

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การทำเสถียรภาพระบบไมโครกริดแบบคงทนโดยวิธีควบคุมการจัดตั้งฐาน
วงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง

ROBUST STABILIZATION OF MICROGRID SYSTEM BY SPECIFIED-
STRUCTURE H_∞ LOOP SHAPING CONTROL METHOD



T110368



พ.
ศ. 2553

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 110368
วัน,เดือน,ปี - 1 พ.ย. 2553

b. 1225A149
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2553

KMITL-2010-EN-D-018-057

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ROBUST STABILIZATION OF MICROGRID SYSTEM BY SPECIFIED-
STRUCTURE H_∞ LOOP SHAPING CONTROL METHOD**

SITTHIDET VACHIRASRICIRIKUL

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

2010

KMITL-2010-EN-D-018-057

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2010

FACULTY OF ENGINEERING

เอก **KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG** ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.1 การเลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนัก.....	22
3.2.2 การหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ตัวควบคุมของ SVC และ AVR.....	23
3.3 ผลการจำลอง.....	24
3.4 สรุปผลการจำลอง.....	41
บทที่ 4 การประยุกต์ใช้ระบบอิเล็กทรอนิกส์เพื่อปรับปรุงผลการทำเสถียรภาพความถี่ของ ไมโครเทอร์โบในในระบบไมโครกริด.....	42
4.1 การกำหนดปัญหา.....	42
4.2 แบบจำลองระบบ.....	43
4.3 การกำหนดปัญหาการหาค่าเหมาะสม.....	46
4.3.1 การเลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนัก.....	46
4.3.2 การหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ตัวควบคุมของ MT และ ES.....	46
4.4 ผลการจำลอง.....	47
4.5 สรุปผลการจำลอง.....	61
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	62
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	62
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	62
บรรณานุกรม.....	64
ภาคผนวก.....	72
ภาคผนวก ก. คำอธิบายสัญลักษณ์ และคำย่อ.....	73
ภาคผนวก ข. รายละเอียดของแบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้น.....	79
ภาคผนวก ค. รายละเอียดของข้อมูลระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ.....	93
ภาคผนวก ง. รายละเอียดของบล็อกไดอะแกรมที่ทำให้เป็นเชิงเส้นของ CMS.....	96

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก จ. รายละเอียดของข้อมูลระบบ MG.....	105
ภาคผนวก ฉ. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	108
ประวัติผู้เขียน.....	135



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงภายใต้การทำงานแบบแยกอิสระ.....	56
4.2 พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงภายใต้การทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า.....	56
ค1 ข้อมูลระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ.....	94
ค2 ข้อมูลเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส.....	94
ค3 ข้อมูลเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....	94
ค4 ข้อมูลโหลด.....	95
ค5 ข้อมูลกำลังไฟฟ้าเสมือน.....	95
ค6 ข้อมูลระบบการกระตุ้นแบบ IEEE type-I.....	95
ค7 ข้อมูล SVC.....	95
จ1 ข้อมูลระบบ MG.....	106
จ2 ข้อมูล WP.....	106
จ3 ข้อมูล PV.....	106
จ4 ข้อมูล MT.....	106
จ5 ข้อมูล FC.....	106
จ6 ข้อมูล ES.....	107
จ7 ข้อมูลโหลด.....	107

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ระบบที่จัดสัมฐาน G_S และตัวควบคุมแบบคงทน K	9
2.2 ปัญหาการทำเสถียรภาพคงทน H_∞	11
2.3 อัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดสัมฐาน G_S และระบบที่ระบุ G	15
2.4 หลักการ และแนวคิดพื้นฐานของวิธี PSO.....	15
2.5 ขั้นตอนการดำเนินงานของวิธี PSO.....	18
3.1 ระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ ชนิดสถิต/ความเร็วซึ่งเปลี่ยนแปลงได้.....	19
3.2 แบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้นของระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระชนิดสถิต/ความเร็วซึ่งเปลี่ยนแปลงได้.....	20
3.3 กราฟการลู่เข้าหาคำตอบของการหาค่าฟังก์ชันน้ำหนัก.....	24
3.4 กราฟการลู่เข้าหาคำตอบของฟังก์ชันวัตถุประสงค์.....	25
3.5 อัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดสัมฐาน G_S และระบบที่ระบุ G	26
3.6 ค่าดัชนีสมรรถนะกับ K_p	27
3.7 ค่าดัชนีสมรรถนะกับ K_I	28
3.8 ค่าดัชนีสมรรถนะกับ K_D	28
3.9 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔQ_L	29
3.10 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔQ_{SVC} สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔQ_L	30
3.11 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔQ_L	30
3.12 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔP_{TW}	31
3.13 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔQ_{SVC} สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔP_{TW}	31
3.14 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔP_{TW}	32
3.15 การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม.....	33
3.16 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม.....	33
3.17 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔQ_{SVC} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม.....	34
3.18 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม.....	34
3.19 การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากังหันลมด้านเข้าแบบสุ่ม.....	35
3.20 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากังหันลม ด้านเข้าแบบสุ่ม.....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.21 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔQ_{SVC} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักเก็บ ด้านเข้าแบบสุ่ม	36
3.22 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักเก็บ ด้านเข้าแบบสุ่ม	36
3.23 การเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการเปลี่ยนแปลงในค่า Q_G ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลด แบบสุ่ม	38
3.24 การเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการเปลี่ยนแปลงในค่า Q_G ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้า กักเก็บด้านเข้าแบบสุ่ม	38
3.25 การเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการเปลี่ยนแปลงในค่า Q_{SG} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลด แบบสุ่ม	39
3.26 การเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการเปลี่ยนแปลงในค่า Q_{SG} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้า กักเก็บด้านเข้าแบบสุ่ม	39
3.27 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม ในกรณีพารามิเตอร์ระบบเปลี่ยนแปลง	40
3.28 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักเก็บ ด้านเข้าแบบสุ่มในกรณีพารามิเตอร์ระบบเปลี่ยนแปลง	41
4.1 ระบบ MG	42
4.2 แผนภาพระบบ MG	43
4.3 บล็อกไดอะแกรมที่ทำให้เป็นเชิงเส้นของ CMS	44
4.4 กราฟการลู่เข้าหาคำตอบของฟังก์ชันวัตถุประสงค์	48
4.5 อัตรายาววงรอบเปิดของระบบที่จัดตั้งฐาน G_S และระบบที่ระบุ G	49
4.6 กำลังไฟฟ้านอกของ WP	50
4.7 กำลังไฟฟ้านอกของ PV	50
4.8 กำลังไฟฟ้านอกของ FC	51
4.9 การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม	51
4.10 กำลังไฟฟ้านอกภายใต้การควบคุมของ MT และ ES (วิธีทั่วไป)	52
4.11 กำลังไฟฟ้านอกภายใต้การควบคุมของ MT และ ES (วิธีที่นำเสนอ)	52
4.12 การเปลี่ยนแปลงความถี่ภายใต้การควบคุมของ PMT และ PMT & PES	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 การเปลี่ยนแปลงความถี่ภายใต้การควบคุมของ CMT & CES และ PMT & PES.....	53
4.14 การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมภายใต้การควบคุมของ PMT และ PMT & PES.....	54
4.15 การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมภายใต้การควบคุมของ CMT & CES และ PMT & PES.....	54
4.16 ค่า IAE ของ Δf ภายใต้การทำงานแบบแยกอิสระ.....	55
4.17 ค่า IAE ของ ΔP_{tie} ภายใต้การทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า.....	55
4.18 กำลังไฟฟ้าด้านออกของ WP (กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ).....	57
4.19 กำลังไฟฟ้าด้านออกของ PV (กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ).....	58
4.20 กำลังไฟฟ้าด้านออกของ FC (กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ).....	58
4.21 การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม (กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ).....	59
4.22 กำลังไฟฟ้าด้านออกภายใต้การควบคุมของ MT และ ES กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ (วิธีทั่วไป).....	59
4.23 กำลังไฟฟ้าด้านออกภายใต้การควบคุมของ MT และ ES กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ (วิธีที่นำเสนอ).....	60
4.24 การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมภายใต้การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ.....	60
ข1 ระบบการกระตุ้นแบบ IEEE type-I.....	85
ข2 วงจรสมมูลของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....	85
ข3 วงจรสมมูลของ SVC.....	89
ข4 วงจรของ TCR และรูปแบบการต่อกับระบบไฟฟ้ากำลัง.....	90
ข5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าของ TCR.....	90
ข6 วงจรของ TSC และรูปแบบการต่อกับระบบไฟฟ้ากำลัง.....	91
ข7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าของ TSC.....	91
ข8 แบบจำลอง SVC.....	92
ง1 แบบจำลอง WP.....	98
ง2 แบบจำลอง PV.....	98
ง3 แผนผังการทำงานของ ES.....	99
ง4 แบบจำลอง ES.....	100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
ง5 แผนผังการทำงานของ FC.....	102
ง6 แบบจำลอง FC.....	103
ง7 แบบจำลอง MT.....	104
ง8 แบบจำลองกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม.....	104



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้ความต้องการพลังงานไฟฟ้าเพิ่มสูงขึ้นเป็นอย่างมาก และมีแนวโน้มจะเพิ่มมากขึ้นต่อไปในอนาคต จึงมีความจำเป็นที่จะต้องขยาย และเชื่อมต่อระบบไฟฟ้ากำลังต่างๆ เข้าด้วยกันเพื่อช่วยกันจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้อย่างเพียงพอ การเชื่อมต่อกันของระบบไฟฟ้ากำลังนั้น ไม่เพียงที่จะช่วยปรับปรุงความน่าเชื่อถือได้ในระบบไฟฟ้ากำลัง แต่ยังคงช่วยลดต้นทุนทางด้านเศรษฐศาสตร์ในการติดตั้งได้อีกด้วย [1] อย่างไรก็ตามจากการสำรวจของธนาคารโลก (world Bank) [2] พบว่ามีจำนวนประชากรมากกว่า 2 ล้านคนที่อาศัยอยู่รอบ โลกในบริเวณพื้นที่ห่างไกลซึ่งยังไม่ได้เชื่อมต่อเข้ากับกริดการไฟฟ้า (utility grid: UG) เนื่องจากข้อจำกัดในการลงทุน และสภาพแวดล้อมไม่เหมาะสมที่จะติดตั้ง เป็นต้น ดังนั้นเพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ ระบบไมโครกริด (microgrid: MG) [3-4] จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่จะแก้ไขปัญหการติดตั้งระบบไฟฟ้าในพื้นที่ห่างไกล ระบบ MG คือ กลุ่มของหน่วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจาย (distributed generation: DG), หน่วยแหล่งเก็บสะสมแบบกระจาย (distributed storage: DS) และโหลด [5] ระบบ MG สามารถที่จะทำงานอยู่ในโหมดการทำงานแบบแยกอิสระ (islanding) และแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า (interconnected utility grid) [6] นอกจากนั้นระบบ MG สามารถช่วยลดปัญหาของภาวะโลกร้อน (global warming) และยังเป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อมอีกด้วย เพราะว่าแหล่งกำเนิดไฟฟ้าที่นำมาใช้ใน MG ส่วนใหญ่แล้วประกอบไปด้วยแหล่งพลังงานทดแทน (renewable energy) เช่น พลังงานลม (wind power: WP), พลังงานแสงอาทิตย์ (photovoltaic: PV) เป็นต้น เนื่องจากเป็นแหล่งพลังงานที่นำมาใช้ได้อย่างไม่จำกัด และไม่ทำลายสิ่งแวดล้อม [7] ในปัจจุบันนี้มีโครงการที่เกี่ยวกับระบบ MG มากมายทั่วโลก เช่น โครงการ consortium for electric reliability technology solutions (CERTS) ในสหรัฐอเมริกา [8], โครงการ aichi, kyotango และ hachinohe ในญี่ปุ่น [9], โครงการ MG ในเซเนกัล [10], โครงการ kythnos island ในกรีซ [11], โครงการ labein ในสเปน [12] เป็นต้น อย่างไรก็ตามโดยธรรมชาติแล้วพลังงานลม และพลังงานแสงอาทิตย์มีลักษณะแบบไม่ต่อเนื่อง [13] ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่ผลิตจากพลังงานลม และพลังงานแสงอาทิตย์จึงเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ทำให้เกิดความไม่สมดุลของกำลังไฟฟ้าจริง (real power) ในการผลิตไฟฟ้า และโหลด [14] ส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของความถี่ (frequency deviation) ในระบบ MG และการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม (tie line power deviation) เมื่อระบบ MG เชื่อมต่อเข้ากับกริดการไฟฟ้า ส่วนความไม่สมดุลของกำลังไฟฟ้าเสมือน (reactive power) ในการผลิตไฟฟ้า และโหลด [15] จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้า (voltage deviation) ดังนั้นตัวควบคุมความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้เผยแพร่หรือใช้ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(frequency controller) และตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า (voltage controller) จึงมีความจำเป็นอย่างมากที่จะนำมาใช้ในการทำเสถียรภาพของระบบ MG ให้อยู่ในช่วงของการเปลี่ยนแปลงที่ยอมรับได้ อย่างไรก็ตามการออกแบบตัวควบคุมให้เหมาะสม และคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของสภาวะต่างๆที่ไม่แน่นอนในระบบ เช่น การเปลี่ยนแปลงกำลังการผลิต และโหลด, การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบ เป็นต้น นั้นทำได้ยาก เพื่อที่จะแก้ไขปัญหาค่าการออกแบบนี้ วิธีการออกแบบ H_∞ [16-17] จึงนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุม อย่างไรก็ตามเป็นที่ทราบกันว่าตัวควบคุมที่ออกแบบโดยวิธี H_∞ นั้นมีจำนวนอันดับ (order) สูงมาก และไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในทางปฏิบัติ [18-19] ดังนั้นเพื่อที่จะแก้ไขปัญหาค่าของอันดับที่สูง และง่ายต่อการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนโดยวิธีควบคุมการจัดสรรฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง (specified-structure H_∞ loop shaping control method) โดยโครงสร้างของตัวควบคุมอาจจะเป็นแบบพีไอดี (proportional integral derivative: PID), พีไอ (proportional integral: PI) เป็นต้น อย่างไรก็ตามการปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเพื่อให้มีความคงทนสูงต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบนั้นเป็นสิ่งที่ทำได้ยาก เพื่อที่จะจัดการกับปัญหานี้ วิธีฮิวริสติก (heuristic) จึงเป็นวิธีการหนึ่งที่น่าสนใจในการแก้ปัญหาค่าที่เหมาะสม ในหลายงานวิจัยที่ผ่านมาได้นำวิธีฮิวริสติกมาใช้ในการออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุม เช่น วิธีพันธุกรรมยีนส์ (genetic algorithm: GA) [20-21], วิธีจำลองการอ่อนตัวของโลหะ (simulated annealing: SA) [22] เป็นต้น โดยปกติแล้ววิธี GA สามารถที่จะค้นหาค่าตอบได้รวดเร็วกว่าวิธี SA เพราะว่า GA มีวิธีการค้นหาแบบขนานซึ่งเลียนแบบการทำงานของพันธุกรรมทางธรรมชาติ [23] นอกจากนั้นวิธี GA ยังสามารถที่จะนำไปใช้แก้ไขปัญหาค่าที่เหมาะสมที่ซับซ้อนได้อย่างมีประสิทธิภาพ [24-25] อย่างไรก็ตามเมื่อนำ GA ไปหาค่าที่เหมาะสมกับฟังก์ชันวัตถุประสงค์แบบ Epistatic จะส่งผลให้ GA ไม่สามารถหาค่าตอบได้อย่างเหมาะสมเพราะว่าขั้นตอนการครอสโอเวอร์ (crossover) และการมิวเทชัน (mutation) ไม่สามารถยืนยันค่าฟิตเนส (fitness) ที่ดีกว่าได้ [26] ต่อมาวิธีกลุ่มอนุภาค (particle swarm optimization: PSO) ได้นำเสนอเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1995 โดย Kennedy และ Eberhart [27] ซึ่งได้รับแรงบันดาลใจมาจากพฤติกรรมการอยู่รวมกันเป็นกลุ่มของสัตว์ เช่น ผีเสื้อกลางคืน หรือฝูงปลา เป็นต้น โดยทั่วไปแล้ววิธี PSO สามารถที่จะหาค่าตอบที่เหมาะสมได้อย่างมีประสิทธิภาพ, มีคุณลักษณะการลู่เข้าหาค่าตอบที่ดี และง่ายต่อการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ [28-30] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ประยุกต์ใช้วิธี PSO เพื่อหาค่าที่เหมาะสมของพารามิเตอร์ตัวควบคุมในระบบ MG

ในการศึกษาปัญหาของระบบนั้นได้แบ่งการศึกษาปัญหาออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนแรกจะทำการศึกษาปัญหาการทำเสถียรภาพการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้า และส่วนที่สองจะศึกษาปัญหาการทำเสถียรภาพการเปลี่ยนแปลงของความเร็ว เพราะว่าโดยทั่วไปแล้วค่าคงตัวทางเวลาของการกระตุ้น (excitation time constant) มีค่าน้อยกว่าค่าคงตัวทางเวลาของตัวขับเคลื่อน (prime-
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานเพื่อการศึกษาก็ได้ แต่ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

mover time constant) มาก จึงทำให้ผลการตอบสนองชั่วคราวของระบบการกระตุ้นลดลงได้อย่างรวดเร็วมากจึงไม่ส่งผลกระทบต่อพลวัตของการควบคุมความถี่โหลด (load frequency control) ดังนั้นปัญหาของแรงดันไฟฟ้า และความถี่ในระบบจึงแยกออกจากกันได้ [31] ส่วนวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนที่ได้นำเสนอมานั้นได้นำมาประยุกต์ใช้เพื่อที่จะออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของตัวชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนแบบสถิต (static var compensator: SVC) และตัวรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ (automatic voltage regulator: AVR) เพื่อทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าแบบคงทนในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ และในทำนองเดียวกันนำมาประยุกต์ใช้เพื่อที่จะออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของระบบอิเล็กโทรไลเซอร์ (electrolyzer system: ES) และไมโครเทอร์ไบน์ (microturbine: MT) เพื่อทำเสถียรภาพการเปลี่ยนแปลงของความถี่ในระบบ MG ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อย่อยต่อไป

1.1.1 การทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าแบบคงทนในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ

ปัจจุบันนี้พลังงานลมเป็นแหล่งพลังงานทางเลือกหนึ่งที่มีบทบาทสำคัญอย่างมากต่อการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าไปยังพื้นที่ห่างไกลซึ่งกริดการไฟฟ้ายังเข้าไปไม่ถึง เพราะว่าเป็นแหล่งพลังงานทดแทนที่สามารถนำมาใช้ได้โดยไม่มียวันหมด, สะอาด, ประหยัด และเป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อม [32-33] อย่างไรก็ตามพลังงานลมมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงแบบไม่ต่อเนื่อง ดังนั้นการผลิตกำลังไฟฟ้าจากพลังงานลมจึงไม่แน่นอนซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา เพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ใน [34-35] ได้ทำการออกแบบให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลมทำงานคู่ขนานกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซล ดังนั้นระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซล (hybrid wind-diesel power system) จึงมีลักษณะการทำงานที่แน่นอนมากยิ่งขึ้น เพราะเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซลช่วยลดผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงในความเร็วลม และช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าให้มีค่าเท่ากับผลต่างระหว่างโหลดกับกำลังไฟฟ้ากังหันลมตลอดเวลา [36-38] โดยทั่วไปแล้วเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (induction generator: IG) เป็นอุปกรณ์สำหรับแปลงรูปพลังงานลมเป็นพลังงานไฟฟ้า [39] อย่างไรก็ตามข้อเสียที่สำคัญมากของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำคือ ต้องการกำลังไฟฟ้าเสมือนสำหรับการทำงาน นอกจากนี้โหลดส่วนใหญ่ในระบบเป็นแบบเหนี่ยวนำ ดังนั้นความไม่สมดุลของกำลังไฟฟ้าเสมือนในการผลิตไฟฟ้า และ โหลด ส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าในระบบ

เพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ จึงได้นำ SVC มาใช้ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้าในระบบ [40-41] ในหลายงานวิจัยที่ผ่านมาได้นำ SVC ไปประยุกต์ใช้ในงานด้านต่างๆ เช่น การป้องกัน voltage instability และ voltage collapse ในระบบไฟฟ้ากำลัง [42], การปรับปรุงพลวัตของระบบไฟฟ้ากำลัง [43] เป็นต้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งใน [44-50] ได้ประยุกต์ใช้ SVC สำหรับควบคุมแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการคัดค้าน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซล ซึ่งในงานวิจัยเหล่านี้ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบพีไอของ SVC สามารถที่จะควบคุมแรงดันไฟฟ้าได้ดี อย่างไรก็ตามพารามิเตอร์ตัวควบคุมของ SVC หาค่าอย่างเหมาะสมด้วยวิธี Lyapunov แต่ในขณะที่พารามิเตอร์ตัวควบคุมของ AVR ไม่ได้หาค่าอย่างเหมาะสม ดังนั้นจึงไม่สามารถยืนยันถึงผลการควบคุมที่สัมพันธ์กันอย่างดีระหว่าง SVC และ AVR เพื่อที่จะปรับปรุงผลการควบคุมระหว่าง SVC และ AVR ให้สัมพันธ์กันการหาค่าเหมาะสมพร้อมกันของ SVC และ AVR จึงได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ นอกจากนี้ในงานวิจัยเหล่านี้ไม่ได้คำนึงถึงความไม่แน่นอนในระบบที่อาจจะเกิดขึ้นได้ เช่น การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบ, การเปลี่ยนแปลงกำลังการผลิต และโหลด เป็นต้น ในการออกแบบ ดังนั้นความคงทน (robustness) ของตัวควบคุม SVC ต่อความไม่แน่นอนในระบบจึงไม่สามารถที่จะยืนยันได้ SVC อาจจะไม่สามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าในระบบได้

เพื่อที่จะปรับปรุงความคงทนของ SVC ต่อความไม่แน่นอนในระบบ วิธีการควบคุมแบบ H_∞ จึงได้นำมาประยุกต์ใช้เพื่อที่จะออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC อย่างไรก็ตามตัวควบคุม H_∞ ที่ได้ออกแบบมานั้นมีโครงสร้างที่ซับซ้อน, จำนวนอันดับสูงมาก และไม่เหมาะสมที่จะใช้จริงในทางปฏิบัติ โดยทั่วไปแล้วโครงสร้างอย่างง่าย เช่น พีไอ, พีไอดี เป็นต้น นำมาประยุกต์ใช้งานทางด้านระบบไฟฟ้ากำลังกันอย่างแพร่หลาย เพราะว่ามีจำนวนอันดับต่ำกว่า, มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน และง่ายต่อการออกแบบ อย่างไรก็ตามการออกแบบพารามิเตอร์ตัวควบคุมเพื่อให้มีสมรรถนะที่ดี และมีความคงทนสูงนั้นเป็นสิ่งที่ทำได้ยาก เพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ จึงได้ประยุกต์ใช้วิธีควบคุมการจัดสัญญาณวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจงในการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC และ AVR พร้อมกัน สำหรับทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าแบบคงทนในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ โครงสร้างของตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC และ AVR คือ แบบพีไอดี ส่วนความไม่แน่นอนในระบบนั้นจำลองขึ้นมาด้วยวิธีตัวประกอบเฉพาะร่วมทำให้เป็นปรกติ [51-53] เงื่อนไขของสมรรถนะ และเสถียรภาพคงทนในวิธีควบคุมการจัดสัญญาณวงรอบ H_∞ ได้กำหนดขึ้นมาเป็นสมการฟังก์ชันวัตถุประสงค์วิธี PSO นำมาใช้เพื่อแก้ปัญหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมอย่างเหมาะสม

1.1.2 การประยุกต์ใช้ ES เพื่อปรับปรุงผลการทำเสถียรภาพความถี่ของ MT ในระบบ MG

จากปัญหาที่กล่าวมาข้างต้น ความไม่สมดุลของกำลังไฟฟ้าจริงในการผลิตไฟฟ้า และโหลดทำให้เกิดสาเหตุของการเปลี่ยนแปลงความถี่ในระบบ MG และเช่นเดียวกันการเปลี่ยนแปลงของความถี่ภายใต้การเชื่อมต่อเข้ากับกริดการไฟฟ้าจะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม เพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ จึงนำ MT มาประยุกต์ใช้ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าไปชดเชยในระบบ MG อย่างไรก็ตามเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด MT อาจจะช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าได้อย่างไม่เพียงพอ เนื่องจากมีคุณลักษณะการตอบสนองพลวัตทางกลที่ช้า ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้วค่าคงตัวทางเวลาของกังหัน (turbine) ใน MT จะอยู่ในช่วง 2.0-5.0 วินาที ตามลำดับ [54-55] เพื่อที่จะทำการปรับปรุงผลการควบคุมที่ช้าของ MT ดังนั้นจึงนำ ES มาประยุกต์ใช้ใน ระบบ MG เนื่องจาก ES มีคุณลักษณะการตอบสนองพลวัตที่เร็วโดยสามารถที่จะรับกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงในระบบ MG ได้อย่างรวดเร็ว [56]

ในหลายงานวิจัยที่ผ่านมาได้นำ ES มาใช้ในการปรับปรุงผลการทำเสถียรภาพความถี่ในระบบแบบแยกอิสระ [57-58] นอกจากนี้ใน [59-60] ได้นำเสนอการออกแบบระบบควบคุม และติดตามประเมินผล (control and monitoring system: CMS) สำหรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านออกของ MT และ ES เพื่อปรับปรุงผลการทำเสถียรภาพความถี่ และกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมในระบบ MG ซึ่งในงานวิจัยเหล่านี้สามารถทำเสถียรภาพระบบ MG ได้ดี อย่างไรก็ตามพารามิเตอร์ ตัวควบคุมของ MT และ ES ใน CMS ได้ออกแบบมาสำหรับการทำงานแบบแยกอิสระ และแบบ เชื่อมโยงกริดการไฟฟ้าโดยไม่คำนึงถึงผลของการควบคุมที่สัมพันธ์กัน ดังนั้นจึงไม่สามารถยืนยัน ถึงผลการควบคุมที่สัมพันธ์กันอย่างดีระหว่าง MT และ ES ใน CMS นอกจากนี้ในงานวิจัยเหล่านี้ ไม่ได้คำนึงถึงความไม่แน่นอนในระบบที่อาจจะเกิดขึ้นได้ เช่น การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ ของระบบ, การเปลี่ยนแปลงกำลังการผลิต และโหลด เป็นต้น ในการออกแบบตัวควบคุม ความ คงทนของตัวควบคุม MT และ ES ต่อความไม่แน่นอนในระบบจึงไม่สามารถที่จะยืนยันได้ เพื่อที่จะปรับปรุงความคงทน และผลการควบคุมให้สัมพันธ์กัน จึงได้ประยุกต์ใช้วิธีควบคุมการจัด สถฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจงในการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES สำหรับทำเสถียรภาพระบบ MG โครงสร้างของตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES คือ แบบพีไอ ส่วนค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม MT และ ES ในส่วนการทำงานแบบแยกอิสระ และ แบบเชื่อมโยกริดการไฟฟ้าหาค่าอย่างเหมาะสมพร้อมกันด้วยวิธี PSO

1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อนำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนด้วยวิธีควบคุมการจัดสถฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง สำหรับการทำเสถียรภาพในระบบ MG
2. ทำการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC และ AVR ด้วยวิธีการที่นำเสนอ สำหรับ ทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซล แบบแยกอิสระ
3. ทำการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES ด้วยวิธีการที่นำเสนอ สำหรับทำ เสถียรภาพการเปลี่ยนแปลงความถี่ และการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมใน ระบบ MG

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

1. ปัญหาการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้า และความถี่ สามารถแยกออกจากกันได้เพราะว่า ค่าคงตัวทางเวลาของการกระตุ้น (excitation) ในระบบควบคุมแรงดันไฟฟ้ามีค่าน้อยกว่า ค่าคงตัวทางเวลาของตัวขับเคลื่อน และกังหัน (governor-turbine) ในระบบควบคุมความถี่มาก จึงทำให้ผลการตอบสนองชั่วคราวของระบบการกระตุ้นลดลงได้อย่างรวดเร็วจึงไม่ส่งผลกระทบต่อพลวัตของการควบคุมความถี่ไหลต
2. สามารถที่จะแทนระบบที่ใช้ศึกษาในการควบคุมความถี่ และแรงดันไฟฟ้าด้วยระบบเชิงเส้นได้ เนื่องจากสมมติว่าสิ่งที่มารบกวนระบบมีขนาดเล็กเพียงพอ ทำให้ตัวแปรสถานะในระบบนั้นเปลี่ยนแปลงในช่วงแคบๆ จนถึงถือว่าเป็นการเปลี่ยนแปลงเชิงเส้น จึงทำให้การออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนที่นำเสนอแนะนั้นทำได้โดยสะดวก
3. สมมติว่าแหล่งจ่ายพลังงานลม และแสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายสัญญาณไม่สม่ำเสมอได้ เนื่องจากต้องการศึกษาผลกระทบที่เกิดจากการผลิตกำลังไฟฟ้าที่ไม่คงที่เท่านั้น

1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีอยู่ 2 ขั้นตอนคือ ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทน และขั้นตอนการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบคงทนที่ได้มาจากการออกแบบกับระบบ MG

ขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนได้อาศัยทฤษฎี หรือแนวความคิดดังนี้

1. ทฤษฎีการควบคุมแบบ H_∞ [16-17]

ทฤษฎีการควบคุมแบบ H_∞ เป็นทฤษฎีหนึ่งที่น่าสนใจอย่างแพร่หลายในปัจจุบันนี้ เนื่องจากสามารถออกแบบตัวควบคุมให้มีสมรรถนะ และความคงทนสูง อย่างไรก็ตามตัวควบคุมที่ได้ออกแบบมานั้นจะมีโครงสร้างที่ซับซ้อนและไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นเพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ จึงนำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนด้วยวิธีควบคุมการจัตุลฐานนวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

2. ทฤษฎีกลุ่มอนุภาค (PSO) [27-30]

ทฤษฎี PSO เป็นทฤษฎีการหาค่าที่เหมาะสม โดยอาศัยการค้นหาแบบกลุ่มประชากร ซึ่งได้รับแรงบันดาลใจมาจากพฤติกรรมที่อยู่ร่วมกันเป็นกลุ่มของสัตว์ เช่น ผึ้งนก หรือฝูงปลา เป็นต้น และทฤษฎี PSO นี้ยังสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติได้ง่าย, มีคุณลักษณะการลู่เข้าหาคำตอบที่ดีมาก และมีประสิทธิภาพในการคำนวณที่สูง ดังนั้นทฤษฎี PSO จึงนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ส่วนขั้นตอนต่อไปคือ ขั้นตอนการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบคงทนที่ได้มาจากการออกแบบกับระบบ MG สำหรับขั้นตอนนี้จะทำการทดสอบความคงทน และสมรรถนะในการควบคุมของตัวควบคุม โดยจะทำการเปรียบเทียบกับตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีทั่วไป (conventional method) ซึ่งไม่ได้คำนึงถึงคุณสมบัติของความคงทนต่อความไม่แน่นอนในระบบที่อาจจะเกิดขึ้นได้

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1. ทำการเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink ขึ้นมาเพื่อทำการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนด้วยวิธีการที่น่าเสนอ
2. ทำการออกแบบตัวควบคุม SVC และ AVR สำหรับทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ
3. ทำการออกแบบตัวควบคุม MT และ ES สำหรับทำเสถียรภาพการเปลี่ยนแปลงความถี่ และการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมในระบบ MG
4. ทำการทดสอบความคงทน และสมรรถนะในการควบคุมภายใต้เงื่อนไขการทำงานปกติ และเงื่อนไขพารามิเตอร์ของระบบเปลี่ยนแปลงไป โดยจะทำการเปรียบเทียบกับตัวควบคุมที่ได้ออกแบบมาด้วยวิธีทั่วไป

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 5 บท โดยมีรายละเอียดของแต่ละบทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทน โดยวิธีควบคุมการจัดสรรฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง โดยทำการจัดสรรฐานวงรอบ, เลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 และ W_2 , กำหนดค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพคงทน และสร้างฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ส่วนพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบคงทนหาค่าอย่างเหมาะสมด้วยวิธี PSO

บทที่ 3 กล่าวถึงการทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าแบบคงทนในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ โดยทำการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC และ AVR ด้วยวิธีการที่น่าเสนอ และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC และ AVR หาค่าอย่างเหมาะสมด้วยวิธี PSO และทำการทดสอบแบบจำลองระบบภายใต้เงื่อนไขการ

ทำงานปกติ และเงื่อนไขพารามิเตอร์ของระบบเปลี่ยนแปลงไปโดยเปรียบเทียบกับตัวควบคุม SVC และ AVR ที่ออกแบบด้วยวิธี Lyapunov [44-50]

บทที่ 4 กล่าวถึงการประยุกต์ใช้ ES เพื่อปรับปรุงผลการทำเสถียรภาพความถี่ของ MT ในระบบ MG โดยทำการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES ด้วยวิธีการที่นำเสนอ ส่วนพารามิเตอร์ของตัวควบคุม MT และ ES หาค่าอย่างเหมาะสมด้วยวิธี PSO และทำการทดสอบความคงทน และสมรรถนะในการควบคุมโดยเปรียบเทียบกับตัวควบคุม MT และ ES ใน [59-60]

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

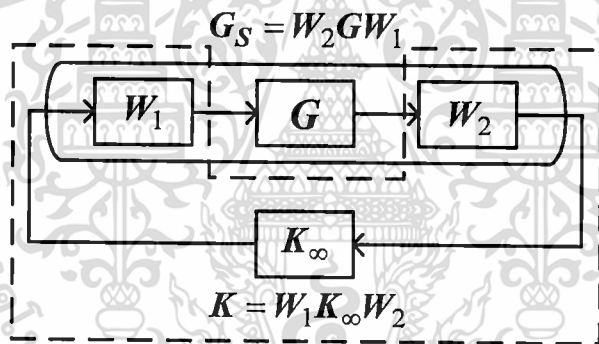
วิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทน

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนโดยวิธีควบคุมการจัดตั้งฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง

2.1 วิธีควบคุมการจัดตั้งฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง (specified - structure H_∞ loop shaping control method)

รายละเอียดของขั้นตอนวิธีควบคุมการจัดตั้งฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจงอธิบายได้ดังต่อไปนี้

2.1.1 การจัดตั้งฐานวงรอบ (loop shaping)



รูปที่ 2.1 ระบบที่จัดตั้งฐาน G_S และตัวควบคุมแบบคงทน K

จากรูปที่ 2.1 W_1 คือ ตัวก่อนชดเชย (pre-compensator) และ W_2 คือ ตัวหลังชดเชย (post-compensator) ได้นำมาใช้ในการสร้างรูปร่างของระบบที่จัดตั้งฐาน $G_S = W_2 G W_1$ ส่วนตัวควบคุมแบบคงทน $K = W_1 K_\infty W_2$ โดยที่ K_∞ คือ ตัวควบคุม H_∞

2.1.2 การเลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนัก (weighting function selection)

โดยทั่วไปแล้วค่าฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 และ W_2 จะเลือกให้เหมาะสมได้นั้นจะต้องมีคุณสมบัติของวงรอบเปิดของระบบที่จัดตั้งฐาน (open loop of the shaped plant) [51-53] ดังนี้

- มีค่าอัตราขยายวงรอบเปิดที่สูงๆ (large open loop gain) ที่ย่านความถี่ต่ำ (low frequency range) ซึ่งจะส่งผลให้การตามรอยสมรรถนะ (performance tracking) และการต่อต้านสัญญาณรบกวน (disturbance rejection) ระบบได้ดีมากขึ้น

การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มีค่าอัตราขยายวงรอบเปิดที่ต่ำๆ (small open loop gain) ที่ย่านความถี่สูง (high frequency range) ซึ่งจะส่งผลให้มีค่าเสถียรภาพคงทน (robust stability) ดีขึ้น และสามารถต่อต้านสัญญาณรบกวนตัวตรวจรู้ (sensor noise rejection) ได้ดีมากขึ้น

ในรูปที่ 2.1 ระบบที่จัดสรรฐานสร้างขึ้นมาจากด้วยฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 และ W_2 ดังนั้นค่าฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 และ W_2 กำหนดได้ดังสมการ (2.1) เพราะวาระบบที่ระบุ G (nominal plant G) คือระบบหนึ่งอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (single-input single-output: SISO)

$$W_1 = K_W \frac{s+a}{s+b}, W_2 = I \quad (2.1)$$

โดยที่ K_W , a และ b มีค่ามากกว่าศูนย์ (positive values) และค่า W_1 กำหนดให้เป็นค่าแบบกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน ($a < b$) เพราะวาค่าเรโซแนนซ์สูงสุดของระบบวงรอบเปิดเกิดขึ้นที่ย่านความถี่ต่ำ

ส่วนค่าฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 และ W_2 ในระบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (multi-input single-output: MISO) และระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (multi-input multi-output: MIMO) จะกำหนดได้ดังสมการที่ (2.2)-(2.3) ตามลำดับ โดยที่สมการ (2.2)-(2.3) นี้จะกล่าวถึงในบทที่ 3-4 ต่อไป

$$W_1 = \begin{bmatrix} K_{W1} \frac{s+a_1}{s+b_1} & 0 \\ 0 & K_{W2} \frac{s+a_2}{s+b_2} \end{bmatrix}, W_2 = I \quad (2.2)$$

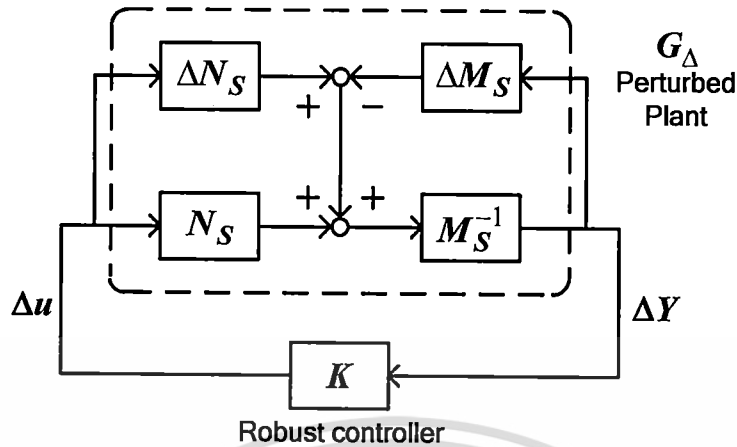
โดยที่ K_{W1} , a_1 , b_1 , K_{W2} , a_2 และ b_2 มีค่ามากกว่าศูนย์ และค่า W_1 กำหนดให้เป็นค่าแบบกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน ($a_1 < b_1$ และ $a_2 < b_2$)

$$W_1 = \begin{bmatrix} K_{W1} \frac{s+a_1}{s+b_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{W2} \frac{s+a_2}{s+b_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{W3} \frac{s+a_3}{s+b_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{W4} \frac{s+a_4}{s+b_4} \end{bmatrix}, W_2 = I \quad (2.3)$$

โดยที่ K_{W1} , a_1 , b_1 , K_{W2} , a_2 , b_2 , K_{W3} , a_3 , b_3 , K_{W4} , a_4 และ b_4 มีค่ามากกว่าศูนย์ และค่า W_1 กำหนดให้เป็นค่าแบบกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน ($a_1 < b_1$, $a_2 < b_2$, $a_3 < b_3$ และ $a_4 < b_4$)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 การคำนวณค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพคงทน (robust stability margin)



รูปที่ 2.2 ปัญหาการทำเสถียรภาพคงทน \$H_\infty\$

โดยทั่วไปแล้วความไม่แน่นอนในระบบไฟฟ้ากำลังส่วนใหญ่ จะเป็นสิ่งที่เกิดขึ้น โดยไม่ได้คาดการณ์ไว้ล่วงหน้า เช่น การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบ, การเปลี่ยนแปลงกำลังการผลิต และโหลด เป็นต้น ซึ่งนิยามได้เป็นความไม่แน่นอนในระบบที่ไร้โครงสร้าง (unstructured system uncertainties) และไม่สามารถแสดงด้วยหลักการทางคณิตศาสตร์ได้ ดังนั้นวิธีตัวประกอบเฉพาะร่วม (coprime factorization) จึงได้นำมาประยุกต์ใช้แทนความไม่แน่นอนในระบบ ส่วนระบบที่จัดสถานะ \$G_S\$ นั้นได้นิยามในรูปแบบของตัวประกอบเฉพาะร่วมซ้ายทำให้เป็นปกติ (normalized left coprime factor) ดังสมการที่ (2.4)

$$G_S = M_S^{-1} N_S \tag{2.4}$$

และระบบที่รบกวน \$G_\Delta\$ (perturbed plant \$G_\Delta\$) นิยามได้ดังสมการที่ (2.5)

$$G_\Delta = \left\{ (M_S + \Delta M_S)^{-1} (N_S + \Delta N_S) : \left\| \begin{bmatrix} \Delta N_S & \Delta M_S \end{bmatrix} \right\|_\infty \leq 1/\gamma \right\} \tag{2.5}$$

โดยที่ \$\Delta M_S\$ และ \$\Delta N_S\$ คือ ค่าฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ที่ไม่ทราบค่า ซึ่งอธิบายถึงความไม่แน่นอนในระบบ \$G\$ ดังนั้นปัญหาการทำเสถียรภาพคงทน \$H_\infty\$ สามารถที่จะกำหนดขึ้นมาได้จากค่า \$G_\Delta\$ และ \$K\$ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 และวัตถุประสงค์ในการออกแบบการควบคุมแบบคงทนนั้นไม่เพียงแต่ที่จะทำให้มีเสถียรภาพในระบบ \$G\$ แล้ว แต่ยังจะทำให้มีเสถียรภาพในสมาชิกทั้งหมดของ \$G_\Delta\$ ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมการที่ (2.5) ค่า $1/\gamma$ คือ ค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพคงทน ดังนั้นค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพที่มากที่สุดภายใต้ความไม่แน่นอนในระบบนั้น สามารถที่จะคำนวณได้จากค่าที่ต่ำที่สุดของ γ หรือเรียกว่า γ_{min} โดยค่า γ_{min} นั้นแสดงถึงขนาดที่มากที่สุดของความไม่แน่นอนในระบบ ซึ่งค่า γ_{min} คำนวณได้จากสมการที่ (2.6)

$$\gamma_{min} = \sqrt{1 + \lambda_{max}(XZ)} \quad (2.6)$$

โดยที่ $\lambda_{max}(XZ)$ คือ ค่าเฉพาะจง (eigenvalue) ที่มีค่ามากที่สุดของ XZ และสำหรับสมการปริภูมิสถานะ (state-space) ที่ต่ำที่สุด (A, B, C, D) ของ G_S นั้นค่า X และ Z คือผลเฉลยที่มีค่าเป็นบวกซึ่งคำนวณจากสมการริคคาตี (Riccati) ดังนี้

$$(A - BS^{-1}D^TC)^T X + X(A - BS^{-1}D^TC) - XBS^{-1}B^T X + C^T R^{-1}C = 0 \quad (2.7)$$

และ

$$(A - BS^{-1}D^TC)Z + Z(A - BS^{-1}D^TC)^T - ZC^T R^{-1}CZ + BS^{-1}B^T = 0 \quad (2.8)$$

โดยที่ $R = I + DD^T$ และ $S = I + D^T D$ ดังนั้นค่า γ_{min} ในสมการที่ (2.6) สามารถคำนวณออกมาได้โดยไม่ต้องคำนวณวิธีวนซ้ำ (iterative method) และเพื่อที่จะยืนยันเสถียรภาพคงทนในระบบ G ค่าฟังก์ชันนำหน้าจึงเลือกให้อยู่ภายใต้เงื่อนไขของ $1.0 \leq \gamma_{min} < 4.0$ [51-53]

2.1.4 ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function)

จากรูปที่ 2.1 ค่า $W_2 = I$ ดังนั้นค่า K_∞ สามารถที่จะจัดรูปแบบของสมการได้ใหม่ดังนี้

$$K_\infty = W_1^{-1}K(s) \quad (2.9)$$

จาก [51-53] ปัจจัย และเงื่อนไขที่เป็นของตัวควบคุมแบบคงทน $K(s)$ คือ

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_S K_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_S \end{bmatrix} \right\|_\infty \leq \gamma \quad (2.10)$$

แทนค่าสมการที่ (2.9) ลงในสมการที่ (2.10) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}K(s) \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1}K(s))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \leq \gamma \quad (2.11)$$

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอฟังก์ชันวัตถุประสงค์ 2 แบบดังต่อไปนี้

แบบที่ 1 ฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับ

- เลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนัก

$$\text{Minimize } \gamma_{\min} \quad (2.12)$$

เงื่อนไขบังคับ

$$K_{W,\min} \leq K_W \leq K_{W,\max}$$

$$a_{\min} \leq a \leq a_{\max}$$

$$b_{\min} \leq b \leq b_{\max}$$

$$a < b$$

$$\gamma_{\min,\min} \leq \gamma_{\min} \leq \gamma_{\min,\max} \quad (2.13)$$

โดยที่ $K_{W,\min}$, a_{\min} และ b_{\min} คือ ค่าพารามิเตอร์ต่ำที่สุดของฟังก์ชันน้ำหนักตามลำดับ, $K_{W,\max}$, a_{\max} และ b_{\max} คือ ค่าพารามิเตอร์สูงที่สุดของฟังก์ชันน้ำหนักตามลำดับ, $\gamma_{\min,\min}$ และ $\gamma_{\min,\max}$ คือ ค่า γ_{\min} ที่ต่ำที่สุด และสูงที่สุดตามลำดับ

- หาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทน

$$\text{Minimize } \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}K(s) \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1}K(s))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (2.14)$$

เงื่อนไขบังคับ

$$K_{\min} \leq K \leq K_{\max} \quad (2.15)$$

โดยที่ K_{\min} และ K_{\max} คือ ค่าต่ำที่สุด และสูงที่สุดของพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทนตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธี PSO นำมาประยุกต์ใช้เพื่อหาค่าเหมาะสมของฟังก์ชันน้ำหนักในสมการที่ (2.12) และหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทนในสมการที่ (2.14) ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าไม่สะดวกต่อการออกแบบ เพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ จึงนำเสนอให้หาค่าฟังก์ชันน้ำหนัก และค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทนพร้อมกันในขั้นตอนเดียวดังแสดงในแบบที่ 2

แบบที่ 2 ฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับเลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนัก และหาค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทน

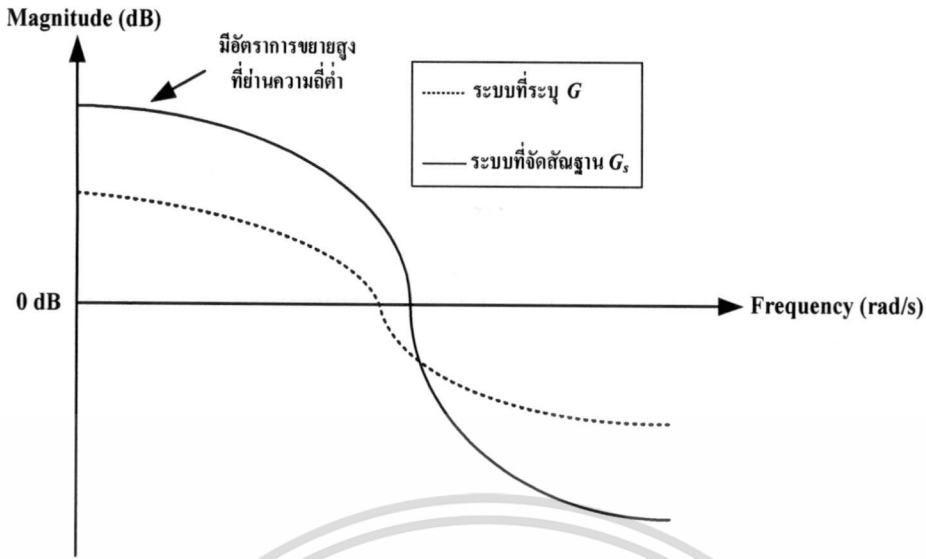
$$\text{Minimize } \gamma_{\min} + \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(s) \end{bmatrix} (I - G_S W_1^{-1} K(s))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_S \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (2.16)$$

เงื่อนไขบังคับ

$$\begin{aligned} K_{W,\min} &\leq K_W \leq K_{W,\max} \\ a_{\min} &\leq a \leq a_{\max} \\ b_{\min} &\leq b \leq b_{\max} \\ a &< b \\ \gamma_{\min,\min} &\leq \gamma_{\min} \leq \gamma_{\min,\max} \\ |G|_{dB,f} &< |G_S|_{dB,f} \\ K_{\min} &\leq K \leq K_{\max} \end{aligned} \quad (2.17)$$

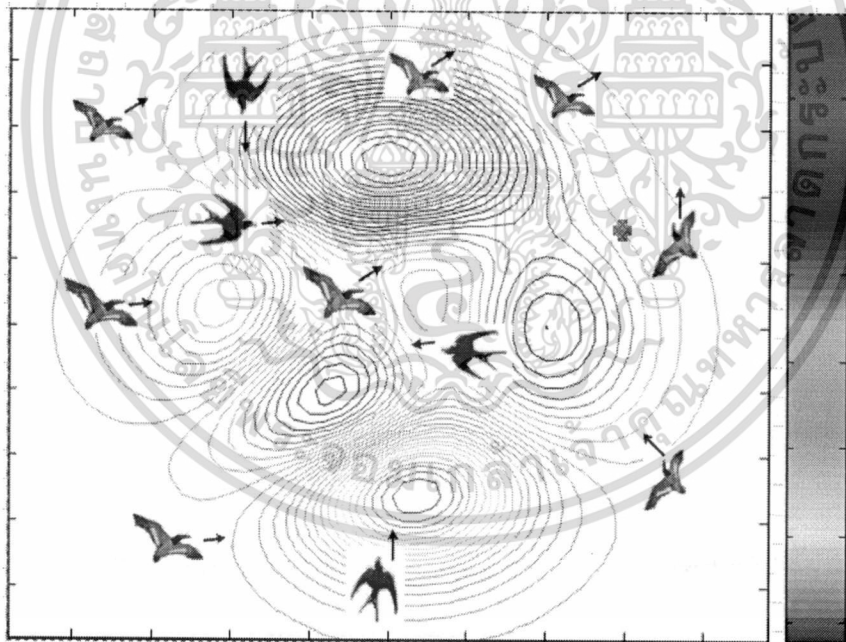
โดยที่ $K_{W,\min}$, a_{\min} และ b_{\min} คือ ค่าพารามิเตอร์ต่ำที่สุดของฟังก์ชันน้ำหนักตามลำดับ, $K_{W,\max}$, a_{\max} และ b_{\max} คือ ค่าพารามิเตอร์สูงที่สุดของฟังก์ชันน้ำหนักตามลำดับ, $\gamma_{\min,\min}$ และ $\gamma_{\min,\max}$ คือ ค่า γ_{\min} ที่ต่ำที่สุด และสูงที่สุดตามลำดับ, $|G|_{dB,f}$ และ $|G_S|_{dB,f}$ คือ ค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่ระบบ G และระบบที่จัดสัญญาณ G_S ที่ย่านความถี่ต่ำตามลำดับ, K_{\min} และ K_{\max} คือ ค่าต่ำที่สุด และสูงที่สุดของพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทน K ตามลำดับ

จากสมการที่ (2.16) พารามิเตอร์ของฟังก์ชันน้ำหนัก และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบคงทน K ได้ออกแบบพร้อมกันด้วยวิธี PSO ส่วนค่าฟังก์ชันน้ำหนักได้เลือกอย่างเหมาะสมด้วยการปรับค่า γ_{\min} เพื่อที่จะทำให้ค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดสัญญาณ G_S มีค่ามากกว่าค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่ระบบ G ที่ย่านความถี่ต่ำ โดยมีค่าอัตราการ roll-off ประมาณ 20 dB/decade [51-53] ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 อัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดสัญญาณ G_s และระบบที่ระบุ G

2.2 วิธีกลุ่มอนุภาค (PSO)



รูปที่ 2.4 หลักการ และแนวคิดพื้นฐานของวิธี PSO

วิธี PSO ได้นำเสนอเป็นครั้งแรกโดย Kennedy และ Eberhart [27] ในปี ค.ศ. 1995 ซึ่งได้รับแรงบันดาลใจมาจากพฤติกรรมการอยู่รวมกันเป็นกลุ่มของสัตว์ เช่น ผีเสื้อกลางคืน หรือฝูงปลา เป็นต้น ดังแสดงในรูปที่ 2.4 วิธี PSO เป็นวิธีการหาค่าที่เหมาะสม โดยอาศัยการค้นหาแบบกลุ่มประชากร (population) แต่ละตัวดำเนินการ เรียกว่า อนุภาค (particle) ซึ่งสามารถเคลื่อนย้ายตำแหน่งได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนุภาคนี้อาจรวมตัวกันเป็นกลุ่ม และบินอยู่ในขอบเขตที่ต้องการค้นหา ในระหว่างบินนั้นแต่ละอนุภาคจะเคลื่อนย้ายตำแหน่งโดยอาศัยการอ้างอิงตำแหน่งของตัวเอง และตำแหน่งของอนุภาคใกล้เคียงที่บินผ่านมาแล้ว เพื่อใช้หาทิศทางเคลื่อนที่ต่อไป จนกว่าจะค้นพบคำตอบที่ดีที่สุด ซึ่งอาจจะค้นพบด้วยตัวเอง หรืออนุภาคใกล้เคียง และวิธี PSO ยังสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติได้ง่าย และมีคุณลักษณะการลู่เข้าหาคำตอบ (convergence characteristic) และประสิทธิภาพของการคำนวณที่ดีมาก

2.2.1 องค์ประกอบของวิธี PSO

รายละเอียดขององค์ประกอบวิธี PSO พิจารณาได้ดังต่อไปนี้

กำหนดให้

g คือ มิติ (dimension) ของขอบเขตที่ต้องการค้นหา

$x_j = (x_{j,1}, x_{j,2}, \dots, x_{j,g})$ แทนตำแหน่งของอนุภาคที่ j

$v_j = (v_{j,1}, v_{j,2}, \dots, v_{j,g})$ แทนอัตราความเร็วสำหรับอนุภาคที่ j

$pbest_j = (pbest_{j,1}, pbest_{j,2}, \dots, pbest_{j,g})$ แทนตำแหน่งดีที่สุดที่ค้นหามาแล้วของอนุภาคที่ j

$gbest_g$ แทนตำแหน่งของอนุภาคที่ค้นหาคำตอบได้ดีที่สุดจากอนุภาคทั้งหมด

ดังนั้นการเปลี่ยนความเร็ว และตำแหน่งของแต่ละอนุภาค สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$v_{j,g}^{(t+1)} = \omega \cdot v_{j,g}^{(t)} + c_1 \cdot rand(\cdot) \cdot (pbest_{j,g} - x_{j,g}^{(t)}) + c_2 \cdot Rand(\cdot) \cdot (gbest_g - x_{j,g}^{(t)}) \quad (2.18)$$

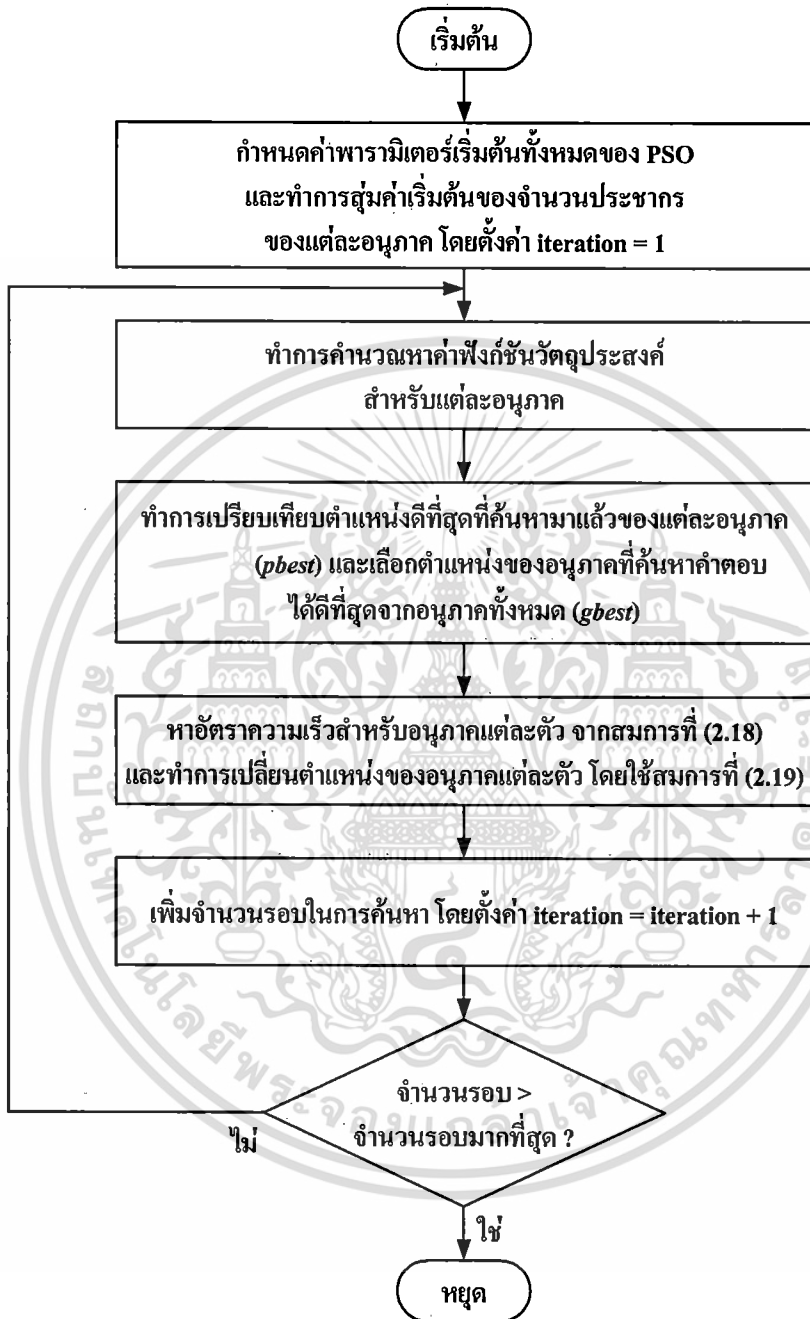
$$x_{j,g}^{(t+1)} = x_{j,g}^{(t)} + v_{j,g}^{(t+1)} \quad (2.19)$$

โดยที่

- n คือ จำนวนอนุภาคในกลุ่ม
- m คือ จำนวนตัวแปร
- t คือ ครั้งที่ทำการค้นหา (iteration)
- $v_{j,g}^{(t)}$ คือ ความเร็วของอนุภาคที่ j ในรอบที่ t โดยที่ $v_g^{min} \leq v_{j,g}^{(t)} \leq v_g^{max}$
- ω คือ แฟกเตอร์น้ำหนักความเฉื่อย (inertial weight factor)
- c_1, c_2 คือ ค่าคงที่ของอัตราเร่ง (acceleration constant)
- $rand(\cdot), Rand(\cdot)$ คือ ค่าที่ได้จากการสุ่มในช่วง $[0,1]$
- $x_{j,g}^{(t)}$ คือ ตำแหน่งปัจจุบันของอนุภาคที่ j ในรอบที่ t

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 6 ตรวจสอบเงื่อนไขการหยุดดำเนินการ ถ้ายังไม่ตรงตามเงื่อนไข ให้วนกลับไปทำขั้นตอนที่ 2 แต่ถ้าตรงตามเงื่อนไข ให้หยุดดำเนินการ



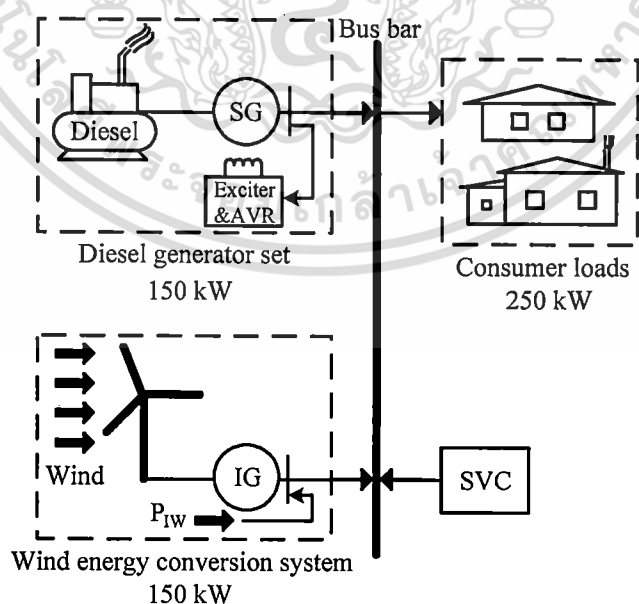
รูปที่ 2.5 ขั้นตอนการดำเนินงานของวิธี PSO

บทที่ 3

การทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าแบบคงทนในระบบไฮบริดระหว่าง เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ

บทนี้จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้วิธีควบคุมการจัตุฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง เพื่อออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของตัวชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนแบบสถิต (static var compensator: SVC) และตัวรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ (automatic voltage regulator: AVR) เพื่อทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าแบบคงทนในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ โครงสร้างของตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC และ AVR คือ แบบพีไอดี วิธีตัวประกอบเฉพาะร่วมประยุกต์ใช้เพื่อจำลองปัญหาของความไม่แน่นอนในระบบที่ไร้โครงสร้าง โดยเงื่อนไขของสมรรถนะ และเสถียรภาพคงทนบนพื้นฐานของวิธีการจัตุฐานวงรอบ H_∞ สร้างขึ้นมาเป็นสมการของปัญหาการหาค่าเหมาะสม และวิธี PSO ใช้เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอดีของ SVC และ AVR พร้อมกัน ผลลัพธ์ที่ได้จากการทดสอบแบบจำลองยืนยันถึงประสิทธิภาพผลของการควบคุม และความคงทนที่ดีกว่าตัวควบคุมชนิดพีไอดีของ SVC และ AVR ที่ออกแบบโดยวิธี Lyapunov [44-50]

3.1 แบบจำลองระบบ (system modeling)



รูปที่ 3.1 ระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซล

แบบแยกอิสระชนิดสลิป/ความเร็วซึ่งเปลี่ยนแปลงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลด และได้เพื่อไว้สำหรับความต้องการของโหลดที่จะอาจจะเพิ่มขึ้นในอนาคต 50 kW ส่วน SVC ได้ออกแบบมาที่พิกัด 212.5 kVAR เพื่อชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าไปในระบบ โดยทั่วไปแล้วการเปลี่ยนแปลงของโหลดกำลังไฟฟ้าเสมือน และการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักหน้ลคือ ปัญหาของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าระบบ ดังนั้นเพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ SVC และ AVR จึงนำมาใช้เพื่อชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนในระบบ และทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าลดลง

แบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้นของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 3.1 แสดงได้ดังรูปที่ 3.2 โดยที่รายละเอียดของแบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้นได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข และพารามิเตอร์ของระบบได้แสดงไว้ในภาคผนวก ค ดังนั้นสมการปริภูมิสถานะที่ทำให้เป็นเชิงเส้นแสดงได้ดังสมการ

$$\dot{\Delta X} = A\Delta X + B\Delta u \quad (3.1)$$

$$\Delta Y = C\Delta X + D\Delta u \quad (3.2)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{K_E}{T_E} & \frac{1}{T_E} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_F K_E}{T_F T_E} & \frac{K_F}{T_F T_E} & \frac{1}{T_F} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K_5}{T_G} & 0 & 0 & -\frac{1}{T_G} & 0 & 0 & \frac{K_6}{T_G} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_a} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_d} & -\frac{1}{T_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_V K_1}{T_V} & 0 & \frac{K_V K_4}{T_V} & \frac{1}{T_V} & (-1 + K_V K_2 + K_V K_3 - K_V K_8) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_a}{T_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_A}{T_A} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.4)$$

$$C = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (3.5)$$

$$D = [0 \ 0] \quad (3.6)$$

$$\Delta \alpha = K_{PSVC}(s)(\Delta V_{ref} - \Delta V) \quad (3.7)$$

$$\Delta V'_a = K_{PAVR}(s)(\Delta V_{ref} - \Delta V - \Delta V_f) \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_{PSVC}(s) = K_{P1} + \frac{K_{I1}}{s} + \frac{K_{D1}s}{\tau_{d1}s + 1} \quad (3.9)$$

$$K_{PAVR}(s) = K_{P2} + \frac{K_{I2}}{s} + \frac{K_{D2}s}{\tau_{d2}s + 1} \quad (3.10)$$

โดยที่ $\Delta X = [\Delta E_{fd} \ \Delta V_a \ \Delta V_f \ \Delta E'_q \ \Delta B'_{SVC} \ \Delta B_{SVC} \ \Delta V]^T$ คือ เวกเตอร์สถานะ, ΔE_{fd} คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้ากระตุ้น (exciter voltage), ΔV_a คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าขยาย (amplifier output voltage), ΔV_f คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับกระตุ้น (exciter feedback voltage), $\Delta E'_q$ คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงเคลื่อนไฟฟ้าอาร์เมเจอร์ภายใน (internal armature emf), $\Delta B'_{SVC}$ คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของสัญญาณขาออกจากการประวิงการจุดชนวนไทรสเตอร์ (thyristor firing delay block), ΔB_{SVC} คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของซัสเซปแทนซ์เสมือน (reactive susceptance), ΔV คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วบัส (bus terminal voltage), เวกเตอร์อินพุตคือ $\Delta u = [\Delta \alpha \ \Delta V'_a]^T$ โดยที่ $\Delta \alpha$ คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของมุมการจุดชนวน (firing angle) จากตัวควบคุมพีไอดีของ SVC, $\Delta V'_a$ คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของสัญญาณควบคุมจากตัวควบคุมพีไอดีของ AVR, เวกเตอร์เอาต์พุตคือ $\Delta Y = [\Delta V]$ ระบบในสมการที่ (3.1) เป็นระบบที่ระบุ G โครงสร้างของตัวควบคุม SVC และ AVR คือ แบบพีไอดี จากสมการที่ (3.9)-(3.10) พารามิเตอร์ของ K_{P1} , K_{I1} , K_{D1} และ τ_{d1} สำหรับ SVC และ K_{P2} , K_{I2} , K_{D2} และ τ_{d2} สำหรับ AVR หาค่าอย่างเหมาะสมด้วยวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนที่ได้นำเสนอ

3.2 การกำหนดปัญหาการหาค่าเหมาะสม (optimization problem formulation)

ปัญหาการหาค่าเหมาะสมในบทนี้จะแยกพิจารณาออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนที่หนึ่งจะเป็นการหาค่าเหมาะสมของฟังก์ชันน้ำหนัก และส่วนที่สองจะเป็นการหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC และ AVR โดยทั้งสองส่วนนี้จะใช้วิธี PSO ช่วยในการออกแบบ

3.2.1 การเลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนัก

จากรูปที่ 3.2 ระบบเป็นแบบ MISO ดังนั้นค่าฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 และ W_2 กำหนดได้ดังสมการที่ (3.11)

$$W_1 = \begin{bmatrix} K_{W1} \frac{s+a_1}{s+b_1} & 0 \\ 0 & K_{W2} \frac{s+a_2}{s+b_2} \end{bmatrix}, W_2 = I \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ K_{W1} , a_1 , b_1 , K_{W2} , a_2 และ b_2 มีค่ามากกว่าศูนย์ และค่า W_1 กำหนดให้เป็นค่าแบบกรอง สัญญาณความถี่สูงผ่าน ($a_1 < b_1$ และ $a_2 < b_2$)

โดยปกติแล้วการเลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนักนั้นจะเลือกแบบลองผิดลองถูก (trial and error) ซึ่งจะเลือกได้อย่างเหมาะสมนั้น จะต้องขึ้นอยู่กับประสบการณ์ในการออกแบบ ดังนั้นเพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ ค่าฟังก์ชันน้ำหนักสามารถเลือกโดยพิจารณาจากสมการดังนี้

$$\text{Minimize } \gamma_{\min} \quad (3.12)$$

เงื่อนไขบังคับ

$$\begin{aligned} K_{W1,\min} &\leq K_{W1} \leq K_{W1,\max} \\ a_{1,\min} &\leq a_1 \leq a_{1,\max}, \quad b_{1,\min} \leq b_1 \leq b_{1,\max} \\ K_{W2,\min} &\leq K_{W2} \leq K_{W2,\max} \\ a_{2,\min} &\leq a_2 \leq a_{2,\max}, \quad b_{2,\min} \leq b_2 \leq b_{2,\max} \\ a_1 &< b_1, \quad a_2 < b_2 \\ \gamma_{\min,\min} &\leq \gamma_{\min} \leq \gamma_{\min,\max} \end{aligned} \quad (3.13)$$

โดยที่ $K_{W1,\min}$, $a_{1,\min}$, $b_{1,\min}$, $K_{W2,\min}$, $a_{2,\min}$ และ $b_{2,\min}$ คือ ค่าพารามิเตอร์ต่ำที่สุดของฟังก์ชันน้ำหนักตามลำดับ, $K_{W1,\max}$, $a_{1,\max}$, $b_{1,\max}$, $K_{W2,\max}$, $a_{2,\max}$ และ $b_{2,\max}$ คือ ค่าพารามิเตอร์สูงที่สุดของฟังก์ชันน้ำหนักตามลำดับ, $\gamma_{\min,\min}$ และ $\gamma_{\min,\max}$ คือ ค่า γ_{\min} ที่ต่ำที่สุด และสูงที่สุดตามลำดับ

3.2.2 การหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ตัวควบคุมของ SVC และ AVR

หลังจากเลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนักในสมการที่ (3.12) เรียบร้อยแล้ว ระบบที่จัดตั้งฐาน G_s จึงกำหนดขึ้นมาได้ ดังนั้นพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทนชนิดพีไอดีของ SVC และ AVR สามารถที่จะออกแบบได้โดยพิจารณาจากสมการดังนี้

$$\text{Minimize } \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}K(s) \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1}K(s))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (3.14)$$

เงื่อนไขบังคับ

$$\begin{aligned} K_{P1,\min} &\leq K_{P1} \leq K_{P1,\max}, \quad K_{I1,\min} \leq K_{I1} \leq K_{I1,\max} \\ K_{D1,\min} &\leq K_{D1} \leq K_{D1,\max}, \quad \tau_{d1,\min} \leq \tau_{d1} \leq \tau_{d1,\max} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_{P2,min} \leq K_{P2} \leq K_{P2,max}, K_{I2,min} \leq K_{I2} \leq K_{I2,max}$$

$$K_{D2,min} \leq K_{D2} \leq K_{D2,max}, \tau_{d2,min} \leq \tau_{d2} \leq \tau_{d2,max} \quad (3.15)$$

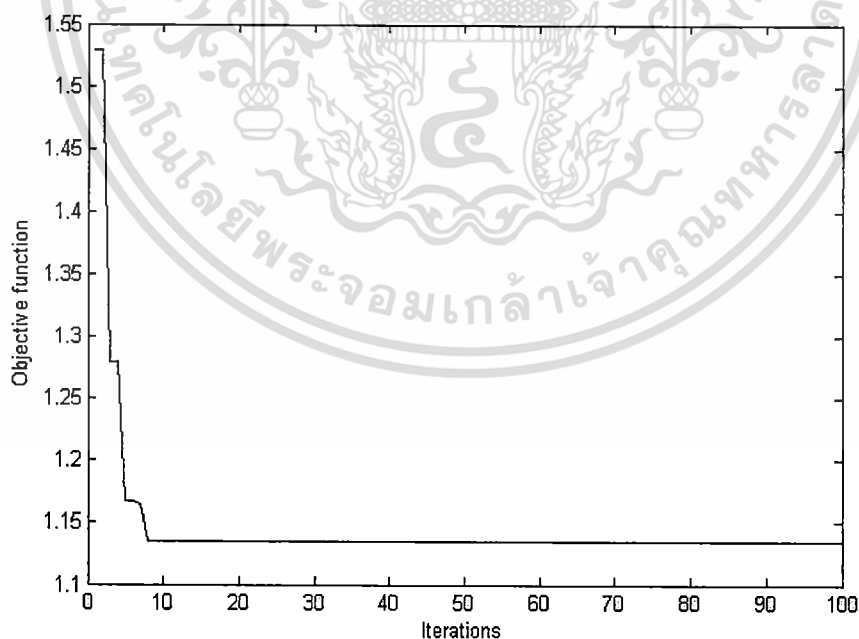
โดยที่ $K_{P1,min}$, $K_{I1,min}$, $K_{D1,min}$, $\tau_{d1,min}$, $K_{P1,max}$, $K_{I1,max}$, $K_{D1,max}$ และ $\tau_{d1,max}$ คือ ค่าต่ำที่สุดและสูงที่สุดของพารามิเตอร์พีไอดีของ SVC ตามลำดับ, $K_{P2,min}$, $K_{I2,min}$, $K_{D2,min}$, $\tau_{d2,min}$, $K_{P2,max}$, $K_{I2,max}$, $K_{D2,max}$ และ $\tau_{d2,max}$ คือ ค่าต่ำที่สุดและสูงที่สุดของพารามิเตอร์พีไอดีของ AVR ตามลำดับ โดยพารามิเตอร์ทั้งหมดนี้ออกแบบพร้อมกันด้วยวิธี PSO

3.3 ผลการจำลอง

ในการหาค่าเหมาะสมของฟังก์ชันน้ำหนักจากสมการที่ (3.12) นั้น พารามิเตอร์ของวิธี PSO กำหนดดังต่อไปนี้

$K_{W1} \in [1 \ 1000]$, $a_1 \in [1 \ 100]$, $b_1 \in [1 \ 100]$, $K_{W2} \in [1 \ 1000]$, $a_2 \in [1 \ 100]$, $b_2 \in [1 \ 100]$, $\gamma_{min} \in [1 \ 4]$, จำนวนของอนุภาค = 50, จำนวนรอบสูงสุด = 100, $c_1 = 2$, $c_2 = 2$, $w_{min} = 0.4$ และ $w_{max} = 0.9$

กราฟการลู่เข้าหาค่าตอบของการหาค่าฟังก์ชันน้ำหนักแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 โดยค่า $\gamma_{min} = 1.1352$



รูปที่ 3.3 กราฟการลู่เข้าหาค่าตอบของการหาค่าฟังก์ชันน้ำหนัก

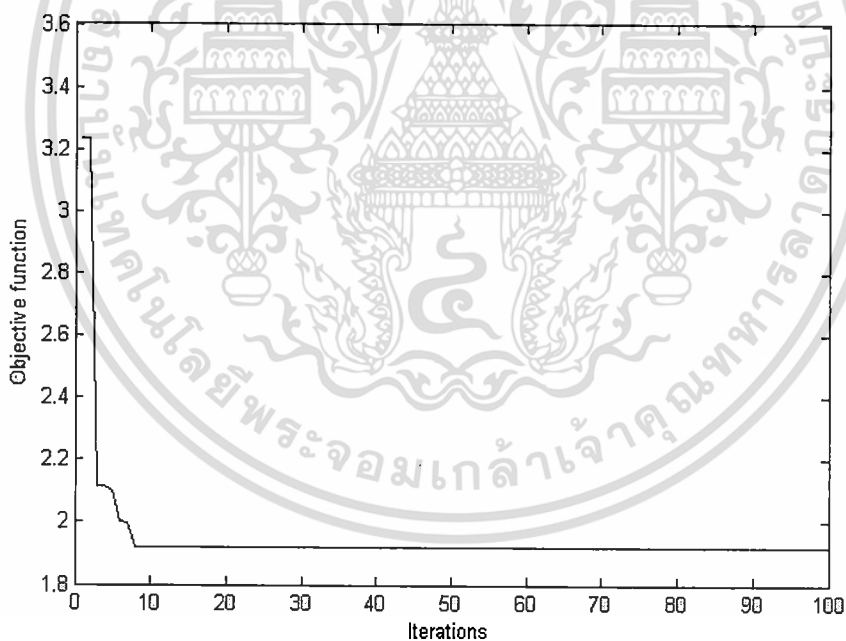
ดังนั้นค่าฟังก์ชันน้ำหนักคือ

$$W_1 = \begin{bmatrix} 785 \frac{s+41}{s+56} & 0 \\ 0 & 859 \frac{s+12}{s+94} \end{bmatrix}, W_2 = I \quad (3.16)$$

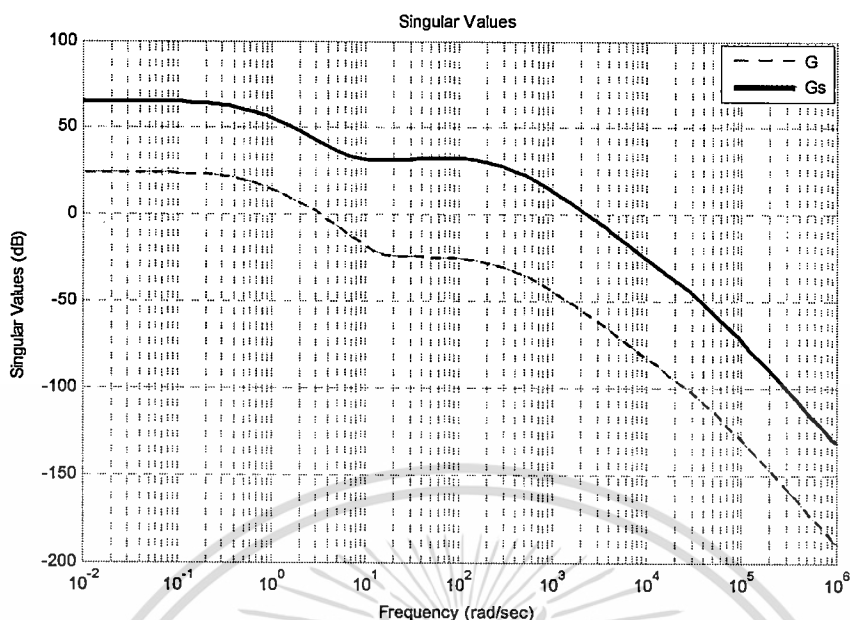
ระบบที่จัดตั้งฐาน G_S จึงสร้างขึ้นมาได้ และเพื่อที่จะทำการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC และ AVR ค่าขอบเขตการค้นหา และพารามิเตอร์ของวิธี PSO กำหนดได้ดังนี้

$K_{P1} \in [0.0001 \ 575]$, $K_{I1} \in [0.0001 \ 24000]$, $K_{D1} \in [0.0001 \ 10]$, $\tau_{d1} \in [0.0001 \ 10]$, $K_{P2} \in [0.0001 \ 100]$, $K_{I2} \in [0.0001 \ 100]$, $K_{D2} \in [0.0001 \ 10]$, $\tau_{d2} \in [0.0001 \ 10]$, จำนวนของอนุภาค = 50, จำนวนรอบสูงสุด = 100, $c_1 = 2$, $c_2 = 2$, $w_{min} = 0.4$ และ $w_{max} = 0.9$

กราฟการลู่เข้าหาค่าตอบของฟังก์ชันวัตถุประสงค์แสดงได้ดังรูปที่ 3.4 ส่วนกราฟอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดตั้งฐาน G_S และระบบที่ระบุ G แสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 กราฟการลู่เข้าหาค่าตอบของฟังก์ชันวัตถุประสงค์



รูปที่ 3.5 อัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดสัญญาณ G_S และระบบที่ระบุ G

จากรูปที่ 3.5 ค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดสัญญาณ G_S ที่ย่านความถี่ต่ำมีขนาดที่สูงกว่าระบบที่ระบุ G ซึ่งจะส่งผลให้สามารถตามรอยสมรรถนะ และต่อต้านสัญญาณรบกวนระบบได้ดีมากขึ้น

ดังนั้นตัวควบคุมแบบคงทนชนิดพีไอดีของ SVC (PSVC) และ AVR (PAVR) คือ

$$K_{PSVC}(s) = 49.92 + \frac{9001.8}{s} + \frac{0.0448s}{0.001s + 1} \quad (3.17)$$

$$K_{PAVR}(s) = 0.0097 + \frac{0.0008}{s} + \frac{0.0001s}{0.0009s + 1} \quad (3.18)$$

ในการศึกษาการจำลองนั้น ผลการจำลองของตัวควบคุมแบบคงทนของ SVC และ AVR หรือเรียกว่า PSVC & PAVR ได้เปรียบเทียบกับตัวควบคุมของ SVC และ AVR ใน [44] ซึ่งเรียกว่า CSVC & CAVR โดยพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอดีของ CSVC ได้ออกแบบอย่างเหมาะสมด้วยวิธี Lyapunov ซึ่งวิธีการออกแบบนี้จะคำนวณหาค่าดัชนีสมรรถนะ (performance index: η) ซึ่งจะพิจารณาจากค่า integral square error (ISE) ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าในสมการที่ (3.19) ให้มีค่าต่ำที่สุด

$$\eta = \int [\Delta V(t)]^2 dt \quad (3.19)$$

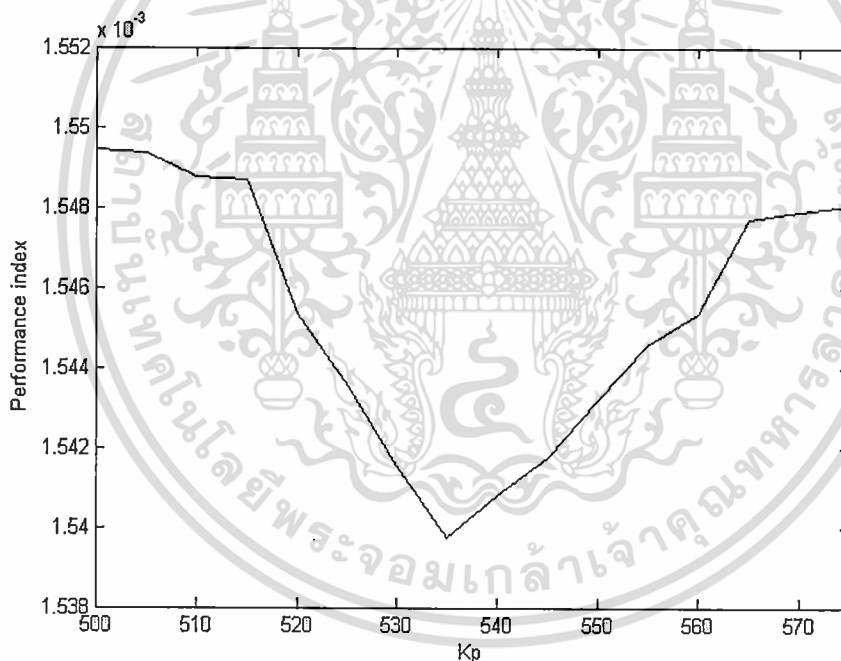
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามตัวควบคุม CAVR ใน [44-50] นั้นไม่ได้ติดตั้งมาพร้อมกับตัวควบคุมแบบพีไอดี โดย CAVR ประกอบด้วยบล็อกของ AVR ซึ่งเชื่อมต่ออนุกรมกับบล็อกตัวกระตุ้น (exciter) และตัวป้อนกลับของตัวทำเสถียรภาพ (stabilizer) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ดังนั้นจึงไม่มีการออกแบบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของตัวควบคุมแบบพีไอดีของ CAVR

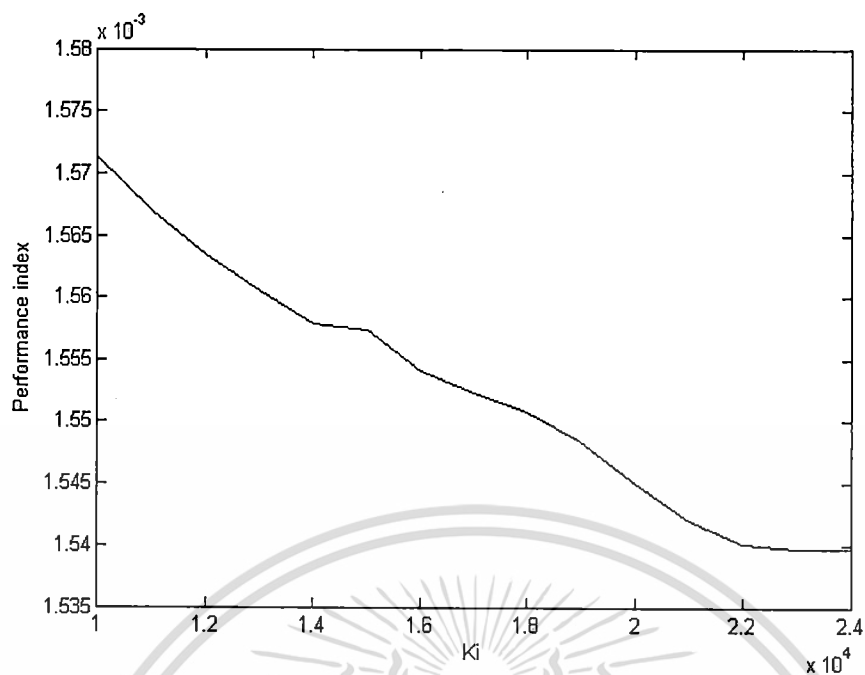
ในการหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ของตัวควบคุมของ CSVC นั้น ค่าดัชนีสมรรถนะในสมการที่ (3.19) ได้คำนวณในช่วงเวลา 2 วินาที ภายใต้โหลดกำลังไฟฟ้าเสมือนที่เพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 1% ดังนั้นเส้นกราฟดัชนีสมรรถนะของ K_p , K_I และ K_D แสดงได้ดังรูปที่ 3.6-3.8 ตามลำดับ

ดังนั้นตัวควบคุมแบบพีไอดีของ SVC (CSVC) คือ

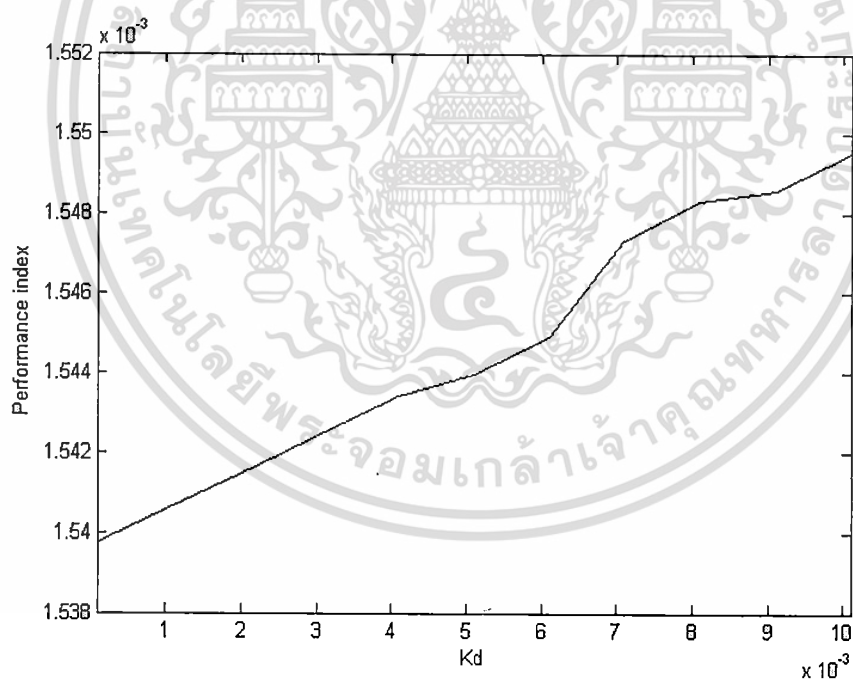
$$K_{CSVC}(s) = 535 + \frac{23000}{s} + 0.0001s \quad (3.20)$$



รูปที่ 3.6 ค่าดัชนีสมรรถนะกับ K_p



รูปที่ 3.7 ค่าดัชนีสมรรถนะกับ K_I

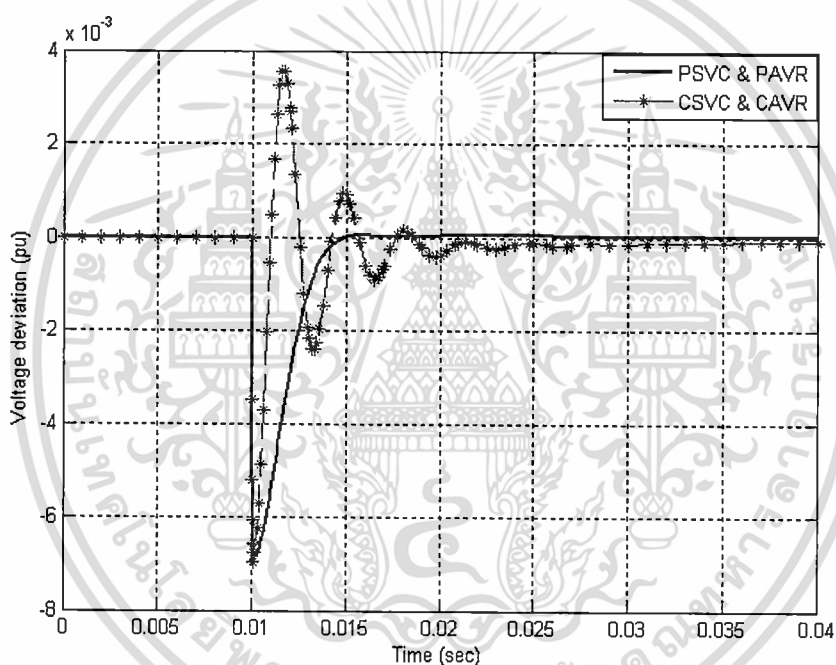


รูปที่ 3.8 ค่าดัชนีสมรรถนะกับ K_D

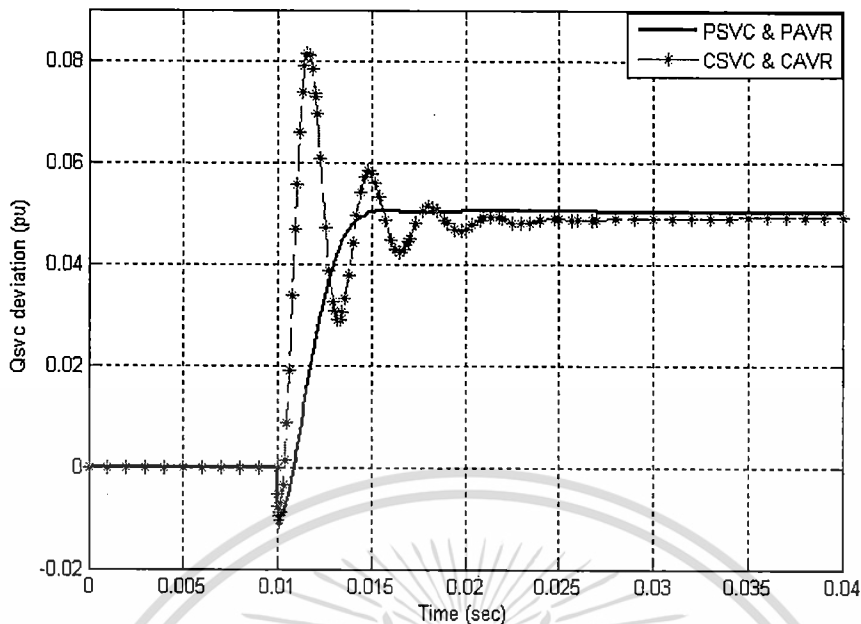
เพื่อที่จะตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุมแบบคงทน PSVC & PAVR ในที่นี้สมมติว่าการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ในโหลดกำลังไฟฟ้าเสมือน (ΔQ_L) ที่เวลา $t = 0.01$ วินาที ดังนั้นผลการตอบสนองชั่วคราว (transient response) ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วบัส (ΔV), การเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเสมือนของ SVC (ΔQ_{SVC}) และการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระตุ้น (ΔE_{fd}) แสดงได้ดังรูปที่ 3.9-3.11 ตามลำดับ

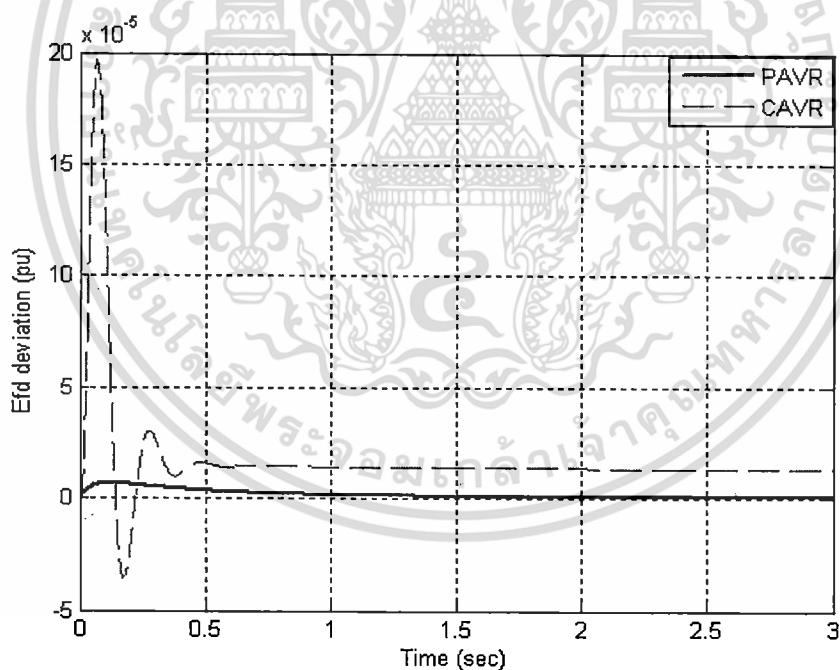
จากรูปที่ 3.9 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ของ CSVC & CAVR มีขนาดสูงมาก ในทางตรงกันข้าม PSVC & PAVR สามารถปรับปรุงผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ได้อย่างมาก ในรูปที่ 3.10 การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเสมือนทำให้น้อยลงได้อย่างมากด้วย PSVC เมื่อเปรียบเทียบกับ CSVC รูปที่ 3.11 แสดงว่าผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} ในกรณีของ CAVR มีขนาดสูงมาก และยังคงเกิดค่าความผิดพลาดสถานะคงตัว (steady state error) ในทางตรงกันข้ามผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} ในกรณีของ PAVR มีขนาดเล็กมาก และใช้เวลาประมาณ 1.5 วินาทีในการเข้าสู่ค่าศูนย์



รูปที่ 3.9 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔQ_L



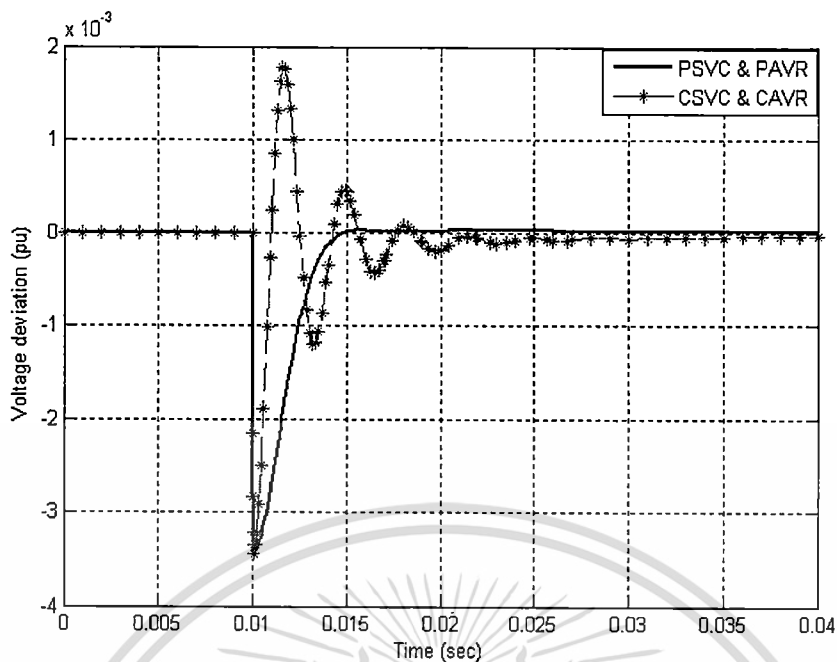
รูปที่ 3.10 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔQ_{svc} สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔQ_L



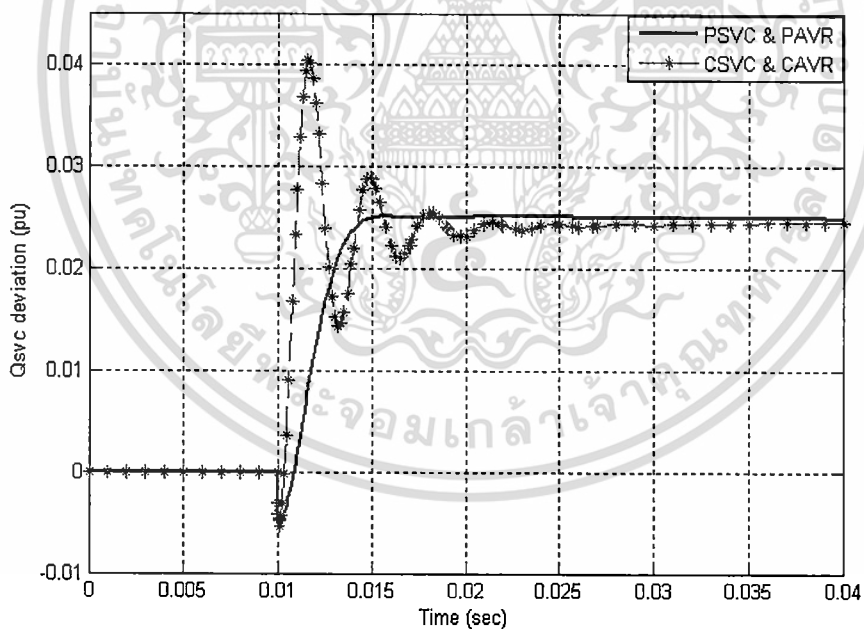
รูปที่ 3.11 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔQ_L

ผลการตอบสนองชั่วคราวที่ทดสอบภายใต้การเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ในกำลังไฟฟ้ากังหันลม ด้านเข้า (input wind power: ΔP_{TW}) ที่เวลา $t = 0.01$ วินาที แสดงได้ดังรูปที่ 3.12-3.14 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

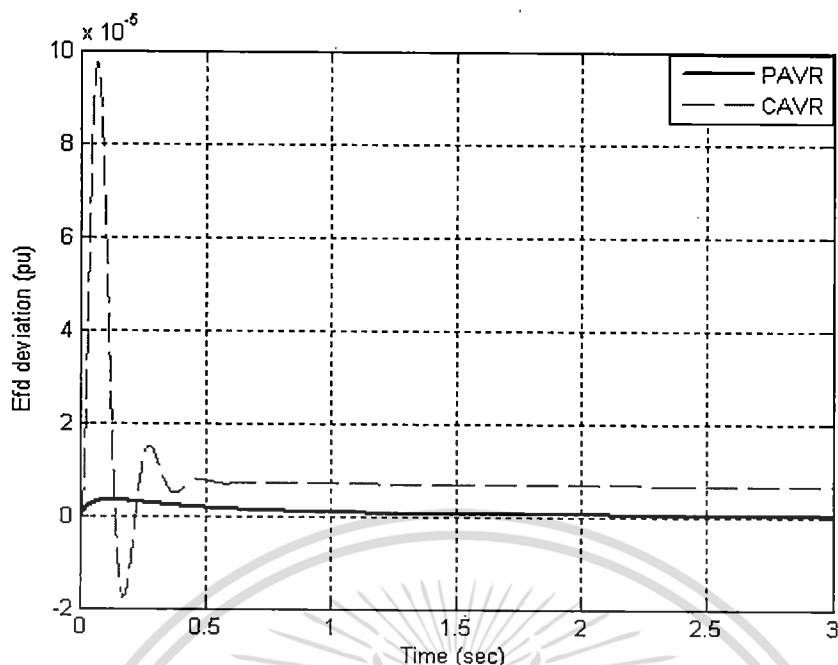


รูปที่ 3.12 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔP_{TW}



รูปที่ 3.13 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔQ_{SVC} สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔP_{TW}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

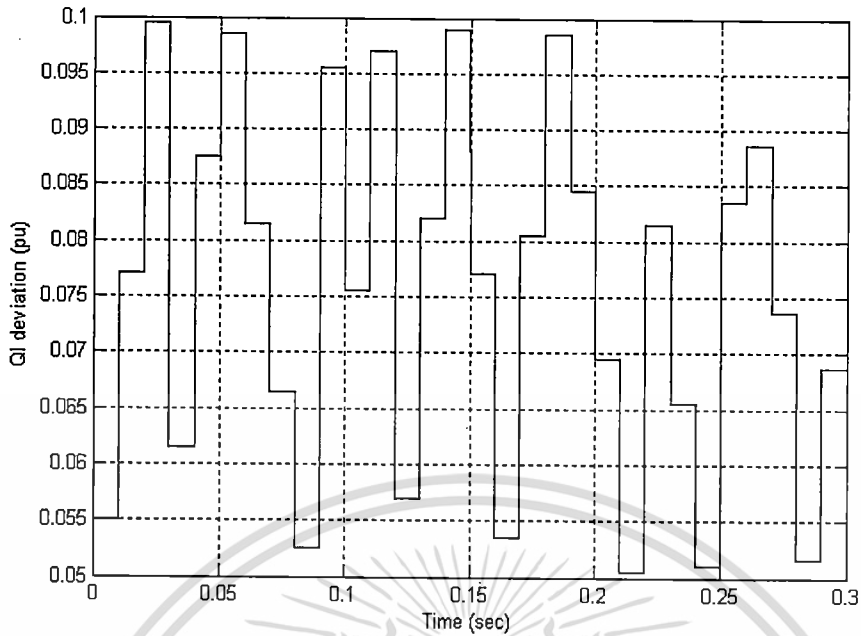


รูปที่ 3.14 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} สำหรับการเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันได 5% ของ ΔP_{TW}

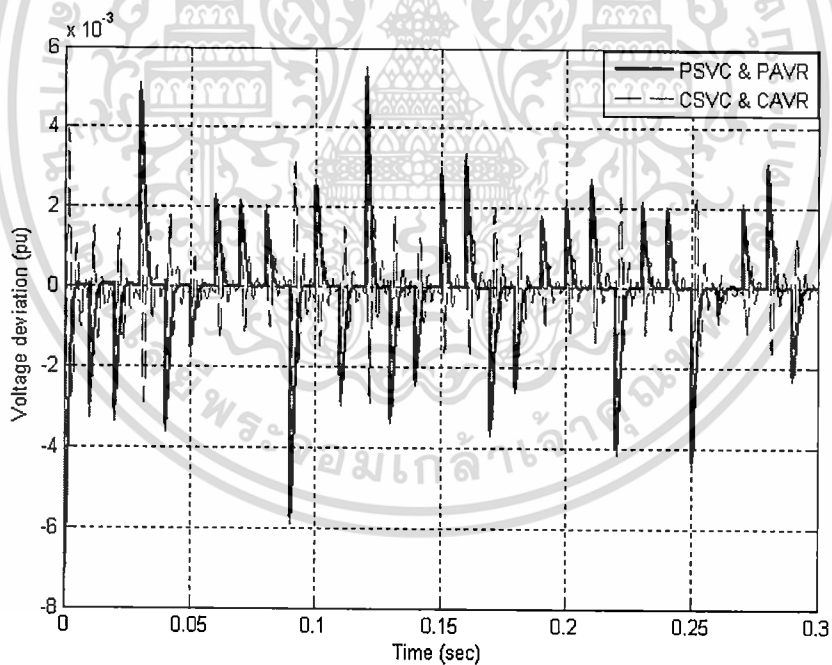
จากรูปที่ 3.12-3.13 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV และ ΔQ_{SVC} ในกรณีของ PSVC & PAVR ได้ปรับปรุงอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับ CSVC & CAVR ส่วนรูปที่ 3.14 แสดงให้เห็นผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} สามารถที่จะปรับปรุงได้อย่างมาก และค่าความผิดพลาดสถานะคงตัวได้กำจัดออกไปอย่างสมบูรณ์ด้วย PAVR เมื่อเปรียบเทียบกับ CAVR

เพื่อที่จะทำการทดสอบการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม (random load change) ดังนั้นจึงสมมติว่าการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่มในรูปที่ 3.15 ได้นำมาประยุกต์ใช้ในระบบ ดังนั้นผลการตอบสนองชั่วคราวแสดงได้ดังรูปที่ 3.16-3.18 ตามลำดับ

จากรูปที่ 3.16 จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่มมีขนาดที่สูงมากในกรณีของ CSVC & CAVR ในทางตรงกันข้ามการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าทำให้น้อยลงได้อย่างมากด้วย PSVC & PAVR เช่นเดียวกับการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเสมือนของ PSVC ต่ำกว่า CSVC ดังรูปที่ 3.17 ส่วนรูปที่ 3.18 แสดงให้เห็นว่าผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} ในกรณีของ CAVR มีขนาดที่สูงมาก ในทางตรงกันข้าม PAVR สามารถที่จะปรับปรุงผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} ได้ดีกว่า

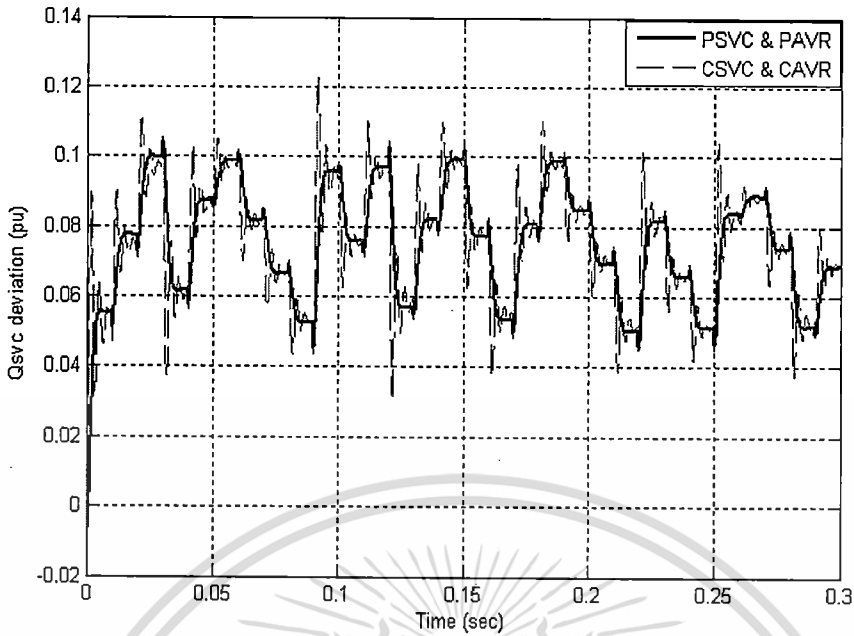


รูปที่ 3.15 การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม

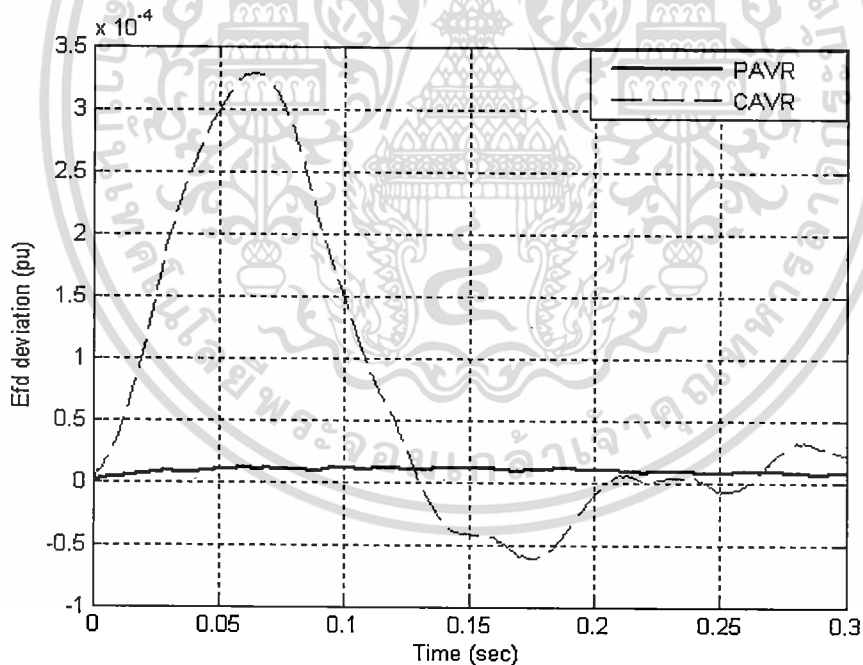


รูปที่ 3.16 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



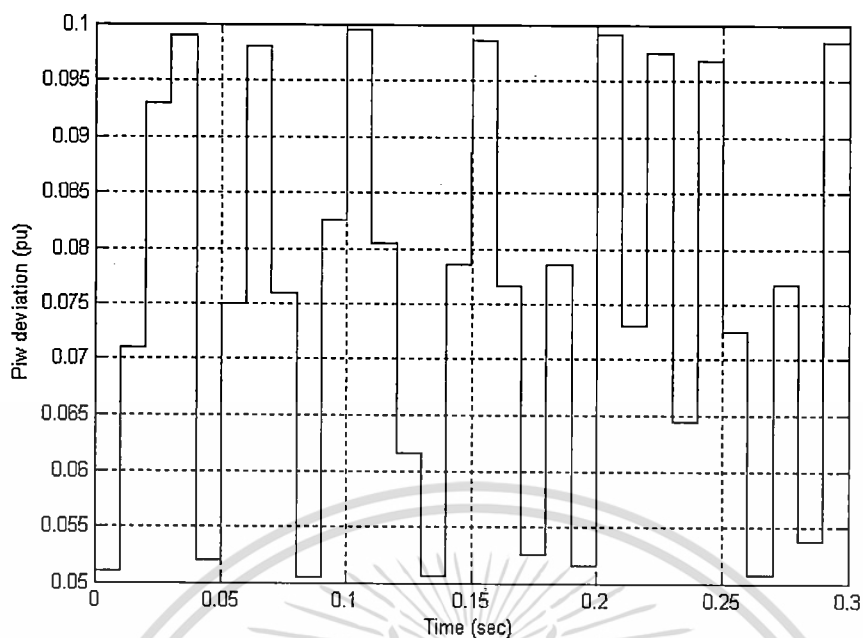
รูปที่ 3.17 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔQ_{svc} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม



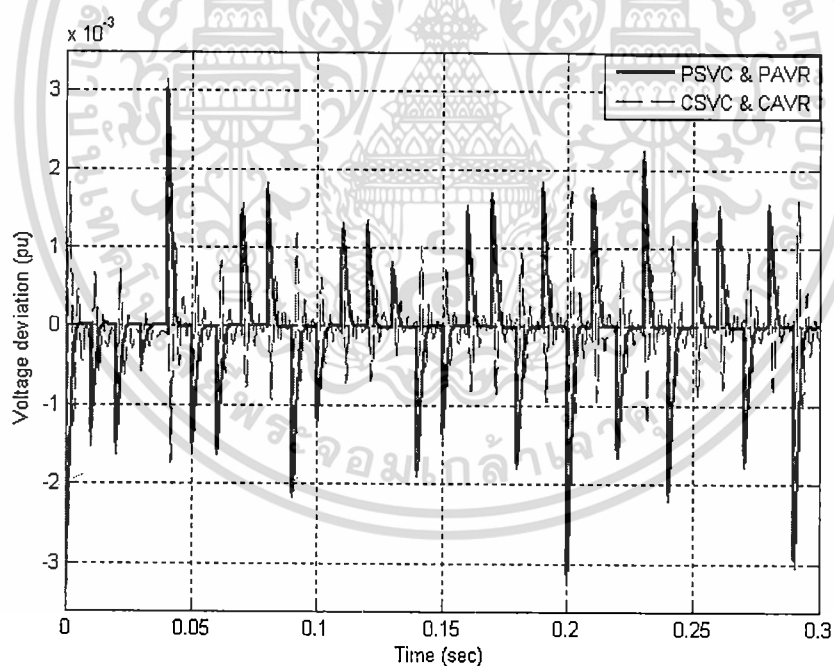
รูปที่ 3.18 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม

การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากังหันลมด้านเข้าแบบสุ่ม (random input wind power change) ที่สมมติขึ้นมาในรูปที่ 3.19 ได้นำมาประยุกต์ใช้ในระบบ ดังนั้นผลการตอบสนองชั่วคราวแสดงได้ดังรูปที่ 3.20-3.22 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

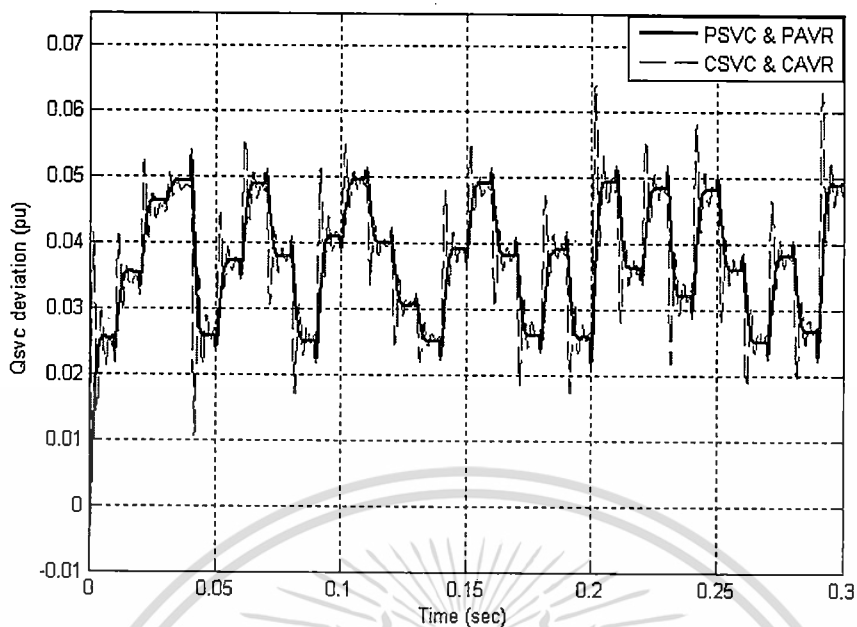


รูปที่ 3.19 การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักหน้ลมด้านเข้าแบบสุ่ม

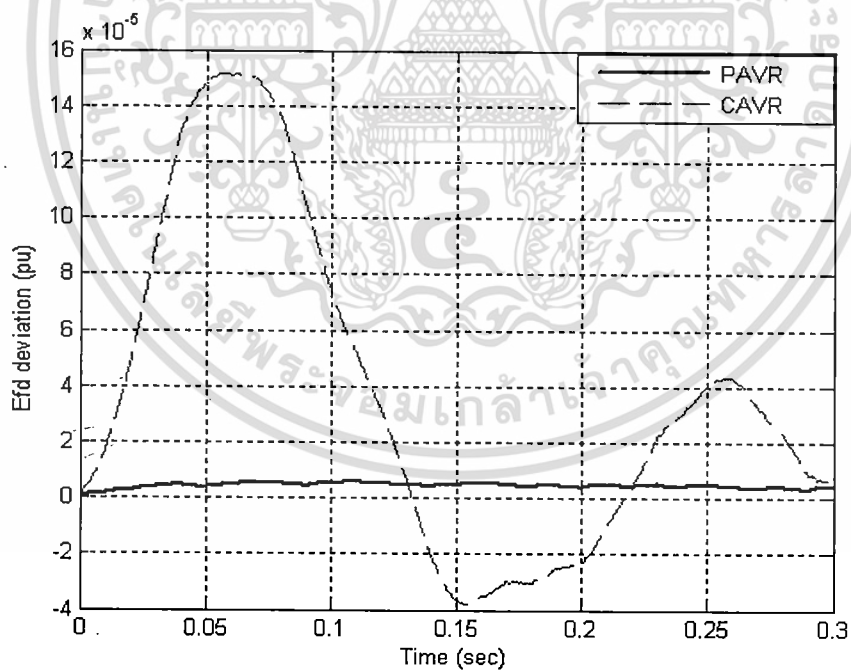


รูปที่ 3.20 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ภายใต้การเปลี่ยนแปลง
กำลังไฟฟ้ากักหน้ลมด้านเข้าแบบสุ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔQ_{svc} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักหน้ลด้านเข้าแบบสุ่ม



รูปที่ 3.22 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักหน้ลด้านเข้าแบบสุ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.20 แสดงให้เห็นว่า PSVC & PAVR ให้ผลการทำเสถียรภาพที่ดีกว่า CSVC & CAVR นอกจากนั้นในรูปที่ 3.21 ขนาด ΔQ_{SVC} ของ PSVC มีค่าต่ำกว่า CSVC ส่วนรูปที่ 3.22 แสดงให้เห็นว่า PAVR ให้ผลการหน่วงที่สูงมากกว่า CAVR ดังนั้นผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔE_{fd} ลดลงได้มากโดย PAVR

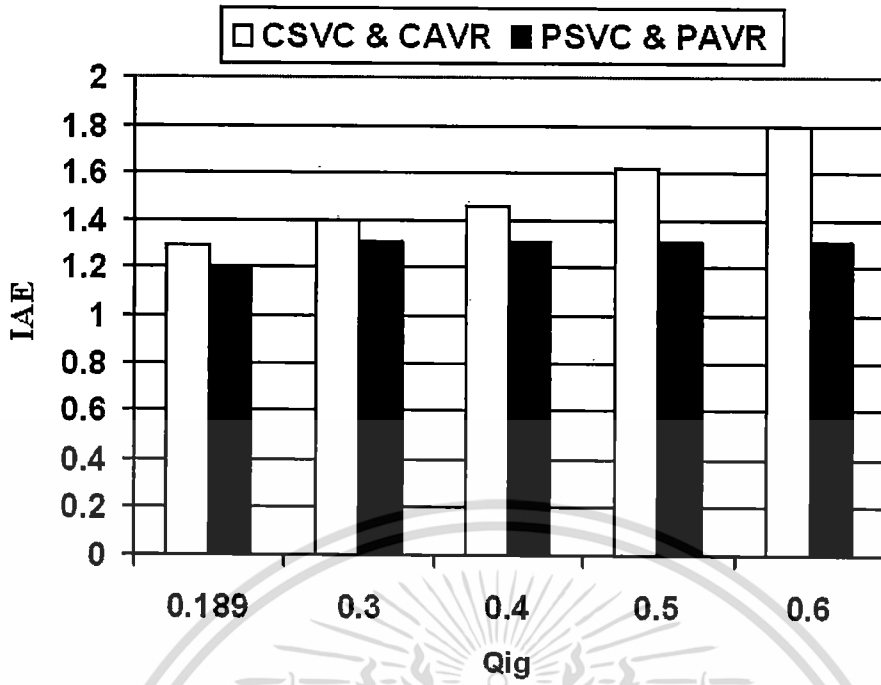
เพื่อที่จะตรวจสอบความคงทนของ PSVC & PAVR ต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบนั้น ค่า integral absolute error (IAE) ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้า จึงนำมาประยุกต์ใช้ และนิยามได้ดังสมการ

$$\text{IAE of } \Delta V = \int_0^{0.3} |\Delta V| dt \quad (3.21)$$

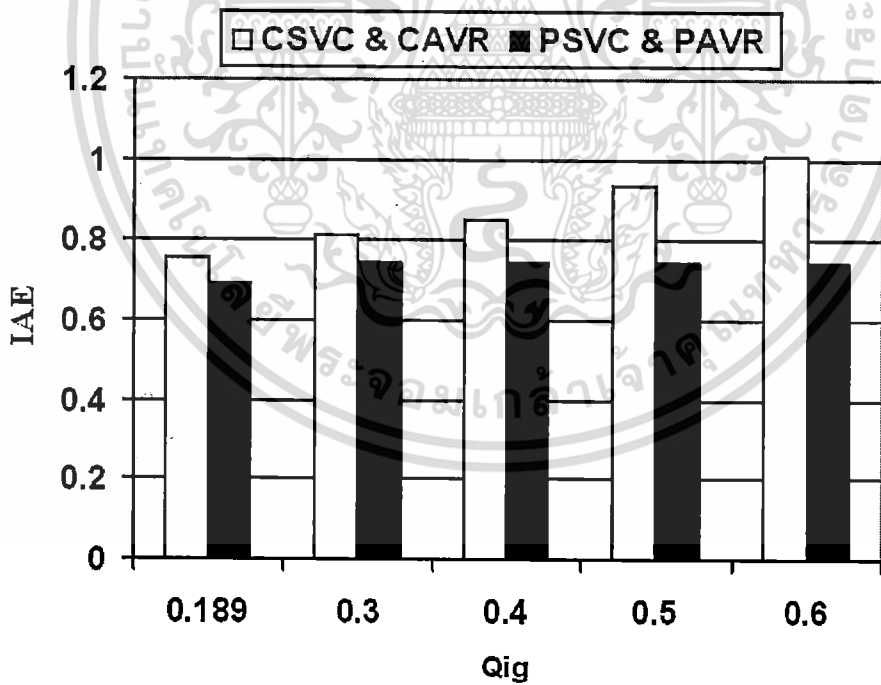
รูปที่ 3.23-3.24 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการเพิ่มขึ้นของกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ใช้โดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (Q_G) จากค่า 0.189 pu ถึง 0.6 pu ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่มในรูปที่ 3.15 และการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักเก็บสมด้านเข้าแบบสุ่มในรูปที่ 3.19 ตามลำดับ โดยที่ค่าเริ่มต้นของ Q_G เท่ากับ 0.189 pu

ค่า IAE ของ CSVC & CAVR เพิ่มขึ้น ขณะที่ Q_G เพิ่มขึ้น ซึ่งอธิบายได้ว่า CSVC & CAVR ใช้กำลังไฟฟ้าเสมือนมากกว่า PSVC & PAVR ทำให้ผลการทำเสถียรภาพของ CSVC & CAVR ลดลงเป็นอย่างมาก ในทางตรงกันข้ามค่า IAE ของ PSVC & PAVR แทบที่จะไม่เปลี่ยนแปลง ซึ่งแสดงว่า PSVC & PAVR มีความคงทนอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงค่า Q_G

รูปที่ 3.25-3.26 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการลดลงของกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส (Q_{SG}) จาก 0.2 pu ถึง 0.04 pu โดยที่ค่าเริ่มต้นของ Q_{SG} เท่ากับ 0.2 pu ดังนั้นจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าเมื่อ Q_{SG} ลดลง ค่า IAE เพิ่มขึ้นมากขึ้นในกรณีของ CSVC & CAVR ในทางตรงกันข้ามค่า IAE ของ PSVC & PAVR มีขนาดเกือบจะคงที่ ดังนั้น PSVC & PAVR สามารถที่จะควบคุมผลการทำเสถียรภาพได้เป็นอย่างดี ซึ่งเป็นการยืนยันว่า PSVC & PAVR มีความคงทนอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า Q_G และ Q_{SG}

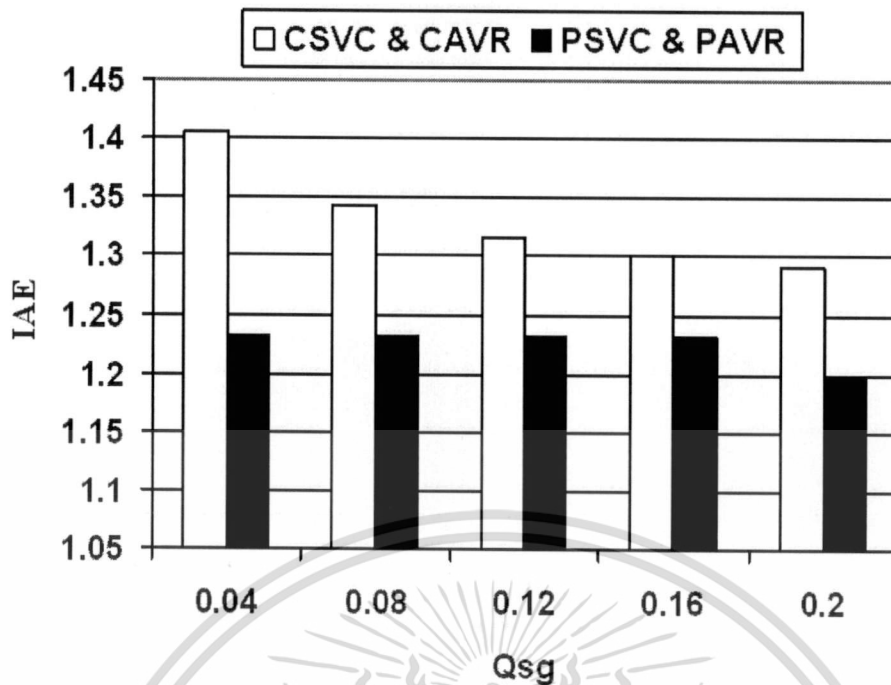


รูปที่ 3.23 การเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการเปลี่ยนแปลงในค่า Q_{IG} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม

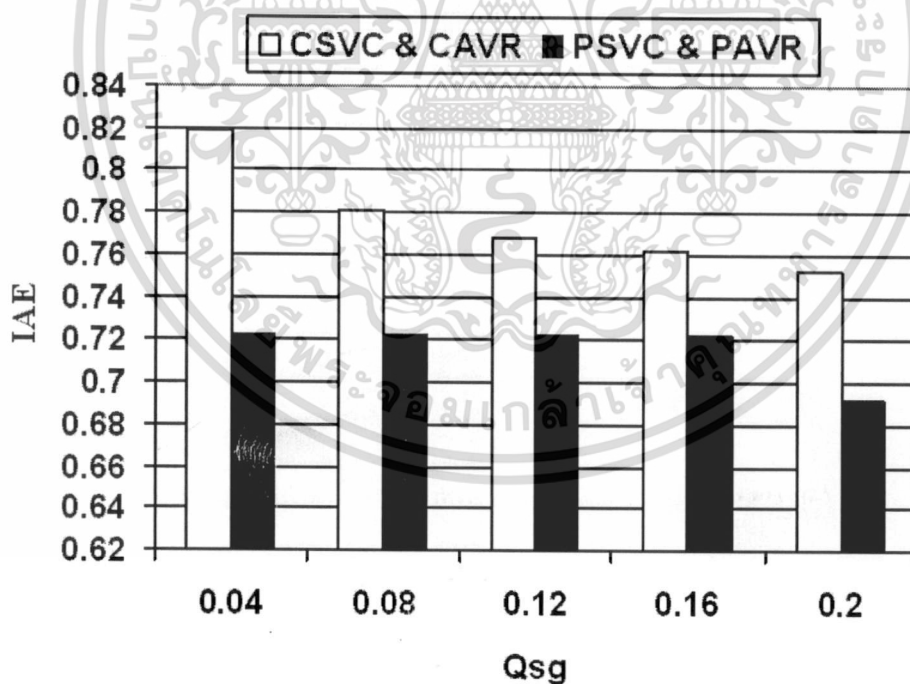


รูปที่ 3.24 การเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการเปลี่ยนแปลงในค่า Q_{IG} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักเก็บด้านเข้าแบบสุ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.25 การเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการเปลี่ยนแปลงในค่า Q_{sg} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม

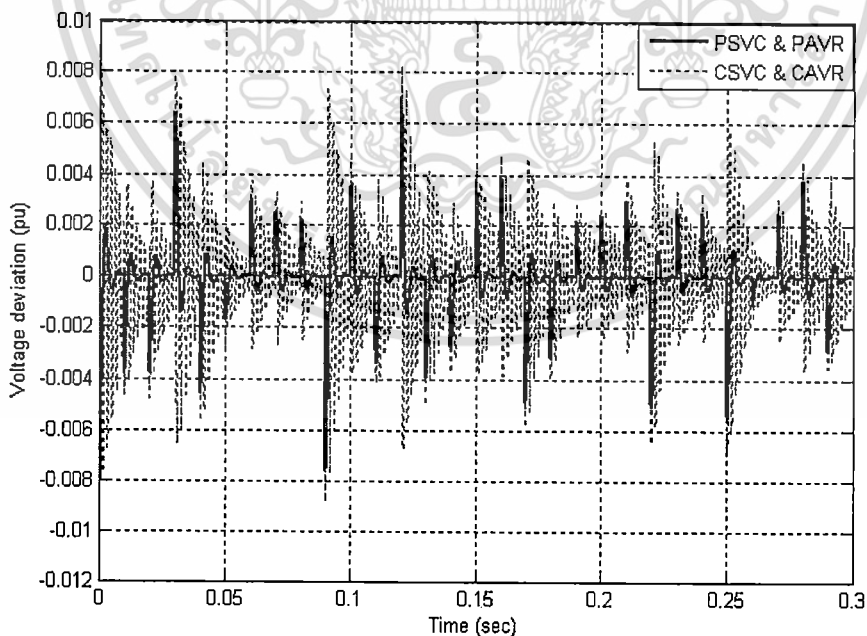


รูปที่ 3.26 การเปลี่ยนแปลงของ IAE ต่อการเปลี่ยนแปลงในค่า Q_{sg} ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักหน้ลด้านเข้าแบบสุ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบนั้น ได้สมมติว่าความต้องการกำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลด และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้น ขณะที่กำลังไฟฟ้าเสมือนซึ่งผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสมีค่าลดลง สถานการณ์นี้ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าที่ขั้วบัสลดลง เพื่อที่จะชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ไม่สมดุลในระบบ ดังนั้น SVC จึงทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเพิ่มมากขึ้นเข้าไปในระบบ นอกจากนั้น AVR พยายามที่จะเพิ่มแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วบัสโดยการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าฟลักซ์สนาม (field flux voltage) ซึ่งจะส่งผลต่อการเพิ่มขึ้นของค่า E'_d ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสเพราะว่า E'_d เปลี่ยนแปลงอย่างเป็นสัดส่วนตามการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์สนาม ดังนั้นภายใต้สถานการณ์นี้ จึงสมมติว่าค่า Q_L และ Q_G เพิ่มขึ้น 70 %, Q_{SG} ลดลง 70 %, E'_d เพิ่มขึ้น 5 % และ V ลดลง 5 % จากค่าเริ่มต้น ผลการตอบสนองชั่วคราวของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วบัสภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม และการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักหนวลมด้านเข้าแบบสุ่มแสดงได้ดังรูปที่ 3.27-3.28 ตามลำดับ

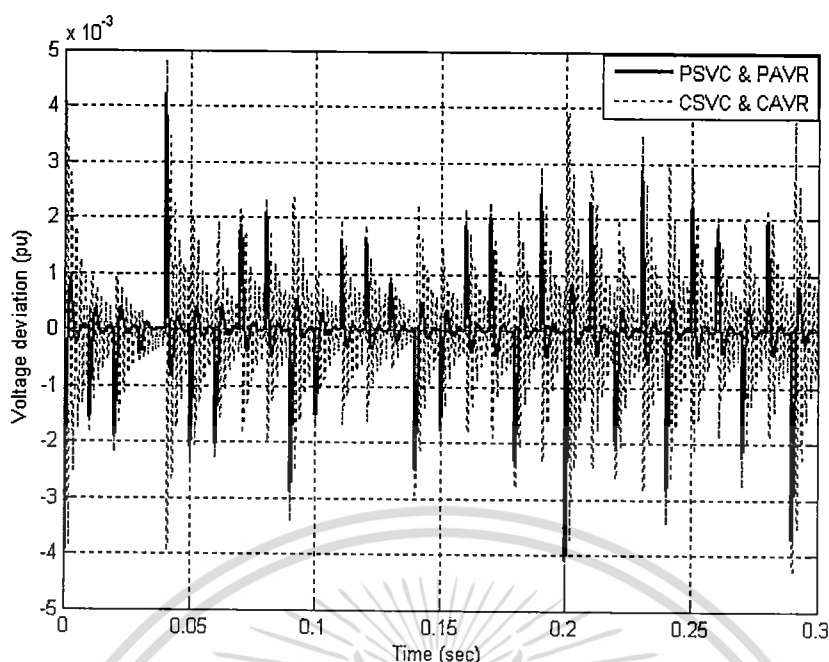
จากรูปที่ 3.27-3.28 สังเกตเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วบัสในกรณีของ CSVC & CAVR มีขนาดที่สูงมาก โดยที่ CSVC & CAVR ตอบสนองได้เร็วมากต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ ในทางตรงกันข้าม PSVC & PAVR สามารถลดการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งขึ้นอยู่กับความคงทน และผลการทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าที่ดีกว่าของ PSVC & PAVR เมื่อเทียบกับ CSVC & CAVR



รูปที่ 3.27 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม

ในกรณีพารามิเตอร์ระบบเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.28 ผลการตอบสนองชั่วคราวของ ΔV ภายใต้การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักหน้ลม
ด้านเข้าแบบสุ่มในกรณีพารามิเตอร์ระบบเปลี่ยนแปลง

3.4 สรุปผลการจำลอง

การทำเสถียรภาพแรงดันไฟฟ้าแบบคงทนในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า กักหน้ลม และดีเซลแบบแยกอิสระด้วยวิธีควบคุมการจั้ดสั้ฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้าง เฉพาะเจาะจงได้นำเสนอในบทนี้ โครงสร้างของตัวควบคุมการทำเสถียรภาพคือ แบบพีไอดี และวิธี PSO นำมาประยุกต์ใช้เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของตัวควบคุม SVC และ AVR พร้อมกัน ข้อดีของวิธีการที่นำเสนอมีดังต่อไปนี้

- ค่าฟังก์ชันนำหน้าในวิธีควบคุมการจั้ดสั้ฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง สามารถที่จะหาค่าได้อย่างอัตโนมัติโดยปราศจากการลองผิดลองถูก
- วิธีการที่นำเสนอนี้สามารถที่จะประยุกต์ใช้เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของตัวควบคุม ที่มีโครงสร้างชนิดอื่นได้ เช่น ตัวชดเชยแบบนำหน้า/ล่าหลัง (lead/lag), พีไอ เป็นต้น

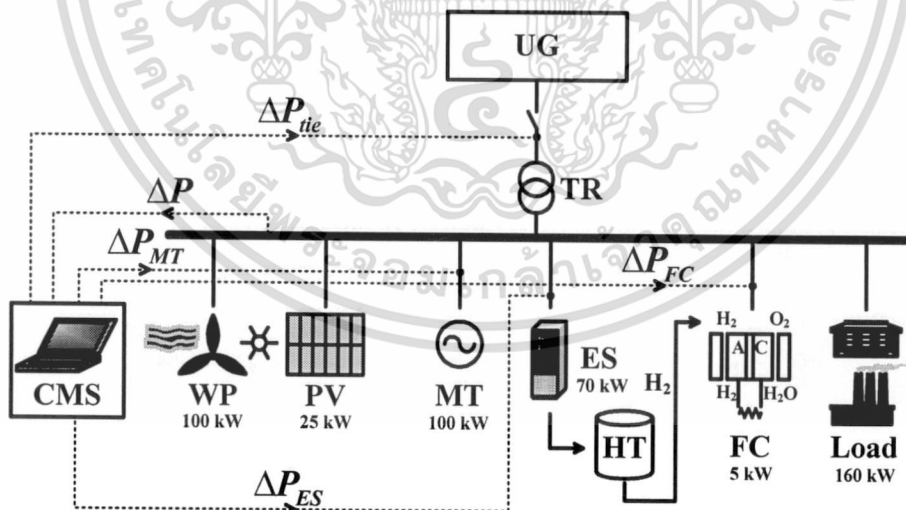
ผลการจำลองยืนยันว่าความคงทน และผลการทำเสถียรภาพของตัวควบคุมที่นำเสนอมานี้สูง มากกว่าตัวควบคุมแบบทั่วไปภายใต้การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม, การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้า กักหน้ลมด้านเข้าแบบสุ่ม และการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ระบบ

บทที่ 4

การประยุกต์ใช้ระบบอิเล็กโทรไลเซอร์เพื่อปรับปรุงผลการ ทำเสถียรภาพความถี่ของไมโครเทอร์ไบน์ในระบบไมโครกริด

บทนี้จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้วิธีควบคุมการจัดสรรงานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง เพื่อออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนของระบบอิเล็กโทรไลเซอร์ (electrolyzer system: ES) และไมโครเทอร์ไบน์ (microturbine: MT) สำหรับปรับปรุงผลการทำเสถียรภาพความถี่ในระบบไมโครกริด (microgrid: MG) และหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของตัวควบคุม MT และ ES ด้วยวิธี PSO อย่างไรก็ตามการหาค่าที่เหมาะสมของฟังก์ชันน้ำหนัก และพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทนในบทที่แล้ว จะแยกพิจารณาออกเป็น 2 ส่วน จึงทำให้ไม่สะดวกต่อการออกแบบ ดังนั้นเพื่อที่จะแก้ไขปัญหานี้ ในบทนี้จะนำเสนอการหาค่าที่เหมาะสมของฟังก์ชันน้ำหนัก และพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES แบบพร้อมกันในช่วงขั้นตอนเดียว ผลการจำลองแสดงถึงความคงทน และผลการทำเสถียรภาพของตัวควบคุม MT และ ES ที่สัมพันธ์กันต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ และเงื่อนไขการทำงานซึ่งแตกต่างกัน

4.1 การกำหนดปัญหา

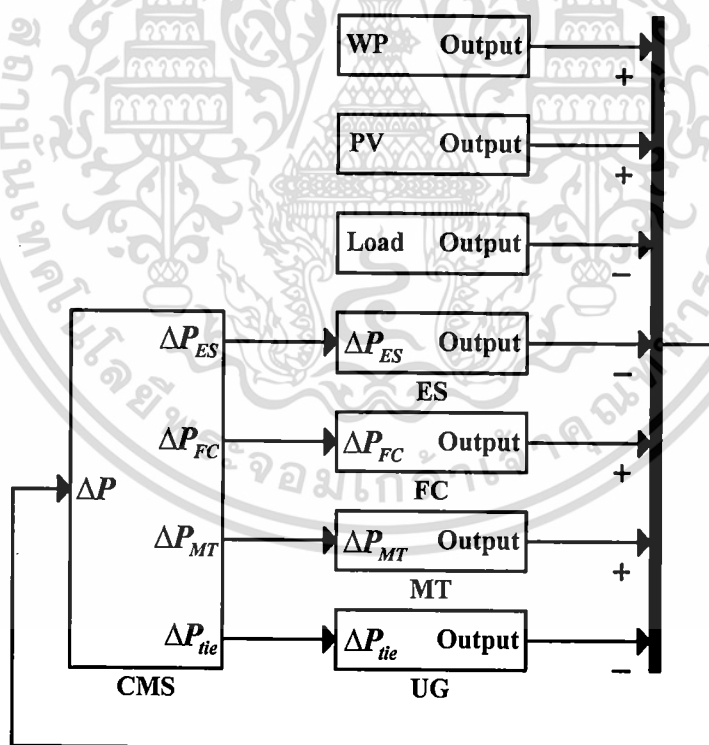


รูปที่ 4.1 ระบบ MG

ระบบ MG ในรูปที่ 4.1 ประกอบไปด้วยพลังงานลม (wind power: WP) 100 kW, พลังงานแสงอาทิตย์ (photovoltaic: PV) 25 kW, ไมโครเทอร์ไบน์ (microturbine: MT) 100 kW, ระบบอิเล็กโทรไลเซอร์ (electrolyzer system: ES) ของ HOGEN[®] 70 kW [61-62], ถังสำหรับบรรจุไฮโดรเจน (hydrogen tank: HT), เซลล์เชื้อเพลิง (fuel cell: FC) 5 kW, ระบบควบคุม และการคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

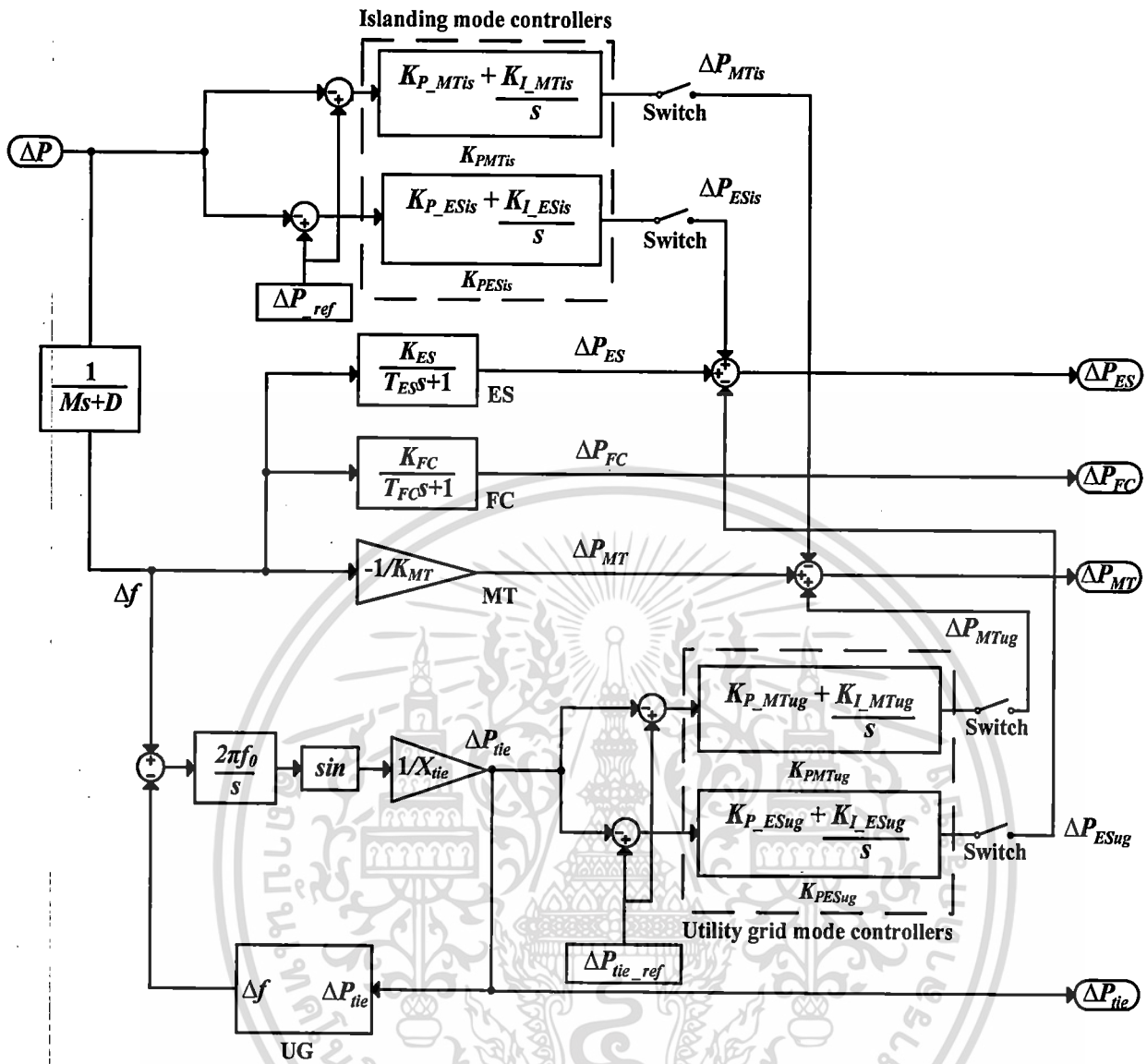
ติดตามประเมินผล (control and monitoring system: CMS), โหลด 160 kW, หม้อแปลงไฟฟ้า (transformer: TR) และกริดการไฟฟ้า (utility grid: UG) โดยทั่วไปแล้ว MT ใช้เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบเมื่อ WP และ PV ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้อย่างเพียงพอ และ ES นำมาใช้เพื่อผลิตไฮโดรเจน (H_2) สำหรับเป็นเชื้อเพลิงของ FC ด้วยการรับกำลังไฟฟ้าด้านออกของ WP และ PV ส่วน H_2 ที่ผลิตโดย ES ได้เก็บไว้ที่ HT โดยระบบ MG ที่ศึกษาได้ออกแบบมาให้มีพิกัดการผลิตกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ 230 kW เพื่อให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดในระบบ ส่วน ES ได้ออกแบบมาเพื่อรับกำลังไฟฟ้าของ WP และ PV ที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วที่พิกัด 70 kW โดยปกติแล้วกำลังไฟฟ้าที่ผลิตจาก WP และ PV จะมีคุณลักษณะที่ไม่แน่นอน และไม่ต่อเนื่อง ดังนั้นความไม่สมดุลของกำลังไฟฟ้าจริงคือ สาเหตุของการเปลี่ยนแปลงความถี่ นอกจากนั้นการเปลี่ยนแปลงของความถี่ภายใต้การเชื่อมต่อเข้ากับ UG คือ สาเหตุของการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม เพื่อที่จะแก้ไขปัญหาเหล่านี้ ตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES ที่สัมพันธ์กันใน CMS จึงนำมาประยุกต์ใช้เพื่อที่จะทำเสถียรภาพในระบบ MG

4.2 แบบจำลองระบบ



รูปที่ 4.2 แผนภาพระบบ MG

จากรูปที่ 4.2 ตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES ที่สัมพันธ์กันใน CMS นำมาประยุกต์ใช้เพื่อที่จะทำให้สัญญาณด้านเข้าป้อนกลับของความไม่สมดุลกำลังไฟฟ้าจริง (ΔP) ในระบบ MG มีค่าน้อยที่สุด เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมที่ทำให้เป็นเชิงเส้นของ CMS

ในรูปที่ 4.3 ส่วนด้านออกกำลังไฟฟ้าของ FC ในบทนี้ ได้สมมติให้มีค่าคงที่ตลอดเวลาที่ขนาด 5 kW และสมมติว่ามีปริมาณเชื้อเพลิง H₂ มากกว่า 50 % ใน HT ซึ่งเพียงพอต่อการทำงานของ FC ตลอดช่วงการจำลองระบบ ส่วนรายละเอียดของบล็อกไดอะแกรมที่ทำให้เป็นเชิงเส้นของ CMS ในรูปที่ 4.3 ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ง และพารามิเตอร์ของระบบ MG ได้แสดงไว้ในภาคผนวก จ ดังนั้นสมการปริภูมิสถานะที่ทำให้เป็นเชิงเส้นแสดงได้ดังสมการ

$$\Delta \dot{X} = A\Delta X + B\Delta u \tag{4.1}$$

$$\Delta Y = C\Delta X + D\Delta u \tag{4.2}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{ES}} & 0 & \frac{K_{ES}}{T_{ES}} \\ 0 & 0 & \frac{2\pi f_0}{X_{tie}} \\ -\frac{1}{M} & \frac{1}{M} & \frac{D}{M} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & \frac{1}{M} & \frac{1}{M} & \frac{1}{M} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$C = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$D = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\Delta P_{MTis} = K_{PMTis}(s) \Delta P \quad (4.7)$$

$$\Delta P_{ESis} = K_{PESis}(s) \Delta P \quad (4.8)$$

$$\Delta P_{MTug} = K_{PMTug}(s) \Delta P_{tie} \quad (4.9)$$

$$\Delta P_{ESug} = K_{PESug}(s) \Delta P_{tie} \quad (4.10)$$

$$K_{PMTis}(s) = K_{P_MTis} + K_{I_MTis}/s \quad (4.11)$$

$$K_{PESis}(s) = K_{P_ESis} + K_{I_ESis}/s \quad (4.12)$$

$$K_{PMTug}(s) = K_{P_MTug} + K_{I_MTug}/s \quad (4.13)$$

$$K_{PESug}(s) = K_{P_ESug} + K_{I_ESug}/s \quad (4.14)$$

โดยที่ $\Delta X = [\Delta P_{ES} \ \Delta P_{tie} \ \Delta f]^T$ คือ เวกเตอร์สถานะ, ΔP_{ES} , ΔP_{tie} และ Δf คือ การเปลี่ยนแปลงของโหลด ES, กำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม และความถี่ตามลำดับ, เวกเตอร์เอาต์พุตคือ $\Delta Y = [\Delta P \ \Delta P_{tie}]^T$, เวกเตอร์อินพุตคือ $\Delta u = [\Delta P_{MTis} \ \Delta P_{ESis} \ \Delta P_{MTug} \ \Delta P_{ESug}]^T$, ΔP_{MTis} และ ΔP_{ESis} คือ การเปลี่ยนแปลงในด้านการทำงานแบบแยกอิสระของด้านนอก MT และโหลด ES ตามลำดับ, ΔP_{MTug} และ ΔP_{ESug} คือ การเปลี่ยนแปลงในด้านการทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้าของด้านนอก MT และโหลด ES ตามลำดับ, $K_{PMTis}(s)$ และ $K_{PESis}(s)$ คือ ตัวควบคุมแบบคงทนที่นำเสนอของ MT และ ES ในการทำงานแบบแยกอิสระตามลำดับ, $K_{PMTug}(s)$ และ $K_{PESug}(s)$ คือ ตัวควบคุมแบบคงทนที่นำเสนอของ MT และ ES ในการทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้าตามลำดับ และระบบในสมการที่ (4.1) คือ ระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต และเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อประโยชน์ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น เมื่อผู้ใช้งานเอกสารนี้เห็นชอบในการนำมาใช้

ระบบที่ระบุ G ส่วนโครงสร้างของตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES ในสมการที่ 4.11-4.14 คือ แบบพีโอ

4.3 การกำหนดปัญหาการหาค่าเหมาะสม

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 ปัญหาการหาค่าเหมาะสมจะแยกพิจารณาออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนที่หนึ่งจะเป็นการหาค่าเหมาะสมของฟังก์ชันน้ำหนัก และส่วนที่สองจะเป็นการหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทน ซึ่งจะเห็นได้ว่าไม่สะดวกต่อการออกแบบ ดังนั้นเพื่อที่จะแก้ไขปัญหาค่าเหมาะสมนี้ จึงได้นำเสนอการหาค่าเหมาะสมของฟังก์ชันน้ำหนัก และพารามิเตอร์ตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES แบบพร้อมกันในขั้นตอนเดียวด้วยวิธี PSO

4.3.1 การเลือกค่าฟังก์ชันน้ำหนัก

เนื่องจากระบบในสมการที่ (4.1) คือ ระบบ MIMO ดังนั้นค่าฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 และ W_2 กำหนดได้ดังสมการ

$$W_1 = \begin{bmatrix} W_{MTis} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_{ESis} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_{MTug} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_{ESug} \end{bmatrix}, W_2 = I \quad (4.15)$$

$$W_{MTis} = K_{W1} \frac{s+a_1}{s+b_1}, W_{ESis} = K_{W2} \frac{s+a_2}{s+b_2}$$

$$W_{MTug} = K_{W3} \frac{s+a_3}{s+b_3}, W_{ESug} = K_{W4} \frac{s+a_4}{s+b_4} \quad (4.16)$$

โดยที่ W_{MTis} และ W_{ESis} คือ ค่าฟังก์ชันน้ำหนักของด้านออก MT และ โหลด ES ในการทำงานแบบแยกอิสระตามลำดับ, W_{MTug} และ W_{ESug} คือ ค่าฟังก์ชันน้ำหนักของด้านออก MT และ โหลด ES ในการทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้าตามลำดับ, ค่า K_{W1} , a_1 , b_1 , K_{W2} , a_2 , b_2 , K_{W3} , a_3 , b_3 , K_{W4} , a_4 และ b_4 มีค่ามากกว่าศูนย์ และค่า W_1 กำหนดให้เป็นค่าแบบกรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน ($a_1 < b_1$, $a_2 < b_2$, $a_3 < b_3$ และ $a_4 < b_4$)

4.3.2 การหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ตัวควบคุมของ MT และ ES

พารามิเตอร์ตัวควบคุมของ MT และ ES สามารถที่จะออกแบบได้โดยพิจารณาจากสมการฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Minimize } \gamma_{\min} + \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(s) \end{bmatrix} (I - G_S W_1^{-1} K(s))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_S \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (4.17)$$

เงื่อนไขบังคับ

$$K_{W1-4,\min} < K_{W1-4} < K_{W1-4,\max}, \quad a_{1-4,\min} < a_{1-4} < a_{1-4,\max}$$

$$b_{1-4,\min} < b_{1-4} < b_{1-4,\max}, \quad a_1 < b_1, \quad a_2 < b_2, \quad a_3 < b_3, \quad a_4 < b_4$$

$$\gamma_{\min,\min} < \gamma_{\min} < \gamma_{\min,\max}, \quad |G|_{dB,f} < |G_S|_{dB,f}$$

$$K_{P_MTis,\min} \leq K_{P_MTis} \leq K_{P_MTis,\max}, \quad K_{I_MTis,\min} \leq K_{I_MTis} \leq K_{I_MTis,\max}$$

$$K_{P_ESis,\min} \leq K_{P_ESis} \leq K_{P_ESis,\max}, \quad K_{I_ESis,\min} \leq K_{I_ESis} \leq K_{I_ESis,\max}$$

$$K_{P_MTug,\min} \leq K_{P_MTug} \leq K_{P_MTug,\max}, \quad K_{I_MTug,\min} \leq K_{I_MTug} \leq K_{I_MTug,\max}$$

$$K_{P_ESug,\min} \leq K_{P_ESug} \leq K_{P_ESug,\max}, \quad K_{I_ESug,\min} \leq K_{I_ESug} \leq K_{I_ESug,\max} \quad (4.18)$$

โดยที่ $K_{W1-4,\min}$, $a_{1-4,\min}$, $b_{1-4,\min}$ และ $K_{W1-4,\max}$, $a_{1-4,\max}$, $b_{1-4,\max}$ คือ ค่าพารามิเตอร์ของฟังก์ชันน้ำหนักที่ต่ำที่สุดและสูงที่สุดของ MT และ ES ในด้านการทำงานแบบแยกอิสระ และแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้าตามลำดับ, $\gamma_{\min,\min}$ และ $\gamma_{\min,\max}$ คือ ค่าต่ำที่สุดและสูงที่สุดของ γ_{\min} ตามลำดับ, $|G|_{dB,f}$ และ $|G_S|_{dB,f}$ คือ ค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่ระบบ G และระบบที่จัดสัญญาณ G_S ที่ย่านความถี่ต่ำตามลำดับ, $K_{P_MTis,\min}$, $K_{I_MTis,\min}$, $K_{P_ESis,\min}$, $K_{I_ESis,\min}$ และ $K_{P_MTis,\max}$, $K_{I_MTis,\max}$, $K_{P_ESis,\max}$, $K_{I_ESis,\max}$ คือ ค่าต่ำที่สุดและสูงที่สุดของพารามิเตอร์ฟิโอยของ K_{PMTis} และ K_{PESis} ตามลำดับ, $K_{P_MTug,\min}$, $K_{I_MTug,\min}$, $K_{P_ESug,\min}$, $K_{I_ESug,\min}$ และ $K_{P_MTug,\max}$, $K_{I_MTug,\max}$, $K_{P_ESug,\max}$, $K_{I_ESug,\max}$ คือ ค่าต่ำที่สุดและสูงที่สุดของพารามิเตอร์ฟิโอยของ K_{PMTug} และ K_{PESug} ตามลำดับ

จากสมการที่ (4.17) ค่าฟังก์ชันน้ำหนักเลือกได้อย่างเหมาะสมโดยการปรับค่า γ_{\min} เพื่อที่จะทำให้ค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดสัญญาณ G_S มีค่ามากกว่าค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่ระบบ G ที่ย่านความถี่ต่ำ ($|G_S|_{dB,f} > |G|_{dB,f}$) โดยมีค่าอัตราการ roll-off ประมาณ 20 dB/decade [51-53]

4.4 ผลการจำลอง

ค่าขอบเขตต่ำที่สุดและสูงที่สุดของพารามิเตอร์ที่ทำการค้นหา และพารามิเตอร์ของวิธี PSO กำหนดได้ดังนี้

$$K_{W1}, K_{W2}, K_{W3}, K_{W4} \in [0.0001 \ 1000], \quad a_1, a_2, a_3, a_4 \in [0.0001 \ 100], \quad b_1, b_2, b_3, b_4 \in [0.0001 \ 100],$$

$$K_{P_MTis} \in [0.0001 \ 1], \quad K_{I_MTis} \in [0.0001 \ 1], \quad K_{P_ESis} \in [0.0001 \ 1], \quad K_{I_ESis} \in [0.0001 \ 1],$$

นอกจากนี้ยังได้ทำการจำลองระบบในเฟสแรกและเฟสที่สอง โดยมีการคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น. อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$K_{P_MTug} \in [0.0001 \ 0.5], K_{I_MTug} \in [0.0001 \ 0.5], K_{P_ESug} \in [0.0001 \ 0.5], K_{I_ESug} \in [0.0001 \ 0.5],$
 $\gamma_{\min} \in [1 \ 4],$ จำนวนของอนุภาค = 50, จำนวนรอบสูงสุด = 100, $c_1 = 2, c_2 = 2, w_{\min} = 0.4$ และ
 $w_{\max} = 0.9$

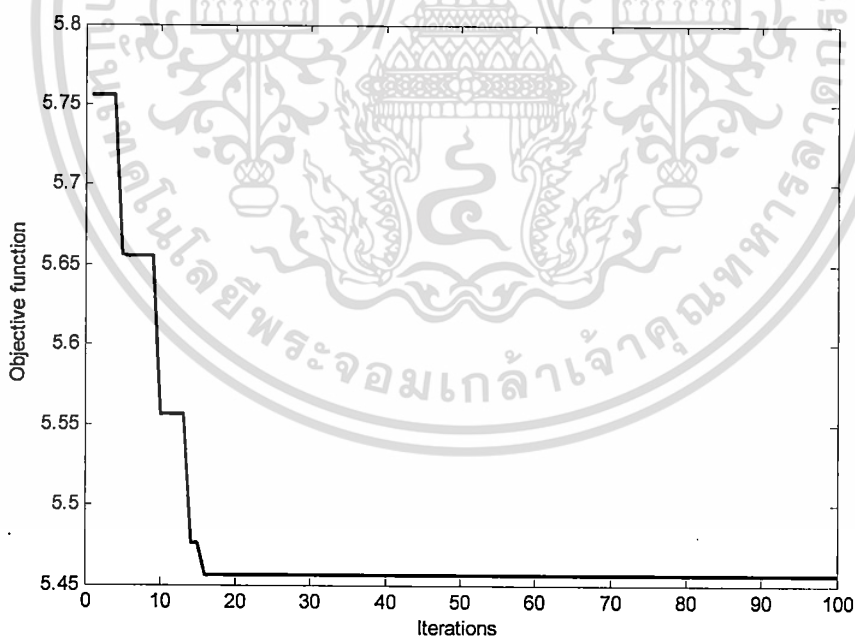
ดังนั้นค่าฟังก์ชันน้ำหนักเลือกได้อย่างเหมาะสมดังสมการ

$$W_{MTis} = 910.9754 \frac{s+48.9961}{s+96.9381}, W_{ESis} = 806.7562 \frac{s+46.9839}{s+93.9256} \quad (4.19)$$

$$W_{MTug} = 889.9907 \frac{s+41.9219}{s+90.9769}, W_{ESug} = 886.9561 \frac{s+44.9197}{s+95.9942} \quad (4.20)$$

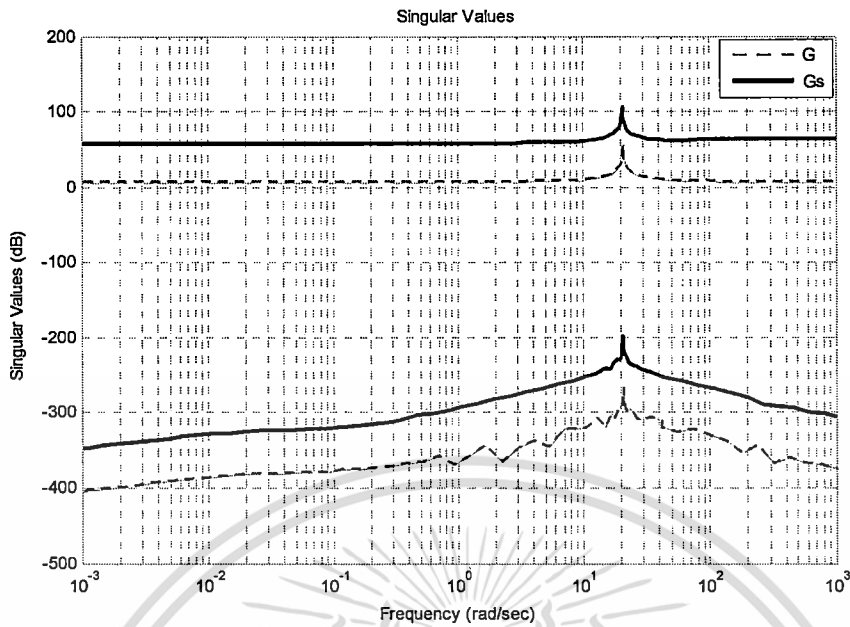
จากสมการที่ (4.19)-(4.20) ค่า γ_{\min} เท่ากับ 2.5849 ดังนั้นระบบที่จัดสรรฐาน G_S จึงสร้างขึ้นมาได้ กราฟการลู่เข้าหาคำตอบของฟังก์ชันวัตถุประสงค์แสดงได้ดังรูปที่ 4.4 และกราฟอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดสรรฐาน G_S และระบบที่ระบุ G แสดงได้ดังรูปที่ 4.5

รูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นว่าที่ย่านความถี่ต่ำระบบที่จัดสรรฐาน G_S มีค่าอัตราขยายวงรอบเปิดมากกว่าระบบที่ระบุ G ซึ่งจะทำให้การตามรอยสมรรถนะ และการต่อต้านสัญญาณรบกวนระบบได้ดีมากขึ้น



รูปที่ 4.4 กราฟการลู่เข้าหาคำตอบของฟังก์ชันวัตถุประสงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



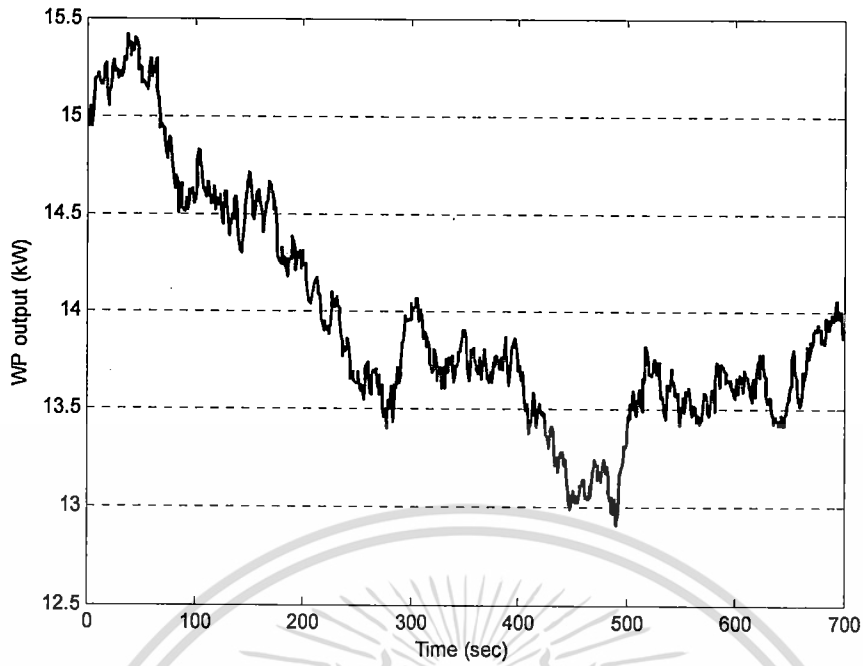
รูปที่ 4.5 อัตรายาวรอบเปิดของระบบที่จัดตั้งฐาน G_S และระบบที่ระบุ G

ดังนั้นตัวควบคุมแบบคงทนที่นำเสนอของ MT และ ES (PMT & PES) ในด้านการทำงานแบบแยกอิสระ และแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้าของ CMS คือ

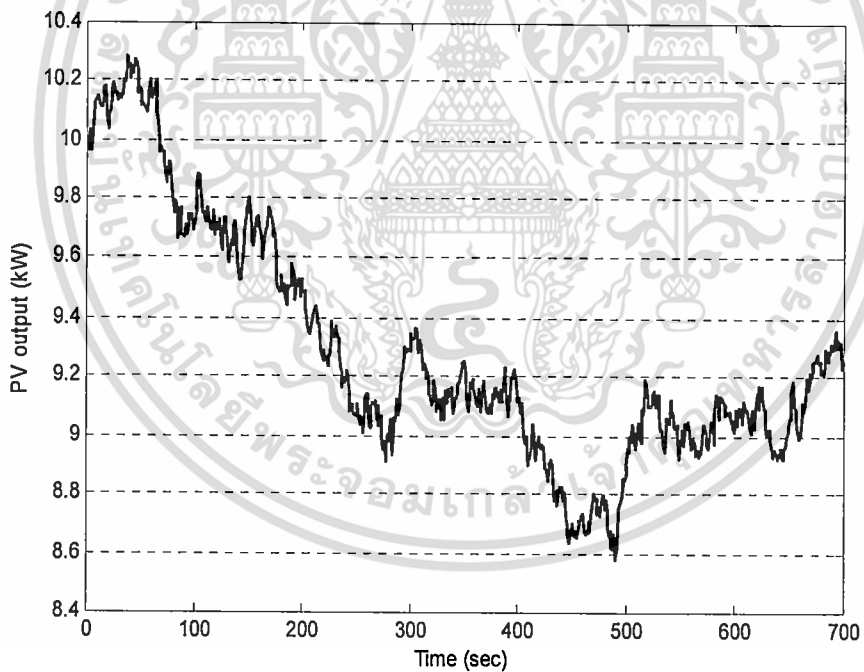
$$K_{PMTis}(s) = 0.4300 + 0.6607/s, \quad K_{PESis}(s) = 0.4397 + 0.8951/s \quad (4.21)$$

$$K_{PMTug}(s) = 0.1493 + 0.3994/s, \quad K_{PESug}(s) = 0.1500 + 0.3999/s \quad (4.22)$$

ในการศึกษาการจำลองนั้นความคงทน และผลการทำเสถียรภาพของ PMT & PES ได้เปรียบเทียบตัวควบคุมของ MT และ ES ใน [59-60] ซึ่งเรียกว่า CMT & CES ดังนั้นจึงสมมติว่ากำลังไฟฟ้าด้านออกของ WP, PV และ FC ในรูปที่ 4.6-4.8 และการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่มในรูปที่ 4.9 ได้ประยุกต์เข้าไปในระบบ MG ภายใต้การทำงานแบบแยกอิสระ และแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า

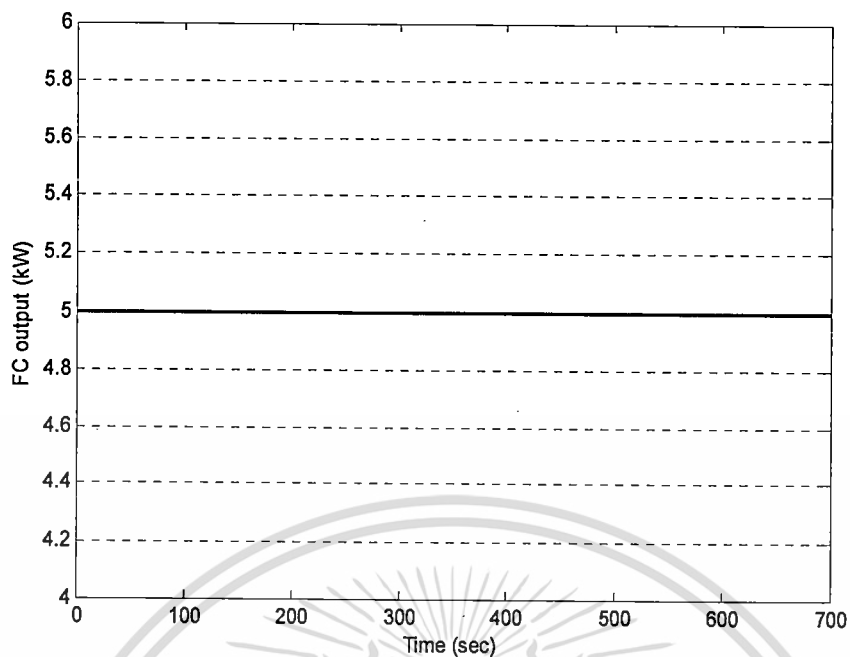


รูปที่ 4.6 กำลังไฟฟ้าด้านออกของ WP

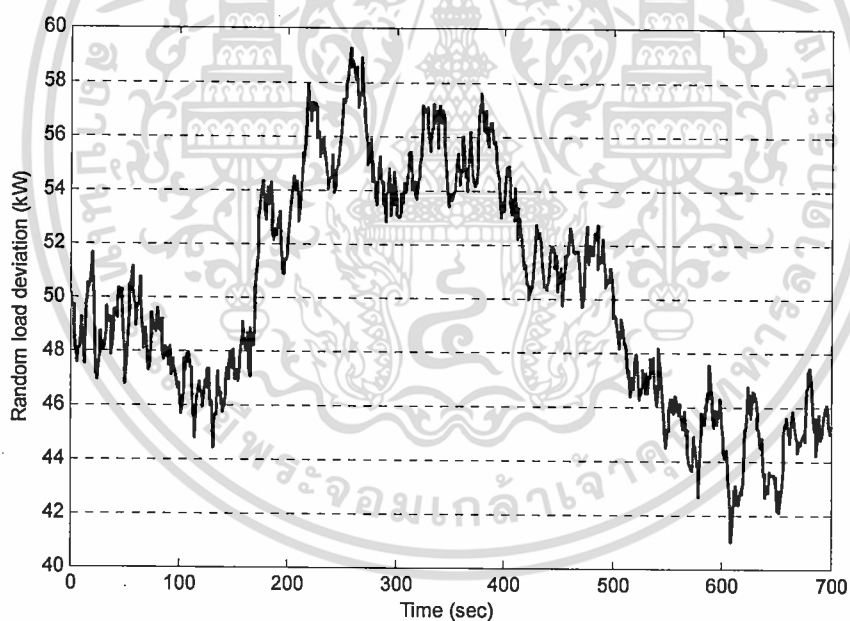


รูปที่ 4.7 กำลังไฟฟ้าด้านออกของ PV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



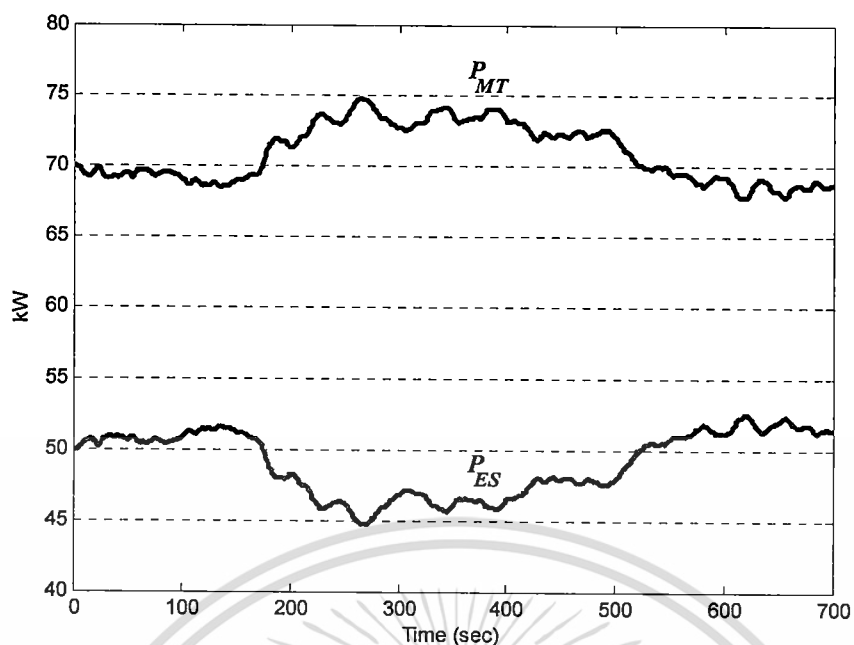
รูปที่ 4.8 กำลังไฟฟ้าค่านอกของ FC



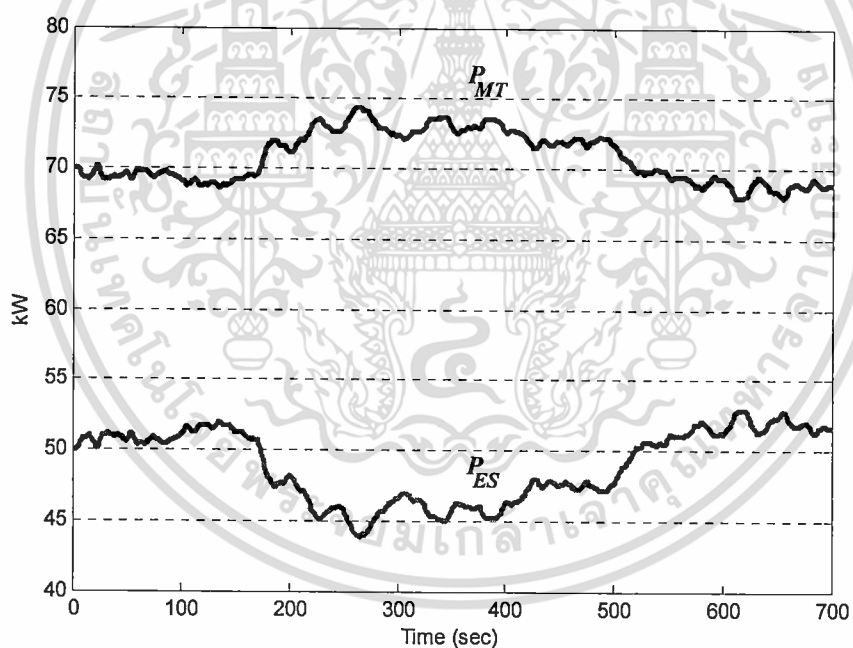
รูปที่ 4.9 การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม

จากรูปที่ 4.9 ความต้องการโหลดจะมีค่าสูงมากกว่าการผลิตกำลังไฟฟ้าของ WP และ PV ในรูปที่ 4.6-4.7 ตามลำดับ ดังนั้น MT ที่ออกแบบโดยวิธีทั่วไป และวิธีที่นำเสนอ จะทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ไม่เพียงพอเข้าไปในระบบ ในขณะที่ ES ที่ออกแบบโดยวิธีทั่วไป และวิธีที่นำเสนอ จะทำหน้าที่เสมือนเป็นโหลดโดยทำการรับกำลังไฟฟ้าในระบบดังแสดงในรูปที่ 4.10-4.11 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



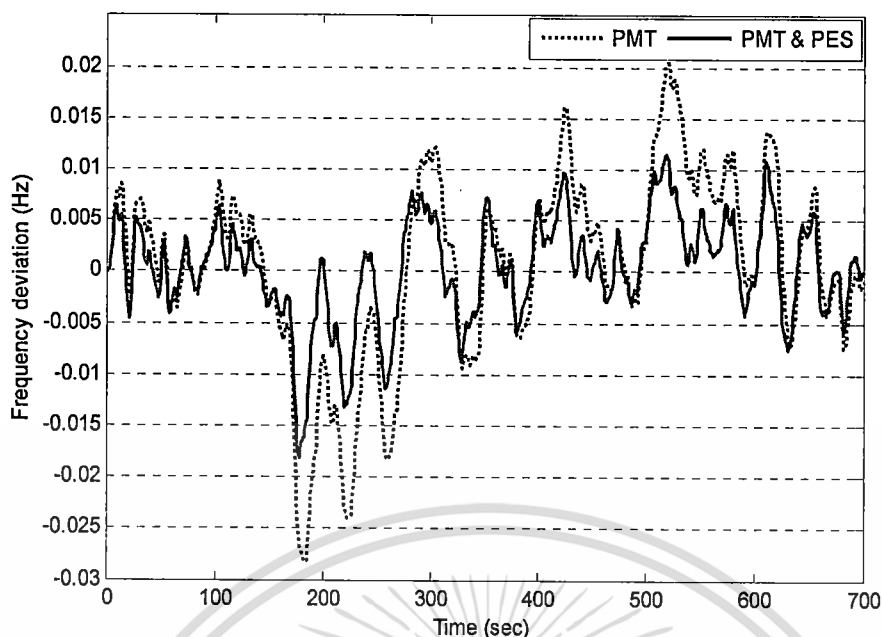
รูปที่ 4.10 กำลังไฟฟ้าด้านนอกภายใต้การควบคุมของ MT และ ES (วิธีทั่วไป)



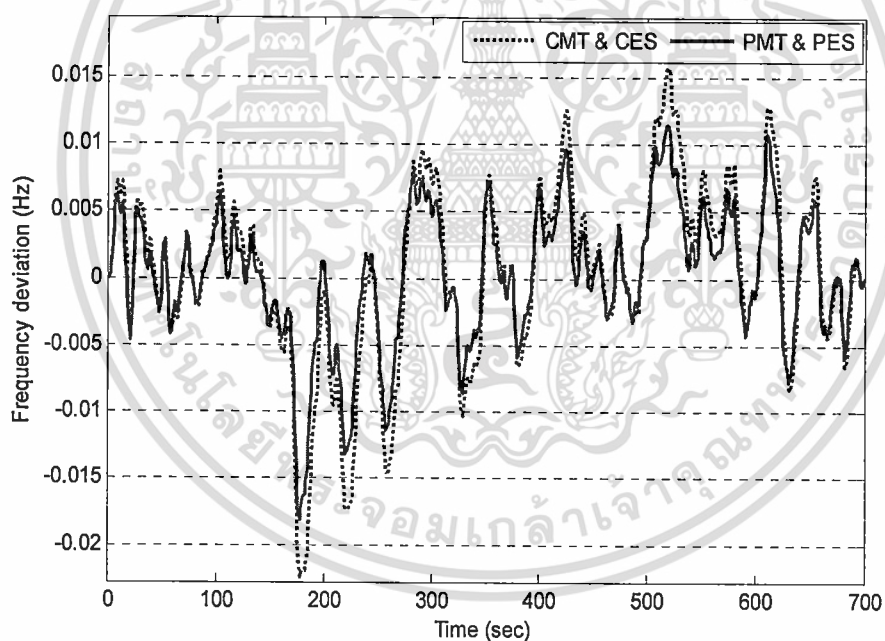
รูปที่ 4.11 กำลังไฟฟ้าด้านนอกภายใต้การควบคุมของ MT และ ES (วิธีที่นำเสนอ)

ในกรณีของการทำงานแบบแยกอิสระนั้น การเปลี่ยนแปลงความถี่ภายใต้การควบคุมของ PMT และ PMT & PES แสดงได้ดังรูปที่ 4.12 จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงความถี่ลดลงได้อย่างมากโดย PMT & PES เมื่อเทียบกับ PMT ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ES สามารถที่จะปรับปรุงผลการทำเสถียรภาพของ MT ได้อย่างมาก และเช่นเดียวกันการเปลี่ยนแปลงความถี่ภายใต้การควบคุมของ CMT & CES และ PMT & PES แสดงได้ดังรูปที่ 4.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 การเปลี่ยนแปลงความถี่ภายใต้การควบคุมของ PMT และ PMT & PES

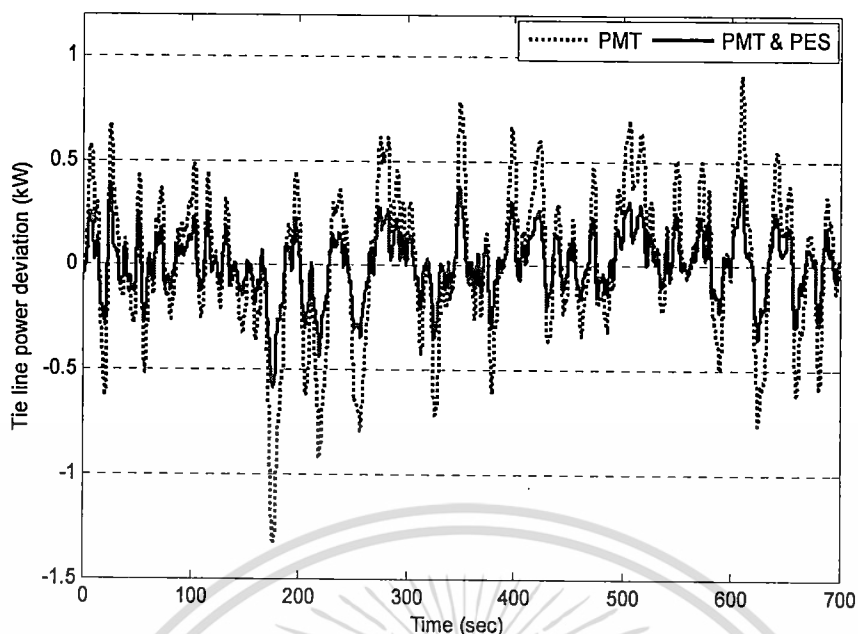


รูปที่ 4.13 การเปลี่ยนแปลงความถี่ภายใต้การควบคุมของ CMT & CES และ PMT & PES

จากรูปที่ 4.13 การเปลี่ยนแปลงความถี่ภายใต้การควบคุมของ PMT & PES มีค่าที่ต่ำกว่าการควบคุมของ CMT & CES

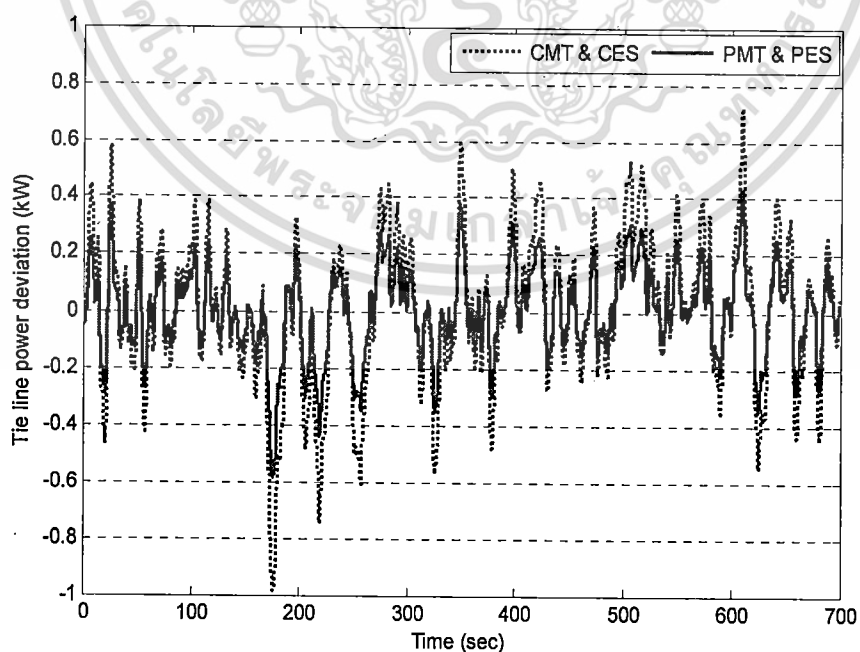
สำหรับเงื่อนไขการทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้านั้น การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมภายใต้การควบคุมของ PMT และ PMT & PES แสดงได้ดังรูปที่ 4.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมภายใต้
การควบคุมของ PMT และ PMT & PES

ในรูปที่ 4.14 จะสังเกตเห็นได้ว่าผลการทำเสถียรภาพของ PMT & PES สูงกว่าของ PMT และในทำนองเดียวกันผลการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมภายใต้การควบคุมของ CMT & CES และ PMT & PES แสดงได้ดังรูปที่ 4.15 ผลการทำเสถียรภาพของ CMT & CES ต่ำกว่าของ PMT & PES ดังนั้น PMT & PES มีประสิทธิภาพในการควบคุมที่สูงกว่า CMT & CES



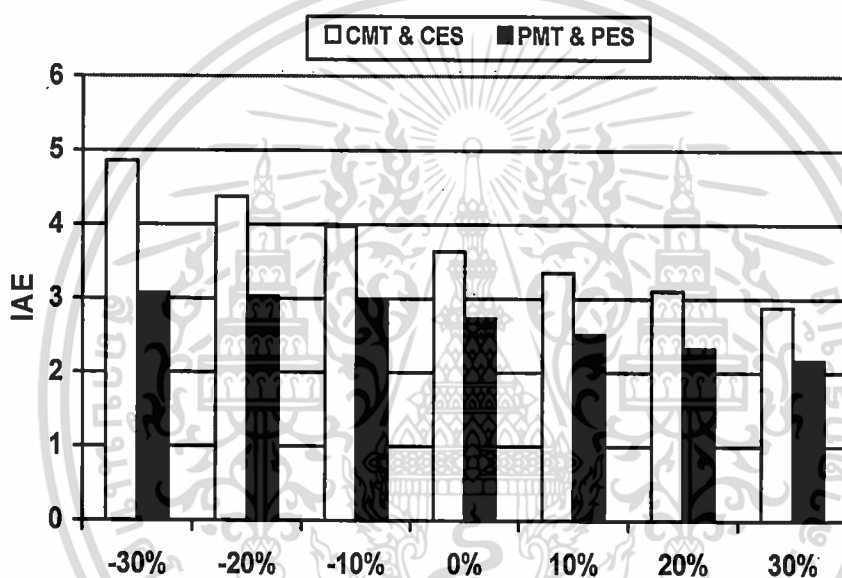
รูปที่ 4.15 การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมภายใต้

การควบคุมของ CMT & CES และ PMT & PES
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

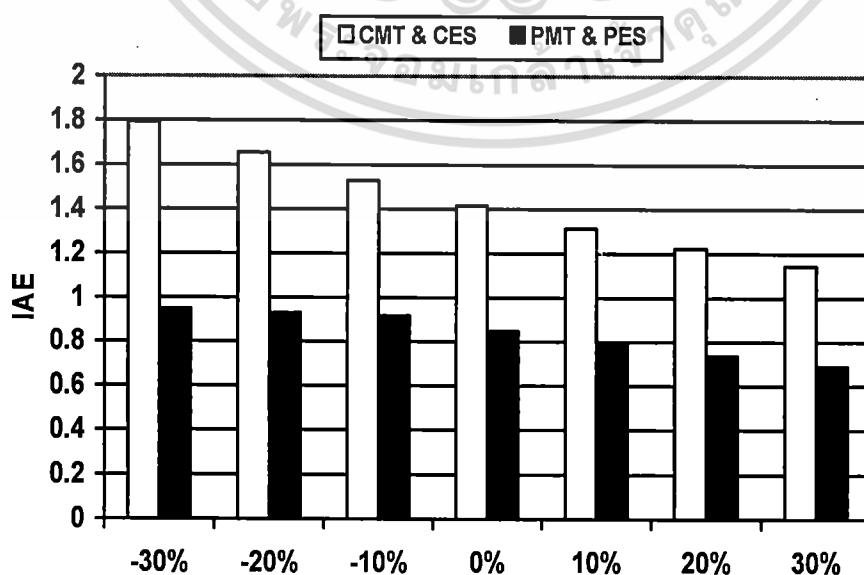
เพื่อที่จะตรวจสอบความคงทนของ PMT & PES ต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบภายใต้การทำงานแบบแยกอิสระ และแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้านั้น ค่า IAE ของการเปลี่ยนแปลงความถี่ (Δf) และการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม (ΔP_{tie}) ภายใต้กำลังไฟฟ้าด้านออกของ WP, PV และ FC ในรูปที่ 4.6-4.8 และการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่มในรูปที่ 4.9 นิยามได้ดังสมการ

$$\text{IAE of } \Delta f = \int_0^{700} |\Delta f| dt \quad (4.23)$$

$$\text{IAE of } \Delta P_{tie} = \int_0^{700} |\Delta P_{tie}| dt \quad (4.24)$$



รูปที่ 4.16 ค่า IAE ของ Δf ภายใต้การทำงานแบบแยกอิสระ



รูปที่ 4.17 ค่า IAE ของ ΔP_{tie} ภายใต้การทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.16 แสดงค่า IAE ของ Δf ภายใต้การทำงานแบบแยกอิสระ ในขณะที่พารามิเตอร์ระบบ K_{ES} , T_{ES} , K_{MT} , M และ D เปลี่ยนแปลงจาก -30% ถึง 30% จากค่าปกติ ส่วนรูปที่ 4.17 แสดงค่า IAE ของ ΔP_{tie} ภายใต้การทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า ในขณะที่พารามิเตอร์ระบบ K_{ES} , T_{ES} , K_{MT} , M , D และ X_{tie} เปลี่ยนแปลงจาก -30% ถึง 30% จากค่าปกติ โดยพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงภายใต้การทำงานแบบแยกอิสระ และแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า แสดงได้ดังตารางที่ 4.1-4.2 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงภายใต้การทำงานแบบแยกอิสระ

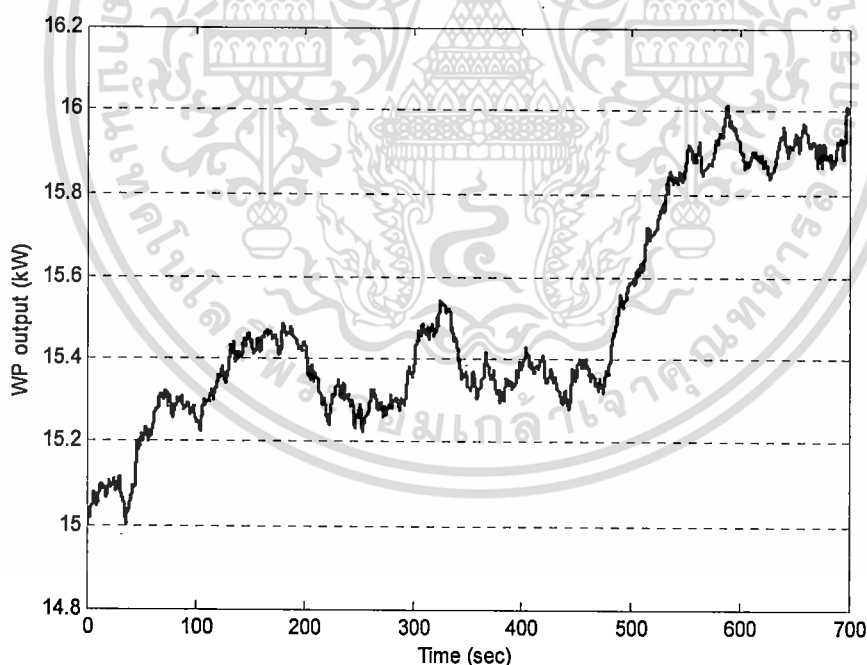
System parameters	-30%	-20%	-10%	0%	10%	20%	30%
K_{ES}	70	80	90	100	110	120	130
T_{ES}	42	48	54	60	66	72	78
K_{MT}	0.028	0.032	0.036	0.040	0.044	0.048	0.052
M	7	8	9	10	11	12	13
D	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงภายใต้การทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า

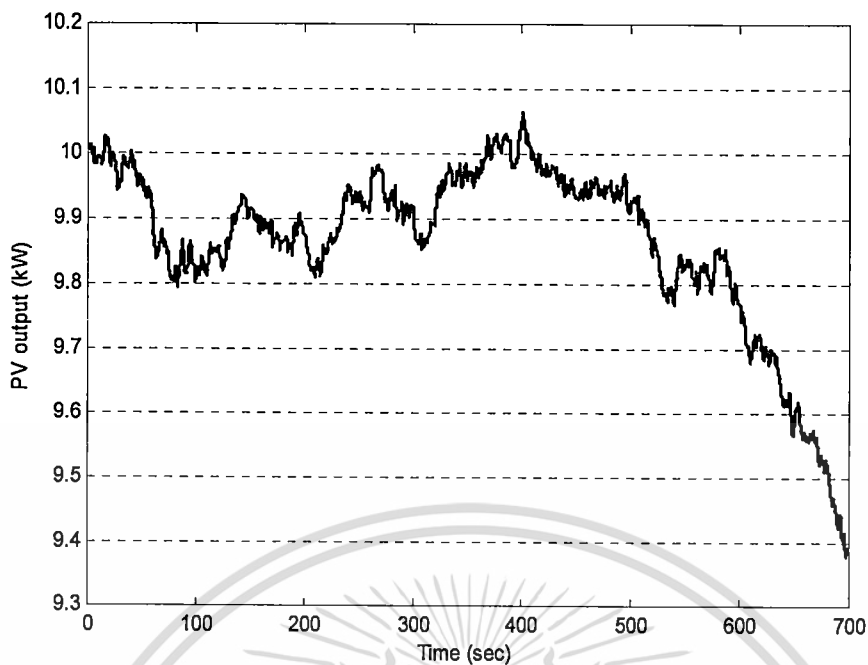
System parameters	-30%	-20%	-10%	0%	10%	20%	30%
K_{ES}	70	80	90	100	110	120	130
T_{ES}	42	48	54	60	66	72	78
K_{MT}	0.028	0.032	0.036	0.040	0.044	0.048	0.052
M	7	8	9	10	11	12	13
D	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3
X_{tie}	0.0504	0.0576	0.0648	0.0720	0.0792	0.0864	0.0936

จากรูปที่ 4.16 ค่า IAE ของ CMT & CES เพิ่มขึ้นอย่างมาก ขณะที่พารามิเตอร์ระบบลดลง ในทางตรงกันข้ามการเปลี่ยนแปลงของค่า IAE ในกรณีของ PMT & PES มีค่าที่ต่ำกว่าของ CMT & CES และเช่นเดียวกัน ค่า IAE ของ CMT & CES ในรูปที่ 4.17 เพิ่มขึ้นสูงมาก เมื่อพารามิเตอร์ระบบลดลง ในทางตรงกันข้าม PMT & PES มีค่าการเปลี่ยนแปลงของ IAE ที่น้อยกว่าของ CMT & CES ดังนั้น PMT & PES มีความคงทนอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

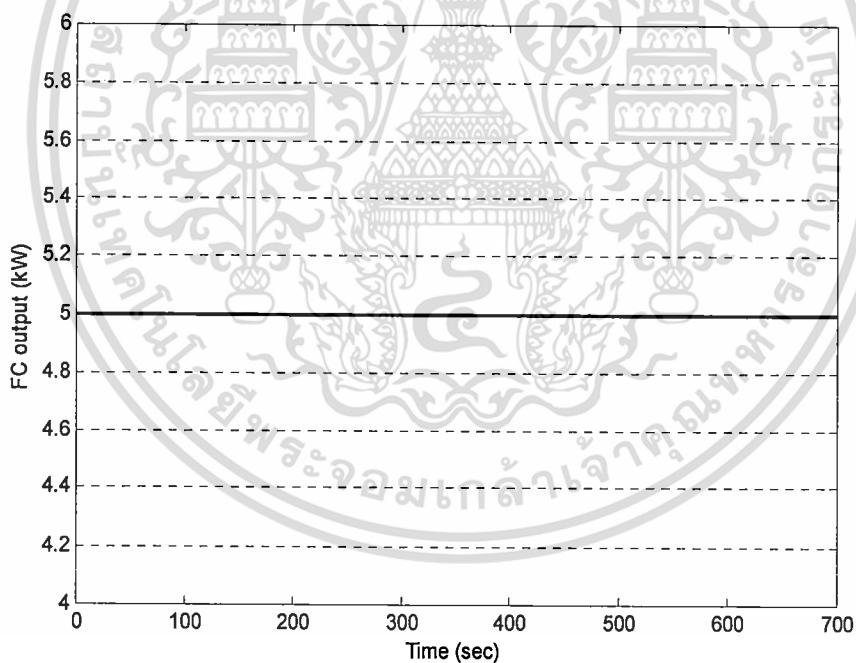
เพื่อที่จะทำการทดสอบระบบภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบนั้น จึงได้สมมติว่าระบบ MG ได้ทำงานอยู่ในสภาวะแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้าภายใต้กำลังไฟฟ้าด้านออกของ WP, PV และ FC ในรูปที่ 4.18-4.20 และการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่มในรูปที่ 4.21 และที่เวลา $t = 400$ วินาที ตัวควบคุม MT ในด้านการทำงานแบบแยกอิสระ (K_{PMTis}) ได้ปลดออก ในขณะที่ตัวควบคุม K_{PESis} , K_{PMTug} และ K_{PESug} ยังคงทำงานปกติที่เวลา $t > 400$ วินาที และในระหว่างการจำลองระบบนั้นพารามิเตอร์ K_{ES} , T_{ES} , K_{MT} , M และ X_{tie} ลดลง 30% จากค่าปกติ ซึ่งหมายความว่าค่าอัตราขยาย (gain) ของ ES, ค่าคงตัวทางเวลา (time constant) ของ ES, ค่าคุณสมบัติ droop ของ MT, ค่าคงตัวความเฉื่อย (inertia constant) และค่ารีแอกแตนซ์สายส่งต่อเชื่อม (tie line reactance) ลดลง 30% จากค่าปกติ และเช่นเดียวกันค่า D ได้เปลี่ยนจากการหน่วงที่เป็นค่าบวก (positive damping) 1 เป็นการหน่วงที่เป็นค่าลบ (negative damping) -0.399 โดยที่การหน่วงที่เป็นค่าลบนั้นสามารถที่จะเกิดขึ้นได้เมื่อระบบ MG ทำงานอยู่ในสภาวะที่ไม่เสถียร (unstable) ผลการจำลองของกำลังไฟฟ้าด้านออกภายใต้การควบคุมของ MT และ ES ใน [59-60], วิธีที่นำเสนอ และการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมแสดงได้ดังรูปที่ 4.22-4.24 ตามลำดับ



รูปที่ 4.18 กำลังไฟฟ้าด้านออกของ WP (กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ)

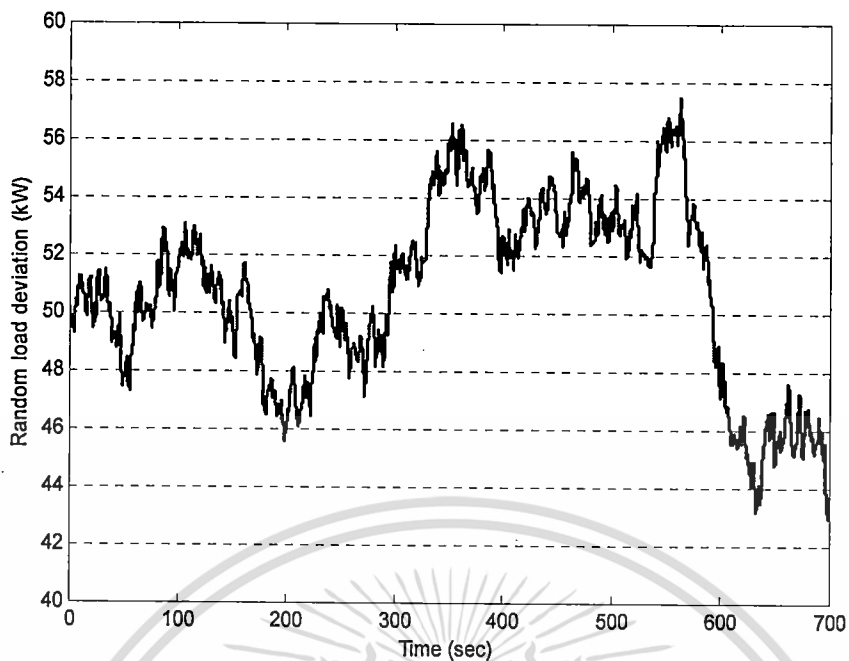


รูปที่ 4.19 กำลังไฟฟ้าด้านออกของ PV (กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ)

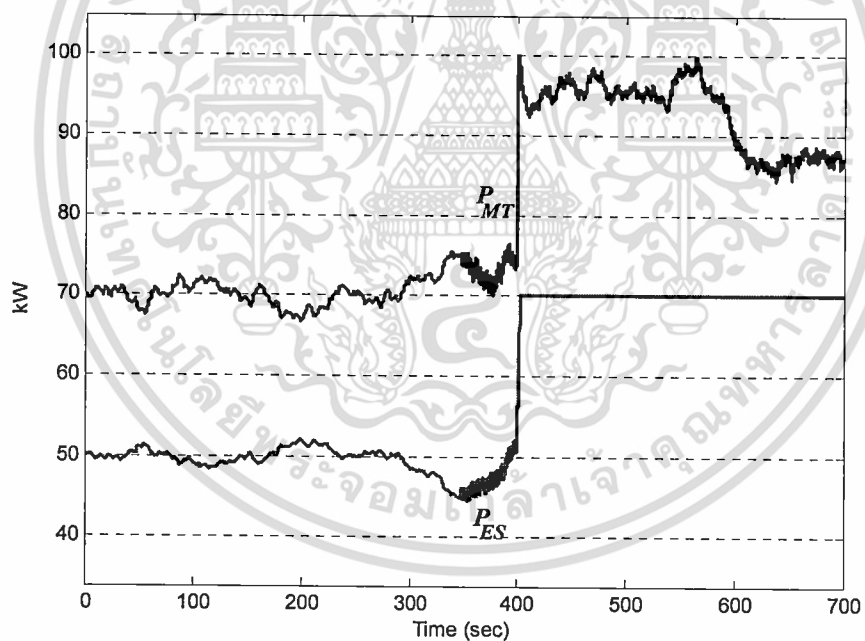


รูปที่ 4.20 กำลังไฟฟ้าด้านออกของ FC (กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

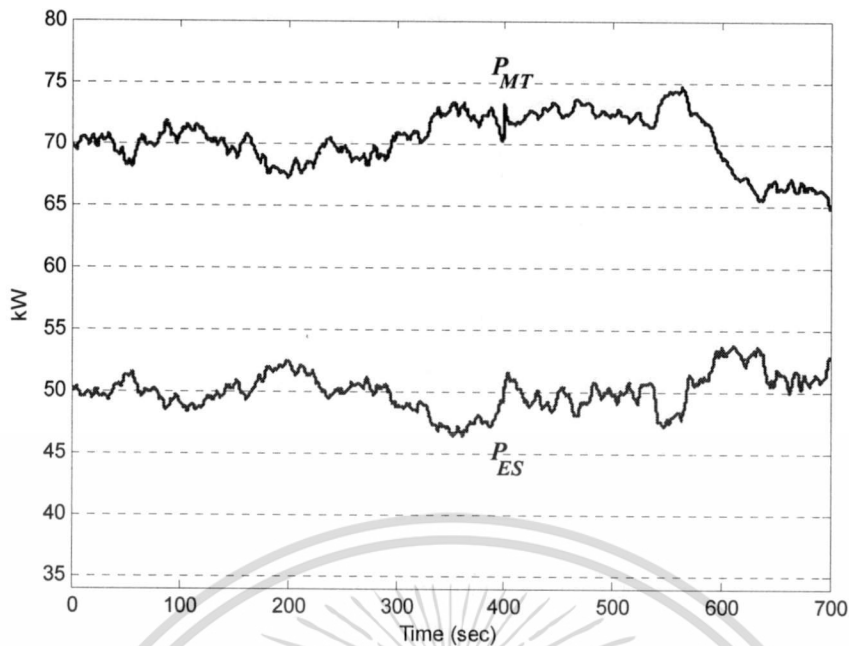


รูปที่ 4.21 การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบสุ่ม (กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ)

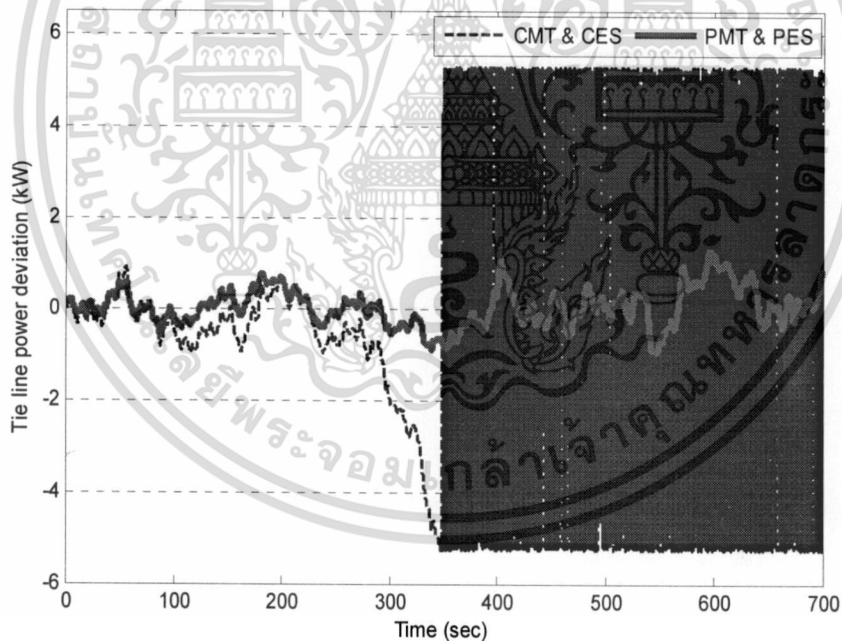


รูปที่ 4.22 กำลังไฟฟ้าด้านออกภายใต้การควบคุมของ MT และ ES
กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ (วิธีทั่วไป)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 กำลังไฟฟ้าด้านออกภายใต้การควบคุมของ MT และ ES
กรณีเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ (วิธีที่นำเสนอ)



รูปที่ 4.24 การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมภายใต้การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ

รูปที่ 4.22-4.23 แสดงว่า PMT & PES สามารถที่จะควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านออกได้ ในทางตรงกันข้าม CMT & CES ไม่สามารถที่จะจัดการความไม่สมดุลของกำลังไฟฟ้าในระบบ MG ได้

ส่วนรูปที่ 4.24 CMT & CES ไม่สามารถที่จะทำเสถียรภาพของกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมได้ ดังนั้นระบบ MG ที่อยู่ภายใต้การควบคุมของ CMT & CES สูญเสียเสถียรภาพในการควบคุม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางตรงกันข้าม PMT & PES มีความคงทนอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ และสถานการณ์ความขัดข้องของตัวควบคุม ดังนั้น PMT & PES สามารถที่จะจัดการกับการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งยืนยันถึงความคงทน และผลของการควบคุมที่ดีกว่าของ PMT & PES เมื่อเปรียบเทียบกับ CMT & CES

4.5 สรุปผลการจำลอง

การประยุกต์ใช้ ES เพื่อปรับปรุงผลการทำเสถียรภาพความถี่แบบคงทนของ MT ได้นำเสนอในบทนี้ การออกแบบตัวควบคุมที่สัมพันธ์กันแบบคงทนของ MT และ ES สำหรับการทำให้เสถียรภาพความถี่ในระบบ MG นั้นอยู่บนพื้นฐานของวิธีควบคุมการจัดตั้งฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง โครงสร้างของตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES คือ แบบพีไอ พารามิเตอร์ของตัวควบคุม MT และ ES ใน CMS หาค่าอย่างเหมาะสมแบบพร้อมกันด้วยวิธี PSO ผลการจำลองยืนยันว่า ES สามารถที่จะปรับปรุงผลการทำเสถียรภาพความถี่ในระบบ MG ได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนั้นตัวควบคุมแบบคงทนของ MT และ ES ซึ่งออกแบบมาอย่างสัมพันธ์กันมีความคงทนอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ และเงื่อนไขการทำงานที่แตกต่างกันไป

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนสำหรับทำเสถียรภาพระบบ MG ด้วยวิธีควบคุมการจัดตั้งฐานวงรอบ H_∞ แบบโครงสร้างเฉพาะเจาะจง วิธีตัวประกอบเฉพาะร่วมทำให้เป็นปรกติได้นำมาประยุกต์ใช้ในการจำลองความไม่แน่นอนในระบบ เช่น การเปลี่ยนแปลงกำลังการผลิต และ โหลด, การเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของระบบ เป็นต้น ส่วนเงื่อนไขของสมรรถนะ และเสถียรภาพคงทนในวิธีควบคุมการจัดตั้งฐานวงรอบ H_∞ กำหนดขึ้นมาเป็นสมการฟังก์ชันวัตถุประสงค์ วิธี PSO ได้นำมาประยุกต์ใช้เพื่อหาค่าเหมาะสมของพารามิเตอร์ตัวควบคุมอย่างอัตโนมัติ นอกจากนี้ข้อคิดของวิธีการออกแบบที่นำเสนอมีดังต่อไปนี้

- สามารถที่จะหาค่าฟังก์ชันน้ำหนักได้อย่างอัตโนมัติโดยปราศจากการทดลองผิดลองถูก
- สามารถที่จะลดขั้นตอนในการออกแบบตัวควบคุมได้ โดยทำการออกแบบฟังก์ชันน้ำหนักและออกแบบพารามิเตอร์ตัวควบคุมในขั้นตอนเดียวกัน
- สามารถที่จะแก้ไขปัญหาค่าอันดับที่สูงของตัวควบคุมได้ ซึ่งจะทำให้ง่ายต่อการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ
- สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่มีโครงสร้างชนิดอื่นๆ ได้ เช่น ตัวชดเชยแบบนำหน้า/ล่าหลัง, พีไอ, พีไอดี เป็นต้น
- สามารถที่จะออกแบบตัวควบคุมที่มีสัญญาณป้อนกลับด้านเข้าด้วยสัญญาณเดียว (single input feedback) ได้

ผลที่ได้จากการทดสอบประสิทธิภาพการควบคุมแบบคงทนที่สัมพันธ์กันของ SVC และ AVR ในระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ และการทดสอบประสิทธิภาพการควบคุมแบบคงทนที่สัมพันธ์กันของ MT และ ES ในระบบ MG ยืนยันได้อย่างชัดเจนว่าตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีที่นำเสนอมีความคงทนอย่างมากต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ระบบ และเงื่อนไขสภาวะการทำงานที่แตกต่างกันไป

5.2 ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะ และแนวทางการพัฒนางานวิจัยต่อไปในอนาคตมีดังต่อไปนี้

5.2.1 ควรที่จะไม่ใช้ฟังก์ชันน้ำหนัก W_1 และ W_2 ในการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทน ซึ่งจะช่วยลดเวลาในการคำนวณ และง่ายต่อการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2 ควรที่จะเปรียบเทียบวิธี PSO กับวิธีอื่นๆ เช่น วิธีพันธุกรรมยีนต์, วิธีฝูงมด (ant colony optimization: ACO) [84-85] เป็นต้น

5.2.3 ควรที่จะมีการจำลองความไม่แน่นอนในระบบแบบอื่นๆ เช่น แบบ inverse additive perturbation [53], แบบ multiplicative perturbation [86] เป็นต้น

5.2.4 ควรที่จะประยุกต์ใช้วิธีการออกแบบที่นำเสนอเกี่ยวกับตัวควบคุมชนิดอื่นๆในระบบไฟฟ้ากำลัง เช่น ตัวทำเสถียรภาพระบบไฟฟ้ากำลัง (power system stabilizer: PSS), อุปกรณ์ FACTS เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] M.A. Pai, D.P. Sen Gupta and K.R. Padiyar, **Small Signal Analysis of Power Systems**, Harrow, UK : Alpha Science International Ltd, 2004.
- [2] T. Ackermann, **Wind Power in Power Systems**, John Wiley & Sons, Ltd, 2005.
- [3] S'Y. Obara, "**Analysis of a Fuel Cell Micro-Grid with a Small-Scale Wind Turbine Generator**," International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 32, pp.323-336, 2007.
- [4] S'Y. Obara, "**Equipment Plan of Compound Interconnection Micro-Grid Composed from Diesel Power Plants and Solid Polymer Membrane-Type Fuel Cell**," International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 33, pp.179-188, 2008.
- [5] B. Kroposki, R. Lasseter, T. Lse, S. Morozumi, S. Papathanassiou and N. Hatziaargyriou, "**Making Microgrids Work**," IEEE Power and Energy Magazine, Vol. 6, pp.40-53, 2008.
- [6] F. Katiraei, R. Iravani, N. Hatziaargyriou and A. Dimeas, "**Microgrids Management**," IEEE Power and Energy Magazine, Vol. 6, pp.54-65, 2008.
- [7] S. Chowdhury, S.P. Chowdhury and P. Crossley, **Microgrids and Active Distribution Networks**, London, UK : The Institution of Engineering and Technology, 2009.
- [8] R.H. Lasseter, "**CERTS Microgrid**," IEEE International Conference on System of Systems Engineering, pp.1-5, 2007.
- [9] S. Morozumi, "**Micro-Grid Demonstration Projects in Japan**," IEEE Power Conversion Conference, pp.635-642, 2007.
- [10] H. Camblong, J. Sarr, A.T. Niang, O. Curea, J.A. Alzola, E.H. Sylla and M. Santos, "**Micro-Grids Project, Part 1: Analysis of Rural Electrification with High Content of Renewable Energy Sources in Senegal**," Renewable Energy, Vol. 34, pp.2141-2150, 2009.
- [11] N. Hatziaargyriou, H. Asano, R. Iravani and C. Marnay, "**Microgrids**," IEEE Power and Energy Magazine, Vol.5, pp.78-94, 2007.
- [12] M. Barnes, G. Ventakaramanan, J. Kondoh, R. Lasseter, H. Asano, N. Hatziaargyriou, J. Oyarzabal and T. Green, "**Real-World Microgrids- an Overview**," IEEE International Conference on System of Systems Engineering, pp.1-8, 2007.

- [13] E.M. Do Sacramento, L.C. De Lima, C.J. Oliveira and T. Nejat Veziroglu, **“A Hydrogen Energy System and Prospects for Reducing Emissions of Fossil Fuels Pollutants in the Ceara’ State—Brazil,”** International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 33, pp.2132-2137, 2008.
- [14] S’Y. Obara, **“Load Response Characteristics of a Fuel Cell Micro-Grid with Control of Number of Units,”** International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 31, pp.1819-1830, 2006.
- [15] F. Katiraei and M.R. Iravani, **“Power Management Strategies for a Microgrid with Multiple Distributed Generation Units,”** IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 21, No. 4, November, pp.1821-1831, 2006.
- [16] K. Zhou and J.C. Doyle, **Essential of Robust Control**, Prentice-Hall, 1998.
- [17] F-C. Wang and H-T. Chen, **“Design and Implementation of Fixed-Order Robust Controllers for a Proton Exchange Membrane Fuel Cell System,”** International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 34, pp.2705-2717, 2009.
- [18] Q. Zhao and J. Jiang, **“Robust SVC Controller Design for Improving Power System Damping,”** IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 10, No. 4, November, pp.1927-1932, 1995.
- [19] M. Parniani and M.R. Iravani, **“Optimal Robust Control Design of Static Var Compensator,”** IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, Vol. 145, No. 3, May, pp.301-307, 1998.
- [20] G.N. Taranto and D.M. Falcao, **“Robust Decentralized Control Design Using Genetic Algorithms in Power System Damping Control,”** IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, Vol. 145, No. 1, January, pp.1-6, 1998.
- [21] Y.L. Abdel-Magid, M.A. Abido, S. Al-Baiyat and A.H. Mantawy, **“Simultaneous Stabilization of Multimachine Power Systems Via Genetic Algorithms,”** IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 14, No. 4, November, pp.1428-1439, 1999.
- [22] M.A. Abido, **“Robust Design of Multimachine Power System Stabilizers Using Simulated Annealing,”** IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, No. 3, September, pp.297-304, 2000.

- [23] Z-L. Gaing, "A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, No. 2, June, pp.384-391, 2004.
- [24] S. Panda and N.P. Padhy, "Comparison of Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithm for FACT-Based Controller Design," Applied Soft Computing, Vol. 8, Issue 4, September, pp.1418-1427, 2008.
- [25] R.L. Haupt and S.E. Haupt, **Practical Genetic Algorithms**, 2nd Edition, Wiley-interscience, 2004.
- [26] M.A. Abido, "Particle Swarm Optimization for Multimachine Power System Stabilizer Design," IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol. 3, pp.1346-1351, 2001.
- [27] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle Swarm Optimization," IEEE Neural Networks, pp.1942-1948, 1995.
- [28] H. Yoshida, K. Kawata, Y. Fukuyama, S. Takayama and Y. Nakanishi, "A Particle Swarm Optimization for Reactive Power and Voltage Control Considering Voltage Security Assessment," IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 15, No. 4, November, pp.1232-1239, 2000.
- [29] S. Panda and N.P. Padhy, "Comparison of Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithm for TCSC-Based Controller Design," International Journal of Computer Science and Engineering, Vol. 1, No. 1, pp.41-49, 2007.
- [30] M.A. Abido, "Optimal Design of Power-System Stabilizers Using Particle Swarm Optimization," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, No. 3, September, pp.406-413, 2002.
- [31] O.I. Elgerd, **Electric Energy System Theory: an Introduction**, New Delhi, India, Tata McGraw-Hill, 1982.
- [32] J.F. Mannwell, J.G. McGowan and A.L. Rogers, **Wind Energy Explained: Theory, Design and Application**, John Wiley & Sons, 2002.
- [33] T. Ackermann, **Wind Power in Power Systems**, John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [34] R. Hunter and G. Elliot, **Wind-Diesel Systems, a Guide to Technology and Its Implementation**, Cambridge University Press, 1994.

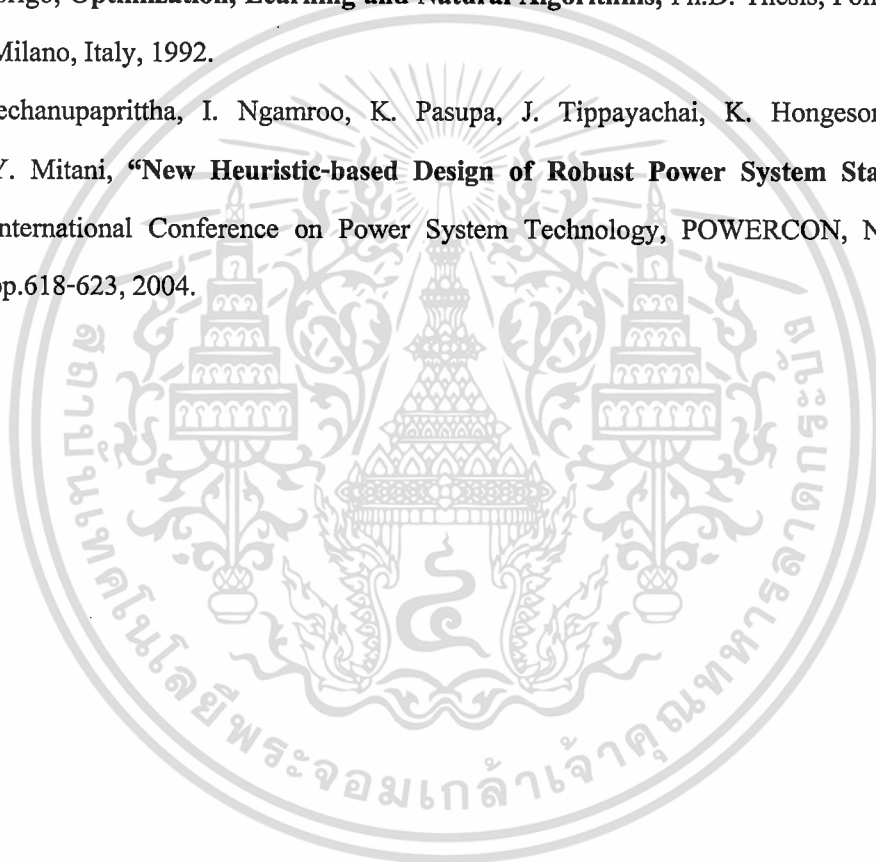
- [35] N.H. Lipman, **Wind-Diesel and Autonomous Energy Systems**, Elsevier Science Publishers Ltd, 1989.
- [36] S.C. Tripathy, M. Kalantar and R. Balasubramanian, **“Dynamics and Stability of Wind and Diesel Turbine Generators with Superconducting Magnetic Energy Storage Unit on an Isolated Power System,”** IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 4, December, pp.579-585, 1991.
- [37] D. Das, S.K. Aditya and D.P. Kothari, **“Dynamics of Diesel and Wind Turbine Generators on an Isolated Power System,”** Electrical Power and Energy Systems, Vol. 21, pp.183-189, 1999.
- [38] F. Jurado and J.R. Saenz, **“Neuro-Fuzzy Control for Autonomous Wind-Diesel Systems using Biomass,”** Renewable Energy, Vol. 27, pp.39-56, 2002.
- [39] M.G. Simoes and F.A. Farret, **Renewable Energy Systems: Design and Analysis with Induction Generators**, CRC Press, 2004.
- [40] T.J.E. Miller, Ed., **Reactive Power Control in Electric Power Systems**, John Wiley & Sons, 1982.
- [41] I.A. Erinmez, Ed., **“Static Var Compensators,”** CIGRE Working Group 38-01, Task Force, No. 2, 1986.
- [42] A.E. Hammad and M.Z. El-Sadek, **“Prevention of Transient Voltage Instabilities Due to Induction Motor Loads by Static Var Compensators,”** IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 4, No. 3, August, pp.1182-1190, 1989.
- [43] R. Mohan Mathur and Rajiv K. Varma, **Thyristor-Based FACTS Controllers for Electrical Transmission Systems**, Wiley, 2002.
- [44] R.C. Bansal, **“Modelling and Automatic Reactive Power Control of Isolated Wind-Diesel Hybrid Power Systems Using ANN,”** Energy Conversion and Management, Vol. 49, pp.357-364, 2008.
- [45] R.C. Bansal, **“Automatic Reactive-Power Control of Isolated Wind-Diesel Hybrid Power Systems,”** IEEE Transactions on Industrial Electronics., Vol. 53, No. 4, August, pp.1116-1126, 2006.
- [46] R.C. Bansal, T.S. Bhatti, D.P. Kothari and S. Bhat, **“Reactive Power Control of Wind-Diesel-Micro-Hydro Hybrid Power Systems Using Matlab/Simulink,”** International Journal of Global Energy Issues, Vol. 24, No. 1/2, pp.86-99, 2005.

- [47] R.C. Bansal, **“Reactive Power Compensation of Wind-Diesel Hybrid Power Systems Using Matlab/Simulink,”** International Journal of Energy Technology and Policy, Vol. 3, No. 3, pp.237-252, 2005.
- [48] R.C. Bansal, T.S. Bhatti, D.P. Kothari, **“A Novel Mathematical Modelling of Induction Generator for Reactive Power Control of Isolated Hybrid Power Systems,”** International Journal of Modelling and Simulation, Vol. 24, pp.1-7, 2004.
- [49] R.C. Bansal, T.S. Bhatti and D.P. Kothari, **“Automatic Reactive Power Control of Isolated Wind-Diesel Hybrid Power Systems for Variable Wind Speed/Slip,”** Electric Power Components and Systems, Vol. 32, Issue 9, September, pp.901-912, 2004.
- [50] R.C. Bansal and T.S. Bhatti, **“Reactive Power Control of Autonomous Wind-Diesel Hybrid Power Systems Using Simulink,”** Electric Power Components and Systems, Vol. 35, Issue 12, December, pp.1345-1366, 2007.
- [51] S. Skogestad and I. Postlethwaite, **Multivariable Feedback Control: Analysis and Design,** 2nd Edition, John Wiley, 2005.
- [52] D.C. McFarlane and K. Glover, **Robust Controller Design Using Normalized Coprime Factor Plant Descriptions,** Lecture Notes in Control and Information, Springer-Verlag, Berlin, Vol. 138, 1990.
- [53] D-W. Gu, P.H. Petkov and M.M. Konstantinov, **Robust Control Design with MATLAB,** Springer, 2005.
- [54] P. Kundur, **Power System Stability and Control,** McGrawHill, Inc, 1993.
- [55] H. Saadat, **Power System Analysis,** 2nd Edition, McGrawHill, Inc, 2004.
- [56] T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato and T. Funabashi, **“A Hybrid Power System Using Alternative Energy Facilities in Isolated Island,”** IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 2, June, pp. 406-414, 2005.
- [57] T. Senjyu, D. Hayashi, N. Urasaki and T. Funabashi, **“Oscillation Frequency Control Based on controller for a Small Power System Using Renewable Energy Facilities in Isolated Island,”** IEEE Power Engineering Society General Meeting, pp.1-7, 2006.
- [58] D-J. Lee and L. Wang, **“Small-Signal Stability Analysis of an Autonomous Hybrid Renewable Energy Power Generation/Energy Storage System Part I: Time-**

- Domain Simulations,** IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 23, No. 1, March, pp. 311-320, 2008.
- [59] X. Li, Y.J. Song and S.B. Han, **“Study on Power Quality Control in Multiple Renewable Energy Hybrid Microgrid System,”** IEEE Power Tech, pp.2000-2005, 2007.
- [60] X. Li, Y.J. Song and S.B. Han, **“Frequency Control in Micro-Grid Power System Combined with Electrolyzer System and Fuzzy PI Controller,”** Journal of Power Sources, Vol. 180, pp.468-475, 2008.
- [61] Available at: <<http://www.protonenergy.com/>>.
- [62] Available at: <<http://www.distributed-energy.com/>>.
- [63] I.J. Nagrath and M. Gopal, **Control Systems Engineering,** 3rd Edition, Delhi, New Age International Publishers, 1999.
- [64] T. Ohyama, A. Watanabe, K. Nishimura and S. Tsuruta, **“Voltage Dependence of Composite Loads in Power Systems,”** IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 104, No. 1, pp.3064-3073, 1985.
- [65] S.M. Al-Alawi and K.A. Ellithy, **“Tuning of SVC Damping Controllers Over a Wide Range of Load Models Using an Artificial Neural Network,”** International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 22, Issue 6, August, pp.405-420, 2000.
- [66] T.S. Bhatti, **Interactive Excitation and Speed Governor Control of Power Systems,** Ph.D. Dissertation, Electrical Engineering Department, Indian Institute Technology, New Delhi, India, May, 1984.
- [67] IEEE special working group on modelling of excitation systems, **“Excitation System Models for Power System Stability Studies,”** IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 100, No. 2, pp.494-509, 1981.
- [68] K.R. Padiyar, **Power Systems Dynamics, Stability and Control,** Bangalore, India, Interline Publishing, 1996.
- [69] R.C. Bansal, **Automatic Reactive Power Control of Autonomous Hybrid Power Systems,** Ph.D. Dissertation, Centre Energy Studies, Indian Institute Technology, New Delhi, India, December, 2002.
- [70] H. Gorgun, **“Dynamic Modeling of a Proton Exchange Membrane (PEM) Electrolyzer,”** International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 31, pp.29-38, 2006.

- [71] A. Marshall, B. Borresen, G. Hagen, M. Tsykin and R. Tunold, **“Hydrogen Production by Advanced Proton Exchange Membrane (PEM) Water Electrolysers—Reduced Energy Consumption by Improved Electrocatalysis,”** International Journal of Energy, Vol. 32, pp.431-436, 2007.
- [72] F. Barbir, **“PEM Electrolysis for Production of Hydrogen from Renewable Energy Sources,”** International Journal of Solar Energy, Vol. 78, pp.661-669, 2005.
- [73] K. Onda, T. Murakami, T. Hikosaka, M. Kobayashi, Notu R and K. Ito, **“Performance Analysis of Polymer–Electrolyte Water Electrolysis Cell at a Small-Unit Test Cell and Performance Prediction of Large Stacked Cell,”** Journal of the Electrochemical Society, Vol. 149, pp.1069-1078, 2002.
- [74] O. Ulleberg, **“Modeling of Advanced Alkaline Electrolyzers: a System Simulation Approach,”** International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 28, pp.21-33, 2003.
- [75] S. Kelouwani, K. Agbossou and R. Chahine, **“Model for Energy Conversion in Renewable Energy System with Hydrogen Storage,”** Journal of Power Sources, Vol. 140, pp.392-399, 2005.
- [76] M.J. Khan and M.T. Iqbal, **“Dynamic Modeling and Simulation of a Small Wind–Fuel Cell Hybrid Energy System,”** International Journal of Renewable Energy, Vol. 30, pp.421-439, 2005.
- [77] B. Gou, W.K. Na and B. Diong, **Fuel Cells: Modeling, Control, and Applications,** Boca Raton, CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009.
- [78] J.J. Baschuk and X. Li, **“A General Formulation for a Mathematical PEM Fuel Cell Model,”** Journal of Power Sources, Vol. 142, pp.134-153, 2005.
- [79] C. Marr and X. Li, **“An Engineering Model of Proton Exchange Membrane Fuel Cell Performance,”** An International Journal for Physical and Engineering Sciences, Vol. 50, pp.190-200, 1998.
- [80] J. Jia, Y. Wang, Q. Li, Y.T. Cham and M. Han, **“Modeling and Dynamic Characteristic Simulation of a Proton Exchange Membrane Fuel Cell,”** IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, Issue 1, March, pp.283-291, 2009.
- [81] S. Yerramalla, A. Davari, A. Feliachi and T. Biswas, **“Modeling and Simulation of the Dynamic Behavior of a Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell,”** Journal of Power Sources, Vol. 124, pp.104-113, 2003.

- [82] J.J. Baschuk and X. Li, “**Modelling of Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cells with Variable Degrees of Water Flooding,**” *Journal of Power Sources*, Vol. 86, pp.181-196, 2000.
- [83] J-H Wee, K-Y Lee and S.H. Kim, “**Sodium Borohydride as the Hydrogen Supplier for Proton Exchange Membrane Fuel Cell Systems,**” *Fuel Processing Technology*, Vol. 87, pp.811-819, 2006.
- [84] A. Colomi, M. Dorigo and V. Maniezzo, **Distributed Optimization by Ant Colonies**, Paris, France, Elsevier Publishing, 1991.
- [85] M. Dorigo, **Optimization, Learning and Natural Algorithms**, Ph.D. Thesis, Politecnico di Milano, Italy, 1992.
- [86] S. Dechanupaprittha, I. Ngamroo, K. Pasupa, J. Tippayachai, K. Hongesombut and Y. Mitani, “**New Heuristic-based Design of Robust Power System Stabilizers,**” *International Conference on Power System Technology, POWERCON*, November, pp.618-623, 2004.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก1 คำอธิบายสัญลักษณ์

D	ค่าการหน่วง
dP_{PV}	การเปลี่ยนแปลงมาตรฐานของพลังงานแสงอาทิตย์
dP_{WP}	การเปลี่ยนแปลงมาตรฐานของพลังงานลม
E_M	การรับพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้า
f_0	ความถี่ระบบ
G	ระบบที่ระบุ
$ G _{dB,f}$	ค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่ระบุ G ที่ย่านความถี่ต่ำ
G_S	ระบบที่จัดสถานะ
$ G_S _{dB,f}$	ค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่จัดสถานะ G_S ที่ย่านความถี่ต่ำ
H_2	ไฮโดรเจน
HT	ถังสำหรับบรรจุไฮโดรเจน
K_A	ค่าอัตราขยายของตัวรีกษาระดับแรงดันไฟฟ้า
K_E	ค่าอัตราขยายของการกระตุ้น
K_{ES}	ค่าอัตราขยายของระบบอิเล็กทรอนิกส์
K_F	ค่าอัตราขยายของตัวทำเสถียรภาพ
K_{FC}	ค่าอัตราขยายของเซลล์เชื้อเพลิง
K_{MT}	ค่าคุณสมบัติ droop ของไมโครเทอร์ไบน์
K_{PESis}	ตัวควบคุมแบบคงทนของระบบอิเล็กทรอนิกส์ในการทำงานแบบแยกอิสระ
K_{PESug}	ตัวควบคุมแบบคงทนของระบบอิเล็กทรอนิกส์ในการทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า
K_{PMTis}	ตัวควบคุมแบบคงทนของไมโครเทอร์ไบน์ในการทำงานแบบแยกอิสระ
K_{PMTug}	ตัวควบคุมแบบคงทนของไมโครเทอร์ไบน์ในการทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้า
K_α	ค่าอัตราขยายของการลดชนวนไทรสเตอร์
M	ค่าคงตัวความเฉื่อย
P_{ES}	ค่าด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของโหลดระบบอิเล็กทรอนิกส์
P_{FC}	ค่าด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของเซลล์เชื้อเพลิง
pf	ตัวประกอบกำลัง
P^G	กำลังไฟฟ้าจริงที่ผลิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P_{IG}	กำลังไฟฟ้าจริงที่ผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
P_{in}	กำลังไฟฟ้าจริงด้านเข้า
P^L	โหลดระบบ
P_L	กำลังไฟฟ้าจริงของโหลด
P_{MT}	ค่าด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของไมโครเทอร์ไบน์
P_{PV}	ค่าด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของพลังงานแสงอาทิตย์
P_{SG}	กำลังไฟฟ้าจริงที่ผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส
P_{tie}	กำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม
P_{WP}	ค่าด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของพลังงานลม
P_{ES}^{ini}	ค่าเริ่มต้นด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของโหลดระบบบิเล็กโทรไลเซอร์
P_{FC}^{ini}	ค่าเริ่มต้นด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของเซลล์เชื้อเพลิง
P_{MT}^{ini}	ค่าเริ่มต้นด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของไมโครเทอร์ไบน์
P_{ES}^{max}	ค่าสูงที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของโหลดระบบบิเล็กโทรไลเซอร์
P_{ES}^{min}	ค่าต่ำที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของโหลดระบบบิเล็กโทรไลเซอร์
P_{FC}^{max}	ค่าสูงที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของเซลล์เชื้อเพลิง
P_{FC}^{min}	ค่าต่ำที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของเซลล์เชื้อเพลิง
P_{MT}^{max}	ค่าสูงที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของไมโครเทอร์ไบน์
P_{MT}^{min}	ค่าต่ำที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของไมโครเทอร์ไบน์
P_{PV}^{max}	ค่าสูงที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของพลังงานแสงอาทิตย์
P_{PV}^{min}	ค่าต่ำที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของพลังงานแสงอาทิตย์
P_{WP}^{max}	ค่าสูงที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของพลังงานลม
P_{WP}^{min}	ค่าต่ำที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของพลังงานลม
Q_C	ค่าพิคคของตัวชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนแบบสถิต
Q_G	กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ใช้โดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
Q_L	ความต้องการโหลดกำลังไฟฟ้าเสมือน
Q_{SG}	กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส
Q_{SVC}	กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ผลิตโดยตัวชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนแบบสถิต
R_{eq}	ความต้านทานสมมูล
r_1	ความต้านทานสเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
r_2'	ความต้านทานโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านปฐมภูมิของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
S_F	ค่าฟังก์ชันอิมิตัว
s	สลิปของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T_A	ค่าคงตัวทางเวลาของตัวรักษาระดับแรงดันไฟฟ้า
T_d	ค่าเวลาของบล็อกการประวิงลำดับเฟส
T_{d0}	ค่าคงตัวทางเวลาสภาวะชั่วคราวแบบวงจรเปิดบนแกนตรง
T_E	ค่าคงตัวทางเวลาของการกระตุ้น
T_{ES}	ค่าคงตัวทางเวลาของระบบอิเล็กทรอนิกส์
T_F	ค่าคงตัวทางเวลาของตัวทำเสถียรภาพ
T_{FC}	ค่าคงตัวทางเวลาของเซลล์เชื้อเพลิง
T_α	ค่าเวลาการประวิงการจุดชนวนไทรสเตอร์
W_1, W_2	ฟังก์ชันน้ำหนัก
X_d	รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสบนแกนตรงภายใต้เงื่อนไขสภาวะคงตัว
X'_d	รีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสบนแกนตรงภายใต้เงื่อนไขสภาวะชั่วคราว
X_{eq}	รีแอกแตนซ์สมมูล
X_M	รีแอกแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็กของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
X_{tie}	รีแอกแตนซ์สายส่งต่อเชื่อม
x_1	รีแอกแตนซ์สเตเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
x'_2	รีแอกแตนซ์โรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านปฐมภูมิของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
δ	มุมกำลังไฟฟ้าระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วและแรงดันไฟฟ้าอาร์เมเจอร์ภายใน
θ	มุมเฟสที่สัมพันธ์กันระหว่างกริดการไฟฟ้าและระบบไมโครกริด
η	ค่าดัชนีสมรรถนะ
η_{IG}	ประสิทธิภาพของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
α	มุมการจุดชนวนไทรสเตอร์
α°	มุมการจุดชนวนไทรสเตอร์ที่ระบุ
ΔB_{SVC}	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของชั้ชเซปแทนซ์รีแอกทีฟ
$\Delta B'_{SVC}$	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของสัญญาณขาออกจากบล็อกการประวิงการจุดชนวนไทรสเตอร์
ΔE_{fd}	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้ากระตุ้น
ΔE_M	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าที่สะสมในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
ΔE_q	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าอาร์เมเจอร์ภายในภายใต้เงื่อนไขสภาวะคงตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\Delta E'_q$	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าอาร์เมเจอร์ภายในภายใต้เงื่อนไขสถานะชั่วคราว
Δf	การเปลี่ยนแปลงของความถี่
ΔP	ความไม่สมดุลกำลังไฟฟ้าจริง
ΔP_{ES}	การเปลี่ยนแปลงด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของโหลดระบบอิเล็กทรอนิกส์โทรไลเซอร์
ΔP_{ESis}	การเปลี่ยนแปลงในด้านการทำงานแบบแยกอิสระของโหลดระบบอิเล็กทรอนิกส์โทรไลเซอร์
ΔP_{ESug}	การเปลี่ยนแปลงในด้านการทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้าของโหลดระบบอิเล็กทรอนิกส์โทรไลเซอร์
ΔP_{FC}	การเปลี่ยนแปลงด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของเซลล์เชื้อเพลิง
ΔP_{IW}	การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ากักเก็บด้านเข้า
ΔP_{MT}	การเปลี่ยนแปลงด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของไมโครเทอร์ไบน์
ΔP_{MTis}	การเปลี่ยนแปลงในด้านการทำงานแบบแยกอิสระของด้านออกไมโครเทอร์ไบน์
ΔP_{MTug}	การเปลี่ยนแปลงในด้านการทำงานแบบเชื่อมโยงกริดการไฟฟ้าของด้านออกไมโครเทอร์ไบน์
ΔP_{ie}	การเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม
ΔQ_L	การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลด
ΔQ_{SVC}	การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเสมือนของตัวชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนแบบสถิต
ΔV	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วบัส
ΔV_a	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าขาออกขาย
$\Delta V'_a$	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของสัญญาณควบคุมจากตัวควบคุมพีไอดีของตัวรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ
ΔV_f	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับกระตุ้น
$\Delta \alpha$	การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของมุมการจุดชนวน

ก2 คำย่อ

ACO	วิธีฝูงมด
AVR	ตัวรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ
CMS	ระบบควบคุม และติดตามประเมินผล
DG	เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบกระจาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารแหล่งเก็บสะสมแบบกระจายการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ES	ระบบอิเล็กทรอนิกส์
FC	เซลล์เชื้อเพลิง
GA	วิธีเจเนติกอัลกอริทึม
IG	เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
Lead/lag	ตัวชดเชยแบบนำหน้า/ล่าหลัง
LFC	การควบคุมความถี่โหลด
MG	ไมโครกริด
MIMO	ระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
MISO	ระบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต
MT	ไมโครเทอร์ไบน์
PI	ตัวควบคุมแบบพีไอ
PID	ตัวควบคุมแบบพีไอดี
PSO	วิธีกลุ่มอนุภาค
PV	พลังงานแสงอาทิตย์
SG	เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชิงโครนัส
SISO	ระบบหนึ่งอินพุตหนึ่งเอาต์พุต
SR	รีแอกเตอร์อิมิตัว
SVC	ตัวชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนแบบสถิต
TCR	ไทรสเตอร์คอนโทรลรีแอกเตอร์
TR	หม้อแปลงไฟฟ้า
TSC	ไทรสเตอร์สวิตช์คาปาซิเตอร์
TSR	ไทรสเตอร์สวิตช์รีแอกเตอร์
UG	กริดการไฟฟ้า
WP	พลังงานลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข1 แบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้น

โดยทั่วไปแล้วระบบจะมีคุณลักษณะแบบไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อให้ง่ายต่อการศึกษา จึงสามารถที่จะแทนระบบที่ใช้ศึกษาในการควบคุมความถี่ และแรงดันไฟฟ้าด้วยระบบเชิงเส้นได้ เนื่องจากสมมติว่าสิ่งที่มีารบกวนระบบมีขนาดเล็กเพียงพอ ทำให้ตัวแปรสถานะในระบบนั้นเปลี่ยนแปลงในช่วงแคบๆ จนถือว่าเป็นการเปลี่ยนแปลงเชิงเส้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอแบบจำลองที่ทำให้เป็นเชิงเส้นดังต่อไปนี้

ข1.1 แบบจำลองคณิตศาสตร์ของระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลมและดีเซลแบบแยกอิสระ

ระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซล [44-50] ได้พิจารณาเป็นแบบจำลองคณิตศาสตร์ โดยที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสกับระบบการกระตุ้นแบบ IEEE type-I ได้เชื่อมต่อกับชุดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีเซล ซึ่งแสดงพฤติกรรมเป็นกริดเฉพาะที่จ่ายให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เชื่อมต่อกับระบบการแปลงพลังงานลม เช่นเดียวกันระบบยังมี SVC ช่วยจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเพิ่มเข้าไปในระบบ โดยจะรวมกันกับกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส โดยทั่วไปแล้วการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าจริงคือ สาเหตุของการเปลี่ยนแปลงของความถี่ และในทำนองเดียวกันการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเสมือนทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน [31] ซึ่งโดยปกติแล้วค่าคงตัวทางเวลาของการกระตุ้นจะมีค่าน้อยกว่าค่าคงตัวทางเวลาของตัวขับเคลื่อน (prime-mover) มาก และผลการตอบสนองชั่วคราวของระบบการกระตุ้นลดลงได้อย่างรวดเร็วมาก และไม่ส่งผลกระทบต่อพลวัตของการควบคุมความถี่โหลด (load frequency control: LFC) ดังนั้นการเชื่อมต่อกัน (cross coupling) ระหว่าง LFC และ AVR จึงแยกคิดออกจากกันได้

สมการความสมดุลกำลังไฟฟ้าเสมือนภายใต้เงื่อนไขสภาวะคงตัว (steady-state) คือ

$$Q_{SG} + Q_{SVC} = Q_L + Q_{IG} \quad (ข1)$$

โดยที่ Q_{SG} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส, Q_{SVC} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ผลิตโดย SVC, Q_L คือ ความต้องการโหลดกำลังไฟฟ้าเสมือน และ Q_{IG} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่ผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

สำหรับการวิเคราะห์ความสมดุลกำลังไฟฟ้าเสมือนที่เพิ่มขึ้นในระบบไฮบริดนั้น ได้กำหนดให้ ΔQ_L คือ ขนาดของการเปลี่ยนแปลงโหลดกำลังไฟฟ้าเสมือน และเนื่องจากการทำงานของตัวควบคุม AVR และ SVC ดังนั้นการผลิตกำลังไฟฟ้าเสมือนของระบบเพิ่มขึ้นโดยจำนวนรวมของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\Delta Q_{SG} + \Delta Q_{SVC}$ เช่นเดียวกันกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ต้องการ โดยระบบจะเปลี่ยนแปลงเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงในแรงดันไฟฟ้า (ΔV) ดังนั้นจำนวนที่เกินของกำลังไฟฟ้าเสมือนสุทธิในระบบเท่ากับ $\Delta Q_{SG} + \Delta Q_{SVC} - \Delta Q_L - \Delta Q_{IG}$ โดยที่กำลังไฟฟ้าเสมือนสุทธินี้จะเพิ่มแรงดันไฟฟ้าระบบใน 2 ทางดังนี้

- โดยเพิ่มการรับพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic energy absorption: E_M) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่อัตราต่อหน่วย $d/dt(E_M)$
- โดยเพิ่มการใช้โหลดกำลังไฟฟ้าเสมือนของระบบเนื่องจากการเพิ่มขึ้นในแรงดันไฟฟ้า ดังนั้นแสดงเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$\Delta Q_{SG} + \Delta Q_{SVC} - \Delta Q_L - \Delta Q_{IG} = d/dt(\Delta E_M) + D_V \Delta V \quad (ข2)$$

และพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าที่เก็บไว้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำคือ

$$E_M = \frac{1}{2} L_M I_M^2 = \frac{1}{2} L_M (V/X_M)^2 \quad (ข3)$$

โดยที่ I_M , L_M และ X_M คือ กระแสไฟฟ้า, ความเหนี่ยวนำ และรีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำตามลำดับ โดยการพิจารณาแบบจำลองวงจรสมมูลโดยประมาณ [63] สมการที่ (ข3) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$E_M = \frac{1}{2} \frac{2\pi f L_M}{2\pi f} (V/X_M)^2 = \frac{X_M}{4\pi f} (V/X_M)^2 = \frac{V^2}{4\pi f X_M} \quad (ข4)$$

โดยที่ f คือ ความถี่ระบบ และสำหรับเงื่อนไขที่ระบุ (nominal condition) สมการที่ (ข4) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$E_M^0 = \frac{1}{4\pi f X_M} (V^0)^2 \quad (ข5)$$

นำสมการที่ (ข5) ไปหารสมการที่ (ข4) จะได้

$$\frac{E_M}{E_M^0} = \left(\frac{V}{V^0} \right)^2 \quad (ข6)$$

โดยที่ $V = V^0 + \Delta V$ และเนื่องจากค่า ΔV มีค่าน้อย ดังนั้นสมการที่ (ข6) เขียนใหม่ได้โดยตัดเทอม ΔV^2 ออกไปแสดงได้ดังสมการที่ (ข7)

$$\frac{E_M}{E_M^0} = \frac{(V^0 + \Delta V)^2}{(V^0)^2} = 1 + 2\frac{\Delta V}{V^0} \quad (\text{ข7})$$

จากสมการที่ (ข7) ΔE_M สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\Delta E_M = E_M - E_M^0 = 2\left(\frac{E_M^0}{V^0}\right)\Delta V \quad (\text{ข8})$$

โดยที่ V^0 และ E_M^0 คือ ค่าที่ระบุ (nominal value) ของแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วบัส และพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าที่เก็บไว้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

สำหรับการเพิ่มขึ้นในแรงดันไฟฟ้า โหลดกำลังไฟฟ้าเสมือนที่เชื่อมต่อทั้งหมดจะเพิ่มขึ้นโดย $D_V = \partial Q_L / \partial V$ (pu kVAR/pu kV) ดังนั้นโหลดกำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถแสดงในรูปแบบของแรงดันไฟฟ้าแบบเอกซ์โพเนนเชียล (exponential) [64-65] ดังสมการ

$$Q_L = C_1 V^q \quad (\text{ข9})$$

โดยที่ C_1 คือ ค่าคงที่ของโหลด และเลขชี้กำลัง q ขึ้นอยู่กับชนิดของโหลด ในกรณีของการรวบรวมขนาดเล็ก สมการที่ (ข9) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\Delta Q_L / \Delta V = q(Q_L^0 / V^0) \quad (\text{ข10})$$

โดยที่ Q_L^0 คือ ค่าที่ระบุของความต้องการโหลดกำลังไฟฟ้าเสมือน ในสมการที่ (ข2) ค่า D_V สามารถคำนวณได้โดยการใช้สมการที่ (ข10) โดยกำหนดให้ Q_R คือ ค่าพิกัดกำลังไฟฟ้าเสมือนของระบบ

จากสมการที่ (ข8) หาค่าด้วยค่า Q_R แล้วแทนค่ากลับไปในสมการที่ (ข2) จะได้

$$\Delta Q_{SG} + \Delta Q_{SVC} - \Delta Q_L - \Delta Q_{IG} = 2E_M^0 / (V^0 Q_R) d/dt(\Delta V) + D_V \Delta V \quad (\text{ข11})$$

ในสมการที่ (ข11) ค่า Q_R หาค่าเพียงหนึ่งเทอมขณะที่เทอมอื่นๆทั้งหมดแสดงค่าในหน่วย pu kVAR ดังนั้นค่า E_M^0 / Q_R สามารถที่จะเขียนได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_M^0/Q_R = 1/(4\pi f k_R) = H_R \quad (ข12)$$

โดยที่ H_R คือ ค่าคงที่ของระบบซึ่งมีหน่วยเป็น “sec” และ k_R คือ อัตราส่วนของค่าฟลักซ์กำลังไฟฟ้าเสมือนของระบบกับค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนท่าแม่เหล็กไฟฟ้าที่กำหนด (rated magnetizing reactive power) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

แทนค่าสมการที่ (ข12) เข้าไปในสมการที่ (ข11) จะได้

$$\Delta Q_{SG} + \Delta Q_{SVC} - \Delta Q_L - \Delta Q_{IG} = 2H_R/V^0 d/dt(\Delta V) + D_V \Delta V \quad (ข13)$$

จากสมการที่ (ข13) ทำการแปลงลาปลาซ (laplace) จะได้

$$\Delta V(s) = K_V/(1+sT_V) \times [\Delta Q_{SG}(s) + \Delta Q_{SVC}(s) - \Delta Q_L(s) - \Delta Q_{IG}(s)] \quad (ข14)$$

โดยที่

$$T_V = \frac{2H_R}{D_V V^0} \quad (ข15)$$

$$K_V = \frac{1}{D_V} \quad (ข16)$$

ข1.1.1 สมการฟลักซ์เกี่ยวค้อย

สมการฟลักซ์เกี่ยวค้อย [66] ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าซิงโครนัสแบบ round-rotor สำหรับการรบกวนขนาดเล็กคือ

$$d/dt(\Delta E'_q) = (\Delta E_{fd} - \Delta E_q)/T'_{d0} \quad (ข17)$$

โดยที่ ΔE_{fd} คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กของแรงดันไฟฟ้ากระตุ้น, ΔE_q คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กของแรงดันไฟฟ้าอาร์เมเจอร์ภายในซึ่งเป็นสัดส่วนต่อการเปลี่ยนแปลงในค่าฟลักซ์สนามบนแกนตรง (direct axis field flux) ภายใต้อิทธิพลของสถานะคงตัว, T'_{d0} คือ ค่าคงตัวทางเวลาสถานะชั่วครู่แบบวงจรมอบบนแกนตรง จากสมการที่ (ข17) ค่า ΔE_q กำหนดให้เท่ากับ

$$\Delta E_q = \frac{X_d}{X'_d} \Delta E'_q - \frac{(X_d - X'_d)}{X'_d} \cos \delta \Delta V \quad (ข18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ X_d คือ ค่ารีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสบนแกนตรงภายใต้เงื่อนไขสถานะคงตัว, X'_d คือ ค่ารีแอกแตนซ์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสบนแกนตรงภายใต้เงื่อนไขสถานะชั่วคราว สำหรับการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กในสมการที่ (ข17) ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (ข18) จะได้

$$(1 + sT_G)\Delta E'_q(s) = K_5\Delta E_{fd}(s) + K_6\Delta V(s) \quad (\text{ข19})$$

โดยที่

$$T_G = (X'_dT_{d0})/X_d \quad (\text{ข20})$$

$$K_5 = X'_d/X_d \quad (\text{ข21})$$

$$K_6 = \{(X_d - X'_d)\cos\delta\}/X_d \quad (\text{ข22})$$

ข1.1.2 สมการเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส

ภายใต้เงื่อนไขสถานะชั่วคราว ค่า Q_{SG} กำหนดได้จากสมการ [31]

$$Q_{SG} = (E'_q V \cos\delta - V^2)/X'_d \quad (\text{ข23})$$

สำหรับการรบกวนขนาดเล็ก สมการที่ (ข23) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\Delta Q_{SG} = (V \cos\delta/X'_d)\Delta E'_q + \{(E'_q \cos\delta - 2V)/X'_d\}\Delta V \quad (\text{ข24})$$

โดยที่ $\Delta E'_q$ คือ การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กของแรงดันไฟฟ้าอาร์เมเจอร์ภายในซึ่งเป็นสัดส่วนต่อการเปลี่ยนแปลงในค่าฟลักซ์สนามบนแกนตรงภายใต้เงื่อนไขสถานะชั่วคราว

ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (ข24) จะได้

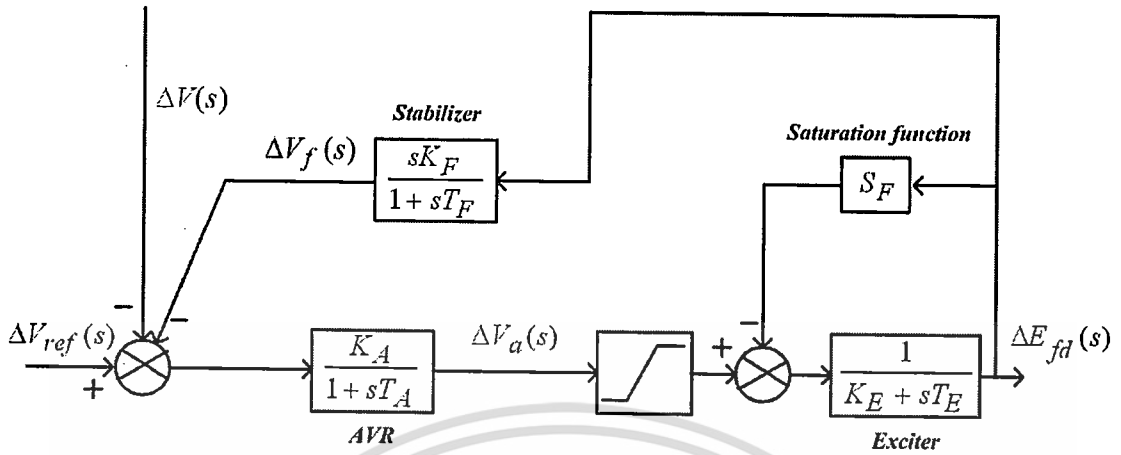
$$\Delta Q_{SG}(s) = K_1\Delta E'_q(s) + K_2\Delta V(s) \quad (\text{ข25})$$

โดยที่

$$K_1 = (V \cos\delta)/X'_d \quad (\text{ข26})$$

$$K_2 = (E'_q \cos\delta - 2V)/X'_d \quad (\text{ข27})$$

ข1.1.3 สมการระบบการกระตุ้นแบบ IEEE type-I



รูปที่ ข1 ระบบการกระตุ้นแบบ IEEE type-I

ในรูปที่ ข1 ระบบการกระตุ้นแบบ IEEE type-I [67] ได้ติดตั้งร่วมกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสในระบบไฮบริด จากบล็อกไดอะแกรม สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่ไม่คิดค่าฟังก์ชันอิ่มตัว (saturation function: S_F) สามารถที่จะเขียนได้ดังสมการ

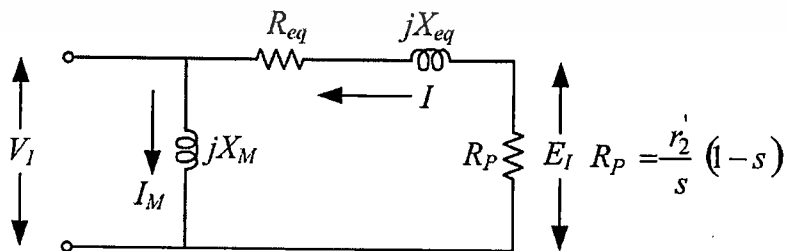
$$\Delta E_{fd}(s) = \frac{1}{K_E + sT_E} \Delta V_a(s) \tag{ข28}$$

$$\Delta V_a(s) = \frac{K_A}{1 + sT_A} (-\Delta V(s) - \Delta V_f(s) + \Delta V_{ref}(s)) \tag{ข29}$$

$$\Delta V_f(s) = \frac{sK_F}{1 + sT_F} \Delta E_{fd}(s) \tag{ข30}$$

ข1.1.4 สมการเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

แบบจำลองคณิตศาสตร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ [48] คำนวณได้ดังนี้



รูปที่ ข2 วงจรสมมูลของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

จากรูปที่ ข2 กระแสที่กำหนด I คือ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I = \frac{E - V}{R_{eq} + jX_{eq}} = \frac{E}{R_p} \quad (ข31)$$

โดยที่ R_{eq} , X_{eq} และ X_M คือ ความต้านทานสมมูล, รีแอกแตนซ์สมมูล และรีแอกแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็กของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำตามลำดับ, r_1 และ x_1 คือ ความต้านทานสเตเตอร์ และรีแอกแตนซ์สเตเตอร์ตามลำดับ, r_2 และ x_2 คือ ความต้านทานโรเตอร์ และรีแอกแตนซ์โรเตอร์ ที่ย้ายค่ามายังด้านปฐมภูมิตามลำดับ, s คือ ค่าสลิปของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ทำการแก้สมการที่ (ข31) แล้วหาค่า E จะได้

$$E = \frac{R_p}{R_Y - jX_{eq}} V \quad (ข32)$$

$$R_Y = R_p - R_{eq} \quad (ข33)$$

จัดรูปสมการที่ (ข32) ใหม่จะได้

$$E = \left(\frac{R_p R_Y}{R_Y^2 + X_{eq}^2} + j \frac{R_p X_{eq}}{R_Y^2 - X_{eq}^2} \right) V \quad (ข34)$$

กำลังปรากฏ (apparent power) ที่ผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำคือ

$$S_{IG} = P_{IG} + jQ_{IG} = V \left(\frac{E - V}{R_{eq} + jX_{eq}} \right)^* - j \frac{V^2}{X_M} \quad (ข35)$$

แทนค่า E ในสมการที่ (ข34) ลงในสมการที่ (ข35) ดังนั้นค่ากำลังไฟฟ้าจริง และกำลังไฟฟ้าเสมือน ที่ผลิตโดยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำคือ

$$P_{IG} = \frac{R_Y}{R_Y^2 + X_{eq}^2} V^2 \quad (ข36)$$

$$Q_{IG} = - \left[\frac{X_{eq}}{R_Y^2 + X_{eq}^2} + \frac{1}{X_M} \right] V^2 \quad (ข37)$$

จากสมการที่ (ข37) ค่า Q_{IG} ติดลบแสดงว่ามีค่าตัวประกอบกำลังแบบล่าหลัง นั่นคือ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำรับกำลังไฟฟ้าเสมือน ค่ากำลังไฟฟ้าจริงด้านเข้าคำนวณ ได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{in} = R_e E \left(\frac{E - V}{R_{eq} + jX_{eq}} \right)^* \quad (ข38)$$

แทนค่า E ในสมการที่ (ข32) ลงในสมการที่ (ข38) จะได้

$$P_{in} = \frac{R_p}{R_Y^2 + X_{eq}^2} V^2 \quad (ข39)$$

ส่วนเทอมของ V^2/X_M ในสมการที่ (ข37) ได้แปลงในรูปของการสะสมพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าตั้ง
ในสมการที่ (ข3) ดังนั้นสมการของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่รับกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ยัง
เหลืออยู่คือ

$$Q_{IG1} = \frac{V^2}{X_M} - Q_{IG} = \left\{ \frac{X_{eq}}{R_Y^2 + X_{eq}^2} \right\} V^2 \quad (ข40)$$

สำหรับการรบกวนขนาดเล็ก สมการที่ (ข40) ในกรณีสลีปคงที่สามารถที่จะเขียนได้ตั้งสมการ

$$\Delta Q_{IG1} = \frac{2VX_{eq}}{R_Y^2 + X_{eq}^2} \Delta V \quad (ข41)$$

จากรูปที่ ข2 ค่า $R_p = \frac{r_2'}{s}(1-s)$ และ $R_{eq} = r_1 + r_2'$ แทนค่า R_p และ R_{eq} ในสมการที่ (ข33) จะได้

$$R_Y = \frac{r_2'}{s}(1-s) - (r_1 + r_2') = \frac{r_2'}{s} - (2r_2' + r_1) \quad (ข42)$$

แทนค่าสมการที่ (ข42) เข้าไปในสมการที่ (ข40) จะได้

$$Q_{IG1} = \frac{X_{eq}}{\left\{ \frac{r_2'}{s} - (2r_2' + r_1) \right\}^2 + X_{eq}^2} V^2 \quad (ข43)$$

สำหรับการรบกวนขนาดเล็ก สมการที่ (ข43) สามารถที่จะเขียนได้ตั้งสมการ

$$\frac{2r_2'}{s} R_Y Q_{IG1} \Delta s = (R_Y^2 + X_{eq}^2) \Delta Q_{IG1} - 2X_{eq} V \quad (ข44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรรมการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ (ข39) สมการสำหรับด้านเข้ากำลังไฟฟ้าทางกลไปยังเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำคือ

$$P_m = P_{in} + P_{closs} = \frac{R_p}{R_Y^2 + X_{eq}^2} V^2 + P_{closs} \quad (ข45)$$

โดยที่ P_{closs} คือ ค่าความสูญเสียคงตัว (constant losses) ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ สำหรับการรบกวนขนาดเล็ก สมการที่ (ข45) สามารถที่จะเขียนได้ดังสมการ

$$\left\{ \frac{2r'_2}{s^2} R_Y (P_m - P_{closs}) - \frac{r'_2}{s^2} V^2 \right\} \Delta s = (R_Y^2 + X_{eq}^2) \Delta P_m - 2R_p V \Delta V \quad (ข46)$$

จากสมการที่ (ข44) และ (ข46) ทำการแก้สมการ โดยกำจัดค่า Δs ออกไปจะได้

$$\begin{aligned} \left(\frac{R_Y^2 + X_{eq}^2}{Q_{IG1}} \right) \left\{ P_m - P_{closs} - \frac{V^2}{2R_Y} \right\} \Delta Q_{IG1} \\ = (R_Y^2 + X_{eq}^2) \Delta P_m + \left\{ \frac{2X_{eq}}{Q_{IG1}} V \left(P_m - P_{closs} - \frac{V^2}{2R_Y} \right) - 2R_p V \right\} \Delta V \end{aligned} \quad (ข47)$$

จากสมการที่ (ข47) จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\Delta Q_{IG1} = \frac{Q_{IG1}}{P_m - P_{closs} - \frac{V^2}{2R_Y}} \Delta P_m + \frac{2V}{R_Y^2 + X_{eq}^2} \left[X_{eq} - \frac{R_p Q_{IG1}}{\left(P_m - P_{closs} - \frac{V^2}{2R_Y} \right)} \right] \Delta V \quad (ข48)$$

ทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (ข48) จะได้

$$\Delta Q_{IG1}(s) = \frac{Q_{IG1}}{P_m - P_{closs} - \frac{V^2}{2R_Y}} \Delta P_m(s) + \frac{2V}{R_Y^2 + X_{eq}^2} \left[X_{eq} - \frac{R_p Q_{IG1}}{\left(P_m - P_{closs} - \frac{V^2}{2R_Y} \right)} \right] \Delta V(s) \quad (ข49)$$

จากสมการที่ (ข49) สามารถที่จะเขียนใหม่ได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta Q_{IG1}(s) = K_7 \Delta P_m(s) + K_8 \Delta V(s) \quad (ข50)$$

โดยที่

$$K_7 = \frac{Q_{IG1}}{P_m - P_{closs} - \frac{V^2}{2R_Y}} \quad (ข51)$$

$$K_8 = \frac{2V}{R_Y^2 + X_{eq}^2} \left[X_{eq} - \frac{R_P Q_{IG1}}{\left(P_m - P_{closs} - \frac{V^2}{2R_Y} \right)} \right] \quad (ข52)$$

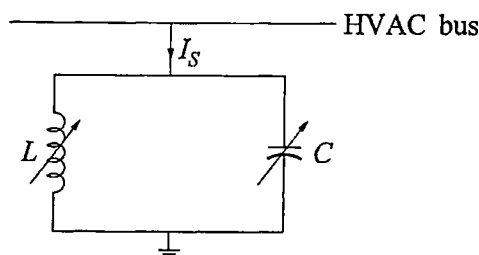
แทนค่าสมการที่ (ข41) และ (ข45) เข้าไปในสมการที่ (ข51) และ (ข52) จะได้

$$K_7 = \frac{X_{eq}}{R_P - (R_Y^2 + X_{eq}^2) / 2R_Y} \quad (ข53)$$

$$K_8 = \frac{2V}{R_Y^2 + X_{eq}^2} \left[X_{eq} - \frac{R_P X_{eq}}{\left(R_P - (R_Y^2 + X_{eq}^2) / 2R_Y \right)} \right] \quad (ข54)$$

ข1.1.5 สมการ SVC

โดยทั่วไป SVC [54] ประกอบไปด้วยส่วนหลักๆคือ ส่วนของอุปกรณ์ควบคุม, ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่าย และส่วนที่ทำหน้าที่เป็นโหลด โดย SVC ทำหน้าที่ปรับเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าที่จุดติดตั้งด้วยการปรับเปลี่ยนการรับ และจ่ายกระแสเสมือนกับระบบไฟฟ้ากำลัง ดังนั้น SVC จึงจัดเป็นอุปกรณ์ควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนประเภทหนึ่งซึ่งมีความสามารถในการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่บัสให้คงที่ หรือใกล้เคียงกับระดับคงที่ค่าหนึ่ง ในทางระบบไฟฟ้ากำลัง SVC จะเปรียบเสมือนตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำที่ปรับค่าได้ ซึ่งต่อขนานเข้ากับระบบไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ ข3



รูปที่ ข3 วงจรสมมูลของ SVC

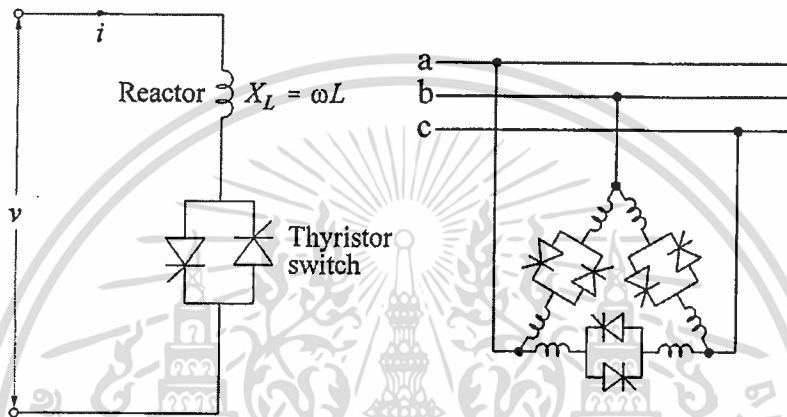
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การทำงาน และชนิดของ SVC

การทำงานของ SVC สามารถอธิบายได้ด้วยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่ต้องการควบคุม และกระแสไฟฟ้าเสมือนของ SVC โดยจะมีลักษณะแตกต่างกันขึ้นอยู่กับชนิดของ SVC ดังเช่น

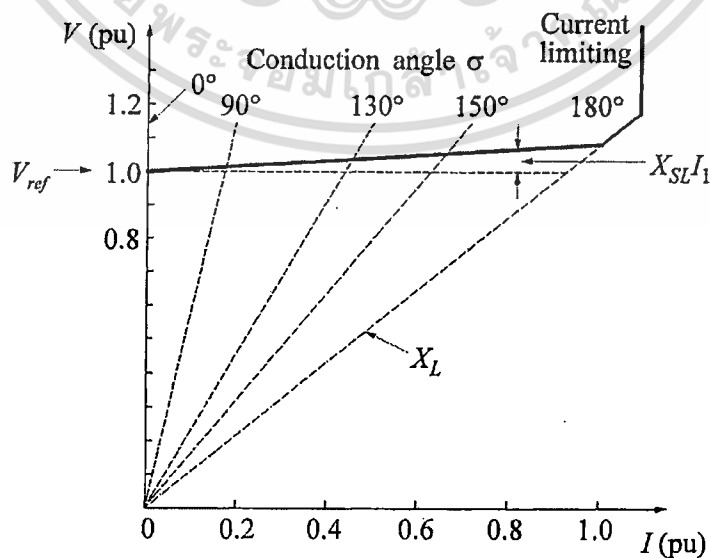
1. ไทริสเตอร์คอนโทรลเลอร์ (thyristor controlled reactor: TCR)

อุปกรณ์ชนิดนี้มีส่วนประกอบพื้นฐานคือ รีแอคเตอร์ ซึ่งต่ออนุกรมกับไทริสเตอร์แบบสองทิศทาง (bidirectional thyristor) ดังรูปที่ ข4



รูปที่ ข4 วงจรของ TCR และรูปแบบการต่อกับระบบไฟฟ้ากำลัง

TCR เปรียบเสมือนชัตเซปเตนซ์ที่ปรับค่าได้ และควบคุมด้วยมุมการจุดชนวน (firing angle) ซึ่งเป็นตัวกำหนดให้ไทริสเตอร์ทำงาน กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าของ TCR แสดงได้ดังรูปที่ ข5

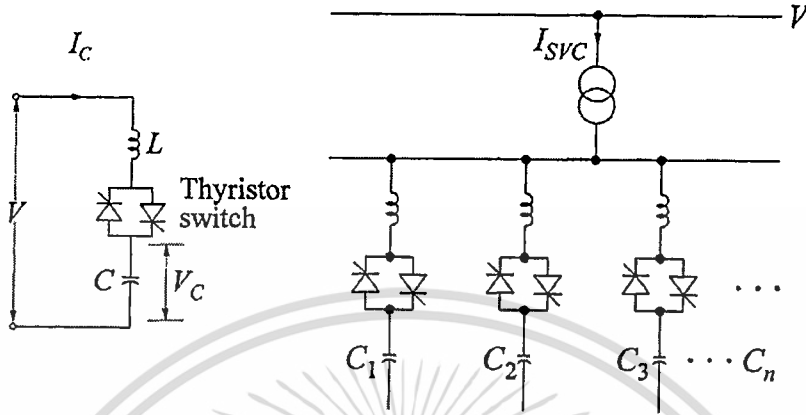


รูปที่ ข5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าของ TCR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยขอสงวนสิทธิ์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

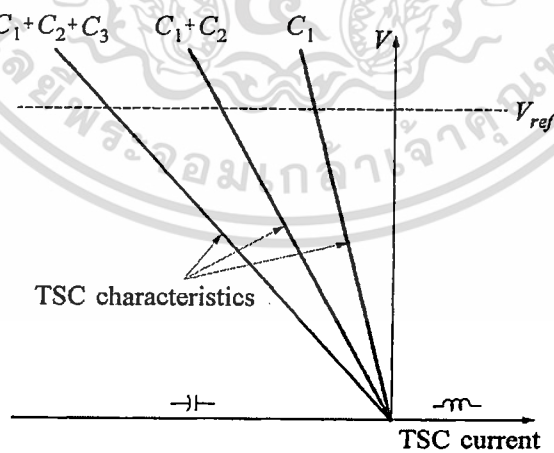
2. ไทริสเตอร์สวิตช์คาปาซิเตอร์ (thyristor switched capacitor: TSC)

อุปกรณ์ชนิดนี้มีส่วนประกอบพื้นฐานคือ หน่วยของคาปาซิเตอร์เบงค์ ซึ่งแต่ละหน่วยสามารถควบคุมให้มีการเชื่อมต่อเข้ากับระบบได้ด้วยไทริสเตอร์ ดังรูปที่ ข6



รูปที่ ข6 วงจรของ TSC และรูปแบบการต่อกับระบบไฟฟ้ากำลัง

เมื่อแรงดันไฟฟ้าเปลี่ยนไปจากค่าที่ต้องการ คาปาซิเตอร์เบงค์จะทำหน้าที่สับสวิตช์เข้าหรือออกจากระบบ โดยจำนวนของคาปาซิเตอร์เบงค์จะขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าของ TSC แสดงได้ดังรูปที่ ข7 โดยกราฟเส้นที่ 1 คือ กรณีที่สับสวิตช์เฉพาะ C_1 เข้ากับระบบ, กราฟเส้นที่ 2 คือ กรณีที่สับสวิตช์ทั้ง C_1 และ C_2 เข้ากับระบบ และกราฟเส้นที่ 3 คือ กรณีที่สับสวิตช์ทั้ง C_1, C_2 และ C_3 เข้ากับระบบ



รูปที่ ข7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าของ TSC

นอกจาก TCR และ TSC แล้วยังมีอุปกรณ์ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนอีกหลายชนิด เช่น รีแอกเตอร์อิ่มตัว (saturated reactor: SR), ไทริสเตอร์สวิตช์รีแอกเตอร์ (thyristor switched reactor: TSR) เป็นต้น

- ประโยชน์ของ SVC

ประโยชน์ของ SVC ในระบบไฟฟ้ากำลังสามารถสรุปได้ดังนี้

1. รักษาแรงดันไฟฟ้าให้อยู่ในระดับคงที่ หรือใกล้เคียง
2. ปรับปรุงเสถียรภาพระบบไฟฟ้ากำลัง เช่น ปรับปรุงค่าแอมป์ของระบบ เป็นต้น
3. ช่วยปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง
4. แก้ไขปัญหาเฟสไม่สมดุล

จาก [68-69] กำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่ายโดย SVC คำนวณได้ดังนี้

$$Q_{SVC} = V^2 B_{SVC} \tag{ข55}$$

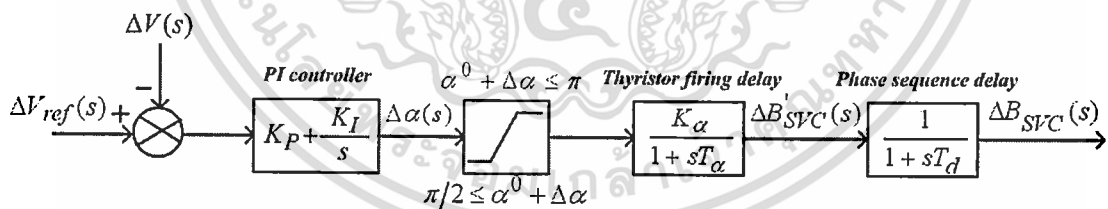
สำหรับการรบกวนขนาดเล็ก สมการที่ (ข55) สามารถที่จะเขียนใหม่ได้โดยการการแปลงลาปลาซ ดังสมการ

$$\Delta Q_{SVC}(s) = K_3 \Delta V(s) + K_4 \Delta B_{SVC}(s) \tag{ข56}$$

โดยที่

$$K_3 = 2VB_{SVC} \tag{ข57}$$

$$K_4 = V^2 \tag{ข58}$$



รูปที่ ข8 แบบจำลอง SVC

จากรูปที่ ข8 สมการปริภูมิสถานะของ SVC [45] เขียนได้ดังสมการ

$$\Delta B_{SVC}(s) = \frac{1}{1 + sT_d} \Delta B'_{SVC}(s) \tag{ข59}$$

$$\Delta B'_{SVC}(s) = \frac{K_\alpha}{1 + sT_\alpha} \Delta \alpha(s) \tag{ข60}$$

$$\Delta \alpha(s) = K_P + \frac{K_I}{s} [\Delta V_{ref}(s) - \Delta V(s)] \tag{ข61}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ค1 ข้อมูลระบบไฮบริดระหว่างเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม และดีเซลแบบแยกอิสระ

System load/capacity	Wind-diesel system
Wind capacity (kW)	150
Diesel capacity (kW)	150
Load capacity (kW)	250
Base power (kVA)	250

ตารางที่ ค2 ข้อมูลเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส

System parameter	Synchronous generator (SG)
P_{SG} (pu) (kW)	0.4
Q_{SG} (pu) (kVAR)	0.2
E_q (pu)	1.1136
δ ($^{\circ}$)	21.05
E'_q (pu)	0.9603
V (pu)	1
X_d (pu)	1
X'_d (pu)	0.15
T'_{do} (s)	5

ตารางที่ ค3 ข้อมูลเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

System parameter	Induction generator (IG)
P_{IG} (pu) (kW)	0.6
Q_{IG} (pu) (kVAR)	0.189
P_{in} (pu) (kW)	0.75
η_{IG} (%)	80
$r_1 = r'_2$ (pu)	0.19
$x_1 = x'_2$ (pu)	0.56
s (%)	-4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ค4 ข้อมูลโหลด

System parameter	Load
P_L (pu) (kW)	1
Q_L (pu) (kVAR)	0.75
pf (lag)	0.8

ตารางที่ ค5 ข้อมูลกำลังไฟฟ้าเสมือน

System parameter	Reactive power data
$Q_{SVC} = Q_{IG} + Q_L - Q_{SG}$ (pu) (kVAR)	0.739
Q_c (pu) (kVAR)	0.85
α (radians)	2.443985

ตารางที่ ค6 ข้อมูลระบบการกระตุ้นแบบ IEEE type-I

System parameter	IEEE type-I excitation system
K_A	40
T_A (s)	0.05
K_F	0.5
T_F (s)	0.715
K_E	1
S_F (s)	0
T_E (s)	0.55

ตารางที่ ค7 ข้อมูล SVC

System parameter	SVC data
T_α (s)	0.005
T_d (s)	0.001667



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง1 บล็อกไดอะแกรมที่ทำให้เป็นเชิงเส้นของ CMS

โดยทั่วไปแล้วความไม่สมดุลของกำลังไฟฟ้าจริงคือ สาเหตุของการเปลี่ยนแปลงความถี่ ปัญหาการเปลี่ยนแปลงความถี่นี้สามารถที่จะแก้ไขได้โดยทำการควบคุมความสมดุลของกำลังไฟฟ้าจริงระหว่างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า และโหลดในระบบ MG ดังนั้นฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับการควบคุมความสมดุลของกำลังไฟฟ้าจริงเพื่อทำเสถียรภาพความถี่ในระบบ MG กำหนดขึ้นมาได้ดังสมการ

$$\Delta P = P^G - P^L \rightarrow 0 \quad (ง1)$$

โดยที่

$$P^G = P_{WP} + P_{PV} + P_{FC} + P_{MT} = P_{WP} + P_{PV} + P_{FC}^{ini} + \Delta P_{FC} + P_{MT}^{ini} + \Delta P_{MT} \quad (ง2)$$

$$P^L = P_L + P_{ES} = P_L + P_{ES}^{ini} + \Delta P_{ES} \quad (ง3)$$

เงื่อนไขบังคับ

$$P_{WP}^{\min} \leq P_{WP} \leq P_{WP}^{\max} \quad (ง4)$$

$$P_{PV}^{\min} \leq P_{PV} \leq P_{PV}^{\max} \quad (ง5)$$

$$P_{FC}^{\min} \leq P_{FC} \leq P_{FC}^{\max} \quad (ง6)$$

$$P_{MT}^{\min} \leq P_{MT} \leq P_{MT}^{\max} \quad (ง7)$$

$$P_{ES}^{\min} \leq P_{ES} \leq P_{ES}^{\max} \quad (ง8)$$

โดยที่ ΔP คือ ค่าความไม่สมดุลกำลังไฟฟ้าจริง, P^G คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงที่ผลิต, P^L คือ ค่าโหลดระบบ, P_{WP} และ P_{PV} คือ ค่าด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของ WP และ PV ตามลำดับ, P_{FC} , P_{MT} และ P_{ES} คือ ค่าด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของ FC, MT และ โหลด ES ตามลำดับ, P_{FC}^{ini} , P_{MT}^{ini} และ P_{ES}^{ini} คือ ค่าเริ่มต้นด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของ FC, MT และ โหลด ES ตามลำดับ, ΔP_{FC} , ΔP_{MT} และ ΔP_{ES} คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของ FC, MT และ โหลด ES ตามลำดับ, P_L คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงของโหลด, P_{WP}^{\min} , P_{PV}^{\min} , P_{FC}^{\min} , P_{MT}^{\min} และ P_{ES}^{\min} คือ ค่าต่ำที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของ WP, PV, FC, MT และ โหลด ES ตามลำดับ, P_{WP}^{\max} , P_{PV}^{\max} , P_{FC}^{\max} , P_{MT}^{\max} และ P_{ES}^{\max} คือ ค่าสูงที่สุดของด้านออกกำลังไฟฟ้าจริงของ WP, PV, FC, MT และ โหลด ES ตามลำดับ

จากสมการที่ (ง1) ΔP สามารถที่จะทำให้สมดุลได้โดยควบคุมการเปลี่ยนแปลงของ ΔP_{FC} , ΔP_{MT} และ ΔP_{ES} ในสมการที่ (ง2)-(ง3)

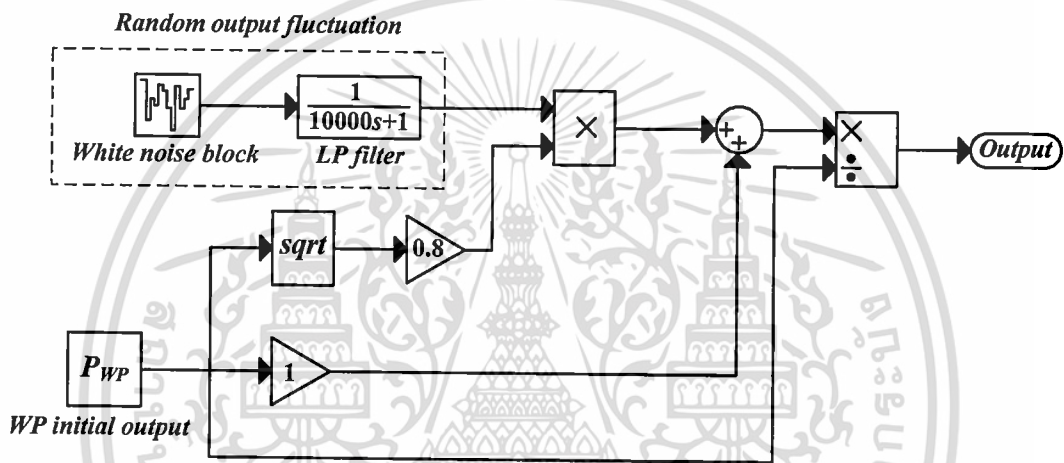
ง1.1 แบบจำลอง WP และ PV

การเปลี่ยนแปลงมาตรฐาน (standard deviation) ของ WP และ PV สามารถที่จะจำลองทางคณิตศาสตร์ [59-60] ได้ดังสมการ

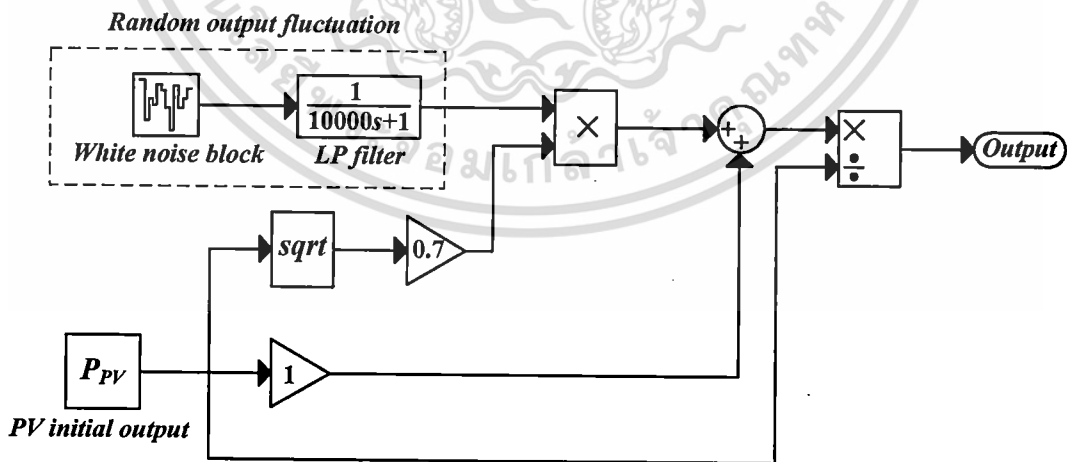
$$dP_{WP} = 0.8\sqrt{P_{WP}} \tag{ง9}$$

$$dP_{PV} = 0.7\sqrt{P_{PV}} \tag{ง10}$$

ดังนั้นแบบจำลอง WP และ PV แสดงได้ดังรูปที่ ง1-ง2 ตามลำดับ



รูปที่ ง1 แบบจำลอง WP



รูปที่ ง2 แบบจำลอง PV

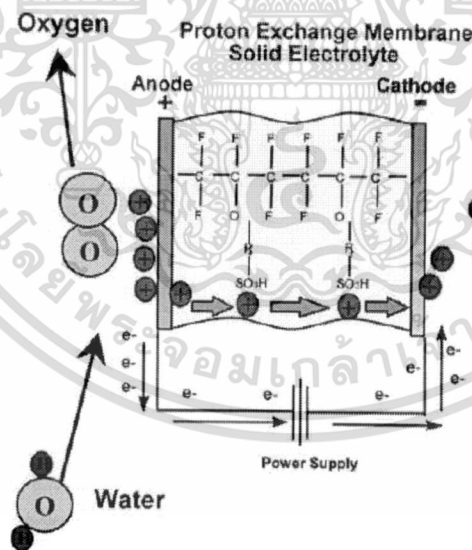
จากรูปที่ ง1-ง2 ค่าการเปลี่ยนแปลงมาตรฐานของ WP และ PV ในสมการที่ (ง9)-(ง10)

ได้นำไปคูณกับค่าการเปลี่ยนแปลงด้านออกแบบสุ่ม (random output fluctuation) ซึ่งได้มาจากการคำนวณเป็นแบบสุ่มที่สุ่มค่าใหม่ในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งค่าที่สุ่มได้มานี้จะนำมาคูณกับค่าปัจจุบันของตัวแปรนั้นๆ เพื่อหาค่าใหม่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกแบบ white noise กับตัวกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) ใน MATLAB/Simulink เพื่อที่จะจำลองการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าแบบสุ่ม

ง1.2 แบบจำลอง ES

ES [70-72] เป็นอุปกรณ์สำหรับผลิตไฮโดรเจน (H_2) และออกซิเจน (O_2) ที่บริสุทธิ์ โดยสามารถที่จะแจกจ่ายไปยังความต้องการที่แตกต่างกัน เช่น ระบบพลังงานทดแทน, สถานีเติมเชื้อเพลิง และการประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรม เป็นต้น ES แบบ proton exchange membrane (PEM) เป็น ES ที่ใช้พื้นที่น้อย หรืออัดแน่นมากที่สุด และง่ายต่อการสร้าง นอกจากนี้ยังสามารถผลิต H_2 ที่มีความบริสุทธิ์สูง และมีประสิทธิภาพที่ระดับความหนาแน่นกระแสสูง ใน ES แบบ PEM พันธะระหว่าง H_2 และ O_2 ของน้ำ (H_2O) สามารถแยกออกจากกันได้ด้วยแรงเคลื่อนไฟฟ้า (V) และตัวเร่งปฏิกิริยาของแพลตินัม (platinum) ในขณะที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้จ่ายออกไปที่แอโนด โดยเชื้อเซลล์จะทำการแยก H_2 ออกจากโมเลกุลของ O_2 ส่วนโปรตอนไฮโดรเจน (H^+) จะเคลื่อนย้ายผ่านเชื้อเซลล์ และกลับมารวมกันที่แคโทดร่วมกับอิเล็กตรอนที่ไหลกลับ (e^-) แล้วอยู่ในรูปแบบของ H_2 ดังแสดงในรูปที่ 3 ประโยชน์อื่นๆของ ES คือ สามารถที่จะใช้เป็นเสมือนเซลล์เชื้อเพลิงเพื่อที่จะผลิตไฟฟ้าจาก H_2 และ O_2 ด้วยการแปลงรูปเพียงเล็กน้อย



รูปที่ 3 แผนผังการทำงานของ ES

ส่วนประกอบของ ES ประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง, ปั๊มน้ำ และเครื่องแยกน้ำ-ก๊าซ ถึงแม้ว่า ES จะสามารถผลิตได้ทั้ง H_2 และ O_2 ด้วยการแยกไฟฟ้าเคมีของ H_2O แต่ก็เพียงส่วนน้อยเท่านั้นที่จะกล่าวถึงว่าผลิตออกมาทั้งคู่ โดยปกติ ES จะพิจารณาเป็นเครื่องกำเนิด H_2 และจำแนกตามระบบการป้อนที่แอโนด หรือระบบการป้อนที่แคโทดโดยจะขึ้นอยู่กับว่าทางเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้เฉพาะในโครงการวิจัยเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ H_2O อยู่ที่ไหน เมื่อ ES ใช้สำหรับเพียงแค่เป็นเครื่องกำเนิด H_2 ระบบการป้อนที่แคโทดเป็นตัวเลือกที่ดี เนื่องจากตัวแยกซึ่งแยก H_2O และ O_2 ได้รับการขจัดออกที่แอโนด พร้อมกับ O_2 ได้รับการระบายอากาศร่วมกับ H_2O แต่ข้อเสียในกรณีนี้คือ มีข้อจำกัดในการโอนถ่ายปริมาณมาก และมีความหนาแน่นของกระแสต่ำ ในการศึกษารุ่นนี้แบบจำลอง ES แบบการป้อนที่แอโนดได้นำมาประยุกต์ใช้ในการศึกษา เนื่องจากส่วนใหญ่ ES ในด้านธุรกิจ และในหน่วยทางการทหารเป็น ES แบบการป้อนที่แอโนด

การประยุกต์ใช้ ES ประกอบไปด้วยการผลิต O_2 สำหรับเครื่องช่วยหายใจของคนป่วย, การผลิต H_2 เพื่อเป็นเชื้อเพลิงของเซลล์เชื้อเพลิง, การผลิต H_2 เพื่อเป็นระบบพลังงานสำรอง, การผลิต H_2 สำหรับควบคุมการกักตร้อนของสารเคมี, ตัวตรวจจับโครมาโทกราฟี (chromatograph) ของแก๊ส, การขึ้นรูปเหล็ก และการเชื่อม ในปัจจุบัน ES ที่ศึกษา จะมาจากภาคอุตสาหกรรม โดยส่วนใหญ่จะเป็นการศึกษาการจำลอง ES และระบบพลังงานทดแทน เช่น Onda [73] ได้พัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์สองมิติ เพื่อที่จะวิเคราะห์ ES แบบ PEM, Ulleberg [74] ได้แสดงแบบจำลองสำหรับ ES แอลคาไลโนบนพื้นฐานของทฤษฎีอุณหพลศาสตร์ (thermodynamics) และการโอนถ่ายความร้อน (heat transfer), Kelouwani [75] ได้พิสูจน์ระบบพลังงานทดแทนที่ทำงานตามลำพังร่วมกับการสะสมของ H_2 , Khan [76] ได้นำเสนอแบบจำลองของระบบพลังงานที่มีการทำงานร่วมกันของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าพลังงานลม และเซลล์เชื้อเพลิง

สำหรับการประยุกต์ใช้ ES ในระบบ MG นั้น ES แบบ HOGEN[®] [61-62] ได้นำมาใช้เพื่อที่จะผลิต H_2 สำหรับ FC และรับกำลังไฟฟ้าด้านออกที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วจาก WP และ PV ส่วนการรับกำลังไฟฟ้าของ ES นั้น สามารถที่จะควบคุมได้ในระดับมิลลิวินาทีด้วยการปรับค่าความดันในระบบต่อ customer โดยทั่วไปแล้วโครงสร้างของแบบจำลอง ES จะเป็นแบบอันดับสูง (high-order) และมีคุณลักษณะแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear) อย่างไรก็ตามปัญหาการควบคุมความถี่ในระบบไฟฟ้ากำลังเนื่องจากการรบกวนขนาดเล็ก (small disturbance) สามารถที่จะศึกษาอย่างทั่วไปได้ในระบบที่ทำให้เป็นเชิงเส้น (linearized system) [54-55] ดังนั้นค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของ ES สามารถที่จะแสดงโดยประมาณด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่หนึ่ง (first-order transfer function) [56-58] ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ ๓4

$$\Delta f \longrightarrow \left[\frac{K_{ES}}{T_{ES}s+1} \right] \longrightarrow \Delta P_{ES}$$

รูปที่ ๓4 แบบจำลอง ES

จากรูปที่ ๓4 ΔP_{ES} สามารถที่จะคำนวณได้ดังสมการที่ (๓11)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta P_{ES} = \frac{K_{ES}}{T_{ES} + 1} \Delta f \quad (911)$$

โดยที่ ΔP_{ES} คือ การเปลี่ยนแปลงของโหลด ES, K_{ES} คือ ค่าอัตราขยายของ ES และ T_{ES} คือ ค่าคงตัวทางเวลาของ ES

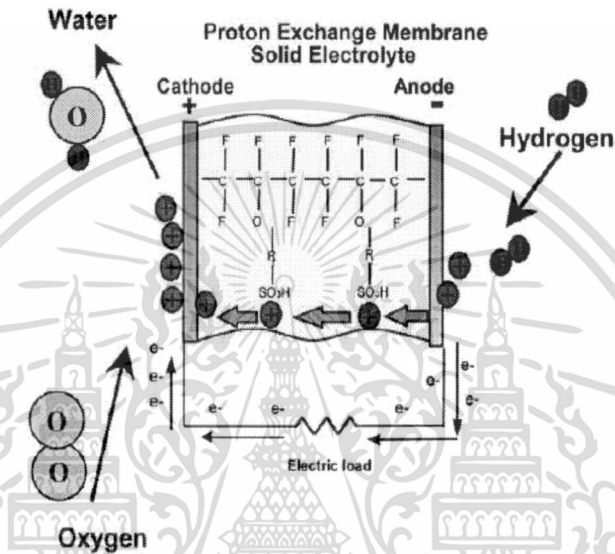
ง1.3 แบบจำลอง FC

FC หรือเซลล์เชื้อเพลิง [77-83] เป็นเซลล์ไฟฟ้าเคมีอย่างหนึ่งคล้ายกับแบตเตอรี่ แต่แตกต่างกันที่ FC นั้นออกแบบมาให้มีการเติมสารตั้งต้นเข้าสู่ระบบตลอดเวลา นั่นคือการเติม H_2 และ O_2 ตลอดเวลาซึ่งช่วยขจัดปัญหาความจุที่จำกัดของแบตเตอรี่ออกไป นอกจากนี้ที่ขั้วไฟฟ้าของแบตเตอรี่จะทำปฏิกิริยาเมื่อมีการอัดประจุหรือคายประจุ ในขณะที่ขั้วไฟฟ้าของ FC จะเป็นตัวเร่งปฏิกิริยา และค่อนข้างเสถียร สารตั้งต้นที่ใช้โดยทั่วไปใน FC ได้แก่ ก๊าซ H_2 ที่ด้านแอโนด และก๊าซ O_2 ที่ด้านแคโทด โดยปกติแล้วเมื่อมีสารตั้งต้นไหลเข้าสู่ระบบ สารผลิตภัณฑ์ที่เกิดขึ้นก็จะไหลออกจากระบบไปด้วย ดังนั้นการทำงานของ FC จึงดำเนินต่อไปได้เรื่อยๆ หลักการของ FC ได้ค้นพบโดยนักวิทยาศาสตร์ Christian Friedrich Schönbein ในปี ค.ศ. 1838 และตีพิมพ์ในเดือนมกราคมปีถัดมาใน philosophical magazine โดยอาศัยหลักการจากบทความนี้ FC ได้สร้างขึ้นมาโดยนักวิทยาศาสตร์ Sir William Grove ซึ่งต้นแบบของเขาได้ตีพิมพ์ในปี 1843 จนกระทั่งในปี 1959 วิศวกร Francis Thomas Bacon ได้สร้าง FC ขนาด 5 kW ได้สำเร็จ ในปีเดียวกันนี้กลุ่มที่นำโดย Harry Ihrig ได้ผลิตแทรกเตอร์ขนาด 15 kW ให้กับ Allis-Chalmers ซึ่งได้นำไปแสดงทั่วสหรัฐอเมริกา ระบบนี้ใช้โพแทสเซียมไฮดรอกไซด์เป็นอิเล็กโทรไลต์ H_2 อัด และก๊าซ O_2 เป็นสารตั้งต้น ในปีเดียวกันนี้ Bacon และทีมงานได้สร้างเครื่องผลิตไฟฟ้าขนาด 5 kW ที่ใช้งานได้จริงสำหรับเครื่องเชื่อม ซึ่งนำไปสู่การจดสิทธิบัตรของ Bacon ในช่วงยุค 1960 โดยหลักการเดียวกันนี้ก็นำไปใช้ในโครงการอวกาศของสหรัฐอเมริกาเพื่อผลิตน้ำดื่ม และพลังงาน ต้นทุนของ FC ในช่วงต้นนี้ยังสูงอยู่มากเพราะค่าวัสดุที่แพง นอกจากนี้ยังทำงานในอุณหภูมิที่สูงมากจนเป็นปัญหาในการประยุกต์ใช้ อย่างไรก็ตาม FC ยังเป็นตัวเลือกที่ดีเนื่องจากใช้เชื้อเพลิงที่หาได้ง่าย (H_2 และ O_2) และไม่ส่งผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม

การพัฒนาต่อไปในช่วงยุค 1980 และ 1990 โดย Geoffrey Ballard เจ้าของบริษัท Ballard Power Systems Inc. ในแคนาดา ได้ใช้เนฟฟิออน (nafion) เป็นอิเล็กโทรไลต์เนื่องจากเป็นวัสดุที่ถูกลง, ทนทาน และสามารถลดการใช้แพลทินัมได้ ทำให้อายุการใช้งาน FC สำหรับผู้บริโภค เช่น ในรถยนต์มีความเป็นไปได้มากขึ้น FC มักจะได้รับการมองว่าเป็นตัวเลือกที่ดีสำหรับการใช้พลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง และปราศจากมลพิษเมื่อเปรียบเทียบกับเชื้อเพลิง เช่น ก๊าซมีเทน และก๊าซธรรมชาติ ซึ่งทำให้เกิดคาร์บอนไดออกไซด์ (C_2O) ผลิตภัณฑ์ที่เกิดจากการทำงานของ FC คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

H_2O อย่างไรก็ตามยังคงมีปัญหาในขั้นตอนการผลิตก๊าซ H_2 ซึ่งใช้พลังงานมาก การผลิต H_2 จำเป็นต้องใช้วัตถุดิบที่มี H_2 เช่น H_2O หรือเชื้อเพลิงอื่นๆ นอกจากนั้นยังต้องใช้ไฟฟ้าซึ่งผลิตมาจากแหล่งพลังงานแบบเดิม ได้แก่ น้ำมัน และถ่านหิน ในขณะที่พลังงานทางเลือก เช่น พลังงานลม และพลังงานแสงอาทิตย์ ก็สามารถใช้ได้ แต่ราคาก็ยังสูงมากในปัจจุบัน ดังนั้นจึงยังไม่อาจกล่าวได้ว่าเทคโนโลยี FC เป็นอิสระจากเชื้อเพลิง fossil จนกว่าจะสามารถหาวิธีการผลิต H_2 ปริมาณมาก ด้วยพลังงานทดแทน หรือพลังงานนิวเคลียร์



รูปที่ 35 แผนผังการทำงานของ FC

FC ชนิด proton exchange membrane fuel cells (PEMFC) แสดงได้ดังรูปที่ 35 โดยพอลิเมอร์ที่ให้โปรตอนผ่านได้จะแยกฝั่งแอโนด และแคโทดออกจากกัน แต่แต่ละด้านจะมีขั้วไฟฟ้าของตัวเอง ส่วนใหญ่แล้วจะเป็นแผ่นคาร์บอนเคลือบด้วยตัวเร่งปฏิกิริยาแพลทินัม ในด้านของแอโนด H_2 จะแพร่เข้าสู่ตัวเร่งปฏิกิริยาด้านแอโนด ทำให้แตกตัวออกเป็น โปรตอน และอิเล็กตรอน โปรตอนจะวิ่งผ่านเยื่อขึ้นไปที่แคโทด ในขณะที่อิเล็กตรอนจะวิ่งเข้าสู่วงจรไฟฟ้าภายนอกเพราะว่าเยื่อที่นั่นไม่ให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านได้ ในด้านของตัวเร่งปฏิกิริยาที่แคโทด โมเลกุลของ O_2 จะทำปฏิกิริยากับอิเล็กตรอนซึ่งวิ่งมาจากแอโนดผ่านวงจรภายนอกมาพบกับ O_2 และโปรตอน กลายเป็น H_2O

FC ชนิด PEMFC เป็นหนึ่งในหลายชนิดของ FC ที่กำลังมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อประยุกต์ใช้สำหรับผลิตไฟฟ้า หรือเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าแก่ยานพาหนะ หรือตามสถานที่ต่าง ๆ โดย FC ชนิดนี้มีจุดเด่นที่สามารถทำงานได้ที่อุณหภูมิ และความดันต่ำ อีกทั้งยังมีความพิเศษในส่วนของเยื่อพอลิเมอร์ที่สามารถใช้ในการแลกเปลี่ยนโปรตอน FC ชนิดนี้สามารถผลิตกระแสไฟฟ้าโดยอาศัยปฏิกิริยาทางไฟฟ้าเคมีตามปฏิกิริยารีดอกซ์ โดยที่ขั้วอิเล็กโทรดของเซลล์ไฟฟ้าชนิดนี้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษา เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเร่งปฏิกิริยาแพลตินัม และขั้วอิเล็กโทรไลต์ที่ใช้โพลีเมอร์แข็งคือ แนนฟือออน เป็นเชื้อเคลื่อนผ่าน ประจุ สารตั้งต้นของ FC แบบ PEMFC ใช้ก๊าซ H₂ และ O₂ โดยก๊าซ H₂ จะแตกตัวบนพื้นผิว ตัวเร่งปฏิกิริยาที่ด้านแอโนด ให้ผลออกมาคือ โปรตอน และอิเล็กตรอนตามปฏิกิริยาออกซิเดชัน แต่ใน FC ที่ใช้แนนฟือออนเป็นเชื้อผ่านนี้ เฉพาะไอออนที่มีประจุบวกเท่านั้นจึงจะผ่านได้ ดังนั้น โปรตรอนจึงสามารถเคลื่อนที่ผ่านไปยังขั้วแคโทดได้ ส่วนอิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ออกจาก เซลล์ไฟฟ้าเคมีไปยังขั้วแคโทดโดยผ่านโหลด ซึ่งถือว่าครบวงจร จากนั้นอิเล็กตรอน, โปรตรอน และ ก๊าซ O₂ ตามปฏิกิริยารีดักชันก็จะรวมตัวกันกลายเป็น H₂O ดังนั้น FC ชนิดนี้จึงไม่ก่อให้เกิด มลพิษต่อสิ่งแวดล้อม

ส่วนโครงสร้างของแบบจำลอง FC นั้น จะพิจารณาโดยประมาณแบบเดียวกับของ ES ด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับที่หนึ่ง ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ ๖



รูปที่ ๖ แบบจำลอง FC

จากรูปที่ ๖ ΔP_{FC} สามารถที่จะคำนวณได้ดังสมการที่ (๖12)

$$\Delta P_{FC} = \frac{K_{FC}}{T_{FC}s + 1} \Delta f \tag{๖12}$$

โดยที่ ΔP_{FC} คือ การเปลี่ยนแปลงของด้านออก FC, K_{FC} คือ ค่าอัตราขยายของ FC และ T_{FC} คือ ค่าคงตัวทางเวลาของ FC

๖.1.4 แบบจำลอง MT

เมื่อพิจารณาจากคุณสมบัติระหว่าง P_{MT} กับคุณลักษณะ droop ของ f ที่เป็นเชิงเส้นแล้ว สมการค่า ΔP_{MT} [59-60] สามารถที่จะคำนวณได้ดังนี้

$$\Delta P_{MT} = -\frac{1}{K_{MT}} \Delta f \tag{๖13}$$

โดยที่ ΔP_{MT} คือ การเปลี่ยนแปลงของด้านออก MT และ K_{MT} คือ ค่าคุณสมบัติ droop ของ MT จากสมการที่ (๖13) แสดงเป็นแบบจำลอง MT ได้ดังรูปที่ ๗



รูปที่ ๗7 แบบจำลอง MT

๗1.5 แบบจำลองกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม

จาก [59-60] ค่า θ คือ มุมเฟสที่สัมพันธ์ (relative phase angle) กันระหว่าง UG และระบบ MG โดยสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (๗14)

$$\theta = 2\pi f_0 \int \Delta f dt \quad (๗14)$$

โดยที่ Δf คือ การเปลี่ยนแปลงความถี่ในระบบ ดังนั้นค่ากำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมสามารถที่จะคำนวณได้ดังสมการ

$$P_{tie} = \frac{\sin \theta}{X_{tie}} = \frac{\sin \left(\frac{2\pi f_0 \Delta f}{s} \right)}{X_{tie}} \quad (๗15)$$

โดยที่ P_{tie} คือ ค่ากำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม และ X_{tie} คือ ค่ารีแอกแตนซ์สายส่งต่อเชื่อม จากสมการที่ (๗15) แสดงเป็นแบบจำลองกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อมได้ดังรูปที่ ๗8



รูปที่ ๗8 แบบจำลองกำลังไฟฟ้าที่สายส่งต่อเชื่อม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ จ1 ข้อมูลระบบ MG

System parameter	MG system
f_0 (Hz)	50
Base	100
K_{ES}	100
T_{ES}	60
K_{MT}	0.04
M	10
D	1
X_{tie}	0.072

ตารางที่ จ2 ข้อมูล WP

Wind power	kW
P_{WP} (initial)	15
P_{WP} (maximum)	100

ตารางที่ จ3 ข้อมูล PV

Photovoltaic	kW
P_{PV} (initial)	10
P_{PV} (maximum)	25

ตารางที่ จ4 ข้อมูล MT

Microturbine	kW
P_{MT} (initial)	70
P_{MT} (maximum)	100
P_{MT} (minimum)	10

ตารางที่ จ5 ข้อมูล FC

Fuel cell	kW
P_{FC} (initial)	5
P_{FC} (maximum)	5
P_{FC} (minimum)	2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ๖6 ข้อมูล ES

Electrolyzer system	kW
P_{ES} (initial)	50
P_{ES} (maximum)	70
P_{ES} (minimum)	30

ตารางที่ ๖7 ข้อมูลโหลด

Load	kW
P_L (initial)	50



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ฉ.
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉ1 รายชื่อบทความที่ได้รับการตีพิมพ์

วารสารต่างประเทศ (international journal)

1. S. Vachirasricirikul, I. Ngamroo, S. Kaitwanidvilai, "Robust Voltage Stabilization in an Isolated Wind-Diesel Power System Using PSO Based-Fixed Structure H_∞ Loop Shaping Control," IEEJ Transactions on Power and Energy, Vol.129-B, No.6, pp.756-764, 2009.
2. S. Vachirasricirikul, I. Ngamroo, S. Kaitwanidvilai, "Application of Electrolyzer System to Enhance Frequency Stabilization Effect of Microturbine in a Microgrid System," International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 34, pp.7131-7142, 2009.
3. S. Vachirasricirikul, I. Ngamroo, S. Kaitwanidvilai, "Coordinated SVC and AVR for Robust Voltage Control in A Hybrid Wind-Diesel System," Energy Conversion and Management. (Accepted)

บทความทางวิชาการ (conference paper)

1. S. Vachirasricirikul, I. Ngamroo, S. Kaitwanidvilai, "Design of Robust SVC for Voltage Control in an Isolated Wind-Diesel Hybrid Power System," Proceeding of International Conference in Electrical Engineering/Electronics, Computer, and Information Technology (ECTI 2008), 14 – 17 May 2008, Krabi, Thailand, Vol.2, pp.1053-1056.
2. S. Vachirasricirikul, I. Ngamroo, S. Kaitwanidvilai, "Robust Voltage Stabilization in the Microgrid by SVC and AVR Using PSO Based-Fixed Structure H_∞ Loop Shaping Control," Proceeding of 31st Electrical Engineering Conference (EECON-31), 29-31 October 2008, Nakhonnayok, Thailand, Vol.1, pp.141-144.
3. S. Vachirasricirikul, I. Ngamroo, S. Kaitwanidvilai and T. Chaiyatham, "Design of Robust Control and Monitoring System for Microgrid Stabilization," Proceeding of International Conference in Electrical Engineering/Electronics, Computer, and Information Technology (ECTI 2009), 6 – 9 May 2009, Chonburi, Thailand, Vol.1, pp.62-65.
4. T. Chaiyatham, I. Ngamroo, S. Pothiya and S. Vachirasricirikul, "Fuzzy Logic PID-based SMES Controller Design using Bee Colony Optimization for Stabilization of Inter-Area Oscillation," Proceeding of International Conference in Electrical Engineering/Electronics,

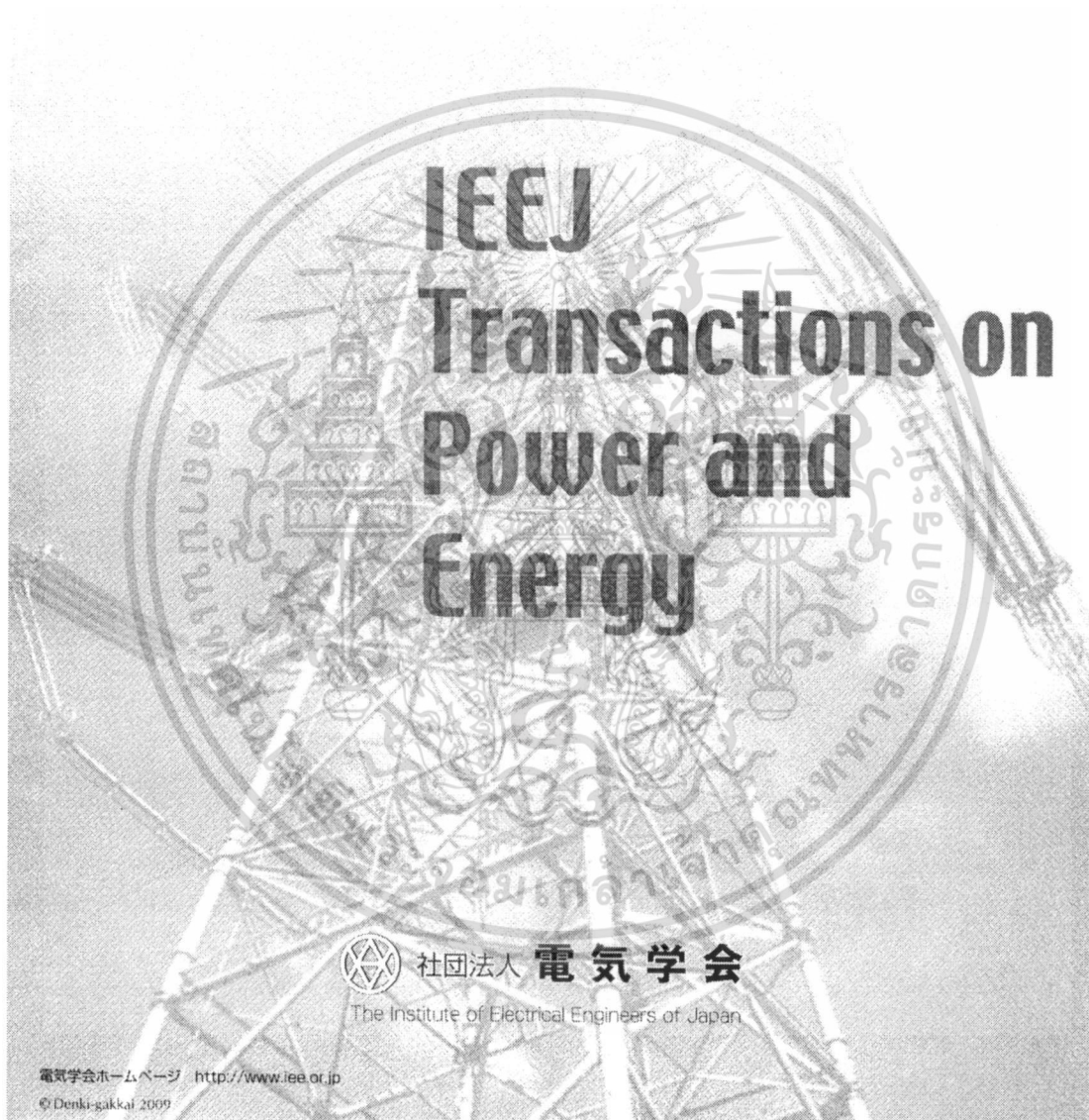
Computer, and Information Technology (ECTI 2009), 6 – 9 May 2009, Chonburi, Thailand, Vol.1, pp.322-325.

5. **S. Vachirasricirikul**, I. Ngamroo, S. Kaitwanidvilai and T. Chaiyatham, “**Robust Frequency Stabilization in a Microgrid System,**” Proceeding of IEEE Conference on Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific (IEEE T&D 2009), 26-30 October 2009, Seoul, Korea.
6. T. Chaiyatham, I. Ngamroo, S. Pothiya and **S. Vachirasricirikul**, “**Design of Optimal Fuzzy Logic-PID Controller using Bee Colony Optimization for Frequency Control in An Isolated Wind-Diesel System,**” Proceeding of IEEE Conference on Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific (IEEE T&D 2009), 26-30 October 2009, Seoul, Korea.
7. **S. Vachirasricirikul**, I. Ngamroo, S. Kaitwanidvilai and T. Chaiyatham, “**Enhancement of Frequency Control Effect of Microturbine by Electrolyzer in a Smart Grid System,**” Proceeding of 32nd Electrical Engineering Conference (EECON-32), 28-30 October 2009, Prachinburi, Thailand, Vol.1, pp.183-186.
8. T. Chaiyatham, I. Ngamroo and **S. Vachirasricirikul**, “**Microgrid Stabilization using Controllable Aqua Electrolyzer & Fuel Cell based on Bee Colony Optimization of Fuzzy Logic-PID controller,**” Proceeding of 32nd Electrical Engineering Conference (EECON-32), 28-30 October 2009, Prachinburi, Thailand, Vol.1, pp.319-322.

電気学会論文誌 **B**

電力・エネルギー部門誌

Vol.129 No.6 2009



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Robust Voltage Stabilization in An Isolated Wind-Diesel Power System using PSO based-Fixed Structure H_∞ Loop Shaping Control

Sitthidet Vachirasricirikul Non-member (KMITL, sitthidetv@hotmail.com)

Issarachai Ngamroo Non-member (KMITL, ngamroo@gmail.com)

Somyot Kaitwanidvilai Non-member (KMITL, drsomyotk@gmail.com)

Keywords: H_∞ loop shaping method, normalized coprime factorization, isolated wind-diesel hybrid power system, particle swarm optimization, static var compensator, automatic voltage regulator

It is well known that the power system controller designed by H_∞ control is complicated, high order and impractical. In power system applications, practical structures such as proportional integral derivative (PID) etc., are widely used, because of their simple structure, less number of tuning parameters and low-order. However, tuning of controller parameters to achieve a good performance and robustness is based on designer's experiences. To overcome this problem, this paper proposes a fixed structure robust H_∞ loop shaping control to design Static Var Compensator (SVC) and Automatic Voltage Regulator (AVR) for robust stabilization of voltage fluctuation in an isolated wind-diesel hybrid power system. The structure of the robust controller of SVC and AVR is specified by a PID controller. In the system modeling, a normalized coprime factorization is applied to represent possible unstructured uncertainties in the power system such as variation of system parameters, generating and loading conditions etc. Based on the H_∞ loop shaping, the performance and robust stability conditions are formulated as the optimization problem. The particle swarm optimization is applied to solve for PID control parameters of SVC and AVR simultaneously. Simulation studies confirm the control effect and robustness of the proposed coordinated SVC and AVR.

The system in Fig. 1 is a variable slip/speed isolated wind-diesel hybrid power system. The synchronous generator (SG) with IEEE type-1 excitation and AVR system is considered as the diesel generator (DG) set. The induction generator (IG) is connected to the wind energy conversion system. The SVC is utilized to compensate the reactive power in the system. The linearized model of system in Fig. 1 can be shown in Fig. 2.

Figure 3 shows the response of bus voltage under the

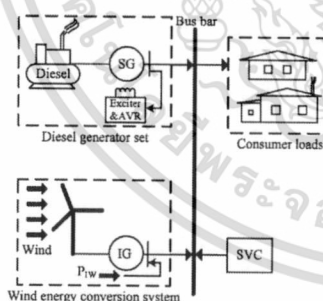


Fig. 1. A variable slip/speed isolated wind-diesel hybrid power system

random load change and system parameters variation. The voltage deviation in case of the compared SVC & AVR (CSVC & CAVR) highly oscillates. CSVC & CAVR is very sensitive to system parameters variation. On the contrary, the proposed SVC & AVR (PSVC & PAVR) can efficiently suppress the voltage fluctuation.

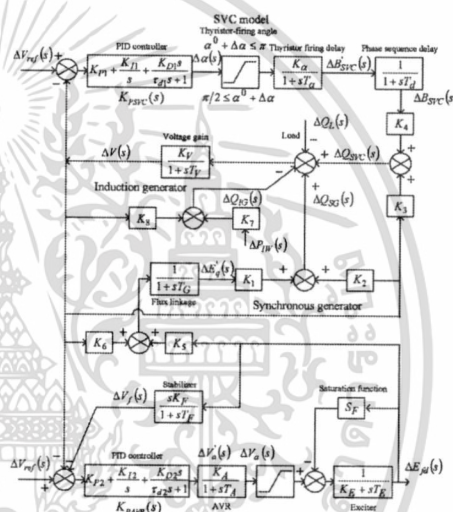


Fig. 2. Linearized model of the variable slip/speed isolated wind-diesel hybrid power system

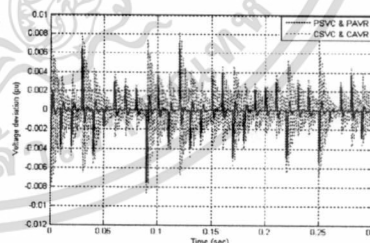


Fig. 3. Transient response of ΔV (changed system parameters) under the random load change

Robust Voltage Stabilization in An Isolated Wind-Diesel Power System using PSO based-Fixed Structure H_∞ Loop Shaping Control

Sitthidet Vachirasricirikul* Non-member
 Issarachai Ngamroo** Non-member
 Somyot Kaitwanidvilai*** Non-member

It is well known that the power system controller designed by H_∞ control is complicated, high order and impractical. In power system applications, practical structures such as proportional integral derivative (PID) etc., are widely used, because of their simple structure, less number of tuning parameters and low-order. However, tuning of controller parameters to achieve a good performance and robustness is based on designer's experiences. To overcome this problem, this paper proposes a fixed structure robust H_∞ loop shaping control to design Static Var Compensator (SVC) and Automatic Voltage Regulator (AVR) for robust stabilization of voltage fluctuation in an isolated wind-diesel hybrid power system. The structure of the robust controller of SVC and AVR is specified by a PID controller. In the system modeling, a normalized coprime factorization is applied to represent possible unstructured uncertainties in the power system such as variation of system parameters, generating and loading conditions etc. Based on the H_∞ loop shaping, the performance and robust stability conditions are formulated as the optimization problem. The particle swarm optimization is applied to solve for PID control parameters of SVC and AVR simultaneously. Simulation studies confirm the control effect and robustness of the proposed control.

Keywords: H_∞ loop shaping method, normalized coprime factorization, isolated wind-diesel hybrid power system, particle swarm optimization, static var compensator, automatic voltage regulator

1. Introduction

According to the World Bank, more than 2 billion people live in remote areas that are not yet connected to utility lines. To serve those people, wind power systems are considered economically for supply of electrical energy to remote and isolated areas where utility lines are uneconomical to install due to high costs, right-of-way difficulties or environmental concerns⁽¹⁾⁽²⁾. In addition, wind power is an inexhaustible energy source, clean and economical. Nevertheless, wind energy is intermittent and fluctuating in nature, power generation from the wind is variable. To alleviate this problem, the wind power generations are generally designed to operate in parallel with diesel generators⁽³⁾⁽⁴⁾. A hybrid wind-diesel power system is very reliable because the diesel acts as a cushion to take care of variation in wind speed. In general, the induction generator is used as an energy conversion device in wind power generation⁽⁵⁾. The major disadvantage of induction generator is the requirement of reactive power for its operation. Besides, most of loads in the system are naturally inductive. The unbalance in generation and demand of reactive power can cause the severe problem of large voltage fluctuation at the generator terminals. The voltage fluctuation will affect the quality of supply and even may damage

the system stability in absence of the proper voltage control.

To overcome this problem, the Static Var Compensator (SVC) has been expected to be the cost-effective device for voltage control⁽⁶⁾⁽⁷⁾. In the previous works, SVC has been applied to prevention of voltage instability and voltage collapse in power systems⁽⁸⁾, enhancement of power system dynamics⁽⁹⁾ etc. Especially, in Refs. (10)–(12), SVC has been used to control the generator terminal voltage in the hybrid wind-diesel power system due to the mismatch between reactive power generation and load. In these works, the proportional integral (PI) based-voltage controller of SVC optimized by the Lyapunov technique shows satisfactorily control effects. Nevertheless, control parameters of SVC have been optimized while control parameters of automatic voltage controller (AVR) equipped with the exciter of the diesel generator are not optimally tuned. This can not guarantee the well coordinated control between SVC and AVR. To enhance the coordinated control effect, the simultaneous optimization of SVC and AVR is expected. Besides, these works do not take system uncertainties such as variation of system parameters, several generating and load conditions etc., into account in the optimization of control parameters. As a result, the robustness of the SVC controller against system uncertainties can not be guaranteed. The SVC controller may fail to operate and eventually can not maintain the system stability.

To enhance the robustness of SVC against system uncertainties, H_∞ control has been applied to design robust controller of SVC⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾. The resulted H_∞ controller is complicated, high order and impractical. In power system applications, simple structures such as proportional integral

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

** Center of Excellence for Innovative Energy Systems, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Bangkok 10520, Thailand

derivative (PID) etc., are preferred, because of their simple structure, less number of tuning parameters and low-order. However, tuning of controller parameters to achieve a good performance and robustness is difficult. To tackle this problem, this paper proposes a fixed-structure robust H_∞ loop shaping control to coordinated design of SVC and AVR for robust stabilization of voltage fluctuation in the variable slip/speed isolated wind-diesel hybrid power system. The structure of robust controller of SVC and AVR is specified by a PID controller with single input. To take the robust stability of system into consideration, system uncertainties are modeled by normalized coprime factor⁽¹⁹⁾⁽¹⁶⁾. To obtain the optimal parameters of PID controllers, the performance and robust stability conditions in the H_∞ loop shaping technique are formulated as the objective function. The particle swarm optimization (PSO)⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾ is applied to solve the optimization problem. Simulation studies show the superior robustness and control effect of the coordinated SVC and AVR in comparison with that of SVC and AVR in Ref. (10).

This paper is organized as follows. First, Section 1 describes the problem of voltage stabilization in the study system. Next the system modeling is explained in Section 2. Subsequently, the proposed fixed-structure robust H_∞ loop shaping control is given in Section 3. Section 4 shows simulation studies. Finally, the conclusion is provided.

2. System Modeling

The system in Fig. 1 is a variable slip/speed isolated wind-diesel hybrid power system⁽¹⁰⁾. The synchronous generator (SG) with IEEE type-1 excitation and AVR system is considered as the diesel generator (DG) set. The induction generator (IG) is connected to the wind energy conversion system. The reactive power load change and the wind power fluctuation cause the problem of voltage fluctuation in this system. To solve this problem, SVC and AVR are utilized to compensate the reactive power in the system and alleviate the system voltage fluctuation.

The linearized model of system in Fig. 1 can be shown in Fig. 2⁽¹⁰⁾. System parameters are given in Ref. (10). The linearized state equation can be expressed as

$$\Delta \dot{X} = A\Delta X + B\Delta u \dots\dots\dots (1)$$

$$\Delta Y = C\Delta X + D\Delta u \dots\dots\dots (2)$$

$$\Delta \alpha = K_{PSVC}(s)(\Delta V_{ref} - \Delta V) \dots\dots\dots (3)$$

$$\Delta V'_a = K_{PAVR}(s)(\Delta V_{ref} - \Delta V - \Delta V_f) \dots\dots\dots (4)$$

$$K_{PSVC}(s) = K_{P1} + \frac{K_{I1}}{s} + \frac{K_{D1}s}{\tau_{d1}s + 1} \dots\dots\dots (5)$$

$$K_{PAVR}(s) = K_{P2} + \frac{K_{I2}}{s} + \frac{K_{D2}s}{\tau_{d2}s + 1} \dots\dots\dots (6)$$

where $\Delta X = [\Delta E_{fd} \ \Delta V_a \ \Delta V_f \ \Delta E'_q \ \Delta B'_{SVC} \ \Delta B_{SVC} \ \Delta V]^T$ are the state vector. Δ is the small change of system variable. E_{fd} is an exciter voltage. V_a is an amplifier output voltage. V_f is an exciter feedback voltage. E'_q is an internal armature emf. B'_{SVC} is an output signal from thyristor firing delay block. B_{SVC} is a reactive susceptance of the SVC. V is the bus terminal voltage. The input vector $\Delta u = [\Delta \alpha \ \Delta V'_a]^T$

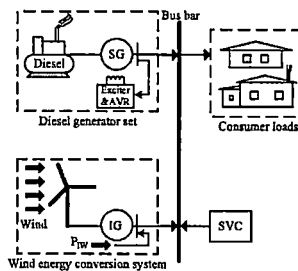


Fig. 1. A variable slip/speed isolated wind-diesel hybrid power system

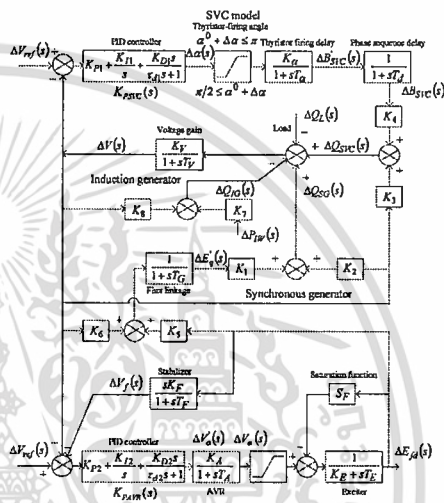


Fig. 2. Linearized model of the variable slip/speed isolated wind-diesel hybrid power system

where α is the firing angle from PID controller of SVC, V'_a is the control signal from PID controller of AVR. The output vector $\Delta Y = [\Delta V]$. System Eq. (1) is referred as the nominal plant G . Here, the controller structure of SVC and AVR is specified by the PID as shown in Eqs. (5) and (6). The PID parameters K_{P1} , K_{I1} , K_{D1} , and τ_{d1} for SVC and K_{P2} , K_{I2} , K_{D2} , and τ_{d2} for AVR are optimized by the proposed method.

3. PSO-based Fixed-Structure H_∞ Loop Shaping Control

The proposed method is explained as follows:

3.1 Formulate the Shaped Plant G_S Figure 3 shows the shaped plant G_S and the designed robust controller K . The shaped plant can be set up by $G_S = W_2GW_1$ as shown in the enclosed solid line in Fig. 3 where W_1 and W_2 are weighting functions, K_∞ is the H_∞ controller. Because G_S is a multi-input single-output (MISO) system, the weighting functions W_1 and W_2 are formulated as⁽¹¹⁾

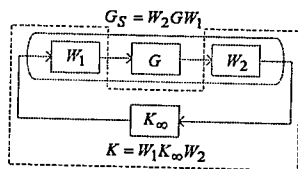


Fig. 3. Shaped plant G and robust controller K

$$W_1 = \begin{bmatrix} K_{W1} \frac{s+a_1}{s+b_1} & 0 \\ 0 & K_{W2} \frac{s+a_2}{s+b_2} \end{bmatrix}, \quad W_2 = I \dots\dots (7)$$

where all parameters in W_1 are positive and $a_1 < b_1, a_2 < b_2$. The automatic tuning of W_1 is explained in subsection 3.3. The robust PID controller $K = W_1 K_\infty W_2$ is enclosed by a dotted line. The PID parameters optimization is described in subsection 3.4.

3.2 Compute the Robust Stability Margin of the System In this work, variation of system parameters, various generating and loading conditions etc., are defined as unstructured system uncertainties. Because these uncertainties can not be exactly represented by mathematic equations, the coprime factorization is used to represent these unstructured uncertainties. A shaped plant G_S is expressed in form of normalized left coprime factor $G_S = M_S^{-1} N_S$ when the perturbed plant G_Δ is determined as follows:

$$G_\Delta = \{(M_S + \Delta M_S)^{-1} (N_S + \Delta N_S) : \|[\Delta N_S, \Delta M_S]\|_\infty \leq 1/\gamma\} \dots\dots (8)$$

where ΔM_S and ΔN_S are stable unknown transfer functions which represent unstructured uncertainties in the nominal plant G . The H_∞ robust stabilization problem can be established by G_Δ and K as depicted in Fig. 4. The objective of robust control design is to stabilize not only the nominal plant G but also the family of the perturbed plant G_Δ . In Eq. (8), $1/\gamma$ is defined as the robust stability margin. The maximum stability margin in the face of system uncertainties is given by the lowest achievable value of γ . Therefore, γ_{min} implies the largest size of system uncertainties that can exist without destabilizing the closed-loop system in Fig. 4. The value of γ_{min} can be easily calculated from

$$\gamma_{min} = \sqrt{1 + \lambda_{max}(XZ)} \dots\dots (9)$$

where $\lambda_{max}(XZ)$ denotes the maximum eigenvalue of XZ . For minimal state-space realization (A, B, C, D) of G_S , the values of X and Z are unique positive solutions to the generalized control algebraic Riccati equation

$$\begin{aligned} (A - BS^{-1}D^T C)^T X + X(A - BS^{-1}D^T C) \\ - XBS^{-1}B^T X + C^T R^{-1}C = 0 \dots\dots (10) \end{aligned}$$

and the generalized filtering algebraic Riccati equation

$$\begin{aligned} (A - BS^{-1}D^T C)Z + Z(A - BS^{-1}D^T C)^T \\ - ZC^T R^{-1}CZ + BS^{-1}B^T = 0 \dots\dots (11) \end{aligned}$$

where $R = I + DD^T$ and $S = I + D^T D$. Note that no iteration

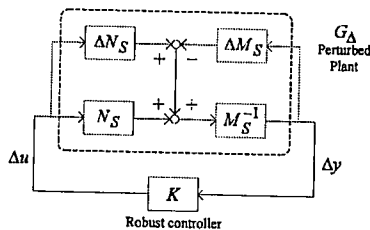


Fig. 4. H_∞ robust stabilization problem

on γ is needed to solve for γ_{min} . To ensure the robust stability of the nominal plant, the weighting functions are selected so that $1.0 \leq \gamma_{min} \leq 4.0^{(15)(16)}$.

3.3 The Selection of the Weighting Functions The weighting functions in Eq. (7) are optimized based on the following optimization problem:

$$\begin{aligned} & \text{Minimize } \gamma_{min} \dots\dots (12) \\ & \text{Subject to} \\ & K_{W1,min} \leq K_{W1} \leq K_{W1,max}, \quad a_{1,min} \leq a_1 \leq a_{1,max}, \\ & b_{1,min} \leq b_1 \leq b_{1,max}, \\ & K_{W2,min} \leq K_{W2} \leq K_{W2,max}, \quad a_{2,min} \leq a_2 \leq a_{2,max}, \\ & b_{2,min} \leq b_2 \leq b_{2,max}, \\ & \gamma_{min,min} \leq \gamma_{min} \leq \gamma_{min,max}, \quad a_1 < b_1, \quad a_2 < b_2 \end{aligned}$$

where $K_{W1,min}, a_{1,min}, b_{1,min}, K_{W2,min}, a_{2,min}$ and $b_{2,min}$ are minimum positive value of weighting parameters, $K_{W1,max}, a_{1,max}, b_{1,max}, K_{W2,max}, a_{2,max}$ and $b_{2,max}$ are maximum positive value of weighting parameters. This optimization problem is solved by PSO which is explained in subsection 3.5.

3.4 Generate the Objective Function In Fig. 3, the designed robust PID controller $K(s)$ can be expressed as

$$K(s) = W_1 K_\infty W_2 \dots\dots (13)$$

By setting $W_2 = I, K_\infty$ can be defined as

$$K_\infty = W_1^{-1} K(s) \dots\dots (14)$$

As mentioned in Refs. (15)–(16), the necessary and sufficient condition of the robust controller $K(s)$ is

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_S K_\infty)^{-1} [I \ G_S] \right\|_\infty \leq \gamma \dots\dots (15)$$

Substituting Eq. (14) in Eq. (15) yields

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(s) \end{bmatrix} (I - G_S W_1^{-1} K(s))^{-1} [I \ G_S] \right\|_\infty \leq \gamma \dots\dots (16)$$

This implies that when the left term of Eq. (16) is lower than γ , the robust stability of control system is guaranteed. Accordingly, the optimization problem of control parameters can be formulated as

$$\text{Minimize } \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(s) \end{bmatrix} (I - G_S W_1^{-1} K(s))^{-1} [I \ G_S] \right\|_\infty \dots\dots (17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Subject to

$$\begin{aligned} K_{P1,min} \leq K_{P1} \leq K_{P1,max}, \quad K_{I1,min} \leq K_{I1} \leq K_{I1,max}, \\ K_{D1,min} \leq K_{D1} \leq K_{D1,max}, \quad \tau_{d1,min} \leq \tau_{d1} \leq \tau_{d1,max}, \\ K_{P2,min} \leq K_{P2} \leq K_{P2,max}, \quad K_{I2,min} \leq K_{I2} \leq K_{I2,max}, \\ K_{D2,min} \leq K_{D2} \leq K_{D2,max}, \quad \tau_{d2,min} \leq \tau_{d2} \leq \tau_{d2,max} \end{aligned}$$

where $K_{P1,min}$, $K_{I1,min}$, $K_{D1,min}$, $\tau_{d1,min}$, $K_{P1,max}$, $K_{I1,max}$, $K_{D1,max}$ and $\tau_{d1,max}$ are the minimum and maximum of PID parameters of SVC, respectively. $K_{P2,min}$, $K_{I2,min}$, $K_{D2,min}$, $\tau_{d2,min}$, $K_{P2,max}$, $K_{I2,max}$, $K_{D2,max}$ and $\tau_{d2,max}$ are the minimum and maximum of PID parameters of AVR, respectively. All parameters are simultaneously optimized by PSO.

3.5 PSO Algorithm The PSO algorithm⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾ is explained as follows:

- (1) Specify the parameters of PSO.
- (2) Initialize a population of the particles with random positions and velocities.
- (3) Evaluate the objective function for each particle.
- (4) Compare the fitness value of each particle with the best position (p_{best}). The best fitness among all best positions is the best position of all particles in the group (g_{best}).
- (5) Update the velocity v_i and position of particle x_i by

$$v_{i+1} = w \cdot v_i + c_1 \cdot rand_1 \cdot (p_{best} - x_i) + c_2 \cdot rand_2 \cdot (g_{best} - x_i) \quad (18)$$

$$x_{i+1} = x_i + v_{i+1} \quad (19)$$

$$w = w_{max} - \frac{w_{max} - w_{min}}{iter_{max}} \times iter \quad (20)$$

Subscript i is the iteration number. w is the inertia weight factor. w_{min} is the minimum inertia weight factor. w_{max} is the maximum inertia weight factor. $iter_{max}$ is the maximum iteration. $iter$ is the current iteration. c_1 and c_2 are the cognitive and social acceleration factors, respectively. $rand_1$ and $rand_2$ are the random numbers in the range (0, 1).

- (6) When the maximum number of iterations is arrived, stop the process. Otherwise go to step 3.

4. Simulation Results

Simulation studies are carried out to examine the robustness of the proposed controller. In the optimization of weighting functions in Eq. (12), the parameters setting of PSO are set as follows: $K_{w1} \in [1 \ 1000]$, $a_1 \in [1 \ 100]$, $b_1 \in [1 \ 100]$, $K_{w2} \in [1 \ 1000]$, $a_2 \in [1 \ 100]$, $b_2 \in [1 \ 100]$, $\gamma_{min} \in [1 \ 4]$, PSO size = 50, maximum iteration = 100, $c_1 = 2$, $c_2 = 2$, $w_{min} = 0.4$ and $w_{max} = 0.9$. The convergence curve of the tuning of weighting functions is shown in Fig. 5. γ_{min} converges to 1.1352. Therefore, the weighting functions are

$$W_1 = \begin{bmatrix} 785 \frac{s+41}{s+56} & 0 \\ 0 & 859 \frac{s+12}{s+94} \end{bmatrix}, \quad W_2 = I \quad (21)$$

Hence, the shaped plant G_S can be established. To optimize the control parameters in Eq. (17), the ranges and setting parameters for PSO are set as follows: $K_{P1} \in [0.0001 \ 575]$, $K_{I1} \in [0.0001 \ 24000]$, $K_{D1} \in [0.0001 \ 10]$, $\tau_{d1} \in [0.0001 \ 10]$, $K_{P2} \in [0.0001 \ 100]$, $K_{I2} \in [0.0001 \ 100]$,

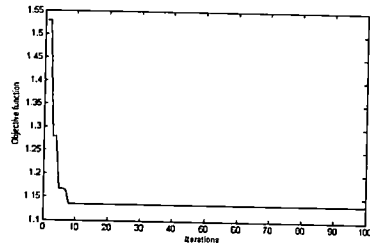


Fig. 5. Convergence curve of the tuning of weighting functions

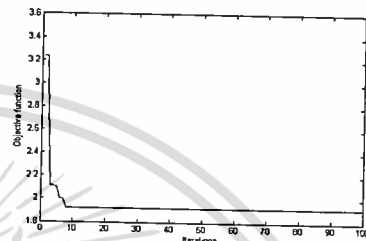


Fig. 6. Convergence curve of the objective function

$K_{D2} \in [0.0001 \ 10]$, $\tau_{d2} \in [0.0001 \ 10]$, PSO size = 50, maximum iteration = 100, $c_1 = 2$, $c_2 = 2$, $w_{min} = 0.4$ and $w_{max} = 0.9$. The convergence curve of the objective function can be shown in Fig. 6. Consequently, the proposed robust PID controllers of SVC (PSVC) and AVR (PAVR) are

$$K_{PSVC}(s) = 49.92 + \frac{9001.8}{s} + \frac{0.0448s}{0.001s+1} \quad (22)$$

$$K_{PAVR}(s) = 0.0097 + \frac{0.0008}{s} + \frac{0.0001s}{0.0009s+1} \quad (23)$$

In simulation studies, the effect of PSVC & PAVR is compared with SVC & AVR in Ref. (10) which is called CSVC & CAVR. The PID controller parameters of CSVC are optimized by the Lyapunov method. That is, the control parameters optimization is carried out so that the performance index (η) based on an integral square error criterion (ISE) of voltage deviation given by Eq. (24) is minimum.

$$\eta = \int [\Delta V(t)]^2 dt \quad (24)$$

However, the CAVR in Refs. (10)–(12) is not equipped with the PID controller. The CAVR consists of an AVR block connected in series with the exciter block with feedback of stabilizer as shown in Fig. 2. Therefore, there is no PID parameters optimization for CAVR.

In the parameters optimization of CSVC, the performance index Eq. (24) is calculated for 2 seconds under a 1% step increase reactive load. As a result, the performance index curves of K_P , K_I and K_D are shown in Figs. 7–9, respectively. The values of K_P , K_I and K_D that minimize the performance index are 535, 23000 and 0.0001, respectively. Therefore, the PID controller of SVC (CSVC) is

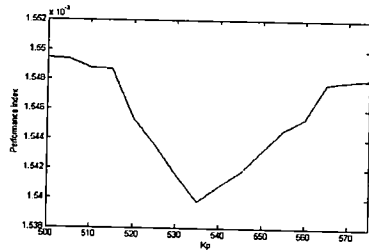


Fig. 7. Performance index versus K_P

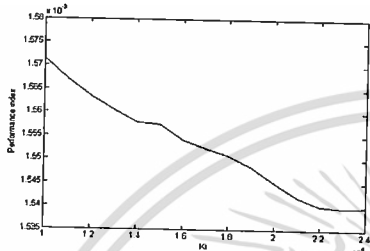


Fig. 8. Performance index versus K_I

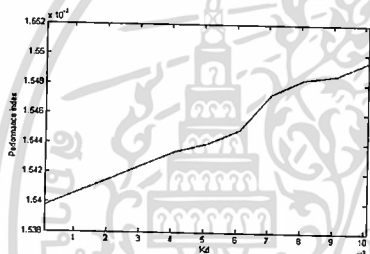


Fig. 9. Performance index versus K_D

$$K_{CSVC}(s) = 535 + \frac{23000}{s} + 0.0001s \dots \dots \dots (25)$$

To verify the performance of the PSVC & PAVR, it is supposed that the system is tested under a 5% step increase in the reactive power load (ΔQ_L) at $t = 0.01$ s. Transient responses are shown in Figs. 10–12, respectively.

As shown in Fig. 10, the transient response of voltage deviation of CSVC & CAVR is very severe. On the other hand, PSVC & PAVR greatly improves the transient response. The oscillatory component is eliminated. In Fig. 11, the reactive power deviation of PSVC (ΔQ_{SVC}) has no oscillatory component in comparison to that of CSVC. Fig. 12 shows that the transient response of ΔE_{fd} in the case of CAVR is very severe while the steady state error still occurs. In contrast, the transient response in case of PAVR is much smaller and takes about 1.5 sec to be zero.

Next, the transient responses investigated under a 5% step increase in the input wind power (ΔP_{TW}) at $t = 0.01$ s are shown in Figs. 13–15, respectively. The transient responses

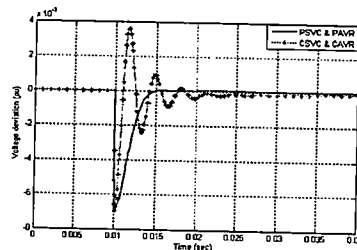


Fig. 10. Transient response of ΔV (normal parameters) for a 5% step increase of ΔQ_L

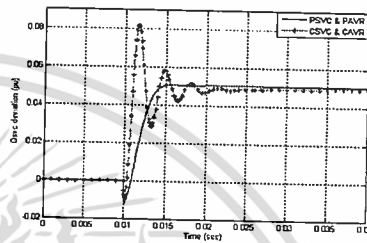


Fig. 11. Transient response of ΔQ_{SVC} (normal parameters) for a 5% step increase of ΔQ_L

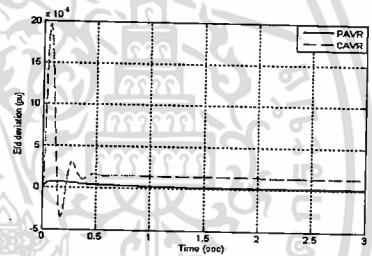


Fig. 12. Transient response of ΔE_{fd} (normal parameters) for a 5% step increase of ΔQ_L

of both voltage deviation and reactive power deviation in case of PSVC & PAVR are significantly improved in comparison to those of CSVC & CAVR. Fig. 15 depicts that the transient response of ΔE_{fd} can be largely improved while the steady state error is completely eliminated by PAVR in comparison with CAVR.

With the random load change, it is assumed that the random load change shown in Fig. 16 is applied to the system. Transient responses are shown in Figs. 17–19, respectively.

From Fig. 17, it can be seen that the voltage fluctuation under random load change is very severe in case of CSVC & CAVR. On the other hand, the voltage fluctuation is highly alleviated by PSVC & PAVR. In the same way, the reactive power deviation of PSVC is lower than that of CSVC as depicted in Fig. 18. Fig. 19 shows that the transient response of ΔE_{fd} in case of CAVR is very severe. On the other hand,

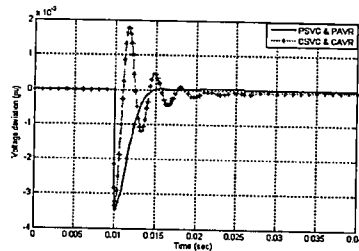


Fig. 13. Transient response of ΔV (normal parameters) for a 5% step increase of ΔP_{W}

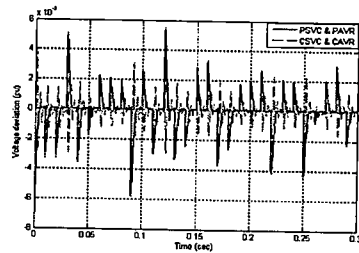


Fig. 17. Transient response of ΔV (normal parameters) under the random load change

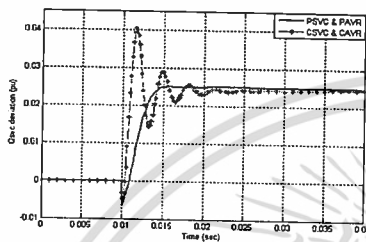


Fig. 14. Transient response of ΔQ_{SVC} (normal parameters) for a 5% step increase of ΔP_{W}

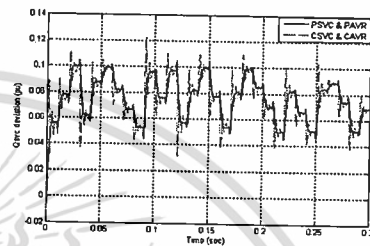


Fig. 18. Transient response of ΔQ_{SVC} (normal parameters) under the random load change

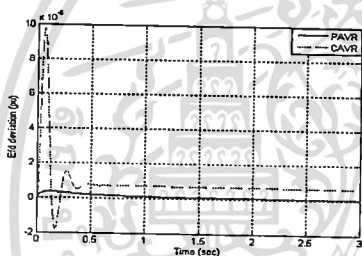


Fig. 15. Transient response of ΔE_{fd} (normal parameters) for a 5% step increase of ΔP_{W}

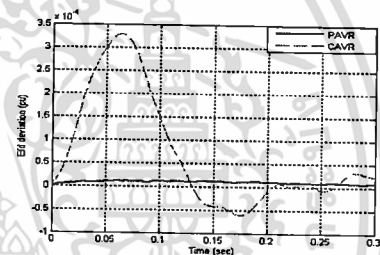


Fig. 19. Transient response of ΔE_{fd} (normal parameters) under the random load change

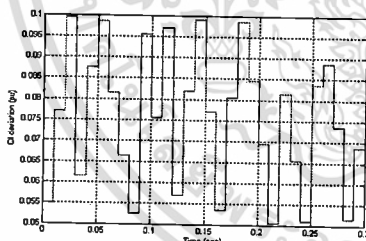


Fig. 16. Random load change

& CAVR. In addition, as depicted in Fig. 22, the amplitude of ΔQ_{SVC} of PSVC is lower than that of CSVC. Fig. 23 depicts that the PAVR provides much higher damping effect than CAVR. The transient response of ΔE_{fd} is extremely alleviated by the PAVR.

To investigate the robustness of PSVC & PAVR against the system parameters variation, the integral absolute error (IAE) of voltage deviation is applied and defined as:

$$IAE \text{ of } \Delta V = \int_0^{0.3} |\Delta V| dt \dots \dots \dots (26)$$

Figs. 24 and 25 show the variation of IAE against the increase in the reactive power consumed by the induction generator (Q_{IG}) from 0.189 to 0.6 p.u. under the random load change (Fig. 16) and random input wind power change (Fig. 20), respectively. Note that the initial value of Q_{IG} is 0.189 p.u. The IAE of CSVC & CAVR increases while Q_{IG}

PAVR is able to improve the transient response of ΔE_{fd} . Next, the random input wind power change (ΔP_{W}) supposed in Fig. 20 is applied to the system. Fig. 21 shows that PSVC and PAVR provide better stabilizing effect that CSVC

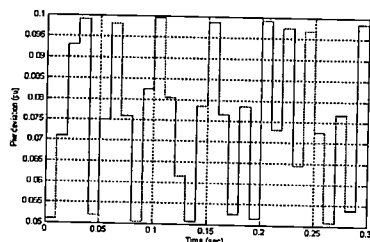


Fig. 20. Random input wind power change

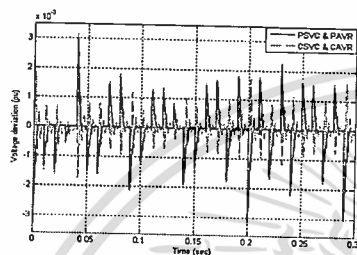


Fig. 21. Transient response of ΔV (normal parameters) under the random input wind power change

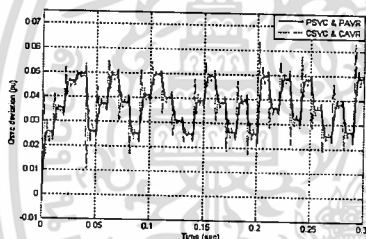


Fig. 22. Transient response of ΔQ_{SVC} (normal parameters) under the random input wind power change

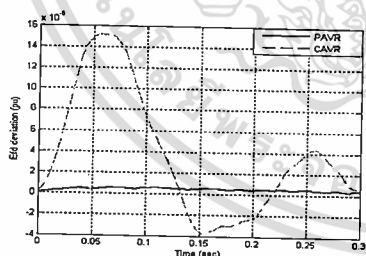


Fig. 23. Transient response of $\Delta E'_{fd}$ (normal parameters) under the random input wind power change

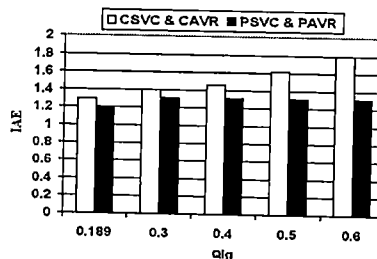


Fig. 24. Variation of IAE against a change in Q_{LG} under the random load change

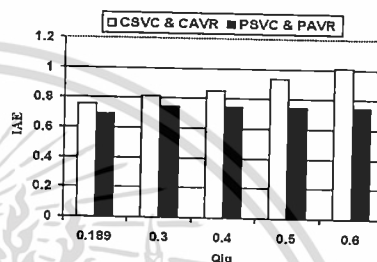


Fig. 25. Variation of IAE against a change in Q_{LG} under the random input wind power change

increases. This implies that higher consumed reactive power by IG significantly deteriorates the stabilizing effect of CSVC & CAVR. On the other hand, the IAE of PSVC & PAVR rarely changes. This implies that the PSVC & PAVR is highly robust to the variation in Q_{IG} .

In Figs. 26 and 27, the variation of IAE is evaluated when the reactive power generated by synchronous generator (Q_{SG}) decreases from 0.2 to 0.04 p.u. Note that, the normal value of Q_{SG} is 0.2 p.u. Clearly, when Q_{SG} decreases, the IAE increases significantly in case of CSVC & CAVR. On the contrary, the IAE in case of PSVC and PAVR is almost constant. PSVC and PAVR are able to keep stabilizing effect. These results confirm that the PSVC and PAVR are very robust to the variations of Q_{IG} and Q_{SG} .

Finally, it is supposed that the reactive power demanded by load and IG increases while the reactive power produced by SG decreases. These result in a decrease in the terminal voltage. Then, SVC injects more reactive power to the system. In addition, the AVR tries to increase the terminal voltage by increasing the field flux voltage. This causes an increase in E'_q of SG because E'_q changes proportionally to the change of field flux. Under this situation, it is assumed that Q_L and Q_{IG} are increased by 70%, Q_{SG} is decreased by 70%, E'_q is increased by 5% and V is decreased by 5% from the initial values. The transient response of bus voltage deviation under the random load change and random input wind power change are shown in Figs. 28–29, respectively. It can be observed that the terminal voltage deviation in case of CSVC & CAVR highly oscillates. CSVC & CAVR is very sensitive to

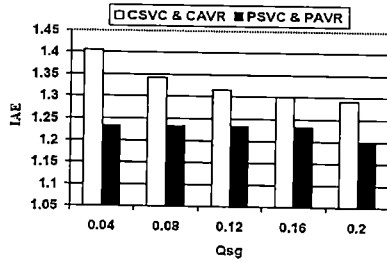


Fig. 26. Variation of IAE against a change in Q_{SG} under the random load change

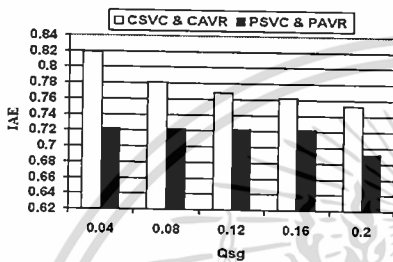


Fig. 27. Variation of IAE against a change in Q_{SG} under the random input wind power change

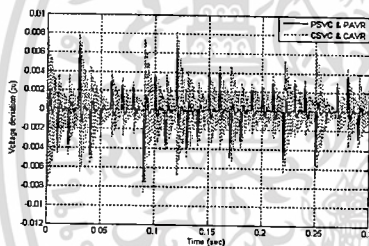


Fig. 28. Transient response of ΔV (changed system parameters) under the random load change

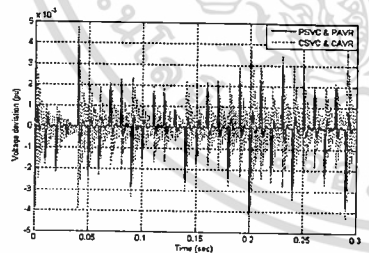


Fig. 29. Transient response of ΔV (changed system parameters) under the random input wind power change

the system parameters variation. On the contrary, PSVC & PAVR can efficiently suppress the voltage fluctuation. This result confirms the superior robustness and voltage stabilization of the proposed coordinated PSVC and PAVR beyond the CSVC & CAVR.

5. Conclusion

In this paper, the PSO-based fixed structure H_{∞} loop shaping control for robust voltage stabilization in an isolated wind-diesel hybrid power system has been presented. The structure of stabilizing controller is specified by PID. The proposed method is applied to simultaneously optimize PID controllers of SVC and AVR. The salient features of the proposed method are as follows:

- (1) Without trial and error, the weighting function in H_{∞} loop shaping can be tuned automatically.
- (2) The proposed method can be applied to optimize parameters of the controller with any practical structure such as lead/lag compensator, proportional integral etc.
- (3) With many power system controllers, the proposed technique is able to simultaneously optimize controller parameters.
- (4) The proposed method is capable of designing any other power system damping controllers such as FACTS device, PSS etc.

Simulation results confirm that the robustness and stabilizing effect of the proposed controller are much higher than those of the conventional controller under random load change, random input wind power change and variations of system parameters.

Acknowledgment

This work was supported by the Thailand Research Fund under the Basic Research Grant No.BRG5080019 and the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Research Fund.

(Manuscript received Oct. 27, 2008,

revised Feb. 19, 2009)

References

- (1) J.F. Mannwell, J.G. McGowan, and A.L. Rogers: Wind energy explained: theory, design and application, John Wiley & Sons (2002)
- (2) T. Ackermann: Wind power in power systems, John Wiley & Sons Ltd (2005)
- (3) R. Hunter and G. Elliot: Wind-diesel systems, a guide to technology and its implementation, Cambridge University Press (1994)
- (4) N.H. Lipman: Wind-diesel and autonomous energy systems, Elsevier Science Publishers Ltd (1989)
- (5) M.G. Simoes and F.A. Farret: Renewable energy systems: design and analysis with induction generators, CRC Press (2004)
- (6) T.J.B. Miller, Ed.: Reactive power control in electric power systems, John Wiley & Sons (1982)
- (7) L.A. Ermiroz, Ed.: Static var compensators, CIGRE Working Group 38-01, Task Force No.2 (1986)
- (8) A.E. Hammad and M.Z. El-Sadek: "Prevention of transient voltage instabilities due to induction motor loads by static var compensators", *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol.4, No.3, pp.1182-1190 (1989)
- (9) R.M. Mithur and R.K. Varma: Thyristor-based FACTS controllers for electrical transmission systems, Wiley (2002)
- (10) R.C. Bansal: "Modelling and automatic reactive power control of isolated wind-diesel hybrid power systems using ANN", *Energy Conversion & Management*, Vol.49, pp.357-364 (2008)
- (11) R.C. Bansal: "Automatic reactive-power control of isolated wind-diesel hybrid power systems", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.53, No.4, pp.1116-1126 (2006)

- (12) R.C. Bansal, T.S. Bhatti, and D.P. Kothari, and S. Bhat: "Reactive power control of wind-diesel-micro-hydro hybrid power systems using matlab/simulink", *Int. J. Global Energy Issues*, Vol.24, No.1/2, pp.86-99 (2005)
- (13) M. Pa Parniani and M.R. Iravani: "Optimal robust control design of static var compensator", *IEE Proc. Generation, Transmission & Distribution*, Vol.145, Issue 3, pp.301-307 (1998)
- (14) Q. Zhao and J. Jiang: "Robust SVC controller design for improving power system damping", *IEEE Trans. Power Syst.*, Vol.10, No.4, pp.1927-1932 (1995)
- (15) S. Skogestad and I. Postlethwaite: *Multivariable feedback control: analysis and design*, 2nd Edition, John Wiley (2005)
- (16) D.C. McFarlane and K. Glover: *Robust controller design using normalized coprime factor plant descriptions*, Lecture Notes in Control and Information, Vol.138, Springer-Verlag, Berlin (1990)
- (17) J. Kennedy and R. Eberhart: "Particle swarm optimization", Proc. IEEE International Conference Neural Networks, Vol.IV, Perth, Australia, pp.1942-1948 (1995)
- (18) Z. Gaing: "A Particle Swarm Optimization Approach For Optimum Design of PID Controller in AVR System", *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol.19, No.2, pp.384-391 (2004)



Sitthidet Vachirasricirikul (Non-member) received the B.Eng. and M.Eng. degrees in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand in 1997 and 2003, respectively. He is now working towards his doctor degree under the AUN/SEED-Net Scholarship from JICA in department of Electrical Engineering at KMITL, Thailand. His research interests include power system stability, computational intelligence and robust control application to power system stabilization.

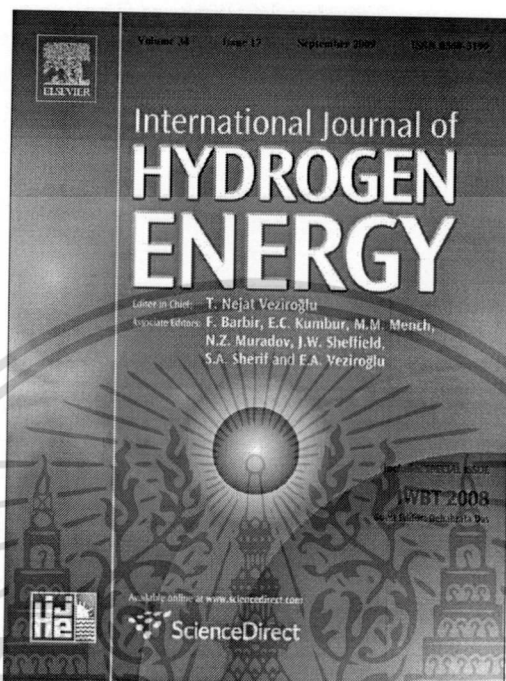
Issarachai Ngamroo (Non-member) received the B.Eng. degree in Electrical Engineering from KMITL, Bangkok, Thailand in 1992. He continued his education under the Monbusho Scholarship from the Japanese Government at Osaka University, where he earned his M.Eng. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering in 1997 and 2000, respectively. Currently, he is an associate professor of electrical engineering department, faculty of engineering, KMITL. His research interests are in the areas of power system stability, dynamics & control.



Somyot Kaitwanidvilai (Non-member) received B.Eng. and M.Eng. in Electrical Engineering from KMITL, Thailand, in 1996 and 2000, respectively and received D.Eng. in Mechatronics from Asian Institute of Technology in 2004. He is currently a lecturer at KMITL, Thailand. His research interests are computational technique in control system, robust and adaptive control, mechatronics and power electronic.



Provided for non-commercial research and education use.
Not for reproduction, distribution or commercial use.



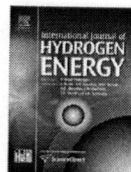
This article appeared in a journal published by Elsevier. The attached copy is furnished to the author for internal non-commercial research and education use, including for instruction at the authors institution and sharing with colleagues.

Other uses, including reproduction and distribution, or selling or licensing copies, or posting to personal, institutional or third party websites are prohibited.

In most cases authors are permitted to post their version of the article (e.g. in Word or Tex form) to their personal website or institutional repository. Authors requiring further information regarding Elsevier's archiving and manuscript policies are encouraged to visit:

<http://www.elsevier.com/copyright>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Available at www.sciencedirect.comjournal homepage: www.elsevier.com/locate/ijhe

Review

Application of electrolyzer system to enhance frequency stabilization effect of microturbine in a microgrid system

Sitthidet Vachirasricirikul^{a,*}, Issarachai Ngamroo^b, Somyot Kaitwanidvilai^b

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

^bCenter of Excellence for Innovative Energy Systems, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

ARTICLE INFO

Article history:

Received 29 March 2009

Received in revised form

10 June 2009

Accepted 13 June 2009

Available online 23 July 2009

Keywords:

Electrolyzer system

Microturbine

Frequency stabilization

Microgrid

 H_∞ loop shaping control

Particle swarm optimization

ABSTRACT

It is well known that the power output of microturbine can be controlled to compensate for load change and alleviate the system frequency fluctuations. Nevertheless, the microturbine may not adequately compensate rapid load change due to its slow dynamic response. Moreover, when the intermittent power generations from wind power and photovoltaic are integrated into the system, they may cause severe frequency fluctuation. In order to study the fast dynamic response, this paper applies electrolyzer system to absorb these power fluctuations and enhance the frequency control effect of microturbine in the microgrid system. The robust coordinated controller of electrolyzer and microturbine for frequency stabilization is designed based on a fixed-structure H_∞ loop shaping control. Simulation results exhibit the robustness and stabilizing effects of the proposed coordinated electrolyzer and microturbine controllers against system parameters variation and various operating conditions.

Crown Copyright © 2009 Published by Elsevier Ltd on behalf of International Association for Hydrogen Energy. All rights reserved.

1. Introduction

According to the World Bank, more than 2 billion people around the world currently live in remote areas that are not yet connected to utility lines due to the limitations of investment costs, right of way difficulties and environment impacts [1]. To tackle this problem, the MG system [2,3] has been widely paid attentions. The MG is a cluster of the DG units, DS units and loads [4]. The MG system can be independently performed in an islanding mode and interconnected to the main utility grid [5]. Nowadays, there are many MG projects around the world such as the Consortium for Electric Reliability Technology Solutions (CERTS) project in the United

States [6], the Aichi, Kyotango and Hachinohe MG projects in Japan [7], the MG project in Senegal [8], The Kythnos Island MG in Greece [9], the Labein MG in Spain [10], etc. The studied MG system consists of 100 kW WP, 25 kW PV, 100 kW MT, 5 kW FC, 70 kW ES of HOGEN* [11,12], CMS, load and TR connected to the UG. The capacity of MG system which is the possible maximum power generations from all sources in the MG, is equal to 230 kW. Note that ES is treated as the load with maximum absorbed power 70 kW. Here, the initial power generation in the MG is set to 100 kW which consists of 15 kW WP, 10 kW PV, 70 kW MT and 5 kW FC. This power generation balances with total loads 100 kW (50 kW ES and 50 kW load). As the primary power source, WP and PV are designed for

* Corresponding author. Tel./fax: +66 2326 4550.

E-mail address: sitthidetv@hotmail.com (S. Vachirasricirikul).

0360-3199/\$ - see front matter Crown Copyright © 2009 Published by Elsevier Ltd on behalf of International Association for Hydrogen Energy. All rights reserved.
doi:10.1016/j.ijhydene.2009.06.050

Nomenclature			
MG	microgrid	f_0	system frequency
DG	distributed generation	ΔP	real power unbalance
DS	distributed storage	Δf	change of frequency
UG	utility grid	ΔP_{MT}	change of MT power output
CMS	control and monitoring system	ΔP_{FC}	change of FC power output
WP	wind power	ΔP_{ES}	change of ES load
PV	photovoltaic	ΔP_{tie}	change of tie line power
MT	microturbine	K_{PMTis}	proposed MT controller in islanding operation
FC	fuel cell	K_{PESis}	proposed ES controller in islanding operation
ES	electrolyzer system	K_{PMUG}	proposed MT controller in interconnected UG operation
H ₂ T	hydrogen tank	K_{PESUG}	proposed ES controller in interconnected UG operation
TR	transformer	K_{MT}	droop property of MT output
P_{WP}	wind power output	K_{FC}	gain of FC
P_{PV}	PV power output	K_{ES}	gain of ES
P_{MT}	MT power output	T_{FC}	time constant of FC
P_{FC}	FC power output	T_{ES}	time constant of ES
P_{ES}	load power of ES	M	inertia constant
P_{tie}	tie line power	D	damping coefficient
X_{tie}	tie line reactance	Base	base capacity

providing the power to load based on the different power demanding levels. In addition, the ES is designed to stabilize the system frequency and tie line power fluctuations. The power supply and demand balance control of the MG system are carried out by CMS. However, due to the lack of power supply from renewable sources, an MT is applied to supply the base load. Normally, the solar and wind energy are intermittent [13]. Consequently, the power production from WP and PV is variable. The real power unbalance in generation and load [14] causes severe frequency fluctuation in the MG system and tie line power fluctuation when the MG system is connected to the UG. To alleviate the frequency fluctuation, the MT is used to supply power for load change. Nevertheless, the MT cannot adequately compensate sudden load change

and improve the severe frequency fluctuation instantaneously. This is because the MT has slow dynamic response due to the mechanical dynamic characteristics of governor and turbine [15–18]. Generally, the time constants of governor and turbine are in range of 0.2–0.5 s and 2.0–5.0 s, respectively [17,18]. To enhance the MT control effect, the ES control objective of HOGEN[®] is not only to build hydrogen for FC, but also to absorb rapid fluctuating power. The ES power consumption of HOGEN[®] can be controlled in the level of millisecond by tuning the pressure in the customer piping system. The electricity of ES is supplied by WP and PV. To solve the fluctuation problems of frequency and tie line power in the MG, the power outputs of MT and ES can be controlled by the CMS [15,16]. However, the controller parameters of MT

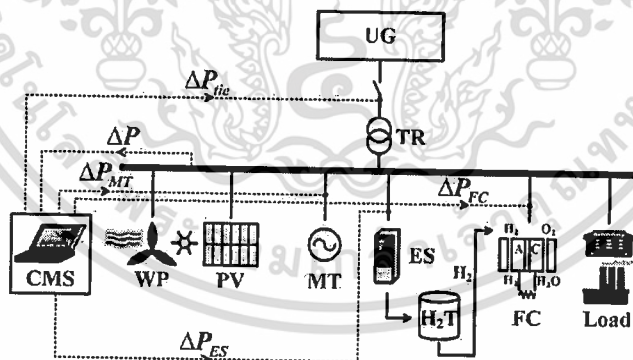


Fig. 1 - A microgrid system.

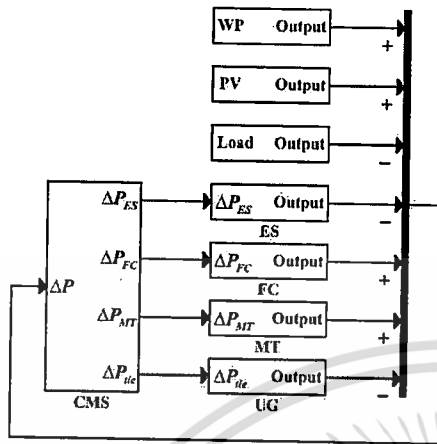


Fig. 2 - Microgrid system diagram.

and ES in Refs. [15,16] are separately designed for the islanding and interconnected UG modes. Hence, it cannot guarantee the well-coordinated control effects of MT and ES. Besides, these research works do not consider system uncertainties such as

the system parameters variation, various generations and loadings, etc., in the control design. The robustness of the MT and ES controllers against the system uncertainties cannot be guaranteed.

To improve the robustness and coordinated control effect, an H_∞ control is one of the sophisticated design techniques [19,20]. Nevertheless, generally the designed H_∞ controller has a high order and is not easy to implement in real systems. Thus, the practical controller structures such as lead-lag compensator, proportional integral (PI), etc., are preferred because of their simple structure and low-order. However, the tuning of control parameters is very difficult to achieve the high robust controller against system uncertainties.

This paper proposes a new robust design of coordinated MT and ES controllers in CMS for stabilizing MG by using the particle swarm optimization (PSO) [21,22] based fixed-structure H_∞ loop shaping control. With fast dynamic control response, the ES is applied to enhance the frequency stabilizing effect of MT. The structure of MT and ES controllers is a PI. Based on the improvement of robust stability margin, the PI controller parameters of MT and ES in both the islanding and interconnected UG operations are simultaneously optimized. In the H_∞ loop shaping control, the performance and robust stability conditions are formulated as the objective function in the optimization problem. The normalized coprime factor [23,24] is used to form system uncertainties. Simulation results display the superior robustness and stabilizing effects of the proposed coordinated MT and ES controllers in comparison with the MT and ES controllers [15].

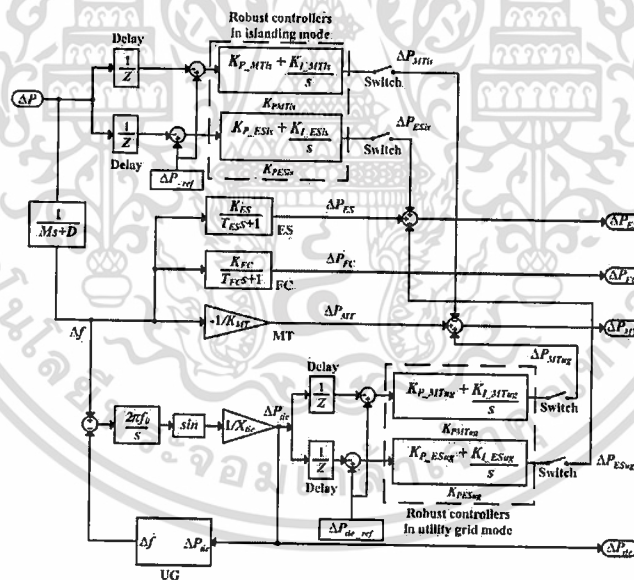


Fig. 3 - Linearized block diagram of CMS.

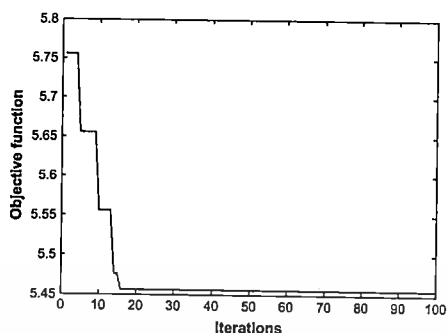


Fig. 4 - Objective function versus iteration.

This paper is organized as follows. First, problem formulation is described in Section 2. Next, Section 3 shows system modeling. Subsequently, Section 4 shows simulation results. Finally, Conclusion is given.

2. Problem formulation

As depicted in Fig. 1, the MG system consists of the WP, PV, MT, ES, H₂T, FC, CMS, load, TR and UG. The MT is used to supply power to the MG system when the WP and PV cannot sufficiently provide. The ES is utilized to produce hydrogen (H₂) as a fuel for FC by consuming some power outputs from WP and PV. The generated H₂ is stored in the H₂T. Naturally, the power generations from WP and PV are very unstable and intermittent. Thus, the real power unbalance causes the frequency fluctuation. Moreover, the frequency fluctuation under the interconnected UG causes the tie line power fluctuation. To solve this problem, the proposed coordinated MT and ES controllers in CMS are applied to stabilize the MG system. Here, the performance of ES is augmented to enhance the frequency stabilization effect of MT. It is supposed that the amount of hydrogen generated by ES in the hydrogen tank has more than 50% of the hydrogen tank capacity [25,26] for operating the FC throughout the test time period. Accordingly, the calculation details of hydrogen production or consumption are not provided in this work.

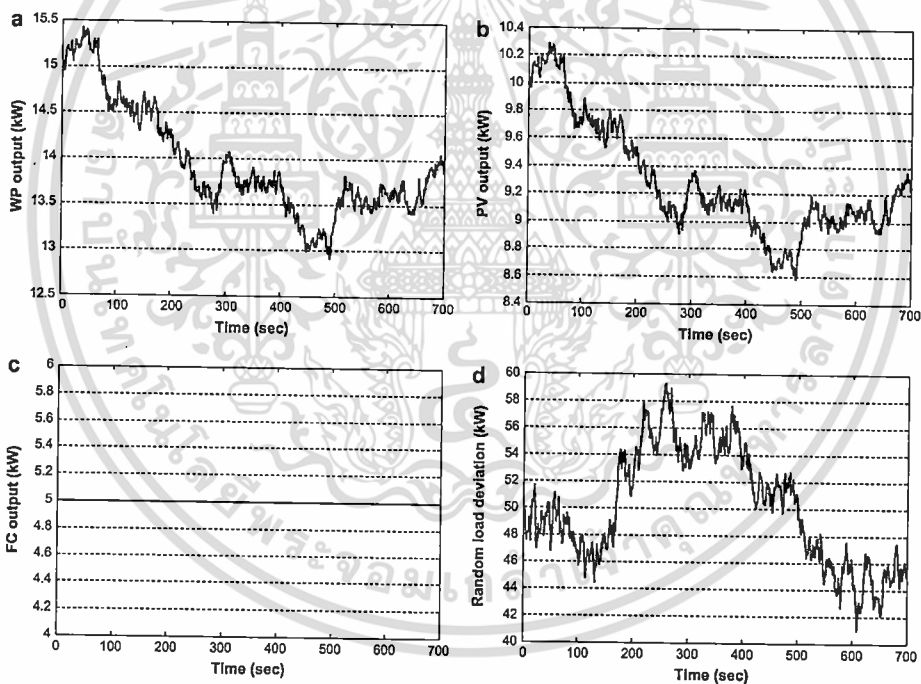


Fig. 5 - (a) WP output. (b) PV output. (c) FC output. (d) Random load deviation (normal case).

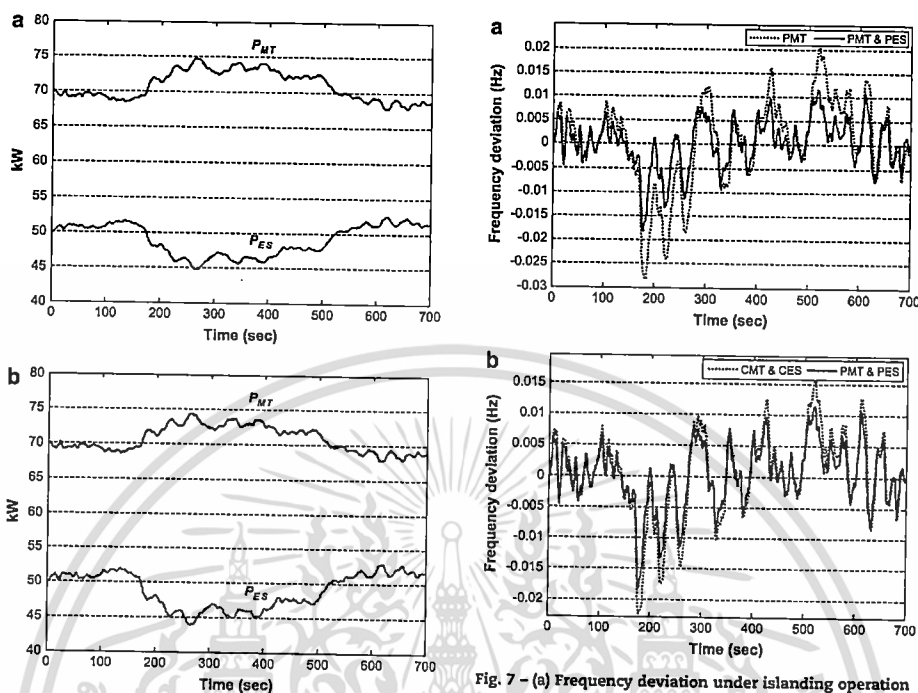


Fig. 6 – (a) Power outputs with the MT and ES controls under normal case (conventional method). (b) Power outputs with the MT and ES controls under normal case (proposed method).

Fig. 7 – (a) Frequency deviation under islanding operation with the controls of PMT and PMT & PES. (b) Frequency deviation under islanding operation with the controls of CMT & CES and PMT & PES.

3. System modeling

The MG system diagram is depicted in Fig. 2. The proposed coordinated MT and ES controllers in CMS are utilized to minimize the feedback input signal of the real power unbalance (ΔP) in the MG system. The linearized block diagram of CMS is shown in Fig. 3. The delay times of the islanding and interconnected UG operations in Fig. 3 are for every 5 and 4 s, respectively. Note that the structures of ES and FC are high-order models and have the nonlinear characteristics. Nevertheless, the frequency control problem in electric power systems due to small disturbances can be generally studied in a linearized system [17,18]. Hence, the transfer functions of ES and FC are approximately represented by the first-order transfer function [25,27]. Besides, the descriptions of WP and FV models are explained in Appendix B.

Here, it is considered that the FC power output (P_{FC}) is set to a constant value of 5 kW throughout the test time period. Accordingly, the FC power is not used for real-time control of the power unbalance in the MG system. System parameters

are given in Refs. [15,16]. The linearized state equation can be expressed as

$$\Delta \dot{X} = A\Delta X + B\Delta u \quad (1)$$

$$\Delta Y = C\Delta X + D\Delta u \quad (2)$$

$$\Delta P_{MTis} = K_{P_{MTis}}(s)\Delta P \quad (3)$$

$$\Delta P_{ESis} = K_{P_{ESis}}(s)\Delta P \quad (4)$$

$$\Delta P_{MTug} = K_{P_{MTug}}(s)\Delta P_{is} \quad (5)$$

$$\Delta P_{ESug} = K_{P_{ESug}}(s)\Delta P_{is} \quad (6)$$

$$K_{P_{MTis}}(s) = K_{P_{MTis}} + K_{I_{MTis}}/s \quad (7)$$

$$K_{P_{ESis}}(s) = K_{P_{ESis}} + K_{I_{ESis}}/s \quad (8)$$

$$K_{P_{MTug}}(s) = K_{P_{MTug}} + K_{I_{MTug}}/s \quad (9)$$

$$K_{P_{ESug}}(s) = K_{P_{ESug}} + K_{I_{ESug}}/s \quad (10)$$

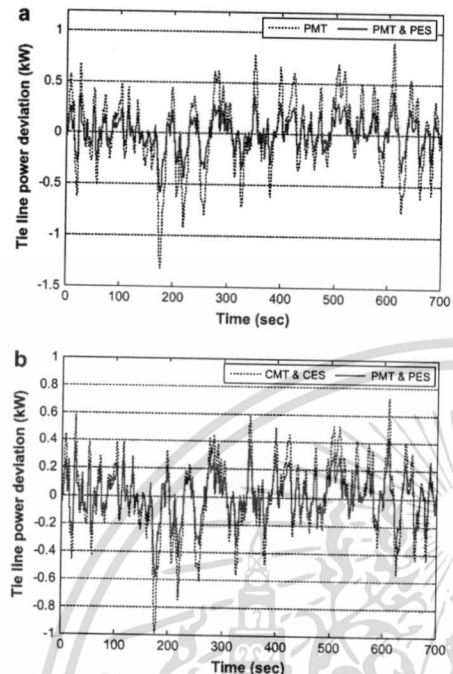


Fig. 8 – (a) Tie line power deviation under interconnected UG operation with the controls of PMT and PMT & PES. (b) Tie line power deviation under interconnected UG operation with the controls of CMT & CES and PMT & PES.

where the state vector $\Delta X = [\Delta P_{ES} \ \Delta P_{tie} \ \Delta f]^T$, ΔP_{ES} , ΔP_{tie} and Δf are small changes of ES load, tie line power and frequency, respectively. The output vector $\Delta Y = [\Delta P \ \Delta P_{tie}]^T$, the control output signal $\Delta U = [\Delta P_{MTis} \ \Delta P_{ESis} \ \Delta P_{MTUG} \ \Delta P_{ESUG}]^T$. ΔP_{MTis} and ΔP_{ESis} are small changes in the islanding operation of MT output and ES load, respectively. ΔP_{MTUG} and ΔP_{ESUG} are small changes in the interconnected UG operation of MT output and ES load, respectively. $K_{P_{MTis}}(s)$, $K_{P_{ESis}}(s)$ and $K_{P_{MTUG}}(s)$, $K_{P_{ESUG}}(s)$ are the proposed MT and ES controllers in the islanding and interconnected UG operations, respectively. Note that all four controllers are performed in the interconnected UG mode while $K_{P_{MTis}}(s)$ and $K_{P_{ESis}}(s)$ are operated in the islanding mode. The system (1) is a multi-input multi-output (MIMO) system and referred to the nominal plant G.

The proposed robust controllers are implemented in the CMS which consists of the robust controllers in islanding mode ($K_{P_{MTis}}$ and $K_{P_{ESis}}$) and the robust controllers in utility grid mode ($K_{P_{MTUG}}$ and $K_{P_{ESUG}}$) as shown in Fig. 3. In this paper, the MATLAB program is applied to develop the off-line parameters tuning of the proposed robust controllers based on the fixed-structure H_∞ loop shaping control. It should be noted that the MATLAB program can be developed to on line

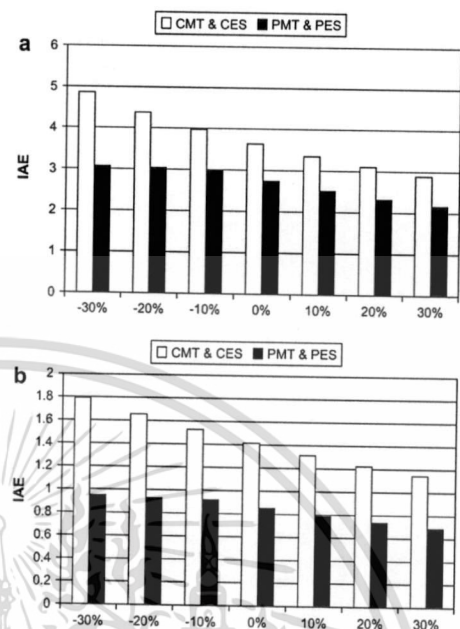


Fig. 9 – (a) IAE of Δf under islanding operation. (b) IAE of ΔP_{tie} under interconnected UG operation.

parameters tuning of the controllers. Based on the system generating and loading conditions, the control parameters can be adjusted and implemented in real time [28].

The design description of the relevant control theory such as H_∞ loop shaping control, PSO is given in Appendix A.

4. Simulation results

In this section, robust control design and simulation studied are carried out. The lower and upper bounds of search parameters and PSO parameters are set as follows: $K_{W1}, K_{W2}, K_{W3}, K_{W4} \in [0.0001 \ 1000]$, $a_1, a_2, a_3, a_4 \in [0.0001 \ 100]$, $b_1, b_2, b_3, b_4 \in [0.0001 \ 100]$, $\gamma_{min} \in [1 \ 4]$, $K_{P_{MTis}} \in [0.0001 \ 1]$, $K_{I_{MTis}} \in [0.0001 \ 1]$, $K_{P_{ESis}} \in [0.0001 \ 1]$, $K_{I_{ESis}} \in [0.0001 \ 1]$, $K_{P_{MTUG}} \in$

Table 1 – Changed system parameters under islanding operation.

System parameters	-30%	-20%	-10%	0%	10%	20%	30%
K_{ES}	70	80	90	100	110	120	130
T_{ES}	42	48	54	60	66	72	78
K_{MT}	0.028	0.032	0.036	0.040	0.044	0.048	0.052
M	7	8	9	10	11	12	13
D	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2 – Changed system parameters under interconnected UG operation.

System parameters	-30%	-20%	-10%	0%	10%	20%	30%
K_{ES}	70	80	90	100	110	120	130
T_{ES}	42	48	54	60	66	72	78
K_{MT}	0.028	0.032	0.036	0.040	0.044	0.048	0.052
M	7	8	9	10	11	12	13
D	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3
X_{tie}	0.0504	0.0576	0.0648	0.0720	0.0792	0.0864	0.0936

[0.0001 0.5], $K_{L_MTUG} \in [0.0001 \ 0.5]$, $K_{P_ESUG} \in [0.0001 \ 0.5]$, $K_{L_ESUG} \in [0.0001 \ 0.5]$, PSO sizes = 50, maximum iterations = 100, $c_1 = 2$, $c_2 = 2$, $w_{min} = 0.4$ and $w_{max} = 0.9$. Thus, the weighting functions are suitably selected as

$$W_{MTis} = 910.9754 \frac{s + 48.9961}{s + 96.9381} \quad W_{ESis} = 806.7562 \frac{s + 46.9839}{s + 93.9256} \quad (11)$$

$$W_{MTUG} = 889.9907 \frac{s + 41.9219}{s + 90.9769} \quad W_{ESUG} = 886.9561 \frac{s + 44.9197}{s + 95.9942} \quad (12)$$

Based on these weighting functions, the shaped plant G_s can be established. This results in $\gamma_{min} = 2.5849$. The convergence curve of the objective function is illustrated in Fig. 4.

Consequently, the proposed MT and ES controllers (PMT & PES) in the islanding and interconnected UG operations of CMS are obtained as

$$K_{PMTis}(s) = 0.4300 + 0.6607/s \quad (13)$$

$$K_{PESis}(s) = 0.4397 + 0.8951/s \quad (14)$$

$$K_{PMTUG}(s) = 0.1493 + 0.3994/s \quad (15)$$

$$K_{PESUG}(s) = 0.1500 + 0.3999/s \quad (16)$$

In simulation study, the robustness and stabilizing effects of PMT & PES are compared with those of CMT & CES in CMS [15]. It is assumed that the WP, PV and FC outputs and the random

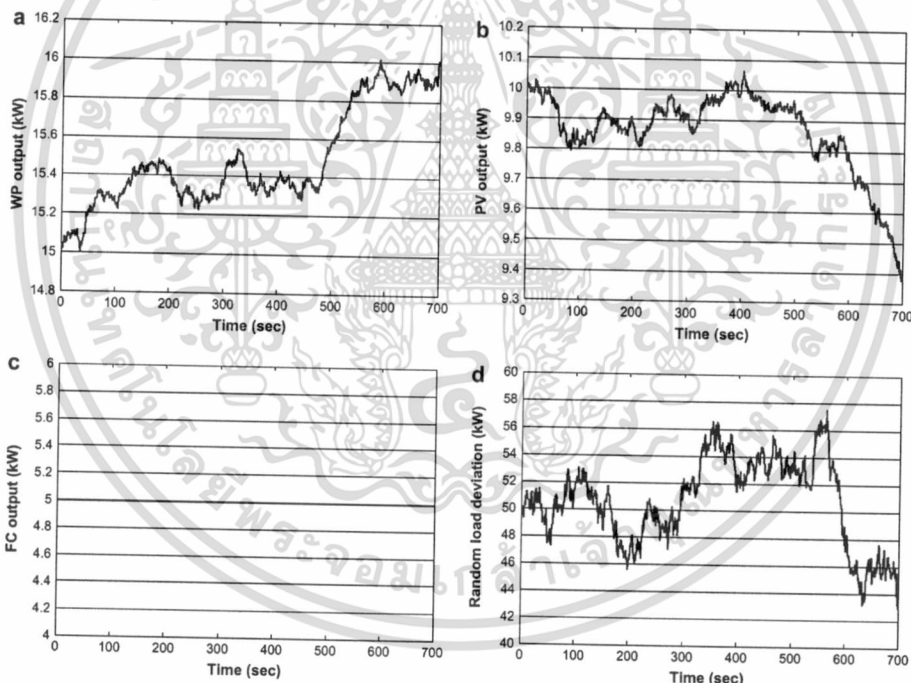


Fig. 10 – (a) WP output. (b) PV output. (c) FC output. (d) Random load deviation (changed system parameters case).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

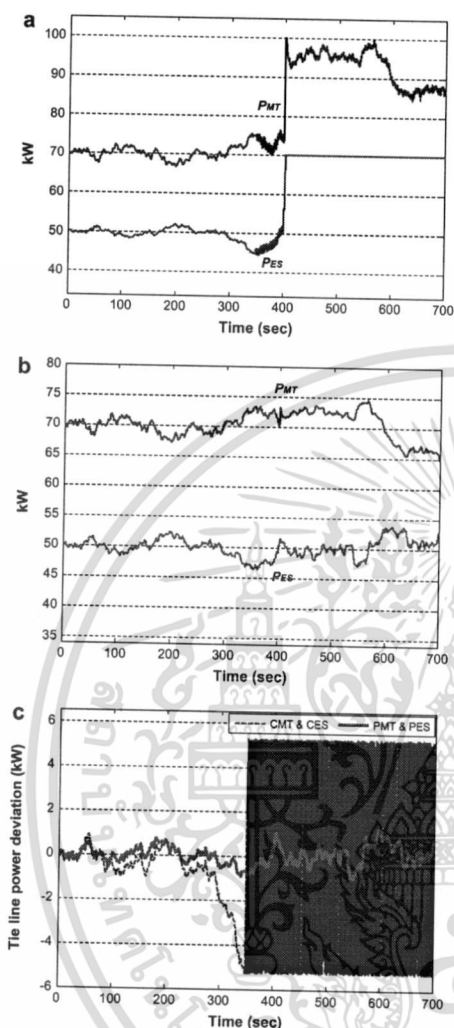


Fig. 11 – (a) Power outputs with the MT and ES controls (conventional method). (b) Power outputs with the MT and ES controls (proposed method). (c) Tie line power deviation with changed system parameters.

load deviation in Fig. 5 are applied to the MG system under the islanding and interconnected UG operations. From Fig. 5, the load demand is much higher than the PV and WP power production. Therefore, MTs in both conventional and proposed methods supply the insufficient power to the system

while ESs of both methods absorb power from the system as shown in Fig. 6(a) and (b).

In the islanding operation, the frequency deviation under only PMT and PMT & PES controls is demonstrated in Fig. 7(a). The frequency fluctuation is significantly damped by PMT & PES in comparison with only PMT. This shows that the addition of ES highly improves the stabilizing effect of MT. The frequency fluctuation with the coordinated controls of PMT & PES and CMT & CES in the islanding operation is shown in Fig. 7(b). The frequency fluctuation under the control of PMT & PES is lower than that of CMT & CES.

For the interconnected UG operation, the tie line power fluctuation under only PMT and PMT & PES controls is shown in Fig. 8(a). The stabilizing effect of PMT & PES on a tie line power deviation is higher than that of only PMT. With the coordinated controls of PMT & PES and CMT & CES, the tie line power fluctuation is illustrated in Fig. 8(b). The power stabilizing effect of CMT & CES is lower than that of PMT & PES. This indicates the higher coordinated control effect of PMT & PES.

In order to investigate the robustness of PMT & PES against the variation of system parameters in the islanding and interconnected UG operations, the integral absolute error (IAE) of frequency deviation (Δf) and tie line power deviation (ΔP_{tie}) under the WP, PV and FC outputs and the random load deviation in Fig. 5 are determined as

$$\text{IAE of } \Delta f = \int_0^{700} |\Delta f| dt \quad (17)$$

$$\text{IAE of } \Delta P_{tie} = \int_0^{700} |\Delta P_{tie}| dt \quad (18)$$

Fig. 9(a) demonstrates the IAE values of Δf under the islanding operation while system parameters in the islanding and interconnected UG operations are changed from -30% to $+30\%$ of the normal values. In Fig. 9(b), the IAE values of ΔP_{tie} under interconnected UG operation are calculated while system parameters K_{ES} , T_{ES} , K_{MT} , M , D and X_{tie} are changed from -30% to $+30\%$ of the normal values. The changed parameters under islanding and interconnected UG operations are shown in Tables 1 and 2, respectively.

From Fig. 9(a), the IAE values of CMT & CES highly increase while system parameters decrease. In contrast, the changes of IAE values in the case of PMT & PES are lower than those of CMT & CES. Also, the IAE values of CMT & CES in Fig. 9(b) largely increase when system parameters decrease. On the other hand, the PMT & PES gives a lower change in IAE than CMT & CES. These show that PMT & PES is greatly robust to system parameters variation.

Next, it is supposed that the system is operated in an interconnected UG mode under the WP, PV and FC outputs and the random load deviation as shown in Fig. 10. At $t = 400$ s, the MT controller (K_{PMTis}) in the islanding operation is accidentally disconnected while three controllers (K_{PESis} , K_{PMTUG} and K_{PESUG}) are still operating for $t > 400$ s in order to investigate the robustness of the remaining controllers under the outage of one controller. During the simulation, it is assumed that K_{ES} , T_{ES} , K_{MT} , M and X_{tie} are decreased by 30% from the normal values, D is changed from 1 to -0.399 . This implies that the values of the gain of ES, time constant of ES, droop property of MT, inertia constant and tie line reactance are supposedly decreased by 30% from their normal values. Also, D is reduced from positive damping to

negative damping. The negative damping can occur when the MG system is operating at the unstable point. Simulation results of the power outputs with the MT and ES controls and the tie line power fluctuation are shown in Fig. 11.

Fig. 11(a) and (b) shows power supplied by MTs and power absorbed by ESs in both conventional and proposed methods, respectively. Clearly, the power outputs of PMT & PES can be controlled effectively. On the contrary, the CMT & CES cannot manage the power unbalance in the MG system. Fig. 11(c) explains that the CMT & CES completely fails to stabilize the tie line power oscillation. The MG system becomes unstable. In contrast, the PMT & PES is robust against system parameters variation and controller outage situation. The PMT & PES successfully alleviates the power fluctuation. This result confirms the superior robustness and coordinated control effects of PMT & PES over the CMT & CES.

5. Conclusions

In this paper, the application of ES to enhance the robust frequency stabilization effects of MT has been presented. The robust coordinated controller design of ES and MT for frequency stabilization is based on a PSO-based fixed-structure H_∞ loop shaping control. With the PI structure, the proposed robust controller can be easily implemented in real systems. Simulation results confirm that the ES significantly improves the frequency stabilizing effect of MT. In addition, the proposed coordinated MT and ES show the superior robustness against system parameters variation and various operation situations.

Acknowledgements

This work was supported by the Thailand Research Fund under the Basic Research Grant No. BRG5080019 and the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Research Fund.

Appendix A

The proposed control design based on PSO-based fixed-structure H_∞ loop shaping control is described as follows:

A1 Loop shaping

A pre-compensator (W_1) and a post-compensator (W_2) in Fig. A1 are employed to form the shaped plant $G_s = W_2GW_1$.

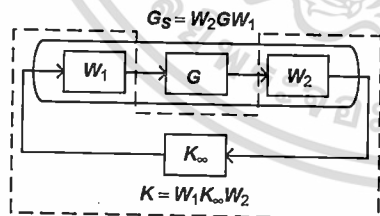


Fig. A1 - Shaped plant G_s and robust controller K .

which is enclosed by a solid line. The designed robust controller $K = W_1K_\infty W_2$ is enclosed by a dotted line where K_∞ is the H_∞ controller.

A2 Weighting function selection

In this section, the weighting functions (W_1 and W_2) are chosen such that the open loop of the shaped plant has the following conflict properties [23,24]:

- To achieve a good performance tracking and good disturbance rejection, large open-loop gain (normally at low frequency range) is required.
- To achieve a good robust stability and sensor noise rejection, small open-loop gain (normally at high frequency range) is required.

In Fig. A1, the shaped plant is established by weighting functions. Because the nominal plant G is an MIMO system, the weighting functions are selected as

$$W_1 = \begin{bmatrix} W_{MTis} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_{ESis} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_{MTug} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_{ESug} \end{bmatrix}, W_2 = I$$

$$W_{MTis} = K_{W1} \frac{s + a_1}{s + b_1}, W_{ESis} = K_{W2} \frac{s + a_2}{s + b_2}$$

$$W_{MTug} = K_{W3} \frac{s + a_3}{s + b_3}, W_{ESug} = K_{W4} \frac{s + a_4}{s + b_4} \quad (A1)$$

where W_{MTis} , W_{ESis} and W_{MTug} , W_{ESug} are the weighting functions of MT output and ES load in the islanding and interconnected UG modes, respectively. K_{W1} , a_1 , b_1 , K_{W2} , a_2 , b_2 , K_{W3} , a_3 , b_3 , K_{W4} , a_4 and b_4 are positive values, because the peak resonance of the open-loop system occurs in the low frequency range. Therefore, W_1 is set as a high-pass filter ($a_1 < b_1$, $a_2 < b_2$, $a_3 < b_3$, $a_4 < b_4$).

A3 H_∞ robust stabilization problem formulation

In this work, variation of system parameters, generating and loading conditions etc., are defined as unstructured system uncertainties. Because these uncertainties cannot be clearly explained by mathematic equations, the coprime

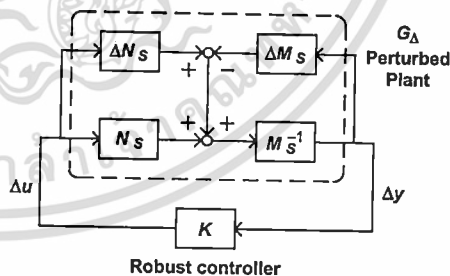


Fig. A2 - H_∞ robust stabilization problem.

factorization is used to represent these unstructured uncertainties. A shaped plant G_s is expressed in the form of normalized left coprime factor $G_s = M_s^{-1}N_s$, when the perturbed plant G_Δ is defined as

$$G_\Delta = \{(M_s + \Delta M_s)^{-1}(N_s + \Delta N_s) : \|[\Delta N_s \ \Delta M_s]\|_\infty \leq 1/\gamma\} \quad (A2)$$

where ΔM_s and ΔN_s are stable unknown transfer functions which represent unstructured uncertainties in the nominal plant G . The H_∞ robust stabilization problem can be established by G_Δ and K as depicted in Fig. A2. The objective of robust control design is to stabilize not only the nominal plant G but also the family of perturbed plant G_Δ . In (A2), $1/\gamma$ is defined as the robust stability margin. The maximum stability margin in the face of system uncertainties is given by the lowest achievable value of γ . Therefore, γ_{\min} implies the largest size of system uncertainties that can exist without destabilizing the closed-loop system in Fig. A2. The value of γ_{\min} can be calculated from

$$\gamma_{\min} = \sqrt{1 + \lambda_{\max}(XZ)} \quad (A3)$$

where $\lambda_{\max}(XZ)$ denotes the maximum eigenvalue of XZ . For minimal state-space realization (A, B, C, D) of G_s , the values of X and Z are unique positive solutions to the generalized control algebraic Riccati equation

$$(A - BS^{-1}D^TC)^TX + X(A - BS^{-1}D^TC) - XBS^{-1}B^TX + C^TR^{-1}C = 0 \quad (A4)$$

and the generalized filtering algebraic Riccati equation

$$(A - BS^{-1}D^TC)Z + Z(A - BS^{-1}D^TC)^T - ZC^TR^{-1}CZ + BS^{-1}B^T = 0 \quad (A5)$$

where $R = I + DD^T$ and $S = I + D^TD$. Note that no iteration on γ is needed to solve for γ_{\min} . To ensure the robust stability of the nominal plant G , the weighting functions are chosen so that $1.0 \leq \gamma_{\min} < 4.0$ [23,24].

A4 Generate the objective function

In Fig. A1, K_∞ can be determined as follows:

$$K_\infty = W_1^{-1}K(s) \quad (A6)$$

Because $W_2 = I$, the necessary and sufficient condition of the robust controller $K(s)$ [23,24] is

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_s K_\infty)^{-1} [I \ G_s] \right\|_\infty \leq \gamma \quad (A7)$$

Substitute (A6) in (A7), that is

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}K(s) \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1}K(s))^{-1} [I \ G_s] \right\|_\infty \leq \gamma \quad (A8)$$

Therefore, the objective function can be defined as

$$\text{Minimize } \gamma_{\min} + \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}K(s) \end{bmatrix} (I - G_s W_1^{-1}K(s))^{-1} [I \ G_s] \right\|_\infty \quad (A9)$$

Subject to

$$K_{W1-4,\min} \leq K_{W1-4} \leq K_{W1-4,\max}, \quad a_{1-4,\min} \leq a_{1-4} \leq a_{1-4,\max}, \\ b_{1-4,\min} \leq b_{1-4} \leq b_{1-4,\max},$$

$$\gamma_{\min,\min} \leq \gamma_{\min} < \gamma_{\min,\max}, \quad a_1 < b_1, \quad a_2 < b_2, \quad a_3 < b_3, \\ a_4 < b_4, \quad |G_{ds,IR}| < |G_s|_{ds,IR},$$

$$K_{P_MTis,\min} \leq K_{P_MTis} \leq K_{P_MTis,\max}, \quad K_{I_MTis,\min} \leq K_{I_MTis} \\ \leq K_{I_MTis,\max},$$

$$K_{P_ESis,\min} \leq K_{P_ESis} \leq K_{P_ESis,\max}, \quad K_{I_ESis,\min} \leq K_{I_ESis} \leq K_{I_ESis,\max},$$

$$K_{P_MTug,\min} \leq K_{P_MTug} \leq K_{P_MTug,\max}, \quad K_{I_MTug,\min} \leq K_{I_MTug} \\ \leq K_{I_MTug,\max},$$

$$K_{P_ESug,\min} \leq K_{P_ESug} \leq K_{P_ESug,\max}, \quad K_{I_ESug,\min} \leq K_{I_ESug} \\ \leq K_{I_ESug,\max} \quad (A10)$$

where $K_{W1-4,\min}$, $a_{1-4,\min}$, $b_{1-4,\min}$ and $K_{W1-4,\max}$, $a_{1-4,\max}$, $b_{1-4,\max}$ are the minimum and maximum of the positive values of MT output and ES load in the islanding and interconnected UG operations, respectively. $\gamma_{\min,\min}$ and $\gamma_{\min,\max}$ are the minimum and maximum values of γ_{\min} , respectively. $|G_{ds,IR}|$ and $|G_s|_{ds,IR}$ are the open-loop gains of the nominal plant G and the shaped plant G_s at low frequency range, respectively. $K_{P_MTis,\min}$, $K_{I_MTis,\min}$, $K_{P_ESis,\min}$, $K_{I_ESis,\min}$ and $K_{P_MTis,\max}$, $K_{I_MTis,\max}$, $K_{P_ESis,\max}$, $K_{I_ESis,\max}$ are the minimum and maximum of PI parameters of K_{PMTis} and K_{PESis} , respectively. $K_{P_MTug,\min}$, $K_{I_MTug,\min}$, $K_{P_ESug,\min}$, $K_{I_ESug,\min}$ and $K_{P_MTug,\max}$, $K_{I_MTug,\max}$, $K_{P_ESug,\max}$, $K_{I_ESug,\max}$ are the minimum and maximum of PI parameters of K_{PMTug} and K_{PESug} , respectively.

In (A9), the weighting functions are selected by tuning the γ_{\min} value so that the open-loop gains of the shaped plant G_s are more than those of the nominal plant G at the low frequency range and the roll-off rates are approximately 20 dB/decade [23,24].

A5 PSO algorithm

The PSO algorithm [21,22] is described as follows:

1. Specify the parameters of PSO. Initialize a population of the particles with random positions and velocities within upper and lower bound values of the problem space. Set iteration count as iter = 1.
2. Evaluate the objective function for each particle using (A9).
3. Compare the fitness value of each particle with its best position for particle (*pbest*). The best fitness value among all the *pbests* is the best position of all particles in the group (*gbest*).
4. Update the velocity v_i and position of particle x_i by

$$v_{i+1} = w \cdot v_i + c_1 \cdot \text{rand}_1 \cdot (pbest - x_i) + c_2 \cdot \text{rand}_2 \cdot (gbest - x_i) \quad (A11)$$

$$x_{i+1} = x_i + v_{i+1} \quad (A12)$$

$$w = w_{\max} - ((w_{\max} - w_{\min}) / \text{iter}_{\max}) \cdot \text{iter} \quad (A13)$$

where c_1 and c_2 are the cognitive and social acceleration factors, respectively. rand_1 and rand_2 are the random

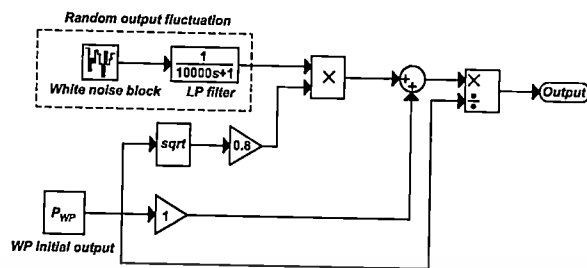


Fig. B1 – WP model.

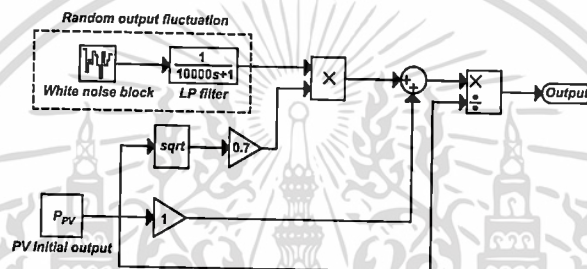


Fig. B2 – PV model.

numbers of range (0,1). w is inertia weight factor. w_{\min} and w_{\max} are the minimum and maximum inertia weight factors, respectively. $iter$ and $iter_{\max}$ are the iteration count and maximum iteration, respectively.

5. Increment iteration for a step ($iter = iter + 1$).
6. When the maximum number of iterations is arrived, stop the process. Otherwise go to process 2.

Appendix B

In this paper, the standard deviations of WP and PV are mathematically evaluated as [15,16]:

$$dP_{WP} = 0.8\sqrt{P_{WP}} \quad (B1)$$

$$dP_{PV} = 0.7\sqrt{P_{PV}} \quad (B2)$$

The WP and PV models [15,16] are exhibited in Figs. B1 and B2, respectively. The WP and PV standard deviations in (B1) and (B2) are 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 power fluctuation.

REFERENCES

- [1] Ackermann T. Wind power in power systems. John Wiley & Sons, Ltd; 2005.
- [2] Obara S.Y. Analysis of a fuel cell micro-grid with a small-scale wind turbine generator. International Journal of Hydrogen Energy 2007;32:323–36.
- [3] Obara S.Y. Equipment plan of compound interconnection micro-grid composed from diesel power plants and solid polymer membrane-type fuel cell. International Journal of Hydrogen Energy 2008;33:179–88.
- [4] Kroposki B, Lasseter R, Lse T, Morozumi S, Papathanassiou S, Hatzigiorgiou N. Making microgrids work. IEEE Power and Energy Magazine 2008;6:40–53.
- [5] Katiraei F, Iravani R, Hatzigiorgiou N, Dimeas A. Microgrids management. IEEE Power and Energy Magazine 2008;6:54–65.
- [6] Lasseter RH. CERTS microgrid. IEEE International Conference on System of Systems Engineering; 2007. p. 1–5.
- [7] Morozumi S. Micro-grid demonstration projects in Japan. IEEE Power Conversion Conference; 2007. p. 635–42.
- [8] Camblong H, Sarr J, Niang AT, Curea O, Alzola JA, Sylla EH, et al. Micro-grids project, part 1: analysis of rural electrification with high content of renewable energy sources in Senegal. Renewable Energy 2009;34:2141–50.
- [9] Hatzigiorgiou N, Asano H, Iravani R, Marnay C. Microgrids. IEEE Power and Energy Magazine 2007;5:78–94.

- [10] Barnes M, Ventakaraman G, Kondoh J, Lassetter R, Asano H, Hatzigiorgiou N, et al. Real-world microgrids – an overview. IEEE International Conference on System of Systems Engineering; 2007. p. 1–8.
- [11] Available from: <<http://www.protonenergy.com>>.
- [12] Available from: <<http://www.distributed-energy.com>>.
- [13] Do Sacramento EM, De Lima LC, Oliveira CJ, Veziroglu T Nejat. A hydrogen energy system and prospects for reducing emissions of fossil fuels pollutants in the Ceará state – Brazil. International Journal of Hydrogen Energy 2008;33: 2132–7.
- [14] Obara S. Load response characteristics of a fuel cell micro-grid with control of number of units. International Journal of Hydrogen Energy 2006;31:1819–30.
- [15] Li X, Song YJ, Han SB. Study on power quality control in multiple renewable energy hybrid microgrid system. IEEE PowerTech 2007;2000–5.
- [16] Li X, Song YJ, Han SB. Frequency control in micro-grid power system combined with electrolyzer system and fuzzy PI controller. Journal of Power Sources 2008;180:468–75.
- [17] Kundur P. Power system stability and control. McGrawHill, Inc; 1993.
- [18] Saadat H. Power system analysis. 2nd ed. McGrawHill, Inc; 2004.
- [19] Zhou K, Doyle JC. Essential of robust control. Prentice-Hall; 1998.
- [20] Wang F-C, Chen H-T. Design and implementation of fixed-order robust controllers for a proton exchange membrane fuel cell system. International Journal of Hydrogen Energy 2009;34:2705–17.
- [21] Kennedy J, Eberhart R. Particle swarm optimization. IEEE International Conference on Neural Networks 1995:1942–8.
- [22] Gaing ZL. A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system. IEEE Transactions on Energy Conversion 2004;19:384–91.
- [23] McFarlane DC, Glover K. Robust controller design using normalized coprime factor plant descriptions. In: Lecture notes in control and information sciences, vol. 138. Berlin: Springer-Verlag; 1990.
- [24] Skogestad S, Postlethwaite I. Multivariable feedback control: analysis and design. 2nd ed. John Wiley; 2005.
- [25] Senjyu T, Nakaji T, Uezato K, Funabashi T. A hybrid power system using alternative energy facilities in isolated island. IEEE Transactions on Energy Conversion 2005;20:406–14.
- [26] Sasaki K, Kitai T, Maoka T, Aoki T, Ueno M, Kuwabara T, et al. On the voltage drop of phosphoric acid fuel cell due to its on-off operation. The Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan 1998;118-B:1450–6.
- [27] Lee D-J, Wang L. Small-signal stability analysis of an autonomous hybrid renewable energy power generation/energy storage system part I: time-domain simulations. IEEE Transactions on Energy Conversion 2008;23:311–20.
- [28] Hiyama T, Ueno A. Development of real time power system simulator in matlab/simulink environment. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting 2000;4:2096–100.

