

การควบคุมทางพลังงานสำหรับวงจรโหมดกระแสใน
ระบบโฟโตโวลตาอิกด้วยการควบคุมตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด

BIFURCATION CONTROL FOR A DC/DC CURRENT MODE BOOST
CONVERTER IN A PHOTOVOLTAIC SYSTEM WITH MAXIMUM
POWER POINT TRACKING



วิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ วิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สาขาวิชาเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

พ.ศ. 2553

KMITL 2010-EN-D-018-044

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมทางแพร่่งสำหรับวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสใน
ระบบโฟล์ตโวลตาอิกกับการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด

BIFURCATION CONTROL FOR A DC/DC CURRENT MODE BOOST
CONVERTER IN A PHOTOVOLTAIC SYSTEM WITH MAXIMUM
POWER POINT TRACKING



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **110583**
วัน,เดือน,ปี..... **9 พ.ย. 2553**

b. 12251503
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการสงวนลิขสิทธิ์เพื่อให้นักศึกษาสามารถนำเข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**BIFURCATION CONTROL FOR A DC/DC CURRENT MODE BOOST
CONVERTER IN A PHOTOVOLTAIC SYSTEM WITH MAXIMUM
POWER POINT TRACKING**



**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL 2010-EN-D-018-044
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2010

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การควบคุมทางแปร่งสำหรับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสในระบบโฟโตนิก
กับการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด

Thesis Title Bifurcation Control for a DC/DC Current Mode Boost Converter in a Photovoltaic
System with Maximum Power Point Tracking

นักศึกษา นายพนพล แชนินตั้ง

รหัสประจำตัว 48060061

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.อานันท์วัฒน์ คุณากร

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์(ร่วม) ผศ.ดร.เผ่าศักดิ์ ศรีสุข

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2010-EN-D-018-044

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
รศ.ดร.ชนินทร์	บุญลักษณ์มานุสรณ์	
ผศ.ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
รศ.ดร.โกสินทร์	จันทน์ไทย	
รศ.ดร.อานันท์วัฒน์	คุณากร	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 30 เมษายน พ.ศ. 2553 เวลา 12.00-14.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจล.
วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์
วันที่ 25 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 53
ลงชื่อ.....

เอกสารนี้วันที่ 25 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 53
ไม่มีการผิดใครลงชื่อ.....
วันที่ 30 เมษายน พ.ศ. 2553
และเรื่องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมทางแปร่งสำหรับวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์โหมค กระแสในระบบโฟโต้โวลตาอิกกับการตรวจติดตามกำลังไฟ ฟ้าสูงสุด
นักศึกษา	นาย นพดล แขหินตั้ง
รหัสนักศึกษา	48060061
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.อานันท์วัฒน์ คุณากร
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	ผศ.ดร.เผ่าถัก ศิริสุข

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอ การวิเคราะห์และออกแบบการควบคุมทางแปร่งให้กับวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์โหมคกระแสสำหรับระบบโฟโต้โวลตาอิก เพื่อใช้ในการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมคกระแสมีคุณสมบัติที่ดีกว่าวงจรมอเตอร์ที่ทำงานในโหมคการควบคุมอัตราส่วนดิ้วดีโดยตรงในการตรวจจับกระแสไฟฟ้าเกินพิกัดและง่ายต่อการเชื่อมต่อแบบขนาน แต่มีปัญหาพฤติกรรมของความไม่เป็นเชิงเส้นจากการเกิดทางแปร่ง ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะการตอบสนองของวงจรในสถานะอยู่ตัว การควบคุมทางแปร่งของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์โหมคกระแสทำได้ด้วยการใช้สัญญาณชดเชยลาดเอียงความชันแปรผันที่เหมาะสมเพื่อนำไปหักล้างกับสัญญาณควบคุมกระแสไฟฟ้าของวงจร สำหรับขจัดพฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นในระบบ เทคนิคการควบคุมทางแปร่งที่นำเสนอเป็นแบบง่าย แต่มีความสามารถสูงในการประยุกต์ใช้งานกับระบบโฟโต้โวลตาอิก อย่างไรก็ตาม การใช้สัญญาณชดเชยในวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์โหมคกระแสจะส่งผลให้การตอบสนองของระบบช้าลงกว่าเดิม ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอตัวควบคุมแบบพีชซีลอจิกแบบใหม่ซึ่งถูกปรับแต่งให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาค สำหรับกระบวนการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด เพื่อปรับปรุงการตอบสนองโดยรวมของระบบ ผลการจำลองและการทดลองจริงแสดงสมรรถนะที่ถูกปรับปรุงขึ้นของระบบที่นำเสนอ

Thesis Title	Bifurcation Control for a DC/DC Current Mode Boost Converter in a Photovoltaic System with Maximum Power Point Tracking
Student	Mr. Noppadol Khaehintung
Student ID.	48060061
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2010
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Anantawat Kunakorn
Thesis Co-Advisor	Assist.Prof.Dr. Phaophak Sirisuk

ABSTRACT

This thesis presents an efficient design and analysis of bifurcation control for a Current Mode Boost Converter (CMBC) for a Photovoltaic (PV) system with Maximum Power Point Tracking (MPPT). A CMBC offers significant improvement over a direct duty ratio control such as automatic overload protection and is easier in a parallel operation. However, the drawback of a current-mode boost convert is nonlinear characteristics, i.e. bifurcation phenomenon, of switching devices employed in this converter. The main function of the CMBC is to optimize a slope compensation which is generated to keep the system adequately remote from the first bifurcation according to the relationship between a solar output voltage and battery voltage, in spite of nonlinear characteristics and instabilities for steady-state responses of the converter. The proposed compensation technique is simple and particularly suitable for CMBC in a photovoltaic (PV) system equipped with the MPPT mechanism. Although the compensated system is stable in steady-state response, the system transient response is degraded. Thus, a novel Fuzzy Logic Controller (FLC) for MPPT is designed and tuned by Particle Swarm Optimization (PSO-FLC) in order to provide the faster tracking of Maximum Power Point (MPP) under varying light intensities and temperature conditions. The proposed MPPT technique is simple and proper for the PV system equipped with CMBC. Experimental results are shown to confirm the superiority of the proposed technique.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รองศาสตราจารย์ ดร.อานันท์วัฒน์ คุณากร และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เผ่าภักดิ์ ศิริสุข ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุม วิทยานิพนธ์ ที่คอยให้คำปรึกษาและแนะนำเกี่ยวกับงานวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยดีตลอด มา ข้าพเจ้ารู้สึกทราบบ้างซึ่งในความอนุเคราะห์และขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ทั้งสองเป็นอย่างสูง

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็น กำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จ ลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุก ท่าน

นพดล แงหินตั้ง



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	X
สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	XVIII
คำย่อที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	XXIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.5 เปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	5
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	8
บทที่ 2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	10
2.1 วงจรดีซีทูดิจีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแส.....	10
2.1.1 ส่วนประกอบของวงจร CMBC.....	10
2.1.2 หลักการทำงานของวงจร CMBC.....	11
2.2 พฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร CMBC.....	14
2.2.1 การเปลี่ยนจุดทำงานของวงจร CMBC.....	14
2.2.2 ทางแพร่ในวงจร CMBC.....	14
2.3 ขอบเขตของระบบที่มีเสถียรภาพ.....	18
2.4 การชดเชยวงจรดีซีทูดิจีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแส.....	19
2.5 การเปรียบเทียบวงจร CMBC กับโหมดแรงดันไฟฟ้า.....	22

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบต่อร่วม	25
2.7 ระบบโพลีโวลตาอิก	28
2.8 การตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์	30
2.9 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน MPPT	32
2.9.1 บัคคอนเวอร์เตอร์	33
2.9.2 บูสต์คอนเวอร์เตอร์	33
2.9.3 บัคบูสต์คอนเวอร์เตอร์	34
2.10 อัลกอริทึม MPPT แบบดั้งเดิม	34
2.10.1 วิธีการรบกวนและสังเกต	34
2.10.2 วิธีการเพิ่มค่าคอนดักแตนซ์	34
2.10.3 วิธีการไต่เขา	36
2.10.4 วิธีการลักษณะเฉพาะของกำลังไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าของอาร์เรย์ แสงอาทิตย์	36
2.11 ผลของการใช้วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ในระบบ MPPT	36
2.12 อัลกอริทึม MPPT ด้วย FLC	39
2.12.1 ตัวอย่างการใช้ FLC ควบคุมทางแปร่งสำหรับ CMBC	41
2.12.2 ตัวอย่างการควบคุมทางแปร่งสำหรับระบบ MPPT	45
2.13 อัลกอริทึมการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาค	52
2.14 บทสรุป	58
บทที่ 3 รายละเอียดและส่วนประกอบของระบบ	59
3.1 ส่วนประกอบของระบบที่นำเสนอ	59
3.2 วงจร CMBC ที่นำเสนอ	60
3.3 การทำงานของ MCU สำหรับวงจรที่นำเสนอ	64
3.4 อัลกอริทึม MPPT ใน MCU	68
3.4.1 อัลกอริทึม MPPT แบบดั้งเดิม	68
3.4.2 อัลกอริทึม MPPT แบบ FLC และ PSO-FLC	69
3.5 ตัวอย่าง FLC บน MCU ใน MPPT	75

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.6 ตัวอย่าง FLC ในการควบคุมทางแรงแรง	78
3.7 บทสรุป.....	83
บทที่ 4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ.....	84
4.1 แบบจำลองของอาร์เรย์แสงอาทิตย์	84
4.2 แบบจำลอง CMBC ในระบบที่นำเสนอ.....	87
4.2.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนส่วนกำลังไฟฟ้า.....	87
4.2.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนส่วนมอเตอร์.....	89
4.3 เสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าของวงจร CMBC	91
4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่นำเสนอ	92
4.5 ตัวอย่างเสถียรภาพในระบบ MPPT	94
4.6 บทสรุป.....	102
บทที่ 5 การปรับปรุงอัลกอริทึมของการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของระบบโฟลโตโวลตาอิก	103
5.1 คณิตศาสตร์ของ PSO	103
5.2 การปรับแต่ง FLC ด้วย PSO	104
5.3 การปรับปรุง FLC สำหรับ MPPT ในระบบ PV	106
5.4 อัลกอริทึม PSO-FLC บน MATLAB	108
5.5 การวิเคราะห์ PSO-FLC ต่อ MPPT	112
5.6 บทสรุป.....	121
บทที่ 6 ผลการทดลองและการวิเคราะห์	122
6.1 ส่วนประกอบของระบบต้นแบบ	122
6.2 ผลการทดลองอัลกอริทึม MPPT แบบดั้งเดิม	124
6.2.1 วิธีการของ P&O	124
6.2.2 วิธีการของ PVVC.....	127
6.3 ผลลัพธ์การประยุกต์ใช้ FLC.....	133
6.4 การปรับปรุง FLC สำหรับ MPPT.....	134
6.5 ผลลัพธ์ MPPT ด้วย PSO-FLC	136
6.6 การเปรียบเทียบอัลกอริทึม MPPT ภายใต้ความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง	137
6.7 บทสรุป.....	139

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	140
7.1 เสถียรภาพของวงจร CMBC จากวงจรที่นำเสนอ	140
7.2 เสถียรภาพของระบบ MPPT ด้วย CMBC ที่นำเสนอ	141
7.3 กระบวนการ MPPT ด้วย PSO-FLC	141
7.4 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม	142
7.5 ข้อเสนอแนะ	144
บรรณานุกรม	146
ภาคผนวก	154
ภาคผนวก ก. วงจรรวมของระบบที่นำเสนอ	155
ภาคผนวก ข. อัลกอริธึมการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคใน โปรแกรม MATLAB ..	157
ภาคผนวก ค. โปรแกรมภาษา C ของไมโครคอนโทรลเลอร์ของระบบที่นำเสนอ	163
ภาคผนวก ง. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	168
ประวัติผู้เขียน	199

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 พารามิเตอร์ในฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับวงจร VMC.....	25
2.2 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรคิซึทาคิซึคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน.....	27
2.3 อัลกอริทึม MPPT สำหรับการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนดิวดี้.....	39
2.4 พารามิเตอร์ของ CMBC ในงานวิจัย [16].....	41
2.5 กฎ FLC ที่ใช้ในงานวิจัย [16].....	42
2.6 พารามิเตอร์ของอาร์เรย์ PV ในงานวิจัย [30].....	47
2.7 พารามิเตอร์ของ CMBC ในงานวิจัย [30].....	47
3.1 การกำหนด i_{ref} สำหรับระบบที่นำเสนอน.....	71
3.2 กฎของฟuzzyสำหรับ MPPT ของ FLC.....	72
3.3 กฎของ FLC ในงานวิจัย [24, 25].....	76
3.4 กฎของ FLC แบบ LUT ในงานวิจัย [24, 25].....	77
3.5 พารามิเตอร์ของวงจร CMBC ในงานวิจัย [17].....	79
3.6 กฎ FLC ในงานวิจัย [17].....	80
4.1 พิกัดของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ทดสอบเสถียรภาพ.....	94
4.2 รายละเอียดของ CMBC ที่ใช้ทดสอบ.....	94
5.1 ตัวอย่างผลลัพธ์ของอนุภาคใน pos.....	114
5.2 ตัวอย่างผลลัพธ์ของ vel.....	114
5.3 กฎ FLC หลังวงรอบแรกของการคำนวณ PSO.....	115
5.4 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 10 ของการคำนวณ PSO.....	116
5.5 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 20 ของการคำนวณ PSO.....	116
5.6 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 100 ของการคำนวณ PSO.....	117
5.7 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 300 ของการคำนวณ PSO.....	118
5.8 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 422 ของการคำนวณ PSO.....	118
6.1 พิกัดของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ทดสอบเสถียรภาพ.....	122
6.2 รายละเอียดของ CMBC ที่ใช้ทดสอบ.....	123
6.3 ทฤษฎีการที่ใช้ในการจัดสร้างบนไมโครคอนโทรลเลอร์.....	123
6.4 กฎของฟuzzyสำหรับ MPPT ของ PSO-FLC.....	136

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
7.1 การเปรียบเทียบวงจรควบคุมทางแพร่ของวิธีการที่ผ่านมากับแบบที่นำเสนอ.....	142
7.2 การเปรียบเทียบตัวควบคุมฟuzzyลอจิกของวิธีการที่ผ่านมากับแบบที่นำเสนอ.....	143
7.3 เปรียบเทียบวิธีการทำให้ตัวควบคุมฟuzzyลอจิกเหมาะสมที่สุด.....	143



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมของระบบที่นำเสนอ	7
1.2 ส่วนประกอบของระบบจริง	7
2.1 ส่วนประกอบของวงจร CMBC (ก) ระบบวงเปิด และ (ข) ระบบวงปิด	11
2.2 กระแสไฟฟ้า i_L กับสัญญาณควบคุมสวิตช์ S	13
2.3 กระแสไฟฟ้า i_L (ก) ต่อการเปลี่ยนแปลง i_{ref} และ (ข) การชดเชยด้วยสัญญาณลาดเอียง	14
2.4 วงจร CMBC ใน period-1 (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และ (ค) สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	15
2.5 วงจร CMBC ใน period-2 (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และ (ค) สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	16
2.6 วงจร CMBC ใน period-4 (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และ (ค) สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	17
2.7 วงจร CMBC แบบอลวน (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และ (ค) สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	18
2.8 วงจรสะท้อนกระแสสำหรับสร้างสัญญาณชดเชยเพื่อควบคุมทางแปร่ง [12, 13]	21
2.9 การประยุกต์ใช้วงจรสะท้อนกระแสสร้างสัญญาณชดเชยเพื่อควบคุมทางแปร่ง [14]	22
2.10 วงจร CMBC พร้อมการควบคุมทางแปร่งแนวใหม่ [17, 39]	22
2.11 วงจร VCM	23
2.12 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรดีซีฟูลดีซีคอนเวอร์เตอร์ (ก) โหมดแรงดันไฟฟ้า และ (ข) โหมดกระแสไฟฟ้า	24
2.13 การต่อวงจรดีซีฟูลดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม (ก) j ชั้น และ (ข) สองชั้น	26
2.14 การต่อวงจรดีซีฟูลดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน (ก) ขนานสวิตช์ (ข) ขนานสวิตช์มีวงจรป้องกันและ (ค) ขนานวงจร	27

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.15	อิทธิพลของแสงต่อไดโอดและเซลล์แสงอาทิตย์ (ก) แสงที่มีผลต่อไดโอด (ข) วงจรเสมือนแสดงผลของแสง (ค) ผลของแสงต่อเส้นโค้ง I-V และ (ง) เส้นโค้ง I-V ของเซลล์แสงอาทิตย์.....29
2.16	คุณสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์ (ก) ผลของความเข้มแสง และ (ข) ผลของอุณหภูมิ.....30
2.17	ส่วนประกอบในระบบ MPPT แบบ 2 วงควบคุม (ก) ใช้อัลกอริทึม MPPT กับวงควบคุมแรงดันไฟฟ้า และ (ข) ใช้อัลกอริทึม MPPT กับวงควบคุมกระแสไฟฟ้า.....31
2.18	ส่วนประกอบในระบบ MPPT แบบ 1 วงควบคุม (ก) ระบบ MPPT แบบป้อนไปข้างหน้า (ข) MPPT แบบป้อนกลับ และ (ค) บล็อกไดอะแกรมระบบรวม.....32
2.19	วงจรตีชัตติชัตคอนเวอร์เตอร์ (ก) บัคคอนเวอร์เตอร์ (ข) บูสต์คอนเวอร์เตอร์ และ (ค) บัคบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....33
2.20	แผนภาพลำดับการทำงานของอัลกอริทึมใน MPPT ด้วยวิธี P&O.....35
2.21	แผนภาพลำดับการทำงานของอัลกอริทึมใน MPPT ด้วยวิธีการเพิ่มค่าคอนดักแตนซ์.....35
2.22	งานประยุกต์ของ SPBC [25].....37
2.23	ผลการเกิดความถี่ย่อย (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และ (ข) กระแสไฟฟ้าด้านเอาต์พุต.....38
2.24	ส่วนประกอบใน FLC (ก) บล็อกไดอะแกรม FLC และ (ข) ระบบควบคุมด้วย FLC.....40
2.25	ตัวอย่างการควบคุมทางแพร่ในงานวิจัย [16] (ก) แบบจำลองระบบด้วย MATLAB/SIMULINK [®] และ (ข) MMF ที่ใช้งาน.....41
2.26	แผนภาพทางแพร่ (ก) R_{Load} เป็น 80Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 40Ω42
2.27	การตอบสนองของระบบที่ไม่มีการควบคุมทางแพร่ (ก) ผลของ v_{out} กับ i_L และ (ข) สเปกตรัมของ i_L เมื่อ v_{in} เป็น 3V และ R_{Load} เป็น 80Ω43
2.28	การตอบสนองของระบบที่มีการควบคุมทางแพร่ (ก) ผลของ v_{out} กับ i_L และ (ข) สเปกตรัมของ i_L เมื่อ v_{in} เป็น 3V และ R_{Load} เป็น 80Ω44

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.29 การตอบสนองในสถานะอยู่ตัวของ i_L ควบคุมทางแปร่งด้วย FLC ที่นำเสนอ (ก) R_{Load} เป็น 80Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 40Ω	45
2.30 แบบจำลองการควบคุมทางแปร่งสำหรับระบบ MPPT ในงานวิจัย [30].....	46
2.31 เส้นโค้ง I-V และกำลังไฟฟ้าจากแผงอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ในงานวิจัย [30].....	46
2.32 แผนผังทางแปร่งที่ความเข้มแสง $50\text{mW}/\text{cm}^2$	48
2.33 ผลลัพธ์ MPPT เมื่อ (ก) R_{Load} เป็น 40Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 100Ω	49
2.34 ผลลัพธ์ MPPT ในสถานะอยู่ตัว ณ ความเข้มแสง $50\text{mW}/\text{cm}^2$ เมื่อ (ก) R_{Load} เป็น 40Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 100Ω	49
2.35 แผนผังทางแปร่ง ณ ความเข้มแสง $100\text{mW}/\text{cm}^2$	50
2.36 ผลลัพธ์ MPPT เมื่อ (ก) R_{Load} เป็น 40Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 100Ω	51
2.37 ผลลัพธ์ MPPT ในสถานะอยู่ตัว ณ ความเข้มแสง $100\text{mW}/\text{cm}^2$ เมื่อ (ก) R_{Load} เป็น 40Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 100Ω	52
2.38 แนวคิดของการเคลื่อนที่กันเป็นกลุ่ม (ก) การเว้นระยะห่าง (ข) การวางตัว และ (ค) ความ เป็นกลุ่มเป็นก้อน.....	53
2.39 การเคลื่อนที่ของอนุภาคใน PSO.....	56
2.40 การทำงานของ PSO.....	56
2.41 ตัวอย่างการเคลื่อนที่ในเขตผลลัพธ์ของแต่ละอนุภาคใน PSO (ก) อนุภาคเริ่มต้น (ข) ฟังก์ชัน ความเหมาะสม (ค) ตำแหน่ง ความเร็วของอนุภาค กับ การกำหนด g_{best} และ (ง) การ ปรับเปลี่ยนตำแหน่ง.....	57
3.1 ฟังก์ชันบล็อกโคอะแกรมของส่วนประกอบในระบบที่นำเสนอ.....	59
3.2 วงจรสร้างสัญญาณลาดเอียงความชันแปรผันสำหรับควบคุมทางแปร่งใน CMBC.....	61
3.3 วงจรขยายความแตกต่างที่ใช้งาน.....	61
3.4 วงจรสร้างสัญญาณลาดเอียง.....	62
3.5 วงจรชดเชย i_{ref} ด้วยสัญญาณลาดเอียง m_c	64
3.6 บล็อกโคอะแกรมของ MCU รุ่น PIC16F876A.....	65
3.7 สัญญาณนาฬิกาของระบบ (ก) หน่วยงานของ TIMER2 (ข) หน่วยงานของ PWM และ (ค) สัญญาณนาฬิกาที่สร้างในระบบที่นำเสนอ.....	66

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8	ส่วนของการตรวจจับกำลังไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ด้วย MCU.....67
3.9	โปรแกรมการคำนวณหากำลังไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์.....68
3.10	อัลกอริทึม P&O ในระบบที่นำเสนอ68
3.11	อัลกอริทึม PVVC ในระบบที่นำเสนอ69
3.12	ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรม FLC และ PSO-FLC สำหรับ MPPT69
3.13	โปรแกรมภาษา C สำหรับ MCU เพื่อคำนวณหา e_c และ Δe_c70
3.14	ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของ FLC สำหรับ MPPT ด้วย CMBC.....71
3.15	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกแบบสามเหลี่ยม72
3.16	โปรแกรมภาษา C สำหรับ MCU สำหรับการหาระดับความเป็นสมาชิก.....73
3.17	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกสำหรับ FLC (ก) ความผิดพลาด และ (ข) อัตราการเปลี่ยนแปลง ความผิดพลาด73
3.18	โปรแกรมภาษา C สำหรับการหา DFM.....74
3.19	โปรแกรมภาษา C การหาความสัมพันธ์ของ AND ในกฎ FLC74
3.20	โปรแกรมภาษา C สำหรับการดีฟัซซิฟิเคชัน.....75
3.21	เส้นโค้ง I-V ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ในงานวิจัย [24, 25].....75
3.22	พารามิเตอร์ของ MMF ที่ใช้ในงานวิจัย [24, 25]76
3.23	กำลังไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (ก) การทดสอบ P_{max} และ (ข) ผล MPPT ด้วย P&O77
3.24	กำลังไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (ก) ผล MPPT ด้วย FLC และ (ข) กระแสประจุแบตเตอรี่78
3.25	ส่วนประกอบในการทดลองของงานวิจัย [17] (ก) วงจรที่ใช้งาน และ (ข) ตัวควบคุม79
3.26	การเลือก MMF ในงานวิจัย [17].....80
3.27	การเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้า (ก) ไม่มีการควบคุมทางแพร่ และ (ข) มีการควบคุมทาง แพร่80
3.28	การเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าที่สถานะอยู่ตัวของ CMBC ที่ไม่มีการควบคุมทางแพร่ (ก) v_{ref} เป็น 12V และ (ข) v_{ref} เป็น 15V.....81

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.29 การเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าที่สถานะอยู่ตัวของ CMBC ที่มีการควบคุมทางแปร่ง (ก) v_{ref} เป็น 12V และ (ข) v_{ref} เป็น 15V	82
3.30 การเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าที่สถานะอยู่ตัวของ CMBC เมื่อ v_{ref} เท่ากับ 12V และ R_{Load} เป็น 25 Ω (ก) ไม่มีการควบคุมทางแปร่ง และ (ข) มีการควบคุมทางแปร่ง.....	82
4.1 วงจรเสมือนของเซลล์แสงอาทิตย์แบบซิลิคอน	84
4.2 แบบจำลองระบบ MPPT (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดใหญ และ (ข) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็ก	88
4.3 กระแสไฟฟ้าในวงจรดิจิทัลซีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสสำหรับการสร้างแบบจำลองในส่วนมอดูเลเตอร์	89
4.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบ MPPT ด้วย CMBC ที่นำเสนอ	93
4.5 การยุบบล็อกไดอะแกรมของระบบ MPPT ด้วย CMBC ที่นำเสนอ (ก) การจับบล็อกวงใน (ข) การยุบบล็อกวงใน และ (ค) บล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละส่วน	93
4.6 การสร้างผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบที่นำเสนอด้วยโปรแกรม MATLAB	95
4.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ต่อการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายมอดูเลเตอร์ (ก) V_{batt} เป็น 12V และ (ข) V_{batt} เป็น 20V	96
4.8 ผลจำลองการแกว่งรอบๆ MPP จากการเลือก K_s เป็น 0.36.....	96
4.9 ผลของการแกว่งรอบๆ MPP จากการเลือก K_s เป็น 0.36 (ก) การตอบสนองในระบบ และ (ข) การตอบสนองในสถานะอยู่ตัว	97
4.10 ผลการจำลองของ MPPT ที่ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 12V (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L	98
4.11 ผลการทดลองจริงเมื่อ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 12V (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L	99
4.12 ผลการจำลองของ MPPT ที่ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 20V (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L	99
4.13 ผลการทดลองจริงเมื่อ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 20V (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L	100

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 ผลการจำลองของ MPPT ที่ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 20V ใช้การควบคุมทางแปร่งที่ CMBC (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L	101
4.15 ผลการทดลองเมื่อ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 20V ใช้การควบคุมทางแปร่งที่ CMBC (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L	101
4.16 กระแสไฟฟ้าที่ประจุแบตเตอรี่ (ก) V_{batt} เป็น 12V และ (ข) V_{batt} เป็น 20V	102
5.1 กำหนดขอบเขตของตัวแปรที่ใช้งานใน PSO-FLC	108
5.2 การหาค่า $pbest$ ของ PSO ในโปรแกรม MATLAB	109
5.3 การหาค่า $gbest$ ของ PSO ในโปรแกรม MATLAB	109
5.4 การคำนวณปรับแต่งอนุภาคของ PSO ในโปรแกรม MATLAB	110
5.5 การสร้าง FLC จากอนุภาคใน PSO	111
5.6 การคำนวณฟังก์ชันความเหมาะสมใน PSO	112
5.7 ผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณของ PSO-FLC	113
5.8 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC หลังวงรอบแรกของการคำนวณ PSO.....	115
5.9 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 10 ของการคำนวณ PSO	115
5.10 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 20 ของการคำนวณ PSO	116
5.11 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 100 ของการคำนวณ PSO	117
5.12 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 300 ของการคำนวณ PSO	117
5.13 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 422 ของการคำนวณ PSO	118
5.14 ผลลัพธ์ MPPT บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าด้วย FLC ที่ถูกปรับแต่งด้วย PSO (ก) วงรอบแรก และ (ข) วงรอบที่ 10.....	119
5.15 ผลลัพธ์ MPPT บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าด้วย FLC ที่ถูกปรับแต่งด้วย PSO (ก) วงรอบที่ 20 และ (ข) วงรอบที่ 100.....	120

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.16	ผลลัพท์ MPPT บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าด้วย FLC ที่ถูกปรับแต่งด้วย PSO (ก) วงรอบที่ 300 และ (ข) วงรอบที่ 422..... 121
6.1	เส้นโค้งกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ในการทดลอง..... 123
6.2	การตอบสนองของอัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.1A กับ CMBC ที่ไม่มีส่วน OVRC (ก) ผลลัพท์ MPPT และ (ข) ผลลัพท์ i_L 125
6.3	การตอบสนองของอัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.1A กับ CMBC ที่ประกอบด้วย OVRC (ก) ผลลัพท์ MPPT และ (ข) ผลลัพท์ i_L 126
6.4	การตอบสนองของอัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.25A (ก) ไม่มี OVRC และ (ข) มี OVRC..... 127
6.5	การตอบสนองของอัลกอริทึม PVVC เมื่อ K_s เป็น 0.05 (ก) ไม่มี OVRC และ (ข) มี OVRC..... 128
6.6	การตอบสนองของอัลกอริทึม PVVC เมื่อ K_s เป็น 0.25 (ก) ไม่มี OVRC และ (ข) มี OVRC..... 129
6.7	ผลลัพท์ของ MPPT (ก) อัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.05A และ (ข) PVVC เมื่อ K_s เป็น 0.05..... 130
6.8	ผลลัพท์ของ MPPT (ก) อัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.25A และ (ข) PVVC เมื่อ K_s เป็น 0.25..... 131
6.9	การสร้างผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบที่ทดลองด้วย MATLAB..... 132
6.10	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบที่ทดลองด้วย MATLAB..... 132
6.11	การตอบสนองของระบบ ไม่มีเสถียรภาพ..... 132
6.12	ผลลัพท์ของ MPPT ด้วย FLC ที่ใช้ CMBC (ก) แบบไม่มี OVRC และ (ข) แบบมี OVRC..... 133
6.13	การลู่เข้าสู่ตำแหน่งที่เหมาะสมของการปรับแต่ง FLC ด้วย PSO เป็น PSO-FLC..... 134
6.14	ผลลัพท์การทดสอบ MPPT ด้วย PSO-FLC บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้า..... 135
6.15	ตำแหน่งของ MMF ใน PSO-FLC (ก) ความผิดพลาด และ (ข) อัตราการเปลี่ยนแปลงความผิดพลาดของ PSO-FLC..... 135

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.16 ผลของ MPPT ด้วย PSO-FLC.....	136
6.17 การเปรียบเทียบผลลัพธ์ของ MPPT ที่ความเข้มแสง 88mW/cm^2 อุณหภูมิ $35\text{ }^{\circ}\text{C}$ (ก) ผลลัพธ์จาก FLC และ (ข) ผลลัพธ์จาก PSO-FLC.....	137
6.18 การเปรียบเทียบผลลัพธ์ของ MPPT ที่สภาพแวดล้อมเปลี่ยนแปลง (ก) ผลลัพธ์จาก P&O และ (ข) ผลลัพธ์จาก PVVC.....	138
6.19 การเปรียบเทียบผลลัพธ์ภายใต้สภาพแวดล้อมเปลี่ยนแปลง (ก) ผลลัพธ์ของ MPPT ด้วย FLC และ(ข) ผลลัพธ์ของ MPPT ด้วย PSO-FLC.....	139



สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

สัญลักษณ์	ความหมาย
A	ค่าตัวประกอบทางอุดมคติ (Ideality Factor) ของไดโอดหรืออาร์เรย์แสงอาทิตย์
C	ตัวเก็บประจุ
d	อัตราส่วนคิวตี้ (Duty Ratio)
\hat{d}	ส่วนประกอบของการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กน้อยของ d
D	ไดโอด
D_r	ส่วนประกอบของค่าเฉลี่ยสำหรับ d
$e_c(k)$	ฟังก์ชันความผิดพลาดสำหรับตัวควบคุมแบบพีซีลอปจิก
$\Delta e_c(k)$	การเปลี่ยนแปลงความผิดพลาด
E_{GO}	ค่าพลังงานแถบของซิลิกอน (Band-gap Energy of Silicon)
f	ความถี่ของสัญญาณไฟฟ้า (Frequency)
f_f	ฟังก์ชันความเหมาะสม (Fitness Function)
F_m	ตัวประกอบอัตราขยายมอดูเลเตอร์ (Modulator Gain Factor)
$G(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนระบบควบคุมวงเปิด
$G_{CMBC}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม CMBC
$G_{MPPT}(z)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม MPPT
$G_{v_{out}^d}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกับอัตราส่วนคิวตี้
$G_{v_{out}^{v_m}}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกับแรงดันไฟฟ้าอินพุต
$gbest$	ตำแหน่งของอนุภาคที่ดีที่สุดในกลุ่มอนุภาคสำหรับ PSO
$gbestval$	ฟังก์ชันความเหมาะสมของอนุภาคที่ดีที่สุดในกลุ่มอนุภาคสำหรับ PSO
i_{batt}	กระแสไฟฟ้าประจุแบตเตอรี่ (Battery Charger Current)
i_D	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด
i_L	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (Inductor Current)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ซึ่งห้ามมิให้ทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
Δi_L	กระแสริปเปิ้ล (Ripple Current หรือ Δi_L) ของ i_L
\hat{i}_L	ส่วนประกอบของการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของ i_L
I_L	ส่วนประกอบของค่าเฉลี่ยสำหรับ i_L
i_{LG}	กระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากแสงของไดโอดหรืออาร์เรย์แสงอาทิตย์
I_{MPP}	กระแสไฟฟ้า ณ ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุดของอาร์เรย์แสงอาทิตย์
I_{or}	กระแสไฟฟ้าอิ่มตัวที่ขึ้นกับอุณหภูมิ
I_{os}	กระแสไฟฟ้าย้อนกลับแบบอิ่มตัว
i_{ref}	กระแสไฟฟ้าอ้างอิง (Reference Current)
\hat{i}_{ref}	ส่วนประกอบของการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของ i_{ref}
I_{ref}	ส่วนประกอบของค่าเฉลี่ยสำหรับ i_{ref}
i_s	กระแสไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์
\hat{i}_s	ส่วนประกอบของการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กลงของ i_s
i_{smax}	กระแสไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ณ MPP
I_{sc}	กระแสไฟฟ้ลัดวงจร ณ อุณหภูมิ 25°C และความเข้มแสง 100mW/cm ²
k	เวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete Time) จากการซิกค่า (Sampling) หรือการคำนวณของตัวควบคุม ดิจิทัล
k_b	ค่าคงที่ของ โบลทซ์แมน (Boltzman's Constant มีหน่วยเป็น J/K)
K_c	ค่าคงที่ของการเปลี่ยนแปลง V_{ref} ในอัลกอริทึม MPPT
K_d	ค่าคงที่ของการเปลี่ยนแปลง d ในอัลกอริทึม MPPT
K_I	สัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิที่กระแสลัดวงจร (A/°C)
k_{off}	อัตราขยายวิถีไปหน้า (Forward Gain)

สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
K_s	ค่าคงที่ของการเปลี่ยนแปลง i_{ref} สำหรับ MPPT แบบอัลกอริทึม PVVC
L	ตัวเหนี่ยวนำ
m_c	ความชันของสัญญาณลาดเอียง
M_c	ความชันของสัญญาณลาดเอียงในพจน์ $m_c L/v_{in}$
MPP_{step}	ผลรวมของจำนวนครั้งในการค้นหาตำแหน่ง MPP
n	เวลาไม่ต่อเนื่องสำหรับสัญญาณควบคุมสวิตช์ S ของวงจร CMBC
P_s	กำลังไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์
\hat{P}_s	ส่วนประกอบของการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กของ P_s
P_{smax}	กำลังไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ณ MPP
P_{max}	ส่วนประกอบกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย ณ ตำแหน่ง MPP ของ P_s
$\Delta P_s(k)$	การเปลี่ยนแปลงของ P_s
p_{best}	ตำแหน่งของอนุภาคที่ดีที่สุดของตัวอนุภาคสำหรับ PSO
$p_{bestval}$	ฟังก์ชันความเหมาะสมของอนุภาคที่ดีที่สุดของตัวอนุภาคสำหรับ PSO
P_g	เวกเตอร์ตำแหน่งที่ดีที่สุดในกลุ่มของ PSO
P_i	เวกเตอร์ตำแหน่งที่ดีที่สุดของอนุภาคเอง
pos	เซตย่อยที่ประกอบด้วยตำแหน่งใน PSO หรือของพารามิเตอร์ใน MMF
q	ค่าประจุของอิเล็กตรอน (C)
R_{Load}	ความต้านทานของภาระ
R_{MPP}	ความต้านทานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ณ MPPT
R_s	ความต้านทานที่ต่ออนุกรมของอาร์เรย์แสงอาทิตย์

สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
R_{sh}	ความต้านทานที่ต่อขนานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์
S	สวิตช์ในวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์
t_r	ช่วงเวลาขาขึ้น (Rise Time)
t_s	ช่วงเวลาเข้าที่ (Settling Time)
T	คาบเวลาของสัญญาณนาฬิกาในวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์
T_c	อุณหภูมิของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ($^{\circ}\text{C}$)
T_K	อุณหภูมิของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (K)
V_{ref}	แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (Reference Current)
V_{batt}	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมแบตเตอรี่
V_D	แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด
vel	เซตความเร็วของอนุภาคใน PSO
V_{in}	แรงดันไฟฟ้าอินพุต (Output Voltage) ของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์
V_{MPP}	แรงดันไฟฟ้า ณ ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุดของอาร์เรย์แสงอาทิตย์
V_{off}	แรงดันไฟฟ้าใช้งาน (Effective Voltage)
V_{out}	แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (Output Voltage) ของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์
\hat{v}_{off}	ส่วนประกอบของการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กน้อยของ v_{off}
V_{off}	ส่วนประกอบของค่าเฉลี่ยสำหรับ v_{off}
v_s	แรงดันไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์
\hat{v}_s	ส่วนประกอบของการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กน้อยของ v_s
$\Delta v_s(k)$	การเปลี่ยนแปลงของ v_s
v_{smax}	แรงดันไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ณ MPP

สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
V_{min}	ความเร็วต่ำสุดของอนุภาคใน PSO
V_{max}	ความเร็วสูงสุดของอนุภาคใน PSO
U	ปริภูมิยูคลิด (Euclidean space)
w	ตัวถ่วงน้ำหนัก (Inertia Weight) ใน PSO
w_i	ตัวประกอบน้ำหนัก (Weighting Factor) ของ FLC หรือ PSO-FLC
γ	ความเข้มแสง (Light Intensity มีหน่วยเป็น mW/cm^2)
λ	ค่าเฉพาะจง (Eigenvalue)



คำย่อที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

คำย่อ	ความหมาย
AI	วิธีการปัญญาประดิษฐ์ (Artificial Intelligent)
BC	วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (DC/DC Boost Converter)
CMC	วงจรถูกตัดที่คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกระแส (DC/DC Current Control Converter)
CMBC	วงจรถูกตัดที่คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแส (DC/DC Current Mode Boost Converter)
DDC	การควบคุมอัตราส่วนคิวตี้โดยตรง (Direct Duty Ratio Control) ของวงจรถูกตัดที่คอนเวอร์เตอร์
FLC	ตัวควบคุมฟัซซี่ลอจิก (Fuzzy Logic Controller)
GA	อัลกอริทึมพันธุกรรม (Genetic Algorithm)
LUT	ตาราง (Lookup Table) ที่ใช้แทนการคำนวณที่ซับซ้อน
MCU	หน่วยงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller Unit)
MMF	ฟังก์ชันความเป็นสมาชิก (Membership Function)
MPP	จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point)
MPPT	การตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point Tracking)
P&O	วิธีการรบกวนและสังเกต (Perturbation and Observation)
PSO	การทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาค (Particle Swarm Optimization)
PVVC	ลักษณะเฉพาะของกำลังไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (Power-Versus-Voltage Characteristic)
PSO-FLC	อัลกอริทึม MPPT แบบ FLC ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะถูกจัดสร้างให้เหมาะสมด้วย PSO (Fuzzy Logic Control Technique Tuned by Particle Swarm Optimization)
PWM	พัลส์วิตต์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) เป็นเทคนิคการควบคุมสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีการเปิดและปิดอย่างรวดเร็วด้วย กำหนดจังหวะการเปิดปิดจากอัตราส่วนคิวตี้

คำย่อที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
PWMBC	วงจรมอดูเลชันคอนเวอร์เตอร์แบบพัลส์วidthมอดูเลชัน (Pulse-width-modulation DC/DC Boost Converter)
VMC	วงจรมอดูเลชันคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้า (DC/DC Voltage Control Converter)
VRC	สัญญาณชดเชยแบบลาดเอียงความชันแปรผัน (Variable Ramp Compensation)





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงหรือวงจรดิซิวทีซีคอนเวอร์เตอร์ (DC/DC converter) [1] นิยมใช้งานอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ซึ่งเป็นส่วนประกอบที่สำคัญอย่างยิ่งของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง หลักการทำงานของวงจรดิซิวทีซีคอนเวอร์เตอร์คือการสับ (Chopping) และกรอง (Filtering) แรงดันไฟฟ้าอินพุต (Input Voltage) ผ่านการทำงานของสวิตช์ภายในวงจร เทคนิคการควบคุมสวิตช์ที่นิยมใช้งานคือวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation หรือ PWM) อย่างไรก็ตาม การควบคุมวงจรดิซิวทีซีคอนเวอร์เตอร์มีความยุ่งยากจากคุณลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Characteristics) จากการทำงานของสวิตช์ในวงจรเหล่านี้ [2, 3]

วงจรดิซิวทีซีบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแส (DC/DC Current Mode Boost Converter หรือ CMBC) หรือเรียกย่อๆ เป็นวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแส ได้ถูกวิจัยและพัฒนาขึ้นเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพให้ดีกว่าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิค PWM [4] ในการตรวจจับกระแสไฟฟ้าเกินพิกัด (Over Current) และการเชื่อมต่อแบบขนานได้ง่าย โดยเฉพาะงานประยุกต์ของระบบโฟโตโวลตาอิก (Photovoltaic หรือ PV) [5] อย่างไรก็ตาม วงจร CMBC ที่ใช้ความถี่ในการสวิตช์ค่าเดียวจะเกิดทางแพร้ง (Bifurcation) หรือความอลวน (Chaos) [6, 7] ซึ่งเกิดจากวงจรมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ภายในหรือเปลี่ยนแปลงจุดทำงานของวงจร ส่งผลต่อเสถียรภาพการตอบสนอง การออกแบบระบบควบคุมของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบวงจร CMBC จึงมีจุดมุ่งหมายที่สำคัญคือการควบคุมทางแพร้ง (Bifurcation Control) หรือการควบคุมความอลวน (Chaos Control) [7, 8] วงจรที่ถูกออกแบบด้วยการควบคุมเหล่านี้จะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ความถี่เดียวกับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาหรือ ความถี่อ้างอิง (Reference Frequency) ของวงจร เรียกว่าทำงานในโหมด period-1

นอกจากนี้ วงจร CMBC แบบฮิสเทอเรซิส (Hysteretic Current Mode Boost Converter หรือ HCMBC) [9] เป็นวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสอีกแบบหนึ่งที่มีข้อดีคือไม่เกิดปรากฏการณ์ทางแพร้ง แต่ HCMBC มีความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ ยุ่งยากในการต่อร่วมกับวงจรอื่น โดยเฉพาะวงจรกรองความถี่ (Filter) แม้ว่า งานวิจัย [10, 11] ได้นำเสนอการป้อนกลับความถี่ (Frequency Feedback) เพื่อสร้างความถี่กึ่งคงที่ (Quasi-constant Frequency) สำหรับวงจร CMBC แบบ HCMBC อย่างไรก็ตาม วิธีการที่นำเสนอนี้ยังขาดการจัดสร้างระบบจริง และวงจร HCMBC ไม่ถูกยืนยันว่าสามารถทำงานที่ความถี่อ้างอิงได้ตลอดย่านการทำงาน เมื่อเปรียบเทียบกับ CMBC ที่มีการควบคุมทางแพร้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร CMBC สามารถทำได้จากการหักล้างสัญญาณควบคุมกระแสไฟฟ้าด้วยสัญญาณลาดเอียง (Ramp Compensation) ทั้งแบบวงจรอะนาล็อก (Analog) และดิจิทัล (Digital) ถูกนำเสนอไว้ในงานวิจัย [8, 12-15] และ [16-18] ตามลำดับ การจัดสร้างวงจรควบคุมทางแปร่งที่ทำงานร่วมกับหน่วยงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller Unit หรือ MCU) ได้ถูกนำเสนอไว้ในงานวิจัยที่ [18] โดยกำหนดวงจรชดเชยพฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของ CMBC เป็นแบบการสร้างสัญญาณกึ่งลาดเอียงความชันคงที่ อย่างไรก็ตาม ในงานวิจัย [12-14] ได้แสดงให้เห็นว่า การควบคุมทางแปร่งด้วยการสร้างสัญญาณชดเชยแบบลาดเอียงจะมีผลต่อการตอบสนองในช่วงเวลาชั่วคราว (Transient Response) และสัญญาณชดเชยแบบลาดเอียงความชันแปรผัน (Variable Ramp Compensation หรือ VRC) จะมีความเหมาะสมที่ทำให้การตอบสนองช่วงเวลาชั่วคราวไม่ช้าลงมากนัก อย่างไรก็ตาม วงจรที่สร้าง VRC ที่นำเสนอใน [12-14] มีข้อจำกัดในการใช้งานอยู่มาก เกิดจากลักษณะเฉพาะของวงจรชดเชย มีปัญหาในการต่อร่วมกับระบบ PV การควบคุมทางแปร่งด้วยวงจรชดเชยแนวใหม่มีส่วนประกอบของการหักล้างระหว่างสัญญาณป้อนกลับสัดส่วน โดยตรงกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำถูกนำเสนอในงานวิจัยที่ [15] แต่วิธีการนี้จำเป็นต้องทราบค่าที่แน่นอนของอุปกรณ์ในวงจร เพื่อปรับแต่งการชดเชยให้เหมาะสม แม้ว่า ในงานวิจัยที่ [16] ได้นำเสนอการควบคุมทางแปร่งแบบวงปิด (Closed-loop Control) ด้วยการลดยอดสเปกตรัม (Spectral Peak) ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ วิธีการที่นำเสนอนี้ยังต้องการตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processor) ที่มีความสามารถในการประมวลผลสูง สำหรับการจัดสร้างจริง เพื่อแก้ปัญหาในงานวิจัย [17] ได้พัฒนาวงจรควบคุมทางแปร่งจากการตรวจจับความถี่ของสวิตช์ด้วยตัวตรวจจับ (Sensor) ซึ่งวงจรควบคุมทางแปร่งที่นำเสนอในงานวิจัย [15, 17] เป็นวงจรเชิงเส้นเหมาะสำหรับงานประยุกต์ของ PV

ระบบ PV [19] หมายถึงการเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานไฟฟ้า เกิดจากการรวมกันของสองคำคือ โฟโตนิก (Photo) หมายถึงแสงในภาษากรีก กับ โวลตา (Volta) ซึ่งเป็นชื่อของนักฟิสิกส์ชาวอิตาลี หมายถึงหน่วยของแรงดันไฟฟ้า กระบวนการ PV ได้เริ่มต้นเมื่อปี ค.ศ. 1839 โดยเฮนรีเบ็คควอเรล (Antoine Henri Becquerel) ได้ทำการค้นพบผลกระทบของโฟโตอิเล็กทริก (Photoelectric Effect) แต่ไม่มีการนำไปใช้ประโยชน์ หลังจากมีการคิดค้นเทคโนโลยีของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ด้วยแบบจำลองของรอยต่อ p-n โดยนักวิทยาศาสตร์ชื่อวิลเลียม ชอคลีย์ (William Shockley) การพัฒนาโซลาร์เซลล์ (Solar Cell) หรือเซลล์แสงอาทิตย์จึงประสบความสำเร็จครั้งแรกในปี ค.ศ. 1954 ที่ห้องทดลองบริษัทเบลล์ (Bell Laboratory) กล่าวคือระบบโฟโตโวลตาอิก (PV Systems) เป็นระบบของการแปลงพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานไฟฟ้า โดยการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ คือ เซลล์แสงอาทิตย์ เมื่อประกอบเป็นแผง (Panel) เรียกว่าอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (Solar Array) [20] พลังงานแสงอาทิตย์ที่นำมากำเนิดพลังงานไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นพลังงานที่สะอาดปราศจากมลพิษ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พฤติกรรมของเซลล์แสงอาทิตย์ภายใต้อุณหภูมิและความเข้มแสงคงที่ มีจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point หรือ MPP) ที่สามารถจ่ายให้แก่ภาระ (Load) ได้จุดเดียว ดังนั้น การตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point Tracking หรือ MPPT) ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์จึงถูกศึกษา เพื่อปรับปรุงให้ระบบการใช้พลังงานแสงอาทิตย์มีประสิทธิภาพสูง ที่ผ่านมามีการนำเสนองานวิจัยเกี่ยวกับกระบวนการ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์อยู่หลากหลาย โดยเฉพาะอัลกอริทึมของ MPPT ที่ถูกนำเสนอในรูปแบบของวิธีการดั้งเดิม (Conventional Method) เช่น วิธีการรบกวนและสังเกต (Perturbation and Observation หรือ P&O) ในงานวิจัย [21-23] การนำเอาวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ (Artificial Intelligent หรือ AI) มาประยุกต์ใช้กับ MPPT เช่น ตัวควบคุมฟัซซีลอจิก (Fuzzy Logic Controller หรือ FLC) ได้ถูกนำเสนอไว้ในงานวิจัย [24-26] วิธีการ MPPT เหล่านี้จะเป็นการกำหนดจุดทำงานที่เหมาะสมแก่วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ MPP ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ นิยมใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (DC/DC Boost Converter หรือ BC) เป็นวงจรที่กำหนดจุดทำงานให้แก่อาร์เรย์แสงอาทิตย์ เนื่องจากมีความสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ไปยังภาระ ได้ตลอดย่านการทำงานภายใต้สภาพแวดล้อมเปลี่ยนแปลง [27]

วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กับกระบวนการ MPPT เป็นเทคนิคของ PWM แบบควบคุมอัตราส่วนคิวตี้โดยตรง (Direct Duty Ratio Control หรือ DDC) เรียกว่า วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse-width-modulation DC/DC Boost Converter หรือ PWMBC) ระบบ MPPT ที่ใช้วงจร PWMBC ยากต่อการจัดสร้าง เหมาะสำหรับการใช้งานอิสระ (Stand Alone Application System) แต่มีความยุ่งยากในการใช้งานแบบขนาน [5] หรือเกิดการเปลี่ยนแปลงในการตอบสนองเมื่อพารามิเตอร์ภายในระบบเปลี่ยนแปลงไป [28; 29] การนำเสนอข้อดีของการใช้วงจร CMBC และการเปรียบเทียบกับ PWMBC สำหรับกระบวนการ MPPT ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ถูกนำเสนอไว้ใน [5, 28, 30] อย่างไรก็ตาม การนำเสนอถึงการแก้ปัญหาค่าไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Characteristic) ของ CMBC ก็กับการประยุกต์ใช้งานในระบบ MPPT ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ยังไม่ได้ถูกพิจารณา

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากข้อดีของวงจร CMBC ที่ได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมา วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบการควบคุมทางแปร่งให้กับวงจร CMBC สำหรับระบบ PV เพื่อใช้ใน MPPT การควบคุมทางแปร่งทำได้ด้วยการสร้างสัญญาณชดเชยลาดเอียงความชันแปรผันที่เหมาะสม เพื่อขจัดพฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้นในวงจร CMBC ซึ่งใช้วงจรเชิงเส้นแบบง่าย แต่มีประสิทธิภาพสูงในการประยุกต์ใช้งานกับระบบ PV ตัวควบคุมแบบ FLC แบบใหม่ที่น่าเสนอจะถูกปรับแต่งให้เหมาะสมต่อการใช้งานสำหรับ MPPT ถูกปรับแต่งโดยการทำให้

เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาค (Particle Swam Optimization หรือ PSO) [31] เพื่อปรับปรุงการตอบสนองโดยรวมของระบบให้ดีขึ้นสำหรับลดกระทบที่เกิดขึ้นต่อการตอบสนองของระบบเมื่อใช้การควบคุมทางแปร่งในวงจร CMBC ผลการจำลองและการทดลองจริงแสดงสมรรถนะของระบบที่ถูกปรับปรุงขึ้น จุดมุ่งหมายของการศึกษาสำหรับวิทยานิพนธ์นี้คือ

- ประยุกต์ใช้งานวงจร CMBC พร้อมการวิเคราะห์พฤติกรรมไม่เป็นเชิงเส้น และการควบคุมทางแปร่งในระบบ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ หลักการที่นำเสนอสำหรับการควบคุมทางแปร่งของวงจร CMBC เป็นวงจรเชิงเส้นแบบง่ายแต่มีประสิทธิภาพและเหมาะสมกับระบบ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ผลกระทบของการใช้และไม่ใช้การควบคุมทางแปร่งจะถูกนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
- วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่นำเสนอ ประกอบด้วย เสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าในวงจร CMBC และเสถียรภาพของระบบ MPPT วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ CMBC กับระบบ MPPT พร้อมฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ซึ่งจะทำให้ผู้ออกแบบระบบสามารถกำหนดจุดทำงานที่ทำให้ระบบ MPPT นี้มีเสถียรภาพ และประสิทธิภาพที่ดี
- ปรับปรุงอัลกอริทึม MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ให้เหมาะสมกับระบบที่นำเสนอ อัลกอริทึม MPPT จะถูกปรับปรุงตามอัลกอริทึมทำให้เหมาะสม (Optimal Algorithm) เพื่อให้ระบบ MPPT มีการตอบสนองอย่างรวดเร็วตามสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

จากงานวิจัยที่ผ่านมา ดังที่นำเสนอรายละเอียดในหัวข้อที่ 1.1 การศึกษาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะมีข้อสมมติฐานประกอบด้วย

- วงจร CMBC มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวงจรดีซีบูตัสเตอร์ที่ใช้เทคนิค PWM
- วงจร CMBC ที่นำเสนอนี้ สามารถประยุกต์ใช้กับกระบวนการของ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ได้โดยไม่เกิดปัญหาทางแปร่ง
- การควบคุมทางแปร่งสำหรับวงจร CMBC จะช่วยให้การทำงานของวงจรมีเสถียรภาพ เพิ่มประสิทธิภาพการและปรับปรุงการตอบสนองของวงจร CMBC
- การควบคุมทางแปร่งสำหรับวงจร CMBC สำหรับใช้งานในระบบ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ช่วยรักษาเสถียรภาพของระบบ สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น
- อัลกอริทึม MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่เหมาะสมกับการควบคุมทางแปร่งสำหรับ CMBC จะช่วยปรับปรุงเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบ MPPT จาก

อาร์เรย์แสงอาทิตย์ได้ ทั้งความเร็วในการตอบสนองชั่วคราวและความแม่นยำในสถานะอยู่ตัว (Steady State Response)

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

งานวิจัยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วยทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้งานดังต่อไปนี้

- จากพฤติกรรมไม่เป็นเชิงเส้นและการเกิดทางแปร่งของวงจร CMBC การควบคุมทางแปร่งที่นำเสนอจะเป็นวงจรเชิงเส้นอย่างง่ายมีข้อดีคือไม่เกิดผลกระทบต่อภาระ (Loading Effect) ซึ่งเหมาะสมต่อการใช้งานประยุกต์ที่นำเสนอ
- การใช้งานวงจร CMBC หรือวงจรควบคุมทางแปร่งในระบบ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์สำหรับระบบที่นำเสนอนี้ มีความสามารถของการทำงานแบบ MPPT ได้อย่างมีประสิทธิภาพ
- การทำให้อัลกอริทึม MPPT ด้วย FLC จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์เหมาะสมกับระบบที่นำเสนอ การปรับปรุงความเร็วของอัลกอริทึม MPPT แบบ FLC ด้วยอัลกอริทึมทำให้เหมาะสม ซึ่งเป็นการปรับแต่งพารามิเตอร์ใน FLC ให้มีความสามารถในการกระทำ MPPT ได้อย่างแม่นยำ ถูกต้องและรวดเร็ว

1.5 เปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

วงจรควบคุมทางแปร่งของ CMBC ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบเชิงเส้น ง่ายต่อการจัดสร้าง ไม่เกิดผลกระทบต่อภาระ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรควบคุมทางแปร่งที่นำเสนอในงานวิจัย [12-14] ซึ่งเหมาะสมกับงานประยุกต์ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ แม้ว่าการต่อร่วมวงจรดีซีทูดี้ซีคอนเวอร์เตอร์ทั้งแบบต่อเรียง (Cascade) [32, 33] หรือต่อขนาน (Parallel) [34] สามารถประยุกต์ใช้กับวงจร CMBC แบบจำกัดเงื่อนไขการเกิดทางแปร่ง ก็สามารถกำหนดให้อัตราส่วนคิวตี้ (Duty Ratio) ในวงจร CMBC ไม่เกิน 0.5 ได้ แต่วงจรเหล่านี้ประกอบด้วยอุปกรณ์จำนวนมาก ไม่เหมาะสมต่องานประยุกต์อิสระขนาดเล็ก ผลกระทบของการควบคุมทางแปร่งในวงจร CMBC จะส่งผลต่อการตอบสนองของวงจร คือ มีผลลัพธ์ของการตอบสนองชั่วคราวที่ช้าลง [3, 12, 13] ดังนั้น เมื่อประยุกต์ใช้งานวงจร CMBC แบบควบคุมทางแปร่ง การปรับปรุงอัลกอริทึมของ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ให้เหมาะสมจึงมีความจำเป็น เพื่อชดเชยผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจากการควบคุมทางแปร่งในวงจร CMBC

หากเปรียบเทียบอัลกอริทึมของ MPPT แบบดั้งเดิมกับ FLC พบว่า FLC มีประสิทธิภาพที่ดีของการเข้าสู่ MPP ได้อย่างรวดเร็ว [24, 25] อย่างไรก็ตามการออกแบบ FLC ให้เหมาะสมมี

เอกสารความยุ่งยาก วิธีการปรับปรุง FLC ให้เหมาะสมกับการใช้งานมีอยู่หลากหลายวิธีด้วยกัน เช่นการ
ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ FLC แบบปรับตัว [35] ซึ่งต้องใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่มีความสามารถในทางการคำนวณที่สูงสำหรับการจัดสร้างจริง การประยุกต์ใช้วิธีการปรับแต่ง FLC เพื่อใช้งานในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลที่ไม่ต้องการความสามารถในการคำนวณที่สูง ได้แก่การแทน FLC ด้วยตารางที่ใช้แทนการคำนวณที่ซับซ้อน (Lookup Table หรือ LUT) [36] ซึ่งมีข้อเสียของการแทนค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ไม่ต่อเนื่อง การปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์จะสามารถเกิดขึ้นได้อย่างฉับพลันซึ่งส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพในระบบ การปรับแต่ง FLC ให้เหมาะสมต่อการใช้งานสามารถใช้วิธีการออฟไลน์ (Offline) เช่น อัลกอริธึมพันธุกรรม (Genetic Algorithm หรือ GA) [37] หรือ อัลกอริธึมการทำให้เหมาะสมแบบ PSO เมื่อเปรียบเทียบความแตกต่างของสองวิธีการนี้ งานวิจัยที่ [38] แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพและความสามารถของ PSO ที่สูงกว่า GA ในการค้นหาคำตอบที่เหมาะสมแก่ปัญหาในเวลาการคำนวณที่สั้น ด้วยเหตุนี้ PSO จึงถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในการค้นหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของ FLC สำหรับ MPPT ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ เพื่อทำให้ระบบมีการตอบสนองที่รวดเร็วและแม่นยำ

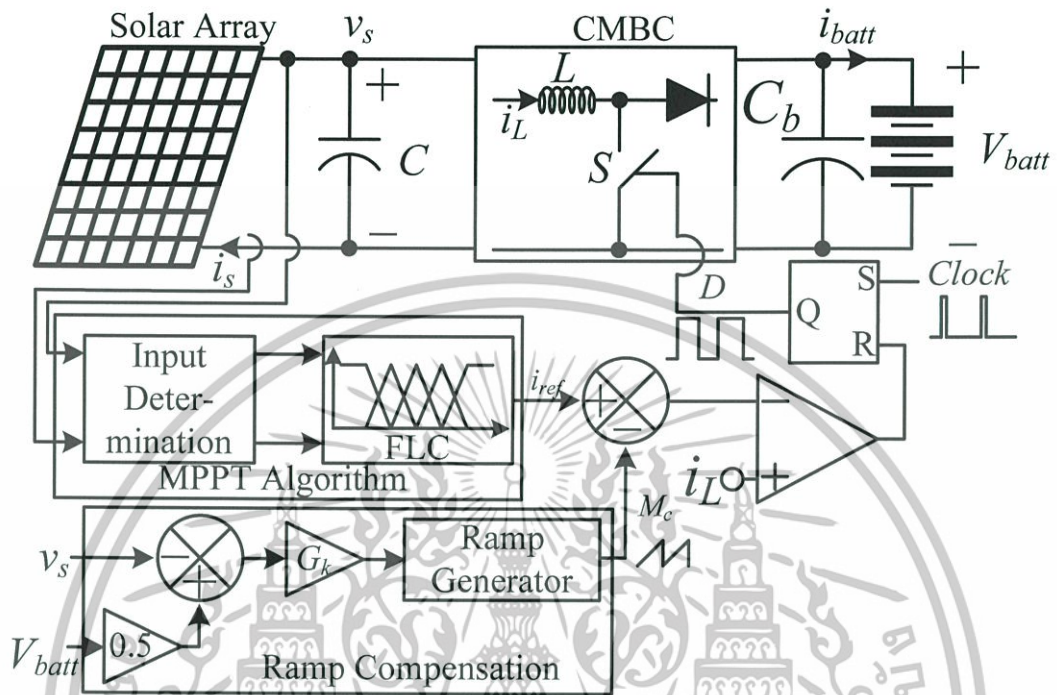
1.6 ขอบเขตการวิจัย

แนวคิดของระบบที่นำเสนอในงานวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แสดงเป็นฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 1.1 ประกอบด้วยอาร์เรย์แสงอาทิตย์ วงจร CMBC ภาระแบบแบตเตอรี่ (Battery Load) และส่วนควบคุมที่ประกอบด้วยการควบคุมทางแปร่งในวงจร CMBC กับอัลกอริธึม MPPT ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์แบบ PSO-FLC รูปที่ 1.2 แสดงระบบต้นแบบที่จัดสร้างขึ้นจริง เพื่อสนับสนุนแนวคิดของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ที่นำเสนอ

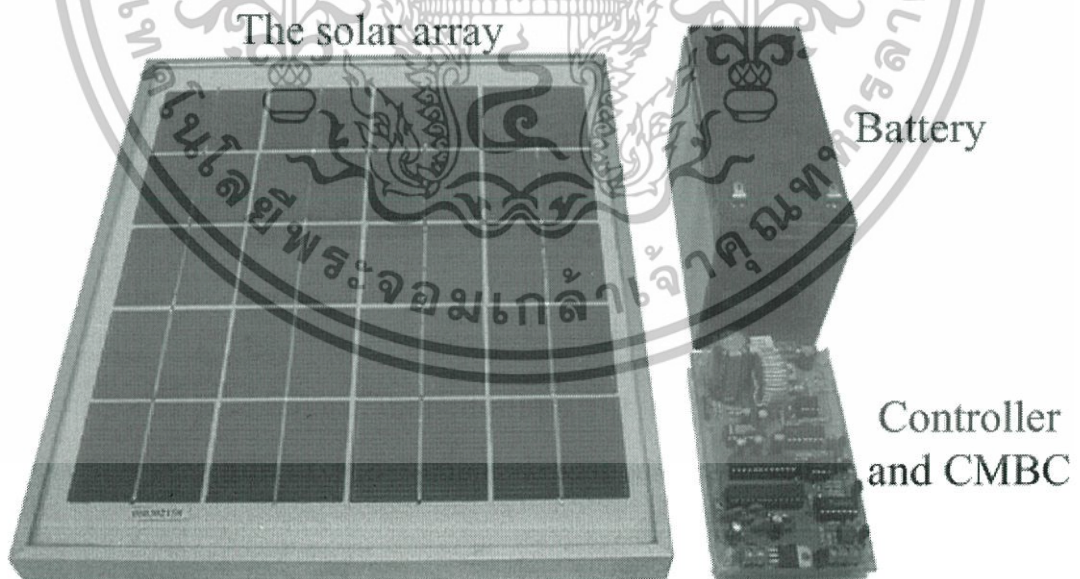
วงจร CMBC พร้อมการควบคุมทางแปร่งจะถูกนำมาประยุกต์ใช้งานสำหรับกำหนดจุดทำงานที่เหมาะสมกับอาร์เรย์แสงอาทิตย์ เพื่อส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ไปยังภาระแบตเตอรี่ วงจรควบคุมทางแปร่งจะกำหนดให้กระแสไฟฟ้าในวงจร CMBC มีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานของระบบที่นำเสนอ จุดทำงานของ CMBC จะเปลี่ยนแปลงตามสภาพแวดล้อม เช่น ความเข้มแสง หรือ อุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง เนื่องจากจุดทำงานของ CMBC จะปรับเปลี่ยนเพื่อให้อาร์เรย์แสงอาทิตย์มีจุดทำงานที่ MPP ภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงนี้

อัลกอริธึม MPPT แบบ FLC ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะถูกจัดสร้างให้เหมาะสมด้วย PSO ซึ่งเรียกว่า PSO-FLC สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ PSO-FLC จะกำหนดจุดทำงานที่เหมาะสมแก่ CMBC เพื่อค้นหา MPP ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ซึ่งทำให้ MPPT ที่จัดสร้างนี้มีการตอบสนองรวดเร็วต่อสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง การจัดสร้างและทดสอบ PSO-FLC กับเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ทำโดยการคำนวณและจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB หลังจากนั้น PSO-FLC จะถูกนำไปจัดสร้างบนไมโครคอนโทรลเลอร์ราคาต่ำ (Low-cost

Microcontroller) PIC16F876A [39] เพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบต้นแบบ วัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้จึงประกอบด้วย



รูปที่ 1.1 ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมของระบบที่นำเสนอ



รูปที่ 1.2 ส่วนประกอบของระบบจริง

- ประยุกต์ใช้วงจร CMBC พร้อมการควบคุมทางแปร่งใน MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ควบคุมทางแพรงสำหรับวงจร CMBC ให้เหมาะสมกับระบบของอาร์เรย์แสงอาทิตย์
- วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ นำเสนอผลการจำลอง และผลการทดลองจริง
- ปรับปรุงอัลกอริทึมอัลกอริทึม MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ให้เหมาะสมที่สุด

การทดลองกับระบบที่นำเสนอเป็นการจ่ายแหล่งกำเนิดแสงไปที่อาร์เรย์แสงอาทิตย์ตามระดับความเข้มแสงที่กำหนด เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบและข้อดีของการควบคุมทางแพรง นอกจากนี้ การกำหนดความเข้มแสงให้กับอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะสามารถเปรียบเทียบความเร็วในการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของอัลกอริทึมต่างๆ กับอัลกอริทึมที่นำเสนอ เพื่อพิสูจน์ความสามารถของอัลกอริทึมและระบบที่นำเสนอ มีการลู่เข้าสู่จุดทำงานที่เหมาะสมได้อย่างรวดเร็ว เพิ่มสมรรถนะทางด้านความเร็วในการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการศึกษาพฤติกรรมไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ การควบคุมทางแพรงสำหรับวงจร CMBC ด้วยการประยุกต์ใช้วงจร CMBC ใน MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ นอกจากนี้ การศึกษาและการทำให้อัลกอริทึม MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์แบบ FLC มีความเหมาะสมที่สุดจะถูกนำเสนอ

การพิสูจน์สมรรถนะของระบบที่นำเสนอ ทั้งการควบคุมทางแพรงและการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะถูกทำการทดสอบและนำเสนอเพื่อเปรียบเทียบผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงตามกำหนด เพื่อเป็นเงื่อนไขที่ใช้ในการพิสูจน์และเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของระบบที่นำเสนอ

เนื้อหาโดยสรุปของวิทยานิพนธ์จะประกอบไปด้วย 7 บท มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- | | |
|---------|---|
| บทที่ 1 | กล่าวถึงความเป็นมา จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษาของงานวิจัย |
| บทที่ 2 | กล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย ประกอบด้วย ทฤษฎีของวงจร CMBC พฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น การควบคุมทางแพรงของวงจร CMBC ทฤษฎีของระบบ PV อัลกอริทึม MPPT แบบ FLC สำหรับ MPPT และการทำให้เหมาะสมแบบ PSO |
| บทที่ 3 | นำเสนอส่วนประกอบของระบบต้นแบบ อธิบายส่วนประกอบทางฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบที่นำเสนอ |
| บทที่ 4 | เป็นการกล่าวถึงแบบจำลองคณิตศาสตร์ของระบบ ฟังก์ชันถ่ายโอน การวิเคราะห์ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่และเสถียรภาพของระบบที่นำเสนอเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- บทที่ 5 การออกแบบตัวควบคุม PSO-FLC หรือการปรับปรุงอัลกอริทึม MPPT แบบ FLC สำหรับ MPPT ด้วยการทำให้เหมาะสมแบบ PSO จะถูกนำเสนอในบทนี้
- บทที่ 6 นำเสนอผลลัพธ์และการวิเคราะห์ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจากการทดลอง โดยเปรียบเทียบวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบต่างๆ ที่เคยถูกนำเสนอผ่านมา ภายใต้การกำหนดเงื่อนไขของความเข้มแสงที่เปลี่ยนแปลง เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถช่วยปรับปรุงให้ระบบมีประสิทธิภาพการตอบสนองที่ดีขึ้น
- บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



บทที่ 2

งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

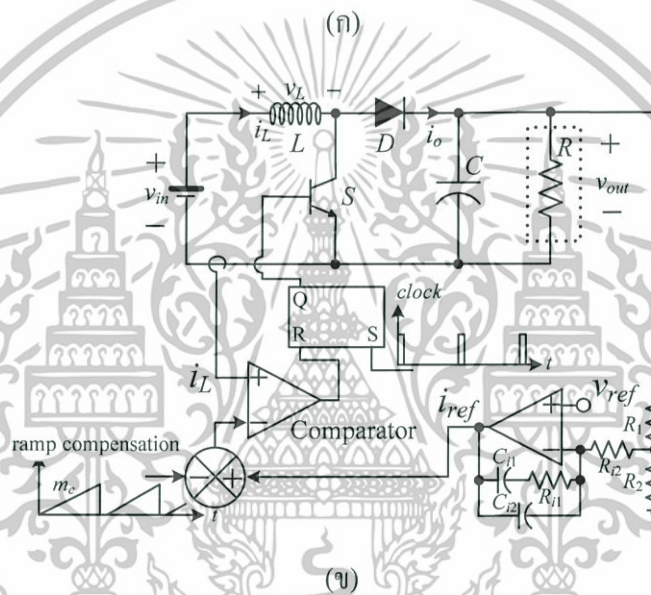
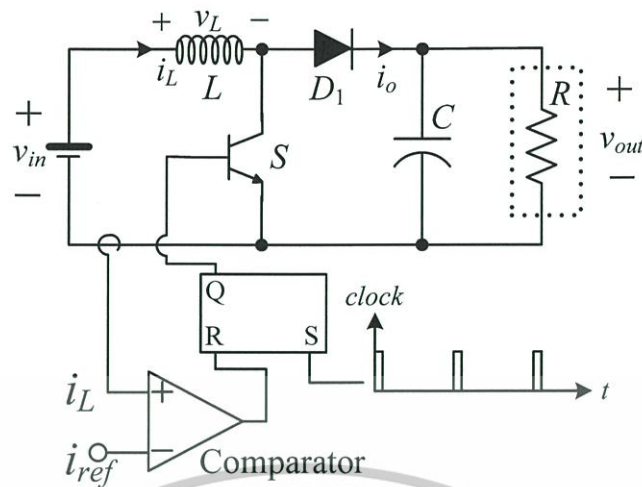
บทนี้รวบรวมทฤษฎีที่เกี่ยวข้องและการประยุกต์ใช้งาน ประกอบด้วยหลักการทํางานและความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสพร้อมการควบคุมทางแปร่งพื้นฐานของการทำงานและการเกิดกำลังไฟฟ้าสูงสุดในอาร์เรย์แสงอาทิตย์ อัลกอริทึมของการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ การใช้วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ไปยังภาระ นอกจากนี้ บทนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของพีซีแอลจิกและอัลกอริทึมการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาค

2.1 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแส

2.1.1 ส่วนประกอบของวงจร CMBC

วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสที่นำเสนอในงานวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้คือวงจร CMBC ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.1 (ก) และ (ข) สำหรับการใช้งานในระบบวงเปิด (Open-loop) กับวงปิด (Closed-loop) ของงานประยุกต์ทั่วไปตามลำดับ [3] ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Constant DC Voltage Source) วงจร CMBC และภาระ คุณสมบัติเฉพาะของ CMBC คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดตัวเหนี่ยวนำ (Inductor Current หรือ i_L) จะถูกทำการโปรแกรมให้ปรับเปลี่ยนระดับได้ตามกระแสไฟฟ้าอ้างอิง (Reference Current หรือ i_{ref}) ที่ถูกกำหนดให้เหมาะสมกับภาระที่ต้องร่วมผ่านการทำงานของวงควบคุมแรงดัน (Voltage Control Loop) ในระบบวงปิด ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม เช่น ตัวควบคุม PI (Proportional plus Integral Controller) เป็นตัวควบคุมทำหน้าที่กำหนดระดับ i_{ref} ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ข) วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) ระหว่าง i_{ref} กับ i_L และฟลิปฟลอป RS (RS Flip-flop) จะทำหน้าที่การสร้างอัตราส่วนคิวตี้ d (Duty Ratio) ไปควบคุมจังหวะการทํางานของสวิตช์ S

การควบคุมพฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นแบบทางแปร่งสำหรับ CMBC ด้วยการสร้างสัญญาณชดเชยแบบลาดเอียงความชันแปรผันแบบเหมาะสมที่สุด (Optimal Variable Ramp Compensation หรือ OVRC) เพื่อทำให้วงจร CMBC มีความถี่ของ i_L เท่ากับความถี่สัญญาณนาฬิกา (Clock) ซึ่งเป็นการทํางานของวงจร CMBC ที่มีเสถียรภาพในสถานะที่เรียกว่า period-1 [2, 3]



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบของวงจร CMBC (ก) ระบบวงเปิด และ (ข) ระบบวงปิด

2.1.2 หลักการทำงานของวงจร CMBC

วงจร CMBC จะแตกต่างจากวงจร PWMBC คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L จะถูกควบคุมระดับให้เปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} มีหลักการทำงานเป็นดังนี้

- การควบคุมสวิตช์ S ในวงจร CMBC ทำได้ด้วยการกระตุ้นการปิดสวิตช์ หรือ “on” จากสัญญาณนาฬิกา (Free-running Clock) เมื่อสวิตช์ S ปิด กระแสไฟฟ้า i_L จะเพิ่มขึ้นต่อเนื่องจนถึงระดับของ i_{ref}
- เมื่อระดับ i_L เท่ากับ i_{ref} วงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะส่งสัญญาณไปกระตุ้นให้สวิตช์ S ปิด หรือ “off” จนกว่าจะมีการกระตุ้นให้สวิตช์ S ปิดใหม่ ที่ถูกคลื่นถัดไปของสัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2 แสดงกระแสไฟฟ้า i_L ที่เกิดขึ้นในวงจร CMBC และสัญญาณกระตุ้นสวิตช์ S ในวงจร สมการสถานะ (State Equation) ของวงจร CMBC [3, 12, 13, 15, 16] เมื่อสวิตช์ S ปิด เป็น

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{in} \quad (2.1)$$

$$C \frac{dv_{out}}{dt} = -\frac{v_{out}}{R_{Load}} \quad (2.2)$$

และสมการสถานะ เมื่อสวิตช์ S เปิด คือ

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{in} - v_{out} \quad (2.3)$$

$$C \frac{dv_{out}}{dt} = i_L - \frac{v_{out}}{R_{Load}} \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.1) ถึง (2.4) แสดงด้วยสมการเมตริกซ์ เป็น

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{out} \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/R_{Load} & C \\ -q/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} v_{in} \quad (2.5)$$

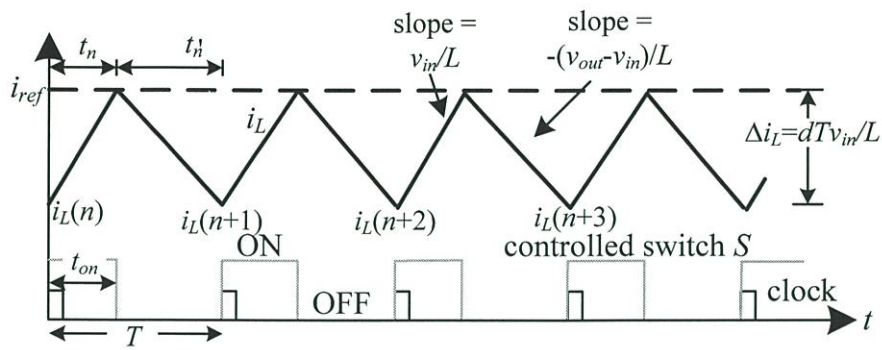
เมื่อ q เป็นฟังก์ชันการสวิตช์ (Switching Function) โดยมีค่าเป็น 1 เมื่อสวิตช์ S ปิด และเป็น 0 เมื่อสวิตช์ S เปิด กำหนดให้ $i_L(n)$ กับ $i_L(n+1)$ เป็นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ เวลา nT กับ $(n+1)T$ ตามลำดับ สมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในสถานะอยู่ตัว เป็น

$$i_L(n+1) = i_{ref} + \frac{(v_{in} - v_{out})T}{L} t'_n \quad (2.6)$$

และ

$$t'_n = T - T \left[\left(\frac{t_n}{T} \right) \bmod 1 \right] \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 กระแสไฟฟ้า i_L กับสัญญาณควบคุมสวิตช์ S

เมื่อ T เป็นคาบเวลาของสัญญาณนาฬิกา และ $\text{mod}(\bullet)$ เป็นฟังก์ชันการหารเอาเศษ (Modulus Function) ความชันของกระแสไฟฟ้า i_L จากรูปที่ 2.2 และสมการที่ (2.6) แสดงด้วยสมการคณิตศาสตร์ในสถานะของการทำงานของสวิตช์ S เป็น

สวิตช์ S ปิด

$$\frac{i_{ref} - i_L(n)}{dT} = \frac{v_{in}}{L} = M_1 \quad (2.8)$$

สวิตช์ S เปิด

$$\frac{i_{ref} - i_L(n+1)}{(1-d)T} = \frac{v_{out} - v_{in}}{L} = M_2 \quad (2.9)$$

เมื่ออัตราส่วนคือ $d = t_{on}/T$ รวมสมการที่ (2.8) และ (2.9) เป็น

$$\begin{aligned} i_L(n+1) &= i_L(n) \left(\frac{v_{in} - v_{out}}{v_{in}} \right) + \frac{i_{ref} v_{out}}{v_{in}} - \left(\frac{v_{out} - v_{in}}{L} \right) T \\ &= \lambda i_L(n) + \frac{i_{ref} v_{out}}{v_{in}} - \left(\frac{v_{out} - v_{in}}{L} \right) T \end{aligned} \quad (2.10)$$

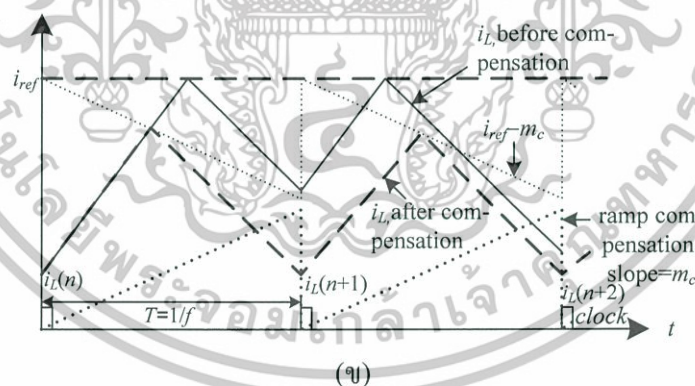
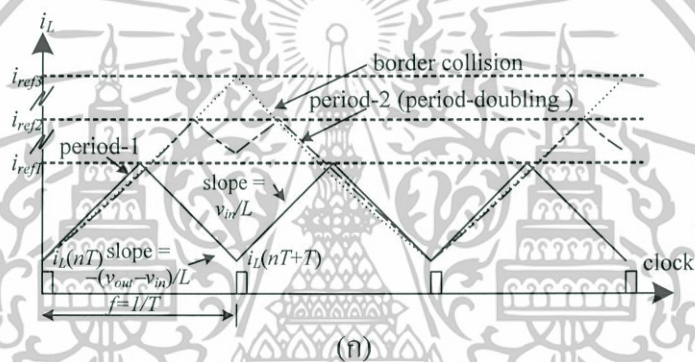
เมื่อ λ คือค่าเงาจง (eigenvalue)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 พฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร CMBC

2.2.1 การเปลี่ยนจุดทำงานของวงจร CMBC

การเปลี่ยนแปลง i_{ref} หรือ R_{Load} จะส่งผลต่อเสถียรภาพของวงจร CMBC รูปที่ 2.3 (ก) แสดงกระแสไฟฟ้า i_L ที่เกิดขึ้นต่อการเปลี่ยนแปลง i_{ref} เมื่อ i_{ref} มีค่าที่เพิ่มมากขึ้นจะทำให้วงจร CMBC มีสถานะของการทำงานเปลี่ยนแปลงจาก period-1 เข้าสู่การทำงานในโหมด period-2 ซึ่งหมายถึงการเกิดความถี่ i_L ลดลงสองเท่าของความถี่สัญญาณนาฬิกา และเมื่อทำการเพิ่ม i_{ref} ไปอีกจนถึงจุดขอบการชน (Border Collision) ซึ่งเป็นจุดสุดท้ายที่ความถี่ของ i_L จะมีลดลงสองเท่าแบบสมบูรณ์ หลังจากจุดนี้ ความถี่ของกระแสไฟฟ้า i_L จะเป็นแบบ period-4 หรืออลวน ดังนั้น การควบคุมพฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของ CMBC สามารถทำได้โดยการควบคุมระดับของ i_{ref} ด้วยการหักล้างกับสัญญาณลาดเอียงที่มีความชัน m_c ดังรูปที่ 2.3 (ข)

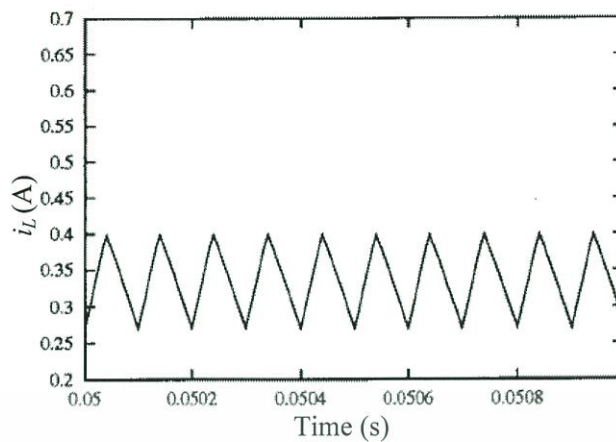


รูปที่ 2.3 กระแสไฟฟ้า i_L (ก) ต่อการเปลี่ยนแปลง i_{ref} และ (ข) การชดเชยด้วยสัญญาณลาดเอียง

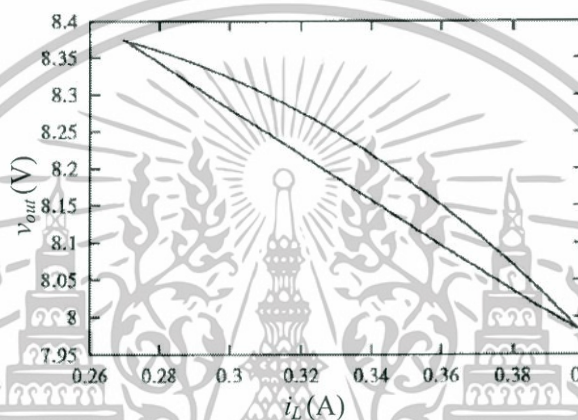
2.2.2 ทางแพร่ในวงจร CMBC

พฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร CMBC สามารถอธิบายด้วยเส้นสเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ [7, 16] ดังแสดงตัวอย่างการทำงานของวงจร CMBC ที่มีความถี่สัญญาณนาฬิกา f เป็น 10kHz [7] ในสถานะของการทำงานของวงจรที่ period-1 มีความถี่มูลฐานของ i_L เป็น 10kHz ดังรูปที่ 2.4 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{out} กับ i_L และ สเปกตรัม i_L เป็นดังรูปที่ 2.4 (ข) และ (ค) ตามลำดับ

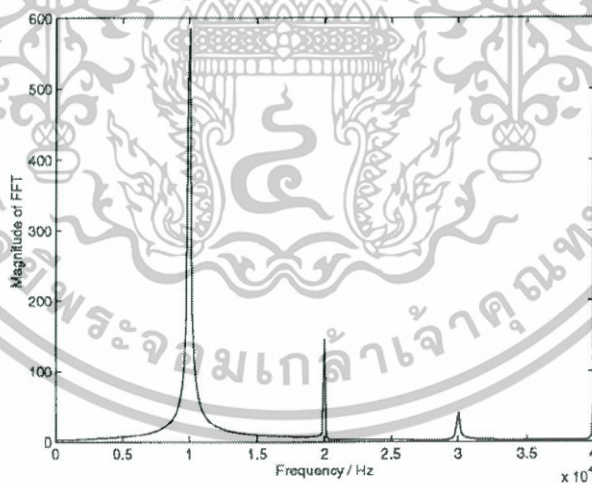
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

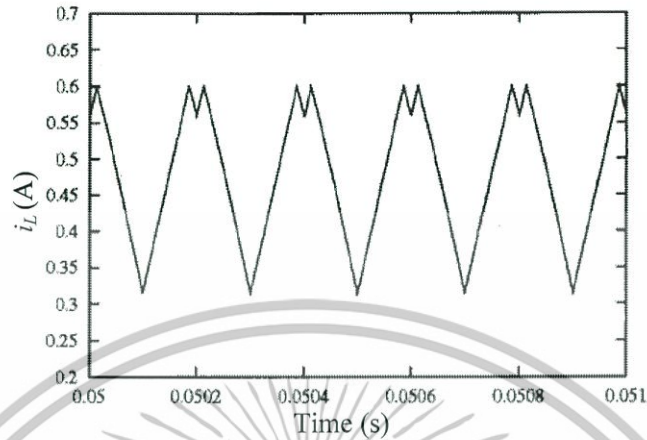


(ค)

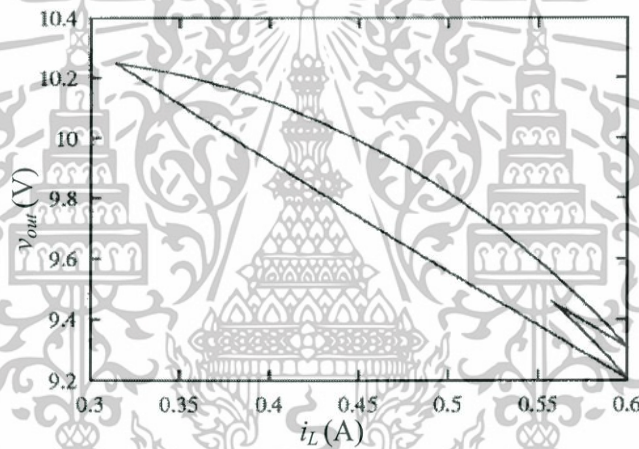
รูปที่ 2.4 วงจร CMBC ใน period-1 (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และ (ค) สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

เมื่อกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} มีค่ามากขึ้นไปอีก วงจร CMBC จะมีการเปลี่ยนจุดทำงานจาก period-1 เป็น period-2 ซึ่ง กระแสไฟฟ้า i_L จะประกอบด้วยความถี่มูลฐานและความถี่ย่อย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

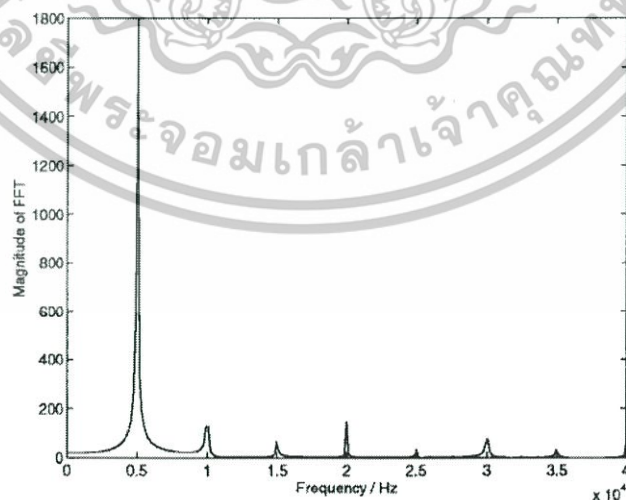
(Sub-harmonic) ดังรูปที่ 2.5 (ก) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต v_{out} กับ i_L และสเปกตรัม i_L ดังแสดงในรูปที่ 2.5 (ข) และ (ค) ตามลำดับ



(ก)



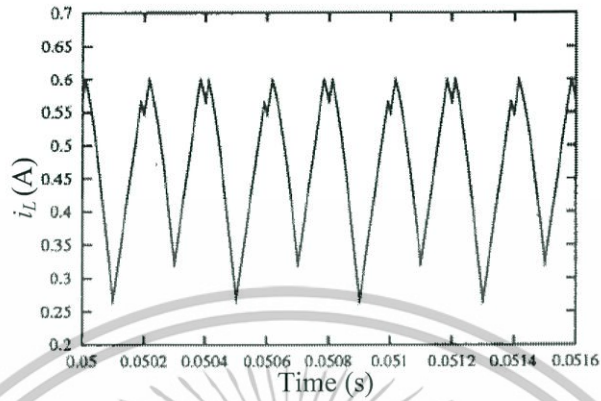
(ข)



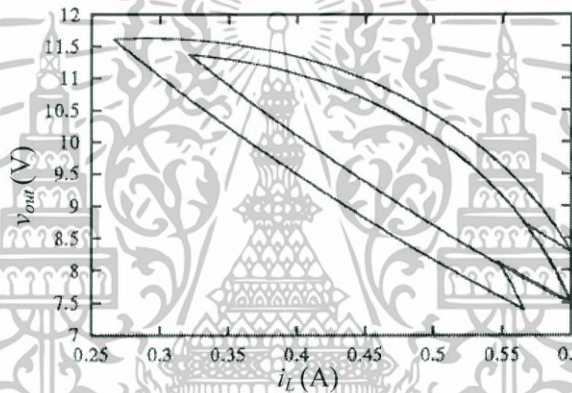
(ค)

รูปที่ 2.5 วงจร CMBC ใน period-2 (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และ (ค) สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

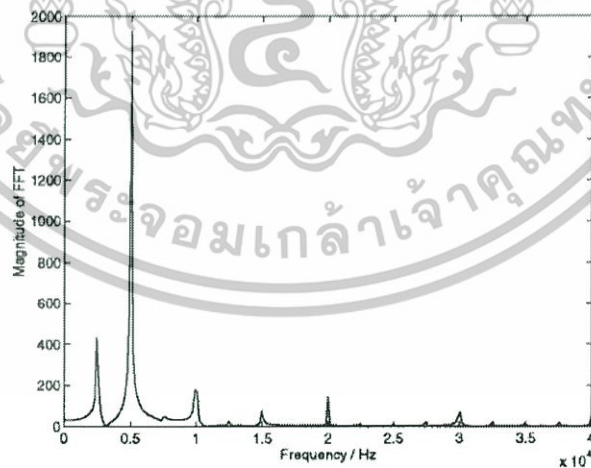
หากกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} มีค่าเพิ่มขึ้นต่อไปอีก สถานะของ i_L ในวงจร CMBC อาจกลายเป็น period-4 ดังรูปที่ 2.6 (ก) ถึง (ค) หรือเป็นแบบอลวนดังรูปที่ 2.7 (ก) ถึง (ค)



(ก)

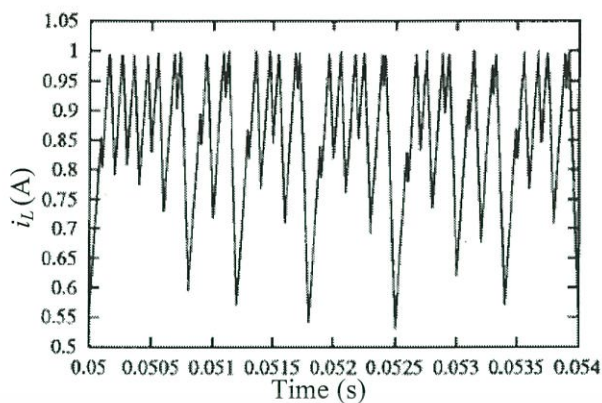


(ข)

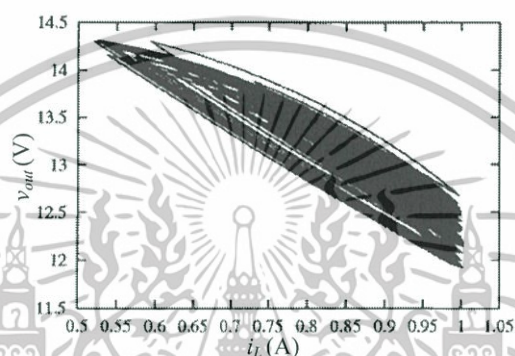


(ค)

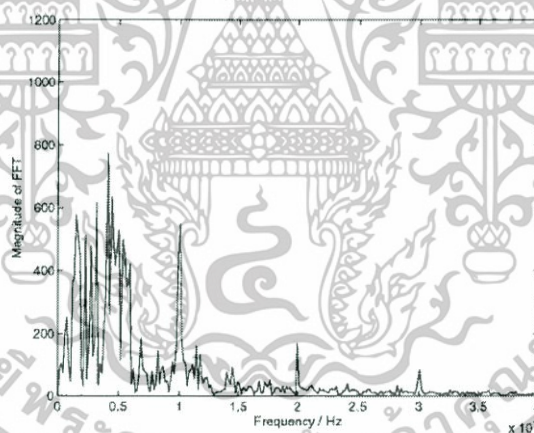
รูปที่ 2.6 วงจร CMBC ใน period-4 (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และ (ค) สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.7 วงจร CMBC แบบอลวน (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำกับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และ (ค) สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

2.3 ขอบเขตของระบบที่มีเสถียรภาพ

สมการที่แสดงสถานะของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L ใน (2.10) เมื่อแทนเป็นสมการสถานะที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete Time) เป็น [3, 12, 13]

$$\mathbf{i}(n+1) = f_b(\mathbf{i}(n), i_{ref}) \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (2.11) เป็นการกำหนดสถานะใหม่ที่ $n+1$ จากสถานะเดิม n ผ่านฟังก์ชัน $f_b(\bullet)$ เสถียรภาพของวงจรสามารถทดสอบด้วยการหาค่าเจาะจง λ ของสมการที่ (2.10) ภายใต้งเงื่อนไข

$$-1 < \lambda < 1 \quad (2.12)$$

สมการแสดงสถานะอยู่ตัวของกระแสไฟฟ้า i_L ใน (2.10) เป็น

$$\delta i_L(n+1) = \lambda \delta i_L(n) + O(\delta i_L^2(n)) \quad (2.13)$$

เมื่อ δi_L เป็นการเปลี่ยนแปลงของ i_L ที่มีขนาดเล็กน้อย และ $O(\cdot)$ แทนฟังก์ชันที่เกิดจาก $\delta i_L^2(n)$ นั่นคือ λ มีค่าเป็น

$$\lambda = \frac{-d}{1-d} \quad (2.14)$$

เมื่อประยุกต์ใช้สมการที่ (2.12) กับ (2.14) เห็นได้ว่า วงจร CMBC จะมีเสถียรภาพเมื่อ $d \leq 0.5$ กล่าวคือ วงจรจะทำงานที่ period-1 ซึ่งความถี่ของกระแสไฟฟ้า i_L มีความถี่เดียวกับ f ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนคัต d กับระดับของกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} หาได้จากกฎสมมูลของกำลังไฟฟ้า [3] เป็น

$$\left(I_{ref} - \frac{\Delta i_L}{2} \right) v_s = \frac{v_{out}}{R_{Load}} = \frac{v_{in}^2}{(1-d)^2 R_{Load}} \quad (2.15)$$

เมื่อ Δi_L มีค่าเป็น dTv_{in}/L ดังแสดงในรูปที่ 2.2 นั่นคือวงจร CMBC จะมีเสถียรภาพภายใต้การกำหนดระดับกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} เป็น

$$i_{ref} < \frac{v_{in}}{R_{Load}} \left[\frac{dR_{Load}T}{2L} + \frac{1}{(1-d)^2} \right] \Bigg|_{d=0.5} \quad (2.16)$$

2.4 การชดเชยวงจรดีซีบูคิงคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแส

การควบคุมทางแพร่ของ CMBC ถูกนำเสนอใน [12, 13] โดยกำหนดให้ชดเชย i_{ref} ด้วยการหักล้างกับสัญญาณลาดเอียงที่มีความถี่และเฟสเท่ากับสัญญาณนาฬิกาของวงจร CMBC ดังแสดงผ่านมาในรูปที่ 2.3 (ง) การปรับปรุงด้วยสัญญาณลาดเอียงความถี่ m_c จะทำให้สมการของ i_L จาก (2.8) และ (2.9) เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{ref} - i_L(n) = \frac{v_{in}}{L} dT + m_c dT \quad (2.17)$$

และ

$$i_{ref} - i_L(n+1) = \left(\frac{v_{out} - v_{in}}{L} \right) (1-d)T + m_c dT \quad (2.18)$$

รวมสมการที่ (2.17) กับ (2.18) เป็น

$$i_L(n+1) = i_{ref} - \left(\frac{v_{out} - v_{in}}{L} \right) T + \left(\left(\frac{v_{out} - v_{in}}{L} \right) - m_c \right) \left(\frac{i_{ref} - i_L(n)}{\frac{v_s}{L} + m_c} \right) \quad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.13) และ (2.19) สมการสถานะอยู่ตัวของกระแสไฟฟ้า i_L หลังการชดเชย
จึงเป็น

$$\delta i_L(n+1) = \left(\frac{M_c}{1+M_c} - \frac{d}{(1-d)(1+M_c)} \right) \delta i_L(n) + O(\delta i_L^2(n)) \quad (2.20)$$

เมื่อ M_c เท่ากับ $m_c L / v_{in}$ อัตราส่วนควิตีหลังการชดเชย d_c หาได้จากการกำหนด λ เป็น -1 ซึ่งหมายถึงจุดที่วงจร CMBC เริ่มเกิด period-doubling หรือ period-2 นั่นคือ

$$\frac{M_c}{1+M_c} - \frac{d_c}{(1-d_c)(1+M_c)} = -1 \quad (2.21)$$

หรือ

$$d_c = \frac{M_c + 0.5}{M_c + 1} \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

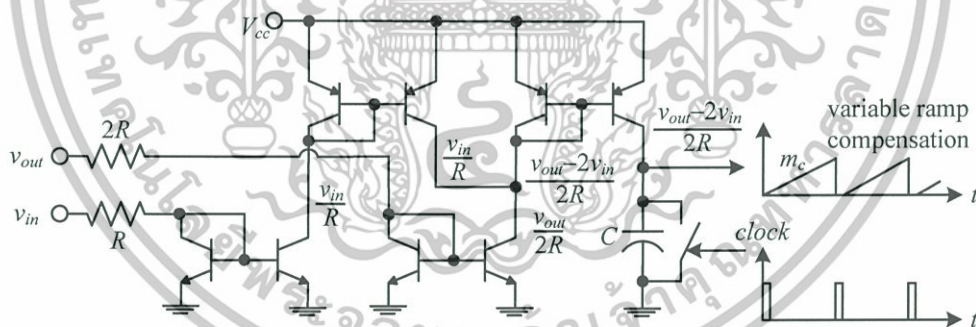
แทน d ด้วย d_c ใน (2.16) จะได้เงื่อนไขใหม่ของกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} หลังการชดเชย เป็น

$$i_{ref} < \frac{v_{in}}{R_{Load}} \left[\frac{R_{Load} T}{2L} \frac{M_c + 0.5}{M_c + 1} + 4(M_c + 1)^2 \right] \quad (2.23)$$

เมื่อ m_c หรือ M_c จะถูกกำหนดตามเงื่อนไขที่คำนวณมาจากสมการที่ (2.21) กับ (2.22) เป็น [12, 13]

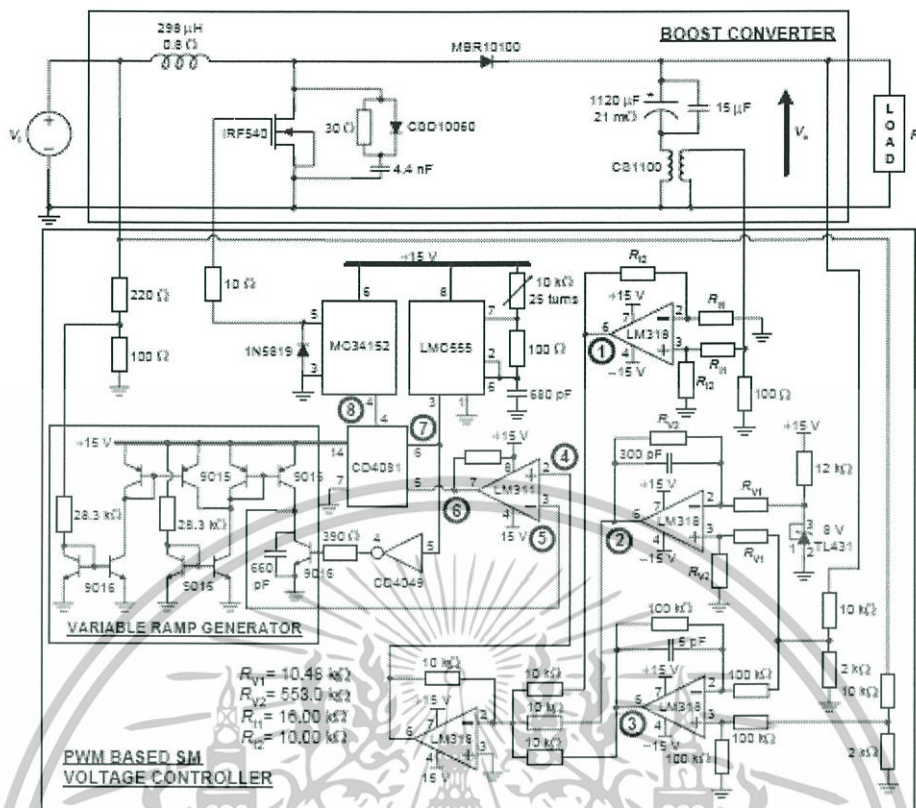
$$\frac{m_c L}{v_{in}} = M_c (v_s) \geq \frac{v_{out}}{2v_{in}} - 1 \quad (2.24)$$

การควบคุมทางแปร่งด้วยการชดเชยแบบสัญญาณลาดเอียงความชันแปรผันด้วยวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) ถูกนำเสนอไว้ในงานวิจัย [12, 13] เป็นดังรูปที่ 2.8 ซึ่งการชดเชยแบบนี้เหมาะสมสำหรับนำไปสร้างเป็นส่วนประกอบหนึ่งของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงโหมดกระแส [14] มีส่วนประกอบแสดงในรูปที่ 2.9

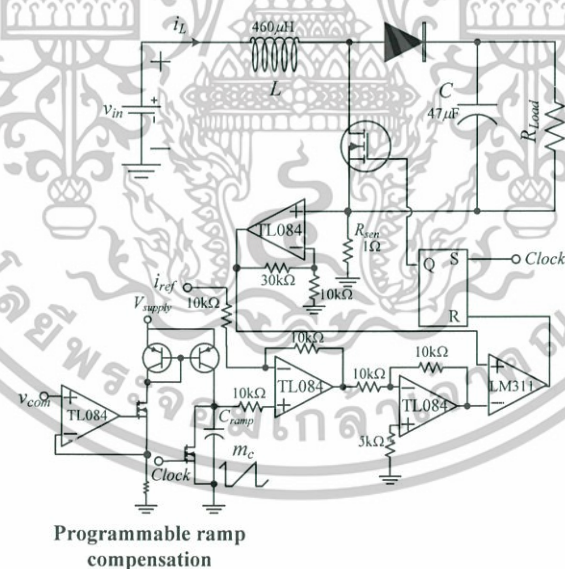


รูปที่ 2.8 วงจรสะท้อนกระแสสำหรับสร้างสัญญาณชดเชยเพื่อควบคุมทางแปร่ง [12, 13]

การสร้างสัญญาณชดเชยแบบความชันแปรผันด้วยวงจรสะท้อนกระแสดังที่ได้อธิบายผ่านมาจะช่วยควบคุมการเกิดทางแปร่งในวงจร CMBC อย่างไรก็ตาม วงจรสะท้อนกระแสมีข้อเสียที่ต้องปรับเปลี่ยนวงจรชดเชยให้เหมาะสมกับอุปกรณ์ในวงจร CMBC เพื่อแก้ไขปัญหาในงานวิจัย [17, 40] จึงนำเสนอการใช้วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า (V/I converter) เพื่อสร้างสัญญาณชดเชยลาดเอียงความชันแปรผันตามการคำนวณของตัวควบคุมที่สร้างขึ้นด้วยตัวประมวลผลแบบดิจิทัล มีส่วนประกอบของวงจรแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 การประยุกต์ใช้วงจรสะท้อนกระแสสร้างสัญญาณชดเชยเพื่อควบคุมทางแรงแพรง [14]

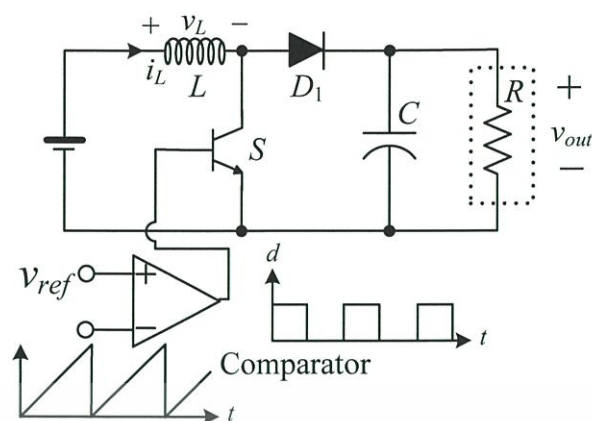


รูปที่ 2.10 วงจร CMBC พร้อมการควบคุมทางแรงแรงแนวใหม่ [17, 40]

2.5 การเปรียบเทียบวงจร CMBC กับโหมดแรงดันไฟฟ้า

หากเปรียบเทียบวงจรดีซีฟิวติชิตีคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกระแสไฟฟ้า (DC/DC Current Control Converter หรือ CMC) กับที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้า (DC/DC Voltage Control Converter หรือ VMC) [1] ที่มีส่วนประกอบในวงจรเป็นดังรูปที่ 2.11 พบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

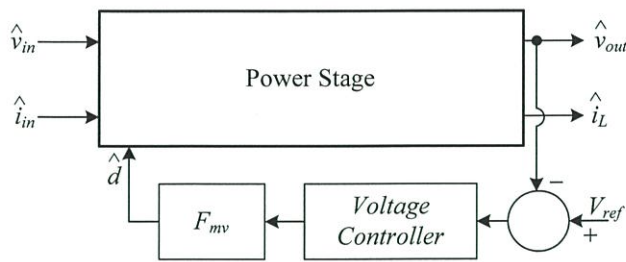


รูปที่ 2.11 วงจร VCM

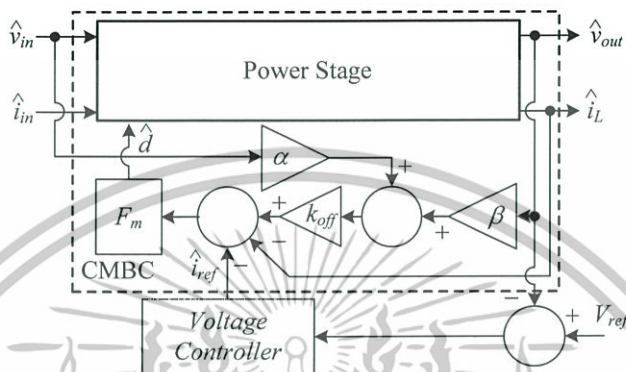
- การป้องกันความเสียหายที่เกิดขึ้นกับสวิตช์ หรือไดโอด เนื่องจากการควบคุม i_L สำหรับวงจร CMC ง่ายและดีกว่า VMC ซึ่ง i_L จะถูกวัดจากวงจรโดยตรง ทำให้สามารถจำกัดกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ S และป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินพิกัดได้ง่าย
- การป้องกันกันกระแสไฟฟ้ลัดวงจรของวงจร CMC ง่ายและดีกว่า VMC เนื่องจากวงจร CMC จะมีความสัมพันธ์ของจังหวะการควบคุมสวิตช์ S กับ i_L แบบพัลส์ต่อพัลส์ จึงสามารถจำกัดกระแสไฟฟ้ลัดวงจรได้อย่างรวดเร็ว
- วงจร CMC สามารถนำมาต่อขนานได้ง่าย เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการจ่ายกระแสไฟฟ้แบบขนาน โดยไม่ขึ้นกับภาระที่ต่อร่วม [41-44] เนื่องจากภาคเอาต์พุตของวงจรจะจ่ายกระแสไฟฟ้ที่แปรผันโดยตรงกับสัญญาณควบคุม ซึ่งสะดวกต่อการต่อขนาน
- ป้องกันความไม่สมดุลของหม้อแปลงไฟฟ้ [1] ในวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge converter) สามารถแก้ไขได้ เมื่อใช้วงจร CMC

หากพิจารณาถึงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจร CMC กับ VMC ที่นำเสนอไว้ใน [41-44] ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมทางสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Model) [1, 4, 45] ของวงจรทั้งสองแสดงได้ดังรูปที่ 2.12 (ก) และ (ข) ตามลำดับ

เห็นได้ว่า การทำงานของวงจร CMC จะเป็นการเพิ่มวงควบคุมกระแสเข้าไปภายในระบบเพื่อปรับปรุงผลตอบสนองชั่วคราว [46] เนื่องจากการเพิ่มพจน์ของ v_{in} และ i_L ในวงควบคุม อย่างไรก็ตาม CMC จะไม่เพิ่มความเร็วในการตอบสนองชั่วคราวต่อการเปลี่ยนแปลงภาระ เนื่องจาก i_L จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้เอาต์พุตกับค่าของตัวเหนี่ยวนำ ดังแสดงในสมการที่ (2.1) การเปลี่ยนแปลงของ v_{out} จะส่งผลให้ i_L มีการเปลี่ยนแปลงที่ช้าทำให้ d ที่สร้างขึ้นมีการเปลี่ยนแปลงที่ช้าตามไปด้วย



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.12 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรดีซีบูคิกคอนเวอร์เตอร์ (ก) โหมด

แรงดันไฟฟ้า และ (ข) โหมดกระแสไฟฟ้า

สมการของความสัมพันธ์ในสัญญาณขนาดเล็กของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกับอัตราส่วนคัตวี่ และ แรงดันไฟฟ้าอินพุตสำหรับวงจร VMC ในโหมด CCM [47] เป็น

$$\hat{v}_{out} = G_{v_{out}d}(s)\hat{d}(s) + G_{v_{out}v_{in}}(s)\hat{v}_{in}(s) \tag{2.25}$$

เมื่อ $G_{v_{out}d}(s)$ กับ $G_{v_{out}v_{in}}(s)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกับอัตราส่วนคัตวี่ และ ฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตกับแรงดันไฟฟ้าอินพุตตามลำดับ ฟังก์ชันถ่ายโอนเหล่านี้สามารถแสดงในพจน์มาตรฐาน ดังนี้

$$G_{v_{out}d}(s) = G_{d0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right)^2\right)} \tag{2.26}$$

และ

$$G_{v_{out}v_{in}}(s) = G_{v_{in}0} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{Q\omega_0}\right)^2} \tag{2.27}$$

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ในฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับวงจร VMC

วงจร VMC	G_{d0}	$G_{v_{in}0}$	Q	ω_0	ω_z
บักคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)	V_{out}/D_r	D_r	$R\sqrt{C/L}$	$1/\sqrt{LC}$	∞
บูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter)	V_{out}/D_r'	$1/D_r'$	$D_r'R\sqrt{C/L}$	D_r'/\sqrt{LC}	$D_r'^2R/L$
บักบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Buck-boost Converter)	V_{out}/D_rD_r'	D_r/D_r'	$D_r'R\sqrt{C/L}$	D_r'/\sqrt{LC}	$D_r'^2R/L$

เห็นได้ว่า วงจร VMC มีคุณสมบัติเป็นระบบแบบเฟสไม่ต่ำสุด (Non-minimum Phase) ซึ่งยากต่อการออกแบบระบบควบคุมวงปิด [48, 49] วงจร CMC สามารถจัดการตอบสนองที่เกิดขึ้นจากการตอบสนองของเฟสที่ไม่ต่ำสุดในระบบ [50] กล่าวคือ วงควบคุมกระแสของ CMC สามารถทำการออกแบบชดเชยการตอบสนองที่เกิดจากเฟสที่ไม่ต่ำสุดได้ง่าย [51, 52]

2.6 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบต่อร่วม

การต่อร่วมของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์จะถูกใช้งานเพื่อขยายระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต หรือ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตให้สูงขึ้น มีทั้งแบบอนุกรมหรือต่อเรียง [32, 33] และแบบขนาน [34, 43] การต่อร่วมแบบอนุกรมจะถูกนำมาใช้เพื่อเพิ่มอัตราส่วนการแปลง (Conversion Ratio) ของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ ในขณะที่การต่อแบบขนานจะช่วยลดขนาดหรือพิคัดกำลังไฟฟ้าของตัวอุปกรณ์

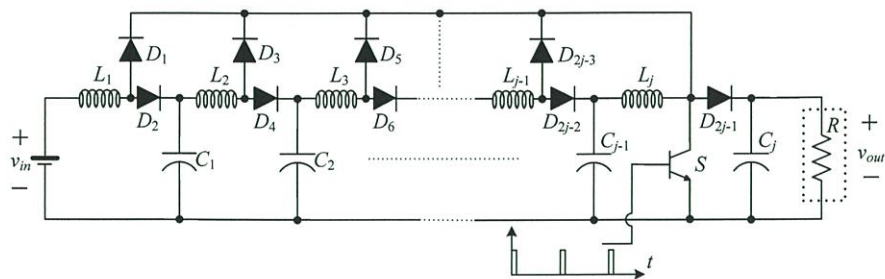
แนวคิดของการต่ออนุกรมมีหลายรูปแบบ เช่น วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมจำนวน j ชั้น [32] หรือวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมสองชั้น [33] ดังแสดงในรูปที่ 2.13 (ก) และ (ข) ตามลำดับ

ความสัมพันธ์ระหว่าง v_{in} กับ v_{out} ของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมจำนวน j ชั้น คือ

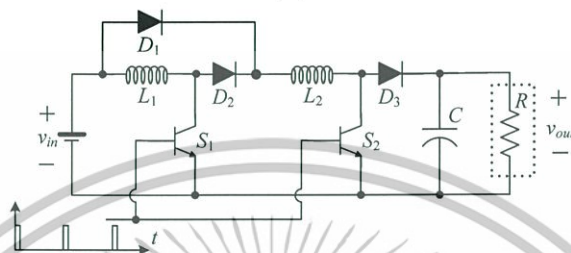
$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{(1-d)^j} \quad (2.28)$$

วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมสองชั้น มีสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง v_{in} กับ v_{out} เป็น

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{2}{1-d} \quad (2.29)$$



(ก)



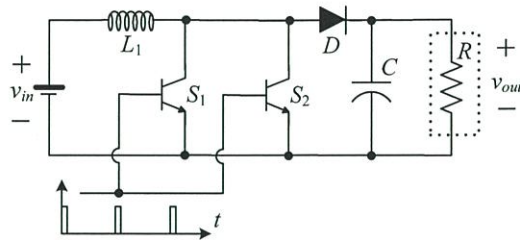
(ข)

รูปที่ 2.13 การต่อวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรม (ก) j ชั้น และ (ข) สองชั้น

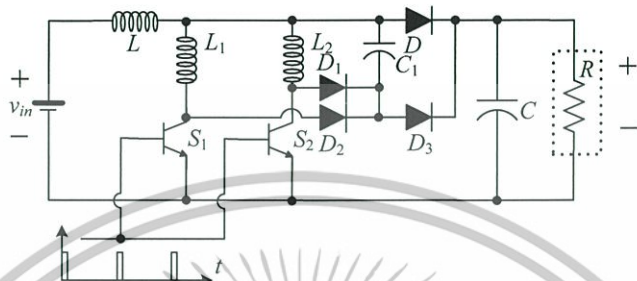
จากสมการที่ (2.25) และ (2.26) พบว่า การต่ออนุกรมของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบไม่ต่อรวม สามารถลดทอนอัตราส่วนคิวดี d ให้น้อยกว่า 0.5 ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับวงจร CMBC ได้ อย่างไรก็ตาม จำนวนอุปกรณ์ที่เพิ่มขึ้นในระบบทำให้กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปในอุปกรณ์มีค่ามากขึ้น ไม่เหมาะสมกับระบบที่ต้องการประสิทธิภาพในการทำงานสูง โดยเฉพาะวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ในระบบอาร์เรย์แสงอาทิตย์

การต่อขนานวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์จะประกอบด้วย การขนานสวิตช์ดังรูปที่ 2.14 (ก) เพื่อลดพิกัดกำลังไฟฟ้าของสวิตช์ที่ใช้ในวงจร ส่งผลต่อราคาของสวิตช์ในการจัดสร้างวงจรลดลง อย่างไรก็ตาม สวิตช์ที่ใช้งานแบบขนานนี้จะมีคุณสมบัติที่ไม่เหมือนกัน เกิดการกระจายของกำลังไฟฟ้า (Power Dissipation) ของแต่ละตัวสวิตช์ที่ไม่เท่ากัน ส่งผลให้วงจรไม่มีเสถียรภาพในการทำงานได้ แนวทางการแก้ปัญหานี้ทำได้โดยการใช้วงจรป้องกันอุปกรณ์ (Snubber Circuit) ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (ข) แต่ยังมีข้อเสียคือวิธีการนี้ไม่ได้ลดค่าเหนี่ยวนำในวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ การขนานวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์เพื่อแก้ปัญหานี้จึงถูกพัฒนาขึ้นมีส่วนประกอบดังรูปที่ 2.14 (ค)

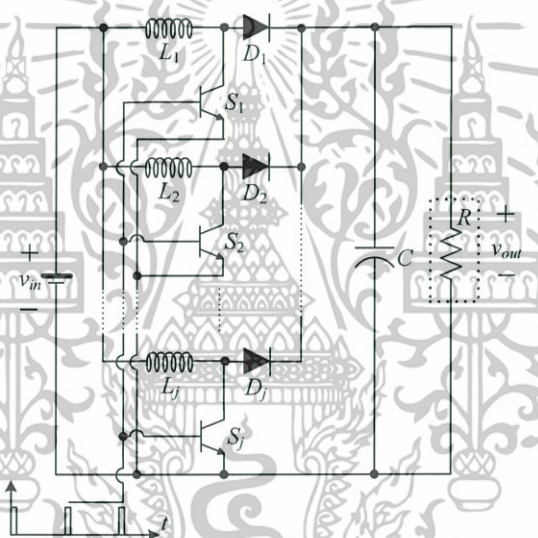
ตารางที่ 2.2 แสดงความสามารถทางกำลังไฟฟ้าของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ต่าง ๆ [34] การขนานวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์นี้สามารถทำได้ง่าย เมื่อประยุกต์ใช้งานเป็นวงจร CMC หรือ CMBC สำหรับเป็นส่วนประกอบของแหล่งจ่ายไฟฟ้า [42] หรืองานประยุกต์ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ [53, 54]



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.14 การต่อวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน (ก) ขนานสวิตช์ (ข) ขนานสวิตช์มีวงจรป้องกันและ (ค) ขนานวงจร

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน

ชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์	พิกัดกำลังไฟฟ้าและข้อจำกัด
สวิตช์เดี่ยว	ต่ำ มีข้อจำกัดที่พิกัดของสวิตช์และตัวเหนี่ยวนำ
แบบขนานสวิตช์โดยตรง	ต่ำ มีข้อจำกัดคุณสมบัติที่ไม่เข้ากันของสวิตช์ และตัวเหนี่ยวนำ
แบบขนานมีวงจรป้องกัน	
แบบขนานทำงานเข้าจังหวะ	สูง มีข้อจำกัดคุณสมบัติที่ไม่เข้ากันของสวิตช์ และกระแสที่ไหลวน (Circular Current)
แบบขนานทำงานไม่เข้าจังหวะ	สูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 ระบบโฟโตโวลตาอิก

พฤติกรรมของเซลล์แสงอาทิตย์จะเป็นพฤติกรรมที่ย้อนกลับของไดโอด [20] จากเส้นโค้งคุณลักษณะของแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าสำหรับไดโอด หรือเส้นโค้ง I-V เมื่อพิจารณาพฤติกรรมที่แสงตกกระทบไดโอด ทำให้เกิดการเลื่อนค่าเอาต์พุตของกระแสไฟฟ้าของไดโอดไปด้วยกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากแสง i_{LG} แสดงเป็นสมการไดโอดที่มีแสงเป็นส่วนประกอบในเอาต์พุต ดังนี้

$$i_D = I_{os} \exp\left(\frac{qv_D}{Ak_b T_K} - 1\right) - i_{LG} \quad (2.30)$$

เมื่อ v_D และ i_D เป็นแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด A เป็นค่าตัวประกอบทางอุดมคติ (Ideality Factor) มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 2 k_b เป็นค่าคงที่ของโบลทซ์แมน (Boltzman's Constant มีหน่วยเป็น J/K) T_K เป็นอุณหภูมิของไดโอด (K) q เป็นค่าประจุของอิเล็กตรอน (C) I_{os} เป็นกระแสไฟฟ้าย้อนกลับแบบอิมิตัว (A) และ i_{LG} เป็นกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากแสง

เส้นโค้งที่แสดงคุณลักษณะของกระแสไฟฟ้า (I) กับแรงดันไฟฟ้า (V) สำหรับไดโอด เรียกว่าเส้นโค้ง I-V ความเข้มแสงจะมีผลต่อการเลื่อนเส้นโค้ง I-V ดังแสดงในรูปที่ 2.15 (ก) ถึง (ค)

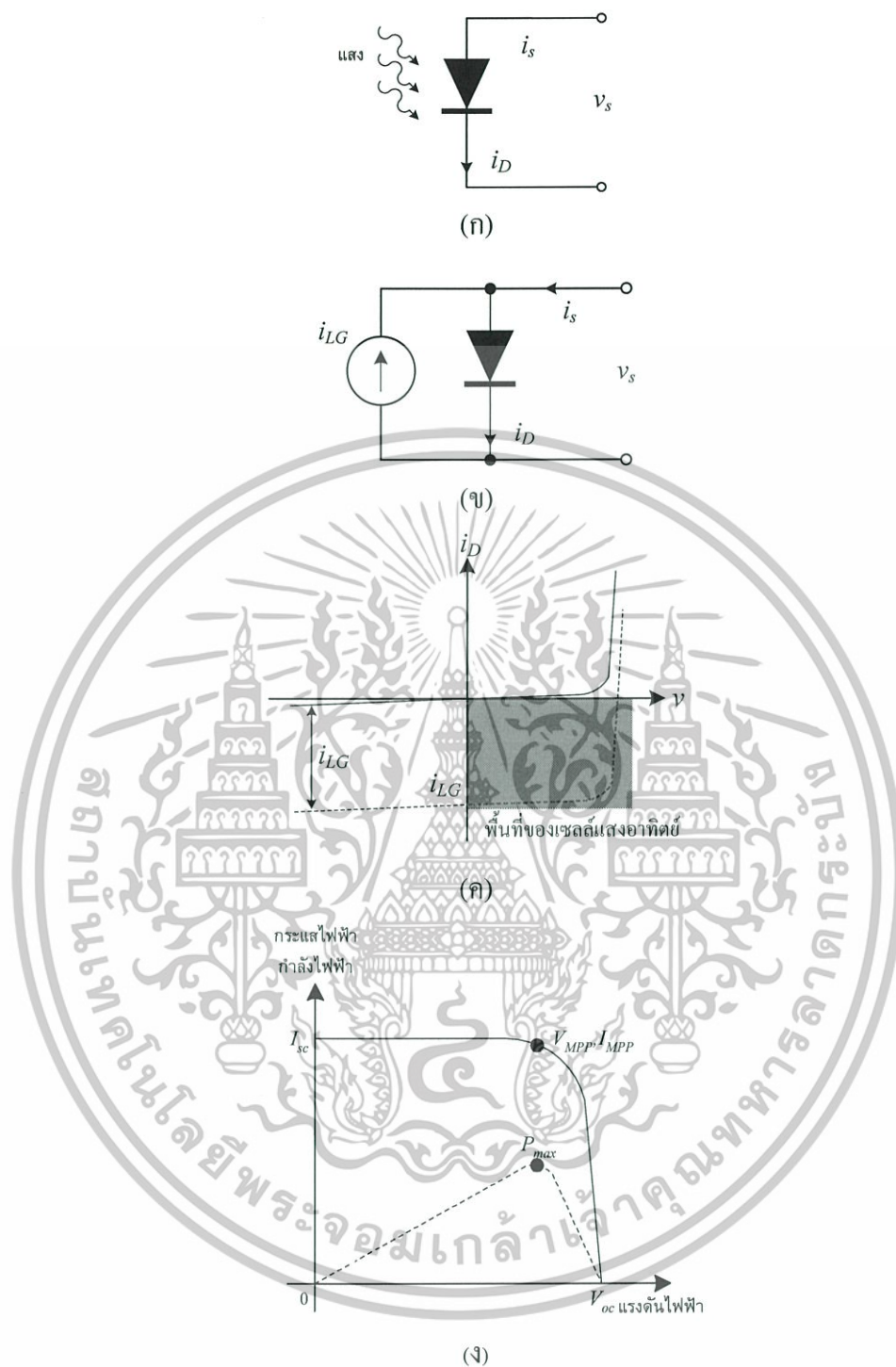
ในทำนองเดียวกัน คุณลักษณะของเส้นโค้ง I-V ของเซลล์แสงอาทิตย์ที่อาศัยความเข้มแสงเปลี่ยนเป็นพลังงานทางไฟฟ้า มีพฤติกรรมที่คล้ายไดโอดแต่ทำงานตรงข้ามกัน ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไฟฟ้าเอาต์พุต (i_s) เป็นดังสมการ (2.31)

$$i_s = i_D = i_{LG} - I_{os} \exp\left(\frac{qv_s}{Ak_b T_K} - 1\right) \quad (2.31)$$

เมื่อนำความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไฟฟ้า (i_s) แรงดันไฟฟ้า (v_s) และกำลังไฟฟ้า (p_s) ของเซลล์แสงอาทิตย์มาแสดงจะมีลักษณะคล้ายกับเส้นโค้ง I-V ของไดโอด มีคุณลักษณะเป็นดังรูปที่ 2.15 (ง)

หากพิจารณาแต่ละจุดบนเส้นโค้ง I-V พบว่าค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจะกำหนดค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกมาจากเซลล์แสงอาทิตย์สำหรับภาวะในขณะนั้น แต่ในสถานะของแสง อุณหภูมิและพื้นที่เดียวกันแล้ว เซลล์แสงอาทิตย์จะให้ค่าเอาต์พุตที่เป็นกำลังไฟฟ้าสูงสุด (MPP) จุดเดียวเท่านั้น มีค่ากระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า ณ MPP เป็น I_{MPP} และ V_{MPP} ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



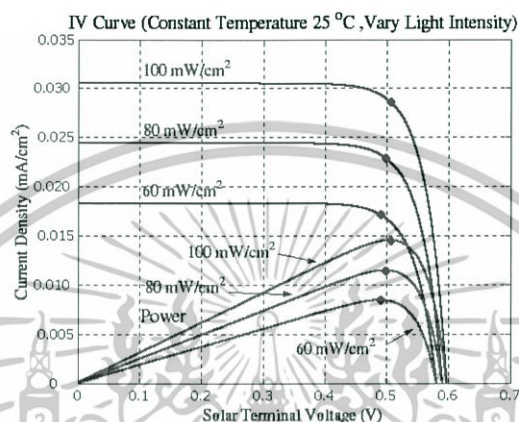
รูปที่ 2.15 อิทธิพลของแสงต่อไดโอดและเซลล์แสงอาทิตย์ (ก) แสงที่มีผลต่อไดโอด (ข) วงจรเสมือนแสดงผลของแสง (ค) ผลของแสงต่อเส้นโค้ง I-V และ (ง) เส้นโค้ง I-V ของเซลล์แสงอาทิตย์

พฤติกรรมต่างๆ ของเซลล์แสงอาทิตย์สามารถแสดงในรูปแบบของการเปลี่ยนแปลงความเข้มแสงและอุณหภูมิที่มีผลต่อการทำงานของเซลล์แสงอาทิตย์ ดังรูปที่ 2.16 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่ากระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์จะ

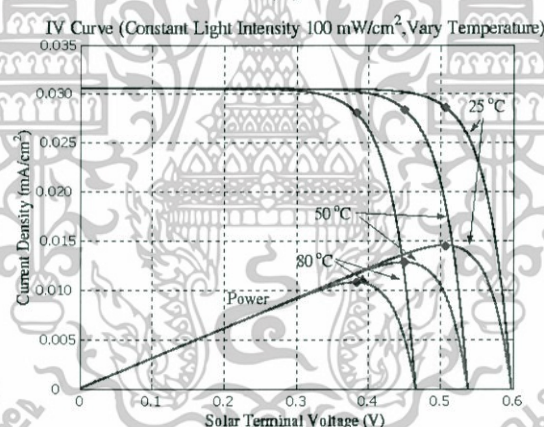
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น ขึ้นอยู่กับความเข้มของแสง อุณหภูมิ และสถานะของภาระ แต่ละเส้นโค้งที่ได้จะมีค่าสูงสุดที่จุดเดียวซึ่งเป็นค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด (P_{max}) โดยเป็นจุดที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานของเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อได้ค่าประสิทธิภาพสูงสุด จากกราฟสังเกตได้ว่า เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ค่าแรงดันไฟฟ้าขณะเปิดวงจรและค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดจะลดลง แต่กระแสไฟฟ้าในการลัดวงจรมีค่าสูงขึ้น



(ก)



(ข)

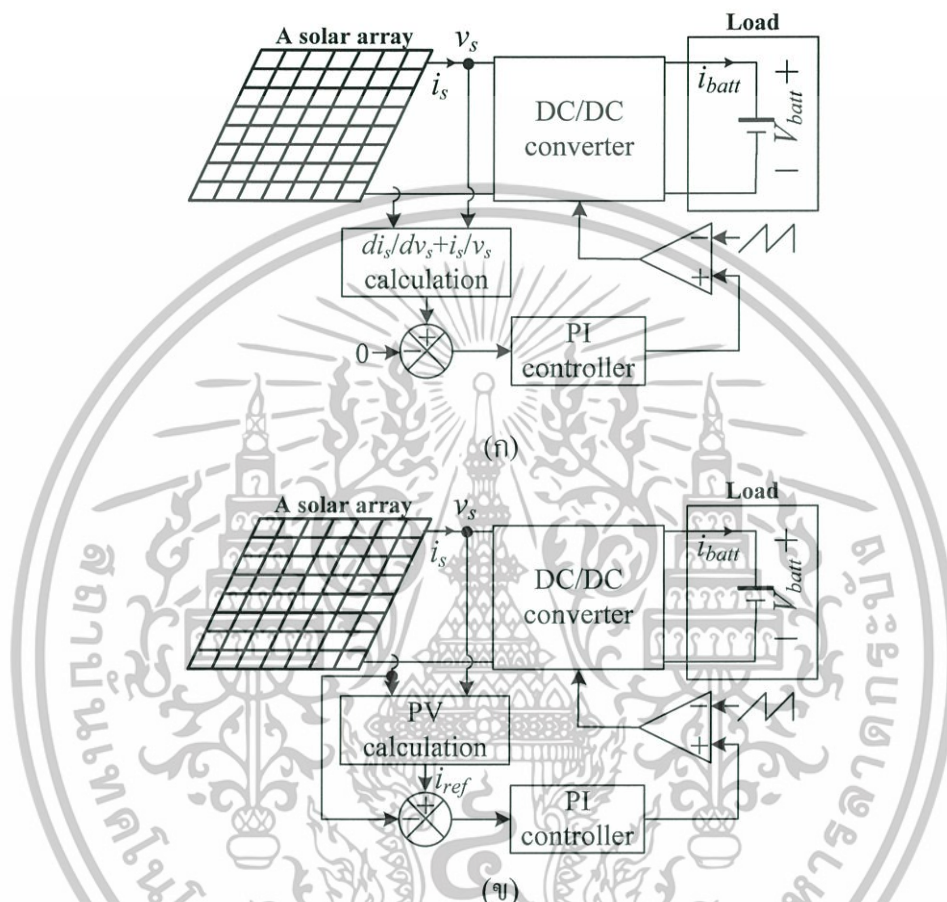
รูปที่ 2.16 คุณสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์ (ก) ผลของความเข้มแสง และ (ข) ผลของอุณหภูมิ

2.8 การตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์

การทำงานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะขึ้นอยู่กับระดับความเข้มของแสง ค่าอุณหภูมิและจุดทำงาน (Operating Point) ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ หลักการที่สำคัญในการออกแบบกระบวนการใช้งานพลังงานจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์อย่างมีประสิทธิภาพคือการทำ MPPT ได้อย่างถูกต้อง ซึ่งมักจะกระทำโดยการกำหนดค่าเอาต์พุตของแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ให้ใกล้เคียงกับแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้า ณ ตำแหน่ง MPP ภายใต้เงื่อนไขของสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบ MPPT สามารถจัดกลุ่มได้เป็น 4 กลุ่มย่อย หรือ 2 กลุ่มใหญ่ [55, 56] คือแบบที่ประกอบด้วยวงควบคุม (Control Loop) 2 วง ดังแสดงในรูปที่ 2.17 (ก) กับ (ข) กับแบบที่ใช้วงควบคุม 1 วง ดังแสดงในรูปที่ 2.18 (ก) และ (ข) โดยแบบที่ใช้วงควบคุม 2 วงมีความง่ายในการออกแบบระบบ แบ่งหน้าที่ของแต่ละวงควบคุมออกจากกันอย่างชัดเจน แต่มีความยุ่งยากในการจัดสร้างจริง

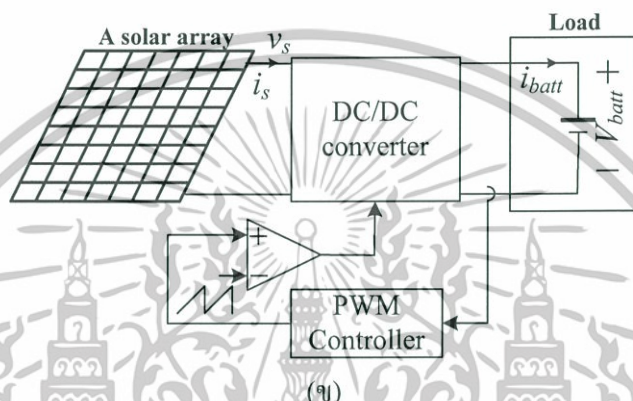
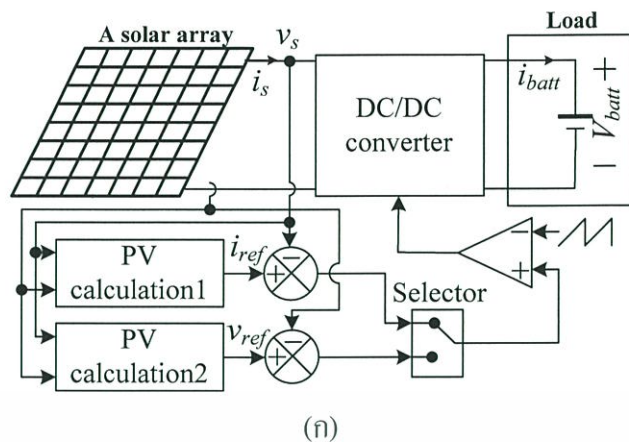


รูปที่ 2.17 ส่วนประกอบในระบบ MPPT แบบ 2 วงควบคุม (ก) ใช้อัลกอริทึม MPPT กับวงควบคุมแรงดันไฟฟ้า และ (ข) ใช้อัลกอริทึม MPPT กับวงควบคุมกระแสไฟฟ้า

ตัวอย่างโครงสร้างและบล็อกไดอะแกรมการใช้งาน MPPT สำหรับอาร์เรย์แสงอาทิตย์แสดงในรูปที่ 2.18 (ค) เป็นการเก็บสะสมค่ากำลังไฟฟ้าไว้ที่แบตเตอรี่ แบ่งเป็น 2 ส่วนคือ

1. ส่วนที่กำหนดค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (v_{ref}) ใช้อัลกอริทึมของการหา v_{ref} ที่เป็นจุดของแรงดันไฟฟ้าที่แผงอาร์เรย์แสงอาทิตย์สามารถให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด
2. ส่วนที่ควบคุมค่าแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ ประกอบด้วยตัวควบคุม (Controller) วงจรขับ (Driver circuit) และวงจรแปลงระดับไฟฟ้ากระแสตรงแบบดิซิกูตีซีคอนเวอร์เตอร์ หน้าที่ของตัวควบคุมคือจะให้สัญญาณเอาต์พุตผ่านวงจรขับเพื่อกำหนดให้วงจรดิซิกูตีซีคอนเวอร์เตอร์ใช้แรงดันไฟฟ้าจากอาร์เรย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่แสงอาทิตย์ตามค่า v_{ref} ที่กำหนด ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 ส่วนประกอบในระบบ MPPT แบบ 1 วงควบคุม (ก) ระบบ MPPT แบบป้อนไปข้างหน้า (ข) MPPT แบบป้อนกลับ และ (ค) บล็อกไดอะแกรมระบบรวม

2.9 วงจรดีซีฟูลซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน MPPT

โดยทั่วไป อัลกอริทึม MPPT แบบต่างๆจะเป็นการกำหนด v_{ref} ให้แก่วงควบคุมเพื่อกำหนดจุดทำงานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ กระบวนการ MPPT สามารถทำได้ง่ายด้วยการกำหนดอัตราส่วนคิวตี้ d ของวงจรดีซีฟูลซีคอนเวอร์เตอร์ในระบบ วงจรดีซีฟูลซีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน MPPT แบบพื้นฐานสามารถแบ่งออกได้เป็นสามชนิด [57] ดังรูปที่ 2.19 (ก) ถึง (ค) คือ

2.9.1 บัคคอนเวอร์เตอร์

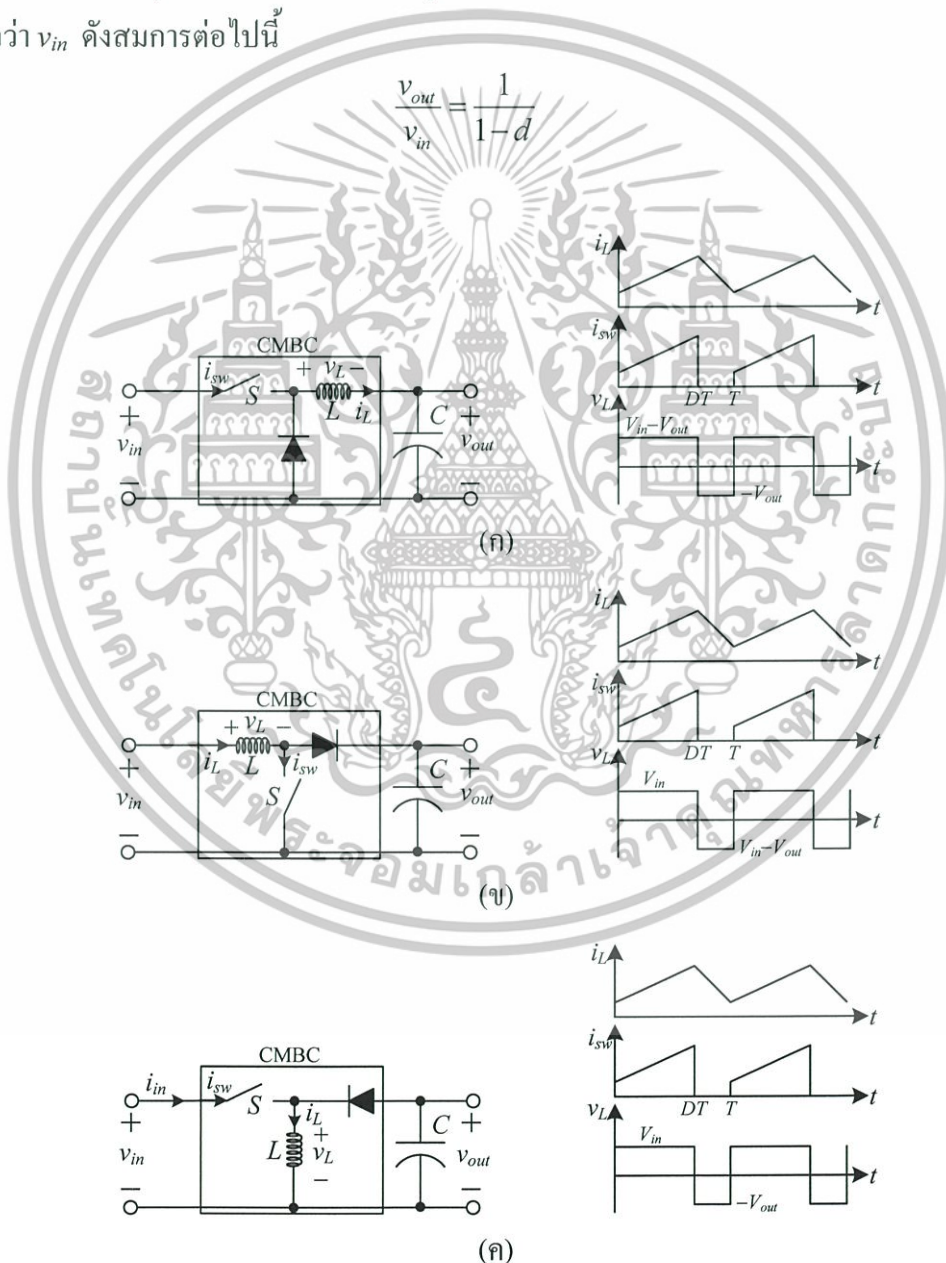
บัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) เป็นวงจรที่จะให้แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเอาต์พุต (v_{out}) ต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยด้านอินพุต (v_{in}) ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนคิวิตี d

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = d \tag{2.32}$$

2.9.2 บูสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) จะให้ค่า v_{out} ที่สูงกว่า v_{in} ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{1-d} \tag{2.33}$$



รูปที่ 2.19 วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ (ก) บัคคอนเวอร์เตอร์ (ข) บูสต์คอนเวอร์เตอร์ และ (ค) บัคบูสต์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.3 บัคบูสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบบัคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Buck-boost Converter) จะให้ค่า v_{out} ที่อาจสูงกว่า เท่ากับ หรือต่ำกว่า v_{in} ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{d}{1-d} \quad (2.34)$$

เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ทั้งสาม พบว่า บัคคอนเวอร์เตอร์จะมีประสิทธิภาพที่สูงแต่มีข้อจำกัดในการใช้งานมากกว่าวงจรบัสต์และบัคบูสต์คอนเวอร์เตอร์ [57] แต่เมื่อคำนึงถึงความเหมาะสมในการใช้งานกับภาระที่เป็นแบดเตอร์ พบว่า วงจรบัสต์และบัคบูสต์คอนเวอร์เตอร์จะมีความเหมาะสมมากกว่า เนื่องจากไม่มีข้อจำกัดของพิกัดแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุต [27]

2.10 อัลกอริธึม MPPT แบบดั้งเดิม

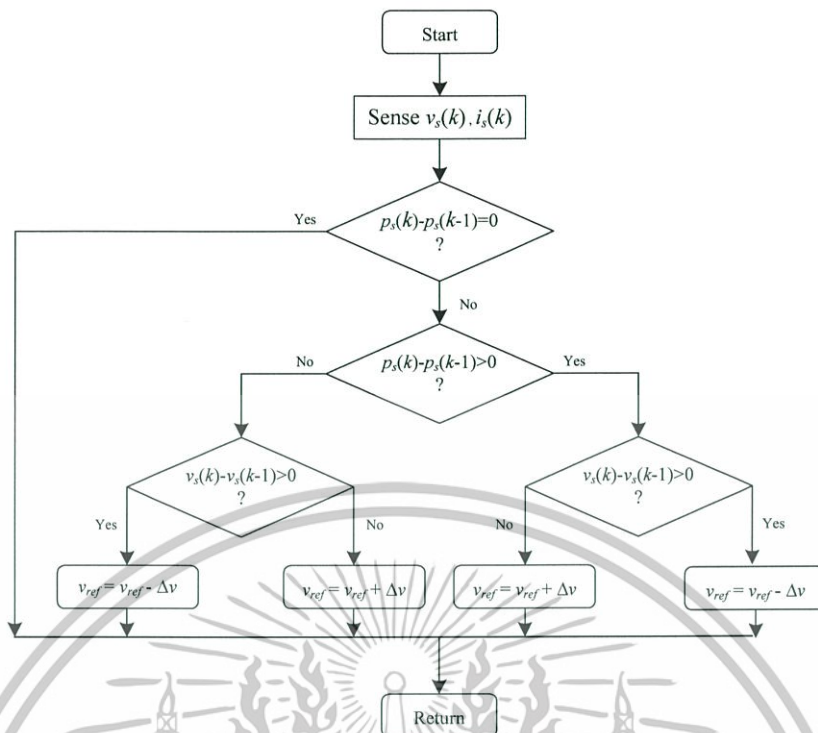
อัลกอริธึมของ MPPT มีอยู่สี่วิธีการพื้นฐาน ที่นิยมใช้งานกันคือ

2.10.1 วิธีการรบกวนและสังเกต

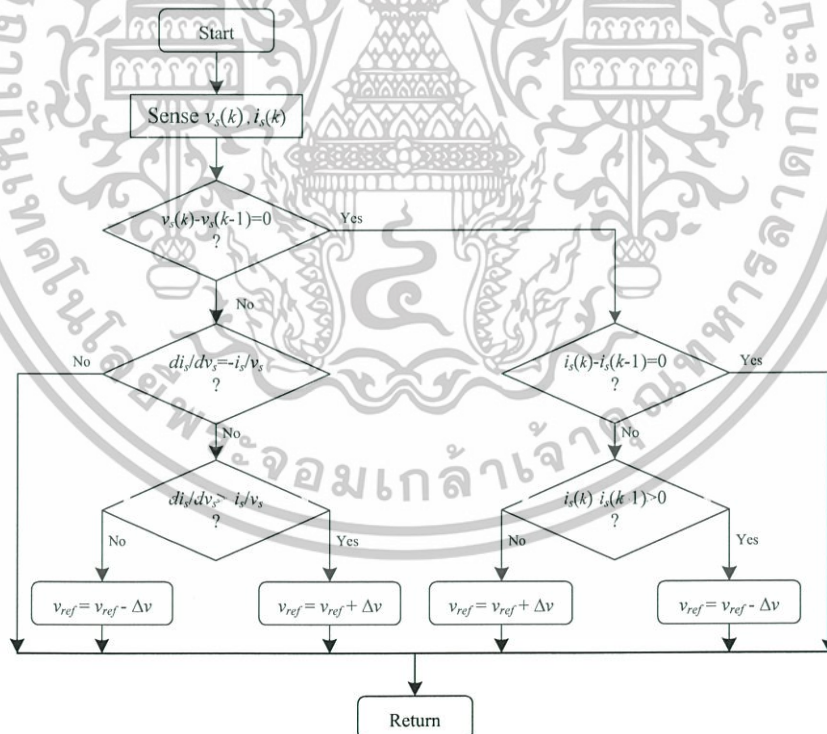
อัลกอริธึมรบกวนและสังเกตหรือ P&O จะกำหนดสัญญาณที่มีผลต่อการปรับเปลี่ยนการทำงานของระบบ MPPT แล้วทำการวัดหรือสังเกตการเปลี่ยนแปลงหลังจากมีการปรับเปลี่ยนนี้เพื่อกำหนดวิธีการปรับเปลี่ยนในครั้งถัดไป มักจะนิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลายเนื่องจากมีโครงสร้างของการป้อนกลับที่ง่ายและมีตำแหน่งการวัดค่าพารามิเตอร์จำนวนน้อย [57, 58] สำหรับตรวจหาค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วยการปรับเปลี่ยนแบบเพิ่มหรือลดค่าแรงดันไฟฟ้าที่ใช้งานจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ แผนภาพลำดับการทำงาน (Flowchart) ของอัลกอริธึม P&O แสดงไว้ในรูปที่ 2.20 เมื่อ k เป็นเวลาไม่ต่อเนื่องที่ขึ้นอยู่กับอัตราการซิกค่า (Sampling Time) ของอัลกอริธึมที่ใช้งาน ซึ่งต่างจาก n ในสมการของวงจร CMBC ที่เป็นเวลาไม่ต่อเนื่องสำหรับสัญญาณควบคุมสวิตช์ S

2.10.2 วิธีการเพิ่มค่าคอนดักแตนซ์

วิธีการนี้ แรงดันไฟฟ้าที่ขั้วอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะถูกรับเปลี่ยนแปลงตามความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด โดยวัดการเพิ่มหรือลด และการเปลี่ยนแปลงความนำไฟฟ้า di_s/dv_s และ i_s/v_s [55, 56] ตามลำดับ วิธีการนี้จะมีประสิทธิภาพสูงภายใต้การเปลี่ยนแปลงของสภาพอากาศ แต่จำเป็นต้องใช้ตัวตรวจจับ (Sensor) ทั้งหมดเพื่อการวัดที่ตำแหน่งเดียวกัน แผนภาพลำดับการทำงานสำหรับอัลกอริธึมนี้แสดงไว้ในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.20 แผนภาพลำดับการทำงานของอัลกอริทึมใน MPPT ด้วยวิธี P&O



รูปที่ 2.21 แผนภาพลำดับการทำงานของอัลกอริทึมใน MPPT ด้วยวิธีการเพิ่มค่าคอนดักแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10.3 วิธีการไต่เขา

นอกจากวิธี MPPT ของทั้งสองอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอผ่านมา วิธีการของ MPPT อีกแบบหนึ่งที่เป็นพื้นฐานก็คือวิธีการไต่เขา (Hill Climbing Algorithm) [59, 60] เป็นวิธีที่ง่าย สะดวกในการจัดสร้างจริง การปรับเปลี่ยน v_{ref} จะกระทำด้วยการคำนวณจากการเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (Δp_s) กับการเปลี่ยนแปลงของ v_{ref} หรือ Δv_{ref} ดังนี้

$$v_{ref}(k) = v_{ref}(k-1) + \text{sgn}(\Delta p_s) \cdot \Delta v_{ref}(k) \quad (2.35)$$

เมื่อ $\text{sgn}(\bullet)$ เป็น ฟังก์ชันซิกนัม (Signum Function)

2.10.4 วิธีการลักษณะเฉพาะของกำลังไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์

การหาตำแหน่ง MPP ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ด้วยวิธีการของ MPPT อีกแบบหนึ่งที่สามารถทำได้จากการค้นหาตำแหน่ง MPP ด้วยการใช้สมการคณิตศาสตร์จากลักษณะเฉพาะของกำลังไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (Power-Versus-Voltage Characteristic หรือ PVVC) [56, 61] โดยทั่วไป กระบวนการ MPPT คือความพยายามเคลื่อนหาจุดทำงานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ MPP หรือจุดโค้งหักศอกในเส้นโค้ง I-V ดังแสดงในรูปที่ 2.22 (ก) และ (ข) ในทางคณิตศาสตร์ จุดดังกล่าวนี้สามารถค้นหาได้ด้วยการใช้ dp_s/dv_s ที่มีค่าเป็นศูนย์ ณ ตำแหน่งนี้ การจัดสร้างจริงในระบบดิจิทัลจะต้องทำการชั่งค่าแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าที่เวลา $k-1$ และ k เพื่อกำหนดการปรับเปลี่ยน v_{ref} เป็นดังต่อไปนี้

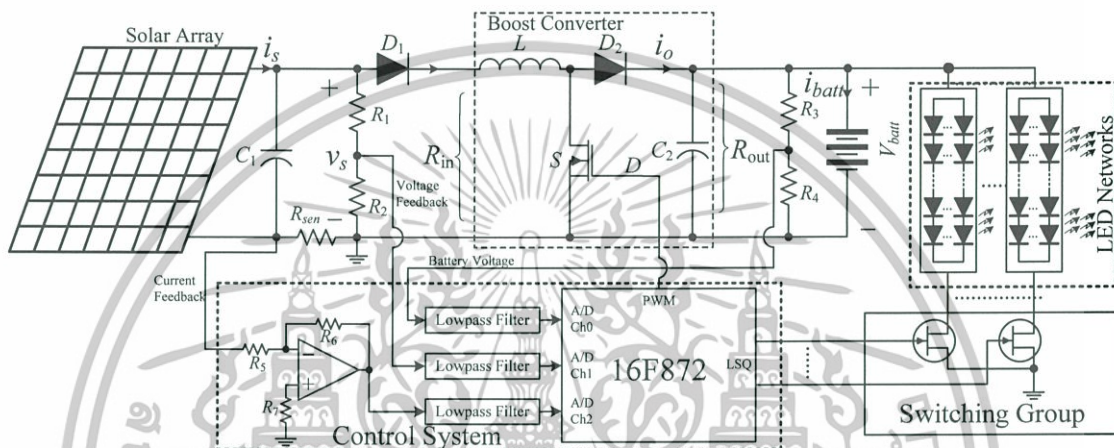
$$v_{ref}(k+1) = v_{ref}(k) + K_c \frac{\Delta p_s(k)}{\Delta v_s(k)} \quad (2.36)$$

เมื่อ K_c เป็นค่าคงที่ของการเปลี่ยนแปลง v_{ref} ในอัลกอริทึม MPPT เห็นได้ว่า กระบวนการ MPPT แบบพื้นฐานจะประกอบด้วยวงของการทำงานอยู่ 2 วงด้วยกันคือ วงของอัลกอริทึม MPPT ที่กำเนิดสัญญาณอ้างอิง หรือ v_{ref} ให้แก่วงควบคุมการทำงานของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ ระบบ MPPT แบบนี้มีความยุ่งยากในการออกแบบเนื่องจากเป็นระบบที่ซับซ้อน ต้องทำการวิเคราะห์และออกแบบการทำงานทั้งสองวงให้สอดคล้องกันอย่างมีประสิทธิภาพ

2.11 ผลของการใช้วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ในระบบ MPPT

ระบบ MPPT แบบง่าย ประกอบด้วยวงควบคุมเดียวได้ถูกนำเสนอไว้ในหลายงานวิจัย เช่น งานประยุกต์การประจุแบตเตอรี่จากพลังงานแสงอาทิตย์ (Solar-powered Battery Charger) [57] อย่างไรก็ตาม ถึงแม้ว่างานวิจัยเหล่านี้จะแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ดีของระบบ MPPT แบบง่าย แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอยู่บ้าง เช่น การที่ระบบ MPPT แบบง่ายไม่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพในกรณีที่แสงอาทิตย์ไม่เพียงพอ หรือในกรณีที่แสงอาทิตย์มีค่าต่ำเกินไป ซึ่งอาจทำให้ระบบ MPPT แบบง่ายไม่สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพได้

หรือ SPBC) ด้วยการใช้อินเวอร์เตอร์สำหรับสัญญาณไฟกระพริบจาง (Solar-powered Light Flasher หรือ SPLF) ในงานวิจัยที่ [25] มีรายละเอียดเป็นดังรูปที่ 2.22 เมื่อ C_1 กับ C_2 เป็นตัวเก็บประจุที่ต่อร่วมด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ ตามลำดับ มีหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์และกรองแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ให้ราบเรียบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ [62] กำหนดให้ R_{in} เป็นความต้านทานเสมือนด้านอินพุตของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นด้านเอาต์พุตของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ [63] จากสมการพื้นฐานของบัสต์คอนเวอร์เตอร์ จะมีสมการที่เกี่ยวข้องเป็น



รูปที่ 2.22 งานประยุกต์ของ SPBC [25]

$$\frac{V_{batt}}{v_s} = \frac{1}{1-d} \tag{2.37}$$

$$i_{batt} = i_s(1-d) \tag{2.38}$$

นั่นคือ

$$R_{in} = \frac{v_s}{i_s} = \frac{V_{batt}}{i_{batt}}(1-d)^2 \tag{2.39}$$

เมื่อ V_{batt} กับ i_{batt} เป็นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ประจุแบตเตอรี่ สมการที่ (2.39) แสดงว่าอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะเสมือนต่อร่วมกับความต้านทานที่ปรับเปลี่ยนค่าตาม d ควบคุมจะปรับจุดทำงานของวงจรในระบบให้เคลื่อนหาตำแหน่ง MPP ด้วยการปรับค่า d ที่ควบคุมการทำงานของสวิตช์ S ในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่ได้ไปประจุแบตเตอรี่

พิจารณาถึงผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจากการใช้งานวงจร CMBC ที่มีการทำงานใน period-2 หรือเกิดความถี่ย้อยขึ้นในวงจร กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและกระแสไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของวงจร CMBC (i_{batt}) จะประจุแบตเตอรี่ที่สถานะอยู่ตัว แสดงได้ดังรูปที่ 2.23 (ก) และ ไม่ว่าการณ์ใดก็ตามอีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่าความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในสมการที่ (2.37) และ (2.38) จะเปลี่ยนเป็น [3]

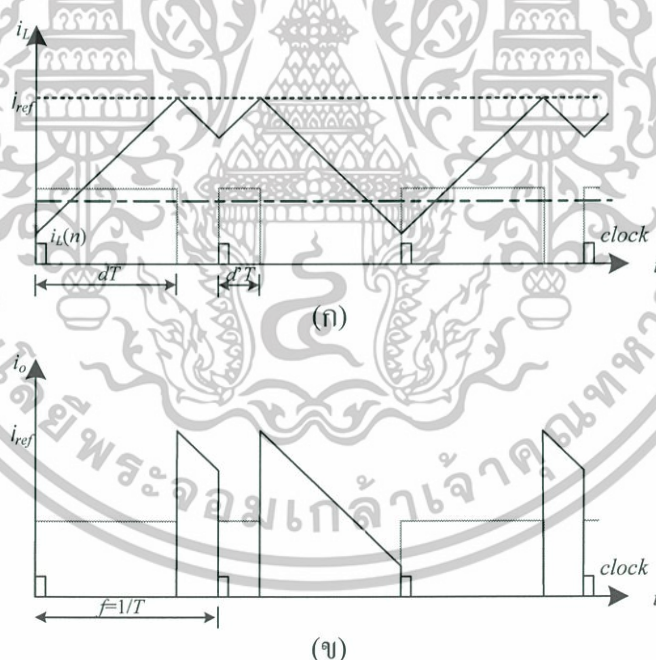
$$\frac{V_{batt}}{v_s} = \frac{1}{1-d_{average}} \quad (2.40)$$

$$i_{batt} = i_s (1-d_{average}) \quad (2.41)$$

เมื่อ

$$d_{average} = \frac{d+d'}{2} \quad (2.42)$$

พบว่า เมื่อเกิดความถี่ย่อยในวงจร CMBC ผลที่เกิดขึ้นคือการลดลงและมีค่าไม่คงที่ของกระแสไฟฟ้าประจุแบตเตอรี่หรือกระแสไฟฟ้านำเข้าด้านเอาต์พุตของวงจร



รูปที่ 2.23 ผลการเกิดความถี่ย่อย (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และ (ข) กระแสไฟฟ้าด้านเอาต์พุต

การปรับเปลี่ยน d สำหรับ MPPT สามารถประยุกต์วิธีการ P&O ใน [35] กำหนดให้ Δd เป็นค่าคงที่ของอัตราการเปลี่ยนแปลง d มีอัลกอริทึมเป็นดังตารางที่ 2.3 ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.3 อัลกอริทึม MPPT สำหรับการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนควัต

อัลกอริทึม MPPT	การทำงาน
1. อัลกอริทึม P&O	<pre> if(($p_s(k) - p_s(k-1)$)>0) if(($v_s(k) - v_s(k-1)$)>0) $d=d-\Delta d$; else $d=d+\Delta d$; end else if(($v_s(k) - v_s(k-1)$)>0) $d=d+\Delta d$; else $d=d-\Delta d$; end end end </pre>
2. วิธีการไต่	$d(k) = d(k-1) + \text{sgn}(\Delta p_s) \Delta d(k)$
3. อัลกอริทึม PVVC	$d[(k+1)T_s] = d[kT_s] - K_d \frac{\Delta p_s(kT_s)}{\Delta v_s(kT_s)}$

อัลกอริทึม P&O แบบปรับเปลี่ยน Δd บนตัวประมวลผลดิจิทัลแบบ Field Programmable Gate Array (FPGA) ได้ถูกนำเสนอในงานวิจัยของ Khachintung และคณะใน [64] นอกจากนี้ การประยุกต์วิธีการไต่เขาด้วยการปรับ d ใน [59, 60] โดยแก้ไขสมการที่ (2.35) เป็น

$$d(k) = d(k-1) + \text{sgn}(\Delta p_s) \Delta d(k) \quad (2.43)$$

อัลกอริทึม PVVC สำหรับปรับเปลี่ยน d ทำได้โดย [65]

$$d[(k+1)T_s] = d[kT_s] - K_d \frac{\Delta p_s(kT_s)}{\Delta v_s(kT_s)} \quad (2.44)$$

เมื่อ K_d เป็นค่าคงที่ของการเปลี่ยนแปลง d ในอัลกอริทึม MPPT

2.12 อัลกอริทึม MPPT ด้วย FLC

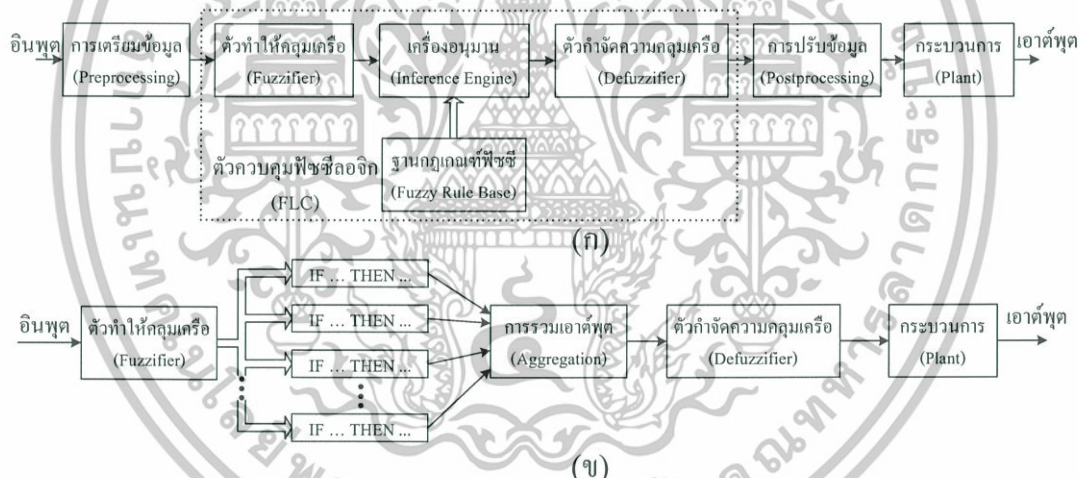
ตัวควบคุมฟัซซีลอจิก (Fuzzy Logic Controller หรือ FLC) [66] เป็นตัวควบคุมที่มีพื้นฐานจากการประยุกต์ใช้ฟัซซีลอจิก ซึ่งเป็นระบบทางคณิตศาสตร์ที่มีการวิเคราะห์และประมวลผลตัวแปรอินพุตในพจน์ของลอจิกที่มีค่าเป็นจำนวนจริงในช่วง 0 ถึง 1 ระบบควบคุมที่ใช้งาน FLC และหลักการทำงานใน FLC แสดงได้ดังรูปที่ 2.24 (ก) และ (ข) ตามลำดับ มีส่วนประกอบต่างๆ ดังต่อไปนี้

- ตัวทำให้คลุมเครือ (Fuzzifier) เป็นส่วนที่ทำการแปลงค่าอินพุตที่เป็นค่าแน่นอนออกไปสู่ฟัซซีเซต (Fuzzy Set) หรือ เซตกำกวม ซึ่งเป็นเซตที่ขอบเขตคลุมเครือ ระบุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของตัวแปรด้วยระดับความเป็นสมาชิกในเซต ผ่านทางฟังก์ชันความเป็นสมาชิก (Membership Function หรือ MMF) ที่มีค่าจำนวนจริงระหว่าง 0 และ 1

- ฐานกฎเกณฑ์ฟัซซี (Fuzzy Rule Base) เป็นส่วนของการจำลองความรู้ หรือ ประสบการณ์ของผู้เชี่ยวชาญ โดยการใช้เหตุผล หรือ การตัดสินใจต่อสภาวะการณั้ นั้น สามารถเขียนอยู่ในรูปเชิงภาษาศาสตร์ของระบบกฎเกณฑ์ (Rule-based System) ที่มีส่วนประกอบย่อยคือ เงื่อนไขของกฎในรูป IF/THEN และการรวมเอาต์พุตที่ได้มาจากการทำงานของกฎต่างๆเข้าด้วยกัน (Aggregation)
- เครื่องอนุมาน (Inference Engine) คือส่วนที่ทำหน้าที่ในการค้นหาข้อมูลและความสัมพันธ์จากฐานข้อมูลที่มีอยู่
- ตัวกำจัดความคลุมเครือ (Defuzzifier) ส่วนที่ให้ค่าผลลัพธ์จากเงื่อนไขของฟัซซีไปสู่ค่าแน่นอนเพื่อส่งออกไปใช้งานจริง หรืออีกนัยหนึ่งคือ เป็นส่วนที่แปลงค่าทางฟัซซีเซตให้เป็นค่าจำนวนจริง



รูปที่ 2.24 ส่วนประกอบใน FLC (ก) บล็อกไดอะแกรม FLC และ (ข) ระบบควบคุมด้วย FLC

งานวิจัยที่ได้นำเสนอผ่านมาได้แสดงให้เห็นว่า การประยุกต์ใช้ตัวควบคุม FLC ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรือระบบ MPPT จะสามารถช่วยให้ประสิทธิภาพ หรือ สมรรถนะของระบบสูงขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม

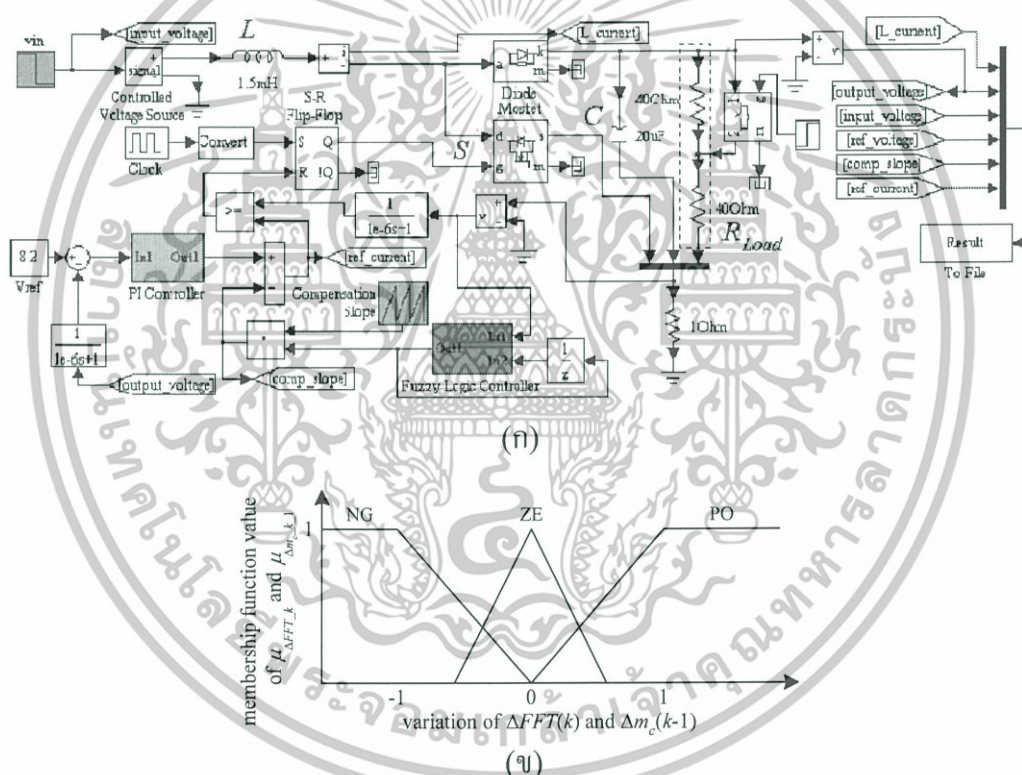
ข้อเด่นของ FLC คือคุณสมบัติของตัวควบคุมที่ไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อนำมาประยุกต์ใช้งานกับกระบวนการที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะสามารถชดเชยทำให้ระบบโดยรวมมีความเป็นเชิงเส้น นอกจากนี้ FLC ยังมีข้อเด่นในการแปลงความหมายในรูปแบบภาษามนุษย์ สามารถทำความเข้าใจง่าย อย่างไรก็ตามการปรับแต่ง FLC ให้เหมาะสมกับการใช้งานเป็นเรื่องที่ยุ่ยาก และอาจต้องอาศัยประสบการณ์จากผู้เชี่ยวชาญในการออกแบบระบบนั้นๆ การประยุกต์ใช้ FLC ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมทางแพรงกับวงจร CMBC ในงานประยุกต์ต่างๆ มีดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาระดับบัณฑิตศึกษาเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.1 ตัวอย่างการใช้ FLC ควบคุมทางแปร่งสำหรับ CMBC

งานวิจัย [16] ได้นำเสนอการควบคุมทางแปร่งสำหรับ CMBC ในวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.25 (ก) ประกอบด้วย วงจร CMBC มีพารามิเตอร์เป็นดังตารางที่ 2.4 วงจรสร้างสัญญาณลาดเอียงเพื่อจัดทางแปร่งในระบบ เลือกตัวต้านทาน R_{Load} เป็นภาระของวงจรแบบจำลองทั้งหมดถูกสร้างขึ้นด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK® [67]

การควบคุมทางแปร่งทำโดยการวัดเส้นสเปกตรัมของ i_L และใช้ FLC ในการปรับเปลี่ยนความชันของสัญญาณลาดเอียงให้เหมาะสมเพื่อให้ขนาดของเส้นสเปกตรัม ณ ความถี่ของสัญญาณสวิตช์มีค่าสูงสุด FLC ที่ใช้งานมี MMF เป็นดังรูปที่ 2.25 (ข) และถูกเป็นดังตารางที่ 2.5 เพื่อทำการเพิ่มค่าของสเปกตรัมที่มีความถี่มูลฐานให้มีค่าสูงสุด ซึ่งหมายถึงระบบทำงานที่ period-1



รูปที่ 2.25 ตัวอย่างการควบคุมทางแปร่งในงานวิจัย [16] (ก) แบบจำลองระบบด้วย MATLAB/SIMULINK® และ (ข) MMF ที่ใช้งาน

ตารางที่ 2.4 พารามิเตอร์ของ CMBC ในงานวิจัย [16]

ตัวแปร	ค่าที่กำหนด
ตัวเหนี่ยวนำ (L)	1.5mH
ตัวเก็บประจุ (C)	20.0 μ F
ความถี่ในการสวิตช์ ($1/T$)	10.0kHz
แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ต้องการ (v_{ref})	8.2V
แรงดันไฟฟ้าอินพุต (v_{in})	3 ถึง 6V

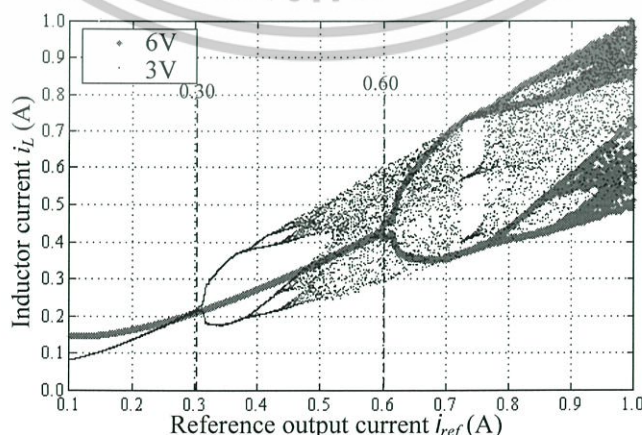
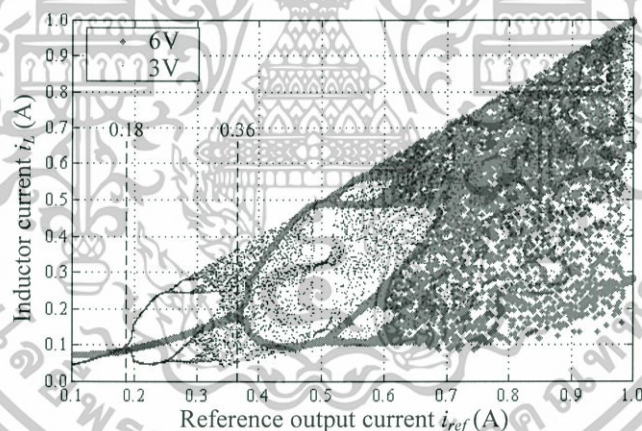
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่สามารถให้ 3 ถึง 6V ระยะเวลาในการค้า ไม่สามารถใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.5 กฎ FLC ที่ใช้ในงานวิจัย [16]

$\Delta m(k-1) \backslash \Delta FFT(k)$	NG	ZE	PO
NG	$C^1(-1)$	$C^2(0)$	$C^3(1)$
ZE	$C^4(0)$	$C^5(0)$	$C^6(0)$
PO	$C^7(1)$	$C^8(0.5)$	$C^9(-1)$

ก) แผนภาพทางแรงแรงของวงจร

พฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของระบบจะแสดงด้วยแผนภาพทางแรงแรงที่เกิดขึ้น ประกอบด้วย พารามิเตอร์ทางแรงแรง i_{ref} กับ i_L แสดงในแนวแกนนอนกับแกนตั้งตามลำดับ แผนภาพทางแรงแรงในงานวิจัยนี้กำหนดให้ i_{ref} มีระยะเปลี่ยนแปลงจาก 0A ถึง 1A การชักค่า i_L ตลอดการเปลี่ยนแปลง i_{ref} จะถูกนำมาแสดงบนแผนภาพ กำหนดให้ R_{Load} เป็น 80Ω วงจรมี v_{in} เป็น 3V กับ 6V แผนภาพทางแรงแรงแสดงได้ดังรูปที่ 2.26 (ก) เห็นได้ว่า วงจรจะมีเสถียรภาพทำงานในโหมด period-1 เมื่อ i_{ref} มีค่าน้อยกว่า 0.18A กับ 0.36A เมื่อ v_{in} เป็น 3V และ 6V ตามลำดับ เมื่อกำหนดให้ R_{Load} เป็น 40Ω ตำแหน่งของเสถียรภาพในโหมด period-1 จะเปลี่ยนไป มีระยะ i_{ref} น้อยกว่า 0.30A กับ 0.60A ต่อ v_{in} ที่ 3V และ 6V ตามลำดับ ดังแผนภาพทางแรงแรงในรูปที่ 2.26 (ข)



(ก)

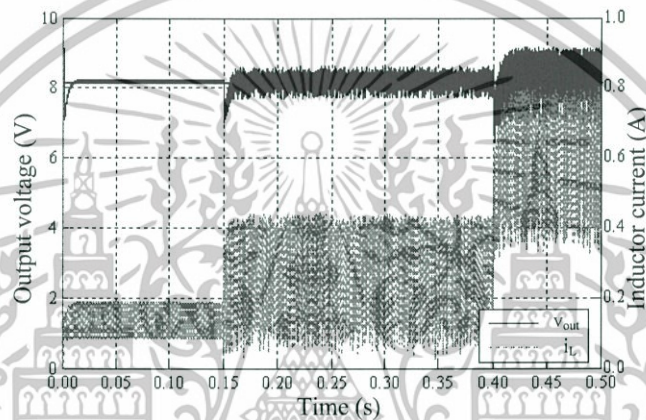
(ข)

รูปที่ 2.26 แผนภาพทางแรงแรง (ก) R_{Load} เป็น 80Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 40Ω

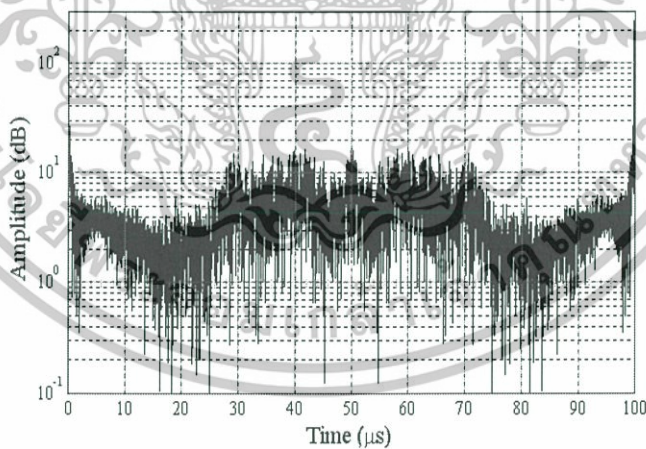
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น ผู้ใช้ต้องรับผิดชอบต่อการใช้งานที่ไม่ถูกต้องหรือไม่เหมาะสมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข) ผลลัพธ์ของ CMBC ที่ไม่มีการควบคุมทางแพร่ง

การทดสอบระบบควบคุมวงปิดที่ไม่มีวงควบคุมทางแพร่ง กำหนดให้ v_{in} คงที่ๆ 6V และลดระดับเป็น 3V ณ เวลา 0.15s ขณะที่ R_{Load} มีค่า 80Ω ในช่วงเวลาจาก 0s ถึง 0.4s และเปลี่ยนเป็น 40Ω หลังจากเวลา 0.4s แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ต้องการ (v_{ref}) มีค่าคงที่ๆ 8.2V ตลอดย่านการทำงาน รูปที่ 2.27 (ก) แสดงผลของ v_{out} กับ i_L ที่เกิดขึ้น เห็นได้ว่า หลังจากเวลา 0.15s ระบบเกิดความไม่เสถียรภาพขึ้น เส้นสเปกตรัมของ i_L ที่เกิดขึ้นที่เวลา 0.3s เมื่อวงจร CMBC มี v_{in} เป็น 3V และ R_{Load} เป็น 80Ω แสดงในรูปที่ 2.27 (ข) เห็นได้ว่า เส้นสเปกตรัมมีความถี่ต่างๆ ผสมกับความถี่มูลฐานที่ 10kHz



(ก)



(ข)

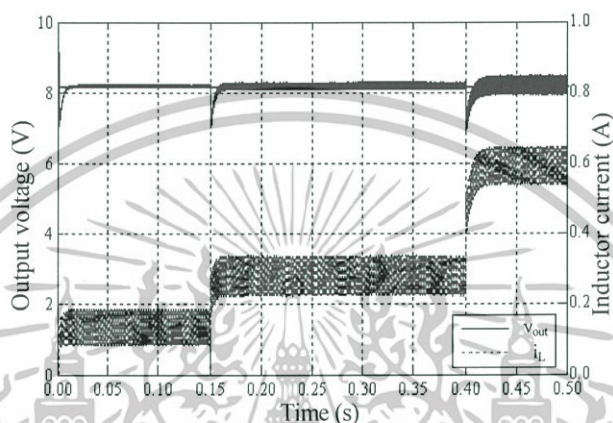
รูปที่ 2.27 การตอบสนองของระบบที่ไม่มีการควบคุมทางแพร่ง (ก) ผลของ v_{out} กับ i_L และ (ข) สเปกตรัมของ i_L เมื่อ v_{in} เป็น 3V และ R_{Load} เป็น 80Ω

ค) ผลลัพธ์ของ CMBC ที่มีการควบคุมทางแพร่ง

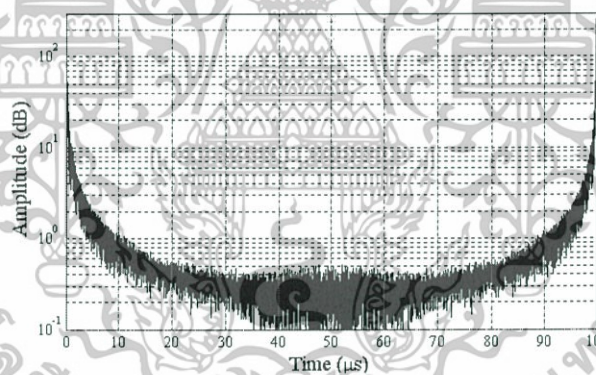
เมื่อระบบควบคุมวงปิดนี้มีส่วนควบคุมทางแพร่ง ผลการตอบสนองของระบบและสเปกตรัมของ i_L แสดงในรูปที่ 2.28 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่าการควบคุมทางแพร่งทำให้ไม่ว่การผิดเพี้ยนอีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตอบสนองของ v_{out} กับ i_L มีเสถียรภาพตลอดย่านของการเปลี่ยนแปลง v_{in} กับ R_{Load} ดังรูปที่ 2.28 (ก) ผลของสเปกตรัม i_L จะมีขนาดของ i_L ที่เป็นกระแสตรงเฉลี่ย (Average Current) สูง เมื่อเทียบกับ i_L ที่มีความถี่ ดังปรากฏในรูปที่ 2.28 (ข)

จากผลลัพธ์ที่เกิดขึ้น พบว่า FLC จะสร้างสัญญาณลดเอียงความชันเหมาะสมที่สุดในการชดเชยทางแรงแรงและช่วยให้การตอบสนองของระบบมีเสถียรภาพ ส่งผลให้ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าตรงมีค่าสูง หรืออีกนัยหนึ่งคือ กระแสริบเปิ้ล (Ripple Current หรือ Δi_L) ของ i_L มีค่าต่ำ



(ก)

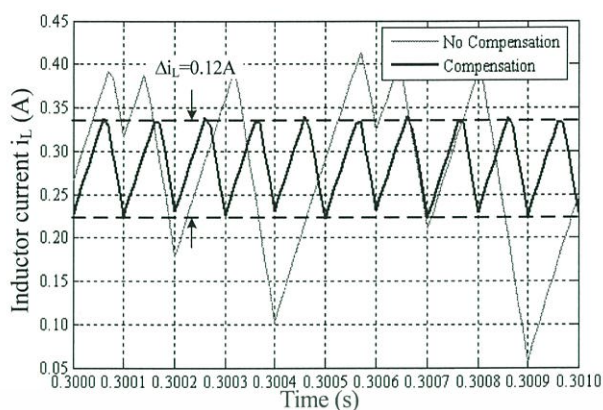


(ข)

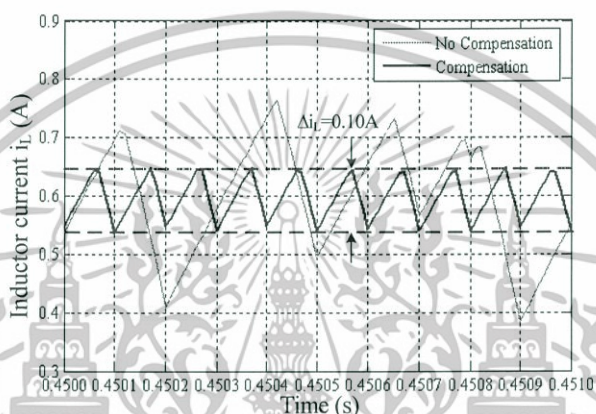
รูปที่ 2.28 การตอบสนองของระบบที่มีการควบคุมทางแรงแรง (ก) ผลของ v_{out} กับ i_L และ (ข) สเปกตรัมของ i_L เมื่อ v_{in} เป็น 3V และ R_{Load} เป็น 80Ω

การเปรียบเทียบ i_L ในสถานะอยู่ตัวของระบบควบคุมวงปิดเมื่อไม่มีและมีการควบคุมทางแรงแรงแสดงในรูปที่ 2.29 (ก) และ (ข) ตามลำดับ กำหนด R_{Load} จาก 80Ω เปลี่ยนแปลงเป็น 40Ω เมื่อ v_{in} คงที่ 3V เห็นได้ว่าระบบที่ปราศจากการควบคุมทางแรงแรงเกิดความอลวนที่ i_L โดยเกิดกระแสริบเปิ้ลที่สูง ในขณะที่ระบบที่มีการควบคุมทางแรงแรงด้วย FLC จะสามารถรักษา i_L ให้ทำงานในโหมด period-1 มี Δi_L เป็น 0.12A กับ 0.10A ต่อ R_{Load} ที่ 80Ω และ 40Ω ตามลำดับ นอกจากนี้ หากพิจารณาผลของ v_{out} ในระบบที่มี FLC จะแตกต่างอย่างชัดเจนเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มี FLC ดังแสดงผ่านมารูปที่ 2.27 (ก) และ 2.28 (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.29 การตอบสนองในสถานะอยู่ตัวของ i_L ควบคุมทางแปร่งด้วย FLC ที่นำเสนอ (ก) R_{Load} เป็น 80Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 40Ω

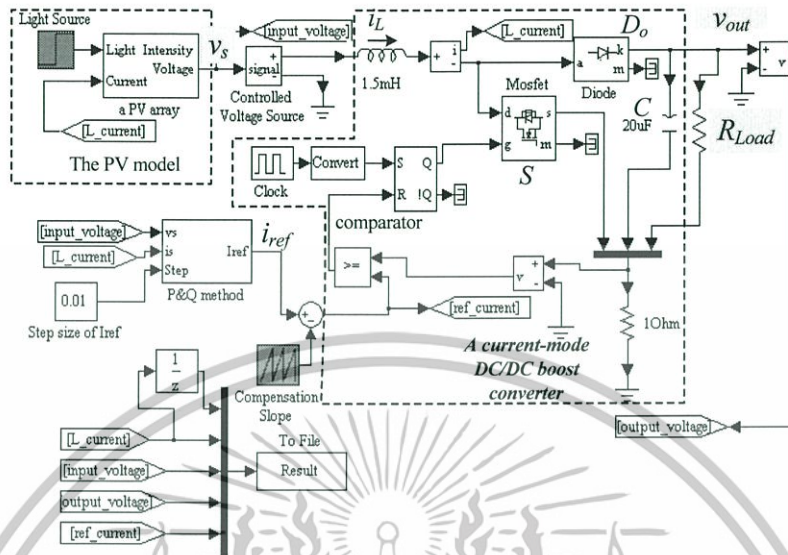
2.12.2 ตัวอย่างการควบคุมทางแปร่งสำหรับระบบ MPPT

ประโยชน์ของการใช้ CMBC พร้อมการควบคุมทางแปร่งสำหรับระบบ MPPT ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ถูกนำเสนอไว้ในงานวิจัยที่ [30] มีการจำลองระบบแสดงไว้ในรูปที่ 2.30 ประกอบด้วย อาร์เรย์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักของระบบ วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสตรงแบบ CMBC ส่วนของวงจรสร้างสัญญาณลาดเอียงเพื่อขจัดทางแปร่งในระบบ เลือกตัวต้านทาน R_{Load} ที่เป็นภาระของวงจร แบบจำลองทั้งหมดถูกสร้างขึ้นด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK®

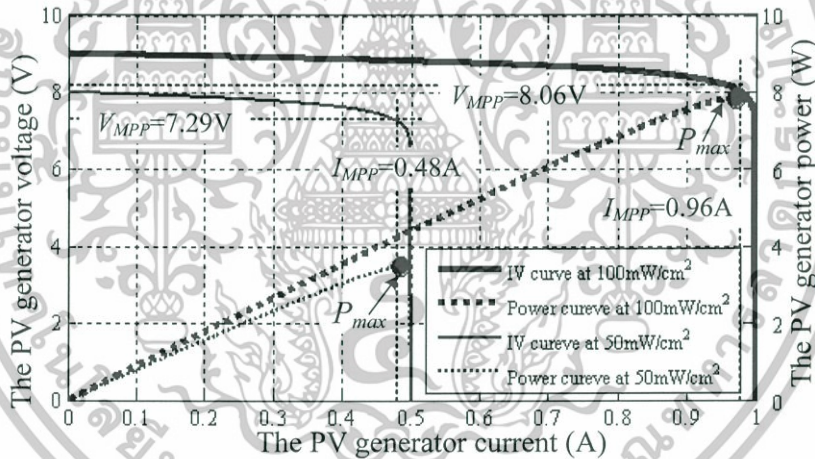
ตัวควบคุมจะปรับจุดทำงานของวงจร CMBC ในระบบให้เคลื่อนหาตำแหน่งการทำงาน ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วยการปรับค่ากระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} สำหรับนำไปกำหนดอัตราส่วนคิวตี้ d ที่ควบคุมจังหวะการทำงานของสวิตช์ S ในวงจร CMBC กระแสไฟฟ้า i_L ของวงจร CMBC จะเป็นกระแสที่วงจรได้รับจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์โดยตรง อัลกอริทึมของกระบวนการ MPPT เลือกใช้วิธีการรบกวนและสังเกต หรือ P&O สำหรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับเปลี่ยน i_{ref} ให้ได้ค่าเหมาะสมแก่อาร์เรย์แสงอาทิตย์ ณ ตำแหน่ง MPP ดังแสดงในเส้นโค้ง I-V ในรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.30 แบบจำลองการควบคุมทางแรงดันสำหรับระบบ MPPT ในงานวิจัย [30]



รูปที่ 2.31 เส้น โคง I-V และกำลัง ไฟฟ้าจากแผงอาร์เรย์แสงอาทิตย์ในงานวิจัย [30]

ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนคิวตี้ d กับกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} คำนวนหาได้จาก กฎสมมูลของกำลังไฟฟ้า [3] เป็น

$$\left(i_{ref} - \frac{\Delta i_L}{2}\right) v_s = \frac{v_{out}}{R_{Load}} = \frac{v_s^2}{(1-d)^2 R_{Load}} \quad (2.45)$$

เมื่อ Δi_L เท่ากับ dTv_s/L นั่นคือวงจร CMBC จะมีเสถียรภาพ เมื่อกำหนดระดับ กระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} เป็น

$$I_{ref} < \frac{v_s}{R_{Load}} \left[\frac{dR_{Load}T}{2L} + \frac{1}{(1-d)^2} \right] \Big|_{d=0.5} \quad (2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากพิจารณาภาระที่ต่อร่วมในวงจร CMBC สำหรับกระบวนการ MPPT กำหนด i_L เป็นกระแสไฟฟ้ายอด (Peak) ณ MPP ภาระ R_{Load} ของ CMBC ที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพเป็น

$$R_{Load} < \frac{4v_s}{i_L - \frac{v_s T}{4L}} \quad (2.47)$$

งานวิจัยนี้มีแบบจำลองของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ และวงจร CMBC ที่ได้อธิบายในส่วนผ่านมาเป็นดังตารางที่ 2.6 และ 2.7 ตามลำดับ แบบจำลอง PV ที่สมมุติขึ้นสำหรับทดสอบระบบที่นำเสนอนี้ สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ 3.50W และ 7.90W ดังแสดงเส้นโค้ง I-V ผ่านมาในรูปที่ 2.31 เลือกระยะของวงจร CMBC เป็น 40Ω กับ 100Ω กำหนดความชันสำหรับชดเชยทางแพร่ m_c คงที่เป็น 5,000 และอัลกอริทึม P&O ทำงานตามอัตราการชกค่าสัญญาณภายนอกที่เวลา 1ms มีอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าอ้างอิง $i_{ref}(\Delta i_{ref})$ เป็น 0.01A

ตารางที่ 2.6 พารามิเตอร์ของอาร์เรย์ PV ในงานวิจัย [30]

ตัวแปร	ค่าที่กำหนด
กระแสลัดวงจร ณ อุณหภูมิ 25°C (I_{sc}) ที่ความเข้มแสง 100mW/cm ²	1.0A
แรงดันไฟฟ้าเปิดวงจรของ PV (V_{oc}) ที่ความเข้มแสง 50mW/cm ²	8.0V
แรงดันไฟฟ้าเปิดวงจรของ PV (V_{oc}) ที่ความเข้มแสง 100mW/cm ²	9.0V

ตารางที่ 2.7 พารามิเตอร์ของ CMBC ในงานวิจัย [30]

ตัวแปร	ค่าที่กำหนด
ตัวเหนี่ยวนำ (L)	1.5mH
ตัวเก็บประจุ (C)	20.0μF
ความถี่ในการสวิตช์ ($1/T$)	10.0kHz

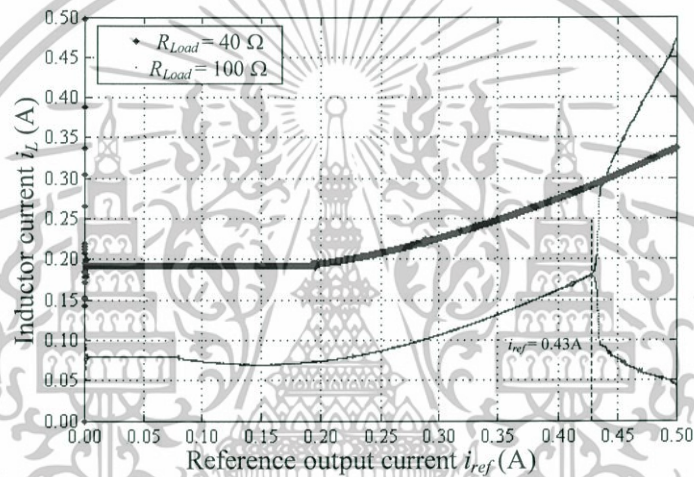
ก) ผลลัพธ์ MPPT ณ ความเข้มแสง 50mW/cm²

เมื่อความเข้มแสง λ มีค่า 50mW/cm² อาร์เรย์แสงอาทิตย์มี I_{sc} เท่ากับ 0.50A แพนผังทางแพร่สำหรับ CMBC เพื่อใช้ในการศึกษาพฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของระบบทำด้วยการปรับเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} จาก 0A ไปจนถึง I_{sc} รูปที่ 2.32 แสดงแผนผังทางแพร่เปรียบเทียบระหว่าง R_{Load} ค่า 40Ω กับ 100Ω ณ ความเข้มแสงเหล่านี้ พบว่า เมื่อ R_{Load} เป็น 40Ω ระบบ MPPT นี้จะมีเสถียรภาพของ i_L ที่การทำงานในโหมด period-1 ตลอดย่านของกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} แต่เมื่อ R_{Load} เป็น 100Ω ระบบ MPPT จะไม่มีเสถียรภาพ โดยทำงานที่ period-1 ในระยะของกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} จาก 0A ถึง 0.43A หลังจาก i_{ref} มากกว่า 0.43A

แล้ว i_L ในระบบจะทำงานที่ period-2

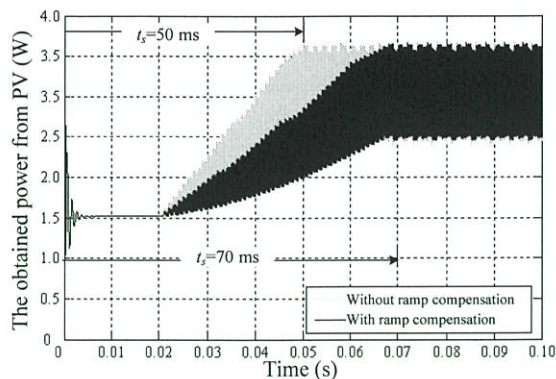
พิจารณาที่เส้นโค้ง I-V ที่แสดงผ่านมาในรูปที่ 2.31 เมื่อระบบ MPPT ของระบบทำงานที่ความเข้มแสง 50mW/cm^2 อาร์เรย์ PV จะผลิตกำลังไฟฟ้าขนาด 3.50W มีแรงดันไฟฟ้า ณ MPP (V_{MPP}) กับกระแสไฟฟ้า ณ MPP (I_{MPP}) เป็น 7.29V กับ 0.48A ตามลำดับ ระบบ MPPT นี้จะมีเสถียรภาพเมื่อภาระ R_{Load} เป็น 40Ω แต่ไม่มีเสถียรภาพต่อ R_{Load} ที่ 100Ω ณ MPP หากคำนวณสมการที่ (2.47) ภาระ R_{Load} มากสุดที่ทำให้ระบบ MPPT ยังมีเสถียรภาพคือ

$$R_{Load} < \frac{4(7.29)}{0.48 - \frac{7.29}{4(1.5 \times 10^{-3})(10 \times 10^3)}} = 81.34\Omega \quad (2.48)$$

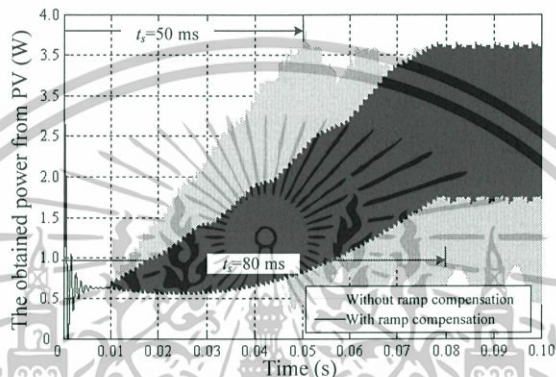


รูปที่ 2.32 แผนผังทางแปร่งที่ความเข้มแสง 50mW/cm^2

รูปที่ 2.33 (ก) และ (ข) แสดง MPPT เมื่อ R_{Load} มีค่าเป็น 40Ω กับ 100Ω ตามลำดับ โดยเปรียบเทียบแบบที่ไม่มีกับการควบคุมทางแปร่ง เห็นได้ว่า เมื่อ R_{Load} เป็น 40Ω ระบบ MPPT ที่ไม่มีและมีการควบคุมทางแปร่งไม่มีความแตกต่างของกำลังไฟฟ้าในสถานะอยู่ตัวที่ 3.50W แต่มีความแตกต่างของเวลาการเข้าสู่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด หรือเวลาเข้าที่ (Settling Time หรือ t_s) เป็น 50ms กับ 70ms ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 2.33 (ก) ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นของ MPPT เมื่อ R_{Load} เป็น 100Ω เป็นดังรูปที่ 2.33 (ข) ซึ่งมีความแตกต่างของกำลังไฟฟ้าในสถานะอยู่ตัวแม้ว่าระบบ MPPT ที่ไม่มีการควบคุมทางแปร่งจะมีเวลา t_s เป็น 50ms แต่ระดับของกำลังไฟฟ้าที่ได้จะไม่คงที่ เกิดการแกว่งรอบ MPP ในขณะที่ระบบ MPPT ที่มีการควบคุมทางแปร่งจะมี t_s เป็น 80ms แต่ระดับกำลังไฟฟ้าในสถานะอยู่ตัวคงที่ ณ MPP รูปที่ 2.34 (ก) และ (ข) แสดงผลลัพธ์ของกำลังไฟฟ้า p_s กับกระแสไฟฟ้า i_L ในสถานะอยู่ตัว

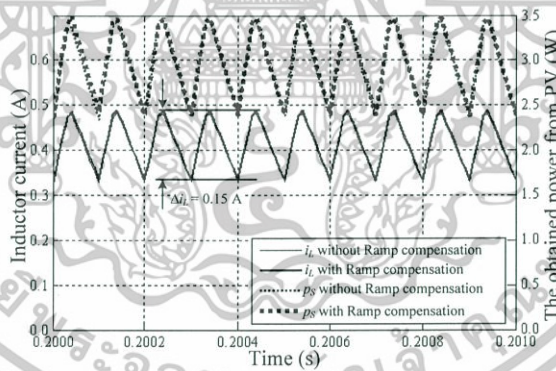


(ก)

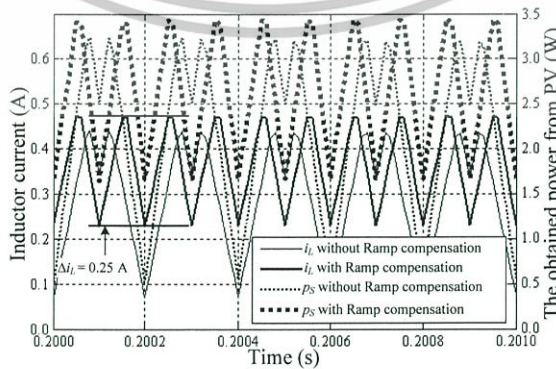


(ข)

รูปที่ 2.33 ผลลัพธ์ MPPT เมื่อ (ก) R_{Load} เป็น 40Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 100Ω



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.34 ผลลัพธ์ MPPT ในสถานะอยู่ตัว ณ ความเข้มแสง 50mW/cm^2 เมื่อ (ก) R_{Load} เป็น 40Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

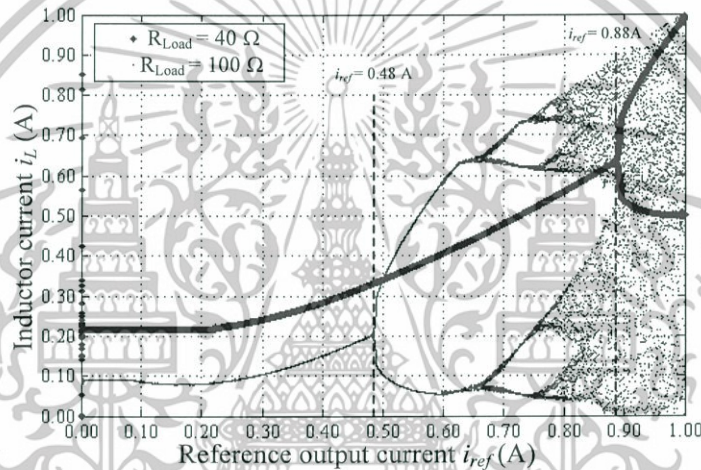
และ (ข) R_{Load} เป็น 100Ω

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นได้ว่า ระบบ MPPT ที่มีการควบคุมทางแรงแรงจะไม่มีผลต่อกระแสไฟฟ้า i_L เมื่อระบบทำงานที่ period-1 แต่จะช่วยลดการแกว่งของกระแสไฟฟ้า i_L เมื่อระบบไม่ได้ทำงานอยู่ใน period-1 กล่าวคือ ค่าการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้า i_L (Δi_L) จะถูกจำกัดไว้ที่ 0.15A กับ 0.25A สำหรับ R_{Load} มีค่าเป็น 40Ω กับ 100Ω ตามลำดับ

ข) ผลลัพธ์ MPPT ณ ความเข้มแสง 100mW/cm²

แผนผังทางแรงแรง ณ ความเข้มแสงนี้แสดงในรูปที่ 2.35 พบว่า เมื่อ R_{Load} เป็น 40Ω และ 100Ω ระบบ MPPT นี้จะเสถียรที่การทำงานใน period-1 ตลอดย่านกระแสไฟฟ้าอ้างอิง i_{ref} จาก 0A ถึง 0.88A และ จาก 0A ถึง 0.48A ตามลำดับ



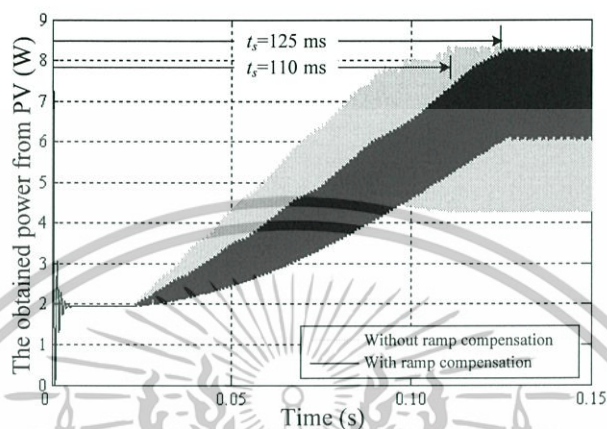
รูปที่ 2.35 แผนผังทางแรงแรง ณ ความเข้มแสง 100mW/cm²

ภายใต้ความเข้มแสง 100mW/cm² อารีย์แสงอาทิตย์จะผลิตกำลังไฟฟ้า 7.90W มี V_{MPP} กับ I_{MPP} ที่ MPP เป็น 8.06V กับ 0.98A ตามลำดับ ดังนั้นที่ MPP จะไม่มีเสถียรภาพเมื่อภาระ R_{Load} เป็น 40Ω และ 100Ω มีจุดทำงานที่ period-2 กับยลวน ตามลำดับ ย่านของ R_{Load} ที่ทำให้ระบบ MPPT นี้มีเสถียรภาพ คือ

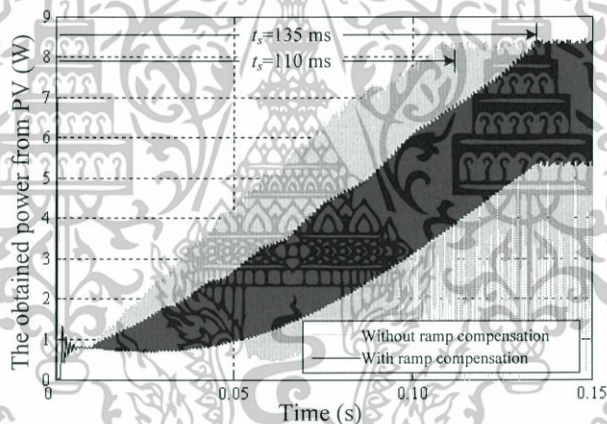
$$R_{Load} < \frac{4(8.06)}{0.98 - \frac{8.06}{4(1.5 \times 10^{-3})(10 \times 10^3)}} = 38.13\Omega \quad (2.49)$$

ผลลัพธ์ของ MPPT ที่เกิดขึ้นเมื่อ R_{Load} มีค่าเป็น 40Ω กับ 100Ω แสดงในรูปที่ 2.36 (ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยเปรียบเทียบระบบ MPPT แบบที่ไม่มีกับมีการควบคุมทางแรงแรง แม้ว่าระบบ MPPT ที่ไม่มีการควบคุมทางแรงแรงมีเวลา t_s ที่น้อย เป็น 110ms เมื่อ R_{Load} มีค่าเป็นทั้ง

40Ω กับ 100Ω แต่ระดับกำลังไฟฟ้าที่ในสถานะอยู่ตัวจะมีการเบี่ยงเบนออกจาก MPP มาก เมื่อประยุกต์การควบคุมทางแรงแรงเข้าไปในระบบจะมีเวลา t_s สำหรับ R_{Load} 40Ω กับ 100Ω เป็น 125 ms กับ 135ms ตามลำดับ แต่ระดับกำลังไฟฟ้าในสถานะอยู่ตัวจะคงที่ๆ MPP



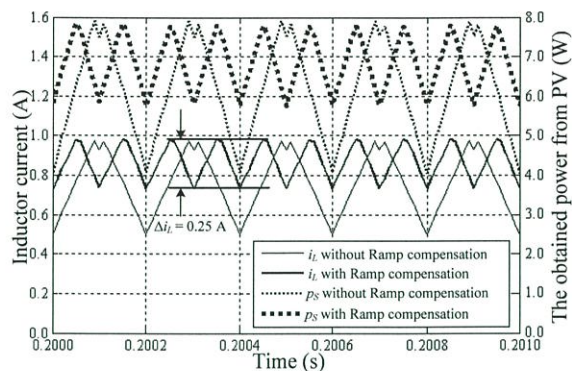
(ก)



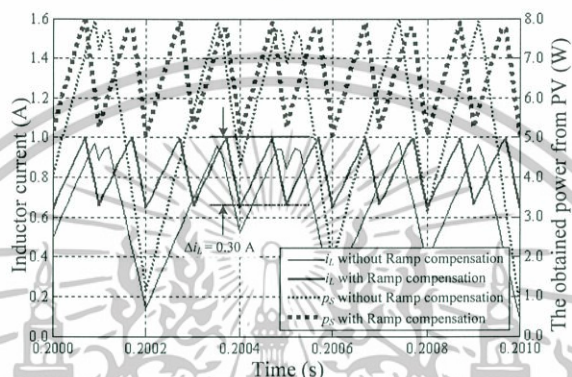
(ข)

รูปที่ 2.36 ผลลัพธ์ MPPT เมื่อ(ก) R_{Load} เป็น 40Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 100Ω

ผลลัพธ์ของกำลังไฟฟ้า p_s กับกระแสไฟฟ้า i_L ในสถานะอยู่ตัวของภาระทั้งสองแสดงในรูปที่ 2.37 (ก) และ (ข) เห็นได้ว่าระบบ MPPT ที่มีการควบคุมทางแรงแรงจะช่วยแก้ไขปัญหาของเสถียรภาพในระบบ มีจุดทำงานใน period-1 และจำกัด Δi_L ไว้ที่ 0.25A กับ 0.30A สำหรับ R_{Load} เป็น 40Ω กับ 100Ω ตามลำดับ



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.37 ผลลัพธ์ MPPT ในสถานะอยู่ตัว ณ ความเข้มแสง 100mW/cm^2 เมื่อ (ก) R_{Load} เป็น 40Ω และ (ข) R_{Load} เป็น 100Ω

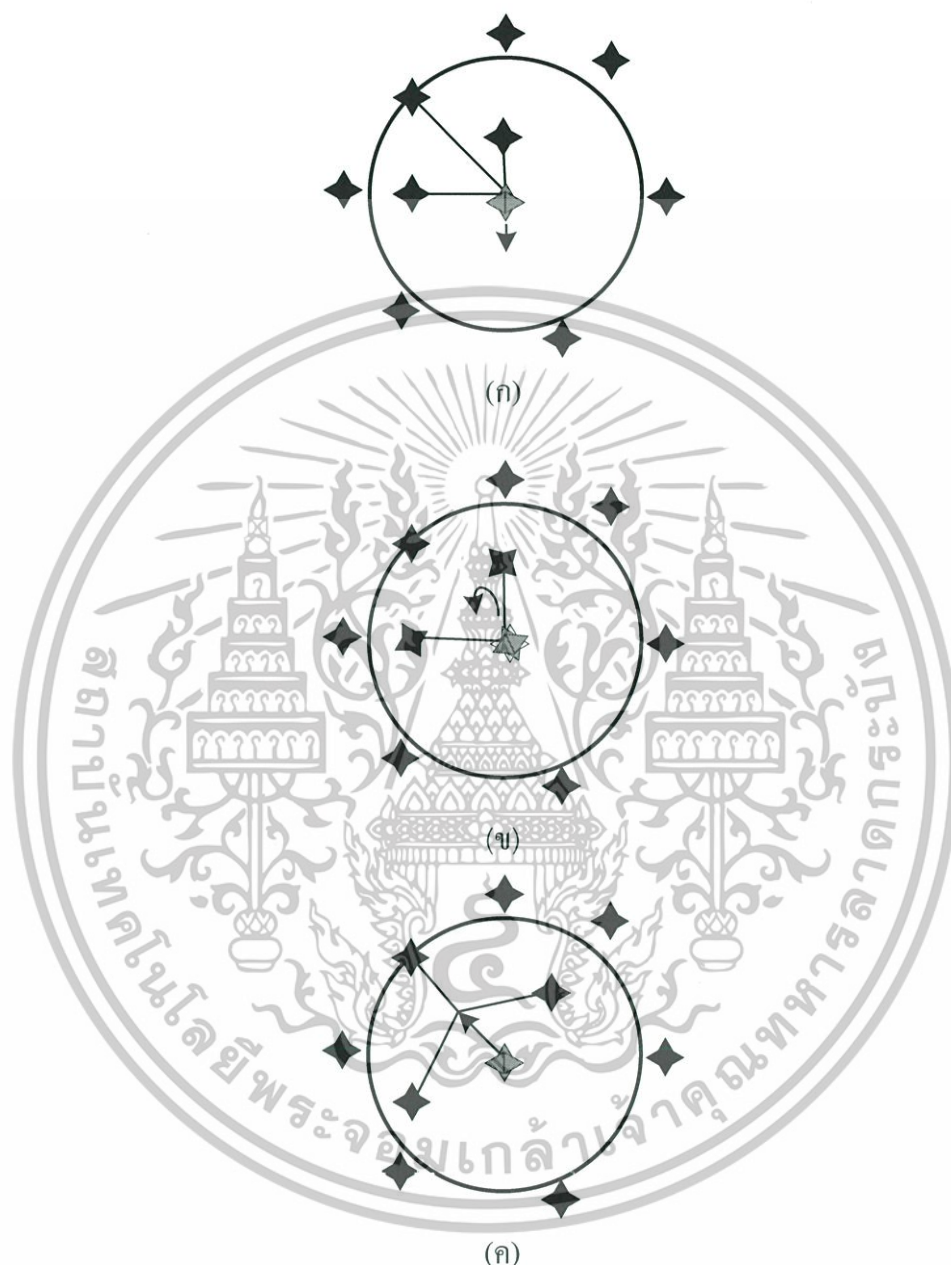
2.13 อัลกอริทึมการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาค

อัลกอริทึมการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาค หรือ PSO [68] เป็นแขนงหนึ่งของความฉลาดแบบกลุ่ม (Swarm Intelligence) เป็นวิธีการพัฒนาการเรียนรู้หรือความจำของอนุภาคในกลุ่ม แตกต่างจากวิธีการอัลกอริทึมพันธุกรรม (Genetic Algorithm) ที่ใช้การวิวัฒนาการหรือ การคัดสรรสายพันธุ์ที่ดีหรือแย่ PSO ถูกพัฒนาโดย Eberhart และ Kennedy (1995) [69] สำหรับการแก้ปัญหาทางคอมพิวเตอร์หรือวิศวกรรม มีแนวคิดจากการหาอาหารของนก หรือของปลา และทฤษฎีการเคลื่อนที่ (Velocity Theory) โดยอาศัยการเคลื่อนที่กันเป็นกลุ่มและการเว้นระยะห่างระหว่างนก เป็นตัวอย่างศึกษา เรียกว่าอนุภาค แนวคิด PSO เริ่มมาจากการสังเกตพฤติกรรมตัวแทน (Agent) ในกลุ่ม ดังแสดงตัวอย่างไว้ในรูปที่ 2.38 (ก) ถึง (ค) มีรายละเอียดดังต่อไปนี้ [70]

- ระยะห่าง (Separation) ตัวแทนจะเคลื่อนที่ออกห่างจะสมาชิกใกล้เคียง หากตัวแทนนี้เข้าใกล้กับสมาชิกนั้นๆ จะมีการเคลื่อนที่หนีออกมาดังรูปที่ 2.38 (ก)
- การวางตัว (Alignment) ตัวแทนหักเหเส้นทางไปในแนวเดียวกันกับสมาชิกใกล้เคียงดังรูปที่ 2.38 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ความเป็นกลุ่มเป็นก้อน (Cohesion) ตัวแทนในกลุ่มจะรักษาระยะเฉลี่ยกับสมาชิกใกล้เคียงให้คงที่ดังแสดงในรูปที่ 2.38 (ค)



รูปที่ 2.38 แนวคิดของการเคลื่อนที่กันเป็นกลุ่ม (ก) การเว้นระยะห่าง (ข) การวางตัว และ (ค) ความเป็นกลุ่มเป็นก้อน

การทำให้เหมาะสมแบบ PSO มีหลักการจากการสังเกตสิ่งมีชีวิตที่ดำรงชีวิตเป็นฝูงหรือกลุ่ม อาศัยหลักการที่สิ่งมีชีวิตซึ่งใช้การร่วมมือกันแทนที่จะแข่งขันกัน และมีการสื่อสารภายในกลุ่ม (Social Behavior) สำหรับแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในธรรมชาติ เพื่อประยุกต์ใช้งานสำหรับการแก้ไขปัญหาทางวิทยาศาสตร์ ทำให้ประสิทธิภาพในการแก้ปัญหาและประสิทธิผลของคำตอบมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 มากกว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการของ PSO คือกลุ่ม (Swarm) จะถูกสร้างด้วยแบบจำลองแบบอนุภาค (Particle) ในปริภูมิหลายมิติ (Multidimensional Space) ที่ประกอบด้วยตำแหน่งและความเร็ว อนุภาคจะเคลื่อนที่ผ่านปริภูมิเกิน (Hyperspace) โดยประกอบด้วยความสามารถของการจำตำแหน่งที่ดีที่สุดของอนุภาคเองและอนุภาคอื่นๆ สมาชิกในกลุ่มจะส่งผ่านตำแหน่งที่ดีที่สุดให้แก่อนุภาคอื่นๆ เพื่อปรับเปลี่ยนตำแหน่งและความเร็วของแต่ละอนุภาคตามอนุภาคที่ให้ผลลัพธ์ที่ดีที่สุด ดังนั้นคุณสมบัติของอนุภาคในกลุ่มจึงเป็นดังนี้

- ค่าที่ดีที่สุดในกลุ่มจะถูกปรับปรุง เมื่อมีการค้นพบค่าที่ดีที่สุดใหม่ในตำแหน่งใหม่ จากแต่ละอนุภาคในกลุ่ม
- ตำแหน่งที่ดีที่สุดของสมาชิกรอบๆ จะมีการแลกเปลี่ยนข้อมูลซึ่งกันละกัน
- แต่ละอนุภาคจะทราบตำแหน่งที่ดีที่สุดของอนุภาคเอง

ความเร็วของแต่ละอนุภาคจะถูกปรับปรุงในแต่ละวงรอบการคำนวณของ PSO ตามตำแหน่งที่ดีที่สุดของอนุภาคเองและตำแหน่งที่ดีที่สุดของอนุภาคใกล้เคียงอื่นๆ กำหนดให้เวกเตอร์ของความเร็ว \mathbf{v}_i กับ \mathbf{pos}_i เป็นเวกเตอร์ความเร็วของอนุภาคลำดับที่ i กับเวกเตอร์ของตำแหน่งอนุภาคลำดับที่ i ตามลำดับ และ \mathbf{p}_i กับ \mathbf{p}_g เป็นเวกเตอร์ตำแหน่งที่ดีที่สุดของอนุภาคเองกับตำแหน่งที่ดีที่สุดในกลุ่ม กำหนด $i=1,2,\dots,n$ ซึ่ง n เป็นอนุภาคทั้งหมด การปรับเปลี่ยนอนุภาคใน PSO เป็นดังต่อไปนี้ [71]

$$\begin{aligned} \mathbf{vel}_i(m+1) = & \mathbf{vel}_i(m) \\ & + \varphi_1 \otimes (\mathbf{p}_i(m) - \mathbf{pos}_i(m)) \\ & + \varphi_2 \otimes (\mathbf{p}_g(m) - \mathbf{pos}_i(m)) \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\mathbf{pos}_i(m) = \mathbf{pos}_i(m) + \mathbf{vel}_i(m) \quad (2.51)$$

เมื่อ φ_1 เท่ากับ $c_1 \times rand()$ และ φ_2 เท่ากับ $c_2 \times Rand()$ ซึ่ง c_1 กับ c_2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความเร่ง (Acceleration Coefficient) มีคิงที่เป็นจำนวนจริงใดๆ $rand()$ กับ $Rand()$ เป็นตัวเลขที่เกิดจากการสุ่ม (Random Number) มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 \mathbf{vel}_i กับ \mathbf{pos}_i เป็นเวกเตอร์ของความเร็วกับตำแหน่งของอนุภาค และสัญลักษณ์ \otimes แทนการคูณในระดับสมาชิกในเวกเตอร์ (Vector-wise Multiplication) เห็นได้ว่า ความเร็วในสมการที่ (2.50) ประกอบด้วย 3 ส่วนด้วยกันคือ

- แรงผลักดัน (Momentum) เป็นความพยายามที่จะเคลื่อนที่ไปในทิศทางต่างๆ ของอนุภาค กล่าวคือ พจน์ของ \mathbf{vel}_i ด้านขวามือจะแทนความเร็วในอดีตที่จะนำไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่กำหนดการเคลื่อนที่ของอนุภาคจากทิศทางจังกอคือคุณภาพให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

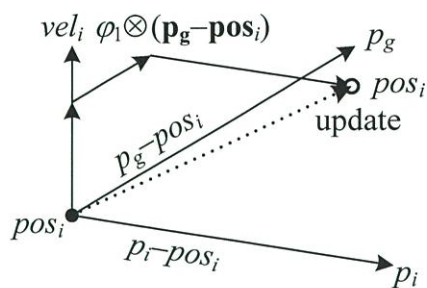
- กระบวนการคิดของอนุภาค (Cognitive) พจน์ $\varphi_1 \otimes (\mathbf{p}_i - \mathbf{pos}_i)$ เป็นการเปลี่ยนแปลงความเร็วหรือตำแหน่งของอนุภาคจากตำแหน่งที่ดีที่สุดของอนุภาคเอง
- กระบวนการทางสังคม (Social) พจน์ของ $\varphi_2 \otimes (\mathbf{p}_g - \mathbf{pos}_i)$ เป็นการเปลี่ยนแปลงความเร็วหรือตำแหน่งของอนุภาคจากตำแหน่งที่ดีที่สุดจากสมาชิกอื่นๆ ในกลุ่ม

ข้อมูลจาก \mathbf{p}_g จะแพร่กระจายไปให้แต่ละอนุภาคในกลุ่ม เพื่อชักนำแต่ละอนุภาคไปยังตำแหน่งที่เหมาะสม โดยทั่วไปการจัดสร้าง PSO [71] จะกำหนดหรือไม่กำหนดขอบเขตของ \mathbf{p}_g เมื่อกำหนดขอบเขตของ \mathbf{p}_g จะเป็นการจำกัดค่าที่ดีที่สุดในกลุ่มจากบริเวณใกล้เคียงอนุภาค เรียกว่า $lbest$ หากไม่จำกัดขอบเขตของ \mathbf{p}_g จะเป็นการใช้ค่าที่ดีที่สุดในกลุ่มเรียกว่า $pbest$

ความเร็วที่เกิดขึ้นในสมการที่ (2.50) อาจนำอนุภาคให้เคลื่อนที่ออกนอกบริเวณที่เป็นคำตอบที่เหมาะสม การกำหนดความเร็วสูงสุดหรือต่ำสุดจะจำกัดขอบเขตของการเคลื่อนที่ไม่ให้ออกจากบริเวณที่กำหนดได้ นอกจากนี้ การกำหนดตัวถ่วงน้ำหนัก (Inertia Weight หรือ w) จะช่วยควบคุมและจำกัดการเคลื่อนที่ของอนุภาคจากการปรับปรุงสมการที่ (2.50) ให้เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \mathbf{vel}_i(m+1) = & w\mathbf{vel}_i(m) \\ & + \varphi_1 \otimes (\mathbf{p}_i(m) - \mathbf{pos}_i(m)) \\ & + \varphi_2 \otimes (\mathbf{p}_g(m) - \mathbf{pos}_i(m)) \end{aligned} \quad (2.52)$$

เห็นได้ว่า w จะช่วยกำหนดขนาดของเปลี่ยนแปลง \mathbf{vel}_i เมื่อกำหนด w มากกว่า 1 จะทำ \mathbf{vel}_i มีค่าเพิ่มขึ้นตามจำนวนของวงรอบการคำนวณ ในทางตรงกันข้าม เมื่อกำหนด w น้อยกว่า 0 จะทำ \mathbf{vel}_i มีค่าลดลงตามจำนวนวงรอบการคำนวณจนกระทั่งเข้าสู่ 0 ซึ่งเป็นตำแหน่งที่เหมาะสม งานวิจัย [72] ได้นำเสนอการกำหนดขอบเขตที่เหมาะสมแก่ w ในระยะ 0.4 ถึง 0.9 การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของอนุภาค x_i ในระนาบของ \mathbf{v}_i กับ \mathbf{p}_i และ \mathbf{p}_g แสดงไว้ในรูปที่ 2.39 ฟังก์ชันความเหมาะสม (Fitness Function หรือ f) จะถูกนำคำนวณและจัดเก็บค่าไว้ใน $pbestval_i$ กับ $gbestval$ ซึ่งจะนำมาระบุตำแหน่งที่เหมาะสมให้แก่ \mathbf{p}_i กับ \mathbf{p}_g ที่กำหนดให้มีค่าเป็น $pbest_i$ กับ $gbest$ ตามลำดับ การคำนวณของ PSO สำหรับการค้นหาผลลัพธ์ที่เหมาะสมในกลุ่ม P ดังรูปที่ 2.40



รูปที่ 2.39 การเคลื่อนที่ของอนุภาคใน PSO

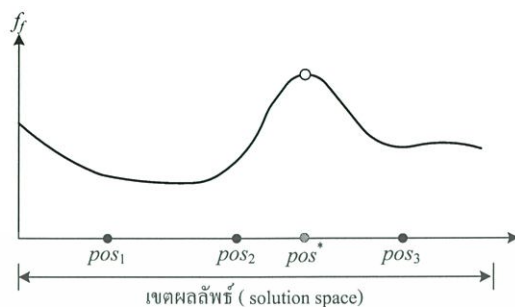
- กำหนดขอบเขตผลลัพธ์มิติ U ในปริภูมิยูคลิด (Euclidean space)
- ฟังก์ชันความเหมาะสม $f_f: \mathcal{H}^U \rightarrow \mathcal{H}$
- กลุ่มของอนุภาคจะกำหนดเป็นเซต P
- ผลลัพธ์ของอนุภาค P_i เมื่อ $i=1,2,\dots,m$ มีส่วนประกอบเป็นตำแหน่ง $\mathbf{pos} = \{pos_1, pos_2, \dots, pos_n\}$, $x_j \in \mathcal{H}$ ที่ลำดับการคำนวณ m ความเร็ว $\mathbf{vel} = \{vel_1, vel_2, \dots, vel_n\}$, $v_j \in \mathcal{H}$ ที่ลำดับการคำนวณ m
- ค่า $pbestval_i$ คือ $f_f(pos_i(m))$ เมื่อ $f_f(pos_i(m)) \geq pbestval_i$ และ $p_i = pbest_i = pos_i(m)$
- ค่า $gbestval$ คือ $f_f(pos_g(m))$ ที่ทำให้ $f_f(pos_g(m)) \geq f_f(pos_i(m))$ สำหรับ $pos_i(m)$ เมื่อ $P_i \in P$ และ $p_g = gbest = pos_g(m)$
- ตำแหน่ง pos^* จะเป็นตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดเมื่อ $f_f(pos^*) \geq f_f(y)$ เมื่อ $y \in \mathcal{H}^U$

รูปที่ 2.40 การทำงานของ PSO

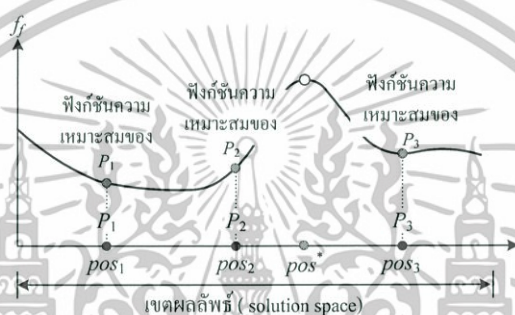
จากการคำนวณของ PSO ที่ผ่านมา รูปที่ 2.41 (ก) แสดงฟังก์ชันความเหมาะสมสูงสุด (Maximum Fitness) กับอนุภาค P_i ซึ่งมีตำแหน่งเริ่มต้นเป็น pos_i และมีตำแหน่งที่เหมาะสมเป็น pos^* กำหนดให้ vel_i เป็นศูนย์ทุกค่า ฟังก์ชันความเหมาะสมจะถูกคำนวณจากแต่ละอนุภาคดังแสดงในรูปที่ 2.41 (ข) หลังจากนั้นการปรับเปลี่ยนค่า $pbestval_i$ กับ $gbestval$ และการคำนวณหา vel_i สำหรับแต่ละอนุภาคตามอัลกอริทึมในรูปที่ 2.40 ความเร็วของ vel_i จะถูกคำนวณตามสมการที่ (2.52) มีทิศทางของ vel_i และ $gbestval$ เป็นดังรูปที่ 2.41 (ค) แต่ละตำแหน่งของอนุภาค จะเคลื่อนที่ไปหาตำแหน่งที่เป็นค่าของ $gbest$ ดังรูปที่ 2.41 (ง) หลังจากนั้นการกำหนด $pbestval_i$ กับ $gbestval$ และ vel_i ใหม่จะเกิดขึ้นเพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลทำงานในวงรอบการคำนวณครั้งหน้า

การประยุกต์ใช้ PSO สำหรับงานวิจัยต่างๆ เช่นการปรับแต่งตัวควบคุมในระบบควบคุมวงปิด [73] หรือการควบคุมด้วยเสียง [57] ได้แสดงให้เห็นว่า PSO ช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น การประยุกต์ใช้ PSO ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นกรณีศึกษาการปรับปรุง FLC

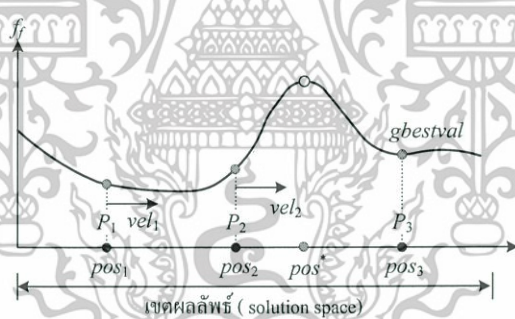
สำหรับ MPPT เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและสมรรถนะของระบบที่นำเสนอ ดังจะได้แสดงรายละเอียดในบทถัดไป



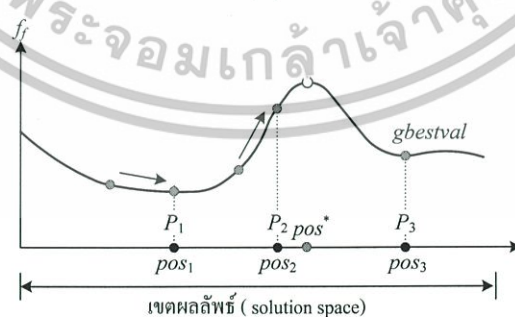
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 2.41 ตัวอย่างการเคลื่อนในเขตผลลัพธ์ของแต่ละอนุภาคใน PSO (ก) อนุภาคเริ่มต้น (ข) ฟังก์ชันความเหมาะสม (ค) ตำแหน่ง ความเร็วของอนุภาค กับ การกำหนด gbest และ (ง) การปรับเปลี่ยนตำแหน่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.14 บทสรุป

การทบทวนทฤษฎีและเนื้อหาต่างๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ได้ถูกนำเสนอไว้ในบทนี้ เห็นได้ว่าวงจรดิจิทัลซีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสซึ่งเป็นการควบคุมอัตราส่วนดิวิตีทางอ้อมมีข้อดีกว่า วงจรดิจิทัลซีคอนเวอร์เตอร์โหมดแรงดันไฟฟ้าที่ใช้วิธีการควบคุมอัตราส่วนดิวิตีโดยตรง อย่างไรก็ตาม วงจรดิจิทัลซีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสมีข้อเสียคือการเกิดพฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น เกิดทางแปร่งในวงจรซึ่งจำเป็นต้องมีส่วนประกอบของการควบคุมทางแปร่งที่ทำให้วงจรดิจิทัลซีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสทำงานแบบเชิงเส้นได้ตลอดย่านการใช้งาน การควบคุมทางแปร่งจะส่งผลให้การตอบสนองของระบบช้าลงจากเดิม วงจรดิจิทัลซีคอนเวอร์เตอร์นิยมประยุกต์ใช้ในการส่งผ่านกำลังไฟระหว่างอาร์เรย์แสงอาทิตย์กับภาระ การปรับเปลี่ยนจุดทำงานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ทำได้โดยการปรับเปลี่ยนอัตราส่วนดิวิตีของวงจรดิจิทัลซีคอนเวอร์เตอร์ จุดทำงานที่ดีที่สุดคือจุดที่อาร์เรย์แสงอาทิตย์ให้กำลังไฟฟ้าสูงสุด อัลกอริทึมสำหรับตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของอาร์เรย์แสงอาทิตย์มีอยู่หลายวิธี อัลกอริทึมการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคมีข้อเด่นในการค้นหาตำแหน่งหรือคำตอบที่เหมาะสมได้อย่างรวดเร็ว เหมาะสำหรับนำมาประยุกต์ใช้กับระบบที่นำเสนอ



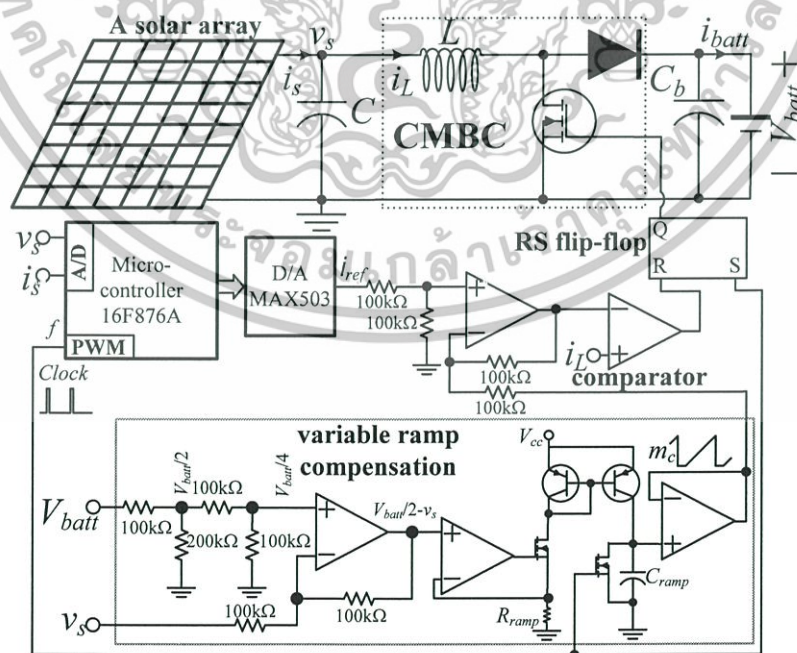
บทที่ 3

รายละเอียดและส่วนประกอบของระบบ

รายละเอียดและส่วนประกอบของระบบที่นำเสนอจะถูกกล่าวถึงในบทนี้ โดยแบ่งออกเป็น ส่วนประกอบทางฮาร์ดแวร์ คือ วงจร CMBC พร้อมการควบคุมทางแพรง วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์พร้อมวงจรสนับสนุนสำหรับ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่นำเสนอ นอกจากนี้ การจัดสร้าง FLC สำหรับ MPPT บน MCU จะถูกนำเสนอในส่วนประกอบทางด้านซอฟต์แวร์ และ FLC จะถูกนำไปพัฒนาต่อ ด้วยการปรับแต่งจากอัลกอริทึมการทำให้เหมาะสมแบบ PSO สำหรับปรับปรุงประสิทธิภาพของ MPPT ให้ดีขึ้น

3.1 ส่วนประกอบของระบบที่นำเสนอ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ระบบที่นำเสนอจะมีรายละเอียดดังฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 ประกอบด้วยอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่เป็นแหล่งกำเนิดพลังงานไฟฟ้าหลักของระบบ อัลกอริทึม MPPT ที่ใช้คือ PSO-FLC ซึ่งเป็น FLC ที่ถูกปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพของ MPPT ที่ดีขึ้นด้วย PSO วงจร CMBC แหล่งกำเนิดสัญญาณชดเชยลาดเชิงความชันแปรผันแบบเหมาะสม เรียกว่าคือ OVRC



รูปที่ 3.1 ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมของส่วนประกอบในระบบที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระบวนการ MPPT ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ PSO-FLC จัดสร้างบน MCU รุ่น PIC16F876A [39] สำหรับกำหนดระดับกระแสไฟฟ้าอ้างอิง (i_{ref}) ที่เหมาะสม ณ ตำแหน่ง MPP ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะถูกตรวจจับผ่านวงจรวัดกระแสไฟฟ้า (i_s) และแรงดันไฟฟ้า (v_s) ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ เพื่อนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า (p_s) ที่เกิดขึ้น การเลือกจุดทำงานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ทำได้โดยการกำหนดจุดทำงานของวงจร CMBC ผ่าน i_{ref} เพื่อนำไปผลิตอัตราส่วนคิวตี้ (d) การควบคุมพฤติกรรมทางแรงแรงในวงจร CMBC ที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนจุดทำงานของระบบทำได้ด้วยการกำเนิดสัญญาณลาดเอียงความชันแปรผันที่ขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่าง v_s กับแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ (Battery Voltage หรือ V_{batt}) นอกจากนี้ ในงานวิจัยยังได้ทำการปรับแต่ง FLC สำหรับ MPPT ให้เหมาะสมที่สุดด้วยอัลกอริทึมการทำให้เหมาะสมแบบ PSO ดังแสดงรายละเอียดของระบบในรูปที่ 1.1 กับ 1.2

3.2 วงจร CMBC ที่นำเสนอ

วงจร CMBC ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เลือกอุปกรณ์ที่ทำงานในความถี่ของการสวิตช์ 25kHz มีส่วนประกอบดังต่อไปนี้

- สัญญาณนาฬิกาของ CMBC จากส่วนของ PWM ใน MCU
- ฟลิปฟลอป RS (RS flip-flop)
- วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบ CMBC

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่เลือกใช้งานประกอบด้วยเหนี่ยวนำ L สำหรับวงจร VMC การเลือกค่าความเหนี่ยวนำให้เหมาะสมกับการใช้งานจะกำหนดได้จากงานวิจัยที่ [27] แต่สำหรับ CMBC ตัวเหนี่ยวนำสามารถเลือกได้จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.45) ดังที่ได้แสดงผ่านมา

การควบคุมทางแรงแรงด้วยวงจร OVRC ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เลือกการทำงานร่วมระหว่างวงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amplifier) เพื่อให้อินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงสามารถนำไปต่อร่วมกับอาร์เรย์แสงอาทิตย์กับวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าให้เป็นกระแสไฟฟ้า (V/I Converter) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 เพื่อสร้างสัญญาณชดเชยลาดเอียงความชันแปรผันตามความสัมพันธ์ของ v_s กับ V_{batt} ดังสมการต่อไปนี้

$$m_c = \frac{1}{R_{ramp} C_{ramp}} (0.5V_{batt} - v_s) \quad (3.1)$$

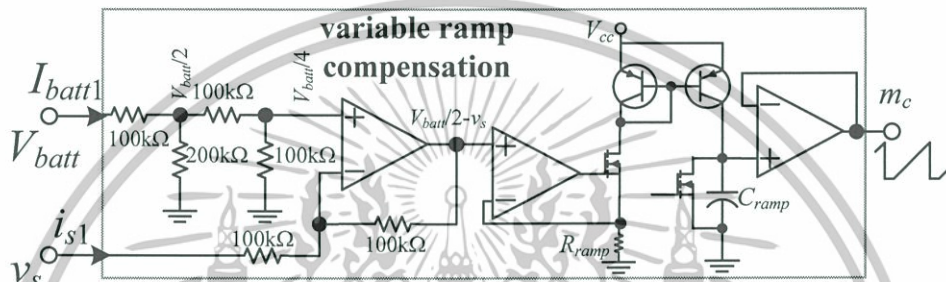
จากรูปที่ 3.2 พบว่า กระแสไฟฟ้าที่แบตเตอรี่ต้องจ่ายเป็นอินพุตให้แก่วงจร OVRC คือ

$$I_{batt1} = \frac{V_{batt}}{200k} \quad (3.2)$$

ในการทำงานเดียวกัน กระแสไฟฟ้าที่อาร์เรย์แสงอาทิตย์จ่ายเป็นอินพุตให้แก่วงจรนี้ มีค่าเป็น

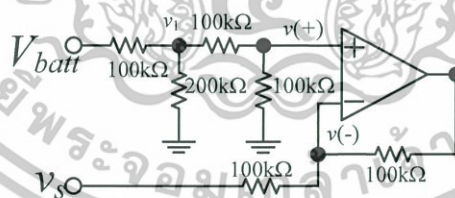
$$i_{s1} = \frac{v_s - \frac{V_{batt}}{4}}{100k} \quad (3.3)$$

กระแสทั้งสองมีค่าน้อยมาก ประมาณเป็นค่าคงที่และไม่ส่งผลต่อการทำงานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ เมื่อเปรียบเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่อาร์เรย์แสงอาทิตย์สามารถจ่ายให้แก่ภาระอื่นๆ



รูปที่ 3.2 วงจรสร้างสัญญาณลาดเอียงความชันแปรผันสำหรับควบคุมทางแปร่งใน CMBC

จากวงจรขยายความแตกต่างที่แสดงในรูปที่ 3.3 แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรนี้สามารถคำนวณจากการประยุกต์ใช้กฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Voltage Law หรือ KVL) และกฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Current Law หรือ KCL) ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.3 วงจรขยายความแตกต่างที่ใช้งาน

ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้า ณ ขาอินพุตแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting) เป็น

$$v_1 = \frac{V_{batt}}{2} \quad (3.4)$$

และ

$$v(+)=\frac{v_1}{2}=\frac{V_{batt}}{4} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นของขาอินพุตแบบไม่กลับเฟสกับขาอินพุตแบบกลับเฟสของออปแอมป์เป็น

$$v(+)=v(-) \quad (3.6)$$

ที่ขาอินพุตแบบกลับเฟสเมื่อประยุกต์ใช้ KCL

$$i_1 + i_2 = 0 \quad (3.7)$$

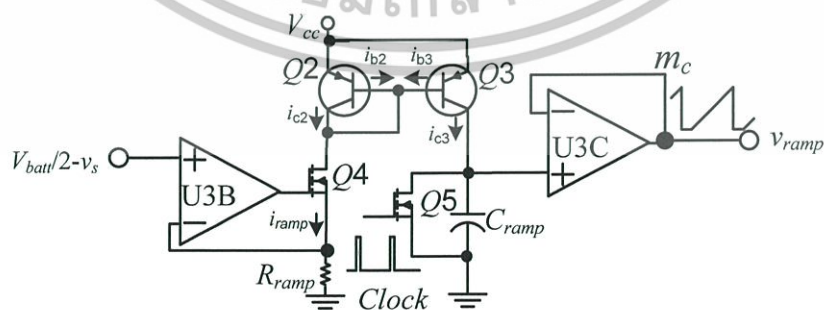
หรือ

$$\frac{v_s - (V_{batt}/4)}{100000} + \frac{v_{out} - (V_{batt}/4)}{100000} = 0 \quad (3.8)$$

ดังนั้น แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรรวมสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเป็น

$$v_{out} = \frac{V_{batt} - v_s}{2} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) พบว่า แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรนี้เป็นผลต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าจากแบตเตอรี่หารด้วยค่าคงที่ 2 กับ แรงดันไฟฟ้าจากออร์เรย์แสงอาทิตย์ สัญญาณลาดเอียงแบบความชันแปรผันสามารถสร้างขึ้นได้จากการทำงานของวงจรอินทิเกรตกับกรรีเซ็ตตามจังหวะสัญญาณนาฬิกา ดังรูปที่ 3.4 ซึ่งเกิดจากการทำงานร่วมของวงจรต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 3.4 วงจรสร้างสัญญาณลาดเอียง

- วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า มีอุปกรณ์คือ U3B กับ Q4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรสะท้อนกระแสประกอบด้วย ทรานซิสเตอร์แบบรอยต่อไบโพลาร์ (Bipolar Junction Transistor หรือ BJT) มีอุปกรณ์คือ Q2 กับ Q3
- วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator Circuit) แบบรีเซ็ตด้วยสัญญาณนาฬิกา
- วงจรขยายสัญญาณแบบตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Follower) มีอุปกรณ์คือ U3C

วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้าทำหน้าที่กำเนิดกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตที่ปรับเปลี่ยนตามแรงดันไฟฟ้าอินพุตกับความต้านทาน R_{ramp} ดังสมการต่อไปนี้

$$i_{ramp} = \frac{(V_{batt}/2) - v_s}{R_{ramp}} \quad (3.10)$$

สมมติให้ Q2 กับ Q3 ของวงจรสะท้อนกระแส มีคุณสมบัติที่เหมือนกันและการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิในรอยต่อเป็นไปอย่างพร้อมกัน สมการของกระแสที่เกิดขึ้นเป็น

$$i_{b2} = i_{b3} \quad (3.11)$$

และ

$$i_{c2} = i_{c3} = h_{FE} i_{b2} \quad (3.12)$$

เมื่อ h_{FE} เป็นอัตราขยายของ BJT จากความสัมพันธ์

$$i_{ramp} = i_{c2} + i_{b2} + i_{b3} \quad (3.13)$$

นั่นคือ

$$i_{c2} = \frac{i_{ramp}}{1 + (2/h_{FE})} \quad (3.14)$$

เมื่อ $h_{FE} \gg 1$ สมการที่ผ่านมาจาก (3.11) ถึง (3.14) สามารถทำการประมาณค่าเป็น

$$i_{c2} = i_{c3} = i_{ramp} \quad (3.15)$$

ความชัน m_c เกิดขึ้นจากการอินทิเกรต i_{ramp} ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{ramp} เป็นดังนี้

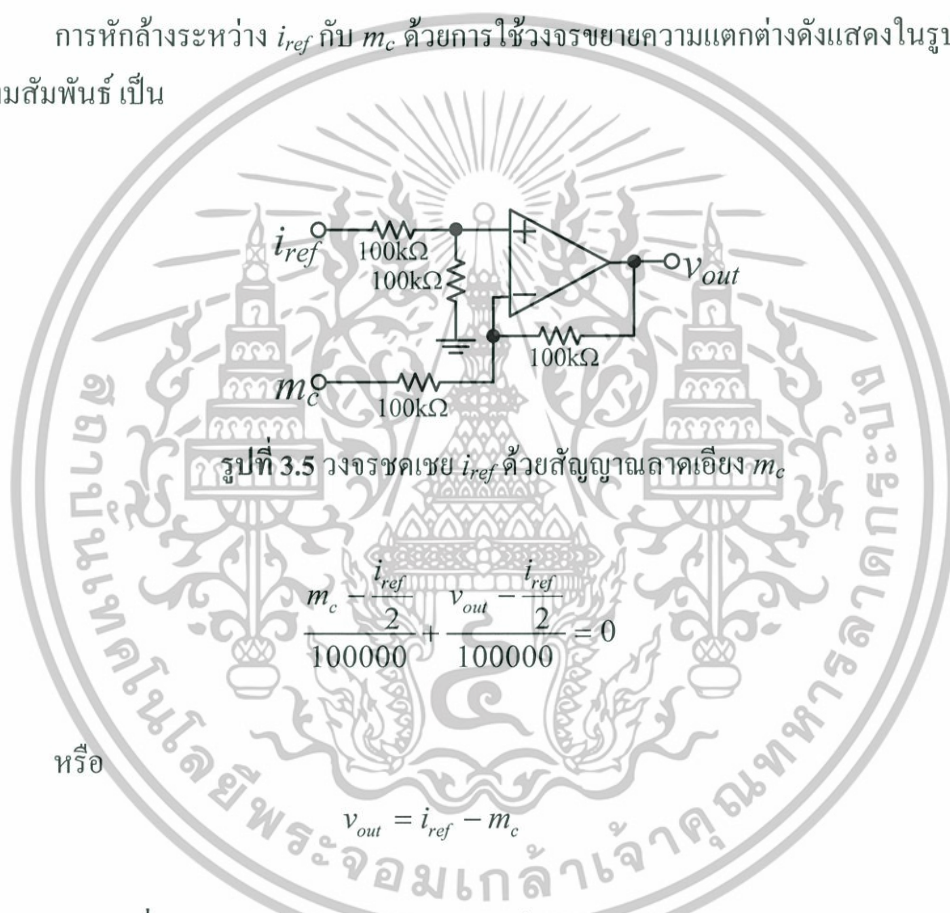
$$v_{ramp} = \frac{1}{C_{ramp}} \int_0^T i_{ramp} dt = \frac{(0.5V_{batt} - v_s)}{R_{ramp} C_{ramp}} t \Big|_0^T = m_c t \Big|_0^T \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นมีความชันเป็น m_c ซึ่งแปรผันตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าที่เบตเตอร์กับแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่มีรูปร่างแบบฟันเลื่อย (Saw tooth) ความถี่เท่ากับสัญญาณนาฬิกาและถูกใช้เพื่อให้ค่าเป็นศูนย์โวลต์ด้วยการทำงานของ Q5 ทุกพัลส์ของสัญญาณนาฬิกา

เห็นได้ว่า วงจร OVRC ที่นำเสนอนี้ สามารถกำหนดสัญญาณชดเชยแบบความชันแปรผันที่เป็นเชิงเส้นกับความสัมพันธ์ทางด้านอินพุตของวงจร ไม่เกิดผลกระทบต่ออาร์เรย์แสงอาทิตย์ และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณแบบตามแรงดันไฟฟ้าสามารถนำไปต่อร่วมกับวงจรใดๆ ได้อย่างง่าย

การหักล้างระหว่าง i_{ref} กับ m_c ด้วยการใช้วงจรขยายความแตกต่างดังแสดงในรูปที่ 3.5 มีความสัมพันธ์ เป็น



$$\frac{m_c \frac{i_{ref}}{2}}{100000} + \frac{v_{out} - \frac{i_{ref}}{2}}{100000} = 0 \quad (3.17)$$

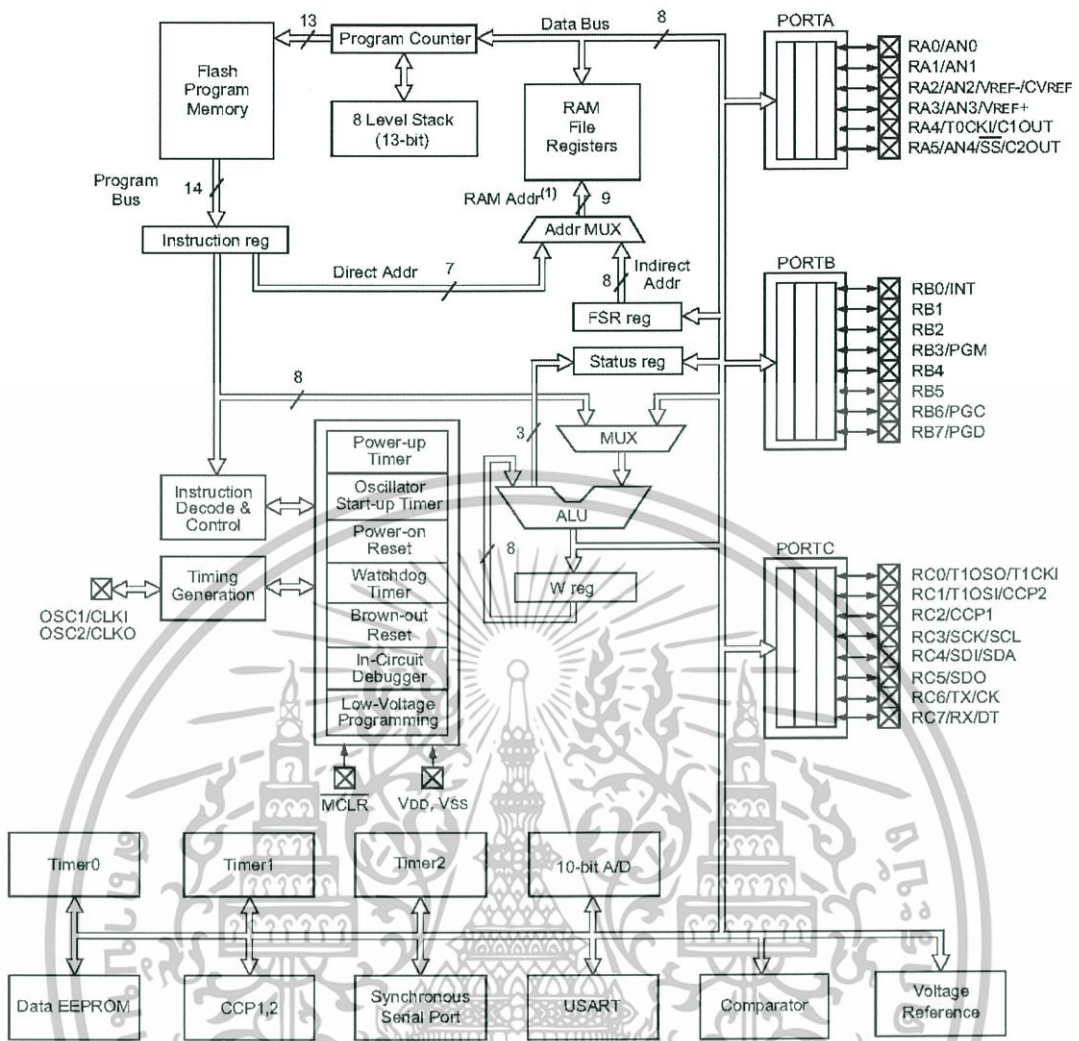
หรือ

$$v_{out} = i_{ref} - m_c \quad (3.18)$$

สมการที่ (3.18) แสดงการลดทอน i_{ref} ด้วย m_c ขจัดการเกิดทางแพร่ในวงจร CMBC ตามหลักการพื้นฐานของวงจรชนิดนี้ ดังที่ได้แสดงผ่านมาในบทที่ 2

3.3 การทำงานของ MCU สำหรับวงจรที่นำเสนอ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เลือกใช้ตัวประมวลผลดิจิทัลแบบ MCU สำหรับเป็นหน่วยควบคุมหลักของการทำงาน MPPT คือ PIC16F876A ซึ่งเป็น MCU แบบราคาต่ำ มีฟังก์ชันการทำงานเป็นดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของ MCU รุ่น PIC16F876A

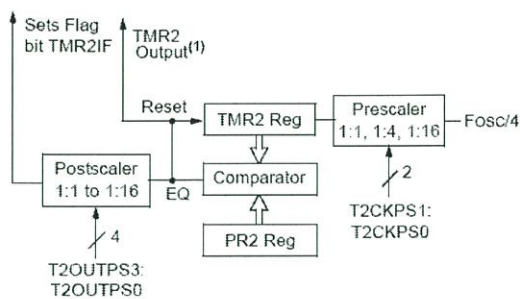
เห็นได้ว่า MCU ที่เลือกใช้มี A/D ขนาด 10 บิตทั้งหมด 5 ช่องสัญญาณอินพุต ซึ่งเพียงพอต่องานประยุกต์ที่น่าเสนอนี้ มีระบบการแปลงข้อมูลตามสมการ

$$A/D_{\text{value}} = \text{int} \left(\left(2^{10} - 1 \right) \frac{V_{\text{inA/D}}}{V_{\text{ref}}} \right) \tag{3.19}$$

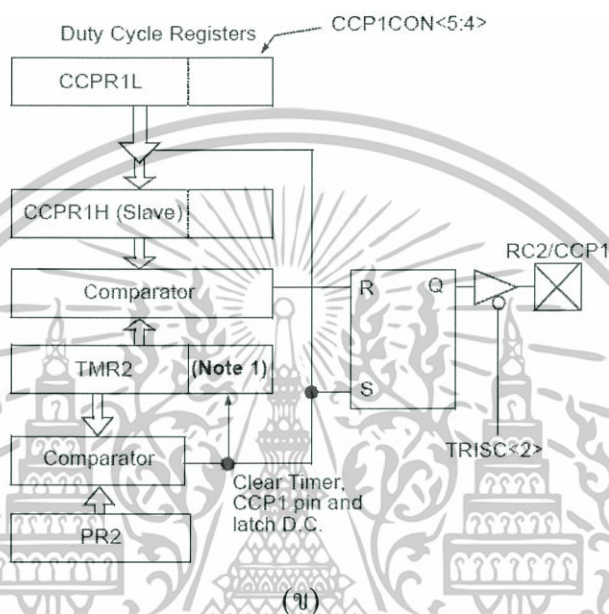
เมื่อ $\text{int}(\bullet)$ เป็นฟังก์ชันของการเปลี่ยนจำนวนจริงให้เป็นจำนวนเต็ม A/D_{value} เป็นค่าจำนวนเต็มที่ของ A/D ที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันไฟฟ้าอินพุตของ $V_{\text{inA/D}}$ และ V_{ref} เป็นแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงของ A/D ซึ่งกำหนดให้มีความเป็น 5V สำหรับงานวิจัยนี้

สัญญาณนาฬิกาจะถูกสร้างจากหน่วยงานของ TIMER2 กับ PWM ใน MCU ดังแสดงในรูปที่ 3.7 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เลือกความถี่สัญญาณนาฬิกา f ที่ 25kHz และความกว้างของพัลส์ t_{pl} ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.7 การสร้างสัญญาณนาฬิกาของระบบ (ก) หน่วยงานของ TIMER2 (ข) หน่วยงานของ PWM และ (ค) สัญญาณนาฬิกาที่สร้างในระบบที่นำเสนอ

$$f = \frac{F_{osc}/4}{PR2\ REG_{value}} \quad (3.20)$$

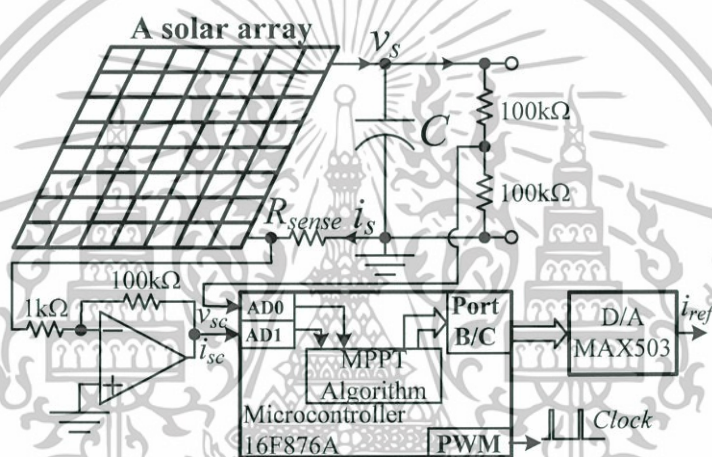
และ

$$t_{pi} = \frac{CCPR1H_{value}}{f} \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ F_{osc} เป็นความถี่สัญญาณนาฬิกาของ MCU ที่กำหนดให้เป็น 4MHz และ $PR2_{REG_value}$ กับ $CCPR1H_{value}$ เป็นค่าคงที่ที่กำหนดไว้ในรีจิสเตอร์ (Register) ที่กำหนดความถี่ PWM (PR2 REG) กับความกว้าง (CCPR1H) ตามลำดับ นั่นคือ หากต้องการความถี่ f ที่ 25kHz จะกำหนดให้ $PR2_{REG_value}$ มีค่าเป็น 40 ในเลขฐาน 10 เมื่อกำหนดให้ $CCPR1H_{value}$ มีค่าเป็น 1 จะได้ความกว้างของพัลส์ t_{pl} เป็น $40\mu s$

นอกจากการกำเนิดสัญญาณนาฬิกาให้แก่วงจร CMBC ส่วนของ MCU จะทำหน้าที่เป็นตัวประมวลผลตามอัลกอริทึม MPPT ที่จัดสร้างด้วยโปรแกรมสำหรับ MCU มีวงจรสนับสนุนการทำงานที่ประกอบด้วยส่วนการวัดแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์และอัลกอริทึม MPPT ใน MCU ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ส่วนของการตรวจจับกำลังไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ด้วย MCU

ค่ากำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (p_s) จะถูกคำนวณจาก v_s และ i_s ที่วัดได้จากความสัมพันธ์ของ

$$V_k = \frac{v_s}{2} \quad (3.22)$$

และ

$$I_k = 100 \times i_s R_{sense} \quad (3.23)$$

เมื่อ V_k กับ I_k เป็นค่าจำนวนจริงที่วัดได้จาก A/D สำหรับแรงดันกับกระแสไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ซึ่งเกิดจากการทำงานของโปรแกรมใน MCU การคำนวณที่ใช้งานนี้เป็นแบบตัวเลขที่มีจุดทศนิยมไม่ตายตัว (Floating Point) ตามมาตรฐาน IEEE 754 แบบ 32 บิต [74] ซึ่งถูกจัดสร้างขึ้นด้วยโปรแกรมภาษา C สำหรับ MCU [75] ดังรูปที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void input_power_from_solar_array(void)
{
    long TempVk, TempIk, TempPk;
    set_adc_channel( 1 );
    delay_us(50);
    TempVk=read_adc(); //get voltage
    Vk=(float) (TempVk);
    Vk=Vk*5.0*2.0/1023.0;
    set_adc_channel( 0 );
    delay_us(50);
    TempIk=read_adc(); //get current
    Ik=(float) (TempIk);
    Ik=Ik*0.1229*5.0/1023.0;
    Pk=Ik*Vk;
}

```

รูปที่ 3.9 โปรแกรมการคำนวณหากำลังไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์

อัลกอริทึม MPPT ที่จัดสร้างขึ้นด้วยโปรแกรมสำหรับ MCU เพื่อคำนวณหา i_{ref} ให้แก่ CMBC ทำหน้าที่กำหนดจุดทำงานที่เหมาะสมให้แก่อาร์เรย์แสงอาทิตย์ ณ MPP เพื่อให้ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ MPPT สูงขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับการทำงานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์กับภาระโดยตรง ค่า i_{ref} ที่เหมาะสมนี้จะถูกคำนวณหาจากอัลกอริทึม MPPT แบบต่างๆ MCU จะผลิต i_{ref} ผ่านวงจร D/A ที่มีการแปลงตัวเลขแบบ Unit Polar Code ดังแสดงผ่านมาในรูปที่ 3.8

3.4 อัลกอริทึม MPPT ใน MCU

3.4.1 อัลกอริทึม MPPT แบบดั้งเดิม

ระบบ MPPT ที่นำเสนอนี้จะทำการเปรียบเทียบอัลกอริทึม MPPT แบบดั้งเดิมกับ PSO-FLC ที่นำเสนอ เลือกอัลกอริทึม MPPT ดั้งเดิมแบบ P&O และ PVVC ที่ดัดแปลงให้มีการปรับเปลี่ยนสำหรับกำเนิด i_{ref}

จากอัลกอริทึมของการปรับเปลี่ยนอัตราส่วนคิวดี ดังที่แสดงรายละเอียดผ่านมาในหัวข้อที่ 2.11 อัลกอริทึม P&O สำหรับการปรับเปลี่ยน i_{ref} โดยการเปลี่ยนแปลงมีแนวโน้มที่สัมพันธ์กับทิศทางของการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ดังรูปที่

3.10

```

if(( $p_s(kT_s) - p_s(kT_s - T_s)$ )>0)
    if(( $v_s(kT_s) - v_s(kT_s - T_s)$ )>0)
         $i_{ref} = i_{ref} - \Delta i_{ref}$ ;
    else  $i_{ref} = i_{ref} + \Delta i_{ref}$ ;
    end
else
    if(( $v_s(kT_s) - v_s(kT_s - T_s)$ )>0)
         $i_{ref} = i_{ref} + \Delta i_{ref}$ ;
    else  $i_{ref} = i_{ref} - \Delta i_{ref}$ ;
    end
end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.10 อัลกอริทึม P&O ในระบบที่นำเสนอให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

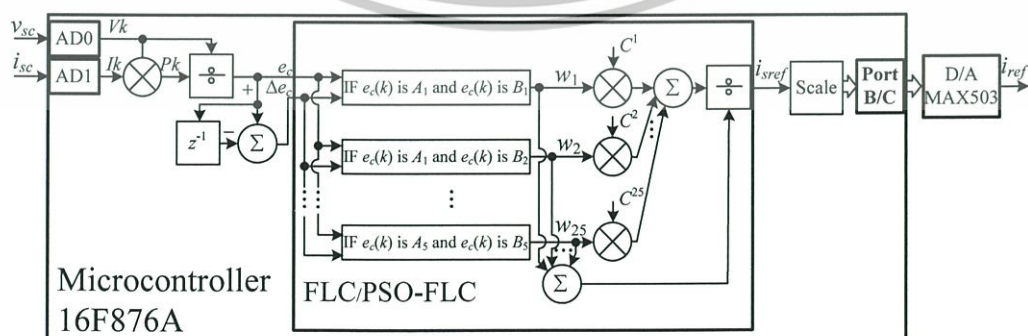
อัลกอริทึม PVVC สำหรับการปรับเปลี่ยน i_{ref} จะคล้ายกับวิธีการปรับเปลี่ยนอัตราส่วนคิวตี้สำหรับวงจรไฟฟ้า PWM แบบ DDC การปรับเปลี่ยน i_{ref} จะกำหนดจากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ตามพฤติกรรมของเส้นโค้ง I-V ที่เกิดขึ้น มีอัลกอริทึมเป็นดังรูปที่ 3.11 เมื่อ K_s เป็นค่าคงที่ของการปรับเปลี่ยน i_{ref} สำหรับ MPPT แบบอัลกอริทึม PVVC เห็นได้ว่า กระบวนการ MPPT แบบปรับเปลี่ยน i_{ref} สำหรับ CMBC ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะแตกต่างจาก MPPT ในการปรับเปลี่ยน v_{ref} หรือ d ตามความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ต่อการเปลี่ยนแปลงนั้นๆ

$$\begin{aligned}\Delta p_s(kT_s) &= p_s(kT_s) - p_s(kT_s - T_s) \\ \Delta v_s(kT_s) &= v_s(kT_s) - v_s(kT_s - T_s) \\ i_{ref}(kT_s + T_s) &= i_{ref}(kT_s) - K_s \frac{\Delta p_s(kT_s)}{\Delta v_s(kT_s)}\end{aligned}$$

รูปที่ 3.11 อัลกอริทึม PVVC ในระบบที่นำเสนอ

3.4.2 อัลกอริทึม MPPT แบบ FLC และ PSO-FLC

แนวคิดของ FLC ที่ได้นำเสนอผ่านมาในหัวข้อที่ 2.12 ตัวควบคุม FLC และสำหรับตัวควบคุม FLC ที่ถูกปรับปรุงด้วย PSO ซึ่งเรียกว่า PSO-FLC ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมที่จัดสร้างและการทำงานบน MCU เป็นดังรูปที่ 3.12 ประกอบด้วยการคำนวณหาอินพุตของ FLC หรือ PSO-FLC ที่กำหนดเป็น $e_c(k)$ กับ $\Delta e_c(k)$ ซึ่งจะนำเสนอรายละเอียดในส่วนถัดไป เอาต์พุตของ FLC หรือ PSO-FLC จะถูกคำนวณจากกลไกการทำงานของทางคณิตศาสตร์ที่เหมือนกันระหว่าง FLC กับ PSO-FLC แตกต่างเพียง PSO-FLC จะถูกสร้างขึ้นโดยกำหนดรูปร่างของ MMF และกฎฟัซซีให้มีพารามิเตอร์ที่เหมาะสมต่อการใช้งานในกระบวนการ MPPT มากกว่า FLC

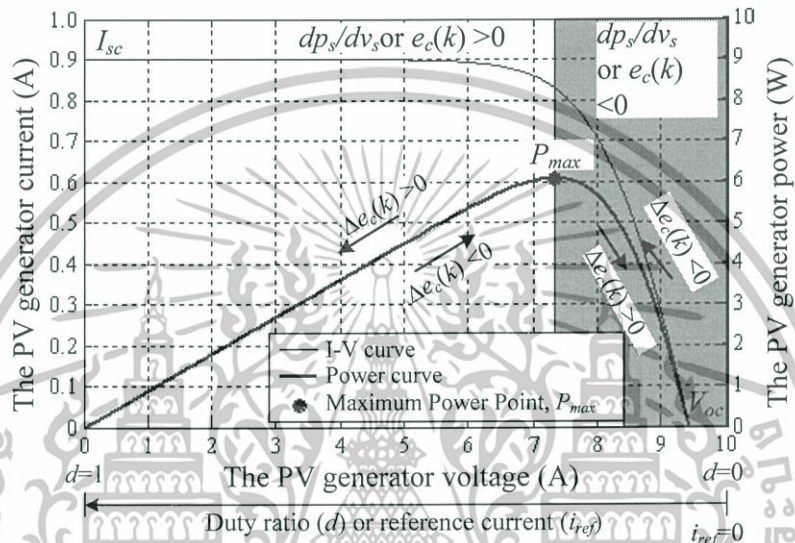


รูปที่ 3.12 ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรม FLC และ PSO-FLC สำหรับ MPPT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SMALL” (NS) ซึ่งถูกแทนด้วยฟัซซีเซต เลือกแบบจำลองฟัซซีของ Sugeno (Sugeno Fuzzy Model) ซึ่งทำให้ผู้ออกแบบตัวควบคุมสามารถทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ภายในให้เหมาะสมกับการใช้งานได้อย่างสะดวก [76]

พิจารณาความสัมพันธ์ของการปรับเปลี่ยนจุดทำงานบนเส้นโค้ง I-V หรือเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าดังรูปที่ 3.14 แบ่งความสัมพันธ์ของเอาต์พุตของ $i_{ref}(k)$ ที่เกิดขึ้นเพื่อ MPPT เป็นดังตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.14 ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของ FLC สำหรับ MPPT ด้วย CMBC

ตารางที่ 3.1 การกำหนด i_{ref} สำหรับระบบที่นำเสนอ

อินพุต		ความหมาย	เอาต์พุต
$e_c(k)$	$\Delta e_c(k)$		
-	-	การเพิ่ม i_{ref} ทำให้กำลังไฟฟ้า มากขึ้น	เพิ่ม i_{ref}
+	+	การเพิ่ม i_{ref} ทำให้กำลังไฟฟ้า ลดลง	ลด i_{ref}
+	-	การลด i_{ref} ทำให้กำลังไฟฟ้า มากขึ้น	ลด i_{ref}
-	+	การลด i_{ref} ทำให้กำลังไฟฟ้า ลดลง	เพิ่ม i_{ref}
0	0	กำลังไฟฟ้าเข้าสู่ MPP	ไม่เปลี่ยนแปลง i_{ref}

กฎฟัซซีที่ใช้ใน MPPT จะสอดคล้องกับความสัมพันธ์ที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 3.1 กล่าวคือ กฎฟัซซีของงานวิจัยนี้จะแสดงไว้ในตารางที่ 3.2 เห็นได้ว่า กฎของฟัซซีที่เลือกใช้งานมีทั้งหมด 25 กฎ ตามความสัมพันธ์ของการจัดแบ่ง MMF สำหรับอินพุต เมื่อ FLC ได้รับอินพุต $e_c(k)$ และ $\Delta e_c(k)$ การอนุมาน (Inference Engine) ของ FLC จะคำนวณหาค่าเอาต์พุตที่เกิดขึ้นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

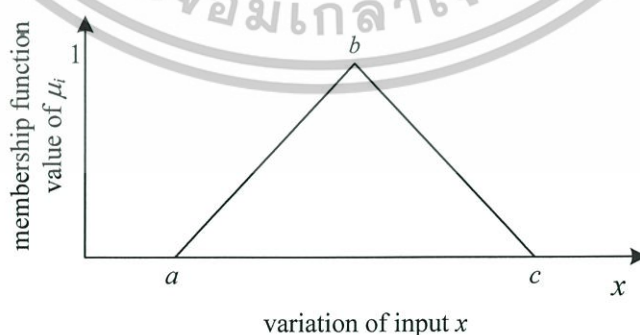
ตารางที่ 3.2 กฎของฟuzzyสำหรับ MPPT ของ FLC

$\Delta e_c(k)$ $e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.275)	C^3 (0.250)	C^4 (0.225)	C^5 (0.200)
NS	C^6 (0.175)	C^7 (0.150)	C^8 (0.125)	C^9 (0.100)	C^{10} (0.075)
ZE	C^{11} (0.050)	C^{12} (0.025)	C^{13} (0.000)	$-C^{12}$ (-0.025)	$-C^{11}$ (-0.050)
PS	$-C^{10}$ (-0.075)	$-C^9$ (-0.100)	$-C^8$ (-0.125)	$-C^7$ (-0.150)	$-C^6$ (-0.175)
PB	C^5 (-0.200)	$-C^4$ (-0.225)	$-C^3$ (-0.250)	$-C^2$ (-0.275)	$-C^1$ (-0.300)

การหาระดับความเป็นสมาชิกของอินพุต (Degree of Membership Function หรือ DFM หรือ μ) ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกความฟังก์ชันสมาชิกแบบสามเหลี่ยม (Triangular Membership Function) ซึ่งง่าย สะดวกต่อการจัดสร้างด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และใช้การคำนวณที่ไม่ซับซ้อน เมื่อเปรียบเทียบกับ MMF แบบอื่นๆ มีระดับความเป็นสมาชิกของ MMF เป็นดังฟังก์ชันต่อไปนี้

$$\mu_i(x) = \text{degree_of_MMF}(x; a, b, c) = \begin{cases} 0 & , x \leq a \\ (x-a)/(b-a), & a < x \leq b \\ (c-x)/(c-b), & b < x < c \\ 0 & , c \leq x \end{cases} \quad (3.27)$$

เมื่อ x เป็นอินพุตของ MMF แบบสามเหลี่ยม a กับ c เป็นตำแหน่งที่กำหนดขอบเขตล่างกับขอบเขตบน และ b เป็นตำแหน่งของจุดสูงสุดใน MMF แบบสามเหลี่ยม ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกแบบสามเหลี่ยม

การหา DFM ของ MMF แบบสามเหลี่ยมด้วยโปรแกรมภาษา C มีรายละเอียดเป็นดังรูป

เอกสารที่ 3.16 เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

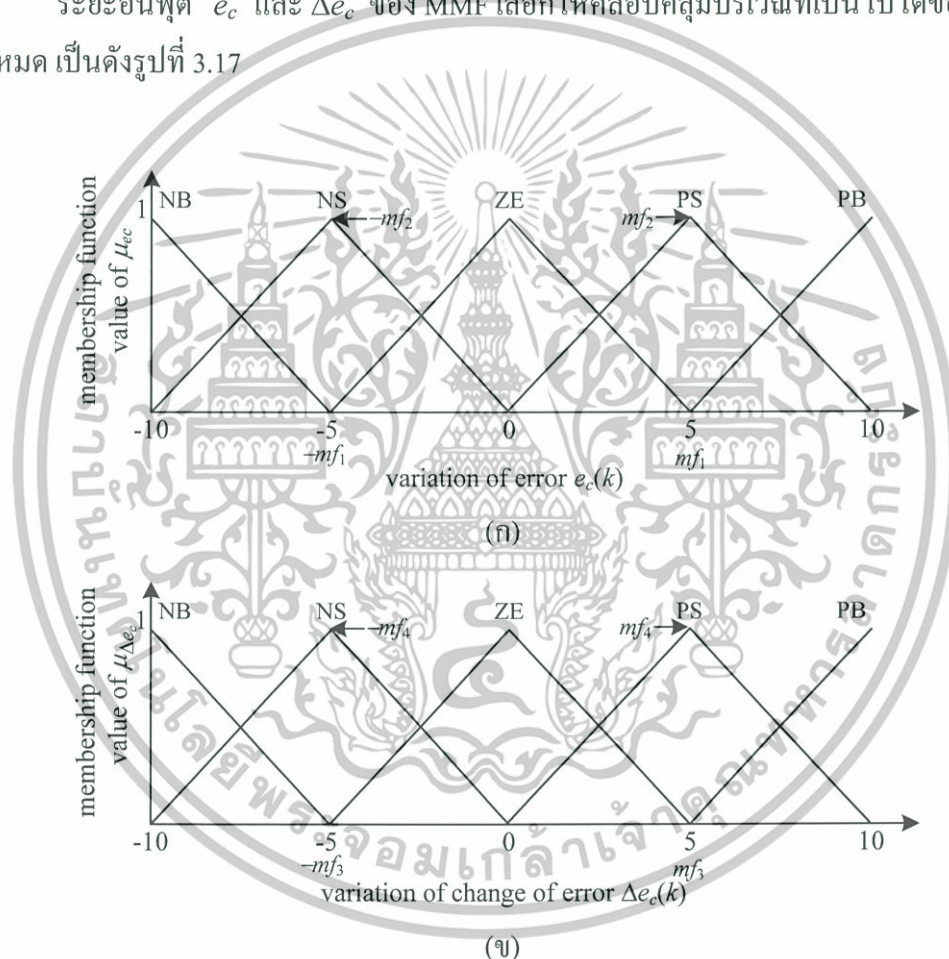
```

float Degree_of_MMF(float x, float a, float b, float c)
{
    if(x<=a)
        return 0.0;
    if(x>=c)
        return 0.0;
    if(x<=b)
        return ((x-a)/(b-a));
    if(x>b)
        return ((c-x)/(c-b));
}

```

รูปที่ 3.16 โปรแกรมภาษา C สำหรับ MCU สำหรับการหาระดับความเป็นสมาชิก

ระยะอินพุต e_c และ Δe_c ของ MMF เลือกให้ครอบคลุมบริเวณที่เป็นไปได้ของอินพุตทั้งหมด เป็นดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 ฟังก์ชันความเป็นสมาชิกสำหรับ FLC (ก) ความผิดพลาด และ (ข) อัตราการเปลี่ยนแปลงความผิดพลาด

จาก MMF ทั้งหมดของอินพุต การหา DMF จะประกอบด้วยการทำงาน DMF แต่ละ MMF ของแต่ละอินพุตเป็นจำนวนอย่างละ 5 MMF ดังนั้น DMF สำหรับ อินพุต $e_c(k)$ และ $\Delta e_c(k)$ จะมีจำนวนอย่างละ 5 DMF สามารถจัดสร้างด้วยโปรแกรมภาษา C มีรายละเอียดดังรูปที่ 3.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

ferr[0]=Degree_of_MMF(error,ENB[0],ENB[1],ENB[2]);
ferr[1]=Degree_of_MMF(error,ENS[0],ENS[1],ENS[2]);
ferr[2]=Degree_of_MMF(error,EZE[0],EZE[1],EZE[2]);
ferr[3]=Degree_of_MMF(error,EPS[0],EPS[1],EPS[2]);
ferr[4]=Degree_of_MMF(error,EPB[0],EPB[1],EPB[2]);
fcerr[0]=Degree_of_MMF(cerror,CENB[0],CENB[1],CENB[2]);
fcerr[1]=Degree_of_MMF(cerror,CENS[0],CENS[1],CENS[2]);
fcerr[2]=Degree_of_MMF(cerror,CEZE[0],CEZE[1],CEZE[2]);
fcerr[3]=Degree_of_MMF(cerror,CEPS[0],CEPS[1],CEPS[2]);
fcerr[4]=Degree_of_MMF(cerror,CEPB[0],CEPB[1],CEPB[2]);

```

รูปที่ 3.18 โปรแกรมภาษา C สำหรับการทำ DFM

การคำนวณหาระดับความเป็นจริงของกฎฟัซซี (Firing Strength) ในส่วนของข้อมูลอินพุตหรือข้อตั้ง (Antecedent Part) ของ FLC จะกำหนดเป็นตัวประกอบน้ำหนัก w_i (Weighting Factor) ซึ่งเกิดจากความสัมพันธ์ของอินพุตฟัซซีที่เป็นคู่ลำดับ $(e_c(k), \Delta e_c(k))$ การเลือกฟังก์ชันต่ำสุด (Minimum Function) แทนความสัมพันธ์ของ AND ในกฎฟัซซีจะทำให้ w_i มีค่าเป็น

$$w_i = \min(\mu_{e_c}(e_c(k)), \mu_{\Delta e_c}(\Delta e_c(k))) \quad (3.28)$$

จัดสร้างด้วยโปรแกรมภาษา C เป็นดังรูปที่ 3.19

```

float min(float x3, float x4)
{
    if(x3 < x4)
        return x3;
    else return x4;
}

```

รูปที่ 3.19 โปรแกรมภาษา C การหาความสัมพันธ์ของ AND ในกฎ FLC

เมื่อกำหนดฟัซซีเซตในส่วนผลลัพธ์ของฟัซซีหรือข้อตาม (Consequent Part) เป็นแบบค่าเดียว (Singleton) การหาเอาต์พุตของ FLC หรือการดีฟัซซิฟิเคชัน (Defuzzification) จะเลือกใช้วิธีการค่าศูนย์กลาง (Centroid Method) ซึ่งจะคำนวณหาค่าเอาต์พุตจำนวนจริงที่เกิดขึ้น จากกฎฟัซซีที่แสดงในตารางที่ 3.2 จำนวน 25 กฎ ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจากการคำนวณด้วย w_i กับฟัซซีแบบค่าเดียวที่กำหนดเป็น Δi_{ref} จะเป็นการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าอ้างอิง $\Delta i_{ref}(k)$ ดังนี้ [25]

$$\Delta i_{ref} = \frac{\sum_{l=1}^{25} \Delta i_{ref}^l w_l}{\sum_{l=1}^{25} w_l} \quad (3.29)$$

เมื่อ Δi_{ref} เป็นค่าที่สัมพันธ์กับฟังก์ชันความเป็นสมาชิกของ $\Delta i_{ref}(k)$ ซึ่งมีค่าเป็น C^i ที่แสดงผ่านมาในตารางที่ 3.2 การคำนวณในโปรแกรมภาษา C จะเป็นดังรูปที่ 3.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนักผู้จัดทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for(i=0;i<5;i++)
  for(j=0;j<5;j++)
  {
    w=min(w1[i],w2[j]);
    wD=Diref[k]*w+wD;
    sumofw=sumofw+w;
    k=k+1;
  }
return (wD/sumofw);

```

รูปที่ 3.20 โปรแกรมภาษา C สำหรับการคิฟซซฟเคซัน

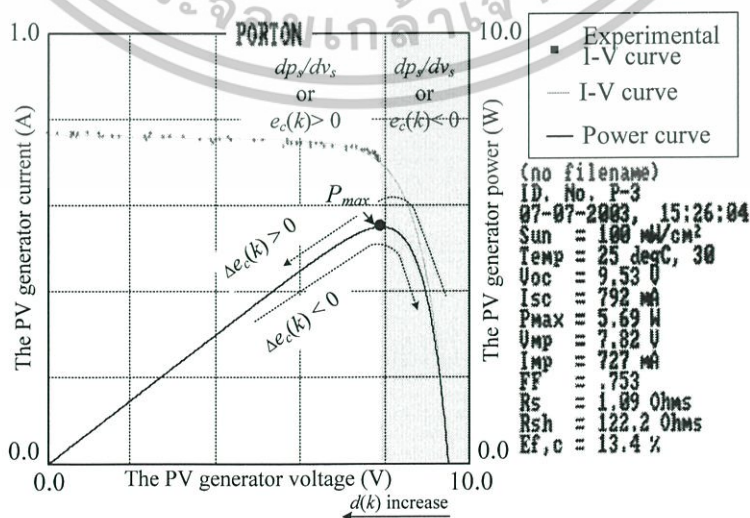
เอาต์พุต $i_{ref}(k)$ ของ FLC หรือ PSO-FLC สำหรับกำหนดจุดทำงานของ CMBC เป็น

$$i_{ref}(k) = i_{ref}(k-1) + \Delta i_{ref}(k) \quad (3.30)$$

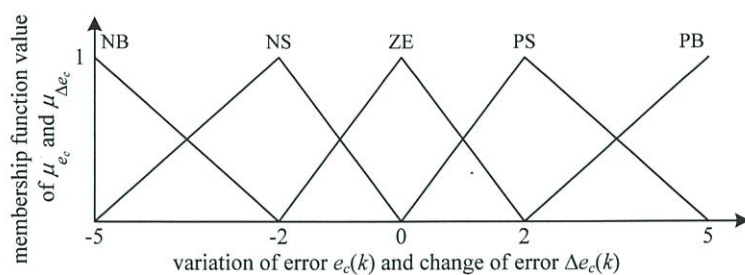
เมื่อ Δi_{ref} ที่เกิดขึ้นจากการคำนวณในสมการ (3.29) การจัดสร้าง FLC บน MCU สามารถทำได้ทั้งแบบ LUT [24, 25, 77] หรือการสร้าง MMF แบบฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ [17, 78] ดังรายละเอียดที่ได้แสดงผ่านมา

3.5 ตัวอย่าง FLC บน MCU ใน MPPT

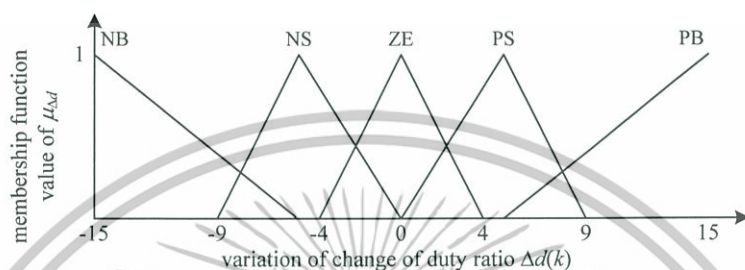
การเปรียบเทียบตัวควบคุมแบบดั้งเดิม P&O กับ FLC กับวงจรถูกคิฟซซฟคอนเวอร์เตอร์แบบ PWM ในกระบวนการ MPPT สำหรับงานประยุกต์ SPBC ได้ถูกนำเสนอในงานวิจัย [24, 25] มีบล็อกไดอะแกรมเป็นดังแสดงผ่านมารูปที่ 2.22 ความสัมพันธ์อินพุต $e_c(k)$ กับ $\Delta e_c(k)$ ที่เกิดขึ้นบนเส้นโค้ง I-V ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นดังรูปที่ 3.21 อาร์เรย์แสงอาทิตย์มีค่า P_{max} เป็น 5.69W ณ อุณหภูมิ 25°C ความเข้มแสง 100mW/cm² เลือก MMF สำหรับ $e_c(k)$ กับ $\Delta e_c(k)$ และ Δd เป็นรูปทรง MMF แบบสามเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 3.22 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 3.21 เส้นโค้ง I-V ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ในงานวิจัย [24, 25] โยชนด้านการค้า ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.22 พารามิเตอร์ของ MMF ที่ใช้ในงานวิจัย [24, 25]

กฎของ FLC สำหรับ MPPT สร้างขึ้นจากพื้นฐานของการทำงาน PVVC คือ “ถ้าการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนคิวตี้ $d(k)$ เป็นผลให้กำลังไฟฟ้า $p_s(k)$ ที่ได้จากรีเลย์แสงอาทิตย์เพิ่มขึ้น จะทำการเปลี่ยน $d(k)$ ในทิศทางเดิม แต่ถ้าการเปลี่ยนแปลง $d(k)$ ทำให้ $p_s(k)$ ลดลงก็จะเปลี่ยน $d(k)$ ในทิศทางตรงกันข้าม การตรวจจบการเปลี่ยนแปลง $p_s(k)$ ทำได้ด้วยการคำนวณหาความผิดพลาด $e_c(k)$ และอัตราเปลี่ยนแปลงความผิดพลาด $\Delta e_c(k)$ ” กฎของ FLC ที่ใช้งานเป็นดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 กฎของ FLC ในงานวิจัย [24, 25]

$\Delta e_c(k)$ \ $e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	PB	PB	PS	PB	PB
NS	PB	PS	PS	PS	PB
ZE	NS	NS	ZE	PS	PS
PS	NB	NS	NS	NS	NB
PB	NB	NB	NS	NB	NB

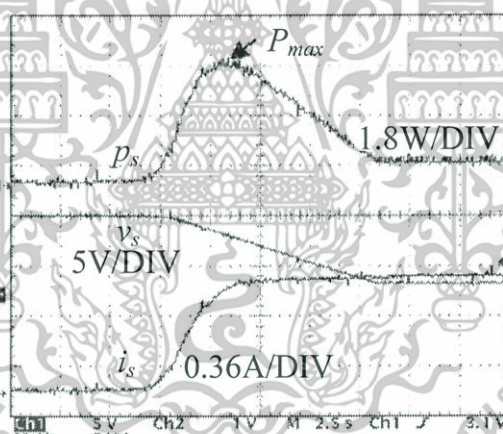
จาก MMF และ กฎของ FLC ที่แสดงผ่านมา ทำการแปลงความสัมพันธ์อินพุตกับเอาต์พุตของ FLC นี้เป็นแบบ LUT ภายใต้ระยะอินพุตที่เกิดขึ้นได้จริงของ $e_c(k)$ กับ $\Delta e_c(k)$ คือช่วง $[-5, 5]$ เอาต์พุตที่เกิดขึ้นของ $\Delta d(k)$ เพื่อปรับเปลี่ยน $d(k)$ เป็นดังตารางที่ 3.4 ซึ่งเป็นตารางขนาด 11×11

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

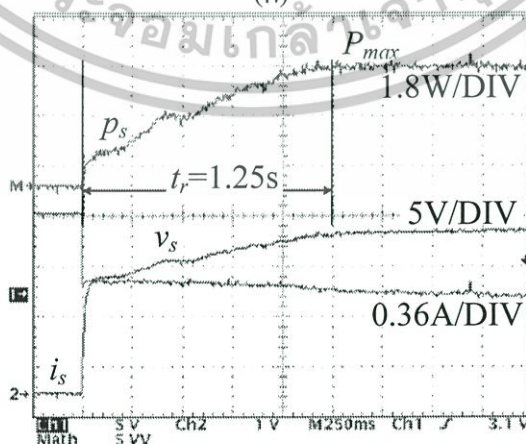
ตารางที่ 3.4 กฎของ FLC แบบ LUT ในงานวิจัย [24, 25]

		$\Delta e_c(k)$										
		-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
$e_c(k)$	-5	11	11	11	11	8	5	8	11	11	11	11
	-4	11	10	10	10	7	5	7	10	10	10	11
	-3	11	10	9	7	6	5	6	7	9	10	11
	-2	11	10	7	5	5	5	5	5	7	10	11
	-1	4	3	2	0	1	2	4	5	6	7	8
	0	-5	-5	-5	-5	-2	0	2	5	5	5	5
	1	-8	-7	-6	-5	-4	-2	-1	0	-2	-3	-4
	2	-11	-10	-7	-5	-5	-5	-5	-5	-7	-10	-11
	3	-11	-10	-9	-7	-6	-5	-6	-7	-9	-10	-11
	4	-11	-10	-10	-10	-7	-5	-7	-10	-10	-10	-11
	5	-11	-11	-11	-11	-8	-5	-8	-11	-11	-11	-11

ทดสอบอัลกอริทึม MPPT ภายใต้ความเข้มแสง 80mW/cm^2 กับอุณหภูมิที่ 40°C เลือกใช้ วงจรตีชัตติชี่คอนเวอร์เตอร์แบบ PWM มีรายละเอียดแสดงไว้ใน [24, 25] รูปที่ 3.23 (ก) แสดง การทดสอบหา P_{max} ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ภายใต้สภาพแวดล้อมนี้ กำหนดให้อัลกอริทึม MPPT ทำงานที่อัตราการชัตค่า 50ms ผลลัพธ์ของ MPPT ภายใต้สภาพแวดล้อมนี้เป็นดังรูปที่ 3.23 (ข) พบว่า อัลกอริทึม P&O มีเวลาขาขึ้น (Rise Time หรือ t_r) เป็น 1.25s



(ก)

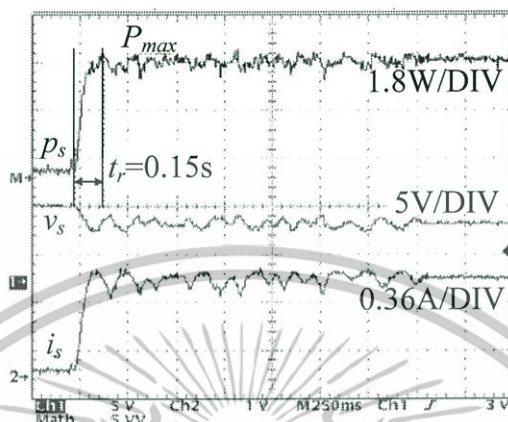


(ข)

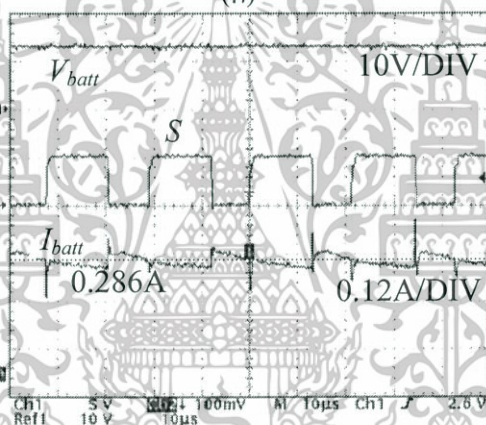
รูปที่ 3.23 กำลังไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (ก) การทดสอบ P_{max} และ (ข) ผล MPPT ด้วย P&O

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการทดสอบ FLC สำหรับ MPPT รูปที่ 3.24 (ก) แสดงผลลัพธ์ที่เกิดขึ้น เห็นได้ว่า t_r ลดลงกว่าวิธีการ P&O ประมาณ 8 เท่า เป็น 0.15s นอกจากนี้ ผลการประจุแบตเตอรี่เป็นดังรูปที่ 3.24 (ข) มีประสิทธิภาพการทำงานของระบบในการประจุแบตเตอรี่เป็น 85%



(ก)



(ข)

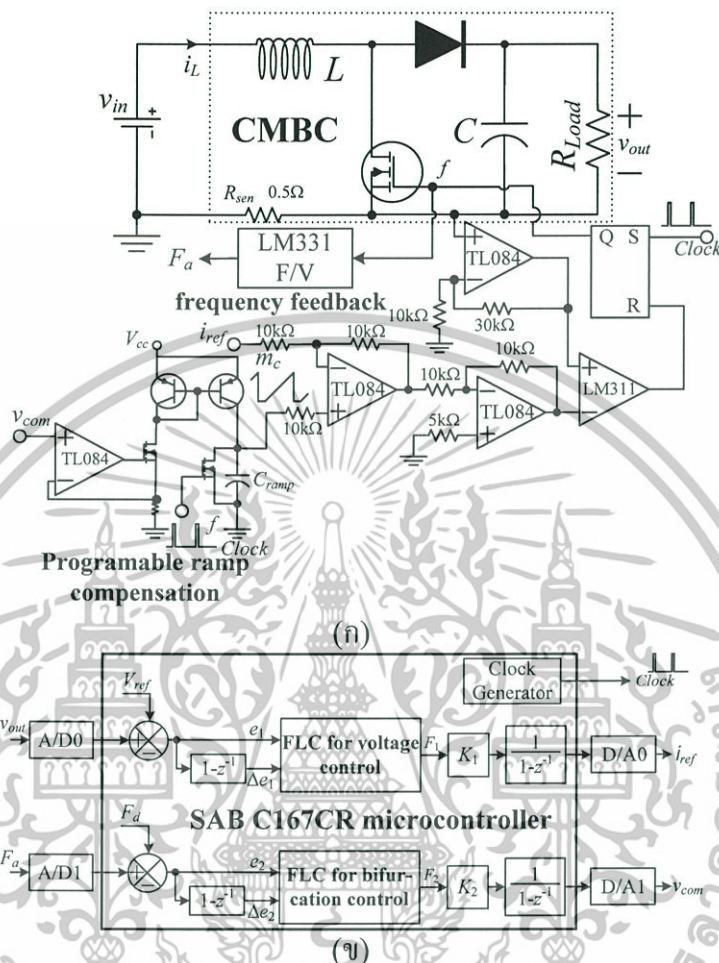
รูปที่ 3.24 กำลังไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (ก) ผล MPPT ด้วย FLC และ (ข) กระแสประจุแบตเตอรี่

หากเปรียบเทียบวิธีการ MPPT แบบดั้งเดิมกับ FLC พบว่า FLC จะให้ผลลัพธ์ใน MPPT ที่รวดเร็วกว่าแบบดั้งเดิม ซึ่งสามารถนำไปปรับปรุงให้ระบบ MPPT ทำงานภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว

3.6 ตัวอย่าง FLC ในการควบคุมทางแปร่ง

ในงานวิจัยที่ [17] แสดงผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจากความไม่มีเสถียรภาพของวงจร CMBC สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและการประยุกต์ใช้ FLC ในการควบคุมทางแปร่ง กำหนดให้วงจร CMBC ที่ทำการทดลองมีส่วนประกอบเป็นดังรูปที่ 3.25 (ก) ซึ่งประกอบด้วยวงจร CMBC พร้อมวงจรที่สร้างสัญญาณชดเชยลาดเอียงความชันแปรผันกับแรงดันไฟฟ้า v_{com} โดยตรง ตัวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุม FLC จะคำนวณหา v_{com} ที่เหมาะสมสำหรับขั้วการเกิดทางแพร่ในวงจร ดังฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.25 (ข) มีพารามิเตอร์ของวงจร CMBC เป็นดังตารางที่ 3.5



รูปที่ 3.25 ส่วนประกอบในการทดลองของงานวิจัย [17] (ก) วงจรที่ใช้งาน และ (ข) ตัวควบคุม ตารางที่ 3.5 พารามิเตอร์ของวงจร CMBC ในงานวิจัย [17]

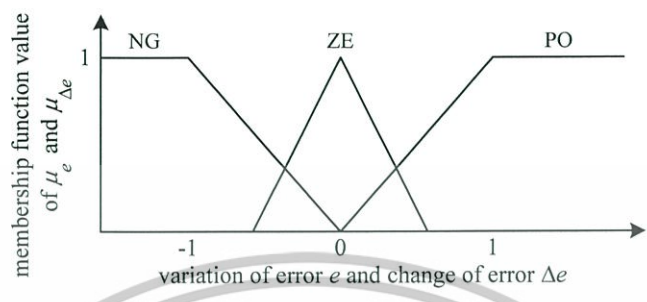
พารามิเตอร์	รายละเอียด
ตัวเหนี่ยวนำ (L)	$160\mu\text{H}$
ตัวเก็บประจุ (C)	$47\mu\text{F}$
ความถี่ในการสวิตช์ ($1/T$).	10kHz
แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ต้องการ (v_{out})	$12\text{-}15\text{V}$
แรงดันไฟฟ้าอินพุต (v_{in})	5V

ตัวควบคุมทางแพร่แบบ FLC จะทำการตรวจจับแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า (Frequency to Voltage Converter) เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ๆความถี่ของ period-1 เล็ก MMF และกฎของ FLC เป็นดังรูปที่ 3.26 และตารางที่ 3.6

ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

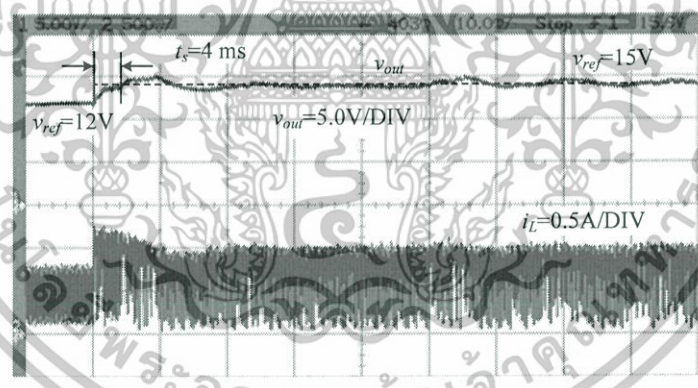
การเปรียบเทียบผลตอบสนองของ CMBC เมื่อไม่มีและมีการควบคุมทางแพร่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.27 (ก) และ (ข) ตามลำดับ กำหนดให้แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง v_{ref} เปลี่ยนแปลงจาก 12V เป็น 15V โดยมี v_{in} เป็น 5V และ R_{Load} เป็น 50Ω



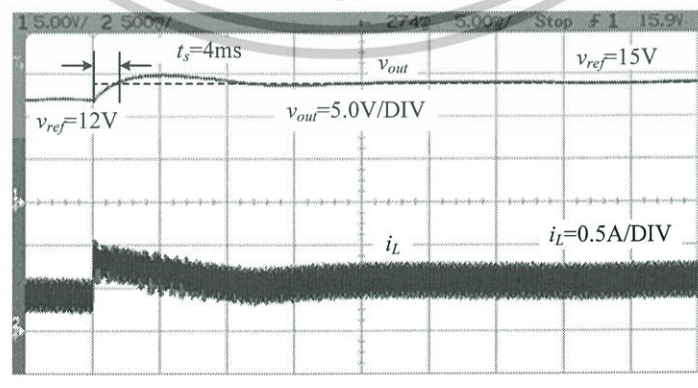
รูปที่ 3.26 การเลือก MMF ในงานวิจัย [17]

ตารางที่ 3.6 กฎ FLC ในงานวิจัย [17]

$\Delta e(k)$ \ $e(k)$	NG	ZE	PO
NG	$C^1(-1)$	$C^2(0)$	$C^3(1)$
ZE	$C^4(0)$	$C^5(0)$	$C^6(0)$
PO	$C^7(1)$	$C^8(0)$	$C^9(-1)$



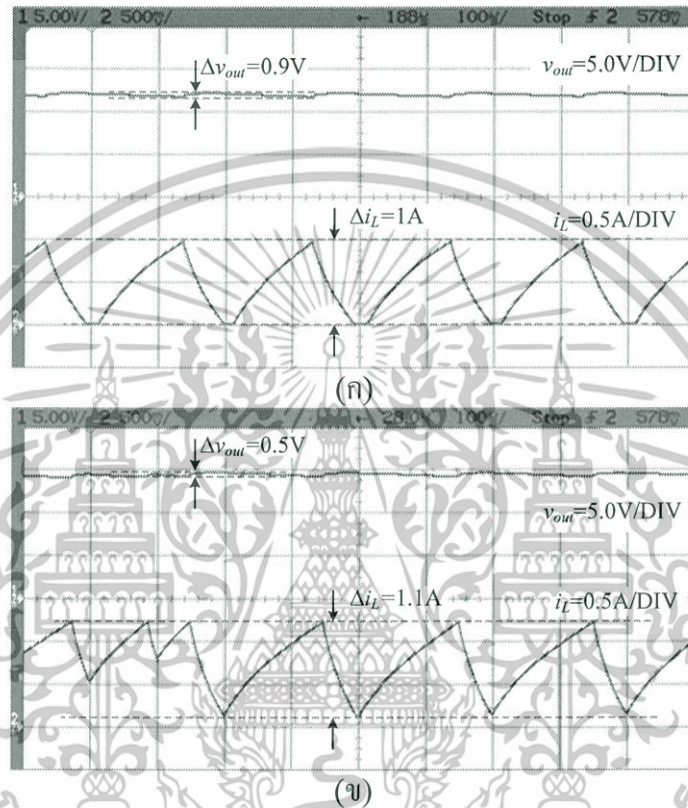
(ก)



(ข)

รูปที่ 3.27 การเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้า (ก) ไม่มีการควบคุมทางแพร่ง และ (ข) มีการควบคุมทางแพร่ง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตอบสนองในสถานะอยู่ตัวเมื่อวงจร CMBC ไม่มี FLC สำหรับควบคุมทางแปร่ง กำหนดให้วงจรมีภาระ R_{Load} เป็น 50Ω มีระดับ v_{ref} เป็น $12V$ และ $15V$ การตอบสนองของ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสำหรับ CMBC แบบไม่มีการควบคุมทางแปร่งกับกระแสไฟฟ้าย i_L เป็นดัง รูปที่ 3.28 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่า วงจร CMBC นี้มีลักษณะของการตอบสนองของ i_L เป็น period-2 และอลวน

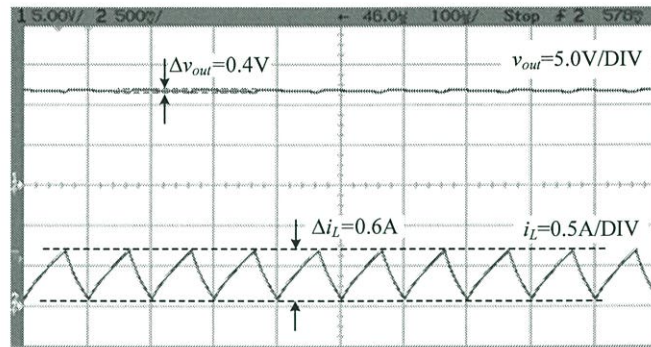


รูปที่ 3.28 การเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าที่สถานะอยู่ตัวของ CMBC ที่ไม่มีการควบคุมทางแปร่ง (ก) v_{ref} เป็น $12V$ และ (ข) v_{ref} เป็น $15V$

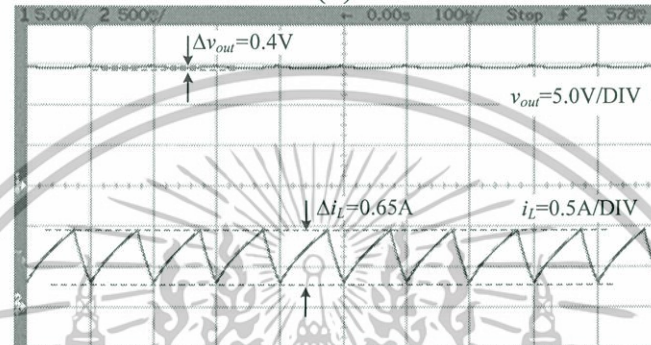
ผลลัพธ์ของ i_L เมื่อประยุกต์ใช้งาน FLC สำหรับควบคุมทางแปร่งกับวงจร CMBC กับ ภาระ R_{Load} เป็น 50Ω ระดับ v_{ref} เป็น $12V$ และ $15V$ การตอบสนองของ i_L เป็น period-1 ทั้ง สองเงื่อนไขดังรูปที่ 3.29 (ก) และ (ข)

เมื่อวงจร CMBC ไม่มีและมี FLC สำหรับควบคุมทางแปร่ง กำหนดให้ v_{ref} เท่ากับ $12V$ มีภาระ R_{Load} เป็น 25Ω การตอบสนองในสถานะอยู่ตัวของ i_L แสดงในรูปที่ 3.30 (ก) และ (ข) ตามลำดับ พบว่าวงจร CMBC ที่ไม่มีการควบคุมทางแปร่งจะไม่สามารถจับปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้น กล่าวคือ เกิดความถี่ของ i_L เป็นแบบอลวน ในขณะที่ CMBC แบบมีการควบคุมทางแปร่ง จะความถี่ของ i_L เป็นแบบ period-1

งานวิจัยชิ้นนี้แสดงให้เห็นถึงเสถียรภาพในการทำงานของวงจร CMBC จากการประยุกต์ใช้ วงจรที่สร้างสัญญาณชดเชยลาดเอียงความชันแปรผันเชิงเส้นที่ควบคุมด้วย FLC พบว่า วงจร CMBC ที่ควบคุมทางแปร่งด้วย FLC จะทำงานที่ period-1 ภายได้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง

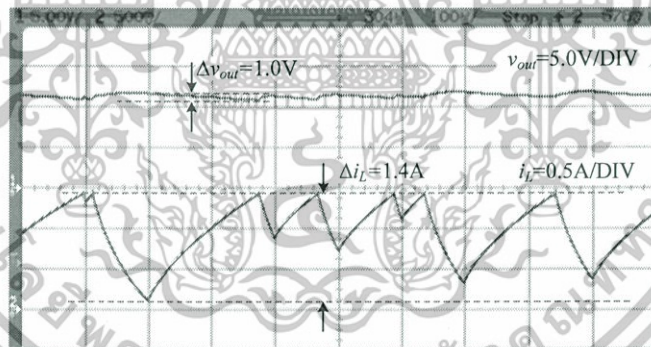


(ก)

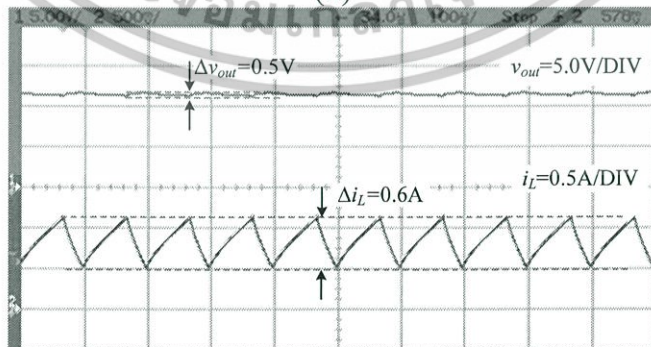


(ข)

รูปที่ 3.29 การเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าที่สถานะอยู่ตัวของ CMBC ที่มีการควบคุมทางแพร่ง (ก) v_{ref} เป็น 12V และ (ข) v_{ref} เป็น 15V



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.30 การเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าที่สถานะอยู่ตัวของ CMBC เมื่อ v_{ref} เท่ากับ 12V และ R_{Load} เป็น 25Ω (ก) ไม่มีการควบคุมทางแพร่ง และ (ข) มีการควบคุมทางแพร่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 บทสรุป

ส่วนประกอบของระบบควบคุมทางแพรงสำหรับวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสในระบบโพลีโวลตาอิกกับการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่นำเสนอได้ถูกแสดงไว้ในบทนี้ ระบบที่นำเสนอเป็นระบบที่ง่ายต่อการจัดสร้างจริงและมีราคาต่ำ การจัดสร้างวงจรที่ใช้ควบคุมทางแพรงเป็นแบบง่าย แต่มีความเหมาะสมกับการใช้งานในระบบโพลีโวลตาอิก การตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของระบบโพลีโวลตาอิกมีทั้งวิธีการแบบดั้งเดิมและวิธีการแบบพีซีลอจิกจัดสร้างบนไมโครคอนโทรลเลอร์ราคาต่ำ ตัวควบคุมพีซีลอจิกจะทำให้การตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดเป็นไปอย่างรวดเร็วเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการแบบดั้งเดิม นอกจากนี้วงจรควบคุมทางแพรงที่นำเสนอ ถูกพิสูจน์ในงานวิจัยที่ผ่านมาว่าสามารถจัดสร้างขึ้นได้จริง และขจัดทางแพรงที่เกิดขึ้นในระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ



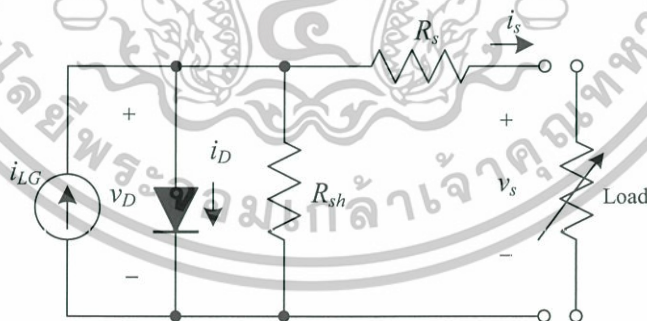
บทที่ 4

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงเสถียรภาพที่เกิดขึ้นในระบบที่นำเสนอ ประกอบด้วยเสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าในวงจร CMBC ดังได้กล่าวถึงในบทที่ผ่านมา และเสถียรภาพของระบบรวมหรือเสถียรภาพในระบบ MPPT แบบจำลองคณิตศาสตร์ของระบบที่นำเสนอจะถูกพิจารณาสำหรับแสดงพฤติกรรมและเสถียรภาพของระบบ MPPT ประกอบด้วยแบบจำลองคณิตศาสตร์ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ วงจร CMBC และอัลกอริทึม MPPT แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่สร้างขึ้นในบทนี้ใช้วิธีการของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเพื่ออธิบายการตอบสนองในระบบต่อการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ผู้ออกแบบระบบสามารถใช้การวิเคราะห์เสถียรภาพต่ออัตราขยายที่เกิดขึ้นในระบบเพื่อกำหนดขอบเขตของอัตราขยายในวงควบคุม (Control-loop Gain) สำหรับกำหนดขอบเขตของการออกแบบ FLC และ PSO-FLC ต่อไป

4.1 แบบจำลองของอาร์เรย์แสงอาทิตย์

จากคุณสมบัติของเซลล์แสงอาทิตย์ที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 แบบจำลองของเซลล์แสงอาทิตย์หรืออาร์เรย์แสงอาทิตย์สามารถแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากแสงมีไดโอดต่อขนานดังรูปที่ 4.1 สำหรับแสดงเส้นโค้ง I-V ที่เกิดขึ้นจริงของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ [20]



รูปที่ 4.1 วงจรเสมือนของเซลล์แสงอาทิตย์แบบซิติคอน

กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตของอาร์เรย์แสงอาทิตย์สามารถคำนวณได้จากการประยุกต์สมการที่ (2.31) เมื่ออาร์เรย์แสงอาทิตย์มีพฤติกรรมที่ตรงกันข้ามกับไดโอด เป็น

$$\begin{aligned} i_s &= i_{LG} - i_D \\ &= i_{LG} + I_{os} - I_{os} \exp\left(\frac{q}{Ak_b T_K}(v_s + i_s R_s)\right) - \frac{v_s + i_s R_s}{R_{sh}} \end{aligned} \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ i_s กับ v_s เป็นกระแสไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุต i_{LG} กับ I_{os} เป็นกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากแสงกับกระแสไฟฟ้าย้อนกลับแบบอิมิตัว ณ อุณหภูมิ T_r q เป็นค่าประจุของอิเล็กตรอน (C) A เป็นค่าตัวประกอบทางอุดมคติ (Ideality Factor) k_b เป็นค่าคงที่ของโบลทซ์แมน (Boltzman's Constant มีหน่วยเป็น J/K) T_K เป็นอุณหภูมิของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ (K) และ R_s กับ R_{sh} เป็นความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับขนาน ตามลำดับ นอกจากนี้ i_{LG} และ I_{os} มีคุณสมบัติที่เป็นดังต่อไปนี้ [55, 56]

$$I_{os} = I_{or} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \exp \left[\left(\frac{qE_{GO}}{Ak_b} \right) \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_K} \right) \right] \quad (4.2)$$

$$i_{LG} = [I_{sc} + K_L (T_c - 25)] \frac{\gamma}{100} \quad (4.3)$$

เมื่อ E_{GO} เป็นค่าพลังงานแถบของซิลิกอน (Band-gap Energy of Silicon มีหน่วยเป็น 1 ถึง 3eV) K_L เป็นสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิที่กระแสลัดวงจร ($A/^\circ C$) I_{or} เป็นกระแสอิมิตัว ณ อุณหภูมิ T_r (A) I_{sc} เป็นกระแสลัดวงจร ณ อุณหภูมิ $25^\circ C$ และความเข้มแสง 100 mW/cm^2 (A) γ เป็นความเข้มแสง (Light Intensity มีหน่วยเป็น mW/cm^2) และ T_c เป็นอุณหภูมิของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ($^\circ C$)

แบบจำลองของอาร์เรย์แสงอาทิตย์อย่างง่าย สมมติให้ความต้านทานที่ต่อขนานกับไดโอดมีค่าเป็นอนันต์สมการที่ (4.1) มีพจน์ลดลงเป็น [24, 25]

$$i_s = i_{LG} - I_{os} \left(\exp \left(\frac{q}{Ak_b T_K} (v_s + i_s R_s) \right) - 1 \right) \quad (4.4)$$

กำหนด p_{smax} เป็นกำลังไฟฟ้า ณ ตำแหน่ง MPP แยกเป็นส่วนประกอบค่าคงที่ของกำลังไฟฟ้าดีซี (DC) หรือค่าเฉลี่ย (P_{max}) กับกำลังไฟฟ้าเอซีหรือกำลังไฟฟ้าที่มีการเบี่ยงเบนเล็กน้อย (\hat{p}_s) [21-23] ดังนี้

$$p_{smax} = P_{max} + \hat{p}_s \quad (4.5)$$

กำหนดแรงดันไฟฟ้า v_{smax} ณ ตำแหน่ง MPP ประกอบด้วยค่าคงที่ของแรงดันไฟฟ้าดีซี (V_{MPP}) กับแรงดันไฟฟ้าเอซี (\hat{v}_s) เป็น

$$v_{smax} = V_{MPP} + \hat{v}_s \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ กระแสไฟฟ้า i_{smax} ณ ตำแหน่ง MPP ประกอบด้วยค่าคงที่ของกระแสไฟฟ้าดีซี (I_{MPP}) กับ กระแสไฟฟ้าเอซี (\hat{i}_s) เป็น

$$i_{smax} = I_{MPP} + \hat{i}_s \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.1) กำหนดให้การเบี่ยงเบนหรือการเปลี่ยนแปลงที่เกิดรอบ MPP มีขนาดเล็กน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับส่วนประกอบดีซี ความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์สำหรับกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้า ความเข้มแสง และอุณหภูมิที่เกิดขึ้นกับอาร์เรย์แสงอาทิตย์เป็น [21-23]

$$\hat{i}_s = \left. \frac{\partial i_{smax}}{\partial v_{smax}} \right|_{MPP} \hat{v}_s + \left. \frac{\partial i_{smax}}{\partial \gamma} \right|_{MPP} \hat{\gamma} + \left. \frac{\partial i_{smax}}{\partial T} \right|_{MPP} \hat{T} \quad (4.8)$$

เมื่อ $\hat{\gamma}$ กับ \hat{T} เป็นการเปลี่ยนแปลงของความเข้มแสงกับอุณหภูมิ ณ MPP กำหนดให้จุดทำงานของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ไม่มีการเปลี่ยนแปลงความเข้มแสงกับอุณหภูมิ สมการที่ (4.8) สามารถลดพจน์ลงเหลือเพียงพจน์ของอนุพันธ์ย่อยระหว่าง i_{smax} เทียบกับ v_{smax} ณ MPP ซึ่งสามารถคำนวณค่าได้จากสมการที่ (4.1) ดังนี้

$$\left. \frac{\partial i_{smax}}{\partial v_{smax}} \right|_{MPP} = - \left[R_s + \frac{1}{\frac{I_{os}}{AV_{MPP}} e^{\frac{V_{MPP} + R_s I_{MPP}}{AV_{MPP}}} + \frac{1}{R_{sh}}} \right] = - \frac{1}{R_{MPP}} \quad (4.9)$$

กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในสมการที่ (4.5) เมื่อคำนวณจากแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าจากสมการที่ (4.6) และ (4.7) เป็น

$$\begin{aligned} P_{smax} &= P_{max} + \hat{p}_s \\ &= (V_{MPP} I_{MPP} + \hat{v}_s I_{MPP} + V_{MPP} \hat{i}_s + \hat{v}_s \hat{i}_s) \end{aligned} \quad (4.10)$$

กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ในสมการที่ (4.10) สามารถแยกเป็นพจน์ของกำลังไฟฟ้าดีซีและเอซี เมื่อกำลังไฟฟ้าดีซี P_{max} เป็น

$$P_{max} = V_{MPP} I_{MPP} \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าเอชี่ \hat{p}_s เป็น

$$\hat{p}_s = \hat{v}_s I_{MPP} + V_{MPP} \hat{i}_s + \hat{v}_s \hat{i}_s \quad (4.12)$$

แทนสมการที่ (4.8) และ (4.9) ลงในสมการที่ (4.12) เป็น

$$\hat{p}_s = \hat{v}_s \left(I_{MPP} - \frac{V_{MPP}}{R_{MPP}} \right) - \frac{\hat{v}_s^2}{R_{MPP}} \quad (4.13)$$

จาก

$$R_{MPP} = \frac{V_{MPP}}{I_{MPP}} \quad (4.14)$$

ดังนั้น กำลังไฟฟ้าเอชี่ \hat{p}_s ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์เป็น

$$\hat{p}_s = -\frac{\hat{v}_s^2}{R_{MPP}} = -\left(\frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \right) \hat{v}_s^2 \quad (4.15)$$

เมื่อ R_{MPP} เป็นความต้านทานเสมือนที่เกิดขึ้น ณ MPP

4.2 แบบจำลอง CMBC ในระบบที่นำเสนอ

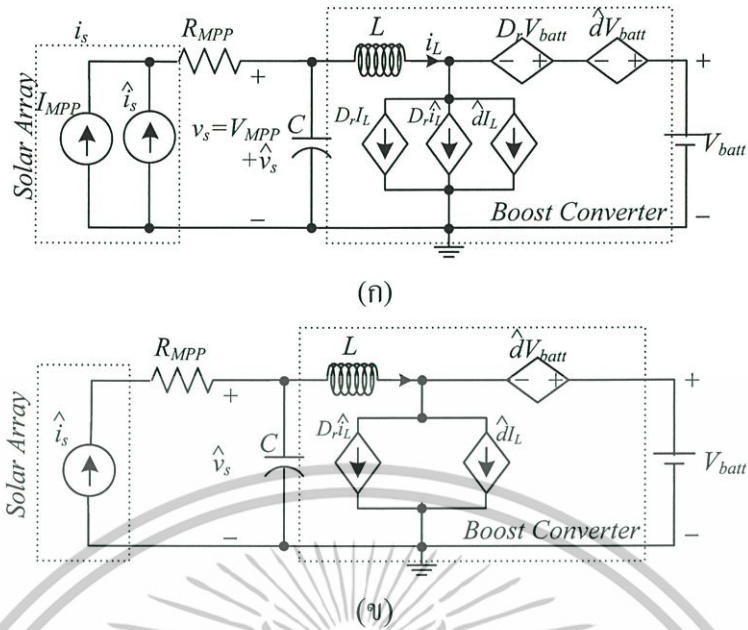
โดยทั่วไปแบบจำลองของวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์จะแบ่งออกได้เป็นสองแบบจำลอง คือ [4] แบบจำลองส่วนกำลังไฟฟ้า (Power Stage) ที่ใช้วิธีการของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก [1, 79] และแบบจำลองส่วนมอดูเลเตอร์ (Modulator Stage) ด้วยการใชแบบจำลองที่ทำให้เป็นหน่วยเดียวกัน (Unified Model) [4]

4.2.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนส่วนกำลังไฟฟ้า

วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์มีแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ (Large-signal Model) เป็นดังรูปที่ 4.2 (ก) เลือกแบบจำลองไดโอด และสวิตช์ S เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าไม่อิสระ (Dependent Voltage Source) กับแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าไม่อิสระ (Dependent Current Source)

[1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แบบจำลองระบบ MPPT (ก) แบบจำลองของสัญญาณขนาดใหญ่ และ (ข) แบบจำลองของสัญญาณขนาดเล็ก

$$i_s = di_L = (D_r + \hat{d})(I_L + \hat{i}_L) \quad (4.16)$$

$$v_d = (D_r + \hat{d})V_{batt} \quad (4.17)$$

เมื่อสัญลักษณ์ I_L กับ D_r เป็นส่วนประกอบเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำกับอัตราส่วนคิวตี้ สัญลักษณ์ \hat{i}_L กับ \hat{d} เป็นส่วนประกอบของการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำกับอัตราส่วนคิวตี้ ตามลำดับ สมมติให้แบตเตอรี่มีแรงดันไฟฟ้า V_{batt} เป็นค่าคงที่ เนื่องจากการตอบสนองทางพลวัต (Dynamic Response) ที่ช้าเมื่อเปรียบเทียบกับส่วนประกอบอื่นในระบบ [21-23, 55] สมการของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีภาวะเป็นแบตเตอรี่จากการใช้กฎของ KVL เป็นดังนี้

$$\frac{V_{MPP} + \hat{v}_s}{R_{MPP}} + C \frac{d\hat{v}_s}{dt} = -(I_L + \hat{i}_L) \quad (4.18)$$

$$V_{MPP} + \hat{v}_s + D_r V_{batt} + \hat{d} V_{batt} = \frac{L di_L}{dt} + V_{batt} \quad (4.19)$$

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของระบบสามารถยกเลิกพจน์ในส่วนประกอบเฉลี่ยหรือส่วนประกอบคิซี เพื่อแสดงการทำงานของวงจรรอบ ๆ MPP มีแบบจำลองเป็นดังรูปที่ 4.2 (ข) ซึ่งมีสมการแสดงความสัมพันธ์ของแต่ละส่วนประกอบ เป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\hat{v}_s}{R_{MPP}} + C \frac{d\hat{v}_s}{dt} = -\hat{i}_L \quad (4.20)$$

$$\hat{v}_s + \hat{d}V_{batt} = \frac{Ld\hat{i}_L}{dt} \quad (4.21)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมอดูเลเตอร์ที่มีภาระเป็นแบตเตอรี่สามารถคำนวณได้จากยูบรวมสมการที่ (4.20) กับ (4.21) เป็น

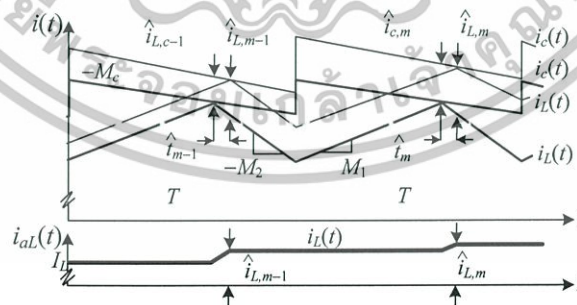
$$\frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{d}(s)} = G_{sboost}(s) = \frac{-V_{batt}/LC}{\left(s^2 + \frac{1}{R_{MPP}C}s + \frac{1}{LC}\right)} \quad (4.22)$$

4.2.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนส่วนมอดูเลเตอร์

ส่วนมอดูเลเตอร์จะถูกแทนด้วยพจน์ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) กับกระแสไฟฟ้าควบคุม (Control Current หรือ i_c) และแรงดันไฟฟ้าใช้งาน (Effective Voltage หรือ v_{off}) กำหนดแรงดันไฟฟ้าใช้งานคือผลรวมของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์ มีค่าเป็นดังนี้ [4]

$$v_{off} = \alpha v_{in} + \beta v_{out} \quad (4.23)$$

เมื่อตัวแปร α มีค่าเป็น 0 สำหรับวงจรมอดูเลเตอร์ และ มีค่าเป็น 1 สำหรับวงจรดีซีทูดิซีคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น ตัวแปร β มีค่าเป็น 0 สำหรับบักคอนเวอร์เตอร์ และมีค่าเป็น 1 สำหรับวงจรดีซีทูดิซีคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น ตามลำดับ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_{aL} หาได้จากหลักการเรนาคณิตของ i_L ใน CMBC ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 กระแสไฟฟ้าในวงจรดีซีทูดิซีคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสสำหรับการสร้างแบบจำลองในส่วนมอดูเลเตอร์

$$i_{aL} = i_{ref} - m_c D_r T - \frac{1}{2} m_1 D_r T \quad (4.24)$$

$$i_{aL} = i_{ref} - m_c D_r T - \frac{1}{2} m_2 D_r T \quad (4.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ m_1 กับ m_2 เป็นความชันของของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลา 0 ถึง $D_r T$ และจาก $D_r T$ ถึง T ตามลำดับ นอกจากนี้ m_c เป็นความชันของสัญญาณชดเชยลาดเอียงและ D_r' มีค่าเป็น $1-D_r$

$$m_1 = \frac{D_r' v_{off}}{L} \quad (4.26)$$

$$m_2 = \frac{D_r v_{off}}{L} \quad (4.27)$$

แทนสมการที่ (4.27) ในสมการที่ (4.25) เป็น

$$\begin{aligned} i_{aL} &= i_{ref} - m_c D_r T - \frac{1}{2} \frac{v_{off} D_r D_r' T}{L} \\ &= i_{ref} - m_c D_r T - \frac{1}{2} \frac{v_{off} (D_r - D_r^2) T}{L} \end{aligned} \quad (4.28)$$

ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นในสมการที่ (4.28) จะมีค่าเท่ากับการแทนสมการที่ (4.26) ลงในสมการที่ (4.24) ส่วนประกอบของตัวแปรในสมการที่ (4.28) แยกได้เป็นส่วนประกอบดีซีหรือส่วนประกอบของค่าเฉลี่ยซึ่งแทนด้วยสัญลักษณ์ตัวพิมพ์ใหญ่ และส่วนประกอบทางเอซีหรือการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยที่แทนด้วยสัญลักษณ์ตัวพิมพ์เล็กที่มีเครื่องหมาย “^” ปรากฏบนตัวอักษร ดังนี้

$$i_{aL} = I_L + \hat{i}_L \quad (4.29)$$

$$i_{ref} = I_{ref} + \hat{i}_{ref} \quad (4.30)$$

$$d = D_r + \hat{d} \quad (4.31)$$

$$v_{off} = V_{off} + \hat{v}_{off} \quad (4.32)$$

แทนตัวแปรที่ถูกกำหนดค่าในสมการที่ (4.29) ถึง (4.32) ลงในสมการที่ (4.28) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรดีซีบูตัสติคอนเวอร์เตอร์สามารถตัดพจน์ของส่วนประกอบดีซี และส่วนประกอบขนาดเล็กที่เกิดระหว่างพจน์เอซีด้วยกันออก ดังนี้

$$\begin{aligned} (I_L + \hat{i}_L) &= (I_{ref} + \hat{i}_{ref}) - m_c (D_r + \hat{d}) T \\ &\quad - \frac{1}{2} \frac{(V_{off} \hat{d} + \hat{v}_{off} D_r) T}{L} - \frac{1}{2} \frac{(V_{off} D_r + \hat{v}_{off} \hat{d}^2) T}{L} \\ &\quad + \frac{1}{2} \frac{(V_{off} 2\hat{d} D_r + \hat{v}_{off} D_r^2) T}{L} \end{aligned} \quad (4.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการอธิบายการทำงานของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก เป็น

$$\begin{aligned}
 \hat{i}_L &= \hat{i}_{ref} - \left(m_c + \frac{(1-2D_r)V_{off}}{2L} \right) \hat{d}T - \frac{1}{2} \frac{(D_r - D_r^2)T}{L} \hat{v}_{off} \\
 &= \hat{i}_{ref} - \left(m_c - \frac{(D_r + D_r - 1)V_{off}}{2L} \right) \hat{d}T - \frac{1}{2} \frac{D_r(1-D_r)T}{L} \hat{v}_{off} \\
 &= \hat{i}_{ref} - \left(m_c + \frac{(D_r' - D_r)V_{off}}{2L} \right) \hat{d}T - \frac{1}{2} \frac{D_r D_r'}{L} T \hat{v}_{off}
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

จากสมการที่ (4.34) ตัวประกอบอัตราขยายส่วนมอดูเลเตอร์ F_m ที่สร้างจากแบบจำลองที่ทำให้เป็นหน่วยเดียวกัน จะอธิบายการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กน้อยของอัตราส่วนคิวตี้ $\hat{d}(s)$ กับผลต่างของการเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กน้อยของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำกับ \hat{i}_L การเปลี่ยนแปลงขนาดเล็กน้อยกระแสไฟฟ้าอ้างอิงเป็น \hat{i}_{ref} ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \hat{d} &= \frac{1}{\left(m_c + \frac{(D_r' - D_r)V_{off}}{2L} \right) T} \left[(\hat{i}_L - \hat{i}_{ref}) + \frac{D_r D_r'}{2L} T \hat{v}_{off} \right] \\
 &= F_m \left[(\hat{i}_L - \hat{i}_{ref}) + k_{off} T \hat{v}_{off} \right]
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

เมื่อ F_m เป็นตัวประกอบอัตราขยายมอดูเลเตอร์ (Modulator Gain Factor) และ k_{off} เป็นอัตราขยายวิธีไปหน้า (Forward Gain) เมื่อกำหนดให้วงจร CMBC มีภาระเป็นแบตเตอรี่มี \hat{v}_{off} เป็นศูนย์ ตัวประกอบอัตราขยายมอดูเลเตอร์ หรืออีกนัยหนึ่งคือฟังก์ชันถ่ายโอนส่วนมอดูเลเตอร์ภายใต้เงื่อนไขการทำงานนี้ เป็น

$$\begin{aligned}
 F_m &= \frac{\hat{d}}{(\hat{i}_L - \hat{i}_{ref})} = \frac{2L}{TV_{batt}} \frac{1}{\left(\left(\frac{2Lm_c}{D_r' V_{batt}} + 2 \right) D_r' - 1 \right)} \\
 &= \frac{2L}{TV_{batt}} \frac{1}{\left(2 \left(\frac{m_c}{m_1} + 1 \right) D_r' - 1 \right)}
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

4.3 เสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าของวงจร CMBC

จากฟังก์ชันถ่ายโอนที่เกิดขึ้นในสมการที่ (4.36) เงื่อนไขของเสถียรภาพในวงจร CMBC กำหนดได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนส่วนมอดูเลเตอร์ คือ

$$F_m > 0 \tag{4.37}$$

$$D_r' > \frac{1}{2\left(\frac{m_c}{m_1} + 1\right)} \quad (4.38)$$

พบว่า เมื่อไม่มีการใช้สัญญาณชดเชย หรือ m_c เป็น 0 ระยะเวลาของ $D_r' > 0.5$ หรือ $D_r' < 0.5$ จะเป็นระยะของอัตราส่วนควิตีที่ทําให้วงจร CMBC มีเสถียรภาพ ในทำนองเดียวกันนี้ ความชันของสัญญาณชดเชย m_c สามารถกำหนดได้จาก

$$m_c > \left(\frac{1}{2D_r'} - 1\right)m_1 = \frac{1}{L}\left(\frac{V_{batt}}{2} - v_s\right) \quad (4.39)$$

ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขที่เกิดขึ้นในสมการที่ (2.24) เห็นได้ว่า เมื่อ m_c มีค่ามากจะทําให้ F_m มีค่าน้อย ส่งผลต่อความเร็วในการตอบสนองของวงจรที่ช้าลงเนื่องจากลดทอนอัตรายายยที่ประกอบอยู่ในระบบ

4.4 การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบที่นำเสนอ

เมื่อแทนบล็อก MPPT Algorithm ในรูปที่ 3.1 ด้วยอัลกอริทึมแบบ PVVC ในระบบ MPPT ซึ่งปรับปรุงมาจากอัลกอริทึมของ PVVC ใน [61] มีสมการเป็นดังต่อไปนี้

$$i_{ref}(k+1) = i_{ref}(k) - K_s \frac{\Delta p_s(k)}{\Delta v_s(k)} \quad (4.40)$$

เมื่อ $\Delta p_s(k)/\Delta v_s(k)$ แทนความชันของกำลังไฟฟ้า (Power Slope) ซึ่งถูกคำนวณด้วยตัวควบคุมดิจิทัล (Digital Controller) ในรูปของผลต่างกำลังไฟฟ้าต่อผลต่างแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{\Delta p_s(k)}{\Delta v_s(k)} &= \frac{p_s(k) - p_s(k-1)}{v_s(k) - v_s(k-1)} \\ &= \frac{\hat{p}_s(k) - \hat{p}_s(k-1)}{\hat{v}_s(k) - \hat{v}_s(k-1)} \end{aligned} \quad (4.41)$$

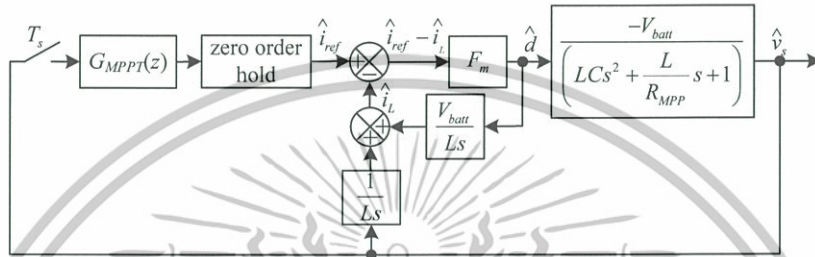
แทนสมการที่ (4.15) ลงในสมการที่ (4.41) ความชันของกำลังไฟฟ้าคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta p_s(k)}{\Delta v_s(k)} = -\left(\frac{I_{MPP}}{V_{MPP}}\right) [\hat{v}_s(k) + \hat{v}_s(k-1)] \quad (4.42)$$

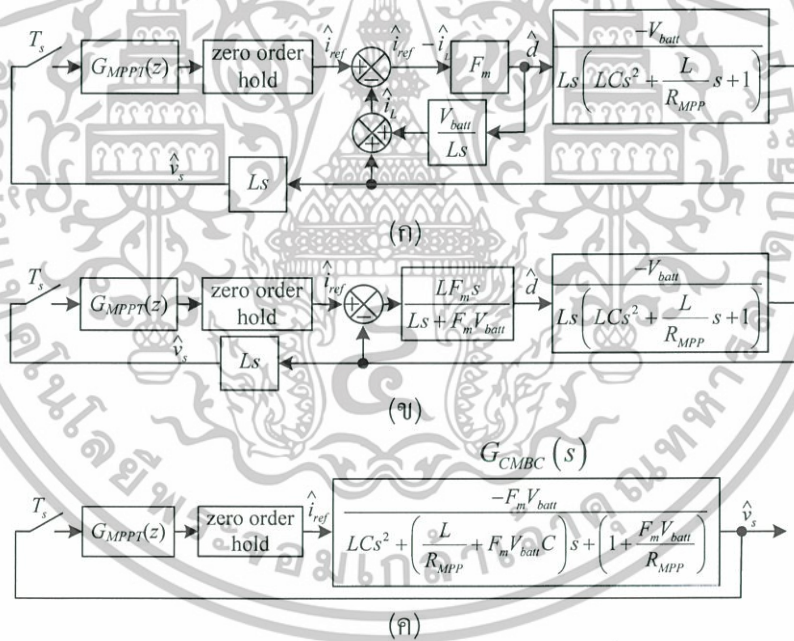
ฟังก์ชันถ่ายโอนของอัลกอริทึม MPPT สามารถแทนด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนจากการแปลง z (z -transform) พร้อมส่วนของการคงค่าอันดับศูนย์ (Zero-order-hold หรือ ZOH) ในสมการที่ (4.43) โดยแทนความชันของกำลังไฟฟ้าดังสมการที่ (4.42) เป็น [61]

$$G_{MPPT}(z) = \frac{\hat{i}_{ref}(z)}{\hat{v}_s(z)} = -K_s \frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \frac{z+1}{z^2-z} \tag{4.43}$$

ฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมของระบบที่นำเสนอ สร้างขึ้นจากฟังก์ชันถ่ายโอนใน (4.22) (4.36) และ (4.43) ดังรูปที่ 4.4 การลดหรือจัดเรียงบล็อกไดอะแกรมของระบบเพื่อทำการแสดง ความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นในระบบ หรือแสดงบล็อกไดอะแกรมอย่างง่าย สามารถทำการขยับบล็อกตั้ง ขึ้นตอนในรูปที่ 4.5 (ก) ถึง (ค)



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมของระบบ MPPT ด้วย CMBC ที่นำเสนอ



รูปที่ 4.5 การขยับบล็อกไดอะแกรมของระบบ MPPT ด้วย CMBC ที่นำเสนอ (ก) การจัดบล็อกวง ใน (ข) การขยับบล็อกวงใน และ (ค) บล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละส่วน

จากบล็อกไดอะแกรมที่ปรากฏในรูปที่ 4.5 (ค) เห็นได้ว่าระบบ MPPT ที่นำเสนอนี้มี อัตราขยายดีซี (DC Gain) ของ $G_{MPPT}(z)$ และ $G_{CMBC}(s)$ เป็นลบ ซึ่งทำให้อัตราขยายดีซีของ ระบบรวมเป็นบวก กล่าวคือ ระบบ MPPT จะมีเสถียรภาพเมื่อ F_m มีค่ามากกว่า 0 นอกจาก F_m เป็นปัจจัยที่กำหนดเสถียรภาพในระบบ อัตราขยาย K_s จะมีผลต่อเสถียรภาพของระบบ การ วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ MPPT ที่นำเสนอนี้กระทำได้ด้วยการแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนให้อยู่ในโดเมนเดียวกันด้วยการแปลง z เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบวงเปิด (Open-loop Transfer Function) ดังนี้

$$\begin{aligned} G(z) &= G_{MPPT}(z) \left(\frac{z-1}{z} \right) \mathcal{Z} \left[\frac{G_{CMBC}(s)}{s} \right] \\ &= -K_s \frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \left(\frac{z+1}{z^2} \right) \mathcal{Z} \left[\frac{G_{CMBC}(s)}{s} \right] \end{aligned} \quad (4.44)$$

เสถียรภาพของระบบที่นำเสนอนี้สามารถประยุกต์ใช้ทฤษฎีในการวิเคราะห์ระบบควบคุมป้อนกลับ (Feedback Control System) เพื่อคำนวณหาย่านหรือทำนายพฤติกรรมการตอบสนองที่เกิดขึ้นในระบบ ดังตัวอย่างต่อไปนี้

4.5 ตัวอย่างเสถียรภาพในระบบ MPPT

การแสดงผลเสถียรภาพของระบบที่นำเสนอนี้จะทำการจำลองและทดลองกับระบบในรูปที่ 3.1 มี MPPT แบบ PVVC กับอาร์เรย์แสงอาทิตย์ 10W มีภาระเป็นแบตเตอรี่ พารามิเตอร์ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์และวงจร CMBC เป็นดังตารางที่ 4.1 และ ตารางที่ 4.2 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 พิกัดของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ทดสอบเสถียรภาพ

พารามิเตอร์	พิกัด
กำลังไฟฟ้าสูงสุด P_{MPP}	10.00W
แรงดันไฟฟ้า ณ ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุด V_{MPP}	10V
กระแสไฟฟ้า ณ ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุด I_{MPP}	1.0A
กระแสไฟฟ้าลัดวงจร I_{sc}	1.1A
แรงดันไฟฟ้าเปิดวงจร V_{oc}	11.90V
ขนาดอาร์เรย์	275×270×26mm

ตารางที่ 4.2 รายละเอียดของ CMBC ที่ใช้ทดสอบ

พารามิเตอร์	พิกัด
ตัวเหนี่ยวนำ (L)	160 μ H
ตัวเก็บประจุ (C และ C_b)	2,200 μ F และ 470 μ F
ความถี่ในการสวิตช์ ($1/T$)	10kHz
แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ต้องการ (v_{out})	12 และ 20V
แรงดันไฟฟ้าอินพุต (v_{in})	0 ถึง 10V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

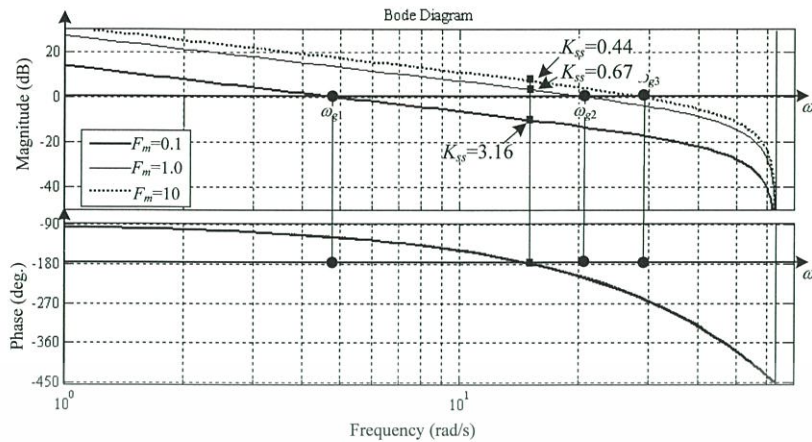
ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบวงเปิด สมมติให้อาร์เรย์แสงอาทิตย์ทำงานที่ MPP มีแรงดันไฟฟ้า (V_{MPP}) กับกระแสไฟฟ้า (I_{MPP}) เป็น 8.10V กับ 0.98A ตามลำดับ นั่นคือ R_{MPP} เป็น 8.68Ω กำหนดให้วงจร CMBC ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L เป็น $160\mu\text{H}$ ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 10kHz มีภาระเป็นแบตเตอรี่ที่มีสถานะในการประจุ 12V อัลกอริทึม MPPT มีอัตราการชั้กค่าเป็น 50ms ตัวเก็บประจุที่ต่อร่วมกับอาร์เรย์แสงอาทิตย์ C เป็น $2,200\mu\text{F}$ กำหนดหาผลตอบสนองเชิงความถี่ด้วยโปรแกรม MATLAB ดังนี้

```
>> L=160e-6;C=2200e-6;T=1/10e3;Vbatt=12;Ts=0.05;
>> Imp=0.96;Vmpp=8.05;Rmpp=Vmpp/Imp;
>> Fm=[0.1 1 10];
>> for i=1:length(Fm)
    sys_c_cmbc=tf(-Fm(i)*Vbatt,[L*C...
    L/Rmpp+Fm(i)*Vbatt*C 1+Fm(i)*Vbatt/Rmpp]);
    sys_d_cmbc=c2d(sys_c_cmbc,Ts,'zoh');
    sys_mppt=tf(-Imp/Vmpp*[1 1],[1 -1 0],Ts);
    [num,den]=tfdata(sys_mppt*sys_d_cmbc,'v');
    dboe(num,den,Ts);
>> hold on
end
```

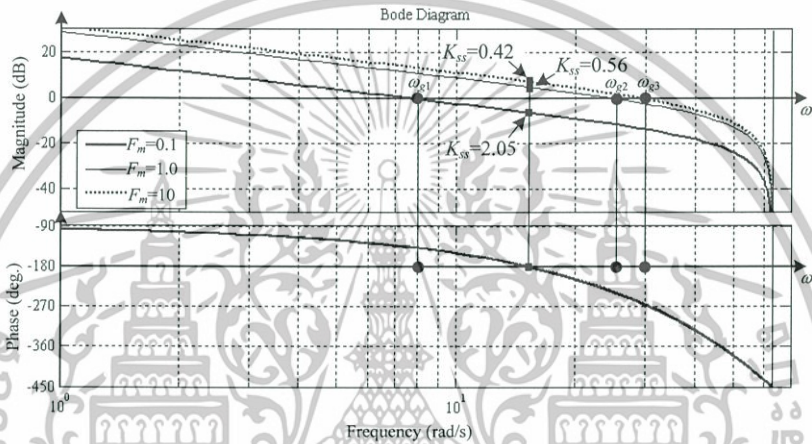
รูปที่ 4.6 การสร้างผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบที่นำเสนอด้วย โปรแกรม MATLAB

ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่เกิดของระบบต่อการเปลี่ยนแปลง F_m แสดงในรูปที่ 4.7 (ก) และ (ข) เมื่อกำหนดให้ V_{batt} มีค่าเป็น 12V และ 20V ตามลำดับ เห็นได้ว่าขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่จะเปลี่ยนแปลงต่อ F_m ในขณะที่มุมเฟสไม่มีการเปลี่ยนแปลงมากนัก การเปลี่ยนแปลง F_m มากขึ้นหรือ m_c น้อย จะทำให้ตำแหน่งของความถี่ที่อัตราขยายตัดข้าม (Gain Cross-over Frequency หรือ ω_g) มีความถี่สูงขึ้น ส่งผลให้ระบบวงปิดมีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) กว้างขึ้นและทำให้การตอบสนองของระบบเร็วขึ้น อย่างไรก็ตาม ผลการเพิ่ม F_m จะส่งผลต่อส่วนเฟส (Phase Margin) ซึ่งมีผลต่อเสถียรภาพของระบบ ดังนั้น ถ้า F_m มีค่ามากเกินไปจะทำให้ส่วนเฟสมีค่าเป็นลบ หมายถึงระบบนี้ไม่มีเสถียรภาพในการทำงาน หากเปรียบเทียบการเปลี่ยนแปลงของ V_{batt} ที่มีผลต่อการตอบสนองเชิงความถี่ในรูปที่ 4.7 (ก) และ (ข) พบว่า เมื่อแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่มีค่ามากขึ้น ระบบ MPPT ที่นำเสนอมีแนวโน้มของเสถียรภาพที่ลดลง

พิจารณารูปที่ 4.7 (ก) การกำหนดย่านอัตราขยาย K_s ของระบบที่นำเสนอเมื่อใช้อัลกอริทึม PVVC พบว่า เมื่อกำหนด F_m ให้มีค่าคงที่และระบบมีเสถียรภาพต่อค่า F_m นี้ อัตราขยาย K_s จะเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่กำหนดการตอบสนองของระบบ กล่าวคือ ถ้ากำหนดค่า F_m ต่ำของ K_s ที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพจะมีระยะที่กว้าง หากเลือกค่า F_m สูงของ K_s ที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพมีระยะที่แคบ หรืออีกนัยหนึ่ง หากกำหนดให้ มี K_s ค่าคงที่ การเพิ่มหรือลดของ F_m จะส่งผลต่อเสถียรภาพของระบบได้ นอกจากนี้ หากเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ในรูปที่ 4.7 (ก) และ (ข) เห็นได้ว่า การเปลี่ยนแปลง V_{batt} มีผลต่อการทำงานของระบบที่นำเสนอ เมื่อระดับไฟฟ้าของ V_{batt} มีค่าสูงขึ้นย่านของ K_s ที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพจะลดลง



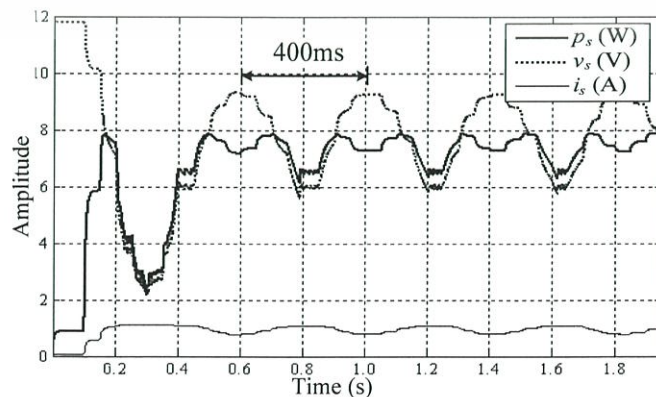
(ก)



(ข)

รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ต่อการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายมอดูเลเตอร์ (ก) V_{batt} เป็น 12V และ (ข) V_{batt} เป็น 20V

ทำการทดลองโดยเลือกใช้อาร์เรย์แสงอาทิตย์ขนาด 10W กำหนดอัตราขยาย K_s จากสมการที่ (4.40) เป็น 0.36 กำหนดอัตราการชกค่าของอัลกอริทึมเป็น 50ms มีระดับ V_{batt} เป็น 12V ณ ความเข้มแสง 85mW/cm^2 อุณหภูมิ 40°C ซึ่งมี P_{max} เป็น 8.0W ไม่มีการใช้วงจรควบคุมทางแปร่งในวงจร CMBC สร้างแบบจำลองอาร์เรย์แสงอาทิตย์ดังสมการ (4.2) ถึง (4.4) ผลการตอบสนองในระบบจำลองด้วย MATLAB/SIMULINK ในรูปที่ 4.8

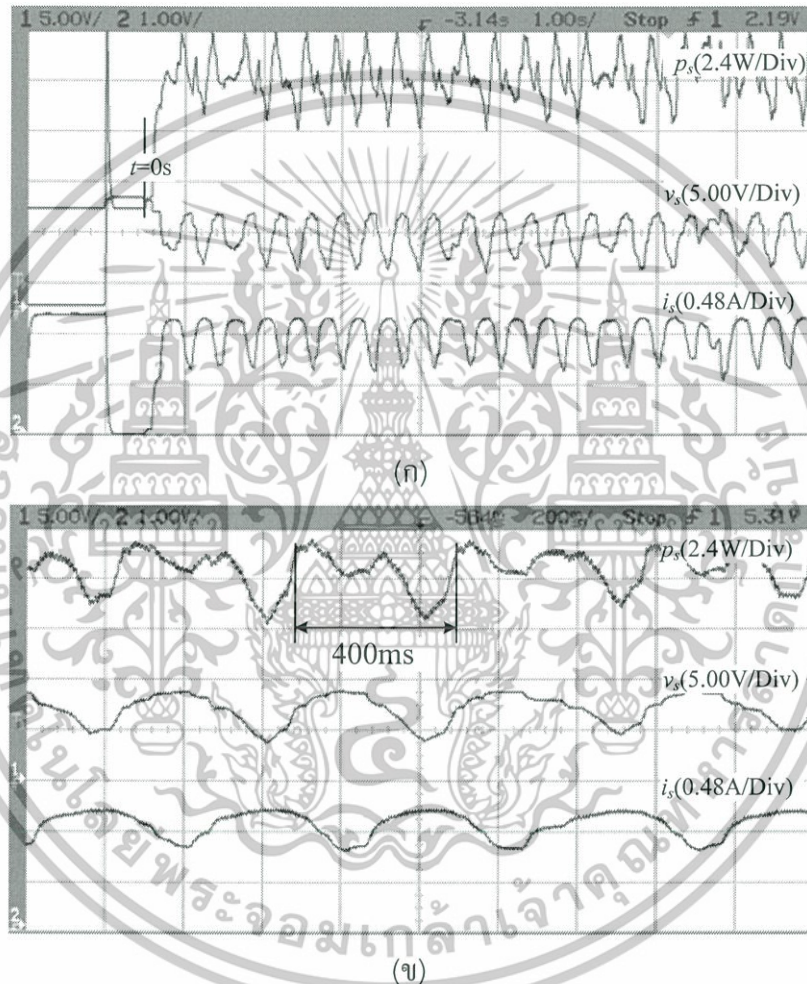


รูปที่ 4.8 ผลจำลองการแกว่งรอบๆ MPP จากการเลือก K_s เป็น 0.36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตอบสนองของระบบ MPPT ในผลการจำลองพบว่าเกิดการแกว่งรอบๆ MPP เป็นคาบเวลา 400ms ที่ K_s ค่านี้

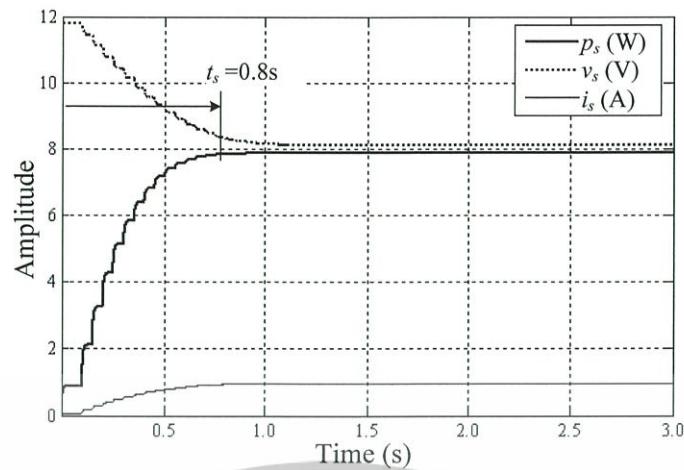
รูปที่ 4.9 (ก) และ (ข) แสดงการตอบสนองที่เกิดขึ้นในชั่วครู่และสถานะอยู่ตัวเมื่อทดลองกับระบบที่สร้างขึ้นจริงด้วย K_s ค่านี้ กำหนดให้ทำการจ่ายแหล่งกำเนิดแสงที่มีความเข้มแสง 85mW/cm^2 อุณหภูมิ 40°C ณ เวลา t เป็น 0s ดังแสดงในรูปที่ 4.9 (ก) เห็นได้ว่าการตอบสนองมีลักษณะเดียวกันกับการจำลอง กล่าวคือ เกิดการแกว่งรอบจุด MPP เป็นคาบเวลา 400ms



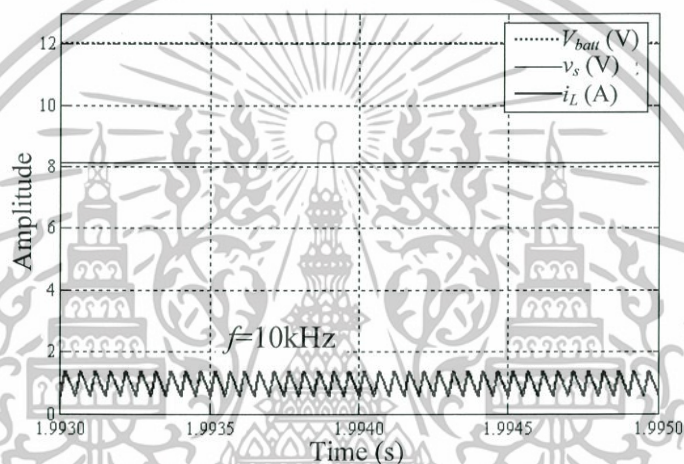
รูปที่ 4.9 ผลของการแกว่งรอบๆ MPP จากการเลือก K_s เป็น 0.36 (ก) การตอบสนองในระบบ และ (ข) การตอบสนองในสถานะอยู่ตัว

ทำการทดลองด้วยการปรับเปลี่ยน K_s ให้มีค่าเป็น 0.08 การตอบสนองของ MPPT ในระบบจำลองเป็นดังรูปที่ 4.10 (ก) มีเวลา t_s เป็น 0.8s ในขณะที่ผลลัพธ์ของกระแสไฟฟ้า i_L เป็นดังรูปที่ 4.10 (ข) เห็นได้ว่าวงจร CMBC มีการทำงานที่ period-1 ไม่ต้องการควบคุมทางแปร่งภายใต้สภาพแวดล้อมที่กำหนดนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

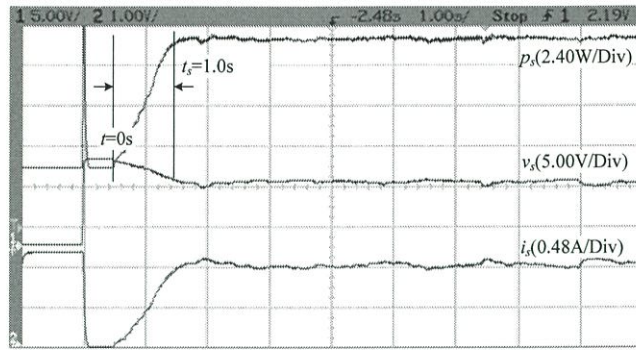


(ข)

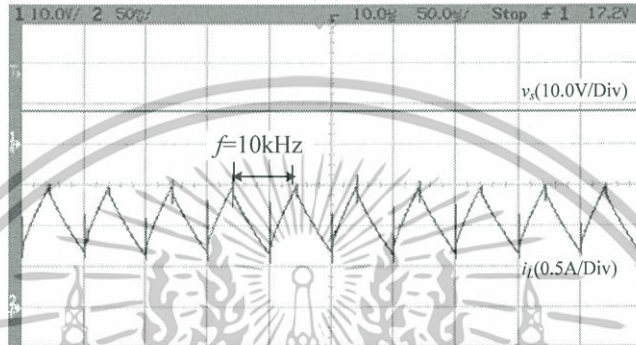
รูปที่ 4.10 ผลการจำลองของ MPPT ที่ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 12V (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L

ผลการทดลองเมื่อกำหนด K_s เป็น 0.08 กับระบบจริงของการตอบสนองใน MPPT กับกระแสไฟฟ้า i_L เป็นดังรูปที่ 4.11 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่าการตอบสนองของระบบจริงใกล้เคียงกับระบบที่เกิดจากการจำลอง

เมื่อทำการทดสอบโดยเปลี่ยนแปลงระดับของแรงดันไฟฟ้าที่แบตเตอรี่ V_{batt} เป็น 20V กำหนด K_s เป็น 0.08 ผลการตอบสนองในระบบจำลองกับ i_L เป็นดังรูปที่ 4.12 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ในทำนองเดียวกัน การตอบสนองในระบบที่สร้างขึ้นจริงกับ i_L เป็นดังรูปที่ 4.13 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่า ระบบ MPPT นี้สามารถเข้าสู่ MPP ได้ แต่เกิดปัญหาใน i_L กล่าวคือ i_L ทำงานที่ period-2 ซึ่งส่งผลต่อการตอบสนองชั่วคราวในระบบ MPPT ดังแสดงในรูป 4.12 (ก) และ 4.13 (ก)

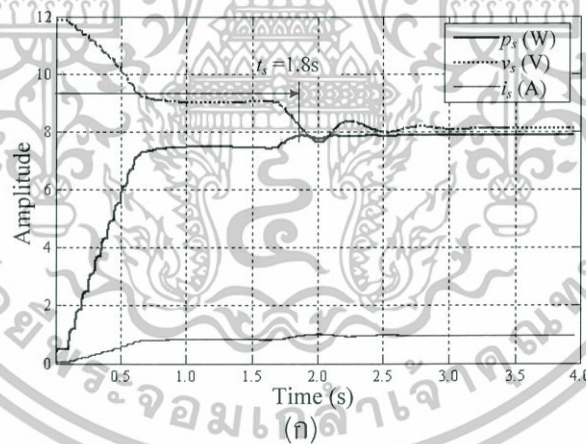


(ก)

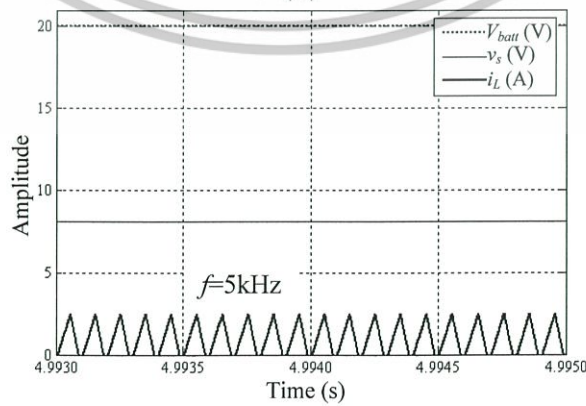


(ข)

รูปที่ 4.11 ผลการทดสอบจริงเมื่อ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 12V (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L



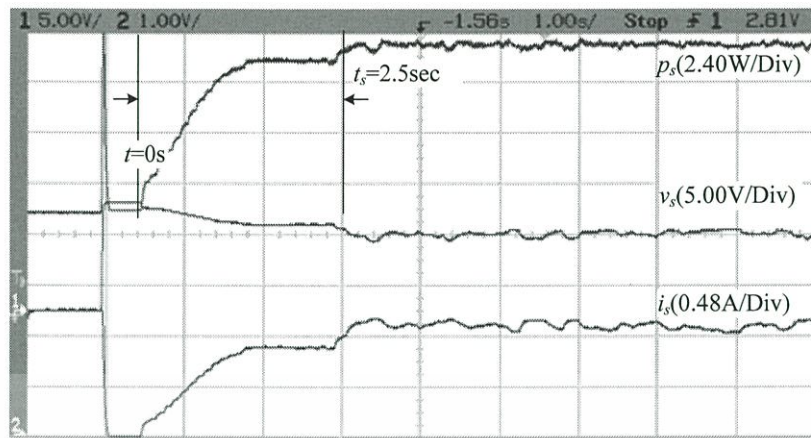
(ก)



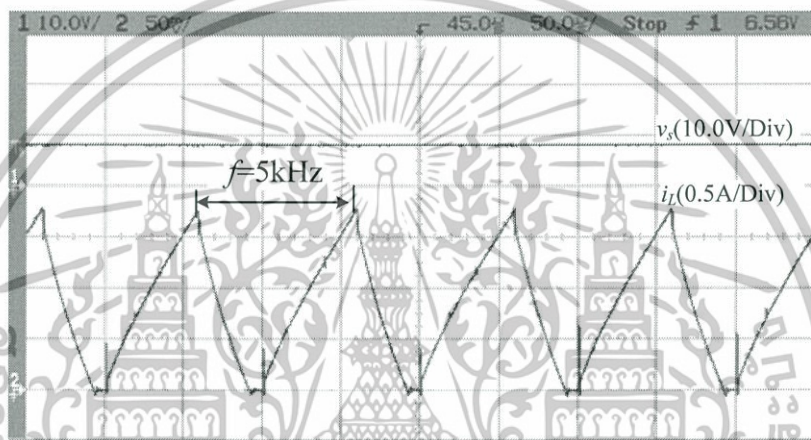
(ข)

รูปที่ 4.12 ผลการจำลองของ MPPT ที่ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 20V (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ระบบที่โครงการวิจัยของคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

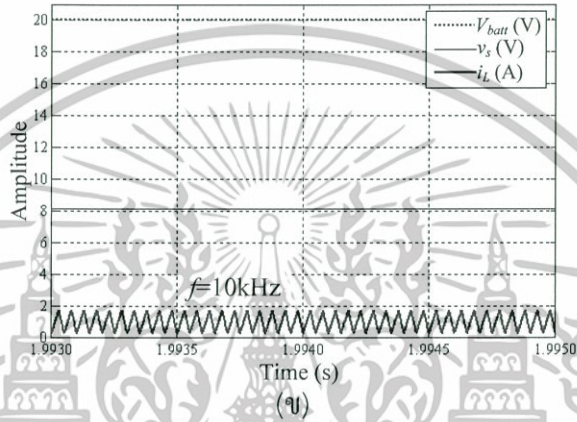
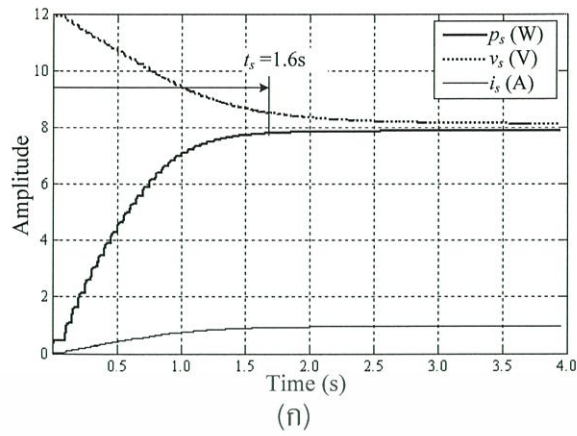


(ข)

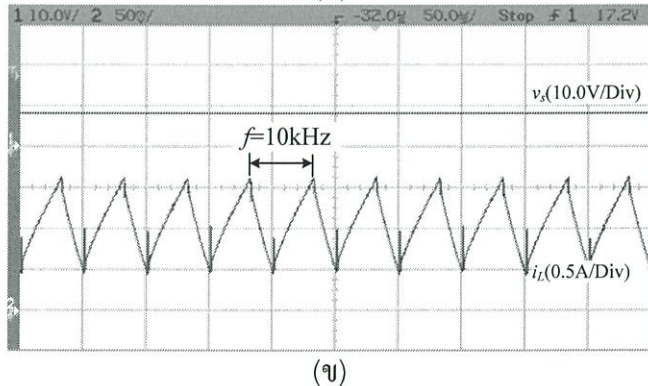
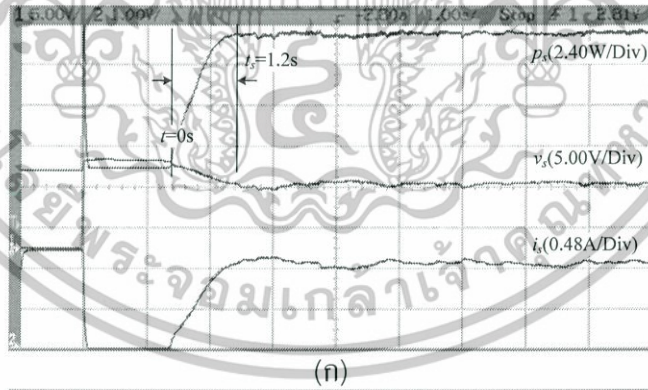
รูปที่ 4.13 ผลการทดลองจริงเมื่อ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 20V (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L

เมื่อปรับปรุงเสถียรภาพของ i_L ด้วยวงจรควบคุมทางแปร่งกับวงจร CMBC กำหนด K_s เป็น 0.08 และ V_{batt} เป็น 20V ผลการตอบสนองในระบบจำลองกับ i_L เป็นดังรูปที่ 4.14 (ก) และ (ข) การตอบสนองในระบบที่สร้างขึ้นจริงกับ i_L เป็นดังรูปที่ 4.15 (ก) และ (ข) ตามลำดับ พบว่าระบบ MPPT นี้สามารถเข้าสู่ MPP ได้ และ i_L ทำงานที่ period-1 ซึ่งส่งผลให้การตอบสนองชั่วคราวและสถานะอยู่ตัวของระบบ MPPT มีเสถียรภาพ

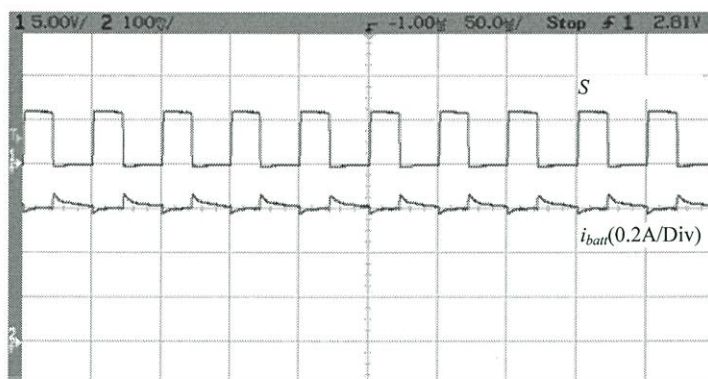
จากผลลัพธ์ที่ได้ พบว่า การใช้วงจรควบคุมทางแปร่งกับ CMBC จะส่งต่อช่วงเวลาในการตอบสนองชั่วคราว กล่าวคือ t_s สำหรับ CMBC ที่มีการชดเชยจะใช้เวลาที่นานกว่า CMBC ที่ไม่มีการชดเชย อย่างไรก็ตาม หากพิจารณาผลของกระแสไฟฟ้าที่ประจุแบตเตอรี่ที่ V_{batt} เป็น 12V กับ 20V รูปที่ 4.16 (ก) และ (ข) แสดงให้เห็นว่ากระแสไฟฟ้าที่ประจุแบตเตอรี่จะมีเสถียรภาพเมื่อใช้ CMBC ที่มีการควบคุมทางแปร่ง



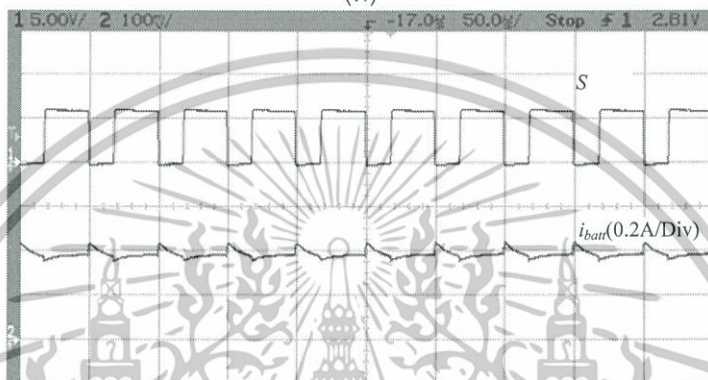
รูปที่ 4.14 ผลการจำลองของ MPPT ที่ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 20V ใช้การควบคุมทางแปร่งที่ CMBC (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L



รูปที่ 4.15 ผลการทดลองเมื่อ K_s เป็น 0.08 กับ V_{batt} เป็น 20V ใช้การควบคุมทางแปร่งที่ CMBC เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า (ก) การตอบสนองของระบบ และ (ข) กระแสไฟฟ้า i_L ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.16 กระแสไฟฟ้าที่ประจุแบตเตอรี่ (ก) V_{batt} เป็น 12V และ (ข) V_{batt} เป็น 20V

จากผลการทดลองที่นำเสนอผ่านมา เห็นได้ว่า แบบจำลองคณิตศาสตร์สามารถแสดงหรือทำนายพฤติกรรมของระบบ MPPT ที่ใช้ CMBC ได้ เติดยุทธภาพของระบบที่นำเสนอนี้ ประกอบด้วยเสถียรภาพในกระแสไฟฟ้ากับ MPPT การใช้วงจรควบคุมทางแปร่งจะทำให้เสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าในระบบดีขึ้น แต่ทำให้การตอบสนองชั่วคราวยาวนานขึ้น

4.6 บทสรุป

แบบจำลองคณิตศาสตร์ได้ถูกนำเสนอในบทนี้ ประกอบด้วย แบบจำลองของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ และส่วนมอดูเลเตอร์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบกระแสไฟฟ้า ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบจะเป็นสิ่งที่พัฒนาขึ้นมาจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่นำเสนอนี้ เห็นได้ว่า เติดยุทธภาพของกระแสไฟฟ้าและการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์สามารถแสดงหรืออธิบายได้ด้วยแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ ซึ่งจะนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมในบทต่อไป

บทที่ 5

การปรับปรุงอัลกอริทึมของการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด ของระบบโพลีโวลตาอิก

การปรับปรุงอัลกอริทึม FLC แบบทำให้เหมาะสมตามหลักการของ PSO สำหรับ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ด้วยการใช้วงจร CMBC จะถูกนำเสนอในบทนี้ การปรับปรุงพีชชีลอจิกทำ โดยการปรับปรุง MMF และกฎของฟuzzyให้เหมาะสมกับการใช้งาน กล่าวคือ อัลกอริทึม FLC ที่ถูกทำให้เหมาะสมด้วยการทดสอบตัวควบคุม FLC ที่ถูกปรับปรุงกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เพื่อหาจำนวนครั้งในการทำงานของ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ตัวควบคุม FLC ที่เหมาะสม จะเป็นตัวควบคุมที่ใช้จำนวนครั้งในการทำงานของ MPPT น้อย มีความเร็วสูงในการเข้าสู่ตำแหน่ง MPP

5.1 คณิตศาสตร์ของ PSO

จากอัลกอริทึมที่แสดงในรูปที่ 2.40 หัวข้อที่ 2.13 กำหนดให้อนุภาคที่เป็นคำตอบของปัญหาประกอบเป็นกลุ่มหรือเซต [73] ที่ถูกแทนเซต \mathbf{pos} เป็น

$$\mathbf{pos} = [\mathbf{pos}_1, \mathbf{pos}_2, \dots, \mathbf{pos}_U]^T \quad (5.1)$$

เมื่อ \mathbf{pos}_i เป็นเซตย่อยที่ประกอบด้วยตำแหน่งของพารามิเตอร์ใน MMF มีค่าเป็น

$$\mathbf{pos}_i = [pos_{i,1}, pos_{i,2}, \dots, pos_{i,j}] \quad (5.2)$$

กำหนด $pbestval_i$ เป็นฟังก์ชันความเหมาะสม f_f ของเวกเตอร์อนุภาคเหล่านี้ มีค่าเป็น

$$pbestval_i = f_f(\mathbf{pos}_i) \quad (5.3)$$

ซึ่ง $pbest_i$ ที่เป็นตำแหน่งดีที่สุดของอนุภาคจะถูกจัดเก็บในพจน์ของเวกเตอร์ เป็น

$$\mathbf{pbest} = [pbest_1, pbest_2, \dots, pbest_U]^T \quad (5.4)$$

ฟังก์ชันความเหมาะสม f_f ดีที่สุดในกลุ่ม $gbestval$ กำหนดเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $gbestval = \min(\mathbf{pbestval})$ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (5.5) คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเร็วของอนุภาคจะถูกแทนด้วยเซต vel ที่กำหนดเป็น

$$vel = [vel_1, vel_2, \dots, vel_U]^T \quad (5.6)$$

เมื่อกำหนด vel_i เป็นเซตย่อยที่จัดเก็บความเร็วของแต่ละกลุ่มอนุภาค มีค่าดังต่อไปนี้

$$vel_i = [vel_{i,1}, vel_{i,2}, \dots, vel_{i,j}] \quad (5.7)$$

ในแต่ละครั้งของการคำนวณ อนุภาคต่างๆ จะมีการเคลื่อนที่เข้าสู่ตัว $gbest$ ดังที่แสดงผ่าน มาในหัวข้อที่ 2.15 ความเร็วและตำแหน่งของอนุภาคนั้นๆจะถูกนำกลับไปแก้ไขตำแหน่งของ อนุภาคตามสมการที่ (2.52) ดังนี้

$$vel_{j,k}(m+1) = wvel_{j,k}(m) + c_1 rand(\cdot)(pbest_j - pos_{j,k}(m)) + c_2 Rand(\cdot)(gbest - pos_{j,k}(m)) \quad (5.8)$$

และ

$$pos_{j,k}(m+1) = pos_{j,k}(m) + vel_{j,k}(m+1), \quad (5.9)$$

$j=1,2,\dots,q$
 $k=1,2,\dots,r$

เมื่อ q เป็นจำนวนอนุภาคในกลุ่ม r เป็นจำนวนสมาชิกในอนุภาค m เป็นลำดับของ วงรอบการคำนวณ $vel_{j,k}(m)$ และ $pos_{j,k}(m)$ เป็นความเร็วของอนุภาคในวงรอบการคำนวณ ลำดับที่ m ความเร็วของแต่ละอนุภาคจะถูกกำหนดให้มีค่าอยู่ในระยะ $[V_g^{min}, V_g^{max}]$ การเลือก ตัวประกอบน้ำหนักของความเฉื่อย w จะสัมพันธ์กับค่าตอบที่จะเกิดขึ้น สามารถกำหนดเป็น

$$w = w_{max} - \frac{w_{max} - w_{min}}{iter_{max}} \times iter \quad (5.10)$$

นอกจากนี้ c_1 กับ c_2 สามารถกำหนดให้มีค่าคงที่ในระยะ 0 ถึง 4 นิยมเลือกให้มีค่าเป็น 2 ตามที่ถูกรับรองการเลือกไว้ในงานวิจัย [73]

5.2 การปรับแต่ง FLC ด้วย PSO

กระบวนการ MPPT ที่ใช้ FLC ในระบบ PV สามารถปรับแต่ง FLC ให้เหมาะสมด้วย PSO เรียกย่อๆ ว่า PSO-FLC ตำแหน่ง pos จะถูกกำหนดให้แทนตำแหน่งที่ปรับแต่ง MMF ใน ส่วนข้อตั้งและข้อตามของกฎ FLC ทั้งหมด คือ

$$\mathbf{pos}_i = \underbrace{[mf_{11}, mf_{12}, mf_{13}, mf_{21}, mf_{22}, mf_{23}, \dots, C^1, \dots]}_r \quad (5.11)$$

เมื่อ mf_{ij} เป็นตำแหน่งของ MMF ส่วนข้อตั้ง และ C^l เป็นพารามิเตอร์ MMF ส่วนข้อตามสำหรับ FLC ดังแสดงผ่านมา กำหนด MMF ในส่วนข้อตั้งของ FLC เป็นแบบสามเหลี่ยม มีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เป็นดังสมการ (3.27) นั่นคือ แต่ละ MMF จะมีจุดในการปรับแต่งทั้งหมด 3 ตำแหน่ง นอกจากนี้ เมื่อกำหนด MMF ในส่วนข้อตั้งถูกจัดแบ่งให้มีจำนวน n_r และ m_r สำหรับอินพุต e_c และ Δe_c ตามลำดับ จำนวน C^l ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ใน MMF ของส่วนข้อตามมีจำนวนเป็น $n_r \times m_r$ ดังนั้นจำนวนสมาชิกในเซตย่อยของ \mathbf{pos}_i มีค่าเป็น

$$r = 3 \times (n_r + m_r) + (n_r \times m_r) \quad (5.12)$$

เพื่อลดจำนวนอนุภาคและลดเวลาในการคำนวณ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการกำหนดจำนวนข้อมูลทั้งหมดที่ปรากฏในรูปที่ 3.17 และตารางที่ 3.2 ให้คุณสมบัตินี้ของ MMF สมมาตรเพื่อลดตำแหน่งที่ต้องการปรับแต่งเหลือ 4 ค่าสำหรับ MMF ในส่วนข้อตั้ง และ 11 ค่าสำหรับส่วนข้อตามโดยไม่รวมค่าที่ศูนย์และค่าสิ้นสุดใน MMF ส่วนข้อตาม ดังปรากฏในตารางที่ 3.2 เป็นดังนี้

$$\mathbf{pos}_i = \underbrace{[mf_{11}, mf_{12}, mf_{13}, mf_{21}, mf_{22}, mf_{23}, \dots, C^1, \dots, C^{11}]}_{r=15} \quad (5.13)$$

ขอบเขตของอนุภาคใน \mathbf{pos}_i หรือระยะของ $e_c(k)$ กับ $\Delta e_c(k)$ ทำได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ตามสมการที่ (3.24) กับ (3.25) ตามลำดับ นอกจากนี้ ขอบเขตของตัวแปร C^l จะถูกกำหนดภายใต้เสถียรภาพของระบบ จากการใช้อัลกอริทึม PVVC เพื่อประยุกต์ใช้อธิบายความสัมพันธ์ของเอาต์พุตที่เกิดขึ้นจาก FLC ดังนี้

$$\left| \frac{\sum_{l=1}^M C^l w_l}{\sum_{l=1}^M w_l} \right|_{\text{at } \Delta p_s(k) \text{ and } \Delta v_s(k)} = \left| \frac{\sum_{l=1}^{25} \Delta i_{refl} w_l}{\sum_{l=1}^{25} w_l} \right|_{\text{at } \Delta p_s(k) \text{ and } \Delta v_s(k)} \leq \left| K_s \frac{\Delta p_s(k)}{\Delta v_s(k)} \right| \quad (5.14)$$

ขอบเขตของอัตราขยาย K_s จะถูกกำหนดจากเงื่อนไขเสถียรภาพที่เกิดขึ้นในระบบ MPPT แบบ PVVC ดังแสดงผ่านมาในบทที่ 4 และ $\Delta p_s(k)/\Delta v_s(k)$ หาได้จากความชันในเส้นโค้ง I-V ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ การปรับแต่งแต่ละอนุภาคในเวกเตอร์ \mathbf{pos}_i เป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมการที่ (5.14) ระยะเวลาเปลี่ยนแปลงของ Δi_{ref} ในระบบที่ทำให้ MPPT มีเสถียรภาพในการทำงานสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เลือกขอบเขตตัวแปรเป็น

$$mf_{ij} \in [0, R_1] \quad (5.15)$$

และ

$$C^l \in [0, R_2] \quad (5.16)$$

เมื่อ R_1 และ R_2 เป็นจำนวนจริงที่มีระยะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ และค่าคงที่ γ ทำให้ระบบ MPPT นี้มีเสถียรภาพในการทำงานตามขอบเขตของสมการที่ (5.14)

5.3 การปรับปรุง FLC สำหรับ MPPT ในระบบ PV

เมื่อกำหนดอินพุต **pos** ให้ FLC สำหรับ MPPT การทดสอบและค้นหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของ FLC ด้วย PSO จากการแทนพารามิเตอร์ของ FLC ในเซตย่อย **pos** ในกลุ่มอนุภาคของเซต **pos** ในแต่ละครั้งของการคำนวณ อนุภาคจะมีการปรับเปลี่ยนเพื่อให้ตำแหน่งของอนุภาคเคลื่อนเข้าสู่ตำแหน่งที่ทำให้เกิด MPPT ดีที่สุดสำหรับกลุ่มอนุภาคนั้นๆ

การกำหนดฟังก์ชันความเหมาะสม f_f เพื่อใช้เป็นดัชนีวัดสมรรถนะของกลุ่มอนุภาคสำหรับ PSO-FLC จะเลือกได้จากจำนวนครั้งในการค้นหา MPP ของอัลกอริทึม PSO-FLC ซึ่งกำหนดเป็น

$$f_f = MPP_{step} \quad (5.17)$$

เมื่อ MPP_{step} เป็นผลรวมของจำนวนครั้งในการค้นหาตำแหน่ง MPP บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่นำมาทดสอบ ค่าฟังก์ชันความเหมาะสม f_f ที่น้อยสุดจะหมายถึง เซตย่อย **pos** ที่นำมาทดสอบกระบวนการ MPPT นี้มีจำนวนครั้งในการทำ MPPT น้อยที่สุด ซึ่งเป็นค่าที่ดีที่สุดในกลุ่มอนุภาคของเซต **pos** ขั้นตอนการปรับแต่ง FLC ด้วย PSO ให้เป็น PSO-FLC มีขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1: กำหนดขอบเขตของตัวแปรในอัลกอริทึม

ขั้นตอนที่ 2: สุ่ม (random) ประชากร (population) ของอนุภาคเริ่มต้นพร้อมกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับตำแหน่งและความเร็วเริ่มต้นของแต่ละอนุภาคให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 3: คำนวณฟังก์ชันความเหมาะสม (f_f) กำหนดให้คำตอบเริ่มต้นเป็น $pbest$ ดังนี้

3.1 นำแต่ละกลุ่มอนุภาคในเซตย่อย pos ; ไปจัดสร้าง FLC

3.2 ทดสอบจำนวนครั้งในการทำ MPPT ของ PSO-FLC กับเส้นโค้ง กำลังไฟฟ้าของแบบจำลองอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่กำหนดขึ้น

3.3 คำนวณฟังก์ชันความเหมาะสมดังสมการที่ (5.17) เพื่อเป็นดัชนี แสดงสมรรถนะของอนุภาคในเซตย่อย pos ; นี้ บันทึกจำนวน ครั้งในการลู่เข้าตำแหน่ง MPP เป็นฟังก์ชันความเหมาะสม

ขั้นตอนที่ 4: คำนวณค่า $pbestval_i$ ของแต่ละกลุ่มอนุภาค ตามสมการที่ (5.3) ถ้า $pbestval_i < pbestval$ กำหนด

$$pbestval = pbestval_i$$

เก็บ $pbestval$ ที่ดีที่สุดหรือน้อยที่สุด เป็น $gbestval$ ใช้ $pbestval$ และ $gbestval$ เป็นดัชนีในการเลือกตำแหน่ง $pbest$, กับ $gbest$

ขั้นตอนที่ 5: ปรับเปลี่ยนแก้ไขความเร็วของอนุภาค ดังสมการที่ (5.8)

ขั้นตอนที่ 6: ตรวจสอบขอบเขตของความเร็วของอนุภาคจากขั้นตอนที่ 5 ว่าไม่ เกินขอบเขตที่กำหนด

ขั้นตอนที่ 7: ปรับเปลี่ยนแก้ไขตำแหน่งของอนุภาค ดังสมการที่ (5.9)

ขั้นตอนที่ 8: ถ้าจำนวนวงรอบการคำนวณมากเกินค่าที่กำหนดหรือแต่ละอนุภาค ไม่มีการเปลี่ยนแปลงจะข้ามไปขั้นตอนที่ 9 แต่ถ้าจำนวนวงรอบการ คำนวณไม่เกินค่าที่กำหนด กลับไปเริ่มทำงานจากขั้นตอนที่ 3 ใหม่

ขั้นตอนที่ 9: เลือกอนุภาคที่ถูกบันทึกค่า $gbest$ จากขั้นตอนที่ 4 เป็นอนุภาคที่ เหมาะสมและดีที่สุดในกลุ่ม

จากขั้นตอนของ PSO-FLC ทั้ง 9 การคำนวณจะวนซ้ำไปเรื่อยๆ จนกว่าคำตอบของปัญหา ลู่เข้าสู่จุดคงที่ หรือจำนวนครั้งที่กำหนดวงรอบการคำนวณถึงกำหนด ค่าเอาต์พุตที่ดีที่สุดจะถูก แสดงด้วยฟังก์ชันความเหมาะสม f_f หรือ $gbest$ ที่น้อยที่สุด ซึ่งหมายถึงอนุภาคในกลุ่มนั้นๆ สามารถนำมาสร้าง PSO-FLC ที่จะทำให้เกิด MPPT ใช้จำนวนครั้งในการลู่เข้าหา MPP น้อยที่สุด

5.4 อัลกอริทึม PSO-FLC บน MATLAB

จากอัลกอริทึม PSO ที่ผ่านมา การปรับปรุงสมรรถนะของ FLC ด้วย PSO ในโปรแกรม MATLAB สามารถแบ่งออกได้เป็นการค้นหาค่าที่เหมาะสมของอนุภาคด้วย PSO และการสร้างแบบจำลองอาร์เรย์แสงอาทิตย์เพื่อคำนวณหาฟังก์ชันความเหมาะสมของอนุภาคที่ใช้จัดสร้าง PSO-FLC กำหนดค่าเริ่มต้นและขอบเขตของตัวแปรต่างๆที่ใช้งานใน PSO ดังต่อไปนี้

```

VRmin=ones(D,1)*1; %xxx -100;
VRmax=ones(D,1)*100;
VR=[VRmin,VRmax];
Pdef = [10 200 D 2 2 0.9 0.4 1500 1e-25 250 NaN];
Plen = length(P);
P = [P,Pdef(Plen+1:end)];
df = P(1); % the number of print report
me = P(2); % the number of iteration
ps = P(3); % the number of sample
ac1 = P(4); % constant
ac2 = P(5); % constant
iw1 = P(6); % constant
iw2 = P(7); % constant
iwe = P(8); % constant
% constant of error for exiting of iteration loop
ergrd = P(9);
ergrdep = P(10);
errgoal = P(11);
mv=4;

pos(1:ps,1:NumberofData) = rand([ps,NumberofData])*100
pos=sort(pos)
vel(1:ps,1:NumberofData) = rand([ps,NumberofData])*mv

```

รูปที่ 5.1 กำหนดขอบเขตของตัวแปรที่ใช้งานใน PSO-FLC

เมื่อ pos และ vel เป็นเซตที่แทนกลุ่มอนุภาคและความเร็วในการจัดสร้าง PSO-FLC ตามลำดับ $VRmin$ และ $VRmax$ เป็นระยะขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดของ vel อนุภาคในเซต pos และ vel จะมาจากการสุ่มในระบะที่กำหนดตามเงื่อนไขของสมการที่ (5.15) และ (5.16) พารามิเตอร์ความเร่ง $ac1$ และ $ac2$ เป็นตัวแปรที่ใช้แทน c_1 กับ c_2 ในสมการที่ (5.8) ตามลำดับ กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเป็น 2 นอกจากนี้พารามิเตอร์ $iw1$ กับ $iw2$ และ iwe จะกำหนดให้มีค่าเริ่มต้นที่ 0.9 กับ 0.4 และ 1,500 ทั้งสามค่านี้เป็นตัวแปรที่ใช้แทน w_{min} กับ w_{max} และจำนวนรอบการคำนวณสูงสุดที่ใช้ในการปรับปรุงตัวแปร w ในสมการที่ (5.10) ตามลำดับ

แต่ละวงรอบการคำนวณของ PSO อนุภาคใน pos จะทดสอบกับฟังก์ชันความเหมาะสมเพื่อคำนวณหา $pbestval$ ที่แสดงค่าของฟังก์ชันความเหมาะสมที่ได้จาก pos ค่าฟังก์ชันความเหมาะสมที่น้อยสุด หรือดีที่สุดในกลุ่มของ $pbestval$ กับตำแหน่งดัชนี จะถูกจัดเก็บในตัวแปร $gbestval$ ที่มีตำแหน่งเป็น $idx1$ ตามลำดับ ดังรูปที่ 5.2

```

% returns column of cost values (1 for each particle)
out = feval(funcname,pos);
if i==1
    % initially, pbest is same as pos
    pbestval=out;
    % this works for straight minimization
    gbestval,idx1] = min(pbestval);
    oldgbestval=gbestval;
    % preallocate a variable to keep track of gbest for all iters
    bestpos= zeros (me,NumberOfData+1)*NaN;
    % this is gbest position
    gbest = pbest(idx1,:);
end
% keep track of global best val
tr(i+1) = gbestval;
% returns epoch number to calling program when done
te = i;
bestpos(i,1:NumberOfData+1) = [gbest,gbestval];

```

รูปที่ 5.2 การหาค่า *pbest* ของ PSO ในโปรแกรม MATLAB

วงรอบแรกของการคำนวณ อัลกอริทึม PSO-FLC มีการทำงานดังนี้

- กำหนด *pbest* ด้วยค่า *pos*
- ทดสอบแต่ละอินพุตที่ระบุใน *pos* เพื่อคำนวณหาฟังก์ชันความเหมาะสม เก็บค่าเอาต์พุตไว้ที่ *pbestval*
- ค้นหาค่าสุด *pbest* และเก็บค่านี้กับตำแหน่งไว้ที่ *gvestval* กับ *idx1* ตามลำดับ

ในแต่ละวงรอบการคำนวณ เวกเตอร์เอาต์พุตของฟังก์ชันความเหมาะสมหรือตัวแปร *out* ในโปรแกรมของ PSO จะเป็นค่าผลลัพธ์ที่แสดงสมรรถนะในการทำ MPPT ของกลุ่มอนุภาคที่สร้างขึ้น การเปรียบเทียบและค้นหาค่าที่น้อยที่สุดในเวกเตอร์ *out* และ ตัวแปร *pbestval* จะเป็นเอาต์พุตที่ดีที่สุดหรือ *gbestval* ที่หาค่าได้จากเวกเตอร์ *pbestval* ที่น้อยที่สุดดังขั้นตอนต่อไปนี้

```

% new min pbestvals
[tempi] = find(pbestval>=out);
% update pbestvals
pbestval(tempi,1) = out(tempi);
% update pbest positions
pbest(tempi,:) = pos(tempi,:);
[iterbestval,idx1] = min(pbestval);
if gbestval >= iterbestval
    gbestval = iterbestval;
    gbest = pbest(idx1,:);
end

```

รูปที่ 5.3 การหาค่า *gbest* ของ PSO ในโปรแกรม MATLAB

การปรับปรุงตัวแปรของ *iwt* กับ *ac11* และ *ac22* เพื่อคำนวณหาตำแหน่งของอนุภาคในเซตย่อย *pos* ด้วยการปรับตำแหน่งของกลุ่มอนุภาคด้วยความเร็ว $vel_{j,k}$ เป็นดังสมการที่ (5.8) โดยกำหนดระยะของตัวแปรต่างๆใน PSO ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$vel_{ij} = \begin{cases} V_{\max}^R & \text{if } vel_{ij} \geq V_{\max}^R \\ vel_{ij} & \text{if } V_{\min}^R < vel_{ij} < V_{\max}^R \\ V_{\min}^R & \text{if } vel_{ij} \leq V_{\min}^R \end{cases} \quad (5.18)$$

การคำนวณหาความเร็ว vel และตำแหน่ง pos เป็นดังต่อไปนี้

```

rannum1 = rand([ps,NumberOfData]);
rannum2 = rand([ps,NumberOfData]);
% common PSO algo with inertia wt
% get inertia weight, just a linear funct w.r.t.
% epoch parameter iwe
if i<=iwe
    iwt(i) = ((iw2-iw1)/(iwe-1))*(i-1)+iw1;
else
    iwt(i) = iw2;
end
% random number including acceleration constants
% for common PSO w/inertia
ac11 = rannum1.*ac1;
ac22 = rannum2.*ac2;
vel = iwt(1).*vel... % prev vel
    +ac11.*(pbest-pos)... % independent
    +ac22.*(repmat(gbest,ps,1)-pos); % social
% limit velocities here using masking
vel = ( (vel <= velmaskmin).*velmaskmin ) ...
    + ( (vel > velmaskmin).*vel );
vel = ( (vel >= velmaskmax).*velmaskmax ) ...
    + ( (vel < velmaskmax).*vel );
pos = pos + vel;

% position masking, limits positions to desired search
% space
% method: 0) no position limiting, 1) saturation at limit,
% 2) wraparound at limit, 3) bounce off limit
minposmask_throwaway = pos <= posmaskmin;
minposmask_keep = pos > posmaskmin;
maxposmask_throwaway = pos >= posmaskmax;
maxposmask_keep = pos < posmaskmax;
% this is the bounce method, particles bounce off
% the boundaries with -vel
pos = ( minposmask_throwaway.*posmaskmin )...
    + ( minposmask_keep.*pos );
pos = ( maxposmask_throwaway.*posmaskmax )...
    + ( maxposmask_keep.*pos );
vel = (vel.*minposmask_keep)...
    + (-vel.*minposmask_throwaway);
vel = (vel.*maxposmask_keep) ...
    + (-vel.*maxposmask_throwaway);

```

รูปที่ 5.4 การคำนวณปรับแต่งอนุภาคของ PSO ในโปรแกรม MATLAB

โปรแกรมที่คำนวณตาม PSO ที่ได้แสดงผ่านมา เมื่อ PSO กำหนดเซต pos ซึ่งเป็นอินพุตให้แก่ FLC การทดสอบสมาชิกในเซต pos หรือเซตย่อยว่ามีความเหมาะสมมากน้อยหรือไม่จะทำผ่านฟังก์ชันความเหมาะสม ด้วยการนำค่าที่ระบุในเซตย่อยไปจัดสร้าง FLC สำหรับ MPPT มีขั้นตอนดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

function [out]=test_PSO_FLC(in)
global fuz1

Nor1=10;
Nor2=100/Nor1;
Nor3=100/0.3;
Nor4=1;
Nor5=1;
[k,j]=size(in);
out=zeros([k 1]);

for j=1:k %length(in)
Antecent=sort(abs([in(j,1) in(j,2) in(j,3) in(j,4) in(j,5)...
in(j,6) in(j,7) in(j,8) in(j,9) in(j,10) in(j,11)] ))/Nor3;
fuz1.output(1).mf(2).params=Antecent(11); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(3).params=Antecent(10); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(4).params=Antecent(9); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(5).params=Antecent(8); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(6).params=Antecent(7); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(7).params=Antecent(6); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(8).params=Antecent(5); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(9).params=Antecent(4); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(10).params=Antecent(3); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(11).params=Antecent(2); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(12).params=Antecent(1); %[1 2]

fuz1.output(1).mf(14).params=-1*Antecent(1); %[1 1]
fuz1.output(1).mf(15).params=-1*Antecent(2); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(16).params=-1*Antecent(3); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(17).params=-1*Antecent(4); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(18).params=-1*Antecent(5); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(19).params=-1*Antecent(6); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(20).params=-1*Antecent(7); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(21).params=-1*Antecent(8); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(22).params=-1*Antecent(9); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(23).params=-1*Antecent(10); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(24).params=-1*Antecent(11); %[1 2]

fuz1.input(1).mf(1).params=[-200 +Nor2 -1*abs(in(j,12))/Nor1];
fuz1.input(1).mf(2).params=[-Nor2 -1*abs(in(j,13))/Nor1 0];
fuz1.input(1).mf(3).params=[-1*abs(in(j,12))/Nor1 0 ...
1*abs(in(j,12))/Nor1];
fuz1.input(1).mf(4).params=[0 abs(in(j,13))/Nor1 Nor2];
fuz1.input(1).mf(5).params=[abs(in(j,12))/Nor1 Nor2 200];
fuz1.input(2).mf(1).params=[-200 -Nor2 -1*abs(in(j,14))/(Nor1)];
fuz1.input(2).mf(2).params=[-Nor2 -1*abs(in(j,15))/(Nor1) 0];
fuz1.input(2).mf(3).params=[-1*abs(in(j,14))/(Nor1) 0 ...
1*abs(in(j,14))/(Nor1)];
fuz1.input(2).mf(4).params=[0 abs(in(j,15))/(Nor1) Nor2];
fuz1.input(2).mf(5).params=[abs(in(j,14))/(Nor1) Nor2 200];

```

รูปที่ 5.5 การสร้าง FLC จากอนุภาคใน PSO

นอกจากฟังก์ชันความเหมาะสมจะประกอบด้วยการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของ FLC ตามเซต pos การทดสอบ FLC นี้จะทำการคำนวณหาจำนวนครั้งของ MPPT กับแบบจำลอง อาร์เรย์แสงอาทิตย์ เอาต์พุตของจำนวนครั้ง MPPT จะกำหนดฟังก์ชันความเหมาะสมสำหรับ PSO มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

while (x1<4),
    Vk=ns*(A*k*T/q)*log(((Ilg-Ik+Ios)/Ios))-Ik*Rs;
    if (Vk<0)
        Vk=0;
    end
    if (~isreal (Vk))
        Vk=0;
    end
    Pk=Ik.*Vk;
    if (Vk==Vk_1)
        ek=0;
    else
        ek=Nor4*(Pk-Pk_1)/(Vk-Vk_1);
    end
    ek;
    cek=ek-ek_1;
    if (ek>UPPER_LIMIT)
        ek=UPPER_LIMIT;
    end
    if (ek<LOWER_LIMIT)
        ek=LOWER_LIMIT;
    end
    if (cek>(UPPER_LIMIT))
        cek=(UPPER_LIMIT);
    end
    if (cek<(LOWER_LIMIT))
        cek=(LOWER_LIMIT);
    end
    Vk_2=Vk_1;Vk_1=Vk;Pk_2=Pk_1;Pk_1=Pk;
    ek_1=ek;
    cIk=evalfis([ek cek],fuz1);
    Ik=Ik+cIk/Nor5;
    if (Ik>Ilg)
        Ik=Ilg;
    end
    if (Ik<0)
        Ik=0;
    end
    if (n1>150)
        break;
    end
    n1=n1+1;
    if (abs(ek)<TOL)
        if (abs(cek)<TOL)
            if ((abs(Pk-3.4978))<Scaler*TOL)
                x1=x1+1;
            else
                x1=0;
            end
        end
    end
end
end
end

```

รูปที่ 5.6 การคำนวณฟังก์ชันความเหมาะสมใน PSO

5.5 การวิเคราะห์ PSO-FLC ต่อ MPPT

ตัวอย่างของการใช้ PSO ในการปรับแต่ง FLC สำหรับ MPPT ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการสร้าง PSO-FLC แบบง่ายจากการเลือกสองเซตย่อย เพื่อความสะดวกต่อการศึกษา และนำไปประยุกต์ใช้งานจริงในการทดลองซึ่งจะนำเสนอในบทถัดไป ทั้งสองเซตย่อยใน PSO ประกอบด้วยค่าที่กำหนดพารามิเตอร์สำหรับ FLC ของ MPPT เมื่อ FLC มีส่วนประกอบพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิฉะนั้นอย่าตีความไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ดังในหัวข้อที่ 3.4.2 ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจะแสดงจำนวนครั้งที่ PSO-FLC กระทำ MPPT กับอาร์เรย์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสงอาทิตย์ที่มีความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง เลือกแบบจำลองของอาร์เรย์แสงอาทิตย์เป็นดังสมการที่ (4.2) ถึง (4.4) กำหนดให้อาร์เรย์แสงอาทิตย์ภายใต้สภาพแวดล้อมที่อุณหภูมิคงที่ 35°C ความเข้มแสง $56\text{mW}/\text{cm}^2$ กับ $77\text{mW}/\text{cm}^2$ และ $88\text{mW}/\text{cm}^2$ ภายใต้เงื่อนไขอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะให้ค่า P_{max} เป็น 3.62W กับ 4.92W และ 5.58W ตามลำดับ ผลของ PSO-FLC เป็นดังรูปที่ 5.7

```
>>[OUT,bestout,varargout]=...
pso_fuzzy_mppt('fuzzy_PSO_MPPT_25rules',2,15,500,10);
PSO: 1/500 iterations, GBest = 131.
PSO: 10/500 iterations, GBest = 128.
PSO: 20/500 iterations, GBest = 99.
PSO: 30/500 iterations, GBest = 74.
PSO: 40/500 iterations, GBest = 65.
PSO: 50/500 iterations, GBest = 52.
PSO: 60/500 iterations, GBest = 51.
PSO: 70/500 iterations, GBest = 51.
PSO: 80/500 iterations, GBest = 51.
PSO: 90/500 iterations, GBest = 51.
PSO: 100/500 iterations, GBest = 51.
PSO: 110/500 iterations, GBest = 51.
PSO: 120/500 iterations, GBest = 51.
PSO: 130/500 iterations, GBest = 51.
PSO: 140/500 iterations, GBest = 46.
PSO: 150/500 iterations, GBest = 46.
PSO: 160/500 iterations, GBest = 46.
PSO: 170/500 iterations, GBest = 46.
PSO: 180/500 iterations, GBest = 46.
PSO: 190/500 iterations, GBest = 46.
PSO: 200/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 210/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 220/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 230/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 240/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 250/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 260/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 270/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 280/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 290/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 300/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 310/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 320/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 330/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 340/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 350/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 360/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 370/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 380/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 390/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 400/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 410/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 420/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 430/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 440/500 iterations, GBest = 45.
PSO: 442/500 iterations, GBest = 45.

--> Solution likely, GBest hasn't changed by at least 1e-025 for 250 epochs.
```

รูปที่ 5.7 ผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณของ PSO-FLC

ตารางที่ 5.3 และ 5.4 แสดงสมาชิกในเซต pos และ vel ที่เกิดขึ้นในแต่ละครั้งของการคำนวณ ดังเกิดได้ว่า สมาชิกในเซตย่อยที่ประกอบใน pos มีการที่เปลี่ยนแปลงเข้าสู่จุดที่ให้จำนวนครั้งของ MPPT หรือฟังก์ชันความเหมาะสมมีค่าที่น้อยดังแสดงผลผ่านมาในรูปที่ 5.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 ตัวอย่างผลลัพธ์ของอนุภาคใน pos

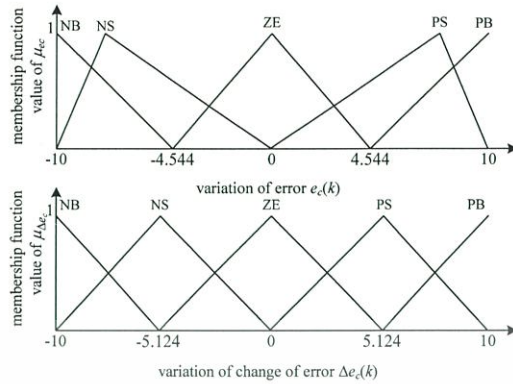
ลำดับ	เซตย่อย	สมาชิก														
		พารามิเตอร์ MMF ด้านเอาต์พุต										พารามิเตอร์ MMF ด้านอินพุต				
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	1	0.002	0.011	0.018	0.031	0.046	0.058	0.121	0.150	0.166	0.246	0.263	4.150	6.217	3.100	1.008
	2	0.053	0.110	0.125	0.139	0.152	0.172	0.195	0.254	0.273	0.283	0.294	4.544	7.774	5.124	5.164
2	1	0.014	0.023	0.030	0.043	0.058	0.070	0.133	0.162	0.177	0.258	0.275	4.550	6.617	3.500	1.408
	2	0.064	0.121	0.136	0.150	0.163	0.183	0.206	0.264	0.284	0.294	0.300	4.904	8.134	5.484	5.524
3	1	0.026	0.035	0.042	0.055	0.070	0.082	0.145	0.174	0.189	0.270	0.287	4.950	7.017	3.900	1.808
	2	0.074	0.130	0.145	0.160	0.172	0.192	0.216	0.274	0.290	0.294	0.300	5.228	8.457	5.808	5.848
:																
130	1	0.011	0.211	0.270	0.272	0.273	0.273	0.278	0.282	0.283	0.284	0.287	5.316	9.040	5.082	8.246
	2	0.004	0.212	0.266	0.270	0.271	0.272	0.276	0.283	0.284	0.284	0.285	5.119	8.673	5.055	8.265
131	1	0.010	0.212	0.270	0.271	0.272	0.277	0.277	0.281	0.284	0.285	0.285	4.916	8.640	5.014	8.646
	2	0.016	0.213	0.266	0.271	0.272	0.272	0.273	0.282	0.283	0.284	0.288	5.117	8.831	5.161	8.267
132	1	0.014	0.213	0.269	0.271	0.272	0.273	0.276	0.279	0.283	0.284	0.285	4.848	8.263	5.414	8.387
	2	0.023	0.212	0.266	0.270	0.271	0.272	0.277	0.283	0.284	0.284	0.285	5.110	8.517	5.279	8.272
:																
440	1	0.032	0.208	0.234	0.265	0.265	0.265	0.274	0.276	0.276	0.276	0.286	4.656	7.024	6.100	7.147
	2	0.032	0.200	0.235	0.259	0.266	0.267	0.269	0.272	0.280	0.281	0.287	4.499	6.841	5.983	7.123
441	1	0.032	0.208	0.234	0.265	0.265	0.265	0.274	0.276	0.276	0.276	0.286	4.656	7.024	6.100	7.147
	2	0.033	0.197	0.235	0.262	0.264	0.269	0.270	0.271	0.279	0.281	0.290	4.424	6.794	6.383	7.156
442	1	0.032	0.208	0.234	0.265	0.265	0.265	0.274	0.276	0.276	0.276	0.286	4.656	7.024	6.100	7.147
	2	0.033	0.209	0.234	0.261	0.264	0.267	0.270	0.271	0.282	0.283	0.285	4.824	7.025	6.358	7.013

ตารางที่ 5.2 ตัวอย่างผลลัพธ์ของ vel

ลำดับ	เซตย่อย	ความเร็ว														
		พารามิเตอร์ MMF ด้านเอาต์พุต										พารามิเตอร์ MMF ด้านอินพุต				
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	1	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	3.610	4.000	3.850	4.000	4.000	4.000
	2	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600	3.600
2	1	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000
	2	3.240	3.240	3.240	3.240	3.240	3.240	3.240	3.240	3.240	3.240	3.240	-3.240	3.240	3.240	3.240
3	1	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000	4.000
	2	2.910	2.910	2.910	2.910	2.910	2.910	2.910	2.910	2.910	2.910	-2.910	-2.910	2.910	2.910	2.910
:																
130	1	-0.430	0.110	2.400	4.000	4.000	4.000	1.140	-4.000	-4.000	-3.900	-3.420	-4.000	-4.000	-0.680	4.000
	2	4.000	0.320	-0.010	4.000	4.000	4.000	4.000	-4.000	-4.000	-4.000	-4.000	-0.020	1.590	1.060	0.010
131	1	1.320	0.390	-0.500	4.000	4.000	2.710	-0.270	-4.000	-4.000	-4.000	-1.970	-0.680	-3.770	4.000	-2.590
	2	2.350	-0.080	-0.080	4.000	4.000	4.000	4.000	-4.000	-4.000	-4.000	-3.730	-0.080	-3.140	1.180	0.050
132	1	1.880	0.140	0.290	3.930	4.000	4.000	-0.200	-3.500	-4.000	-4.000	-2.370	1.570	-1.090	2.850	-3.690
	2	-3.730	-0.430	0.080	4.000	4.000	4.000	4.000	-4.000	-4.000	-4.000	-4.000	0.010	-1.160	-2.650	0.000
:																
440	1	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
	2	0.080	-1.000	0.090	4.000	-0.660	-1.920	4.000	2.410	-3.330	-4.000	1.160	-0.750	-0.470	4.000	0.320
441	1	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
	2	0.020	4.000	-0.180	2.860	-0.030	-2.490	4.000	4.000	-4.000	-3.140	-1.650	4.000	2.310	-0.260	-1.430
442	1	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
	2	-0.110	-0.740	-0.130	4.000	0.690	-1.920	4.000	3.380	-4.000	-4.000	1.030	-0.380	1.020	-2.400	-0.540

เห็นได้ว่า PSO สามารถปรับปรุง FLC สำหรับ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ดีขึ้นกว่าเดิมในแต่ละรอบของการคำนวณที่เพิ่มขึ้น กล่าวคือ จำนวนครั้งในการค้นหา MPP สำหรับสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงของอัลกอริทึมในการทำ MPPT มีค่าน้อยลงจนถึงระดับที่คงที่ๆ 45 ครั้ง

พารามิเตอร์ของ PSO-FLC สำหรับ MPPT หรือ MMF ด้านข้อตั้งกับข้อตามที่ได้จาก

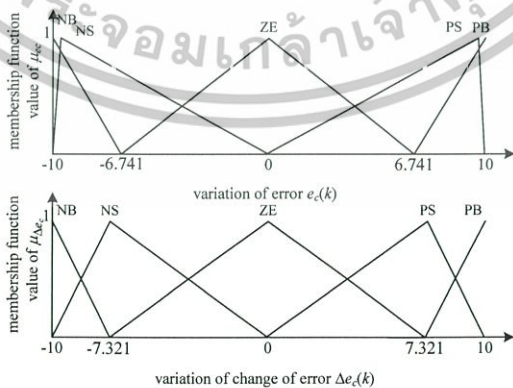


รูปที่ 5.8 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC หลังวงรอบแรกของการคำนวณ PSO

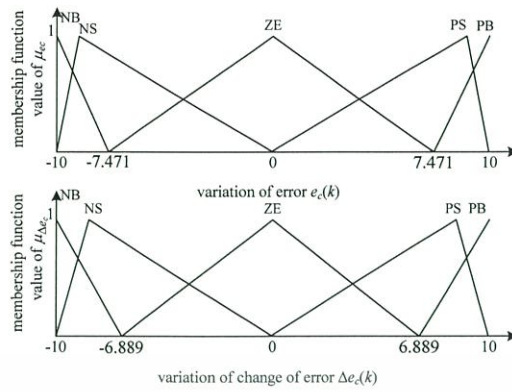
ตารางที่ 5.3 กฎ FLC หลังวงรอบแรกของการคำนวณ PSO

$\Delta e_c(k)$ \ $e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.294)	C^3 (0.283)	C^4 (0.273)	C^5 (0.254)
NS	C^6 (0.195)	C^7 (0.172)	C^8 (0.152)	C^9 (0.139)	C^{10} (0.125)
ZE	C^{11} (0.110)	C^{12} (0.053)	C^{13} (0.000)	$-C^{12}$ (-0.053)	$-C^{11}$ (-0.110)
PS	$-C^{10}$ (-0.125)	$-C^9$ (-0.139)	$-C^8$ (-0.152)	$-C^7$ (-0.172)	$-C^6$ (-0.195)
PB	C^5 (-0.254)	$-C^4$ (-0.273)	$-C^3$ (-0.283)	$-C^2$ (-0.294)	$-C^1$ (-0.300)

ค่า MME นี้จะมีการเปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ ตามแนวโน้มของฟังก์ชันความเหมาะสม f_f ที่มีค่าน้อยลง พารามิเตอร์ของ PSO-FLC ที่เกิดขึ้นในวงรอบที่ 10 และ 20 ของ PSO แสดงในรูปที่ 5.9 กับตารางที่ 5.4 และรูปที่ 5.10 กับตารางที่ 5.5 ตามลำดับ



รูปที่ 5.9 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 10 ของการคำนวณ PSO



รูปที่ 5.10 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 20 ของการคำนวณ PSO

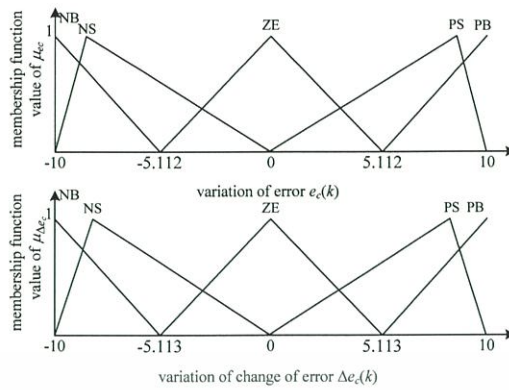
ตารางที่ 5.4 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 10 ของการคำนวณ PSO

$\Delta e_c(k)$ \ $e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.295)	C^3 (0.289)	C^4 (0.287)	C^5 (0.286)
NS	C^6 (0.261)	C^7 (0.238)	C^8 (0.218)	C^9 (0.205)	C^{10} (0.191)
ZE	C^{11} (0.176)	C^{12} (0.119)	C^{13} (0.000)	C^{14} (-0.119)	C^{15} (-0.176)
PS	C^{16} (-0.191)	C^{17} (-0.205)	C^{18} (-0.218)	C^{19} (-0.238)	C^{20} (-0.261)
PB	C^{21} (-0.286)	C^{22} (-0.287)	C^{23} (-0.289)	C^{24} (-0.295)	C^{25} (-0.300)

ตารางที่ 5.5 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 20 ของการคำนวณ PSO

$\Delta e_c(k)$ \ $e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.294)	C^3 (0.292)	C^4 (0.292)	C^5 (0.287)
NS	C^6 (0.285)	C^7 (0.282)	C^8 (0.270)	C^9 (0.256)	C^{10} (0.243)
ZE	C^{11} (0.201)	C^{12} (0.158)	C^{13} (0.000)	C^{14} (-0.158)	C^{15} (-0.201)
PS	C^{16} (-0.243)	C^{17} (-0.256)	C^{18} (-0.270)	C^{19} (-0.282)	C^{20} (-0.285)
PB	C^{21} (-0.287)	C^{22} (-0.292)	C^{23} (-0.292)	C^{24} (-0.294)	C^{25} (-0.300)

เห็นได้ว่า PSO-FLC มีค่าพารามิเตอร์ในตัวควบคุมแตกต่างกันทั้งด้านข้อตั้งกับข้อตาม เมื่อวงรอบการคำนวณมีค่าเพิ่มขึ้น พารามิเตอร์ของตัวควบคุม PSO-FLC นี้มีการปรับปรุงด้วย อัลกอริทึมที่แสดงผ่านมาเพื่อให้ฟังก์ชันความเหมาะสม f_f มีค่าน้อยลงตามวงรอบการคำนวณ ที่มากขึ้น พารามิเตอร์ของ PSO-FLC สำหรับ MPPT ในการคำนวณวงรอบที่ 100 มี MMF ด้านข้อตั้งเป็นดังรูปที่ 5.11 กับ ตารางที่ 5.6



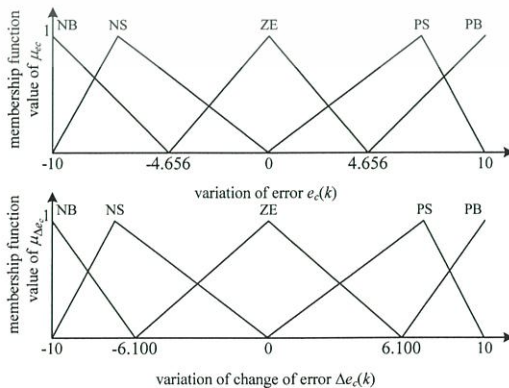
รูปที่ 5.11 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 100 ของการคำนวณ PSO

ตารางที่ 5.6 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 100 ของการคำนวณ PSO

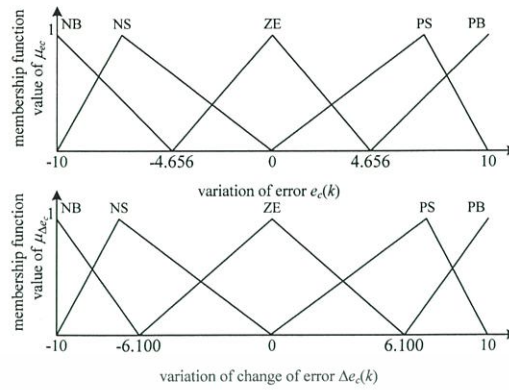
$\Delta e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
$e_c(k)$					
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.281)	C^3 (0.279)	C^4 (0.278)	C^5 (0.278)
NS	C^6 (0.277)	C^7 (0.277)	C^8 (0.277)	C^9 (0.277)	C^{10} (0.266)
ZE	C^{11} (0.212)	C^{12} (0.015)	C^{13} (0.000)	C^{14} (-0.015)	C^{15} (-0.212)
PS	C^{16} (-0.266)	C^{17} (-0.277)	C^{18} (-0.277)	C^{19} (-0.277)	C^{20} (-0.277)
PB	C^{21} (-0.278)	C^{22} (-0.278)	C^{23} (-0.279)	C^{24} (-0.281)	C^{25} (-0.300)

จากรูปที่ 5.11 พบว่า พารามิเตอร์ด้านข้อตั้งกับข้อตามของ PSO-FLC มีความแตกต่างจากวงรอบการคำนวณที่ผ่านมาอย่างชัดเจน เมื่อเปรียบเทียบกับผลลัพธ์ที่ได้ในวงรอบแรก วงรอบที่ 10 และ 20 ของ PSO

พารามิเตอร์ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับวงรอบที่ 300 และ วงรอบที่ 422 ก่อนจบการคำนวณจากเงื่อนไขของการเข้าสู่จุดคงที่ของ PSO แสดงในรูปที่ 5.12 และ รูปที่ 5.13 ตามลำดับ PSO-FLC ในทั้งสองวงรอบการคำนวณนี้มี MMF ด้านข้อตามเป็นดังตารางที่ 5.7 และ 5.8 ตามลำดับ



รูปที่ 5.12 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 300 ของการคำนวณ PSO



รูปที่ 5.13 พารามิเตอร์ของ MMF ด้านข้อตั้งสำหรับ FLC ในวงรอบที่ 422 ของการคำนวณ PSO

ตารางที่ 5.7 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 300 ของการคำนวณ PSO

$\Delta e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
$e_c(k)$					
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.286)	C^3 (0.276)	C^4 (0.276)	C^5 (0.276)
NS	C^6 (0.274)	C^7 (0.265)	C^8 (0.265)	C^9 (0.265)	C^{10} (0.234)
ZE	C^{11} (0.208)	C^{12} (0.032)	C^{13} (0.000)	$-C^{12}$ (-0.032)	$-C^{11}$ (-0.208)
PS	$-C^{10}$ (-0.234)	$-C^9$ (-0.265)	$-C^8$ (-0.265)	$-C^7$ (-0.265)	$-C^6$ (-0.274)
PB	C^5 (-0.276)	$-C^4$ (-0.276)	$-C^3$ (-0.276)	$-C^2$ (-0.286)	$-C^1$ (-0.300)

ตารางที่ 5.8 กฎ FLC หลังวงรอบที่ 422 ของการคำนวณ PSO

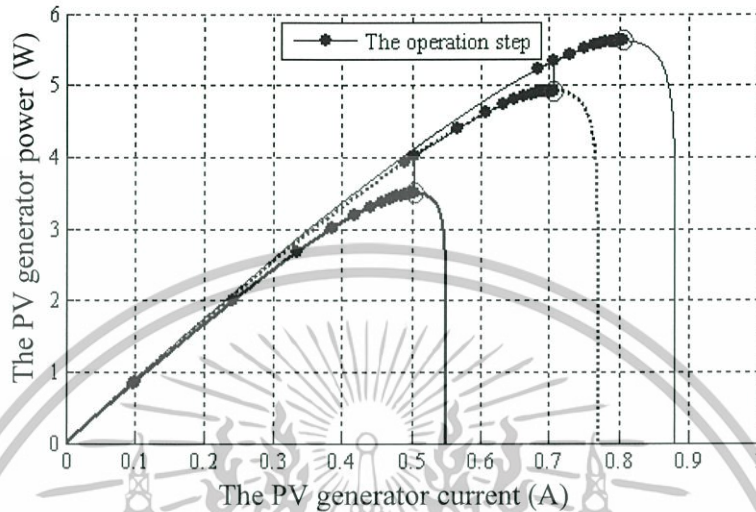
$\Delta e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
$e_c(k)$					
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.286)	C^3 (0.276)	C^4 (0.276)	C^5 (0.276)
NS	C^6 (0.274)	C^7 (0.265)	C^8 (0.265)	C^9 (0.265)	C^{10} (0.234)
ZE	C^{11} (0.208)	C^{12} (0.032)	C^{13} (0.000)	$-C^{12}$ (-0.032)	$-C^{11}$ (-0.208)
PS	$-C^{10}$ (-0.234)	$-C^9$ (-0.265)	$-C^8$ (-0.265)	$-C^7$ (-0.265)	$-C^6$ (-0.274)
PB	C^5 (-0.276)	$-C^4$ (-0.276)	$-C^3$ (-0.276)	$-C^2$ (-0.286)	$-C^1$ (-0.300)

หากเปรียบเทียบผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นในวงรอบการคำนวณที่ 300 กับวงรอบการคำนวณที่แสดงผ่านมา พบว่า PSO-FLC ที่ถูกปรับแต่งในวงรอบการคำนวณครั้งที่ 300 มีความแตกต่างของ MMF ทางด้านข้อตั้งกับข้อตามอย่างชัดเจน พารามิเตอร์ของ MMF สำหรับทั้งสองส่วนมีการปรับปรุงให้เหมาะสมกับ MPPT ตามฟังก์ชันความเหมาะสม f_f ที่ลดลง

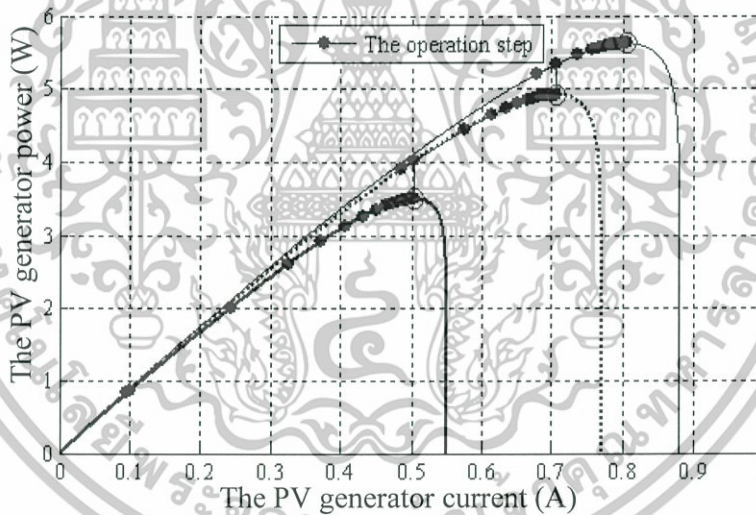
อย่างไรก็ตาม รูปร่างและพารามิเตอร์ของ MMF ทางด้านข้อตั้งกับข้อตามของ PSO-FLC สำหรับวงรอบการคำนวณที่ 300 กับ 422 ไม่มีความแตกต่างกัน เนื่องจากอัลกอริทึม PSO ให้เอาต์พุตที่มีสถานะอยู่ตัวคงที่ หรือค้นพบตำแหน่งที่เหมาะสมของอนุภาค ดังแสดงในรูปที่ 5.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.14 (ก) และ (ข) แสดงผลลัพธ์ของจำนวนครั้งที่ใช้ในการค้นหา MPP บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงสำหรับ PSO-FLC ที่จัดสร้างขึ้นในลำดับของการคำนวณครั้งแรก และวงรอบการคำนวณครั้งที่ 10



(ก)

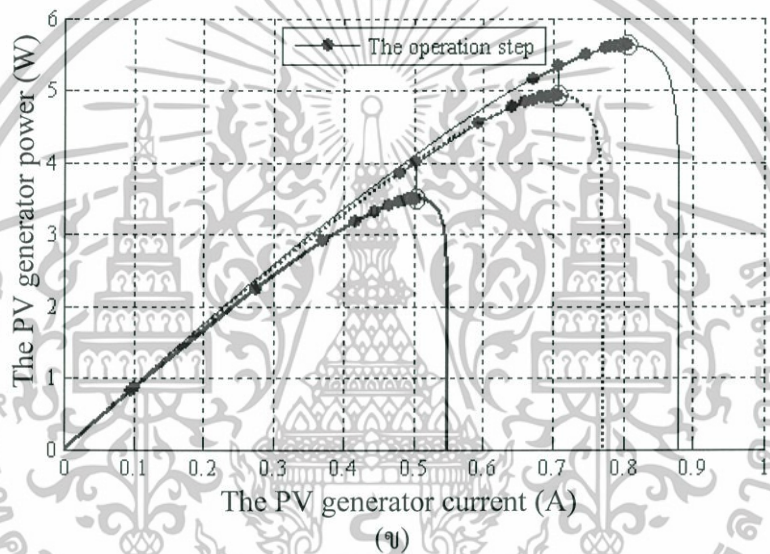
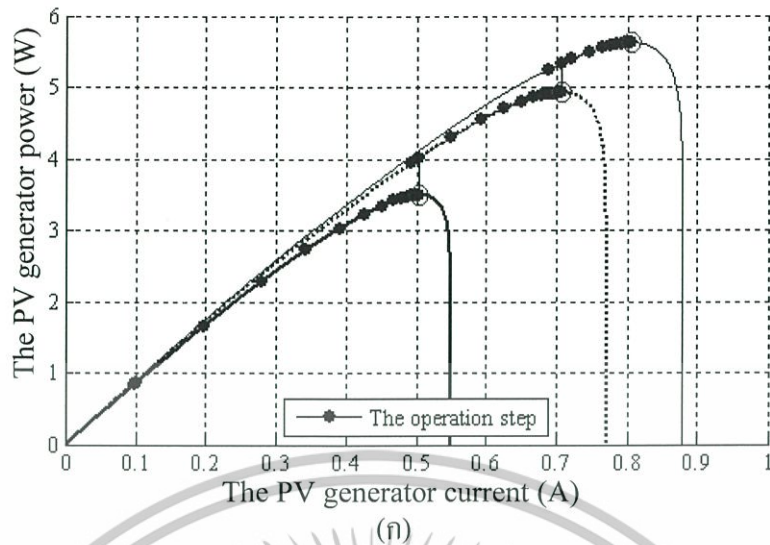


(ข)

รูปที่ 5.14 ผลลัพธ์ MPPT บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าด้วย FLC ที่ถูกปรับแต่งด้วย PSO (ก) วงรอบแรก และ (ข) วงรอบที่ 10

จากผลลัพธ์ที่เกิดขึ้น เห็นได้ว่า FLC สำหรับ MPPT สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพให้ดีขึ้นด้วย PSO ซึ่งทำให้ MPPT เป็นไปได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำต่อสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง โดยใช้จำนวนครั้งในการค้นหา MPP ลดลง กล่าวคือ จำนวนครั้งในการค้นหา MPPT สำหรับ PSO-FLC มีค่าเป็น 131 ในวงรอบแรกของการคำนวณ ดังแสดงในรูปที่ 5.14 (ก) และลดลงเป็น 128 ในวงรอบการคำนวณที่ 10 ดังรูปที่ 5.14 (ข)

นอกจากนี้ผลลัพธ์ของจำนวนครั้งในการทำ MPPT ของวงรอบการคำนวณที่ 20 และ 30 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ยกเว้นที่มิได้มีเหตุที่ประสงค์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

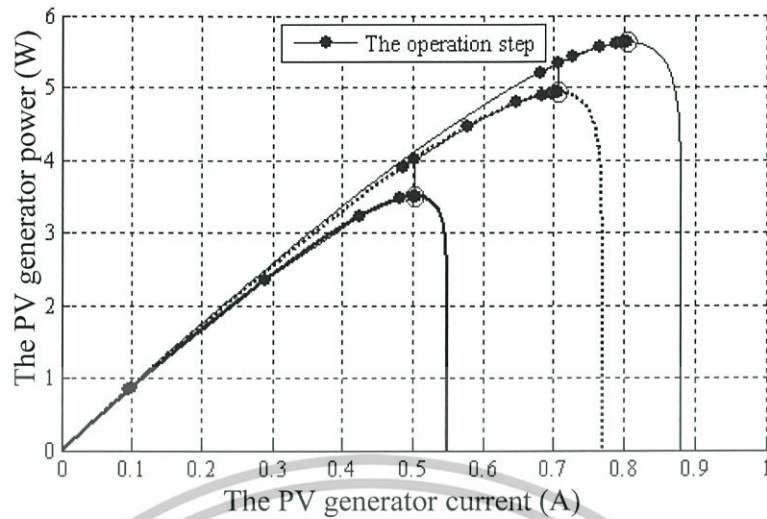


รูปที่ 5.15 ผลลัพธ์ MPPT บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าด้วย FLC ที่ถูกปรับแต่งด้วย PSO (ก) วงรอบที่ 20 และ (ข) วงรอบที่ 100

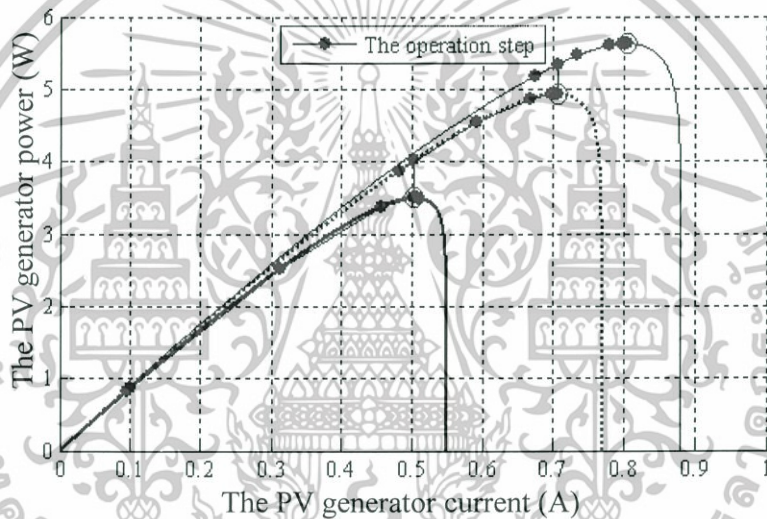
จำนวนครั้งในการค้นหา MPP ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์นี้จะถูกปรับปรุงให้มีค่าที่น้อยลงไปเรื่อยๆ ตามวงรอบการคำนวณของ PSO-FLC ที่เพิ่มขึ้น กล่าวคือ การค้นหา MPPT สำหรับ PSO-FLC มีค่าเป็น 99 ครั้ง ในวงรอบการคำนวณที่ 20 ดังรูปที่ 5.15 (ก) พิจารณาวงรอบการคำนวณที่ 100 พบว่า จำนวนครั้งในการค้นหา MPP มีค่าเป็น 51 ครั้ง ดังแสดงในรูปที่ 5.15 (ข)

จำนวนครั้งในการค้นหา MPP จะลดลงเหลือระดับที่คงที่ๆ 45 ครั้งสำหรับวงรอบการคำนวณที่มากกว่า 200 ดังตัวอย่างของวงรอบการคำนวณในครั้งที่ 300 กับ 422 ในรูปที่ 5.16 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งทำให้ PSO สิ้นสุดการทำงาน เนื่องจาก ไม่มีการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุตที่เกิดขึ้นจาก PSO

ในบทถัดไป วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอ ผลการทดลองที่เกิดขึ้นของระบบที่นำเสนอ และการปรับปรุงระบบทั้งส่วนของการชดเชยทางแพร่งและการปรับปรุง FLC สำหรับ MPPT เอกสารด้วย PSO ที่นำเสนอนี้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.16 ผลลัพธ์ MPPT บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าด้วย FLC ที่ถูกปรับแต่งด้วย PSO (ก) วงรอบที่ 300 และ (ข) วงรอบที่ 422

5.6 บทสรุป

การพัฒนาอัลกอริทึมฟิชชิลอจิกด้วยการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคสำหรับการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์จากการใช้วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสถูกนำเสนอและทำการทดลองในบทนี้ ผลการปรับแต่งฟิชชิลอจิกจากการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคด้วยโปรแกรม MATLAB ได้พิสูจน์ให้เห็นว่า อัลกอริทึมฟิชชิลอจิกที่เหมาะสมจะใช้จำนวนครั้งในการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่น้อยลง มีความเร็วสูงในการเข้าสู่ตำแหน่งของกำลังไฟฟ้าสูงสุด เมื่อทำการทดลองกับเส้นโค้งกำลังไฟฟ้า ซึ่งสามารถไปประยุกต์ใช้กับระบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดลองและการวิเคราะห์

บทนี้จะนำเสนอผลการทดลองของระบบที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ใน [80] เนื้อหาประกอบด้วยการประยุกต์ใช้วงจร CMBC พร้อมการควบคุมทางแปร่งสำหรับงานประยุกต์ของ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ การประยุกต์และเปรียบเทียบอัลกอริทึมแบบต่างๆ สำหรับการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ทั้งแบบดั้งเดิมที่ประกอบด้วยอัลกอริทึม P&O กับ PVVC และอัลกอริทึมของ FLC กับ PSO-FLC ผลการทดลองจะแสดงให้เห็นว่าการควบคุมทางแปร่งในวงจร CMBC ช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบสำหรับเสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์และกระแสไฟฟ้าประจุแบตเตอรี่ FLC ที่ถูกปรับปรุงจาก PSO จะส่งผลให้ความเร็วของ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ดีขึ้น

6.1 ส่วนประกอบของระบบต้นแบบ

ระบบต้นแบบมีฟังก์ชันบล็อกไดอะแกรมและฮาร์ดแวร์ของระบบจริงเป็นดังรูปที่ 1.1 และ 1.2 ประกอบด้วยอาร์เรย์แสงอาทิตย์กับวงจร CMBC มีรายละเอียดเป็นดังตารางที่ 6.1 กับ 6.2 ตามลำดับ เลือกใช้ MCU รุ่น PIC16F876A เป็นหน่วยประมวลผลหลัก และพัฒนาโปรแกรม MPPT แบบดั้งเดิม P&O และ PVVC เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะ MPPT กับ FLC และ PSO-FLC ภายใต้สภาพแวดล้อมที่กำหนดขึ้น เลือก T_s เป็น 50ms สำหรับทุกอัลกอริทึมของ MPPT การจัดสร้าง FLC และ PSO-FLC ใน MCU มีการใช้งานทรัพยากรเป็นดังตารางที่ 6.2 ซึ่งจะถูกนำเสนอรายละเอียดในส่วนถัดไป

การทดสอบอัลกอริทึม MPPT แบบต่างๆ กับอาร์เรย์แสงอาทิตย์ภายใต้สภาพแวดล้อมที่อุณหภูมิคงที่ 35°C ความเข้มแสง 56mW/cm² กับ 77mW/cm² และ 88mW/cm² ภายใต้เงื่อนไขอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะให้ค่า P_{max} เป็น 3.62W กับ 4.92W และ 5.58W ตามลำดับ แรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ในสถานะประจุมีค่าเป็น 14V รูปที่ 6.1 แสดงเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ในการทดลอง

ตารางที่ 6.1 พิกัดของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ทดสอบเสถียรภาพ

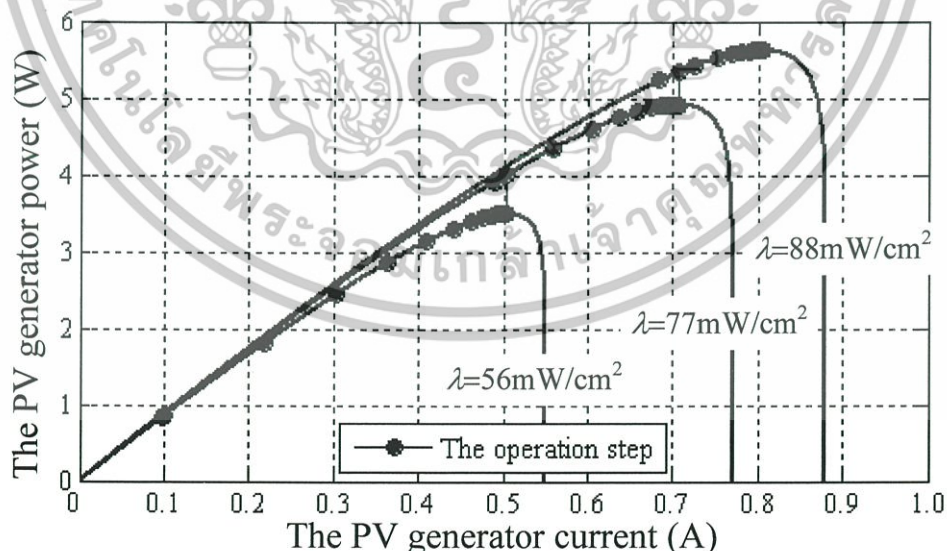
พารามิเตอร์	พิกัด
กำลังไฟฟ้าสูงสุด P_{MPP}	6.1W
แรงดันไฟฟ้า ณ ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุด V_{MPP}	7.33V
กระแสไฟฟ้า ณ ตำแหน่งกำลังไฟฟ้าสูงสุด I_{MPP}	0.83A
กระแสไฟฟ้าลัดวงจร I_{sc}	0.90A
แรงดันไฟฟ้าเปิดวงจร V_{oc}	9.42V
ขนาดอาร์เรย์	275×270×26mm

ตารางที่ 6.2 รายละเอียดของ CMBC ที่ใช้ทดสอบ

พารามิเตอร์	พิกัด
ตัวเหนี่ยวนำ (L)	160 μ H
ตัวเก็บประจุ (C)	2,200 μ F และ 470 μ F
ความถี่ในการสวิตช์ ($1/T$)	25kHz
แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ต้องการ (v_{ref})	14V
แรงดันไฟฟ้าอินพุต (v_{in})	0 ถึง 9V

ตารางที่ 6.3 ทรัพยากรที่ใช้ในการจัดสร้างบนไมโครคอนโทรลเลอร์

พารามิเตอร์	พิกัด
หน่วยประมวลผล	PIC16F876A
ความถี่สัญญาณนาฬิกา	4MHz
หน่วยความจำ RAM	368 bytes
หน่วยความจำ ROM (Flash)	14.3 Kbytes
หน่วยความจำ RAM ที่ใช้งาน	67%
หน่วยความจำ ROM ที่ใช้งาน	39%
เวลาซีกค่า	50ms



รูปที่ 6.1 เส้นโค้งกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ผลการทดลองอัลกอริทึม MPPT แบบดั้งเดิม

การศึกษาถึงผลที่เกิดขึ้นของการใช้งาน CMBC ในระบบ MPPT จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ เมื่อเลือกใช้อัลกอริทึม MPPT แบบดั้งเดิม P&O และ PVVC ดังแสดงผ่านมาในบทที่ 2 และ 3 จะถูกนำเสนอในหัวข้อนี้

6.2.1 วิธีการของ P&O

กำหนดให้อาร์เรย์แสงอาทิตย์ทำงานภายใต้ความเข้มแสง 56mW/cm^2 อุณหภูมิ 35°C การทดลองจะจ่ายแหล่งกำเนิดแสงให้อาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่เวลา t เป็น 0s ดังแสดงในรูปที่ 6.2 (ก) ซึ่งทำให้อาร์เรย์แสงอาทิตย์มีค่า P_{max} เป็น 3.62W ผลลัพธ์ของ MPPT เมื่อเลือกใช้อัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.1A สำหรับ CMBC ที่ไม่มีส่วนของ OVRC แสดงในรูปที่ 6.2 (ก) พบว่า MPPT สำหรับวงจร CMBC ทำให้การตอบสนองของระบบเข้าสู่ระดับ MPP แต่มีการเบี่ยงเบนออกจากตำแหน่ง MPP ในการตอบสนองที่สถานะอยู่ตัว ซึ่งเกิดจากการแกว่งของแรงดันไฟฟ้า (v_s) และกระแสไฟฟ้า (i_s) จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ รูปที่ 6.2 (ข) แสดงผลลัพธ์ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) และกระแสไฟฟ้าประจุแบตเตอรี่ (i_{batt}) ที่เกิดขึ้นในวงจร CMBC เห็นได้ว่า i_L อยู่ในสถานะของ period-2 ส่งผลให้ i_{batt} มีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ 0.14A กล่าวคือ ที่สภาพแวดล้อมนี้ อาร์เรย์แสงอาทิตย์มีค่า v_s น้อยกว่า 6V ส่งผลทำให้เกิดทางแปร่งในระบบ

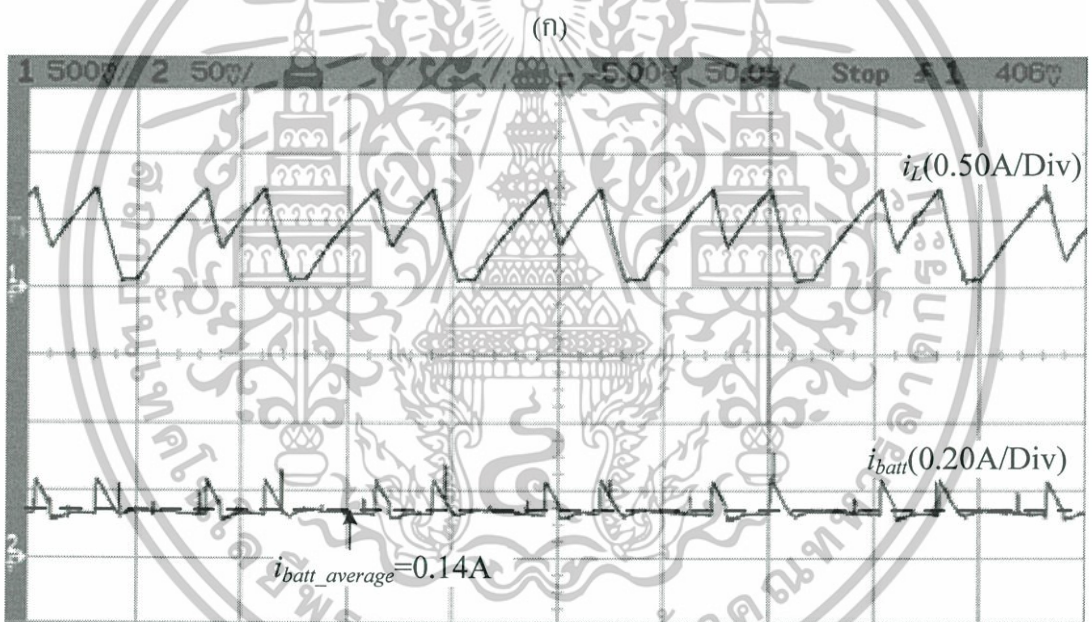
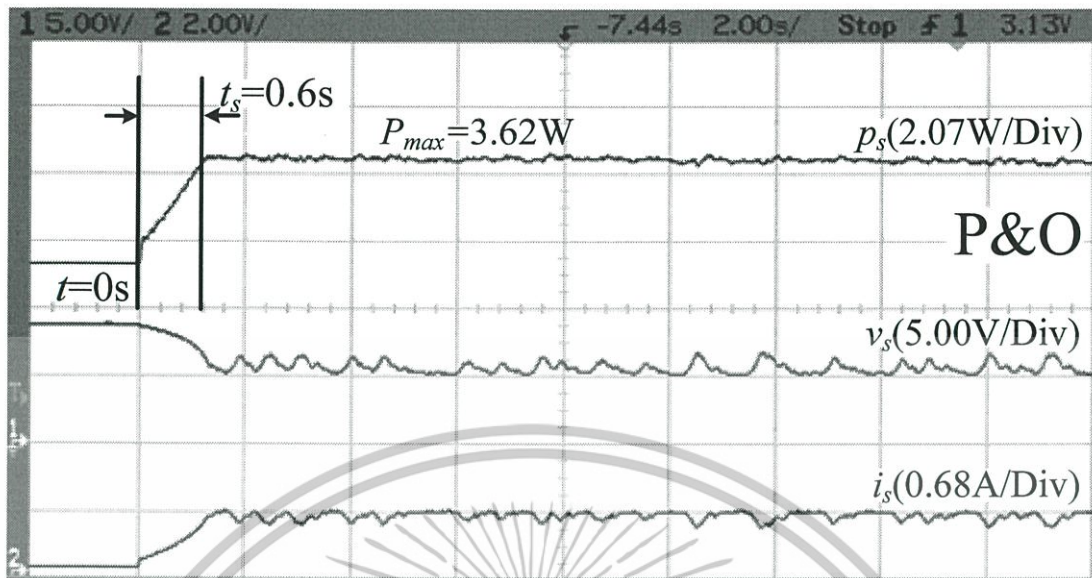
เมื่อประยุกต์ใช้การควบคุมทางแปร่งด้วยวงจร OVRC ดังแสดงรายละเอียดไว้ในบทที่ 3 กับวงจร CMBC การตอบสนองในระบบ MPPT กับผลลัพธ์ของ i_L แสดงในรูปที่ 6.3 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่าการใช้วงจร OVRC มีผลต่อการตอบสนองชั่วคราว กล่าวคือ ช่วงเวลา t_s ของวงจร CMBC ที่ไม่มี OVRC เป็น 0.6s เมื่อประยุกต์ใช้วงจร OVRC จะทำให้ t_s เป็น 0.9s เพิ่มขึ้นจากเดิม 50% อย่างไรก็ตาม การตอบสนองในสถานะอยู่ตัวสำหรับระบบที่ใช้วงจร OVRC จะคงที่ๆ ตำแหน่ง MPP และอาร์เรย์แสงอาทิตย์มี v_s และ i_s คงที่

พิจารณาผลของ i_L ที่เกิดขึ้นสำหรับวงจร CMBC ที่มี OVRC พบว่า i_L มีเสถียรภาพในการทำงานที่ period-1 ความถี่ 25kHz เท่ากับสัญญาณพิกษาของวงจร CMBC ดังแสดงในรูปที่ 6.3 (ข) เสถียรภาพของ i_L ส่งผลให้ i_{batt} มีค่าเป็น 0.25A ซึ่งหมายถึงประสิทธิภาพของกำลังไฟฟ้าที่ประจุแบตเตอรี่เพิ่มจาก

$$\eta = \frac{14 \times 0.14}{5.5 \times 0.65} \times 100 = 54.83\% \quad (6.1)$$

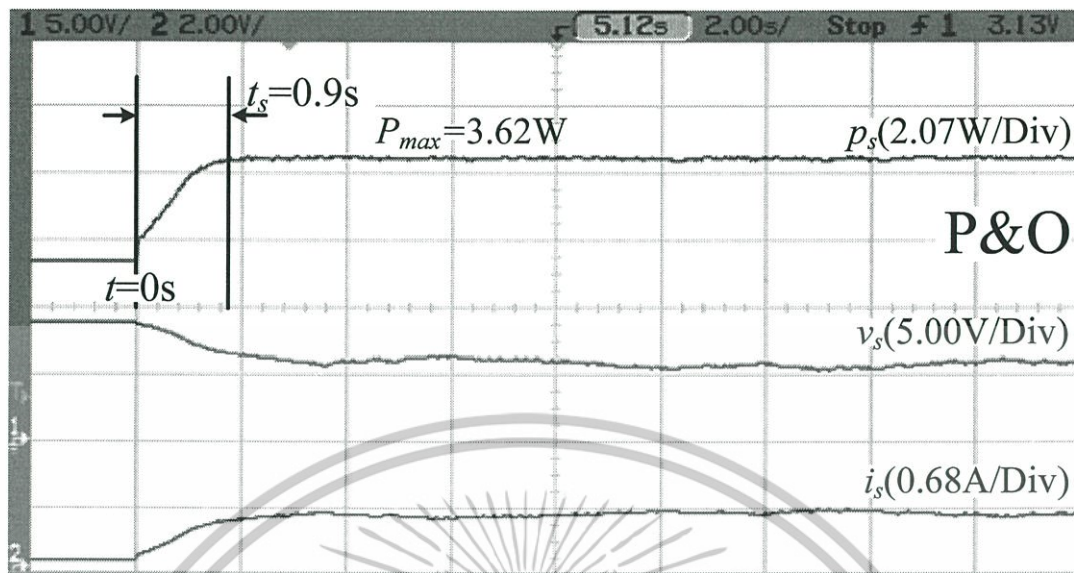
เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกา $\eta = \frac{14 \times 0.25}{5.5 \times 0.65} \times 100 = 97.90\%$ ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (6.2) ารค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

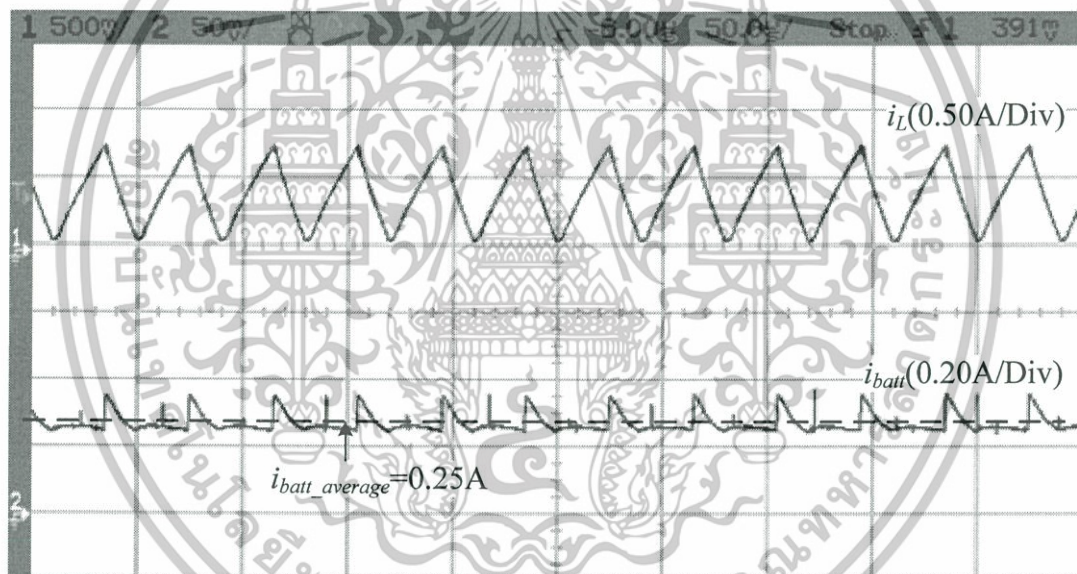


รูปที่ 6.2 การตอบสนองของอัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.1A กับ CMBC ที่ไม่มีส่วน OVRC

(ก) ผลลัพธ์ MPPT และ (ข) ผลลัพธ์ i_L



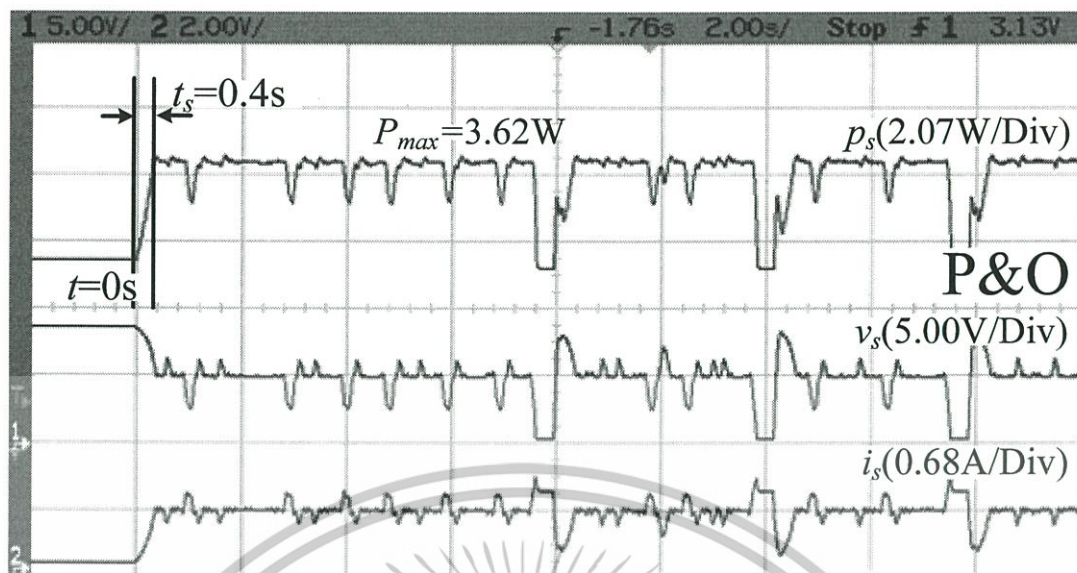
(ก)



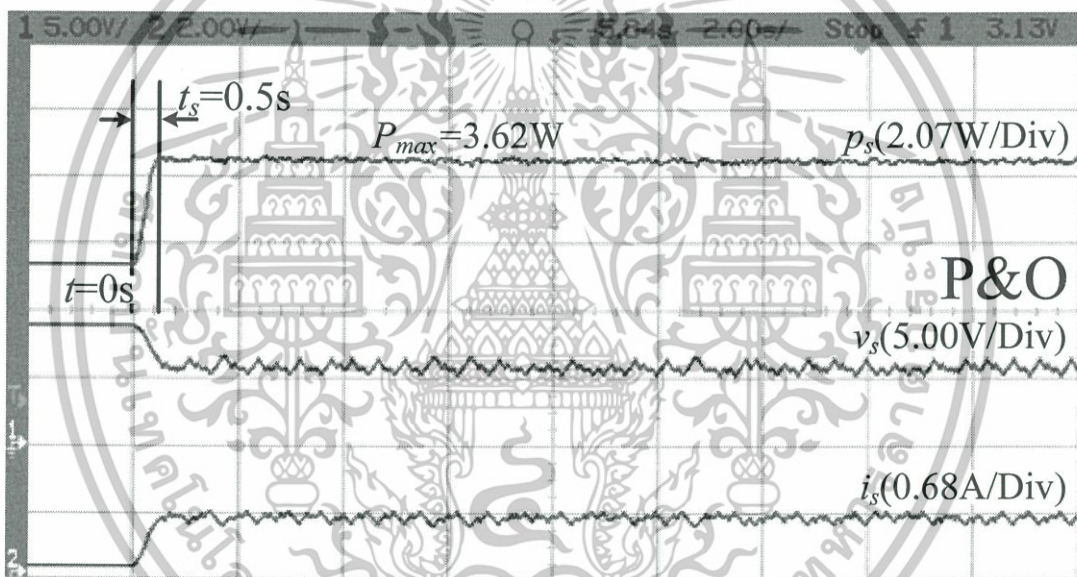
(ข)

รูปที่ 6.3 การตอบสนองของอัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.1A กับ CMBC ที่ประกอบด้วย OVRC (ก) ผลลัพธ์ MPPT และ (ข) ผลลัพธ์ i_L

เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า Δi_{ref} ในอัลกอริทึม P&O เป็น 0.25A รูปที่ 6.4 (ก) และ (ข) แสดงผลลัพธ์ของ MPP ที่ได้จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์สำหรับ CMBC ที่ไม่มีและ มี OVRC ตามลำดับ เห็นได้ว่า MPPT สำหรับวงจร CMBC ทั้งสองแบบนี้มีความแตกต่างกันอย่างชัดเจน กล่าวคือ เมื่อไม่มี OVRC กระบวนการ MPPT จะไม่มีเสถียรภาพไม่สามารถติดตามระดับ MPP จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ได้ ในขณะที่วงจร CMBC มีการชดเชยด้วย OVRC พบว่า MPPT สามารถติดตามระดับ MPP จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ได้อย่างถูกต้อง ณ MPP แต่สูญเสียความเร็วของ t_s ที่ไม่มากนัก กล่าวคือ t_s ช้าลง 25% จากระบบที่ไม่มี OVRC



(ก)



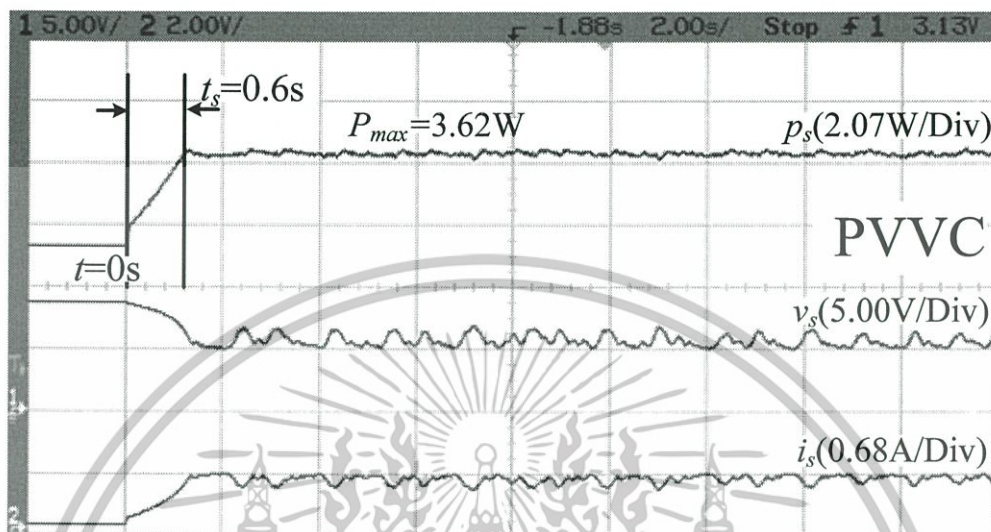
(ข)

รูปที่ 6.4 การตอบสนองของอัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.25A (ก) ไม่มี OVRC และ (ข) มี OVRC

6.2.2 วิธีการของ PVVC

การทดสอบอัลกอริทึม PVVC บน MCU ดังแสดงอัลกอริทึมในรูปที่ 3.11 เลือก K_s เท่ากับ 0.05 สำหรับทดสอบกับวงจร CMBC ที่ไม่มีและมี OVRC ผลลัพธ์ของ MPPT เป็นดังรูปที่ 6.5 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่า เมื่อเปรียบเทียบผลลัพธ์ MPP ที่เกิดขึ้นจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ของ CMBC แบบมี OVRC จะสามารถรักษาระดับคงที่ ณ MPP ถึงแม้ว่าจะสูญเสียความเร็วในการลู่เข้าหา MPP มี t_s เป็น 0.6s กับ 0.8s สำหรับวงจร CMBC ที่ไม่มีและมี OVRC ตามลำดับ

หากเปรียบเทียบกับวิธีการ P&O กับ PVVC พบว่าที่ระดับความเร็วของ MPPT ที่ใกล้เคียงกัน PVVC จะกำหนดขนาดการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ K_s ที่ต่ำกว่าขนาดของการเปลี่ยนแปลง Δi_{ref} ของวิธีการ P&O



(ก)



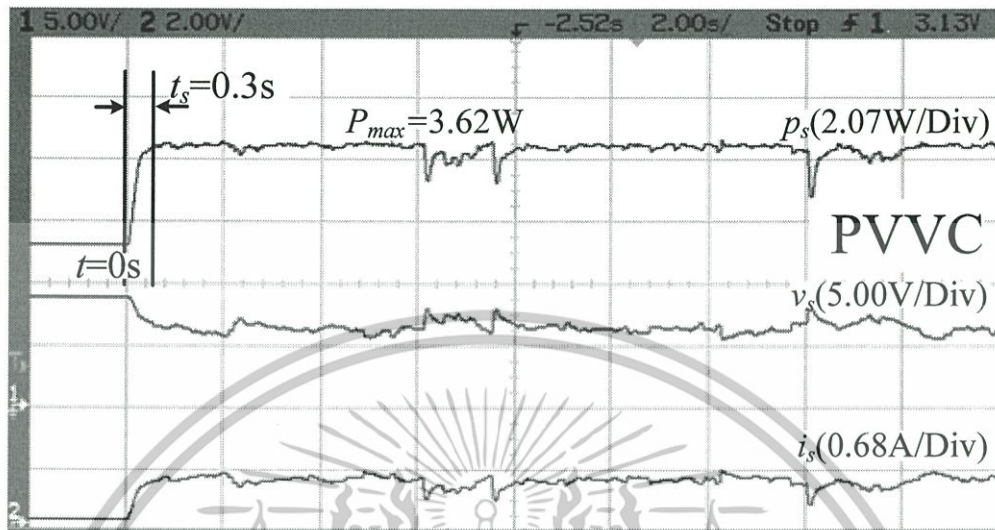
(ข)

รูปที่ 6.5 การตอบสนองของอัลกอริทึม PVVC เมื่อ K_s เป็น 0.05 (ก) ไม่มี OVRC และ (ข) มี OVRC

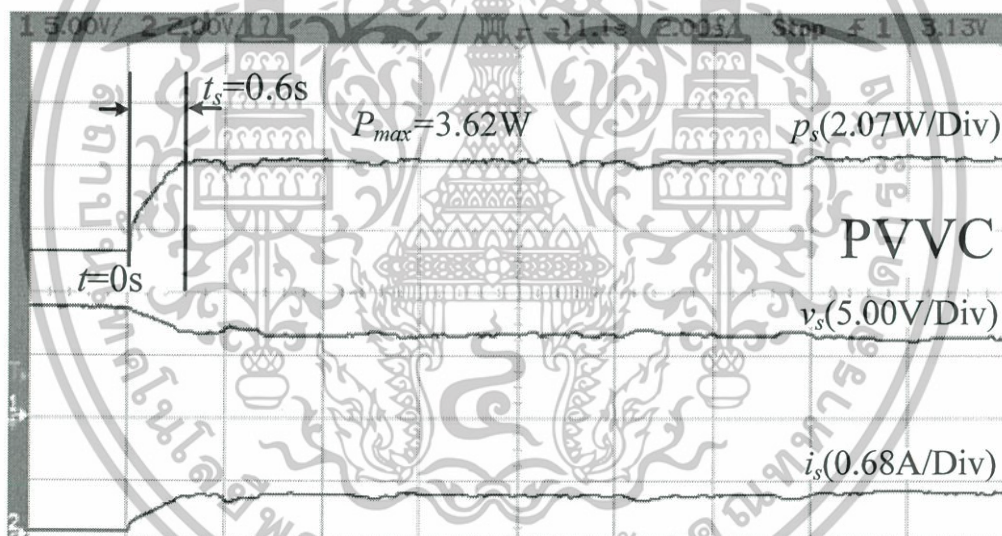
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลง K_s ให้มีค่าเท่ากับ 0.25 สำหรับ CMBC ที่ไม่มีและมี OVRC จะมีผลลัพธ์ของ MPPT เป็นรูปที่ 6.6 (ก) และ (ข) ตามลำดับ พบว่า วงจร CMBC ที่ไม่มีและมี OVRC มีความแตกต่างของการตอบสนองชั่วคราวและสถานะอยู่ตัว กล่าวคือ CMBC ที่ไม่มี OVRC มีช่วงเวลา t_s เป็น 0.3s ในขณะที่ CMBC ที่มี OVRC จะมีช่วงเวลา t_s เป็น 0.6s ซึ่งช้ากว่า 2 เท่า อย่างไรก็ตาม CMBC ที่มี OVRC จะรักษากำลังไฟฟ้าที่ได้รับจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ในระดับคงที่ ณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MPP หากเปรียบเทียบกับผลลัพธ์ที่ได้จากการกำหนด K_s เป็น 0.05 ความเร็วใน MPPT ที่ K_s เป็น 0.25 จะเร็วกว่า 0.05 เป็น 2 เท่า



(ก)

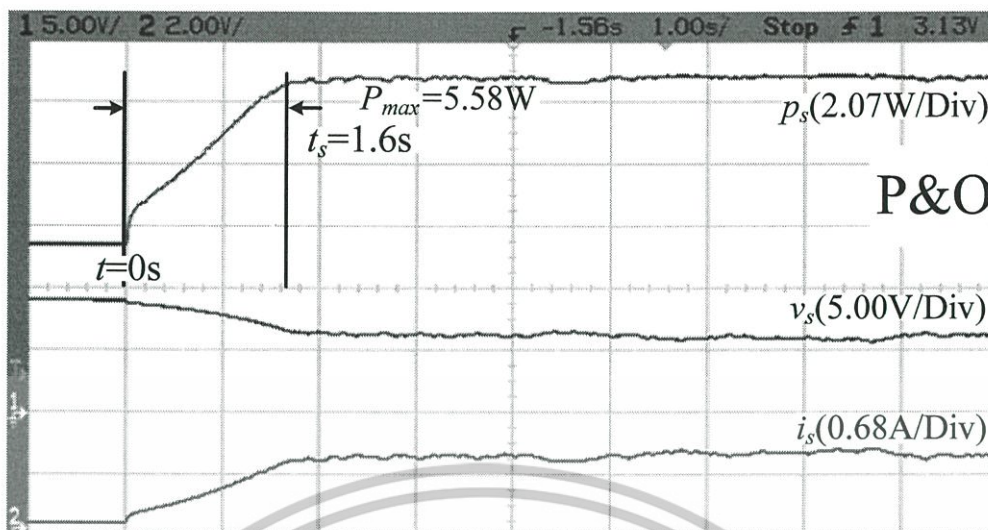


(ข)

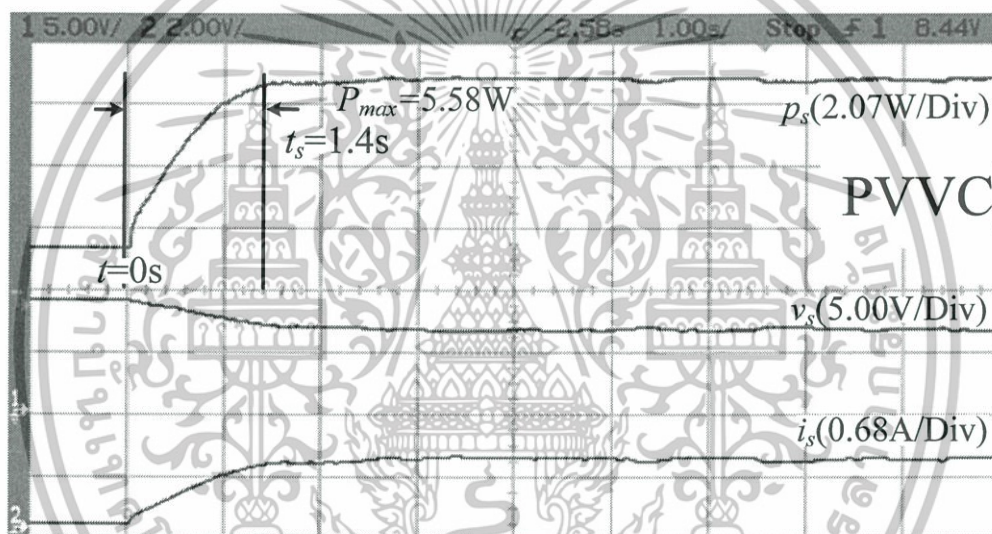
รูปที่ 6.6 การตอบสนองของอัลกอริทึม PVVC เมื่อ K_s เป็น 0.25 (ก) ไม่มี OVRC และ (ข) มี OVRC

การเปรียบเทียบผลตอบสนองของ MPPT แบบดั้งเดิมทั้งสองอัลกอริทึม ณ ความเข้มแสง 88mW/cm^2 อุณหภูมิ 35°C ที่เวลา t เป็น 0s ในสภาพแวดล้อมนอร์ธอีสต์แสงอาทิตย์จะผลิตกำลังไฟฟ้าสูงสุดเป็น 5.58W รูปที่ 6.7 (ก) และ (ข) แสดงความแตกต่างของผลลัพธ์ใน MPPT ที่ได้จากการใช้วิธีการ P&O เลือกใช้ Δi_{ref} เป็น 0.05A และผลลัพธ์ของ MPPT ที่ใช้ PVVC เมื่อเลือกใน K_s เป็น 0.05 สำหรับ CMBC แบบมี OVRC พบว่าเวลาของ t_s สำหรับอัลกอริทึม P&O จะมากกว่า PVVC ซึ่งเปลี่ยนแปลงลดลงจาก 1.6s เหลือ 1.4s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



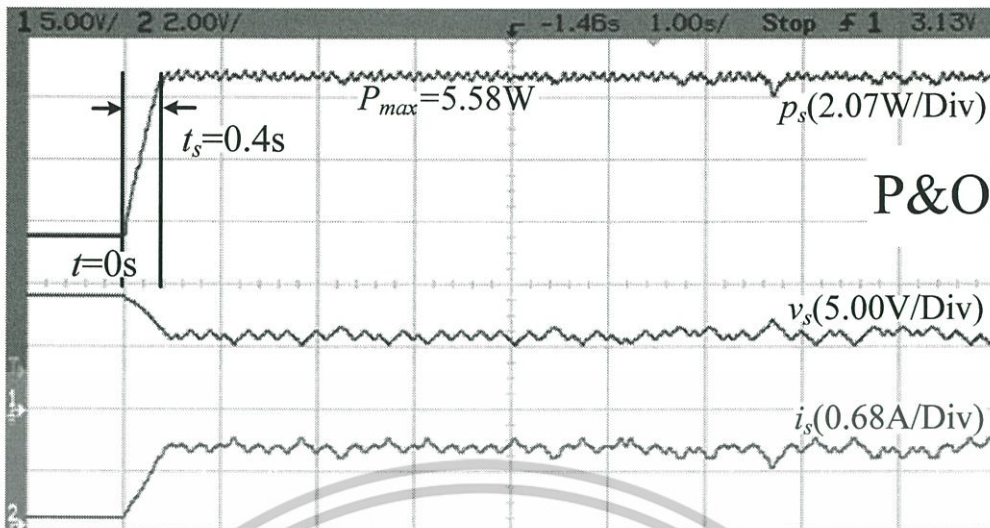
(ข)

รูปที่ 6.7 ผลลัพธ์ของ MPPT (ก) อัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.05A และ (ข) PVVC เมื่อ K_s เป็น 0.05

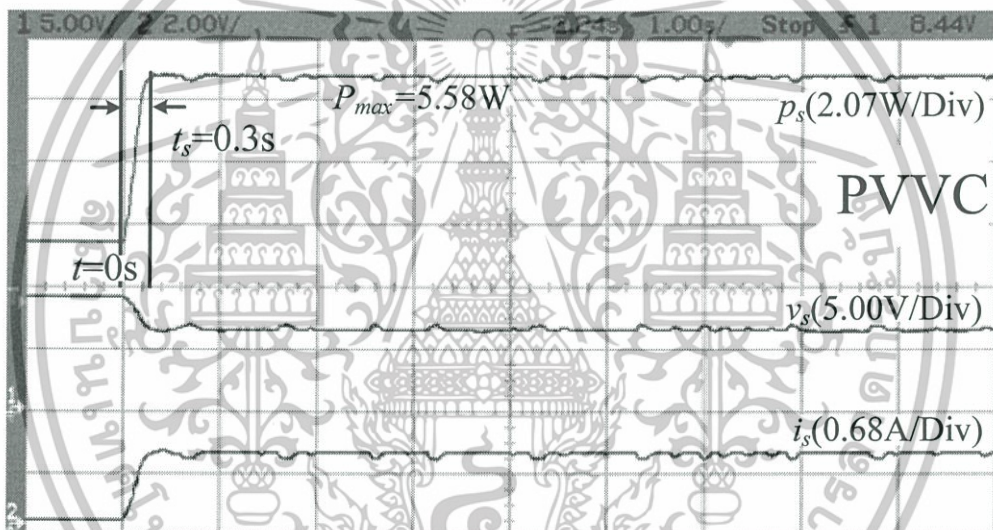
เมื่อพิจารณาความแตกต่างของผลลัพธ์ MPPT ที่ได้จากวิธีการ P&O ที่เลือกใช้ Δi_{ref} เป็น 0.25A กับผลลัพธ์ของ MPPT ที่ใช้ PVVC เมื่อเลือกใช้ K_s เป็น 0.25 สำหรับ CMBC แบบมี OVRC ณ สภาพแวดล้อมนี้ เห็นได้ว่า t_s สำหรับอัลกอริทึม P&O มากกว่า PVVC ซึ่งลดลงจาก 0.4s เหลือ 0.3s ดังรูปที่ 6.8 (ก) และ (ข)

การเข้าสู่ MPP ได้อย่างรวดเร็วจะหมายถึงความสามารถในการตรวจจับ MPP ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์และส่งผ่านค่ากำลังไฟฟ้านี้ไปยังภาระได้มากขึ้น กล่าวคือ กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่ได้รับจากอัลกอริทึม MPPT ที่รวดเร็วจะสูงกว่าอัลกอริทึม MPPT ที่ช้า ตามสัดส่วนของเวลาที่ลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.8 ผลลัพธ์ของ MPPT (ก) อัลกอริทึม P&O ที่ใช้ Δi_{ref} เป็น 0.25A และ (ข) PVVC เมื่อ K_s เป็น 0.25

ผลลัพธ์ของ MPPT ที่แสดงผ่านมา พบว่าการกำหนดระดับการเปลี่ยนแปลงที่เท่ากัน วิธีการ MPPT ด้วย PVVC จะใช้ผลลัพธ์ของ MPPT ที่ดีกว่า P&O เมื่อเปรียบเทียบผลลัพธ์ในการตอบสนองชั่วคราว

เมื่อทำการพิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบ MPPT ณ ความเข้มแสง 88mW/cm^2 อุณหภูมิ 35°C ด้วยโปรแกรม MATLAB ดังแสดงในรูปที่ 6.9 มีเส้นกราฟการตอบสนองเชิงความถี่เป็นดังรูปที่ 6.10 กำหนดอัตราการเปลี่ยนแปลงของ K_s เป็น 0.50 ซึ่งเป็นอัตราขยายที่ทำให้ระบบ MPPT นี้ไม่มีเสถียรภาพ เกิดการแกว่งด้วยคาบเวลา 200ms หรือมีความถี่ธรรมชาติ 31.5rad/s ดังปรากฏในรูปที่ 6.11

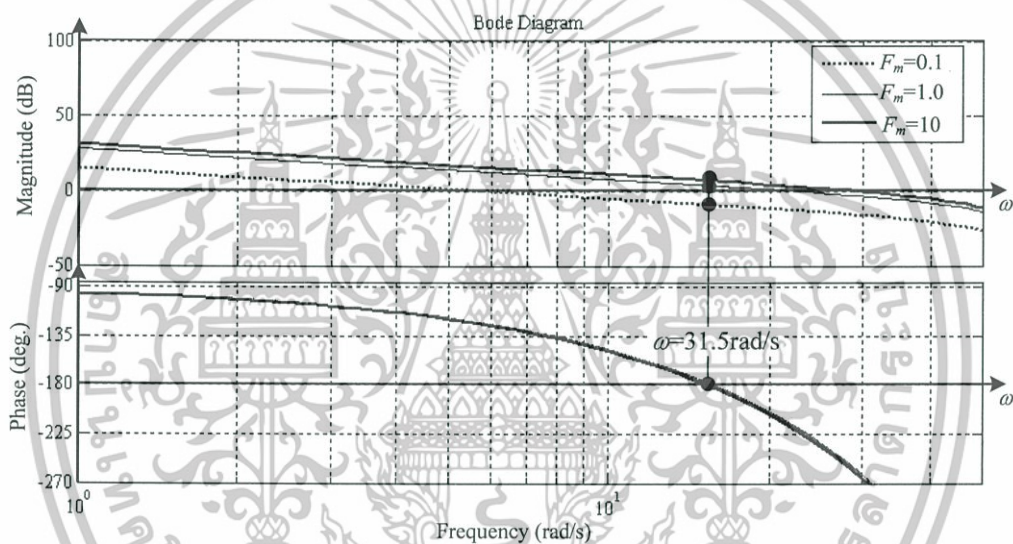
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ควรวางไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

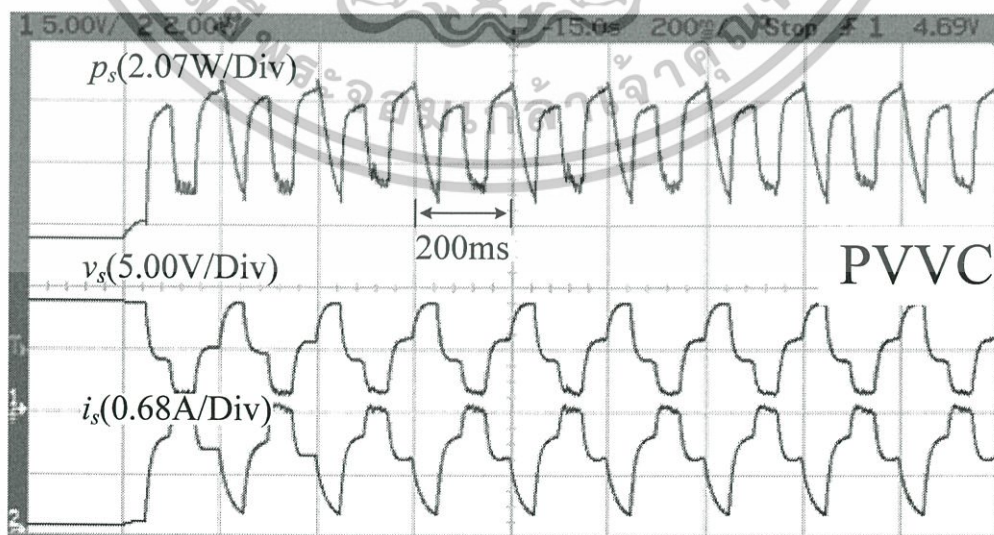
>> L=160e-6;C=2200e-6;T=1/25e3;Vbatt=14;Ts=0.05;
>> Imp=0.68;Vmpp=5.5;Rmpp=Vmpp/Imp;
>> Fm=[0.1 1 10];
>> for i=1:length(Fm)
    sys_c_cmbc=tf(-Fm(i)*Vbatt,[L*C...
    L/Rmpp+Fm(i)*Vbatt*C 1+Fm(i)*Vbatt/Rmpp]);
    sys_d_cmbc=c2d(sys_c_cmbc,Ts,'zoh');
    sys_mppt=tf(-Imp/Vmpp*[1 1],[1 -1 0],Ts);
    [num,den]=tfdata(sys_mppt*sys_d_cmbc,'v');
    dbode(num,den,Ts);
    hold on
end

```

รูปที่ 6.9 การสร้างผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบที่ทดลองด้วย MATLAB



รูปที่ 6.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของระบบที่ทดลองด้วย MATLAB

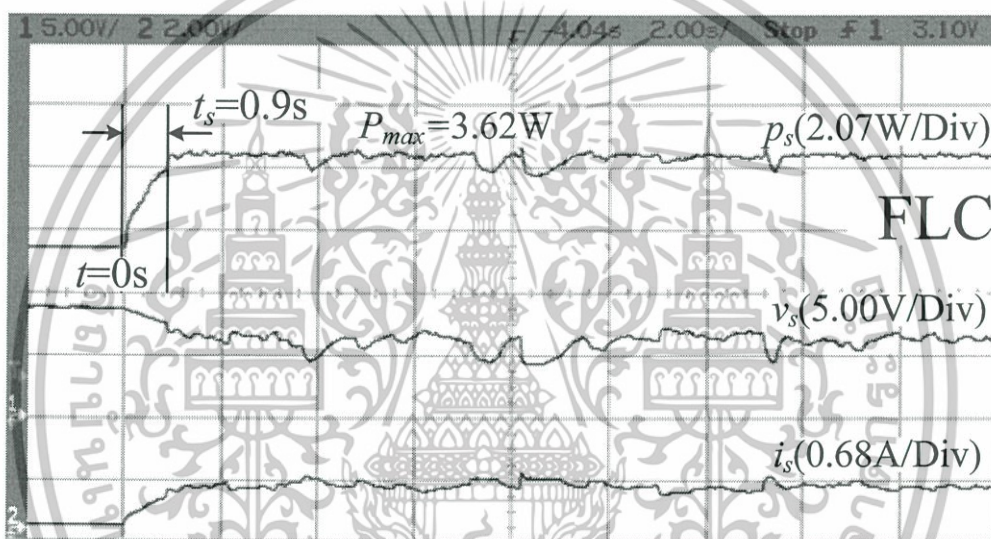


รูปที่ 6.11 การตอบสนองของระบบไม่มีเสถียรภาพ

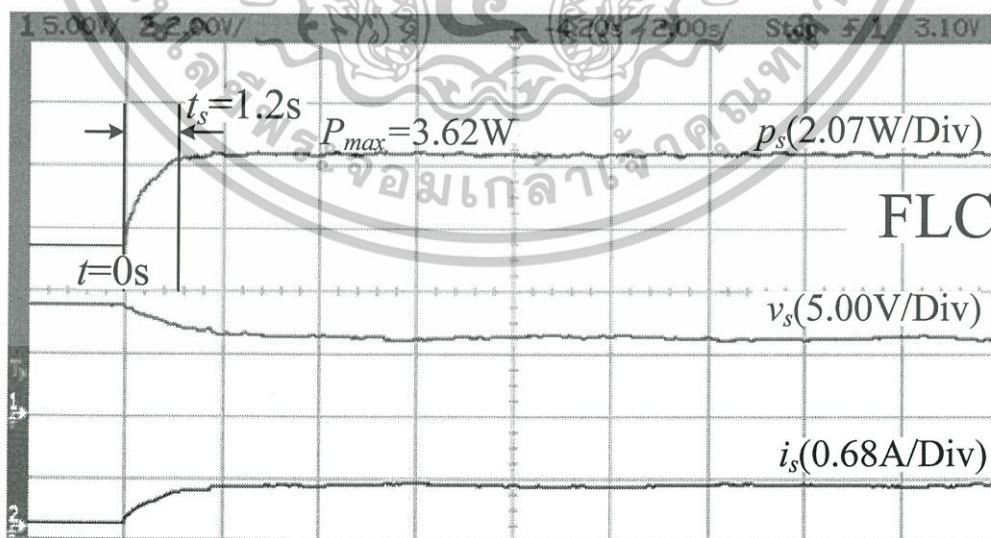
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 ผลลัพธ์การประยุกต์ใช้ FLC

จัดสร้างอัลกอริทึม FLC แบบลองผิดลองถูกตามรายละเอียดที่แสดงไว้ในบทที่ 3 แบ่งสัดส่วน MMF ด้านข้อดีกับข้อตามของ FLC ให้มีคุณสมบัติที่สมมาตรดังรูปที่ 3.17 และตารางที่ 3.2 เพื่อทดสอบสมรรถนะของ FLC นี้ ภายใต้อสภาพแวดล้อมเดียวกันกับอัลกอริทึมแบบดั้งเดิมที่แสดงผ่านมา รูปที่ 6.12 (ก) และ (ข) แสดงผลลัพธ์ของ MPPT ด้วย FLC ที่ไม่มีและมี OVRC เห็นได้ว่า การประยุกต์ใช้วงจร OVRC ทำให้การตอบสนองชั่วคราวช้าลงกว่าเดิม 0.3s กล่าวคือ วงจร CMBC แบบไม่มีและมี OVRC จะใช้ t_s เป็น 0.9s กับ 1.2s ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม วงจร CMBC แบบไม่มี OVRC จะไม่สามารถรักษาระดับ MPP ที่สถานะอยู่ตัวได้



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.12 ผลลัพธ์ของ MPPT ด้วย FLC ที่ใช้ CMBC (ก) แบบไม่มี OVRC และ (ข) แบบมี

OVRC

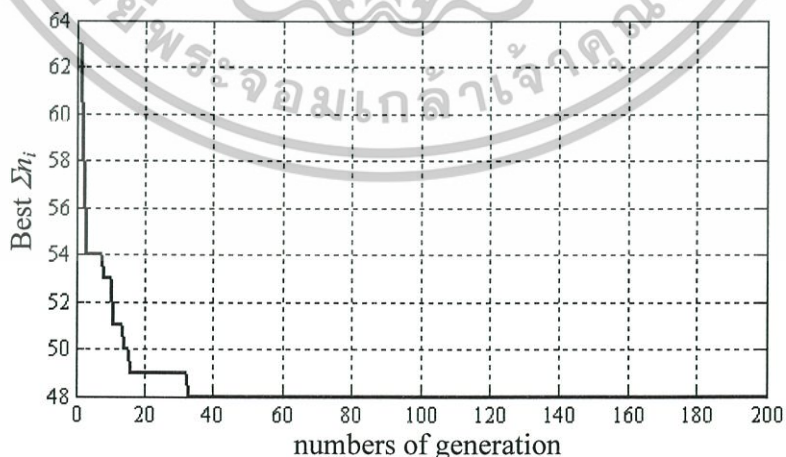
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบผลลัพธ์ที่ได้จากวิธีการของ FLC กับวิธีการแบบดั้งเดิมที่นำเสนอผ่านมา พบว่าวิธีการ FLC แบบสองผิวดสองถูกที่จัดสร้างขึ้นนี้ มีความเร็วในการตอบสนองที่ใกล้เคียงกับ P&O และ PVVC แต่มีผลลัพธ์ในการตอบสนองที่สถานะอยู่ตัวที่ดีกว่า

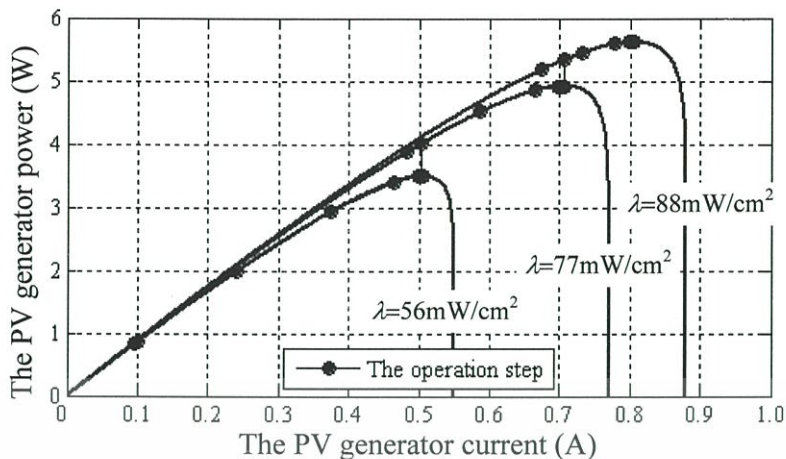
6.4 การปรับปรุง FLC สำหรับ MPPT

การปรับแต่ง FLC ให้เป็น PSO-FLC ด้วย PSO นี้ กำหนดกลุ่มอนุภาคทั้งหมด 50 กลุ่ม มีระยะการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรสำหรับ FLC เป็นดังสมการที่ (5.15) และ (5.16) เลือกใช้เส้นโค้งกำลังไฟฟ้าที่สร้างขึ้นจากแบบจำลองอาร์เรย์แสงอาทิตย์จริงภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงความเข้มแสง 3 ค่าคือ 56mW/cm^2 เป็น 77mW/cm^2 และ 88mW/cm^2 ทดสอบ FLC ที่กำหนดเริ่มต้นแบบสองผิวดสองถูกตามหัวข้อที่ 6.3 พบว่า จำนวนครั้งในการค้นหา MPP เป็น 93 ครั้ง ดังแสดงเป็นเครื่องหมาย “.” ในรูปที่ 6.1 จุดที่แสดงบนกราฟเป็นค่าเอาต์พุตกำลังไฟฟ้าที่ได้จาก MPPT สำหรับอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่เลือกมาทดสอบด้วย FLC นี้

การปรับแต่ง FLC ให้เหมาะสมด้วยอัลกอริทึมแบบ PSO ตามอัลกอริทึมการทำงานที่ได้แสดงผ่านมาในบทที่ 5 กับแบบจำลองอาร์เรย์แสงอาทิตย์ภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงทั้งหมด ผลลัพธ์ของจำนวนครั้งของการลู่เข้าตำแหน่ง MPP แสดงในรูปที่ 6.13 เห็นได้ว่า จำนวนครั้งของการค้นหา MPP บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าที่สร้างขึ้นมาทดสอบจะลดลงจาก 63 ครั้งในวงรอบแรกของการคำนวณ เหลือ 48 ครั้งในวงรอบ 32 ของการคำนวณ กล่าวคือ ความเร็วในการค้นหา MPP ของ PSO-FLC จะสูงกว่า FLC เมื่อเปรียบเทียบจากจำนวนครั้งที้น้อยกว่าในการค้นหา MPP ของเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าที่ใช้ทดสอบ ผลลัพธ์ของการค้นหา MPP บนเส้นโค้งแบบจำลองไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ของวิธีการ PSO-FLC แสดงในรูปที่ 6.14

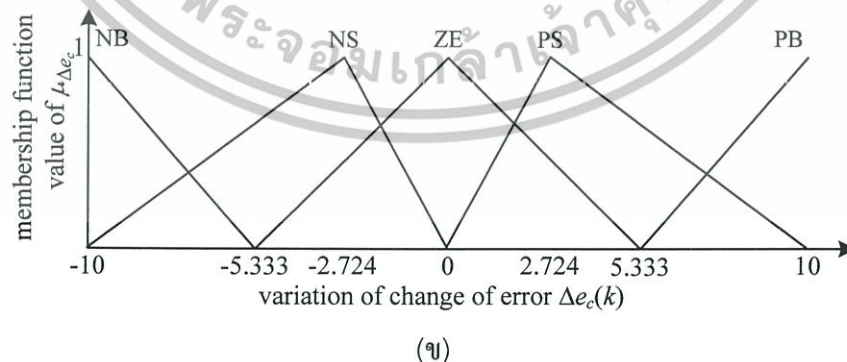
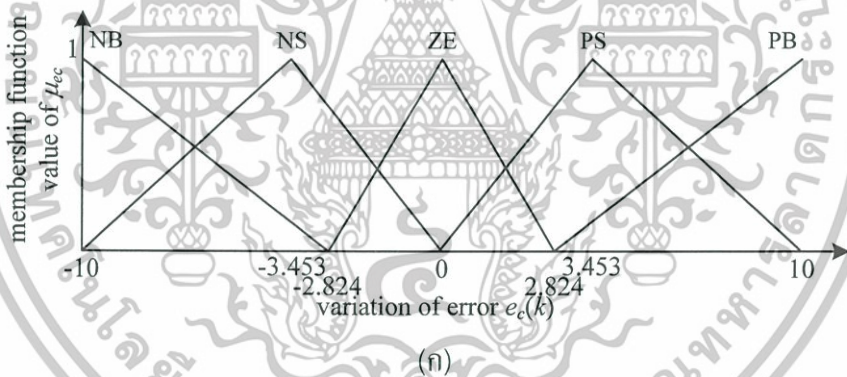


รูปที่ 6.13 การลู่เข้าสู่ตำแหน่งที่เหมาะสมของการปรับแต่ง FLC ด้วย PSO เป็น PSO-FLC



รูปที่ 6.14 ผลลัพธ์การทดสอบ MPPT ด้วย PSO-FLC บนเส้นโค้งกำลังไฟฟ้า

เมื่อสิ้นสุดการทำงานของ PSO พารามิเตอร์ของ MMF ทางด้านข้างตั้งกับข้อตามของ PSO-FLC เป็นดังรูปที่ 6.15 (ก) และ (ข) กับตารางที่ 6.4 ซึ่งมีความแตกต่างจากพารามิเตอร์ของ FLC แบบสองมิติสองลูก เนื่องจาก PSO ทำการปรับแต่งแต่ละพารามิเตอร์ให้มีความเหมาะสมกับ MPPT ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์



รูปที่ 6.15 ตำแหน่งของ MMF ใน PSO-FLC (ก) ความผิดพลาด และ (ข) อัตราการเปลี่ยนแปลงความผิดพลาดของ PSO-FLC

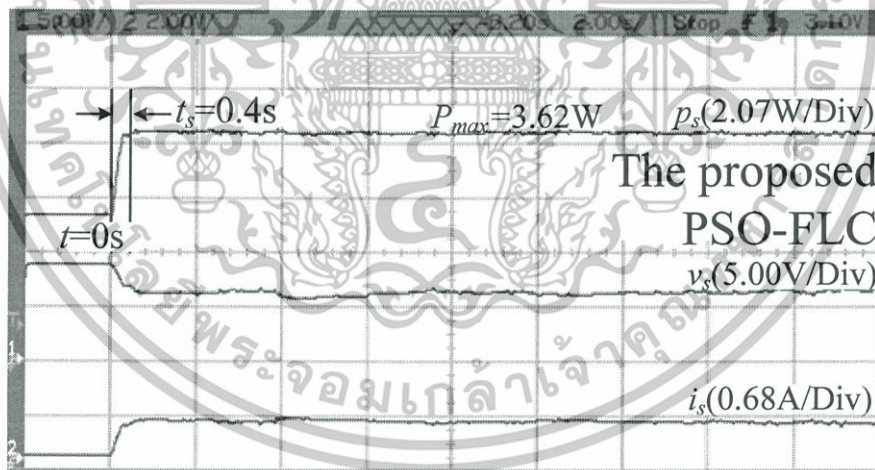
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.4 กฎของฟิชชีสำหรับ MPPT ของ PSO-FLC

$\Delta e_c(k)$ $e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.196)	C^3 (0.185)	C^4 (0.181)	C^5 (0.169)
NS	C^6 (0.149)	C^7 (0.137)	C^8 (0.133)	C^9 (0.118)	C^{10} (0.111)
ZE	C^{11} (0.108)	C^{12} (0.014)	C^{13} (0.000)	$-C^{12}$ (-0.014)	$-C^{11}$ (-0.108)
PS	$-C^{10}$ (-0.111)	$-C^9$ (-0.118)	$-C^8$ (-0.133)	$-C^7$ (-0.137)	$-C^6$ (-0.149)
PB	C^5 (0.169)	$-C^4$ (-0.181)	$-C^3$ (-0.185)	$-C^2$ (-0.196)	$-C^1$ (-0.300)

6.5 ผลลัพธ์ของ MPPT ด้วย PSO-FLC

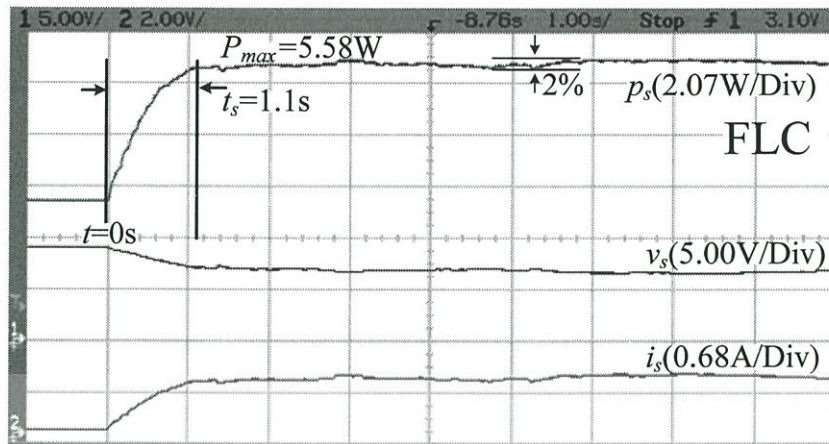
ผลการทดลองของ PSO-FLC ภายใต้ความเข้มแสง 56mW/cm^2 สำหรับวงจร CMBC ที่มี OVRC เป็นดังรูปที่ 6.15 เมื่อเปรียบเทียบกับผลลัพธ์ที่ได้จากวิธีการ FLC ดังแสดงในรูปที่ 6.12 (ข) พบว่า วิธีการ PSO-FLC ช่วยปรับปรุง MPPT เร็วขึ้นกว่าเดิม 3.7 เท่า มีความเร็วสูงกว่าวิธีการ FLC รวมทั้ง P&O และ PVVC สามารถรักษาระดับของ MPPT ที่จุดของ MPP ได้อย่างถูกต้องแม่นยำ



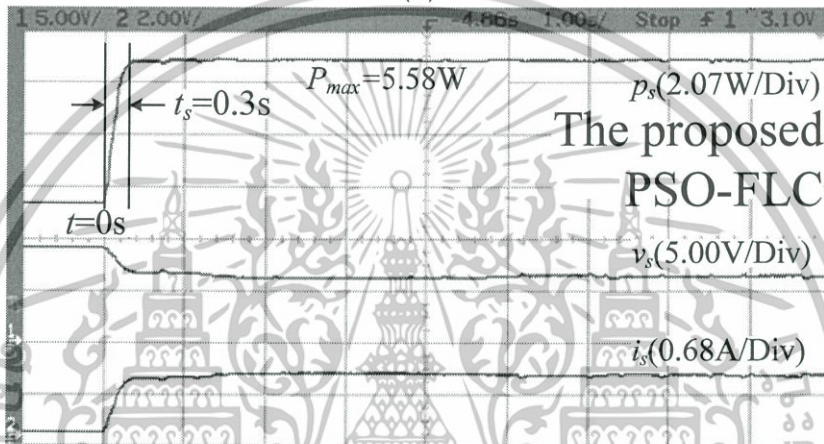
รูปที่ 6.16 ผลของ MPPT ด้วย PSO-FLC

เมื่อนำ FLC กับ PSO-FLC ไปทดสอบ MPPT ที่ความเข้มแสง 88mW/cm^2 อุณหภูมิ 35°C รูปที่ 6.17 (ก) และ (ข) แสดงผลลัพธ์ของ MPPT ที่ได้จากอาร์เรย์แสงอาทิตย์สำหรับ FLC และ PSO-FLC ตามลำดับ จากผลลัพธ์ที่ได้นี้แสดงให้เห็นว่า PSO-FLC ช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบใน MPPT กล่าวคือ PSO-FLC สามารถปรับปรุงการตอบสนองชั่วคราวได้เร็วขึ้น 27% เมื่อเปรียบเทียบกับผลลัพธ์ที่ได้จาก FLC โดยมี t_s เป็น 0.3s ในขณะที่ FLC มี t_s เป็น 1.1s นอกจากนี้กำลังไฟฟ้าที่ได้ ณ MPP ของ PSO-FLC มีระดับคงที่กว่า FLC ซึ่งมีระดับ MPP เบี่ยงเบนประมาณ 2% ในสถานะอยู่ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.17 การเปรียบเทียบผลลัพธ์ของ MPPT ที่ความเข้มแสง 88mW/cm^2 อุณหภูมิ 35°C (ก) ผลลัพธ์จาก FLC และ (ข) ผลลัพธ์จาก PSO-FLC

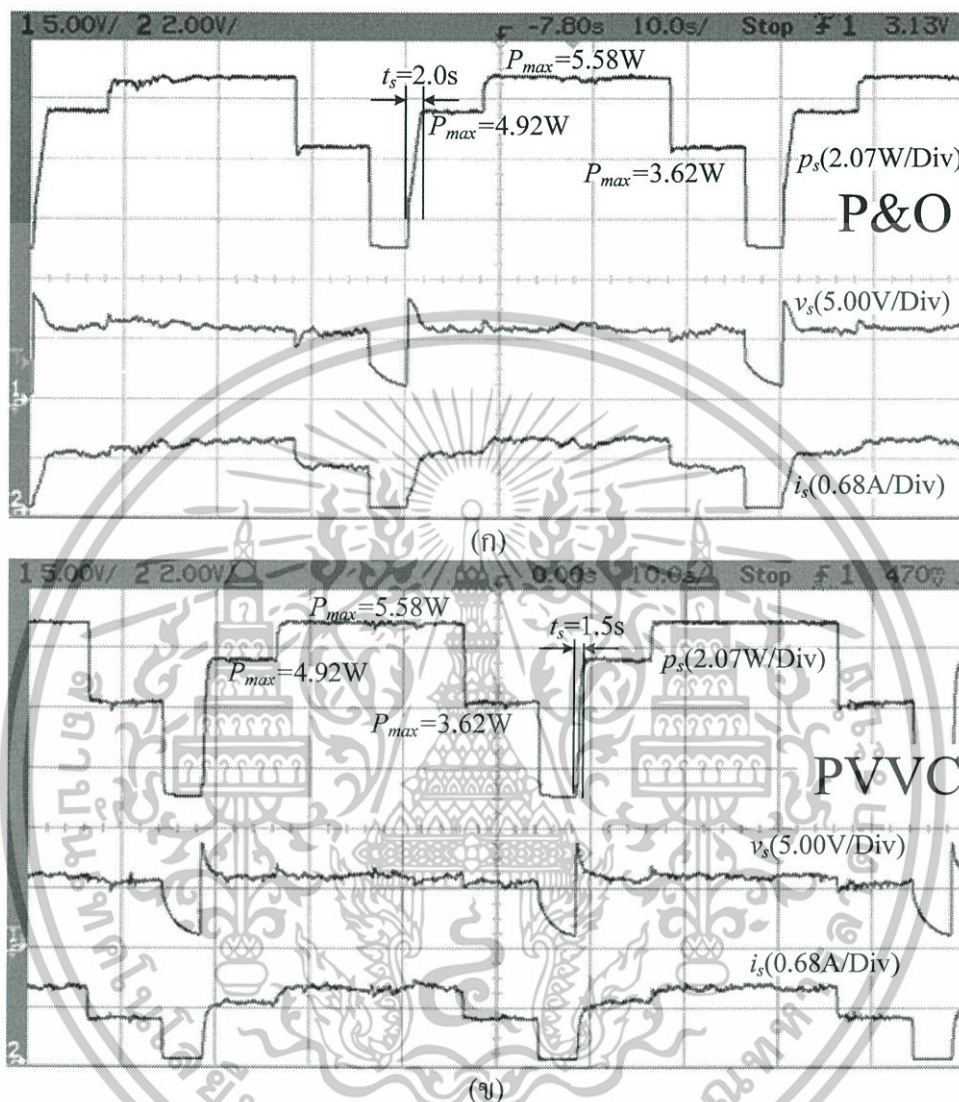
6.6 การเปรียบเทียบอัลกอริทึม MPPT ภายใต้ความเข้มแสงเปลี่ยนแปลง

การทดสอบอัลกอริทึมต่างๆ กับระบบที่จัดสร้างขึ้นจริงถูกนำเสนอในหัวข้อนี้ กำหนดอาร์เรย์แสงอาทิตย์ทำงานภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงความเข้มแสงที่มีค่าเป็น 0mW/cm^2 ในช่วงเวลาจาก 0s ถึง 2s ความเข้มแสงเป็น 77mW/cm^2 ในช่วงเวลาจาก 2s ถึง 10s ความเข้มแสงเป็น 88mW/cm^2 ในช่วงเวลาจาก 10s ถึง 20s และความเข้มแสงเป็น 55mW/cm^2 ในช่วงเวลาจาก 20s ถึง 30s นั่นคืออาร์เรย์แสงอาทิตย์จะให้กำลังไฟฟ้า P_{max} เป็น 0W ในช่วงเวลาจาก 0s ถึง 2s กำลังไฟฟ้า P_{max} เป็น 4.92W ในช่วงเวลาจาก 2s ถึง 10s กำลังไฟฟ้า P_{max} เป็น 5.58W ในช่วงเวลาจาก 10s ถึง 20s กำลังไฟฟ้า P_{max} เป็น 3.62W ในช่วงเวลาจาก 20s ถึง 30s

ผลลัพธ์ของกำลังไฟฟ้าในระบบ MPPT จริงที่ใช้ CMBC แบบ OVRC เมื่อใช้ P&O กับ PVVC ภายใต้สภาพแสงที่เปลี่ยนแปลงเป็น 3 ระดับดังที่กำหนดผ่านมา กำหนดให้ Δi_{ref} กับ K_s สำหรับ P&O กับ PVVC เท่ากันที่ 0.05 ผลลัพธ์ของ MPPT สำหรับทั้งสองอัลกอริทึมแสดงในรูปที่ 6.18 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่า P&O และ PVVC สามารถทำกระบวนการ MPPT

ภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง โดย PVVC จะมีประสิทธิภาพในด้านความเร็วและความไม่วุ่นวายได้ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

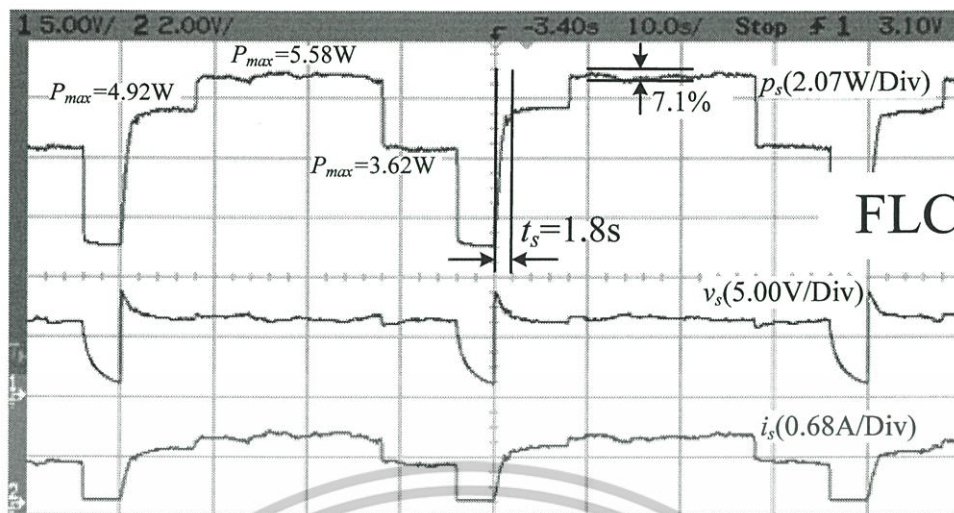
ถูกต้องที่ระดับ MPP ดีกว่า P&O กล่าวคือมี t_s ในการเข้าสู่ MPP จากระดับ 0W เป็น 4.92W เป็น 1.5s และ 2.0s ตามลำดับ



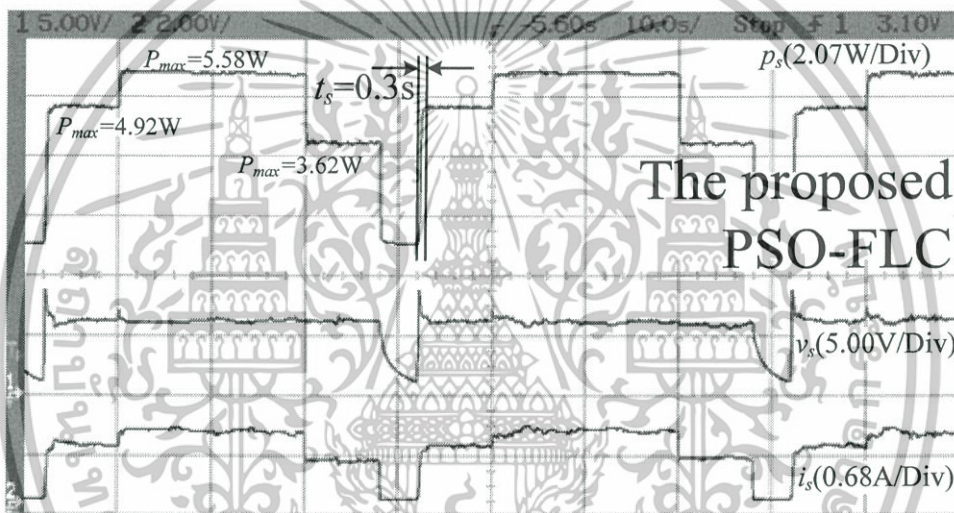
รูปที่ 6.18 การเปรียบเทียบผลลัพธ์ของ MPPT ที่สภาพแวดล้อมเปลี่ยนแปลง (ก) ผลลัพธ์จาก P&O และ (ข) ผลลัพธ์จาก PVVC

การใช้ FLC กับ PSO-FLC ภายใต้สภาพแสงที่เปลี่ยนแปลงนี้ มีผลลัพธ์เป็นดังรูปที่ 6.19 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เห็นได้ว่า PSO-FLC จะมีประสิทธิภาพในด้านความเร็วและความถูกต้องที่ระดับ MPP ดีกว่า FLC ภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง กล่าวคือ PSO-FLC กับ FLC มีการเข้าสู่ MPP จากระดับ 0W เป็น 4.92W ด้วย t_s เป็น 1.8s กับ 0.3s ตามลำดับ นอกจากนี้ FLC มีระดับ MPP เบี่ยงเบนสูงสุดที่ 7.1% ในสถานะอยู่ตัว

นอกจากนี้ หากเปรียบเทียบ PSO-FLC กับวิธีการ P&O และ PVVC พบว่า PSO-FLC ที่นำเสนอนี้มีการตอบสนองของระบบ MPPT ต่อสภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลงเป็นไปอย่างถูกต้องรวดเร็วและแม่นยำกว่าวิธีการอื่น



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.19 การเปรียบเทียบผลลัพธ์ภายใต้สภาพแวดล้อมเปลี่ยนแปลง (ก) ผลลัพธ์ของ MPPT ด้วย FLC และ(ข) ผลลัพธ์ของ MPPT ด้วย PSO-FLC

6.7 บทสรุป

ผลลัพธ์ของระบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ได้ถูกแสดงไว้ในบทนี้ การควบคุมทางแปร่งสำหรับวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์โหมคกระแสช่วยทำให้ระบบการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์มีเสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในระบบ เพิ่มประสิทธิภาพของวงจรต่อการประจุแบตเตอรี่ ผลการทดลองจริงของตัวควบคุมพีซีซีลอจิกที่ถูกปรับปรุงขึ้นด้วยการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาค ซึ่งถูกจัดสร้างบนไมโครคอนโทรลเลอร์ราคาต่ำพิสูจน์ให้เห็นว่าระบบที่นำเสนอมีการใช้ทรัพยากรในการจัดสร้างไม่มาก แต่มีสมรรถนะที่ดีต่อการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ภายใต้สภาพแวดล้อมที่เปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

การวิเคราะห์และออกแบบการควบคุมทางแพรงให้กับวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์โหมด กระแสสำหรับระบบโพลีโวลตาอิกเพื่อใช้ในการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด ถูกนำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้อดีของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสคือการตรวจจับ กระแสไฟฟ้าเกินพิกัด และง่ายต่อการเชื่อมต่อแบบขนาน จากบทต่างๆที่ผ่านมา แสดงให้เห็น สมรรถนะของระบบที่นำเสนอคือ

7.1 เสถียรภาพของวงจร CMBC จากวงจรที่นำเสนอ

ข้อจำกัดของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสคือ ความต้องการวงจรหรือการ ควบคุมทางแพรงที่เกิดขึ้น เมื่ออัตราส่วนคิวตี้นวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสมากกว่า 0.5 ซึ่งจะเกิดปัญหาของเสถียรภาพของกระแสไฟฟ้า ส่งผลต่อการทำงานของระบบ แม้ว่าการต่อ ร่วมแบบต่อเรียง หรือขนานที่ถูกรนำเสนอไว้ในงานวิจัยต่างๆ สามารถนำมาประยุกต์ใช้เพื่อ ควบคุมอัตราส่วนคิวตี้นไม่เกิน 0.5 แต่มีส่วนประกอบของระบบที่มาก ไม่เหมาะสมกับงาน ประยุกต์ขนาดเล็ก

วงจรควบคุมทางแพรง ได้ถูกนำเสนอผ่านมาอย่างหลากหลายชนิด ซึ่งสามารถจัดความ ไม่เป็นเชิงเส้นหรือทำให้กระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในระบบมีการทำงานที่ความถี่เดียวกับสัญญาณ นาฬิกา ดังแสดงรายละเอียดไว้ในบทที่ 2

วงจรควบคุมทางแพรงที่เหมาะสมกับการใช้งานในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นวงจรเชิงเส้น ไม่ เกิดปัญหาของผลกระทบต่อการ เนื่องจากวงจรควบคุมทางแพรงจะถูกนำมาต่อร่วมกับอาร์เรย์ แสงอาทิตย์กับภาระของระบบซึ่งเป็นแบตเตอรี่ การเกิดผลกระทบต่อการจะส่งผลต่อจุดทำงาน ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ให้ผดเพี้ยนไปจากตำแหน่งที่ต้องการได้ วงจรควบคุมทางแพรงที่นำเสนอ ไว้ในบทที่ 3 มีสมรรถนะที่เหมาะสมต่อการใช้งานประยุกต์นี้ มีความสามารถในการขจัดทาง แพรงที่เกิดขึ้นในระบบ ดังแสดงผลการทดลองในบทที่ 2 และ 6

การควบคุมทางแพรงในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของ ระบบ เช่น แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตราบเรียบและมีเสถียรภาพสำหรับวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรง หรือ การตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ดังแสดงผลการ ทดลองในบทที่ 2 และบทที่ 4 ตามลำดับ นอกจากนี้ การควบคุมทางแพรงจะช่วยเพิ่ม ประสิทธิภาพของการประจุแบตเตอรี่สำหรับระบบที่นำเสนอ ดังแสดงผลการทดลองในบทที่ 6

อย่างไรก็ตาม การประยุกต์ใช้วงจรควบคุมทางแพรงสำหรับวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแส ไม่สามารถแก้ไขข้อบกพร่องได้ทั้งหมด อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสในการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์จะส่งผลให้ระบบมีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่ช้าลงกว่าเดิม แต่มีเสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านวงจร

7.2 เสถียรภาพของระบบ MPPT ด้วย CMBC ที่นำเสนอ

นอกจากการควบคุมทางแปร่งสำหรับวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสเพื่อรักษาเสถียรภาพของวงจรนี้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเสถียรภาพของการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์จากการวิเคราะห์แบบจำลองคณิตศาสตร์ของระบบที่นำเสนอ ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 เสถียรภาพของระบบนี้จะเกิดขึ้นได้จากการกำหนดอัตราขยายในระบบ แม้ว่าระบบที่นำเสนอจะมีเสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าจากการใช้วงจรควบคุมทางแปร่ง แต่อาจไม่มีเสถียรภาพในการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้ การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบจะถูกนำมากำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมฟิชชิลลิจิกที่ถูกทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคสำหรับใช้งานในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

7.3 กระบวนการ MPPT ด้วย PSO-FLC

อัลกอริทึมการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ถูกนำไปเปรียบเทียบกับอัลกอริทึมแบบต่างๆ อัลกอริทึมเหล่านี้จะมีสมรรถนะที่ดีแตกต่างกันไปในเรื่องของความเร็วและเสถียรภาพของการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด ผลลัพธ์ซึ่งถูกแสดงไว้ในบทที่ 6 พบว่า อัลกอริทึมการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่นำเสนอขึ้นจะมีประสิทธิภาพสูงและดีกว่าวิธีการอื่นๆ

อัลกอริทึมการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ที่นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม และการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมฟิชชิลลิจิกแบบลองผิดลองถูกซึ่งมีความยุ่งยากในการออกแบบและจัดสร้างให้เหมาะสมต่อการใช้งาน การกำหนดพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟิชชิลลิจิกให้เหมาะสมต่อการใช้งานจะต้องถูกปรับแต่งด้วยกลไกต่างๆ เช่น จากประสบการณ์ของผู้เชี่ยวชาญในระบบ หรือจากกลไกทางคณิตศาสตร์ อัลกอริทึมการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ดีจะค้นหาตำแหน่งของกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้อย่างรวดเร็ว และมีความแม่นยำสูง ตัวควบคุมฟิชชิลลิจิกแบบลองผิดลองถูกไม่สามารถตอบสนองต่อความต้องการนี้ได้

การประยุกต์ตัวควบคุมฟิชชิลลิจิกที่ถูกปรับปรุงขึ้นด้วยการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคซึ่งเป็นวิธีการปรับปรุงแบบทำให้เหมาะสมที่สุดที่ใช้เวลาการคำนวณสั้นกว่าวิธีการอื่นได้ถูกนำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังแสดงในบทที่ 5 เห็นได้ว่า ตัวควบคุมฟิชชิลลิจิกที่ถูกปรับปรุงขึ้นนี้สามารถค้นหาตำแหน่งของกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้อย่างรวดเร็ว แม่นยำสูง ซึ่งสามารถ

ลดหรือขจัดเศษผลกระทบที่เกิดขึ้นกับการตอบสนองชั่วคราวจากการใช้วงจรควบคุมทางแพร่กับ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสสำหรับการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์ แสงอาทิตย์

นอกจากนี้ ตัวควบคุมพีชชีลอจิกที่ถูกทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคมีการจัดสร้างจริง ที่ไม่ยุ่งยาก สามารถจัดสร้างขึ้นเป็นระบบขนาดเล็กบนไมโครคอนโทรลเลอร์ราคาต่ำ พร้อมด้วย ส่วนประกอบของระบบที่ไม่ซับซ้อนแต่ให้ประสิทธิภาพสูงในการใช้งาน ดังแสดงผ่านมาในบท ที่ 3 และ 6 ซึ่งพบว่า ตัวควบคุมพีชชีลอจิกที่ถูกทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคที่น่าเสนอนี้ สามารถจัดสร้างบนทรัพยากรและใช้เวลาการคำนวณที่เท่ากันกับตัวควบคุมพีชชีลอจิกแบบ ทัวไป เนื่องจากตัวควบคุมพีชชีลอจิกที่น่าเสนอนี้เป็นการปรับเปลี่ยนฟังก์ชันความเป็นสมาชิกที่ เหมาะสมต่อการใช้งาน เวลาการคำนวณจึงไม่แตกต่างจากตัวควบคุมพีชชีลอจิกแบบทัวไป

7.4 การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

จากรายละเอียดที่แสดงผ่านมา การควบคุมทางแพร่สำหรับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โหมดกระแสในระบบโพลีโวลตาอิกกับการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่น่าเสนอใน วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีข้อเด่นอยู่หลายประการ การเปรียบเทียบหลักการที่น่าเสนอของวงจรควบคุม ทางแพร่ในวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้กับงานวิจัยผ่านมามี รายละเอียดดังตารางที่ 7.1

ตารางที่ 7.1 การเปรียบเทียบวงจรควบคุมทางแพร่ของวิธีการที่ผ่านมากับแบบที่น่าเสนอ

วิธีการที่ผ่านมา	วิธีการที่น่าเสนอ
1. วงจรควบคุมทางแพร่ในงานวิจัย [12-14] ไม่เหมาะสมใช้งานกับระบบโพลีโวลตาอิก เนื่องจากวงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ และไม่เป็นเชิงเส้น	1. เหมาะสมใช้งานกับระบบระบบโพลีโวลตาอิกเนื่องจากวงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง
2. มีข้อจำกัดในการประยุกต์ใช้ในระบบควบคุม ความถี่แบบวงปิด	2. สามารถประยุกต์ใช้ในระบบควบคุมความถี่แบบวงปิด [17]

ถึงแม้ว่า การต่อเรียงหรือการต่อขนานวงจรดีซีฟลูตีสคอนเวอร์เตอร์จะสามารถนำมา ประยุกต์ใช้งานกับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสสำหรับการจำกัดอัตราส่วนคิวดีไม่ให้ เกิดทางแพร่ในระบบ อย่างไรก็ตาม การเพิ่มวงจรดีซีฟลูตีสคอนเวอร์เตอร์จะทำให้สิ้นเปลือง อุปกรณ์ที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ด้วยตัวควบคุมพีชชีลอจิกเมื่อใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสเป็นตัวส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่นำเสนอนี้ มีความแตกต่างจากตัวควบคุมพีชชีลอจิกที่นำเสนอทั่วไป ดังตารางที่ 7.2

ตารางที่ 7.2 การเปรียบเทียบตัวควบคุมพีชชีลอจิกของวิธีการที่ผ่านมากับแบบที่นำเสนอ

วิธีการที่ผ่านมา	วิธีการที่นำเสนอ
1.วิธีการในงานวิจัย [24, 25] ไม่สามารถนำมาใช้กับ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสโดยตรงได้	1. สามารถนำมาใช้กับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสได้ โดยตรง
2.วงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้งานในระบบโฟโวลตาอิกเป็นเทคนิคของฟิลส์วิตช์มอดูเลชันแบบควบคุมอัตราส่วนดิวิตีโดยตรง มีข้อจำกัดในการต่อรวมแบบขนานหรือการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินพิกัด	2.มีความสามารถเดินตามคุณลักษณะเฉพาะของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแส

นอกจากนี้อัลกอริทึมที่เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคสำหรับตัวควบคุมพีชชีลอจิกที่นำเสนอ นี้มีความสามารถที่ดีกว่าแบบอื่นๆ ที่เคยเสนอมานี้ ดังตารางที่ 7.3

ตารางที่ 7.3 เปรียบเทียบวิธีการทำให้ตัวควบคุมพีชชีลอจิกเหมาะสมที่สุด

วิธีการที่ผ่านมา	วิธีการที่นำเสนอ
1.วิธีการในงานวิจัย [24, 25] ตัวควบคุมพีชชีลอจิกที่นำเสนอไม่ได้ปรับแต่งให้เหมาะสมใช้งานกับระบบ PV	1.เหมาะสมใช้งานกับระบบโฟโวลตาอิกเนื่องจากถูกออกแบบตามคุณลักษณะเส้นโค้งกำลังไฟฟ้าของอาร์เรย์แสงอาทิตย์
2.จากงานวิจัยใน [81] นำเสนอตัวควบคุมพีชชีลอจิกที่ถูกออกแบบให้เหมาะสมด้วยวิธีการทางอัลกอริทึมพันธุกรรม	2.ในงานวิจัยที่ [38] แสดงให้เห็นว่าการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคมีความสามารถที่เหนือกว่าอัลกอริทึมพันธุกรรม ในการหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุดสำหรับปัญหาใดๆ

7.5 ข้อเสนอแนะ

ระบบที่นำเสนอนี้เป็นศึกษาถึงการวิเคราะห์และออกแบบการควบคุมทางแปร่งให้กับวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสสำหรับระบบโพลีโวลตาอิกเพื่อใช้ในการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด การศึกษาผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นของการใช้งานระบบนี้ในรูปแบบการต่อขนานจะเป็นสิ่งที่น่าสนใจในการศึกษาต่อไป

จากผลการทดลองที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ พบว่า การควบคุมทางแปร่งและการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากอาร์เรย์แสงอาทิตย์ของระบบที่นำเสนอจะมีประสิทธิภาพ และดีกว่าวิธีการต่างๆ ดังที่เคยถูกนำเสนอผ่านมา อย่างไรก็ตาม การทดลองที่ได้นำเสนอเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะการตอบสนองของระบบภายใต้สภาพแวดล้อมที่กำหนดซึ่งประกอบด้วยเสถียรภาพของกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากการควบคุมทางแปร่ง กับความเร็วของการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด อย่างไรก็ตาม การวิเคราะห์ถึงกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่ภาระได้รับภายใต้สภาพแวดล้อมที่กำหนด หรือการทดสอบระบบภายใต้สภาพแวดล้อมจริง เป็นสิ่งที่ควรทำการพิจารณาเพิ่มเติม

นอกจากนี้ การลดส่วนประกอบในระบบเช่นการใช้ตัวประมวลผลที่มีความสามารถสูงสำหรับการใช้งานระบบนี้ในรูปแบบการควบคุมแบบดิจิทัลควรมีการศึกษาอีกต่อไป เพื่อลดส่วนประกอบทางด้านฮาร์ดแวร์ของระบบที่นำเสนอ เช่น การสร้างสัญญาณชดเชยจากการประมวลผลของตัวควบคุมแบบดิจิทัล

ตัวควบคุมฟิวซ์ลอคจิกที่ถูกปรับปรุงขึ้นด้วยการทำให้เหมาะสมแบบกลุ่มอนุภาคที่นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นกระบวนการปรับแต่งในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอาร์เรย์แสงอาทิตย์ ควรปรับปรุงให้สามารถทำงานกับระบบแบบเวลาจริง (Real-time) ลดความยุ่งยากและเวลาในการออกแบบระบบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] M. K. Kazimierczuk, **Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters**: John Wiley & Sons, Chichester, 2008.
- [2] S. Banerjee and G. C. Verghese, **Nonlinear Phenomena in Power Electronics**. New York: IEEE press, 2001.
- [3] C. K. Tse, **Complex behavior of switching power converters**, vol. xv. Boca Raton: CRC Press, 2004.
- [4] F. D. Tan and R. D. Middlebrook, "A unified model for current-programmed converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, pp. 397-408, July 1995.
- [5] Y. Kim, H. Jo, and D. Kim, "A new peak power tracker for cost-effective photovoltaic power system," *Proceedings of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, vol. 3, pp. 1673-1678, 1996.
- [6] M. D. Bernardo, F. Garefalo, L. Glielmo, and F. Vasca, "Switchings, bifurcations, and chaos in DC/DC converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 45, pp. 133-141, February 1998.
- [7] W. C. Y. Chan and C. K. Tse, "Study of bifurcations in current-programmed DC/DC boost converters: from quasiperiodicity to period-doubling," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, pp. 1129-1142, December 1997.
- [8] Y. Ma and H. Kawakami, "Control of bifurcation in DC/DC PWM switching converters," *Proceedings of the 8th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision*, vol. 2, pp. 1421-1426, 2004.
- [9] C. Morel, "Application of slide mode control to a current-mode-controlled boost converter," *Proceedings of the 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 3, pp. 1824-1829, 2002.
- [10] N. Khaehintung, C. Kangsajain, and P. Sirisuk, "A Quasi-constant Frequency Hysteretic Current-programmed converter with control of bifurcation," *Proceedings of the 4th ECTI Annual Conference* vol. 1, pp. 329-332, 2007.
- [11] X. Yang and Z. A. Wang, "A novel quasiconstant frequency hysteretic current mode control approach," *Proceedings of IEEE 34th Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, pp. 1147-1150, 2003.

- [12] C. K. Tse and Y. M. Lai, "**Control of bifurcation in current-programmed DC/DC converters: a reexamination of slope compensation,**" Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 1, pp. 671-674, 2000.
- [13] C. K. Tse, Y. M. Lai, and M. H. L. Chow, "**Control of bifurcation in current-programmed DC/DC converters: an alternative viewpoint of ramp compensation,**" Proceedings of the 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, vol. 4, pp. 2413-2418, 2000.
- [14] S. C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "**An Analog Implementation of Pulse-Width-Modulation Based Sliding Mode Controller for DC/DC Boost Converters,**" Proceedings of the 5th CES/IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, vol. 1, pp. 1-5, 2006.
- [15] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and T. Wiangtong, "**Control of Bifurcation for a Current-mode DC/DC Boost Converter by Self-inductor Current Feedback,**" Proceedings of the International Symposium on Communications and Information Technologies 2006, pp. 200-203, 2006.
- [16] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and A. Kunakorn, "**Control of Bifurcation by Fuzzy Logic Controller for Current-mode Boost Converters,**" Proceedings of the 5th CES/IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, vol. 1, pp. 1-5, 2006.
- [17] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and A. Kunakorn, "**Implementation of Fuzzy Logic Controller with Bifurcation Control of a Current-mode Boost Converter,**" Proceedings of the 7th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 1240-1244, 2007.
- [18] D. He and R. M. Nelms, "**Fuzzy logic average current-mode control for DC-DC converters using an inexpensive 8-bit microcontroller,**" IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, pp. 1531-1538, November-December 2005.
- [19] http://www.leonics.co.th/html/th/aboutpower/solar_knowledge.php.
- [20] T. Markvart, **Solar Electricity:** John Wiley & Sons, Chichester, 1994.
- [21] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "**Optimizing sampling rate of P&O MPPT technique,**" Proceedings of IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 3, pp. 1945-1949, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [22] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "**Optimizing duty-cycle perturbation of P&O MPPT technique,**" Proceedings of IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 3, pp. 1939-1944, 2004.
- [23] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "**Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method,**" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, pp. 963-973, July 2005.
- [24] N. Khaehintung, K. Pramotung, and P. Sirisuk, "**RISC microcontroller built-in fuzzy logic controller for maximum power point tracking in solar-powered for battery charger,**" Proceedings of the IEEE Region 10 Conference, vol. D, pp. 637-640, 2004.
- [25] N. Khaehintung, K. Pramotung, B. Tuvirat, and P. Sirisuk, "**RISC-microcontroller built-in fuzzy logic controller of maximum power point tracking for solar-powered light-flasher applications,**" Proceedings of the 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, vol. 3, pp. 2673-2678, 2004.
- [26] N. Khaehintung and P. Sirisuk, "**Application of Maximum Power Point Tracker with Self-organizing Fuzzy Logic Controller for Solar-powered Traffic Lights,**" Proceedings of the 7th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 642-646, 2007.
- [27] I. Glasner and J. Appelbaum, "**Advantage of boost vs. buck topology for maximum power point tracker in photovoltaic systems,**" Proceedings of the 19th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, pp. 355 – 358, 1996.
- [28] N. Khaehintung and P. Sirisuk, "**The Adaptive P&O Algorithm with a Hysteretic Current-mode Converter for a Solar-powered Battery Charger,**" Proceedings of the 4th ECTI Annual Conference (ECTI-CON 2007), vol. 1, pp. 333-336 2007.
- [29] N. Kasa, T. Iida, and G. Majumdar, "**Robust control for maximum power point tracking in photovoltaic power system,**" Proceedings of the Power Conversion Conference, vol. 2, pp. 827-832, 2002.
- [30] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and A. Kunakorn, "**Simple Current-mode Boost Converters for MPPT in Photovoltaic Systems with Bifurcation Control,**" Proceeding of the 3rd ECTI Annual Conference (ECTI-CON 2006), pp. 737-740, 2006.
- [31] M. Clerc, **Particle Swarm Optimization:** ISTE, 2006.

- [32] M. G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, L. H. Diaz-Saldierna, and E. E. Carbajal-Gutierrez, "**Multiloop Controller for N-Stage Cascade Boost Converter,**" Proceedings of the IEEE Conference on Control Applications, pp. 587-592, 2007.
- [33] J. F. J. van Rensburg, M. J. Case, and D. V. Nicolae, "**Double-Boost DC to DC Converter,**" Proceedings of the 34th Annual Conference of The IEEE Industrial Electronics Society, pp. 707-711, 2008.
- [34] M. Ghanbari and S. M. Hosseini, "**DC/DC boost converter design and development based on asynchronously paralleled switches,**" Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology, pp. 1-5, 2008.
- [35] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and W. Kurutach, "**A novel ANFIS controller for maximum power point tracking in photovoltaic systems,**" Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 2, pp. 833-836, 2003.
- [36] N. Khaehintung and P. Sirisuk, "**Applications of a Solar-powered Traffic Light Equipment with Maximum Power Point Tracking by Self-Organizing Fuzzy Logic Controller on a low-cost RISC microcontroller,**" Proceedings of the 7th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 642-646, 2007.
- [37] W. Banzhaf, P. Nordin, R. Keller, and F. Francone, **Genetic Programming - An Introduction.** San Francisco: Morgan Kaufmann, 1998.
- [38] D. W. Boeringer and D. H. Werner, "**Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis,**" IEEE Transactions on Antennas and Propagation vol. 52, pp. 771-779, March 2004.
- [39] Microchip, **PIC16F87XA Datasheet,** 2003.
- [40] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and T. Wiangtong, "**Implementation of FPGA for a Current-mode DC/DC Boost Converter with Control of Bifurcation,**" Proceedings of the 29th Electrical Engineering Conference (EECON-29), pp. 485-488 2006.
- [41] W. Xiao, B. Zhang, and D. Qiu, "**Analysis and Design of an Automatic-Current-Sharing Control Based on Average-Current Mode for Parallel Boost Converters,**" Proceedings of the 5th CES/IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, vol. 2, pp. 1-5, 2006.

- [42] R. Giral, L. Martinez-Salamero, and S. Singer, "**Interleaved converters operation based on CMC,**" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, pp. 643-652, July 1999.
- [43] P. Klimczak and S. Munk-Nielsen, "**Comparative study on paralleled vs. scaled dc-dc converters in high voltage gain applications,**" Proceedings of the 13th Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 108-113, 2008.
- [44] X. Liu, P. Yang, Y. F. Liu, and J. Deng, "**Modeling and simulation of Parallel Current Mode controlled boost converter,**" Proceedings of IEEE 3rd International Conference on Industrial Electronics and Applications, pp. 2199-2204, 2008.
- [45] M. R. D. Al-Mothafar and K. A. Hammad, "**Small-signal modelling of peak current-mode controlled buck-derived circuits,**" IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 146, pp. 607-619, 1999.
- [46] F. Wang, J. Xu, and B. Wang, "**Comparison Study of Switching DC-DC Converter Control Techniques,**" Proceedings of the 2006 International Conference on Communications, Circuits and Systems, vol. 4, pp. 2713-2717, 2006.
- [47] R. W. Erickson, **Fundamentals of Power Electronics:** Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [48] S. Arulsevi, G. Uma, and M. Chidambaram, "**Design of PID controller for boost converter with RHS zero,**" Proceedings of the 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, vol. 2, pp. 532-537 2004.
- [49] L. Guo, J. Y. Hung, and R. M. Nelms, "**Comparative evaluation of linear PID and fuzzy control for a boost converter,**" Proceedings of the 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, p. 6 pp., 2005.
- [50] B. Bryant and M. K. Kazimierczuk, "**Modeling the closed-current loop of PWM boost DC-DC converters operating in CCM with peak current-mode control,**" IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 52, pp. 2404-2412, November 2005.
- [51] S. Abe, T. Ninomiya, J. Yamamoto, and T. Uematsu, "**Transient response comparison of voltage mode and current mode control on output-inductorless two-stage DC-DC converter,**" Proceedings of 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, vol. 1, pp. 308-312, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [52] K. N. Hasan, M. E. Haque, M. Negnevitsky, and K. M. Muttaqi, "**Performance analysis of VMC and CMCs of switch-mode converters for photovoltaic applications,**" Proceedings of the 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, pp. 315-320, 2008.
- [53] F. Liccardo, P. Marino, G. Torre, and M. Triggianese, "**Interleaved dc-dc Converters for Photovoltaic Modules,**" Proceedings of International. Conference on Clean Electrical Power, pp. 201-207, 2007.
- [54] K. Siri and K. A. Conner, "**Parallel-connected converters with maximum power tracking,**" Proceedings of the 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, pp. 419-425, 2002.
- [55] H. Chihchiang, L. Jongrong, and S. Chihming, "**Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking,**" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, pp. 99-107, February 1998.
- [56] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and N. C. Voulgaris, "**Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system,**" IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, pp. 46-54, January 2001.
- [57] H. Chihchiang and S. Chihming, "**Study of maximum power tracking techniques and control of DC/DC converters for photovoltaic power system,**" Proceedings of the 29th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 86-93 1998.
- [58] N. Khaehintung, B. Tuvirat, K. Pramotung, and P. Sirisuk, "**A Low-Cost Solar-Powered Light-Flasher with Built-in Maximum Power Point Tracking,**" Technical Digest of the 14th International Photovoltaic Science and Engineering Conference (PVSEC-14), vol. 1, pp. 867-868, 2004.
- [59] P. Petchjaturporn, W. Ngamkham, N. Khaehintung, P. Sirisuk, and W. Kiranon, "**A Solar-powered Battery Charger with Neural Network Maximum Power Point Tracking Implemented on a Low-Cost PIC-microcontroller,**" Proceedings of the 6th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, pp. 507-510, 2005.
- [60] M. G. Simoes and N. N. Franceschetti, "**A RISC-microcontroller based photovoltaic system for illumination applications,**" Proceedings of the 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 2, pp. 1151-1156, 2000.

- [61] P. Huynh and B. H. Cho, "**Design and analysis of a microprocessor-controlled peak-power-tracking system [for solar cell arrays],**" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 32, pp. 182-190, January 1996.
- [62] V. M. Pacheco, L. C. Freitas, J. B. Vieira, Jr., E. A. A. Coelho, and V. J. Farias, "**Stand-alone photovoltaic energy storage system with maximum power point tracking,**" Proceedings of the 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition vol. 1, pp. 97-102, 2003.
- [63] Y. T. Hsiao and C. H. Chen, "**Maximum power tracking for photovoltaic power system,**" Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference 37th IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 1035-1040, 2002.
- [64] N. Khaehintung, T. Wiangtong, and P. Sirisuk, "**FPGA Implementation of MPPT Using Variable Step-Size P&O Algorithm for PV Applications,**" Proceedings of the International Symposium on Communications and Information Technologies 2006, pp. 212-215, 2006.
- [65] นพดล แซ่หินตั้ง, "การเปรียบเทียบวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์แบบพัลส์วิดท์มอดูเลชันและวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสแบบฮีสเตอร์ซิสสำหรับการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดของระบบโฟโตโวลตาอิก," ใน การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30, หน้าที่ 472-475, พ.ศ. 2550.
- [66] J. R. Timothy, **Fuzzy logic with engineering application.** New York: McGraw-Hill, 1995.
- [67] <http://www.mathworks.com>.
- [68] J. Kennedy and R. C. Eberhart, **Swarm Intelligence:** Morgan Kaufmann, 2001.
- [69] J. Kennedy and R. Eberhart, "**Particle swarm optimization,**" Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, vol. 4, pp. 1942-1948, 1995.
- [70] C. W. Reynolds, "**Flocks, Herds, and Schools: A Distributed Behavioral Model,**" Computer Graphics, pp. 25-34, 1987.
- [71] C. Blum and D. Merkle, **Swarm Intelligence: Introduction and Applications, Natural Computing Series:** Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [72] R. C. Eberhart and Y. Shi, "**Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization,**" Proceedings of the 2000 Congress on Evolutionary Computation, vol. 1, pp. 84-88, 2000.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [73] Z. L. Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, pp. 384-391, June 2004.
- [74] L. Zheng, H. Hu, and S. Yihe, "Floating-point unit processing denormalized numbers," Proceedings of the 6th International Conference on ASIC vol. 1, pp. 6-9, 2005.
- [75] <http://www.ccsinfo.com/>.
- [76] J. J. Jassbi, P. J. A. Serra, R. A. Ribeiro, and A. Donati, "A Comparison of Mandani and Sugeno Inference Systems for a Space Fault Detection Application," Proceedings of the World Automation Congress, pp. 1-8, 2006.
- [77] N. Khaehintung, C. Kangsajian, P. Sirisuk, and A. Kunakorn, "Grid-connected Photovoltaic System with Maximum Power Point Tracking using Self-Organizing Fuzzy Logic Controller," Proceedings of the 6th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, pp. 517-521, 2005.
- [78] N. Khaehintung, A. Kunakorn, M. Aorpimai, and P. Sirisuk, "An Adaptive Fuzzy Logic Controller by Sliding Mode Control Method for DC/DC Converter," Proceedings of the 6th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, pp. 136-139, 2005.
- [79] K. Siri, "Study of system instability in solar-array-based power systems," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 36, pp. 957-964, July 2000.
- [80] N. Khaehintung, A. Kunakorn, and P. Sirisuk, "A Novel Fuzzy Logic Control Technique tuned by Particle Swarm Optimization for Maximum Power Point Tracking for a Photovoltaic System using a Current-mode Boost Converter with Bifurcation Control," International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 8, pp. 289-300, April 2010.
- [81] M. G. Na, "Design of a genetic fuzzy controller for the nuclear steam generator water level control," IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 45, pp. 2261-2271, August 1998.

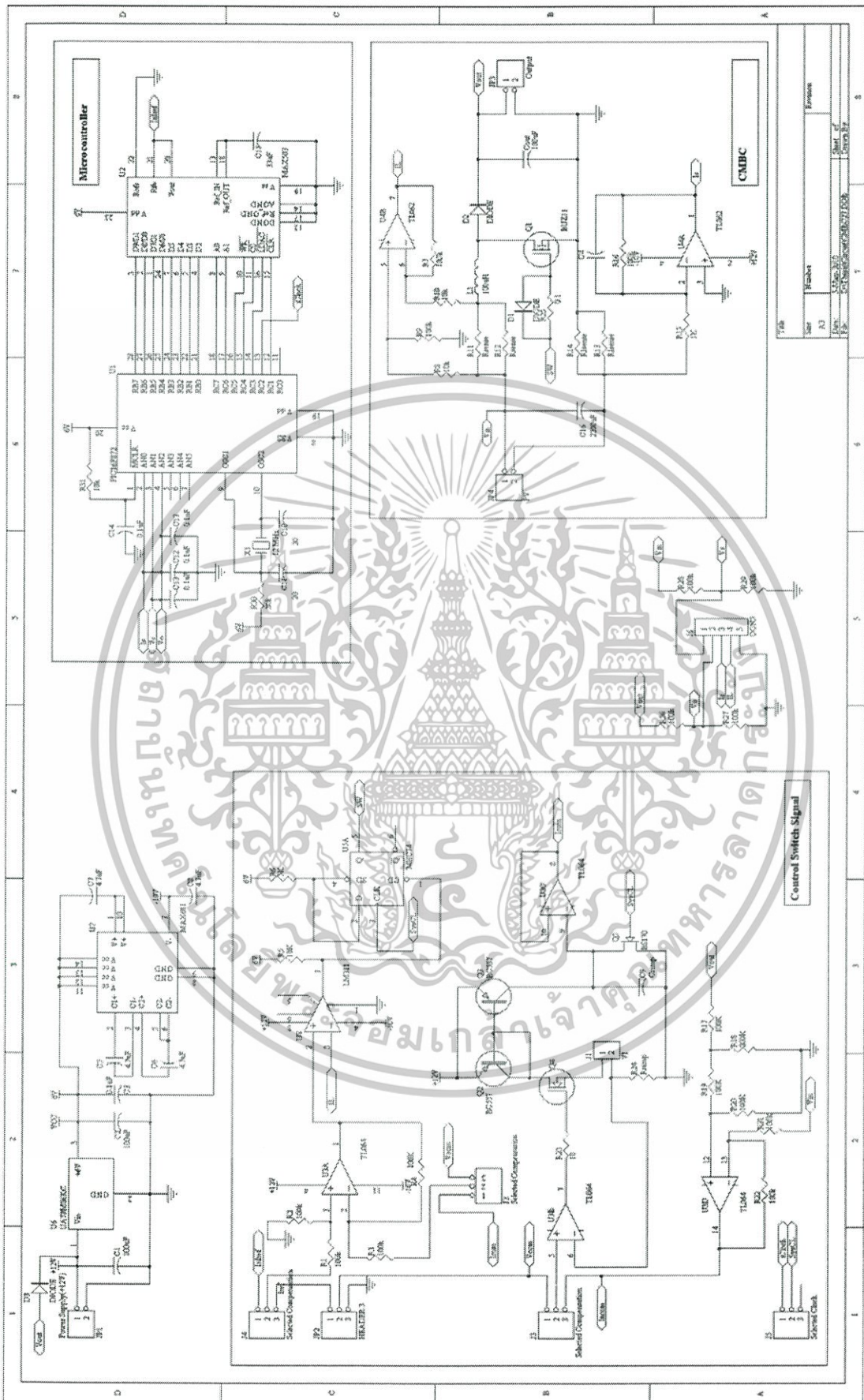


ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๓ ส่วนประกอบของวงจรที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข แผนภาพลำดับการคำนวณของ PSO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

function [OUT,bestout,varargout]=...
PSO_FLC(funcname,D,NumberOfData,Iteration,df)

global fuzl

fid1 = fopen('position_cal.txt','w');
fid2=fopen('velocity_cal.txt','w');
fid3=fopen('best_position.txt','w');
bestout=[];
% PSO PARAMETERS
if nargin <= 4      % only specified funcname and D
    disp('Not enough input argument')
    OUT=[];
    bestout=[];
    return
end
VRmin=ones(NumberOfData,1)*1;%xx -100;
VRmax=ones(NumberOfData,1)*100;
VR=[VRmin,VRmax];
P = [];
mv = 4;
fuzl=readfis('old_fuzzy_MPPT.fis');
Pdef = [Iteration D 2 2 0.9 0.4 1500 1e-25 250 NaN];
Plen = length(P);
P = [P,Pdef(Plen+1:end)];
me = P(1); %
ps = P(2); %
ac1 = P(3);
ac2 = P(4);
iw1 = P(5);
iw2 = P(6);
iwe = P(7);
ergrd = P(8);
ergrdep = P(9);
errgoal = P(10);

if (P(1))~=0
    plotflg=1;
else
    plotflg=0;
end

tr = ones(1,me)*NaN;

velmaskmin = -mv*ones(ps,NumberOfData); % min vel, psXD matrix
velmaskmax = mv*ones(ps,NumberOfData); % max vel
posmaskmin = repmat(VR(1:NumberOfData,1)',ps,1); % min pos, psXD matrix
posmaskmax = repmat(VR(1:NumberOfData,2)',ps,1); % max pos
message = sprintf('PSO: %g/%g iterations, GBest = %g.\n',me);

% initialize population of particles and their velocities at time zero,
pos(1:ps,1:NumberOfData) = rand([ps,NumberOfData])*100;
pos=sort(pos);

% construct initial random velocities between -mv,mv
vel(1:ps,1:NumberOfData) = ones([ps,NumberOfData])*mv;

% INITIALIZE END INITIALIZE END INITIALIZE END INITIALIZE END
rstflg = 0; % for dynamic environment checking
% start PSO iterative procedures
cnt = 0; % counter used for updating display according to df in the
options
cnt2 = 0; % counter used for the stopping subroutine based on error
convergence
iwt(1) = iw1;
pbest = pos;
close all
oldi=1;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าในรูปแบบใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for i=1:me % start epoch loop (iterations)
    [xx1,xx2]=size(pos);
    for xx=1:xx1,
        pos(xx,:)=[sort(pos(xx,(1:11))) pos(xx,(12:xx2))];
    end
    out = feval(funcname,pos); % returns column of cost values (1 for each
particle)
    if i==1
        pbestval=out; % initially, pbest is same as pos
        [gbestval,idx1] = min(pbestval); % this works for straight minimization
        oldgbestval=gbestval;
        % preallocate a variable to keep track of gbest for all iters
        bestpos = zeros(me,NumberOfData+1)*NaN;
        gbest = pbest(idx1,:); % this is gbest position
    end
    tr(i+1) = gbestval; % keep track of global best val
    te = i; % returns epoch number to calling program when done
    bestpos(i,1:NumberOfData+1) = [gbest,gbestval];
    % this section does the plots during iterations
    if plotflg==1
        if (rem(i,df) == 0) | (i==me) | (i==1)
            fprintf(message,i,gbestval);
            cnt = cnt+1; % count how many times we display (useful for movies)
            figure(1);
            hold on
            plot([oldi,i],[oldgbestval,gbestval]);
            plot([oldi,i],[oldgbestval,gbestval],'o');
            oldi=i;
            oldgbestval=gbestval;
        end % end update display every df if statement
    end % end plotflg if statement
    % find particles where we have new pbest, depending on minmax choice
    % then find gbest and gbestval
    % [size(out),size(pbestval)]
    [tempi] = find(pbestval>=out); % new min pbestvals
    pbestval(tempi,1) = out(tempi); % update pbestvals
    pbest(tempi,:) = pos(tempi,:); % update pbest positions
    [iterbestval,idx1] = min(pbestval);
    if gbestval >= iterbestval
        gbestval = iterbestval;
        gbest = pbest(idx1,:);
    end
    % get new velocities, positions (this is the heart of the PSO algorithm)
    % each epoch get new set of random numbers
    rannum1 = rand([ps,NumberOfData]); % for Trelea and Clerc types
    rannum2 = rand([ps,NumberOfData]);
    % common PSO algo with inertia wt
    % get inertia weight, just a linear funct w.r.t. epoch parameter iwe
    if i<=iwe
        iwt(i) = ((iwt2-iwt1)/(iwe-1))*(i-1)+iwt1;
    else
        iwt(i) = iwt2;
    end
    % random number including acceleration constants
    ac11 = rannum1.*ac1; % for common PSO w/inertia
    ac22 = rannum2.*ac2;
    vel = iwt(i).*vel... % prev vel
        +ac11.*(pbest-pos)... % independent
        +ac22.*(repmat(gbest,ps,1)-pos); % social
    % limit velocities here using masking
    vel = ( vel <= velmaskmin).*velmaskmin ) ...
        + ( vel > velmaskmin).*vel );
    vel = ( (vel >= velmaskmax).*velmaskmax ) ...
        + ( (vel < velmaskmax).*vel );
    % update new position (PSO algo)
    fprintf(fid3,'%6.2f\t',gbest);
    fprintf(fid3,'\n');
    [xx1,xx2]=size(pos);

```

เอกสารนี้เป็นส่วนหนึ่งของงานวิจัยที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    fprintf(fid1, '\n');
end
[xx1,xx2]=size(pos);
for xx=1:xx1,
    fprintf(fid2, '%6.2f\t', vel(xx, :));
    fprintf(fid2, '\n');
end
pos = pos + vel;
% position masking, limits positions to desired search space
% method: 0) no position limiting, 1) saturation at limit,
%          2) wraparound at limit , 3) bounce off limit
minposmask_throwaway = pos <= posmaskmin; % these are psXD matrices
minposmask_keep      = pos > posmaskmin;
maxposmask_throwaway = pos >= posmaskmax;
maxposmask_keep      = pos < posmaskmax;
% this is the bounce method, particles bounce off the boundaries with -vel
pos = ( minposmask_throwaway.*posmaskmin ) + ( minposmask_keep.*pos );
pos = ( maxposmask_throwaway.*posmaskmax ) + ( maxposmask_keep.*pos );

vel = (vel.*minposmask_keep) + (-vel.*minposmask_throwaway);
vel = (vel.*maxposmask_keep) + (-vel.*maxposmask_throwaway);

% check for stopping criterion based on speed of convergence to desired
% error
tmp1 = abs(tr(i) - gbestval);
if tmp1 > ergrd
    cnt2 = 0;
elseif tmp1 <= ergrd
    cnt2 = cnt2+1;
    if cnt2 >= ergrdep
        if plotflg == 1
            fprintf(message,i,gbestval);
            disp(' ');
            disp(['--> Solution likely, GBest hasn''t changed by at least
',...
                num2str(ergrd), ' for ',...
                num2str(cnt2), ' epochs.']);
            %% eval(plotfcn);
        end
        break
    end
end
end
end

% this stops if using constrained optimization and goal is reached
if ~isnan(errgoal)
    if ((gbestval<=errgoal) & (minmax==0)) | ((gbestval>=errgoal) &
(minmax==1))
        if plotflg == 1
            fprintf(message,i,gbestval);
            disp(' ');
            disp(['--> Error Goal reached, successful termination!']);
        end
        break
    end
end
end % end ~isnan if

bestout=[bestout,gbestval];
end % end epoch loop

%% clear temp outputs
% evalin('base','clear temp_pso_out temp_te temp_tr;');

% output & return
OUT=[gbest';gbestval];
varargout{1}=[1:te];
varargout{2}=[tr(find(~isnan(tr)))];

Nor1=10;
Nor2=100/Nor1;
Nor3=100/0.3;

```

```

Nor4=1;
Nor5=1;

Antecent=sort(abs([OUT(1) OUT(2) OUT(3) OUT(4) OUT(5) OUT(6) OUT(7) OUT(8)
OUT(9) OUT(10) OUT(11)] ))/Nor3;

fuz1.output(1).mf(2).params=Antecent(11); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(3).params=Antecent(10); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(4).params=Antecent(9); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(5).params=Antecent(8); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(6).params=Antecent(7); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(7).params=Antecent(6); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(8).params=Antecent(5); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(9).params=Antecent(4); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(10).params=Antecent(3); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(11).params=Antecent(2); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(12).params=Antecent(1); %[1 2]

fuz1.output(1).mf(14).params=-1*Antecent(1); %[1 1]
fuz1.output(1).mf(15).params=-1*Antecent(2); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(16).params=-1*Antecent(3); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(17).params=-1*Antecent(4); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(18).params=-1*Antecent(5); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(19).params=-1*Antecent(6); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(20).params=-1*Antecent(7); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(21).params=-1*Antecent(8); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(22).params=-1*Antecent(9); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(23).params=-1*Antecent(10); %[1 2]
fuz1.output(1).mf(24).params=-1*Antecent(11); %[1 2]

fuz1.input(1).mf(1).params=[-200 -Nor2 -1*abs(OUT(12))/Nor1];
fuz1.input(1).mf(2).params=[-Nor2 -1*abs(OUT(13))/Nor1 0];
fuz1.input(1).mf(3).params=[-1*abs(OUT(12))/Nor1 0 1*abs(OUT(12))/Nor1];
fuz1.input(1).mf(4).params=[0 abs(OUT(13))/Nor1 Nor2];
fuz1.input(1).mf(5).params=[abs(OUT(12))/Nor1 Nor2 200];

fuz1.input(2).mf(1).params=[-200 -Nor2 -1*abs(OUT(14))/(Nor1)];
fuz1.input(2).mf(2).params=[-Nor2 -1*abs(OUT(15))/(Nor1) 0];
fuz1.input(2).mf(3).params=[-1*abs(OUT(14))/(Nor1) 0
1*abs(OUT(14))/(Nor1)];
fuz1.input(2).mf(4).params=[0 abs(OUT(15))/(Nor1) Nor2];
fuz1.input(2).mf(5).params=[abs(OUT(14))/(Nor1) Nor2 200];

fclose(fid1);
fclose(fid2);
fclose(fid3);

save history_best.mat bestout
writefis(fuz1,'pso_fuzzy_mpt.fis')

return

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


```

//Configuration Word = 3C0E
#include <16F876A.h>
#include <stdlib.h>
#include <math.h>
#include <float.h>

#fuses HS,BROWNOUT,NOWDT,PROTECT
#use delay(clock=4000000)

#define CLR_DAC PIN_C1
#define L_DAC PIN_C3
#define CS_DAC PIN_C4
#define WR_DAC PIN_C5
#define A1_DAC PIN_C6
#define A2_DAC PIN_C7

#define Max_Error 10.0
#define Min_Error -10.0
#define Max_CError 10.0
#define Min_CError -10.0

#define Timer_1_Count 65536-2500 //Count every 0.01sec for Timer 1
#define Samplin_Time 5 //Sampling Time 5*0.01 Sec

static const float ENB[]={v;
static const float ENS[]={-10.0,-3.453,0.0};
static const float EZE[]={-2.824,0.0,2.824};
static const float EPS[]={0.0,3.453,10.0};
static const float EPB[]={2.824,10.0,100.0};

static const float CENB[]={-100.0,-10.0,-5.333};
static const float CENS[]={-10.0,-2.724,0.0};
static const float CEZE[]={-5.333,0.0,5.333};
static const float CEPS[]={0.0,2.724,10.0};
static const float CEPB[]={5.333,10.0,100.0};

static const float D1ref[25]={0.3000,0.1956,0.1852,0.1811,0.1694,0.1491,
0.1371,0.1329,0.1180,0.1110,0.1079,0.0135,
0.000,
-0.0135,-0.1079,-0.1110,-0.1180,-0.1329,-0.1371,
-0.1491,-0.1694,-0.1811,-0.1852,-0.1956,-0.3000};

static float Ik;
static float Vk;
static float Pk;
static float Vk_1;
static float Pk_1;
static float outputX;
static float outputX1;
static float M;
static float w1[5];
static float w2[5];
char data=0;
long datal=0;
float error;
float error_1;
float cerror;
float output_fuzzy;
boolean Ae,Start_Bit;
unsigned char Count_Sampling=0;

void input_power_from_solar_array(void);
float Degree_of_MF(float x, float a, float b, float c);
float min(float x3,float x4);
float Defuzification(float x1,float x2);
void Initial_System(void);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 float Degree_of_MF(float x, float a, float b, float c)
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    if(x<a)
        return 0.0;
    if(x>c)
        return 0.0;
    if(x<=b)
        return ((x-a)/(b-a));
    if(x>b)
        return ((c-x)/(c-b));
}

float min(float x3,float x4)
{
    if(x3<x4)
        return x3;
    else return x4;
}

float Defuzification(float x1,float x2)
{
    float wD;
    float w;
    float sumofw;
    int i;
    int j;
    int k;

    sumofw=0.0;
    wD=0.0;

    if(x1>Max_Error)
        x1=Max_Error;
    if(x1<Min_Error)
        x1=Min_Error;
    if(x2>Max_CError)
        x2=Max_CError;
    if(x2<Min_CError)
        x2=Min_CError;
    w1[0]=Degree_of_MF(x1,ENB[0],ENB[1],ENB[2]);
    w1[1]=Degree_of_MF(x1,ENS[0],ENS[1],ENS[2]);
    w1[2]=Degree_of_MF(x1,EZE[0],EZE[1],EZE[2]);
    w1[3]=Degree_of_MF(x1,EPS[0],EPS[1],EPS[2]);
    w1[4]=Degree_of_MF(x1,EPB[0],EPB[1],EPB[2]);
    w2[0]=Degree_of_MF(x2,CENB[0],CENB[1],CENB[2]);
    w2[1]=Degree_of_MF(x2,CENS[0],CENS[1],CENS[2]);
    w2[2]=Degree_of_MF(x2,CEZE[0],CEZE[1],CEZE[2]);
    w2[3]=Degree_of_MF(x2,CEPS[0],CEPS[1],CEPS[2]);
    w2[4]=Degree_of_MF(x2,CEPB[0],CEPB[1],CEPB[2]);
    k=0;
    for(i=0;i<5;i++)
        for(j=0;j<5;j++)
            {
                w=min(w1[i],w2[j]);
                wD=DIref[k]*w+wD;
                sumofw=sumofw+w;
                k=k+1;
            }

    return (wD/sumofw);
}

void Initial_System()
{
    set_timer1(Timer_1_Count);
    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_4);
    set_tris_C(0x01);
    port_b_pullups(TRUE);
    set_tris_b(0x0);
    setup_ccpl(CCP_PWM);
}

```

```

    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1, 40, 1);
    setup_port_a(ALL_ANALOG);
    setup_adc(adc_clock_internal);
    setup_adc_ports( ALL_ANALOG );
    set_pwm1_duty(1);
    enable_interrupts(GLOBAL);
    enable_interrupts(INT_TIMER1);
}

void input_power_from_solar_array(void)
{
    long TempVk,TempIk,TempPk;
    set_adc_channel( 1 );           //get voltage
    delay_us(50);
    TempVk=read_adc();
    Vk=(float)(TempVk);
    Vk=Vk*5.0*2.0/1023.0;
    set_adc_channel( 0 );         //get current
    delay_us(50);
    TempIk=read_adc();
    Ik=(float)(TempIk);
    Ik=Ik*0.1229*5.0/1023.0;
    Pk=Ik*Vk;
}

#INT_TIMER1
ISR( INT_TIMER1_vect ) {
    set_timer1(Timer_1_Count);
    Count_Sampling+=1;
    if(Count_Sampling>Samplin_Time)
    {
        Count_Sampling=0;
        Start_Bit=1;
    }
}

void clear_watchdog()
{
    restart_wdt();
    setup_wdt(WDT_2304MS);
}

void main(void)
{
    Count_Sampling=0;
    Ae=0;
    Initial_System();
    error=0.0;
    error_1=0.0;
    cerror=0.0;
    output_c(input_c()|0xF2);
    output_low(CLR_DAC);
    delay_ms(10);
    output_high(CLR_DAC);
    M=0.02;
    Vk_1=15;
    Pk_1=0;
    data=0;
    outputX=0.2;
    while(1)
    {
        clear_watchdog();
        if(Start_Bit)
        {
            output_low(CS_DAC);
            output_low(WR_DAC);
            output_b(data);
            output_low(A1_DAC);
            output_high(A1_DAC);
            output_c(input_c()|0xF2);

```

```

output_low(L_DAC);
output_c(input_c()|0xF2);
input_power_from_solar_array();
if(fabs(Vk-Vk_1)<0.0005)
{
    error=0;
}
else
{
    error=((Pk-Pk_1)/(Vk-Vk_1));
}

cerror=error-error_1;
output_fuzzy=Defuzification(error,cerror);
output_fuzzy=2.4*output_fuzzy;
outputX=(outputX+output_fuzzy);
if(Ik<0.01)
    outputX=0.2;
if(outputX<0.2)
    outputX=0.2;
if(outputX>4.0)
    outputX=4.0;
outputX1=outputX*255.0/4.0;
data1=(int)outputX1;
data=(unsigned int)data1;
error_1=error;
Vk_1=Vk;
Pk_1=Pk;
if(Ae)
{
    output_low(PIN_C0);
    Ae=0;
}
else
{
    output_high(PIN_C0);
    Ae=1;
}
Start_Bit=0;
} //End If
} //End While
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- [1] N. Khaehintung, A. Kunakorn, M. Aorpimai, and P. Sirisuk, **An Adaptive Fuzzy Logic Controller by Sliding Mode Control Method for DC/DC Converter**, Proceedings of the 6th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, pp. 136-139, 2005.
- [2] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and A. Kunakorn, **Simple Current-mode Boost Converters for MPPT in Photovoltaic Systems with Bifurcation Control**, Proceeding of the 3rd ECTI Annual Conference (ECTI-CON 2006), pp. 737-740, 2006.
- [3] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and A. Kunakorn, **Control of Bifurcation by Fuzzy Logic Controller for Current-mode Boost Converters**, Proceedings of the 5th CES/IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, vol. 1, pp. 1-5, 2006.
- [4] N. Khaehintung, A. Kunakorn, and P. Sirisuk, **A Novel Fuzzy Logic Control Technique tuned by Particle Swarm Optimization for Maximum Power Point Tracking for a Photovoltaic System using a Current-mode Boost Converter with Bifurcation Control**, International Journal of Control, Automation, and Systems, vol.8, no.2, pp.289-300, April 2010.

The Sixth International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS 2005



Proceedings

28 Nov – 1 Dec 2005
Renaissance Hotel
Kuala Lumpur, Malaysia

Organiser:



Universiti Teknologi Malaysia

Co-organisers:



IEEE PELS/IAS/IES Joint Chapter, Malaysia Section
and
IEEE IAS/PELS Joint Chapter, Singapore Section

Technical Co-Sponsors:



IEEE Industry Applications Society

and



IEEE Power Electronics Society

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1C	DC-DC Converters 1	
Date:	29 Nov 2005, Tuesday	
Time:	14:00 to 16:40	
Venue:	Seminar Room 3	
Chair:	T Ninomiya	
Co-chair:	Awang Jusoh	
1C.1	An Adaptive Fuzzy Logic Controller by Sliding Mode Control Method for DC/DC Converter <i>Noppadol Khaehintung, Anatawat Kunakorn;</i> <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>Manop Aorpinai, Phaophak Sirisuk; Mahamakorn University of Technology, Thailand</i>	136
1C.2	Analysis of an Active Clamp Forward Converter <i>Bor-Ren Lin, Huann-Keng Chikang, Chien-En Huang, Kao-Cheng Chen;</i> <i>National Yunlin University of Science and Technology, Taiwan</i> <i>David Wang; Mean Well Enterprises Co., Ltd., Taiwan</i>	140
1C.3	Interleaved-Boost-Input Type Isolated Full Bridge PFC Converter <i>Satoshi Tomioka, Hiroto Terashi; Densel-Lambda K.K., Japan</i> <i>Tamotsu Ninomiya; Kyushu University, Japan</i>	146
1C.4	A New Approach to Hi-Power DC-DC Converters Under Large Load and Input Voltage Variations <i>Seyed Reza Hadian Amrei, Dian Guo Xu, Y. Q. Lang; Harbin Institute of Technology (HIT), China</i>	152
1C.5	Realizing 200 Watt/Cubic Inch in VRM <i>Alan Elbhanavy; Fairchild Semiconductor</i>	158
1C.6	A Novel Converter for Fuel-Cells Applications <i>B.P. Divakar, D. Sutanto; The Hong Kong Polytechnic University,</i> <i>Hung Hom, Kowloon</i>	162
1C.7	Fast and Accurate Current Sensing in a Multiphase Buck Converter. <i>Hadja Mareem, Ramesh Oruganti; National University of Singapore, Singapore</i>	166

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

An Adaptive Fuzzy Logic Controller by Sliding Mode Control Method for DC/DC Converter

Noppadol Khaehintung and Anatawat Kunakorn
Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, THAILAND
noppadol@mut.ac.th, kkananta@kmitl.ac.th

Manop Aorpimai¹ and Phaophak Sirisuk²
¹Dept. of Control and Instrumentation Engineering
²Dept. of Computer Engineering, Faculty of Engineering
Mahanakorn University of Technology, Bangkok, THAILAND
manop@mut.ac.th, phaophak@mut.ac.th

Abstract— This paper presents the design of an adaptive fuzzy logic controller for DC/DC buck converters. The proposed controller uses a sliding mode control mechanism to improve the performance of a conventional buck converter. Despite of the nonlinear behavior of the converter, the performance of the closed-loop control system can be considerably improved compared to the results gained from other previously proposed schemes, such as the adaptive fuzzy logic controller by back propagation algorithm. This claim is obviously shown by the simulation and experimental results both in regulating and tracking modes.

Keywords—component; DC/DC buck converter; adaptive fuzzy logic controller; sliding mode control; back propagation algorithm;

I. INTRODUCTION

The application of DC/DC converter has been widely used specially as a key part of a switching power supply. Control of these switching devices, however, is quite difficult because of its nonlinear behavior. The deviation of the practical performance from the predicted one can be commonly seen because of the mismatch of the mathematical model. Some designer tries to find an optimal composition between analog and digital circuits for closed-loop operation of the converter [1], but this makes the problem rather difficult to solve.

Recently, Fuzzy Logic Control (FLC) has become a popular candidate for solving this nonlinear control problem, because it is easy to implement in digital manner. The operation of a FLC relies upon a set of linguistic rules, which dependants on the system model. There are a number of research works relating to the control of DC/DC converter using fuzzy logic control. The work presented in [2], for example, uses conventional structure implemented by a digital circuit to regulate the converter's output voltage. The combination of fuzzy logic and PID controller to improve the tracking performance of system was presented in [3]. These conventional fuzzy-based systems, however, still lack of the adaptability to deal with time-varying environments. Several adaptive fuzzy logic controllers (AFLC) have been proposed. The back propagation algorithm for adaptive fuzzy controllers (BAFLC) in [4], moreover the advanced mathematical method [5] has been applied for AFLC in order to cope with the variation of the system characteristic. These algorithms, however, face new class of problems, such as the delay learning rate, offline training requirement and the complicated fuzzy parameters update rules.

The Sliding Mode Control (SMC) has also been applied widely for control systems with uncertainties, especially power

electronic applications [6]. The use of SMC for power electronic converter with fuzzy logic has been described in [7]. The application of SMC with dynamic defuzzification strategy in an Adaptive Neuro Fuzzy Inference System (ANFIS) for a motion control system has been presented in [8]. An ANFIS controller combined with SMC also has been applied successfully for maximum-power point tracking of a photovoltaic system [9]. Nonetheless, using ANFIS controller requires a relatively high performance processor and may not be appropriate for certain applications where cost is a prime concern. Also, the fuzzy rules setup for inference engine is a time-consuming task, and could be limited by the processor's memory size [10].

In this paper, therefore, we use a simple Adaptive Fuzzy Logic Controller (AFLC) for a DC/DC power converter. Apart from their simplicity, the fuzzy rules we use occupy a very small memory space and easy to implement. With the incorporated SMC scheme, the control system performs outstandingly both regulating and tracking modes, in spite of system uncertainties.

The paper is organized as follows. In Section II, a FLC for DC/DC converter is introduced, the derivation of the controller parameters update algorithm is then expressed in Section III. The simulation results from the control system are given in Section IV. Finally, conclusions are drawn in Section V.

II. AFLC FOR DC POWER CONVERTER

A. System Operation

In our design, the conventional buck converter is adopted as the system to be controlled. Fig.1 depicts the circuit configuration of the control system. This system comprises of the proposed AFLC, the conventional DC/DC buck converter and load. The AFLC provides output F to adjust duty ratio D for the operation of the switch S_w of the DC/DC Buck converter. The purpose of the control system is to regulate the output voltage (V_o), accordingly to the desired output voltage (V_{ref}), in spite of the fluctuations in the input voltage (V_m) and the load changes. Duty ratio ($D(n)$) for a DC/DC Buck converter can be found as:

$$D(n) = D(n-1) + KF \quad (1)$$

, where K and F are the gain factor and the output of fuzzy controller, respectively. Let us define the error ($e(n)$) and the associated change of error ($\Delta e(n)$) as:

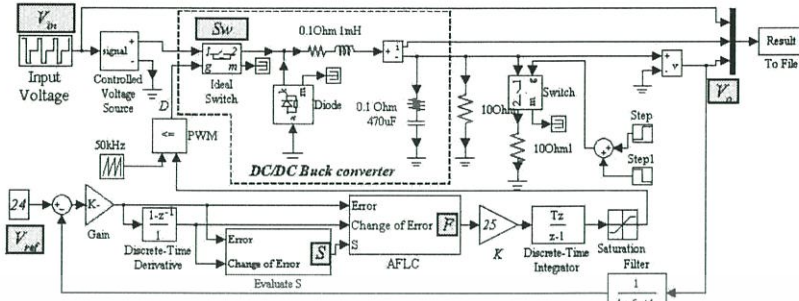


Figure 1. The proposed Adaptive Fuzzy Logic Controller for Buck Converter.

$$e(n) = V_o(n) - V_{ref}(n) \quad (2)$$

$$\Delta e(n) = e(n) - e(n-1) \quad (3)$$

The controller's function is to force the error, which is the difference of the current and desired output voltage to zero.

B. A FLC rules

To control the DC/DC converter, the criterions of the linguistic rules in the controller are given in [4]. This can be translated meta-rules into following fuzzy control rule:

Rule (i) : if $e(n)$ is A_i and $\Delta e(n)$ is B_j then $\Delta D(n)$ is C_k (4)

, where A_i and B_j are the fuzzy subsets in their universe of discourse including positive (PO), zero (ZE) and negative (NG), and C^k is the output fuzzy subsets, or fuzzy singleton for Sugeno fuzzy model [11]. Note that the number of fuzzy function should be optimally determined with considering the interrelation of control accuracy and calculation capacity. The membership function of each fuzzy set is selected based on trial-and-error such that the region of interest is covered appropriately. To avoid complicated calculation process the triangular shape membership will be used.

The membership functions in each universe of discourse are shown in Fig. 2, and the fuzzy rule base is shown in Table I.

III. ADAPTIVE STRATEGY

A. Back-propagation algorithm

In [4], the BAFLC was proposed to resolve the parameter-tuning problem of controller for DC/DC converter. The advantage this method is the adaptive learning algorithm to adjust fuzzy singleton of FLC to the most appropriate values. The learned parameters are update until the performance index is less than the given threshold value. The training procedure could be both of on-line and off-line learning to minimize the error energy function Ef such as

$$Ef(n) = \frac{1}{2} e(n)^2 \quad (5)$$

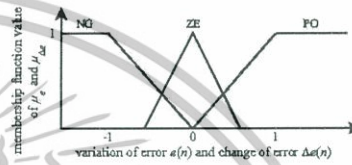


Figure 2. The membership functions of the proposed FLC.

TABLE I. A FUZZY RULE BASE

$\Delta e(n)$	NG	ZE	PO
$e(n)$			
NB	$C^1(-1)$	$C^2(-0.5)$	$C^3(-0.2)$
ZE	$C^4(-0.2)$	$C^5(0)$	$C^6(0.2)$
PS	$C^7(0.2)$	$C^8(0.5)$	$C^9(1)$

The update C^k in FLC can be denoted as:

$$C^k(n) = C^k(n-1) - \eta \frac{\partial Ef}{\partial C^k} \quad (6)$$

, where η is the learning factor

B. Derivative of Update

An approach based on the adoption of a dynamic defuzzification strategy has been proposed for establishing a sliding motion in the phase plane [8] and [9]. It has been shown that the algorithm is able to compensate the deficiencies due to imperfect sensory information and abrupt change in system dynamics. The algorithm adjusts only the parameters in consequence part of fuzzy rules, while the parameters in the premise part are fixed. Clearly, the method is a desirable solution for real-time controls, including the control of DC/DC converter system proposed here. For the sake of convenience, all parameters in FLC are denoted in a matrix-vector form as follows:

The collected vector w of w_k can be defined as:

$$w = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_k]^T, \quad (7)$$

, where

$$w_k = \frac{\mu_k}{\mu_{A_1}(e) + \mu_{B_1}(\Delta e)} \quad (8)$$

and

$$\mu_k = \mu_{A_i}(e) \mu_{B_j}(\Delta e), \quad \text{for } i, j = 1, 2, 3 \quad (9)$$

, where w_k is the normalized firing strength of premise part from each rule. Let us denote C^1, \dots, C^R are the coefficients in the consequence part of fuzzy rule and represented as:

$$Y = [C^1 \ C^2 \ \dots \ C^R]^T, \quad (10)$$

, where R is the number of fuzzy rules. The resultant control output equation is obtained when applied the center of gravity method as:

$$F = w^T Y \quad (11)$$

Now, let us define e_c as the error function chosen in accordance with the objective of the system defined as:

$$e_c = F - F_d \quad (12)$$

, where F_d is the desired output. The update function is adopted by means of the time derivative of the matrix Y given by (11), which can be shown as:

$$\dot{Y} = -\frac{w}{w^T w} \eta \text{sgn}(e_c) \quad (13)$$

To mitigate the effect of chattering, the signum function on the right hand side of (13) is replaced by the following function:

$$\text{sgn}(e_c) \approx \frac{e_c}{|e_c| + c} \quad (14)$$

, where c is a positive constant

C. The SMC method

In the design of SMC, the switching function S is defined and described in [8]. The symbol e denotes the discrepancy between the reference state and observer state value. The switching function is defined by

$$S = \dot{e} + \lambda e \quad (15)$$

, where λ is a positive constant. To replace e_c in (12) with S in (15), the Lyapunov function in (16) is minimized in time and its time derivative is enforced to have negative values due to the adjustment strategy in (13)

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (16)$$

IV. RESULTS

A. Simulation Results

To evaluate performance of the proposed DAFLC for DC/DC converter, computer simulations were conducted using Matlab/Simulink [12]. The DC/DC buck converter model de-

TABLE II. DC/DC BUCK CONVERTER PARAMETERS

L	C	R in L, R_L	R in C, R_C	Switching frequency
100 μ H	470 μ F	0.1 Ω	0.01 Ω	20kHz

scribed in the previous section with the parameters given in Table 2 were invoked.

The variation of supply voltage and load resistance have been fictitiously set as follows. The supply voltage is 30V and the values of load resistance are 20, 10 and 20 Ω from 0 to 0.6s, 0.6 to 0.7s and 0.7s onward, respectively. the output voltage converges from the starting point to 12V as desired for all cases

The comparison of the results obtained from two controllers, BAFLC and AFLC at without initial value, is shown in Fig. 3 (a). It can be seen that while FLC takes 54ms to settle with the overshoot 22%, the setting time of AFLC is only 25ms with 10% overshoot. Moreover, when both controllers are denoted to operate with the initial values as given in Table I is shown in Fig. 3 (b). In this case, the settling time is reduced to 35 and 20ms with 11 and 8% overshoot for BAFLC and AFLC respectively.

Fig 4 (a) and (b) show the system response to load changes. When the load resistance changed the system with AFLC, again, could maintain the output at the desired value with faster and smaller overshoot response both in the case that the load resistance decreased and increased, as shown in Fig. 4 (a) and (b), respectively. In addition, it is noticeable that, the output voltage response between AFLC with and without initial value is slightly difference.

B. Experimental Results

The performance evaluation was conducted by implementing AFLC into a DSP TMS320F2812 using the programmed Code Composer Studio [13]. The DC/DC Buck converter circuit was utilized as parameters as described previously.

To validate the performance of AFLC for regulating the output at the desired value, the experiments of load resistance changed was carried out. A DC voltage input source was turned on at $t=0$ s at 30V and the output voltage response was observed using a digital storage oscilloscope. As a result, the output voltage responses have a small in recovery time and fluctuation as shown in Fig 5 (a) and (b). These results depict the output voltage response for the variation of load from 20 to 10 Ω and from 10 to 20 Ω respectively.

V. CONCLUSIONS

In this paper, the advantages of an Adaptive Fuzzy Logic Controller for DC/DC Buck converter has been demonstrated. The simulation results reveal that either with or without expert knowledge, the proposed controller can give faster and better response comparing to an Adaptive Fuzzy Logic Controller by back-propagation learning algorithm. The technique introduced in this paper can be efficiently realized by means of a sliding mode control, which enables an on-line learning operation. Hence, an adaptability control system can be easily implemented in real-time.

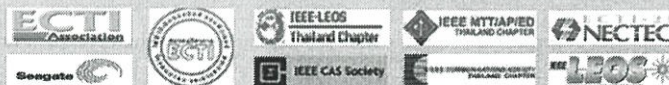


Enter to the Proceeding

Proceedings of the 2006 Electrical Engineering, Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference

May 10-13, 2006

Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, THAILAND



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Back to content

Simple Current-mode Boost Converters for MPPT in Photovoltaic Systems with Bifurcation Control

Noppadol Khaehintung¹

Phaophak Sirisuk²

Anantawat Kunakorn¹

¹Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, THAILAND 10520. Email noppadol@mut.ac.th, kkananta@kmitl.ac.th.

²Dept. of Computer Engineering, Faculty of Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok, THAILAND 10530. Email phaophak@mut.ac.th.

ABSTRACT

This paper presents the analysis and design for a control scheme of bifurcation for switching current-mode DC/DC boost converters with maximum power point tracking of photo-voltaic applications. The proposed system is a simple current-mode DC/DC boost converter with optimal slope compensation so that the system adequately remotes from the first bifurcation point. In spite of nonlinear behaviours and instabilities of the converter, simulation results show that the performance of the closed-loop control system can be considerably improved to avoid bifurcation phenomena.

Keywords: *A current-mode boost converter; Control of Bifurcation; Maximum Power Point Tracking; Photovoltaic.*

1. INTRODUCTION

Nowadays, a solar "photovoltaic" power which converts the sun-light into the electricity energy through a solar cell [1], is a strong candidate in many countries where a solar power density is relatively high. Under a certain temperature and light intensity, there is only one single maximum-power point (MPP) in a normal cell. Therefore, maximum power point tracking (MPPT) of the PV cell is normally necessary in practice as far as the system efficiency is concerned. Among various MPPT techniques, a conventional perturbation and observation (P&O) [2] method is the most popular method because of the simplicity of its control structure. One of the implementation of P&O MPPT on a low cost-effective RISC microcontroller was reported in [3].

Once MPP is determined via MPPT, hardware circuitry is required to move a current operating point of the system to MPP. To this end, DC/DC power converter, which connects PV to any loads, is widely employed. In [4], improvement of P&O technique by means of a current-mode DC/DC boost converter was presented. The output voltage from the DC/DC converter is achieved by chopping and filtering the input voltage through an appropriate switching action. However, nonlinear characteristics of the switching devices employed in the converter can lead to a rich variety of bifurcation [5].

Recently, the main antecedent in the study of *bifurcations* and *chaos* in power electronic circuits has been observed and analyzed. It is known that, for a system with bifurcating when changing in a certain

parameter, an essential problem is the control of bifurcation or chaos control [6]. The border bifurcation curves were presented in [7] providing the useful information for the circuit design and control. A variable ramp compensation for in a DC/DC boost converter was proposed and implemented in [8]. So far, these approaches have been employed with constant input power sources only. Recently, the stability of the PV system with DC/DC buck converter in was reviewed in [9]. However, the design of bifurcation control for PV with a simple current-mode DC/DC boost converter was not mentioned.

This paper proposes a simple current-mode DC/DC boost converter (CMBC) with bifurcation control for MPPT in a PV system. This system has high efficiency and is effective to avoid nonlinear behaviors. Following this the circuit configuration is introduced in Section 2. In Section 3, the nonlinear control scheme of MPPT is expressed. Simulation results from the control system are shown in order to verify the capability of the system in Section 4. Finally, conclusions are drawn in Section 5.

2. CIRCUIT CONFIGURATION

2.1 Systems and Circuits

The proposed MPPT in a PV array with simple CMBC and a bifurcation control scheme is depicted in Fig. 1. The system comprises a PV array source, a CMBC, a ramp compensation to avoid bifurcation phenomena and loads (R_{load}). All components are implemented based on MATLAB/SIMULINK® [10] models.

2.2 The characteristic of a solar array

For a PV array, under a certain light intensity and temperature level, there is a unique point located at the knee of the IV curve, at which the maximum power can be generated. The relationship between a current i_L drawn from a solar and impressed voltage v_s , can be described by an exponential characteristic derived from a semiconductor physics as [9]:

$$i_L = I_{sc} \left(1 - \left(\frac{v_s}{V_{oc}} \right)^p \right) \quad (1)$$

,where v_s denotes a PV array's voltage, p is an integer. Besides, I_{sc} is the array's short-circuit current, V_{oc} is the

ECTI-CON 2006

The 2006 ECTI International Conference

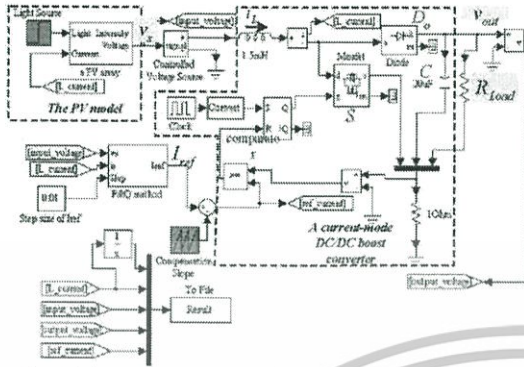


Fig. 1: The proposed simple CMBC for MPPT in PV

open-circuit voltage and λ is a factor denoting the relative solar illumination. The characteristics of the PV array can be depicted as an IV curve shown in Fig. 2.

2.3. A current-mode DC/DC boost converter.

In CMBC, the load (or inductor L) current, i_L , is chosen as the programming variable which, by comparing with I_{ref} , generates the turning-output signal for switch S . The switch S is turned on by a free-running clock pulse signal at time of nT and turned off when i_L climbs up to reach the assigned value of I_{ref} and remains in off position until the next cycle begins as shown in Fig. 3.

Typically, the system state equation CMBC which shown in Fig. 1 can be represented by [5]:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{out} \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/R_{load}C & q/C \\ -q/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} \quad (2)$$

, where v_{out} is an output voltage of CMBC, q is a switching function which is zero during the switch off interval while one during interval.

Let us define $i_L(n)$ and $i_L(n+1)$ as the inductor current at a $t = nT$ and $t = (n+1)T$, respectively. In steady state condition, the inductor current can be derived from [8] as:

$$i_L(n+1) = I_{ref} + \frac{(v_s - v_{out})T}{L} i'_n \quad (3)$$

and
$$i'_n = T - T \left[\left(\frac{i_L}{T} \right) \text{mod} 1 \right] \quad (4)$$

, where T is a clock pulse period and $\text{mod}(\cdot)$ is the modulus function.

2.4 MPPT using P&O

In an original MPPT controller using P&O method, the adjustment of the operating point is achieved by changing the reference voltage of the controller [4]. To be used with CMBC, the controller is slightly modified so that the adjustment is made through reference current I_{ref} . The algorithm is summarized as a pseudo code in Fig. 4.

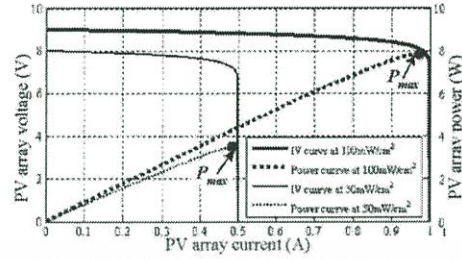


Fig. 2: The characteristic of a solar array as IV and Power curve under light intensity

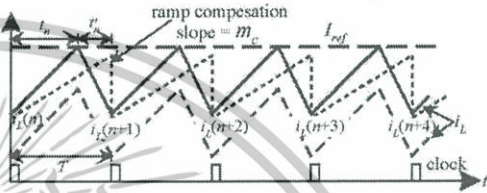


Fig. 3: Inductor current i_L of CMBC

```

if((P(k-1) - P(k-1)) > 0)
    if((V(k-1) - V(k-1)) > 0)
        Iref(k) = Iref(k-1) + ΔIref;
    else Iref(k) = Iref(k-1) + ΔIref;
endif
else
    if((I(k-1) - I(k-1)) > 0)
        Iref(k) = Iref(k-1) + ΔIref;
    else Iref(k) = Iref(k-1) - ΔIref;
endif
endif
    
```

Fig. 4: Pseudo code of proposed P&O method

It is noted that $P(k)$ and $V(k)$ are the power and voltage at time k , respectively. The time instant k is corresponding to the sampling time of an A/D and is intentionally chosen to be different from n , which is corresponding to the switching time of the switch S . In addition, ΔI_{ref} denotes a change of reference current.

3. THE PROPOSED MPPT SYSTEM

3.1 The border of stable system

The slope of inductor current shown in Fig 3. can be expressed as:

$$\frac{I_{ref} - i_L(n+1)}{(1-D)T} = \frac{v_{out} - v_s}{L} \quad (5)$$

and
$$\frac{I_{ref} - i_L(n)}{DT} = \frac{v_s}{L} \quad (6)$$

, where D is defined as a duty ratio for switch S of CMBC. In order to maintain a stable period-1 operation [8], a CMBC must operate with duty ratio D set below the value

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

of 0.5. For CMBC, the equivalent criterion which the bifurcation does not exist, in terms of I_{ref} using the steady-state equation relating R_{Load} and D is given by:

$$I_{ref} < \frac{v_s}{R_{Load}} \left[\frac{DR_{Load}T}{2L} + \frac{1}{(1-D)^2} \right] \Bigg|_{D=0.5} \quad (7)$$

Therefore, applying (1) into (7) an equivalent criterion that gives no bifurcation for MPPT system can be verified as:

$$R_{Load} < \frac{4v_s}{i_L - \frac{v_s T}{4L}} \quad (8)$$

3.2 Control of Nonlinear Characteristics

It has been found that the period-doubling can occur when I_{ref} exceeds the above-stated limit. To prevent this event, the level of I_{ref} must be controlled. In fact, the use of a variable compensated ramp will raise the upper bound of I_{ref} . As a result, the operation range is widened as shown in Fig. 3. [8].

A variable ramp compensation for a CMBC must be controlled accordingly to:

$$\frac{m_c L}{v_s} = M_c \left(v_s \right) \geq \frac{v_{out}}{2v_s} - 1 \quad (9)$$

, where m_c is a slope of compensating ramp.

4. SIMULATION RESULTS

To evaluate performances of the proposed system, computer simulations were conducted using MATLAB/SIMULINK®[10]. The PV model described in the previous sections with the parameters given in Table 1 and the CMBC with the parameters given in Table 2 were invoked. The dynamic environments of the PV model result in two maximum power points of 2.87W and of 6.16W. The proposed MPPT system is tested under an environment of two R_{Load} set at 40 and 100Ω. The slope (m_c) of ramp compensation is defined at 5,000 in phase with clock pulse signals.

The bifurcation diagram for the CMBC is used to study system nonlinear behaviors with the bifurcation parameter I_{ref} and I_L at different light intensities (λ). By varying I_{ref} from 0 to the array's short-circuit current (I_{sc}), the sampled i_L is observed and recorded. Fig. 5 depicts the bifurcation diagram of this system when λ is 50mW/cm² with R_{Load} of 40Ω and 100Ω. As a result, the period-1 is stable in all ranges of I_{ref} when R_{Load} is 40Ω and until 0.43A for R_{Load} of 100Ω. Further increase of I_{ref} beyond 0.43A with R_{Load} of 100Ω results in i_L undergoing stable period-2 subharmonic operation until I_{ref} meet I_{sc} of PV array.

The obtained power (P) from a PV array and inductor current (i_L) operating in the steady state are shown in Fig.

Table 1: PV Model Parameters

Variable	Definitions
short-circuit current (I_{sc})	1.0A
open-circuit voltage (V_{oc}) at 50mW/cm ²	8.0V
open-circuit voltage (V_{oc}) at 100mW/cm ²	9.0V
p	33

Table 2: Boost Converter Parameters

Variable	Definitions
Inductor (L)	1.5mH
Capacitor (C)	20μF
Switching Freq ($1/T$)	10kHz

6 (a) and (b) for R_{Load} of 40Ω and 100Ω respectively to demonstrate the effect of the ramp compensation. It is noticeable that for R_{Load} of 40Ω, the inductor current (i_L) is not different for the presence of the ramp compensation as well as the absence of the ramp compensation. In addition, both cases operate in period-1 at MPP, as shown in Fig 6 (a). In contrast, for R_{Load} of 100Ω, and without compensating ramp, the system, then, becomes period-2 operation. By adding the ramp compensation, the operation of the system changes to period-1 with the limitation for the ripple of i_L (Δi_L) at 0.25A as depicted in Fig 6 (b).

Fig 7 shows the bifurcation diagram when this system operated at λ of 100mW/cm². It can be seen that, at this light intensity for period-1 operation, I_{ref} can not be varied more than 0.48 A for R_{Load} of 40 Ω, and 0.88 A for R_{Load} of 100Ω respectively. Again with $R_{Load} = 100\Omega$, when I_{ref} exceeds 0.48A, the system undergoes period-2 operation. Nevertheless, with the ramp compensation although the system is chaotic, it remains stable, and Δi_L is limited to 0.25 A for R_{Load} of 40Ω, and 0.30A for R_{Load} of 100Ω, as shown in Fig 8 (a) and (b). At any rate, our proposed system can determine MPP of a PV array and operate under period-1.

5. CONCLUSIONS

In this paper, a simple current-mode DC/DC boost converter (CMBC) for maximum power point tracking (MPPT) in photovoltaic system with control of bifurcation has been demonstrated for stable system operation. The proposed CMBC for MPPT is simple but more effective circuit which easy to implement in low cost power system. The simulation results reveal that the proposed CMBC can give the desired stable period-1 with fully MPPT in PV system.

6. REFERENCES

- [1] T. Markvart, *Solar Electricity*, John Wiley & Sons, 1994.
- [2] E. Koutroulis, K. Klaitzakis and N. C. Voulgaris, "Development of Microcontroller-Based Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 16, No. 1, Jan., 2001, pp. 46-54.
- [3] N. Khaehintung, B. Tuvirat, K. Pramotung and P. Sirisuk, "A Low-Cost Solar-Powered Light-Flasher with Built-in Maximum Power Point Tracking," *Proc. of Int. PVSEC-14*, pp. 867-868, 2004.

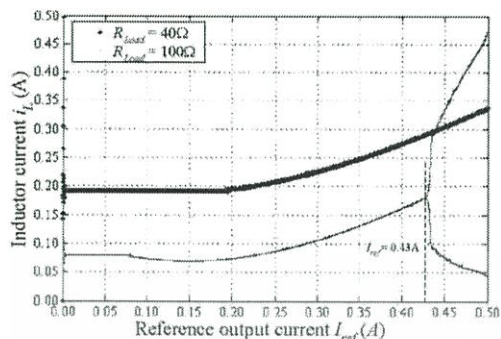


Fig 5: Bifurcation diagram in (I_{ref}, i_L) plane at $50mW/cm^2$ of λ

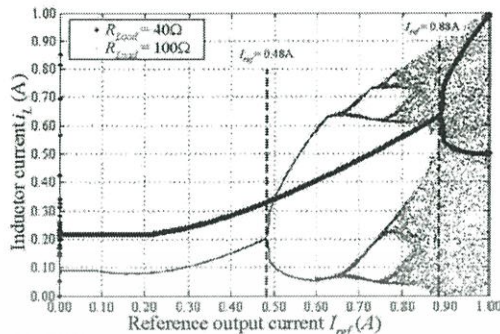
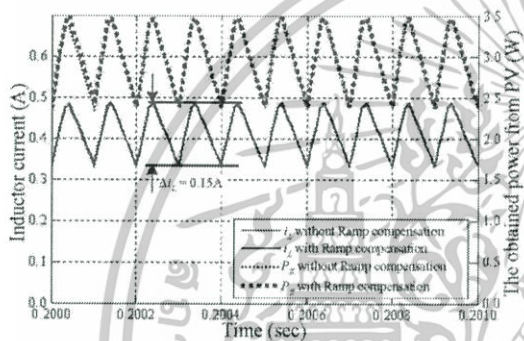
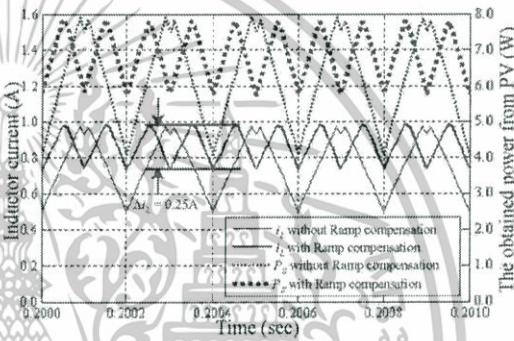


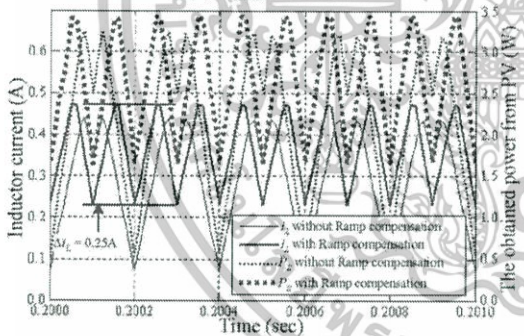
Fig 7: Bifurcation diagram in (I_{ref}, i_L) plane at $100mW/cm^2$ of λ



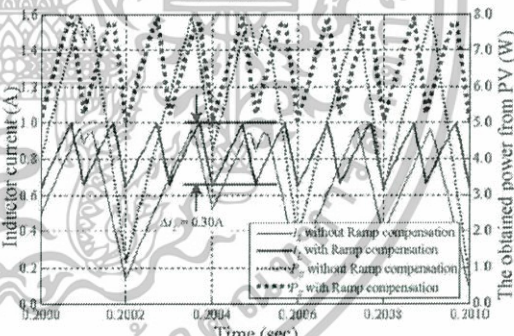
(a) R_{Load} is 40Ω



(a) R_{Load} is 40Ω



(b) R_{Load} is 100Ω



(b) R_{Load} is 100Ω

Fig 6: Comparison of steady state obtained power and inductor current at $50mW/cm^2$ of λ

Fig 8: Comparison of steady state obtained power and inductor current at $100mW/cm^2$ of λ

[4] C. W. Tan, T. C. Green and C. A. Hernandez Aramburo, "An Improved Maximum Power Point Tracking Algorithm with Current-Mode Control for Photovoltaic Applications," *Proc. of the IEEE PELS'2005 Conf.*, Vol. 1, pp. 489-494, 2005.

[5] S. Banerjee and G. C. Verghese, *Nonlinear Phenomena in Power Electronics*, IEEE press, New York, 2001.

[6] W. C. Y. Chan and C. K. Tse, "Study of Bifurcations in Current-Programmed DC/DC Boost Converters: From Quasiperiodicity to Period-Doubling," *IEEE Trans. on CAS-I*, Vol. 43, No. 12, 1997, pp. 1129-1142.

[7] M. Yue and H. Kawakami, "Control of bifurcation in DC/DC PWM switching converters," *Proc. of Int. ICARCV 2004 8th Conf.*, Vol. 2, 2004, pp. 1421 - 1426.

[8] C. K. Tse and Y. M. Lai, "Control Bifurcation in Current-Programmed DC/DC Converters: A reexamination of Slope Compensation," *Proc. of IEEE ISCAS's 2000 Conf.*, pp. I-671-674, 2000.

[9] L. Yan Hong and D. C. Hamill, "Nonlinear phenomena in a model spacecraft power system," *Proc. 6th Workshop on Computer in Power Electronics*, pp. 169-175, 1998.

[10] <http://www.mathworks.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4.1 **Dynamic Analysis of PWM Switching DC-DC Converters**
Liu Jian and Wang Yuanbin
Xi'an University of Science & Technology, CHINA
- 4.2 **A Novel LLC Resonant Converter Topology: Voltage Stresses of All Components in Secondary Side Being Half of Output Voltage**
Yilei Gu, Zhengyu Lu and Zhaoming Qian
Zhejiang University, CHINA
- 4.3 **On the hybrid automaton models and control synthesis of a single inductor, double output boost converter**
Sreekumar C and Vivek Agarwal*
IDP in Systems and Control Engg, IIT Bombay, Mumbai, INDIA
**Electrical Engg. Department, IIT Bombay, Mumbai, INDIA*
- 4.4 **Complex Intermittency in Voltage-Mode Controlled Buck Converter**
Zheng-Ping Li, Yu-Fei Zhou and Jun-Ning Chen
Anhui University, CHINA
- 4.5 **Dual Mode Control Multiphase DC/DC Converter for CPU Power**
Li-Wei Lin, Chung-Hsing Chang, Huang-Jen Chiu and Shann-Chyi Mou*
Chung-Yuan Christian Univ., Taiwan, CHINA
**Ching-Yun Univ., Taiwan, CHINA*
- 4.6 **An Analog Implementation of Pulse-Width-Modulation Based Sliding Mode Controller for DC-DC Boost Converters**
Siew-Chong Tan, Y. M. Lai, and Chi K. Tse
Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong, CHINA
- 4.7 **Low Cost Electronic Ballast with Buck Converter as PFC Stage**
Li Xiangrong, Xu Dianguo and Zhang Xiangjun
Harbin Inst of Tech, CHINA
- 4.8 **A New Converter Architecture for Future Generations of Microprocessors**
Dodi Garinto
Indonesia Power Electronics Center, INDONESIA
- 4.9 **A Combined ZVS Converter with Naturally Sharing Input-Current and High Voltage Gain**
Linbing Wang and Bo Yang
Zhejiang University, CHINA
- 4.10 **Matrix Coefficient Polynomial Description Model of DC-DC converters Based on Switched Linear Systems**
Yongping ZHANG, Bo ZHANG, Zongbo HU*, Dongyuan QIU and Guiping DU
South China University of Technology, CHINA
**ASTEC Power Supply (ShenZhen) Co.,Ltd.*
- 4.11 **Development of DC-DC Multiple Converter based on Push-pull Forward Topology**
Weihao Hu, Yunqing Pei and Zhaoan Wang
Xi'an Jiaotong University, CHINA
- 4.12 **Voltage Fed and Current Fed Full Bridge Converter for the Use in Three Phase Grid Connected Fuel Cell Systems**
M. Mohr and F.-W. Fuchs
Christian-Albrechts-University of Kiel, GERMANY
- 4.13 **Small-Signal Modeling of Asymmetrical Half Bridge Flyback Converter**
Tso-Min Chen and Chern-Lin Chen*
System General Corp/System Engineering Department, Taiwan, CHINA
**National Taiwan University, Taiwan, CHINA*

- 4.14 **A DSP Based Controller for High Power Dual-Phase DC-DC Converters**
Xin Guo, Xuhui Wen and Ermin Qiao
Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, CHINA
- 4.15 **Effective Load Resistance; A New Method to Evaluate DC/DC converters Efficiency**
Alan Elbanhawy
Fairchild Semiconductor, San Jose CA, USA
- 4.16 **Calculation of Power Loss in Output Diode of a Flyback Switching DC-DC Converter**
Jiaxin Chen*,**, Jianguo Zhu**, and Youguang Guo**
**Donghua University, CHINA*
***University of Technology, AUSTRALIA*
- 4.17 **A Multiple Output Forward Converter Adopting Weighted Time-Sharing Control and Switch-Linear Hybrid Scheme**
Xiaodong Liu, Songqin Hu and Sizhou Sun
Anhui University of Technology, CHINA
- 4.18 **A Novel Soft-Switching PWM Full-Bridge DC/DC Converter with DC Busline Series Switch-Parallel Capacitor Edge Resonant Snubber Assisted by High-Frequency Transformer Leakage Inductor**
Khairy Fathy*, Toshimitsu Doi**, Keiki Morimoto**, Hyun Woo Lee* and Mutsuo Nakaoka*,***
**Kyungnam University, KOREA*
***Daihen Corporation, JAPAN*
****Industrial College of Technology University, JAPAN*
- 4.19 **High-Efficiency Cascode Forward Converter of Low Power PEMFC System**
Jiann-Fuh Chen, Wei-Shih Liu, Ray-Lee Lin, Tsong-Juu Liang and Ching-Hsiung Liu*
National Cheng Kung University, Taiwan, CHINA
**Boyam Power System Co. Ltd., Taiwan, CHINA*
- 4.20 **Control of Bifurcation by Fuzzy Logic Controller for Current-mode Boost Converters**
Noppadol Khaehintung, Phaopak Sirisuk* and Anantawat Kunakorn
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, THAILAND
**Mahanakorn University of Technology, THAILAND*
- 4.21 **An Improved Three-Level Soft-Switching DC/DC Converter**
Z. L. Lou, Z. S. Wang
Zhejiang University, CHINA

Control of Bifurcation by Fuzzy Logic Controller for Current-mode Boost Converters

Noppadol Khaehintung*

Phaophak Sirisuk**

Anantawat Kunakorn*

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

** Dept. of Computer Engineering, Faculty of Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand 10530

e-mail noppadol@mut.ac.th, phaophak@mut.ac.th and kananta@kmitl.ac.th

Abstract— This paper presents the design of a fuzzy logic controller for switching current-mode DC/DC boost converters. The proposed simple fuzzy logic controller, with nine rules, provides an optimal slope compensation to keep the system adequately remote from the first bifurcation point by means of reducing the current spectrum peak. In spite of nonlinear characteristics and instabilities of the converter, the performance of the closed-loop control system can be considerably improved to avoid bifurcation phenomena. It is found that the technique introduced in this paper gives satisfactory results with the regulating and tracking modes under changes in operating conditions.

Keywords— *Current-mode Boost Converter; Fuzzy Logic Controller; Bifurcation Phenomena; Slope Compensation;*

I. INTRODUCTION

Nowadays, DC/DC converter is widely used, especially as a key part of a switching power supply. Generally, this is achieved by chopping and filtering the input voltage through an appropriate switching action, mostly implemented via Pulse Width Modulation (PWM) circuits. However, due to nonlinear characteristics of switching devices employed in the converter, the design of a control scheme for such a converter may be difficult with a rich variety of bifurcation [1].

Recently, the main antecedent in the study of bifurcations and chaos has been observed and analyzed for various kinds of power electronic circuits [2]. For a system that exhibits bifurcation when a certain parameter is changed, the key design problem is the *control of bifurcation* or *chaos control* [3]. These circuits are designed and guaranteed for stable operations. In most practical situations, the required stable operation is a period-1. Several researches have focused on the control of bifurcation for instance, the work presented in [4], with uses of the discrete time map to analyze and control the bifurcation for switching control converters. The proposed border bifurcation curves have been presented in [5] to provide useful information for circuit design and control. Although, a variable ramp compensation in a DC/DC

boost converter has been presented and implemented in [6], however, the design for automatic closed-loop operation has not been mentioned. In addition, applications of chaos anti-control to switch-mode power supplies to reduce spectral peaks have been shown in [7].

In the past decades, Fuzzy Logic Control (FLC) has become a popular candidate for applications in power electronic circuits, nonlinear control or optimal search problems [8]. The utmost performance of FLC comparing with a conventional controller has been illustrated in [9] and [10], when being applied to search the maximum power point tracking in solar arrays.

In this paper, the circuit configuration of the proposed a current-mode DC/DC boost converter (CMBC) with bifurcation control is introduced. A simple FLC is employed to search an optimal ramp compensation for CMBC. Apart from simplicity, the fuzzy rules, used in this research, occupy a very small memory space in a computation process, and are easy to implement. The performances of the control system are simulated using MATLAB/SIMULINK [11] with various operating conditions of the system.

The paper is organized as follows. In Section II, the circuit configuration of CMBC is introduced. The proposed FLC for control bifurcations is then expressed in Section III. Simulation results from the control system are given in Section IV. Finally, conclusions are drawn in Section V.

II. CIRCUIT CONFIGURATION

The proposed FLC for a CMBC with bifurcation control is depicted in Fig. 1. The system consists of a constant DC voltage source, a CMBC and a load. The current proportional plus integral (PI) controller is used to regulate the output voltage (v_{out}), accordingly to the desired output voltage (v_{ref}), in spite of the fluctuations in the input voltage (v_m) and the changes in load levels (R_{Load}).

In this system, the inductor current, i_L , is chosen as the programming variable which, by comparing with reference current, I_{ref} , from current controller, generates the turning-output signal for switch S . The switch S is

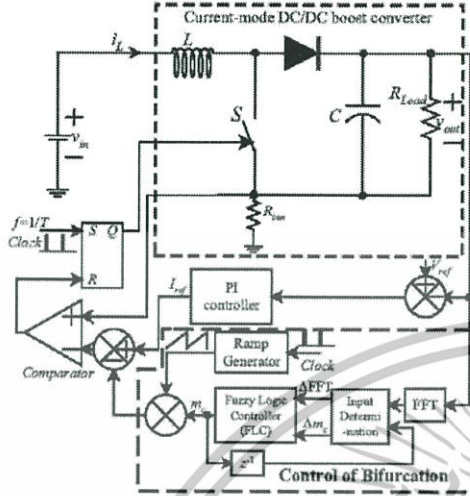


Figure 1. The proposed current-controlled mode DC/DC boost converter (CMBC)

turned on by a clock pulse signal at time equal to nT and turned off when i_L climbs up to the denoted value I_{ref} and remains in off position until the begin of the next cycle as shown in Fig. 2.

Typically, the system state equation can be represented by [5]

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{out} \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/R_{Load}C & q/C \\ -q/L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{out} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} v_{in} \quad (1)$$

, where q is a switching function which is one during the switch off interval while zero during on interval.

III. THE PROPOSED CONTROLLER

A. Control of nonlinear dynamics

Let us define $i_L(n)$ and $i_L(n+1)$ as the inductor current at a $t = nT$ and $t=(n+1)T$, respectively. In steady state condition, the inductor current can be derived from [6] as:

$$i_L(n+1) = I_{ref} + \frac{(v_{in} - v_{out})T}{L} i'_n \quad (2)$$

and

$$i'_n = T - T \left[\left(\frac{t_n}{T} \right) \bmod 1 \right] \quad (3)$$

, where T is a clock pulse period and $\bmod(\cdot)$ is the modulus function. The slope of inductor current can be expressed by inspecting as:

$$\frac{I_{ref} - i_L(n+1)}{(1-D)T} = \frac{v_{out} - v_{in}}{L} \quad (4)$$

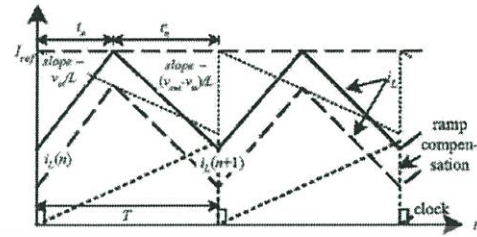


Figure 2. The inductor current i_L of CMBC

and

$$\frac{I_{ref} - i_L(n)}{DT} = \frac{v_{in}}{L} \quad (5)$$

In order to maintain a stable period-1 operation [6], a CMBC must operate with duty ratio D set below 0.5, so that the criterion of no bifurcation can be achieved. For the CMBC, the equivalent criterion of no bifurcation in terms of I_{ref} using the steady-state equation relating R_{Load} and D is given by:

$$i_{ref} < \frac{v_{in}}{R_{Load}} \left[\frac{DR_{Load}T}{2L} + \frac{1}{(1-D)^2} \right]_{D=0.5} \quad (6)$$

To prevent the operation in period-doubling when I_{ref} exceeds the above-stated limit, a variable compensated ramp is used to raise the upper bound of I_{ref} thereby widening the operation range as shown in Fig. 2, with dot and dash lines described in [6].

A variable ramp compensation for a CMBC needs only be controlled according to:

$$\frac{m_c L}{v_{in}} = M_c(v_{in}) \geq \frac{v_{out}}{2v_{in}} - 1 \quad (7)$$

, where m_c is a slope of compensating ramp which is appropriate for system environments.

B. An FLC for Control of Bifurcations

In order to decrease current spectral peaks, the FLC can be established to search an optimal value of m_c from (7). In particular, this optimal value of m_c can be achieved by the fuzzy algorithm based upon the meta-rule: "If the last change in the Δm_c has caused the magnitude FFT to decline, keep moving the Δm_c in the same direction; otherwise, if it has caused the magnitude FFT to incline move it in the opposite direction." This can be translated into the following fuzzy control rule:

$$\text{Rule (r): if } \Delta FFT(k) \text{ is } A_i \text{ and } \Delta m_c(k-1) \text{ is } B_j \text{ then } \Delta m_c(k) \text{ is } C^r \quad (8)$$

, where A_i and B_j are the fuzzy subsets in their universe of discourse including positive (PO), zero (ZE) and negative (NG), and C^l is the output fuzzy subsets, or fuzzy singleton for Sugeno fuzzy model [9]. It is noted that $\Delta FFT(k)$ and $\Delta m_c(k)$ are the change of magnitude FFT and the change of m_c at time k , respectively. The time instant k is corresponding to the sampling time of controller unit in system and is intentionally chosen to be different from n , which is corresponding to the switching time of the switch S .

It should be noted that the number of fuzzy function is optimally determined with considering the interrelation of control accuracy and calculation capacity. The membership function of each fuzzy set is selected based on trial-and-error such that the region of interest is covered appropriately. To avoid complicated calculation process, the triangular shape membership will be used. The membership functions in each universe of discourse are shown in Fig. 3, and the fuzzy rule base is shown in Table I.

For any input pair of $(\Delta FFT(k), \Delta m_c(k-1))$, the output can be calculated by fuzzy inference to determine the crisp value of $\Delta \bar{m}_c(k)$. When using the implication by production, aggregation with sum and defuzzification with centroid, the relation of $\Delta FFT(k)$, $\Delta m_c(k-1)$ and $\Delta \bar{m}_c(k)$ is calculated by [9]

$$\Delta \bar{m}_c(k) = \frac{\sum_{i=1}^p \Delta m_c^i w_i}{\sum_{i=1}^p w_i} \quad (9)$$

, where $w_i = \mu_{\Delta FFT(k)}(\Delta FFT(k)) \times \mu_{\Delta m_c(k-1)}(\Delta m_c(k-1))$ is the compatibility (weighting factor) and $\Delta \bar{m}_c^i$ is a value corresponding to the membership function of $\Delta m_c(k)$.

The coefficient slope m_c of (7) for this nonlinear controller can be found as:

$$m_c(k) = m_c(k-1) + \Delta \bar{m}_c(k) \quad (10)$$

IV. SIMULATION RESULTS

To evaluate performances of the proposed system, computer simulations were conducted using MATLAB/SIMULINK®[11] as shown in Fig. 4. The CMBC model described in the previous section with the parameters given in Table II was invoked.

The bifurcation diagram for the CMBC is used to study system nonlinear behaviours with the bifurcation parameter I_{ref} (horizontal axis) and I_L (vertical axis). Corresponding to the variation of I_{ref} from 0 to 1A, the sampled i_L is observed and recorded. While R_{Load} is equal to 80Ω , the bifurcation diagram of this system is shown in Fig. 5(a). In this figure, it can be seen that the period-1 is stable until I_{ref} is equal to 0.18A and 0.36A while v_m is fixed at constant values of 3V and 6V, respectively. When changing R_{Load} to 40Ω , this stable point is shifted to i_{ref} of 0.30A and 0.60A as shown in Fig. 5(b).

The variations of supply voltages and load resistances have been fictitiously set as follows. The supply voltage are denoted constant at 6V and declined to 3V at 0.15s, and the values of load resistance are 80Ω and 40Ω from 0 to 0.4s and 0.4s onwards, respectively. The output voltage converges from the starting point to 8.2V as desired for all cases.

The output current and inductor current for the non-compensated CMBC are depicted in Fig. 6(a). Fig. 6(b) shows the frequency spectrum of inductor current. In this case, the system response is in chaos situations. After

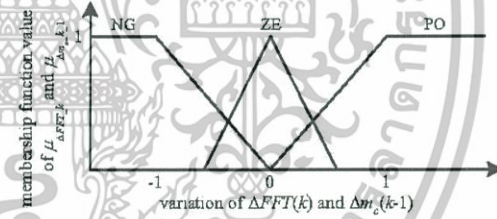


Figure 3. The membership functions of the proposed FLC

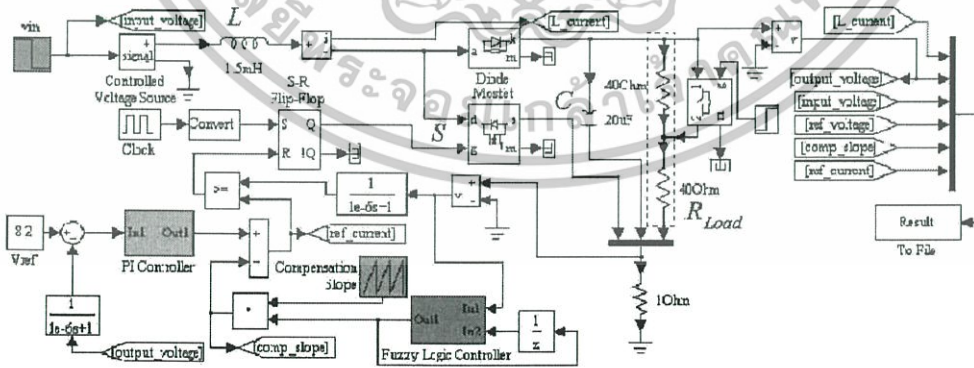


Figure 4. MATLAB/SIMULINK® model for CMBC with control of bifurcation

applying the proposed FLC, the output current and inductor current and frequency spectrum are depicted in Fig 7(a) and Fig 7(b) respectively. These results are confirmed that the proposed FLC can compensate effects of the bifurcation phenomena. Fig 8(a) and Fig 8(b) show the comparison of inductor current when the load resistance is changed for the system with and without FLC. It is found that the FLC can maintain the output at the period-1 in both decreases and increases of load resistance. The current ripples with R_{Load} of 80Ω and 40Ω, while v_{in} is kept constant at 3V, are 0.12 and 0.10A respectively. In addition, it is noticeable that, the output voltage and current response between with and without FLC are clearly different.

TABLE I. RULES OF THE PROPOSED FLC

$\Delta m(k-1)$	NG	ZE	PO
$\Delta FFT(k)$			
NG	$C^1 (-1)$	$C^2 (0)$	$C^3 (1)$
ZE	$C^4 (0)$	$C^5 (0)$	$C^6 (0)$
PO	$C^7 (1)$	$C^8 (0.5)$	$C^9 (-1)$

TABLE II. THE CMBC PARAMETERS

Variable	Definitions
Inductor (L)	1.5mH
Capacitor (C)	20μF
Switching Freq ($1/T$)	10kHz
Output voltage (v_{out})	8.2V
Input voltage (v_{in})	3-6V

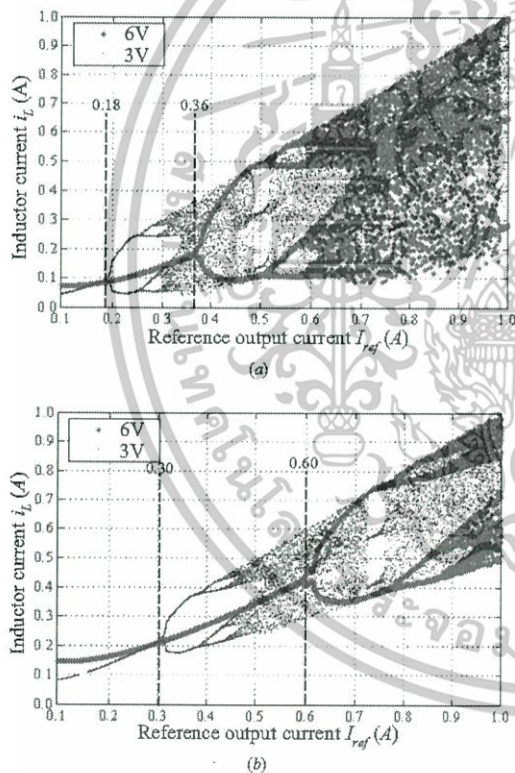


Figure 5. Bifurcation diagram in (I_{ref}, i_L) plane with comparison of input voltage and load change R_{Load} (a) 80Ω and (b) 40Ω

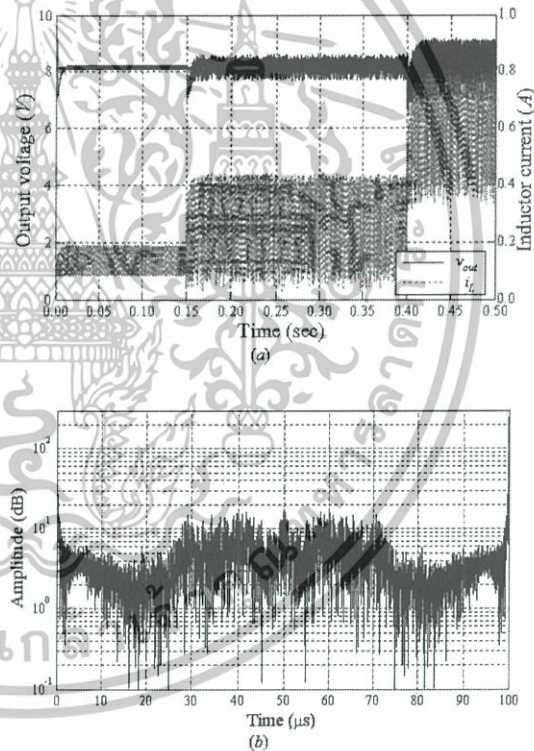


Figure 6. System responses without bifurcation control (a) output voltage v_{out} and inductor current i_L and (b) current spectrum at 3V of v_{in} , R_{Load} of 80Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

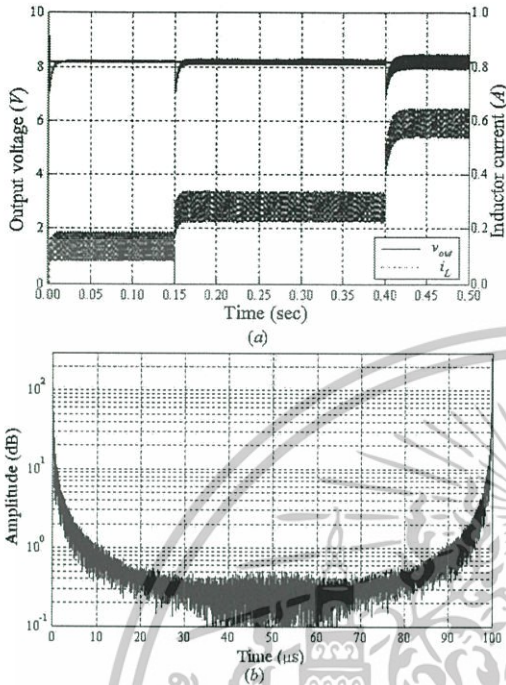


Figure 7. System response with bifurcation control (a) output voltage v_{out} and inductor current i_L and (b) current spectrum at v_{in} of 3V, R_{Load} of 80Ω

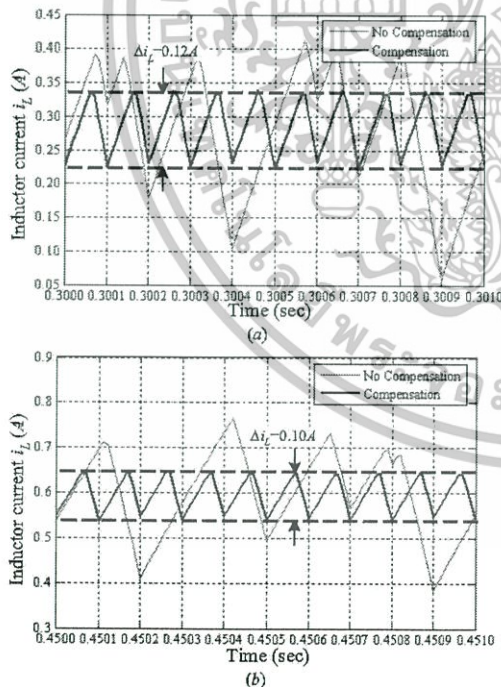


Figure 8. Comparison of inductor current when v_{in} is 3V (a) R_{Load} is 80Ω and (b) R_{Load} is 40Ω

V. CONCLUSIONS

In this paper, the advantages of a fuzzy logic controller for a current-mode boost converter with control of bifurcation have been demonstrated for stable system operations. The simulation results reveal that the proposed FLC controller can give the desired stable period-1 under changes in operating conditions. The technique introduced in this paper can be efficiently realized by means of a simple FLC, which can be easily implemented in a real-time control scheme.

REFERENCES

- [1] S. Banerjee and G. C. Verghese, *Nonlinear Phenomena in Power Electronics*, IEEE press, New York, 2001.
- [2] M. D. Bernardo, F. Garofalo, L. Glielmo and F. Vasca, "Switchings, Bifurcations, and Chaos in DC-DC Converters," *IEEE Tran. on CAS-I*, Vol. 45, No. 2, 1998, pp. 133–141.
- [3] C. Morel, M. Bourcier and F. Chapeau blondeau, "Extension of Chaos Anticontrol Applied to the Improvement of Switch-Mode Power Supply Electromagnetic Compatibility," *Proc. of the IEEE ISIE'04 Conf*, pp. 447–452, 2004.
- [4] M. D. Bernardo and F. Vasca, "Discrete-Time Maps for the Analysis of Bifurcations and Chaos in DC-DC Converters," *IEEE Tran. on CAS-I*, Vol. 47, No. 2, 2000, pp. 130–143.
- [5] M. Yue and H. Kawakami, "Control of bifurcation in DC/DC PWM switching converters," *Proc. of Int. ICARCV 2004 8th Conf*, Vol. 2, pp. 1421 – 1426, 2004.
- [6] C. K. Tse and Y. M. Lai, "Control Bifurcation in Current-Programmed DC/DC Converters: A reexamination of Slope Compensation," *Proc. of IEEE ISCAS'2000 Conf*, pp. 1-671-674, 2000.
- [7] W. C. Y. Chan and C. K. Tse, "Study of Bifurcations in Current-Programmed DC/DC Boost Converters: From Quasiperiodicity to Period-Doubling," *IEEE Tran. on CAS-I*, Vol. 43, No. 12, 1997, pp. 1129-1142.
- [8] N. Khaehintung, P. Sirisuk and W. Kurutach, "A novel ANFIS controller for maximum power point tracking in photovoltaic systems," *Proc. of the IEEE PEDS'2003 Conf*, Vol. 2, pp. 833-836, 2003.
- [9] N. Khaehintung, and P. Sirisuk, "Implementation of Maximum Power Point Tracking Using Fuzzy Logic Controller for Solar-Powered Light-Flasher Applications," *Proc. of MWSCAS 2004 Conf*, pp. III-171-174, 2004.
- [10] N. Khaehintung, A. Kumakorn, M.Aorpimail and P. Sirisuk, "An Adaptive Fuzzy Logic Controller by Sliding Mode Control Method for DC/DC Converter," *Proc. of the IEEE PEDS'2005 Conf*, Vol. 1, pp. 833-836, 2005.
- [11] <http://www.mathworks.com>.



Institutional Login

Welcome!

To use the personalized features of this site, please [log in](#) or [register](#).

If you have forgotten your username or password, we can help.

My Menu

[Marked Items](#)

[Alerts](#)

[Order History](#)

[Saved Items](#)

[All](#)

[Favorites](#)

Content Types **Subject Collections** English

[Back to: Journal](#) [Newer Issue](#) [Older Issue](#)

Journal Issue



Volume 8, Number 2 / April, 2010

Journal International Journal of Control, Automation and Systems

Publisher The Institute of Control, Robotics and Systems Engineers and The Korean Institute of Electrical Engineers, co-published with Springer-Verlag GmbH 1598-6446 (Print) 2005-4092 (Online)

ISSN 177-489

Pages Engineering

Subject Collection Engineering

SpringerLink Date Thursday, April 15, 2010

Add to saved items
Recommend this issue

AuthorMapper.com
[Discover wider relationships](#)

Find [more options](#)

- Within all content
- Within this journal
- Within this issue

Starts With

a b c d e f g h i j k l m n
o p q r s t u v w x y z
space [more](#)

38 Articles [First](#) | [1-10](#) | **[11-20](#)** | [21-30](#) | [31-38](#) | [Next](#)

Article	257-265
Observer based adaptive neuro-sliding mode control for MIMO nonlinear systems Slim Frikha, Mohamed Djemel and Nabil Derbel	
PDF (1.3 MB)	
Article	266-271
H_∞ Control for uncertain system with time-delay and nonlinear external disturbance via adaptive control method Zengyun Wang, Litong Huang, Yi Zuo and Lingling Zhang	
PDF (1.1 MB)	
Article	272-278
Design of midcourse guidance laws via a combination of fuzzy and SMC approaches Chun-Hone Chen, Yew-Wai Liang, Der-Cheng Liaw, Shih-Tse Chang and Sheng-Deng Xu	
PDF (1.0 MB)	
Article	279-288
Sliding mode robust control of supersonic three degrees-of-freedom airfoils Bok-Hee Lee, Jeong-hwan Choo, Sungsoo Na, Piergiovanni Marzocca and Liviu Librescu	
PDF (1.4 MB)	
Article	289-300
A novel fuzzy logic control technique tuned by particle swarm optimization for maximum power point tracking for a photovoltaic system using a current-mode boost converter with bifurcation control Noppadol Khaehintung, Anantawat Kunakorn and Phaophak Sirisuk	
PDF (1.5 MB)	
Article	301-307
Out-of-sequence-measurement processing for probabilistic multiple hypothesis tracker with measurement reordering Il-Hwan Seo and Taek-Lyul Song	
PDF (992.9 KB)	
Article	308-313
Robust visual servo control of robot manipulators with uncertain dynamics and camera parameters	

Ads by Google

Full-Text Online Journals
Research online. Academic journals & books at Questia Online Library.
www.questia.com/journals

Gas Turbine Efficiency
Improve Gas Turbine Output Download Our Whitepaper Today!
www.Meepoa.com/Gas_Turbine

IEEE Digital Library
Used By Today's Top Companies and Your Competitors. Get A Free Trial.
www.ieee.org/innovate

Oscillation Detection s/w
Reliably Detect Oscillations in Chemical Plants & Oil Refineries
www.picontrolsolutions.com

OpenCog
Help the OpenCog project build beneficial artificial intelligence
www.opencog.org

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Novel Fuzzy Logic Control Technique tuned by Particle Swarm Optimization for Maximum Power Point Tracking for a Photovoltaic System using a Current-mode Boost Converter with Bifurcation Control

Noppadol Khaehintung, Anantawat Kunakorn, and Phaophak Sirisuk

Abstract: This paper presents a novel fuzzy logic control technique tuned by particle swarm optimization (PSO-FLC) for maximum power point tracking (MPPT) for a photovoltaic (PV) system. The proposed PV system composes of a current-mode boost converter (CMBC) with bifurcation control. An optimal slope compensation technique is used in the CMBC to keep the system adequately remote from the first bifurcation point in spite of nonlinear characteristics and instabilities of this converter. The proposed PSO technique allows easy and more accurate tuning of FLC compared with the trial-and-error based tuning. Consequently, the proposed PSO-FLC method provides faster tracking of maximum power point (MPP) under varying light intensities and temperature conditions. The proposed MPPT technique is simple and particularly suitable for PV system equipped with CMBC. Experimental results are shown to confirm superiority of the proposed technique comparing with the conventional PVVC technique and the trial-and-error based tuning FLC.

Keywords: Bifurcation control, current-mode boost converter, fuzzy logic control, maximum power point tracking, particle swarm optimization, photovoltaic system.

1. INTRODUCTION

Normally, in an operation of a photovoltaic (PV) system, there is a single maximum power point (MPP) with the specified temperature and the light intensity [1]. The MPP is a single operating point where the values of the current (i_s) and voltage (v_s) of the solar array result in a maximum power output. In order to achieve the MPP, the maximum power point tracking (MPPT) process is required.

Various kinds of control strategies for the MPPT system have been presented. The perturbation and observation method (P&O) [2], which moves the operating point toward the MPP by periodically increasing or decreasing the array voltage, is often used in many photovoltaic system. It has been shown that the P&O method works well when the light intensity does not vary quickly with time; however, the P&O method fails to quickly track the maximum power points. The power-versus-voltage characteristics (PVVC) of the solar array can also be exploited for the MPPT [3]. In particular, the instantaneous power slope at the solar array output can be used for tracking of the MPP. Both methods are well accepted for their simplicity in terms of

hardware implementation. In addition, the sophisticated artificial intelligent (AI) methods, such as fuzzy logic control (FLC) [4], adaptive fuzzy logic control (AFLC) [5] and adaptive neural fuzzy inference system (ANFIS) [6] have been applied for the MPPT with better performances in terms of tracking speed and accuracy.

In general, the adaptive approaches, i.e., the AFLC and ANFIS offer the better performance than the conventional FLC due to the adaptivity of the fuzzy rules. A drawback of these methods is that the structure is more complicated, and high performance controllers are normally required. To improve the performance of the FLC while avoiding the high performance processor, an optimization technique may be employed for tuning of the fuzzy controller parameters. To this end, a genetic algorithm (GA) [7] or a particle swarm optimization (PSO) [8] is widely applied. The PSO is one of the modern heuristic algorithms [9]. It is developed through simulations of a simplified social system, when the aims of the design processes are to be robust in solving continuous nonlinear optimization problems. The PSO technique can generate a high-quality solution within shorter calculation time and more stable convergence characteristic than other stochastic methods [10].

In order to obtain an operating point close to the MPP, the PV system usually employs a DC/DC converter into the control system [11]. Traditionally, the DC/DC converter in the MPPT takes on a switch control using a pulse-width-modulation (PWM) technique with direct duty ratio control (DDRC). A current-programmed converter becomes the regular scheme in the DC/DC converter, and offers the significant improvement over the DDRC technique, such as automatic overload protection and flexibility in the enhancement of small-

Manuscript received March 12, 2008; revised April 15, 2009; accepted October 7, 2009. Recommended by Editor Hyun Seok Yang.

Noppadol Khaehintung and Anantawat Kunakorn are with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand (e-mails: nop_khae@hotmail.com, kkananta@kmitl.ac.th).

Phaophak Sirisuk is with the Department of Computer Engineering, Faculty of Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok, 10530, Thailand (e-mail: phaophak@mut.ac.th).

signal dynamics [12], and possibility for parallel operation especially for the PV applications [13]. However, due to nonlinear characteristics of the switching scheme employed in the converter, the design of a control scheme for such a converter may be difficult with a rich variety of bifurcation [14], leading the system to an unstable operation. For a system that exhibits the bifurcation when a certain parameter is changed, the vital design problem is the control of bifurcation or chaos control [15]. For a current-mode DC/DC boost converter (CMBC), the compensation scheme is required to avoid the bifurcation phenomenon.

A low cost implementation of the CMBC using an RISC microcontroller based upon the FLC with fixed ramp compensation was presented in [16]. However, using the fixed compensation may restrict the fast response of the system. To prevent the bifurcations while maintaining the fast response for the CMBC, the variable ramp compensation was presented [17]. Nevertheless, the technique relies on the compensating circuit that has low and nonlinear input impedance, which is not practical for the PV system equipped with a battery. In order to overcome the previous problems, a novel linear and high input impedance of the variable ramp compensation for a CMBC has been recently proposed in [18] for a variety of bifurcation controls.

This paper proposes the application of the PSO-FLC for the MPPT with the compensated CMBC. By inspecting the relationship of the PV voltage and battery load voltages, the ramp compensation technique suitable for the CMBC for stabilizing in the PV system with the MPPT is developed in this paper. Furthermore, the stability analysis of the system is provided leading to the system design framework. Both the design concept and analysis is detailed. The remainder of the paper is organized as follows. Following this, a review of the MPPT system is addressed in Section 2. In Section 3, the development of PSO-FLC for the MPPT is discussed. The bifurcation control of the CMBC is presented in Section 4, in which the stability analysis is also given. In Section 5, the experiments are performed in order to demonstrate the superiority of the proposed algorithm as compared with the conventional techniques. Finally, conclusion is drawn in Section 6.

2. MPPT SYSTEM

The MPPT system scheme is illustrated in Fig. 1. The system consists of a solar array source, the CMBC with a variable-ramp compensation for bifurcation control and a battery load at the voltage of V_{batt} . The purpose of the CMBC is to improve system dynamic characteristics [19]. The variable ramp generator in this research work is based upon the circuit introduced in [18], which relies on the cooperation between differential amplifier and voltage to current converter. The circuit has the advantages such as the linearity and high input impedance, which are suitable for solar array applications.

The MPPT algorithm is used to determine the optimal operating point for the power converter in order to

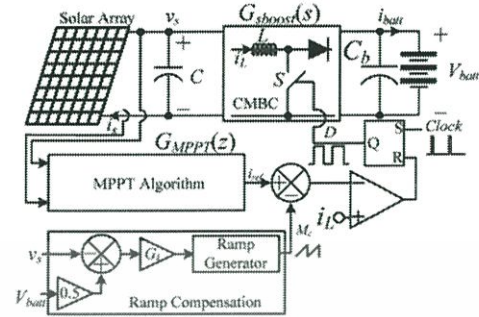


Fig. 1. MPPT system with ramp compensation.

control the output power of the solar array to produce the reference signal. For the CMBC used in a PV system, the MPPT algorithm is acquired by adjusting the reference current i_{ref} for the CMBC, leading to moving the operating point of the solar array. Consequently, the output current of the solar array is regulated at the recent i_{ref} before the next sampling.

2.1. PV array characteristics

The characteristics of a solar array can be comprehensively described by its operating curve known as an I-V curve, supplied by the manufacturer. It shows the relationship between an output voltage and current of the solar array at certain light intensity and temperature.

Mathematically, the relationship between each parameter of the solar array when internal shunt resistor is neglected are as follows [4]:

$$i_s = I_{LC} - I_{os} \left\{ \exp \left[\frac{q}{Ak_b T_c} (v_s + R_s i_s) \right] - 1 \right\}, \quad (1)$$

Table 1. Solar array specification (25°C, 100mW/cm²)

Parameters	Definitions
Maximum power, P_{max}	6.1W
Voltage at Maximum power point, V_{MPP}	7.33V
Current at Maximum power point, I_{MPP}	0.83A
SHORT CIRCUIT CURRENT, I_{sc}	0.90A
OPEN CIRCUIT VOLTAGE, V_{oc}	9.42V
MODEL SIZE	275x270x26MM

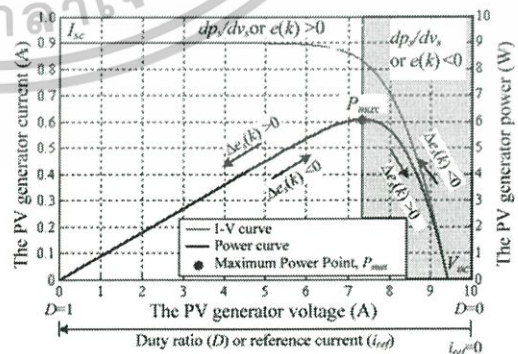


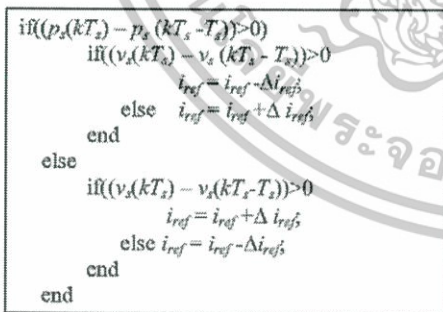
Fig. 2. I-V and power curve under a certain light intensity and temperature of the solar array.

where i_s denotes an output current of the solar array, v_s denotes an output voltage of the solar array, A denotes the ideality factor, k_b is the Boltzman's constant (J/K), T_c is a cell temperature (K), I_{or} denotes a cell reverse saturation current (A), q denotes an electron charge (C) and R_s is series resistance (Ω). Table 1 shows the specification of a commercial solar array used in this paper supplied by the manufacturer. Fig. 2 shows the relationship between output voltage and current of the solar array at the certain light intensity and temperature.

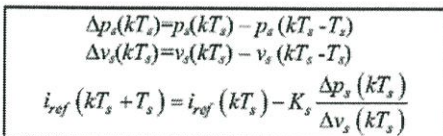
2.2. Conventional MPPT techniques

The P&O algorithm [2] and the PVVC method [3] are among the conventional MPPT techniques. In the original MPPT controller using the P&O algorithm the adjustment of the operating point is achieved by changing the reference voltage of the controller. When operating in the current mode, the controller is slightly modified such that the adjustment is rather made through the reference current i_{ref} . The algorithm is summarized in Fig. 3(a). Note that $p_s(kT_s)$ and $v_s(kT_s)$ respectively are the power and voltage at time kT_s where T_s is the sampling period of the MPPT controller. Besides, Δi_{ref} denotes the amount of the reference current required for each update.

Similar to the P&O algorithm, the PVVC method can also be modified for the operation in the current mode. The PVVC method is summarized in Fig. 3(b). Note that K_s is the step-size corrector and $\Delta p_s(kT_s)/\Delta v_s(kT_s)$ denotes the instantaneous power slope at the solar array output. The difference between both algorithms is apparent from the figure. In particular, it is observed that while i_{ref} is updated with the constant Δi_{ref} in the P&O algorithm, it is updated by the term $K_s \Delta p_s(kT_s)/\Delta v_s(kT_s)$ in the PVVC algorithm. For the sake of convenience, in the sequel we will use the time index k to refer to the time kT_s .



(a) P&O algorithm.



(b) PVVC algorithm.

Fig. 3. Conventional MPPT.

3. MPPT USING OPTIMAL FLC TUNED BY PSO

Basically, the MPPT algorithm attempts to move the operation point of a solar array as close as possible to the MPP or the knee of the I-V curve shown in Fig. 2. Mathematically, this is equivalent to finding the point where the derivative dp_s/dv_s is equal to zero. In the PVVC method, at each time k the reference current $i_{ref}(k)$ is updated as (c.f. Fig. 3(b)):

$$i_{ref}(k+1) = i_{ref}(k) - K_s \frac{\Delta p_s(k)}{\Delta v_s(k)} \tag{2}$$

When being implemented in a digital system, the instantaneous power slope at the time k , $\Delta p_s(k)/\Delta v_s(k)$ can be estimated from the output voltage and current at the time $k-1$ and k . To this end, let us define the error function $e_c(k)$ as [4]:

$$e_c(k) = \frac{p_s(k) - p_s(k-1)}{v_s(k) - v_s(k-1)} \tag{3}$$

where $p_s(k) = v_s(k)i_s(k)$.

The PVVC controller endeavors to force the error function, which is the derivative of power with respect to the measured voltage, to zero. Thus, the optimal operating point can be obtained.

3.1. Current-mode MPPT using FLC

Instead of calculating the underlying derivative, the MPPT can also be achieved by means of fuzzy logic control. Originally, the FLC for the MPPT is achieved by changing the duty ratio in PWM converter to an optimal operation [4]. In the absence of a PWM converter, the CMBC is controlled by changing the reference current i_{ref} , leading to indirect modification of the duty ratio. In addition to the error function $e_c(k)$, let us further define the associated change of error as:

$$\Delta e_c(k) = e_c(k) - e_c(k-1) \tag{4}$$

As oppose to the PVVC, the FLC tries to force both the error function e_c and the associated change of error function Δe_s to zero. It was reported that this mechanism can increase the tracking speed of the MPPT [20]. With reference to the I-V and Power curves as depicted in Fig. 2, the fuzzy meta-rule used for the current mode MPPT can be stated as: "If the last change in the reference current ($i_{ref}(k)$) has caused $e_c(k)$ and $\Delta e_c(k)$ to positive, move the reference current ($i_{ref}(k)$) in the opposite direction; otherwise, if it has caused the $e_c(k)$ and $\Delta e_c(k)$ to negative keep moving it in the same direction". This can be translated into the following fuzzy control rule:

$$\text{Rule}(i) : \text{if } e_c(k) \text{ is } A^1 \text{ and } \Delta e_c(k) \text{ is } B^k \text{ then } \Delta i_{ref}(k) \text{ is } C^1 \tag{5}$$

where A^1 and B^k represent fuzzy sets including positive big (PB), positive small (PS), zero (ZE), negative big (NB), and negative small (NS) for the premise in the

FLC rules. Besides, C^d is the output fuzzy subsets, or the fuzzy singleton for the consequence in the FLC rules.

Usually, a fuzzy set is represented by a membership function (MMF). Among various types of curves, triangular or trapezoidal shaped MMFs are the most common MMF due to their simplicity in hardware implementation. In our work, the triangular MMF is chosen. Moreover, it is specified by three parameters, namely mf_{i1} , mf_{i2} and mf_{i3} , i.e.,

$$\mu_{A^j} \text{ or } \mu_{B^k}(x; mf_{i1}, mf_{i2}, mf_{i3}) = \max\left(\min\left(\frac{x - mf_{i1}}{mf_{i2} - mf_{i1}}, \frac{mf_{i3} - x}{mf_{i3} - mf_{i2}}\right), 0\right), \quad (6)$$

where $\max(\cdot)$ and $\min(\cdot)$ are the maximum and minimum functions, respectively. Clearly, the performance of the FLC heavily depends upon the choice of the parameters mf_{i1} , mf_{i2} and mf_{i3} . A trial-and-error approach may be employed but may easily lead us to a suboptimal selection of the parameters.

From an implementation point of view, the Sugeno fuzzy inference model is appropriate for realizing (5) due to its computational efficiency [4,21]. In our context, the controller output is the change of the reference current at time k , $\Delta i_{ref}(k)$, which for any given input pair of $(e_s(k), \Delta e_s(k))$ is calculated by the defuzzification using the centroid method as:

$$\Delta i_{ref}(k) = \frac{\sum_{l=1}^M \xi_l C^d \zeta_l}{\sum_{l=1}^M \zeta_l}, \quad (7)$$

where $\xi_l = \min[\mu_{A^j}(e_s(k)), \mu_{B^k}(\Delta e_s(k))]$ is the compatibility (weighting factor). Subsequently, the reference current $i_{ref}(k)$ is given by

$$i_{ref}(k+1) = i_{ref}(k) + \Delta i_{ref}(k). \quad (8)$$

Comparing (2) and (8), the FLC approach effectively replace the term $K_p \Delta p_s(k) / \Delta v_s(k)$ in the PVVC method by the fuzzy system output $\Delta i_{ref}(k)$.

3.2. Particle swarm optimization algorithm

Since the performance of the FLC heavily depends on the choice of the parameters mf_{i1} , mf_{i2} and mf_{i3} , a proper means for selecting such parameters is inevitable. Among various optimization methods, the PSO algorithm is a popular algorithm due to several advantages [8-10]. In the PSO algorithm, a swarm represented by $x_j = \{x_{j,1}, x_{j,2}, \dots, x_{j,D}\}$ consists of j particles, which move around in a D -dimensional search space. Initially, a random velocity is assigned to each particle, which modifies its flying based on its own and companion's experience during each iteration. Each particle keeps track of its coordinates in the problem space, which is associated with the best solution (evaluating value) it has achieved. The best solution for the j^{th} particle is denoted by $pbest_j = \{pbest_{j,1}, pbest_{j,2}, \dots, pbest_{j,D}\}$. The index of best particle among all of the particles in the group is represented by the $gbest_i$. The

rate of the position change, i.e., velocity, for the j^{th} particle is denoted by $v_j = \{v_{j,1}, v_{j,2}, \dots, v_{j,D}\}$. At each time step, the modified velocity and position of each particle can be calculated using the current velocity and the distance from $pbest_{j,k}$ to $gbest_i$. The fitness function f evaluates the performance of particles to determine whether the best fitting solution is achieved. The velocity and position of each particle is modified according to the following equations [9]:

$$v_{j,k}(m+1) = wv_{j,k}(m) + c_1 rand() (pbest_{j,k} - x_{j,k}(m)) + c_2 Rand() (gbest_i - x_{j,k}(m)) \quad (9)$$

and

$$x_{j,k}(m+1) = x_{j,k}(m) + v_{j,k}(m+1), \quad j = 1, 2, \dots, q, \quad k = 1, 2, \dots, r, \quad (10)$$

where q and r are the number of particles in the group and members in the particle, respectively and m denotes the number iterations (generations). Besides, $v_{j,k}(m)$ and $x_{j,k}(m)$ are the current position and the velocity of j^{th} particle at iteration m and w is the inertia weight factor.

The constants c_1 and c_2 represent the weighting of the stochastic acceleration terms that pull each particle moves toward $pbest_j$ and $gbest_i$ positions. Low values allow particles to roam far from the target regions before being tugged back. On the other hand, high values result in abrupt movement toward, or past, target regions. Hence, the acceleration constants are often set to be 2.0 according to past experiences. However, other choices are also available and, normally, its range is from 0 to 4 [8-10]. Note that $rand()$, $Rand()$ are random numbers between 0 and 1.

The velocities of the particles are limited within the interval $[v_{j,min}, v_{j,max}]$. The selection of inertia weight w provides a balance between the global wide-range exploration and the local nearby exploration abilities of the swarm, which is set according to [9]

$$w = w_{max} - \frac{w_{max} - w_{min}}{iter_{max}} \times iter, \quad (11)$$

where w_{min} and w_{max} are the minimum value and maximum value of inertia weight w , respectively, $iter_{max}$ is the maximum number of iterations (generations) and $iter$ is the current number of iterations.

3.3. MPPT using PSO-FLC

In our work, the PSO algorithm is employed for optimally searching the FLC parameters in the MPPT system. Throughout this paper, the proposed controller will be referred to as "PSO-FLC". Essentially, the algorithm is utilized to determine the parameters mf_{ij} and C^d described in Section 3.1 so that the MPPT system can achieve the better tracking performance. In our context, the particle x_j represents the parameters in the premise and consequence of the FLC, i.e.,

$$x_j = \left\{ mf_{j1}, mf_{j2}, mf_{j3}, mf_{j21}, mf_{j22}, mf_{j23}, \dots, C^1, \dots \right\}, \quad (12)$$

where, mf_{ij} is the tuning point in the premise and C^i is the tuning point in the consequence of the PSO-FLC. If there are q particles in the group, the dimension of the group is $q \times r$. After each iteration (c.f. (9) and (10)), the updated parameters are tested. More specifically, compatibility between the output of the MPPT using the FLC with the parameters and the I-V curve depicted in Fig. 2 is verified.

The fitness function f used for evaluating each particle in the group is defined as

$$f = \frac{1}{MPP_{step}}, \quad (13)$$

where MPP_{step} is the number for iterations to reach the MPP. The searching procedures of the proposed PSO-FLC are presented as follows.

Step 1: Specify the lower and upper bounds of the controller parameters and initialize randomly the particles of the group including searching points, velocities, $pbest$, and $gbest$.

Step 2: For each initial particle x_j of the group, employ the criterion to verify the PSO-FLC, to test the PSO-FLC with the variety power curves and record the summation of numbers of operation steps to reach the MPP.

Step 3: Calculate the evaluation value f of each particle in the group using the fitness function given by (13)

Step 4: Compare each particle's evaluation value with its $pbest$. The best evaluation value among the $pbest$ is denoted as $gbest$.

Step 5: Modify the member velocity v_j of each particle x_j according to (9).

Step 6: Check the velocities of the particles are limited within $[V_g^{min}, V_g^{max}]$.

Step 7: Modify the member position of each particle x_j according to (10).

Step 8: If the number of iterations reaches the maximum, then go to Step 9. Otherwise, go to Step 2.

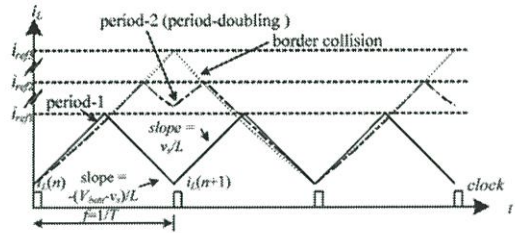
Step 9: The particle that generates the latest $gbest$ is the optimal controller parameter for PSO-FLC.

4. BIFURCATION CONTROL AND STABILITY

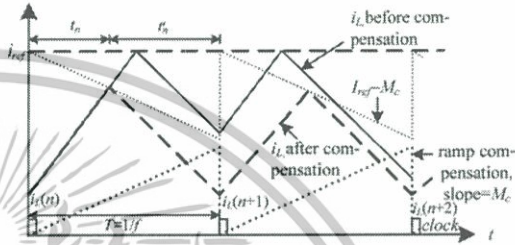
Similar to other power electronic applications, the nonlinear characteristics of the switching device in the CMBC may lead the system to the bifurcation [14]. To guarantee stable operation of the proposed MPPT using PSO-FLC, one of the critical design issues is the bifurcation or chaos control [15]. Fig. 4 illustrates the concept beyond the bifurcation control of our system.

4.1. CMBC characteristics

The inductor current waveform i_L in the CMBC (c.f. Fig. 1) plotted at different reference current i_{refj} , $j = \{1, 2,$



(a) Without ramp compensation.



(b) With ramp compensation.

Fig. 4. Inductor current i_L of CMBC.

3} is depicted in Fig. 4(a), where solid, dash and dotted line represent the period-1, period-2 and border collision, respectively. At i_{ref1} the CMBC marginally operates in the period-1 stable region [17], i.e., the period of i_L is equal to T . From the figure, it is verified that

$$i_L(n+1) = i_{ref} - \left(\frac{V_{batt} - v_s}{L} \right) T + \frac{V_{batt} dT}{L} - \frac{v_s dT}{L} \quad (14)$$

and

$$dT = \frac{L}{v_s} (i_{ref} - i_L(n)). \quad (15)$$

By substituting (15) into (14), the inductor current can be iteratively computed by [17]:

$$i_L(n+1) = \left(\frac{-d}{1-d} \right) i_L(n) + \frac{i_{ref} V_{batt}}{v_s} - \left(\frac{V_{batt} - v_s}{L} \right) T, \quad (16)$$

where d is the duty ratio which is $d = (V_{batt} - v_s) / V_{batt}$. When i_{ref} increases, i_L may operate in period-2 known as the period-doubling at which $i_{ref} > i_{ref2}$ (dotted line) until it submits to the border collision and then becomes chaotic at which $i_{ref} > i_{ref3}$. The time index n corresponding to the switching time of the switch S is chosen to be different from k , which corresponds to the sampling time of the A/D for v_s and i_L measurement.

It is apparent from the figure that $i_L(n)$ and $i_L(n+1)$ are not necessarily equal. The difference between $i_L(n)$ and $i_L(n+1)$ in (16) indicates the different operation modes, i.e. period-1, period-2 and border collision, and is determined by the duty ratio d .

4.2. Bifurcation control using ramp compensation

By using (16) and geometric inspection of Fig. 4(a), the stability of the CMBC is guaranteed under the

condition that $i_L(n)=i_L(n+1)$ or equivalently at steady state condition as:

$$d \leq 0.5. \tag{17}$$

In other words, the CMBC must operate with the duty ratio d set below 0.5 in order to maintain the stable period-1 operation [17]. With the compensation using a variable ramp m_c , the reference i_{ref} decreases before being compared with i_L as shown by the dashed-dot line in Fig. 4(b). It is verified that to guarantee the condition in Eq. (17), the slope of the variable-ramp m_c must satisfy the following condition [17]:

$$\frac{m_c L}{v_s} = M_c (v_s) \geq \frac{V_{batt}}{2v_s} - 1. \tag{18}$$

For simplicity, we have defined the normalized slope $M_c = m_c L / v_s$ in the above equation.

The dynamic response of the CMBC were addressed in [17,22], which reveals that as we attempt to increase m_c or equivalently M_c to avoid the bifurcation, the transient response of the system is deteriorated.

4.3. Overall stability analysis

The proposed MPPT system consists of the tracking mechanism and the CMBC. Therefore, in addition to the bifurcation control in the CMBC, other stability criteria of the system must also be addressed.

To this end, we firstly introduce a small signal model of the system. Basically, the system parameters can be decomposed into two components, particularly DC and AC components. For example, the reference current i_{ref} , inductor current i_L and duty ratio can be respectively decomposed as

$$\begin{aligned} i_L &= I_L + \hat{i}_L, \\ i_{ref} &= I_{ref} + \hat{i}_{ref}, \\ d &= D + \hat{d}, \end{aligned} \tag{19}$$

where I_L , I_{ref} and D are the DC components of the inductor current, reference current and the duty ratio, respectively. Moreover, \hat{i}_L , \hat{i}_{ref} and \hat{d} denotes the AC components of the inductor current, reference current and the duty ratio, respectively.

Using the small-signal model reported in [2], a transfer function of the boost converter $G_{sboost}(s)$ is given by

$$G_{sboost}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-V_{batt}}{\left(LCs^2 + \frac{L}{R_{MPP}}s + 1 \right)}, \tag{20}$$

where \hat{v}_s denotes the AC component of the solar array output voltage around the MPP and $R_{MPP} = V_{MPP} / I_{MPP}$. Besides, V_{MPP} and I_{MPP} denote the voltage and current of the solar array at the MPP, respectively.

Furthermore, the unified modulator model representing the small signal model of the CMBC [12] is invoked. Consequently, the relationship between the duty ratio

\hat{d} , inductor current \hat{i}_L and reference current \hat{i}_{ref} is given by

$$\begin{aligned} \hat{d} &= \frac{2L}{TV_{batt}} \frac{1}{\left(\left(\frac{2Lm_c}{D'V_{batt}} + 2 \right) D' - 1 \right)} (\hat{i}_L - \hat{i}_{ref}) \\ &= F_m (\hat{i}_L - \hat{i}_{ref}), \end{aligned} \tag{21}$$

in which we have defined the modulator gain factor of the CMBC

$$F_m = \frac{2L}{TV_{batt}} \frac{1}{\left(\left(\frac{2Lm_c}{D'V_{batt}} + 2 \right) D' - 1 \right)}, \tag{22}$$

and $D' = 1 - D$. It was reported that to guarantee the stability of the CMBC F_m must be positive, i.e., $F_m > 0$ [12], which can be assured by the condition of m_c given by (18).

For the MPPT part, the small signal transfer function of the conventional PVVC algorithm $G_{MPPT}(z)$ is obtained [23] as:

$$G_{MPPT}(z) = \frac{\hat{i}_{ref}(z)}{\hat{v}_s(z)} = -K_s \frac{I_{MPP} z + 1}{I_{MPP} z^2 - z}. \tag{23}$$

Therefore, the MPPT with the CMBC of Fig. 1 can be represented by the small-signal block diagram depicted in Fig. 5(a), from which the open-loop transfer function is expressed as:

$$\begin{aligned} G(z) &= G_{MPPT}(z) \left(\frac{z-1}{z} \right) \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{G_{CMBC}(s)}{s} \right] \\ &= -K_s \frac{I_{MPP}}{V_{MPP}} \left(\frac{z+1}{z^2} \right) \mathcal{Z}^{-1} \left[\frac{G_{CMBC}(s)}{s} \right], \end{aligned} \tag{24}$$

where $\mathcal{Z}[\cdot]$ is the z transform and

$$G_{CMBC}(s) = \frac{G_F(s) G_{sboost}(s)}{1 + \frac{G_F(s) G_{sboost}(s)}{Ls}}, \tag{25}$$

where $G_F(s)$ is $F_m / (1 + F_m V_{batt} / Ls)$, therefore,

$$\begin{aligned} G_{CMBC}(s) &= \frac{-F_m V_{batt}}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R_{MPP}} + F_m V_{batt} C \right) s + \left(1 + \frac{F_m V_{batt}}{R_{MPP}} \right)}. \end{aligned} \tag{26}$$

As a consequence, the block diagram can be simplified as illustrated in Fig. 5(b).

The analysis given above provides us a design framework for the proposed current mode MPPT using the PVVC algorithm. Specifically, to avoid the bifurcation one should select the slope m_c according to (18), which implicitly ensures that the modulator gain factor F_m is positive. In effect, this confirms the stability of the CMBC in the system.

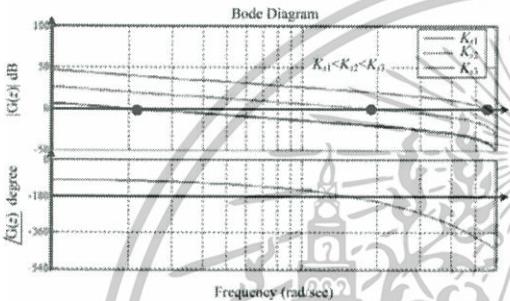
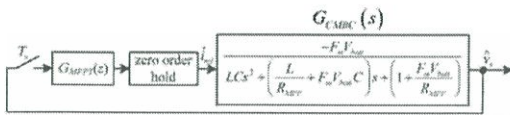
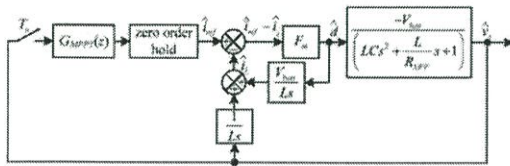


Fig. 5. Block diagram and frequency response.

From Fig. 5(b), it is also apparent that the loop gain of the system is also equal to $G(z)$. Since F_m depends on m_c and V_{batt} is fixed, a parameter that determines the overall stability of the system is the step-size corrector K_s . To guarantee the overall stability, K_s must be chosen such that the phase margin of the system is within $[0^\circ, 180^\circ]$ [23]. A small gain is preferable, but will limit the bandwidth of the system and thus deteriorate the transient response of the system. In other words, choosing K_s is a tradeoff between the stability and the transient response of the system. This is illustrated in Fig. 5(c), which shows the frequency response of the system with various values of K_s . The design framework can be extended to the current mode MPPT using the FLC. By comparing (2) and (8), it is straightforward to verify that the stability condition for the MPPT using the FLC is

$$\left| \frac{\sum_{l=1}^M C^l \xi_l}{\sum_{l=1}^M \xi_l} \right|_{\text{at } \Delta p_s(k) \text{ and } \Delta v_s(k)} \leq \left| K_s \frac{\Delta p_s(k)}{\Delta v_s(k)} \right|. \quad (27)$$

Therefore, once the optimal value for K_s is determined we need to compute the term $\Delta p_s(k)/\Delta v_s(k)$ to find the bound for C^l resulting in the bounded $\Delta i_{ref}(k)$. In practice, the ratio $\Delta p_s(k)/\Delta v_s(k)$ is estimated by the slope of the I-V curved provided by the solar array manufacturer.

5. EXPERIMENTAL RESULTS

5.1. Hardware implementation

To evaluate performances of the proposed system, the MPPT system was developed by C-programming on RISC PIC16F876A microcontroller [24] equipped with MAX 503 D/A 10 bit resolution with free-running clock $f = 1/T$ (25kHz) generated from PWM unit to provide the reference current i_{ref} . Fig. 6(a) and (b) depict the block diagram of the proposed system and its hardware experimentation, respectively.

A sampling interval for the FLC algorithm was selected to be 50ms. The variable-ramp compensation was employed to avoid the bifurcations by providing an optimal slope m_c for the CMBC, depending on the voltage of the PV array or the current charging through C_{ramp} in the compensation circuit. Thus, the slope

$$m_c = \frac{1}{R_{ramp} C_{ramp}} (0.5V_{batt} - v_s) = 8,000 \times (0.5V_{batt} - v_s). \quad (28)$$

The current of the solar array was drawn by the CMBC and fed through to a 12V battery bank. The CMBC model was invoked with its parameters given in Table 2.

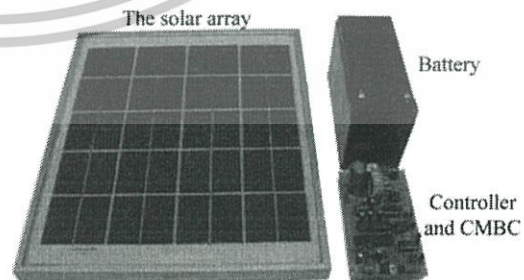
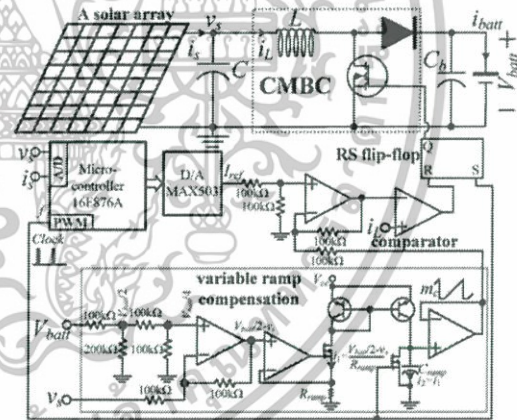


Fig. 6. The proposed system.

Table 2. CMBC parameters.

Variable	Definitions
Capacitors (C and C_b)	2,200 μ F and 470 μ F
Inductor (L)	160 μ H
Switching Freq ($1/T$)	25kHz
Output voltage (v_{out})	12-15V, a voltage of the battery bank
Input voltage (v_{in})	0-9V, from a PV panel

5.2. Performances of PSO-FLC

Firstly, performances of the current mode MPPT using the conventional FLC based on trial-and-error and the proposed PSO-FLC were compared. The symmetrical triangular-shaped MMF was invoked for both input variables, i.e., $e_c(k)$ and $\Delta e_c(k)$ as depicted in Fig. 7(a) and (b), respectively. Besides, Table 3 collects the fuzzy rule for $\Delta i_{ref}(k)$ obtained by trial-and-error basis. Note that mf_i is the tuning point of MMFs.

For the proposed PSO-FLC, the symmetrical triangular-shaped MMF was also used for both $e_c(k)$ and $\Delta e_c(k)$. Using the solar array characteristics supplied by the manufacturer, the initial ranges of parameters were selected as:

$$mf_i \in [0, 10] \tag{29}$$

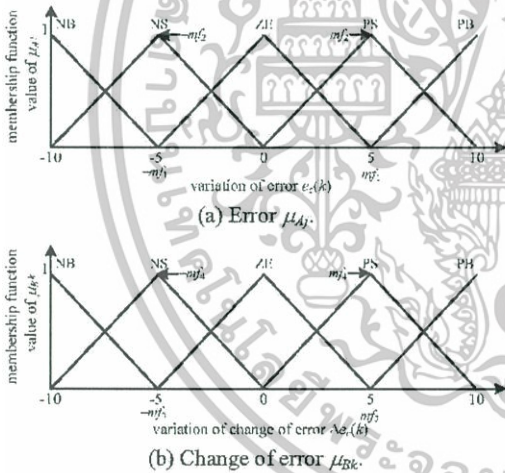


Fig. 7. Membership functions of the FLC for MPPT.

Table 3. Fuzzy rule base table of $\Delta i_{ref}(k)$ for FLC.

$e_c(k)$ \ $\Delta e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.275)	C^3 (0.250)	C^4 (0.225)	C^5 (0.200)
NS	C^6 (0.175)	C^7 (0.150)	C^8 (0.125)	C^9 (0.100)	C^{10} (0.075)
ZE	C^{11} (0.050)	C^{12} (0.025)	C^{13} (0.000)	$-C^{12}$ (-0.025)	$-C^{11}$ (-0.050)
PS	$-C^{10}$ (-0.075)	$-C^9$ (-0.100)	$-C^8$ (-0.125)	$-C^7$ (-0.150)	$-C^6$ (-0.175)
PB	C^5 (-0.200)	$-C^4$ (-0.225)	$-C^3$ (-0.250)	$-C^2$ (-0.275)	$-C^1$ (-0.300)

and

$$C^l \in [0, 0.300]. \tag{30}$$

The group size of initial generation was selected to be 100 with w_{max} of 0.9 and w_{min} of 0.4. The maximum number of generations was set to be 200. After performing the PSO algorithm 32 times, many optimized results were valid. The convergence was found at 48 iterations reaching the different MPPs of the solar array under different conditions. After convergence, the tuning points for all MMFs were obtained as shown in Fig. 8(a)

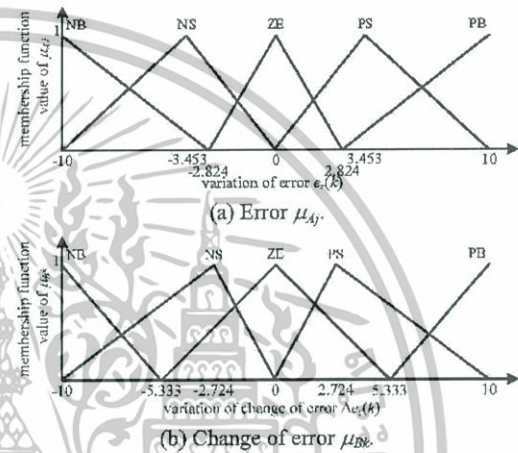


Fig. 8. Membership functions of the PSO-FLC for MPPT.

Table 4. Fuzzy rule base table of $\Delta i_{ref}(k)$ for the proposed PSO-FLC.

$e_c(k)$ \ $\Delta e_c(k)$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	C^1 (0.300)	C^2 (0.196)	C^3 (0.185)	C^4 (0.181)	C^5 (0.169)
NS	C^6 (0.149)	C^7 (0.137)	C^8 (0.133)	C^9 (0.118)	C^{10} (0.111)
ZE	C^{11} (0.108)	C^{12} (0.014)	C^{13} (0.000)	$-C^{12}$ (-0.014)	$-C^{11}$ (-0.108)
PS	$-C^{10}$ (-0.111)	$-C^9$ (-0.118)	$-C^8$ (-0.133)	$-C^7$ (-0.137)	$-C^6$ (-0.149)
PB	C^5 (-0.169)	$-C^4$ (-0.181)	$-C^3$ (-0.185)	$-C^2$ (-0.196)	$-C^1$ (-0.300)

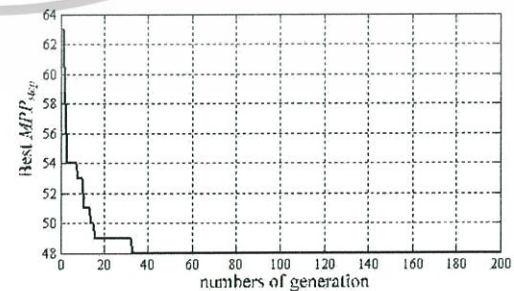


Fig. 9. Variety performance function.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

and (b), respectively. In addition, Table 4 provides the fuzzy rule for $\Delta i_{ref}(k)$ obtained from the PSO algorithm.

The variety of the performance function f in (13) of the optimization process is shown in Fig. 9. The example

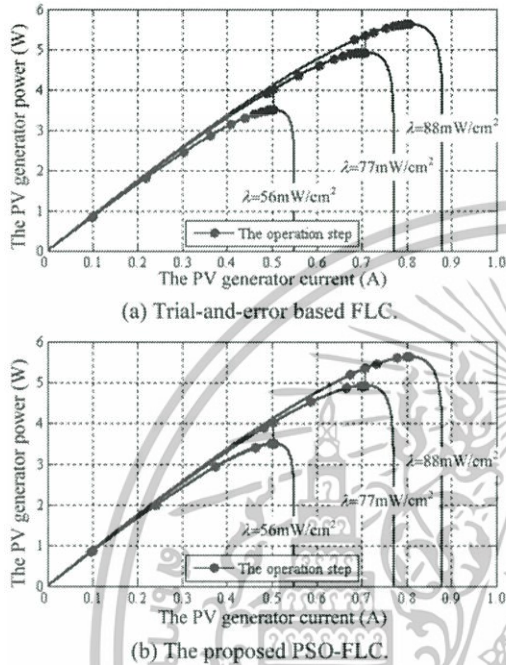


Fig. 10. Operation step on P-I power curve.

of comparisons of MPPT results between FLC set up by trial-and-error and PSO-FLC are depicted in Fig. 10(a) and (b), respectively when testing both algorithms at different MPPT conditions. It can be seen that the PSO-FLC requires less numbers of steps to reach the MPP than the trial-and-error based FLC.

The performances of the proposed PSO-FLC algorithm is evaluated using the hardware prototype described in Section 5.1. All the experiments described in this section are carried out with the compensated CMBC demonstrated in Section 5 due to the superior performance. Fig. 11(a) and (b) depict the experimental results of conventional FLC and the proposed PSO-FLC with variable-ramp compensation for CMBC under light intensity of 56mW/cm^2 and temperature of 35°C .

It is noticed that the PSO-FLC demonstrates superior responses with the settling time (t_s) of 0.4s compared with t_s of 1.2s in trial-and-error based FLC. In addition, the PSO-FLC with the proposed variable compensation for CMBC provides the fast transient response and stable in steady state for MPPT in the PV system.

5.3. Bifurcation control and stability

Fig. 12(a) and (b) show the experimental results for FLC based MPP tracking with uncompensated CMBC under light intensity of 56mW/cm^2 and temperature of 35°C . The MPP of the solar array in prototype system corresponding to these operating conditions is 3.62W. Fig. 12(a) shows the tracked power obtained from the prototype system with the battery voltage being 14V state of charge. It is seen that the power reaches the MPP within 0.9s, but tends to be unstable in the steady state. This is because the inductor current submits to period-2

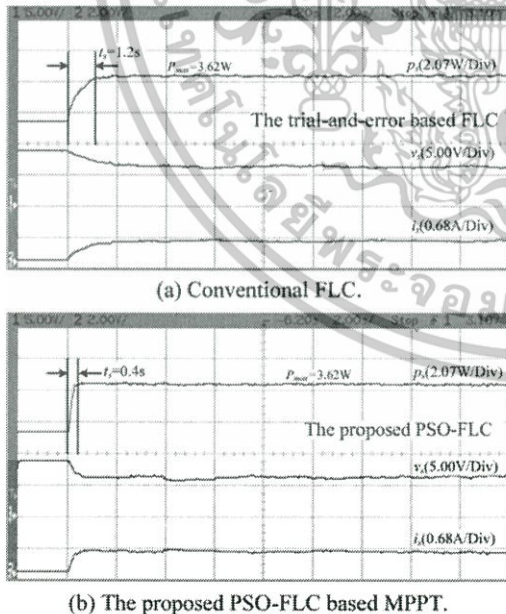


Fig. 11. The experimental results with bifurcation compensation of CMBC: power, voltage and current of the solar array.

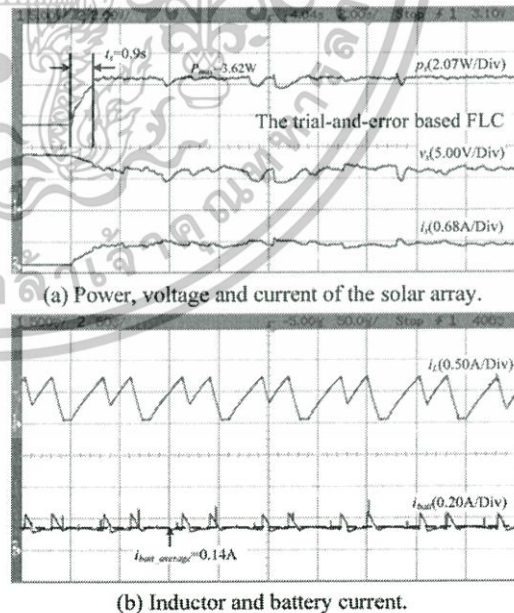


Fig. 12. FLC based MPP tracking without bifurcation compensation of CMBC.

operation in steady state as shown in Fig. 12(b). Moreover, the DC-link current flowing through the battery is also unstable in the steady state as shown in Fig. 12(b). The battery current is approximately 0.14A.

Fig. 13(a) and (b) illustrate the experimental results with the variable-ramp compensation from the CMBC. The operating conditions of solar array and other systems are kept as same as the case with uncompensated CMBC. As can be seen in Fig. 13(a), the tracked power curve is stable and smooth in the steady state operation at the MPP. The response time to reach the MPP is about 1.2s. Slight increase in the response time can be observed due to the slower transient response from the slope of compensating ramp m_c [17]. Note that the Fig. 13(a) replicates with Fig. 11(a).

In this operation condition shown in Fig. 13(b), the inductor current is submitted to period-1 with the limitation for the ripple of i_L as Δi_L at 0.75A. Comparing with Fig. 12(b), the DC-link current flowing through the battery is stable in the steady state at about 0.25A. This is about 1.8 times increase compared with the battery current for uncompensated CMBC.

Next experiments aim to compare the performance of the proposed algorithm and the conventional algorithm. The light source is turned on at $t=0$ s under the light intensity of 88mW/cm^2 and temperature of 35°C . The MPP corresponding to this operating condition is 5.58W . Fig. 14(a) and (b) show the tracked power of the conventional MPPT using the PVVC algorithm with the step-size corrector K_s , being 0.05 and 0.25, respectively. It is seen that the smaller K_s results in the longer tracking time t_r of 1.6s as compared with 0.3s of the larger K_s . Nonetheless, the smaller K_s provide us smaller

fluctuations than the larger one. This confirms a trade-off between performance indices, i.e., the tracking time and the suppression of fluctuation in generated power at the steady state.

At any rate, the MPPT using the PVVC algorithm is outperformed by the MPPT using the PSO-FLC. This is

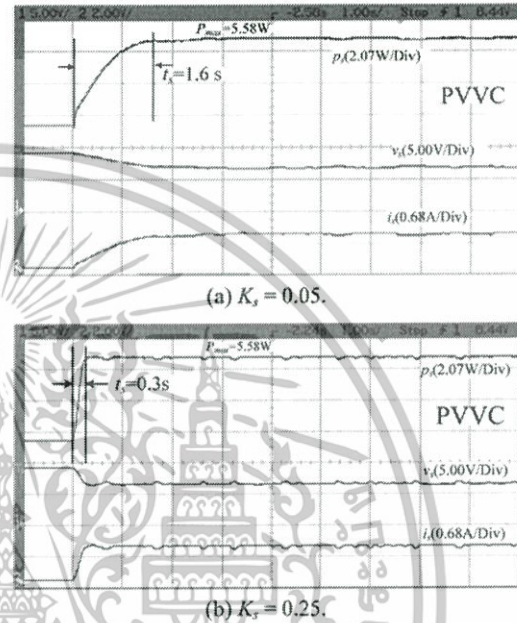


Fig. 14. MPPT using PVVC method: power, voltage and current.

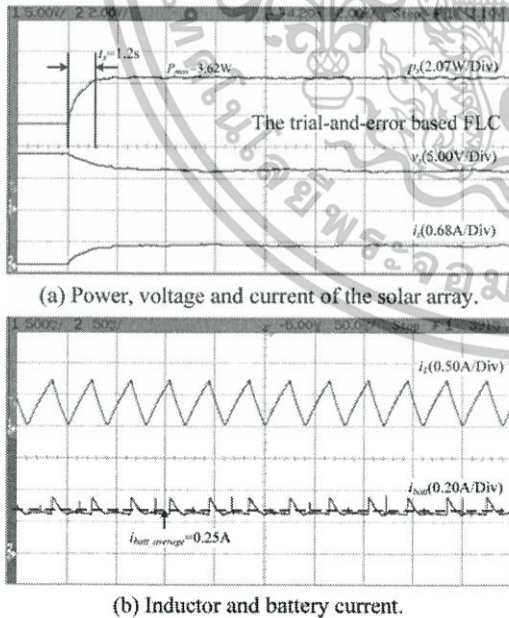


Fig. 13. FLC based MPP tracking with bifurcation compensation of CMBC.

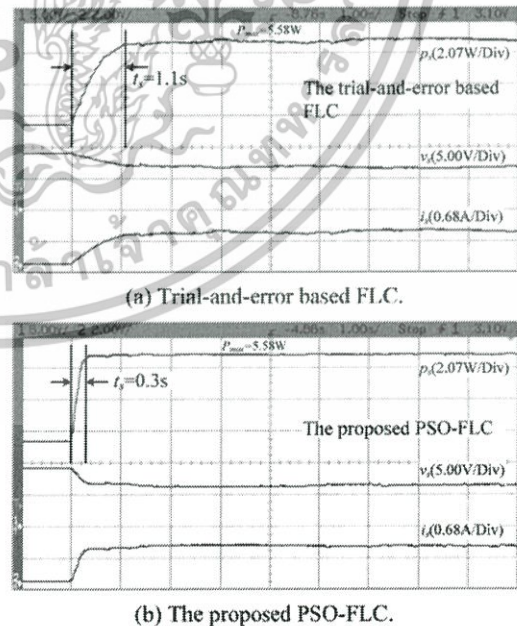


Fig. 15. MPPT: power, voltage and current.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

demonstrated by Fig. 15(a) and (b), which show the MPP tracking results obtained from the trial-and-error based FLC and the proposed PSO-FLC respectively. In this experiment, the parameters given in Section 5.2 are used for the trial-and-error based FLC. The proposed PSO-FLC method demonstrates superior response with t_s of 0.3s to t_s of 1.1s in the trial-and-error based FLC. As seen in Fig. 15(b), the steady state of MPPT of the proposed method shows very little power fluctuation. It is noted that the tradeoff in the conventional MPPT (i.e., between response time and the suppression of steady state fluctuation) is not critical for the proposed PSO-FLC method, both features can be maintained.

5.4. Performances under dynamic environment

The systems tracking performance was also assessed under various light intensities. The light intensity was set to be 77mW/cm^2 from $t=0$ to $t=8\text{s}$, 88mW/cm^2 from $t=8\text{s}$ to $t=28\text{s}$ and 56mW/cm^2 from $t=28\text{s}$ onwards. The temperature of the solar array was kept at 35°C during

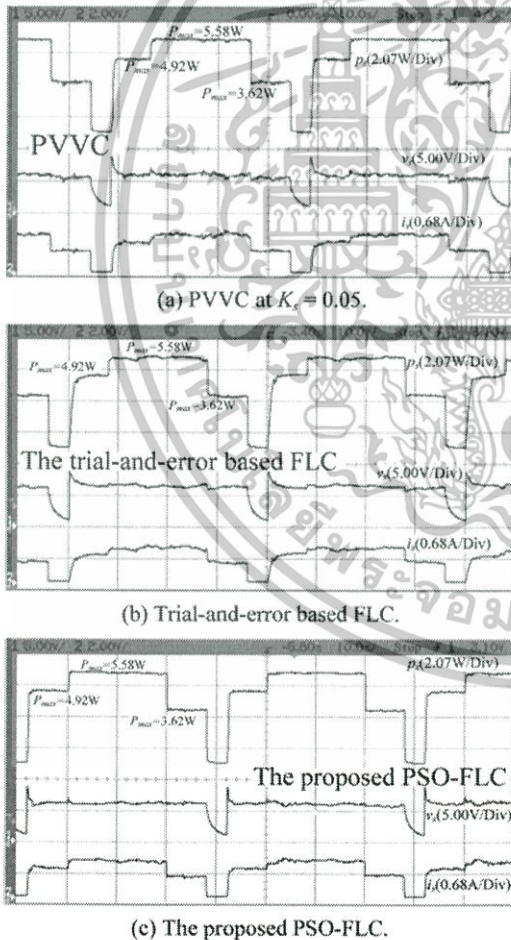


Fig. 16. MPPT under varied light intensities: power, voltage and current.

these tests. The various light intensities result in three maximum power points of 4.92W, 5.58W and 3.62W, respectively.

The results obtained from the MPPT are shown in Fig. 16(a) for the PVVC algorithm with $K_s = 0.05$. In addition, the results of the trial-and-error based FLC and the proposed PSO-FLC system were depicted in Fig. 16(b) and (c), respectively. It is clear that the proposed PSO-FLC can track the MPP relatively fast and yet with very small fluctuation in the steady state even under the time-varying environment.

6. CONCLUSIONS

A PV system utilized novel fuzzy logic tuned by particle swarm optimization for maximum power point tracking has been discussed. The particle swarm optimization for tuning optimal fuzzy logic controller, i.e. PSO-FLC for maximum power point tracking has been implemented, and the advantages of the method have been demonstrated. The proposed PV system has employed a current-mode boost converter with bifurcation control. The stability analysis has provided the design framework for the controller. The experimental results have shown that the variable-ramp compensation technique can eliminate the fluctuations caused by bifurcation and allows the stable operation of the converter. It has been found that the proposed PSO-FLC offers significantly faster tracking speeds compared with the conventional MPPT method and trial-and-error based fuzzy logic controller for operation under various light intensities.

REFERENCES

- [1] T. Markvart, *Solar Electricity*, John Wiley & Sons, Chichester, 1994.
- [2] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, pp. 963-973, July 2005.
- [3] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and N. C. Voulgaris, "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, pp. 46-54, January 2001.
- [4] N. Khaehintung, K. Pramotung, B. Tuvirat, and P. Sirisuk, "RISC-microcontroller built-in fuzzy logic controller of maximum power point tracking for solar-powered light-flasher applications," *Proc. of the 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronic Society*, pp. 2673-2678, November 2004.
- [5] N. Patcharaprakiti and S. Premrudeepreechacharn, "Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system," *Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 1, pp. 372-377, January 2002.
- [6] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and W. Kurutach, "A novel ANFIS controller for maximum power point tracking in photovoltaic systems," *Proc. of the 5th IEEE International Conference on Power Electron-*

- ics and Drive Systems*, pp. 833-836, November 2003.
- [7] M. G. Na, "Design of a genetic fuzzy controller for the nuclear steam generator water level control," *IEEE Trans. on Nuclear Science*, vol. 45, pp. 2261-2271, August 1998.
- [8] A. Chatterjee, K. Pulasinghe, K. Watanabe, and K. A. I. K. Izumi, "A particle-swarm-optimized fuzzy-neural network for voice-controlled robot systems," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 1478-1489, December 2005.
- [9] Z. L. Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19, pp. 384-391, June 2004.
- [10] D. W. Boeringer and D. H. Werner, "Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 771-779, March 2004.
- [11] Y. T. Hsiao and C. H. Chen, "Maximum power tracking for photovoltaic power system," *Proc. of the 37th IAS Annual Meeting Conference*, pp. 1035-1040, October 2002.
- [12] F. D. Tan and R. D. Middlebrook, "A unified model for current-programmed converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, pp. 397-408, July 1995.
- [13] K. Yongho, J. Hyunmin, and K. Deokjung, "A new peak power tracker for cost-effective photovoltaic power system," *Proc. of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, pp. 1673-1678, August 1996.
- [14] W. C. Y. Chan and C. K. Tse, "Study of bifurcations in current-programmed DC/DC boost converters: from quasiperiodicity to period-doubling," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, vol. 44, pp. 1129-1142, December 1997.
- [15] M. D. Bernardo, F. Garefalo, L. Glielmo, and F. Vasca, "Switchings, bifurcations, and chaos in DC/DC converters," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, vol. 45, pp. 133-141, February 1998.
- [16] D. He and R. M. Nelms, "Fuzzy logic average current-mode control for DC-DC converters using an inexpensive 8-bit microcontroller," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1531-1538, November-December 2005.
- [17] C. K. Tse and Y. M. Lai, "Control of bifurcation in current-programmed DC/DC converters: a reexamination of slope compensation," *Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. I-671-674, June 2000.
- [18] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and A. Kunakorn, "Implementation of fuzzy logic controller for bifurcation control of a current-mode boost converter," *Proc. of the 7th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1240-1244, November 2007.
- [19] K. Siri, "Study of system instability in solar-array-based power systems," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, pp. 957-964, July 2000.
- [20] T. Eswam and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Trans. on Energy conversion*, vol. 22, pp. 439-449, June 2007.
- [21] J. J. Jassbi, P. J. A. Serra, R. A. Ribeiro, and A. Donati, "A comparison of mandani and sugeno inference systems for a space fault detection application," *World Automation Congress*, pp. 1-8, July 2006.
- [22] C. K. Tse, Y. M. Lai, and M. H. L. Chow, "Control of bifurcation in current-programmed DC/DC converters: an alternative viewpoint of ramp compensation," *Proc. of the 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronic Society*, pp. 2413-2418, October 2000.
- [23] P. Huynh and B. H. Cho, "Design and analysis of a microprocessor-controlled peak-power-tracking system [for solar cell arrays]," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 32, pp. 182-190, January 1996.
- [24] Microchip, *PIC16F87XA Datasheet*, 2003.



Noppadol Khaehintung received his B.Eng. in Control Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang in 1994, and his M.Eng. from Mahanakom University of Technology in 2003. He is currently a D.Eng. candidate at the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. His research interests include automatic control and artificial intelligent for control systems.



Anantawat Kunakorn graduated with his B.Eng (Hons) in Electrical Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand in 1992. He received his M.Sc in Electrical Power Engineering from University of Manchester Institute of Science and Technology, UK in 1996, and his Ph.D. in Electrical Engineering from Heriot-Watt University, Scotland, UK in 2000. He is currently an Associate Professor at the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. He is a member of IFFF. His research interest is electromagnetic transients in power system.



Phaophak Sirisuk received his B.Eng. (Hons) in Telecommunication Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang in 1992, and his M.Sc. and Ph.D. from Imperial College of Science, Technology and Medicine, UK in 1994 and 2000 respectively. He is currently an Assistant Professor at the Department of Computer Engineering,

Mahanakom University of Technology. His research interest includes signal processing, adaptive filtering, artificial intelligent control and integrated circuit design.

ประวัติผู้เขียน

นายพนพล แชนินตั้ง เกิดเมื่อวันที่ 27 กุมภาพันธ์ พ.ศ.2515 ที่จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จ การศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระ จอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังปี 2537 ปริญญาโทวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี มหานครปี 2545 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาเอก หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังในปีการศึกษา 2548 งานวิจัยที่สนใจ คือ การควบคุมแบบอัตโนมัติ และการประยุกต์ใช้ทฤษฎีของการควบคุมกับ วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้