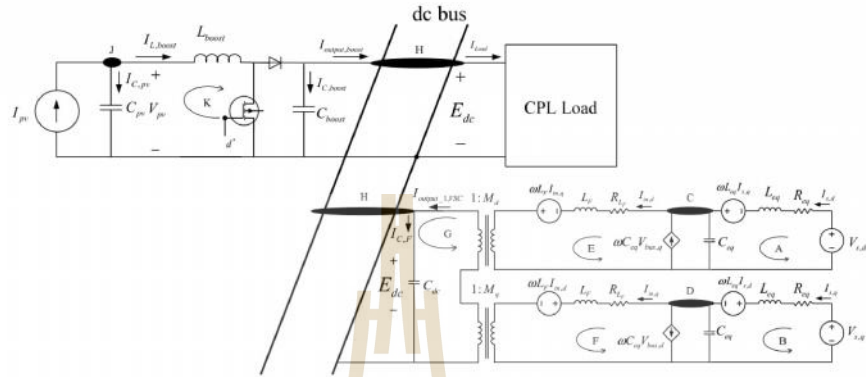


Fig. 2 The considered system on DQ frame

For node H, the C_{dc} and C_{boost} are paralleled in which they can be combined as the equivalent capacitance C_F in which it can be determined as follows: $C_F = C_{dc} + C_{boost}$. In addition, M_d and M_q are the switching modulation of IGBT modules on DQ frame. In this paper, the cascade PI controllers are used to control a bi-directional VSC, and the details of block diagram are shown in Fig. 3.

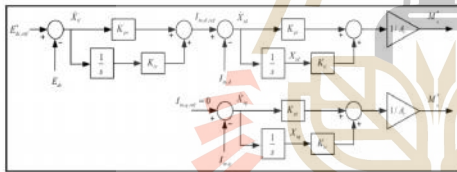


Fig. 3 The block diagram of PI controller

From the block diagram in Fig. 3, $I_{q,ref} = 0$ for unity power factor and M_d^* and M_q^* can be calculated by (6).

$$M_d^* = \frac{1}{A_r} (E_{dc}^* K_p K_{pi} - E_{dc} K_p K_{pi} + X_d K_p K_{pi} - I_{m,d} K_{pi} + X_{di} K_{di}) \quad (6)$$

$$M_q^* = \frac{1}{A_r} (-I_{m,q} K_{pi} + X_{qi} K_{di})$$

where A_r is the peak to peak value of carrier signal; here is set equal to 2.

For modeling the controlled bi-directional VSC, the M_d and M_q are replaced by M_d^* and M_q^* , respectively. After applying the KVL and KCL into Fig. 2 and setting $M_d = M_d^*$ and $M_q = M_q^*$, the mathematical model of proposed DCMGs system is given (7).

$$\begin{cases} \dot{I}_{d,d} = -\frac{R_{Ld}}{L_{Ld}} I_{d,d} + \omega I_{q,d} - \frac{1}{L_{Ld}} V_{m,d} + \frac{1}{L_{Ld}} V_{d,d} \\ \dot{I}_{q,d} = -\omega I_{d,d} - \frac{R_{Lq}}{L_{Lq}} I_{q,d} - \frac{1}{L_{Lq}} V_{m,q} + \frac{1}{L_{Lq}} V_{d,q} \\ \dot{V}_{m,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_{d,d} + \omega V_{m,q} - \frac{1}{C_{eq}} I_{m,q} \\ \dot{V}_{m,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_{q,d} - \omega V_{m,d} - \frac{1}{C_{eq}} I_{m,d} \\ \dot{I}_{d,d} = \frac{1}{L_f} V_{m,d} - \frac{R_{Ld}}{L_f} I_{d,d} + \omega I_{q,d} - \frac{K_p K_p E_{dc}^* E_{dc}}{A L_f} + \frac{K_p K_p E_{dc} E_{dc}}{A L_f} \\ \frac{K_p K_p E_{dc} X_c}{A L_f} + \frac{K_p K_p E_{dc} E_{dc}}{A L_f} - \frac{K_p E_{dc} X_c}{A L_f} \\ \dot{E}_{dc} = -\frac{K_p K_p E_{dc}^* I_{d,d}}{A C_F} + \frac{K_p K_p E_{dc} I_{m,d}}{A C_F} + \frac{K_p K_p I_{m,d} X_c}{A C_F} \\ + \frac{K_p K_p X_c}{A C_F} - \frac{K_p I_{m,d} I_{m,d}}{A C_F} + (1-d) \frac{I_{L,boost}}{C_F} - \frac{P_{CPL}}{C_F E_{dc}} \\ \dot{X}_{dc} = K_p E_{dc}^* - K_p E_{dc} + K_p X_c - I_{m,d} \\ \dot{X}_{c1} = -I_{m,d} \\ \dot{X}_{c2} = E_{dc}^* - E_{dc} \\ \dot{I}_{L,boost} = \frac{V_{pr}}{L_{boost}} - (1-d) \frac{E_{dc}}{L_{boost}} \\ V_{pr} = -\frac{I_{L,boost}}{C_{pr}} + \frac{I_{pr}}{C_{pr}} \end{cases} \quad (7)$$

IV. Model Validation

The resulting model in (7) is validated by using the time-domain simulation by using the SimPowerSystem™ blocks in which the exact topology model is used. Under the same condition, the responses calculated from (7) are compared with those from the simulation. The rated power of PVs is set equal to 300W/module at 1000W/m² and 25 °C. The DC bus voltage is regulated to 1000V. The remain system parameters are defined as follows: $V_s = 220V_{rms/\phi}$, $R_{eq} = 0.05\Omega$, $L_{eq} = 0.01mH$, $C_{eq} = 22\mu F$, $L_f = 5mH$, $R_{Lf} = 0.05\Omega$, $C_F = 1000\mu F$, $L_{boost} = 1mH$, $N_p = 40$, $N_s = 9$.

$$K_{pv} = 0.5064 \quad K_{pi} = 105.7404 \quad K_{pc} = -0.0251 \quad K_{pd} = -49.3480$$

The CPL is initially set equal to 20kW and it is increased until equal to 170kW at $t = 0.9$ s. The comparison of DC bus voltage response from both proposed model and exact topology model is shown in Fig.4.

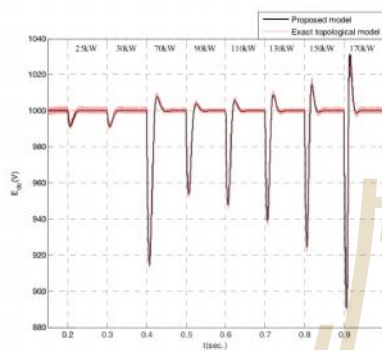


Fig 4. DC bus voltage response

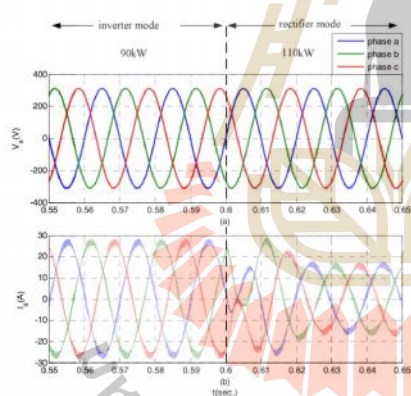


Fig 5. Voltage and current waveforms of AC grid

It can be seen in Fig.4 that the proposed dynamic model of (7) can provide accurate response for both transient and steady-state situation. Moreover, the result in Fig.5 shows the bi-directional VSC working in two modes. At $t = 0.6$ s., the bi-directional VSC is changed from inverter mode to rectifier mode because of not enough power from PVs supplying to the load. In both modes, the power factor is always equal to 1 because of $I_{q,ref} = 0$.

V. Conclusion

The mathematical model of proposed DCMGs system derived from DQ and GSSA methods can provide the accurate responses compared with those from the exact topology model. The reported model in the paper is time-invariant. Therefore, the proposed model can then be used for controller design and stability analysis by using the basic control theory. The stability issue is very important because the proposed DCMGs have the CPL connected to the DC bus. The CPL can degrade the system stability as mentioned before. Hence, for the future work, the stability analysis of the proposed DCMGs system will be studied via the resulting mathematical model.

Reference

- [1] H. Lotfi, and A. Khodaei, "AC Versus DC Microgrid Planning," *IEEE TRANSACTIONS ON SMART GRID*, 2015, pp. 1-9.
- [2] A. Kwasinski, "Quantitative evaluation of dc microgrids availability: effects of system architecture and converter topology design choices," *IEEE Transactions on Power Electronics* 2011, vol.26(3), pp.835-51.
- [3] D. Tomislav, L. Xiaonan, C. V. Juan and J. M. Guerrero, "DC Microgrids—Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 31, NO. 7, JULY 2016, pp. 4876 – 4891.
- [4] D. Tomislav, L. Xiaonan, C. V. Juan and J. M. Guerrero, "DC Microgrids—Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 31, NO. 5, MAY 2016, pp. 3528 – 3549.
- [5] J. Mahdavi, A. Emadi, M.D. Bellar, and M. Ehsani, "Analysis of Power Electronic Converters Using the Generalized State-Space Averaging Approach", *IEEE Trans. on Circuit and Systems., Vol. 44*, August 1997, pp.767-770.
- [6] T. Sopapim, K-N. Areerak, and K-L. Areerak, "Mathematical of a Three-Phase Diode Rectifier Feeding a Controlled Buck Converter", *International Review on Modeling and Simulations*, August 2011, pp. 1426-1439
- [7] K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, "Stability Analysis and Modeling of AC-DC System with Mixed Load Using DQ-Transformation Method", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE08)*, Cambridge, UK, 29 June-2 July 2008, pp. 19-24.
- [8] L. Dong, H. Ma, F. Xu, "Modeling and Analysis of PWM Converters with a New GSSA Method", *Industrial Electronics 2008 (IECON 2008)*, Orlando USA, 10-13 Nov. 2008, pp. 821-826
- [9] P. Liutanakul, A-B. Awan, S. Pierfederici, "Linear Stabilization of a DC Bus Supplying a Constant Power Load", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol 25 No.2, February 2010, pp. 475-488
- [10] A. K. Abdelsalam, and A. M. Massoud. "High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, April 2011.
- [11] A. Izadian, A. Pourtaherian, S. Motahari, "Basic model and governing equation of solar cells used in power and control applications," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, 15-20 Sept. 2012
- [12] K-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, "DQ-transformation approach for modelling and stability analysis of AC-DC power system with controlled PWM rectifier and constant power loads," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008*, 13th, 30 September 2008, pp.2049-2054

The Optimal Controller Design of Buck-Boost Converter by using Adaptive Tabu Search Algorithm Based on State-Space Averaging Model

Jakkrit Pakdeeto*, Rangsan Chanpittayagit*, Kongpan Areerak[†] and Kongpol Areerak*

Abstract – Normally, the artificial intelligence algorithms are widely applied to the optimal controller design. Then, it is expected that the best output performance is achieved. Unfortunately, when resulting controller parameters are implemented by using the practical devices, the output performance cannot be the best as expected. Therefore, the paper presents the optimal controller design using the combination between the state-space averaging model and the adaptive Tabu search algorithm with the new criteria as two penalty conditions to handle the mentioned problem. The buck-boost converter regulated by the cascade PI controllers is used as the example power system. The results show that the output performance is better than those from the conventional design method for both input and load variations. Moreover, it is confirmed that the reported controllers can be implemented using the realistic devices without the limitation and the stable operation is also guaranteed. The results are also validated by the simulation using the topology model of MATLAB and also experimentally verified by the testing rig.

Keywords: Adaptive Tabu search, Buck-boost converter, State-space averaging model, Small-signal model, Controller design, Stability

1. Introduction

Presently, the artificial intelligence (AI) techniques are widely used for electrical engineering research areas such as the system identifications using adaptive tabu search (ATS) [1-5], the protection design in power system via ATS [6], the active power filter design using genetic algorithm (GA) [7], power loss minimization using particle swarm optimization (PSO) as well as artificial bee colony (ABC) [8], reactive power optimization for distribution systems based on ant colony optimization (ACO) [9], and etc. In this paper, the AI technique called the ATS method will be applied to design the cascade PI controllers of buck-boost converter because this algorithm has the mathematical proof to ensure that it can escape the local solutions [2]. However, when the AI is applied to the power electronic system, the main problem is the simulation time. This is because the simulation of power electronic system using software packages (such as MATLAB, PSIM, and etc.) provide a huge simulation time due to a switching behavior. It is not easily applicable for the AI searching method in which the iterative simulation is required. Moreover, many research works [10-13] normally present the optimal controller design using the AI methods in which the best output performance is guaranteed. Unfortunately, when

the resulting controllers are implemented, the output responses cannot provide the waveform with a good performance as expected. This is because the control signal is limited by the practical devices.

Therefore, to handle the mentioned problems, this paper also presents a state-space averaging model. The benefits of the proposed averaging model are concluded as follows:

- The fast computation time can be obtained via the averaging model. It is very useful for the optimal controller design using ATS algorithm in which the system responses are iteratively simulated.
 - The control signal can be determined from the system state-variables. Hence, during the searching process, the control signal of each searched controller parameters can be identified. Consequently, the control signal limitation can be included as a penalty condition in the design process.
- The stability analysis can be also included by calculating the Eigenvalues from the small-signal model linearized from the state-space averaging model.

Hitherto, using the state-space averaging model in the searching process, the fast simulation time, the control signal consideration, and the stability confirmation can be achieved. As a result, the controller parameters designed by the proposed technique can provide the best output response that can be also implemented by practical devices. Furthermore, the stable operation is also confirmed. The three-phase uncontrolled rectifier feeding the regulated buck-boost converter is considered as the example system for this study. The ATS is applied to search the cascade PI

[†] Corresponding Author: Power electronics, Energy, Machines and Control Research Group, School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand. (kongpan@sut.ac.th)

* Power electronics, Energy, Machines and Control Research Group, School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand.

Received: June 28, 2016; Accepted: February 2, 2017

controller parameters of buck-boost converter to achieve the best output voltage performance for both input and load variations. The proposed design procedure in the paper has not been reported in the previous publications. The simulation and experimental results for the system with the controller designed by the conventional method are compared with those of the system with the controller designed by the ATS method.

This paper is structured as follows. The considered power system is described in Section 2. The state-space averaging model derivation is explained in Section 3. In Section 4, the optimal control design using the ATS method is illustrated in which the control signal consideration and the stability analysis are also included in the design process. Section 5 shows the controller design results validated by the simulation. Section 6, the experimental results are presented to support the concept of the proposed design method. Finally, Section 7 concludes the advantages of the proposed design technique in which it is easily applicable to design the controller of other power converters.

2. Considered Power System

The considered power system is depicted in Fig. 1. It consists of balanced three-phase voltage source, transmission line parameters represented by R_{eq} , L_{eq} , and C_{eq} , 6-pulse diode rectifier, DC-link filters represented by R_f , L_f , R_c , and C_f , buck-boost converter regulated by the cascade PI controllers feeding the resistive load represented by R . Generally, to regulate the V_o output response, the cascade PI controllers having the inner-loop and outer-loop are used. The K_{pi} and K_{ii} are the PI controller parameters of inner-loop to control the inductor current of L , while the K_{pi} and K_{iv} are the PI controller parameters of outer-loop to control the output voltage of capacitor C . According to the example power system shown in Fig. 1, the aim of the paper is to design these PI controller parameters, here are

K_{pi} , K_{ii} , K_{pv} , and K_{iv} . These parameters are appeared in the proposed state-space averaging model. Therefore, the controllers based on their existing model can be tuned by using the ATS algorithm until the best output performance is achieved. Unfortunately, the regulated buck-boost converter in Fig. 1 normally behaves as a constant power load (CPL) in which it can significantly affect the system stability [14]. Hence, the stability study is also included in the tuning process via the small-signal model linearized from the state-space averaging model as the penalty condition. Moreover, d_x in Fig. 1 is the control signal. This value is used to compare with the sawtooth waveform having amplitude equal to A_r . The d_x can be calculated from the state-space averaging model. For the implementation, it should not be more than A_r . Therefore, this limitation is also included in the searching process as the penalty condition as well. It can be concluded that this paper presents the optimal controller design using the ATS algorithm to achieve the best output response. During the design process, two penalty conditions are included. The details how to design the controller using the proposed technique will be described in Section 4. The system parameters for the considered system are as follows: $V_s = 15 \text{ V}_{rms}/\text{phase}$, $f = 50 \text{ Hz}$, $R_{eq} = 0.2 \ \Omega$, $L_{eq} = 100 \ \mu\text{H}$, $C_{eq} = 2 \text{ nF}$, $R_f = 2 \ \Omega$, $L_f = 33 \text{ mH}$, $C_f = 1100 \ \mu\text{F}$, $R_c = 3 \ \Omega$, $L = 15 \text{ mH}$, $C = 1100 \ \mu\text{F}$, and $R = 80 \ \Omega$.

3. State-Space Averaging Model

It is well-known that the models of power converter are time-varying in nature because of their switching actions. In this paper, the DQ method [15-17] and the generalized state-space averaging (GSSA) method [18-20] are used to eliminate the switching behavior of diode and switch Q , respectively. As a result, the time-invariant model is achieved. Firstly, the DQ method is selected to derive the dynamic model of a three-phase diode rectifier in which

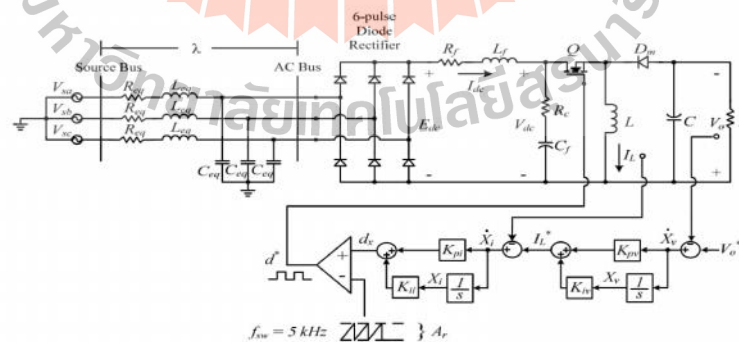


Fig. 1. Considered power system

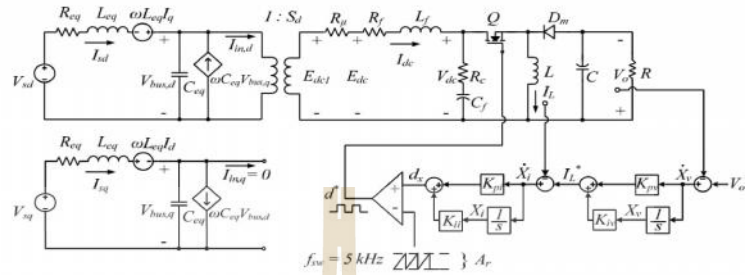


Fig. 2. The equivalent circuit of the considered system on DQ-axis

the diode rectifier can be treated as a transformer on DQ-axis as shown in Fig. 2. According to Fig. 1, the effect of L_{eq} on the AC side causes an overlap angle μ in the output waveforms that causes a commutation voltage drop. This drop can be represented as a variable resistance R_μ that is located on the DC side as shown in Fig. 2. The transmission line section in Fig. 1 can also be transformed into DQ frame.

The DQ representation of the transmission line is then combined with the diode rectifier. As a result, the equivalent circuit of the considered power system can be represented in the DQ frame as depicted in Fig. 2 by fixing the rotating frame on the phase of the switching function ($\phi_s = \theta$) [21]. In Fig. 2, the three-phase diode rectifier including the transmission line on AC side is already transformed into the DQ frame via the DQ method. Notice that the diode rectifier can be modeled as the transformer in which it can provide the time-invariant model. The GSSA modeling method is then used to eliminate the switching action (switch Q) of the buck-boost converter. The control signal d_s can be calculated by the system state-variables given in (1). Notice that when PI controllers are considered, the X_v of the voltage loop control and the X_i of the current loop control are set as the state variables of the model.

$$d_s = -K_{pi} I_L - K_{pv} V_o + K_{iv} K_{pi} X_v + K_{il} X_i + K_{pv} K_{pi} V_o^* \quad (1)$$

The control signal d_s^* is compared with the sawtooth signal having the amplitude A_r to provide the d^* waveform. The d^* is the duty cycle of buck-boost converter as well as the gate drive signal for the switch Q . Hence, d^* should be equal to 0-1 in which it can be calculated by (2).

$$d^* = \frac{d_s}{A_r} \quad (2)$$

Applying the basic KVL and KCL to Fig. 2 with the GSSA method and using (1) and (2) during the derivation process, the state-space averaging model of considered system can be expressed in (3).

The resulting model given in (3) is the nonlinear time-invariant model in which it can be used to calculate the system responses with the fast computation time. It is very useful for the controller design using the ATS algorithm in which the output response is iteratively calculated. Furthermore, when the state-variables can be calculated by (3), the control signal d_s can then be also determined by (1). As for the stability analysis, the model in (3) is linearized by using the first order terms of the Taylor expansion so as to achieve a set of linear differential equations around an equilibrium point. This resulting linearized model of (3) is then of the form in (4) that can be called small-signal model. Consequently, the eigenvalues can be determined from the Jacobian matrix $A(x_0, u_0)$.

$$\begin{aligned} \dot{I}_{sd} &= -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sd} + \omega I_{sq} \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda) \\ \dot{I}_{sq} &= -\omega I_{sd} - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_{sq} - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,q} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda) \\ \dot{V}_{bus,d} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{sd} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\ \dot{V}_{bus,q} &= \frac{1}{C_{eq}} I_{sq} - \omega V_{bus,d} \\ \dot{I}_{dk} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_f} V_{bus,d} - \frac{(R_l + R_f + R_c)}{L_f} I_{dk} - \frac{1}{L_f} V_{dk} - \frac{R_c K_{pi}}{A_r L_f} \dot{I}_L^* \\ &\quad - \frac{R_c K_{pv} K_{pi}}{A_r L_f} I_L V_o^* + \frac{R_c K_{pv} K_{iv}}{A_r L_f} I_L X_v + \frac{R_c K_{il}}{A_r L_f} I_L X_i + \frac{R_c K_{pv} K_{pi}}{A_r L_f} I_L V_o^* \\ \dot{V}_{dk} &= \frac{1}{C_f} I_{dk} + \frac{K_{pi}}{A_r C_f} \dot{I}_L^* + \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r C_f} V_o V_o^* - \frac{K_{il}}{A_r C_f} I_L X_v - \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r C_f} I_L X_i - \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r C_f} I_L V_o^* \\ \dot{I}_L &= \frac{1}{L} V_{dk} - \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r L} V_o V_o^* + \frac{K_{pv} K_{iv}}{A_r L} V_o X_v + \frac{K_{il}}{A_r L} V_o X_i + \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r L} V_o V_o^* \\ &\quad - \frac{K_{pv}}{A_r L} V_o I_L - \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r L} V_o^2 + \frac{K_{pv} K_{iv}}{A_r L} V_o X_v + \frac{K_{il}}{A_r L} V_o X_i + \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r L} V_o V_o^* \\ \dot{V}_o &= \frac{1}{C} I_L + \frac{K_{pv}}{A_r C} \dot{I}_L^* + \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r C} I_L V_o^* - \frac{K_{pv} K_{iv}}{A_r C} I_L X_v - \frac{K_{il}}{A_r C} I_L X_i - \frac{K_{pv} K_{pi}}{A_r C} I_L V_o^* - \frac{1}{RC} V_o \\ \dot{X}_v &= -V_o + V_o^* \\ \dot{X}_i &= -I_L - K_{pv} V_o + K_{iv} X_v + K_{pi} V_o^* \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{\delta x} = A(x_0, u_0) \delta x + B(x_0, u_0) \delta u \\ \delta y = C(x_0, u_0) \delta x + D(x_0, u_0) \delta u \end{cases} \quad (4)$$

where

$$\delta x = [\delta I_{sd} \delta I_{sq} \delta V_{bus,d} \delta V_{bus,q} \delta I_{dc} \delta V_{dc} \delta I_L \delta V_o \delta X_v \delta X_i]^T$$

$$\delta u = [\delta V_s \delta V_o^*]^T$$

$$\delta y = [\delta V_{dc} \delta V_o]^T$$

$$\mathbf{B} = []_{10 \times 2} \quad \mathbf{C} = []_{2 \times 10} \quad \mathbf{D} = []_{2 \times 2}$$

The matrices \mathbf{A} \mathbf{B} \mathbf{C} and \mathbf{D} are too awkward to put in this paper. The more details how to derive the considered power system using the DQ and GSSA methods can be found in [21].

4. Optimal Controller Design

The ATS is one of the powerful artificial intelligence (AI) search algorithms and has a convergence property [2]. Therefore, in this paper, the ATS algorithm is used as the tuning mechanism to minimize J until one of the termination criteria is satisfied. The use of ATS algorithm to design the cascade PI controller via the state-space averaging model is explained in the block diagram of Fig. 3 in which two penalty conditions are included in the process. Referring to Fig. 3, the command input V_o^* is firstly determined. Then, all state x_i values can be calculated from the proposed state-space averaging model given in (3). In terms of computational time, if the system of Fig.1 is simulated from $t=0$ -1.5s. by using the exact topological model in MATALB, the computing time is equal to ~175s. Otherwise, the system response under the same scenario calculated from the proposed dynamic model given in (3) consumes only ~0.08s. Hence, for the searching case, the system will be repeatedly simulated more than 100 rounds. Applying the obtained models for simulations instead of the exact topology models based on the simulation packages is appropriate. As can be seen in Fig. 3, there are three parts in the tuning design process as follows:

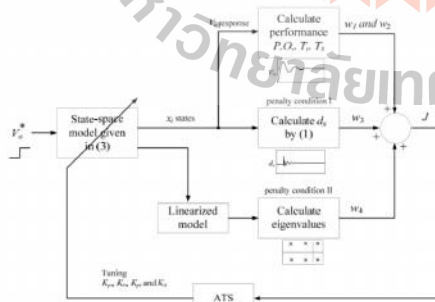


Fig. 3. ATS-based cascade PI controller optimization

4.1 Calculating the performance index

The output voltage response V_o (one of state-variables) is used for this section. The dynamic response of V_o for both varying command voltage and load conditions can be obtained. In the paper, the changing V_o^* from 20 V to 30 V with $R = 80 \Omega$ and changing R from 80 Ω to 40 Ω with $V_o^* = 30V$ are used for the design process. As a result, the percent overshoot ($P.O_{.ATS}$), rise time ($T_{r, .ATS}$), and setting time ($T_{s, .ATS}$) are determined. The weighting function w_1 (for input voltage variation) and w_2 (for load variation) can be calculated by (5)

$$w_1 \text{ and } w_2 = h_1 \left(\frac{P.O_{.ATS}}{P.O_{.CON}} \right) + h_2 \left(\frac{T_{r,ATS}}{T_{r,CON}} \right) + h_3 \left(\frac{T_{s,ATS}}{T_{s,CON}} \right) \quad (5)$$

where $P.O_{.CON}$, $T_{r,CON}$, and $T_{s,CON}$ are the percent overshoot, rise time, and setting time of V_o response when the controllers are designed by the conventional method. The conventional design method is based on the standard second-order system characteristic. More details how to design the controllers using the conventional method can be found in Appendix. In (5), the h_1 , h_2 , and h_3 are the priority coefficients of $P.O.$, T_r , and T_s in which the summation of these values must be equal to 1. In this paper, the values of h_1 , h_2 , and h_3 are set to 0.34, 0.33, and 0.33, respectively because the $P.O.$, T_r , and T_s are equally significant. Note that, the w_1 and w_2 becomes to 1 for the conventional design method.

4.2 Penalty condition I

The control signal consideration is included in the design process to ensure that the resulting PI controller parameters can be implemented by using the realistic devices. The control signal d_r can be calculated from the system state values by (1). The w_3 can be determined by using the condition given in (6) in which the A_r is the amplitude of sawtooth signal. In the paper, A_r is set equal to 10 V. The A_r cannot be set exceed 15 V if the controllers are implemented by using op-amp as the comparator because it will be saturated at the voltage level equal to ~15V.

$$\begin{aligned} & \text{if } d_r \leq A_r \\ & \quad w_3 = 0 \\ & \text{else} \\ & \quad w_3 = 10 \\ & \text{end} \end{aligned} \quad (6)$$

4.3 Penalty condition II

As mentioned before, the regulated buck-boost converter behaves as a CPL in which this load can significantly degrade the system stability. Hence, during tuning PI controller parameters, the stability analysis is also included.

According to Fig. 3, the state-space model is linearized by the first-order term of Taylor series expansion. Consequently, all eigenvalues λ_i can be calculated from the matrix **A** of linearized model or small-signal model. The w_i can be determined by using the condition given in (7).

$$\begin{aligned} & \text{if } \operatorname{Re}\{\lambda_i\} < 0 \\ & \quad w_i = 0 \\ & \quad \text{else} \\ & \quad \quad w_i = 10 \\ & \quad \text{end} \end{aligned} \quad (7)$$

All w_1 , w_2 , w_3 and w_4 can be calculated from the proposed state-space averaging model given in (3) in which the PI controller parameters K_{pv} , K_{iv} , K_{pi} and K_{ii} are appeared inside the model. The ATS algorithm will tune these controller parameters until the minimum J is achieved. In the paper, the objective function J is calculated by (8) in which y is equal to 4 because there are only 4 conditions for the design procedure. The designer can add other conditions for different considerations.

$$J = \sum_{x=1}^y w_x \quad (8)$$

The number of iterative is set to 100 as the termination criteria. The upper and lower limits of K_{pv} , K_{iv} , K_{pi} and K_{ii} are set to [0.015 0.4], [1.4 30], [0.4 10], and [500 10000], respectively. The setting boundary of these parameters can be randomly determined. However, for this paper, this setting boundary is based on the controller designed by using the conventional method. As a result, the optimal PI controller can be achieved with a fast computing time. Notice that the penalty values of w_3 and w_7 are set equal to 10. However, some problems can be set to different values depending on the w_7 and w_2 value. In this paper, the penalty values equal to 10 is sufficient to evaluate the bad solution because the minimum value of J is around 0.5. In addition, the steady-state error is not considered in the design process of Fig. 3. This is because the PI controllers increase the system type. Therefore, the steady-state error is always zero.

5. Simulation Results

The resulting PI controller parameters with their objective function values represented by J are given in Table 1.

According to Table 1, the ATS method can provide the minimum J compared with the conventional method. It means that the best output voltage performance can be achieved by using the ATS algorithm technique. Moreover, the implementation ability and the stable operation are guaranteed. To verify the results, Fig. 4(a) shows the V_o

Table 1. The comparison results between conventional method and ATS method

PI controller parameters/ J value	Design method	
	Conventional method	ATS method
K_{pv}	5.486	1.457
K_{iv}	2742	4.573
K_{pi}	0.128	0.5453
K_{ii}	7.04	22.332
J	1.0	0.377

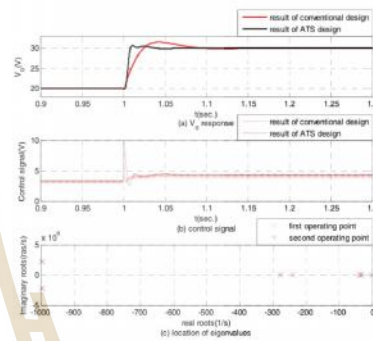


Fig. 4. V_o^* changing from 20 V to 30 V

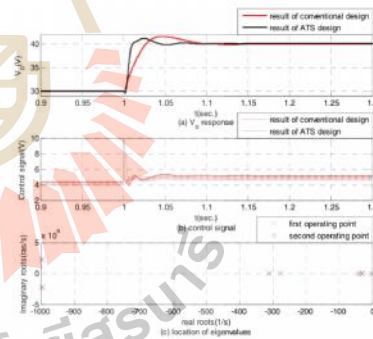


Fig. 5. V_o^* changing from 30 V to 40 V

response to a step change of V_o^* from 20 to 30 V that occurs at $t = 1$ s. It can be seen from the simulation result that the cascade PI controller designed from the ATS method can provide the better output performance than those designed from the conventional method. For this case, the control signal d_x is shown in Fig. 4(b). As can be seen in this figure, the resulting control signal is not exceeded A_r value (10 V). Hence, the PI controller parameters designed by the ATS method can be implemented. For example, if this control signal is compared with sawtooth having $A_r =$

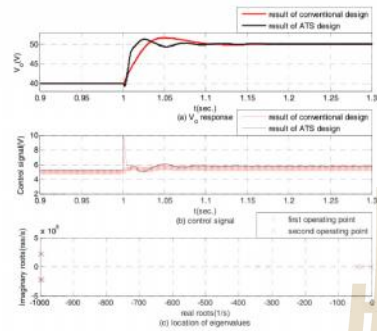


Fig. 6. V_o^* changing from 40 V to 50 V

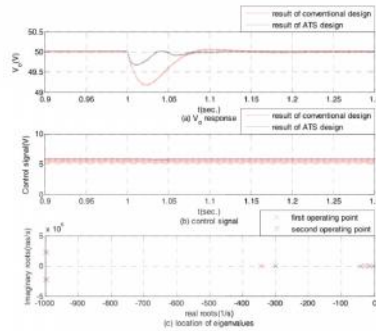


Fig. 9. $V_o^* = 50V$ with R changed from 80Ω to 40Ω

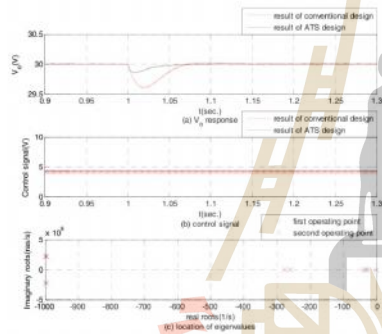


Fig. 7. $V_o^* = 30V$ with R changed from 80Ω to 40Ω

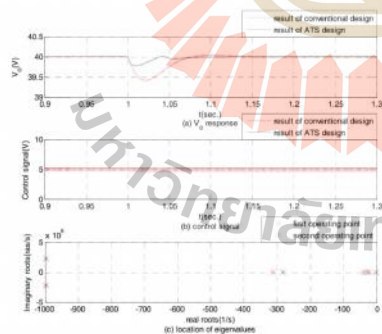


Fig. 8. $V_o^* = 40V$ with R changed from 80Ω to 40Ω

to 50V, the results of V_o response, control signal, and location of eigenvalues are depicted in Fig. 5 and Fig. 6, respectively.

For varying load conditions, Fig. 7(a) shows the V_o response when V_o^* is set to 30V and resistive load R is changed from 80Ω to 40Ω. The control signal and the result of stability analysis for this case are also presented in Fig. 7(b) and Fig. 7(c), respectively. Under the same condition of varying load, the results for V_o^* equal to 40V and 50V are shown in Fig. 8 and Fig. 9, respectively.

The simulation results from Fig. 4 - Fig. 9 confirm that the ATS method can provide the better output voltage performance compared with the conventional method. Although changing V_o^* from 20 V to 30 V with $R = 80 \Omega$ and changing R from 80Ω to 40Ω with $V_o^* = 30V$ were only used in the ATS process, the better output voltage performance can be obtained for other conditions.

The system with the PI controllers designed by the ATS method still provide the better output voltage response compared with those of conventional method.

6. Experimental Results

It has been established in the previous section that the proposed ATS design can provide the better output voltage response than those from the conventional design for both input and load variations. In this section, the experimental validation is presented. The experimental rig is shown in Fig.10. The cascade PI controllers based on the diagrammatic representation of Fig. 1 were implemented using an Atmega1280 microcontroller that highlighted by the number 3 in Fig. 10. The resulting PI controller parameters were applied to the system of Fig.10 to regulate the output voltage. The simulation and experimental rig were subjected to the same condition. The resulting V_o waveforms by using PI controller parameters designed from both conventional and ATS methods for changing

10. The op-amp will be not saturated. In terms of stability analysis, the eigenvalues are addressed in Fig. 4(c) in which all eigenvalues are located on the stable region. For varying voltage command from 30V to 40V and 40V

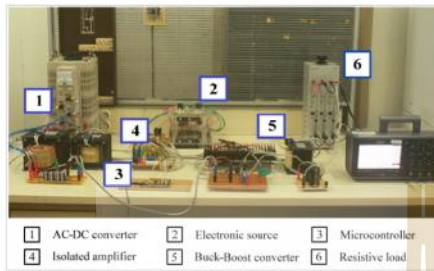


Fig. 10. The testing rig of the considered power system

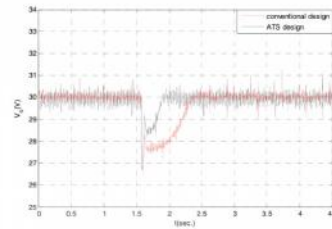


Fig. 14. The experimental results for changing R from 80Ω to 40Ω with $V_o^* = 30V$

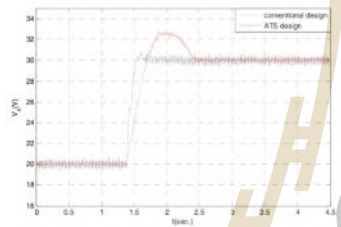


Fig. 11. The experimental results for changing V_o^* from 20V to 30V

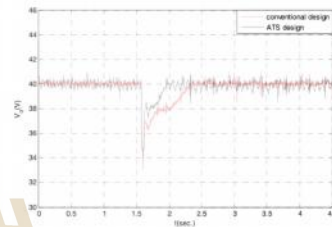


Fig. 15. The experimental results for changing R from 80Ω to 40Ω with $V_o^* = 40V$

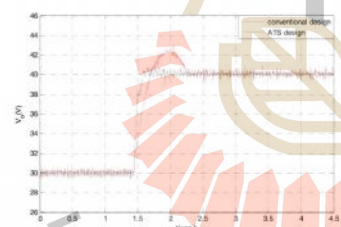


Fig. 12. The experimental results for changing V_o^* from 30V to 40V

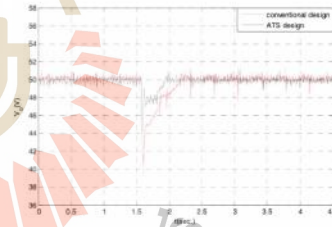


Fig. 16. The experimental results for changing R from 80Ω to 40Ω with $V_o^* = 50V$

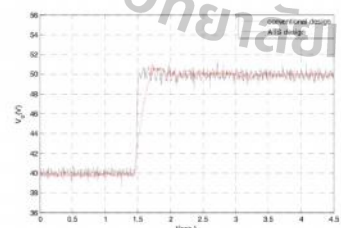


Fig. 13. The experimental results for changing V_o^* from 40V to 50V

V_o^* from 20V to 30V, 30V to 40V, and 40V to 50V with $R=80\Omega$ are shown in Figs. 11 - Fig. 13, respectively. The comparison waveforms for load variations when resistive load R is changed from 80Ω to 40Ω with V_o^* equal to 30V, 40V, and 50V are shown in Figs. 14-Fig. 16, respectively.

Overall it can be concluded that a good agreement between simulation and experiment results during the input and load variation can be achieved. The benefit when the system using the controllers designed by the proposed ATS method is clearly shown.

7. Conclusion

According to the results, it indicates that the state-space averaging model and the ATS algorithm play a significant mechanism to the optimal controller design process. The ATS algorithm is very useful to design the cascade PI controllers of buck-boost converter. Because of the penalty condition I and II, the resulting controller parameters are confirmed that they can be implemented using the practical devices without the saturated problems and the stable operation can be achieved. During the tuning process, the control signal d_s and the eigenvalues can be calculated from the proposed averaging model. The results have been already verified by using the simulation and experiment with a good agreement. The design procedure proposed in the paper is not limited to only buck-boost converter, but it can be also applied to all power converters with various types of controllers. However, the averaging models of the system are very important in which they must be determined before using the proposed design process. Furthermore, other AI algorithms such as GA, PSO, and etc. can be applied to the design process using the same procedure as well. It can be seen that the proposed design technique is very flexible and simple for the optimal controller design of power converter in which the implementation ability and the stable operation are confirmed.

The closed-loop denominator has roots with ω_{hi} and ζ_i . The standard second order form is

$$s^2 + 2\zeta_i\omega_{hi}s + \omega_{hi}^2 \quad (A-2)$$

Hence, the current loop controller can be designed by comparing between the denominator of (A-1) and (A-2) to yield:

$$K_{pi} = \frac{2\zeta_i\omega_{hi}A_rL}{V_{dc}} \quad (A-3)$$

$$K_{ii} = \frac{\omega_{hi}^2A_rL}{V_{dc}} \quad (A-4)$$

- Voltage loop control

The schematic of the voltage loop control of the system in Figure 1 is shown in Fig. A2.

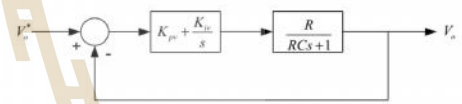


Fig. A2. voltage loop control

In Fig. A2, the K_{pv} and K_{iv} are the PI parameters of voltage loop control, while C and R are the capacitor of buck-boost converter and resistive load, respectively. Closed-loop transfer function of the voltage loop is given by:

$$\frac{V_v}{V_v^*} = \frac{\left(\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{C}\right)}{s^2 + \left(\frac{K_{pv}R + 1}{RC}\right)s + \frac{K_{iv}}{C}} \quad (A-5)$$

Therefore, the voltage loop controller can be also designed by comparing between the denominator of (A-5) and (A-2) to yield:

$$K_{pv} = \frac{2\zeta_v\omega_{hv}RC - 1}{R} \quad (A-6)$$

$$K_{iv} = \omega_{hv}^2C \quad (A-7)$$

In this paper, the PI controllers of both current and voltage control loops are designed by using (A-3), (A-4), (A-6), and (A-7). It can be seen that the controllers depend on the system parameters, damping ratio ζ_i and ζ_v , the bandwidths of current loop ω_{hi} , and voltage loop ω_{hv} . The PI parameters in Table 1 of Section 5 (conventional method) are designed by selecting $\zeta_v=0.8$, $\zeta_i=0.8$, $\omega_{hi} = 800$ rad/s, $\omega_{hv} = 80$ rad/s, and $V_{dc} = 35$ V.

Appendix

The details of classical method for PI controller design are as follow:

- Current loop control

The schematic of the current loop control of the system in Fig. 1 is shown in Fig. A1.

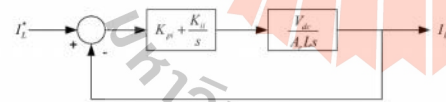


Fig. A1. current loop control

In Fig. A1, the K_{pi} and K_{ii} are the PI parameters of current loop control, while L , A_r , and V_{dc} are the inductor of buck-boost converter, amplitude of sawtooth waveform, and DC-link voltage, respectively. Closed-loop transfer function of the current loop is given by:

$$\frac{I_i}{I_i^*} = \frac{\left(\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{A_rL}\right)V_{dc}}{s^2 + \left(\frac{K_{pi}V_{dc}}{A_rL}\right)s + \frac{K_{ii}V_{dc}}{A_rL}} \quad (A-1)$$

Acknowledgements

This work was supported by Suranaree University of Technology (SUT).

References

- [1] D. Puangdownreong, K-N. Areerak, A. Srikaew, S. Sujitjorn and P. Totarong, "System Identification via Adaptive Tabu Search," In Proceedings *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT02)*, 2002, pp. 915-920.
- [2] S. Sujitjorn, T. Kulworawanichpong and D. Puangdownreong and K-N Areerak, "Adaptive Tabu Search and Applications in Engineering Design," *Book Chapters in Integrated Intelligent Systems for Engineering Design* (ed. X. F. Zha and R.J. Howlett), IOS Press, The Netherlands, 2006, pp. 233-257.
- [3] D. Puangdownreong, K-N. Areerak, K-L. Areerak, T. Kulworawanichpong, and S. Sujitjorn, "Application of adaptive tabu search to system identification," *LASTED International Conference on Modelling, Identification, and Control (MIC2005)*, Innsbruck, Austria: February 16-18, 2005, pp. 178-183.
- [4] T. Kulworawanichpong, K-L. Areerak, K-N. Areerak, P. Pao-la-or, D. Puangdownreong, and S. Sujitjorn, "Dynamic parameter identification of induction motors using intelligent search techniques," *LASTED International Conference on Modelling, Identification, and Control (MIC2005)*, Innsbruck, Austria: February 16-18, 2005, pp. 328-332.
- [5] T. Kulworawanichpong, K-L. Areerak, K-N. Areerak, and S. Sujitjorn, "Harmonic Identification for Active Power Filters Via Adaptive Tabu Search Method," *LNCIS (Lecture Notes in Computer Science)*, Springer-Verlag Heidelberg, vol. 3215, 2004, pp. 687-694.
- [6] K.-N. Areerak, T. Kulworawanichpong and S. Sujitjorn, "Moving Towards a New Era of Intelligent Protection through Digital Relaying in Power Systems," *Lecture Notes in Computer Science*, Springer-Verlag Heidelberg, vol. 3213, 2004, pp. 1255-1261.
- [7] T. Narongrit, K-L. Areerak, and K-N. Areerak, "Design of an Active Power Filter using Genetic Algorithm Technique," *The 9th WSEAS International Conference on Artificial Intelligent, Knowledge Engineering and Data Bases (AIKED'10)*, Cambridge, United Kingdom: February 20-22, 2010, pp. 46-50.
- [8] U. Leeton, D. Uthitsunthorn, U. Kwannetr, N. Sinsuphun, T. Kulworawanichpong, "Power loss minimization using optimal power flow based on particle swarm optimization," *International Conference on Electrical Engineering / Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Chaing Mai: May 19-21, 2010, pp. 440-444.
- [9] G. Lirui, H. Limin, Z. Liguu, L. Weina, and H. Jie, "Reactive Power Optimization for distribution systems based on Dual Population Ant Colony Optimization," in *Proc. 27th Chinese Control Conference (CCC 2008)*, China, pp. 89-93.
- [10] B. Achiammal, R. Kayalvizhi, "Genetic Algorithm based PI controller for Negative Output Elementary LUO converter," *Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), 2014 International Conference.*, 2014, pp. 1099-1103.
- [11] H. Madadi Kojabadi, Q. Cao, L. Chang, M. Ghribi, A. Dupuis, "Optimal PI controller gains using a multi-loop multi-objective genetic algorithm in IM drives," *Electrical and Computer Engineering, 2005. Canadian Conference*, pp. 470-473.
- [12] Xutao Li, Minjie Chen, Y. Tsutomu, "A method of searching PID controller's optimized coefficients for Buck converter using particle swarm optimization," *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference*. pp. 238-243.
- [13] E. Sahin, M.S. Ayas, I.H. Altas, "A PSO optimized fractional-order PID controller for a PV system with DC-DC boost converter," *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International*, pp. 477-481.
- [14] C. Rivetta, G.A. Williamson, and A. Emadi, "Constant Power Loads and Negative Impedance Instability in Sea and Undersea Vehicles Statement of the Problem and Comprehensive Large-Signal Solution," in *Proc. IEEE Electric Ship Tech. Symposium., Philadelphia, PA USA, July 2005*, pp. 313-320.
- [15] C.T. Rim, D.Y. Hu, and G.H. Cho, "Transformers as Equivalent Circuits for Switches: General Proof and D-Q Transformation-Based Analysis," *IEEE Trans. On Indus. Appl.*, vol. 26, no. 4, July/August 1990, pp. 777-785.
- [16] K.-N. Areerak, S.V. Bozhko, G.M. Asher, and D.W.P. Thomas, "DQ-Transformation Approach for Modeling and Stability Analysis of AC-DC Power System with Controlled PWM Rectifier and Constant Power Load," *13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)*, Poznan, Poland, 1-3 September 2008.
- [17] K. Chajarumudomrung, K-N. Areerak, and K-L. Areerak, "Modeling of Three-phase Controlled Rectifier using a DQ method," *2010 International Conference on Advances in Energy Engineering (ICAEE 2010)*, Beijing, China: June 19-20, 2010, pp. 56-59.
- [18] J. Mahdavi, A. Emadi, M.D. Bellar, M. Ehsani, "Analysis of Power Electronic Converter Using the Generalized State-Space Averaging Approach," *IEEE Trans. On Circuit and System.*, vol. 44, August 1997, pp. 767-770.
- [19] A. Emadi, "Modeling and Analysis of Multiconverter DC Power Electronic System Using the Generalized

- State-Space Averaging Method," *IEEE Trans. On Indus. Elect.*, vol. 51, n. 3, June 2004, pp. 661-668.
- [20] Ngamkong P., Kochcha P., Areerak K-N, Sujitjorn S. and Areerak K-L., "Application of the generalized state-space averaging method to modeling of DC-DC Power Converters," *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*, vol. 18, no. 3, June 2012, pp. 243-260.
- [21] Rangsan Chanpittayagit, Kongpan Areerak, and Kongpol Areerak (2014). "Modeling of AC-DC Power System Feeding a Controlled Buck-Boost Converter," *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2014 11th International Conference*, pp. 1-6.



Kongpan Areerak received the B.Eng. M.Eng degrees from Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2000 and 2001, respectively and the Ph.D. degree from the University of Nottingham, Nottingham, UK., in 2009, all in electrical engineering. In 2002, he was

a lecturer in the Electrical and Electronic Department, Rangsit University, Thailand. Since 2003, he has been a Lecturer in the School of Electrical Engineering, SUT. He received the Associate Professor in Electrical Engineering in 2015. His main research interests include system identifications, artificial intelligence applications, stability analysis of power systems with constant power loads, modeling and control of power electronic based systems, and control theory.



Jakkrit Pakdeeto was born in Nakhon Ratchasima, Thailand, in 1991. He received the B.Eng. (first-class honors) and M.Eng. degrees in electrical engineering from Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2013 and 2015, respectively where he is currently studying the Ph.D.

degree in electrical engineering. His main research interests include stability analysis, power electronics, AI applications, control systems and DC micro-grid systems.



Rangsan Chanpittayagit received the B.Eng. and M.Eng degrees in electrical engineering from Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2012 and 2015, respectively. His main research interests include stability analysis, power electronics, AI applications, and control

systems.



Kongpol Areerak received the B.Eng. M.Eng. and Ph.D. degrees in electrical engineering from Suranaree University of Technology (SUT), Thailand, in 2000, 2003, and 2007, respectively. Since 2007, he has been a lecturer and Head of Power Quality Research Unit (PQRU) in the School of Electrical

Engineering, SUT. He received the Associate Professor in Electrical Engineering in 2015. His main research interests include active power filter, harmonic elimination, artificial intelligence applications, motor drive, and intelligence control systems.



ผลกระทบของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวในระบบโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก

The effect of constant power load in DC micro-grid system

จักรกริช มัดดีโต กองพัน อารีรักษ์ และทองพล อารีรักษ์

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี E-mail : kongpan@su.ac.th

บทคัดย่อ

ปัจจุบันปัญหาสถานะโลกร้อนที่เกิดจากก๊าซเรือนกระจกเป็นสาเหตุหลักที่ทำให้แนวโน้มการใช้พลังงานไฟฟ้าที่ได้จากแหล่งพลังงานทดแทนมีจำนวนเพิ่มขึ้นส่งผลให้การใช้งานโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก (DC micro-grids, DCMGs) มีจำนวนเพิ่มขึ้น และเนื่องจากโหลดที่ใช้งานโดยส่วนใหญ่เป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว (constant power load, CPL) มีพฤติกรรมที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า ดังนั้นการวิเคราะห์เสถียรภาพของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็จึงเป็นสิ่งจำเป็น ในบทความนี้จะอาศัยทฤษฎีบทค่าเฉพาะจริงเพื่อวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความถูกต้อง ซึ่งได้จากการพิสูจน์แบบจำลองที่อาศัยการผสมผสานระหว่างวิธีดีคิว (DQ method) ร่วมกับวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (generalized state-space averaging approach, GSSA) การวิเคราะห์เสถียรภาพในบทความนี้จะยืนยันถึงผลกววิเคราะห์ด้วยวิธีการจำลองสถานการณ์ผ่านบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB ซึ่งผลกววิเคราะห์เสถียรภาพสามารถคาดเดาจุดที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้อง

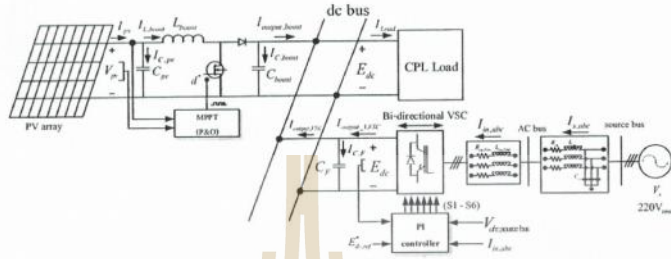
Abstract

Presently, the global warming issue caused by greenhouse effects are the main cause for the increasing renewable energy sources. As a result, the use of DC micro-grid system suitable for the renewable energy is increased. In addition, the load connected to the DC micro grid is normally constant power load in which it can degrade the system stability. Therefore, the stability issue for the DC micro-grid system is very important. In this paper, the stability point can be predicted by using the eigenvalue theorem via the proposed model. The mathematical model derived by using the combination between the DQ and GSSA methods. The simulation results via the SimPowerSystem™ of MATLAB are used to validate the instability point predicted from the theory. The results show that the eigenvalue theorem with the proposed model can correctly predict the unstable point.

Keyword: stability analysis, DC Micro-grids, constant power load

1. บทนำ

ปัญหาสถานะโลกร้อนในปัจจุบันที่เกิดจากก๊าซเรือนกระจกเป็นเหตุหลักที่ทำให้มีการหันมาใช้พลังงานไฟฟ้าที่ได้จากแหล่งพลังงานทดแทนมากขึ้น เนื่องจากเป็นพลังงานที่สะอาด ไม่มีการปล่อยก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ แหล่งพลังงานทดแทนเหล่านี้โดยส่วนใหญ่ใช้กำลังไฟฟ้าเป็นไฟฟ้ากระแสตรง อีกทั้งความก้าวหน้าของเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์กำลังในปัจจุบันส่งผลให้การใช้งานระบบไฟฟ้ากระแสตรงมีจำนวนเพิ่มขึ้น [1] แนวโน้มดังกล่าวเป็นกรอบแนวความคิดเพื่อพัฒนาไปสู่โครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก [2] เพื่อให้สามารถรองรับโหลดในอนาคต และจากแนวโน้มการใช้งานโหลดของระบบในปัจจุบัน โดยส่วนใหญ่มีลักษณะเป็นโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว เช่น มอเตอร์ไฟฟ้าที่มีการควบคุมความเร็วรอบ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของโหลด เป็นต้น ในงานวิจัย [3]-[4] พบว่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจะมีพฤติกรรมที่ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบไฟฟ้า ซึ่งอาจจะทำให้ระบบมีจุดที่เกิดการขาดเสถียรภาพก่อนถึงขีดของระบบที่ตั้งไว้ การวิเคราะห์เสถียรภาพของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจึงมีความจำเป็นเพื่อหลีกเลี่ยงการใช้งานระบบที่สภาวะขาดเสถียรภาพ ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในบทความนี้มีส่วนประกอบของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าอยู่ 2 ส่วน ได้แก่ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์ที่มีอัลกอริทึมในการควบคุมจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่มีตัวควบคุมฟิโธ การพิสูจน์แบบจำลองของระบบดังกล่าวจะทำให้แบบจำลองที่ได้เป็นแบบจำลองที่ขึ้นอยู่กับเวลา อันเนื่องมาจากผลของอุปกรณ์สวิตซ์ในระบบ [5] ซึ่งมีความซับซ้อนเป็นอย่างมากในการวิเคราะห์เสถียรภาพ เพื่อให้มีความสะดวกและลดความซับซ้อนในการวิเคราะห์เสถียรภาพในบทความนี้จะอาศัยการผสมผสานระหว่างวิธีดีคิว [5] และวิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป [6] เพื่อพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ขึ้นอยู่กับเวลา พร้อมทั้งมีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่พิสูจน์ขึ้น หลังจากนั้นจะอาศัยทฤษฎีบทค่าเฉพาะจริง ซึ่งเป็นทฤษฎีระบบควบคุมพื้นฐานมาใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพเพื่อคาดเดาจุดที่เกิดการขาดเสถียรภาพของระบบ การวิเคราะห์เสถียรภาพในบทความนี้จะยืนยันถึงผลด้วยการจำลองสถานการณ์ผ่านบล็อก SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB ซึ่งพบว่าผลการวิเคราะห์เสถียรภาพสามารถคาดเดาจุดที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้อง บทความนี้มีส่วนประกอบทั้งหมด 5 ส่วน ได้แก่ ส่วนที่ 1



รูปที่ 1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

กล่าวถึงบทบาทซึ่งอธิบายถึงที่มาและความสำคัญในการวิเคราะห์เสถียรภาพของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็ก ส่วนที่ 2 กล่าวถึงระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ส่วนที่ 3 กล่าวถึงการพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบพร้อมตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง ในส่วนที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบพร้อมกันยูนิตผล การวิเคราะห์ด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ และในส่วนที่ 5 กล่าวถึงข้อสรุปของงานวิจัยในบทความนี้

2. ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

โครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่ใช้ในบทความนี้แสดง ดังรูปที่ 1 ซึ่งมีส่วนประกอบของระบบคือ แหล่งจ่ายของระบบจะผลิตพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ โดยที่แต่ละแผงมีกำลัง 350 W ขนาดกัน 40 แผงและอนุกรมกัน 9 ชุด ทำให้มีที่กักกระแสไฟฟ้าสูงสุดประมาณ 210 A (102 kW) และมีอัลกอริทึมใช้สำหรับตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (maximum power point tracking, MPPT) โดยในบทความนี้จะใช้วิธีการควบคุมและสังเกต [6] เป็นตัวควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้า ณ จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ทุกสภาวะให้กับบัสไฟฟ้ากระแสตรง ลำดับถัดมาโหลดของระบบจะใช้โหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวแบบอุดมคติ และในลำดับสุดท้ายคือตัวที่เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบ 2 ทิศทาง (bi-directional converter) ซึ่งเชื่อมต่อกับระหว่างระบบไฟฟ้ากระแสตรงและระบบไฟฟ้ากระแสสลับ

3. การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

การพิสูจน์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในบทความนี้จะอาศัยวิธีคำนวณเชิงปริภูมิสถานะทั่วไปทางฝั่งแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์ผ่านวงจรแปลงผันแบบบูสต์และใช้วิธีคิววางฝั่งแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสผ่านสายส่งรวมถึงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง เริ่มพิจารณาจากฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบูสต์จะได้ดังสมการที่ (1)

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < dT_s \\ 0, & dT_s < t < T \end{cases} \quad (1)$$

โดยที่ T_s คือคาบฟังก์ชันการสวิตช์
 d คือค่าวัฏจักรหน้าที่ของวงจรแปลงผันแบบบูสต์

การพิสูจน์แบบจำลองด้วยวิธีคำนวณเชิงปริภูมิสถานะทั่วไปจะพิจารณาเฉพาะที่ความถี่อนุฐานและโหนดกระแสต่อเนื่อง ซึ่งจะได้สมการฟังก์ชันสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบูสต์แสดงดังสมการที่ (2)

$$\langle u(t) \rangle_0 = d \quad (2)$$

ทั้งนี้เพื่อลดความซับซ้อนของแบบจำลองจะกำหนดให้แหล่งพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ทำงาน ณ จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดตลอดเวลา ซึ่งจะได้สมการค่าวัฏจักรหน้าที่ที่ถูกลบคูณด้วยอัลกอริทึมการตามรอยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดดังสมการที่ (3)

$$d^* = 1 - \frac{V_{mppt}}{E_{dc,ref}} \quad (3)$$

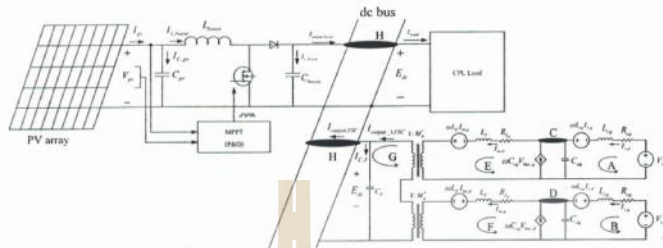
โดยที่ V_{mppt} คือแรงดันที่แผงเซลล์แสงอาทิตย์ ณ จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด
 $E_{dc,ref}$ คือแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง ณ จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด

ลำดับถัดมาพิจารณาฟังก์ชันการสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง [7] โดยใช้วิธีคิววางเพื่อเปลี่ยนสมการฟังก์ชันการสวิตช์จะได้ดังสมการที่ (3) ซึ่งพบว่าสมการดังกล่าวไม่มีตัวแปรที่ขึ้นกับเวลา

$$M_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3} M}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\phi_s - \theta) \\ \sin(\phi_s - \theta) \end{bmatrix} \quad (3)$$

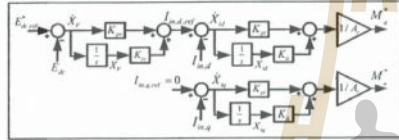
โดยที่ ϕ_s คือมุมที่บัสแหล่งจ่าย (source bus)
 θ คือมุมที่ขั้วของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง
 M คือค่าดัชนีมอดูลัสสวิตช์
 M_{dc} และ M_s คือค่าดัชนีมอดูลัสตัวรับแทนแฉดิว

สำหรับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสผ่านสายส่งสามารถแปลงให้อยู่บนแกนดีคิว [8] ซึ่งจะมีลักษณะเป็นวงรีไฟฟ้ากระแสตรง ในกรณีที่ถ่วงไม่พิจารณาความถี่ไอของระบบในรูปแบบที่ 1 สามารถนำไปเขียนเป็นวงกลมบนแกนดีคิวได้ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแบบตัว (กรณีที่ไม่มีการควบคุมระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรง)

การพิจารณาตัวควบคุมที่ไอที่ใช้สำหรับคงค่าระดับแรงดันบัสไฟฟ้าที่กระแสตรงให้คงที่ที่แสดงบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมตัวควบคุมแบบปิด

จากรูปที่ 3 จะกำหนดให้ค่า $I_{q,ref} = 0$ เพื่อให้ค่าล้าประจวบกับกำลังไฟฟ้าที่มีแหล่งจ่ายอื่นเท่ากับ 1 และสามารถหา M_d^* และ M_q^* ได้จากสมการที่ (4)

$$M_d^* = \frac{1}{A} (E_d K_p K_m - E_d K_m K_p + X_d K_p K_m - I_{m,d} K_m + X_m K_p) \quad (4)$$

$$M_q^* = \frac{1}{A} (-I_{m,d} K_p + X_d K_m)$$

โดยที่ A คือค่าของดีเทอร์มิแนนต์ของสมการพหุ

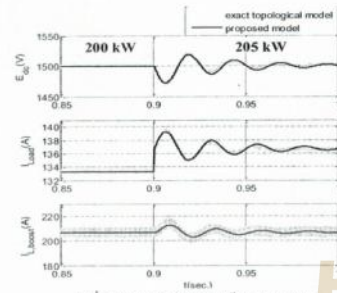
จากการใช้ทฤษฎีพื้นฐานทางไฟฟ้าเพื่อหาแบบจำลองโมเดลที่มีขั้วไม่มีตัวควบคุมจะปรากฏพจน์ M_d และ M_q หลังจากนั้นเพื่อให้ได้แบบจำลองของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่มีการควบคุมระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงจะกำหนดให้ $M_d = M_d^*$ และ $M_q = M_q^*$ ซึ่งจะช่วยให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบแสดงได้ดังสมการที่ (5) โดยที่แหล่งพลังงานเซลล์แสงอาทิตย์สามารถแทนด้วยสมการแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งได้จาก [9] แบบจำลองดังกล่าวเป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำให้ไม่เหมาะสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทนี้จะนำเสนอวิธีการที่นิยมใช้กันคือโดยอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (6) ซึ่งค่าต่าง ๆ ในเมทริกซ์ A, B, C และ D จะขึ้นอยู่กับจุดปฏิบัติงานของระบบแบบจำลองดังกล่าว มีชื่อเรียกว่า แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (small signal model) ซึ่งเป็นแบบจำลองที่นิยมใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีโวลต์เป็น โวลต์กำลังไฟฟ้าทั้งตัวผ่านทฤษฎีบทค่าจะจง [10]

$$\begin{aligned} \dot{I}_{d,d} &= -\frac{R_{L,d}}{L_{L,d}} I_{d,d} + \omega I_{q,d} - \frac{1}{L_{L,d}} V_{L,d} + \frac{1}{L_{L,d}} V_{d,d} \\ \dot{I}_{q,d} &= -\omega I_{d,d} - \frac{R_{L,q}}{L_{L,q}} I_{q,d} - \frac{1}{L_{L,q}} V_{L,q} + \frac{1}{L_{L,q}} V_{q,d} \\ \dot{V}_{L,d} &= \frac{1}{C_{L,d}} I_{d,d} + \omega V_{L,q} - \frac{1}{C_{L,d}} I_{m,d} \\ \dot{V}_{L,q} &= \frac{1}{C_{L,q}} I_{q,d} - \omega V_{L,d} - \frac{1}{C_{L,q}} I_{m,q} \\ \dot{I}_{m,d} &= \frac{1}{L_f} V_{L,d} - \frac{R_{L,d}}{L_f} I_{m,d} + \omega I_{m,q} - \frac{K_p K_m E_d E_m}{A_f L_f} + \frac{K_m K_p E_d E_m}{A_f L_f} \\ &\quad - \frac{K_p K_m E_d X_d}{A_f L_f} + \frac{K_m K_p E_m X_d}{A_f L_f} \\ \dot{I}_{m,q} &= \frac{1}{L_f} V_{L,q} - \omega I_{m,d} - \frac{R_{L,q}}{L_f} I_{m,q} + \frac{K_p K_m E_d E_m}{A_f L_f} - \frac{K_p K_m E_m X_d}{A_f L_f} \\ \dot{E}_d &= \frac{K_m K_p E_d I_{m,d}}{A_f C_f} - \frac{K_p K_m E_d I_{m,q}}{A_f C_f} + \frac{K_m K_p I_{m,d}}{A_f C_f} - \frac{K_m K_p I_{m,q}}{A_f C_f} \\ &\quad + \frac{K_p I_{m,d} X_d}{A_f C_f} - \frac{K_p I_{m,q} X_d}{A_f C_f} + \frac{K_p I_{m,d} X_m}{A_f C_f} + (1-d') \frac{I_{L,d}}{C_f} - \frac{P_{L,d}}{C_f E_d} \\ \dot{X}_d &= K_m E_d - K_p E_m + K_m X_d - I_{m,d} \\ \dot{X}_q &= -I_{m,q} \\ \dot{X}_d &= E_d - E_m \\ \dot{I}_{L,d} &= \frac{V_{L,d}}{L_{L,d}} - (1-d') \frac{E_d}{L_{L,d}} \\ \dot{V}_{L,d} &= \frac{I_{L,d}}{C_{L,d}} + \frac{V_{L,d}}{C_{L,d}} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \delta \dot{x} = A(x_0, u_0) \delta x + B(x_0, u_0) \delta u \\ \delta \dot{y} = C(x_0, u_0) \delta x + D(x_0, u_0) \delta u \end{cases} \quad (6)$$

เพื่อให้มั่นใจได้ว่าแบบจำลองมีความถูกต้องจึงต้องมีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พิสูจน์ โดยในการตรวจสอบความถูกต้องจะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของระบบมีค่าดังนี้ $V_d = 220V$, $R_{L,d} = 0.05\Omega$, $L_{L,d} = 0.01mH$, $C_{L,d} = 22\mu F$, $L_f = 5mH$, $R_{L,f} = 0.05\Omega$, $C_f = 1000\mu F$, $L_{m,d} = 1mH$, $N_p = 40$, $N_s = 9$, $K_p = 0.5064$, $K_m = 105.7404$, $K_p = 0.0251$, $K_m = 49.3480$

การตรวจสอบจะกำหนดให้ระดับแรงดันบัสไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าคงที่ 1500 V จากนั้นเปลี่ยนแปลงโวลต์กำลังไฟฟ้าทั้งตัวจากเดิม 200 kW เป็น 205 kW ที่เวลา $t = 0.9s$ ผลการตรวจสอบความถูกต้องแสดงได้ดังรูปที่ 4



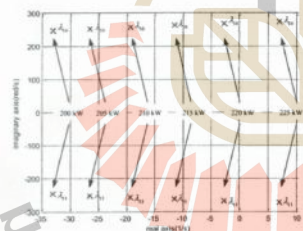
รูปที่ 4 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง

4. การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้า

การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบไฟฟ้าในบทความนี้จะอาศัยทฤษฎีบทค่าเฉพาะ ซึ่งสามารถคำนวณค่าเฉพาะของระบบได้ดังสมการที่ (7)

$$\det[\lambda I - A] = 0 \quad (7)$$

โดยที่ระบบจะขาดเสถียรภาพก็ต่อเมื่อ $\text{real } \lambda_i \geq 0$ ซึ่ง $i = 1, 2, 3, \dots, n$ (n = จำนวนตัวแปรสถานะในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์) ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพแสดงได้ดังรูปที่ 5 ซึ่งแสดงค่าเฉพาะสำหรับค่าความได้จกแบบจำลองในสมการที่ (6) เมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีการเปลี่ยนแปลงจาก 220 kW ไปเป็น 225 kW

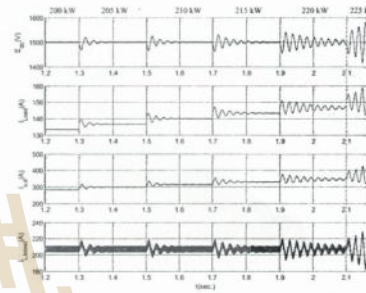


รูปที่ 5 ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพ

ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพพบว่าระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวมีค่า 225 kW ทั้งนี้เห็นผลการวิเคราะห์เสถียรภาพซึ่งได้มีการจำลองสถานการณ์ โดยกำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจนระบบเกิดการขาดเสถียรภาพซึ่งสามารถแสดงผลการจำลองสถานการณ์ได้ดังรูปที่ 6 ซึ่งพบว่าการวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎีบทค่าเฉพาะจะสามารถคาดการณ์จุดขาดเสถียรภาพของระบบได้อย่างถูกต้อง กล่าวคือผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าระบบขาดเสถียรเมื่อโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเท่ากับ 225 kW ซึ่งเป็นไปตามการคาดการณ์ทางทฤษฎี

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของโครงข่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กรวมถึงบทบาทของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยวิธีดังกล่าวสามารถคาดการณ์ที่ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพได้อย่างถูกต้อง จึงเป็นประโยชน์ต่อผู้ออกแบบระบบดังกล่าวในการหลีกเลี่ยงการใช้งานที่สภาวะขาดเสถียรภาพ



รูปที่ 6 ผลการจำลองสถานการณ์การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ

เอกสารอ้างอิง

- [1] H. Mohsenian-Rad and A. Davoudi, "Optimal demand response in DC distribution networks," in *2013 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, 2013, pp. 564-569.
- [2] K. Strunz, E. Abbasi, and D. N. Hsu, "DC Microgrid for Wind and Solar Power Integration," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 115-126, 2014.
- [3] V. Grigore, J. Hatonen, J. Kyrya, and T. Suntio, "Dynamics of a buck converter with a constant power load," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*, 1998, vol. 1, pp. 72-78 vol.1.
- [4] K. N. Areerak, T. Wu, S. V. Bozhko, G. M. Asher, and D. W. P. Thomas, "Aircraft Power System Stability Study Including Effect of Voltage Control and Actuators Dynamic," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, no. 4, pp. 2574-2589, 2011.
- [5] J. Mahdavi, A. Emadi, M. D. Bellar, and M. Elstani, "Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, no. 8, pp. 767-770, 1997.
- [6] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1010-1021, 2011.
- [7] I. M. Seddik Bacha, Antoneta Iuliana, "Power Electronics Converters Modeling and Control: With Case Studies," *Advanced Textbooks in Control and Signal Processing*, 2014.
- [8] K. Chaijarumudomrung, K. N. Areerak, and K. L. Areerak, "Modeling of three-phase controlled rectifier using a DQ method," in *2010 International Conference on Advances in Energy Engineering*, 2010, pp. 56-59.
- [9] J. Pakdeeto, K.-N. Areerak, and K.-L. Areerak, "Large-Signal Model of DC Micro-grid Systems Feeding a Constant Power Load," *The 2017 International Electrical Engineering Congress (IEECON2017)*, Pattaya, Thailand, pp. 21-24, March 8-10 2017.
- [10] K. N. Areerak, S. V. Bozhko, G. M. Asher, L. D. Lillo, and D. W. P. Thomas, "Stability Study for a Hybrid AC-DC More-Electric Aircraft Power System," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 48, no. 1, pp. 329-347, 2012.

The Stability Analysis of DC Micro-Grid System with PV Array

Jakkrit Pakdeeto, Kongpan Areerak* and Kongpol Areerak
Power electronics, Energy, Machines and Control Research Group
School of Electrical Engineering Suranaree University of Technology
Nakhon Ratchasima, THAILAND

*corresponding author: kongpan@sut.ac.th

Abstract—The paper deals with the stability analysis of DC micro-grid system (DC MGs). The eigenvalue theorem is applied with the proposed model derived from the DQ method and the generalize state-space averaging (GSSA) method. It can be found from the stability study that the irradiance of PV arrays can significantly affect to the stability margin of DC MGs. The simulation results via the exact topological model of MATLAB are used to confirm the theoretical results. A good agreement between the simulation and theory can be achieved. Moreover, the effect of irradiance changing on stability issue is very important. This effect has to be considered for DC MGs to avoid the unstable operation.

Keywords —DC Micro-grid, stability analysis, PV array, mathematical model, eigenvalue theorem

I. INTRODUCTION

The global warming issue caused by greenhouse gases is the main reason for the adoption of renewable energy sources. Most of the renewable energies provide DC power. In addition, the advancement of electronic power technology has resulted in the increasing DC power usage [1]. This trend is a concept for developing the DC MGs [2]. It can support more loads in the future and increase system reliability. This article presents DC MGs with PV source. The output power of PV array normally depends on the irradiance. The rated of the DC MGs can be equal to the maximum output power of the photovoltaic modules of the standard light intensity ($1000\text{W}/\text{m}^2$). Trends of the load in the system are mostly constant power such as the electric motor with speed controlled, power converter circuit with output voltage controlled and etc. In paper [3, 4] found that the CPL can degrade the system stability. This may cause the system becomes unstable before rated power. Therefore, the stability analysis of DC MGs is important.

The mathematical model is normally used for the stability study. It is well known that the model of the power converter is time-varying in nature due to the switching action [5]. In the considered system, it has two components of the power converter circuit: the boost converter and the bi-directional converters circuit. In order to simplify the stability analysis, the previous works presented several methods [5] to eliminate switching action to achieve the time-invariant model. The proposed model will use the combination between DQ [6] and generalized state-space averaging (GSSA) [7] techniques to achieve the time-invariant model. Then, the stability analysis of

the system will use eigenvalue theorem to predict the unstable point of the system. Furthermore, this technique will be used for analyzing the effect of irradiance changing in DC MGs. The simulation results from SimPowerSystem™ on MATLAB program can be used to validate the result from theory. The results show that the stability analysis via the proposed model can accurately predict the unstable point of the system.

In this paper, it consists of five sections as follows: the introduction of this article show in Section I. The details of the considered system and mathematical model derivation will be presented in Section II. Section III presents the stability analysis. Section VI illustrates the effect of irradiance changing in DC MGs and Section V is the conclusion.

II. THE CONSIDERED SYSTEM

The considered DC MGs is depicted in Fig 1. It consists of the PV arrays, boost converter, CPL, bi-directional voltage source converter (VSC), transmission line and three-phase AC source. The part of PV array has 350 W/panel. The amount of PV arrays are 360 panels (parallel 40 panels and series 9 modules) in which they can supply the maximum power equal to 102 kW (210 A). The characteristic curve of the PV source used in the considered DC MGs is shown in Figure 2. In the part of boost converter, it has MPPT algorithm (P&O) [8]. The P&O algorithm will track the maximum power to supply the DC MGs. Moreover, the bi-directional VSC can be used to regulate the DC BUS voltage by using PI controller. In this paper, the assumption for model derivation is that the ideal current source can be represented as the PVs behavior. In addition, all power converters are operated under the continuous conduction mode (CCM) and the harmonics are also ignored.

Mathematical Model Derivation

As for deriving the model, the GSSA is applied to eliminate the switching action of the boost converter, while the DQ method is used for the three phase AC power system. Based on the GSSA method, if the fundamental frequency and CCM are considered, the complex Fourier coefficient of the switching function is given in (1)

$$\langle u(t) \rangle_0 = d \quad (1)$$

where d is duty cycle of the boost converter

To reduce the complexity of the model, the duty cycle at the maximum power point (MPP) for any operating point can be defined as shown in (2).

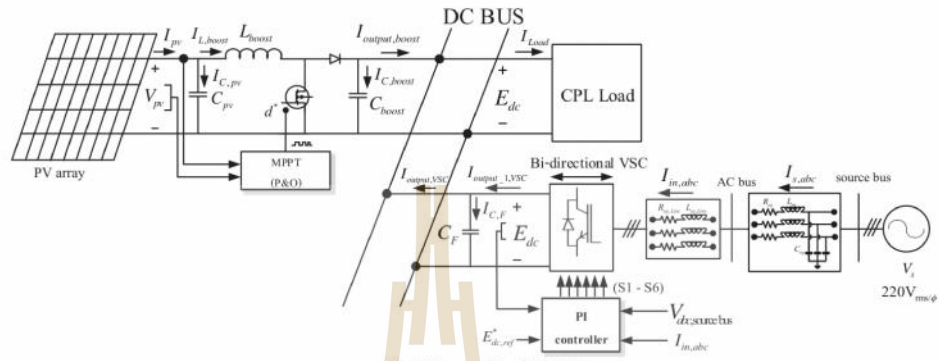


Fig 1. The considered DC MGs

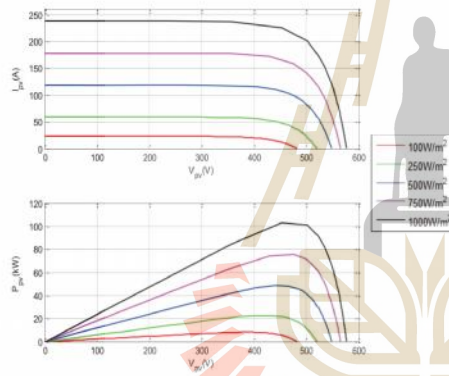


Fig 2. The characteristic I-V and P-V of PV array

$$d^* = 1 - \frac{V_{mpp, Ir}}{E_{dc, ref}} \quad (2)$$

where $V_{mpp, Ir}$ is the output voltage of PV at any MPP
 $E_{dc, ref}$ is the DC BUS voltage controlled

As for the DQ method [9], the switching function of bi-directional VSC is firstly considered. This switching function on DQ-frame is given in (3). Notice that after transferring this function to DQ-frame, it is the time-invariant equation.

$$M_{dq} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{M}{2} \begin{bmatrix} \cos(\phi - \theta) \\ \sin(\phi - \theta) \end{bmatrix} \quad (3)$$

where ϕ is the angle at source bus, θ is the angle at the terminal of bi-directional VSC, M is modulation index, M_d and M_q is modulation index in D and Q axis respectively.

The three-phase AC power system through the transmission line can be also converted to a DQ axis by using the same DQ transformation used in (3). The details how to design the PI controller of the system is shown in (4).

$$\begin{aligned} \dot{I}_{d1} &= \frac{R}{L} I_{d1} + \omega L \frac{1}{L} V_{d1} + \frac{1}{L} V_{q1} \\ \dot{I}_{q1} &= -\omega L \frac{1}{L} I_{d1} - \frac{R}{L} I_{q1} + \frac{1}{L} V_{q1} - \frac{1}{L} V_{d1} \\ \dot{V}_{d1} &= \frac{1}{C} I_{d1} + \omega C V_{d1} - \frac{1}{C} I_{q1} \\ \dot{V}_{q1} &= \frac{1}{C} I_{q1} - \omega C V_{q1} - \frac{1}{C} I_{d1} \\ \dot{I}_{d2} &= \frac{1}{L} V_{d2} - \frac{R}{L} I_{d2} + \omega L \frac{1}{L} I_{q2} + \frac{K_p K_f E_d}{A L_f} + \frac{K_f K_f E_q}{A L_f} + \frac{K_f K_f E_x}{A L_f} \\ &\quad + \frac{K_p I_{d1} E_d}{A L_f} + \frac{K_f I_{q1} E_d}{A L_f} \\ \dot{I}_{q2} &= \frac{1}{L} V_{q2} - \omega L \frac{1}{L} I_{d2} - \frac{R}{L} I_{q2} + \frac{K_p I_{d1} E_q}{A L_f} + \frac{K_f I_{q1} E_q}{A L_f} \\ \dot{E}_d &= \frac{K_p K_f E_d I_{d1}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_d I_{d2}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_d I_{d3}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_d I_{d4}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_d I_{d5}}{A C_f} \\ &\quad + \frac{K_p K_f E_d I_{d6}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_d I_{d7}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_d I_{d8}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_d I_{d9}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_d I_{d10}}{A C_f} \\ \dot{E}_q &= \frac{K_p K_f E_q I_{q1}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_q I_{q2}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_q I_{q3}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_q I_{q4}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_q I_{q5}}{A C_f} \\ &\quad + \frac{K_p K_f E_q I_{q6}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_q I_{q7}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_q I_{q8}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_q I_{q9}}{A C_f} + \frac{K_p K_f E_q I_{q10}}{A C_f} \\ \dot{X}_d &= -I_{d1} \\ \dot{X}_q &= E_d - E_q \\ \dot{I}_{Lboost} &= \frac{V_{dc}}{L_{boost}} (1-d^*) \frac{E_{pv}}{L_{boost}} \\ \dot{V}_{pv} &= \frac{I_{Lboost}}{C_{pv}} + \frac{N_p}{C_{pv}} \left[(I_{pv} + K_f(T-T_{ref})) \left(\frac{G}{G_{ref}} \right) - \left(\frac{I_{pv}}{I_{pv,ref}} \right) \left(\frac{T}{T_{ref}} \right) \left(\frac{I_{pv}}{I_{pv,ref}} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \right] \left(\frac{I_{pv}}{I_{pv,ref}} \right)^{\frac{1}{\alpha}} - 1 \end{aligned} \quad (4)$$

The mathematical model in (4) is a nonlinear model. It is not suitable for the stability analysis by using the eigenvalue theorem. The linearization via the first order terms of Taylor series expansion is applied so as to achieve a set of linear differential equations around an equilibrium point. The linear time-invariant state variable model of the system as shown in (5).

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (5)$$

From (5), the values in matrix A, B, C, and D depend on the operating point of the system. This model is suitable for stability analysis by using eigenvalue theorem. The system parameters are set as follows: $V_i=220V_{rms}$, $R_{eq}=0.05\Omega$, $L_{eq}=0.01mH$, $C_{eq}=22\mu F$, $L_f=6.5mH$, $R_{Lf}=0.05\Omega$, $C_f=1000\mu F$, $L_{boost}=1mH$, $N_p=40$, $N_s=9$, $K_{pv}=0.5064$, $K_{i1}=105.7404$, $K_{ip}=-0.0327$, $K_{if}=-64.1527$. As for the validation, the changing CPL from 140 kW to 145 kW is considered via the simulation as shown in Fig.3. The results show that the proposed model can provide the same responses compared with those from the exact topological model in both transient and steady-state. Therefore, the model can be used for stability analysis as discussed in the next section.

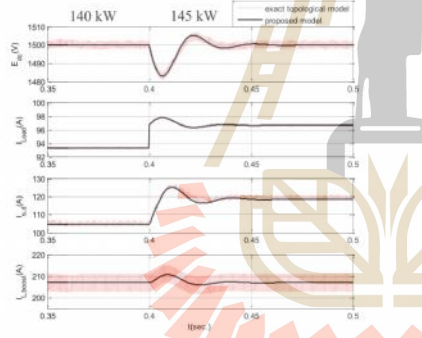


Fig 3. The model validation

III. STABILITY ANALYSIS

In this section, the linearized model in (5) is then used with the eigenvalue theorem to analyze the stability. The eigenvalue can be calculated from the Jacobian matrix in (5) by:

$$\det[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}] = 0 \quad (6)$$

and the system is stable if

$$\text{Re} \{ \lambda_i \} < 0 \quad (7)$$

where $i = 1, 2, 3, \dots, n$ (n = the number of state variables)

To investigate the instability condition due to the CPL, the eigenvalues of the system are calculated from the Jacobian

matrix when the CPL varies from 190 kW to 200 kW with fixed irradiance equal to $1000W/m^2$. The eigenvalues are shown in Fig.4. According to the eigenvalue theorem, the system becomes unstable when the CPL equal to 200 kW. The simulation results to support the unstable condition of Fig.4 is depicted in Fig.5. In addition, if the irradiance is equal to $0 W/m^2$, the system will be unstable when the CPL equal to 87.5 kW. The eigenvalues when the irradiance is equal to $0 W/m^2$ and the simulation result is shown in Fig 6 and Fig 7 respectively.

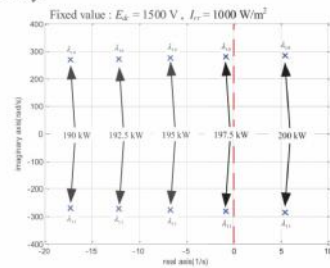


Fig 4. The eigenvalue at irradiance = $1000 W/m^2$

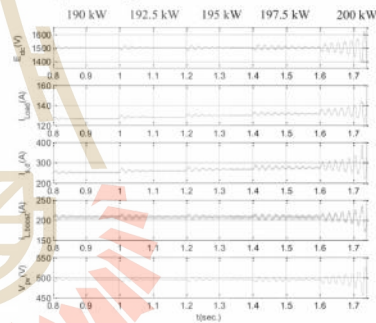


Fig 5. The simulation results at irradiance = $1000 W/m^2$

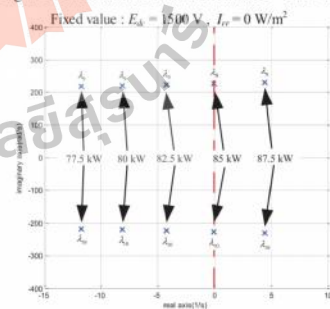


Fig 6. The eigenvalue at irradiance = $0 W/m^2$

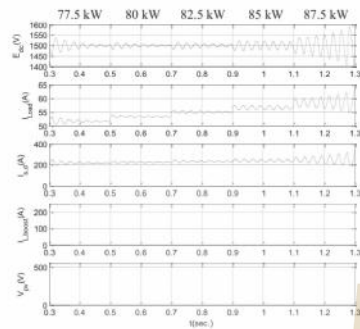


Fig 7. The simulation results at irradiance = 0 W/m²

IV. THE EFFECT OF IRRADIANCE CHANGING

As the aforementioned, if the irradiance is more than 0 W/m², the considered DC MGs will be more stable. Unfortunately, if the irradiance is equal to 0 W/m², the system becomes unstable at 87.5 kW. Naturally, the irradiance cannot be defined as a constant value. The irradiance is estimated at 0 W/m² when the PV arrays are operated at night or the daytime with many clouds covered. In the case, the system will be unstable if the CPL is operated at 87.5 kW. In order to confirm this situation, the simulation result of irradiance changing with fixed CPL at 87.5 kW is shown in Fig.8.

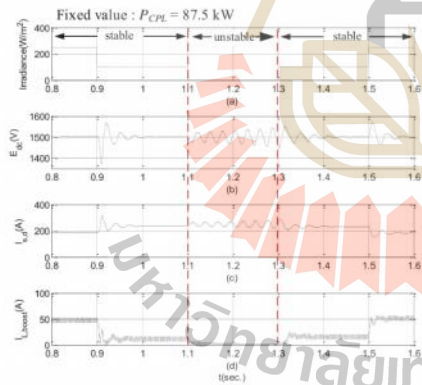


Fig 8. The simulation results while irradiance changing

Referring to Fig.8, the system will be unstable at 1.1s to 1.3s when the irradiance is equal to 0 W/m². The oscillation is occurred in the DC BUS voltage as shown in Fig.8(b). However, if the irradiance is increased more than 0 W/m², the system becomes stable again. Therefore, the irradiance changing can provide the instability situation. The proposed

study in the paper is very important for the DC MGs having PV arrays.

V. CONCLUSION

This paper presents the stability analysis of DC MGs including the effect of irradiance changing. The stability analysis in this paper uses the eigenvalue theorem via the proposed mathematical model. The model of considered DC MGs derived from DQ and GSSA methods that can provide the accurate responses compared with those from the exact topology model. The results show that the eigenvalue can be used to predict the unstable point of the system. From the simulation results, the irradiance changing will affect the stability of the system. When the irradiance is decreased, the system can become unstable.

REFERENCES

- [1] H. Mohsenian-Rad and A. Davoudi, "Optimal demand response in DC distribution networks," in *2013 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, 2013, pp. 564-569.
- [2] K. Strunz, E. Abbasi, and D. N. Huu, "DC Microgrid for Wind and Solar Power Integration," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 115-126, 2014.
- [3] V. Grigore, J. Hatonen, J. Kyyra, and T. Suntio, "Dynamics of a buck converter with a constant power load," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*, 1998, vol. 1, pp. 72-78 vol.1.
- [4] K. N. Areerak, T. Wu, S. V. Bozhko, G. M. Asher, and D. W. P. Thomas, "Aircraft Power System Stability Study Including Effect of Voltage Control and Actuators Dynamic," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 47, no. 4, pp. 2574-2589, 2011.
- [5] J. Mahdavi, A. Emaadi, M. D. Bellar, and M. Ehsani, "Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, no. 8, pp. 767-770, 1997.
- [6] K. N. Areerak, S. V. Bozhko, G. M. Asher, and D. W. P. Thomas, "DQ-transformation approach for modelling and stability analysis of AC-DC power system with controlled PWM rectifier and constant power loads," in *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, pp. 2049-2054.
- [7] A. Emadi, "Modelling and analysis of multi-converter DC power electronic systems using the generalized state space averaging method," in *Industrial Electronics Society, 2001. IECON 01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, 2001, vol. 2, pp. 1001-1007 vol.2.
- [8] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1010-1021, 2011.
- [9] I. M. Seddik Bacha, Antoneta Juliana "Power Electronics Converters Modeling and Control: With Case Studies," *Advanced Textbooks in Control and Signal Processing*, 2014.
- [10] J. Pakdeeto, K.-N. Areerak, and K.-L. Areerak, "Large-Signal Model of DC Micro-grid Systems Feeding a Constant Power Load," *The 2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON2017)*, Pattaya, Thailand, pp. 21-24, March 8-10 2017.

ภาคผนวก ค

รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$ จากสมการที่ (5-6)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix}
\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \tilde{S} & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-\tilde{S} & \frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \tilde{S} & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\tilde{S} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & \frac{1}{L_F} & 0 & -\frac{R_{L_F} + K_{pi} E_{dc_0}}{L_F} & \tilde{S} & a(5,7) & -\frac{K_{ii} E_{dc_0}}{AL} & 0 & \frac{K_{iv} K_{pi} E_{dc_0}}{AL} & K E & E & 0 & \frac{\tilde{S}_c}{r F} & \frac{K_{FB} K_{pv} K_{pi} K_{dc}^*}{2AL} \\
0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_F} & -\tilde{S} & -\frac{R_{L_F} + K_{pi} E_{dc_0}}{L_F} & \frac{K_{pi} I_{in,q_0}}{AL} & \frac{K_{ii} X_{i,q_0}}{AL} & 0 & \frac{K_{ii} E_{dc_0}}{AL} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & a(7,5) & -\frac{2K_{pi} I_{in,q_0}}{A C_F} & \frac{K_{ii} X_{i,q_0}}{A C_F} & -\frac{K_{pv} K_{pi} I_{in,d_0}}{A C_F} & \frac{P_{CPL_0}}{C_F E_{dc_0}^2} & \frac{K_{ii} I_{in,d_0}}{C_F} & \frac{K_{ii} I_{in,q_0}}{C_F} & \frac{K_{iv} K_{pi} I_{in,d_0}}{C_F} & \frac{1-d^*}{C_F} & -\frac{\tilde{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}^* I_{in,d_0}}{2A C_F} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -K_{pv} + \left(\frac{\tilde{S}_c K_{FB} K_{pv} E_{dc_0}^*}{2E_{dc_0}^2} \right) & 0 & 0 & K_{iv} & 0 & 0 & \frac{K_{FB} K_{pv} K_{dc}^*}{2} & \frac{\tilde{S}_c K_{FB} K_{pv} E_{dc_0}^*}{2} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 + \left(\frac{\tilde{S}_c K_{FB} E_{dc_0}^*}{2E_{dc_0}^2} \right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{FB} K_{dc}^*}{2} & \frac{\tilde{S}_c K_{FB} E_{dc_0}^*}{2} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{(1-d^*)}{L_{boost}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{boost}} & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{pv}} & a(12,12) & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\tilde{S}_c}{E_{dc_0}^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\tilde{S}_c
\end{bmatrix}$$

1343

$$a(5,7) = -\frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}^*}{A_rL_F} + \frac{2K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}}{A_rL_F} - \frac{K_{iv}K_{pi}X_{v_0}}{A_rL_F} + \frac{K_{pi}I_{in,d_0}}{A_rL_F} - \frac{K_{ii}X_{i,d_0}}{A_rL_F} + \frac{\hat{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp_0} E_{dc_0}}{2A_rL_F}$$

$$a(7,5) = \frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}^*}{A_rC_F} - \frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}}{A_rC_F} + \frac{K_{iv}K_{pi}}{A_rC_F} - \frac{\hat{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp_0} E_{dc_0}}{2A_rC_F}$$

$$a(12,12) = -\frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{I_{s.c.}}{N_s nCV_t \left[\frac{V_{o,c.}}{e^{nCV_t}} - 1 \right]} \left\{ \frac{T_0}{T_{ref}} \right\}^3 \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_t}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv-0}}{N_s nCV_t}} \right\} \right]$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}}{A_rL_F} + \left(-\frac{\hat{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi}}{2A_rL_F} + \frac{\hat{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp_0} E_{dc_0}}{2A_rL_F} \right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_{pv}K_{pi}I_{in,d_0}}{A_rC_F} + \left(\frac{\hat{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} I_{in,d_0}}{2A_rC_F E_{dc_0}} - \frac{\hat{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp_0} I_{in,d_0}}{2A_rL_F} \right) & \frac{1}{C_r E_{dc_0}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{pv} + \left(\frac{\hat{S}_c K_{FB} K_{pv}}{2E_{dc_0}} - \frac{\hat{S}_c K_{FB} K_{pv} E_{dc,comp_0}}{2} \right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$b(12,5) = \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{I_{s.c.} + K_i(T_0 - T_{ref})}{I_{rr_ref}} \right]$$

$$b(12,6) = \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{K_i I_{rr_0}}{I_{rr_ref}} \left\{ \frac{I_{s.c.}}{e^{\left[\frac{V_{o,c.}}{nCV_t} - 1 \right]}} \right\} \left\{ \frac{3T_0^2}{T_{ref}^3} \right\} \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_t}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv-0}}{N_s nCV_t}} \right\} \right]$$

$$- \left[\frac{I_{s.c.} E_g}{nCV_t \left[\frac{V_{o,c.}}{e^{nCV_t}} - 1 \right]} \right] \left\{ \frac{T_0^3}{T_{ref}^4} \right\} \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_t}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv-0}}{N_s nCV_t}} - 1 \right\}$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_{13} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{13 \times 13} \quad \mathbf{D} = \mathbf{0}_{13,6} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{13 \times 6}$$





ภาคผนวก ง

รายละเอียดการโปรแกรมตัวควบคุมพีไอที่มีดูปยกเล็กสำหรับบรรเทาการขาด
เสถียรภาพด้วยการจำลองสถานการณ์แบบ Hardware In Loop

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

1  #include <stdio.h>
2  #include "SumDiff.h"
3  #include <rtdx.h>          /* RTDX_Read  */
4  #include "target.h"      /* TARGET_INITIALIZE */
5  #include "math.h"
6  void add_sub_buffers (float *input1, float *input2, float *input3, float *input4, float *output1,
7  float *output2, float *output3, float *output4);
8  #define MAX_BUFSIZE  1024
9  float output_a[1], output_b[1], output_c[1], V_alpha[1], V_beta[1],
10 V_d[1], V_q[1], M_alpha[1], M_beta[1], M_0[1], theta[1];
11 float input1[1], input2[1], input3[3], input4[3],
12 Vref, Vdc=100, Va, Vb, Vc, Ia, Ib, Ic;
13 float output1[1], output2[1], output3[1];
14 float k=0.816497, k1=0.8660254;
15 float ksqrt23=0.8165, kinvsqrt23=1.2247;
16 float Ibeta, Ialpha, I_d, I_q;
17 float kpv=0.02445, kiv=38.19769, kpi=-0.00665, kii=-5.2820, Ts=1.65e-5;
18 float Upv=0, Uiv=0, Uiv_1=0, Upid=0, Uiid=0, Uiid_1=0, Upiq=0, Uiiq=0, Uiiq_1=0, Upi_id=0, Upi_iq=0;
19 float err_v=0, err_id=0, err_iq=0;
20 float Iin_d_ref, Iin_q_ref=0;
21
22 //>>>>>>-----parameters of mitigation-----
23 float KFB=0, invEdc, LpfinvEdc1, LpfinvEdc=0, difLpfinvEdc, deltaEdc[1];
24 float NUm=0.0009995, DEn=0.999; // for Ts=1e-5
25 /*-----*/
26 /*-- defines actual size, must be less than limit -*/
27 int nbuf=1;
28 /*-- defines RTDX channels -*/
29 RTDX_CreateInputChannel (ichan1); /* Channel from which to receive filter input */
30 RTDX_CreateInputChannel (ichan2); /* Channel from which to receive filter input */
31 RTDX_CreateInputChannel (ichan3); /* Channel from which to receive filter input */
32 RTDX_CreateInputChannel (ichan4); /* Channel from which to receive filter input */

```

```

33 RTDX_CreateOutputChannel(ochan1)      /* Channel to output coefficient updates */
34 RTDX_CreateOutputChannel(ochan2)      /* Channel to output coefficient updates */
35 RTDX_CreateOutputChannel(ochan3)      /* Channel to output coefficient updates */
36 RTDX_CreateOutputChannel(ochan4)      /* Channel to output coefficient updates */
37 /*----- main -----*/
38 void main()
39 {
40     TARGET_INITIALIZE();                /* Target-specific initialization */
41     RTDX_enableInput (&ichan1);         /* Enable channels */
42     RTDX_enableInput (&ichan2);
43     RTDX_enableInput (&ichan3);
44     RTDX_enableInput (&ichan4);
45     RTDX_enableOutput(&ochan1);
46     RTDX_enableOutput(&ochan2);
47     RTDX_enableOutput(&ochan3);
48     RTDX_enableOutput(&ochan4);
49     while (1)
50     {
51         /* Read inputs from host */
52         // RTDX_read( &ichan1, din1, nbuf * sizeof(long) );
53         // RTDX_read( &ichan2, din2, nbuf * sizeof(long) );
54         RTDX_read( &ichan1, input1, 1*sizeof(float));
55         RTDX_read( &ichan2, input2, 1*sizeof(float));
56         RTDX_read( &ichan3, input3, 3*sizeof(float));
57         RTDX_read( &ichan4, input4, 3*sizeof(float));
58         /* Call function */
59         add_sub_buffers(input1, input2, input3, input4, output_a, output_b, output_c, deltaEdc);
60
61         while ( RTDX_writing != NULL )
62         {
63             /* wait for previous write to complete */
64             #if RTDX_POLLING_IMPLEMENTATION
65             RTDX_Poll();
66             #endif
67         }
68         RTDX_write( &ochan1, output_a, nbuf*sizeof(float) );

```

```

65
66         while ( RTDX_writing != NULL )
67     {
68         /* wait for previous write to complete */
69         #if RTDX_POLLING_IMPLEMENTATION
70             RTDX_Poll();
71         #endif
72     }
73     RTDX_write( &ochan2, output_b, nbuf*sizeof(float) );
74
75     while ( RTDX_writing != NULL )
76     {
77         /* wait for previous write to complete */
78         #if RTDX_POLLING_IMPLEMENTATION
79             RTDX_Poll();
80         #endif
81     }
82     RTDX_write( &ochan3, output_c, nbuf*sizeof(float) );
83
84     while ( RTDX_writing != NULL )
85     {
86         /* wait for previous write to complete */
87         #if RTDX_POLLING_IMPLEMENTATION
88             RTDX_Poll();
89         #endif
90     }
91     RTDX_write( &ochan4, delthaEdc, nbuf*sizeof(float) );
92 }
93 }
94
95 /*----- add_sub_buffers -----*/
96 void add_sub_buffers(float *input1, float *input2, float *input3, float *input4, float
97 *output1, float
98 *output2, float *output3, float*delthaEdc)
99 {
100     Vref=input1[0];
101     Vdc=input2[0];
102
103     Va=input3[0];
104     Vb=input3[1];
105     Vc=input3[2];

```

```

97     Ia=input4[0];
98     Ib=input4[1];
99     Ic=input4[2];
100    //-----> abc to stationary frame of V -----
101     V_alpha[0] = k*(Va - 0.5*Vb - 0.5*Vc);
102     V_beta[0] = k*(Va*0 + k1*Vb - k1*Vc);
103     if (V_alpha[0]>=0){
104     if (V_beta[0]<0){
105         theta[0] = (atan((V_beta[0]/V_alpha[0])));}
106     if (V_beta[0]>=0){
107         theta[0] = (atan((V_beta[0]/V_alpha[0])));}
108     }
109     if (V_alpha[0]<0) {
110         if (V_beta[0]>=0){theta[0] = 3.1415927+(atan((V_beta[0]/V_alpha[0])));}
111         if (V_beta[0]<0){theta[0] = -3.1415927+(atan((V_beta[0]/V_alpha[0])));}
112     }
113    //-----> abc to stationary frame of I -----
114     Ialpha=(ksqrt23)*(Ia-0.5*Ib-0.5*Ic);
115     Ibeta =(ksqrt23)*(0.866*Ib-0.866*Ic);
116
117    //----->stationary frame to DQ of V-----
118     V_d[0]=V_alpha[0]*cos(theta[0])+V_beta[0]*sin(theta[0]);
119     V_q[0]=-V_alpha[0]*sin(theta[0])+V_beta[0]*cos(theta[0]);
120    //----->stationary frame to DQ of V-----
121     I_d=Ialpha*cos(theta[0])+Ibeta*sin(theta[0]);
122     I_q=-Ialpha*sin(theta[0])+Ibeta*cos(theta[0]);
123    //-----> Mitigation -----
124     invEdc=1/Vdc;
125     LpfinvEdc1=DEn*LpfinvEdc+NUM*invEdc;
126     difLpfinvEdc=(LpfinvEdc1-LpfinvEdc)/Ts;
127     LpfinvEdc=LpfinvEdc1;
128     delthaEdc[0]=difLpfinvEdc*KFB*Vref/2;

```

```

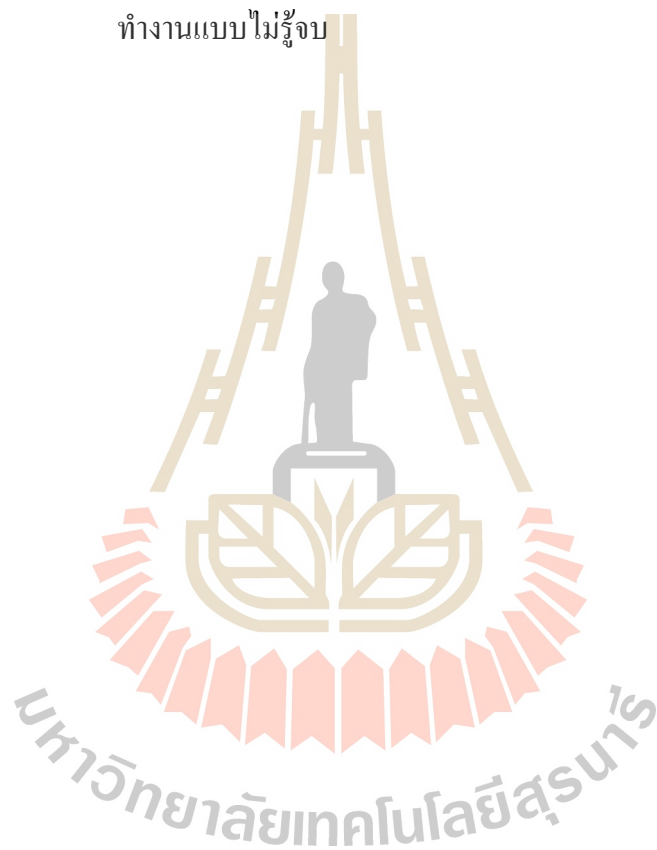
129 // PI controller voltage loop----->>>
130     err_v=Vref-Vdc+deltaEdc[0];
131 //     err_v=Vref-Vdc;
132     Upv=kpv*err_v;
133     Uiv=(kiv*Ts*err_v)+Uiv_1;
134     Iin_d_ref=Upv+Uiv; // D-axis
135 // PI controller current loop D-axis----->>>
136     err_id=Iin_d_ref-I_d;
137     Upid=kpi*err_id;
138     Uiid=(kii*Ts*err_id)+Uiid_1;
139     Upi_id=Upid+Uiid;
140 // PI controller current loop Q-axis----->>>
141     err_iq=Iin_q_ref-I_q;
142     Upiq=kpi*err_iq;
143     Uiiq=(kii*Ts*err_iq)+Uiiq_1;
144     Upi_iq=Upiq+Uiiq;
145
146 //----> update error value
147     Uiv_1=Uiv;
148     Uiid_1=Uiid;
149     Uiiq_1=Uiiq;
150 //-----> DQ to stationary frame -----
151     M_alpha[0]=Upi_id*cos(theta[0])+ Upi_iq*-sin(theta[0]);
152     M_beta[0]=Upi_id*sin(theta[0])+ Upi_iq*cos(theta[0]);
153     M_0[0]=0;
154 //-----> stationary frame to abc -----
155     output1[0]=(1/0.8165)*(0.6667*M_alpha[0]);
156     output2[0]=(1/0.8165)*(-0.3333*M_alpha[0]+0.5774*M_beta[0]);
157     output3[0]=(1/0.8165)*(-0.3333*M_alpha[0]-0.5774*M_beta[0]);
158     return;
159 }

```


การอธิบายรายละเอียดคำสั่งโปรแกรมการบรรเทาการขาดเสถียรภาพแบบฮาร์ดแวร์ในรูป

บรรทัดที่ 1 – 5	การประกาศเรียกใช้งานไฟล์ในไลบรารีของบอร์ด TMDSDOCK28335
บรรทัดที่ 6 -7	สร้างลูปฟังก์ชันการคำนวณชื่อ add_sub_buffers
บรรทัดที่ 8 – 27	กำหนดตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้งาน
บรรทัดที่ 28 – 36	กำหนดพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตการทำงานแบบ RTDX ที่ใช้สำหรับฮาร์ดแวร์ในรูป
บรรทัดที่ 37 – 38	เข้าสู่ฟังก์ชัน main เพื่อทำการตั้งค่าต่าง ๆ
บรรทัดที่ 39 – 47	เปิดการใช้งานพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตการทำงานแบบ RTDX
บรรทัดที่ 48 - 49	เข้าสู่ลูปการทำงานแบบไม่รู้จบเพื่อทำการคงค่าระดับแรงดันบัลล์ไฟฟ้า กระแสตรงและบรรเทาการขาดเสถียรภาพ
บรรทัดที่ 50 – 55	ทำการอ่านค่าจากบล็อก SimPowerSystem™ ผ่านพอร์ตอินพุตของการทำงานแบบ RTDX
บรรทัดที่ 56 – 57	เรียกใช้ฟังก์ชันการคำนวณชื่อ add_sub_buffers
บรรทัดที่ 59 – 85	ทำการเขียนค่าสัญญาณควบคุม a b และ c สู่บล็อก SimPowerSystem™ ผ่านพอร์ตเอาต์พุตของการทำงานแบบ RTDX เพื่อนำไปใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมภายในบล็อก SimPowerSystem™ ซึ่งจะทำได้สัญญาณ PWM สำหรับควบคุมสวิตช์ไอจีบีทีที่อยู่ในบล็อก SimPowerSystem™ เป็นลำดับถัดไป
บรรทัดที่ 88 – 90	ฟังก์ชันการคำนวณที่ชื่อ add_sub_buffers
บรรทัดที่ 91 – 99	เก็บค่าที่ได้จากพอร์ตอินพุตการทำงานแบบ RTDX ในตัวแปรใหม่ตามชื่อต่าง ๆที่กำหนดไว้
บรรทัดที่ 100 – 116	ทำการแปลงปริมาณตามเฟสของค่าแรงดันและค่ากระแสให้อยู่บนแกนหยุดนิ่ง (stationary axis)
บรรทัดที่ 117 – 122	ทำการแปลงปริมาณสามเฟสของค่าแรงดันและค่ากระแสจากแกนหยุดนิ่งให้อยู่บนแกนดีคว
บรรทัดที่ 123 – 128	การคำนวณลูปการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูปยกเล็ก
บรรทัดที่ 129 – 134	การคำนวณตัวควบคุมพีไอลูปแรงดัน
บรรทัดที่ 135 – 139	การคำนวณตัวควบคุมพีไอลูปกระแสแกนดี

- บรรทัดที่ 140 – 145 การคำนวณตัวควบคุมพีไอรูปกระแสแกนคี่
- บรรทัดที่ 145 – 149 อัปเดตค่าค่าความผิดพลาดของรูปควบคุมพีไอรูปต่าง ๆ
- บรรทัดที่ 150 – 153 ทำการแปลงปริมาณบนแกนคี่ของค่าแรงดันและค่ากระแสให้ไปอยู่
บนแกนหุคหนึ่ง
- บรรทัดที่ 154 – 157 ทำการแปลงปริมาณบนแกนหุคหนึ่งของค่าแรงดันและค่ากระแสให้ไปอยู่
บนแกนสามเฟส
- บรรทัดที่ 158 – 159 ส่งค่าที่ได้ในฟังก์ชันการคำนวณชื่อ `add_sub_buffers` กลับไปยังรูปการ
ทำงานแบบไม่รู้จบ





ภาคผนวก จ

รายละเอียดการโปรแกรมตัวควบคุมพีไอที่มีลูบยกเล็กสำหรับบรรเทาการขาด
เสถียรภาพสำหรับชุดทดสอบ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

1  //#####
2  //----->DC MGs Controlled & Mitigation<-----
3  //#####
4  #include "DSP28x_Project.h"
5  #include "DSP2833x_Examples.h"
6  #include "DSP2833x_Device.h" //"DSP2802x_Device.h"
7  #include <stdio.h>
8  #include <stdlib.h>
9  #include "IQmathLib.h"
10 #include "math.h"
11 // ADC start parameters
12 #if (CPU_FRQ_150MHZ) // Default - 150 MHz SYSCLKOUT
13 #define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 150/(2*3) = 25.0
14 MHz
15 #endif
16 #if (CPU_FRQ_100MHZ)
17 #define ADC_MODCLK 0x2 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 100/(2*2) = 25.0
18 MHz
19 #endif
20 #define ADC_CKPS 0x0 // ADC module clock = HSPCLK/1 = 25.5MHz/(1) = 25.0 MHz
21 #define ADC_SHCLK 0x1 // S/H width in ADC module periods = 2 ADC cycle
22 #define AVG 1000 // Average sample limit*/
23 #define ZOFFSET 0x00 // Average Zero offset
24 #define BUF_SIZE 1024 // Sample buffer size
25 // Prototype statements for functions found within this file.
26 void InitEPwm1Example(void);
27 void InitEPwm2Example(void);
28 void InitEPwm3Example(void);
29 interrupt void epwm1_isr(void);
30 interrupt void epwm2_isr(void);
31 interrupt void epwm3_isr(void);
32 interrupt void cpu_timer0_isr(void);

```

```

33 void Gpio_select(void);
34 Uint32 EPwm1TimerIntCount;
35 Uint32 EPwm2TimerIntCount;
36 Uint32 EPwm3TimerIntCount;
37 Uint16 EPwm1_DB_Direction;
38 Uint16 EPwm2_DB_Direction;
39 Uint16 EPwm3_DB_Direction;
40
41 // Global Variables
42 float Va=0,Vb=0,Vc=0;
43 float ksqrt23=0.8165,kinvsqrt23=1.2247;
44 float
45 Voltage_VR1=0,Voltage_VR2=0,Voltage_VR3=0,Voltage_VR4=0,Voltage_VR5=0,Voltage_VR6=0
46 ,V_ch1=0,V_ch2=0,V_ch3=0,V_ch4=0,V_ch5=0,V_ch6=0;
47 float Valpha=0,Vbeta=0,theta=0,theta1=0,amplitudeV=0,Vd=0,Vq=0;
48 float Vab_actual=0,Vbc_actual=0,Vdc=0,Ia=0,Ib=0,Ic=0;
49 float Vab_actual_fil=0,Vbc_actual_fil=0,Vdc_fil=0,Ia_fil=0,Ib_fil=0,Ic_fil=0;
50 float amplitudeI,Ialpha,Ibeta,Id,Iq;
51 // Global Variables ----> PI controller
52 float err_v=0,err_id=0,err_iq,lin_d_ref,lin_q_ref=0,Upv,Uiv,Uiv_1=0,t=0;
53
54 //-----parameter with mitigation
55 // -----> PI controller Wnv=150
56 float kpv=0.02445,kiv=38.19769,kpi=-0.00665,kii=-5.2820,Ts=1.65e-5, Ts_I_loop=1.65e-5;
57 float
58 Upid=0,Uiid=0,Uiid_1=0,Upiq=0,Uiiq=0,Uiiq_1=0,Upi_id=0,Upi_iq=0,err_v_0=0,err_id_0=0,err_iq
59 _0=0;
60
61 float Vref_1=75,Vref_2=102,Vref=0;
62 float
63 M_alpha=0,M_beta=0,M_0=0,Ma=0,Mb=0,Mc=0,Ma_compare=0,Mb_compare=0,Mc_compare=0;
64 float M=0,Ma_1=0,Mb_1=0,Mc_1=0;

```

```

65 //>>>> Low pass filter
66 float fil_1=0.945,fil_2=0.0549;
67 //>>>>>>-----parameters of mitigation-----
68 float KFB=3,invEdc,LpfinvEdc1,LpfinvEdc=0,difLpfinvEdc,deltaEdc;
69 float Ts_m=1.65e-5;
70 float NUm=0.003324,DEn=0.9967;
71 /*-----*/
72 // Maximum Dead Band values
73 #define EPWM1_MAX_DB 0x03FF
74 #define EPWM2_MAX_DB 0x03FF
75 #define EPWM3_MAX_DB 0x03FF
76 #define EPWM1_MIN_DB 0
77 #define EPWM2_MIN_DB 0
78 #define EPWM3_MIN_DB 0
79 // To keep track of which way the Dead Band is moving
80 #define DB_UP 1
81 #define DB_DOWN 0
82 // Prototype statements for functions found within this file.
83 void main(void)
84 {
85     InitSysCtrl();
86     EALLOW;
87     SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK;
88     EDIS; // 0x00AF to NOT disable the Watchdog, Prescaler = 64
89     Gpio_select();
90     DINT;
91     InitPieCtrl();
92     IER = 0x0000;
93     IFR = 0x0000;
94     InitPieVectTable();
95     EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
96     EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
97     InitAdc();

```

```

97  AdcRegs.ADCCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
98  AdcRegs.ADCCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; // 1 Cascaded mode
99  AdcRegs.ADCCTRL1.bit.CONT_RUN = 1; // Setup continuous run
100 AdcRegs.ADCCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 1; // Enable Sequencer override feature
101 AdcRegs.ADCCTRL2.all = 0x2000;
102 AdcRegs.ADCCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
103 AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1=0xf;
104 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; //A0
105 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; //A1
106 AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; //A2
107 AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5; //A5
108 AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6; //A6
109 AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7; //A7
110 AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
111 InitEPwm1Example();
112 InitEPwm2Example();
113 InitEPwm3Example();
114 DINT;
115 // Enable CPU INT1 which is connected to CPU-Timer 0:
116 IER |= M_INT1;
117 // Enable TINT0 in the PIE: Group 1 interrupt 7
118 PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
119 // Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
120 // This function is found in DSP2833x_InitPeripherals.c
121 EALLOW;
122 SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
123 EDIS;
124 EALLOW;
125 SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
126 EDIS;*/
127 // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
128 EINT; // Enable Global interrupt INTM

```

```

129  ERTM; // Enable Global real-time interrupt DBGM
130  // Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):
131      for(;;){
132  //=====Starting ADC process=====//
133  /////////////// Recieve Vab_and_Vbc ////////////
134  Voltage_VR1 = (AdcRegs.ADCRESULT0>>4); //V_ch1
135      V_ch1= Voltage_VR1*3/4095;
136  Voltage_VR2 = (AdcRegs.ADCRESULT1>>4); //V_ch2
137      V_ch2=(Voltage_VR2*3)/4095;
138  /////////////// Recieve Vdc ////////////
139  Voltage_VR3 = (AdcRegs.ADCRESULT2>>4); //V_ch3
140      V_ch3= (Voltage_VR3*3/4095);
141  /////////////// Recieve ia_ib_ic ////////////
142  Voltage_VR4 = (AdcRegs.ADCRESULT5>>4); //V_ch4
143      V_ch4= Voltage_VR4*3/4095;
144  Voltage_VR5 = (AdcRegs.ADCRESULT6>>4); //V_ch5
145      V_ch5= Voltage_VR5*3/4095;
146  Voltage_VR6 = (AdcRegs.ADCRESULT7>>4); //V_ch6
147      V_ch6= Voltage_VR6*3/4095;
148  Vab_actual_fil=(V_ch1-1.5)*52.3*1.5;
149  Vab_actual=fil_1*Vab_actual+fil_2*Vab_actual_fil;
150  Vbc_actual_fil=(V_ch2-1.5)*52.3*1.5;
151  Vbc_actual=fil_1*Vbc_actual+fil_2*Vbc_actual_fil;
152  Vdc_fil=(V_ch3*1.6e2)+1.3;
153  Vdc=fil_1*Vdc+fil_2*Vdc_fil;
154  Ia_fil=((V_ch4)*5.6)-8.5;
155  Ia=fil_1*Ia+fil_2*Ia_fil;
156  Ib_fil=((V_ch5)*5.6)-8.5;
157  Ib=fil_1*Ib+fil_2*Ib_fil;
158  Ic_fil=((V_ch6)*5.6)-8.5;
159  Ic=fil_1*Ic+fil_2*Ic_fil;
160  //-----> abc to stationary frame -----

```



```

161     Valpha=ksqrt23*((Vab_actual)+((0.5)*(Vbc_actual)));
162     Vbeta=ksqrt23*((0.866*(Vbc_actual)));
163     if (Valpha>=0){
164         if (Vbeta<0){theta=(atan(Vbeta/Valpha));}
165         if (Vbeta>=0){theta=(atan(Vbeta/Valpha));}
166     }
167     if (Valpha<0){
168         if (Vbeta>=0){theta=3.1415927+(atan(Vbeta/Valpha));}
169         if (Vbeta<0){theta=-3.1415927+(atan(Vbeta/Valpha));}
170     }
171     Ialpha=(ksqrt23)*(Ia-0.5*Ib-0.5*Ic);
172     Ibeta =(ksqrt23)*(0.866*Ib-0.866*Ic);
173     //-----> stationary frame to DQ -----
174     Vd=Valpha*(cos(theta))+Vbeta*(sin(theta));
175     Vq=-Valpha*sin(theta)+Vbeta*cos(theta);
176     Id=Ialpha*cos(theta)+Ibeta*sin(theta);
177     Iq=-Ialpha*sin(theta)+Ibeta*cos(theta);
178     //-----> Mitigation -----
179     invEdc=1/Vdc;
180     LpfinvEdc1=DEn*LpfinvEdc+NUM*invEdc;
181     difLpfinvEdc=(LpfinvEdc1-LpfinvEdc)/Ts_m;
182     LpfinvEdc=LpfinvEdc1;
183     delthaEdc=difLpfinvEdc*KFB*Vref/2;
184     // PI controller voltage loop & mitigation----->>>
185     err_v=Vref-Vdc+delthaEdc;
186     Upv=kpv*err_v;
187     /*// PI controller voltage loop----->>>
188     err_v=Vref-Vdc;
189     Upv=kpv*err_v;*/
190     Uiv=(kiv*(err_v_0)*Ts/2)+Uiv_1;
191     Iin_d_ref=Upv+Uiv; // D-axis
192     {         if(Iin_d_ref>5){Iin_d_ref=5;}         if(Iin_d_ref<-5){Iin_d_ref=-5;}}

```

```

193 // PI controller current loop D-axis----->>>
194     err_id=Iin_d_ref-Id;
195     Upid=kpi*err_id;
196     Uiid=(kii*(err_id_0)*Ts_I_loop/2)+Uiid_1;
197     Upi_id=Upid+Uiid;
198     Upi_id=Upi_id;
199 // PI controller current loop Q-axis----->>>
200     err_iq=Iin_q_ref-Iq;
201     Upiq=kpi*err_iq;
202     Uiiq=(kii*(err_iq_0)*Ts_I_loop/2)+Uiiq_1;
203     Upi_iq=Upiq+Uiiq;
204     Upi_iq=Upi_iq;
205 //----> update error value
206     err_v_0=err_v;
207     err_id_0=err_id;
208     err_iq_0=err_iq;
209     Uiv_1=Uiv+(kiv*(err_v_0)*Ts/2);
210     Uiid_1=Uiid+(kii*(err_id_0)*Ts_I_loop/2);
211     Uiiq_1=Uiiq+(kii*(err_iq_0)*Ts_I_loop/2);
212 //-----> DQ to stationary frame -----
213     M_alpha=Upi_id*cos(theta)+ Upi_iq*(-sin(theta));
214     M_beta=Upi_id*sin(theta)+ Upi_iq*cos(theta);
215     M_0=0;
216 //-----> stationary frame to abc -----
217     Ma=(((kinvsqrt23)*(0.6667*M_alpha)));
218     Mb=(((kinvsqrt23)*(-0.3333*M_alpha+0.5774*M_beta)));
219     Mc=(((kinvsqrt23)*(-0.3333*M_alpha-0.5774*M_beta)));
220     Ma=((Ma+1)*0.5)*7000;
221     Mb=((Mb+1)*0.5)*7000;
222     Mc=((Mc+1)*0.5)*7000;
223     if(Ma>7000){Ma=7000;}if(Ma<=0){Ma=0;}
224     if(Mb>7000){Mb=7000;}if(Mb<=0){Mb=0;}

```

```

225         if(Mc>7000){Mc=7000;}if(Mc<=0){Mc=0;}
226             Va = Ma;
227             Vb = Mb;
228             Vc = Mc;
229 EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 7000-Va;
230 EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 7000-Vb;
231 EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 7000-Vc;
232 // end of forever loop //
233 }
234 }
235 void InitEPwm1Example()
236 {
237     EPwm1Regs.TBPRD = 7000; // Period = 1600 TBCLK counts
238     EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
239     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
240     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
241     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
242     EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Sync down-stream module
243     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
244     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
245     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
246     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
247     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM1A
248     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
249     EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band
250 module
251     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
252     EPwm1Regs.DBFED = 10; // 10 = 1usec
253     EPwm1Regs.DBRED = 10; // 10 = 1usec
254 }
255 void InitEPwm2Example()
256 {

```

```

257     EPwm2Regs.TBPRD = 7000; // Period = 1600 TBCLK counts
258     EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
259     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
260     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Slave module
261     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
262     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
263     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
264     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
265     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
266     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
267     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM2A
268     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
269     EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band
270 module
271     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
272     EPwm2Regs.DBFED = 10; // 10 = 1usec
273     EPwm2Regs.DBRED = 10; // 10 = 1usec
274 }
275 void InitEPwm3Example()
276 {
277     EPwm3Regs.TBPRD = 7000; // Period = 1600 TBCLK counts
278     EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
279     EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
280     EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Slave module
281     EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
282     EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
283     EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
284     EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
285     EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
286     EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
287     EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM3A
288     EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;

```

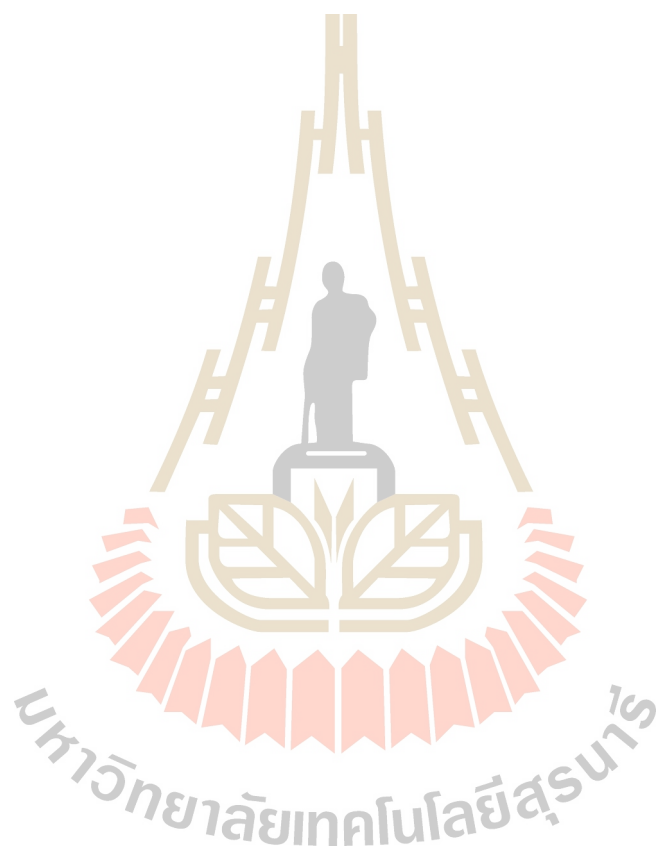
```

289     EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band
290 module
291     EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
292     EPwm3Regs.DBFED = 10; // 10 = 1usec
293     EPwm3Regs.DBRED = 10; // 10 = 1usec
294 }
295 void Gpio_select(void)
296 {
297     EALLOW;
298     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0x0000;
299     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // ePWM1A active
300     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1; // ePWM1B active
301     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // ePWM2A active
302     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1; // ePWM2B active
303     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1; // ePWM2A active
304     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1; // ePWM2B active
305     GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0x0000; // GPIO functionality GPIO32-GPIO47
306     // GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0x00000000;
307     GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0x0000; // GPIO functionality GPIO64-GPIO79
308     // GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0x00000000;
309     GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0x0000;
310     GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0x0000; // GPIO32-GPIO47 are output
311     GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0x0000; // GPIO64-GPIO79 are output
312     EDIS;}

```

การอธิบายรายละเอียดคำสั่งโปรแกรมการบรรเทาการขาดเสถียรภาพสำหรับชุดทดสอบ	
บรรทัดที่ 1 – 10	การประกาศเรียกใช้งานไฟล์ในไลบรารีของบอร์ด TMDSDOCK28335
บรรทัดที่ 11 – 24	ตั้งค่าการใช้งานพอร์ตอนาล็อกเป็นดิจิตอลเพื่ออ่านค่าจากเซ็นเซอร์
บรรทัดที่ 25 – 40	ตั้งค่าฟังก์ชันต่าง ๆ ที่ใช้งาน
บรรทัดที่ 41 – 70	กำหนดค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้งาน
บรรทัดที่ 71 – 81	กำหนดค่าเดธแบนด์ (dead band) สำหรับสร้างสัญญาณ PWM ของสวิตช์ ไอจีบีที 6 ตัว
บรรทัดที่ 82 – 83	เข้าสู่ฟังก์ชันเมน
บรรทัดที่ 84 – 95	ตั้งค่าต่าง ๆ ของบอร์ด TMDSDOCK28335
บรรทัดที่ 96 – 110	คำสั่งเปิดการใช้งานพอร์ตอนาล็อกเป็นดิจิตอล
บรรทัดที่ 111 – 113	คำสั่งเปิดการใช้งาน ePWM จากบอร์ด
บรรทัดที่ 114 – 129	ล้างค่ารีจิสเตอร์ต่าง ๆ ที่ค้างอยู่ในบอร์ด TMDSDOCK28335
บรรทัดที่ 130 – 131	เข้าสู่รูปแบบการทำงานไม่รู้จบ
บรรทัดที่ 132 – 159	คำสั่งอ่านค่าอนาล็อกจากอุปกรณ์ตรวจวัดต่าง ๆ และแปลงเป็นค่าดิจิตอล ในส่วนนี้ยังมีสมการแปลงค่าต่าง ๆ ให้เป็นค่าจริงสำหรับนำไปใช้ควบคุม แรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรงและบรรเทาการขาดเสถียรภาพ
บรรทัดที่ 160 – 172	แปลงปริมาณกระแสและแรงดันของไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสให้อยู่บน แกนหุคหนึ่ง
บรรทัดที่ 173 – 177	แปลงปริมาณกระแสและแรงดันจากแกนหุคหนึ่งให้อยู่บนแกนคิกว
บรรทัดที่ 178 – 183	รูปแบบการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก
บรรทัดที่ 184 – 186	ตัวควบคุมพีไอที่มีการบรรเทาการขาดเสถียรภาพด้วยวิธีลูบยกเล็ก
บรรทัดที่ 187 – 192	ตัวควบคุมพีไอของลูบแรงดัน
บรรทัดที่ 193 – 198	ตัวควบคุมพีไอของลูบกระแสบนแกนดี
บรรทัดที่ 199 – 204	ตัวควบคุมพีไอของลูบกระแสบนแกนคิกว
บรรทัดที่ 206 – 211	การอัปเดตค่าความผิดพลาดของลูบต่าง ๆ ในตัวควบคุมพีไอ
บรรทัดที่ 212 – 228	กระบวนการแปลงปริมาณบนแกนคิกวให้ได้สัญญาณควบคุมสามเฟส
บรรทัดที่ 229 – 234	คำสั่งสร้างสัญญาณ PWM โดยการเปรียบเทียบสัญญาณควบคุมกับ สัญญาณนาฬิกาของบอร์ด

บรรทัดที่ 235 – 254	ฟังก์ชันการทำงานของพอร์ตePWM 1
บรรทัดที่ 255 – 274	ฟังก์ชันการทำงานของพอร์ตePWM 2
บรรทัดที่ 275 – 294	ฟังก์ชันการทำงานของพอร์ตePWM 3
บรรทัดที่ 295 – 312	ฟังก์ชันการตั้งค่าพอร์ตอินพุตเอาต์พุตของบอร์ด TMDSDOCK28335





ภาคผนวก ฉ

รายละเอียดการโปรแกรมตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์ที่ใช้บอร์ด

Arduino Mega2560

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี


```

1  #include<avr/io.h>
2  #include<avr/interrupt.h> //Interrupt
3  #include<compat/deprecated.h>
4  #include<math>
5  //----->Keypad
6  #include <Keypad.h>
7  const byte ROWS = 4; // Four rows
8  const byte COLS = 4; // columns
9  // Define the Keypad
10 char keys[ROWS][COLS] = {
11     {'1','2','3','A'}, {'4','5','6','B'}, {'7','8','9','C'}, {'*','0','#','D'};
12 byte rowPins[ROWS] = {31, 33, 35, 37};byte colPins[COLS] = {39, 41, 43, 45};
13 Keypad keypad = Keypad( makeKeymap(keys), rowPins, colPins, ROWS, COLS );
14 //----->Variable
15 int num[5],count_num,num1,i,k;
16 float
17 voltage=0,current=0,V_o_buck_boost=0,I_L_buck_boost=0,V_o_act=0,V_o=0,V_o_fil=0,I_L_act=0,
18 I_L=0,I_L_fil=0,V_o_buck_boost_keep=0,I_L_buck_boost_keep=0;
19 float fil_1=0.945,fil_2=0.0549;
20 //----->PWM
21 int port_PWM = 11;
22 int duty_cycle,increased_Vref=0;
23 float d;
24 //----->LCD
25 #include <Wire.h>
26 #include <LiquidCrystal_I2C.h>
27 LiquidCrystal_I2C lcd(0x3f,16,2); // set the LCD address to 0x27 for a 16 chars and 2 line display
28 //----->Pi controller
29 float kpv=1.457,kiv=4.573,kpi=0.5453,kii=22.332,Ts=3.33e-4;
30 float count_timer=2e-4,period_time=0;
31 float deltha_P=10,R=40;
32 float err_v=0,Upv=0,Uiv=0,Uiv_1=0,Upi_v=0,err_v_0=0;

```

```

33 float err_i=0,Upi=0,Uii=0,Uii_1=0,Upi_i=0,V,V_o1=0,I_L1=0,err_i_0=0;
34 //----->show value
35 int count_round=0;
36 void setup(){
37 //----->check speed board
38 pinMode(24, OUTPUT);
39 pinMode(port_PWM, OUTPUT);
40 //----->serial monitor
41 /* Serial.begin(9600);
42 Serial.println("Please input value of duty cycle(0-100) = ");
43 Serial.print("duty cycle : ");*/
44 //----->LCD
45 //lcd.init(); // initialize the lcd
46 lcd.begin(); // initialize the lcd
47 lcd.backlight(); // backlight of LCD
48 lcd.setCursor(1,0);
49 lcd.print("Pls. press Vo");
50 lcd.setCursor(1,1);
51 lcd.print("Vo=");
52 //----->keypad
53 keypad.addEventListener(keypadEvent);
54 count_num=0;
55 i=1; num[5]=0; while(i!=0){ number(); }
56 V=num1;
57 lcd.clear();
58 ////-----> TIMER1_PWM <-----/////////////////
59 pinMode(port_PWM, OUTPUT);
60 TCCR1A = (1<<COM1A1)|(1<<COM1A1);
61 TCCR1A |= (1<<COM1B1)|(1<<COM1B1);
62 TCCR1B = (1<<WGM13)|(0<<WGM12);
63 TCCR1A |= (0<<WGM11)|(0<<WGM10);
64 TCCR1B |= (0<<CS12)|(0<<CS11)|(1<<CS10);

```

```

65   ICR1 = 800; OCR1A = 0; OCR1B = 0; TCNT1=0;
66   }
67 void number(){
68   keypad.getKey();
69   }
70 void keypadEvent(KeypadEvent eKey){
71   switch (keypad.getState()){
72     case PRESSED:
73       Serial.println(count_num);
74       Serial.print(eKey);
75       lcd.setCursor(5+count_num,1);if(eKey!='A'){lcd.print(eKey);};
76       switch (eKey){
77         case '1':num[count_num]=1;count_num=count_num+1;break;
78         case '2':num[count_num]=2;count_num=count_num+1;break;
79         case '3':num[count_num]=3;count_num=count_num+1;break;
80         case '4':num[count_num]=4;count_num=count_num+1;break;
81         case '5':num[count_num]=5;count_num=count_num+1;break;
82         case '6':num[count_num]=6;count_num=count_num+1;break;
83         case '7':num[count_num]=7;count_num=count_num+1;break;
84         case '8':num[count_num]=8;count_num=count_num+1;break;
85         case '9':num[count_num]=9;count_num=count_num+1;break;
86         case '0':num[count_num]=0;count_num=count_num+1;break;
87         case 'A':check_num();return;
88       } } }
89 void keypadEvent_stop(KeypadEvent eKey){
90   switch (keypad.getState()){
91     case PRESSED:
92       /*Serial.println(count_num);
93       Serial.print(eKey);*/
94       switch (eKey){
95         case '*':{increased_Vref=increased_Vref+1;}
96       } } }

```

```

97 void check_num(){
98   if(count_num==0){Serial.println("Invalid Number");delay(2000);setup();}
99   if(count_num==1){num1=num[0];i=0; return;}
100  if(count_num==2){num1=num[0]*10+num[1];i=0; return;}
101  if(count_num==3){num1=num[0]*100+num[1]*10+num[2];i=0; return;}
102  if(count_num==4){num1=num[0]*1000+num[1]*100+num[2]*10+num[3];i=0; return;}
103  if(count_num>4){Serial.println("Invalid Number");delay(2000);setup();}
104  }
105  void loop(){
106    if(increased_Vref>=1) {
107      if(period_time>=1){if(V>=63){V=V+0;period_time=0;}else{V=V+3;period_time=0;}}
108      period_time=period_time+count_timer;increased_Vref=1;
109    }
110    V_o_buck_boost=analogRead(A0);
111    V_o_act=V_o_buck_boost*5/1024;
112    V_o_fil=V_o_act*100+2.4;
113    V_o=fil_1*V_o+fil_2*V_o_fil;
114    I_L_buck_boost=analogRead(A1);
115    I_L_act=I_L_buck_boost*5/1024;
116    I_L_fil=I_L_act*1.3-0.08;
117    I_L=fil_1*I_L+fil_2*I_L_fil;
118    if(count_round>1500){lcd.clear();
119      //***----->show value v
120      lcd.setCursor(0,0);
121      lcd.print("Vo =");lcd.print(int(V));
122      //***----->show value P
123      lcd.setCursor(0,1);
124      lcd.print("P=");lcd.print(int(V*V/R));
125      count_round=0;
126    }    count_round++;
127  // PI CONTROLLER -----> voltage loop
128  err_v=V-V_o;

```

```
129 Upv=kpv*err_v;
130 Uiv=(kiv*Ts/2*err_v_0)+Uiv_1;
131 Upi_v=Upv+Uiv; // PI value loop v
132 if (Upi_v >= 10)
133     {Upi_v=10;}
134 else if (Upi_v <=-10)
135     {Upi_v=-10;}
136 Uiv_1=Uiv+(kiv*(err_v_0)*Ts/2);
137 err_v_0 = err_v;
138 // PI CONTROLLER -----> current loop
139 err_i=Upi_v-I_L;
140 Upi=kpi*err_i;
141 Uii=(kii*Ts/2*err_i_0)+Uii_1;
142 Upi_i=Upi+Uii;
143 Uii_1=Uii+(kii*(err_i_0)*Ts/2);
144 err_i_0=err_i;
145 d=Upi_i*800;
146 if (d >= 0.95*800)
147     {d=0.95*800;}
148 else if (d <=0.05*800)
149     {d=0.05*800;}
150 OCR1A = d;
151 keypad.addEventListener(keypadEvent_stop);
152 keypad.getKey();
```

การอธิบายรายละเอียดคำสั่งโปรแกรมควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคค์-บูสต์	
บรรทัดที่ 1 – 4	การประกาศเรียกใช้งานไฟล์ในไลบรารีของบอร์ด Arduino Mega2560
บรรทัดที่ 5 – 13	เรียกใช้งานไฟล์ในไลบรารี keypad ของบอร์ด Arduino Mega2560
บรรทัดที่ 14 – 23	กำหนดตัวแปรที่ใช้งานของการรับค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอลและส่วนอื่น ๆ
บรรทัดที่ 24 – 27	เรียกใช้งานไฟล์ในไลบรารีจอ LCD ของบอร์ด Arduino Mega2560
บรรทัดที่ 28 – 35	กำหนดตัวแปรที่ใช้งานของตัวควบคุมพีไอ
บรรทัดที่ 36 – 37	เข้าสู่ฟังก์ชัน setup เพื่อตั้งค่าต่าง ๆ
บรรทัดที่ 38 – 57	ตั้งค่าการใช้งานต่าง ๆ ภายในบอร์ด Arduino Mega2560
บรรทัดที่ 58 – 66	ตั้งค่าการใช้งานสัญญาณนาฬิกา timer1 ของบอร์ด Arduino Mega2560
บรรทัดที่ 67 – 96	ฟังก์ชันการทำงานของ keypad เพื่อให้ผู้ใช้งานสามารถกดตั้งค่าแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการ
บรรทัดที่ 97 – 104	ฟังก์ชันการตรวจสอบตัวเลขที่ถูกป้อนมาจาก keypad
บรรทัดที่ 105 – 109	เข้าสู่ฟังก์ชันการทำงานลูบไม่รู้จบ
บรรทัดที่ 110 – 117	ฟังก์ชันการอ่านค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอล
บรรทัดที่ 118 – 126	ฟังก์ชันการแสดงผลหรือข้อมูลออกทางจอ LCD
บรรทัดที่ 127 – 137	ตัวควบคุมพีไอลูบแรงดันพร้อมอัปเดตค่าความผิดพลาด
บรรทัดที่ 138 – 149	ตัวควบคุมพีไอลูบกระแสพร้อมอัปเดตค่าความผิดพลาด
บรรทัดที่ 150	คำสั่งเปรียบเทียบสัญญาณควบคุมจากลูบกระแสกับสัญญาณนาฬิกา เพื่อให้ได้สัญญาณ PWM
บรรทัดที่ 151 - 152	คำสั่งรอการกดปุ่มหยุดจาก keypad



ภาคผนวก ข

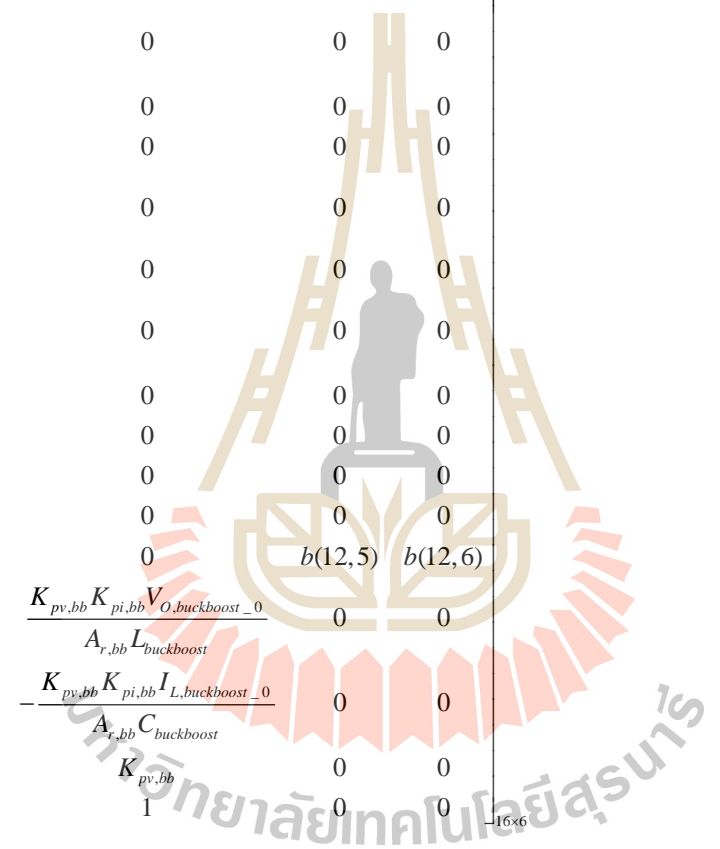
รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$
จากสมการที่ (7-2)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix}
 \frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \tilde{S} & \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -\tilde{S} & \frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \tilde{S} & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\tilde{S} & 0 & 0 & \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & \frac{R_f + \frac{K_f E_{d,-0}}{L_f}}{L_f} & \tilde{S} & \alpha(5,7) & \frac{K_u E_{a,-0}}{L_f} & 0 & \frac{K_v K_f E_{a,-0}}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & -\tilde{S} & \frac{R_f + \frac{K_f E_{d,-0}}{L_f}}{L_f} & \frac{K_u I_{in,q,-0}}{L_f} - \frac{K_u X_{1,q,-0}}{L_f} & 0 & \frac{K_u E_{a,-0}}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha(7,5) & \frac{2K_p I_{in,q,-0}}{C_f} + \frac{K_u X_{1,q,-0}}{C_f} & \frac{K_p K_u I_{in,d,-0}}{C_f} & \frac{K_u I_{in,d,-0}}{C_f} & \frac{K_u I_{in,q,-0}}{C_f} & \frac{K_v K_u I_{in,d,-0}}{C_f} & \frac{1-d^*}{C_f} & a & 0 & a(7,13) & (7,14) & (7,15) & \alpha(7,16) \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -K_p & 0 & 0 & K_v & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{(1-d^*)}{L_{boost}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{boost}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_p} & \alpha(12,12) & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha(13,7) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha(13,13) & \alpha(13,14) & \alpha(13,15) & \alpha(13,16) \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha(14,13) & \alpha(14,14) & \frac{K_u I_{L,boost,-0}}{A_{f,bb} C_{boost}} & \frac{K_v K_p I_{L,boost,-0}}{A_{f,bb} C_{boost}} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{p,bb} & 0 & K_{v,bb} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0
 \end{bmatrix}$$

16/16

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix}
 \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & -\frac{K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}}{L_F} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & -\frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb} C_F} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & K_{pv} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & K_{pv,bb} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0
 \end{bmatrix}$$



$$\begin{aligned}
a(5,7) &= -\frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}^*}{L_F} + \frac{2K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}}{L_F} - \frac{K_{iv}K_{pi}X_{v_0}}{L_F} + \frac{K_{pi}I_{in,d_0}}{L_F} - \frac{K_{ii}X_{i,d_0}}{L_F} \\
a(7,5) &= \frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}^*}{C_F} - \frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}}{C_F} + \frac{K_{iv}K_{pi}X_{v_0}}{C_F} - \frac{2K_{pi}I_{in,d_0}}{C_F} + \frac{K_{ii}X_{i,d_0}}{C_F} \\
a(7,13) &= -\frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}^*}{A_{r,bb}C_F} + \frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} - \frac{K_{iv,bb}K_{pi,bb}X_{v,bb_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
&+ \frac{2K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} - \frac{K_{ii,bb}X_{i,bb_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
a(7,14) &= \frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
a(7,15) &= \frac{-K_{ii,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
a(7,16) &= \frac{-K_{iv,bb}K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
a(12,12) &= -\frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{I_{s.c.}}{N_s nCV_t \left[e^{\frac{V_{o.c.}}{nCV_t}} - 1 \right]} \left\{ \frac{T_0}{T_{ref}} \right\}^3 \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_t}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv_0}}{N_s nCV_t}} \right\} \right] \\
a(13,7) &= \frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}^*}{A_{r,bb}L_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} + \frac{K_{iv,bb}K_{pi,bb}X_{v,bb_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} \\
&- \frac{K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} + \frac{K_{ii,bb}X_{i,bb_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} \\
a(13,13) &= -\frac{K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} - \frac{K_{pi,bb}E_{dc_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} \\
a(13,14) &= -\frac{1}{L_{buckboost}} + \frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}^*}{A_{r,bb}L_{buckboost}} - \frac{2K_{pv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} \\
&+ \frac{K_{iv,bb}K_{pi,bb}X_{v,bb_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} - \frac{K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} + \frac{K_{ii,bb}X_{i,bb_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}E_{dc_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} \\
a(13,15) &= \frac{K_{ii,bb}V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} + \frac{K_{ii,bb}E_{dc_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} \\
a(13,16) &= \frac{K_{iv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} + \frac{K_{iv,bb}K_{pi,bb}E_{dc_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}}
\end{aligned}$$

$$a(14,13) = \frac{1}{C_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}^*}{A_{r,bb} C_{buckboost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} - \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}}$$

$$+ \frac{2K_{pi,bb} I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} - \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}}$$

$$a(14,14) = \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} - \frac{1}{C_{buckboost} R_{Load}}$$

$$b(12,5) = \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{I_{s.c.} + K_i (T_0 - T_{ref})}{I_{rr_ref}} \right]$$

$$b(12,6) = \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{K_i I_{rr_0}}{I_{rr_ref}} - \frac{I_{s.c.}}{\left[\frac{V_{o.c.}}{e^{nCV_t}} - 1 \right]} \left\{ \frac{3T_0^2}{T_{ref}^3} \right\} \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_t}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv_0}}{N_s nCV_t}} - 1 \right\} \right]$$

$$- \left[\frac{I_{s.c.} E_g}{nCV_t \left[\frac{V_{o.c.}}{e^{nCV_t}} - 1 \right]} \left\{ \frac{T_0^3}{T_{ref}^4} \right\} \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_t}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv_0}}{N_s nCV_t}} - 1 \right\} \right]$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_{16} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{16 \times 16}$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{0}_{16,6} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{16 \times 6}$$



ภาคผนวก ซ

รายละเอียดของจาโคเบียนเมทริกซ์ $A(x_0, u_0)$, $B(x_0, u_0)$, $C(x_0, u_0)$ และ $D(x_0, u_0)$

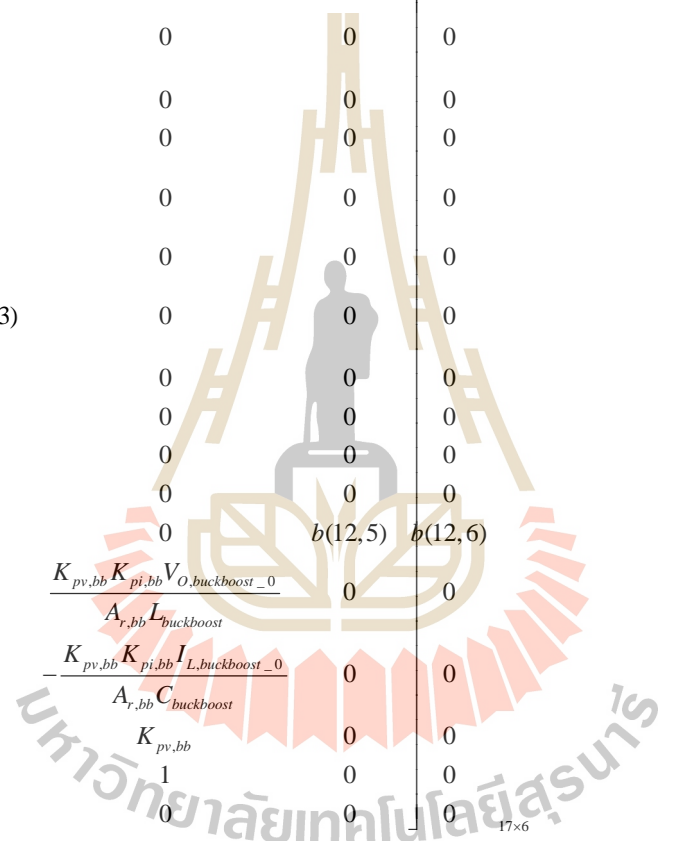
จากสมการที่ (7-6)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix}
 \frac{R_{wq}}{L_{wq}} & \xi & -\frac{1}{L_{wq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -\xi & \frac{R_{wq}}{L_{wq}} & 0 & -\frac{1}{L_{wq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{1}{C_{wq}} & 0 & 0 & \xi & -\frac{1}{C_{wq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{C_{wq}} & -\xi & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & -\frac{R_f}{L_f} + \frac{K_f E_{dk-0}}{L_f} & \xi & \alpha(5,7) & \frac{K_f E_{a,0}}{L_f} & 0 & \frac{K_w K_f E_{a,0}}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & a & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & -\xi & -\frac{R_f}{L_f} + \frac{K_f E_{dk-0}}{L_f} & \frac{K_f I_{w,q,0}}{L_f} - \frac{K_f X_{f,q,0}}{L_f} & 0 & \frac{K_f E_{a,0}}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha(7,5) & -\frac{2K_f I_{w,q,0}}{C_f} + \frac{K_f X_{f,q,0}}{C_f} & -\frac{K_f K_f I_{w,q,0}}{C_f} + \alpha(7,7) & \frac{K_f I_{w,q,0}}{C_f} & \frac{K_f I_{w,q,0}}{C_f} & \frac{K_f K_f I_{w,q,0}}{C_f} & \frac{1-d}{\alpha} & \frac{1-d}{\alpha} & (7,13) & (\bar{a},14) & (7,15) & a & (7,16) & (7,17) \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -K_{pv} + \alpha(8,7) & 0 & 0 & K_v & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha(8,17) \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 + \alpha(10,7) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{(1-d)}{L_{best}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{best}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{pv}} & \alpha(12,12) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha(13,7) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha(13,13) & \alpha(13,14) & \alpha(13,15) & \alpha(13,16) & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha(14,13) & \alpha(14,14) & -\frac{K_{i,bb} I_{L,best,0}}{A_{r,bb} C_{best}} & -\frac{K_{v,bb} K_{f,bb} I_{L,best,0}}{A_{r,bb} C_{best}} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -K_{pv,bb} & 0 & K_{v,bb} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\xi_c}{E_{dk-0}^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & - & 0 & 0 & \xi_c
 \end{bmatrix}$$

17/17

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix}
 \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & -\frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}}{L_F} + b(5,3) & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & -\frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} + b(7,3) & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & K_{pv} + b(8,3) & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 + b(10,3) & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & b(12,5) & b(12,6) \\
 0 & 0 & 0 & \frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb}L_{buckboost}} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_{buckboost}} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & K_{pv,bb} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix}$$



$$\begin{aligned}
a(5,7) &= -\frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}^*}{L_F} + \frac{2K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}}{L_F} - \frac{K_{iv}K_{pi}X_{v_0}}{L_F} + \frac{K_{pi}I_{in,d_0}}{L_F} - \frac{K_{ii}X_{i,d_0}}{L_F} \\
&+ \frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp_0} E_{dc_0}^*}{2A_r L_F} \\
a(5,17) &= \frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}^* E_{dc_0}}{2A_r L_F} \\
b(5,3) &= -\frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi}}{2A_r L_F} + \frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp_0} E_{dc_0}}{2A_r L_F} \\
a(7,5) &= \frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}^*}{C_F} - \frac{K_{pv}K_{pi}E_{dc_0}}{C_F} + \frac{K_{iv}K_{pi}X_{v_0}}{C_F} - \frac{2K_{pi}I_{in,d_0}}{C_F} + \frac{K_{ii}^*X_{i,d_0}}{C_F} + \frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}}{2A_r C_F E_{dc_0}} \\
&- \frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp_0} E_{dc_0}^*}{2A_r C_F} \\
a(7,7) &= -\frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}^* I_{in,d_0}}{2A_r C_F E_{dc_0}^2} \\
a(7,13) &= -\frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}^*}{A_{r,bb}C_F} + \frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} - \frac{K_{iv,bb}K_{pi,bb}X_{v,bb_0}}{A_{r,bb}C_F} + \frac{2K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
&- \frac{K_{ii,bb}X_{i,bb_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
a(7,14) &= \frac{K_{pv,bb}K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
a(7,15) &= \frac{-K_{ii,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
a(7,16) &= \frac{-K_{iv,bb}K_{pi,bb}I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb}C_F} \\
a(7,17) &= -\frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc_0}^* I_{in,d_0}}{2A_r C_F} \\
b(7,3) &= \frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} I_{in,d_0}}{2A_r C_F E_{dc_0}} - \frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} K_{pi} E_{dc,comp_0} I_{in,d_0}}{2A_r C_F} \\
a(8,7) &= -\frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} E_{dc_0}^*}{2E_{dc_0}^2} \\
a(8,17) &= -\frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} E_{dc_0}^*}{2} \\
b(8,3) &= \frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv}}{2E_{dc_0}} - \frac{\check{S}_c K_{FB} K_{pv} E_{dc,comp_0}}{2}
\end{aligned}$$

$$a(10,7) = -\frac{\check{S}_c K_{FB} E_{dc_0}^*}{2E_{dc_0}^2}$$

$$a(10,17) = -\frac{\check{S}_c K_{FB} E_{dc_0}^*}{2}$$

$$b(10,3) = \frac{\check{S}_c K_{FB}}{2E_{dc_0}} - \frac{\check{S}_c K_{FB} E_{dc,comp_0}}{2}$$

$$a(12,12) = -\frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{I_{s.c.}}{N_s nCV_t \left[e^{\frac{V_{o.c.}}{nCV_t}} - 1 \right]} \right] \left\{ \frac{T_0}{T_{ref}} \right\}^3 \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_t}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv_0}}{N_s nCV_t}} \right\}$$

$$a(13,7) = \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}^*}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}}$$

$$a(13,13) = -\frac{K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{K_{pi,bb} E_{dc_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}}$$

$$a(13,14) = -\frac{1}{L_{buckboost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}^*}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{2K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{K_{pi,bb} I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} E_{dc_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}}$$

$$a(13,15) = \frac{K_{ii,bb} V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{K_{ii,bb} E_{dc_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}}$$

$$a(13,16) = \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}} + \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} E_{dc_0}}{A_{r,bb} L_{buckboost}}$$

$$a(14,13) = \frac{1}{C_{buckboost}} - \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}^*}{A_{r,bb} C_{buckboost}} + \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} V_{O,buckboost_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} - \frac{K_{iv,bb} K_{pi,bb} X_{v,bb_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} + \frac{2K_{pi,bb} I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} - \frac{K_{ii,bb} X_{i,bb_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}}$$

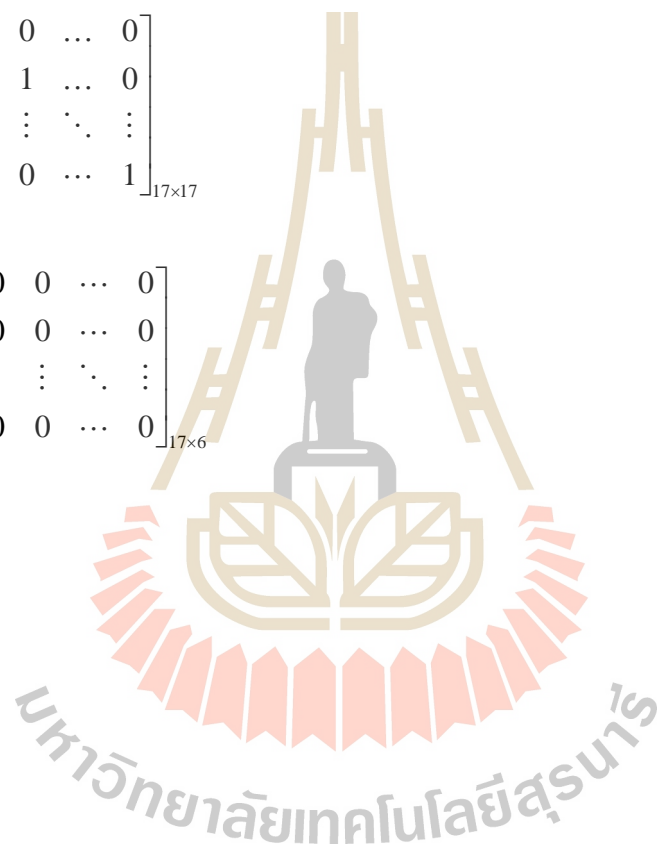
$$a(14,14) = \frac{K_{pv,bb} K_{pi,bb} I_{L,buckboost_0}}{A_{r,bb} C_{buckboost}} - \frac{1}{C_{buckboost} R_{Load}}$$

$$b(12,5) = \frac{N_p}{C_{pv}} \left[\frac{I_{s.c.} + K_i (T_0 - T_{ref})}{I_{rr_ref}} \right]$$

$$b(12,6) = \frac{N_p}{C_{pv}} \begin{bmatrix} \frac{K_i I_{rr=0}}{I_{rr_ref}} \left[\frac{I_{s.c.}}{e^{\frac{V_{o.c.}}{nCV_i} - 1}} \right] \left\{ \frac{3T_0^2}{T_{ref}^3} \right\} \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_i}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv=0}}{N_i nCV_i} - 1} \right\} \\ - \left[\frac{I_{s.c.} E_g}{nCV_i \left[e^{\frac{V_{o.c.}}{nCV_i} - 1} \right]} \right] \left\{ \frac{T_0^3}{T_{ref}^4} \right\} \left\{ e^{\left[\frac{T_0}{T_{ref}} - 1 \right] \frac{E_g}{nCV_i}} \right\} \left\{ e^{\frac{V_{pv=0}}{N_i nCV_i} - 1} \right\} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_{17} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{17 \times 17}$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{0}_{17,6} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{17 \times 6}$$



ประวัติผู้เขียน

นายจักรกริช ภัคคีโต เกิดเมื่อวันที่ 14 มกราคม พ.ศ. 2534 ศึกษาระดับชั้นประถมศึกษาและมัธยมศึกษาจากโรงเรียนมารีย์วิทยา จังหวัดนครราชสีมา และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา พ.ศ. 2555 โดยหลังจากสำเร็จการศึกษาผู้วิจัยได้รับใบอนุญาตเป็นผู้ประกอบวิชาชีพวิศวกรรมควบคุม ระดับภาคีวิศวกร สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง ในปี พ.ศ.2556 จากนั้นในปี พ.ศ. 2557 ได้จบการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ในปี พ.ศ. 2558 เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาเอก สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยได้รับทุนกิตติบัณฑิตซึ่งเป็นทุนจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในขณะที่ศึกษาต่อระดับปริญญาเอกได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนบรรยายในรายวิชา FUNDAMENTAL OF ELECTRICAL ENGINEERING นอกจากนี้ยังเป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ในรายวิชาดังนี้ APPLIED ELECTRONIC CIRCUIT LABORATORY 1, CIRCUIT & DEVICES LABORATORY, FUNDAMENTAL OF ELECTRICAL MACHINERY LABORATORY, ENGINEERING ELECTRONICS LABORATORY สำหรับผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่มีจำนวน 4 บทความดังที่ได้รวบรวมไว้แล้วในภาคผนวก ข