

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมกระแสบนแกนชิงโครน์สด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับ
ตัวควบคุมเรโซแนนซ์สำหรับวงจรรอกำลังแอคทีฟ

CURRENT CONTROL IN A SYNCHRONOUS FRAME USING
HYBRID PI AND RESONANT CONTROLLER FOR
ACTIVE POWER FILTERS



พ.
ศ ๒๕๕๓
๒๕๕๓

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 110381
วัน,เดือน,ปี..... - 1 พ.ย. 2553

b..... 12251111
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดและเผยแพร่ข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
KMITL 2010-EN-M-020-066 พ.ศ. 2553

**CURRENT CONTROL IN A SYNCHRONOUS FRAME USING
HYBRID PI AND RESONANT CONTROLLER FOR
ACTIVE POWER FILTERS**



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดลิขสิทธิ์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
2010
KMUTL 2010-EN-M-020-066



COPYRIGHT 2010

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยขอสงวนสิทธิ์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Current Control in a Synchronous Frame Using Hybrid PI and Resonant Controller for Active Power Filters
Student	Mr. Somkiat Kongkachat
Student ID.	49060214
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2010
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes a current control method with hybrid PI and resonant controller in a synchronous rotating frame using in a voltage source inverter. Space Vector Modulation with fixed switching frequency is used for a PWM method. The purpose of the active filter is to compensate harmonic current associated with non-linear loads for 3 phase 3 wire. The current control is performed in the synchronous rotating frame. The resonant controller can overcome a problem of gain adjustment of the PI controller. The PI controller is responsible for fundamental frequency control whilst the resonant controller is responsible for harmonic current control. The harmonic current frequency can be selected as required. The advantage of the control system is robustness to parameter changes, particularly, frequency dependent inductance. In addition, the operation simulation using MATLAB/SIMULINK is given. The simulation and experimental results are in good agreement. The overall system is implemented on a real-time DSP TMS320F40 board via dSPACE DS1104 interface card supported by MATLAB/SIMULINK which reduces software development time and easy to the experiment. The test has been conducted under various conditions which appears satisfactory.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	5
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	5
1.4 ขั้นตอนการศึกษาและวิจัย.....	5
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	6
บทที่ 2 การปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 การออกแบบให้อุปกรณ์มีประสิทธิภาพในการใช้งานสูง.....	7
2.3 การกำจัดฮาร์มอนิก.....	7
2.4 การกรองฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า.....	8
2.4.1 วงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดชนิดทกพลัส.....	8
2.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดชนิดมัลติพลัส.....	9
2.4.3 วงจรกรองแบบพาสซีฟ.....	10
2.4.4 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	11
2.4.5 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม.....	13
2.4.6 วงจรกรองกำลังแบบไฮบริด.....	14
2.5 ข้อกำหนดในการกำจัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า.....	15
2.5.1 IEEE 519.....	15
2.5.2 IEC 61000-3-2.....	16

เอกสารนี้เป็น 2.6 บทสรุป..... 17 คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสแบบพีคดับเบิลยูเอ็ม.....	18
3.1 บทนำ.....	18
3.2 วิธีการแปลงแกน.....	18
3.2.1 การแปลงแกนแบบ Clark.....	19
3.2.2 การแปลงแกนแบบ Park.....	20
3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 2 ระดับ ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า.....	21
3.4 วิธีการมอดูเลต.....	26
3.4.1 การมอดูเลตจากการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส.....	26
3.4.2 การมอดูเลตด้วยรูปคลื่นไซน์.....	27
3.4.3 การมอดูเลตรูปคลื่นไซน์ร่วมกับฮาร์มอนิกอันดับที่ 3.....	30
3.4.4 การมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์.....	33
3.4.4.1 คำนวณการมอดูเลชันของสเปซเวกเตอร์.....	40
3.4.4.2 โอเวอร์มอดูเลชัน.....	44
3.5 บทสรุป.....	45
บทที่ 4 การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิง	
4.1 บทนำ.....	46
4.2 ทฤษฎีกำลังไฟฟารีแอกทีฟชั่วขณะของระบบไฟฟ้า 3 เฟส.....	46
4.2.1 การแปลงแกนแบบ Clark ของค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้า.....	46
4.2.2 ทฤษฎี p-q ของระบบไฟฟ้า 3 เฟส 3 สาย.....	48
4.3 การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกโดยใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟารีแอกทีฟชั่วขณะ.....	51
4.3.1 การปรับปรุงอัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบโดยตรง.....	52
4.3.2 การปรับปรุงอัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบโดยอ้อม.....	53
4.4 การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส.....	54
4.5 บทสรุป.....	58
บทที่ 5 วงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	59
5.1 บทนำ.....	59
5.2 องค์ประกอบของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	59

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3 ชนิดของแหล่งจ่ายฮาร์มอนิก.....	61
5.3.1 ฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายกระแส.....	61
5.3.2 ฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน.....	62
5.4 การควบคุมกระแสของวงจรรอกำถ่วงแอกทีฟ.....	63
5.4.1 เฟสล็อกกลุ๊ป.....	64
5.4.2 การควบคุมกระแสบนแกนซิงโครนัส.....	67
5.4.2.1 การควบคุมแบบ Voltage Oriented Control.....	68
5.4.2.2 การควบคุมแบบ Virtual Flux Oriented Control.....	71
5.4.3 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ.....	72
5.4.4 ตัวควบคุมเรโซแนนซ์.....	78
5.4.5 การควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิก.....	80
5.5 การควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรรอกำถ่วงแอกทีฟ.....	83
5.6 การออกแบบตัวเก็บประจุไฟตรงและตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรรอกำถ่วง.....	85
5.6.1 ตัวเก็บประจุไฟตรง.....	85
5.6.2 ตัวเหนี่ยวนำ.....	86
5.7 ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	87
5.7.1 กรณีใช้การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส.....	89
5.7.1.1 กรณีควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ.....	89
5.7.1.2 กรณีควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุม เรโซแนนซ์.....	91
5.7.2 กรณีใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟารีแอกทีฟชั่วขณะ.....	93
5.7.1.1 กรณีควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ.....	93
5.7.1.2 กรณีควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุม เรโซแนนซ์.....	96
5.8 บทสรุป.....	99

บทที่ 6 ผลการทดลองการทำงานของวงจรรอกำถ่วงแอกทีฟ

6.1 บทนำ.....	100
6.2 ระบบของ dSPACE.....	100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.3 สถาปัตยกรรมของ DS1104 R&D Controller board.....	101
6.4 ซอร์ฟแวร์สำหรับการควบคุม.....	103
6.5 การทดสอบเครื่องต้นแบบ.....	103
6.6 ผลการทดลองวงจรรอกำลังแอกทีฟ.....	106
6.6.1 กรณีใช้การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส.....	108
6.6.1.1 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ.....	108
6.6.1.2 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุม เรโซแนนซ์.....	113
6.6.2 กรณีใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟารีแอกทีฟชั่วขณะ.....	118
6.6.2.1 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ.....	118
6.6.2.2 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุม เรโซแนนซ์.....	123
6.7 บทสรุป.....	129
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	130
บรรณานุกรม.....	132
ภาคผนวก.....	135
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	136
ประวัติผู้เขียน.....	144

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 มาตรฐานการจำกัดกระแสฮาร์มอนิก IEEE-519 ของสหรัฐอเมริกา.....	16
2.2 มาตรฐานการจำกัดกระแสฮาร์มอนิก IEC 61000-3-2 ของยุโรป.....	16
3.1 แรงดันไฟฟ้าของแต่ละสถานะของสวิตช์.....	24
3.2 ค่าของแรงดันเอาต์พุตของแต่ละสถานะของสวิตช์.....	35
3.3 การคำนวณหาค่าความถี่ที่ผิดปกติของแต่ละ Sector.....	43
4.1 ค่ากระแสที่สร้างกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนบนแกน α, β	48
4.2 ค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน.....	49
4.3 อันดับของกระแสฮาร์มอนิกเมื่อแยกเป็นฮาร์มอนิกลำดับบวกและฮาร์มอนิกลำดับลบ.....	54
5.1 พารามิเตอร์ของระบบ.....	76
5.2 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม.....	84
6.1 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายก่อนการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2.....	107
6.2 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายหลังการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2.....	109
6.3 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายหลังการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2.....	114
6.4 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายหลังการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2.....	119
6.5 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายหลังการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2.....	124
6.6 มาตรฐานการจำกัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า IEEE 519.....	129
6.7 มาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้า IEEE 519.....	129

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งกำเนิดกับผู้ใช้ไฟฟ้า.....	1
1.2 การแพร่กระจายของฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าเนื่องจากโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	2
2.1 วิธีการกรองฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า.....	8
2.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบใช้ไดโอด.....	8
2.3 รูปคลื่นกระแสของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่เกิดจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดชนิดต่างๆ.....	10
2.4 การชดเชยกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองแบบ LC	11
2.5 วงจรกรองกำลังแอกทีฟชนิดแหล่งจ่ายแรงดันและกระแสไฟฟ้า.....	12
2.6 รูปคลื่นกระแสของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเมื่อชดเชยกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน.....	12
2.7 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟต่ออนุกรมกับระบบ.....	13
2.8 การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม.....	14
2.9 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรกรองกำลังแบบไฮบริด.....	14
2.10 โครงสร้างพื้นฐานของวงจร Unified power quality conditioner (UPQC).....	15
3.1 ขั้นตอนการแปลงแกนจากระบบ 3 เฟส a, b, c เป็นระบบ 2 เฟส บนแกน d, q โดยที่ (a) การแปลงจากแกน a, b, c มาอยู่บนแกนหุคหนึ่ง α, β และ (b) การแปลงจากแกน α, β มาอยู่บนแกนซิงโครนัส d, q	18
3.2 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส 2 ระดับ ต่อเข้ากับระบบไฟฟ้า.....	22
3.3 การทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของเฟส A โดยที่ (a) $Q_1 = 0, i_a > 0$, (b) $Q_1 = 0, i_a < 0$, (c) $Q_1 = 1, i_a > 0$, (d) $Q_1 = 1, i_a < 0$	22
3.4 สเปซเวกเตอร์ของแต่ละสถานะของสวิตช์.....	23
3.5 โหมดการทำของสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์.....	23
3.6 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสและแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะนำกระแส (Active vector).....	24
3.7 ลักษณะของกระแสและการสวิตช์ที่เกิดจากการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส.....	27
3.8 รูปคลื่นไซน์ของแรงดันเอาต์พุตของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม.....	28
3.9 แรงดันเอาต์พุตต่อเฟสของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อเทียบกับดัชนีการมอดูเลชันสำหรับเทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์.....	29

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 รูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตด้วยรูปคลื่นไซน์.....	30
3.11 โครงสร้างการมอดูเลตรูปคลื่นไซน์ร่วมกับสัญญาณลำดับศูนย์.....	31
3.12 รูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิงที่ได้จากการรวมกับสัญญาณลำดับศูนย์ที่มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ 1/4 และ 1/6.....	32
3.13 รูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิงที่ได้จากการรวมกับสัญญาณลำดับศูนย์ โดยแยกเป็นการมอดูเลตแบบต่อเนื่อง (a,b,c) และ ไม่ต่อเนื่อง (d,e,f).....	33
3.14 โครงสร้างการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์.....	34
3.15 สถานะของสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 2 ระดับ.....	35
3.16 ค่าแรงดันอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์เมื่ออยู่ใน Sector 1.....	36
3.17 ช่วงเวลาการสวิตช์ของ Sector 1.....	37
3.18 ค่าดิวตี้ไซเคิลของเฟส A สำหรับการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์.....	39
3.19 ค่าแรงดันสูงสุดของการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์.....	40
3.20 ลำดับการสวิตช์ของ sector 1.....	41
3.21 ลำดับการสวิตช์ของ sector 2 ถึง sector 6.....	41-43
3.22 ลำดับการสวิตช์ของการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง.....	43
3.23 ตำแหน่งของแรงดันอ้างอิงโดยแบ่งแต่ละ Sector.....	44
3.24 ช่วงการมอดูเลตไม่เชิงเส้นของการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์.....	45
4.1 โครงสร้างการการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกและกำลังไฟฟ้าเสมือนด้วยวงจรรอกกำลัง แอคทีฟแบบขนาน.....	50
4.2 อัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบ โดยตรง.....	52
4.3 อัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบ โดยตรงที่ได้มีการปรับปรุง.....	52
4.4 อัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบ โดยอ้อม.....	54
4.5 อัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบ โดยอ้อมที่ได้มีการปรับปรุง.....	54
4.6 การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส.....	58
5.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรอกกำลังแอคทีฟชนิดแหล่งจ่ายแรงดันต่อขนานกับระบบ.....	59
5.2 โครงสร้างการควบคุมกระแสของวงจรรอกกำลังแอคทีฟแบบขนาน.....	60
5.3 โครงสร้างของแหล่งจ่ายฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า.....	61
5.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่เกิดจากโหลดที่เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมเฟส	

เอกสารนี้ โดย ใช้ ไซริส เตอร์...ได้ส่งให้ผมและได้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยวิธีการ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 โครงสร้างของฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า.....	62
5.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่เกิดจากโหลดที่เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบใช้ไดโอด.....	63
5.7 โครงสร้างการควบคุมกระแสของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่นำเสนอ.....	64
5.8 ค่ามุมที่ได้จากคำนวณเมื่อระบบไม่สมมาตร.....	64
5.9 โครงสร้างการควบคุมของเฟสล็อกกลุ๊ป.....	65
5.10 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมมุมเฟสของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป.....	66
5.11 ค่ามุมที่ได้จากเฟสล็อกกลุ๊ป.....	67
5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่อยู่บนแกนหยุดนิ่งกับกระแสที่อยู่บนแกนซิงโครนัส.....	68
5.13 โครงสร้างของการควบคุมกระแสบนแกนซิงโครนัสด้วยการควบคุมแบบ VOC.....	69
5.14 โครงสร้างการควบคุมกระแสและสมการเชื่อมโยงถูกถอดออกไป (decoupling).....	70
5.15 โครงสร้างของการควบคุมกระแสบนแกนซิงโครนัสด้วยการควบคุมแบบ VFOC.....	71
5.16 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบพีไอ.....	73
5.17 โครงสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมกระแส.....	74
5.18 ผลตอบสนองสเต็ปของระบบวงรอบปิดเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอ.....	77
5.19 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอและค่าอัตราขยาย $k_p = 2$ และ $k_i = 400$	77
5.20 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอและค่าอัตราขยาย $k_p = 2$ และ $k_i = 400$	78
5.21 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีไอ.....	78
5.22 ผลตอบสนองของตัวควบคุมที่ความถี่เรโซแนนซ์ 50 เฮิร์ตซ์ (a) เมื่อเปรียบเทียบกับค่า อัตราขยายแบบอินทิเกรต (b) ภาพขยายรอบๆ ความถี่เรโซแนนซ์.....	78-79
5.23 โครงสร้างของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกด้วยตัว ควบคุมแบบเรโซแนนซ์.....	80
5.24 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบ เมื่อมีตัวควบคุมเรโซแนนซ์ที่ค่า $k_{rk} = 4000$, $\omega_c = 5$	82
5.25 โครงสร้างของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมแรงดันไฟตรง.....	84
5.26 ผลตอบสนองของการควบคุมแรงดันไฟตรงด้วยสัญญาณยูนิตสเต็ป.....	84
5.27 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอและค่าอัตราขยาย และ $k_{p,DC} = 0.608 T_{i,dc} = 0.05$	84

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.28 ผลตอบสนองวงรอบปิดของระบบเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอและค่าอัตราขยาย และ $k_{p,DC} = 0.608$ $T_{i,DC} = 0.05$	85
5.29 โครงสร้างวงจรรองกำลังแอกทีฟที่นำเสนอ.....	87
5.30 รูปคลื่นแรงดันต่อเฟส	88
5.31 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย.....	88
5.32 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย.....	88
5.33 รูปคลื่นแรงดันต่อเฟส	89
5.34 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย.....	89
5.35 รูปคลื่นกระแสกระแสชดเชย.....	89
5.36 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย.....	90
5.37 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว.....	90
5.38 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว.....	90
5.39 แรงดันไฟตรงของวงจรรองกำลัง.....	91
5.40 รูปคลื่นแรงดันต่อเฟส	91
5.41 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย.....	91
5.42 รูปคลื่นกระแสกระแสชดเชย.....	92
5.43 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย.....	92
5.44 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว.....	92
5.45 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว.....	93
5.46 แรงดันไฟตรงของวงจรรองกำลัง.....	93
5.47 รูปคลื่นแรงดันต่อเฟส	93
5.48 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย.....	94
5.49 รูปคลื่นกระแสกระแสชดเชย.....	94
5.50 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย.....	94
5.51 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว.....	95
5.52 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว.....	95
5.53 แรงดันไฟตรงของวงจรรองกำลัง.....	95
5.54 รูปคลื่นแรงดันต่อเฟส	96

เอกสาร 5.55 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายกับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.56 รูปคลื่นกระแสกระแสชดเชย.....	96
5.57 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย.....	97
5.58 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว.....	97
5.59 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว.....	97
5.60 แรงดันไฟตรงของวงจรถองกำลัง.....	98
5.61 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายหลังการชดเชย (a) และ กระแสชดเชย (b) จากการเพิ่มโหลดฉับพลัน.....	98
6.1 โครงสร้างของระบบ dSPACE.....	100
6.2 DS1104 R&D Controller board.....	101
6.3 โครงสร้างภายในของ DS1104 R&D Controller Board.....	101
6.4 บล็อกคำสั่งสำหรับควบคุมตัวออร์ต DS1104 ใน MATLAB/SIMULINK.....	103
6.5 โครงสร้างจำลองสำหรับการทดสอบเครื่องต้นแบบด้วยระบบ dSPACE.....	104
6.6 โครงสร้างจริงในการทดสอบเครื่องต้นแบบ.....	104
6.7 โครงสร้างทั้งหมดของเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดลอง.....	105
6.8 โครงสร้างของการควบคุมวงจรถองกำลังที่นำเสนอเมื่อนำมาใช้กับ dSPACE.....	106
6.9 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS) และ กระแสแหล่งจ่าย 4.9 A (RMS) ก่อนการชดเชย.....	106
6.10 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนทำการชดเชย.....	107
6.11 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS), รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย 4.8 A (RMS), กระแสโหลด 4.7 A (RMS) และกระแสชดเชย 1.49 A (RMS)	108
6.12 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย.....	108
6.13 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีเพิ่ม โหลด อย่างฉับพลัน.....	110
6.14 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีลด โหลด อย่างฉับพลัน.....	110
6.15 ดิวิดีไอซ์เคิลของเฟส A, B และ C.....	111
6.16 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d	112
6.17 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q	112
6.18 แรงดันไฟตรงของวงจรถองกำลัง.....	112

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.19 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS), รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย 4.8 A (RMS), กระแสโหลด 4.7 A (RMS) และกระแสชดเชย 1.7 A (RMS).....	113
6.20 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย.....	113
6.21 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีเพิ่ม โหลด อย่างฉับพลัน.....	115
6.22 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีลด โหลด อย่างฉับพลัน.....	115
6.23 คิวดีไอของเฟส A, B และ C.....	116
6.24 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d	117
6.25 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q	117
6.26 แรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลัง.....	117
6.27 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS), รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย 4.9 A (RMS), กระแสโหลด 4.8 A (RMS) และกระแสชดเชย 1.34 A (RMS).....	118
6.28 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย.....	119
6.29 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีเพิ่ม โหลด อย่างฉับพลัน.....	120
6.30 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีลด โหลด อย่างฉับพลัน.....	120
6.31 คิวดีไอของเฟส A, B และ C.....	121
6.32 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d	122
6.33 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q	122
6.34 แรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลัง.....	122
6.35 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS), รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย 4.9 A (RMS), กระแสโหลด 4.8 A (RMS) และกระแสชดเชย 2.1 A (RMS).....	123
6.36 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย.....	123
6.37 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีเพิ่ม โหลด อย่างฉับพลัน.....	125
6.38 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีลด โหลด อย่างฉับพลัน.....	125

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยประการใดๆ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.39 คิวตี้ไอซ์เกิดของเฟส A, B และ C.....	126
6.40 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d	127
6.41 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q	127
6.42 แรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลัง.....	127

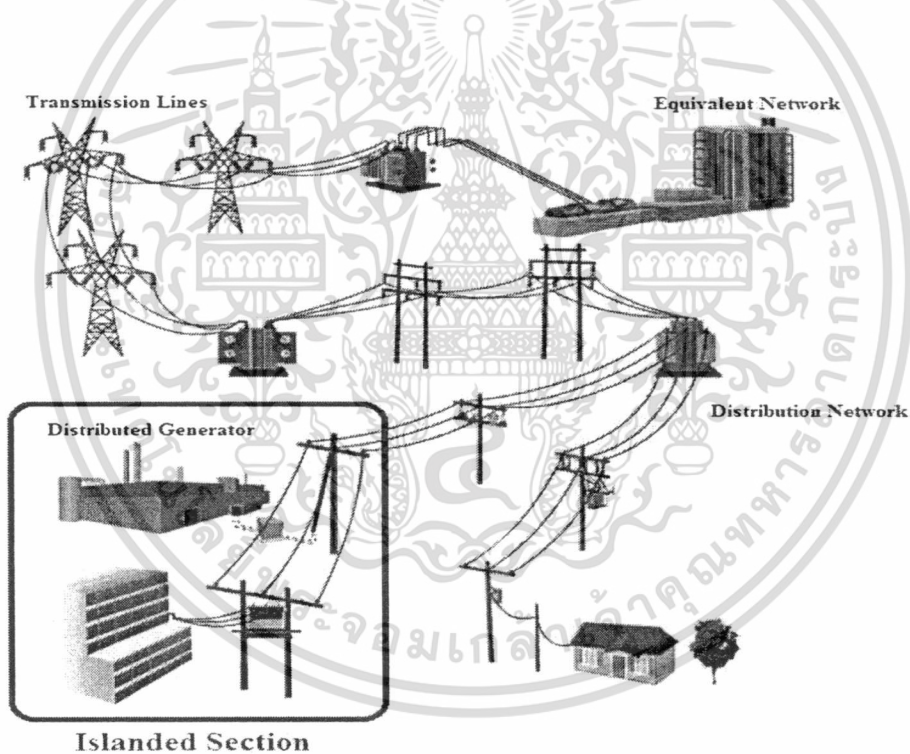


บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

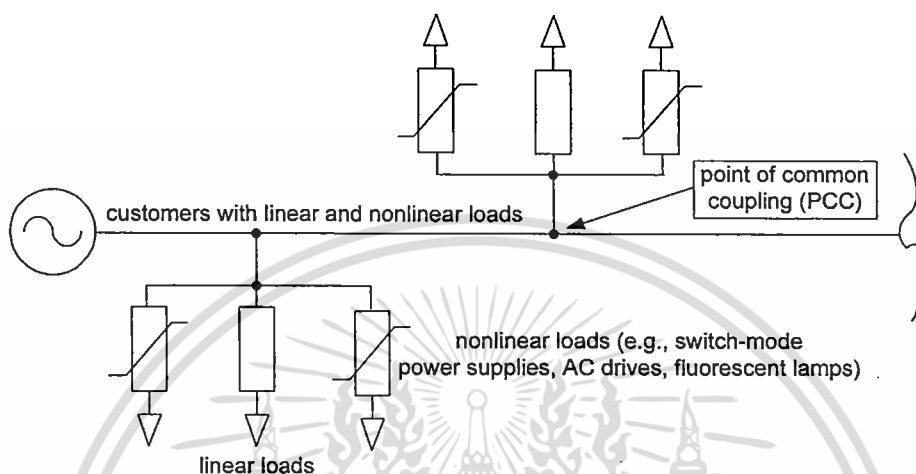
ไฟฟ้ากระแสสลับที่ผลิตได้จากสถานีเครื่องกำเนิดไฟฟ้าถูกส่งผ่านทางระบบสายส่งไฟฟ้าแรงสูงไปยังสถานีไฟฟ้าย่อยสำหรับจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับผู้ใช้ไฟฟ้า สมมติว่ารูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่กำเนิดจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์บริสุทธิ์และเป็นระบบไฟฟ้า 3 เฟส ที่สมมาตร ดังนั้นรูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าจะมีความถี่เท่ากับ 50 หรือ 60 เฮิร์ตซ์ ตามความถี่มาตรฐานและแต่ละเฟสมีมุมห่างกัน 120 องศา และระบบไฟฟ้าที่ผู้ใช้ไฟฟ้าใช้ได้แก่ ระบบ 1 เฟส 2 สาย, 3 เฟส 3 สาย และ 3 เฟส 4 สาย ตามลำดับ



รูปที่ 1.1 ระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งกำเนิดกับผู้ใช้ไฟฟ้า[27]

แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าหลักที่จ่ายให้กับผู้ใช้ไฟฟ้า เช่น ชุมชน, ครัวเรือน และโรงงานอุตสาหกรรม คือสายส่งไฟฟ้าแรงต่ำซึ่งสายส่งไฟฟ้าเปรียบเสมือนแหล่งจ่ายเดียวที่จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดทั้งหมดที่เชื่อมต่อหรือใช้งานอยู่ ดังนั้นจุดเชื่อมต่อระหว่างสายส่งไฟฟ้ากับโหลดเรียกว่า Point of Common Coupling (PCC) โดยที่สายส่งไฟฟ้าเป็นแหล่งจ่ายแรงดันแต่เอกสกำลังไฟฟ้าถูกกำหนดขึ้นจากการดึงกระแสไฟฟ้าไปใช้งานของโหลด เมื่อโหลดประกอบด้วยไม่ว่ากรณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดแบบเป็นเชิงเส้น (linear load) และโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear load) ดังนั้นรูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงตามการดึงกระแสเพื่อไปสร้างกำลังไฟฟ้าของโหลด เมื่อฮาร์มอนิกเกิดจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น ได้แก่ เกิดจากการอิ่มตัวของอุปกรณ์ (saturable devices) และเกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (power electronic devices) เป็นต้น



รูปที่ 1.2 การแพร่กระจายของฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าเนื่องจากโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น[15]

ความก้าวหน้าของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดการสร้างอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและนำมาสร้างอุปกรณ์ที่ใช้กับไฟฟ้ากำลัง อาทิเช่น วงจรเรียงกระแส, แหล่งจ่ายแรงดันแบบสวิตชิง, บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น ซึ่งมีบทบาทมากทั้งที่ใช้ในครัวเรือนและโรงงานอุตสาหกรรม เนื่องจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้นหรือเมื่อควบคุมให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังนำกระแสเฉพาะบางช่วงของรูปคลื่นเพื่อเพิ่มหรือลดกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต ทำให้รูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากการนำกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมีลักษณะขาดเป็นช่วงๆ หรือไม่ใช้รูปคลื่นไซน์ที่สมบูรณ์ ดังนั้นรูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ที่สมบูรณ์ก็คือ รูปคลื่นที่มีฮาร์มอนิกปะปนอยู่[20] และฮาร์มอนิกที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังส่วนใหญ่เกิดจากการแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC-DC) เมื่อฮาร์มอนิกเป็นแหล่งจ่ายที่เข้าไปสร้างปัญหาต่ออุปกรณ์ต่างๆ ในรูปของสัญญาณรบกวนการทำงานของระบบ เช่น อาจก่อให้เกิดปัญหากระแสและแรงดันเกินในตัวเก็บประจุที่ต่อในระบบเพื่อปรับปรุ้งค่าตัวประกอบกำลัง, ทำให้เกิดการดำเนินงานที่ผิดพลาดของระบบสื่อสาร, ทำให้รูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าผิดเพี้ยน, เกิดการสูญเสียเนื่องจากความร้อนเกินในหม้อแปลงไฟฟ้า, เกิดสัญญาณรบกวนในมอเตอร์ไฟฟ้า, ทำให้อุปกรณ์ที่มีความไวต่อการตอบสนองทำงานผิดพลาด, ทำให้เกิดคลื่นแทรกในวงจรอิเล็กทรอนิกส์และอายุทำงานของอุปกรณ์บางอย่างสั้นลง เป็นต้น ดังนั้นจึงมีการศึกษาและนำเสนอวิธีการชดเชยฮาร์มอนิกใน

เอกสารฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อเป็นข้อมูลเบื้องต้นในการศึกษาและนำเสนอมติการชดเชยฮาร์มอนิกในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบไฟฟ้ากำลังเป็นบทความวิจัยทางวิชาการมากมาย ยกตัวอย่างเช่น การใช้วงจรกรองกำลัง แบ่งออกเป็นกรนำอุปกรณ์พาสซีฟมาต่อหรือเรียกว่า วงจรกรองกำลังแบบพาสซีฟและการใช้ แหล่งจ่ายกระแสและแรงดันไฟฟ้าจากวงจรอินเวอร์เตอร์ หรือเรียกว่า วงจรกรองกำลังแบบ แอคทีฟและนำมาเปลี่ยนแปลงการต่อ(อนุกรมและขนาน) กับโหลดสำหรับระบบไฟฟ้า 1 เฟส 2 สาย, 3 เฟส 3 สาย และ 3 เฟส 4 สาย วิธีที่กล่าวมาทั้งหมดนั้นใช้ในการปรับปรุงคุณภาพ กำลังไฟฟ้าของระบบ

การกรองกระแสฮาร์มอนิกให้ออกจากระบบอย่างง่ายที่สุดคือ การใช้วงจรกรองกำลัง แบบพาสซีฟ แต่อย่างไรก็ตามยังไม่สามารถขจัดกระแสฮาร์มอนิกได้อย่างสมบูรณ์ทั้งหมดและ คุณสมบัติการกรองยังขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ดังนั้นในระยะหลังจึงนำวงจรกรอง แบบแอคทีฟมาใช้แทนวงจรกรองแบบพาสซีฟเพื่อปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า วงจรกรองแบบ แอคทีฟมีข้อดีกว่าวงจรกรองแบบพาสซีฟ เช่น คุณสมบัติการกรองไม่ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของ แหล่งจ่าย, สามารถจ่ายกระแสชดเชยได้ตามตามพิกัดสูงสุดของวงจรกรอง, ไม่เกิดปัญหากระแส เกินจากการเกิดเรโซแนนซ์เหมือนกับการใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ เป็นต้น วงจรกรองแบบ แอคทีฟถูกแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ วงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบอนุกรมกับวงจรกรองกำลัง แอคทีฟแบบขนานและมีการประยุกต์ใช้งาน โดยการนำวงจรกรองแบบแอคทีฟร่วมกับวงจรกรอง แบบพาสซีฟ หรือ องค์ประกอบพาสซีฟ เช่น ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเรียกววงจรกรองแบบนี้ ว่า แบบไฮบริด (Hybrid) อย่างไรก็ตามวงจรกรองที่นำมาใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนมากจะ เป็นวงจรกรองแอคทีฟแบบขนาน ข้อดีของวงจรกรองแอคทีฟแบบขนาน เช่น ค่าใช้จ่ายในการ สร้างถูกกว่า, ไม่ต้องต่อวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลังและโหลดยูทิลิตี้, วงจรการควบคุมไม่ ซับซ้อน, สามารถลดฮาร์มอนิกที่แพร่กระจายในระบบส่งจ่ายแหล่งเดียวหรือระหว่างระบบส่งจ่าย สองแหล่ง, ง่ายต่อการขนานจำนวนวงจรกรองเพื่อเพิ่มระดับการจ่ายกำลังตามต้องการ เป็นต้น และเมื่อนำไปใช้งานจะต้องขนานระหว่างแหล่งจ่ายกับ โหลด [22]

ประสิทธิภาพการกรองกระแสฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอคทีฟขึ้นอยู่กับ การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิงและการควบคุมกระแส มีบทความทางวิชาการมากมายที่ นำเสนอการศึกษาและเปรียบเทียบวิธีการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิก ซึ่ง โดยรวมแล้วมีวิธีการ อยู่ 2 วิธี คือ การใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้รีแอคทีฟชั่วขณะ (Instantaneous Reactive Power (IRP) theory)[1] กับการประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส (Synchronous Reference Frame (SRF))[6] ในส่วนการควบคุมกระแสแบ่งเป็น 2 ส่วนหลัก คือ การควบคุมบนแกนหยุดนิ่งและบน แกนซิงโครนัส การควบคุมกระแสบนแกนหยุดนิ่งมีหลากหลายวิธีการควบคุม อาทิเช่น ใช้ตัว ควบคุมแบบสัดส่วน (P)[11], ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (PI)[20], ใช้ตัวควบคุมแบบฮิสเตอร์ซิส [11] เป็นต้น ส่วนการควบคุมกระแสบนแกนซิงโครนัส เช่น ใช้ตัวควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมด (Sliding Mode)[7], ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ[6], ใช้ตัวควบคุมแบบพรีดิคทีฟ (Predictive)[5] เป็นต้น ในการควบคุมกระแสมีการนำตัวควบคุมที่ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มเข้าไปในตัวควบคุมแบบ

สัดส่วน (proportional plus resonant (PR) controller)[10] หรือ นำมาควบคุมร่วมกับตัวควบคุมแบบพีไอ (proportional-integral resonant (PI-RES) controller)[12] เมื่อตัวควบคุมเรโซแนนซ์ช่วยแก้ปัญหาการปรับค่าอัตราขยายเมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัวและจากผลการทดสอบจะพบว่า ช่วยเพิ่มสมรรถนะในการควบคุมกระแสของวงจรกรองกำลังให้ดีขึ้นกว่าเดิม[4] การควบคุมกระแสบนแกนชิงโครนัสค่าทั้งหมดเป็นปริมาณไฟตรง ซึ่งจะช่วยในเรื่องผลการตอบสนองต่อการเกิดสถานะชั่วขณะและการควบคุมจะแยกอิสระต่อกันระหว่างแกน d และแกน q ซึ่งการควบคุมบนแกนชิงโครนัสมี 2 วิธี คือ (1) การควบคุมแบบ Voltage Oriented Control (VOC) และ (2) การควบคุมแบบ Virtual Flux Oriented Control (VFOC)[24] การควบคุมกระแสสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยทั่วไปจะใช้การควบคุมแบบฮิสเตอร์ซิส ซึ่งการควบคุมแบบฮิสเตอร์ซิสจะไวต่อการตอบสนองเมื่อค่าพารามิเตอร์เกิดการเปลี่ยนแปลงและมีความแม่นยำในการควบคุม แต่อย่างไรก็ตามปัญหาหลักของการควบคุมแบบฮิสเตอร์ซิสก็คือ ความถี่สวิตช์ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามกระแสของโหลดซึ่งจะทำให้รูปแบบการสวิตช์ไม่แน่นอนและเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาส่งผลให้เกิดอุปสรรคในการออกแบบ LC ฟิวเจอร์ด้านอินพุต ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์สำหรับควบคุมความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้คงที่

วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่ใช้ในระบบไฟฟ้า 3 เฟส จะแบ่งเป็น 2 ประเภท คือ (1) วงจรกรองแบบ 3 เฟส 3 สาย และ (2) วงจรกรองแบบ 3 เฟส 4 สาย และวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานยังแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ (1) วงจรกรองชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า (VSAPF) โดยที่แรงดันไฟตรงจะใช้คาปาซิเตอร์เป็นตัวสะสมพลังงาน และ (2) วงจรกรองชนิดแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า (CSAPF) โดยที่แรงดันไฟตรงใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวสะสมพลังงานวงจรกรองกำลังแอกทีฟส่วนใหญ่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันเนื่องจากมีค่าใช้จ่ายในการสร้างที่ถูกกว่า, ขนาดของตัวเครื่องและประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสแต่อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสก็มีข้อดีในเรื่องของความคงทนในการใช้งานและมีความเสถียรภาพเมื่อเกิดการลัดวงจรภายในระบบ เป็นต้น[14]

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอการควบคุมกระแสของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์บนแกนชิงโครนัสและใช้การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิงบนแกนชิงโครนัสและในการควบคุมกระแสบนแกน d จะแบ่งเป็น 2 ส่วนคือ ใช้ควบคุมแรงดันไฟตรงให้คงที่และควบคุมการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าจริงของระบบ ส่วนการควบคุมกระแสบนแกน q ถ้าเป็นโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้นเมื่ออยู่บนแกนชิงโครนัสกระแสบนแกน q จะไม่เท่ากับศูนย์และควบคุมให้คงที่และสัญญาณที่ได้จากการควบคุมกระแสเปลี่ยนเป็นสัญญาณแรงดันอ้างอิงสำหรับเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์[3]

1.2 วัตถุประสงค์

เพื่อทำการศึกษา ออกแบบและสร้างวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า โดยควบคุมบนแกนซิงโครนัสและศึกษาการนำตัวควบคุมเรโซแนนซ์มาควบคุมร่วมกับตัวควบคุมพีไอ และ ควบคุมความถี่สวิตชิงให้คงที่ด้วยเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

พัฒนาและสร้างเครื่องต้นแบบวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์บนแกนซิงโครนัสสำหรับใช้กับระบบไฟฟ้ากำลัง 3 เฟส 3 สาย ความถี่ 50 เฮิรตซ์ โดยทำการทดสอบเครื่องต้นแบบที่แรงดันไฟฟ้าระหว่างสาย 121 โวลต์ และ โหลดที่ใช้ในการทดสอบเป็นวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดขนาดพิกัดกำลัง 1.2 kVA

1.4 ขั้นตอนการศึกษาและวิจัย

1. ศึกษาคุณสมบัติของวงจรรอกกำลังแบบต่างๆ
2. ศึกษาเทคนิคการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิงแบบต่างๆ
3. ใช้คอมพิวเตอร์จำลองการทำงานของวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานที่ได้ ออกแบบไว้ เพื่อศึกษาความเป็นไปได้สำหรับนำมาสร้างเป็นเครื่องต้นแบบ
4. ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ
5. ทดสอบการทำงานของเครื่องต้นแบบด้วย โปรแกรมจำลองจาก MATLAB/SIMULINK ด้วยระบบของ dSPACE
6. เก็บข้อมูลและสรุปผล

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เป็นแนวทางในการศึกษาวิธีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและรู้ถึงข้อดี ข้อด้อยของวงจรรอกกำลังที่น่าเสนอ
2. เป็นการพัฒนาอาร์คแวร์ให้ใช้งานได้ร่วมกับระบบของ dSPACE ซึ่งสามารถพัฒนาซอฟต์แวร์จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK
3. ประยุกต์หลักการเพื่อนำไปพัฒนาเครื่องรอกกำลังให้ใช้งานได้จริงเพื่อทดแทนเครื่องรอกกำลังที่นำเข้าจากต่างประเทศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบวงจรรอกกำลังแอคทีฟแบบขนานที่ใช้ชดเชยกระแสฮาร์มอนิกในระบบ 3 เฟส 3 สาย โดยมีเนื้อหาและรายละเอียดที่จะกล่าวถึงแบ่งเป็น 7 บท ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา ขั้นตอนการศึกษาและวิจัย ขอบเขตและประโยชน์ที่จะได้รับจากงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงวิธีการจำกัดกระแสฮาร์มอนิกในแบบต่างๆ ข้อกำหนดและมาตรฐานการจำกัดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่ปะปนในระบบไฟฟ้า

บทที่ 3 กล่าวถึงพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 2 ระดับ เทคนิคการมอดูเลตแบบต่างๆ

บทที่ 4 กล่าวถึงการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิก การใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟชั่วขณะ กับ การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส

บทที่ 5 กล่าวถึงการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอคทีฟแบบขนานและการออกแบบการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์

บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลองของวงจรรอกกำลังแอคทีฟ โดยทำการทดสอบกับโหลดชนิดไม่เป็นเชิงเส้นในกรณีต่างๆ

บทที่ 7 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

การปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า

2.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าซึ่งมีความจำเป็นมากเนื่องจากในปัจจุบันนี้โหลดที่สร้างจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายซึ่งเป็นโหลดแบบไม่เชิงเส้นและสร้างฮาร์มอนิกปะปนในระบบไฟฟ้า เพราะฉะนั้นจึงต้องมีวิธีสำหรับจำกัดหรือควบคุมไม่ให้มีฮาร์มอนิกปะปนในระบบไฟฟ้าเกินกว่ามาตรฐานที่กำหนดไว้และวิธีดังกล่าว ได้แก่

1. การออกแบบให้อุปกรณ์มีประสิทธิภาพในการใช้งานสูง
2. การกำจัดฮาร์มอนิก
3. การกรองฮาร์มอนิก

2.2 การออกแบบให้อุปกรณ์มีประสิทธิภาพในการใช้งานสูง

ทางบริษัทผู้ผลิตอุปกรณ์ที่สร้างอิเล็กทรอนิกส์กำลังต้องออกแบบให้อุปกรณ์มีประสิทธิภาพการใช้งานสูงและควรมากกว่า 70 เปอร์เซ็นต์ และอุปกรณ์ดังกล่าวต้องสร้างฮาร์มอนิกให้กับระบบไฟฟ้าต่ำ

2.3 การกำจัดฮาร์มอนิก

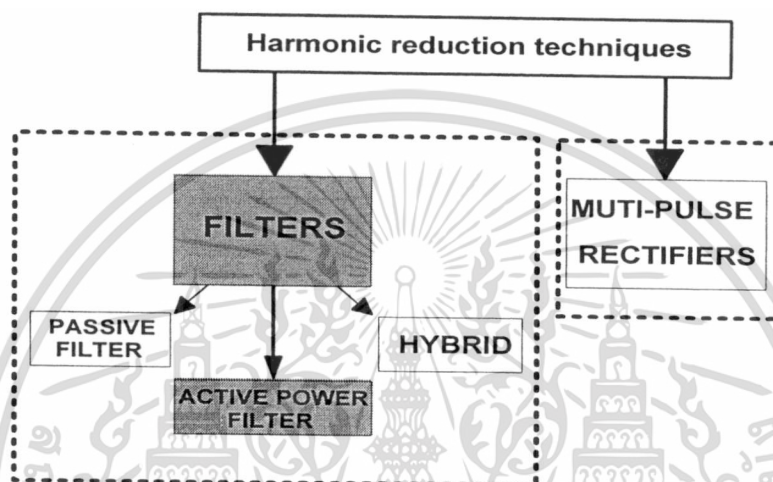
การจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามารถทำได้จากวิธีการต่อใช้งานของหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อให้เกิดการเลื่อนเฟสสำหรับกำจัดฮาร์มอนิก ยกตัวอย่างเช่น

1. การต่อหม้อแปลงแบบ เดลต้า-เดลต้า และ เดลต้า-วาย สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดแบบสิบสองพัลส์ (twelve-pulse rectifiers) สำหรับกำจัดฮาร์มอนิกอันดับที่ 5th และอันดับที่ 7th เป็นต้น
2. การต่อหม้อแปลงแบบ zigzag สำหรับกำจัดฮาร์มอนิกบางอันดับและชดเชยกระแสโหลดที่ไม่สมมาตร[13]

2.4 การกรองฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า

วิธีการกรองฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าสามารถแยกได้ 2 กลุ่ม ดังรูปที่ 2.1 โดยที่สามารถแยกเป็นแต่ละกลุ่มดังนี้

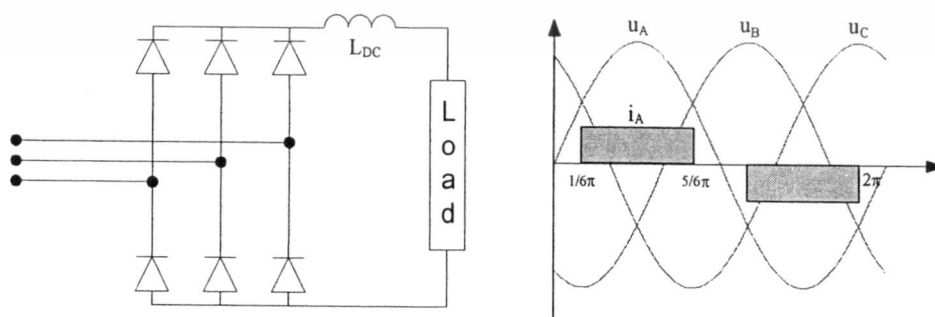
1. ใช้อุปกรณ์ภายนอกต่อเข้าไปกับระบบไฟฟ้าเพื่อกรองฮาร์มอนิก
2. เพิ่มจำนวนอุปกรณ์เข้าไปเพื่อจำกัดการเกิดฮาร์มอนิก



รูปที่ 2.1 วิธีการกรองฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า

2.4.1 วงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดชนิดหกพัลส์ (Six-pulse rectifiers)

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบใช้ไดโอด ดังรูปที่ 2.2 โดยสมมติให้แหล่งจ่ายและไดโอดเป็นอุดมคติ เมื่อทุกๆเฟสนำกระแสที่ $2/3$ เท่าของคาบเวลาจากแหล่งจ่ายและกระแสอินพุตของไดโอด ดังสมการที่ (2.1)



รูปที่ 2.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบใช้ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{sa}(t) = \begin{cases} 0 & -\pi \leq \omega t \leq -\frac{5}{6}\pi \\ -I_0 & -\frac{5}{6}\pi \leq \omega t \leq -\frac{1}{6}\pi \\ 0 & -\frac{1}{6}\pi \leq \omega t \leq \frac{1}{6}\pi \\ I_0 & \frac{1}{6}\pi \leq \omega t \leq \frac{5}{6}\pi \\ 0 & \frac{5}{6}\pi \leq \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (2.1)$$

เมื่ออนุกรมฟูเรียร์ของกระแสไฟฟ้าต่อเฟสด้านอินพุตจะมีค่าเท่ากับ

$$i_{sa}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{4I_0}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t - \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right) \quad (2.2)$$

และสามารถกำหนดอันดับและขนาดสูงสุดของกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดชนิดหกพัลส์ ดังสมการที่ (2.3)

$$h = 6k \pm 1 \quad \text{เมื่อ } k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.3)$$

$$\frac{I_h}{I_1} = \frac{1}{h} \quad (2.4)$$

โดยที่

I_1 คือ กระแสที่ความถี่หลักมูล

I_h คือ กระแสสูงสุดที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ

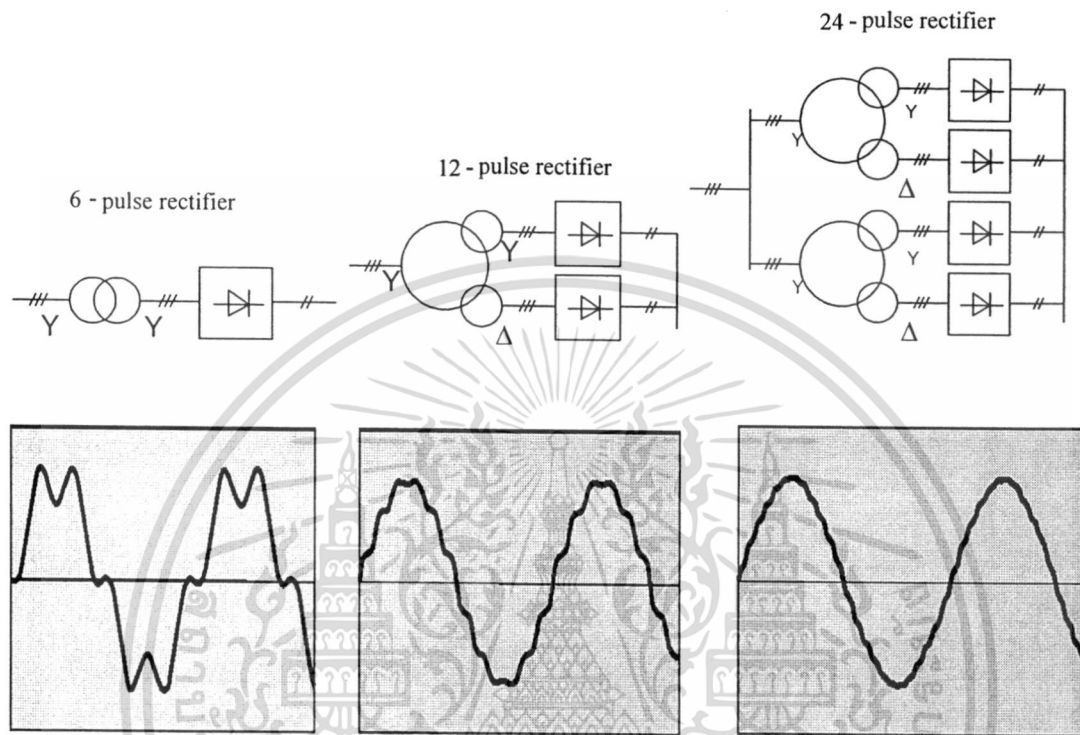
ดังนั้นกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดชนิดหกรูปคลื่นจะกำเนิดฮาร์มอนิก อันดับที่ 5^{th} , 7^{th} , 11^{th} , 13^{th} เป็นต้น ซึ่งฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นมีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูลนั้นก็คือ มีความถี่เท่ากับ 250, 350, 550 และ 650 เฮิร์ตซ์ ตามลำดับ

2.4.2 วงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดชนิดมัลติพัลส์ (Multi-pulse rectifiers)

การลดกระแสฮาร์มอนิกของวงจรเรียงกระแสโดยการเพิ่มจำนวนตัวไดโอดเข้าไปใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้ในการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจากการใช้วงจรเรียงกระแสแบบไดโอด ดังรูปที่ 2.3ซึ่งวิธีดังกล่าวมีข้อดีในเรื่องการทำที่ง่ายและวงจรไม่ซับซ้อน แต่ก็มีข้อเสียอย่างเช่น วงจรที่มีขนาดใหญ่ เนื่องจากต้องใช้หม้อที่มีพิกัดกำลังสูง

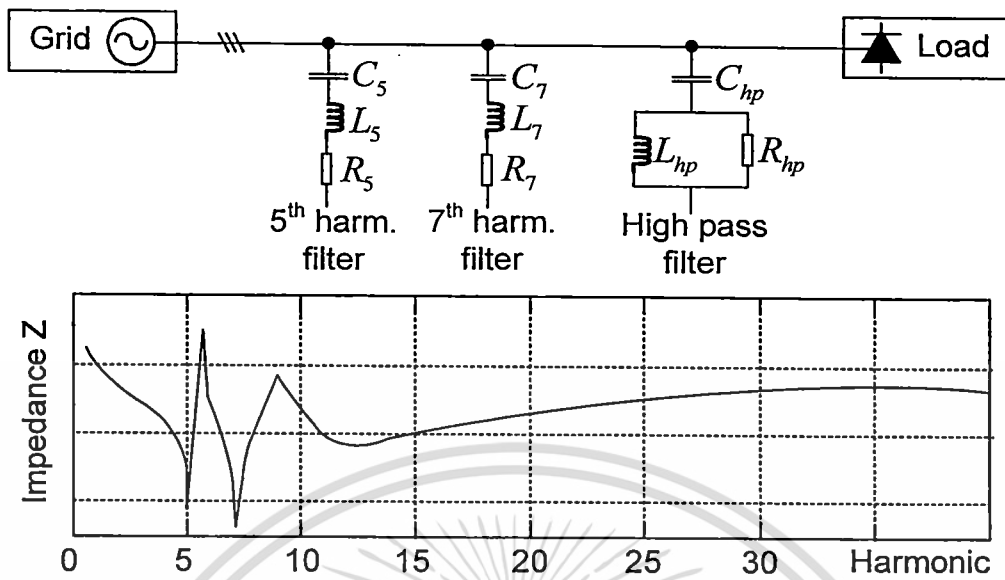


รูปที่ 2.3 รูปคลื่นกระแสของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่เกิดจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดชนิดต่างๆ

2.4.3 วงจรกรองกำลังแบบพาสซีฟ (Passive power filters)

การกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแบบพาสซีฟ (LC Filters) จะอาศัยการออกแบบอุปกรณ์พาสซีฟตามความถี่ของแต่ละกระแสฮาร์มอนิก ($5^{th}, 7^{th}, 11^{th}, 13^{th}$) ที่ต้องการกำจัด หรือเรียกความถี่ที่ใช้ออกแบบว่า ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant frequency) ดังรูปที่ 2.4 โดยนำมาต่ออนุกรม หรือ ขนานกับระบบเนื่องจากอาศัยการออกแบบค่า L และค่า C ในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก ดังนั้นในการออกแบบต้องพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์รวมของแหล่งจ่ายด้วย ข้อดีของการใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ เช่น ต้นทุนในการสร้างต่ำ, เป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อนง่ายต่อการสร้าง, มีความแข็งแรงทนทานและค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาต่ำ เป็นต้น แต่มีข้อเสียอย่างเช่น มีขนาดใหญ่, กำจัดได้เฉพาะความถี่ฮาร์มอนิกที่ใช้ออกแบบเท่านั้น ดังนั้นเมื่อต้องการเพิ่มการกำจัดฮาร์มอนิกที่ความถี่อื่นๆ ต้องเพิ่มเข้าไปในระบบทำให้วงจรกรองมีขนาดใหญ่ขึ้น ค่าความสูญเสียในอุปกรณ์สูงทำให้ดึงกระแสที่ความถี่หลักมูลเพิ่มขึ้นและอิมพีแดนซ์ของระบบมีผลต่อการกำจัดกระแสฮาร์มอนิก เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 การชดเชยกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองแบบ LC

2.4.4 วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (Shunt active power filters)

ในส่วนของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานมีอยู่ 2 ชนิด คือ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Shunt Active Power Filter (VSAPF)) กับ วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Shunt Active Power Filter (CSAPF)) ดังรูปที่ 2.5 เมื่อโหลดที่ต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าเป็นวงจรบริดจ์ไดโอดหรือวงจรควบคุมเฟสที่ใช้ไครสตัล ซึ่ง เป็น โหลดแบบไม่เชิงเส้น ดังนั้นกระแสโหลดประกอบด้วยกระแสที่มีความถี่หลักมูลรวมกับกระแสฮาร์มอนิก เมื่อไม่มีวงจรกรองกำลังกระแสแหล่งจ่ายจะเท่ากับกระแสโหลดเพราะฉะนั้นกระแสแหล่งจ่ายจะขึ้นอยู่กับการดึงกระแสไปใช้งานของโหลด เมื่อโหลดสร้างกระแสฮาร์มอนิกจะส่งผลให้กระแสแหล่งจ่ายมีฮาร์มอนิกปะปนอยู่ การกำจัดฮาร์มอนิกที่เกิดจากกระแสโหลดสามารถทำได้โดยการต่อวงจรกรองกำลังตรงจุด PCC (point of common coupling) หลักการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานอาศัยการสร้างกระแสฮาร์มอนิกที่เป็นลบจากวงจรอินเวอร์เตอร์นำไปรวมกับกระแสฮาร์มอนิกที่เป็นบวกของกระแสโหลดและกระแสที่เหลือจึงมีเฉพาะกระแสที่หลักมูลเท่านั้น ดังรูปที่ 2.6 และสามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังสมการที่ (2.5)

$$i_{Load} = i_{Load, fund} + i_{Load, harmonic} \quad (2.5)$$

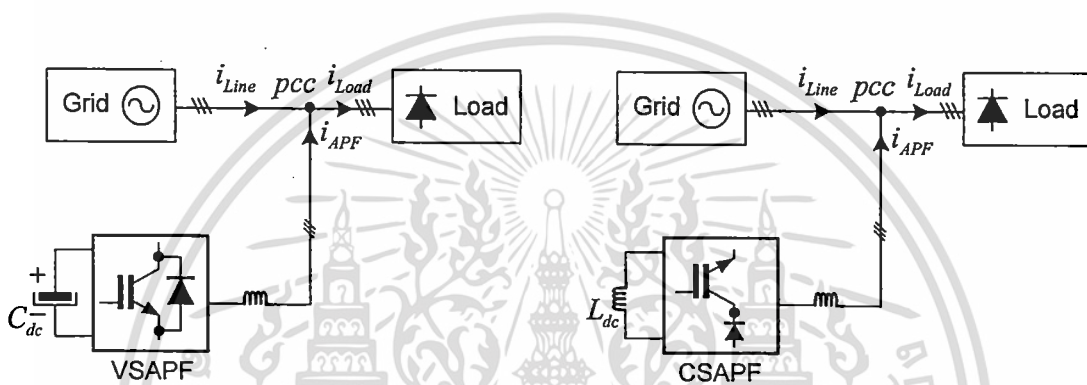
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกระแสที่เกิดจากวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นกระแสฮาร์มอนิกของ โหลดที่เป็นลบ ดังสมการที่ (2.6)

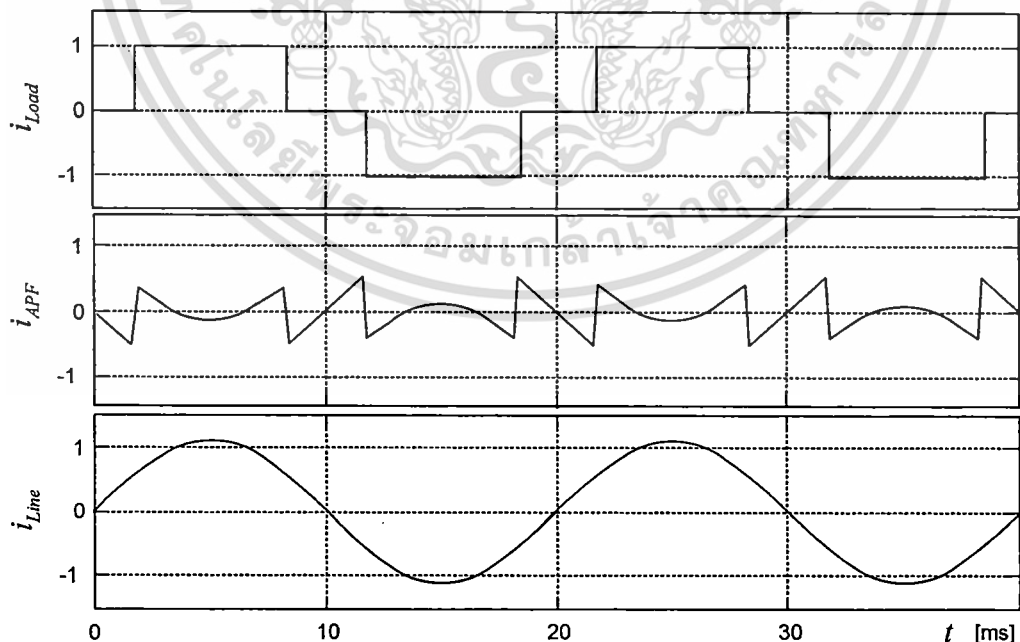
$$i_{APF} = -i_{Load,harmonic} \quad (2.6)$$

ดังนั้นเมื่อนำมารวมกับกระแสโหลด ดังสมการที่ (2.7)

$$i_{Line} = i_{Load} - i_{APF} = i_{Line,fund} \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.5 วงจรกรองกำลังแอกทีฟชนิดแหล่งจ่ายแรงดันและกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นกระแสของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเมื่อชดเชยกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ขอไปใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

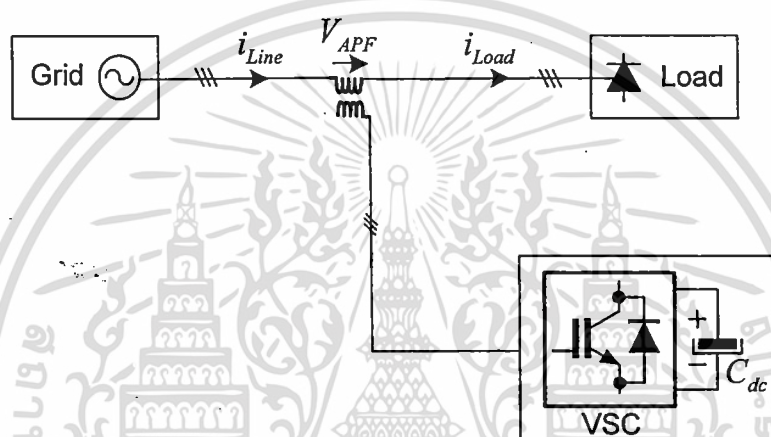
แอกทีฟแบบขนาน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดันประกอบด้วย วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันแบบฟูลบริดจ์, ดีซีคาปาซิเตอร์และตัวเหนี่ยวนำ (รูปที่ 2.5)

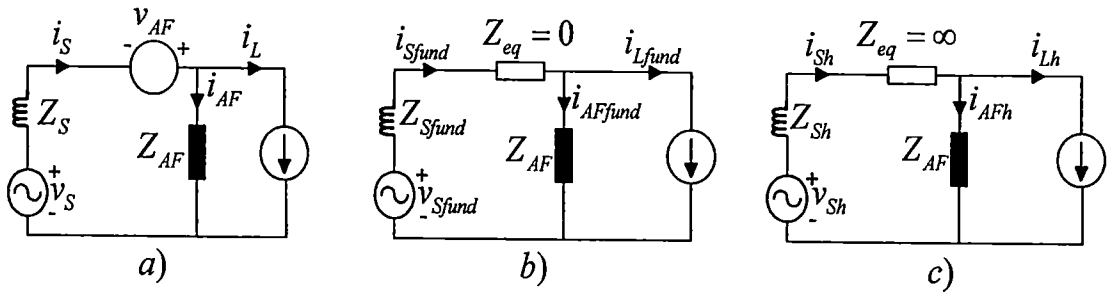
2.4.5 วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรม (Series active power filters)

วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรมโดยทั่วไปแล้วใช้สำหรับชดเชยกระแสฮาร์มอนิกและชดเชยแรงดันไฟฟ้าเมื่อแรงดันเกิดสภาวะตกลงชั่วขณะ(voltage dips) เมื่อนำไปใช้งานวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อต้านปฏุนภูมิและต่อเข้ากับระบบไฟฟ้าด้านทฤษฎีภูมิของหม้อแปลง ดังรูปที่ (2.7)



รูปที่ 2.7 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรองกำลังแอกทีฟต่ออนุกรมกับระบบ

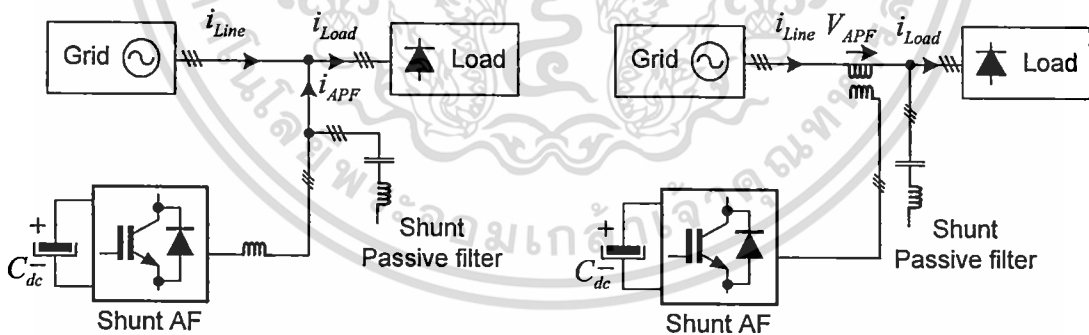
การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบอนุกรมจะหลักการแยกหรือการกั้นไม่ให้กระแสฮาร์มอนิกไหลจากโหลดมายังแหล่งจ่าย โดยการสร้างแรงดันไฟฟ้าให้เหมาะสมกับกระแสฮาร์มอนิกของโหลดซึ่งแรงดันดังกล่าวเกิดจากวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อแรงดันจากวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อกับหม้อแปลงด้านปฏุนภูมิและชดเชยด้านทฤษฎีภูมิต่อเข้ากับระบบ ดังนั้นแรงดันด้านเอาต์พุตของหม้อแปลงเป็นตัวกำหนดการไหลของกระแสแหล่งจ่ายไปยังโหลดและจะสร้างอิมพีแดนซ์สูงที่ความถี่ฮาร์มอนิกต่างๆ เพื่อกั้นไม่ให้กระแสฮาร์มอนิกไหลได้ ดังนั้นกระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายจะลดลงได้ก็ต่อเมื่อเพิ่มอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายตามความถี่ของกระแสฮาร์มอนิก ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งประสิทธิภาพของวงจรรองกำลังแบบนี้ขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของโหลดและควรมีค่าต่ำ



รูปที่ 2.8 การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบอนุกรม

2.4.6 วงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบไฮบริด (Hybrid active power filters)

วงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบไฮบริดคือ การใช้ร่วมกันระหว่างวงจรกรองกำลังแอคทีฟ (ขนานหรืออนุกรม) กับวงจรกรองกำลังพาสซีฟ ดังรูปที่ 2.9 โดยที่สาเหตุของการนำมาใช้ร่วมกัน อันเนื่องมาจากการลดค่าใช้จ่ายและเพิ่มสมรรถนะให้ดีขึ้นกว่าเดิม กระแสฮาร์มอนิกเริ่มต้นจะถูกกำจัดด้วยวงจรกรองกำลังแบบพาสซีฟและกระแสฮาร์มอนิกที่กำจัดไม่ได้จากวงจรกรองแบบพาสซีฟจะถูกกำจัดด้วยวงจรกรองแบบแอคทีฟ ดังนั้นพิคต์กำลังของวงจรกรองแบบแอคทีฟจึงลดลงเมื่อเทียบกับการใช้เฉพาะวงจรกรองแบบแอคทีฟอย่างเดียว เมื่อสามารถลดพิคต์กำลังของวงจรกรองแบบแอคทีฟลงได้นั้นก็หมายถึงการลดค่าใช้จ่ายลงในการสร้างวงจรกรองกำลัง

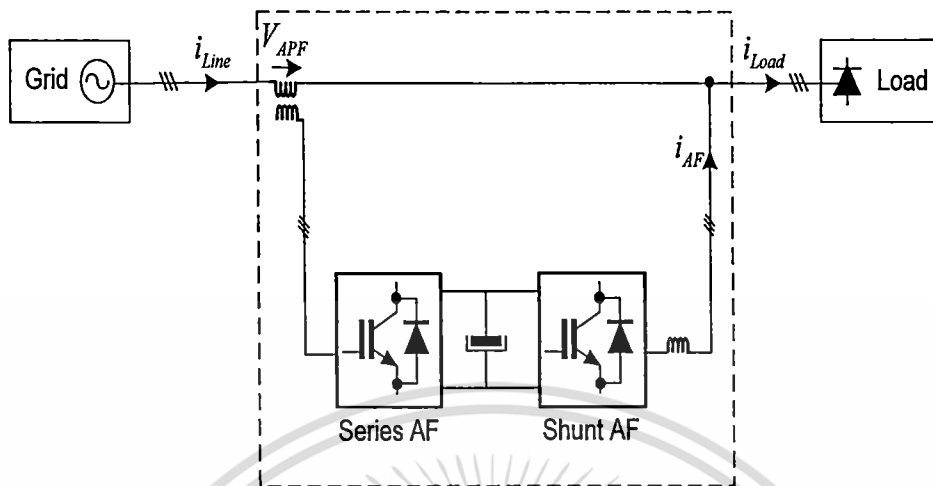


รูปที่ 2.9 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรกรองกำลังแบบไฮบริด

นอกจากนี้แล้วยังมีการนำวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบอนุกรมมาใช้ร่วมกับวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานเพื่อเพิ่มสมรรถนะในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลัง โดยใช้วงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบอนุกรมกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและชดเชยแรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะของแหล่งจ่ายและใช้วงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและชดเชยกำลังไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสมือนของโหลด เรียกวงจรรอกำลังแบบนี้ว่า Unified power quality conditioner (UPQC)[22]
 ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 โครงสร้างพื้นฐานของวงจร Unified power quality conditioner (UPQC)

2.5 ข้อกำหนดสำหรับการจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า

เมื่อฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าสาเหตุหลักมาจากอุปกรณ์ที่สร้างจากอิเล็กทรอนิกส์กำลังและส่วนใหญ่แล้วเกิดจากการแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยที่อุปกรณ์ที่ใช้ก็คือ วงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดและวงจรควบคุมเฟสโดยใช้ไครสโตร์ ซึ่งวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดเป็นวงจรที่ง่ายต่อการสร้าง, วงจรไม่ซับซ้อนและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำ ดังนั้นจึงนิยมนำมาใช้สำหรับแปรผันจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง แต่อย่างไรก็ตามวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดก็สร้างฮาร์มอนิกให้กับระบบไฟฟ้าด้วยเช่นกัน ดังนั้นปัญหาหลักที่สร้างฮาร์มอนิกให้กับระบบไฟฟ้า ก็คือ วงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดนั่นเอง เมื่อมีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าจึงต้องมีมาตรฐานสำหรับการจำกัดปริมาณฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นเมื่อนำโหลดแบบไม่เชิงเส้นต่อเข้ากับระบบและเมื่อมีปริมาณฮาร์มอนิกเกินกว่ามาตรฐานที่กำหนดไว้ต้องมีการกำจัดออก ซึ่งวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกออกจากระบบได้แก่ ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ, วงจรกรองแบบแอกทีฟ เป็นต้น[14]

2.5.1 IEEE 519-1992

มาตรฐานของสหรัฐอเมริกา IEEE 519 เป็นมาตรฐานสำหรับการจำกัดฮาร์มอนิกที่ปะปนในระบบไฟฟ้า เมื่อคิดเป็นค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (THD) ตรงจุดเชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้ไฟฟ้ากับระบบส่งจ่ายไฟฟ้า Point of common coupling (PCC) ดังตารางที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 มาตรฐานการจำกัดกระแสฮาร์มอนิก IEEE-519 ของสหรัฐอเมริกา

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20 < 50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50 < 100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100 < 1000	12	5.5	5	2	1	15
> 1000	15	7	6	2.5	1.4	20

Even Harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits. TDD refers to Total Demand Distortion and based on the average maximum demand at the fundamental frequency, taken at the PCC.

*All power generation equipment is limited to these values of current distortion regardless of I_{sc}/I_L

I_{sc} = Maximum short circuit current at the PCC
 I_L = Maximum demand load current (fundamental) at the PCC
 h = Harmonic order

2.5.2 IEC 61000-3-2

มาตรฐานของยุโรป IEC 61000 ซึ่งจะแบ่งเป็น 6 ส่วนด้วยกัน สำหรับส่วนที่ 3 คือ ข้อกำหนดในการจำกัดฮาร์มอนิกที่ปะปนในระบบไฟฟ้า โดยที่ IEC 61000-3-2 และ IEC 61000-3-3 คือ มาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าแรงต่ำที่มีพิกัดกระแสไฟฟ้าต่อเฟสไม่เกิน 16 A ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 มาตรฐานการจำกัดกระแสฮาร์มอนิก IEC 61000-3-2 ของยุโรป

Harmonics [h]	Class A [A]	Class B [B]	Class C [% of fund.]	Class D [mA/W]
Odd Harmonics				
3	2.3	3.45	$30 \times \lambda$	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1
9	0.4	0.6	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	0.3
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$	$0.225 \times 15/h$	3	$3.85/h$
Even Harmonics				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.3	0.45	-	-
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \times 8/h$	$0.345 \times 8/h$	-	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 บทสรุป

การปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้ามีความจำเป็นอย่างมากเนื่องจากการแพร่หลายของอุปกรณ์ที่สร้างจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทำให้เกิดฮาร์มอนิกปะปนในระบบไฟฟ้า ดังนั้นจึงต้องมีการกำจัดฮาร์มอนิกให้ออกจากระบบ ซึ่งในบทนี้ได้นำเสนอวิธีการกำจัดฮาร์มอนิกแบบต่างๆ เช่น การใช้วงจรกรองกำลังแบบพาสซีฟ, วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน หรือ อนุกรม เป็นต้น ดังนั้นเมื่อมีฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าจึงต้องมีมาตรฐานสำหรับการควบคุมปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่ปะปนในระบบไฟฟ้า เช่น มาตรฐานของยุโรป IEC 61000, มาตรฐานของสหรัฐอเมริกา IEEE 519 เป็นต้น

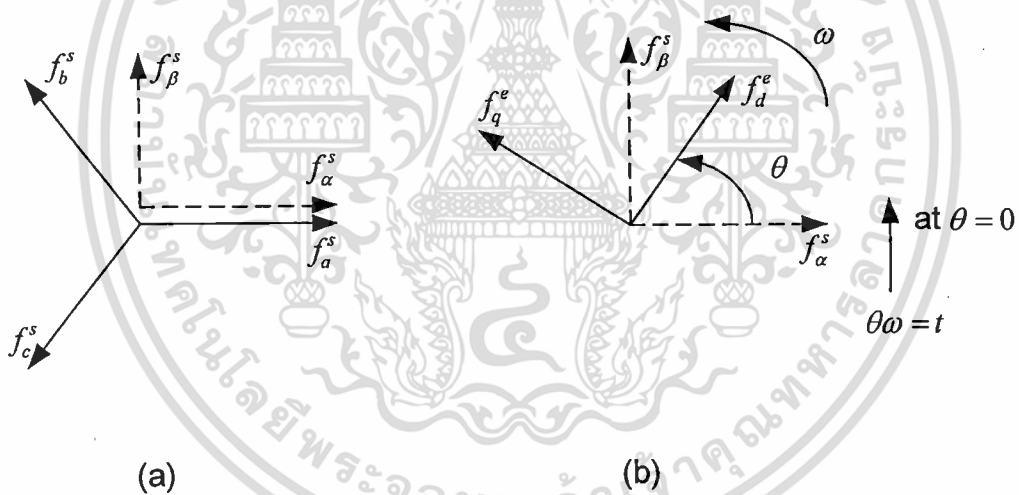


บทที่ 3

วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบพีดับเบิลยูเอ็ม

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ (1) ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) โดยที่แรงดันไฟตรงใช้คาปาซิเตอร์เป็นตัวสะสมพลังงาน และ (2) ชนิดแหล่งจ่ายกระแส (CSI) และแรงดันไฟตรงใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวสะสมพลังงานและเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรรอกำลังแอกทีฟส่วนใหญ่แล้วนิยมใช้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เนื่องจาก มีค่าใช้จ่ายในการสร้างที่ถูกลง, ขนาดของตัวเครื่องและประสิทธิภาพที่ดีกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส แต่วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสก็มีข้อดีในเรื่องของความคงทนในการใช้งานและมีความเสถียรภาพเมื่อเกิดการลัดวงจรภายในระบบ เป็นต้น



รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการแปลงแกนจากระบบ 3 เฟส a, b, c เป็นระบบ 2 เฟส บนแกน d, q โดยที่ (a) การแปลงจากแกน a, b, c มาอยู่บนแกนหยุดนิ่ง α, β และ (b) การแปลงจากแกน α, β มาอยู่บนแกนซิงโครนัส d, q

3.2 วิธีการแปลงแกน (Transformation)

เมื่อวิธีการแปลงแกนจากระบบ 3 เฟส เป็นระบบ 2 เฟส ใช้วิธีการแปลงแกนแบบ Clark และ Park ซึ่งในแบบแรกจะเป็นการแปลงจากระบบ 3 เฟส เป็น 2 เฟส บนแกนหยุดนิ่ง (stationary frame) และแบบที่สองเป็นการแปลงแกนจากระบบ 2 เฟส บนแกนหยุดนิ่งเป็น 2 เฟส บนแกนหมุน หรือ แกนซิงโครนัส (synchronous frame)

3.2.1 การแปลงแกนแบบ Clark

ในส่วนของการแปลงแกนแบบ Clark คือ การแปลงแกนจากระบบ 3 เฟส a, b, c ซึ่งมีมุมห่างกัน 120 องศา มาเป็นระบบ 2 เฟส และยังอยู่บนแกนหยุดนิ่ง ซึ่งผลที่ได้จากการแปลงแกนจะเป็นระบบ 2 เฟส ที่มีส่วนประกอบของแกน α กับแกน β และถูกเรียกว่า สเปซเวกเตอร์ (space vector) สำหรับสเปซเวกเตอร์จะประกอบด้วยแกนจริง (α) และแกนจินตภาพ (β) ที่มีมุมห่างกัน 90 องศา นั่นก็คือ แกน β จะมีมุมล่าหลังแกน α อยู่ 90 องศา หลังจากที่แกน α อยู่ในลำดับบวก เมื่อระบบไฟฟ้า 3 เฟส เป็นระบบที่สมมาตร ดังนั้นผลรวมของแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสมีค่าเป็นศูนย์ ดังสมการที่ (3.1)

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \quad (3.1)$$

และเมื่อแรงดันไฟฟ้า v_a, v_b, v_c มีแอมพลิจูดเท่ากับรูปคลื่นไซน์ซึ่งมีมุมห่างกัน 120 องศา ดังสมการที่ (3.2)

$$\begin{aligned} v_a(t) &= V_m \cos(\omega_1 t) \\ v_b(t) &= V_m \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ v_c(t) &= V_m \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.2) ค่าแรงดันไฟฟ้า $v_c(t) = -(v_a(t) + v_b(t))$ และสมการการแปลงแกนจากระบบ 3 เฟส เป็น 2 เฟส ดังสมการที่ (3.3)

$$v(t) = v_\alpha(t) + jv_\beta(t) = \frac{2}{3} K [v_a(t) + v_b(t)e^{j2\pi/3} + v_c(t)e^{-j2\pi/3}] \quad (3.3)$$

และส่วนประกอบของแรงดันไฟฟ้าลำดับศูนย์ ดังสมการที่ (3.4)

$$v_0(t) = \frac{1}{3} (v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)) \quad (3.4)$$

สำหรับการเลือกใช้ค่า K (สมการที่ (3.3)) ขึ้นอยู่กับวิธีการและการนำไปใช้งานและวิธีการเลือกค่า K ดังสมการที่ (3.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$\text{คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า } K = \sqrt{3/2} \quad (3.5)$$

เมื่อเลือกใช้ค่า $K = 1$ ค่าแอมพลิจูดของเฟส α เท่ากับค่าบนแกน α ของแกนสเปซเวกเตอร์นั้นก็คือ เป็นเฟสเดียวกันและสมการการแปลงแกนเมื่อนำมาเขียนให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์สามารถเขียนได้ ดังสมการที่ (3.6)

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.2.2 การแปลงแกนแบบ Park

การแปลงแกนแบบ Park คือ การแปลงแกนจากระบบที่อยู่บนแกนหยุดนิ่งมาอยู่บนแกนหมุนซึ่งถูกเรียกว่า แกนซิงโครนัส หรือ แกน d, q ในการแปลงแกนให้ระบบอยู่บนแกนซิงโครนัสนั้นก็หมายความว่า ค่าทั้งหมดจะถูกเปลี่ยนจากปริมาณไฟสลับที่แกว่งตามความถี่มาเป็นค่าเฉลี่ย หรือ ปริมาณไฟตรงโดยที่ในการแปลงแกนแบบ Park จะต้องใช้ค่ามุมอ้างอิง (θ) สำหรับเปลี่ยนจากแกนสเปซเวกเตอร์มาอยู่บนแกนหมุนและค่ามุมอ้างอิงนี้ได้จากเฟสล็อกกลู๊ป (PLL) เมื่อเปลี่ยนให้อยู่บนแกนซิงโครนัสจะเกิดค่าขึ้นใหม่สองค่า คือ ค่าบนแกน d (direct) และค่าบนแกน q (quadrature) โดยที่สมการการแปลงแกนจากแกนหยุดนิ่งมาอยู่บนแกนซิงโครนัส ดังสมการที่ (3.7)

$$\begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d^s \\ f_q^s \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

และเขียนให้อยู่ในรูปสมการเวกเตอร์ ดังสมการที่ (3.8)

$$f_{dq}^e = e^{-j\omega t} \cdot f_{dq}^s \quad (3.8)$$

โดยที่

$\theta = \omega t$ คือ ค่ามุมอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ๖ ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามสนธิสัญญาหรือข้อตกลงใดๆ และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f_{dq}^s คือ ค่าบนแกนสเปซเวกเตอร์

และเมื่อแปลงกลับให้อยู่บนแกนหยุดนิ่งเหมือนเดิม ดังสมการที่ (3.9)

$$\begin{bmatrix} f_d^s \\ f_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

และเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปสมการเวกเตอร์ ดังสมการที่ (3.10)

$$f_{dq}^s = e^{j\omega t} \cdot f_{dq}^e \quad (3.10)$$

ถ้าต้องการแปลงแกนจากแกนหยุดนิ่ง 3 เฟส (a, b, c) มาอยู่บนแกนซิงโครนัส โดยที่ไม่ต้องใช้ในการแปลงแกนแบบ Clark สามารถแปลงได้โดยตรง ดังสมการที่ (3.11)

$$\begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a^s \\ f_b^s \\ f_c^s \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

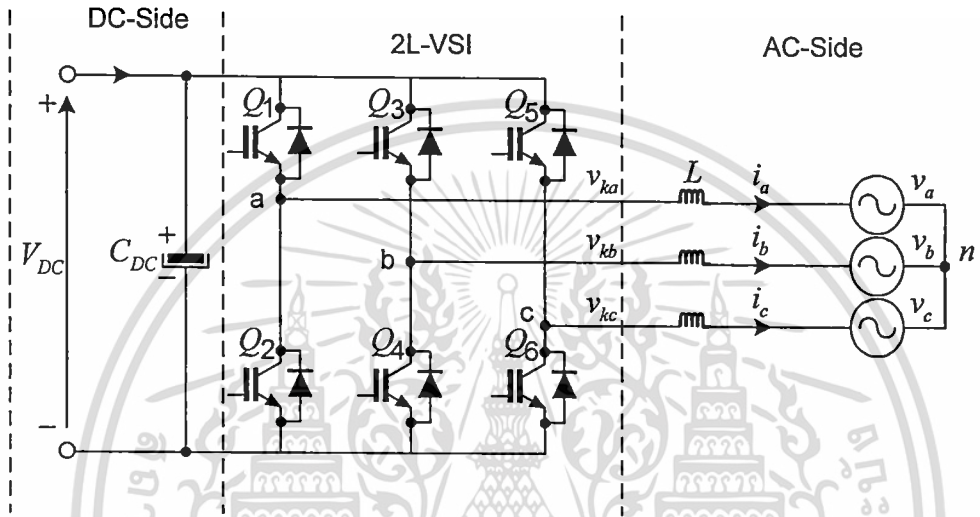
และเมื่อแปลงกลับมาอยู่บนแกนหยุดนิ่ง 3 เฟส เหมือนเดิม ดังสมการที่ (3.12)

$$\begin{bmatrix} f_a^s \\ f_b^s \\ f_c^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

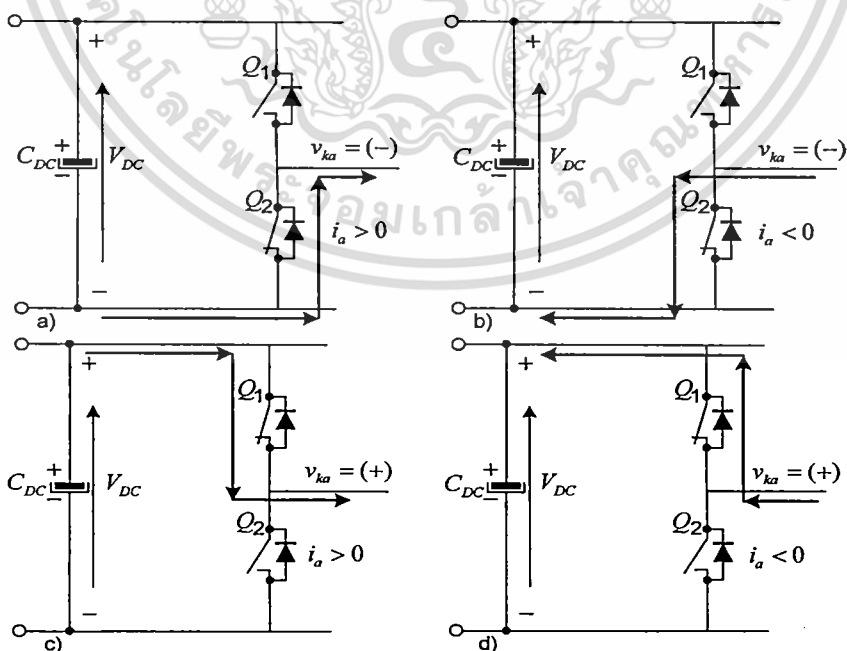
3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 2 ระดับ ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า (Two-level voltage source inverter (2L-VSI))

โครงสร้างพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าต่อเข้ากับระบบ โดยมีตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวเชื่อมโยระหว่างวงจรอินเวอร์เตอร์กับแหล่งจ่ายของระบบ ดังรูปที่ 3.2 โดยที่ในวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะประกอบด้วยสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและไดโอดอย่างละหกตัวและแยกเป็นกิ่งละหรือเฟสละ 2 ตัว การทำงานของสวิตช์ในกิ่งเดียวกันต้อง

ทำงานตรงกันข้ามกัน คือ เมื่อสวิตช์ตัวบนอยู่ในสถานะนำกระแส (On) กำหนดสถานะเป็น 1 สวิตช์ตัวล่างต้องหยุดนำกระแส (Off) กำหนดสถานะเป็น 0 และในทางกลับกันเมื่อสวิตช์ตัวล่างอยู่ในสถานะนำกระแสสวิตช์ตัวบนต้องหยุดนำกระแส ดังรูปที่ 3.3 จากการทำงานของสวิตช์ในเฟส A ซึ่งจะพบว่า แรงดันด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์เกิดจากการต่อกับขั้วบวก (+) หรือขั้วลบ (-) ของแรงดันไฟตรงที่เกิดจากสถานะนำกระแสและหยุดนำกระแสของสวิตช์ของแต่ละเฟสทำให้เกิดการไหลของกระแสจากด้าน DC-Side ไปยังด้าน AC-Side [17]

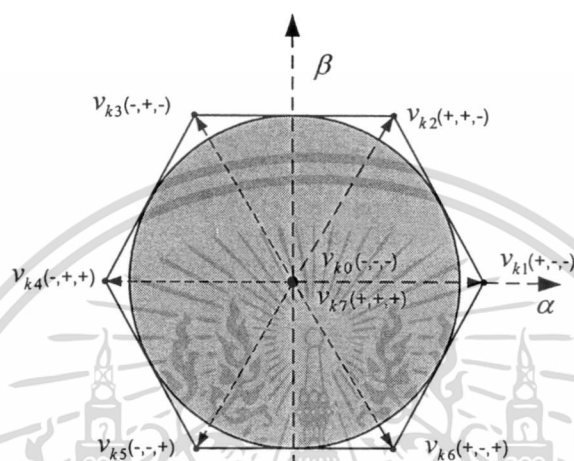


รูปที่ 3.2 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส 2 ระดับ ต่อเข้ากับระบบไฟฟ้า

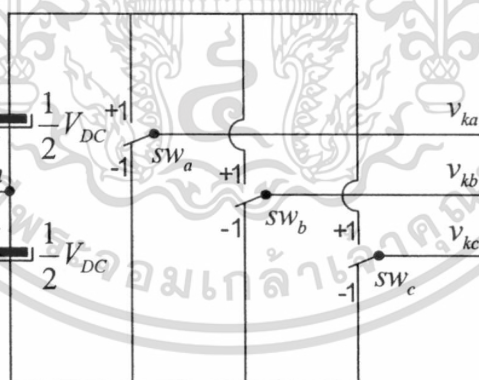


เอกสารนี้รูปที่ 3.3 การทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของเฟส A โดยที่ (a) $Q_1 = 0$ $i_a > 0$, (b) $Q_1 = 0$ $i_a < 0$, (c) $Q_1 = 1$ $i_a > 0$, (d) $Q_1 = 1$ $i_a < 0$ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.13) สามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์และนำมาเขียนเป็นส่วนประกอบของสเปซเวกเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย 6 สถานะนำกระแส (สวิตช์ตัวบนของเฟสใดเฟสหนึ่งอยู่ในสถานะนำกระแสและเกิดกระแสไหลจาก DC-Side ไปยัง AC-Side (Active vector)) และ 2 สถานะหยุดนำกระแส (สวิตช์ตัวบนทั้งหมดหรือสวิตช์ตัวล่างทั้งหมดอยู่ในสถานะนำกระแส (Null vector)) [24] ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 สเปซเวกเตอร์ของแต่ละสถานะของสวิตช์



รูปที่ 3.5 สวิตช์ในอุดมคติของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์

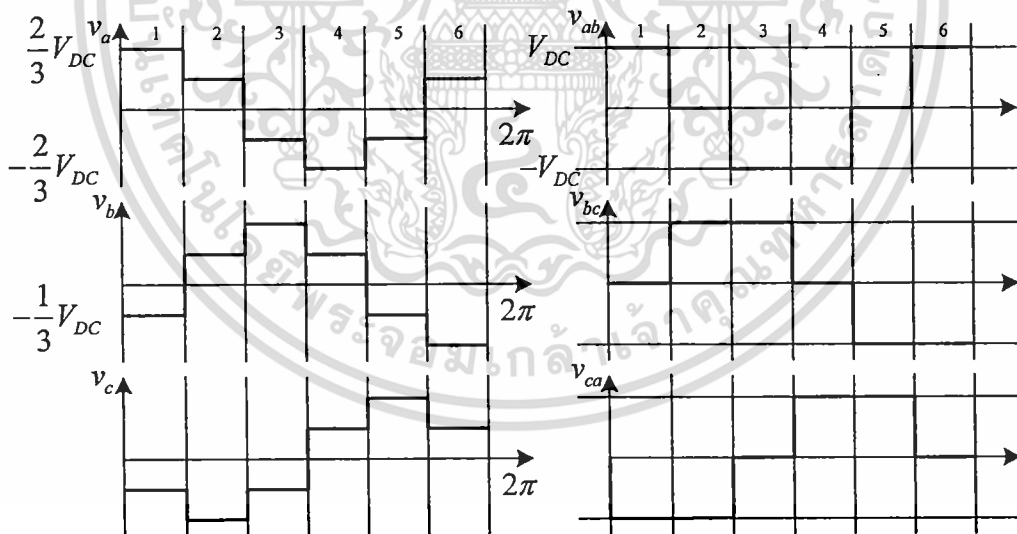
จากรูปที่ 3.2 เมื่อแทนสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์ด้วยสวิตช์ในอุดมคติ ดังรูปที่ 3.5 ถ้าสวิตช์ตัวบนอยู่ในสถานะนำกระแสและสวิตช์ตัวล่างหยุดนำกระแสกำหนดให้ $sw_x = 1$ และในทางกลับกัน $sw_x = -1$ ดังนั้นจากแบบจำลองของระบบที่ได้นำเสนอไว้ข้างต้นจะสามารถเขียนโหมมคการทำงานของสวิตช์แต่ละกิ่ง (sw_a, sw_b, sw_c) ได้ดัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 เมื่อรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือ รูปคลื่นสี่เหลี่ยม 6 สเต็ป (Six-step square wave)

ตารางที่ 3.1 ค่าแรงดันไฟฟ้าของแต่ละสถานะของสวิตช์

Voltage vector	sw_a	sw_b	sw_c	Zero Sequence	v_α	v_β
v_{k0}	-1	-1	-1	$-V_{DC}/2$	0	0
v_{k1}	1	-1	-1	$-V_{DC}/6$	$2V_{DC}/3$	0
v_{k2}	1	1	-1	$V_{DC}/6$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$
v_{k3}	-1	1	-1	$-V_{DC}/6$	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$
v_{k4}	-1	1	1	$V_{DC}/6$	$-2V_{DC}/3$	0
v_{k5}	-1	-1	1	$-V_{DC}/6$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$
v_{k6}	1	-1	1	$V_{DC}/6$	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$
v_{k7}	1	1	1	$-V_{DC}/2$	0	0



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสและแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายของวงจรถ่ายอินเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะนำกระแส (Active vector)

$$\begin{cases} v_{kn} = V_{DC} e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} & n = 1, \dots, 6 \\ v_{k0} = v_{k7} = 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.6 สมมติว่า แหล่งจ่ายเป็นระบบไฟฟ้า 3 เฟส ที่สมมาตรสามารถคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสของวงจรรินเวอร์เตอร์ ได้ดังสมการที่ (3.14)

$$\begin{aligned}v_{ka} &= \frac{2Q_1 - (Q_2 + Q_3)}{3} V_{DC} \\v_{kb} &= \frac{2Q_2 - (Q_1 + Q_3)}{3} V_{DC} \\v_{kc} &= \frac{2Q_3 - (Q_1 + Q_2)}{3} V_{DC}\end{aligned}\quad (3.14)$$

เมื่อสมการทั้งหมดของระบบ ดังสมการที่ (3.15) โดยกำหนดให้ v_k ค่าแรงดันไฟฟ้าของวงจรรินเวอร์เตอร์, v และ i คือ ค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย

$$v_k = Ri + L \frac{di}{dt} + v \quad (3.15)$$

และถ้าค่าแรงดันไฟฟ้าจากวงจรรินเวอร์เตอร์เกิดจากการสวิตช์สามารถคำนวณหากระแสที่ไหลในระบบและเขียนให้อยู่ในรูปสมการบนแกนหยุดนิ่ง 3 เฟส ดังสมการที่ (3.16)

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{R}{L} i_a - \frac{1}{L} v_a + \frac{V_{DC}}{2} \left(\frac{2Q_1 - (Q_2 + Q_3)}{3} \right) \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{R}{L} i_b - \frac{1}{L} v_b + \frac{V_{DC}}{2} \left(\frac{2Q_2 - (Q_1 + Q_3)}{3} \right) \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{R}{L} i_c - \frac{1}{L} v_c + \frac{V_{DC}}{2} \left(\frac{2Q_3 - (Q_1 + Q_2)}{3} \right) \\ C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = -(Q_1 i_a + Q_2 i_b + Q_3 i_c) + i_{DC} \end{cases} \quad (3.16)$$

นำสมการที่ (3.16) มาเขียนให้อยู่ในรูปสมการบนแกนหยุดนิ่ง 2 เฟสและบนแกนชิงโครนัสจากการแปลงแกนแบบ Clark และ Park ตามลำดับ ดังสมการที่ (3.17) และ (3.18)

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} i_\alpha - \frac{1}{L} v_\alpha + \frac{V_{DC}}{2} f_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} i_\beta - \frac{1}{L} v_\beta + \frac{V_{DC}}{2} f_\beta \\ C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = -\frac{3}{2} (f_\alpha i_\alpha + f_\beta i_\beta) + i_{DC} \end{cases} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d - \omega i_q - \frac{1}{L}v_d + \frac{V_{DC}}{2}f_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q + \omega i_d - \frac{1}{L}v_q + \frac{V_{DC}}{2}f_q \\ C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = -(f_d i_d + f_q i_q) + i_{DC} \end{cases} \quad (3.18)$$

โดยที่สวิตช์ฟังก์ชันเมื่อแปลงให้อยู่บนแกนหยุดนิ่ง ดังสมการที่ (3.19) และ (3.20)

$$f_\alpha = \frac{2Q_1 - (Q_2 + Q_3)}{3} \quad (3.19)$$

$$f_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(Q_2 - Q_3) \quad (3.20)$$

และเมื่อแปลงให้อยู่บนแกนซิงโครนัส ดังสมการที่ (3.21) และ (3.22)

$$f_d = f_\alpha \cos(\omega t) + f_\beta \sin(\omega t) \quad (3.21)$$

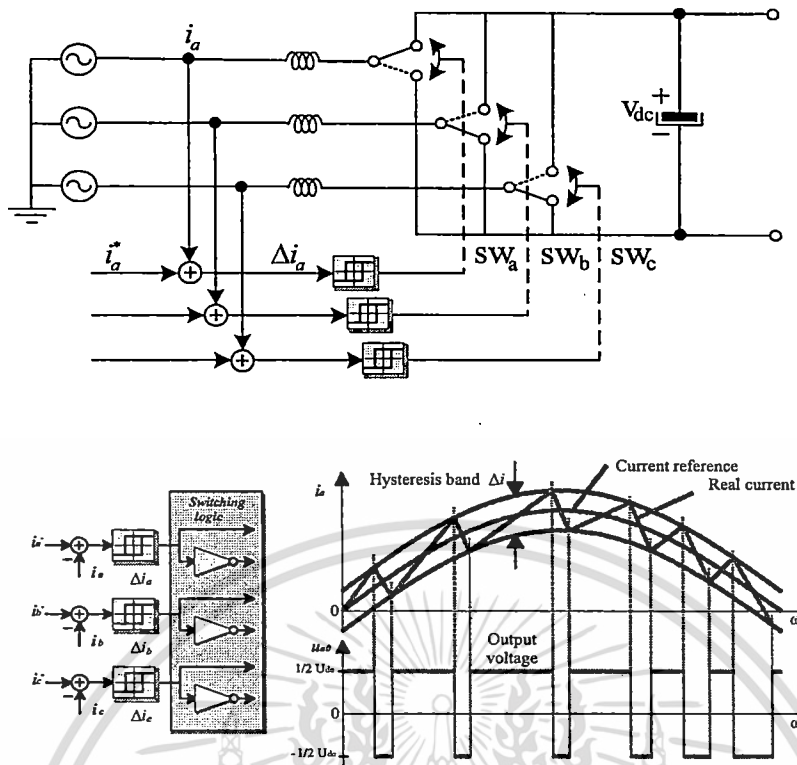
$$f_q = f_\beta \cos(\omega t) - f_\alpha \sin(\omega t) \quad (3.22)$$

3.4 วิธีการมอดูเลต

สำหรับวิธีการมอดูเลตในบทนี้จะขออธิบายเฉพาะการมอดูเลตสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส 2 ระดับ เมื่อช่วงเวลากการสวิตช์ของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจะอาศัยการเปรียบเทียบระหว่างรูปคลื่นสัญญาณควบคุมรูปไซน์ (Sinusoidal control signal) กับรูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangular waveform) สำหรับวิธีการมอดูเลต ได้แก่ Space Vector Modulation, Sinusoidal modulation with 3rd harmonic, Hysteresis เป็นต้น

3.4.1 การมอดูเลตจากการควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis control)

การมอดูเลตตามความกว้างพัลส์จากการควบคุมกระแสด้วยการควบคุมแบบฮิสเทอรีซิส หรือการควบคุมแบบ แบน-แบน คือ การควบคุมหรือการบีบบังคับให้กระแสอยู่ในฮิสเทอรีซิสแถบ (Δi) ซึ่งการสวิตช์ของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังอาศัยการควบคุมกระแสแบบฮิสเทอรีซิสของทั้งสามเฟสและจะแยกอิสระจากกันดังไดอะแกรมการทำงานของระบบรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ลักษณะของกระแสและการสวิตช์ที่เกิดจากการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซีส

จากรูปที่ 3.7 จะพบว่าเมื่อกระแสจริงของ โหลดเพิ่มขึ้นจากการที่สวิตช์ตัวบนอยู่ในสถานะ นำกระแสและแรงต่อเฟสเท่ากับ $1/2 U_{DC}$ และกระแส โหลดจะเพิ่มขึ้นจนถึงแถบบนของ ฮิสเตอร์ซีสที่ตั้งไว้สวิตช์ตัวบนหยุดนำกระแสและสวิตช์ตัวล่างนำกระแสแทนเพื่อลดกระแส โหลดให้ลดลงจนถึงแถบล่างของฮิสเตอร์ซีสและแรงดันต่อเฟสเท่ากับ $-1/2 U_{DC}$ ดังนั้นกระแส จะถูกควบคุมให้อยู่ภายในแถบของฮิสเตอร์ซีสที่ตั้งไว้ การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซีสถูก นำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมกระแสของวงจรกรองกำลังแอคทีฟเนื่องจากมีข้อดีในเรื่องความ ไวต่อการตอบสนองเมื่อค่าพารามิเตอร์ของ โหลดเกิดการเปลี่ยนแปลง

3.4.2 การมอดูเลตด้วยรูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal modulation)

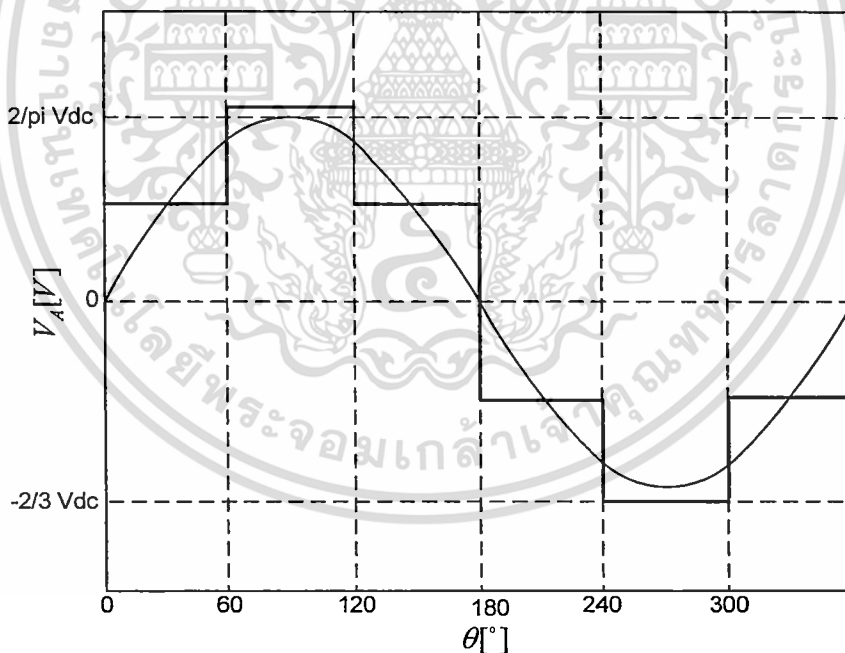
การมอดูเลตด้วยรูปคลื่นไซน์ หรือ การมอดูเลตด้วยรูปคลื่นพาหะ(Carrier base modulation) เป็นเทคนิคพื้นฐานสำหรับการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ (PWM) ซึ่งวิธีการจะ อาศัยการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิง(reference signal) กับสัญญาณพาหะ(carrier signal) ซึ่งเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangular waveform) ดังรูปที่ 3.10 ซึ่งผลที่ได้จากการเปรียบเทียบ คือ สัญญาณลอจิก (Logic signal) สำหรับควบคุมให้สวิตช์ตัวบนและตัวล่างของแต่ละกึ่งนำกระแส หรือ หยุดนำกระแสของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบพูลบริดจ์(รูปที่ 3.2) และเมื่อเป็นระบบการจ่าย ไม่วัไฟฟ้าแบบ 3 เฟส รูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงมีมุมห่างกัน 120 องศาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดต่อเฟสของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม 6 สเต็ป มีค่าเท่ากับ $2V_{DC} / 3$ และสามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดรูปคลื่นไซน์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้จากการคำนวณโดยใช้อนุกรมฟูเรียร์ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม 6 สเต็ป ดังสมการที่ (3.23)

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \cdot \sin(h\omega t) d(\omega t) , h=1,3,5,\dots \tag{3.23}$$

จากสมการที่ (3.23) เมื่อพิจารณาที่ค่า $h = 1$ สามารถคำนวณหาค่าแรงดันสูงสุดรูปคลื่นไซน์ที่เกิดจากรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังสมการที่ (3.24) และรูปที่ 3.8

$$v_{\max, sixstep} = \frac{2}{\pi} \left(\int_0^{\pi/3} \frac{V_{DC}}{3} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \frac{2V_{DC}}{3} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{2\pi/3}^{\pi} \frac{V_{DC}}{3} \sin(\omega t) d(\omega t) \right) = \frac{2}{\pi} V_{DC} \tag{3.24}$$



รูปที่ 3.8 รูปคลื่นไซน์ของแรงดันเอาต์พุตของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

จากสมการที่ (3.24) จะได้ค่าแรงดันสูงสุดที่เป็นไปได้ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงให้กับโหลดและเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันเอาต์พุตสูงสุดสำหรับการควบคุมด้วยเทคนิคพีดีบีแอลเอ็มและตัวเลขที่ได้จากการเปรียบเทียบเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลชัน(M) ดังสมการที่ (3.25)

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพลังงานเพื่อการพัฒนาชนบท เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ในการนำ
ไม่ว่าในรูปแบบใดก็ตาม กรุณาแจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M = \frac{U_{\max,SPWM}}{U_{\max,sixstep}} \quad (3.25)$$

โดยที่

$U_{\max,SPWM}$ คือ ค่าแรงดันสูงสุดสำหรับการควบคุมด้วยเทคนิคพีดีบีเบิลยูเอ็ม

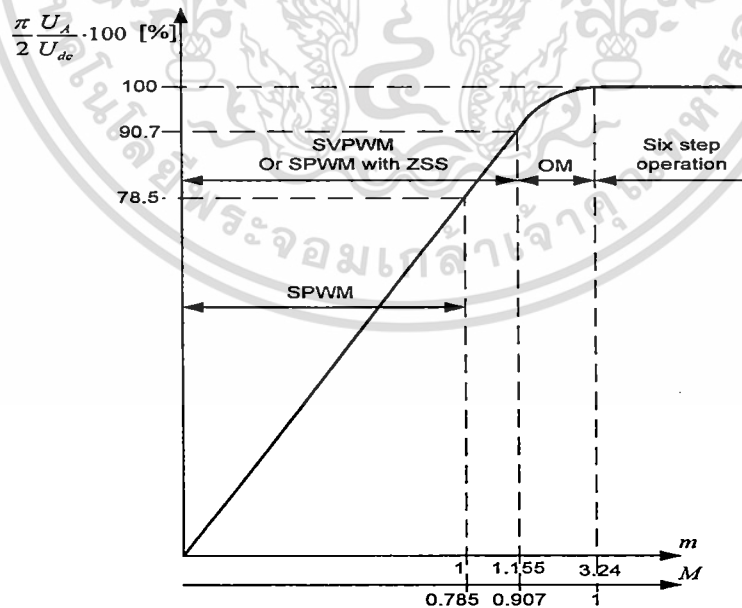
$U_{\max,sixstep}$ คือ ค่าแรงดันสูงสุดของอินเวอร์เตอร์

เมื่อสัญญาณอ้างอิงของการมอดูเลตด้วยรูปคลื่นไซน์เป็นรูปคลื่นไซน์บริสุทธี ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุตต่อเฟสของอินเวอร์เตอร์ ดังสมการที่ (3.26)

$$U_{\max,SPWM} = \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.26)$$

และดัชนีการมอดูเลชันของการมอดูเลตแบบ SPWM มีค่าเท่ากับ

$$M = \frac{U_{\max,SPWM}}{U_{\max,sixstep}} = \frac{\frac{V_{DC}}{2}}{\frac{2}{\pi}V_{DC}} = \frac{\pi}{4} \approx 0.785 \quad (3.27)$$

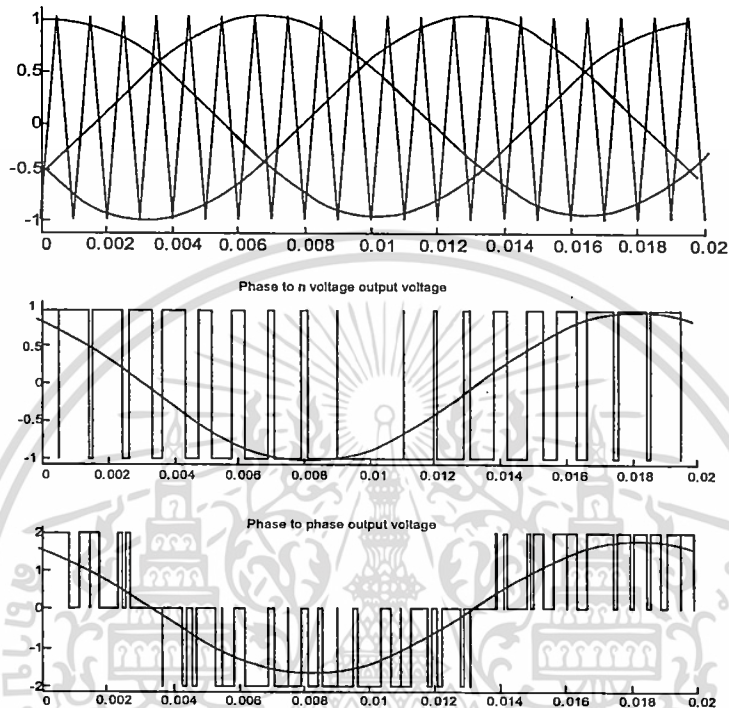


รูปที่ 3.9 แรงดันเอาต์พุตต่อเฟสของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อเทียบกับดัชนีการมอดูเลชันสำหรับ

เทคนิคการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อช่วงการมอดูเลตเชิงเส้นถูกจำกัดให้อยู่ในช่วงค่า $0 \leq M \leq 1.0$ และที่ค่าดัชนีการมอดูเลชันเท่ากับหนึ่งแรงดันเอาต์พุตต่อเฟสของวงจรมอเตอร์มีค่าเท่ากับ 78.55 เปอร์เซ็นต์ ของรูปคลื่นแรงดัน 6 สเต็ป และ ช่วงการมอดูเลตเชิงเส้นจะเพิ่มขึ้นจนถึง 90.7 เปอร์เซ็นต์ สำหรับการมอดูเลตรูปคลื่นไซน์ร่วมกับฮาร์โมนิกอันดับที่ 3 ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.10 รูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตด้วยรูปคลื่นไซน์

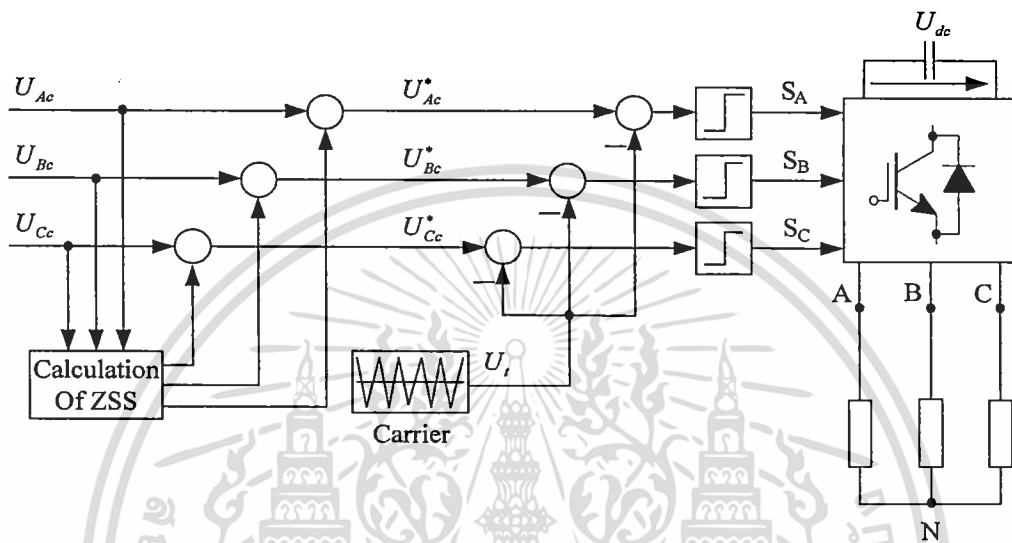
สำหรับสัญญาณอ้างอิงสามารถคำนวณได้จากดัชนีการมอดูเลชัน M และ ค่าความเร็วเชิงมุม ω_1 ดังสมการที่ (3.28)

$$\begin{aligned} S_a(t) &= M \cos(\omega_1 t) \\ S_b(t) &= M \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ S_c(t) &= M \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.28)$$

3.4.3 การมอดูเลตรูปคลื่นไซน์ร่วมกับฮาร์โมนิกอันดับที่ 3 (Sinusoidal modulation with the third harmonic (THIPWM))

เมื่อวงจรมอเตอร์จ่ายกระแสให้กับ โหลดและถ้าทางด้านไฟฟ้ากระแสสลับของอินเวอร์เตอร์ไม่ได้ต่อกับจุดกึ่งกลางของคาปาซิเตอร์ด้านไฟตรง ซึ่งจะทำให้กระแสแต่ละเฟสที่ไหลจากอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลดจะอาศัยการเปรียบเทียบกันของแรงดันระหว่างสายทำให้มีความไม่วากรณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นไปได้ที่การเพิ่มสัญญาณลำดับศูนย์ (Zero sequence signal (ZSS)) ที่มีความถี่เป็น 3 เท่าของความถี่หลักมูลโดยบวกเพิ่มเข้าไปกับสัญญาณอ้างอิงและในการควบคุมไม่ส่งผลใดๆ ต่อรูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าและทำให้ช่วงการมอดูเลตเชิงเส้นกว้างมากขึ้นเนื่องจากลดการเกิดโอเวอร์มอดูเลชัน ซึ่งวิธีการมอดูเลตดังกล่าวสามารถทำได้ ดังรูปที่ 3.11 และสัญญาณอ้างอิงของแต่ละเฟสที่รวมกับสัญญาณลำดับศูนย์ ดังสมการที่ (3.29) และ รูปที่ 3.12



รูปที่ 3.11 โครงสร้างการมอดูเลตรูปคลื่นไซน์ร่วมกับสัญญาณลำดับศูนย์

$$\begin{aligned}
 U_{Ac}^* &= M \cos(\omega_1 t) + v_0 \\
 U_{Bc}^* &= M \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) + v_0 \\
 U_{Cc}^* &= M \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) + v_0
 \end{aligned}
 \tag{3.29}$$

เมื่อรูปคลื่นลำดับศูนย์ที่เพิ่มเข้าไป ดังสมการที่ (3.30)

$$v_0 = V_0 \cos(3\omega_1 t)
 \tag{3.30}$$

โดยที่

$$v_0 \text{ มีค่าแอมพลิจูด } 0.166 \leq v_0 \leq 0.25$$

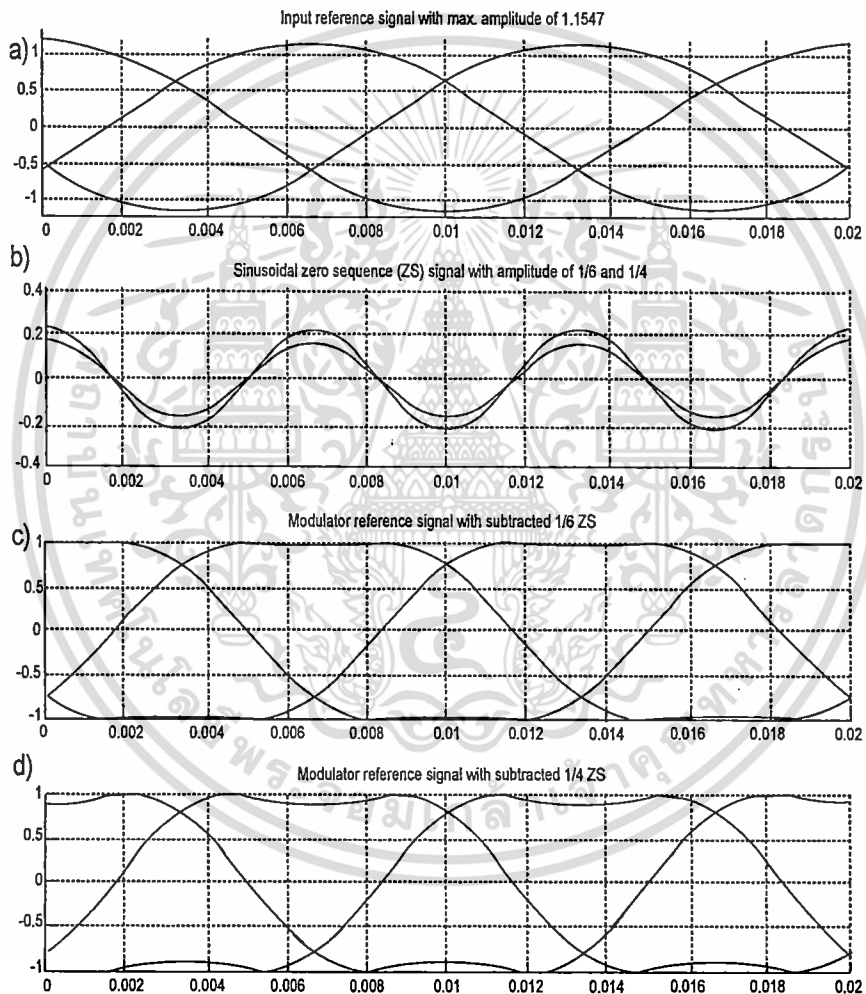
และช่วงการมอดูเลตเชิงเส้นอยู่ในช่วงค่า $0 \leq M \leq 1.15$ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตสูงสุดต่อเฟส ดังสมการที่ (3.31)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$U_{\max, THIPWM} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_{DC}}{2} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (3.31)$$

และดัชนีการมอดูเลชันสำหรับการมอดูเลตแบบ THIPWM มีค่าเท่ากับ

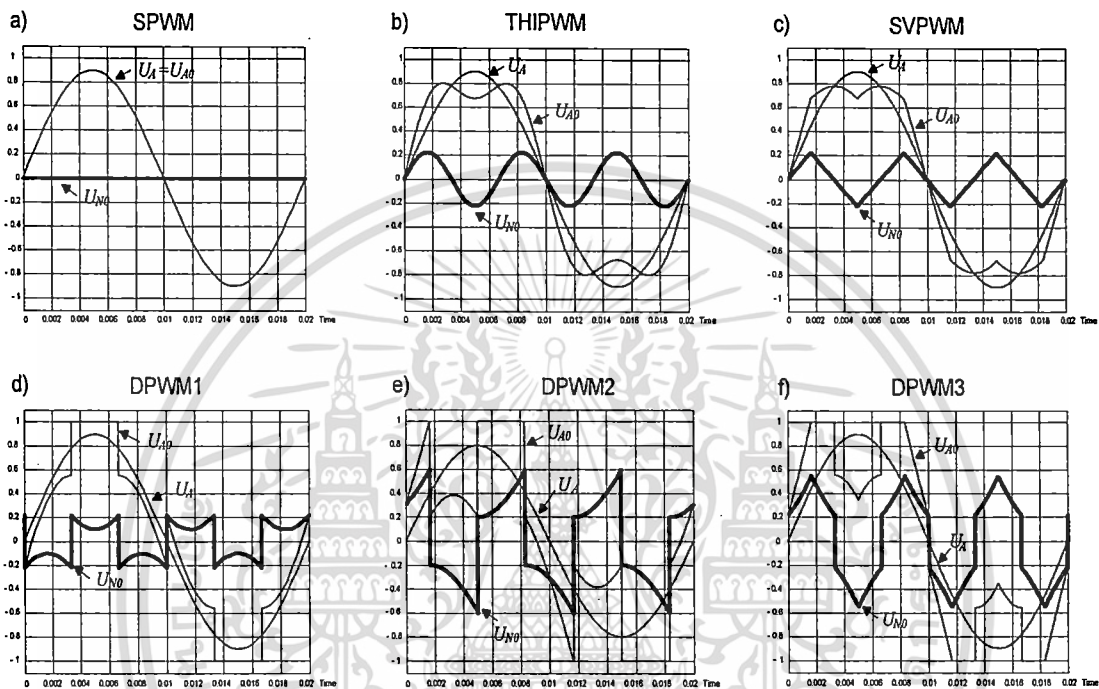
$$M = \frac{U_{\max, THIPWM}}{U_{\max, sixstep}} = \frac{\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}}{\frac{2}{\pi} V_{DC}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \approx 0.907 \quad (3.32)$$



รูปที่ 3.12 รูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิงที่ได้จากการรวมกับสัญญาณลำดับศูนย์ที่มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ 1/4 และ 1/6

การมอดูเลตที่อาศัยการรวมกับสัญญาณลำดับศูนย์สามารถแยกได้ 2 แบบ คือ (1) การมอดูเลตแบบต่อเนื่อง (CPWM) กับ (2) การมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง (DPWM) ดังรูปที่ 3.13 ซึ่งโดยปกติแล้วการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์รูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงจะอยู่ภายในรูปคลื่นสามเหลี่ยมของไม่ว่ากรณีใดๆ พังสน ออททงห้ามมเหตดแบ่งงเนอหา และตององงถึงเจาของเอกสารททุกรงทมการนาไปใช้

สัญญาณพาหะและเกิดการเปรียบเทียบระหว่างรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงกับรูปคลื่นพาหะ ดังนั้น ช่วงเวลาการสวิตช์ที่เกิดขึ้นจะเกิดขึ้นทุกๆ ครั้งที่รูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงตัดกับรูปคลื่นพาหะแต่ สำหรับการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่องช่วงเวลาที่การสวิตช์ถูกควบคุมให้เกิดการสวิตช์เฉพาะบางส่วนของแรงดันไฟตรงนั้นก็คือ ช่วงบวกหรือช่วงลบของแรงดันไฟตรงและบางช่วงก็ไม่เกิดการสวิตช์ซึ่งจะทำให้การมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่องนี้ช่วยลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ลง



รูปที่ 3.13 รูปคลื่นสัญญาณไซน์อ้างอิงที่ได้จากการรวมกับสัญญาณลำดับศูนย์ โดยแยกเป็นการมอดูเลตแบบต่อเนื่อง (a,b,c) และไม่ต่อเนื่อง (d,e,f)[24]

3.4.4 การมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Modulation (SVM))

การมอดูเลตตามความกว้างพัลส์โดยใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส 2 ระดับ ดังรูปที่ 3.14 อาศัยหลักการควบคุมสถานะของสวิตช์ ซึ่งในแต่ละสถานะของสวิตช์จะสอดคล้องกับการทำงานของสวิตช์ เมื่อสวิตช์ 2 ตัวในกิ่งเดียวกันไม่สามารถ On หรือ Off พร้อมกันได้ (เกิดการลัดวงจรหรือเปิดวงจร) และเมื่อเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส สามารถกำหนดสถานะของสวิตช์ได้ทั้งหมด 8 สถานะ เมื่อนำสถานะของสวิตช์มาเขียนเป็นเลขฐานสองจะเรียงจาก 000 ถึง 111 โดยที่สถานะของสวิตช์ได้มาจากการหาขนาดและทิศทางของแรงดันอ้างอิง ถ้าสมมติให้แรงดันอ้างอิง 3 เฟส $U_{ref,A}$, $U_{ref,B}$ และ $U_{ref,C}$ เป็นแรงดันที่สมมาตรและทำการแปลงจากระบบ 3 เฟส เป็น 2 เฟส บนแกนหยุดนิ่งจะได้สมการแรงดันอ้างอิง[3] ดังสมการที่

เอกส (3.33) เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

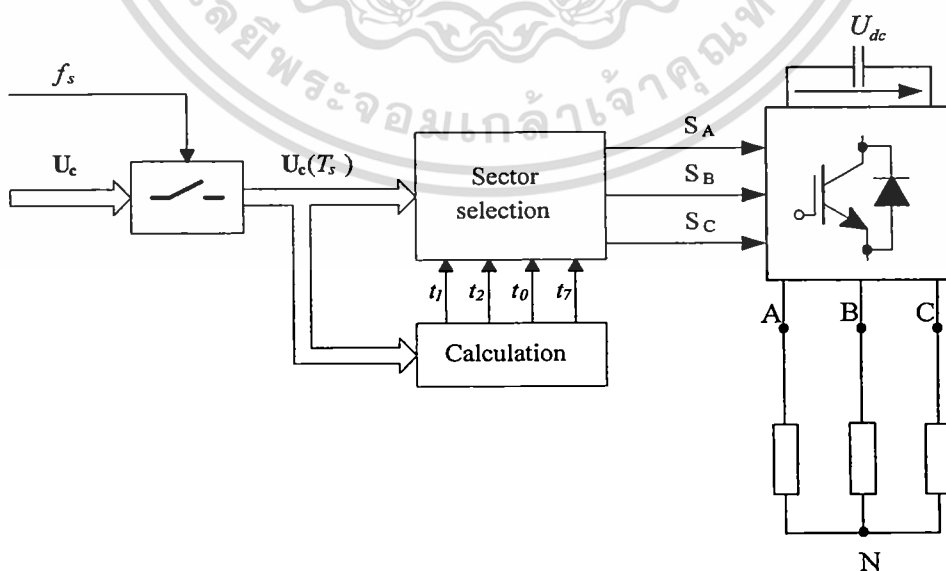
$$U_{ref} = \frac{2}{3} \cdot (U_{ref,A} + aU_{ref,B} + a^2U_{ref,C}) \quad (3.33)$$

โดยที่

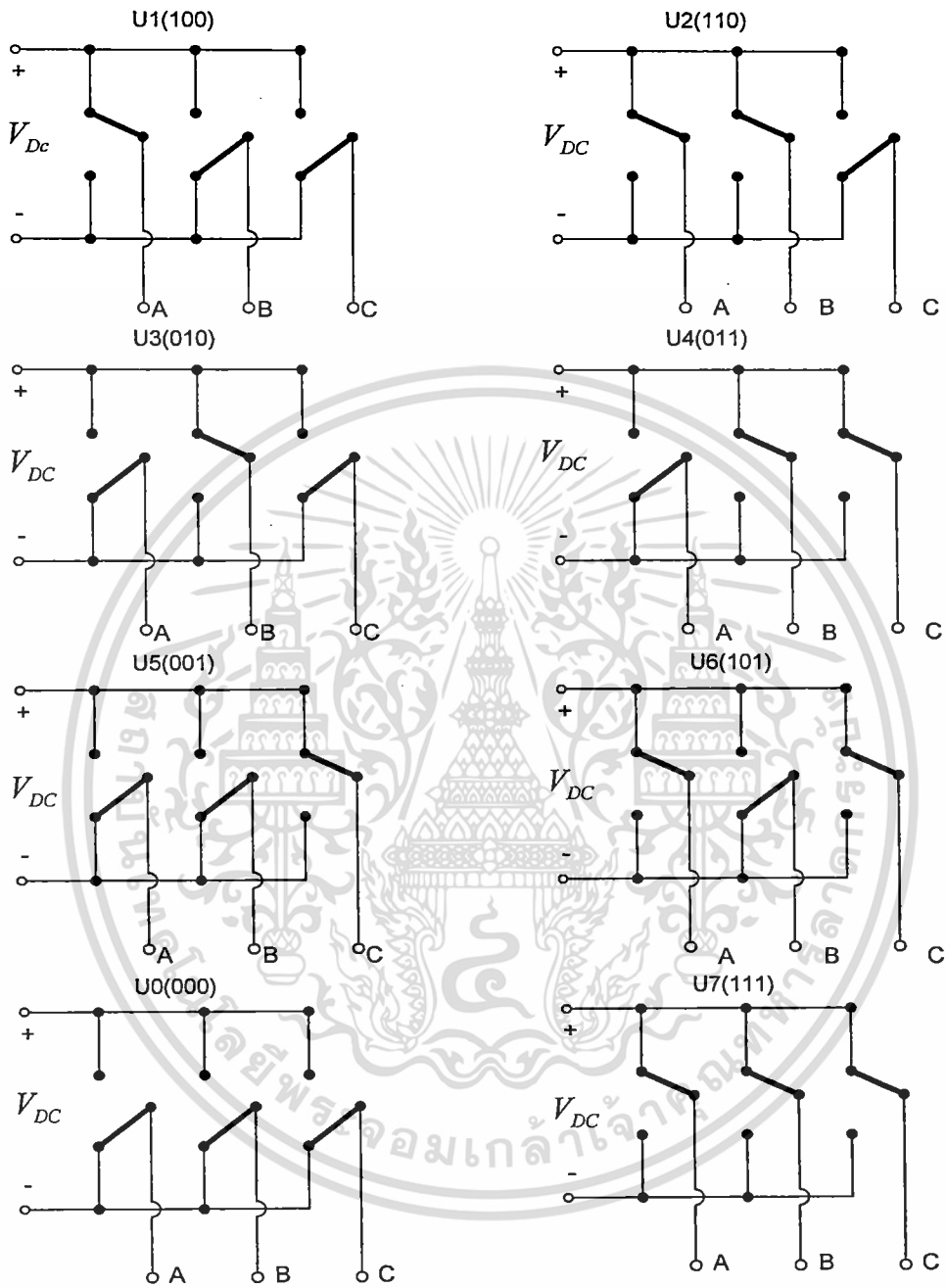
$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = e^{j120^\circ}$$

$U_{ref,A}$, $U_{ref,B}$ และ $U_{ref,C}$ คือ แรงดันอ้างอิงของแต่ละเฟส

เมื่อสถานะของสวิตช์ทั้ง 8 สถานะ ดังรูปที่ 3.15 และ ตารางที่ 3.2 ค่าแรงดันเอาต์พุตของแต่ละสถานะสวิตช์สามารถแบ่งออกเป็นสถานะนำกระแสได้ 6 สถานะด้วยกัน คือ $U_1 - U_6$ ([100], [110], [010], [011], [001], [101]) โดยที่แรงดันสูงสุดของสถานะนำกระแสเท่ากับ $2V_{DC}/3$ ซึ่งแต่ละสถานะนำกระแสถูกเรียกว่า Sector เมื่อแต่ละ Sector มีมุมห่างกัน 60 องศา และสถานะหยุดนำกระแส 2 สถานะ คือ U_7 ([111]) เมื่อสวิตช์ตัวบนของแต่ละกิ่งอยู่ในสถานะนำ กระแสทั้งหมด และสวิตช์ตัวล่างอยู่ในสถานะหยุดนำกระแสทั้งหมดเช่นกันและ U_0 ([000]) เมื่อสวิตช์ตัวล่างของแต่ละกิ่งนำกระแสทั้งหมดและสวิตช์ตัวบนหยุดนำกระแสทั้งหมด เมื่อคาบเวลาการสวิตช์สามารถคำนวณได้จากตำแหน่งของสวิตช์ที่สถานะนำกระแสระหว่างสองตำแหน่งที่มีด้านประชิดมุมกับแรงอ้างอิง โดยแบ่งเป็นแต่ละ Sector ยกตัวอย่างเช่น ดังรูปที่ 3.16 ที่ Sector 1 เมื่อ t_1 คือ ช่วงเวลาการสวิตช์ของสถานะนำกระแส U_1 ([100]) และ t_2 คือ ช่วงเวลาการสวิตช์ของสถานะนำกระแส U_2 ([110]) เมื่อแรงดันอ้างอิงหาได้จากแรงดันของสถานะนำกระแส ดังนั้นตัวแปรเดียวที่มีผลต่อช่วงเวลาสวิตช์ t_1 และ t_2 คือ แรงดันอ้างอิง U_{ref} ดังสมการที่ (3.34)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไร้วarrantyใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

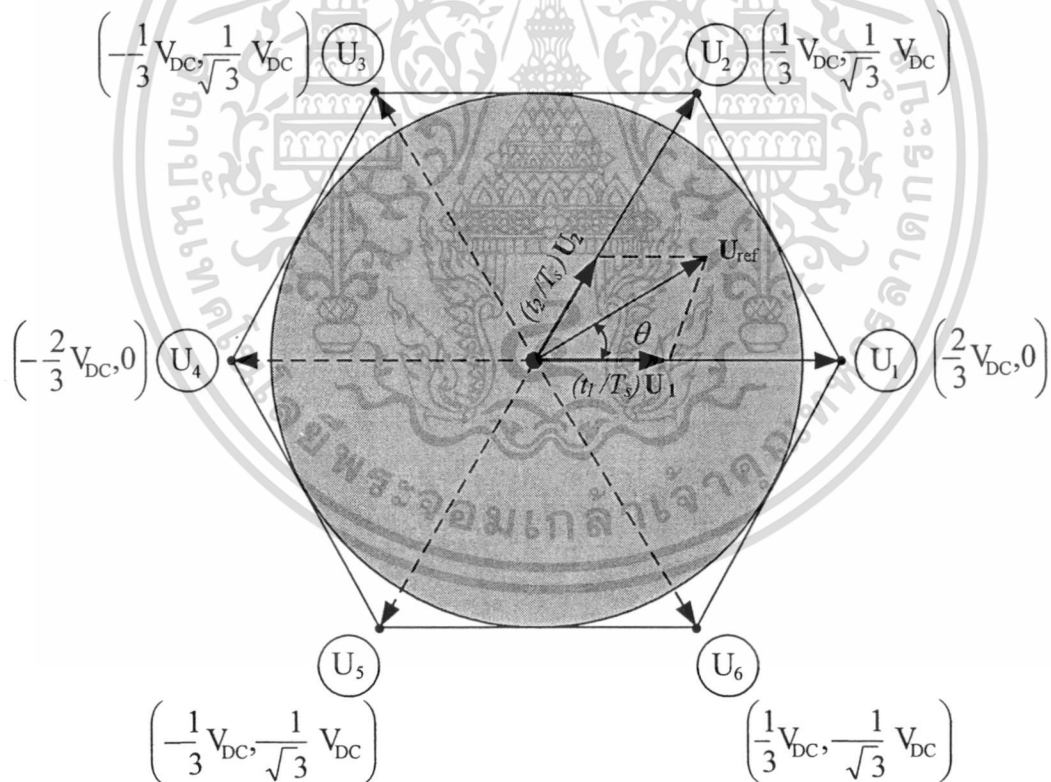


รูปที่ 3.15 สถานะของสวิทช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบ 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

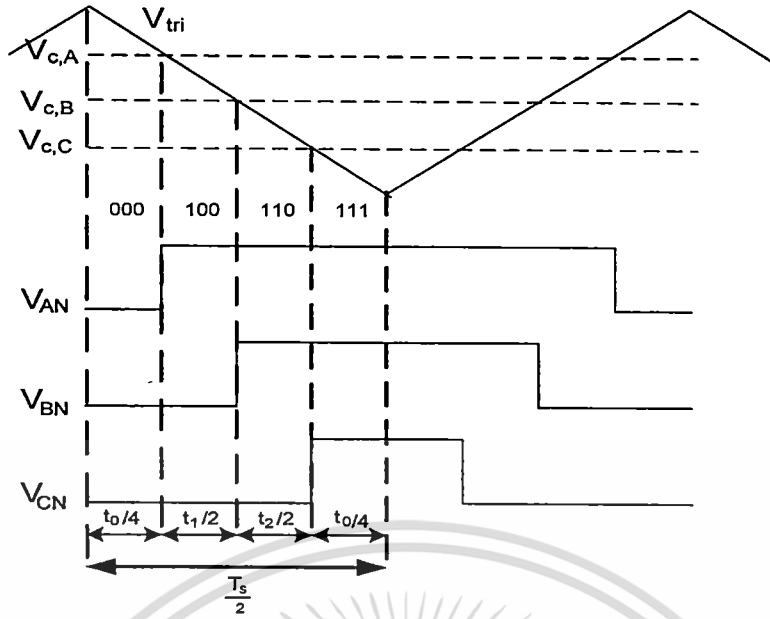
ตารางที่ 3.2 ค่าของแรงดันเอาต์พุตของแต่ละสถานะของสวิตช์

Space Vector	Switching State	Vector Classification	Vector Magnitude
U_0	[000]	Null Vector	0
U_1	[100]	Active Vector	$U_k = \frac{2}{3} V_{DC} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}},$ $k=1,2,\dots,6$
U_2	[110]		
U_3	[010]		
U_4	[011]		
U_5	[001]		
U_6	[101]		
U_7	[111]	Null Vector	0



รูปที่ 3.16 ค่าแรงดันอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์เมื่ออยู่ใน Sector 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 ช่วงเวลาการสวิตช์ของ Sector 1

$$U_{ref} = \frac{2}{3} \cdot (V_{AN} + aV_{BN} + a^2V_{CN}) \quad (3.34)$$

$$U_{ref} = \frac{2}{3} \cdot \left(V_{AN} + V_{BN} \left(\frac{-1 + j\sqrt{3}}{2} \right) + V_{CN} \left(\frac{-1 - j\sqrt{3}}{2} \right) \right) \quad (3.35)$$

เมื่อแรงดันเฉลี่ย V_{AN} , V_{BN} และ V_{CN} สอดคล้องกับช่วงเวลาการสวิตช์และค่าแรงดันไฟตรงและเมื่อคิดเฉพาะครึ่งหนึ่งของคาบเวลาการสวิตช์ ดังสมการที่ (3.36) และ (3.37)

$$U_{ref} = \frac{2}{3} \cdot \left(V_{dc} \frac{t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} + V_{dc} \frac{t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{-1 + j\sqrt{3}}{2} \right) + V_{dc} \frac{t_0}{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{-1 - j\sqrt{3}}{2} \right) \right) \quad (3.36)$$

$$U_{ref} = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{t_1}{\frac{T_s}{2}} + \frac{2}{3} V_{dc} \frac{t_2}{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{1 + j\sqrt{3}}{2} \right) = U_{100} \frac{t_1}{\frac{T_s}{2}} + U_{110} \frac{t_2}{\frac{T_s}{2}} \quad (3.37)$$

จากสมการที่ (3.37) พบว่า แรงดันอ้างอิงหาได้จากแรงดันของสถานะนำกระแสที่มีด้านประชิด

กับแรงดันอ้างอิง อย่างเช่น ใน Sector 1 ก็คือ U_{100} กับ U_{110} และช่วงเวลาการสวิตช์ t_1 กับ t_2 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามลำดับ เมื่อ S_A , S_B และ S_C คือ สัญญาณการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ของแต่ละเฟส ดังนั้นแรงดันที่สถานะนำกระแส U_{100} และ U_{110} ดังสมการที่ (3.38) และ (3.39)

$$U_{100} = \frac{2}{3}(a^0 V_{dc} q_A + a^1 V_{dc} q_B + a^2 q_C) = \frac{2}{3}(a^0 V_{dc} \cdot 1 + a^1 V_{dc} \cdot 0 + a^2 V_{dc} \cdot 0) = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (3.38)$$

$$U_{110} = \frac{2}{3}(a^0 V_{dc} \cdot 1 + a^1 V_{dc} \cdot 1 + a^2 V_{dc} \cdot 0) = \frac{2}{3} V_{dc} \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (3.39)$$

เมื่อแรงดันอ้างอิงสามารถแยกได้เป็นส่วนที่อยู่บนแกนจริงและแกนจินตภาพ ดังสมการที่ (3.40)

$$U_{ref} = U_{ref} (\cos \theta + j \sin \theta) \quad (3.40)$$

$$\text{Re}[U_{ref}] = U_{ref} \cos \theta = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{t_1}{T_s} + \frac{2}{3} V_{dc} \frac{t_2}{T_s} \cos 60^\circ \quad (3.41)$$

$$\text{Im}[U_{ref}] = U_{ref} \sin \theta = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{t_2}{T_s} \sin 60^\circ \quad (3.42)$$

และช่วงเวลากการสวิตช์ t_1 กับ t_2 สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.43) และ (3.44)

$$t_1 = \sqrt{3} \frac{U_{ref} T_s}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \theta) \quad (3.43)$$

$$t_2 = \sqrt{3} \frac{U_{ref} T_s}{V_{dc}} \sin \theta \quad (3.44)$$

สำหรับช่วงเวลากการสวิตช์ของแต่ละ Sector สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.45) โดยที่ค่า k คือ ค่าตำแหน่งของ Sector

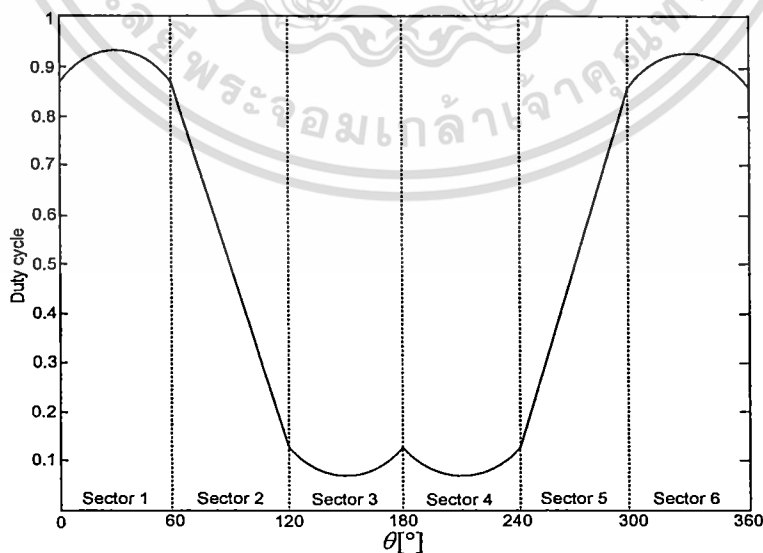
$$\begin{bmatrix} t_k \\ t_{k+1} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \frac{U_{ref}}{V_{dc}} \cdot \frac{T_s}{2} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

เมื่อค่าตัวที่ไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตทั้ง 3 เฟส ของ Sector 1 สามารถคำนวณได้ ดังสมการที่ (3.46), (3.47) และ (3.48) และรูปที่ 3.18

$$V_{AN} = V_{dc} \frac{t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} = V_{dc} \cdot D_A \Rightarrow D_A = \frac{t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (3.46)$$

$$V_{BN} = V_{dc} \frac{t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} = V_{dc} \cdot D_B \Rightarrow D_B = \frac{t_2 + \frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (3.47)$$

$$V_{CN} = V_{dc} \frac{\frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} = V_{dc} \cdot D_C \Rightarrow D_C = \frac{\frac{t_0}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad (3.48)$$



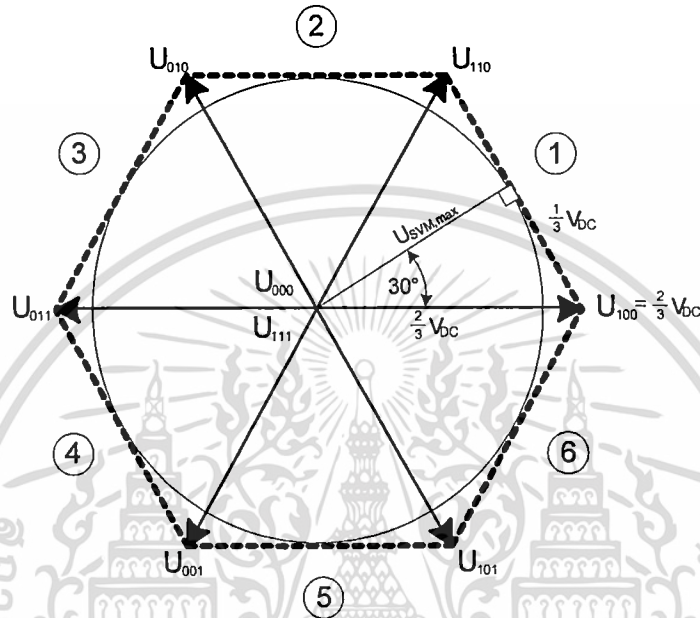
รูปที่ 3.18 ค่าตัวที่ไซเคิลของเฟส A สำหรับการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.4.1 ดัชนีการมอดูเลชันของสเปซเวกเตอร์

เมื่อแอมพลิจูดสูงสุดของแรงดันอ้างอิงสอดคล้องกับรัศมีของวงกลมที่อยู่ภายในรูปหกเหลี่ยม ดังรูปที่ 3.19 เนื่องจากความยาวสูงสุดของแต่ละเวกเตอร์ในรูปหกเหลี่ยมคือ ค่าสูงสุดของเวกเตอร์บนแกน α มีค่าเท่ากับ $2V_{DC}/3$ ดังนั้นค่าสูงสุดของแรงดันอ้างอิง ดังสมการที่ (3.49)



รูปที่ 3.19 ค่าแรงดันสูงสุดของการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์

$$V_{SVM,max} = \sqrt{(2V_{DC}/3)^2 - (V_{DC}/3)^2} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (3.49)$$

ดังนั้นค่าดัชนีการมอดูเลชันสูงสุด ดังสมการที่ (3.50)

$$M_{SVM,max} = \frac{V_{SVM,max}}{V_{max,six_step}} = \frac{V_{DC}/\sqrt{3}}{2V_{DC}/\pi} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \approx 0.907 \quad (3.50)$$

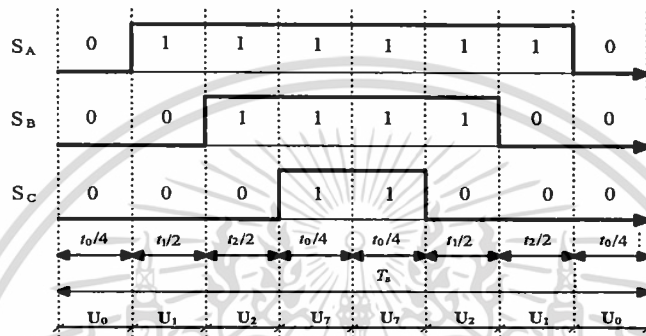
จากพื้นฐานการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์เมื่อได้ค่าช่วงเวลาการสวิตช์ t_1 และ t_2 จะสามารถคำนวณหาช่วงเวลา t_0 ดังสมการที่ (3.51)

$$t_0 = t_7 = (T_s - t_1 - t_2)/2 \quad (3.51)$$

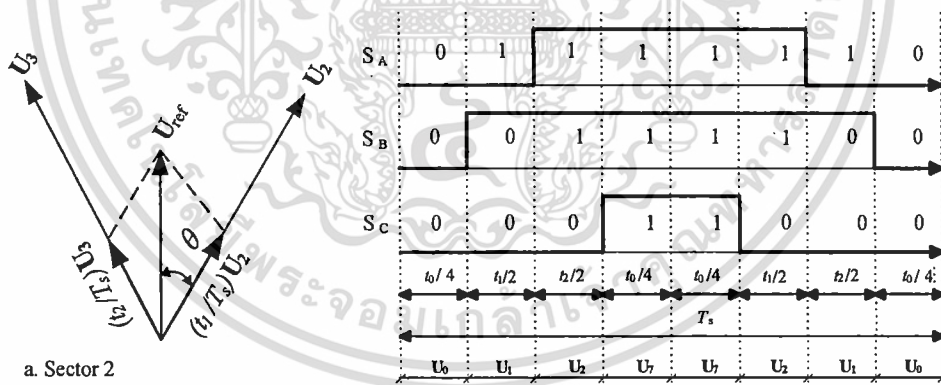
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ t_0 คือ ช่วงเวลาการสวิตช์ให้แรงดันเป็นศูนย์ คือในแต่ละกิ่งสวิตช์ตัวบนหรือตัวล่างต้องอยู่ในสถานะ On พร้อมกันหมดโดยที่ช่วงเวลา t_0 ใช้สำหรับการเปลี่ยน Sector หรือเรียกว่า เวกเตอร์ศูนย์และลำดับการสวิตช์ของการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ที่มีช่วงเวกเตอร์ศูนย์ยกตัวอย่าง ใน Sector 1 ซึ่งเวกเตอร์ศูนย์จะอยู่ช่วงต้นและท้ายของการคำนวณคาบเวลาการสวิตช์สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.52) และรูปที่ 3.20 เมื่อลำดับการสวิตช์ของแต่ละ Sector รูปที่ 3.21

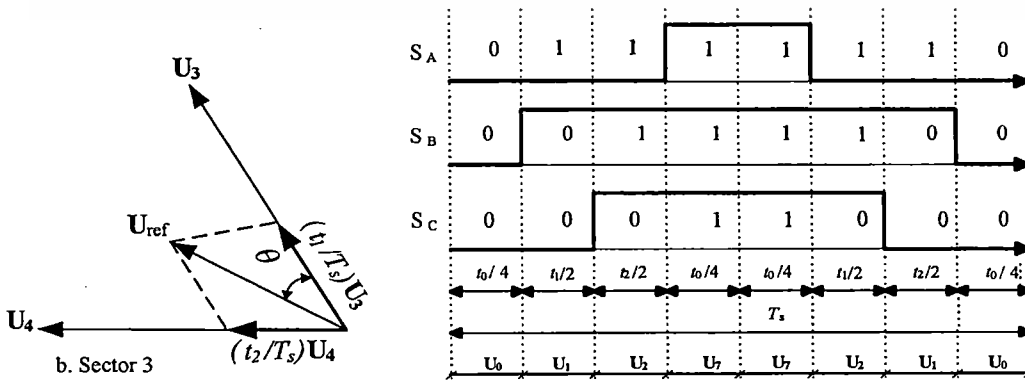
$$U_0 \rightarrow U_1 \rightarrow U_2 \rightarrow U_7 \rightarrow U_2 \rightarrow U_1 \rightarrow U_0 \tag{3.52}$$



รูปที่ 3.20 ลำดับการสวิตช์ของ Sector 1

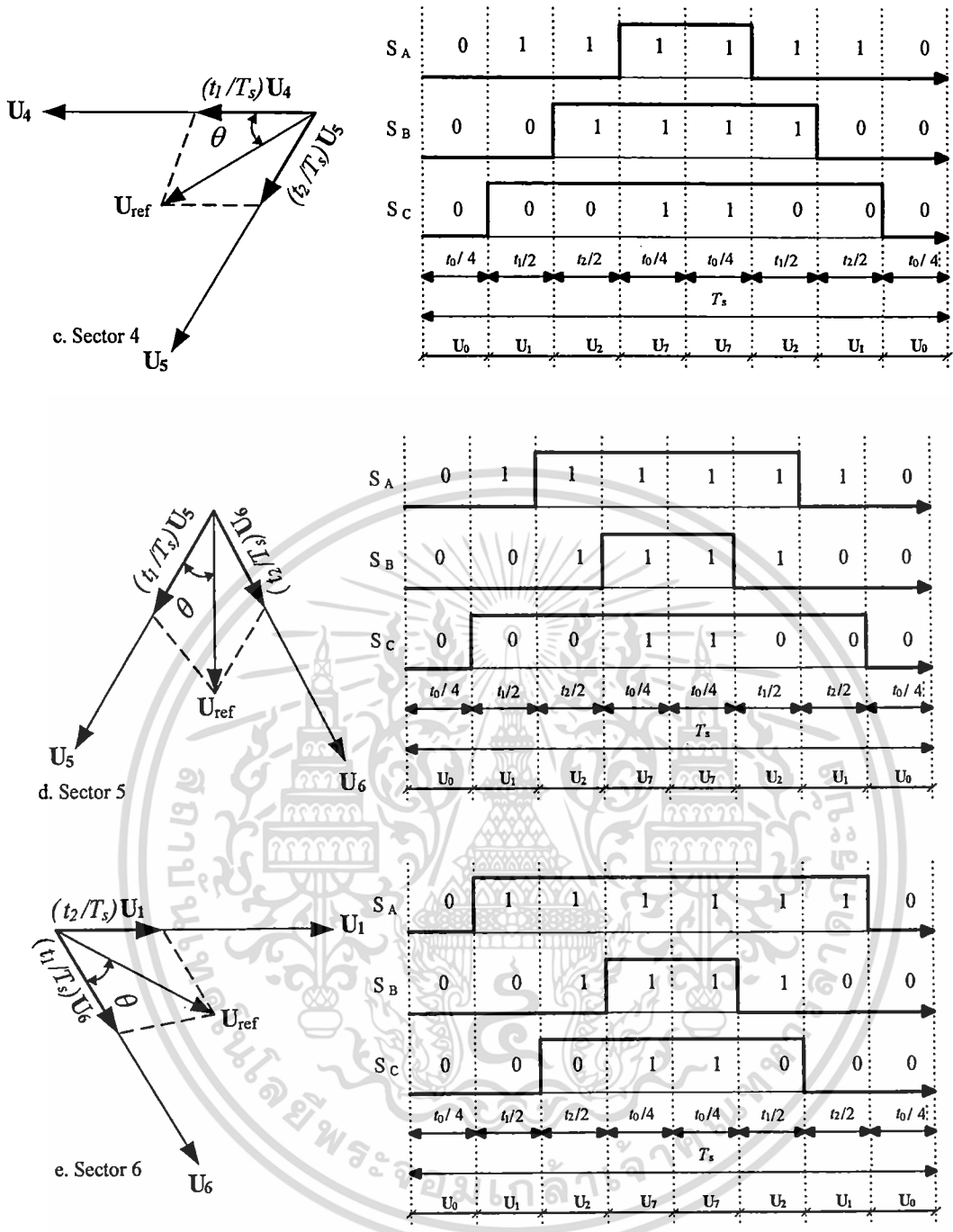


a. Sector 2



b. Sector 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 ลำดับการสวิตช์ของ Sector 2 ถึง Sector 6 [18]

นอกจากนี้แล้วลำดับการสวิตช์ของการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ยังสามารถเขียนได้อีกแบบหนึ่งโดยที่ไม่จำเป็นต้องมีช่วงเวลา t_0 หรือ t_7 ดังสมการที่ (3.53) และ (3.54)

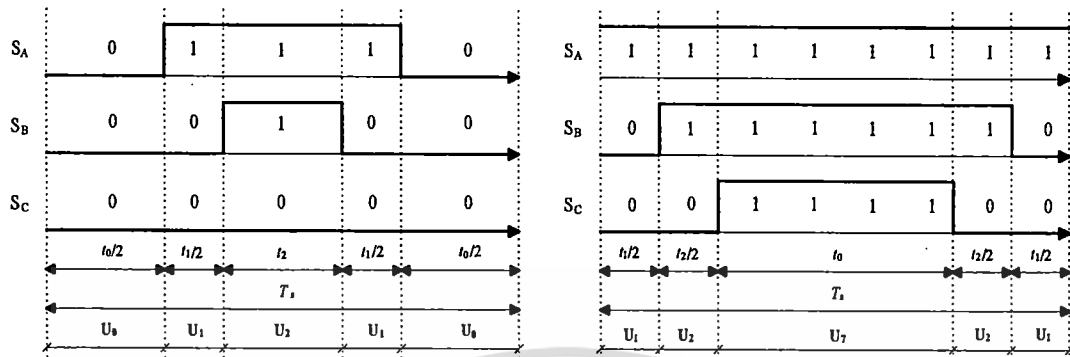
$$U_0 \rightarrow U_1 \rightarrow U_2 \rightarrow U_1 \rightarrow U_0 \tag{3.53}$$

หรือ

$$U_1 \rightarrow U_2 \rightarrow U_7 \rightarrow U_2 \rightarrow U_1 \tag{3.54}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับลำดับการสวิตช์ดังกล่าว ดังรูปที่ 3.22 และเรียกลำดับการสวิตช์แบบนี้ว่า การมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 3.22 ลำดับการสวิตช์ของการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 3.23 ตำแหน่งของแรงดันอ้างอิง โดยแบ่งออกเป็นแต่ละ Sector

และเมื่อแรงอ้างอิง 3 เฟส แปลงให้อยู่บนแกน α, β สำหรับคำนวณหาค่าแรงดันอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์และคำนวณสำหรับบอกตำแหน่งของแรงดันอ้างอิง ดังสมการที่ (3.55) และ (3.56) เมื่อตำแหน่งของแรงดันอ้างอิงถูกแบ่งออกเป็น Sector ละ 60 องศา ดังรูปที่ 3.23 และสามารถคำนวณค่าดิฟเฟอเรนเชียลของแต่ละ Sector ได้ดังตารางที่ 3.3

$$V_{ref} = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \tag{3.55}$$

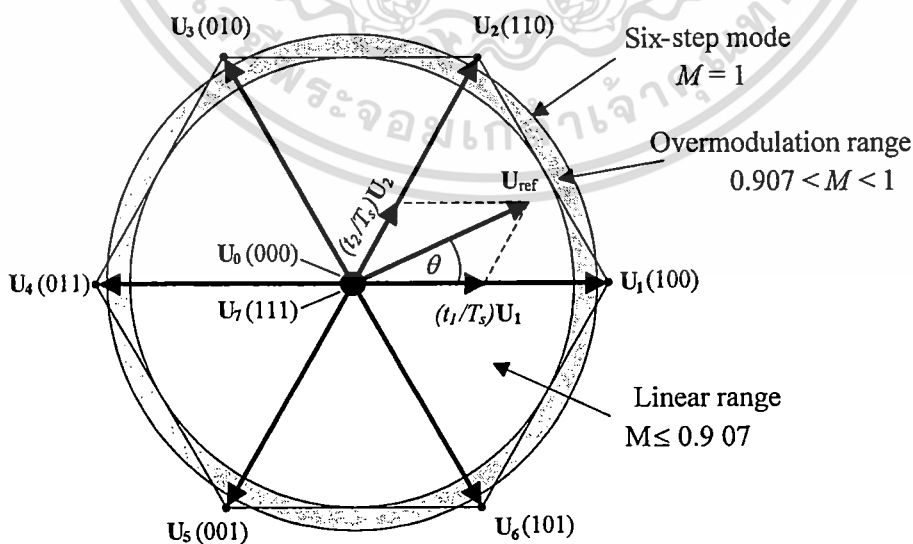
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ $\theta_{ref} = \arctan \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (3.56) การคำนวณค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.3 การคำนวณหาค่าดิวตี้ไซเคิลของแต่ละ Sector

Sector 1:	Sector 2:
$D_A = \frac{2}{T_s} \left(t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$	$D_A = \frac{2}{T_s} \left(t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$
$D_B = \frac{2}{T_s} \left(t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$	$D_B = \frac{2}{T_s} \left(t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$
$D_C = \frac{2}{T_s} \left(\frac{t_0}{2} \right)$	$D_C = \frac{2}{T_s} \left(\frac{t_0}{2} \right)$
Sector 3:	Sector 4:
$D_A = \frac{2}{T_s} \left(\frac{t_0}{2} \right)$	$D_A = \frac{2}{T_s} \left(\frac{t_0}{2} \right)$
$D_B = \frac{2}{T_s} \left(t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$	$D_B = \frac{2}{T_s} \left(t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$
$D_C = \frac{2}{T_s} \left(t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$	$D_C = \frac{2}{T_s} \left(t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$
Sector 5:	Sector 6:
$D_A = \frac{2}{T_s} \left(t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$	$D_A = \frac{2}{T_s} \left(t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$
$D_B = \frac{2}{T_s} \left(\frac{t_0}{2} \right)$	$D_B = \frac{2}{T_s} \left(\frac{t_0}{2} \right)$
$D_C = \frac{2}{T_s} \left(t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$	$D_C = \frac{2}{T_s} \left(t_2 + \frac{t_0}{2} \right)$

3.4.4.2 โอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation)

เมื่อช่วงการมอดูเลตเชิงเส้นของการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 90.7 เปอร์เซ็นต์ ของแรงดันสูงสุดของการมอดูเลตแบบ 6 สเต็ป ดังนั้นช่วงการมอดูเลตไม่เชิงเส้นอยู่ระหว่างการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์กับการมอดูเลตแบบ 6 สเต็ป หรือ อยู่ในช่วง $0.907 \leq M \leq 1$ [23] ดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 ช่วงการมอดูเลตไม่เชิงเส้นของการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อรู้เห็นได้เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 บทสรุป

ในบทนี้กล่าวถึงวิธีการแปลงแกนจากระบบ 3 เฟส เป็น 2 เฟส โดยใช้วิธีการแปลงแกนแบบ Clark และ Park เมื่อการแปลงแกนแบบ Clark ใช้สำหรับการแปลงจากระบบ 3 เฟส เป็น 2 เฟส หรือ เรียกว่า แกนหยุดนิ่ง ค่าที่ได้จากการแปลงเป็นปริมาณไฟสลับและการแปลงแกนแบบ Park ใช้สำหรับการแปลงแกนจากระบบ 2 เฟส เป็น 2 เฟส บนแกนหมุนและค่าที่ได้จากการแปลงแกนเป็นปริมาณไฟตรงและได้กล่าวถึงพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส 2 ระดับ และวิธีการมอดูเลตแบบต่างๆ สำหรับนำไปประยุกต์ใช้ในการควบคุมความถี่การสวิตช์ให้คงที่ของวงจรกรองกำลังแอคทีฟ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิง

4.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกสำหรับใช้เป็นกระแสอ้างอิงในการควบคุมวงจรกำลังแอกทีฟ ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 วิธี คือ การใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟชั่วคราวกับการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส โดยที่วิธีแรกจะกระทำบนแกนหยุดนิ่งและวิธีที่สองจะกระทำบนแกนหมุนหรือแกนซิงโครนัส เมื่อกระแสที่ได้จากการประมาณค่า คือ กระแสที่สร้างฮาร์มอนิกและกำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลดและนำกระแสที่ได้ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับควบคุมให้วงจรกำลังแอกทีฟสร้างกระแสชดเชยเพื่อนำไปหักล้างกับกระแสฮาร์มอนิกของระบบ

4.2 ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟชั่วคราวของระบบไฟฟ้า 3 เฟส (Instantaneous Power Theories in 3-Phase Power Systems)

ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟชั่วคราวหรือทฤษฎี $p-q$ ถูกนำเสนอโดย H. Akagi et al. [1] เมื่อทฤษฎีดังกล่าวถูกพิจารณาระบบอยู่บนแกนสเปซเวกเตอร์ ดังนั้นค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าต้องเปลี่ยนจากระบบ 3 เฟส (a, b, c) ให้อยู่บนแกนสเปซเวกเตอร์ 2 เฟส (α, β) เพื่อคำนวณหาค่ากระแสที่สร้างกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลด

4.2.1 การแปลงแกนแบบ Clark ของค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้า

การใช้ทฤษฎี $p-q$ ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าของระบบสามารถทำได้โดยการแปลงค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าจากระบบ 3 เฟส เป็น 2 เฟส บนแกนหยุดนิ่งและสมการการแปลงของแรงดันไฟฟ้า ดังสมการที่ (4.1) และเมื่อทำการแปลงกลับจากระบบ 2 เฟส เป็น 3 เฟส ดังสมการที่ (4.2)

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ผู้ใช้ต้องรับผิดชอบต่อการใช้งานโดยไม่ว่ากรณิใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

และสมการของกระแสไฟฟ้า ดังสมการที่ (4.3)

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

และเมื่อแปลงกลับมายังระบบ 3 เฟส ดังสมการที่ (4.4)

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

เมื่อระบบไฟฟ้า 3 เฟส 3 สาย เป็นระบบที่สมมาตรค่าแรงดัน v_0 จึงไม่นำมาคิด ดังสมการที่ (4.5)

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

และเมื่อแปลงกลับมายังระบบ 3 เฟส ดังสมการที่ (4.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

และค่ากำลังไฟฟ้าของระบบ 3 เฟส a, b, c และ 2 เฟส บนแกน α, β ดังสมการที่ (4.7)

$$\begin{aligned} P_{3\phi}(t) &= v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \\ P_{3\phi} &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ P_{3\phi} &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \end{aligned} \quad (4.7)$$

4.2.2 ทฤษฎี $p-q$ ของระบบไฟฟ้า 3 เฟส 3 สาย

ในระบบไฟฟ้า 3 เฟส 3 สาย สมมติให้ค่ากระแสและแรงดันลำดับศูนย์มีค่าเป็นศูนย์จึงไม่นำมาคิดรวมในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าจากการใช้ทฤษฎี $p-q$ ดังนั้นค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ เมื่อคำนวณบนแกนหยุดนิ่ง ดังสมการที่ (4.8)

$$s = e \cdot i^* = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = \underbrace{(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta)}_P + j \underbrace{(v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha)}_q \quad (4.8)$$

เมื่อนำค่าบนแกนจริงและแกนจินตภาพของค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏมาเขียนในรูปสมการเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (4.9)

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.10) แปลงกลับสมการเมตริกซ์เพื่อคำนวณหาค่ากระแสที่สร้างกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ดังสมการที่ (4.10)

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และแยกเป็นกระแสที่สร้างกำลังไฟฟ้าจริงบนแกน α และกำลังไฟฟ้าเสมือนบนแกน β ได้ดังสมการที่ (4.11) และตารางที่ 4.1

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

ตารางที่ 4.1 ค่ากระแสที่สร้างกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนบนแกน α, β

axis	Instantaneous active current	Instantaneous reactive current
α axis	$i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p$	$i_{\alpha q} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q$
β axis	$i_{\beta p} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p$	$i_{\beta q} = \frac{-v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q$

ค่ากำลังไฟฟ้าจริงเมื่อเขียนแยกเป็นค่ากำลังไฟฟ้าจริงบนแกน α และบนแกน β ดังสมการที่ (4.13)

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_\alpha \\ v_\beta i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha p} \\ v_\beta i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha i_{\alpha q} \\ v_\beta i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

นำสมการที่ (4.11) แทนค่าลงในสมการที่ (4.13) สามารถเขียนสมการกำลังไฟฟ้าจริงได้ใหม่ดังสมการที่ (4.14) และ (4.15)

$$p_{3\phi} = p = v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} + v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta q} \quad (4.14)$$

$$= \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + \frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p + \underbrace{\frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q + \frac{-v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q}_0 \quad (4.15)$$

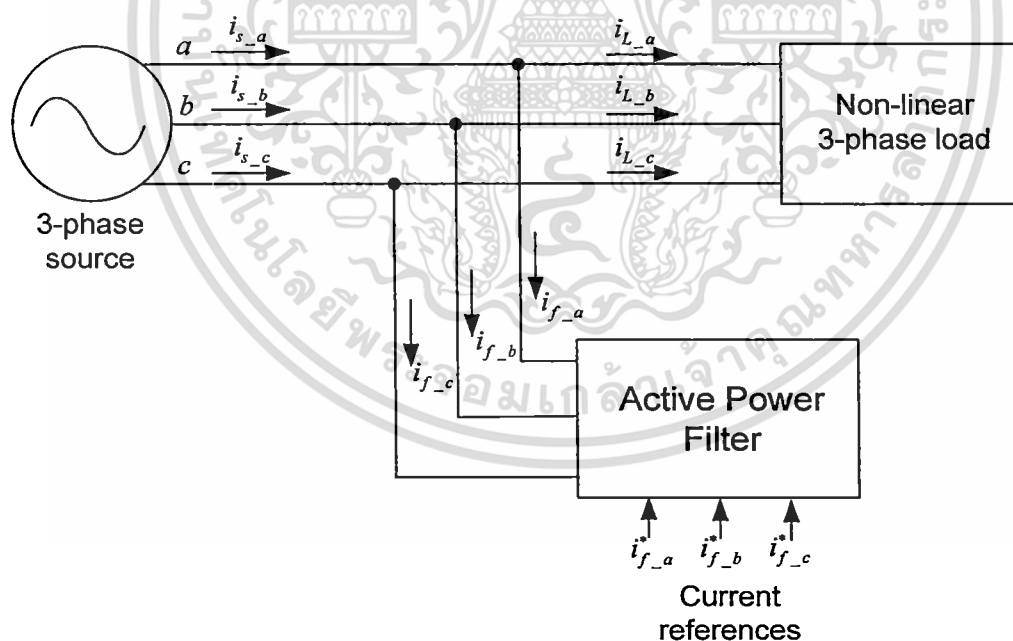
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.15) สามารถแยกเป็นกระแสสร้างกำลังไฟฟ้าจริงกับกระแสสร้างกำลังไฟฟ้าเสมือนได้ดังตารางที่ 4.2 และจากสมการที่ (4.15) จะพบว่า ค่ากำลังไฟฟ้าจริง 3 เฟสบนแกน α, β อาศัยกระแสที่เกิดจากกำลังไฟฟ้าจริงอย่างเดียว ดังสมการที่ (4.16)

$$p = v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} \quad (4.16)$$

ตารางที่ 4.2 ค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือน

axis	Instantaneous active current	Instantaneous reactive current
α axis	$p_{\alpha p} = v_\alpha i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p$	$p_{\alpha q} = v_\alpha i_{\alpha q} = \frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q$
β axis	$p_{\beta p} = v_\beta i_{\beta p} = \frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p$	$p_{\beta q} = v_\beta i_{\beta q} = \frac{-v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q$



รูปที่ 4.1 โครงสร้างการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกและกำลังไฟฟ้าเสมือนด้วยวงจรกรองกำลัง แอคทีฟแบบขนาน

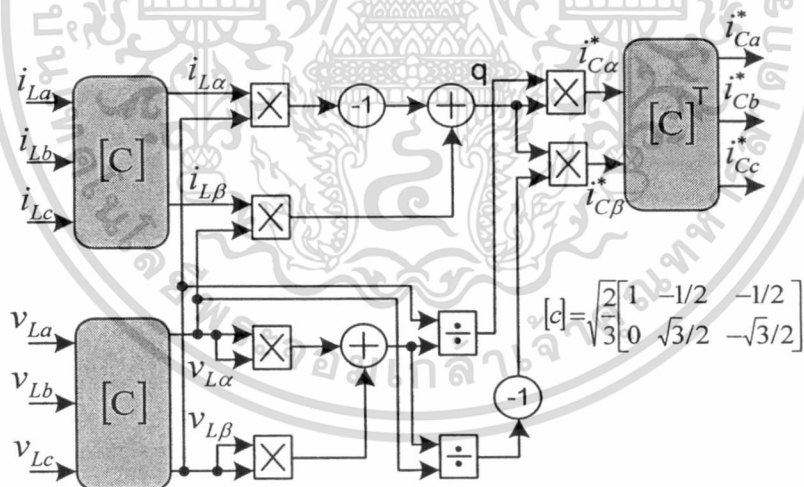
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{C\alpha}^* = \left(\frac{-v_{L\beta}}{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2} \bar{q} + \frac{v_{L\alpha}}{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2} \tilde{p} + \frac{-v_{L\beta}}{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2} \tilde{q} \right) \quad (4.21)$$

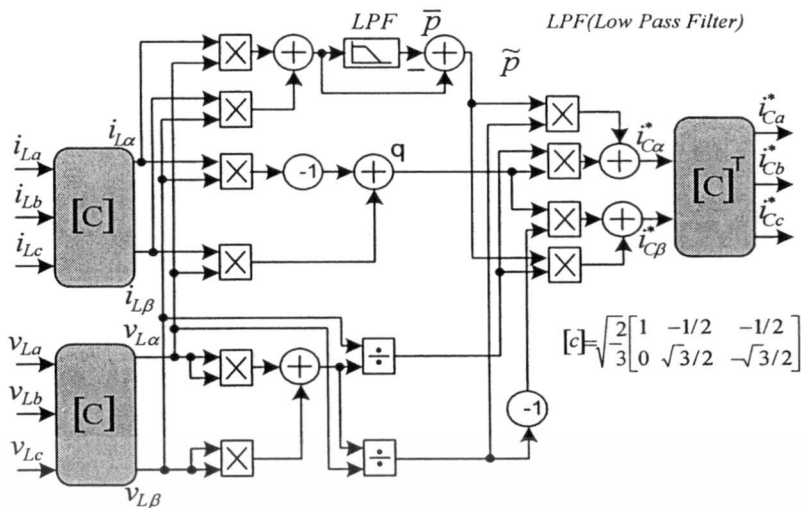
$$i_{C\beta}^* = \left(\frac{v_{L\alpha}}{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2} \bar{q} + \frac{v_{L\beta}}{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2} \tilde{p} + \frac{v_{L\alpha}}{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2} \tilde{q} \right) \quad (4.22)$$

จากสมการที่ (4.21) และ (4.22) ส่วนที่ 1 สอดคล้องกับค่าเฉลี่ย (ปริมาณไฟตรง) ของกำลังไฟฟ้าเสมือนที่ความต้องการของโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ ส่วนที่ 2 และ 3 สอดคล้องกับค่ากระแสฮาร์มอนิกของโหลด จากสมการที่ (4.21) และ (4.22) แสดงให้เห็นถึงการบรรลุลักษณะการให้แหล่งจ่ายกระแสเป็นรูปคลื่นไซน์เพราะค่ากระแสฮาร์มอนิกและค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนที่ความต้องการของโหลดถูกจ่ายโดยวงจรอินเวอร์เตอร์เครื่องหมายลบหน้าวงเล็บเปิดของสมการที่ (4.21) และ (4.22) คือ ทิศทางการไหลของกระแสฮาร์มอนิกและกำลังไฟฟ้าเสมือนจากวงจรอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น[2]

ทฤษฎีกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟชั่วขณะบนพื้นฐานการประมาณค่ากระแสแบบโดยตรงของวงจรรองกำลังแอกทีฟถูกนำเสนอโดย Akagi et al.[1] แสดงดังรูปที่ 4.2 และได้ถูกปรับปรุงอัลกอริทึมขึ้นใหม่โดย Singh et al.[2] แสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.2 อัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบโดยตรง[1]



รูปที่ 4.3 อัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบ โดยตรงที่ได้มีการปรับปรุง[2]

4.3.2 การปรับปรุงอัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบโดยอ้อม

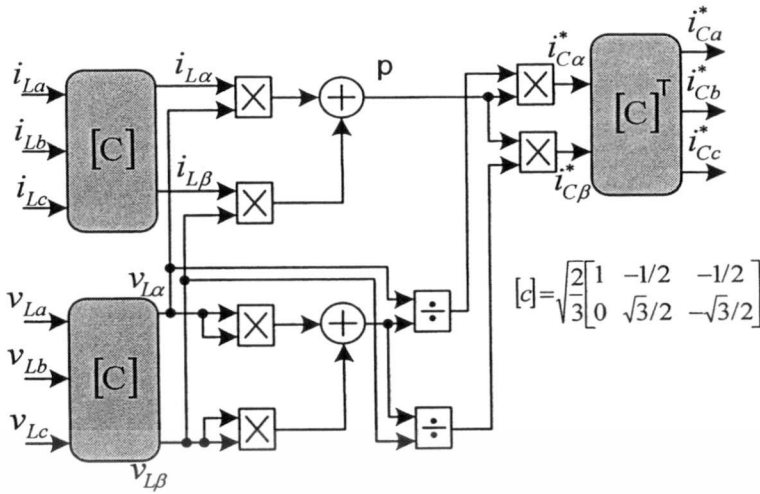
เนื่องจากการปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของระบบโดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟมีจุดมุ่งหมายหลัก คือ ต้องการให้เฉพาะค่ากำลังไฟฟ้าจริงที่ต้องการของโหลดเท่านั้นไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าไปยังโหลดและให้วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายของกระแสฮาร์มอนิกและกำลังไฟฟ้าเสมือน จากการใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟขณะค่ากระแสของกำลังไฟฟ้าจริงที่ต้องการของโหลดบนแกนหุคหนึ่ง ดังสมการที่ (4.23) และ (4.24)

$$i_{C\alpha}^* = \frac{v_{L\alpha}}{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2} \bar{p} \quad (4.23)$$

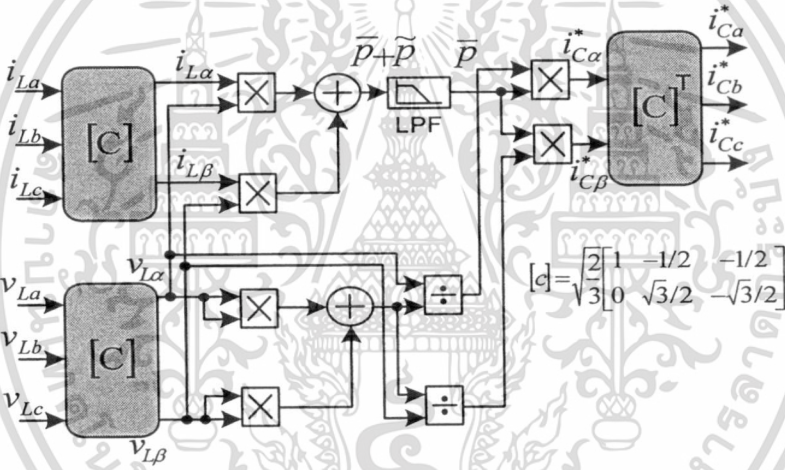
$$i_{C\beta}^* = \frac{v_{L\beta}}{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2} \bar{p} \quad (4.24)$$

ดังนั้นเมื่อต้องการให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็นแหล่งจ่ายเฉพาะค่ากระแสฮาร์มอนิกและกำลังไฟฟ้าเสมือนต้องทำการนำกระแสไฟจริง สมการที่(4.23) และ สมการที่ (4.24) ลบออกจากกระแสโหลดที่อยู่บนแกนหุคหนึ่ง ค่ากระแสที่เหลือจากการลบ คือ ค่ากระแสฮาร์มอนิกและ ค่ากระแสของกำลังไฟฟ้าเสมือนนั่นเองและนำค่ากระแสที่ได้นี้มาเป็นกระแสอ้างอิงสำหรับควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เรียกวิธีที่กล่าวมานี้ว่า การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบโดยอ้อม สำหรับอัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบโดยอ้อมถูกนำเสนอโดย Akagi et al.[1] ดังรูปที่ 4.4 และ ได้ถูกปรับปรุงอัลกอริทึมขึ้นใหม่ โดย Singh et al.[2] ดังรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 อัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบโดยอ้อม[1]



รูปที่ 4.5 อัลกอริทึมการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกแบบ โดยอ้อมที่ได้มีการปรับปรุง[2]

4.4 การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส (Synchronous Reference Frame (SRF))

เมื่อพิจารณาระบบไฟฟ้า 3 เฟส ที่สมมาตรค่าแรงดันไฟฟ้าแต่ละเฟสของระบบ ดังสมการที่ (4.25)

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\ \cos(\omega t + 2\pi / 3) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และกระแสไหลดที่ประกอบด้วยฮาร์โมนิกอันดับที่ h ดังสมการที่ (4.26)

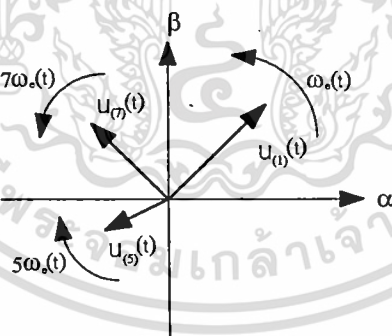
$$\begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \\ i_{ch} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \cos[h(\omega t + \phi_1) + \phi_h] \\ \cos[h(\omega t - 2\pi / 3 + \phi_1) + \phi_h] \\ \cos[h(\omega t + 2\pi / 3 + \phi_1) + \phi_h] \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

โดยที่

ϕ_1 คือ กระแสที่ความถี่หลักมูล

ϕ_h คือ กระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิก

ถ้าไหลดที่ต่อกับระบบเป็นวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์และเมื่อนำกระแสไหลดมาแตกสเปกตรัมจะพบว่า กระแสไหลดประกอบด้วยกระแสที่มีความถี่เท่ากับ ความถี่หลักมูลและกระแสที่มีความถี่มากกว่าความถี่หลักมูลหรือกระแสฮาร์โมนิกที่มีอันดับเท่ากับ $6k \pm 1$ โดยที่ k เป็นค่าจำนวนเต็มบวก นอกจากนี้แล้วกระแสฮาร์โมนิกยังสามารถแยกเป็นฮาร์โมนิกลำดับบวกและลำดับลบ ดังตารางที่ 4.3 เนื่องจากสมมติให้เป็นระบบที่สมมาตรจึงไม่นำกระแสฮาร์โมนิกลำดับศูนย์มาคิด



ตารางที่ 4.3 อันดับของกระแสฮาร์โมนิกเมื่อแยกเป็นฮาร์โมนิกลำดับบวกและฮาร์โมนิกลำดับลบ

Sequence	Harmonics
Positive	1, 7, 13, 19, ...
Negative	5, 11, 17, 23, ...

เอกสารทำการแปลงกระแสไหลดจากระบบ 3 เฟส เป็น 2 เฟส บนแกน α, β ดังสมการที่ (4.27) โยชนด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{Load}^{\alpha\beta} = \sqrt{3}I_1 e^{j(\omega t + \phi_1)} + \sum_{h=6k+1} \sqrt{3}I_h e^{j(\omega t + \phi_1)} + \sum_{h=6k-1} \sqrt{3}I_h e^{-j(\omega t + \phi_1)} \quad (4.27)$$

โดยที่

กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ $h = 6k + 1, k = 1, 2, 3, \dots$ คือ ฮาร์มอนิกลำดับบวก ซึ่งเมื่ออยู่บนแกน α, β จะหมุนทวนเข็มนาฬิกาและกระแสฮาร์มอนิกลำดับบวก คือ กระแสฮาร์มอนิก อันดับที่ $7^{th}, 13^{th}, 19^{th}$ ตามลำดับ

กระแสฮาร์มอนิกอันดับที่ $h = 6k - 1, k = 1, 2, 3, \dots$ คือฮาร์มอนิกลำดับลบ ซึ่งเมื่ออยู่บนแกน α, β จะหมุนตามเข็มนาฬิกาและกระแสฮาร์มอนิกลำดับลบ คือ กระแสฮาร์มอนิก อันดับที่ $5^{th}, 11^{th}, 17^{th}$ ตามลำดับ

และทำการแปลงกระแสไหลดจากแกนหยุดนิ่งมาอยู่บนแกนซิงโครนัส ดังสมการที่ (4.28)

$$i_{Load}^{dq} = i_{Load}^{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (4.28)$$

โดยที่

$$\theta = \omega t - \frac{\pi}{2}$$

เมื่อแปลงให้กระแสไหลดอยู่บนแกนซิงโครนัสกระแสไหลดยังสามารถแยกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่เป็นปริมาณไฟตรงกับปริมาณไฟสลับ ดังสมการที่ (4.29)

$$i_{Load}^{dq} = (I_1 e^{j\phi_1} + I_{-1} e^{-j2\omega t} + I_{-5} e^{-j6\omega t} + I_{-7} e^{j6\omega t}) \cdot e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (4.29)$$

$$I_{Load}^{dq} = I_{Load,DC}^{dq} + I_{Load,AC}^{dq} \quad (4.30)$$

โดยที่

$$i_{Load,DC}^{dq} = I_1 \cdot (\cos \phi_1 + j \sin \phi_1)$$

$$i_{Load,AC}^{dq} = (I_{-1} e^{-j2\omega t} + I_{-5} e^{-j6\omega t} + I_{-7} e^{j6\omega t})$$

เมื่อส่วนที่เป็นปริมาณไฟตรงของกระแสไหลดบนแกนจริง คือ กระแสสร้างกำลังไฟฟ้าจริงและแกนจินตภาพ คือ กระแสสร้างกำลังไฟฟ้าเสมือนซึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์และส่วนที่เป็นปริมาณไฟสลับประกอบด้วยกระแสลำดับลบและกระแสฮาร์มอนิก ตามลำดับ ดังนั้นกระแสชดเชยจากวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรองกำลังแอกทีฟสำหรับนำมาหักล้างกับกระแสโหลดเพื่อให้กระแสโหลดเหลือเฉพาะกระแสที่สร้างกำลังไฟฟ้าจริงเท่านั้น ดังสมการที่ (4.31)

$$i_{comp}^{dq} = I_m (I_{DC,Load}^{dq}) + I_{AC,Load}^{dq} \quad (4.31)$$

และการประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัสสามารถทำได้ โดยการแปลงค่ากระแสของโหลดจากระบบ 3 เฟส เป็น 2 เฟส บนแกนซิงโครนัส โดยใช้การแปลงแกนแบบ Clark และ Park ตามลำดับ เมื่อกระแสโหลดอยู่บนแกนซิงโครนัสกระแสโหลดประกอบด้วย กระแสที่เป็นปริมาณไฟตรงและปริมาณไฟสลับ ดังสมการที่ (4.32) และ (4.33)

$$i_{Ld} = \bar{i}_{Ld} + \tilde{i}_{Ld} \quad (4.32)$$

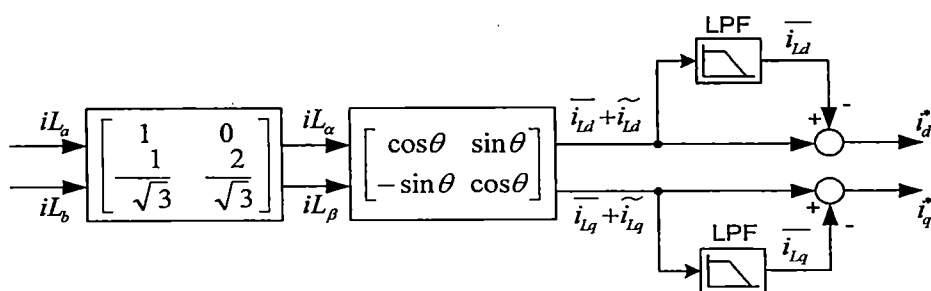
$$i_{Lq} = \bar{i}_{Lq} + \tilde{i}_{Lq} \quad (4.33)$$

โดยที่

$\bar{i}_{Ld}, \bar{i}_{Lq}$ คือ ส่วนที่เป็นปริมาณไฟตรงของกระแสโหลดบนแกน d และ แกน q

$\tilde{i}_{Ld}, \tilde{i}_{Lq}$ คือ ส่วนที่เป็นปริมาณไฟสลับของกระแสโหลดและเป็นกระแสที่สร้างฮาร์มอนิกของโหลดบนแกน d และ แกน q

ทำการกำจัดส่วนที่เป็นปริมาณไฟสลับของกระแสโหลดด้วยวงจรกรองแบบต่ำผ่าน (Low pass filter) กระแสเอาต์พุตจากวงจรกรองแบบต่ำผ่านจะเหลือเฉพาะกระแสที่เป็นปริมาณไฟตรงเท่านั้นและนำกระแสดังกล่าวมาลบกับกระแสที่ไม่ได้ผ่านวงจรกรองแบบต่ำผ่านและกระแสที่เหลือจากการลบ คือ กระแสโหลดที่เป็นปริมาณไฟสลับและใช้เป็นค่ากระแสอ้างอิงสำหรับควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งวิธีดังกล่าวเรียกว่า วงจรกรองแบบสูงผ่าน (High pass filter) จากการใช้วงจรกรองแบบต่ำผ่านและวิธีนี้ช่วยลดการเลื่อนเฟส (Phase shift) จากการใช้วงจรกรอง [22] ดังรูปที่ 4.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.6 การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 บทสรุป

ในบทนี้กล่าวถึงการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกเพื่อนำไปใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับควบคุมวงจรถองกำลังแอคทีฟ ซึ่งการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกที่ถูกต้องช่วยให้วงจรถองกำลังสร้างกระแสชดเชยสำหรับนำไปหักล้างกับกระแสฮาร์มอนิกของระบบได้ดีขึ้นตามไปด้วย ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 วิธี คือ (1) การใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้รีแอคทีฟชั่วขณะกับ (2) การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส



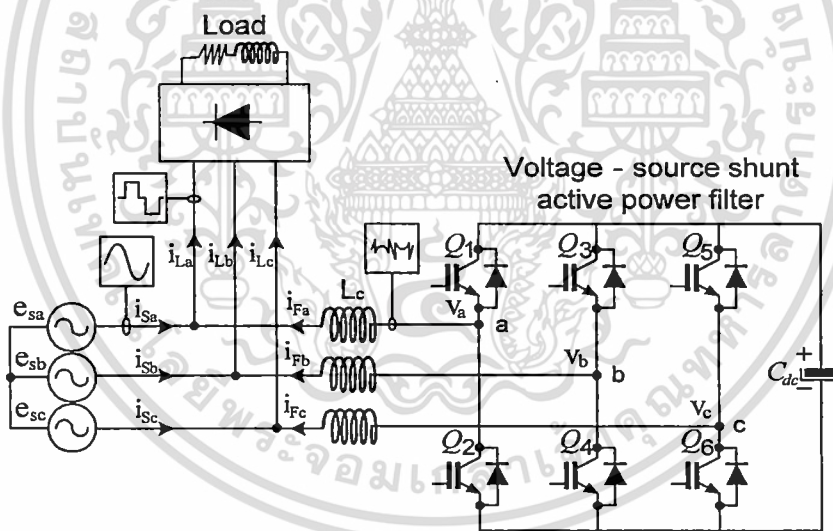
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (Shunt active power filter)

5.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอการทำงานและการควบคุมกระแสของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ต่อขนานกับระบบเพื่อชดเชยกระแสฮาร์มอนิกของโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อนำมาใช้ระบบไฟฟ้า 3 เฟส 3 สาย ดังรูปที่ 5.1 โดยที่คุณสมบัติพื้นฐานของวงจรกรองกำลังแบบแอกทีฟแบบขนานคือการสร้างกระแสชดเชยเพื่อนำไปหักล้างกับกระแสที่มีความถี่มากกว่าความถี่หลักมูลที่เกิดจากโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยที่กระแสดังกล่าวจะถูกกำจัดออกจากระบบด้วยกระแสจากวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า ซึ่งการสร้างกระแสชดเชยเพื่อนำไปหักล้างกับกระแสฮาร์มอนิกให้ออกจากระบบของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขึ้นอยู่กับการควบคุมกระแสและการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิก



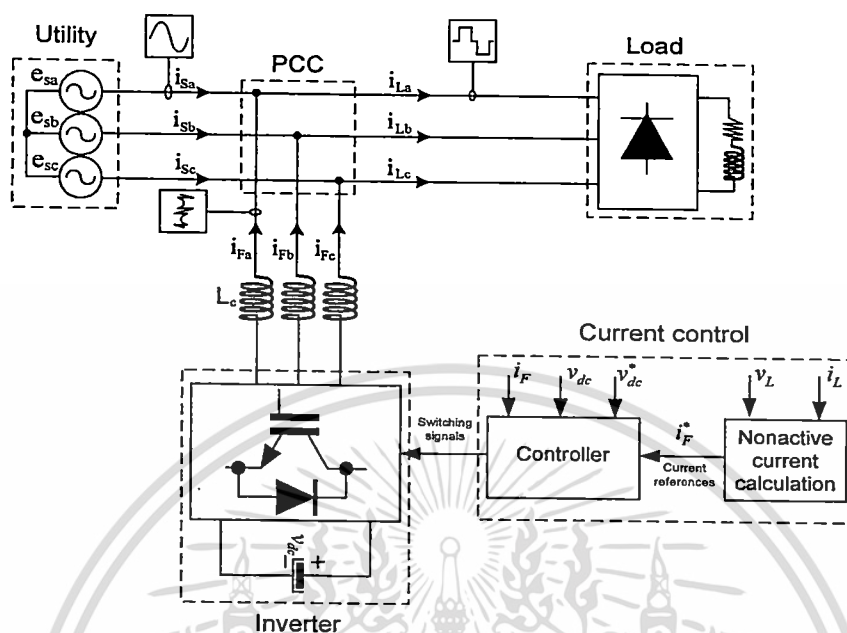
รูปที่ 5.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟชนิดแหล่งจ่ายแรงดันต่อขนานกับระบบ

5.2 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน

สำหรับการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานตัวอุปกรณ์จะนำมาต่อขนานกับระบบไฟฟ้า ซึ่งเรียกจุดต่อดังกล่าวว่า Point of common coupling (PCC) และต่อขนานกับโหลดเมื่อโหลดที่ต่อกับระบบเป็นโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นกระแสของโหลดจะประกอบด้วย กระแสที่มีความถี่เท่ากับความถี่หลักมูลกับกระแสที่มีความถี่มากกว่าความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักมูล ซึ่งกระแสดังกล่าวคือ กระแสที่สร้างฮาร์มอนิกและกำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลดและถูกเรียกโดยรวมว่า กระแสฮาร์มอนิก ดังสมการที่ (5.1)



รูปที่ 5.2 โครงสร้างการควบคุมกระแสของวงจรรงกำลังแอคทีฟแบบขนาน

$$i_L = i_{L1} + i_{Lh} \quad (5.1)$$

โดยที่

i_{L1} คือ กระแสที่ความถี่หลักมูล

i_{Lh} คือ กระแสฮาร์มอนิก

เมื่อกระแสของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงตามกระแสโหลดและถ้าโหลดที่นำมาต่อสร้างกระแสฮาร์มอนิกส่งผลให้กระแสแหล่งจ่ายมีส่วนประกอบของกระแสฮาร์มอนิกปะปนรวมอยู่ด้วย เมื่อต้องการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกให้ออกจากแหล่งจ่ายโดยการต่อวงจรรงกำลังแอคทีฟขนานเข้าไปกับระบบ ดังนั้นกระแสแหล่งจ่ายที่เกิดขึ้นใหม่จะประกอบด้วยกระแสโหลดรวมกับกระแสของวงจรรงกำลัง โดยที่กระแสชดเชยจากวงจรรงกำลังมีค่าเท่ากับกระแสฮาร์มอนิกของโหลดที่มีทิศทางตรงกันข้ามและกระแสแหล่งจ่ายที่เกิดขึ้นใหม่จะเท่ากับกระแสโหลดที่ความถี่หลักมูล ดังสมการที่ (5.3)

$$i_s = i_L + i_F \Rightarrow i_F = -i_{Lh} \quad (5.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_s = i_{L1} \quad (5.3)$$

โดยที่

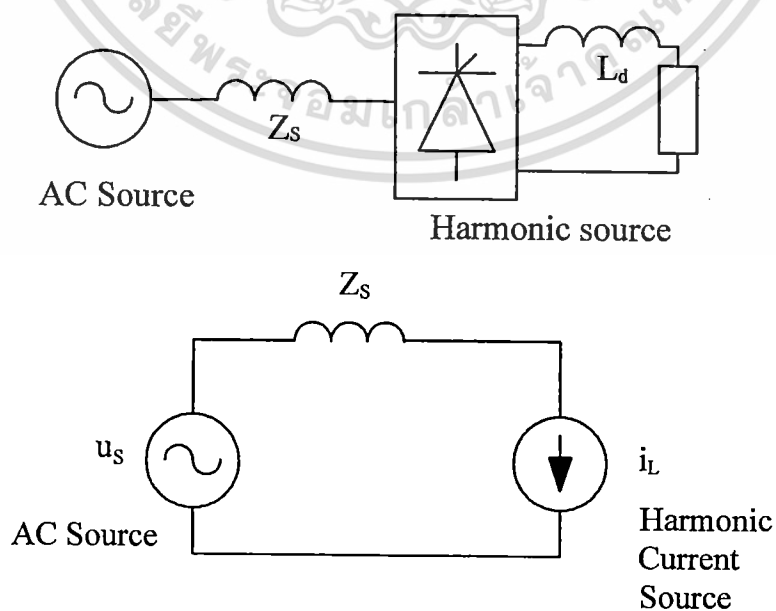
i_F คือ กระแสจากวงจรกรองกำลัง

สำหรับวงจรกรองกำลังแบบแอคทีฟที่ใช้สำหรับกำจัดกระแสฮาร์มอนิกประกอบด้วย 3 ส่วนด้วยกัน คือ การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิง, การควบคุมกระแสและวงจรถักอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 5.2 เมื่อการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกใช้สำหรับเป็นสัญญาณอ้างอิงในการควบคุมวงจรกรองกำลัง ซึ่งสามารถทำได้จากการวัดค่าแรงดันแหล่งจ่ายของแต่ละเฟส (e_{sa}, e_{sb}, e_{sc}) และกระแสโหลด (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) มาคำนวณหาค่ากระแสฮาร์มอนิกของโหลด ซึ่งวิธีที่ใช้ในการคำนวณมีอยู่ 2 วิธี คือ การใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้าร์แอคทีฟชั่วขณะ กับ การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส ดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4

5.3 ชนิดของแหล่งจ่ายฮาร์มอนิก

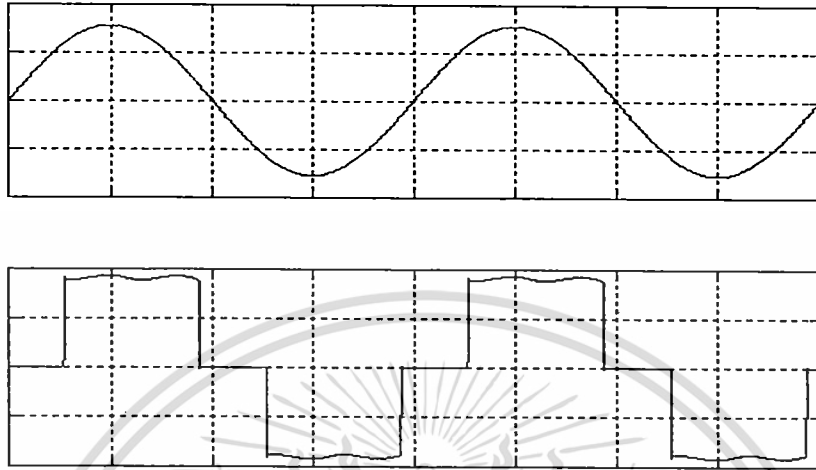
กระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสามารถแบ่งได้ 2 กลุ่ม คือ ฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายกระแสและแรงดันไฟฟ้าซึ่งแต่ละชนิดขึ้นอยู่กับโหลดที่นำมาต่อกับอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

5.3.1 ฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายกระแส



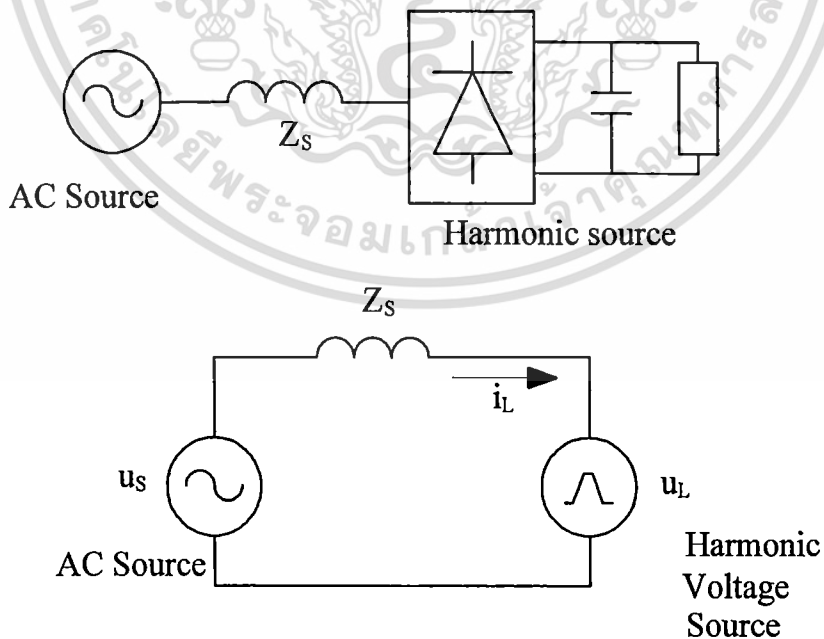
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 5.3 โครงสร้างของแหล่งจ่ายฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า รั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.3 จะพบว่า แหล่งกำเนิดฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายกระแสเกิดจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมเฟสโดยใช้ไคร์สเตอร์และจ่ายกระแสให้กับโหลดตัวเหนี่ยวนำ สำหรับรูปคลื่นกระแสและแรงดันของแหล่งจ่ายที่เกิดจากโหลดดังกล่าว ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 รูปคลื่นกระแสของแหล่งจ่ายที่เกิดจากโหลดที่เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบควบคุมเฟสโดยใช้ไคร์สเตอร์

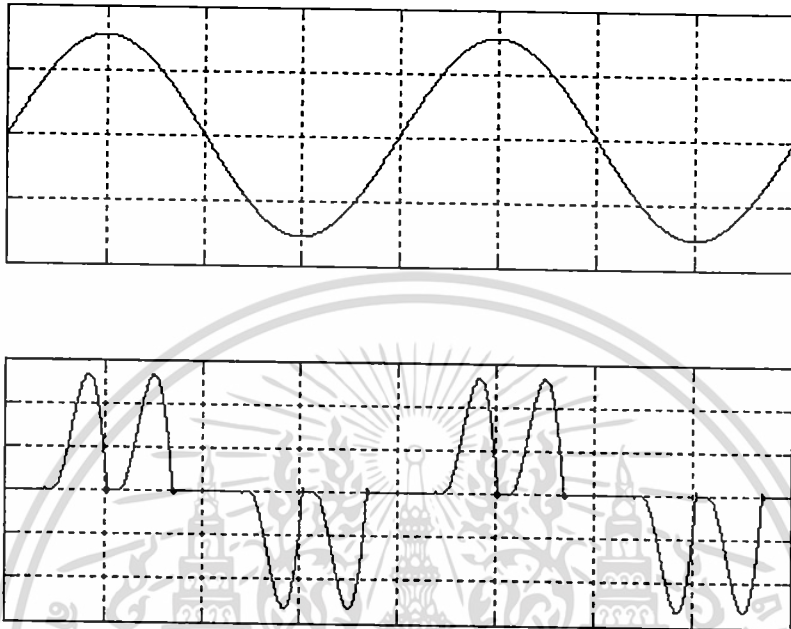
5.3.2 ฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน



รูปที่ 5.5 โครงสร้างของฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.5 แหล่งกำเนิดฮาร์มอนิกชนิดแหล่งจ่ายแรงดันเกิดจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบใช้ไดโอดและจ่ายกระแสให้กับโหลดคาปาซิเตอร์ขนานกับโหลดตัวต้านทานและรูปคลื่นกระแสของแหล่งจ่าย ดังรูปที่ 5.6

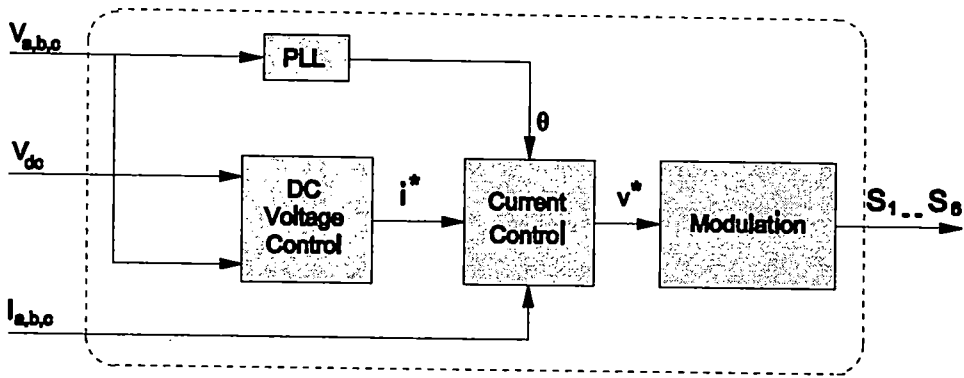


รูปที่ 5.6 รูปคลื่นกระแสของแหล่งจ่ายที่เกิดจากโหลดที่เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบใช้ไดโอด

5.4 การควบคุมกระแสของวงจรรอกำลังแอกทีฟ

สำหรับการควบคุมกระแสของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่นำเสนอนี้จะทำการควบคุมอยู่บนแกนซิงโครนัส โดยทำการแปลงค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าจากค่าที่เป็นปริมาณไฟสลับให้กลายเป็นปริมาณไฟตรงจากวิธีการแปลงแกนแบบ Clark และ Park ตามลำดับ เมื่ออยู่บนแกนซิงโครนัสค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าบนแกน q มีค่าเท่ากับศูนย์และค่ากระแสบนแกน d จะเปลี่ยนแปลงหรือขึ้นอยู่กับค่าแรงดันไฟฟ้าบนแกน d เพียงอย่างเดียว ดังนั้นจึงเรียกรูปวิธีการควบคุมแบบนี้ว่า Voltage Oriented Control (VOC) ซึ่งโครงสร้างการควบคุมประกอบด้วยเฟสล็อกกลูป (PLL) สำหรับตรวจจับค่ามุมของแรงดันไฟฟ้าและใช้เป็นค่ามุมสำหรับการแปลงแกน, การควบคุมแรงดันไฟตรงให้คงที่โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอและสัญญาณที่ได้จากการควบคุมแรงดันไฟตรงใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับควบคุมกระแส โดยที่การควบคุมกระแสจะใช้ตัวควบคุมแบบพีไอควบคุมร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์สำหรับเลือกควบคุมตามความถี่ของฮาร์มอนิกและสัญญาณที่ได้จากการควบคุมกระแสใช้เป็นแรงดันอ้างอิงสำหรับคำนวณหาค่าสถานะของสวิตช์ของการมอดูเลชันและโครงสร้างการควบคุมกระแสที่นำเสนอนี้ ดังรูปที่ 5.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารของงานวิจัยที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



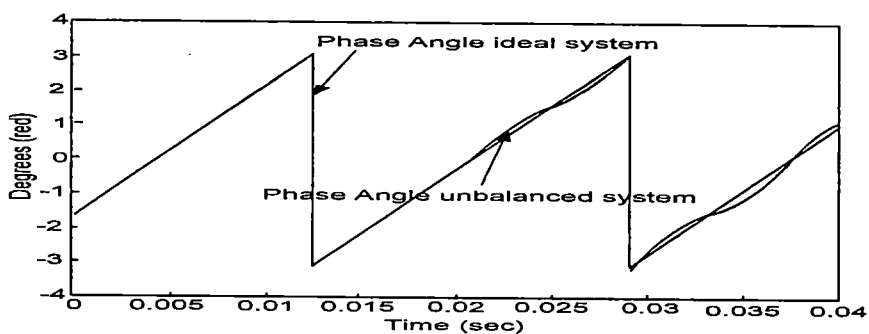
รูปที่ 5.7 โครงสร้างการควบคุมกระแสของวงจรกรองกำลังแอคทีฟที่นำเสนอสอน

5.4.1 เฟสล็อกกลูป (PLL)

ค่ามุมเฟสของระบบไฟฟ้ามีความสำคัญมากต่อการประยุกต์ใช้งานกับอุปกรณ์ที่สร้างจากอิเล็กทรอนิกส์กำลังเมื่อนำมาเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าซึ่งมีผลโดยตรงต่อการควบคุมในส่วนของเฟสล็อกกลูปใช้สำหรับหาค่ามุมและความถี่ของระบบ โดยที่ค่ามุมเฟสหาได้จากค่าแรงดันของแต่ละเฟส ดังสมการที่ (5.4)

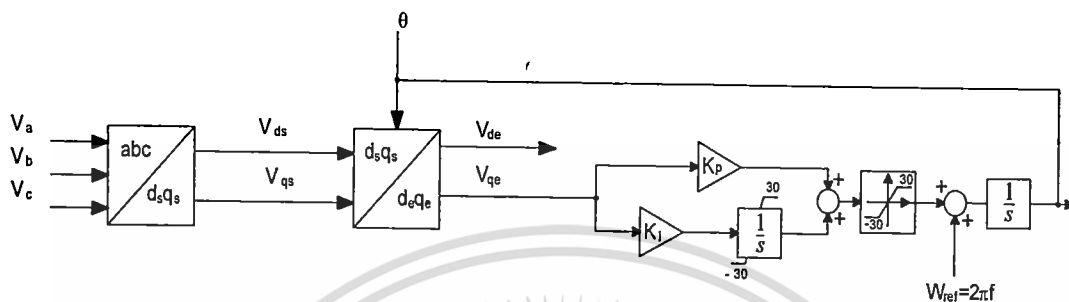
$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \Rightarrow \theta = \arctan \left(\frac{V_{qs}}{V_{ds}} \right) \quad (5.4)$$

อย่างไรก็ตามค่ามุมที่ได้จะไม่แน่นอนหรือเกิดการแกว่งเมื่อมีความถี่อื่นปะปนเมื่อมุมเฟสเป็นค่าที่ไม่แน่นอนหรือไม่ถูกต้องตามค่ามุมเฟสจริงของระบบจะส่งผลโดยตรงต่อการควบคุมอุปกรณ์เมื่ออุปกรณ์ที่นำมาต่อสำหรับปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า จากรูปที่ 5.8 ค่ามุมเฟสที่ได้จากการคำนวณเมื่อระบบไฟฟ้าไม่สมมาตร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 5.8 ค่ามุมที่ได้จากการคำนวณเมื่อระบบไม่สมมาตร

ดังนั้นจึงมีการนำเฟสล็อกกลุมาประยุกต์ใช้กับการหาค่ามุมเฟสเพื่อให้เฟสล็อกกลุเกาะตามค่ามมุมเฟสที่คำนวณได้ ดังรูปที่ 5.9 ถ้าสมมติให้ระบบเป็นระบบที่สมมาตรเฟสล็อกกลุสามารถหาได้จาก การแปลงสมการแรงดันให้อยู่บนแกนซิงโครนัสโดยใช้การแปลงแกนแบบ Park ดังสมการที่ (5.6)



รูปที่ 5.9 โครงสร้างการควบคุมของเฟสล็อกกลุ

$$\begin{bmatrix} V_{de} \\ V_{qe} \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta^*) & \cos(\theta^* - 120^\circ) & \cos(\theta^* - 240^\circ) \\ -\sin(\theta^*) & -\sin(\theta^* - 120^\circ) & -\sin(\theta^* - 240^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta^*) & \cos(\theta^* - 120^\circ) & \cos(\theta^* - 240^\circ) \\ -\sin(\theta^*) & -\sin(\theta^* - 120^\circ) & -\sin(\theta^* - 240^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \cdot \cos(\omega t) \\ V \cdot \cos(\omega t - 120^\circ) \\ V \cdot \cos(\omega t - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

โดยที่

θ^* คือ ค่ามมุมเฟสจากเฟสล็อกกลุ

θ คือ ค่ามมุมเฟสของระบบ

ω คือ ความเร็วเชิงมุมหาได้จาก $d\theta/dt$

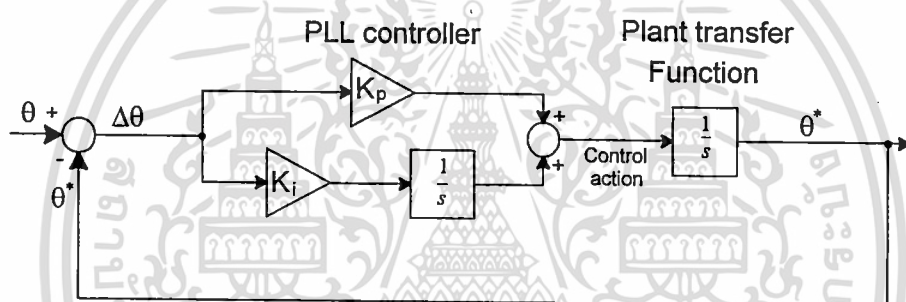
เมื่อความเร็วเชิงมุมถูกเปลี่ยนให้เป็นค่ามมุมองศาและแทนค่าลงในสมการที่ (5.7)

$$\begin{bmatrix} V_{de} \\ V_{qe} \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta - 240^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 240^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \cdot \cos(\theta) \\ V \cdot \cos(\theta - 120^\circ) \\ V \cdot \cos(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หากมีการนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมายและต้องรับผิดชอบต่อผู้เสียหาย

$$\begin{bmatrix} V_{de} \\ V_{qe} \\ V_0 \end{bmatrix} = V \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta^* - \theta) \\ \sin(\theta^* - \theta) \\ 0 \end{bmatrix} = V \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) \\ \sin(\Delta\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

เมื่อค่า $\Delta\theta$ คือ ค่าความผิดพลาดระหว่างค่ามุมจากเฟสล็อกกับค่ามุมเฟสของระบบ ถ้าสมมติให้ $\Delta\theta$ มีค่าเท่ากับศูนย์ แรงดัน $V_{de} = V$ และ $V_{qe} = 0$ ดังนั้นเมื่อต้องการให้เฟสล็อกเกาะตามค่ามุมเฟสของระบบและสามารถทำได้โดยการควบคุมแรงดัน V_{qe} ซึ่งมีค่าเป็นศูนย์ จากรูปที่ 5.9 โครงสร้างการควบคุมของเฟสล็อกโดยที่ตัวควบคุมแบบอินทิเกรตถูกกำหนดให้จำกัดค่าความเร็วเชิงมุมไว้ที่ ± 30 เรเดียนต่อวินาที ทำให้เฟสล็อกเกาะตามค่าความเร็วเชิงมุมและถูกจำกัดไว้ที่ $2\pi 50 \pm 30$ เรเดียนต่อวินาที หรือ ย่านความถี่ของระบบ คือ 45 ถึง 55 เฮิรตซ์



จากรูปที่ 5.10 ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมมุมเฟสของเฟสล็อก

จากรูปที่ 5.10 สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมค่ามุมของเฟสล็อกดังสมการที่ (5.9)

$$H_{PLL}(s) = \frac{\theta^*}{\theta} = \frac{K_p \cdot s + \frac{K_p}{T_i}}{s^2 + K_p \cdot s + \frac{K_p}{T_i}} \quad (5.9)$$

และสมการมาตรฐานของระบบควบคุมอันดับสอง ดังสมการที่(5.10)

$$G(s) = \frac{2\omega_n \zeta \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n \zeta \cdot s + \omega_n^2} \quad (5.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเมื่อเทียบกับสมการระบบควบคุมอันดับสองค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบพีไอสามารถคำนวณได้จาก อัตราการหน่วงของระบบ (damping factor, ζ) และ เวลาเข้าสู่สมดุล (setting time, T_{set}) ดังสมการที่ (5.11) และ (5.12)

$$K_p = \frac{9.2}{T_{set}} \quad (5.11)$$

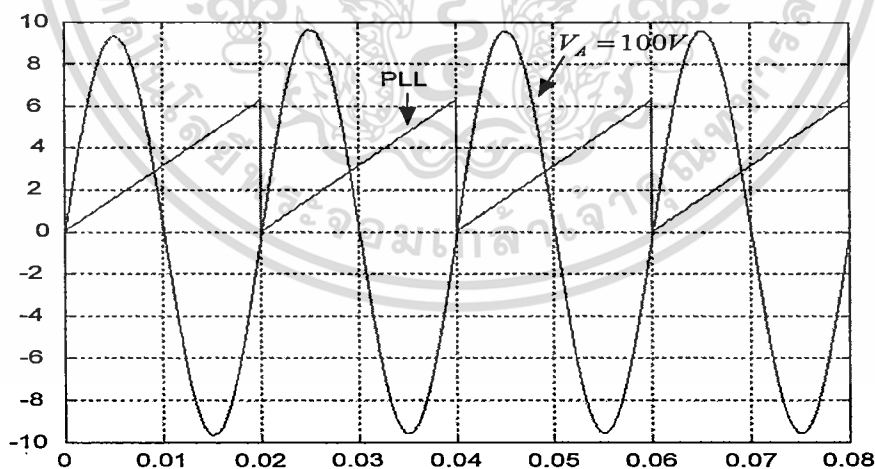
$$T_i = \frac{T_{set}\zeta^2}{4.3} \quad (5.12)$$

โดยที่

ω_n คือ ความเร็วเชิงมุมในการแกว่งตามธรรมชาติ (undamped natural frequency) มีค่า

$$\text{เท่ากับ } \omega_n = \frac{4.6}{\zeta T_{set}}$$

และในการคำนวณหาค่าอัตราขยายเมื่อเลือกค่าอัตราการหน่วงของระบบเท่ากับ 0.707 และเวลาเข้าสู่สมดุลเท่ากับ 0.04 วินาที ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าอัตราขยายแบบสัดส่วนได้เท่ากับ 230 และค่าอัตราขยายแบบอินทิเกรตเท่ากับ 5000 [16]

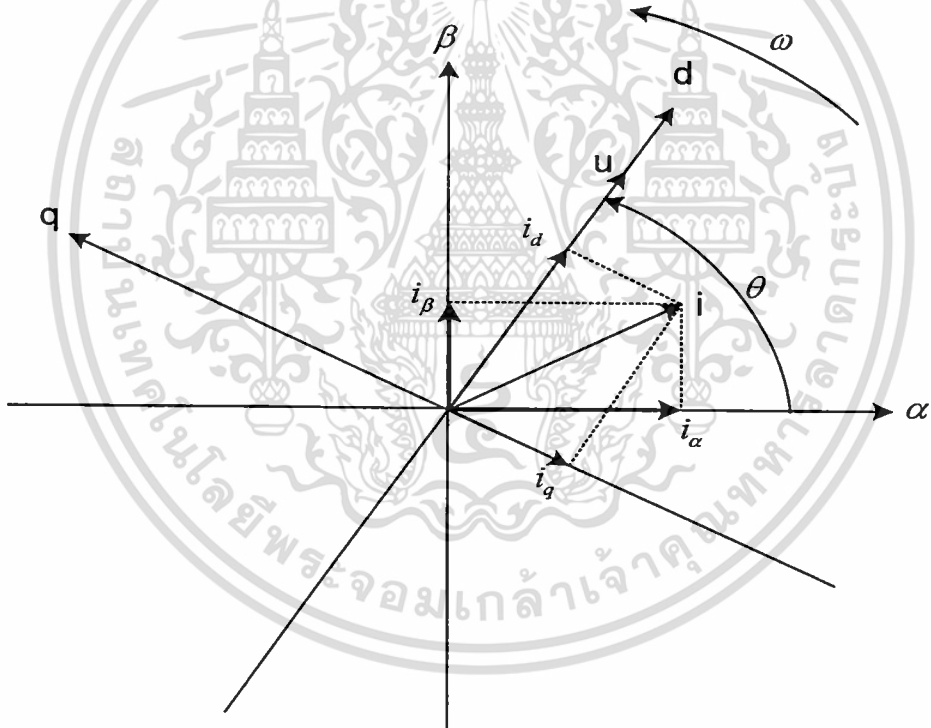


รูปที่ 5.11 ค่ามุมที่ได้จากเฟสล็อกกลุ่

5.4.2 การควบคุมกระแสบนแกนซิงโครนัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารควบคุมบนแกนซิงโครนัสถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการควบคุมกระแสของวงจรกรองการค้ำ
ไม่กำลังแอกทีฟ ซึ่งสามารถทำได้โดยการแปลงจากแกนหยุดนิ่ง (α, β) มาอยู่บนแกนไปใช้

ซึ่งโครนัส (d, q) เนื่องจากเมื่อเปลี่ยนมาอยู่บนแกนซึ่งโครนัสค่าทั้งหมดเป็นปริมาณไฟตรง ซึ่งจะช่วยในเรื่องสมรรถนะทางด้านพลวัตของรูปการควบคุมกระแส วัตต่อผลตอบสนองต่อการเกิดสถานะชั่วขณะและการควบคุมจะแยกอิสระต่อกันระหว่างแกน d และแกน q การควบคุมกระแสสำหรับวงจรกรองกำลังแอกทีฟโดยทั่วไปจะใช้การควบคุมแบบฮีสเทอรีซิส ซึ่งการควบคุมแบบฮีสเทอรีซิสจะวัตต่อผลการตอบสนองเมื่อค่าพารามิเตอร์เกิดการเปลี่ยนแปลงและมีความแม่นยำในการควบคุมแต่อย่างไรก็ตามปัญหาหลักของการควบคุมแบบฮีสเทอรีซิสก็คือความถี่สวิตช์ซึ่งเปลี่ยนแปลงตามกระแสของโหลดซึ่งจะทำให้รูปแบบการสวิตช์ไม่แน่นอนและเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาส่งผลให้เกิดอุปสรรคในการออกแบบ LC ฟิลเตอร์ด้านอินพุต ดังนั้นจึงมีการนำวิธีการควบคุมกระแสบนแกนซึ่งโครนัสมาใช้ในการควบคุมกระแสของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ ซึ่งมีอยู่ 2 วิธี คือ (1) การควบคุมแบบ Voltage Oriented Control (VOC) และ (2) การควบคุมแบบ Virtual Flux Oriented Control (VFOC) [24]



รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่อยู่บนแกนหยุดนิ่งกับกระแสที่อยู่บนแกนซึ่งโครนัส

5.4.2.1 การควบคุมแบบ Voltage Oriented Control (VOC)

สำหรับ โครงสร้างพื้นฐานของการควบคุมกระแสวงรอบปิดบนแกนซึ่งโครนัสด้วยการควบคุมแบบ Voltage Oriented Control (VOC) ดังรูปที่ 5.13

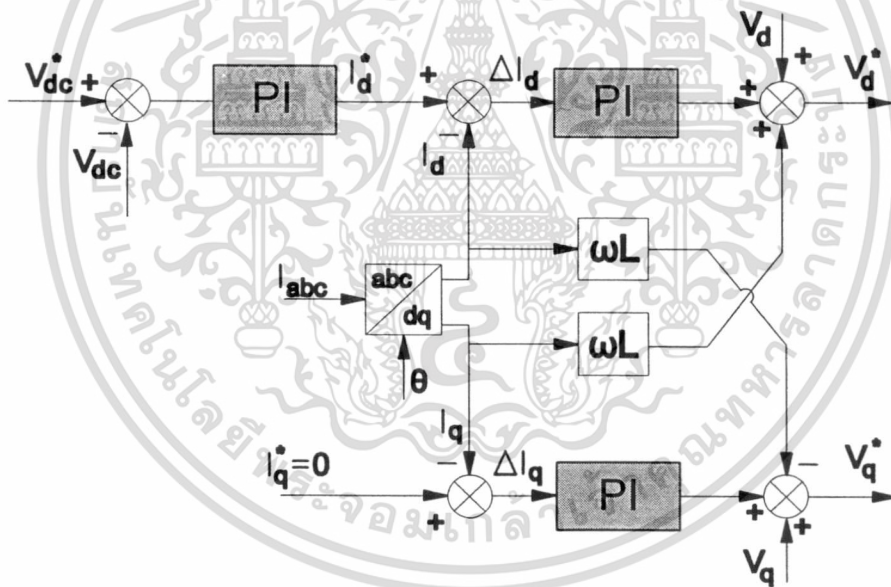
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าระบบอยู่บนแกนซึ่งโครนัสค่าแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายบนแกน q มีค่าเท่ากับศูนย์ ($v_{grid,d} = 0$) และค่าความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำมีค่าน้อยมากจึงกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ ($R_c \approx 0$) ค่ากระแสไฟฟ้าบนแกน q มีค่าเท่ากับศูนย์ ($i_q = 0$) เมื่อสมมติให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังเข้าใกล้หนึ่ง ($PF \approx 1$) ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการแรงดันไฟฟ้าของระบบได้ใหม่ ดังสมการที่ (5.15) และ (5.16)

$$v_{grid,d} = L_c \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_c i_q + v_{conv,d} \quad (5.15)$$

$$0 = \omega_e L_c i_d + v_{conv,q} \quad (5.16)$$

และสมการการควบคุมกระแสเมื่อสมการเชื่อมโยงถูกถอดออกไป (decoupling) โดยการเพิ่มสมการเชื่อมโยงเข้าไปในวงรอบการควบคุมกระแส ดังสมการที่ (5.17) และ (5.18) และรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.14 โครงสร้างการควบคุมกระแสและสมการเชื่อมโยงถูกถอดออกไป (decoupling)

$$v_d^* = \omega_e L_c i_q + v_{grid,d} + \Delta v_d \quad (5.17)$$

$$v_q^* = -\omega_e L_c i_d + \Delta v_d \quad (5.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.2.2 การควบคุมแบบ Virtual Flux Oriented Control (VFOC)

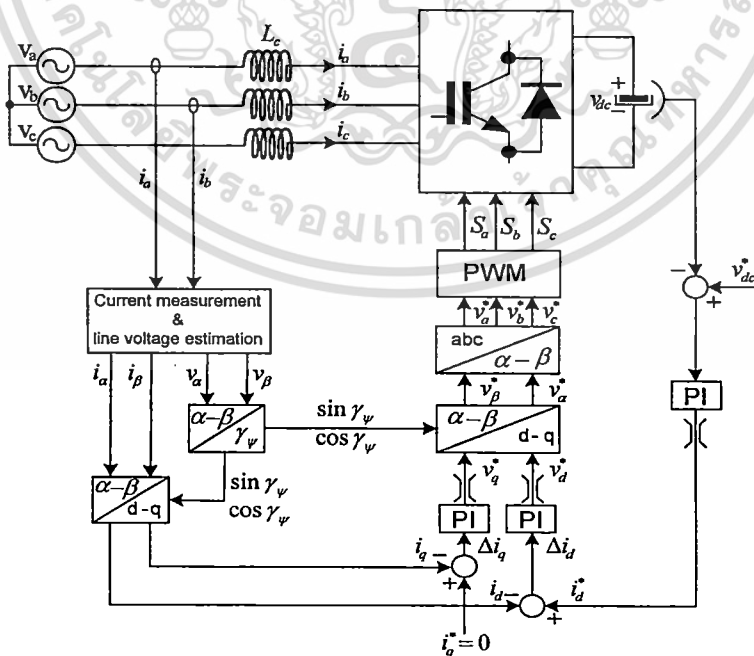
การควบคุมแบบ Virtual Flux (VF) ถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการปรับปรุงวิธีการควบคุมแบบ Voltage Oriented Control (VOC) เนื่องจากผลกระทบของสัญญาณรบกวนของระบบ เช่น สถานะแรงดันตกกลางชั่วขณะ (Voltage sag) และค่าแรงดันของระบบไม่สมมาตร เป็นต้น ทำให้มีผลกระทบกับรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าโดยตรง ซึ่งถูกนำมาใช้สำหรับหาค่ามุมอ้างอิงจากเฟสล็อกกลูบและประสิทธิภาพของการควบคุมแบบ VOC ขึ้นอยู่กับค่ามุมจากเฟสล็อกกลูบเนื่องจากใช้เป็นค่ามุมอ้างอิงสำหรับการแปลงแกน เพราะฉะนั้นจึงใช้การประมาณค่าฟลักซ์สำหรับหาค่ามุมอ้างอิงเนื่องจากสัญญาณรบกวนมีผลกระทบต่อค่าฟลักซ์น้อยมากและค่ามุมที่ได้จากการคำนวณค่าฟลักซ์บนแกนหมุนหนึ่ง[23] ดังสมการที่ (5.19) และ (5.20)

$$\sin \gamma_\psi = \psi_\beta / \sqrt{(\psi_\alpha)^2 + (\psi_\beta)^2} \tag{5.19}$$

$$\cos \gamma_\psi = \psi_\alpha / \sqrt{(\psi_\alpha)^2 + (\psi_\beta)^2} \tag{5.20}$$

โดยที่

γ_ψ คือ ค่ามุมที่ได้จากการประมาณค่าฟลักซ์มีค่าเท่ากับค่ามุม ωt



รูปที่ 5.15 โครงสร้างของการควบคุมกระแสบนแกนชิงโครนัสด้วยการควบคุมแบบ VFOC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4.3 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

โมเดลคณิตศาสตร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อแปลงให้อยู่บนแกนซิงโครนัส ดังสมการที่

(5.21)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega_e & -\frac{f_d}{L_c} \\ -\omega_e & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{f_q}{L_c} \\ \frac{f_d}{C} & \frac{f_q}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

โดยที่

v_d, v_q, i_d, i_q คือ แรงดันต่อเฟสของแหล่งจ่ายและกระแสของอินเวอร์เตอร์บนแกน d, q

v_{dc} คือ แรงดันไฟตรง

f_d, f_q คือ สวิตซ์ฟังก์ชันบนแกน d, q

ω_e คือ ค่าความเร็วเชิงมุม

R_c, L_c, C คือ ค่าความต้านทาน, ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำเชื่อม โยงและขนาดของคิซีคาปาซิเตอร์

จากโมเดลคณิตศาสตร์(สมการที่ (5.21)) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสถานะ $\{i_d, i_q, v_{dc}\}$ กับ อินพุต $\{u_1, u_2\}$ ดังสมการที่ (5.22)

$$\dot{x} = Ax + B(x)u + G \quad (5.22)$$

โดยที่

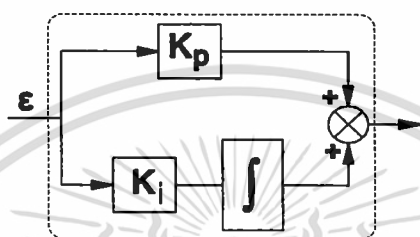
$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_d \quad i_q \quad v_{dc}]^T \quad u = [f_d \quad f_q]^T \quad \text{และ}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega_e & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B(x) = \begin{bmatrix} -\frac{x_3}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{x_3}{L_c} \\ \frac{x_1}{C} & \frac{x_2}{C} \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_c} \\ \frac{v_q}{L_c} \\ 0 \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมกระแสของวงจรรอกำลังแอกทีฟโดยการควบคุมแยกเป็นแต่ละความถี่ฮาร์มอนิก ซึ่งแต่ละความถี่ฮาร์มอนิกที่ควบคุมต้องนำมารวมกันกับส่วนควบคุมที่ความถี่หลักมูล เมื่อส่วนควบคุมที่ความถี่หลักมูลใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งเมื่อแปลงให้ระบบอยู่บนแกนซิงโครนัสค่ากระแสจะเป็นปริมาณ ไฟตรงและควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งตัวควบคุมแบบพีไอจะกำจัดค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณควบคุมป้อนกลับให้เป็นศูนย์ก่อนที่ระบบจะเข้าสู่สถานะคงตัวเมื่อสมการของตัวควบคุมแบบพีไอสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (5.23) และรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.16 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบพีไอ

$$u(s) = k_p \cdot e(s) + k_i \int e(s) dt \quad (5.23)$$

โดยที่

$u(s)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุม

$e(s)$ คือ สัญญาณความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณควบคุมป้อนกลับ

k_p คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน

k_i คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิเกรต

และสามารถเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณความผิดพลาดดังสมการที่ (5.24)

$$D(s) = \frac{U(s)}{e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (5.24)$$

เมื่อเขียนเป็นสมการการควบคุมการควบคุมกระแสโดยใช้การควบคุมแบบ VOC ดังสมการที่ (5.25) และ (5.26)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คิดแบบใดที่นอกเหนือจากนี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีเครื่องหมายไปใช้

$$v_d = R_c i_d + L_c \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_c i_q + f_d v_d \quad (5.25)$$

$$v_q = R_c i_d + L_c \frac{di_d}{dt} + \omega_e L_c i_d + f_q v_{dc} \quad (5.26)$$

และเขียนเป็นสมการสำหรับการควบคุมกระแสเมื่อถอดสมการเชื่อมโยงออกไป ดังสมการที่ (5.27) และ (5.28)

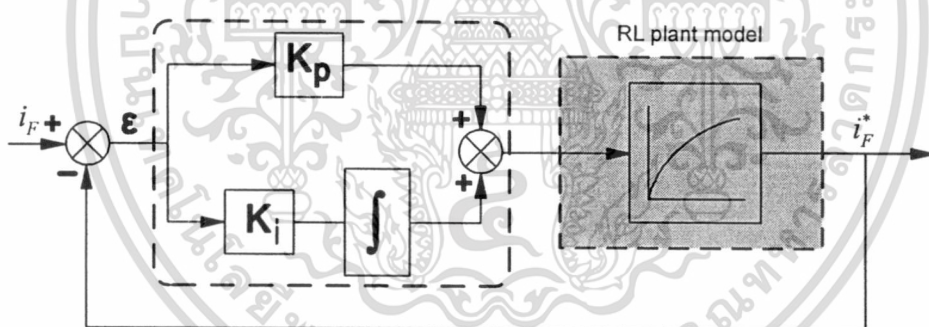
$$v_d^* = \omega_e L_c i_q + v_d + \Delta u_d \quad (5.27)$$

$$v_q^* = -\omega_e L_c i_d + \Delta u_q \quad (5.28)$$

เมื่อ Δu_d และ Δu_q คือ สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมกระแส ดังสมการที่ (5.29) และ (5.30)

$$\Delta u_d = k_p (i_{Fd}^* - i_{Fd}) + k_i \int (i_{Fd}^* - i_{Fd}) dt \quad (5.29)$$

$$\Delta u_q = k_p (i_{Fq}^* - i_{Fq}) + k_i \int (i_{Fq}^* - i_{Fq}) dt \quad (5.30)$$



รูปที่ 5.17 โครงสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมกระแส

จากรูปที่ 5.17 โครงสร้างฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมกระแสประกอบด้วย

- บล็อกของตัวควบคุมพีไอ

$$D(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (5.31)$$

- บล็อกของฟังก์ชันถ่ายโอนอิมพีแดนซ์เชื่อมโยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G(s) = \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (5.32)$$

เมื่อฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดของการควบคุมกระแสสามารถเขียน ได้ดังสมการที่ (5.33)

$$H_{OL} = D(s) \cdot G(s) \quad (5.33)$$

และเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมกระแส ดังสมการที่ (5.34)

$$H_{CL} = \frac{D(s) \cdot G(s)}{1 + D(s) \cdot G(s)} \quad (5.34)$$

เมื่อเทียบกับสมการระบบควบคุมอันดับสองเพื่อคำนวณหาค่าอัตราขยายแบบสัดส่วนและค่าอัตราขยายแบบอินทิเกรต ดังสมการที่ (5.35)

$$H_{CL} = \frac{i_F}{i_F^*} = \frac{k_p s + k_i}{L_c s^2 + (k_p + R_c)s + k_i} = \frac{k_i}{L_c} \frac{(T_i s + 1)}{(s^2 + 2\zeta_c \omega_{nc} s + \omega_{nc}^2)} \quad (5.35)$$

โดยที่

$$T_i = \frac{k_p}{k_i} = \frac{2\tau_c \zeta_c \omega_n - 1}{\tau_c \omega_n^2}, \tau_c = \frac{L_c}{R_c}$$

k_p คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วนมีค่าเท่ากับ $R_c(2\tau_c \zeta_c \omega_n - 1)$

การวิเคราะห์เสถียรภาพและการประมาณค่าพารามิเตอร์ของระบบสามารถทำได้จากการวิเคราะห์ตำแหน่งโพลของระบบนั้น ซึ่งระบบจะเสถียรภาพเมื่อตำแหน่งโพลทุกโพลอยู่ทางซ้ายมือของ s-plane เมื่อตำแหน่งโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนอิมพีแดนซ์เชื่อมโยงของระบบทั้งแกน d และแกน q อยู่ทางซ้ายมือของ s-plane คือ $s = -\frac{R_c}{L_c}$ เนื่องจากทั้งค่า R_c และ L_c มีค่าเป็นบวกเช่นเดียว

กับค่าซีโรของตัวควบคุมมีค่าเท่ากับ $s = -\frac{k_{i,d}}{k_{p,d}}$ และ $s = -\frac{k_{i,q}}{k_{p,q}}$ และจะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง

ค่าโพลและซีโรของระบบ ดังสมการที่ (5.36) และ (5.37)

$$k_{p,d} + \frac{k_{i,d}}{s} = 0 \quad \wedge \quad R_c + L_c s = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{R_c}{L_c} = \frac{k_{i,d}}{k_{p,d}} \quad (5.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_{p,q} + \frac{k_{i,q}}{s} = 0 \quad \wedge \quad R_c + L_c s = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{R_c}{L_c} = \frac{k_{i,q}}{k_{p,q}} \quad (5.37)$$

และเมื่อนำค่าความสัมพันธ์ดังกล่าวแทนค่าลงในสมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิด(สมการที่ (5.33)) ซึ่งจะทำให้อันดับของสมการฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดลดลงเป็นสมการอันดับหนึ่ง [16] ดังสมการที่ (5.41)

$$H_{OL}(S) = D(s) \cdot G(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \cdot \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (5.38)$$

$$= \frac{\frac{L_c}{R_c} k_i s + k_i}{s} \cdot \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (5.39)$$

$$= \frac{k_i (L_c s + R_c)}{R_c s} \cdot \frac{1}{L_c s + R_c} \quad (5.40)$$

$$= \frac{k_i}{R_c} \cdot \frac{1}{s} = \frac{K}{s} \quad (5.41)$$

เมื่อฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดที่เกิดขึ้นใหม่ ดังสมการที่ (5.42)

$$H_{CL}(s) = \frac{H_{OL}(s)}{1 + H_{OL}(s)} = \frac{K}{s + K} \quad (5.42)$$

จากสมการที่ (5.42) ทำการทดสอบผลตอบสนองขั้นของระบบวงรอบปิดโดยการเปลี่ยนค่าอัตราขยายของตัวควบคุมอินทิเกรต(k_i) ดังรูปที่ 5.18 ซึ่งเวลาเข้าสู่สมดุล (settling time) ของระบบควรมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 20 มิลลิวินาที เนื่องจากความถี่ของระบบมีค่าเท่ากับ 50 เฮิรตซ์ ดังนั้นกระแสจะเข้าสู่สมดุลภายในเวลาน้อยกว่าหรือเท่ากับ 20 มิลลิวินาที และโอเวอร์ชูตประมาณ 1.0 จากผลตอบสนองขั้นของระบบวงรอบปิดทำการเปรียบเทียบเพื่อหาค่าอัตราขยายแบบสัดส่วน(k_p) จากความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราขยาย k_p และ k_i ดังสมการที่ (5.43)

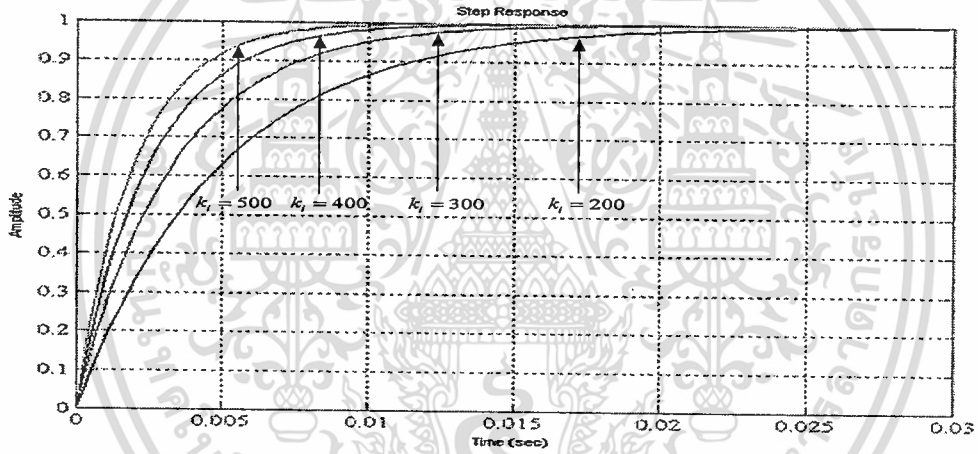
$$k_{i,d} = k_{i,q} = k_p \frac{R_c}{L_c} \quad (5.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

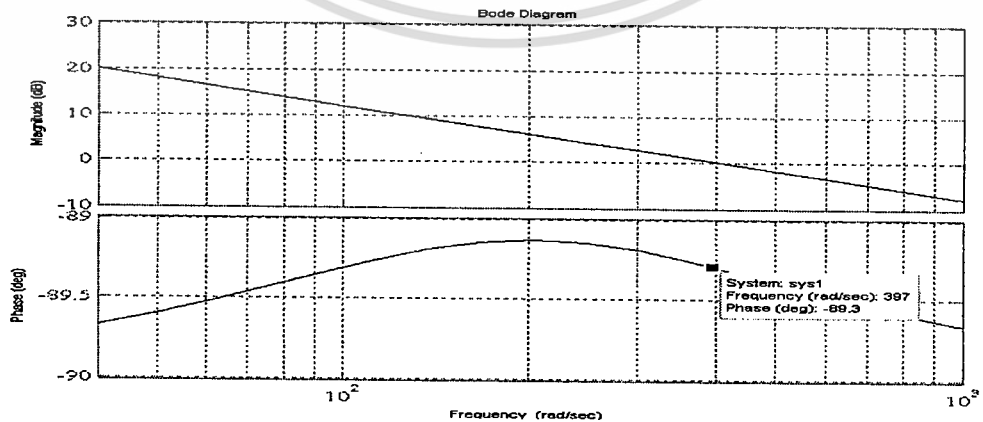
และค่าพารามิเตอร์ของระบบ ดังตารางที่ 5.1 เมื่อค่าอัตราขยาย $k_p = 2$ และ $k_i = 400$ ทำการเขียน โพลไดอะแกรมของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดและวงรอบปิดขณะมีตัวควบคุมแบบพีไอ ดังรูปที่ 5.19 และ รูปที่ 5.20 ตามลำดับ และมีช่วงความปลอดภัยเชิงเฟสของระบบ (phase margin) เท่ากับ 91 องศา

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ของระบบ

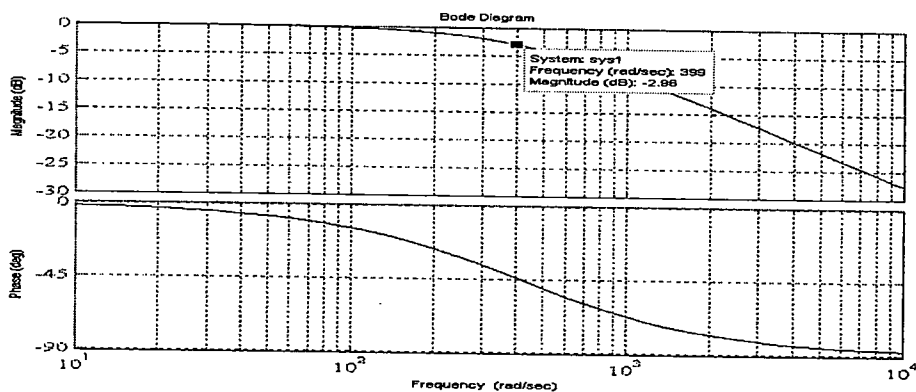
ตัวแปร	ขนาด	หน่วย
R_c	1.0	โอห์ม
L_c	0.0018	เฮนรี
C	0.0022	ฟารัด



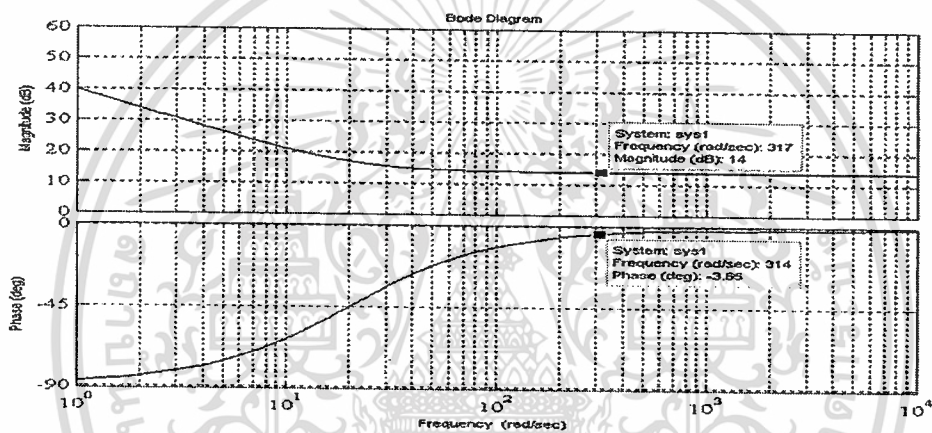
รูปที่ 5.18 ผลตอบสนองขั้นต้นของระบบวงรอบปิดเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 5.19 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอและค่าอัตราขยาย $k_p = 2$ และ $k_i = 400$
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 ผลตอบสนองวงรอบปิดของระบบเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอและค่าอัตราขยาย $k_p = 2$ และ $k_i = 400$



รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบพีไอ

5.4.4 ตัวควบคุมเรโซแนนซ์ (Proportional-resonant controller)

สำหรับตัวควบคุมที่ความถี่เรโซแนนซ์ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับการควบคุมกระแสของวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้าของระบบ ซึ่งโครงสร้างของตัวควบคุมที่ความถี่เรโซแนนซ์ ดังสมการที่ (5.44)

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{k_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.44)$$

โดยที่

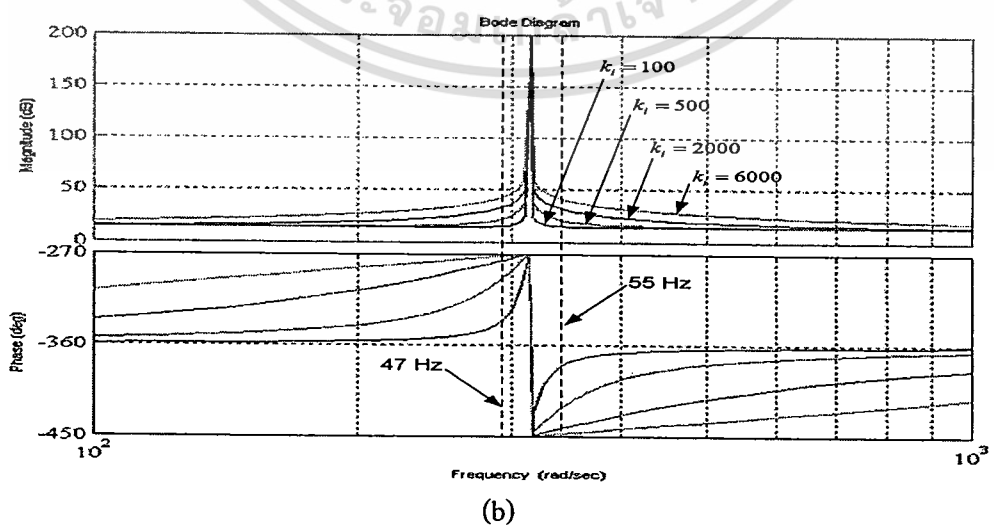
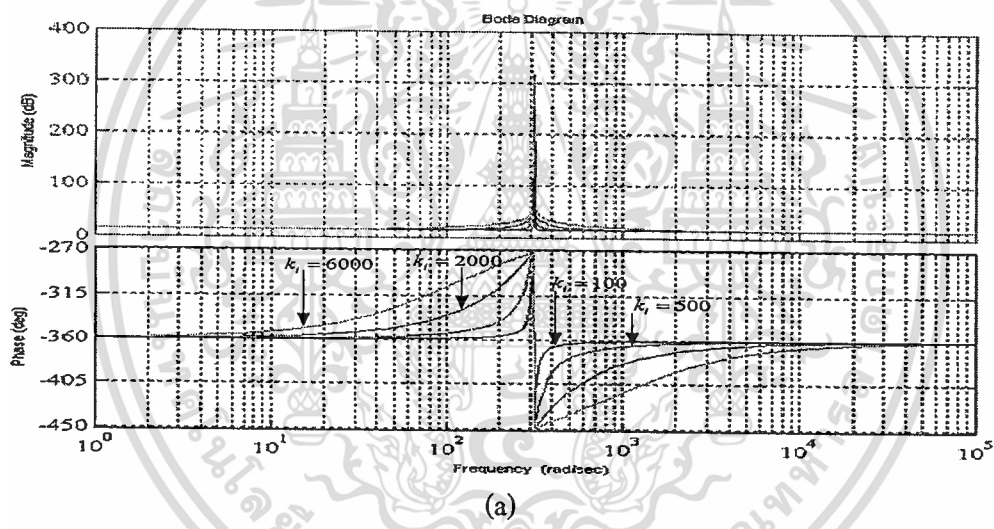
k_p คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน

k_i คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิเกรต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด ๆ ภายใต้อาณัติของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

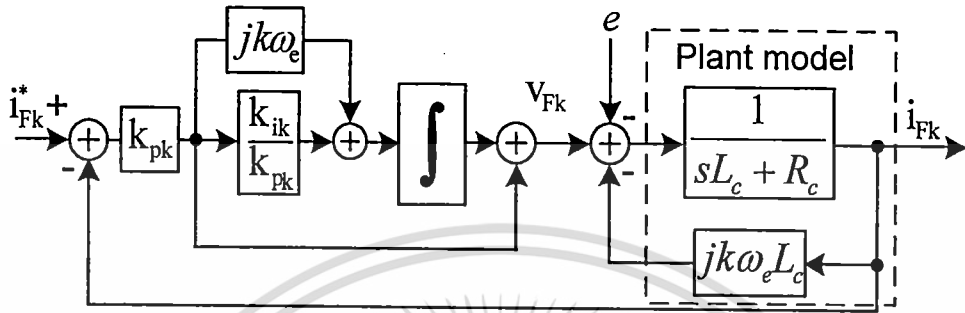
เนื่องจากตัวควบคุมแบบพีไอ ไม่สามารถเพิ่มค่าอัตราขยายหรือค่าอัตราขยายถูกจำกัดสำหรับกำจัดค่าความผิดพลาดเมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว ดังรูปที่ 5.21 แต่สำหรับตัวควบคุมเรโซแนนซ์จะเกิดค่าอัตราขยายที่สูงมากหรือ ค่าอัตราขยายอนันต์(infinite gain) และเลื่อนสูงขึ้น โดยมียอดสูงสุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้นตัวควบคุมเรโซแนนซ์สามารถเพิ่มค่าอัตราขยายตรงจุดดังกล่าวหรือรอบๆ จุดเรโซแนนซ์เพื่อกำจัดค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณควบคุมป้อนกลับให้เป็นศูนย์เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว โดยที่ความกว้างของแถบความถี่รอบๆ จุดเรโซแนนซ์ขึ้นอยู่กับค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิเกรตถ้าค่าอัตราขยายมีค่าน้อยความกว้างของแถบความถี่ก่อนถึงจุดเรโซแนนซ์จะมีค่าน้อยหรือแคบมาก แต่ถ้าค่าอัตราขยายมีค่ามากแถบความถี่จะกว้างมากขึ้นและเมื่อนำมาเขียนในโบดไดอะแกรมของตัวควบคุมเรโซแนนซ์สำหรับเปรียบเทียบระหว่างค่าอัตราขยายแบบอินทิเกรตกับความถี่เรโซแนนซ์(ω_0) โดยกำหนดไว้ที่ 50 เฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 5.22



รูปที่ 5.22 ผลตอบสนองของตัวควบคุมที่ความถี่เรโซแนนซ์ 50 เฮิร์ตซ์ (a) เมื่อเปรียบเทียบกับค่าการค้ำอัตราขยายแบบอินทิเกรต (b) ภาพขยายรอบๆ ความถี่เรโซแนนซ์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ก็ตาม หากท่านมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายบริการลูกค้าของเราทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.22 จะพบว่า ถ้าค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิเกรตมีค่ามากแถบความถี่รอบๆ จุดเรโซแนนซ์จะกว้างขึ้น ดังนั้นเมื่อความถี่ของระบบไม่คงที่หรือเลื่อนจากจุดเรโซแนนซ์ตัวควบคุมยังสามารถควบคุมให้ระบบเกิดความเสถียรภาพได้เนื่องจากค่าอัตราขยายจากจุดเรโซแนนซ์และโดยรอบจุดเรโซแนนซ์ไม่แตกต่างกันมาก[10]



รูปที่ 5.23 โครงสร้างของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมเรโซแนนซ์

5.4.5 การควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิก

สำหรับฮาร์มอนิกที่เกิดจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอดและแบบใช้ไครสเตอร์กระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นจะมีอันดับเท่ากับ $6k \pm 1$ เมื่อ k มีค่าเท่ากับ 1, 2, 3, ... หรือ กระแสฮาร์มอนิกมีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล หรือ มีความถี่เท่ากับ $(6k \pm 1)\omega_c$ เรเดียนต่อวินาที เมื่อ ω_c คือ ความเร็วเชิงมุมของความถี่หลักมูล และแยกเป็นกระแสฮาร์มอนิกลำดับบวกมีความถี่เท่ากับ $(6k + 1)\omega_c$ เรเดียนต่อวินาที และกระแสฮาร์มอนิกลำดับลบมีความถี่เท่ากับ $(6k - 1)\omega_c$ เรเดียนต่อวินาที เมื่อการควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกบนแกนซึ่ง โครนีสระบบจะมีค่าความเร็วเชิงมุมเท่ากับ $k\omega_c$ และสมการแรงดันของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับระบบด้วยตัวเหนี่ยวนำเมื่อนำมาพิจารณารวมทั้งกระแสลำดับบวกและลำดับลบ ดังสมการที่ (5.45)

$$v_{Fk} - e = R_c i_{Fk} + L_c \frac{di_{Fk}}{dt} + jk\omega_c L_c i_{Fk} \quad (5.45)$$

โดยที่

$k\omega_c$ คือ ค่าความเร็วเชิงมุมของฮาร์มอนิก

และสมการอิมพีแดนซ์เชื่อมโยงของระบบ ดังสมการที่ (5.46)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{plant}(s) = \frac{1}{L_c s + R_c + jk\omega_e L_c} \quad (5.46)$$

เมื่อค่าโพลของระบบมีค่าเท่ากับ $-R_c/L_c \pm jk\omega_e$ ซึ่งจะพบว่ามีส่วนที่เชื่อมโยงระหว่างกระแสฮาร์มอนิกลำดับบวกและฮาร์มอนิกลำดับลบทำการถอดตัวเชื่อมโยงด้วยการแทนค่าซีโรของตัวควบคุมและสมการตัวควบคุมแบบพีไอที่มีการถอดตัวเชื่อมโยงของระบบ ดังสมการที่ (5.47)

$$H_{PIk}(s) = k_{pk} + (k_{ik} \pm jk\omega_e k_{pk}) \frac{1}{s} \quad (5.47)$$

เนื่องจากถอดตัวเชื่อมโยงที่ความถี่ฮาร์มอนิกของระบบออกทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เชื่อมโยงของระบบอยู่บนแกนความถี่หลักมูลทำการแปลงแกนตัวควบคุมที่ความถี่ฮาร์มอนิกให้อยู่ที่ความถี่หลักมูลด้วยค่าความเร็วเชิงมุม $\pm jk\omega_e$ เพื่อกำจัดค่าโพลของระบบ ดังสมการที่ (5.48) และ (5.49)

$$H_{PIk+}(s) = k_{pk} + \frac{k_{ik} + jk\omega_e k_{pk}}{s - jk\omega_e} = \frac{k_{pk}s + k_{ik}}{s - jk\omega_e} \quad (5.48)$$

$$H_{PIk-}(s) = k_{pk} + \frac{k_{ik} - jk\omega_e k_{pk}}{s + jk\omega_e} = \frac{k_{pk}s - k_{ik}}{s + jk\omega_e} \quad (5.49)$$

และเนื่องจากสัญญาณควบคุมกระแสมีเพียงหนึ่งสัญญาณอินพุตดังนั้นจึงนำตัวควบคุมที่ฮาร์มอนิกลำดับบวกรวมกับตัวควบคุมฮาร์มอนิกลำดับลบเพื่อให้ตัวควบคุมสามารถควบคุมได้ทั้งฮาร์มอนิกลำดับบวกและฮาร์มอนิกลำดับลบพร้อมกันจากสัญญาณควบคุมเพียงสัญญาณเดียว ดังสมการที่ (5.50)

$$H_{PIk} = H_{PIk+} + H_{PIk-} = 2 \frac{k_{pk}s^2 + k_{ik}s}{s^2 + (k\omega_e)^2} \quad (5.50)$$

จากรูปที่ 5.23 สามารถเขียนเป็นสมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุม เรโซแนนซ์ ดังสมการที่ (5.51)

$$H_k(s) = \frac{i_{Fk}}{i_{Fk}^*} = \frac{2(k_{pk}s^2 + k_{ik}s)}{L_c s^3 + (2k_{pk} + R_c)s^2 + (2k_{ik} + L_c(k\omega_e)^2)s + R_c(k\omega_e)^2} \quad (5.51)$$

ใช้การลดอันดับโดยแทนค่า $k_{pk}/k_{ik} = L_c/R_c$ และสมมติให้ $R_c \approx 0$ ดังนั้นฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของการควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกกลายเป็นสมการวงจรรองแบบผ่านย่าน

ไม่วางรณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อันดับที่ 2 (2nd-order Band-Pass Filter) และปรับตัวตามความถี่เรโซแนนซ์ ดังสมการที่ (5.52) และ (5.53)

$$H_k(s) = \frac{i_{Fk}}{i_{Fk}^*} = \frac{2 \left(k_{pk} s^2 + \left(\frac{R_c}{L_c} k_{pk} \right) s \right)}{L_c s^3 + (2k_{pk} + R_c) s^2 + \left(2 \left(\frac{R_c}{L_c} k_{pk} \right) + L_c (k\omega_e)^2 \right) s + R_c (k\omega_e)^2} \quad (5.52)$$

$$H_k(s) = \frac{2k_{pk}s}{L_c s^2 + 2k_{pk}s + L_c (k\omega_e)^2} \quad (5.53)$$

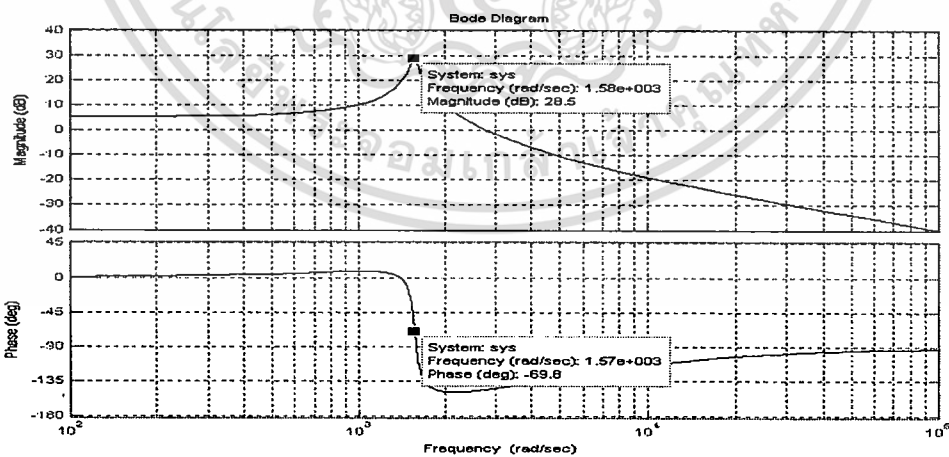
เมื่อนำมาเทียบกับสมการของวงจรกรองแบบผ่านย่านอันดับที่ 2 ค่า k_{pk} คือ ค่าความถี่หักมุมของวงจรกรองแบบผ่านย่านอันดับที่ 2 [4] ดังสมการที่ (5.54)

$$H_k(s) = \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_e^2} \quad (5.54)$$

โดยที่

ω_c คือ ค่าความถี่หักมุมและค่าที่ใช้อยู่ที่ 5 – 15 เรเดียนต่อวินาที [25]

ω_e คือ ค่าความถี่หักมุม



รูปที่ 5.24 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบเมื่อมีตัวควบคุมเรโซแนนซ์ที่ค่า $k_{ik} = 4000$

และ $\omega_c = 5$

และเมื่อนำตัวควบคุมแบบพีไอควบคุมร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์โดยที่ตัวควบคุมแบบพีไอ

ควบคุมกระแสที่ความถี่หักมุมและใช้ตัวควบคุมเรโซแนนซ์สำหรับเลือกควบคุมตามความถี่ของ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสฮาร์มอนิกโดยที่การเลือกควบคุมตามความถี่ของฮาร์มอนิกให้ข้อดี คือ เมื่อปริมาณของฮาร์มอนิกในระบบมีมากกว่าพิคตกำลังของวงจรองกำลัง ดังนั้นตัวควบคุมสามารถเลือกชดเชยเฉพาะฮาร์มอนิกที่มีผลต่อระบบมากที่สุดนั่นก็คือ ฮาร์มอนิกที่มีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่หลักมูลและมีข้อดีในเรื่องของความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงต่อค่าพารามิเตอร์ โดยเฉพาะค่าความเหนี่ยวนำซึ่งเปลี่ยนแปลงตามความถี่[4] ดังสมการที่ (5.55)

$$H_{PI-RES}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \sum_{n=1}^6 2 \frac{k_{pk}s^2 + k_{ik}s}{s^2 + (k\omega_e)^2}, k = 6n \quad (5.55)$$

5.5 การควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรองกำลังแอคทีฟ

การควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรองกำลังแอคทีฟให้คงที่สามารถทำได้โดยการป้อนกลับแรงดันไฟตรง v_{dc} เปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิง v_{dc}^* โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ สำหรับกำจัดค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณอ้างอิงป้อนกลับให้เป็นศูนย์ และฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมแรงดันไฟตรงที่มีตัวควบคุมแบบพีไอ ดังสมการที่ (5.56) และรูปที่ 5.25

$$H_{PI,v_{dc}} = k_{p,v_{dc}} \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_{i,v_{dc}}}\right) \quad (5.56)$$

$$\frac{v_{dc}}{v_{dc}^*} = \frac{k_{p,dc}}{T_{i,v_{dc}}} \frac{(s + \frac{1}{T_{i,v_{dc}}})}{T_{i,v_{dc}}Cs^2 + T_{i,v_{dc}}k_{p,dc}s + 1} \quad (5.56)$$

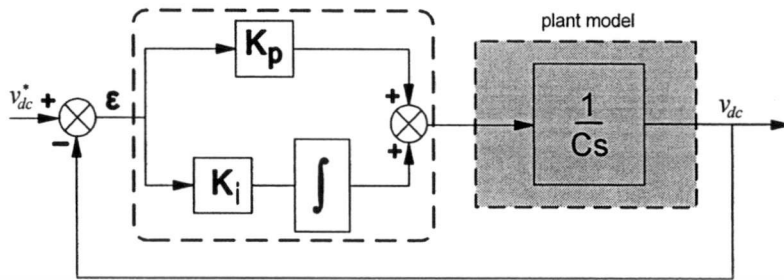
เมื่อการควบคุมแรงดันไฟตรงของวงจรองกำลังซึ่งเป็นรูปภายนอกของการควบคุมกระแสและในการเลือกค่าคงที่ของเวลาของตัวควบคุมแบบพีไอให้ระบบเข้าสู่สมดุลช้ากว่ารูปการควบคุมกระแส[19] ดังสมการที่ (5.55)

$$T_{i,v_{dc}} = 10T_i \quad (5.55)$$

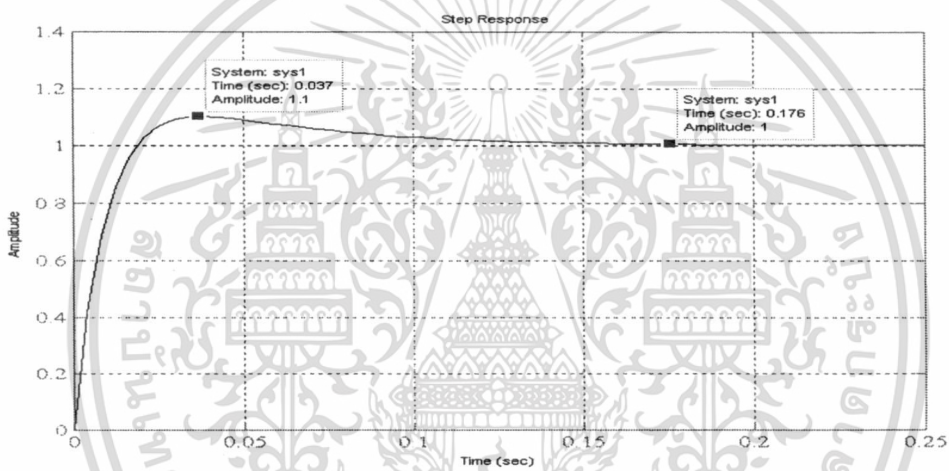
ทำการทดสอบผลตอบแทนของสเต็มของระบบวงรอบปิด ดังรูปที่ 5.25 เมื่อเวลาเข้าสู่สมดุล(settling time) ของระบบควรมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 200 มิลลิวินาที ซึ่งช้ากว่ารูปควบคุมกระแสและมีโอเวอร์ชูตประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์ โดยที่ ค่า $k_{p,DC} = 0.608$ และ $T_{i,v_{dc}} = 0.05$ ทำการเขียนโบด

ไดอะแกรมของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดและวงรอบปิดขณะมีตัวควบคุมแบบพีไอ ดังรูปที่ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

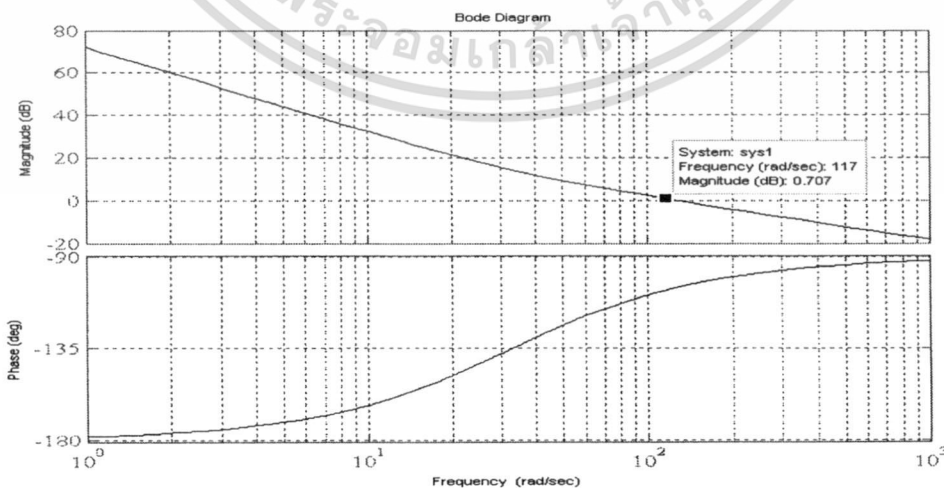
5.26 และรูปที่ 5.27 ตามลำดับ และมีช่วงความปลอดภัยเชิงเฟสของระบบ (phase margin) เท่ากับ 80 องศา



รูปที่ 5.25 โครงสร้างของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดของการควบคุมแรงดันไฟตรง

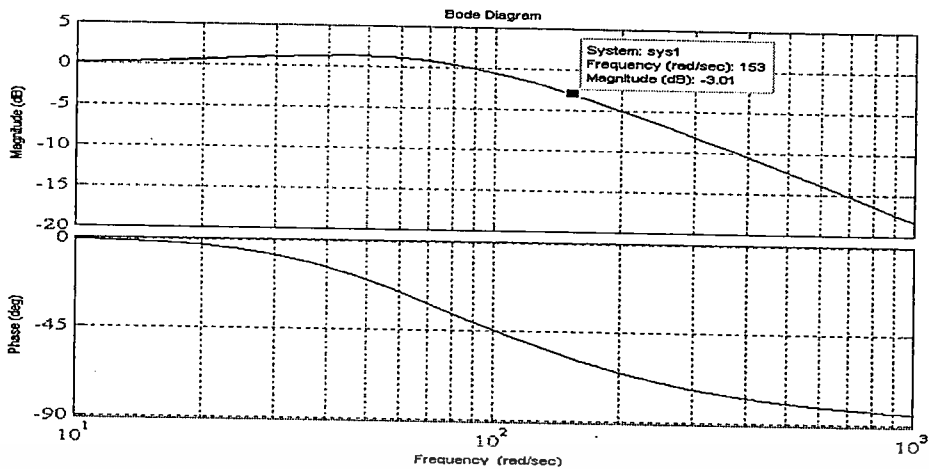


รูปที่ 5.26 ผลตอบสนองของการควบคุมแรงดันไฟตรงด้วยสัญญาณขั้นบันได



รูปที่ 5.27 ผลตอบสนองวงรอบเปิดของระบบเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอและค่าอัตราขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า และ $k_{p,DC} = 0.608$ $T_{i,DC} = 0.05$ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.28 ผลตอบสนองวงรอบปิดของระบบเมื่อมีตัวควบคุมแบบพีไอและค่าอัตราขยาย

$$\text{และ } k_{p,DC} = 0.608 \quad T_{i,V_{dc}} = 0.05$$

5.6 การออกแบบตัวเก็บประจุไฟตรงและตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรรอกำลัง

5.6.1 ตัวเก็บประจุไฟตรง

ตัวเก็บประจุไฟตรง (C_{DC}) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการเก็บพลังงานให้กับวงจรกำลังของวงจรรอกำลังแอคทีฟ เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าและขนาดของตัวเก็บประจุนั้นขึ้นอยู่กับพิกัดกำลังไฟฟ้าของวงจรรอกำลังแอคทีฟและชนิดของโหลด โดยกำหนดจากรีเปิลของแรงดันไฟตรง ดังสมการที่ (5.56)

$$C_{DC} \geq \frac{P_0}{2f_{line} (V_{DC,max}^2 - V_{DC,min}^2)} \quad (5.56)$$

โดยที่

P_0 คือ ค่ากำลังไฟฟ้าจริงของโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น

f_{line} คือ ความถี่ของระบบ

$V_{DC,max}^2$ คือ ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุด

$V_{DC,min}^2$ คือ ค่าแรงดันไฟตรงต่ำสุดที่ต้องการให้ลดต่ำลงได้ประมาณ 8 เปอร์เซ็นต์ ของแรงดันไฟตรงสูงสุด

ยกตัวอย่างการคำนวณ เช่น เมื่อกำลังไฟฟ้าของโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้นเท่ากับ 1000 VA

แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายต่อเฟส 220 Vrms ค่าแรงดันไฟตรงเท่ากับ 350 V และความถี่ของระบบเท่ากับ 50 Hz สามารถคำนวณหาขนาดของตัวเก็บประจุไฟตรงได้ดังนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ หวังสนอกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องยกย่องเกียรติคุณเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{DC} \geq \frac{1000}{2 \times 50(350^2 - 345^2)}$$

$$C_{DC} \geq 1428.57 \mu F$$

เลือก $C_{DC} = 2200 \mu F$

5.6.2 ตัวเหนี่ยวนำ

การเชื่อมโยงระหว่างวงจรอินเวอร์เตอร์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้าอาศัยการเชื่อมโยงผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่กรองกระแสริปเปิลที่เกิดจากการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ทำให้กระแสชดเชยที่จ่ายให้กับระบบเรียบมากขึ้น แต่ในกรณีที่ต้องการให้ผลตอบสนองทางไดนามิกที่ดีนั้นขนาดของตัวเหนี่ยวนำควรมีขนาดเล็ก แต่อย่างไรก็ตามในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเล็กเกินไปจะมีผลทำให้กระแสริปเปิลที่เกิดจากการสวิตช์มากตามไปด้วยและค่าของตัวเหนี่ยวนำหาได้ [30] ดังสมการที่ (5.57)

$$L_{AC} = \frac{\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) M_a V_{DC}}{6 \cdot a \cdot f_s i_{cr(p-p)}} \quad (5.57)$$

โดยที่

V_{DC} คือ ค่าแรงดันไฟตรงของวงจรอินเวอร์เตอร์

M_a คือ ค่าดัชนีการมอดูเลชัน

a คือ ค่าพิคตกระแสของตัวเหนี่ยวนำซึ่งกำหนดไว้ที่ 120 เปอร์เซ็นต์ ($a = 1.2$)

f_s คือ ความถี่สวิตช์

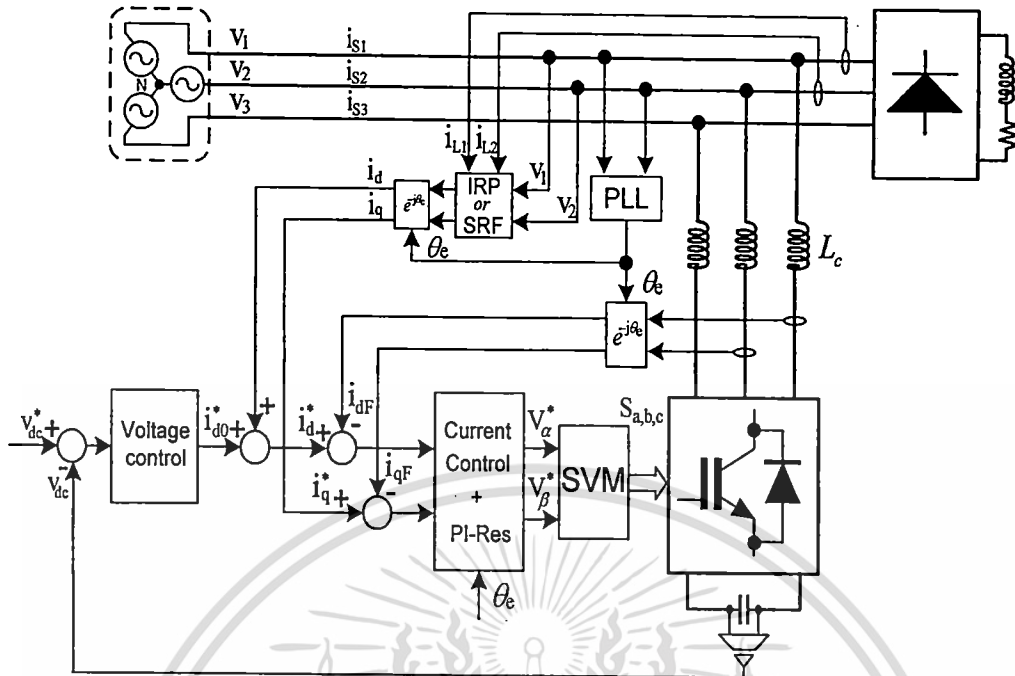
$i_{cr(p-p)}$ คือ ค่ากระแสริปเปิลซึ่งกำหนดไว้ที่ 5 เปอร์เซ็นต์

เมื่อความถี่สวิตช์ที่ใช้เท่ากับ 10 kHz และสามารถคำนวณหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$L_{AC} = \frac{\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \times 0.9 \times 350}{6 \times 1.2 \times 10 \times 10^3 \times 0.05}$$

$$L_{AC} \approx 0.075 \text{ H}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.29 โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่นำเสนอ

5.7 ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

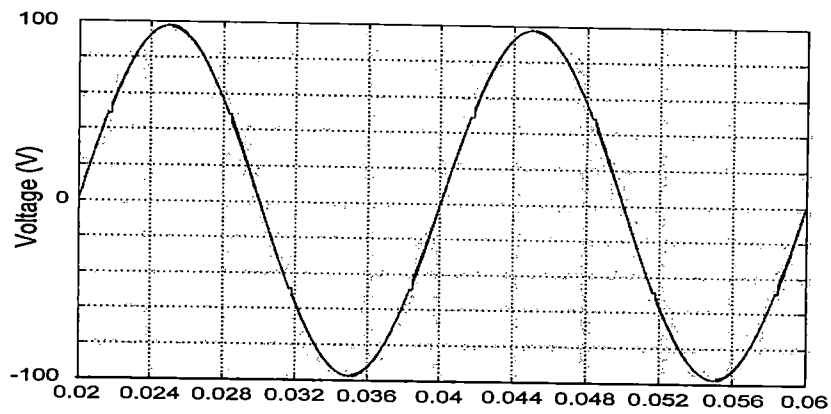
ในงานวิจัยนี้จะใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK จำลองการทำงานตามโครงสร้างที่นำเสนอ ดังรูปที่ 5.29 เพื่อศึกษาหลักการทำงานวงจรที่ได้ออกแบบไว้และนำไปใช้ออกแบบวงจรจริง โดยมีค่าตัวแปรต่างๆ ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม

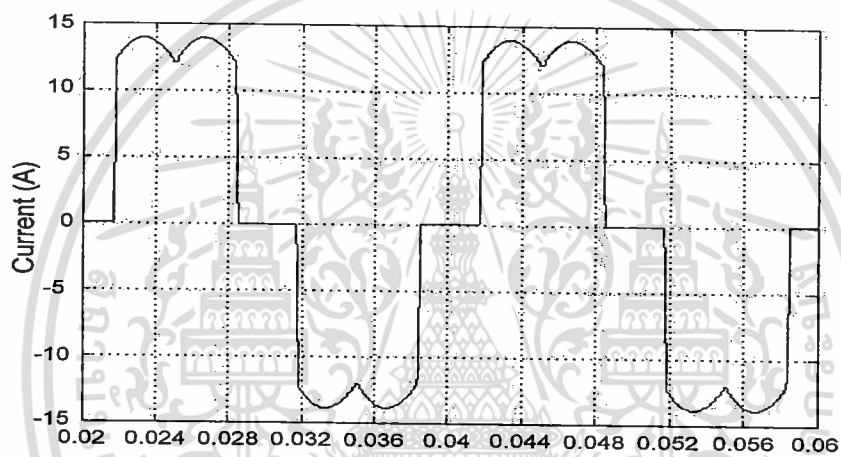
ตัวแปร	ขนาด	หน่วย	ตัวแปร	ขนาด	หน่วย
V_s	171	โวลต์	L_c	0.0018	เฮนรี
V_{dc}	350	โวลต์	R_c	1	โอห์ม
C	0.0022	ฟารัด			

ในการจำลองจะใช้โหลดเป็นวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์จ่ายโหลดพิกัดกำลัง 2,400 VA และใช้การประมาณค่ากระแสอย่างบนแกนซิงโครนัส ได้ผลดังนี้

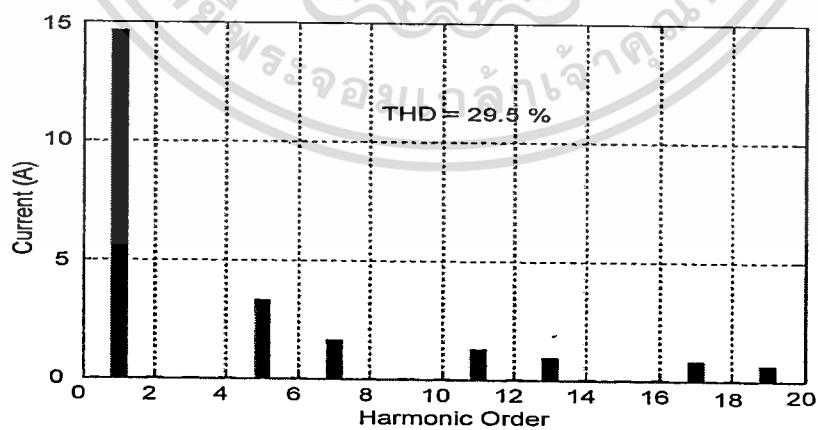
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.30 รูปคลื่นแรงดันคั่นต่อเฟส



รูปที่ 5.31 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย

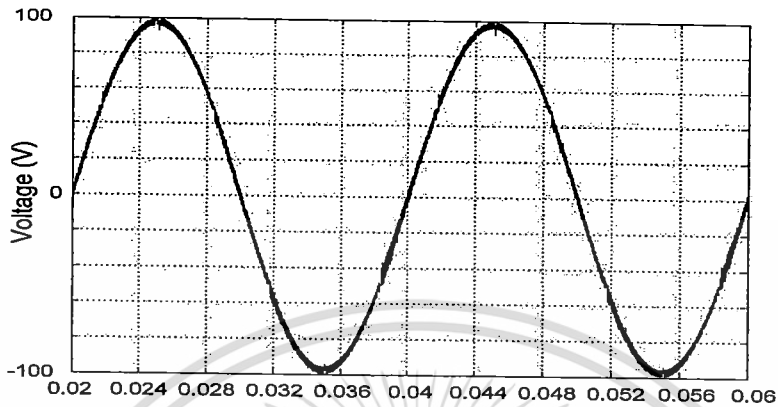


รูปที่ 5.32 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย

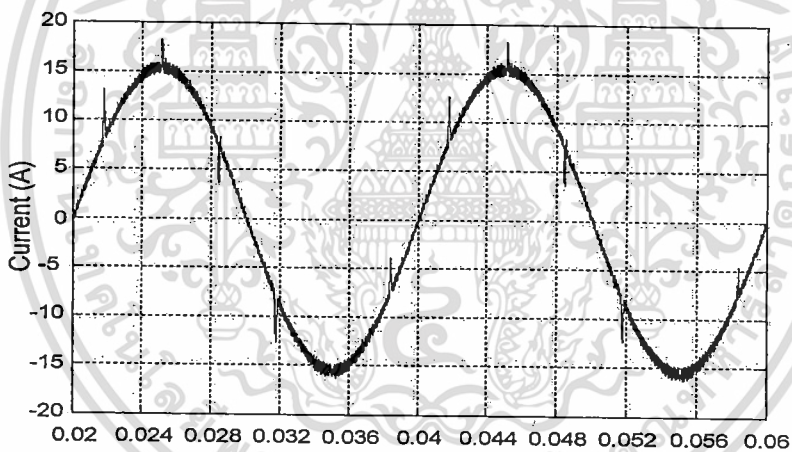
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7.1 กรณีใช้ประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส

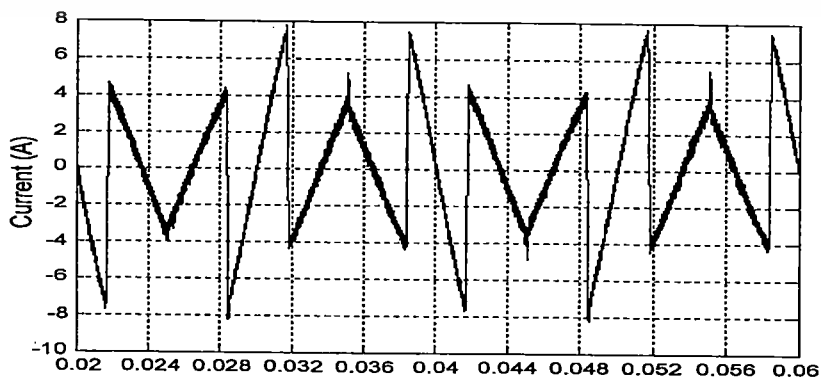
5.7.1.1 ความคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ



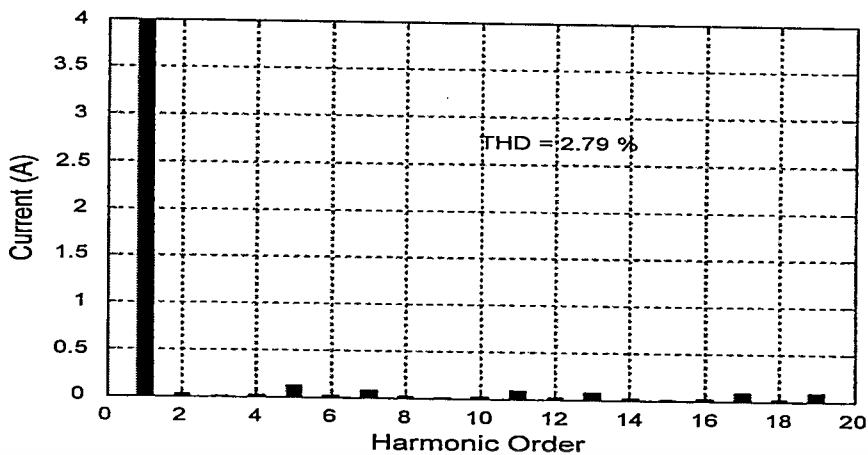
รูปที่ 5.33 รูปคลื่นแรงดันต้นต่อเฟส



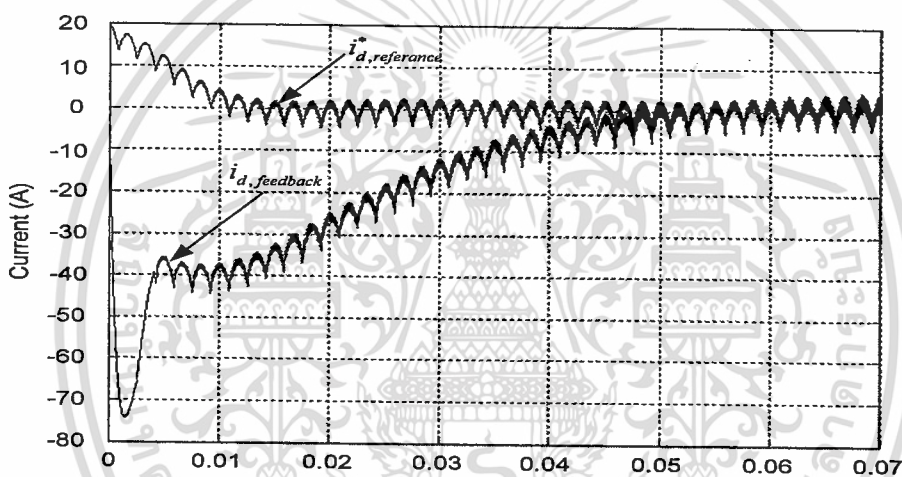
รูปที่ 5.34 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย



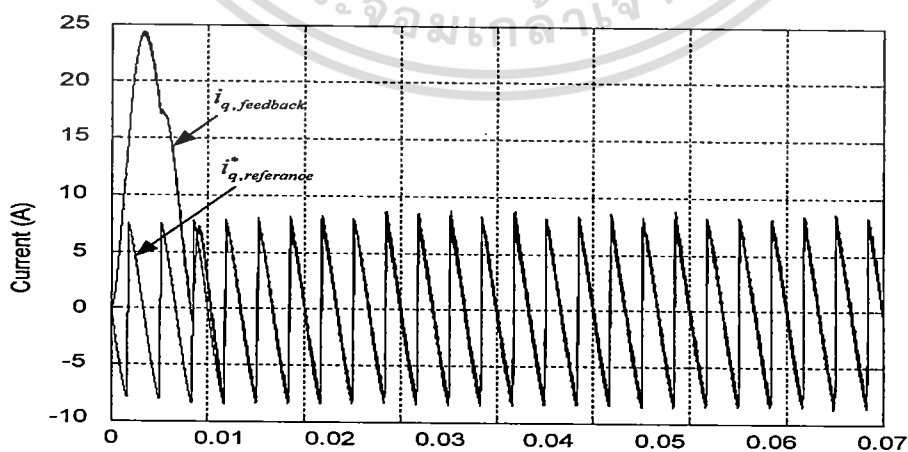
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีรูปที่ 5.35 รูปคลื่นกระแสกระแสชดเชยของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.36 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย



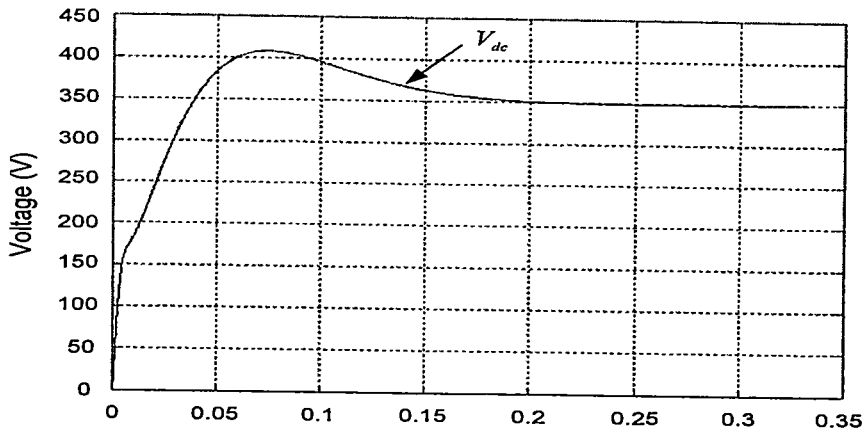
รูปที่ 5.37 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว



รูปที่ 5.38 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว

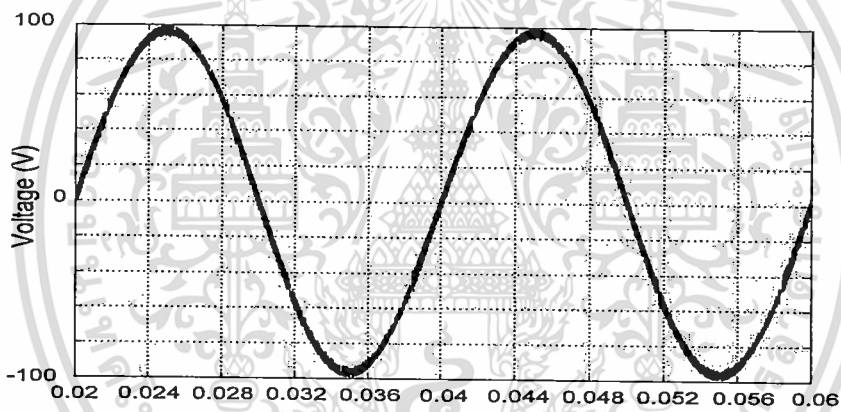
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

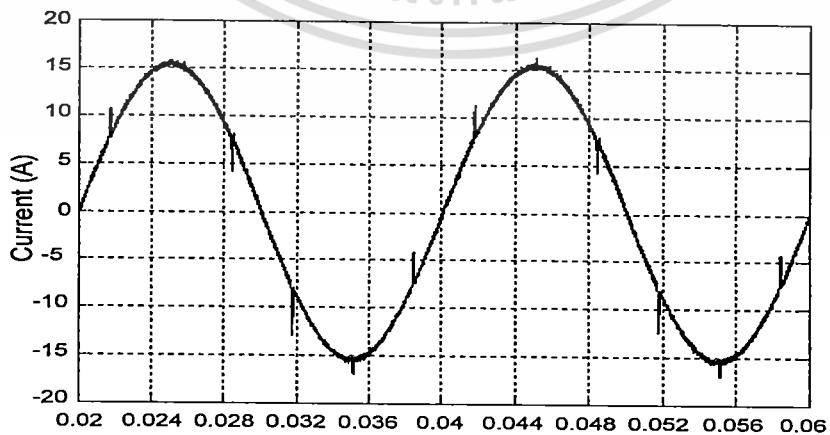


รูปที่ 5.39 แรงดันไฟตรงของวงจรรอกำลัง

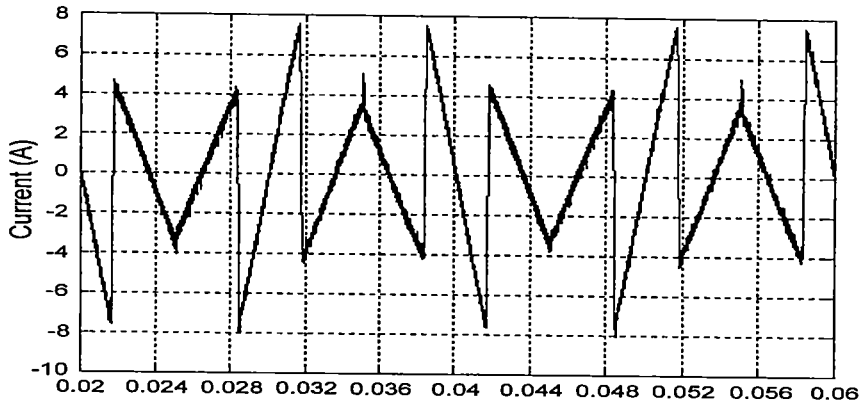
5.7.1.2 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมโรซแนนซ์



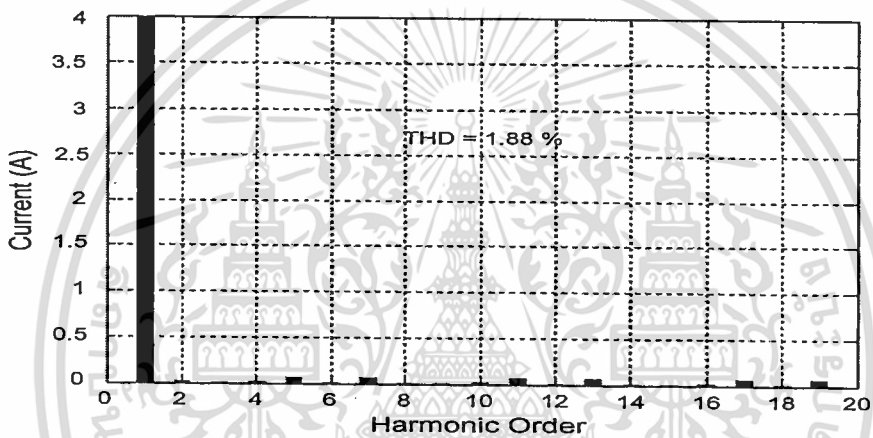
รูปที่ 5.40 รูปคลื่นแรงดันต่อเฟส



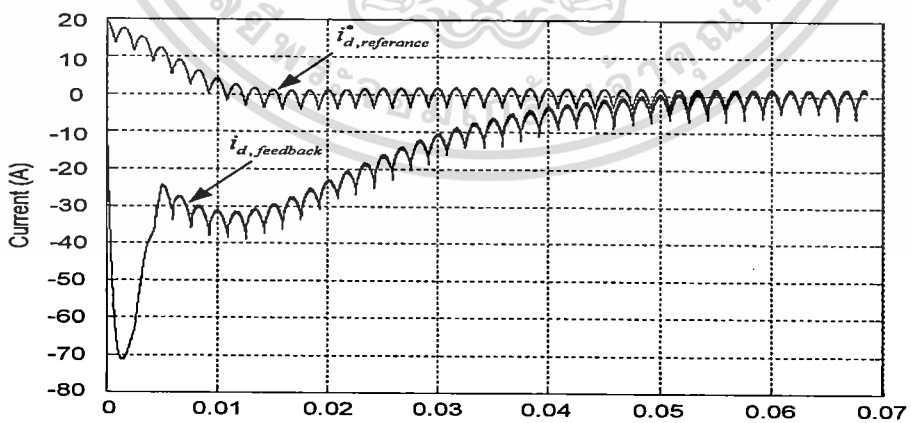
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 5.41 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.42 รูปคลื่นกระแสกระแสชดเชย

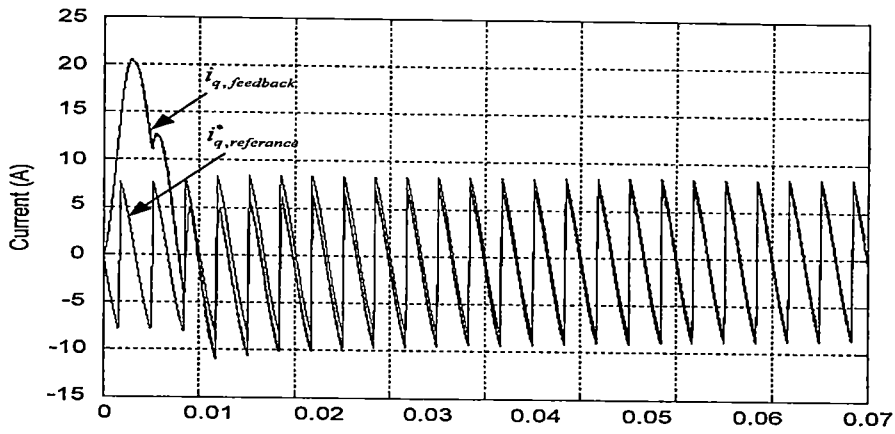


รูปที่ 5.43 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย

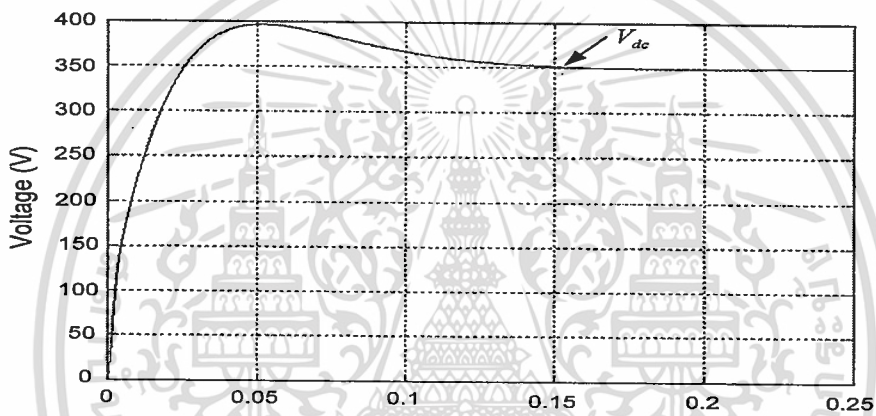


รูปที่ 5.44 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



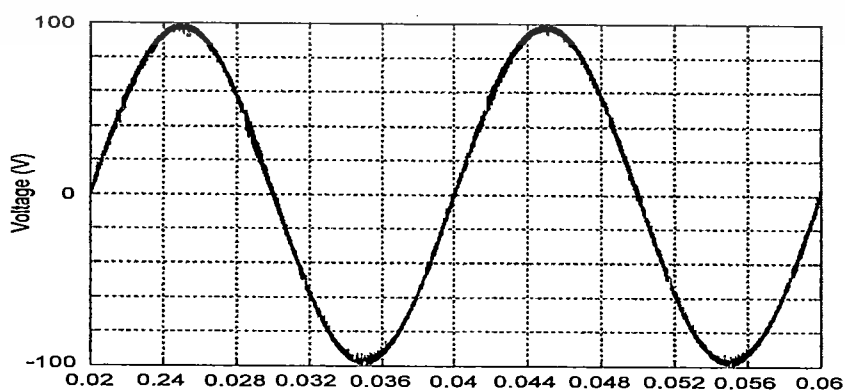
รูปที่ 5.45 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว



รูปที่ 5.46 แรงดันไฟตรงของวงจรรองกำลัง

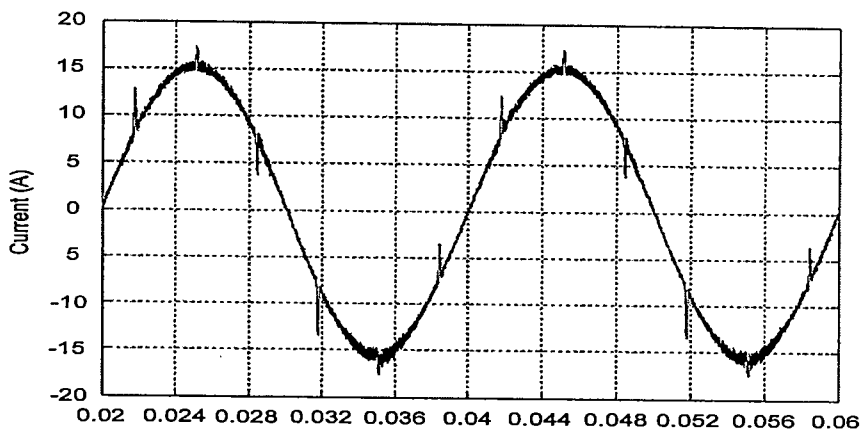
5.7.2 กรณีใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟชั่วขณะ

5.7.2.1 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ

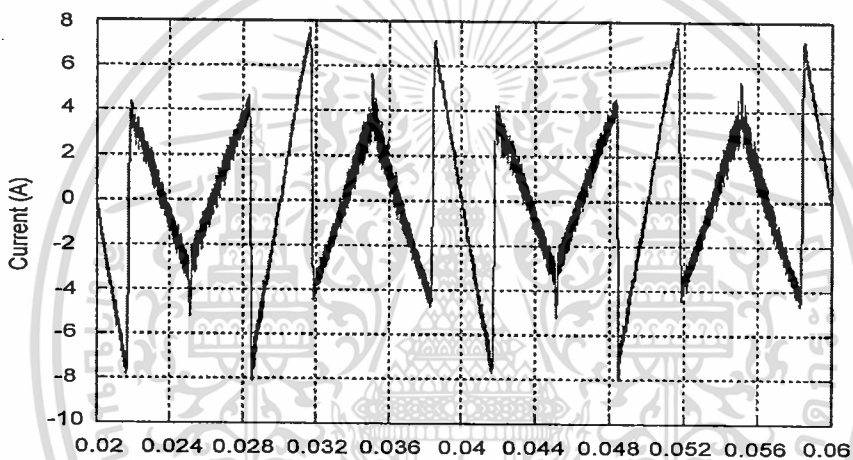


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปะลงเว็บไซต์ และห้องเรียนออนไลน์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

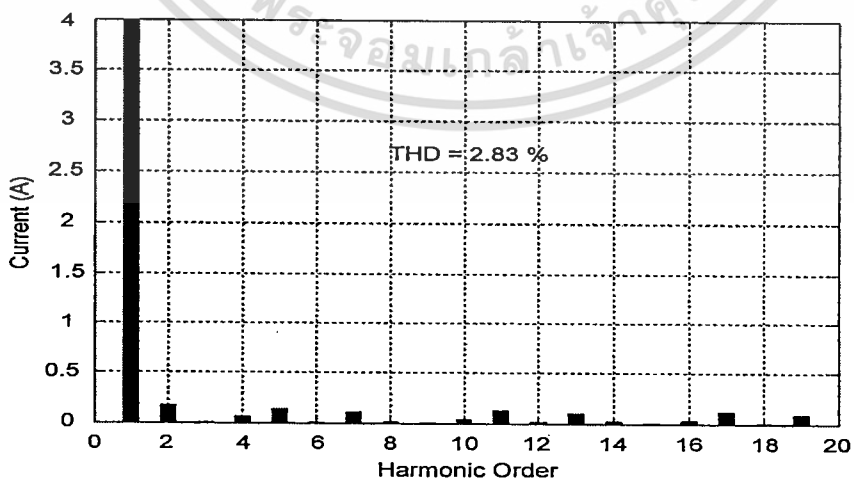
รูปที่ 5.47 รูปคลื่นแรงดันต่อเฟส



รูปที่ 5.48 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย

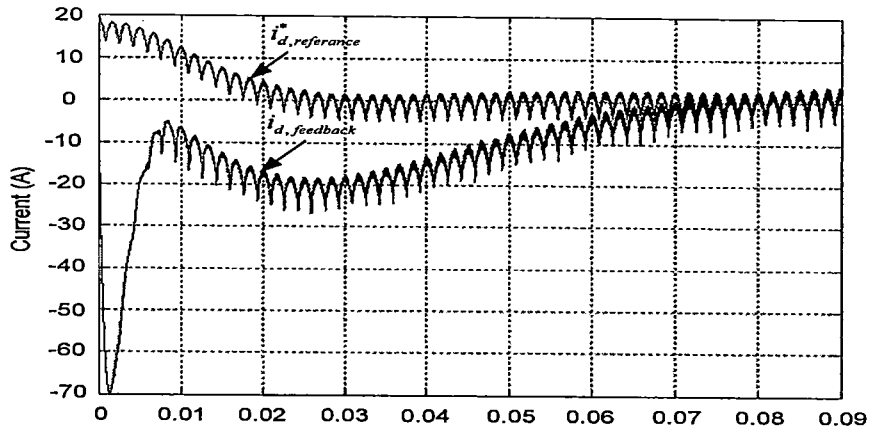


รูปที่ 5.49 รูปคลื่นกระแสชดเชย

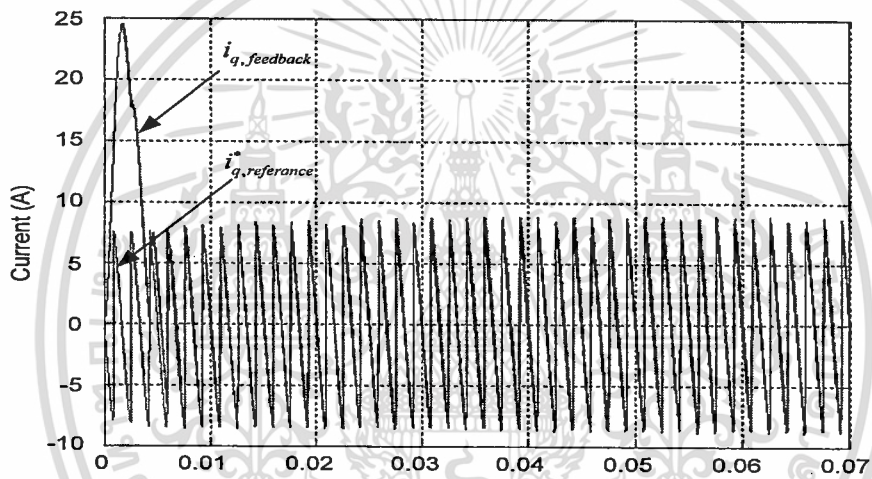


รูปที่ 5.50 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย

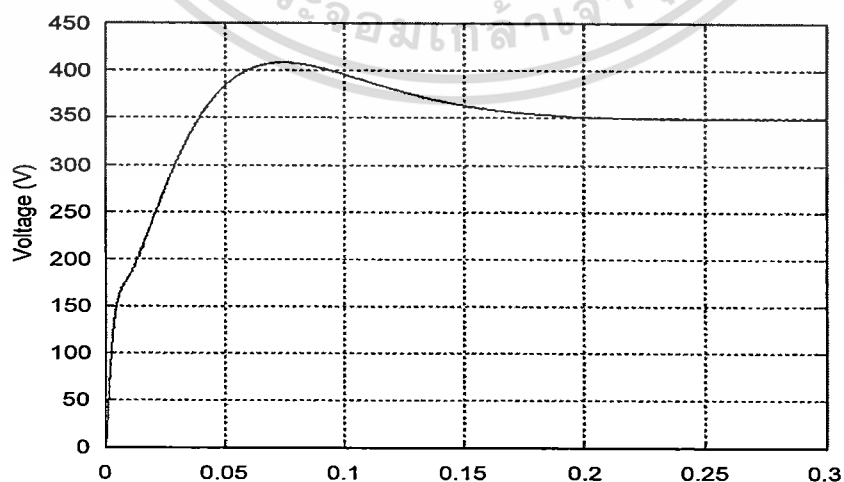
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.51 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว

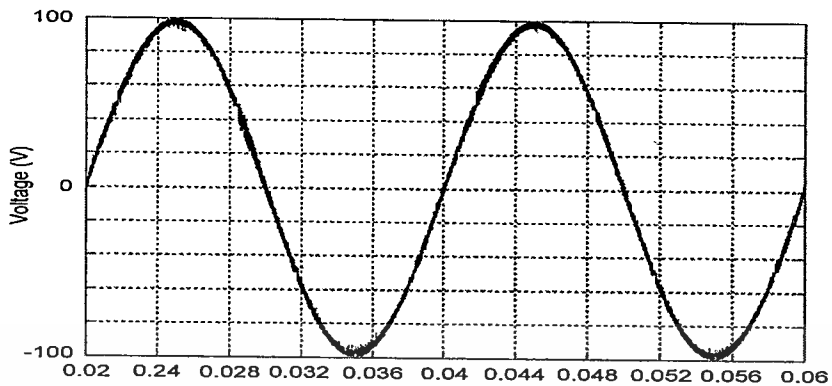


รูปที่ 5.52 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว

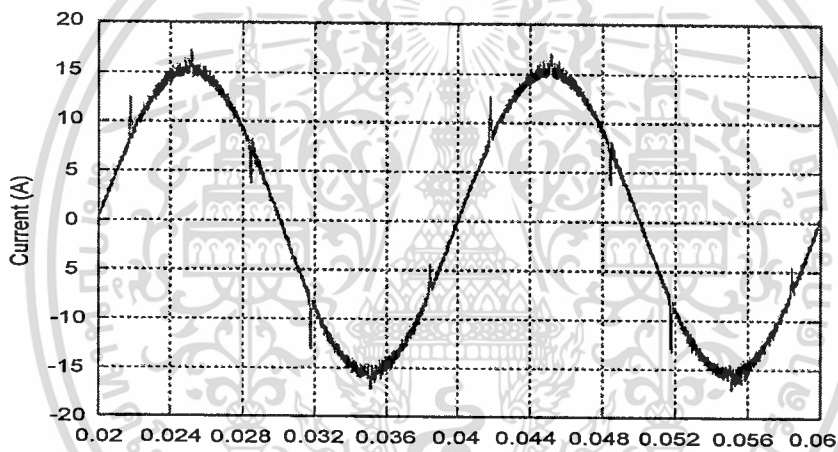


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 5.53 แรงดันไฟตรงของวงจรรองรับกำลัง ภาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

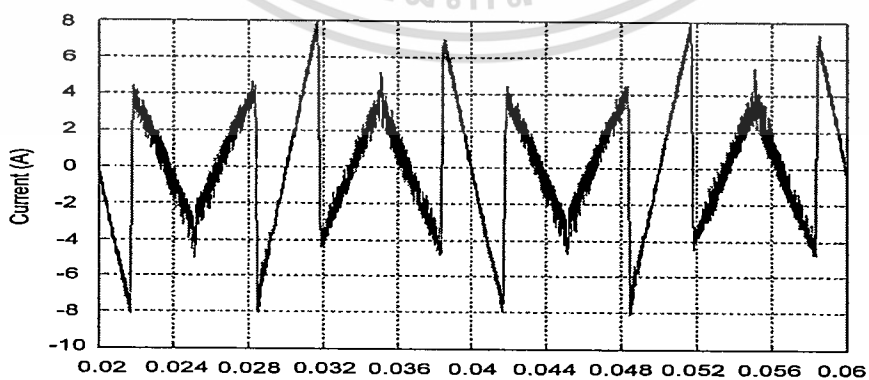
5.7.2.2 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมโรเซนแนซ



รูปที่ 5.54 รูปคลื่นแรงดันคั่นต่อเฟส

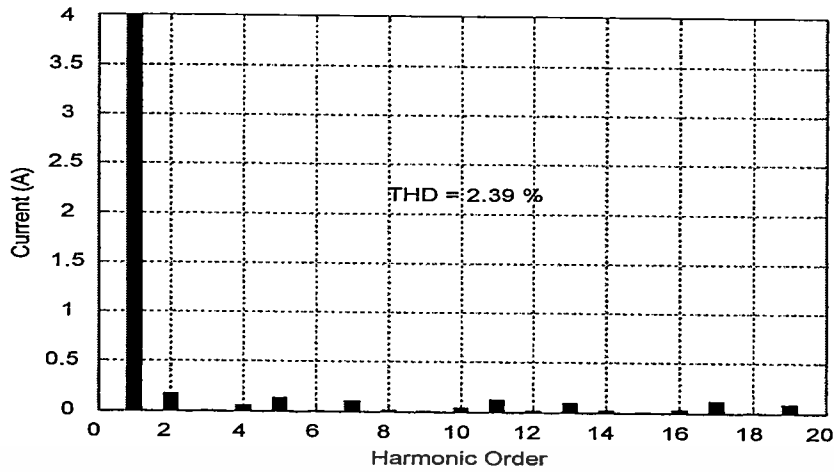


รูปที่ 5.55 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย

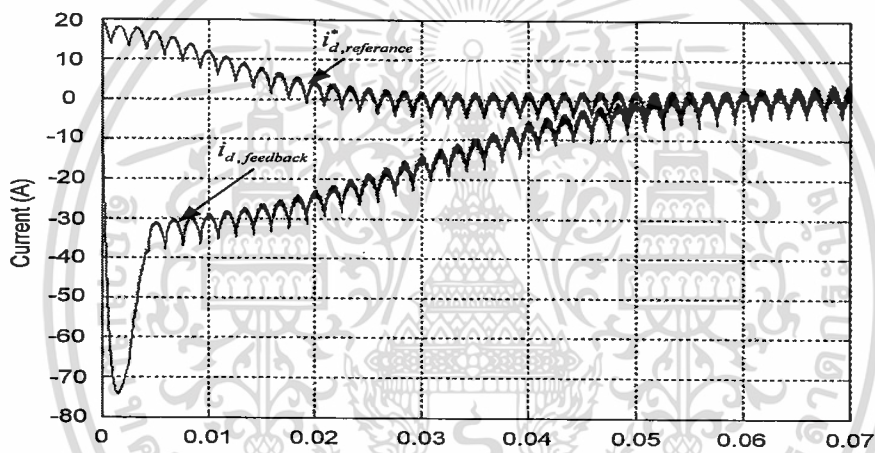


รูปที่ 5.56 รูปคลื่นกระแสชดเชย

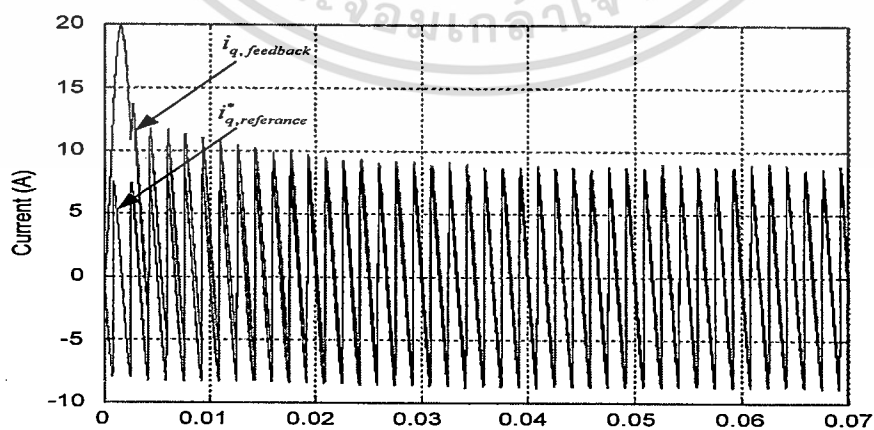
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.57 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนการชดเชย

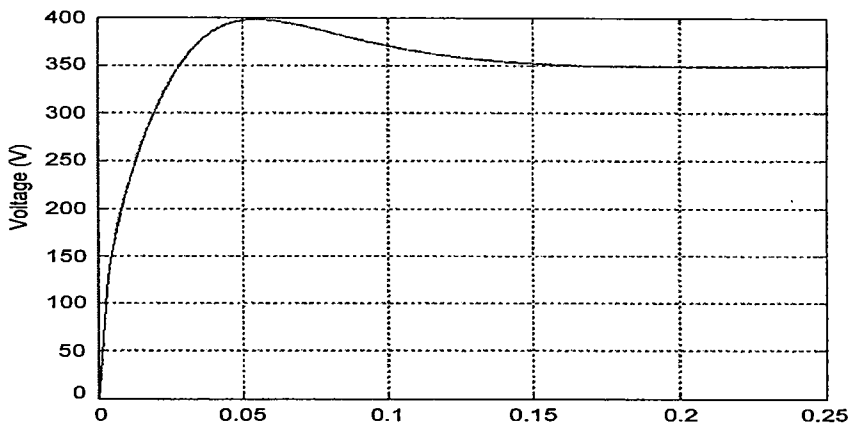


รูปที่ 5.58 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว

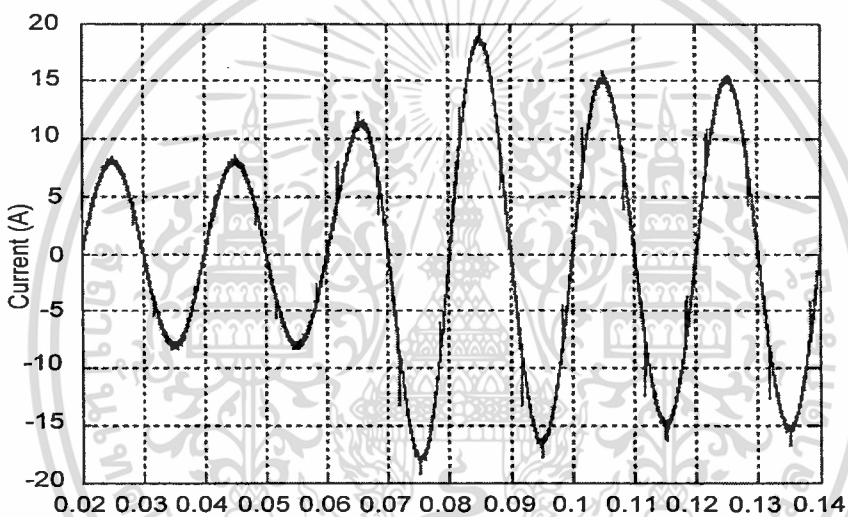


รูปที่ 5.59 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว

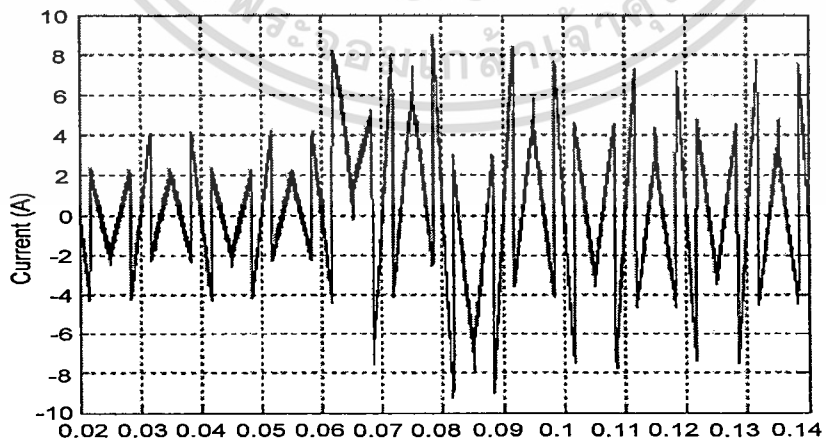
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.60 แรงดันไฟตรงของวงจรรอกำลัง



(a)



(b)

รูปที่ 5.61 รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายหลังการชดเชย (a) และ กระแสชดเชย (b) จากการเพิ่มโหลด
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นตามการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.8 บทสรุป

ในบทนี้จะกล่าวถึงการควบคุมกระแสของวงจรรอกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยที่หน้าที่หลักของวงจรรอกำลังแอกทีฟ คือ สร้างกระแสชดเชยเพื่อนำไปหักล้างกับกระแสฮาร์มอนิกของโหลดที่เกิดจากโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งประสิทธิภาพการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกของวงจรรอกำลังแอกทีฟขึ้นอยู่กับ การควบคุมกระแสและการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิง ซึ่งจากผลการจำลองด้วยโปรแกรมพบว่า การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์ช่วยให้การควบคุมกระแสของวงจรรอกำลังแอกทีฟสำหรับกำจัดกระแสฮาร์มอนิกให้ผลที่ดีกว่าการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอแบบเดิมและการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกบนแกนซิงโครนัสช่วยให้วงจรรอกำลังแอกทีฟสร้างกระแสชดเชยเพื่อหักล้างกับกระแสฮาร์มอนิกเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความผิดพลาดรวมของฮาร์มอนิกลดลงได้ดีกว่าการใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟารีแอกทีฟชั่วขณะ

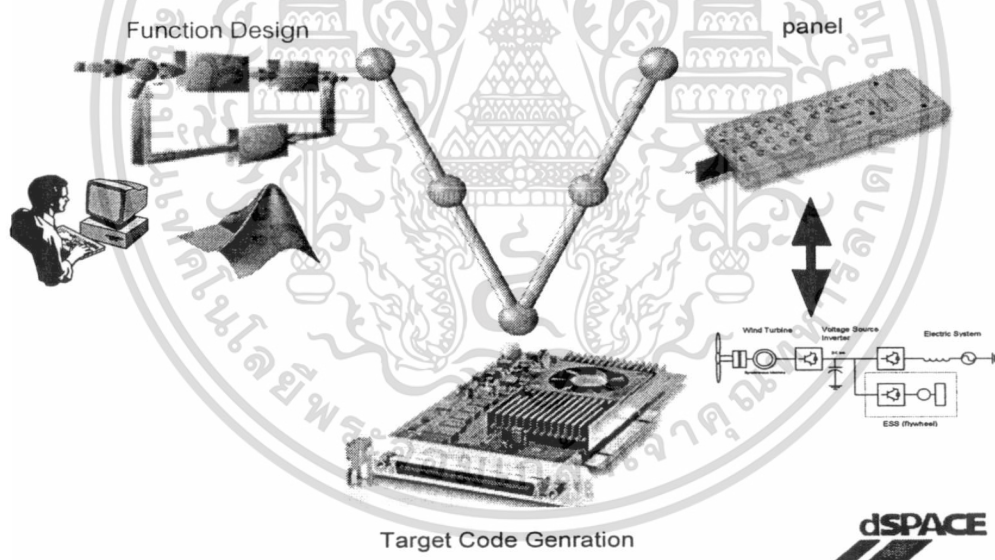


บทที่ 6

ผลการทดลองการทำงานของวงจรรองกำลังแอกทีฟ

6.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการนำเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นมาทำการทดสอบความสามารถในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกกับระบบไฟฟ้า 3 เฟส 3 สาย โดยนำผลการจำลองการทำงานของวงจรรองกำลังแอกทีฟที่ได้ออกแบบไว้ จากโปรแกรม MATLAB/SIMULINK มาทำการทดสอบกับ dSPACE โดยที่ dSPACE สามารถแปลงจากโปรแกรมจำลองจากโปรแกรม MATLAB/SIMULINK ให้เป็นโปรแกรมสำหรับควบคุมการทำงานของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) ภายใน dSPACE ทำให้สามารถแก้ไขโปรแกรมควบคุมการทำงานของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจากโปรแกรมจำลอง MATLAB/SIMULINK ซึ่งช่วยลดเวลาในการเขียนโปรแกรมสำหรับควบคุมตัว DSP ลงได้และง่ายต่อการทำการทดสอบ



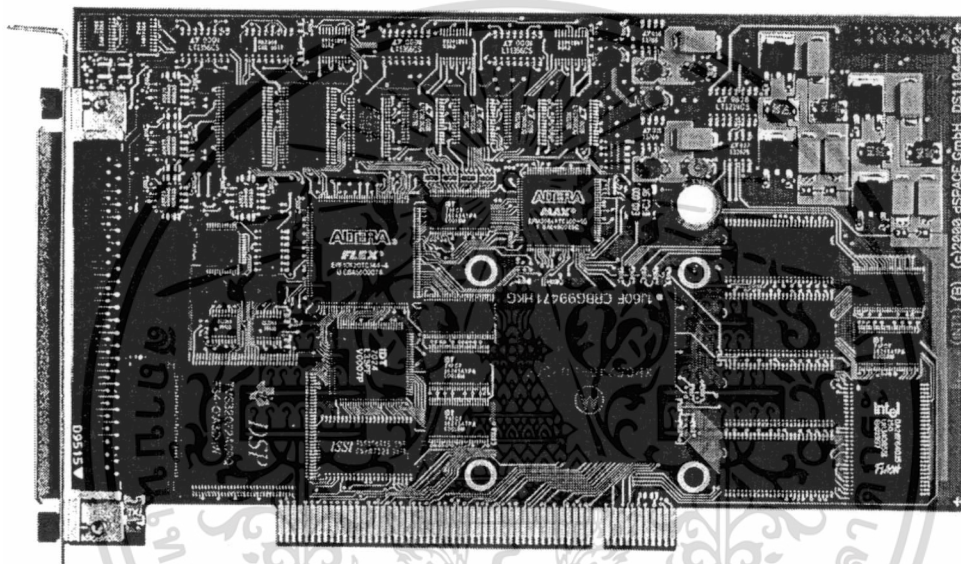
รูปที่ 6.1 โครงสร้างของระบบ dSPACE

6.2 ระบบของ dSPACE

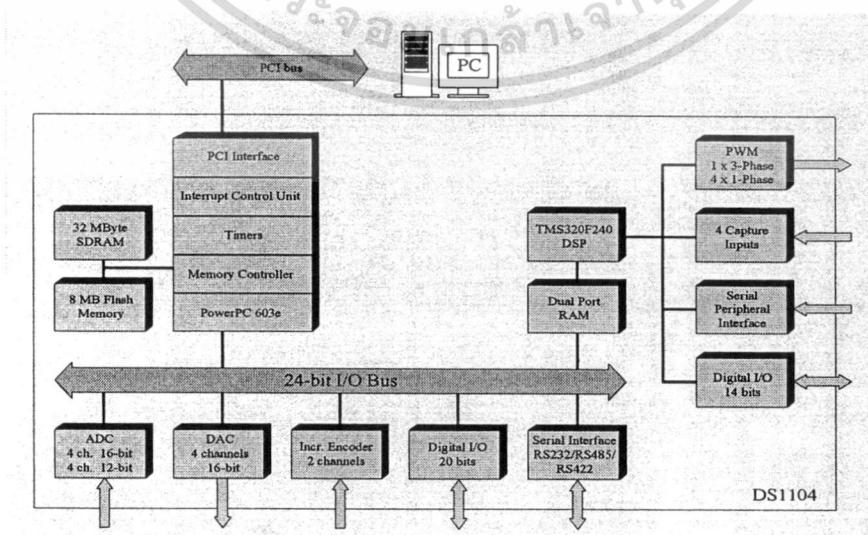
dSPACE คือ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงจากระบบที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK ให้สามารถควบคุมและใช้งานได้จริงตามระบบที่ได้จำลองไว้ซึ่งระบบการทำงานของ dSPACE อาศัยการควบคุมการทำงานของระบบจากการ Simulation โดยที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า dSPACE จะมีโปรแกรมที่สามารถเปลี่ยนระบบควบคุมใน Simulation ให้เป็นสัญญาณสำหรับไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมอุปกรณ์ ซึ่งใน dSPACE จะประกอบด้วย เครื่องคอมพิวเตอร์ซึ่งภายในประกอบด้วยบอร์ด DS1104 ที่มีตัวประมวลสัญญาณดิจิทัลและรับสัญญาณอินพุตและส่งสัญญาณเอาต์พุตจากแผงควบคุม (panel) สำหรับในแผงควบคุมประกอบด้วย วงจรแปลงจากสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลสำหรับรับอินพุตจากวงจรตรวจจับกระแสและแรงดันไฟฟ้า เป็นต้น และส่งสัญญาณเอาต์พุตสำหรับควบคุมอุปกรณ์ นั่นก็คือ สัญญาณพีดีบีเบิลยูเอ็ม ซึ่งระบบของ dSPACE ดังรูปที่ 6.1

6.3 สถาปัตยกรรมของ DS1104 R&D Controller board



รูปที่ 6.2 DS1104 R&D Controller board



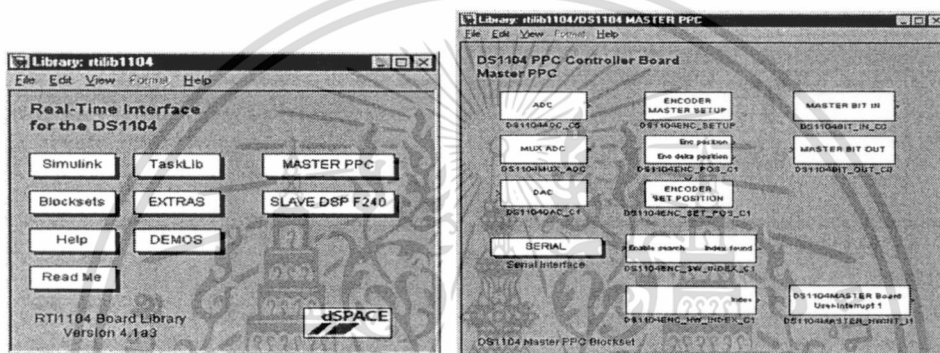
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 6.3 โครงสร้างภายในของ DS1104 R&D Controller Board

โครงสร้างภายในของ DS1104 R&D Controller Board ซึ่งมีคุณสมบัติโดยรวม ดังนี้	
ตัวประมวลผลหลัก	- MPC8240, PowerPC 603e core ความเร็วในการประมวลผล 250 MIPS (ล้านคำสั่งในหนึ่งวินาที) ต่อ 1 เมกเฮิรตซ์
หน่วยความจำ	- หน่วยความจำข้อมูล cache ภายใน ขนาด 32 กิโลไบต์ - หน่วยความจำข้อมูลแบบดีเรม ขนาด 32 เมกกะไบต์ - หน่วยความจำข้อมูลแบบแฟลช ขนาด 8 เมกกะไบต์
วงจรแปลงสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิทัล	- ขนาด 16 บิต 4 ช่องสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์ ขนาดพิกัดแรงดัน ± 10 โวลต์
วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอะนาล็อก	- ขนาด 12 บิต 4 ช่องสัญญาณแบบขนาน ขนาดพิกัดแรงดัน ± 10 โวลต์
พอร์ตอินพุต/เอาต์พุต	- ขนาด 16 บิต 8 ช่องสัญญาณ ขนาดพิกัดแรงดัน ± 10 โวลต์
ตัวรับสัญญาณ Encoder	- ขนาด 20 บิต อินพุต/เอาต์พุต ขนาดพิกัดกระแส ± 10 มิลลิแอมป์
การต่อเชื่อมแบบอนุกรม	- ขนาด 2 บิต ดิจิตอลอินพุต TTL หรือ RS422
ตัวประมวลผลของระบบรอง	- พอร์ต RS232, RS458 และ RS422 - ใช้ชิปของบริษัท TEXAS INSTRUMENT DSP TMS320F240 - หน่วยความจำแบบแรมขนาด 8 กิโลไบต์ - ช่องสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM) แบบ 3 เฟส 1 ชุด - ช่องสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM) แบบ 1 เฟส 4 ชุด - ขนาด 14 บิต พอร์ตอินพุต/เอาต์พุต TTL)
องค์ประกอบอื่นๆ	- แหล่งจ่ายแรงดันขนาด 5 โวลต์ พิกัดกระแส 2.5 แอมป์ / 12 โวลต์ , 0.2 แอมป์ / 12 โวลต์ 0.3 แอมป์ - ใช้กับสล็อต PCI ขนาด 32 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 ซอร์ฟแวร์สำหรับการควบคุม

โปรแกรม ControlDesk ใช้สำหรับเชื่อมโยงระหว่างตัวบอร์ด DS1104 กับโปรแกรมจำลองจาก MATLAB/SIMULINK สำหรับควบคุมหรือปรับค่าพารามิเตอร์, แสดงผลของสัญญาณการควบคุม หรือ แสดงผลสัญญาณที่รับเข้ามาจากวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล เป็นต้น โดยที่การออกแบบการควบคุมจะออกแบบบน MATLAB/SIMULINK ซึ่งใน MATLAB/ SIMULINK ของ dSPACE จะมีบล็อกคำสั่งสำหรับควบคุมให้ตัวบอร์ด DS1104 รับสัญญาณอินพุตเข้ามาประมวลผลและส่งสัญญาณเอาต์พุตสำหรับใช้ควบคุมอุปกรณ์นั้นก็คือสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม (PWM) และบล็อกคำสั่งสำหรับควบคุมตัวบอร์ด DS1104 ดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 บล็อกคำสั่งสำหรับควบคุมตัวบอร์ด DS1104 ใน MATLAB/SIMULINK

6.5 การทดสอบเครื่องต้นแบบ

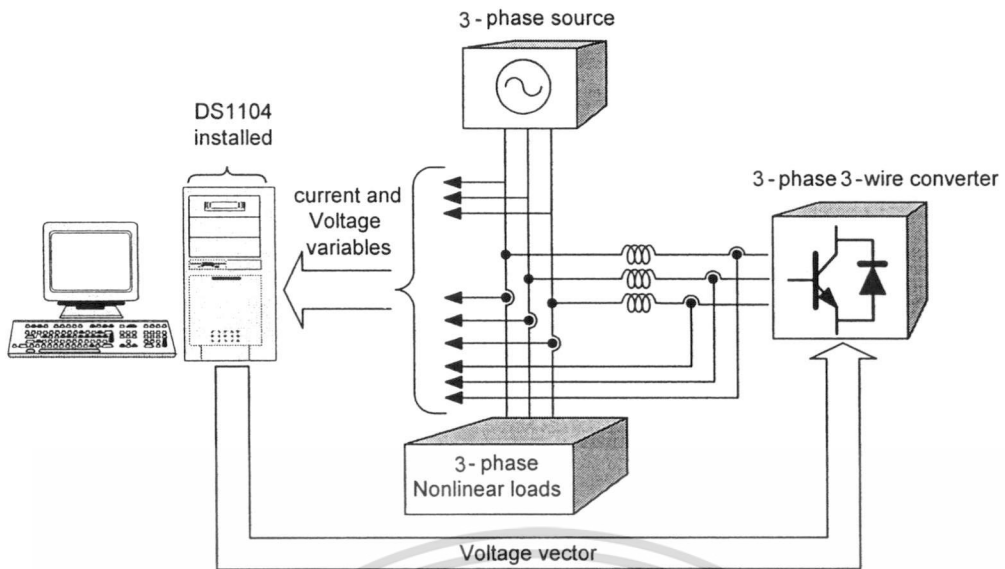
ทำการทดสอบเครื่องต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นด้วยระบบของ dSPACE และโครงสร้างระบบที่ใช้ในการทดสอบ ดังรูปที่ 6.4 และ รูปที่ 6.5 ประกอบด้วย

1. เครื่องคอมพิวเตอร์แบบตั้งโต๊ะของระบบ dSPACE
2. เครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบ
3. ตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระบบวงจรอินเวอร์เตอร์กับระบบไฟฟ้า
4. โหลดที่ใช้ในการทดสอบเป็นวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์
5. แผงควบคุม(panel) จาก dSPACE สำหรับรับสัญญาณจากวงจรตรวจจับกระแสและแรงดันไฟฟ้าเพื่อนำไปประมวลผลจากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลภายในระบบ dSPACE และส่งสัญญาณเอาต์พุต คือ สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มสำหรับควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์
6. แหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดสอบโดยทำการปรับแหล่งจ่ายสำหรับทดสอบเครื่องต้นแบบ

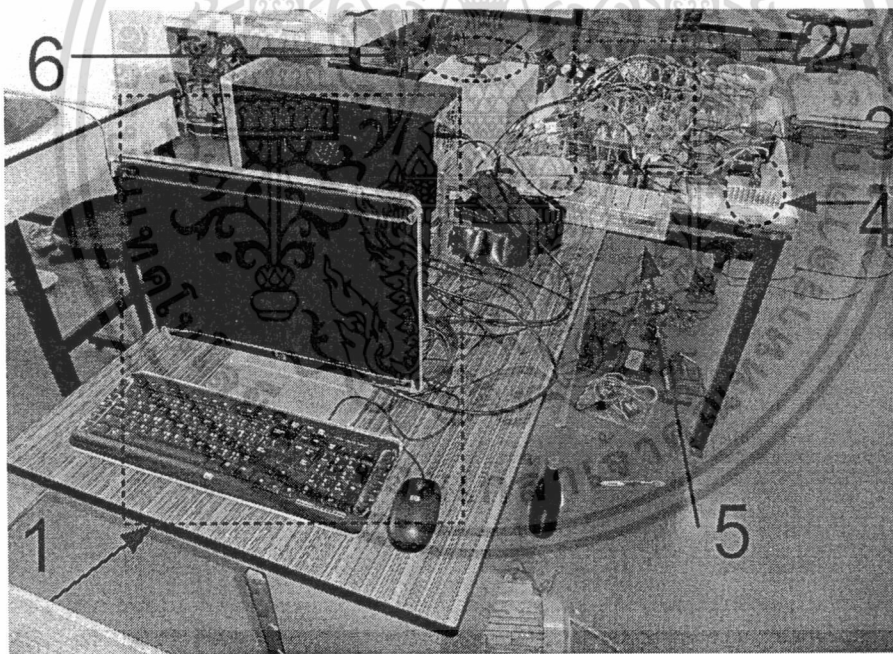
ที่แรงดันไฟฟ้าระหว่างสาย 121 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

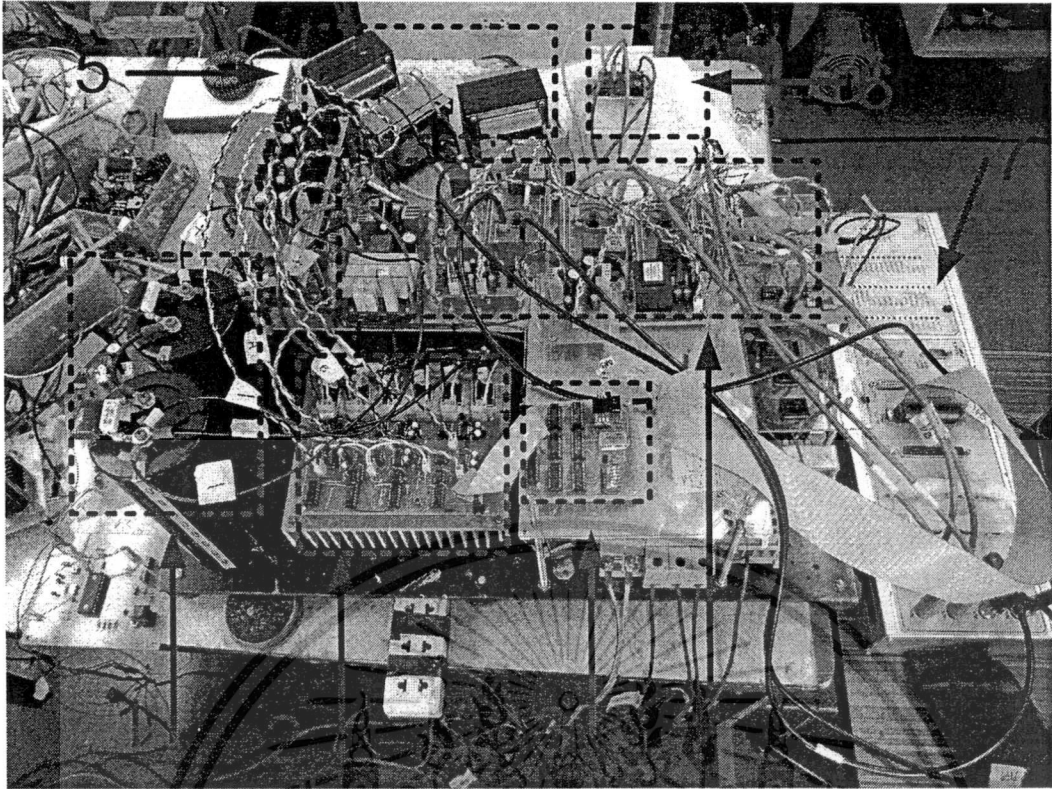


รูปที่ 6.5 โครงสร้างจำลองสำหรับการทดสอบเครื่องต้นแบบด้วยระบบ dSPACE



รูปที่ 6.6 โครงสร้างจริงในการทดสอบเครื่องต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

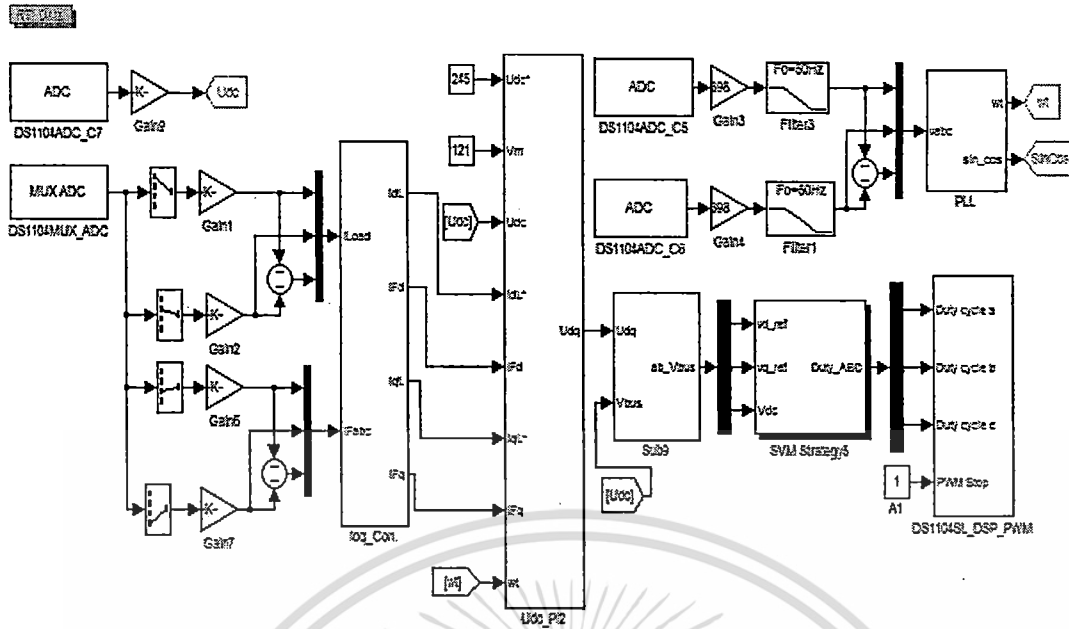


รูปที่ 6.7 โครงสร้างทั้งหมดของเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดลอง

ประกอบด้วย

1. คาปาซิเตอร์ขนาด 0.005 ฟารัด
2. วงจรอินเวอร์เตอร์
3. วงจรประวิงเวลา
4. วงจรตรวจจับกระแสและแรงดันไฟฟ้า
5. ตัวเหนี่ยวนำเชื่อม โยงขนาด 0.00487 เฮนรี
6. ใช้ทดสอบกับโหลดวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์
7. แผงควบคุมจากระบบ dSPACE

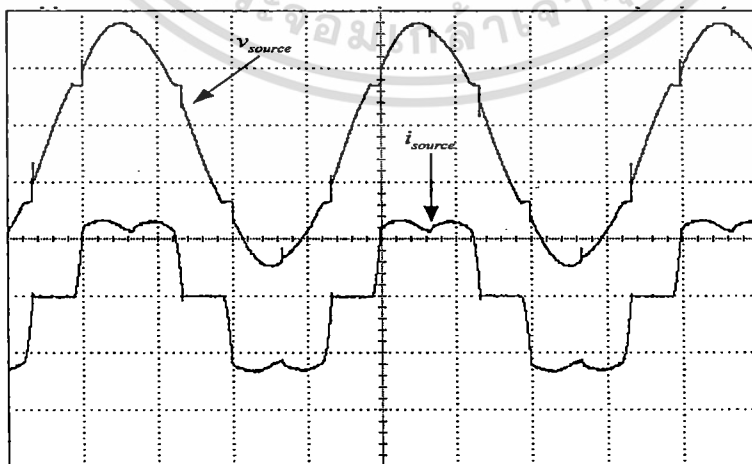
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



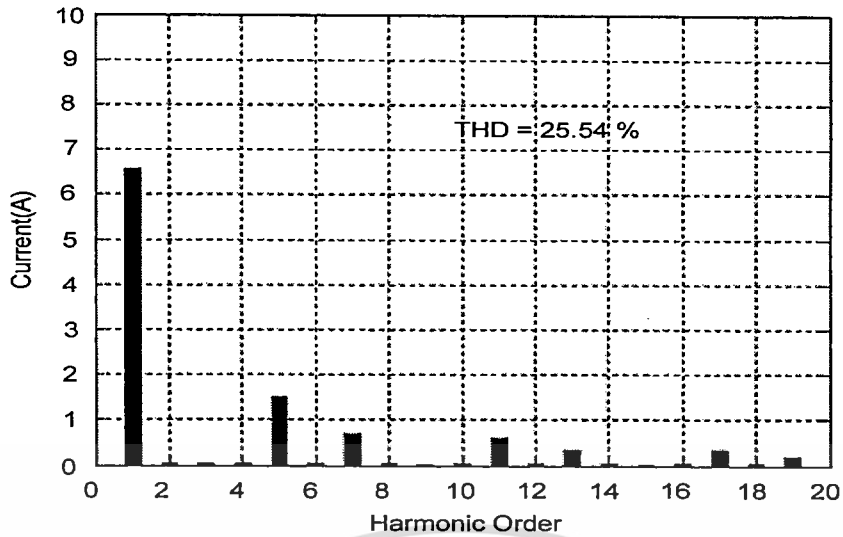
รูปที่ 6.8 โครงสร้างของการควบคุมวงจรรอกำลังที่นำเสนอเมื่อนำมาใช้กับ dSPACE

6.6 ผลการทดลองวงจรรอกำลังแอกทีฟ

สำหรับผลการทดลองการทำงานของวงจรรอกำลังแอกทีฟที่นำเสนอหลักการควบคุม กระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์บนแกนซิงโครนัส โดยทำการ ทดลองที่แรงดันไฟฟ้าระหว่างสาย 121 โวลต์และโหลดที่ใช้ในการทดลองเป็นวงจรเรียงกระแส แบบใช้ไดโอด 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์และจ่ายโหลดที่มีพิกัดกำลัง 1.2 kVA โดยจะแบ่งเป็น 2 กรณี ดังนี้



รูปที่ 6.9 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS) และ กระแสแหล่งจ่าย 4.9 A (RMS) ก่อนการ เอกสารเป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ชดเชย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.10 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนทำการชดเชย

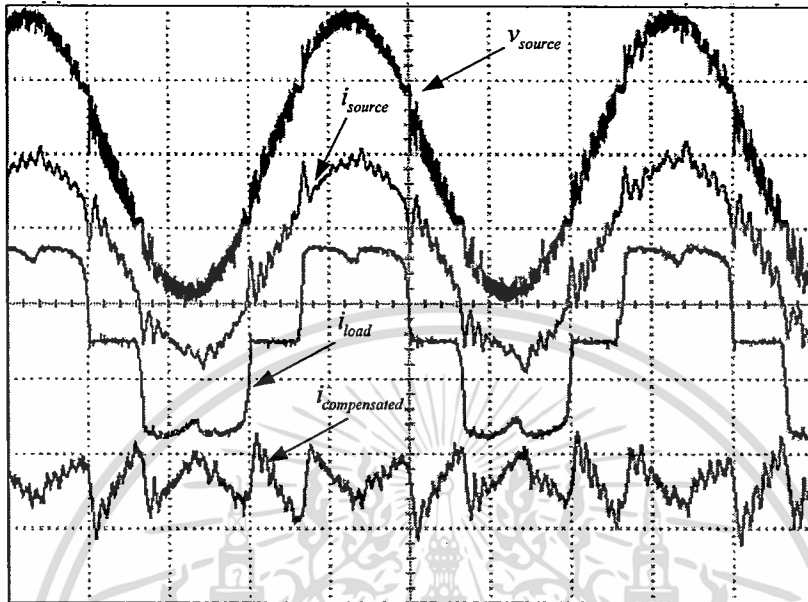
ตารางที่ 6.1 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายก่อนการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2

ฮาร์มอนิกอันดับที่	กระแสฮาร์มอนิก	EN 61000-3-2
2	0	1.08 A
3	0	2.30 A
4	0	0.43 A
5	1.54 A	1.14 A
6	0	0.30 A
7	0.70 A	0.77 A
9	0	0.40 A
11	0.61 A	0.33 A
13	0.39 A	0.21 A

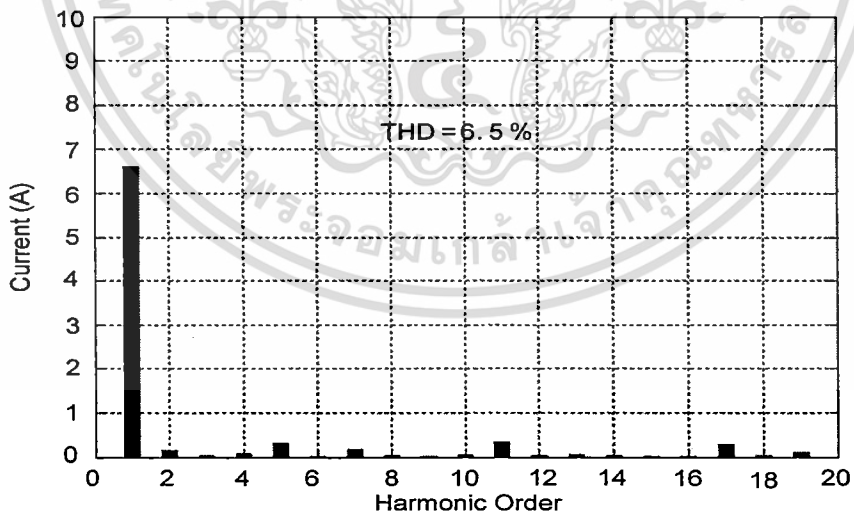
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6.1 กรณีใช้การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัส

6.6.1.1 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 6.11 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS), รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย 4.8 A (RMS), กระแสโหลด 4.7 A (RMS) และกระแสชดเชย 1.49 A (RMS)



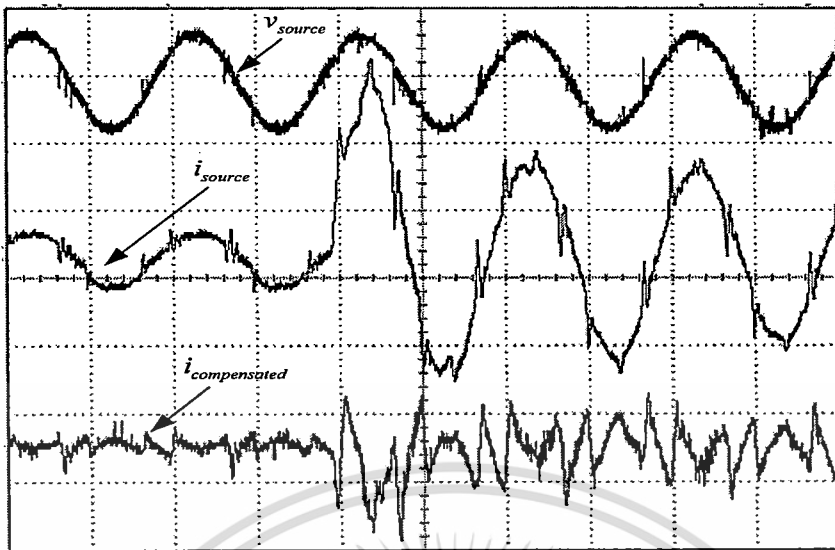
รูปที่ 6.12 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

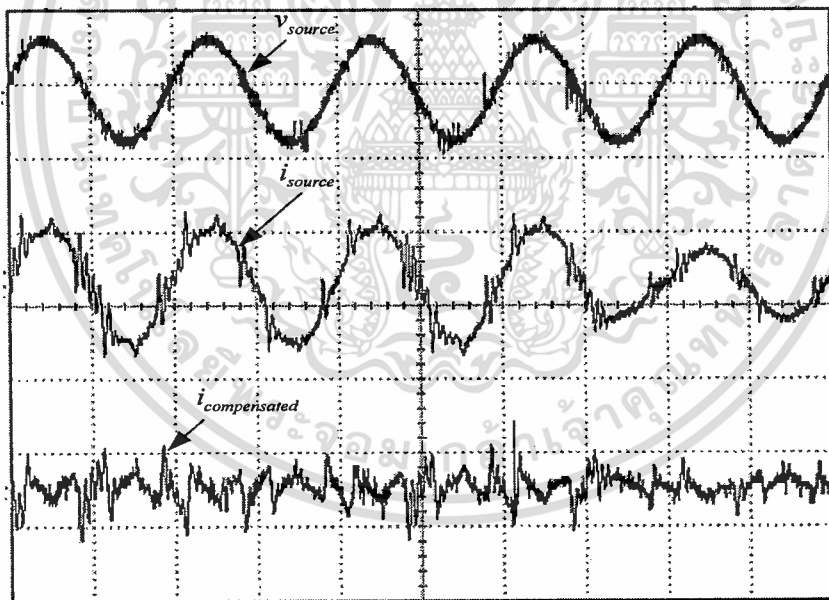
ตารางที่ 6.2 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายหลังการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัด
ฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2

ฮาร์มอนิกอันดับที่	กระแสฮาร์มอนิก	EN 61000-3-2
2	0.17 A	1.08 A
3	0	2.30 A
4	0	0.43 A
5	0.38 A	1.14 A
6	0	0.30 A
7	0.17 A	0.77 A
9	0	0.40 A
11	0.38 A	0.33 A
13	0	0.21 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

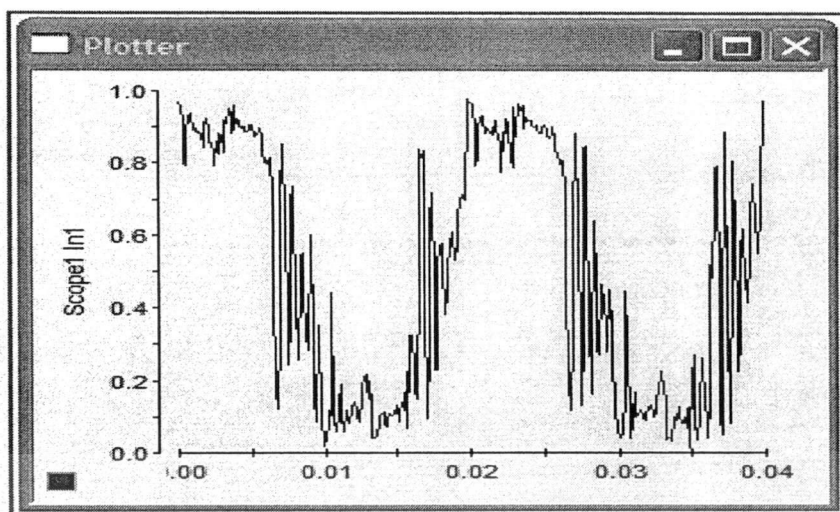


รูปที่ 6.13 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีเพิ่มโหลด
อย่างฉับพลัน

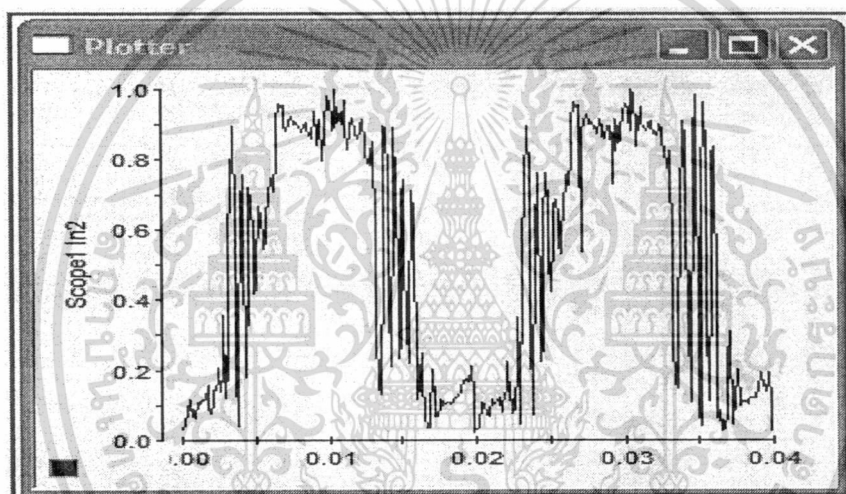


รูปที่ 6.14 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีลดโหลด
อย่างฉับพลัน

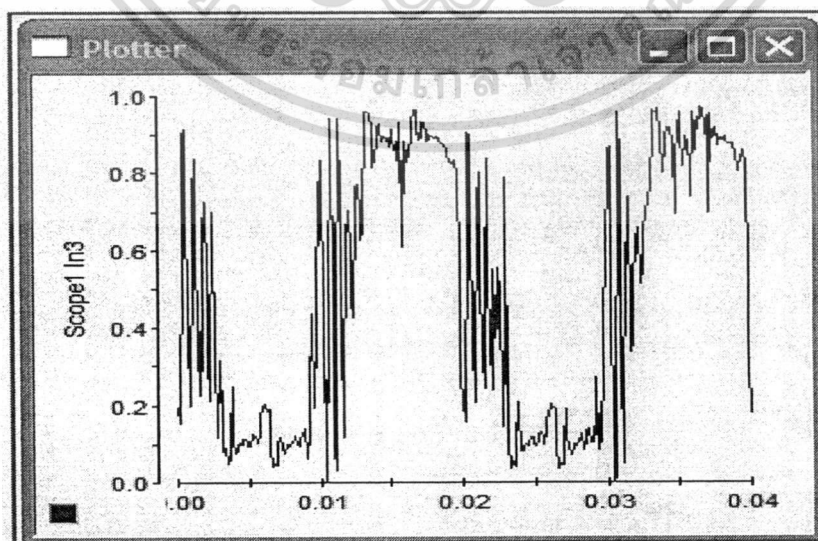
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)

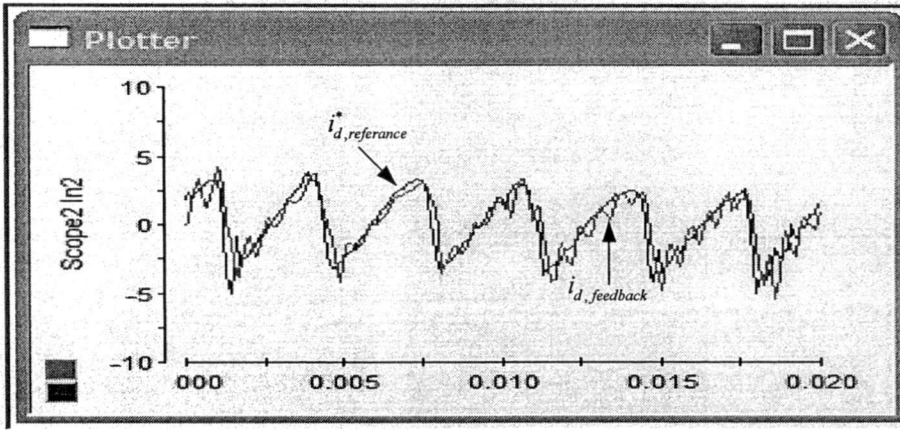


(b)

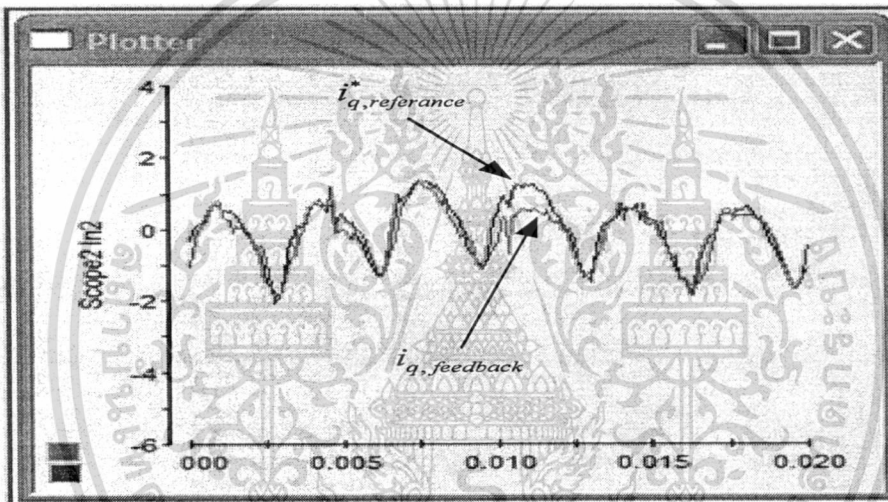


(c)

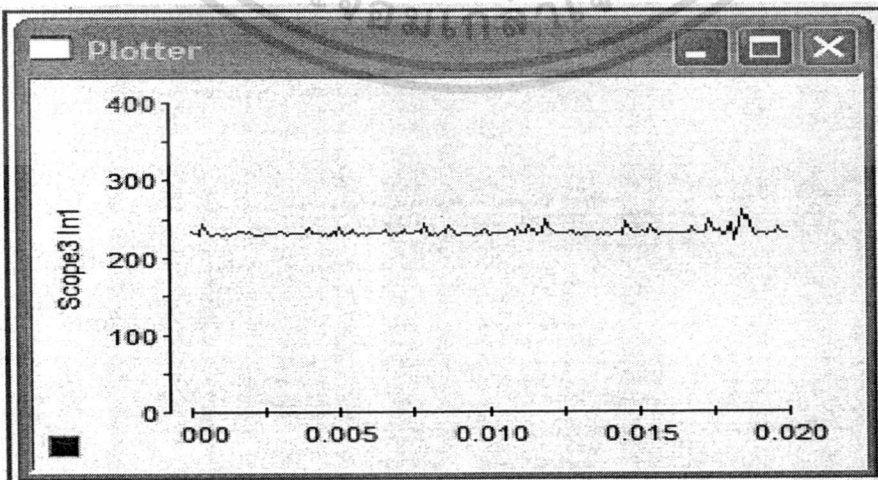
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามรูปที่ 6.15 คิวตี้ไซเคิลของเฟส A, B และ C ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.16 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d

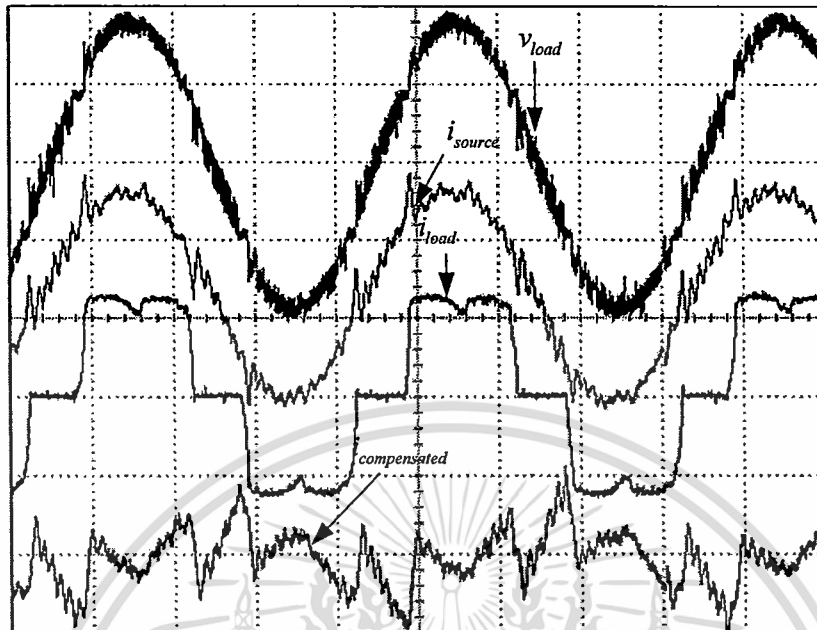


รูปที่ 6.17 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q

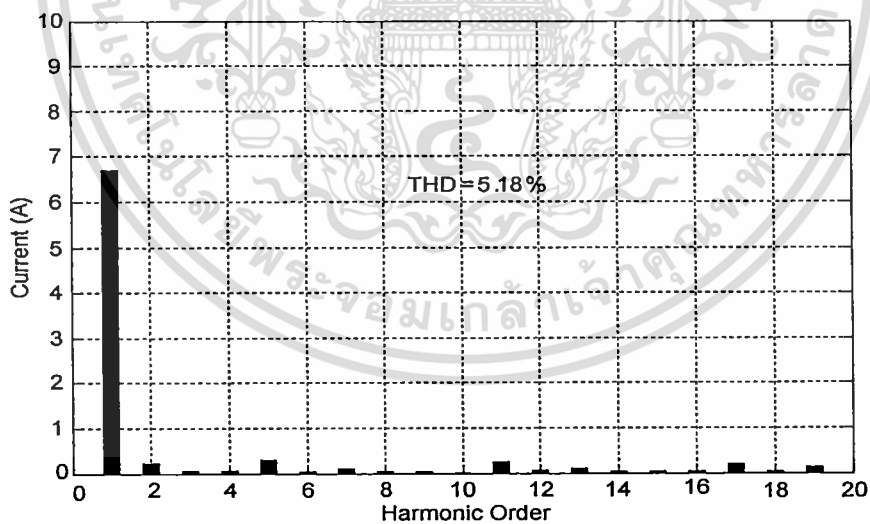


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 6.18 แรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลัง ภาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6.1.2 ความคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์



รูปที่ 6.19 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS), รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย 4.8 A (RMS), กระแสโหลด 4.7 A (RMS) และกระแสชดเชย 1.7 A (RMS)



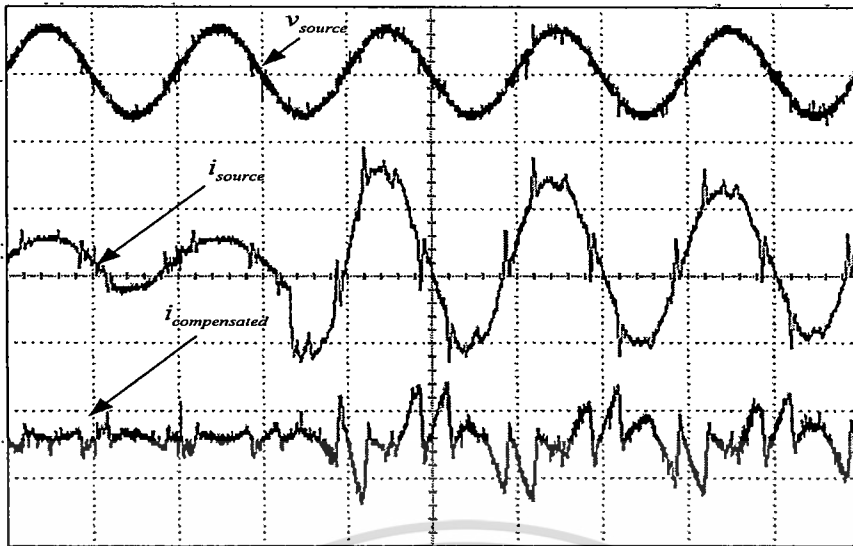
รูปที่ 6.20 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

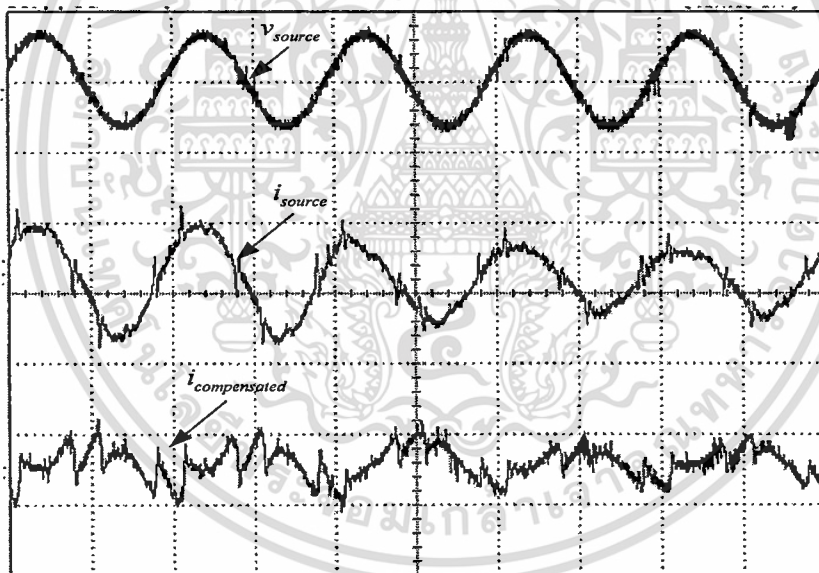
ตารางที่ 6.3 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายหลังการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัด
ฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2

ฮาร์มอนิกอันดับที่	กระแสฮาร์มอนิก	EN 61000-3-2
2	0.2 A	1.08 A
3	0	2.30 A
4	0	0.43 A
5	0.30 A	1.14 A
6	0	0.30 A
7	0.08 A	0.77 A
9	0	0.40 A
11	0.25 A	0.33 A
13	0.08 A	0.21 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

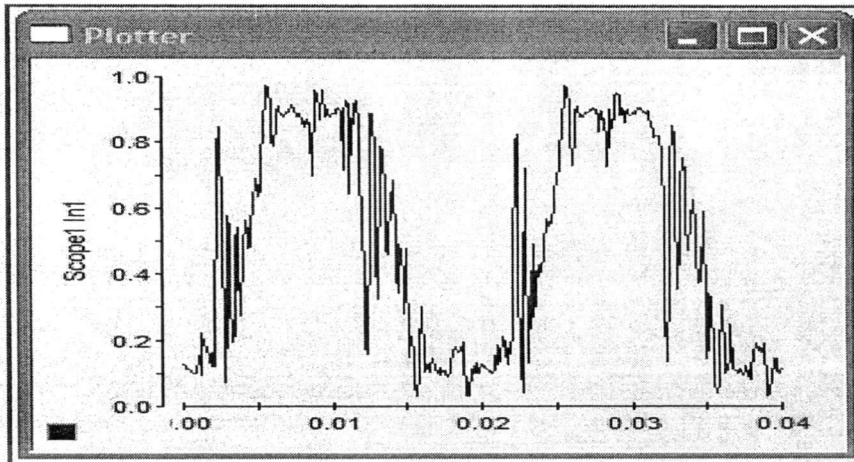


รูปที่ 6.21 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีเพิ่มโหลด
อย่างฉับพลัน

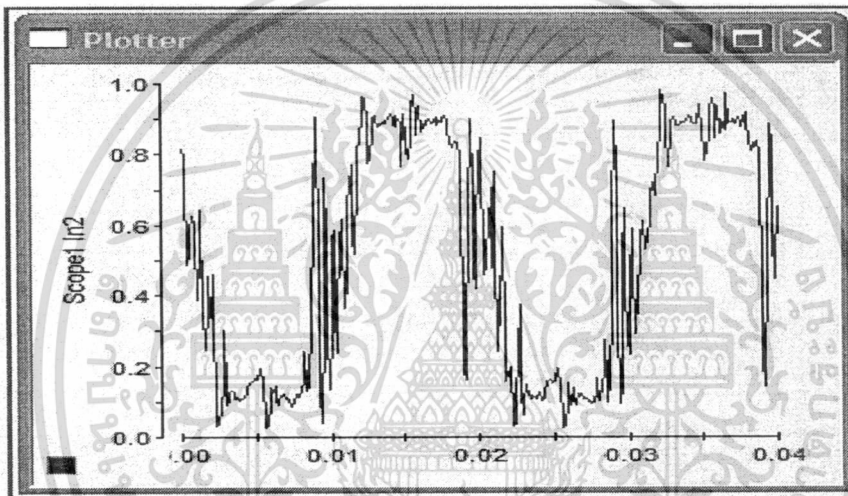


รูปที่ 6.22 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีลดโหลด
อย่างฉับพลัน

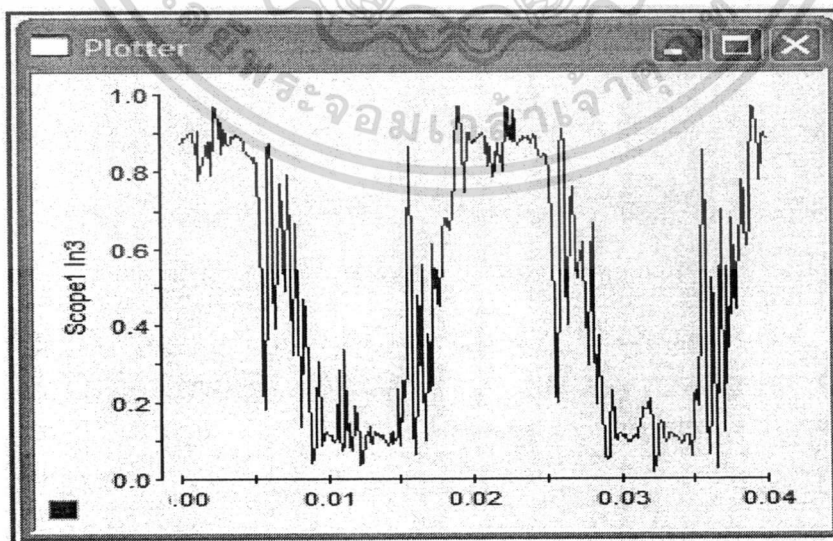
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)

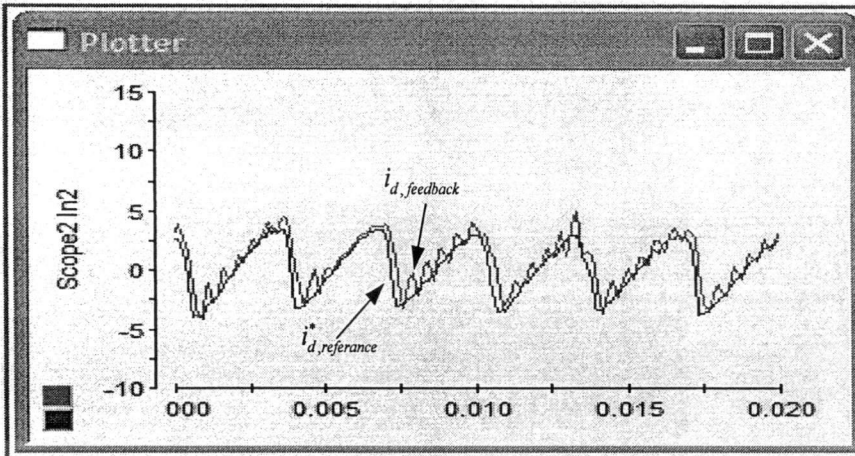


(b)

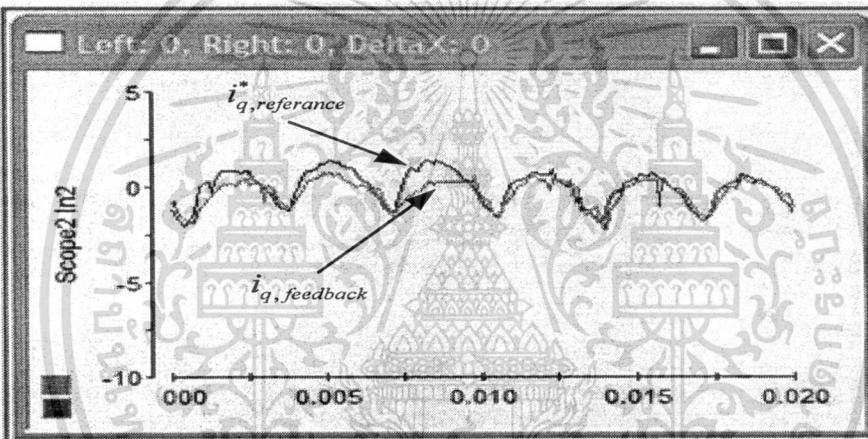


(c)

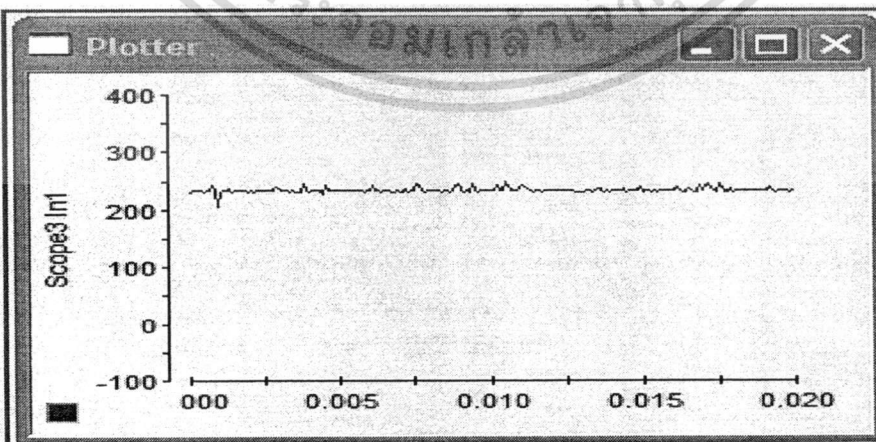
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในองค์กรซึ่งได้รับการคุ้มครองตามกฎหมายว่าด้วยลิขสิทธิ์
 รูปที่ 6.23 คิวตี้ไซเคิลของเฟส A, B และ C
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.24 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d



รูปที่ 6.25 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q



รูปที่ 6.26 แรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

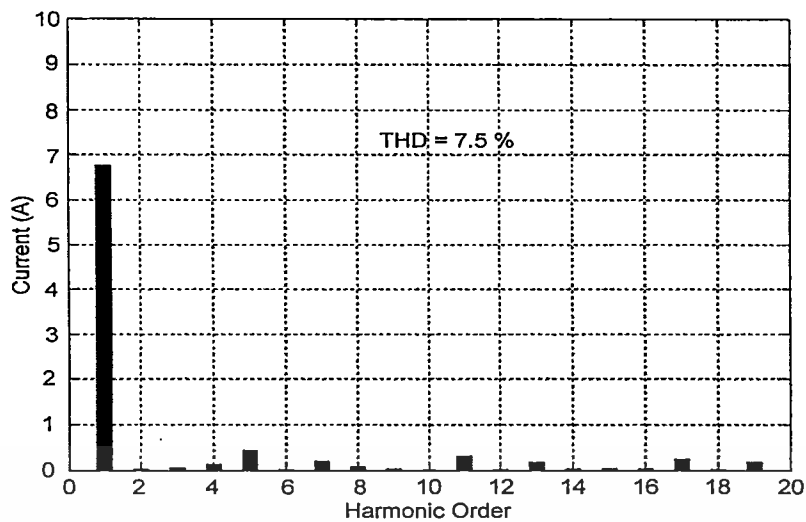
จากผลการทดลองโดยทดลองกับโหลดที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์และใช้การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัสพบว่า วงจรกรองกำลัง แอคทีฟสามารถทำการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดได้ ซึ่งแสดงได้โดยกระแส แหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงคลื่นไซน์มากขึ้น โดยมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกมีค่าลดลง จาก 25.54 เปอร์เซ็นต์ เป็น 6.5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอและควบคุม กระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์ลดลงเป็น 5.18 เปอร์เซ็นต์

6.6.2 กรณีใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟชั่วขณะ

6.6.2.1 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ



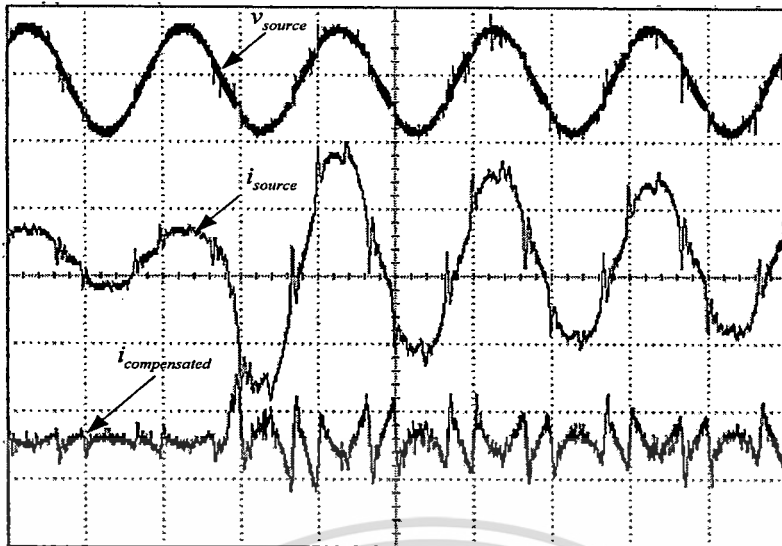
รูปที่ 6.27 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS), รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย 4.9 A (RMS), กระแสโหลด 4.8 A (RMS) และกระแสชดเชย 1.34 A (RMS)



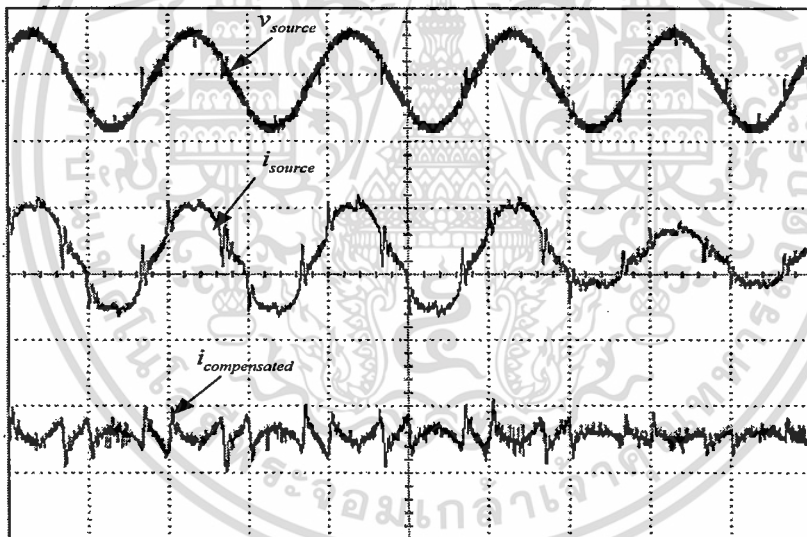
รูปที่ 6.28 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

ตารางที่ 6.4 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายหลังการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2

ฮาร์มอนิกอันดับที่	กระแสฮาร์มอนิก	EN 61000-3-2
2	0	1.08 A
3	0	2.30 A
4	0.15 A	0.43 A
5	0.64 A	1.14 A
6	0	0.30 A
7	0.18 A	0.77 A
9	0	0.40 A
11	0.27 A	0.33 A
13	0.18 A	0.21 A

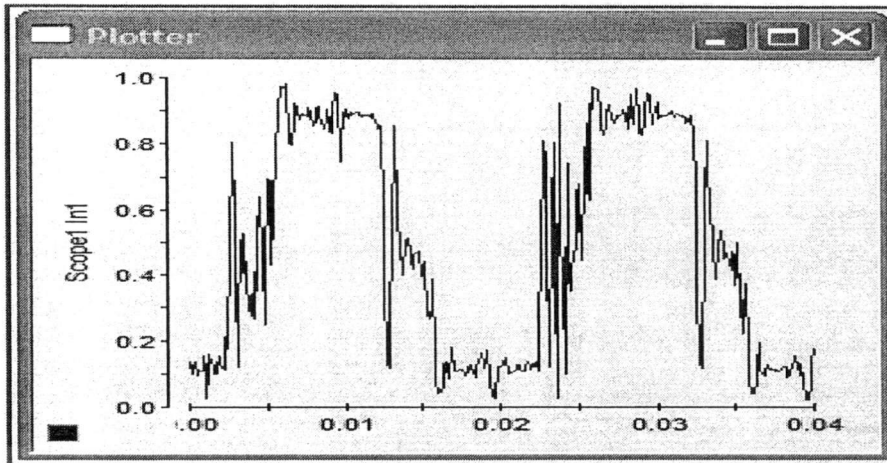


รูปที่ 6.29 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีเพิ่ม โหลด อย่างฉับพลัน

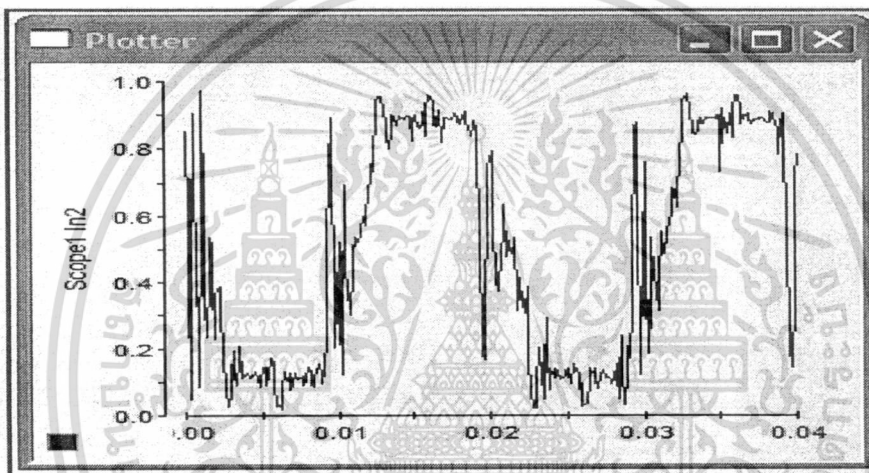


รูปที่ 6.30 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีลด โหลด อย่างฉับพลัน

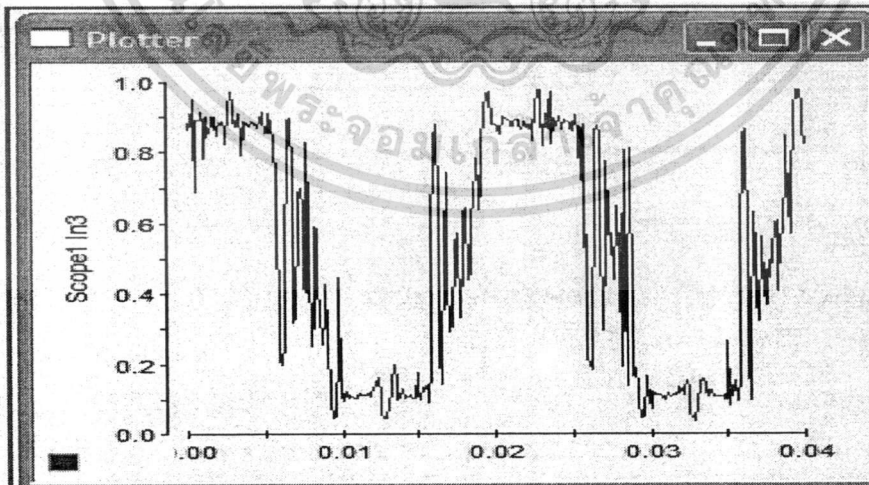
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



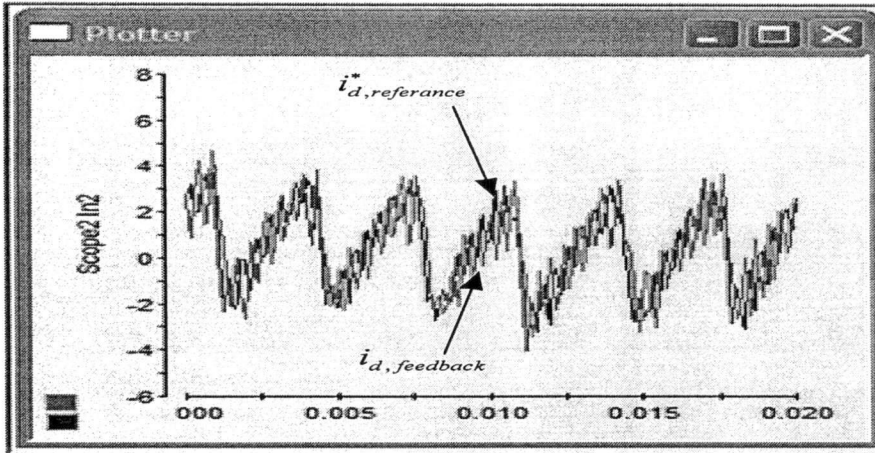
(b)



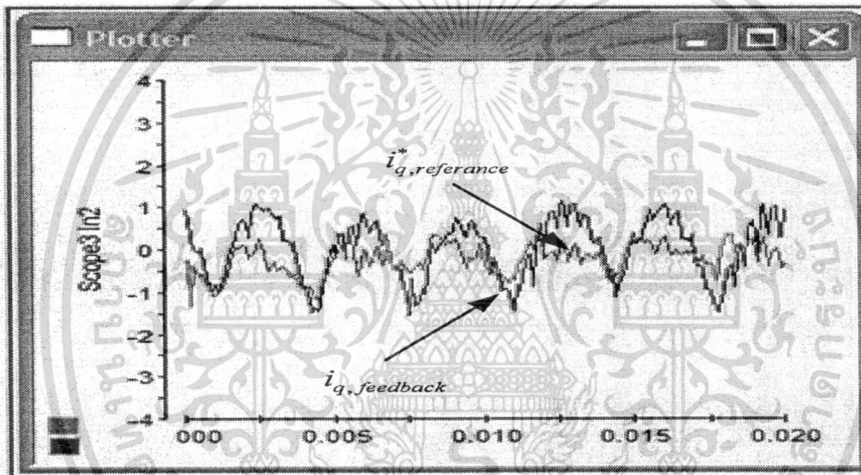
(c)

รูปที่ 6.31 ดิวตีไซเคิลของเฟส A, B และ C

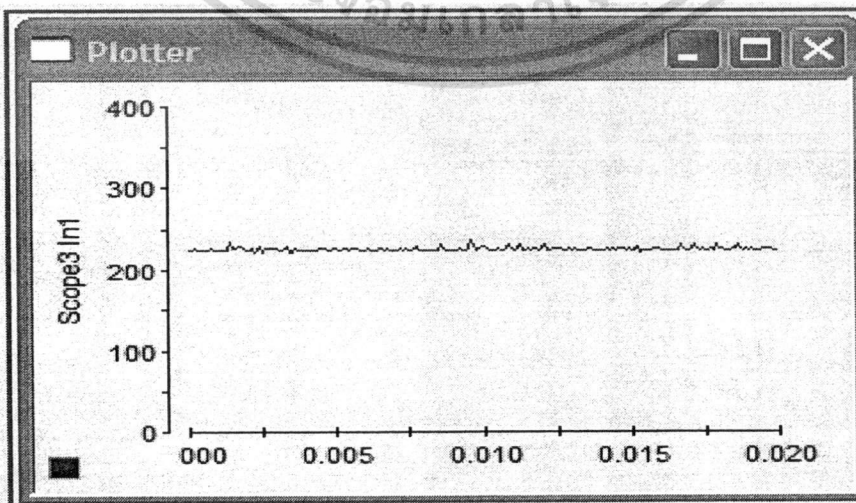
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.32 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d

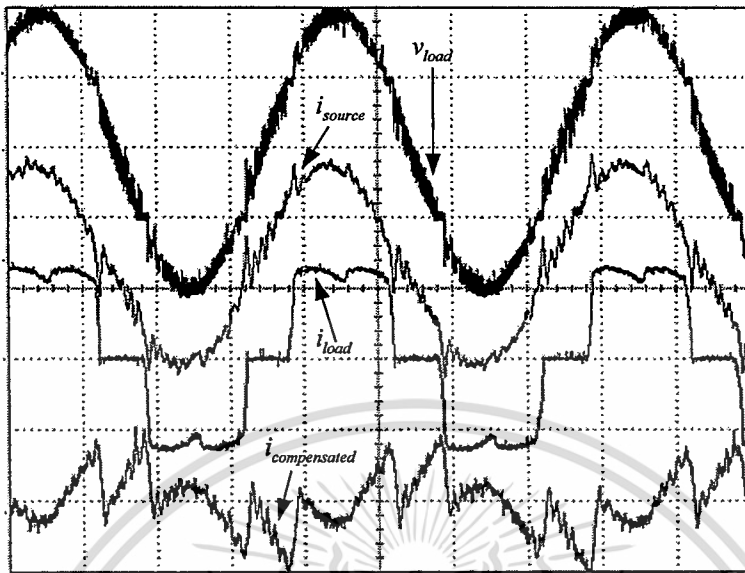


รูปที่ 6.33 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q

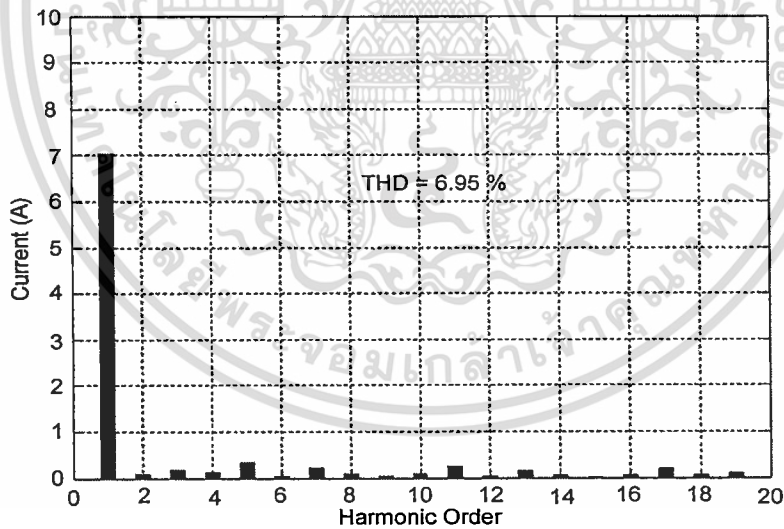


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 6.34 แรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลัง
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6.2 ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์



รูปที่ 6.35 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย 121 V (RMS), รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่าย 4.9 A (RMS), กระแสโหลด 4.8 A (RMS) และกระแสชดเชย 2.1A (RMS)



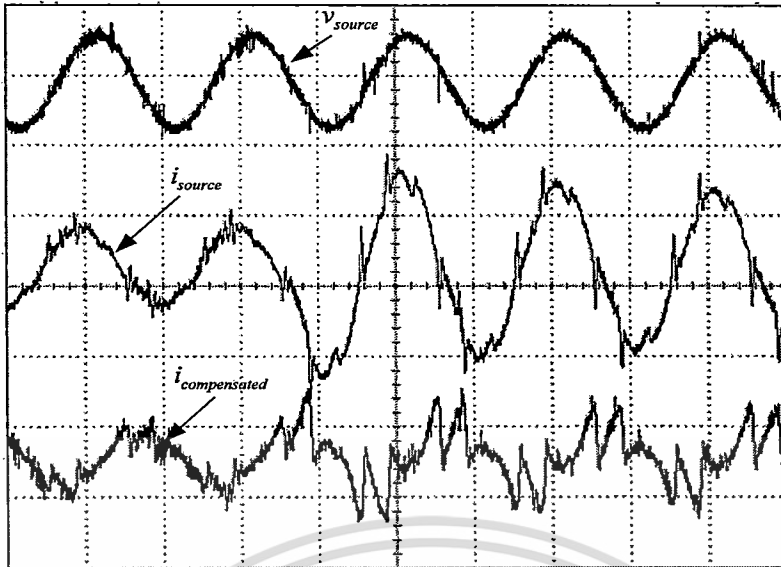
รูปที่ 6.36 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

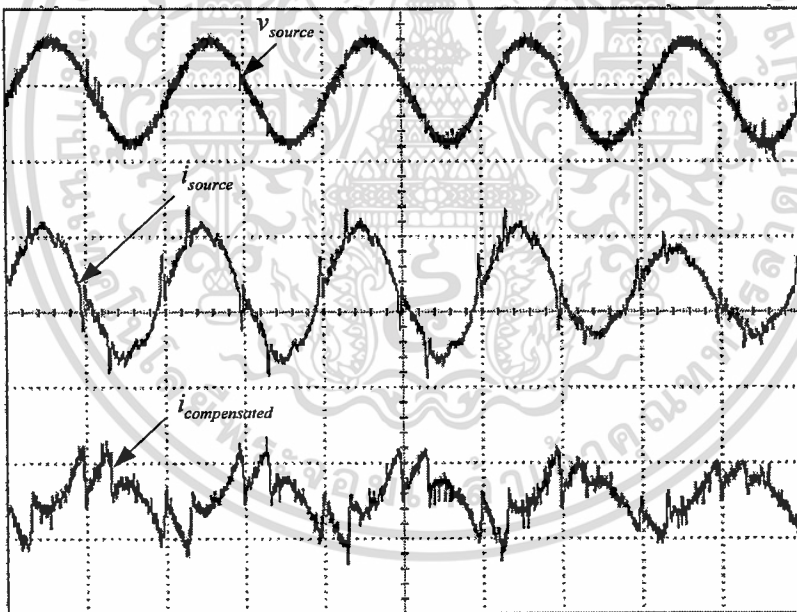
ตารางที่ 6.5 กระแสฮาร์มอนิกของแหล่งจ่ายก่อนการชดเชยเมื่อเทียบกับมาตรฐานการจำกัด
ฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า EN 61000-3-2

ฮาร์มอนิกอันดับที่	กระแสฮาร์มอนิก	EN 61000-3-2
2	0.09 A	1.08 A
3	0.18 A	2.30 A
4	0.14 A	0.43 A
5	0.36 A	1.14 A
6	0	0.30 A
7	0.18 A	0.77 A
9	0	0.40 A
11	0.21 A	0.33 A
13	0.15 A	0.21 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

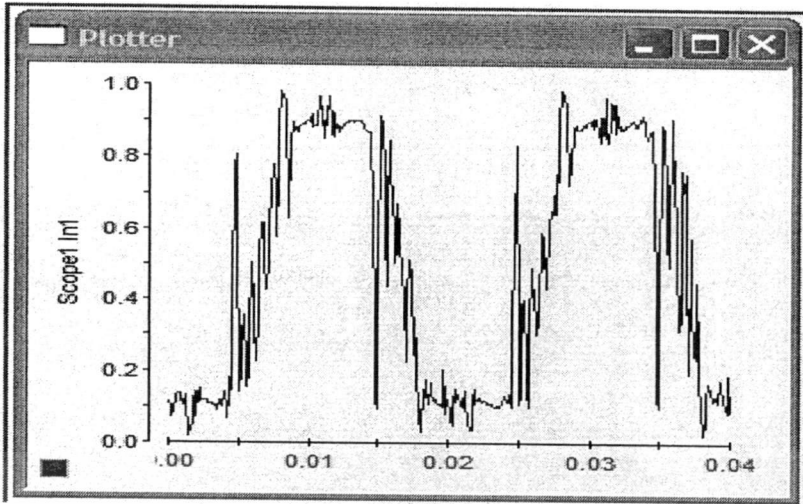


รูปที่ 6.37 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีเพิ่มโหลดอย่างฉับพลัน

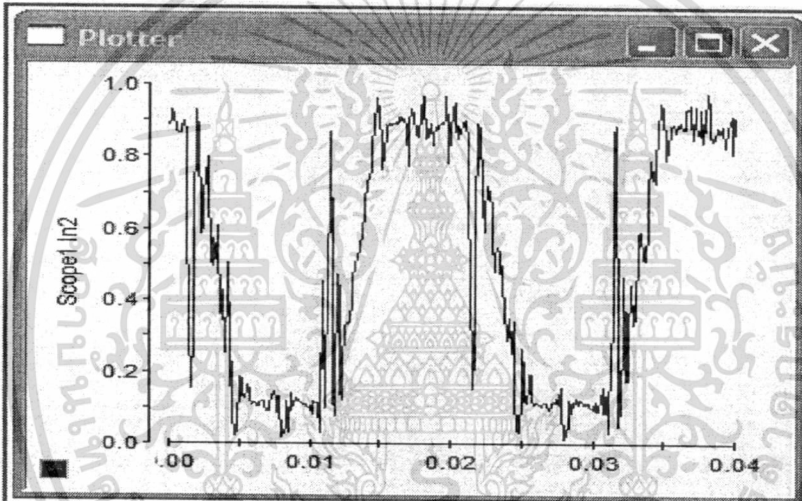


รูปที่ 6.38 รูปคลื่นแรงดันระหว่างสาย, รูปคลื่นกระแสแหล่งจ่ายและกระแสชดเชยกรณีลดโหลดอย่างฉับพลัน

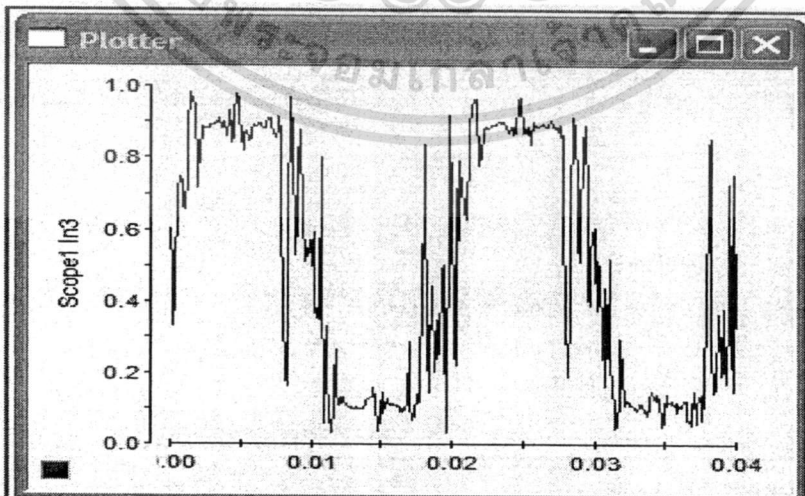
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)

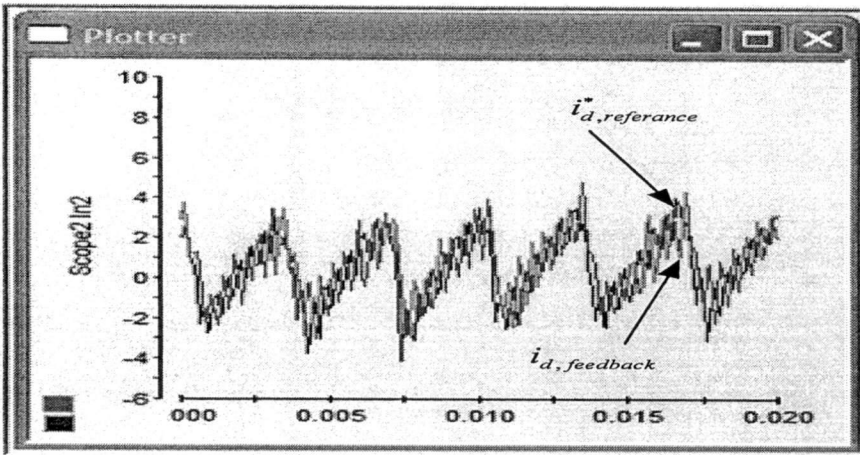


(b)

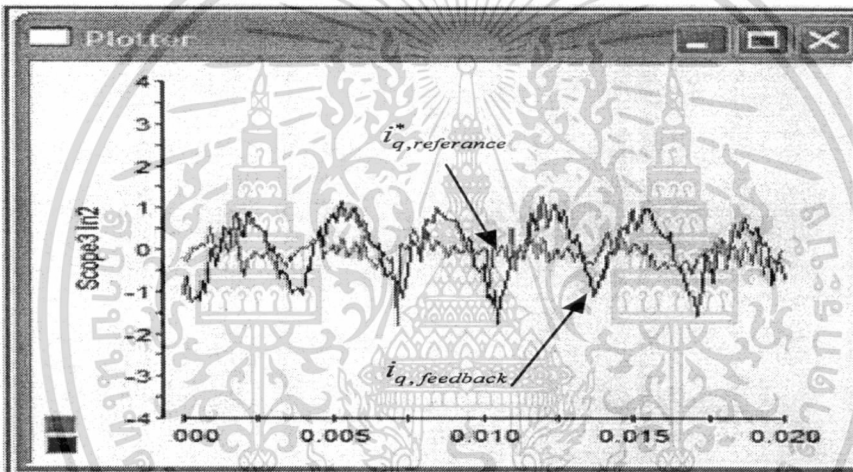


(c)

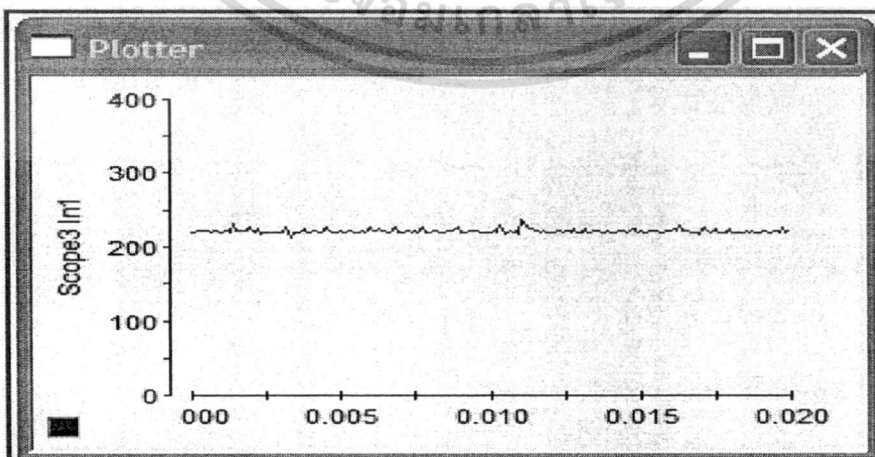
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 6.39 คิวตี้ไซเคิลของเฟส A, B และ C
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.40 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน d



รูปที่ 6.41 กระแสอ้างอิงและกระแสป้อนกลับบนแกน q



รูปที่ 6.42 แรงดันไฟตรงของวงจรกรองกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองโดยทดลองกับโหลดที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์และใช้การประมาณค่ากระแสอ้างอิงจากการใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟชั่วขณะ พบว่า วงจรรอกำลังแอกทีฟสามารถทำการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากโหลดได้ ซึ่งแสดงได้โดยกระแสแหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงคลื่นไซน์มากขึ้น โดยมีค่าความผิดเพี้ยนรวมของฮาร์มอนิกมีค่าลดลงจาก 25.54 เปอร์เซ็นต์ เป็น 7.5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอและควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์ลดลงเป็น 6.95 เปอร์เซ็นต์

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการทดลองของทั้ง 2 กรณี คือ การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัสกับการใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟชั่วขณะเมื่อนำมาใช้สำหรับการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกและควบคุมกระแสบนแกนซิงโครนัส ซึ่งจะพบว่า การประมาณค่ากระแสอ้างอิงบนแกนซิงโครนัสให้ผลของการชดเชยฮาร์มอนิกโดยเมื่อเปรียบเทียบกับผลของความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมลดลงได้ดีกว่าการใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟชั่วขณะและเมื่อนำตัวควบคุมเรโซแนนซ์มาควบคุมร่วมกับตัวควบคุมแบบพีไอโดยควบคุมที่ความถี่ฮาร์มอนิกจะพบว่าช่วยให้การควบคุมกระแสของวงจรรอกำลังสำหรับสร้างกระแสชดเชยเพื่อนำไปหักล้างกับกระแสฮาร์มอนิกได้ลดลงต่ำกว่าการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอแบบเดิม ซึ่งตัวควบคุมเรโซแนนซ์ช่วยแก้ปัญหาการเพิ่มค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบพีไอแบบเดิม การควบคุมบนแกนซิงโครนัสค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าบนแกน d มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นเมื่อต้องการให้วงจรรอกำลังสามารถชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนหรือแก้ค่าตัวประกอบกำลังให้เข้าใกล้หนึ่ง (unity power factor) สามารถทำได้โดยการควบคุมให้กระแสของวงจรรอกำลังบนแกน d มีค่าเท่ากับศูนย์ สำหรับงานวิจัยที่นำเสนอนี้ยังไม่ได้ชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นจึงไม่ได้ทำการทดสอบกับโหลดวงจรควบคุมเฟสโดยใช้รีเรเตอร์ซึ่งโหลดดังกล่าวจะเกิดมุมต่างเฟสระหว่างกระแสและแรงดันไฟฟ้า การชดเชยฮาร์มอนิกของงานวิจัยที่นำเสนอนี้สามารถชดเชยฮาร์มอนิกให้ลดลงได้ตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 ที่ได้กำหนดไว้ แต่เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับมาตรฐานการจำกัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าของสหรัฐอเมริกา IEEE 519 เมื่อมาตรฐานดังกล่าววงจรรอกำลังต้องชดเชยกระแสฮาร์มอนิกที่จุด PCC ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสฮาร์มอนิก (THD) ต้องลดลงต่ำกว่า 5 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งงานวิจัยนี้ยังไม่สามารถชดเชยกระแสฮาร์มอนิกให้ลดลงได้ตามมาตรฐาน IEEE 519 ดังตารางที่ 6.6 และค่าความผิดเพี้ยนรวมของแรงดันฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEEE 519 ตรงจุด PCC สำหรับแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่า 69,000 โวลต์ ค่าความผิดเพี้ยนรวมของแรงดันฮาร์มอนิกต้องไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ ดังตารางที่ 6.7 การควบคุมกระแสของวงจรรอกำลังแอกทีฟอาศัยการควบคุมกระแสของตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงซึ่งค่าความเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงตามความถี่เมื่อนำมาใช้กับระบบไฟฟ้าความถี่ของระบบเปลี่ยนแปลงน้อยมากแต่ถ้านำไปใช้กับระบบที่ความถี่ไม่คงที่ เช่น ระบบไฟฟ้าจากกังหันลม เป็นต้น ดังนั้นจึงนำตัวควบคุมเรโซแนนซ์มาควบคุมไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร่วมกับตัวควบคุมแบบสัดส่วนหรือนำมาควบคุมร่วมกับตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว เนื่องจากตัวควบคุมเรโซแนนซ์จะปรับตัวตามความถี่ที่ต้องการควบคุมหรือเรียกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวควบคุมนั่นเอง

ตารางที่ 6.6 มาตรฐานการจำกัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า IEEE 519

Harmonic Current Limits for General Distribution Systems (120-69,000 V)						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Note : I_{sc} = Maximum short-circuit current at PCC; I_L = Maximum fundamental frequency demand load current at PCC (average current of the maximum demand for the preceding 12 months); h = Individual harmonic order; THD = total harmonic distortion. Based on the maximum demand load current. The table applies to odd harmonics; even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits shown above.

ตารางที่ 6.7 มาตรฐานการจำกัดฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้า IEEE 519

Voltage Harmonic Distortion Limits		
Bus Voltage at PCC	Individual Voltage Distortion (%)	Total Voltage Distortion THD (%)
69 kV and below	3.0	5.0
69.001 kV through 161 kV	1.5	2.5
161.001 kV and above	1.0	1.5

Note : PCC = Point of common coupling; THD = total harmonic distortion.

6.7 บทสรุป

จากผลการทดลองวงจรรอกำลังแอกทีฟที่นำเสนอในงานวิจัยนี้พบว่า วงจรสามารถชดเชยกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นจากโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น ทั้งกรณีควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอและกรณีควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์ โดยพบว่า หลังการชดเชยขนาดของกระแสฮาร์มอนิกลดลง เป็นผลให้กระแสแหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้นและเมื่อเปรียบเทียบกันระหว่างการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอกับการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์พบว่า การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์ให้ผลการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกดีกว่าการควบคุมกระแสแบบพีไอแบบเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบวงจรรอกกำลังแอคทีฟแบบขนานชนิดแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ใช้การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์บนแกนซิงโครนัสและใช้การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิงบนแกนซิงโครนัสทำการทดสอบกับระบบไฟฟ้า 3 เฟส 3 สาย ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ โดยทำการทดสอบที่แรงดันระหว่างสาย 121 โวลต์ และโหลดที่นำมาทดสอบสร้างกระแสฮาร์มอนิกในระบบเป็นวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์ที่มีพิกัดขนาดของโหลด 1.2 kVA ซึ่งในการทดสอบนี้ได้ทำการทดสอบทั้งในกรณีที่ควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอและกรณีควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ จากผลการศึกษาและทดลองของงานวิจัยนี้สามารถสรุปได้ดังนี้

7.1 สรุปผลการวิจัย

7.1.1 การควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับตัวควบคุมแบบเรโซแนนซ์ช่วยควบคุมให้วงจรรอกกำลังสร้างกระแสชดเชยเพื่อนำไปหักล้างกับกระแส ฮาร์มอนิกของระบบได้ดีกว่าการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอแบบเดิม

7.1.2 ผลการทดสอบการทำงานของระบบ แสดงให้เห็นว่า วงจรรอกกำลังแอคทีฟที่ทำการวิจัยนี้สามารถกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้

7.1.3 เนื่องจากวงจรถอนอินเวอร์เตอร์มีความถี่สวิตชิ่งสูงที่จากการใช้เทคนิคการควบคุมตามความกว้างพัลส์ (PWM) ทำให้สะดวกต่อการออกแบบวงจร LC ฟิลเตอร์

7.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัยต่อไป

7.2.1 พัฒนาให้ใช้งานได้กับแรงดันมาตรฐานของระบบไฟฟ้า 3 เฟส 3 สาย คือแรงดันไฟฟ้า 220 โวลต์ และควรทดสอบได้กับระบบ 3 เฟส 4 สาย

7.2.2 การนำวงจรรอกกำลังแอคทีฟไปประยุกต์ใช้งานจริงควรพิจารณาการตัดต่อวงจรรอกกำลังแอคทีฟเข้าออกกับระบบรวมอยู่ด้วย

7.2.3 พิจารณาการเพิ่มตัวควบคุมแบบเรโซแนนซ์เข้าไปในตัวควบคุมกระแสเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการควบคุมกระแสของวงจรรอกกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2.4 การควบคุมบนแกนซิงโครนัสค่าทั้งหมดเป็นปริมาณไฟตรงซึ่งมีข้อดี คือ วัตถุประสงค์ของต่อสถานะชั่วขณะและการควบคุมจะแยกอิสระระหว่างแกน d และแกน q เนื่องจากกระแสและแรงดันไฟฟ้าบนแกน q มีค่าเท่ากับศูนย์ดังเมื่อต้องการชดเชยกำลังไฟฟ้าเสมือนหรือปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของระบบให้เข้าใกล้หนึ่งสามารถทำได้โดยการควบคุมกระแสบนแกน q ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งในงานวิจัยนี้ยังไม่ได้ทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของระบบจึงไม่ได้ทำการทดสอบกับโหลดที่เป็นวงจรควบคุมเฟสโดยใช้โรเตอร์ซึ่งจะเกิดการเลื่อนเฟสระหว่างกระแสและแรงดันไฟฟ้า แต่การควบคุมบนแกนซิงโครนัสมีข้อเสียในเรื่องการแปลงแกนและจำเป็นต้องมีค่ามู่อ้างอิงสำหรับการแปลงแกน ถ้าแรงดันของระบบเกิดสถานะตกลงชั่วขณะ (voltage sag) หรือ มีสัญญาณรบกวนรูปคลื่นแรงดันซึ่งจะส่งผลกระทบต่อตรงกับค่ามู่อ้างอิงจากเฟสล็อกกลุ๊ป ดังนั้นการควบคุมค่ามู่อ้างอิงของเฟสล็อกกลุ๊ปจึงมีความสำคัญมากต่อการควบคุมบนแกนซิงโครนัส

7.2.5 การควบคุมแบบ Voltage Oriented Control จะใช้ค่ามู่อ้างอิงในการแปลงแกนจากเฟสล็อกกลุ๊ป เมื่อเฟสล็อกกลุ๊ปจำเป็นต้องมีวงจรกรองแบบต่ำผ่าน (low-pass filter) สำหรับกำจัดสัญญาณรบกวนของรูปคลื่นแรงดันซึ่งจะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสจากการใช้วงจรกรองแบบต่ำผ่าน ดังนั้นการปรับปรุงวิธีการควบคุมแบบ VOC จะใช้วิธีการประมาณค่าฟลักซ์เพื่อหาค่ามู่อ้างอิงเพื่อกำจัดปัญหาของการใช้วงจรกรองแบบต่ำผ่านและผลของแรงดันตกลงชั่วขณะมีผลกระทบต่อการประมาณค่าฟลักซ์น้อยมาก เรียกการควบคุมแบบนี้ว่า Virtual flux Oriented Control (VFOC)

บรรณานุกรม

- [1] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components,” IEEE Trans. On Industry Application, Vol. IA-20, pp. 625-630, 1984.
- [2] B. N. Singh, B. Singh, A. Chandra, P. Rastgoufard, and K. Al-Haddad, “An Improved Control Algorithm for Active Filters,” IEEE Trans. On Industry Application, Vol. 22, pp. 1009-1020, 2007.
- [3] Bin Wu, **High Power Converters and AC Drives**. New York: Wiley-Interscience, Ltd., 2006.
- [4] C. Lascu, L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, and I. Boldea, “High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters,” IEEE Trans. On Power Electronic, Vol. 22, pp. 1826-1835, 2007.
- [5] N. Mendalek, F. Fnaiech, K. Al-Haddad and D. Louis-A, “A non-linear optimal predictive control of a shunt active power filter,” Industry Applications. IAS Int. Conf., Vol. 1, pp. 70-77, 2002.
- [6] N. Mendalek and K. Al-Haddad, “Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame,” Harmonics and Quality of Power. IEEE Int. Conf., Vol. 1, pp. 30-35, 2000.
- [7] N. Mendalek, F. Fnaiech, K. Al-Haddad and D. Luis-A, “Sliding mode control of a 3 phase shunt active power filter,” Industrial Technology. IEEE. Int. Conf., Vol. 1, pp. 597–601, 2003.
- [8] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P. C. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters,” IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, pp. 750 –762, 2006.
- [9] I. Etxeberria-Otadui, A.L. de Heredia, H. Gaztanaga, S. Bacha and M. R. Reyero, “A Single Synchronous Frame Hybrid (SSFH) Multi-frequency Controller for Power Active Filters,” IEEE Trans. On Industry Application, Vol. 53, pp. 1640-1648, 2006.
- [10] A. V. Timbus, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems,” Applied Power Electronics. IEEE Int. Conf., Vol. 50, pp. 1601-1606, 2006.

- [11] S. Buso, L. Malesani and P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter," IEEE Trans. On Industry Application, Vol. 45, pp. 722-729, 1998.
- [12] M. Liserre, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converters Systems With the Use of PI-RES Current Controller in a Rotating Frame," IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 21, pp. 836-841, 2006.
- [13] Ewald F. Fuchs and Mohammad A. S. Masoum, **power Quality in Power Systems and Electrical Machines**, Academic press, 2008.
- [14] M. Cichowlas, **PWM Rectifier with Active Filtering**. Ph.D. Thesis, Warsaw University, Poland, 2004.
- [15] A T. Johns and D. F. Warne, **Voltage quality in electrica power system**. New York, IET Power and energy series 36, 2001.
- [16] A. M. Julean, **Active Damping of LCL Filter Resonance in Grid Connected Application**. Master's Thesis, Aalborg University, Denmark, 2009.
- [17] S. A. Larrinaga, **Predictive Control of the 2L-VSI and 3L-NPC VSI Based on Direct Power Control for MV Grid Connected Power Applications**. Ph.D. Thesis, Mondragon University, Spain, 2007.
- [18] N. P. Quang and J. A. Dittrich, **Vector Control of Three-Phase AC Machine**. Springer, 2008.
- [19] A. Constantin, **Advanced Modeling and Control of Wind Power Systems**. Master's Thesis, Aalborg University, Denmark, 2009.
- [20] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ชาราธิ์รเศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง**. ISBN 974-92440-9-5, 2549.
- [21] สันติภาพ โคตทะเล, **วงจรรองกำลังแอคทีฟสามเฟสที่ใช้หลักการของกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟช่วงขณะควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล**. ปริญญาวิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548.
- [22] อนุชา หริรักษ์, **การควบคุมวิธีใหม่สำหรับวงจรรองแอคทีฟแบบขนานที่ใช้การตรวจจับกระแสด้านแหล่งจ่าย**. ปริญญาวิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมศาสตร์ คณะวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2547.
- [23] M. T. Bojrup, **Avanced Cotrol of Active Filters in a Battery Charger Applications**. Master's Thesis, Lund University, Sweden, 1999.

- [24] M. Malinowaki, **Sesorless Control Strategies for Three-phase PWM rectifiers**. Ph.D. Thesis, Warsaw University, Poland, 2001.
- [25] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerrero, F. Farina and F. Profumo, “**Current Control Strategy for Power Conditioners Using Sinusoidal Signal Integrators in Synchronous Reference Frame,**” IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 20, pp. 1402-1412, 2005.
- [26] P. C. Tan, P. C. Loh and D.G. Holmes, “**High-performance harmonic extraction algorithm for a 25 kV traction power quality conditioner,**” IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.151, pp. 505-512,2004.
- [27] D. Berven, J. Doty, T. Flores, S. Lindquist, **Detection of Distributed Generation Islanding Final Report**. EE416 Electrical Engineering Design, Washington State University, 2009.
- [28] H. Akagi, E. H. Watanabe and M. Aredes, **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. Wiley-Interscience , 2007.
- [29] IEEE-519 , “**IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems,**” 1992.
- [30] B. N. Singh, B. Singh, A. Chandra and K. Al-Haddad, “**Design and digital implementation of active filter with power balance theory,**” IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.152, pp. 1149-1159,2005.

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. วิศวกรรมลาดกระบัง

สมเกียรติ คงกะชาติ และ วิจิตร กิณเรศ, “การปรับปรุงอัลกอริทึมการควบคุมกระแสแบบโดยอ้อมควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอร่วมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์ของวงจรรองกำลังแอกทีฟ,” วิศวกรรมลาดกระบัง หน้า 25-30 ปีที่ 26 ฉบับที่ 4 ธันวาคม 2552.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิศวกรรมลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

ปีที่ 26 ฉบับที่ 4

ธันวาคม 2552

วิศวกรรมโทรคมนาคม

1. การสื่อสารระหว่างยานพาหนะ โดยใช้โปรโตคอล MIMO CSMA/CA
ชนิดดาว สองขบวน เครื่องรูด กางเมือง อรุณวิชช์ กรรฐธาดา สุวิมล สิทธิชัยภาค 1
2. วงจร CODDCCs ปรับค่าได้ด้วยกระแสและการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่
สองรูปแบบ
ภัทรศินี อนามชัยสกุล มนต์วี สมุดดยกันดา พิพัฒน์ พรหมมี 7
3. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และวงจรถ่ายโอนสัญญาณใช้แบบควอดเรเจอร์โดยใช้ CDTAs
หทัยภาวนันท์ จินาวิสัย มนต์วี สมุดดยกันดา พิพัฒน์ พรหมมี 13
4. เทคนิคการจัดระยะทางช่องสัญญาณแบบ ERAUS ในระบบส่งสัญญาณ DWDM
จิตวิทย์ ราชณรงค์ สุทธิชัย นพาศักดิ์ 19

วิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง

5. การปรับปรุงอัลกอริทึมการควบคุมกระแสแบบไดอะแกรมควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอรวมกับ
ตัวควบคุมเรโซแนนซ์ของวงจรกำลังแอกทีฟ
สมเกียรติ คงคะชาติ จิวิศร อิศเรศ 25

วิศวกรรมอุตสาหการ

6. การศึกษาอิทธิพลของปรากฏการณ์การหมุนวนกับการผสมกันของระบบวัสดุเม็ดกลมในภาชนะ
บรรจุแข็ง 2 มิติ ด้วยเทคนิคการจำลองเหตุการณ์แบบวัสดุเม็ดนิ่ง
สกนธ์ ศัลยบุญจิต 31

วิศวกรรมเครื่องกล

7. ผลของความหนาแน่นผิวต่อการหล่อลื่นแบบไฮโดรไดนามิกในร่องลื่นกันรุนด้วยสารหล่อลื่น
นอนนิวโตเนียน
ชนิษฐา วงษ์สีตวแก้ว 37

วิศวกรรมเคมี

8. การศึกษากระบวนการล้างชิ้นส่วนประกอบฮาร์ดดิสก์ไดรฟ์โดยใช้คาร์บอนไดออกไซด์เหนือวิกฤต
ปิยวุฒิ มากโค้ง สุรัตน์ ฮารีรัตน์ 43

วิศวกรรมการวัดและควบคุม

9. การศึกษาสัญญาณรบกวนคอมมอนโหมดในวงจรฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์
สุรินทร์ ศรีมาตย์ นนทวัฒน์ จุดเดชะ โยธิน เปรมปรานีรัชต์ 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับปรุงอัลกอริธึมการควบคุมกระแสแบบโดยอ้อมควบคุม ด้วยตัวควบคุมพีไอรวมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์

ของวงจรรอกกำลังแอคทีฟ

Improvement of Indirect Current Control Algorithm Using Proportional Integral-Resonant Controller

in Active Power Filters

สมเกียรติ คงชะชาติ วิจิตร กิณเรศ

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการปรับปรุงอัลกอริธึมการควบคุมกระแสแบบโดยอ้อมของวงจรรอกกำลังแอคทีฟ ซึ่งให้การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกที่ถูกต้องกว่าแบบเดิมและควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอรวมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์โดยแบ่งออกเป็นการควบคุมที่ความถี่หลักกับควบคุมที่ความถี่ฮาร์มอนิก การควบคุมแบบที่โอบนแกนจริง โตรอนต์แบบเดิมไม่สามารถปรับค่าเพื่อกำจัดค่าความผิดพลาดให้เป็นศูนย์ได้หมดเนื่องจากเกิดค่าอัตราขยายเป็นอนันต์เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัว ดังนั้นจึงนำตัวควบคุมแบบเรโซแนนซ์มาใช้ควบคุมแทนเพื่อแก้ปัญหาการเกิดค่าอัตราขยายเป็นอนันต์ที่สถานะคงตัวและตัวควบคุมเรโซแนนซ์สามารถเลือกชดเชยตามความถี่ของฮาร์มอนิกที่ต้องการชดเชย มีการตรวจสอบความเป็นไปได้ของระบบที่นำเสนอด้วย MATLAB/SIMULINK

คำสำคัญ: ตัวควบคุมแบบเรโซแนนซ์, การควบคุมกระแสแบบโดยอ้อม, วงจรรอกกำลังแอคทีฟ

Abstract

This paper proposes an improvement of indirect current control algorithm for an active power filter. This technique current estimation is more accurate than a conventional method. It is controlled by a proportional integral-resonant (PI-RES) controller consisting of fundamental frequency control and required compensated harmonic frequency control. The conventional proportional integral (PI) controller based on a synchronous frame cannot well adapt for eliminating the steady state error of DC signals to be zero due to its infinite gain at zero frequency. Therefore the proposed current controller is to introduced replace the conventional technique for solving the problem of the infinite gain at a steady state and it is able to select the required harmonic compensation. The validation of the proposed system is verified by using simulation with MATLAB/SIMULINK.

Keywords: Resonant Controller, Indirect Current Controller, Active Power Filter

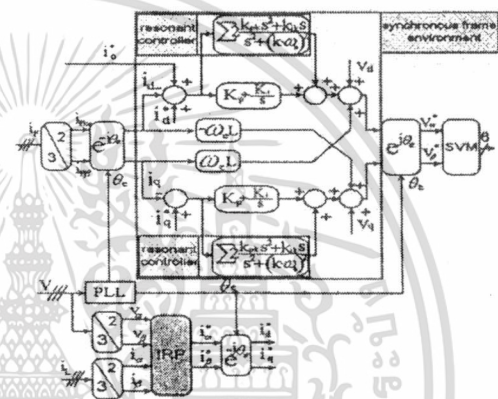
1. บทนำ

ความก้าวหน้าของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำทำให้เกิดการสร้างอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เช่น ไดโอด ไอจีบีที มอสเฟตกำลัง เป็นต้น และนำมาสร้างเป็นอุปกรณ์ที่ใช้กับไฟฟ้ากำลัง เช่น วงจรเรียงกระแส แหล่งจ่ายแรงดันสวิทช์ที่ดับเบิลยูเอ็มคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ เป็นต้น ซึ่งอุปกรณ์ที่สร้างจากอิเล็กทรอนิกส์กำลังก่อให้เกิดฮาร์มอนิกขึ้นในระบบไฟฟ้ากำลังและฮาร์มอนิกที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังส่วนใหญ่เกิดจากการแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงและอีกสาเหตุหนึ่งของการเกิดฮาร์มอนิก คือ เกิดจากการอิมิตัวของอุปกรณ์ ซึ่งฮาร์มอนิกเป็นแหล่งจ่ายที่สร้างผลเสียต่ออุปกรณ์ในรูปสัญญาณรบกวน เช่น ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากความร้อนเกินในหม้อแปลงไฟฟ้า เกิดสัญญาณรบกวนในมอเตอร์ไฟฟ้า ทำให้อุปกรณ์ที่มีความไวต่อการรบกวนของทำงานผิดพลาด เป็นต้น

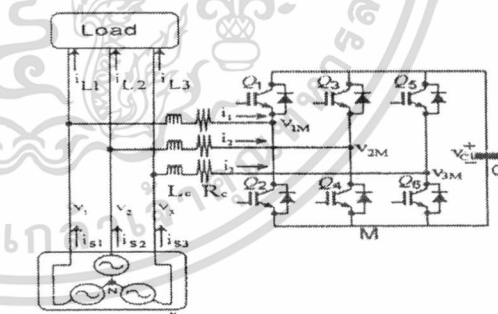
การกรองกระแสฮาร์มอนิกให้ออกจากระบบอย่างง่ายที่สุดคือ การใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ แต่อย่างไรก็ตามยังไม่สามารถกรองกระแสฮาร์มอนิกได้อย่างสมบูรณ์ทั้งหมด และคุณสมบัติการกรองยังขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย ดังนั้นในระยะหลังจึงนำวงจรกรองแบบแอคทีฟไปใช้แทนวงจรกรองแบบพาสซีฟเพื่อปรับปรุงคุณภาพกำลังไฟฟ้า วงจรกรองแบบแอคทีฟมีข้อดีกว่าวงจรกรองแบบพาสซีฟ เช่น คุณสมบัติการกรองไม่ขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย สามารถจ่ายกระแสคชชได้ตามพิกัดสูงสุดของวงจรกรอง ไม่ทำให้เกิดสภาวะกระแสเกินและไม่เกิดปัญหาเรโซแนนซ์เหมือนในกรณีที่ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ เป็นต้น

ประสิทธิภาพการกรองกระแสฮาร์มอนิกของวงจรกรองแบบแอคทีฟขึ้นอยู่กับ การควบคุมและการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกที่ถูกต้อง ดังนั้นในบทความนี้จะนำเสนอการชดเชยฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานและควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมพีไอรวมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์ (proportional integral-resonant (PI-RES) controller) บนแกนซิงโครนัส[3] และใช้การประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกอ้างอิงอินพุตจากการ

ปรับปรุงอัลกอริทึมการควบคุมกระแสฮาร์มอนิกแบบโดยอ้อมจากการใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟชั่วขณะ (Instantaneous Reactive Power (IRP) Theory) [2] ในส่วนของ การควบคุมกระแสบนแกน d จะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ กระแสอ้างอิงอินพุต i_d^* ใช้ควบคุมแรงดันคิซึลิกค์ให้คงที่ และกระแสอ้างอิงอินพุต i_q^* ใช้ควบคุมการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าจริงและกระแสอ้างอิงอินพุต i_q^* บนแกน q ใช้ควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนของโหลด รูปที่ 1 โครงสร้างการควบคุมกระแสที่นำเสนอ



รูปที่ 1 โครงสร้างการควบคุมกระแสสำหรับวงจรกรองกำลังแอคทีฟแบบขนานที่นำเสนอ



รูปที่ 2 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรกรองกำลังแอคทีฟที่ต่อขนานกับโหลด

2. ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟชั่วขณะ

จากรูปที่ 2 ทำการแปลงค่ากระแสโหลด (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}) กับแรงดันคิซึลิกค์ (v_1, v_2, v_3) ของแหล่งจ่ายให้อยู่บนแกนหุคหนึ่ง (α, β) เพื่อคำนวณหาค่ากระแสโหลดจากการใช้ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟชั่วขณะ[1] ดังสมการที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix} \text{ และ } \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

โดยที่

[C]: สมการการแปลงแกน

เมื่อกำกำลังไฟฟ้าจริง (p) และกำลังไฟฟ้าเสมือน (q) ของโหลด คำนวณที่ 2 นอกจากนี้สามารถแยกเป็น ส่วนที่สร้างกำลังไฟฟ้าจริง (p̄), กำลังไฟฟ้าเสมือน (q̄) และส่วนที่สร้างฮาร์มอนิก (p̃, q̃) ดังนั้นจากสมการที่ 2 สามารถเขียนเป็นอัลกอริทึมของกระแสโหลดจากการใช้ ทฤษฎีกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟชั่วขณะบนแกนหมุนหนึ่ง ดัง สมการที่ 3 และ 4

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \text{ และ } \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$i_\alpha = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \bar{p} + \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \tilde{p} - \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \bar{q} + \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \tilde{q} \quad (3)$$

$$i_\beta = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \bar{p} + \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \tilde{p} + \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \bar{q} + \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \tilde{q} \quad (4)$$

จากสมการที่ (3) และ (4) ถ้าต้องการให้รูปคลื่นกระแส แหล่งจ่ายเป็นรูปคลื่นไซน์และแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง ให้เข้าใกล้หนึ่งคือทำการชดเชยส่วนที่ 2, 3 และ 4 ของ กระแสโหลด (3) และ (4)

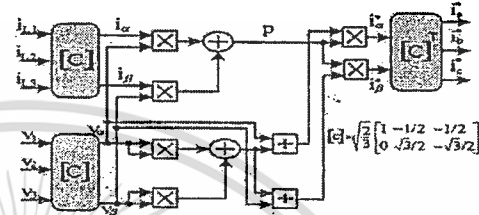
3. การปรับปรุงอัลกอริทึมการควบคุมกระแสแบบ โดยอ้อม

จากสมการกระแสโหลด (3) และ (4) ค่ากระแสที่ สร้างกำลังไฟฟ้าจริงของโหลด ดังสมการที่ 5

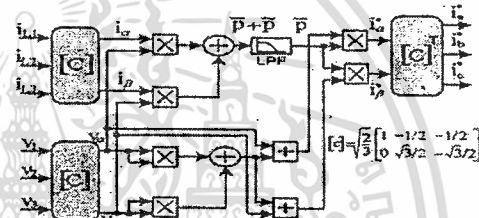
$$i_\alpha = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \bar{p} \text{ และ } i_\beta = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \bar{p} \quad (5)$$

ดังนั้นเมื่อต้องการให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟเป็น แหล่งจ่ายเฉพาะฮาร์มอนิกและกำลังไฟฟ้าเสมือนของ โหลดต้องทำการนำกระแสสร้างกำลังไฟฟ้าจริง (5) ลบ ออกจากกระแสโหลด (3) และ (4) ค่ากระแสที่เหลือคือ ค่ากระแสสร้างฮาร์มอนิกและกระแสสร้างกำลังไฟฟ้า เสมือนและนำค่ากระแสที่ได้นี้มาเป็นกระแสอ้างอิงอินพุต สำหรับควบคุมวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เรียกวธีที่กล่าวมา นี้ว่า การควบคุมกระแสแบบ โดยอ้อม ซึ่งวิธีดังกล่าวถูก

นำเสนอโดย Akagi et al.[1] ดังรูปที่ 3 และได้ถูกปรับปรุง วิธีการขึ้นมาใหม่โดย Singh et al.[2] ดังรูปที่ 4 จากรูปจะ พบว่าส่วนที่เพิ่มเข้ามา คือ การแยกส่วนที่สร้างฮาร์มอนิก ของกำลังไฟฟ้าจริง (p̃) โดยการใช่วงจรกรองแบบผ่านต่ำ (Low-Pass Filter) และกระแสที่เหลือจึงมีเฉพาะส่วนที่ สร้างกำลังไฟฟ้าจริงของโหลดเท่านั้นทำให้การประมาณ ค่ากระแสฮาร์มอนิกถูกต้องกว่าแบบเดิม



รูปที่ 3 อัลกอริทึมการควบคุมกระแสแบบ โดยอ้อม[1]



รูปที่ 4 อัลกอริทึมการควบคุมกระแสแบบ โดยอ้อมที่ได้มีการ ปรับปรุงวิธีการขึ้นมาใหม่[2]

4. แบบจำลองระบบ

จากรูปที่ 2 สามารถเขียนเป็น โมเดลคณิตศาสตร์ของ วงจรกรองกำลังแอกทีฟบนแกนเชิง โครนอส ดังสมการที่ 6

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega_c & -\frac{f_d}{L_c} \\ \omega_c & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{f_q}{L_c} \\ \frac{f_d}{C} & \frac{f_q}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

โดยที่

v_d, v_q, i_d, i_q : แรงดันต่อเฟสของแหล่งจ่ายและ กระแสของวงจรคอนเวอร์เตอร์บนแกน d และ q

v_{dc} : แรงดันดีซี

f_d, f_q : สวิตซ์ฟังก์ชันบนแกน d และ q

ω_c : ค่าความเร็วเชิงมุม

R_c, L_c, C : ค่าความต้านทาน,ค่าความเหนี่ยวนำ ของตัวเหนี่ยวนำเชื่อมโยงและขนาดของคิตซ์คาปาซิเตอร์

5. การควบคุมกระแสของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ

5.1 การควบคุมกระแสที่ความถี่หลักมูล

การควบคุมกระแสของวงจรกรองกำลังแอกทีฟด้วยวิธีการแยกควบคุมแต่ละความถี่ฮาร์มอนิกซึ่งตัวควบคุมแต่ละความถี่ฮาร์มอนิกต้องกระทำร่วมกับตัวควบคุมที่ความถี่หลักมูล จากโมเดลคณิตศาสตร์(6) สามารถเขียนเป็นสมการอินพุตของการควบคุมกระแส ดังสมการที่ 7 และเปลี่ยนเป็นสมการแรงดันอ้างอิงอินพุตเพื่อนำไปคำนวณหาค่าควบคุมเวลาในการสวิตซ์ของการมอดูเลตแบบ Space Vector Modulation (SVM) ดังสมการที่ 8

$$L_c \frac{di_{dq}}{dt} + R_c i_{dq} = v_{dq} + \omega_c L_c i_{dq} - v_{dc} f_{dq} \quad (7)$$

$$v_{dc} f_{dq} = v_{dq} + \omega_c L_c i_{dq} - (k_p + k_i/s)(i_{dq}^* - i_{dq}) \quad (8)$$

โดยที่

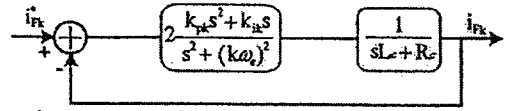
$$k_p = 2\xi\omega_n L_c - R_c \text{ และ } k_i = \omega_n^2 L_c \quad (9)$$

5.2 การควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมเรโซแนนซ์บนแกนเชิงโคจร

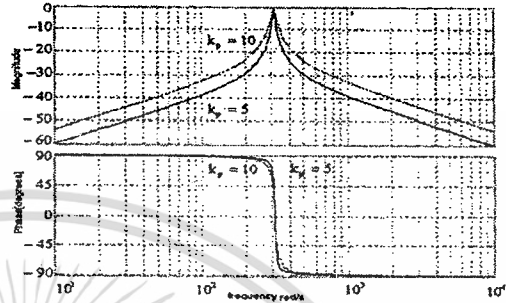
การควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกจะใช้ตัวควบคุมเรโซแนนซ์ โดยที่ตัวควบคุมเรโซแนนซ์ประกอบด้วยค่าอัตราขยายแบบสัดส่วน, ค่าอัตราขยายแบบอินทิเกรตและความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อระบบเข้าสู่สถานะคงตัวจะเกิดค่าอัตราขยายเป็นอนันต์โดยมีขดสูงสุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้นตัวควบคุมเรโซแนนซ์จะปรับตัวตามความถี่เรโซแนนซ์ในการเพิ่มค่าอัตราขยายในกรณีที่มีความถี่เกิดการเปลี่ยนแปลงซึ่งจะทำให้ค่าพารามิเตอร์บางตัวเกิดการเปลี่ยนแปลงตามความถี่และเมื่อนำมาควบคุมที่ความถี่ฮาร์มอนิกตัวควบคุมควบคุมเรโซแนนซ์จะสามารถเลือกควบคุมตามอันดับของฮาร์มอนิกที่ต้องการควบคุม โดยการเพิ่มตัวควบคุมเรโซแนนซ์เข้าไปในระบบควบคุม ดังรูปที่ 7 และตัวควบคุมเรโซแนนซ์ประกอบด้วยตัวควบคุมเรโซแนนซ์ลำดับบวกและลำดับลบ ดังสมการที่ 10 และ 11

$$H_{PIK+} = \frac{k_{pk}s + k_{ik}}{s - jk\omega_c} \text{ และ } H_{PIK-} = \frac{k_{pk}s + k_{ik}}{s + jk\omega_c} \quad (10)$$

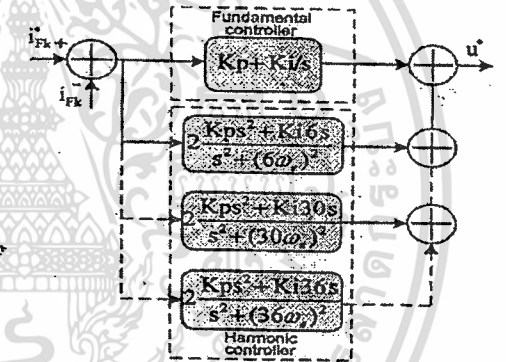
$$H_{PIK} = H_{PIK+} + H_{PIK-} = 2 \frac{(k_{pk}s^2 + k_{ik}s)}{s^2 + (k\omega_c)^2} \quad (11)$$



รูปที่ 5 โครงสร้างฟังก์ชันโอนขั้ววงรอบปิดของการควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิก



รูปที่ 6 ผลตอบสนองคือความถี่ของการควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกโดยที่ ค่า $k_p = 5$, $k_p = 10$ และ $\omega_c = 314$ เรเดียนต่อวินาที



รูปที่ 7 โครงสร้างการควบคุมกระแสที่ความถี่หลักมูลและที่ความถี่ฮาร์มอนิกของตัวควบคุมที่โรวมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์

จากรูปที่ 5 สามารถเขียนเป็นฟังก์ชัน โอนขั้ววงรอบปิดของการควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกด้วยตัวควบคุมเรโซแนนซ์ ดังสมการที่ 12

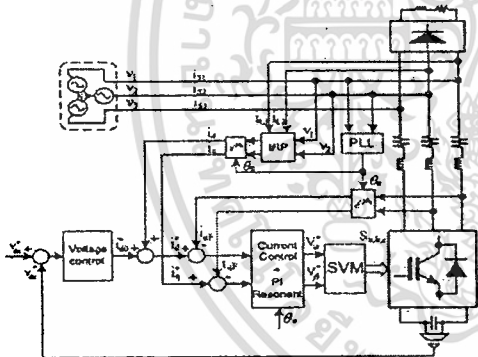
$$H_k = \frac{i_{Fk}}{i_{Fk}^*} = \frac{2(k_{ik}s^2 + k_{pk}s)}{L_c s^3 + (2k_{pk} + R_c)s^2 + (2k_{pk} + L_c(k\omega_c)^2)s + R_c(k\omega_c)^2} \quad (12)$$

กำหนดให้ $k_{pk}/k_{ik} = L_c/R_c$ และใช้หลักการลดอันดับ ดังนั้นฟังก์ชัน โอนขั้ววงรอบปิดของการควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกกลายเป็นสมการวงจกรองแบบผ่านย่านอันดับสอง (2nd - order Band-Pass Filter) และปรับตัวตามค่าความถี่เรโซแนนซ์[4] ดังสมการที่ 13

$$H_k = \frac{2k_{pk}s}{L_c s^2 + 2k_{pk}s + L_c(k\omega_c)^2} \quad (13)$$

จากสมการที่ (13) ค่า k_{pk} เปรียบได้กับความถี่หักมุมของวงจรกรองแบบผ่านย่านอันดับสองและควรมีค่าน้อยๆ เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่ของฮาร์มอนิกที่ต้องการควบคุม เพื่อให้ตัวควบคุมไวต่อการตอบสนองเมื่อความถี่เกิดการเปลี่ยนแปลง โดยค่าความถี่หักมุมที่เหมาะสมอยู่ที่ 5-15 เรเดียนต่อวินาที ดังรูปที่ 6 ในส่วนของการควบคุมกระแสที่ความถี่ฮาร์มอนิกนั้นจะแยกควบคุมเป็นแต่ละความถี่ฮาร์มอนิกแล้วจึงนำมารวมกับส่วนควบคุมที่ความถี่หลักมูลดังรูปที่ 7 มีความเป็นไปได้ที่จะทำให้ตัวควบคุมของแต่ละความถี่ฮาร์มอนิกสามารถชดเชยได้ทั้งฮาร์มอนิกอันดับที่ 5 และ อันดับที่ 7 พร้อมกัน ดังนั้นจึงเกิดค่าฮาร์มอนิกอันดับที่ 6 ของตัวควบคุมเรโซแนนซ์มีค่าเท่ากับ $6 \cdot n$ และอันดับฮาร์มอนิกที่เลือกชดเชยเท่ากับ $6 \cdot n \pm 1$ ($n = 1, 2, \dots, 6$) [4] ดังสมการที่ 14

$$H_{PI} = \sum_{n=1}^6 2 \frac{(k_{pk}s^2 + k_{ik}s)}{s^2 + (k\omega_c)^2}, k = 6n \quad (14)$$



รูปที่ 8. โครงสร้างวงจรควบคุมของวงจรรอกกำลังแอคทีฟแบบขนานที่นำเสนองาน

5.3 การควบคุมแรงดันดีซีลิงค์

การควบคุมแรงดันดีซีของคาปาซิเตอร์ให้คงที่นั้นสามารถทำได้ โดยการตรวจจับแรงดันดีซีเพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงป้อนกลับและนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันดีซีอ้างอิงอินพุตผลที่ได้จากการเปรียบเทียบนำมาเพิ่มอัตราขยายจากตัวควบคุมแรงดันดีซี จากโมเดลคณิตศาสตร์ (6) จะได้สมการการควบคุมแรงดันดีซี ดังสมการที่ 15

$$i_{d0} = (k_{pdc} + k_{idc}/s)(v_{dc}^* - v_{dc}) \quad (15)$$

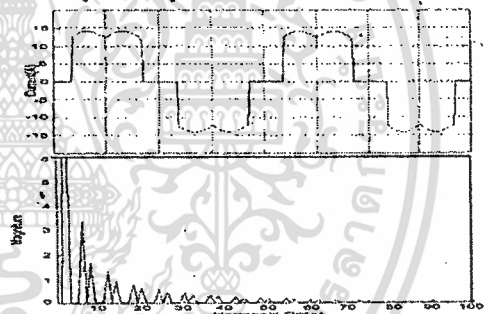
ดังนั้นจะสามารถคำนวณหาตัวอัตราขยายแบบสัดส่วนและอัตราขยายแบบอินทิเกรต ดังสมการที่ 16

$$k_{pdc} = 2\xi\omega_n C \text{ และ } k_{idc} = \omega_n^2 C \quad (16)$$

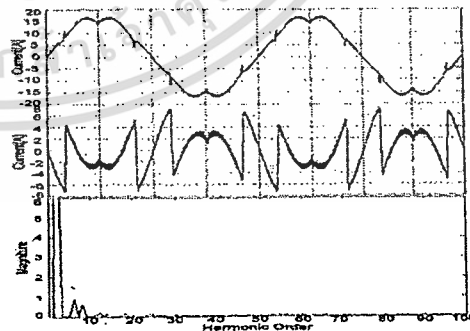
และโครงสร้างของวงจรควบคุมที่นำเสนอ ดังรูปที่ 8

6. ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม

จำลองการทำงานของวงจรรอกกำลังแอคทีฟแบบขนานตาม โครงสร้างที่นำเสนอ ดังรูปที่ 8 ด้วยการใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองดังนี้ V_s (Phase to Phase line Voltage) = 121 Vrms (50 Hz), V_{dc} (DC Link Voltage) = 350 V, $C = 2200 \mu F$, L_c (Active Filter Inductance) = 1.8mH, ความถี่ในการสวิตซ์ 10 kHz ทำการจำลองการทำงานด้วยการชดเชยกระแสฮาร์มอนิกให้กับโหลดที่เป็นวงจรเรียงกระแสโดยมีตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำต่ออยู่ทางด้าน ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 2,400 VA ได้ผลการจำลอง ดังรูปที่ 9 ถึงรูปที่ 12



รูปที่ 9 รูปคลื่นกระแสและสเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายของโหลดแบบสมมูล RL ที่มีค่าความถี่ฮาร์มอนิกรวมเท่ากับ 29.4% ก่อนการชดเชยกระแสฮาร์มอนิก



รูปที่ 10 รูปคลื่นกระแสของวงจรรอกกำลังสำหรับโหลด RL, รูปคลื่นกระแสและสเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายซึ่งไม่ได้ปรับปรุง อัลกอริธึมการควบคุมกระแสสามารถลดค่าความถี่ฮาร์มอนิกรวมให้ลดลงเท่ากับ 7.37%

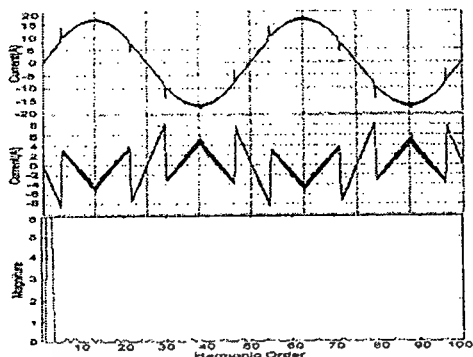
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

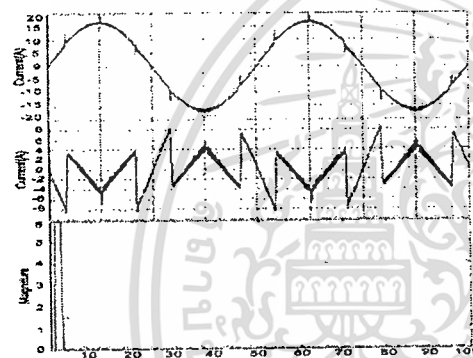
นายสมเกียรติ คงคะชาติ เกิดเมื่อวันที่ 3 กรกฎาคม พ.ศ.2522 ที่จังหวัดศรีสะเกษ สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาไฟฟ้า จากคณะวิชาไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตภาคตะวันออกเฉียงเหนือ นครราชสีมา ในปีการศึกษา 2543 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 11 รูปคลื่นกระแสของวงจรรอกำลังสำหรับโหลด RL, รูปคลื่นกระแสและสเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายกรณัปรับปรุ้งอัลกอริธึมการควบคุมกระแสและใช้ตัวควบคุมแบบพีไอสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมให้ลดลงเท่ากับ 3.64%



รูปที่ 12 รูปคลื่นกระแสของวงจรรอกำลังสำหรับโหลด RL, รูปคลื่นกระแสและสเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายกรณัปรับปรุ้งอัลกอริธึมการควบคุมกระแสและใช้ตัวควบคุมพีไอรวมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์สามารถลดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมให้ลดลงเท่ากับ 2.74%

จากผลการจำลองโดยใช้โหนดวงจรเรียงกระแสกรณัก่อนการปรับปรุ้งอัลกอริธึมการควบคุมกระแสสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสแหล่งจ่ายให้ลดลงเท่ากับ 7.37% ส่วนกรณัปรับปรุ้งอัลกอริธึมการควบคุมกระแสและใช้ตัวควบคุมแบบพีไอสามารถลดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมให้ลดลงเท่ากับ 3.64% และกรณัใช้ตัวควบคุมพีไอรวมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์สามารถลดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมให้ลดลงเท่ากับ 2.74% สำหรับตามมาตรฐานของ IEEE-519 [5] วงจรรอกำลังต้องลดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสแหล่งจ่ายต่ำกว่า 5%

7. บทสรุป

ในบทความนี้ได้นำเสนอวิธีการควบคุมกระแสของวงจรรอกำลังแอคทีฟแบบขนานที่ได้มีการปรับปรุ้งอัลกอริธึมการควบคุมกระแสขึ้นมาใหม่และควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมที่ไอรวมกับตัวควบคุมเรโซแนนซ์จากผลการจำลองตามโครงสร้างที่นำเสนอเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองระหว่างก่อนการปรับปรุ้งอัลกอริธึมการควบคุมกระแสพบว่า การปรับปรุ้งอัลกอริธึมการควบคุมกระแสให้ผลการประมาณค่ากระแสฮาร์มอนิกที่ถูกต้องมากกว่าแบบเดิมและเมื่อควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมเรโซแนนซ์รวมกับตัวควบคุมพีไอพบว่า สามารถลดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสแหล่งจ่ายลดลงต่ำกว่าการควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอแบบเดิม

8. เอกสารอ้างอิง

[1] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components," IEEE Trans. on Industry Applications, 1984, vol. IA-20, pp. 625-630.

[2] B. N. Singh, B. Singh, A. Chandra, P. Rastgoufard, and K. Al-Haddad, "An Improved Control Algorithm for Active Filters," IEEE Trans. on Power Delivery, 2007, vol.22, pp. 1009-1020.

[3] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiple Harmonics Control for Three-phase Grid Converter Systems With the Use of PI-RES Current Controller in a Rotating Frame," IEEE Trans. on Power Electronics, 2006, Vol. 21, PP. 836-841.

[4] C. Lascu, L. Asiminoaci, F. Blaabjerg, and J. Boldea, "High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters," IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, vol.22, pp. 1826-1835.

[5] IEEE-519, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," 1992.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้