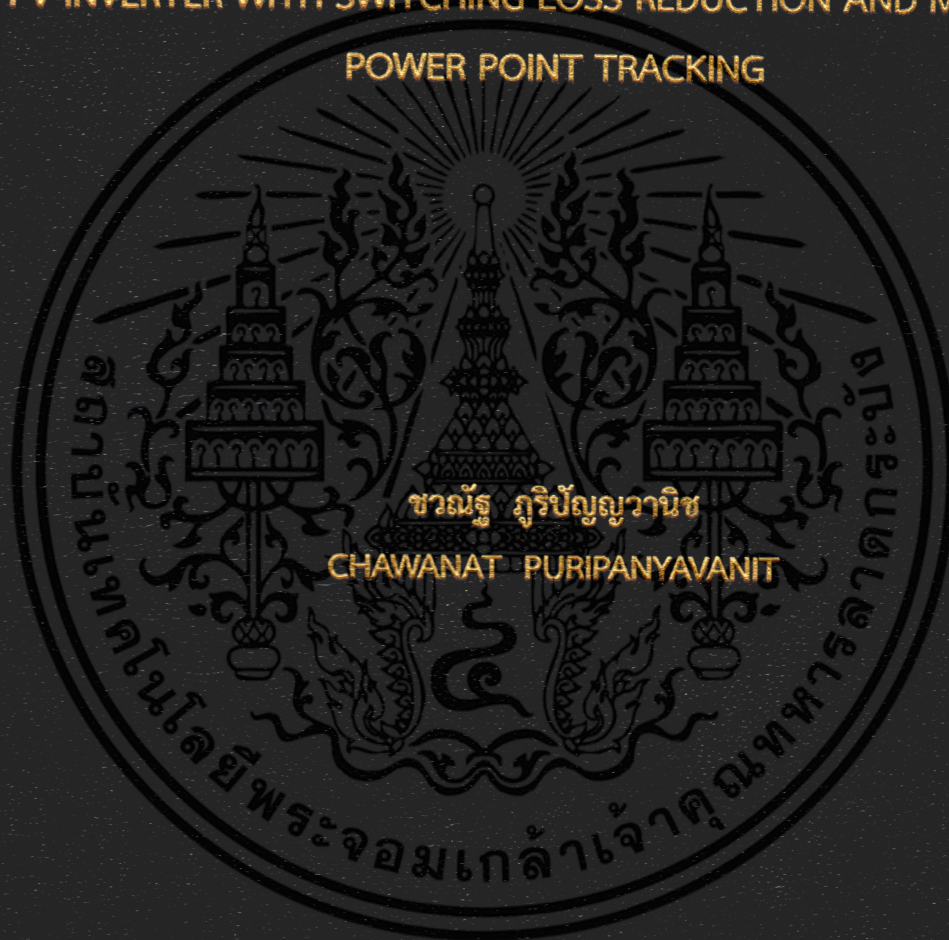


การประเมินสมรรถนะของพีวีอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกับกริดภายใต้  
การลดความสูญเสียการสวิตช์และการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด

PERFORMANCE EVALUATION OF A SINGLE-PHASE GRID-CONNECTED  
PV INVERTER WITH SWITCHING LOSS REDUCTION AND MAXIMUM  
POWER POINT TRACKING



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2558

KMITL-2015-EN-M-020-207

การประเมินสมรรถนะของพีวีอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกับกริดภายใต้  
การลดความสูญเสียการสวิตช์และการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด

PERFORMANCE EVALUATION OF A SINGLE-PHASE GRID-CONNECTED  
PV INVERTER WITH SWITCHING LOSS REDUCTION AND MAXIMUM  
POWER POINT TRACKING



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ.2558

KMITL-2015-EN-M-020-207

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประเมินสมรรถนะของพีวีอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกับกริดภายใต้  
การลดความสูญเสียการสวิตช์และการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด

PERFORMANCE EVALUATION OF A SINGLE-PHASE GRID-CONNECTED  
PV INVERTER WITH SWITCHING LOSS REDUCTION AND MAXIMUM  
POWER POINT TRACKING



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ.2558

KMITL-2015-EN-M-020-207

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PERFORMANCE EVALUATION OF A SINGLE-PHASE GRID-CONNECTED  
PV INVERTER WITH SWITCHING LOSS REDUCTION AND MAXIMUM  
POWER POINT TRACKING



CHAWANAT PURIPANYAVANIT

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

2015

KMITL-2015-EN-M-020-207

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2015

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การประเมินสมรรถนะของพีวีอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกับกริดภายใต้การลดความสูญเสียการสวิตช์และการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด

Thesis Title Performance Evaluation of a Single-Phase Grid-Connected PV Inverter with Switching Loss Reduction and Maximum Power Point Tracking

นักศึกษา นายชวณัฐ ภูริปัญญาวิช

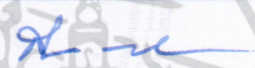



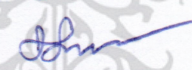
รหัสประจำตัว 55610724

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2015-EN-M- 020 - 207

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ดร.สมภาพ	ผลไม้	
ผศ.ดร.วรชาติ	สุวรรณงาม	
ผศ.ดร.บุญยัง	ปลั่งกลาง	
รศ.ดร.สุพัฒน์	กิตติรัตน์สัจจา	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 3 ธันวาคม พ.ศ. 2558 เวลา 13.00-15.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

  
(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 3 ธันวาคม พ.ศ. 2558

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประเมินสมรรถนะพีวีอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกริด ภายใต้การลดความสูญเสียการสวิตช์และการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด
นักศึกษา	นายชวณัฐ ภูริปัญญวานิช
รหัสนักศึกษา	55610724
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2558
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รองศาสตราจารย์ ดร.วิจิตร กิณเรศ

## บทคัดย่อ

ในปัจจุบันประเทศไทยมีการใช้พลังงานที่เพิ่มมากขึ้นอย่างมาก จึงทำให้เกิดปัญหาการขาดแคลนพลังงานไฟฟ้าเนื่องจากปริมาณก๊าซธรรมชาติที่เหลือน้อยลงและการประท้วงการสร้างโรงไฟฟ้าพลังงานนิวเคลียร์จึงทำให้ปัญหาการขาดแคลนพลังงานไฟฟ้าเป็นปัญหาใหญ่มากในปัจจุบัน พลังงานทดแทนจึงเป็นพลังงานทางเลือกที่จะเข้ามาแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นได้ ในวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นไปที่ระบบโซลาร์เซลล์และการพัฒนาระบบโซลาร์เซลล์ให้มีประสิทธิภาพสูงสุด อุปกรณ์ที่สำคัญมากที่สุดในระบบโซลาร์เซลล์อันหนึ่งก็คือพีวีอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นเราสามารถพัฒนาประสิทธิภาพของระบบโซลาร์เซลล์ได้โดยพัฒนาประสิทธิภาพของพีวีอินเวอร์เตอร์

ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอเทคนิคการลดการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์หนึ่งกึ่งโดยการลดการสูญเสียนั้นทำได้โดยใช้เทคนิคซีโรครอสซิงควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งกึ่งและอีกหนึ่งกึ่งใช้เทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิส และจะมีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์และการสูญเสียที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์ของเทคนิคควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสแบบดั้งเดิมกับเทคนิคที่นำเสนอ การจำลองเพื่อยืนยันความถูกต้องนั้นได้ใช้โปรแกรม Matlab/Simulink ในการจำลอง และได้มีการสร้างฮาร์ดแวร์ต้นแบบและทำการทดลองเพื่อยืนยันทฤษฎี นอกจากนี้ยังมีการใช้อัลกอริทึมติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดเพื่อที่จะให้อินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดให้กับระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการจำลองและผลการทดลองชี้ให้เห็นว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคแบบที่นำเสนอมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าและมีการสูญเสียที่ต่ำกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบดั้งเดิม ผลการจำลองและผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคทั้งสองอย่างทำงานได้ดีเมื่อใช้ร่วมกับระบบโซลาร์เซลล์และสุดท้ายอัลกอริทึมติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดสามารถติดตามกำลังไฟฟ้าได้เป็นไปตามทฤษฎี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่ออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	Performance Evaluation of A Single-Phase Grid-Connected PV Inverter with Switching Losses Reduction and Maximum Power Point Tracking
<b>Student</b>	Mr. Chawanat Puripanyavanit
<b>Student ID</b>	55610724
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2015
<b>Thesis Advisor</b>	Associate Professor Dr. Vijit Kinnares

## ABSTRACT

Nowadays, there is an exponentially increasing demands of electrical energy. The electrical supply is insufficient and the use of natural resources or nuclear power plant to produce electricity receive severe criticisms from the general public. Electricity from renewable resources however has been receiving great support and provides a solution to this problem. This thesis will focus on the solar cell system and to maximize this system. One of the most important equipment of solar cell system is inverter. Therefore, the efficiency of solar cell system will be improved by improving the efficiency of PV inverter.

This thesis introduces an effective technique to reduce semiconductor switching losses in one branch of inverter. The switching losses are reduced by using zero crossing technique to control one branch, and the other branch will be controlled by hysteresis current control. The overall switching losses and efficiency between standard current control technique and the proposed technique will be compared. Performances of the proposed inverter is compared with the performances of the conventional fixed-band. The simulation results verify the correctness of operation of the proposed switching technique by using Matlab/Simulink. The prototype hardware will be built and the experiment will be

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ<sup>|||</sup>อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

set up to confirm the proposed theory. Moreover, the maximum power point tracking algorithm will also be applied to maximize the power output of inverter.

In conclusion, the simulation results and experimental results show that the proposed technique have a higher efficiency, lower switching loss and lower switching frequency compare with the standard current control technique. Secondly, the simulation results and experimental results show that both techniques work well with solar cell system. Lastly, the third part of the experiment shows that the maximum power point tracking algorithm work quite well.



## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์, อาจารย์วันโณ ยีดำ, อาจารย์วีระ ธัญยาภิรักษ์, อาจารย์ เอกวิทย์ หายักวงษ์และนายวัชรินทร์ พรหมคุณ ขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่านในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบพระคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องวิจัย PMC(ECC405) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่คอยแนะนำและให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ อาจารย์ ปราบกฤต เหลืองประดิษฐ์ ที่ให้ใช้ห้องทดลองแหล่งกำเนิดแสงสำหรับ เซลล์แสงอาทิตย์

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ คุณแม่มาณี เปี่ยมกุลวนิช คุณพ่อชำนาญ ภูริปัญญาพานิช และนางสาว ฐานุต์ม พูลสัมฤทธิ์ ที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนทุกเรื่อง จนทำให้ข้าพเจ้า สามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชวณัฐ ภูริปัญญาพานิช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต่อVอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	III
กิตติกรรมประกาศ.....	V
สารบัญ.....	VI
สารบัญตาราง.....	X
สารบัญรูป.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตงานวิจัย.....	3
บทที่ 2 วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 โซล่าเซลล์.....	4
2.1.1 ประเภทของโซล่าเซลล์.....	4
2.1.2 ลักษณะกระแสและแรงดันของโซล่าเซลล์.....	5
2.1.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของแผงโซล่าเซลล์.....	6
2.2 การส่งกำลังกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์.....	7
2.3 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส.....	10
2.3.1 ลักษณะทั่วไปของพีวีอินเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกริด.....	10
2.3.2 พีวีอินเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกริดแบบชั้นเดียว.....	11
2.3.3 พีวีอินเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกริดแบบสองชั้น.....	12
2.4 การควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิส.....	13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางภา  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5 โหมตการทำงานของอินเวอร์เตอร์.....	18
2.6 การติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด.....	22
2.6.1 อัลกอริทึม P&O.....	22
2.6.2 การควบคุมฟลิกซ์ลอคจิก.....	23
2.6.3 โครงข่ายประสาทเทียม.....	23
2.7 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์.....	24
2.7.1 การสูญเสียภายในแกน.....	24
2.7.2 การสูญเสียจากการสวิตชิง.....	25
2.8 สรุป.....	26
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง.....	27
3.1 การออกแบบระบบจ่ายไฟฟ้าจากระบบโซล่าเซลล์.....	28
3.2 การออกแบบอินเวอร์เตอร์.....	29
3.2.1 ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส.....	29
3.2.2 วงจรไอจีบีทีโมดูล.....	30
3.2.3 วงจรขับเคลื่อน.....	30
3.2.4 วงจรประวิงเวลา.....	32
3.2.5 วงจรตรวจจับกระแส.....	33
3.2.6 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า.....	34
3.2.7 ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	35
3.3 สรุป.....	38
บทที่ 4 ผลการจำลองและผลการทดลอง.....	39
4.1 การจำลองและการทดลองอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกิตโดยต่อกับแหล่งจ่าย ไฟฟ้าแบบดีซี.....	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.1.1 การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	39
4.1.2 การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง....	44
4.1.3 การทดลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	50
4.1.4 การทดลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง...56	
4.2 การจำลองและการทดลองอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อการไฟฟ้าต่อกับโซล่าเซลล์โดยใช้แหล่ง กำเนิดแสงเทียม.....	62
4.2.1 การจำลองการทำงานของโซล่าเซลล์.....	62
4.2.2 การจำลองการทำงานของโซล่าเซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์.....	64
4.2.2.1 การจำลองการทำงานของโซล่าเซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การ ควบคุมแบบไปโพล่า.....	65
4.2.2.2 การจำลองการทำงานของโซล่าเซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การ ควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	68
4.2.3 การทดลองการทำงานของโซล่าเซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์.....	72
4.2.3.1 การทดลองการทำงานของโซล่าเซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การ ควบคุมแบบไปโพล่า.....	72
4.2.3.2 การทดลองการทำงานของโซล่าเซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การ ควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	77
4.3 การทดสอบการทำงานของอัลกอริทึมการติดตามจุดให้กำลังไฟฟ้าสูงสุดแบบ P&O เมื่อ ต่ออินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อการไฟฟ้ากับแหล่งกำเนิดแสงเทียม.....	83
4.3.1 การทดสอบการทำงานของ MPPT เมื่อใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	83
4.3.2 การทดสอบการทำงานของ MPPT เมื่อใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	86
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	87
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ VIII ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	89
ภาคผนวก.....	91
ภาคผนวก ก แหล่งกำเนิดแสงสำหรับโซล่าเซลล์.....	92
ภาคผนวก ข ชุดการทดลองและอุปกรณ์.....	103
ภาคผนวก ค การวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ.....	109
ภาคผนวก ง ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในการประชุมวิชาการ.....	113
ประวัติผู้เขียน.....	119



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่ออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ลักษณะข้อมูลจำเพาะของโซล่าเซลล์ SLP080-12.....	28
3.2 การเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส.....	29
4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง.....	41
4.2 ทดสอบค่าความแม่นยำของกระแสอ้างอิงของแบบไปโพล่า.....	51
4.3 การทดลองหาค่า sampling time ที่น้อยที่สุดที่ทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้.....	52
4.4 ทดสอบค่าความแม่นยำของกระแสอ้างอิงของแบบซีโรครอสซิง.....	57
4.5 ลักษณะจำเพาะของโซล่าเซลล์ STP080-12.....	63
4.6 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง.....	65
4.7 ค่ากระแสอ้างอิงที่ MPPT ของแต่ละระดับความเข้มแสงของไปโพล่า.....	73
4.8 ค่ากระแสอ้างอิงที่ MPPT ของแต่ละระดับความเข้มแสงของซีโรครอสซิง.....	77
4.9 ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	84
4.10 ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อXอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การต่อวงจรสมมูลของโซลาร์เซลล์.....	5
2.2 กราฟ I-V Curve ของแผงโซลาร์เซลล์.....	7
2.3 วงจรสมมูลของการถ่ายเทกำลังไฟฟ้า.....	7
2.4 เฟสเซอร์ไดอะแกรม.....	7
2.5 อินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบฟูลบริดจ์.....	10
2.6 บล็อกไดอะแกรมอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบชั้นเดียว.....	11
2.7 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบชั้นเดียว.....	12
2.8 บล็อกไดอะแกรมอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบสองชั้น.....	12
2.9 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบสองชั้น.....	13
2.10 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมการติดตามของกระแสฮิสเตอร์รีซิส.....	14
2.11 สัญญาณกระแสจริงภายในขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส.....	14
2.12 วงจรภาพรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	19
2.13 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	19
2.14 รูปคลื่นแรงดัน ( $V_s$ ) รูปคลื่นกระแส ( $I_s$ ) และแรงดันไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ ( $V_{con}$ ) ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	20
2.15 วงจรภาพรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	20
2.16 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	21
2.17 รูปคลื่นแรงดัน ( $V_s$ ) รูปคลื่นกระแส ( $I_s$ ) และแรงดันไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ ( $V_{con}$ ) ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่อ XI ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.18 แผนภาพแสดงการดำเนินงานของอัลกอริทึมพีแอนไอ.....	23
3.1 ระบบโดยรวมของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อโซลาร์เซลล์หนึ่งเฟสชนิดต่อกริด.....	27
3.2 ลักษณะการต่อโซล่าเซลล์.....	28
3.3 โครงสร้างไอจีบีทีโมดูลรหัส PM25RSB120.....	30
3.4 วงจรขับเคลื่อนที่สามารถสั่งใช้และหยุดการใช้งานของสัญญาณขับเคลื่อน.....	31
3.5 วงจรขับเคลื่อนต้นแบบ.....	31
3.6 วงจรประวิงเวลา.....	32
3.7 วงจรประวิงเวลาต้นแบบ.....	32
3.8 วงจรตรวจจับกระแสโดยใช้ Current Transducer แบบ Hall Effect.....	33
3.9 วงจรตรวจจับกระแสต้นแบบ.....	33
3.10 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์.....	34
3.11 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์.....	34
3.12 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าต้นแบบ.....	35
3.13 ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Delfino.....	35
3.14 โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Delfino.....	37
4.1 วงจรภาพรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	40
4.2 วงจรกำลังใน Matlab/Simulink ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 วงจรควบคุมใน Matlab/Simulink ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	40
4.4 รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	41
4.5 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่าที่ได้จากการจำลอง.....	42
4.6 การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่าที่ได้จากการจำลอง.....	42
4.7 ค่า $THDi_s$ ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่าที่ได้จากการจำลอง.....	43
4.8 ความถี่การสวิตชิงของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพล่า.....	43
4.9 วงจรภาพรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	44
4.10 วงจรกำลังใน Matlab/Simulink ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	45
4.11 วงจรควบคุมใน Matlab/Simulink ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	45
4.12 รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	46
4.13 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงที่ได้จากการจำลอง.....	46
4.14 การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงที่ได้จากการจำลอง.....	47
4.15 ค่า $THDi_s$ ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงที่ได้จากการจำลอง.....	47
4.16 ความถี่การสวิตชิงของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	48
4.17 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุม แบบไปโพล่าและแบบซีโรครอสซิง.....	48
4.18 ผลการจำลองเปรียบเทียบการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุม แบบไปโพล่าและแบบซีโรครอสซิง.....	49

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.19 ผลการจำลองเปรียบเทียบความถี่สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง.....	49
4.20 วงจรกำลังของการทดลองอินเวอร์เตอร์.....	50
4.21 วงจรควบคุมการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์.....	51
4.22 HB ของรูปคลื่น $I_c$ และ $I_s$ เมื่อใช้ Sampling Time 25us ของแบบไปโพลาร์.....	51
4.23 รูปคลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์ที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 350V และกระแสอ้างอิง 5A.....	53
4.24 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์.....	54
4.25 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์.....	54
4.26 ค่า THDi <sub>s</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์.....	55
4.27 ค่าความถี่การสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์.....	55
4.28 วงจรควบคุมการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	56
4.29 รูปคลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 350V กระแสอ้างอิง 5A และ Sampling Time 50us.....	57
4.30 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	58
4.31 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	58
4.32 ค่า THDi <sub>s</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	59
4.33 ค่าความถี่การสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	59
4.34 ผลการทดลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง.....	60

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.35 ผลการทดลองเปรียบเทียบการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง.....	60
4.36 ค่าความถี่การสวิตซิงของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์.....	61
4.37 โมเดลภาพรวมของโซลาร์เซลล์ใน Matlab/Simulink.....	62
4.38 โมเดลภายในโซลาร์เซลล์ใน Matlab/Simulink.....	62
4.39 กราฟเส้นโค้ง PV ของโมเดลโซลาร์เซลล์จำลอง 1 แผง.....	63
4.40 กราฟเส้นโค้ง IV ของโมเดลโซลาร์เซลล์จำลอง 1 แผง.....	63
4.41 PV Curve ของโมเดลโซลาร์เซลล์จำลอง 1 สตริง.....	64
4.42 IV Curve ของโมเดลโซลาร์เซลล์จำลอง 1 สตริง.....	64
4.43 วงจรกำลังการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์.....	65
4.44 วงจรควบคุมการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์.....	65
4.45 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์ที่ได้จากการจำลอง.....	66
4.46 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์ที่ได้จากการจำลอง.....	66
4.47 ค่า THDi <sub>s</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์ที่ได้จากการจำลอง.....	67
4.48 กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของไปโพลาร์.....	67
4.49 วงจรกำลังการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	68
4.50 วงจรควบคุมการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง.....	68

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.51 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่ได้จากการจำลอง.....	69
4.52 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่ได้จากการจำลอง.....	69
4.53 ค่า THDi <sub>i</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่ได้จากการจำลอง.....	70
4.54 กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของซีโรครอสซึ่ง.....	70
4.55 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์และแบบซีโรครอสซึ่ง.....	71
4.56 ผลการจำลองเปรียบเทียบการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์และแบบซีโรครอสซึ่ง.....	71
4.57 วงจรกำลังของการทดลองอินเวอร์เตอร์ร่วมกับโซลาร์เซลล์.....	72
4.58 รูปคลื่น Vs และ Is เมื่อกระแสอ้างอิงอยู่ที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดและเมื่อเลยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด.....	73
4.59 รูปคลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์ที่ความเข้มแสง 650W/m <sup>2</sup> กระแสอ้างอิง 5A และเวลาในการสุ่ม 25us.....	74
4.60 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์.....	75
4.61 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์.....	75
4.62 จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของไบโพลาร์.....	76
4.63 ค่า THDi <sub>i</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์.....	76
4.64 รูปคลื่น Vs และ Is เมื่อกระแสอ้างอิงอยู่ที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดและเมื่อเลยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด.....	78

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.65 รูปคลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์ที่ความเข้มแสง $650\text{W/m}^2$ กระแสอ้างอิง 5A และเวลาในการสุ่ม 50us.....	79
4.66 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์.....	79
4.67 การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์.....	80
4.68 กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของซีโรครอสซิง.....	80
4.69 ค่า THDi <sub>s</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์.....	81
4.70 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง.....	82
4.71 ผลการจำลองเปรียบเทียบการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง.....	82
4.72 วงจรควบคุมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์เมื่อใส่ MPPT.....	83
4.73 รูปคลื่นการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงดันไฟฟ้าจาก PV ที่ค่าความเข้มแสงต่างๆ.....	84
4.74 รูปคลื่นการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าจาก PV ที่ค่าความเข้มแสงต่างๆ.....	85
4.75 รูปคลื่นการติดตามจุดให้กำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วยวิธี P&O.....	85
4.76 วงจรควบคุมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อใส่ MPPT.....	86

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันระบบโซลาร์เซลล์เป็นพลังงานทดแทนที่ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายสำหรับการผลิตกระแสไฟฟ้า เนื่องจากปริมาณความต้องการ การใช้ไฟฟ้าที่มากขึ้นและปริมาณน้ำมันดิบในโลกน้อยลงทำให้พลังงานทดแทนจึงเป็นทางเลือกที่เหมาะสม อีกทั้งประเทศไทยมีปริมาณความเข้มแสงที่เหมาะสมต่อระบบโซลาร์เซลล์ โดยระบบโซลาร์เซลล์นั้นประกอบไปด้วยอุปกรณ์หลักๆ หลายอย่างด้วยกัน อาทิเช่น โซลาร์เซลล์ อินเวอร์เตอร์ หม้อแปลงไฟฟ้า เป็นต้น โดยปกติแล้วโซลาร์เซลล์จะผลิตกระแสไฟฟ้าออกมาเป็นไฟฟ้ากระแสซึ่งไม่สามารถนำเอาไปใช้ในบ้านเรือนหรือโรงงานได้โดยตรงจึงจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์แปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อที่จะสามารถนำไปใช้ในบ้านเรือนหรือโรงงานได้ ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้แปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับนั้นก็คือนินเวอร์เตอร์ โดยอินเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้ในระบบโซลาร์เซลล์ก็จะถูกเรียกว่า "พีวีอินเวอร์เตอร์" ดังนั้นการทำให้พีวีอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดและมีการสูญเสียต่ำสุดจึงเป็นสิ่งที่สำคัญมากเพื่อที่จะสามารถผลิตพลังงานไฟฟ้าสูงสุด

อินเวอร์เตอร์แบ่งออกเป็นหลายประเภทด้วยกันแต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นไปที่อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกรีดที่ใช้ในระบบขนาดเล็กตามบ้านเรือน เนื่องจากว่าในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์แบบนี้ยังมีประสิทธิภาพต่ำกว่าอินเวอร์เตอร์ขนาดใหญ่ ในอดีตที่ผ่านมา มีเทคนิคการควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสอยู่หลายวิธีด้วยกัน เช่น เทคนิคการควบคุมแบบ PWM เทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิส เป็นต้น สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำเสนอเทคนิคการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิสร่วมกับเทคนิคการควบคุมแบบซีโรครอสซิง เพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์และลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการสวิตช์โดยการนำอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบนี้มาทดสอบกับแหล่งจ่ายไฟปรับค่าได้และร่วมกับเซลล์แสงอาทิตย์ รวมทั้งจะนำมาทดสอบกับโซลาร์เซลล์โดยมีการใช้อัลกอริทึมติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด

Bimal K. Bose (ค.ศ.1990) [1] ได้นำเสนอทฤษฎีการนำเอาเทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสมาใช้ร่วมกับเทคนิคซีโรครอสซิงโดยจะใช้เทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสแบบ variable band การจำลองจะใช้การจำลองโดยใช้คอมพิวเตอร์เป็นหลักโดยใช้ภาษา SIMNON

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C. Vazquez, M. Lafoz, L. Garcia-Tabares, D. Ugena, F. Toral, E. Rodriguez, S. Sanz, I. Rodriguez, D. Carrillo (ค.ศ. 2008) [3] ได้นำเสนอเทคนิคที่ใช้ลดการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ของเทคนิคการควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิสที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว โดยได้ทำการจำลองและทำการทดลองเพื่อดูความถี่การสวิตช์และการสูญเสียที่เกิดขึ้นเป็นหลัก

A. Chaitanakulwat, V. Kinnares (ค.ศ. 2012) [6] ได้นำเสนอการใช่วงจร active power filter ร่วมกับระบบโซลาร์เซลล์และศึกษาการโอนถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างโซลาร์เซลล์กับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นโดยจะใช้โปรแกรม Matlab/Simulink ในการจำลองและดูฮาร์มอนิกของระบบ

P. Liengpradis, V. Kinnares (ค.ศ. 2013) [5] ได้นำเสนอการใช่วงจร active power filter ร่วมกับระบบโซลาร์เซลล์และศึกษาการโอนถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างโซลาร์เซลล์กับโหลดไม่เป็นเชิงเส้นโดยจะใช้โปรแกรม Matlab/Simulink ในการจำลองเพื่อศึกษาดูค่า power factor และฮาร์มอนิกของระบบ

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาและนำเสนอหลักการควบคุมพีวีอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกริด ซึ่งโดยทั่วไปแล้วพีวีอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกริดนั้นจะมีประสิทธิภาพที่ต่ำกว่าและมีการสูญเสียมากกว่าอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นที่จะ

- ศึกษาสมรรถนะของพีวีอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกริดภายใต้การลดความสูญเสียของการสวิตช์และการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด
- ศึกษา Microcontrollers C2000 F28335 Delfino เพื่อนำมาใช้ในการควบคุมสัญญาณความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์
- เปรียบเทียบสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์กับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบที่นำเสนอ
- เพื่อนำทฤษฎีการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้กับระบบโซลาร์เซลล์
- เพื่อที่จะสร้างอินเวอร์เตอร์ให้มีอัลกอริทึมการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดและสามารถติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้จริง

### 1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

การศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ใช้การวิเคราะห์ทฤษฎีเบื้องต้นของพีวีอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส เทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิส และเทคนิคซีโรครอสซิง ในส่วนของแนวคิดได้มาจากบทความวิชาการเรื่อง Bimal K. Bose, Fellow, IEEE “An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System” [1] IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 5, October 1990 และ C. Vazquez, M. Lafoz, L. Garcia-Tabares, D. Ugena, F. Toral, E. Rodriguez, S. Sanz, I. Rodriguez, D. Carrillo “Switching Losses Reduction in Current-Controlled Single-Phase Inverter” [3] SPEEDAM 2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion

### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เริ่มศึกษาตั้งแต่ทฤษฎีการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิส และเทคนิคซีโรครอสซิงเพื่อนำไปใช้ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ C2000 F28335 Delfino ในงานวิจัยยังได้ศึกษาประสิทธิภาพ การสูญเสีย และความถี่ของการสวิตช์ของพีวีอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส เปรียบเทียบเทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสกับเทคนิคที่นำเสนอซึ่งก็คือการนำเอาเทคนิคการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิสมาใช้ร่วมกับเทคนิคซีโรครอสซิง ซึ่งการจำลองและการทดลองจะถูกแบ่งเป็นสามส่วนด้วยกันคือ

1. ส่วนที่หนึ่งเป็นการจำลองและการทดลองต่ออินเวอร์เตอร์ร่วมกับแหล่งจ่ายไฟปรับค่าได้ เพื่อยืนยันทฤษฎีและเปรียบเทียบดูประสิทธิภาพ การสูญเสียและความถี่ของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ระหว่างเทคนิคไบโพลาร์กับเทคนิคซีโรครอสซิงเป็นหลัก
2. ส่วนที่สองเป็นการจำลองและการทดลองต่ออินเวอร์เตอร์ร่วมกับโซลาร์เซลล์ เพื่อยืนยันว่าแนวคิดการควบคุมแบบที่เสนอนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบโซลาร์เซลล์ได้
3. ส่วนที่สามเป็นการจำลองและการทดลองต่ออินเวอร์เตอร์ร่วมกับโซลาร์เซลล์โดยมีอัลกอริทึมติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด เพื่อยืนยันว่าอัลกอริทึมการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดสามารถติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้จริง

## บทที่ 2

# วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 โซลาร์เซลล์ (Solar cell)

โซลาร์เซลล์เป็นอุปกรณ์ทางไฟฟ้าทำจากสารกึ่งตัวนำ ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานไฟฟ้า อาศัยกระบวนการโฟโตโวลตาอิก (Photovoltaic effect) ซึ่งเกิดจากความต่างศักย์ไฟฟ้าข้างในสารกึ่งตัวนำมีความต่างค่ากัน เมื่อได้รับแสงที่มีพลังงานมากพอ จะทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระ โครงสร้างที่สำคัญของเซลล์แสงอาทิตย์มีลักษณะเหมือนกับไดโอดทั่วไปที่ประกอบไปด้วยรอยต่อระหว่างวัสดุสารกึ่งตัวนำต่างกันสองชั้น ได้แก่ สารกึ่งตัวนำชนิดพีเป็นชั้นบวกและสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นเป็นชั้นลบ สารกึ่งตัวนำที่นำมาใช้งานในลักษณะดังกล่าวส่วนมากเป็นซิลิกอนและเพื่อให้เข้าใจได้ง่าย โดยส่วนใหญ่จะใช้อธิบายสารกึ่งตัวนำที่ทำจากซิลิกอน

#### 2.1.1 ประเภทของโซลาร์เซลล์

เทคโนโลยีของโซลาร์เซลล์ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องเพื่อที่จะลดต้นทุนในด้านวัสดุของเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อที่จะให้ราคาเซลล์แสงอาทิตย์ลดลงและมีประสิทธิภาพสูงขึ้น การแบ่งประเภทของเทคโนโลยีของโซลาร์เซลล์ สามารถ แบ่งตามการผลิตได้เป็น 3 กลุ่ม คือ เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดผลึก เซลล์แสงอาทิตย์ชนิดฟิล์มบาง เซลล์แสงอาทิตย์กลุ่มที่พัฒนาขึ้นมา

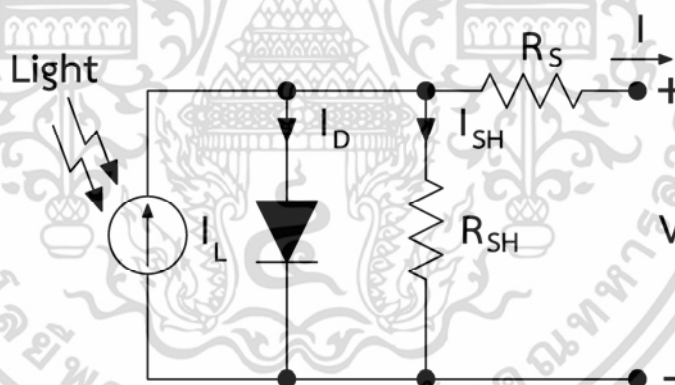
โซลาร์เซลล์ชนิดผลึก (Crystalline solar cells) มีความแตกต่างกันตามชนิดของสารกึ่งตัวนำตั้งต้น (Semiconductor material) เช่น ซิลิกอน (Si) และแกเลียม อาร์เซไนด์ (GaAs) เป็นต้น โซลาร์เซลล์ผลึกซิลิกอนมีกรรมวิธีในการผลิตหลายวิธี จึงมีให้เลือกใช้งานตามความเหมาะสมโดยจะขึ้นอยู่กับราคาและวัตถุประสงค์การใช้งาน ได้แก่ แบบผลึกเดี่ยว (Monocrystalline silicon cells) แบบแผ่นฟิล์มบาง (Silicon ribbon cells) แบบหลายผลึก (Polycrystalline silicon cells) แบบแผ่นบางหลายผลึก (Polycrystalline thin film silicon cells) เป็นต้น โซลาร์เซลล์ในกลุ่มนี้ได้รับการยอมรับในเชิงพาณิชย์และมีประสิทธิภาพ 10-15 เปอร์เซ็นต์ แต่ต้นทุนของวัสดุค่อนข้างสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โซลาร์เซลล์ชนิดฟิล์มบาง (Thin film solar cells) ประกอบด้วย เซลล์ที่ผลิตจากอะมอर्फัส ซิลิกอน เซลล์ที่ผลิตจากแคดเมียมเทลลูไรด์ (CdTe) และ เซลล์ที่ผลิตจากคอปเปอร์อินเดียมไดเซเลเนียม (CIGS) มีการใช้งานในเชิงพาณิชย์และประสิทธิภาพอยู่ที่ประมาณ 6-10 เปอร์เซ็นต์ ถึงแม้ว่าประสิทธิภาพจะมีค่าน้อยกว่าเซลล์ชนิดผลึก แต่ก็มีข้อดีที่ราคาถูกกว่า ส่วนการติดตั้งใช้งานจริง อายุการใช้งานและการเสื่อมสภาพของโซลาร์เซลล์ชนิดนี้ในระยะยาวยังอยู่ในระหว่างการศึกษาวิจัย

### 2.1.2 ลักษณะกระแสและแรงดันของโซลาร์เซลล์

โดยทั่วไปแล้วคุณสมบัติทางไฟฟ้าของโซลาร์เซลล์จะถูกแสดงอยู่ในรูปของความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า เริ่มต้นที่วงจรสมมูลของโซลาร์เซลล์แสดงดังรูปที่ 2.1 เป็นการต่อขนานระหว่างแหล่งกำเนิดแสง ไดโอด และความต้านทานขนาน ( $R_{SH}$ ) และจากนั้นต่ออนุกรมกับความต้านทานอนุกรม ( $R_S$ ) ตามลำดับ เขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.1 นั่นคือผลลัพธ์ของกระแสที่ได้จากโซลาร์เซลล์ที่เกิดมาจากแหล่งพลังงานแสงหักลบด้วยกระแสที่ไหลผ่านไดโอดและกระแสที่ผ่านความต้านทาน shunt ขณะกระแสไฟฟ้าไหลผ่านทำให้เกิดค่าแรงดันไฟฟ้าในแต่ละจุด



รูปที่ 2.1 การต่อวงจรสมมูลของโซลาร์เซลล์

สมการที่ 2.2 แสดงแรงดันไฟฟ้า ณ จุดใดๆ มีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่ขาออกบวกกับผลคูณระหว่างกระแสไฟฟ้ากับความต้านทาน

$$I = I_L - I_D - I_{SH} \quad (2.1)$$

$$V_L = V + IR_S \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $I$  คือ กระแสไฟฟ้าขาออก มีหน่วยเป็นแอมแปร์

$I_L$  คือ กระแสไฟฟ้าที่เกิดจากแหล่งพลังงานแสง มีหน่วยเป็นแอมแปร์

$I_D$  คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด มีหน่วยเป็นแอมแปร์

$I_{SH}$  คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านความต้านทานชอร์ต ( $R_{SH}$ ) มีหน่วยเป็นแอมแปร์

$V$  คือ แรงดันไฟฟ้าขาออก มีหน่วยเป็นโวลต์

$I$  คือ กระแสไฟฟ้าขาออก มีหน่วยเป็นแอมแปร์

$R_s$  คือ ความต้านทานอนุกรม มีหน่วยเป็นโอห์ม

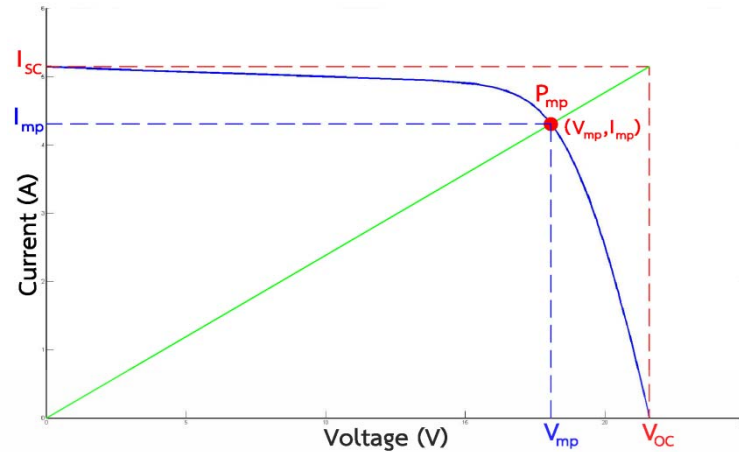
ในทางอุดมคติจะไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลย้อนกลับ แต่ในทางตรงกันข้ามแล้ว ความเป็นจริงนั้น จะมีกระแสไหลย้อนกลับในระดับต่ำ จึงแสดงให้เห็นว่ามีเส้นทางที่กระแสไฟฟ้าสามารถไหลผ่านได้ ดังนั้นจึงแทนด้วยความต้านทานชอร์ต ซึ่งมีค่าที่สูงมากเมื่อเทียบกับความต้านทานอนุกรมที่มีค่าต่ำมาก สมการที่ 2.3 ซึ่งมีพื้นฐานมาจากทฤษฎีโซลิดสเตทฟิสิกส์ (Solid-state physic theory)

$$I = I_L - I_0 \left\{ e^{\left[ \frac{e(V - IR_s)}{kT} \right]} - 1 \right\} - \frac{V}{R_{SH}} \quad (2.3)$$

### 2.1.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของแผงโซลาร์เซลล์

โซลาร์เซลล์ผลิตไฟฟ้าออกมาเป็นกระแสตรงโดยที่แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ผลิตได้จะขึ้นอยู่กับความเข้มของรังสีดวงอาทิตย์และอุณหภูมิแผงเซลล์ รูปที่ 2.2 แสดงกราฟกระแสไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์เมื่อต่อกับโหลดที่แปรค่าตั้งแต่สภาวะลัดวงจร (Short circuit) ถึงสภาวะเปิดวงจร (Open circuit) โดยจะตัดแกนตั้งที่แรงดันมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งจะได้ค่ากระแสที่สภาวะลัดวงจร (Short circuit current:  $I_{sc}$ ) ส่วนจุดตัดแกนนอนที่กระแสมีค่าเท่ากับศูนย์จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าขณะวงจรเปิด (Open circuit voltage:  $V_{oc}$ ) เมื่อนำค่ากระแสไฟฟ้าคูณกับแรงดันไฟฟ้า ก็จะได้กำลังไฟฟ้าของโซลาร์เซลล์ ซึ่งจะมีอยู่จุดเดียวเป็นค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดซึ่งเรียกว่า กำลังไฟฟ้าที่จุดสูงสุด (Power at maximum point:  $P_{mp}$ ) ส่วนกระแสไฟฟ้ากับแรงดันไฟฟ้าที่จุดนี้เรียกว่า กระแสไฟฟ้าที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Current at maximum power point:  $I_{mp}$ ) กับแรงดันไฟฟ้าที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Voltage at maximum power point:  $V_{mp}$ ) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

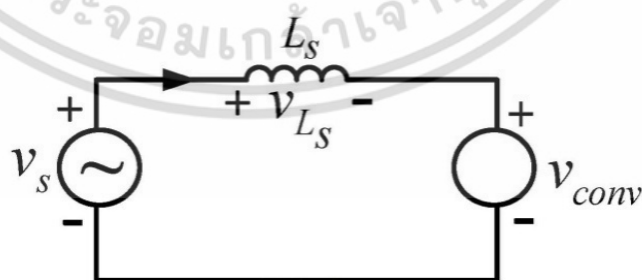


รูปที่ 2.2 กราฟ I-V Curve ของแผงโซลาร์เซลล์

การระบุค่าสมรรถนะทางไฟฟ้าของแผงเซลล์แสงอาทิตย์จะทำได้โดยวัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า (I-V Curve) โดยต่อภาระทางไฟฟ้าที่สามารถแปรค่าได้ตั้งแต่สภาวะวงจรเปิดไปจนถึงสภาวะลัดวงจรเข้ากับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ แล้วให้แสงแก่แผงเซลล์โดยจะต้องควบคุมสภาพแวดล้อมที่สภาวะมาตรฐาน (Standard Test Condition, STC) คือ สภาวะที่มีความเข้มรังสีแสงอาทิตย์ 1,000 วัตต์ต่อตารางเมตร สเปกตรัมของแสงที่ Air Mass (AM) 1.5 และอุณหภูมิด้านหลังแผงเท่ากับ 25 องศาเซลเซียส

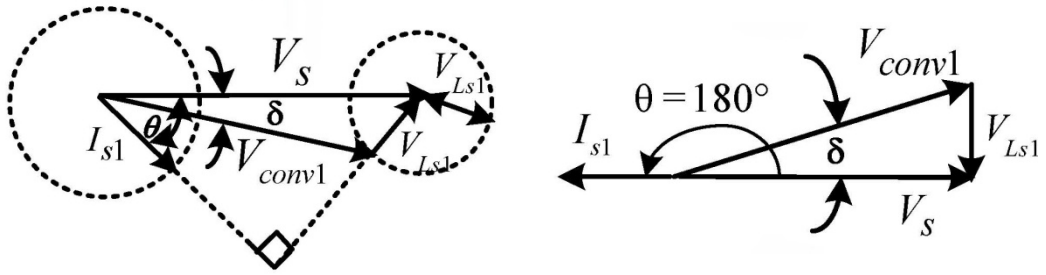
## 2.2 การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์

การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าจากบัส 1 ไปยัง บัส 2 สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังภาพที่ 2.3 ซึ่งจะประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้า  $V_s$  และถูกเขียนเป็นเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังภาพที่ 2.4 (ก) และ (ข)



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของการถ่ายเทกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า (ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรมโหมดของอินเวอร์เตอร์

### รูปที่ 2.4 เฟสเซอร์ไดอะแกรม

จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมรูปที่ 2.4 (ก) สามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าจริง (P) และกำลังไฟฟ้าเหมือน (Q) ที่จ่ายจากแหล่งจ่าย  $V_s$  ไปยังอินเวอร์เตอร์  $V_{con}$  หรือจากบัส 1 ไปยังบัส 2 ได้ดังนี้ จากรูปที่ 2.3 พิจารณาตามกฎ KVL จะได้ว่า

$$v_s = v_{con} + v_L \quad (2.4)$$

$$v_L = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (2.5)$$

สมมติให้  $V_s$  เป็นรูปคลื่นไซน์และเป็นองค์ประกอบที่ความถี่มูลฐานของ  $V_{con}$  และ  $i_s$  ดังที่แสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งสามารถเขียนในรูปเฟสเซอร์  $V_{con1}$  และ  $I_{s1}$  กำหนดให้  $V_s$  เป็นเฟสเซอร์อ้างอิง จะได้ว่า

$$V_s = V_{con} + V_{L1} \quad (2.6)$$

$$V_{L1} = j\omega L_s I_{s1} \quad (2.7)$$

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left( \frac{V_{con1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (2.8)$$

จากรูปที่ 2.4 (ก)

$$V_{L1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{con1} \sin \delta \quad (2.9)$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left( 1 - \frac{V_{con1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.4 (ก)

$$V_S - \omega L_S I_{S1} \sin \theta = V_{con1} \cos \delta \quad (2.11)$$

และ

$$I_{S1} = \frac{V_S - V_{con1}}{j\omega L_S} \quad (2.12)$$

จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมในรูปที่ 2.4 (ข) จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลจากอินเวอร์เตอร์  $V_{con}$  ไปยังแหล่งจ่าย  $V_S$  หรือจากบัส 2 ไปยังบัส 1 ได้ดังต่อไปนี้

$$P_{21} = -P_{12} \quad (2.13)$$

และ

$$I_{S1} = \frac{V_{con1} - V_S}{j\omega L_S} \quad (2.14)$$

การควบคุมการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าสามารถควบคุมได้โดยควบคุมมุม  $\delta$  ซึ่งในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะทำได้โดยกำหนดเวกเตอร์ของกระแส  $I_{S1}$  ให้ทำมุม 180 องศา และซิงโครไนซ์กับแหล่งจ่าย  $V_S$  โดยจะส่งผลให้กำลังไฟฟ้าที่ไหลออกจากอินเวอร์เตอร์  $V_{con}$  และเขียนเป็นสมการแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

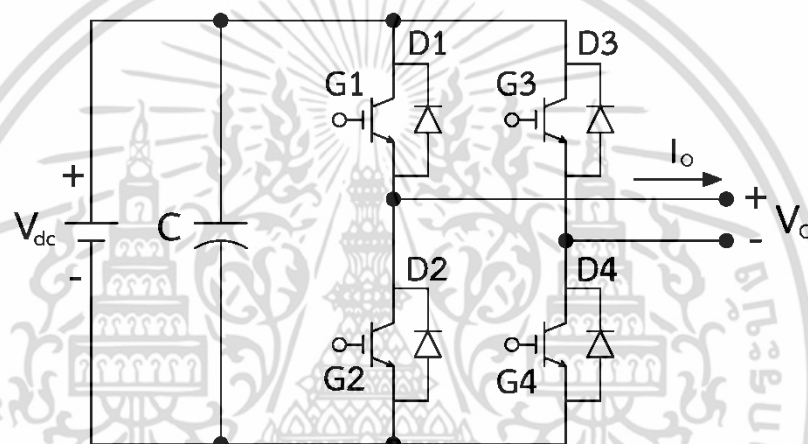
$$V_{con1} = \sqrt{V_S^2 + (\omega L_S I_{S1})^2} \quad (2.15)$$

ในกรณีที่อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงจะทำให้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำมีค่าเล็กกลง ดังนั้นจากสมการที่ 2.15 สามารถที่จะเขียนใหม่ได้ว่า  $V_{con1} \approx V_S$  โดยที่แรงดันไฟทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็นไปตามสมการที่ 2.16

$$V_{dc} > \sqrt{2}V_S \quad (2.16)$$

## 2.3 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ โดยงานวิจัยนี้จะเน้นไปที่อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกรีด ดังรูปที่ 2.5 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ จากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์จะถูกเปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยการควบคุมสวิตช์ทั้ง 4 ตัว ของ IGBT เพื่อกำหนดทิศทางของกระแสไฟฟ้า โดยมีวิธีการควบคุมอยู่ด้วยกันหลายวิธี ตัวอย่างเช่น เทคนิค PWM แบบต่างๆ และการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิส ซึ่งเป็นวิธีที่ได้นำมาใช้ในงานวิจัยนี้ และ จะกล่าวถึงในบทต่อไป



รูปที่ 2.5 อินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบฟูลบริดจ์

### 2.3.1 ลักษณะทั่วไปของฟิวอินเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกรีด

โซลาร์เซลล์จะผลิตได้แต่ไฟฟ้ากระแสตรงออกมา ดังนั้นการนำโซลาร์เซลล์ไปใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับระบบไฟฟ้าเหมือนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าทั่วไปจึงจำเป็นต้องมีการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยการใช้อินเวอร์เตอร์เสียก่อน เพื่อที่จะเชื่อมต่อบริเวณเข้ากับระบบของการไฟฟ้าได้ โดยทั่วไปแล้วอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สำหรับเชื่อมต่อการไฟฟ้าจะแบ่งตามลักษณะโครงสร้างของวงจรเป็น 2 แบบ คืออินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อการไฟฟ้าแบบชั้นเดียวและอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อด้านสองชั้น

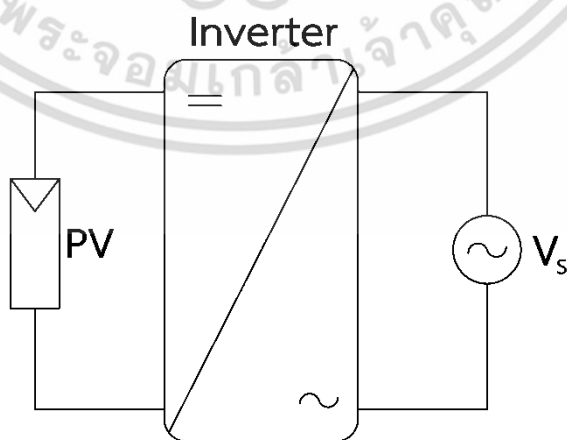
อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อการไฟฟ้าสำหรับโซลาร์เซลล์ไม่ได้มีข้อแตกต่างทางโครงสร้างเมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้อยู่ในปัจจุบันแต่จะมีข้อแตกต่างในด้านหน้าที่การทำงานซึ่งนอกจากทำ

หน้าที่เปลี่ยนรูปคลื่นไฟฟ้ากระแสตรงเป็นรูปคลื่นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ แต่ยกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่จ่ายออกจากโซลาร์เซลล์เพื่อให้ได้รับกำลังไฟฟ้าสูงสุดจากโซลาร์เซลล์อีกด้วยอย่างไรก็ตามปัญหาที่สำคัญของอินเวอร์เตอร์สำหรับโซลาร์เซลล์นั้นไม่แตกต่างจากอินเวอร์เตอร์ทั่วไป คือ มีค่าสูญเสียที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์ ซึ่งค่าสูญเสียนี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ส่วน คือการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ และส่วนที่ 2 คือ การสูญเสียเนื่องจากรูปคลื่นของกระแสที่อินเวอร์เตอร์จ่ายออกมามีลักษณะไม่เป็นรูปคลื่นไซน์หรือความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ (ฮาร์มอนิก) ของกระแสจากอินเวอร์เตอร์

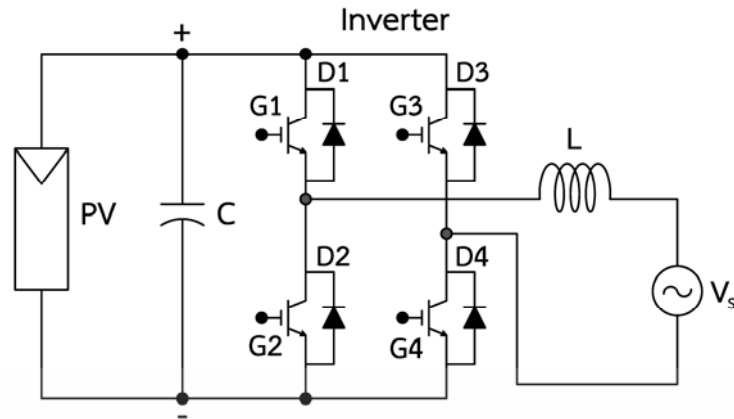
### 2.3.2 พีวีอินเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกริดแบบขั้นเดียว

บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งแบบขั้นเดียวและโครงสร้างระบบแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 และรูปที่ 2.7 ตามลำดับ อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบขั้นเดี่ยวนี้นำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยไม่มีการจัดการพลังงานที่ด้านไฟฟ้ากระแสตรงก่อนหรือไม่มีการอินเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในการควบคุมให้โซลาร์เซลล์ทำงานที่จุดจ่ายกำลังสูงสุดแก่อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการเชื่อมต่อการไฟฟ้าแบบนี้มีข้อดีตรงที่มีค่าสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ที่มีค่าต่ำ เพราะมีอุปกรณ์สวิตซ์ทำงานที่ความถี่ต่ำกว่า แต่มีข้อเสียในส่วนของการควบคุม เนื่องจากอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งแบบนี้นอกจากทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์แล้วยังต้องทำหน้าที่ควบคุมการทำงานให้โซลาร์เซลล์ทำงานที่จุดที่ให้กำลังสูงสุดอีกด้วยจึงมีความยุ่งยากมากกว่า และอีกเหตุผลที่สำคัญคือ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ได้รับจากโซลาร์เซลล์จะต้องมีค่าสูงมากพอที่ทำให้อินเวอร์เตอร์จ่ายกระแสเข้าสู่ระบบการไฟฟ้าได้



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบขั้นเดียว

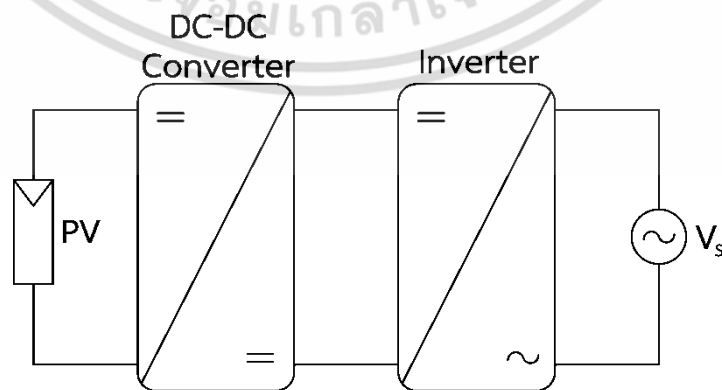
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบชั้นเดียว

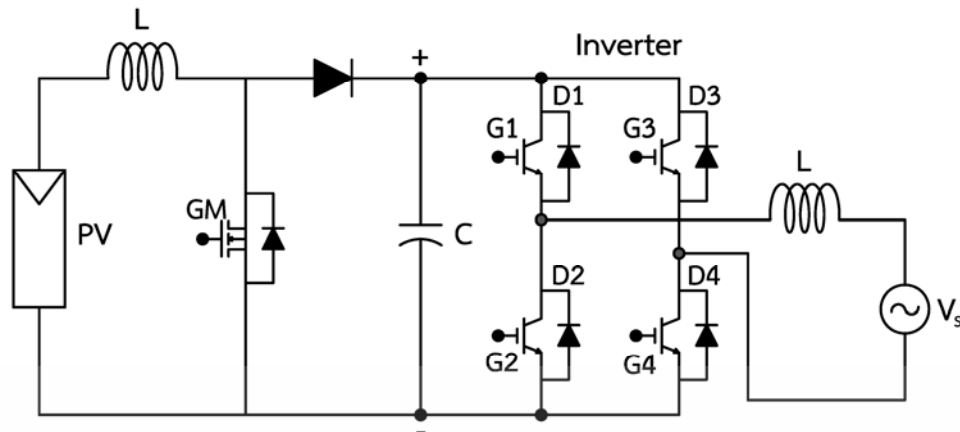
### 2.3.3 พีวีอินเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกริดแบบสองชั้น

บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการเชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบสองชั้นและโครงสร้างระบบแสดงดังรูปที่ 2.8 และ 2.9 ตามลำดับ อินเวอร์เตอร์แบบนี้จะประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ดีซี-ดีซีบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมแรงดันโซลาร์เซลล์ให้ทำงานที่จุดที่ให้กำลังงานสูงสุดและปรับระดับแรงดันของโซลาร์เซลล์ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ส่วนอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งเป็นการจัดการพลังงานสองครั้งทำให้มีค่าสูญเสียที่เกิดจากอุปกรณ์สวิตช์ที่มีค่าสูงกว่าแบบแรกเนื่องจากจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์สวิตช์ทำงานที่ความถี่สูงมากกว่าชั้นเดียว แต่มีข้อดีในส่วนของ การควบคุมที่ทำได้ง่ายกว่าเนื่องจากมีการแยกหน้าที่ในการทำงานกันอย่างชัดเจนระหว่างการควบคุมกำลังงานสูงสุดของโซลาร์เซลล์กับการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบสองชั้น

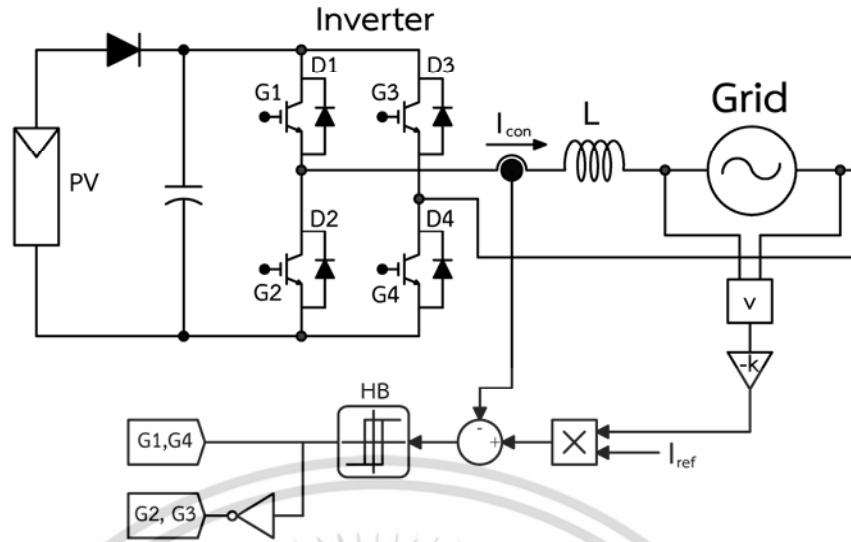
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



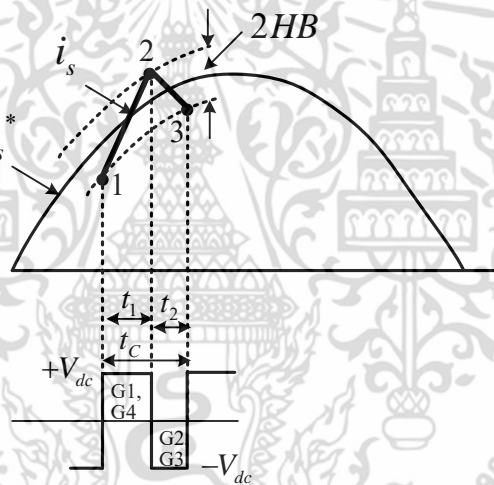
รูปที่ 2.9 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อสายส่งการไฟฟ้าแบบสองชั้น

## 2.4 การควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิส

การควบคุมกระแสด้วยเทคนิคการติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสนั้นมีหลักการทำงานคือ นำกระแสอ้างอิงมาสร้างขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสบนด้วยการบวกความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสกับกระแสอ้างอิงและสร้างขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสล่างด้วยการนำกระแสอ้างอิงลบความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส และสมมติกระแสอ้างอิงเป็นคลื่นไซน์ จากนั้นนำกระแสจริงมาเปรียบเทียบกับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสล่างถ้าเกิดเท่ากัน (กระแสจริงชนขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสล่าง) สัญญาณสวิทช์ G1, G4 จะเปลี่ยนสถานะเป็น 1 (ON) แต่ถ้าหากว่าไม่เท่ากัน จะมีการทำการเปรียบเทียบกระแสจริงกับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสบน ถ้าหากว่าเท่ากัน (กระแสจริงชนขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสบน) สัญญาณสวิทช์ G1, G4 ต้องเปลี่ยนสถานะเป็น 0 (OFF) แต่ถ้าไม่ใช่ทั้งสองกรณี (กระแสจริงอยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส) ให้ยังคงสถานะของสัญญาณสวิทช์ G1, G4 ไว้ จากกระบวนการดังกล่าวจะได้สัญญาณ PWM ที่นำไปควบคุม IGBT ทั้ง 4 ตัว ดังรูปที่ 2.10 และรูปที่ 2.11 ซึ่งแสดงบล็อกไดอะแกรมและรูปสัญญาณของกระแสจริงในการควบคุมการติดตามขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสตามลำดับ



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมการติดตามของกระแสอินเวอร์เตอร์ซีเอส



รูปที่ 2.11 สัญญาณกระแสจริงภายในขอบเขตอินเวอร์เตอร์ซีเอส

การวิเคราะห์หลักการควบคุมกระแสแบบติดตามขอบเขตอินเวอร์เตอร์ซีเอสนั้นมีการทำงานอยู่ 2 สถานะ คือ เมื่อกระแสจริงไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_L$  เดินทางจากจุดที่ 1 ไปยังจุดที่ 2 โดยกระแสจริงจะวิ่งจากขอบเขตล่างไปยังขอบเขตบนส่งผลให้ความชันของกระแสจริงเพิ่มขึ้นและเคลื่อนที่จากจุดที่ 2 ไปยังจุดที่ 3 ซึ่งจากการที่กระแสจริงเคลื่อนที่จากขอบเขตบนมายังขอบเขตล่างส่งผลให้ความชันของกระแสจริงมีค่าลดลง ดังนั้นในการวิเคราะห์ในรูปที่ 2.11 สามารถเขียนเป็นสมการที่เกิดจากการสวิตช์ที่เวลา  $t_1$  และ  $t_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ G1 ทำงาน (turn on) และ G2 ไม่ทำงาน (turn off) ที่เวลา  $t_1$

$$-V_{dc} + V_L + v_S = 0$$

$$V_L = V_{dc} - v_S$$

$$L \frac{di_L^+}{dt} = V_{dc} + v_S \quad (2.17)$$

เมื่อ G2 ทำงาน (turn on) และ G1 ไม่ทำงาน (turn off) ที่เวลา  $t_2$

$$L \frac{di_L^-}{dt} = -V_{dc} + v_S \quad (2.18)$$

เมื่อนำ  $t_1 + t_2$  จะได้ว่า

$$\frac{di_L^+}{dt} + \frac{di_L^-}{dt} = 0 \quad (2.19)$$

จากรูปที่ 2.11 พบว่าที่เวลา  $t$  ใดๆ ค่าความชันของกระแสอ้างอิง ( $i_L^*$ ) นั้นมีค่าน้อยมาก โดยมีค่าเข้าใกล้ศูนย์เมื่อเปรียบเทียบกับความชันของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $i_L$ ) ซึ่งมีความชันมากกว่าและจากหลักตรีโกณมิติในรูปที่ 2.11 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\frac{di_L^+}{dt} t_1 - \frac{di_L^*}{dt} t_1 = 2HB \quad (2.20)$$

$$\frac{di_L^-}{dt} t_2 - \frac{di_L^*}{dt} t_2 = -2HB \quad (2.21)$$

$$t_2 + t_1 = T_C = \frac{1}{f_c} \quad (2.22)$$

เมื่อ  $t_1 + t_2$  คือ เวลาในการสวิตช์ของ ไอจีบีที และ  $f_c$  คือ ความถี่การสวิตช์และเมื่อนำเอาสมการที่ 2.20 และ 2.21 มาบวกกันแล้วนำมาแทนลงในสมการที่ 2.22 จะได้สมการสองสมการดังต่อไปนี้

$$t_1 \frac{di_L^+}{dt} + t_2 \frac{di_L^-}{dt} - \frac{di_L^*}{dt} (t_1 + t_2) = 0 \quad (2.23)$$

$$t_1 \frac{di_L^+}{dt} + t_2 \frac{di_L^-}{dt} - \frac{1}{f_c} \frac{di_L^*}{dt} = 0 \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำสมการที่ 2.20 ลบกับสมการที่ 2.21 จะได้สมการต่อไปนี้

$$t_1 \frac{di_L^+}{dt} + t_2 \frac{di_L^-}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_L^*}{dt} = 4HB \quad (2.25)$$

จากสมการที่ 2.19 แทนลงในสมการที่ 2.25 จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\frac{di_L^+}{dt} = -\frac{di_L^-}{dt}$$

$$\frac{1}{f_c} \frac{di_L^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_L^*}{dt} = 4HB \quad (2.26)$$

นำสมการที่ 2.19 แทนลงในสมการที่ 2.26 จะได้

$$(t_1 - t_2) = \frac{\frac{di_L^*}{dt}}{f_c \frac{di_L^+}{dt}} \quad (2.27)$$

นำสมการที่ 2.26 แทนลงในสมการที่ 2.25 จะได้สมการ

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[ \frac{di_L^+}{dt} - \frac{\left( \frac{di_L^*}{dt} \right)^2}{\frac{di_L^+}{dt}} \right] \quad (2.28)$$

จากสมการที่ 2.17 แทนลงในสมการที่ 2.28 จะได้สมการต่อไปนี้

$$\frac{di_L^+}{dt} = \frac{V_{dc} - v_S}{L}$$

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[ \frac{V_{dc} - v_S}{L} - \frac{\left( \frac{di_L^*}{dt} \right)^2}{\frac{V_{dc} - v_S}{L}} \right]$$

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[ \frac{V_{dc} - v_S}{L} - \frac{m^2}{\frac{V_{dc} - v_S}{L}} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$4HB = \frac{V_{dc} - v_s}{Lf_c} \left[ 1 - \frac{m^2 L^2}{(V_{dc} - v_s)^2} \right]$$

$$HB = \frac{0.25(V_{dc} - v_s)}{Lf_c} \left[ 1 - \frac{m^2 L^2}{(V_{dc} - v_s)^2} \right] \quad (2.29)$$

$$f_c = \frac{0.25(V_{dc} - v_s)}{L(HB)} \left[ 1 - \frac{m^2 L^2}{(V_{dc} - v_s)^2} \right] \quad (2.30)$$

โดยสมการที่ 2.29 แสดงถึงแถบความถี่ฮิสเตอร์รีซิสที่อยู่ในฟังก์ชันของการมอดูเลตความถี่ จากสมการที่ 2.30 แสดงถึงแรงดันตกคร่อมขณะที่ตัวเก็บประจุมีค่าคงที่ดังนั้นความถี่ในการสวิตช์ สูงสุดขึ้นอยู่กับขนาดตัวเหนี่ยวนำและความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสในทางปฏิบัติไม่สามารถใช้ ตัวเหนี่ยวนำและความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสมีค่าน้อยได้เนื่องจากจะทำให้ความถี่ของสวิตช์สูงเกิน พิกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์ซึ่งอาจจะทำให้อุปกรณ์ที่ใช้เสียหายได้ แต่ถ้ากำหนดตัวเหนี่ยวนำ และความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสมีค่ามาก แล้วการตอบสนองต่อการสร้างกระแสก็จะช้าลง ดังนั้น ในการกำหนดขนาดตัวเหนี่ยวนำและความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสจะต้องเลือกให้ เหมาะสมและความถี่การสวิตช์  $f_c$  ยังขึ้นอยู่กับ  $m$  ความถี่การสวิตช์มากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับ องศาทางไฟฟ้าของสัญญาณกระแสอ้างอิงและสัญญาณแรงดันจากสมการที่ 2.30 สามารถหาความถี่ การสวิตช์สูงสุด เมื่อ  $\omega t = 0, \pi$  โดยที่  $i_L = I_m^* \sin(\omega t)$

$$m^2 = \left[ \frac{d}{dt} I_m^* \sin(\omega t) \right]^2 = 0.5 \omega^2 I_m^{*2} (1 + \cos(2\omega t)) \quad (2.31)$$

และ  $v_s = V_m \sin(\omega t)$  ทำให้  $v_s = 0$  จะได้ว่า

$$f_{c \max} = \frac{0.25V_{dc}}{L(HB)} \left[ 1 - \frac{\omega^2 I_m^{*2} L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad (2.32)$$

สมมติให้  $\frac{\omega^2 I_m^{*2} L^2}{V_{dc}^2} \ll 1$  จะได้ว่า

$$f_{c \max} = \frac{0.25V_{dc}}{L(HB)} \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.30 สามารถหาความถี่การสวิตช์ต่ำสุด เมื่อ  $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$

$$f_{C\min} = \frac{0.25(V_{dc} - v_s)}{L(HB)} \quad (2.34)$$

และ  $v_s = V_m \sin(\omega t)$  ทำให้  $v_s = V_m$  จะได้ว่า

$$f_{C\min} = \frac{0.25(V_{dc} - V_m)}{L(HB)} \quad (2.35)$$

เมื่อ  $f_{C\max}$  คือ ความถี่การสวิตช์สูงสุด

$f_{C\min}$  คือ ความถี่การสวิตช์ต่ำสุด

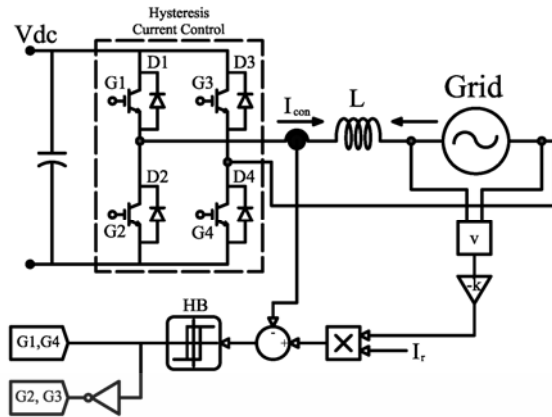
ดังนั้นในการควบคุมขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสให้คงที่นั้น (fix band) เมื่อต้องการออกแบบให้ความถี่การสวิตช์สูงสุด  $f_{C\max}$  จะขึ้นอยู่กับผลต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $V_{dc}$  กับแรงดันของการไฟฟ้า  $v_s$  ซึ่งค่ามากที่สุดอยู่ที่เมื่อ  $\omega t = 0, \pi$  และความถี่การสวิตช์ต่ำสุด  $f_{C\min}$  จะมีค่าน้อยสุด

เมื่อ  $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$  ในหนึ่งรอบสัญญาณ

## 2.5 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์

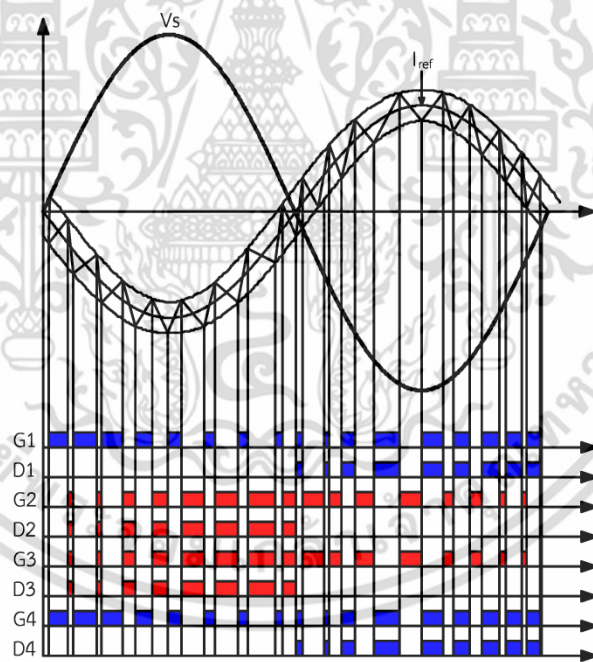
โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟสพูลบริดจ์มีหลายแบบด้วยกัน เช่น ไบโพลาร์ยูนิโพลาร์ เป็นต้นแต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นไปที่แบบไบโพลาร์ซึ่งเป็นวิธีแบบดั้งเดิมกับแบบซีโรครอสซึ่งจะเป็นเทคนิคที่ควบคุมอินเวอร์เตอร์กึ่งหนึ่งด้วยเทคนิคซีโรครอสซึ่ง เพื่อที่จะเข้าใจโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์และแบบซีโรครอสซึ่ง วงจรภาพรวมของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ แผนภาพโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบจะถูกนำมาแสดง และรูปคลื่นแรงดัน ( $V_s$ ) รูปคลื่นกระแส ( $I_s$ ) และแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{con}$ ) ของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบจะถูกนำมาแสดง

รูปที่ 2.12 แสดงวงจรภาพรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์ จะเห็นได้ว่าไอจีบีทีทั้งสองกึ่งของอินเวอร์เตอร์จะถูกควบคุมโดยเทคนิคควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิส



รูปที่ 2.12 วงจรภาพรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์

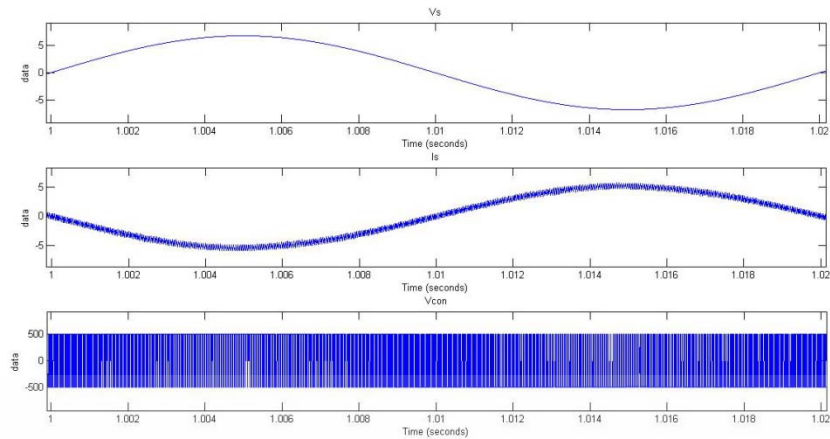
เมื่อสังเกตโหมดการทำงานของมันจะเห็นว่า G1 กับ G4 และ G2 กับ G3 จะทำงานคู่กัน สวิตช์พร้อมกันและเมื่อคู่ G1,G4 ทำงาน G2,G3 ก็จะไม่ทำงาน ดังในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์

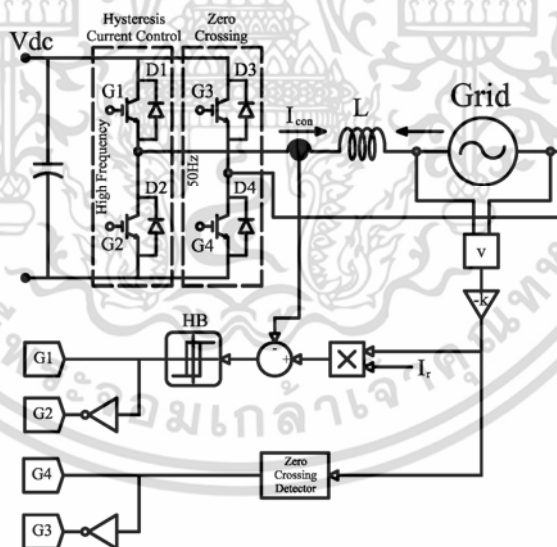
และเมื่อพล็อตรูปคลื่นแรงดัน ( $V_s$ ) รูปคลื่นกระแส ( $I_s$ ) และแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{con}$ ) จะได้ดังรูปที่ 2.14 เมื่อสังเกตที่  $V_{con}$  จะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงจากบวกไปยังลบและจากลบไปยังบวกไม่ผ่านศูนย์ซึ่งเป็นลักษณะเด่นของการควบคุมแบบไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 รูปคลื่นแรงดัน ( $V_s$ ) รูปคลื่นกระแส ( $I_s$ ) และแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{con}$ ) ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์

วงจรรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 2.15 จะเห็นว่าไอจีบีทีที่กึ่งหนึ่งจะถูกควบคุมด้วยเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส ส่วนอีกกึ่งหนึ่งนั้นจะถูกควบคุมโดยใช้เทคนิคซีโรครอสซึ่ง

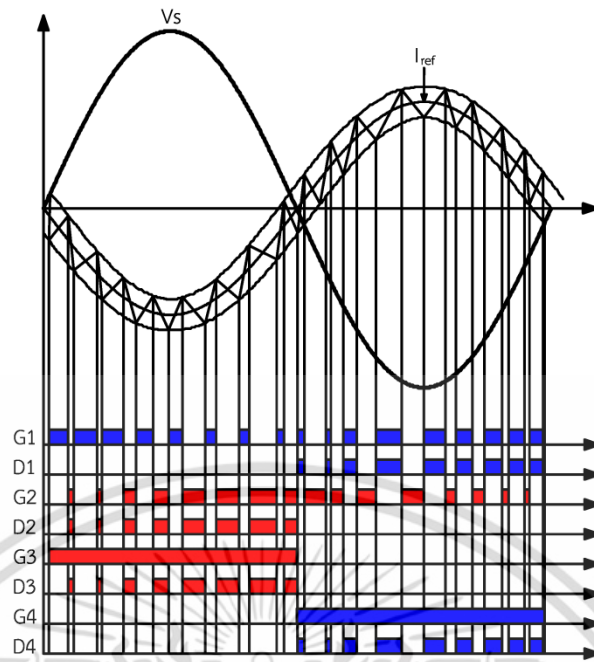


รูปที่ 2.15 วงจรรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่ง

เมื่อสังเกตโหมดการทำงานของมันจะเห็นว่า  $G_3$  กับ  $G_4$  ที่ใช้เทคนิคซีโรครอสซึ่งนั้นจะทำงานที่ความถี่ 50 Hz ตาม  $V_s$  ส่วน  $G_1$  กับ  $G_2$  นั้นก็จะสวิตช์ทำงานด้วยความถี่ไม่คงที่เหมือน

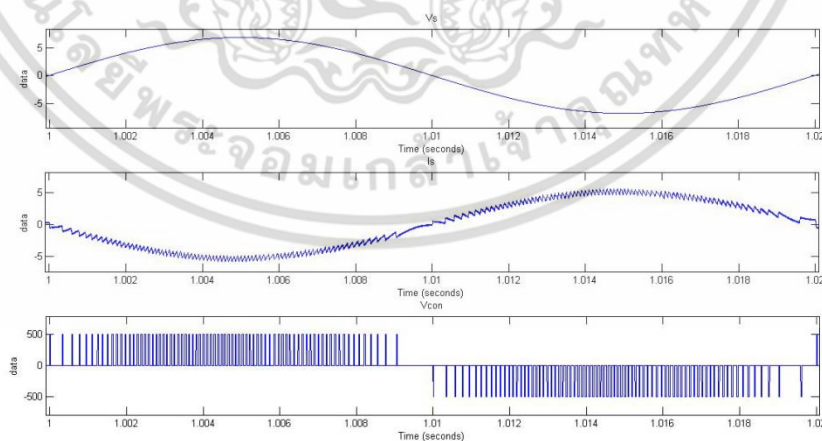
เทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสตามปกติ ดังรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

และเมื่อพล็อตรูปคลื่นแรงดัน ( $V_s$ ) รูปคลื่นกระแส ( $I_s$ ) และแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{con}$ ) จะได้ดังรูปที่ 2.17 เมื่อสังเกตที่  $V_{con}$  จะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงจากบวกไปยังศูนย์แล้วศูนย์ไปยังลบและลบไปยังศูนย์แล้วศูนย์ไปยังบวกซึ่งมีการเปลี่ยนแปลง 3 ระดับ



รูปที่ 2.17 รูปคลื่นแรงดัน ( $V_s$ ) รูปคลื่นกระแส ( $I_s$ ) และแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{con}$ ) ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

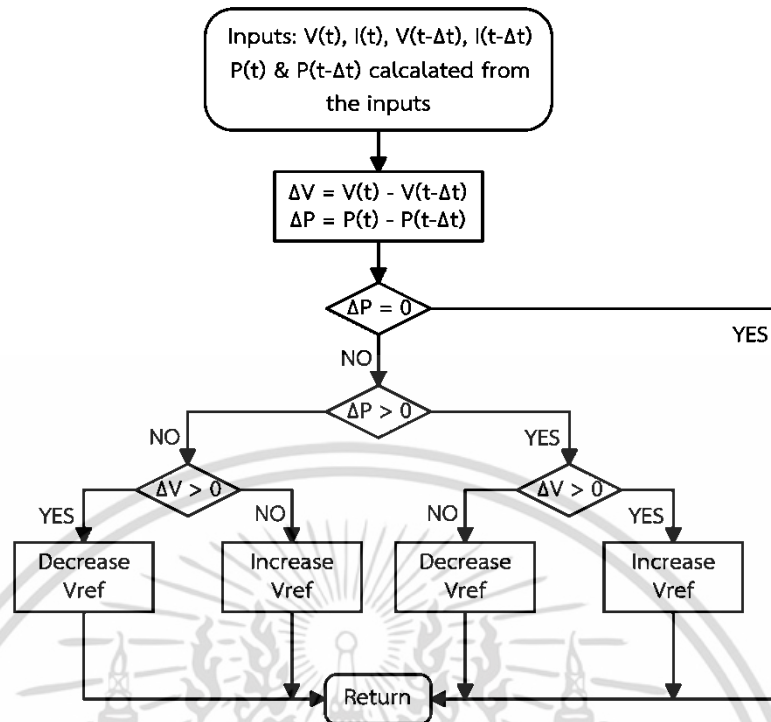
## 2.6 การติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Point Tracking: MPPT)

MPPT อัลกอริทึมเป็นสิ่งจำเป็นต่อโซลาร์เซลล์เพราะว่าโดยปกติแล้วรังสีแสงอาทิตย์และอุณหภูมิมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาทำให้จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดของโซลาร์เซลล์เปลี่ยนแปลงตามเช่นกัน ดังนั้น MPPT อัลกอริทึมจึงเป็นสิ่งที่สำคัญมากเพื่อที่จะให้ระบบโซลาร์เซลล์ทำงานที่กำลังไฟฟ้าสูงสุดในซึ่งการทำ MPPT นั้นมีอยู่ด้วยกันหลายวิธีด้วยกัน เช่น P&O, FLC, Neural Network เป็นต้น แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ MPPT อัลกอริทึม P&O (Perturb and observe) ซึ่งเป็นเทคนิคที่มาตรฐานและมีการถูกใช้อย่างแพร่หลาย

### 2.6.1 อัลกอริทึม P&O (Perturb and observe)

เทคนิคพีแอนด์โอถูกเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า "เทคนิคการปีนเขา" แต่ว่าทั้งสองชื่อนี้ก็คือเทคนิคเดียวกันแต่ว่าขึ้นอยู่กับวิธีการนำไปประยุกต์ใช้ เทคนิคการปีนเขานี้จะดูการเปลี่ยนแปลงของ duty cycle ของอินเวอร์เตอร์ ส่วนเทคนิคพีแอนด์โอจะดูการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าที่ ดีซีลิงค์ซึ่งอยู่ระหว่างโซลาร์เซลล์กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งที่จริงแล้วการเปลี่ยนแปลงของ duty cycle ของเทคนิคการปีนเขานั้นก็จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันไฟฟ้าที่ ดีซีลิงค์เช่นกัน ดังนั้นทั้งสองวิธีนี้ที่จริงแล้วก็คือวิธีเดียวกัน

วิธีนี้สัญลักษณ์บวกลบของการเปลี่ยนแปลงที่ผ่านมาและสัญลักษณ์บวกลบของกำลังไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นจะถูกนำมาใช้ในการเปลี่ยนแปลงในอนาคต ถ้ามีการเพิ่มขึ้นของกำลังไฟฟ้าแล้วการเปลี่ยนแปลงต้องเปลี่ยนไปในทางเดียวกันและถ้ากำลังไฟฟาลดลงแล้วการเปลี่ยนแปลงต่อไปต้องเป็นไปในทางตรงกันข้าม กระบวนการจะดำเนินไปเรื่อยๆ จนกว่าจะถึงจุดที่จะได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด หลังจากนั้นจุดการทำงานของอัลกอริทึมนี้จะแกว่งขึ้นอยู่รอบจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด แผนภาพแสดงการดำเนินงานของอัลกอริทึมนี้ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แผนภาพแสดงการดำเนินงานของอัลกอริทึมพีแอนไอโอ

## 2.6.2 การควบคุมฟัซซี่ลอจิก (Fuzzy logic control)

อัลกอริทึม MPPT แบบฟัซซี่ลอจิก นั้นแบบออกเป็น 3 ระดับด้วยกันคือ ฟัซซี่พีเคชั่น, ระบบการอนุมาน และ ดีฟัซซี่พีเคชั่น ซึ่งจะประกอบด้วยกระบวนการของการเปลี่ยนตัวเลขเป็นตัวเลขซึ่งจะขึ้นอยู่กับระดับของฟังก์ชันสมาชิก จำนวนฟังก์ชันสมาชิกจะขึ้นอยู่กับความแม่นยำของตัวควบคุม ประมาณ 5 ถึง 7 ตัว

## 2.6.3 โครงข่ายประสาทเทียม (Neural Network)

โครงข่ายประสาทเทียมแบบเล็กที่สุดจะมีด้วยกัน 3 ชั้น คือ ชั้นอินพุต ชั้นซ่อนไว้ และชั้นเอาต์พุต เมื่อโครงข่ายประสาทเทียมมีขนาดใหญ่ขึ้นก็จะเพิ่มจำนวนชั้นของชั้นที่ซ่อนไว้ จำนวนชั้นโหนดของแต่ละชั้น และฟังก์ชันที่จะใช้จะขึ้นอยู่กับความรู้ของผู้ใช้ สำหรับระบบโซลาร์เซลล์อินพุตของระบบอาจจะใช้  $V_{oc}$  และ  $I_{sc}$  เป็นต้น

## 2.7 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์

การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์นั้นโดยส่วนใหญ่แล้วจะเกิดขึ้นที่ไอจีบีทีและสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ ประเภทแรก การสูญเสียที่เกิดจากความเหนี่ยวนำ หรือ Conduction Loss และ ประเภทที่สอง การสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ หรือ Switching Loss

### 2.7.1 การสูญเสียภายในแกน

การสูญเสียจากการเหนี่ยวนำนี้จะสามารถคำนวณได้จากการประมาณค่าแรงดันดีซี ( $U_{CE0}$ ) ค่ากระแสที่ขา collector-emitter ขณะทำงาน และค่าความต้านทานของขา collector-emitter ขณะทำงานดังสมการที่ 2.36

$$u_{CE}(i_C) = u_{CE0} + r_C \cdot i_C$$

เมื่อทำการประมาณค่าเดียวกันกับไดโอดคร่อมไอจีบีทีจะได้ว่า

$$u_D(i_D) = u_{D0} + r_D \cdot i_D$$

โดยจะหาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ได้จากข้อมูลจำเพาะของไอจีบีทีเพื่อที่จะหาค่า  $u_{ce0}$  และ  $u_{D0}$  ที่เที่ยงตรงจึงจำเป็นต้องปรับขนาดด้วย ( $u_{cemax}/u_{cety}$ ) หรือ ( $u_{Dmax}/u_{Dty}$ ) ค่าชั่วขณะของการสูญเสียของไอจีบีทีที่เกิดจากความเหนี่ยวนำจะหาได้จากสมการ

$$P_{CT}(t) = u_{CE}(t) \cdot i_C(t) = u_{CE0} \cdot i_C(t) + r_C \cdot i_C^2(t)$$

เมื่อค่าเฉลี่ยของกระแสไอจีบีทีคือ  $I_{cav}$  และค่า rms ของกระแสไอจีบีทีคือ  $I_{crms}$  แล้วค่าการสูญเสียเฉลี่ยจะหาได้จากสมการ

$$P_{CT} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} P_T(t) dt = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} (u_{CE0} \cdot i_C(t) + r_C \cdot i_C^2(t)) dt = u_{CE0} \cdot I_{cav} + r_C \cdot I_{crms}^2$$

และเมื่อค่าเฉลี่ยของกระแสไอจีบีทีคือ  $I_{Dav}$  และค่า rms ของกระแสไอจีบีทีคือ  $I_{Drms}$  แล้วค่าการสูญเสียเฉลี่ยขณะ ( $T_{SW}=1/f_{SW}$ ) จะหาได้จากสมการ

$$P_{CD} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} P_{CD}(t) dt = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} (u_{D0} \cdot i_D(t) + r_D \cdot i_D^2(t)) dt = u_{D0} \cdot I_{Dav} + r_D \cdot I_{Drms}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.7.2 การสูญเสียจากการสวิตช์

พลังงานการสูญเสียเมื่อ IGBT ทำงาน ( $E_{onT}$ ) สามารถคำนวณได้จากค่ารวมของพลังงานในการเปิดสวิตช์ที่ไม่ได้รวมค่ากระบวนการกักเก็บกลับ ( $E_{onTi}$ ) และค่าพลังงานการเปิดสวิตช์เกิดจากการกักเก็บกลับของพรีวิวดิโอด ( $E_{onTrr}$ ):

$$E_{onT} = \int_0^{tri-tfu} u_{ce}(t) \cdot i_c(t) dt = E_{onMi} + E_{onMrr}$$

ค่ากระแสกักเก็บกลับสูงสุดสามารถนิยามได้จาก

$$I_{Drrpeak} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{trr}$$

พลังงานที่จะทำให้ไดโอดทำงานจะมีพลังงานกักเก็บกลับมาก ( $E_{onD}$ ):

$$E_{onD} = \int_0^{tri+tfu} u_D(t) \cdot i_F(t) dt \approx E_{onDrr} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_{rr}$$

เมื่อ  $U_{Drr}$  เป็นค่าแรงดันไฟฟ้าต่อคล่อมไดโอดขณะที่มีการกักเก็บกลับ ในกรณีที่เลวร้ายที่สุดค่าแรงดันนี้สามารถทำนายได้จากค่าแรงดันคล่อมแหล่งจ่าย ( $U_{drr} = U_{DD}$ ) ค่าพลังงานสูญเสียขณะปิดสวิตช์ของ IGBT สามารถคำนวณได้จากหลักการเดียวกัน ค่าการสูญเสียขณะปิดสวิตช์ของไดโอดนั้นสามารถละเว้นให้ ( $E_{offD} \approx 0$ ) ดังนั้น

$$E_{offT} = \int_0^{tru+tfi} u_{ce}(t) \cdot i_c(t) dt$$

การสูญเสียของการสวิตช์ของ IGBT และ ไดโอดจะทำให้เกิดพลังงานการสวิตช์และความถี่การสวิตช์ ( $f_{sw}$ )

$$P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw}$$

$$P_{swD} = (E_{onD} + E_{offD}) \cdot f_{sw} \approx E_{onD} \cdot f_{sw}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

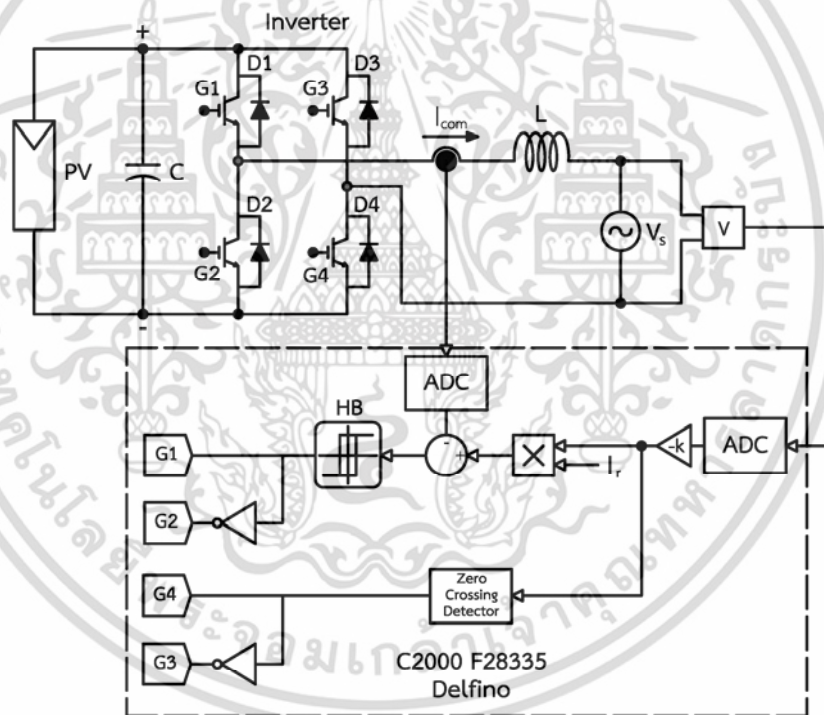
## 2.8 สรุป

จากทฤษฎีที่กล่าวในข้างต้น อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกรีตนั้นมีทฤษฎีที่เกี่ยวข้องอยู่หลายทฤษฎีด้วยกัน อย่างแรกคือเพื่อที่จะให้อินเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกรีตสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้ากลับเข้าสู่กริดได้นั้นจำเป็นต้องใช้ทฤษฎีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมมุมของกระแสอินเวอร์เตอร์ให้กลับเฟสไป 180 องศา อย่างที่สองคือทฤษฎีการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสซึ่งเป็นทฤษฎีควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีความสะดวกในการควบคุมเพราะมีการตอบสนองของกระแสควบคุมที่เร็วแต่จะมีข้อเสียคือมีความถี่ของการสวิตช์ไม่คงที่ อย่างที่สามคือการใช้เทคนิคซีโรครอสซึ่งในการควบคุม IGBT หนึ่งกึ่งแล้วอีกหนึ่งกึ่งใช้การควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะทำให้ความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ลดลงส่วนหนึ่ง อย่างที่สี่คือทฤษฎีการสูญเสียจากการสวิตช์ซึ่งก็เป็นทฤษฎีที่จำเป็นในการวิเคราะห์ว่าการสูญเสียของการสวิตช์นั้นขึ้นอยู่กับตัวแปรไหนบ้าง อย่างสุดท้ายคือทฤษฎีการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งเป็นทฤษฎีในที่จะทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานให้กำลังไฟฟ้าสูงสุดได้สม่ำเสมอในสภาวะที่มีแสงอาทิตย์ไม่คงที่

### บทที่ 3

## การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง

ในบทนี้จะกล่าวถึงลักษณะโครงสร้างระบบควบคุมและระบบวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสชนิดเชื่อมต่อกรีด โดยจะกล่าวถึงการออกแบบระบบจ่ายไฟฟ้าจากระบบโซลาร์เซลล์และการออกแบบอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะประกอบไปด้วย การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส วงจรไอจีบีที โมดูล วงจรขับเคลื่อน วงจรประวิงเวลา วงจรตรวจจับกระแสและแรงดัน และ ไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 3.1 ระบบโดยรวมของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับโซลาร์เซลล์หนึ่งเฟสชนิดเชื่อมต่อกรีด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1 การออกแบบระบบจ่ายไฟฟ้าจากระบบโซลาร์เซลล์

แผงโซลาร์เซลล์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นของ บริษัท โซลาร์แลนด์ รุ่น SLP080-12 จำนวน 24 แผง มีข้อมูลจำเพาะของตัวแผงโซลาร์เซลล์ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 3.1 ลักษณะข้อมูลจำเพาะของโซลาร์เซลล์ SLP080-12

Module Type	STP080-12
Nominal power (W)	80
Operating voltage (V)	17.2
Current at rated (A)	4.65
Open circuit voltage (V)	21.6
Short circuit current (A)	5.17

ลักษณะการต่อโซลาร์เซลล์ต่อแบบอนุกรมทั้งหมด 24 แผง ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งจะได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด 1920 W, แรงดันไฟฟ้าสูงสุด 518.4 V และกระแสไฟฟ้าสูงสุด 5.17 A



รูปที่ 3.2 ลักษณะการต่อโซลาร์เซลล์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 3.2 การออกแบบอินเวอร์เตอร์

อุปกรณ์หลักของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกรีตมีดังรูปที่ 3.1 ได้แก่

### 3.2.1 ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส

ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส มีหน้าที่ในการกรองระลอกคลื่นกระแสที่เกิดจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำให้กระแสชดเชยที่จ่ายจากอินเวอร์เตอร์มีความเรียบมากยิ่งขึ้น สำหรับเทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสซึ่งมีค่าความถี่การสวิตช์ไม่คงที่นั้น ขนาดของตัวเหนี่ยวนำนั้นขึ้นอยู่กับค่าความถี่การสวิตช์สูงสุด ดังนั้นจากทฤษฎีในบทที่ 2 ความถี่การสวิตช์สูงสุดจะเป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้

$$f_{C \max} = \frac{0.25V_{dc}}{L(HB)} \quad (3.1)$$

เนื่องจาก IGBT ที่เลือกใช้สามารถทนความถี่การสวิตช์สูงสุดได้ 20kHz จึงกำหนดให้ความถี่การสวิตช์สูงสุดมีค่าเท่ากับ 18kHz และขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสมีค่าเท่ากับ 0.4 และแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุอยู่ในช่วง 350V ถึง 600V ดังนั้นจะได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำตามตารางที่ 3.2

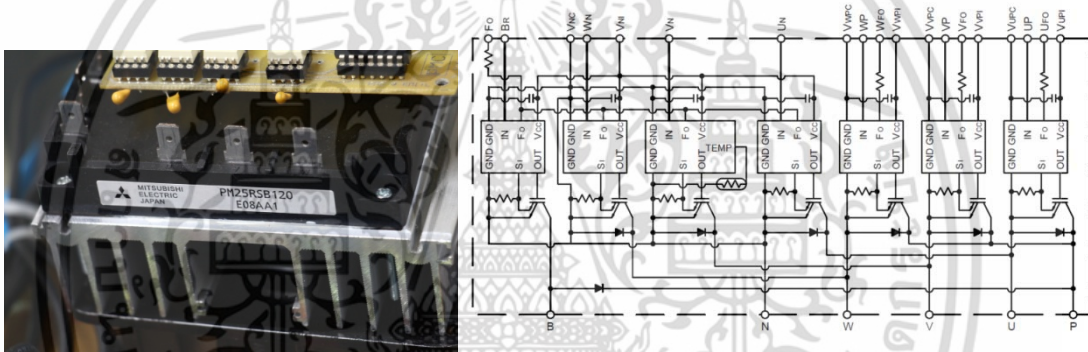
ตารางที่ 3.2 การเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส

V <sub>dc</sub> (V)	L (mH)
350	12.15
400	13.88
450	15.65
500	17.36
550	19.09
600	20.83

ดังนั้นจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 12 mH ถึง 20 mH จึงเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสสูงสุดเท่ากับ 20 mH

### 3.2.2 วงจรไอจีบีทีโมดูล

วงจรไอจีบีทีเป็นส่วนที่เกิดความเสียหายได้ง่ายที่สุดในอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากรับหน้าที่ในการสวิตช์เปิด-ปิดตลอดเวลาเพื่อทำให้ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ไอจีบีทีโมดูลที่นำมาใช้ต้องคำนึงถึงพิกัดของแรงดันไฟฟ้าและความถี่ในการสวิตช์สูงสุด ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ไอจีบีทีโมดูลของบริษัทมิตซูบิชิรหัส PM25RSB120 (Intelligent Power Module : IPM) มีพิกัดแรงดันไฟฟ้า 1200 V และพิกัดกระแส 25 A โดยภายในโมดูลนี้ประกอบไปด้วยไอจีบีทีอยู่ 7 ตัวข้างใน ซึ่งถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบไฟฟ้าแบบสามเฟสแต่เรานำมาประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวซึ่งประโยชน์ของไอจีบีทีโมดูลนี้ก็คือมันสามารถส่งสัญญาณฟอลต์ (Fault) จากตัวไอจีบีทีโมดูล เพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขั้วเกตได้ โดยโครงสร้างของไอจีบีทีโมดูลนี้แสดงอยู่ในรูปที่ 3.3



(ก) โครงสร้างภายนอกของไอจีบีทีโมดูล

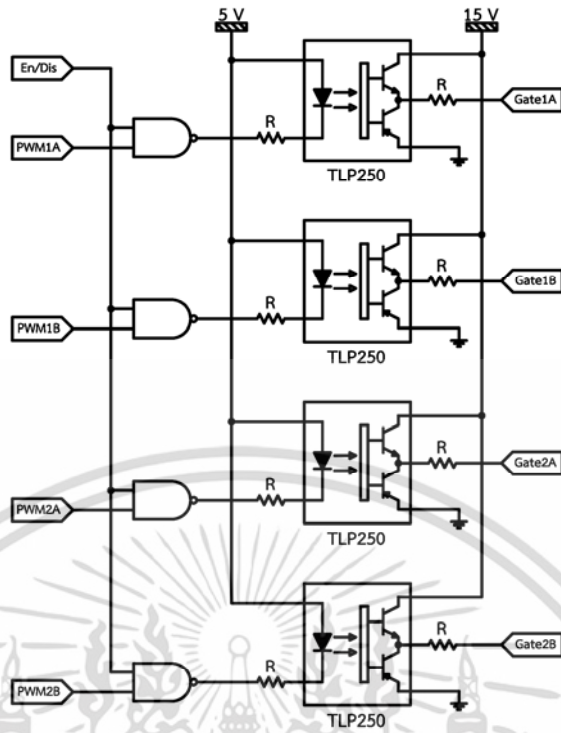
(ข) โครงสร้างภายในของไอจีบีทีโมดูล

รูปที่ 3.3 โครงสร้างไอจีบีทีโมดูลรหัส PM25RSB120

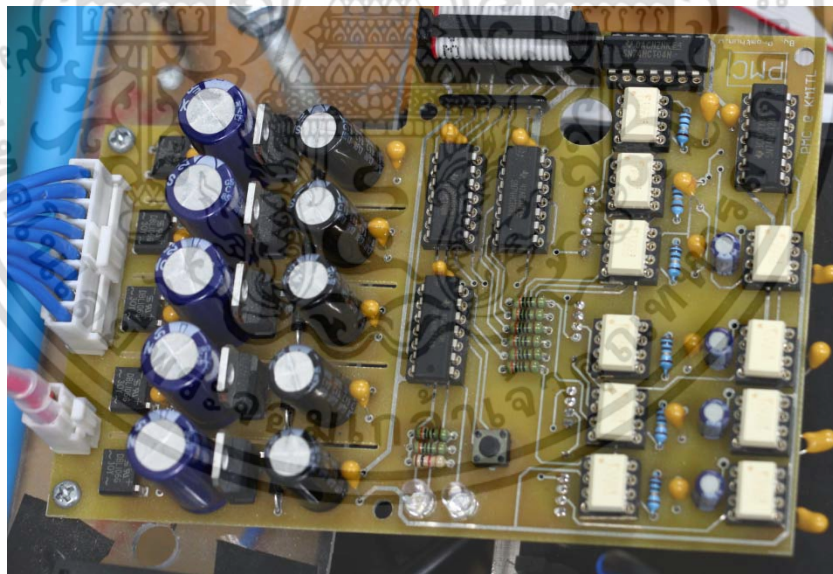
### 3.2.3 วงจรขั้วเกต

วงจรขั้วเกตมีสัญญาณขาเข้าเป็นแบบ Active High และมีสัญญาณขาออกเป็นแบบ Active Low ซึ่งได้แสดงอยู่ในรูปที่ 3.4 วงจรนี้สามารถส่งใช้และหยุดการใช้งานของสัญญาณขั้วเกตได้โดยใช้ Opto-isolator รหัส TLP250 ไปขับ Intelligent Power Module (IPM) ซึ่งแรงดันขั้วเกตจะเป็นแบบ Active Low ใช้ในการ On และ Off IGBT ที่แรงดัน 0V และ 15V ตามลำดับ และเมื่อนำมาสร้างจริงจะได้ดัง รูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นวงจรขั้วเกตต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรขับเกตที่สามารถสั่งใช้และหยุดการใช้งานของสัญญาณขับเกต

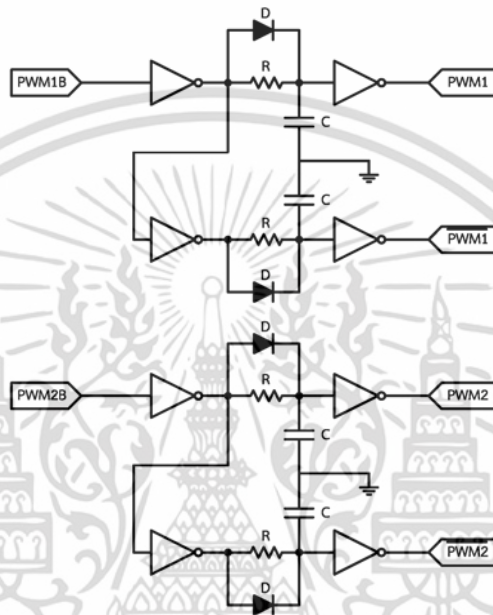


รูปที่ 3.5 วงจรขับเกตต้นแบบ

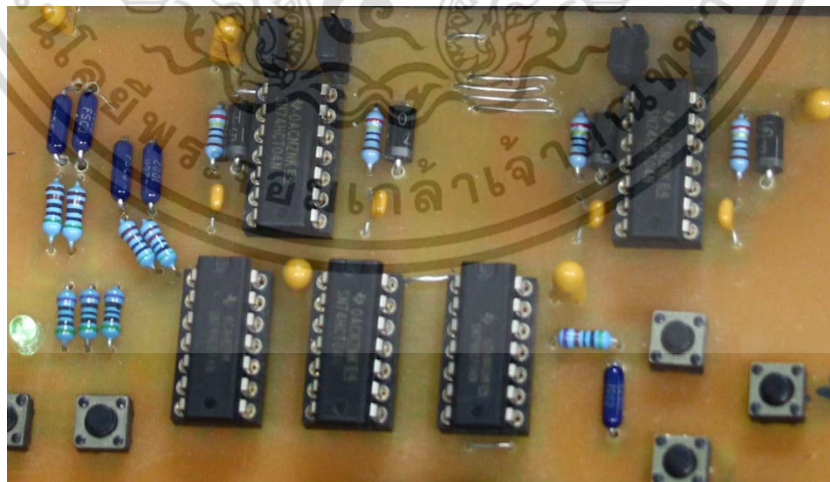
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.4 วงจรประวิงเวลา

วงจรประวิงเวลาได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 3.5 โดยได้เลือกใช้วงจร RC Circuit ซึ่งสามารถคำนวณเวลาได้จากสูตร  $V_{Low} = 5 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$  ซึ่ง  $V_{Low}$  คือแรงดันลอจิก 0 ของ NOT Logic gate เมื่อนำมาสร้างจริงแล้วจะได้ตามรูปที่ 3.7 วงจรประวิงเวลาดังแบบ



รูปที่ 3.6 วงจรประวิงเวลา (Deadtime)



รูปที่ 3.7 วงจรประวิงเวลาดังแบบ

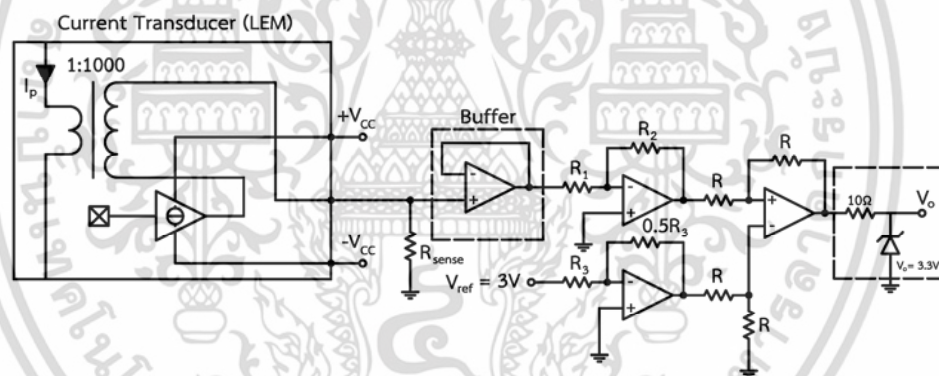
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.5 วงจรตรวจจับสนกระแส

รูปที่ 3.6 และ รูปที่ 3.9 ได้แสดงวงจรตรวจจับสนกระแสและวงจรตรวจจับสนกระแสต้นแบบที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ตามลำดับ โดยมีส่วนประกอบหลักๆ คือตัวเซ็นเซอร์และวงจรปรับขนาดและยกระดับสัญญาณเพื่อที่จะทำให้สามารถใช้งานในระดับการวัดที่เหมาะสมและยกระดับของสัญญาณให้เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้ในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์โดยให้สามารถวัดค่าได้ทั้งซีกบวกลบและซีกลบของสัญญาณกระแส แรงดันขาออกและค่าความไวของวงจรตรวจจับสนกระแสสามารถเขียนอยู่ในรูปดังสมการที่ (3.2) และ (3.3) ตามลำดับ

$$V_o = \frac{-I_p R_{sense} R_2}{1000R_1} + 1.5 \quad (3.2)$$

$$sensitivity = \frac{V_o}{I_p} = \frac{R_{sense} R_2}{1000R_1} \text{ Volts / Amp} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.8 วงจรตรวจจับสนกระแสโดยใช้ Current Transducer แบบ Hall Effect



รูปที่ 3.9 วงจรตรวจจับสนกระแสต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

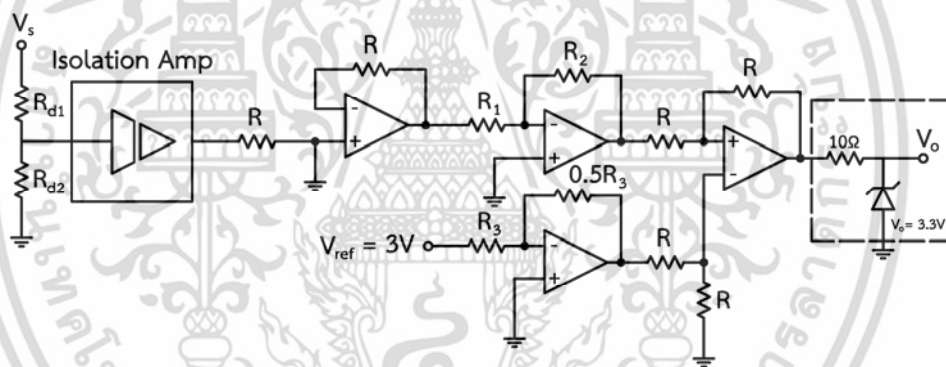
### 3.2.6 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้า

วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้าต้นแบบสามารถแสดงวงจรได้ดังรูปที่ 3.10 และ 3.12 ตามลำดับ วงจรนี้จะใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์ของสัญญาณแรงดัน ปรับขนาดและยกระดับสัญญาณโดยใช้วงจร Non-Inverting และวงจร Summing Amplifier แรงดันขาออกและอัตราขยายของวงจรตรวจจับกระแสสามารถเขียนอยู่ในรูปดังสมการที่ (3.4) ถึง (3.6)

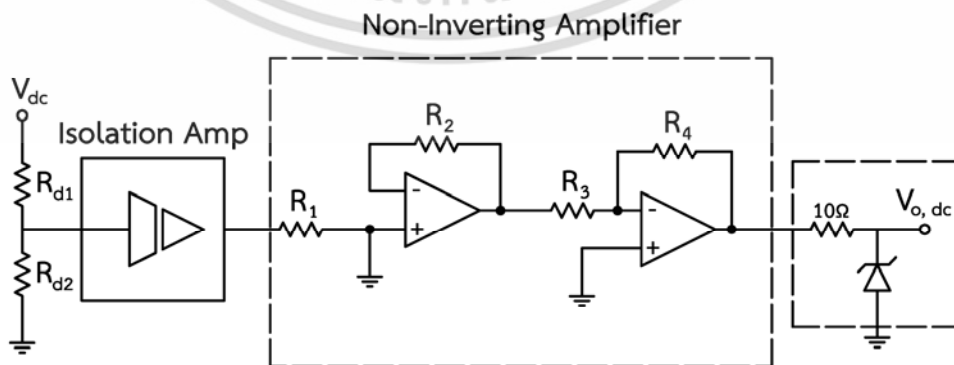
$$V_o = \frac{V_s R_{d1}}{(R_{d1} + R_{d2})} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) + 1.5 \tag{3.4}$$

$$Gain = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_{d1}}{(R_{d1} + R_{d2})} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \tag{3.5}$$

$$V_{dc,o} = \frac{R_2 R_4 R_{d2}}{R_1 R_3 (R_{d1} + R_{d2})} V_{dc} \tag{3.6}$$



รูปที่ 3.10 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์



รูปที่ 3.11 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ Isolation Amplifier เป็นตัวแยกกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 วงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าต้นแบบ

### 3.2.7 ไมโครคอนโทรลเลอร์

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ของ Texas Instrument รุ่น TMS320F28335 Delfino ตามดังรูปที่ 3.13 ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่นใหม่มีชิพยู เทคโนโลยี CMOS ทำงานได้ถึง 32 บิตและสามารถทำงานที่ความเร็วได้ถึง 150MHz จุดเด่นของไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่นนี้คือเขียนโปรแกรมควบคุมง่ายเนื่องจากไม่ต้องใช้ภาษาซีในการเขียนแต่สามารถใช้ร่วมกับโปรแกรม Matlab/Simulink และเขียนโปรแกรมลงไมโครคอนโทรลเลอร์ได้โดยตรง



รูปที่ 3.13 ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Delfino

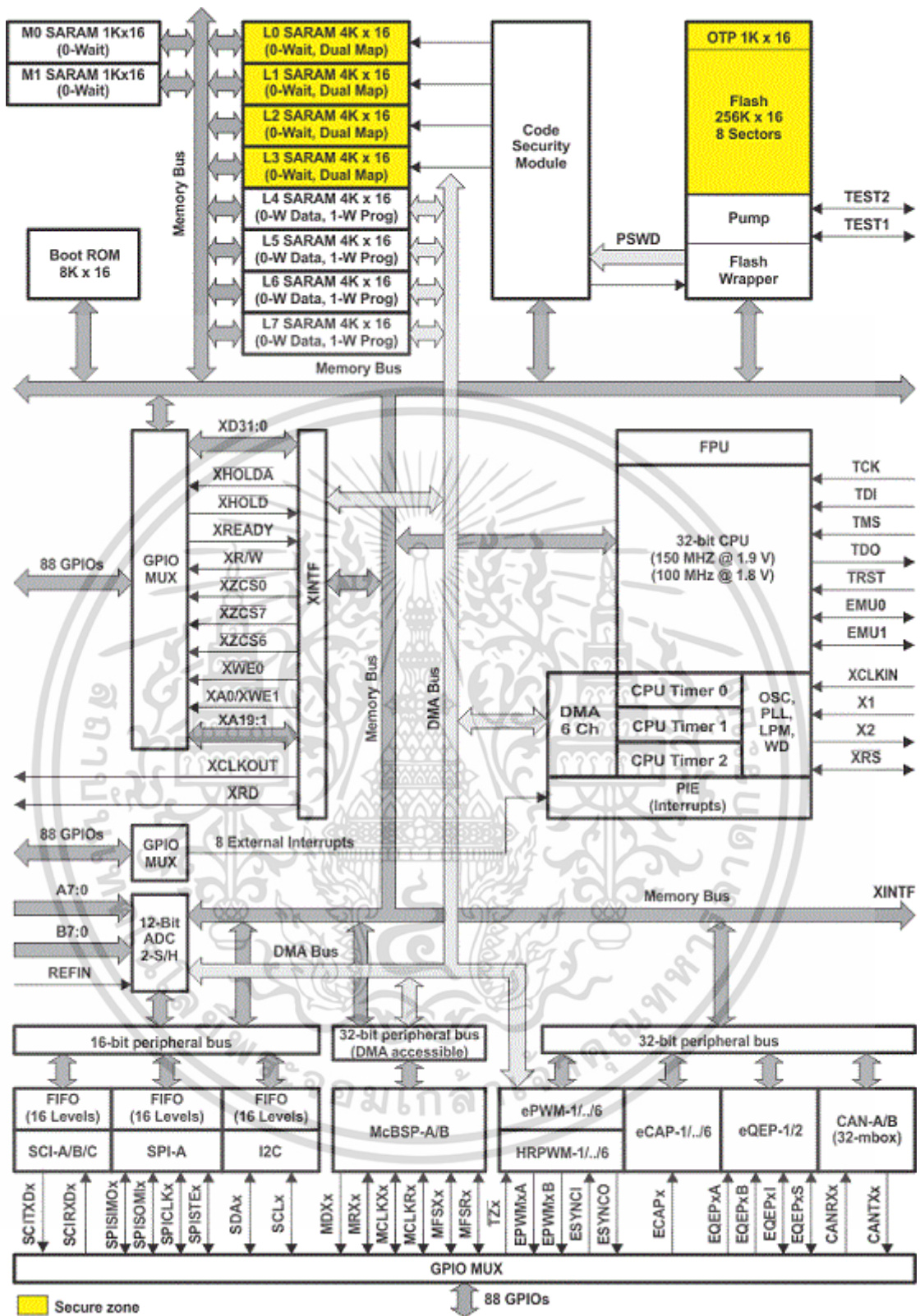
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.7.1 สถาปัตยกรรมของ TMS320F28335

คุณสมบัติภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335

- ใช้เทคโนโลยีล้ำสมัย Static CMOS
  - มีความเร็วในการทำงานสูงถึง 150MHz (ความเร็วรอบ 6.67 ns)
  - 1.9V/1.8V Core, 3.3V I/O Design
- ใช้ซีพียูประสิทธิภาพสูงที่ทำงานได้ที่ 32 บิต
  - ผ่านมาตรฐาน IEEE-754
  - มีการทำงาน 16 x 16 และ 32 x 32 MAC Operation
  - มีการทำงานและยุติการทำงานที่รวดเร็ว
- มีช่อง DMA Controller 6 ช่อง (สำหรับ ADC, McBSP, ePWM, XINTF และ SARAM)
- มี 16 บิต หรือ 32 บิต External Interface (XINTF)
- หน่วยความจำภายใน
  - F28335 256K x 16 Flash
  - 1K x 16 OTP ROM
- Boot ROM (8K x16)
- มีช่อง GPIO ถึง 88 ช่อง
- มีช่อง 12 บิต ADC ถึง 16 ช่อง
- สามารถส่งออกสัญญาณ PWM ได้ถึง 18 สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 โครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Delphi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 สรุป

การออกแบบโซลาร์เซลล์ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้ชุดทดลองโซลาร์เซลล์โดยใช้ร่วมกับแหล่งกำเนิดแสงเทียมเพื่อความสะดวกในการทดลอง ส่วนการออกแบบระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกรีดโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งมาประยุกต์ใช้กับเทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจำเป็นต้องมีวงจรตรวจจับกระแสและวงจรตรวจจับแรงดันไฟฟ้าซึ่งจะมีอุปกรณ์ 7 ส่วนหลักๆ ด้วยกันดังต่อไปนี้

1. การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสก็ได้ออกแบบและใช้ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสขนาดพิกัด 10A 20mH
2. IGBT Module ในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ไอจีบีทีโมดูลของบริษัทมิตซูบิชิรหัส PM25RSB120
3. วงจรขั้วเกต
4. วงจรประวิงเวลา
5. วงจรตรวจจับกระแส ได้เลือกใช้ Current Transducer แบบ Hall Effect
6. วงจรตรวจจับแรงดัน ได้เลือกใช้ Isolation Amplifier
7. ไมโครคอนโทรลเลอร์ ได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ของ Texas Instrument รุ่น TMS320F28335 Delfino

## บทที่ 4

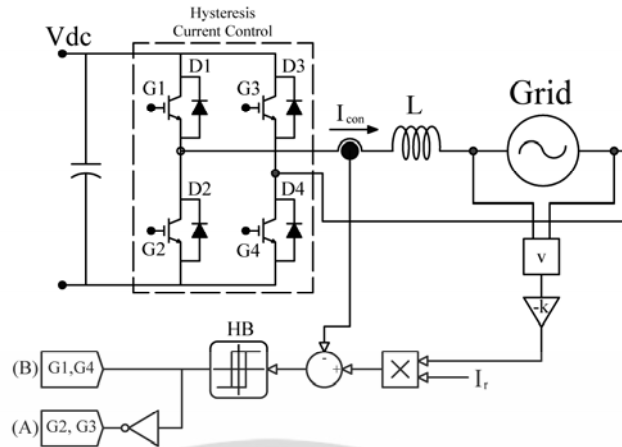
### ผลการจำลองและผลการทดลอง

ในบทนี้ได้แบ่งเป็นการทดลองเป็น 3 ส่วนด้วยกันและได้มีการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์และแบบซีโรครอสซึ่งเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริง ในส่วนแรกนั้นจะเป็นการจำลองและการทดลองอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกิตโดยต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบดีซี ส่วนที่สองจะเป็นการจำลองและการทดลองอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกิตต่อกับโซลาร์เซลล์โดยใช้แหล่งกำเนิดแสงเทียมตงภาคผนวก ก และส่วนที่สามจะเป็นการทดสอบการทำงานของ MPPT เมื่อต่ออินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกิตกับแหล่งกำเนิดแสงเทียม

#### 4.1 การจำลองและการทดลองอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกิตโดยต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบดีซี

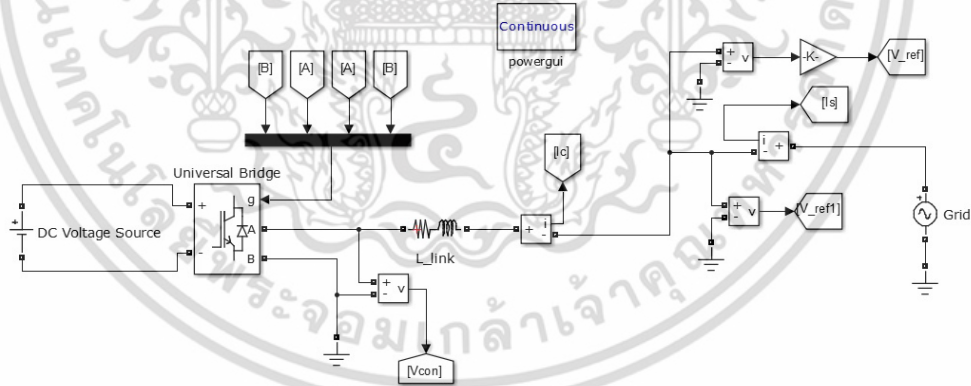
##### 4.1.1 การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์

วงจรรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าไอจีบีทีทั้ง 4 ตัวจะถูกควบคุมโดยใช้การควบคุมกระแสแบบฮีสเทอรีซิสโดยจะตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่กริด คูณเฟกเตอร์ให้เป็นหนึ่งหน่วยและนำไปคูณกับกระแสอ้างอิงจากนั้นก็นำไปลบกับกระแสขาออกจากอินเวอร์เตอร์ที่ตรวจจับได้และนำไปผ่านบล็อกการขอบเขตของฮีสเทอรีซิส สัญญาณที่ได้จากดังกล่าวจะถูกนำไปควบคุมไอจีบีทีคู่ 1,4 และ 2,3 ดังรูปที่ 4.1

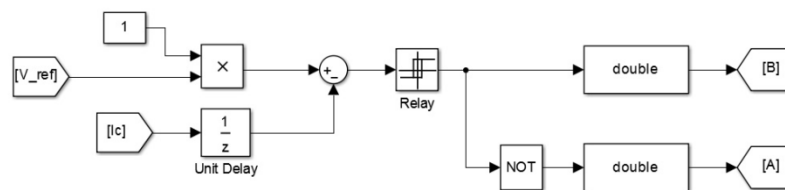


รูปที่ 4.1 วงจรภาพรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์

เมื่อใช้โปรแกรม Matlab/Simulink เขียนวงจรกำลังและวงจรควบคุมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์แล้วจะได้ดังรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 ตามลำดับ โดยกำหนดให้บล็อก Universal Bridge เป็น IGBT / Diodes ที่มีค่าตาม datasheet ของ IGBT Module ดังนี้คือมีค่า  $R_{on}$  0.1 $\Omega$  และ ค่า Fall Time กับ Tail Time เป็น 2 $\mu$ s และ 0.7 $\mu$ s ตามลำดับ



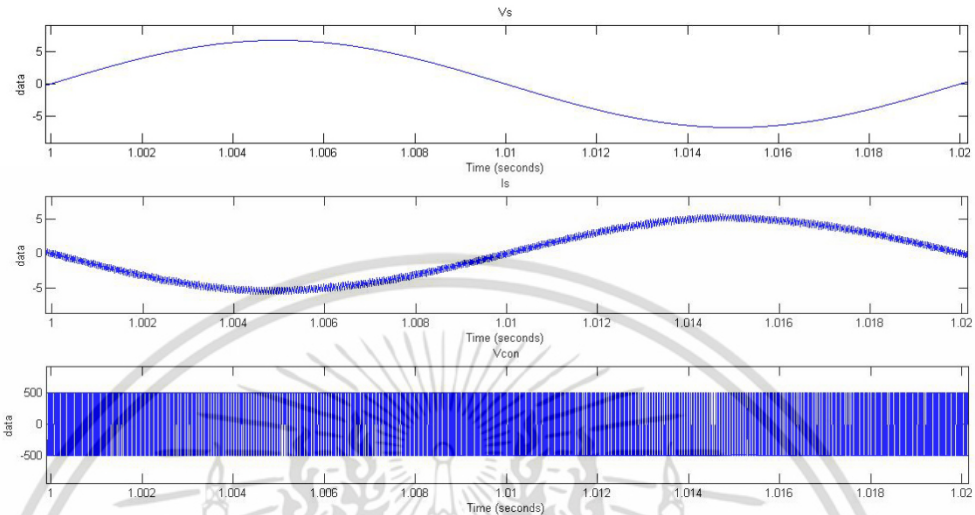
รูปที่ 4.2 วงจรกำลังใน Matlab/Simulink ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์



รูปที่ 4.3 วงจรควบคุมใน Matlab/Simulink ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้ทำการจำลองโดยใช้ Matlab/Simulink แล้วจะได้รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย กระแสไฟฟ้าของแหล่งจ่ายและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย กระแสไฟฟ้าของแหล่งจ่ายและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์

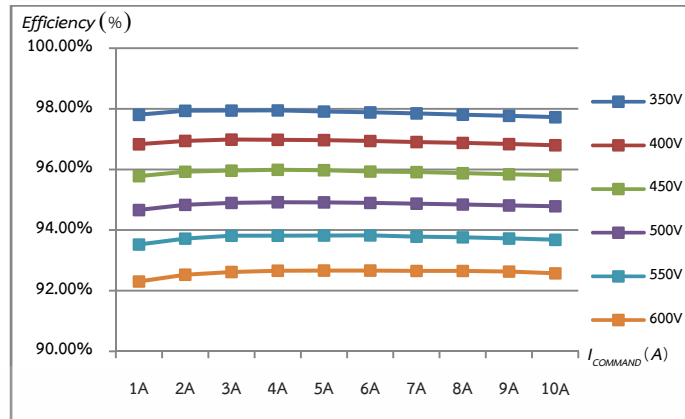
ในการจำลองครั้งถัดไปได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง

พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนด
$V_{dc}$	350V-600V
L	20mH
$I_{com}$	1A-10A
HB	[0.4,-0.4]
$V_{Grid}$	311V

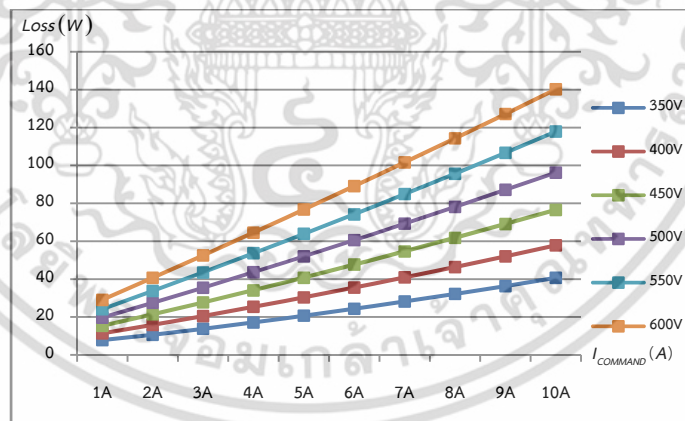
เมื่อจำลองโดยใช้พารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1 แล้วผลการจำลองที่ได้ต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ เช่น ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์และค่า THDi, ได้ถูกแสดงในรูปที่ 4.5 รูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



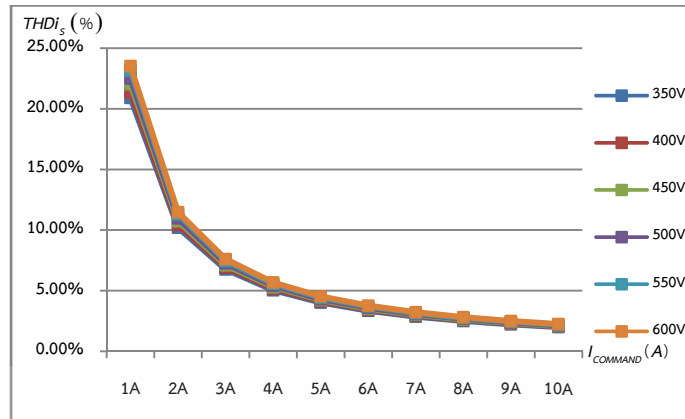
รูปที่ 4.5 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์ที่ได้จากการจำลอง

จากรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าขึ้นจาก 350V จนถึง 600V แล้วประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะตกลงอย่างเห็นได้ชัดจาก 98% ที่แรงดันไฟฟ้า 350V เหลือเพียง 92% ที่แรงดันไฟฟ้า 600V และเมื่อเพิ่มคำสั่งกระแสไฟฟ้าอ้างอิงจาก 1A ถึง 10A จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพจะสูงขึ้นเรื่อยๆ จนถึงจุดหนึ่งแล้วมีแนวโน้มว่าจะคงที่ซึ่งแต่ละช่วงแรงดันไฟฟ้าก็จะมีจุดที่ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์มีแนวโน้มว่าจะคงที่ต่างกัน



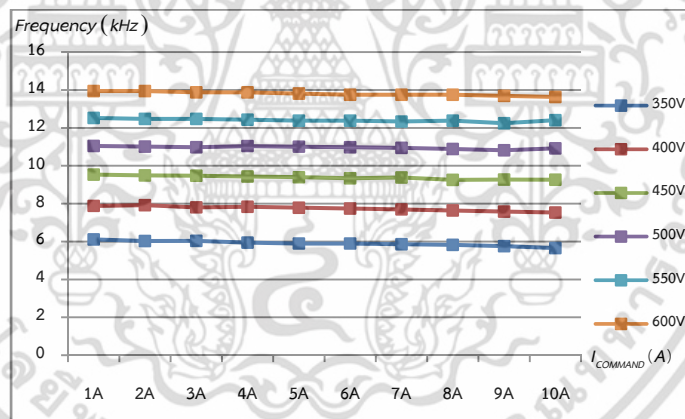
รูปที่ 4.6 การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์ที่ได้จากการจำลอง

จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าขึ้นจาก 350V จนถึง 600V แล้วการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดจาก 36W ที่แรงดันไฟฟ้า 350V เพิ่มเป็น 140W ที่แรงดันไฟฟ้า 600V และเมื่อเพิ่มคำสั่งกระแสไฟฟ้าอ้างอิงจาก 1A ถึง 10A จะเห็นได้ว่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูงขึ้นเรื่อยๆ



รูปที่ 4.7 ค่า THDi<sub>s</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์ที่ได้จากการจำลอง

จากรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มกระแสอ้างอิงแล้วจะทำให้ค่า THDi<sub>s</sub> มีค่าลดลงโดยแต่ละค่าแรงดันไฟฟ้านั้นมีค่า THDi<sub>s</sub> ที่ใกล้เคียงกันคือที่ 1A มีค่า THDi<sub>s</sub> อยู่ที่ประมาณ 23% และที่ 10A มีค่า THDi<sub>s</sub> อยู่ที่ ประมาณ 2%

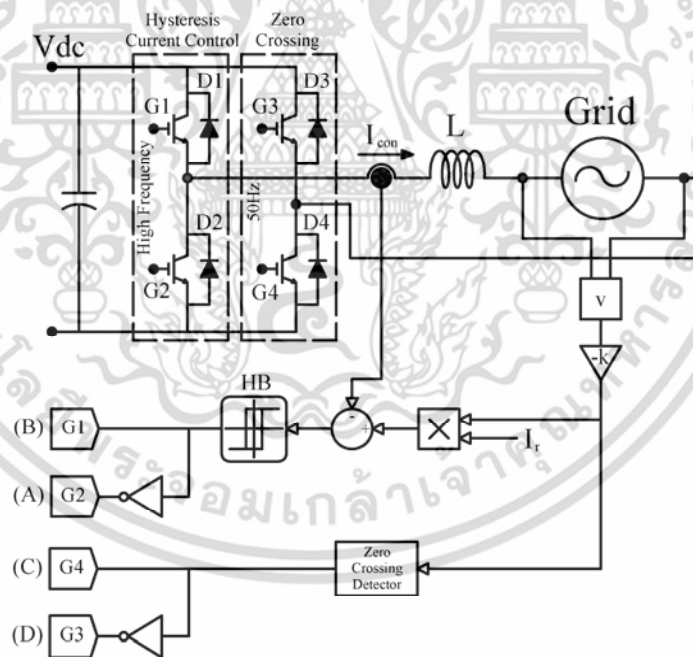


รูปที่ 4.8 ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์

จากรูปที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์มีความถี่การสวิตช์ที่ต่ำกว่าเมื่อแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์มีค่าน้อยและจะมีความถี่การสวิตช์สูงขึ้นเมื่อแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงขึ้น

#### 4.1.2 การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

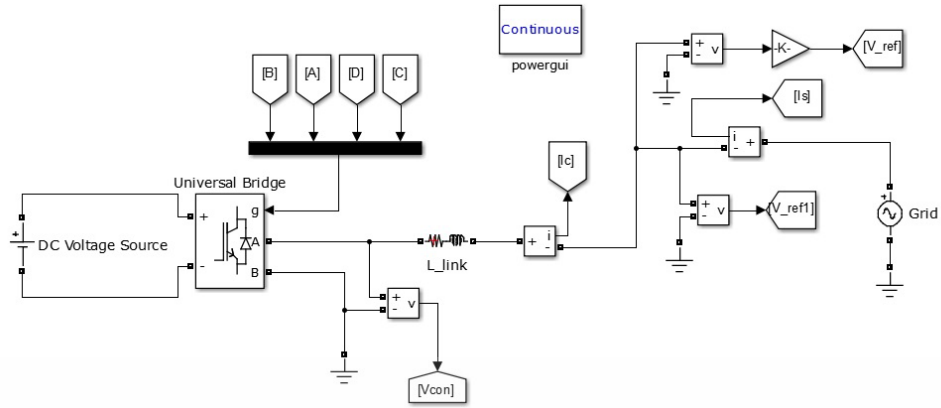
วงจรรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าไอจีบีทีทั้ง 2 ตัว (G1 และ G2) จะถูกควบคุมโดยใช้การควบคุมกระแสแบบฮีสเทอรีซิส ส่วนไอจีบีทีอีกสองตัว (G3 และ G4) จะถูกควบคุมโดยใช้เทคนิคซีโรครอสซิง ทั้งสองส่วนเริ่มจากการตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ grid คุณแพกเตอร์ให้เป็นหนึ่งหน่วย ส่วนกระแสฮีสเทอรีซิสจะนำไปคูณกับกระแสอ้างอิงจากนั้นก็นำไปลบกับกระแสขาออกจากอินเวอร์เตอร์ที่ตรวจจับได้และนำไปผ่านบล็อกการขอบเขตของฮีสเทอรีซิส ส่วนที่เป็นซีโรครอสซิงจะใช้เทคนิคซีโรครอสซิงตรวจจับจุดตัดผ่านศูนย์แล้วนำไปอินทิเกรตกับ  $\omega t$  จะได้สัญญาณ sawtooth จากนั้นเอาไปคูณกับสัญญาณ  $\sin$  อ้างอิงให้ได้  $\sin(\omega t)$  จากนั้นก็เอาไปผ่านเทคนิคซีโรครอสซิงอีกครั้งทำให้สัญญาณควบคุมที่ได้มีเฟสตรงกันกับแรงดันไฟฟ้าที่ grid ซึ่งมีความถี่ 50 Hz จากนั้นก็นำสัญญาณควบคุมที่ได้ไปควบคุมไอจีบีที G3 และ G4



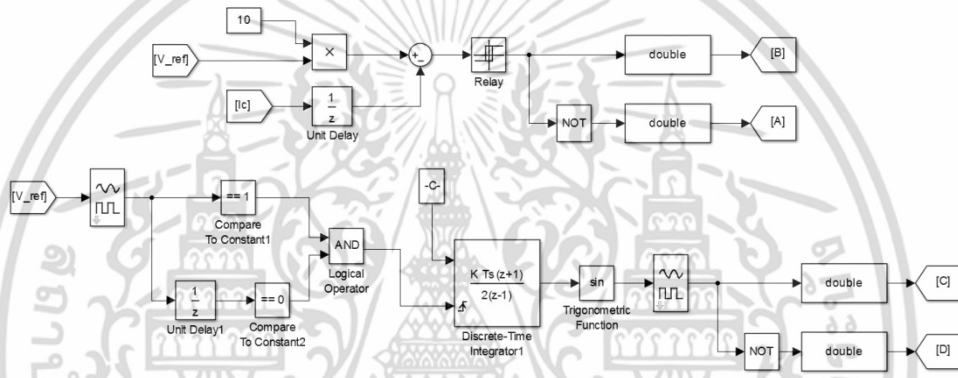
รูปที่ 4.9 วงจรรวมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

เมื่อใช้โปรแกรม Matlab/Simulink เขียนวงจรกำลังและวงจรควบคุมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์แล้วจะได้ดังรูปที่ 4.10 และรูปที่ 4.11 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



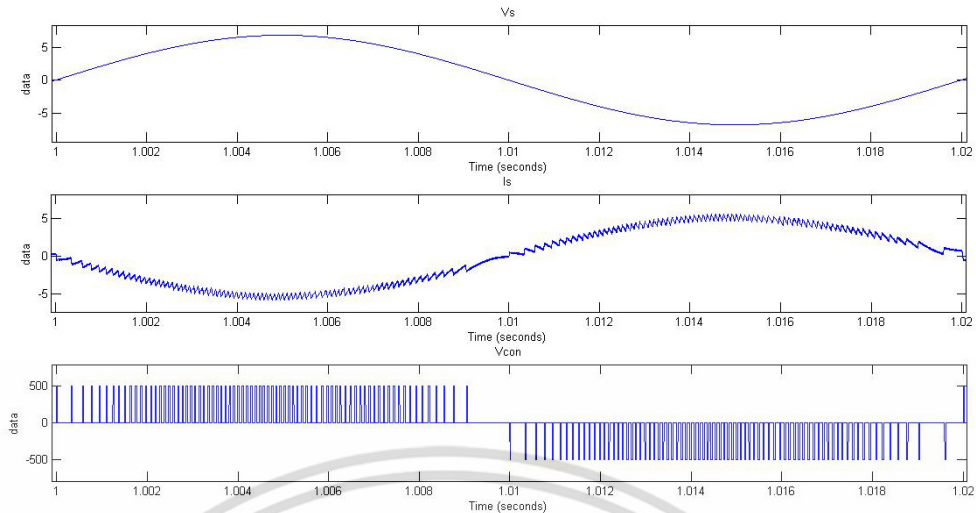
รูปที่ 4.10 วงจรกำลังใน Matlab/Simulink ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่ง



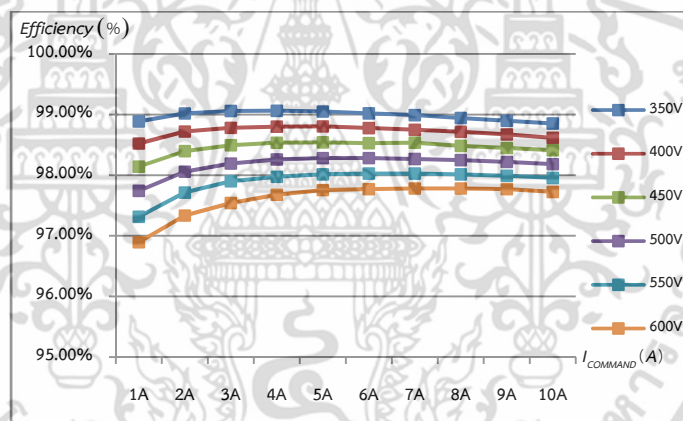
รูปที่ 4.11 วงจรควบคุมใน Matlab/Simulink ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่ง

เมื่อได้ทำการจำลองโดยใช้ Matlab/Simulink แล้วจะได้รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย กระแสไฟฟ้าของแหล่งจ่ายและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 4.12 และจะเห็นว่าความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ลดลงเมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์

เมื่อจำลองโดยใช้พารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1 แล้วผลการจำลองที่ได้ต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ก็คือ ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์และค่า THDi<sub>i</sub> ได้ถูกแสดงในรูปที่ 4.13 รูปที่ 4.14 และรูปที่ 4.15 ตามลำดับ

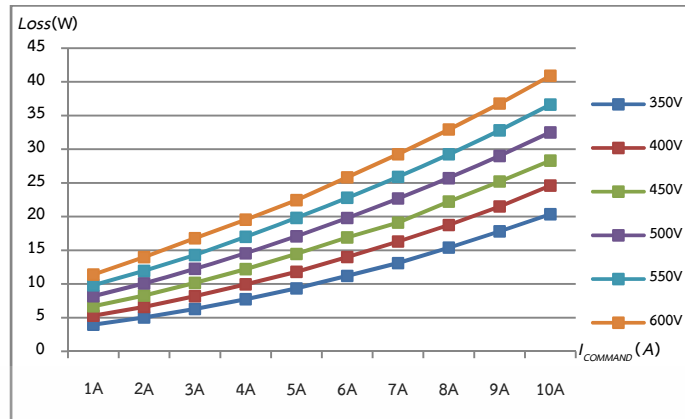


รูปที่ 4.12 รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย กระแสไฟฟ้าของแหล่งจ่ายและแรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง



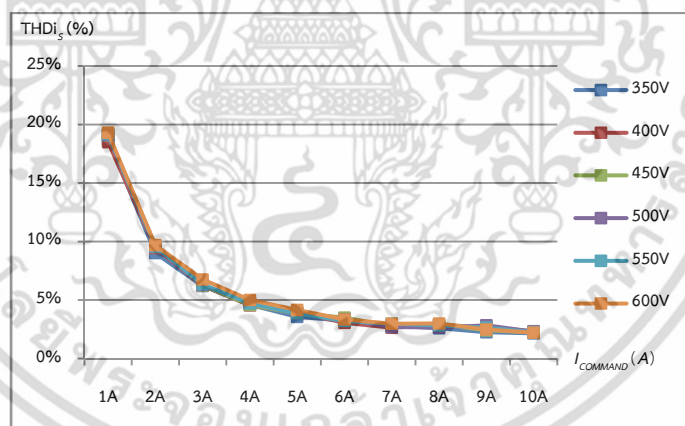
รูปที่ 4.13 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงที่ได้จากการจำลอง

จากรูปที่ 4.13 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าขึ้นจาก 350V จนถึง 600V แล้ว ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะตกลงอย่างเห็นได้ชัดจาก 98.7% ที่แรงดันไฟฟ้า 350V เหลือเพียง 96.8% ที่แรงดันไฟฟ้า 600V และเมื่อเพิ่มคำสั่งกระแสไฟฟ้าอ้างอิงจาก 1A ถึง 10A จะเห็นได้ว่า ประสิทธิภาพจะสูงขึ้นเรื่อยๆ จนถึงจุดหนึ่งแล้วมีแนวโน้มว่าจะต่ำลงอย่างเล็กน้อย



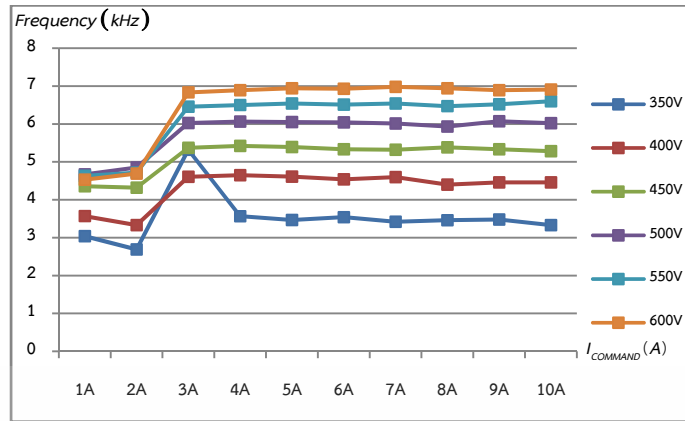
รูปที่ 4.14 การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่ได้จากการจำลอง

จากรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าขึ้นจาก 350V จนถึง 600V แล้วการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดจาก 12W ที่แรงดันไฟฟ้า 350V เพิ่มเป็น 40W ที่แรงดันไฟฟ้า 600V และเมื่อเพิ่มคำสั่งกระแสไฟฟ้าอ้างอิงจาก 1A ถึง 10A จะเห็นได้ว่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูงขึ้นเรื่อยๆ



รูปที่ 4.15 ค่า THDi ของที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่ได้จากการจำลอง

จากรูปที่ 4.15 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มกระแสอ้างอิงแล้วจะทำให้ค่า THDi มีค่าลดลงโดยแต่ละค่าแรงดันไฟฟ้านั้นมีค่า THDi ที่ใกล้เคียงกันคือที่ 1A มีค่า THDi อยู่ที่ประมาณ 19% และที่ 10A มีค่า THDi อยู่ที่ ประมาณ 2%

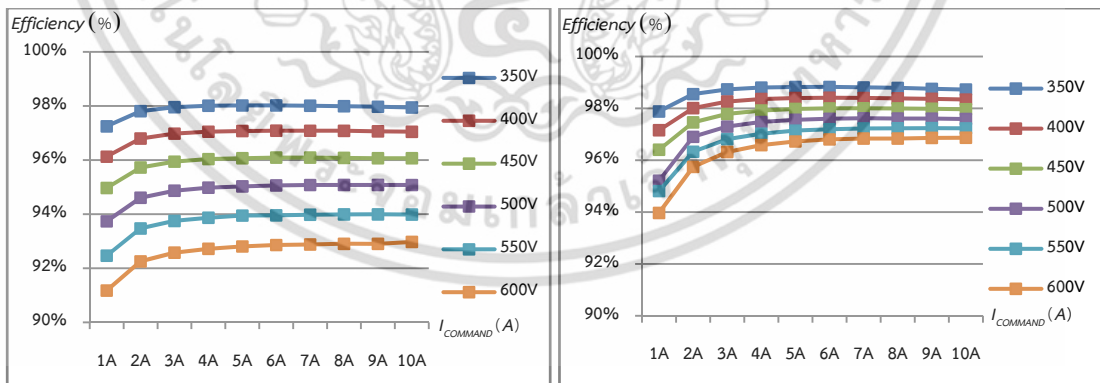


รูปที่ 4.16 ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.16 จะเห็นได้ว่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีค่าความถี่ในการสวิตช์ที่ต่ำกว่าเมื่อแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์มีค่าน้อยและจะมีความถี่ในการสวิตช์สูงขึ้นเมื่อแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงขึ้น

สรุปผลการจำลอง

เมื่อนำประสิทธิภาพและการสูญเสียที่ได้จากการจำลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และซีโรครอสซิงมาเปรียบเทียบกันจะได้ผลการจำลองดังต่อไปนี้



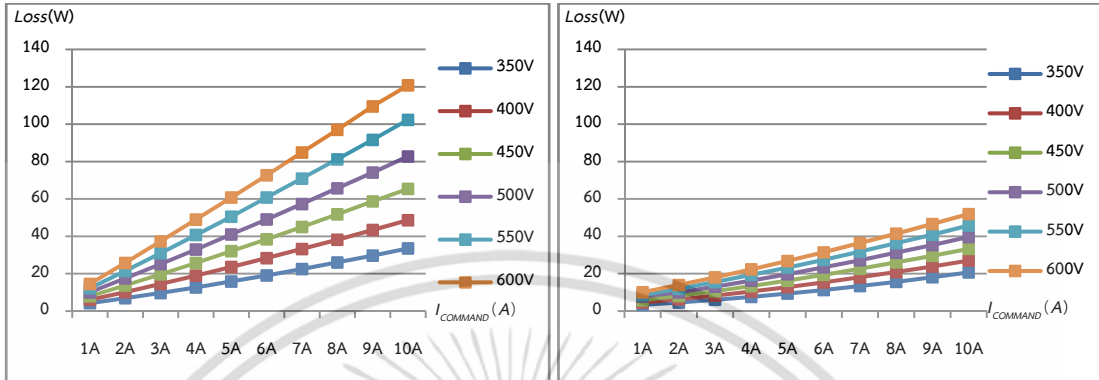
(ก) แบบโพลาร์

(ข) แบบซีโรครอสซิง

รูปที่ 4.17 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.17 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าแบบไปโพลาร์อยู่ 1% ถึง 3%

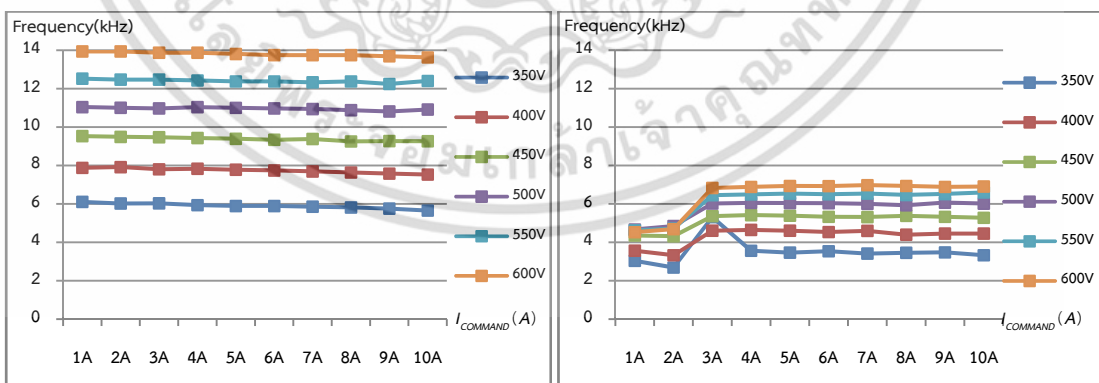


(ก) แบบไปโพลาร์

(ข) แบบซีโรครอสซิง

รูปที่ 4.18 ผลการจำลองเปรียบเทียบการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.18 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีการสูญเสียที่น้อยกว่าแบบไปโพลาร์อยู่กว่าครึ่งหนึ่ง จากผลการจำลองจึงสรุปได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงนั้นมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าและมีการสูญเสียที่น้อยกว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์



(ก) แบบไปโพลาร์

(ข) แบบซีโรครอสซิง

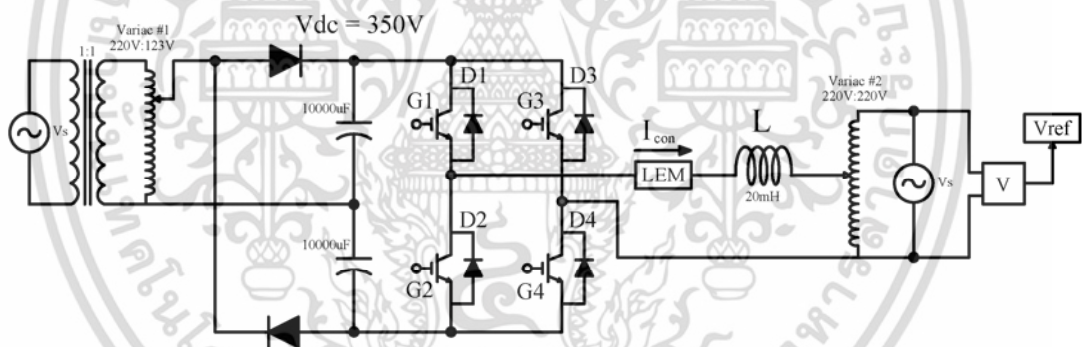
รูปที่ 4.19 ผลการจำลองเปรียบเทียบความถี่การสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.19 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์มีความถี่การสวิตช์ที่สูงกว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งอยู่เกือบ 2 เท่า

จากผลการทดลองทำให้ทราบว่า การสูญเสียจากการสวิตช์ที่น้อยลงของเทคนิคซีโรครอสซึ่งนั้นเป็นผลมาจากความถี่การสวิตช์ที่ลดลงซึ่งก็จะเป็นไปตามทฤษฎีการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ในบทที่ 2 จากสมการ  $P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw}$  การสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์นั้นจะเท่ากับพลังงานในการสวิตช์คูณกับความถี่การสวิตช์

#### 4.1.3 การทดลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์

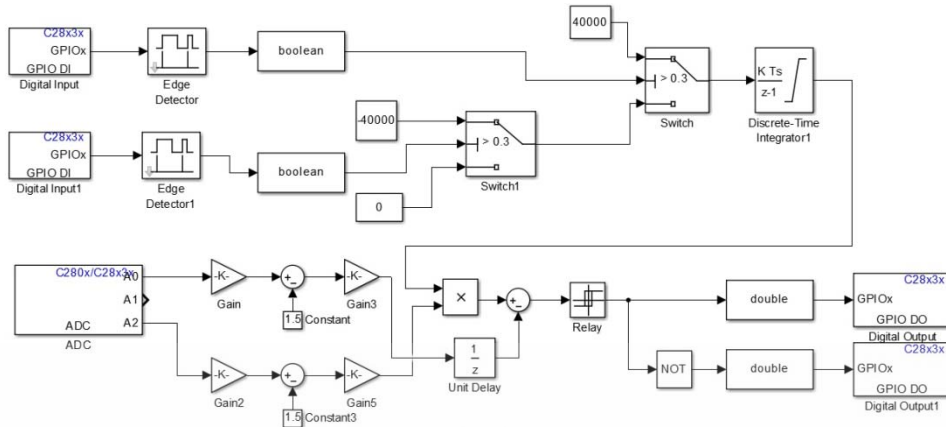
วงจรกำลังของการทดลองอินเวอร์เตอร์ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.20 จะเห็นได้ว่าในวงจรนี้ได้มีการใช้หม้อแปลงปรับค่าได้ 2 เครื่องมาใช้ในการปรับแรงดันไฟฟ้าทั้งด้านแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและทางด้านเชื่อมต่อการไฟฟ้า เนื่องจากการทดลองนี้ใช้แรงดันไฟฟ้าอยู่ในช่วง 350V ถึง 600V ทำให้ต้องใช้วงจรทวีแรงดัน เพื่อเพิ่มแรงดันไฟฟ้าให้ได้ถึง 600V



รูปที่ 4.20 วงจรกำลังของการทดลองอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 Delfino สามารถเขียนโปรแกรมโดยใช้โปรแกรม Matlab/Simulink ได้แต่ต้องเป็นแบบข้อมูลไม่ต่อเนื่อง (Discrete) เท่านั้นจึงต้องกำหนดค่าเวลาในการสุ่ม (Sampling time) ในการทดลองนี้ตั้งไว้ที่ 25us วงจรควบคุมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์จึงถูกเขียนอยู่ในโปรแกรม Matlab/Simulink ดังรูปที่ 4.21 ในวงจรควบคุมนี้จะประกอบด้วยวงจรมุมปรับค่าสั่งกระแสอ้างอิง ( $I_{com}$ ) ซึ่งจะประกอบไปด้วย 2 มุม มุมบนเมื่อกดปุ่มหนึ่งครั้งจะเพิ่ม  $I_{com}$  ไป 1A ส่วนปุ่มล่างเมื่อกดปุ่มแล้วจะลด  $I_{com}$  ไป 1A เพื่อความสะดวกในการปรับค่า  $I_{com}$  ในช่วง 1A ถึง 10A และวงจร ADC ที่จับสัญญาณแรงดันไฟฟ้า

ของ กริดและกระแสไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในเทคนิคการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



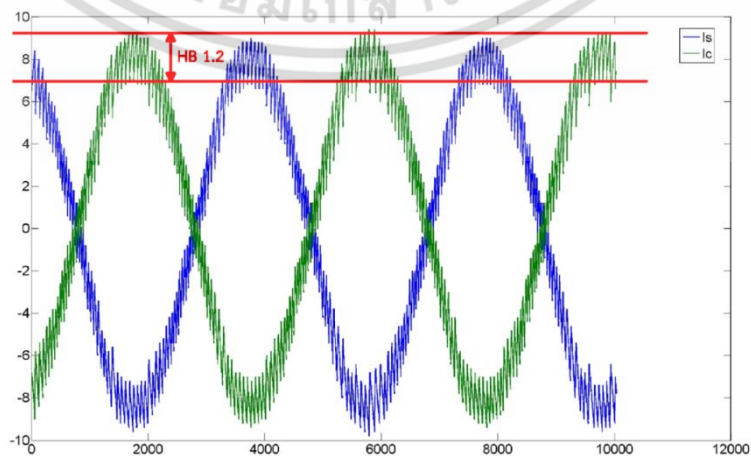
รูปที่ 4.21 วงจรควบคุมการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์

ได้มีการทดสอบค่าความแม่นยำของกระแสอ้างอิงซึ่งควรจะมีค่า 1A ถึง 10A peak to peak ผลการตรวจสอบค่ากระแสอ้างอิงของแบบโพลาร์เป็นไปตามตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ทดสอบค่าความแม่นยำของกระแสอ้างอิงของแบบโพลาร์

$I_{com}$	1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	8A	9A	10A
$I_c$	0.44A	1.31A	2.13A	3.04A	3.91A	4.80A	5.67A	6.54A	7.43A	8.34A

เมื่อลองทดลองจริงตามพารามิเตอร์ในตารางที่ 4.1 แล้วเมื่อลองเก็บไฟล์ ASCII ใน Oscilloscope แล้วปรากฏว่าค่า  $I_c$  และ  $I_s$  มีค่า HB ถึง [-1.2, 1.2] ซึ่งมากกว่าที่ตั้งไว้ถึง 6 เท่าดังรูปที่ 4.22 HB ของรูปคลื่น  $I_c$  และ  $I_s$  เมื่อใช้ Sampling Time 25us แบบโพลาร์



รูปที่ 4.22 HB ของรูปคลื่น  $I_c$  และ  $I_s$  เมื่อใช้ Sampling Time 25us ของแบบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

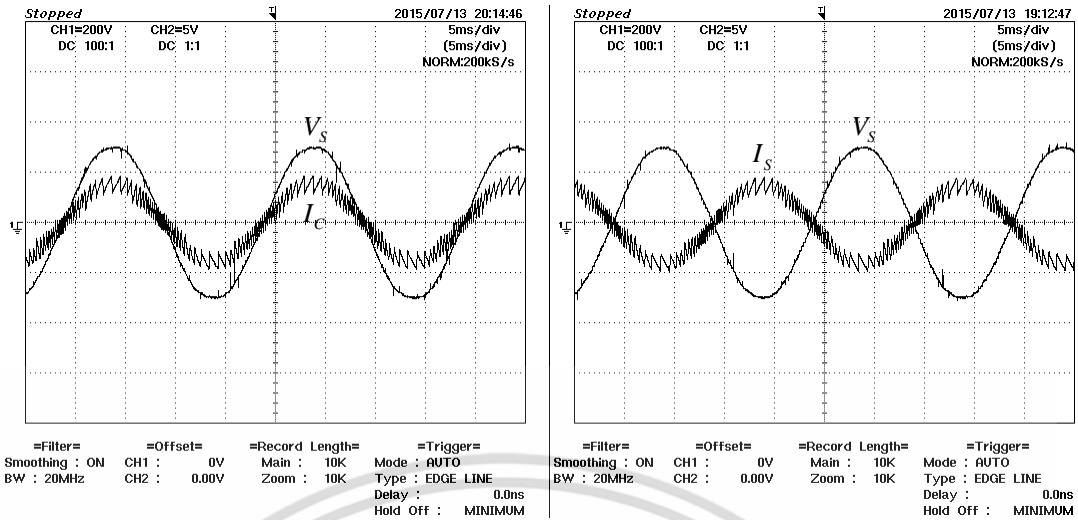
เนื่องจากค่าขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่ได้ไม่เป็นไปตามในการจำลองจึงได้ทำการทดลองหาค่า sampling time ที่น้อยที่สุดที่จะทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้ของทั้งแบบไปโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง และได้ผลการทดลองตามตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 การทดลองหาค่า sampling time ที่น้อยที่สุดที่ทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้

การควบคุมแบบไปโพลาร์							
HB in Matlab	0.4	0.2	0.4	0.2	0.2	0.2	0.1
Sampling Time	40us	40us	25us	25us	25us	5us	5us
Actual HB	2	1.5	1.6	1.2	1.2	1	1
การควบคุมแบบซีโรครอสซิง							
HB in Matlab	0.4	0.2	0.4	0.2	0.2	ไม่สามารถทำงานได้	
Sampling Time	40us	40us	25us	25us	50us		
Actual HB	1.3	1.2	1	0.8	1.2		

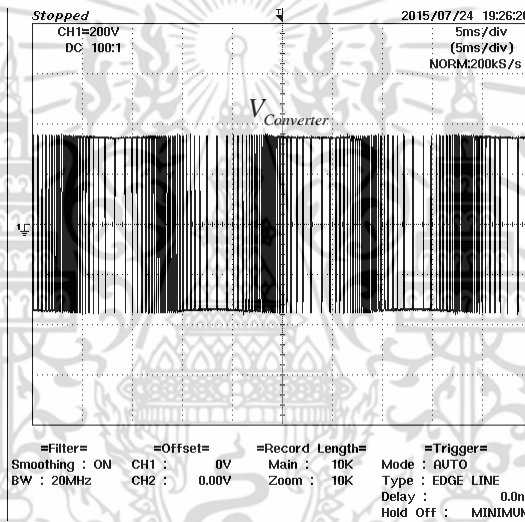
จากผลการทดลองจากตารางที่ 4.3 สำหรับการควบคุมแบบซีโรครอสซิงกำหนดให้ขอบเขตของฮิสเตอร์รีซิสเป็น 0.2 และ sampling time เป็น 50us ส่วนการควบคุมแบบไปโพลาร์กำหนดให้ขอบเขตของฮิสเตอร์รีซิสเป็น 0.2 และ sampling time เป็น 25us เพื่อที่เวลาทำการทดลองจริงแล้วจะได้ขอบเขตของฮิสเตอร์รีซิสที่ใกล้เคียงกัน

เมื่อได้ทำการทดลองจริง แล้วได้รู้คลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์ ดังรูปที่ 4.23 จะสังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ Grid ทำมุม 180 องศา Lagging หรือ Leading กับแรงดันไฟฟ้าที่ Grid ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีถ่ายเทกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ในบทที่ 2



(ก) รูปคลื่น  $V_s$  และ  $I_c$

(ข) รูปคลื่น  $V_s$  และ  $I_s$

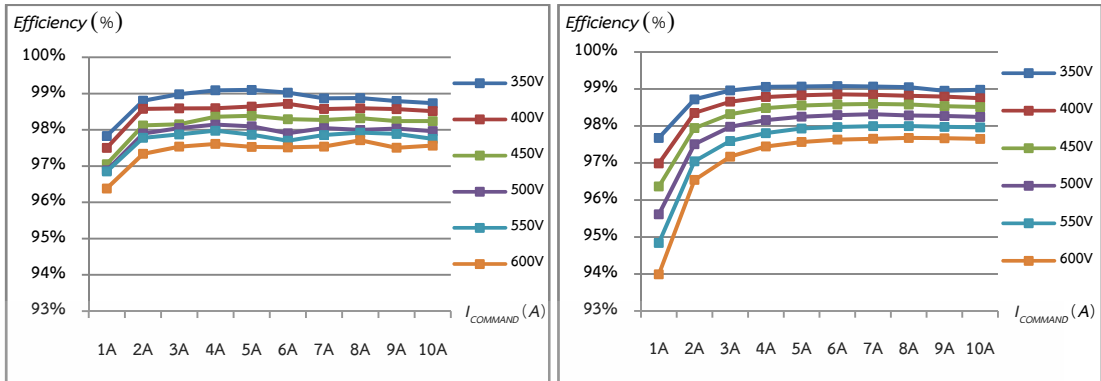


(ค) รูปคลื่น  $V_{con}$

รูปที่ 4.23 รูปคลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์ที่แรงดันไฟฟ้า กระแสตรง 350V และกระแสอ้างอิง 5A

ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์ถูกนำมาแสดงอยู่ในรูปที่ 4.24 ถึง 4.25 โดยที่ รูปที่ 4.24 แสดงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 4.25 แสดงการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 4.26 แสดงค่า  $THDi_s$  ของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากว่า HB มีค่าเปลี่ยนไปจึงมีการจำลองโดยใช้ Matlab/Simulink เปรียบเทียบอีกครั้งหนึ่งโดยเปลี่ยนค่า HB เป็น [-1.2, 1.2] สำหรับวิธีการหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ และค่า  $THDi_s$  จะอยู่ในภาคผนวก ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

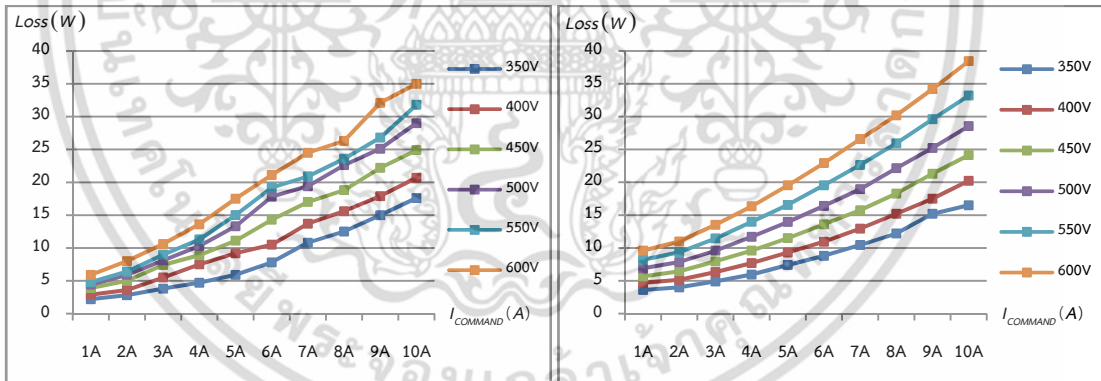


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.24 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์

จากรูปที่ 4.24 จะเห็นได้ว่าเมื่อทดลองจริงแล้วประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์นั้นเป็นไปตามทฤษฎีซึ่งใกล้เคียงกับการจำลองมาก โดยที่ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เมื่อคงที่อยู่ที่ประมาณ 97.6% ถึง 99%

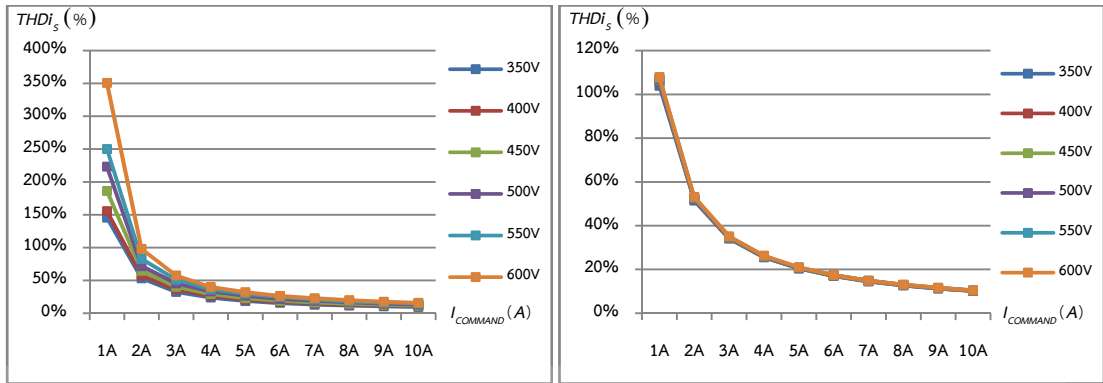


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.25 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์

จากรูปที่ 4.25 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์นั้นเป็นไปตามทฤษฎีซึ่งใกล้เคียงกับการจำลองเช่นกัน โดยที่การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดจาก 17W ที่แรงดันไฟฟ้า 350V เพิ่มขึ้นเป็น 35W ที่แรงดันไฟฟ้า 600V

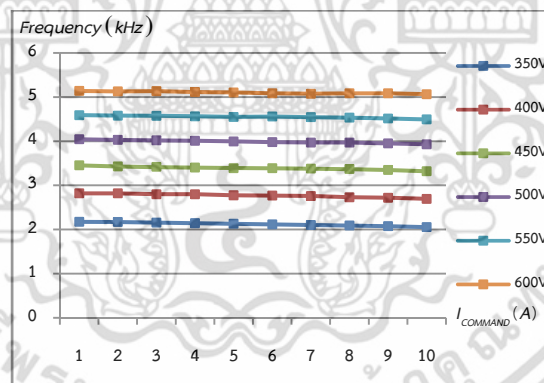


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.26 ค่า THDi<sub>s</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์

จากรูปที่ 4.26 จะเห็นได้ว่าผลการทดลองมีค่า THDi<sub>s</sub> ที่สูงกว่าผลการจำลองในช่วงแรกแต่หลังจากนั้นแล้วมีค่าใกล้เคียงกับผลการจำลอง เมื่อเพิ่มกระแสอ้างอิงแล้วจะทำให้ค่า THDi<sub>s</sub> มีค่าลดลงโดยแต่ละค่าแรงดันไฟฟ้านั้นมีค่า THDi<sub>s</sub> ที่ใกล้เคียงกันคือที่ 1A มีค่า THDi<sub>s</sub> อยู่ที่ประมาณ 106% และที่ 10A มีค่า THDi<sub>s</sub> อยู่ที่ ประมาณ 10%



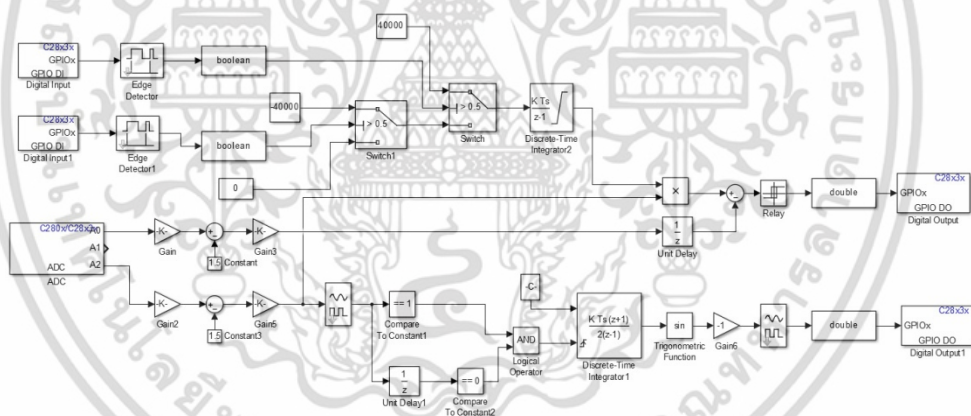
รูปที่ 4.27 ค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์

จากรูปที่ 4.27 จะเห็นได้ว่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์ มีความถี่การสวิตช์ที่ต่ำกว่าเมื่อแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์มีค่าน้อยและจะมีความถี่การสวิตช์สูงขึ้นเมื่อแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงขึ้น

จากผลการทดลองที่ได้จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์และค่า  $THDi_s$  ของอินเวอร์เตอร์มีค่าใกล้เคียงกับการจำลอง โดยที่ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์การทดลองนั้นมีค่าอยู่ในช่วง 96.38% ถึง 99.10% และผลการจำลองมีค่าอยู่ในช่วง 93.99% ถึง 99.08% การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์การทดลองมีค่าอยู่ในช่วง 2.2W ถึง 35W ผลการจำลองอยู่ในช่วง 3.6W ถึง 38.45W และสำหรับการทดลองมีค่า  $THDi_s$  อยู่ในช่วง 9.52% ถึง 350.67% และผลการจำลองอยู่ในช่วง 10.23% ถึง 107.89%

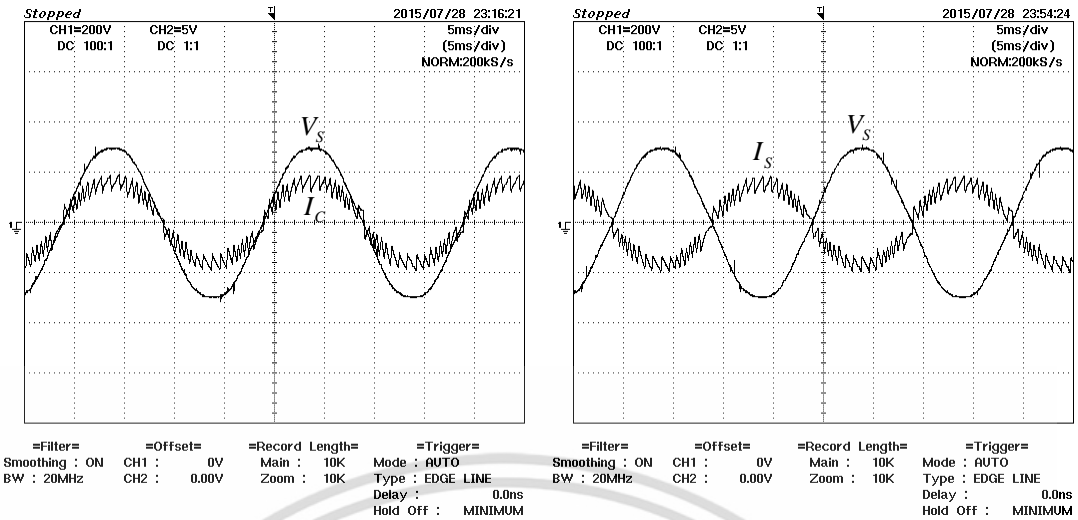
#### 4.1.4 การทดลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

วงจรควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.28 เช่นเดียวกับกับแบบไบโพลาร์ ส่วนบนของวงจรเป็นวงจรปรับ  $I_{com}$  และด้านล่างเป็น ADC จับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเชื่อมโยง ( $V_{grid}$ ) และ  $I_c$  เพื่อมาใช้ในเทคนิคควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิส และเทคนิคซีโรครอสซิง



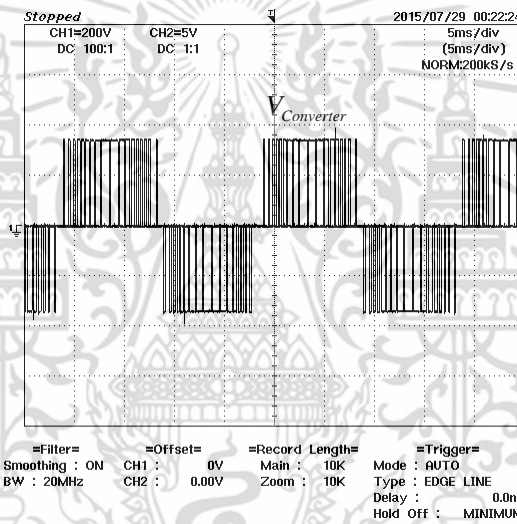
รูปที่ 4.28 วงจรควบคุมการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

เมื่อได้ทำการทดลองจริงโดยใช้พารามิเตอร์เหมือนกับแบบไบโพลาร์ทุกประการ แล้วได้รูปคลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงดังรูปที่ 4.29 จะสังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่โครงข่ายการไฟฟ้า ทำมุม 180 องศา นำ หรือ ตาม กับแรงดันไฟฟ้าที่โครงข่ายการไฟฟ้า เช่นเดียวกับแบบไบโพลาร์แต่รูปคลื่น  $V_{con}$  จะมีความถี่การสวิตช์ลดลงไปกว่าครึ่งหนึ่ง



(ก) รูปคลื่น  $V_S$  และ  $I_C$

(ข) รูปคลื่น  $V_S$  และ  $I_S$



(ค) รูปคลื่น  $V_{con}$

รูปที่ 4.29 รูปคลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 350V กระแสอ้างอิง 5A และ Sampling Time 50us

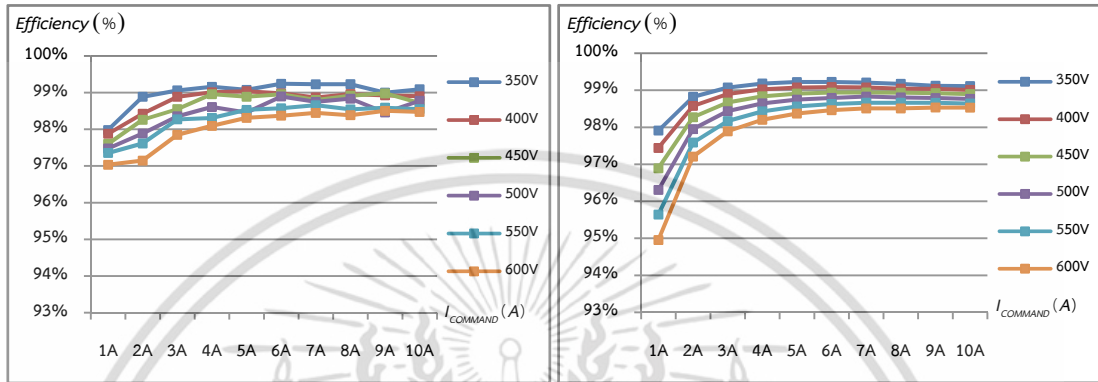
ได้มีการทดสอบค่าความแม่นยำของกระแสอ้างอิงซึ่งควรจะมีค่า 1A ถึง 10A peak to peak ผลการตรวจสอบค่ากระแสอ้างอิงของแบบซีโรครอสซึ่งเป็นไปตามตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ทดสอบค่าความแม่นยำของกระแสอ้างอิงของแบบซีโรครอสซึ่ง

$I_{com}$	1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	8A	9A	10A
$I_c$	0.79A	1.63A	2.59A	3.46A	4.28A	5.23A	6.11A	6.97A	7.87A	8.75A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งถูกนำมาแสดงอยู่ในรูปที่ 4.30 ถึง 4.33 โดยที่ รูปที่ 4.30 แสดงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 4.31 แสดงการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 4.32 แสดงค่า  $THDi_s$  ของอินเวอร์เตอร์ และรูปที่ 4.33 แสดงค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

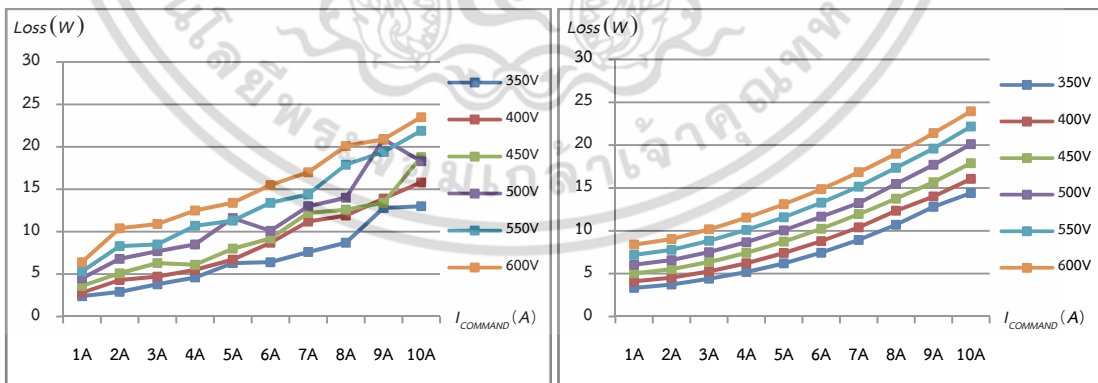


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

### รูปที่ 4.30 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่ง

จากรูปที่ 4.30 จะเห็นได้ว่าเมื่อทดลองจริงแล้วประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์นั้นมีค่าใกล้เคียงกับการจำลองแต่ตอนกระแสอ้างอิงต่ำประสิทธิภาพในการจำลองจะมีค่าต่ำกว่าในการทดลอง โดยที่ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เมื่อคงที่อยู่ที่ประมาณ 98.5% ถึง 99.2%



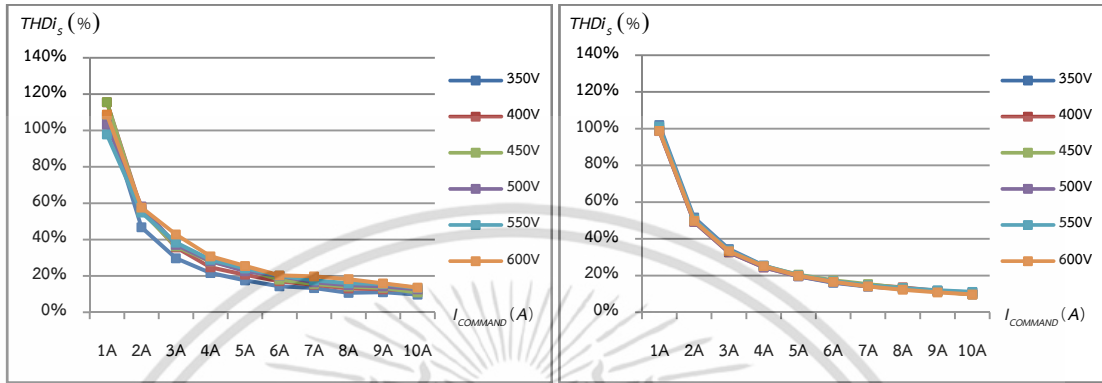
(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

### รูปที่ 4.31 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.31 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์นั้นเป็นไปตามทฤษฎีซึ่งใกล้เคียงกับการจำลองเช่นกัน โดยที่การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดจาก 14W ที่แรงดันไฟฟ้า 350V เพิ่มเป็น 24W ที่แรงดันไฟฟ้า 600V

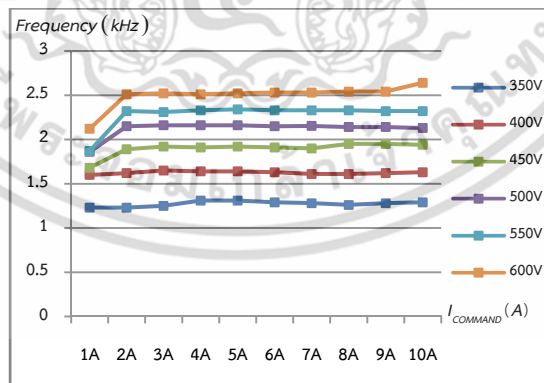


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.32 ค่า THDi ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.32 จะเห็นได้ว่าการทดลองมีค่า THDi ที่สูงกว่าผลการจำลองในช่วงแรกแต่หลังจากนั้นแล้วมีค่าใกล้เคียงกับผลการจำลอง เมื่อเพิ่มกระแสอ้างอิงแล้วจะทำให้ค่า THDi มีค่าลดลงโดยแต่ละค่าแรงดันไฟฟ้านั้นมีค่า THDi ที่ใกล้เคียงกันคือที่ 1A มีค่า THDi อยู่ที่ประมาณ 106% และที่ 10A มีค่า THDi อยู่ที่ ประมาณ 10%

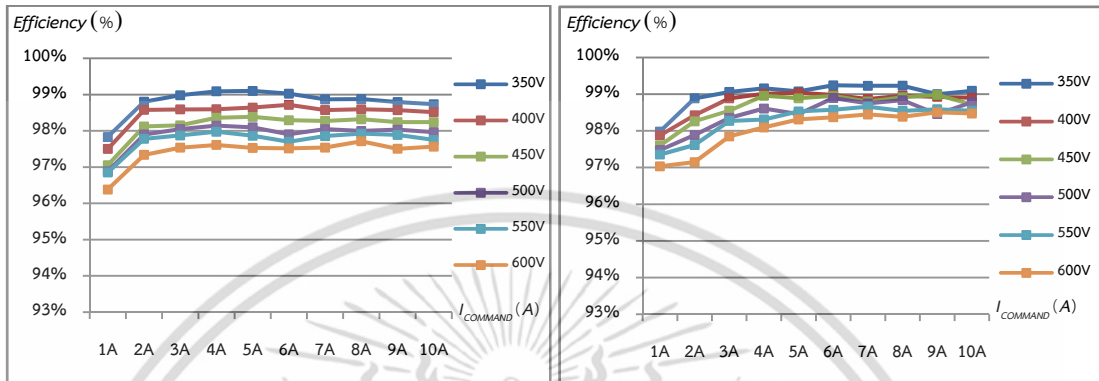


รูปที่ 4.33 ค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.33 จะเห็นได้ว่าการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีความถี่การสวิตช์ที่ต่ำกว่าเมื่อแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์มีค่าน้อยและจะมีความถี่การสวิตช์สูงขึ้นเมื่อแรงดันไฟตรงของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงขึ้น

## สรุปผลการทดลอง

เมื่อนำประสิทธิภาพและการสูญเสียที่ได้จากการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และซีโรครอสซิงมาเปรียบเทียบกันจะได้ผลการจำลองดังต่อไปนี้

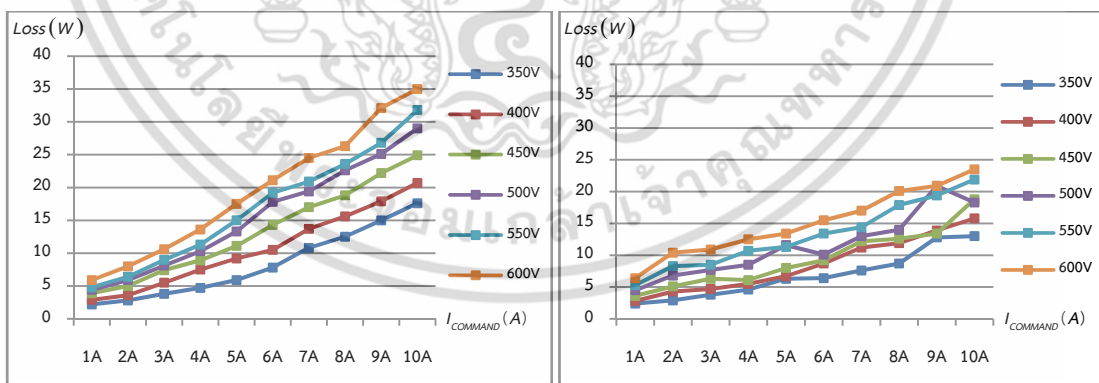


(ก) แบบโพลาร์

(ข) แบบซีโรครอสซิง

รูปที่ 4.34 ผลการทดลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.34 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าแบบโพลาร์อยู่ 0.5% ถึง 1%



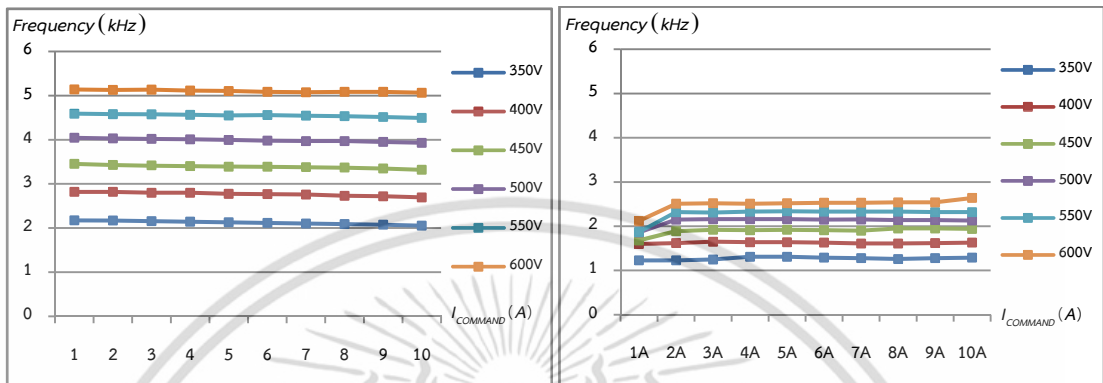
(ก) แบบโพลาร์

(ข) แบบซีโรครอสซิง

รูปที่ 4.35 ผลการทดลองเปรียบเทียบการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.35 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีการสูญเสียที่น้อยกว่าแบบไปโพลาร์ จากผลการทดลองลงจึงสรุปได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงนี้มีประสิทธิภาพที่สูงกว่าและมีการสูญเสียที่น้อยกว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์



(ก) แบบไปโพลาร์

(ข) แบบซีโรครอสซิง

รูปที่ 4.36 ค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์

จากรูปที่ 4.36 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์มีความถี่การสวิตช์สูงกว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงอยู่เกือบ 2 เท่า

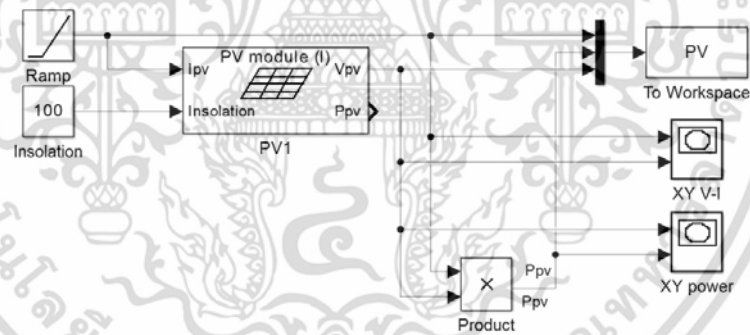
จากผลการทดลองทำให้ทราบว่า การสูญเสียจากการสวิตช์ที่น้อยลงของเทคนิคซีโรครอสซิงนั้นเป็นผลมาจากความถี่การสวิตช์ที่ลดลงซึ่งก็จะเป็นไปตามทฤษฎีการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ในบทที่ 2 จากสมการ  $P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw}$  การสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์นั้นจะเท่ากับพลังงานในการสวิตช์คูณกับความถี่การสวิตช์

## 4.2 การจำลองและการทดลองอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสชนิดเชื่อมต่อกับโซลาร์เซลล์โดยใช้แหล่งกำเนิดแสงเทียม

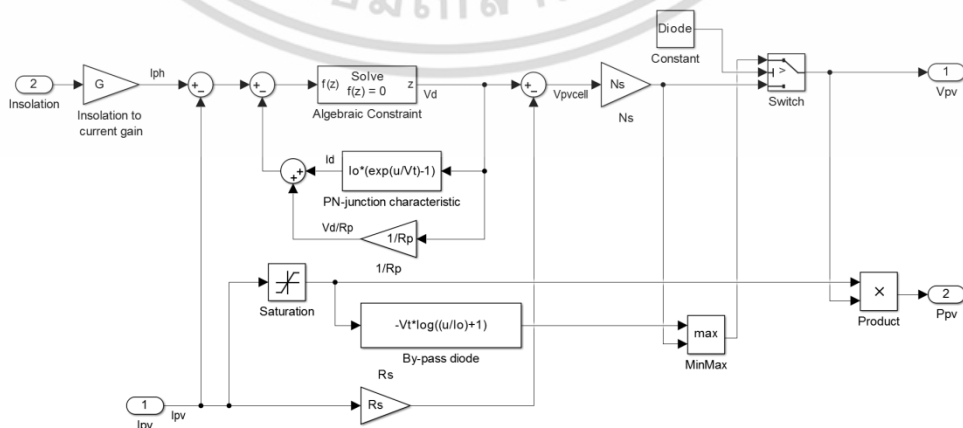
สำหรับในส่วนนี้ก็จะทำเหมือนกับในส่วนที่แล้ว แต่ว่าเปลี่ยนจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงมาใช้ต่อกับโซลาร์เซลล์โดยตรงเพื่อให้รู้สมรรถนะของอินเวอร์เตอร์เมื่อต่อกับโซลาร์เซลล์ว่าทำงานดีแค่ไหนและเพื่อจะดูว่าจุดให้กำลังไฟฟ้าสูงสุดของอินเวอร์เตอร์นั้นอยู่ที่ค่ากระแสอ้างอิงเท่าไรในส่วนของการจำลองก็จะใช้ Matlab/Simulink และในส่วนของการทดลองจะใช้แหล่งกำเนิดแสงเทียมร่วมกับโซลาร์เซลล์โดยรายละเอียดของแหล่งกำเนิดแสงเทียมนั้นอยู่ในภาคผนวก ก

### 4.2.1 การจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์

โมเดลภาพรวมของโซลาร์เซลล์และโมเดลภายในโซลาร์เซลล์ใน Matlab/Simulink จะเป็นดังรูปที่ 4.37 และ รูปที่ 4.38 ตามลำดับ



รูปที่ 4.37 โมเดลภาพรวมของโซลาร์เซลล์ใน Matlab/Simulink



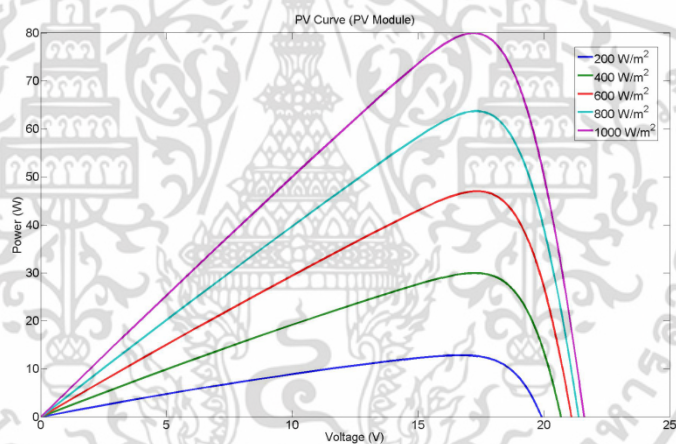
รูปที่ 4.38 โมเดลภายในโซลาร์เซลล์ใน Matlab/Simulink

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

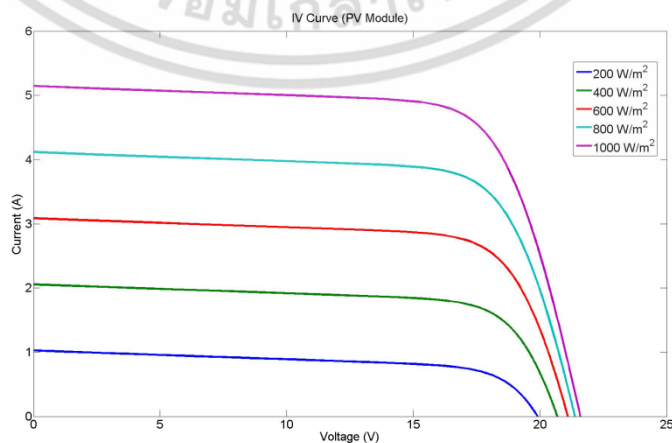
เมื่อใส่ข้อมูลจำเพาะของแผงโซลาร์เซลล์ไปตามตารางที่ 4.5 แล้วจะสามารถจำลองกราฟเส้นโค้ง PV และเส้นโค้ง IV ของโซลาร์เซลล์เมื่อมีความเข้มแสง  $200 \text{ W/m}^2$ ,  $400 \text{ W/m}^2$ ,  $600 \text{ W/m}^2$ ,  $800 \text{ W/m}^2$  และ  $1,000 \text{ W/m}^2$  ได้ดังรูปที่ 4.39 และ รูปที่ 4.40 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.5 ลักษณะจำเพาะของโซลาร์เซลล์ STP080-12

Module Type	STP080-12
Nominal power (W)	80
Operating voltage (V)	17.2
Current at rated (A)	4.65
Open circuit voltage (V)	21.6
Short circuit current (A)	5.17



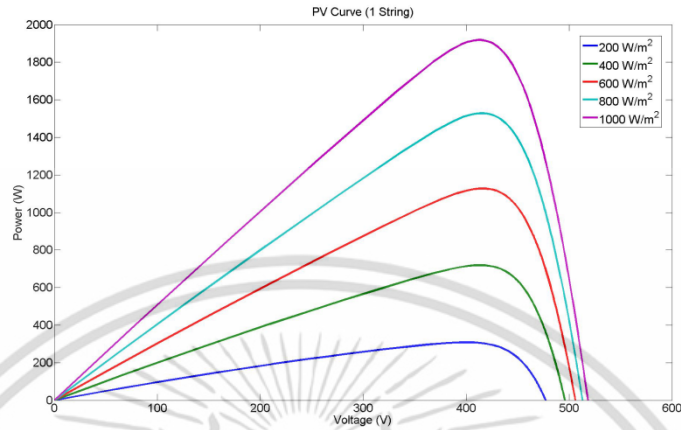
รูปที่ 4.39 กราฟเส้นโค้ง PV ของโมเดลโซลาร์เซลล์จำลอง 1 แผง



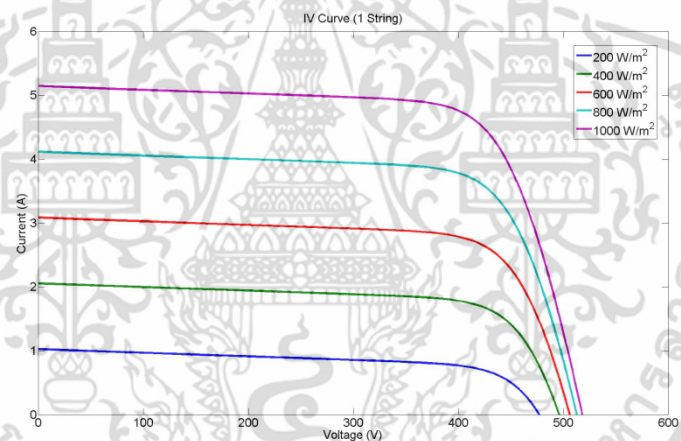
รูปที่ 4.40 กราฟเส้นโค้ง IV ของโมเดลโซลาร์เซลล์จำลอง 1 แผง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำโซลาร์เซลล์มาต่ออนุกรมกัน 24 แผงเป็นหนึ่งสตริงแล้วผลการจำลองเส้นโค้ง PV และเส้นโค้ง IV ที่ได้จะเป็นดังรูปที่ 4.41 และ 4.42 ตามลำดับ



รูปที่ 4.41 PV Curve ของโมเดลโซลาร์เซลล์จำลอง 1 สตริง



รูปที่ 4.42 IV Curve ของโมเดลโซลาร์เซลล์จำลอง 1 สตริง

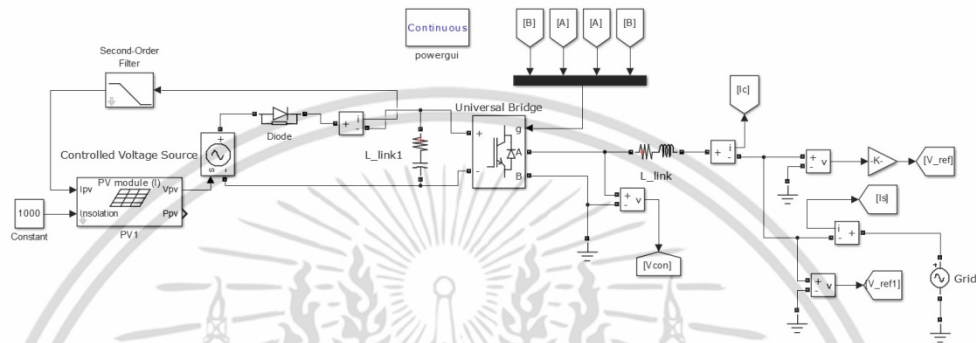
#### 4.2.2 การจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์

ในส่วนนี้จะจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ทั้งแบบไบโพลาร์และแบบซีโรครอสซิงเพื่อดูสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์และดูว่าจุด MPPT ของอินเวอร์เตอร์ควรจะอยู่ที่ค่ากระแสอ้างอิงเท่าไรเพื่อที่จะนำไปตรวจสอบการทำงานของระบบ MPPT ในส่วนถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

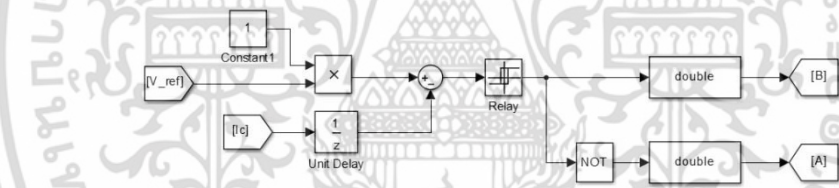
4.2.2.1 การจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบ  
 ไบโพลาร์ (ไม่ได้ใช้อัลกอริทึมติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด)

โมเดลของการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบ  
 ไบโพลาร์นี้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.43 และ รูปที่ 4.44 และใช้พารามิเตอร์ของระบบดังในตารางที่ 4.6



รูปที่ 4.43 วงจรกำลังการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบ

ไบโพลาร์



รูปที่ 4.44 วงจรควบคุมการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุม

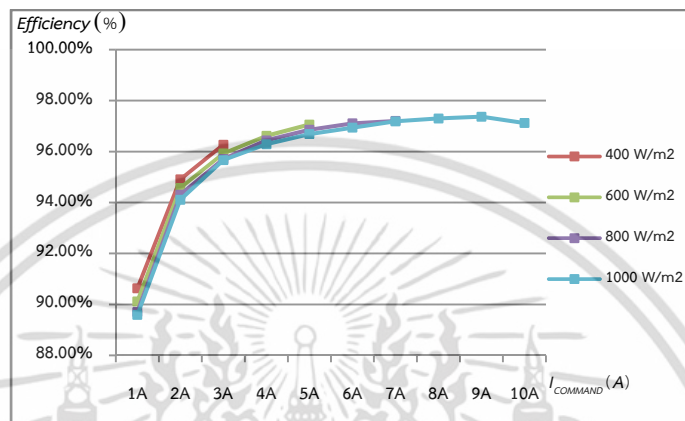
แบบไบโพลาร์

ตารางที่ 4.6 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง

พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนด
$V_{oc}$	518.4V
$V_{mpp}$	412.8V
L	20mH
$I_{com}$	1A-10A
HB	[1.2,-1.2]
$V_{Grid}$	311V

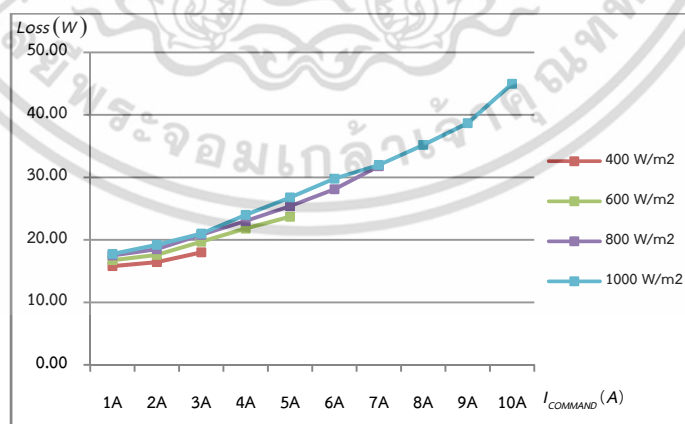
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองที่ได้ของวงจรจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์ที่ความเข้มแสง  $400 \text{ W/m}^2$   $600 \text{ W/m}^2$   $800 \text{ W/m}^2$  และ  $1000 \text{ W/m}^2$  ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ ค่า  $\text{THDi}_s$  และค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ ได้ถูกแสดงในรูปที่ 4.45 รูปที่ 4.46 รูปที่ 4.47 และ รูปที่ 4.48 ตามลำดับ



รูปที่ 4.45 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์ที่ได้จากการจำลอง

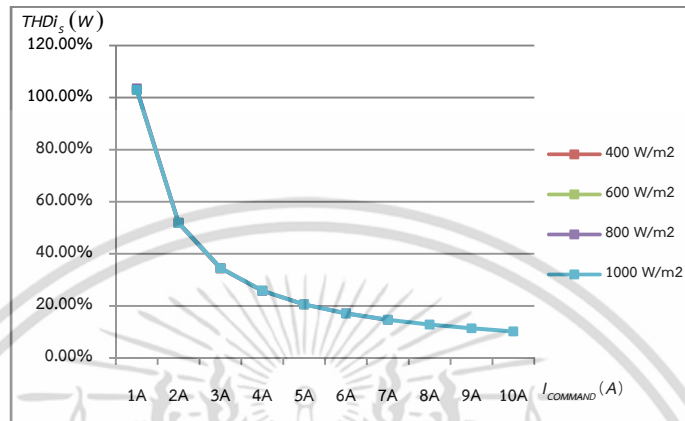
จากรูปที่ 4.45 จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะค่าต่ำลงเมื่อมีความเข้มแสงมากขึ้นเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่มากขึ้น แต่เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่พอแล้วประสิทธิภาพจะลดลง



รูปที่ 4.46 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์ที่ได้จากการจำลอง

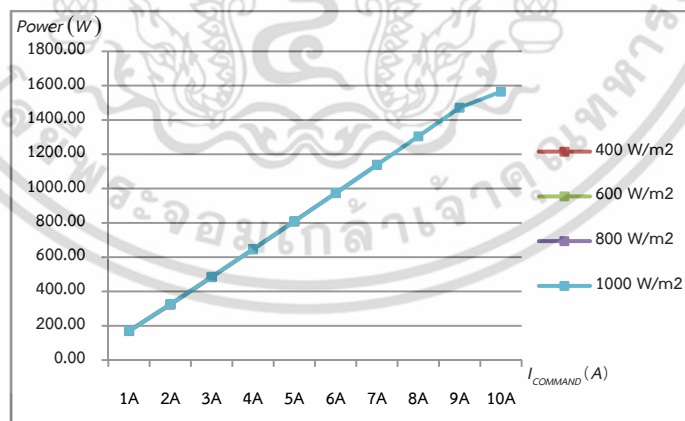
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.46 จะเห็นได้ว่า เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าเพียงพอแล้วค่าการสูญเสียมีการเพิ่มขึ้นอย่างคงที่เมื่อเพิ่มกระแสอ้างอิง และเมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่เพียงพอแล้วค่าการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ในแต่ละค่าความเข้มแสง



รูปที่ 4.47 ค่า THDi<sub>5</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์ที่ได้จากการจำลอง

จากรูปที่ 4.47 จะเห็นได้ว่าในกรณีที่เซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าเพียงพอคือที่ความเข้มแสง 1000 W/m<sup>2</sup> แล้วค่า THDi<sub>5</sub> ที่ได้ที่กระแสอ้างอิง 1A ค่า THDi<sub>5</sub> จะมีค่าอยู่ที่ 103% และที่ 10A มีค่าอยู่ที่ 10% และจะมีค่ามากขึ้นในแต่ละความเข้มแสงเมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่พอ



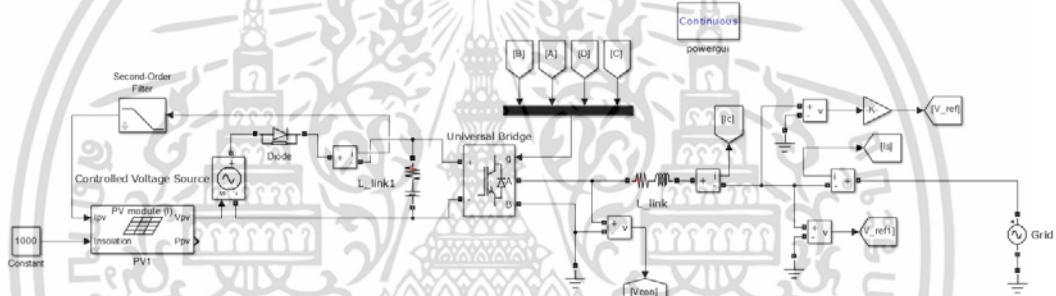
รูปที่ 4.48 กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของไปโพลาร์

จากรูปที่ 4.48 ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดของระบบที่โซลาร์เซลล์จะจ่ายไฟได้ในแต่ละระดับความเข้มแสง 400W/m<sup>2</sup>, 600W/m<sup>2</sup>, 800W/m<sup>2</sup>, และ 1000W/m<sup>2</sup> มีค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดเท่ากับ 570W, 975W, 1300W, และ 1565W ตามลำดับ

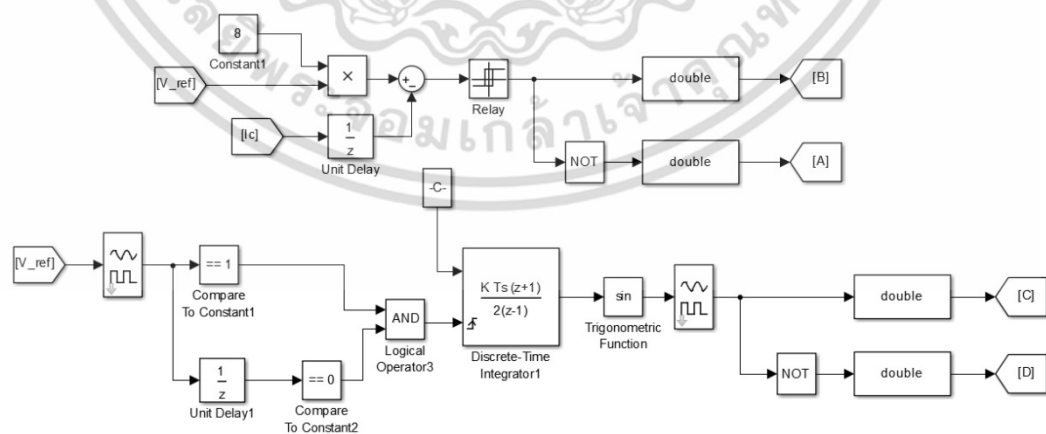
จากผลการทดลองข้างต้นจะเห็นได้ว่าเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกระแสอ้างอิงเลยจุด MPPT แล้ว ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะตกลงและค่า THDi<sub>s</sub> ก็จะมีเพิ่มมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยแต่ละค่า ความเข้มแสง 400 W/m<sup>2</sup> 600 W/m<sup>2</sup> 800W/m<sup>2</sup> และ 1000 W/m<sup>2</sup> นั้นจะมีค่า MPPT อยู่ประมาณ ที่ 4A 6A 8A และ 10A ตามลำดับ

**4.2.2.2 การจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบ ซิโรครอสซิง (ไม่ได้ใช้อัลกอริทึมติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด)**

โมเดลของการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบ ไบโพลาร์นี้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.49 และ รูปที่ 4.50



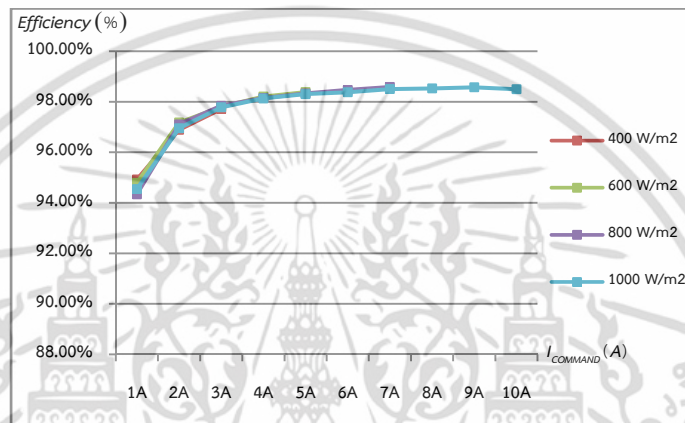
รูปที่ 4.49 วงจรกำลังการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซิโรครอสซิง



รูปที่ 4.50 วงจรควบคุมการจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซิโรครอสซิง

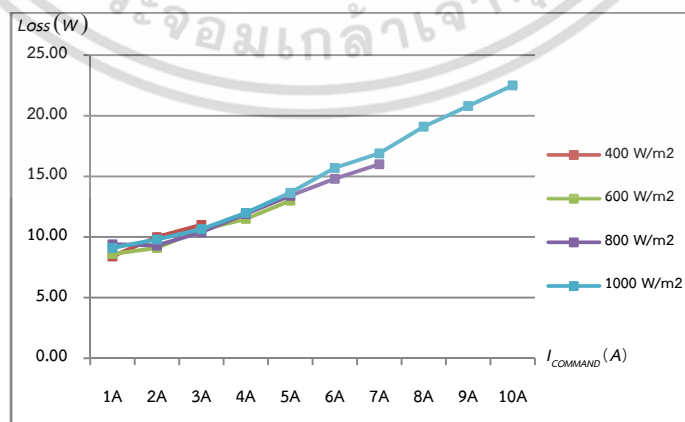
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อใช้พารามิเตอร์ในการจำลองในตารางที่ 4.6 เช่นเดียวกับแบบไบโพลาร์แล้ว ผลการจำลองที่ได้ของวงจรจำลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่ความเข้มแสง  $400 \text{ W/m}^2$   $600 \text{ W/m}^2$   $800 \text{ W/m}^2$  และ  $1000 \text{ W/m}^2$  ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ ค่า THDi<sub>s</sub> และค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ ได้ถูกแสดงในรูปที่ 4.51 รูปที่ 4.52 รูปที่ 4.53 และ รูปที่ 4.54 ตามลำดับ



รูปที่ 4.51 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่ได้จากการจำลอง

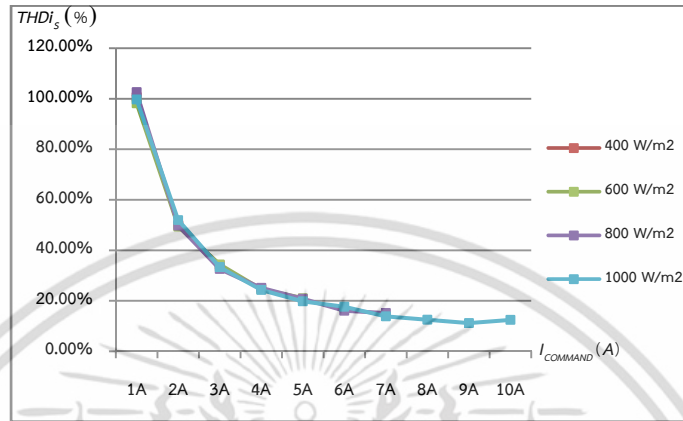
จากรูปที่ 4.51 จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะค่าต่ำลงเมื่อมีความเข้มแสงมากขึ้นเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่มากขึ้น แต่เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่พอแล้วประสิทธิภาพจะลดลง



รูปที่ 4.52 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่ได้จากการจำลอง

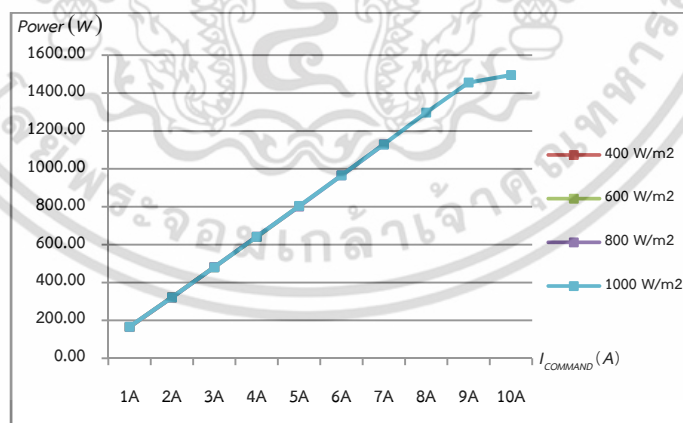
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.52 จะเห็นได้ว่า เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าเพียงพอแล้วค่าการสูญเสียมีการเพิ่มขึ้นอย่างคงที่เมื่อเพิ่มกระแสอ้างอิง และเมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่เพียงพอแล้วทำค่าการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ในแต่ละค่าความเข้มแสง



รูปที่ 4.53 ค่า THDi<sub>5</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งที่ได้จากการจำลอง

จากรูปที่ 4.53 จะเห็นได้ว่าในกรณีที่เซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าเพียงพอคือที่ความเข้มแสง 1000 W/m<sup>2</sup> แล้วค่า THDi<sub>5</sub> ที่ได้ที่กระแสอ้างอิง 1A ค่า THDi<sub>5</sub> จะมีค่าอยู่ที่ 103% และที่ 10A มีค่าอยู่ที่ 10% และจะมีค่ามากขึ้นในแต่ละความเข้มแสงเมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่พอ



รูปที่ 4.54 กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของซีโรครอสซึ่ง

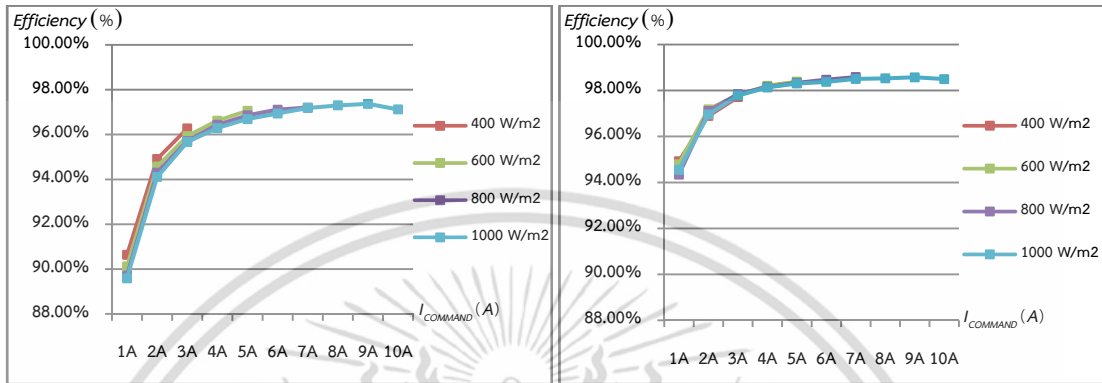
จากรูปที่ 4.54 ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดของระบบที่โซลาร์เซลล์จะจ่ายไฟได้ในแต่ละระดับความเข้มแสง 400W/m<sup>2</sup>, 600W/m<sup>2</sup>, 800W/m<sup>2</sup>, และ 1000W/m<sup>2</sup> มีค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดเท่ากับ 548W,

860W, 1179W, และ 1495W ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการจำลอง

เมื่อนำประสิทธิภาพและการสูญเสียที่ได้จากการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และซีโรครอสซิงมาเปรียบเทียบกันจะได้ผลการจำลองดังต่อไปนี้

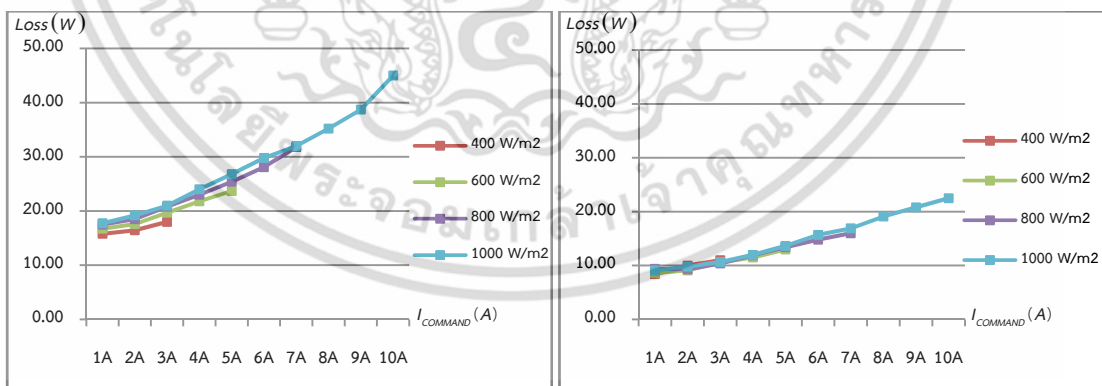


(ก) แบบโพลาร์

(ข) แบบซีโรครอสซิง

รูปที่ 4.55 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.55 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าแบบโพลาร์อยู่ 1% ถึง 4%



(ก) แบบโพลาร์

(ข) แบบซีโรครอสซิง

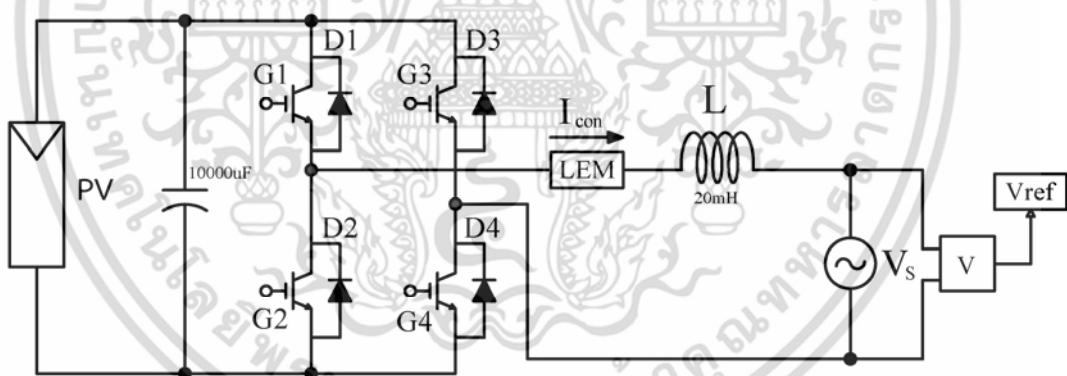
รูปที่ 4.56 ผลการจำลองเปรียบเทียบการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.56 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีการสูญเสียที่น้อยกว่าแบบไบโพลาร์กว่าครึ่งหนึ่ง จากผลการทดลองลงจึงสรุปได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงนั้นมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าและมีการสูญเสียที่น้อยกว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์ จากผลการทดลองข้างต้นผลที่ได้จะเหมือนกับไบโพลาร์นั่นคือเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกระแสอ้างอิงเลยจุด MPPT แล้วประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะตกลงและค่า  $THDi_s$  ก็จะเพิ่มมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยแต่ละค่าความเข้มแสง  $400 \text{ W/m}^2$   $600 \text{ W/m}^2$   $800 \text{ W/m}^2$  และ  $1000 \text{ W/m}^2$  นั้นจะมีค่า MPPT อยู่ประมาณที่ 4A, 6A, 8A และ 10A ตามลำดับ

#### 4.2.3 การทดลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์

(ไม่ได้ใช้อัลกอริทึมติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด)

วงจรกำลังของการทดลองอินเวอร์เตอร์ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.57 จะเห็นได้ว่าในวงจรนี้ได้นำเอาหม้อแปลงปรับค่าได้ ด้านอินพุตและเอาต์พุตออกไป ในด้านอินพุตต่อโซลาร์เซลล์กับตัวเก็บประจุไฟฟ้ากระแสตรงโดยตรง ส่วนด้านเอาต์พุตนั้นเชื่อมต่อการไฟฟ้าโดยตรงเช่นกัน



รูปที่ 4.57 วงจรกำลังของการทดลองอินเวอร์เตอร์ร่วมกับโซลาร์เซลล์

##### 4.2.3.1 การทดลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์ (ไม่ได้ใช้อัลกอริทึมติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด)

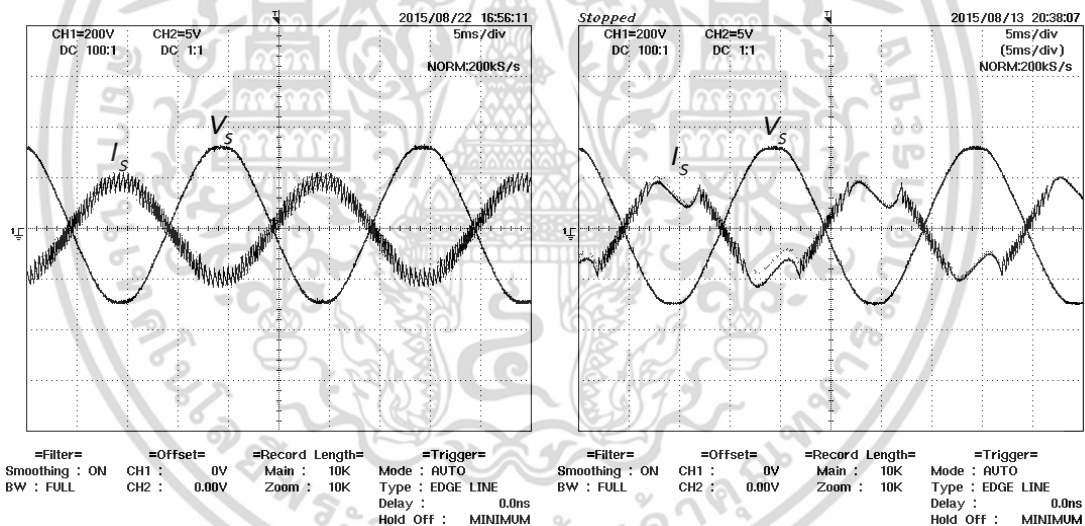
สำหรับการทดลองในส่วนนี้รายละเอียดของโซลาร์เซลล์และแหล่งกำเนิดแสงเทียมนั้นอยู่ในภาคผนวก ก แหล่งกำเนิดแสงเทียมที่ใช้สามารถปรับค่าความเข้มแสงได้ 3 ระดับ คือ ระดับแรกได้ความเข้มแสง  $190 \text{ W/m}^2$  ระดับสองได้ความเข้มแสง  $430 \text{ W/m}^2$  และระดับสามได้ความเข้มแสง  $650 \text{ W/m}^2$  แต่ละระดับนั้นก็จะมีจุด MPPT ที่ได้ไม่เท่ากันดังตารางต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.7 ค่ากระแสอ้างอิงที่ MPPT ของแต่ละระดับความเข้มแสงของโพลาร์

ระดับความเข้มแสง ( $W/m^2$ )	ค่ากระแสอ้างอิงที่ MPPT (A)
190	2
430	4.2
650	5.9

เมื่อกระแสอ้างอิงมากกว่าจุดที่ได้ MPPT แล้วจะทำให้รูปคลื่นกระแส  $I_s$  ไม่เป็น Sine และทำให้ได้ค่ากำลังไฟฟ้าลดลงจากจุดที่ได้ MPPT เมื่อระดับเข้มแสงมีค่า  $650 W/m^2$  จะเห็นได้จากรูปที่ 4.58 (ก) กระแสอ้างอิง  $I_s$  ที่ MPPT (5.9A) และรูปที่ 4.58 (ข) กระแสอ้างอิง  $I_s$  เมื่อเลยจุด MPPT (7A) รูปคลื่นในรูป 4.58 (ข) จะไม่เป็น Sine และให้กำลังไฟฟ้าลดลง



(ก) กระแสอ้างอิง  $I_s$  ที่ MPPT (5.9A)

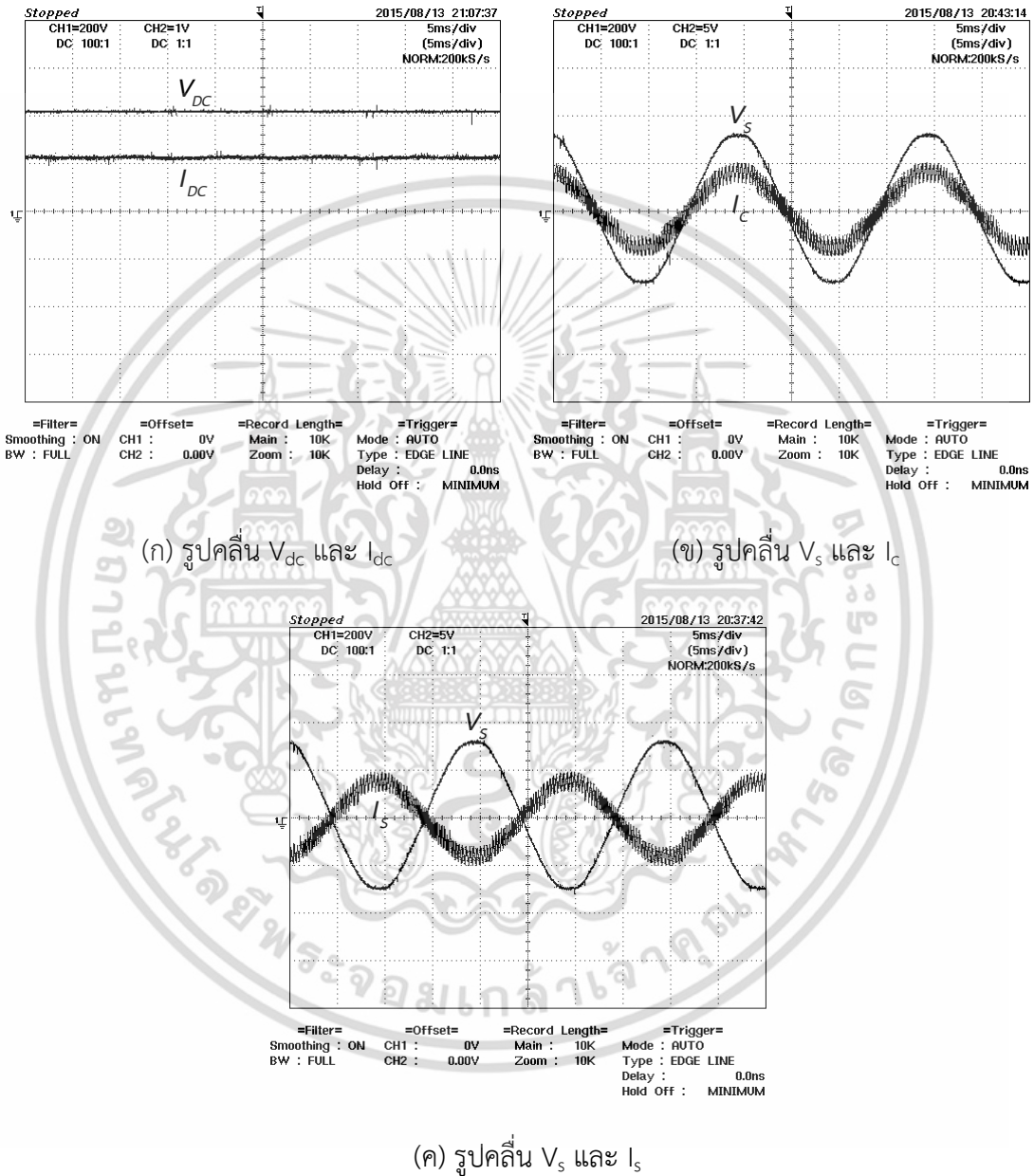
(ข) กระแสอ้างอิง  $I_s$  เมื่อเลยจุด MPPT (7A)

รูปที่ 4.58 รูปคลื่น  $V_s$  และ  $I_s$  เมื่อกระแสอ้างอิงอยู่ที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดและ

เมื่อเลยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด

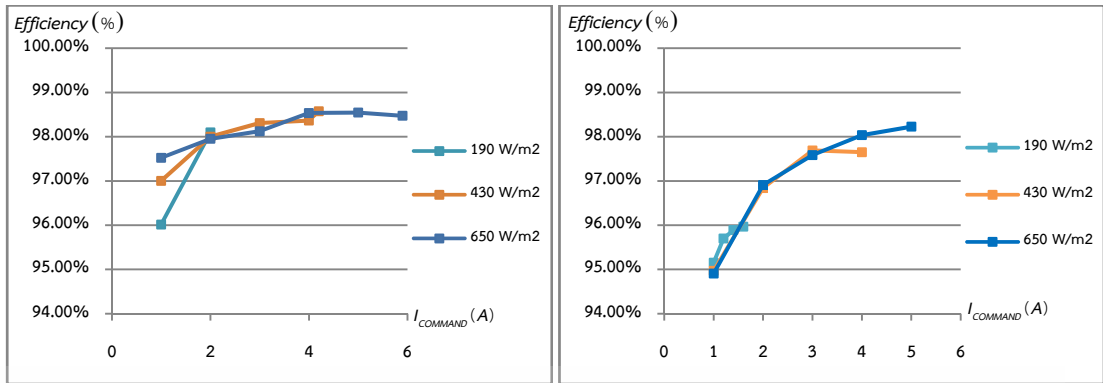
การทดลองในส่วนนี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์เดียวกับในตารางที่ 4.6 และใช้วงจรควบคุมเดียวกับวงจรควบคุมที่แสดงในรูปที่ 4.44 แล้วรูปคลื่นของผลการทดลองต่างๆ ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.59 และผลการทดลองได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.60 ถึงรูปที่ 4.63 โดยรูปที่ 4.60 แสดงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์ รูปที่ 4.61 แสดงการสูญเสียในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์ รูปที่ 4.62 แสดงกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของไบโพลาร์ รูปที่ 4.63 แสดงค่า THDi<sub>s</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์



รูปที่ 4.59 รูปคลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์ที่ความเข้มแสง  $650\text{W/m}^2$  กระแสอ้างอิง  $5\text{A}$  และเวลาในการสุ่ม  $25\mu\text{s}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

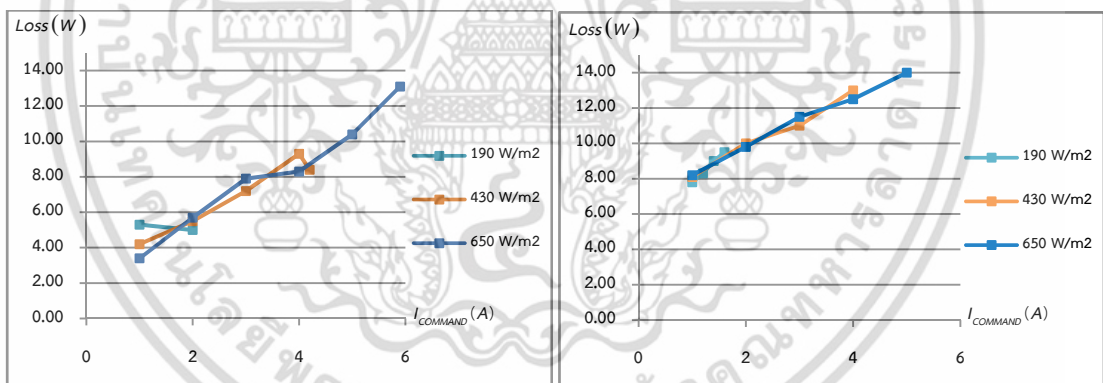


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

#### รูปที่ 4.60 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์

จากรูปที่ 4.60 จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างการทดลองและการจำลองนั้นใกล้เคียงกัน โดยประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะค่าต่ำลงเมื่อมีความเข้มแสงมากขึ้นเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่มากขึ้น แต่เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่พอแล้วประสิทธิภาพจะลดลง

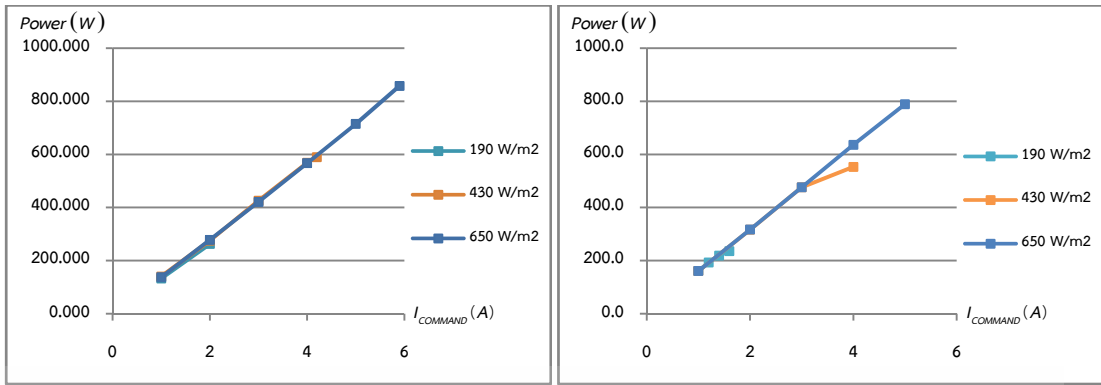


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

#### รูปที่ 4.61 การสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์

จากรูปที่ 4.61 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ระหว่างผลการทดลองและผลการจำลองนั้นมีค่าใกล้เคียงกัน โดยที่เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าเพียงพอแล้วค่าการสูญเสียมีการเพิ่มขึ้นอย่างคงที่เมื่อเพิ่มกระแสอ้างอิง และเมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่เพียงพอแล้ว ค่าการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ในแต่ละค่าความเข้มแสง

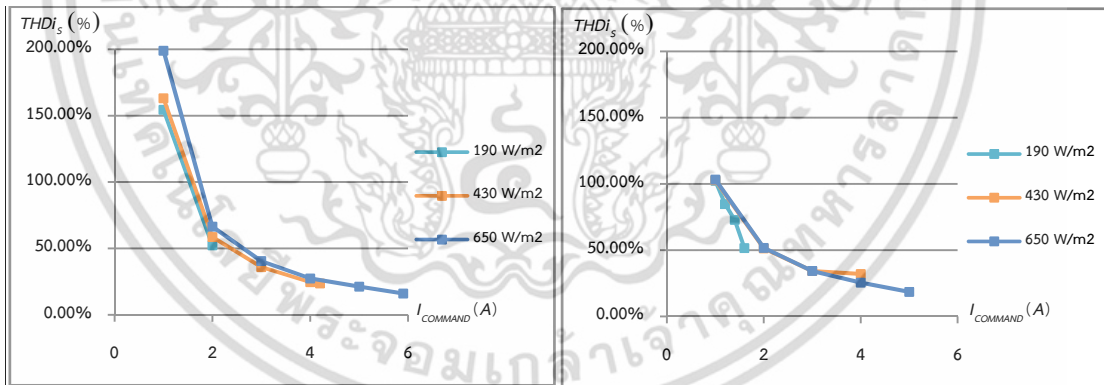


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.62 จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของไบโพลาร์

จากรูปที่ 4.62 จะเห็นได้ว่าการกำลังไฟฟ้าสูงสุดของอินเวอร์เตอร์ระหว่างผลการทดลองและผลการจำลองนั้นมีค่าใกล้เคียงกัน โดยที่ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดของระบบที่โซลาร์เซลล์จะจ่ายไฟได้ในแต่ละระดับความเข้มแสง  $190\text{W/m}^2$ ,  $430\text{W/m}^2$ , และ  $650\text{W/m}^2$  มีค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดเท่ากับ 262W, 589W, และ 857W ตามลำดับ



(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.63 ค่า THDi<sub>5</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์

จากรูปที่ 4.63 จะเห็นได้ว่าในกรณีที่เซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าเพียงพอคือที่ความเข้มแสง  $1000\text{ W/m}^2$  แล้วค่า THDi<sub>5</sub> ที่ได้ที่กระแสอ้างอิง 1A ค่า THDi<sub>5</sub> จะมีค่าอยู่ที่ 154% และที่ 5A มีค่าอยู่ที่ 16% และจะมีค่ามากขึ้นในแต่ละความเข้มแสงเมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่พอ

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายไฟฟ้าเกินกว่าจุด MPPT ซึ่งก็คือที่ 2A 4.2A และ 5.9A สำหรับที่ค่าความเข้มแสง  $190 \text{ W/m}^2$   $430 \text{ W/m}^2$  และ  $650 \text{ W/m}^2$  ตามลำดับ แล้วจะทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ต่ำลง มีการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์มากขึ้น มีกำลังไฟฟ้าลดลง และมีค่า THDi<sub>s</sub> ที่สูงขึ้นอีกด้วย เมื่อเทียบกับผลการจำลองแล้วผลการทดลองที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับผลการจำลอง

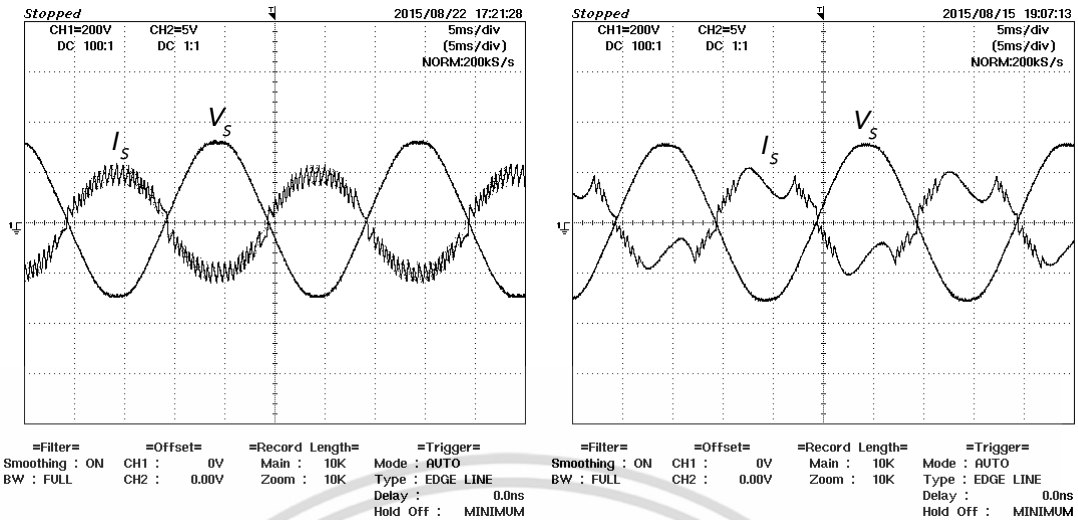
#### 4.2.3.2 การทดลองการทำงานของโซลาร์เซลล์ร่วมกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง (ไม่ได้ใช้อัลกอริทึมติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด)

เมื่อใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงแล้วจะได้ค่ากระแสอ้างอิงที่ MPPT ดังในตารางที่ 4.8

ตารางที่ 4.8 ค่ากระแสอ้างอิงที่ MPPT ของแต่ละระดับความเข้มแสงของซีโรครอสซิง

ระดับความเข้มแสง ( $\text{W/m}^2$ )	ค่ากระแสอ้างอิงที่ MPPT (A)
190	1.8
430	4.1
650	5.9

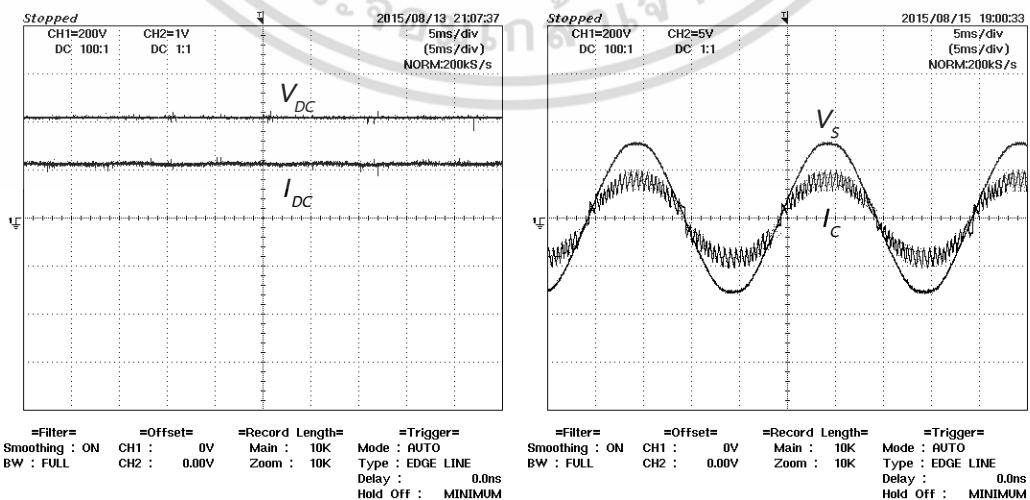
เช่นเดียวกับแบบไบโพลาร์คือเมื่อกระแสอ้างอิงมากกว่าจุดที่ได้ MPPT แล้วจะทำให้รูปคลื่นกระแส  $i_s$  ไม่เป็น Sine และทำให้ได้ค่ากำลังไฟฟ้าลดลงจากจุดที่ได้ MPPT เมื่อระดับเข้มแสงมีค่า  $650 \text{ W/m}^2$  จะเห็นได้จากรูปที่ 4.58 (ก) กระแสอ้างอิง  $i_s$  ที่ MPPT (5.9A) และรูปที่ 4.58 (ข) กระแสอ้างอิง  $i_s$  เมื่อเลยจุด MPPT (7A) รูปคลื่นในรูป 4.58 (ข) จะไม่เป็น Sine และให้กำลังไฟฟ้าลดลง



(ก) กระแสอ้างอิง  $I_s$  ที่ MPPT (5.9A)      (ข) กระแสอ้างอิง  $I_s$  เมื่อเลยจุด MPPT (7A)

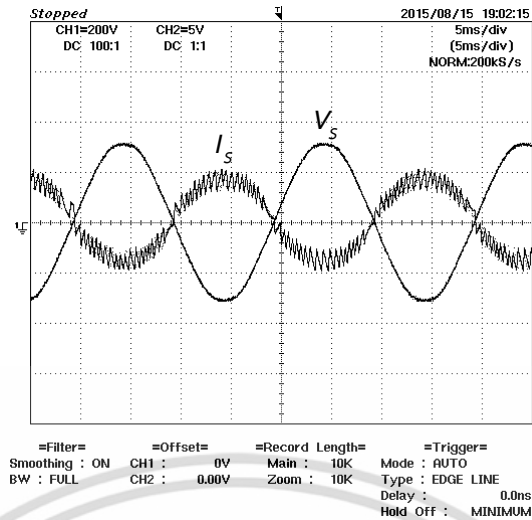
รูปที่ 4.64 รูปคลื่น  $V_s$  และ  $I_s$  เมื่อกระแสอ้างอิงอยู่ที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดและเมื่อเลยจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด

การทดลองในส่วนนี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์เดียวกับในตารางที่ 4.5 และใช้วงจรควบคุมเดียวกับวงจรควบคุมที่แสดงในรูปที่ 4.50 แล้วรูปคลื่นของผลการทดลองต่างๆ ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.65 และผลการทดลองได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.66 ถึงรูปที่ 4.69 โดยรูปที่ 4.66 แสดงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์ รูปที่ 4.67 แสดงการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์ รูปที่ 4.68 แสดงกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของไบโพลาร์ รูปที่ 4.69 แสดงค่า  $THDi_s$  ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์



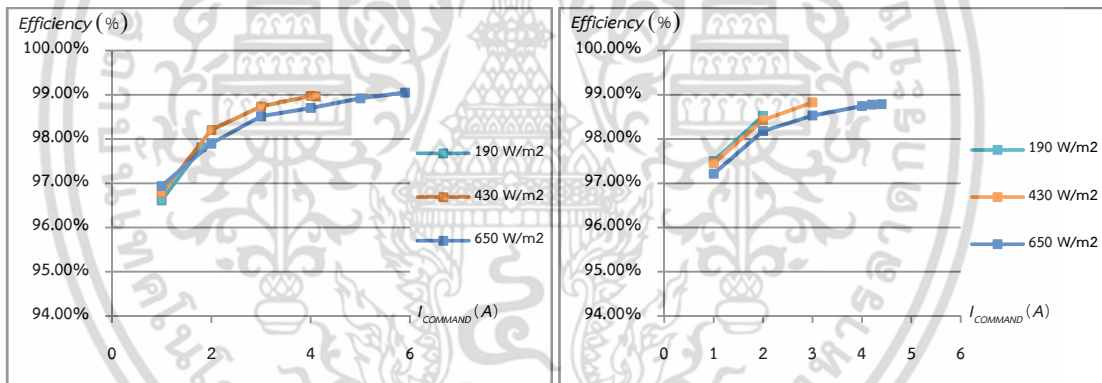
(ก) รูปคลื่น  $V_{DC}$  และ  $I_{DC}$       (ข) รูปคลื่น  $V_s$  และ  $I_c$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้กับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) รูปคลื่น  $V_s$  และ  $I_s$

รูปที่ 4.65 รูปคลื่นผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งเมื่อต่อรวมกับโซลาร์เซลล์ที่ความเข้มแสง  $650\text{W/m}^2$  กระแสอ้างอิง  $5\text{A}$  และเวลาในการสุ่ม  $50\mu\text{s}$

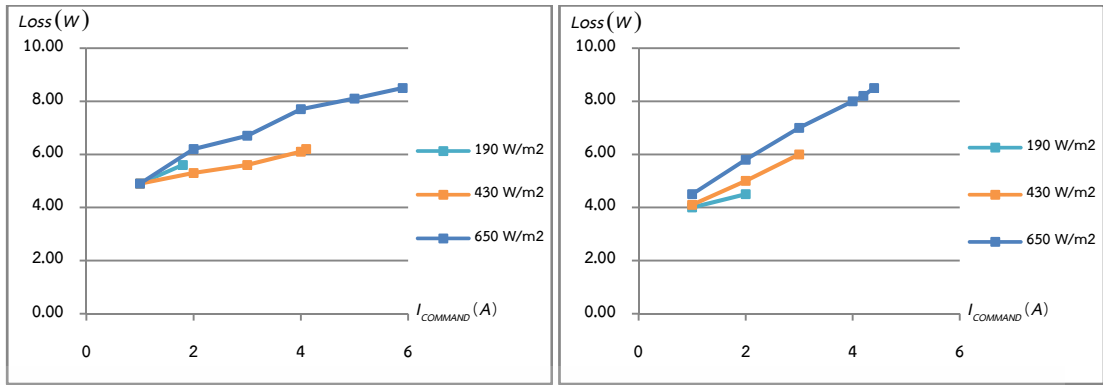


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.66 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซึ่งเมื่อต่อรวมกับโซลาร์เซลล์

จากรูปที่ 4.66 จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างการทดลองและการจำลองนั้นใกล้เคียงกัน โดยประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะค่าต่ำลงเมื่อมีความเข้มแสงมากขึ้นเนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่มากขึ้น แต่เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่พอแล้วประสิทธิภาพจะลดลง

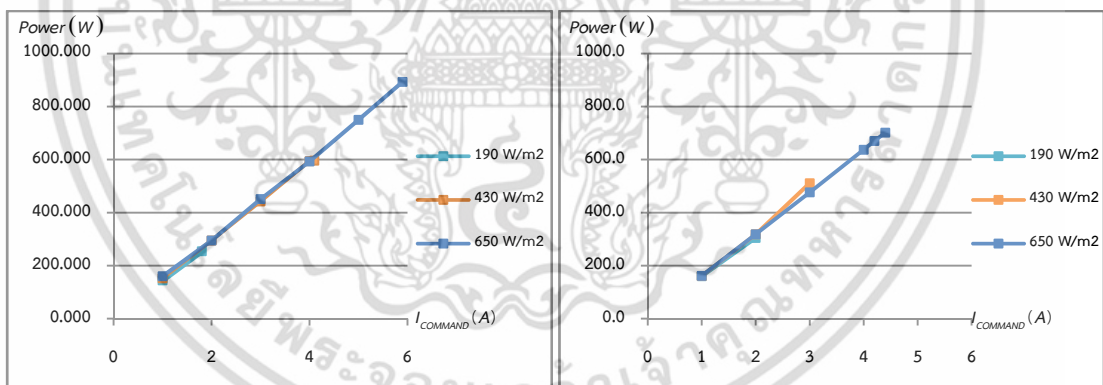


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

#### รูปที่ 4.67 การสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์

จากรูปที่ 4.67 จะเห็นได้ว่าการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ระหว่างผลการทดลองและผลการจำลองนั้นมีค่าใกล้เคียงกัน โดยที่เมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าเพียงพอแล้วค่าการสูญเสียมีการเพิ่มขึ้นอย่างคงที่เมื่อเพิ่มกระแสอ้างอิง และเมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่เพียงพอแล้ว ทำค่าการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ในแต่ละค่าความเข้มแสง

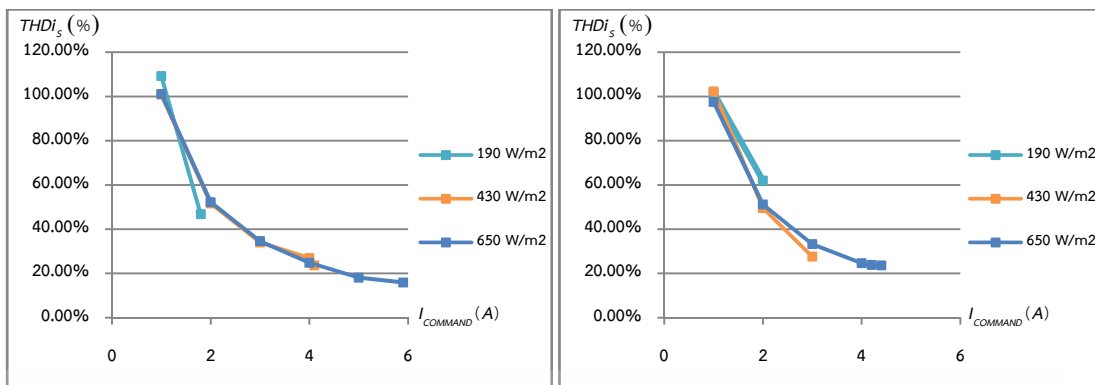


(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

#### รูปที่ 4.68 กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์จ่ายได้ของซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.68 จะเห็นได้ว่าการกำลังไฟฟ้าสูงสุดของอินเวอร์เตอร์ระหว่างผลการทดลองและผลการจำลองนั้นมีค่าใกล้เคียงกัน โดยที่ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดของระบบที่โซลาร์เซลล์จะจ่ายไฟได้ในแต่ละระดับความเข้มแสง 190W/m<sup>2</sup>, 430W/m<sup>2</sup>, และ 650W/m<sup>2</sup> มีค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดเท่ากับ 253W, 596W, และ 893W ตามลำดับ



(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

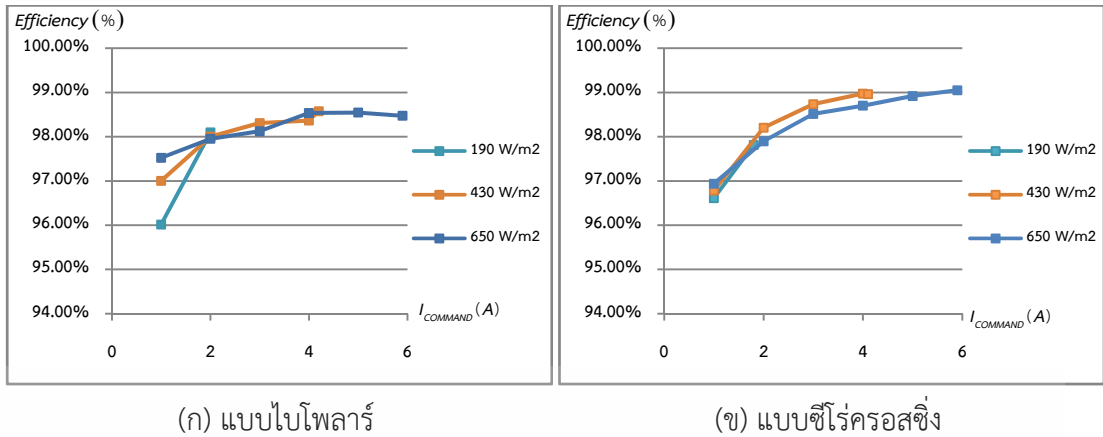
รูปที่ 4.69 ค่า THDi<sub>5</sub> ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อต่อร่วมกับโซลาร์เซลล์

จากรูปที่ 4.69 จะเห็นได้ว่าในกรณีที่เซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าเพียงพอคือที่ความเข้มแสง 1000 W/m<sup>2</sup> แล้วค่า THDi<sub>5</sub> ที่ได้ที่กระแสอ้างอิง 1A ค่า THDi<sub>5</sub> จะมีค่าอยู่ที่ 100% และที่ 5A มีค่าอยู่ที่ 16% และจะมีค่ามากขึ้นในแต่ละความเข้มแสงเมื่อเซลล์แสงอาทิตย์จ่ายกำลังไฟฟ้าไม่พอ

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายไฟฟ้าเกินกว่าจุด MPPT ซึ่งก็คือที่ 1.8A 4.1A และ 5.9A สำหรับที่ค่าความเข้มแสง 190 W/m<sup>2</sup> 430W/m<sup>2</sup> และ 650 W/m<sup>2</sup> ตามลำดับ แล้วจะทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ต่ำลง มีการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์มากขึ้น มีกำลังไฟฟาลดลง และมีค่า THDi<sub>5</sub> ที่สูงขึ้นอีกด้วย เมื่อเทียบกับผลการจำลองแล้วผลการทดลองที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับผลการจำลอง เมื่อเปรียบเทียบกับซีโรครอสซิงกับไบโพลาร์แล้วแบบซีโรครอสซิงจะมีประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สูงกว่าอยู่ประมาณ 1% มีการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์น้อยกว่าแบบไบโพลาร์อยู่ 50% ได้ค่ากำลังไฟฟ้าน้อยกว่าแบบไบโพลาร์ มีค่า THDi<sub>5</sub> ที่ใกล้เคียงกับแบบไบโพลาร์และมีความถี่การสวิตซ์ต่ำกว่า 3 เท่า

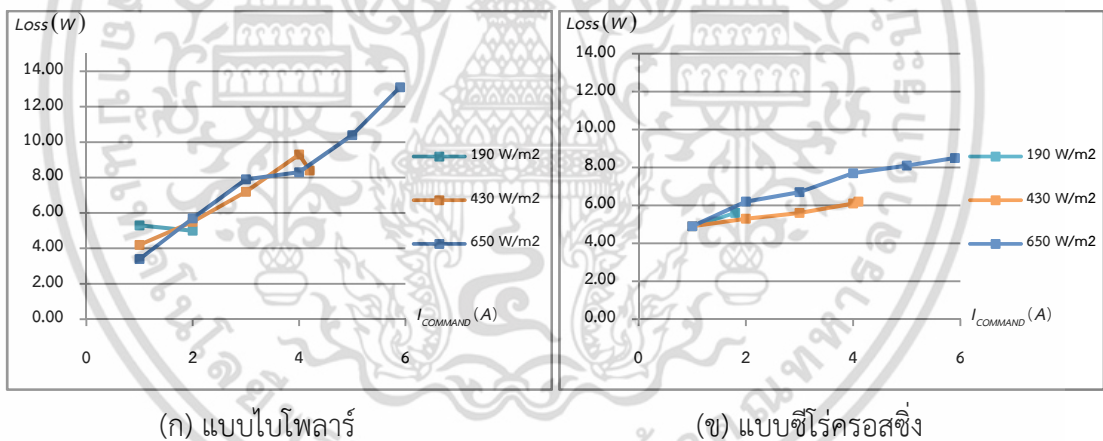
### สรุปผลการทดลอง

เมื่อนำประสิทธิภาพและการสูญเสียที่ได้จากการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์และซีโรครอสซิงมาเปรียบเทียบกันจะได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.70 ผลการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.70 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าแบบไปโพลาร์อยู่ 1% ถึง 1.5%



รูปที่ 4.71 ผลการจำลองเปรียบเทียบการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ระหว่างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไปโพลาร์และแบบซีโรครอสซิง

จากรูปที่ 4.71 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงมีการสูญเสียที่น้อยกว่าแบบไปโพลาร์กว่าครึ่งหนึ่ง

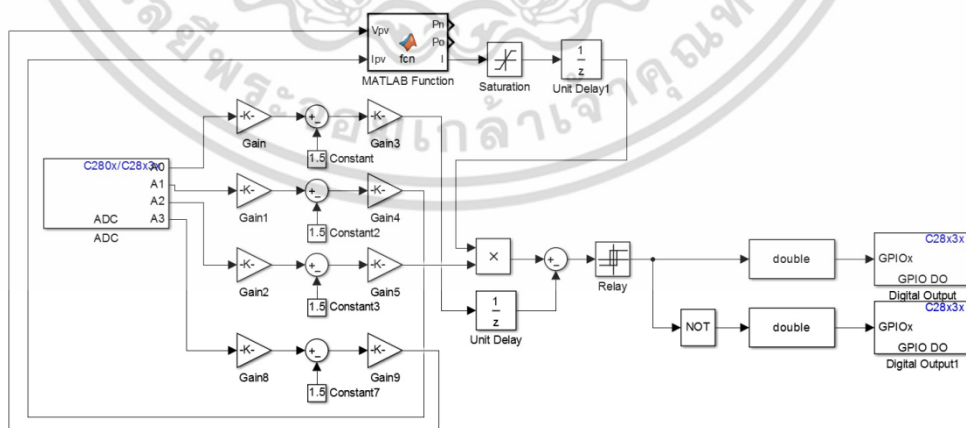
จากผลการทดลองจึงสรุปได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบ ซิโรครอสซิงนั้นมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าและมีการสูญเสียที่น้อยกว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์ จากผลการทดลองข้างต้นผลที่ได้จะเหมือนกับไบโพลาร์นั่นคือเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกระแสอ้างอิงเลยจุด MPPT แล้วประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะตกลงและค่า THDi<sub>r</sub> ก็จะเพิ่มมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยแต่ละค่าความเข้มแสง 400 W/m<sup>2</sup> 600 W/m<sup>2</sup> 800W/m<sup>2</sup> และ 1000 W/m<sup>2</sup> นั้นจะมีค่า MPPT อยู่ประมาณที่ 4A, 6A, 8A และ 10A ตามลำดับ

### 4.3 การทดสอบการทำงานของอัลกอริทึมการติดตามจุดให้กำลังไฟฟ้าสูงสุดแบบ P&O เมื่อต่ออินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อการไฟฟ้ากับแหล่งกำเนิดแสงเทียม

ในส่วนนี้จะได้ทำการทดสอบการทำงานของ MPPT เมื่อต่ออินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อการไฟฟ้ากับแหล่งกำเนิดแสงเทียม โดยจะแบ่งเป็น 2 ส่วนย่อยก็คือ ส่วนที่หนึ่งใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์ และส่วนที่สองใช้การควบคุมแบบซิโรครอสซิง

#### 4.3.1 การทดสอบการทำงานของ MPPT เมื่อใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์

วงจรควบคุมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อใส่ MPPT ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.72 ในวงจรนี้จะใช้อัลกอริทึม MPPT ซึ่งจะอยู่ในภาคผนวก ค ลงไปในวงจรเพื่อมาควบคุมกระแสไฟฟ้าอ้างอิงให้อินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดเข้าสู่ระบบ



รูปที่ 4.72 วงจรควบคุมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เมื่อใส่ MPPT

ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบไบโพลาร์เป็นดังตารางที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

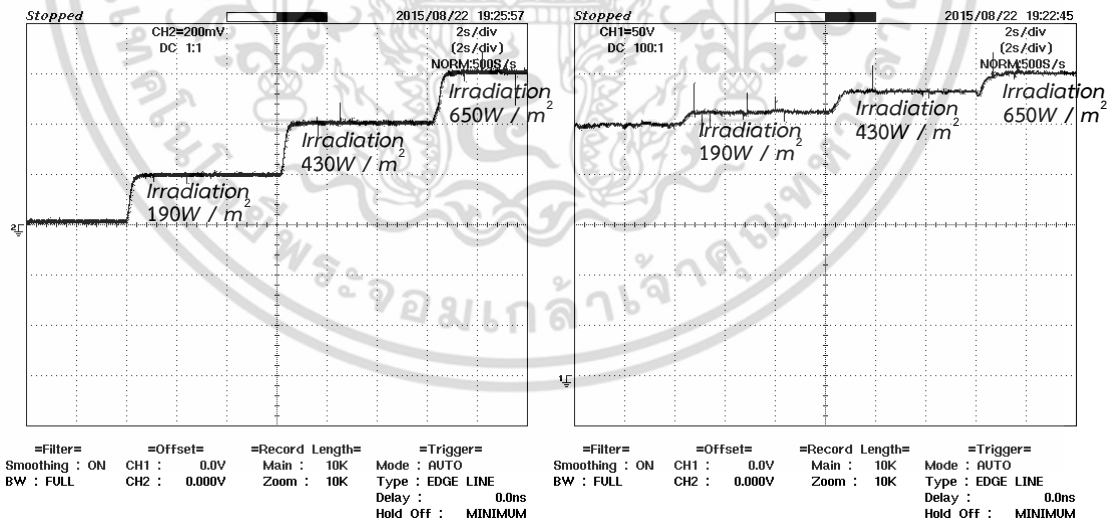
ตารางที่ 4.9 ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบโพลาร์

ความเข้มแสง (W/m <sup>2</sup> )	กระแสไฟฟ้า $I_c$ (A)	กำลังไฟฟ้า (W)	THDi <sub>s</sub> (%)	ความถี่การสวิตช์ ของ $i_s$ (Hz)
190	1.54	174.7	141.97	402.49
430	2.45	439.3	71.82	348.42
650	4.32	708.6	22.16	392.31

จะเห็นได้ว่าจุด MPPT สูงสุดที่ควรจะได้เมื่อทำที่ความเข้มแสง 190 W/m<sup>2</sup> 430 W/m<sup>2</sup> และ 650 W/m<sup>2</sup> ที่ได้นั้นมีค่าต่ำกว่าที่ควรจะเป็นในส่วนที่ 4.2 นั่นคือ 2A 4.2A และ 5.9A ตามลำดับแต่คำสั่ง MPPT ทำงานตามปกติซึ่งจะจ่าย  $I_{com}$  ออกมาเป็น 1.54A 2.45A และ 4.32A ตามลำดับดังรูปที่ 4.73 รูปคลื่นผลการทดลองวงจร MPPT

#### 4.3.1.1 การทดลองเปลี่ยนความเข้มแสง 3 ชั้น

รายละเอียดของการทดลองเปลี่ยนแปลงความเข้มแสง 3 ชั้นจะอยู่ในภาคผนวก ก



(ก) รูปคลื่นการเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าจาก

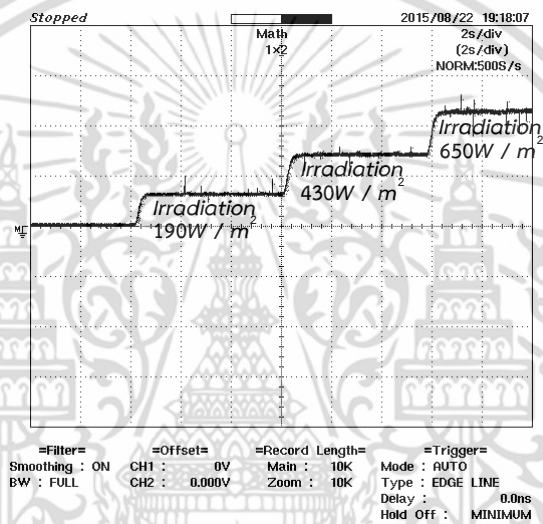
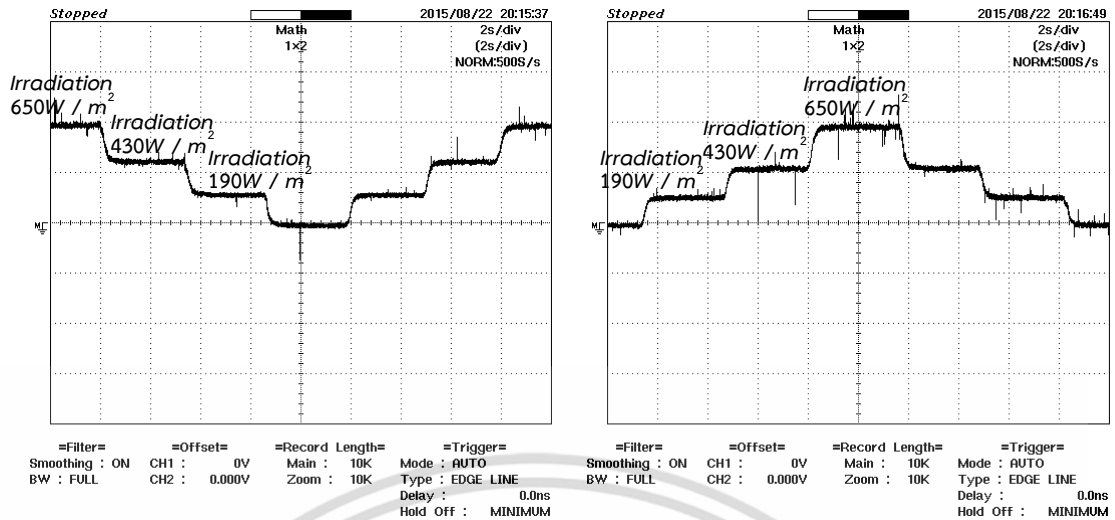
(ข) รูปคลื่นการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าจาก

PV ที่ค่าความเข้มแสงต่างๆ

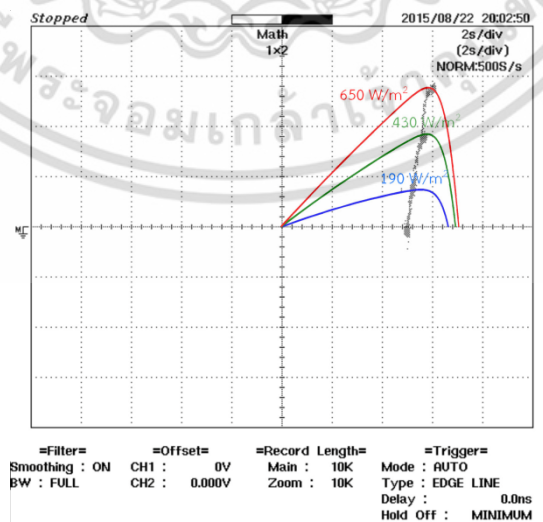
PV ที่ค่าความเข้มแสงต่างๆ

รูปที่ 4.73 รูปคลื่นการเปลี่ยนแปลงของกระแสและแรงดันไฟฟ้าจาก PV ที่ค่าความเข้มแสงต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.74 รูปคลื่นการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าจาก PV ที่ค่าความเข้มแสงต่างๆ



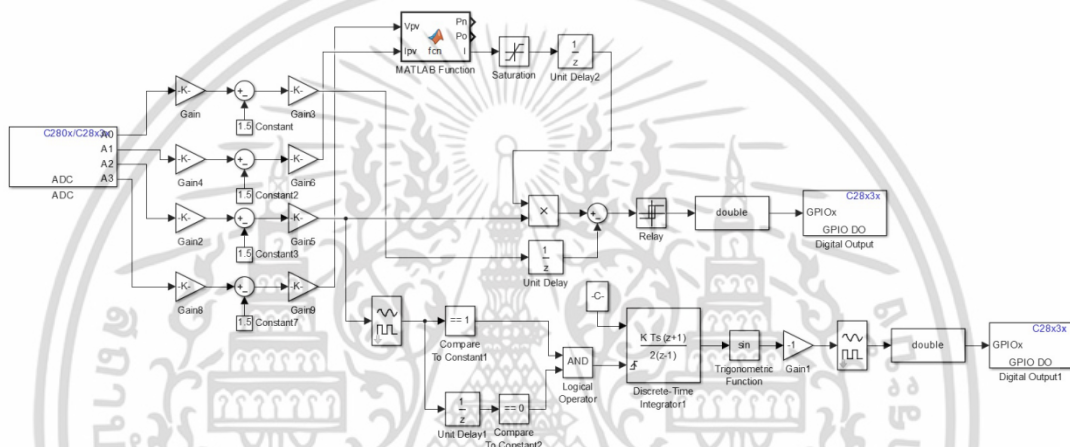
รูปที่ 4.75 รูปคลื่นการติดตามจุดให้กำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วยวิธี P&O

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.73 ถึง รูปที่ 4.75 เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเข้มแสงแต่ละชั้นแล้วนั้นจะเห็นได้ว่าอัลกอริทึม P&O สามารถสั่งกระแสไฟฟ้าคำสั่งอ้างอิง ( $I_{com}$ ) ได้ถูกต้อง

#### 4.3.2 การทดสอบการทำงานของ MPPT เมื่อใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

วงจรถวลุมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อใส่ MPPT ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 4.76 ในวงจรนี้จะใช้คำสั่ง MPPT ซึ่งจะอยู่ในภาคผนวก ค ลงไปในวงจรเพื่อมาควบคุมกระแสไฟฟ้าอ้างอิงให้อินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดเข้าสู่ระบบ



รูปที่ 4.76 วงจรถวลุมของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิงเมื่อใส่ MPPT

ตารางที่ 4.10 ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมแบบซีโรครอสซิง

ความเข้มแสง (W/m <sup>2</sup> )	กระแสไฟฟ้า $I_c$ (A)	กำลังไฟฟ้า (W)	THDi <sub>s</sub> (%)	ความถี่การสวิตช์ ของ $i_s$ (Hz)
190	1.55	169.6	134.26	156.5
430	2.88	464.9	51.24	50
650	4.49	770	18.04	50

จะเห็นได้ว่าจุด MPPT สูงสุดที่ควรจะได้เมื่อทำที่ความเข้มแสง 190 W/m<sup>2</sup> 430 W/m<sup>2</sup> และ 650 W/m<sup>2</sup> ที่ได้นั้นมีค่าต่ำกว่าที่ควรจะเป็นในส่วนที่ 4.2 นั่นคือ 1.8A 4.1A และ 5.9A ตามลำดับแต่คำสั่ง MPPT ทำงานตามปกติซึ่งจะจ่าย  $I_{com}$  ออกมาเป็น 1.55A 2.88 และ 4.49A ตามลำดับดังรูปที่ 4.73 ถึงรูปที่ 4.75 รูปคลื่นผลการทดลองวงจร MPPT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอหลักการควบคุมพีวีอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสชนิดเชื่อมต่อกริดโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสกับเทคนิคซีโรครอสซึ่งทำให้ความถี่ในการสวิตช์น้อยลง ซึ่งลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และเพิ่มประสิทธิภาพให้กับอินเวอร์เตอร์ได้ พีวีอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฟูลบริดจ์นั้นจะมีไอจีบีที 2 กิ่งด้วยกัน เทคนิคที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้เทคนิคการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิสควบคุมไอจีบีทีกิ่งหนึ่งทำให้ไอจีบีทีสวิตช์ด้วยความถี่สูง ส่วนอีกกิ่งหนึ่งจะใช้เทคนิคซีโรครอสซึ่งควบคุมทำให้ไอจีบีทีมีการสวิตช์ที่ความถี่ 50Hz ซึ่งจะทำให้การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ซึ่งทำให้ความถี่ในการสวิตช์น้อยลง

นอกจากนี้ยังได้มีการใช้คำสั่งอัลกอริทึมติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดอีกด้วย ในวิทยานิพนธ์นี้แบ่งการทดลองเป็น 3 ส่วนคือส่วนแรกทำการทดลองอินเวอร์เตอร์กับแหล่งจ่ายไฟปรับค่าได้ ส่วนที่สองทำการทดลองกับเซลล์แสงอาทิตย์ต่อกับแหล่งกำเนิดแสงเทียม และส่วนที่ 3 ทดลองการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด และจะเน้นไปที่การเปรียบเทียบประสิทธิภาพและการสูญเสียของเทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสทั่วไปกับเทคนิคที่นำเอาเทคนิคซีโรครอสซึ่งมาประยุกต์ใช้ สำหรับผลการทดลองที่ได้ในส่วนแรกนั้นจะเห็นได้ว่าเทคนิคที่มีการนำเอาเทคนิคซีโรครอสซึ่งมาประยุกต์ใช้จะมีประสิทธิภาพสูงกว่าอยู่ 1% ถึง 2% และมีการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์น้อยกว่าอยู่ 50% เนื่องมาจากความถี่ในการสวิตช์ที่น้อยลง ผลการทดลองในส่วนที่สองจะเห็นได้ว่าและเทคนิคที่นำเสนอ นั้นสามารถนำเอามาประยุกต์กับระบบเซลล์แสงอาทิตย์ได้จริงโดยที่ผลการทดลองนั้นออกมาใกล้เคียงกับผลการจำลอง และในส่วนที่สามก็จะเห็นได้ว่าอัลกอริทึม P&O ที่ใช้สามารถติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดได้จริง

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

สำหรับงานวิจัยการประเมินสมรรถนะของพีวีอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกกริด ภายใต้การลดความสูญเสียการสวิตช์และการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุด หลักการหรือวิธีที่น่าสนใจ และปรับปรุงให้ระบบดีขึ้น ยังมีอยู่หลายประการ อาทิเช่น

1. พัฒนาระบบควบคุมกระแสอ้างอิงให้เป็นระบบปิด
2. พัฒนาอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟสลับให้มีการปรับปรุงคุณภาพของกำลังไฟฟ้าที่ดีกว่านี้
3. พัฒนาอัลกอริทึมติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดให้มีประสิทธิภาพมากกว่านี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Bimal K. Bose, Fellow, IEEE "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 5, October 1990
- [2] C. Puripanyavanit, P. Wannakarn, P. Sardyoung and V. Kinnares, "Performance Evaluation of Single-Phase Full Bridge Grid-Connected Converter with Reduced Switching Losses" the 17th international conference on electrical machines and systems – ICEMS2014, Hangzhou, China, October 22-25, 2014
- [3] C. Vazquez, M. Lafoz, L. Garcia-Tabares, D. Ugena, F. Toral, E. Rodriguez, S. Sanz, I. Rodriguez, D. Carrillo "Switching Losses Reduction in Current-Controlled Single-Phase Inverter", SPEEDAM 2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion.
- [4] K. M. Rahman, M. Rezwan Khan, M.A. Choudhury, M.A. Rahman "Variable-Band Hysteresis Current Controllers for PWM Voltage-Source Inverters" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 12, No. 6, November 1997
- [5] P. Liengpradis, V. Kinnares "Active Power Control of Single-Phase Grid-Connected System Supplying Nonlinear Load" the 16th International Conference on Electrical Machines and Systems – ICEMS2013, Busan, Korea, October 26- 29, 2013
- [6] A. Chaitanakulwat, V. Kinnares "Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Filter Functionality" the 15th International Conference on Electrical Machines and Systems – ICEMS2012, Sapporo, Japan, October 21-24, 2012
- [7] ประทานพร พุทธา, พิพัฒน์พงษ์ ชูชาติ, ราชิต โลงโตะ, ศุภรีย์ ทองแก้ว "แหล่งกำเนิดแสงสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ประยุกต์ คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยศรีปทุม ปีการศึกษา 2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [8] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins. **Power Electronics**. 3<sup>rd</sup> ED. New Jersey : John Wiley & Sons, Inc. 2003.
- [9] M.H. Rashid. **Power Electronics**. 3<sup>rd</sup> ED. New Jersey : Prentice Hall. 2003.
- [10] Dr. Dusan Graovac, Marco Purschel "IGBT Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters" Automotive Power, Infineon, Application Note, 2009
- [11] David Sanz Morales, "Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Applications" Thesis submitted for examination for the degree of Master of Science in Technology, Faculty of Electronics, Communications and Automation, 2010
- [12] นพดล แซ่หินตั้ง "การควบคุมทางแปร่งสำหรับวงจรมอเตอร์โพลีเฟสในระบบโวลตาอิกกับการตรวจติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด", วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, ปีการศึกษา 2553



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้แหล่งกำเนิดแสงสำหรับโซลาร์เซลล์ซึ่งเหมาะสมสำหรับการทดลองระบบอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวชนิดเชื่อมต่อกิริตที่ใช้ร่วมกับโซลาร์เซลล์ซึ่งในภาคผนวก ก จะได้อธิบายคุณสมบัติต่างๆ ของแหล่งกำเนิดแสงสำหรับโซลาร์เซลล์และแหล่งกำเนิดแสงสำหรับโซลาร์เซลล์ต้นแบบได้ถูกแสดงอยู่ใน รูปที่ 1



รูปที่ 1 แหล่งกำเนิดแสงสำหรับโซลาร์เซลล์ต้นแบบ

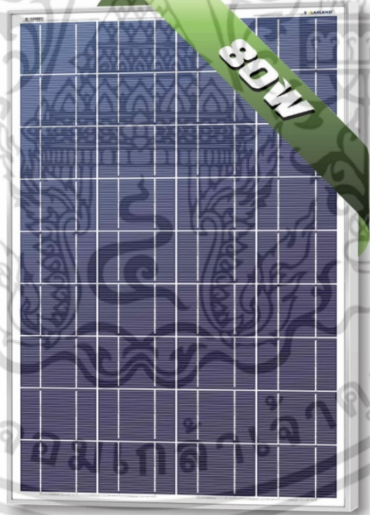
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1. โซลาร์เซลล์

โซลาร์เซลล์ที่ใช้สำหรับแหล่งกำเนิดแสงสำหรับโซลาร์เซลล์ต้นแบบจะใช้เป็นของ บริษัท โซลาร์แลนด์ รุ่น SLP080-12 จำนวน 24 แผง มีข้อมูลจำเพาะของตัวแผงโซลาร์เซลล์ดังตารางที่ 1 และลักษณะทางกายภาพของโซลาร์เซลล์รุ่นนี้ได้ถูกแสดงอยู่ในรูปที่ 2

ตารางที่ 1 ลักษณะข้อมูลจำเพาะของโซลาร์เซลล์ SLP080-12

Module Type	STP080-12
Nominal power (W)	80
Operating voltage (V)	17.2
Current at rated (A)	4.65
Open circuit voltage (V)	21.6
Short circuit current (A)	5.17



รูปที่ 2 ลักษณะทางกายภาพของโซลาร์เซลล์ STP080-12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. หลอดฮาโลเจน

หลอดฮาโลเจน เป็นหลอดไส้ที่มีไส้หลอดเป็นทั้งสแตนท์ที่ถูกบรรจุอยู่ร่วมกับก๊าซเฉื่อยจำนวนไม่มาก เช่น โบรมีนหรือไอโอดีน การที่นำเอาก๊าซฮาโลเจนมาผสมกับทั้งสแตนท์จะทำให้เกิดปฏิกิริยาเคมีเรียกว่า ฮาโลเจนไซเคิลซึ่งเป็นปฏิกิริยาเคมีซึ่งนำก๊าซทั้งสแตนท์ที่ระเหยไปแล้วกลับมาสู่ระบบทำให้สามารถยืดอายุการใช้งานของหลอดไฟได้ อีกทั้งหลอดฮาโลเจนยังสามารถทำงานที่อุณหภูมิสูงกว่าหลอดก๊าซอื่นๆ ที่กำลังไฟฟ้าเดียวกันรูปที่ 3 แสดงหลอดฮาโลเจนที่ใช้ในแหล่งกำเนิดแสงสำหรับโซลาร์เซลล์

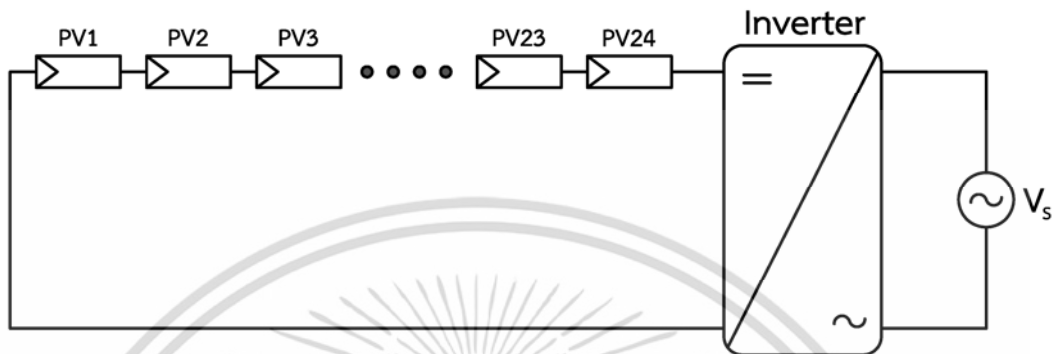


รูปที่ 3 หลอดฮาโลเจนที่ใช้ในแหล่งกำเนิดแสงสำหรับโซลาร์เซลล์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

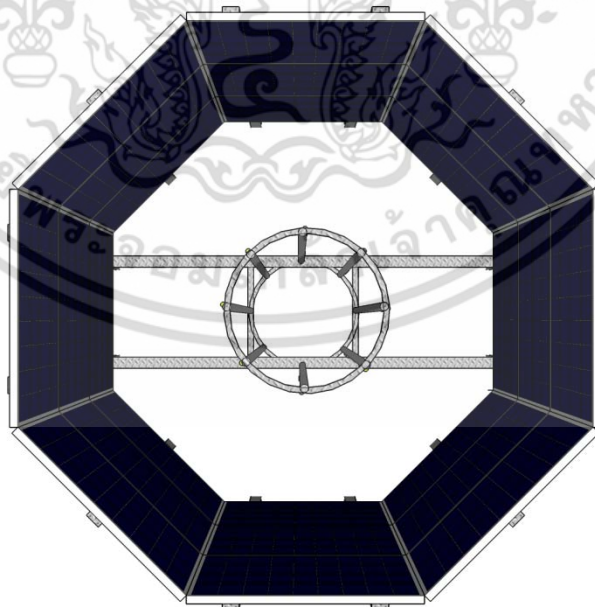
### 3. การออกแบบโซลาร์เซลล์

ลักษณะการต่อโซลาร์เซลล์ต่อแบบอนุกรมทั้งหมด 24 แผง ดังรูปที่ 4 ซึ่งจะได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด 1920 W, แรงดันไฟฟ้าสูงสุด 518.4 V และกระแสไฟฟ้าสูงสุด 5.17 A



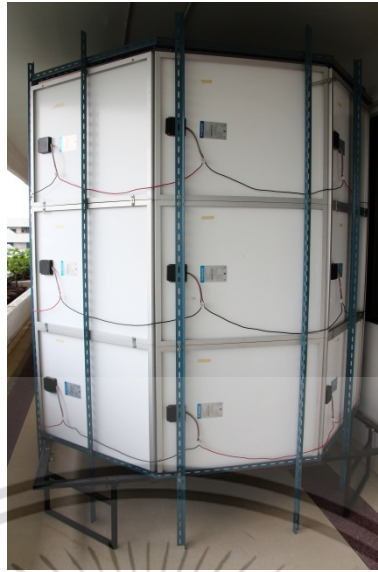
รูปที่ 4 ลักษณะการต่อโซลาร์เซลล์

การจัดวางแผงโซลาร์เซลล์จะทำการจัดเป็น 8 เหลี่ยม ดังรูปที่ 5 มุมมอง top view ของการจัดแผงโซลาร์เซลล์ และ จัดเป็นชั้น 3 ชั้น ดังรูปที่ 6 มุมมอง front view ของการจัดแผงโซลาร์เซลล์



รูปที่ 5 มุมมอง top view ของการจัดแผงโซลาร์

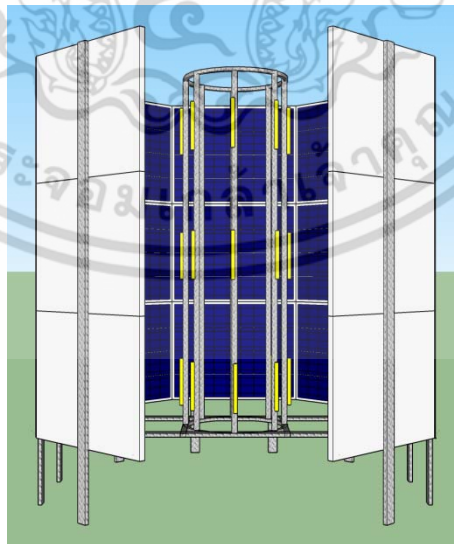
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6 มุมมอง front view ของการจัดแผงโซลาร์

#### 4. การออกแบบหลอดไฟ

การออกแบบหลอดไฟ ใช้หลอดไฟฮาโลเจนทั้งหมด 24 หลอด โดยจัดวางเป็น 3 ชั้น ชั้นละ 6 หลอด ดังรูปที่ 5 และ 7 รูปมุมมอง top view ของการจัดแผงโซลาร์ และ รูป มุมมอง front view ของการออกแบบหลอดไฟ ตามลำดับ โดยหลอดไฟแต่ละชั้นจะอยู่ห่างจากพื้นดิน 48 ซม. 121 ซม. และ 193 ซม.



รูปที่ 7 มุมมอง front view ของการออกแบบหลอดไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5. การแยกสวิตช์เปิด-ปิดหลอดไฟฮาโลเจน

ในการแยกสวิตช์เปิด-ปิดหลอดไฟนั้นได้แบ่งสวิตช์ออกเป็น 3 สวิตช์ได้แก่ เบรกเกอร์ 1 (B1) เบรกเกอร์ 2 (B2) และเบรกเกอร์ 3 (B3) โดยการทำงานของเบรกเกอร์แต่ละตัวกับชุดหลอดไฟแต่ละชุดมีการทำงานดังต่อไปนี้



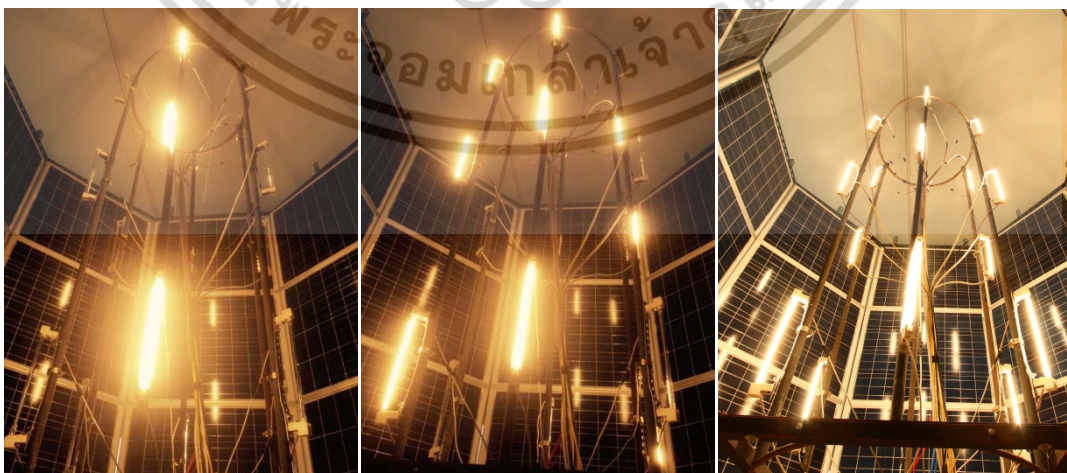
(ก) เปิด B1

(ข) เปิด B2

(ค) เปิด B3

### รูปที่ 8 การทำงานของเบรกเกอร์แต่ละตัว

ในการแยกเบรกเกอร์เป็น 3 ตัวนั้นทำให้แหล่งกำเนิดแสงเทียมนี้ปรับระดับความเข้มแสงได้ 3 ระดับด้วยกัน ระดับแรกเปิดเฉพาะ B1 ระดับที่สองเปิด B2 และ B3 ระดับที่สาม เปิดเบรกเกอร์ทั้งหมด



(ก) เปิด B1

(ข) เปิด B2+B3

(ค) เปิดทั้งหมด

### รูปที่ 9 การทำงานของเบรกเกอร์ 3 ชั้นที่ใช้ในการทดลองนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6. ค่าความเข้มแสงที่ได้จากหลอดฮาโลเจน

การวัดแสงวัดโดยใช้เครื่อง Solar Power Meter ในการวัดความเข้มแสงจากขอบล่างของแผงล่างสุด (0cm) ไปถึงขอบบนของแผงบนสุด (201.5cm) โดยวัดท่ามกลางตั้งฉากกับโซลาร์เซลล์ ค่าความเข้มที่ได้จากการวัดทั้งหมดถูกนำมาแสดงใน ตารางที่ 2 ค่าความเข้มแสงที่วัดได้จากขอบล่างสุดจนถึงขอบบนสุดของแผงบนล่าง โดยค่าความเข้มแสงทั้งหมดนี้คือค่าเมื่อเปิดชั้นที่ 3 นั่นคือเปิดเบรคเกอร์ทั้งหมดพร้อมกัน

ตารางที่ 2 ค่าความเข้มแสงที่วัดได้จากขอบล่างสุดจนถึงขอบบนสุดของแผงบนล่าง

ความสูง (cm)	แผงที่ 1	แผงที่ 2	แผงที่ 3	แผงที่ 4	แผงที่ 5	แผงที่ 6	แผงที่ 7	แผงที่ 8
0	780	770	760	820	750	780	810	760
33.5	965	930	920	980	870	970	970	860
67.5	1030	980	970	1050	990	1040	990	910
101	1040	995	980	1060	980	980	940	900
134.5	995	950	965	970	910	910	910	870
168	940	880	880	850	790	790	940	860
201.5	740	700	700	660	650	690	670	700

เนื่องจากว่าโซลาร์เซลล์ทั้ง 24 แผงต่อแบบอนุกรมกันอยู่ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าที่แผงทั้งหมดจะผลิตได้จะขึ้นอยู่กับแผงโซลาร์เซลล์ที่ได้รับความเข้มแสงต่ำสุดนั่นคือประมาณ  $660 \text{ W/m}^2$  และทำให้ระดับความเข้มแสงที่ปรับได้ 3 ระดับนั้น ระดับแรกจะได้ความเข้มแสง  $190 \text{ W/m}^2$  ระดับที่สองจะได้  $430 \text{ W/m}^2$  และระดับที่สามจะได้ประมาณ  $650 \text{ W/m}^2$

## 7. อุณหภูมิที่หลังแผงโซลาร์เซลล์

เนื่องจากการใช้หลอดไฟฮาโลเจนทำให้เกิดความร้อนสูงซึ่งจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของโซลาร์เซลล์ ดังนั้นจึงได้มีการวัดอุณหภูมิตรงกลางหลังแผงโซลาร์เซลล์ทั้ง 24 แผง ของแต่ละชั้นการเปิดเบรคเกอร์ ค่าอุณหภูมิที่ได้จากการเปิดเบรคเกอร์ ชั้นที่ 1 ถึง ชั้นที่สามได้ถูกแสดงในตารางที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าเมื่อเปิดเบรกเกอร์ชั้นแรก ชั้นสอง และชั้นที่สามแล้วอุณหภูมิเฉลี่ยของโซลาร์เซลล์ทั้งหมด จะอยู่ที่ประมาณ 45°C 60°C และ 75°C ตามลำดับ

ตารางที่ 3 ค่าอุณหภูมิที่ได้จากการเปิดเบรกเกอร์ ชั้นที่ 1 ถึง ชั้นที่สาม

แผงที่	อุณหภูมิเมื่อเปิดเบรกเกอร์ชั้นแรก (°C)	อุณหภูมิเมื่อเปิดเบรกเกอร์ชั้นสอง (°C)	อุณหภูมิเมื่อเปิดเบรกเกอร์ชั้นสาม (°C)
1	44.5	58.0	72.0
2	46.0	63.5	78.5
3	42.0	58.5	67.0
4	43.5	56.5	71.5
5	45.5	62.5	79.0
6	41.5	58.5	69.0
7	41.5	55.5	68.5
8	45.0	62.5	77.0
9	43.0	59.0	71.0
10	42.5	56.5	71.5
11	47.0	63.5	80.5
12	45.0	60.5	76.0
13	44.5	57.5	71.5
14	47.5	63.5	81.0
15	45.0	61.5	74.5
16	45.0	58.0	73.5
17	45.0	63.5	80.0
18	48.0	60.5	76.0
19	44.5	58.0	74.0
20	45.5	64.0	80.0
21	46.5	60.5	75.0
22	46.0	59.0	78.0
23	47.5	64.0	81.5
24	42.5	60.0	73.0
AVG	44.8	60.2	75.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

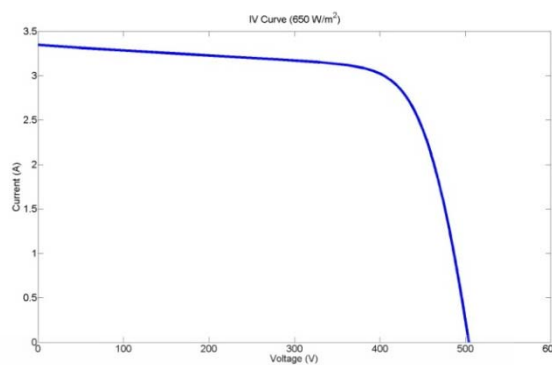
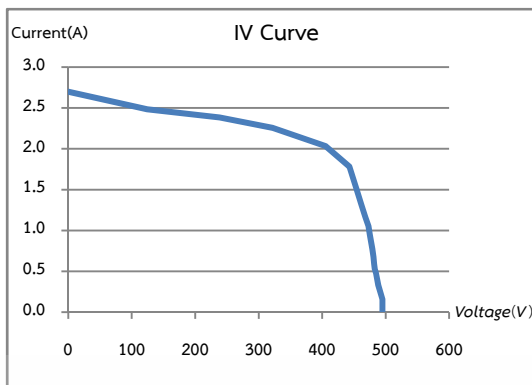
## 8. คุณลักษณะทางไฟฟ้าของโซลาร์เซลล์

ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดที่โซลาร์เซลล์ผลิตได้เมื่อเปิดเบรกเกอร์ขั้นที่ 3 นั้นจะเป็นไปตาม ตารางที่ 4 คุณลักษณะทางไฟฟ้าของโซลาร์เซลล์เมื่อใช้แหล่งกำเนิดแสงเทียมและเมื่อนำค่าจากตารางที่ 4 มาเขียนเป็นกราฟจะได้กราฟ IV Curve และ PV Curve ของโซลาร์เซลล์ดังรูปที่ 10(ก) และ ก.11(ก)

ตารางที่ 4 คุณลักษณะทางไฟฟ้าของโซลาร์เซลล์เมื่อใช้แหล่งกำเนิดแสงเทียม

Load ( $\Omega$ )	V (V)	I (A)	P (W)
0	0	2.7	0
50	124.5	2.485	309.3825
100	238.5	2.385	568.8225
150	322	2.256	726.432
200	405	2.035	824.175
250	443	1.781	788.983
300	454	1.514	687.356
350	462	1.312	606.144
400	468	1.165	545.22
450	473	1.05	496.65
500	475	0.95	451.25
600	479	0.772	369.788
700	481	0.677	325.637
800	482	0.592	285.344
900	483	0.529	255.507
1000	485	0.474	229.89
1100	488.5	0.33	161.205
1200	495	0.156	77.22
OC	495	0	0

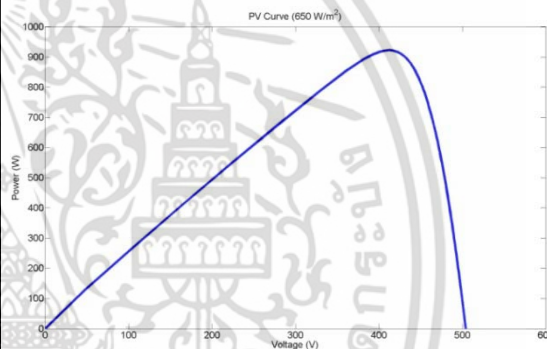
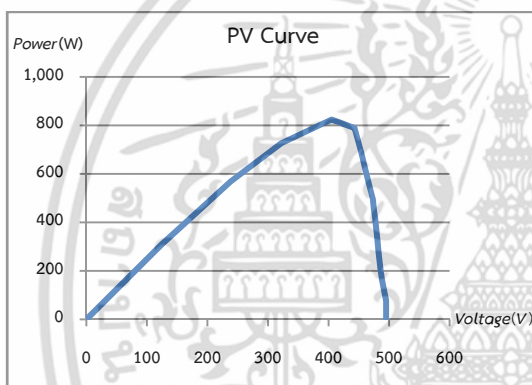
จากตารางที่ 4 จะเห็นได้ว่าเมื่อต่อโหลด 200 $\Omega$  จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าอยู่ใกล้ค่า MPPT มากที่สุดเพื่อความแน่ใจกับค่ากำลังไฟฟ้านี้จึงได้จำลองโดยใช้ Matlab/Simulink ตั้งค่าความเข้มแสงอยู่ที่ 650 อุณหภูมิ 75 °C และหา IV Curve และ PV Curve ผลการจำลอง IV Curve และ PV Curve ที่ได้ถูกนำมาแสดงอยู่ในรูปที่ 10(ข) และ 11(ข) ตามลำดับ



(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 10 IV Curve ของโซลาร์เซลล์เมื่อใช้ร่วมกับแหล่งกำเนิดแสง



(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 11 PV Curve ของโซลาร์เซลล์เมื่อใช้ร่วมกับแหล่งกำเนิดแสง

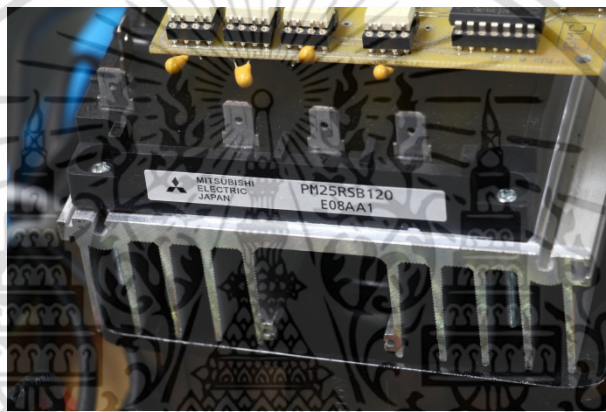
จากการเปรียบเทียบข้างต้นจะเห็นได้ว่าผลการทดลองกับผลการจำลองนั้นมีค่าใกล้เคียงกับค่ากำลังไฟฟ้าที่โซลาร์เซลล์ผลิตได้จริงใกล้เคียงกับการจำลองแต่จะน้อยกว่าเนื่องจากค่า  $R_s$ ,  $R_{sh}$  ที่เกิดขึ้นในตัวโซลาร์เซลล์ทำให้กราฟลงมาเล็กน้อยและเกิดจากค่าที่คลาดเคลื่อนจากการวัดความเข้มแสงเพราะว่าไม่สามารถวัดความเข้มแสงระนาบเดียวกับโซลาร์เซลล์ได้เนื่องจากตัววัดความเข้มแสงมีความหนาของตัวมันเองอยู่ค่าที่ได้จึงต่างออกไปเล็กน้อย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 12 อุปกรณ์สวิตช์



รูปที่ 13 ไอจีบีทีโมดูล

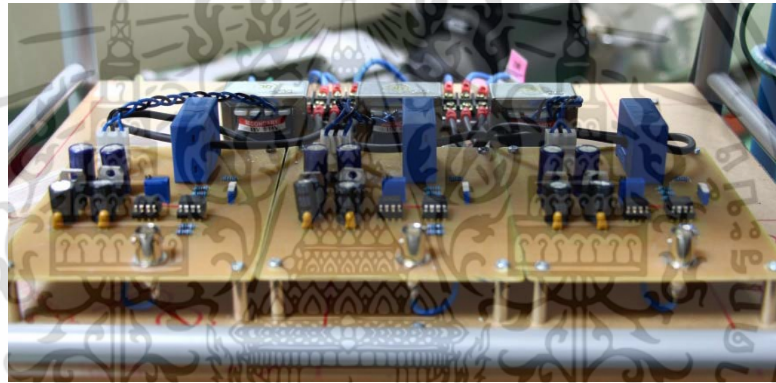


รูปที่ 14 บอร์ดคอนโทรล

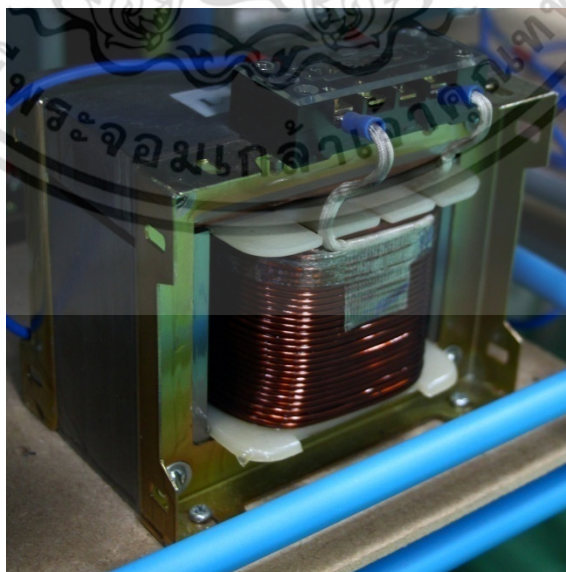
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 15 หม้อแปลง Isolate



รูปที่ 16 ชุดวงจรวัดกระแส



รูปที่ 17 ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 18 ตัวเก็บประจุไฟตรง



รูปที่ 19 Oscilloscope

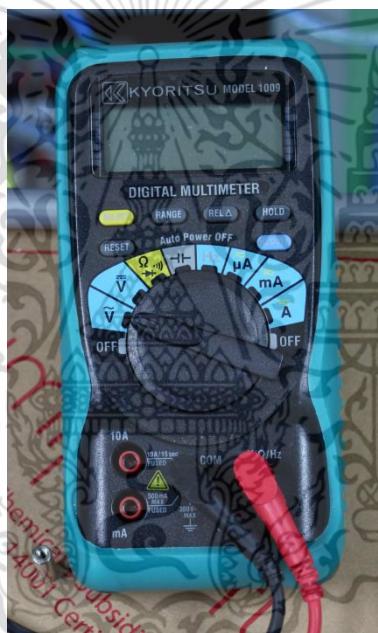


รูปที่ 20 Power Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 21 Solar Irradiance Meter

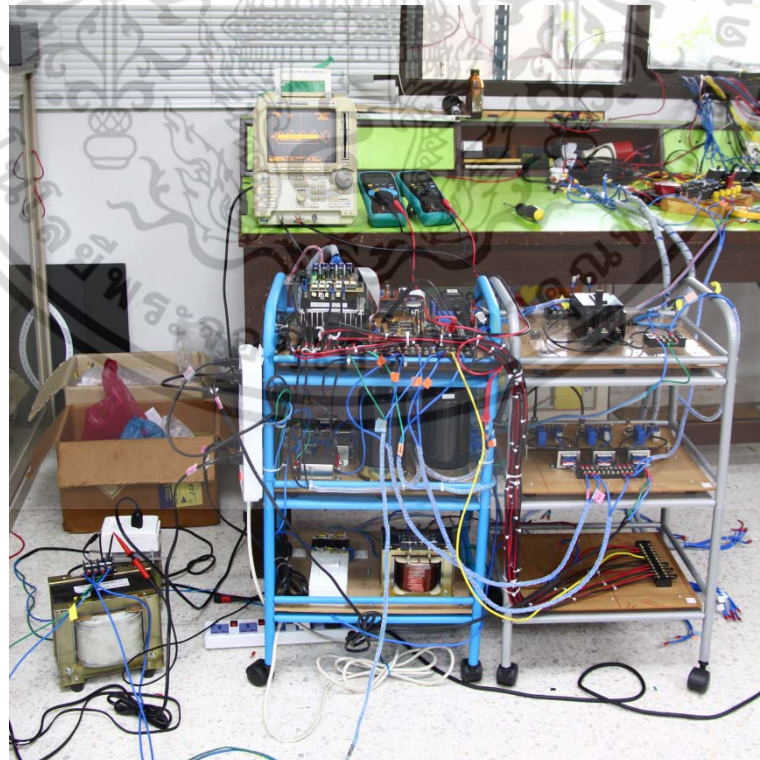
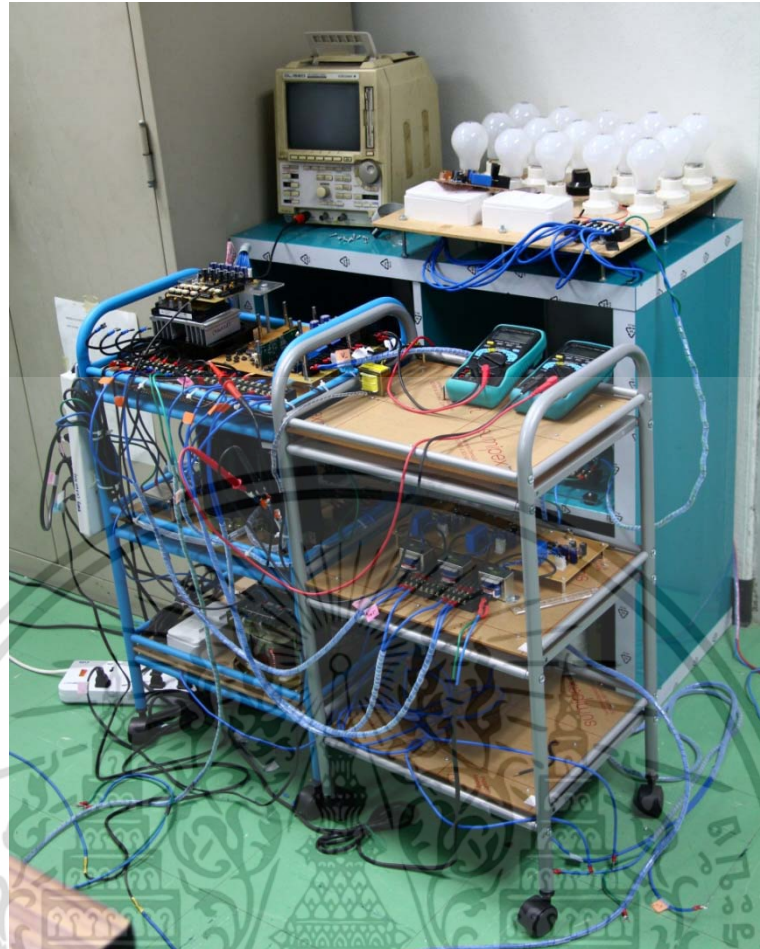


รูปที่ 22 Multimeter



รูปที่ 23 Differential Probe

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 24 ภาพโดยรวมของอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1. Code คำสั่ง MPPT

การคำนวณหา  $THDi_g$  จะใช้การคำนวณตาม code ต่อไปนี้

```
function [Pn, Po, I] = fcn(Vpv, Ipv)
%#codegen
Iinit=1;
Imax=10;
Imin=0;
deltaI=0.01;
persistent Vold Pold Iold;
if isempty (Vold)
    Vold=0;
end
if isempty (Pold)
    Pold=0;
end
if isempty (Iold)
    Iold=0;
end
Pold = Vold*Iold;
Po = Pold;
Pn = Vpv*Ipv;
if Pn > Pold
    I = Iold + deltaI;
elseif Pn < Pold
    I = Iold - deltaI;
else
    I = Iold;
end
%if I >= Imax || I <= Imin
%    I = Iold;
%end
Iold=I;
Vold=Vpv;
Pold=Pn;
end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Code คำสั่งการหา THDi<sub>s</sub>

```

I=Is(1:4000);%เก็บข้อมูล 1ลูกคลื่น
%FFT
b=abs(fft(I)/2000); %2000 คือจำนวนข้อมูลหารด้วยสอง
%Bar plot
order=500;
f1=50*(2:order);
figure(4);bar(f1,b(2:order)),axis([-50
50*order 0 10])
legend('Spectrum of Is');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Is(I)');

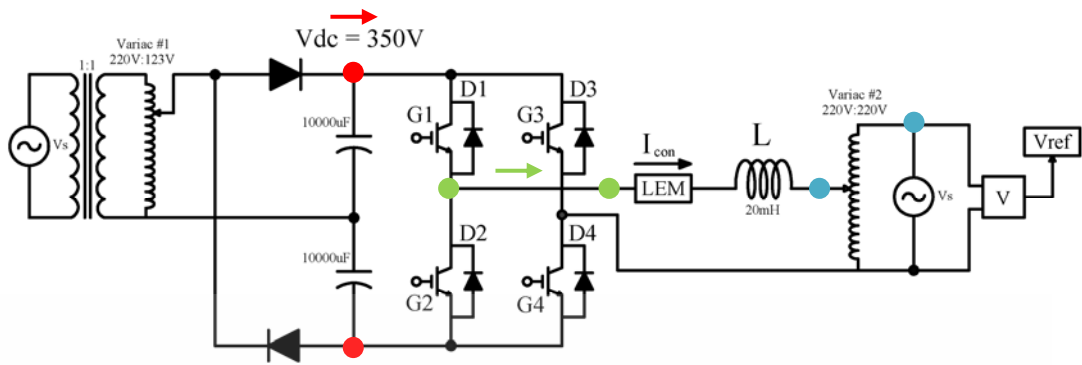
%Show Fundamental
Ifun=b(2)

%%%%%%%% Find Total Harmonics Distortion
t=0;
for n=3:order;
    t=t+b(n)^2;
end
thdm=(sqrt(t)/b(2))*100

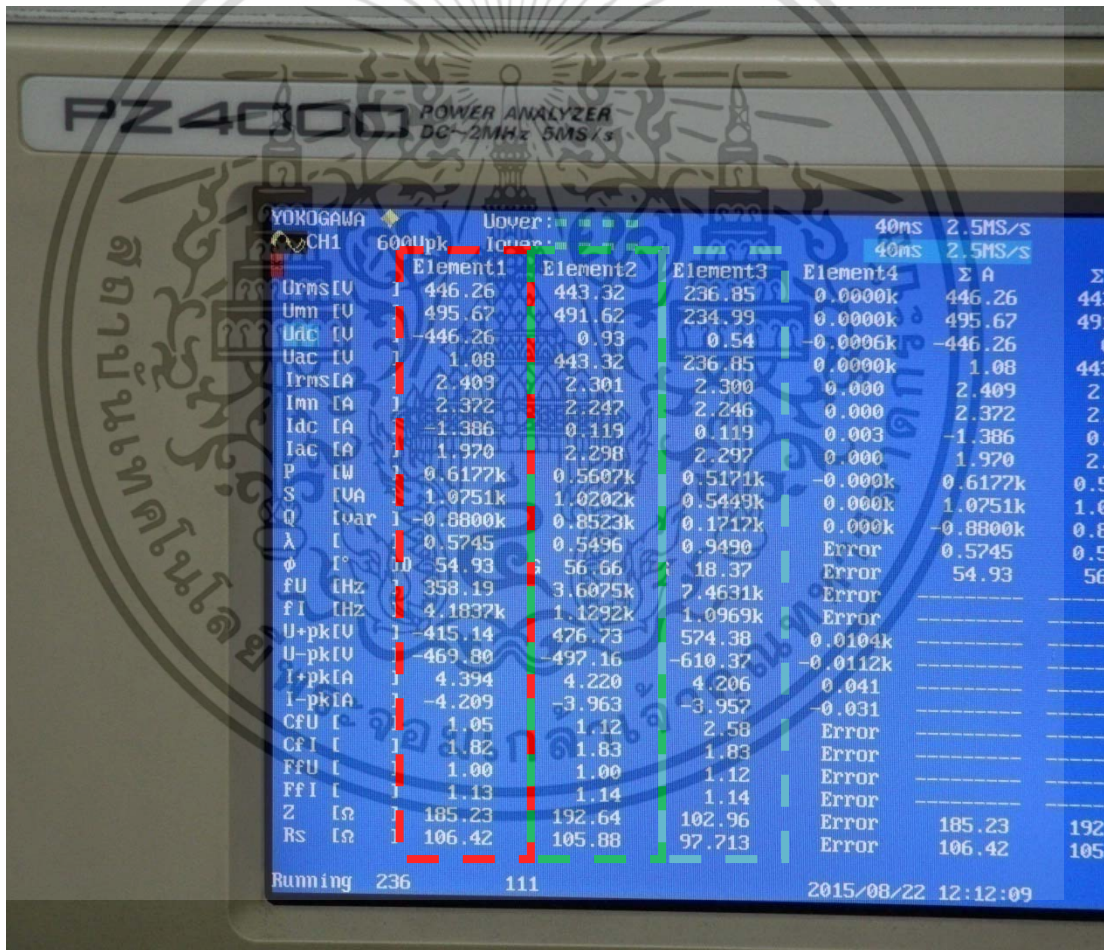
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ค่าที่ได้จาก PZ4000



จุดที่วัดแรงดันไฟฟ้าตามสีในวงจร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Performance Evaluation of Single-Phase Full Bridge Grid-Connected Converter with Reduced Switching Losses

C. Puripanyavanit, P. Wannakarn, P. Sardyoung and V. Kinnarees  
 Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering,  
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,  
 Bangkok, Thailand, 11520

Email: pu.chawanat@gmail.com, w\_poonsri@hotmail.com, papol\_s@hotmail.com, kkwijit@kmitl.ac.th

**Abstract** — This paper introduces an effective technique to reduce semiconductor switching losses in one branch. The switching losses are reduced by using zero crossing technique to control one branch, and the other branch will be controlled by hysteresis current control. The overall switching losses between standard PWM and the proposed will be compared. Performances of the proposed controllers are compared with the performances of the conventional fixed-band. The simulation results verify the correctness of operation of the proposed switching technique by using MATLAB/Simulink.

## I. INTRODUCTION

Presently, renewable energy has been increasingly focused since non-renewable energy resources such coal, natural gas, etc. are limited [2]. One of the key equipment in this system is inverter. To make a high efficiency inverter, inverters must have minimum losses as much as possible. Losses in inverter are divided into three types: switching losses, conduction losses and harmonics losses. This paper will focus on reducing switching loss. There are two types of switching techniques in single-phase inverter, two-level communication and three-level communication [1]. Three-level has a better performance, so this paper will concentrate on it. Hysteresis current control is used to keep switching frequency constant over a fundamental period. As a result, harmonic sidebands are at the switching frequency.

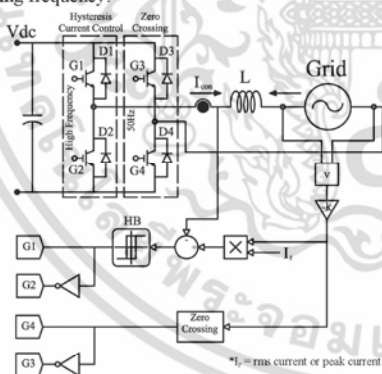


Fig 1. Proposed single-phase grid-connected system

## II. CIRCUIT DESCRIPTION

In this paper, single-phase full bridge grid-connected converter will be used. G3 and G4 of converter will be supplied by 50Hz frequency, and G1 and G2 of converter will use hysteresis current control to control as shown in fig 1.

## III. THEORETICAL POWER TRANSFER

### A. Power Transfer

An equivalent circuit and its corresponding phasor diagram of power transfer between the grid voltage and the output voltage of inverter ( $v_{conv}$ ) is shown in Fig. 2.

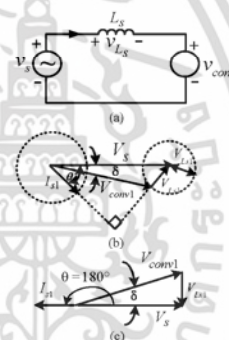


Fig. 2 (a) Equivalent circuit of the power transfer. (b) General phasor diagram (c) Phasor diagram in the inverting mode with unity power factor [4].

From the equivalent circuit in the Fig. 2(a) by using KVL, the voltage equations can be written as

$$v_s = v_{conv} + v_{Ls} \tag{1}$$

$$v_{Ls} = L_s \frac{di_s}{dt} \tag{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

From the phasor diagram in Fig. 2(b), the following equations can be obtained.

$$V_{Ls1} \cos \theta = \omega L_s I_{s1} \cos \theta = V_{conv1} \sin \delta \quad (3)$$

$$V_{Ls1} \sin \theta = \omega L_s I_{s1} \sin \theta = V_s - V_{conv1} \cos \delta \quad (4)$$

By using (5) and (6), the actual power and reactive power transferred to the converter can be written as follows.

$$P = V_s I_{s1} \cos \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left( \frac{V_{conv1}}{V_s} \sin \delta \right) \quad (5)$$

$$Q = V_s I_{s1} \sin \theta = \frac{V_s^2}{\omega L_s} \left( 1 - \frac{V_{conv1}}{V_s} \cos \delta \right) \quad (6)$$

$$I_{s1} = \frac{V_s - V_{conv1}}{j\omega L_s} \quad (7)$$

Where,  $I_{s1}$  is the fundamental current of the grid system, and  $L_s$  is the inductance between the grid system and the converter.

**B. Converter Operation Mode**

In order to have a better understanding of conventional converter operation mode and proposed converter operation mode. The diagram of converter operation mode of both conventional and proposed will be illustrated. Fig 3 and fig 4 show an operation mode of conventional converter and the waveform of voltage source, current source and converter voltage of conventional converter.

In the same way, fig 5 and fig 6 illustrate an operation mode of proposed converter and the waveform of voltage source, current source and converter voltage of proposed converter.



Fig 3. Conventional converter operation mode

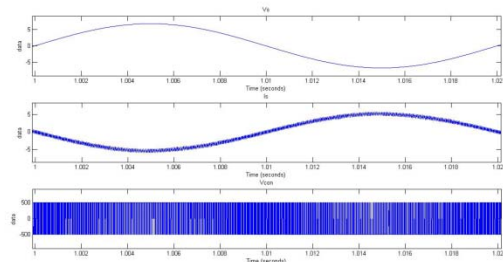


Fig 4.  $V_s$ ,  $I_s$ , and  $V_{con}$  of conventional switching technique

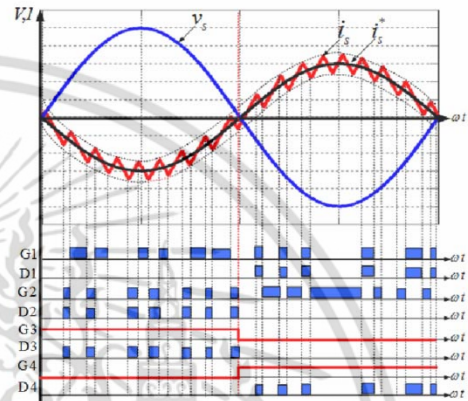


Fig 5. Proposed converter operation mode

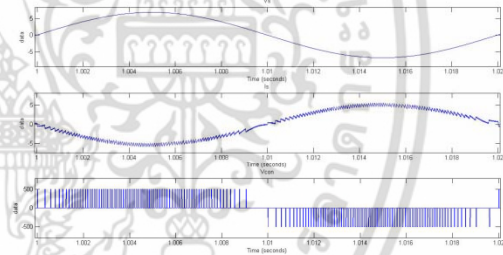


Fig 6.  $V_s$ ,  $I_s$ , and  $V_{con}$  of proposed switching technique

As is shown in fig 5 and fig 6, switching frequency of proposed technique reduce more than half of the conventional technique. Converter voltage looks similarly with unipolar technique.

**IV. HYSTERESIS CURRENT CONTROL**

Hysteresis current control technique is the technique that brings reference current to assign the upper hysteresis band by combining the width of hysteresis band to the reference current. Then, assign the lower hysteresis band by subtracting

the reference current by the width of hysteresis band. After that, bring apparent current to compare with the hysteresis band. If the apparent current is equal to the lower hysteresis band, switch G1 and G4 will turn on. In contrast, when it is not equal, then compare the apparent current with the upper hysteresis band. If it is not equal, switch G1 and G4 will turn off. If it is not these two cases, then remain switch G1 and G4 the same. From this procedure, PWM signal will be obtained to control IGBT's as is shown in fig 7.

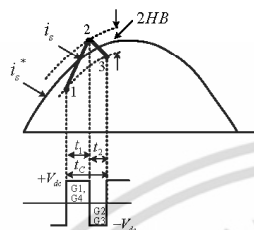


Fig 7. Reference current ( $i_s^*$ ), apparent current ( $i_s$ ), and voltage waveform with hysteresis-band current control

The analysis of hysteresis current control can be divided into two periods. Firstly, when the apparent current of generator flow through inductance  $i_s$  from the first point to the second point, where, the apparent current change from the upper band value to the lower band value. This will increase the slope of apparent current. In contrast, when apparent current move from the second point to the third point. The slope of the apparent current will be lower. Assume that  $t_1$  and  $t_2$  is the time period when the switching is on and off, respectively.

When G1, G4 turn on and G2, G3 turn off during  $t_1$  period, and therefore:

$$\begin{aligned} -V_{dc} + v_L + v_s &= 0 \\ v_L &= V_{dc} - v_s \\ L \frac{di_s^+}{dt} &= V_{dc} - v_s \end{aligned} \quad (8)$$

When G2, G3 turn on and G1, G4 turn off during  $t_2$  period, and hence:

$$L \frac{di_s^-}{dt} = -V_{dc} + v_s \quad (9)$$

When bring  $t_1 + t_2$  and therefore:

$$\frac{di_s^+}{dt} + \frac{di_s^-}{dt} = 0 \quad (10)$$

Where  $L$  is the phase inductance or the inductance between inverter and single phase grid and slope of the reference current ( $i_s^*$ ) is significantly low when compare to the slope of current passing through the inductance of transformer, which have a higher slope, to the single phase grid. After applying principle of trigonometric, the formula will be

$$\frac{di_s^+}{dt} t_1 - \frac{di_s^-}{dt} t_1 = 2HB \quad (11)$$

$$\frac{di_s^-}{dt} t_2 - \frac{di_s^+}{dt} t_2 = -2HB \quad (12)$$

$$t_2 + t_1 = T_c = \frac{1}{f_c} \quad (13)$$

Where  $t_1$  and  $t_2$  is the period of time when IGBT switch on and off, respectively.

Solving the equations, and finally we will get

$$HB = \frac{0.25(V_{dc} - v_s)}{Lf_c} \left[ 1 - \frac{m^2 L^2}{(V_{dc} - v_s)^2} \right] \quad (14)$$

$$f_c = \frac{0.25(V_{dc} - v_s)}{(HB)L} \left[ 1 - \frac{m^2 L^2}{(V_{dc} - v_s)^2} \right] \quad (15)$$

Equation (16) shows the hysteresis band frequency of frequency modulation. While, equation (17) shows that the conductance voltage is constant, so the maximum switching frequency depends on an inductance size and a width of hysteresis band. In practical, the inductance size and the width of hysteresis band cannot be too small because it will make the switching frequency too high. Hence, the size of inductance and hysteresis band must be chosen carefully. Furthermore,  $f_c$  depends on switching frequency ( $m$ ) more or less rely on the degree of  $\omega t = 0, \pi$  when  $i_L = I_m^* \sin(\omega t)$

$$m^2 = \left[ \frac{d}{dt} I_m^* \sin(\omega t) \right]^2 = 0.5 \omega^2 I_m^{*2} (1 + \cos(2\omega t)) \quad (16)$$

And  $v_s = V_m \sin(\omega t)$  this causes  $v_s = 0$  and hence;

$$f_{cmax} = \frac{0.25V_{dc}}{(HB)L} \left[ 1 - \frac{\omega^2 I_m^{*2} L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad (17)$$

Assume that  $\frac{\omega^2 I_m^{*2} L^2}{V_{dc}^2} \ll 1$  we will get

$$f_{Cmax} = \frac{0.25V_{dc}}{(HB)L} \tag{18}$$

From (17) the minimum switching frequency is obtained when

$$\alpha = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \text{ and therefore;}$$

$$f_{Cmin} = \frac{0.25(V_{dc} - v_s)}{(HB)L} \tag{19}$$

And  $v_s = V_m \sin(\alpha)$  this causes  $v_s = V_m$  and we will get

$$f_{Cmin} = \frac{0.25(V_{dc} - V_m)}{(HB)L} \tag{20}$$

Where  $f_{Cmax}$  is the maximum switching frequency  
 $f_{Cmin}$  is the minimum switching frequency [4]

V. SWITCHING LOSSES

The turn-on energy losses in IGBT ( $E_{onT}$ ) can be calculated as the sum of the switch-on energy that is not taking the reverse recovery process into account ( $E_{onTi}$ ) and the switch-on energy caused by the reverse-recovery of the free-wheeling diode ( $E_{onTr}$ ):

$$E_{onT} = \int_0^{tr+trr} u_{ce}(t) \cdot i_c(t) dt = E_{onTi} + E_{onTr}$$

The peak of the reverse-recovery current can be defined as:

$$I_{Drrpeak} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{trr}$$

Turn-on energy in the diode has a lot of the reverse-recovery energy ( $E_{onD}$ ):

$$E_{onD} = \int_0^{tr+trr} u_D(t) \cdot i_r(t) dt \approx E_{onDrr} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot U_{rr}$$

Where,  $U_{Drr}$  is the voltage across the diode during reverse recovery. In the worst case calculation this voltage can be roughly predicted with a supply voltage ( $U_{Drr} = U_{DD}$ ).

The switch-off energy losses in the IGBT can be calculated in the same way. The switch-off losses in the diode can be neglected ( $E_{offD} \approx 0$ ). Hence,

$$E_{offT} = \int_0^{tr+trr} u_{ce}(t) \cdot i_c(t) dt$$

The switching losses in the IGBT and the diode are the product of switching energies and the switching frequency ( $f_{sw}$ ) [5]:

$$P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw}$$

$$P_{swD} = (E_{onD} + E_{offD}) \cdot f_{sw} \approx E_{onD} \cdot f_{sw}$$

VI. SIMULATION

Inverter efficiency of conventional bipolar and proposed technique is presented in fig 8 and fig 9. In bipolar case, current control is adjusted between 1A to 10A and Vdc is adjusted between 400V to 800V. Inverter efficiency varies from 80.74% to 93.86%. In the same way with the proposed technique, if the same conditions have been applied inverter efficiency will varies from 87.94% to 97.19%, which give a better efficiency compare with conventional bipolar.

According to fig 10 and fig 11, losses in inverter of conventional bipolar and proposed technique is investigated. If the same condition is applied, conventional bipolar will have losses in inverter between 7W to 224W. In contrast, the proposed technique will have losses in inverter between 4.8W to 59.5W.

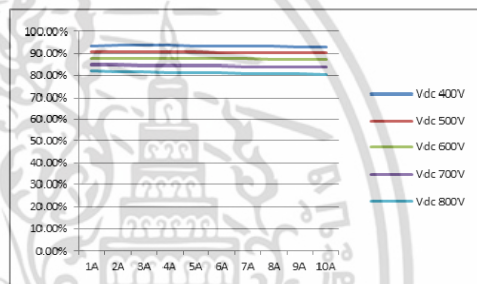


Fig 8. Inverter efficiency of conventional bipolar

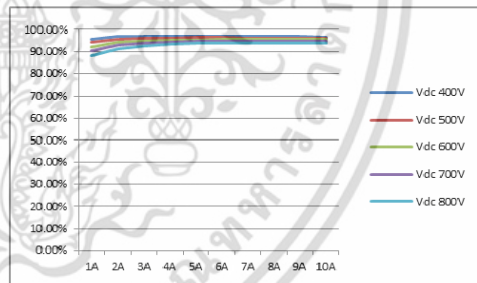


Fig 9. Inverter efficiency of proposed technique

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

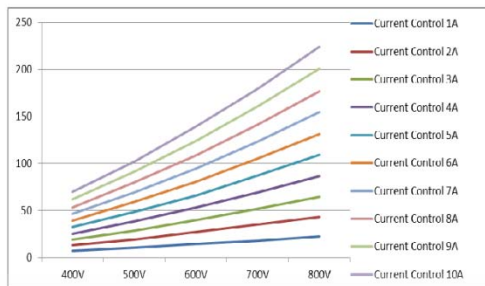


Fig 10. Losses in inverter of conventional bipolar

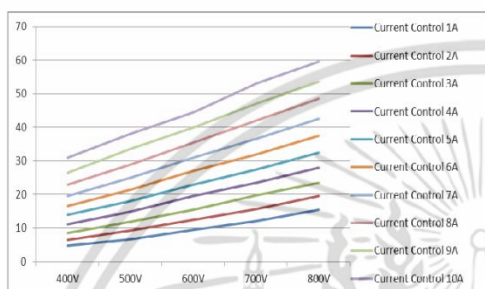


Fig 11. Losses in inverter of proposed technique

## VII. CONCLUSION

This paper evaluates the performance of single-phase full bridge grid-connected Converter. Mainly, compare between the conventional bipolar technique and proposed technique. The proposed technique gives the better performance than the conventional bipolar. The switching losses of proposed technique are more than two times lower than the switching losses of conventional bipolar.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge National Science and Technology Development Agency and Electricity Generating Authority of Thailand (EGAT) for financial support.

## REFERENCES

- [1] C. Vazquez, M. Lafoz, L. Garcia-Tabares, D. Ugena, F. Toral, E. Rodriguez, S. Sanz, I. Rodriguez, D. Carrillo "Switching Losses Reduction in Current-Controlled Single-Phase Inverter"
- [2] A. Chaitanakulwat, V. Kinnaree "Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System with Active Power Filter Functionality"
- [3] Bimal K. Bose, Fellow "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System"
- [4] P. Wannakarn and V. Kinnaree "Single-Phase Grid Connected Axial Flux Permanent Magnet Generator System with Reactive Power Compensation Functionality"
- [5] Dr. Dušan Graovac, Marco Pürschel "IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters"

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายชนัฐ ฎิริปัญญวานิช
วัน เดือน ปี เกิด	12 กรกฎาคม 2531 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	400 หมู่บ้านเลขที่ 1 ต.บางแก้ว อ.บางพลี จ.สมุทรปราการ 10540
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัย New South Wales
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1.) ระบบเซลล์แสงอาทิตย์ 2.) การออกแบบโรงไฟฟ้าเซลล์แสงอาทิตย์ 3.) การออกแบบระบบเซลล์แสงอาทิตย์ติดตั้งบนหลังคา
ผลงานวิจัย	C. Puripanyavanit, P. Wannakarn, P. Sardyoung and V. Kinnares, “Performance Evaluation of Single-Phase Full Bridge Grid-Connected Converter with Reduced Switching Losses” the 17th international conference on electrical machines and systems – ICEMS2014, Hangzhou, China, October 22-25, 2014

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้