การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ

VECTOR CONTROL OF SINGLE-PHASE GRID-CONNECTED SYSTEM USING H-BRIDGE FIVE-LEVEL INVERTER

ศักดาวุฒิ บุญตั้ว

SAKDAWUT BOONTUA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2562

KMITL-2019-EN-M-020-037

การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ

VECTOR CONTROL OF SINGLE-PHASE GRID-CONNECTED SYSTEM USING H-BRIDGE FIVE-LEVEL INVERTER

ศักดาวุฒิ บุญตั้ว
SAKDAWUT BOONTUA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2562

KMITL-2019-EN-M-020-037

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ

VECTOR CONTROL OF SINGLE PHASE GRID CONNECTED SYSTEM

USING H - BRIDGE FIVE-LEVEL INVERTER

ศักดาวุฒิ บุญตั้ว

SAKDAWUT BOONTUA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2562

KMITL-2019-EN-M-020-037

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VECTOR CONTROL OF SINGLE-PHASE GRID-CONNECTED SYSTEM USING H-BRIDGE FIVE-LEVEL INVERTER

SAKDAWUT BOONTUA

THE THESIS SUBMITED IN PARTAIL FULFILMENT

OF THE REQUAMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S OF INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2019

KMITL-2019-EN-M-020-037

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPY RIGHT 2019

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT’S OF INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ
นักศึกษา	ว่าที่ร้อยตรีศักดาวุฒิ บุญตั้ว
รหัสประจำตัวนักศึกษา	59601171
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2562
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. เฉลิมชาติ มานพ
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ (ร่วม)	รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ โดยกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่ายใช้หลักการควบคุมกระแสแบบป้อนกลับตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว ซึ่งสามารถควบคุมขนาดและมุมเฟสของกระแสให้นำหน้าหรือล้าหลังเมื่อเทียบกับแรงดันโครงข่ายไฟฟ้า เพื่อให้เกิดการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสได้อย่างอิสระ ซึ่งการทำงานของระบบได้ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และได้ทำการทดสอบการทำงานจริงโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ TMS320F28377S ในการประมวลผลการทำงานของระบบเพื่อยืนยันความถูกต้องในเงื่อนไขการทดสอบต่างๆ จากผลการจำลองและทดสอบของการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนดี พบว่ากระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่ายมีค่ายอดเท่ากับค่ากระแสอ้างอิงที่กำหนดไว้ที่ 2 แอมป์ ถึง 10 แอมป์ โดยมีค่าตัวประกอบกำลังในระบบเข้าใกล้หนึ่ง สำหรับค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์อยู่ในช่วง 5.872 ถึง 1.723 เปอร์เซ็นต์ และสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงได้ในช่วง 304.8 วัตต์ ถึง 1558.5 วัตต์ ตามลำดับ ซึ่งมีผลการตอบสนองทางพลวัตที่รวดเร็ว ในส่วนการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนคิวที่ +2 แอมป์ และ -2 แอมป์ โดยคงค่ากระแสอ้างอิงแกนดีที่ 6 แอมป์ พบว่าระบบที่นำเสนอสามารถจ่ายและรับกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ตามลำดับ นอกจากนั้นการทดสอบค่าประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ พบว่ามีประสิทธิภาพเฉลี่ยประมาณ 92.9 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งในผลการทดสอบจริงให้ผลใกล้เคียงกับผลการจำลองในเงื่อนไขต่างๆ อย่างเป็นที่น่าพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Vector Control of Single-Phase Grid-Connected System using Five-Level H–Bridge Inverter
Student	Acting Sub Lt. Sakdawut Boontua
Student ID.	59601171
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Years	2019
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr Chalermchat Manop
Thesis Co-Advisor	Assoc.Prof.Dr Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis presents the vector control of a single-phase grid-connected system using a five-level H-Bridge Inverter. The grid current is controlled based on a d-q rotating reference frame technique. This technique can control the amplitude and phase-angle of the grid current to be leading and lagging with respect to the grid voltage for supplying real power and reactive power to the single-phase grid system. The system operation has been simulated by the program MATLAB / Simulink and the experiment using the TMS320F28377S microcontroller has been made in order to verify the correct operation under varies conditions. The simulation and experimental results of the control of d-axis reference current have been found that the peak current of the grid system is equal to the reference current varying from 2A to 10A with the near unity power factor of the grid system for the THDi of 5.872% to 1.723% and that can supply the real power from 304.8W to 1558.5W respectively. Also, the proposed system offers fast dynamic response. For the control of the q-axis reference current at +2A and -2A with fixed d-axis reference current of 6A, it has been found that the proposed system can supply and absorb the reactive power respectively. Moreover, the average efficiency of the proposed system is about 92.9 %. The experimental results are very close to simulation results which are satisfied.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำขอขอบคุณ รศ.ดร. เฉลิมชาติ มานพ และ รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ในการให้ความรู้ทางด้านวิชาการ คำแนะนำด้านการพัฒนา คำปรึกษาเรื่องแนวทางการดำเนินการและแนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณถึงคุณวัชรินทร์ พรมคุณ และอาจารย์นาวี รุจิดัมพ์ ที่ให้คำแนะนำถึงแนวทางการออกแบบและแก้ไขปัญหาทางด้านฮาร์ดแวร์และซอร์ฟแวร์ที่ใช้ในงานวิจัย และขอขอบคุณถึงพี่ๆ ปริญญาเอกภายในห้องปฏิบัติการ Power Electronics and Machines Control; PMC ห้อง 405 ที่ให้ข้อคิดการวางแผน ประสบการณ์ และแนวทางการพัฒนาตนในการทำงานและการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสมอมา

คุณงามความดีและความตั้งใจในตัวของข้าพเจ้า ข้าพเจ้าขอมอบความดีให้กับบิดา มารดา คุณยายบัวลอง หงษ์พรม และครู อาจารย์ที่รักและเคารพยิ่ง ซึ่งคอยเลี้ยงดูตัวข้าพเจ้าและสั่งสอนประสิทธิประสาทวิชาความรู้ ประสบการณ์ แนวทางการใช้ชีวิต ให้มีสติและสามารถดำเนินชีวิตได้มาจนถึงปัจจุบันนี้

ว่าที่ร้อยตรีศักดาวุฒิ บุญตั้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VIII
สารบัญตาราง	XIII
คำศัพท์ย่อในงานวิจัย	XIV
บทที่ 1 : บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญ	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา	2
1.4 แนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย	3
1.5 ขอบเขตงานวิจัย	6
1.6 ขั้นตอนการศึกษาและการวิจัย	6
1.7 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์	7
บทที่ 2 : ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	9
2.1 อินเวอร์เตอร์หลายระดับ	9
2.1.1 วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์	10
2.1.2 การประวิงเวลาสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น	20
2.1.3 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคด	20
2.1.4 การแยกแหล่งจ่ายไฟตรง	28
2.2 การหาผลตอบสนองของระบบควบคุม	29
2.2.1 ระบบควบคุมผลตอบนสนอง	29
2.2.2 คุณสมบัติของระบบควบคุม	30
2.2.3 เทคนิคการควบคุมแบบป้อนกลับของ Ziegler-Nichols	30
2.2.4 วิธีการหาผลตอบสนองในโดเมนความถี่	32
2.2.5 ผลตอบสนองทางด้านเอาท์พุตต่อการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซนูซอยด์	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3 เฟสล็อกลูป	35
2.4 การแปลงแกนระบบไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดี-คิว	37
2.4.1 การแปลงแกนของ Clark's Transformation	38
2.4.2 การแปลงแกนของ Park's Transformation	39
2.5 การวิเคราะห์ระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสาระบบโครงข่ายไฟฟ้า	40
2.6 ความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ในระบบไฟฟ้ากำลัง	45
2.6.1 นิยามของความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์	45
2.6.2 ความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์	47
2.6.3 ผลกระทบจากฮาร์มอนิกส์ที่มีผลต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า	48
บทที่ 3 : การออกแบบตัวควบคุมระบบที่นำเสนอ	50
3.1 การออกแบบระบบควบคุมแบบป้อนกลับ	51
3.1.1 การออกแบบระบบการควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบวงงรอบปิด	51
3.1.2 การออกแบบตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบวงรอบเปิด	57
3.1.3 การออกแบบระบบควบคุมแรงดันไฟตรงแบบวงจรปิด	58
3.1.4 การออกแบบตัวควบคุมแรงดันไฟตรงแบบวงรอบเปิด	60
3.2 การแปลงค่าพารามิเตอร์ในระบบหนึ่งหน่วย	61
3.2.1 ค่าอิมพิแดนซ์ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับในระบบหนึ่งหน่วย	62
3.2.2 แรงดันไฟตรงในระบบหนึ่งหน่วย	63
บทที่ 4 : การออกแบบภาควงจรกำลังและวงจรควบคุม	64
4.1 ส่วนวงจรกำลัง	65
4.1.1 ตัวเก็บประจุไฟตรงเชื่อมโยง	65
4.1.2 ตัวเหนี่ยวนำไฟสลับเชื่อมโยง	66
4.1.3 วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์	67
4.1.4 วงจรขับเกตไอจีบีที	68
4.2 ส่วนวงจรควบคุม	69
4.2.1 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง	70
4.2.2 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟตรง	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

4.2.3 การออกแบบวงจรตรวจสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า....... 72
4.2.4 การออกแบบวงจรตรวจสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า....... 74
4.2.5 วงจรประวิงเวลา... 75
4.3 ส่วนประมวลผลด้วยไมโครคอนโทลเลอร์.. 77
4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมกระแสป้อนกลับ.. 77
4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมแรงดันไฟตรง.. 80
4.3.3 ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28377S.. 83
4.3.4 การแปลงค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอล.. 86
4.3.5 การแปลงสัญญาณไฟฟ้าสองเฟสในรูปแบบ Park's Transformation....... 87

บทที่ 5 : ผลการจำลองและผลการทดสอบ.. 88
5.1 ผลการจำลองและทดสอบการทำงานของสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์........................ 89
5.2 ผลการจำลองและทดสอบค่าดัชนีการมอดูเลตต่อแรงดันเอาท์พุต.......................... 91
5.3 การจำลองและทดสอบวัดผลสัญญาณตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว.................. 93
5.4 ผลการจำลองการควบคุมกระแสไฟฟ้าจ่ายเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้า..................... 94
5.4.1 การควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนดี.............................. 94
5.4.2 การเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนดีแบบทันทีทันใด............................ 98
5.4.3 การควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนคิว............................ 100
5.5 ผลการทดสอบการควบคุมกระแสไฟฟ้าจ่ายเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้า..................... 102
5.5.1 การควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนดี.............................. 102
5.5.2 การเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนดีแบบทันทีทันใด............................ 107
5.5.3 การควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนคิว............................ 108
5.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองและผลทดสอบการควบคุมกระแสไฟฟ้าจ่ายเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้า... 110
5.6.1 การเปรียบเทียบผลการควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนแกนดี.. 110
5.6.2 การเปรียบเทียบผลการควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าในกรอบอ้างอิงแกนหมุนแกนคิว.. 113
บทที่ 6 : สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.. 115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

6.1 สรุปผลการวิจัย........ 115
6.2 ข้อเสนอแนะ........ 116

เอกสารอ้างอิง........ 117
ภาคผนวก........ 120
ก. วงจรต้นแบบในงานวิจัย........ 121
ข. เครื่องมือวัดในงานวิจัย........ 125
ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์........ 127
ประวัติผู้จัดทำ........ 143

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์	10
รูปที่ 2.2 ลักษณะการทำงานของสวิตซ์ในวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์	11
รูปที่ 2.3 รูปแบบการสวิตช์ด้วยวิธี Repeated Zero – Level	12
รูปที่ 2.4 รูปแบบการสวิตช์ด้วยวิธี Swapped Zero – Level	12
รูปที่ 2.5 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่นด้วยเทคนิคการสวิตช์แบบ SPWM	13
รูปที่ 2.6 รูปสัญญาณการสวิตช์และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ไบโพลาร์	15
รูปที่ 2.7 รูปสัญญาณฮาร์มอนิกสำหรับการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ไบโพลาร์	16
รูปที่ 2.8 รูปคลื่นสัญญาณขับสวิตช์และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์สวิตช์	18
รูปที่ 2.9 สัญญาณสเปกตรัมฮาร์มอนิกของการสวิตช์อินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์สวิตช์	18
รูปที่ 2.10 เวลาประวิงในสัญญาณพัลส์ในช่วงกิ่งบนและกิ่งล่าง	20
รูปที่ 2.11 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับชนิดคาสเคด	21
รูปที่ 2.12 แรงดันเฟส 5 ระดับ และรูปคลื่นเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์แต่ละเซลล์	22
รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสัญญาณสามเหลี่ยมกับระดับแรงดันเอาท์พุต	23
รูปที่ 2.14 Carries-Base Pulse Width Modulation – Phase shifted PWM	24
รูปที่ 2.15 เทคนิคการสวิตช์แบบเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ 90 องศา	25
รูปที่ 2.16 เทคนิคการสวิตช์แบบเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ	27
รูปที่ 2.17 การต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	28
รูปที่ 2.18 ระบบควบคุมวงรอบปิดหรือระบบควบคุมแบบป้อนกลับ	30
รูปที่ 2.19 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับของตัวควบคุมแบบ P, Feedback Gain = 4	30
รูปที่ 2.20 สัญญาณเอาท์พุตของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ เมื่อเกิดการออสซิลเลต	31
รูปที่ 2.21 ระบบควบคุมที่ไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา	32
รูปที่ 2.22 องค์ประกอบสำคัญของเฟสล็อกลูป	35
รูปที่ 2.23 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกลูป	36
รูปที่ 2.24 การแปลงแกนของ Clark’s Transformation	39
รูปที่ 2.25 การแปลงแกนของ Park’s Transformation	40
รูปที่ 2.26 การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างโครงข่ายไฟฟ้า	41
รูปที่ 2.27 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของโครงข่าย ในโหมดการทำงานเรียงกระแส	42
รูปที่ 2.28 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของโครงข่ายในโหมดอินเวอร์เตอร์	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 2.29 ระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัส 1 และบัส 2 43
รูปที่ 3.1 ระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเชื่อมต่อระบบโครงข่ายการไฟฟ้าหนึ่งเฟส 50
รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของระบบส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า 51
รูปที่ 3.3 ทิศทางลูปกระแสในระบบอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบโครงข่าย 53
รูปที่ 3.4 ระบบควบคุมลูปกระแสในวงจร 53
รูปที่ 3.5 ระบบควบคุมทางคณิตศาสตร์ของกระแสโครงข่ายไฟฟ้าที่ออกแบบ 56
รูปที่ 3.6 โมเดลทางคณิตศาสตร์ของกระแสในระบบโครงข่าย 57
รูปที่ 3.7 วงรอบปิดของระบบควบคุมแรงดันไฟตรง 58
รูปที่ 3.8 ทิศทางกระแสโครงข่ายและแรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุ 59
รูปที่ 3.9 โมเดลทางคณิตศาสตร์ของระบบควบคุมแรงดันไฟตรงตัวเก็บประจุ 60
รูปที่ 3.10 ไดอะแกรมเส้นเดียวของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่าย 62
รูปที่ 3.11 ไดอะแกรมของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายในระบบเปอร์ยูนิต 63
รูปที่ 4.1 วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ เชื่อมต่อระบบโครงข่ายการไฟฟ้าหนึ่งเฟส 64
รูปที่ 4.2 ลักษณะสวิตช์นำกระแสของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 67
รูปที่ 4.3 โครงสร้างภายในของไอซี Optocoupler – Isolator เบอร์ TLP250 68
รูปที่ 4.4 วงจรแยกกราวนด์สัญญาณขับเกต 69
รูปที่ 4.5 Power Transducer Isolator Amplifier (ISO124-NP) 70
รูปที่ 4.6 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง 71
รูปที่ 4.7 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟตรง 72
รูปที่ 4.8 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า 73
รูปที่ 4.9 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า 75
รูปที่ 4.10 วงจรประวิงเวลา 76
รูปที่ 4.11 ทางเดินรากของโลกัสในระบบ 79
รูปที่ 4.12 กราฟโบเดพล๊อตของระบบควบคุมกระแสวงรอบเปิด 79
รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองสัญญาณอินพุตของระบบควบคุมกระแสแบบวงรอบปิด 80
รูปที่ 4.14 กระบวนการของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง i_g และ v_d 81
รูปที่ 4.15 กราฟโบเดพล๊อตของระบบควบคุมแรงดันไฟตรงวงรอบเปิด 82
รูปที่ 4.16 ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ Launch Pad เบอร์ TMS320F28377S 83
รูปที่ 4.16 รูปแบบของ Park’ Transformation 87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 5.1 การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ของระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ........ 88

รูปที่ 5.2 ผลการจำลองและทดลองจริงของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ใช้ในงานวิจัย........ 90

ก. แรงดันไฟฟ้าด้านเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 1 (v_{an})........ 90

ข. แรงดันไฟฟ้าด้านเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 2 (v_{bn})........ 90

ค. แรงดันไฟฟ้าด้านเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์คาสเคด 5 ระดับ (v_{ab})........ 90

รูปที่ 5.3 แรงดันเอาท์พุตของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ต่อค่าดัชนีการมอดูเลต........ 91

รูปที่ 5.4 แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ ที่ดัชนีการมอดูเลต 0.5........ 92

รูปที่ 5.5 แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของวงจรวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ ที่ดัชนีการมอดูเลต 1.0..... 92

รูปที่ 5.6 สัญญาณอ้างอิงในรูปแบบ Clark’s Transformation และ Park’s Transformation........ 93

ก. สัญญาณแรงดันโครงข่ายอ้างอิงบนแกนของ Clark’s Transformation........ 93

ข. สัญญาณแรงดันโครงข่ายอ้างอิงบนแกนของ Park’s Transformation........ 93

รูปที่ 5.7 การจำลองเปลี่ยนค่ากระแสอ้างอิง (i_{sd} = 2A, 4A, 6A, 8A, 10A และ i_{sq} = 0A)..... 94

ก. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 2A........ 94

ข. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 4A........ 95

ค. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 6A........ 95

ง. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 8A........ 95

จ. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 10A........ 96

รูปที่ 5.8 กระแสโครงข่ายไฟฟ้า (i_g) กับค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ (THD_i)........ 97

รูปที่ 5.9 กระแสโครงข่ายไฟฟ้า (i_g) กับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)........ 97

รูปที่ 5.10 การทดสอบระบบเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนดีแบบทันทีทันใด........ 98

รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของระบบควบคุมวงรอบกระแส (i_{sd} = 4A, 8A และ i_{sq} = 0A)........ 98

รูปที่ 5.12 ผลการจำลองระบบการทำงานการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนดีแบบ ทันทีทันใด........ 99

ก. ผลตอบสนองเมื่อกระแสสูงขึ้นเป็น 4A........ 99

ข. ผลตอบสนองเมื่อกระแสสูงขึ้นเป็น 8A........ 99

ค. ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ 4A........ 99

ง. ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ 8A........ 99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 5.13 ผลการจำลองกระแสไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าในระบบโครงข่าย.................................. 100
รูปที่ 5.14 ผลการจำลองระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนคิว................................. 101
ก. กระแสนำหน้า i_{gd} = 6A, i_{gq} = 2A.. 101
ข. กระแสนำหน้า i_{gd} = 6A, i_{gq} = -2A... 101
ค. THDi ช่วงกระแสนำหน้า.. 101
ง. THDi ช่วงกระแสล้าหลัง.. 101
รูปที่ 5.15 แรงดันไฟฟ้าระบบโครงข่าย; v_g แรงดันไฟฟ้าคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ; v_c
และกระแสไฟฟ้าระบบโครงข่าย; i_g... 102
ก. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 2A.. 102
ข. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 4A.. 102
ค. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 6A.. 103
ง. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 8A.. 103
จ. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 10A.. 103
รูปที่ 5.16 พารามิเตอร์ แรงดัน กระแส กำลังไฟฟ้า และค่าตัวประกอบกำลังในระบบ............. 104
ก. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง
i_{sd} = 2A, i_{sq} = 0A.. 104
ข. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง
i_{sd} = 4A, i_{sq} = 0A.. 104
ค. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง
i_{sd} = 6A, i_{sq} = 0A.. 104
ง. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง
i_{sd} = 8A, i_{sq} = 0A.. 105
จ. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง
i_{sd} = 10A, i_{sq} = 0A.. 105
รูปที่ 5.17 กระแสโครงข่ายไฟฟ้ากับเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์................ 106
รูปที่ 5.18 ค่ายอดกระแสโครงข่ายไฟฟ้ากับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า...................................... 106
รูปที่ 5.19 การทดสอบของการตอบสนองของการควบคุมขนาดกระแสโครงข่ายแบบ
ทันทีทันใด.. 107
รูปที่ 5.20 กระแสอ้างอิง i_{sd} = 6A, i_{sq} = 2A.. 108

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 5.21 กระแสอ้างอิง $i$sd = 6A, $i$sq = -2A.......... 108
รูปที่ 5.22 พารามิเตอร์ในระบบเมื่อกระแสอ้างอิง $i$sd = 6A, $i$sq = 2A.......... 109
รูปที่ 5.23 พารามิเตอร์ในระบบเมื่อกระแสอ้างอิง $i$sd = 6A, $i$sq = -2A.......... 109
รูปที่ 5.24 กระแสอ้างอิงแกนดี (Igd_ref) กับกำลังไฟฟ้าจริงในระบบโครงข่าย (P_g).......... 111
รูปที่ 5.25 ประสิทธิภาพในการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส.......... 111
รูปที่ 5.26 กระแสอ้างอิงแกนดี (Igd_ref) กับค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ (THD_{ig}).... 112
รูปที่ 5.27 กระแสอ้างอิงแกนดี (Igd_ref) กับค่าตัวประกอบกำลัง (PF).......... 113
รูปที่ 5.28 ผลการเปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อกระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 6A, $i$sq_ref = +2A........ 114
รูปที่ 5.29 ผลการเปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อกระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 6A, $i$sq_ref = -2A......... 114

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 ลักษณะการนำกระแสของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์..	10
ตารางที่ 2.2 การทำงานของสวิตช์แบบไบโพลาร์สวิตช์..	14
ตารางที่ 2.3 การทำงานของสวิตช์แบบยูนิโพลาร์สวิตช์...	16
ตารางที่ 2.4 หลักการในการพิจารณาทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าในระบบ..........................	45
ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ฐานของระบบ..	62
ตารางที่ 4.1 สถานะลอจิกและมีสัญญาณเอาท์พุทไอซีเบอร์ TLP250......................................	68
ตารางที่ 5.1 ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนดี (i_{sq} = 0A)............................	96
ตารางที่ 5.2 ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนคิว..	100
ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนดี (i_{sq} = 0A)	105
ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนดี...	108
ตารางที่ 5.5 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนคิว...	109
ตารางที่ 5.6 พารามิเตอร์ในระบบโครงข่าย เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนดี.........	110
ตารางที่ 5.7 พารามอเตอร์ในระบบโครงข่าย เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนคิว.....	113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำศัพท์ย่อในงานวิจัย

v_{control} คือ สัญญาณรูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal signal)

v_{triangle} คือ สัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier signal)

$+v_{\text{dc}}$ คือ แรงดันซีกบวกของแรงดันไฟตรง

$-v_{\text{dc}}$ คือ แรงดันซีกลบของแรงดันไฟตรง

$+v_{\text{AB}}$ คือ แรงดันเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ในซีกลบ

$-v_{\text{AB}}$ คือ แรงดันเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ในซีกลบ

V_{dc} คือ แรงดันไฟตรงด้านอินพุต

S_1 คือ สวิตช์ตัวที่ 1 ของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

S_2 คือ สวิตช์ตัวที่ 2 ของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

S_3 คือ สวิตช์ตัวที่ 3 ของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

S_4 คือ สวิตช์ตัวที่ 4 ของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

m_{a} คือ ดัชนีค่ายอดการมอดูเลชั่น ; Modulation index

m_f คือ ดัชนีความถี่มอดูเลชั่น

f_{SW} คือ ความถี่สวิตช์เอาท์พุต

f_{Car} คือ ความถี่คลื่นพาห์

f_1 คือ ความถี่มูลฐานที่ 50 เฮริตซ์

PWM คือ Pulse Width Modulation;

SPWM คือ เทคนิคสัญญาณไซนูซอยด์พีดับเบิ้ลยูเอ็ม

SVPWM คือ เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับเบิ้ลยูเอ็ม

m คือ จำนวนระดับขั้นของแรงดันเฟสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดแคสเคด

s คือ จำนวนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบอิสระ

mc คือ จำนวนสัญญาณสามเหลี่ยม

$d\text{v}/d\text{t}$ คือ การเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันต่อเวลา

$d\text{i}/d\text{t}$ คือ การเปลี่ยนแปลงกระแสไหลต่อเวลา

IPD คือ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบ In-Phase disposition; IPD

POD คือ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบ Phase-Opposite disposition; POD

APOD คือ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบ Alternative-Phase disposition; APOD

PSPWM คือ เทคนิคเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ (Phase-Shift Pulse Width Modulation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำศัพท์ย่อในงานวิจัย(ต่อ)

f_{conv} คือ ความถี่คลื่นพาห์

$f_{SW,Vcell}$ คือ ความถี่แรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์ใน 1 โมดูล

f_{conv} คือ ความถี่เอาท์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคาดเคส 5 ระดับ

$f_{conv,n}$ คือ ความถี่เอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์ใน 1 โมดูล

k_p คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน

k_i คือ ค่าคงที่ในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบปริพันธ์

k_d คือ ค่าคงที่ในการดิฟเฟอเรนเชียลสัญญาณของตัวควบคุมแบบอนุพันธ์

ω คือ ความเร็วเชิงมุม

PLL คือ เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop)

VCO คือ ตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่ (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

ω_i คือ ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณอินพุตอ้างอิง

v_d คือ สัญญาณเอาท์พุตของเฟสคอมพาราเตอร์

v_c คือ สัญญาณเอาท์พุตของลูปฟิลเตอร์

ω_o คือ ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเอาท์พุต

$\theta_i(s)$ คือ ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณอินพุตอ้างอิง

$\theta_o(s)$ คือ ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเอาท์พุต

$\theta_e(s)$ คือ ค่าความต่างเฟสระหว่างความเร็วเชิงมุมของสัญญาณอินพุตอ้างอิงกับความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเอาท์พุต

$K_{d(s)}$ คือ อัตราส่วนขยายของเฟสคอมพาราเตอร์ หน่วย V/red

$K_{o(s)}$ คือ อัตราส่วนขยายของตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่ หน่วย red

$F_{(s)}$ คือ ฟังก์ชั่นถ่ายโอนของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

i_A, i_B, i_C คือ กระแสไฟฟ้าสามเฟสอ้างอิง

$I\alpha$ คือ กระแสไฟฟ้ารอบอ้างอิงหมุนแกนอัลฟ่า

$I\beta$ คือ กระแสไฟฟ้ารอบอ้างอิงหมุนแกนเบต้า

Id คือ ขนาดไฟตรงของกระแสไฟฟ้ารอบแกนหมุนบนแกนดี

Iq คือ ขนาดไฟตรงของกระแสไฟฟ้ารอบแกนหมุนบนแกนคิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำศัพท์ย่อในงานวิจัย(ต่อ)

L_s คือ ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อระหว่างอินเวอร์เตอร์และระบบโครงข่ายไฟฟ้า

v_g คือ แรงดันไฟฟ้าของระบบโครงข่ายไฟฟ้า

v_{conv} คือ แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ

S_{BUS12} คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่บัส 1 ไปบัส 2

P_{BUS12} คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่บัส 1 ไปบัส 2

jQ_{BUS12} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่บัส 1 ไปบัส 2

S_{BUS21} คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่บัส 2 ไปบัส 1

P_{BUS21} คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่บัส 2 ไปบัส 1

jQ_{BUS21} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่บัส 2 ไปบัส 1

Z คือ ค่าอิมพิแดนซ์ในระบบสายส่ง

δ คือ มุมกำลังไฟฟ้า (Power Angle)

a_0 คือ ค่าเฉลี่ยของ $x(t)$

a_n คือ สมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ลำดับที่ 1

b_n คือ สมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ลำดับที่ 2

n คือ เลขจำนวนเต็มที่ลำดับใดๆ

T คือ คาบเวลาของสัญญาณ $x(t)$

A_n คือ ขนาดของสัญญาณ

ϕ_n คือ มุมเฟสของสัญญาณ

THD คือ ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ (Total Harmonic Distortion; THD)

$I^2_{h(rms)}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสฮาร์มอนิกส์

$I_{1(rms)}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสที่ความถี่หลักมูล

$V^2_{h(rms)}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันฮาร์มอนิกส์

$V_{1(rms)}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันที่ความถี่หลักมูล

Ti คือ ค่าเวลาคงตัว (Integrate Time Constance มีหน่วยเป็น วินาที)

Ta คือ คาบเวลาของ

$T_{sw/2}$ คือ คาบเวลาของความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์ T_{sw}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญ

ในด้านการพัฒนาระบบพลังงานไฟฟ้าในปัจจุบัน ไม่ว่าจะเป็นการพัฒนาในด้านกระบวนผลิตกระแสไฟฟ้า การส่งจ่ายไฟฟ้าแรงดันสูงทั้งระบบไฟฟ้ากระแสสลับและไฟฟ้ากระแสตรง และการจัดการพลังงานไฟฟ้า ล้วนแต่มีเป้าหมายเดียวกันที่สำคัญคือการเพิ่มประสิทธิภาพในกระบวนการนั้นเพื่อให้ได้ระบบที่มีคุณภาพไฟฟ้าที่ดีและลดต้นทุนที่สิ้นเปลือง ซึ่งในการพัฒนาอย่างต่อเนื่องตั้งแต่อดีตจนถึงในปัจจุบันอีกหนึ่งองค์ประกอบสำคัญในการพัฒนานี้คืออิเล็คทรอนิกส์กำลัง ที่นำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบควบคุมและจัดการพลังงานในระบบไฟฟ้าให้สามารถทำงานตามวัตถุประสงค์ เช่น ระบบไฟฟ้าแรงดันสูงกระแสตรง (HVDC) การส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า การ การควบคุมค่าตัวประกอบกำลังและชดเชยกระแสฮาร์มอนิกส์ และควบคุมความเร็วมอเตอร์ เป็นต้น

ในส่วนของระบบการส่งกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า ทั้งในระบบหนึ่งเฟสและระบบสามเฟสจำต้องอาศัยวงจรอิเล็คทรอนิกส์กำลัง ที่สามารถเปลี่ยนรูปแบบพลังงานจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (DC – AC Converter) ซึ่งเรียกในอีกหนึ่งชื่อคือวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่วงจรอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป จะให้สัญญาณแรงดันทางด้านเอาท์พุตที่ขึ้นอยู่กับเทคนิคการมอดูเลตชั่นที่เป็น 2 ระดับ แบบไบโพล่าร์ ($+v_{dc}$ และ $-v_{dc}$) หรือ 3 ระดับ แบบยูนิโพล่าร์ ($+v_{dc}$, 0 และ $-v_{dc}$) ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกส์สูง เมื่อนำมาประยุกต์ในการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่าย ทำให้วงจรมีข้อเสียในเรื่องของค่าการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่อคาบเวลา (di/dt) เกิดเป็นค่าความสูญเสียในการสวิตช์ จากข้อเสียดังกล่าวทำให้มีความต้องการที่จะลดข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์ จนได้มีการพัฒนาวงจรเป็นอินเวอร์เตอร์หลายระดับที่ให้สามารถจ่ายแรงดันเอาท์พุตให้เข้าใกล้คลื่นไซน์ สามารถรองรับกำลังไฟฟ้าที่มีขนาดพิกัดสูง สามารถลดทอนการเกิดค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกในระบบ และยังลดค่าความสูญเสียจากการสวิตซ์ได้

วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับจากการพัฒนาและวิจัยในปัจจุบัน มีอยู่ด้วยกัน 3 รูปแบบได้แก่ Flying-Capacitor multilevel Inverter, Diode-Clamp multilevel Inverter และ Cascade multilevel Inverter มีเทคนิคการสวิตช์พื้นฐานแบบ Carries based Level-Shift PWM ทำการควบคุมดัชนีการมอดูเลตจากการปรับค่ายอดสัญญาณไซน์อ้างอิง ซึ่งทั้งหมดจะมีข้อดีข้อด้อยแตกต่างกันตามโครงสร้างของวงจร หากพิจารณาจากโครงสร้างของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ (Cascade multilevel Inverter) ที่เป็นวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสตรงทางด้านอินพุตแยกอิสระออกจากกันซึ่งเป็นข้อด้อยของวงจร แต่เมื่อนำมาใช้งานร่วมกับเซลล์แสงอาทิตย์หรือแบตเตอรี่จะสามารถแก้ไขข้อด้อยของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้

เทคนิคการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับด้วย Carries based Level-Shift PWM การนำมาประยุกต์ใช้งานในการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดหรือส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าระบบโครงข่ายจะให้ข้อเสียในเรื่องการดึงกำลังไฟฟ้าใช้งานในแต่ละช่วงไซเคิลของวงจรที่ไม่สมดุลกันขึ้นอยู่กับช่วงคาบการมอดูเลตที่สัญญาณไซน์จะไปตัดกับคลื่นพาห์ในแต่ละระดับ จากข้อเสียดังกล่าว จึงใช้วิธีการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแบบ Carries based Phase-Shift PWM เป็นวิธีการมอดูเลตแบบยูนิโพล่าร์ โดยใช้วิธีการเลื่อนมุมเฟสของคลื่นพาห์วงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 2 ให้ล้าหลังจากคลื่นพาห์ตัวแรกเป็นไปตามสมการค่ามุม 180 องศา หารออกจำนวนของสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งในงานวิจัยได้ใช้เป็นวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ในวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 2 คลื่นพาห์จะทำการเลื่อนเฟสห่างออกไป 90 องศา ซึ่งเทคนิคนี้จะสามารถดึงกำลังไฟฟ้าใช้งานของแต่ละวงจรได้อย่างสมดุลและเต็มประสิทธิภาพ เป็นไปตามค่าดัชนีการมอดูเลตของแต่ละวงจร ที่สัญญาณไซน์อ้างอิงแยกอิสระจากกันและในส่วนของระบบการส่งกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า สามารถใช้เทคนิคการควบคุมกระแสป้อนกลับแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว (dq rotating referent frame) ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าจ่ายเข้าระบบตามขนาดอ้างอิงบนแกนดีคิวได้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคการเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ ใช้การควบคุมกระแสป้อนกลับแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว เพื่อควบคุมขนาดของกระแสอ้างอิงตามแกนดีคิว ทำให้สามารถควบคุมขนาดกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ สามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังที่อยู่ในระบบโครงข่ายไฟฟ้าให้เข้าใกล้หนึ่งซึ่งได้ทำการออกแบบระบบควบคุมและจำลองระบบที่นำเสนอพร้อมกับการทดสอบระบบการทำงานจริงของวงจรต้นแบบ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28377S ของบริษัท Texas Instrument ในการประมวลผลเพื่อทำการควบคุมการทำงานของระบบทั้งหมด

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 เพื่อศึกษาเทคนิคการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว ในการควบคุมวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ส่งกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส

1.2.2 สามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าและสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในระบบเข้าใกล้หนึ่งได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.3 สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ที่มีค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ (THDi) น้อยกว่า 5% ตามมาตราฐาน IEEE-519 ได้

1.2.4 ศึกษาและออกแบบระบบการควบคุมการทำงาน ด้วยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28377S

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

1.3.1 สร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงในการมอดูเลตด้วยเทคนิควิธีการของเฟสล็อคลูป : PLL เพื่อควบคุมการซิงค์โครไนซ์สวิตช์ของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ร่วมกันกับเฟสแรงดันของระบบโครงข่ายไฟฟ้าได้อย่างถูกต้องแม่นยำการ

1.3.2 นำเทคนิคการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว มาออกแบบใช้งานเพื่อให้สามารถควบคุมขนาดกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนจ่ายข้าสู่ระบบโครงข่าย และสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในระบบ

1.3.3 ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ TMS320F28377S สามารถประมวลผลควบคุมการทำงานของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าได้อย่างถูกต้องแม่นยำและมีประสิทธิภาพ

1.4 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย

รายงานการวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับเชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยควบคุมกระแสตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว ประกอบด้วย

1.4.1 Chaiyunt Boonmee และ Yuttana Kumsuwan ได้นำเสนอบทความวิชาการ Control of Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Modified MPPT for Grid-Connected Photovoltaic Systems ได้นำเสนอเทคนิคการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วยวิธีการดัดแปลงเทคนิค Ripple Correlation Control สำหรับระบบเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าด้วยวงจร Cascade H-Bridge Multilevel Inverter ควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคการเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ โดยทำการควบคุมดัชนีการมอดูเลตของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 1 ด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ตามแกนดีคิว และวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 2 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์แบบบายพาสแปรผันตามกำลังไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ชุดที่ 2 ซึ่งในผลการจำลองและทดสอบการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดที่นำเสนอ สามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ให้แยกอิสระในการควบคุมได้เมื่อเกิดค่าความเข้มแสงของเซลล์แสงอาทิตย์ 1 และ 2 ต่างกัน และสามารถจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าร่วมกันได้ จากการปรับขนาดกระแสอ้างอิงแกนดีให้คงที่ และปรับขนาดกระแสอ้างอิงแกนคิว

1.4.2 Hani Vahedi, Philippe-Alexandre Labbe และ Kamal Al-Hadad ได้นำเสนอบทความวิจัยเรื่อง Sensor-Less Five-Level Packed U-Cell (PUC5) Inverter Operating in Stand-Alone and Grid-Connected Modes ได้นำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสรูปแบบใหม่ ที่ประกอบด้วยสวิตช์เพียง 6 ตัว และใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าหนึ่งอินพุต ทำการควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคการยกระดับคลื่นพาห์แบบ Phase Opposite Disposition; POD ในงานวิจัยได้กล่าวถึงการรักษาสมดุลแรงดันที่ตัวเก็บแระจุ โดยปราศจากตัวตรวจจับแรงดันไฟตรง สามารถทำงานแบบโดดเดี่ยวร่วมกับการจ่ายโหลดไม่เชิงเส้นได้ และสามารถเชื่อมกับระบบโครงข่ายไฟฟ้า ทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงเข้าสู่ระบบ มีผลตอบสนองการเปลี่ยนแปลงทางพลวัตค่ากระแสโครงข่ายได้ดี แต่ไม่สามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าได้

1.4.3 S.J.Lee, H.S. Bae และ B.H. Cho ได้นำเสนอ Modeling and Control of the Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Cascade H-Bridge Multilevel Inverter ในงานวิจัยได้นำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ขนาด 2 กิโลวัตต์ ควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคการเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ สำหรับระบบเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าที่มีเทคนิคการติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดแบบค่าความนำ ซึ่งได้กล่าวถึงระบบควบคุมและการออกแบบวงรอบแรงดันไฟตรงแบบลูปปิด ที่สามารถควบคุมแรงดันไฟตรงของเซลล์แสงอาทิตย์ในแต่ละอินพุตให้คงที่ได้ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงอาทิตย์ที่ทดสอบต่างกัน

1.4.4 Mohammad-Ali Rezaei, Hossein Iman-Eini และ Shahrokh Farhangi ได้นำเสนอบทความวิชาการเรื่อง Grid-Connected Photovoltaic System Based on a Cascade H-Bridge Inverter ได้เสนอวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 7 ระดับ เชื่อมต่อระบบโครงข่ายการไฟฟ้าหนึ่งเฟส ได้กล่าวถึงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์เข้าสู่ระบบโครงข่ายภายใต้ความไม่สมดุลค่าความเข้มแสงทั้ง 3 อินพุต โดยใช้ตัวควบคุมแบบ PI ในวงรอบแรงดันแบบลูปปิดของอินพุต 1 และ 2 ทำการหาผลรวมเพื่อให้ได้แรงดันอินพุตที่ 3 และสามารถปรับค่าตัวประกอบกำลังของกำลังไฟฟ้าที่จ่ายเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้าด้วยการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.5 Fatima Zahra Amatoul และ Abdelkader Outzourhit ได้นำเสนอ Design Control of DC/AC Converter for Grid-Connected PV System using Matlab/Simulink ได้นำเสนอการวิเคราะห์ผลการจำลองของระบบการติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าสามเฟส ควบคุมการสวิตช์ตามแนวแกนกระแสอ้างอิงดีคิว โดยควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายและการติดตามค่ากำลังไฟฟ้าด้วยเทคนิคการรบกวนและสังเกต ที่ภาวะการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงไม่คงที่ พบว่าสามารถติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด โดยรักษาแรงดันไฟฟ้าเซลล์แสงอาทิตย์ให้อยู่ในช่วงแรงดันไฟฟ้าสูงสุดได้

	สวิตช์กำลัง	Power Control		PWM Technique	Control Mod.Index		MPPT
		P (Watt)	Q (VAR)		Mod.1	Mod.2	
วิทยานิพนธ์ที่นำเสนอ	8	✓	✓	PSPWM	Current control	Current control	✕
วรรณกรรมอ้างอิงที่ 1	8	✓	✓	PSPWM	Power control	By pass	✓
วรรณกรรมอ้างอิงที่ 2	6	✓	✕	LSPWM	Current control	-	✕
วรรณกรรมอ้างอิงที่ 3	8	✓	✕	PSPWM	Power control	By pass	✕
วรรณกรรมอ้างอิงที่ 4	12	✓	✓	PSPWM	Power control	Power control	✓
วรรณกรรมอ้างอิงที่ 5	6	✓	✕	*dq*-RRF	Power control	-	✓

หมายเหตุ

- PSPWM คือเทคนิค Phase-Shift Pulse Width Modulation
- LSPWM คือเทคนิค Level-Shift Pulse Width Modulation
- *dq*-RRF คือเทคนิค *dq*-Rotating Referent Frame

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ขอบเขตในงานวิจัย

การกำหนดขอบเขตงานวิจัย ประกอบด้วย

1.5.1 จำลองระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยประเมินการทำงานของระบบจำลองเปรียบเทียบกับระบบการทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบต้นแบบเพื่อยืนยันความถูกต้อง

1.5.2 ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบคงที่แบบปรับค่าได้ ในระดับห้องปฏิบัติการในการทดสอบระบบการทำงานจริง โดยจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับวงจรเอชบริดจ์ทั้ง 2 วงจร ขนาด 220 โวลต์ต่อวงจร

1.5.3 ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28377S ประมวลผลสัญญาณเพื่อควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า

1.5.4 ออกแบบและสร้างวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ที่โครงสร้างภายในประกอบด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส จำนวน 2 วงจรควบคุมการสวิตช์ด้วยเทคนิคการมอดูเลตแบบ Carries based Phase-Shift PWM

1.6 ขั้นตอนการศึกษาและการวิจัย

ขั้นตอนการศึกษาและวิจัย มีลำดับงานดังนี้

1.6.1 ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยในเรื่องการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายการไฟฟ้า คุณลักษณะและสมบัติของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับ และการควบคุมกระแสแบบป้อนกลับตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดี-คิว

1.6.2 ออกแบบและจำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ในการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า ด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ เพื่อศึกษาพฤติกรรมการตอบสนองของกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นทั้งระบบ เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าอ้างอิงบนแกนดีคิว

1.6.3 ออกแบบวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ วงจรเซนเซอร์ตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้า ไมโครคอนโทรลเลอร์และระบบซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการควบคุมการประมวลผลด้วยสัญญาณดิจิตอล ฟังก์ชันการแปลงค่าสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล อัลกอริทึมที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายการไฟฟ้า

1.6.4 สร้างวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ และวงจรอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องที่ออกแบบได้จากการศึกษาข้างต้น พร้อมทั้งเขียนโปรแกรมเพื่อควบคุมการทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6.5 ทำการทดสอบเปรียบเทียบกับการจำลองที่ได้จากโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อตรวจสอบการทำงานที่ถูกต้องของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ พร้อมทั้งแก้ไขวงจรเมื่อเกิดความผิดพลาดและปรับปรุงโปรแกรมที่ใช้ในการควบคุม จนได้ผลลัพธ์ของการทำงานที่ถูกต้องและสมบูรณ์

1.6.6 เก็บข้อมูลผลการทดลองที่ได้ตั้งประเด็นเพื่อศึกษาและวิเคราะห์ผลลัพธ์ที่ได้ จากการทดสอบวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ เชื่อมต่อกับระบบโครงข่ายการไฟฟ้า

1.6.7 บันทึกผลการทดสอบและนำข้อมูลที่ได้มาวิเคราะห์ผล ทำการเขียนและจัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์ เพื่อสรุปผลและเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

1.7 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการวิจัยเกี่ยวกับการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ส่งกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่แยกอิสระกันเข้าสู่ระบบโครงข่ายการไฟฟ้าหนึ่งเฟส ทำการควบคุมขนาดของกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจ่ายเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า สามารถควบคุมการจ่ายกำลังไฟฟ้าในรูปแบบกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ โดยเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วยรายละเอียดจำนวน 6 บท โดยมีเค้าโครงของแต่ละบทโดยสังเขปดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ ได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานของการศึกษา ขอบเขตของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัยขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการทำงานของของเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ การมอดูเลตชั่นของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ทฤษฎีของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ ทั้งในการควบคุมแบบวงจรอบปิดและเปิดของวงรอบกระแสและแรงดัน และการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหนึ่งเฟสเข้าสู่ระบบโครงข่ายด้วยอินเวอร์เตอร์ และผลกระทบต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าเมื่อมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์

บทที่ 3 ในบทนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมการทำงานของระบบ ที่ประกอบด้วยการออกแบบระบบควบคุมตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดี-คิว ในส่วนการออกแบบตัวควบคุมกระแสโครงข่ายไฟฟ้าในวงรอบปิด การออกแบบตัวควบคุมแรงดันไฟตรงในวงรอบปิด และการคำนวณพารามิเตอร์ในระบบหนึ่งหน่วย

บทที่ 4 การออกแบบวงจรควบคุมและวงจรกำลัง บทนี้จะอธิบายถึงการออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแส การวิเคราะห์และคำนวณหาค่าที่เหมาะสมของอุปกรณ์ในระบบ สำหรับชุดวงจรควบคุมลอจิกและวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเอชบริดจ์ การสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณไซน์อ้างอิงด้วยการตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่าย การคำนวณพารามิเตอร์ในระบบเพื่อการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์ รวมถึงผลการตอบสนองเชิงความถี่และเวลาของระบบที่คำนวณไว้

บทที่ 5 ผลการจำลองและการทดสอบ การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ด้วยการจำลองและทดสอบการควบคุมขนาดกระแสอ้างอิงแกนดีตั้งแต่ 2A – 10A เพื่อวิเคราะห์ถึงค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้า ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ในระบบ ประสิทธิภาพของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ และผลตอบสนองพลวัตเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าอ้างอิงชั่วขณะ การทดสอบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอ้างอิงแกนคิว เพื่อวิเคราะห์ถึงการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า โดยทดสอบระบบจริงเพื่อยืนยันความถูกต้องในการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink

บทที่ 6 การกล่าวสรุปผลการดำเนินงาน ปัญหาและอุปสรรค รวมถึงการวิเคราะห์ผลการจำลองและทดสอบ การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ที่นำได้เสนอ และในส่วนสุดท้ายเป็นส่วนของข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา รวมถึงการประยุกต์ใช้งานในงานวิจัยด้านอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 อินเวอร์เตอร์หลายระดับ

อินเวอร์เตอร์หลายระดับ จะอาศัยการต่ออนุกรมกันของอุปกรณ์สวิตช์เพื่อใช้ในการแบ่งแรงดันและเพิ่มจำนวนระดับทำให้สัญญาณแรงดันด้านเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ มีลักษณะเข้าใกล้คลื่นไซน์มากยิ่งขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป การอนุกรมกันของอุปกรณ์สวิตช์ดังกล่าว ทำให้อินเวอร์เตอร์หลายระดับมีความสามารถในการทำงานที่ระดับกำลังไฟฟ้าที่สูงกว่าอินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่น นอกจากนี้การแบ่งย่อยแรงจ่ายไฟตรงยังทำให้เหมาะต่อการต่อใช้งานกับแหล่งจ่ายประเภทพลังงานทดแทน เช่น เซลล์แสงอาทิตย์, เซลล์พลังงานหรือแบตเตอรี่ เป็นต้น

อินเวอร์เตอร์หลายระดับสามารถแบ่งออกได้ 3 ชนิด ดังนี้

1. Neutral Point Clamped multilevel Inverter (NPC)
2. Cascade H-Bridge multilevel Inverter
3. Flying-Capacitor multilevel Inverter

โดยในงานวิจัยนี้จะทำการศึกษาเฉพาะ อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคดเท่านั้น ซึ่งมีข้อดีในเรื่องของการป้องกันเมื่อเกิดลัดวงจร เนื่องจากโมดูลสวิตช์ที่แยกจากกันอิสระทำให้การเกิดลัดวงจรจะเสียหายเฉพาะกิ่งที่มีปัญหา แต่มีข้อเสียคือแหล่งจ่ายไฟตรงต้องแยกอิสระจากกันด้วย ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ประยุกต์ใช้กับแหล่งจ่ายไฟตรง เซลล์แบตเตอรี่ และเซลล์แสงอาทิตย์ที่สามารถต่อแยกอิสระจากกันได้ จึงสามารถแก้ไขข้อเสียของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดนี้ได้

ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึง โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคดและหลักการทำงาน, เทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นโดยพื้นฐานและเทคนิควิธีที่นำเสนอ, วงจรประวิงเวลา และการแยกแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

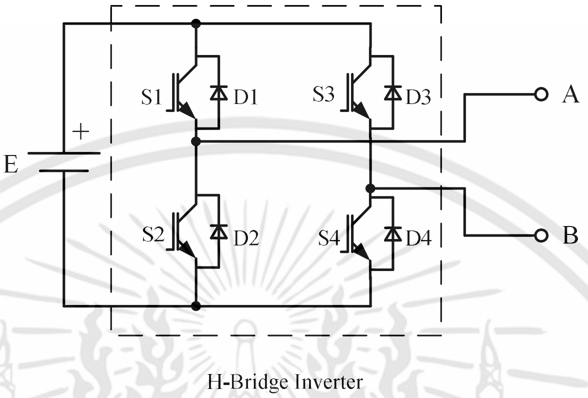
วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาดเคส มีโครงสร้างพื้นฐานมาจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเอชบริดจ์ ซึ่งในเบื้องต้นก่อนจะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรแบบเอชบริดจ์ เพื่อให้สามารถเข้าใจถึงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคดได้อย่างเข้าใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

2.1.1.1 โครงสร้างของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยสวิตช์กำลัง จำนวน 4 สวิตช์ และ 4 ฟรีวิลลิ่งไดโอด ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์

2.1.1.2 สัญญาณเกตและการทำงานของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะการสวิตช์ดังแสดงในตารางที่ 2.1 สามารถวิเคราะห์แรงดันที่ตกคร่อมจุด A และจุด B ได้เป็น 3 ระดับ ด้วยกันคือ +E, -E และระดับศูนย์ วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.2 มีหลักการทำงานดังนี้

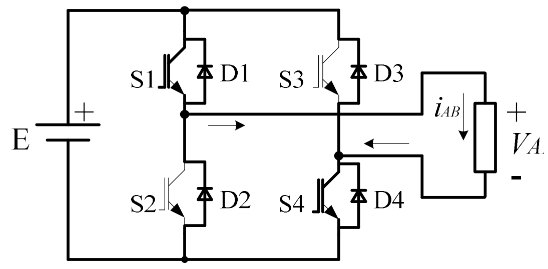
เมื่อสวิตช์ S1 และ S4 ทำงานพร้อมกันแรงดันตกคร่อมจุด A และจุด B , มีค่าเป็นบวก +V_{AB} และทางเดินของกระแสคือ I_{AB} ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ก)

เมื่อสวิตช์ S2 และ S3 ทำงานพร้อมกันแรงดันตกคร่อมจุด A และจุด B, มีค่าเป็นลบ -V_{AB} ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ค)

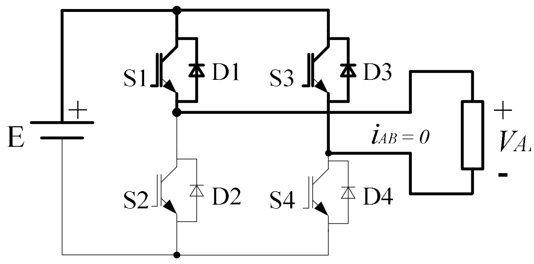
ตารางที่ 2.1 ลักษณะการนำกระแสของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

สวิตช์ที่นำกระแส	แรงดันเอาท์พุต V_{AB}
S1 และ S4	+E
S2 และ S3	-E
S1 และ S3 หรือ S2 และ S4	0

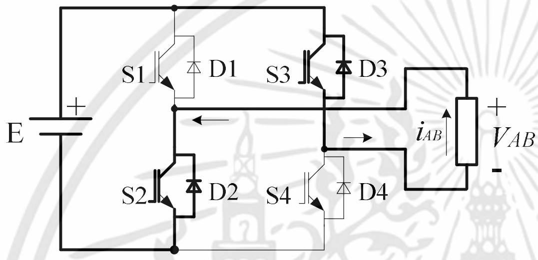
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



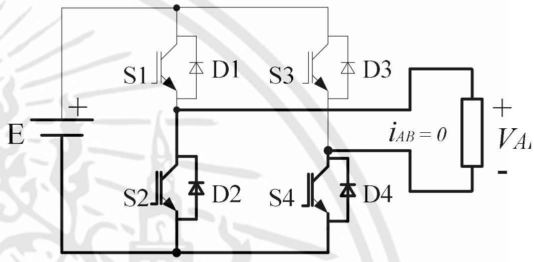
(ก) สวิตช์ S1 และ S4 นำกระแส



(ข) สวิตช์ S1 และ S3 นำกระแส



(ค) สวิตช์ S2 และ S3 นำกระแส



(ง) สวิตช์ S2 และ S4 นำกระแส

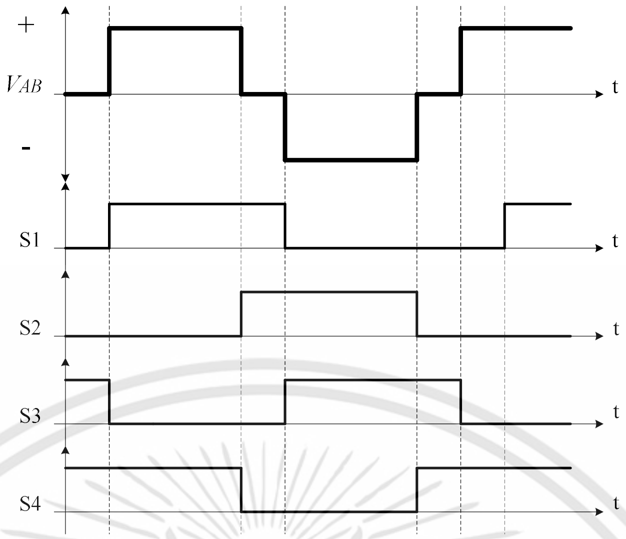
รูปที่ 2.2 ลักษณะการทำงานของสวิตซ์ในวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

ในกรณีที่แรงดันตกคร่อมจุด A และจุด B มีค่าเป็นศูนย์ สามารถเกิดได้ 2 กรณีคือกรณีที่หนึ่ง สวิตช์ S1 และ S3 ทำงานพร้อมกันส่วน S2 และ S4 หยุดทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ข) กรณีที่สองสวิตช์ S2 และ S4 ทำงานพร้อมกันส่วน S1 และ S3 หยุดทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ง)

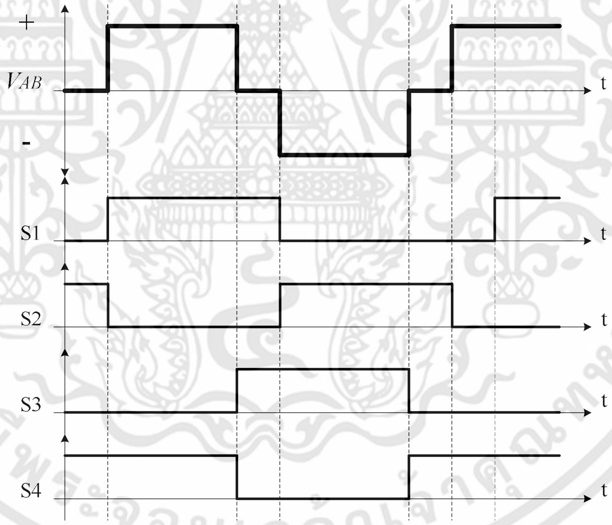
สัญญาณเกตในรูปที่ 2.3 แสดงรูปแบบการสวิตช์ด้วยเทคนิควิธี Repeated Zero – Level ด้วยวิธีการนี้แรงดันตกคร่อมที่จุด A และจุด B จะเป็นศูนย์ทั้งหมด ซึ่งเกิดจากสวิตช์ S1 และ S3 นำกระแส

เมื่อสัญญาณเกตมีระดับเป็น 1 แทนการนำกระแสของสวิตช์ ส่วนเมื่อสัญญาณเกตมีระดับเป็น 0 แทนการหยุดนำกระแสของสวิตช์ จากรูปที่ 2.3 พบว่าสวิตช์ S1 และ S4 มีช่วงนำกระแสเท่ากันกับสวิตช์ S2 และ S3 ในแต่ละรอบของหนึ่งคาบเวลาการทำงาน และเมื่อวิเคราะห์ในช่วงเวลาที่แรงดันเอาท์พุตมีระดับเป็นศูนย์ เกิดได้ 2 กรณี กรณีแรกสวิตช์ S1 และ S2 นำกระแส กรณีที่สอง S3 และ S4 นำกระแสเป็นผลให้สวิตช์เกิดความร้อนทั้ง 4 ตัว เนื่องจากการสวิตช์แบบลัดวงจรแบบชั่วขณะ[1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 รูปแบบการสวิตซ์ด้วยวิธี Repeated Zero – Level



รูปที่ 2.4 รูปแบบการสวิตซ์ด้วยวิธี Swapped Zero – Level

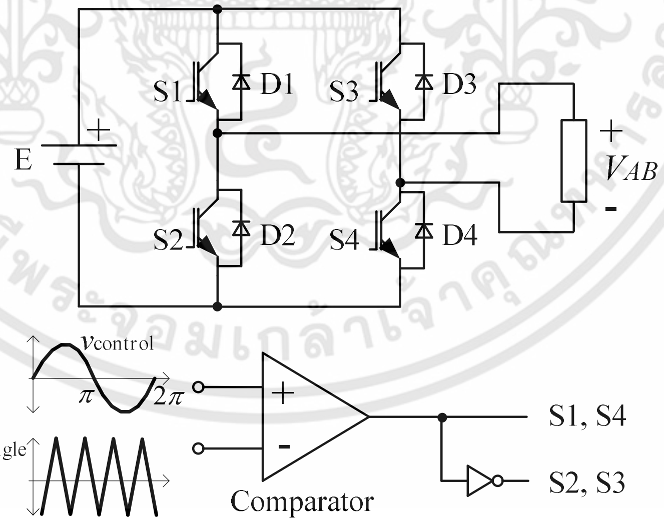
เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าวจึงได้เสนอรูปแบบการสวิตซ์ด้วยวิธี Swapped Zero – Level ด้วยวิธีนี้แรงดันตกคร่อมจุด A และจุด B เป็นศูนย์ เกิดได้ 2 กรณี กรณีแรกสวิตซ์ S1 และ S3 นำกระแส กรณีที่สอง S2 และ S4 นำกระแส ด้วยวิธีนี้เวลาในนำกระแสของสวิตซ์แต่ละตัวจะใช้เวลาเท่ากันดังแสดงในรูปที่ 2.4 กระแสที่ไหลในโหลดจะสามารถลดลงเป็นศูนย์ได้ทั้งหมด ซึ่งรูปแบบการสวิตซ์แบบนี้จะช่วยลดปัญหาความร้อนที่เกิดจากการนำกระแสได้ [1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างสัญญาณขับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยการมอดูเลตสัญญาณความกว้างของพัลส์ เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Pulse Width Modulation; PWM คือการมอดูเลตระหว่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ (v_{cont}) กับสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier signal) ที่มีความถี่สูง ซึ่งมีลักษณะสัญญาณเป็นคลื่นสามเหลี่ยม (v_{tri}) สร้างเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เกิดจากจุดตัดระหว่างสัญญาณทั้งสอง ควบคุมการสวิตช์นำกระแสของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ด้วยความถี่สูง ที่มีคาบแรงดันเอาท์พุตที่ความถี่มูลฐาน เพื่อให้ฮาร์มอนิกของแรงดันไปเกิดที่ลำดับฮาร์มอนิกอันดับสูงๆ

หลักการมอดูเลตโดยพื้นฐานที่นิยมทั่วไป มักจะใช้เทคนิคสัญญาณไซนูซอยด์พีดับเบิ้ลยูเอ็ม : SPWM, เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับเบิ้ลยูเอ็ม: SVPWM และอื่นๆ ซึ่งลักษณะสัญญาณแรงดันทางด้านเอาท์พุต จะมีลักษณะเป็นแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ เรียกว่า สัญญาณแบบไบโพล่าร์สวิตช์ และสัญญาณยูนิโพล่าร์สวิตช์ ตามลำดับ

- สัญญาณแบบไบโพลาร์สวิตช์ (Bipolar PWM) มีลักษณะแรงดันทางด้านเอาท์พุตแบบ 2 ระดับ คือ $+v_{dc}$ และ $-v_{dc}$ จากรูปที่ 2.5 วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันแบบครึ่งคลื่น (Half-Bridge Inverter) วิเคราะห์การทำงานของระบบ ด้วยเทคนิคการสวิตช์แบบสัญญาณไซนูซอยด์พีดับเบิ้ลยูเอ็ม : SPWM โดยสวิตช์กิ่งบนและล่างจะสับกันนำกระแส สามารถวิเคราะห์สัญญาณและขนาดแรงดัน ความถี่ของวงจรได้ดังนี้



รูปที่ 2.5 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่นด้วยเทคนิคการสวิตช์แบบ SPWM[2-3]

พิจารณารูปที่ 2.5 หลักการขยายรูปสัญญาณการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์กับสัญญาณคลื่นพาห์ จะกำหนดเป็นเงื่อนไขดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $v$control > $v$triangle จะทำให้สวิตช์ S_1 และ S_4 จะนำกระแส

เมื่อ $v$control < $v$triangle จะทำให้สวิตช์ S_2 และ S_3 จะนำกระแส

จากเงื่อนไขดังกล่าวจะเห็นได้ว่าการสวิตช์ทั้งสองโหมดนำกระแสไม่พร้อมกัน และรูปคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่ได้จากรูปที่ 2.5 เมื่อพิจารณาในช่วง 1 คาบเวลาของการสวิตช์จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดจะค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ในขั้วแรงดัน $+V_{AB}$ และ $-V_{AB}$ ซึ่งอธิบายได้ว่า มีแรงดันสองสถานะในหนึ่งคาบเวลา ซึ่งสามารถสรุปการทำงานของสวิตช์แบบไบโพลาร์สวิตช์ได้ในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การทำงานของสวิตช์แบบไบโพลาร์สวิตช์

การสวิตช์	**S_1 – S4**	**S_2 – S3**	**แรงดันทางด้านเอาต์พุท**
สถานะ	1	0	$+V_{AB}$
สถานะ	0	1	$-V_{AB}$

พิจารณาจากรูปที่ 2.17 การวิเคราะห์ฟังชั่นของการมอดูเลตสัญญาณหรือสมการแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะพิจาณาจากสมการเส้นตรงของรูปคลื่นสัญญาณสามเหลี่ยมในรูปที่ 2.18 จะได้

$$v_{triangle} = \frac{\hat{V}_{triangle}}{T_s/4}(t) \quad \text{เมื่อ} \quad 0 \langle t \langle T_s/4 \qquad (2.1)$$

แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ เท่ากับ

$$V_o = \left(1 + \frac{v_{control}}{\hat{V}_{triangle}} - 1\right) V_{dc}$$

$$= \left(\frac{v_{control}}{\hat{V}_{triangle}}\right) V_{dc} \qquad (2.2)$$

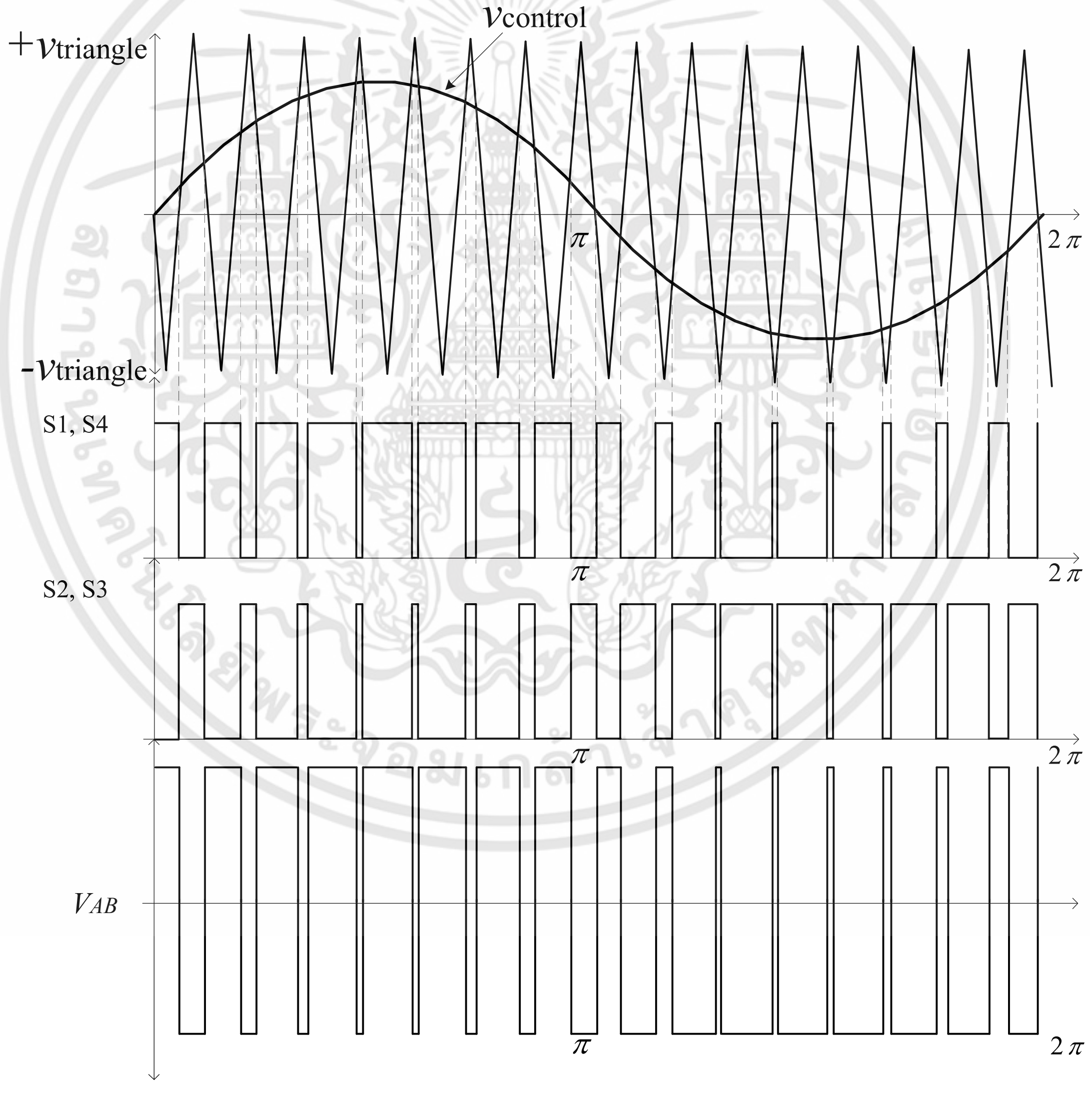
เมื่อกำหนดให้ $\frac{v_{control}}{\hat{V}_{triangle}}$ เป็นฟังก์ชั่นมอดูเลตสัญญาณ Modulation index (m_a) ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0-1 จะสามารถทำการปรับขนาดแรงดันเอาต์พุต (vo) ได้จากการการปรับขนาดของแรงดันที่ควบคุม ($v$control) และปรับความถี่ของแรงดันเอาต์พุตได้จากความถี่ของ $v$control ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นกัน ดังนั้นสมการแรงดันเอาต์พุตของการมอดูเลตรูปคลื่นสัญญาณแรงดันแบบไบโพลาร์สวิตชิ่ง (Bipolar voltage switching) สำหรับวงจรจะมีค่าเท่ากับ

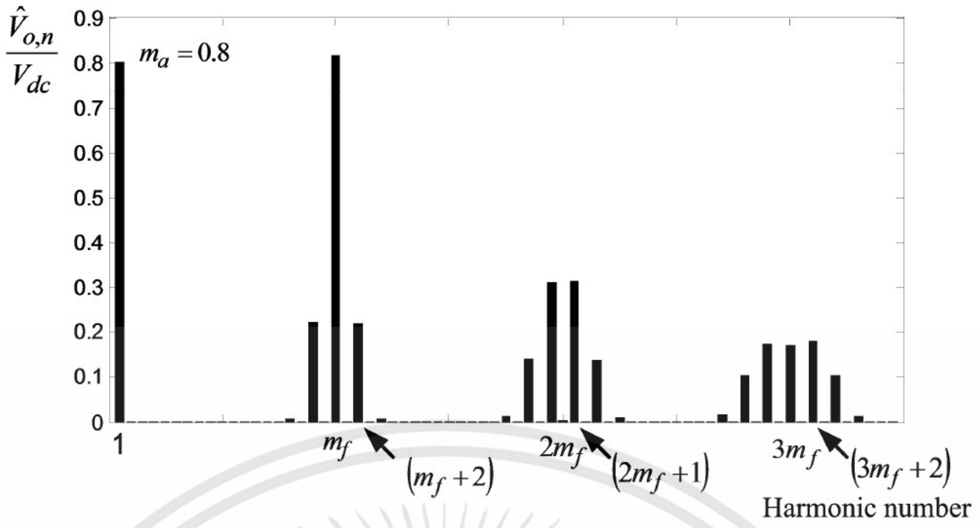
$$v_o = (m_a)(V_{dc}) \tag{2.3}$$

โดยที่กำหนดให้ดัชนีการมอดูเลตที่ให้แรงดันเอาต์พุตอยู่ในช่วงเชิงเส้นมีค่าเท่ากับ $0 \langle m_a \langle 1$ สามารถพิจารณาได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 รูปสัญญาณการสวิตช์และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 รูปสัญญาณฮาร์มอนิกสำหรับการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ไบโพลาร์[2-3]

- เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณขับสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ โดยการกำหนดให้สวิตช์ S_1 และ S_3 ที่ต่ออยู่กับทางด้านแรงดันบวกของแหล่งจ่ายดีซีให้มีสถานะของการสวิตช์เป็น 4 สถานะ โดยสามารถเขียนสถานะการทำงานได้ดังตารางที่ 2.3 โดยที่สวิตช์ S_2 และ S_4 มีสถานะที่ตรงข้ามกับ S_1 และ S_3 เพื่อป้องกันการลัดวงจรที่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งผลการสวิตช์ของเทคนิคยูนิโพลาร์นี้ จะให้แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดมีเพียงรูปคลื่นแรงดันในซีกบวกและศูนย์ภายใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ดังรูปที่ 2.8

ตารางที่ 2.3 การทำงานของสวิตช์แบบยูนิโพลาร์สวิตช์

การสวิตช์	S_1	S_2	S_3	S_4	**แรงดันทางด้านเอาต์พุต**
สถานะ	0	1	0	1	0
สถานะ	1	0	0	1	$+ V_{AB}$
สถานะ	0	1	0	1	$- V_{AB}$
สถานะ	1	0	1	0	0

หลักการสร้างสัญญาญขับสวิตช์นี้ใช้สัญญาณแรงดันควบคุม 4 สัญญาณหลักประกอบด้วย $+v$control และสัญญาณ $-v$control ซึ่งมีเฟสตรงข้ามกันนำสองสัญญาณนี้มาทำการเปรียบเทียบกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณคลื่นพาห์เดียวกัน อัตราส่วนการนำกระแสของสวิตช์ในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ และจากรูปที่ 2.20 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยใน 1 คาบเวลาได้เป็น

$$v_o = \left(\frac{v_{control}}{\hat{V}_{triangle}} \right) V_{dc}$$

หรือ

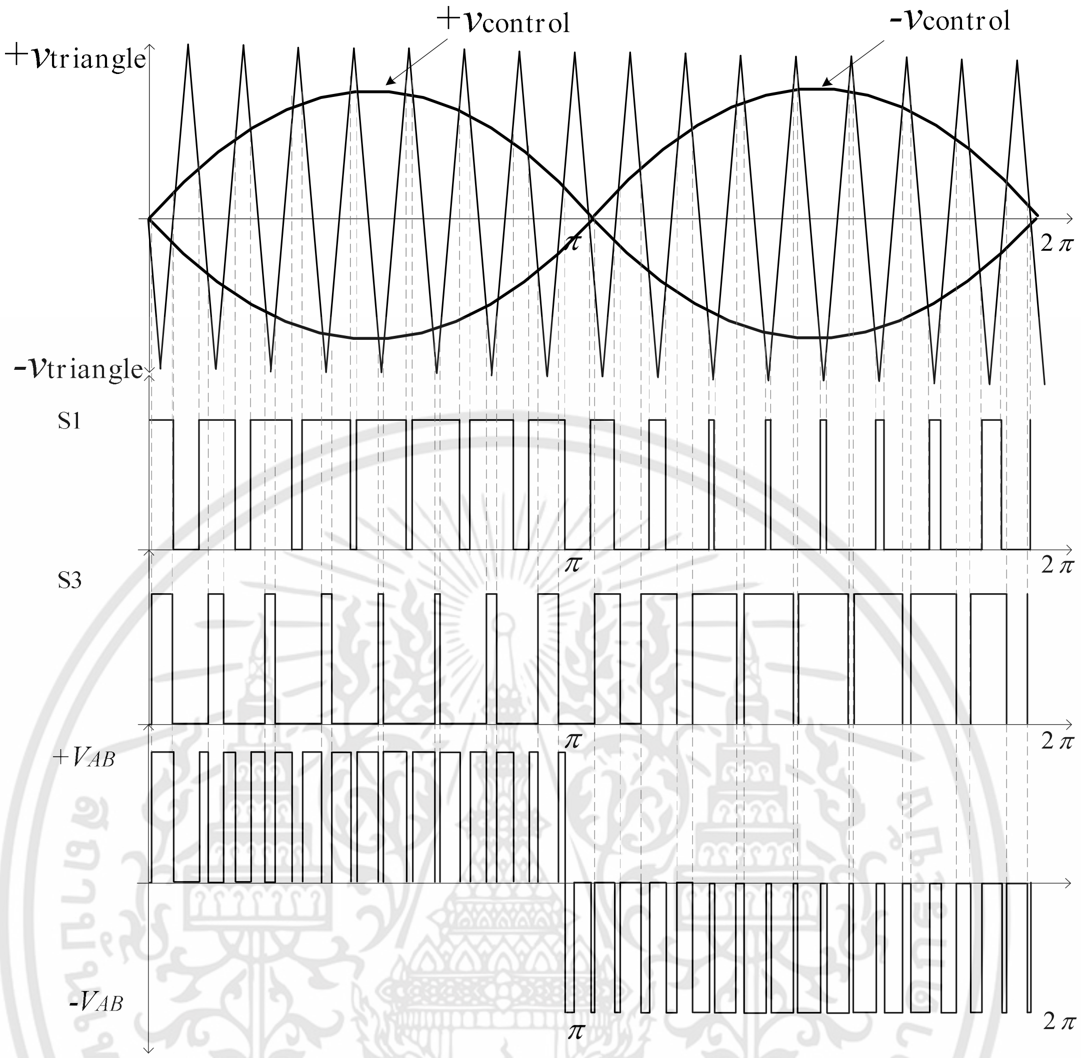
$$v_o = (m_{in})(V_{dc}) \quad \text{เมื่อ} \quad 0 \langle m_a \langle 1 \qquad (2.4)$$

สมการแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่มูลฐานของการสวิตช์แบบไบโพลาร์และยูนิโพลาร์ พบว่ามีค่าขนาดของแรงดันเอาต์พุตเท่ากันที่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากัน โดยผลของแรงดันเอาท์พุตในรูปที่ 2.20 จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตในหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ที่ได้มีเพียงแรงดันบวกและแรงดันศูนย์ นั่นหมายความว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้มีขั้วเดียวซึ่งเป็นที่มาของการเรียก ยูนิโพลาร์

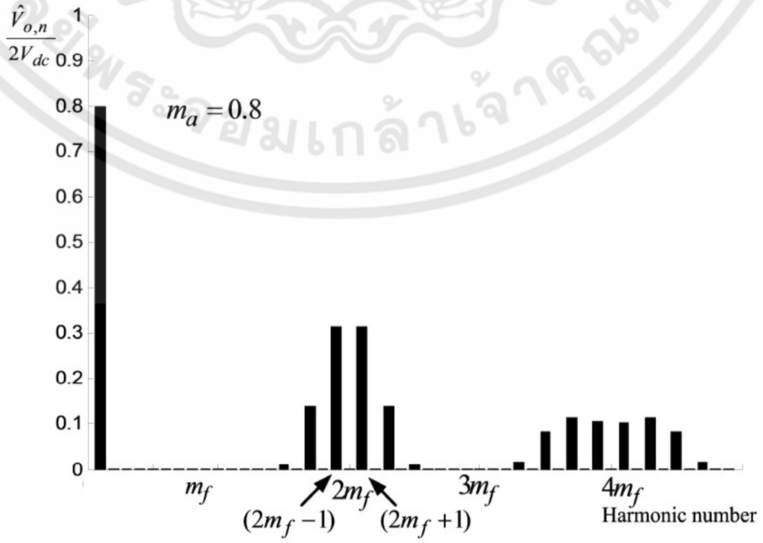
ดังรูปที่ 2.8 และความถี่ของแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็น 2 เท่าของความถี่ในการสวิตช์ ดังนั้นสเปกตรัมของฮาร์มอนิกแรงดันที่ได้จึงมีกลุ่มฮาร์มอนิกรอบข้าง (sideband harmonics) อยู่ที่ 2 เท่าของ m_f ซึ่งมีค่าเท่ากับ $2m_f$, $4m_f$, ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 2.21 และเมื่อกำหนดความสัมพันธ์ของกลุ่มฮาร์มอนิกรอบข้างจากสมการ $n = (jm_f \pm k)$ ซึ่งการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์นั้นมีค่า m_f เป็นจำนวน 2 เท่า นั่นหมายความว่ามีค่า j ค่าเฉพาะจำนวนเลขคู่ (2, 4, 6,..) ดังนั้นผลของลำดับฮาร์-มอนิก *k* จะมีค่าเป็นจำนวนคี่ (1, 3, 5 ,..)

และจากรูปที่ 2.9 แสดงหลักการมอดูเลตสัญญาณความกว้างพัลส์ (PWM) สัญญาณขับสวิตช์ S_1 และ S_2 และรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตในหนึ่งคาบเวลาของแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่มูลฐาน โดยรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่แล้วจะได้รูปคลื่นไซน์ (v_o) และเมื่อนำรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตที่ได้มาทำการวิเคราะห์ด้วยอนุกรมฟูเรียร์จะพบว่ากลุ่มฮาร์มอนิกรอบข้าง (Sideband harmonic) ที่เกิดขึ้นนั้นเกิดขึ้นที่บริเวณรอบๆ ลำดับความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ หรือเท่ากับความถี่ของคลื่นพาห์ ซึ่งเป็นสเปกตรัมฮาร์มอนิกของแรงดันเอาต์พุตที่มีการสวิตช์ด้วยหลักการไบโพลาร์ โดยกำหนดให้ดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 0.8 และมีกลุ่ม Sideband harmonic เกิดขึ้นที่ m_f , $2m_f$, $3m_f$ ซึ่งเพิ่มขึ้นไปเป็นจำนวนเท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นสัญญาณขับสวิตช์และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์สวิตช์



รูปที่ 2.9 สัญญาณสเปกตรัมฮาร์มอนิกของการสวิตช์อินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์สวิตช์ [2-3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่เรียก m_f นี้ว่าอัตราส่วนการมอดูเลตความถี่ มีค่าเท่ากับ

$$m_f = \frac{f_{sw}}{f_1} \tag{2.5}$$

เมื่อกำหนดให้

f_{SW} คือ ความถี่ของคลื่นพาห์ (Carrier frequency)

f_1 คือ ความถี่มูลฐานของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 21 แรงดัน PWM ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency ; f_1) จะมีความถี่เดียวกันกับความถี่ของแรงดันควบคุมหรือแรงดันอ้างอิง ($v_{control}$) ซึ่งมีฮาร์มอนิกรอบข้างในกลุ่มแรกที่ลำดับฮาร์มอนิก m_f และมีขนาดแรงดันสูงกว่าขนาดแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่มูลฐาน โดยกำหนดความสัมพันธ์ของฮาร์มอนิกรอบข้างได้ดังสมการที่ (2.6) และ (2.7)

เมื่อกำหนดให้ความถี่ฮาร์มอนิก (Harmonic frequency) มีค่าเท่ากับ

$$f_n = (jm_f \pm k) f_1 \tag{2.6}$$

และ

$$\frac{f_n}{f_1} = n = jm_f \pm k \tag{2.7}$$

เมื่อกำหนดให้

n คือ ลำดับฮาร์มอนิก

j คือ จำนวนเท่าของการมอดูเลตความถี่ m_f

k คือ ฮาร์มอนิกรอบข้าง (Sideband harmonic)

โดยที่ j มีค่าเป็นจำนวนคี่ (1, 3, 5,..) ผลของลำดับฮาร์มอนิก k จะมีค่าเป็นจำนวนคู่ (2, 4, 6 ,..)

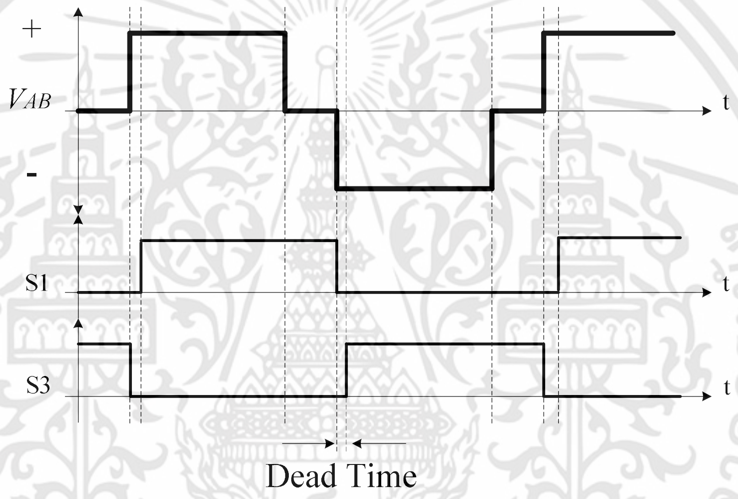
j มีค่าเป็นจำนวนคู่ (2, 4, 6,..) ผลของลำดับฮาร์มอนิก k จะมีค่าเป็นจำนวนคี่ (1, 3, 5,..)[2-3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 การประวิงเวลาสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลตชั่น

การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีสวิตช์ในช่วงกิ่งบนและกิ่งล่าง ในทางอุดมคติสามารถจำลองการทำงานในระบบได้ แต่ในทางปฏิบัติแล้วไม่สามารถทำได้ ดังนั้นการออกแบบการสวิตช์จำเป็นต้องมีช่วงเวลาการนำกระแสและหยุดนำกระแสของสวิตช์ดังกล่าว เพื่อป้องกันความเสียหายจากการลัดวงจรของสวิตช์กิ่งบนและกิ่งล่างของอินเวอร์เตอร์

ดังนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงการลัดวงจรจากคุณสมบัติดังกล่าวของสวิตซ์ จึงจำเป็นต้องหน่วงเวลาด้วยการเวลาประวิงให้กับสวิตซ์ในกิ่งเดียวกันเมื่อทำงานกลับสถานะ ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งแสดงสัญญาณเกตของสวิตช์ S1 และ S3 ในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์[1]



รูปที่ 2.10 เวลาประวิงในสัญญาณพัลส์ในช่วงกิ่งบนและกิ่งล่าง

2.1.3 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคด

จากการวิเคราะห์รูปคลื่นหลายระดับนั้น เกิดจากการนำอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์แต่ละเซลล์มาต่อเข้าด้วยกันในลักษณะอนุกรม ดังนั้นขนาดของแรงดันเฟสจะเท่ากับผลรวมของแรงดันเอาท์พุทของแต่ละเซลล์มารวมกัน ซึ่งจำนวนระดับขั้นของแรงดันเฟสเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.8)[4]

$$m = 2s + 1 \tag{2.8}$$

โดยที่

m คือ จำนวนระดับขั้นของแรงดันเฟสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดแคสเคด

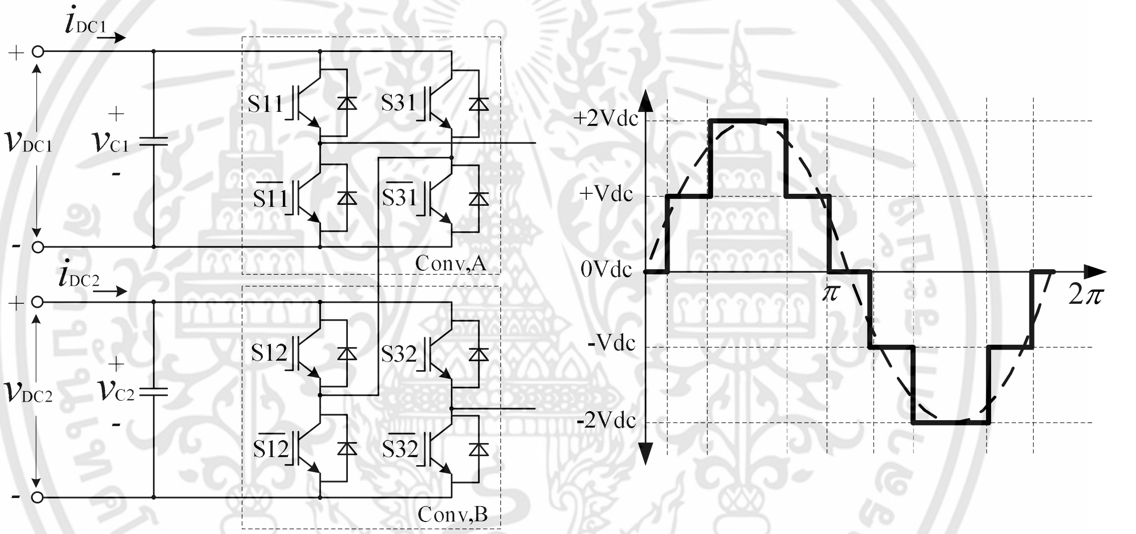
s คือ จำนวนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบอิสระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าต้องการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ให้เอาท์พุตมีรูปคลื่นแรงดันเฟส 5 ระดับ จะต้องใช้อินเวอร์เตอร์แบบเอชบริดจ์จำนวน 2 เซลล์

ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ที่แสดงถึงโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคดหนึ่งเฟส ที่จำนวน 5 ระดับ ซึ่งแรงดันเฟสเอาท์พุทจะมีค่าเท่ากับผลรวมของอินเวอร์เตอร์แบบเอชบริดจ์แต่ละเซลล์รวมกัน ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{AN} = V_{dc1} + V_{dc2} \tag{2.9}$$



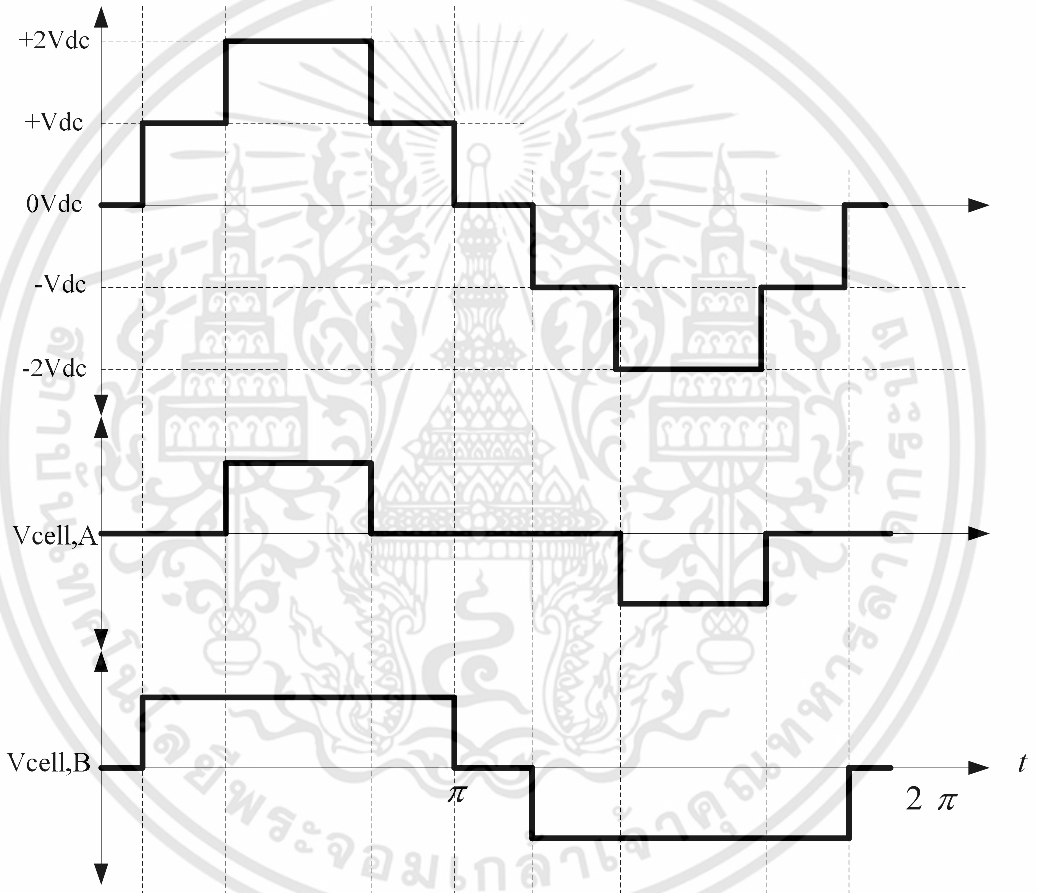
รูปที่ 2.11 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับชนิดคาสเคด

จากรูปที่ 2.11 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับชนิดแคสเคด มีลักษณะเป็นขั้นบันไดใกล้รูปคลื่นไซน์ และรูปคลื่นเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์แต่ละเซลล์เป็นลักษณะวอคเตอร์แบบสมมาตร (Quarter-Symmetries) ซึ่งจากลักษณะรูปคลื่นที่เป็นแบบขั้นบันไดในวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับมากขึ้น จะทำให้สัญญาณทางด้านเอาท์พุตมีลักษณะเข้าใกล้สัญญาณไซน์มากขึ้น ทำให้สามารถลดค่าความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกส์ความถี่เลขคี่และยังสามารถลดค่าความสูญเสียการสวิตช์จากการนำกระแสของอุปกรณ์ จากการเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันต่อเวลา (dv/dt) และค่าเปลี่ยนแปลงกระแสไหลต่อเวลา (di/dt) ซึ่งดังกล่าวอาจจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่อุปกรณ์ในรูปของความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.12 แสดงรูปคลื่นแรงดันเฟสของอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคด 5 ระดับ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่แยกออกจากกันโดยอิสระ เพื่อเป็นอินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์แต่ละเซลล์โดยกำหนดให้แรงดันไฟตรงแต่ละเซลล์มีขนาดเท่ากัน และสัญญาณทางด้านเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ค่ายอดสูงสุดเป็นผลรวมของแรงดันของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสทั้งหมด

$$V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc} \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.12 แรงดันเฟส 5 ระดับ และรูปคลื่นเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์แต่ละเซลล์ [1]

2.1.3.1 เทคนิคการสวิตช์แบบยกระดับคลื่นพาห์

รูปแบบการควบคุมการสวิตช์และหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบคาสเคด เป็นการมอดูเลตสัญญาณพัลส์ด้วยสัญญาณสามเหลี่ยมหลายระดับเปรียบเทียบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

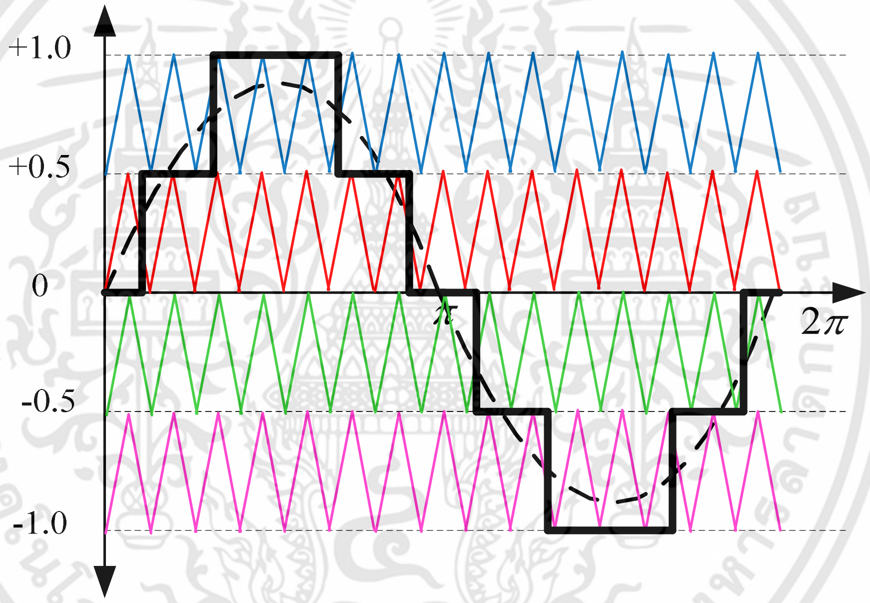
กับสัญญาณไซน์อ้างอิง โดยสมการความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสัญญาณสามเหลี่ยมกับระดับแรงดันเอาท์พุตขั้นบันไดของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ เป็นไปตามสมการที่ 2.11[4]

$$m_c = m - 1 \tag{2.11}$$

เมื่อ

mc คือ จำนวนสัญญาณสามเหลี่ยม

m คือ จำนวนระดับเอาท์พุตขั้นบันไดของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ



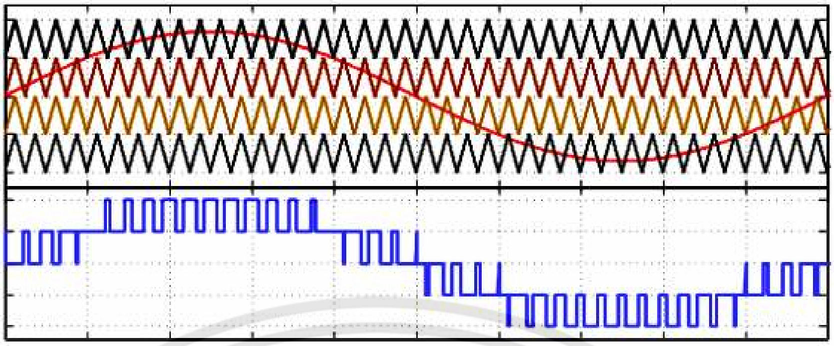
รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนสัญญาณสามเหลี่ยมกับระดับแรงดันเอาท์พุต

เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณสามเหลี่ยม (Carries-Base Pulse Width Modulation) เป็นเทคนิคสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้ในการมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับ จะแบ่งระดับสัญญาณสามเหลี่ยมในช่วงไซเคิลบวกและไซเคิลลบของไซน์เท่ากัน เพื่อควบคุมการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับ โครงสร้างและหลักการของสัญญาณสามเหลี่ยมแบบ PD, POD และ APOD ซึ่งรายละเอียดและลักษณะจะกล่าวถึงในบทนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. In-Phase disposition; IPD

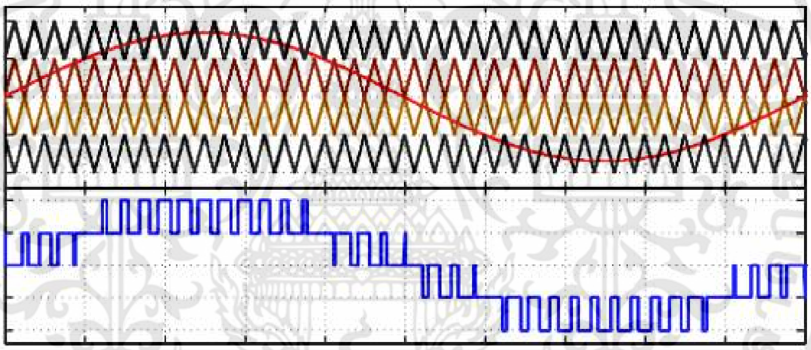
สัญญาณสามเหลี่ยมจะมีมุมเริ่มต้นที่ 0 องศา ในช่วงคาบเวลาเดียวกันทุกสัญญาณ



ก. สัญญาณสามเหลี่ยมแบบ In-Phase disposition; IPD

2. Phase-Opposite disposition; POD

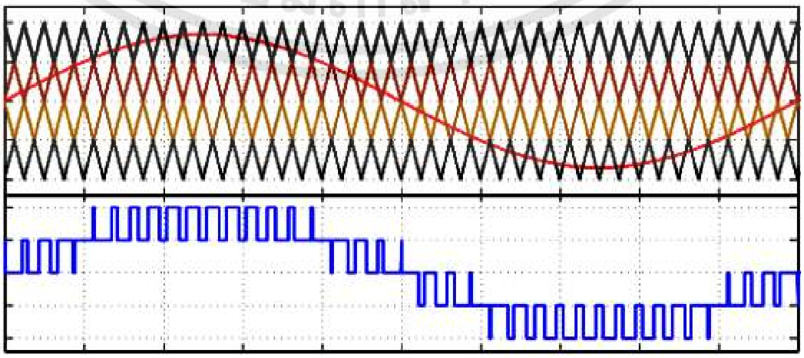
สัญญาณในไซเคิลบวกจะตรงกันข้าม (Out of Phase) เป็นมุม 180 องศา กับไซเคิลลบ



ข. สัญญาณสามเหลี่ยมแบบ Phase-Opposite disposition; POD

3. Alternative-Phase opposite disposition; APOD

สัญญาณสามเหลี่ยมแต่ละตัวจะทำมุมตรงกันข้ามกันในแต่ละระดับเป็นมุม 180 องศา



ค. สัญญาณสามเหลี่ยมแบบ Alternative-Phase disposition; APOD

รูปที่ 2.14 Carries-Base Pulse Width Modulation – Phase shifted PWM[9]

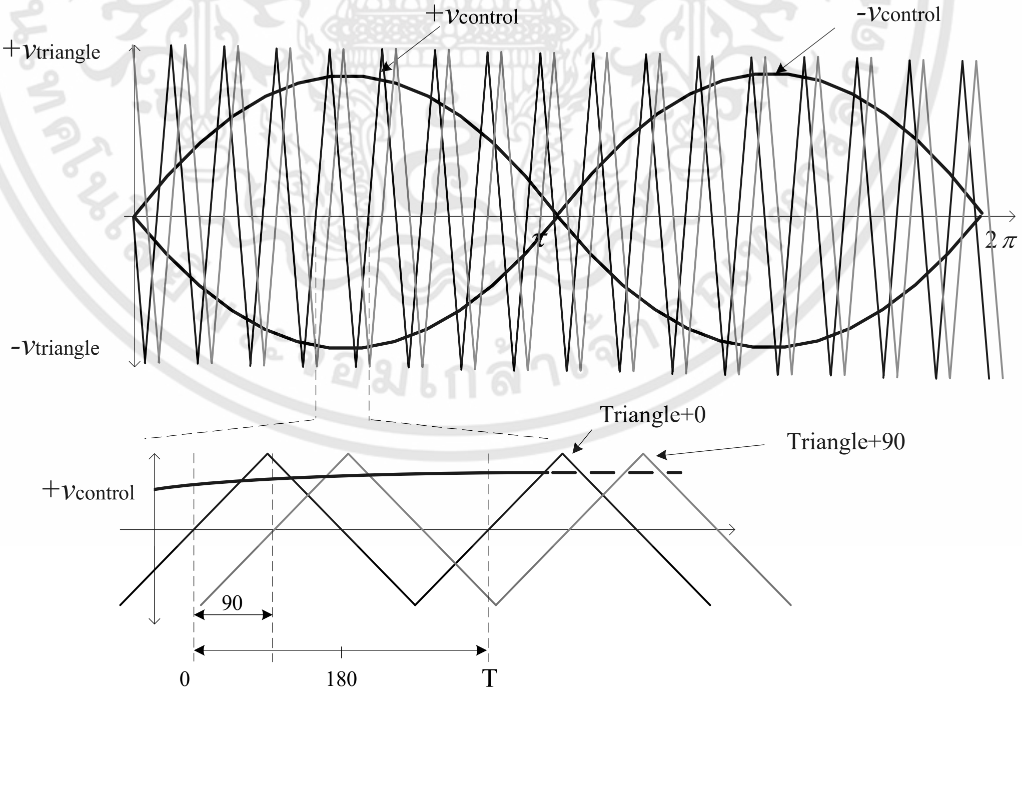
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3.2 เทคนิคการสวิตช์แบบเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ (Phase-Shift PWM : PSPWM)

รูปแบบการควบคุมการสวิตช์ ในเทคนิคนี้ในแต่ละวงจรจะมีลักษณะเดียวกันกับเทคนิคยูนิโพลาร์ โดยใช้สัญญาณไซน์ 2 สัญญาณ เลื่อนมุมห่างกัน 180 องศา มอดูเลตร่วมกับสัญญาณสามเหลี่ยม 2 สัญญาณ โดยสัญญาณตัวที่ 2 มีการเลื่อนมุม 90 องศา ดังแสดงในรูปที่ 2.26 ซึ่งสัญญาณสามเหลี่ยมของวงจรเอชบริดจ์แต่ละวงจรจะมีมุมต่างกันดังนี้

โดยในการมอดูเลตของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 1 มุมเฟสของสัญญาณสามเหลี่ยมจะมีมุมเริ่มต้นเท่ากับมุมของสัญญาณไซน์ที่ 0 องศา มอดูเลตร่วมกับสัญญาณไซน์ 2 สัญญาณ ที่ทำมุมห่างกัน 180 องศา

ในการมอดูเลตของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 2 มุมเฟสของสัญญาณสามเหลี่ยมจะถูกเลื่อนออกไปอีก 90 องศา เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมตัวที่ 1 ในเทคนิคนี้จะส่งผลทำให้สัญญาณแรงดันเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์แต่ละโมดูล เป็นแบบสัญญาณไบโพล่าร์ และเมื่อนำวงจรเอชบริดจ์ทั้ง 2 วงจร ทำการอนุกรมกันทางด้านเอาท์พุต จะทำให้สัญญาณเอาท์พุตของวงจรรวมเป็นสัญญาณ 5 ระดับ

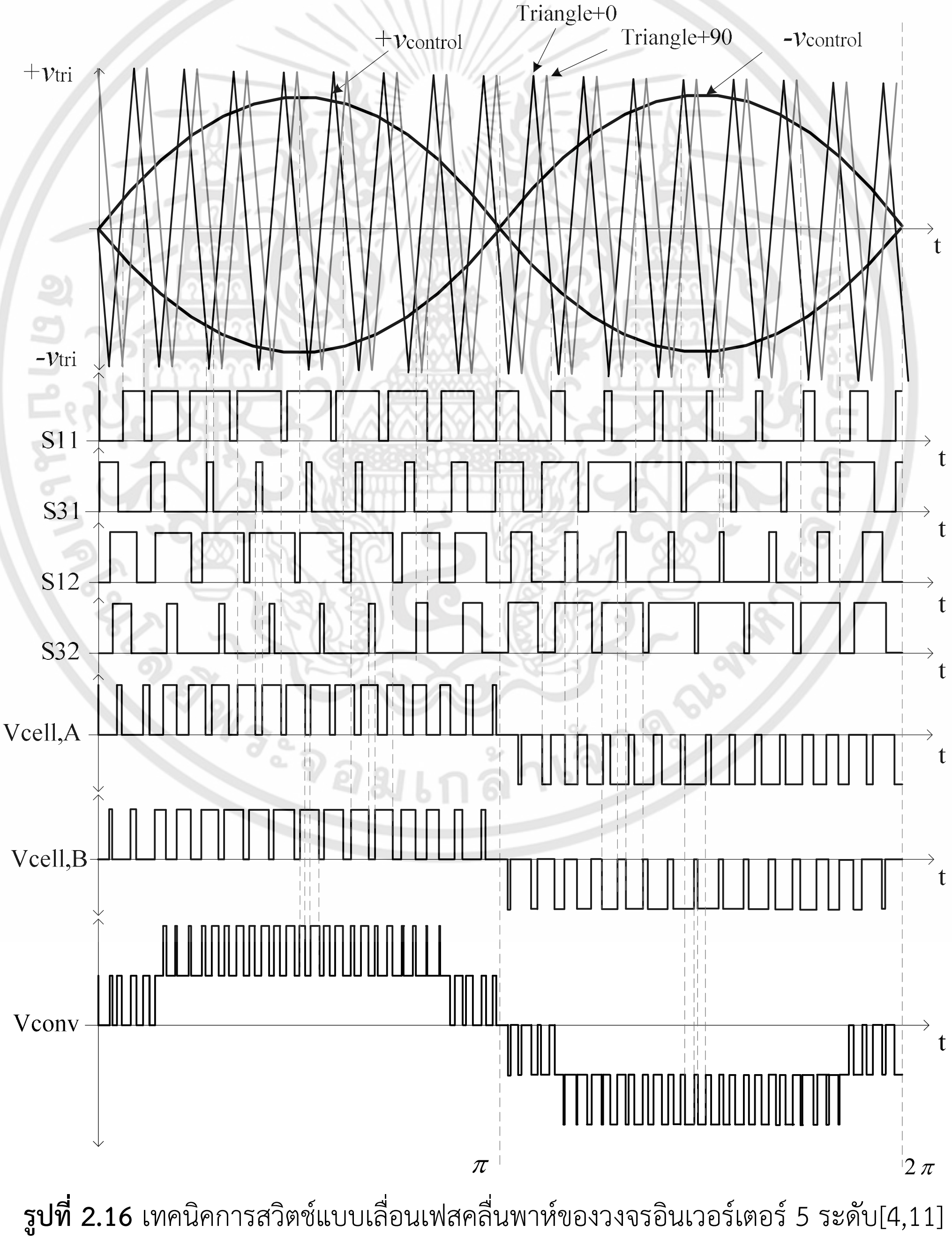


รูปที่ 2.15 เทคนิคการสวิตช์แบบเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3.3 การวิเคราะห์สัญญาณการมอดูเลตเทคนิคการสวิตช์แบบเลื่อนเฟสคลื่นพาห์

ข้อบกพร่องของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบคาสเคด ที่ใช้เทคนิคการสร้างพัลส์แบบ PD, POD และ APOD จะไม่สามารถควบคุมการมอดูเลตแบบแยกอิสระได้ ซึ่งเทคนิคที่นำเสนอนี้ จะสามารถทำการควบคุมดัชนีการมอดูเลตแบบแยกอิสระได้ โดยเป็นการมอดูเลตสัญญาณอาศัยพื้นฐานของเทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์แบบยูนิโพลาร์ โดยมีสัญญาณไซน์อ้างอิงของโมดูลที่ 1 และ 2 ร่วมกัน แต่สัญญาณคลื่นพาห์ สำหรับโมดูลที่ 1 จะมีมุมเริ่มต้นที่ 0 องศา ส่วนในโมดูลที่ 2 จะเลื่อนมุมห่าง 90 องศา ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 เทคนิคการสวิตช์แบบเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ[4,11]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.16 จะพบว่า แรงดันเอาท์พุตของทั้ง 2 โมดูล (Vcell,A และ Vcell,B) มีลักษณะสัญญาณเป็นแบบยูนิโพลาร์ ซึ่งมีค่าความถี่เอาท์พุตของสัญญาณเป็นจำนวน 2 เท่า ของความถี่คลื่นพาห์ จากสมการที่ 2.12

$$f_{SW,Vcell} = 2.f_{\mathrm{conv}} \tag{2.12}$$

เมื่อ

f_{conv} คือ ความถี่เอาท์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคาดเคส 5 ระดับ

$f_{SW,Vcell}$ คือ ความถี่แรงดันเอาท์พุตของเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ใน 1 โมดูล

เมื่อพิจารณาถึงในส่วนขนาดแรงดันไฟฟ้าและความถี่ทางด้านเอาท์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคาดเคส 5 ระดับ แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุต (v_{conv}) จะมีขนาดสูงสุดเป็น 2 เท่าของแรงดันไฟตรงของแต่ละโมดูล จากสมบัติวงจรอนุกรมแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุตของวงจรจะมีค่าผลรวมจากขนาดไฟตรงอินพุตจากโมดูลที่ 1 และ 2 รวมกัน ดังสมการที่ 2.13

$$v_{\mathrm{conv}} = 2.v_{\mathrm{dc}} = v_{\mathrm{dc1}} + v_{\mathrm{dc2}} \tag{2.13}$$

เมื่อ

v_{conv} คือ แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคาดเคส 5 ระดับ

v_{dc} คือ แรงดันไฟตรงอินพุตของอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์ใน 1 โมดูล

แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคาดเคส 5 ระดับ จะมีคาบความถี่ไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุตเป็น 4 เท่าของความถี่คลื่นพาห์ ซึ่งเป็นผลมากจากการรวมของขนาดและความถี่ไฟฟ้าทางด้านเอาท์พพุตของอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์ทั้ง 2 โมดูล ความถี่ไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุตมีค่าเท่ากับสมการที่ 2.14

$$f_{\mathrm{conv}} = 4.f_{\mathrm{Carreis}} = 2.f_{\mathrm{conv,n}} \tag{2.14}$$

เมื่อ

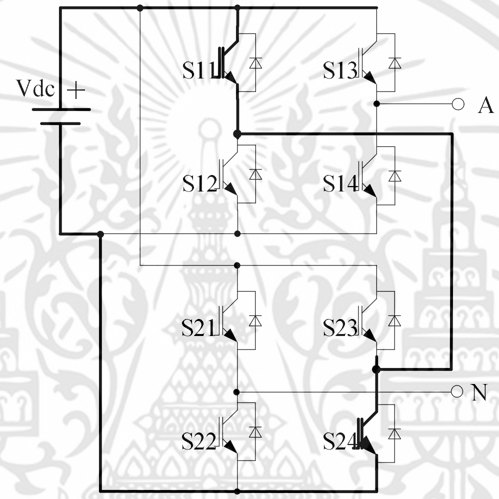
f_{conv} คือ ความถี่เอาท์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคาดเคส 5 ระดับ

$f_{\mathrm{conv,n}}$ คือ ความถี่เอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์ใน 1 โมดูล

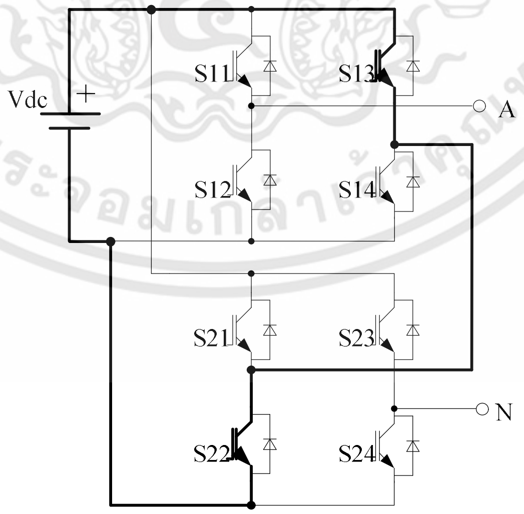
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 การแยกแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

เพื่อหลีกเลี่ยงการลัดวงจรของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง การแยกแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงถูกนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคด ซึ่งในหัวข้อนี้จะอธิบายว่าเหตุใด อินเวอร์เตอร์ชนิดคาสเคดจึงต้องใช้การแยกแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (SDCSs) ในการอธิบายจะแบ่งการต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเป็น 2 กรณี กรณีแรกแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตัวเดียวจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์เอชบริดจ์แต่ละตัวเซลล์ในเฟสเดียวกัน ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.17 (ก) ส่วนในกรณีที่สอง แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตัวเดียวจ่ายให้แต่ละเฟส ดังแสดงในรูปที่ 2.17 (ข)



(ก). การลัดวงจรของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อสวิทช์ S11 และ S24 ทำงานพร้อม



(ข). การลัดวงจรของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อสวิทช์ S13 และ S22 ทำงาน

รูปที่ 2.17 การต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง[1]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีแรกเมื่อต่อแหล่งจ่ายแรงดันฟ้ากระแสตรงดังในรูปที่ 2.17 (ก) จะเกิดการลัดวงจรของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขึ้นเมื่อสวิทช์ S11 และ S24 ทำงานพร้อมกันดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.17 (ก) และเมื่อต่อแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในกรณีที่สอง ที่แสดงในรูป 2.17 (ข) จะเกิดลัดวงจรขึ้นเมื่อสวิทช์ S13 และ S22 ทำงาน

จากกรณีทั้ง 2 กรณี ที่สามารถทำให้เกิดการลัดวงจรในอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคดเมื่อทำการสวิตช์หรือทำงาน ดังนั้น เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาที่มีโอกาสเกิดขึ้นได้ตามข้างต้นที่กล่าวมานั้นในวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคด สำหรับวงจรชนิดนี้จำเป็นต้องมีการออกแบบให้วงจรในแต่ละเซลล์วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับแยกอิสระแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุตออกจากนั้น ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกันกับวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบอื่นๆ การแยกอิสระของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า นับว่าเป็นข้อด้อยของวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคด

ซึ่งในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการศึกษาการส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า ด้วยคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบเซลล์แบตเตอรี่ และเซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกอิสระ จึงสามารถประยุกต์ใช้กับแหล่งพลังงานที่กล่าวข้างต้นนี้เพื่อนำมาแก้ไขข้อด้อยดังกล่าวข้างต้นได้

2.2 การหาผลตอบสนองของระบบควบคุม

2.2.1 ระบบควบคุมผลตอบสนอง

ระบบควบคุมพีไอดี คือการควบคุมสัดส่วนป้อนกลับ เป็นระบบควบคุมรูปแบบหนึ่งที่ใช้ในระบบควบคุมวงรอบปิดหรือระบบควบคุมแบบป้อนกลับ (Closed-Loop Control System) โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อให้ระบบสามารถควบคุมขนาดของตัวแปร ที่ต้องการให้อยู่ในขอบเขตที่ต้องการได้ เพื่อลดความผิดพลาดจากสัญญาณรบกวน เมื่อเกิดการเพิ่มขึ้นของสัดส่วนป้อนกลับการตอบสนองความเร็วจะมีโอเวอร์ชูตเกิดขึ้น ดังนั้น จึงต้องมีการรวมการควบคุมแบบสัดส่วนและการควบคุมแบบปริพันธ์เข้าด้วยกัน เพื่อให้สามารถกำจัดความผิดพลาดสถานะคงตัวได้ แต่ผลตอบสนองอาจจะยังไม่มีความเสถียรภาพมากนัก จึงต้องมีการรวมกับการควบคุมแบบอนุพันธ์ จะสามารถทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 คุณสมบัติของระบบควบคุม

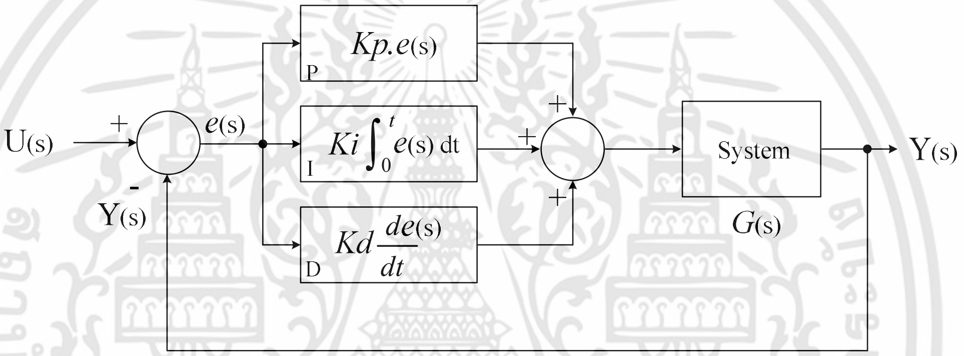
ระบบควบคุมโดยทั่วไป สามารถแบ่งคุณสมบัติของระบบสามารถสรุปรายละเอียดได้ดังนี้

$$K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s + K_P s + K_I}{s} \tag{2.15}$$

เมื่อ K_P ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน

K_I ค่าคงที่ในการอินทิเกรตสัญญาณของตัวควบคุมแบบปริพันธ์

K_D ค่าคงที่ในการดิฟเฟอเรนเชียลสัญญาณของตัวควบคุมแบบอนุพันธ์

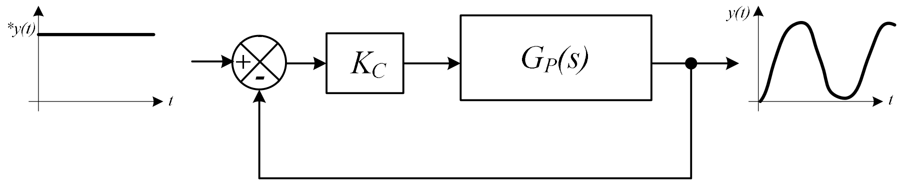


รูปที่ 2.18 ระบบควบคุมวงรอบปิดหรือระบบควบคุมแบบป้อนกลับ[8]

2.2.3 เทคนิคการควบคุมแบบป้อนกลับของ Ziegler-Nichols

Ziegler-Nichols เป็นระเบียบวิธีสำหรับการปรับแต่งตัวแปรของการควบคุมแบบ PID สำหรับกระบวนการทดลองอย่างง่าย ซึ่งมีอยู่ด้วยกันสองวิธี คือ ระเบียบวิธี Ultimate-Sensitivity และ ระเบียบวิธี Transient-Response โดยมีขั้นตอนในการออกแบบมีลำดับ ดังนี้

1. นำ Transfer Function ของระบบมาทดสอบด้วยการ Close-Loop Control ที่มี Feedback Gain = 1 โดยใช้ตัวควบคุมแบบ P-Control



รูปที่ 2.19 ระบบควบคุมแบบป้อนกลับของตัวควบคุมแบบ P, Feedback Gain = 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ป้อน Unit-Step Input แล้วปรับ Gain จนกระทั่งผลตอบสนองเกิดการแกว่ง
3. บันทึกค่า Gain (K_C) และวัดคาบเวลาของการแกว่ง (T) แล้วนำไปใช้เลือกตัวควบคุมที่เหมาะสม ซึ่งจะมี Transfer Function ดังสมการ

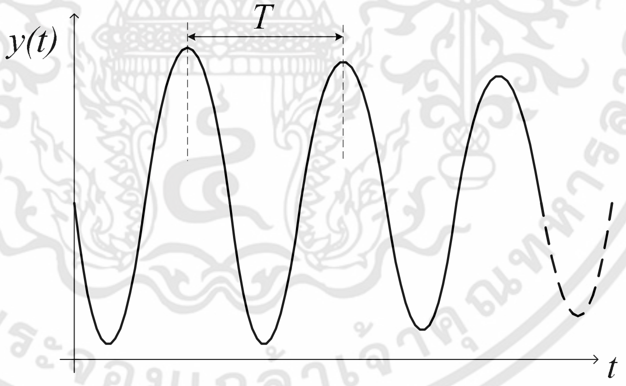
$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s + K_P s + K_I}{s} \tag{2.16}$$

สำหรับการใช้ระเบียบวิธี Ziegler-Nichols โมเดลอย่างง่ายสำหรับการควบคุมการตอบสนองจากระบบ เมื่อระบบเกิดการออสซิลเลต

เมื่อ

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \tag{2.17}$$

$$G_C(s) = K_P\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \tag{2.18}$$



รูปที่ 2.20 สัญญาณเอาท์พุตของระบบควบคุมแบบป้อนกลับ เมื่อเกิดการออสซิลเลต

เมื่อ

$$K_I = \frac{K_P}{T_i} \tag{2.19}$$

$$K_D = K_P T_d \tag{2.20}$$

T คือ ช่วงคาบเวลาการแกว่งของสัญญาณเอาท์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 วิธีการหาผลตอบสนองในโดเมนความถี่

การศึกษาผลตอบสนองในโดเมนความถี่ ลักษณะที่สำคัญของโดเมนความถี่คือ ผลตอบสนองของระบบเมื่อสภาวะคงตัวต่อสัญญาณรูปคลื่นไซนูซอยด์ (Sinusoidal) การหาผลตอบสนองในระบบโดเมนความถี่ส่วนมากมักทำการปรับค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตในย่านหนึ่งๆ แล้วนำผลตอบสนองของระบบต่อช่วงความถี่นั้นมาวิเคราะห์ต่อไป

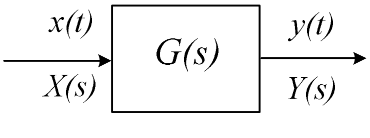
การศึกษาวิธีหาผลตอบสนองในโดเมนความถี่

1. การตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไม่จำเป็นต้องดูตำแหน่งโพลของระบบแบบปิด หรือแก้สมการคุณลักษณะ เพื่อหาตำแหน่งของรากสมการ
2. สามารถตรวจสอบผลตอบสนองต่อระบบความถี่ได้ง่ายและถูกต้อง โดยการป้อนสัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซน์จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ แล้ววัดผลตอบสนองเชิงความถี่
3. ระบบความคุมบางชนิดที่มีความซับซ้อนอาจจะใช้วิธีการตรวจสอบโดยการผลตอบสนองต่อความถี่ เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนรูปคลื่นไซน์
4. การหาผลตอบสนองต่อความถี่สามารถนำมาวิเคราะห์ฟังก์ชันที่ไม่ได้อยู่ในรูปอัตราส่วนได้ เช่น ระบบที่เคลื่อนที่ช้า (Transport Lag)
5. วิธีหาผลตอบสนองต่อความถี่สามารถใช้กับระบบที่มีลักษณะไม่แน่นอน (Uncertainty)
6. การออกแบบและวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อความถี่สามารถใช้กับสามารถใช้กับระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้

2.2.5 ผลตอบสนองทางด้านเอาท์พุตต่อการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซนูซอยด์

คุณลักษณะของผลตอบสนองต่อความถี่ของระบบ สามารถหาได้จากฟังก์ชันถ่ายโอนเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซนูซอยด์ (Sinusoidal Transfer Function) ซึ่งเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนที่สามารถแทนค่า s ด้วย $j\omega$ โดย ω คือ ความเร็วเชิงมุม

พิจารณาระบบควบคุมแบบไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา (Stable linear time - invariant) ดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 ระบบควบคุมที่ไม่แปรเปลี่ยนตามเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปเมื่อสัญญาณอินพุตของระบบ *x(t)* เป็นสัญญาณไซนูซอยด์ สัญญาณทางด้านเอาท์พุตที่สภาวะคงตัวหรือผลตอบสนองของระบบ จะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่เดียวกันกับสัญญาณอินพุต แต่ขนาดและมุมจะต่างกัน

กำหนดให้ สัญญาณอินพุตของระบบ *x(t)* มีค่า $x(t) = x \sin\omega t$ และให้ *G(s)* เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ สามารถเขียนให้อยู่ในอัตราส่วนของโพลิโนเมียล ในเทมอ *s* ได้ดังนี้

$$G_C(s) = \frac{p(s)}{q(s)} = \frac{p(s)}{(s+s_1)(s+s_2)\ldots(s+s_n)} \tag{2.21}$$

จะได้สัญญาณเอาท์พุต *Y(s)* มีค่า

$$\begin{aligned} y(s) &= G(s)X(s) \\ &= \frac{p(s)}{q(s)}X(s) \end{aligned} \tag{2.22}$$

ผลตอบสนองของสัญญาณอินพุตไซนูซอยด์ เมื่อกำหนดให้ค่าเริ่มต้นมีค่าเป็นศูนย์ จะได้

$$\begin{aligned} y(s) &= G(s)X(s) \\ &= G(s)\frac{\omega X}{(s^2+\omega^2)} \end{aligned}$$

แยกเศษส่วนย่อย จะได้

$$= \frac{a}{s+j\omega} + \frac{\bar{a}}{s-j\omega} + \frac{b_1}{s+s_1} + \frac{b_2}{s+s_2} + \ldots + \frac{b_n}{s+s_n} \tag{2.23}$$

โดยที่

a และ b (i = 1, 2, 3,.....n) เป็นค่าคงที่

$\bar{a}$ เป็นค่าเชิงซ้อนสังยุก (Complex Conjugate) ของ a

ค่าคงที่ a และ $\bar{a}$ หาได้โดยใช้ทฤษฎีของ เรซิดูย์ (Residue)

$$\begin{aligned} a &= G(s)\frac{\omega X}{(s^2+\omega^2)}(s+j\omega)\,|\, s=-j\omega \\ &= \frac{XG(-j\omega)}{2j} \end{aligned} \tag{2.24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\bar{a} = G(s)\frac{\omega X}{(s^2+\omega^2)}(s-j\omega)\,|\,s=-j\omega \tag{2.25}$$

$$= \frac{XG(j\omega)}{2j}$$

ค่าของ $G(j\omega)$ สามารถเขียนให้อยู่ในรูป

$$G(j\omega) = |G(j\omega)|e^{-j\phi v}\angle G(j\omega) \tag{2.26}$$

หรือ

$$G(j\omega) = \tan^{-1}\left[\frac{\operatorname{Im} < G(j\omega)}{\operatorname{Re} < G(j\omega)}\right]$$

โดย $|G(j\omega)|$ คือขนาดของ $G(j\omega)$

และ $\angle G(j\omega)$ คือ มุมต่างเฟสของ $G(j\omega)$

ในทำนองเดียวกัน เราสามารถหาค่า $G(-j\omega)$ ได้จากสมการ

$$G(-j\omega) = |G(-j\omega)|e^{-j\phi v} \tag{2.27}$$

$$= |G(j\omega)|e^{-j\phi v}$$

แทนค่าของ a, $\bar{a}$, $G(j\omega)$ และ $G(-j\omega)$ จะได้

$$y_{ss}(t) = X|G(j\omega)|\frac{e^{j(\omega t)+\phi} - e^{-j(\omega t)+\phi}}{2j} \tag{2.28}$$

$$= X|G(j\omega)|\sin(\omega t+\phi)$$

$$= Y\sin(\omega t+\phi)$$

โดยที่ $Y = X|G(j\omega)|$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

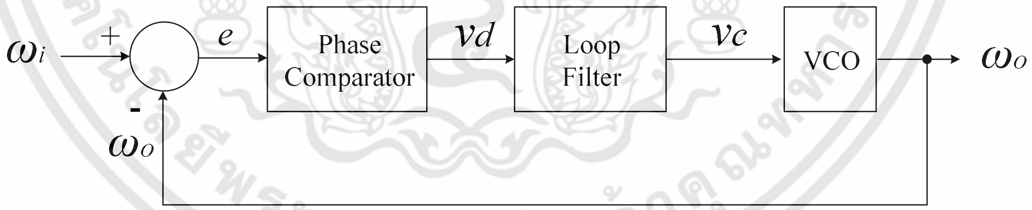
พิจารณาระบบควบคุมเชิงเส้นแบบไม่แปรเปลี่ยนตามเวลาที่สภาวะของระบบมีเสถียรภาพ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตรูปคลื่นไซนูซอยด์ จะได้สัญญาณเอาท์พุตเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่เดียวกัน แต่ค่าขนาดและมุมจะเปลี่ยนไป โดยขนาดของเอาท์พุตเท่ากับขนาดของสัญญาณอินพุต $X|G(j\omega)|$

2.3 เฟสล็อกลูป

หลักการของเฟสล็อกลูปในการนำมาใช้ในงานวิจัยนี้ เพื่อควบคุมมุมเฟสของสัญญาณไซน์อ้างอิงในระบบควบคุมให้ตรงตามมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่าย ที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ไม่คงที่ตลอดเวลา โครงสร้างของเฟสล็อกลูปในระบบป้อนกลับ โดยมีตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่ (Voltage Controlled Oscillator: VCO) ทำหน้าที่ปรับความถี่ให้เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณอ้างอิง โดยองค์ประกอบสำคัญของเฟสล็อกลูปประกอบไปด้วย 3 ส่วน ได้แก่

1. เฟสคอมพาราเตอร์ (Phase Comparator)
2. ตัวกรองความถี่ (Loop Filter)
3. ตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่ (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

ซึ่งสามารถแสดงโครงสร้างของเฟสล็อกลูป จากองค์ประกอบทั้ง 3 ส่วน ได้ในรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 องค์ประกอบสำคัญของเฟสล็อกลูป[8]

เมื่อ

ω_i คือ ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณอินพุตอ้างอิง

v_d คือ สัญญาณเอาท์พุตของเฟสคอมพาราเตอร์

v_c คือ สัญญาณเอาท์พุตของลูปฟิลเตอร์

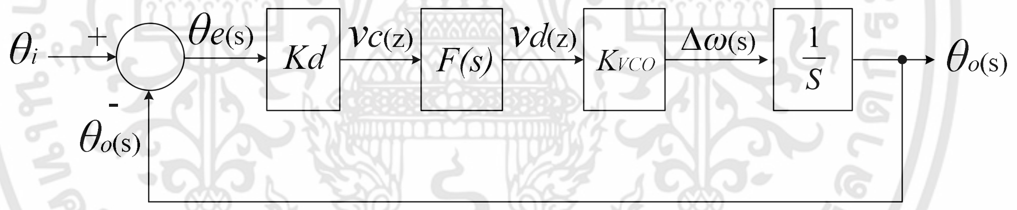
ω_o คือ ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเอาท์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทำงานของเฟสล็อกลูปเมื่อมีความถี่อินพุตอ้างอิงถูกป้อนให้กับเฟสคอมพาราเตอร์ ซึ่งเป็นส่วนเปรียบเทียบสัญญาณความเร็วอินพุตอ้างอิงกับสัญญาณป้อนกลับทางด้านเอาท์พุต สัญญาณเอาท์พุตที่ได้จากเฟสคอมพาราเตอร์ จะเป็นสัญญาณแรงดันที่เป็นสัดส่วนจากความต่างสัญญาณเฟสทั้งสอง สัญญาณนี้จะถูกป้อนให้กับลูปฟิลเตอร์ โดยทำหน้าที่กำจักความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป ซึ่งเอาท์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณไฟตรงที่ป้อนให้กับตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่ (VCO) เพื่อทำหน้าที่ปรับความถี่ให้เหมาะสม

ในขณะที่วงจรอยู่ในสภาวะล็อกความถี่เชิงมุมด้านเอาท์พุต เอาท์พุตของตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่จะมีค่าความเร็วเชิงมุมเท่ากับอินพุต

ในสภาวะที่เฟสไม่ตรงกัน แรงดันเอาท์พุตของเฟสคอมพาราเตอร์จะมีค่าสูงขึ้นตาม ตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่จะปรับตัวสูงขึ้นตาม จนทำให้ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสองลดลงจนเข้าสู่สภาวะล็อกความถี่หรือมีค่าเป็นศูนย์ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกลูปสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกลูป

เมื่อ

$\theta_{i}(s)$ คือ ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณอินพุตอ้างอิง

$\theta_{o}(s)$ คือ ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเอาท์พุต

$\theta_{e}(s)$ คือ ค่าความต่างเฟสระหว่างความเร็วเชิงมุมของสัญญาณอินพุตอ้างอิงกับความเร็วเชิงมุมของสัญญาณเอาท์พุต

$K_{d(s)}$ คือ อัตราส่วนขยายของเฟสคอมพาราเตอร์ หน่วย V/red

$K_{o(s)}$ คือ อัตราส่วนขยายของตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่ หน่วย red

$F_{(s)}$ คือ ฟังก์ชั่นถ่ายโอนของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเอาท์พุตของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน จะควบคุมความเร็วเชิงมุมเอาท์พุตของตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่ ซึ่งทำให้ความเร็วเชิงมุมมีการเปลี่ยนแปลงไปจากความถี่กลาง

$$\Delta\omega(s) = Ko.Vc(s) \tag{2.29}$$

$\Delta\omega(s)$ คือ ผลรวมการเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วเชิงมุมของของตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่

โดยที่ $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

จากสมการที่ (2.29) เมื่อ $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ นำมาเขียนสมการใหม่ จะได้เท่ากับ

$$\frac{d\theta}{dt} = Ko.Vc(s) \tag{2.30}$$

แปลงลาปาซในสมการที่ (2.30) จะเป็น

$$\theta o(s) = \frac{Ko.Vc(s)}{s} \tag{2.31}$$

ดังนั้น สัญญาณเอาท์พุตของตัวควบคุมแรงดันเชิงความถี่ จะเป็นสัดส่วนกับการอินทิเกรตสัญญาณอินพุต จากบล็อกไดอะแกรมและจากสมการที่ (2.31) สามารถหาระบบควมคุมป้อนกลับแบบลูปปิดของเฟสล็อกลูป ได้เป็น

$$\frac{\theta o(s)}{\theta i(s)} = \frac{Kd.Ko.F(s)}{s + Kd.Ko.F(s)} \tag{2.32}$$

2.4 การแปลงแกนระบบไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว

ในการศึกษาเรื่องของระบบไฟฟ้าได้มีการนำเอาสมการทางคณิตศาสตร์มาใช้ในการแก้ปัญหาของสมการทางไฟฟ้าที่ซับซ้อนและพารามิเตอร์ที่มีอยู่มาก และยังเปลี่ยนแปลงตามค่าเวลา จึงมีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ทฤษฏีการแปลงทางคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวข้องกับระบบไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งเป็นสมการเมตริกซ์ทำการแปลงเฟสสัญญาณไฟสลับเป็นไฟตรง เพื่อลดความยุ่งยากในการคำนวณ ซึ่งเทคนิคทางคณิตศาสตร์สามารถอธิบายได้ดังข้อต่อไปนี้

2.4.1 การแปลงแกนของ Clark's Transformation

เป็นการแปลงสมการทางไฟฟ้าตามแนวแกนไฟฟ้า 3 เฟส ได้แก่ A, B และ C ให้เป็นแกนไฟฟ้า 2 เฟส ในตัวแปร α และ β โดยมีสมการความสัมพันธ์ในรูปกระแสไฟฟ้า เป็นตามสมการที่ (2.33)[24-29]

$$I\alpha = \frac{2}{3}i_A - \frac{1}{3}(i_B - i_C) \tag{2.33}$$

$$I\beta = \frac{2}{\sqrt{3}}(i_B - i_C) \tag{2.34}$$

เมื่อ

i_A, i_B, i_C คือ กระแสไฟฟ้าสามเฟสอ้างอิง

$I\alpha$ คือ กระแสไฟฟ้ารอบอ้างอิงหมุนแกนอัลฟ่า

$I\beta$ คือ กระแสไฟฟ้ารอบอ้างอิงหมุนแกนเบต้า

เมื่อพิจารณากระแสไฟฟ้ารอบอ้างอิงหมุนแกนอัลฟ่า มีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าเฟส A และผลรวมของกระแสในลูปวงจรปิดจากสมการกระแสของเคอร์ชอฟฟ์มีผลรวมเท่ากันศูนย์

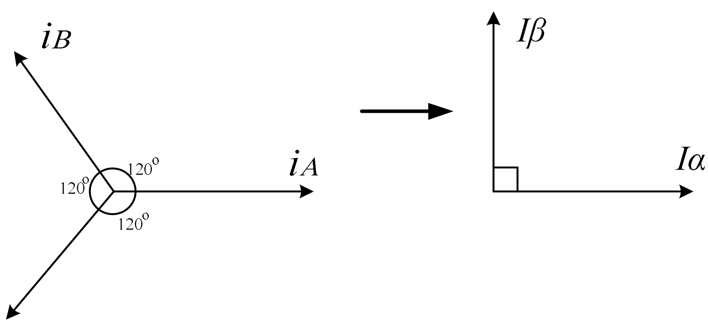
$$i_A + i_B + i_C = 0$$

กระแสไฟฟ้ารอบแกนหมุน สามารถหาได้จากสมการที่ (2.35) และแสดงรูปแบบการแปลงในสมการของ Clark's Transformation ได้ดังรูปที่ 2.24

$$I\alpha = i_A \tag{2.35}$$

$$I\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_A + 2i_B) \tag{2.36}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก. มุมเฟสในระบบกระแสไฟฟ้า 3 เฟส ข. กระแสไฟฟ้ารอบแกนหมุนอ้างอิง 2 เฟส

รูปที่ 2.24 การแปลงแกนของ Clark’s Transformation

2.4.2 การแปลงแกนของ Park’s Transformation

เป็นการแปลงสมการทางไฟฟ้าตามแนวแกนไฟฟ้า 2 เฟส คือ α และ β จากการแปลงแกนของ Clark’s Transformation ให้เป็นขนาดแรงดันไฟตรงที่ประกอบในตัวแปรดี d และคิว q โดยขนาดแกนดีจะมีแอมพลิจูดเท่ากับค่ายอดของสัญญาณตามแนวแกน 2 เฟส และขนาดแกนคิว จะเป็นค่าความสัมพันธ์ของมุมต่างเฟสระหว่างแกนอ้างอิงหมุนกับมุมเฟสของระบบโครงข่ายอ้างอิง มีสมการความสัมพันธ์ในรูปกระแสไฟฟ้า เป็นตามสมการที่ (2.37)

$$Id = I\alpha\cos\theta + I\beta\sin\theta \tag{2.37}$$

$$Iq = I\beta\cos\theta - I\alpha\sin\theta \tag{2.38}$$

เมื่อ

$I\alpha$ คือ กระแสไฟฟ้ารอบอ้างอิงหมุนแกนอัลฟ่า

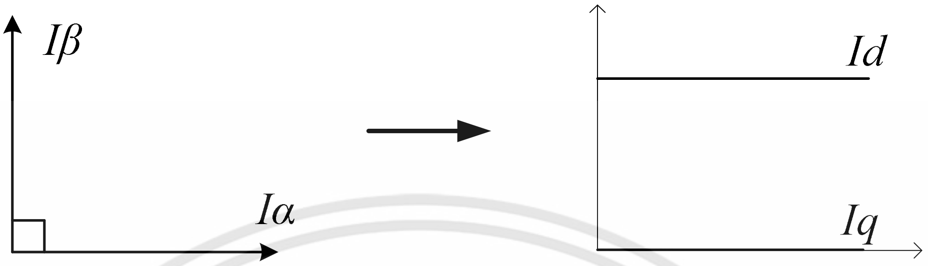
$I\beta$ คือ กระแสไฟฟ้ารอบอ้างอิงหมุนแกนเบต้า

Id คือ ขนาดไฟตรงของกระแสไฟฟ้ารอบแกนหมุนบนแกนดี

Iq คือ ขนาดไฟตรงของกระแสไฟฟ้ารอบแกนหมุนบนแกนคิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้ารอบแกนหมุน 2 เฟส จากสมการที่ (2.37) และ (2.38) เอาท์พุตที่ได้ของระบบแกนแบบ Park’s Transformation จะเป็นสัญญาณไฟตรง ดังแสดงในรูปที่ 2.25

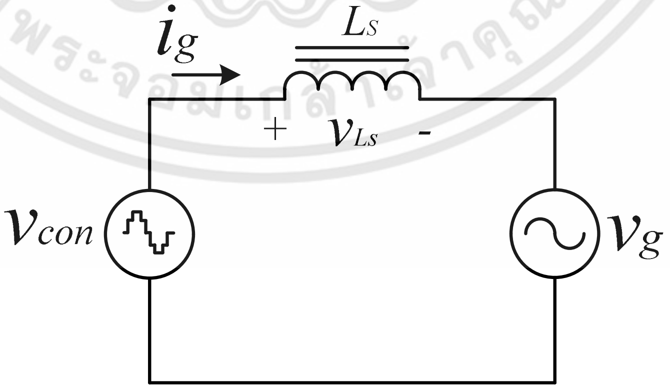


ก. กระแสไฟฟ้ารอบแกนหมุนอ้างอิง 2 เฟส ข. ขนาดไฟตรงของกระแสไฟฟ้ารอบแกนหมุน

รูปที่ 2.25 การแปลงแกนของ Park’s Transformation [24-29]

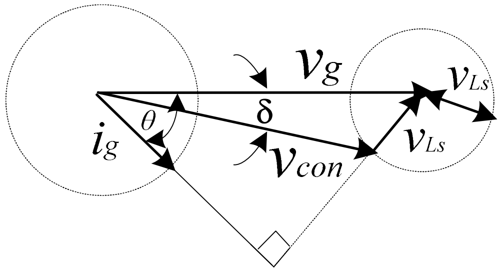
2.5 การวิเคราะห์ระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายการไฟฟ้า

อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส สามารถเขียนวงจรสมมูลและเฟสเซอร์ไดอะแกรมของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากอินเวอร์เตอร์คืนสู่ระบบโครงข่าย ได้ดังรูปที่ 2.26

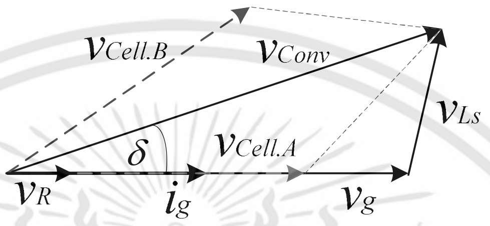


(ก) วงจรสมมูลของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์คืนสู่ระบบโครงข่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า



(ค) เฟสเซอร์ไดอะแกรมในโหมดกลับเฟสซึ่งค่าตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง

รูปที่ 2.26 การส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างโครงข่ายไฟฟ้า

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.26 (ก) พิจารณาด้วยทฤษฎีกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์สามารถเขียนสมการแรงดันของโครงข่ายไฟฟ้าได้ดังสมการที่ (2.39) และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำระหว่างโครงข่ายไฟฟ้าและคอนเวอร์เตอร์ได้ดังสมการที่ (2.40)

$$v_g = v_{conv} + v_{Ls} \tag{2.39}$$

เมื่อ

v_g คือ แรงดันไฟฟ้าของระบบโครงข่ายไฟฟ้า

v_{conv} คือ แรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ

v_{Ls} คือ แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยง

$$v_{Ls} = Ls.\frac{di_g}{dt} \tag{2.40}$$

จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า ในรูปที่ 2.26 (ข.) สามารถคำนวณได้จากสมการเป็น

$$v_{Ls}\cos\theta = \omega L_s i_g \cos\theta = v_{conv}\sin\delta \tag{2.41}$$

$$v_{Ls}\sin\theta = \omega L_s i_g \sin\theta = v_{conv}\cos\delta \tag{2.42}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (2.43) และ (2.44) เป็นสมการหาค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าในระบบได้เป็น

$$P = v_s i_g \cos\theta = \frac{v_g^2}{\omega L_s}\left(\frac{v_{conv}}{v_s}\sin\delta\right) \tag{2.43}$$

$$Q = v_s i_g \sin\theta = \frac{v_g^2}{\omega L_s}\left(1 - \frac{v_{conv}}{v_s}\cos\delta\right) \tag{2.44}$$

กระแสฟันดาเมนทอลของระบบโครงข่ายการไฟฟ้า เท่ากับ

$$i_g = \frac{v_g - v_{conv}}{j\omega L_s} \tag{2.45}$$

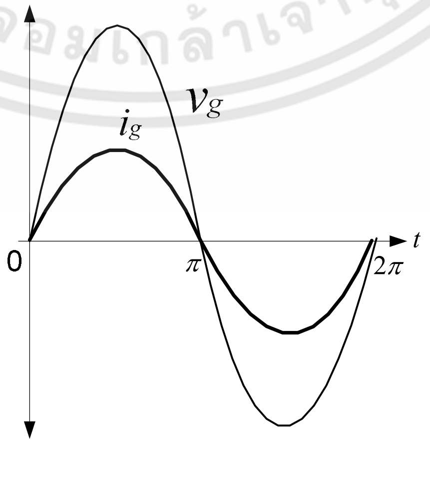
เมื่อ

L_s คือ ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อระหว่างอินเวอร์เตอร์และระบบโครงข่ายไฟฟ้า

v_g คือ แรงดันไฟฟ้าของระบบโครงข่ายไฟฟ้า

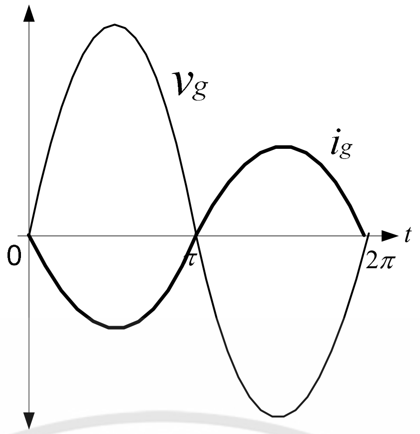
v_{conv} คือ แรงดันไฟฟ้าของระบบอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ

สามารถเขียนรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสของโครงข่ายการไฟฟ้า สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ใน 2 โหมดการทำงาน ได้เป็นโหมดเรียงกระแส (Rectifier mode) เฟสแรงดันไฟฟ้าและกระแสของโครงข่ายการไฟฟ้าตรงกัน (In-phase) และโหมดอินเวอร์เตอร์ (Inverter mode) เฟสแรงดันไฟฟ้าและกระแสของโครงข่ายการไฟฟ้าตรงข้ามกัน (Out-of phase) แสดงได้ดังรูปที่ 2.27 และ 2.28 ตามลำดับ ในสภาวะไม่มีการส่งถ่ายกำลังเสมือน



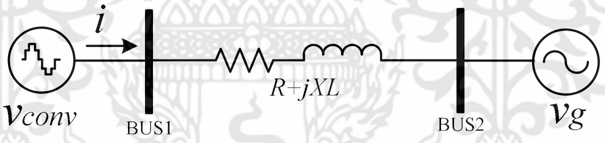
รูปที่ 2.27 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของโครงข่ายในโหมดการทำงานเรียงกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของโครงข่ายในโหมดอินเวอร์เตอร์

ในการวิเคราะห์ทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้า โดยที่มีทิศทางการไหลของกระแสและกำลังไฟฟ้าตามรูปที่ 2.29 ซึ่งแสดงรูปแบบวงจรวันไลน์ไดอะแกรมแทนระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัส 1 และบัส 2 และมีค่าอิมพิแดนซ์ของสายส่งแทนด้วย *Z=R+jX* ต่ออยู่ระหว่างบัสทั้งสอง



รูปที่ 2.29 ระบบการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างบัส 1 และบัส 2

สมการในการวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าในระบบดังนี้

กำลังไฟฟ้าจากบัส 1 ไปบัส 2

$$v_{conv}(i) = S_{BUS12} = P_{BUS12} + jQ_{BUS12} \tag{2.46}$$

กำลังไฟฟ้าจากบัส 2 ไปบัส 1

$$v_s(i) = S_{BUS21} = P_{BUS21}1 + jQ_{BUS21} \tag{2.47}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น กระแสที่ในระบบมีค่าเท่ากับ

$$i = \frac{v_{con} - v_g}{Z} \tag{2.48}$$

เมื่อ

S_{BUS12} คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่บัส 1 ไปบัส 2
P_{BUS12} คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่บัส 1 ไปบัส 2
jQ_{BUS12} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่บัส 1 ไปบัส 2
S_{BUS21} คือ กำลังไฟฟ้าปรากฏที่บัส 2 ไปบัส 1
P_{BUS21} คือ กำลังไฟฟ้าจริงที่บัส 2 ไปบัส 1
jQ_{BUS21} คือ กำลังไฟฟ้าเสมือนที่บัส 2 ไปบัส 1
Z คือ ค่าอิมพิแดนซ์ในระบบสายส่ง
v_{conv} , v_s คือ แรงดันที่คอนเวอร์เตอร์และแรงดันที่ระบบโครงข่ายการไฟฟ้า
δ คือ มุมกำลังไฟฟ้า (Power Angle)

กำลังไฟฟ้าจริงในระบบบัส 1 ไปบัส 2

$$P_{BUS12} = \frac{|v_{conv}| - |v_g| \sin\delta}{X} \tag{2.49}$$

กำลังไฟฟ้าเสมือนในระบบบัส 1 ไปบัส 2

$$Q_{BUS12} = \frac{1}{X}\left(|v_{conv}|^2 - |v_{conv}| - |v_g| \cos\delta\right) \tag{2.50}$$

กำลังไฟฟ้าจริงในระบบบัส 2 ไปบัส 1

$$P_{BUS21} = \frac{|v_{conv}| - |v_g| \sin\delta}{X} - P_{BUS21} \tag{2.51}$$

กำลังไฟฟ้าเสมือนในระบบบัส 2 ไปบัส 1

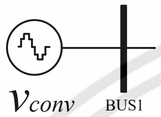
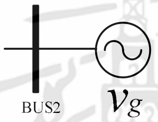
$$Q_{BUS12} = \frac{1}{X}\left(|v_g|^2 - |v_{conv}| - |v_g| \cos\delta\right) \tag{2.52}$$

เมื่อพิจารณาจากสมการกำลังไฟฟ้าในระบบ จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าที่แปรตามมุมกำลัง (Power Angle; δ) โดยการคงที่ของแรงดันไฟฟ้าที่บัสทั้งสองและปรับมุมกำลังตั้งแต่มุม 0 ถึง 180

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องศา เพื่อจะทำให้กำลังไฟฟ้าไหลจากบัส 1 ไปบัส 2 โดยกำลังไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ เมื่อมุมกำลังมีค่ามากกว่า 90 องศา

ตารางที่ 2.4 หลักการในการพิจารณาทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าในระบบ

วงจร	ทิศทางของกำลังไฟฟ้า
วงจรคอนเวอร์เตอร์ 	P ทิศทางเป็น (+) : จ่ายกำลังไฟฟ้าจริง Q ทิศทางเป็น (+) : จ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือน
ระบบโครงข่ายการไฟฟ้า 	P ทิศทางเป็น (-) : รับกำลังไฟฟ้าจริง Q ทิศทางเป็น (-) : รับกำลังไฟฟ้าเสมือน

การควบคุมกำลังไฟฟ้าจากรูปที่ 2.29 เมื่อแรงดันจากคอนเวอร์เตอร์ที่บัส 1 กำลังไฟฟ้าเริ่มต้นขึ้นจะแปรผันไปตามมุมกำลัง กล่าวคือ เมื่อมุมกำลังเป็นบวกหรือมุมเฟสแรงดันของคอนเวอร์เตอร์ล้าหลังเฟสแรงดันของระบบกริดการไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าจะไหลในทิศทางจากระบบโครงข่ายการไฟฟ้าไปสู่คอนเวอร์เตอร์ ในทิศทางกลับกัน เมื่อมุมกำลังมีทิศทางเป็นลบหรือมุมเฟสแรงดันของคอนเวอร์เตอร์นำหน้าแรงดันของระบบโครงข่ายการไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าจะไหลในทิศทางจากคอนเวอร์เตอร์เข้าไปสู่ระบบโครงข่ายการไฟฟ้า ซึ่งอาจจะก่อให้ค่ามุมของแรงดันและกระแสเกิดการเลื่อนออกจากศูนย์ทำให้มีค่าตัวประกอบกำลังที่เคลื่อนออกไปจาก 1 ซึ่งส่งผลต่อประสิทธิภาพให้ลดลงในการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า

2.6 ความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ในระบบไฟฟ้ากำลัง

2.6.1 นิยามของความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์

ฮาร์มอนิกส์ คือ สัญญาณรูปคลื่นไซน์ของกระแสหรือแรงดัน ที่มีจำนวนความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) แทรกแซงรวมอยู่ในความถี่ของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าที่ 50 เฮิริซ์ต ยกตัวอย่าง ในความถี่ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 3 มีความถี่ขนาด 150 เฮิริซ์ต และที่ความฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 จะมีความถี่ขนาด 250 เฮิริซ์ต ซึ่งดังกล่าวจะรวมอยู่ในช่วงความถี่ไฟฟ้าของระบบ

ผลของฮาร์มอนิกส์เมื่อรวมกับความถี่มูลฐานด้วยทางขนาด (Amplitude) และมุมเฟส (Phase Angle) แล้วทำให้สัญญาณที่เกิดขึ้นมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปและสัญญาณเกิดการผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ซึ่งการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกส์นั้น จะมีหลักการพิจารณาสัญญาณที่เกิดจากโหลดไม่เชิงเส้น โดยใช้ทฤษฎีของฟูเรียร์ในการระบองค์ประกอบและขนาดของฮาร์มอนิกส์ ดังแสดงในสมการที่

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty}\left(a_n \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi nt}{T}\right)\right) \tag{2.53}$$

เมื่อ

a_0 คือ ค่าเฉลี่ยของ $x(t)$

a_n คือ สมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ลำดับที่ 1

b_n คือ สมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ลำดับที่ 2

n คือ เลขจำนวนเต็มที่ลำดับใดๆ

T คือ คาบเวลาของสัญญาณ $x(t)$

จากสมการที่ 2.35 สามารถหาค่าขนาดและมุมเฟส ได้ดังสมการที่ 2.54 และ 2.55 ตามลำดับ

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \tag{2.54}$$

$$\phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \tag{2.55}$$

เมื่อ

A_n คือ ขนาดของสัญญาณ

ϕ_n คือ มุมเฟสของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 ความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์

ความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ คือ การเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นทางไฟฟ้าไปจากรูปคลื่นไซน์ ที่เกิดจากการรวมกันของค่าความถี่มูลฐานและค่าความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่องค์ประกอบต่างๆ เข้าด้วยกัน ซึ่งจะได้สัญญาณที่เกิดจากผลรวมขึ้นมาใหม่ ที่มีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณเดิม

2.7.2.1 การวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวม

ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ (Total Harmonic Distortion; THD) คือค่าอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลรวมกำลังสองของค่าส่วนประกอบฮาร์มอนิกส์แบบอาร์เอ็มเอส กับค่าส่วนประกอบความถี่หลักมูลแบบอาร์เอ็มเอส เทียบเป็นร้อยละ ได้ดังสมการที่ 2.38

$$THD = \frac{RMS \quad sum \quad of\ all\ Harmonic}{Fundamental \quad Frequancy}$$

ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์รวม (Total Harmonic Current Distortion; THDi) ดังสมการ

$$THD_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{h(rms)}^2}}{I_{1(rms)}} \times 100 \tag{2.56}$$

เมื่อ

$I_{h(rms)}^2$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสฮาร์มอนิกส์

$I_{1(rms)}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสที่ความถี่หลักมูล

ค่าความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกส์รวม (Total Harmonic Voltage Distortion; THDv) ดังสมการ

$$THD_v(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{h(rms)}^2}}{V_{1(rms)}} \times 100 \tag{2.57}$$

เมื่อ

$V_{h(rms)}^2$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันฮาร์มอนิกส์

$V_{1(rms)}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันที่ความถี่หลักมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 ผลกระทบจากกระแสฮาร์มอนิกส์ที่มีผลต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า

ปัญหาสัญญาณฮาร์มอนิกส์ที่ทำให้เกิดผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า สามารถแบ่งออกเป็น 2 กรณี ได้แก่

- ทำให้อุปกรณ์ในระบบมีการทำงานผิดพลาด ด้วยผลของค่าแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกส์ที่มีขนาดผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นสัญญาณไซน์
- ทำให้อุปกรณ์ในระบบไฟฟ้ามีอายุการใช้งานน้อยลงหรือเกิดการชำรุดเสียหาย เนื่องจากมีค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันหรือกระแสสูงขึ้นที่เกิดจากค่าฮาร์มอนิกส์ หรือมีการขยายของแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกส์ที่เกิดจากฮาร์มอนิกส์เรโซแนนซ์

ปัญหาฮาร์มอนิกส์ที่ส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้าดังนี้

1. ผลของฮาร์มอนิกส์รีโซแนนซ์ เกิดขึ้นในกรณีที่ความถี่รีโซแนนซ์ของระบบโครงข่ายการไฟฟ้าตรงกันกับความถี่ฮาร์มอนิกส์ ทำให้เกิดการขยายขนาดแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกส์ เป็นผลทำให้อุปกรณ์ได้รับความเสียหาย เนื่องจากได้รับขนาดแรงดันและกระแสเกินพิกัด

2. ผลของกระแสฮาร์มอนิกส์ที่ไหลอยู่ในระบบจำหน่ายและสายส่ง ทำให้เกิดค่ากำลังสูญเสียมากขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพการส่งจ่ายลดลง เนื่องจากกระแสฮาร์มอนิกส์ทให้ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสและความต้านทานของสายสูงขึ้น

3. ผลของฮาร์มอนิกส์ Triplen (ฮาร์มอนิกส์ในลำดับ 3, 6, 9.....) จัดอยู่ในกลุ่มที่มีลำดับเป็นศูนย์ (Zero-Sequence) ในระบบ 3 เฟส 4 สาย ฮาร์มอนิกส์กลุ่มนี้จะไหลรวมกันอยู่ในสายนิวตรอน ซึ่งอาจจะทำให้สายนิวตรอนและหม้อแปลงเสียหายได้ หากไม่มีการออกแบบเอาไว้รองรับ

4. ผลของกระแสฮาร์มอนิกส์ทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขณะที่มีโหลด และกำลังไฟฟ้าสูญเสียแบบสเตรย์ฟลั๊กซ์ (Stray Flux Loss) ของหม้อแปลงไฟฟ้ามีค่าเพิ่มมากขึ้นและทำให้ประสิทธิภาพในการรับโหลดของหม้อแปลงไฟฟ้าลดลงไป (Rerating) ผลของแรงดันฮาร์มอนิกส์ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียกระแสไหลวน (Eddy Current) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียแบบฮีตเตอรีซีส (Hysteresis Loss) เพิ่มมากขึ้น

5. ผลของกระแสฮาร์มอนิกส์ทำให้เกิดค่าความร้อนและความเครียดไดอิเล็กตริกของตัวเก็บประจุ (Dielectric Stress) และอาจจะทำให้ฟิวส์ของตัวตัวเก็บประจุขาดง่ายกว่าการใช้งานปกติ ผลของแรงดันฮาร์มอนิกส์ทำให้เกิดค่าความสูญเสียในตัวเก็บประจุ และผลจากสภาวะรีโซแนนซ์ที่ตัวเก็บประจุทำให้เกิดการขยายตัวของแรงดันฮาร์มอนิกส์ขนาดใหญ่ ดังนั้น เพื่อความปลอดภัยในการใช้งานตัวเก็บประจุต้องสามารถทนต่อการขยายของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิกส์ ตัวเก็บประจุที่ออกแบบส้รางจากผู้ผลิตได้กำหนดตามมารตฐาน IEEE Std.18-1992

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ผลของกระแสฮาร์มอนิกส์ทำให้เกิดความร้อนในตัวฟิวส์เพิ่มมากขึ้น ทำให้ลักษณะเวลาของกระแสของฟิวส์เปลี่ยนแปลงไป กรณีที่มีฟอล์ตระดับต่ำเกิดขึ้นฟิวส์จะขาดก่อนเวลาที่กราฟกำหนด หรือในกรณีที่ฟิวส์ขาดโดยไม่ทราบสาเหตุ อาจจะเกิดมาจากฮาร์มอนิกส์ในกรณีที่สภาวะของรีโซแนนซ์เช่นกัน

7. ผลของฮาร์มอนิกส์ทำให้เกิดการทำงานของรีเลย์เกิดการผิดพลาด ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของรีเลย์ชนิดนั้นๆ การทำงานของรีเลย์แบบ Electromagnetic ขึ้นอยู่กับกระแสและแรงดันอาร์เอ็มเอส ส่วนการทำงานของรีเลย์แบบ Digital ขึ้นอยู่กับค่ายอดของคลื่นจากการ sampling และตรวจค่า Zero-Crossing ค่ากระแสและแรงดันที่ศูนย์ สามารถทำให้รีเลย์ทำงานผิดพลาดได้ ดังนี้

- ทำให้รีเลย์ระยะทาง (Distance Relay) เกิดการทำงานที่ผิดพลาด ด้วยผลของกระแสฮาร์มอนิกส์ที่ทำให้อิมพิแดนซ์เพิ่มขึ้น ต่างจากค่าอิมพิแดนซ์ที่ตั้งไว้ตามความถี่มูลหลัก
- ทำให้รีเลย์สถิตแบบความถี่ต่ำ (Static Under frequency Relay) มีความไวกว่าปกติ ซึ่งอาจจะก่อให้เกิดการทริปของรีเลย์ที่ผิดพลาด
- ทำให้รีเลย์กระแสและแรงดันเกิน (Over Current and Over Voltage Relay) ทำงานผิดพลาดไปจากค่าที่ตั้งไว้ เนื่องจากขนาดรวมกันของกระแสและแรงดันฮาร์มอนิกส์
- ความเร็วในการทำงานรีเลย์ชนิดผลต่าง (Differential Relay) ทำงานที่ช้าลง

8. ผลกระทบของฮาร์มอนิกส์มีส่วนกระทบทำให้ความสามารถในการตัดกระแสของอุปกรณ์สวิตช์เกียร์ คือทำให้ขนาดของอัตราส่วนกระแสเทียบกับเวลา di/dt มีค่าสูงขณะที่กระแสเป็นศูนย์ ส่งผลให้เบรกเกอร์ไม่สามารถตัดกระแสไฟฟ้าได้ เมื่อมีกระแสฮาร์มอนิกส์ ซึ่งอาจจะทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต่อพ่วงเกิดความเสียหายได้

9. ผลของฮาร์มอนิกส์มีผลทำให้วัตต์มิเตอร์ไฟฟ้า (Watt-Hour meter) เกิดการทำงานที่ผิดพลาดที่จานหมุนเหนี่ยวนำ เนื่องจากการทำงานปกติของมิเตอร์ดังกล่าว จะทำงานที่ความถี่มูลฐาน

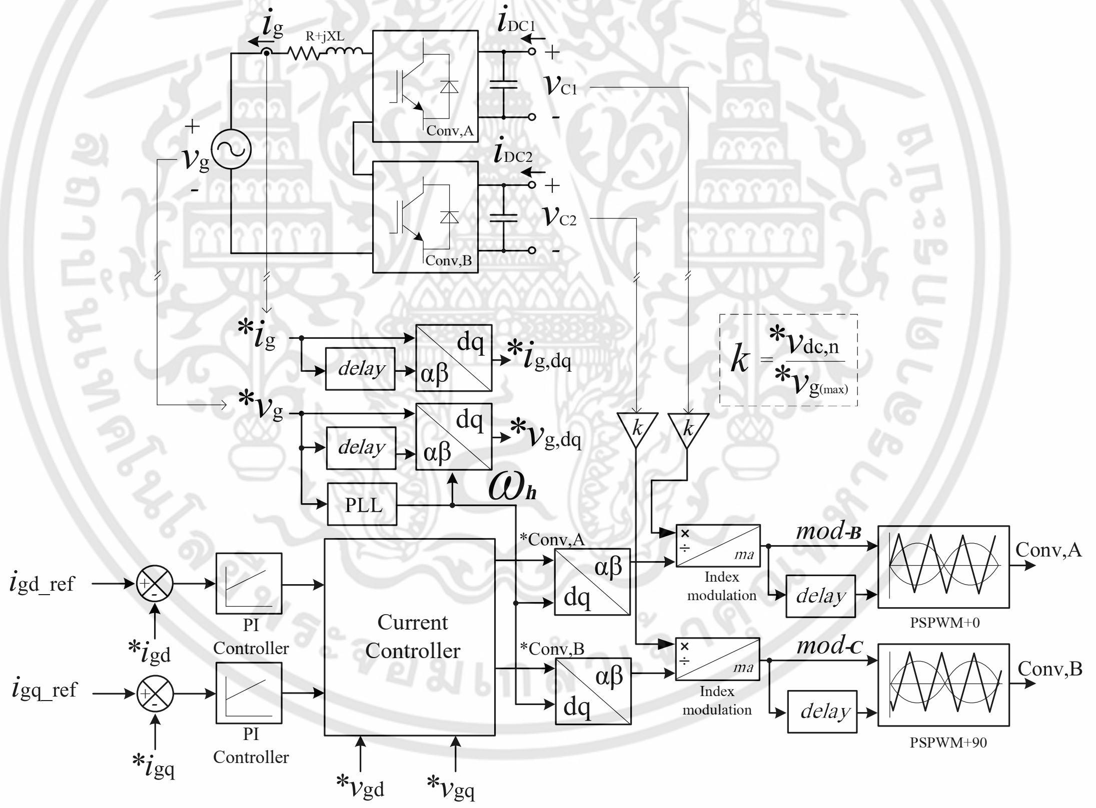
10. ผลของฮาร์มอนิกส์ต่อเครื่องจักรกลไฟฟ้า ทำให้เกิดค่าความสูญเสียเพิ่มขึ้น ส่งผลให้เครื่องจักรมีอุณหภูมิขณะทำงานมากกว่าปกติ อาจจะทำให้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสเกิดปรากฏการณ์ค็อกกิ้ง (Cogging) คือไม่สามารถสตาร์ทมอเตอร์ได้ จากการที่ความเร็วของมอเตอร์ต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส เกิดการออสซิลเลตทางกลของเครื่องจักรกลไฟฟ้ามีผลต่อประสิทธิภาพและแรงบิด

11. ฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่สูงๆ ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน (Noise) ในระบบสื่อสารคอมพิวเตอร์ และส่งผลต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความละเอียดและอ่อนไหวของสัญญาณ เกิดการทำงานที่ผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การออกแบบตัวควบคุมของระบบที่นำเสนอ

รายละเอียดของการออกแบบในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงส่วนของการออกแบบระบบการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว (dq Rotating Referent Frame) ของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ เชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส เพื่อควบคุมการสวิตช์วงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบโครงข่าย และการออกแบบระบบควบคุมแรงดันไฟตรงแบบวงรอบปิด เพื่อคำนวณหาค่าดัชนีการมอดูเลตและในการรักษาแรงดันไฟฟ้าอินพุตของวงจรเอชบริดจ์ให้คงที่ ซึ่งมีรายละเอียดของการออกแบบและโครงสร้างของระบบควบคุมดังแสดงในรูปที่ 3.1



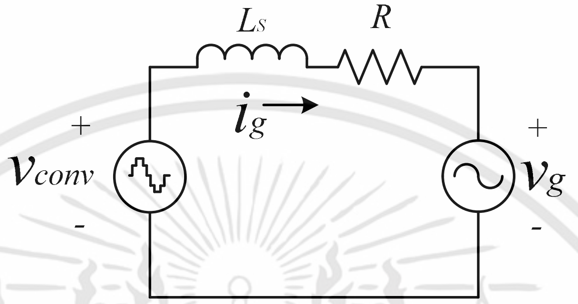
รูปที่ 3.1 ระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเชื่อมต่อระบบโครงข่ายการไฟฟ้าหนึ่งเฟส

ในส่วนรายละเอียดส่วนอื่น ในเรื่องของการหน่วงค่าเวลา (*delay*) การคำนวณค่าเวลาในการหน่วงเวลาเพื่อเลื่อนเฟสสัญญาณที่ 90 องศา ในระบบของ Park's Transform และเลื่อน 180 องศา สำหรับการมอดูเลต PSPWM และออกแบบค่าเกนในระบบควบคุมได้ทำการกล่าวไว้ในบทที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 การออกแบบระบบควบคุมแบบป้อนกลับ

ระบบส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า จะสามารถควบคุมขนาดกระแสได้จำเป็นต้องมีวิธีการควบคุมอย่างมีเสถียรภาพ ซึ่งระบบควบคุมที่ได้กล่าวในทฤษฎีบทที่ 2 ระบบอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้า สามารถวิเคราะห์หาสมการระบบควบคุมแบบป้อนกลับได้



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของระบบส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า

3.1.1 การออกแบบระบบควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบวงรอบปิด

พิจารณาจากรูปที่ 3.2 จากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff’s Voltage Law)

$$-vconv + Ls.\frac{dig}{dt} + R.ig + vg = 0 \tag{3.1}$$

แรงดันของคอนเวอร์เตอร์ เท่ากับ

$$vconv = Ls.\frac{dig}{dt} + R.ig + vg \tag{3.2}$$

ลาปาซสมการที่ (3.2)

$$vconv(s) = s.Ls.Ig(s) + R.Ig(s) + vg(s) \tag{3.3}$$

จัดรูปสมการ

$$vconv(s) = (s.Ls + R).Ig(s) + vg(s)$$

ดังนั้น ค่ากระแสในระบบจะมีค่า เท่ากับ

$$Ig(s) = \frac{1}{(s.Ls + R)}.\left(vg(s) - vconv(s)\right) \tag{3.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาสมการที่ (3.2) ในเทมอของเวลา จะได้สมการที่ (3.5)

$$\vec{v}conv.e^{-j\theta e} = Ls.\frac{d\vec{i}\,s.e^{-j\theta e}}{dt} + R.\vec{i}\,g.e^{-j\theta e} + \vec{v}g.e^{-j\theta e} \tag{3.5}$$

จัดรูปสมการผลคูณของฟังก์ชันดิฟเฟอร์เรนท์เทียลในเทมอ $Ls.\frac{d\vec{i}\,g.e^{-j\theta e}}{dt}$ จะได้เท่ากับ

$$\vec{v}conv.e^{-j\theta e} = j\omega e.Ls.\vec{i}\,g.e^{-j\theta e} + Ls.\frac{d\vec{i}\,g.e^{-j\theta e}}{dt} + R.\vec{i}\,g.e^{-j\theta e} + \vec{v}g.e^{-j\theta e} \tag{3.6}$$

ลาปาซและจัดรูปสมการที่ (3.6)

$$Vconv(s) = R.Ig.(s) + s.LsIg(s) + j\omega e.Ls.Ig(s) + Vg.(s) \tag{3.7}$$

พิจารณากรอบอ้างอิงแกนหมุน (dq-Rotating Referent Frame) ในฟังก์ชัน Park's Transform

$$\begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \times \vec{v}conv(s) \tag{3.8}$$

นำสมการที่ (3.8) คูณกับสมการที่ (3.9)

$$\begin{bmatrix} Vd,conv \\ Vq,conv \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ls+R & -j\omega eLs \\ j\omega eLs & Ls+R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Igd \\ Igq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Vgd \\ Vgq \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

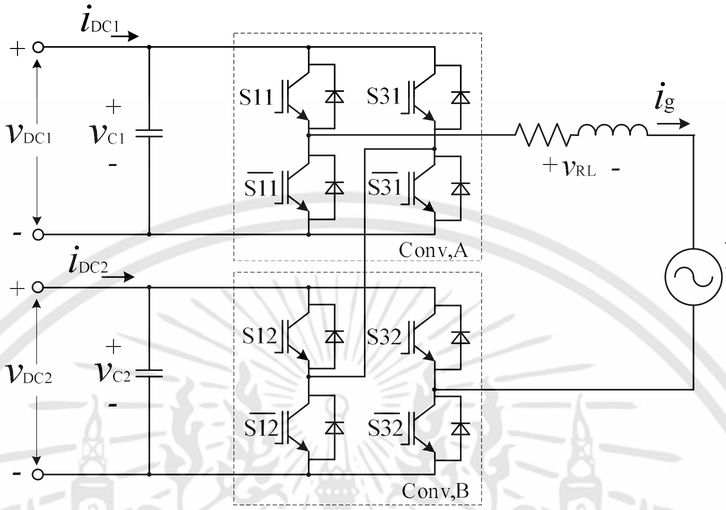
เขียนเป็นสมการทางไฟฟ้าและจัดรูป ได้เท่ากับ

$$Vd,conv = (s.Ls + R)Igd - j\omega e.Ls.Igq + Vgd \tag{3.10}$$

$$Vq,conv = (s.Ls + R)Igq + j\omega e.Ls.Igd + Vgq \tag{3.11}$$

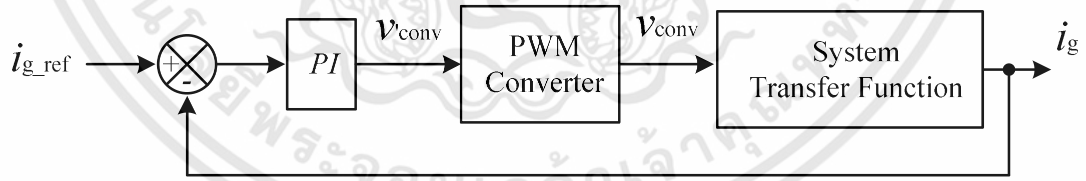
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาในลูปกระแสในวงจร โครงสร้างของระบบจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายมีองค์ประกอบรวมได้แก่ แหล่งจ่ายไฟตรง อินเวอร์เตอร์ ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับ และระบบโครงข่าย สามารถแสดงดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ทิศทางลูปกระแสในระบบอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบโครงข่าย

จากสมการที่ (3.11) และ (3.12) พิจารณาในกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว (dq- rotating referent frame) ในความสัมพันธ์ของลูปกระแสในวงจร ซึ่งในการควบคุมกระแสในระบบด้วยเทคนิคการควบคุมแบบป้อนกลับพีไอ (PI Control) ซึ่งพิจารณาร่วมกับองค์ประกอบของตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับและระบบโครงข่าย สามารถเขียนเป็นโมเดลทางระบบควบคุมได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ระบบควบคุมลูปกระแสในวงจร

พิจารณาในส่วนของตัวควบคุมพีไอ ซึ่งมีสมการความสัมพันธ์ของระบบ เท่ากับสมการที่ (3.12)

$$Kp + \frac{Ki}{s} = Kp.\left(\frac{1+s.Ti}{s.Ti}\right) \tag{3.12}$$

เมื่อ

Ti คือ ค่าเวลาคงตัว (Integrate Time Constance มีหน่วยเป็น วินาที)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งความสัมพันธ์กับค่าเวลาคงตัว เป็นสัดส่วนระหว่างตัวควบคุมแบบสัดส่วน (K_p) กับตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (K_i) ได้เท่ากับสมการที่ (3.13)

$$Ti = \frac{Kp}{Ki} \tag{3.13}$$

ดังนั้น สัญญาณเอาท์พุตของตัวควบคุมแบบพีไอ จะเท่ากับแรงดันอินเวอร์เตอร์ (v'_{Conv}) ที่ยังไม่ผ่านฟังก์ชันของความถี่สวิตช์ สามารถเขียนเป็นสมการในระบบควบคุมได้ เท่ากับ

$$\left(i_{g(s)_ref} - i_{g(s)}\right)\left[Kp + \frac{Ki}{s}\right] = v'_{Conv(s)} \tag{3.14}$$

เมื่อพิจารณาแรงดันของอินเวอร์เตอร์ในฟังก์ชันการทำงานแบบความถี่สวิตช์ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบใช้ความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ 5kHz สามารถหาแรงดันทางด้านเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้เท่ากับ

$$v_{Conv(s)} = \left(\frac{1}{s.Ta+1}\right).v'_{Conv(s)} \tag{3.15}$$

เมื่อ

T_a เท่ากับ $T_{sw}/2$

T_{sw} คือ คาบเวลาของความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์

เมื่อได้ระบบโมเดลทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์ จากนั้นทำการหาค่าแรงดันเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว ซึ่งการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมขนาดกระแสที่จะจ่ายกระแสเข้าระบบโครงข่าย จากสมการที่ (3.16) และ (3.17) สามารถเขียนเป็นระบบสมการรวมได้เท่ากับ

$$v_{d}'_{Conv(s)} = \left(i_{gd(s)_ref} - i_{gd(s)}\right)\left[Kp + \frac{Ki}{s}\right].\frac{1}{s.Ta+1} \tag{3.16}$$

$$v_{q}'_{Conv(s)} = \left(i_{gq(s)_ref} - i_{gq(s)}\right)\left[Kp + \frac{Ki}{s}\right].\frac{1}{s.Ta+1} \tag{3.17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.10) และ (3.11) สมการระบบส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่าย จากค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับ $L\frac{dig(s)}{dt}$ และ $R.ig(s)$ ในกรอบอ้างอิงแกนหมุน พิจารณาในระบบป้อนกลับ (Feed-Forward Control) ในเทอมสมการที่ (3.18) และ (3.19)

$$vd'Conv_{(s)} = \left(igd_{(s)}_ref - igd_{(s)}\right)\left[Kp + \frac{Ki}{s}\right] - j\omega_e Ls.igq_{(s)} + vgd_{(s)} \tag{3.18}$$

$$vq'Conv_{(s)} = \left(igq_{(s)}_ref - igq_{(s)}\right)\left[Kp + \frac{Ki}{s}\right] + j\omega_e Ls.igd_{(s)} + vgq_{(s)} \tag{3.19}$$

จากสมการแรงดันคอนเวอร์เตอร์ $vConv_{(s)} = \left(\frac{1}{s.Ta+1}\right).v'Conv_{(s)}$ และแทนลงในสมการ $v'Conv(s) = L\frac{dig(s)}{dt} + R.ig(s) - j\omega_e Ls.ig_{(s)} + vg_{(s)}$ จะได้สมการความสัมพันธ์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ เท่ากับ

$$vConv_{(s)} = L\frac{dig(s)}{dt} + R.ig(s) \tag{3.20}$$

ลาปาซในสมการที่ (3.20)

$$vConv_{(s)} = s.Ls.ig(s) + R.ig(s) \tag{3.21}$$

นำ Ls หารตลอดสมการ

$$\frac{1}{Ls}.VConv_{(s)} = \frac{1}{Ls}.s.Ls.Ig(s) + \frac{1}{Ls}.R.Ig(s) \tag{3.22}$$

จัดรูปสมการ และย้ายข้างหาค่ากระแสในระบบ

$$s.Ig(s) = \frac{R}{Ls}..Ig(s) - \frac{1}{Ls}.Vconv(s) \tag{3.23}$$

ดังนั้น จะได้กระแสในระบบ เท่ากับ

$$Ig(s) = \left[\frac{1}{s.Ls + R}\right].Vconv(s) \tag{3.24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัดส่วนอินพุตและเอาท์พุตในระบบควบคุม เท่ากับ

$$G(s)=\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{Ig(s)}{Vconv(s)} \tag{3.25}$$

จากสมการที่ (3.24) หารด้วยค่า R ตลอดสมการ เพื่อให้ส่วนตัวล่างมีค่าเป็น 1

$$G(s)=\left[\frac{1}{\frac{s.Ls}{R}+\frac{R}{R}}\right].\frac{1}{R} \tag{3.26}$$

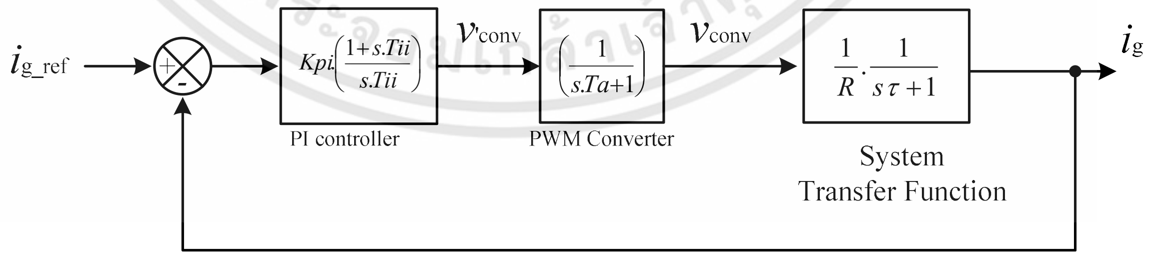
ดังนั้น ระบบสัดส่วนป้อนกลับของระบบตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับกับระบบโครงข่าย มีค่าเท่ากับ

$$G(s)=\frac{1}{R}.\frac{1}{s\tau+1} \tag{3.27}$$

เมื่อ

τ คือ ค่าเวลาคงตัว $\frac{Ls}{R}$

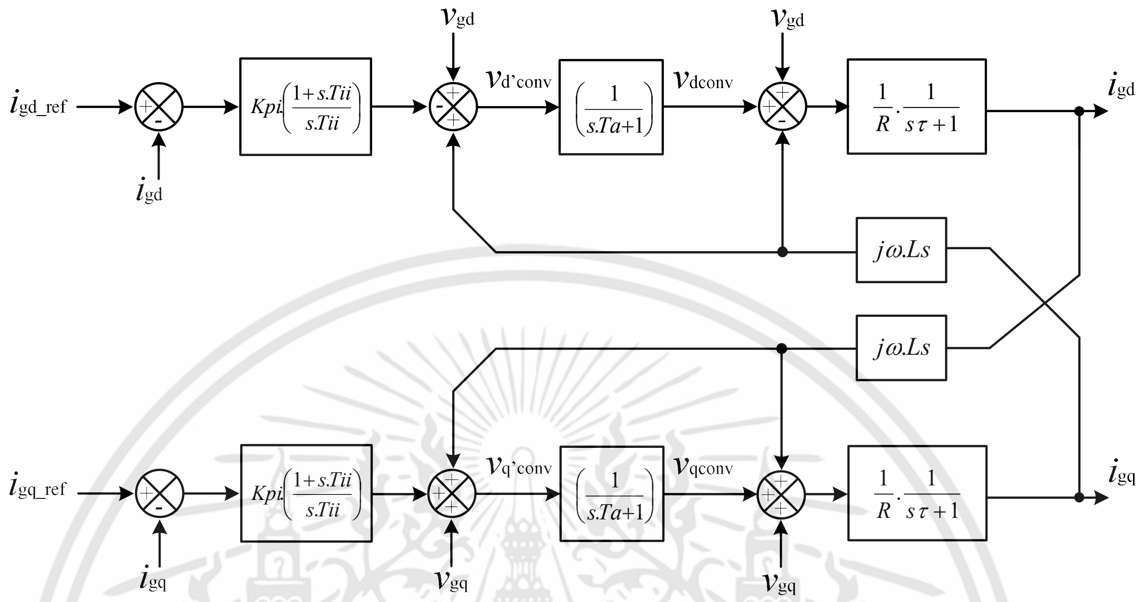
จากสมการของระบบควบคุมแบบป้อนกลับทั้งหมด สามารถนำมาเป็นเป็นระบบโมเดลทางคณิตศาสตร์ได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ระบบควบคุมทางคณิตศาสตร์ของกระแสโครงข่ายไฟฟ้าที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณากระแสไฟฟ้าในระบบจากรูปที่ 3.5 แทนค่ากระแสโครงข่ายในสมการแกนดีคิว ตามสมการที่ (3.19) และ (3.20) สามารถเขียนเป็นโมเดลทางคณิตศาสตร์ได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 โมเดลทางคณิตศาสตร์ของกระแสในระบบโครงข่าย

3.1.2 การออกแบบตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบวงรอบเปิด

ระบบควบคุมแบบวงรอบปิดที่ออกแบบ ในการควบคุมระบบจะมีเสถียรภาพที่ดีได้ จำต้องมีการออกแบบตัวควบคุมที่เป็นระบบควบคุมทางคณิตศาสตร์ ซึ่งในส่วนนี้เป็นวิธีหาค่าเกน สำหรับตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบปริพันธ์ เพื่อให้ระบบสามารถทำงานได้ตามคำสั่งของค่าอ้างอิง

สมการระบบควบคุมในวงรอบเปิด เท่ากับ

$$G_{C,OL}(s) = Kpi.\left(\frac{s.Tii+1}{s.Tii}\right).\frac{1}{s.Ta+1}.\frac{1}{R}.\frac{1}{s\tau+1} \tag{3.28}$$

สมการระบบควบคุมในวงรอบปิด เท่ากับ

$$G_{C,CL}(s) = \frac{Kpi/_{\tau.R.Ta}}{s^2 + 1/_{s.Ta} + Kpi/_{\tau.R.Ta}} \tag{3.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งระบบจะมีค่า Undamped Netual Frequency (ω_n) = $\sqrt{\frac{Kpi}{\tau.R.Ta}}$ และ Damping Factor (ζ) = $\frac{1}{2}.\sqrt{\frac{\tau.R}{Kpi.Ta}}$

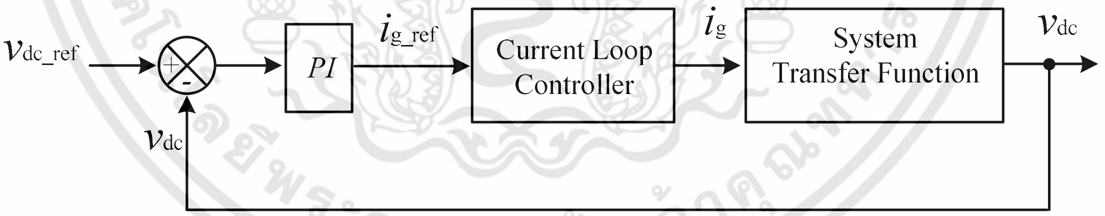
ดังนั้น สามารถหาค่าเกนสำหรับตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบปริพันธ์ ได้เป็น

$$Kpi = \frac{\tau.R}{2.Ta} \text{ และ } Kii = \frac{Kpi}{Tii} \tag{3.30}$$

ซึ่ง $Tii = \tau = \frac{Ls}{\omega b.R}$

3.1.3 การออกแบบระบบควบคุมแรงดันไฟตรงแบบวงรอบปิด

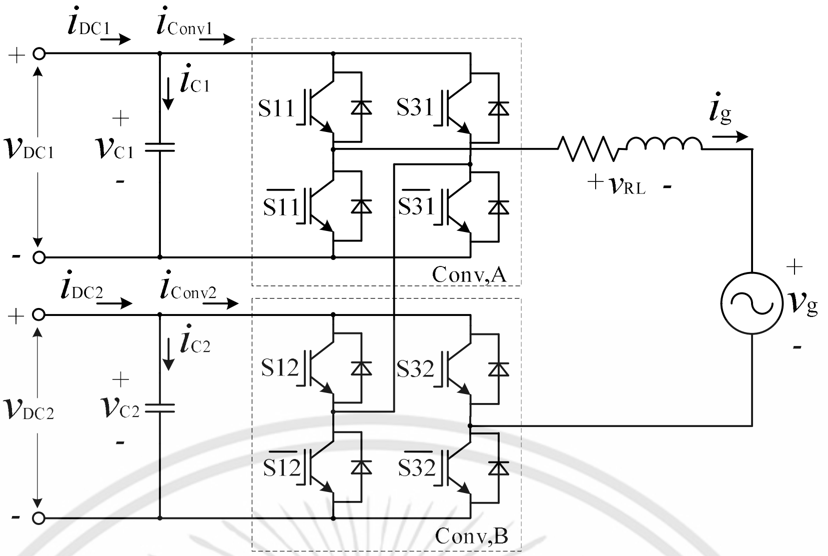
ในงานส่วนนี้ จะเป็นออกแบบการควบคุมแรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุในระบบ ซึ่งการออกแบบในส่วนนี้จะมีความสัมพันธ์กันระหว่างวงรอบของกระแสที่ได้ออกแบบในหัวข้อข้างต้น โดยทั่วไปการออกแบบระบบควบคุมของวงรอบแรงดันไฟตรง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งรายละเอียดในแต่ละส่วนสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 วงรอบปิดของระบบควบคุมแรงดันไฟตรง

จากรูปที่ 3.7 แรงดันไฟตรงอ้างอิง (v_{dc_ref}) จะกำหนดให้เป็นแรงดันไฟฟ้าที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ ซึ่งในการออกแบบตัวควบคุมแบบสัดส่วนและปริพันธ์ (PI) มีการออกแบบให้มีขนาดความสัมพันธ์กับวงรอบปิดของกระแสโครงข่าย สามารถพิจารณาถึงทิศทางกระแสโครงข่ายและแรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุได้ดังรูปที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 ทิศทางกระแสโครงข่ายและแรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุ

ในรูปที่ 3.8 อธิบายความสัมพันธ์จากสมการกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ได้ดังสมการที่ (3.31)

$$i_C = i_{dc} - i_{Conv} \tag{3.31}$$

เมื่อ กระแสไฟตรงอินพุต (i_{dc}) กระแสไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ (i_C) และกระแสไฟฟ้าที่อินเวอร์เตอร์ (i_{Conv})

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ตัวเก็บประจุ (v_{DC}) สามารถหาได้จากสมการที่ (3.32)

$$v_{dc} = \frac{1}{C}\int iC \ dt \tag{3.32}$$

และกระแสไฟฟ้าไหลเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ มีค่าเท่ากับสมการที่ (3.34)

$$i_{Conv} = \frac{p_{Conv}}{v_{dc}} = \frac{i_g.v_g}{2v_{dc}} \tag{3.33}$$

ทำการลาปาสมการที่ (3.33) และ (3.34) ได้เป็นแรงดันไฟตรงและกระแสอินเวอร์เตอร์

$$V_{dc} = \frac{1}{s.C} I_C \tag{3.34}$$

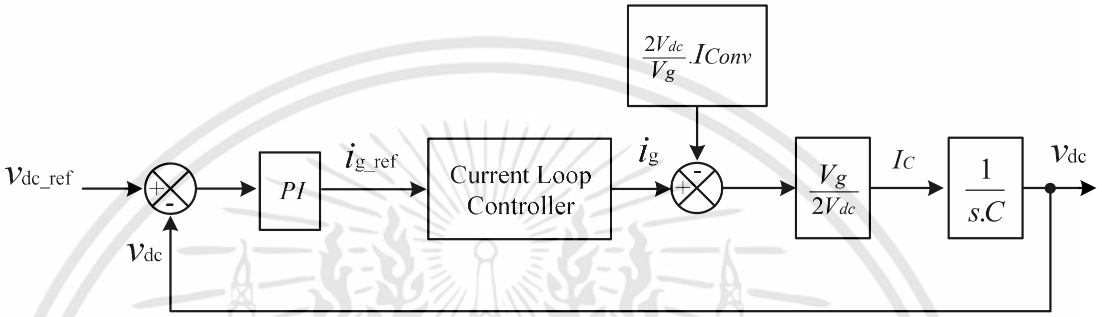
$$I_{Conv} = \frac{I_g.V_g}{2V_{dc}} \tag{3.35}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมแรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุ พิจารณาที่กระแสตัวเก็บประจุมีขนาดเข้าใกล้ศูนย์และให้กระแสไฟตรงเท่ากับกระแสในอินเวอร์เตอร์

$I_C = 0$ และ $I_{dc} = I_{Conv}$

เขียนโมเดลทางคณิตศาสตร์ของระบบควบคุมแรงดันไฟตรงตัวเก็บประจุได้ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 โมเดลทางคณิตศาสตร์ของระบบควบคุมแรงดันไฟตรงตัวเก็บประจุ

3.1.4 การออกแบบตัวระบบควบคุมแรงดันไฟตรงแบบวงรอบเปิด

จากการออกแบบระบบควบคุมกระแสที่กล่าวมาข้างต้น มีเป้าหมายในการออกแบบเพื่อให้ระบบสามารถปรับเปลี่ยนหรือตอบสนองขนาดกระแสไปตามค่าอ้างอิงได้อย่างรวดเร็ว แต่ในทางตรงกันข้ามการออกแบบหาค่าเกนในระบบควบคุมแรงดันไฟตรงจะเป็นการรักษาขนาดแรงดันให้คงที่อยู่เสมอ

สมการระบบควบคุมแรงดันไฟตรงในวงรอบเปิด เท่ากับ

$$G_{V,OL}(s) = Kpv.\left(\frac{s.Tiv+1}{s.Tiv}\right).\frac{1}{s.Teq+1}.\left(\frac{vg}{vdc}.\frac{\omega b.C}{s}\right) \quad (3.36)$$

เมื่อ $Teq = 2.Ta$ และ

ระบบควบคุมแบบป้อนกลับจะมีโพลที่จุดกำเนิดอยู่ 2 โพล เรียกว่า Double pole at origin ระบบไม่สามารถหาค่าโพลและศูนย์ได้ เนื่องจากผลลัพธ์ที่ได้เป็นแบบ 2 โพล และระบบจะกลับมาไม่มีเสถียรภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.36) กำหนดตัวแปรให้อยู่ในรูป $K = vg / vdc$ และ $Tc = \frac{1}{\omega b.C}$ จะได้สมการที่ (3.37)

$$G_{V,OL}(s) = Kpv.\left(\frac{s.Tiv+1}{s.Tiv}\right).\frac{K}{s.Teq+1}.\left(\frac{1}{s.Tc}\right) \quad (3.37)$$

สามารถหาค่าเกนสำหรับตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบปริพันธ์ ได้เป็น

$$Kpv = \frac{Tc}{K.\sqrt{Tiv.Teq}} = \frac{Tc}{a.K.Teq} \text{ และ } Kiv = \frac{Kpv}{Tiv} \quad (3.38)$$

ซึ่ง $Tiv = a^2.Teq$

สมการระบบควบคุมแรงดันไฟตรงในวงรอบปิด เท่ากับ

$$G_{V,CL}(s) = \frac{s.Teq.a^2+1}{s^3.Teq^3.a^3+s^2.Teq^2.a^3+s.Teq.a^2+1} \quad (3.39)$$

3.2 การแปลงค่าพารามิเตอร์ในระบบหนึ่งหน่วย

ค่าเปอร์นิตคือค่าตัวเลขในระบบวงจรไฟฟ้าที่แทนในค่าอ้างอิงหนึ่งหน่วย ซึ่งจะอ้างอิงให้ส่วนที่มีขนาดใหญ่ที่สุด กำหนดให้เป็นฐานของระบบทั้งหมด ซึ่งค่าเปอร์ยูนิตหาได้จากสมการที่ (3.40)

$$pu = \frac{ActualValue}{BaseValue} \quad (3.40)$$

ในงานวิจัยนี้ ได้นำเสนอการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ของระบบส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า ซึ่งทดสอบใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเป็นต้นกำลัง จึงพิจารณาที่กำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟตรงเป็นกำลังไฟฟ้าฐานของระบบ ร่วมกับกำลังไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า ซึ่งกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟตรงมีขนาดเท่ากับ 1,100 วัตต์ 220 โวลต์

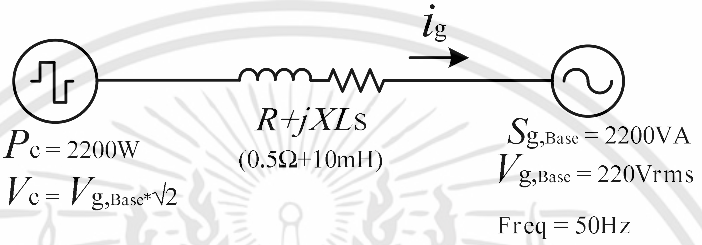
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น กำลังไฟฟ้ารวมของแหล่งจ่ายไฟตรง เท่ากับ

$$DC\ Power = 1100W \times 2$$

$$= 2{,}200W$$

จึงกำหนดให้ระบบโครงข่ายไฟฟ้าเป็นฐานของระบบที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าฐาน 2200 VA แรงดันไฟฟ้าที่ 220 Vrms จึงสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าฐาน แรงดันไฟฟ้าฐาน และกระแสไฟฟ้าฐานของระบบร่วมกับระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ไดอะแกรมเส้นเดียวของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่าย

พิจารณาจากรูปที่ 3.10 สามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ฐานของระบบ ได้ดังตามตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ฐานของระบบ

กำลังไฟฟ้าฐาน ($S_{g,\mathrm{Base}}$)	= 2200 VA
แรงดันไฟฟ้าฐาน ($V_{g,\mathrm{Base}}$)	= 311.127 V
กระแสไฟฟ้าฐาน ($I_{g,\mathrm{Base}}$)	= ($S_{g,\mathrm{Base}}$)/ ($V_{g,\mathrm{Base}}$)
	= 10A
ค่าอิมพิแดนซ์ฐาน ($Z_{g,\mathrm{Base}}$)	= ($V_{g,\mathrm{Base}}$)/ ($I_{g,\mathrm{Base}}$)
	= 31.113Ω

3.2.1 ค่าอิมพิแดนซ์ในตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับในระบบหนึ่งหน่วย

ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงใช้ขนาด 10mH/10A ซึ่งตัวเหนี่ยวนำนี้ได้ทำการวัดค่าความต้านทานได้เท่ากับ 0.5Ω เมื่อพิจารณาถึงค่าความต้านทานแฝงจากสมการของค่าอิมพิแดนซ์ จะสามารถหาค่าอิมพิแดนซ์ในตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับได้เท่ากับ

$$Z_{Ls} = R + jX_L \tag{3.41}$$

เมื่อ jXL คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยง มีค่าเท่ากับ สมการที่ (3.42)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$jX_L = 2\pi.f.L \tag{3.42}$$
$$= 2\pi.(50Hz).(10mH)$$
$$= 3.1416\Omega$$

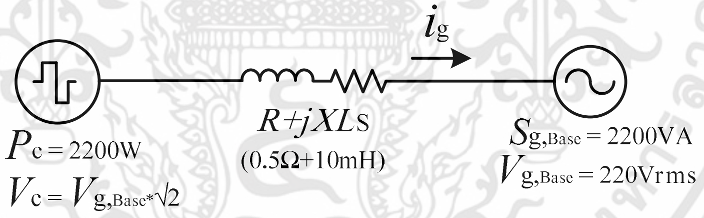
ดังนั้น ค่าอิมพิแดนซ์ในตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงที่ใช้ในการคำนวณ จะมีค่าเท่ากับ $0.4 + j3.1416\Omega$

3.2.2 แรงดันไฟตรงในระบบหนึ่งหน่วย

จากที่กล่าวข้างต้นแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟตรงมีขนาด 220 โวลต์ต่อแหล่งจ่าย ซึ่งในวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟตรง จำนวน 2 แหล่งจ่าย สามารถหาค่าเปอร์ยูนิตของแรงดันไฟตรงในระบบได้เท่ากับ

$$vdc_{pu} = \frac{vdc}{Vg_{Base}} \tag{3.43}$$

สามารถแสดงไดอะแกรมเส้นเดียวของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่าย ในระบบเปอร์ยูนิตได้ดังรูปที่ 3.11



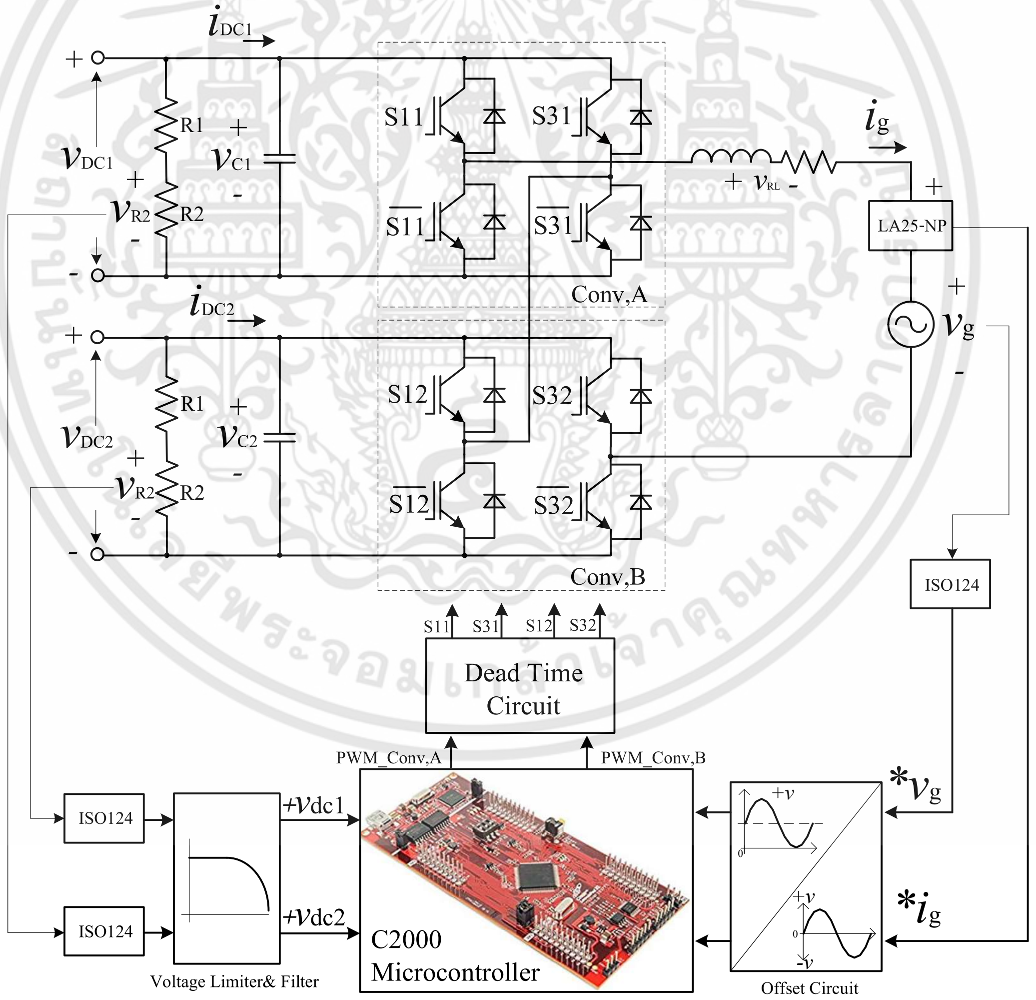
รูปที่ 3.11 ไดอะแกรมของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายในระบบเปอร์ยูนิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบภาควงจรกำลังและวงจรภาคควบคุม

ในบทที่ 4 จะกล่าวถึงหลักการออกแบบภาควงจรกำลัง วงจรตรวจจับสัญญาณไฟฟ้า และภาควงจรควบคุมของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ เชื่อมต่อระบบโครงข่ายการไฟฟ้าหนึ่งเฟส โดยมีการควบคุมแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว เพื่อควบคุมขนาดของกระแสที่จ่ายเข้าระบบโครงข่ายการไฟฟ้า ตามค่าอ้างอิงที่ถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบ PI โดยการทำงานของระบบทั้งหมดให้ประมวลผลสัญญาณด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28377S ซึ่งมีรายละเอียดโครงสร้างที่ออกแบบโดยรวมดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ เชื่อมต่อระบบโครงข่ายการไฟฟ้าหนึ่งเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 โครงสร้างโดยรวมของภาคกำลังระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายการไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่นำเสนอ ซึ่งองค์ประกอบหลักสามารถแบ่งออกเป็น 2 ภาคส่วนหลักๆ ได้แก่ ส่วนวงจรกำลังและส่วนวงจรควบคุม โดยวงจรกำลังมีแหล่งจ่ายไฟตรงขนาด 1100 วัตต์ต่อแหล่งจ่าย โดยกำลังไฟฟ้ารวมทั้ง 2 โมดูลเท่ากับ 2200 วัตต์ เป็นต้นกำลังในการส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายด้วยคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ

ซึ่งหัวข้อการออกแบบออกสามารถแบ่งเป็น 3 ส่วนหลัก ดังนี้

4.1 ส่วนวงจรกำลัง ประกอบด้วย

4.1.1 ตัวเก็บประจุไฟตรง (DC-Link Capacitor)

4.1.2 ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับ (AC-Link Inductor)

4.1.3 วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (H-Bridge Inverter)

4.1.4 วงจรขับเกตไอจีบีที (IGBT Gate Drives)

4.2 ส่วนวงจรควบคุม ประกอบด้วย

4.2.1 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง

4.2.2 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟตรง

4.2.3 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า

4.2.4 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า

4.2.5 วงจรประวิงเวลา (Dead Time)

4.3 ส่วนประมวลผลด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ ประกอบด้วย

4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมกระแสป้อนกลับ

4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมแรงดันไฟตรง

4.3.3 ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28377S

4.3.4 การแปลงค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital Converter)

4.3.5 การแปลงสัญญาณไฟฟ้าสองเฟสในรูปแบบ Park's Transformation

ในส่วนต่อไปจะเป็นการกล่าวถึงรายละเอียดออกแบบส่วนวงจรกำลังและวงจรควบคุมที่นำเสนอ

4.1 ส่วนวงจรกำลัง

4.1.1 ตัวเก็บประจุไฟตรงเชื่อมโยง

ตัวเก็บประจุไฟตรง เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อเกิดระดับแรงดันไฟฟ้าลดลงชั่วขณะ พร้อมทั้งทำหน้าที่สะสมพลังงานไฟฟ้าของในรูปแบบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับจ่ายเข้าสู่อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของตัวเก็บประจุที่เหมาะสมสำหรับรักษาระดับแรงดัน และการลดการกระเพื่อมของสัญญาณไฟตรง เมื่อเกิดสภาวะการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสที่จ่ายเข้าระบบโครงข่ายอย่างทันทีทันใด พลังงานไฟฟ้าที่สะสมอยู่ในตัวเก็บประจุไฟตรงต้องสามารถชดเชยพลังงานจ่ายให้กับระบบได้เป็นอย่างน้อยชั่วขณะ เพื่อลดปรากฏการณ์เปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟตรง ซึ่งเป็นความเสี่ยงที่สามารถทำให้เกิดการลัดวงจรของอินเวอร์เตอร์และการทำงานอย่างต่อเนื่องของระบบ

แรงดันไฟฟ้าสูงสุดของแหล่งจ่าย เมื่อนำไปคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้าสำหรับตัวเก็บประจุไฟตรงได้เท่ากับ

$$v_{DC,Link} = \sqrt{2}\,.\,v_{\text{Max}} \tag{4.1}$$

$$= 311.127 \text{ โวลต์}$$

$$Cdc = \frac{2V_{\max}.I_{\max}.t_{recovery}}{V_{\max}^2 - V_{\min}^2}$$

$$= \frac{2(311.127V_{\max}).(10A_{\max})0.02\sec}{(311.127V_{\max}^2) - (280V_{\min}^2)}$$

$$= 6763.626 \text{ ไมโครฟารัด}$$

ดังนั้น ต้องใช้ตัวเก็บประจุที่มีแรงดันไฟฟ้าอย่างน้อยประมาณ 311.127 โวลต์ ขนาดตัวเก็บประจุไฟตรง 6800uF/450V

4.1.2 ตัวเหนี่ยวนำไฟสลับเชื่อมโยง

ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสในวงจรอินเวอร์เตอร์ จะมีหน้าที่กรองกระแสเอาท์พุตของคาสเคดอินเวอร์เตอร์ให้เรียบยิ่งขึ้นที่ความถี่สูง ซึ่งเกิดจากการสวิตช์ของเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ซึ่งจะความถี่สูงถึง 4 เท่าของความถี่คลื่นพาห์ โดยตัวเหนี่ยวนำจะมีขนาดเล็กลงเนื่องจากความถี่สวิตสูง สามารถคำนวณหาค่าต่ำสุดได้จากสมการ

$$L_{\min} = \frac{\Delta V_{dc}\,.\,V_{conv,\max}}{4.f_{carries}.\Delta ig} \tag{4.2}$$

$$= \frac{0.02\,(440V_{\max})}{4 \times 5kHz.(0.045A)}$$

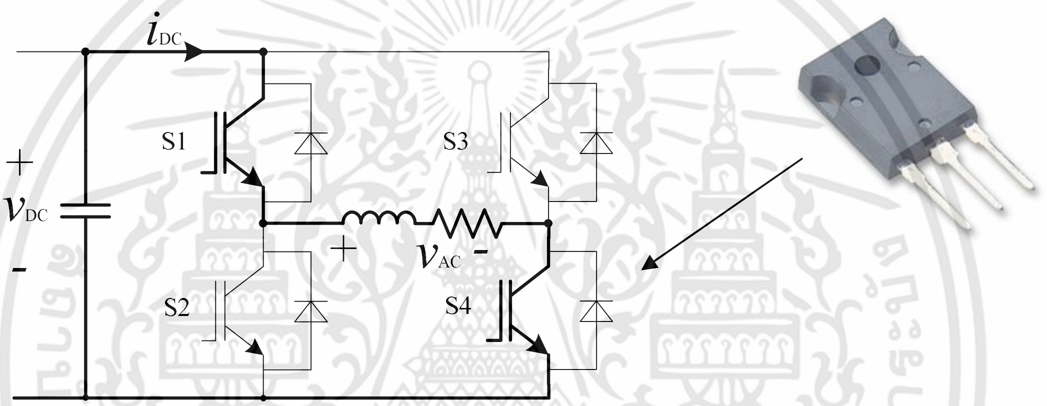
$$= 9.777mH$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับของระบบโครงข่ายไฟฟ้า มีค่ากระแสสูงสุดที่ 10 แอมป์ คำนวณกระแสใช้งานได้เท่ากับ 7.07 แอมป์ และค่าเหนี่ยวนำที่คำนวณได้เท่ากับ 9.777 มิลลิเฮนรี่ ซึ่งเป็นค่าอย่างน้อย ดังนั้น จึงเลือกใช้ขนาดตัวเหนี่ยวนำที่ 10 มิลลิเฮนรี่/10 แอมป์

4.1.3 วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จากที่กล่าวในทฤษฎีบทที่ 2 องค์ประกอบหลักขอวงจรประกอบด้วยไอจีบีจำนวน 4 ตัว ต่อแบบบริดจ์ วิเคราะห์ในการนำไปใช้งาน สวิตช์ของวงจรจะมีลักษณะการทำงานในรูปแบบสวิตช์ไขว้ ซึ่งสวิตช์ระหว่างตัวบนกับตัวล่างในกิ่งเดียวกันจะทำงานในลักษณะตรงกันข้าม ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ลักษณะสวิตช์นำกระแสของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 4.2 การนำกระแสของสวิตช์ S1 และ S4 จะมีขนาดกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน เมื่อพิจารณาถึงขนาดกระแสสูงสุดของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงในวงรอบปิดของวงจรมีขนาด 10 แอมป์ ในขณะเดียวกันสวิตช์ S3 ขาเดรนจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ 220 โวลต์ เท่ากับแหล่งจ่าย

ในการเลือกใช้งานไอจีบีทีจึงต้องคำนึงถึงขนาดกระแสสูงสุด เมื่อเกิดความผิดพร่องในระบบซึ่งสามารถเกิดขึ้นได้ จะมีขนาดเป็น 2 เท่าของกระแสสูงสุด ขนาดกระแสของไอจีบีที จะมีค่าเท่ากับ

$$i_{IGBT.\max} = 2I_{\max} \quad (4.3)$$

$$= 2(10A)$$

$$= 20A$$

ดังนั้น จึงเลือกใช้ไอจีบีทีเบอร์ NGTB30N60FWG พิกัด 600 โวลต์ / 30 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

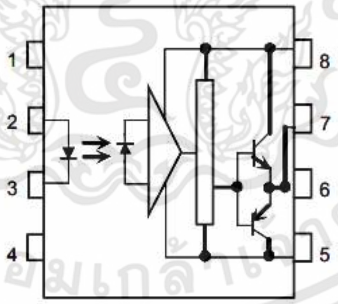
4.1.4 วงจรขับเกตไอจีบีที

การออกแบบวงจรแยกกราวนด์สัญญาณขับเกต จากหลักการทำงานที่ได้กล่าวมาข้างต้น จึงได้ศึกษาค้นคว้าถึงไอซีแบบแยกสัญญาณหรือไอซี Optocoupler – Isolator ที่มีหลักการทำงานโดยอาศัยหลักการส่งสัญญาณผ่านการเปล่งแสงและรับแสงของตัวหลอดแอลอีดี โดยสัญญาณจะถูกส่งผ่านตัวรับแสงที่อยู่อีกด้านของไอซี จึงทำให้ไอซีชนิดนี้สามารถส่งสัญญาณโดยแยกลูปวงจรของวงจรกำลังและวงจรควบคุมตามเป้าหมายที่ต้องการออกแบบไว้ได้

จากออกแบบวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ได้ถูกออกแบบให้มีการทำงานในการสวิตซ์เพื่อนำกระแสแบบพัลล์เป็นหนึ่ง (Active HIGH) จึงได้เลือกใช้งานไอซีเบอร์ TLP250 ที่มีหลักการทำงานแบบเอาท์พุตเป็นหนึ่งเช่นเดียวกันกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ สามารถศึกษาการทำงานได้จากตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 สถานะลอจิกและมีสัญญาณเอาท์พุทไอซีเบอร์ TLP250

ระดับลอจิก	แรงดันที่ขาเกต (V)
1	+5
0	0

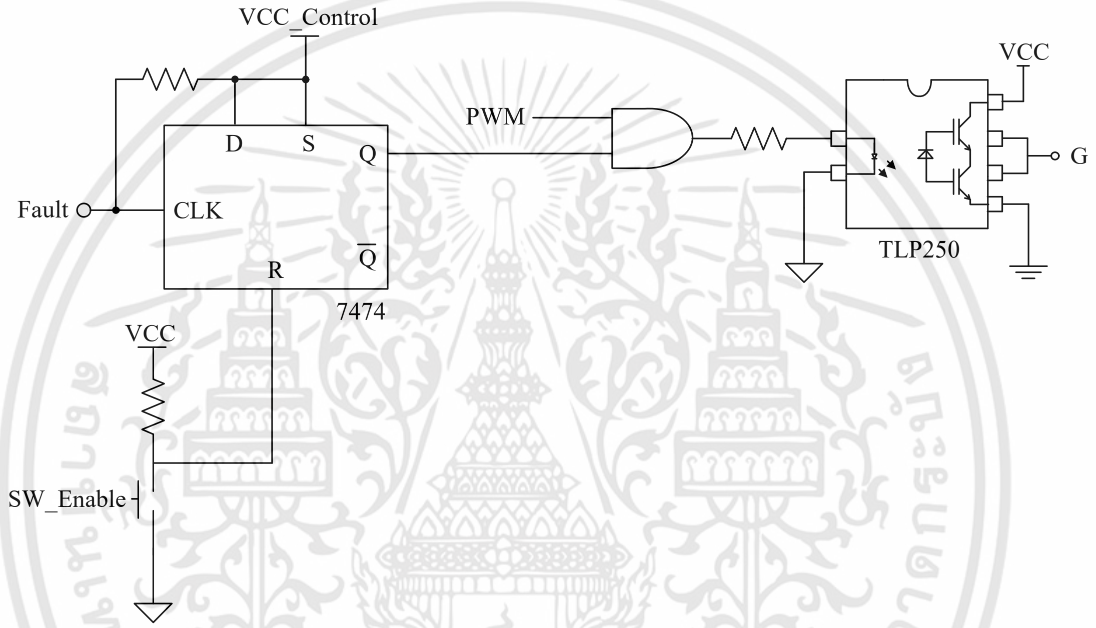


รูปที่ 4.3 โครงสร้างภายในของไอซี Optocoupler – Isolator เบอร์ TLP250

จากรูปที่ 4.3 โครงสร้างภายในของไอซี เมื่อพิจารณาจากตารางการทำงานสามารถอธิบายหลักการทำงานของไอซีได้ว่า เมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าเป็นหนึ่ง เอาท์พุตที่ขา 6 และ 7 ของไอซีจะไบอัสรับแรงดันไฟฟ้าที่ขา 8 ทำให้เอาท์พุตมีสถานะเป็นหนึ่ง หรือมีค่าเท่ากับแรงดัน VCC ในทางตรงกันข้าม เมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าเป็นศูนย์ สัญญาณเอาท์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์ จากการรับไบอัสกราวนด์ที่ขา 5 ทำให้เอาท์พุตมีสัญญาณเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อรับรองฟังก์ชันการตรวจจับสัญญาณผิดพร่องของวงจรที่ออกแบบไว้ จึงได้ทำการออกแบบวงจร Enable Logic โดยใช้ไอซีฟลิปฟลอป เบอร์ 7474 ทำการรับข้อมูลสัญญาณลอจิก เมื่อเกิดความผิดพร่องจากวงจรเอชบริดจ์ ให้ทำการหยุดจ่ายสัญญาณพัลส์ให้กับให้กับวงจรแยกกราวนด์สัญญาณขับเกต โดยหลักการคือการนำสัญญาณ Enable มา AND กับสัญญาณพัลส์ จากนั้นป้อนให้กับไอซี TLP250 จึงได้ทำการออกแบบวงจรทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้น แสดงในรูปที่ 4.4

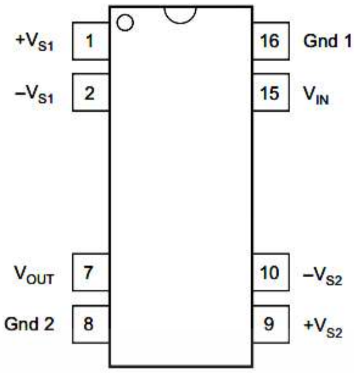


รูปที่ 4.4 วงจรแยกกราวนด์สัญญาณขับเกต

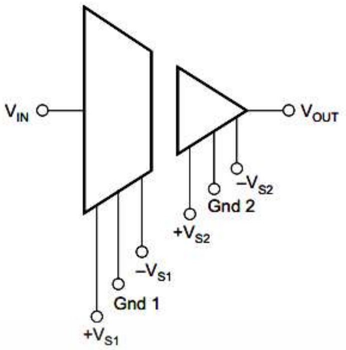
4.2 ส่วนวงจรควบคุม

วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้า เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าด้านวงจรกำลังมีขนาดที่สูงเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดพิกัดแรงดันด้านภาคควบคุมที่ใช้เพียง 3.0 โวลต์ เพื่อความปลอดภัยของระบบควบคุมเมื่อเกิดการลัดวงจรของภาคกำลัง จึงออกแบบให้ทั้ง 2 ส่วนนี้ แยกลูปวงจรแยกออกจากกัน จึงออกแบบใช้ Power Transducer Isolator Amplifier (ISO124-NP) ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถส่งสัญญาณทางด้านเอาท์พุตมีขนาดเท่ากันกับอินพุต โดยที่ด้านอินพุตและเอาท์พุตแยกออกจากกันโดยอิสระ แต่ก็มีขอบเขตของสัญญาณจำกัดสูงสุดที่ระดับแรงดันไฟเลี้ยงของไอซี โดยลักษณะตัวถังและโครงสร้างภายในแสดงได้ดังรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก. ตัวถังไอซี



ข. โครงสร้างภายในของ ISO124-NP

รูปที่ 4.5 Power Transducer Isolator Amplifier (ISO124-NP)

4.2.1 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง

แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟตรงมีขนาดสูงสุดที่พิกัด 220 โวลต์ ซึ่งในการออกแบบสัญญาณแรงดันไฟตรงให้กับตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่สามารถรองรับพิกัดสูงสุดได้เพียง 3.0 โวลต์ จึงออกแบบใช้วงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) เพื่อลดระดับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง

สมการแบ่งแรงดัน (Voltage Divider)

$$v_{R2} = \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) . v_{DC} \tag{4.4}$$

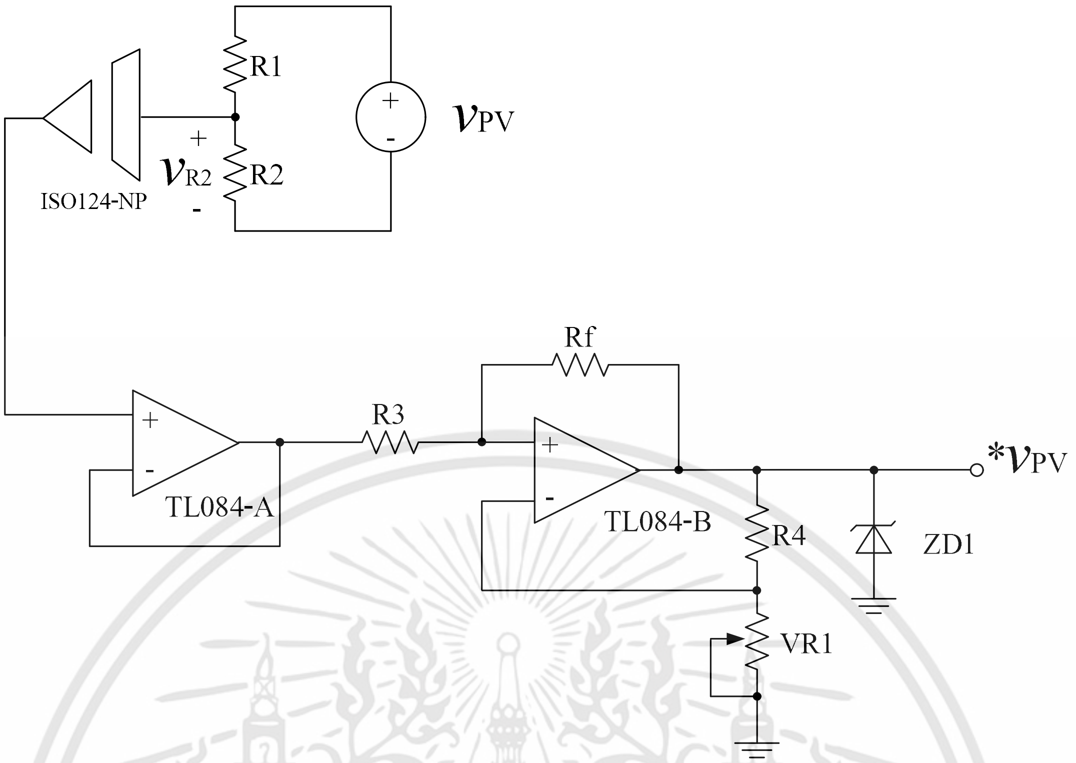
เมื่อ

v_{R2} คือ สัญญาณแรงดันจากวงจรแบ่งแรงดัน

v_{DC} คือ แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟตรง

พิจารณาจากรูปที่ 4.6 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรงของแหล่งจ่าย ซึ่งใช้หลักการแบ่งแรงดันเพื่อลดระดับแรงดันไฟตรงของให้มีขนาดลดลงที่ 5 โวลต์ ป้อนให้กับวงจรออฟแอมป์สร้างเป็นสัญญาณแรงดันไฟตรงขนาดเอาท์พุต 3.0 โวลต์ โดยใช้วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง

อัตราส่วนขยายสามารถกำหนดเพิ่มได้จากตัวต้านทานส่วนขยาย (Rf) และอัตราส่วนลดขนาดสัญญาณอินพุตของวงจรออฟแอมป์ สามารถทำการปรับจูนตัวต้านทานปรับค่าได้ (VR1) เพื่อลดขนาดของสัญญาณทางด้านเอาท์พุต เพื่อให้มีขนาดที่แม่นยำมากขึ้น และใช้ซีเนอร์ไดโอดเพื่อจำกัดขนาดสัญญาณเอาท์พุตไม่ให้เกิน 3.1 โวลต์

4.2.2 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟตรง

ขนาดกระแสสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ พิจารณาที่ค่าสูงสุดที่ 10A ซึ่งเมื่อเกิดการลัดวงจรกระแสสามารถมีขนาดสูงขึ้นในความเป็นจริง 2 เท่าของกระแสใช้งานสูงสุด จึงทำการพิจารณาเลือกใช้ตัวตรวจจับกระแสที่มีพิกัดที่สามารถทนต่อช่วงกระแสลัดวงจรได้

จึงออกแบบใช้ตัวตรวจจับกระแสแบบ Hall-Effect ที่ขนาดพิกัดสูงสุดที่ 25 แอมป์ ของบริษัท LEM เบอร์ LA25-NP ซึ่งมีสมบัติสามารถตรวจจับสัญญาณกระแสได้ทั้งไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับ โดยมีอัตราส่วนของสัญญาณเอาท์พุตที่ 1 : 1000 สัญญาณกระแสเอาท์พุตของ LA25-NP จะอยู่ในรูปของขนาดกระแส ดังนั้น จะต้องทำการออกแบบตัวต้านทานเพื่อให้กระแสไหลผ่านและเกิดแรงดันคร่อมที่ตัวต้านทาน แสดงการออกแบบและวงจรที่ออกแบบได้ดังรูปที่ 4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวต้านทานของสัญญาณกระแสไฟตรง

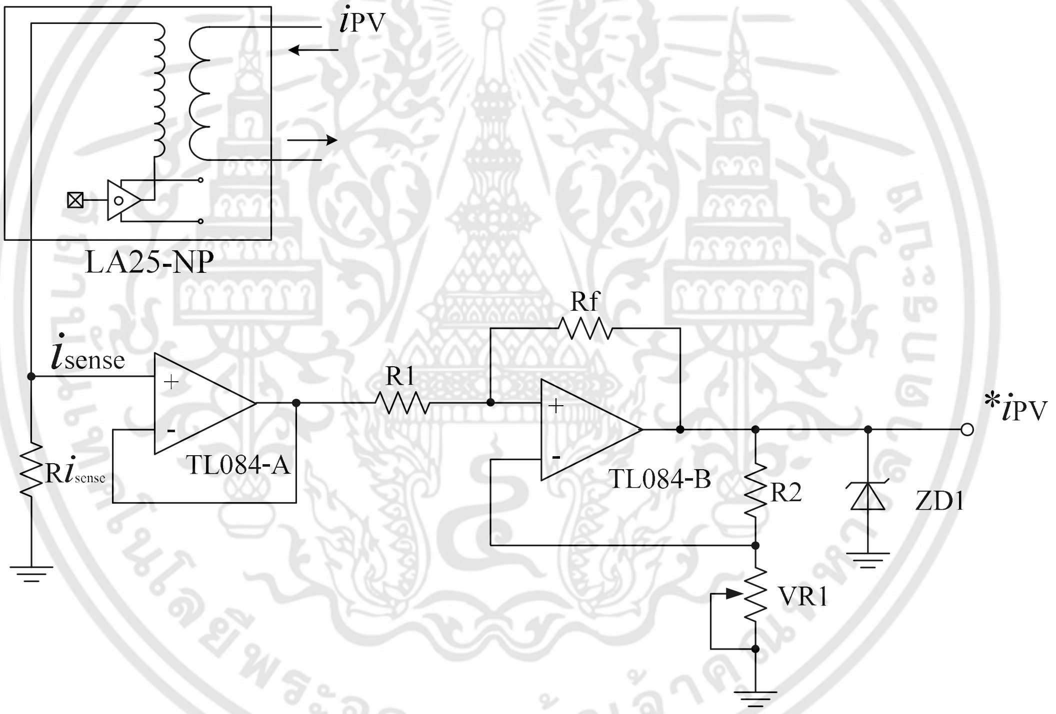
$$i_{sense} = \left(\frac{1}{1000}\right).R_{sense}.i_{PV} \tag{4.5}$$

เมื่อ

i_{sense} คือ สัญญาณกระแสเอาท์พุตของ LA25-NP

R_{sense} คือ ตัวต้านทานสร้างแรงดันของสัญญาณกระแส

i_{PV} คือ กระแสไฟตรงของเซลล์แสงอาทิตย์



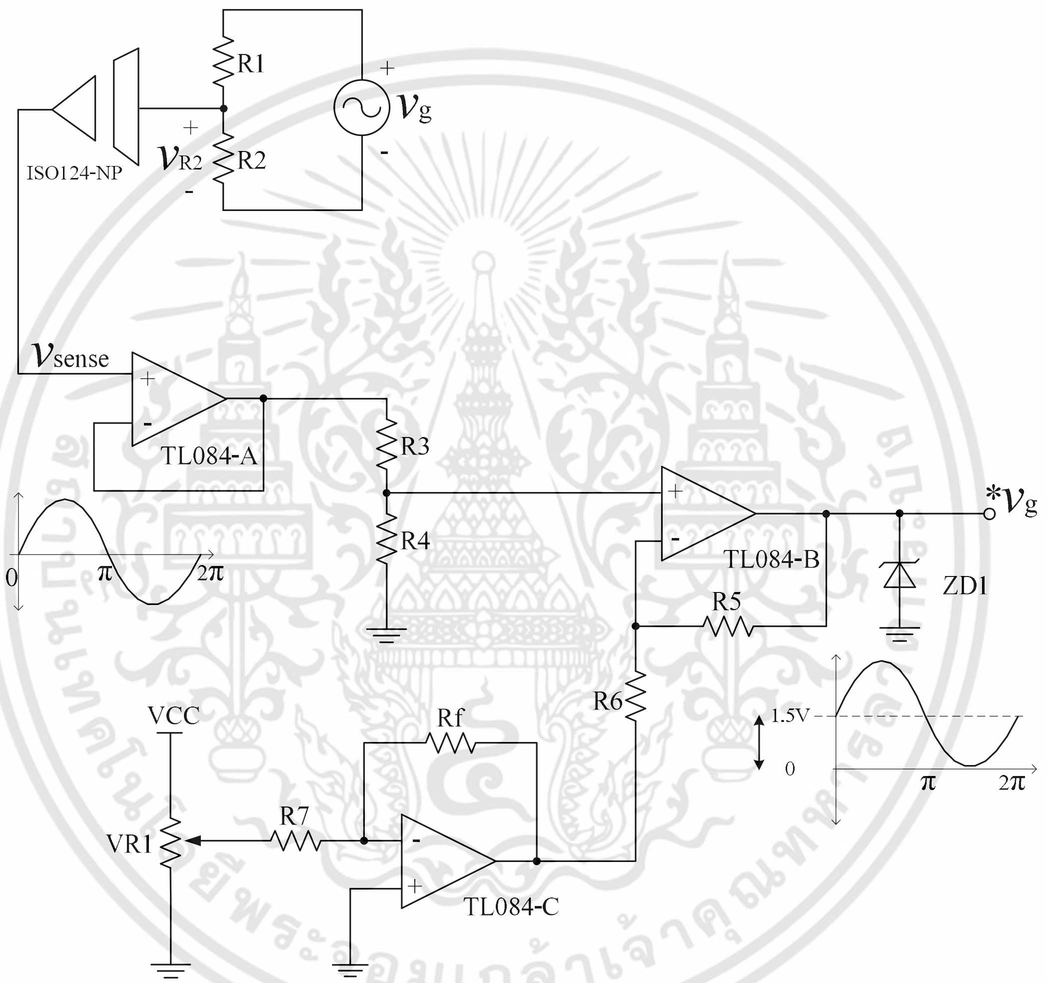
รูปที่ 4.7 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟตรง

4.2.3 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า

วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านระบบโครงข่าย ได้ออกแบบใช้ Power Transducer Isolator amplifier (ISO124-NP) เช่นเดียวกับวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรง เนื่องจากมีสมบัติการแยกกราวนด์สัญญาณออกจากกราวนด์ในวงจรกำลังเพื่อป้องกันวงจรควบคุมไม่ให้เกิดความเสียหายเมื่อเกิดการลัดวงจรในวงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากสัญญาณไซน์มีขนาดซีกบวกและลบและขนาดแรงดันที่ 220 Vrms เป็นสัญญาณที่ไม่สามารถป้อนให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้โดยตรง จึงทำการออกแบบวงจรแบ่งแรงดันให้มีขนาด 3.0 V พร้อมกับออกแบบวงจรยกระดับสัญญาณไซน์ที่สามารถปรับขนาดได้ โดยมีแนวคิดคือทำการปรับระดับตำแหน่งจุดตัดศูนย์ของสัญญาณไซน์ให้สูงขึ้นที่ 1.5 V จะส่งผลให้สัญญาณไซน์ในซีกลบมีค่าสูงสุดที่ตำแหน่ง 0 V ดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า

วงจรปรับขนาดและวงจรยกระดับอ้างอิงศูนย์สัญญาณไซน์ ได้ออกแบบระดับสัญญาณรูปคลื่นไซน์ให้สูงขึ้นจากเส้นอ้างอิงศูนย์ขึ้นมา 1.5 V ปรับขนาดสัญญาณในย่านที่เหมาะสมสำหรับป้อนให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยมีสัญญาณเป็นไฟตรงที่มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ จำกัดขนาดของสัญญาณไม่ให้เกิน 3.1 V ด้วยซีเนอร์ไดโอด สามารถสมการแสดงการหาค่าความไวของการตรวจจับสัญญาณ และเขียนวงจรการปรับขนาดและยกระดับสัญญาณแรงดัน ได้ดังสมการที่ (4.6) และ (4.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{V_g R_1}{R_1 + R_2} \times \left(\frac{R_5}{R_6}\right) + 1.5V \quad (4.6)$$

$$Gain = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times \left(\frac{R_5}{R_6}\right) \quad (4.7)$$

4.2.4 การออกแบบวงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า

วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่าย ใช้ตัวตรวจจับสัญญาณแบบ Current Transducer (LEM LA25-NP) ซึ่งใช้หลักการตรวจจับสัญญาณกระแสด้วยปรากฏการณ์ Hall Effect ในการรับสัญญาณกระแส ออกแบบให้มีมีวงจรสำหรับปรับขนาดสัญญาณ และวงจรยกระดับสัญญาณให้อยู่ในย่านที่เหมาะสมแล้วส่งผ่านเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์ เช่นเดียวกับวงจรตรวจจับแรงดัน เพื่อให้สัญญาณกระแสโครงข่ายที่มีซีกบวกและซีกลบให้เป็นสัญญาณไฟตรง ที่มีรูปคลื่นแบบสัญญาณไซน์ โดยสามารถเขียนสมการแสดงการหาค่าความไวของการตรวจจับสัญญาณได้ดังสมการที่ (4.8) และ (4.9) พร้อมทั้งแสดงวงจรการปรับขนาดและยกระดับสัญญาณกระแสที่ได้ออกแบบใช้งาน ได้ดังรูปที่ 4.9

อัตราขยายสัญญาณด้านเอาท์พุต

$$V_o = \frac{-I_p R_{sense} R_2}{1000 \times R_1} + 1.5V \quad (4.8)$$

ค่าความไวตรวจจับสัญญาณ

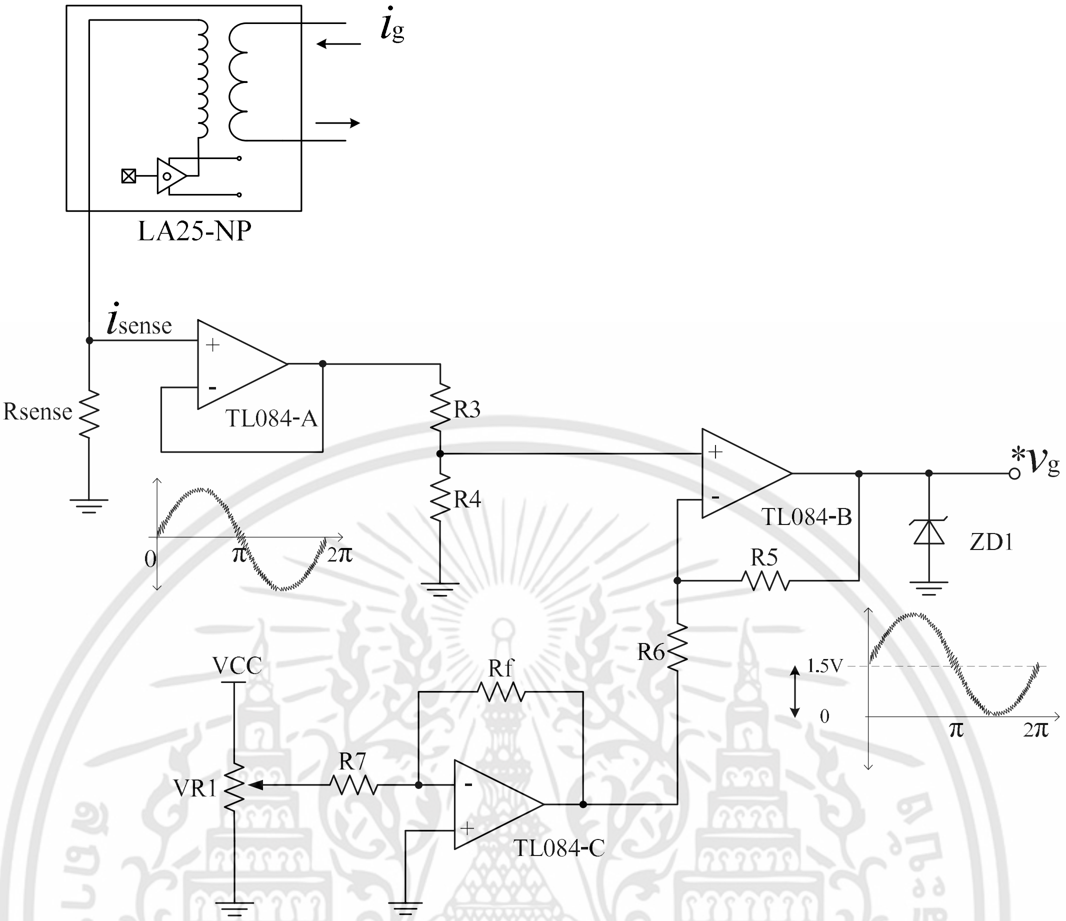
$$Sensitivity = \frac{V_o}{I_p} = \frac{R_{sense} R_2}{1000 \times R_1} \quad Volt / Amp \quad (4.9)$$

เมื่อ

i_P คือ สัญญาณกระแสเอาท์พุตของ LA25-NP

R_{sense} คือ ตัวต้านทานสร้างแรงดันของสัญญาณกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า

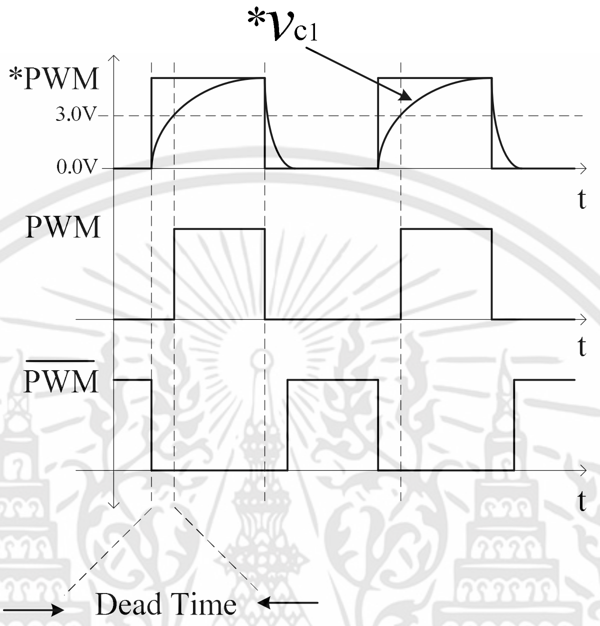
4.2.5 วงจรประวิงเวลา

การประวิงเวลาคือหน่วงเวลาการสวิตช์ระหว่างกิ่งบนและกิ่งล่าง เพื่อไม่ให้เกิดการสวิตช์พร้อมกันแบบทันทีทันใด สามารถป้องกันการลัดวงจรในระหว่างการทำงานได้ หลักการพื้นฐานที่ออกกแบบ แนวคิดมาจากวงจร RC Resonance โดยใช้หลักการชาร์จประจุต่อคาบเวลาของตัวเก็บประจุที่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด มาเปรียบเทียบกับระดับสัญญาณลอจิกของ NOT Gate ที่จะมีสถานะเอาท์พุตเป็น 1 เมื่อระดับสัญญาณมากกว่า 3.0 V การคำนวณหาค่าแรงดันเก็บประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุ สามารถหาได้จากสมการที่ (4.10)

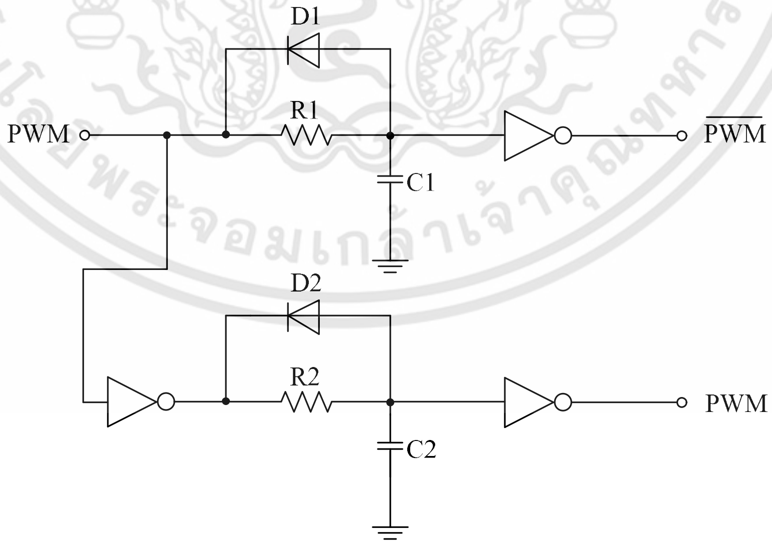
$$V_{Low} = 5 \times e^{\frac{t}{RC}} \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ V_{Low} จะเป็นค่าแรงดันของสถานะลอจิก 0 จากการคายประจุของค่าตัวเก็บประจุ เพื่อนำมาป้อนเข้าสู่ลอจิก NOT Gate ของไอซี 7404 เมื่อนำมาออกแบบสร้างวงจรจะได้ดังรูปที่ 4.10 แสดงหลักการทำงานและวงจรประวิงเวลาที่ได้ออกแบบไว้ ในรูปที่ 4.10



ก. หลักการทำงานของวงจรประวิงเวลา



ข. วงจรประวิงเวลาที่ออกแบบ

รูปที่ 4.10 วงจรประวิงเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ส่วนประมวลผลด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

ในข้างต้นการออกแบบระบบควบคุมจะทำการแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในระบบให้อยู่ในหน่วยเปอร์ยูนิต เพื่อให้ง่ายและสะดวกในการแปลงค่าในดัชนีการมอดูเลตของการสวิตซ์ ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆ ในระบบเปอร์ยูนิต และองค์ประกอบที่เกี่ยวข้อง ดังนี้

- ค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยง (R_{pu})

$$R_{pu} = \frac{R}{Z_{Base}} = 0.0183 \quad (4.11)$$

- ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยง (L_{pu})

$$L_{pu} = \frac{jXL}{Z_{Base}} = 0.1438 \quad (4.12)$$

- ค่าความต้านทานแฝงของตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยง (ωL)

$$\omega L = 2\pi f L = 3.1416 \quad (4.13)$$

- ค่าความเร็วเชิงมุมของระบบโครงข่าย (ω_g)

$$\omega g = 2\pi f = 314.1592 \ \ red/\sec \quad (4.14)$$

- คาบเวลาความถี่คลื่นพาห์ (T_a)

$$Tsw = 1/fsw \quad (4.15)$$

และ ค่าเฉลี่ยความถี่สวิตซ์

$$Ta = Tsw/2 = 100\mu s$$

- คาบเวลาคงตัว (Integrated Time Constance)

$$Ti = \frac{L_{pu}}{\omega g.R_{pu}} = 0.025\sec \quad (4.16)$$

4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมกระแสป้อนกลับ

จากการวิเคราะห์ออกแบบระบบควบคุมวงรอบปิดของกระแสป้อนกลับในระบบโครงข่ายในบทที่ 3 สมการระบบควบคุม สามารถนำมาหาตัวควบคุมแบบสัดส่วนและปริพันธ์ได้ดังสมการที่ (4.18)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเฉลี่ยความถี่สวิตช์ (Ta) มีค่าเท่ากับ 100us สามารถหาค่าเกนสำหรับตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบปริพันธ์ ได้เป็น

$$Kpi = \frac{\tau.R_{pu}}{2.Ta} = 2.2875$$

และ

$$Kii = \frac{Kpi}{Tii} = 91.55$$

ซึ่ง $Tii = \tau = \omega b \frac{Ls_{pu}}{R_{pu}} = 0.025$

ระบบควบคุมแบบวงรอบเปิด แสดงในสมการที่ (4.16)

$$Gc,_{OL}(s) = \frac{Kpi}{Tii.R_{pu}} . \frac{1}{s^2.Ta + s} \quad (4.17)$$

จะได้

$$= \frac{5000}{s^2 0.0001 + s}$$

ระบบควบคุมแบบวงรอบปิด แสดงในสมการที่ (4.18)

$$G_{C,CL}(s) = \frac{Kpi/\tau.R.Ta}{s^2 + 1/s.Ta + Kpi/\tau.R.Ta} \quad (4.18)$$

เมื่อวิเคราะห์สมการร่วมกับตัวควบคุม จะได้

$$G_{C,CL}(s) = \frac{1}{s^2.2Ta^2 + s.2Ta + 1}$$

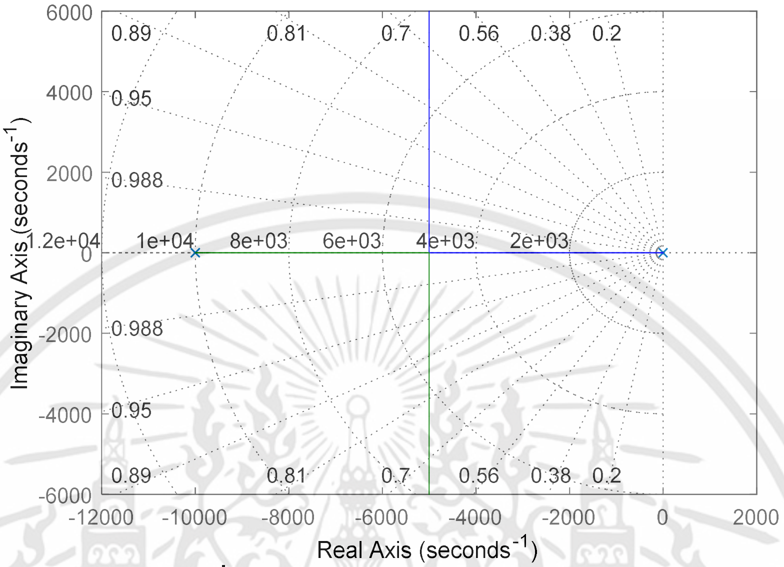
มีค่า Undamped Netual Frequency (ω_n) = $\sqrt{\frac{Kpi}{\tau.R.Ta}} = 7071.0678 red/\sec$

และ Damping Factor (ζ) = $\frac{1}{2}.\sqrt{\frac{\tau.R}{Kpi.Ta}} = 0.7071$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **การวิเคราะห์ระบบโลกัสของราก**

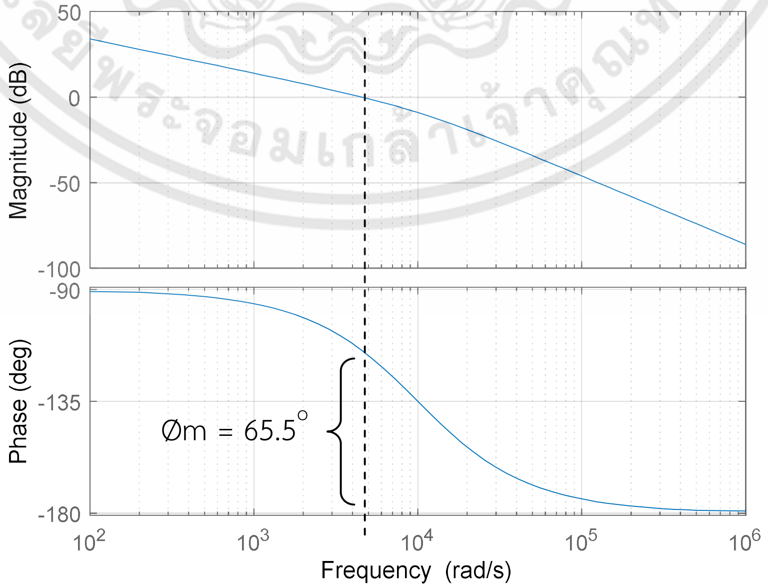
การวิเคราะห์หารากทางเดินของโลกัส มีจุดประสงค์เพื่อหาค่าของอนุพันธ์ s ที่ทำให้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบวงจรรอบมีค่าเป็นลบ ซึ่งต้องสอดคล้องร่วมกับสมการคุณลักษณะ



รูปที่ 4.11 ทางเดินรากของโลกัสในระบบ

- **การวิเคราะห์ระบบในโดเมนความถี่**

จากการคำนวณสมการวงรอบเปิดในระบบควบคุมของกระแสโครงข่าย แผนภาพโบดพล๊อตแสดงในรูปที่ 4.12 มีค่ามุมเฟสมาร์จิน (Phase magin ; Øm) ที่ 65.5° และมีค่าอัตราขยายเป็นอนันต์ มีความมุมเฟสมาร์จินสูงพอที่ทำให้ระบบมีความเสถียรภาพ



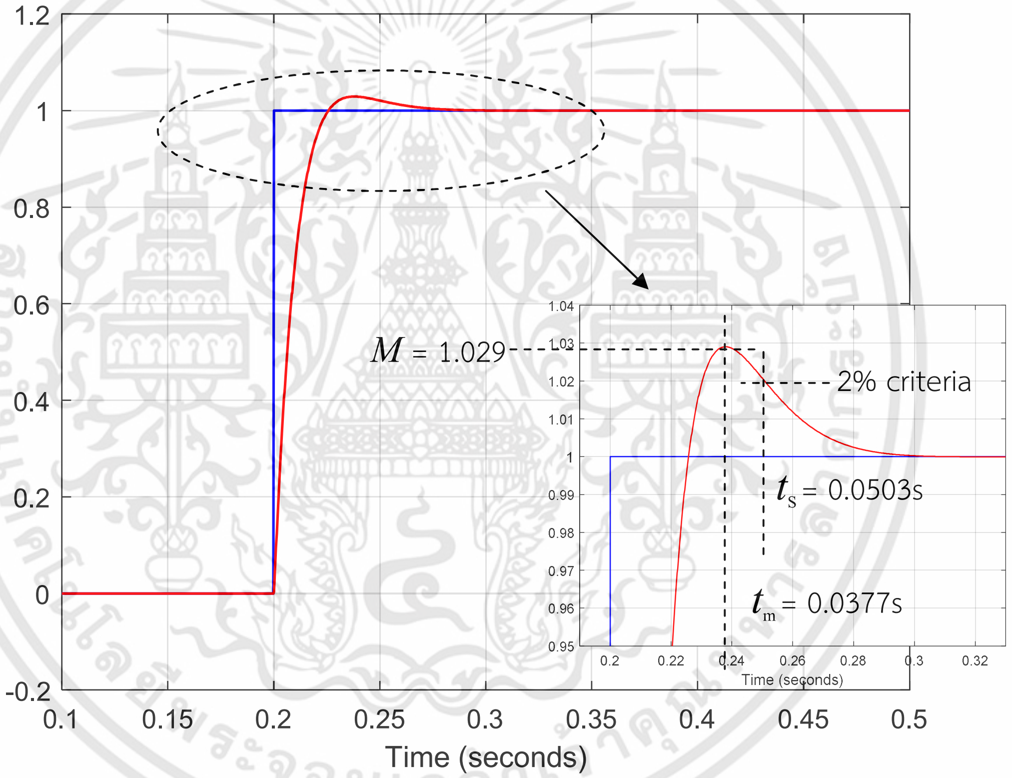
รูปที่ 4.12 กราฟโบดพล๊อตของระบบควบคุมกระแสวงรอบเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **การวิเคราะห์ระบบบนโดเมนเวลา (Time Domain Analyze)**

ในการวิเคราะห์ผลตอบสนองของระบบบนโดเมนเวลา เพื่อทดลองเสถียรภาพของระบบในการตอบสนองต่อค่าอ้างอิงในระบบวงรอบปิด ทำการจำลองการเปลี่ยนแปลงของระบบด้วยสัญญาณขั้นบันได (STEP) เป็นสัญญาณอินพุตที่วินาทีที่ 0.2 เพื่อวิเคราะห์หาค่าเวลาในการตอบสนองในช่วงต่างๆ ดังรูปที่ 4.13 ซึ่งจากการจำลองมีพารามิเตอร์บนฟังก์ชันเวลา ดังนี้

- Maximum overshoot; M = 1.029
- Time of maximum overshoot; t_m = 0.0377s
- Setting time (using 2% criteria); t_s = 0.0503s



รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองสัญญาณอินพุตของระบบควบคุมกระแสแบบวงรอบปิด

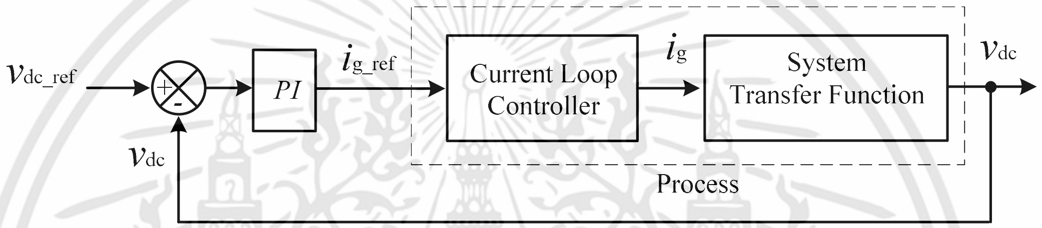
4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมแรงดันไฟตรง

ในระบบควบคุมวงรอบปิดของแรงดันไฟตรง มีความสัมพันธ์โดยตรงกับวงรอบปิดของกระแสในระบบโครงข่าย ซึ่งการออกแบบจะสัมพันธ์กับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งความถี่ของอินเวอร์เตอร์ใน 1 โมดูล จะมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่คลื่นพาห์ และเมื่อวิเคราะห์ถึงความถี่เอาท์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคาสเคด 5 ระดับ ที่เอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 โมดูล อนุกรมกันส่งผลให้มีความถี่เอาท์พุตถึง 4 เท่า ของความถี่คลื่นพาห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม เพื่อการควบคุมแรงดันไฟตรงคงที่อย่างมีเสถียรภาพ จากแนวทางการออกแบบตัวควบคุมที่กล่าวในบทที่ 3 การควบคุมแรงดันไฟตรงแบบป้อนกลับโดยใช้ค่าแรงดันอ้างอิงที่เป็นค่าเฉลี่ยแรงดันที่จุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ เปรียบเทียบกับค่าแรงดันไฟตรงในระบบจริง ป้อนค่าความคาดเคลื่อนให้ตัวควบคุมแบบพีไอที่มีสัดส่วนควบคุมจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสโครงข่ายและแรงดันไฟตรง ซึ่งการทำงานของระบบจะสามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุได้จากการปรับขนาดของกระแสโครงข่าย เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงขนาดกำลังไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์

ในการควบคุมนั้นจะต้องประกอบด้วยตัวควบคุมและตัวดำเนินการทำงาน (Process) ซึ่งจะหมายถึงระบบส่งจ่ายกระแสโครงข่าย ซึ่งเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง i_g และ v_{dc} ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 กระบวนการของฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่าง i_g และ v_{dc}

จากค่าพารามิเตอร์ของระบบแรงดันของแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงมีขนาด 220 โวลต์ และแรงดันไฟฟ้าใช้งานของระบบโครงข่าย ซึ่งเป็นฐานของระบบมีค่า 220 โวลต์ ดังนั้น จึงการออกแบบจึงกำหนดให้ค่าสัดส่วนระหว่างไฟตรงและไฟสลับมีค่าเท่ากับ 1 ($K = 1$)

สามารถหาค่าเกนสำหรับตัวควบคุมแบบสัดส่วนและตัวควบคุมแบบปริพันธ์ ได้เป็น

$$Kpv = \frac{\frac{1}{\omega_b . C_{pu}}}{K.\sqrt{Tiv.Teq}} = \frac{Tc}{a.K.Teq}$$

$$Kiv = \frac{Kpv}{Tiv}$$

เมื่อ $Tiv = a^2 .Teq = 3^2 .0.0002 = 0.0018$

ค่า Tc ในสมการ มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{\omega_b .C_{pu}}$ และพิจารณาค่าตัวเก็บประจุในหน่วยเปอร์ยูนิต มีค่าเท่ากับ $C_{pu} = \frac{1}{\omega_b .C.Z_{dc,Base}} = 0.0107$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการระบบควบคุมแรงดันไฟตรงในวงรอบเปิด เท่ากับ

$$G_{V,OL}(s) = Kpv.\left(\frac{s.Tiv+1}{s.Tiv}\right).\frac{K}{s.Teq+1}.\left(\frac{1}{s.Tc}\right) \tag{4.19}$$

สมการระบบควบคุมแรงดันไฟตรงในวงรอบปิด เท่ากับ

$$G_{V,CL}(s) = Kpv.\left(\frac{s.Tiv+1}{s.Tiv}\right).\frac{K}{s.Teq+1}.\left(\frac{1}{s.Tc}\right) \tag{4.20}$$

- **การวิเคราะห์ระบบในโดเมนความถี่ (Frequency Domain Analyze)**

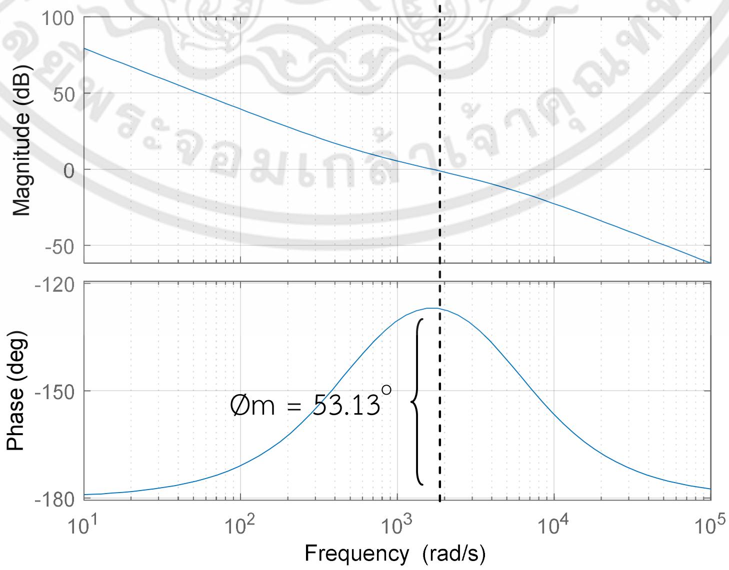
จากการคำนวณสมการวงรอบเปิดในระบบควบคุมของแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ แผนภาพโบดพล๊อตแสดงในรูปที่ 4.15 มีค่ามุมเฟสมาร์จิน (Phase magin ; Øm) ที่ 53.13° ระบบเสถียรภาพของโดเมนความถี่ของระบบควบคุมแบบวงรอบปิด จากแผนภาพโบดพล๊อตพบว่าระบบมีค่าคงตัว มีความมุมเฟสมาร์จินสูงพอที่ทำให้ระบบมีความเสถียรภาพ

สมการมุมเฟสมาร์จิน เท่ากับ

$$\text{Phase magin} ; Øm = \tan^{-1}(3) - \tan^{-1}\left(\frac{1}{3}\right) \tag{4.21}$$

ค่า Dampling Factor

$$\xi = \frac{1}{a.T_{eq}} = 1666.667 red/\sec \tag{4.22}$$

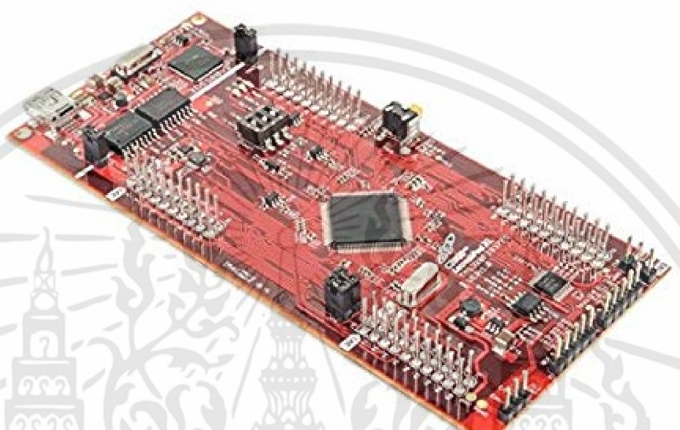


รูปที่ 4.15 กราฟโบเดพล๊อตของระบบควบคุมแรงดันไฟตรงวงรอบเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.3 ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28377S

กระบวนการทำงานของระบบส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่าย มีส่วนควบคุมการทำงานที่สำคัญคือไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อให้ระบบที่ได้ออกแบบไว้มีการทำงานที่ถูกต้องและสอดคล้องสัมพันธ์กันระหว่างการทดสอบจริงและการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ การใช้ช่วงเวลาชักค่า (Sample Time) จำเป็นต้องคำนวณให้มีความสอดคล้องต่อความสามารถของไมโครคอนโทรลเลอร์ และใช้ช่วงเวลาที่เท่ากันกับการจำลองในระบบคอมพิวเตอร์อีกด้วย



รูปที่ 4.16 ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ Launch Pad เบอร์ TMS320F28377S

ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ Launch-Pad เบอร์ TMS320F28377S มีการใช้ชุดคำสั่งแบบ Embedded composer แปลงชุดคำสั่งการทำงานจากระบบการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK มีคุณสมบัติการใช้งานและสมรรถนะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังนี้

1. ไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้ซีพียูด้วยเทคโนโลยีตระกูลซีมอส (CMOS)
    - ความถี่ในการประมวลผลเท่ากับ 200 MHz (ความเร็วรอบประมวลผล 5 นาโนวินาที)
    - แรงดันซีพียู 1.9-V/1.8-V, แรงดันพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตเท่ากับ 3.3 โวลต์
2. ซีพียูประสิทธิภาพสูง ขนาด 32 บิต (TMS320F28xxx)
    - มาตรฐาน IEEE-754 Single-Pricision Floating-Point Unit (FPU)
    - Trigonometric Math Unit (TMU)
    - Viterbi/Complex Math Unit (VCU-II)
    - Unified Memory Programming Model
    - Code-Efficient (in C/C++ and Assembly)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. On-Ship Memory
    - 512KB(256KW) or 1MB(512KW) of Flash (ECC-Protected)
    - 132KB(66KW) or 164KB(82KW) of RAM
    - Dual-Zone Security Supporting Third-Party Development
    - Unique Identification Number
4. Clock and System Control
    - Two Internal Zero-Pin 10MHz Oscilloscope
    - On-Chip Crystal Oscillator
    - Windowed Watchdog Timer Module
    - Missing Clock Detection Circuitry
5. Analog Subsystem
    - Up to Four Analog to Digital Converters(ADCs)
    - 16 bit Mode
    - 1.1 MSPS Each (Up to 4.4-MSPS system Throughput)
    - Single-Ended Input
    - Up to 24 External Channels
    - Single Sample and Hold (S/H) on Each ADC
    - Hardware-Integrated Post-Processing of ADC Converter
    - Saturating Offset Calibration
    - Error of Set Point Calculation
    - High, Low and Zero-Crossing Compare with Interrupt Capability
    - Trigger to Sample Delay Capture
    - Eight Windowed Comparators with 12 bit Digital to Analog(DAC)
    - Three 12-Bit Buffered DAC Outputs
6. Enhanced Control Peripherals
    - 24 PWM Channels with Enhanced Features
    - 16 High-Resolution Pulse Width Modulator (HRPWM) Channels
    - High Resolution on Both A and B Channels of 8 PWM Modules
    - Dead-Band Support (on Both Standard and High Resolution)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Six Enhanced Capture (eCAP) Modules
- Three Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) Modules

7. Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block That Supports all 58 Peripheral
8. 128-Bit Security Key/Lock
   - Protects Flash/OTP/RAM Block
   - Prevents Firmware Reverse Engineering
9. Enhanced Control Peripherals
   - Up to 18 PWM Output
   - Up to 6 HRPWM Output With 150 ps MEP Resolution
   - Up to 6 Even Capture Inputs
   - Up to 2 Quadrature Encoder Interfaces
   - Up to 8 32-Bit Timers (6 for eCAPs and 2 for eQEPs)
   - Up to 9 16-Bit Times (6 for ePWMs and 3XINTCRs)
10. Three 32-Bit CPU Timers
11. Serial Port Peripherals
    - Up to 2 CAN Modules
    - Up to 3 SCI (UART) Module
    - Up to 2 McBSP Module (Configurable as SPI)
    - One SPI Module
    - One Inter-Integrated-Circuit (I2C) Bus
12. 12-Bit ADC, 16 Channels
    - 80 ns Conversion Rate
    - 2x8 Channel Input Multiplexer
    - Two Sample and Hold
    - Single/Simultaneous Conversions
    - Internal or External Reference
13. Up to 88 Individually Programmable, GPIO pins With Input Filtering
14. JTAG Boundary Scan Support
15. Advanced Emulation Functions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Analyze and Breakpoint Functions
- Real-Time Debug via Hardware

16. Deployment Support Includes
- ANSI C/C++ Compiler /Assembler /Linker
- Code Composer Studio^{TM} IDE
- DSP/BIOS^{TM}
- Digital Motor Control and Digital Power Software Libraries

จากข้อมูลคุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ TMS320F28377S ที่กล่าวในข้างต้น นับว่าเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีประสิทธิภาพและสมรรถนะในการทำงานและการคำนวณทางคณิตศาสตร์รวมถึงการประมวลผลสัญญาณดิจิตอลอยู่ในระดับสูง ซึ่งการที่จะให้การประมวลผลเป็นไปตามความถี่ที่ใช้งานและความสามารถของซีพียู

4.3.4 การแปลงค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital Converter)

สัญญาณจากการตรวจจับค่าแรงดันและกระแสจากวงจรออปแอมป์ที่ออกแบบในหัวข้อที่ 4.2 เอาท์พุตของสัญญาณจะมีขนาดแรงดันอยู่ในระดับช่วง 0.0 - 3.0V ซึ่งเป็นขนาดแรงดันอนาล็อกสูงสุดที่ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถรับได้

สัญญาณอนาล็อกที่ป้อนให้กับ Analog Modules (ADCs) ค่าดิจิตอลที่แปลงค่ามาจากอนาล็อกจะมีค่าสูงสุด ขึ้นอยู่กับจำนวนความละเอียดของฟังก์ชันรับค่าที่เป็นสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละตัว ซึ่งจะมีข้อมูลค่าดิจิตอลสูงสุดเป็นค่ากำลังสองของจำนวนบิตของฟังก์ชันอนาล็อก สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในการวิจัยมีความละเอียดที่ 12 บิต มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} DigitalValue &= 2^{12bit} \\ &= 4095_{oct} \end{aligned} \tag{4.23}$$

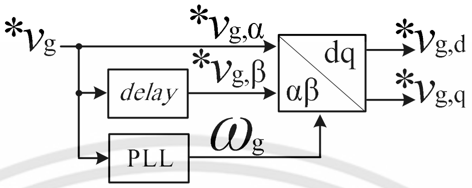
การแปลงค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอลเพื่อเป็นการเปลี่ยนรูปแบบการคำนวณจากขนาดสัญญาณที่มีความต่อเนื่องมาเป็นขนาดลำดับตัวเลขในระบบฐานสิบ เพื่อให้รองรับการประมวลที่เป็นแบบดิจิตอล ซึ่งการนำไปประมวลผลในระบบที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งเป็นขนาดจริงทางระบบไฟฟ้าและขนาดเวกเตอร์หรือทิศทางของสัญญาณ ที่กล่าวมาทั้งหมดเราจำต้องแปลงค่าสัญญาณดิจิตอลมาเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าที่มีขนาดและทิศทางเท่ากับสัญญาณจริงที่ได้ออกแบบและจำลองไว้ในโปรแกรม

ซึ่งการแปลงค่าดิจิตอลมาเป็นขนาดและทิศทางจริงของระบบไฟฟ้า ขึ้นอยู่กับลักษณะการออกแบบค่าอัตราส่วนขยายและลดทอนของวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแสในหัวข้อที่ 4.2

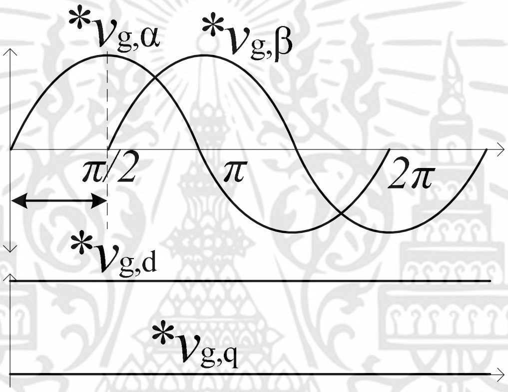
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.5 การแปลงสัญญาณไฟฟ้าสองเฟสในรูปแบบ Park's Transformation

การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ในงานวิจัยนี้ การออกแบบสัญญาณเพื่อใช้ในการคำนวณในรูปแบบของ Park' Transformation โดยเป็นการแปลงสัญญาณไฟฟ้าสองเฟส เป็นสัญญาณไฟตรงที่มีค่าพิกัดเท่ากับค่ายอดของสัญญาณ ดังรูปที่ 4.17



ก. รูปแบบของ Park's Transformation



ข. สัญญาณของรูปแบบ Park's Transformation

รูปที่ 4.17 รูปแบบของ Park's Transformation

เนื่องจากงานวิจัยนี้ เป็นระบบส่งจ่ายกระแสไฟฟ้าแบบเวกเตอร์สำหรับระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส การแปลงแกนสัญญาณไฟฟ้าจึงต้องใช้การเลื่อนเฟสสัญญาณแทนที่การใช้ฟังก์ชัน Clark's Transformation ในระบบสามเฟส

ดังนั้น การเลื่อนเฟสสัญญาณเบต้าในงานวิจัย จึงใช้ Peripherals tools ด้วยฟังก์ชัน delay ซึ่งการคำนวณจะสัมพันธ์ต่อค่า Sample Time ของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ประมวลผล งานวิจัยนี้ใช้ค่า Sample Time = 100us จากรูปที่ 4.17 (ข) รูปสัญญาณของ $v_{g,\alpha}$ และ $v_{g,\beta}$ มีมุมห่างกัน 90 องศา และในระบบโครงข่ายไฟฟ้ามีความถี่มูลฐานที่ 50Hz มีคาบเวลากับ 20ms

ดังนั้น ที่มุม 90 มีช่วงเวลาที่ 5ms สามารถ คำนวณค่า delay เท่ากับ

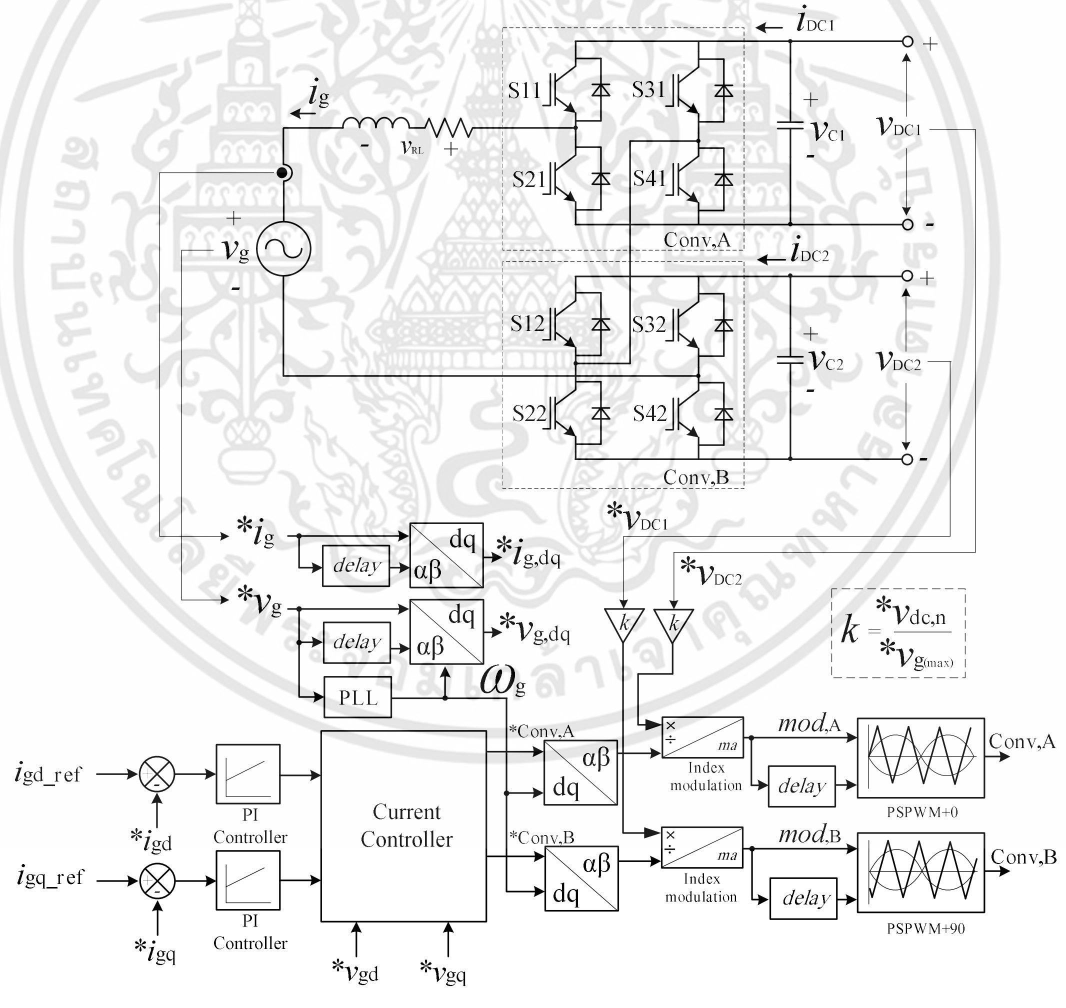
$$delay = delayTime / SampleTime \tag{4.24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการจำลองและผลการทดสอบ

ในบทที่ 5 เป็นการนำเสนอผลการจำลองและการทดสอบการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ของระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ซึ่งได้ทำการจำลองการทำงานของระบบทั้งหมดที่ออกแบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และออกแบบวงจรต้นแบบทำการทดสอบระบบการทำงานจริง เพื่อยืนยันความถูกต้องโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ของบริษัท Texas Instruments ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28377S ในการประมวลผลสัญญาณ สามารถแสดงฌครงสร้างของวงจรและระบบควบคุมที่นำเสนอ ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ของระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ด้วยวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมที่ได้ทำการออกแบบไว้ประกอบด้วย 2 ภาคควบคุม ได้แก่ ส่วนควบคุมวงรอบกระแสในระบบโครงข่ายไฟฟ้า (Current Control) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมขนาดของกระแสไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคการควบคุมตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว ซึ่งสามารถทำการควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าที่จ่ายเข้าระบบโครงข่าย ด้วยการกำหนดค่ากระแสอ้างอิงในแกนดีและการควบคุมกระแสอ้างอิงในแกนคิว ซึ่งเมื่อกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์มุมเฟสระหว่างกระแสและแรงดันโครงข่ายจะมีมุมเข้าใกล้ศูนย์ ในส่วนควบคุมดังกล่าวนี้จะสามารถควบคุมขนาดจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนจ่ายเข้าสู่ระบบโครงข่าย และสามารถชดเชยมุมเฟสค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ และในส่วนที่ 2 การควบคุมวงรอบแรงดันไฟตรงตัวเก็บประจุ ในส่วนนี้จะทำหน้าที่รักษาระดับไฟตรงที่ตัวเก็บประจุให้คงที่ ด้วยการควบคุมดัชนีมอดูเลตของเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์แต่ละโมดูลร่วมกับเงื่อนไขการควบคุมของวงรอบกระแส มีสัดส่วนระหว่างแรงดันไฟและค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่าย จะสามารถทำให้ระบบรักษาระดับแรงดันไฟตรงไม่ให้เกิดการลดลงในระดับพิกัด

ในส่วนต่อไปเป็นการจำลองและทดสอบในเรื่องของการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนดี-แกนคิว โดยจะสังเกตการตอบสนองการทำงานของระบบควบคุมที่ออกแบบ ซึ่งแบ่งหัวข้อการทดสอบดังนี้

5.1 ผลการจำลองและทดสอบการทำงานของสวิตซ์โหมดอินเวอร์เตอร์

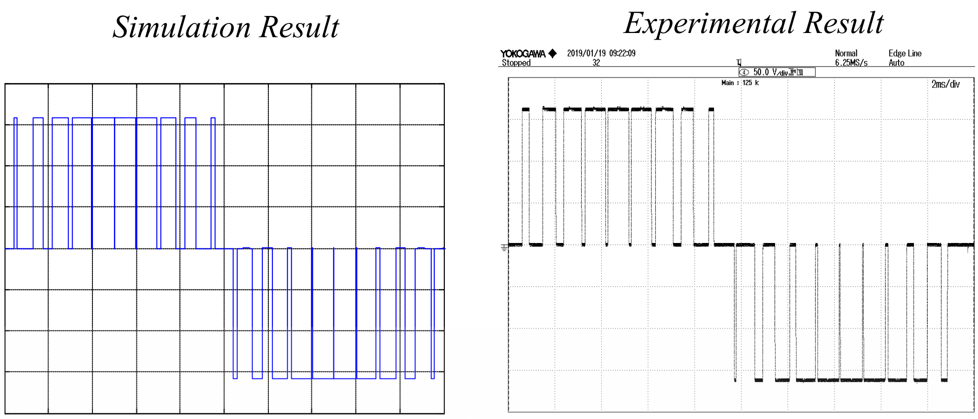
ในส่วนนี้ได้แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ที่ใช้ในงานวิจัย โดยในส่วนของรูปที่ 5.1 (ก) และ (ข) เป็นแรงดันเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์ที่โมดูล A และ B ตามลำดับ และ (ค) เป็นแรงดันเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ได้จำลองผลด้วยโปรแกรม MATLAB/simulink เปรียบเทียบกับผลการทดลองจริงของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ ใช้ความถี่คลื่นพาห์ที่ 500 Hz เพื่อให้สามารถมองเห็นการทำงานของสวิตซ์เปรียบเทียบได้อย่างชัดเจน

ในรูปที่ 5.1 (ก) แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ตัวที่ 1 มีรูปคลื่นเป็นแบบยูนิโพล่ามีความถี่สวิตซ์เท่ากับ 1kHz มีระดับแรงดันเอาท์พุตเป็น 3 ระดับ ที่ $+v_{dc}$, 0 และ $-v_{dc}$ เกิดจากการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ตัวที่ 1 ที่มีมุมเริ่มต้นของสัญญาณที่ 0 องศา

ในรูปที่ 5.1 (ข) แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ตัวที่ 2 แบบยูนิโพล่าที่ความถี่ 1kHz มีแรงดันเอาท์พุตเป็น 3 ระดับ เช่นเดียวกันกับเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ตัวที่ 1 แต่สัญญาณคลื่นพาห์ในการมอดูเลตจะมีมุมล้าหลังจากคลื่นพาห์ตัวที่ 1 อยู่ 90 องศา จากรูปที่ 5.1 เป็นการยกตัวอย่างค่าดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ 1.0 (m_a = 1.0)

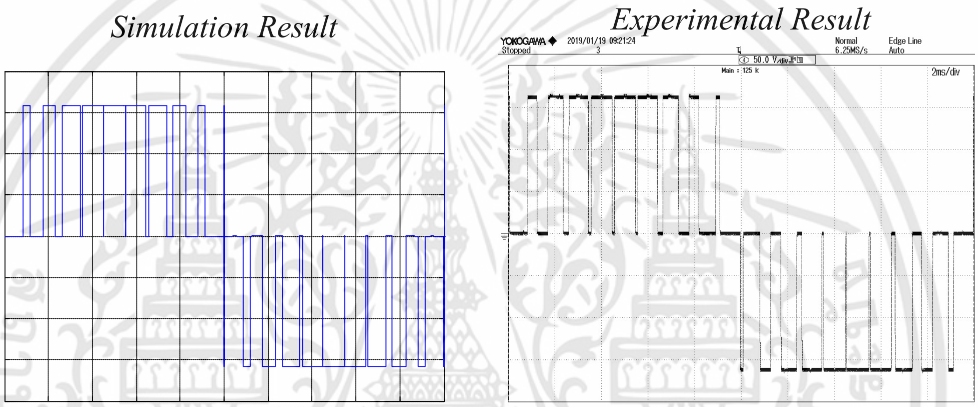
รูปที่ 5.1 (ค) แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ มีลักษณะสัญญาณเป็นขั้นบันไดแบบ 5 ระดับ ที่ $+2v_{dc}$, $+v_{dc}$, 0, $-v_{dc}$ และ $-2v_{dc}$ ซึ่งเกิดจากผลรวมของขนาดและคาบเวลาการสวิตซ์วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ตัวที่ 1 และ 2 ทำให้แรงดันค่ายอดมีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดันไฟตรงความถี่สวิตซ์เพิ่มเป็น 2kHz และ ซึ่งดัชนีการมอดูเลตมีความสัมพันธ์ต่อระดับขั้นแรงดัน และในหัวข้อต่อไปจากกล่าวถึงความสัมพันธ์ของค่าดัชนีการมอดูเลตต่อแรงดันเอาท์พุตของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



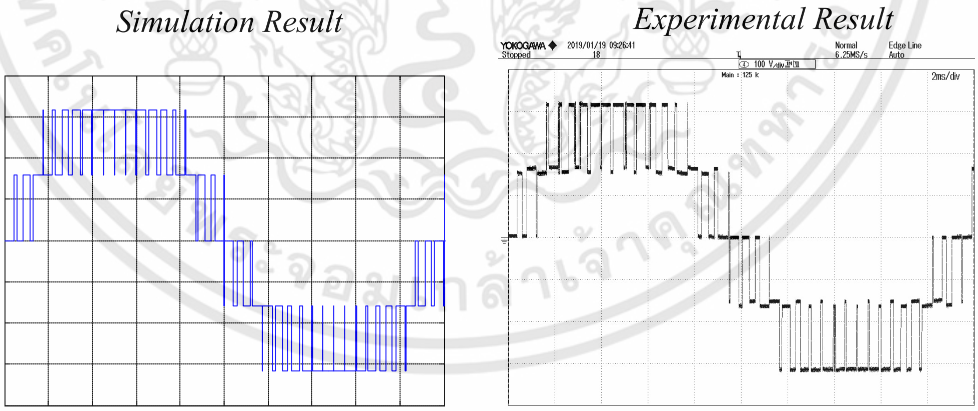
$v$conv-A = 50V/div , Time = 2ms/div

ก. แรงดันไฟฟ้าด้านเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 1 ($v$conv-A)



$v$conv-B = 50V/div , Time = 2ms/div

ข. แรงดันไฟฟ้าด้านเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 2 ($v$conv-B)



$v$conv-AB = 100V/div , Time = 2ms/div

ค. แรงดันไฟฟ้าด้านเอาท์พุตของเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ($v$conv-AB)

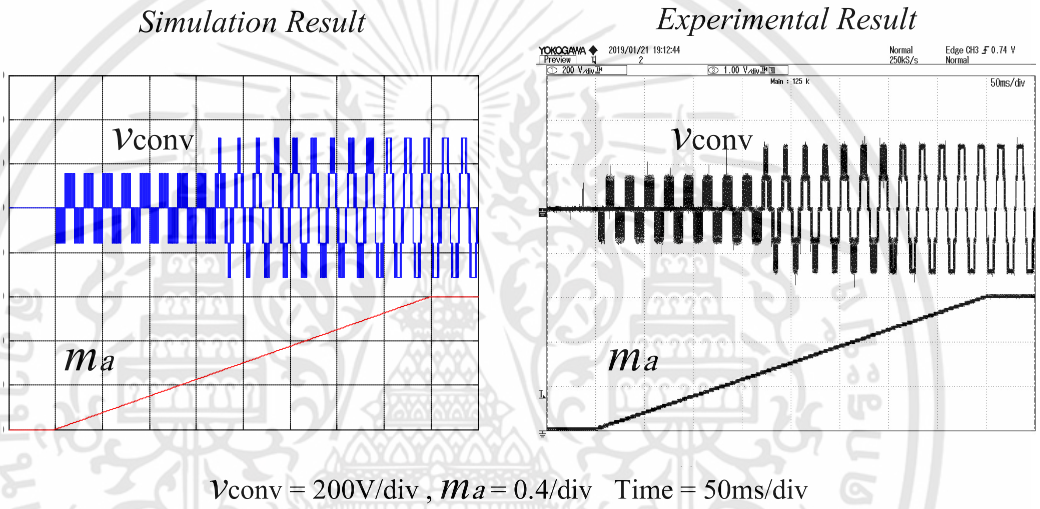
รูปที่ 5.2 ผลการจำลองและทดลองจริงของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ที่ใช้ในงานวิจัย

จากผลการจำลองเปรียบเทียบผลการทดสอบการทำงานจริงของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์เห็นได้ว่ามีความสอดคล้องกัน ผลรวมของแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของแรงดันไฟตรง โดยในระดับขั้นแรงดันไฟฟ้าที่ไซเคิลบวกแบ่งเป็น 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ผลการจำลองและทดสอบค่าดัชนีการมอดูเลตต่อแรงดันเอาท์พุต

จากหัวข้อข้างต้นสัญญาณแรงดันเอาท์พุตของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ ที่ค่าดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index; m_a) ที่ 1.0 แรงดันเอาท์พุตเป็นแบบขั้นบันได 5 ระดับ ซึ่งดังกล่าวดัชนีการมอดูเลตมีผลต่อค่าระดับแรงดันเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ด้วยค่าความสัมพันธ์ของคาบเวลาการสวิตช์ที่กิ่งเดี่ยวกันของวงจรเอชบริดจ์ทั้ง 2 วงจร ในส่วนนี้จะอธิบายถึงความสัมพันธ์ของระดับแรงดันเอาท์พุตกับดัชนีมอดูเลตที่ 0.0 เพิ่มขึ้นเป็น 1.2 ดังแสดงในรูปที่ 5.2 เป็นผลการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองด้วยโปรแกรมกับผลการทดสอบจริงของวงจรที่ได้ออกแบบ

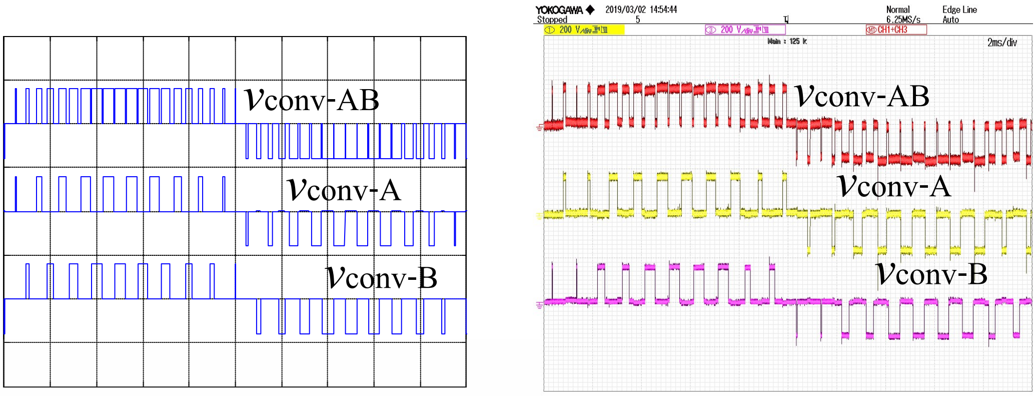


ก. ผลการจำลองด้วยโปรแกรม ข. ผลการทดสอบจริงของวงจร

รูปที่ 5.3 แรงดันเอาท์พุตของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ต่อค่าดัชนีการมอดูเลต

จากข้างต้น ความสัมพันธ์ระหว่างดัชนีการมอดูเลต มีผลต่อขนาดและระดับแรงดันไฟฟ้าของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ พิจารณาที่รูป 5.2 ในช่วงริ่มต้นเมื่อค่าดัชนีการมอดูเลตจาก 0.0 ถึง 0.5 ระดับแรงดันทางด้านเอาท์พุตของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นแบบยูนิโพล่าร์ 3 ระดับ ที่ $+v_{dc}$, 0 และ $-v_{dc}$ เนื่องจากคาบเวลาในการสวิตช์ในกิ่งที่ 1 ของวงจรเอชบริดจ์ทั้ง 2 วงจร มีช่วงการสวิตช์นำกระแสอยู่ระหว่าง 0 ถึง π ซึ่งในเทคนิคการเลื่อนเฟสสัญญาณคลื่นพาห์ของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 2 จะล้าหลังจากตัวที่ 1 อยู่ 90 องศา ทำให้คาบเวลาการสวิตช์ที่กิ่งเดียวกันของทั้ง 2 วงจร ไม่เกิดการคาบเกี่ยวของเวลาการนำกระแสที่ทับซ้อนกัน ทำให้ผลรวมแรงดันทางด้านเอาท์พุตของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับแรงดันเท่ากับไฟตรง จากการสวิตช์นำกระแสในกิ่งที่ 1 ของวงจรเอชบริดจ์ในไซเคิลบวกของสัญญาณไซน์ และสวิตช์นำกระแสในกิ่งที่ 2 ในไซเคิลลบ ดังนั้น จึงทำให้แรงดันเอาท์พุตของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ มีค่ายอดแรงดันในไซเคิลบวกและลบเท่ากับแรงดันไฟตรงอินพุต สามารถแสดงรายละเอียดที่กล่าวข้างต้นได้ในรูปที่ 5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

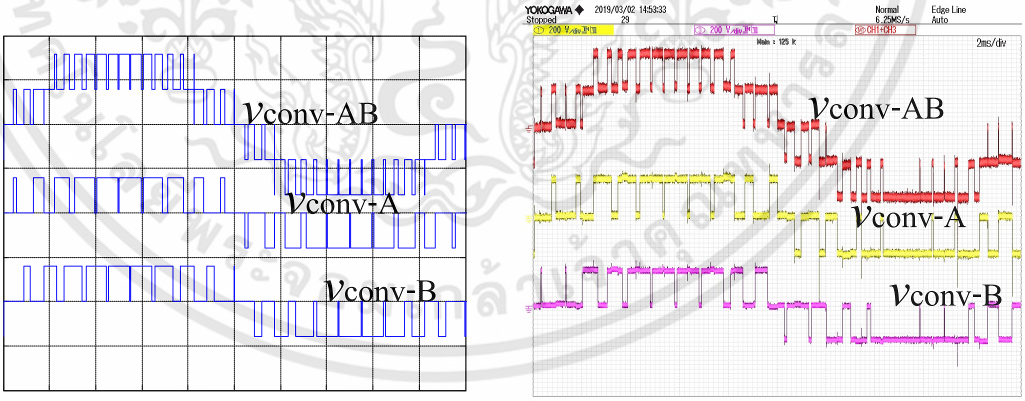


Simulation Result *Experimental Result*

*v*conv-A = 200V/div, *v*conv-B = 200V/div, *v*conv-AB = 200V/div, Time = 2ms/div

รูปที่ 5.4 แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่ดัชนีการมอดูเลต 0.5

พิจารณาช่วงดัชนีการมอดูเลตตั้งแต่ 0.5 ถึง 1.0 แรงดันทางด้านเอาท์พุตของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์มีระดับแรงดันเป็น 5 ระดับ ซึ่งในแต่ละระดับขั้นมีค่าแรงดันเท่ากับแรงดันไฟตรง (*v*dc) เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตมากกว่า 0.5 คาบเวลาการสวิตช์นำกระแสที่มากกว่าช่วง π ที่กึ่งเดียวกัน ทำให้มีค่าเวลาการนำกระแสที่ทับซ้อนกัน ที่สวิตช์ในกิ่งที่ 1 ของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 1 และวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 2 ดังนั้น จึงทำให้มีช่วงเวลาการสวิตช์นำกระแสที่อยู่ในช่วงเวลาเดียวกัน ผลรวมแรงดันค่ายอดจึงมีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดันไฟตรง (2*v*dc) จากผลรวมแรงดันไฟตรงของวงจรเอชบริดจ์ทั้ง 2 วงจร สามารถแสดงรูปแบบการสวิตช์นำกระแสและแรงดันเอาท์พุตของวงจร ได้ดังรูปที่ 5.4



Simulation Result *Experimental Result*

*v*conv-A = 200V/div, *v*conv-B = 200V/div, *v*conv-AB = 200V/div, Time = 2ms/div

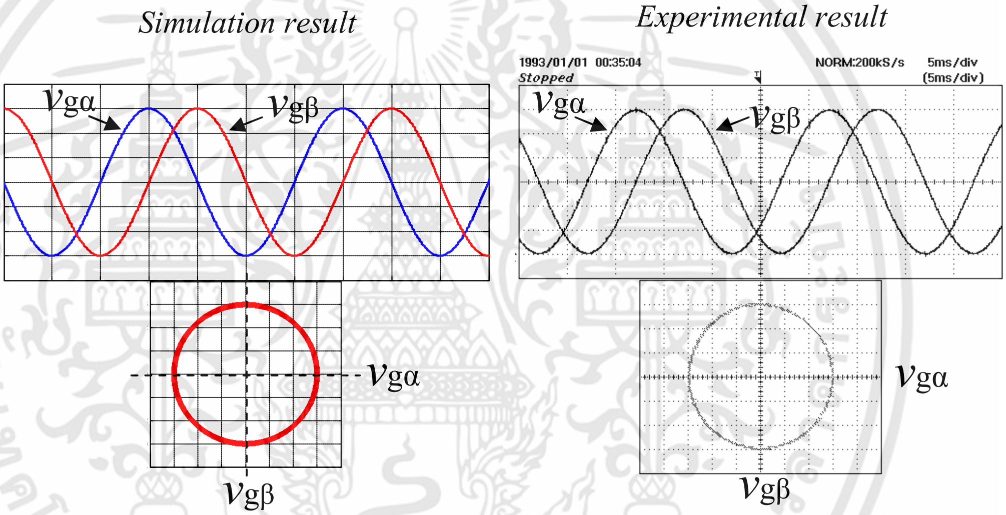
รูปที่ 5.5 แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของวงจรวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ ที่ดัชนีการมอดูเลต 1.0

และเมื่อพิจารณาในช่วงการมอดูเลตที่ 1.0 ถึง 1.2 เป็นช่วงการเกิดโอเวอร์มอดูเลตการสวิตช์ของวงจรเอชบริดจ์ทั้ง 2 วงจร แรงดันทางด้านเอาท์พุตจะเกิดการโอเวอร์มอดูเลตที่ค่ายอดทั้งในไซเคิลบวกและลบของสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.2

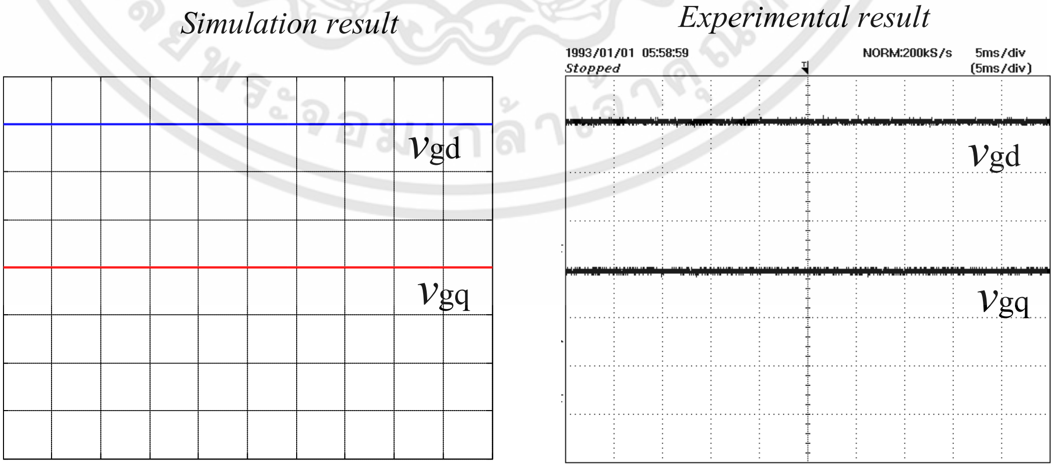
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การจำลองและทดสอบวัดผลสัญญาณตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว

การใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว ในระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสในงานวิจัย การออกแบบเพื่อให้ระบบมีการทำงานที่ถูกต้อง จำต้องแปลงแกนของกระแสโครงข่ายของระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส เป็นระบบสองเฟสในรูปแบบสัญญาณแบบ Clark's Transformation ที่มุมเฟสสัญญาณห่างกัน 90 องศา จากนั้นทำการแปลงรูปแบบสัญญาณให้เป็นระดับสัญญาณไฟตรงในรูปแบบของ Park's Transformation ซึ่งมีขนาดเท่ากับค่ายอดของสัญญาณไซน์ และป้อนสัญญาณเข้าในส่วนของการควบคุมกระแส (Current Control) ที่มีตัวควบคุมแบบ PI ให้สามารถควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าจ่ายเข้าในระบบเป็นไปตามค่าอ้างอิง ในรูปที่ 5.6 แสดงผลการจำลองและทดสอบสัญญาณไซน์อ้างอิงของระบบโครงข่ายไฟฟ้าที่ใช้ในงานวิจัย



ก. สัญญาณแรงดันโครงข่ายอ้างอิงบนแกนของ Clark's Transformation



ข. สัญญาณแรงดันโครงข่ายอ้างอิงบนแกนของ Park's Transformation

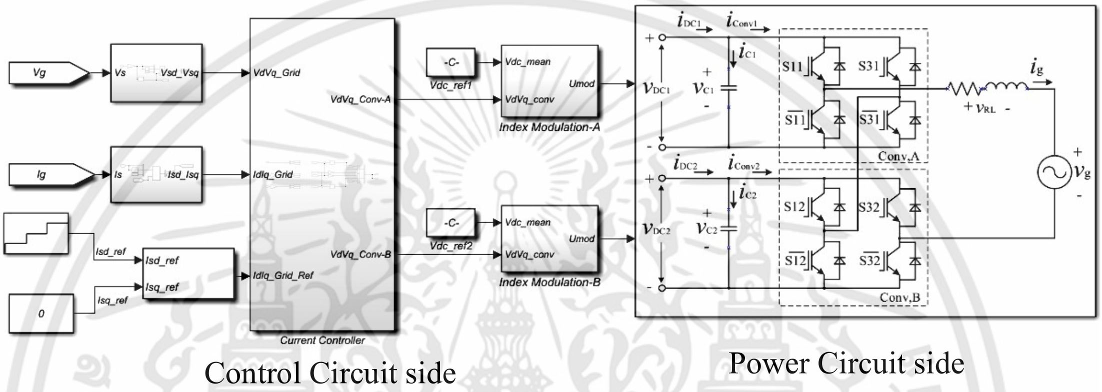
รูปที่ 5.6 สัญญาณอ้างอิงในรูปแบบ Clark's Transformation และ Park's Transformation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ผลการจำลองการควบคุมกระแสไฟฟ้าจ่ายเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้า

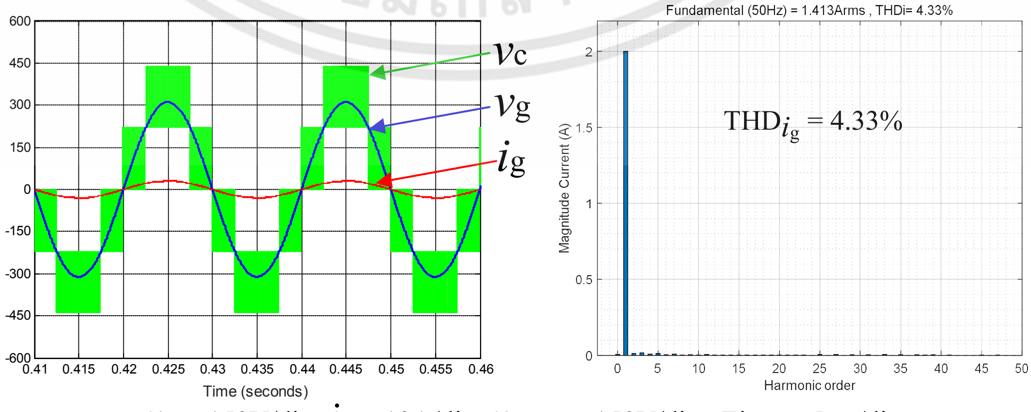
5.4.1 การควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนดี

รูปที่ 5.7 ในส่วนนี้ได้นำเสนอการควบคุมขนาดกระแสโครงข่ายจากการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนดี โดยกำหนดค่ากระแสอ้างอิงแกนดีมีขนาดเท่ากับ 2A, 4A, 6A, 8A และ 10A ตามลำดับและควบคุมกระแสอ้างอิงแกนคิวเท่ากับศูนย์ (i_{sq} = 0A) เพื่อให้ระบบทำการควบคุมมุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสในระบบโครงข่ายไฟฟ้าให้มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง



รูปที่ 5.7 การจำลองเปลี่ยนค่ากระแสอ้างอิง (i_{sd} = 2A, 4A, 6A, 8A 10A และ i_{sq} = 0A)

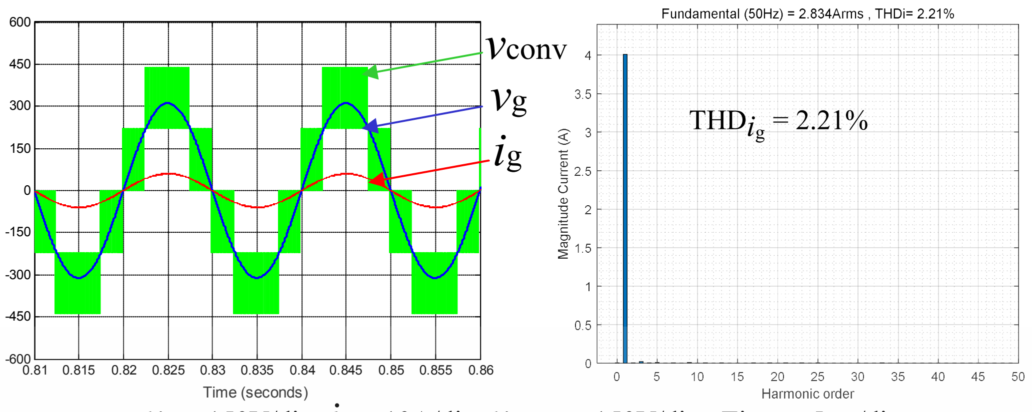
การกำหนดพารามิเตอร์ในการจำลองการทำงานของระบบ ได้กำหนดระดับแรงดันไฟฟ้าของระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส (v_g) เท่ากับ 220Vrms โดยมีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนให้กับวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 วงจร (v_{DC1} = v_{DC2}) เท่ากับ 220Vdc ดังนั้น แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์ 5 ระดับ จะมีค่ายอดของแรงดัน (v_{max}) เท่ากับ 440V และแรงดันค่าเฉลี่ยกำลังสอง (v_{rms}) เท่ากับผลคูณของค่ายอดแรงดันไฟตรงกับดัชนีการมอดูเลต ตามสมการ $v_{o,rms} = m_a.2V_{dc}$ ซึ่งจากผลการจำลองในเงื่อนไขดังกล่าว สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.8



v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

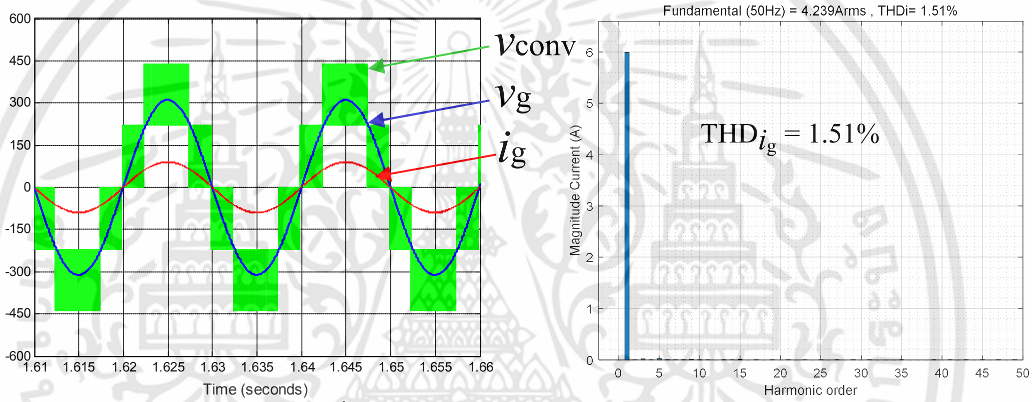
ก. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 2A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



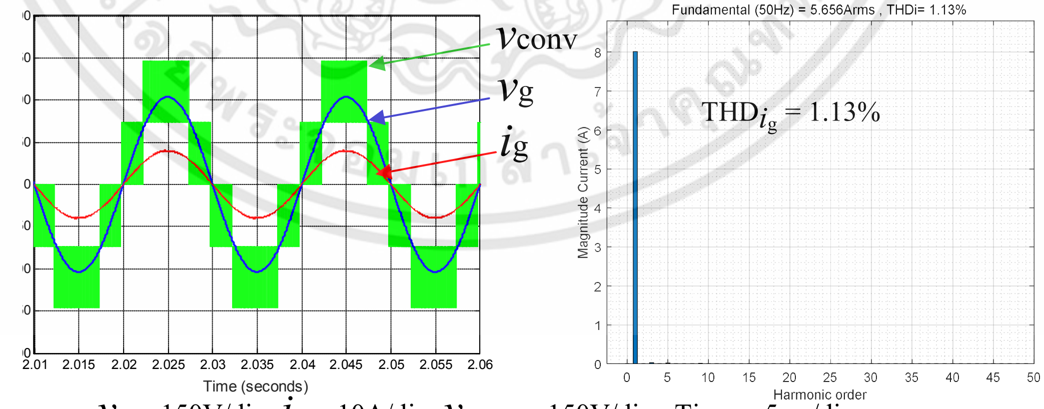
v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

ข. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 4A



v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

ค. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 6A

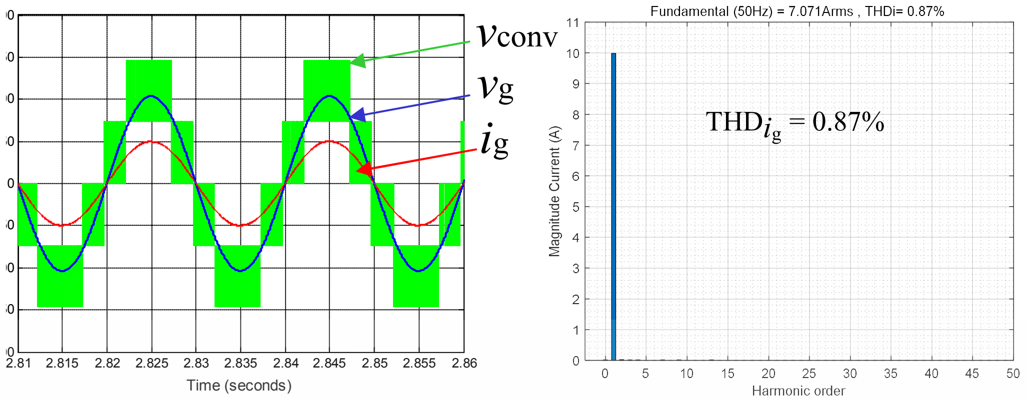


v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

ง. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 8A

หมายเหตุ : แรงดันไฟฟ้าระบบโครงข่าย; v_g แรงดันไฟฟ้าเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ; v_{conv} และกระแสไฟฟ้าระบบโครงข่าย; i_g

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

จ. กระแสโครงข่ายระบบไฟฟ้าขนาด 10A

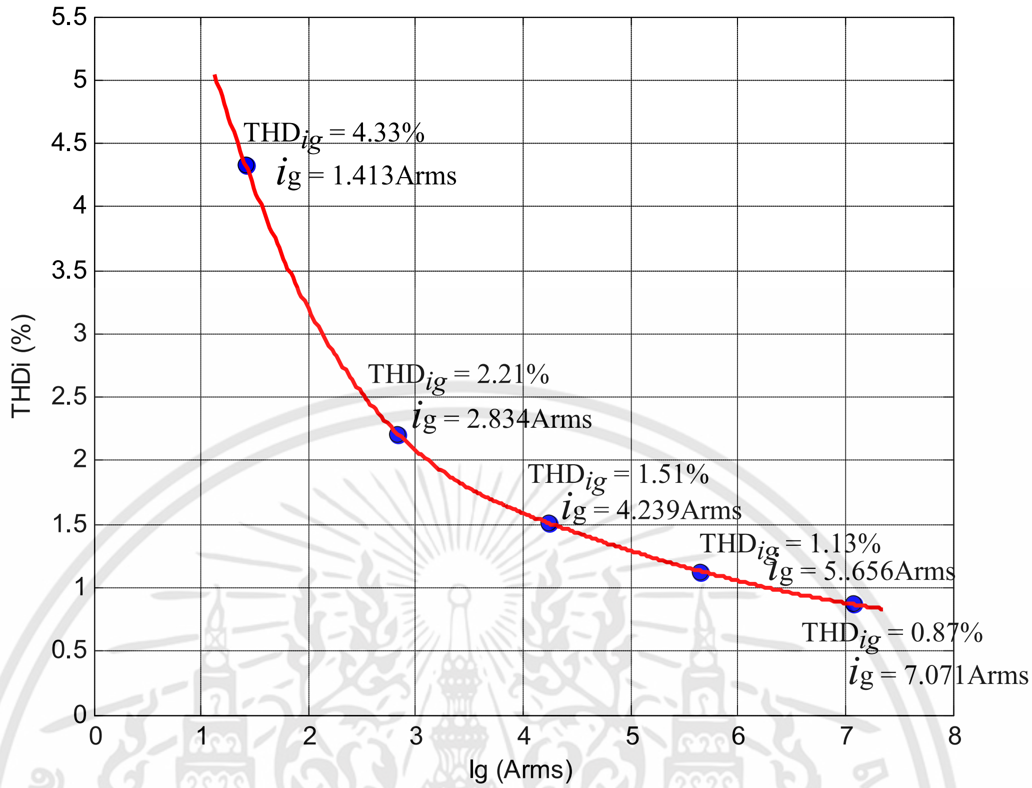
รูปที่ 5.8 แรงดันไฟฟ้าระบบโครงข่าย; v_g แรงดันไฟฟ้าวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ; v_{conv} และกระแสไฟฟ้าระบบโครงข่าย; i_g

ตารางที่ 5.1 ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนดี (i_{sq} = 0A)

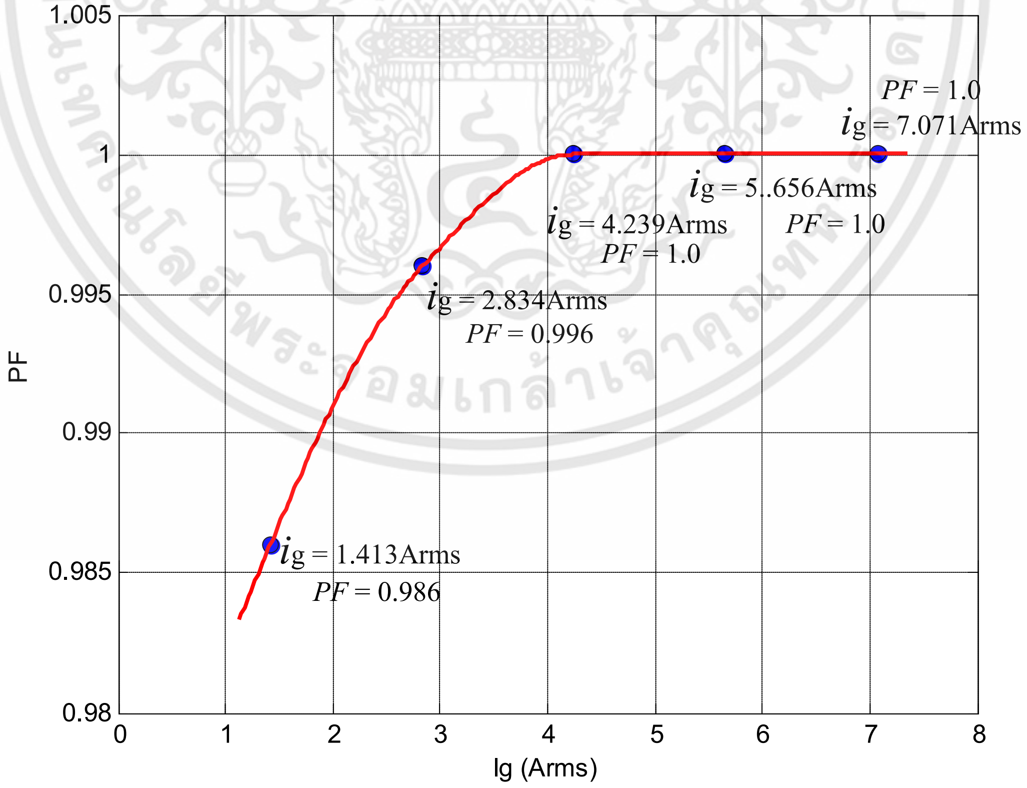
Command		Grid System : v_g = 220Vrms / 50Hz						Converter
I_{gd} (A)	I_{gq} (A)	i_g (Arms)	THD$_{ig}$ (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	P.F.	D.P.F	Efficiency (η)
2.0	0.0	1.413	4.33	310.0	0.0	0.986	0.996	96.40%
4.0	0.0	2.834	2.21	619.8	0.0	0.996	0.996	96.51%
6.0	0.0	4.239	1.51	933.5	0.0	1.00	1.00	96.60%
8.0	0.0	5.656	1.13	1,245.0	0.0	1.00	1.00	96.69%
10.0	0.0	7.071	0.87	1,555.2	0.0	1.00	1.00	96.78%

จากการจำลองระบบควบคุมขนาดกระแสโครงข่าย ด้วยการกำหนดค่ากระแสอ้างอิงแกนดี โดยเริ่มต้นค่ากระแสอ้างอิงที่ 2A และเพิ่มขึ้นครั้งละ 2A จนครบเงื่อนไขการจำลองที่ 10A พบว่า เมื่อขนาดกระแสโครงข่ายมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์มีแนวโน้มลดลง ที่กระแสค่ากระแสอ้างอิง 2A มีค่า THD$_{ig}$ = 4.33% และลดลงที่ค่า THD$_{ig}$ ต่ำสุด 0.87% ที่ค่ากระแสอ้างอิง 10A ซึ่งเป็นผลมาจากค่าผลรวมของค่ากระแสฮาร์มอนิกส์หารด้วยขนาดของกระแสฟันดาเมนทอล ที่ระดับแรงดันของระบบโครงข่าย 220Vrms ตามสมการที่ 2.56 สามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสโครงข่ายไฟฟ้า (i_g) กับค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ (THD$_{ig}$) ดังรูปที่ 5.9 และกราฟความสัมพันธ์กระแสโครงข่ายไฟฟ้า (i_g) กับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF) ดังรูปที่ 5.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 กระแสโครงข่ายไฟฟ้า (i_g) กับค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ (THD_{ig})



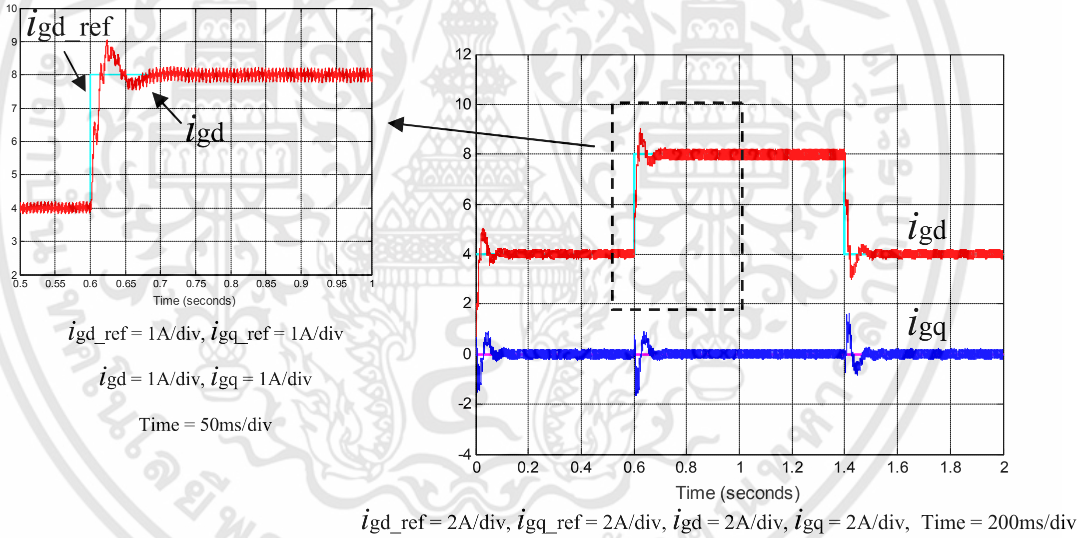
รูปที่ 5.10 กระแสโครงข่ายไฟฟ้า (i_g) กับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.2 การเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนดีแบบทันทีทันใด

ในส่วนนี้ได้นำเสนอผลตอบสนองของการควบคุมขนาดกระแสโครงข่ายจากการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนดี โดยจำลองการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนดีแบบทันทีทันใด ในช่วงกระแสอ้างอิงที่ 4A - 8A และ 4A โดยทำการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนคิวเท่ากับศูนย์ (i_{sq} = 0A) เพื่อวิเคราะห์ถึงผลตอบสนองทางพลวัตของระบบควบคุมที่ได้ออกแบบ

การจำลองได้กำหนดการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนดี มีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 4A และทำการเปลี่ยนแปลงค่าอ้างอิงเป็น 8A ที่ช่วงเวลาการจำลองที่ 1.5 วินาที และเปลี่ยนค่ากระแสอ้างอิงกลับค่าเดิมที่ 4A ที่เวลา 3.5 วินาที ในการวัดผลและแสดงผลการตอบสนองทางพลวัตและการตอบสนองทางเวลาของระบบควบคุม ได้ทำการแสดงผลการจำลองในรูปแบบของสัญญาณไฟตรงตามแนวกระแสอ้างอิงและกระแสจริงของระบบโครงข่ายตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว เมื่อเกิดการเปลี่ยนขนาดกระแสอ้างอิงตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ สามารถแสดงผลตอบสนองของระบบควบคุมวงรอบกระแส ดังรูปที่ 5.11 และผลตอบสนองในระบบโครงข่าย ดังรูปที่ 5.12

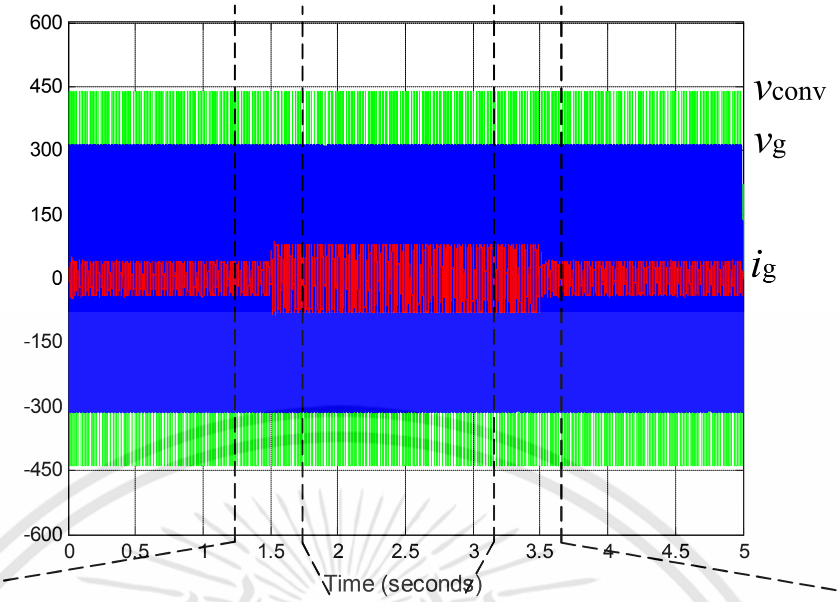


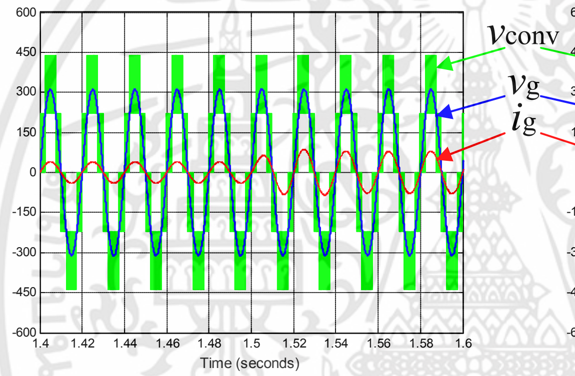
รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของระบบควบคุมวงรอบกระแส (i_{sd} = 4A, 8A, 4A และ i_{sq} = 0A)

ตารางที่ 5.2 ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิง i_{sd} = 4A, 8A, 4A i_{sq} = 0A

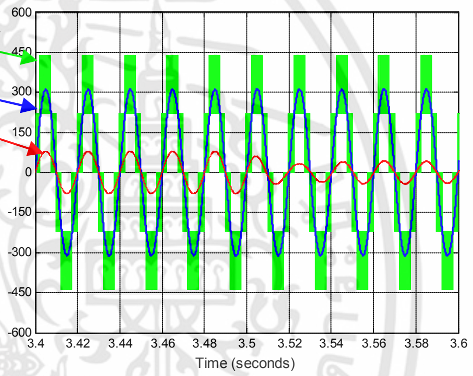
Command		Grid System : v_g = 220Vrms / 50Hz						Converter
I_{gd} (A)	I_{gq} (A)	i_g (Arms)	THD$_{ig}$ (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	P.F.	D.P.F	Efficiency (η)
4.0	0.0	2.835	2.23	619.8	0.0	0.996	0.996	96.50%
8.0	0.0	5.655	1.15	1,245.0	0.0	1.00	1.00	96.70%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



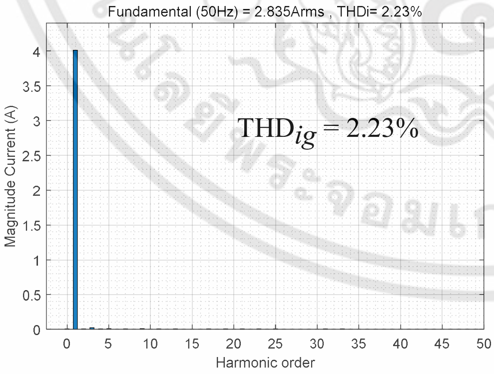


ก. ผลตอบสนองเมื่อกระแสสูงขึ้นเป็น 8A

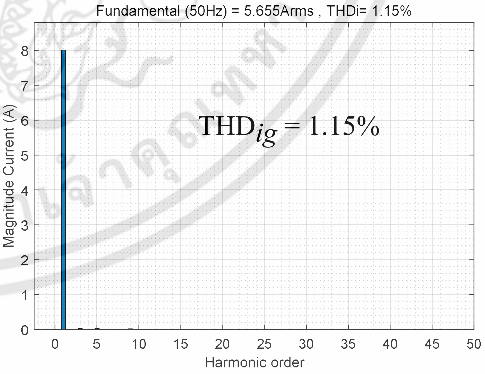


ข. ผลตอบสนองเมื่อกระแสลดลงเป็น 4A

ค.



ง. ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ 4A



จ. ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ 8A

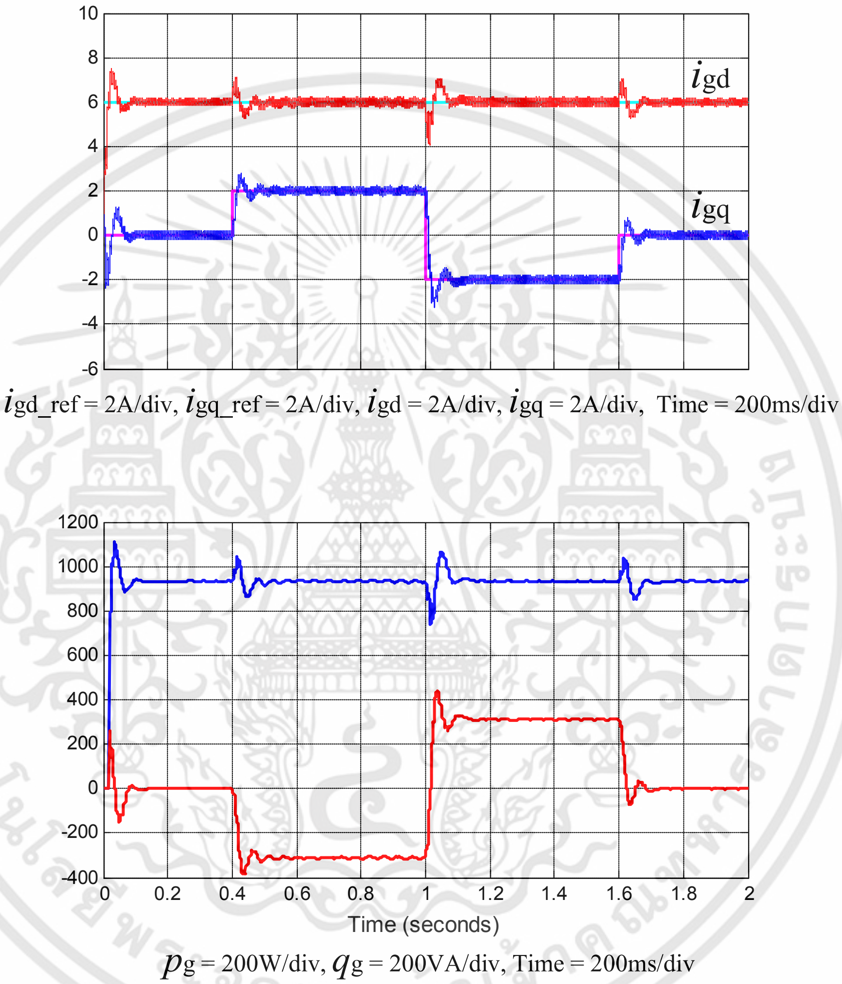
รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองของระบบควบคุมวงรอบกระแส (i_{sd} = 4A, 8A, 4A และ i_{sq} = 0A)

จากผลการจำลองการเปลี่ยนขนาดกระแสอ้างอิงอย่างทันทีทันใด พบว่า ขนาดกระแสแกนดีในระบบโครงข่ายเกิดการโอเวอร์ชูตขนาด 1A ทั้งในทิศทางเพิ่มและลดของกระแสอ้างอิง ซึ่งคิดเป็นร้อยละ 12.5% ของขนาดกระแสค่ายอดของระบบโครงข่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.3 การควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนแกนคิว

ในส่วนการจำลองปรับขนาดกระแสอ้างอิงแกนคิว ซึ่งเป็นแกนอ้างอิงของมุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่าย ซึ่งในการจำลองได้ทำการปรับเปลี่ยนค่ากระแสอ้างอิง ให้มีขนาด 2A ที่เวลา 0.4 วินาที และ -2A ที่เวลา 1.0 วินาที โดยคงค่ากระแสอ้างอิงแกนดี 6A สามารถแสดงผลการจำลองได้ดังรูปที่ 5.13

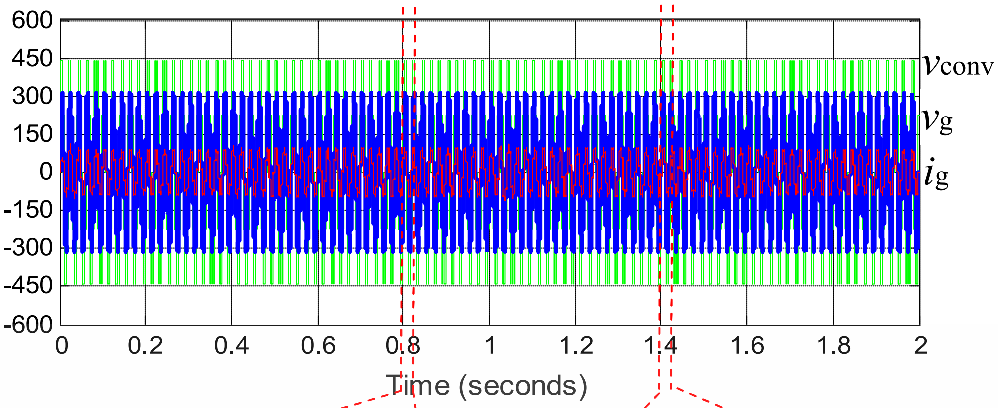


รูปที่ 5.13 ผลการจำลองกระแสไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าในระบบโครงข่าย

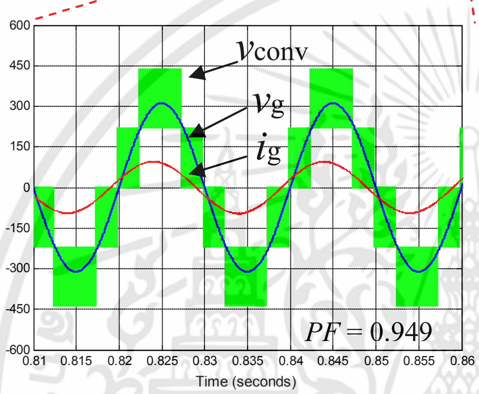
ตารางที่ 5.3 ผลการจำลองการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนคิว

Command		Grid System : v_g = 220Vrms / 50Hz					Converter
Igd (A)	Igq (A)	i_g ($Arms$)	THD_{ig} (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	$P.F.$	Efficiency (η)
6.0	2.0	4.466	1.52	934.3	-306.7	$0.9501_{Leadding}$	97.98%
6.0	-2.0	4.471	1.49	932.9	311.7	$0.9485_{Lagging}$	99.57%

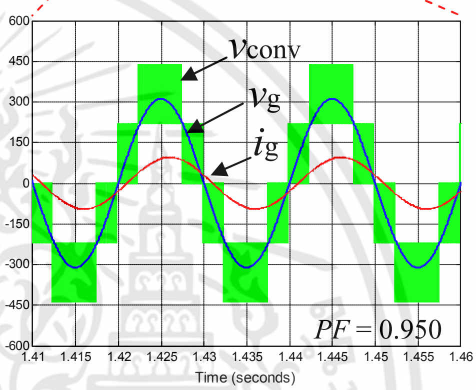
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 200ms/div

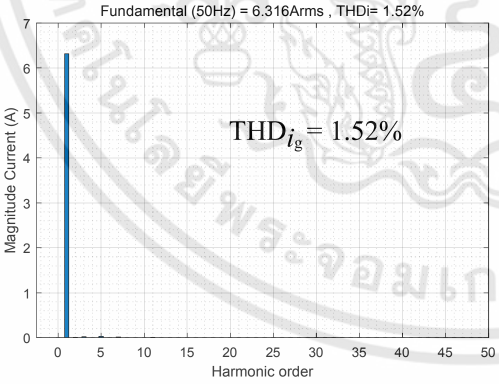


ก. กระแสนำหน้า i_{gd} = 6A, i_{gq} = 2A

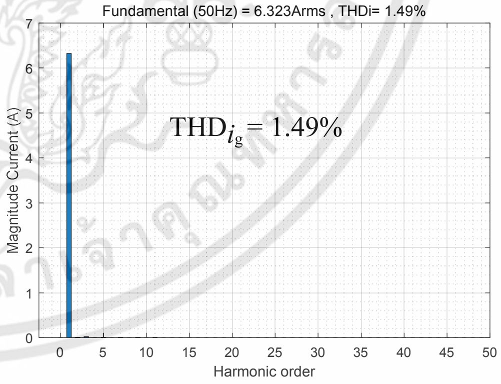


ข. กระแสล้าหลัง i_{gd} = 6A, i_{gq} = -2A

v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 200ms/div



ค. THDi ช่วงกระแสนำหน้า



ง. THDi ช่วงกระแสล้าหลัง

รูปที่ 5.14 ผลการจำลองระบบเมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนคิว

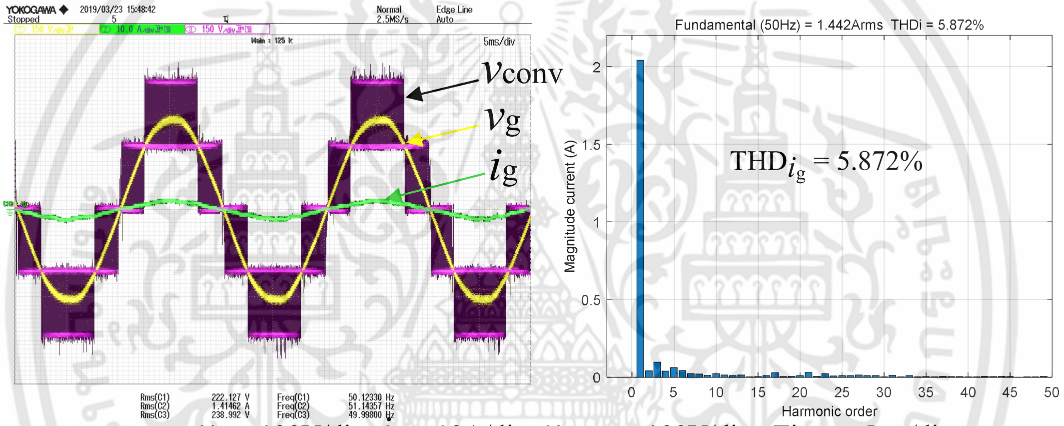
ผลจากการจำลองการเปลี่ยนค่ากระแสอ้างอิงแกนคิว พบว่ามุมเฟสของกระแสเกิดมุมนำหน้าเมื่อ i_{gq} = 2A และเกิดมุมล้าหลังเมื่อ i_{gq} = -2A ซึ่งมุมเฟสของกระแสที่จ่ายเข้าระบบโครงข่าย ทำให้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนได้จ่ายเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าได้ ทั้งในทิศทางบวกและทิศทางลบ โดยขนาดของกำลังไฟฟ้าที่จ่ายเข้าสู่ระบบมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 ผลการทดสอบการควบคุมกระแสไฟฟ้าจ่ายเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้า

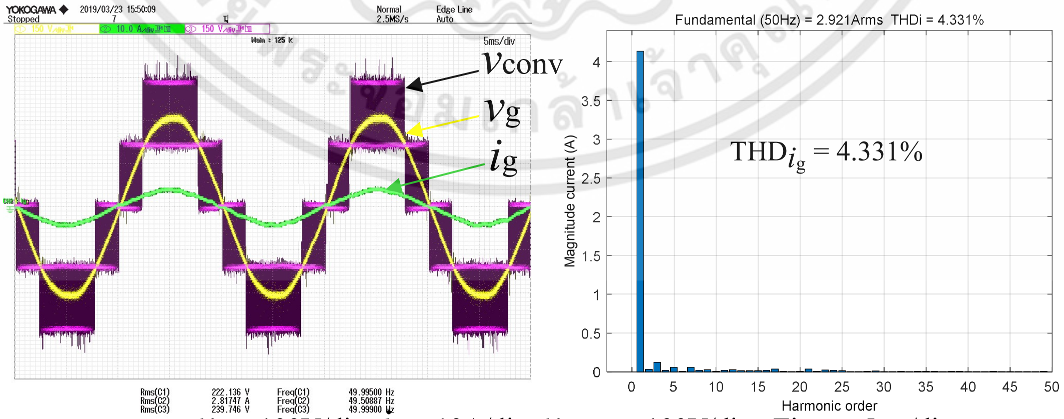
5.5.1 การควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนแกนดี

การทดสอบควบคุมขนาดกระแสโครงข่ายจากการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนดี โดยกำหนดค่ากระแสอ้างอิงแกนดีมีขนาดเท่ากับ 2A, 4A, 6A, 8A และ 10A ตามลำดับและควบคุมกระแสอ้างอิงแกนคิวเท่ากับศูนย์ (i_{sq_ref} = 0A) โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28377S ในการประมวลสัญญาณอนาล็อกรับจากชุดวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแสระบบโครงข่ายไฟฟ้า และควบคุมขนาดกระแสอ้างอิงด้วยชุดโปรแกรมจากคอมพิวเตอร์ สามารถแสดงผลการทดสอบการทำงานของระบบได้ดังรูปที่ 5.15



v_g = 100V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 100V/div, Time = 5ms/div

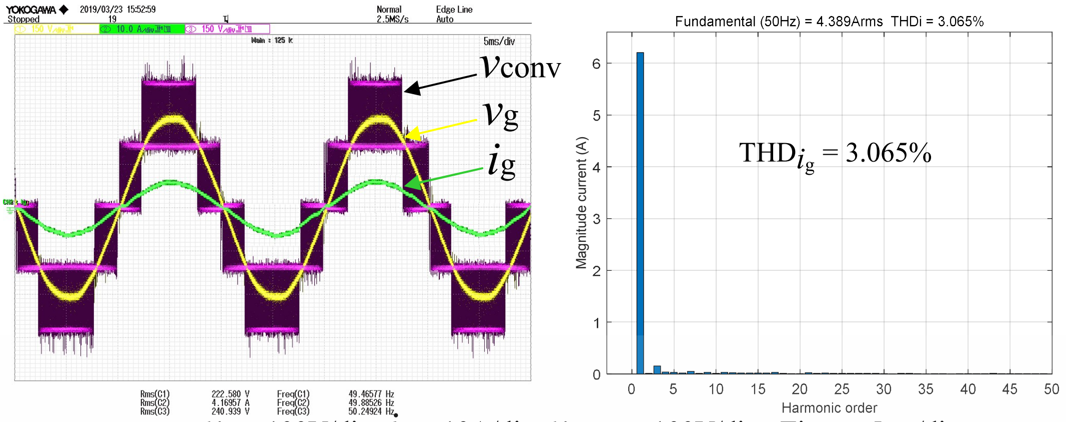
ก. สัญญาณไฟฟ้าในระบบ จากการกำหนดกระแสอ้างอิง i_{sd_ref} = 2A, i_{sq_ref} = 0A



v_g = 100V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 100V/div, Time = 5ms/div

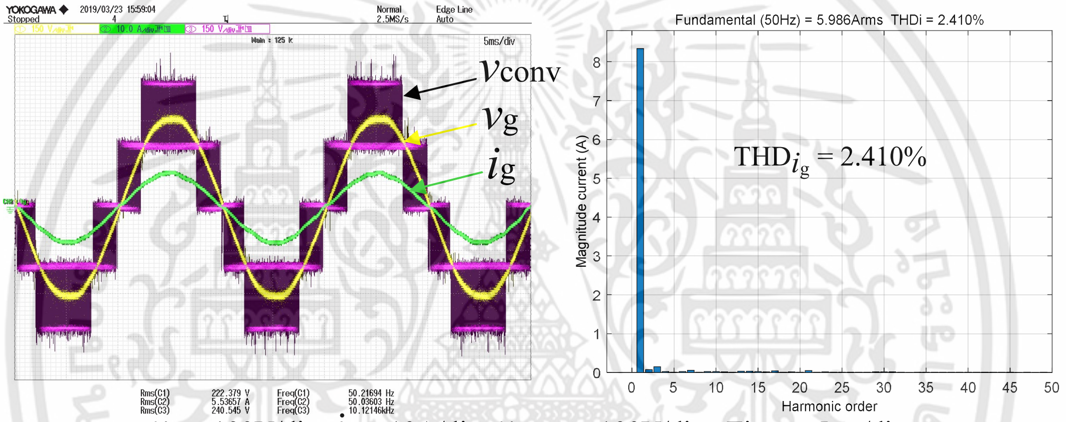
ข. สัญญาณไฟฟ้าในระบบ จากการกำหนดกระแสอ้างอิง i_{sd_ref} = 4A, i_{sq_ref} = 0A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



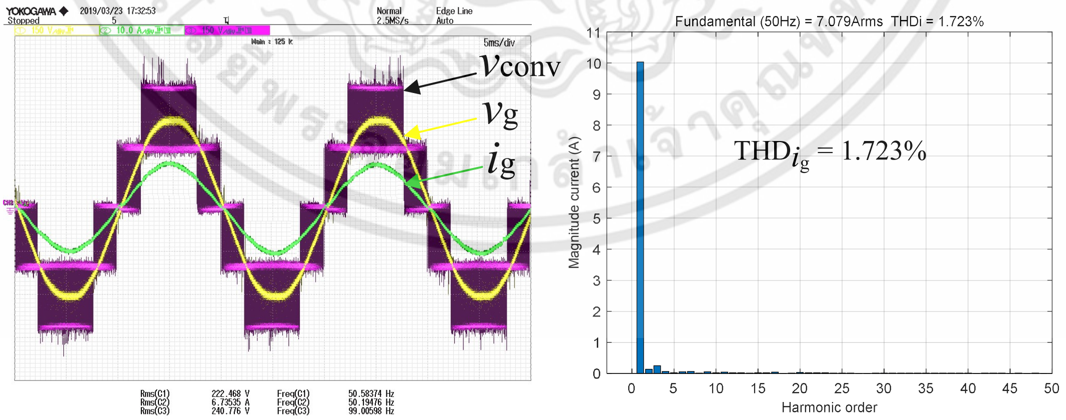
vg = 100V/div, ig = 10A/div, $v$conv = 100V/div, Time = 5ms/div

ค. สัญญาณไฟฟ้าในระบบ จากการกำหนดกระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 6A, $i$sq_ref = 0A



vg = 100V/div, ig = 10A/div, $v$conv = 100V/div, Time = 5ms/div

ง. สัญญาณไฟฟ้าในระบบ จากการกำหนดกระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 8A, $i$sq_ref = 0A



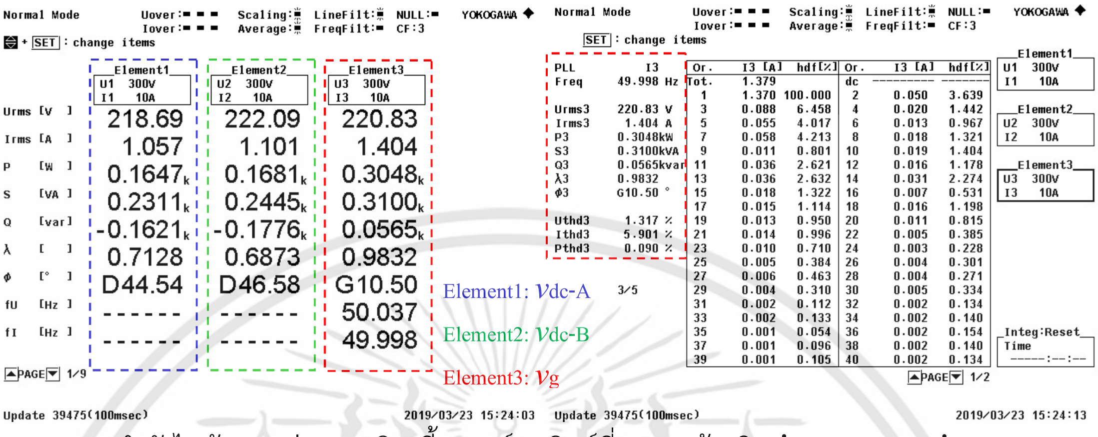
vg = 100V/div, ig = 10A/div, $v$conv = 100V/div, Time = 5ms/div

จ. สัญญาณไฟฟ้าในระบบ จากการกำหนดกระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 10A, $i$sq_ref = 0A

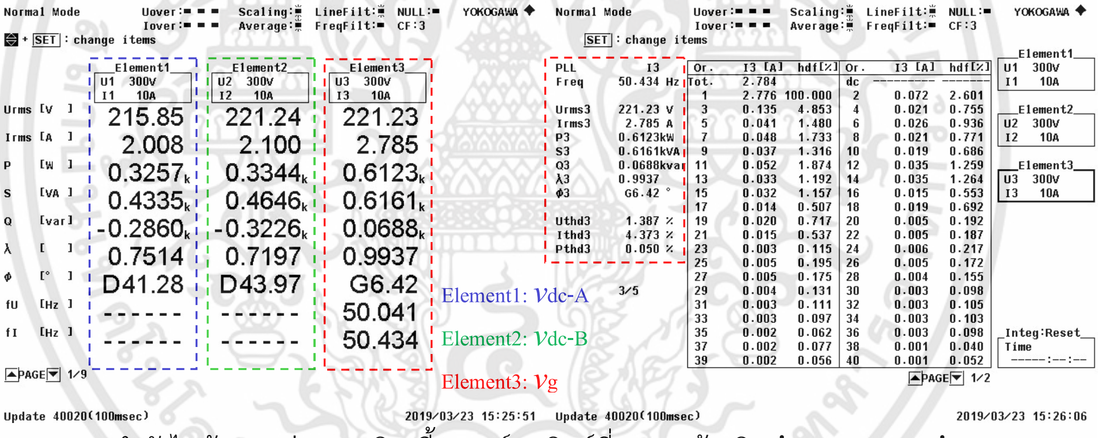
รูปที่ 5.15 แรงดันไฟฟ้าระบบโครงข่าย; vg แรงดันไฟฟ้าเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ; $v$conv และกระแสไฟฟ้าระบบโครงข่าย; ig

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

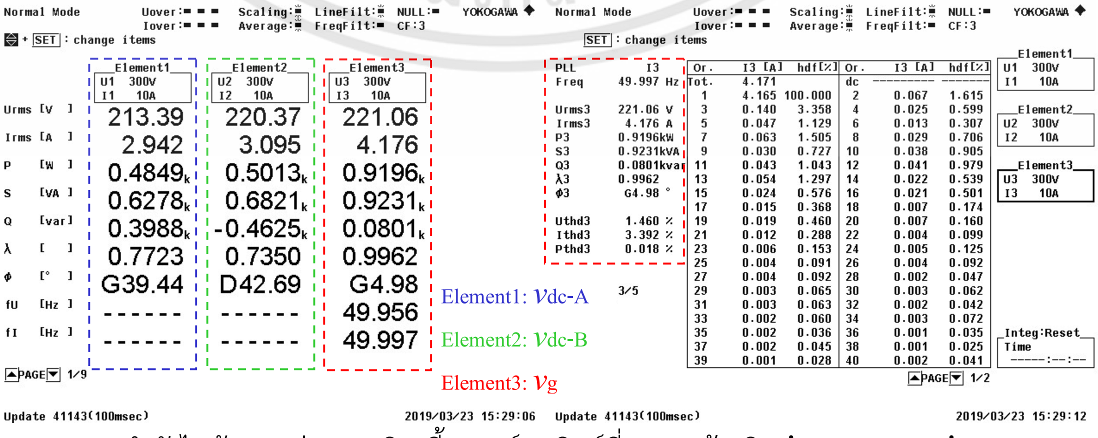
การทดสอบควบคุมขนาดกระแสโครงข่ายจากการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนดี ในส่วนนี้เป็นส่วนที่แสดงถึงขนาด แรงดัน กระแส กำลังไฟฟ้า และค่าตัวประกอบกำลังในระบบการทำงานทั้งหมด รวมถึงขนาดกระแสฮาร์มอนิกส์ในลำดับต่างๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.16



ก. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 2A, $i$sq_ref = 0A

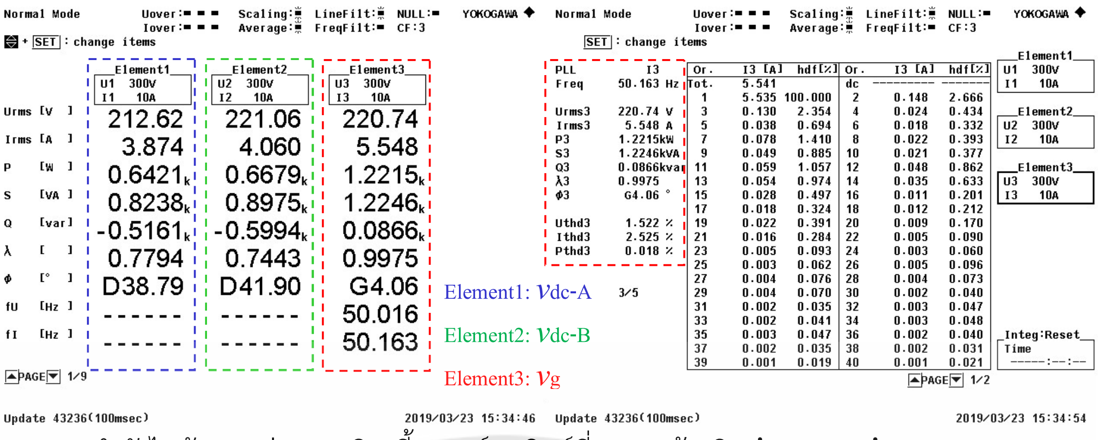


ข. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 4A, $i$sq_ref = 0A

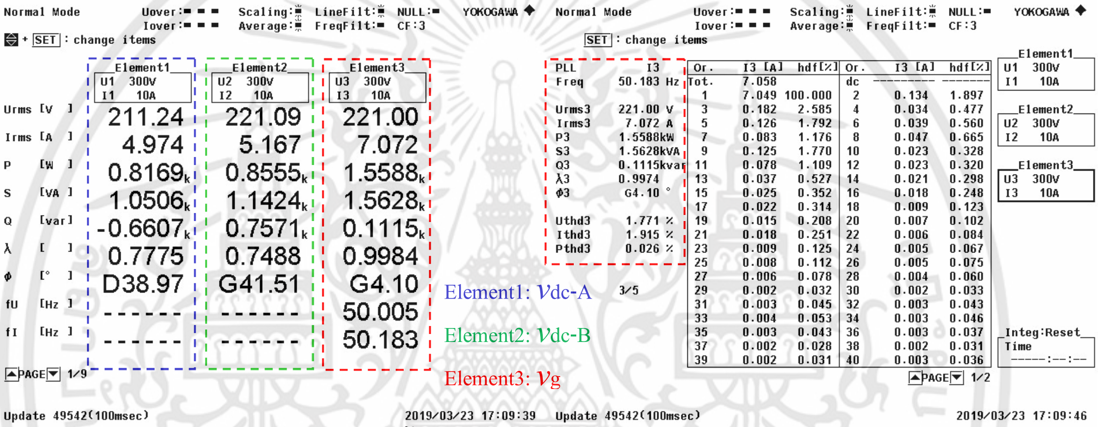


ค. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 6A, $i$sq_ref = 0A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ง. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง $i$sd = 8A, $i$sq = 0A



จ. กำลังไฟฟ้าและค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่กระแสอ้างอิง $i$sd = 10A, $i$sq = 0A

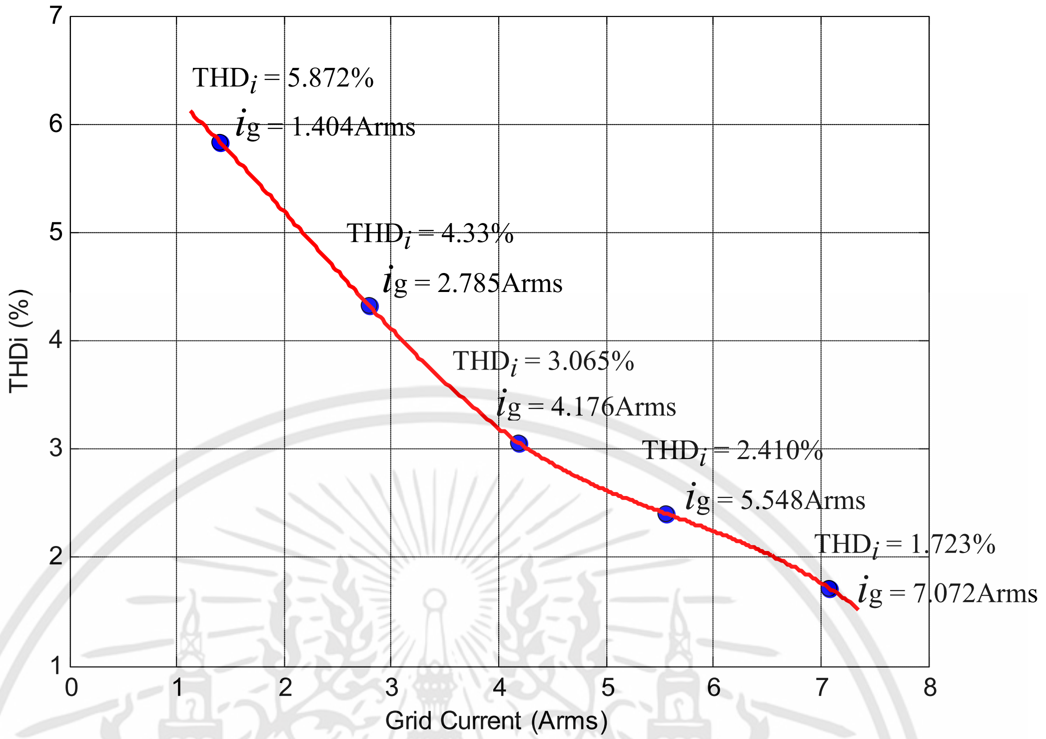
รูปที่ 5.16 พารามิเตอร์ แรงดัน กระแส กำลังไฟฟ้า และค่าตัวประกอบกำลังในระบบ

หมายเหตุ : Element1: $v$dc Input-A, Element2: $v$dc Input-B และ Element3: Grid system; vg

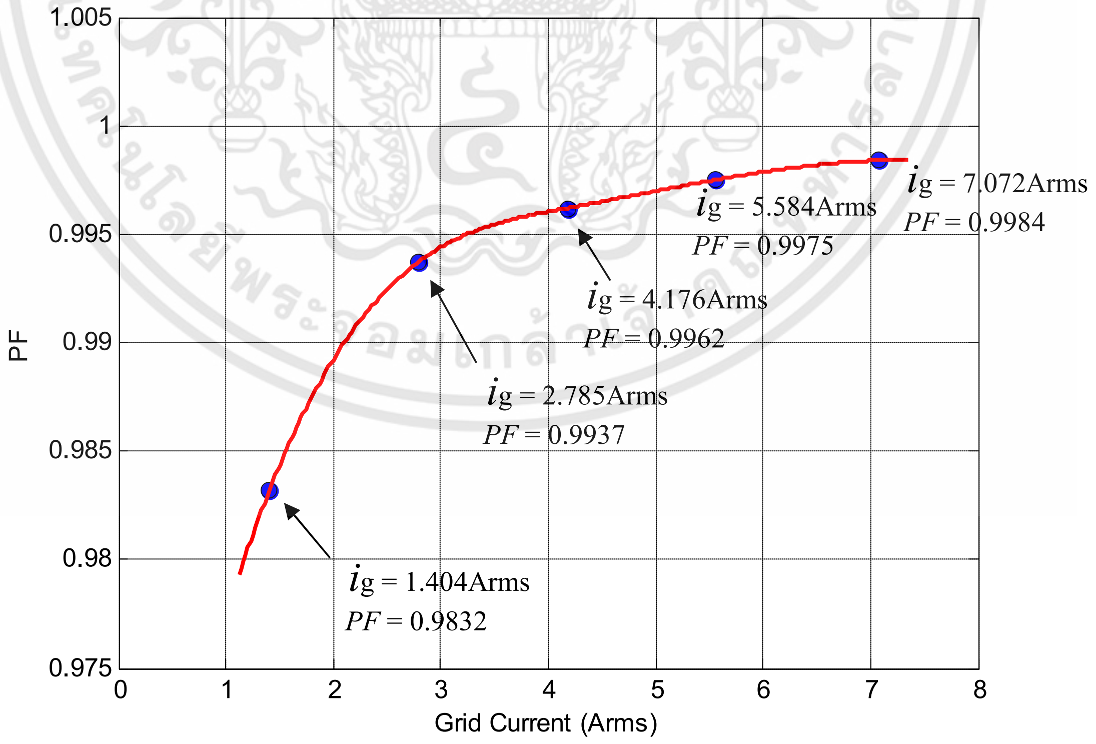
ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนดี ($i$sq = 0A)

Command		Grid System : vg = 220Vrms / 50Hz						Converter
Igd (A)	Igq (A)	ig (Arms)	THD$_{ig}$ (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	$P.F.$	$D.P.F$	Efficiency (η)
2.0	0.0	1.404	5.872	304.8	56.5	0.9832	0.9835	91.58%
4.0	0.0	2.785	4.331	612.3	68.8	0.9937	0.9937	92.75%
6.0	0.0	4.176	3.065	919.6	919.6	0.9962	0.9968	93.24%
8.0	0.0	5.548	2.410	1,221.5	86.6	0.9975	0.9977	93.25%
10.0	0.0	7.072	1.723	1,558.8	111.5	0.9984	0.9987	93.27%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 กระแสโครงข่ายไฟฟ้า (ig) กับเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ ($THDi$g)

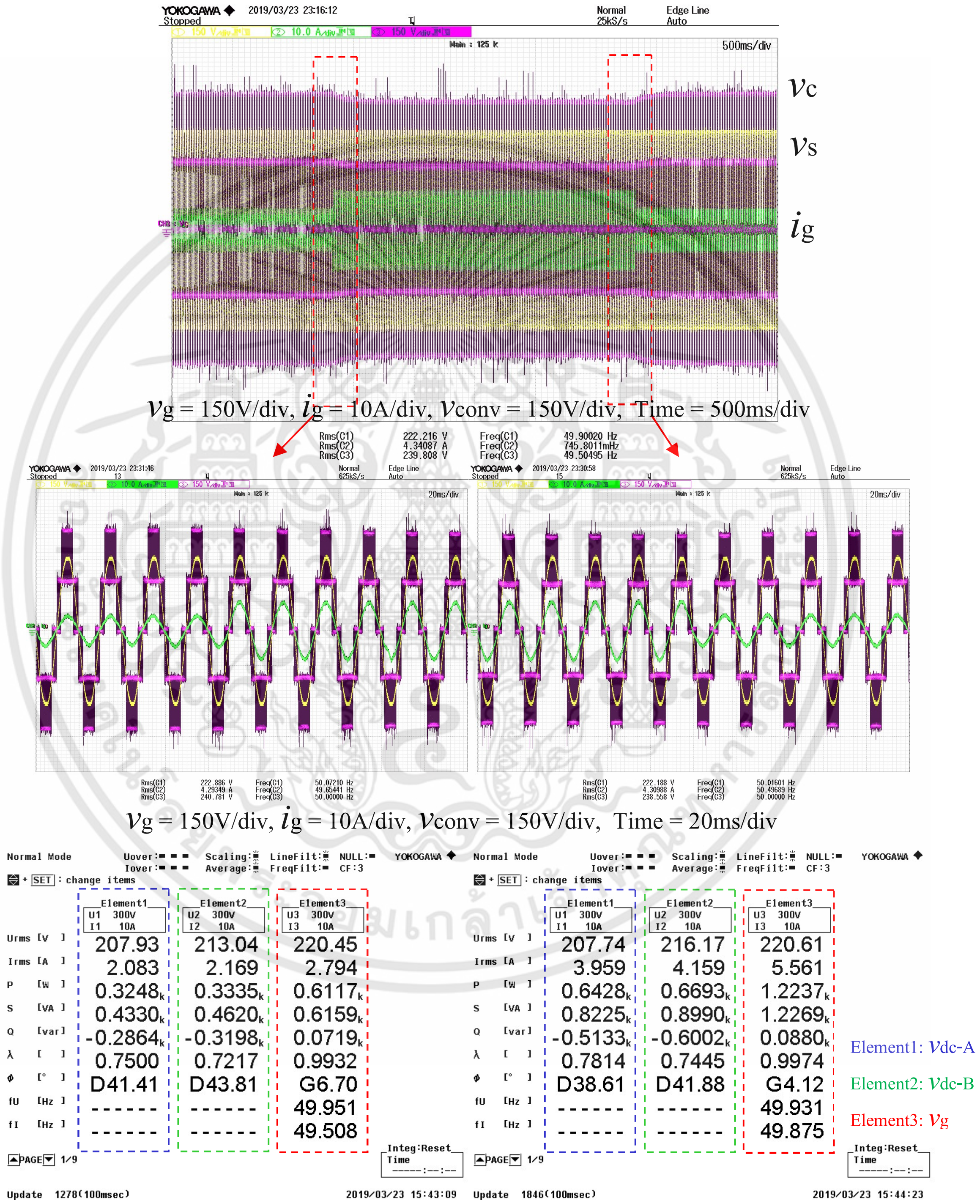


รูปที่ 5.18 กระแสโครงข่ายไฟฟ้า (ig) กับกับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.2 การเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนดีแบบทันทีทันใด

ในส่วนนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบของการตอบสนองของการควบคุมขนาดกระแสโครงข่าย โดยทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอ้างอิงแกนดีแบบทันทีทันใด ในช่วงกระแสอ้างอิงที่ 4A และ 8A โดยทำการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนคิวเท่ากับศูนย์ สามารถแสดงผลการทดสอบ ดังรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.19 การทดสอบของการตอบสนองของการควบคุมขนาดกระแสโครงข่ายแบบทันทีทันใด

หมายเหตุ : Element1: $v$dc Input-A, Element2: $v$dc Input-B และ Element3: Grid system; vg

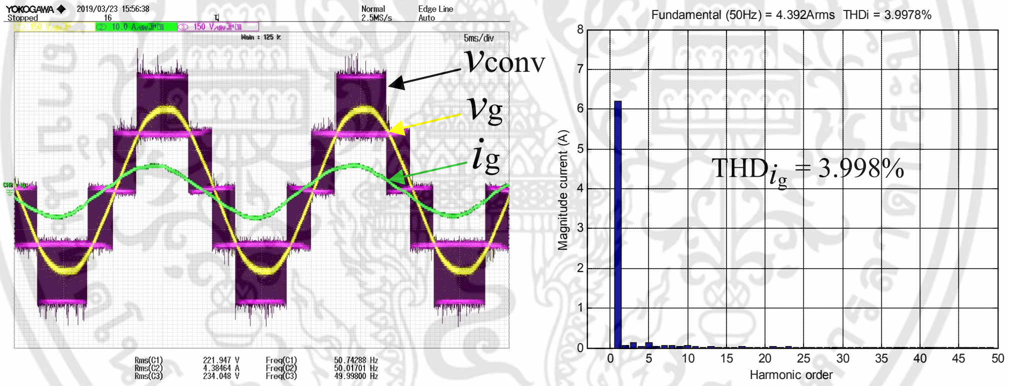
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนดี

Command		Grid System : v_g = 220Vrms / 50Hz						Converter
I_{gd} (A)	I_{gq} (A)	i_g (A_{rms})	THD_{ig} (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	*P.F.*	*D.P.F*	Efficiency (η)
4.0	0.0	2.794	4.701	611.7	71.9	0.9932	0.9933	92.92%
8.0	0.0	5.561	2.652	1223.7	88.8	0.9974	0.9976	93.26%

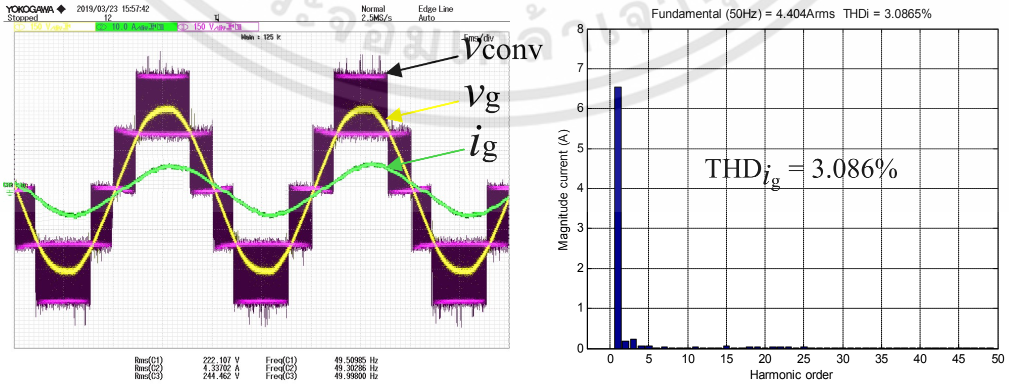
5.5.3 การควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าในกรอบอ้างอิงแกนหมุนแกนคิว

การทดสอบการเปลี่ยนขนาดกระแสอ้างอิงแกนคิว ซึ่งในการจำลองพบว่ากระแสที่จ่ายเข้าระบบโครงข่าย เกิดมุมนำหน้าและล้าหลังมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า ส่งผลให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบโครงข่ายได้ ในส่วนนี้ได้ทำการทดสอบปรับเปลี่ยนค่ากระแสอ้างอิงโดยให้กระแสอ้างอิงแกนคิวมีขนาด 2A แสดงผลการทดสอบได้ดังรูปที่ 5.20 และ กระแสอ้างอิงแกนคิวมีขนาด -2A แสดงผลการทดสอบได้ดังรูปที่ 5.21 โดยคงค่ากระแสอ้างอิงแกนดี 6A



v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

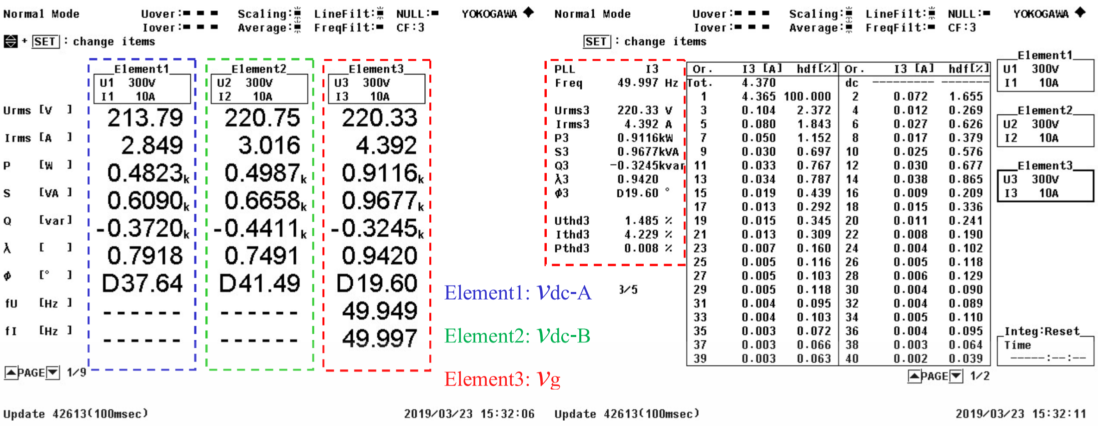
รูปที่ 5.20 กระแสอ้างอิง i_{sd_ref} = 6A, i_{sq_ref} = 2A



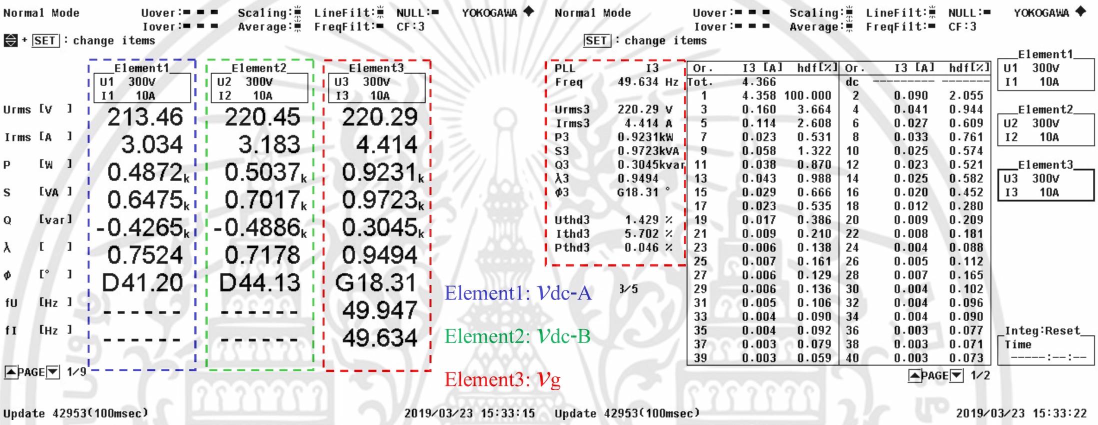
v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

รูปที่ 5.21 กระแสอ้างอิง i_{sd_ref} = 6A, i_{sq_ref} = -2A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.22 พารามิเตอร์ในระบบเมื่อกระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 6A, $i$sq_ref = 2A



รูปที่ 5.23 พารามิเตอร์ในระบบเมื่อกระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 6A, $i$sq_ref = -2A

ตารางที่ 5.5 ผลการทดสอบการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนคิว

Command		Grid System : vg = 220Vrms / 50Hz					Converter
Igd (A)	Igq (A)	ig ($Arms$)	THD$_{ig}$ (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	$P.F.$	Efficiency ($\%\eta$)
6.0	2.0	4.392	3.997	911.6	-324.5	0.9420$_{Leading}$	92.92%
6.0	-2.0	4.414	3.086	923.1	304.5	0.9494$_{Lagging}$	93.15%

การทดสอบควบคุมกระแสอ้างอิงแกนคิว ในรูปที่ 5.22 และ 5.23 แสดงถึงขนาด แรงดัน กระแส กำลังไฟฟ้า และค่าตัวประกอบกำลัง รวมถึงองค์ประกอบขนาดกระแสฮาร์มอนิกส์ในลำดับต่างๆ ของกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่าย ซึ่งจากผลการทดสอบกำหนดค่ากระแสอ้างอิงแกนคิวเป็นบวก ($i$sq_ref = 2A) พบว่ามุมเฟสกระแสเกิดนำหน้ามุมเฟสของแรงดัน และเมื่อกำหนดค่ากระแสอ้างอิงแกนคิวเป็นบวก ($i$sq_ref = -2A) พบว่ามุมเฟสกระแสมีมุมล้าหลังเฟสของแรงดันในระบบโครงข่าย ทำให้วงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ สามารถจ่ายและรับกำลังไฟฟ้าเสมือนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองและผลทดสอบการควบคุมกระแสไฟฟ้าจ่ายเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้า

จากผลจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/simulink และผลการทดสอบการทำงานจริงในข้างต้นของระบบควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ พบว่าให้ผลการทดสอบจริงใกล้เคียงกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เป็นอย่างมาก ในส่วนนี้จะกล่าวถึงผลการเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลถึงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในระบบ ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมและวัดผลด้วย Power Analyzer ซึ่งแบ่งตามเงื่อนไขที่ได้ทำการทดสอบจากหัวข้อข้างต้นดังนี้

5.6.1 การเปรียบเทียบผลการควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนแกนดี

จากเงื่อนไขการปรับค่ากระแสอ้างอิงให้มีขนาดเท่ากับ 2A, 4A, 6A, 8A และ 10A ตามลำดับและควบคุมกระแสอ้างอิงแกนคิวเท่ากับศูนย์ สามารถแสดงผลการเปรียบเทียบค่าที่ได้จากการจำลองและการทดสอบจริงของกำลังไฟฟ้า ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ และค่าตัวประกอบกำลังในระบบโครงข่ายได้ดังตารางที่ 5.6 และแสดงความสัมพันธ์ดังรูปที่ 5.24, 5.25, 5.26 ตามลำดับ

ตารางที่ 5.6 พารามิเตอร์ในระบบโครงข่าย เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนดี

Command		Simulation result				Experimental result			
I_{gd} (A)	I_{gq} (A)	THD_{ig} (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	P.F.	THD_{ig} (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	P.F.
2.0	0.0	4.33	310.0	0.0	0.986	5.872	304.8	56.5	0.9832
4.0	0.0	2.21	619.8	0.0	0.996	4.331	612.3	68.8	0.9937
6.0	0.0	1.51	933.5	0.0	1.00	3.065	919.6	919.6	0.9962
8.0	0.0	1.13	1,245.0	0.0	1.00	2.410	1,221.5	86.6	0.9975
10.0	0.0	0.87	1,555.2	0.0	1.00	1.723	1,558.8	111.5	0.9984

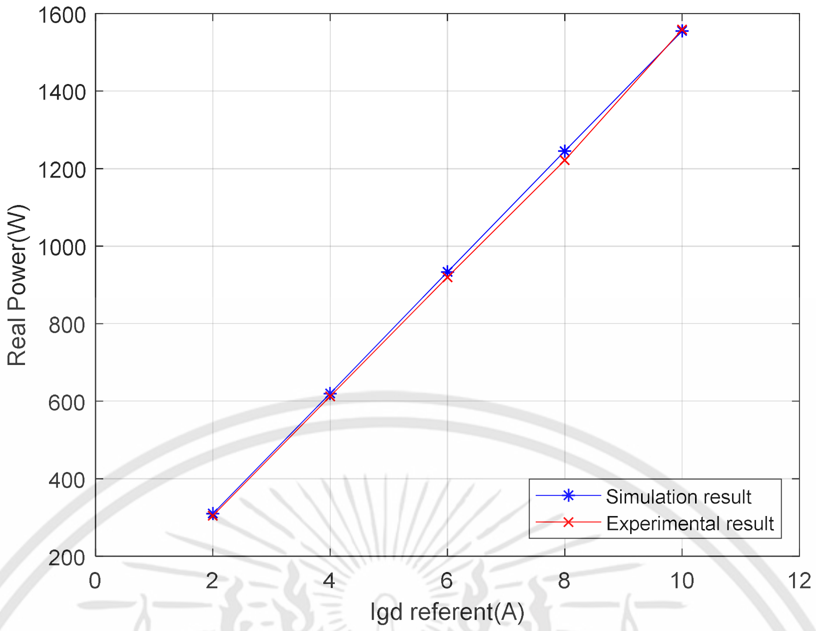
จากตารางที่ 5.6 เมื่อปรับขนาดกระแสอ้างอิงแกนดีมากขึ้นตามลำดับ กำลังไฟฟ้าจริงที่จ่ายเข้าระบบโครงข่ายจะมีขนาดเพิ่มมากขึ้น ซึ่งกำลังไฟฟ้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้าขนาด 220Vrms สามารถวิเคราะห์ได้จากสมการบนแนวแกนเวกเตอร์ดีคิวได้เท่ากับ

$$p_g(W) = \frac{1}{2} v_{gd} . i_{gd}$$

$$q_g(VAR) = \frac{1}{2} v_{gd} . i_{gq}$$

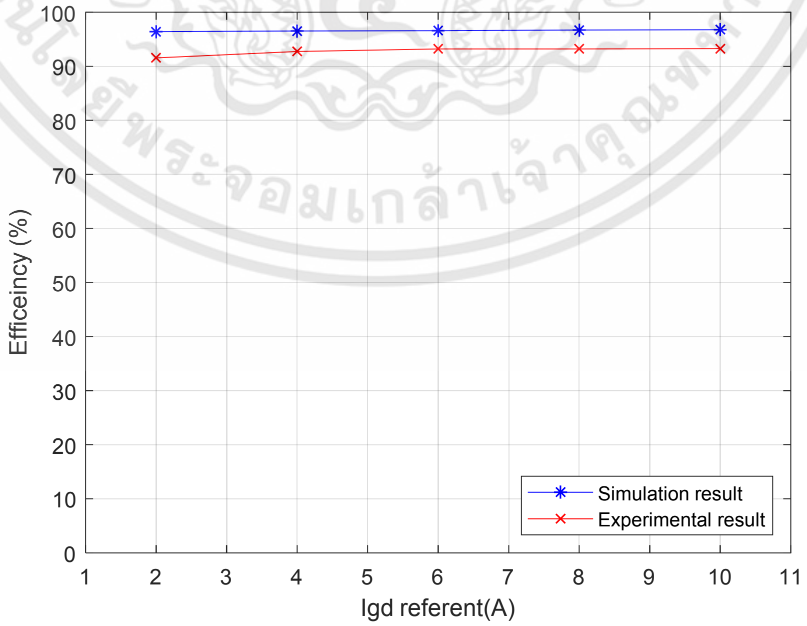
เมื่อ v_{gd} เท่ากับ ค่ายอดแรงดันโครงข่ายไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.24 กระแสอ้างอิงแกนดี (I_{gd_ref}) กับกำลังไฟฟ้าจริงในระบบโครงข่าย (P_g)

จากข้อมูลในตารางที่ 5.1 และ 5.3 ส่วนของประสิทธิภาพในการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมและการทดสอบจริงของระบบที่ได้ออกแบบ โดยได้ทำการวัดผลในเงื่อนไขการปรับค่ากระแสอ้างอิงแกนดีจาก 2 แอมป์ ถึง 10 แอมป์ โดยที่กำหนดค่ากระแสอ้างอิงแกนคิวไว้เท่ากับศูนย์ ซึ่งกำลังไฟฟ้าที่จ่ายเข้าระบบสามารถวัดผลเป็นประสิทธิภาพเปรียบเทียบระหว่างการจำลองโปรแกรมและทดสอบ ได้ดังรูปที่ 5.25



รูปที่ 5.25 ประสิทธิภาพในการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

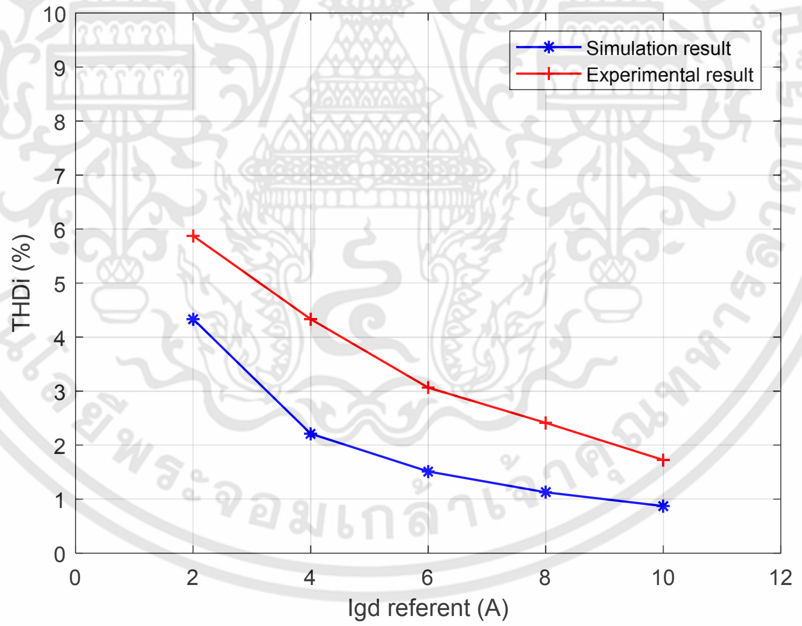
จากตารางที่ 5.6 ในส่วนของค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ของการจำลองและผลการทดสอบจริง พบว่าค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์มีแนวโน้มลดลงเมื่อค่ากระแสอ้างอิงแกนดีเพิ่มขึ้น เนื่องจากขนาดค่ากระแสฟันดาเมนทอลมีค่าสูงมากขึ้น เมื่อเทียบกับขนาดของกระแสฮาร์มอนิกส์ในลำดับอื่นๆ มีค่าคงที่ จึงทำให้เปอร์เซ็นต์ค่าฮาร์มอนิกส์มีค่าลดลงดังสมการที่ (2.56) สามารถแสดงความสัมพันธ์ของค่ากระแสกับค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ได้ดังรูปที่ 5.26

$$THD_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{h(rms)}^2}}{I_{1(rms)}} \times 100 \qquad (2.56)$$

เมื่อ

$I_{h(rms)}^2$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสฮาร์มอนิกส์

$I_{1(rms)}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสที่ความถี่หลักมูล

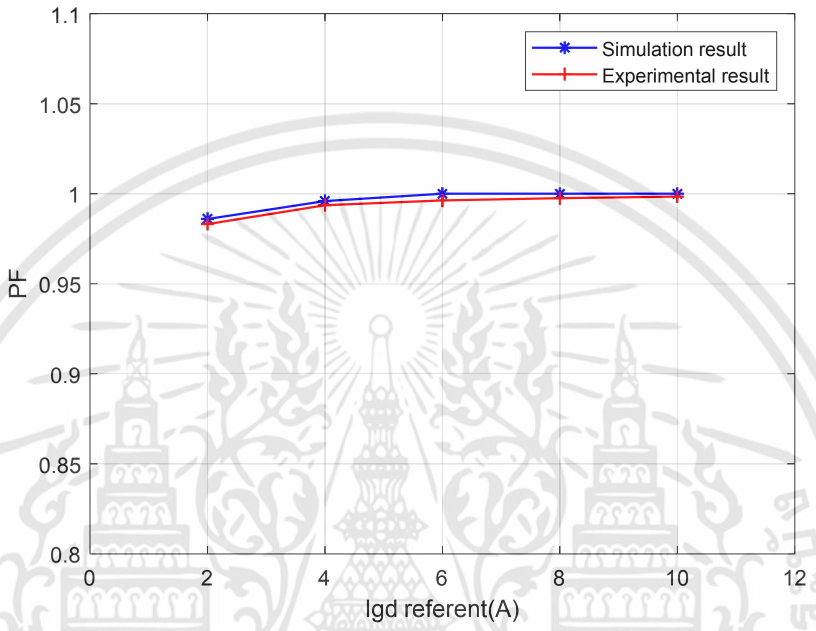


รูปที่ 5.26 กระแสอ้างอิงแกนดี (I_{gd_ref}) กับค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ (THD_{ig})

ในส่วนของค่าตัวประกอบกำลังของการจำลองด้วยโปรแกรมและผลการทดสอบจริงในระบบที่นำเสนอ จากผลการเปรียบเทียบดังรูปที่ 5.27 พบว่าค่าตัวประกอบกำลังในผลการจำลองมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง ซึ่งในส่วนผลของการจำลองระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส เป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่มีค่าอิมพิแดนซ์เป็นศูนย์และไม่มีองค์ประกอบกระแสฮาร์มอนิกส์อื่นๆ มาเกี่ยวข้อง ซึ่งในการทดสอบจริงใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่ใช้ในการทดสอบเชื่อมต่อ มีการต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์ไฟฟ้าไม่เชิงเส้นมีมาก พร้อมทั้งค่าอิมพิแดนซ์ในระบบจริง ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไม่สามารถเป็นหนึ่งได้ แต่ผลจากการจำลองและทดสอบจริงมีค่าคลาดเคลื่อนจากกันเพียงเล็กน้อย ซึ่งสามารถแสดงผลการเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังได้ดังรูปที่ 5.27



รูปที่ 5.27 กระแสอ้างอิงแกนดี (I_{gd_ref}) กับค่าตัวประกอบกำลัง (PF)

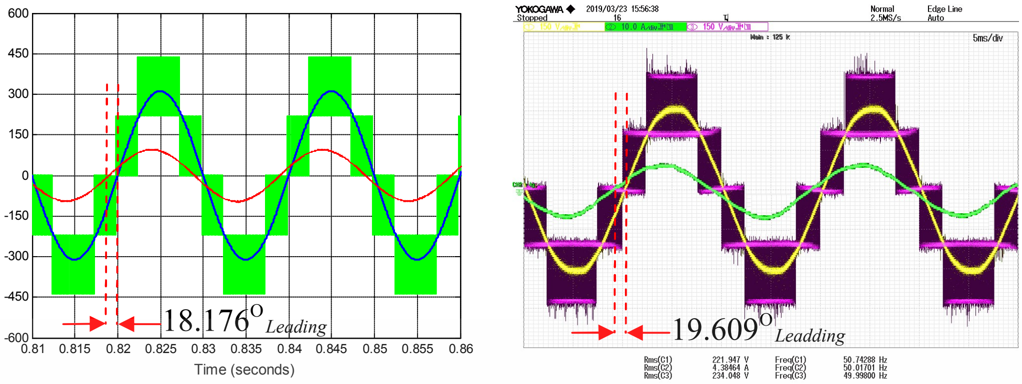
5.6.2 การเปรียบเทียบผลการควบคุมขนาดกระแสไฟฟ้าในกรอบอ้างอิงแกนหมุนแกนคิว

ในส่วนการควบคุมกระแสอ้างอิงแกนคิว จากผลการจำลองโปรแกรมและทดสอบจริง จะเห็นว่าวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายและรับกำลังไฟฟ้าในระบบโครงข่ายได้ ซึ่งจากผลการจำลองและทดสอบสามารถนำมาเปรียบเทียบผลได้ดังตารางที่ 5.7

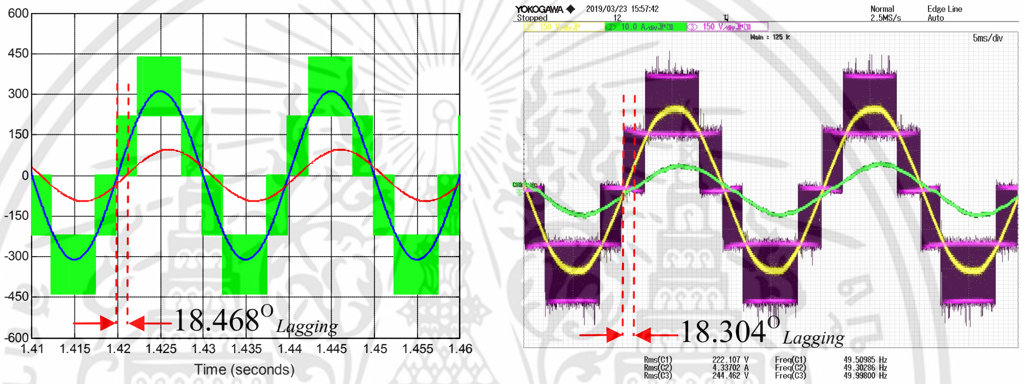
ตารางที่ 5.7 พารามอเตอร์ในระบบโครงข่าย เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงกระแสอ้างอิงแกนคิว

Command		Simulation result				Experimental result			
I_{gd} (A)	I_{gq} (A)	THD_{ig} (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	*P.F.*	THD_{ig} (%)	P_{grid} (Watt)	Q_{grid} (VAR)	*P.F.*
6.0	+2.0	1.52	934.3	-306.7	0.9501	3.997	911.6	-324.5	0.9420
6.0	-2.0	1.49	932.9	311.7	0.9485	3.086	923.1	304.5	0.9494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.28 ผลการเปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อกระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 6A, $i$sq_ref = +2A



รูปที่ 5.29 ผลการเปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อกระแสอ้างอิง $i$sd_ref = 6A, $i$sq_ref = -2A

จากรูปสัญญาณแรงดัน กระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่ายที่ได้จากการจำลองโปรแกรมและการวัดผลจริง ดังรูปที่ 5.28 และ 5.29 พบว่าสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่วัดผลได้มีลักษณะที่เสมือนกันมาก ซึ่งเงื่อนไขในการจำลองและทดสอบ ได้ทำการปรับกระแสอ้างอิงตามแนวแกนคิวให้มีค่าเป็นบวก ($i$sq_ref = +2A) และมีค่าเป็นลบ ($i$sq_ref = -2A) โดยที่คงค่ากระแสอ้างอิงตามแนวแกนดีที่ 6A ซึ่งจากผลการวัด พบว่ามุมเฟสของกระแสไฟฟ้าเกิดนำหน้าเมื่อกระแสอ้างอิงแกนคิวเป็นบวก และในทางตรงกันข้ามมุมเฟสกระแสเกิดมุมล้าหลัง เมื่อกระแสอ้างอิงแกนคิวเป็นลบ โดยหากกล่าวถึงมุมเฟสกระแสที่เกิดการเลื่อนเฟสจากมุมเฟสของแรงดันโครงข่าย จะมีค่าเป็นไปตามสมการความสัมพันธ์ของอาร์กคอส ซึ่งคำนวณหาค่ามุมเฟสของกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่ายได้

$$\phi = \cos^{-1}(PF)$$

เมื่อ PF คือ ค่าตัวประกอบกำลังในระบบโครงข่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวสรุปผลการดำเนินงาน ปัญหาและอุปสรรค รวมถึงการวิเคราะห์ผลการจำลองและทดสอบ การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ที่นำได้เสนอ และในส่วนสุดท้ายเป็นส่วนของข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา รวมถึงการประยุกต์ใช้งานในงานวิจัยด้านอื่นๆ

6.1 สรุปผลการวิจัย

การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาและออกแบบระบบควบคุมกระแสไฟฟ้าด้วยทฤษฎีของการควบคุมแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว โดยนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมกระแสของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสขนาด 220V/50Hz ให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า และควบคุมขนาดของกระแสที่จ่ายเข้าระบบด้วยการปรับขนาดกระแสอ้างอิงบนแกนดีและแกนคิว ซึ่งส่งผลให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าในรูปแบบกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ โดยได้ทำการจำลองการทำงานของระบบที่ออกแบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulnik และออกแบบสร้างชิ้นงานต้นแบบเพื่อทดสอบการทำงานรวมถึงความเป็นไปได้ของระบบที่ออกแบบจริง โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ TMS320F28377S ประมวลผลสัญญาณการทำงานทั้งหมดของระบบ ซึ่งสามารถสรุปผลการดำเนินงานและวิเคราะห์ผลของการจำลองและการทดสอบจริงทั้งหมด ดังนี้

1. การออกแบบระบบควบคุมกระแสตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว สามารถคำนวณหาค่าตัวควบคุมแบบ PI ที่สามารถรักษาเสถียรภาพของระบบ และจากการจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink พบว่า ค่าตัวควบคุมแบบ PI สามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าจากวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ จ่ายเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้าได้
2. การออกแบบวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสขนาด 220V/50Hz และวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าในระบบ สามารถทำงานร่วมกับการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28377S เพื่อควบคุมกระแสไฟฟ้าจ่ายเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ด้วยเทคนิคการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิวที่ออกแบบไว้ได้อย่างถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ มีความสอดคล้องและถูกต้องกันกับการทดสอบการทำงานจริงที่ออกแบบไว้ได้
4. พิกัดกำลังไฟฟ้าที่สามารถจ่ายเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า เท่ากับ 1.558 กิโลวัตต์ ที่ค่ากระแสอ้างอิงแกนดี 10 แอมป์ และแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่ายเท่ากับ 220 โวลต์ ซึ่งกำลังไฟฟ้าจริงที่จ่ายเข้าระบบเท่ากับ $p_g(W) = \frac{1}{2}v_{gd}.i_{gd}$ และกำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่ายเข้าระบบจะเท่ากับ $q_g(VAR) = \frac{1}{2}v_{gd}.i_{gq}$ โดยขนาดกำลังไฟฟ้าจ่ายเข้าระบบโครงข่ายเป็นค่ายอดแรงดันและกระแสไฟฟ้าบนแกนดีและแกนคิวหารสอง
5. ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ในระบบโครงข่ายจะมีค่าลดลง เนื่องจากขนาดกระแสฟันดาเมนทอลมีค่าสูงขึ้น จากสมการความสัมพันธ์

$$THD_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{h(rms)}^2}}{I_{1(rms)}} \times 100$$

6.2 ข้อเสนอแนะ

1. การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิว จะคำนวณขนาดกระแสในระบบที่ความถี่มูลฐาน 50Hz เท่านั้น ซึ่งในการทดสอบจริงมีโหลดที่ไม่เชิงเส้นต่อร่วมใช้งานในระบบเดียวกัน พร้อมทั้งค่าอิมพิแดนซ์ที่มีอยู่ในหม้อแปลงปรับแรงดัน จึงทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกส์ความถี่อื่นๆ แทรกเข้ามาในกระแสของระบบที่จ่ายได้ในช่วงที่กระแสอ้างอิงมีค่าต่ำ
2. ในการทดสอบจริงแรงดันเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ มีขนาดสัญญาณรบกวนหรือสัญญาณแทรกสอด (Noise) ค่อนข้างสูง การออกแบบวงจรควบมีวงจรสนับเบอร์ที่ดี เพื่อลดการเกิดรบกวนหรือสัญญาณแทรกสอดในการสวิตช์ของวงจร
3. การทดสอบปรับค่ากระแสอ้างอิงแกนคิว พบว่าสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าระบบโครงข่ายได้ ในการประยุกต์ใช้สามารถนำไปพัฒนาเพื่อเป็นตัวชดเชยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในระบบที่มีโหลดตัวเหนี่ยวนำเป็นจำนวนมากได้
4. การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยเอชบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถพัฒนาประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีการติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า โดยที่สามารถควบคุมการมอดูเลตของวงจรเอชบริดจ์ทั้ง 2 วงจรแยกอิสระจากกันได้ เมื่อเกิดกรณีการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] สิทธิพร เจียรนันทพิสุทธิ์, **"อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดแคสเคดแหล่งจ่ายที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสมดุลโดยใช้เทคนิคการกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่เหมาะสมแบบรูปคลื่นขั้นบันไดสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส"**, วิทยานิพนธ์, (วศ.ม. วิศวกรรมไฟฟ้า) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549

[2] จักรพงษ์ จารุมิศร์, **"POWER ELECTRONICS DESIGN การออกแบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง"**, เอส พีเอสพริ้นติ้ง, นนทบุรี, 2554.

[3] Bimal Bose **"POWER ELECTRONICS and MOTOR DRIVES"** Elsevier Inc. All rights reserved.USA; ISBN 10 : 0-12-373659-5

[4] Bin Wu, **"High-Power Converters and AC Drives"**, A John Wiley & Sons, Inc., Publication-IEEE Press, 2006, United States of America, ISBN : 0-471-73171-4.

[5] Mohamad H. Rashid, **"Power Electronics: Circuit, Devices and Applications"** Prentice, Hall Inc. 3rd edition, 2004.

[6] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, **"Power Electronics: Converters, Applications and Designs"**, John Wiley & Sons, 3rd edition, 2003.

[7] D. W. Hart **"Introduction to Power Electronic"** Prentice Hall Inter. Inc, 1997.

[8] Katsuhiko Ogata, **"Modern Control Engineering"**,*Fifth Edition*, New Jersey USA, Prentice Hall Inc Pearson Education, 2010.

[9] Remus Teodorescu, Marco Liserre and Pedro Rodriguez, **"Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems"**, John Wiley & Sons. Ltd, Publication, 2011, ISBN : 987-0-470-05751-3.

[10] Sourabh Rathore, Mukesh Kumar Kirar and S. K Bhardwaj, "SIMULATION OF CASCADED H- BRIDGE MULTILEVEL INVERTER USING PD, POD, APOD TECHNIQUES", ***Electrical & Computer Engineering: An International Journal (ECIJ)*** Volume 4, Number 3, September 2015.

[11] Chaiyant Boonmee and Yuttana Kumsuwan, "Control of Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Modified MPPT for Grid-Connected Photovoltaic Systems", ***IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society***, 10-13 Nov 2013.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[12] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodríguez, and M. Pacas, "Control of a single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems," ***IEEE Trans. Ind. Electron***., vol.56, no. 11, pp. 4399-4406, Nov. 2009.

[13] M. Veenstra and A. Rufer, “PWM-Control of Multi-Level Voltage-Source Inverters”, ***Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)***, Vol. 3, 2000, pp. 1387-1393.

[14] Calais, M.; Borle, L.J.; Agelidis, V.G., "Analysis of Multicarrier PWM Methods for a Single - Phase Five Level Inverter," ***Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC.*** **2001 IEEE 32nd Annual**, vol.3, no., pp.1351-1356 vol. 3, 2001

[15] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M. A. Pérez, "A survey on cascaded multilevel inverters," ***IEEE Trans. Ind. Electron***., vol. 57, no. 7, pp. 2197-2206, Jul. 2010.

[16] K.K. Gupta, S. Jain, "Topology for Multilevel Inverters to Attain Maximum Number of Levels from given DC Sources," ***Power Electronics, IET***, vol.5, no.4, pp.435-446, April 2012.

[17] J. Rodríguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls and applications," ***IEEE Trans. Ind. Electron***., vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug. 2002.

[18] Chavarria Javier, Domingo Biel, Francese Guinjoan, Carlos Meza, Juan J. Negroni, "Energy-balance control of PV cascaded multilevel grid-connected inverters under level-shifted and phase-shifted PWMs", ***Industrial Electronics IEEE Transactions***, vol. 60, no. 1, pp. 98-111, 2013.

[19] Amritesh Kumar and Vishal Verma, “Performance Enhancement of Single-Phase Grid-Connected PV System Under Partial Shading Using Cascaded Multilevel Converter”, ***IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS***, VOL. 54, NO. 3, MAY/JUNE 2018.

[20] B. N. Alajmi, K. H. Ahmed, G. P. Adam, B. W. Williams, "Single-Phase Single-Stage Transformer less Grid-Connected PV System", ***IEEE Transactions on Power Electronics***, vol. 28, no. 6, pp. 2664-2676, June 2013.

[21] E. Villanueva, P. Correa, J. Rodriguez, "Control of a Single Phase H-bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected PV Applications", ***Proc. Power Electron. Motion Control Conf.***, pp. 451-455, 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[22] C. Cecati, A. Dell' Aquila, M. Liserre, V. G. Monopoli, "Design of H-bridge multilevel active rectifier for traction systems", ***IEEE Trans. Ind. Appl.***, vol. 39, no. 5, pp. 1541-1550, Sep. 2003.

[23] Elena Villanueva, Pablo Correa, José Rodríguez, and Mario Pacas, “Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems”,***IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS***, VOL. 56, NO. 11, NOVEMBER 2009.

[24] S. Ali Khajehoddin, Alireza Bakhshai, and Praveen Jain, “The Application of the Cascaded Multilevel Converters in Grid Connected Photovoltaic Systems” , ***2007 IEEE Canada Electrical Power Conference***, Oct. 2007.

[25] Tianfu Huang, Xinchun Shi, Yuwei Sun, Dan Wang, “Three-Phase Photovoltaic Grid-connected Inverter Based on Feedforward Decoupling Control”, ***International Conference on Materials for Renewable Energy and Environment 2013***, Aug. 2014.

[26] Jirawut Benjanarasut and Bunlung Neammanee, “The d-, q- axis Control Technique of Single phase Grid Connected Converter for Wind Turbines with MPPT and Anti-Islanding Protection”, ***The 8th Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand - Conference 2011***, May 2011.

[27] Arman Roshan, Rolando Burgos, Andrew C. Baisden, Fred Wang, Dushan Boroyevich, "A D-Q Frame Controller for a Full-Bridge Single Phase Inverter Used in Small Distributed Power Generation System", ***Applied Power Electronics Conference***, pp. 641-647, 2007.

[28] Mohammad Ebrahimi, Sayed Ali Khajehoddin, “Fast and Robust Single-Phase DQ Current Controller for Smart Inverter Applications”,***IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS***, VOL. 31, NO. 5, MAY 2016.

[29] Elena Makovenko, Oleksandr Husev, Carlos Roncero-Clemente, Enrique Romero-Cadaval, Dmitri Vinnikov, “Modified DQ Control Approach for Three-Phase Inverter”,***IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)***, Oct. 2017.

[30] Jirawut Benjanarasut and Bunlung Neammanee, “An Implementation of d-, q-axis Control Technique of Two kW Single Phase Grid Connected Converter for Wind Turbines”, ***GMSARN International Journal 5***, page 53 – 60, 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

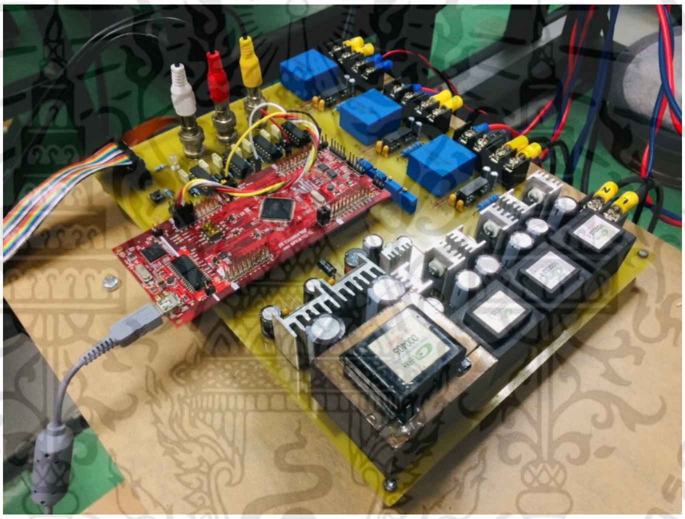
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

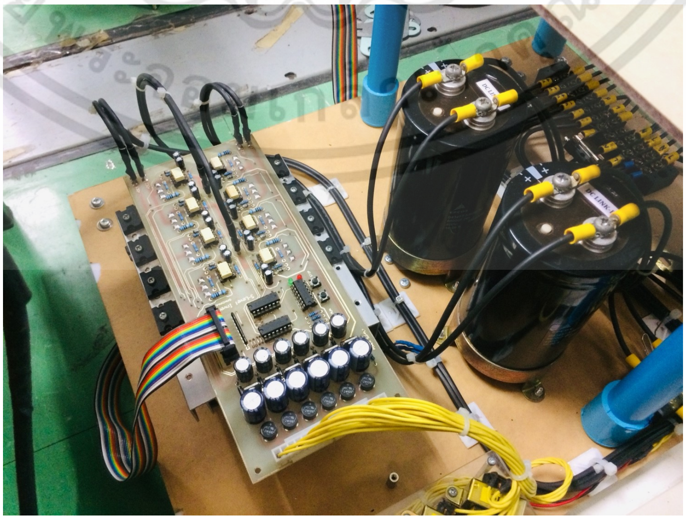
ก. วงจรต้นแบบในงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก. วงจรต้นแบบในงานวิจัย



ข. ภาควงจรควบคุม

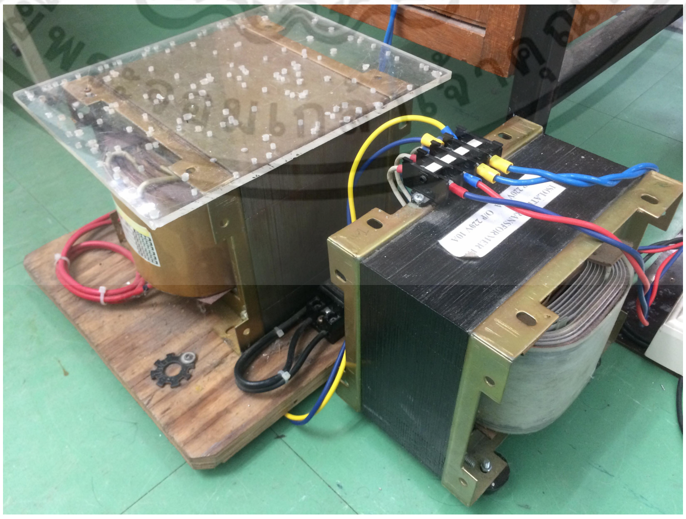


ค. ภาควงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง. ตัวเก็บประจุไฟตรงเชื่อมโยง

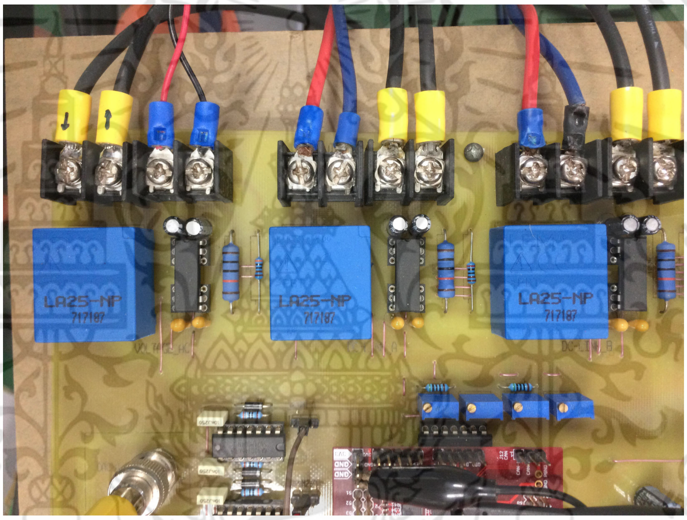
จ. ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับ



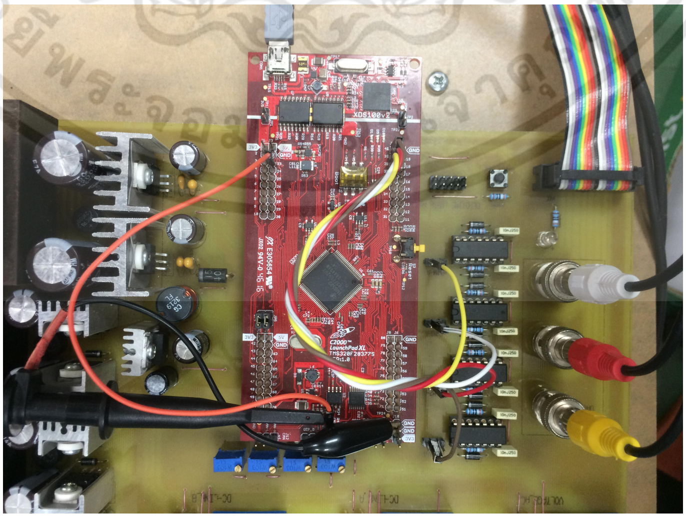
ฉ. หม้อแปลงแยกกราวด์สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช. วงจรเรียงกระแส



ซ. วงจรตรวจจับสัญญาณสัญญาณแรงดันและกระแส



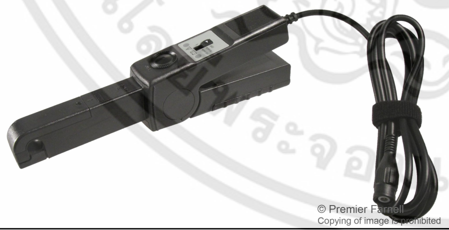
ฌ. ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28377S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ข. เครื่องมือวัดในงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องมือวัด	รายละเอียด
	Power Analyze YOGOKAWA รุ่น WT500
	Oscilloscope YOGOKAWA รุ่น DLM2000
	Differential Voltage Probe TECPEL รุ่น DP-25
	Current Probe TEKTRONIC รุ่น A622
	Digital Multimeter YOGOKAWA รุ่น TY530

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EENET

การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลตะวันออก

EENET2017

The 9th Conference of Electrical Engineering Network of Rajamangala University of Technology

งานประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 9

EENET2017

"การพัฒนานวัตกรรมเพื่ออุตสาหกรรมและการเกษตรอย่างยั่งยืน"

Sustainable Development of Innovation for Industry and Agriculture

2-4 May 2017, K.P. Grand Hotel Chanthaburi

Conference Topics

- Electrical Power (PW)
- Power Electronics (PE)
- Energy and Energy Saving (ES)
- Control Systems and Instrumentation (CT)
- Computer and Information Technology (CP)
- Electric Communication (CM)
- Electronics (EL)
- Digital Signal Processing (DS)
- Innovation and Invention (IN)
- General Electrical Engineering (GN)

บริษัท เบต้า เอ็นเนอร์ยี่ โซลูชั่น จำกัด BETA ENERGY SOLUTION COMPANY LIMITED
AI SOLUTION Didactic & Instrument 4 U
UNITIS CO.,LTD.
บริษัท นีโอ ไดแด็กติค จำกัด NEO DIDACTIC CO.,LTD.
ThaiEasyElec enable your design Education.
phelps dodge International Corp a General Cable company
PRIMUS COMPANY LIMITED ศูนย์รวมเครื่องมือวัดและควบคุมทางด้านไฟฟ้าอุตสาหกรรม
PTS Combination
SAT บริษัท สยามแอ็ดวานซ์เทค จำกัด

ระบบเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อกริดการไฟฟ้าขนาด 1 เฟส ด้วยอินเวอร์เตอร์ 11 ระดับ

Single-Phase PV Grid Connected System Using 11 Level Cascade Multilevel Inverter

ศักดาวุฒิ บุญตั้ว[2], อัครกิตติ์ ไชยธนกุลวัฒน์[1], เฉลิมชาติ มานพ[2], วิจิตร กิณเรศ[2]
[1]สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า โครงการจัดตั้งคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยราชภัฏธนบุรี สมุทรปราการ
[2]ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
E-mail: 59601171@kmitl.ac.th, chaithanakul@gmail.com, kmchaler@kmitl.ac.th, kkwijit@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้ ได้นำเสนอการจำลองการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์เข้าสู่ระบบกริด 1 เฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์ 11 ระดับ ซึ่งจะให้ข้อดีในเรื่องของการลดทอนกระแสฮาร์มอนิกส์ มีการควบคุมด้วยเทคนิคการมอดูเลตแบบพีโอดี ในบทความนี้จะทำการปรับเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณไซน์อ้างอิงที่ใช้ในการมอดูเลต ให้มีมุมนำหน้ามุมเฟสของระบบกริด ให้มีการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนจากเซลล์แสงอาทิตย์เข้าสู่ระบบกริด ซึ่งมีการประเมินการทำงานของระบบส่งผ่านกำลังไฟฟ้า ภายใต้สภาวะการเกิดปรากฏการณ์บังเงา และการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงของเซลล์แสงอาทิตย์ จากผลการจำลองพบว่า ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าทำงานได้ในสภาวะเงื่อนไขดังกล่าวได้

คำสำคัญ : อินเวอร์เตอร์ 11 ระดับ, เซลล์แสงอาทิตย์, ระบบเชื่อมต่อกริด, เทคนิคพีโอดีพัลส์วิดมอดูเลชัน

Abstract

This paper presents the simulations of power transfer from solar cell to grid electricity using a 11-level cascade Multilevel inverter which offers the advantage of harmonic current reduction. It is controlled by POD modulation techniques. This article will shift the leading phase of the sinusoidal reference in order to supply real power and reactive power from solar cell to the grid system. The evaluation of the power transfer operation in given under shading and step change in irradiation. From the simulation results, the proposed system is able to operate under such conditions.

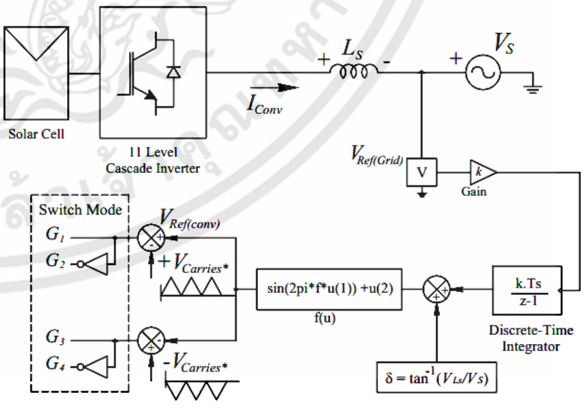
Keywords: 11-Level Cascade Multilevel Inverter, Solar cells, Grid-Connected system, POD modulation technique.

1. บทนำ

ในปีที่ผ่านมาการพัฒนาระบบส่งผ่านกำลังไฟฟ้า จากแหล่งพลังงานแสงอาทิตย์ขนาดใหญ่ให้เข้าสู่ระบบกริด จะต้องอาศัยวงจรอินเวอร์เตอร์กำลังสูง เพื่อเปลี่ยนจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบกริด[1], [2] การใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีระดับแรงดันทางด้านเอาท์พุตแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ เพื่อใช้ในการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าในระบบ ซึ่งสามารถก่อให้เกิดปัญหาค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์เนื่องจากค่า dv/dt และค่าความสูญเสียการสวิตช์เนื่องจากการสวิตช์ที่ความถี่สูงได้

ในบทความวิจัยนี้ได้นำเสนอ การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์เข้าสู่ระบบกริดด้วยอินเวอร์เตอร์ 11 ระดับ ซึ่งให้ข้อดีในเรื่องของแรงดันเอาท์พุตเข้าใกล้ไซน์ ช่วยให้ลดทอนกระแสฮาร์มอนิกส์เนื่องจากมีค่า dv/dt น้อย โดยมีการปรับมุมไซน์อ้างอิงให้นำหน้ามุมเฟสของระบบกริด เพื่อให้ทำการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน และทำการจำลองเพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของระบบ ภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสง โดยปราศจากเทคนิคการหาค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ ดังแสดงวงจรรวมในรูปที่ 1

2. วงจรอินเวอร์เตอร์ 11 ระดับ



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์ 11 ระดับ เชื่อมต่อระบบกริดการไฟฟ้าที่นำเสนอ

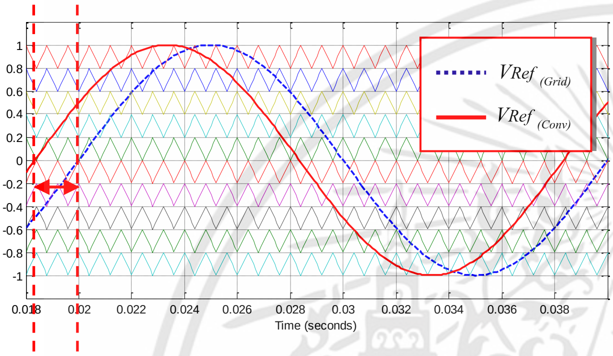
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 เทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบพีโอดี

เทคนิคพัลส์พีโอดี (Phase Opposition Disposition; POD) จะให้สัญญาณพาหะด้านบนมีลักษณะตรงข้ามกันกับด้านล่างเป็น 180° ที่แบ่งกันในแต่ละไซเคิลบวกและไซเคิลลบของสัญญาณไซน์อ้างอิง [4]

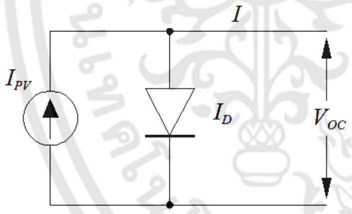
$$f(u) = \sin(2\pi ft + \delta) \qquad (1)$$

จากสมการสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง ดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 เทคนิคการมอดูเลตแบบพีโอดีที่นำเสนอ

3. วงจรสมมูลในทางอุดมคติของเซลล์แสงอาทิตย์



รูปที่ 3 วงจรสมมูลในทางอุดมคติ

จากวงจรสมมูลเขียนเป็นสมการตามกฎของเคอร์ชอฟ จะได้กระแสทางด้านเอาท์พุตของเซลล์แสงอาทิตย์ได้เป็น [5]

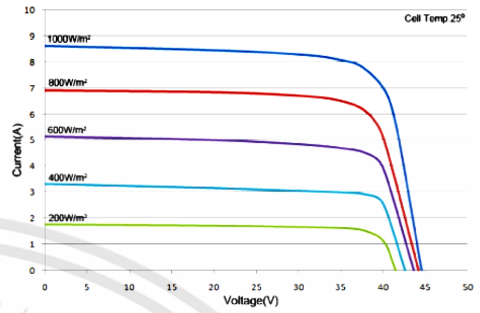
$$I = I_{PV} - I_D \qquad (2)$$

จะได้

$$I = I_{PV} - I_D\left[\exp\left(\frac{qV_{OC}}{akT}\right) - 1\right] \qquad (3)$$

เมื่อ q คือ ค่าประจุหนึ่งหน่วยอิเล็คตรอนมีค่า 1.60217e-19 C
a คือ ค่าคงที่แรงดันของไดโอดในทางอุดมคติ $1 < a < 1.5$
k คือค่าคงที่บรอซ์มาล มีค่า 1.38e-23 J/K
T คือ ค่าอุณหภูมิในหน่วย เคลวิน (C°+237.15)

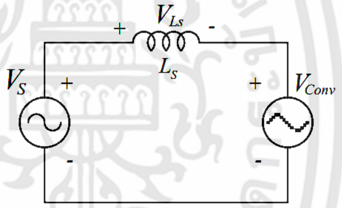
กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสไฟฟ้าต่อความเข้มแสงในแต่ละระดับของแสงอาทิตย์รุ่น CRM275S156P-72 ขนาดพิกัด 275 วัตต์, 35.6 โวลต์ ซึ่งใช้เป็นข้อมูลอ้างอิงในการจำลองของบทความนี้



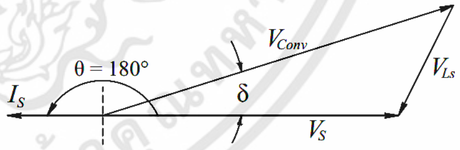
รูปที่ 4 กราฟความสัมพันธ์แรงดันและกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์

4. ทฤษฎีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า

จากรูปที่ 5 (ก). วงจรสมมูลของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบกริด ในการส่งกำลังไฟฟ้าทิศทางกระแสและแรงดันของระบบกริดจะมีลักษณะตรงกันข้าม ดังแสดงในรูป (ข). เฟสเซอร์ไดอะแกรม[1], [2]



(ก) วงจรสมมูลของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่นำเสนอ



(ข) เฟสเซอร์การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่ระบบที่นำเสนอ

รูปที่ 5

จากวงจรสมมูลการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่แสดงในรูปที่ 5 (ก.) เมื่อพิจารณาโดยใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ [3] สามารถเขียนสมการได้

$$V_S = V_{conv} + V_{Ls} \qquad (4)$$

แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำของระบบ จะได้

$$V_{Ls} = L\frac{di_s}{dt} \qquad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามไม่ให้มีการแก้ไขเนื้อหา และต้องอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาจากรูปเฟสเซอร์ไดอะแกรม มุมระหว่างเฟสของแรงดันกริดและแรงดันที่คอนเวอร์เตอร์ (δ) จะได้

$$\delta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{Ls}}{V_S}\right) \tag{6}$$

จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า ในรูปที่ 3 (ข.) สามารถคำนวณได้จากสมการเป็น

$$V_{Ls}\cos\theta = \omega L_S I_S \cos\theta = V_{conv}\sin\delta \tag{7}$$

$$V_{Ls}\sin\theta = \omega L_S I_S \sin\theta = V_{conv}\cos\delta \tag{8}$$

สมการที่ (13) และ (14) เป็นสมการหาค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าในระบบได้เป็น

$$P = V_S I_S \cos\theta = \frac{V_S^2}{\omega L_S}\left(\frac{V_{conv}}{V_S}\sin\delta\right) \tag{9}$$

$$Q = V_S I_S \sin\theta = \frac{V_S^2}{\omega L_S}\left(1-\frac{V_{conv}}{V_S}\cos\delta\right) \tag{10}$$

กระแสฟันดาเมนทอลของระบบกริด เท่ากับ

$$I_S = \frac{V_S - V_{conv}}{j\omega L_S} \tag{11}$$

เมื่อ

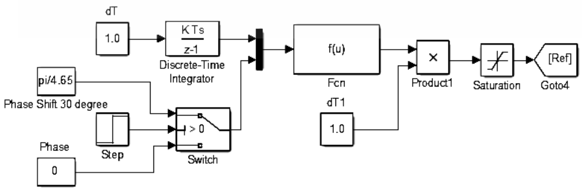
L_S คือ ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อระหว่างอินเวอร์เตอร์และระบบกริด

V_S คือ แรงดันไฟฟ้าของระบบกริด

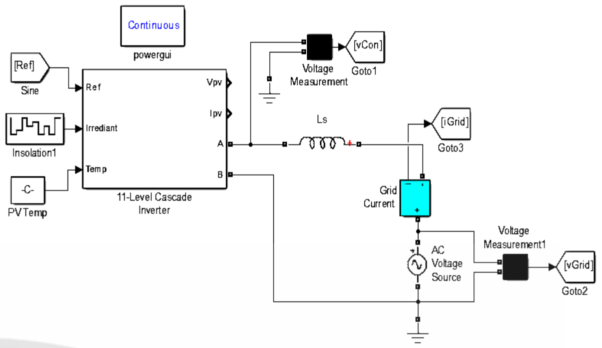
V_{Conv} คือ แรงดันไฟฟ้าของระบบอินเวอร์เตอร์ 11 ระดับ

5. ผลการจำลอง

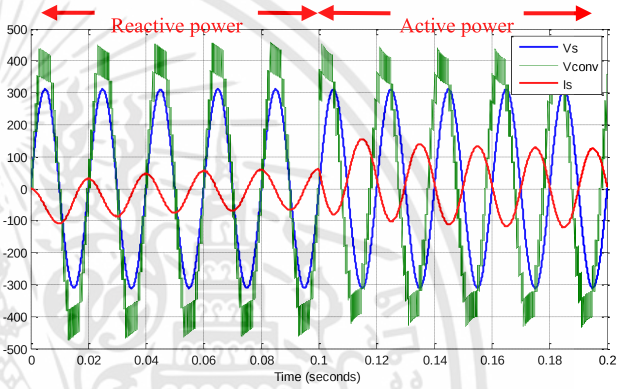
การสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง จากสมการที่ (1) โดยกำหนดมุมเฟสเริ่มต้น ทำมุมนำหน้ามุมเฟสของระบบกริดการไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 6



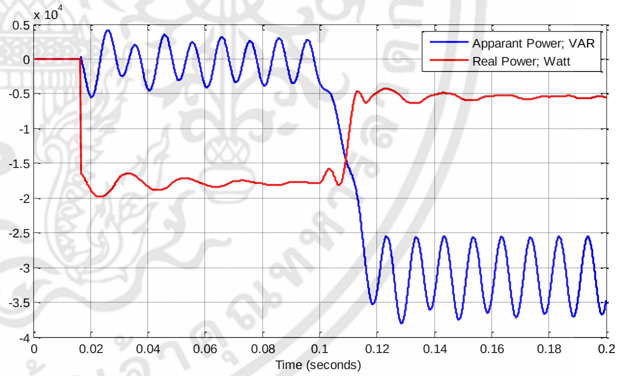
รูปที่ 6 การสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง (V_{Ref}) ที่นำเสนอ



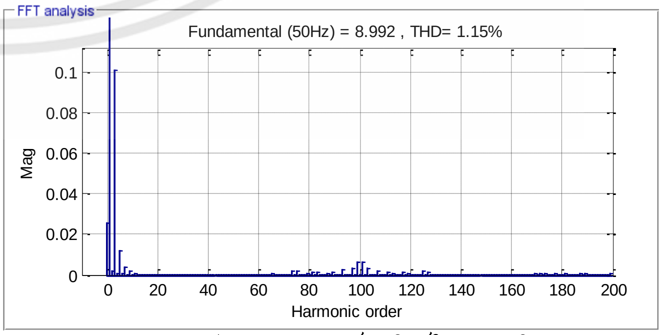
รูปที่ 7 ไดอะแกรมของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่ระบบ



(ก) ผลการจำลองระบบเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงมุมอ้างอิง



(ข) แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบกริด



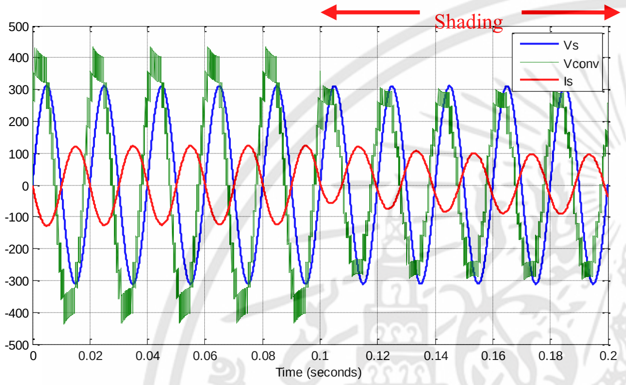
(ค) สเปกตรัมกระแสฮาร์มอนิกส์ในระบบกริด

รูปที่ 8 ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์ 11 ระดับ

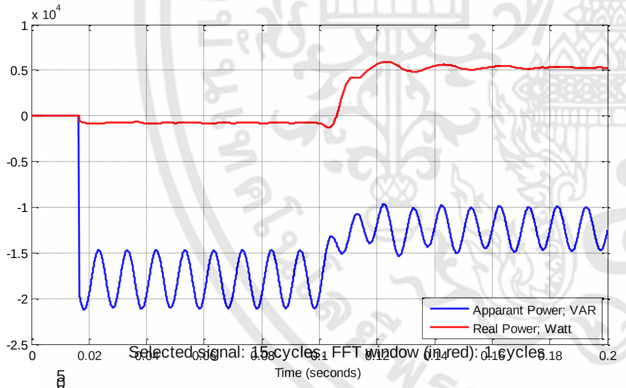
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น

จากผลการจำลองในรูปที่ 8 (ก) พบว่าในช่วงที่เริ่มต้นมุมเฟสระหว่างกระแสและแรงดันระบบกริดทำมุมห่างกัน 90° จากสมการที่ (10) พิสูจน์ได้ว่าในกรณีนี้เป็นการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบกริด

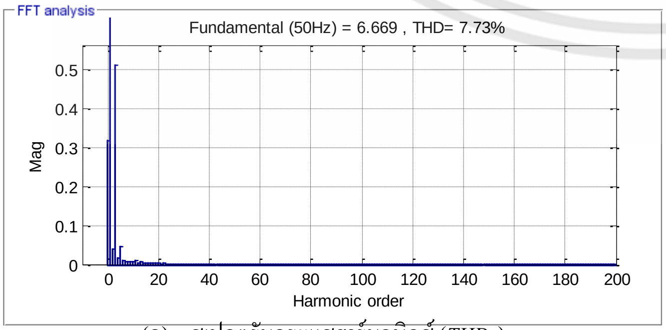
เมื่อทำการเปลี่ยนมุมไซน์อ้างอิงการมอดูเลตที่เวลา 0.1 วินาที เป็นการเปลี่ยนรูปแบบการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเป็นกำลังไฟฟ้าจริง ที่พิสูจน์ได้จากสมการที่ (9) ซึ่งพบว่ามุมเฟสกระแสและแรงดันไฟฟ้าของระบบกริด มีค่าระหว่างมุมเข้าใกล้ศูนย์มากขึ้น ซึ่งผลที่ได้คือสามารถจ่ายกระแสเข้าสู่ระบบกริดได้มากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 8 (ก) และ (ข)



(ก) ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงลดลง



(ข) แสดงการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบกริด



(ค) สเปกตรัมกระแสฮาร์มอนิกส์ (THD_{Is})

รูปที่ 9 การจำลองเมื่อเกิดความแตกต่างระดับแสงของเซลล์แสงอาทิตย์

ในรูปที่ 9 การเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มแสงที่กระทบแผงเซลล์แสงอาทิตย์ ได้ออกแบบการจำลองด้วยการกำหนดค่าความเข้มแสงเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจาก 1000W/m² เป็น 600W/m² จากผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 9 (ก) พบว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุตของอินเวอร์เตอร์มีขนาดลดลงต่ำกว่าแรงดันระบบกริด ทำให้การจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบกริดได้น้อยลง เกิดการเลื่อนมุมของเฟสกระแสและแรงดัน ส่งทำให้เกิดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกส์มีค่าสูงขึ้นเป็น 7.73% เนื่องจากกระแสฟันดาเมนทอลของระบบกริดลดลง ซึ่งการเกิดปรากฏการณ์นี้ทำให้ระบบมีการจ่ายกำลังไฟฟ้าทั้งกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน ดังแสดงในรูปที่ 9 (ข)

6. สรุปผลการจำลอง

ผลการจำลองของงานวิจัยที่นำเสนอ พบว่าการส่งกำลังไฟฟ้าในระบบ สามารถส่งกำลังไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์เข้าสู่ระบบกริดได้มากขึ้นจากการปรับปรุงตัวของมุมกำลัง มีค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกส์ในระบบเท่ากับ 1.15 และจากการสร้างเงื่อนไขการเปลี่ยนค่าความเข้มแสงของแผงเซลล์แสงอาทิตย์อย่างทันทีทันใด พบว่าระบบมีการจ่ายกำลังไฟฟ้าทั้งกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน เนื่องจากเกิดความไม่สมดุลในเรื่องของการจ่ายกำลังไฟฟ้า ซึ่งมีสาเหตุมาจากกำลังไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าน้อยกว่าระบบกริด และส่งผลให้มีค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ในระบบขึ้น

7. เอกสารอ้างอิง

[1] Jun Mei, Bailu Xiao, Ke Shen, Leon M. Tolbert and Jian Yong Zheng, " Modular Multilevel Inverter with New Modulation Method and Its Application to Photovoltaic Grid-Connected Generator", *IEEE Trans. Power Electronics.*, Vol. 28, No. 11, pp. 5063–5073, Nov. 2013.

[2] Ned Moham, Tore M. Underland and William P. Robbins, *POWER ELCTRONICS, Converter, Application and Design*, John wiley & Sons, Inc, United State of America, 1995.

[3] K.B.Bhaskar, Dr.T.S.Sivakumaran, M.Devi, "Implementation of 11 Level Cascaded Multilevel Inverter Using Level Shifting Pulse Width Modulation Technique With Different Loads", *IPASJ International Journal of Electrical Engineering (IIJEE)*, Volume 2, Issue 10, October 2014.

[4] Sourabh Rathore, Mukesh Kumar Kirar and S. K Bhardwaj, "Simulation of Cascade Multilevel Inverter Using PD, POD, and APOD Technique", Electrical & Computer Engineering: An International Journal (ECIJ) Vol. 4, Number 3, September 2015.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๔๑

The 41st Electrical Engineering Conference (EECON-41)

วันที่ ๒๑ - ๒๓ พฤศจิกายน ๒๕๖๑

โรงแรมสุนีย์ แกรนด์ โฮเทล แอนด์ คอนเวนชั่น เซ็นเตอร์ จังหวัดอุบลราชธานี

เจ้าภาพจัดงาน มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี และ มหาวิทยาลัยศรีปทุม

Volume 1

ไฟฟ้ากำลัง

อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ระบบควบคุมและการวัดคุม

การประมวลผลสัญญาณดิจิตอล

โฟโตนิกส์

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ แบบคาสเคด สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ที่มีฟังก์ชันการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดโดยใช้วิธีการรบกวนและสังเกต

The Control of 5-Level Cascade Multilevel Inverter for a Single-Phase PV Grid-Connected System with MPPT Function using Perturb and Observe Method.

ศักดาวุฒิ บุญตั้ว, อัครกิตต์ ไชยธนกุลวัฒน์, เฉลิมชาติ มานพ และ วิจิตร กิณเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

E-mail: 59601171@kmitl.ac.th, chaithanakul@gmail.com, kmchaler@hotmail.com, kkwijit@hotmail.com

บทคัดย่อ

งานวิจัยฉบับนี้ได้นำเสนอ การควบคุมอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับแบบคาสเคด สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ที่มีฟังก์ชันการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดโดยใช้วิธีการรบกวนและสังเกต ซึ่งงานวิจัยได้ใช้หลักการของการควบคุมกระแสแบบป้อนกลับ โดยนำขนาดกระแสสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ มาคูณร่วมกับสัญญาณไซน์หนึ่งหน่วยที่ซิงโครไนซ์กับระบบโครงข่าย สร้างเป็นกระแสไซน์อ้างอิงแล้วทำการเปรียบเทียบกับกระแสจริง ความแตกต่างถูกป้อนให้กับตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับสร้างสัญญาณการมอดูเลตเพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นพาห์ ได้สัญญาณการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ ทำการจำลองระบบการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink พบว่าที่เงื่อนการเปลี่ยนค่าความเข้มแสงอย่างทันทีทันใดที่ 400, 800 และ 600 W/m^2 ในช่วงเวลาที่ 0.6, 1.0 และ 1.5 วินาที สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนระบบโครงข่ายไฟฟ้าตามเงื่อนไขได้ และจากผลการทดลองจริงอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ สามารถซิงโครไนซ์และจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายได้

คำสำคัญ: อินเวอร์เตอร์คาสเคด 5 ระดับ, เทคนิคติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดแบบรบกวนและสังเกต, เซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า

Abstract

This paper presents the control of a 5-level cascade multilevel inverter for a single-phase PV grid connected system with MPPT function using a Perturb and Observe method. This research uses a principle of feed-back current control, which the reference current is obtained from the product of multiplication between the maximum current of PV and per-unit sinusoidal signal synchronized with the grid system. The error between the reference current and the actual grid current is fed to a PI controller for generating a sinusoidal modulated signal compared with carrier signals for controlling the switches of the inverter. The simulation result has been performed by MATLAB/Simulink. It is found that sudden step changes in irradiation in 400, 600 and 800 W/m^2 at 0.6, 1.0 and 1.5 seconds, respectively. The proposed system is able to transfer current from PV to the grid system under such conditions. According to results, the 5-level cascade inverter can synchronize with the grid and supply the current to the grid system.

Keywords: 5-Level Cascade Multilevel Inverter, Perturb and observe; P&O MPPT Technique, PV Grid-Connected system.

PE08

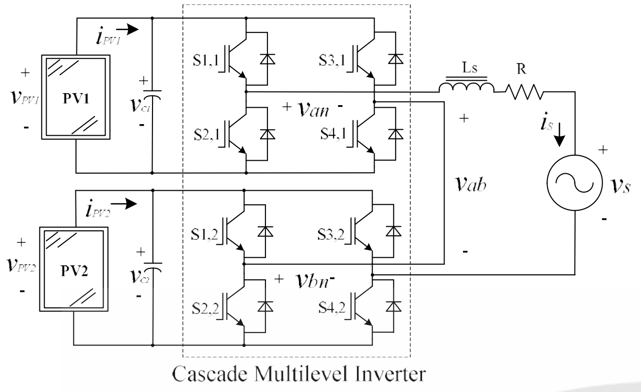
1. บทนำ

อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์สำคัญที่จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับในการนำไปใช้งานในอาคารบ้านเรือน หรือในการจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่าย[1]

เทคนิคการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดในงานวิจัยส่วนใหญ่ มักจะนิยมใช้เทคนิคการรบกวนและสังเกต;(P&O) ที่มีการออกแบบอัลริทึมของระบบง่ายไม่ยุ่งยาก โดยอาศัยหลักการเปรียบเทียบกำลังและแรงดันไฟฟ้าในช่วงของข้อมูลเก่าและใหม่, เทคนิคการเพิ่มค่าความนำ;(Inc) มีเทคนิคทางคณิตศาสตร์เรื่องความชันเส้นตรง อาศัยการเปรียบเทียบค่ามากกว่า/น้อยกว่า ระหว่างค่ากำลังและแรงดันไฟฟ้าค่าปัจจุบันกับค่าที่จุดสูงสุด และเทคนิคการตรวจจับระลอกคลื่นไฟตรง;(RCC) มีความซับซ้อนทางคณิตศาสตร์ ทำการอินทิเกรตแบบจำกัดเขตเวลา รวมขนาดกำลังและแรงดันไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงเทียบ เพื่อหาผลต่างในทิศทางบวกและลบ ซึ่งอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายที่ใช้ในบ้านพักอาศัย หรือในระบบที่มีขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าใช้งานไม่เกิน 10 กิโลวัตต์[2] โดยส่วนใหญ่จะเป็นใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์มีลักษณะแรงดันเอาท์พุตเป็นแบบ 2 และ 3 ระดับ ซึ่งมีข้อเสียเรื่องความถี่สวิตซ์และค่าความสูญเสียจากการสวิตซ์สูง, สัญญาณรบกวน รวมถึงค่าความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่สูงมาก [2]

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการควบคุมอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ แบบคาดเคสเชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ซึ่งมีข้อดีเรื่องแรงดันเอาท์พุตแบบขั้นบันไดเข้าใกล้คลื่นไซน์ สามารถลดค่าความสูญเสียการสวิตซ์จาก *dv/dt* มีค่าความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกส์ต่ำ โดยมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 1 โดยมีเทคนิคการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วยวิธีการรบกวนและสังเกตเป็นตัวแปรควบคุมขนาดกระแส ในระบบควบคุมป้อนกลับของกระแสโครงข่ายแบบลูปปิดตามเงื่อนค่าความเข้มแสงที่เปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา ... ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ชนิดคาสเคด สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่นำเสนอ

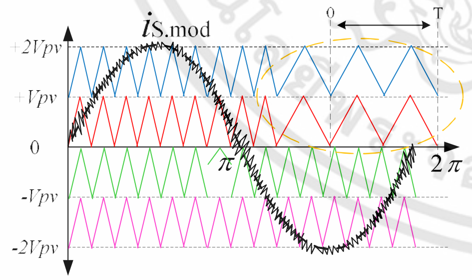
2. ระบบควบคุมที่นำเสนอ

2.1 การมอดูเลตแบบพีดีมอดูเลชั่น

การมอดูเลตแบบ PD modulation ของอินเวอร์เตอร์หลายระดับในรูปที่ 2 สัญญาณสามเหลี่ยมจะมีมุมเฟสที่ตรงกัน โดยจำนวนของสัญญาณสามเหลี่ยมต่อระดับขั้นเอาท์พุต เป็นไปตามสมการที่ (1)

$$m = 2S+1 \qquad (1)$$

เมื่อ m เป็น จำนวนสัญญาณสามเหลี่ยม, S เป็นจำนวนขั้นแรงดันเอาท์พุต ซึ่งจากผลการค้นคว้าวิจัยของ [3] พบว่าผลค่าความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกส์น้อยที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิค POD และ APOD สัญญาณพัลส์ที่ได้จะทำการควบคุมการสวิตช์ของสวิตช์กำลังกึ่งบนของ 2 โมดูลทั้ง 4 สวิตช์ ได้แก่ S1,1 S3,1 S1,2 และ S3,2 ตามลำดับ



รูปที่ 2 การมอดูเลตแบบ Phase Disposition PWM; PDPWM

2.2 การติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด

ในรูปที่ 4 แสดงขั้นตอนการติดตามหาค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด โดยตรวจสอบผลต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าปัจจุบันกับค่ากำลังไฟฟ้าก่อนหน้า

$$dP = {}^{*}p_{PV} - p_{PV,(k-1)} \qquad (2)$$

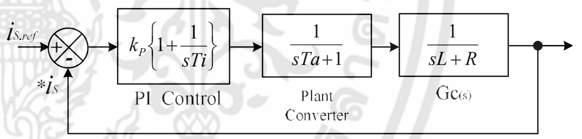
ที่เงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้ามีค่าเท่ากับศูนย์หรือน้อยกว่าศูนย์ โดยขั้นตอนของอัลกอริทึมจะทำการรักษาแรงดันให้อยู่ในช่วงกำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วยการปรับขนาดกระแสของเซลล์แสงอาทิตย์ขนาดกระแสไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ที่เปลี่ยนแปลง จะใช้เป็นค่ากระแสคำสั่ง($i$compensation; $i$comp) ที่เป็นตัวแปรสำคัญในการสร้างสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิง(is,ref) โดยทำการคูณกันระหว่างขนาดกระแสคำสั่งกับสัญญาณกระแสไซน์หนึ่งหน่วย(is,pu)

สัญญาณไซน์หนึ่งหน่วย จะต้องมีมุมเฟสแรงดันไฟฟ้าตรงกันกับระบบโครงข่ายเพื่อให้ค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง ซึ่งใช้วิธีการตรวจจับสัญญาณจากแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่าย ผ่านกระบวนการของเฟสล็อกลูป(PLL) นำค่า ωt บวกกับมุมกำลัง (Power Angle; δ) ทำการสร้างสัญญาณไซน์ขึ้นมาใหม่จากสมการ (3)

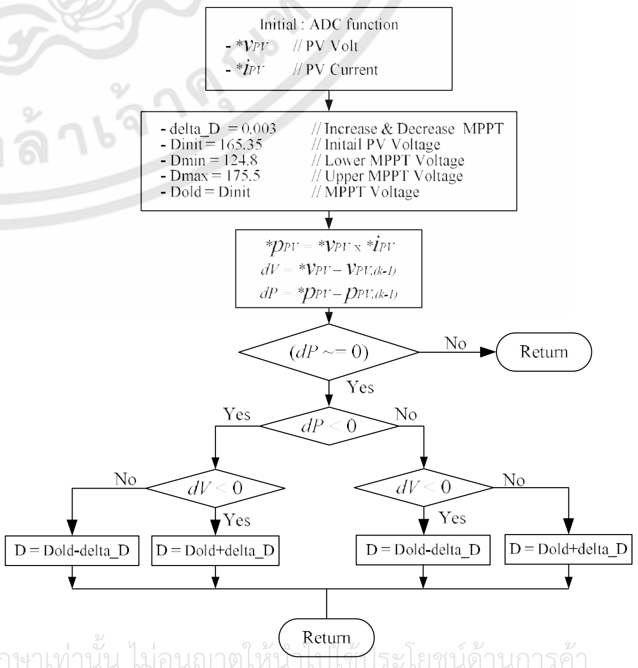
$$i_{s,pu} = \sin \omega t + \delta \qquad (3)$$

2.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าในระบบโครงข่าย

การออกแบบระบบควบคุมที่ได้นำเสนอนี้ เป็นระบบการควบคุมกระแสของระบบโครงข่ายป้อนกลับลูปปิดแบบพีไอ (PI) โดยนำกระแสไซน์อ้างอิงลบกับกระแสจริงในระบบโครงข่าย(*is) ผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ มีค่าอัตราขยาย k_p = 0.22 และ k_i = 345.56 ในรูปที่ 3 เป็นโมเดลทางคณิตศาสตร์ของระบบควบคุมกระแสป้อนกลับที่นำเสนอ โดยสัญญาณกระแสมอดูเลชั่น(is,mod) จะเป็นสัญญาณลักษณะเดียวกันของกระแสในระบบโครงข่าย แต่ขนาดสัญญาณจะควบคุมให้เป็นขนาดหนึ่งหน่วยเสมอสำหรับการมอดูเลตกับสามเหลี่ยม ดังรูปที่ 2



รูปที่ 3 ระบบควบคุมลูปกระแสป้อนกลับระบบที่นำเสนอ



รูปที่ 4 การติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วย P&O Method ในงานวิจัย

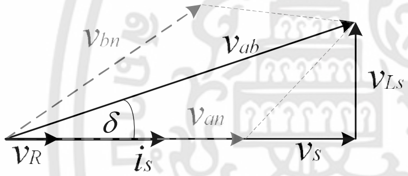
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้างต้น ขนาดของกระแสคำสั่งจะมีการเปลี่ยนแปลงไปตามค่าความสัมพันธ์กำลังไฟฟ้าเซลล์แสงอาทิตย์ ในเทคนิคการติดตามค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดของวิธีการรบกวนและสังเกต ซึ่งระบบจะทำการปรับเพิ่มขนาดกระแสคำสั่งมากขึ้น เมื่อค่าความแสงอาทิตย์มีค่าความเข้มเพิ่มมากขึ้น และในทางเดียวกันเมื่อค่าความเข้มแสงลดลงกระแสคำสั่งก็จะมีขนาดลดลงตามกัน ส่งผลให้กำลังไฟฟ้าเซลล์แสงอาทิตย์ที่จ่ายคืนในระบบโครงข่ายแปรผันเป็นไปตามกัน

กำลังไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ที่สามารถจ่ายคืนสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า สามารถหาได้จากสมการที่ (4)

$$P_{(Watt)} = \frac{v_c v_s \sin\delta}{X_{Ls}} \qquad (4)$$

เมื่อ v_c เป็นพิกัดแรงดันของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ, v_s เป็นพิกัดแรงดันไฟฟ้าของระบบโครงข่าย และ X_{Ls} เป็นค่าค่าความต้านทานแฝงของตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระบบโครงข่าย โดยมีเฟสเซอร์การส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 5



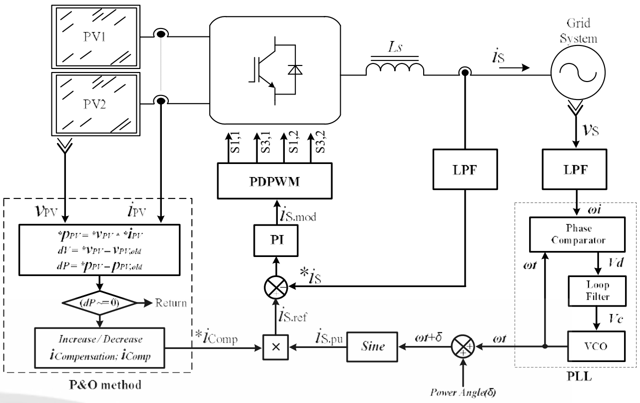
รูปที่ 5 เฟสเซอร์ไดอะแกรมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่นำเสนอ

3. ผลการจำลองระบบที่นำเสนอ

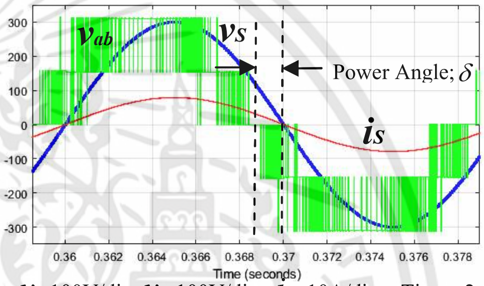
การจำลองระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์คืนสู่ระบบโครงข่าย ได้ทำการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ด้วยค่า Sample Time เท่ากับ 25 ไมโครวินาที จากการออกแบบระบบควบคุมที่ได้มาในข้างต้นได้ทำการจำลองระบบการทำงาน เพื่อศึกษาผลตอบสนองการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่าย เมื่อค่าความเข้มแสงเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยเงื่อนไงการจำลองทำการสมมุติฐานให้ค่าความเข้มแสงที่ตกกระทบแผงเซลล์แสงอาทิตย์ทั้ง 2 โมดูล มีค่าเท่ากัน

ผลการจำลองในรูปที่ 7 แสดงสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าในระบบโครงข่าย (v_s) กระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่าย (i_s) และแรงดันเอาท์พุดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ (v_c) ที่ระดับค่าความเข้มแสง 800 W/m^2

จากผลการจำลองพบว่าอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ สามารถซิงโครไนซ์กับระบบโครงข่ายไฟฟ้าได้ เมื่อพิจารณาทิศทางกระแสเกิดการไหลด้านอินเวอร์เตอร์ พบว่ากระแสไฟฟ้ามีมุมเฟสตรงกันกับแรงดันในระบบโครงข่าย ทำให้มีค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง และสามารถจ่ายกระแสกลับคืนสู่ระบบโครงข่ายได้ และมีมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ กับระบบโครงข่ายสอดคล้องกับเฟสเซอร์ไดอะแกรมของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่กล่าวข้างต้น



รูปที่ 6 ระบบควบคุมการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ชนิดคาสเคด สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส

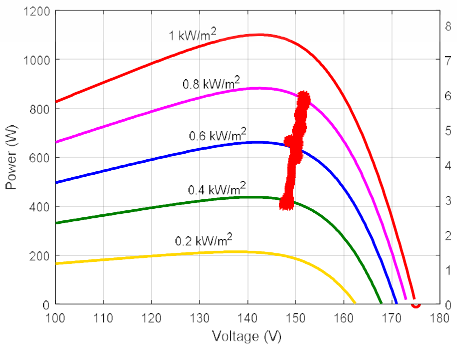


v_s:100V/div, v_c:100V/div, i_s: 10A/div Time : 2ms/div

รูปที่ 7 ผลการจำลองที่ค่าความเข้มแสง 800 W/m^2

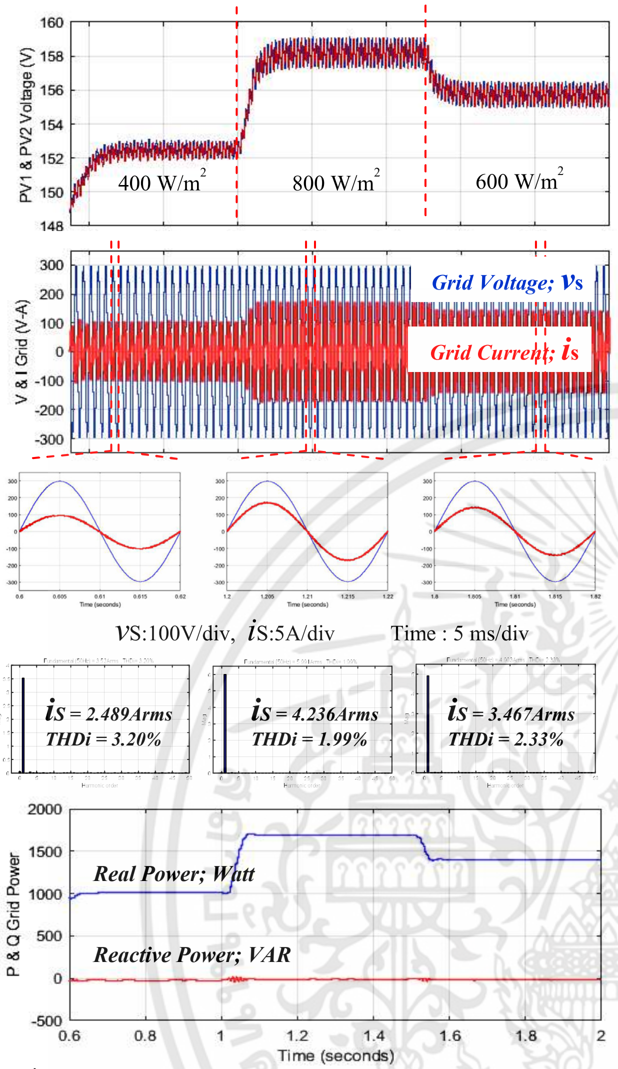
การจำลองการเปลี่ยนค่าความเข้มแสงอย่างทันทีทันใด สมมุติฐานในเงื่อนไขค่าความเข้มแสงของเซลล์แสงอาทิตย์ทั้ง 2 โมดูลมีค่าเท่ากัน ผลการจำลองเมื่อค่าความเข้มแสงเกิดการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด จาก 400, 800 และ 600 W/m^2 ในช่วงเวลาวินาทีที่ 0.6, 1.0 และ 1.5 ตามลำดับ จากผลการจำลองพบว่าแรงดันไฟฟ้าเซลล์แสงอาทิตย์มีการเปลี่ยนแปลงและรักษาระดับแรงดันอยู่ในช่วงแรงดันสูงสุดในแต่ละช่วงค่าความเข้มแสงได้ สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่าย โดยสัมพันธ์กับการติดตามค่ากำลังสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ได้

ซึ่งสามารถพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกำลังไฟฟ้าเซลล์แสงอาทิตย์จากเงื่อนไขการจำลองระบบในข้างต้น ดังรูปที่ 8 และแสดงผลการจำลองการทำงานทั้งหมดได้ในรูปที่ 9



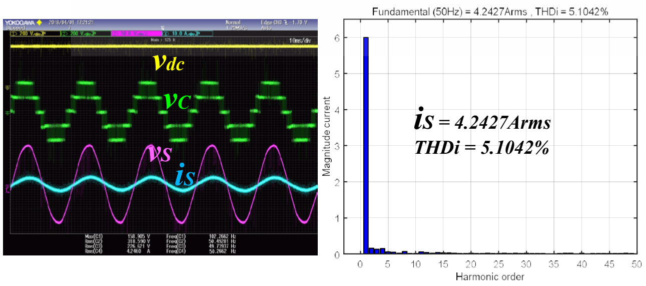
รูปที่ 8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกำลังไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ต่อโมดูล ที่ค่าความเข้มแสง 400, 800 และ 600 W/m^2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9 (ก). แรงดันไฟฟ้าเซลล์แสงอาทิตย์ (ข). แรงดันและกระแสไฟฟ้าในระบบ (ค). สเปกตรัมกระแสฮาร์มอนิกส์ (ง). กำลังไฟฟ้าจ่ายคืนระบบโครงข่าย

จากนั้น ได้ทำการออกแบบและทดลองระบบจริงให้สัมพันธ์กับการจำลอง เพื่อยืนยันความถูก เมื่อพิจารณาในรูปที่ 10 พบว่าระบบที่ได้ออกแบบสร้างสามารถจ่ายกระแสโครงข่ายคืนสู่ระบบได้ 4.243Arms มีค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ เท่ากับ 5.1042% จากเงื่อนไขที่ค่าความเข้มแสงที่ 800 W/m^2



Vdc:100V/div, Vs:100V/div, Vc:100V/div, is: 5A/div Time : 2ms/div

(ก). แรงดันโมดูลเซลล์แสงอาทิตย์; Vdc, แรงดันเอาท์พุตอินเวอร์เตอร์; Vc, แรงดันไฟฟ้าโครงข่าย; Vs, กระแสไฟฟ้าโครงข่าย; is (ข). กระแสฮาร์มอนิกส์ในระบบ

รูปที่ 10 การทดลองระบบการทำงานจริง

4. สรุป

การควบคุมอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับชนิดคาสเคดสำหรับเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่มีฟังก์ชันการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วยเทคนิควิธีการรบกวนและสังเกต โดยใช้หลักการควบคุมขนาดกระแสสูงสุดของเซลล์แสงอาทิตย์ มาคูณกับสัญญาณไซน์หนึ่งหน่วย เพื่อใช้เป็นกระแสไซน์อ้างอิงมาเปรียบเทียบกับกระแสในระบบโครงข่าย ใช้การควบคุมกระแสแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับการควบคุมการมอดูเลตแบบพีดีพัลส์วิดมอดูเลชั่น จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink พบว่าการเปลี่ยนค่าความเข้มแสงอย่างทันทีทันใดที่ 400, 800 และ 600 W/m^2 ในช่วงเวลา 0.6, 1.0 และ 1.5 วินาที ระบบที่นำเสนอสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนระบบโครงข่ายไฟฟ้าตามเงื่อนไขค่าความเข้มแสงที่กำหนดได้ และกระแสไฟฟ้าในระบบโครงข่ายมีค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ต่ำ และจากการออกแบบการทดลองจริงที่ค่าความเข้มแสง 800 W/m^2 พบว่าสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าคืนสู่ระบบโครงข่ายได้ ที่ 4.243Arms ซึ่งสามารถยืนยันความถูกต้องการทำงานของระบบได้ โดยมีค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ 5.1042% ซึ่งข้อดีของอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบคาสเคดสามารถรับแหล่งจ่ายแบบแยกอิสระแบบเซลล์แสงอาทิตย์ได้เป็นอย่างดี และสามารถรับพิกัดกำลังไฟฟ้าที่สูงๆ ได้

เอกสารอ้างอิง

[1] Nasrudin A, Krismadinata Chaniago and Jeyraj Selvaraj, ‘Single-Phase Seven-Level Grid-Connected Inverter for Photovoltaic System ”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics.*, Vol58, NO.6, June 2011.

[2] Hani Vahedi, Philippe-Alexandre Labbe and Kamal Al-Haddad, “Sensor-Less Five-Level acked U-Cell (PUC5) Inverter Operating in Stand-Alone and Grid-Connected Modes”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics.*, Issue 06, September 2015.

[3] Sourabh Rathore, Mukesh Kumar Kirar and S. K Bhardwaj, “Simulation of Cascade Multilevel Inverter Using PD, POD, APOD Technique”, *Electrical & Computer Engineering: An International Journal*, Volume 4, Number 3, September 2015.

ศักดาวุฒิ บุญตั้ว
นักศึกษาปริญญาโท
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ใช้งานในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EENET 2019

The Conference of Electrical Engineering Network 2019

1ST CALL FOR PAPER

Mon. **2 กรกฎาคม 2561**
เปิดระบบรับบทความ

Fri. **25 มกราคม 2562**
วันสุดท้ายของการรับบทความ

การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 11

โรงแรมกรุงศรีริเวอร์ จังหวัดพระนครศรีอยุธยา

15-17 พฤษภาคม 2562

RE-IMAGINING THE ELECTRIC GRID OF TOMORROW

สำนักงานเครือข่าย EENET2019, มทร.ธัญบุรี

Tel: 061 916 5635 e-mail: eenet2019@en.rmutt.ac.th

WWW.EENET2019.COM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

THAI AUTO TOOLS GROUP
PTS Combination
IRC Technologies 02-717-1400

การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ

Vector Control of Single-Phase Grid-Connected System using Five-Level Cascade Inverter

ศักดาวุฒิ บุญตั้ว, อัครกิตติ์ ไชยธนกุลวัฒน์, เฉลิมชาติ มานพ, วิจิตร กิณเรศ
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
E-mail: 59601171@kmitl.ac.th, chaithanakul@gmail.com, kmchaler@hotmail.com, kkwijit@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความฉบับนี้ได้นำเสนอการควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ของระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าด้วยวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ทำการควบคุมขนาดของกระแสไฟฟ้าด้วยเทคนิคการควบคุมกระแสตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดีคิวทำการจ่ายกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส เทคนิคนี้สามารถควบคุมขนาดและมุมเฟสของกระแสให้นำหน้าหรือล้าหลังได้ ซึ่งทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนจ่ายเข้าในระบบโครงข่ายไฟฟ้า ซึ่งได้ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink และทดสอบการทำงานจริงของวงจรต้นแบบที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ TMS320F28377S ในการประมวลผลและควบคุมการทำงานของระบบเพื่อยืนยันความถูกต้องในเงื่อนไขการทดสอบ

คำสำคัญ: คาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ, ระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า, การควบคุมกระแสป้อนกลับ, การควบคุมเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดี-คิว, ไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28377S

Abstract

This paper presents the vector control of a grid-connected system using a five-level cascade multilevel Inverter. The single-phase grid system current is controlled based on a d-q reference frame vector control technique. This technique can control the amplitude and phase-angle of the grid current to be leading and lagging resulting in the real power and reactive power supplied into the grid system. The system operation has been simulated by the program MATLAB / Simulink and the experiment using the TMS320F28377S microcontroller has been made in order to verify the correct operation under such conditions.

Keywords: Five-level cascade multilevel Inverter, Grid-Connected System, d-q rotating referent frame Control technique, TMS320F28377S microcontroller.

1. บทนำ

ในส่วนของระบบการส่งกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า ทั้งในระบบหนึ่งเฟสและระบบสามเฟสจำต้องอาศัยวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งโดยทั่วไปจะให้ลักษณะสัญญาณแรงดันทางด้านเอาท์พุตที่ขึ้นอยู่กับเทคนิคการมอดูเลตชั่นเป็นแบบ 2 ระดับ แบบไบโพล่าร์ หรือแบบ 3 ระดับ แบบยูนิโพล่าร์ ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกส์สูง ทำให้วงจรมีข้อเสียในเรื่องของค่าการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่อคาบเวลา (d*i*/d*t*) เกิดเป็นค่าความสูญเสียในการสวิตช์ จากข้อเสียดังกล่าว จึงได้มีการพัฒนาวงจรเป็นอินเวอร์เตอร์หลายระดับมีแรงดันเอาท์พุตเข้าใกล้คลื่นไซน์ สามารถรองรับกำลังไฟฟ้าที่มีขนาดพิกัดสูง สามารถลดทอนการเกิดค่าความผิดเพี้ยนแรงดันและกระแสฮาร์มอนิกในระบบ และยังลดค่าความสูญเสียจากการสวิตช์ได้

วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับจากการพัฒนาและวิจัยในปัจจุบัน มีอยู่ด้วยกัน 3 รูปแบบ ได้แก่ Flying-Capacitor multilevel Inverter, Diode-Clamp multilevel Inverter และ Cascade multilevel Inverter มีเทคนิคการสวิตช์แบบ Carries based Level-Shift PWM ซึ่งทั้งหมดจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันตามโครงสร้างของวงจร ในการนำมาประยุกต์ใช้งานในการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าระบบโครงข่าย หากพิจารณาจากโครงสร้างของวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ (Cascade multilevel Inverter) ที่เป็นวงจรที่จะต้องแยกอิสระแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุต เมื่อนำมาใช้งานร่วมกับเซลล์แสงอาทิตย์หรือแบตเตอรี่จะสามารถแก้ไขข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้ แต่ในการสวิตช์ของวงจรเอชบริดจ์แต่ละวงจรด้วยเทคนิค Carries based Level-Shift PWM จะให้ข้อเสียในเรื่องการดึงกำลังไฟฟ้าใช้งานในแต่ละวงจรที่ไม่เท่ากัน จากข้อเสียดังกล่าวจึงใช้เทคนิคการสวิตช์เป็นแบบ Carries based Phase-Shift PWM เป็นเทคนิคที่ใช้การเลื่อนมุมเฟสของคลื่นพาห์ให้ล้าหลังจากคลื่นพาห์ตัวแรก เช่น วงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับจะเลื่อนเฟสห่างออกไปที่ 90 องศา เทคนิคนี้แหล่งจ่ายไฟตรงอินพุตจะสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้อย่างเท่ากัน และควบคุมดัชนีการมอดูเลตของเอชบริดจ์จากการปรับค่ายอดของสัญญาณไซน์อ้างอิงแยกกันได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับเทคนิคที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น

วงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบคาดเคส มีโครงสร้างพื้นฐานมาจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเอชบริดจ์ ต่ออนุกรมทางด้านเอาท์พุต ซึ่งจะให้ระดับขั้นแรงดันทางด้านเอาท์พุต ดังสมการที่ (1)

$$m = 2s + 1 \tag{1}$$

โดยที่

m คือ ระดับขั้นของแรงดันอินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดแคสเคด

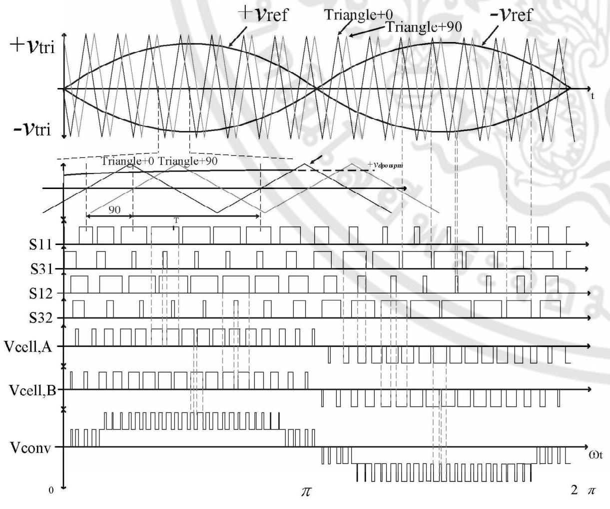
s คือ จำนวนวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเอชบริดจ์

ซึ่งในบทความนี้ได้นำเสนอการจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ โดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบป้อนกลับแบบเวกเตอร์ตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดี-คิว ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงองค์ประกอบของระบบที่ใช้ในออกแบบ

2. องค์ประกอบของระบบที่นำเสนอ

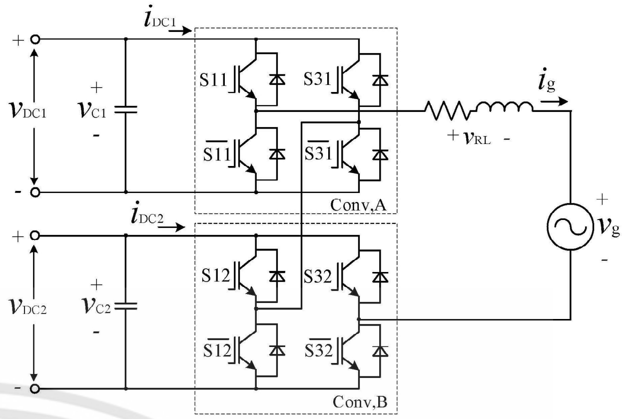
2.1 เทคนิคการมอดูเลชั่นแบบเลื่อนเฟสคลื่นพาห์

ในส่วนของเทคนิคการเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ (Phase-Shift Pulse Width Modulation: PSPWM) เป็นเทคนิคการเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ของวงจรเอชบริดจ์ตัวที่ 2 ให้ล้าหลัง 90 องศา จากคลื่นพาห์ตัวที่ 1 และวงจรเอชบริดจ์มีลักษณะแรงดันเอาท์พุตแบบยูนิโพลาร์ จากการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณไซน์ 2 สัญญาณ เลื่อนมุมห่างกัน 180 องศา มอดูเลตร่วมกับคลื่นพาห์ ในรูปที่ 1 แสดงถึงการมอดูเลชั่นของเทคนิคที่นำเสนอ



รูปที่ 1 เทคนิคการเลื่อนเฟสคลื่นพาห์ (Phase-Shift PWM; PSPWM)

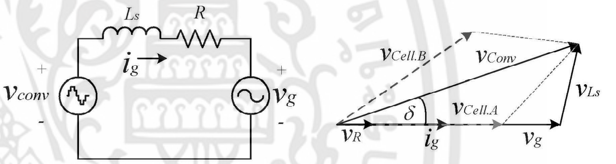
แรงดันไฟเอาท์พุตวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์จะเป็นผลรวมจากแรงดันและความถี่ทางด้านเอาท์พุตของวงจรเอชบริดจ์ทั้ง 2 วงจร ทำให้แรงดันเอาท์พุตมีค่าเป็น 2 เท่า และความถี่สวิตช์เอาท์พุตเป็น 4 เท่าของคลื่นพาห์ แสดงโครงสร้างและตำแหน่งสวิตช์ ได้ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 โครงสร้างของระบบคาสเคดอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้า

2.2 อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้า

อินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส สามารถเขียนวงจรสมมูลและเฟสเซอร์ไดอะแกรมของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากอินเวอร์เตอร์คืนสู่ระบบโครงข่าย ได้ดังรูปที่ 3



(ก) วงจรสมมูล (ข) เฟสเซอร์กำลัง

รูปที่ 3 วงจรสมมูลและเฟสเซอร์ไดอะแกรม

กำลังไฟฟ้าที่สามารถจ่ายเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้า สามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ (4)

$$P_{(Watt)} = \frac{v_{conv} v_g \sin\delta}{X_{Ls}} \tag{1}$$

เมื่อ v_{conv} คือแรงดันของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ, v_g คือแรงดันไฟฟ้าของระบบโครงข่าย และ X_{Ls} เป็นค่าค่าความต้านทานแฝงของตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระบบโครงข่าย

2.3 ระบบควบคุมกระแสตามกรอบอ้างอิงแกนหมุนดี-คิว

การควบคุมในทฤษฎีของกรอบอ้างอิงแกนหมุนดี-คิว นำมาประยุกต์ในการออกแบบระบบการควบคุมแบบป้อนกลับวงรอบปิดของกระแสโครงข่ายเพื่อควบคุมการสวิตช์ของวงคาสเคดอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ด้วยการปรับค่ายอดของไซน์ในการมอดูเลตของวงจรเอชบริดจ์

พิจารณาจากรูปที่ 3 จากกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้

$$-vconv + Ls.\frac{dig}{dt} + R.ig + vg = 0 \tag{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงแหล่งที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลาปาซสมการที่ (3) แรงดันเอาท์พุตวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์

$$Vconv(s) = (s.Ls + R).Ig(s) + Vg(s) \tag{4}$$

พิจารณาสมการที่ (4) ในเทมอของ $j\theta e$ ได้ดังสมการที่ (5)

$$\vec{v}conv.e^{-j\theta e} = Ls.\frac{d\vec{i}\,s.e^{-j\theta e}}{dt} + R.\vec{i}\,g.e^{-j\theta e} + \vec{v}g.e^{-j\theta e} \tag{5}$$

ลาปาซและจัดรูปสมการที่ (5)

$$Vconv(s) = R.Ig.(s) + s.LsIg(s) + j\omega e.Ls.Ig(s) + Vg.(s) \tag{6}$$

พิจารณาในรอบอ้างอิงแกนหมุน (dq-rotating referent frame) ในฟังก์ชันของ Park's Transform เขียนเป็นสมการทางไฟฟ้า

$$Vd,conv = s.LsIgd + R.Igd + j\omega e.Ls.Igq + Vgd \tag{8}$$

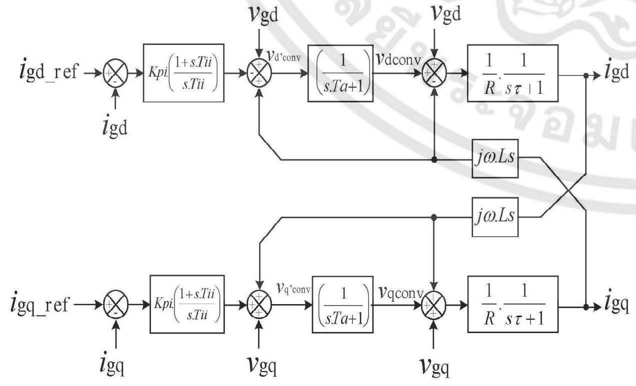
$$Vq,conv = s.LsIgq + R.Igq - j\omega e.Ls.Igd + Vgq \tag{9}$$

ในเทมอของสมการระบบควบคุม การควบคุมกระแสจ่ายเข้าโครงข่ายไฟฟ้า (Current Control) ด้วยตัวควบคุมแบบ PI ในสมการระบบควบคุมตามกรอบอ้างอิงแกนหมุน DQ ที่ (10) และ (11)

$$vd'Conv(s) = \left(igd(s)_ref - igd(s)\right)\left[Kp + \frac{Ki}{s}\right] - j\omega_e Ls.igq(s) + vgd(s) \tag{10}$$

$$vq'Conv(s) = \left(igq(s)_ref - igq(s)\right)\left[Kp + \frac{Ki}{s}\right] + j\omega_e Ls.igd(s) + vgq(s) \tag{11}$$

จากสมการของระบบควบคุมแบบป้อนกลับทั้งหมด สามารถนำมาเป็นเป็นระบบโมเดลทางคณิตศาสตร์ได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 ระบบควบคุมทางคณิตศาสตร์ของกระแสโครงข่ายไฟฟ้า

สัดส่วนแพลน (Plant) ในระบบควบคุม เท่ากับ

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{Ig(s)}{Vconv(s)} \tag{12}$$

ระบบสัดส่วนป้อนกลับของระบบตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงไฟสลับกับระบบโครงข่าย มีค่าเท่ากับ

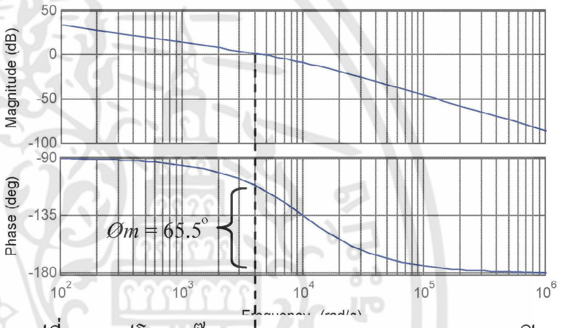
$$G(s) = \frac{1}{R}.\frac{1}{s\tau + 1} \tag{13}$$

เมื่อ τ คือ ค่าเวลาคงตัว $\frac{Ls}{R}$

สมการระบบควบคุมในวงรอบเปิด เท่ากับ

$$G_{C,OL}(s) = Kpi.\left(\frac{s.Tii + 1}{s.Tii}\right).\frac{1}{s.T_{carr} + 1}.\frac{1}{R}.\frac{1}{s\tau + 1} \tag{14}$$

ในรูปที่ 5 โบดพล็อตจากสมการที่ (14) มีค่ามุมเฟสมาร์จิน (Phase magin ; $\O m$) ที่ 65.5° และมีค่าอัตราขยายเป็นอนันต์ เสถียรภาพของระบบควบคุมแบบวงรอบปิด จากแผนภาพโบดพล็อตพบว่าระบบมีค่าคงตัว มีความมุมเฟสมาร์จินสูงพอที่ทำให้ระบบมีความเสถียรภาพ



รูปที่ 5 กราฟโบดพล็อตของระบบควบคุมกระแสวงรอบเปิด

สมการระบบควบคุมในวงรอบปิด เท่ากับ

$$G_{C,CL}(s) = \frac{Kpi/\tau.R.T_{carr}}{s^2 + 1/s.T_{carr} + Kpi/\tau.R.T_{carr}} \tag{15}$$

T_{carr} คือ คาบเวลาสัญญาณคลื่นพาห์

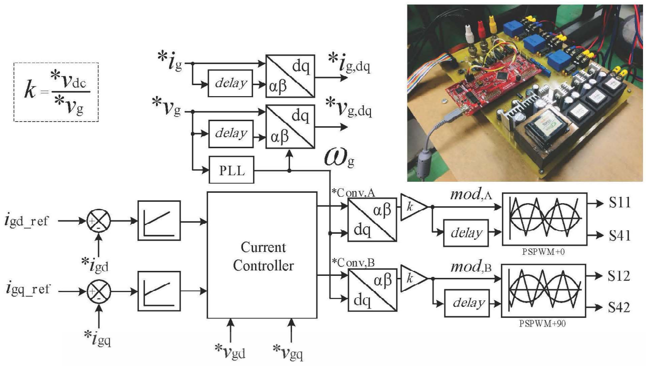
จากระบบที่นำเสนอได้ทำการออกแบบตัวควบคุม PI ที่เป็นในการควบคุมกระแสในระบบโครงข่ายไฟฟ้า ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ทำการคำนวณหาค่า $kpi = 2.2875$ มีค่า $Tii = 0.025$ จากสมการที่ (16)

$$Tii = \omega b\frac{Ls_{pu}}{R_{pu}} \tag{16}$$

ωb คือ ความเร็วเชิงมุมของระบบโครงข่ายที่ความถี่มูลฐาน 50Hz

เพื่อยืนยันการทำงานของระบบที่คำนวณไว้ จึงได้ทำการออกแบบสร้างและทดสอบระบบการทำงาน โดยใช้ไมโครคอนโรลเลอร์ตระกูล C2000 เบอร์ TMS320F28377S สามารถประมวลทางคณิศาสตร์ที่ความถี่นาฬิกาสูงถึง 200MHz มีฟังก์ชัน ADC ขนาด 12 บิต แสดงโครงสร้างของระบบประมวลผลและวงจรจริงที่ออกแบบได้ดังรูปที่ 6

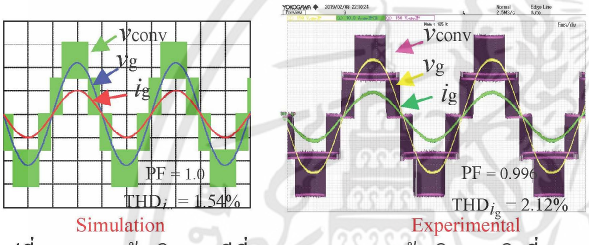
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ยกเว้นจะได้รับอนุญาตเป็นลายลักษณ์อักษร และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6 โครงสร้างของระบบประมวลผลและวงจรจริงที่ออกแบบ

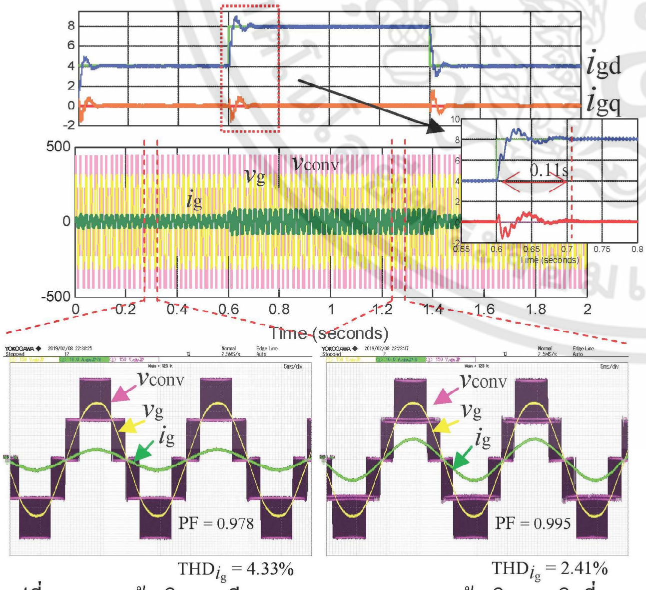
3. ผลการจำลองและทดสอบระบบที่นำเสนอ

ผลการทดสอบเปรียบเทียบผลจำลอง กำหนดค่ากระแสอ้างอิง i_{sd} = 10A, i_{sq} = 0A พบว่า กระแสโครงข่ายมีค่ายอด 9.83A, PF = 0.996 ซึ่งขนาดจริงคาดเคลื่อนจากผลจำลองเป็นร้อยละ 1.74 ดังรูปที่ 7



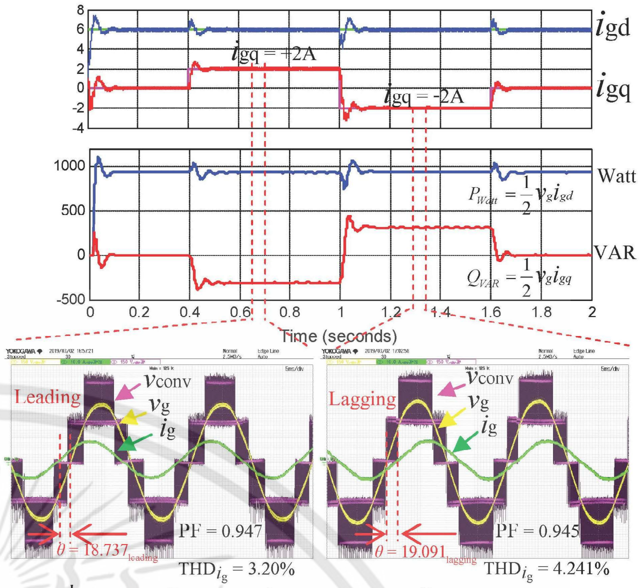
รูปที่ 7 กระแสอ้างอิงแกนดีที่ 10A และกระแสอ้างอิงแกนคิวที่ 0A
v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

ในการทดสอบทำการควบคุมขนาดกระแสในวงรอบปิด ผลตอบสนองทางเวลาเมื่อกำหนดการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสแกนดีที่ 4A, 8A และ 4A โดยกระแสแกนคิวเป็นศูนย์ แสดงผลได้ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 กระแสอ้างอิงแกนดี 4A, 8A, 4A และกระแสอ้างอิงแกนคิวที่ 0A
v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

จากการทดสอบพบว่า ผลการตอบสนองกระแสโครงข่ายแกนดีเข้าสู่สถาวะคงตัวที่ 0.11 วินาที กระแสโครงข่ายมีค่า THD*i* ลดลงเมื่อขนาดสูงขึ้น เนื่องจากผลรวม THD ของกระแสฟันดาเมนทอล



รูปที่ 9 กระแสอ้างอิงแกนดี 6A และกระแสอ้างอิงแกนคิว 2A, -2A
v_g = 150V/div, i_g = 10A/div, v_{conv} = 150V/div, Time = 5ms/div

รูปที่ 9 การทดสอบระบบควบคุมโดยกำหนดค่ากระแสอ้างอิง i_{sd} = 6A, i_{sq} = 2A และ -2A พบว่า สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงให้คงที่และควบคุมจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าได้

4. สรุป

การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์ของระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าด้วยวงจรคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ ที่นำเสนอ จากผลการจำลองและทดสอบสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนจ่ายเข้าสู่ระบบโครงข่ายไฟฟ้าได้ ด้วยการควบคุมขนาดของกระแสอ้างอิงแกนหมุนดีคิว ซึ่งการปรับกระแสอ้างอิงแกนดี จะมีผลต่อค่ายอดของกระแสและค่า THD*i* ในระบบโครงข่าย เมื่อ i_{sq} = 0A พบว่าค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง และจากการทดสอบกำหนดกระแสอ้างอิงแกนคิวที่ 2A และ -2A ทำให้มุมเฟสของกระแสที่จ่ายเข้าระบบโครงข่ายมีมุมนำหน้าและล้าหลัง ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้ในการชดเชยค่าตัวประกอบกำลังในระบบ เมื่อระบบไฟฟ้ามีโหลดตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุจำนวนมาก ด้วยการปรับค่ากระแสอ้างอิงแกนคิวได้

เอกสารอ้างอิง

[1] Chaiyant Boonmee, Yuttana Kumsuwan, "Control of Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Modified MPPT for Grid-Connected Photovoltaic Systems", *IECON.39th, IEEE Industrial Electronics Society*, page 566-571, June 2013.

[2] Bin Wu, "High-Power Converters and AC Drives", A John Wiley & Sons, Inc., Publication-IEEE Press, 2006, United States of America, ISBN : 0-471-73171-4.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงในฐานข้อมูลสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – สกุล ว่าที่ร้อยตรีศักดาวุฒิ บุญตั้ว

E-mail 59601171@kmitl.ac.th

วัน เดือน ปีเกิด 23 พฤศจิกายน 2533

ภูมิลำเนา 32 หมู่.10 โนนป่าซาง ผาขาว เลย 42240

มัธยมศึกษา โรงเรียนสันติวิทยาสรรพ์ อ.ผาขาว จ.เลย

ปริญญาตรี สำเร็จหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต พ.ศ. 2558 มหาวิทยาลัยราชภัฏธนบุรี สมุทรปราการ

ประสบการณ์การทำงาน

พ.ศ.2558-2559 Production Engineering Delta Electronics (Thailand) PCL.

พ.ศ.2559-ปัจจุบัน นักวิชาการศึกษา มหาวิทยาลัยราชภัฏธนบุรี สมุทรปราการ

ผลงานวิจัย

พ.ศ.2560 - **ระบบเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อกริดการไฟฟ้าขนาด 1 เฟส ด้วยอินเวอร์เตอร์ 11 ระดับ**, การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 9 (The 9th Conference of Electrical Engineering Network 2017: EENET 2017).

พ.ศ.2561 - **การควบคุมอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ แบบคาสเคด สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์เชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟส ที่มีฟังก์ชันการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุดโดยใช้วิธีการรบกวนและสังเกต,** การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า Electrical Engineering Conference: EECON 41.

พ.ศ.2562 - **การควบคุมกระแสแบบเวกเตอร์สำหรับระบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสด้วยคาสเคดอินเวอร์เตอร์ 5 ระดับ**, การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้ามหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 9 (The 9th Conference of Electrical Engineering Network 2019: EENET 2019). (ได้รับรางวัลบทความวิจัยดีเด่น สาขาอิเล็คทรอนิกส์กำลัง; PE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้