



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ทไมโครกริด
ด้วยลิสสแควร์ซ์พพอร์ตเวกเตอร์แมชีน

โดย ผศ.ดร.จงลักษณ์ พาหะชา และ รศ.ดร.อิสระชัย งามหรรุ

มิถุนายน 2558

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ การทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ทไมโครกริดด้วยลีสสแควร์ซัพ
พอร์ตเวกเตอร์แมชีน

Smart Microgrid Frequency Stabilization using Least-Squares Support Vector Machines

คณะผู้วิจัย

- ผศ.ดร. จงลักษณ์ พาหะชา
- รศ.ดร. อิศระชัย งามหรร

สังกัด

มหาวิทยาลัยพะเยา
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สนับสนุนโดยสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย
และมหาวิทยาลัยพะเยา

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกอ. และ สกว. ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

กิตติกรรมประกาศ

ผู้ดำเนินการวิจัยขอขอบคุณ รศ.ดร.อิสระชัย งามหฐ นักวิจัยที่ปรึกษา ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ ตั้งแต่เริ่มดำเนินโครงการจนปิดโครงการให้เป็นไปด้วยดี ขอขอบคุณ รศ.ดร.เชวศักดิ์ รักเป็นไทย สำหรับคำแนะนำต่างๆ

ที่สำคัญ ผู้ดำเนินโครงการวิจัยขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา (สกอ.) สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) และมหาวิทยาลัยพะเยา (มพ.) สำหรับทุนสนับสนุนโครงการวิจัย

ผศ.ดร.จงลักษณ์ พาหะชา

หัวหน้าโครงการวิจัย

มิถุนายน 2558

Project Code: MRG5680005

Project Title: การทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ตไมโครกริดด้วยลีสสแควร์ซัพพอร์ต
เวกเตอร์แมชีน

Investigator: ผศ.ดร.จงลักษณ์ พาหะชา

Email address: jpahasa@gmail.com

Project period: 3 มิถุนายน 2556 ถึง 2 มิถุนายน 2558

บทคัดย่อ

เนื่องจากปัญหาการขาดแคลนเชื้อเพลิงฟอสซิลที่จะเกิดขึ้น วิกฤติการปล่อยก๊าซ CO₂ และการพัฒนาอย่างรวดเร็วของแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน แนวคิดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจาย (DG) กำลังมีบทบาทสำคัญในระบบไฟฟ้ากำลังสมาร์ตกริดในอนาคต โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีของไมโครกริด (MG) อย่างไรก็ตาม การผลิตไฟฟ้ากำลังที่ไม่สม่ำเสมอ จากแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เช่น พลังงานลม ทำให้เกิดปัญหาความผันผวนของความถี่ขนาดใหญ่ในไมโครกริด งานวิจัยนี้ทำการศึกษาการควบคุมความถี่ของระบบสมาร์ตไมโครกริด โดยใช้หลักการปัญญาประดิษฐ์ ได้แก่ ลีสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน (LS-SVM) เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจายที่ควบคุมได้ (CDG) และโหลดที่ควบคุมได้ ได้แก่ รถยนต์ไฟฟ้าปลั๊กอินไฮบริดจ์ (PHEV) ได้ถูกศึกษาและควบคุมอย่างเหมาะสมโดยใช้ LS-SVM ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าวิธีการนำเสนอสามารถลดการแกว่งของความถี่ได้ดีกว่าวิธีการแบบทั่วไป

Abstract

Due to the upcoming fossil-fuel shortage, CO₂ emission crises, and fast development of renewable energy resources, the concept of distributed generation (DG) is gaining an important role in future smart power grid especially in case of microgrid (MG). However, the intermittent power generations from renewable energy resources such as wind power, cause the large frequency fluctuation problem in the microgrid. This project intended to study frequency control of smart microgrid using artificial intelligence techniques i.e. least-squares support vector machines (LS-SVM). Controllable distributed generation (CDG) and controllable load i.e. plug-in hybrid electric vehicle (PHEV) is studied and appropriately controlled using LS-SVM. Simulation results show that the proposed method is able to improve frequency stabilization over the conventional method.

Keywords: Support vector machines, harmony search algorithm, model predictive control, microgrid, load frequency control, plug-in hybrid electric vehicle

Executive Summary

สัญญาเลขที่ MRG5680005

โครงการ: การทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ตไมโครกริดด้วยลีสสแควร์ซัพพอร์ต
เวกเตอร์แมชชีน

วัตถุประสงค์

- เพื่อตรวจสอบผลกระทบของแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน (Renewable Energy Source: RES) ได้แก่ แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลม ในด้านความถี่ แรงดัน เสถียรภาพระบบ และการแกว่งของกำลังไฟฟ้าในระบบไมโครกริด
- เพื่อประยุกต์แหล่งจ่ายแบบกระจายที่ควบคุมได้ (Controllable Distributed Generation: CDG) สำหรับการทำให้เสถียรภาพความถี่ อันเนื่องมาจากผลกระทบที่เกิดจากแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน ในกรณีระบบไมโครกริด
- เพื่อประยุกต์โหลดควบคุมได้ ได้แก่ รถไฟฟ้าไฮบริด (PHEV) และปั๊มความร้อน (HP) เพื่อทำให้เสถียรภาพผลกระทบที่เกิดจาก RES ในกรณีของไมโครกริด
- เพื่อนำเสนอ LS-SVM สำหรับการออกแบบการควบคุมสำหรับตัวควบคุมของ CDG, PHEV หรือ HP สำหรับการทำให้เสถียรภาพความถี่ของระบบไมโครกริดที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายพลังงานทดแทนแต่ละชนิด
- เพื่อตรวจสอบและระบุการวัดที่เหมาะสมของอินพุต (พารามิเตอร์ของไมโครกริด) และเอาต์พุต (สัญญาณควบคุมของไมโครกริด) สำหรับตัวควบคุมความถี่ของไมโครกริด โดยใช้ลีสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน (Least-Squares Support Vector Machine: LS-SVM)
- เพื่อพัฒนาวิธีการสำหรับตัวควบคุมเสถียรภาพความถี่ไมโครกริดโดยใช้ LS-SVM ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ควบคุมได้ชนิดอื่นๆ ในไมโครกริด
- เพื่อพัฒนาตัวอย่างแบบจำลอง LS-SVM สำหรับไมโครกริด โดยใช้ข้อมูลที่จัดเก็บจากระบบไมโครกริดของประเทศไทย

สรุปผลการวิจัย

- หลักการของลีสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสามารถนำมาประยุกต์ใช้สำหรับควบคุมแหล่งจ่ายหรือโหลดที่ควบคุมได้เพื่อทำให้เสถียรภาพความถี่ในระบบไมโครกริดที่ติดตั้งแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าไม่สม่ำเสมอ
- วิธีการออกแบบตัวควบคุมด้วยลีสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน สำหรับควบคุมความถี่ในระบบไมโครกริด ซึ่งผลการศึกษาแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมที่นำเสนอมีประสิทธิภาพในการทำเสถียรภาพความถี่ของระบบดีกว่าตัวควบคุมที่ใช้กันอยู่
- ผลงานที่ได้จากงานวิจัยนี้ ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ ที่มีค่า Impact Factor จำนวน 3 บทความ

Output จากโครงการวิจัยที่ได้รับทุนจาก สกว.

สัญญาเลขที่ **MRG5680005**

โครงการ: การทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ตไมโครกริดด้วยลิสสแควร์ซัพพอร์ต
เวกเตอร์แมชชีน

ผลงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ จำนวน **3** ผลงาน

- [1] J. Pahasa and I. Ngamroo (2015). PHEVs bidirectional charging/discharging and SOC control for microgrid frequency stabilization using multiple MPC, *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol.6, no.2, pp.526-533, 2015. (Impact factor 2013 = 4.07)
- [2] J. Pahasa and I. Ngamroo (2014). Coordinated control of wind turbine blade pitch angle and PHEVs using MPCs for load frequency control of microgrid, *IEEE Systems Journal*, vol.xx, no.xx, pp.xx-xx, 2014. (In Press) (Impact factor 2013 = 1.03)
- [3] J. Pahasa and I. Ngamroo (2014). Adaptive power system stabiliser design using optimal support vector machines based on harmony search algorithm, *Electric Power Components and Systems*, vol.42, no.5, pp.439-452, 2014. (Impact factor 2013 = 0.48)

การนำเสนอผลงานในการประชุมวิชาการระดับชาติ/นานาชาติ จำนวน **2** ผลงาน

- [1] J. Pahasa, and I. Ngamroo (2014). Model predictive control-based wind turbine blade pitch angle control for alleviation of frequency fluctuation in a smart grid. *Proc. of the 2014 International Electrical Engineering Congress (iEECON2014)*, 19-21 March 2014, Pattaya, Thailand, No.051, pp.304-307.
- [2] J. Pahasa, and I. Ngamroo (2014). Coordinated control of LFC and SOC using MIMO-MPC for load frequency control of microgrid. *The 37th Electrical Engineering Conference (EECON37)*, vol.1, pp.309-312, Khon Kean, Thailand, 19 - 21 Nov. 2014. (in Thai)

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา	1
1.2 ทบทวนงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	2
1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย	7
1.4 ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ	7
1.5 เอกสารอ้างอิง	8
บทที่ 2 ลิสต์แควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนและการหาค่าเหมาะสม	10
2.1 พื้นฐานซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน	10
2.2 ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการแบ่งกลุ่ม	16
2.3 ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการถดถอย	17
2.4 ลิสต์แควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน	21
2.5 การหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน	23
2.6 สรุป	29
2.7 เอกสารอ้างอิง	30
บทที่ 3 การออกแบบตัวทำเสถียรภาพระบบควบคุมแบบปรับตัวได้โดยใช้ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนหาค่าเหมาะสมด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี	31
3.1 บทนำ	31
3.2 ศึกษาแบบไฟฟ้ากำลัง	34
3.3 HS-SVM-PSS ที่นำเสนอ	37
3.4 ผลการจำลอง	41
3.5 สรุปผล	53
3.6 เอกสารอ้างอิง	53
บทที่ 4 การควบคุมประสานกันของมุมพิกซ์ของใบกังหันลม และรถไฟฟ้า โดยใช้ MPC สำหรับการควบคุมความถี่ในระบบไมโครกริด	57
4.1 บทนำ	57
4.2 ศึกษาแบบและการจำลอง	60
4.3 หลักการออกแบบตัวควบคุม MPC	64
4.4 ผลการจำลอง	69
4.5 สรุปผล	80
4.6 เอกสารอ้างอิง	80

บทที่ 5 การควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จแบบสองทิศทาง และการควบคุม SoC ของรถไฟฟ้าสำหรับการทำเสถียรภาพความถี่โดยใช้ MMPC	84
5.1 บทนำ	84
5.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	86
5.3 ศึกษาระบบและการจำลอง	87
5.4 การออกแบบตัวควบคุม MMPC	92
5.5 ผลการจำลอง	95
5.6 สรุปผล	109
5.7 เอกสารอ้างอิง	109
บทที่ 6 สรุปผลการศึกษา	113
ภาคผนวก วารสารวิชาการระดับนานาชาติที่ได้รับการตีพิมพ์จากโครงการวิจัย	114

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

ปัจจุบันไมโครกริด (microgrid: MG) กำลังได้รับความสนใจ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน (renewable energy sources: RES) และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจาย (distributed generation: DG) ไมโครกริด คือ ระบบโครงข่ายไฟฟ้ากำลังที่ประกอบด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจาย โหลด และอุปกรณ์สะสมพลังงานไฟฟ้า (energy storage system: ESS) ดังแสดงในรูปที่ 1.1 ไมโครกริดสามารถดำเนินการได้ทั้งแบบการต่อกับกริดของการไฟฟ้า หรือแยกตัวออกจากระบบไฟฟ้ากำลัง [1] โดยปกติระบบควบคุมและแสดงผล (control and monitoring system: CMS) จะทำหน้าที่ควบคุมปรับสมดุลระหว่างกำลังไฟฟ้าผลิตและโหลดในระบบไมโครกริด อย่างไรก็ตาม เนื่องจากกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้จากแหล่งจ่ายพลังงานทดแทน เช่น พลังงานลม และพลังงานแสงอาทิตย์ มีความไม่สม่ำเสมอ ความไม่สมดุลระหว่างการผลิตและโหลดทำให้เกิดปัญหาการแกว่งของความถี่ในระบบไมโครกริด [2, 3]

เพื่อแก้ปัญหานี้ จึงมีการประยุกต์ใช้ไมโครเทอร์ไบน์ (microturbine: MT) ซึ่งโดยปกตินำมาใช้เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้โหลด แต่ในกรณีไมโครกริด สามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงควบคุมได้ (controllable active power source) [2] นอกจากนี้ ESS ยังสามารถประยุกต์ใช้เพื่อทำเสถียรภาพความถี่ในระบบไมโครกริด [4] โดย ESS ทำงานด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและมีเวลาตอบสนองเร็ว ดังนั้น ESS ที่ออกแบบอย่างเหมาะสมจึงสามารถควบคุมระบบให้มีเสถียรภาพได้ ด้วยการดูดและจ่ายพลังงานอย่างทันทีทันใด [4] เมื่อไม่นานมานี้ โหลดควบคุมได้ (controllable load) เช่น รถไฟฟ้าปลั๊กอินไฮบริดจ์ (plug-in hybrid electric vehicle: PHEV) และปั๊มความร้อน (heat pump: HP) ถูกนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหการแกว่งของความถี่ในไมโครกริด [3] อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุม (controller) ในงานวิจัยเหล่านี้ออกแบบโดยใช้พารามิเตอร์คงที่ (fixed parameter) ที่จุดทำงานเดียว ซึ่งไม่เป็นที่เชื่อถือได้ว่าตัวควบคุมที่ออกแบบมานั้นจะสามารถควบคุมการแกว่งของความถี่ที่จุดทำงานอื่นๆ ได้

เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำให้เสถียรภาพความถี่ในไมโครกริดเมื่อมีจุดทำงานหลายๆ จุดทำงาน ลีสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน (least squares support vector machine: LS-SVM) คือวิธีที่ดีวิธีหนึ่ง โดยในกรณีนี้ LS-SVM ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมลำดับชั้นแบบเหมาะสม (N-stage optimal controller) ดังได้ถูกนำเสนอใน [9-10] LS-SVM พัฒนามาจาก SVM แบบดั้งเดิม ประสิทธิภาพของ LS-SVM จึงเหนือกว่า SVM แบบดั้งเดิม ในเรื่องการคำนวณที่ง่าย การลู่เข้าหาคำตอบได้เร็ว และมีประสิทธิภาพสูง [11] อย่างไรก็ตาม การเลือกพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของ LS-SVM ยังเป็นเรื่องยาก การเลือกพารามิเตอร์ของ LS-SVM มีผลต่อประสิทธิภาพการทำงานของ LS-SVM อย่างมาก เพื่อแก้ปัญหานี้ วิธีการหาค่าเหมาะสม (optimization technique) สำหรับหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ของ LS-SVM จึงมีความสำคัญ

โครงการวิจัยนี้ จะทำการประยุกต์ใช้ LS-SVM ที่หาค่าเหมาะสมด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค (particle swarm optimization: PSO) [12] เพื่อทำเสถียรภาพความถี่ในระบบไมโครกริด ในการศึกษา ข้อมูลใช้สอนสร้างจากผลตอบสนองของระบบเมื่อระบบมีสิ่งรบกวน (disturbances) แม้ว่าจะมีข้อมูลซ้ำซ้อน (redundant data) อยู่ในผลตอบสนองของระบบของชุดข้อมูลที่สร้างขึ้น ข้อมูลซ้ำซ้อนเหล่านี้ได้ถูกจัดเก็บโดยอัตโนมัติเมื่อระบบกำลังจะเข้าสู่ช่วงสภาวะคงตัว (steady-state) หรือเมื่อผลตอบสนองถูกชักตัวอย่าง (sampled) ด้วยช่วงเวลาสั้น ๆ ข้อมูลซ้ำซ้อนนี้ นอกจากมีผลทำให้ลดประสิทธิภาพของแบบจำลองที่สอน (trained model) แล้ว ยังมีผลทำให้การสอนและการทดสอบใช้เวลานานขึ้นอีกด้วย [13] เพื่อกำจัดข้อมูลซ้ำซ้อนจากชุดข้อมูลใช้สอนเหล่านี้ จึงใช้การวัดความเหมือนระหว่างแซมเปิล (measurement of similarity among samples) มากำจัดข้อมูลที่เหมือนกันมากกว่าขีดจำกัดที่ตั้งไว้ แบบจำลองการควบคุม LS-SVM จึงถูกสอนด้วยพารามิเตอร์ LS-SVM ที่เหมาะสมและข้อมูลลดขนาด สัญญาณควบคุมของ LS-SVM สามารถเปลี่ยนตามเวลาจริงตามจุดทำงานต่างๆ และการรบกวนที่แตกต่างกัน

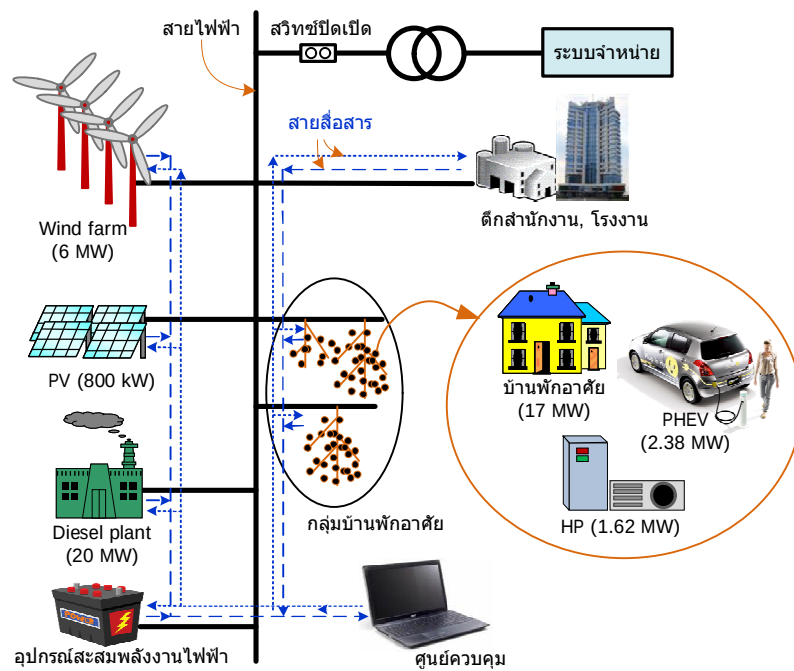
ระบบไมโครกริดที่ทำการศึกษาในโครงการวิจัยนี้ แสดงดังรูปที่ 1.1 ประกอบด้วย เครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซลขนาดกำลังการผลิต 20 MW, แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมขนาด 3 MW, โหลดขนาด 17 MW, บั๊มความร้อนขนาด 1.62 MW, แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์ขนาด 800 kW และกลุ่มรถไฟฟ้าแบบไฮบริดขนาด 2.38 MW โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์จำลองการทำงานระบบและวิธีการนำเสนอ รูปที่ 1.2 แสดงขั้นตอนโดยสรุปของวิธีการ LS-SVM สำหรับการทำให้เสถียรภาพความถี่ของไมโครกริดที่นำเสนอ วิธีการนำเสนอประกอบด้วยสองขั้นตอน คือ ขั้นที่หนึ่ง การสร้างข้อมูลสำหรับสอน และขั้นที่สอง การสอน LS-SVM แบบฮิวริสติก (heuristic training of LS-SVM) [10] รายละเอียดเพิ่มเติมเกี่ยวกับการสอนแบบฮิวริสติก (heuristic training) ของ LS-SVM ได้ถูกนำเสนอใน [10]

1.2 ทบทวนงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

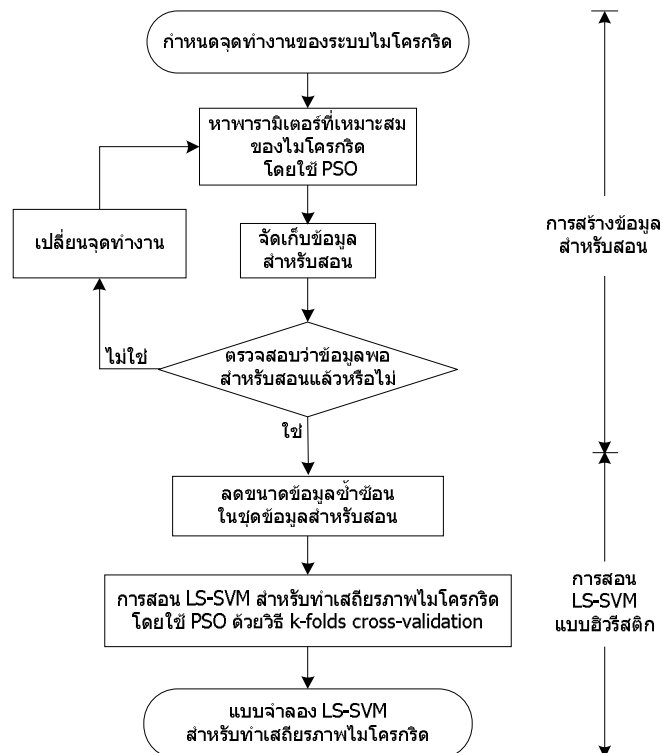
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องสำหรับโครงการวิจัย “การทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ตไมโครกริดด้วยลิสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน” สามารถจำแนกได้เป็นสองส่วน คือ การทำเสถียรภาพความถี่ของระบบไมโครกริด และลิสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน

1.2.1 การทำเสถียรภาพความถี่ของระบบไมโครกริด

Jong-Yul Kim และคณะ [4] ได้นำเสนอ ขั้นตอนการควบคุมร่วมกันของ EES และแหล่งจ่ายขนาดเล็กไมโคร (micro-sources) เพื่อทำเสถียรภาพไมโครกริดระหว่างโหมดการแยกตัวอิสระ (islanded operation) โดย ESS ทำหน้าที่ควบคุมความถี่และแรงดันเหมือนกับเป็นการควบคุมขั้นต้น (primary control) และจากนั้น การควบคุมขั้นที่สอง (secondary control) ในระบบการจัดการไมโครกริด คำนวณกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตของ ESS ให้เป็นศูนย์ (returns the current power output of the ESS into zero) การสร้างแบบจำลองแบบไดนามิกและการจำลองไมโครกริด ภายใต้ ขั้นตอนการควบคุมที่นำเสนอโดยใช้โปรแกรม PSCAD/EMTDC ไมโครกริดตัวอย่าง (microgrid pilot plant) ขนาด 120-kW และระบบ



รูปที่ 1.1 ระบบสมาร์ทไมโครกริด



รูปที่ 1.2 LS-SVM สำหรับการทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ทไมโครกริดที่นำเสนอ

การจัดการไมโครกริด (microgrid management system: MMS) ได้ถูกพัฒนาและทำการทดสอบ สิทธิเดช และ อิศระชัย [2] ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมของปั๊มความร้อน (heat pump: HP) และ PHEV สำหรับการควบคุมความถี่ในระบบไมโครกริดที่มีฟาร์มกังหันลม ตัวควบคุมของ HP และ PHEV ในด้านผู้ใช้ไฟได้ถูกควบคุมเพื่อลดการแกว่งของความถี่ โครงสร้างตัวควบคุมของ HP และ PHEV เป็นแบบ PID (proportional integral derivative: PID) ซึ่งได้ถูกออกแบบด้วยการหาค่าเหมาะสม ด้วยวิธีฝูงอนุภาค (particle swarm optimization: PSO) บนหลักการของการควบคุมแบบร่วมกันของ H_2/H_∞ (mixed H_2/H_∞)

สิทธิเดช และ อิศระชัย [3] ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมสำหรับไมโครเทอร์ไบน์ (microturbine: MT) และอิเล็กโทรไลเซอร์ (electrolyzer: ES) ในระบบควบคุมและระบบแสดงผล (control and monitoring system: CMS) สำหรับการทำให้เสถียรภาพความถี่ในระบบไมโครกริด ที่มีรถไฟฟ้าแบบปลั๊กอิน (plug-in hybrid electric vehicles: PHEV) โดย PHEV ได้ถูกใช้ในด้านผู้ใช้ไฟฟ้า (consumer side) การชาร์จไฟฟ้าพร้อมกันของ PHEV ทำให้เกิดปัญหาการแกว่งของความถี่อย่างรุนแรงในไมโครกริด เพื่อแก้ปัญหานี้ จึงมีการทำให้เสถียรภาพความถี่ของ CMS ด้วยการควบคุม กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ MT และ ES โครงสร้างของตัวควบคุมของ MT และ ES เป็นแบบตัวควบคุม PI ซึ่งได้ถูกออกแบบด้วยวิธีการค้นหาค่าเหมาะสมแบบอัลกอริทึมกบกระโดด (shuffled frog leaping algorithm) บนหลักการของการควบคุมแบบการกำหนดโครงสร้างร่วมกันของ H_2/H_∞ (specified-structure mixed H_2/H_∞)

Divshali และคณะ [5] ได้นำเสนอ ขั้นตอนการควบคุมร่วมกันแบบกระจายของแหล่งจ่ายขนาด ไมโคร เพื่อการทำให้เสถียรภาพตัวแปลงแหล่งจ่ายแรงดัน (voltage source converter: VSC) บนหลักการ ของไมโครกริด ในบทความนี้ ขั้นตอนการควบคุมแบบใหม่สำหรับ VSCs และระบบสะสมพลังงาน (energy storage system) ใน VSC บนพื้นฐานของไมโครกริด โดยไม่มีการพิจารณาการเชื่อมโยงการ สื่อสาร ซึ่งเป็นแบบจำลองแบบใหม่ของ VSC บนพื้นฐานของ DGs ซึ่งได้พิจารณาผลกระทบของ แหล่งจ่ายพื้นฐานด้วย

Mishra และคณะ [6] ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมและการสื่อสารสำหรับการลดการ เบี่ยงเบนความถี่ของระบบสมาร์ตกริด ไมโครกริดแบบแยกโดด (isolated microgrid) ประกอบด้วยทั้ง แหล่งจ่ายที่ควบคุมได้ และแหล่งจ่ายที่ควบคุมไม่ได้ เช่น แสงอาทิตย์ (solar) ลม (wind) เครื่องกำเนิด ไฟฟ้าดีเซล (diesel generator) เซลล์เชื้อเพลิง (fuel cell) แหล่งสะสมไฮโดรเจน (hydrogen storage) และ แบตเตอรี่ ตัวควบคุมแบบรวมศูนย์ เพื่อการจัดการกับแหล่งจ่ายอย่างมีประสิทธิภาพ โดยการนำ การตัดสินใจบนพื้นฐานของสถานะ (status) ของโหลดและแหล่งจ่าย ในไมโครกริดที่มีข้อกำหนดอัตรา การผลิต (generation rate constraint: GRC) การปรับพารามิเตอร์ของตัวควบคุมและไบอัสความถี่ คือ

ปัญหาการหาค่าเหมาะสมแบบไม่เป็นเชิงเส้น การศึกษานี้ มีเป้าหมายเพื่อจูนพารามิเตอร์ของตัวควบคุม โดยใช้การหาค่าเหมาะสมแบบการหาอาหารของแบคทีเรีย (bacterial foraging optimization: BFO) ค่าเกณฑ์จูนแล้วโดยใช้หลักการ BFO ให้ความถี่ที่เหมาะสมตามการรบกวนในไมโครกริด

Yuen และคณะ [7] ได้นำเสนอการควบคุมความถี่ที่เกิดจากหลายไมโครกริด (multiple microgrids) งานวิจัยนี้พิจารณาวิธีการให้ได้การควบคุมความถี่ (frequency control reserves: FCRs) และการทำกำไรที่มีศักยภาพทางเศรษฐกิจ ของการเข้าร่วมในตลาด FCR บนพื้นฐานของการติดตั้งหลายไมโครกริด ในทำนองเดียวกัน ได้มีการให้ความสนใจไปที่การสื่อสารภายใต้สถานการณ์ตลาดที่แตกต่างกัน ได้แก่การควบคุมแบบกระจาย หรือการควบคุมแบบรวมศูนย์ สำหรับ FCRs ที่ประกอบด้วยสมมติฐานของการรวมกันเพื่อการจัดหาพลังงานสำรองจากหลายไมโครกริด

Ashabani และ Mohamed [8] ได้นำเสนอขั้นตอนการควบคุมแบบยืดหยุ่น (flexible control strategy) สำหรับการเชื่อมโยงกริด (grid-connected) และไมโครกริดแบบแยกโดด (islanded microgrids) ที่มีการปรับปรุงเสถียรภาพโดยใช้ตัวทำเสถียรภาพไมโครกริดแบบไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อเพิ่มเสถียรภาพไมโครกริด โครงสร้างของตัวควบคุมที่นำเสนอ จึงได้มาด้วยขั้นตอนสองขั้นตอนดังต่อไปนี้ ขั้นที่หนึ่ง พังค์ชันความเฉื่อยและฟังก์ชันการหน่วงได้ถูกพิจารณา ขั้นที่สอง การันตีเสถียรภาพและประสิทธิภาพสูงของระบบไมโครกริดระหว่างทรานเซียนต์แบบรุนแรงทันทีทันใด เช่น การแยกโดด (islanding) การต่อกับกริด (grid reconnection) และการเปลี่ยนแปลงโหลดขนาดใหญ่ ตัวทำเสถียรภาพไมโครกริดแบบไม่เป็นเชิงเส้นจึงถูกนำเสนอ แบบจำลองคอนเวอเตอร์เพิ่มเติมได้ถูกพัฒนาและถูกใช้เพื่อออกแบบตัวทำเสถียรภาพไมโครกริด ด้วยวิธีการเสถียรย้อนกลับแบบปรับตัวได้ (adaptive back-stepping: AB) เพื่อการันตีเสถียรภาพของมุมขนาดใหญ่ และความคงทนต่อสัญญาณไดนามิกที่ไม่สามารถจำลองได้ (un-modeled dynamics)

Ketjoy [14] ได้นำเสนอ อุดมคติของการประยุกต์ใช้มินิกริด (mini-grid) ด้วยพลังงานทดแทน (renewable energy) สำหรับหมู่บ้านที่ไม่มีไฟฟ้าใช้ในประเทศไทย ระบบมินิกริดประกอบด้วย โรงไฟฟ้าพลังงานทดแทนแบบไฮบริด (renewable energy hybrid power plant) สายส่งแรงดันต่ำ (low voltage grid line) โหลด และระบบจัดการพลังงาน (energy management system: EMS) ไฟฟ้ากำลังของมินิกริดในงานวิจัยนี้เป็นแบบระบบ 1 เฟส ซึ่งมีกำลังไฟฟ้าต่ำกว่า 10 กิโลวัตต์ และระบบ 3 เฟส ซึ่งมีกำลังไฟฟ้าต่ำกว่า 30 กิโลวัตต์ ผู้ใช้งานระบบมินิกริด ได้ถูกแบ่งเป็นผู้ใช้เดี่ยวและผู้ใช้หลายคน ชนิดและการดำเนินการของอุปกรณ์หลัก ข้อดี และข้อด้อยของหลายๆ วิธีได้ถูกอธิบาย

1.2.2 Least-squares support vector machines (LS-SVM)

Suykens และคณะ [11] ได้นำเสนออีลีสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน (least squares support vector machines: LS-SVMs) ซึ่งเป็นการปรับปรุงมาจาก SVMs แบบมาตรฐาน LS-SVMs มีลักษณะ

คล้ายกับโครงข่ายการรู้จำ (regularization networks) และกระบวนการเกาเซียน (Gaussian processes) ผู้เขียนได้อธิบายความเกี่ยวพันแบบธรรมชาติระหว่างแบบจำลอง LS-SVM กับหลักการสำหรับการใช้ความเบาบาง (imposing sparseness) และการใช้สถิติที่มีความคงทน (robust statistics) กรอบแนวคิดได้รับการขยายเพิ่มเติมตามการเรียนรู้ที่มีผู้สอน (unsupervised learning) ด้วยการพิจารณาการวิเคราะห์ PCA และ ฟังก์ชันเคอร์เนล (kernel) เหมือนกับเป็นปัญหาการจำลองแบบกลุ่มเดียว (one-class modelling problem) อันนี้ที่นำไปสู่การกำหนดซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนในช่วงเริ่มต้นแบบใหม่สำหรับการวิเคราะห์ kernel PCA และ kernel CCA นอกจากนี้ หลักการของ LS-SVM ได้มีไว้สำหรับโครงข่ายที่เกิดขึ้นซ้ำๆ (recurrent networks) และการควบคุม

Suykens และคณะ [9] ได้นำเสนอ LS-SVM สำหรับการควบคุมที่เหมาะสมของระบบไม่เชิงเส้น (nonlinear systems) ในงานวิจัยนี้ได้ทำการพิจารณาตัวควบคุมป้อนกลับสถานะสถิติแบบโครงประสาทและแบบเชิงเส้น ปัญหาได้ถูกกำหนดให้เป็นปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมแบบ N สถานะ (N-stage optimal control problem) ปริภูมิสถานะ (state space) สำหรับ LS-SVM ได้ถูกแปลง (mapped) ไปเป็นปริภูมิดำเนินการ (action space) คำตอบของปัญหาได้ถูกทำให้มีลักษณะเฉพาะ (characterized) ด้วยชุดของสมการไม่เป็นเชิงเส้น การกำหนดหลายๆ ทางเลือก ให้เป็นเงื่อนไขของปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุดได้ถูกกำหนดขึ้นมา พร้อมกับทฤษฎีสำหรับเสถียรภาพในพื้นที่ (local stability) ในวิธีการควบคุมแบบ LS-SVM ผลการจำลองได้มีการวิจารณ์สำหรับ SVM แบบใช้ฟังก์ชันเคอร์เนลแบบเรเดียลเบส (radial basis function kernel) ข้อดีของการควบคุมด้วย LS-SVM คือ มันไม่มีจำนวนของชั้นซ่อน (hidden units) ที่จะต้องกำหนดค่าสำหรับตัวควบคุม และไม่มีศูนย์กลางที่จะต้องกำหนดสำหรับเกาส์เซียนเคอร์เนล (Gaussian kernels) เมื่อประยุกต์ใช้กับสภาวะเมอเชอร์ (Mercer's condition) หลักการนี้ได้ถูกอธิบายทั้งในด้านเสถียรภาพ และการติดตาม (tracing) ปัญหา รวมทั้งตัวอย่างการแกว่งขึ้นของ inverted pendulum ที่มีเสถียรภาพในพื้นที่จุดสุดท้าย และติดตามปัญหา สำหรับระบบลูกบอลและคาน (ball and beam system)

จงลักษณ์ และ อิสระชัย [10] ได้นำเสนอ LS-SVM สำหรับการออกแบบตัวควบคุมการหมุนแบบปรับตัวได้ของตัวสะสมพลังงานแม่เหล็กโดยใช้ตัวนำยิ่งยวด (superconducting magnetic energy storage: SMES) ในงานวิจัยนี้ การสอนและการทดสอบ LS-SVMs ได้ถูกพัฒนาด้วยขั้นตอนการสอนแบบฮิวริสติก (heuristic training) ในที่นี้ ข้อมูลที่ซ้ำซาก (redundant data) ในชุดข้อมูลสำหรับสอนของระบบไฟฟ้ากำลังที่ใช้ในการศึกษา สามารถถูกทำให้ลดลงได้อย่างชัดเจน LS-SVM สำหรับตัวควบคุม SMES ได้ถูกสอนโดยใช้ พารามิเตอร์ของ LS-SVM ที่เหมาะสม ซึ่งหาค่าเหมาะสมด้วยวิธีฝูงอนุภาค (particle swarm optimization) และข้อมูลที่ลดขนาดแล้ว สัญญาณควบคุมของ LS-SVM สามารถเปลี่ยนตามจุดทำงานของระบบที่เปลี่ยนไป และการรบกวนที่แตกต่างกัน ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่า

LS-SVM สำหรับตัวควบคุม SMES มีความคงทนต่อการรบกวนหลายๆ ชนิด ภายใต้สภาวะการทำงานกว้างๆ เมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุม SMES แบบทั่วไป

1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

- 1) เพื่อตรวจสอบผลกระทบของ RES ได้แก่ แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลม พลังงานแสงอาทิตย์ และเซลล์เชื้อเพลิง ในด้านความถี่ แรงดัน เสถียรภาพระบบ และการแกว่งของกำลังไฟฟ้าของระบบไมโครกริด
- 2) เพื่อประยุกต์แหล่งจ่ายแบบกระจายที่ควบคุมได้ (controllable distributed generation: CDG) สำหรับการทำให้เสถียรภาพจากผลกระทบที่เกิดจากแหล่งจ่ายพลังงานหมุนเวียนในกรณีไมโครกริด
- 3) เพื่อประยุกต์โหลดควบคุมได้ ได้แก่ รถไฟฟ้าไฮบริด (PHEV) และปั๊มความร้อน (HP) เพื่อทำให้เสถียรภาพผลกระทบที่เกิดจาก RES ในกรณีของไมโครกริด
- 4) เพื่อนำเสนอ LS-SVM สำหรับการออกแบบการควบคุมสำหรับตัวควบคุมของ CDG, PHEV หรือ HP สำหรับการทำให้เสถียรภาพความถี่ของระบบไมโครกริดที่ประกอบด้วยแหล่งจ่ายพลังงานหมุนเวียนแต่ละชนิด
- 5) เพื่อตรวจสอบและระบุการวัดที่เหมาะสมของอินพุต (พารามิเตอร์ของไมโครกริด) และเอาต์พุต (สัญญาณควบคุมของไมโครกริด) สำหรับตัวควบคุมความถี่ของไมโครกริด โดยใช้ LS-SVM
- 6) เพื่อพัฒนาวิธีการสำหรับตัวควบคุมเสถียรภาพความถี่ไมโครกริดโดยใช้ LS-SVM ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ควบคุมได้ชนิดอื่นๆ ในไมโครกริด
- 7) เพื่อพัฒนาตัวอย่างแบบจำลอง LS-SVM สำหรับไมโครกริด โดยใช้ข้อมูลที่จัดเก็บจากระบบไมโครกริดของประเทศไทย

1.4 ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ

- [1] J. Pahasa and I. Ngamroo (2015). PHEVs bidirectional charging/discharging and SoC control for microgrid frequency stabilization using multiple MPC, *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol.6, no.2, pp.526-533, March 2015.
- [2] J. Pahasa and I. Ngamroo (2014). Coordinated control of wind turbine blade pitch angle and PHEVs using MPCs for load frequency control of microgrid, *IEEE Systems Journal*, vol.xx, no.xx, pp.xx-xx, 2014. (In Press)
- [3] J. Pahasa and I. Ngamroo (2014). Adaptive power system stabiliser design using optimal support vector machines based on harmony search algorithm, *Electric Power Components and Systems*, vol.42, no.5, pp.439-452, 2014.

1.5 เอกสารอ้างอิง

- [1] F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatziargyriou, and A. Dimeas, Microgrids management: controls and operation aspects of microgrids, *IEEE Power Energy*, vol.6, no.3, pp.54-65, 2008.
- [2] S. Vachirasricirikul and I. Ngamroo, Robust controller design of microturbine and electrolyzer for frequency stabilization in a microgrid system with plug-in hybrid electric vehicles. *Electrical Power and Energy Systems*, vol.43, pp.804-811, 2012.
- [3] S. Vachirasricirikul and I. Ngamroo, Robust controller design of heat pump and plug-in hybrid electric vehicle for frequency control in a smart microgrid based on specified-structure mixed H_2/H_∞ control technique. *Applied Energy*, vol.88, no.11, pp.3860-3868, November 2011.
- [4] Jong-Yul Kim, Jin-Hong Jeon, Seul-Ki Kim, Changhee Cho, June Ho Park, Hak-Man Kim, Kee-Young Nam, Cooperative control strategy of energy storage system and microsources for stabilizing the microgrid during islanded operation, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.25, no.12, pp.3037-3048, 2010.
- [5] P.H. Divshali, A. Alimardani, S.H. Hosseinian, and M. Abedi, Decentralized cooperative control strategy of microsources for stabilizing autonomous VSC-based microgrids, *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol.27, no.4, pp.1949-1959, 2012.
- [6] S. Mishra, G. Mallesham and A.N. Jha, Design of controller and communication for frequency regulation of a smart microgrid, *IET Renew. Power Gener.*, vol.6, no.4, pp.248-258, 2012.
- [7] C. Yuen, A. Oudalov, and A. Timbus, The provision of frequency control reserves from multiple microgrids, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol.58, no.1, pp.173-183, 2011.
- [8] S.M. Ashabani and Y.A.I. Mohamed, A flexible control strategy for grid-connected and islanded microgrids with enhanced stability using nonlinear microgrid stabilizer, *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.3, no.3, pp.1291-1301, 2012.
- [9] J.A.K. Suykens, J. Vandewalle, and B. De Moor, Optimal control by least squares support vector machines, *Neural Networks*, vol.14, pp.23-35, 2001.
- [10] J. Pahasa and I. Ngamroo, A heuristic training-based least squares support vector machines for power system stabilization by SMES. *Expert Systems with Applications*, vol.38, no.11, pp.13987-13993, October 2011.
- [11] J.A.K. Suykens, T. Van Gestel, J. De Brabanter, B. De Moor, and J. Vandewalle, *Least squares support vector machines*, World Scientific, 2002.

- [12] J.Kennedy, and R.C. Eberhart, Particle swarm optimization, *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, vol.4, pp.1942-1948, 1995.
- [13] W. Wang, and Z. Xu, A heuristic training for support vector regression, *Neurocomputing*, vol.61, pp.259-275, 2004.
- [14] N. Ketjoy, Mini-grid application by renewable energy for unelectrified village in Thailand, *Naresuan University Journal*, vol.11(2), pp.99-114, 2003. (in Thai)

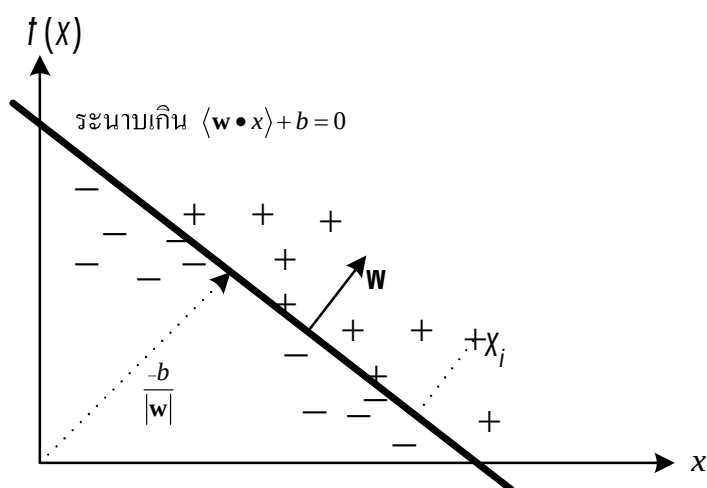
บทที่ 2

ลีสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนและการหาค่าเหมาะสม

โครงการวิจัยนี้ เป็นการประยุกต์ใช้ลีสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน (least-squares support vector machine: **LS-SVM**) เพื่อทำเสถียรภาพระบบไฟฟ้ากำลัง โดยเป็นการประยุกต์ใช้เพื่อการประมาณค่าฟังก์ชัน เนื้อหาหลักของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนจึงเกี่ยวกับการวิเคราะห์การถดถอย ส่วนทฤษฎีของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนสำหรับการแบ่งกลุ่มจะกล่าวถึงหลักการเบื้องต้นพอสังเขป ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จึงประกอบด้วย พื้นฐานซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนสำหรับการแบ่งกลุ่ม ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนสำหรับการถดถอย ลีสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน และในส่วนสุดท้ายจะกล่าวถึงการหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนด้วยอัลกอริทึมทางพันธุกรรมและวิธีกลุ่มอนุภาค

2.1 พื้นฐานซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน

ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนเป็นเครื่องช่วยเรียนรู้ (machine learning tasks) ที่มีพื้นฐานมาจากทฤษฎีการเรียนรู้จากสถิติ [1-4] เหมือนกับโครงข่ายประสาทเทียม แต่โครงสร้างแตกต่างกัน นั่นคือ ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนใช้หลักการลดความเสี่ยงเชิงโครงสร้างให้ต่ำสุด ในขณะที่โครงข่ายประสาทเทียมใช้หลักการลดความเสี่ยงเชิงทดลองให้ต่ำสุด ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนสามารถประยุกต์ใช้กับงาน 2 รูปแบบคือ การแบ่งกลุ่ม (classification) และการวิเคราะห์การถดถอย (regression) หรือการประมาณค่าฟังก์ชัน



รูปที่ 2.1 การแบ่งกลุ่มเชิงเส้น

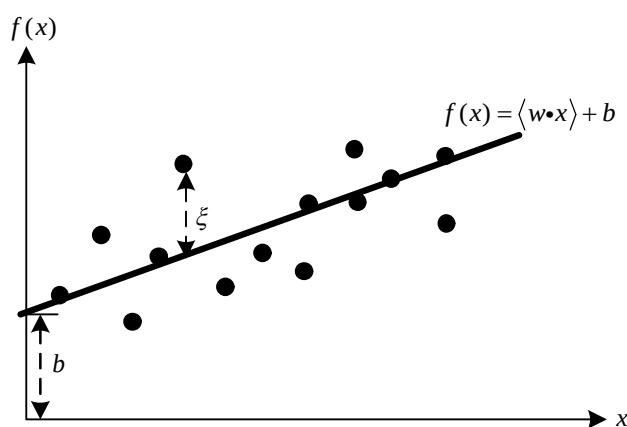
2.1.1 การแบ่งกลุ่มแบบเชิงเส้น (linear classification)

การแบ่งกลุ่มแบบเชิงเส้นที่จะกล่าวถึงนี้เป็นชนิด การเรียนรู้ที่ต้องมีผู้สอน (supervised learning) นั่นคือจะต้องมีผู้สอนก่อนจึงจะสามารถนำไปแบ่งกลุ่ม (classify) ข้อมูลใดๆ ได้ ผู้สอนที่ว่านี้คือเซตของข้อมูลที่อยู่แล้วว่าข้อมูลนั้นอยู่กลุ่ม (class) ใด ในการสอนเพื่อแบ่งกลุ่มแบบเชิงเส้น จะเป็นการหาระนาบเกิน (hyperplane) ที่สามารถแบ่งข้อมูลในแต่ละกลุ่มออกจากกัน หลักการหาระนาบเกินคือการหาฟังก์ชันเชิงเส้น (linear function) ที่อยู่ตรงกลางระหว่างกลุ่มใดๆ ถ้าในกรณีการแบ่งสองกลุ่มออกจากกันจะแทนค่าเป้าหมาย (target) กลุ่มหนึ่งด้วยค่า “+1” และกลุ่มสองด้วยค่า “-1” ซึ่งจะได้สมการระนาบเกินดังสมการ (2.1) เมื่อ $\mathbf{w}$ คือเวกเตอร์น้ำหนัก (weight vector) และ b คือค่าไบอัส (bias) เมื่อสอนเสร็จแล้ว การนำเวกเตอร์ x ใดๆ มาจัดเข้ากลุ่มสามารถทำได้โดยแทนค่า x ลงในสมการ (2.1) แล้วพิจารณาค่า $f(x)$ ที่เกิดขึ้น ถ้าค่าที่ได้เป็นบวกก็แสดงว่าข้อมูลนั้นอยู่กลุ่มหนึ่งและถ้าเป็นลบก็แสดงว่าข้อมูลนั้นอยู่กลุ่มสองและหากเท่ากับศูนย์เราจะเลือกให้ข้อมูลนั้นอยู่กลุ่มไหนก็ได้ โดยสามารถพิจารณาการแบ่งกลุ่มแบบเชิงเส้นดังรูปที่ 2.1

$$f(x) = \langle \mathbf{w} \cdot \mathbf{x} \rangle + b \quad (2.1)$$

2.1.2 การถดถอยเชิงเส้น (linear regression)

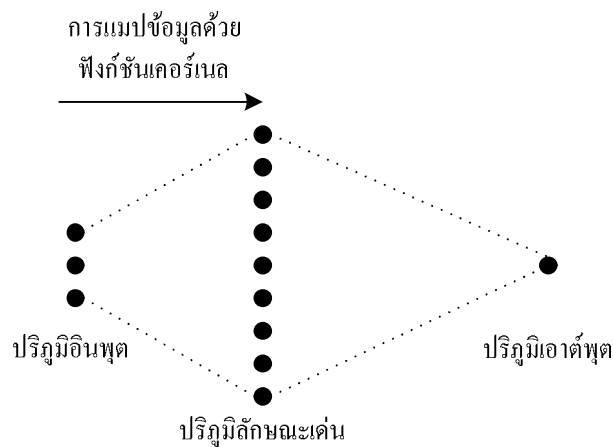
วิธีการของการถดถอยเชิงเส้นมีหลักการคล้ายๆ การแบ่งกลุ่มเชิงเส้น นั่นคือหาฟังก์ชันเชิงเส้นที่เหมาะสมที่สุด ที่สามารถแทนข้อมูลที่ใช้สอนทั้งหมด ดังสมการ (2.1) ความแตกต่างระหว่างการแบ่งกลุ่มและการประมาณค่าคือ สำหรับฟังก์ชัน $f(x)$ การแบ่งกลุ่มจะสนใจแค่เพียงค่าบวกและค่าลบที่เกิดขึ้นเท่านั้น ส่วนการประมาณค่าฟังก์ชันจะสนใจค่าจริงที่เกิดขึ้นทั้งหมด นี่ก็แสดงให้เห็นว่าการประมาณค่าฟังก์ชันยากกว่าการแบ่งกลุ่ม ทั้งการหาระนาบเกินและการประมาณค่า รูปที่ 2.2 แสดงการประมาณค่าฟังก์ชันของข้อมูลหนึ่งมิติ เมื่อ ξ (slack) คือค่าคลาดเคลื่อนของข้อมูลที่ไม่อยู่บนระนาบ ซึ่งจะเป็นตัวแสดงความผิดพลาดจากการประมาณค่า



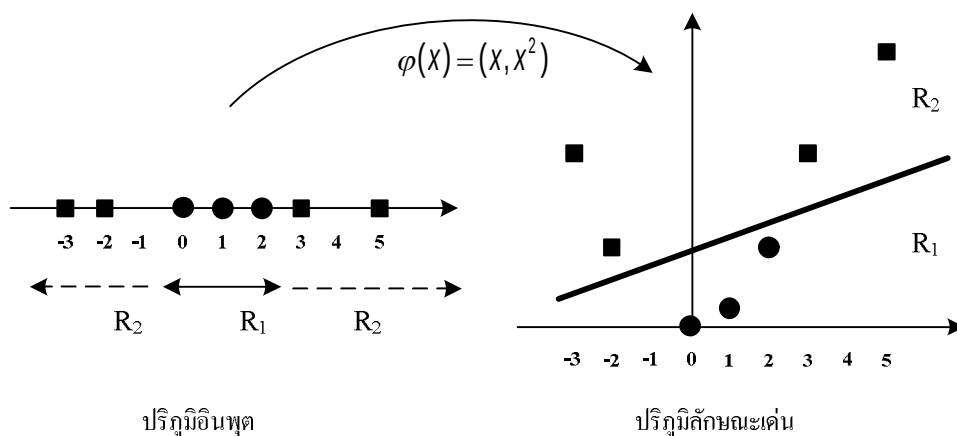
รูปที่ 2.2 การถดถอยเชิงเส้น

2.1.3 ฟังก์ชันเคอร์เนล (Kernel function)

ลักษณะเด่นของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน คือใช้ฟังก์ชันเคอร์เนล (Kernel function) ทำการแมป (mapping) ข้อมูลที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นให้มีปริภูมิ (dimension หรือ space) ที่สูงขึ้นเพื่อให้ข้อมูลมีลักษณะเป็นเชิงเส้น ทำให้ง่ายต่อการหาฟังก์ชันที่จะใช้แทนสมการระนาบเกิน โดยปริภูมิก่อนการแมปด้วยฟังก์ชันเคอร์เนลคือปริภูมิอินพุต (input space) และปริภูมิที่ผ่านฟังก์ชันเคอร์เนลแล้วคือปริภูมิลักษณะเด่น (feature space) รูปที่ 2.3 แสดงการแมปข้อมูลในปริภูมิอินพุตไปเป็นข้อมูลในปริภูมิลักษณะเด่นที่มีมิติของข้อมูลเพิ่มขึ้นโดยใช้ฟังก์ชันเคอร์เนล ส่วนรูปที่ 2.4 เป็นตัวอย่างการแมปข้อมูลจากปริภูมิอินพุตหนึ่งมิติซึ่งข้อมูลไม่สามารถแบ่งกลุ่มแบบเชิงเส้นได้ ไปเป็นปริภูมิลักษณะเด่นสองมิติที่สามารถทำการแบ่งกลุ่มแบบเชิงเส้นได้



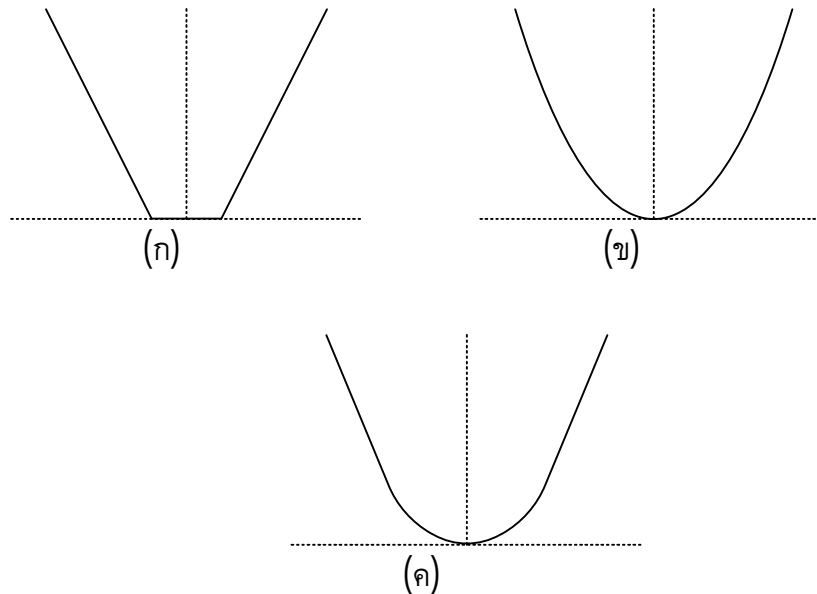
รูปที่ 2.3 การแมปข้อมูลในปริภูมิอินพุตไปเป็นข้อมูลในปริภูมิลักษณะเด่นที่มีมิติของข้อมูลสูงขึ้นโดยใช้ฟังก์ชันเคอร์เนล



รูปที่ 2.4 การแมปข้อมูลจากปริภูมิอินพุตหนึ่งมิติไปเป็นข้อมูลในปริภูมิลักษณะเด่นสองมิติ

2.1.4 ฟังก์ชันการสูญเสีย (loss function)

ฟังก์ชันการสูญเสียเป็นฟังก์ชันสำคัญในการทำงานของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการถดถอย ดังรูปที่ 2.5 และตาราง 2.1 ซึ่งเป็นตัวอย่างฟังก์ชันการสูญเสียแบบ ε -insensitive, Quadratic และ Huber



รูปที่ 2.5 ฟังก์ชันการสูญเสีย (ก) ε -insensitive (ข) Quadratic (ค) Huber

ตาราง 2.1 ฟังก์ชันการสูญเสีย

ฟังก์ชันการสูญเสีย	สมการ
ε -insensitive	$L_{\varepsilon}(y) = \begin{cases} 0 & \text{for } f(x) - y < \varepsilon \\ f(x) - y - \varepsilon & \text{otherwise} \end{cases}$
Quadratic	$L_{quad}(f(x) - y) = (f(x) - y)^2$
Huber	$L_{huber}(f(x) - y) = \begin{cases} \frac{1}{2}(f(x) - y)^2 & \text{for } f(x) - y < \mu \\ \mu f(x) - y - \frac{\mu^2}{2} & \text{otherwise} \end{cases}$

2.1.5 หลักการลดความเสี่ยงเชิงโครงสร้างให้ต่ำสุด

จุดเด่นของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนคือ การใช้หลักการลดความเสี่ยงเชิงโครงสร้างให้ต่ำสุด (structural risk minimization: SRM) [1-4] และมักจะนำไปเปรียบเทียบกับโครงข่ายประสาทเทียมที่ใช้หลักการลดความเสี่ยงทดลองให้ต่ำสุด (empirical risk minimization: ERM) ในที่นี้จะขออธิบายหลักการทั้งสองพอสังเขปดังนี้

ในการประมาณค่าฟังก์ชันหรือการแบ่งกลุ่ม ประสิทธิภาพของระบบสามารถวัดได้ในรูปของความเสี่ยง (risk) วิธีการ คือ เมื่อสอนระบบจนได้ฟังก์ชันเชิงเส้นที่จะใช้แทนกลุ่มข้อมูลที่ใช้สอนแล้ว จะทำการทดสอบกับข้อมูลสำหรับทดสอบใดๆ แล้วนำผลจากการทดสอบมาเปรียบเทียบกับค่าจริงเพื่อดูความผิดพลาด (error) ที่เกิดขึ้น ซึ่งวัดออกมาในรูปของความเสี่ยงที่แท้จริง (actual risk) ดังสมการ (2.2)

$$R(\alpha) = \int \frac{1}{2} |y - f(\mathbf{x}, \alpha)| dP(\mathbf{x}, y) \quad (2.2)$$

เมื่อ $R(\alpha)$ คือ ค่าความเสี่ยงที่แท้จริง

$f(\mathbf{x}, \alpha)$ คือ ฟังก์ชันที่ได้จากการประมาณ

$P(\mathbf{x}, y)$ คือ ค่าความน่าจะเป็นของ y เมื่อเกิดเหตุการณ์ $\mathbf{x}$

ซึ่งในความเป็นจริงแล้วเราไม่สามารถรู้ความน่าจะเป็นของข้อมูลที่ใช้สำหรับทดสอบ ดังนั้น จึงไม่สามารถหาความเสี่ยงที่แท้จริงได้

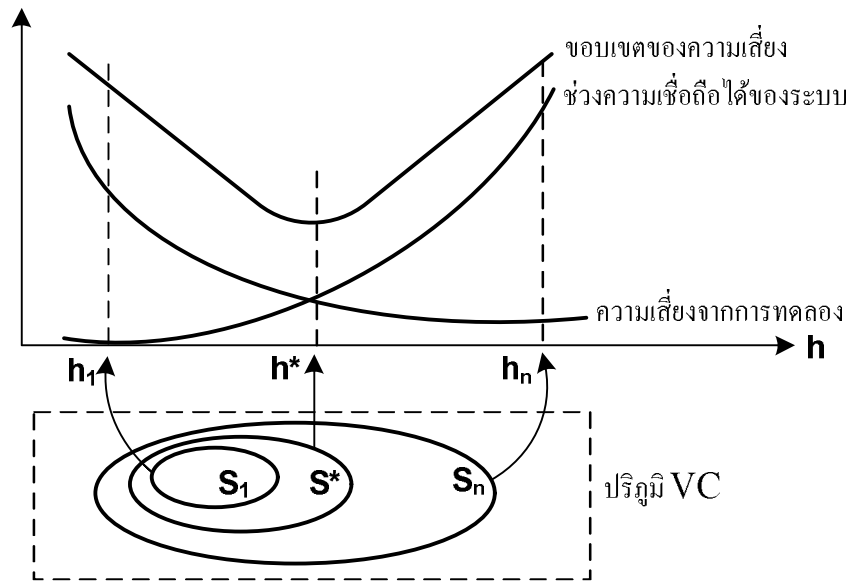
จึงมีวิธีหาความเสี่ยงที่เรียกว่าความเสี่ยงจากการทดลอง (empirical risk) ซึ่งเกิดจากการนำข้อมูลที่ใช้สำหรับสอนมาทดสอบ จากนั้นจึงหาความเสี่ยงที่เกิดขึ้นจากการทดลอง ดังสมการ

$$R_{emp}(\alpha) = \frac{1}{2\ell} \sum_{i=1}^{\ell} |y_i - f(\mathbf{x}_i, \alpha)| \quad (2.3)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างความเสี่ยงที่แท้จริงและความเสี่ยงจากการทดลอง แสดงดังสมการ

$$R(\alpha) \leq R_{emp}(\alpha) + \sqrt{\left(\frac{h(\log(2\ell/h) + 1) - \log(\eta/4)}{\ell} \right)} \quad (2.4)$$

ซึ่งจะเห็นว่าความเสี่ยงที่แท้จริงจะมีค่าไม่เกินค่าความเสี่ยงจากการทดลอง เมื่อพจน์หลังทางขวามือของสมการ 2.4 คือ เทอมของช่วงความเชื่อถือได้ (confidence interval) ของระบบ เมื่อ h คือ จำนวนเต็มบวกที่แสดงถึงขนาดปริภูมิ VC (VC Dimension) และ $0 \leq \eta \leq 1$

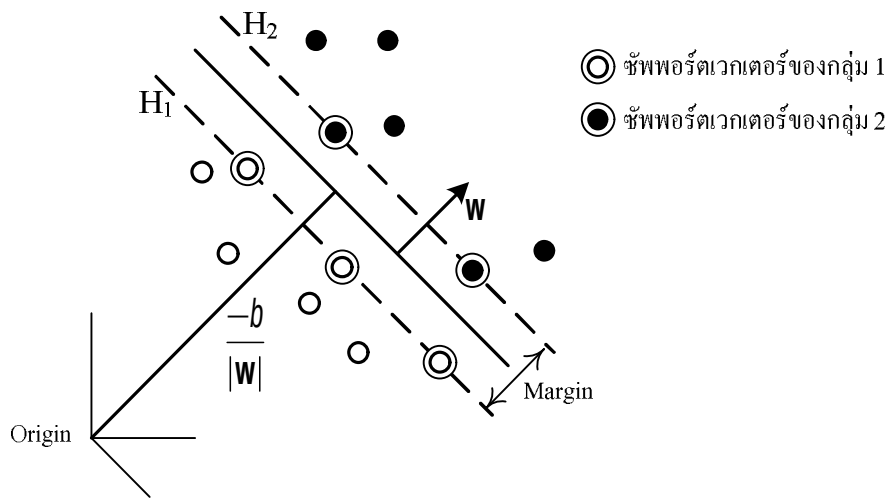


รูปที่ 2.6 หลักการทั่วไปและการทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนต่ำสุด

รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเสี่ยงจากการทดลอง ช่วงความเชื่อถือได้ของระบบ ขอบเขตของความเสี่ยง (bound on the risk) และ ปริภูมิ VC [3] ซึ่งจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า การลดความเสี่ยงเชิงทดลองให้ต่ำสุด จะอยู่ที่ตำแหน่งที่ปริภูมิ VC มีค่ามากๆ ซึ่งหมายความว่า หากข้อมูลที่ใช้สำหรับสอนมีขนาดใหญ่ ยิ่งทำให้ค่าความเสี่ยงลดลงหรือค่าความผิดพลาดลดลง แต่จะทำให้ช่วงความเชื่อถือได้ของระบบกว้างขึ้น ซึ่งแสดงว่าความแม่นยำของระบบลดลง

แต่ในกรณีของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน ความเสี่ยงที่ได้จากการหาคำตอบ จะมีค่าเพียงค่าเดียวเท่านั้น เพราะซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนหาคำตอบโดยการแก้สมการและอสมการ ไม่ใช้การทดลอง และความเสี่ยงนี้เรียกว่าความเสี่ยงเชิงโครงสร้าง ซึ่งในการหาคำตอบ ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนจะพยายามลดความเสี่ยงเชิงโครงสร้างนี้ให้ต่ำที่สุด ที่เรียกว่าการลดความเสี่ยงเชิงโครงสร้างให้ต่ำสุด

2.2 ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการแบ่งกลุ่ม



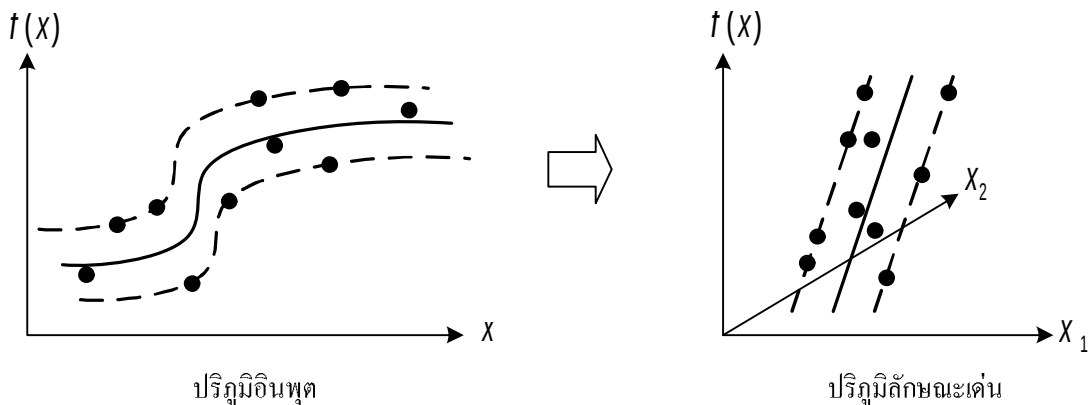
รูปที่ 2.7 ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการแบ่งกลุ่ม

หลักการของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการแบ่งกลุ่ม (support vector classification: SVC) แสดงดังรูปที่ 2.7 [2] ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการแบ่งกลุ่มจะสร้างระนาบเกินขึ้นมา 2 ระนาบ (H_1 และ H_2) เพื่อแบ่งข้อมูลทั้งสองกลุ่มออกจากกัน แทนการสร้างระนาบเกินเพียงระนาบเดียวที่ใช้ในสถาปัตยกรรมของโครงข่ายประสาทเทียม การสร้างระนาบเกินในซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการแบ่งกลุ่ม ในทางทฤษฎีจะต้องไม่มีข้อมูลเกินเข้ามาระหว่างขอบระนาบทั้งสอง จากนั้นจึงหาระนาบที่รักษาระยะห่างจากขอบมากที่สุด (maximum margin) และถือว่าระนาบดังกล่าว คือระนาบเกินสำหรับการแบ่งกลุ่มที่เหมาะสมที่สุด โดยเรียกข้อมูลที่อยู่บนขอบระนาบแบ่งกลุ่มนี้ว่า “ซัพพอร์ตเวกเตอร์ (support vector)” จากนั้นจะสนใจเฉพาะข้อมูลที่เป็นซัพพอร์ตเวกเตอร์ โดยถือว่าซัพพอร์ตเวกเตอร์ของข้อมูลแต่ละกลุ่มจะใช้แทนข้อมูลในกลุ่มนั้นทั้งหมด

สำหรับข้อมูลที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นจะมีการใช้ฟังก์ชันเคอร์เนลทำการแมปข้อมูลให้มีปริภูมิสูงขึ้น เพื่อให้สามารถใช้การวิเคราะห์แบบเชิงเส้นได้ โดยสมการ (2.5) คือสมการระนาบเกินของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการแบ่งกลุ่ม เมื่อ $\mathbf{x}_i$ คือซัพพอร์ตเวกเตอร์ และ $K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x})$ คือการแมปข้อมูลด้วยฟังก์ชันเคอร์เนล

$$f(\mathbf{x}) = \text{sign}\left(\sum_{i \in SVs} \alpha_i y_i K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}) + b\right) \quad (2.5)$$

2.3 ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการถดถอย



รูปที่ 2.8 การวิเคราะห์การถดถอยแบบไม่เชิงเส้นในปริภูมิอินพุตและการวิเคราะห์การถดถอยเชิงเส้นในปริภูมิลักษณะเด่น

โครงสร้างของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการถดถอย (support vector regression: SVR) แตกต่างจากโครงสร้างของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการแบ่งกลุ่ม แต่อยู่บนหลักการของการใช้ซัพพอร์ตเวกเตอร์เพื่อเป็นตัวแทนของกลุ่มข้อมูลที่ใช้สำหรับสอนเช่นเดียวกัน

หลักการหาระนาบเชิงเส้นของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการถดถอย เริ่มต้นที่การสอนซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนด้วยเซตข้อมูล $\{x_i, y_i\}_{i=1}^N, x_i \in \mathcal{X}, y_i \in \mathcal{Y}$ เมื่อ N คือจำนวนข้อมูลที่ใช้ในการฝึกสอนทั้งหมด x_i คือเวกเตอร์ข้อมูลอินพุต y_i คือข้อมูลเอาต์พุต เพื่อหาฟังก์ชันเชิงเส้น $f(x)$ ที่ใช้แทนสมการระนาบเกิน (hyperplane) ของกลุ่มข้อมูลที่น่ามาฝึกสอนทั้งหมดดังสมการ

$$f(x) = \langle w \bullet x \rangle + b \quad (2.6)$$

เมื่อ w คือ เวกเตอร์น้ำหนัก

b คือ ค่าไบอัส

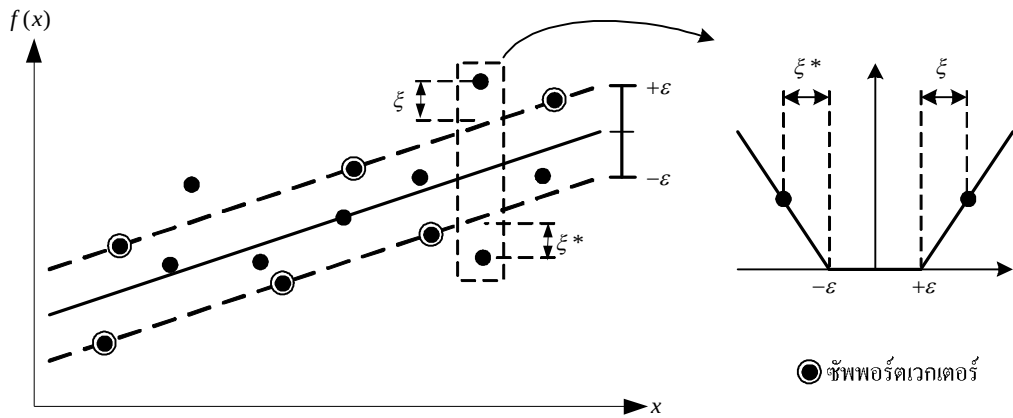
ดังนั้นเมื่อมีเวกเตอร์ x ใดๆ ก็จะสามารถประมาณค่า y ได้โดยใช้สมการ (2.6) นั่นคือ $f(x) = \tilde{y}$ ก่อนการสร้างระนาบเกิน สถาปัตยกรรมของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนได้มีการออกแบบให้มีการแมปข้อมูลจากปริภูมิอินพุตไปอยู่ในปริภูมิที่สูงขึ้นเรียกว่าปริภูมิลักษณะเด่นด้วยฟังก์ชันเคอร์เนล เพื่อให้สามารถหาฟังก์ชันเชิงเส้นที่เหมาะสมสำหรับใช้แทนสมการระนาบเกินได้ ดังในรูปที่ 2.8 ซึ่งแสดงถึงความแตกต่างในการวิเคราะห์การถดถอยแบบไม่เชิงเส้นในปริภูมิอินพุตและการวิเคราะห์การถดถอยเชิงเส้นในปริภูมิลักษณะเด่น ทำให้เวกเตอร์ข้อมูลอินพุตเปลี่ยนไปเป็นข้อมูลที่มีมิติสูงขึ้นในปริภูมิลักษณะเด่น การแมปข้อมูลด้วยฟังก์ชันเคอร์เนลแสดงดังสมการ (2.7) เมื่อ Φ คือฟังก์ชันการแมป (mapping function) นั่นคือ $x_i \Rightarrow K(x_i, x_j)$ ทำให้สมการระนาบเกินที่ต้องการหา เปลี่ยนเป็นสมการ (2.8)

$$K(x_i, x_j) = \langle \Phi(x_i) \bullet \Phi(x_j) \rangle \quad (2.7)$$

$$f(x) = \langle w \bullet K(x_i, x_j) \rangle + b \quad (2.8)$$

การสร้างระนาบเกิน $f(\mathbf{x})$ เพื่อประมาณค่าให้ใกล้เคียงกับ y ที่สุดจะต้องหาค่า $\mathbf{w}$ และ b ที่เหมาะสมที่สุด การสร้างระนาบเกินสำหรับกรณีของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการถดถอย จะพิจารณาค่าความคลาดเคลื่อนที่ยอมรับได้ ซึ่งอยู่ในรูปฟังก์ชันการสูญเสีย (loss function) และสำหรับการทำนายอนุกรมเวลา (time series prediction) นิยมใช้ฟังก์ชันการสูญเสียแบบ ε -insensitive [3] ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังสมการ (2.9) เมื่อ $L(y_i, f(\mathbf{x}))$ คือ ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้น (ความแตกต่างระหว่าง y_i และ $f(\mathbf{x})$) โดยความหมายของสมการ (2.9) คือ ค่าความคลาดเคลื่อนที่น้อยกว่าหรือเท่ากับ ε ให้ถือว่าเป็นศูนย์และเป็นค่าความคลาดเคลื่อนที่ผู้ใช้งานยินยอมให้เกิดขึ้นได้

$$L(y_i, f(\mathbf{x})) = \begin{cases} 0 & \text{for } |y_i - f(\mathbf{x})| \leq \varepsilon \\ |y_i - f(\mathbf{x})| - \varepsilon & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.9 การหาระนาบเกินที่เหมาะสมที่สุดสำหรับใช้แทนกลุ่มข้อมูลและการกำหนดแนวขอบ
ระนาบเกินด้วยฟังก์ชัน ε -insensitive

ในการหาระนาบเกินเพื่อแทนกลุ่มข้อมูลที่ใช้ในการฝึกสอนทั้งหมด เมื่อมีการเพิ่มในส่วนของคุณค่าความคลาดเคลื่อนที่ยอมรับได้ ε เข้ามาด้วย ทำให้ระนาบเกินที่พิจารณา เปลี่ยนมาอยู่ในรูปของขีดจำกัดบนและขีดจำกัดล่างซึ่งแทนที่ด้วยระนาบบนและระนาบล่างตามลำดับ ดังรูปที่ 2.9 และเวกเตอร์ของข้อมูลสำหรับสอนที่อยู่บนระนาบทั้งสองนี้เรียกว่า “ซัพพอร์ตเวกเตอร์” ซึ่งจะเป็นตัวแทนของกลุ่มข้อมูลที่ใช้ฝึกสอนทั้งหมด ในกรณีนี้การหา $\mathbf{w}$ ที่เหมาะสมที่สุดก็คือการหानอร์ม (norm) ที่น้อยที่สุดของ $\mathbf{w}$ ดังสมการ (2.10) โดยอยู่ภายใต้เงื่อนไขข้อสมการ (2.11) สังเกตว่า จากเดิมจะพิจารณาข้อมูล $\mathbf{x}$ ทั้งหมด แต่ในตอนนี้จะพิจารณาเพียงข้อมูลที่เป็นซัพพอร์ตเวกเตอร์ $\mathbf{x}_i$ เท่านั้น

$$\min_{\mathbf{w}} \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 \quad (2.10)$$

$$\left. \begin{aligned} y_i - \langle \mathbf{w} \bullet K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \rangle - b &\leq \varepsilon \\ \langle \mathbf{w} \bullet K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \rangle + b - y_i &\leq \varepsilon \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

เมื่อพิจารณาค่าความคลาดเคลื่อนที่ยอมรับได้ ε แล้ว สิ่งที่ต้องพิจารณาต่อมาก็คือ ค่าความคลาดเคลื่อนของข้อมูลที่อยู่นอกเหนือจากขอบระนาบทั้งสอง ซึ่งกำหนดด้วยค่าของตัวแปร ξ (slack) ในขั้นตอนของการพิจารณา การหาคำตอบของระนาบเกินจะเป็นดังสมการ (2.12) ซึ่งอยู่ภายใต้เงื่อนไขของสมการ (2.13) เมื่อ C คือค่าคงที่สำหรับคุมค่าคลาดเคลื่อน (regularization parameter) ξ คือค่าคลาดเคลื่อนของข้อมูลจากขอบระนาบบน และ ξ^* คือค่าคลาดเคลื่อนของข้อมูลจากขอบระนาบล่าง

$$\min_{\mathbf{w}, \xi_i, \xi_i^*} \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 + C \sum_{i=1}^{\ell} (\xi_i - \xi_i^*) \quad (2.12)$$

$$\left. \begin{aligned} y_i - \langle \mathbf{w} \bullet K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \rangle - b &\leq \varepsilon + \xi_i \\ \langle \mathbf{w} \bullet K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \rangle + b - y_i &\leq \varepsilon + \xi_i^* \\ \xi_i, \xi_i^* &\geq 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

หากสามารถหาคำตอบของสมการ (2.12) ภายใต้เงื่อนไขของสมการ (2.13) ได้ ก็จะสามารถหาขอบระนาบที่ใช้แทนกลุ่มข้อมูลที่ใช้สอนทั้งหมดได้

การแก้สมการ (2.12) ภายใต้เงื่อนไขของสมการ (2.13) ซึ่งเป็นสมการแบบหลายตัวแปร (dual problem) หลักการคือ สร้างฟังก์ชันลากรานจ์ (Lagrange function) จากสมการ (2.12) และเงื่อนไขตามสมการ (2.13) โดยเพิ่มในส่วนของตัวคูณลากรานจ์ (Lagrange multipliers) ซึ่งจะได้ดังสมการ (2.14) เมื่อ L คือ Lagrangian และ $\eta_i, \eta_i^*, \alpha_i, \alpha_i^*$ คือ ตัวคูณลากรานจ์ที่มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับศูนย์

$$\begin{aligned} L := & \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 + C \sum_{i=1}^{\ell} (\xi_i + \xi_i^*) - \sum_{i=1}^{\ell} (\eta_i \xi_i + \eta_i^* \xi_i^*) \\ & - \sum_{i=1}^{\ell} \alpha_i (\varepsilon + \xi_i - y_i + \langle \mathbf{w} \bullet K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \rangle + b) \\ & - \sum_{i=1}^{\ell} \alpha_i^* (\varepsilon + \xi_i^* - y_i + \langle \mathbf{w} \bullet K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \rangle + b) \end{aligned} \quad (2.14)$$

การแก้สมการ (2.14) เพื่อหาค่าของ $(\mathbf{w}, b, \xi_i, \xi_i^*)$ จะใช้วิธีโปรแกรมกำลังสอง (quadratic programs) โดยการหาอนุพันธ์ย่อย (partial derivatives) ของสมการ (2.14) ด้วยตัวแปรที่ต้องการหาค่าทั้งสิ้น แล้วให้สมการนั้นมีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้คำตอบดังสมการ (2.15) เมื่อ $\eta_i^{(*)}$ คือ η_i และ η_i^* ในทำนองเดียวกัน $\xi_i^{(*)}$ ก็คือ ξ_i และ ξ_i^*

$$\left. \begin{aligned} \partial_b L &= \sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i^* - \alpha_i) = 0 \\ \partial_{\mathbf{w}} L &= \mathbf{w} - \sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i - \alpha_i^*) K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = 0 \\ \partial_{\xi_i^{(*)}} L &= C - \alpha_i^* - \eta_i^{(*)} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

เมื่อนำค่าในสมการ (2.15) แทนลงในสมการ (2.14) จะได้การแก้สมการกำลังสองที่เหมาะสมดังสมการ (2.16) ภายใต้เงื่อนไข (2.17) และจากสมการ (2.15) จะได้ $\eta_i^{(*)} = C - \alpha_i^{(*)}$ และสามารถหาค่า $\mathbf{w}$ ได้ดังสมการ (2.18)

$$\max_{\alpha_i^*} -\frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^{\ell} (\alpha_i - \alpha_i^*)(\alpha_j - \alpha_j^*) K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) - \varepsilon \sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i - \alpha_i^*) + \sum_{i=1}^{\ell} y_i (\alpha_i - \alpha_i^*) \quad (2.16)$$

$$\sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i - \alpha_i^*) = 0, \quad \alpha_i, \alpha_i^* \in [0, C] \quad (2.17)$$

$$\mathbf{w} = \sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i^* - \alpha_i) K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \quad (2.18)$$

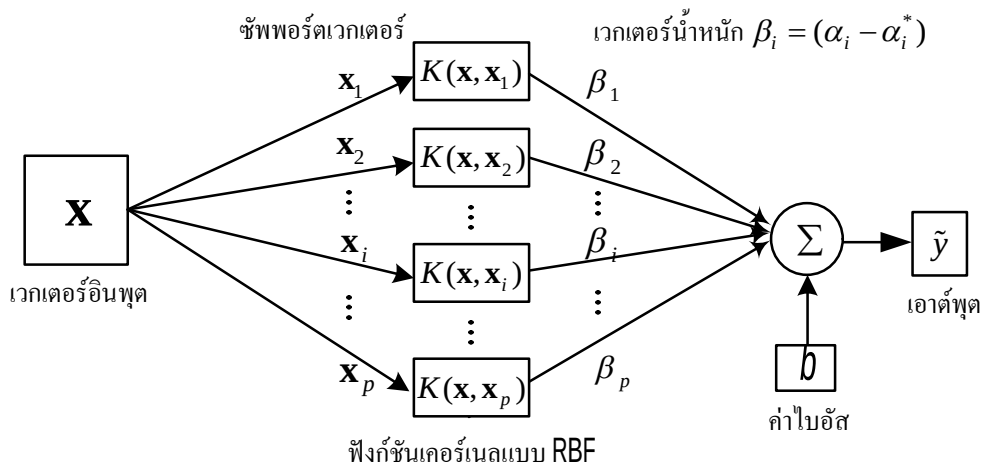
และเมื่อแทนค่า $\mathbf{w}$ ลงในสมการ (2.8) ก็จะได้สมการระนาบเกินดังสมการ (2.19) เมื่อ $\mathbf{x}_i$ คือซัพพอร์ตเวกเตอร์ซึ่งแซมเปิลใดๆ จะเป็นซัพพอร์ตเวกเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ $(\alpha_i - \alpha_i^*) \neq 0$ ซึ่งเป็นจุดที่อยู่บนระนาบเกินทั้งสองนั่นเอง

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i^* - \alpha_i) K(\mathbf{x}, \mathbf{x}_i) + b \quad (2.19)$$

การคำนวณหาค่า b ที่เหมาะสมจะใช้หลักการของ KKT (Karush-Kuhn-Tucker) [23-24] ซึ่งจะได้สมการสำหรับคำนวณค่า b ดังสมการ (2.20) เมื่อ $\mathbf{x}_r$ และ $\mathbf{x}_s$ คือ ซัพพอร์ตเวกเตอร์ที่อยู่บนระนาบบนและระนาบล่างตามลำดับ

$$b = -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i^* - \alpha_i) (K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_r) + K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_s)) \quad (2.20)$$

ความหมายของสมการ (2.20) คือ ค่าไบอัส b ในกรณีของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการถดถอยคือค่าไบอัสของซัพพอร์ตเวกเตอร์ ซึ่งเป็นค่าที่อยู่ตรงกลางระหว่างขอบระนาบบนและขอบระนาบล่าง สถาปัตยกรรมของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการถดถอยในกรณีนี้แสดงดังรูป 2.10 เมื่อ $\tilde{y}$ คือค่าประมาณของ y ที่มีเวกเตอร์ $\mathbf{x}$ เป็นลักษณะเด่น ซัพพอร์ตเวกเตอร์ ($\mathbf{x}_i$) เวกเตอร์น้ำหนัก (β_i) และ ค่าไบอัส (b) ได้มาจากระบบการสอนซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน



รูปที่ 2.10 สถาปัตยกรรมของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนสำหรับการถดถอย

2.4 ลิสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน

ลิสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน (LS-SVM) พัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาคำนวณที่นานเกินไปและต้องการหน่วยความจำมากของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนแบบดั้งเดิม [5] ข้อดีของ LS-SVM คือใช้หลักการคำนวณที่ง่าย ใช้เวลาในการลู่เข้าหาคำตอบเร็ว และมีประสิทธิภาพสูง

หลักการโดยสรุปของ LS-SVM สำหรับประมาณค่าฟังก์ชัน คือ ใช้ฟังก์ชันเคอร์เนลเพิ่มมิติของข้อมูลให้สูงขึ้น ทำให้ง่ายต่อการหาคำตอบแบบเชิงเส้น จากนั้นใช้ least-squares loss function หาบรรทัดฐานเชิงซ้อนที่เหมาะสมที่สุด โดยพิจารณาให้ทุกข้อมูลที่ใช้สอนเป็นซัพพอร์ตเวกเตอร์ ค่าความผิดพลาดระหว่างซัพพอร์ตเวกเตอร์ทั้งหมด กับบรรทัดฐานเชิงซ้อนที่เหมาะสมที่สุด คือค่าความผิดพลาดที่ต้องทำให้มีขนาดน้อยที่สุด

การหาบรรทัดฐานเชิงเส้นของ LS-SVM เริ่มต้นที่การสอนซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนด้วยเซตข้อมูล เช่นเดียวกับ SVM แบบดั้งเดิม นั่นคือสอนด้วยเซตข้อมูล $\{(\mathbf{x}_i, y_i)\}_{i=1}^N$, $\mathbf{x}_i \in \mathcal{R}^n$, $y_i \in \mathcal{R}$ เพื่อหาฟังก์ชันเชิงเส้น $f(\mathbf{x})$ ที่ใช้แทนสมการบรรทัดฐานเชิงซ้อนของกลุ่มข้อมูลที่นำมาฝึกสอนทั้งหมด ดังสมการ

$$f(\mathbf{x}) = \mathbf{w}^T \varphi(\mathbf{x}) + b \quad (2.21)$$

เมื่อ $\varphi(\mathbf{x})$ คือ ฟังก์ชันการแมปจากปริภูมิอินพุตไปสู่ปริภูมิลักษณะเด่นที่มีมิติสูงขึ้น

ก่อนการสร้างบรรทัดฐานเชิงซ้อน สถาปัตยกรรมของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนได้มีการออกแบบให้มีการแมปข้อมูลจากปริภูมิอินพุตไปอยู่ในปริภูมิที่สูงขึ้น เรียกว่าปริภูมิลักษณะเด่น ด้วยฟังก์ชันเคอร์เนลเพื่อให้สามารถหาฟังก์ชันเชิงเส้นที่เหมาะสมสำหรับใช้แทนสมการบรรทัดฐานเชิงซ้อนได้ ดังในรูปที่ 2.8 เช่นเดียวกับซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนแบบดั้งเดิม ซึ่งแสดงถึงความแตกต่างในการวิเคราะห์การถดถอยแบบไม่เชิงเส้นในปริภูมิอินพุตและการวิเคราะห์การถดถอยเชิงเส้นในปริภูมิลักษณะเด่น ทำให้เวกเตอร์ข้อมูลอินพุตเปลี่ยนไปเป็นข้อมูลที่มีมิติสูงขึ้นในปริภูมิลักษณะเด่น

การสร้างบรรทัดฐานเชิงซ้อน $f(\mathbf{x})$ เพื่อประมาณค่าให้ใกล้เคียงกับ y ที่สุด จะต้องหาค่า $\mathbf{w}$ และ b ที่เหมาะสมที่สุด การสร้างบรรทัดฐานเชิงซ้อนสำหรับกรณีของ LS-SVM สำหรับการถดถอย จะพิจารณาค่าความคลาดเคลื่อนซึ่งอยู่ในรูปของ least squares loss function ซึ่งกำหนดฟังก์ชันการหาค่า (cost function) ดังสมการ

$$\min_{\mathbf{w}, b, e} J(\mathbf{w}, e) = \frac{1}{2} \mathbf{w}^T \mathbf{w} + \gamma \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N e_i^2 \quad (2.22)$$

$$\text{ด้วยเงื่อนไข } y_i = \mathbf{w}^T \varphi(\mathbf{x}_i) + b + e_i, \quad i = 1, 2, \dots, N,$$

เมื่อ e_i คือ ค่าความผิดพลาดระหว่างค่าเอาต์พุตจริงกับค่าเอาต์พุตที่ได้จากการพยากรณ์ของข้อมูลลำดับที่ i และ γ คือ ค่าคงที่มีค่าเป็นบวก

การแก้สมการ (2.22) ซึ่งเป็นสมการแบบหลายตัวแปร หลักการคือ สร้างฟังก์ชันลากรางจ์ โดยเพิ่มในส่วนของตัวคูณลากรางจ์ ซึ่งจะได้ดังสมการ (2.23) เมื่อ L คือ Lagrangian และ α_i คือตัวคูณลากรางจ์ที่มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับศูนย์

$$L(\mathbf{w}, b, e, \alpha) = J(\mathbf{w}, e) - \sum_{i=1}^N \alpha_i \{ \mathbf{w}^T \phi(\mathbf{x}_i) + b + e_i - y_i \} \quad (2.23)$$

การแก้สมการ (2.23) เพื่อหาค่าของ $\mathbf{w}$, b , e_i และ α_i จะใช้วิธีโปรแกรมกำลังสอง โดยการหาอนุพันธ์ย่อยของสมการ (2.23) ด้วยตัวแปรที่ต้องการหาค่าทั้งสี่ตัวดังกล่าว แล้วให้สมการนั้นมีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้คำตอบดังสมการ

$$\begin{cases} \frac{\partial L(\mathbf{w}, b, e, \alpha)}{\partial \mathbf{w}} = 0 \rightarrow \mathbf{w} = \sum_{i=1}^N \alpha_i \phi(\mathbf{x}_i) \\ \frac{\partial L(\mathbf{w}, b, e, \alpha)}{\partial b} = 0 \rightarrow \sum_{i=1}^N \alpha_i = 0 \\ \frac{\partial L(\mathbf{w}, b, e, \alpha)}{\partial e_i} = 0 \rightarrow \alpha_i = \gamma e_i \\ \frac{\partial L(\mathbf{w}, b, e, \alpha)}{\partial \alpha_i} = 0 \rightarrow \mathbf{w}^T \phi(\mathbf{x}_i) + b + e_i - y_i = 0. \end{cases} \quad (2.24)$$

หลังจากกำจัด $\mathbf{w}$ และ e ในสมการ (2.24) แล้ว จะได้คำตอบดังสมการ (2.25)

$$\begin{bmatrix} 0 & \mathbf{1}_v^T \\ \mathbf{1}_v & \Omega + \gamma^{-1} I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b \\ \boldsymbol{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{Y} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

เมื่อ $\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$

$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N]^T$

$\mathbf{1}_v = [1, 1, \dots, 1]^T$

I คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ (identity matrix) ขนาด $N \times N$

Ω คือ ทริก (trick) ของเคอร์เนล ดังสมการ (2.26)

$$\Omega_{ij} = \phi(\mathbf{x}_i)^T \phi(\mathbf{x}_j) = K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j), \quad i, j = 1, \dots, N \quad (2.26)$$

ซึ่งจะได้ระนาบเชิงซ้อนที่เหมาะสมที่สุดของ LS-SVM ดังสมการ

$$y(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^N \alpha_i K(\mathbf{x}, \mathbf{x}_i) + b \quad (2.27)$$

เมื่อ α_i คือ เวกเตอร์น้ำหนัก

$K(\mathbf{x}, \mathbf{x}_i)$ คือ การแมปสัญญาณด้วยฟังก์ชันเคอร์เนล

$\mathbf{x}$ คือ ตัวอย่างใดๆ

$\mathbf{x}_i$ คือ ซัพพอร์ตเวกเตอร์

b คือ ค่าไบอัส

N คือ จำนวนข้อมูลที่ใช้ฝึกสอนทั้งหมด

ในการประยุกต์ใช้ LS-SVM มีพารามิเตอร์สองตัวที่ต้องปรับคือ ค่าคงที่ (γ) และพารามิเตอร์ของฟังก์ชันเคอร์เนล

2.5 การหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน

จากทฤษฎีของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนดังอธิบายในหัวข้อที่ผ่านมา จะเห็นว่าพารามิเตอร์สองชุดที่ต้องหาค่าที่เหมาะสมมาใช้ นั่นคือพารามิเตอร์ของฟังก์ชันเคอร์เนล และพารามิเตอร์ในส่วนของการหาเส้นระนาบเกินที่ใช้เป็นตัวแทนของข้อมูลที่ใช้ในการฝึกสอนทั้งหมด วิธีการที่ใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมในงานวิจัยนี้ มีสองวิธีคือ อัลกอริทึมทางพันธุกรรม และ วิธีกลุ่มอนุภาค

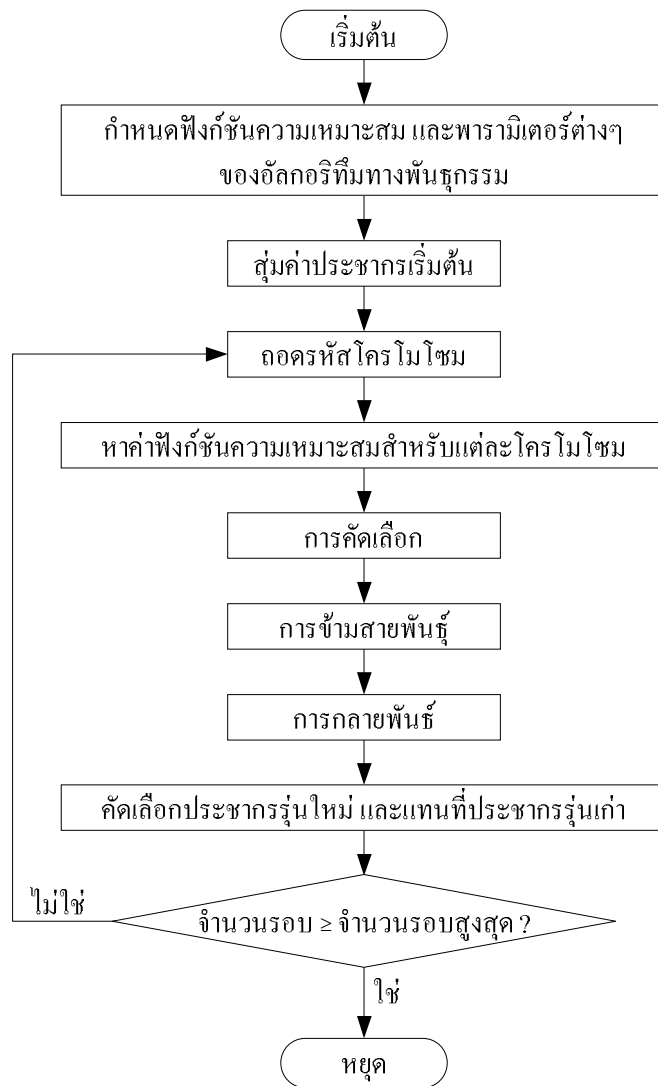
2.5.1 อัลกอริทึมทางพันธุกรรม

การหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมด้วยวิธีอัลกอริทึมทางพันธุกรรม มีแนวคิดภายใต้สมมติฐานที่ว่าสิ่งมีชีวิตทั้งหลายมีทั้งคุณลักษณะที่ดีและไม่ดี ซึ่งคุณลักษณะที่ดีก็ย่อมมีโอกาสอยู่รอดและจะได้รับการสนับสนุนให้มีการถ่ายทอดพันธุกรรมไปยังรุ่นลูกหลานได้มากกว่า เพื่อให้ได้สิ่งมีชีวิตใหม่มีคุณลักษณะที่ดีขึ้น สำหรับอัลกอริทึมทางพันธุกรรมเมื่อนำมาใช้กับการแก้ปัญหาที่เหมาะสมที่สุด จะอาศัยหลักการถ่ายทอดทางพันธุกรรม เพื่อให้ได้คำตอบในรุ่น (generation) ต่อไป มีค่าฟังก์ชันความเหมาะสมที่ดีขึ้น ปัจจุบันเป็นที่ยอมรับแล้วว่า อัลกอริทึมทางพันธุกรรม เป็นวิธีที่ใช้ในการค้นหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุดได้อย่างมีประสิทธิภาพ พร้อมทั้งได้ประยุกต์ใช้กับการแก้ปัญหาในสาขาต่างๆ มากมาย

อัลกอริทึมทางพันธุกรรม จะนำเสนอข้อมูลหรือคำตอบในรูปของ โครโมโซม (chromosome) ในแต่ละโครโมโซมประกอบด้วยบิตเรียกว่า ยีน (gene) โดยจะทำการคัดเลือกโครโมโซมที่มีความเหมาะสมจากกลุ่มของโครโมโซมทั้งหมด และนำโครโมโซมเหล่านี้ไปผ่านกระบวนการคัดเลือกที่เลียนแบบกระบวนการคัดเลือกทางพันธุกรรม เพื่อหาโครโมโซมที่มีความเหมาะสมในการอยู่รอด โดยใช้ค่าฟังก์ชันความเหมาะสม (fitness function) ที่สอดคล้องกับฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function)

[6] หลักการทำงานของอัลกอริทึมทางพันธุกรรม แสดงดังรูป 2.11 ซึ่งมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

- ขั้นที่ 1 กำหนดฟังก์ชันความเหมาะสม และพารามิเตอร์ต่างๆ ของอัลกอริทึมทางพันธุกรรม
- ขั้นที่ 2 สร้างประชากรเริ่มต้นในรูปของโครโมโซม โดยการสุ่มเลือกจากประชากรต้นแบบ
- ขั้นที่ 3 วิเคราะห์หาค่าฟังก์ชันความเหมาะสม ของแต่ละโครโมโซม
- ขั้นที่ 4 การคัดเลือก (re-production) อ้างอิงจากค่าฟังก์ชันความเหมาะสม โดยพิจารณาว่าโครโมโซมใดมีค่าฟังก์ชันความเหมาะสมที่ดี จะถูกกำหนดน้ำหนักความน่าจะเป็นที่จะถูกเลือกแต่ละครั้งสูง
- ขั้นที่ 5 การข้ามสายพันธุ์ (crossover) ทำโดยการกำหนดค่าสุ่มให้แก่โครโมโซมที่เลือกมาทั้งหมด โครโมโซมใดมีค่าสุ่มน้อยกว่าความน่าจะเป็นในการข้ามสายพันธุ์ จะถูกนำไปจับคู่เป็นโครโมโซมพ่อแม่ แล้วมีการแลกเปลี่ยนบางส่วนของโครโมโซมทั้งสองเพื่อสร้างโครโมโซมรุ่นลูก
- ขั้นที่ 6 การกลายพันธุ์ (mutation) ทำโดยการเปลี่ยนค่าของโครโมโซมบางตำแหน่งเป็นค่าใหม่ในตำแหน่งที่สุ่มได้ ตามอัตราความน่าจะเป็นในการกลายพันธุ์
- ขั้นที่ 7 แทนที่ประชากร (replacement) ประชากรรุ่นใหม่ เป็นชุดโครโมโซมลูกที่เกิดจากขั้นตอนวิวัฒนาการต่าง ๆ ข้างต้น จะนำไปแทนที่ประชากรรุ่นก่อนหน้า และนำไปเข้ากระบวนการวิวัฒนาการใหม่ โดยกระบวนการต่างๆ จะถูกปฏิบัติซ้ำๆ จนกระทั่งถึงรุ่นที่ต้องการ



รูปที่ 2.11 ขั้นตอนการทำงานของอัลกอริทึมทางพันธุกรรม

2.5.2 วิธีกลุ่มอนุภาค

การหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมด้วยวิธีกลุ่มอนุภาค มีแนวคิดมาจากการหาอาหารของนกหรือการหาอาหารของปลาและทฤษฎีการเคลื่อนที่ (velocity theory) ซึ่งต้องอาศัยการเคลื่อนที่กันเป็นกลุ่มและการเว้นระยะห่างระหว่างนกหรือปลาแต่ละตัว [7] โดยนกแต่ละตัวหรือปลาแต่ละตัว จะเรียกว่าอนุภาค (particle) โดยแต่ละอนุภาคก็จะเคลื่อนที่ไปมาใน n มิติหรือเรียกว่าปริภูมิการค้นหา (search space) ของปัญหา โดยตำแหน่ง (position) ของแต่ละอนุภาคก็คือคำตอบที่เป็นไปได้ (candidate solution)

วิธีกลุ่มอนุภาคมีลักษณะเหมือนกับอัลกอริทึมทางพันธุกรรม คือ มีลักษณะการทำงานแบบ population based โดยอนุภาคแต่ละตัวของวิธีกลุ่มอนุภาค จะมีค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของมัน ซึ่งก็เหมือนกับโครโมโซมในอัลกอริทึมทางพันธุกรรม ที่มีค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ แต่สิ่งที่วิธีกลุ่มอนุภาค

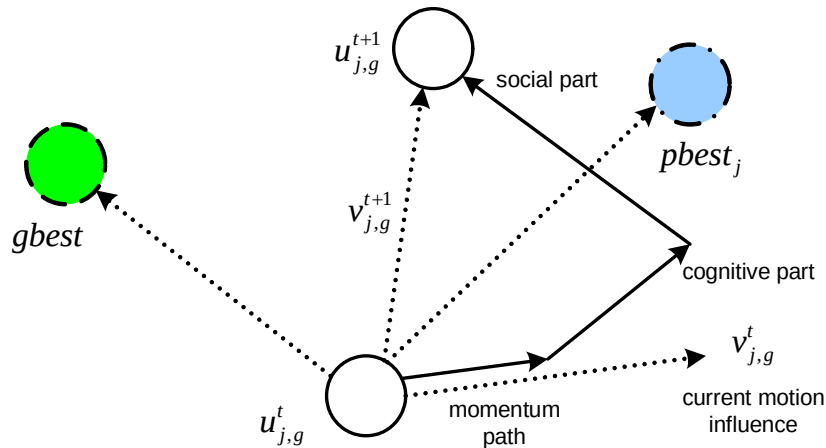
แตกต่างจากอัลกอริทึมทางพันธุกรรม คือ แต่ละอนุภาคในวิธีกลุ่มอนุภาค มีความสามารถในการจำแต่เรื่องราวดีๆ ในอดีต นั่นคือมันจำตำแหน่งที่ดีที่สุดของตัวเอง (personal best value: $pbest$) ว่าตำแหน่งใดเป็นตำแหน่งที่มันได้เคยผ่านมาแล้วและมีค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดีที่สุด ซึ่งตรงนี้ อัลกอริทึมทางพันธุกรรมไม่มี และที่สำคัญคือ วิธีกลุ่มอนุภาคจะอยู่ร่วมกันเป็นสังคม โดยแต่ละอนุภาคจะเป็นทั้งผู้สอนและผู้เรียนรู้ไปพร้อมๆ กัน รวมทั้งมีการแลกเปลี่ยนข้อมูลกับเพื่อนบ้าน ว่าเพื่อนบ้านตัวไหนมีค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดีที่สุดในฝูง (global best value: $gbest$) ซึ่งจะเป็นปัจจัยหนึ่งในการดึงดูดอนุภาคตัวอื่นๆ ให้มีทิศทางเดียวกันกับอนุภาคที่เป็นตัวที่ดีที่สุดที่สุดในฝูง ในขณะที่อัลกอริทึมทางพันธุกรรมนั้นโครโมโซมแต่ละตัวพยายามดิ้นรนเพื่อให้ตัวเองอยู่รอดในรุ่นถัดไปเท่านั้น

หลักการทำงานของวิธีกลุ่มอนุภาค เริ่มต้นที่ กำหนดตำแหน่งของแต่ละตัวแทน (agent) ด้วย $\vec{u}$ และ ความเร็วด้วย $\vec{v}$ ดังนั้น ตำแหน่งและความเร็วของตัวแทนทั้งหมด แสดงด้วย U และ V ตามลำดับ ตำแหน่งและความเร็วของอนุภาคตัวที่ i คือ $\vec{u}_i = (u_{i,1}, u_{i,2}, \dots, u_{i,N})$ และ $\vec{v}_i = (v_{i,1}, v_{i,2}, \dots, v_{i,N})$ ตามลำดับ นอกจากนี้ ความยาวของแต่ละเวกเตอร์ N แสดงถึงมิติ (dimension) ของปัญหา หรือจำนวนตัวแปรที่ไม่ทราบค่า ในแต่ละรอบของการคำนวณ ความเร็วและตำแหน่งเวกเตอร์ของอนุภาคตัวที่ i ของปริภูมิการค้นหาคำนวณใหม่ (updated) ดังสมการ

$$v_i^{k+1} = wv_i^k + c_1 rand_1 \times (pbest_i - s_i^k) + c_2 rand_2 \times (gbest_i - s_i^k) \quad (2.28)$$

$$u_i^{k+1} = u_i^k + v_i^{k+1} \quad (2.29)$$

- เมื่อ v_i^k คือ ความเร็วของตัวแทน i ในรอบการคำนวณที่ k
 w คือ ฟังก์ชันน้ำหนัก (weighting function)
 c_1, c_2 คือ ตัวประกอบการเร่ง (acceleration factor)
 $rand$ คือ จำนวนเลขสุ่มที่มีการกระจายแบบสม่ำเสมอในช่วง $(0, 1)$
 u_i^k คือ ตำแหน่งปัจจุบันของตัวแทนตัวที่ i ในรอบการคำนวณที่ k
 $pbest_i$ คือ $pbest$ ของตัวแทนตัวที่ i
 $gbest_i$ คือ $gbest$ ของกลุ่ม

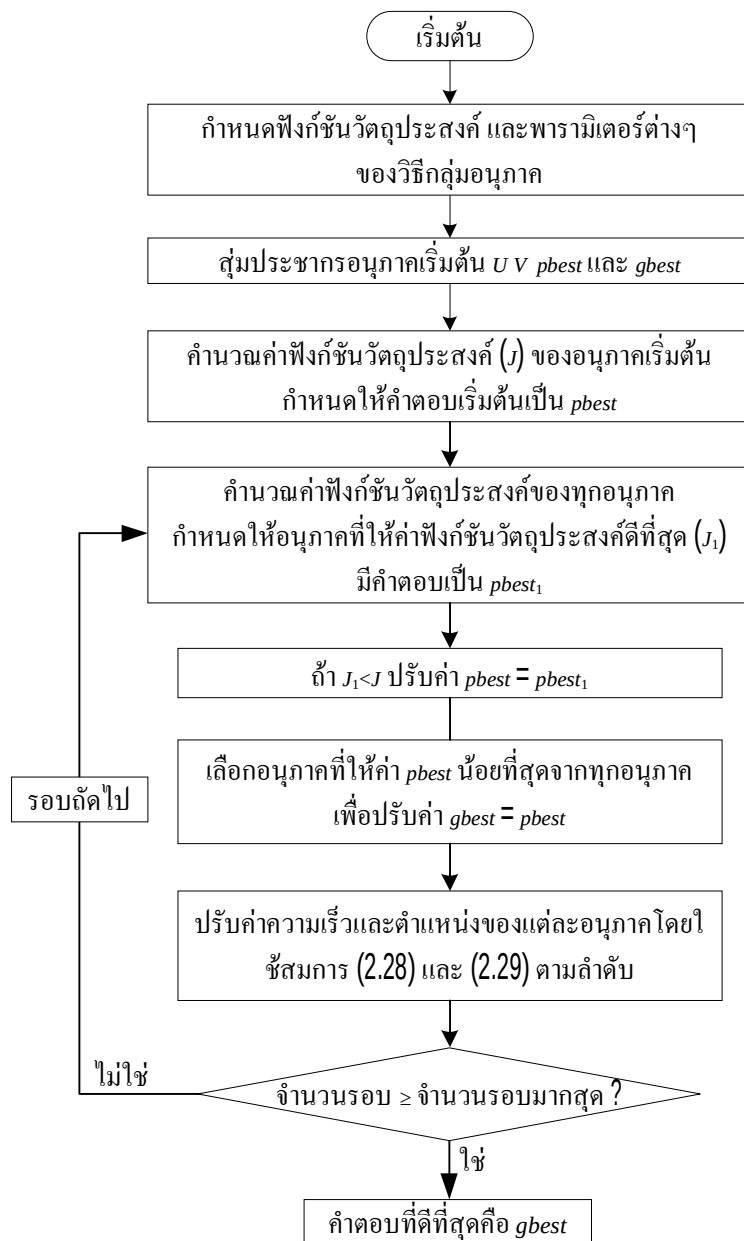


รูปที่ 2.12 การปรับค่าความเร็วและตำแหน่งของวิธีกลุ่มอนุภาค

ตัวอย่างการปรับค่าความเร็วและตำแหน่งในวิธีกลุ่มอนุภาค สำหรับการหาค่าที่เหมาะสมขนาด 2 มิติแสดงดังรูปที่ 2.12 ฟังก์ชันน้ำหนักที่นิยมใช้แสดงดังสมการ

$$w = \frac{w_{\max} - w_{\min}}{iter_{\max}} \times iter \quad (2.30)$$

เมื่อ $w_{\max}$ คือ น้ำหนักถ่วงสูงสุด
 $w_{\min}$ คือ น้ำหนักถ่วงต่ำสุด
 $iter_{\max}$ คือ จำนวนรอบการคำนวณสูงสุด
 $iter$ คือ รอบการคำนวณปัจจุบัน



รูปที่ 2.13 ขั้นตอนการทำงานของวิธีกลุ่มอนุภาค

ขั้นตอนการทำงานของ PSO แสดงดังรูปที่ 2.13 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดพารามิเตอร์ของวิธีกลุ่มอนุภาค ได้แก่ ปริภูมิการค้นหา (Ω) รอบการค้นหาเริ่มต้น ($iter = 0$) และรอบการค้นหาสูงสุด ($iter_{max}$)

ขั้นที่ 2 สุ่มประชากรอนุภาคเริ่มต้นพร้อมกับตำแหน่งและความเร็วเริ่มต้นของแต่ละอนุภาค

ขั้นที่ 3 คำนวณค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (J) ของอนุภาคเริ่มต้น กำหนดให้ค่าตอบเริ่มต้นเป็น $pbest$

ขั้นที่ 4 คำนวณค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของทุกอนุภาค กำหนดให้อนุภาคที่ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดีที่สุด (J_1) มีค่าตอบเป็น $pbest_1$

ขั้นที่ 5 ถ้า $J_1 < J$ ปรับค่า $pbest = pbest_1$

ขั้นที่ 6 เลือกอนุภาคที่ให้ค่า $pbest$ น้อยที่สุดจากทุกอนุภาค เพื่อปรับค่า $gbest = pbest$

ขั้นที่ 7 ปรับค่าความเร็วและตำแหน่งของแต่ละอนุภาคโดยใช้สมการ (2.28) และ (2.29)

ตามลำดับ

ขั้นที่ 8 ถ้า $iter \geq iter_{max}$ ให้ยุติกระบวนการค้นหา ไม่เช่นนั้นให้ปรับค่า $iter = iter + 1$ แล้ววนกลับไปยังขั้นที่ 4 เพื่อดำเนินกระบวนการค้นหาต่อไป

2.5.3 อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี

อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี (Harmony Search Algorithm: HS) มีแนวคิดมาจากวิธีการแต่งเพลงของนักดนตรี ในการจะหาตัวโน้ตที่เหมาะสมสำหรับเครื่องดนตรีแต่ละชนิด เพื่อเล่นเป็นวงดนตรี ข้อดีของวิธีการนี้คือ มีขั้นตอนน้อย และสามารถสุ่มหาคำตอบที่ดีได้อย่างรวดเร็ว [8-13]

พิจารณาปัญหาการหาค่าเหมาะสม (Optimization Problem) ดังต่อไปนี้

$$\text{Minimize } J(x) \quad (2.32)$$

$$\text{ด้วยเงื่อนไข } x_{k,\min} \leq x \leq x_{k,\max}, \quad k = 1, 2, \dots, N$$

เมื่อ $J(x)$ คือ ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (Objective Function)

x คือ เซตของค่าการตัดสินใจแต่ละค่า (Set of Each Decision Variable)

$x_{k,\min}$ คือ ขีดจำกัดต่ำสุดของตัวแปรที่ต้องการหาค่าเหมาะสม (Decision Variables)

$x_{k,\max}$ คือ ขีดจำกัดสูงสุดของตัวแปรที่ต้องการหาค่าเหมาะสม

N คือ จำนวนตัวแปรที่ต้องการหาค่าเหมาะสม

ขั้นตอนการทำงานของอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี สามารถสรุปได้ ดังต่อไปนี้ [8-13]

ขั้นที่ 1 สร้างหน่วยความจำฮาร์โมนี (Harmony Memory: HM) สำหรับจำตัวโน้ตต่างๆ ที่เคยเล่นมาแล้ว โดยกำหนดขนาดของฮาร์โมนี (Harmony Size: HMS) ในตอนเริ่มต้น ซึ่งมีจำนวนระหว่าง 10-100 นั่นคือทำการกำหนดค่าเริ่มต้นของปัญหา กำหนดพารามิเตอร์ของอัลกอริทึม และสร้างหน่วยความจำฮาร์โมนีโดยพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนีถูกกำหนดโดย

- (1) ขนาดของหน่วยความจำฮาร์โมนี (Harmony Memory Size: HMS) หรือ จำนวนของเวกเตอร์คำตอบในหน่วยความจำฮาร์โมนี, harmony memory considering rate ($HMCR$)
- (2) อัตราการปรับพิช (Pitch Adjusting Rate: PAR)
- (3) จำนวนครั้งของการเล่นเครื่องดนตรี (Number of Improvisations: NI) หรือเงื่อนไขการหยุด (Stopping Criterion)

หน่วยความจำฮาร์โมนี (Harmony Memory: HM) คือ ตำแหน่งหน่วยความจำ (Memory Location) ซึ่งเวกเตอร์คำตอบทุกตัวถูกจัดเก็บไว้ ในที่นี้ $HMCR$ และ PAR คือพารามิเตอร์ที่ถูกใช้เพื่อพัฒนาเวกเตอร์คำตอบ เมทริก HM matrix ดังสมการ (2.22) จะถูกเติม (Filled) ด้วยค่าที่สร้างมาแบบสุ่ม ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่างขีดจำกัดต่ำสุด และขีดจำกัดสูงสุดของมัน

$$HM = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \cdots & x_N^1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \cdots & x_N^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1^{HMS} & x_2^{HMS} & \cdots & x_N^{HMS} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

เมื่อ $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ คือ เวกเตอร์ที่ต้องการหาค่าเหมาะสม

N คือ จำนวนตัวแปรหรือขนาดที่ต้องการหาค่าเหมาะสม

ขั้นที่ 2 พัฒนาฮาร์โมนีตัวใหม่ โดย 95% พัฒนาจากหน่วยความจำฮาร์โมนี และอีก 5% เกิดจากการพัฒนาด้วยตนเอง แล้วกำหนดอัตราการปรับระดับเสียง (Pitch Adjustment rate) โดยจะกำหนดประมาณ 70% จากหน่วยความจำฮาร์โมนี และอีก 30% สำหรับพัฒนาด้วยตนเอง

อิมโพรไวส์ (Improvise) ฮาร์โมนีตัวใหม่ การสร้างฮาร์โมนีตัวใหม่ถูกเรียกว่าการอิมโพรไวส์ (improvisation) เวกเตอร์ฮาร์โมนีตัวใหม่ $X' = (x'_1, x'_2, \dots, x'_N)$ ได้ถูกสร้างขึ้นมา โดยพิจารณาตามกฎสามข้อ คือ

- (1) การพิจารณาหน่วยความจำ (Memory Consideration)
- (2) การปรับพิช (Pitch Adjustment)
- (3) การเลือกจากการสุ่ม (Random Selection)

ในการพิจารณาหน่วยความจำ ค่าของตัวแปรการตัดสินใจ (Value of Decision Variables) X' สำหรับ เวกเตอร์ตัวใหม่จะถูกเลือกจาก $(x^1 - x^{HMS})$ สำหรับ $HMCR$ ซึ่งเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0 และ 1 คืออัตราของการเลือกค่าหนึ่งค่าจากค่าในอดีตที่จัดเก็บในหน่วยความจำฮาร์โมนี (HM) ในขณะที่ $(1 - HMCR)$ คือ อัตราของการสุ่มเลือกค่าจำนวนหนึ่งค่าจากช่วงค่าที่เป็นไปได้ ดังสมการ (2.23)

$$\begin{aligned} & \text{if } (rand() \leq HMCR) \\ & \quad x'_i \leftarrow x'_i \in \{x_i^1, x_i^2, \dots, x_i^{HMS}\} \\ & \text{else} \\ & \quad x'_i \leftarrow x'_i \in X_i \\ & \text{end} \end{aligned} \quad (2.34)$$

เมื่อ $rand()$ คือ การกระจายตัวเลขสุ่ม (Uniformly Distributed Random Number) ระหว่าง 0 และ 1, และ X_i คือ เซตของช่วงที่เป็นไปได้ของค่าสำหรับแต่ละค่าการตัดสินใจ นั่นคือ $x_{i,max} \leq X_i \leq x_{i,min}$

หลังจากการพิจารณาหน่วยความจำ (Memory Consideration) ทุกๆ ส่วนประกอบที่ได้มา ถูกหาค่าโดยที่พืชของมันควรจะมีการเปลี่ยนแปลง ในการกระทำนี้สามารถกำหนดโดย สมการ (2.24) และเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี พารามิเตอร์ PAR และ BW ได้ถูกเปลี่ยนระหว่างแต่ละรอบ (Generation) ดังสมการ (2.25)

$$\begin{aligned} & \text{if } (rand() < PAR) \\ & \quad x'_i = x_i \pm rand() * BW \\ & \text{else} \\ & \quad x'_i = x_i \\ & \text{end} \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$PAR(iter) = PAR_{min} + \frac{PAR_{max} - PAR_{min}}{NI} \times iter \quad (2.36)$$

$$BW(iter) = BW_{max} \exp\left(\frac{\ln(BW_{min}/BW_{max})}{NI} \times iter\right) \quad (2.37)$$

เมื่อ BW คือ ระยะห่างของแบนด์วิดท์ที่เหมาะสม (Arbitrary Distance Bandwidth)

$PAR(iter)$ คือ การปรับอัตราพิช (Pitch adjusting rate) ของรอบปัจจุบัน

PAR_{min} คือ ค่าน้อยสุดของอัตราการปรับพิช (Pitch Adjusting Rate)

PAR_{max} คือ ค่ามากที่สุดของอัตราการปรับพิช

$iter$ คือ รอบการคำนวณปัจจุบัน (Current Iteration)

NI คือ จำนวนของการอิมโพรไวส์ (Number of Improvisations)

$BW(iter)$ คือ อัตราแบนด์วิดท์ของรอบการคำนวณปัจจุบัน

BW_{min} คือ ค่าน้อยสุดของอัตราแบนด์วิดท์ (Bandwidth Rate)

BW_{max} คือ ค่ามากที่สุดของอัตราแบนด์วิดท์

ขั้นที่ 3 อัปเดตหน่วยความจำฮาร์โมนี โดย ถ้าเวกเตอร์ของฮาร์โมนีตัวใหม่ $\mathbf{x}^j = (x'_1, x'_2, \dots, x'_N)$ มีค่าของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดีกว่าเวกเตอร์ฮาร์โมนีตัวที่เลวที่สุดในหน่วยความจำฮาร์โมนี ฮาร์โมนีตัวใหม่จะถูกเก็บรวมไว้ในหน่วยความจำฮาร์โมนี (HM) และฮาร์โมนีตัวที่เลวที่สุดจะถูกนำออกจากหน่วยความจำฮาร์โมนี

ขั้นที่ 4 ตรวจสอบเงื่อนไขการหยุด (Check the Termination Criterion) เมื่อครบกำหนดตามขนาดของฮาร์โมนีและจำนวนรอบแล้ว จะหยุดการทำงาน และเลือกตัวที่ดีที่สุดของทุกฮาร์โมนีเป็นคำตอบ หากยังไม่ครบกลับไปขั้นที่ 2

2.6 สรุป

ในบทนี้ ได้กล่าวถึงพื้นฐานซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน ทฤษฎีซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน ลีสสแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน การหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนด้วยอัลกอริทึมทางพันธุกรรมและวิธีกลุ่มอนุภาค และในส่วนสุดท้ายได้กล่าวถึงการลดขนาดข้อมูลสำหรับสอนซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน ซึ่งหลักการเหล่านี้จะได้ใช้ในการทำวิจัยในบทที่ 3 บทที่ 4 และ บทที่ 5

2.7 เอกสารอ้างอิง

- [1] A.J. Smola and B. Scholkopf, "A tutorial on support vector regression," *Statistics and Computing*, vol.14, pp.199-222, 2004.
- [2] C.J.C. Burges, "A tutorial on support vector machines for pattern recognition," *Data Mining and Knowledge Discovery*, pp.121-167, 1998.
- [3] N. Cristianini and J. Shawe-taylor, An introduction to support vector machines, *Cambridge University Press*, 2000.
- [4] S. Gunn, "Support vector machines for classification and regression," *ISIS Technical Report ISIS-1-98*, Image Speech & Intelligent Systems Research Group, University of Southampton, May 1998.
- [5] J.A.K. Suykens, T. Van Gestel, J. De Brabanter, B. De Moor and J. Vandewalle, Least squares support vector machines, *World Scientific*, Singapore, 2002.
- [6] C.R. Houck, J.A. Joines and M.G. Kay, "A genetic algorithm for function optimization: A Matlab implementation," *ACM Transactions on Mathematical Software*. vol.22, pp.1-14, 1996.
- [7] J. Kennedy and R.C. Eberhart, "Particle swarm optimization," *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks*, vol. 4, pp.1942-1948, 1995.
- [8] Guneya, K., Onayb, M. "Optimal synthesis of linear antenna arrays using a harmony search algorithm," *Expert Systems with Applications*, vol.38, no.12, pp.15455-15462, 2011.
- [9] Geem, Z.W., Kim, J.H., Loganathan, G.V. "A new heuristic optimization algorithm: Harmony search," *Simulation*, vol.76, no.2, pp.60-68, 2001.
- [10] Rayapudi Srinivasa Rao, Satish, K., Narasimham, S. V. L. "Optimal conductor size selection in distribution systems using the harmony search algorithm with a differential operator," *Electric Power Components and Systems*, vol.40, pp.41-56, 2012.
- [11] Ravikumar Pandi, V., Panigrahi, B. K., Ramesh C. Bansal, Swagatam Das, Ankita Mohapatra, "Economic load dispatch using hybrid swarm intelligence based harmony search algorithm," *Electric Power Components and Systems*, vol.39, pp.751-767, 2011.
- [12] Abdelaziz, A.Y., Osama, R.A., and Elkhodary, S.M. "Distribution systems reconfiguration using ant colony optimization and harmony search algorithms," *Electric Power Components and Systems*, vol.41(5), pp.537-554, 2013.
- [13] Arul, R., Ravi, G., and Velusami, S. "Solving optimal power flow problems using chaotic self-adaptive differential harmony search algorithm," *Electric Power Components and Systems*, vol.41(8), pp.782-805, 2013.

บทที่ 3

การออกแบบตัวทำเสถียรภาพระบบควบคุมแบบปรับตัวได้โดยใช้ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนหาค่าเหมาะสมด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี

เนื้อหาในบทนี้ จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน (support vector machines: SVM) เพื่อออกแบบตัวทำเสถียรภาพระบบควบคุมแบบปรับตัวได้ (adaptive power system stabilizer: PSS) ในระบบไฟฟ้ากำลังแบบหลายพื้นที่ (multi-machine power system) โดยใช้อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี (harmony search algorithm: HS) ข้อมูลจากระบบไฟฟ้ากำลังแบบหลายเครื่องจักรได้ถูกใช้เพื่อเป็นลักษณะเด่นอินพุตของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน พารามิเตอร์ของซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีน และลักษณะเด่นของระบบไฟฟ้ากำลัง (power system features) ได้ถูกจูนพร้อมกันโดยใช้อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี โดยใช้วิธีการจัดการข้อมูลการสอนแบบไขว้ k โฟลด์ (k -fold cross-validation) อัลกอริทึมของวิธีการที่นำเสนอได้ถูกสอนโดยซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชีนที่มีพารามิเตอร์ปรับค่าได้เหมาะสมที่สุดและลักษณะเด่นที่เหมาะสมที่สุด พารามิเตอร์ของตัวควบคุมเสถียรภาพที่คำนวณด้วยอัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถเปลี่ยนแปลงตามสภาวะการทำงานของระบบที่เปลี่ยนแปลงไป ทั้งในช่วงและนอกช่วงจุดทำงานของชุดข้อมูลที่ใช้สอน ผลการจำลองกับระบบไฟฟ้ากำลังแบบ 10 พื้นที่ของญี่ปุ่นตะวันตก (IEEJ Western Japan 10-machine power system) แสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอมีประสิทธิภาพเหนือกว่าตัวทำเสถียรภาพแบบทั่วไป และตัวทำเสถียรภาพที่ออกแบบด้วยวิธี robust coupled vibration model อย่างชัดเจน ภายใต้สภาวะการทำงานหลายๆ สภาวะ และการรบกวนที่รุนแรง

3.1 บทนำ

ระบบไฟฟ้ากำลังแบบเชื่อมโยงผ่านสายส่งระยะไกล เป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้เกิดการแกว่งระหว่างพื้นที่ ที่มีการหน่วงไม่ดี [1-2] ปัญหาการแกว่งของไฟฟ้ากำลังส่งผลเสียหายหลายอย่างต่อการดำเนินการและการควบคุมระบบไฟฟ้ากำลัง เช่น ขีดจำกัดพลังงานไฟฟ้าผ่านสายส่ง (limitation of transmission capacity) และความไม่มีเสถียรภาพไดนามิกส์ (dynamic instability) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการหน่วงของการแกว่งระหว่างพื้นที่ จึงมีการเพิ่มประสิทธิภาพของตัวทำเสถียรภาพของการแกว่ง (power system stabilizer: PSS) ซึ่ง PSS เป็นอุปกรณ์ที่มีประสิทธิภาพและราคาสมเหตุสมผลมากที่สุดในการแก้ปัญหาการแกว่งระหว่างพื้นที่ [1-2] ได้มีการใช้ PSS เพื่อเพิ่มเสถียรภาพให้กับระบบไฟฟ้ากำลังอย่างแพร่หลาย เพราะในปัจจุบันได้มีการออกแบบให้มีการติดตั้ง PSS มากับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าอยู่แล้ว PSS แบบทั่วไปที่มีพารามิเตอร์แบบคงที่ ได้รับการออกแบบโดยใช้แบบจำลองที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงานจุดหนึ่ง [3-4] พารามิเตอร์ของ PSS แบบทั่วไป โดยปกติจะได้จากจุดทำงานเดียวและค่าเดียวตลอดช่วงการทำงานของระบบไฟฟ้ากำลัง อย่างไรก็ตาม ในการทำงานรอบหนึ่งวันของระบบไฟฟ้ากำลังนั้น สภาวะการทำงานของระบบไฟฟ้ากำลังมีการ

เปลี่ยนแปลงเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด หรือการรบกวนใหญ่ๆ ที่ไม่สามารถทราบล่วงหน้า (unpredictable major disturbances) ดังนั้น ชุดพารามิเตอร์คงที่ของ PSS ซึ่งสามารถทำประสิทธิภาพแบบไดนามิกส์ได้ดีที่สภาวะการทำงานหนึ่งๆ จึงไม่ให้ผลที่น่าพึงพอใจอีกต่อไป [5-9]

เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของ PSS ต่อสภาวะการทำงานหลายๆ สภาวะ จึงได้มีการนำเสนอ PSS แบบปรับตัวได้ เทคนิคปัญญาประดิษฐ์ (artificial intelligence: AI) เช่น โครงข่ายประสาทเทียม (artificial neural network: ANN) [5-7, 10-13] โครงข่ายประสาทฟัซซี่ (neural fuzzy network) [14-16] และซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีน (support vector machine: SVM) [17-18] ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของ PSS แบบปรับตัวได้ การประยุกต์ใช้เทคนิคปัญญาประดิษฐ์ (AI) เพื่อออกแบบ PSS ที่ปรับตัวได้ สามารถแบ่งได้เป็น 2 กลุ่ม ขึ้นอยู่กับฟังก์ชันของวิธีการของ AI ในการออกแบบ PSS วิธีแรก เทคนิค AI สำหรับ PSS ได้ถูกใช้เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมให้ตัวปรับแรงดันอัตโนมัติ (automatic voltage regulator: AVR) และตัวกระตุ้น (exciter) ดังได้ถูกนำเสนอในงานวิจัย [10-15] วิธีที่สอง เทคนิค AI ได้ถูกใช้เพื่อสร้างพารามิเตอร์ของ PSS แบบเวลาจริง ดังนั้น พารามิเตอร์ของ PSS จึงสามารถเปลี่ยนแปลงตามจุดทำงานที่เปลี่ยนไป ดังได้นำเสนอในงานวิจัย [5-7, 16-18] ข้อดีของวิธีการเหล่านี้ คือ ใช้เวลาในการคำนวณน้อยและมีประสิทธิภาพสูง อย่างไรก็ตาม PSS แบบปรับตัวได้ที่ออกแบบสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังแบบหลายเครื่องจักร (multi-machine power systems) เช่น PSS แบบปรับตัวได้โดยใช้โครงข่ายประสาทแบบทั่วไป (generalized neural) [13] และ PSS แบบปรับตัวได้โดยใช้นิวโรฟัซซี่ (neuro-fuzzy) [14] ได้รับการสอนโดยใช้สัญญาณในพื้นที่ (local-area signals) ผลกระทบของการทำเสถียรภาพของ PSS เหล่านี้ต่อการแกว่งระหว่างพื้นที่ (inter-area oscillation) ไม่สามารถรับรองได้ นอกจากนี้ ด้วยการหาคำตอบแบบการลดความเสี่ยงเชิงการทดลองต่ำสุด (empirical risk minimization) ที่มีอยู่ใน ANN แบบทั่วไป ข้อเสียบางอย่างจึงเกิดขึ้นในระหว่างการใช้ ANN สำหรับการออกแบบ PSS แบบปรับตัวได้ นั่นคือ ข้อแรก ANN ต้องการข้อมูลสำหรับสอนที่เพียงพอและถูกต้อง อัลกอริทึมการสอนที่เพียงพอ และโครงสร้างของ ANN ที่เหมาะสม [15] ดังนั้น จึงไม่ใช่เรื่องง่ายที่จะได้ข้อมูลการสอนที่ถูกต้องและเพียงพอสำหรับการออกแบบ PSS ข้อที่สอง ชุดของกฎ (set of rules) ไม่สามารถใช้เพื่อเลือกโครงสร้างที่เหมาะสมที่สุดสำหรับ ANN เฉพาะปัญหาใดปัญหาหนึ่งได้ [15]

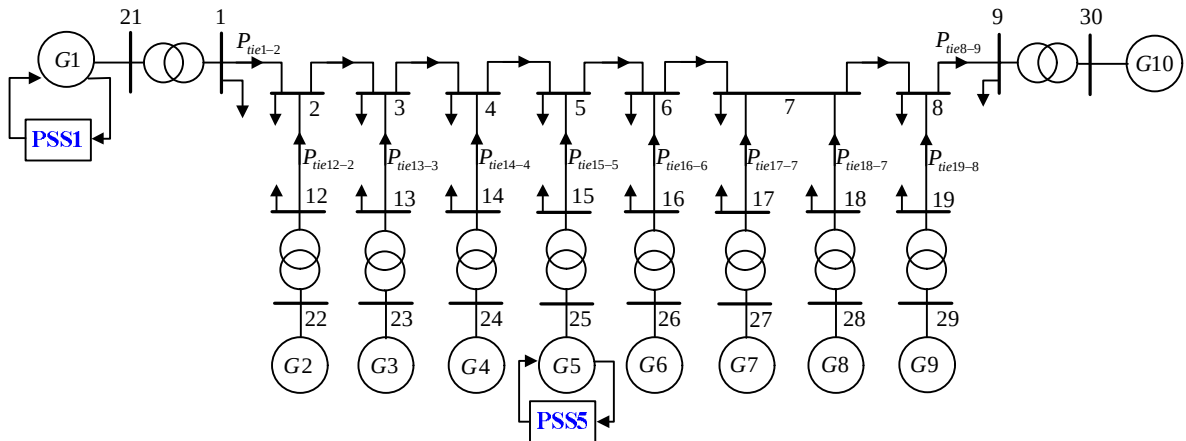
เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวข้างต้น จึงได้มีการนำเสนอ SVM ในงานวิจัย [19] โดย SVM คือ เครื่องช่วยเรียนรู้แบบใหม่ซึ่งสามารถทำงานได้อย่างดีสำหรับการแบ่งกลุ่ม (classification) และการวิเคราะห์การถดถอย (regression) ซึ่งจำนวนข้อมูลใช้สอนมีจำนวนน้อย ได้มีการพิสูจน์แล้วว่า SVM มีปัญหาน้อยมากเกี่ยวกับการเกิดโอเวอร์ฟิตติง (over-fitting) และมีความเป็นทั่วไปสูง (higher generalization ability) เมื่อ SVM ได้รับการออกแบบด้วยหลักการลดความเสี่ยงเชิงโครงสร้างต่ำสุด (minimize structural risk) [19-20] จึงทำให้ SVM สามารถนำมาประยุกต์ใช้สำหรับปัญหาหลายๆ ประเภท เช่น การแยกแยะการดีสชาร์จบางส่วน (partial discharges identification) [21] การประเมินเสถียรภาพชั่วคราว (transient stability assessment) [22] และการจำแนกและตรวจสอบปัญหาคุณภาพไฟฟ้า (power quality disturbances detection and classification) [23] นอกจากนี้ SVM ได้ถูกนำมา

ประยุกต์ใช้เพื่อจูนพารามิเตอร์ของ PSS ดังได้อธิบายในงานวิจัย [18] ในงานวิจัย [18] ยังได้แสดงให้เห็นว่า SVM สำหรับการออกแบบ PSS (SVM-PSS) มีความสามารถเหนือกว่า NN สำหรับ PSS แบบปรับตัวได้ (NN-PSS) เมื่อระบบทำงานนอกช่วงการสั่น นอกจากนี้ SVM-PSS ยังสามารถทำการสอนในช่วงเวลาสั้นและสั้นกว่าการสอนของ NN-PSS อย่างไรก็ตาม งานวิจัย [18] ได้จูนพารามิเตอร์ของ PSS ด้วยการใช้กำลังไฟฟ้าจริง (active power: P), กำลังไฟฟ้าเสมือน (reactive power: Q) และแรงดันที่ขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (V) ของระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเดียวต่อกับบัสอนันต์ (single machine infinite bus: SMIB) เป็นลักษณะเด่นอินพุต (input features) สำหรับ SVM ดังนั้น ผลที่ได้คือการแก้ระหว่างพื้นที่ที่ไม่ได้รับการพิจารณา ในอีกด้านหนึ่ง พารามิเตอร์ปรับค่าได้ของ SVM ซึ่งมีผลอย่างชัดเจนต่อประสิทธิภาพการดำเนินงาน ไม่ได้นำมาพิจารณาในงานวิจัย [18] การเลือกพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของ SVM สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของการวิเคราะห์การถดถอย เพื่อให้ได้พารามิเตอร์ของ SVM ที่เหมาะสมที่สุด วิธีการหาค่าเหมาะสม เช่น อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี (harmony search: HS) การหาค่าเหมาะสมด้วยวิธีฝูงอนุภาค (particle swarm optimization: PSO) และอัลกอริทึมทางพันธุกรรม (genetic algorithm: GA) สามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้ โดยในจำนวนวิธีการเหล่านี้ HS ได้รับการพิสูจน์แล้วว่า เป็นวิธีการที่มีประสิทธิภาพ [24] โดย HS มีหลักการที่ง่าย มีพารามิเตอร์น้อย และมีความง่ายในการนำไปประยุกต์ใช้ [25] HS ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในหลายๆ ปัญหาการหาค่าเหมาะสม เช่น การเลือกขนาดตัวนำที่เหมาะสมที่สุด (optimal conductor size selection) ในระบบจำหน่าย [26] การจ่ายโหลดอย่างประหยัด (economic load dispatch) [27] การจัดระบบจำหน่ายใหม่ (distribution systems reconfiguration) [28] และการแก้ปัญหาการไหลของกำลังไฟฟ้าที่เหมาะสมที่สุด (optimal power flow problems) [29] งานวิจัยเหล่านี้ได้แสดงให้เห็นว่า HS มีความสามารถเหนือกว่าอัลกอริทึมอื่น ดังนั้น ในโครงการวิจัยนี้จึงประยุกต์ใช้ HS เพื่อหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของ SVM

ในกรณีที่ต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของ SVM-PSS ในบทนี้จึงนำเสนอการประยุกต์ใช้ SVM ที่หาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี (HS) เพื่อใช้สำหรับ PSS แบบปรับตัวได้ (เรียกว่า HS-SVM-PSS) ในที่นี้ P , Q , และ V , ที่ตำแหน่งต่างๆ ในระบบไฟฟ้ากำลังได้ถูกพิจารณาให้เป็นลักษณะเด่นอินพุตสำหรับ SVM ระบบไฟฟ้ากำลังแบบหลายพื้นที่ (multi-machine power system) ได้ถูกใช้เพื่อออกแบบ PSS ในกรณีที่ต้องการหน่วงการแกว่งทั้งโหมดระหว่างพื้นที่และโหมดในพื้นที่ (inter and local area oscillations) ในที่นี้ ได้ใช้สัญญาณควบคุมระยะไกล (remote signals) เพื่อเป็นลักษณะเด่นอินพุตสำหรับ SVM ซึ่งสามารถได้มาจากหน่วยเครื่องวัดเฟสเซอร์ (phasor measurement unit: PMU) [30-32] โดยทั่วไปแล้ว การหน่วงเวลา (time delay) ของสัญญาณดังกล่าวควรได้รับการพิจารณาเมื่อใช้สัญญาณควบคุมระยะไกล เพราะการหน่วงเวลาที่แตกต่างกันมีผลต่อการควบคุมที่แตกต่างกัน อย่างไรก็ตาม ในงานวิจัยนี้ PSS ได้รับการออกแบบโดยใช้แบบจำลองเชิงเส้น รอบๆ หลายๆ จุดทำงาน ในที่นี้ สัญญาณควบคุมระยะไกล (remote control signals) ได้แก่ P , Q , และ V , ที่ตำแหน่งต่างๆ ในระบบไฟฟ้ากำลังซึ่งไม่ได้เปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด ดังนั้น การหน่วงเวลาจึงไม่มีผลกระทบต่อผลการควบคุมของวิธีการนำเสนอ

ในอีกด้านหนึ่ง อัลกอริทึมการค้นหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของ SVM และการเลือกชุดของลักษณะเด่นในระบบไฟฟ้ากำลังที่เหมาะสมที่สุด วิธีการ HS-SVM-PSS ที่นำเสนอ สามารถใช้ในการควบคุม PSS แบบเวลาจริง (real time) ซึ่งสัญญาณควบคุมสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตามสภาวะการทำงานของระบบที่เปลี่ยนไป

3.2 ศึกษาแบบจำลองไฟฟ้ากำลัง



รูปที่ 3.1 ระบบไฟฟ้ากำลังแบบ 10 พื้นที่ของญี่ปุ่นตะวันตก

ระบบไฟฟ้ากำลังแบบ 10 พื้นที่ของญี่ปุ่นตะวันตก (IEEE West 10-machine power system) [33] ดังแสดงในรูปที่ 3.1 จะใช้เป็นระบบกรณีศึกษา ระบบไฟฟ้ากำลังนี้แสดงถึงระบบเชื่อมโยงหลายพื้นที่ ขนาด 60 เฮิร์ตซ์ ของญี่ปุ่นตะวันตก โดยใช้หลักการวิเคราะห์รูปร่างของโหมด (mode shape) และการวิเคราะห์ปัจจัยที่มีส่วนเกี่ยวข้อง (participation factors: PF) ใน [34] ระบบที่ศึกษาประกอบด้วยโหมดการแกว่งที่สำคัญ 2 โหมด (two dominant oscillation modes) โดยโหมด 1 แสดงถึงโหมดสำคัญ (dominant mode) และโหมด 2 แสดงถึงโหมดสำคัญแบบสองโหมด (quasi-dominant mode) ผลการวิเคราะห์ในงานวิจัย [34] แสดงให้เห็นว่า โหมด 1 จะแกว่งในทิศทางตรงกันข้ามระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ปลายทั้งสองเครื่อง (G1-G10) ในขณะที่โหมด 2 จะเป็นการแกว่งระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ส่วนปลายทั้งสองและเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่อยู่ตรงกลาง (G1-G5 และ G5-G10) จากสิ่งที่วิเคราะห์ได้เหล่านี้ เพื่อที่จะหน่วงการแกว่งของทั้งสองโหมด จึงควรทำการติดตั้ง PSS จำนวน 2 ตัว โดย PSS ตัวแรก ทำการติดตั้งที่ G5 และ PSS ตัวที่สองติดตั้งที่ G1 หรือ G10 อย่างไรก็ตาม ขนาดรูปร่างของโหมด (mode shape) และ PF ของ G1 มีขนาดสูงกว่าที่ G10 ดังนั้น การติดตั้ง PSS ที่ G1 จึงมีความเหมาะสมมากกว่าการติดตั้ง PSS ที่ G10 ผลที่ได้คือ ในระบบนี้จะทำการติดตั้ง PSS ที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า G1 และ G5 ดังแสดงในรูปที่ 3.1

3.2.1 แบบจำลองระบบไฟฟ้ากำลัง

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ถูกนำเสนอโดยใช้แบบจำลองอันดับ 5 ประกอบด้วยสมการการสวิง (swing equation), แรงดันภายในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (generator internal voltage), และสมการชั้ปทรานเซียนต์ของขดลวดแม่เหล็กไฟฟ้า (electro-magnetic fields: emfs) [1] สมการสวิง สามารถเขียนได้ดังสมการ (3.1) และ สมการ (3.2) ส่วนแรงดันภายใน (internal voltage: E'_q) สามารถเขียนได้ดังสมการ (3.3) และสมการชั้ปทรานเซียนต์ emf สามารถเขียนได้ดังสมการ (3.4) และ สมการ (3.5) และเอาต์พุตกำลังไฟฟ้าจริง (real power output) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า สามารถเขียนได้ดังสมการ (3.6)

$$\dot{\delta} = \omega_r(\omega - 1) \quad (3.1)$$

$$\dot{\omega} = (P_m - P_e - D(\omega - 1)) / M \quad (3.2)$$

$$\dot{E}'_q = (E_{fd} - (x_d - x'_d)i_d - E'_q) / T'_{d0} \quad (3.3)$$

$$\dot{E}''_q = (E'_q - E''_q + (x'_d - x''_d)i_d) / T''_{d0} \quad (3.4)$$

$$\dot{E}''_d = (-E''_d + (x'_q - x''_q)i_q) / T''_{q0} \quad (3.5)$$

$$P_e = (E''_d i_d + E''_q i_q) + (X''_d + X''_q) i_d i_q \quad (3.6)$$

เมื่อ	ω	คือ ความเร็วเชิงมุม (angular velocity)
	$\dot{\omega}$	คือ การเบี่ยงเบนของความเร็วเชิงมุม (derivation of the angular velocity)
	δ	คือ มุมโรเตอร์ (rotor angle)
	$\dot{\delta}$	คือ การเบี่ยงเบนของมุมโรเตอร์ (derivation of the rotor angle)
	M	คือ ค่าคงที่ความเฉื่อย (inertia constant)
	D	คือ สัมประสิทธิ์การหน่วง (damping coefficient)
	P_m	คือ กำลังอินพุตทางกล (mechanical input) ที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า
	P_e	คือ กำลังเอาต์พุตทางไฟฟ้า (electrical output)
	$\omega_r = 2\pi f$	คือ อัตราสูงสุดของความเร็วเชิงมุม (rated angular velocity)
	f	คือ ความถี่ของระบบไฟฟ้ากำลัง
	E'_d, E''_d	คือ แรงดันทรานเซียนต์ และแรงดันชั้ปทรานเซียนต์ในแนวแกนตรง (direct axis)
	E'_q, E''_q	คือ แรงดันทรานเซียนต์ และแรงดันชั้ปทรานเซียนต์ในแนวแกนขวาง (quadrature axis)
	E_{fd}	คือ แรงดันที่ขดลวดฟิลด์ (field voltage)
	x_d, x'_d, x''_d	คือ ค่ารีแอกแตนซ์ในแนวแกนตรงของซิงโครนัส ทรานเซียนต์และชั้ปทรานเซียนต์
	x_q, x'_q, x''_q	คือ ค่ารีแอกแตนซ์ในแนวแกนขวางของซิงโครนัส ทรานเซียนต์และชั้ปทรานเซียนต์
	T'_{d0}, T''_{d0}	คือ ค่าคงตัวทางเวลาของทรานเซียนต์ และชั้ปทรานเซียนต์ในแนวแกนตรง
	T''_{q0}	คือ ค่าคงตัวทางเวลาของชั้ปทรานเซียนต์ในแนวแกนขวาง

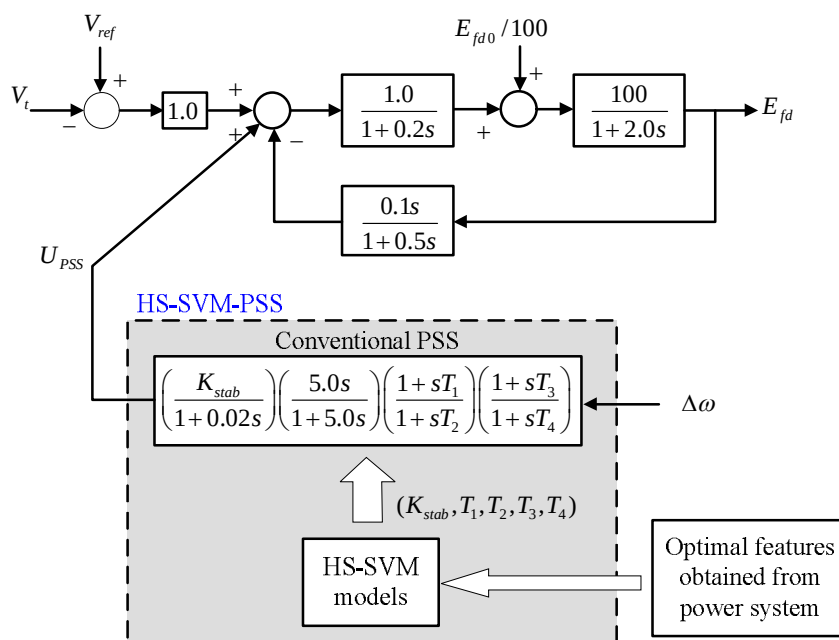
i_d คือ กระแสเตเตอร์ในส่วนประกอบแกนตรง

i_q คือ กระแสเตเตอร์ในส่วนประกอบแกนขวาง

ค่าคงที่ระบบและ กำลังการผลิตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า แสดงดังตาราง 3.1 พิกัดกำลังการผลิตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าขนาด 120,000 MVA กำลังไฟฟ้าจริง (active power) ของโหลดทั้งหมดได้ถูกสมมุติว่าเป็นแบบกระแสคงที่ (constant current) กำลังไฟฟ้าเสมือน (reactive power) เป็นแบบอิมพีแดนซ์คงที่ (constant impedance) รายละเอียดอื่นๆ เพิ่มเติมเกี่ยวกับระบบไฟฟ้ากำลังที่ในการศึกษาได้อธิบายไว้ใน [34]

ตาราง 3.1 พารามิเตอร์ระบบของระบบไฟฟ้ากำลังแบบ 10 พื้นที่ของญี่ปุ่นตะวันตก

เครื่องกำเนิดไฟฟ้า: Park's 5th model, 1000 MVA base
$x_d = x_q = 1.7(\text{pu})$, $x'_d = 0.35(\text{pu})$, $x''_d = x''_q = 0.25(\text{pu})$,
$X_l = 0.225(\text{pu})$, $T'_d = 1.00(\text{s})$, $T''_d = T''_q = 0.03(\text{s})$, $T_a = 0.40(\text{s})$, $M = 7.00(\text{s})$
ระบบสายส่ง: 1000 MVA, 500 kV base, 60 Hz
อิมพีแดนซ์: $Z = 0.0042 + j0.1260(\text{pu})/100\text{km}$,
Electrical charge capacity: $jY/2 = j0.0610(\text{pu})/100\text{km}$,
หม้อแปลง: $x_t = 0.14(\text{pu})$,
สายส่งเชื่อมโยง: 100 km, วงจรคู่,
สายส่งไปที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า: 50 km (G8:100 km), วงจรคู่



รูปที่ 3.2 แบบจำลอง exciter ที่มี HS-SVM-PSS

3.3 HS-SVM-PSS ที่นำเสนอ

HS-SVM-PSS ที่นำเสนอ ติดตั้งกับแบบจำลอง exciter แสดงดังรูปที่ 3.2 ทรานส์เฟอฟังก์ชัน (transfer function) ของ PSS แบบทั่วไปเป็นแบบการชดเชยแบบนำหน้า-ล่าช้า (lead-lag compensation) พารามิเตอร์ปรับค่าได้ของ PSS คือค่าเกน (gain) ของ PSS, K_{stab} , และค่าคงที่ทางเวลา T_1, T_2, T_3 , และ T_4 บล็อก lead-lag ในระบบแสดงถึงการเพิ่มการชดเชยแบบเฟสนำหน้า (phase lead compensation) สำหรับเฟสล่าช้า (phase lag) ซึ่งเป็นการนำเสนอวงจรระหว่างอินพุตของตัวกระตุ้น (exciter) และ แรงทางไฟฟ้า (electrical torque) เฟสนำหน้าที่ต้องการสามารถได้รับจากบล็อก lead-lag ถึงแม้ว่าตัวส่วน (denominator portion) ประกอบด้วย T_2 และ T_4 ที่ให้มุมล่าช้าคงที่ (fixed lag angle) ดังนั้น เพื่อที่จะลดเวลาในการคำนวณ ค่าของ T_2 และ T_4 สามารถกำหนดให้เป็นค่าคงที่ที่เหมาะสมได้ และทำการจูนเฉพาะ T_1 และ T_3 ก็จะสามารถทำให้ได้เฟสนำหน้าทั้งหมดที่ระบบต้องการได้ อย่างไรก็ตาม ในงานวิจัยนี้ ค่าคงที่ในแกนเวลาทั้งหมดคือ T_1, T_2, T_3 , และ T_4 ได้ถูกจูนเพื่อให้ได้ผลการควบคุมที่ดีกว่า

HS-SVM-PSS จะทำการประมาณความไม่แน่นอนบางอย่างในระบบไฟฟ้ากำลัง เช่น การเปลี่ยนแปลงสภาวะการทำงานของระบบไฟฟ้ากำลัง การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ และการเปลี่ยนแปลงโหลด หลังจากนั้น HS-SVM-PSS จะทำการจูนพารามิเตอร์ของ PSS อย่างอัตโนมัติด้วยตัวเองโดยการประมาณความไม่แน่นอนของระบบ ด้วยหลักการนี้ ตัวควบคุม HS-SVM-PSS จะใช้ข้อมูลที่ได้แบบเวลาจริง (real time) เพื่อลดความไม่แน่นอนของระบบ นั่นคือ เพื่อดึงส่วนที่ระบบกำลังมีสถานะในขณะนั้น เพื่อให้ได้การควบคุมในพื้นที่ที่ดี

ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุม HS-SVM-PSS แสดงดังรูป 3.3 ซึ่งมีสองขั้นตอน คือ ขั้นที่หนึ่ง การสร้างข้อมูลสำหรับสอน และขั้นที่สองการสอน HS-SVM-PSS

3.3.1 การสร้างข้อมูลสำหรับสอน (Training Data)

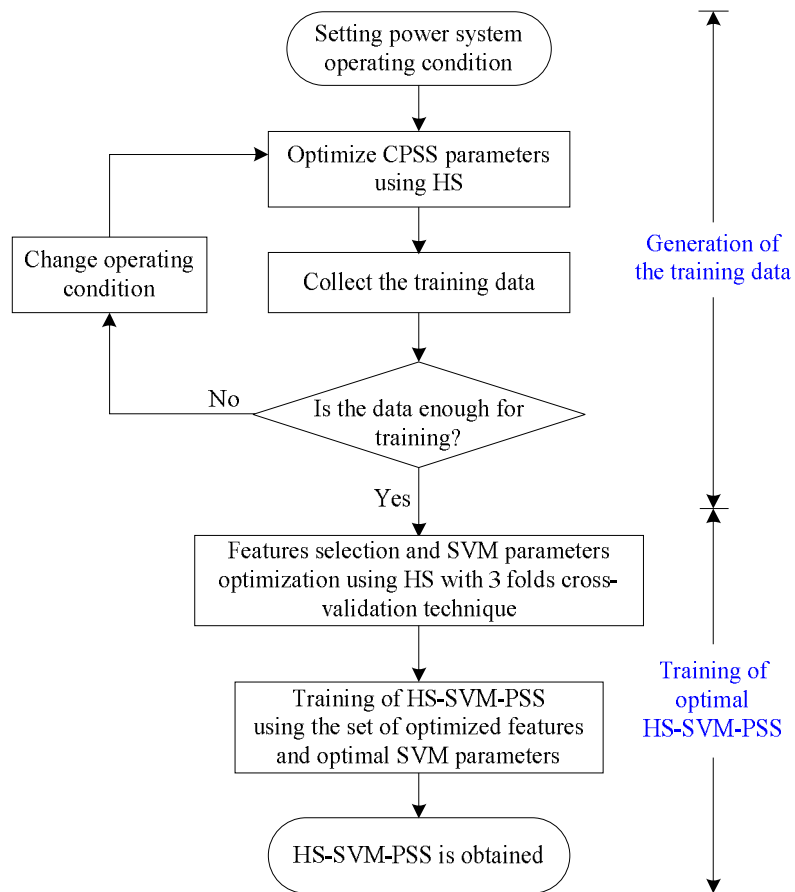
เพื่อที่จะสร้างเซตข้อมูลสำหรับสอน หลายๆ จุดทำงานได้ถูกพิจารณาและถูกเลือกเพื่อให้ครอบคลุมทุกๆ จุดทำงานของระบบ สถานการณ์นี้ได้ถูกทำให้เกิดโดยพิจารณาสภาวะการทำงานของอดีตของระบบ ดังนั้น ค่าน้อยสุดและค่ามากที่สุดของกำลังไฟฟ้าในสายส่งต่อเชื่อม, กำลังการผลิตที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแต่ละเครื่อง, และโหลดในแต่ละพื้นที่ ได้ถูกใช้เป็นช่วงการทำงานสำหรับการสร้างข้อมูลสำหรับสอน ดังนั้น ข้อมูลสำหรับสอนจึงกระจายระหว่างช่วงเหล่านี้ สำหรับแต่ละสภาวะการทำงานของ PSS แบบนำหน้า-ล่าช้าทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ได้ถูกจูนโดยใช้อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี บนพื้นฐานการหาค่าเหมาะสมต่อไป

$$\text{Minimize } \sum_{\zeta \leq \zeta_{spec}} |\zeta_{spec} - \zeta| + \sum_{R \geq R_{spec}} |R_{spec} - R| \quad (3.20)$$

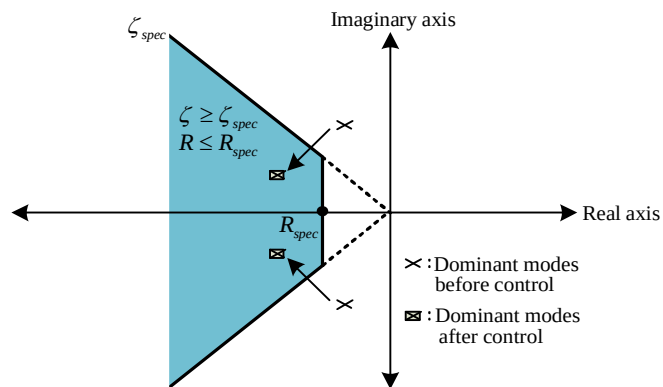
ด้วยเงื่อนไข

$$K_{i,min} \leq K_i \leq K_{i,max}$$

$$T_{ij,min} \leq T_{ij} \leq T_{ij,max}, \quad i = 1, 5, \quad j = 1, 2, 3, 4$$



รูปที่ 3.3 ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุม HS-SVM-PSS



รูปที่ 3.4 บริเวณเสถียรภาพ D (D-stability region)

เมื่อ ζ คือ ค่าจริงของอัตราส่วนหน่วง (damping ratio) ของโหมดการแกว่งระหว่างพื้นที่สำคัญ

ζ_{spec} คือค่าที่ต้องการของอัตราส่วนหน่วงของโหมดการแกว่งระหว่างพื้นที่สำคัญ

R คือ ค่าจริงของส่วนจริง (real part) ของค่าไอเกน (eigenvalues) ที่สัมพันธ์กับโหมดการแกว่งที่สำคัญ

R_{spec} คือ ค่าที่ต้องการของส่วนจริงของค่าไอเกนที่สัมพันธ์กับโหมดการแกว่งที่สำคัญ

$K_{i,min}$ คือ ค่าน้อยสุดของค่าเกนของส่วนควบคุม PSS

$K_{i,max}$ คือ ค่ามากสุดของค่าเกนของส่วนควบคุม PSS

$T_{ij,min}$ คือ ค่าน้อยสุดของคงที่เวลาของส่วนควบคุม PSS

$T_{ij,max}$ คือ ค่ามากสุดของคงที่เวลาของส่วนควบคุม PSS

สังเกตว่า วัตถุประสงค์ของการหาค่าเหมาะสม คือ การเคลื่อนโพลของโหมดการแกว่งสำคัญให้อยู่ในบริเวณ D (D-stability region) ดังแสดงในรูปที่ 3.4

ในอีกด้านหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 3.3 เจื่อนไซ “Is the data enough for training?” ได้ถูกพิจารณาโดยจำนวนของแซมเปิล (samples) หรือข้อมูลที่ถูกใช้ เจื่อนไซที่ถูกใช้มีลักษณะเป็นดังนี้ อันดับแรก จำนวนของแซมเปิลจะต้องมีมากกว่าจำนวนของลักษณะเด่น (features) ถ้าจำนวนของแซมเปิลน้อยกว่าจำนวนลักษณะเด่นแล้ว แบบจำลองการพยากรณ์จะไม่สามารถทำได้ [19-20] ในที่นี้จำนวนลักษณะเด่นที่ใช้อยู่ระหว่าง 3-10 ลักษณะเด่น ดังนั้น จำนวนของแซมเปิลควรจะมากกว่า 10 เจื่อนไซนี้เป็นเจื่อนไซพื้นฐานมาก เพราะถ้าจำนวนแซมเปิลน้อยๆ ถูกใช้เพื่อสอน SVM ทำให้ผลการพยากรณ์ที่ได้อาจเลวมากๆ ข้อสอง ถ้าจำนวนของแซมเปิลที่ใช้เพิ่มขึ้นไปที่ค่าหนึ่ง แล้วพบว่าค่าความผิดพลาดเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยหรือน้อยมากๆ มันก็ถึงเวลาที่จะหยุดที่ตัวเลขจำนวนแซมเปิลค่านี้ เพราะหากเพิ่มจำนวนแซมเปิลต่อไปมากกว่าจุดนี้ ความผิดพลาดจากการพยากรณ์ก็ไม่ได้ลดลงกว่าเดิม แต่เวลาในการสอน SVM และพื้นที่ในการจัดเก็บข้อมูลจะเพิ่มขึ้นอย่างมาก โดยเฉพาะเมื่อต้องทำทั้งการหาพารามิเตอร์ของ SVM ที่เหมาะสม และการหาลักษณะเด่นที่เหมาะสมพร้อมๆ กัน

3.3.2 HS สำหรับการสอน SVM และการเลือกลักษณะเด่น

ในการทดลอง มีพารามิเตอร์ของ SVM อยู่จำนวน 3 ตัวที่จะต้องหาค่าที่เหมาะสมที่สุด คือ พารามิเตอร์ของฟังก์ชันเคอร์เนลแบบ RBF (σ), ค่าคงที่ปรับค่าได้ (C), และค่าเบี่ยงเบนของความผิดพลาด (ϵ) ประสิทธิภาพในการทำนายของ SVM ขึ้นอยู่กับการเลือกพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของ SVM การเลือกค่าที่เหมาะสมที่สุดของพารามิเตอร์เหล่านี้มีความสำคัญต่อการได้ประสิทธิภาพการพยากรณ์ที่ดี ในที่นี้ อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนีได้ถูกใช้เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของ SVM ในอีกด้านหนึ่ง สำหรับปัญหาการวิเคราะห์การถดถอย ประเด็นหลักคือเรื่องการเลือกลักษณะเด่น ถ้าลักษณะเด่นได้ถูกเลือกให้มีความเหมาะสมที่สุดเพียงพอแล้ว ผลของเอาต์พุตจากการประมาณค่าก็จะดีขึ้น ในที่นี้ โหลด (L), กำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม (P_{tie}) และกำลังไฟฟ้าที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า (PG) ในระบบไฟฟ้ากำลังได้ถูกใช้เป็นเวกเตอร์ลักษณะเด่น สังเกตว่า ถึงแม้ว่ามุมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีความเหมาะสมที่จะนำมาเป็นลักษณะเด่นเพื่อหาค่า PSS อย่างไรก็ตาม โดยทั่วไปในการหาค่า PSS จะใช้กำลังไฟฟ้าในสายส่งต่อเชื่อม กำลังไฟฟ้าผลิต และโหลด ก็เพียงพอแล้ว

ดังนั้น ในงานวิจัยนี้ อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนีจึงถูกใช้เพื่อหาค่าเหมาะสมของลักษณะเด่นสำหรับ SVM สังเกตว่าอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนีจะถูกใช้เพื่อหาค่าเหมาะสมของทั้งพารามิเตอร์ปรับค่าได้ของ SVM และลักษณะเด่นที่เหมาะสมในระบบไฟฟ้ากำลังอย่างพร้อมกัน

ในที่นี้ ในขั้นตอนการสอน SVM (ระหว่างหาค่าเหมาะสมของ HS) มีการใช้การสอนแบบไขว้ 3 โฟลด์ (3-fold cross-validation: CV) การสอนแบบไขว้ k โฟลด์ CV สามารถตรวจจับและป้องกันโอเวอร์ฟิตติง (over-fitting) ในแบบจำลองที่ได้ ในงานวิจัยนี้ ค่าเฉลี่ยสัมบูรณ์ของความผิดพลาด (mean absolute error: MAE) ดังแสดงในสมการ (3.21) ได้ถูกใช้เพื่อหาประสิทธิภาพของ SVM ดังนั้นปัญหาการหาค่าเหมาะสมโดยใช้ MAE แบบไขว้ 3 โฟลด์ CV ($MAE_{3\text{ foldCV}}$) จึงสามารถเขียนได้ดังสมการ (3.22)

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |Actual\ Value_i - Predict\ Value_i| \quad (3.21)$$

$$\text{Minimize } MAE_{3\text{ foldCV}} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \text{ด้วยเงื่อนไข} \quad & C_{\min} \leq C \leq C_{\max} \\ & \varepsilon_{\min} \leq \varepsilon \leq \varepsilon_{\max} \\ & \sigma_{\min} \leq \sigma \leq \sigma_{\max} \\ & Feat_{\min}^1 \leq Feat^1 \leq Feat_{\max}^1 \\ & Feat_{\min}^2 \leq Feat^2 \leq Feat_{\max}^2 \\ & \vdots \\ & Feat_{\min}^n \leq Feat^n \leq Feat_{\max}^n \end{aligned}$$

เมื่อ	$C_{\min}$	คือ ค่าน้อยสุดของค่าคงที่ปรับค่าได้ของ SVM
	$C_{\max}$	คือ ค่ามากที่สุดของค่าคงที่ปรับค่าได้ของ SVM
	$\varepsilon_{\min}$	คือ ค่าน้อยสุดของค่าเบี่ยงเบนของ SVM (SVM deviation)
	$\varepsilon_{\max}$	คือ ค่ามากที่สุดของค่าเบี่ยงเบนของ SVM
	$\sigma_{\min}$	คือ ค่าน้อยสุดของพารามิเตอร์ของเคอร์เนลแบบ RBF (RBF-kernel parameters)
	$\sigma_{\max}$	คือ ค่ามากที่สุดของพารามิเตอร์ของเคอร์เนลแบบ RBF
	$Feat_{\min}^n$	คือ จำนวนน้อยสุดของลักษณะเด่นระบบไฟฟ้ากำลัง (power system features)
	$Feat_{\max}^n$	คือ จำนวนมากที่สุดของลักษณะเด่นระบบไฟฟ้ากำลัง (power system features)
	n	คือ จำนวนของลักษณะเด่นที่เป็นไปได้ (candidate features)

สังเกตว่า n ควรได้รับการถูกเลือกก่อนการดำเนินการของสมการ (3.22) โดย n แต่ละค่าสามารถสร้างชุดลักษณะเด่นที่เหมาะสม และพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของ SVM ดังนั้น ชุดลักษณะเด่นและพารามิเตอร์ของ SVM ที่ดีที่สุดจึงได้ถูกเลือกโดยการโหวต จากที่ได้จากค่า n ที่แตกต่างกัน

สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังขนาดใหญ่ วิธีการนำเสนอนี้ก็สมารถนำไปประยุกต์ใช้ได้ แต่มิติ (dimension) ของลักษณะเด่นอาจมีค่ามากกว่าของระบบไฟฟ้ากำลังขนาดเล็ก และอาจใช้เวลามากกว่าในการหาค่าเหมาะสมของ SVM นอกจากนี้ สำหรับโครงข่ายระบบไฟฟ้ากำลังที่แตกต่างกัน อัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้ อย่างไรก็ตามสภาวะที่แตกต่างกันนี้จะรวมเข้าไปในชุดข้อมูลการสอนของ SVM ด้วย

3.3.3 การทำนอร์มัลไลซ์ (Normalization)

เพราะสัญญาณที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เช่น L , P_{ue} และ PG มีขนาดและช่วงข้อมูลที่แตกต่างกัน ซึ่งส่งผลให้เกิดความผิดพลาดของการเลือกลักษณะเด่น และลดความเป็นทั่วไปของ SVM เพื่อลดปัญหาเหล่านี้ สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตทั้งหมดจึงได้ถูกทำนอร์มัลไลซ์ ให้อยู่ในช่วง -1 ถึง 1

3.4 ผลการจำลอง

เพื่อประเมินประสิทธิภาพของวิธีการ HS-SVM-PSS ที่นำเสนอ ระบบไฟฟ้ากำลังแบบ 10 พื้นที่ของ IEEE 31 bus system ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ได้ถูกใช้เพื่อประเมินประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอในการศึกษา 60 สถานะการทำงานที่มี PSS แบบทั่วไปที่เหมาะสมที่สุด ได้ถูกใช้เพื่อสร้างชุดข้อมูลสำหรับสอน HS-SVM-PSS โดยในชุดทำงานทั้ง 60 สถานะการทำงาน กำลังการผลิตและโหลด ได้ถูกปรับอย่างเหมาะสม ดังนั้น $P_{ue,1-2}$ จึงถูกทำให้เปลี่ยนแปลงจาก 0.5 pu ถึง 3.0 pu, และ $P_{ue,8-9}$ ได้ถูกทำให้เปลี่ยนแปลงจาก 1.0 pu ถึง 4.5 pu ตามลำดับ

สำหรับการจูน PSS แบบทั่วไป เวกเตอร์ที่จะต้องถูกหาค่าเหมาะสมด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี คือ $X = [T_{11} \ T_{12} \ T_{13} \ T_{14} \ K_1 \ T_{51} \ T_{52} \ T_{53} \ T_{54} \ K_5]$ ข้อกำหนดการออกแบบระบบไฟฟ้ากำลังในสมการ (3.20) ได้ถูกตั้งค่าให้เป็นดังนี้ $\zeta_{spec} = 0.02$, $R_{spec} = -0.05$, $K_i \in [0.1 \ 5]$, $T_{ij} \in [0.01 \ 3]$ ในอีกด้านหนึ่ง พารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนีได้ถูกตั้งค่าให้เป็นดังนี้ $N = 10$, $NI = 1000$, $HMS = 15$, $HMCR = 0.95$, $PAR_{min} = 0.4$, $PAR_{max} = 0.9$, $BW_{min} = 0.0001$ และ $BW_{max} = 1.0$ พารามิเตอร์เหล่านี้ ได้ถูกเลือกด้วยการลองผิดและลองถูก (trial and error) และจากประสบการณ์ของผู้วิจัย ดังนั้น ค่าไอเกนทั้งหมดของสถานะการทำงานเหล่านี้จึงถูกวางในบริเวณเสถียรภาพ D

ในการใช้ HS สำหรับการสอน SVM นั้น มีพารามิเตอร์ของ SVM จำนวน 10 ตัว สำหรับ PSS จำนวน 2 ตัว ได้แก่ SVM_{T11} , SVM_{T12} , SVM_{T13} , SVM_{T14} , และ SVM_{K1} , for PSS at G1, และ SVM_{T51} , SVM_{T52} , SVM_{T53} , SVM_{T54} , และ SVM_{K5} , สำหรับ PSS ที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า G5 ตามลำดับ SVM แต่ละตัวได้ถูกสร้างแยกกัน โดยมีวัตถุประสงค์เดียวกัน คือ เพื่อหาแนวการแกว่งทั้งหมดการแกว่งระหว่างพื้นที่ และโหมดการแกว่งในพื้นที่

สำหรับการเลือกลักษณะเด่น ผลกระทบของชนิดของทฤษฎีการเลือกลักษณะเด่นควรได้รับการติดตาม เมื่อเปรียบเทียบกับในงานอื่นที่ใช้การเลือกลักษณะเด่น เช่น การรู้จำแบบ (pattern recognition) และเหมืองข้อมูล (data mining) พบว่าลักษณะเด่นระบบไฟฟ้ากำลังที่ในงานวิจัยนี้มีมิติที่เล็กมาก ดังนั้น การเลือกลักษณะเด่นที่เป็นไปได้ สามารถทำได้โดยการพิจารณาข้อมูลซึ่งมีผลกระทบต่อค่าเป้าหมาย (target) ของ SVM โดยตรง ในที่นี้ พารามิเตอร์ของ PSS ได้แก่ T_{11} , T_{12} , T_{13} , T_{14} , K_1 , T_{51} , T_{52} , T_{53} , T_{54} และ K_5 คือเอาต์พุตของ SVMs ดังนั้น ลักษณะเด่นที่เป็นไปได้ควรจะมีผลกระทบต่อพารามิเตอร์เหล่านี้ของ PSS ในอีกด้านหนึ่ง เมื่อสถานะการทำงานของระบบไฟฟ้ากำลังเปลี่ยนแปลงไป พารามิเตอร์ของ PSS อาจมีการเปลี่ยนแปลงตามด้วยเพื่อทำให้เสถียรภาพของระบบยังดีเท่าเดิมหรือ ยังอยู่ในบริเวณเสถียรภาพ D ดังนั้น ลักษณะเด่นที่ใช้ในงานวิจัยนี้

ประกอบด้วย ข้อมูลจากสภาวะการทำงานของระบบไฟฟ้ากำลัง ได้แก่ กำลังการผลิต, กำลังไฟฟ้าในสายส่งต่อเชื่อม และโหลด ผลที่ได้คือ ลักษณะเด่นระบบไฟฟ้ากำลังที่ถูกในการหาค่าเหมาะสมประกอบด้วยลักษณะเด่น 37 ลักษณะเด่น ได้แก่

$$PG_1, PG_2, PG_3, PG_4, PG_5, PG_6, PG_7, PG_8, PG_9, PG_{10},$$

$$L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7, L_8, L_9, L_{12}, L_{13}, L_{14}, L_{15}, L_{16}, L_{17}, L_{18}, L_{19},$$

$$P_{tie,1-2}, P_{tie,12-2}, P_{tie,13-3}, P_{tie,14-4}, P_{tie,15-5}, P_{tie,16-6}, P_{tie,17-7}, P_{tie,18-7}, P_{tie,19-8}, P_{tie,8-9},$$

เมื่อ PG_i คือ กำลังการผลิต (power generation) ที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าตัวที่ i

$P_{tie,m-n}$ คือ กำลังไฟฟ้าแอคทีฟที่สายส่งต่อเชื่อม (tie-line) ระหว่างบัส m และบัส n

L_b คือ โหลดที่บัส b

ในการหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ของ SVM การเลือกลักษณะเด่นด้วย HS นั้น พารามิเตอร์การค้นหาของ SVM ในสมการ (3.22) ได้ถูกตั้งค่าให้เป็นดังนี้ $C \in [10^1 \ 10^{10}]$, $\varepsilon \in [10^{-10} \ 10^{-1}]$, $\sigma \in [0.01 \ 10]$, $Feat^n \in [1 \ 37]$, และจำนวนลักษณะเด่นที่เป็นไปได้, $n = 3, 4, \dots, 10$ ในอีกด้านหนึ่ง พารามิเตอร์ของ HAS ได้ถูกตั้งค่าดังต่อไปนี้; $N = 13$, $NI = 1500$, $HMS = 25$, $HMCR = 0.95$, $PAR_{min} = 0.4$, $PAR_{max} = 0.9$, $BW_{min} = 0.0001$ and $BW_{max} = 1.0$ พารามิเตอร์เหล่านี้ได้ถูกเลือกด้วยวิธีลองผิดลองถูก (trial and error) และประสบการณ์ของผู้วิจัย

ผลที่ได้คือพารามิเตอร์ของ SVM และชุดของลักษณะเด่นที่เหมาะสม ที่หาค่าเหมาะสมด้วย HS ได้ถูกแสดงดังตาราง 3.2 ลักษณะเด่นของระบบไฟฟ้ากำลังที่เหมาะสมในคอลัมน์ 5 แสดงถึงคุณลักษณะของระบบที่ทำการศึกษา ซึ่งมีความสัมพันธ์กับแบบจำลองการทำนายของ SVM ลักษณะเด่นที่เหมาะสมที่สุดสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของ SVM เมื่อ SVM ถูกใช้เพื่อทำนายพารามิเตอร์ของ PSS ยกตัวอย่างเช่น จากตาราง 3.2 ลักษณะเด่นที่เหมาะสมที่สุดของ SVM_{T11} ประกอบด้วย L_1, L_2 และ $P_{tie,18-7}$ ซึ่งคือ กำลังไฟฟ้าที่โหลดที่บัส 1 และบัส 2 และกำลังไฟฟ้าต่อเชื่อมระหว่างบัส 18 ไปยังบัส 7 ตามลำดับ ซึ่งลักษณะเด่นเหล่านี้ มีผลต่อความแม่นยำในการทำนายค่าของ T_{11}

ตาราง 3.2 พารามิเตอร์ของ SVM และลักษณะเด่นของระบบไฟฟ้ากำลังหาค่าเหมาะสมด้วย HS

แบบจำลอง	พารามิเตอร์ของ SVM			ลักษณะเด่นของระบบไฟฟ้ากำลัง (Power system features)	MAE ($\times 10^{-3}$)
	C	ε	σ		
SVM_{T11}	3.26E+09	9.68E-07	0.0468	$L_1, L_2, P_{tie,18-7}$	0.5517
SVM_{T12}	1.84E+09	9.54E-07	0.4991	$L_4, L_{12}, L_{13}, L_{15}, L_{16}$	0.2033
SVM_{T13}	1.52E+09	2.58E-09	0.3069	$L_1, L_3, L_9, P_{tie,8-9}$	0.5454
SVM_{T14}	5.13E+08	8.94E-07	1.8049	$P_{tie,14-4}, P_{tie,17-7}, P_{tie,19-8}$	0.3057
SVM_{K1}	6.17E+09	9.53E-07	0.4076	$L_1, L_5, L_{11}, L_{16}, P_{tie,1-2}, P_{tie,15-5}$	0.7263
SVM_{T51}	4.21E+09	9.97E-07	0.0922	PG_{10}, L_1, L_2	0.5250
SVM_{T52}	3.64E+09	3.73E-07	0.5764	$PG_5, PG_6, PG_{10}, L_2, L_7, P_{tie,18-7}$	0.2277
SVM_{T53}	7.50E+08	3.76E-07	0.3798	$PG_5, P_{tie,13-3}, P_{tie,14-4}, P_{tie,16-6}, P_{tie,19-8}$	0.4744
SVM_{T54}	3.49E+09	6.06E-07	0.2332	$PG_1, PG_4, PG_5, PG_7, L_2, P_{tie,18-7}$	0.4737
SVM_{K5}	4.95E+07	6.81E-07	0.2024	$L_2, L_{10}, L_{11}, L_{13}, L_{16}$	0.4399

เพื่อประเมินประสิทธิภาพของ HS-SVM-PSS จึงได้ทำการเปรียบเทียบกับ PSS แบบทั่วไป (conventional PSS: CPSS) และ CVM-PSS (coupled vibration model: CVM) จากงานวิจัย [35] โดย CPSS ได้ถูกออกแบบที่จุดทำงาน $P_{tie,1-2} = 1.5$ pu และ $P_{tie,8-9} = 2.3$ pu โดยพิจารณาสภาวะการทำงานปกติระหว่างวัน (day-time) ของระบบที่ใช้ในการศึกษา [34] ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของ CPSS ดังแสดงในรูปที่ 3.2 และฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดังแสดงในสมการ (3.14) ตามลำดับ ผลที่ได้คือ CPSS ที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า G1 และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า G5 ที่หาค่าเหมาะสมแล้วได้ดังนี้

$$CPSS: U_{PSS1} = \left(\frac{0.37}{1+0.02s} \right) \left(\frac{5s}{(1+5s)} \right) \left(\frac{1+1.82s}{1+0.03s} \right) \left(\frac{1+2.31s}{1+0.01s} \right) \Delta\omega_1$$

$$U_{PSS5} = \left(\frac{0.23}{1+0.02s} \right) \left(\frac{5s}{(1+5s)} \right) \left(\frac{1+2.64s}{1+0.64s} \right) \left(\frac{1+2.09s}{1+0.01s} \right) \Delta\omega_5$$

เมื่อ U_{PSS1} คือ สัญญาณการทำให้เสถียรภาพของ PSS ที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าตัวที่ 1

U_{PSS5} คือ สัญญาณการทำให้เสถียรภาพของ PSS ที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าตัวที่ 5

$\Delta\omega_1$ คือ การเบี่ยงเบนความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าตัวที่ 1

$\Delta\omega_5$ คือ การเบี่ยงเบนความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าตัวที่ 5

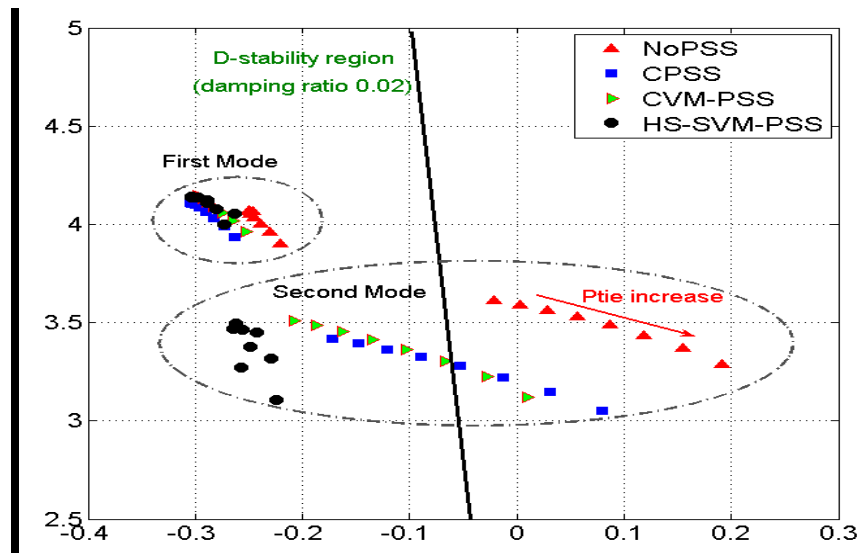
หมายเหตุ ที่สภาวะการทำงานปกติที่ใช้ CPSS ได้ถูกใช้เป็นส่วนหนึ่งของชุดข้อมูลสำหรับการ

สอน

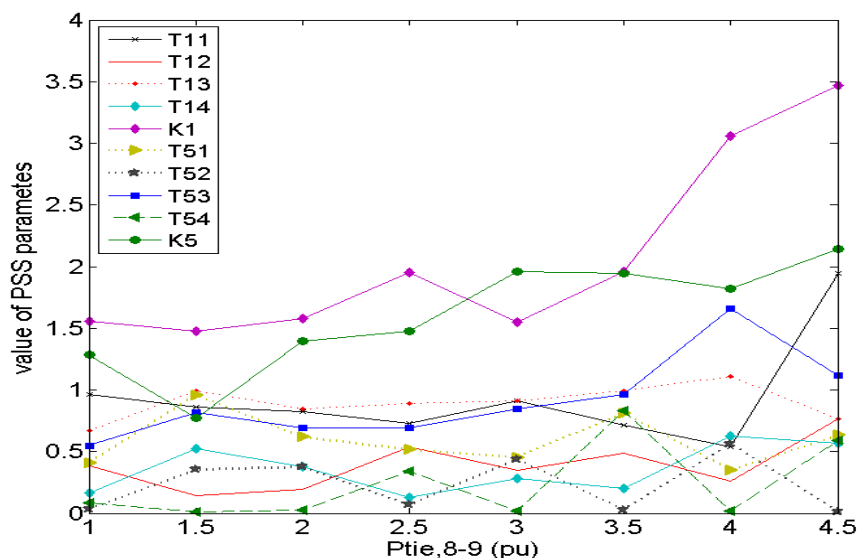
เส้นทางเดินรากของ eigenvalue ที่สอดคล้องกับโหมดการแกว่งระหว่างพื้นที่ทั้งสองโหมด เมื่อ $P_{tie,8-9}$ ได้ถูกเปลี่ยนแปลงจาก 1.0 pu จนถึง 4.5 pu ได้ถูกแสดงดังรูปที่ 3.5 ซึ่งพบว่า เมื่อกำลังไฟฟ้า

เพิ่มขึ้น, the locus of two dominant modes ในกรณีของ HS-SVM-PSS ยังคงอยู่ในบริเวณเสถียรภาพ D (D-stability region) ในทางตรงกันข้าม เส้นทางเดินรากในกรณีของ NoPSS, CPSS และ CVM-PSS นั้นได้อยู่นอกบริเวณเสถียรภาพ D หนึ่งโหมด (โหมดอันดับสอง) NoPSS, CPSS และ CVM-PSS ได้สูญเสียผลการทำเสถียรภาพ ผลการจำลองนี้แสดงให้เห็นว่า การไหลของกำลังไฟฟ้าผ่านสายส่งต่อเชื่อมในปริมาณมาก (heavy tie-line power flow) มีผลกระทบอย่างชัดเจนต่อประสิทธิภาพของการหน่วงของ NoPSS, CPSS และ CVM-PSS รูปที่ 3.6 แสดงค่าพารามิเตอร์ของ PSS เมื่อกำลังไฟฟ้าของสายส่งต่อเชื่อม 8-9 มีการเปลี่ยนแปลงจาก 1.0 pu ถึง 4.5 pu

นอกจากนี้ กรณีศึกษา 3 กรณี ดังแสดงในตาราง 3.3 ได้ถูกทำการจำลอง ตาราง 3.4 แสดงพารามิเตอร์ของ PSS ที่คำนวณด้วย HS-SVM-PSS ของกรณีศึกษา ตาราง 3.5 แสดงการเปรียบเทียบค่า eigenvalue และอัตราการหน่วง (damping ratio) ระหว่าง CPSS, CVM-PSS และ HS-SVM-PSS



รูปที่ 3.5 โลกัษของราก (root locus) ของโหมดการแกว่งระหว่างพื้นที่ สองโหมดที่สำคัญ



รูปที่ 3.6 พารามิเตอร์ของ PSS เมื่อกำลังไฟฟ้าในสายส่งต่อเชื่อม 8-9 มีการเปลี่ยนแปลง

ตาราง 3.3 สภาวะการไหลของกำลังไฟฟ้าในสายส่งต่อเชื่อม กรณีศึกษา (ค่าฐาน 1000 MVA)

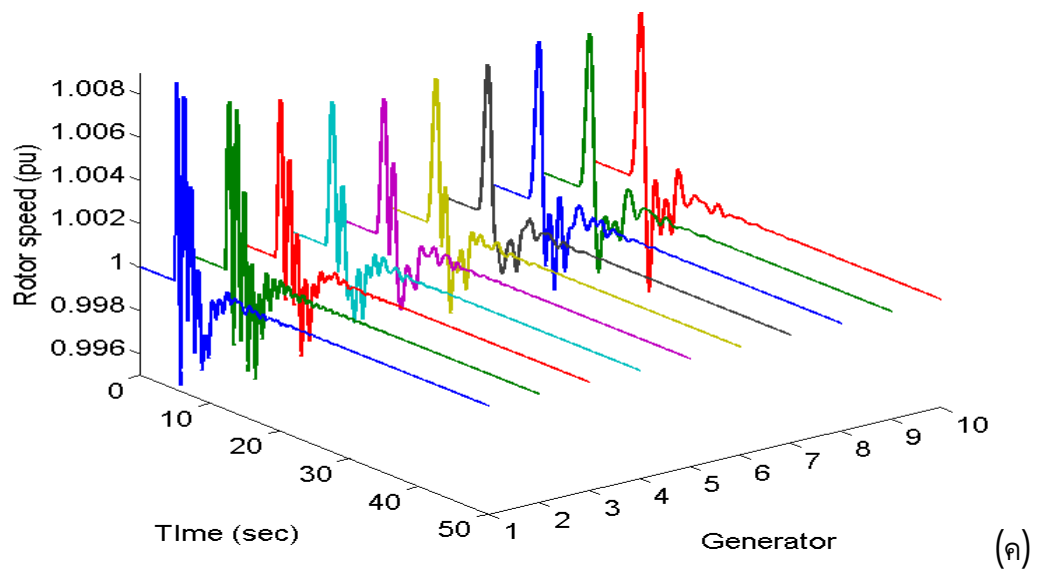
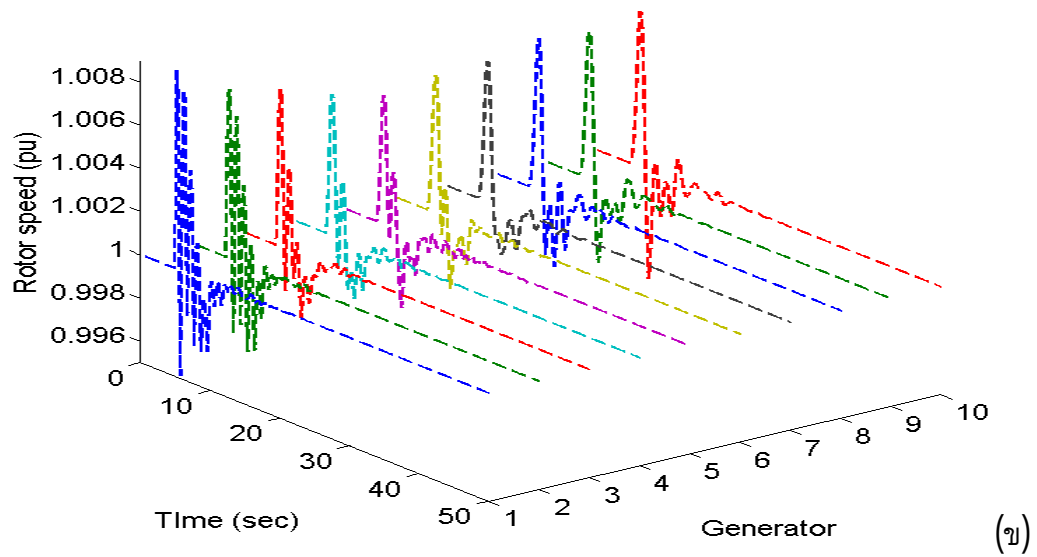
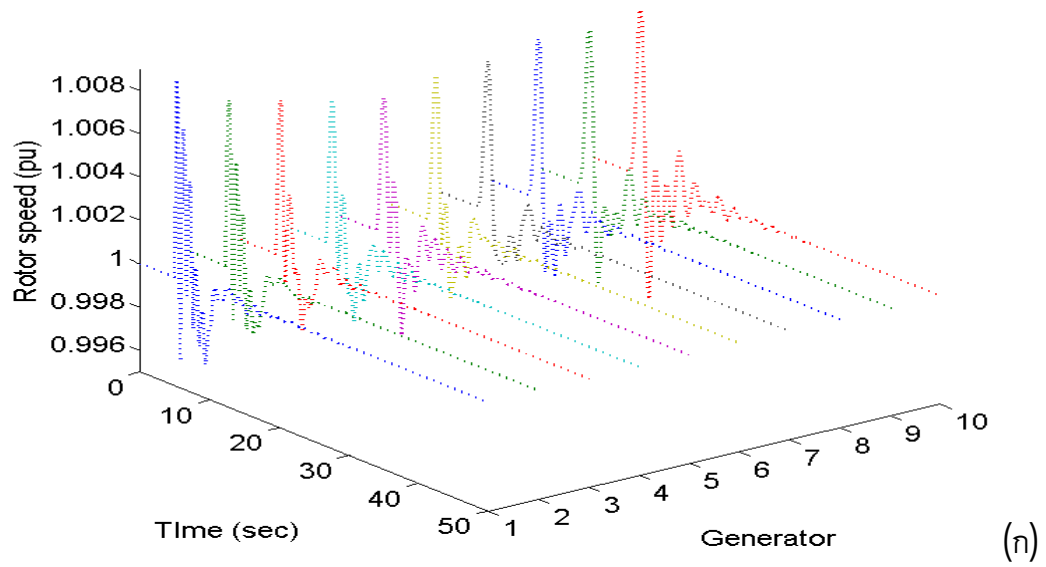
กรณี	สภาวะของระบบ		
	$P_{tie,1-2}$	$P_{tie,8-9}$	ตำแหน่งการเกิดความผิดปกติ
1	2.50	2.37	Line 4-5
2	2.34	4.59	Bus 5
3	4.80	4.70	Line 1-2

ตาราง 3.4 พารามิเตอร์ของ PSS ที่คำนวณด้วย HS-SVM-PSS

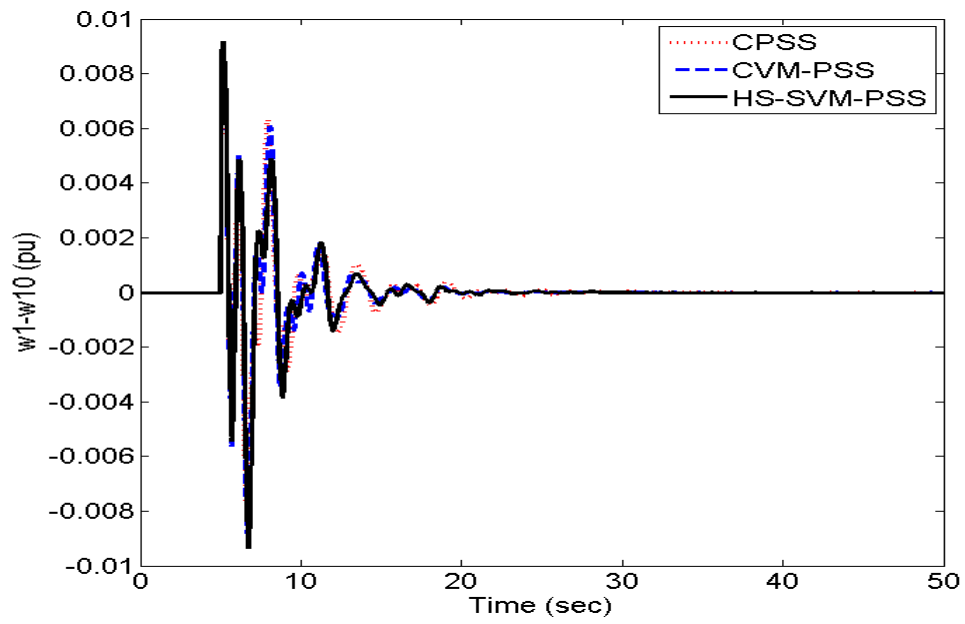
กรณี	พารามิเตอร์ของ PSS									
	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14}	K_1	T_{51}	T_{52}	T_{53}	T_{54}	K_5
1	2.1717	0.3911	1.9077	0.476	0.4545	2.2745	0.2539	1.5301	0.2573	0.2051
2	0.1515	0.4689	1.8886	0.3465	4.9393	1.0811	0.0104	1.1588	0.9208	1.1119
3	1.422	1.810	1.056	0.768	2.757	2.9986	0.0936	1.4908	1.3495	0.7377

ตาราง 3.5 การเปรียบเทียบค่าไอเกน (eigenvalue) และอัตราการหน่วง (damping ratio) ระหว่าง CPSS, CVM-PSS และ HS-SVM-PSS

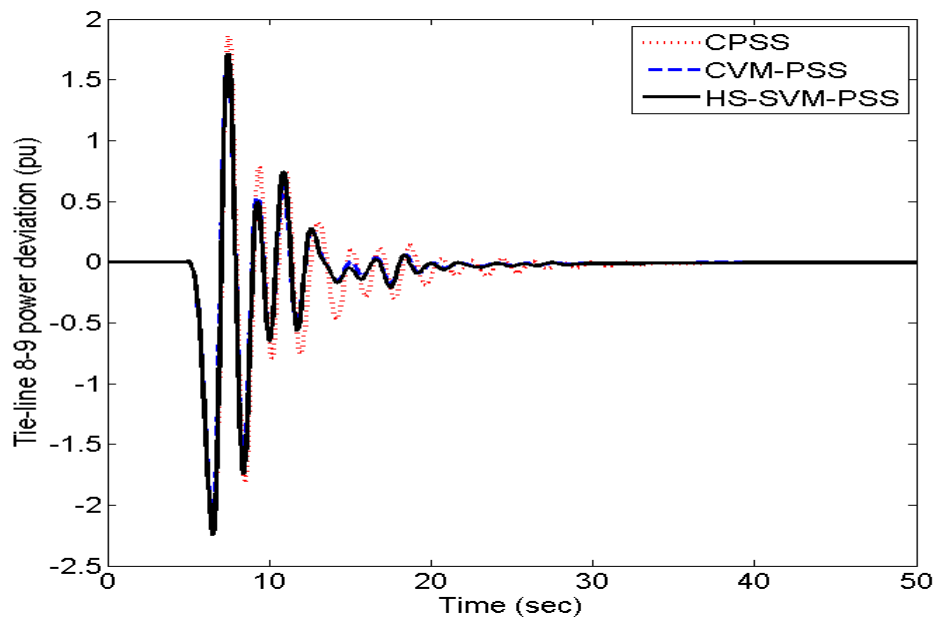
กรณี	CPSS	CVM-PSS	HS-SVM-PSS
1	$-0.3092 \pm j4.0898, \zeta = 0.0753$	$-0.3061 \pm j4.1214, \zeta = 0.0740$	$-0.2989 \pm j4.1377, \zeta = 0.0720$
	$-0.1892 \pm j3.3320, \zeta = 0.0566$	$-0.2737 \pm j3.4163, \zeta = 0.0798$	$-0.2713 \pm j3.4281, \zeta = 0.0788$
2	$-0.1414 \pm j3.2137, \zeta = 0.0439$	$-0.2324 \pm j3.2717, \zeta = 0.0708$	$-0.3719 \pm j3.4837, \zeta = 0.1062$
	$-0.0280 \pm j2.4056, \zeta = 0.0116$	$-0.00538 \pm j2.4185, \zeta = 0.0022$	$-0.1331 \pm j2.3868, \zeta = 0.0557$
3	$-0.0485 \pm j2.8202, \zeta = 0.0171$	$-0.0557 \pm j3.0809, \zeta = 0.0180$	$-0.1129 \pm j3.8358, \zeta = 0.0294$
	$+0.0661 \pm j2.3234, \zeta = -0.0280$	$+0.0068 \pm j2.3361, \zeta = -0.0029$	$-0.0753 \pm j3.1278, \zeta = 0.0241$



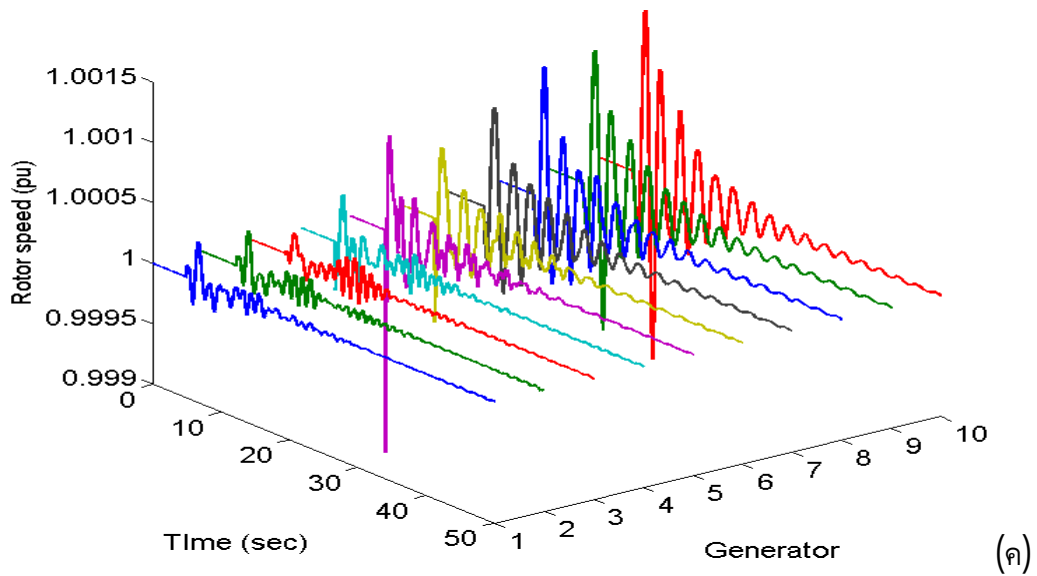
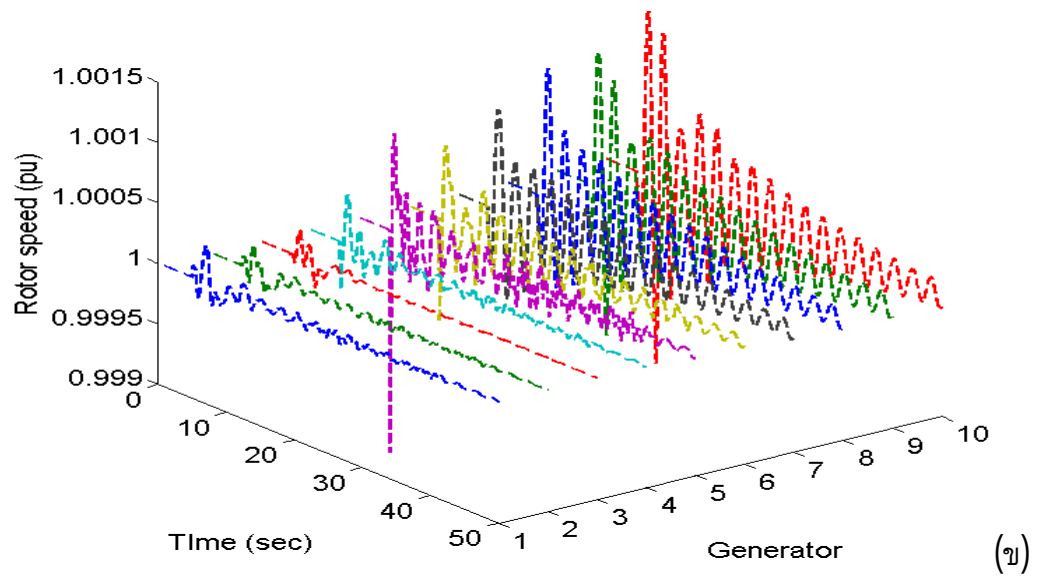
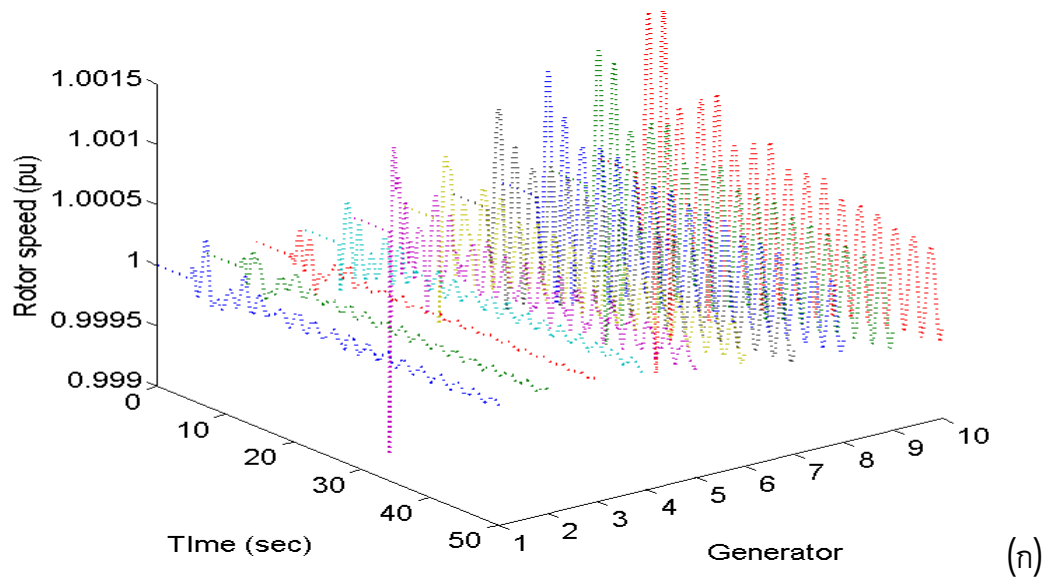
รูปที่ 3.7 ความเร็วโรเตอร์ กรณี 1 (ก) CPSS (ข) CVM-PSS (ค) HS-SVM-PSS



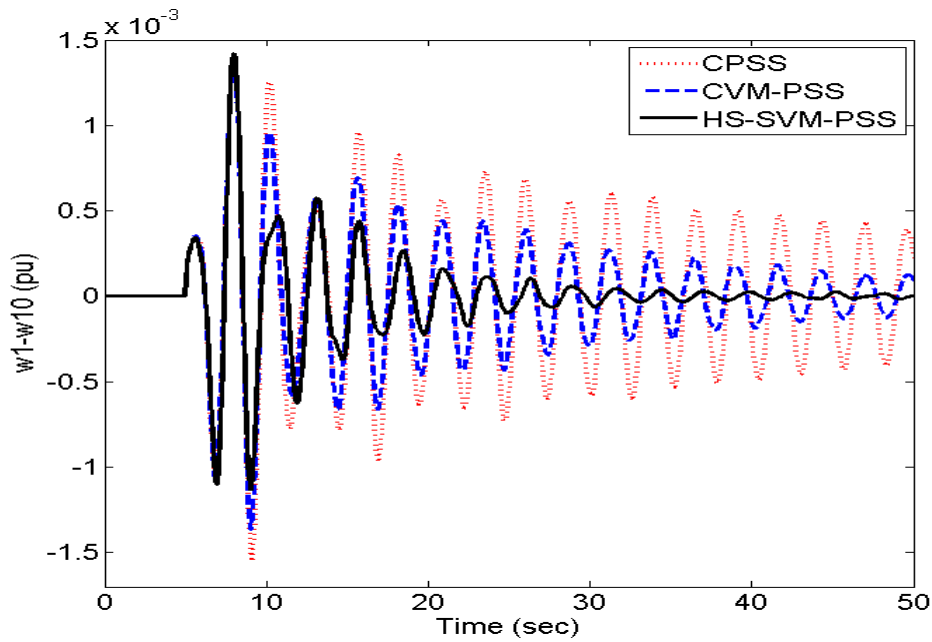
รูปที่ 3.8 ผลต่างของความเร็วระหว่าง G1 and G10 ($\omega_1 - \omega_{10}$) กรณี 1



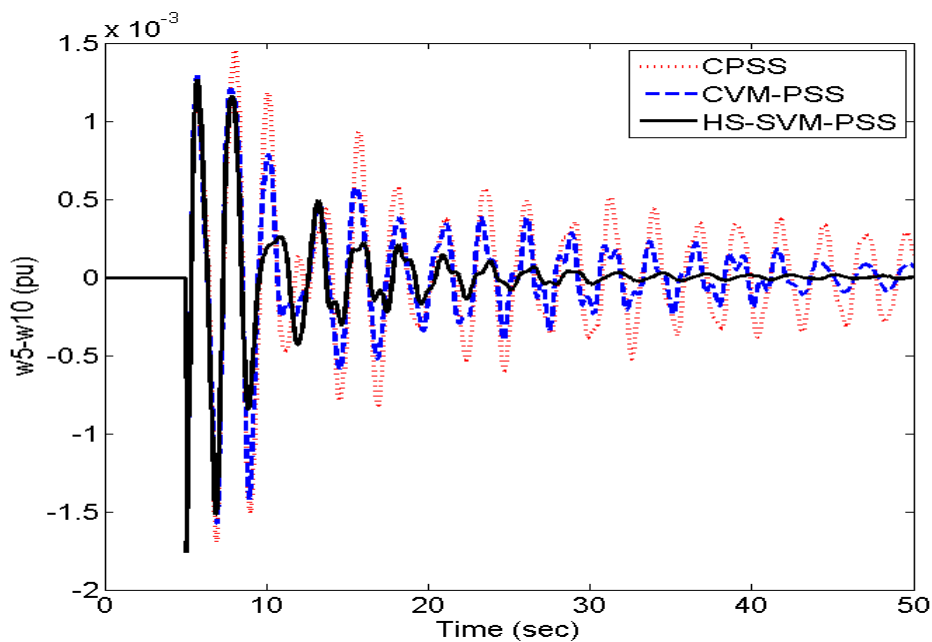
รูปที่ 3.9 การเบี่ยงเบนกำลังไฟฟ้าของสายส่งต่อเชื่อม 8-9 กรณี 1



รูปที่ 3.10 ความเร็วโรเตอร์ กรณี 2 (ก) CPSS (ข) CVM-PSS (ค) HS-SVM-PSS



รูปที่ 3.11 ผลต่างของความเร็วระหว่าง G1 และ G10 ($\omega_1 - \omega_{10}$) กรณี 2



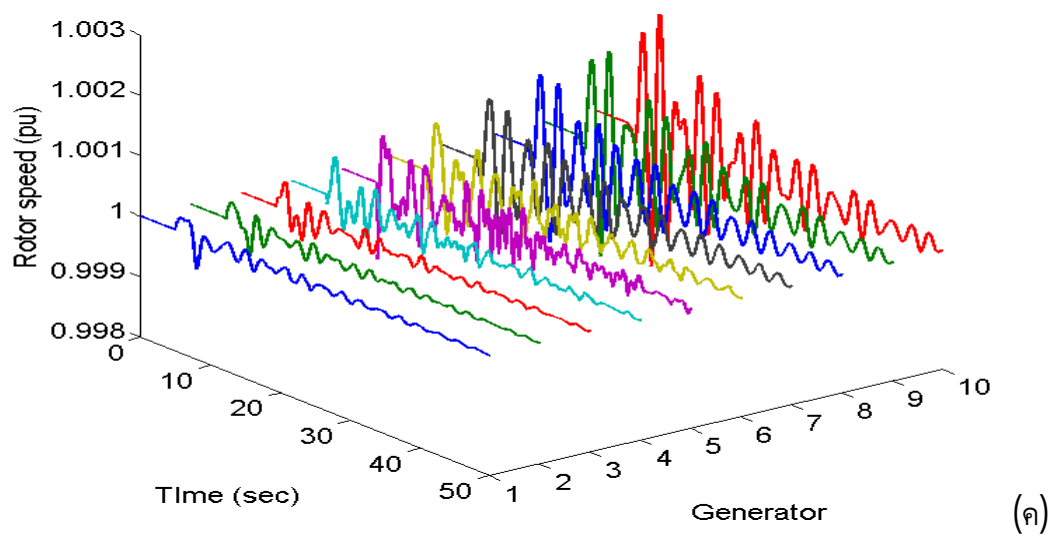
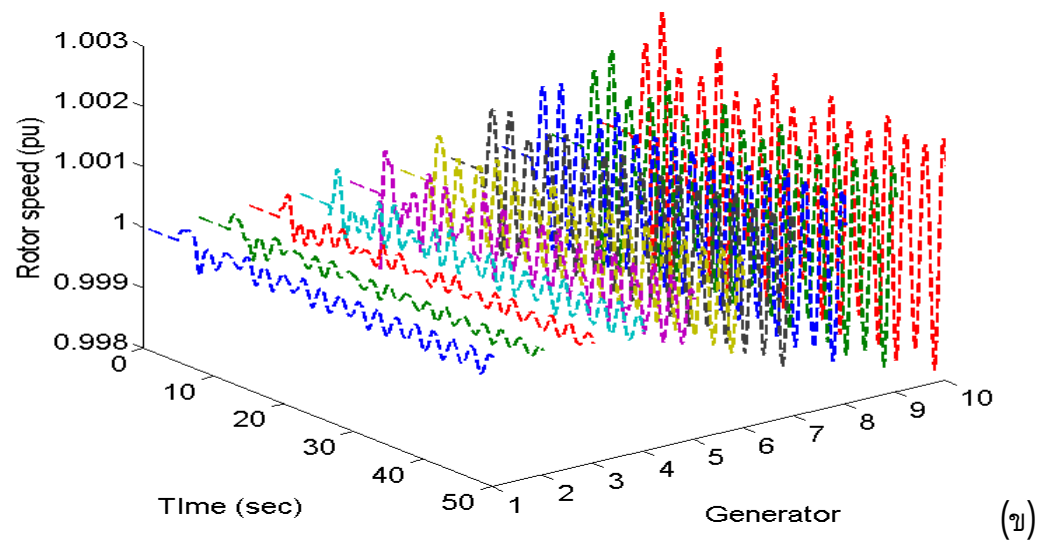
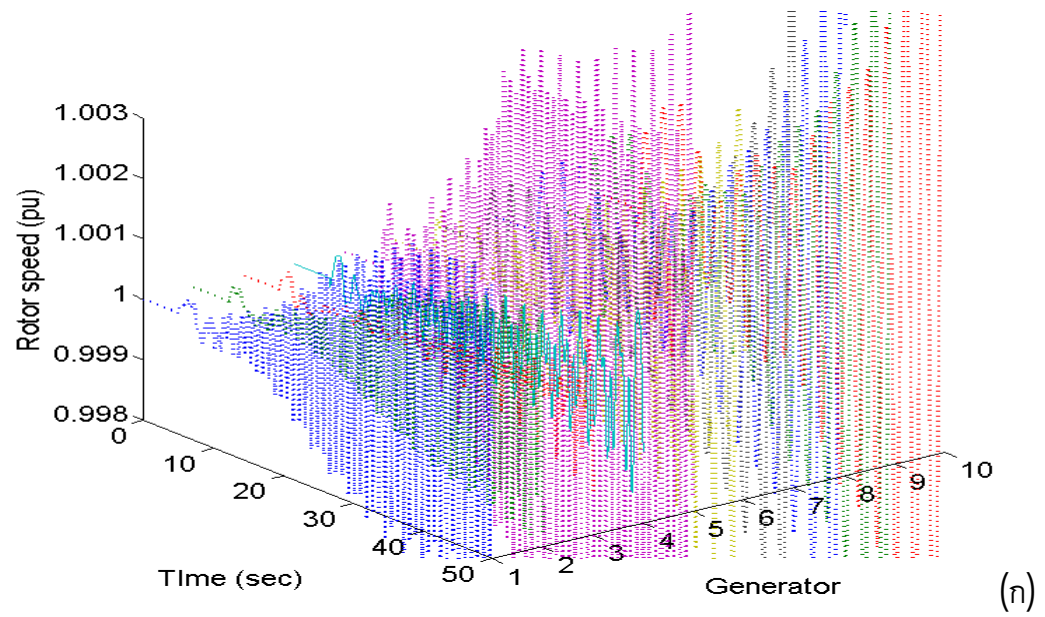
รูปที่ 3.12 ผลต่างของความเร็วระหว่าง G5 และ G10 ($\omega_5 - \omega_{10}$) กรณี 2

กรณี 1 สมมุติเกิดความผิดปกติแบบ 3 ϕ ที่จุดกลางของสายส่งต่อเชื้อหนึ่งเส้นระหว่างบัส 4 และบัส 5 เวลา 5.0 s หลังจากนั้น ความผิดปกติได้ถูกกำจัดโดยธรรมชาติที่เวลา 70 ms รูปที่ 3.7 แสดงผลตอบสนองของการเบี่ยงเบนความเร็วที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าทั้งหมด วิธี CPSS, CVM-PSS และ HS-SVM-PSS สามารถหน่วงการแกว่งของกำลังไฟฟ้าได้ รูปที่ 3.8 แสดงความแตกต่างของความเร็วโรเตอร์ระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า G1 และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า G10 รูปที่ 3.9 แสดงการเบี่ยงเบนของกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม 8-9 ซึ่งสามารถพบว่าผลต่างของความเร็วโรเตอร์และการแกว่งของ

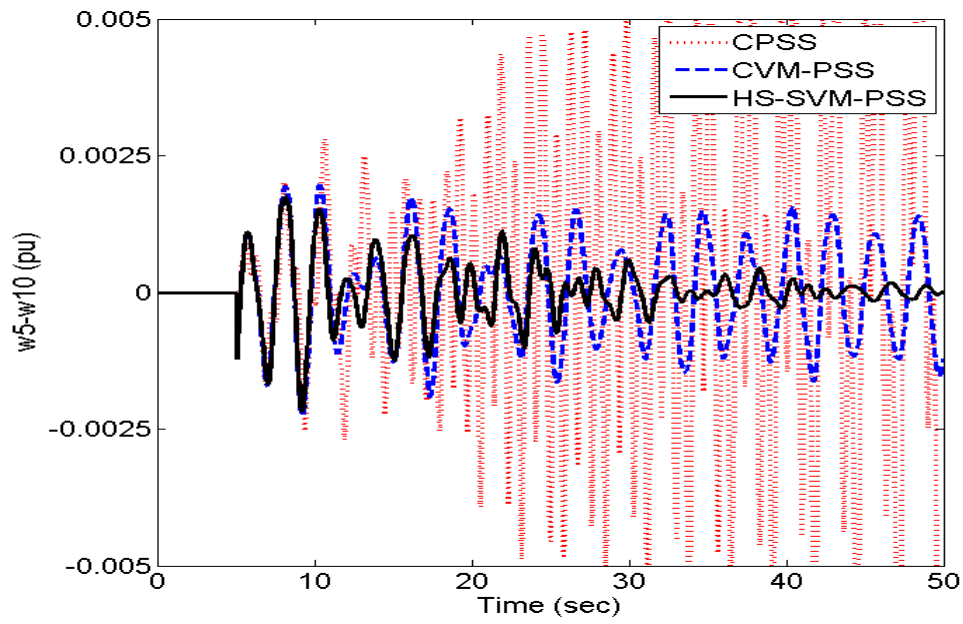
กำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมในกรณีของ CVM-PSS และ HS-SVM-PSS เหมือนกับกรณี CPSS กรณีนี้นำเสนอเพื่อยืนยันว่า ที่สภาวะการทำงานปกติทั้ง CPSS, CVM-PSS และ HS-SVM-PSS สามารถหน่วงการแกว่งได้เป็นผลสำเร็จ

กรณี 2 สมมุติเกิดความผิดปกติแบบ 3 ϕ ที่บัส 5 เวลา 5.0 s ความผิดปกติได้ถูกกำจัดไปตามธรรมชาติที่เวลา 70 ms ต่อมา รูปที่ 3.10 แสดงผลตอบสนองของการเบี่ยงเบนความเร็วที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าทุกเครื่อง รูปที่ 3.11 แสดงผลต่างของความเร็วโรเตอร์ระหว่าง G1 และ G10 รูปที่ 3.12 แสดงการเบี่ยงเบนของกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม 8-9 จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่า เมื่อการไหลของกำลังไฟฟ้าผ่านสายส่งต่อเชื่อมมีขนาดเพิ่มขึ้น ผลของการทำเสถียรภาพด้วย CPSS และ CVM-PSS จะไม่ค่อยดีอย่างชัดเจน โดยการแกว่งของกำลังไฟฟ้าจะมีขนาดรุนแรงและใช้เวลานานในการกลับสู่ศูนย์ในทางตรงกันข้าม HS-SVM-PSS ที่นำเสนอสามารถหน่วงการแกว่งของกำลังไฟฟ้าอย่างมีประสิทธิภาพ ผลการจำลองเหล่านี้ยืนยันว่า HS-SVM-PSS มีประสิทธิภาพเหนือกว่า CPSS และ CVM-PSS อย่างมาก ภายใต้สภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงการไหลของกำลังไฟฟ้าในสายส่งต่อเชื่อม ในกรณีนี้ การรบกวนอย่างรุนแรงได้เกิดขึ้นพร้อมกับการไหลของกำลังไฟฟ้าในสายส่งต่อเชื่อมที่มีปริมาณมาก ดังนั้น เวลาในการลู่เข้า (settling time) ของการควบคุมด้วย HS-SVM-PSS จึงมีค่ามากกว่า 30 s อย่างไรก็ตาม เวลาในการลู่เข้าของ HS-SVM-PSS ยังน้อยกว่าเวลาในการลู่เข้าของ CPSS และ CVM-PSS

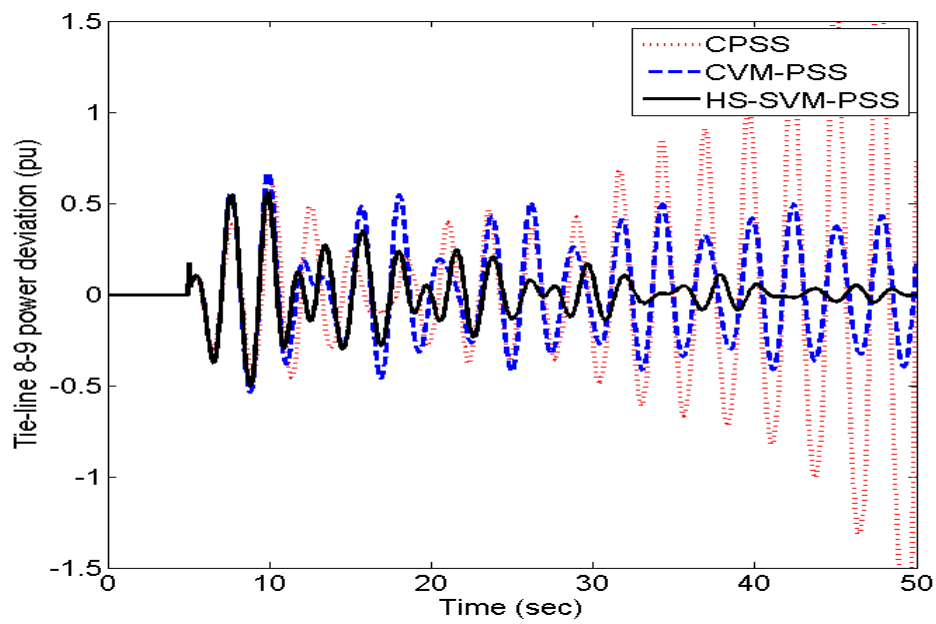
กรณี 3 สมมุติว่าเกิดความผิดปกติแบบ 3 ϕ ตรงจุดกลางของสายส่งต่อเชื่อมเส้นหนึ่ง ระหว่างบัส 1 และบัส 2 ที่เวลา 5.0 s ความผิดปกติได้ถูกกำจัดไปที่เวลา 70 ms ต่อมา ในกรณีนี้ ระบบไฟฟ้ากำลังทำงานนอกช่วงการสอนของ SVM (ข้อมูลสำหรับสอนได้ตั้งค่า คือ $P_{tie,1-2}=[0.5-3.0 \text{ pu}]$, $P_{tie,8-9}=[1.0-4.5 \text{ pu}]$ สำหรับกรณี 3 ได้ตั้งค่าคือ $P_{tie,1-2}=4.80 \text{ pu}$, $P_{tie,8-9}=4.7 \text{ pu}$) ดังผลตอบสนองของการเบี่ยงเบนความเร็วสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทุกเครื่องแสดงดังรูปที่ 3.13 พบว่า HS-SVM-PSS สามารถหน่วงการแกว่งได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในขณะที่การหน่วงในกรณีของ CPSS และ CVM-PSS สูญเสียเสถียรภาพของการหน่วง ผลต่างของความเร็วระหว่าง G1 และ G10 แสดงดังรูปที่ 3.14 และการเบี่ยงเบนของกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม 8-9 แสดงดังรูปที่ 3.15 จะเห็นว่า CPSS และ CVM-PSS สูญเสียการทำเสถียรภาพอย่างแท้จริง กำลังไฟฟ้าที่ไหลผ่านสายส่งต่อเชื่อมมีการแกว่งอย่างรุนแรงและระบบได้กลายเป็นไม่มีเสถียรภาพ ในทางตรงกันข้าม HS-SVM-PSS สามารถหน่วงการแกว่งในกรณีนี้ได้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ การแกว่งของกำลังไฟฟ้าได้รับการหน่วงอย่างแท้จริง ผลการจำลองนี้ แสดงให้เห็นว่า HS-SVM-PSS สามารถทำงานนอกช่วงการสอนได้ เพราะหลักการที่เป็นแบบลดความเสี่ยงเชิงโครงสร้างให้ต่ำสุดของ SVM ทำให้ HS-SVM-PSS สามารถทำนายข้อมูลที่อยู่นอกช่วงการสอนได้อย่างมีประสิทธิภาพ ผลการศึกษาแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่า HS-SVM-PSS มีประสิทธิภาพเหนือกว่า CPSS และ CVM-PSS อย่างชัดเจน ซึ่งแสดงว่า SVM มีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้ออกแบบ PSS แบบปรับตัวได้ สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังแบบหลายเครื่องจักร



รูปที่ 3.13 ความเร็วโรเตอร์ กรณี 3 (ก) CPSS (ข) CVM-PSS (ค) HS-SVM-PSS



รูปที่ 3.14 ผลต่างของความเร็วระหว่าง G5 และ G10 ($\omega_5 - \omega_{10}$) กรณี 3



รูปที่ 3.15 การเบี่ยงเบนกำลังไฟฟ้าของสายส่งต่อเชื่อม 8-9 กรณี 3

3.5 สรุปผล

ในบทนี้ ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนหาค่าเหมาะสมด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี ได้ถูกประยุกต์ใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของ PSS แบบปรับตัวได้ ในขั้นตอนการสอน ข้อมูลที่ได้จากระบบไฟฟ้ากำลังแบบหลายพื้นที่ได้ถูกพิจารณาเป็นลักษณะเด่นอินพุตของแบบจำลอง HS-SVM-PSS อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนีถูกใช้เพื่อหาค่าเหมาะสมที่สุดของชุดของลักษณะเด่นอินพุตและพารามิเตอร์ของ SVM ดังนั้น วิธีการ HS-SVM-PSS ที่นำเสนอจึงสามารถที่จะถูกสอนด้วยชุดของลักษณะเด่นที่เหมาะสมที่สุดและพารามิเตอร์ปรับค่าได้ของ SVM ที่เหมาะสมที่สุด ผลการจำลองกับระบบไฟฟ้ากำลัง IEEE 10 เครื่องจักรของญี่ปุ่นตะวันตก แสดงให้เห็นว่า ผลของการหน่วงเมื่อควบคุมด้วย HS-SVM-PSS ดีกว่าการควบคุมด้วย CPSS และ CVM-PSS ภายใต้สภาวะการไหลของโหลด (load flow) หลายๆ แบบ และการรบกวนหลายๆ ชนิด อย่างชัดเจน

3.6 เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Kundur, *Power system stability and control*, McGraw-Hill, 1994.
- [2] G. Rogers, *Power system oscillations*, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [3] R. Tapia, O. Aguilar, H. Minor, and C. Santiago, "Power system stabilizer and secondary voltage regulator tuning for multi-machine power systems," *Electric Power Components and Systems*, vol.40, pp.1751-1767, 2012.
- [4] S.R. Karnik, A.B. Raju, M.S. Raviprakash, "Application of Taguchi robust design techniques for the tuning of power system stabilizers in a multi-machine power system," *Electric Power Components and Systems*, vol.39, pp.948-964, 2011.
- [5] Y. Zhang, O.P. Malik, G.P. Chen, "Artificial neural network power system stabilizers in multi-machine power system environment," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.10, no.1, pp.147-155, 1995.
- [6] W. Liu, G.K. Venayagamoorthy, D.C. Wunsch. "Design of an adaptive neural network based power system stabilizer," *Neural Networks*, vol.16, no.5-6, pp.891-898, 2003.
- [7] B. Changaroon, S.C. Srivastava, D. Thukaram, "A neural network based power system stabilizer suitable for on-line training: a practical case study for EGAT system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.15, no.1, pp.103-109, 2000.
- [8] M. Farahani, "On-line tuning of a wavelet neural proportional-integral controller for excitation control of a generator," *Electric Power Components and Systems*, vol.40(12), pp.1351-1361, 2012.
- [9] M. Farahani, and S. Ganjefar, "Intelligent control of a static synchronous series compensator via a self-tuning proportional-integral-derivative controller based on the Lyapunov method to mitigate inter-area oscillations," *Electric Power Components and*

- Systems*, vol.41(7), pp.716-728, 2013.
- [10] D.K. Chaturvedi, O.P. Malik, "Generalized neuron-based adaptive PSS for multimachine environment," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.20, no.1, pp.358-366, 2005.
 - [11] R. Segal, M.L. Kothari, S. Madnami, "Radial basis function (RBF) network adaptive power system stabilizer," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.15, no.2, pp.722-727, 2000.
 - [12] Abido, M.A., Abdel-Magid, Y.L. "Adaptive tuning of power system stabilizers using radial basis function networks," *Electric Power Syst. Res.*, vol.49, pp.21-29, 1999.
 - [13] Yuan-Yih Hsu, Chao-Rong Chen, "Tuning of power system stabilizers using an artificial neural network," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.6, no.4, pp. 612-619, 1991.
 - [14] M. Ramirez-Gonzalez, O.P. Malik, "Power system stabilizer design using an online adaptive neurofuzzy controller with adaptive input link weights," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.23, no.3, pp.914-922, 2008.
 - [15] D.K. Chaturvedi, O.P. Malik, "Neurofuzzy power system stabilizer," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.23, no.3, pp.887-894, 2008.
 - [16] M.A. Abido, Y.L. Abdel-Magid, "A hybrid neuro-fuzzy power system stabilizer for multimachine power systems," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.13, no.4, pp.1323-1330, 1998.
 - [17] K.R. Sudha, Y. Butchi Raju, P.V.G.D. Prasad Reddy, "Adaptive power system stabilizer using support vector machine," *Int. Eng. Sci. Tech.*, vol.2, no.3, pp.442-447, 2010.
 - [18] U. Boonprasert, N. Theera-Umpon, C. Rakpenthai, "Support vector regression based adaptive power system stabilizer," *Proc. the 2003 Int. Symposium on Circuits and Systems 2003 (ISCAS '03)*, vol. 3, pp.371-374, 2003.
 - [19] N. Cristianini, J. Shawe-taylor, *An introduction to support vector machines*, Cambridge University Press, 2000.
 - [20] Alex J. Smola, B. Scholkopf, "A tutorial on support vector regression," *Statistics and Computing*, vol.14, pp.199-222, 2004.
 - [21] R. Umamaheswari, R. Sarathi, "Identification of partial discharges in gas-insulated switchgear by ultra-high-frequency technique and classification by adopting multi-class support vector machines," *Electric Power Components and Systems*, vol.39, pp.1577-1595, 2011.
 - [22] B. Dora Arul Selvi, N. Kamaraj, "Transient stability assessment using fuzzy combined support vector machines," *Electric Power Components and Systems*, vol.38, pp.737-751, 2010.

- [23] Z. Moravej, A.A. Abdoos, M. Pazoki, "Detection and classification of power quality disturbances using wavelet transform and support vector machines," *Electric Power Components and Systems*, vol.38, pp.182-196, 2010.
- [24] K. Guney, M. Onay, "Optimal synthesis of linear antenna arrays using a harmony search algorithm," *Expert Systems with Applications*, vol.38, no.12, pp.15455-15462, 2011.
- [25] Z.W. Geem, J.H. Kim, G.V. Loganathan, "A new heuristic optimization algorithm: Harmony search," *Simulation*, vol.76, no.2, pp.60-68, 2001.
- [26] Rayapudi Srinivasa Rao, K. Satish, S.V.L. Narasimham, "Optimal conductor size selection in distribution systems using the harmony search algorithm with a differential operator," *Electric Power Components and Systems*, vol.40, pp.41-56, 2012.
- [27] V. Ravikumar Pandi, B.K. Panigrahi, Ramesh C. Bansal, Swagatam Das, Ankita Mohapatra, "Economic load dispatch using hybrid swarm intelligence based harmony search algorithm," *Electric Power Components and Systems*, vol.39, pp.751-767, 2011.
- [28] A.Y. Abdelaziz, R.A. Osama, and S.M. Elkhodary, "Distribution systems reconfiguration using ant colony optimization and harmony search algorithms," *Electric Power Components and Systems*, vol.41(5), pp.537-554, 2013.
- [29] R. Arul, G. Ravi, and S. Velusami, "Solving optimal power flow problems using chaotic self-adaptive differential harmony search algorithm," *Electric Power Components and Systems*, vol.41(8), pp.782-805, 2013.
- [30] J. Ma, S. Garlapati, and J.S. Thorp, "Robust wide area measurement system-based control of inter-area oscillations," *Electric Power Components and Systems*, vol.39(9), pp.850-862, 2011.
- [31] H.A. Abdelsalam, and A.Y. Abdelaziz, "Wide-area automatic voltage regulators controller for damping oscillations based on inter-area modes," *Electric Power Components and Systems*, vol.41(9), pp.912-925, 2013.
- [32] T. Zabaoui, L.-A. Dessaint, F.-A. Okou, and R. Grondin, "Coordinating control of static VAR compensators and synchronous generators based on selected remote measurements," *Electric Power Components and Systems*, vol.39(5), pp.405-422, 2011.
- [33] Technical Committee of the Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEEJ), *Japanese Power System Models*, Available at: <http://www.iee.or.jp/pes/model/english/index.html>
- [34] M. Watanabe, T. Izumi, T. Hashiguchi, Y. Mitani, "An approach for tuning of power system stabilizer based on the wide area phasor measurements," *Proc 15th Power*

Syst Comp Conf 2005.

- [35] A. N. Cuk Supriyadi, I. Ngamroo, S. Dechanupaprittha, M. Watanabe, and Y. Mitani, "GPS synchronized phasor measurement units based-wide area robust PSS parameters optimization," *European Trans. Electr. Power*, vol.21(1), pp.345-362, 2011.

บทที่ 4

การควบคุมประสานกันของมุมพิชของใบกังหันลม และรถไฟฟ้า โดยใช้ MPC สำหรับการควบคุมความถี่ในระบบไมโครกริด

ในบทนี้จะกล่าวถึงการควบคุมประสานกันของมุมพิชของใบพัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม (blade pitch angle of wind turbine generators) และรถยนต์ไฟฟ้าปลั๊กอินไฮบริดจ์ (plug-in hybrid electric vehicles: PHEV) เพื่อควบคุมความถี่โวลต์ในระบบไฟฟ้ากำลังโดยใช้การควบคุมแบบ MPC (model predictive controls: MPC) MPC เป็นวิธีการควบคุมบนพื้นฐานของการพยากรณ์แบบจำลอง (model-based predictive control) ที่มีประสิทธิภาพ ซึ่งทำการคำนวณสัญญาณควบคุมในอนาคต ด้วยการใช้ทฤษฎีการหาค่าเหมาะสมที่สุด โดยการใช้แบบจำลองระบบ (plant model) สัญญาณระบบในปัจจุบันและในอดีต MPC สำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV สามารถใช้เพื่อลดการแกว่งของความถี่ในระบบไมโครกริด (microgrid) อย่างมีประสิทธิภาพ อย่างไรก็ตาม สำหรับระบบขนาดใหญ่ ต้องใช้จำนวน PHEV จำนวนมากเพื่อให้ได้การเบี่ยงเบนความถี่ในช่วงที่ต้องการ ในกรณีที่ต้องการลดจำนวนของ PHEV จึงมีการนำเสนอการลดการแกว่งของกำลังไฟฟ้าที่ผลิตจากฟาร์มกังหันลมด้วยการควบคุมมุมพิชโดยใช้หลักการของ MPC และประสานกับการควบคุม PHEV ในงานวิจัยนี้ ผลการจำลองยืนยันว่าวิธีการควบคุมประสานกันระหว่างมุมพิชและ PHEV โดยใช้ MPC สามารถลดจำนวนของ PHEV และลดการแกว่งของความถี่ได้อย่างชัดเจน นอกจากนี้ ทฤษฎีที่นำเสนอยังมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบเหนือกว่าตัวควบคุมแบบ PID

4.1 บทนำ

หลักการของไมโครกริดได้รับความสนใจอย่างมากทั่วโลก โดยเฉพาะสำหรับระบบจำหน่าย (distribution system) เพราะไมโครกริดสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของเสถียรภาพระบบและความสามารถในการจัดการพลังงาน [1-2] ไมโครกริดประกอบด้วย เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจาย (distributed generators: DG) หลายตัว และโหลดที่สัมพันธ์กัน [1] การดำเนินการของแหล่งจ่ายพลังงานหมุนเวียน (renewable energy sources: RES) ในระบบไมโครกริด โดยเฉพาะการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากลม (wind power generation) มีแนวโน้มเพิ่มมากขึ้นอย่างชัดเจน เพราะมีผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อมน้อยและมีปริมาณมาก [2-4] ถึงแม้ว่า ความเร็วลมมีลักษณะเปลี่ยนแปลง และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของกังหันลม (windmill output) ขึ้นตรงกับทอของความเร็วลม (cube of wind speed) ดังนั้น กำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าพลังงานลม (wind turbine generator: WTG) จึงมีการแกว่งและเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้เกิดปัญหาการแกว่งของความถี่ขนาดใหญ่ [5-7]

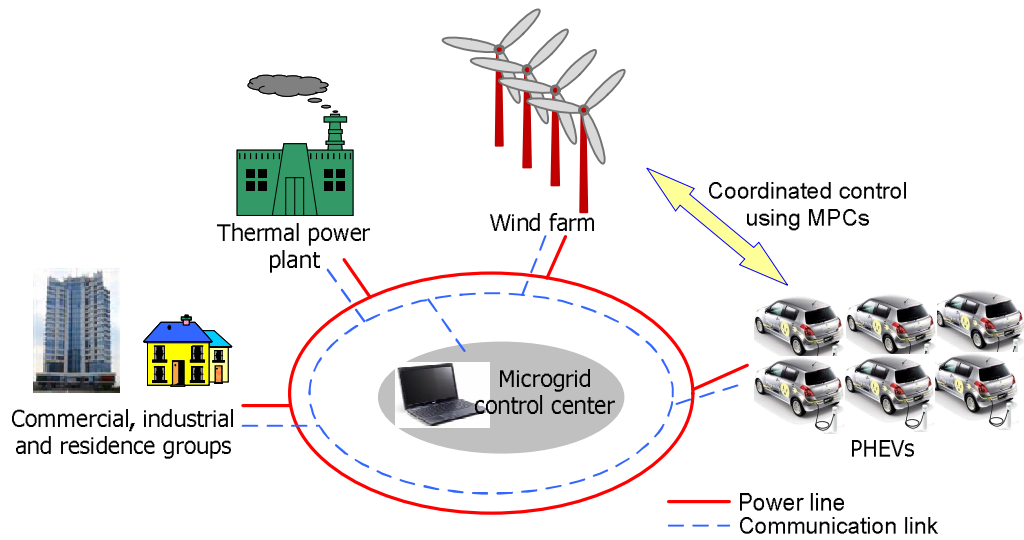
ในกรณีที่ต้องการแก้ปัญหาการแกว่งของความถี่ การควบคุมกำลังไฟฟ้าผลิตจาก WTG ของกังหันลมได้มีการนำเสนอใน [7-9] การปรับมุมพิชของใบพัดของ WTG เพื่อให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมมีความเรียบ ได้มีการนำเสนอใน [10-11]

ในอีกด้านหนึ่ง ระบบสะสมพลังงานด้วยแบตเตอรี่ (battery energy storage system: BESS) เป็นอุปกรณ์ที่มีประสิทธิภาพสำหรับการจัดเก็บพลังงานเอาที่พุดจากพลังงานลม เพื่อลดการเบี่ยงเบนของความถี่ในระบบไมโครกริด [11-12] การประสานการควบคุมระหว่างพลังงานลมและแบตเตอรี่ได้มีการนำเสนอใน [3] ในงานวิจัยนี้ ได้แสดงให้เห็นว่า การควบคุมอินเวอร์เตอร์ของ WTG สามารถทำให้ได้พลังงานสูงสุดของกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลม อย่างไรก็ตาม การใช้ BESS เพื่อลดการแกว่งของกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลม ทำให้มีค่าใช้จ่ายสูง โดยเฉพาะเมื่อประยุกต์ใช้กับระบบขนาดใหญ่

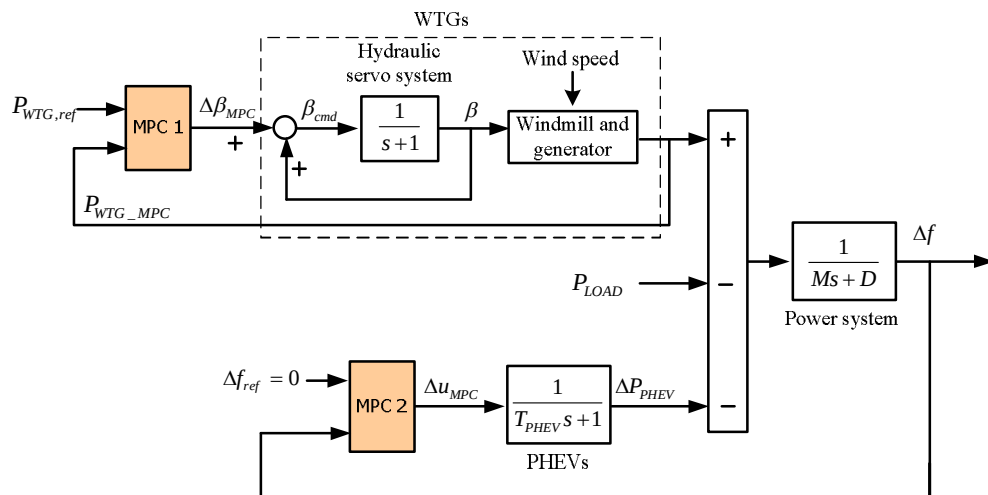
การควบคุมกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมให้มีความเรียบ เพื่อลดขนาดของแบตเตอรี่มีการนำเสนอใน [11] งานวิจัยนี้ แสดงให้เห็นว่า การใช้ค่าอ้างอิงกำลังไฟฟ้าผลิตจากพลังงานลมที่เหมาะสม สามารถลดค่าจ่ายจากการติดตั้ง BESS และการสูญเสียประโยชน์ที่จะได้จากพลังงานลม

ในอีกด้านหนึ่ง PHEV (plug-in hybrid electric vehicles: PHEV) คืออุปกรณ์ที่มีความคาดหวังอย่างชัดเจน ที่จะนำมาติดตั้งในฝั่งผู้ใช้ไฟฟ้า [5, 13-17] ด้วยพลังงานที่จัดเก็บอย่างเพียงพอในแบตเตอรี่ของ PHEV การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการชาร์จ/การดิสชาร์จแบบสองทิศทาง (bidirectional charging/discharging) ของ PHEV สามารถประยุกต์ใช้เพื่อลดการแกว่งของความถี่ [13-17] ผลกระทบของการควบคุมของ PHEV สามารถถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อการควบคุมความถี่โหนดของระบบไมโครกริดที่มีฟาร์มกังหันลม (wind farm) [5] อย่างไรก็ตาม สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังขนาดใหญ่ จำเป็นต้องใช้จำนวน PHEV จำนวนมาก เพื่อให้มีความสามารถเพียงพอที่จะทำการลดการแกว่งของความถี่ของระบบไฟฟ้ากำลังขนาดใหญ่

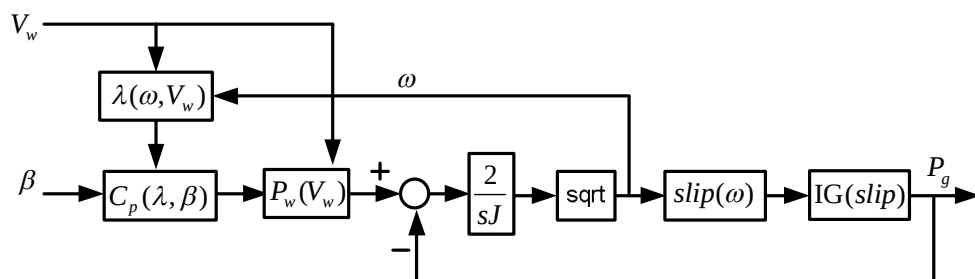
ในกรณีที่ต้องการลดทั้งจำนวนของ PHEV และการแกว่งของความถี่ การควบคุมให้กำลังไฟฟ้าที่ผลิตจากพลังงานลมมีความเรียบ ด้วยการควบคุมมุมพิช และการควบคุม PHEV โดยใช้หลักการ MPC (model predictive control: MPC) ได้ถูกนำเสนอในงานวิจัยนี้ อัลกอริทึม MPC จะทำการคำนวณสัญญาณควบคุมในอนาคต (future control signals) ในแต่ละช่วงเวลาเพื่อติดตามสัญญาณอ้างอิงรายการ (tracking periodic reference signals) [18-22] การประยุกต์ใช้ MPC สำหรับระบบไฟฟ้ากำลังได้ถูกนำเสนอในงานวิจัยต่างๆ เช่น การควบคุมความถี่โหนด (load frequency control) [23-24] การควบคุมตัวสะสมพลังงานด้วยแบตเตอรี่ (battery energy storage control) [25] และการควบคุม PHEV [26] ข้อดีหลักๆ ของ MPC ที่เหนือกว่าตัวควบคุม PID (proportional integral derivative: PID) คือ MPC มีความสามารถที่จะทำงานกับเงื่อนไข (constraints) และมีความคงทนต่อความไม่แน่นอนของระบบและสัญญาณรบกวน [19]



รูปที่ 4.1 ระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษา



รูปที่ 4.2 แบบจำลองเชิงเส้นของระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษา



รูปที่ 4.3 แบบจำลองกังหันลมและเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

4.2 ศึกษาระบบและการจำลอง

4.2.1 ระบบไมโครกริด

ระบบไมโครกริด (microgrid system) ที่ใช้ในการศึกษาแสดงดังรูปที่ 4.1 รายละเอียดของระบบมีดังต่อไปนี้ กำลังไฟฟ้าจากโรงไฟฟ้าพลังงานความร้อน (thermal power) ขนาด 20 MW กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายพลังงานลม (wind power) ขนาด 5.5 MW รถยนต์ไฟฟ้า (PHEV) ขนาด 3.5 MW และโหลดขนาด 15 MW [5, 7-10] แบบจำลองเชิงเส้นของระบบไมโครกริด [5, 7-10] ดังแสดงในรูปที่ 4.2 ในระบบนี้ ใช้ MPC จำนวน 2 ตัว เพื่อประยุกต์ใช้ในการควบคุมมุมพิชของเบลดของ WTG และการควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV

4.2.2 ระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจากพลังงานลม

บล็อกไดอะแกรมของระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจากพลังงานลม (wind turbine generator system) [8, 10-11] แสดงดังรูปที่ 4.2 กังหันลม (windmill) และแบบจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 4.3 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของกังหันลม P_w สามารถคำนวณได้ ด้วยสมการต่อไปนี้

$$P_w(V_w) = 0.5C_p(\lambda, \beta)V_w^3\rho A \quad (4.1)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1(\beta)\lambda^2 + c_2(\beta)\lambda^3 + c_3(\beta)\lambda^4 \quad (4.2)$$

$$\lambda(\omega, V_w) = R\omega/V_w \quad (4.3)$$

เมื่อ V_w คือ ความเร็วลม (wind speed)

ρ คือ ความหนาแน่นอากาศ (air density)

A คือ พื้นที่หน้าตัดของโรเตอร์ของกังหันลม (cross section of rotor for a windmill)

β คือ มุมพิช (pitch angle)

λ คือ อัตราส่วนความเร็วทิว (tip speed ratio)

C_p คือ สัมประสิทธิ์ของกำลังงาน (power coefficient)

R คือ รัศมีของกังหันลม (radius of a windmill)

ω คือ ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ของกังหันลม (angular rotor speed for a windmill)

J คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของกังหันลม (moment of inertia for a windmill)

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า P_g สามารถเขียนได้ดังสมการ

$$P_g = \frac{-3V^2s(1+s)R_2}{(R_2 - sR_1)^2 + s^2(X_1 + X_2)^2}, \quad (4.4)$$

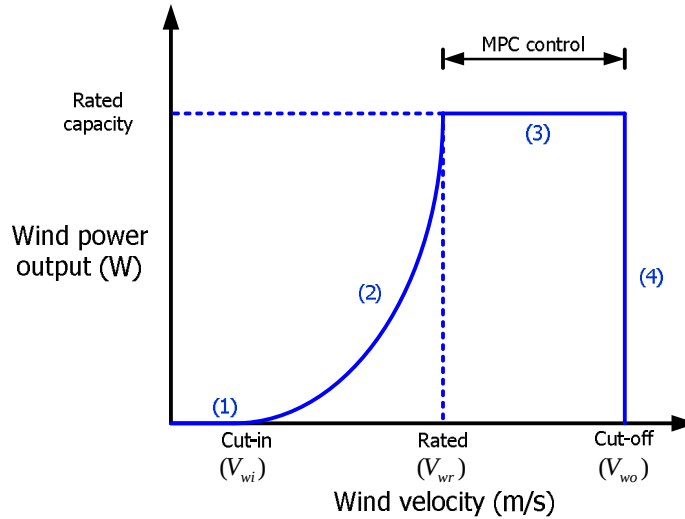
เมื่อ s คือ สลิป (slip)

V คือ แรงดันเฟส (phase voltage)

X_1 คือ รีแอกแตนซ์ของสเตเตอร์ (reactance of stator)

X_2 คือ รีแอกแตนซ์ของโรเตอร์

R_1 คือ ค่าความต้านทานของสเตเตอร์



รูปที่ 4.4 กฎการควบคุมมุมพิช (Pitch angle control law)

R_2 คือ ค่าความต้านทานของโรเตอร์

ในสภาวะคงตัว (steady state) ถ้าไม่พิจารณาการสูญเสียของพลังงาน นั่นคือ ($P_w = P_g$) ดังนั้น P_w สามารถประมาณค่าได้ โดยใช้สมการต่อไปนี้

$$\left. \begin{aligned} P_w &= a_1(\beta) + a_2(\beta)V_w^2 \\ a_1(\beta) &= \alpha_{11} + \alpha_{12}\beta + \alpha_{13}\beta^2 + \alpha_{14}\beta^3 \\ a_2(\beta) &= \alpha_{21} + \alpha_{22}\beta + \alpha_{23}\beta^2 + \alpha_{24}\beta^3 \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

เมื่อ α_{ij} คือ ค่าคงที่ รายละเอียดเพิ่มเติมเกี่ยวกับระบบผลิตกำลังไฟฟ้าจากกังหันลมแสดงใน [10]

ดังสมการ (4.5) P_w สามารถถูกควบคุมโดยการปรับมุมพิชของเบลต (blade pitch angle: β) การควบคุมมุมพิชของเบลตของ WTG ได้รับการปรับอย่างเหมาะสม ตามลมทั้งหมดที่ได้รับโดย WTG เพื่อลดการแกว่งของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ด้วยการปรับมุมพิชของเบลตของ WTG [8, 10-11] โดยทั่วไป การควบคุมมุมพิชจะถูกกระทำโดยการแบ่งเส้นโค้งของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG ออกเป็นบริเวณ การควบคุม 4 บริเวณดังแสดงในรูปที่ 4.4 และกฎการควบคุม (control law) สำหรับความเร็วลม V_w ในแต่ละบริเวณได้ถูกตั้งค่าให้เป็นดังต่อไปนี้

บริเวณ 1: $V_w \leq V_{wi}$ (ความเร็วลมประมาณไม่เกิน 5 m/s) ตั้งค่ามุมพิชไปที่ 90 องศา ในบริเวณนี้ WTG จะไม่ผลิตพลังงานไฟฟ้า

บริเวณ 2: $V_{wi} \leq V_w \leq V_{wr}$ (ความเร็วลม 5-12 m/s) ตั้งค่ามุมพิชไปที่ $\beta = 10$ องศา P_w ได้ถูกคำนวณด้วยสมการ (4.5) ดังนั้น WTG จึงสามารถรับพลังงานลมได้สูงที่สุด เท่าที่ความเร็วลมขณะนั้นจะทำได้

บริเวณ 3: $V_{wr} \leq V_w \leq V_{wo}$ (ความเร็วลม 12-24 m/s) มุมพิชสามารถปรับได้ในช่วงกำหนด (จาก 10 องศา ถึง 90 องศา) P_w ได้ถูกคำนวณโดยใช้สมการ (4.5) ดังนั้น กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ

WTG จึงมีค่าคงที่ (กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตพิกัด) เมื่อ β ได้ถูกปรับอย่างเหมาะสม ในช่วงแรกเริ่ม การควบคุมมุมพิชของเบลด มีจุดมุ่งหมายเพื่อการป้องกันกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีค่าเกินกว่า กำลังไฟฟ้าพิกัด (rated capacity) โดยทั่วไปมุมพิชสามารถทำให้เปลี่ยนแปลงในบริเวณ 3 ได้ ในที่นี้ MPC สำหรับการควบคุมมุมพิชแบบเวลาจริง จะกระทำในบริเวณ 3 เพื่อทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบ

บริเวณ 4: $V_{wo} \leq V_w$ (ความเร็วลมมากกว่า 24 m/s) ตั้งค่ามุมพิชไปที่ 90 องศา เพื่อความปลอดภัย และ WTG จะไม่ผลิตพลังงานไฟฟ้า เช่นเดียวกับบริเวณ 1

เมื่อ V_w คือ ความเร็วลม (wind velocity)

V_{wi} คือ ความเร็วลมที่กังหันลมเริ่มทำงาน (cut-in velocity)

V_{wr} คือ ความเร็วลมสูงสุดก่อนที่กังหันลมจะหยุดทำงาน (rated velocity)

V_{wo} คือ ความเร็วลมที่กังหันลมหยุดทำงาน (cut-out velocity)

ในงานวิจัยนี้ กำหนดให้ $V_{wi} = 5$, $V_{wr} = 12$, และ $V_{wo} = 24$ m/s

4.2.3 ระบบควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV

PHEV ใช้ตัวแปลง AC-DC แบบสองทิศทาง (bi-directional AC-DC converter) ซึ่งมีความสามารถในการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรงระหว่างโหมดการชาร์จของแบตเตอรี่ และแปลงไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับระหว่างโหมดการดิสชาร์จของแบตเตอรี่ รายละเอียดด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังของตัวแปลง AC-DC แบบสองทิศทาง สำหรับ PHEV ได้มีการอธิบายไว้ใน [27]

การควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV ต่อการเบี่ยงเบนความถี่แสดงดังรูปที่ 4.5 [12] V1G คือการควบคุมการชาร์จกำลังไฟฟ้าแบบทิศทางเดียวจากการไฟฟ้า (grid) มายังรถไฟฟ้า V2G คือการชาร์จ/การดิสชาร์จแบบสองทิศทางจากรถไฟฟ้าไปยังการไฟฟ้าหรือจากการไฟฟ้ามายังรถไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEV ของ V2G (P_{V2G}) สามารถถูกควบคุมแบบคุณลักษณะดรู๊ป (droop characteristics) ต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ (Δf) ดังสมการต่อไปนี้

$$P_{V2G} = \begin{cases} K_{\max} \Delta f & (|K_{\max} \Delta f| \leq P_{\max}) \\ P_{\max} & (P_{\max} < K_{\max} \Delta f) \end{cases} \quad (4.6)$$

เมื่อ $K_{\max}$ คือ ค่าเกนสูงสุดของ PHEV

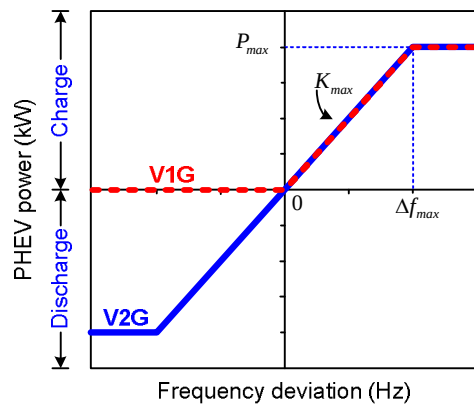
$P_{\max}$ คือ ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดของ PHEV

โดย $K_{\max}$ สามารถถูกพิจารณาโดยพิจารณาระยะห่าง (trade off) ระหว่างผลกระทบของรถไฟฟ้าและช่วงการแกว่งของสถานะการประจุ (state of charge) ซึ่งสอดคล้องกับการเพิ่มขึ้นของไซเคิลการชาร์จ/การดิสชาร์จ (charge-discharge cycles) ในที่นี้ $K_{\max}$ ของ V2G ถูกกำหนดด้วย MPC โดยพิจารณาการเบี่ยงเบนความถี่น้อยที่สุดที่ต้องการ และ $P_{\max}$ ได้ถูกกำหนดโดยระดับแรงดันไฟฟ้าบ้าน 200V/25 A

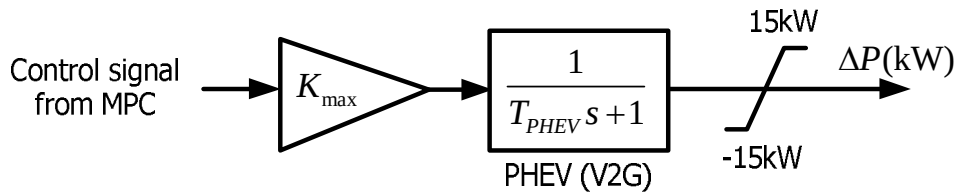
ในอีกด้านหนึ่ง กำลังไฟฟ้าของ V1G (P_{V1G}) คือ สามารถคำนวณได้โดย

$$P_{V1G} = \begin{cases} K_{\max} \Delta f & (0 < K_{\max} \Delta f \leq P_{\max}) \\ P_{\max} & (P_{\max} < K_{\max} \Delta f) \\ 0 & (K_{\max} \Delta f < 0) \end{cases} . \quad (4.7)$$

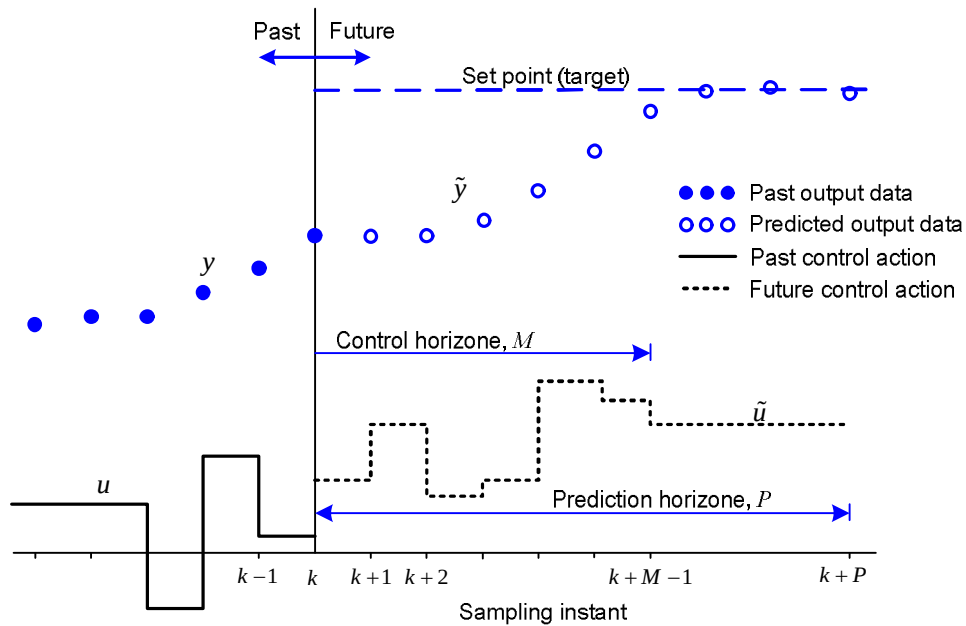
รูปที่ 4.6 แสดงการควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV โดยใช้ MPC ในแบบจำลอง V2G ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันอันดับหนึ่ง (first-order transfer function) ที่มีเวลาหน่วง (time delay: T_{PHEV}) ได้ถูกใช้ และในงานวิจัยนี้ตั้งค่าให้เป็น 1 [28]



รูปที่ 4.5 การควบคุมไฟฟ้ากำลังของ PHEV ต่อการเบี่ยงเบนของความถี่



รูปที่ 4.6 การควบคุมไฟฟ้ากำลังของ PHEV โดยใช้ MPC



รูปที่ 4.7 หลักการของ MPC

4.3 หลักการออกแบบตัวควบคุม MPC

4.3.1 ทฤษฎีของ MPC

แบบจำลอง MPC มีหลักการทำงานโดยใช้ค่าเอาต์พุตจากการวัดในปัจจุบันและค่าเอาต์พุตจากการพยากรณ์ของค่าในอนาคต [18-19] วัตถุประสงค์ของ MPC คือ เพื่อหาลำดับ (sequence) ของการเปลี่ยนแปลงการควบคุม (control moves) ได้แก่ ค่าอินพุต ดังนั้น ผลตอบสนองของการพยากรณ์ต่อค่าที่ตั้งไว้ (set point) คือวัตถุประสงค์ของการหาค่าเหมาะสม รูปที่ 4.7 แสดงหลักการพื้นฐานของ MPC เมื่อ y คือค่าเอาต์พุตจริง $\tilde{y}$ คือค่าเอาต์พุตที่ได้จากการพยากรณ์ และ u คือค่าอินพุตที่ตำแหน่งข้อมูลชั้ตัวอย่างปัจจุบัน (current sampling instant) กำหนดโดยตัวแปร k ขั้นตอนของ MPC จะทำการคำนวณเซตของอินพุตจำนวน M ค่า นั่นคือ $\{u(k+i-1), i=1,2,3,\dots,M\}$ ในเซตประกอบด้วยอินพุตในปัจจุบัน $u(k)$ และอินพุตในอนาคตจำนวน $M-1$ อินพุต โดยอินพุตได้ถูกทำให้คงที่หลังจากการเคลื่อนที่ของสัญญาณควบคุมจำนวน M สัญญาณ สัญญาณอินพุตได้ถูกคำนวณ ดังนั้น เซตของเอาต์พุตที่พยากรณ์ได้จำนวน P เอาต์พุต ได้แก่ $\{\tilde{y}(k+i), i=1,2,\dots,P\}$ ก็จะเข้าถึง (reaches) จุดอ้างอิง (set point) ด้วยความเหมาะสม

จำนวนของการพยากรณ์ P จะถูกอ้างอิง (referred) เหมือนเป็นช่วงเวลาการพยากรณ์ (prediction horizon) ในขณะที่ จำนวนของการเคลื่อนที่ของการควบคุม M ถูกเรียกว่าช่วงเวลาการควบคุม (control horizon) ถึงแม้ว่าลำดับของการเคลื่อนที่การควบคุม M ได้ถูกคำนวณในแต่ละรอบของข้อมูลชั้ตัวอย่างที่เข้ามา เฉพาะการเคลื่อนที่อันแรก (first move) เท่านั้นที่จะถูกนำไปใช้งานจริง หลังจากนั้นลำดับอันใหม่ก็จะถูกคำนวณที่ข้อมูลชั้ตัวอย่างถัดมา หลังจากค่าที่วัดได้ตัวใหม่เปลี่ยนเป็นค่าที่เป็นไปได้อีกครั้ง เฉพาะการเคลื่อนที่ของอินพุตตัวแรกเท่านั้นที่ถูกนำไปใช้งานจริง ขั้นตอนเหล่านี้

จะถูกดำเนินการซ้ำๆ ในแต่ละข้อมูลชักตัวอย่างที่เข้ามา

การพยากรณ์ของ MPC จะกระทำโดยใช้แบบจำลองไดนามิกส์ (dynamic model) โดยปกติจะเป็นแบบจำลองการทดลองเชิงเส้น (linear empirical model) เช่น แบบจำลองหลายตัวแปร (multivariable version) ของผลตอบสนองขั้นบันได (step response) หรือแบบจำลองสมการผลต่าง (difference equation) หรืออีกทางเลือกหนึ่ง แบบจำลองทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (transfer function) หรือแบบจำลองปริภูมิสถานะ (state-space model) ก็สามารถนำมาใช้ได้

หลักการของ MPC คือ การใช้ข้อมูลที่ทราบค่าในปัจจุบันเพื่อแก้ไขปัญหาการหาค่าเหมาะสมสำหรับข้อมูลหนึ่งหน่วยในอนาคตช่วงจำกัด [20] ดังนั้น ระบบจึงสามารถแสดงเป็นผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัด [21] ดังต่อไปนี้

$$y(k+1) = y(k) + \mathbf{A} \sum_{i=0}^{n_T} \delta_i u(k-i). \quad (4.8)$$

เมื่อ $y(k)$ คือ เวกเตอร์ของการเคลื่อนที่ ณ เวลาปัจจุบัน k

$u(k)$ คือ อินพุต ณ เวลาปัจจุบัน k

n_T คือ จำนวนของสัมประสิทธิ์ผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ถูกใช้ในแบบจำลองระบบ

$\mathbf{A}$ คือ เมทริกซ์ระบบ (interaction matrix)

δ_i คือ ตัวเลขสัมประสิทธิ์และสามารถกำหนดได้เป็นดังต่อไปนี้

$$\delta_i = g_{i+1} - g_i, \quad \forall i = 0, \dots, n_T. \quad (4.9)$$

เมื่อ g_i คือสเกลาร์ ดังนั้น $g_i \mathbf{A}$ คือเมทริกซ์สัมประสิทธิ์ผลตอบสนองอิมพัลส์ลำดับที่ i ปัญหาของ MPC ก็คือ เพื่อคำนวณ $u(k)$ ซึ่งเป็นคำตอบของโปรแกรมกำลังสอง (quadratic program: QP) ซึ่งสามารถกำหนดได้ดังต่อไปนี้ [21]

$$\begin{aligned} \min_{u(k) \in M} & \sum_{j=1}^M [y(k+j) - r(k+j)]^T W_y [y(k+j) - r(k+j)] \\ & + [u(k) - u(k-1)]^T W_u [u(k) - u(k-1)] \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\text{ด้วยเงื่อนไข} \quad y(k+1) = y(k) + \mathbf{A} \sum_{i=0}^{n_T} \delta_i u(k-i),$$

$$-\Delta u_{\max} + u(k-1) \leq u(k) \leq \Delta u_{\max} + u(k-1).$$

เมื่อ $r(k+j)$ คือ ค่าภาวะการณ์ที่ต้องการ (desired profile)

W_y คือ เมทริกซ์เวกเตอร์น้ำหนักแบบบวกกึ่งแน่นอน (positive semidefinite weighting matrices) ของเอาต์พุต

W_u คือ เมทริกซ์เวกเตอร์น้ำหนักแบบบวกกึ่งแน่นอนของอินพุต

M คือ ช่วงเวลาการควบคุม (control horizon)

เวกเตอร์น้ำหนัก (W_y, W_u) แต่ละตัวได้ถูกสมมุติให้เป็นค่าคงที่ซึ่งถูกคูณด้วยเมทริกซ์เอกลักษณ์ (identity matrix) ซึ่งเหมาะสมกับการควบคุมมุขของเบลตของ WTG และการควบคุม

PHEV โดยเฉพาะอย่างยิ่ง w_u มักจะถูกเลือกให้มีขนาดมากพอที่จะทำให้ได้เงื่อนไขอัตรา (rate constraints) ที่ต้องการ

ถึงแม้ว่า MPC ยินยอมให้ออกแบบกับระบบที่มีปฏิกริยาป้อนกลับ (interactive) และแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (multi-input multi-output: MIMO) [20] อย่างไรก็ตาม ในงานวิจัยนี้ คุณลักษณะของการควบคุมมุมพิกซ์ และคุณลักษณะของการควบคุม PHEV นั้น มีความแตกต่างกัน โดยเป้าหมายในการควบคุมมุมพิกซ์คือ ในกรณีของการทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบ จะใช้สัญญาณการผลิตกำลังไฟฟ้าเป็นอินพุต และค่าอ้างอิงการผลิตกำลังไฟฟ้าของ WTG เป็นค่าอ้างอิง (reference signal) ในทางตรงกันข้าม วัตถุประสงค์ของการควบคุม PHEV คือ เพื่อลดการแกว่งของความถี่ในระบบ โดยใช้ ความถี่ของระบบเป็นสัญญาณอินพุต และความถี่อ้างอิงของระบบเป็นสัญญาณอ้างอิง ในที่นี้ การควบคุม PHEV มีความซับซ้อนและต้องการการควบคุมที่แม่นยำ (precisely control) มากกว่าการควบคุมมุมพิกซ์ ส่วนการควบคุมมุมพิกซ์ต้องการผลตอบสนองที่เร็วกว่าต่อความเร็วลม ในขณะที่การควบคุม PHEV มีผลตอบสนองต่อการเบี่ยงเบนความถี่ของระบบ

นอกจากนี้ การควบคุมให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบโดยใช้ MPC ควบคุมมุมพิกซ์นั้น มีผลกระทบต่อการเบี่ยงเบนความถี่ในระบบไฟฟ้ากำลังด้วย แต่การควบคุมมุมพิกซ์ขึ้นอยู่กับกำลังการผลิตของ WTG และ ความเร็วลม ซึ่งจะเห็นว่าไม่ขึ้นอยู่กับส่วนการควบคุม PHEV ด้วย MPC นอกจากนี้ การควบคุมมุมพิกซ์ และบางส่วนของ WTG ได้ถูกจำลองด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ (mathematic equation) ในขณะที่ PHEV ถูกจำลองด้วยทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันอันดับหนึ่ง (first order transfer function) ซึ่งมีค่าคงตัวทางเวลา (T_{PHEV}) ดังนั้น การใช้ MPC แบบเดี่ยวจำนวนสองตัว เพื่อควบคุมมุมพิกซ์ และควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEV แยกกัน จึงมีความเหมาะสมในงานวิจัยนี้

ในอีกด้านหนึ่ง ตัวควบคุมแบบ PI แบบง่ายสองตัว หรือตัวควบคุมพัชชี อาจไม่เหมาะสมสำหรับการควบคุมมุมพิกซ์และการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEV อย่างไรก็ตาม การใช้ตัวควบคุม PI มีความไม่เหมาะสมเมื่อมุมพิกซ์คงค่าเดิม (held constant) เป็นเวลานาน ซึ่งอาจเกิดขึ้นได้เมื่อความเร็วลมน้อยกว่าค่าอ้างอิง (set point) เป็นเวลานาน ทั้งนี้ เมื่อใช้ตัวควบคุมพัชชี มันไม่ใช่เรื่องง่ายที่จะกำหนดกฎพัชชีสำหรับปัญหาใดๆ [29]

4.3.2 MPC สำหรับการควบคุมมุมพิกซ์ของเบลตของ WTG

รูปควบคุมของการควบคุมมุมพิกซ์ของเบลตของ WTG โดยใช้ตัวควบคุม MPC1 ได้ถูกแสดงในรูปที่ 4.2 อินพุตของ MPC ประกอบด้วย ความแตกต่างของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG (P_{WTG}) และสัญญาณอ้างอิง ($P_{WTG, ref}$) มุมพิกซ์ของเบลตได้ถูกควบคุมโดยใช้อินพุตเหล่านี้ ในที่นี้แรงบิดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (generator torque) สามารถถูกใช้เป็นสัญญาณควบคุมป้อนกลับที่สำคัญ (crucial feedback control signal) เพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้ามากที่สุดของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG และสามารถใช้เป็นอินพุตเพื่อทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบ (smoothing) อย่างไรก็ตาม การใช้กำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้ เป็นสัญญาณควบคุมป้อนกลับมีความเหมาะสมมากกว่า สำหรับการควบคุมให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบ [11]

ในอีกด้านหนึ่งวิธีการเคลื่อนที่เฉลี่ย (moving average: MA) อาจถูกใช้เพื่อให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบ อย่างไรก็ตามการควบคุมมุมพิชไม่ใช่สิ่งที่ทำได้ง่าย ๆ เพราะวา พฤติกรรมของระบบมีลักษณะทั้งไม่เป็นเชิงเส้นอย่างมาก (highly nonlinear) และมีความไม่แน่นอน (uncertain) [30] MPC มีความเหมาะสมมากกว่า เพราะการทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบ ได้ถูกปรับด้วยมุมพิชของเบลต MPC ที่ใช้ในที่นี้ เพื่อการปรับมุมพิชของเบลต เพื่อสร้าง กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายพลังงานลมให้เท่ากับค่าอ้างอิงที่กำหนดไว้ โดยมีหลักการอยู่บน พื้นฐานของความเร็วลมและสัญญาณควบคุมป้อนกลับของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจากพลังงานลม

เมื่อมุมพิชของเบลตได้ถูกควบคุมผ่านระบบเซอร์โวไฮดรอลิก (hydraulic servo system) โดยมี ข้อจำกัด (constraints) ของมุมพิชของเบลต β และอัตราการเปลี่ยนแปลงของมัน ($d\beta/dt$) สามารถ แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$10[\text{deg}] \leq \beta \leq 30[\text{deg}] \quad (4.11)$$

$$|d\beta/dt| \leq 10[\text{deg/s}] \quad (4.12)$$

สำหรับหลักการของ MPC นั้น WTG สามารถแสดงด้วยผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัดของมัน ดังต่อไปนี้

$$P_{WTG}(k+1) = P_{WTG}(k) + \mathbf{A}_{WTG} \sum_{i=0}^{n_T} \delta_i \beta(k-i) \quad (4.13)$$

เมื่อ $\beta(k)$ คือ เวกเตอร์ของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลง (มุมพิชของเบลต) ณ เวลาปัจจุบัน k

$P_{WTG}(k)$ คือ กำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้ของ WTG ณ เวลาปัจจุบัน k

n_T คือ จำนวนของสัมประสิทธิ์ของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ถูกใช้ในแบบจำลองระบบ

$\mathbf{A}_{WTG}$ คือ เมทริกซ์ของระบบ WTG

ในงานวิจัยนี้ เนื่องจาก windmill เครื่องกำเนิดไฟฟ้าของระบบ WTG แสดงด้วยแบบจำลองทาง คณิตศาสตร์ ดังสมการ (4.5) การแมป (mapping) จากอินพุตไปสู่เอาต์พุตได้ถูกสมมุติให้เป็นแบบเชิง เส้นรอบ ๆ บริเวณทำงาน (operating region) ซึ่งเป็นการสมมุติที่ดีสำหรับการนำไปใช้งานจริง ดังนั้น $\mathbf{A}_{WTG}$ สามารถถูกกำหนดให้เป็น 1 [22] สำหรับระบบ WTG

4.3.3 MPC สำหรับการควบคุม PHEV

รูปการควบคุมของ PHEV ซึ่งตัวควบคุม MPC2 ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.2 ปรกฏมิสเททของ รูปควบคุม PHEV สามารถกำหนดได้ ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{P}_{PHEV} \\ \Delta \dot{f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_{PHEV} & 0 \\ -1/M & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{PHEV} \\ \Delta f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/T_{PHEV} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta u_{MPC} \quad (4.14)$$

$$[\Delta y] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \Delta P_{PHEV} \\ \Delta f \end{bmatrix} + [0] \Delta U_{MPC} \quad (4.15)$$

เมื่อ ΔP_{PHEV} คือ การเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าของ PHEV
 Δf คือ การเปลี่ยนแปลงของความถี่ของระบบ
 Δu_{MPC} คือ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุมที่คำนวณด้วย MPC
 T_{PHEV} คือ ค่าคงที่ทางเวลาของ PHEV
 M คือ ค่าคงที่ความเฉื่อย (inertia constant) ของระบบไมโครกริด
 D คือ สัมประสิทธิ์การหน่วง (damping coefficient) ของระบบไมโครกริด
 ปริภูมิสถานะนี้ ได้ถูกใช้เป็นแบบจำลองในการคำนวณของ MPC ดังนั้น ทฤษฎี MPC ที่ถูกประยุกต์ใช้กับการควบคุม PHEV สามารถกำหนดได้ดังต่อไปนี้

$$x(k+1) = \mathbf{A}_{PHEV} x(k) + \mathbf{B}_{PHEV} u(k) \quad (4.16)$$

$$y(k) = \mathbf{C}_{PHEV} x(k) + \mathbf{D}_{PHEV} u(k) \quad (4.17)$$

เมื่อ

$$\mathbf{A}_{PHEV} = \begin{bmatrix} -1/T_{PHEV} & 0 \\ -1/M & -D/M \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{PHEV} = \begin{bmatrix} 1/T_{PHEV} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_{PHEV} = [0 \quad 1]$$

$$\mathbf{D} = [0]$$

4.3.4 การจูนเวกเตอร์น้ำหนักของ MPC

เวกเตอร์น้ำหนักของ MPC (w_y และ w_u) สำหรับการควบคุมมุมพิกซ์และการควบคุม PHEV ได้ถูกจูนพร้อมๆ กัน โดยใช้วิธีกลุ่มอนุภาค (particle swarm optimization: PSO) [31] และใช้ IAE (integral absolute error: IAE) [5] เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ดังนี้

$$\text{Minimize IAE}_{MPC} = \int_{t_{start}}^{t_{finish}} |P_{g_ref} - P_g| dt + \int_{t_{start}}^{t_{finish}} |\Delta f| dt, \quad (4.18)$$

$$\text{ด้วยเงื่อนไข} \quad W_{yi, \min} \leq W_{yi} \leq W_{yi, \max},$$

$$W_{ui, \min} \leq W_{ui} \leq W_{ui, \max}, \quad i = 1, 2,$$

เมื่อ W_{yi} คือ เวกเตอร์น้ำหนักของอินพุตของ MPC ตัวที่ i
 W_{ui} คือ เวกเตอร์น้ำหนักของเอาต์พุตของ MPC ตัวที่ i
 $W_{yi, \min}$ คือ ค่าน้อยสุดของเวกเตอร์น้ำหนักของอินพุตของ MPC ตัวที่ i
 $W_{yi, \max}$ คือ ค่ามากสุดของเวกเตอร์น้ำหนักของอินพุตของ MPC ตัวที่ i
 $W_{ui, \min}$ คือ ค่าน้อยสุดของเวกเตอร์น้ำหนักของเอาต์พุตของ MPC ตัวที่ i
 $W_{ui, \max}$ คือ ค่ามากสุดของเวกเตอร์น้ำหนักของเอาต์พุตของ MPC ตัวที่ i
 โดย $i = 1$ สำหรับ MPC1 (การควบคุมมุมพิกซ์) และ $i = 2$ สำหรับ MPC2 (การควบคุม PHEV)

4.4 ผลการจำลอง

การจำลองทางคอมพิวเตอร์ได้ถูกกระทำขึ้น ในกรณีที่ต้องการประเมินประสิทธิภาพของวิธีการนำเสนอ ระบบไฟฟ้ากำลังดังแสดงในรูปที่ 4.2 ได้ถูกใช้เป็นระบบสำหรับการศึกษา

ในการออกแบบ MPC พารามิเตอร์ของตัวควบคุม MPC สำหรับการควบคุมมุมพิชของเบลดของ WTG ได้ถูกตั้งค่าดังต่อไปนี้ ช่วงเวลาการทำนาย (prediction horizon: P) = 10, ช่วงเวลาการควบคุม (control horizon: M) = 3, และช่วงเวลาการชักตัวอย่าง (sampling interval: s) = 0.1 s ในอีกด้านหนึ่ง พารามิเตอร์ของตัวควบคุม MPC สำหรับ PHEVs ได้ถูกตั้งค่าเป็นดังต่อไปนี้ $P=10$, $M=3$, และ $S=0.1$ s

สำหรับการหาค่าเหมาะสมของเวกเตอร์น้ำหนักของ MPC เส้นโค้งการลู่เข้า (convergence curve) ของการหาค่าเหมาะสมแสดงดังรูปที่ 4.8 เวกเตอร์น้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดที่ได้ มีค่าดังต่อไปนี้ $W_{y1} = 0.6780$, $W_{u1} = 0.6312$, $W_{y2} = 0.0850$ และ $W_{u2} = 1.8653$

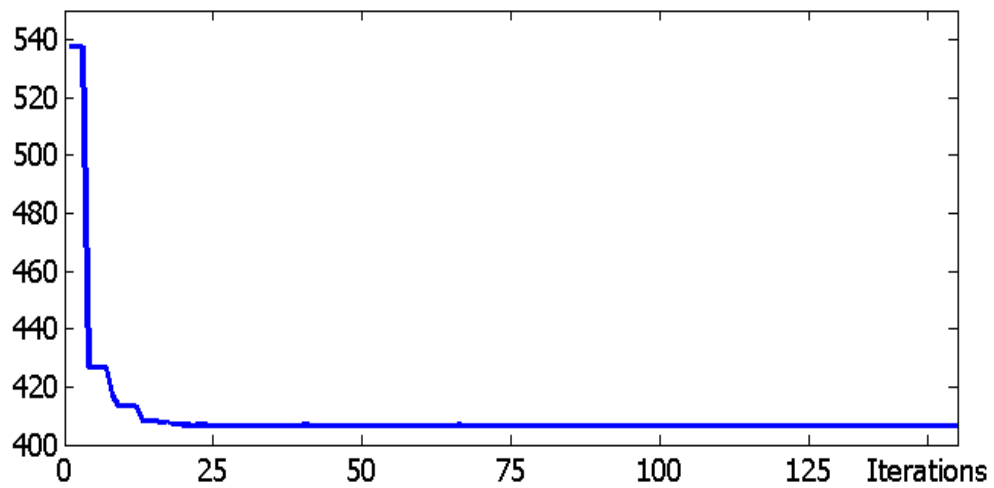
ในการจำลองศึกษา ได้มีการสมมุติว่า ระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษาได้ถูกดำเนินการภายใต้รูปแบบโหลดแบบสุ่ม และความเร็วลม ของกรณีศึกษา 3 กรณี ดังแสดงในรูปที่ 4.9 และรูปที่ 4.10 ตามลำดับ รายละเอียดเพิ่มเติมของแบบจำลองรูปแบบโหลดแบบสุ่มและความเร็วลมแสดงใน [32-33] รายละเอียดเกี่ยวกับความเร็วลมและการผลิตไฟฟ้ากำลังของ WTG ในกรณีศึกษา มีดังต่อไปนี้

กรณี 1: สมมุติว่าลมมีความเร็วระหว่าง 0-24 m/s ในกรณีนี้ WTG ทำงานในบริเวณ 1, 2 และ 3 (อ้างอิงถึงรูปที่ 4.4) ในกรณีนี้ WTG ส่วนใหญ่ทำงานในบริเวณ 2 อย่างไรก็ตาม MPC จะทำงานในบริเวณ 3 ดังนั้น ผลกระทบของการควบคุมในช่วงเวลาสั้นของ MPC ได้ถูกศึกษาในกรณีนี้

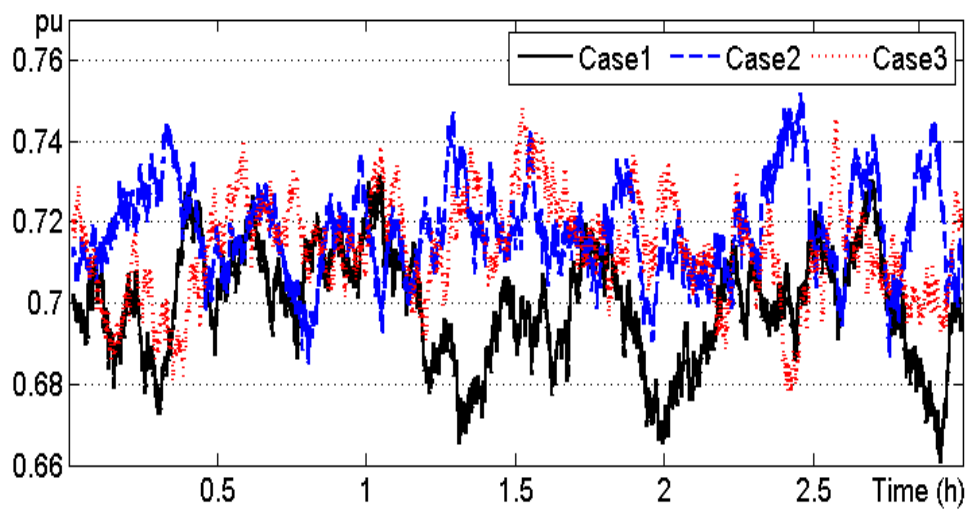
กรณี 2: สมมุติว่าลมมีความเร็วระหว่าง 10-24 m/s โดย WTG ทำงานในบริเวณ 2 และบริเวณ 3 ในกรณีนี้ WTG โดยส่วนใหญ่จะทำงานในบริเวณ 3 ดังนั้นผลกระทบของการควบคุม MPC อย่างยาวนานในบริเวณ 3 ได้รับการศึกษาในกรณีนี้

กรณี 3: ความเร็วลมตั้งค่าให้เป็น 10-25 m/s โดย WTG ทำงานในบริเวณ 2, 3 และ 4 ผลกระทบของความเร็วลมอยู่ระหว่าง cut-in velocity, cut-off velocity และบริเวณที่ควบคุมด้วย MPC ได้ถูกศึกษาในกรณีนี้

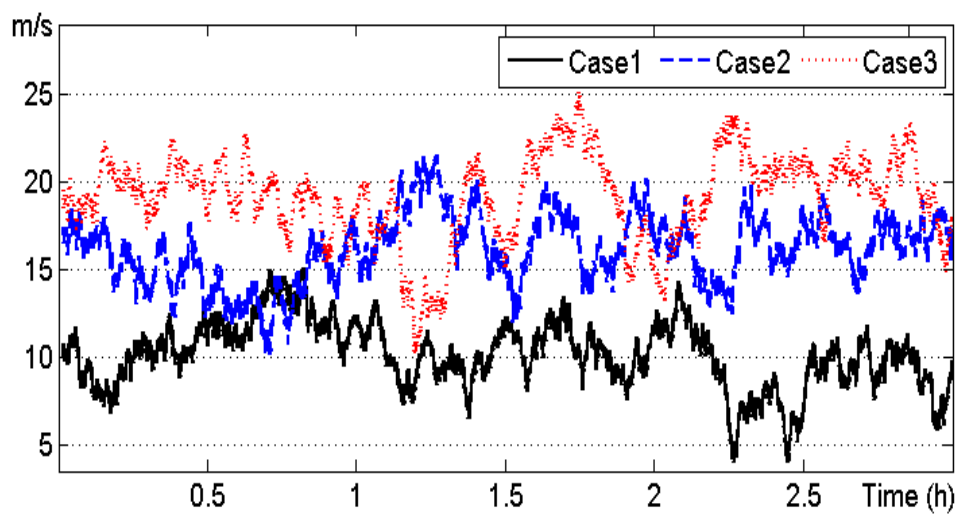
นอกจากนี้ การควบคุมประสานกันของ มุมพิชของเบลดของ WTG และการควบคุม PHEV โดยใช้ MPC ที่นำเสนอเรียกว่า “MPC-Pitch-PHEVs” ได้ถูกนำมาเปรียบเทียบกับ “MPC-Pitch” และ “MPC-PHEVs” โดย MPC-Pitch คือระบบที่มีตัวควบคุม MPC เพื่อควบคุมกำลังเอาพุดจาก WTG ด้วยการควบคุมมุมพิชของเบลดและไม่มี PHEV ในระบบ ส่วนวิธี MPC-PHEVs คือระบบที่มีตัวควบคุม MPC สำหรับควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV และไม่มีการทำให้กำลังไฟฟ้าจากลมมีความเรียบ รูปที่ 4.11 (ก), (ข) และ (ค) แสดงการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดเมื่อจำนวนของ PHEV ได้ถูกทำให้เปลี่ยนแปลง ในกรณี 1 กรณี 2 และกรณี 3 ตามลำดับ



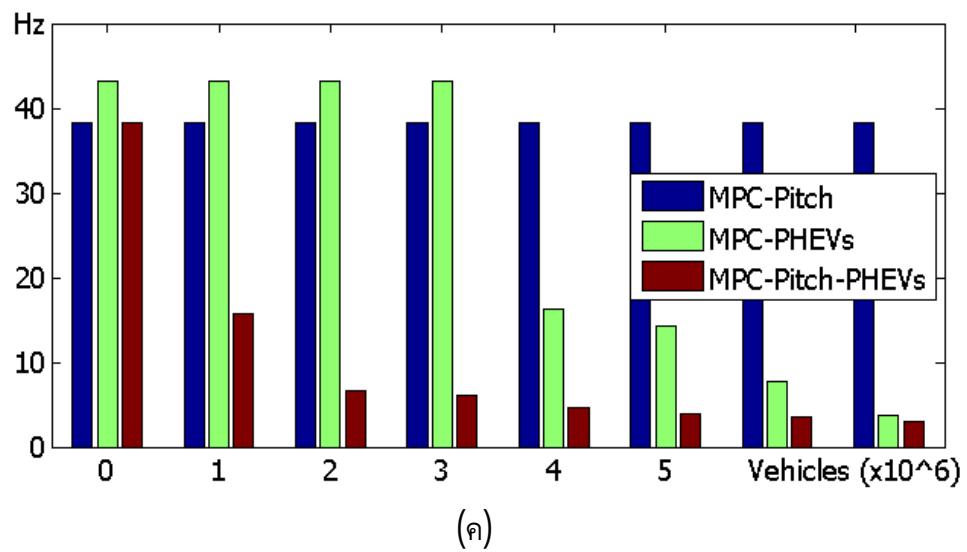
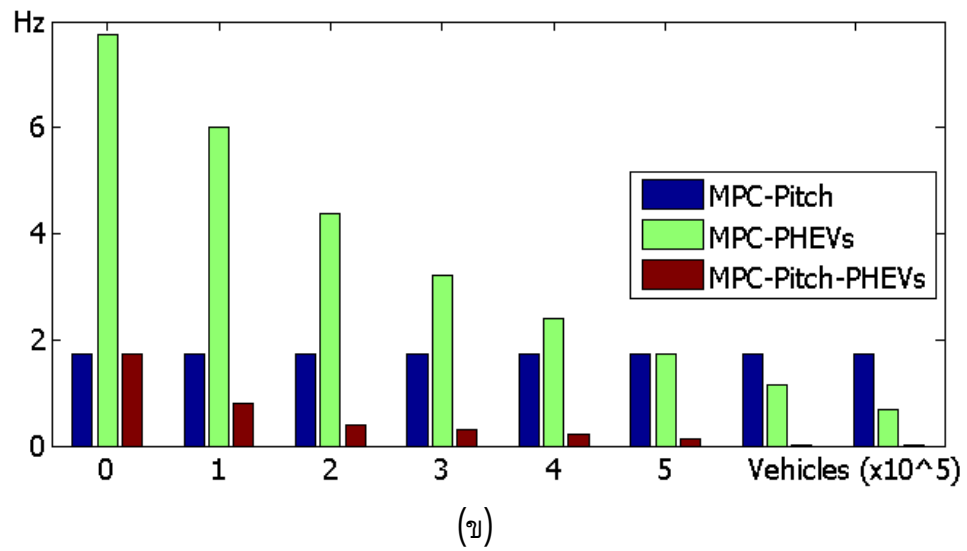
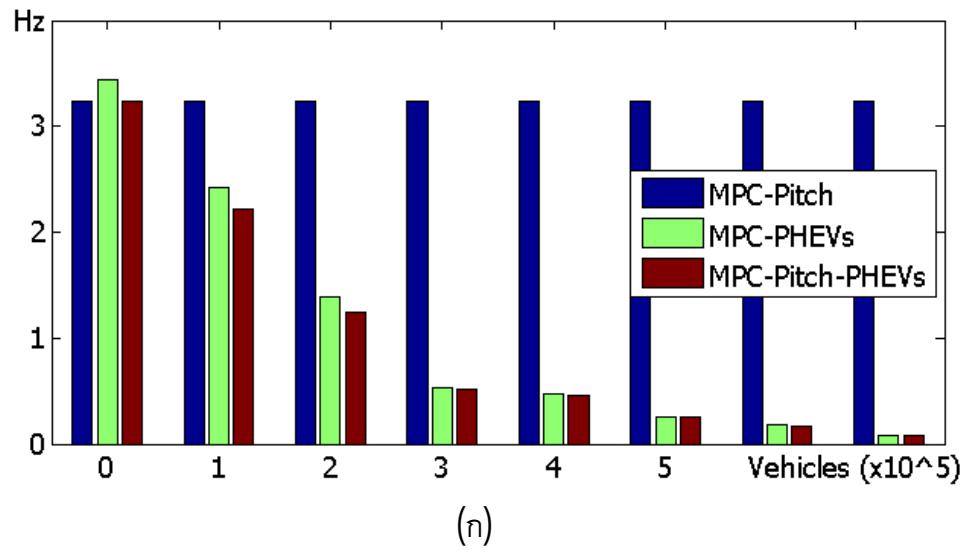
รูปที่ 4.8 เส้นโค้งการลู่เข้าของการจูนเวกเตอร์น้ำหนักของ MPC



รูปที่ 4.9 โหลดแบบสุ่มกรณีศึกษา



รูปที่ 4.10 ความเร็วลมกรณีศึกษา



รูปที่ 4.11 Absolute maximum frequency deviation when number of PHEVs changed
(a) กรณี 1 (b) กรณี 2 (c) กรณี 3

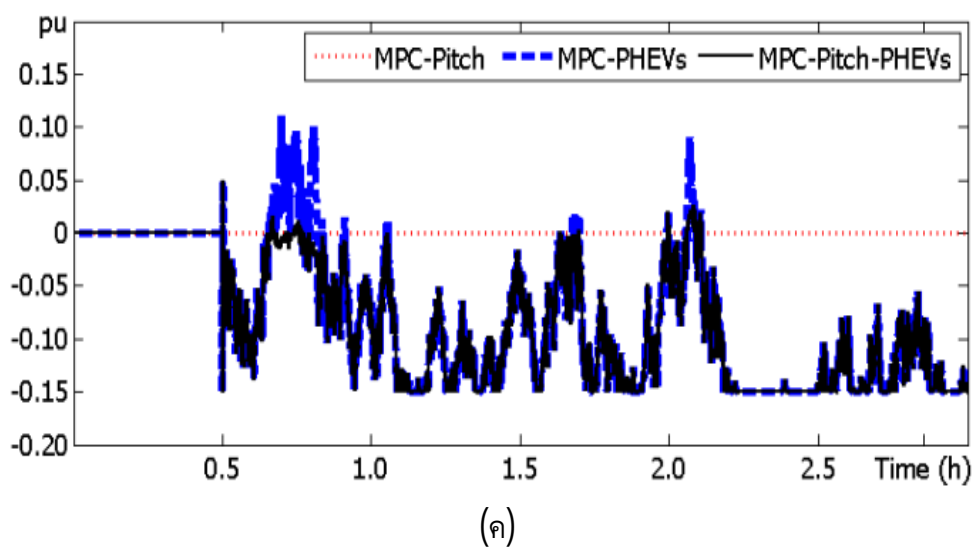
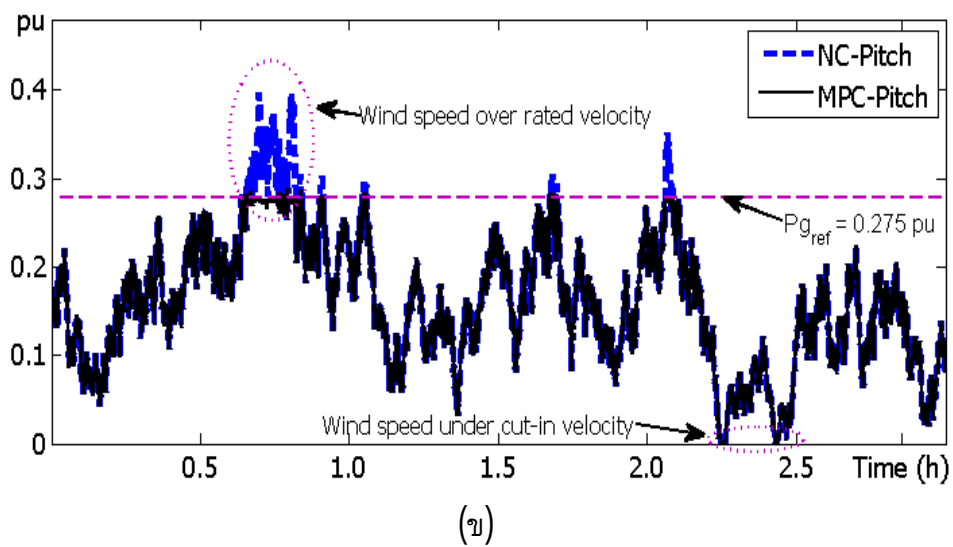
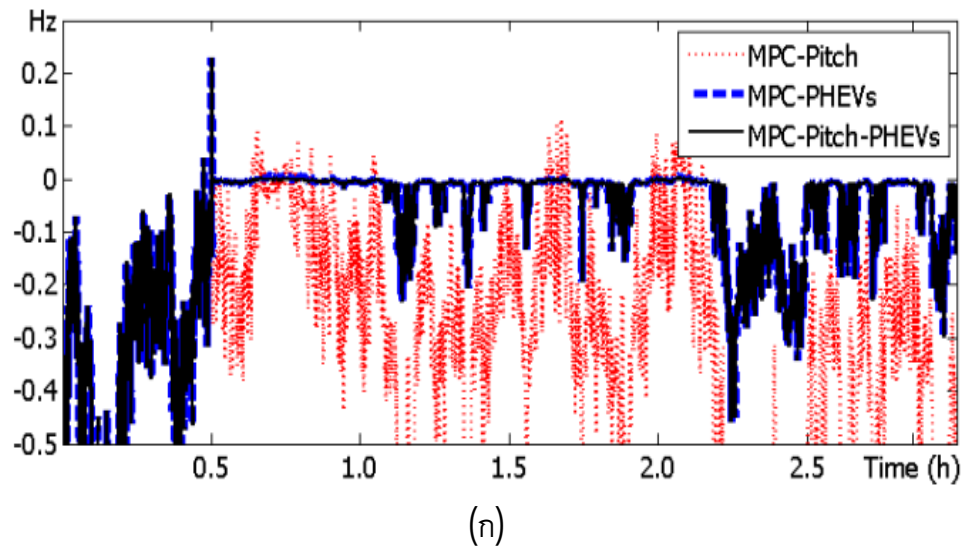
ในรูป 4.11 (ก) การเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดในกรณี MPC-Pitch มีค่าคงที่ ในขณะที่ในกรณี MPC-PHEVs และในกรณีวิธี MPC-Pitch-PHEVs ที่นำเสนอ มีความสามารถที่จะลดการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด เมื่อจำนวน PHEV ลดลง สังเกตว่า เมื่อจำนวนของรถไฟฟ้าเท่ากับศูนย์ (vehicles=0) แสดงว่าไม่มี PHEV ในระบบไมโครกริด

ในรูป 4.11 (ข) การเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดในกรณีของ MPC-PHEVs มีค่าสูงกว่าในกรณีของ MPC-Pitch และ MPC-Pitch-PHEVs เมื่อจำนวนของ PHEV มีจำนวนน้อย และเมื่อจำนวนของ PHEV เพิ่มขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดในกรณีของ MPC-PHEVs จะลดลง อย่างไรก็ตาม การเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดในกรณีของ MPC-Pitch-PHEVs มีลักษณะดีกว่าในกรณีของ MPC-Pitch เมื่อจำนวนของ PHEV มีจำนวนมากขึ้น

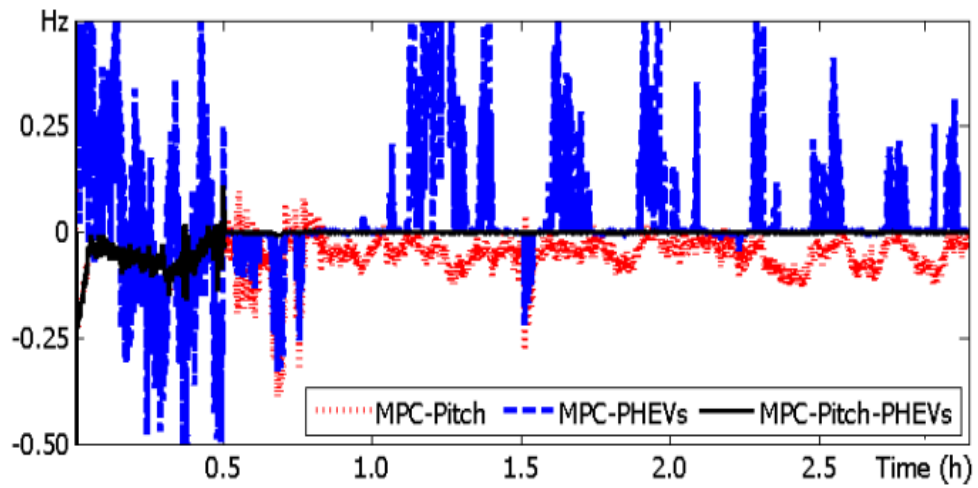
ในรูป 4.11 (ค) การเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดในกรณีวิธี MPC-Pitch-PHEVs ที่นำเสนอ สามารถลดได้โดยการใช้จำนวน PHEV จำนวนน้อย การเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดในกรณีของ MPC-PHEVs ลดลงเล็กน้อย เมื่อจำนวนของ PHEVs มีจำนวนเพิ่มขึ้นอย่างมาก ในขณะที่ MPC-Pitch คงที่

สังเกตว่า จำนวนของ PHEV มีผลกระทบเล็กน้อยต่อการออกแบบ MPC และอันดับของระบบ (order of the system) ไม่เพิ่มขึ้น จากประสบการณ์การออกแบบแบบจำลอง MPC หนึ่งตัว สามารถนำมาใช้กับจำนวน PHEV หลายๆ จำนวน อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่ต้องการสร้างแบบจำลองที่ให้ประสิทธิภาพดีที่สุด แต่ละจำนวนของ PHEV จะใช้แบบจำลอง MPC สำหรับจำนวน PHEV นั้นๆ โดยเฉพาะ

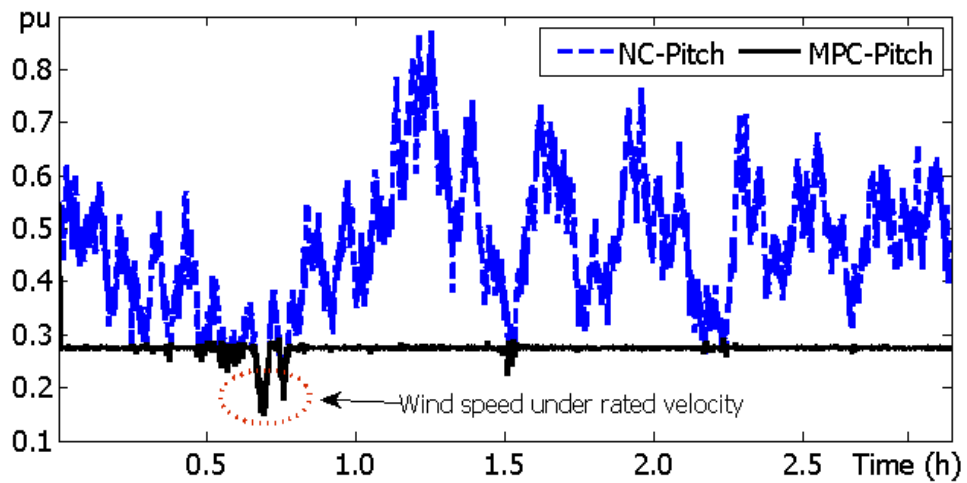
จากผลการจำลองกรณีศึกษาทั้ง 3 กรณี จำนวนรถไฟฟ้า 4×10^5 คัน (0.0015 MW ต่อรถหนึ่งคัน) ได้ถูกนำมาใช้ สำหรับกรณี 1 และกรณี 2 ได้ถูกสมมุติว่า PHEV ไม่ได้ต่อกับระบบ ในตอนเริ่มต้นของการจำลอง หลังจากนั้น PHEV ได้ต่อแบบสุ่มเข้ากับระบบที่เวลา 30 นาที (0.5 h) เพื่อลดการแกว่งของความถี่ ในกรณี 3 ได้มีการสมมุติว่า PHEV ได้ต่อแบบสุ่มเข้ากับระบบไมโครกริด ที่เวลา 0.5 h และปลดออกจากระบบที่เวลา 2.0 h และหลังจากนั้นต่อกลับอีกครั้งที่เวลา 2.5 h ในรูป 4.12 (ก), (ข) และ (ค) แสดงการเบี่ยงเบนความถี่, กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEVs ในกรณี 1 ตามลำดับ การเบี่ยงเบนความถี่ในกรณีของ MPC-PHEVs และ MPC-Pitch-PHEVs ดีกว่าในกรณีของ MPC-Pitch อย่างชัดเจน



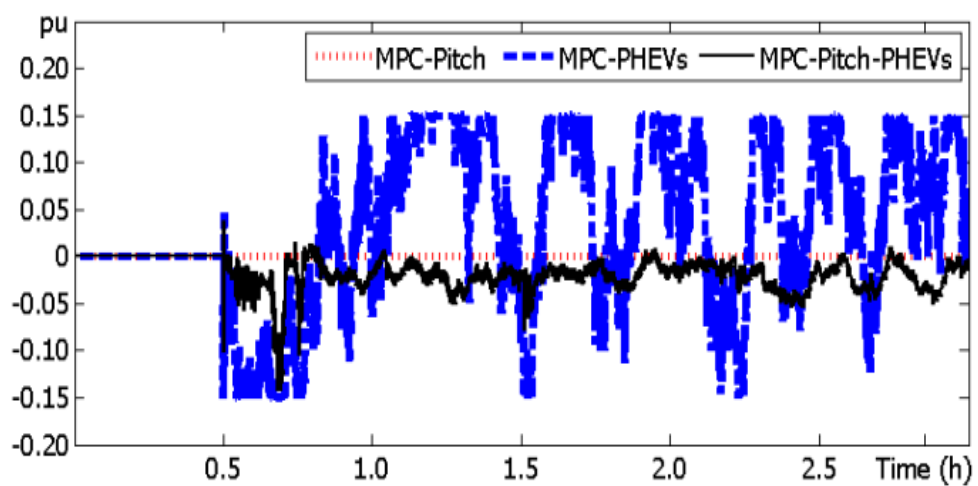
รูปที่ 4.12 ผลการจำลองในแกนเวลา กรณี 1 (ก) การเบี่ยงเบนความถี่ (ข) กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG (ค) กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEVs



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.13 ผลการจำลองในแกนเวลา กรณี 2 (ก) การเบี่ยงเบนความถี่ (ข) กำลังไฟฟ้าเอพท์พุดของ WTG (ค) กำลังไฟฟ้าเอพท์พุดของ PHEVs

ผลการจำลองในแกนเวลา กรณี 2 แสดงดังรูปที่ 4.13 โดยในรูป 4.13 (ก) ในช่วงเวลาแรกของการจำลอง การเบี่ยงเบนของความถี่ในกรณีของ MPC-Pitch-PHEVs เหมือนกับกรณีของ MPC-Pitch และดีกว่ากรณี MPC-PHEVs เพราะว่าผลกระทบของการควบคุมความเรียบของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจาก WTG ด้วย MPC หลังจาก PHEV ได้ถูกต่อเข้ากับระบบที่เวลา 0.5 h พบว่า MPC-Pitch-PHEVs สามารถควบคุมความถี่ของระบบได้ดี ในทางตรงข้าม PMC-Pitch และ MPC-PHEVs ไม่สามารถควบคุมความถี่ของระบบได้ ในที่นี้ MPC-PHEVs ทำงานไม่ดีเนื่องจาก ไฟฟ้ากำลังจากการชาร์จ/การดิสชาร์จของ ไม่เพียงพอสำหรับชดเชยการแกว่งของกำลังไฟฟ้าในระบบได้ ในทางตรงกันข้าม MPC-Pitch-PHEVs มีความสามารถที่จะควบคุมความถี่ตลอดเวลาของการจำลองอย่างมีประสิทธิภาพ เพราะว่าทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจาก WTG มีความเรียบโดยใช้ MPC ควบคุมมุมพิชของเบลด สามารถลดผลกระทบจากกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG และสามารถช่วยให้ PHEVs ทำการชาร์จ/การดิสชาร์จไฟฟ้ากำลังที่ระดับต่ำ

นอกจากนี้ เมื่อความเร็วลมต่ำกว่าความเร็วพิกัด (rated velocity) ดังแสดงในรูป 4.13 (ข) ความถี่ของระบบในกรณีของ MPC-Pitch-PHEVs สามารถทำให้ความถี่อยู่ในช่วงที่ต้องการได้ ผลการจำลองนี้แสดงให้เห็นว่า MPC-Pitch-PHEVs มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าจาก WTG รูปที่ 4.14 (ก), (ข) และ (ค) แสดงการเบี่ยงเบนความถี่, กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG, และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEV ของทั้ง 3 กรณี ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่า MPC-Pitch และ MPC-PHEVs ไม่สามารถควบคุมความถี่ ในขณะที่ MPC-Pitch-PHEVs สามารถควบคุมความถี่ได้อย่างดี รูปที่ 4.15 แสดงมุมพิชของเบลดในกรณีศึกษา ซึ่งจะเห็นว่า มุมพิชเปลี่ยนแปลงระหว่าง 10 ถึง 30 องศา และมีการแกว่งไม่บ่อยมากระหว่างช่วงเวลากการจำลอง ซึ่งมีความสอดคล้องกับข้อจำกัดทางกายภาพ (physically limited) ของ WTG ดังได้อธิบายไว้ใน [30]

นอกจากนี้ ในกรณีที่ต้องการแสดงประสิทธิภาพของวิธีการนำเสนอ จึงได้ทำการเปรียบเทียบระหว่างตัวควบคุม MPC และตัวควบคุม PID (proportional integral derivative: PID) โดยพารามิเตอร์ของ PID ได้ถูกจูนด้วย PSO (particle swarm optimization: PSO) [31] ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของการหาค่าเหมาะสม ถูกกำหนดโดยใช้ IAE [5] ของการเบี่ยงเบนความถี่และการเบี่ยงเบนของกำลังไฟฟ้าจาก WTG ที่เบี่ยงเบนจากค่าที่ตั้งไว้ ผลที่ได้คือ ตัวควบคุม PID ที่เหมาะสมดังต่อไปนี้

PID-WTG: $K_p = 0.5034, K_i = 0.0027, K_d = 0$

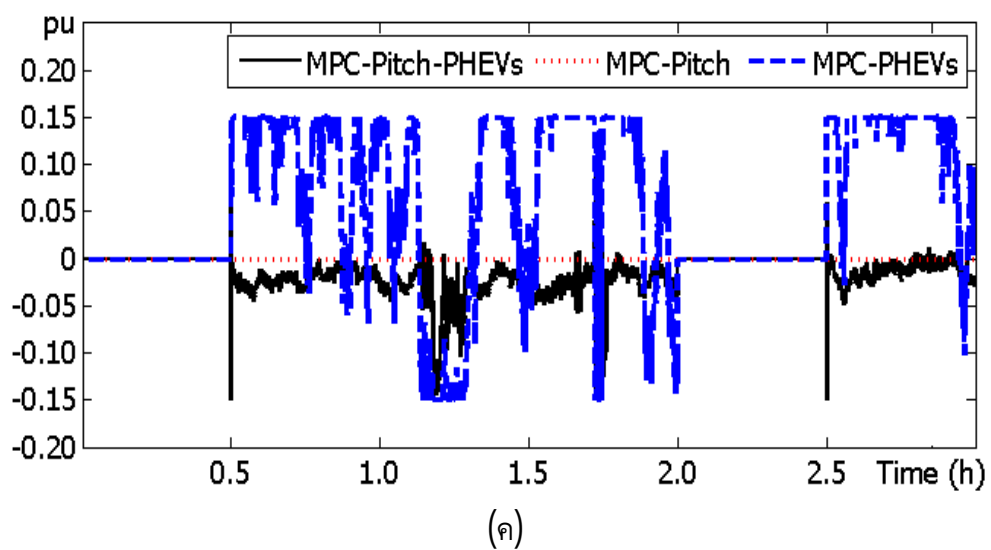
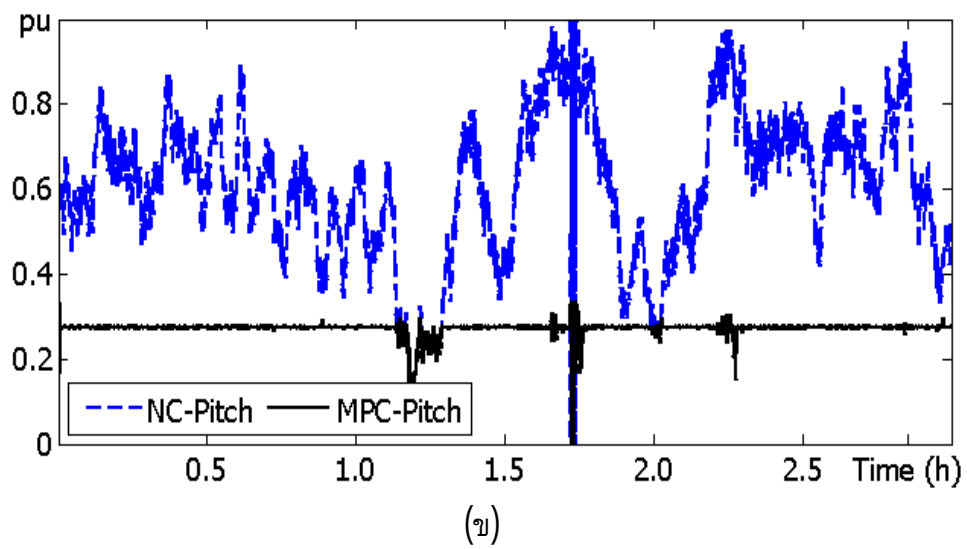
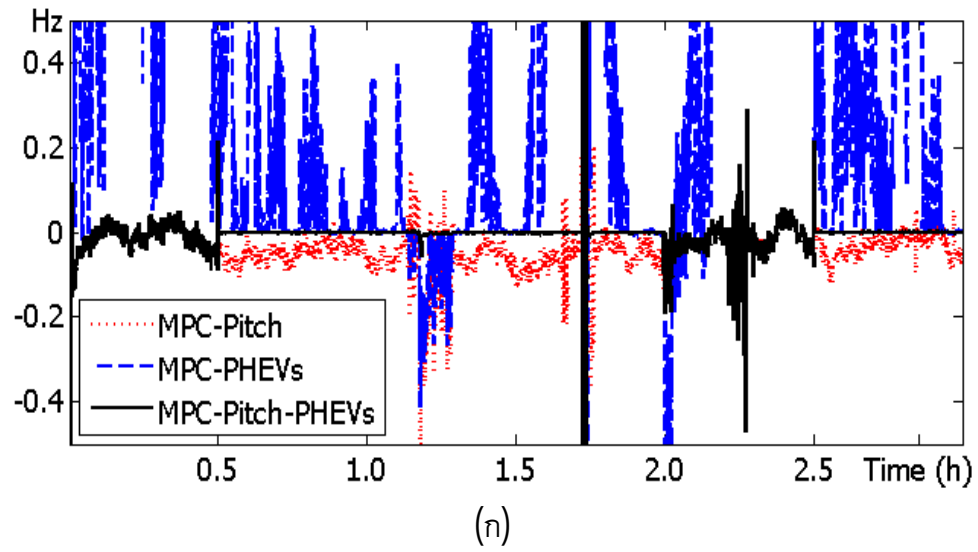
PID-PHEV: $K_p = 0.2644, K_i = 0.0065, K_d = 0$

เมื่อ K_p คือ ค่าเกนสัดส่วน (proportional gain) ของตัวควบคุม PID

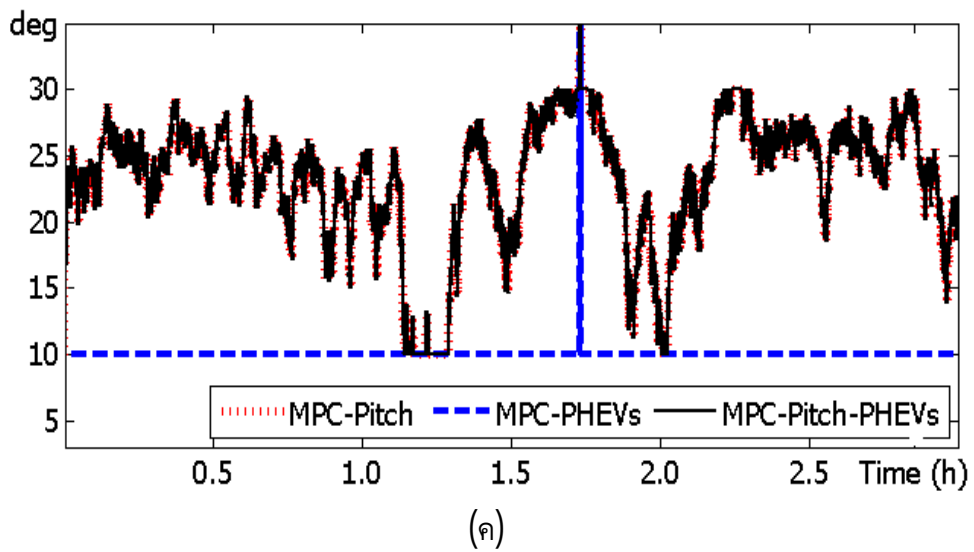
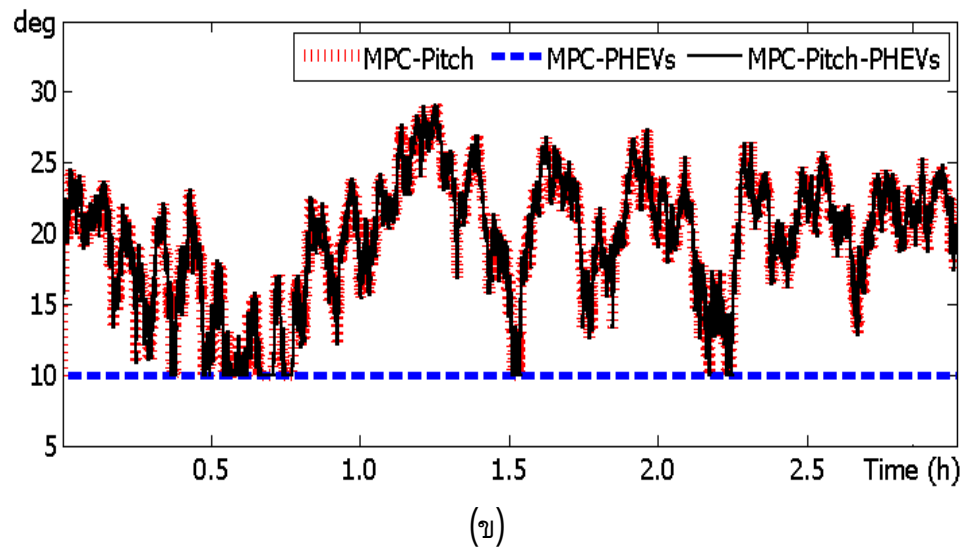
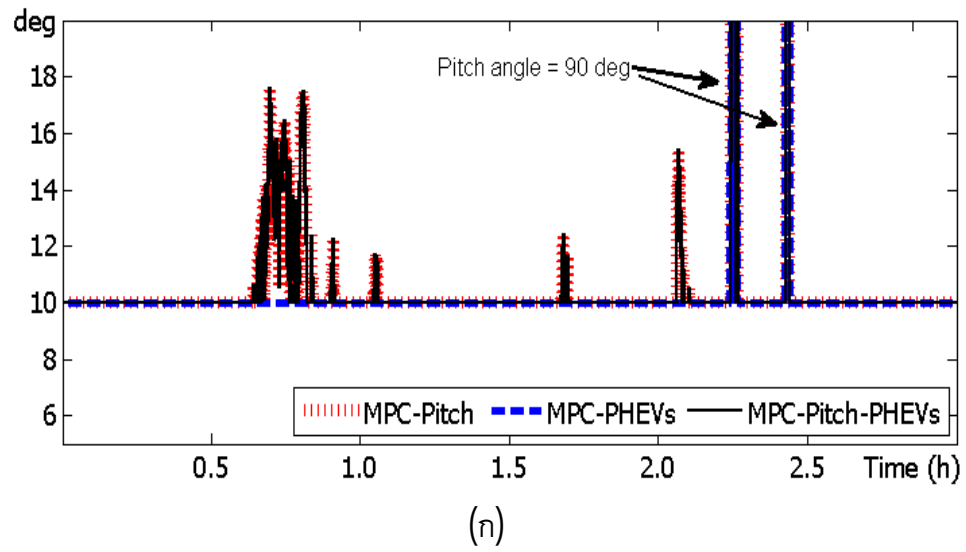
K_i คือ ค่าเกนปริพันธ์ (integral gain) ของตัวควบคุม PID

K_d คือ ค่าเกนอนุพันธ์ (derivative gain) ของตัวควบคุม PID

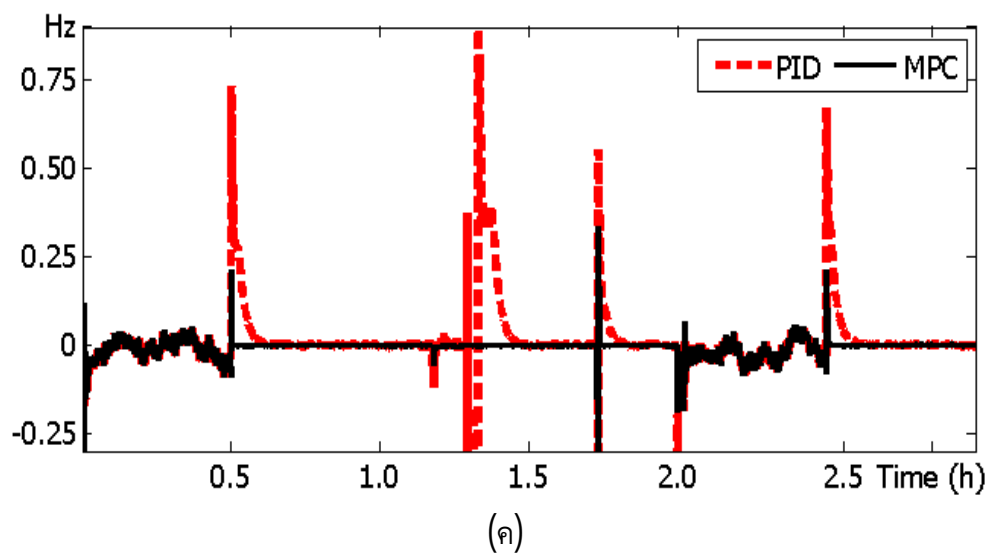
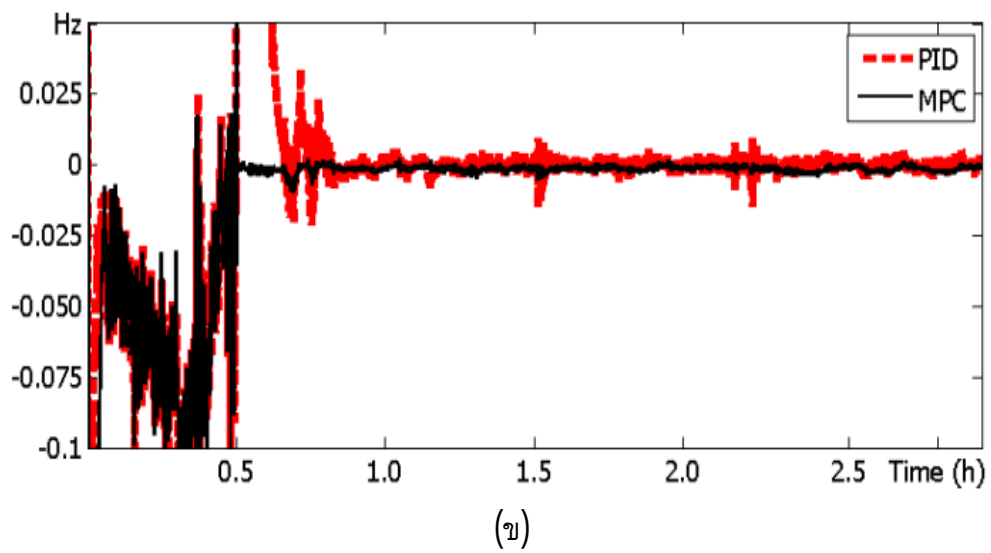
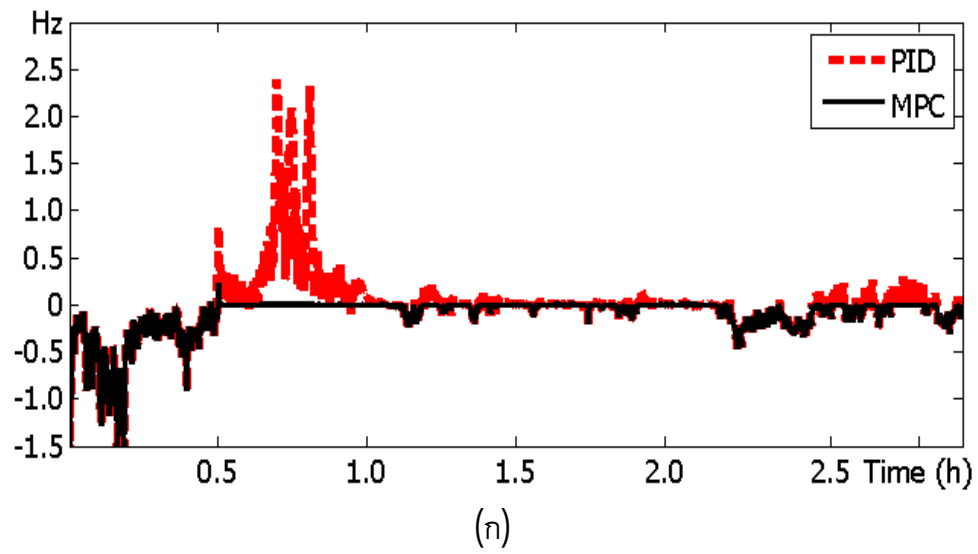
รูปที่ 4.16 แสดงการเปรียบเทียบการเบี่ยงเบนความถี่ระหว่าง วิธี MPC ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ และ PID จากรูปพบว่าตัวควบคุม MPC สามารถทำให้การเบี่ยงเบนความถี่ดีกว่าการควบคุมด้วยตัวควบคุม PID



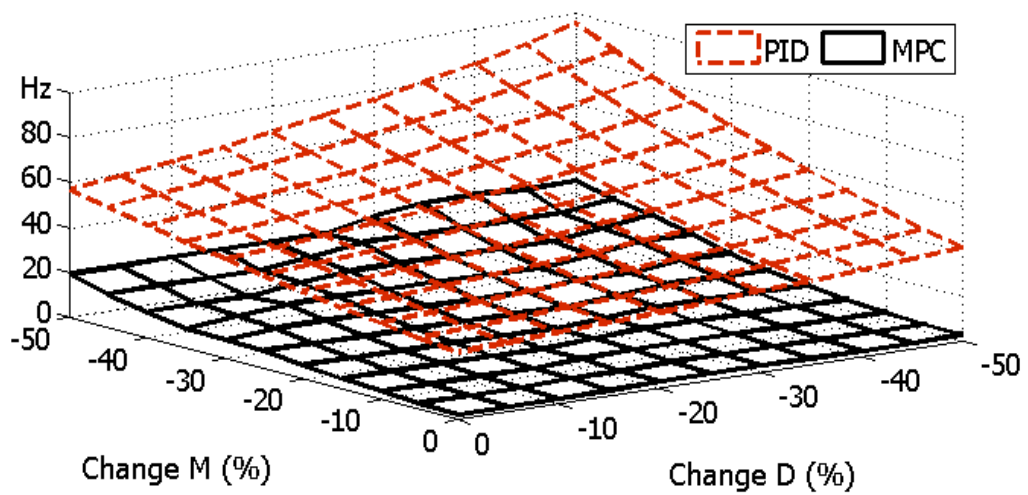
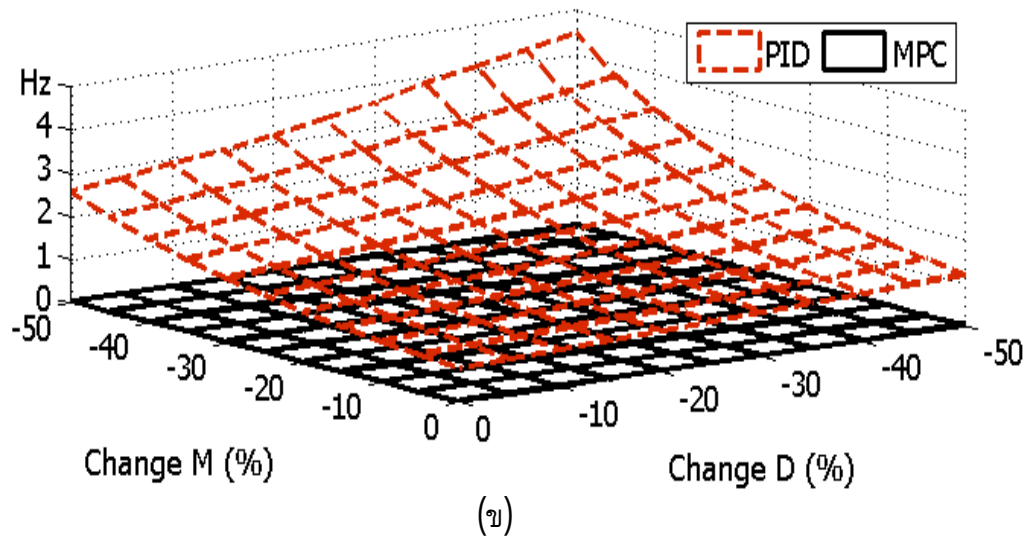
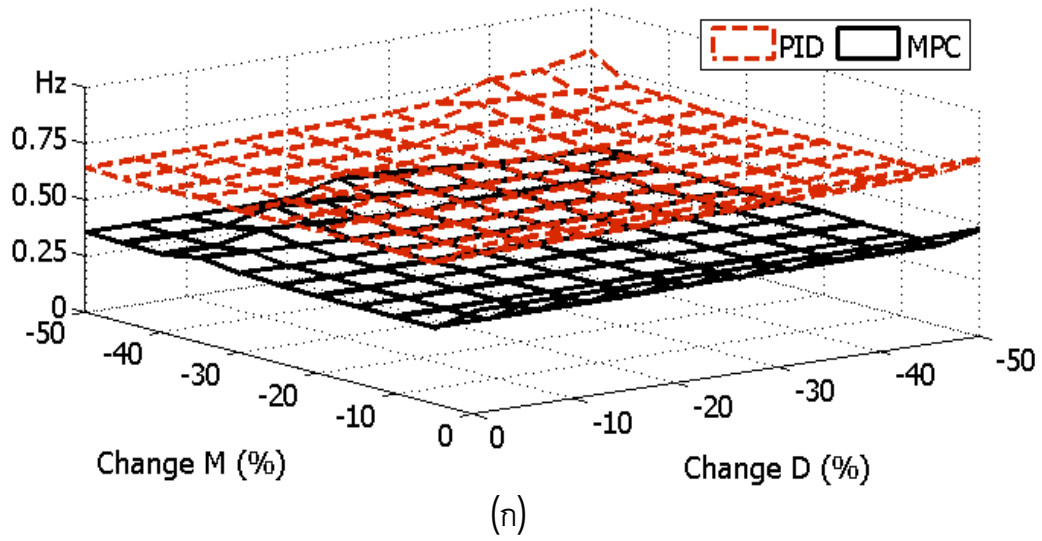
รูปที่ 4.14 ผลการจำลองในแกนเวลา กรณี 3 (ก) การเบี่ยงเบนความถี่ (ข) กำลังไฟฟ้าเออร์พุตของ WTG (ค) กำลังไฟฟ้าเออร์พุตของ PHEV



รูปที่ 4.15 มุมพิชของเบลตในกรณีศึกษา (ก) กรณี 1 (ข) กรณี 2 (ค) กรณี 3.



รูปที่ 4.16 การเบี่ยงเบนความถี่ (ก) กรณี 1 (ข) กรณี 2 (ค) กรณี 3



รูปที่ 4.17 ค่าสมบรูณ์การเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด เมื่อพารามิเตอร์ของระบบมีการเปลี่ยนแปลง
(ก) กรณี 1 (ข) กรณี 2 (ค) กรณี 3

ในกรณีที่ต้องการยืนยันความคงทน (robustness) ของหลักการควบคุมต่อความไม่แน่นอนของพารามิเตอร์ของระบบ (system parameter uncertainty) ค่าสัมบูรณ์ของการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด เมื่อพารามิเตอร์ของระบบ (M และ D) ได้ถูกทำให้เปลี่ยนแปลงจากสภาวะการทำงานปกติ (nominal operating condition) ถึง -50% โดย M ได้ถูกทำให้เปลี่ยนแปลงจาก 9.02 ถึง 4.52 และ D ได้ถูกเปลี่ยนแปลงจาก 2 ถึง 1 [5, 28] ดังแสดงในรูปที่ 4.17 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าตัวควบคุม MPC มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบเหนือกว่าตัวควบคุม PID

ผลการจำลองของกรณีศึกษาทั้ง 3 กรณี ยืนยันอย่างชัดเจนว่า การควบคุมประสานกันของ MPC-Pitch-PHEVs ดีกว่าการควบคุม MPC-Pitch และการควบคุม MPC-PHEVs การแกว่งของความถี่ของระบบไฟฟ้ากำลังสามารถถูกลดลงได้ด้วย MPC-PHEVs และจำนวนของ PHEVs สามารถทำการลดลงได้โดยใช้วิธีการควบคุมให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบโดยใช้ MPC ควบคุมมุมพิชของเบลต ดังนั้น การใช้ทั้ง MPC-Pitch และ MPC-PHEVs นอกจากจะสามารถลดการแกว่งของความถี่ได้แล้ว ยังสามารถลดจำนวน PHEV ที่ใช้ได้อีกด้วย นอกจากนี้ MPC ยังคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ เหนือกว่าตัวควบคุม PID

4.5 สรุปผล

การควบคุมประสานกันของมุมพิชของเบลต และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEV โดยใช้ MPC เพื่อลดการแกว่งของความถี่ในระบบไมโครกริด ได้ถูกนำเสนอในบทนี้ MPC สำหรับควบคุมมุมพิชของเบลตได้ถูกใช้เพื่อทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบมากขึ้น ในอีกด้านหนึ่ง MPC สำหรับควบคุม PHEV ได้ถูกนำมาใช้เพื่อควบคุมความถี่โวลต์ในระบบไมโครกริด ผลการจำลองกับระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษา แสดงให้เห็นว่า วิธีการควบคุมประสานกัน MPC-Pitch-PHEVs ที่นำเสนอ มีประสิทธิภาพเหนือกว่า MPC-Pitch และ MPC-PHEVs ทั้งนี้ ผลการจำลองยังได้แสดงให้เห็นว่า วิธีการ MPC สำหรับการควบคุมประสานกันที่นำเสนอ นอกจากจะสามารถลดการแกว่งของความถี่ในระบบไฟฟ้ากำลังแล้ว ยังสามารถลดจำนวน PHEV ที่ใช้ได้ด้วย นอกจากนี้ วิธีการ MPC สำหรับการควบคุมประสานกันระหว่างมุมพิชและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEV ที่นำเสนอ ยังมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบเมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุม PID อีกด้วย

4.6 เอกสารอ้างอิง

- [1] E. Alegria, T. Brown, E. Minear, and R.H. Lasseter, "CERTS microgrid demonstration with large-scale energy storage and renewable generation," *IEEE Trans Smart Grid*, pp.1-7. 2013.
- [2] B. Kroposki, R. Lasseter, T. Ise, S. Morozumi, S. Papathanassiou, and N. Hatziargyriou, "Making microgrids work," *IEEE Power Energy Magazine*, vol.6, pp.40-53, 2008.

- [3] J. Han, S. K. Solanki, and J. Solanki, "Coordinated predictive control of a wind/battery microgrid system," *IEEE Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol.1, no.4, pp.296-305, 2013.
- [4] P.-K. Keung, P. Li, H. Banakar, and B.T. Ooi, "Kinetic energy of wind-turbine generators for system frequency support," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.24(1), pp.279-287, 2009.
- [5] S. Vachirasricirikul, and I.Ngamroo, "Robust controller design of heat pump and plug-in hybrid electric vehicle for frequency control in a smart microgrid based on specified-structure mixed H_2/H_∞ control technique," *Applied Energy*, vol.88(11), pp.3860-3868, 2011.
- [6] T. Masuta, and A. Yokoyama, "Supplementary load frequency control by use of a number of both electric vehicles and heat pump water heaters," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.3(3), pp.1253-1262, 2012.
- [7] T.H. Mohamed, J. Morel, H. Bevrani, T. Hiyama, "Model predictive based load frequency control design concerning wind turbines," *Electr. Power Energy Syst.*, vol.43, pp.859-867, 2012.
- [8] T. Senjyu, T. Kaneko, A. Uehara, A. Yona, H. Sekine, and C-H Kim, "Output power control for large wind power penetration in small power system," *Renewable Energy*, vol.34, pp.2334-2343, 2009.
- [9] H. Bevrani, P.R. Daneshmand, "Fuzzy logic-based load-frequency control concerning high penetration of wind turbines," *IEEE Systems Journal*. (Article in press)
- [10] T. Senjyu, R. Sakamoto, N. Urasaki, T. Funabashi, H. Fujita, and H. Sekine, "Output power leveling of wind turbine generator for all operating regions by pitch angle control," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol.21, no.2, pp.467-475, 2006.
- [11] Y. Nishizaki, H. Irie, A. Yokoyama, Y. Tada, "Blade pitch angle control and its capacity reduction effect on battery for load frequency control in power system with a large capacity of wind power generation," *IEEE Trans. Power and Energy*, pp.50-56, 2009.
- [12] Y. Ota, H. Taniguchi, T. Nakajima, K. M. Liyanage, K. Shimizu, T. Masuta, J. Baba, A. Yokoyama, "Effect of smart storage in ubiquitous power grid on frequency control," *IEEE Trans. Power Energy*, vol.131, no.1, pp.94-100, 2011.
- [13] J.M. Foster, G. Trevino, M. Kuss, M.C. Caramanis, "Plug-in electric vehicle and voltage support for distributed solar: theory and application," *IEEE Systems Journal*. (Article in press)

- [14] M. Takagi, H. Yamamoto, K. Yamaji, K. Okano, R. Hiwatari, and T. Ikeya, "Load frequency control method by charge control for plug-in hybrid electric vehicles with LFC signal," *IEEJ Trans. Power Energy*, vol.129, no.11, pp.1342-1348, 2009.
- [15] Y. Ota, H. Taniguchi, T. Nakajima, K.M. Liyanage, J. Baba, and A. Yokoyama, "Autonomous distributed V2G (vehicle-to-grid) satisfying scheduled charging," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.3(1), pp.559-564, 2012.
- [16] C.-T. Li, C. Ahn, H. Peng, and J. Sun, "Synergistic control of plug-in vehicle charging and wind power scheduling," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.28(2), 1113-1121, 2013.
- [17] H. Liu, Z. Hu, Y. Song, and J. Lin, "Decentralized vehicle-to-grid control for primary frequency regulation considering charging demands," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.28(3), pp.3480-3489, 2013.
- [18] D.E. Seborg, T.F. Edgar, D.A. Mellichamp, "Process Dynamics and Control," 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [19] K.S. Holkar, and L.M. Waghmare, "An overview of model predictive control," *Int. J. Control Automation*, vol.3, no.4, pp.47-64, 2010.
- [20] M.G. Na, D.W. Jung, S.H. Shin, J.W. Jang, K.B. Lee, and Y.J. Lee, "A model predictive controller for load-following operation of PWR reactors, *IEEE Trans. Nuclear Science*, vol.52, no.4, pp. 1009-1020 , 2005.
- [21] J.G. VanAntwerp and R.D. Braatz, "Fast model predictive control of sheet and film processes," *IEEE Trans. Control Systems Technology*, vol.8, no.3, pp.408-417, 2000.
- [22] M. Morari, and N.L. Ricker, *Model Predictive Control Toolbox*, MATH WORKS Inc., 1998.
- [23] T.H. Mohamed, H. Bevrani, A.A. Hassan, T. Hiyama, "Decentralized model predictive based load frequency control in an interconnected power system," *Energy Conv. Manage.*, vol.52, pp.1208-1214, 2011.
- [24] M. Khalid, and A.V. Savkin, "An optimal operation of wind energy storage system for frequency control based on model predictive control," *Renew. Energy*, vol.48, pp.127-132, 2012.
- [25] A. Khatamianfar, M. Khalid, A.V. Savkin, and V.G. Agelidis, "Improving wind farm dispatch in the Australian electricity market with battery energy storage using model predictive control," *IEEE Trans. Sustain. Energy*. (Article in press)
- [26] F. Yan, J. Wang, and K. Huang, "Hybrid electric vehicle model predictive control torque-split strategy incorporating engine transient characteristics," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol.61, no.6, pp. 2458-2467, 2012.

- [27] J. Gallardo-Lozano, M.I. Milanés-Montero, M.A. Guerrero-Martínez, E. Romero-Cadaval, "Electric vehicle battery charger for smart grids," *Electr. Pow. Syst. Res.*, vol.90, pp.18-29, 2012.
- [28] S. Vachirasricirikul and I. Ngamroo, "Robust LFC in a smart grid with wind power penetration by coordinated V2G control and frequency controller," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.5, no. 1, pp.371-380, 2014.
- [29] T. Shibata, T. Fukuda, K. Tanie, "Synthesis of fuzzy, artificial intelligence, neural networks, and genetic algorithm for hierarchical intelligent control-top-down and bottom-up hybrid method," *Proc. 1993 Int. Joint Conf. on Neural Networks (IJCNN '93)*, Nagoya, vol.3, pp.2869-2872, 1993.
- [30] H. Geng, and G. Yang, "Robust pitch controller for output power levelling of variable-speed variable-pitch wind turbine generator systems," *IET Renew. Power Gener.*, vol.3(2), pp.168-179, 2009.
- [31] J. Kennedy, and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," in *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Net.*, vol.4, pp.1942-1948, 1995.
- [32] X. Li, D. Hui, X. Lai, and T. Yan, "Power quality control in wind/fuel cell/battery/hydrogen electrolyzer hybrid micro-grid power system" in *Applications and Experiences of Quality Control, InTech, 2011*, pp.579-594.
- [33] T. Michigami, and T. Ishii, "Construction of fluctuation load model and dynamic simulation with LFC control of DC power system and frequency converter interconnection," in *Proc. IEEE/PES Transm. Distrib. Conf. Exhib.: Asia-Pacific*, pp.382-387, 2002.

บทที่ 5

การควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จแบบสองทิศทาง และการควบคุม SoC ของรถไฟฟ้า สำหรับการทำเสถียรภาพความถี่โดยใช้ MMPC

ในบทนี้จะกล่าวถึงการควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จแบบสองทิศทางและการควบคุมสถานะการประจุ (state of charge: SoC) ของรถยนต์ไฟฟ้าปลั๊กอินไฮบริด (plug-in hybrid electric vehicles: PHEV) สำหรับการทำเสถียรภาพความถี่ในระบบไมโครกริด (microgrid) โดยใช้ MMPC (multiple model predictive control: MMPC) MMPC ได้รับการพัฒนาและปรับปรุงมาจาก MPC (model predictive control: MPC) แบบดั้งเดิมเพื่อทำงานกับสภาวะการทำงานแบบหลายสภาวะของระบบ โดย MPC คือวิธีการที่มีหลักการของแบบจำลองบนพื้นฐานการทำนาย (model-based prediction) ที่มีประสิทธิภาพ ซึ่งจะทำให้การคำนวณสัญญาณควบคุมในอนาคตด้วยการหาค่าเหมาะสมของโปรแกรมกำลังสอง (quadratic programming) บนพื้นฐานของแบบจำลองระบบ (plant model) ของระบบ, สัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงในอดีต (past manipulate) ของระบบ, และสัญญาณควบคุมของระบบ ด้วยการหาค่าเหมาะสมของสัญญาณการควบคุมของรถยนต์ไฟฟ้าในแต่ละช่วงเวลาหนึ่ง (each time instant) พร้อมกับการเปลี่ยนแบบจำลอง MPC ตามช่วงของแบตเตอรี่ SoC ของรถไฟฟ้า วิธีการควบคุมแบบ MMPC ที่นำเสนอ มีความสามารถลดการแกว่งของความถี่ในระบบไมโครกริดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

5.1 บทนำ

ไมโครกริด ได้มีการถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายในพื้นที่ห่างไกล เพราะปัญหาสิ่งแวดล้อม ค่าใช้จ่ายที่สูง และอื่นๆ [1-2] ไมโครกริดเป็นกลุ่ม (cluster) ของหน่วยการผลิตแบบกระจาย (distributed generation units), หน่วยสะสมพลังงานแบบกระจาย (distributed storage units), และโหลด [3-4] ไมโครกริดสามารถทำงานในโหมดแยกโดดอัตโนมัติ และยังสามารถเชื่อมต่อการไฟฟ้า (utility grid) ได้ ความสมดุลระหว่างกำลังไฟฟ้าผลิตและโหลดในศูนย์ควบคุมระบบไมโครกริด การขยายตัวของแหล่งจ่ายพลังงานหมุนเวียน (renewable energy sources) ในระบบไมโครกริด โดยเฉพาะการผลิตกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมมีการเพิ่มขึ้นอย่างชัดเจน เพราะพลังงานหมุนเวียนมีผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อมเพียงเล็กน้อย และมีปริมาณไม่จำกัดโดยเฉพาะในพื้นที่ชนบทห่างไกล (rural areas) อย่างไรก็ตาม การผลิตกำลังไฟฟ้าที่ไม่สม่ำเสมอจากพลังงานลม เป็นสาเหตุทำให้เกิดปัญหาการแกว่งของความถี่อย่างรุนแรง โดยเฉพาะเมื่อขนาดกำลังการผลิตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุมความถี่ไม่เพียงพอ เมื่อการควบคุมไม่มีประสิทธิภาพ การแกว่งของความถี่อย่างรุนแรงอาจส่งผลทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพได้

ในอีกด้านหนึ่ง รถยนต์ไฟฟ้าปลั๊กอินไฮบริด (plug-in hybrid electric vehicles: PHEV) คืออุปกรณ์ที่มีการคาดการณ์อย่างชัดเจน ที่จะนำมาติดตั้งในฝั่งผู้ใช้ไฟฟ้า (customer side) [5-11] ด้วย

พลังงานที่จัดเก็บอย่างเพียงพอในแบตเตอรี่ของ PHEV การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการชาร์จ/การคายชาร์จแบบสองทิศทาง (bidirectional charging/discharging) ของ PHEV สามารถประยุกต์ใช้เพื่อลดการแกว่งของความถี่ [5-11] การควบคุมการชาร์จกำลังไฟฟ้าของ PHEV เพื่อควบคุมความถี่ในระบบไฟฟ้ากำลังแบบต่อเชื่อม (inter-connected power system) ที่มีฟาร์มกังหันลมได้มีการนำเสนอในงานวิจัย [5] ตัวควบคุมใน [5] สามารถที่จะทำเสถียรภาพความถี่ของระบบไฟฟ้ากำลังระหว่างช่วงเวลาการชาร์จ ในอีกด้านหนึ่ง การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง (bidirectional power control) หรือ vehicle to grid (V2G) ของ PHEV ได้ถูกประยุกต์ใช้เพื่อควบคุมความถี่ในระบบไฟฟ้ากำลังแบบต่อเชื่อมที่มีฟาร์มกังหันลม ได้มีการนำเสนอในงานวิจัย [6] ตัวควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV แบบสัดส่วน (proportional) ใน [6] ให้ผลการควบคุมที่ดี อย่างไรก็ตาม ภายใต้ความไม่แน่นอนของการเปลี่ยนแปลงระบบ เช่น การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ, การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมและไหลด ส่งผลให้ตัวควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV ใน [6] อาจไม่สามารถทนต่อความไม่แน่นอนเหล่านี้ และส่งผลให้ไม่สามารถลดการแกว่งของความถี่ในระบบไฟฟ้ากำลังได้

นอกจากนี้ ในกรณีการใช้งานจริง พารามิเตอร์ของระบบอาจไม่คงที่และเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องเมื่อสภาวะการทำงานเปลี่ยนไป [12] การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ เช่น ค่าคงที่ความเฉื่อย (inertia constant) และอัตราการหน่วง (damping ratio) คือสิ่งที่ถูกพิจารณาเพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพความคงทน (robustness) ในงานด้านการควบคุมความถี่ไหลด [13] ดังนั้น ความคงทนของตัวควบคุมต่อความไม่แน่นอนของระบบ คือ ปัจจัยที่สำคัญ ซึ่งจะต้องนำมาพิจารณาในการออกแบบตัวควบคุมด้วย

เพื่อเพิ่มความคงทนของตัวควบคุมต่อความไม่แน่นอนของระบบ ในบทนี้ จึงได้ทำการประยุกต์ใช้ MMPC (multiple model predictive control: MMPC) เพื่อทำการชาร์จ/การคายชาร์จ PHEV แบบสองทิศทาง (PHEV bidirectional charging/discharging) บนพื้นฐานของการควบคุม SoC สำหรับการทำให้เสถียรภาพความถี่ในระบบไมโครกริด โดย MMPC ได้รับการพัฒนาและปรับปรุงมาจาก MPC (model predictive control: MPC) แบบดั้งเดิม เพื่อทำงานกับสภาวะการทำงานแบบหลายสภาวะของระบบ [14-20] MPC มีความคงทนต่อความไม่แน่นอนของระบบและการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ [21] และได้ถูกประยุกต์เพื่อควบคุมความถี่ไหลดที่มีกังหันลมในงานวิจัย [22] ในอีกด้านหนึ่ง การประยุกต์ใช้ MMPC ได้มีการนำเสนอในงานวิจัยต่างๆ เช่น การทำงานของคลัทช์รถยนต์แห้ง (automotive dry clutch engagement) [16], ระบบแลกเปลี่ยนโปรตอนแบบไฮบริดของเยื่อหุ้มเซลล์เชื้อเพลิง (hybrid proton exchange membrane fuel cell system) [17], และระบบระบายน้ำในคลอง (drainage canal system) [20]

ในบทนี้จะนำเสนอการควบคุม PHEV แบบเวลาจริงที่เหมาะสมโดยใช้ MMPC บนพื้นฐานของสถานะการประจุแบตเตอรี่ของ PHEV กำลังไฟฟ้าจากพลังงานลม และการเบี่ยงเบนความถี่ของระบบ ตัวควบคุมที่นำเสนอมีความคงทนต่อความไม่แน่นอนของระบบและสามารถใช้เพื่อลดการแกว่งของความถี่ในระบบไมโครกริดได้เป็นผลสำเร็จ

5.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

การประยุกต์ใช้ PHEV เพื่อทำเสถียรภาพการแกว่งของความถี่ในระบบไฟฟ้ากำลัง ได้มีการนำเสนอในงานวิจัย [5] ในงานวิจัยนี้ แบตเตอรี่ของ PHEV ได้ถูกควบคุมด้วยการจัดการการชาร์จกำลังไฟฟ้าของ PHEV อย่างไรก็ตามสถานะการประจุของแบตเตอรี่ (battery state of charge: SoC) ซึ่งจำเป็นสำหรับการขับเคลื่อน ไม่ได้ถูกพิจารณาในงานวิจัยนี้

ในงานวิจัย [7] ได้นำเสนอ การควบคุมความถี่ของโหลดของระบบไฟฟ้ากำลังแบบเชื่อมโยงสองพื้นที่ด้วย PHEV แบตเตอรี่ของ PHEV ในงานวิจัยนี้ได้ถูกพิจารณาให้เป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าของการชาร์จ/การดิสชาร์จแบบสองทิศทาง จากระบบไฟฟ้าไปสู่การไฟฟ้า/จากการไฟฟ้าไปสู่ระบบไฟฟ้า อย่างไรก็ตาม SoC ของแบตเตอรี่ ได้ถูกคงค่าไว้ที่ค่าหนึ่งระหว่างการใช้ PHEV เพื่อทำเสถียรภาพความถี่

ในงานวิจัย [10] การชาร์จแบบสมาร์ต (smart charging) ของการควบคุมการชาร์จกำลังไฟฟ้าแบบทางเดียว (one way charging) จากการไฟฟ้า (grid) ไปยังรถไฟฟ้า ได้ถูกนำเสนอ ข้อดีของงานวิจัยนี้ประกอบด้วย (1) การชาร์จแบบสมาร์ตสามารถสร้างการควบคุมการชาร์จกำลังไฟฟ้าแบบทางเดียวจากการไฟฟ้าไปยังรถไฟฟ้าได้ และ (2) การชาร์จแบบสมาร์ตสามารถที่จะช่วยลดการแกว่งของความถี่โหลดได้ในเวลาเดียวกัน ในงานวิจัยนี้ PHEV ได้ถูกแบ่งออกเป็นสองกลุ่ม กลุ่มแรกได้กำหนดให้มี SoC แบบคงที่ และทำการชาร์จด้วยการควบคุมแบบดรู๊ป (droop control) ดังได้มีการนำเสนอในงานวิจัย [7] สำหรับกลุ่มสองจะอยู่ในโหมด V1G และใช้การชาร์จแบบสมาร์ต อย่างไรก็ตาม เหมือน V2G เป็นอุปกรณ์หลักที่ช่วยลดการแกว่งของความถี่ เพราะว่าทั้งก่อนและหลังการนำ V1G ออกจากระบบ (plug-out) การเบี่ยงเบนความถี่ไม่ได้แตกต่างกัน

ในงานวิจัย [13] การควบคุมประสานกันแบบคงทนของ PHEV และการควบคุมความถี่โหลด (load frequency control: LFC) ได้ถูกนำเสนอ ข้อดีของงานวิจัยนี้ ประกอบด้วย (1) PHEV สามารถที่จะทำการชาร์จ/การดิสชาร์จกำลังไฟฟ้าสำหรับ SoC ที่ต้องการในช่วงเวลาที่แน่นอน และ (2) PHEV สามารถที่จะลดการเบี่ยงเบนความถี่พร้อมๆ กัน ในงานวิจัยนี้ ต้องรู้รูปแบบของกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมก่อนทำการหาค่าเหมาะสมของสัญญาณควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จ PHEV อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจริงรูปแบบของกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมหลายๆ ชั่วโมงล่วงหน้า (several-hours-ahead wind power pattern) อาจเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ

ดังได้แนะนำในงานวิจัยก่อนหน้านี้ สัญญาณของตัวควบคุมของ PHEV ได้ถูกสร้างโดยการใช้ระบบปกติ (nominal plant) และสัญญาณการเบี่ยงเบนความถี่ป้อนกลับในปัจจุบัน งานวิจัยก่อนหน้านี้ไม่ได้พิจารณาสัญญาณควบคุมและสัญญาณการเบี่ยงเบนของความถี่ในอดีตมาพิจารณา ซึ่งอาจมีผลต่อสัญญาณควบคุมและสัญญาณความถี่ในอนาคต นอกจากนี้ SoC ของแบตเตอรี่ไม่ได้ถูกพิจารณาในการออกแบบตัวควบคุม ดังนั้น จึงไม่สามารถรับรองได้ว่า SoC อยู่ในตำแหน่งระดับที่ต้องการเมื่อสิ้นสุดการใช้ (plug-out) PHEV เพื่อทำเสถียรภาพความถี่

นอกจากนี้ ในกรณีที่ต้องการเพิ่มประสิทธิภาพการลดการแกว่งของความถี่พร้อมกับการชาร์จแบตเตอรี่ให้ได้ SoC ที่ระดับที่ต้องการ โดย PHEV ที่มีตัวควบคุมที่แตกต่างกันควรจะถูกใช้สำหรับ SoC ของแบตเตอรี่ที่แตกต่างกัน ตัวควบคุมเฉพาะ (unique controller) ควรถูกออกแบบสำหรับแต่ละ

ช่วงของ SoC ของแบตเตอรี่

5.3 ศึกษากระบวนการและการจำลอง

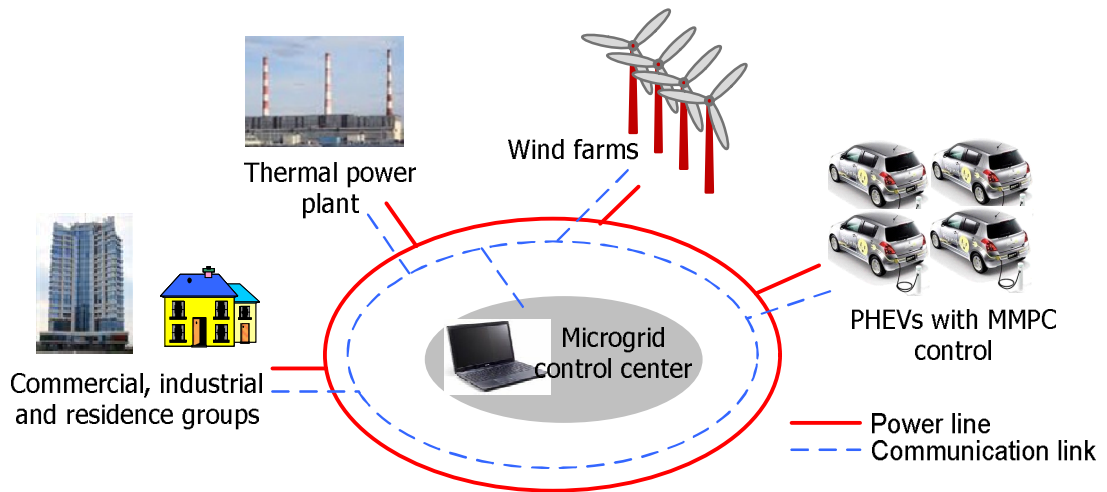
ในหัวข้อนี้ จะนำเสนอรายละเอียดของระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษา และหลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV

5.3.1 ระบบไมโครกริด

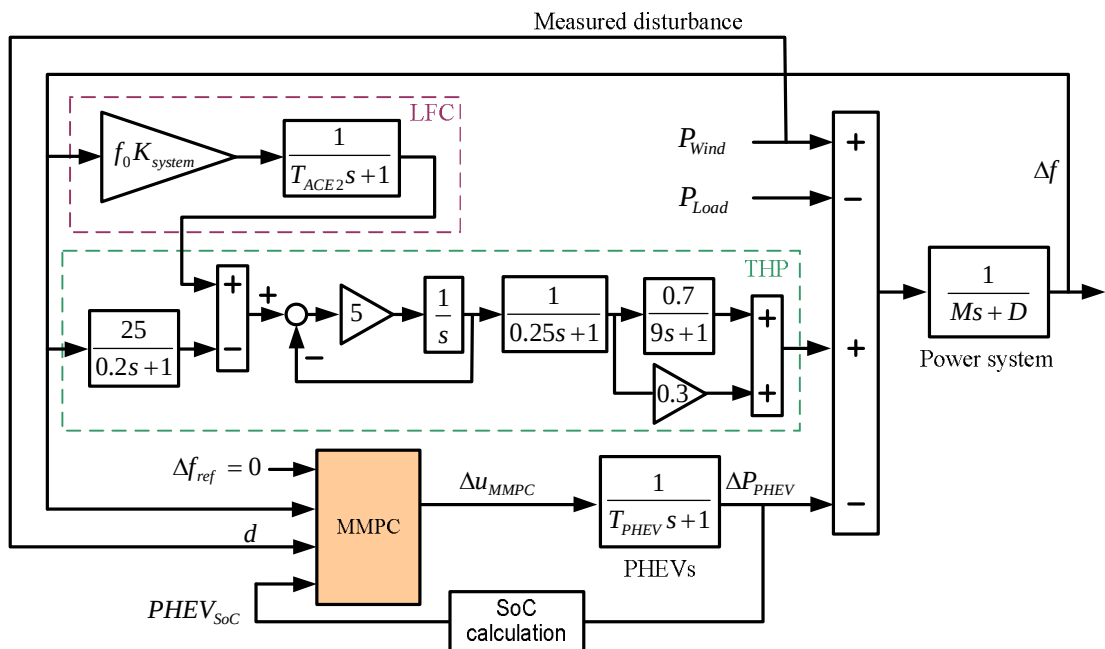
ระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษานี้ แสดงดังรูปที่ 5.1 รายละเอียดของระบบมีดังต่อไปนี้ กำลังไฟฟ้าจากพลังงานความร้อน (thermal power: THP) ขนาด 20 MW, กำลังไฟฟ้าจากพลังงานลม (wind power) ขนาด 5.5 MW, PHEV ขนาด 3.5 MW, และโหลดขนาด load 15 MW [11, 23] ค่าฐานของระบบ (system base) คือ 20 MW [13] การเชื่อมโยงการสื่อสาร (communication links) ทำการเชื่อมต่อสัญญาณขนาดของอุปกรณ์ไฟฟ้าในระบบแบบกระจายและแลกเปลี่ยนข้อมูลสถานะของอุปกรณ์ต่างๆ และสัญญาณแนะนำการควบคุม (control instructions) [24]

เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าแบบทันทีทันใด (sudden power change) จากการแกว่งของกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลม และความผันผวนของโหลด เครื่องกำเนิดไฟฟ้าพลังความร้อน (thermal generator) อาจไม่สามารถชดเชยกำลังไฟฟ้าได้อย่างเพียงพอ เพราะว่า THP มีผลตอบสนองทางไดนามิกส์ที่ช้า (slow dynamic response) [25] ผลตอบสนองทางไดนามิกส์ที่เร็วของแบตเตอรี่รถไฟฟ้าที่มีพื้นฐานอยู่บนการใช้รถไฟฟ้าหลายๆ คัน (multiple PHEV) เป็นที่คาดหวังอย่างมากที่จะมาเพิ่มการชดเชยกำลังไฟฟ้าจริงที่ไม่สมดุลย์เมื่อประสิทธิภาพของ LFC ไม่เพียงพอ

แบบจำลองเชิงเส้น (linearized model) ของระบบไมโครกริด [11, 13, 23, 25-27] ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ในแบบจำลอง PHEV ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันอันดับหนึ่ง (first-order transfer function) ที่มีค่าคงตัวทางเวลา (T_{PHEV}) ได้ถูกนำมาใช้ [13] ในระบบนี้ ได้มีการประยุกต์ใช้ MMPC เพื่อควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จของ PHEV บนพื้นฐานของการพิจารณา SoC ของแบตเตอรี่รถยนต์ไฟฟ้า ในที่นี้ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจาก WTG ได้ถูกใช้ให้เป็นการรบกวนที่วัดได้ (measured disturbance: d) ของแบบจำลอง MMPC พารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบแสดงดัง ตาราง 5.1 [11, 13, 23, 25-27]



รูปที่ 5.1 ระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษา



รูปที่ 5.2 แบบจำลองเชิงเส้นของระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษา

ตาราง 5.1 พารามิเตอร์ของระบบ

พารามิเตอร์	ค่า
Reference frequency, f_0 (Hz)	50
Inertia constant, M (sec)	9.02
Frequency characteristic of load except PHEV, D (pu)	2
ACE calculation time constant, T_{ACE} (sec)	10
Frequency bias factor, K_{system} (%MW/Hz)	10
Frequency characteristic per PHEV (kW/Hz)	2.5
Number of PHEV	100,000
Total frequency characteristic, K_{PHEV} (MW/Hz)	275
Time constant of PHEV, T_{PHEV} (sec)	1
Control valve servomotor lag time constant, T_1 (sec)	0.2
HP inlet piping lag time constant, T_2 (sec)	0.25
Reheater, crossover and LP inlet piping lag time constant, T_3 (sec)	9
Fraction of power developed by HP, K	0.3

5.3.2 หลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV

ความสัมพันธ์ระหว่างการควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV และการเบี่ยงเบนความถี่แสดงดังรูปที่ 5.3 [6] เมื่อ V1G คือ การควบคุมการชาร์จกำลังไฟฟ้าแบบทางเดียวจากการไฟฟ้าไปยังรถไฟฟ้า และ V2G คือ การควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางจากรถไฟฟ้าไปยังการไฟฟ้า/จากการไฟฟ้ามายังรถไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEV ได้ถูกควบคุมด้วยคุณลักษณะแบบดรู๊ป (droop characteristics) ต่อการเบี่ยงเบนของความถี่ กำลังไฟฟ้าจริงของ V2G (active V2G power: P_{V2G}) ที่ถูกปล่อยเข้าไปยังการไฟฟ้า (injected in to the grid) ได้ถูกออกแบบตามการเบี่ยงเบนความถี่ (Δf) ที่ขั้ว (terminal) ที่ PHEV ต่ออยู่ ดังสมการต่อไปนี้

$$P_{V2G} = \begin{cases} K_{V2G} \cdot \Delta f, & |K_{V2G} \cdot \Delta f| \leq P_{\max} \\ P_{\max}, & K_{V2G} \cdot \Delta f > P_{\max} \\ -P_{\max}, & K_{V2G} \cdot \Delta f < -P_{\max} \end{cases}, \quad (5.1)$$

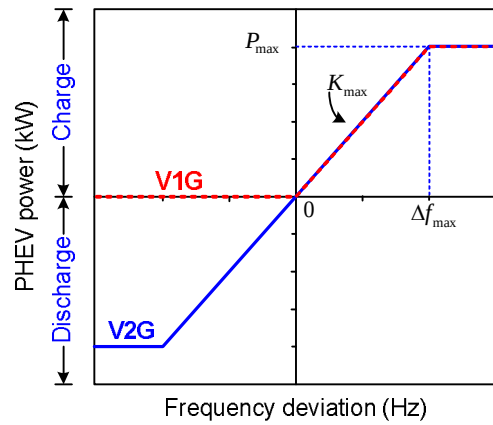
เมื่อ $P_{\max}$ คือ ค่ามากที่สุดของกำลังไฟฟ้าจาก V2G ซึ่งถูกจำกัดโดยข้อกำหนดของไฟบ้าน

K_{V2G} คือ ค่าเกนของ V2G

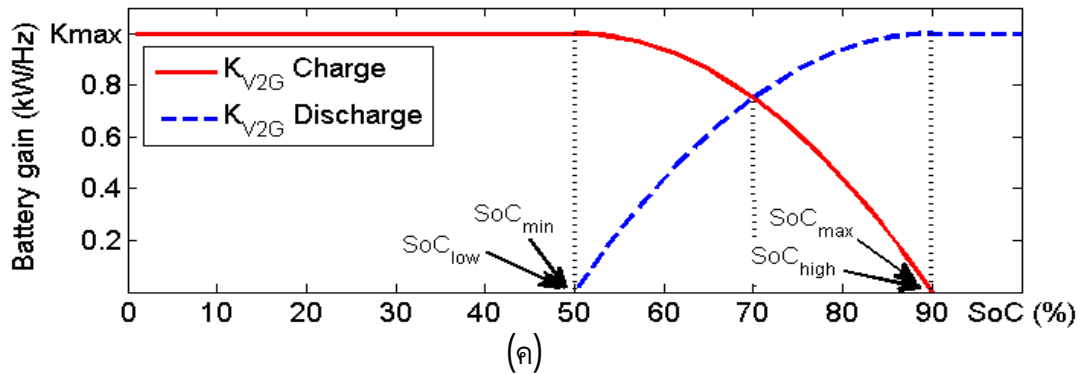
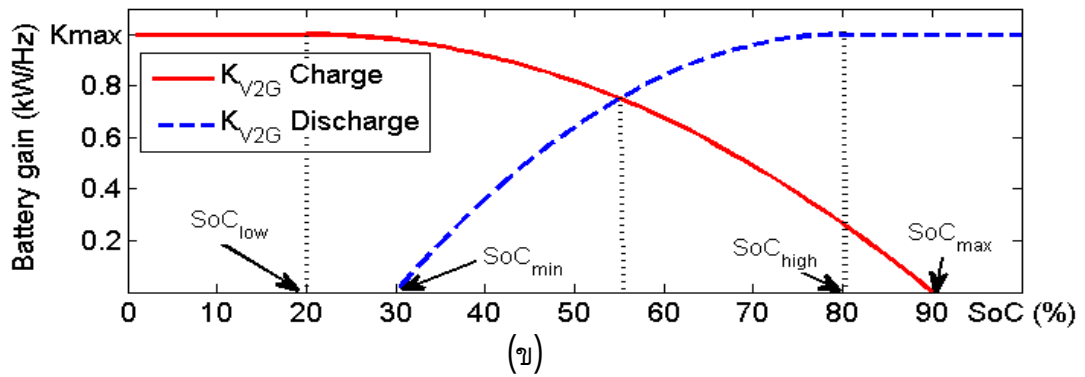
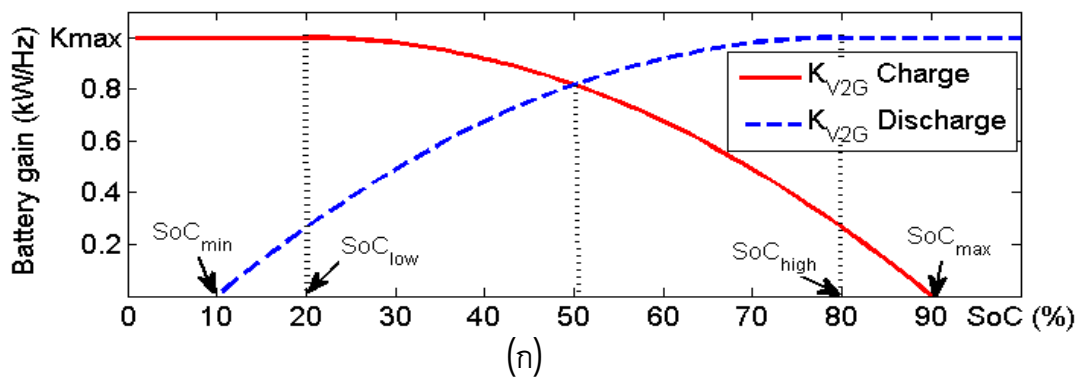
Δf คือ การเปลี่ยนแปลงของความถี่ของระบบ

โดย K_{V2G} สามารถออกแบบให้เป็นฟังก์ชันของค่าเกนมากที่สุดของรถยนต์ไฟฟ้า ($K_{\max}$) ได้

ในกรณีที่ SoC ที่ต้องการอยู่ในระดับที่แน่นอนค่าหนึ่ง K_{V2G} ที่มีการควบคุม SoC แบบสมดุลย์ (SoC balance control) ได้ถูกนำเสนอใน [6] สามารถกำหนดได้ดังนี้



รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างการควบคุมกำลังไฟฟ้าของ PHEV และการเบี่ยงเบนความถี่



รูปที่ 5.4 เกนของแบตเตอรี่ของ PHEV ต่อ SoC (ก) เมื่อ SoC สมดุลย์รอบๆ 50% (ข) เมื่อ SoC สมดุลย์รอบๆ 55% (ค) เมื่อ SoC สมดุลย์รอบๆ 70%

$$K_{V2G} = K_{\max} \left[1 - \left(\frac{SOC - SOC_{\text{low (high)}}}{SOC_{\text{max (min)}} - SOC_{\text{low (high)}}} \right)^n \right] \quad (5.2)$$

- เมื่อ $K_{\max}$ คือ ค่ามากที่สุดของค่าเกณฑ์ของ V2G
 SOC_{low} คือ ค่าต่ำสุดของ SoC ของแบตเตอรี่
 SOC_{high} คือ ค่าสูงสุดของ SoC ของแบตเตอรี่
 SOC_{min} คือ ค่าน้อยสุดของ SoC ของแบตเตอรี่
 SOC_{max} คือ ค่ามากที่สุดของ SoC ของแบตเตอรี่
 n คือ ข้อกำหนดของการออกแบบ SoC ของแบตเตอรี่

โดย $K_{\max}$ สามารถทำการจูนด้วยการพิจารณาระยะระหว่างผลกระทบของ PHEV และช่วงการแกว่งของ SoC ตามการเพิ่มขึ้นของวงจรการชาร์จ-การดิสชาร์จ [6-7, 9-10, 13] ค่าเกณฑ์ของแบตเตอรี่ของ PHEV ต่อ SoC ของแบตเตอรี่ แสดงดังรูปที่ 5.4 สำหรับกรณีตัวอย่างแสดงดังรูปที่ 5.4 (a) [6-7, 13] โดยตั้งค่าพารามิเตอร์ให้เป็นดังต่อไปนี้ $SOC_{\text{min}} = 10\%$, $SOC_{\text{low}} = 20\%$, $SOC_{\text{high}} = 80\%$, $SOC_{\text{max}} = 90\%$, และ $n = 2$ เพื่อออกแบบให้ SoC สมดุลย์รอบๆ 50% รูปที่ 5.4 (b) [9] และ (c) [10] ได้ถูกออกแบบให้ SoC สมดุลย์รอบๆ 55% และ 70% ตามลำดับ จะเห็นได้ว่า พารามิเตอร์ของ SoC ที่แตกต่างกัน สามารถสร้างระดับสมดุลย์ของ SoC ที่แตกต่างกัน

นอกจากนี้ K_{V2G} ที่ถูกสร้างด้วยสมการ (5.2) ได้ถูกใช้ในสมการ (5.1) ดังนั้น การชาร์จหรือการดิสชาร์จของ V2G ถูกตัดสินใจด้วย ความถี่หรือความถี่บวก ถ้าความถี่ของระบบเป็นลบ (อ้างอิงถึงรูปที่ 5.3) V2G ทำการดิสชาร์จกำลังไฟฟ้างสมการ (5.1) ด้วยการดิสชาร์จ K_{V2G} (อ้างอิงถึงรูปที่ 5.4) ในอีกด้านหนึ่ง ถ้าความถี่ของระบบเป็นบวก V2G จะทำการชาร์จกำลังไฟฟ้าด้วยการชาร์จ K_{V2G}

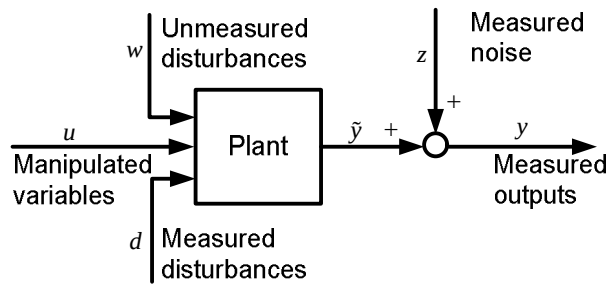
ยิ่งไปกว่านั้น รูปร่าง (shapes) ของกำลังไฟฟ้าสูงสุด (peak power) ของการดิสชาร์จและการชาร์จ ต่อ SoC ของแบตเตอรี่ เป็นฟังก์ชันกำลังสอง เพราะว่า กำลังไฟฟ้าทั้งหมด (net power) และการเบี่ยงเบนของความถี่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ดังนั้น การใช้ฟังก์ชันแบบไม่เป็นเชิงเส้น ดังในสมการ (5.2) จึงมีความสามารถที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการเบี่ยงเบนของความถี่ได้อย่างเหมาะสม ในอีกด้านหนึ่ง เมื่อ SoC ของแบตเตอรี่ใกล้เต็ม การชาร์จด้วยกำลังไฟฟ้าสูง (high-power charging) อาจไม่จำเป็น เพื่อป้องกันการชาร์จเกิน (overcharge) [28, 29] ในทางตรงกันข้าม เมื่อ SoC ของแบตเตอรี่ใกล้หมด (near to empty) การดิสชาร์จด้วยกำลังไฟฟ้าสูง (high-power discharge) อาจไม่จำเป็นเพื่อป้องกันการดิสชาร์จเกิน (over-discharge) [6]

ดังแสดงในรูปที่ 5.4 พบว่า ถ้า PHEV ที่นำมาใช้ในการทำเสถียรภาพความถี่ ด้วยการใช้การดิสชาร์จกำลังไฟฟ้าภายใต้ขีดจำกัดของ SoC โดย K_{V2G} อาจถูกทำให้เพิ่มขึ้นด้วยการเพิ่มของ SoC ถ้า PHEV เข้าร่วมในการทำเสถียรภาพของความถี่โดยใช้ การชาร์จของกำลังไฟฟ้า K_{V2G} จะถูกทำให้ลดลงด้วยการเพิ่มขึ้นของ SoC ถ้า SoC ของแบตเตอรี่ ไม่อยู่ในช่วงขีดจำกัดที่ยอมรับได้ $K_{V2G} = 0$ ดังนั้น PHEV อาจจะไม่เข้าร่วมในการทำเสถียรภาพความถี่

ถึงแม้ว่า การควบคุมสมดุลย์ของ SoC นั้น สามารถลดการเบี่ยงเบนของความถี่ได้อย่างมี

ประสิทธิภาพ อย่างไรก็ตามช่วงเวลาก่อนและหลังการเข้าร่วมการทำเสถียรภาพความถี่ PHEV อาจมีระดับของ SoC เท่าเดิม โดยปกติ PHEV เข้าร่วมการทำเสถียรภาพความถี่ เพื่อเพิ่มระดับ SoC สำหรับการขับเคลื่อนคร่าวๆ ไปด้วย ดังนั้น จึงมีความต้องการเพิ่มประสิทธิภาพของหลักการควบคุม SoC แบบสมดุลง่าย

ดังแสดงในรูปที่ 5.4 การเบี่ยงเบนความถี่สามารถลดได้โดยใช้คุณลักษณะแบบตรรกะของแบตเตอรี่ของ PHEV อย่างไรก็ตาม K_{V2G} สามารถเปลี่ยนแปลงเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการเบี่ยงเบนความถี่ ดังนำเสนอใน [13] ในบทความนี้ K_{V2G} ได้ถูกปรับแบบเวลาจริงโดยใช้หลักการ MMPC



รูปที่ 5.5 ปริภูมิสถานะของแบบจำลองระบบสำหรับหลักการของ MPC

5.4 การออกแบบตัวควบคุม MMPC

5.4.1 หลักการของ MPC

หลักการของ MPC อยู่บนพื้นฐานของค่าการวัดในปัจจุบัน และค่าเอาต์พุตในอนาคตที่ได้จากการพยากรณ์ [14-16] วัตถุประสงค์ของ MPC คือการหาลำดับการเคลื่อนที่ของการควบคุม (sequence of the control moves) ได้แก่ ตัวแปรอินพุต (manipulated input variable) ดังนั้น ผลตอบสนองที่ทำนายได้จะเคลื่อนตัวไปยังจุดที่กำหนดในลักษณะที่เหมาะสม

แบบจำลองปริภูมิสถานะของระบบสำหรับหลักการของ MPC [14-15] สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 ปริภูมิสถานะของระบบ LTI แบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (discrete-time linear time invariant: LTI) แบบทั่วไป สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้ [14-16]

$$\left. \begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + B_u u(k) + B_d d(k) + B_w w(k) \\ y(k) &= \tilde{y}(k) + z(k) \\ &= Cx(k) + D_u u(k) + D_d d(k) + D_w w(k) + z(k) \end{aligned} \right\}. \quad (5.3)$$

เมื่อ x คือ เวกเตอร์ของตัวแปรสถานะจำนวน n สเตต

u คือ สัญญาณอินพุต n_u

d คือ ค่าที่ได้จากการวัด n_d แต่เป็นอิสระจากการเปลี่ยนแปลงอินพุต (ได้แก่ การรบกวนที่วัดค่าได้)

w คือ การรบกวนที่ไม่สามารถวัดค่าได้ n_w

y คือ เวกเตอร์ของเอาต์พุตของระบบ n_y

z คือ สัญญาณรบกวนที่วัดได้ (measurement noise)

A, B_u, B_d, B_w คือ เมทริกซ์ค่าคงที่ซึ่งมีขนาดเหมาะสม

$y(k)$ คือ เอาต์พุตของระบบ ก่อนการรวมสัญญาณรบกวนที่วัดได้

ปัญหาของ MPC คือ เพื่อคำนวณ $u(k)$ ซึ่งเป็นคำตอบของสมการกำลังสอง (quadratic program: QP) ซึ่งกำหนดได้ดังนี้

$$\min_{u(k) \in M} \sum_{j=1}^M [y(k+j) - r(k+j)]^T W_y [y(k+j) - r(k+j)] + [u(k) - u(k-1)]^T W_u [u(k) - u(k-1)] \quad (5.4)$$

$$\text{ด้วยเงื่อนไข} \quad y(k+1) = y(k) + A \sum_{i=0}^{n_T} \delta_i u(k-i),$$

$$-\Delta u_{\max} + u(k-1) \leq u(k) \leq \Delta u_{\max} + u(k-1),$$

เมื่อ $r(k+j)$ คือ รายละเอียดที่ต้องการ (desired profile)

W_y คือ เมทริกซ์เวกเตอร์น้ำหนักค่าบวกกึ่งแน่นอน (positive semidefinite) ของเอาต์พุต

W_u คือ เมทริกซ์เวกเตอร์น้ำหนักค่าบวกกึ่งแน่นอน (positive semidefinite) ของอินพุต

M คือ ช่วงเวลาของการควบคุม (control horizon)

เวกเตอร์น้ำหนักแต่ละตัว (W_y, W_u) ได้ถูกสมมุติว่า เป็นค่าคงที่ซึ่งถูกคูณด้วยเมทริกซ์เอกลักษณ์ (identity matrix) ซึ่งเหมาะสำหรับการควบคุม PHEV เพราะว่าเวกเตอร์น้ำหนักของอินพุต (การเบี่ยงเบนของความถี่) และเอาต์พุต (สัญญาณควบคุมของ PHEV) อาจไม่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อพารามิเตอร์ของระบบ, กำลังไฟฟ้าจากพลังงานลม, และกำลังไฟฟ้าจากโหลด มีการเปลี่ยนแปลง โดยเฉพาะอย่างยิ่ง W_u มักจะถูกเลือกให้มีค่ามากพอเพื่อให้ได้ตามข้อจำกัดของอัตราการ (rate constraints)

ข้อเสียของทฤษฎี MPC คือ MPC ได้รับการออกแบบที่สภาวะการทำงานเดียว (สำหรับช่วงของ SoC ช่วงเดียวในงานวิจัยนี้) ดังนั้น MPC หลายๆ ตัว (multiple MPC) สำหรับการทำงานกับระดับของ SoC หลายๆ ระดับจึงมีความต้องการ

5.4.2 MMPC สำหรับการควบคุม PHEV

ในงานวิจัยนี้ MMPC ได้ถูกประยุกต์ใช้เพื่อการชาร์จ/การดิสชาร์จ และการควบคุมสถานะการประจุของ PHEV เพื่อทำเสถียรภาพการแกว่งของความถี่ในระบบไมโครกริด ลูปควบคุม (control loop) ของ PHEV โดยใช้ตัวควบคุม MMPC แสดงดังรูปที่ 5.2 ปริภูมิสเตท (state space) ของลูปควบคุมของ PHEV สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{P}_{PHEV} \\ \Delta \dot{f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_{PHEV} & 0 \\ -1/M & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{PHEV} \\ \Delta f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/T_{PHEV} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta u_{MMPC} \quad (5.5)$$

$$[\Delta y] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{PHEV} \\ \Delta f \end{bmatrix} + [0] \Delta u_{MMPC} \quad (5.6)$$

เมื่อ ΔP_{PHEV} คือ การเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าของ PHEV

Δu_{MMPC} คือ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุมที่คำนวณด้วย MMPC

T_{PHEV} คือ ค่าคงที่ทางเวลาของ PHEV

M คือ ค่าคงที่ของความเฉื่อย (inertia constant) ของระบบไมโครกริด

D คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของการหน่วง (damping coefficient) ของระบบไมโครกริด

ปริภูมิสเตท ได้ถูกใช้เป็นแบบจำลองในการคำนวณของ MMPC

ถึงแม้ว่า MPC สามารถประยุกต์ใช้เมื่อสัญญาณที่มีความหมาย (meaningful cost) ขึ้นอยู่กับสถานะ (states) อย่างไรก็ตาม หลักการของ MPC จะทำงานโดยใช้สัญญาณในอดีตและปัจจุบันเพื่อหาค่าสัญญาณควบคุมที่เหมาะสมที่สุด บนพื้นฐานของเงื่อนไขที่ต้องการ (desired constraints) ดังนั้น ถ้าบางส่วนของระบบอาจไม่สามารถขึ้นกับสมการสถานะ เช่น การผลิตกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลม ก็สามารถใช้ MPC มาประยุกต์ใช้ได้ ในที่นี้ การผลิตกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมได้ถูกกำหนดให้เป็นการรบกวนที่สามารถวัดได้ (measured disturbance)

นอกจากนี้ วัตถุประสงค์ของวิธีนำเสนอคือ เพื่อให้ได้การเบี่ยงเบนความถี่น้อยที่สุดระหว่างช่วงเวลาการชาร์จ (V1G), การชาร์จ/การดิสชาร์จ (V2G), และการดิสชาร์จ (V2G ที่มีการกำหนด SoC ที่ต้องการ) ดังนั้น การทำงานของ MMPC เพื่อคำนวณสัญญาณควบคุมของ PHEV สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\Delta P_{PHEV}(k+1) = \Delta P_{PHEV}(k) + A \sum_{i=0}^{n_r} \delta_i \Delta u_{MPC}(k-i) \quad (5.7)$$

$$\text{ด้วยเงื่อนไข} \quad \Delta u_{MPC_n, \min} < \Delta u_{MPC_n} < \Delta u_{MPC_n, \max}$$

$$\Delta f_{\min} < \Delta f < \Delta f_{\max}$$

$$SoC_{MPC_n, \min} < SoC_{MPC_n} < SoC_{MPC_n, \max}$$

เมื่อ $A = [-1/T_{PHEV} \quad 0; \quad -1/M \quad -D/M]$ คือ เมทริกซ์ของระบบ (system matrix)

Δu_{MPC_n} คือ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุมซึ่งคำนวณด้วย MPC ย่อยตัวที่ n (n^{th} sub-MPC)

$\Delta u_{MPC_n, \min}$ คือ ค่าน้อยสุดของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุมซึ่งคำนวณด้วย MPC ย่อยตัวที่ n

$\Delta u_{MPC_n, \max}$ คือ ค่ามากที่สุดของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุมซึ่งคำนวณด้วย MPC ย่อยตัวที่ n

Δf คือ การเบี่ยงเบนของความถี่

$\Delta f_{\min}$ คือ ค่าน้อยสุดของการเบี่ยงเบนของความถี่

$\Delta f_{\max}$ คือ ค่ามากที่สุดของการเบี่ยงเบนของความถี่

SoC_{MPC_n} คือ ข้อกำหนด (constraints) ของ SoC ของ MPC ย่อยตัวที่ n
 $SoC_{MPC_n, \min}$ คือ ค่าน้อยสุดของข้อกำหนดของ SoC ของ MPC ย่อยตัวที่ n
 $SoC_{MPC_n, \max}$ คือ ค่ามากที่สุดของข้อกำหนดของ SoC ของ MPC ย่อยตัวที่ n

5.4.3 การปรับค่าน้ำหนักของ MMPC

เวกเตอร์น้ำหนักของ MMPC (w_y และ w_u) สำหรับตัวควบคุมของ PHEV ได้ถูกจูนพร้อมกันโดยใช้วิธีหาค่าเหมาะสมแบบฝูงอนุภาค (particle swarm optimization: PSO) [30] ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function) บนพื้นฐานของค่าอินทิกรัลของค่าสัมบูรณ์ของค่าความผิดพลาด (integral absolute error: IAE) ของการเบี่ยงเบนความถี่ [13] สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\text{Minimize IAE} = \int_0^{\infty} |\Delta f| dt \quad (5.8)$$

$$\text{ด้วยเงื่อนไข } w_{yi, \min} \leq w_{yi} \leq w_{yi, \max}$$

$$w_{ui, \min} \leq w_{ui} \leq w_{ui, \max}, \quad i = 1, 2, \dots, n$$

เมื่อ w_{yi} คือ เวกเตอร์น้ำหนักของเอาต์พุตของ i^{th} MMPC
 w_{ui} คือ เวกเตอร์น้ำหนักของอินพุตของ i^{th} MMPC
 $w_{yi, \min}$ คือ ค่าน้อยสุดของเวกเตอร์น้ำหนักของเอาต์พุตของ i^{th} MMPC
 $w_{yi, \max}$ คือ ค่ามากที่สุดของเวกเตอร์น้ำหนักของเอาต์พุตของ i^{th} MMPC
 $w_{ui, \min}$ คือ ค่าน้อยสุดของเวกเตอร์น้ำหนักของอินพุตของ i^{th} MMPC
 $w_{ui, \max}$ คือ ค่ามากที่สุดของเวกเตอร์น้ำหนักของอินพุตของ i^{th} MMPC
 n คือ จำนวนของ sub-MMPC ที่ใช้

5.4.4 หลักการควบคุมของกลุ่ม PHEV

การออกแบบการควบคุม MMPC ที่นำเสนอ สามารถใช้กับการควบคุมกลุ่มของ PHEV การรวมกันจำนวนมาก (enormous combination) ของ PHEV ทำให้ความสามารถของ V2G มากขึ้น [13, 31] ในงานวิจัย [7, 13] กลุ่มขนาดใหญ่ของ V2G-PHEV สามารถถูกควบคุมด้วยการควบคุมเดียวที่มีการซิงโครไนซ์กัน (synchronized) ของ PHEV หลายๆ คัน ซึ่งมีวัตถุประสงค์ของการควบคุมวัตถุประสงค์เดียว

5.5 ผลการจำลอง

เพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพของวิธีการนำเสนอ จึงได้ทำการจำลองทางเวลากับระบบที่ใช้ในการศึกษาดังแสดงในรูปที่ 5.2

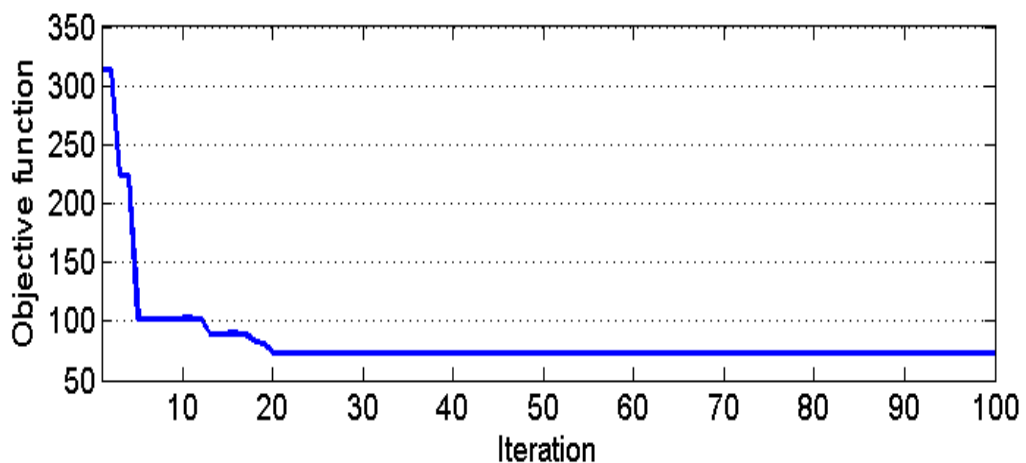
ในการออกแบบ MMPC นั้น พารามิเตอร์ของตัวควบคุม MMPC ได้ถูกตั้งค่าให้เป็นดังนี้ $P=10$, $M=3$, ช่วงเวลาการซีกตัวอย่าง (sampling interval)=0.1 s นอกจากนี้ ในกรณีที่ต้องการทำเสถียรภาพ

การแกว่งของความถี่ และให้ได้ SoC ของแบตเตอรี่ตามที่ต้องการ พร้อมๆ กัน จึงมีการใช้ 11 sub-MMPCs ในงานวิจัยนี้

ช่วงของสัญญาณควบคุม PHEV และข้อกำหนดของ SoC ของทั้ง 11 sub-MMPCs แสดงดังตาราง 5.2 ในอีกทางหนึ่ง ได้มีการหาค่าเหมาะสมของเวกเตอร์น้ำหนักของ MMPC รูปที่ 5.6 แสดง convergence curve ของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ตาราง 5.2 แสดงเวกเตอร์น้ำหนักที่เหมาะสม

ตาราง 5.2 การตั้งค่าของ MMPC และ MPC

แบบจำลอง	ช่วงของ SoC (%)	สัญญาณควบคุม PHEV		MMPC weight (หาค่าเหมาะสมด้วย PSO)	
		$\Delta u_{\min}$	$\Delta u_{\max}$	W_y	W_u
MMPC					
MMPC1	$\text{SoC} \leq 80$	0	+0.060	0.0907	0.0412
MMPC2	$80 < \text{SoC} \leq 81$	-0.066	+0.054	0.0832	0.6624
MMPC3	$81 < \text{SoC} \leq 82$	-0.072	+0.048	0.0365	0.2699
MMPC4	$82 < \text{SoC} \leq 83$	-0.078	+0.042	0.0553	0.6025
MMPC5	$83 < \text{SoC} \leq 84$	-0.084	+0.036	0.0163	0.4041
MMPC6	$84 < \text{SoC} \leq 85$	-0.090	+0.030	0.0314	0.7483
MMPC7	$85 < \text{SoC} \leq 86$	-0.096	+0.024	0.0296	0.6477
MMPC8	$86 < \text{SoC} \leq 87$	-0.102	+0.018	0.0533	0.9653
MMPC9	$87 < \text{SoC} \leq 88$	-0.108	+0.012	0.0228	0.8715
MMPC10	$88 < \text{SoC} \leq 89$	-0.114	+0.006	0.0915	0.5591
MMPC11	$89 < \text{SoC} \leq 90$	-0.119	+0.001	0.0542	0.3322
MPC					
MPC-V2G	$\text{SoC} \leq 90$	-0.60	+0.60	0.0040	0.0884



รูปที่ 5.6 เส้นโค้งการลู่เข้า ในระหว่างการหาค่าเหมาะสมของ MMPC

ในงานวิจัยนี้ ได้มีการสมมุติว่า SoC ที่ต้องการของ PHEV ที่เวลาสุดท้ายของการเข้าร่วมสามารถเปลี่ยนแปลงระหว่าง 80-90% [10] ดังนั้น โหมดการชาร์จของ V1G (MMPC1) ได้ถูกกำหนดสำหรับ $SoC < 80\%$ เพื่อให้แน่ใจว่า SoC สามารถที่จะได้ถึงระดับที่ต้องการ ในอีกด้านหนึ่ง สำหรับ $80 < SoC \leq 90\%$ นั้นจะใช้ 10 sub-MMPCs (MMPC2-11) เพื่อให้แน่ใจว่า SoC สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงระหว่างช่วงที่ต้องการ และสามารถลดการเบี่ยงเบนของควมถึงได้อย่างพร้อมกัน ในที่นี้ ถ้า SoC เข้าใกล้ 90%, $|\Delta u_{min}|$ (การดิสชาร์จ) จะมีค่ามากกว่า $|\Delta u_{max}|$ (การชาร์จ) เพื่อป้องกัน SoC ชน 90% เพราะถ้าหาก SoC ชน 90% จะทำให้ไม่สามารถลดการเบี่ยงเบนของควมถึงของระบบได้เป็นผลสำเร็จ เนื่องจาก PHEV จะอยู่ในโหมดการดิสชาร์จทางเดียว

ในอีกด้านหนึ่ง วิธี MMPC ที่นำเสนอ ได้นำมาเปรียบเทียบกับตัวควบคุม PID (proportional integral derivative: PID) แบบทั่วไป และตัวควบคุมแบบ MPC ตัวเดียว สำหรับตัวควบคุม PID นั้น พารามิเตอร์ของ PID ได้ถูกจูนด้วย PSO [30] โดยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของการหาค่าเหมาะสม ถูกกำหนดบนพื้นฐานของ IAE [13] เหมือนกับ MMPC ส่วนตัวควบคุม PID ของ PHEV สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$K_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad (5.9)$$

เมื่อ K_P คือ ค่าเกนสัดส่วน (proportional gain) ของตัวควบคุม PID

K_I คือ ค่าเกนปริพันธ์ (integral gain) ของตัวควบคุม PID

K_D คือ ค่าเกนอนุพันธ์ (derivative gain) ของตัวควบคุม PID

ผลที่ได้คือ ตัวควบคุม PID ที่เหมาะสมที่สุด ดังต่อไปนี้

PID1-V1G: $K_{P1} = 0.8388$, $K_{I1} = 0.6765$, $K_{D1} = 0$

PID2-V2G: $K_{P2} = 0.7234$, $K_{I2} = 0.2632$, $K_{D2} = 0$

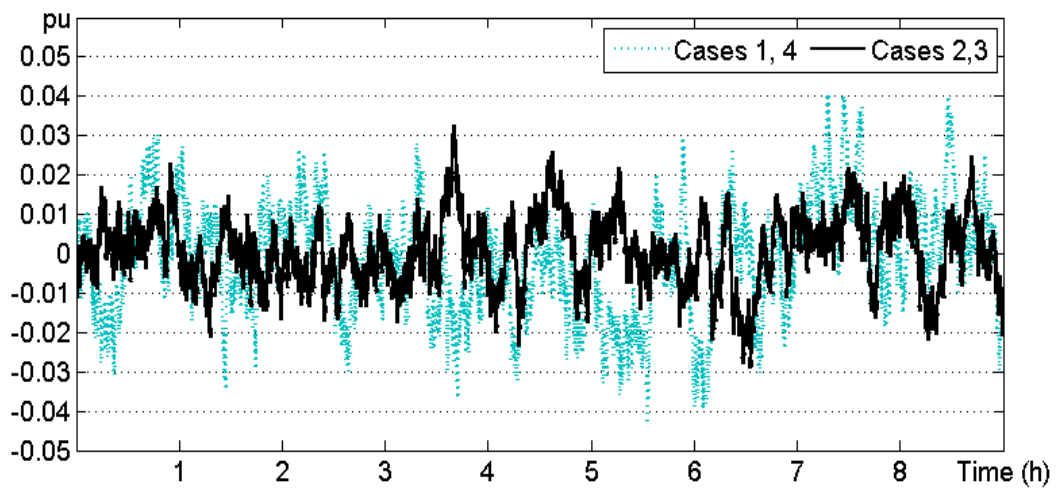
PID3-V2G: $K_{P3} = 0.6067$, $K_{I3} = 0.2918$, $K_{D3} = 0$

สำหรับตัวควบคุม MPC พารามิเตอร์ของ MPC ได้ตั้งค่าดังต่อไปนี้ $P=10$, $M=3$ และช่วงเวลาการชักตัวอย่างเท่ากับ 0.1 s ช่วงของการตั้งค่าของ MPC และเวกเตอร์น้ำหนักที่เหมาะสมของ MPC ที่หาค่าเหมาะสมด้วย PSO เหมือนกับ MMPC ดังแสดงในตาราง 5.2

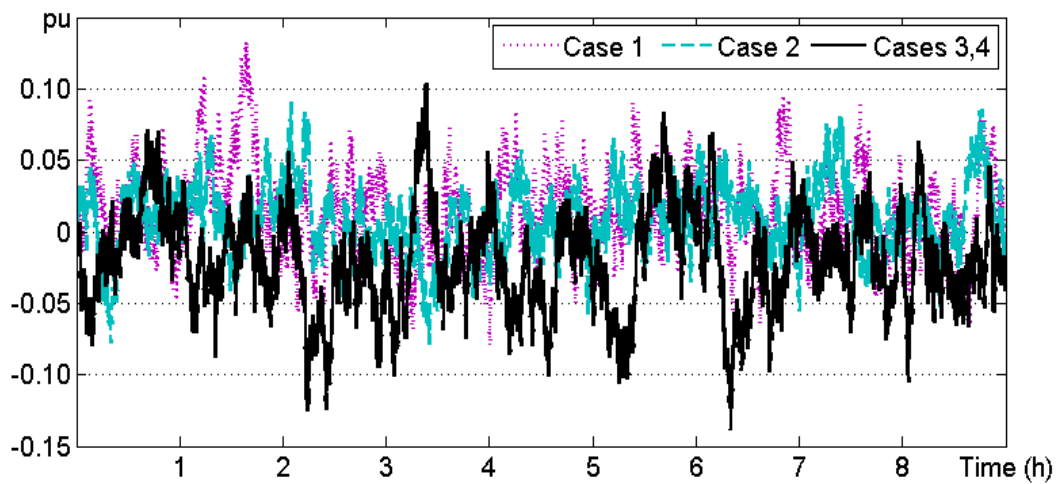
ในการศึกษาการจำลอง ได้มีการสมมุติให้ระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษา ได้ถูกดำเนินการภายใต้ การเบี่ยงเบนของโหลดแบบสุ่ม (random load deviation) ของกรณีศึกษาทั้ง 4 กรณี ดังแสดงในรูปที่ 5.7 และการเบี่ยงเบนกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมของกรณีศึกษาทั้ง 4 กรณี ดังแสดงในรูปที่ 5.8 รายละเอียดเพิ่มเติมของกรณีศึกษามีดังต่อไปนี้

กรณี 1: สมมุติให้ $SoC_{initial} = 30\%$ เพื่อศึกษาผลกระทบของค่าเริ่มต้นของ SoC ขนาดต่ำต่อวิธีการนำเสนอ การเบี่ยงเบนควมถึง และ SoC ของแบตเตอรี่ของตัวควบคุม PID, MPC และ MMPC แสดงดังรูปที่ 5.9 ในกรณีนี้ SoC ของ MPC และของ MMPC เข้าถึงใกล้ๆ 90% ในขณะที่ SoC ของ PID เข้าถึง 53 % ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่า MPC และ MMPC ดีกว่า PID เมื่อพิจารณาค่าสุดท้าย

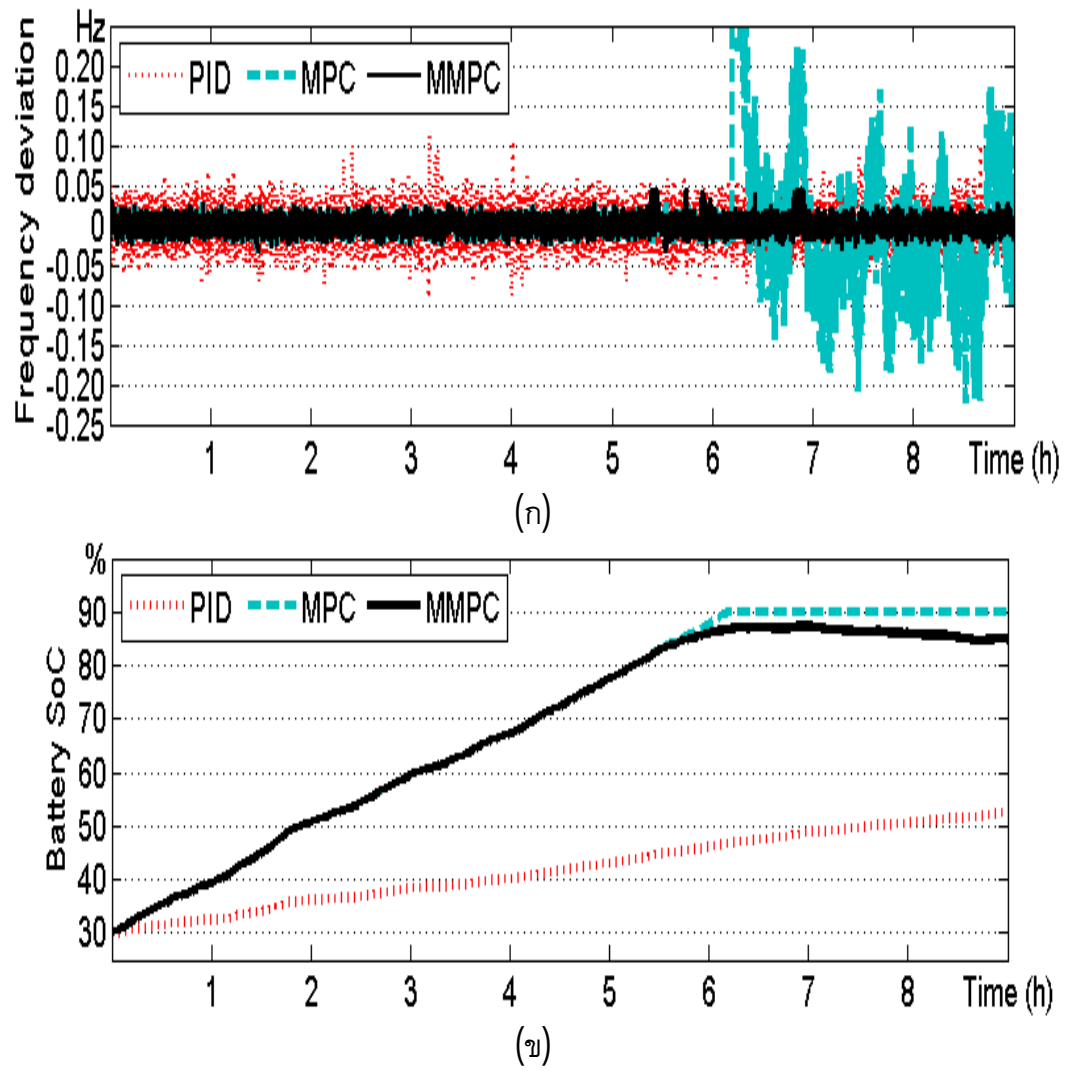
ของ SoC (final SoC) ในอีกด้านหนึ่ง การเบี่ยงเบนของความถี่ในกรณีของ MMPC และ MPC ดีกว่า PID ในช่วงเวลาแรกของการจำลอง หลังจากเวลา 6.2 h การเบี่ยงเบนของความถี่ในกรณีของ MPC มีการแกว่ง เนื่องจาก SoC เข้าถึง 90% อย่างไรก็ตาม ในกรณีของ MMPC นั้น SoC ยังไม่เข้าถึง 90% และการเบี่ยงเบนของความถี่ยังคงเหมือนช่วงเวลาแรกของการจำลอง ข้อดีของวิธี MMPC ที่นำเสนอได้แสดงให้เห็นหลังจาก SoC ขึ้นถึง 80% ที่เวลาใกล้ 5.4 h การชาร์จกำลังไฟฟ้าของ PHEV ได้ถูกทำให้ลดลงด้วยสโลป (slope) เพื่อป้องกัน SoC ขึ้นถึง 90% ดังแสดงในรูปที่ 5.10



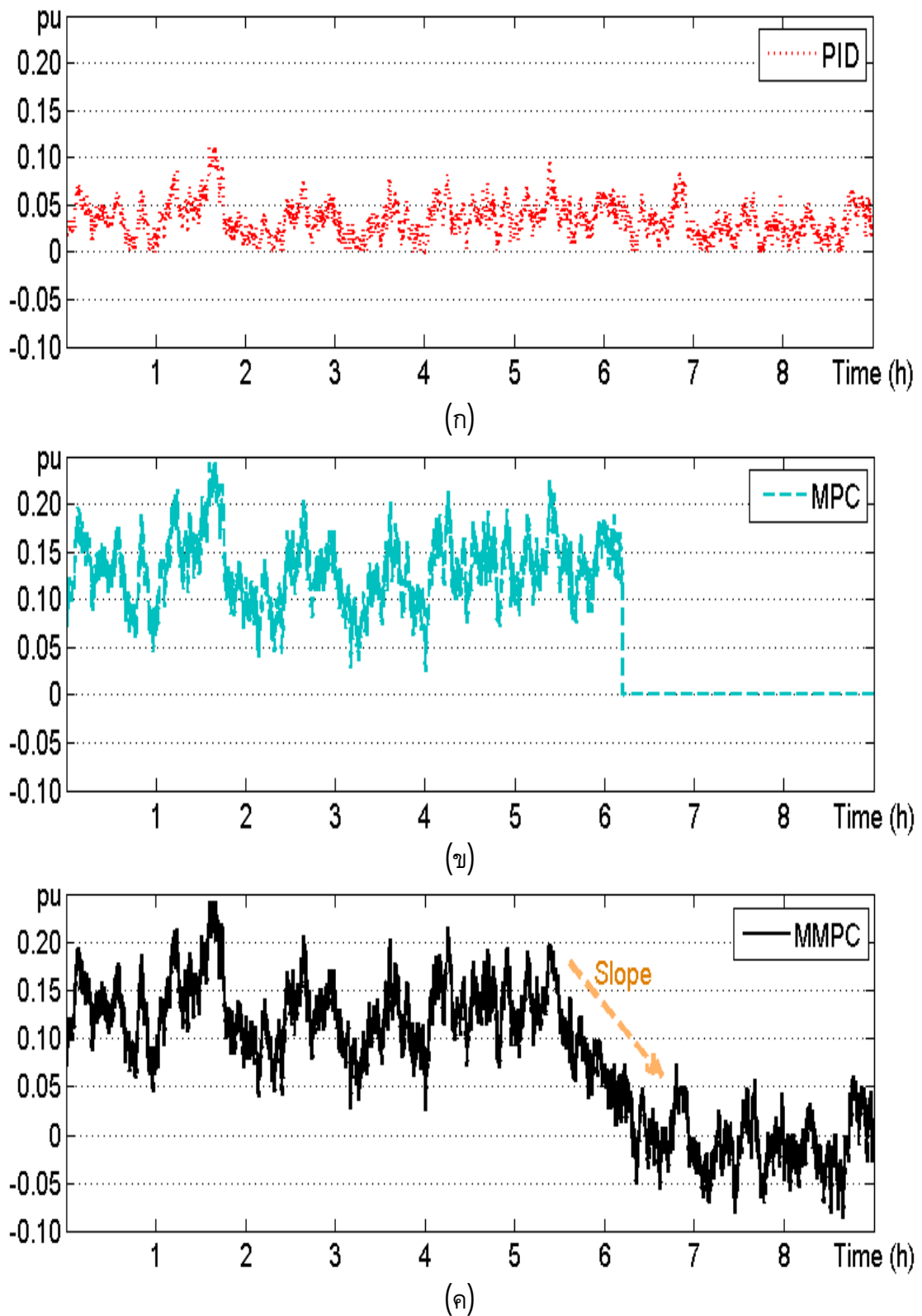
รูปที่ 5.7 การเบี่ยงเบนของโหลดแบบสุ่มกรณีศึกษา



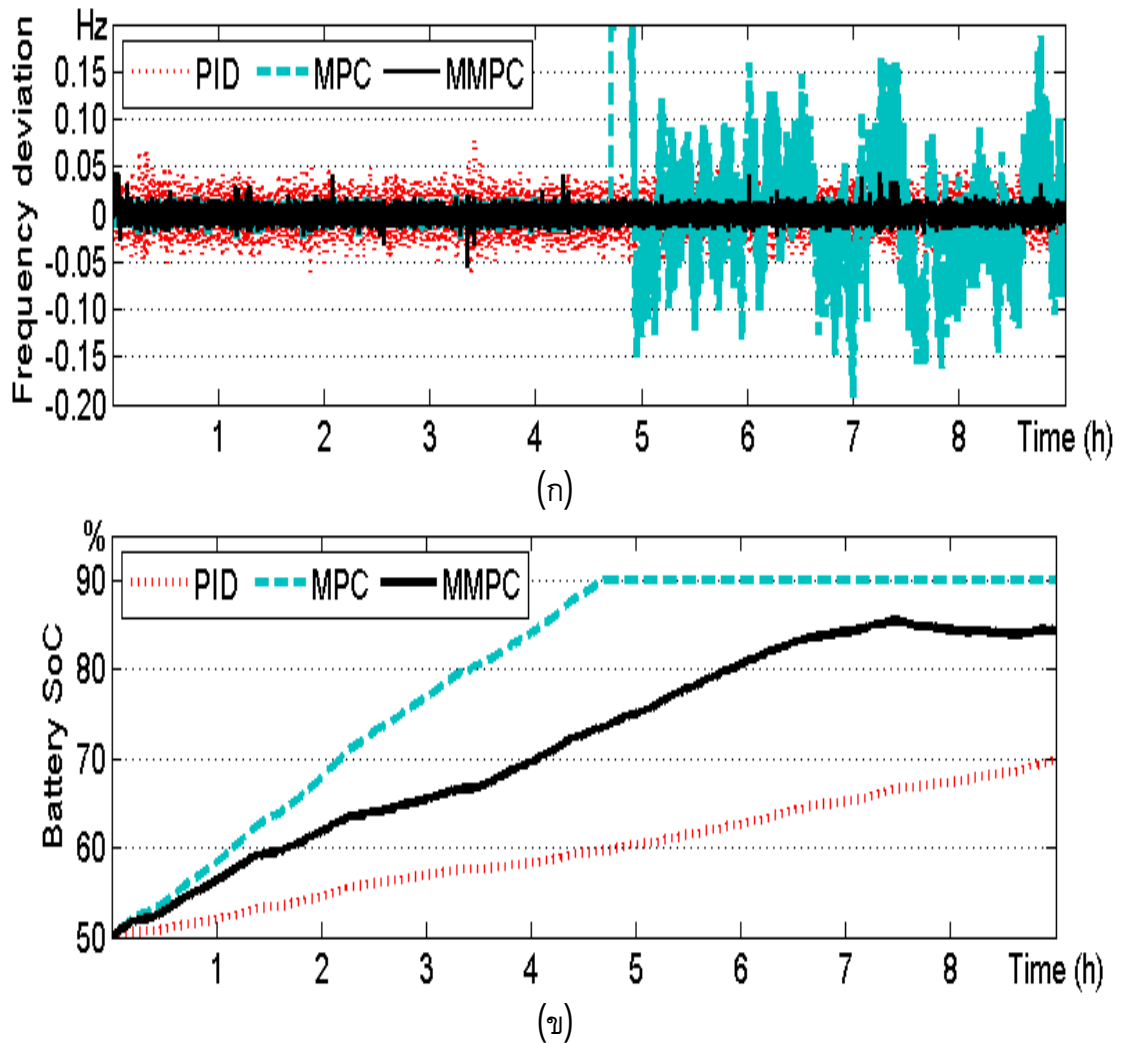
รูปที่ 5.8 การแกว่งของกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมกรณีศึกษา



รูปที่ 5.9 การเบี่ยงเบนความถี่ และ SoC ของแบตเตอรี่ กรณี 1 (ก) การเบี่ยงเบนความถี่
(ข) SoC ของแบตเตอรี่

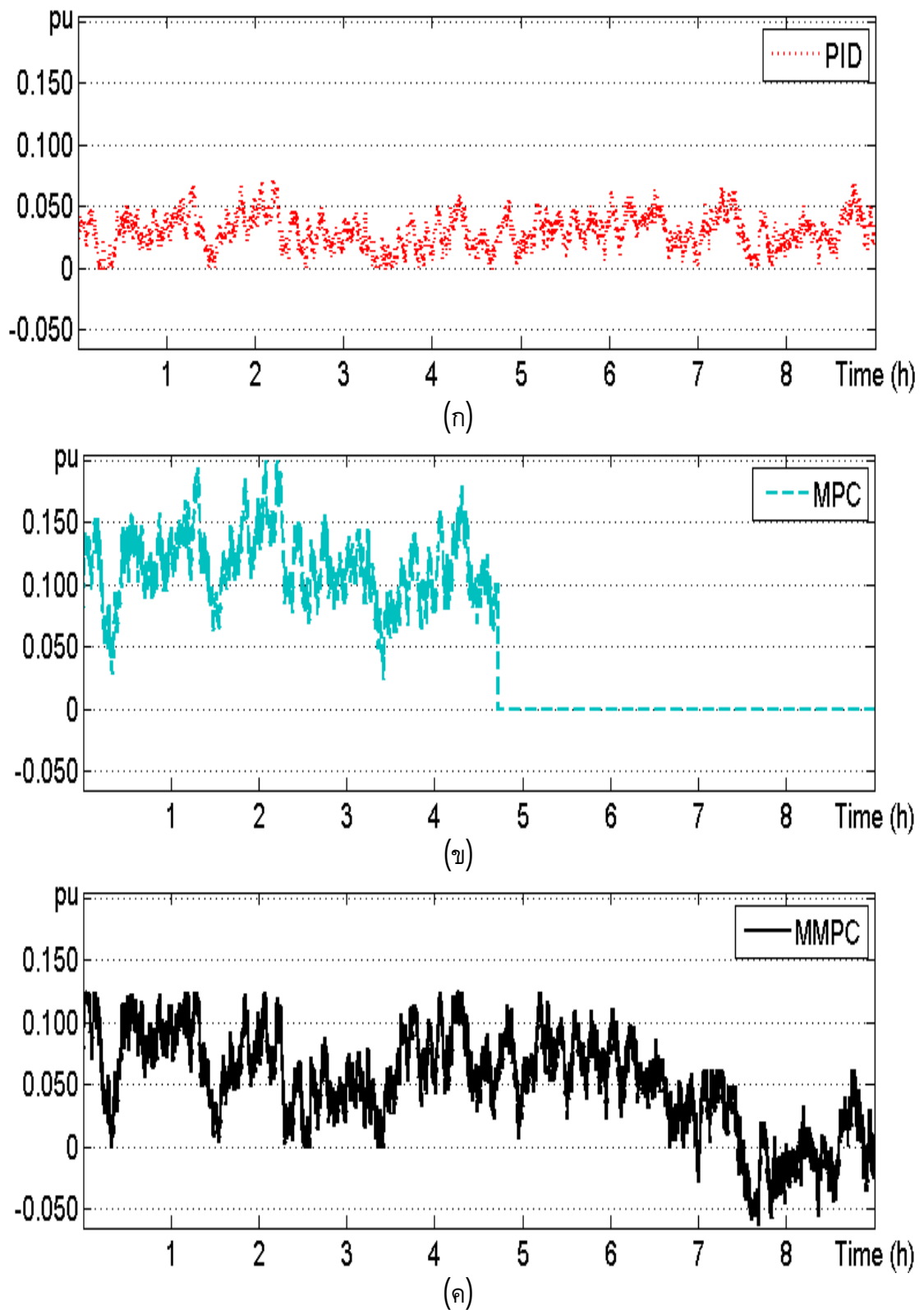


รูปที่ 5.10 กำลังไฟฟ้าของ PHEV กรณี 1 (ก) PID (ข) MPC (ค) MMPC

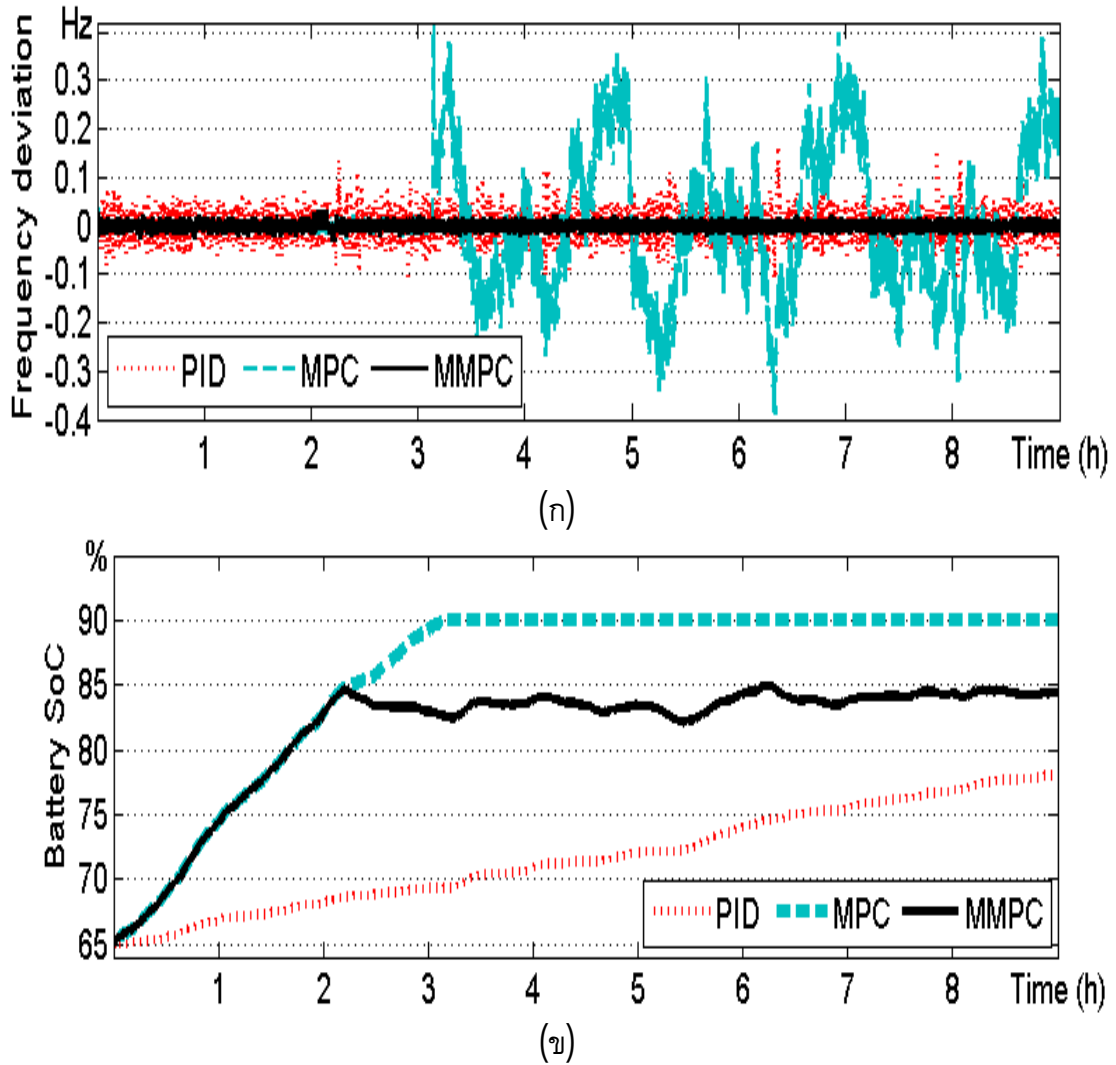


รูปที่ 5.11 การเบี่ยงเบนความถี่ และ SoC ของแบตเตอรี่ กรณี 2 (ก) การเบี่ยงเบนความถี่
(ข) SoC ของแบตเตอรี่

กรณี 2: สมมติให้ $SoC_{initial} = 50\%$ เพื่อศึกษาผลกระทบของค่าเริ่มต้นของ SoC ขนาดกลาง ต่อวิธี MMPC รูปที่ 5.11 แสดงการเบี่ยงเบนของความถี่และ SoC ของแบตเตอรี่ ของทั้งสามวิธี ซึ่งพบว่า MMPC สามารถทำเสถียรภาพของการเบี่ยงเบนของความถี่ตลอดช่วงเวลาการจำลอง ในขณะที่ MPC สามารถทำเสถียรภาพของการเบี่ยงเบนของความถี่ก่อน 5 h แต่หลังจาก SoC เข้าถึง 90% MPC ไม่สามารถทำการชาร์จหรือดิสชาร์จกำลังไฟฟ้าได้ ผลที่เกิดขึ้นคือ ความถี่มีการแกว่งมากขึ้น รูปที่ 5.12 แสดงกำลังไฟฟ้าของ PHEV ที่สร้างด้วยทั้ง 3 วิธี

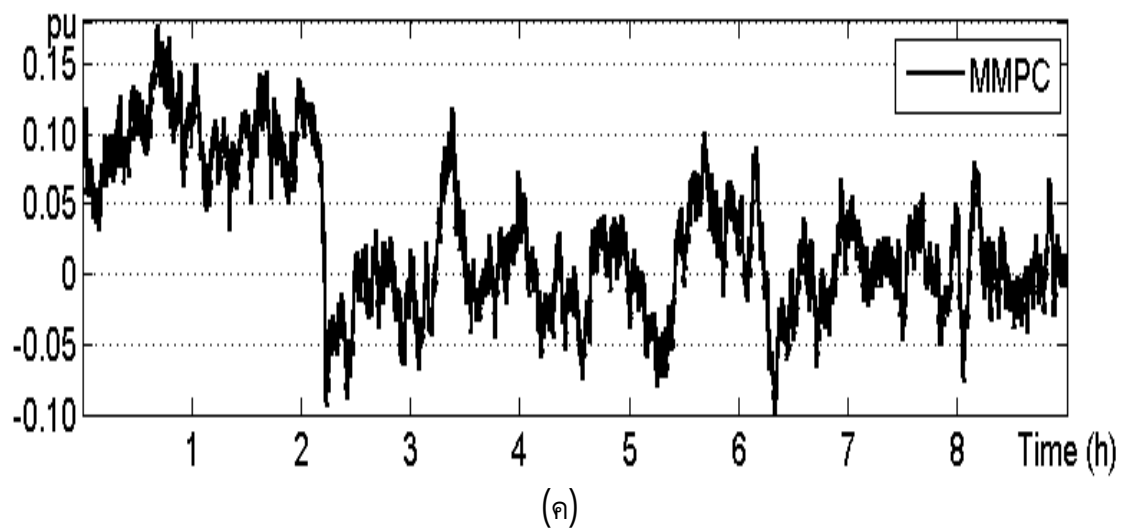
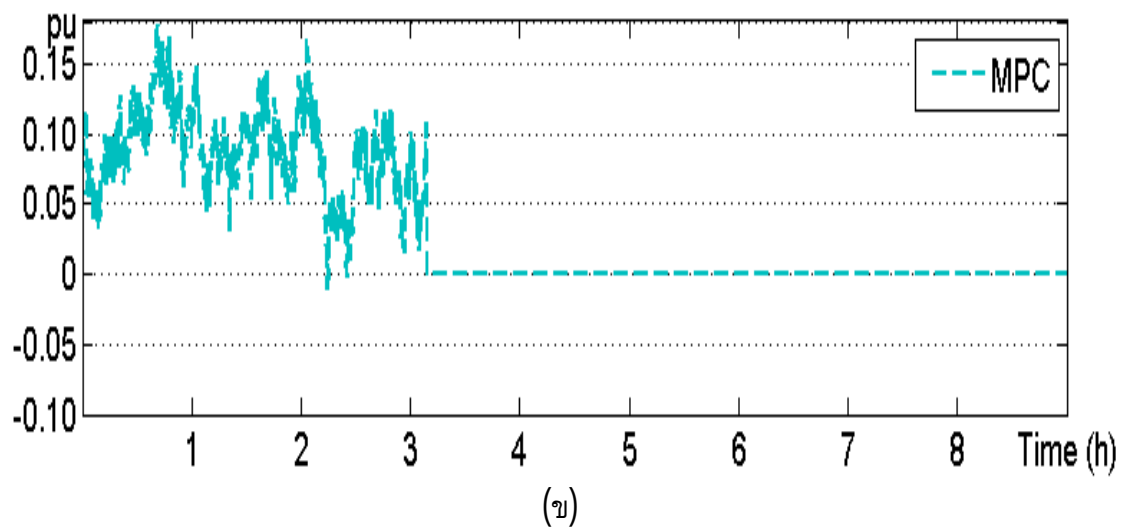
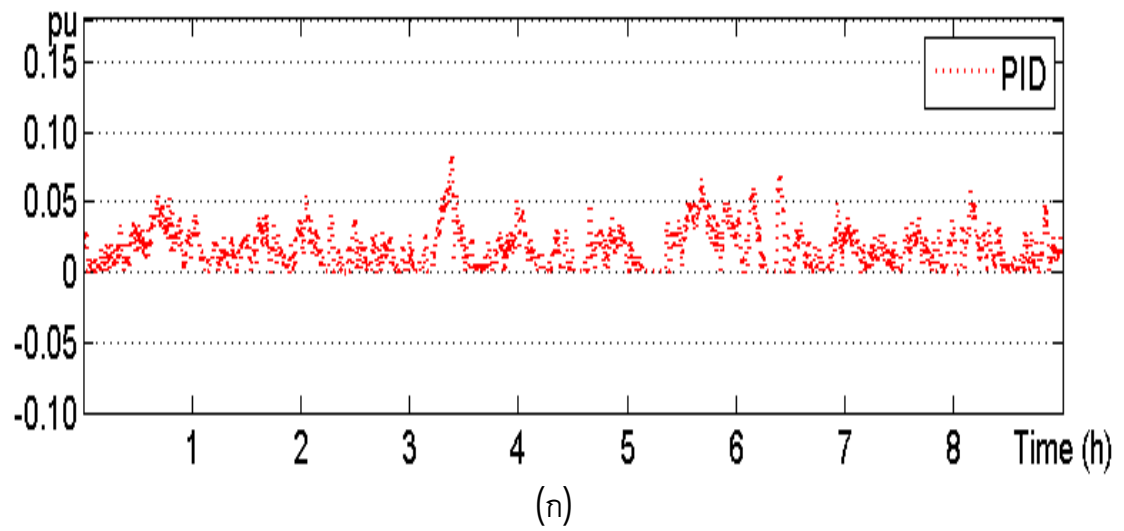


รูปที่ 5.12 กำลังไฟฟ้าของ PHEV กรณี 2 (ก) PID (ข) MPC (ค) MMPC

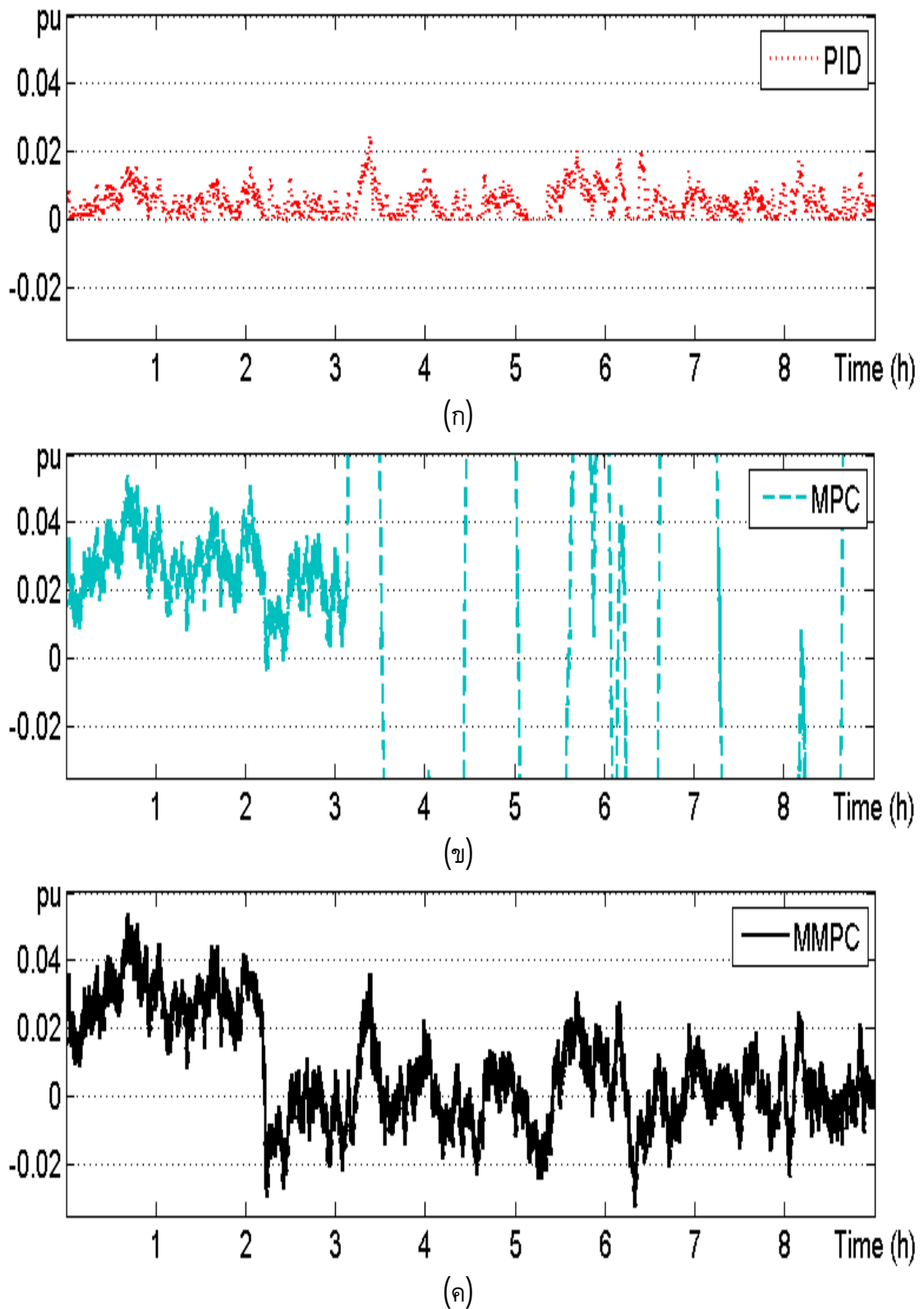


รูปที่ 5.13 การเบี่ยงเบนความถี่ และ SoC ของแบตเตอรี่ กรณี 3 (ก) การเบี่ยงเบนความถี่
(ข) SoC ของแบตเตอรี่

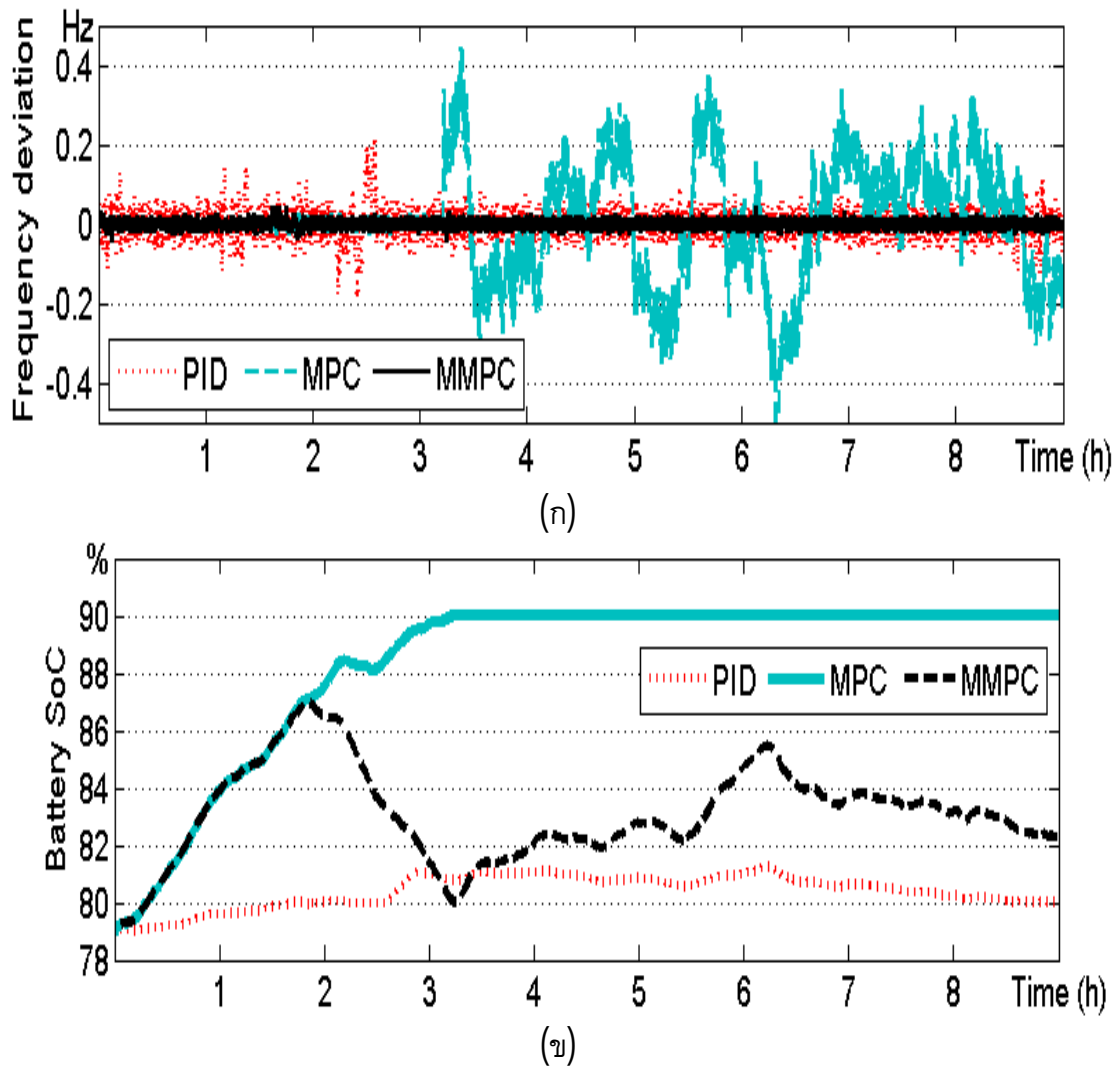
กรณี 3: สมมติให้ $SoC_{initial} = 65\%$. รูปที่ 5.13 แสดงการเบี่ยงเบนของความถี่ และ SoC ของแบตเตอรี่ การเบี่ยงเบนของความถี่ในกรณีของ MMPC และ MPC ดีกว่าในกรณีของ PID ในช่วงเวลาแรกของการจำลอง หลังจาก 3.1 h SoC ของ MPC ชน 90% แสดงว่า MPC ไม่สามารถชาร์จหรือดิสชาร์จกำลังไฟฟ้า ดังนั้น ความถี่ในกรณีของ MPC จึงมีการแกว่ง รูปที่ 5.14 แสดงกำลังไฟฟ้าของ PHEV และ รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณควบคุมของ PHEV



รูปที่ 5.14 กำลังไฟฟ้าของ PHEV กรณี 3 (ก) PID (ข) MPC (ค) MMPC

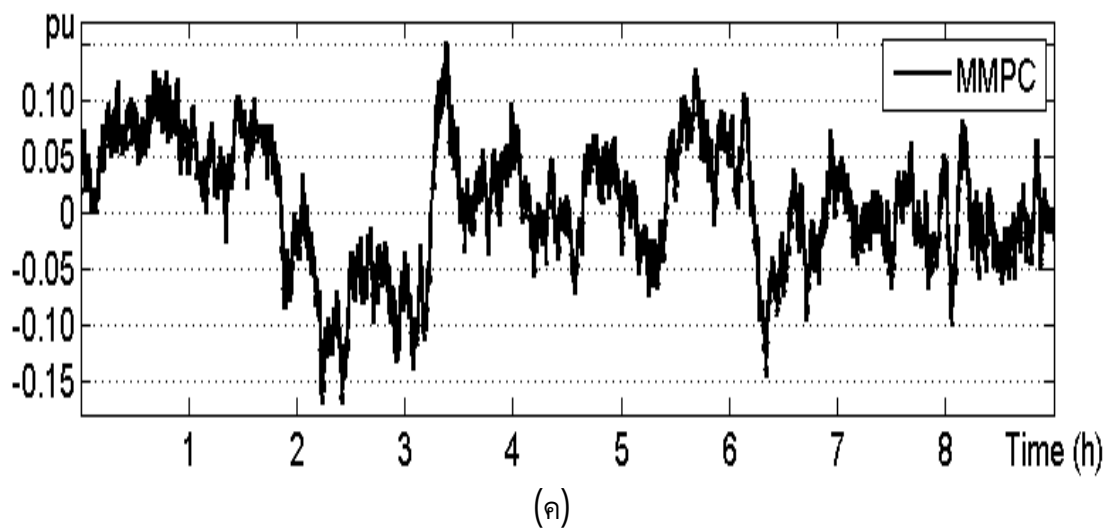
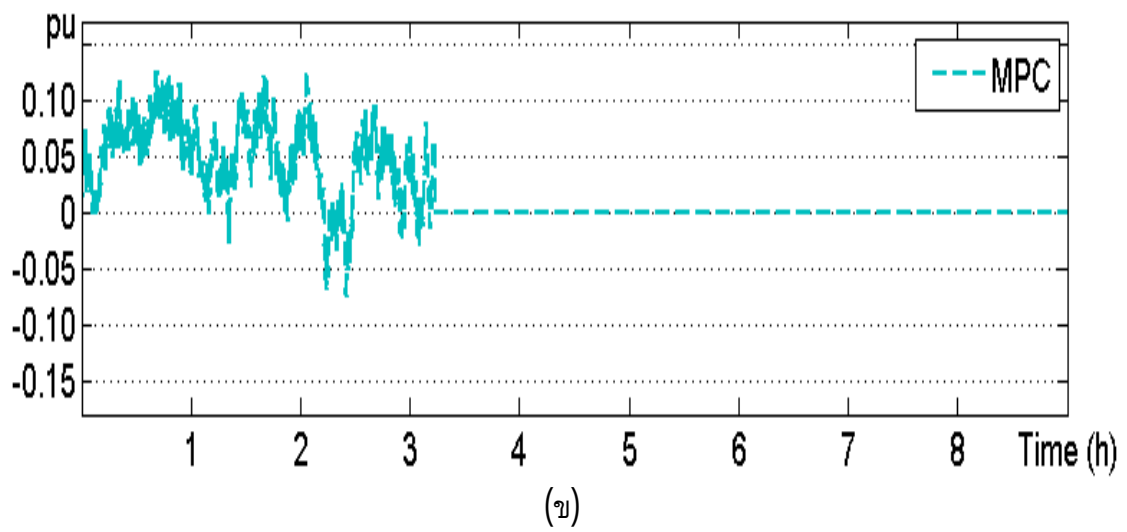
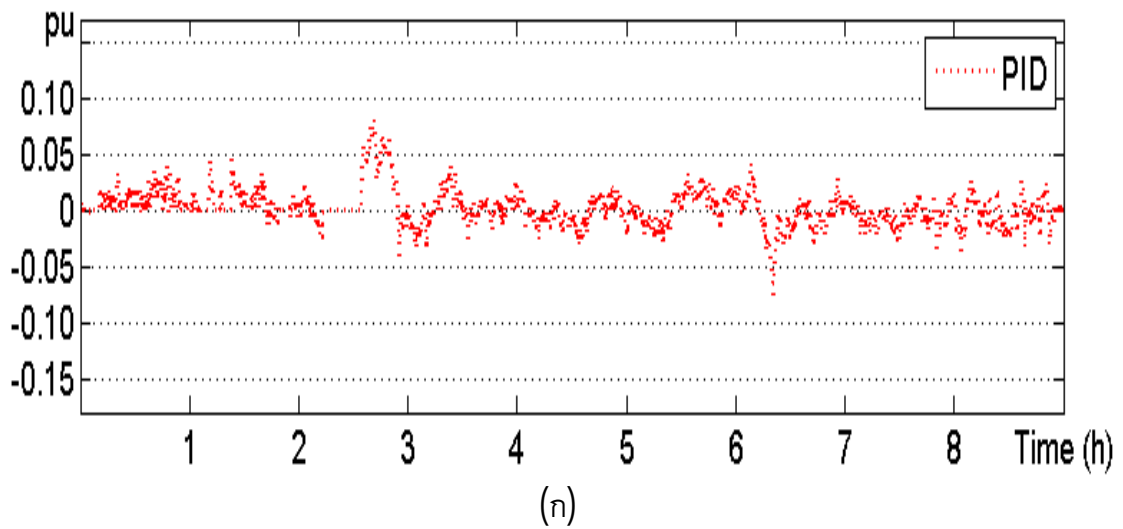


รูปที่ 5.15 สัญญาณควบคุมของ PHEV กรณี 3 (ก) PID (ข) MPC (ค) MMPC

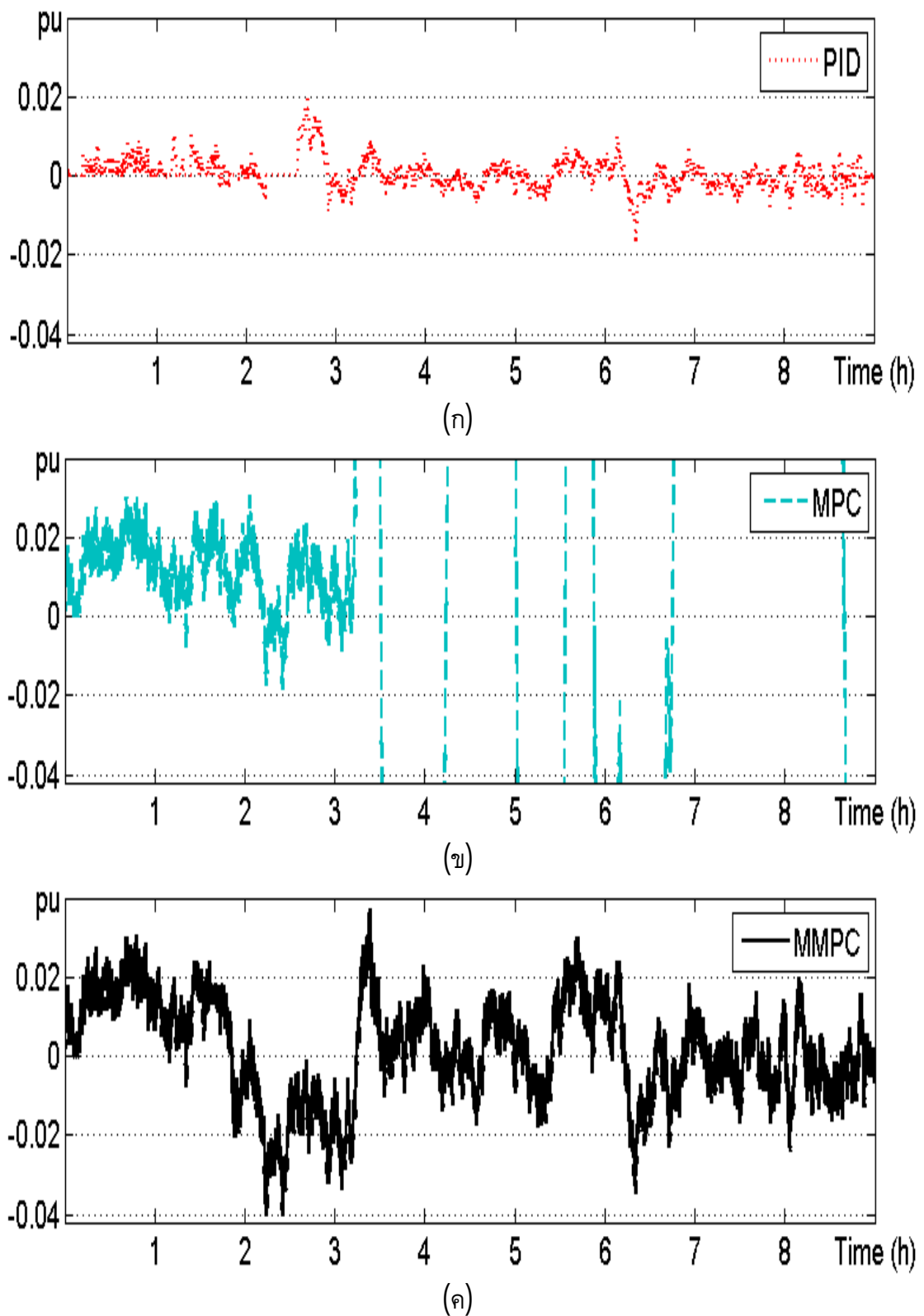


รูปที่ 5.16 การเบี่ยงเบนความถี่ และ SoC ของแบตเตอรี่ กรณี 4 (ก) การเบี่ยงเบนความถี่
(ข) SoC ของแบตเตอรี่

กรณี 4: สมมติให้ $SoC_{initial} = 79\%$ การเบี่ยงเบนของความถี่และ SoC ของแบตเตอรี่แสดงดังรูปที่ 5.16 กำลังไฟฟ้าและสัญญาณควบคุมของ PHEV แสดงดังรูปที่ 5.17 และรูปที่ 5.18 ตามลำดับ ในกรณีนี้ เป็นการศึกษาค่าผลกระทบของการชาร์จ/การดิชาร์จของ V2G กับหลักวิธีการควบคุมที่นำเสนอเมื่อเริ่มต้นด้วยค่าเริ่มต้นของ SoC ขนาดสูง ผลการจำลองยืนยันว่า MMPC ดีกว่าทั้งตัวควบคุม MPC และตัวควบคุม PID



รูปที่ 5.17 กำลังไฟฟ้าของ PHEV กรณี 4 (ก) PID (ข) MPC (ค) MMPC



รูปที่ 5.18 สัญญาณควบคุมของ PHEV กรณี 4 (ก) PID (ข) MPC (ค) MMPC

ตาราง 5.3 ดัชนีการประเมินผล (Evaluation indices) ของการแกว่งของความถี่

โหลด	กำลังไฟฟ้า จากกังหันลม	ค่าเริ่มต้นของ การประจุแบตเตอรี่ SoC (%)	ค่าเฉลี่ยสัมบูรณ์ของการเบี่ยงเบนความถี่ (Hz), ค่าสุดท้ายของการประจุแบตเตอรี่ SoC (%)		
			PID	MPC	MMPC
High (0.9 pu)	Low (0.05 pu)	20%	0.0264, 25%	0.3210, 90%	0.0101, 85%
Low (0.7 pu)	High (0.15 pu)	20%	0.0343, 28%	0.5124, 90%	0.0131, 87%

นอกจากนี้ เพื่อติดตามประสิทธิภาพของวิธีการนำเสนอต่อรูปแบบโหลดและกำลังไฟฟ้าจากกังหันลมแบบต่าง ๆ ค่าเฉลี่ยสัมบูรณ์ของการเบี่ยงเบนความถี่ (mean absolute frequency deviations) เมื่อโหลดและกำลังไฟฟ้าจากกังหันลมถูกตั้งค่าให้เป็นค่าต่ำ (low) และค่าสูง (high) ได้ผลการจำลองดังแสดงในตาราง 5.3 ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อ กำลังไฟฟ้าจากพลังงานหมุนเวียนเพิ่มขึ้น ค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนความถี่ของระบบไฟฟ้ากำลังก็จะเพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตาม การควบคุมด้วย MMPC ก็สามารถที่จะช่วยทำให้การเบี่ยงเบนความถี่ดีขึ้นกว่าทั้งการควบคุมด้วย PID และการควบคุมด้วย MPC รวมทั้ง การควบคุมด้วย MMPC ยังสามารถประจุแบตเตอรี่เพื่อให้ได้ระดับ SoC ที่ต้องการได้ด้วย เหมือนกับการควบคุมด้วย MPC แต่การเบี่ยงเบนความถี่ในกรณีของ MMPC ดีกว่า MPC จากผลการจำลองเหล่านี้ เป็นการแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่า การควบคุมด้วย MMPC สำหรับควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จแบตเตอรี่ของ PHEV สามารถรักษาการเบี่ยงเบนความถี่และการประจุแบตเตอรี่ SoC ได้ทั้งสองอย่างในเวลาเดียวกัน

5.6 สรุปผล

ในบทนี้ เป็นการประยุกต์ MMPC สำหรับควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จและการควบคุม SoC ของ PHEV เพื่อทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ตกริด โดย MMPC สำหรับตัวควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จของ PHEV ได้ถูกใช้ไม่เพียงแต่เพื่อสร้างระดับ SoC ที่ต้องการ แต่ยังสามารถลดความถี่ในระบบไมโครกริดได้พร้อมกันด้วย วิธีการ MMPC ที่นำเสนอได้ถูกเปรียบเทียบกับตัวควบคุม PID และตัวควบคุม MPC ผลการจำลองยืนยันว่า MMPC สามารถลดการเบี่ยงเบนของความถี่พร้อมกับสร้างระดับ SoC ที่ต้องการได้ ซึ่งทำได้ดีกว่า PID และ MPC ตัวเดียว

5.7 เอกสารอ้างอิง

- [1] B. Kroposki, R. Lasseter, T. Ise, S. Morozumi, S. Papathanassiou, and N. Hatzargyriou, "Making microgrids work," *IEEE Power Energy Magazine*, vol.6, pp.40-53, 2008.

- [2] A.A.A. Radwan, and Y.A.-R.I. Mohamed, "Stabilization of medium-frequency modes in isolated microgrids supplying direct online induction motor loads," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.5(1), pp.358-370, 2014.
- [3] Q. Fu, A. Nasiri, V. Bhavaraju, A. Solanki, T. Abdallah, and D.C. Yu, "Transition management of microgrids with high penetration of renewable energy," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.PP(99),pp.1-11, 2013.
- [4] S.A. Arefifar, Y.A.-R.I. Mohamed, and T.H.M. El-Fouly, "Optimum microgrid design for enhancing reliability and supply-security," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.4(3), pp.1567-1575, 2013.
- [5] M. Takagi, K. Yamaji, H. Yamamoto, "Power system stabilization by charging power management of Plug-in Hybrid Electric Vehicles with LFC signal," *Vehicle Power and Propulsion Conf., 2009. VPPC'09. IEEE*, pp.822-826, 7-10 Sept. 2009.
- [6] Y. Ota, H. Taniguchi, T. Nakajima, K. M. Liyanage, J. Baba, and A. Yokoyama, "Autonomous distributed V2G (vehicle-to-grid) considering charging request and battery condition," in *Proc. 2010 IEEE Innov. Smart Grid Technol. Conf.*, pp. 1–6.
- [7] Y. Ota, H. Taniguchi, T. Nakajima, K.M. Liyanage, J. Baba, and A. Yokoyama, "Autonomous distributed V2G (vehicle-to-grid) satisfying scheduled charging," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.3(1), pp.559-564, 2012.
- [8] C.-T. Li, C. Ahn, H. Peng, and J. Sun, "Synergistic control of plug-in vehicle charging and wind power scheduling," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.28(2), 1113-1121, 2013.
- [9] H. Yang, C. Y. Chung, and J. Zhao, "Application of plug-in electric vehicles to frequency regulation based on distributed signal acquisition via limited communication," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.28(2), pp.1017-1026, 2013.
- [10] H. Liu, Z. Hu, Y. Song, and J. Lin, "Decentralized vehicle-to-grid control for primary frequency regulation considering charging demands," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol.28(3), pp.3480-3489, 2013.
- [11] T. Masuta, and A. Yokoyama, "Supplementary load frequency control by use of a number of both electric vehicles and heat pump water heaters," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.3(3), pp.1253-1262, 2012.
- [12] Y. Arya, N. Kumar, H.D. Mathur, "Automatic generation control in multi area interconnected power system by using HVDC links," *Int. J. Power Electronics and Drive System*, vol.2(1), pp.67-75, March 2012.

- [13] S. Vachirasricirikul and I. Ngamroo, "Robust LFC in a smart grid with wind power penetration by coordinated V2G control and frequency controller," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.5, no. 1, pp.371-380, 2014.
- [14] M. Morari, and N.L. Ricker, *Model Predictive Control Toolbox*, MATH WORKS Inc., 1998.
- [15] A. Bemporad, M. Morari, and N.L. Ricker, *Model Predictive Control Toolbox™ User's Guide*, MATH WORKS Inc., 2013.
- [16] M. Pisaturo, M. Cirrincione, and A. Senatore, "Multiple constrained MPC design for automotive dry clutch engagement, *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*. (In Press)
- [17] Qihong Chen, et al., "Multiple model predictive control for a hybrid proton exchange membrane fuel cell system," *J. Power Sources*, vol.191, pp.473-482, 2009.
- [18] D. Dougherty, D. Cooper, "A practical multiple model adaptive strategy for multivariable model predictive control," *Control Eng. Practice*, vol.11, pp. 649-664, 2003.
- [19] B.V. Patil, S. Bhartiya, P.S.V. Nataraj, N.N. Nandola, "Multiple-model based predictive control of nonlinear hybrid systems based on global optimization using the Bernstein polynomial approach," *J. Process Control*, vol. 22(2), pp.423-435, 2012.
- [20] P.-J. Overloop, S. Weijs, S. Dijkstra, "Multiple model predictive control on a drainage canal system," *Control Eng. Practice*, vol.16(5), pp.531-540, 2008.
- [21] K.S. Holkar, and L.M. Waghmare, "An overview of model predictive control," *Int. J. Contr. Auto.*, vol.3, pp.47-64, 2010.
- [22] T.H. Mohamed, J. Morel, H. Bevrani, A.A. Hassan, and T. Hiyama "Model predictive based load frequency control design concerning wind turbines," *Electr. Power Energy Syst.*, vol.43, pp.859–867, 2012.
- [23] T. Senjyu, M. Tokudome, A. Yona, and T. Funabashi, "A frequency control approach by decentralized controllable loads in small power systems," *IEEJ Trans. Power Energy*, pp.1074-1080, 2009.
- [24] W. Wang, Y. Xu, and M. Khanna, "A survey on the communication architectures in smart grid," *Computer Networks*, vol.55, pp.3604-3629, 2011.
- [25] I. Ngamroo, "Specified structure mixed H2/H8 control-based robust frequency stabilization in a smart grid by plug-in hybrid electric vehicles," *Int. J. Innov. Comp. Inform. Contr.*, vol.9, no.1, pp.81-97, 2013.
- [26] P. Kundur, *Power System Stability and Control*, New York: Mc-Graw-Hill, 1993.

- [27] T. Inoue, and H. Amano, "A thermal power plant model for dynamic simulation of load frequency control," *Power Syst. Conf. Expo., 2006. PSCE '06. 2006 IEEE PES*, pp.1442-1447, Oct. 29 2006-Nov. 1 2006.
- [28] F.R. Kalhammer, "The status of high-power batteries for hybrid electric vehicles," *Proc. of the 15th Annual Battery Conf. on Applications and Advances, January, IEEE, Long Beach, CA*, pp.57-64, 2000.
- [29] Y. Cao, S. Tang, C. Li, P. Zhang, Y. Tan, Z. Zhang, and J. Li, "An optimized EV charging model considering TOU price and SOC curve," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol.3(1), pp.388-393, 2012.
- [30] J. Kennedy, and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," in *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Net.*, vol.4, pp.1942-1948, 1995.
- [31] K.Shimizu, T. Masuta, Y. Ota, and A. Yokoyama, "Load frequency control in power system using vehicle-to-grid system considering the customer convenience of electric vehicles," in *Proc. 2010 IEEE Power Syst. Tech. Conf.*, pp.1-8.

บทที่ 6

สรุปผลการศึกษา

โครงการวิจัยนี้ ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้ลิสต์สแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนเพื่อทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ตไมโครกริด ผลจากการศึกษาสรุปได้ ดังต่อไปนี้

(1) ได้นำเสนอรายละเอียดข้อเสนอโครงการวิจัย ในบทที่ 1

(2) ได้นำเสนอทฤษฎีของลิสต์สแควร์ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนและการหาค่าเหมาะสม ในบทที่ 2

(3) การประยุกต์ใช้ซัพพอร์ตเวกเตอร์แมชชีนหาค่าเหมาะสมด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนี เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของ PSS แบบปรับตัวได้ ได้ถูกนำเสนอในบทที่ 3 โดยในขั้นตอนการสอนข้อมูลที่ได้จากระบบไฟฟ้ากำลังแบบหลายพื้นที่ได้ถูกพิจารณาเป็นลักษณะเด่นอินพุตของแบบจำลอง HS-SVM-PSS อัลกอริทึมการค้นหาแบบฮาร์โมนีถูกใช้เพื่อหาค่าเหมาะสมที่สุดของชุดของลักษณะเด่นอินพุตและพารามิเตอร์ของ SVM ดังนั้น วิธีการ HS-SVM-PSS ที่นำเสนอจึงสามารถที่จะถูกสอนด้วยชุดของลักษณะเด่นที่เหมาะสมที่สุดและพารามิเตอร์ปรับค่าได้ของ SVM ที่เหมาะสมที่สุด ผลการจำลองกับระบบไฟฟ้ากำลัง IEEJ 10 เครื่องจักรของญี่ปุ่นตะวันตก แสดงให้เห็นว่า ผลของการหน่วงเมื่อควบคุมด้วย HS-SVM-PSS ดีกว่าการควบคุมด้วย CPSS และ CVM-PSS ภายใต้สภาวะการไหลของโหลด (load flow) หลายๆ แบบ และการรบกวนหลายๆ ชนิด อย่างชัดเจน

(4) การควบคุมประสานกันของมุมพิชของเบลต และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEV โดยใช้ MPC เพื่อลดการแกว่งของความถี่ในระบบไมโครกริด ได้ถูกนำเสนอในบทที่ 4 MPC สำหรับควบคุมมุมพิชของเบลตได้ถูกใช้เพื่อให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ WTG มีความเรียบมากขึ้น ในอีกด้านหนึ่ง MPC สำหรับควบคุม PHEV ได้ถูกนำมาใช้เพื่อควบคุมความถี่โหลดในระบบไมโครกริด ผลการจำลองกับระบบไมโครกริดที่ใช้ในการศึกษา แสดงให้เห็นว่า วิธีการควบคุมประสานกัน MPC-Pitch-PHEVs ที่นำเสนอ มีประสิทธิภาพเหนือกว่า MPC-Pitch และ MPC-PHEVs ทั้งนี้ ผลการจำลองยังได้แสดงให้เห็นว่า วิธีการ MPC สำหรับการควบคุมประสานกันที่นำเสนอ นอกจากจะสามารถลดการแกว่งของความถี่ในระบบไฟฟ้ากำลังแล้ว ยังสามารถลดจำนวน PHEV ที่ใช้ได้ด้วย นอกจากนี้ วิธีการ MPC สำหรับการควบคุมประสานกันระหว่างมุมพิชและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของ PHEV ที่นำเสนอ ยังมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบเมื่อเปรียบเทียบกับตัวควบคุม PID อีกด้วย

(5) ในบทที่ 5 ได้นำเสนอการประยุกต์ MMPC สำหรับควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จและการควบคุม SoC ของ PHEV เพื่อทำเสถียรภาพความถี่ของระบบสมาร์ตกริด โดย MMPC สำหรับควบคุมการชาร์จ/การดิสชาร์จของ PHEV ได้ถูกใช้ไม่เพียงแต่เพื่อสร้างระดับ SoC ที่ต้องการ แต่ยังสามารถลดความถี่ในระบบไมโครกริดได้พร้อมกันด้วย วิธีการ MMPC ที่นำเสนอได้ถูกเปรียบเทียบกับตัวควบคุม PID และตัวควบคุม MPC ผลการจำลองยืนยันว่า MMPC สามารถลดการเบี่ยงเบนของความถี่พร้อมกับสร้างระดับ SoC ที่ต้องการได้ ซึ่งทำได้ดีกว่า PID และ MPC ตัวเดียว

ภาคผนวก

วารสารวิชาการระดับนานาชาติที่ได้รับการตีพิมพ์
จากโครงการวิจัย

วารสารวิชาการระดับนานาชาติที่ได้รับการตีพิมพ์จากงานวิจัยนี้

- [1] J. Pahasa and I. Ngamroo (2015). PHEVs bidirectional charging/discharging and SOC control for microgrid frequency stabilization using multiple MPC, *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol.6, no.2, pp.526-533, 2015.
- [2] J. Pahasa and I. Ngamroo (2014). Coordinated control of wind turbine blade pitch angle and PHEVs using MPCs for load frequency control of microgrid, *IEEE Systems Journal*, vol.xx, no.xx, pp.xx-xx, 2014. (In Press)
- [3] J. Pahasa and I. Ngamroo (2014). Adaptive power system stabiliser design using optimal support vector machines based on harmony search algorithm, *Electric Power Components and Systems*, vol.42, no.5, pp.439-452, 2014.

PHEVs Bidirectional Charging/Discharging and SoC Control for Microgrid Frequency Stabilization Using Multiple MPC

Jonglak Pahasa and Issarachai Ngamroo, *Member, IEEE*

Abstract—This paper proposes plug-in hybrid electric vehicles bidirectional charging/discharging and state of charge (SoC) control for a microgrid frequency stabilization using a multiple model predictive control (MMPC). The MMPC is the improved version of a model predictive control (MPC) for working with multiple operating condition of the system. The MPC is an effective model-based prediction which calculates the future control signals by optimization of a quadratic programming based on the plant model, past manipulate, and control signals of the system. By optimization of an electric vehicle power control signal at each time instant, as well as changing the MPC by electric vehicle battery SoC, the proposed MMPC is able to improve the frequency stabilization of the microgrid effectively.

Index Terms—Load frequency control (LFC), multiple model predictive control (MMPC), plug-in hybrid electric vehicle (PHEV), state of charge (SoC).

I. INTRODUCTION

THE MICROGRID has been extensively applied in the rural areas because of the environmental concerns, high costs, etc. [1], [2]. The microgrid is a cluster of the distributed generation units, distributed storage units, and loads [3], [4]. The microgrid can be independently operated in an autonomous mode and also interconnected to the utility grid. The balance of power generations and loads in the microgrid is normally controlled by the microgrid control center. The penetration of renewable energy sources to the microgrid, particularly, the wind power generation tends to increase significantly, because of low impact to environment and infinite availability especially in the rural areas. Nevertheless, the intermittent power generation from wind energy may cause a large frequency fluctuation problem, especially when the capacity of generators employed for frequency control is inadequate. Without effective control, the severe frequency fluctuation may result in the system instability.

Manuscript received November 10, 2013; revised April 3, 2014, August 27, 2014, and October 11, 2014; accepted November 16, 2014. Date of publication December 8, 2014; date of current version February 16, 2015. This work was supported by the Thailand Research Fund under Grant MRG5680005. Paper no. TSG-00841-2013.

J. Pahasa is with the Department of Electrical Engineering, School of Engineering, University of Phayao, Phayao 56000, Thailand (e-mail: jpahasa@gmail.com).

I. Ngamroo is with the Faculty of Engineering, School of Electrical Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand (e-mail: knissara@kmitl.ac.th).

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

Digital Object Identifier 10.1109/TSG.2014.2372038

Besides, the plug-in hybrid electric vehicles (PHEVs) are significantly expected to be installed in the customer side [5]–[11]. With adequate energy stored in the battery of PHEVs, the bidirectional charging and discharging power control of PHEVs can be applied to alleviate the frequency fluctuation [5]–[11]. The power charging control of PHEVs in order to control frequency in the interconnected power system with wind farms has been proposed in [5]. The controller in [5] is able to stabilize the system frequency during charging period. Besides, the bidirectional power control or vehicle to grid (V2G) of PHEV applied for frequency control in the interconnected power systems with wind farms has been proposed in [6]. The proportional-based PHEV power controller in [6] provides satisfactorily control effect. However, under various system uncertainties such as variation of system parameters, various wind generations and loads, the PHEV power controller in [6] may not tolerate such uncertainties and fail to handle the system frequency fluctuation.

Additionally, in practical cases, the system parameters may not remain constant and continuously varied when operating conditions change [12]. The system parameter variations such as inertia constant and damping ratio are conventionally considered for checking robustness in the load frequency control (LFC) approach [13]. Therefore, the robustness of the controller against system uncertainties is a vital factor which must be taken into account.

To improve the robustness of the controller against system uncertainties, the multiple model predictive control (MMPC) is employed for PHEVs bidirectional charging/discharging-based state of charge (SoC) control for microgrid frequency stabilization in this paper. The MMPC is the improved version of original model predictive control (MPC) for working with multiple operating conditions of the system [14]–[20]. The MPC is robust to system uncertainty and parameter variation [21], and is applied to LFC concerned with wind turbine in [22]. Besides, the applications of MMPC have been successfully proposed in the literature such as, automotive dry clutch engagement [16], hybrid proton exchange membrane fuel cell system [17], and drainage canal system [20].

This paper focuses on real-time optimal PHEVs control by MMPC based on the PHEVs battery SoC, wind power, and system frequency deviation. The proposed controller is robust to system uncertainties and can be used to reduce the frequency fluctuation in the microgrid successfully.

The organization of this paper is as follows. First, the related works are explained in Section II. Next, the study system and modeling are described in Section III. The MMPC design for PHEV controllers are described in Section IV. Subsequently, the experimental results are shown in Section V. Finally, the conclusion is provided in Section VI.

II. RELATED WORKS

The application of PHEV for stabilization of the power system frequency fluctuation has been proposed in [5]. In this paper, the PHEV battery has been controlled by charging power management of the PHEV. However, battery SoC which is essential for next time driving has not been considered in this paper.

In [7], LFC of the two area interconnected power system by PHEV has been proposed. The PHEV battery in this paper has been considered as bidirectional charging/discharging power control from V2G/from grid to vehicles. However, the battery SoC has been held at certain value among supporting the frequency stabilization.

In [10], smart charging of the one way charging power control from grid to vehicles has been proposed. The advantages of this paper are as follows.

- 1) The smart charging is able to produce the one-way charging power control from grid to vehicles.
- 2) The smart charging is able to maintain the load frequency fluctuation simultaneously.

In this paper, the PHEVs are separated into two groups. The first group is employed as the constant SoC, charging with droop control as proposed in [7]. The second group is in the V1G mode employing the proposed smart charging. However, the V2G seems to be the main scheme for improving the frequency fluctuation. Because, before and after V1G plug-out, the frequency deviation is not different.

In [13], the coordinated robust control of PHEV and LFC has been proposed. The advantages of this paper are as follows.

- 1) The PHEV is able to charge/discharge power for the desired SoC in the certainty time.
- 2) The PHEV is able to reduce the frequency deviation, simultaneously.

In this paper, the pattern of wind power must be known in advance before optimizing the PHEV charging/discharging control signal. However, several-hours-ahead wind power pattern may not possible in practical approach.

As shown in the previous works, the controller signals of the PHEV have been produced using the nominal plant and the current feedback frequency deviation signals. The previous works have not considered past values of the frequency deviation and control signals which may result to the future frequency and control signals. In addition, the battery SoC is not considered in the controller design. Consequently, it is not confirmed that the SoC is placed in the desired level when the PHEV plug-out.

In addition, in order to improve the frequency deviation as well as to maintain the desired SoC, the PHEV with the difference controller should be employed for difference level of battery SoC. The unique controller should be designed for each range of battery SoC.

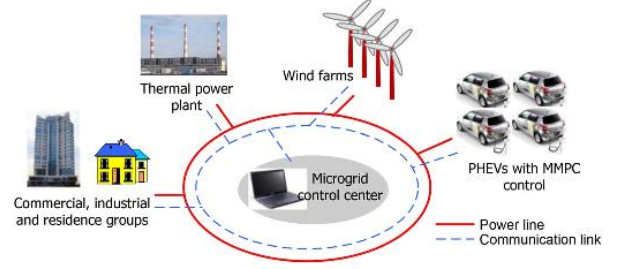


Fig. 1. Microgrid system employed in this paper.

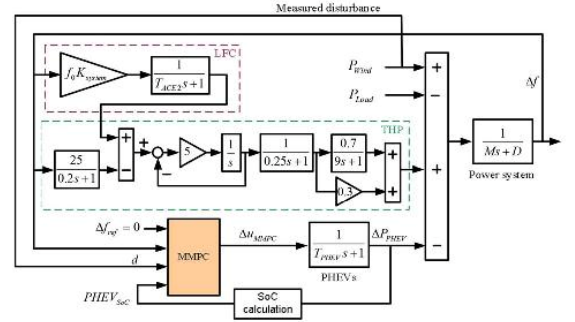


Fig. 2. Linearized model of the microgrid system.

III. STUDY SYSTEM AND MODELING

In this section, the details of studied microgrid system and the PHEV power control method are provided.

A. Microgrid System

The microgrid system employed in the paper is shown in Fig. 1. System details are thermal power 20 MW, wind power 5.5 MW, PHEVs 3.5 MW, and load 15 MW [11], [23]. System base is 20 MW [13]. The communication links connect the magnitude of electric devices in the distributed locations and exchange their status information and control instructions [24].

Due to the sudden power change from the intermittent wind power and the load fluctuation, the thermal generator may not compensate sufficiently power because of its slow dynamic response [25]. The fast dynamic response of the vehicle battery-based multiple PHEVs is greatly expected to compensate additionally real-power unbalance in the system when the LFC capacity is inadequate.

The linearized model of the microgrid system [11], [13], [23], [25]–[27] is shown in Fig. 2. In the PHEVs model, the first-order transfer function with the time delay (T_{PHEV}) is employed [13]. In this system, the MMPC is applied for the PHEV charging/discharging based on the PHEV battery SoC consideration. Here, the wind power output is assigned as the measured disturbance (d) of the MMPC scheme. System parameters are given in Table I [11], [13], [23], [25]–[27].

B. PHEV Power Control Method

The PHEV power control against frequency deviation is shown in Fig. 3 [6]. The V1G is the one-way charging power

TABLE I
SYSTEM PARAMETERS

Parameters	Value
Reference frequency, f_0 (Hz)	50
Inertia constant, M (sec)	9.02
Frequency characteristic of load except PHEV, D (pu)	2
ACE calculation time constant, T_{ACE} (sec)	10
Frequency bias factor, K_{Dfms} (%MW/Hz)	10
Frequency characteristic per PHEV (kW/Hz)	2.5
Number of PHEV	100,000
Total frequency characteristic, K_{PHEV} (MW/Hz)	275
Time constant of PHEV, T_{PHEV} (sec)	1
Control valve servomotor lag time constant, T_1 (sec)	0.2
HP inlet piping lag time constant, T_2 (sec)	0.25
Reheater, crossover and LP inlet piping lag time constant, T_3 (sec)	9
Fraction of power developed by HP, K	0.3

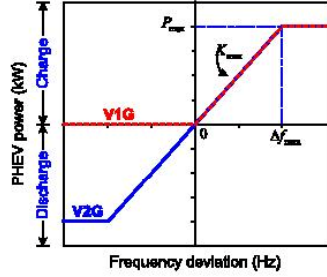


Fig. 3. PHEV power control against frequency deviation.

control from grid to vehicles. The V2G is the bidirectional charging/discharging power control from V2G/from grid to vehicles. The PHEV power output is controlled as the droop characteristics against the frequency deviation. The active V2G power (P_{V2G}) injected in to the grid is designed according to the self-terminal frequency deviation (Δf) as

$$P_{V2G} = \begin{cases} K_{V2G} \cdot \Delta f, & |K_{V2G} \cdot \Delta f| \leq P_{\max} \\ P_{\max}, & K_{V2G} \cdot \Delta f > P_{\max} \\ -P_{\max}, & K_{V2G} \cdot \Delta f < -P_{\max} \end{cases} \quad (1)$$

where $P_{\max}$ is the maximum V2G power which is limited by the specification of the home outlets, K_{V2G} is the V2G gain, and Δf is the change of system frequency. The K_{V2G} can be designed as the function of the maximum PHEV gain ($K_{\max}$).

In case of the SoC is maintained around the certain level, the K_{V2G} with the SoC balance control proposed in [6] can be defined as

$$K_{V2G} = K_{\max} \left[1 - \left(\frac{\text{SoC} - \text{SoC}_{\text{low}(\text{high})}}{\text{SoC}_{\text{max}(\text{min})} - \text{SoC}_{\text{low}(\text{high})}} \right)^n \right] \quad (2)$$

where $K_{\max}$ is the maximum V2G gain, SoC_{low} and SoC_{high} are the low and high battery SoC, respectively, SoC_{min} and SoC_{max} are the minimum and maximum battery SoC, respectively, and n is the specification of the designed battery SoC.

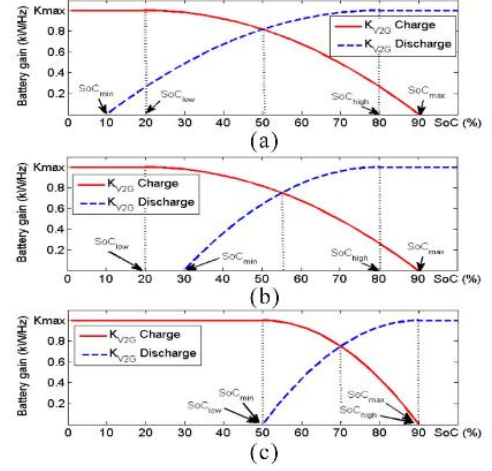


Fig. 4. PHEV battery gain against SoC. (a) SoC is balanced around 50%. (b) SoC is balanced around 55%. (c) SoC is balanced around 70%.

The $K_{\max}$ is able to be tuned by considering a trade-off between the effect of PHEV and the fluctuation range of SoC according to the additional charge-discharge cycles [6], [7], [9], [10], [13]. The PHEV battery gain against battery SoC is shown in Fig. 4. For the sample case shown in Fig. 4(a) [6], [7], [13], the $\text{SoC}_{\min} = 10\%$, $\text{SoC}_{\text{low}} = 20\%$, $\text{SoC}_{\text{high}} = 80\%$, $\text{SoC}_{\text{max}} = 90\%$, and $n = 2$ are designed as the SoC is balanced around 50%. Fig. 4(b) [9] and (c) [10] are designed as the SoCs balanced around 55% and 70%, respectively. It can be observed that various SoC parameters, is able to produce difference level of the SoC holding.

In addition, the K_{V2G} produced by (2) is employed in (1). Therefore, charging or discharging of the V2G is decided by the negative or positive frequency. If the system frequency negative (see Fig. 3), the V2G discharges power as in (1) with the discharging K_{V2G} (see Fig. 4). Besides, if the frequency positive, the V2G charge power with the charging K_{V2G} .

Moreover, the shapes of discharging and charging peak power against battery SoC is a quadratic function because the net power and frequency deviation are nonlinear. Therefore, using nonlinear function as in (2) is able to improve the frequency deviation appropriately. Besides, when the battery SoC is near to full, the high-power charging should not be required for preventing overcharge [28], [29]. In contrast, when the battery SoC is near to empty, the high-power discharge should not be required for preventing over-discharge [6].

As shown in Fig. 4, it can be observed that if the PHEV participates in the frequency stabilization by using discharge power subject to the SoC limit, the K_{V2G} will be increased with the increment of the SoC. If the PHEV participates in the frequency stabilization using charging power, the K_{V2G} will be decreased with the increment of the SoC. If the battery SoC is not within the allowable limit, the $K_{V2G} = 0$, so that the PHEV will not be participated for the frequency stabilization.

Although, balance control of the SoC is able to reduce the frequency deviation effectively. However, before and after participated, the PHEVs may have same SoC. Conventionally, the PHEV is participated to increase the SoC level for next

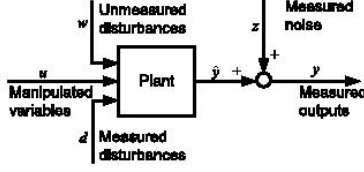


Fig. 5. State-space models plant for MPC method.

time driving. Therefore, the improved version of the SoC balance control method is required.

As shown in Fig. 4, the frequency deviation can be reduced using the PHEV battery droop characteristic. However, the K_{V2G} can be varied to improve the frequency deviation as proposed in [13]. In this paper, the K_{V2G} is adjusted in real time using MMPC method.

IV. MMPC CONTROLLER DESIGN

A. MPC Method

The MPC method is based on the current measurements and the predictions of the future values of the outputs [14]–[16]. The objective of the MPC is to determine a sequence of the control moves i.e., the manipulated input variable, so that the predicted response moves to the set point in an optimal manner.

The state-space models plant for MPC method [14], [15] can be represented as shown in Fig. 5. The general discrete-time linear time invariant state-space can be represented as [14]–[16]

$$\left. \begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + B_u u(k) + B_d d(k) + B_w w(k) \\ y(k) &= \tilde{y}(k) + z(k) \\ &= Cx(k) + D_u u(k) + D_d d(k) + D_w w(k) + z(k) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

where x is the vector of n state variables, u is the n_u manipulated variables, d is the n_d measured but freely-varying inputs (i.e., the measured disturbances), w is the n_w unmeasured disturbances, y is the vector of n_y plant outputs, z is the measurement noise, and A , B_u , B_d , B_w , are the constant matrices of appropriate size. The variable $y(k)$ represents the plant output before the addition of measurement noise.

The MPC problem is to compute $u(k)$ as the solution to the quadratic program which is defined as

$$\min_{u(k) \in M} \sum_{j=1}^M [y(k+j) - r(k+j)]^T W_y [y(k+j) - r(k+j)] + [u(k) - u(k-1)]^T W_u [u(k) - u(k-1)] \quad (4)$$

subject to

$$\begin{aligned} y(k+1) &= y(k) + \mathbf{A} \sum_{i=0}^{n_T} \delta_i u(k-i) \\ -\Delta u_{\max} + u(k-1) &\leq u(k) \leq \Delta u_{\max} + u(k-1) \end{aligned}$$

where $r(k+j)$ is the desired profile, W_y and W_u are the positive semi-definite weighting matrices, and M is the control horizon. Each weight (W_y , W_u) is assumed to be a constant multiplied by the identity matrix, which is appropriate for PHEV control.

Because, the weighting of the input (frequency deviation) and output (PHEV control signal) may not change when system parameters, wind power, and load power are changed. In particular, W_u is often selected large enough that rate constraints are satisfied.

The shortcomings of the MPC methodology is the MPC is designed for one operating condition (for one range of SoC in this paper). Therefore, the MMPC for working with multiple SoC levels is required.

B. MMPC for PHEV Control

In this paper, the MMPC is applied for charging/discharging and SoC control of the PHEVs in order to stabilize the frequency fluctuation in the microgrid. The control loop of the PHEVs using MMPC controller is shown in Fig. 2. The state space of the PHEVs control loop can be defined as

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{P}_{\text{PHEV}} \\ \Delta f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_{\text{PHEV}} & 0 \\ -1/M & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{\text{PHEV}} \\ \Delta f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/T_{\text{PHEV}} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta u_{\text{MMPC}} \quad (5)$$

$$[\Delta y] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{\text{PHEV}} \\ \Delta f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \Delta u_{\text{MMPC}} \quad (6)$$

where ΔP_{PHEV} is the charging power of PHEVs, Δu_{MMPC} is the change of control signal produced by MMPC, T_{PHEV} is the time constant of PHEVs, and M and D are the inertia constant and damping coefficient of the microgrid system, respectively. This state space is employed as the model in the MMPC calculations.

Although, the MPC can be applied when the meaningful cost is depend on the states. However, the MPC method works by employing the past and current manipulated signals for optimizing the control signal based on the desired constraints. Therefore, if some part of the system may not depend on the states, such as wind power production, the MPC can be applied. Here, wind power production is assigned as the measured disturbance.

In addition, the objective of the proposed method is to minimize the frequency deviation along time horizons among charging (V1G), charging/discharging (V2G), and discharging (V2G with desired SoC). Therefore, the MMPC calculations of the PHEVs control signal can be defined as

$$\Delta P_{\text{PHEV}}(k+1) = \Delta P_{\text{PHEV}}(k) + \mathbf{A} \sum_{i=0}^{n_T} \delta_i \Delta u_{\text{MPC}}(k-i) \quad (7)$$

subject to

$$\Delta u_{\text{MPC}_n, \min} < \Delta u_{\text{MPC}_n} < \Delta u_{\text{MPC}_n, \max}$$

$$\Delta f_{\min} < \Delta f < \Delta f_{\max}$$

$$\text{SoC}_{\text{MPC}_n, \min} < \text{SoC}_{\text{MPC}_n} < \text{SoC}_{\text{MPC}_n, \max}$$

where $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/T_{\text{PHEV}} & 0 \\ -1/M & -D/M \end{bmatrix}$ is the system matrix, Δu_{MPC_n} is the change of control signal produced by the n th sub-MPC, $\Delta u_{\text{MPC}_n, \min}$ and $\Delta u_{\text{MPC}_n, \max}$ are the minimum and maximum of the change of control signal produced by the n th sub-MPC, respectively, Δf is the frequency deviation, $\Delta f_{\min}$ and $\Delta f_{\max}$ are minimum and maximum of the

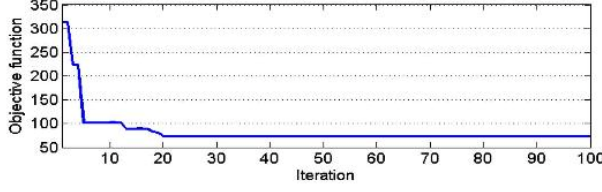


Fig. 6. Convergence curve for the MMPC weight tuning.

frequency deviation, respectively, $\text{SoC}_{\text{MPC}_n}$ is the SoC constraints of the n th sub-MPC, $\text{SoC}_{\text{MPC}_n, \min}$, and $\text{SoC}_{\text{MPC}_n, \max}$ are the minimum and maximum of SoC constraints of the n th sub-MPC, respectively.

C. MMPC Weight Tuning

The MPC weights (W_y and W_u) for PHEV controller are simultaneously tuned by a particle swarm optimization (PSO) [30]. The objective function based on the integral absolute error (IAE) of the frequency deviation [13] can be expressed as

$$\text{Minimize IAE} = \int_0^{\infty} |\Delta f| dt$$

subject to

$$\begin{aligned} W_{yi, \min} &\leq W_{yi} \leq W_{yi, \max} \\ W_{ui, \min} &\leq W_{ui} \leq W_{ui, \max}, \quad i = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (8)$$

where W_{yi} and W_{ui} are the input and output weights, respectively, $W_{yi, \min}$ and $W_{yi, \max}$ are the minimum and maximum input weight, respectively, $W_{ui, \min}$ and $W_{ui, \max}$ are the minimum and maximum output weight, respectively, of the i th MMPC, and n is the number of sub-MMPC employed.

D. Control Approach of Multiple PHEVs

The proposed MMPC control design is capable for the multiple PHEVs. The enormous combination of PHEVs gives the high capability of V2G [13], [31]. In [7] and [13], the lumped V2G group-based large PHEVs can be controlled by the identically synchronized control of multiple PHEVs as the one controlled object.

V. SIMULATION RESULTS

To validate the effectiveness of the proposed method, the time simulations on the studied system as shown in Fig. 2 have been carried out.

In the design of MMPC, the parameters of MMPC controller are set as follows, $P = 10$, $M = 3$, sampling interval = 0.1 s. In addition, in order to stabilize the frequency fluctuation and to produce the desired battery SoC simultaneously, 11 sub-MMPCs are employed in this paper.

Ranges of PHEVs control signals and the SoC constraints of the 11 sub-MMPCs are provided in Table II.

Besides, the optimization of the MMPC weights is carried out. Fig. 6 shows the convergence curve of the objective function. Table II provides the optimal weights.

TABLE II
MMPC AND MPC SETTING

	SoC Ranges (%)	PHEV control signal		MMPC weight (Optimized by PSO)	
		$\Delta u_{\min}$	$\Delta u_{\max}$	W_y	W_u
MMPC					
MMPC1	SoC≤80	0	+0.060	0.0907	0.0412
MMPC2	80< SoC≤81	−0.066	+0.054	0.0832	0.6624
MMPC3	81< SoC≤82	−0.072	+0.048	0.0365	0.2699
MMPC4	82< SoC≤83	−0.078	+0.042	0.0553	0.6025
MMPC5	83< SoC≤84	−0.084	+0.036	0.0163	0.4041
MMPC6	84< SoC≤85	−0.090	+0.030	0.0314	0.7483
MMPC7	85< SoC≤86	−0.096	+0.024	0.0296	0.6477
MMPC8	86< SoC≤87	−0.102	+0.018	0.0533	0.9653
MMPC9	87< SoC≤88	−0.108	+0.012	0.0228	0.8715
MMPC10	88< SoC≤89	−0.114	+0.006	0.0915	0.5591
MMPC11	89< SoC≤90	−0.119	+0.001	0.0542	0.3322
MPC					
MPC-V2G	SoC≤90	−0.60	+0.60	0.0040	0.0884

In this paper, it is supposed that the desired SoC of the participated PHEV at the final time can be varied among 80%–90% [10]. Therefore, the V1G charging mode (MMPC1) is assigned for the $\text{SoC} < 80\%$ to ensure that the SoC is able to reach the desired level. Besides, for $80 < \text{SoC} \leq 90\%$, 10 sub-MMPCs (MMPC2–11) are employed to ensure that the SoC is able to vary among the desired ranges and able to reduce the frequency deviation, simultaneously. Here, if the SoC rises nearly 90%, $|\Delta u_{\min}|$ (discharging) is larger than $|\Delta u_{\max}|$ (charging) to prevent the reaching 90% of the SoC. If the SoC reaches 90%, the system frequency may not be improved successfully due to the one way discharging mode.

Besides, the proposed MMPC is compared with a conventional proportional integral derivative (PID) controller and conventional MPC. For the PID controller, the PID parameters are tuned by the PSO [30]. The objective function of the optimization is defined based on the IAE [13] same as the MMPC. The PID controller of PHEV is expressed by

$$K_{\text{PID}}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad (9)$$

where K_P , K_I , and K_D are the proportional, integral, and derivative gains of the PID controller, respectively. As a result, the optimal PID controllers are obtained as follows:

$$\text{PID1 - V1G: } K_{P1} = 0.8388, K_{I1} = 0.6765, K_{D1} = 0$$

$$\text{PID2 - V2G: } K_{P2} = 0.7234, K_{I2} = 0.2632, K_{D2} = 0$$

$$\text{PID3 - V2G: } K_{P3} = 0.6067, K_{I3} = 0.2918, K_{D3} = 0.$$

For the MPC controller, the MPC parameters are set as follows, $P = 10$, $M = 3$, and sampling interval = 0.1 s. Ranges of MPC setting and optimal MPC weights optimized by the PSO same as the MMPC, are shown in Table II.

In the simulation studies, it is supposed that the studied microgrid is performed under the random load deviation and wind speed of the four case studies, as shown in Figs. 7 and 8, respectively. More details of the case studies are provided as follows.

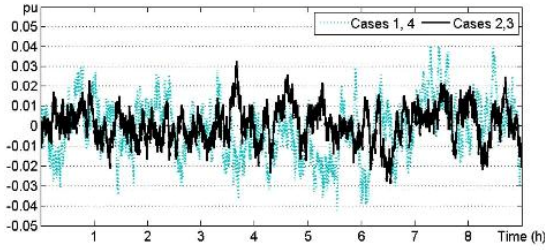


Fig. 7. Random load deviation of case studies.

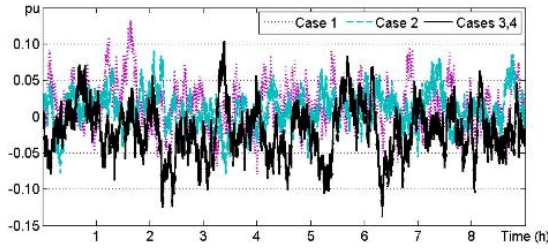


Fig. 8. Wind power fluctuation of case studies.

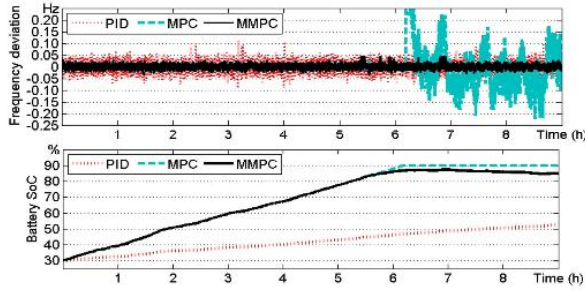


Fig. 9. Frequency deviation and battery SoC of case 1.

A. Case 1

It is assumed that the $\text{SoC}_{\text{initial}} = 30\%$. The effects of low initial SoC to the proposed method are investigated. The frequency deviation and battery SoC of the PID, MPC, and MMPC controllers are shown in Fig. 9. In this case, the SoC of MPC and MMPC reach nearly 90%, while the SoC of PID reaches 53%. The results imply that the MPC and MMPC are better than the PID when considering the final SoC. Besides, the frequency deviation in case of MMPC and MPC are better than that of the PID for first time of simulation. After 6.2 h, the frequency deviation in case of MPC fluctuates because the SoC reaches 90%. However, in case of MMPC, the SoC not reaches 90%, the frequency deviations remain same as the first time of simulation. The advantages of the proposed MMPC are shown after the SoC reached 80%, nearly 5.4 h. The charging power of PHEV is reduced with slope to prevent the SoC reaches 90%, as shown in Fig. 10.

B. Case 2

It is assumed that the $\text{SoC}_{\text{initial}} = 50\%$. The effects of medium initial SoC to the MMPC method are investigated.

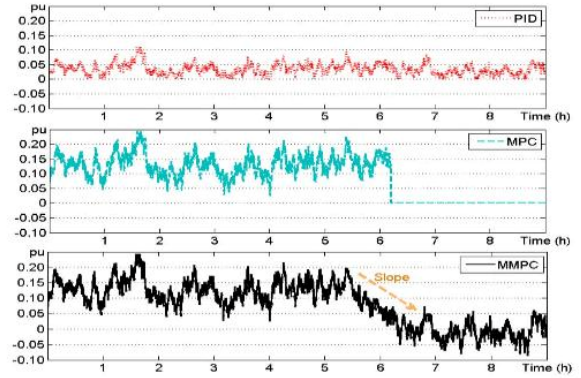


Fig. 10. PHEV power of case 1.

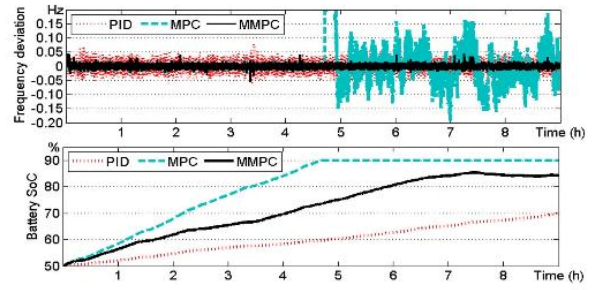


Fig. 11. Frequency deviation and battery SoC of case 2.

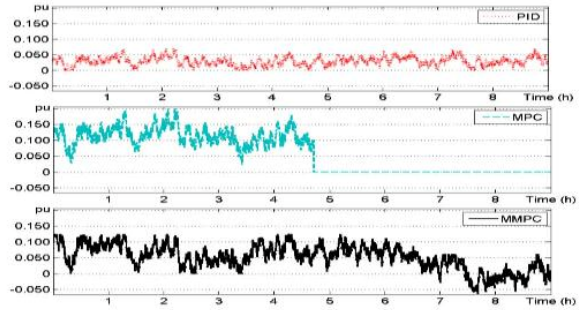


Fig. 12. PHEV power of case 2.

Fig. 11 shows the frequency deviation and battery SoC of the three methods. It can be seen that the MMPC is able to stabilize the frequency deviation for all time of simulation while the MPC is able to stabilize the frequency deviation before 5 h. After the SoC reaches 90%, the MPC is not able to charge or discharge power. As a result, the frequency is more fluctuated. Fig. 12 shows PHEV power produced by the three methods.

C. Case 3

It is assumed that the $\text{SoC}_{\text{initial}} = 65\%$. Fig. 13 shows the frequency deviation and battery SoC. The frequency deviation in case of the MMPC and MPC are better than that in case of the PID for first time of simulation. After 3.1 h, the SoC of the MPC reaches 90%, the MPC is not able to charge or

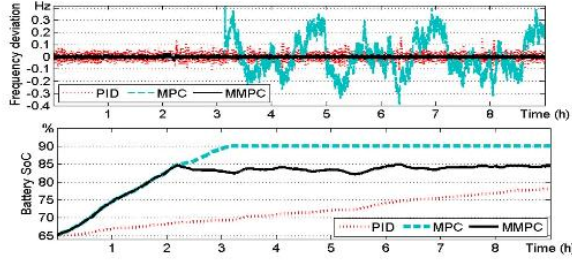


Fig. 13. Frequency deviation and battery SoC of case 3.

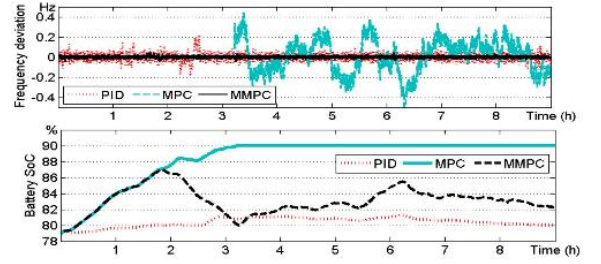


Fig. 16. Frequency deviation and battery SoC of case 4.

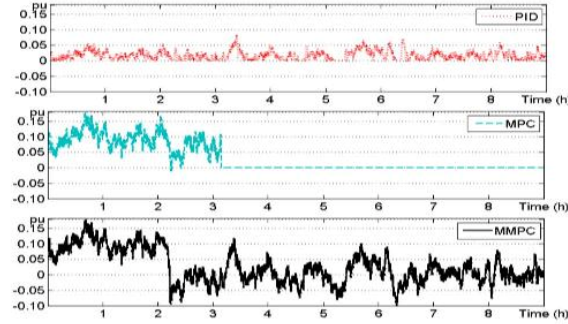


Fig. 14. PHEV power of case 3.

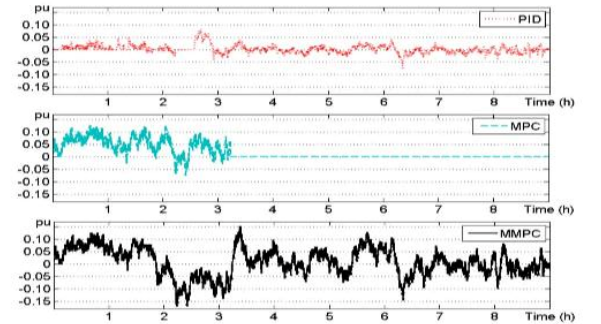


Fig. 17. PHEV power of case 4.

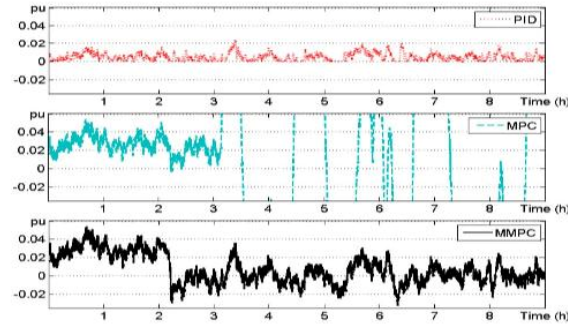


Fig. 15. PHEV control signal of case 3.

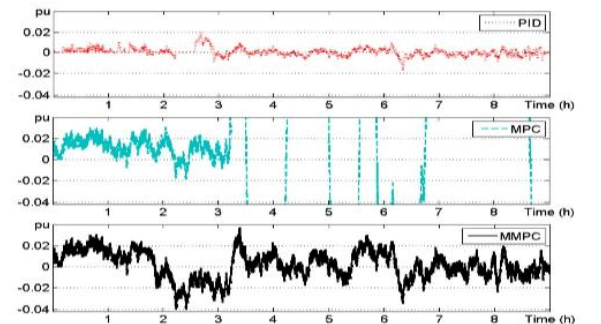


Fig. 18. PHEV control signal of case 4.

discharge power, so that the frequency in case of MPC fluctuates. Figs. 14 and 15 show the PHEV power and PHEV control signals, respectively.

D. Case 4

It is assumed that the $\text{SoC}_{\text{initial}} = 79\%$. The frequency deviation and battery SoC are shown in Fig. 16. The PHEV power and control signals are shown in Figs. 17 and 18, respectively. In this case, the effects of V2G charging/discharging with the proposed control scheme when start with high initial SoC are investigated. The simulation results confirmed that the MMPC is superior to both MPC and PID controllers.

Additionally, in order to investigate the effectiveness of the proposed method to various load and wind power, the mean absolute frequency deviations when load and wind power set as low and high, as shown in Table III, are carried out. When

TABLE III
EVALUATION INDICES OF FREQUENCY FLUCTUATION

Load	Wind power	Initial battery SoC (%)	Mean abs. freq. deviation (Hz), Final battery SoC (%)		
			PID	MPC	MMPC
High (0.9 pu)	Low (0.05 pu)	20%	0.0264, 25%	0.3210, 90%	0.0101, 85%
Low (0.7 pu)	High (0.15 pu)	20%	0.0343, 28%	0.5124, 90%	0.0131, 87%

the renewable energy increases, the maximum frequency deviation of the power system is increased. However, the MMPC is able to maintain the frequency deviation better than both PID and MPC. Also, the MMPC is able to obtain desired SoC same as the MPC but the frequency of the MMPC better than the MPC. Clearly, using MMPC-based PHEV charging/discharging control is able to maintain the frequency deviation and battery SoC, simultaneously.

VI. CONCLUSION

In this paper, the MMPC is applied for PHEV charging/discharging and SoC control for frequency stabilization of the microgrid system. The MMPC-based PHEV charging/discharging controller is employed not only to produce the desired SoC but also to reduce the system frequency, simultaneously. The proposed MMPC is compared with the PID and MPC controllers. Simulation results ensure that the MMPC is able to reduce the frequency deviation, able to produce the desired SoC, and robust to the system parameter uncertainties, over the PID and MPC.

REFERENCES

- [1] B. Kroposki *et al.*, "Making microgrids work," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 6, no. 3, pp. 40–53, May/Jun. 2008.
- [2] A. A. A. Radwan and Y. A.-R. I. Mohamed, "Stabilization of medium-frequency modes in isolated microgrids supplying direct online induction motor loads," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 1, pp. 358–370, Jan. 2014.
- [3] Q. Fu *et al.*, "Transition management of microgrids with high penetration of renewable energy," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 539–549, Nov. 2013.
- [4] S. A. Arefifar, Y. A.-R. I. Mohamed, and T. H. M. El-Fouly, "Optimum microgrid design for enhancing reliability and supply-security," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 4, no. 3, pp. 1567–1575, Sep. 2013.
- [5] M. Takagi, K. Yamaji, and H. Yamamoto, "Power system stabilization by charging power management of Plug-in Hybrid Electric Vehicles with LFC signal," in *Proc. Vehicle Power Propul. Conf. (VPPC)*, Dearborn, MI, USA, Sep. 2009, pp. 822–826.
- [6] Y. Ota *et al.*, "Autonomous distributed V2G (vehicle-to-grid) considering charging request and battery condition," in *Proc. 2010 IEEE Innov. Smart Grid Technol. Conf.*, Gothenburg, Sweden, pp. 1–6.
- [7] Y. Ota *et al.*, "Autonomous distributed V2G (vehicle-to-grid) satisfying scheduled charging," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 559–564, Mar. 2012.
- [8] C.-T. Li, C. Ahn, H. Peng, and J. Sun, "Synergistic control of plug-in vehicle charging and wind power scheduling," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 28, no. 2, pp. 1113–1121, May 2013.
- [9] H. Yang, C. Y. Chung, and J. Zhao, "Application of plug-in electric vehicles to frequency regulation based on distributed signal acquisition via limited communication," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 28, no. 2, pp. 1017–1026, May 2013.
- [10] H. Liu, Z. Hu, Y. Song, and J. Lin, "Decentralized vehicle-to-grid control for primary frequency regulation considering charging demands," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 28, no. 3, pp. 3480–3489, Aug. 2013.
- [11] T. Masuta and A. Yokoyama, "Supplementary load frequency control by use of a number of both electric vehicles and heat pump water heaters," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 3, pp. 1253–1262, Sep. 2012.
- [12] Y. Arya, N. Kumar, and H. D. Mathur, "Automatic generation control in multi area interconnected power system by using HVDC links," *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 2, no. 1, pp. 67–75, Mar. 2012.
- [13] S. Vachirasricirikul and I. Ngamroo, "Robust LFC in a smart grid with wind power penetration by coordinated V2G control and frequency controller," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 1, pp. 371–380, Jan. 2014.
- [14] M. Morari and N. L. Ricker, *Model Predictive Control Toolbox*. Natick, MA, USA: MathWorks Inc., 1998.
- [15] A. Bemporad, M. Morari, and N. L. Ricker, *Model Predictive Control Toolbox User's Guide*. Natick, MA, USA: MathWorks Inc., 2013.
- [16] M. Pisaturo, M. Cirrincione, and A. Senatore, "Multiple constrained MPC design for automotive dry clutch engagement," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 20, no. 1, pp. 469–480, Oct. 2014.
- [17] Q. Chen *et al.*, "Multiple model predictive control for a hybrid proton exchange membrane fuel cell system," *J. Power Sources*, vol. 191, no. 2, pp. 473–482, 2009.
- [18] D. Dougherty and D. Cooper, "A practical multiple model adaptive strategy for multivariable model predictive control," *Control Eng. Pract.*, vol. 11, no. 6, pp. 649–664, 2003.
- [19] B. V. Patil, S. Bhartiya, P. S. V. Nataraj, and N. N. Nandola, "Multiple-model based predictive control of nonlinear hybrid systems based on global optimization using the Bernstein polynomial approach," *J. Process Control*, vol. 22, no. 2, pp. 423–435, 2012.
- [20] P.-J. Overloop, S. Weijs, and S. Dijkstra, "Multiple model predictive control on a drainage canal system," *Control Eng. Pract.*, vol. 16, no. 5, pp. 531–540, 2008.
- [21] K. S. Holkar and L. M. Wanghmare, "An overview of model predictive control," *Int. J. Control Autom.*, vol. 3, no. 4, pp. 47–64, 2010.
- [22] T. H. Mohamed, J. Morel, H. Bevrani, A. A. Hassan, and T. Hiyaama, "Model predictive based load frequency control design concerning wind turbines," *Int. J. Elect. Power Energy Syst.*, vol. 43, no. 1, pp. 859–867, 2012.
- [23] T. Senjyu, M. Tokudome, A. Yona, and T. Funabashi, "A frequency control approach by decentralized controllable loads in small power systems," *IEEE Trans. Power Energy*, vol. 129, no. 9, pp. 1074–1080, Sep. 2009.
- [24] W. Wang, Y. Xu, and M. Khanna, "A survey on the communication architectures in smart grid," *Comput. Netw.*, vol. 55, no. 15, pp. 3604–3629, 2011.
- [25] I. Ngamroo, "Specified structure mixed H2/H8 control-based robust frequency stabilization in a smart grid by plug-in hybrid electric vehicles," *Int. J. Innov. Comput. Inf. Control*, vol. 9, no. 1, pp. 81–97, 2013.
- [26] P. Kundur, *Power System Stability and Control*. New York, NY, USA: McGraw Hill, 1993.
- [27] T. Inoue and H. Amano, "A thermal power plant model for dynamic simulation of load frequency control," in *Proc. IEEE PES Power Syst. Conf. Expo. (PSCE)*, Atlanta, GA, USA, Oct. 2006, pp. 1442–1447.
- [28] F. R. Kalhammer, "The status of high-power batteries for hybrid electric vehicles," in *Proc. IEEE 15th Annu. Battery Conf. Appl. Adv.*, Long Beach, CA, USA, Jan. 2000, pp. 57–64.
- [29] Y. Cao *et al.*, "An optimized EV charging model considering TOU price and SoC curve," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 388–393, Mar. 2012.
- [30] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," in *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Netw.*, vol. 4, Perth, WA, USA, 1995, pp. 1942–1948.
- [31] K. Shimizu, T. Masuta, Y. Ota, and A. Yokoyama, "Load frequency control in power system using vehicle-to-grid system considering the customer convenience of electric vehicles," in *Proc. 2010 IEEE Power Syst. Tech. Conf.*, Hangzhou, China, pp. 1–8.



Jonglak Pahasa received the B.Eng. degree from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand; the M.Eng. degree from Chiang Mai University, Chiang Mai, Thailand; and the D.Eng. degree from KMUTL, in 1997, 2007, and 2011, respectively, all in electrical engineering.

She is currently an Assistant Professor with the School of Engineering, University of Phayao, Phayao, Thailand. Her current research interests include the applications of artificial intelligence in power system stability and control.



Issarachai Ngamroo (M'12) received the B.Eng. degree from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand, in 1992, and the M.Eng. and Ph.D. degrees from Osaka University, Japan, in 1997 and 2000, respectively, all in electrical engineering.

He is currently an Associate Professor with the Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, KMUTL. His current research interests include power system stability, dynamics, and control.

Coordinated Control of Wind Turbine Blade Pitch Angle and PHEVs Using MPCs for Load Frequency Control of Microgrid

Jonglak Pahasa and Issarachai Ngamroo, *Member, IEEE*

Abstract—This paper proposes coordinated control of blade pitch angle of wind turbine generators and plug-in hybrid electric vehicles (PHEVs) for load frequency control of microgrid using model predictive controls (MPCs). The MPC is an effective model-based predictive control, which calculates future control signals by optimization method using plant model, current, and past signals of the system. The MPC-based PHEVs' power control can be used to reduce frequency fluctuation of microgrid effectively. However, for large system, large number of PHEVs is needed to produce satisfying frequency deviation. In order to reduce the number of PHEVs, the smoothing of wind power production by pitch angle control using MPC method is proposed and is coordinated with PHEVs control in this paper. The simulation results confirm that the coordinated control of pitch angle and PHEVs using MPCs is able to reduce the number of PHEVs and the frequency fluctuation can be maintained significantly. In addition, the proposed method is robust to the system parameters variation over proportional–integral derivative controllers.

Index Terms—Blade pitch angle, microgrid, model predictive control (MPC), plug-in hybrid electric vehicle (PHEV), wind turbine generator (WTG).

I. INTRODUCTION

THE microgrid concept has been gaining more attention worldwide, particularly for the distribution system because microgrid is able to improve system reliability and energy management capability [1], [2]. Microgrid consists of multiple distributed generators (DGs) and associated loads [1]. The penetration of renewable energy sources to the microgrid, particularly the wind power generation, tends to increase significantly because of low impact to environment and infinite availability [2]–[4]. Nevertheless, wind speed is intermittent, and the windmill output is proportional to the cube of wind

speed so that the generated power of wind turbine generator (WTG) fluctuates and may cause a large frequency fluctuation problem [5]–[7].

In order to solve the frequency fluctuation problem, the control of WTG power generation of wind turbine is proposed in [7]–[9]. Adjusting blade pitch angle of WTG for smoothing wind power output has been proposed in [10] and [11].

In addition, battery energy storage system (BESS) is a powerful tool for storing wind power output to maintain microgrid frequency deviation [11], [12]. Coordinated control of wind and battery is proposed in [3]. This work shows that controlling WTG inverter is able to maximize wind energy. However, using BESS to suppress wind energy leads to high cost, particularly when applied to a large system.

Smoothing wind power output in order to reduce the size of battery has been proposed in [11]. This work shows that using the appropriate wind power reference, is able to reduce cost of BESS and loss of benefit from the wind energy.

On the other hand, plug-in hybrid electric vehicles (PHEVs) are significantly expected to be installed in the customer side [5], [13]–[17]. With adequate energy stored in the battery of PHEV, the bidirectional charging/discharging power control of PHEV can be applied to alleviate frequency fluctuation [13]–[17]. Effective control of PHEVs can be employed for load frequency control of microgrid with wind farm [5]. However, for large system, large number of PHEVs is needed to produce satisfying frequency deviation.

In order to reduce both the number of PHEVs and frequency fluctuation, smoothing of wind power production by pitch angle control and PHEV control using a model predictive control (MPC) method is proposed in this paper. The MPC algorithm calculates future control signals each time instant for tracking periodic reference signals [18]–[22]. The applications of MPC to power systems have been successfully proposed in the literature such as load frequency control [23], [24], battery energy storage control [25], and PHEV control [26]. The main advantages of MPC over structured proportional–integral derivative (PID) controllers are its ability to handle constraints, robustness to model uncertainty, and noise [19].

The organization of this paper is as follows. First, study system and modeling of microgrid system are explained in Section II. Next, MPC design for blade pitch angle and PHEV controls are described in Section III. Subsequently, the experimental results are shown in Section IV. Finally, the conclusion is provided.

Manuscript received October 16, 2013; revised January 12, 2014 and March 16, 2014; accepted March 24, 2014. This work was supported by Thailand Research Fund under Grant MRG5680005.

J. Pahasa is with the Department of Electrical Engineering, School of Engineering, University of Phayao, Phayao 56000, Thailand (e-mail: jpahasa@gmail.com).

I. Ngamroo is with the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand (e-mail: knissara@kmitl.ac.th).

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

Digital Object Identifier 10.1109/JSYST.2014.2313810

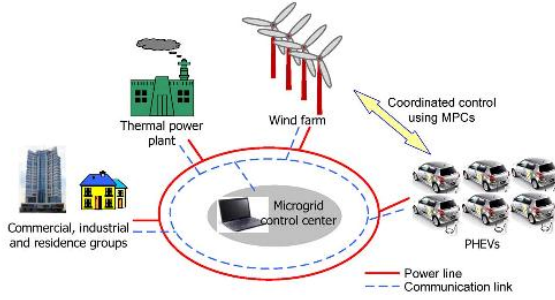


Fig. 1. Microgrid system used in this paper.

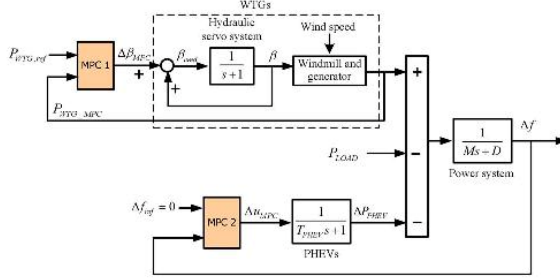


Fig. 2. Linearized model of the microgrid system.

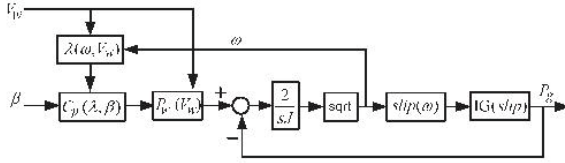


Fig. 3. Windmill and generator.

II. STUDY SYSTEM AND MODELING

A. Microgrid System

The microgrid system employed in this paper is shown in Fig. 1. System details are as follows: 20-MW thermal power, 5.5-MW wind power, 3.5-MW PHEVs, and 15-MW load [5], [7]–[10]. The linearized model of microgrid system [5], [7]–[10] is shown in Fig. 2. In this system, two MPCs are applied to WTG blade pitch angle control and PHEV power control.

B. WTG System

The block diagram of the WTG system [8], [10], [11] is shown in Fig. 2. Windmill and generator models are shown in Fig. 3. Windmill power output P_w can be calculated by the following equation:

$$P_w(V_w) = 0.5C_p(\lambda, \beta)V_w^3\rho A \quad (1)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1(\beta)\lambda^2 + c_2(\beta)\lambda^3 + c_3(\beta)\lambda^4 \quad (2)$$

$$\lambda(\omega, V_w) = R\omega/V_w \quad (3)$$

where V_w is the wind speed, ρ is the air density, A is the cross section of the rotor for a windmill, β is the pitch angle, λ is the tip speed ratio, C_p is the power coefficient, R is the radius of a

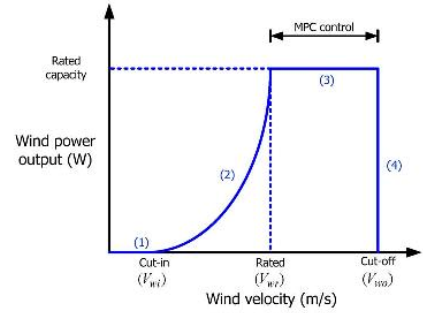


Fig. 4. Pitch angle control law.

windmill, ω is the angular rotor speed for a windmill, and J is the moment of inertia for a windmill.

The output power of generator P_g can be expressed as

$$P_g = \frac{-3V^2s(1+s)R_2}{(R_2 - sR_1)^2 + s^2(X_1 + X_2)^2} \quad (4)$$

where s is the slip; V is the phase voltage; X_1 and X_2 are the reactances of the stator and rotor, respectively; and R_1 and R_2 are the resistances of the stator and rotor, respectively. In the steady state, if energy loss is disregarded, $P_w = P_g$; hence, P_w can be approximated by

$$\left. \begin{aligned} P_w &= a_1(\beta) + a_2(\beta)V_w^2, \\ a_1(\beta) &= \alpha_{11} + \alpha_{12}\beta + \alpha_{13}\beta^2 + \alpha_{14}\beta^3, \\ a_2(\beta) &= \alpha_{21} + \alpha_{22}\beta + \alpha_{23}\beta^2 + \alpha_{24}\beta^3, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

where α_{ij} is the constant. More details about the WTG system are provided in [10].

As in (5), P_w can be controlled by adjusting blade pitch angle β . Blade pitch angle control of WTG is appropriate adjustment of the amount of wind received by the WTG to suppress the output fluctuation by varying the pitch angle of WTG blade [8], [10], [11]. In general, the pitch angle control is performed by dividing the WTG power output curve into four control regions, as shown in Fig. 4, and control law for wind velocity V_w on each region is set as follows.

Region 1: $V_w \leq V_{wi}$; set the pitch angle to 90° . In this region, the WTG does not generate power.

Region 2: $V_{wi} \leq V_w \leq V_{wr}$, set the pitch angle $\beta = 10^\circ$, and P_w is calculated by (5) so that the WTG can receive the maximum wind energy.

Region 3: $V_{wr} \leq V_w \leq V_{wo}$, variably adjust the pitch angle within the specified range (from 10° to 90°), and P_w is calculated by (5) so that the power output of WTG is constant (rated power output) when β is appropriately adjusted. Originally, the blade pitch angle control aims at preventing the output of WTG from exceeding the rated capacity. The pitch angle conventionally can be changed in region 3 actively. Here, the MPC-based real-time pitch angle control is operated in region 3 for smoothing wind power output.

Region 4: $V_{wo} \leq V_w$, set the pitch angle to 90° for safety, and WTG does not generate power same as region 1.

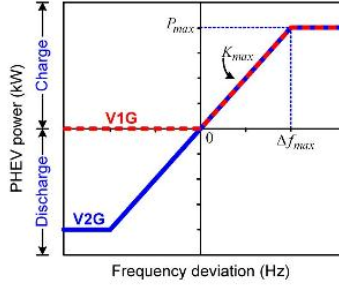


Fig. 5. PHEV power control against frequency deviation.

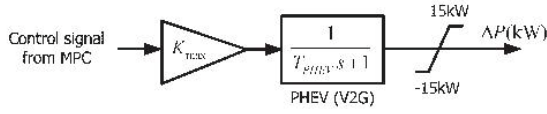


Fig. 6. PHEV power control using MPC.

V_w is the wind velocity, V_{wi} is the cut-in velocity, V_{wr} is the rated velocity, and V_{wo} is the cut-out velocity. In this paper, $V_{wi} = 5$, $V_{wr} = 12$, and $V_{wo} = 24$ m/s.

C. PHEV Power Control System

PHEVs use bidirectional ac–dc converters that have the capability to turn alternating current into direct current during battery charge mode and convert direct current into alternating current in the battery discharge mode. Details of the power electronics topologies of bidirectional ac–dc and dc–dc converters for PHEV are provided in [27].

The PHEV power control against frequency deviation is shown in Fig. 5 [12]. The V1G is the one-way charging power control from grid to vehicles. The V2G is the bidirectional charging/discharging power control from vehicles to grid/from grid to vehicles. The PHEV power output of V2G (P_{V2G}) can be controlled as the droop characteristics against the frequency deviation Δf as

$$P_{V2G} = \begin{cases} K_{\max} \Delta f, & (|K_{\max} \Delta f| \leq P_{\max}) \\ P_{\max}, & (P_{\max} < K_{\max} \Delta f) \end{cases} \quad (6)$$

where $K_{\max}$ and $P_{\max}$ are the PHEV gain and the maximum PHEV power, respectively. $K_{\max}$ can be tuned by considering a tradeoff between the effect of vehicle and the fluctuation range of state of charge according to the additional charge–discharge cycles. Here, $K_{\max}$ of V2G is tuned by MPC based on desired minimum frequency deviation. $P_{\max}$ is defined by the 200 V/25 A home outlet.

In addition, V1G power P_{V1G} is calculated by

$$P_{V1G} = \begin{cases} K_{\max} \Delta f, & (0 < K_{\max} \Delta f \leq P_{\max}) \\ P_{\max}, & (P_{\max} < K_{\max} \Delta f) \\ 0, & (K_{\max} \Delta f < 0). \end{cases} \quad (7)$$

Fig. 6 shows PHEV power control using MPC. In the V2G model, the first-order transfer function with the time delay T_{PHEV} is used and is set as 1 [28] in this paper.

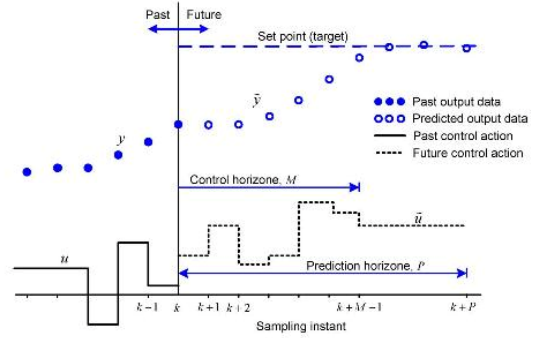


Fig. 7. Basic concept of MPC.

III. MPC CONTROLLER DESIGN

A. MPC Method

The MPC method is based on current measurements and predictions of the future values of the outputs [18], [19]. The objective of the MPC is to determine a sequence of control moves, i.e., manipulated input variable, so that the predicted response moves to the set point in an optimal manner. Fig. 7 shows the basic concept of MPC, where y is the actual output, $\hat{y}$ is the predicted output, and u is the manipulated input. At the current sampling instant, denoted by k , the MPC strategy calculates a set of M values of the input $\{u(k+i-1), i = 1, 2, 3, \dots, M\}$. The set consists of the current input $u(k)$ and $M-1$ future inputs. The input is held constant after the M control moves. The inputs are calculated so that a set of P predicted outputs $\{\hat{y}(k+i), i = 1, 2, \dots, P\}$ reaches the set point in an optimal manner.

The number of predictions P is referred to as the prediction horizon, whereas the number of control moves M is called the control horizon. Although a sequence of M control moves is calculated at each sampling instant, only the first move is actually implemented. Then, a new sequence is calculated at the next sampling instant; after new measurements become available again, only the first input move is implemented. This procedure is repeated at each sampling instant.

The MPC predictions are made using a dynamic model, typically a linear empirical model such as a multivariable version of the step response or difference equation models. Alternatively, a transfer function or state-space models can be employed.

The MPC method solves an optimization problem for finite future time steps at current time [20]. Hence, the system can be represented by its finite impulse response [21] as

$$y(k+1) = y(k) + \mathbf{A} \sum_{i=0}^{n_T} \delta_i u(k-i) \quad (8)$$

where $y(k)$ is the vector of manipulated moves at time instance k , $u(k)$ is the input at time instance k , n_T is the number of impulse response coefficients employed to model the system, $\mathbf{A}$ is the interaction matrix, and δ_i is the coefficient number and can be defined as

$$\delta_i = g_{i+1} - g_i, \quad \forall i = 0, \dots, n_T \quad (9)$$

where g_i is the scalar such that $g_i \mathbf{A}$ is the i th impulse response coefficient matrix. The MPC problem is to compute $u(k)$ as the solution to the quadratic program (QP), which is defined as [21]

$$\begin{aligned} \min_{u(k) \in M} & \sum_{j=1}^M [y(k+j) - r(k+j)]^T W_y [y(k+j) - r(k+j)] \\ & + [u(k) - u(k-1)]^T W_u [u(k) - u(k-1)] \\ \text{Subject to} & \quad y(k+1) = y(k) + \mathbf{A} \sum_{i=0}^{n_T} \delta_i u(k-i) \\ & - \Delta u_{\max} + u(k-1) \leq u(k) \leq \Delta u_{\max} + u(k-1) \quad (10) \end{aligned}$$

where $r(k+j)$ is the desired profile, W_y and W_u are the positive semidefinite weighting matrices, and M is the control horizon. Each weight (W_y, W_u) is assumed to be a constant multiplied by the identity matrix, which is appropriate for WTG blade pitch angle and PHEV control. In particular, W_u is often selected large enough that rate constraints are satisfied.

Although, MPC allows design of interactive and multi-input-multi-output systems [20]. However, in this paper, the properties of pitch angle and PHEV controls are different. Pitch angle control objective is to smooth wind power output with power generation and set point as manipulate and reference signals. In contrast, PHEV control objective is to reduce system frequency fluctuation with system frequency and reference frequency as manipulate and reference signals. Here, PHEV control is more complicated and needs more precise control action than pitch angle control. Pitch angle control needs faster response to wind speed, whereas PHEV control responds to system frequency deviation.

Moreover, the smoothing wind power controlled by MPC-based pitch angle control is resulted to frequency deviation. However, pitch angle control depends on WTG power generation and wind speed, which are not related to part of MPC-based PHEV control. In addition, the control of pitch angle and some part of WTG are modeled by mathematic equation, whereas PHEV is modeled by first-order transfer function with time lag T_{PHEV} . Consequently, the two single MPCs are appropriately employed to control pitch angle and PHEV power output in this paper.

In addition, two simple PI or fuzzy controllers may be sufficient for pitch angle and PHEV output control. However, using a PI controller is not adequate when pitch angle is held constant, which may occur when wind speed is lower than set point for a long time. In addition, when using a fuzzy controller, it is not easy to set a fuzzy rule for a specific problem [29].

B. MPC for WTG Blade Pitch Angle Control

Control loop of WTG blade pitch angle control using MPC1 is shown in Fig. 2. Input of MPC consists of the difference of WTG output power P_{WTG} and reference $P_{\text{WTG,ref}}$. Blade pitch angle is controlled using these inputs. Here, generator torque can be used as a crucial feedback control signal in maximizing the output power of WTG and can be used as input for smoothing wind power output. Nevertheless, using power generation as a feedback control signal is more adequate for smoothing wind power output [11].

In addition, the moving average may be used for smoothing wind power output. However, the control of the pitch angle is not very easy because system behavior is both highly nonlinear and quite uncertain [30]. MPC is more appropriate because the smoothing wind power is adjusted by blade pitch angle. The MPC is used here for adjusting blade pitch angle to produce smoothing wind power output to reference value, based on wind speed and feedback control signal of wind power generation.

Since the blade pitch angle is controlled through the hydraulic servo system, there are constraints on the blade pitch angle β , and its rate of change $d\beta/dt$ can be expressed as

$$10[\text{deg}] \leq \beta \leq 30[\text{deg}] \quad (11)$$

$$|d\beta/dt| \leq 10[\text{deg/s}]. \quad (12)$$

For MPC method, the WTG can be represented by its finite impulse response as

$$P_{\text{WTG}}(k+1) = P_{\text{WTG}}(k) + \mathbf{A}_{\text{WTG}} \sum_{i=0}^{n_T} \delta_i \beta(k-i) \quad (13)$$

where $\beta(k)$ is the vector of manipulated moves (blade pitch angle) at time instance k , $P_{\text{WTG}}(k)$ is the WTG power generation at time instance k , n_T is the number of impulse response coefficients employed to model the system, and $\mathbf{A}_{\text{WTG}}$ is the interaction matrix of WTG. In this paper, since the windmill and generator of the WTG system are represented by a mathematical model as in (5), the mapping from inputs to outputs is assumed to be linear over the operating region, which is a good assumption in practice so that $\mathbf{A}_{\text{WTG}}$ can be defined as 1 [22] for WTG system.

C. MPC for PHEV Control

The control loop of PHEV using MPC2 controller is shown in Fig. 2. The state space of the PHEV control loop can be defined as

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta \dot{P}_{\text{PHEV}} \\ \Delta f \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -1/T_{\text{PHEV}} & 0 \\ -1/M & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{\text{PHEV}} \\ \Delta f \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 1/T_{\text{PHEV}} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta u_{\text{MPC}} \quad (14) \end{aligned}$$

$$[\Delta y] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \Delta P_{\text{PHEV}} \\ \Delta f \end{bmatrix} + [0] \Delta u_{\text{MPC}} \quad (15)$$

where ΔP_{PHEV} is the charging power of PHEV, Δf is the change of system frequency, Δu_{MPC} is the change of control signal produced by MPC, T_{PHEV} is the time constant of PHEV, and M and D are the inertia constant and damping coefficient of the microgrid system, respectively. This state space is used as model in the MPC calculations. Therefore, the MPC method applied to PHEV control can be defined as

$$x(k+1) = \mathbf{A}_{\text{PHEV}} x(k) + \mathbf{B}_{\text{PHEV}} u(k) \quad (16)$$

$$y(k) = \mathbf{C}_{\text{PHEV}} x(k) + \mathbf{D}_{\text{PHEV}} u(k) \quad (17)$$

where $\mathbf{A}_{\text{PHEV}} = \begin{bmatrix} -1/T_{\text{PHEV}} & 0 \\ -1/M & -D/M \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{\text{PHEV}} = \begin{bmatrix} 1/T_{\text{PHEV}} \\ 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C}_{\text{PHEV}} = [0 \quad 1]$, and $\mathbf{D} = [0]$.

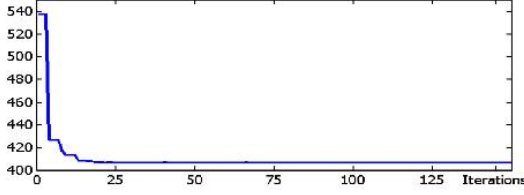


Fig. 8. Convergence curve for MPC weight tuning.

D. MPC Weight Tuning

The MPC weights (i.e., W_y and W_u) for pitch angle and PHEV controls are simultaneously tuned by particle swarm optimization (PSO) [31] using the integral absolute error (IAE) [5] as the objective function as follows:

$$\begin{aligned} \text{Minimize } \text{IAE}_{\text{MPC}} &= \int_0^{\infty} |P_{g_ref} - P_g| dt + \int_0^{\infty} |\Delta f| dt \\ \text{Subject to } W_{yi, \min} &\leq W_{yi} \leq W_{yi, \max} \\ W_{ui, \min} &\leq W_{ui} \leq W_{ui, \max}, \quad i = 1, 2 \end{aligned} \quad (18)$$

where W_{yi} is the input weight of the i th MPC; W_{ui} is the output weight of the i th MPC; $W_{yi, \min}$ and $W_{yi, \max}$ are the minimum and maximum input weights of the i th MPC, respectively; $W_{ui, \min}$ and $W_{ui, \max}$ are the minimum and maximum output weights of the i th MPC, respectively; and $i = 1, 2$ for MPC1 (pitch angle control) and MPC2 (PHEV control), respectively.

IV. SIMULATION RESULTS

Computer simulations have been carried out in order to validate the effectiveness of the proposed scheme. A system shown in Fig. 2 is used as the study system.

In the design of MPC, the parameters of the MPC controller for WTG blade pitch angle control are set as follows: prediction horizon $P = 10$, control horizon $M = 3$, and sampling interval $S = 0.1$ s. In addition, the parameters of the MPC controller for PHEVs are set as follows: $P = 10$, $M = 3$, and $S = 0.1$ s.

For the optimization of MPC weights, the convergence curve of optimization is shown in Fig. 8; the optimal weights are as follows: $W_{y1} = 0.6780$, $W_{u1} = 0.6312$, $W_{y2} = 0.0850$, and $W_{u2} = 1.8653$.

In the simulation studies, it is supposed that the studied microgrid is performed under the random load pattern and wind speed of the three case studies, as shown in Figs. 9 and 10, respectively. The detailed models of random load pattern and wind speed are provided in Appendixes A and B, respectively. Details about wind speed and WTG generation of the case studies are as follows.

Case 1: It is assumed that wind speed is 0–24 m/s. WTG works in regions 1, 2, and 3 (see Fig. 4). In this case, WTG normally operates in region 2. However, MPC is activated in region 3. Hence, the effect of short-period control of MPC is investigated in this case.

Case 2: It is assumed that wind speed is 10–24 m/s. WTG works in regions 2 and 3. In this case, WTG normally operates in region 3. Thus, the effect of long period of MPC control in region 3 is investigated.

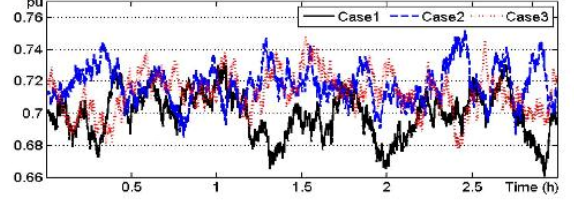


Fig. 9. Random load pattern.

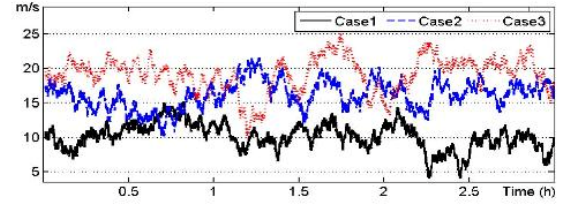


Fig. 10. Wind speed of case studies.

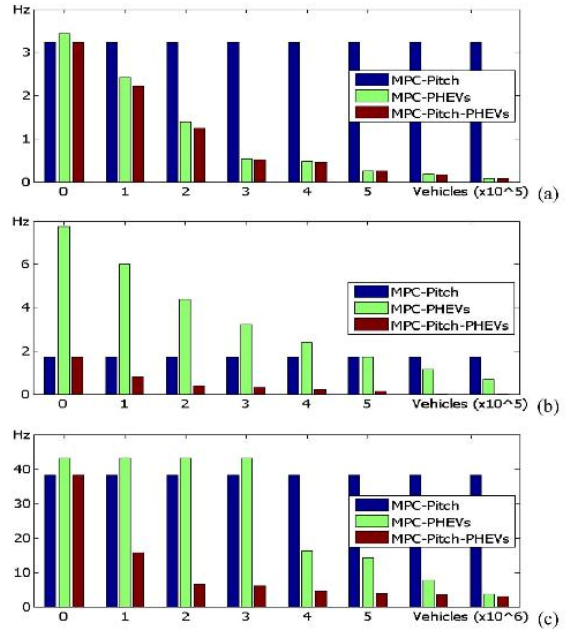


Fig. 11. Absolute maximum frequency deviation when the number of PHEVs changed: (a) case 1; (b) case 2; and (c) case 3.

Case 3: Wind speed is set at 10–25 m/s. WTG operates in regions 2, 3, and 4. The effects of wind speed working between cut-in velocity, cutoff velocity, and MPC control region are investigated.

In addition, the proposed coordinated control of WTG blade pitch angle and PHEVs using MPCs called “MPC-Pitch-PHEVs” is compared with the “MPC-Pitch” and “MPC-PHEVs.” The MPC-Pitch is the system with MPC control wind power output via blade pitch angle and without PHEVs in the system. The MPC-PHEVs is the system with MPC for PHEV power control and without smoothing wind power output. Figs. 11(a)–(c) shows maximum frequency deviation when the number of PHEVs is changed for cases 1, 2, and 3, respectively.

In Fig. 11(a), the maximum frequency deviation of the MPC-Pitch is constant, whereas MPC-PHEVs and the proposed coordinated control methods are able to reduce maximum frequency deviation when the number of PHEVs increases. Note that when the number of vehicles = 0, it is implied that the PHEVs are not included in the microgrid system.

In Fig. 11(b), the maximum frequency deviation in the case of MPC-PHEVs is higher than in the case of MPC-Pitch and MPC-Pitch-PHEVs when the number of PHEVs is small. When the number of PHEVs increases, the maximum frequency deviation in the case of MPC-PHEVs decreases. However, the maximum frequency deviation in the case of MPC-Pitch-PHEVs is better than that of MPC-Pitch when the number of PHEVs is increased.

In Fig. 11(c), the maximum frequency deviation of the proposed coordinated control methods can be reduced using small number of PHEVs. The maximum frequency deviation in the case of MPC-PHEVs is slightly reduced when the number of PHEVs is much increased, whereas MPC-Pitch is constant.

Note that the number of PHEVs has little effects to the MPC design and does not increase the order of the system. From the experiment, the design of one MPC model can be used for various numbers of PHEVs. However, in order to produce the best performance, each number of PHEVs uses its MPC model.

For the time simulation of the three case studies, 4×10^5 vehicles (i.e., 0.0015 MW each) are employed. For cases 1 and 2, it is assumed that PHEVs are not connected at the beginning of simulation time. Then, PHEVs are randomly connected at 30 min (0.5 h) to suppress frequency fluctuations. In case 3, it is assumed that the PHEVs are randomly connected to the microgrid system at 0.5 h, disconnected at 2.0 h, and then reconnected at 2.5 h.

Figs. 12(a)–(c) shows frequency deviation and the power outputs of WTG and PHEVs of case 1, respectively. The frequency deviation in the case of MPC-PHEVs and MPC-Pitch-PHEVs is clearly better than that in the case of MPC-Pitch.

Fig. 13 shows the time simulation results of case 2. In Fig. 13(a), at the beginning of simulation time, the frequency deviation in the case of MPC-Pitch-PHEVs is similar to MPC-Pitch and better than MPC-PHEVs because the effect of MPC-based smoothing wind power output. After PHEVs are applied to the system at 0.5 h, MPC-Pitch-PHEVs are able to control the frequency of the system effectively. In contrast, MPC-Pitch and MPC-PHEVs cannot control the frequency of the system. Here, MPC-PHEVs work not well because PHEVs' charging/discharging power values are not enough to maintain power fluctuation. On the contrary, the MPC-Pitch-PHEVs are capable to control the frequency for all simulation time effectively because smoothing wind power using MPC-based pitch angle control can reduce effects of wind power output and can help PHEVs to use low charging/discharging power.

In addition, when wind speed is lower than rated velocity, as shown in Fig. 13(b), the system frequency in the case of MPC-Pitch-PHEVs can be maintained in acceptable ranges. This result implies that the MPC-Pitch-PHEVs are robust to wind power variation.

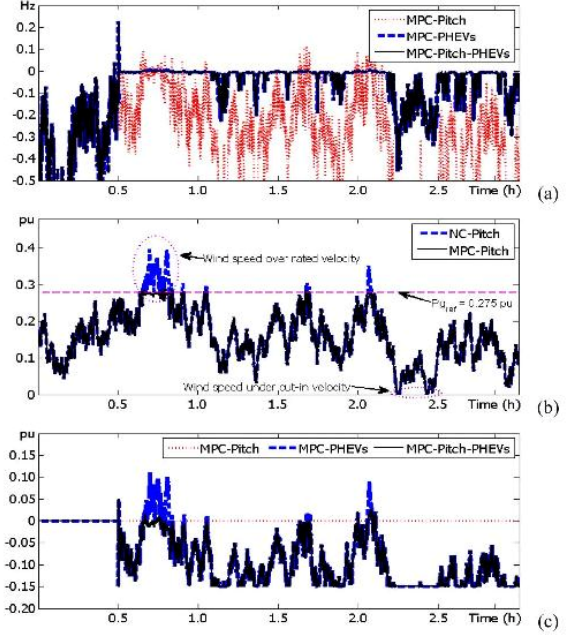


Fig. 12. Time simulation results of case 1: (a) frequency deviation; (b) wind power output; and (c) PHEV power output.

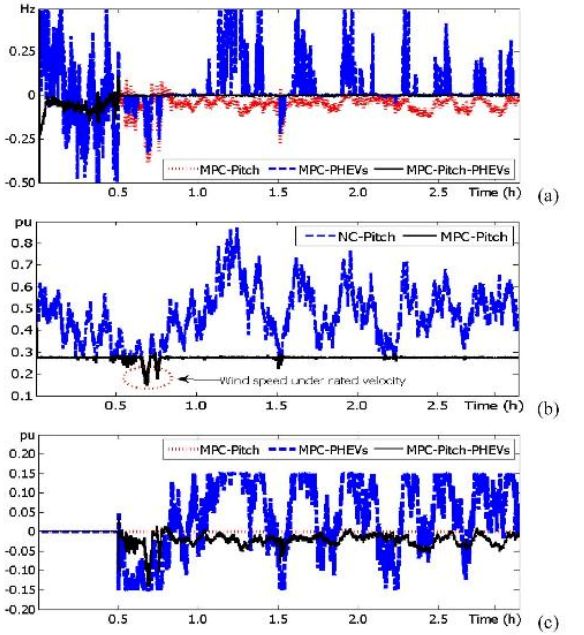


Fig. 13. Time simulation results of case 2: (a) frequency deviation; (b) wind power output; and (c) PHEV power output.

Figs. 14(a)–(c) shows frequency deviation, wind power output, and PHEVs' power output of case 3, respectively. The MPC-Pitch and MPC-PHEVs cannot control the frequency, whereas the MPC-Pitch-PHEVs are able to control the frequency successfully.

Fig. 15 shows the blade pitch angle of the case studies. Pitch angle varies between 10° and 30° and has not fluctuated

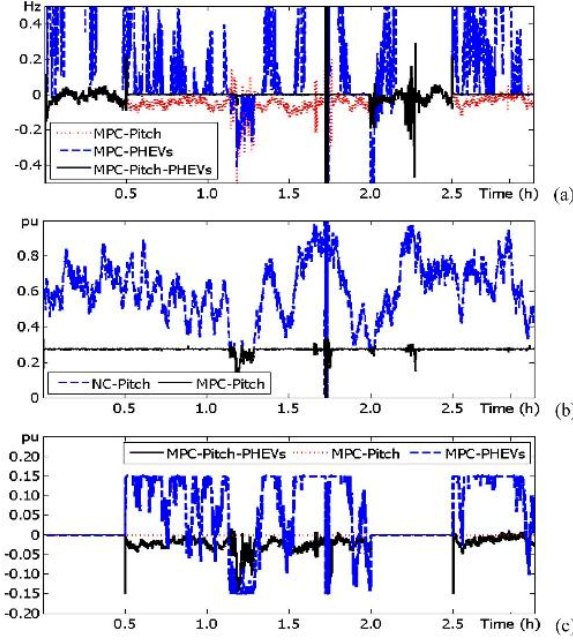


Fig. 14. Time simulation results of case 3: (a) frequency deviation; (b) wind power output; and (c) PHEV power output.

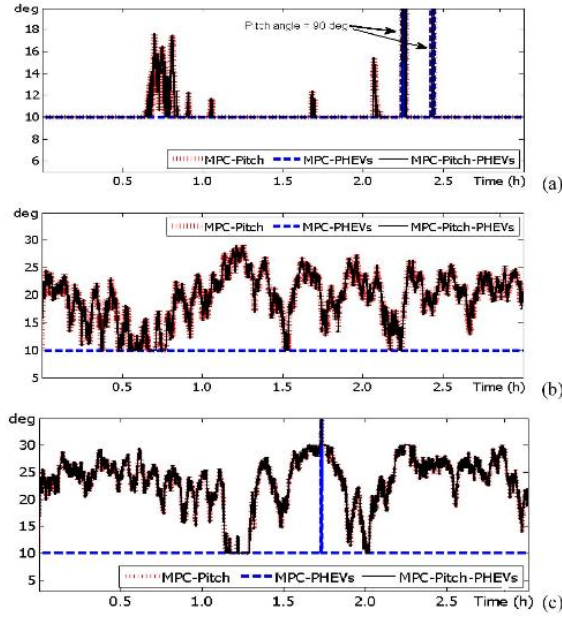


Fig. 15. Blade pitch angle of the case studies: (a) case 1; (b) case 2; and (c) case 3.

much during the simulation time, which are consistent with the physically limited WTG provided in [30].

Additionally, in order to demonstrate the effectiveness of the proposed method, comparison of the MPC and PID controller is investigated. The PID parameters are tuned by PSO [31]. The objective function of the optimization is defined based on minimization of the IAE [5] of the frequency deviation, and

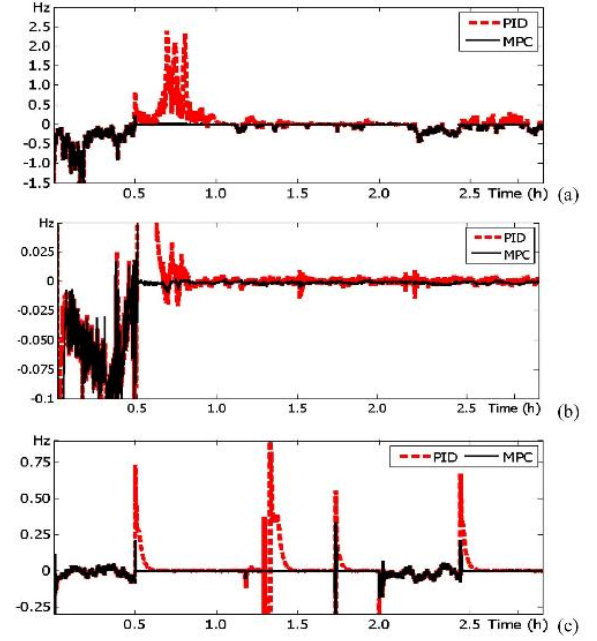


Fig. 16. Frequency deviation: (a) case 1; (b) case 2; and (c) case 3.

wind power generation deviates from the set point. As a result, the optimal PID controllers are obtained as follows:

$$\begin{aligned} \text{PID-WTG} : K_p &= 0.5034, K_i = 0.0027, K_d = 0 \\ \text{PID-PHEV} : K_p &= 0.2644, K_i = 0.0065, K_d = 0 \end{aligned}$$

where K_p , K_i , and K_d are the proportional, integral, and derivative gains of the PID controller, respectively.

Fig. 16 shows the comparison of frequency deviation between the proposed MPC and PID. The MPC is able to produce better frequency deviation than the PID controller.

In order to confirm the robustness of the control method against system parameter uncertainty and the absolute maximum frequency deviation when system parameters (i.e., M and D) are changed from nominal operating condition to -50% , M is changed from 9.02 to 4.52 and D is changed from 2 to 1 [5], [28], as shown in Fig. 17. Clearly, the MPC is robust to system parameter variation over the PID controller.

The simulation results of the three case studies clearly confirm that the coordinated control of the MPC-Pitch-PHEVs is better than the MPC-Pitch and MPC-PHEVs. The frequency fluctuation of the system can be reduced by the MPC-PHEVs. In addition, the number of PHEVs can be reduced by smoothing wind power output-based MPC blade pitch angle control. Therefore, using both the MPC-Pitch and MPC-PHEV methods not only reduces frequency fluctuation but also reduces the number of PHEVs. Additionally, the MPC is robust to system parameter variation over PID controller.

V. CONCLUSION

Coordinated control of blade pitch angle and PHEV power output using MPCs in order to reduce fluctuation of frequency in microgrid system has been proposed in this paper. The MPC for blade pitch angle control is employed for smoothing wind

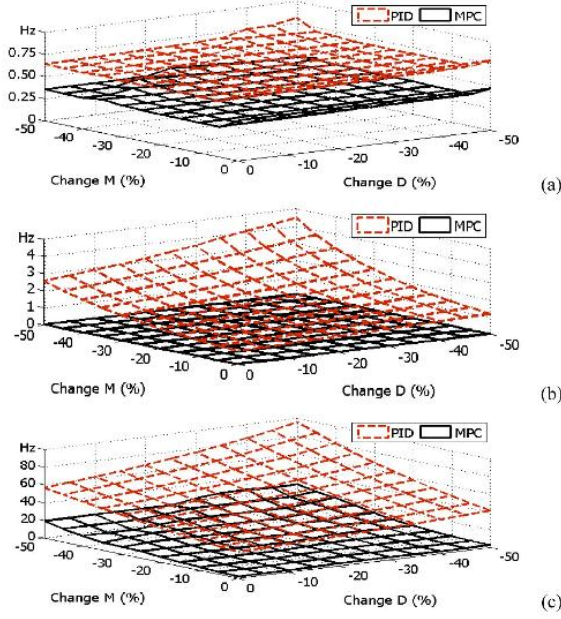


Fig. 17. Absolute maximum frequency deviation when system parameters change: (a) case 1; (b) case 2; and (c) case 3.

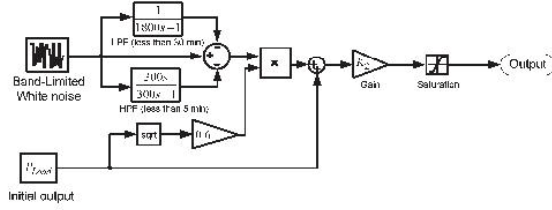


Fig. 18. Load model.

power production of WTG. In addition, the MPC for PHEVs controller is employed in order to control load frequency of the microgrid system. Simulation results performed in the studied microgrid system show that the proposed coordinated control of MPC-Pitch-PHEVs has better performance than MPC-Pitch and MPC-PHEVs. The results imply that the proposed MPC-based coordinated control method not only reduces frequency fluctuation of the system but also reduces the number of PHEVs. Moreover, the proposed MPC-based pitch angle and PHEV control is robust to the system parameter variation when compared with PID controller.

APPENDIX LOAD MODEL

Modeling of system load is shown in Fig. 18. The input power variability of microgrid system load is determined by considering the deviation from the initial value. In addition, the standard deviation dP_{Load} as in (A1) is multiplied by the random output fluctuation derived from the white noise block in MATLAB/SIMULINK in order to simulate the real-time random power fluctuation on the load side. The deviation for the system load is simulated close to an actual change wave by the following functions [32], [33]:

$$dP_{Load} = 0.6\sqrt{P_{Load}}. \quad (A1)$$

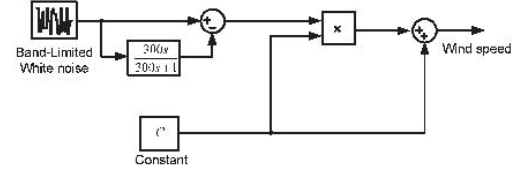


Fig. 19. Wind speed model.

APPENDIX WIND SPEED MODEL

The wind speed model [32], [33] is shown in Fig. 19. The wind speed standard deviation is multiplied by a random output fluctuation derived from the white noise block with a low-pass filter in MATLAB/SIMULINK in order to evaluate the random wind speed fluctuation.

REFERENCES

- [1] E. Alegria, T. Brown, E. Minear, and R. H. Lasseter, "CERTS microgrid demonstration with large-scale energy storage and renewable generation," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 937–943, Mar. 2014.
- [2] B. Kroposki, R. Lasseter, T. Ise, S. Morozumi, S. Papathanassiou, and N. Hatziaargyriou, "Making microgrids work," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 6, no. 3, pp. 40–53, May/Jun. 2008.
- [3] J. Han, S. K. Solanki, and J. Solanki, "Coordinated predictive control of a wind/battery microgrid system," *IEEE Emerging Sel. Topics Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 296–305, Dec. 2013.
- [4] P.-K. Keung, P. Li, H. Banakar, and B. T. Ooi, "Kinetic energy of wind-turbine generators for system frequency support," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 24, no. 1, pp. 279–287, Feb. 2009.
- [5] S. Vachirasricirikul and I. Ngamroo, "Robust controller design of heat pump and plug-in hybrid electric vehicle for frequency control in a smart microgrid based on specified-structure mixed H_2/H_∞ control technique," *Appl. Energy*, vol. 88, no. 11, pp. 3860–3868, Nov. 2011.
- [6] T. Masuta and A. Yokoyama, "Supplementary load frequency control by use of a number of both electric vehicles and heat pump water heaters," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 3, pp. 1253–1262, Sep. 2012.
- [7] T. H. Mohamed, J. Morel, H. Bevrani, and T. Hiyama, "Model predictive based load frequency control design concerning wind turbines," *Elect. Power Energy Syst.*, vol. 43, pp. 859–867, 2012.
- [8] T. Senjyu, T. Kaneko, A. Uehara, A. Yona, H. Sekine, and C.-H. Kim, "Output power control for large wind power penetration in small power system," *Renew. Energy*, vol. 34, no. 11, pp. 2334–2343, Nov. 2009.
- [9] H. Bevrani and P. R. Daneshmand, "Fuzzy logic-based load-frequency control concerning high penetration of wind turbines," *IEEE Syst. J.*, vol. 6, no. 1, pp. 173–180, Mar. 2012.
- [10] T. Senjyu, R. Sakamoto, N. Urasaki, T. Funabashi, H. Fujita, and H. Sekine, "Output power leveling of wind turbine generator for all operating regions by pitch angle control," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 467–475, Jun. 2006.
- [11] Y. Nishizaki, H. Irie, A. Yokoyama, and Y. Tada, "Blade pitch angle control and its capacity reduction effect on battery for load frequency control in power system with a large capacity of wind power generation," *IEEE Trans. Power Energy*, vol. 129, no. 1, pp. 50–56, 2009.
- [12] Y. Ota, H. Taniguchi, T. Nakajima, K. M. Liyanage, K. Shimizu, T. Masuta, J. Baba, and A. Yokoyama, "Effect of smart storage in ubiquitous power grid on frequency control," *IEEE Trans. Power Energy*, vol. 131, no. 1, pp. 94–100, 2011.
- [13] J. M. Foster, G. Trevino, M. Kuss, and M. C. Caramanis, "Plug-in electric vehicle and voltage support for distributed solar: Theory and application," *IEEE Syst. J.*, vol. 7, no. 4, pp. 881–888, Dec. 2013.
- [14] M. Takagi, H. Yamamoto, K. Yamaji, K. Okano, R. Hiwatari, and T. Ikeya, "Load frequency control method by charge control for plug-in hybrid electric vehicles with LFC signal," *IEEE Trans. Power Energy*, vol. 129, no. 11, pp. 1342–1348, 2009.
- [15] Y. Ota, H. Taniguchi, T. Nakajima, K. M. Liyanage, J. Baba, and A. Yokoyama, "Autonomous distributed V2G (vehicle-to-grid) satisfying scheduled charging," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 559–564, Mar. 2012.
- [16] C.-T. Li, C. Ahn, H. Peng, and J. Sun, "Synergistic control of plug-in vehicle charging and wind power scheduling," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 28, no. 2, pp. 1113–1121, May 2013.

- [17] H. Liu, Z. Hu, Y. Song, and J. Lin, "Decentralized vehicle-to-grid control for primary frequency regulation considering charging demands," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 28, no. 3, pp. 3480–3489, Aug. 2013.
- [18] D. E. Seborg, T. F. Edgar, and D. A. Mellichamp, *Process Dynamics and Control*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2003.
- [19] K. S. Holkar and L. M. Wanghmare, "An overview of model predictive control," *Int. J. Control Autom.*, vol. 3, no. 4, pp. 47–64, Dec. 2010.
- [20] M. G. Na, D. W. Jung, S. H. Shin, J. W. Jang, K. B. Lee, and Y. J. Lee, "A model predictive controller for load-following operation of PWR reactors," *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 52, no. 4, pp. 1009–1020, Aug. 2005.
- [21] J. G. VanAntwerp and R. D. Braatz, "Fast model predictive control of sheet and film processes," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 8, no. 3, pp. 408–417, May. 2000.
- [22] M. Morari and N. L. Ricker, *Model Predictive Control Toolbox*. Natick, MA, USA: MATH WORKS Inc., 1998.
- [23] T. H. Mohamed, H. Bevrani, A. A. Hassan, and T. Hiyama, "Decentralized model predictive based load frequency control in an interconnected power system," *Energy Convers. Manage.*, vol. 52, no. 2, pp. 1208–1214, Feb. 2011.
- [24] M. Khalid and A. V. Savkin, "An optimal operation of wind energy storage system for frequency control based on model predictive control," *Renew. Energy*, vol. 48, pp. 127–132, Dec. 2012.
- [25] A. Khatamianfar, M. Khalid, A. V. Savkin, and V. G. Agelidis, "Improving wind farm dispatch in the Australian electricity market with battery energy storage using model predictive control," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 3, pp. 745–755, Jul. 2013.
- [26] F. Yan, J. Wang, and K. Huang, "Hybrid electric vehicle model predictive control torque-split strategy incorporating engine transient characteristics," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 61, no. 6, pp. 2458–2467, Jul. 2012.
- [27] J. Gallardo-Lozano, M. I. Milanés-Montero, M. A. Guerrero-Martínez, and E. Romero-Cadaval, "Electric vehicle battery charger for smart grids," *Electr. Pow. Syst. Res.*, vol. 90, pp. 18–29, Sep. 2012.
- [28] S. Vachirasricirikul and I. Ngamroo, "Robust LFC in a smart grid with wind power penetration by coordinated V2G control and frequency controller," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 1, pp. 371–380, Jan. 2014.
- [29] T. Shibata, T. Fukuda, and K. Tanie, "Synthesis of fuzzy, artificial intelligence, neural networks, and genetic algorithm for hierarchical intelligent control-top-down and bottom-up hybrid method," in *Proc. IJCNN*, Nagoya, Japan, 1993, vol. 3, pp. 2869–2872.
- [30] H. Geng and G. Yang, "Robust pitch controller for output power levelling of variable-speed variable-pitch wind turbine generator systems," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 3, no. 2, pp. 168–179, Jun. 2009.
- [31] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," in *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Net.*, 1995, vol. 4, pp. 1942–1948.
- [32] X. Li, D. Hui, X. Lai, and T. Yan, "Power quality control in wind/fuel cell/battery/hydrogen electrolyzer hybrid micro-grid power system," in *Applications and Experiences of Quality Control*. Rijeka, Croatia: In-Tech, 2011, pp. 579–594.
- [33] T. Michigami and T. Ishii, "Construction of fluctuation load model and dynamic simulation with LFC control of DC power system and frequency converter interconnection," in *Proc. IEEE/PES Transmiss. Distrib. Conf. Exhib., Asia-Pacific*, 2002, pp. 382–387.



control.

Jonglak Pahasa received the B.Eng. degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1997; the M.Eng. degree in electrical engineering from Chiang Mai University, Chiang Mai, Thailand, in 2007; and the D.Eng. degree in electrical engineering from KMITL in 2011.

Since July 2010, she has been with the School of Engineering, University of Phayao, Phayao, Thailand. Her fields of interest are the application of artificial intelligence in power system stability and



Issarachai Ngamroo (M'12) received the B.Eng. degree from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1992 and the M.Eng. and Ph.D. degrees from Osaka University, Suita, Japan, in 1997 and 2000, respectively, all in electrical engineering.

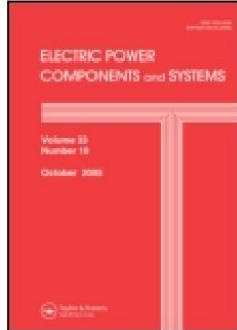
Currently, he is an Associate Professor with the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, KMITL. His research interests include power system stability, dynamics, and control.

This article was downloaded by: [Jonglak Pahasa]

On: 20 February 2014, At: 10:12

Publisher: Taylor & Francis

Informa Ltd Registered in England and Wales Registered Number: 1072954 Registered office: Mortimer House, 37-41 Mortimer Street, London W1T 3JH, UK



Electric Power Components and Systems

Publication details, including instructions for authors and subscription information:

<http://www.tandfonline.com/loi/uemp20>

Adaptive Power System Stabilizer Design Using Optimal Support Vector Machines Based on Harmony Search Algorithm

Jonglak Pahasa^a & Issarachai Ngamroo^b

^a Department of Electrical Engineering, School of Engineering, University of Phayao, Phayao, Thailand

^b School of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

Published online: 20 Feb 2014.

To cite this article: Jonglak Pahasa & Issarachai Ngamroo (2014) Adaptive Power System Stabilizer Design Using Optimal Support Vector Machines Based on Harmony Search Algorithm, *Electric Power Components and Systems*, 42:5, 439-452, DOI: [10.1080/15325008.2013.856966](https://doi.org/10.1080/15325008.2013.856966)

To link to this article: <http://dx.doi.org/10.1080/15325008.2013.856966>

PLEASE SCROLL DOWN FOR ARTICLE

Taylor & Francis makes every effort to ensure the accuracy of all the information (the "Content") contained in the publications on our platform. However, Taylor & Francis, our agents, and our licensors make no representations or warranties whatsoever as to the accuracy, completeness, or suitability for any purpose of the Content. Any opinions and views expressed in this publication are the opinions and views of the authors, and are not the views of or endorsed by Taylor & Francis. The accuracy of the Content should not be relied upon and should be independently verified with primary sources of information. Taylor and Francis shall not be liable for any losses, actions, claims, proceedings, demands, costs, expenses, damages, and other liabilities whatsoever or howsoever caused arising directly or indirectly in connection with, in relation to or arising out of the use of the Content.

This article may be used for research, teaching, and private study purposes. Any substantial or systematic reproduction, redistribution, reselling, loan, sub-licensing, systematic supply, or distribution in any form to anyone is expressly forbidden. Terms & Conditions of access and use can be found at <http://www.tandfonline.com/page/terms-and-conditions>

Adaptive Power System Stabilizer Design Using Optimal Support Vector Machines Based on Harmony Search Algorithm

Jonglak Pahasa¹ and Issarachai Ngamroo²

¹Department of Electrical Engineering, School of Engineering, University of Phayao, Phayao, Thailand

²School of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand

CONTENTS

1. Introduction
 2. Study Power System
 3. Overview of Methodology
 4. Proposed HS-SVM-PSS
 5. Simulation Results
 6. Conclusion
- References

Abstract—This article presents the application of support vector machines to adaptive power system stabilizer design in a multi-machine power system based on the harmony search algorithm. Data from a multi-machine power system are the input features of the support vector machines. Support vector machine parameters and power system features are simultaneously optimized by harmony search based on the k-fold cross-validation technique. The proposed algorithm is trained by the optimal support vector machine parameters and optimal power system features. Power system stabilizer parameters produced by the proposed algorithm can be adapted by various operating conditions when the power system operates either inside or outside the training ranges. Simulation studies in the IEEJ Western Japan ten-machine power system demonstrate that the proposed algorithm is far superior to conventional power system stabilizers with fixed parameters and those designed by a robust coupled vibration model under various operating conditions and severe disturbances.

1. INTRODUCTION

Interconnected power systems via long tie-lines cause inevitable electro-mechanical power oscillations with poor damping [1, 2]. The power oscillation problem has brought many adverse impacts on power system operation and control, such as limitation of transmission capacity and dynamic instability. To enhance the damping of inter-area oscillations, the power system stabilizer (PSS), which is the most cost-effective device, is highly utilized [1, 2]. The PSS has been widely used in power systems for enhancing stability. The conventional fixed-structure PSS is designed using a linear model obtained by the linearized model around a nominal operating point [3, 4]. Parameters of the conventional PSS (CPSS) are normally determined under a particular operating condition and fixed at certain values. However, in daily operation, the operating condition of power system changes due to load changes or unpredictable major disturbances. Therefore, a set of fixed PSS parameters that provides good dynamic performance under a

Keywords: power system stabilizer, support vector machines, harmony search algorithm, feature selection

Received 30 April 2013; accepted 16 October 2013

Address correspondence to Ms. Jonglak Pahasa, Department of Electrical Engineering, School of Engineering, University of Phayao, 19 Moo 2, Mueng, Phayao 56000, Thailand. E-mail: jpahasa@gmail.com

Color versions of one or more of the figures in the article can be found online at www.tandfonline.com/uemp.

certain operating condition may no longer yield satisfactory results [5–9].

To enhance PSS performance during various operating conditions, an adaptive PSS has been introduced. Artificial intelligence (AI) based techniques, such as the neural network (NN) [5–7, 10–13], neural fuzzy network [14–16], and support vector machine (SVM) [17, 18], have been applied to improve the performance of the adaptive PSS. The application of AI to adaptive PSSs can be categorized into two groups, depending on the function of AI techniques in the design of PSSs. First, an AI-based PSS is used to generate the control signal to the automatic voltage regulator (AVR) and exciter, as presented in [10–15]. Second, an AI technique is employed to generate PSS parameters in real time, so that the PSS parameters can be varied to accommodate different operating conditions, as described in [5–7, 16–18]. The advantages of these schemes are less computation time and high performance. However, the adaptive PSSs designed for multi-machine power systems, such as the generalized neural-based adaptive PSS [13] and adaptive neurofuzzy PSS [14], have been trained based on local-area signals. The stabilizing effects of these PSSs on the inter-area oscillation cannot be guaranteed. Furthermore, with empirical risk minimization in the conventional NN, some drawbacks occur when using the NN to an adaptive PSS design. First, the NN needs sufficient and accurate data for training, efficient training algorithms, and optimal structure of the NN [15]; thus, it is not easy to get appropriate and accurate training data for the PSS design. Second, a set of rules is not available in the selection of the optimal structure of the NN for a particular problem [15].

To overcome these problems, the SVM was proposed in [19]. The SVM is a novel machine-learning tool and was implemented successfully in classification and regression with small sample cases. The SVM has been proven less vulnerable to over-fitting problems and higher generalization ability since it is designed to minimize structural risk [19, 20]. It has been successfully applied to various problems, such as partial discharges identification [21], transient stability assessment [22], and power quality disturbances detection and classification [23]. Additionally, the SVM has been successfully applied to the tuning of PSS parameters, as illustrated in [18]. The work in [18] also showed that the SVM for PSS design (SVM-PSS) is superior to the NN-based adaptive PSS (NN-PSS) when the system operates outside the training range. In addition, the SVM-PSS can be trained in a very short time, much shorter than the NN-PSS. However, in [18], PSS parameters were tuned by employing active power (P), reactive power (Q), and voltage at the terminal of generator (V) of a single-machine infinite bus (SMIB) system as input features for the SVM. As a result, inter-area oscillation cannot be considered. Besides,

the adjusting parameters of SVM, which significantly affect the forecasting accuracy, were not considered in [18]. Selecting appropriate SVM parameters can improve the regression performance. To achieve the suitable SVM parameters, optimization tools, such as harmony search (HS), particle swarm optimization (PSO), and genetic algorithms (GAs), can be applied. Among these techniques, the HS algorithm has proven to be an effective technique [24]. HS is simple in concept, has fewer parameters, and is easy to implement [25]. It has been successfully applied to various optimization problems, such as optimal conductor size selection in distribution systems [26] and economic load dispatch [27], distribution system reconfiguration [28], and solving optimal power flow problems [29]. These works show that the HS algorithm is superior to other algorithms, and accordingly, the HS algorithm is used for the tuning of SVM parameters in this work.

To improve SVM-PSS performance, this article proposes an HS-based SVM for adaptive PSS (HS-SVM-PSS). Here, P , Q , and V , at various locations in a power system, are considered as input features for the SVM. The multi-machine power system is used for the design of PSS to damp out both inter- and local-area oscillations. Here, the remote signals are used as input features of SVM and can be obtained by a phasor measurement unit (PMU) [30–32]. Conventionally, time delay should be considered when using remote signals, because various time delays resulted in different control actions. However, in this work, the PSSs are designed based on a linearized model around various operating points. Here, the remote signal consists of P , Q , and V at various locations in a power system, which do not change rapidly, so that time delay may not result in the control action of the proposed method.

The HS algorithm is also adopted to optimize the SVM parameters and the selection of the optimal set of power system features. The proposed HS-SVM-PSS can be adapted in real time by various operating conditions.

The organization of this article is as follows. First, the study power system is explained in Section 2. Next, the overview of methodology is described in Section 3. In Section 4, the proposed HS-SVM-PSS is explained, and subsequently, experimental results are shown in Section 5. Finally, the conclusion is provided.

2. STUDY POWER SYSTEM

The IEEJ Western Japan ten-machine power system [33] is used as the study system, as depicted in Figure 1. This system represents the 60-Hz interconnected areas of western Japan. Based on a mode shape analysis and participation factors analysis in [34], the study system consists of two dominant

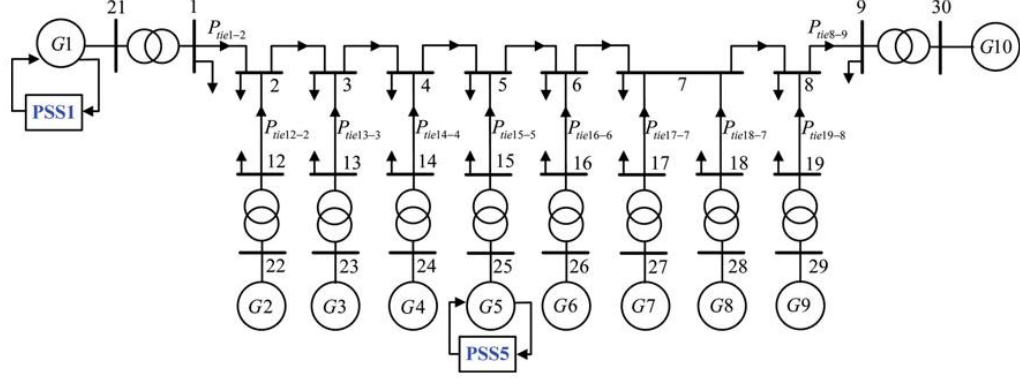


FIGURE 1. IEEJ Western Japan ten-machine power system.

oscillation modes. Mode 1 denotes the dominant mode, and mode 2 denotes the quasi-dominant mode. The analysis result in [34] also showed that mode 1 oscillates in the opposite direction between both end generators (G1–G10), while mode 2 oscillates between both end generators and the middle generator (G1–G5 and G5–G10). From this perspective, to damp out the two dominant modes, two PSSs should be equipped: one with G5 and one with G1 or G10. However, the magnitudes of mode shape and participation factors of G1 are higher than G10. As a result, the PSS should be equipped with G1 rather than G10. Accordingly, the PSS is equipped with generators G1 and G5, as shown in Figure 1.

2.1. Power System Model

The generator is represented by the fifth-order model consisting of the swing equation, generator internal voltage, and sub-transient electro-magnetic field (emf) equation [1]. The swing equations can be written as

$$\dot{\delta} = \omega_r(\omega - 1), \quad (1)$$

$$\dot{\omega} = (P_m - P_e - D(\omega - 1))/M. \quad (2)$$

The internal voltage $\dot{E}'_q$ is given by

$$\dot{E}'_q = (E_{fd} - (x_d - x'_d)i_d - E'_q)/T'_{d0}. \quad (3)$$

The sub-transient emf equations can be written as

$$\dot{E}''_q = (E'_q - E''_q + (x'_d - x''_d)i_d)/T''_{d0}, \quad (4)$$

$$\dot{E}''_d = (-E''_d + (x'_q - x''_q)i_q)/T''_{q0}, \quad (5)$$

where

ω is the angular velocity;

$\dot{\omega}$ is the derivation of the angular velocity;

δ is the rotor angle;

$\dot{\delta}$ is the derivation of the rotor angle;

M is the inertia constant;

D is the damping coefficient;

P_m is the mechanical input to the generator;

P_e is the electrical output;

$\omega_r = 2\pi f$ is the rated angular velocity;

f is the system frequency;

E'_d, E''_d are the direct axis transient and sub-transient voltage;

E'_q, E''_q are the quadrature axis transient and sub-transient voltage;

E_{fd} is the field voltage;

x_d, x'_d, x''_d are the synchronous, transient, and sub-transient direct axis reactances;

x_q, x'_q, x''_q are the synchronous, transient, and sub-transient quadrature axis reactances;

T'_{d0}, T''_{d0} are the transient and sub-transient direct axis time constants;

T''_{q0} is the sub-transient quadrature axis time constant;

i_d is the direct axis component of stator current; and

i_q is the quadrature axis component of stator current.

Generator: Park's 5th model, 1000 MVA base:

$$x_d = x_q = 1.7 \text{ (p.u.)}, x'_d = 0.35 \text{ (p.u.)},$$

$$x'_d = x''_q = 0.25 \text{ (p.u.)}, X_l = 0.225 \text{ (p.u.)},$$

$$T'_d = 1.00 \text{ (sec)}, T''_d = T''_q = 0.03 \text{ (sec)},$$

$$T_a = 0.40 \text{ (sec)}, M = 7.00 \text{ (sec)}$$

Transmission system: 1000 MVA, 500-kV base, 60 Hz

$$\text{Impedance: } Z = 0.0042 + j0.1260 \text{ (pu)/100 km}$$

$$\text{Electrical charge capacity: } jY/2 = j0.0610 \text{ (pu)/100 km}$$

$$\text{Transformer: } x_l = 0.14 \text{ (p.u.)}$$

$$\text{Interconnected line: 100 km, double circuit}$$

$$\text{Line to generator: 50 km (G8 : 100 km), double circuit}$$

TABLE 1. System constants of IEEJ Western Japan ten-machine power system

The real power output of the generator is described as

$$P_e = (E_d'' i_d + E_q'' i_q) + (X_d'' + X_q'') i_d i_q. \quad (6)$$

System constants and generation capacity of generators are shown in Table 1. The total generator rated capacities are 120,000 MVA. The active power of all loads is assumed to be constant current, and the reactive power is constant impedance. More details about the study system were described in [34].

3. OVERVIEW OF METHODOLOGY

3.1. SVM for Regression

The problem of regression is finding a function that approximates mapping from an input domain to the real numbers based on a training sample, given a set of training data $\{(x_i, y_i)\}_{i=1}^N$, where N is the total number of the training sample, $x_i \in \mathbb{R}^n$ is the input data, and $y_i \in \mathbb{R}$ is the output data. In the SVM regression, the training data are mapping from input space into a higher dimensional feature space via kernel function in which the problem can be implemented in a linear form. The SVM estimating function can be written as

$$f(x) = \langle \mathbf{w} \cdot \Phi(\mathbf{x}) \rangle + b, \quad (7)$$

where $\mathbf{w}$ is a weight vector, b is a bias, and Φ denotes a non-linear transformation from input space to high-dimensional feature space. In ε -SVM regression, the goal is to find a function $f(\mathbf{x})$ that has an ε -deviation from the actual target y_i for all training datasets that is as flat as possible. The ε -insensitive loss function can be written as

$$L(y_i, f(x)) = \begin{cases} 0 & \text{for } |y_i - f(x)| \leq \varepsilon \\ |y_i - f(x)| - \varepsilon & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (8)$$

The training samples that have an ε -deviation are called a "support vector." Slack variables ξ_i , ξ_i^* are measures of the cost of errors on upper and lower constraints. The samples located closer than the ε -deviation have null cost. The objective is to solve the following optimization problem:

$$\min_{\mathbf{w}, \xi_i, \xi_i^*} \frac{1}{2} \|\mathbf{w}\|^2 + C \sum_{i=1}^{\ell} (\xi_i - \xi_i^*) \quad (9)$$

$$\text{subject to } \left. \begin{aligned} y_i - \langle \mathbf{w} \cdot \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle - b &\leq \varepsilon + \xi_i \\ \langle \mathbf{w} \cdot \Phi(\mathbf{x}_i) \rangle + b - y_i &\leq \varepsilon + \xi_i^* \\ \xi_i, \xi_i^* &\geq 0 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

where C is a constant, $\mathbf{x}_i$ is a support vector, and $\mathbf{w}$ can be written in terms of data points as

$$\mathbf{w} = \sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i - \alpha_i^*) \Phi(\mathbf{x}_i). \quad (11)$$

By substituting Eq. (5) into Eq. (1), the SVM optimum hyperplane equation can be rewritten as

$$\left. \begin{aligned} f(\mathbf{x}) &= \sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i - \alpha_i^*) (\Phi(\mathbf{x}_i) \cdot \Phi(\mathbf{x})) + b \\ &= \sum_{i=1}^{\ell} (\alpha_i - \alpha_i^*) K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}) + b \end{aligned} \right\}, \quad (12)$$

where $K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x})$ is a kernel mapping function between sampling $\mathbf{x}$ and support vector $\mathbf{x}_i$. Here, a radial basis function kernel (RBF kernel) type as

$$K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}) = \exp\left(-\frac{\|\mathbf{x}_i - \mathbf{x}\|^2}{2\sigma^2}\right), \quad (13)$$

where σ is an adjustable constant, appropriately selected for this problem.

3.2. HS Algorithm

HS is a new meta-heuristic population search algorithm developed based on the natural phenomena of musicians' behavior when they collectively play their musical instruments to come up with a pleasing harmony [25]. As it function in the optimization problem, the musical instruments are population members and the pleasing harmony is a global optimal solution; the fitness function is determined by an aesthetic standard.

Consider the optimization problem

$$\begin{aligned} &\text{minimize } J(x) \\ &\text{subject to } x_{k,\min} \leq x \leq x_{k,\max}, \quad k = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (14)$$

where $J(x)$ is an objective function, x is the set of each decision variable, $x_{k,\min}$ and $x_{k,\max}$ are minimum and maximum limits of decision variables, and N is the number of decision variables. The main procedure of HS can be summarized in four steps as follows [25].

Step 1: Initialize the problem, algorithm parameters, and harmony memory. The HS algorithm parameters specified consists of the harmony memory size (HMS) or the number of solution vectors in the harmony memory, harmony memory considering rate ($HMCR$), pitch adjusting rate (PAR), and the number of improvisations (NI) or the stopping criterion. The harmony memory (HM) is a memory location where all the solution vectors are stored. Here, $HMCR$ and PAR are parameters used to improve the solution vector. The HM matrix in Eq. (15) is filled with as many randomly generated values between its minimum and maximum limits, where $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ denotes the variables to be optimized, and N is the number of variables or

size of the data for optimized:

$$HM = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \cdots & x_N^1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \cdots & x_N^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1^{HMS} & x_2^{HMS} & \cdots & x_N^{HMS} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Step 2: Improvise a new harmony. Generating a new harmony is called improvisation. A new harmony vector, $X' = (x'_1, x'_2, \dots, x'_N)$, is generated based on three rules, i.e., (1) memory consideration, (2) pitch adjustment, and (3) random selection.

In the memory consideration, the value of decision variables X' for the new vector are selected from $(x^1 - x^{HMS})$. $HMCR$, which varies between 0 and 1, is the rate of choosing one value from the historical values stored in HM , while $(1 - HMCR)$ is the rate of randomly selecting one value from the possible range of values, as shown in Eq. (16):

$$\begin{aligned} & \text{if}(rand() \leq HMCR) \\ & x'_i \leftarrow x'_i \in \{x_1^1, x_2^2, \dots, x_1^{HMS}\} \\ & \text{else} \\ & x'_i \leftarrow x'_i \in X_i \\ & \text{end} \end{aligned} \quad (16)$$

where $rand()$ is a uniformly distributed random number between 0 and 1, and X_i is the set of the possible range of values for each decision variable; that is, $x_{i,\max} \leq X_i \leq x_{i,\min}$.

After the memory consideration, every component obtained is examined to determine whether it should be pitch adjusted. This operation can be defined as

$$\begin{aligned} & \text{if}(rand() < PAR) \\ & x'_i = x'_i \pm rand() * BW \\ & \text{else} \\ & x'_i = x'_i \\ & \text{end} \end{aligned} \quad (17)$$

where BW is an arbitrary distance bandwidth.

To improve the performance of the HS algorithm, PAR and BW are changed during each generation as follows:

$$PAR(iter) = PAR_{\min} + \frac{PAR_{\max} - PAR_{\min}}{NI} \times iter, \quad (18)$$

$$BW(iter) = BW_{\max} \exp\left(\frac{\ln(BW_{\min}/BW_{\max})}{NI} \times iter\right), \quad (19)$$

where

$PAR(iter)$ is the pitch adjusting rate of current iteration;

$PAR_{\min}$ and $PAR_{\max}$ are the minimum and maximum pitch adjusting rate, respectively;

$iter$ is the current iteration;

NI is the number of improvisations;

$BW(iter)$ is the bandwidth rate of current iteration; and

$BW_{\min}$ and $BW_{\max}$ are the minimum and maximum bandwidth rate, respectively.

Step 3: Update the harmony memory. If the new harmony vector $\mathbf{x}^j = (x'_1, x'_2, \dots, x'_N)$ has better fitness function than the worst harmony in HM , the new harmony is included in HM and the existing worst harmony is excluded from HM .

Step 4: Check the termination criterion. HS is terminated when the termination criterion has been met; otherwise, go to Step 2.

4. PROPOSED HS-SVM-PSS

The proposed HS-SVM-PSS equipped with an exciter model is shown in Figure 2. The transfer function of the CPSS is lead-lag compensation. The adjustable PSS parameters are the gain of the PSS (K_{stab}) and the time constants (T_1 , T_2 , T_3 , and T_4). The lead-lag block present in the system provides phase lead compensation for the phase lag introduced in the circuit between the exciter input and the electrical torque. The required phase lead can be derived from the lead-lag block,

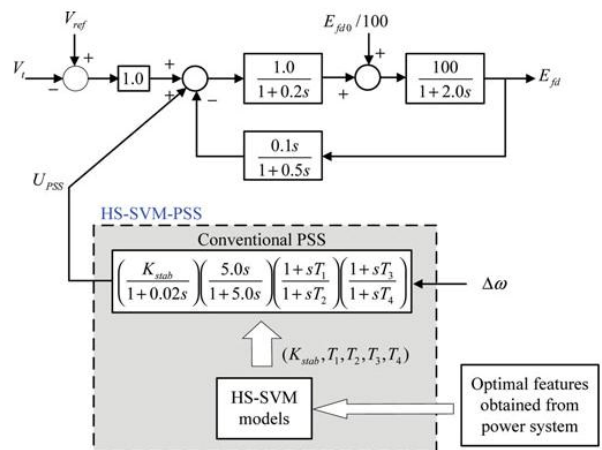


FIGURE 2. Schematic diagram of exciter model with HS-SVM-PSS.

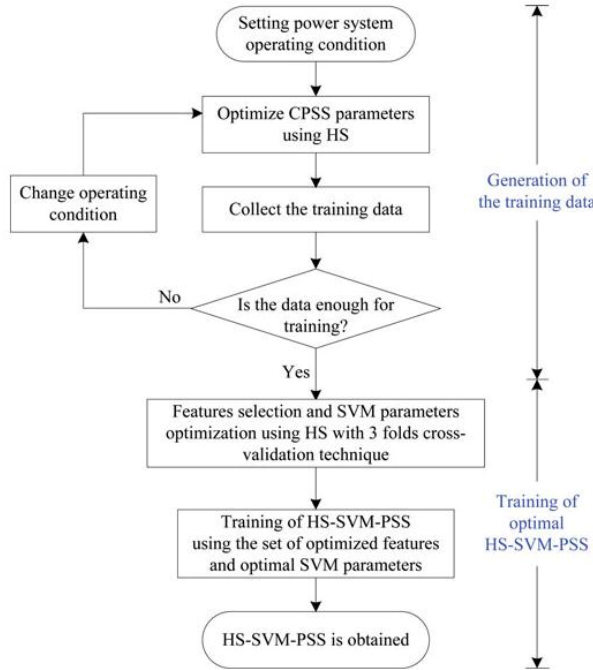


FIGURE 3. HS-SVM-PSS control design procedure.

even if the denominator portion consisting of T_2 and T_4 gives a fixed lag angle. Thus, to reduce the computational burden, the values of T_2 and T_4 can be kept constant at a reasonable value, and tuning of T_1 and T_3 is undertaken to achieve the net phase lead required by the system. However, in this work all time constants, T_1 , T_2 , T_3 , and T_4 are tuned to get a better result.

The HS-SVM-PSS estimates some uncertainties in the system, such as system operating conditions, parameters, and load variations. It then automatically performs the self-tuning

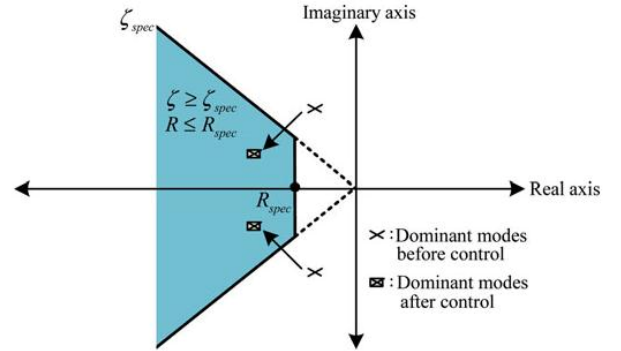


FIGURE 4. D-stability region.

of PSS parameters by the estimated plant uncertainty. In this way, the HS-SVM-PSS controller uses information gathered in real time to reduce the system uncertainty, that is, to figure out exactly what the system is at the current time so that good control can be achieved.

The control design procedure of the HS-SVM-PSS is shown in Figure 3. There are two main steps, *i.e.*, the generation of the training data and the learning of HS-SVM-PSS.

4.1. Generation of the Training Data

To generate the training dataset, various operating conditions are considered and selected to cover all system operating conditions. These situations are performed by considering the past system operating condition. Therefore, the minimum and maximum of the tie-line power, generation of each generator, and loading of each area are used as ranges for generating the training data. So, the training data are spread between these ranges. For each operating condition, the conventional lead-lag PSS parameters shown in Figure 2 are tuned by HS based on the

Model	SVM parameters			Power system features	MAE ($\times 10^{-3}$)
	C	ε	σ		
SVM_{T11}	$3.26E+09$	$9.68E-07$	0.0468	$L_1, L_2, P_{tie,18-7}$	0.5517
SVM_{T12}	$1.84E+09$	$9.54E-07$	0.4991	$L_4, L_{12}, L_{13}, L_{15}, L_{16}$	0.2033
SVM_{T13}	$1.52E+09$	$2.58E-09$	0.3069	$L_1, L_3, L_9, P_{tie,8-9}$	0.5454
SVM_{T14}	$5.13E+08$	$8.94E-07$	1.8049	$P_{tie,14-4}, P_{tie,17-7}, P_{tie,19-8}$	0.3057
SVM_{K1}	$6.17E+09$	$9.53E-07$	0.4076	$L_1, L_5, L_{11}, L_{16}, P_{tie,1-2}, P_{tie,15-5}$	0.7263
SVM_{T51}	$4.21E+09$	$9.97E-07$	0.0922	PG_{10}, L_1, L_2	0.5250
SVM_{T52}	$3.64E+09$	$3.73E-07$	0.5764	$PG_5, PG_6, PG_{10}, L_2, L_7, P_{tie,18-7}$	0.2277
SVM_{T53}	$7.50E+08$	$3.76E-07$	0.3798	$PG_5, P_{tie,13-3}, P_{tie,14-4}, P_{tie,16-6}, P_{tie,19-8}$	0.4744
SVM_{T54}	$3.49E+09$	$6.06E-07$	0.2332	$PG_1, PG_4, PG_5, PG_7, L_2, P_{tie,18-7}$	0.4737
SVM_{K5}	$4.95E+07$	$6.81E-07$	0.2024	$L_2, L_{10}, L_{11}, L_{13}, L_{16}$	0.4399

TABLE 2. SVM parameters and power system features optimized by HS algorithm

optimization problem,

$$\begin{aligned} & \text{minimize} \quad \sum_{\zeta \leq \zeta_{spec}} |\zeta_{spec} - \zeta| + \sum_{R \geq R_{spec}} |R_{spec} - R| \\ & \text{subject to} \quad K_{i,min} \leq K_i \leq K_{i,max} \\ & \quad T_{ij,min} \leq T_{ij} \leq T_{ij,max}, \\ & \quad i = 1, 5, \quad j = 1, 2, 3, 4, \end{aligned} \quad (20)$$

where

ζ and ζ_{spec} are the actual and desired damping ratio of the dominant inter-area oscillation mode, respectively; R and R_{spec} are the actual and desired real part of the eigenvalues corresponding to the dominant modes, respectively; $K_{i,min}$ and $K_{i,max}$ are the minimum and maximum controller gains of PSS, respectively; and $T_{ij,min}$ and $T_{ij,max}$ are the minimum and maximum time constants of PSS, respectively.

Note that the objective of the optimization is to move the dominant modes to the D-stability region, as shown in Figure 4.

In addition, as shown in Figure 3, the condition “Is the data enough for training?” is considered by the number of samples or data used. The conditions used are as follows. First, number of samples must more than number of features; if the number of samples is less than number of features, the prediction model may not be performed [19, 20]. Here, three to ten features are used so that the number of samples should more than ten. This is a very simple condition, because if the small samples are used for SVM training, the prediction results may be very bad. Second, if the number of samples used increases to some number, the error change very small. It is enough to stop at this number of samples, because if the number of sample

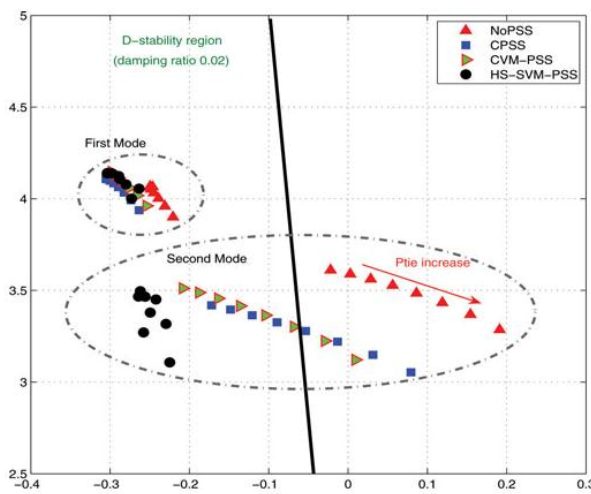


FIGURE 5. Root locus of two dominant inter-area modes.

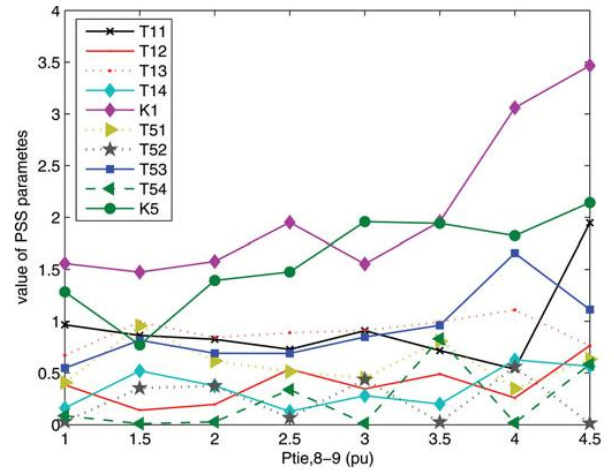


FIGURE 6. Value of PSS parameters when power of tie-line 8-9 is varied.

is increased more than this level, the prediction error does not decrease but the time consumed for training is increases greatly, especially with the optimization and feature selection strategies.

4.2. HS-based Learning of SVM and Features Selection

In the experiment, there are three parameters of the SVM to be tuned, *i.e.*, the RBF kernel setting (σ), an adjustable constant (C), and a deviation (ε). The accuracy of SVM forecasting depends on the selection of SVM parameters. Selecting appropriate values of these parameters is important for obtaining excellent forecasting performance. Here, HS is applied to tune the SVM parameters; besides that, in the regression problem, the important issue is features selection. If the features selected are good enough, the regression output will be enhanced. Here, load (L), tie-line power (P_{tie}), and power generation (PG) in the power system are utilized as feature vectors. Note that although the generator angle is suitable to tune PSS parameters, in the conventional tuning of PSS, using tie-line power, power generation, and loading is adequate.

Case	System condition		
	$P_{tie,1-2}$	$P_{tie,8-9}$	3 ϕ fault location
1	2.50	2.37	Line 4-5
2	2.34	4.59	Bus 5
3	4.80	4.70	Line 1-2

TABLE 3. Tie-line power flow conditions of the case studies (base = 1000 MVA)

Case	PSS parameters									
	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14}	K_1	T_{51}	T_{52}	T_{53}	T_{54}	K_5
1	2.1717	0.3911	1.9077	0.476	0.4545	2.2745	0.2539	1.5301	0.2573	0.2051
2	0.1515	0.4689	1.8886	0.3465	4.9393	1.0811	0.0104	1.1588	0.9208	1.1119
3	1.422	1.810	1.056	0.768	2.757	2.9986	0.0936	1.4908	1.3495	0.7377

TABLE 4. PSS parameters calculated by HS-SVM-PSS

Therefore, in this work, the HS algorithm is employed to optimize the features for SVM. Note that HS optimizes the SVM parameters and power system features simultaneously.

Here, in the SVM training stage (during HS optimization), the three-fold cross-validation (CV) is performed. The k -fold CV can detect and prevent over-fitting in the model. In this work, a mean absolute error (MAE) as given in Eq. (15) is used to evaluate the performance of the SVM:

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |Actual\ Value_i - Predict\ Value_i|. \quad (21)$$

Consequently, an optimization problem based on the MAE of the three-fold CV ($MAE_{3foldCV}$) is expressed as

$$\begin{aligned} &\text{minimize} \quad MAE_{3foldCV} \\ &\text{subject to} \quad C_{\min} \leq C \leq C_{\max}, \varepsilon_{\min} \leq \varepsilon \leq \varepsilon_{\max}, \\ &\quad \sigma_{\min} \leq \sigma \leq \sigma_{\max}, \\ &\quad Feat_{\min}^1 \leq Feat^1 \leq Feat_{\max}^1, \\ &\quad Feat_{\min}^2 \leq Feat^2 \leq Feat_{\max}^2, \\ &\quad \vdots \\ &\quad Feat_{\min}^n \leq Feat^n \leq Feat_{\max}^n \end{aligned} \quad (22)$$

where

$C_{\min}$ and $C_{\max}$ are the minimum and maximum of SVM adjustable constants, respectively;

$\varepsilon_{\min}$ and $\varepsilon_{\max}$ are the minimum and maximum of SVM deviation, respectively;

$\sigma_{\min}$ and $\sigma_{\max}$ are the minimum and maximum of RBF kernel parameters, respectively;

$Feat_{\min}^n$ and $Feat_{\max}^n$ are the minimum and maximum number of power system features, respectively; and n is the number of candidate features.

Note that n should be selected before Eq. (16) is performed; each n produces each optimal set of features and SVM parameters so that the best set of features and SVM parameters is selected by voting.

For the large-scale power system, the proposed algorithm can be applied. The dimension of features may be larger than that of a small system, and more time might be consumed for optimization of SVM. In addition, for different configurations of power system network, the proposed algorithm can be applied. However, these conditions should be included in the training dataset for SVM.

4.3. Normalization

Because the signals used in this work, e.g., L , P_{tie} , and PG , have different ranges. This causes the bias result of the selected features and degrades the generalization capability of the SVM. To avoid these problems, all input and output signals are normalized to the range of -1 to 1 .

5. SIMULATION RESULTS

To evaluate the performance of the proposed HS-SVM-PSS, the IEEJ Western Japan ten-machine power system, shown in Figure 1, is used for verification of the method. In this study,

Case	CPSS	CVM-PSS	HS-SVM-PSS
1	$-0.3092 \pm j4.0898, \zeta = 0.0753$	$-0.3061 \pm j4.1214, \zeta = 0.0740$	$-0.2989 \pm j4.1377, \zeta = 0.0720$
	$-0.1892 \pm j3.3320, \zeta = 0.0566$	$-0.2737 \pm j3.4163, \zeta = 0.0798$	$-0.2713 \pm j3.4281, \zeta = 0.0788$
2	$-0.1414 \pm j3.2137, \zeta = 0.0439$	$-0.2324 \pm j3.2717, \zeta = 0.0708$	$-0.3719 \pm j3.4837, \zeta = 0.1062$
	$-0.0280 \pm j2.4056, \zeta = 0.0116$	$-0.00538 \pm j2.4185, \zeta = 0.0022$	$-0.1331 \pm j2.3868, \zeta = 0.0557$
3	$-0.0485 \pm j2.8202, \zeta = 0.0171$	$-0.0557 \pm j3.0809, \zeta = 0.0180$	$-0.1129 \pm j3.8358, \zeta = 0.0294$
	$+0.0661 \pm j2.3234, \zeta = -0.0280$	$+0.0068 \pm j2.3361, \zeta = -0.0029$	$-0.0753 \pm j3.1278, \zeta = 0.0241$

TABLE 5. Comparison of eigenvalue and damping ratio between CPSS and HS-SVM-PSS

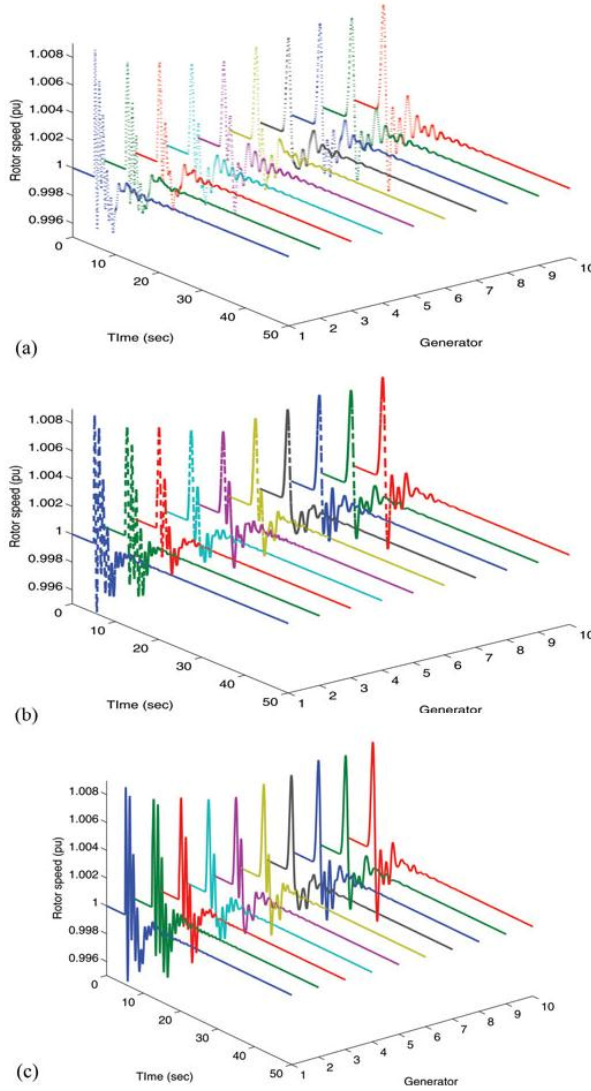


FIGURE 7. Rotor speed of case 1: (a) CPSS, (b) CVM-PSS, and (c) HS-SVM-PSS.

60 operating conditions with the optimal CPSS are adopted to generate the training data for HS-SVM-PSS. In the 60 operating conditions, generations and loadings are appropriately adjusted so that $P_{tie,1-2}$ is changed from 0.5 to 3.0 p.u., and $P_{tie,8-9}$ is changed from 1.0 to 4.5 p.u., respectively.

For tuning the CPSS, the vector to be optimized by HS is $X = [T_{11} \ T_{12} \ T_{13} \ T_{14} \ K_1 \ T_{51} \ T_{52} \ T_{53} \ T_{54} \ K_5]$. The power system design specifications in Eq. (20) are set as follows: $\zeta_{spec} = 0.02$, $R_{spec} = -0.05$, $K_i \in [0.1 \ 5]$, and $T_{ij} \in [0.01 \ 3]$. HS parameters are set as follows: $N = 10$, $NI = 1000$, $HMS = 15$, $HMCR = 0.95$, $PAR_{min} = 0.4$, $PAR_{max} = 0.9$, $BW_{min} = 0.0001$,

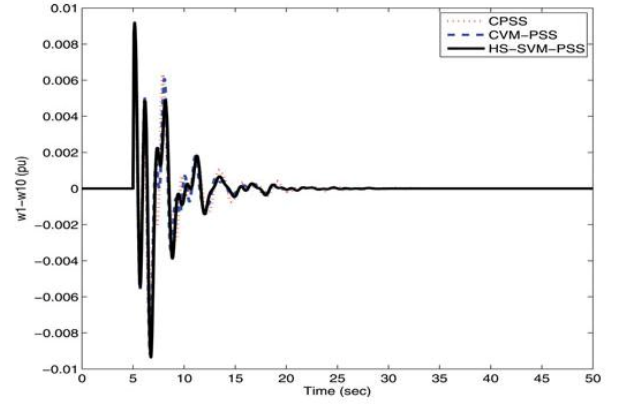


FIGURE 8. Speed difference between G1 and G10 ($\omega_1 - \omega_{10}$) of case 1.

and $BW_{max} = 1.0$. These parameters are selected by trial and error and researcher experience. Therefore, all eigenvalues of these operating conditions are placed in the desired D-stability region.

In the HS-based training of SVM, there are ten SVMs for two PSSs, *i.e.*, SVM_{T11} , SVM_{T12} , SVM_{T13} , SVM_{T14} , and SVM_{K1} , for PSS at G1, and SVM_{T51} , SVM_{T52} , SVM_{T53} , SVM_{T54} , and SVM_{K5} , for PSS at G5. Each SVM is constructed separately with the same objective to damp out both inter- and local-area oscillations.

For feature selection, the impact of the type of feature selection method should be investigated. As compared to other fields using feature selection, such as pattern recognition and data mining, the power system feature used in this work is of a very small dimension. Selection candidate features can thus perform by considering the data that directly impact the target of SVM. Here, the PSS parameters, *i.e.*, T_{11} , T_{12} , T_{13} , T_{14} , K_1 , T_{51} , T_{52} , T_{53} , T_{54} , and K_5 , are the output of SVMs, so the candidate features should impact these PSS parameters. Also, when the operating condition of the power system changes, the PSS parameters may change to keep the system stable or in the desired D-stability region. Therefore, the features used in this work consist of data from power system operating condition, *i.e.*, power generation, tie-line power, and loading. As a result, the power system features used in the optimization consists of 37 features:

$$\begin{aligned} &PG_1, PG_2, PG_3, PG_4, PG_5, PG_6, PG_7, PG_8, PG_9, PG_{10}, \\ &L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7, L_8, L_9, L_{12}, L_{13}, L_{14}, \\ &L_{15}, L_{16}, L_{17}, L_{18}, L_{19}, \\ &P_{tie,1-2}, P_{tie,12-2}, P_{tie,13-3}, P_{tie,14-4}, P_{tie,15-5}, P_{tie,16-6}, \\ &P_{tie,17-7}, P_{tie,18-7}, P_{tie,19-8}, P_{tie,8-9}, \end{aligned}$$

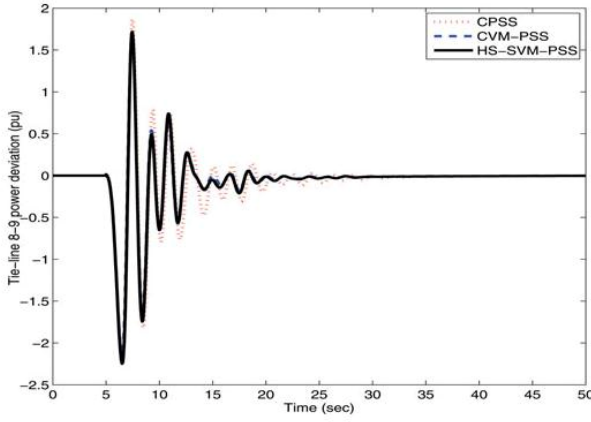


FIGURE 9. Tie-line 8-9 power deviation of case 1.

where PG_i is the power generation at generator i , $P_{tie,m-n}$ is the active power at the tie-line between buses m and n , and L_b is the load at bus b .

In the HS optimization of SVM parameters and feature selection, the SVM searching parameters in Eq. (22) are set as $C \in [10^1 \ 10^{10}]$, $\varepsilon \in [10^{-10} \ 10^{-1}]$, $\sigma \in [0.01 \ 10]$, and $Feat^n \in [1 \ 37]$, and the number of candidate features are $n = 3, 4, \dots, 10$. HS parameters are set as follows: $N = 13$, $NI = 1500$, $HMS = 25$, $HMCR = 0.95$, $PAR_{min} = 0.4$, $PAR_{max} = 0.9$, $BW_{min} = 0.0001$, and $BW_{max} = 1.0$. These parameters are selected by trial and error and researcher experience.

The SVM parameters and optimal features optimized by the HS algorithm are shown in Table 2. The optimal power system features in column 5 represent characteristics of the study system that are related to the SVM prediction model. The optimal features can improve SVM performance when the SVM predicts the PSS parameters. For example, the optimal features of $SVM_{T_{11}}$ consists of L_1 , L_2 , and $P_{tie,18-7}$, which are the load power consumed at buses 1 and 2 and tie-line power between buses 18 to 7, respectively, and are affected to the precise prediction of T_{11} .

To evaluate the performance of the HS-SVM-PSS, a comparison to a CPSS and the robust coupled vibration model (CVM-PSS) obtained from [35] are performed. The CPSS is designed at $P_{tie,1-2} = 1.5$ and $P_{tie,8-9} = 2.3$ p.u., based on the day-time normal operating condition of the study system [34]. The transfer function of the CPSS is as shown in Figure 2 and the objective functions as in Eq. (14), respectively. As a result, the CPSS of generator G1 and G5 are obtained as

$$CPSS: U_{PSS1} = \left(\frac{0.37}{1 + 0.02s} \right) \left(\frac{5s}{(1 + 5s)} \right) \left(\frac{1 + 1.82s}{1 + 0.03s} \right) \times \left(\frac{1 + 2.31s}{1 + 0.01s} \right) \Delta\omega_1,$$

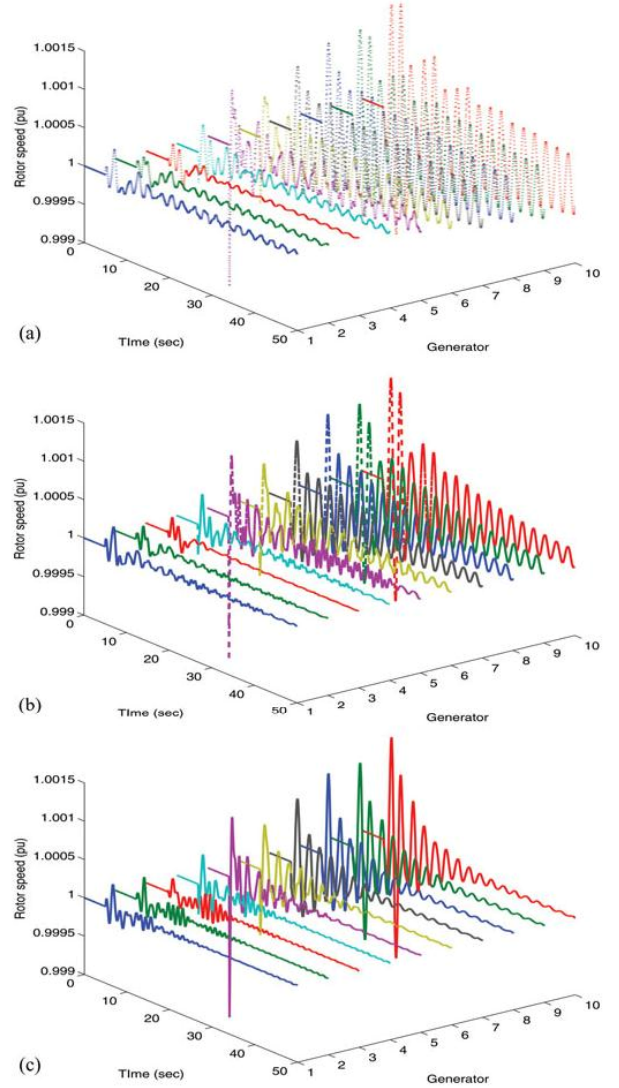


FIGURE 10. Rotor speed of case 2: (a) CPSS, (b) CVM-PSS, and (c) HS-SVM-PSS.

$$U_{PSS5} = \left(\frac{0.23}{1 + 0.02s} \right) \left(\frac{5s}{(1 + 5s)} \right) \left(\frac{1 + 2.64s}{1 + 0.64s} \right) \times \left(\frac{1 + 2.09s}{1 + 0.01s} \right) \Delta\omega_5,$$

where U_{PSS1} and U_{PSS5} are stabilizing signals of the PSS at generators 1 and 5, respectively, and $\Delta\omega_1$ and $\Delta\omega_5$ are speed deviations of generator 1 and 5, respectively. Note that the normal operating condition with the CPSS is included in the training dataset.

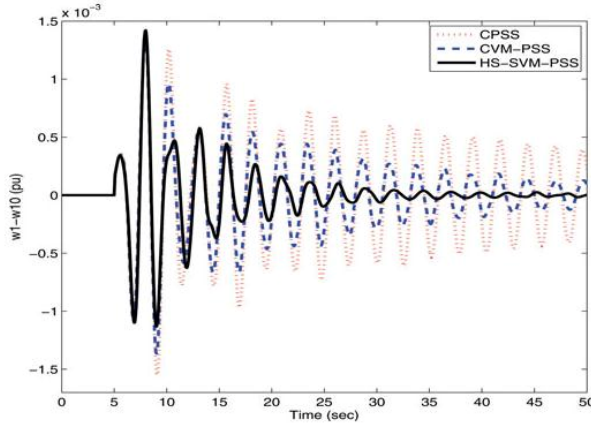


FIGURE 11. Speed difference between G1 and G10 ($\omega_1 - \omega_{10}$) of case 2.

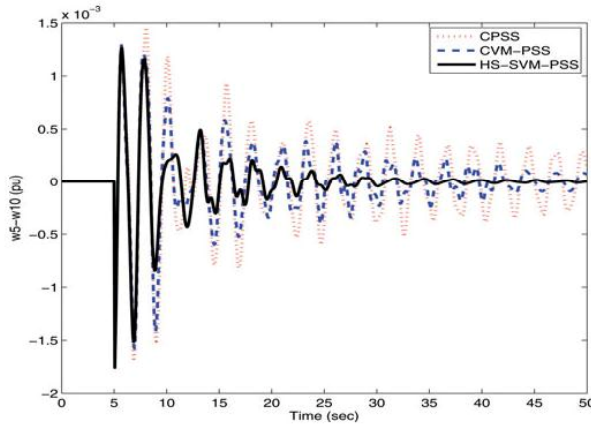


FIGURE 12. Speed difference between G5 and G10 ($\omega_5 - \omega_{10}$) of case 2.

The locus of the eigenvalue corresponding to two dominant inter-area modes, when $P_{tie,8-9}$ is varied from 1.0 to 4.5 p.u., is shown in Figure 5, where NoPSS is the system not equipped with PSS. When power flow increases, the locus of two dominant modes in the HS-SVM-PSS case is still in the D-stability region. On the other hand, loci in the NoPSS, CPSS, and CVM-PSS cases are outside the D-stability region for one mode (the second mode). NoPSS, CPSS, and CVM-PSS all lose the stabilizing effect. These results indicate that heavy tie-line power flow significantly impacts the damping performance of NoPSS, CPSS, and CVM-PSS. Figure 6 shows the value of PSS parameters when the power of tie-line 8-9 is varied from 1.0 to 4.5 p.u.

In addition, three case studies, shown in Table 3, are conducted. Table 4 shows the PSS parameter of the case studies

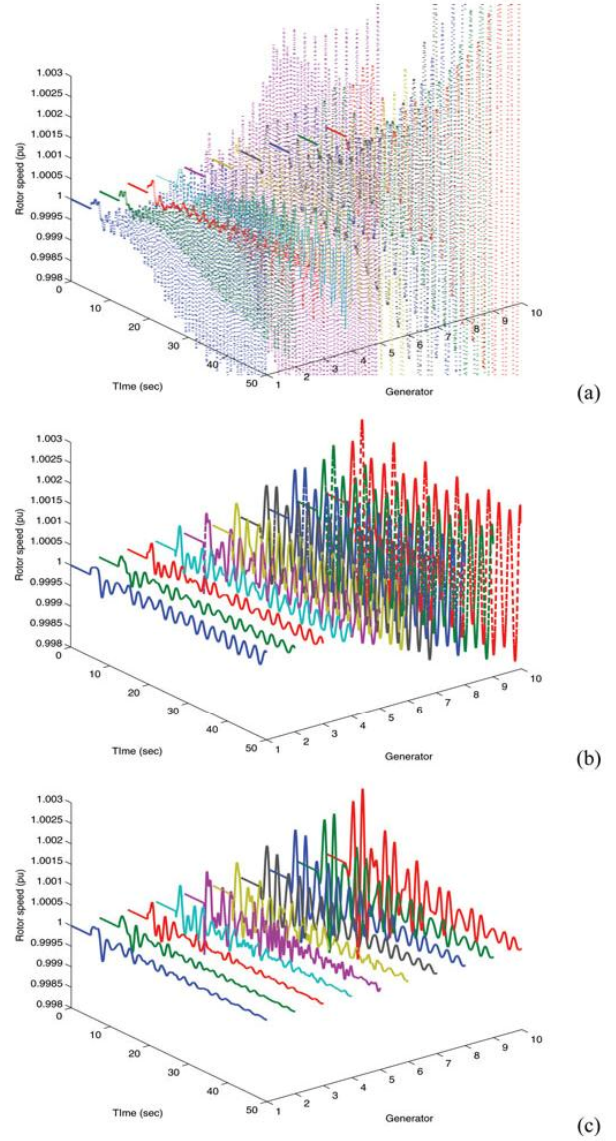


FIGURE 13. Rotor speed of case 3: (a) CPSS, (b) CVM-PSS, and (c) HS-SVM-PSS.

calculated by HS-SVM-PSS, and Table 5 shows the comparison of eigenvalue and damping ratio among the CPSS, CVM-PSS, and HS-SVM-PSS.

For time simulation, in case 1, it is assumed that a temporary 3ϕ fault occurs at the midpoint of one tie-line between buses 4 and 5 at 5.0 sec. The fault is naturally cleared 70 ms later. Figure 7 shows the responses of speed deviation of all generators; CPSS, CVM-PSS, and HS-SVM-PSS are able to damp power oscillations. Figures 8 and 9 show the speed

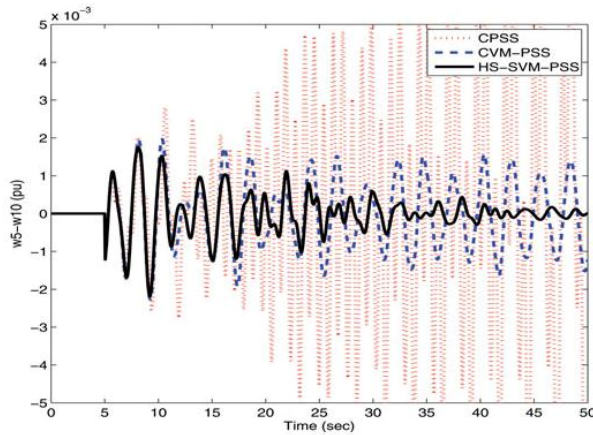


FIGURE 14. Speed difference between G5 and G10 ($\omega_5 - \omega_{10}$) of case 3.

difference between G1 and G10 and power deviation of tie-line 8-9, respectively. It can be seen that the speed difference and tie-line power deviation oscillation in the CVM-PSS and HS-SVM-PSS cases are the same as for the CPSS. This case has been performed to confirm that, at normal operating conditions, the CPSS, CVM-PSS, and HS-SVM-PSS can damp out the oscillation successfully.

In case 2, it is assumed that a temporary 3ϕ fault occurs at bus 5 at 5.0 sec. The fault is naturally cleared at 70 ms later. Figure 10 shows the responses of speed deviation of all generators. Figures 11 and 12 show speed differences between G1 and G10 and power deviation of tie-line 8-9, respectively. It can be seen that when the tie-line power flow is highly increased, the stabilizing effect of the CPSS and CVM-PSS are significantly deteriorated. The power oscillations are very severe and take a long time to reach zero. In contrast, the HS-SVM-PSS is able to damp the power oscillation effectively. These results confirm that the HS-SVM-PSS is far superior to that of the CPSS and CVM-PSS under various line flow conditions. In this case, the severe fault is applied with high tie-line power flow, so that the settling time with the HS-SVM-PSS is higher than 30 sec. However, the settling time of the HS-SVM-PSS is lower than that of the CPSS and CVM-PSS.

Finally, in case 3, it is assumed that a 3ϕ fault occurs at the midpoint of one tie-line between bus 1 and 2 at 5.0 sec. The fault is temporally cleared 70 ms later. In this case, the system operates outside the SVM training ranges (training data: $P_{tie,1-2} = 0.5\text{--}3.0$ p.u., $P_{tie,8-9} = 1.0\text{--}4.5$ p.u.; case 3: $P_{tie,1-2} = 4.80$ p.u., $P_{tie,8-9} = 4.7$ p.u.). Regarding the responses of speed deviation of all generators depicted in Figure 13, the HS-SVM-PSS can handle the oscillation effectively, while the damping effect in the CPSS and CVM-PSS cases is

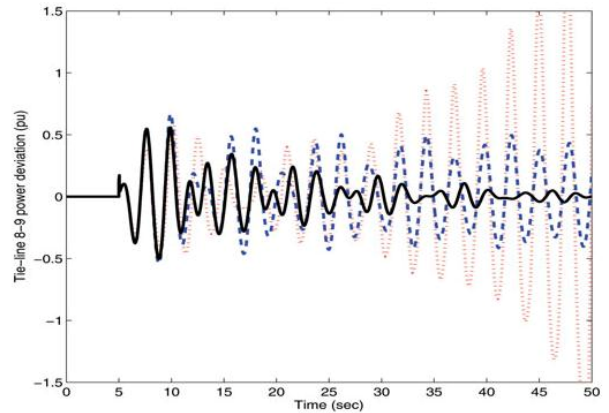


FIGURE 15. Tie-line 8-9 power deviation of case 3.

significantly deteriorated. The speed difference between G1 and G10 and power deviation of tie-line 8-9 are depicted in Figures 14 and 15, respectively. The CPSS and CVM-PSS completely lose the stabilizing effect. The tie-line power flow severely oscillates, and the system becomes unstable. On the contrary, the HS-SVM-PSS can handle this situation effectively; the power oscillations are absolutely damped. This result implies that the HS-SVM-PSS can operate outside the training ranges, because the structural risk minimization of the SVM allows the HS-SVM-PSS to predict the data outside the training ranges with promising results. The study clearly illustrates the superior performance of the HS-SVM-PSS over the CPSS and CVM-PSS and the potential of SVMs in designing new adaptive control for multi-machine power systems.

6. CONCLUSION

In this article, an SVM-based HS algorithm is applied to improve the performance of adaptive PSSs. In the training state, the data obtained from the multi-machine power system are considered as input features of the HS-SVM-PSS model. The HS algorithm is employed to optimize the set of input features and SVM parameters. Therefore, the proposed HS-SVM-PSS can be trained by the optimal set of features and optimal SVM parameters. Simulation results performed in the IEEJ Western Japan ten-machine power system show that the damping effect of the HS-SVM-PSS is superior to the CPSS and CVM-PSS under various load flow conditions against different disturbances.

FUNDING

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF; grant MRG5680005).

REFERENCES

- [1] Kundur, P., *Power System Stability and Control*, New York: McGraw-Hill, 1994.
- [2] Rogers, G., *Power System Oscillations*, Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [3] Tapia, R., Aguilar, O., Minor, H., and Santiago, C., "Power system stabilizer and secondary voltage regulator tuning for multi-machine power systems," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 40, pp. 1751–1767, 2012.
- [4] Karnik, S. R., Raju, A. B., and Raviprakash, M. S., "Application of Taguchi robust design techniques for the tuning of power system stabilizers in a multi-machine power system," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 39, pp. 948–964, 2011.
- [5] Zhang, Y., Malik, O. P., and Chen, G. P., "Artificial neural network power system stabilizers in multi-machine power system environment," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 10, No. 1, pp. 147–155, 1995.
- [6] Liu, W., Venayagamoorthy, G. K., and Wunsch, D. C., "Design of an adaptive neural network based power system stabilizer," *Neural Netw.*, Vol. 16, No. 5–6, pp. 891–898, 2003.
- [7] Changaroon, B., Srivastava, S. C., and Thukaram, D., "A neural network based power system stabilizer suitable for on-line training: a practical case study for EGAT system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 15, No. 1, pp. 103–109, 2000.
- [8] Farahani, M., "On-line tuning of a wavelet neural proportional-integral controller for excitation control of a generator," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 40, No. 12, pp. 1351–1361, 2012.
- [9] Farahani, M., and Ganjefar, S., "Intelligent control of a static synchronous series compensator via a self-tuning proportional-integral-derivative controller based on the Lyapunov method to mitigate inter-area oscillations," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 41, No. 7, pp. 716–728, 2013.
- [10] Chaturvedi, D. K., and Malik, O. P., "Generalized neuron-based adaptive PSS for multimachine environment," *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol. 20, No. 1, pp. 358–366, 2005.
- [11] Segal, R., Kothari, M. L., and Madnani, S., "Radial basis function (RBF) network adaptive power system stabilizer," *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol. 15, No. 2, pp. 722–727, 2000.
- [12] Abido, M. A., and Abdel-Magid, Y. L., "Adaptive tuning of power system stabilizers using radial basis function networks," *Elect. Power Syst. Res.*, Vol. 49, pp. 21–29, 1999.
- [13] Hsu, Y.-Y., and Chen, C.-R., "Tuning of power system stabilizers using an artificial neural network," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 6, No. 4, pp. 612–619, 1991.
- [14] Ramirez-Gonzalez, M., and Malik, O. P., "Power system stabilizer design using an online adaptive neurofuzzy controller with adaptive input link weights," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 23, No. 3, pp. 914–922, 2008.
- [15] Chaturvedi, D. K., and Malik, O. P., "Neurofuzzy power system stabilizer," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 23, No. 3, pp. 887–894, 2008.
- [16] Abido, M. A., and Abdel-Magid, Y. L., "A hybrid neuro-fuzzy power system stabilizer for multimachine power systems," *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol. 13, No. 4, pp. 1323–1330, 1998.
- [17] Sudha, K. R., Butchi Raju, Y., and Prasad Reddy, P. V. G. D., "Adaptive power system stabilizer using support vector machine," *Int. Eng. Sci. Tech.*, Vol. 2, No. 3, pp. 442–447, 2010.
- [18] Boonprasert, U., Theera-Umpon, N., and Rakpenthai, C., "Support vector regression based adaptive power system stabilizer," *Proc. ISCAS '03*, Vol. 3, pp. 371–374, 2003.
- [19] Cristianini, N., and Shawe-Taylor, J., *An Introduction to Support Vector Machines*, Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2000.
- [20] Smola, A. J., and Scholkopf, B., "A tutorial on support vector regression," *Statist. Comput.*, Vol. 14, pp. 199–222, 2004.
- [21] Umamaheswari, R., and Sarathi, R., "Identification of partial discharges in gas-insulated switchgear by ultra-high-frequency technique and classification by adopting multi-class support vector machines," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 39, pp. 1577–1595, 2011.
- [22] Selvi, D. A., and Kamaraj, N., "Transient stability assessment using fuzzy combined support vector machines," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 38, pp. 737–751, 2010.
- [23] Moravej, Z., Abdoos, A. A., and Pazoki, M., "Detection and classification of power quality disturbances using wavelet transform and support vector machines," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 38, pp. 182–196, 2010.
- [24] Guney, K., and Onay, M., "Optimal synthesis of linear antenna arrays using a harmony search algorithm," *Exp. Syst. Appl.*, Vol. 38, No. 12, pp. 15455–15462, 2011.
- [25] Geem, Z. W., Kim, J. H., and Loganathan, G. V., "A new heuristic optimization algorithm: Harmony search," *Simulation*, Vol. 76, No. 2, pp. 60–68, 2001.
- [26] Rao, R. S., Satish, K., and Narasimham, S. V. L., "Optimal conductor size selection in distribution systems using the harmony search algorithm with a differential operator," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 40, pp. 41–56, 2012.
- [27] Ravikumar Pandi, V., Panigrahi, B. K., Bansal, R. C., Das, S., and Mohapatra, A., "Economic load dispatch using hybrid swarm intelligence based harmony search algorithm," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 39, pp. 751–767, 2011.
- [28] Abdelaziz, A. Y., Osama, R. A., and Elkhodary, S. M., "Distribution systems reconfiguration using ant colony optimization and harmony search algorithms," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 41, No. 5, pp. 537–554, 2013.
- [29] Arul, R., Ravi, G., and Velusami, S., "Solving optimal power flow problems using chaotic self-adaptive differential harmony search algorithm," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 41, No. 8, pp. 782–805, 2013.
- [30] Ma, J., Garlapati, S., and Thorp, J. S., "Robust wide area measurement system-based control of inter-area oscillations," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 39, No. 9, pp. 850–862, 2011.
- [31] Abdelsalam, H. A., and Abdelaziz, A. Y., "Wide-area automatic voltage regulators controller for damping oscillations based on inter-area modes," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 41, No. 9, pp. 912–925, 2013.
- [32] Zabaoui, T., Dessaint, L.-A., Okou, F.-A., and Grondin, R., "Coordinating control of static VAR compensators and synchronous generators based on selected remote measurements," *Elect. Power Compon. Syst.*, Vol. 39, No. 5, pp. 405–422, 2011.
- [33] Technical Committee of the Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ), "Japanese power system models," available at: <http://www.iee.or.jp/pes/model/english/index.html>

- [34] Watanabe, M., Izumi, T., Hashiguchi, T., and Mitani, Y., "An approach for tuning of power system stabilizer based on the wide area phasor measurements," *Proceedings of 15th Power System Computation Conference (15th PSCC)*, Session 28, Paper 4, pp. 1–7, Liege, 22–26 August 2005.
- [35] Cuk Supriyadi, A. N., Ngamroo, I., Dechanupaprittha, S., Watanabe, M., and Mitani, Y., "GPS synchronized phasor measurement units based-wide area robust PSS parameters optimization," *Eur. Trans. Elect. Power*, Vol. 21, No. 1, pp. 345–362, 2011.

BIOGRAPHIES

Jonglak Pahasa received the B.Eng degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, M.Eng degree in electrical engineering from Chiang Mai University, Thailand, and D.Eng

degree in electrical engineering from KMITL, in 1997, 2007 and 2011, respectively. Since July 2010, she has been with the school of engineering at University of Phayao. Her fields of interest are the application of artificial intelligence in power system stability and control.

Issarachai Ngamroo received his B.Eng degree in electrical engineering from KMITL, in 1992. The recipient of the Japanese government's Monbusho Scholarship, Dr. Ngamroo continued his education at Osaka University, earning his M.Eng in 1997, and his PhD in electrical engineering in 2000. Currently, he is an associate professor in the Department of Electrical Engineering in the Faculty of Engineering at KMITL. His research interests are in the areas of power system stability, dynamics, and control.