

การออกแบบ และ วิเคราะห์ การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า  
ระบบสามเฟสโดยวิธีการควบคุมแบบวนโซ่เกิลในรูปแบบเวกเตอร์

DESIGN AND ANALYSIS OF THREE-PHASE POWER FACTOR CORRECTION  
USING ONE CYCLE CONTROL WITH VECTOR OPERATION

องอาจ เกษภษา  
ONGART KETPHASA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-020-101

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบ และ วิเคราะห์ การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า  
ระบบสามเฟสโดยวิธีการควบคุมแบบวันไซเคิลในรูปแบบเวกเตอร์

DESIGN AND ANALYSIS OF THREE-PHASE POWER FACTOR CORRECTION  
USING ONE CYCLE CONTROL WITH VECTOR OPERATION



องอาจ เกษภษา

ONGART KETPHASA

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....**77981**  
วัน,เดือน,ปี...**1.2.ค.พ. 2551**

b. **1188 0065**  
i. ....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

KMITL-2007-EN-M-020-101

**DESIGN AND ANALYSIS OF THREE-PHASE POWER FACTOR CORRECTION  
USING ONE CYCLE CONTROL WITH VECTOR OPERATION**

**ONGART KETPHASA**

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

**2007**

**KMITL-2007-EN-M-020-101**

**COPYRIGHT 2007**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADGRABANG**



หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบ และ วิเคราะห์ การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า ระบบสามเฟสโดยวิธีการควบคุมแบบวัน ไซเคลในรูปแบบเวกเตอร์
นักศึกษา	นายองอาจ เกษภษา
รหัสประจำตัว	45060126
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบ และ วิเคราะห์ การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบสามเฟสโดยวิธีการควบคุมแบบวัน ไซเคลในรูปแบบเวกเตอร์ โดยใช้วงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์สามเฟส สามารถที่จะกำจัดกระแสฮาร์มอนิก และ แก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าได้ โดยใช้ตัวควบคุมการทำงานทางด้านดิจิทัลลอจิก CPLD ในการควบคุมการทำงานของวัน ไซเคล และ เลือกขอบเขตการทำงานในแต่ละไซเคล โดยใช้เทคนิคแบบวงจรวีแรงดันแบบขนาน การควบคุมการทำงานของวัน ไซเคลมีรูปแบบการทำงานแบบเวกเตอร์ที่มีรูปแบบที่แน่นอน ทำให้สามารถกำหนดความถี่ในการสวิตช์ให้คงที่ และสามารถที่จะออกแบบวงจรกรอง EMI ง่ายขึ้น รวมทั้งกระแสอ้างอิงที่ได้จากการคำนวณมีความแม่นยำ ไม่ต้องการวงจรคูณและสามารถลดจำนวนอุปกรณ์ตรวจสอบ ทำให้วงจรมีขนาดเล็ก ไม่มีความซับซ้อน การทำงานของวัน ไซเคล มีรูปแบบการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวเป็นแบบเวกเตอร์ ดังนั้นช่วงการทำงานของสวิตช์ในแต่ละตัวจะลดลงจึงทำให้ลดการสูญเสียทางการสวิตช์ (Switching Loss) ในการควบคุมการเปลี่ยนแปลงเพื่อให้บรรลุวัตถุประสงค์ในการทำงานในแต่ละไซเคล การควบคุมการทำงานในแต่ละไซเคลจะใช้ชุดอินทิเกรต, ชุดรีเซต และ ส่วนประกอบทางด้านดิจิทัลลอจิก เพื่อให้วงจรมีผลตอบสนองที่ไว และ ให้ความถูกต้องแม่นยำ นอกจากนี้ยังได้มีการจำลองความถูกต้องของการทำงานของวงจรที่ได้นำเสนอด้วยโปรแกรม Matlab&Simulink ซึ่งมีการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรโดยการทดสอบกรณีโพลเป็นตัวต้านทาน (R) ค่าต่างๆ และ ในกรณีที่โพลเป็นตัวต้านทานที่มีความเหนี่ยวนำผสมอยู่ (R-L) รวมถึงการทดสอบภายใต้เงื่อนไขต่างๆ เช่น การเปลี่ยนแปลงแรงดัน และ การเปลี่ยนแปลงโพลอย่างฉับพลัน อีกทั้งการนำวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าไปประยุกต์ใช้งานเป็นแหล่งจ่ายให้แก่อินเวอร์เตอร์ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ โดยเพื่อทดสอบการทำงานของวงจรว่ายังสามารถแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและกำจัดกระแสฮาร์มอนิกได้ ซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

<b>Thesis Title</b>	Design and Analysis of Three-Phase Power Factor Correction using One Cycle Control with Vector Operation
<b>Student</b>	Mr. Ongart Ketphasa
<b>Student ID.</b>	45060126
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>year</b>	2007
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares

### **ABSTRACT**

This thesis proposes the design and analysis of three phase power factor correction based on one cycle control with vector operation (OCC-PFC) using a three phase full bridge rectifier. This technique is able to eliminate harmonics and improve the line power factor. A complex program logic device (CPLD) is used for controlling one cycle control operation and selecting each switching region state. This technique is based on parallel-connected dual boost topologies with certain OCC-PFC vector operation. As a consequence, defined constant switching frequency and design of simplified electromagnetic interference (EMI) filter can be obtained as well. Also, the calculated reference current is highly precise and quickly respondent. It do not require multipliers and can reduce sensor number. As a consequence, the circuit is not complicated. Since one cycle control is vector operation, duty interval of each switch is reduced thus reducing significant switching losses. In control of each operation cycle, external integrator and reset circuit and main digital logic components are employed in order to obtain fast dynamic response and high accuracy. Moreover, circuit operation is verified by simulation using MATLAB&Simulink. The performance testing of the proposed circuit has been performed with various pure resistive loads and RL loads under various operating conditions such as a change in supply voltage and a sudden change in load levels. Moreover, the proposed power factor correction circuit is applied to inverter input for verifying capability of power factor correction and harmonic current elimination. The results appear satisfactory.

## กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาและให้โอกาส พร้อมทั้งคำแนะนำที่ดีทั้งความรู้ และเทคนิคต่างๆ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ ที่ให้ความช่วยเหลือ และให้คำแนะนำต่างๆ อันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย จนกระทั่งวิทยานิพนธ์สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ตลอดจนให้คำปรึกษาและคำแนะนำเกี่ยวกับการดำเนินชีวิต และการทำงานที่มีประโยชน์อย่างยิ่งต่อข้าพเจ้าและองค์กรของข้าพเจ้า ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ นายณรงค์ เกษภาษา และ นางสมคิด เกษภาษา รวมทั้งพี่น้อง ของข้าพเจ้าทุกคน ที่คอยให้กำลังใจและ ความช่วยเหลือต่างๆ อย่างสุดความสามารถทุกคำปรึกษา และ ความช่วยเหลือที่คิดลอคมา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างสูง และ ขอขอบคุณ พี่ชัยทัต มณีอินทร์ ที่ให้คำปรึกษา ทางด้านเทคนิค และ การแก้ปัญหาเกี่ยวกับระบบการทำงานทั้งทางทฤษฎีและปฏิบัติ และขอขอบคุณ นายลิขิต ชูทรัพย์ ให้คำปรึกษาทางด้านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์-เอกสารอ้างอิง และพื้นฐานวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ซึ่งทำให้ผู้เขียนสามารถนำความรู้พื้นฐานนี้ไปพัฒนางานวิจัยรวมทั้งงานอื่นๆ ของข้าพเจ้าได้เป็นอย่างดี ในการวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอขอบคุณ นางสาว วิไลพร โอบอ้อม ที่เป็นกำลังใจ และให้การช่วยเหลือในทุก ๆ ด้านที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่ง ขอขอบคุณ สถาบันพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เอื้อเฟื้อ ห้องวิจัยในการพัฒนางานวิจัย เครื่องมือ - อุปกรณ์ต่างๆ และ เป็นแหล่งให้ความรู้ในการทำงานจริง พร้อมทั้งช่วยเหลือกันแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในทุกๆด้าน รวมถึง พี่-น้อง และ เพื่อนๆ ห้องปฏิบัติการ Power Electronics and Machine Control (ECC 403) ที่ให้ทั้งคำแนะนำ, กำลังใจ, ร่วมทุกข์, ร่วมสุข และช่วยพุงให้ก้าวเดินต่อมาเรื่อยๆ ในทุกๆสถานการณ์ จนทำให้เกิดผลงานวิจัยฉบับนี้ขึ้นมา ผลงานวิจัยฉบับนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็น อย่างยิ่งจึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

องอาจ เกษภาษา

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญตาราง .....	VIII
สารบัญภาพ .....	X
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา .....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา .....	3
1.3 วิธีการวิจัย .....	3
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย .....	4
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์ .....	4
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์ .....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น .....	6
2.1 บทนำ .....	6
2.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ .....	6
2.3 การแก้ไขรูปคลื่นของกระแสทางด้านอินพุต .....	12
2.3.1 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่ใช้อุปกรณ์สวิตช์ในระบบสามเฟส .....	15
2.4 การควบคุมการแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงในระบบไฟฟ้าสามเฟส .....	18
2.4.1 วิธีการควบคุมควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้อยู่ในขอบเขตที่ .....	19
2.4.2 วิธีการควบคุมกระแสด้านอินพุตในขอบเขตคงที่ร่วมกับผลสมความถี่พาหะ .....	20
2.4.3 วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบแอกทีฟและรีแอกทีฟโดยตรง .....	21
2.5 การวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุต .....	22
2.5.1 การวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น .....	23
2.5.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส .....	24
2.6 กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลัง .....	26
2.6.1 กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power : S) .....	26

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.6.2 กำลังไฟฟ้าจริง (Real power : $P$ ).....	26
2.6.3 กำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive power : $Q$ ).....	26
2.7 กระแสฮาร์มอนิกจากวงจรเรียงกระแสแบบใช้ไดโอด.....	29
2.7.1 มาตรฐาน มอก.1448-2544.....	29
2.7.2 มาตรฐาน IEEE.519-1992.....	30
2.7.2.1 ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของกระแส.....	31
2.7.2.1 ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของแรงดัน.....	32
2.8 ผลกระทบของฮาร์มอนิก.....	32
2.8.1 ตัวเก็บประจุ.....	32
2.8.2 เซอร์คิตเบรกเกอร์และฟิวส์.....	33
2.8.3 ตัวนำ.....	33
2.8.4 หลอดไฟ.....	34
2.8.5 รีเลย์ป้องกัน.....	34
2.8.6 เครื่องกลไฟฟ้า.....	34
2.8.7 หม้อแปลง.....	34
2.8.8 อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์.....	34
2.8.9 การรบกวนโทรศัพท์.....	35
2.9 สรุป.....	35
บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการดำเนินงานของตัวควบคุมแบบวันไซเคิล.....	36
3.1 บทนำ.....	36
3.2 วงจรแปลงผันแบบทวิแรงดัน.....	37
3.3 หลักการควบคุมการทำงานแบบวันไซเคิล.....	41
3.3.1 คุณสมบัติของการควบคุมแบบวันไซเคิล.....	44
3.4 การแปลงวงจรทวิแรงดันแบบขนาน 3 เฟสแบบสวิตซ์ 6 ตัว.....	45
3.4.1 การเลือกขอบเขตการทำงาน.....	46
3.4.2 การแปลงวงจรทวิแรงดันแบบขนาน.....	48
3.4.3 วงจรสมมูลแรงดันแบบขนานและหลักการดำเนินงาน.....	50

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.4.4 สภาวะการทำงานของวงจรสมมูลทวิแรงดันแบบขนาน.....	51
3.4.5 การนำตัวควบคุมมาประยุกต์ใช้ในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง ทางไฟฟ้าระบบสามเฟส.....	55
3.5 การจำลองการทำงาน.....	58
3.6 สรุป.....	61
<b>บทที่ 4 การออกแบบและการสร้างเครื่องต้นแบบ.....</b>	<b>62</b>
4.1 บทนำ.....	62
4.2 การออกแบบและสร้างวงจรสวิตช์กำลัง.....	63
4.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	64
4.4 การออกแบบวงจรกรองแรงดันไฟตรง.....	65
4.5 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม.....	66
4.5.1 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันเฟส.....	66
4.5.2 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส.....	67
4.5.3 วงจรป้องกันกระแสเกิน.....	68
4.5.4 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรงและวงจรควบคุมพีไอ.....	68
4.5.4.1 การควบคุมระดับแรงดันบัลไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่.....	70
4.5.5 วงจรควบคุมแบบวันไซเคิล.....	74
4.5.6 วงจรสวิตช์เลือกสัญญาณกระแสอินพุต.....	75
4.5.7 วงจรอินทรีเกรตและรีเซตตัวอินทรีเกรต.....	75
4.5.8 วงจรควบคุมแบบไซเคิลหลัก.....	76
4.5.9 วงจรส่วนควบคุมตัวดิจิทัลลอจิก (CPLD).....	76
4.6 การออกแบบและสร้างวงจรภายใน CPLD.....	77
4.6.1 วงจรหาสถานะช่วงการทำงานของแรงดัน.....	78
4.6.2 วงจร R-S ฟลิปฟลอป.....	79
4.6.3 วงจรหารความถี่และสร้างสัญญาณ โมโนสเตเบิล.....	81
4.6.4 วงจรเลือกสัญญาณเอาต์พุต.....	82

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.6.5 วงจรสร้างช่วงการประวิงเวลา.....	83
4.6.6 วงจรสวิตซ์และป้องกันภาคกำลัง.....	84
4.7 สรุป.....	84
บทที่ 5 การทดลองการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า.....	85
5.1 บทนำ.....	85
5.2 การทดสอบกรณีโหลดเป็นความต้านทาน(R).....	85
5.2.1 การทดสอบกรณีวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ 3 เฟส.....	87
5.2.2 การทดสอบกรณีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส.....	88
5.2.3 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดความต้านทาน(R).....	93
5.2.4 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับความต้านทาน(R-L).....	95
5.2.5 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อ โหลดเป็นอินเวอร์เตอร์.....	96
5.2.6 การทดสอบผลการตอบสนองเมื่อเพิ่มและลด โหลดให้กับวงจร.....	98
5.3 การทดสอบเมื่อแรงดันไฟตรงเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง.....	98
5.4 การทดสอบเมื่อแรงดันไฟตรงอินพุตเปลี่ยนแปลง.....	101
5.4.1 การทดสอบเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเปลี่ยนแปลงแบบสมดุล.....	101
5.4.2 การทดสอบเมื่อแรงดันไฟตรงอินพุตเปลี่ยนแปลงแบบไม่สมดุล.....	103
5.5 สรุป.....	105
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	106
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	106
6.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัยต่อไป.....	107
เอกสารอ้างอิง.....	108
ภาคผนวก ก.....	110

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ข.....	117
ประวัติผู้เขียน.....	119

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 สัมประสิทธิ์ของการสวิตช์ทั้ง 8 สภาวะ.....	18
2.2 ข้อกำหนดของกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 Class A.....	30
2.3 ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของกระแสสำหรับระบบจำหน่ายที่แรงดัน 120 V ถึง 69000 V...	31
2.4 ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของแรงดัน.....	32
3.1 ตารางแสดงพารามิเตอร์และเงื่อนไขการทำงานของสวิตช์ในแต่ละเซ็กเตอร์.....	51
3.2 สภาวะการทำงานของสวิตช์และแรงดันตัวเหนี่ยวนำ.....	53
3.3 กระบวนการควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	57
4.1 ตารางความจริงวงจรหาช่วงการทำงาน.....	79
4.2 เงื่อนไขการเลือกสัญญาณเอาต์พุต.....	82
5.1 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 ClassA.....	92
5.2 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 ClassA.....	92
5.3 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟส.....	93
5.4 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส...	94
5.5 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อต่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำอนุกรม กับตัวต้านทาน.....	96
5.6 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อต่อโหลดเป็นอินเวอร์เตอร์.....	97
5.7 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง.....	100
5.8 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเปลี่ยนแปลงแบบสมดุค...	103
5.9 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเปลี่ยนแปลงไม่สมดุค...	105

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การแปลงระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง.....	1
1.2 การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าโดยการควบคุมสัญญาณการสวิตช์.....	2
1.3 โครงสร้างการทำงานของวันไซเคลิซชนิดหนึ่งเฟส.....	2
1.4 โครงสร้างการควบคุมการทำงานของวันไซเคลิซในระบบสามเฟส.....	3
2.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสเต็มคลื่น.....	7
2.2 การแทนแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตด้วยแรงดันไฟตรงคงที่.....	7
2.3 วงจรเทียบเคียงวงจรเรียงกระแส.....	7
2.4 รูปคลื่นของสัญญาณกระแส $i_u$ เทียบกับแรงดันเฟส $v_u$ .....	8
2.5 การต่อตัวเหนี่ยวนำ $L_d$ เข้าไปในวงจร.....	8
2.6 การแทนกระแสทางด้านเอาต์พุตด้วยแหล่งจ่ายกระแสไฟตรงคงที่.....	9
2.7 สถานะการทำงานของวงจรเรียงกระแส.....	9
2.8 รูปคลื่นของแรงดันและกระแส ทางด้านเอาต์พุต.....	10
2.9 รูปสัญญาณแรงดันและกระแสกรณีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ.....	11
2.10 ฮาร์มอนิกของกระแส $i_u$ ที่ไหลในสาย .....	12
2.11 วิธีการแก้ไขรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตแบบต่างๆ.....	13
2.12 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์หกตัว.....	13
2.13 วงจรทวีแรงดัน (Boosts Converter).....	14
2.14 สัญญาณกระแสและการทำงานของสวิตช์ของวงจรทวีแรงดัน.....	14
2.15 รูปทรานซิสเตอร์ทำงานแบบสวิตช์สองทาง .....	15
2.16 การควบคุมแบบขอบเขตคงที่.....	19
2.17 รูปคลื่นสัญญาณการควบคุมแบบขอบเขตคงที่.....	20
2.18 การควบคุมแบบขอบเขตคงที่ร่วมกับการผสมความถี่พาห้.....	21
2.19 การควบคุมแบบแอกทีฟและรีแอกทีฟโดยตรง.....	22
2.20 ลักษณะการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส.....	24
2.21 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า.....	27
2.22 รูปคลื่นกระแสสำหรับการพิจารณาของ Class D.....	30
2.23 การต่อตัวเก็บประจุขนานกับระบบทำให้เกิดเรโซแนนซ์ .....	33
3.1 วงจรแปลงผันแบบทวีแรงดัน.....	36

## สารบัญรูป ( ต่อ )

รูปที่	หน้า
3.3 วงจรแปลงผันแบบทวิแรงดันในสภาวะที่สวิตช์ทำงาน ( $SW = on$ ).....	37
3.4 วงจรแปลงผันแบบทวิแรงดันในสภาวะที่ สวิตช์ไม่ทำงาน ( $SW = off$ ).....	38
3.5 ฟังก์ชันของการสวิตช์.....	41
3.6 โครงสร้างการควบคุมแบบวัน ไซเคิลที่มีการสวิตช์คงที่.....	42
3.7 สัญญาณการควบคุมแบบวัน ไซเคิลที่มีการสวิตช์คงที่.....	44
3.8 การทำงานของการควบคุมแบบวัน ไซเคิลเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง.....	44
3.9 การทำงานของการควบคุมแบบวัน ไซเคิลเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง.....	45
3.10 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบสวิตช์ 6 ตัว.....	46
3.11 สัญญาณแรงดันทางด้านอินพุตระบบสามเฟส.....	46
3.12 เวกเตอร์แรงดันทางด้านอินพุตในระบบสามเฟส.....	46
3.13 การแปลงวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์สวิตช์หกตัวเป็นวงจรทวิแรงดันแบบขนานสองชุด.....	48
3.14 การลดรูปวงจรทวิแรงดันแบบขนานการทำงานในช่วงเชิงเตอร์ที่ I ( $0^\circ - 60^\circ$ ).....	49
3.15 การลดรูปวงจรทวิแรงดันแบบขนานการทำงานในช่วงเชิงเตอร์ที่ II ( $60^\circ - 120^\circ$ ).....	50
3.16 วงจรสมมูลทวิแรงดันแบบขนาน.....	51
3.17 สถานะการทำงานของวงจรทวิแรงดันแบบขนานสามเฟส.....	52
3.18 วงจรสถานะการทำงานของวงจรทวิแรงดันแบบขนานสามเฟส.....	53
3.19 สัญญาณแรงดันเหนี่ยวนำของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	54
3.20 วงจรควบคุมการทำงานแบบวัน ไซเคิล.....	57
3.21 รูปแบบของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสที่ใช้จำลองการทำงาน ด้วยโปรแกรม Matlab & Simulink .....	58
3.22 รูปแบบจำลองวงจรควบคุมแบบวัน ไซเคิลหลักที่ใช้โปรแกรม Matlab & Simulink.....	59
3.23 รูปแบบจำลองการตรวจจับช่วงสถานะการทำงาน.....	59
3.24 รูปแบบจำลองวงจรการเลือกสวิตช์อินพุต.....	60
3.25 รูปแบบจำลองวงจรการเลือกสวิตช์เอาต์พุต.....	60
4.1 ภาคนำลึงของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส.....	62
4.2 โค้ดอะแกรมส่วนควบคุมการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทาง ไฟฟ้าระบบ 3 เฟส.....	62
4.3 โครงสร้างไอจีบีที โมดูลกำลังเบอร์ PM50RHA120 (IPM).....	63
4.4 วงจรแยกกราวด์สำหรับขั้วเกดไอจีบีทีและวงจรส่งสัญญาณฟอลต์ภาคนำลึง.....	64

## สารบัญรูป ( ต่อ )

รูปที่	หน้า
4.5 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันเฟส.....	66
4.6 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส.....	67
4.7 วงจรป้องกันกระแสเกิน.....	68
4.8 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรงและวงจรควบคุมพีไอ.....	69
4.9 บล็อกไดอะแกรมส่วนควบคุมแรงดันไฟตรงที่ใช้ในการออกแบบ.....	71
4.10 บล็อกไดอะแกรมส่วนควบคุมระดับแรงดันไฟตรงหลังจากประมาณเป็นระบบเชิงเส้น...	71
4.11 แผนภูมิโบเคของระบบเมื่อยังไม่รวมส่วนควบคุมพีไอ.....	72
4.12 ช่วงปลอดภัยเชิงอัตราขยายและช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบควบคุมแรงดันไฟตรง...	73
4.13 ผลการตอบสนองของระบบการรักษาไฟตรงที่มีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณยูนิตสเต็ป.	73
4.14 ไดอะแกรมวงจรควบคุมที่ใช้หลักการวัน ไซเคิล.....	74
4.15 วงจรควบคุมที่ใช้หลักการวัน ไซเคิล.....	74
4.16 วงจรส่วนควบคุมตัวคิิตอลลจิก.....	77
4.17 ไดอะแกรมส่วนควบคุมภายใน CPLD .....	78
4.18 วงจรหาช่วงการทำงาน (SECTOR).....	79
4.19 RS-ฟลิปฟล็อปที่สร้างจากนอร์เกต.....	80
4.20 ไดอะแกรมวงจรหารความถี่และสร้างสัญญาณ โมโนสเตเบิ้ล.....	81
4.21 วงจรหารความถี่และสร้างสัญญาณ โมโนสเตเบิ้ล.....	82
4.22 วงจรเลือกสัญญาณเอาต์พุต.....	83
4.23 วงจรสร้างช่วงการประวิงเวลา.....	83
4.24 สัญญาณขั้วนำเกตที่มีการประวิงเวลา.....	84
4.25 วงจรสวิตซ์และป้องกันภาคกำลัง.....	85
5.1 การทดลองวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า .....	86
5.2 สัญญาณกระแสแหล่งจ่ายของวงจรได โอคเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟส.....	87
5.3 สัญญาณแรงดันและกระแสแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส....	87
5.4 สเปกตร้าฮาร์โมนิกกระแสแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส.....	88
5.5 สเปกตร้าฮาร์โมนิกแรงดันแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส.....	88
5.6 สัญญาณกระแสแหล่งจ่ายของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส.....	89
5.7 สัญญาณแรงดันและกระแสแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทาง ไฟฟ้าระบบ 3 เฟส.....	89

## สารบัญญรูป ( ต่อ )

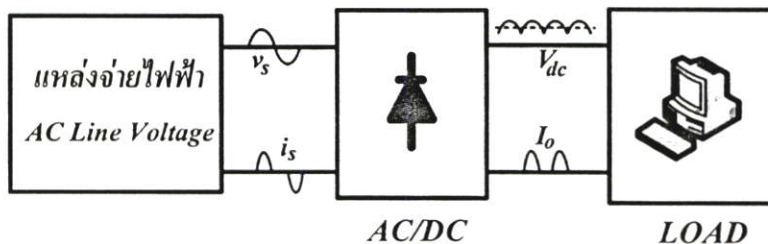
รูปที่	หน้า
5.8 สเปกตรารฮาร์โมนิกกระแสแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทาง ไฟฟ้าระบบ 3 เฟส.....	89
5.9 สเปกตรารฮาร์โมนิกแรงดันแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทาง ไฟฟ้าระบบ 3เฟส.....	90
5.10 การขยายสเปกตรารฮาร์โมนิกกระแสของรูปที่ 5.8 (ข) .....	90
5.11 สัญญาณกระแสทางด้านอินพุต ( $i_a$ ), แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ( $v_{La}$ ) และ แรงดันตก คร่อมสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ (PWM <sub>A</sub> ) ที่เฟส A.....	91
5.12 สัญญาณการสวิตช์ของสวิตช์กึ่งล่างทั้ง 3 เฟส.....	91
5.13 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 ClassA.....	92
5.14 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์โมนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 ClassA .....	93
5.15 กระแส, แรงดันแหล่งจ่ายและแรงดันไฟตรงที่มีโหลดตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับความ ต้านทาน( $133\Omega + 20\text{ mH}$ ) .....	95
5.16 กระแส,แรงดันแหล่งจ่ายและแรงดันไฟตรงที่มีโหลดเป็นอินเวอร์เตอร์.....	97
5.17 ผลตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มและลดโหลดจาก 600 วัตต์ เป็น 1,200 วัตต์.....	98
5.18 แรงดันไฟตรงเอาต์พุตเท่ากับ 480 โวลต์ (+20%).....	99
5.19 แรงดันไฟตรงเอาต์พุตเท่ากับ 440 โวลต์ (+10%).....	99
5.20 แรงดันไฟตรงเอาต์พุตเท่ากับ 360 โวลต์ (-10%).....	99
5.21 แรงดันไฟตรงเอาต์พุตเท่ากับ 320 โวลต์ (-20%).....	100
5.22 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเท่ากับ 144 โวลต์.....	101
5.23 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเท่ากับ 132 โวลต์.....	102
5.24 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเท่ากับ 108 โวลต์.....	102
5.25 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเท่ากับ 96 โวลต์.....	102
5.26 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเฟส A,B,C เท่ากับ 120, 96, 120 โวลต์ .....	104
5.27 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเฟส A,B,C เท่ากับ 120, 144, 120 โวลต์ .....	104
5.28 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเฟส A,B,C เท่ากับ 144, 96, 96 โวลต์ .....	104

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

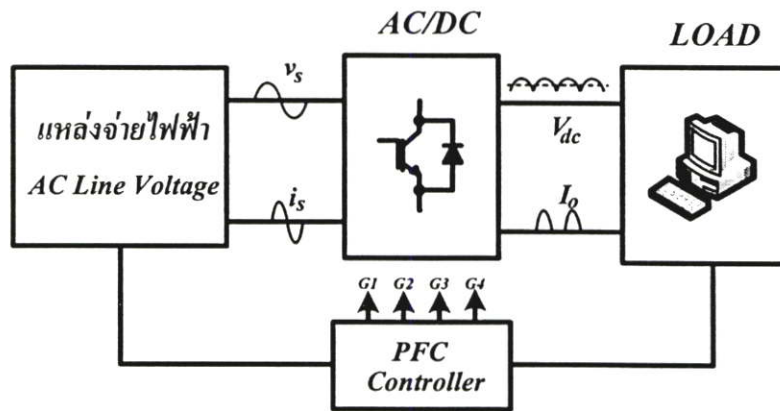
อุปกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้อยู่ในระบบอุตสาหกรรม และครัวเรือนซึ่งประกอบไปด้วยอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เช่น วงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมมอเตอร์(inverter) , วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์(dc-dc converter) และวงจรแหล่งจ่ายไฟ(switching power supply) สำหรับคอมพิวเตอร์ เนื่องจากคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรเรียงกระแสชนิดพาสซีฟ ทำให้เกิดการเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสทางด้านเข้าของวงจร หรือ กระแสฮาร์มอนิกมีค่าสูงดังรูปที่ 1.1 ซึ่งมีลักษณะเป็นพัลส์แคบๆ ยอดแหลมที่เกิดจากการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุ เมื่อแรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟด้านเข้าซึ่งเป็นต้นเหตุทำให้กระแสด้านเข้ามีค่าฮาร์มอนิกสูง ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าด้านเข้าวงจรแหล่งจ่ายไฟมีค่าต่ำลงจึงเป็นเหตุให้คุณภาพของพลังงานไฟฟ้าค่อยๆลดลงไป ด้วย ปัญหาของค่าฮาร์มอนิกสูงอาจเป็นสาเหตุให้เกิดการความถี่สูงกว่าความถี่หลักมูลจะทำให้มีความร้อนเกิดในสายนิวตรอนของระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า และหม้อแปลง รวมไปถึงการทำงานผิดพลาดของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ยกตัวอย่างเช่นกระแสฮาร์มอนิกอาจเป็นสาเหตุให้อุปกรณ์ตัดวงจร(circuit breaker) และฟิวส์ทำงานผิดพลาด ถึงแม้ว่ากระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์นั้นๆจะไม่ได้เกินพิกัดก็ตาม ทั้งนี้เพราะว่ากระแสพิกัดจะกำหนดจากค่าอาร์เอ็มเอส แต่เมื่อเกิดกระแสฮาร์มอนิกสูงจะทำให้ค่ากระแสสูงสุดของรูปคลื่นมีค่าสูงกว่าความเป็นจริง โดยที่ค่ากระแสอาร์เอ็มเอส ยังไม่ถึงค่าพิกัดจึงเป็นสาเหตุให้อุปกรณ์ตัดวงจรทำงาน การพิจารณา ค่ากระแสสูงสุดในการทำงาน เกิดการทำงานผิดพลาดได้[12]



รูปที่ 1.1 การแปลงระบบแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับเป็นกระแสตรง

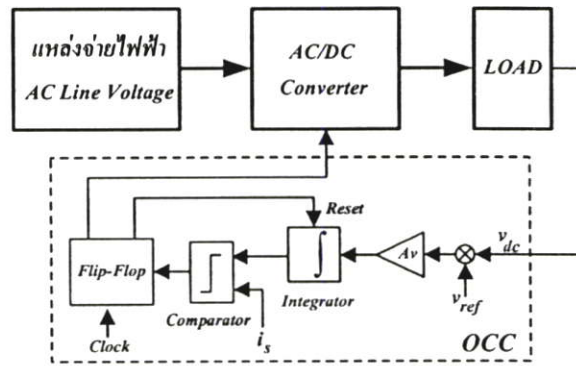
การแก้ปัญหาดังกล่าวจึงทำการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำหลังแหล่งจ่ายซึ่งเป็นทางเลือกหนึ่งที่จะช่วยปรับปรุงค่ากระแสทางด้านอินพุตทำให้รูปสัญญาณกระแสใกล้เคียงรูปสัญญาณมากขึ้น แต่ยังไม่เพียงพอกับการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า เพราะตัวเหนี่ยวนำจะทำให้มุมเฟสของกระแส

เลื่อนห่างออกจากแรงดัน ดังนั้นเพื่อลดการเกิดปัญหาดังกล่าวจึงเพิ่มชุดการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าร่วมเข้าไปในระบบดังรูปที่ 1.2 เพื่อแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและทำให้สัญญาณกระแสและแรงดันทางด้านอินพุตมีรูปร่างที่คล้ายกันมากที่สุด โดยใช้อุปกรณ์การสวิตช์กำลังที่มีความไวในการสวิตช์สูง มาช่วยในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าและลดการเกิดกระแสฮาร์มอนิกในระบบ ซึ่งการแก้ค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้ามีอยู่หลายวิธี เช่น การควบคุมค่าออกของกระแส, การควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแส, การควบคุมแบบ d-q และการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิสเป็นต้น[6]



รูปที่ 1.2 การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าโดยควบคุมสัญญาณการสวิตช์

ดังนั้นในวิชานี้จึงนำเสนอการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิล ซึ่งเป็นอีกวิธีหนึ่งที่ใช้ในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า โดยเทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิลนี้มีข้อดีกว่าเทคนิคการควบคุมแบบอื่น เช่น ความถี่ในการสวิตช์มีความถี่พาหะคงที่ซึ่งทำให้ง่ายต่อการออกแบบวงจรเพื่อกรองความถี่EMI[4], วงจรควบคุมไม่จำเป็นต้องใช้ตัวคูณสัญญาณเหมือนวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าทั่วไป, วงจรควบคุมมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนแสดงได้ดังรูปที่ 1.3 โดยมีตัวตรวจจับน้อยดังนั้นวงจรมีขนาดเล็ก ซึ่งเหมาะจะนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง, วงจรควบคุมแบบวันไซเคิลมีการตอบสนองที่รวดเร็ว, วงจรควบคุมมีความสามารถทนต่อการเปลี่ยนแปลงของสถานะต่างๆได้ และวงจรควบคุมแบบวันไซเคิลนี้เป็นการควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งการทำงานจะแบ่งการทำงานออกเป็นส่วนๆ ส่วนละ  $60^\circ$  ในแต่ละลูกคลื่น โดยสวิตช์จะทำงานเพียงแค่สองเฟสเท่านั้น จึงเป็นผลให้ลดจำนวนครั้งการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ลง ส่งผลให้การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์มีค่าต่ำลงด้วย



รูปที่ 1.3 โครงสร้างพื้นฐานของการควบคุมวันไซเคิล

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ศึกษาหลักการทํางาน ทําการออกแบบและวิเคราะห์วงจรถักไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส โดยใช้การควบคุมแบบวันไซเคิลในรูปแบบเวกเตอร์ เพื่อทําการปรับปรุงกระแสและแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าในระบบ 3 เฟส ตลอดจนศึกษาการทํางานของอุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาใช้ในการสร้างเครื่องต้นแบบที่ในงานวิจัยนี้ ทั้งวงจรถักและวงจรควบคุม แล้วนำเครื่องต้นแบบที่ได้จัดทำขึ้นมาทําการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรถักเพื่อเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรถักแบบไดโอดฟูลบริดจ์ รวมทั้งนำประยุกต์ใช้งานจริงเพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

## 1.3 วิธีการวิจัย

1.3.1 ศึกษาและค้นคว้าทฤษฎีจากบทความวารสารต่างๆ รวมทั้งคำร่าที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าด้วยวิธีการควบคุมแบบต่างๆ

1.3.2 วิเคราะห์และออกแบบ วงจรถักและวงจรควบคุมของวงจรถักแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ที่ใช้การควบคุมแบบวันไซเคิลด้วยเทคนิคการแปลงวงจรถักวีแรงต้นแบบขนาน 2 ชุด โดยการจำลองการทํางานของระบบด้วยโปรแกรม Simulink บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB

1.3.3 ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบตามที่ได้จำลองไว้

1.3.4 ทดสอบเครื่องต้นแบบตามขอบเขตของวิทยานิพนธ์ และเปรียบเทียบผลการทดสอบกับผลการจำลองการทํางาน รวมทั้งแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น

1.3.5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.3.6 จัดทำวิทยานิพนธ์

## 1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อทำการศึกษา และวิเคราะห์หลักการควบคุมการทำงานของแบบวันไซเคิลที่นำมาประยุกต์ใช้กับวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส วงจรต้นแบบที่สร้างขึ้นได้ทำการทดสอบ และใช้งานจริงเพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับโหลดที่พิกัด 1 kW โดยรักษาระดับแรงดันกระแสตรงทางด้านเอาต์พุตให้คงที่ ซึ่งทำการทดสอบในกรณีที่โหลดมีสถานะที่ต่าง ๆ กัน แล้วทำการวิเคราะห์ถึงผลของดัชนีถึงคุณภาพ ได้แก่  $PF$ ,  $THD$ ,  $\eta$  และฮาร์มอนิกของกระแสอินพุตทางด้านแหล่งจ่ายหลังทำการชดเชยแล้วจะต้องมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 (2000-08) Class A รวมทั้งทำการทดสอบการทำงานของวงจรในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงทั้งแบบสมมูลและไม่สมมูล

## 1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษา วิเคราะห์ เพื่อออกแบบวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ที่วิธีการควบคุมแบบวันไซเคิลในรูปแบบเวกเตอร์ให้เหมาะสม ซึ่งรายละเอียดที่กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์สามารถแบ่งเป็น 6 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความจำเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมาย วัตถุประสงค์ของการศึกษา วิธีการวิจัย ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ โครงสร้างของวิทยานิพนธ์ และประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน วงจรเรียงกระแสสามเฟสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบทวีแรงดัน การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าในแบบต่างๆ การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณ การประเมินดัชนีคุณภาพและสมรรถนะทางด้านอินพุต

บทที่ 3 ทฤษฎีวงจรทวีแรงดันแบบขนาน 3 เฟส หลักการควบคุมการทำงานของแบบวันไซเคิล การนำการควบคุมแบบวันไซเคิลมาประยุกต์ใช้กับวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส พร้อมทั้งจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Matlab-Simulink

บทที่ 4 การออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ ทั้งวงจรกำลังและวงจรควบคุมที่ใช้ในงานวิจัย กล่าวถึงอธิบายหลักการการทำงานของวงจรในแต่ละส่วน และหลักการเลือกใช้อุปกรณ์

บทที่ 5 ทำการทดสอบและผลการทดสอบของวงจรภายใต้เงื่อนไขในสถานะต่างๆ รวมทั้งตรวจสอบถึงประสิทธิภาพคุณลักษณะของวงจรต้นแบบที่ได้จัดทำขึ้น

บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง ข้อเสนอแนะในการพัฒนางจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ต่อไป

## 1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

1.6.1 เป็นแนวทางพื้นฐานในการศึกษาถึงวิธีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส และสามารถเข้าใจหลักการทำงานของวงทวิแรงดันแบบขนาน โดยอาศัยหลักการควบคุมการทำงานแบบวันไซเคิล พร้อมทั้งนำหลักการควบคุมแบบวันไซเคิลไปประยุกต์ใช้งานกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังอื่นๆต่อไป

1.6.2 ผลการศึกษาและวิจัย สามารถที่จะนำไปพัฒนาต่อเพื่อนำใช้งานจริงในภาคอุตสาหกรรมได้

1.6.3 รู้จักการแก้ปัญหาที่ผลที่เกิดขึ้นจากการใช้งานตัวควบคุมดิจิทัลลอจิก และ อุปกรณ์ควบคุมอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆได้

1.6.4 เป็นพื้นฐานในการนำไปสู่การพัฒนาระบบงานที่เกี่ยวข้องกับศาสตร์สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

## บทที่ 2

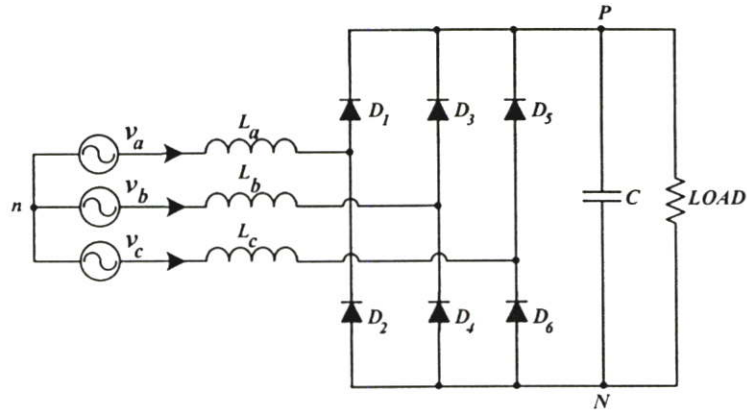
# ทฤษฎีเบื้องต้น

### 2.1 บทนำ

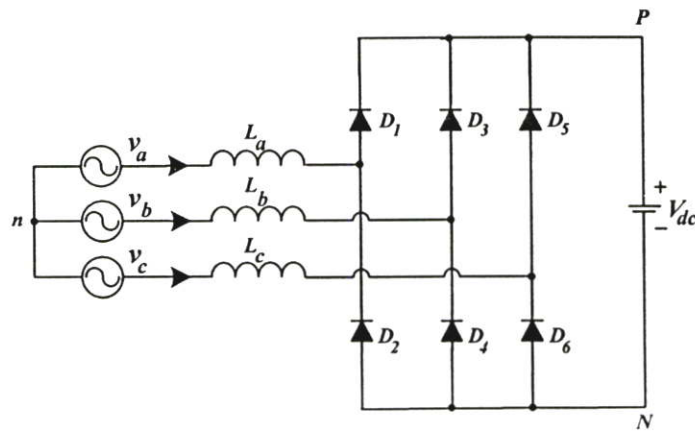
ฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าถือว่าเป็นหนึ่งในหลายๆปัญหาของคุณภาพกำลังไฟฟ้า ซึ่งในปัจจุบันนี้กำลังได้รับกล่าวถึงเป็นจำนวนมาก เนื่องจากการนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์มาใช้อย่างแพร่หลาย ซึ่งเพิ่มมากขึ้นตามการขยายตัวของโรงงานอุตสาหกรรมและการเติบโตตามการขยายตัวของเศรษฐกิจทำให้เกิดฮาร์มอนิกเข้าไปรบกวนระบบอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆให้ทำงานผิดพลาดไป โดยที่แต่ละหน่วยงานที่มีการใช้โหลดประเภทดังกล่าวมักจะเลือกใช้อุปกรณ์หรือเครื่องมือที่ไม่มีการปรับปรุงคุณภาพของรูปคลื่นกระแสและแรงดันของแหล่งจ่าย ซึ่งจะตรงกับความต้องการของหน่วยงานคือมีต้นทุนต่ำโดยไม่คำนึงถึงปัญหาที่ตามมา ในขณะที่กฎหมายหรือข้อกำหนดทางด้านฮาร์มอนิกในประเทศไทยยังไม่ได้มีการบังคับใช้ที่ชัดเจน ดังนั้นจึงต้องมีการศึกษาลักษณะและการเกิดฮาร์มอนิกจากโหลดที่ไม่เชิงเส้นเพื่อให้ทราบถึงปัจจัยต่างๆที่มีผลจากฮาร์มอนิกของเครื่องมือหรืออุปกรณ์ที่เป็นโหลดแบบไม่เชิงเส้น เพื่อหาวิธีการที่ง่ายและสะดวกในการควบคุมปริมาณฮาร์มอนิกให้ลดลง

### 2.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (Three Phase Full-Bridge Rectifiers)

วงจรเรียงกระแสที่ใช้กับระบบไฟฟ้าสามเฟสเต็มคลื่นแบบบริดจ์จะใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ เนื่องจากมีข้อได้เปรียบมากกว่าวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าที่ใช้กับระบบไฟฟ้าชนิดหนึ่งเฟส เพราะมีการกระเพื่อมของแรงดัน (Voltage ripple) ไฟตรงทางด้านเอาต์พุตน้อยกว่าจากรูปที่ 2.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่นประกอบด้วยไดโอด 6 ตัว และตัวเก็บประจุสำหรับกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อช่วยให้แก่โหลดแทนด้วย  $C$  เมื่อพิจารณาวงจรในเชิงลักษณะที่ว่า ให้แรงดันไฟตรงทางด้านเอาต์พุตที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่ทำหน้าที่กรองแรงดันทางด้านเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ โดยกำหนดให้ค่าความจุของตัวเก็บประจุให้มีค่าสูงมากๆ แล้ววงจรรูปที่ 2.1 สามารถที่จะเขียนขึ้นใหม่โดยการกำหนดให้แรงดันไฟตรงที่ได้จากการกรองแรงดันโดยใช้ตัวเก็บประจุแทนด้วยแรงดันไฟตรงคงที่ ( $V_{dc}$ ) แสดงดังรูปที่ 2.2 [1]

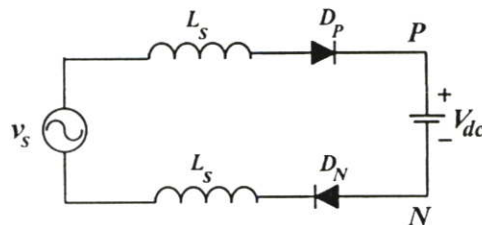


รูปที่ 2.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสเต็มคลื่นแบบบริดจ์

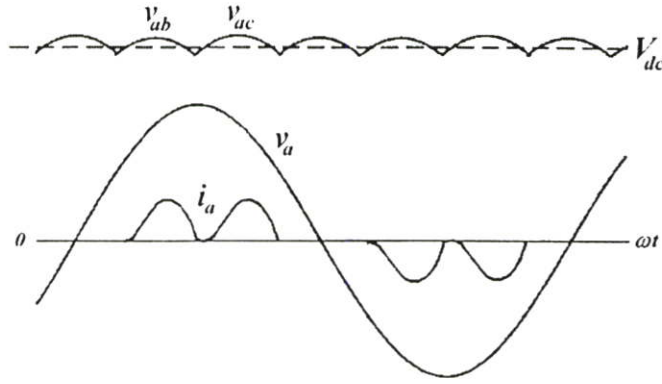


รูปที่ 2.2 แทนแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตด้วยแรงดันไฟตรงคงที่

จากรูปที่ 2.2 สามารถเขียนวงจรสมมูลของวงจรเรียงกระแสได้ดังรูปที่ 2.3 โดยที่ไดโอด  $D_p$  แทนไดโอดตัวใดตัวหนึ่งของ  $D_1$ ,  $D_3$  และ  $D_5$  ของกลุ่มไดโอดกึ่งบน จะขึ้นอยู่กับแรงดันระหว่างสายที่ทำให้เกิดการนำกระแส และในทำนองเดียวกันไดโอด  $D_n$  แทนไดโอดตัวใดตัวหนึ่งของ  $D_2$ ,  $D_4$  และ  $D_6$  ของกลุ่มไดโอดกึ่งล่าง แรงดันระหว่างสายที่ทำให้เกิดการนำกระแส แล้วทำการวิเคราะห์ถึงผลของกระแสที่ไหลทางด้านอินพุตของกระแสระบบ มีลักษณะของรูปคลื่นของกระแสดังรูปที่ 2.4



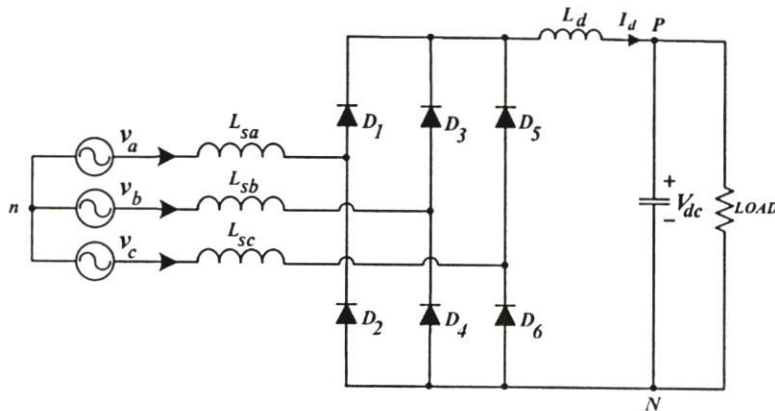
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลยวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นสัญญาณกระแส  $i_a$  เทียบกับแรงดันเฟส  $v_a$

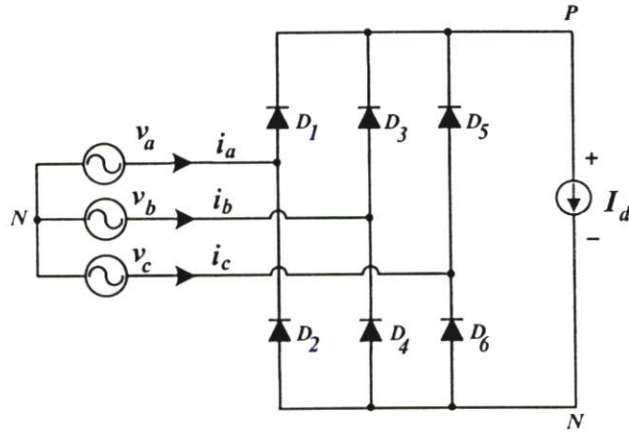
จากรูปที่ 2.4 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันในเฟส A จะพบว่ากระแสมีลักษณะของการไหลที่ไม่ต่อเนื่อง แต่กระแสนี้ยังคงมีองค์ประกอบของรูปคลื่นไซน์ ดังนั้นการต่อวงจรในลักษณะนี้ จะเป็นการลดกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นทางด้านอินพุต แต่จะมีผลทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าลดลง [1]

จากวงจรในรูปที่ 2.1 ถ้านำตัวเหนี่ยวนำ  $L_d$  มาต่ออนุกรมหลังจากไดโอดเรียงกระแสแสดงดังรูปที่ 2.5 กระแส  $I_d$  ที่ไหลไปยังโหลดจะเรียบและคงที่มากขึ้น เนื่องจากคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำจะต่อต้านการไหลของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเอง



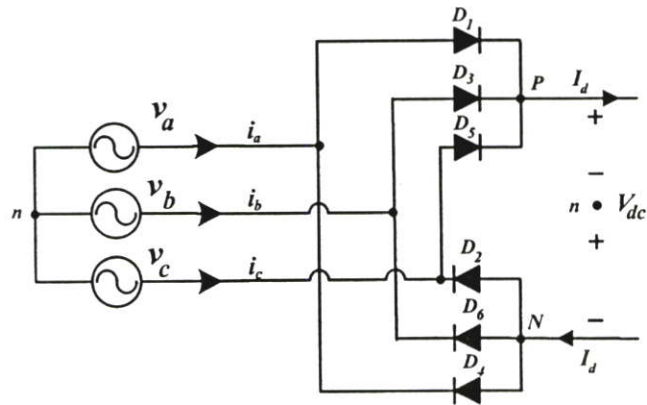
รูปที่ 2.5 การต่อตัวเหนี่ยวนำ  $L_d$  เข้าไปในวงจร

ดังนั้นถ้ากำหนดให้ค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำที่ใส่เพิ่มเข้าไปมีค่า  $L_d$  ที่สูงมากๆ และกำหนดให้ค่าความเหนี่ยวนำของ  $L_{xx}$  ที่อยู่ทางด้านไฟสลับให้มีค่าน้อยมากจนเป็นศูนย์ กระแส ( $I_d$ ) ที่ไหลไปยังโหลดสามารถที่จะแทนได้ด้วยแหล่งกำเนิดกระแสไฟตรงคงที่ที่แสดงดังรูปที่ 2.6 ทำให้การทำงานของวงจรแตกต่างออกไป



รูปที่ 2.6 แทนกระแสทางขาออกด้วยแหล่งจ่ายกระแสไฟตรงคงที่

จากรูปที่ 2.6 วงจรเรียงกระแสสามารถเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ 2.7 กระแส  $I_d$  จะไหลจาก ไดโอดตัวหนึ่งที่อยู่บนกึ่งบน และไดโอดตัวหนึ่งที่อยู่ล่างกลางคล้ายกับการเรียงกระแสในระบบ ไฟฟ้าหนึ่งเฟส ในกึ่งบนไดโอดที่มีแรงดันที่แอนโอดของตัวมันมากกว่าจะนำกระแสได้ส่วนอีกสอง ตัวจะอยู่ในสภาวะไบอัสกลับ และในลักษณะเดียวกันในกึ่งล่างนั้น ไดโอดที่มีแรงดันที่แคโทดของ ตัวมันน้อยกว่าจะนำกระแสและอีกสองตัวจะอยู่ในสภาวะไบอัสกลับเช่นเดียวกัน



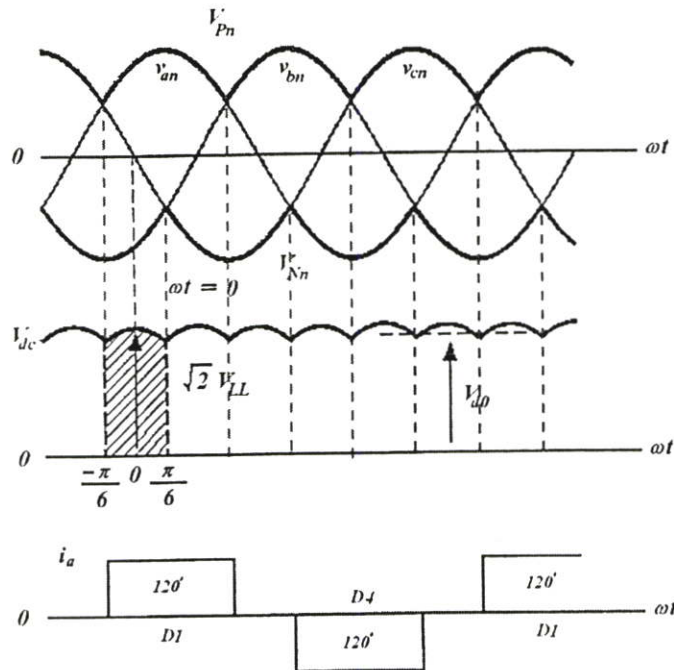
รูปที่ 2.7 สถานะการทำงานของวงจรเรียงกระแส

รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าในวงจรที่แสดงดังรูปที่ 2.6 และ 2.7 จะแสดงดังรูปที่ 2.8 เมื่อ  $V_{Pn}$  เป็นแรงดันไฟฟ้าที่จุด P โดยเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับกับจุดนิวตรอน n และ  $V_{Nn}$  เป็นแรงดันไฟฟ้าที่จุด N ซึ่งในลักษณะเช่นนี้จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้า  $i_a$  ไหลได้อย่างต่อเนื่องในช่วงเวลาใดๆ แรงดัน  $V_{Pn}$  และ  $V_{Nn}$  สามารถที่อธิบายในรูปของแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านอินพุต คือ  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  และ  $V_{cn}$  โดยการประยุกต์กฎของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) เข้าในวงจรที่แสดงในรูปที่ 2.7 จะได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นดังสมการที่ (2.1)

$$V_{dc} = V_{Pn} - P_{Nn} \quad (2.1)$$

รูปคลื่นชั่วขณะเวลาของแรงดัน  $V_{dc}$  จะประกอบไปด้วยส่วนย่อยๆ 6 ส่วน ต่อ 1 รอบลูกคลื่น(Cycle) ดังนั้นวงจรเรียงกระแสแบบนี้มักจะเรียกกันว่าวงจรเรียงกระแสแบบหกพัลส์ ซึ่งในแต่ละส่วนจะมีค่าเป็นหนึ่งในหกของแรงดันระหว่างสาย(Line-to-Line Voltage) แสดงดังรูปที่ 2.8 เมื่อพิจารณารูปคลื่นกระแสไฟฟ้าเฟส A ในรูปที่ 2.8 จะเห็นว่าไดโอดแต่ละตัวจะนำกระแสเป็นมุม 120 องศา[3]

$$i_a \begin{cases} i_d & \text{เมื่อไดโอดตัวที่ 1 นำกระแส} \\ -i_d & \text{เมื่อไดโอดตัวที่ 4 นำกระแส} \\ 0 & \text{เมื่อไดโอดทั้งสองตัวนำ หรือไม่นำกระแส} \end{cases}$$



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นของแรงดันและกระแส ทางด้านเอาต์พุต

การนำกระแสของไดโอดในรูปที่ 2.7 จะมีลำดับของการนำกระแสเป็น 1.2.3.... ส่วนการคำนวณเพื่อหาค่าแรงดันเฉลี่ยของไฟตรงที่อยู่ทางด้านเอาต์พุต และปริมาณ ค่าประสิทธิผล (rms) ของกระแสที่ไหลผ่านในสาย เมื่อกำหนดให้ค่าความเหนี่ยวนำของ  $L_s$  มีค่าเท่ากับศูนย์

พิจารณาปริมาณเฉลี่ยของแรงดันไฟตรงทางด้านเอาต์พุต ซึ่งพิจารณาเพียง 1 ใน 6 ส่วนทั้งหมด และพิจารณาปริมาณเฉลี่ยในช่วงเพียง 60 องศา หรือ  $\pi/3$  rad ซึ่งตามในรูปที่ 2.8 ค่าแรงดันระหว่างสาย  $v_{ab}$  จะมีค่าสูงสุด ดังนั้นแรงดันไฟตรงทางด้านเอาต์พุตจะเป็นดังในสมการที่ (2.2)

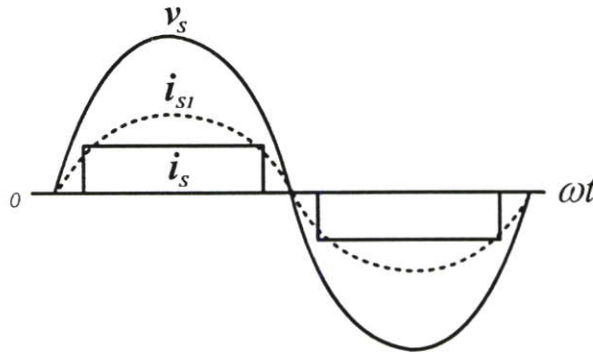
$$V_{dc} = v_{ab} = \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t \quad (2.2)$$

เมื่อ  $V_{LL}$  เป็นค่าปริมาณ ค่าประสิทธิผล (rms) ของแรงดันระหว่างสาย ทำการหาค่าแรงดันเฉลี่ยของแรงดันไฟตรงในรูปที่ 2.8 จะได้ตามสมการที่ (2.3) ดังต่อไปนี้

$$V_{d0} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t d(\omega t) \quad (2.3)$$

$$= \frac{3}{\pi} \sqrt{2}V_{LL} = 1.35V_{LL}$$

กระแสไฟฟ้าทางด้านอินพุตของวงจรนี้ จะมีลักษณะคล้ายกันกับรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม (Quasi-square wave) แสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 สัญญาณแรงดันและกระแสกรณีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ

ปริมาณ กระแส rms ที่ไหลในสาย  $i_x$  ในรูปที่ 2.9 ในเชิงอุดมคติ จะเป็นดังสมการที่ (2.4)

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \quad (2.4)$$

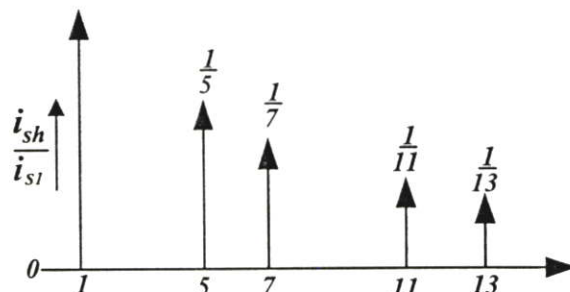
เมื่อทำการวิเคราะห์ห่องค์ประกอบทางความถี่ของกระแส  $i_x$  ในกรณีอุดมคติ องค์ประกอบความถี่อันดับที่หนึ่ง (fundamental-frequency) ของ  $i_x$  ในรูปที่ 2.9 มีค่าปริมาณ (ค่าประสิทธิผล (rms)) เป็นดังสมการที่ (2.5)

$$I_{s1} = \frac{1}{\pi} \sqrt{6} I_d = 0.78 I_d \quad (2.5)$$

และองค์ประกอบของกระแสฮาร์โมนิก  $I_{sh}$  สามารถระบุในเทอมของค่าองค์ประกอบความถี่อันดับหนึ่งได้ดังต่อไปนี้

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \quad (2.6)$$

เมื่อ  $h = 5, 7, 11, 13$ , ซึ่งฮาร์โมนิกที่เป็นคู่และอันดับที่สามจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังกล่าวในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ฮาร์โมนิกของกระแส  $i_s$  ที่ไหลในสาย

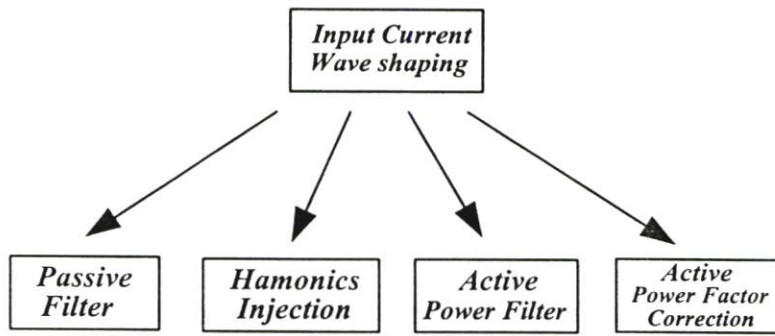
ในกรณีอุดมคตินี้ ค่าของตัวประกอบกำลัง (Power factor) จะเป็นดังสมการที่ (2.17)

$$PF = \frac{3}{\pi} = 0.955 \quad (2.17)$$

### 2.3 การแก้ไขรูปคลื่นของกระแสทางด้านอินพุต (Input line Current Wave shaping)

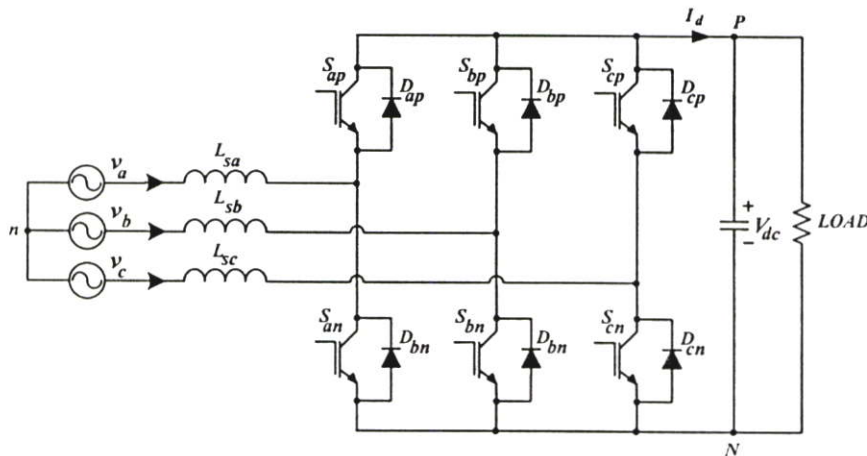
การใช้วงจรเรียงกระแสในระบบไฟฟ้าสามเฟสที่ใช้ไดโอด 6 ตัวร่วมกับตัวเก็บประจุ เพื่อทำการกรองแรงดันไฟฟ้าดังที่กล่าวมาแล้วนั้น จะเห็นว่ารูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าทางด้านอินพุต นั้นจะมีลักษณะของรูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นของซายน์เป็นอย่างมาก ถึงแม้ว่าหลังจากที่ได้ทำการปรับปรุง โดยการใส่ค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตก็ตาม ลักษณะของกระแสที่ไหลทางด้านอินพุตก็จะทำได้อย่างดีที่สุดก็จะมีลักษณะที่คล้ายกับ รูปคลื่นควอซีสี่เหลี่ยม (Quasi-Square wave) หรืออีกแนวทางหนึ่งก็คือการใส่ตัวเหนี่ยวนำเข้าไปทางด้านแหล่งจ่ายไฟสลับทางด้านอินพุต ระหว่างตัวเรียงกระแสไฟฟ้าที่เป็นไดโอดทั้งหกตัว และตัวเก็บประจุไฟฟ้าซึ่งจะมีข้อดีคือทำให้กระแสฮาร์โมนิกที่ไหลทางด้านอินพุตมีค่าลดน้อยลง แต่ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใส่เข้าไปนั้นจะมีผลต่อค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor) และ แรงดันไฟตรงทางด้านเอาต์พุต [2]

แนวทางในการแก้ไขกระแสทางด้านอินพุตของตัวแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงอาจทำได้โดยวิธีการดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วิธีการแก้ไขรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตแบบต่างๆ

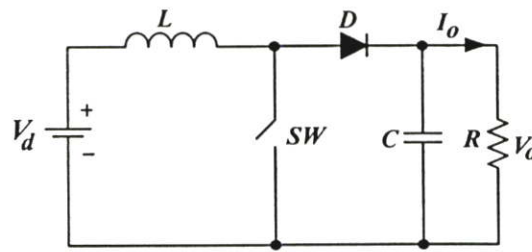
การแก้ไขรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงในลักษณะรูปแบบของ Passive Filter และ Harmonics Injection จำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่เป็นจำพวกหม้อแปลงไฟฟ้า และส่วนประกอบอื่นๆที่ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าในระบบเป็นอย่างมาก นอกจากนั้นอุปกรณ์จำพวก Passive elements มักจะมีขนาดที่ใหญ่ เนื่องจากวงจรทำงานที่ความถี่ของระบบไฟฟ้า ดังนั้นวิธีการหนึ่งที่ดีก็คือใช้อุปกรณ์จำพวกสวิตช์ความไวสูง Active elements แสดงดังรูปวงจรที่ 2.12 ซึ่งการจัดการวงจรในลักษณะนี้จะมีความสามารถที่จะทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลทางด้านอินพุตของวงจรแปลงผันมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากขึ้น อีกทั้งยังสามารถที่จะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้ามีค่าเข้าใกล้เดียวกับหนึ่งมากขึ้นด้วย โดยจะใช้อุปกรณ์ประเภทสวิตช์ความไวสูงมาประยุกต์ใช้ในการปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าทางด้านอินพุต



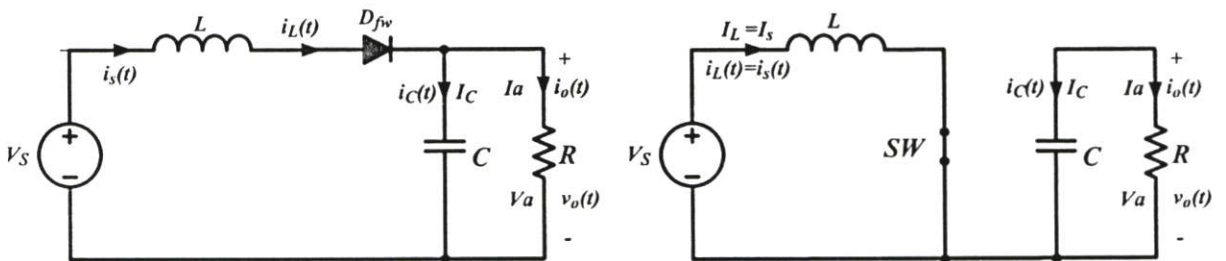
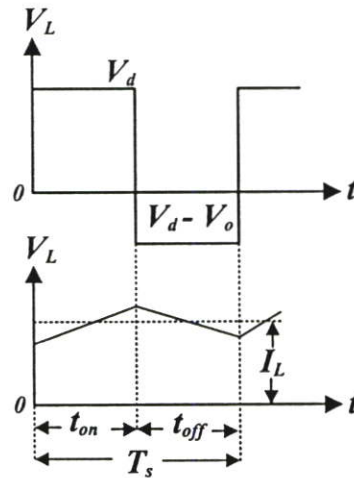
รูปที่ 2.12 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์หกตัว

จากรูปที่ 2.12 แสดงวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์หกตัว โดยจะทำการแปลงวงจรให้อยู่ในรูปวงจรทวีแรงดัน(boost converter) ในรูปที่ 2.12 กล่าวคือ

แรงดันไฟทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต ซึ่งพื้นฐานการทำงานของ วงจรทวีแรงดันจะแสดงดังรูปที่ 2.13 การทำงานของวงจรจะเริ่มเมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะทำงาน (ON) ไดโอดจะได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับซึ่งพลังงานที่ป้อนเข้าทางด้านอินพุต จะถูกสะสมไว้ที่ ตัวเหนี่ยวนำ และเมื่อสวิตช์อยู่ในสภาวะหยุดทำงาน(OFF) ทางด้านเอาต์พุตของวงจรจะได้รับ พลังงานที่คายออกมาจากตัวเหนี่ยวนำ พร้อมกับพลังงานที่ได้รับมาจากทางด้านอินพุตผ่านทาง ไดโอด ซึ่งในขณะนี้ไดโอดจะอยู่ในสถานะการไบอัสตรงในลักษณะของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน ทางด้านอินพุตของวงจรจะแสดงดังรูปที่ 2.13[2]



รูปที่ 2.13 วงจรทวีแรงดัน (Boosts Converter)



รูปที่ 2.14 สัญญาณกระแสและการทำงานของสวิตช์ของวงจรทวีแรงดัน (Boosts Converter)

จากรูปที่ 2.13 เมื่อกำหนดให้วงจรทำงานในโหมดกระแสไหลต่อเนื่อง กระแสที่ไหล ทางด้านอินพุตของวงจรทวีแรงดันที่แสดงในรูปที่ 2.14 จะสังเกตเห็นว่า กระแสที่ไหลจะไหลอย่าง

ต่อเนื่องกันเมื่อทำการพิจารณาการทำงานของวงจร สามารถเขียนสมการของแรงดันได้ดังในสมการที่ (2.18)

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0 \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.18) ทำการหารทั้งสองข้างด้วย  $T_s$  และ จัดเทอมของสมการใหม่จะได้สมการแรงดันดังสมการที่ (2.19)

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (2.19)$$

เมื่อ  $V_o$  คือ แรงดันทางด้านเอาต์พุต

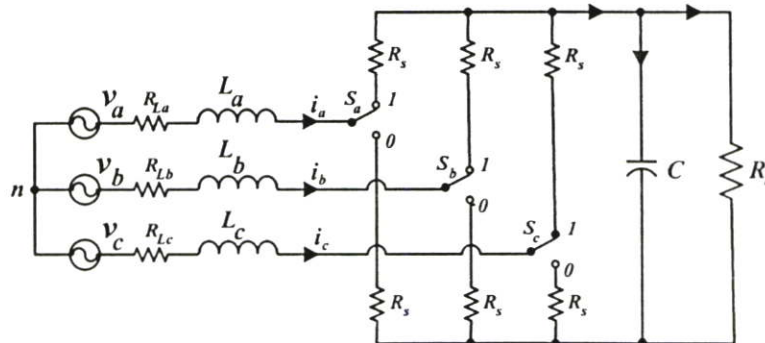
$V_d$  คือ แรงดันทางด้านอินพุต

$D$  คือ ค่าดีวตีไซเคิล

จากคุณสมบัติที่กระแสไฟฟ้าของวงจรทางด้านอินพุตไหลได้อย่างต่อเนื่องทำให้วงจรทวิแรงดันมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้ในการสร้างวงจรการแปลงผัน จากไฟสลับให้เป็นไฟตรงที่ต้องการปรับปรุงคุณลักษณะของรูปคลื่นของกระแสที่ไหลทางด้านอินพุตมีลักษณะเป็นรูปคลื่นของซายน์ และยังช่วยปรับปรุงให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามียุคสูงขึ้นด้วย

### 2.3.1 วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่ใช้อุปกรณ์สวิตช์ในระบบ 3 เฟส

จากรูปที่ 2.12 กลุ่มของอุปกรณ์การสวิตช์และไดโอดที่อยู่ด้านบนและด้านล่างจะต้องนำกระแสไม่พร้อมกัน โดยที่กึ่งของคู่ทรานซิสเตอร์และไดโอดทั้งด้านบนและด้านล่างในแต่ละกึ่งสามารถที่จะเขียนแทนด้วยสวิตช์สองทางดังรูปที่ 2.15 โดยที่  $R_{L(a,b,c)}$  คือ ความต้านทานแฝงที่อยู่ในตัวเหนี่ยวนำ และ  $R_s$  คือค่าความต้านทานแฝงของอุปกรณ์สวิตช์ และ  $R_L$  เป็นความต้านทานของโหลด โดยมีตัวเก็บประจุ  $C$  ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟตรงทางด้านเอาต์พุตให้เรียบขึ้น



รูปที่ 2.15 อุปกรณ์การสวิตช์ที่ทำงานแบบสวิตช์สองทาง

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผัน สมมุติให้แรงดันของระบบไฟฟ้าสามเฟส เป็นแบบสมดุลและต่ออยู่ในรูปแบบของสตาร์ (Balanced three phase star connection) ซึ่งจะได้ สมการพื้นฐานทางไฟฟ้าดังต่อไปนี้ [7]

$$v_a = V_m \sin \omega t \quad (2.20)$$

$$v_b = V_m \sin \left( \omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (2.21)$$

$$v_c = V_m \sin \left( \omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (2.22)$$

และ

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2.23)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.24)$$

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (2.25)$$

จากวงจรในรูปที่ 2.15 สวิตช์ทั้งสามตัวอยู่ที่ตำแหน่ง 1 หรือตำแหน่ง 0 ทั้งหมด แรงดันไฟ ตรงทางขาออกจะไม่มีผลกระทบที่เกิดจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และสามารถเขียนสมการ ทางไฟฟ้าในแต่ละจุดได้ดังต่อไปนี้

$$L \frac{di_a}{dt} + R_l i_a = v_a - v_{DO} - v_{ON} \quad (2.26)$$

$$v_{DO} = R_s i_a + S_a V_{dc} \quad (2.27)$$

แทนค่าจากสมการที่ (2.27) ลงในสมการที่ (2.26) จะได้

$$L \frac{di_a}{dt} = -(R_s + R_l) i_a - S_a V_{dc} - v_{ON} + v_a \quad (2.28)$$

ถ้ากำหนดให้  $R = R_s + R_l$  สมการที่ (2.28) จะสามารถเขียนได้ใหม่ดังต่อไปนี้

$$L \frac{di_a}{dt} = -R i_a - S_a V_{dc} - v_{ON} + v_a \quad (2.29)$$

และในทำนองเดียวกันจะได้

$$L \frac{di_b}{dt} = -R i_b - S_b V_{dc} - v_{ON} + v_b \quad (2.30)$$

## สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

และ

$$L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c - S_c V_{dc} - v_{ON} + v_c \quad (2.31)$$

รวมสมการที่ (2.29), (2.30), (2.31) เข้าด้วยกัน จะได้

$$v_{ON} = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c) - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)V_{dc} \quad (2.32)$$

แทนค่าจากสมการ (2.32) ในสมการที่ (2.29), (2.30) และ (2.31) จะได้ดังในสมการที่ (2.33)

$$L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + \left( -\frac{2}{3}S_a + \frac{1}{3}S_b + \frac{1}{3}S_c \right) V_{dc} + \frac{2}{3}v_a - \frac{1}{3}v_b - \frac{1}{3}v_c \quad (2.33)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + \left( \frac{1}{3}S_a - \frac{2}{3}S_b + \frac{1}{3}S_c \right) V_{dc} - \frac{1}{3}v_a + \frac{2}{3}v_b - \frac{1}{3}v_c \quad (2.34)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + \left( \frac{1}{3}S_a + \frac{1}{3}S_b - \frac{2}{3}S_c \right) V_{dc} - \frac{1}{3}v_a - \frac{1}{3}v_b + \frac{2}{3}v_c \quad (2.35)$$

และจะได้สมการของแรงดันไฟตรงด้านเอาต์พุตดังในสมการที่ (2.36)

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (2.36)$$

จากสมการที่ (2.32) ถ้าพิจารณาว่าผลรวมของแรงดันในระบบไฟสามเฟสแบบสมดุก็จะมีค่าเป็นศูนย์ และ ค่าของความต้านทานแฉงที่อยู่ภายในตัวเหนี่ยวนำและทรานซิสเตอร์ให้มีค่าน้อยจนเป็นศูนย์สมการที่ (2.29), (2.30), (2.31) และ (2.36) ก็สามารเขียนใหม่ได้เป็นดังนี้

$$L \frac{di_a}{dt} = v_a - \left( \frac{2}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c \right) V_{dc} \quad (2.37)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = v_b - \left( -\frac{1}{3}S_a + \frac{2}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c \right) V_{dc} \quad (2.38)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = v_c - \left( -\frac{1}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b + \frac{2}{3}S_c \right) V_{dc} \quad (2.39)$$

และ

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (2.40)$$

จัดรูปของสมการใหม่ให้อยู่ในรูปของสมการดิฟเฟอเรนเชียล จะเป็นดังต่อไปนี้

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L}(v_a - A_j V_{dc}) \quad (2.41)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L}(v_b - B_j V_{dc}) \quad (2.42)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L}(v_c - C_j V_{dc}) \quad (2.43)$$

และ

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left( S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{V_{dc}}{R_L} \right) \quad (2.44)$$

เมื่อ  $A_j$ ,  $B_j$  และ  $C_j$  เป็นสัมประสิทธิ์ของแรงดันเฟส  $a$ ,  $b$  และ  $c$  ตามลำดับ ซึ่งสัมประสิทธิ์จะเปลี่ยนไปตามตำแหน่งของการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์แบบสองทางทั้งสามตัวโดยจะมีอยู่ด้วยกันทั้งหมด 8 ลักษณะ ซึ่งกำหนดโดยตัวแปร  $j$  ดังตารางที่ 2.1 ต่อไปนี้[6]-[7]

ตารางที่ 2.1 สัมประสิทธิ์ของการสวิตช์ทั้ง 8 สถานะ

$j$	Switching State			Coefficients		
	$S_c$	$S_b$	$S_a$	$C_j$	$B_j$	$A_j$
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
2	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
3	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
4	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
5	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
6	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
7	1	1	1	0	0	0

## 2.4 วิธีควบคุมการแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงในระบบไฟฟ้าสามเฟส

ในการควบคุมการแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงโดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจำพวกประเภทตอปสนองไว (Active elements) มีด้วยกันหลายลักษณะวิธี แต่ละวิธีก็จะมุ่งในการปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางด้านอินพุตของวงจรควบคุมการแปลงผันให้มีรูปคลื่นที่เหมือนหรือใกล้เคียงกับรูปคลื่นของซายน์มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพื่อให้เกิดผลทางด้านฮาร์มอนิกของกระแสที่เกิดขึ้นทางด้านอินพุตมากที่สุด นอกจากนั้นยังจะส่งผลถึงค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า (Power factor) ให้มีค่าสูงขึ้นหรือใกล้เคียงหนึ่งในกรณีที่สร้างมาเพื่อวัตถุประสงค์ในการทำให้ค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่ง โดยแต่ละวิธีจะต้องทำให้เกิดการสูญเสียภายในระบบการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงให้น้อยที่สุด ในกรณีที่ใช้อุปกรณ์

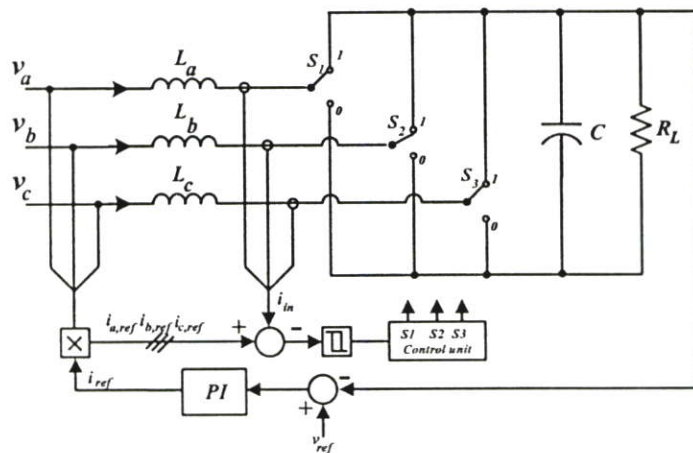
สวิตช์มาสร้างเป็นวงจรแปลงไฟสลับไปเป็นไฟตรงนิยมใช้การการปรับความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation, PWM) ซึ่งจะกล่าวถึง

- 2.4.1. วิธีการควบคุมกระแสให้อยู่ในขอบเขตที่คงที่ (constant hysteresis band control)
- 2.4.2. วิธีการควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้อยู่ในขอบเขตที่คงที่ การควบคุมที่รวมกับการผสมความถี่พาห้ (constant hysteresis current band with sub carrier control)
- 2.4.3. วิธีที่จะนำเสนอคือการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบแอกทีฟ และรีแอกทีฟโดยตรง (Direct control of active power and reactive power control)

#### 2.4.1 วิธีการควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้อยู่ในขอบเขตที่คงที่

การควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้อยู่ในขอบเขตที่คงที่ เป็นหลักการพื้นฐานที่จะทำให้วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงจะทำการควบคุมให้กระแสที่ไหลผ่านทางด้านอินพุตมีลักษณะเป็นรูปคลื่นซายน์ ซึ่งลักษณะการทำงานเป็นไปตามรูปที่ 2.16

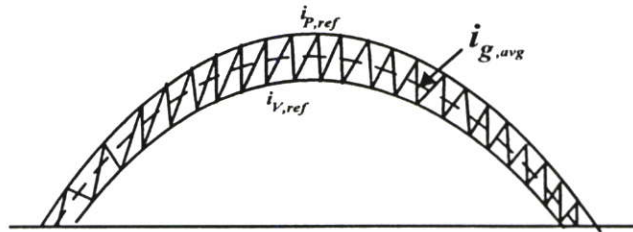
จากรูปที่ 2.16 การทำงานของวงจรจำเป็นต้องตรวจจับแรงดัน และกระแสที่อยู่ทางด้านอินพุต และจะต้องใช้ตัวตรวจจับแรงดัน ไฟตรงทางด้านเอาต์พุตของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงที่ใช้อุปกรณ์ทางด้านแอกทีฟมาสร้าง หลักการทำงานตามรูปที่ 2.15 จะเป็นลักษณะการทำงานแบบลูปปิด (Close loop control system) ซึ่งการทำงานจะเริ่มจากตัวตรวจจับไฟตรงทางด้านเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ซึ่งผลต่างที่ได้จะนำมาผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ (PI Controller) จะได้กระแสอ้างอิง  $i_{ref}$  ซึ่งค่าอนุมาณของกระแสอ้างอิงนี้ จะมากหรือน้อยนั้น จะขึ้นอยู่กับความแตกต่างระหว่างแรงดันที่ตรวจจับได้ทางด้านเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิง ซึ่งเป็นตัวควบคุมไฟตรงทางด้านเอาต์พุตของวงจรแปลงผัน



รูปที่ 2.16 การควบคุมกระแสแบบขอบเขตคงที่

กระแสอ้างอิงจะถูกนำมาคูณกับแรงดันทางด้านอินพุต ซึ่งจะแยกกระแสควบคุมออกเป็นสามเฟส  $i_{a,ref}$ ,  $i_{b,ref}$ ,  $i_{c,ref}$  ซึ่งกระแสควบคุมทั้งสามจะนำมาเปรียบเทียบกับกระแสที่ตรวจจับได้ทางด้าน

อินพุต ต่อจากนั้นกระแสที่เกิดขึ้นจากความแตกต่างกันจะควบคุมให้การเปลี่ยนของกระแสอยู่ภายใต้ขอบเขตที่กำหนดดังรูปที่ 2.17 และ นำไปควบคุมการทำงานของสวิตช์ ซึ่งจะเห็นว่าวิธีการนี้เป็นการควบคุมการทำงานของสวิตช์สองทางทั้งสามตัวโดยการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ไปมาจะขึ้นอยู่กับค่าของกระแสอ้างอิง และกระแสที่ตรวจจับได้ ดังนั้นวิธีการนี้จะเหมือนกับการควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้มีลักษณะเหมือนกับแรงดันทางด้านอินพุต ซึ่งจะมีผลดีในเรื่องของการปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสทางด้านอินพุตให้เหมือนกับแรงดันทางด้านอินพุต โดยอยู่ในขอบเขตที่คงที่ และ นอกจากนั้นยังมีผลดีต่อค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าของระบบด้วย แม้ว่าวิธีนี้จะง่าย และไม่ซับซ้อน แต่จะพบว่าค่าความสูญเสียของระบบการแปลงผันจะเปลี่ยนไปตามความกว้างของขอบเขตที่ต้องการควบคุมกระแสให้อยู่ภายในขอบเขตนั้น กล่าวคือ ถ้าจัดให้ขอบเขตที่ค่ากว้างมาก ความถี่ที่ได้จากการส่งสัญญาณ ไปควบคุมสวิตช์ก็จะต่ำลง ผลคือค่าความสูญเสียภายในตัวแปลงผันก็น้อยลง แต่รูปร่างของกระแสที่ได้ ก็จะมีลักษณะเป็นคลื่นที่มียังสูงๆ ต่ำๆ ไม่เหมือนกับรูปคลื่นของแรงดันทางด้านอินพุต แต่ถ้ากำหนดให้ขอบเขตที่ต้องการให้กระแสเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างในขอบเขตมีค่าแคบเข้า จะทำให้ได้รูปคลื่นของกระแสใกล้เคียงกันกับรูปคลื่นของแรงดันทางด้านอินพุตมากขึ้น แต่ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์จะต้องสูงมากขึ้นด้วย ทำให้เกิดการสูญเสียภายในตัวแปลงผันมีค่าสูงมากขึ้นด้วย แต่เนื่องจากการควบคุมโดยวิธีการควบคุมให้ความกว้างของแถบควบคุมกระแสมีค่าคงที่ และรูปคลื่นของการกระแสที่ต้องการควบคุมก็จะเป็นรูปคลื่นที่มีลักษณะของกระแสที่ไหลทางด้านอินพุตเหมือนกับรูปคลื่นของแรงดันทางด้านอินพุตด้วย ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะเป็นรูปคลื่นของซายน์ และด้วยความต้องการให้กระแสที่ไหลเป็นรูปคลื่นของซายน์นี้ ในกรณีที่กำหนดให้ขอบเขตความกว้างของแถบควบคุมกระแสให้มีค่าคงที่ จะมีผลทำให้ความถี่ของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลามีค่าความถี่ที่ไม่เท่ากันซึ่งความถี่จะเปลี่ยนไปตามลักษณะของรูปคลื่นซายน์ ดังแสดงในรูปที่ 2.17



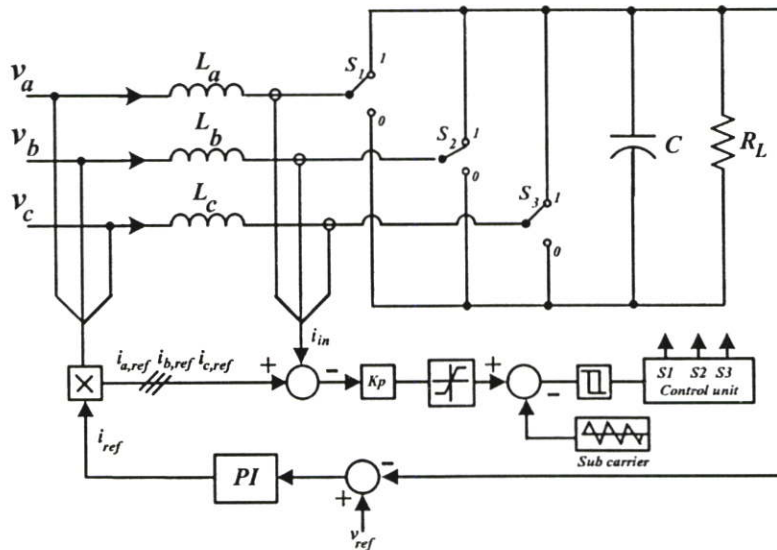
รูปที่ 2.17 รูปคลื่นสัญญาณการควบคุมแบบขอบเขตคงที่

#### 2.4.2 การควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้อยู่ในขอบเขตคงที่ร่วมกับการผสมความถี่พาห้

(Constant hysteresis current band with sub carrier control)

การควบคุมในลักษณะนี้ยังคงใช้หลักการของวิธีการควบคุมกระแสด้านอินพุตให้อยู่ในขอบเขตที่คงที่ เพียงแต่เพิ่มในส่วนที่ทำการผสมความถี่พาห้ย่อย (Sub carrier frequency) เข้าไปเพื่อ

ทำให้ผลของความถี่ของการสวิตช์มีค่าสูงขึ้น แต่จะมีผลดีในเรื่องของฮาร์มอนิกของกระแสที่ไหลเข้ามาทางด้านอินพุต ซึ่งจะมีผลของกระแสฮาร์มอนิกของความถี่พ่าย่อยอยู่สูงที่สุด ทำให้ง่ายต่อการจะนำเอาวงจรกรองความถี่มาต่อเพื่อกำจัดฮาร์มอนิกในส่วนนี้ออกไป นอกจากนี้ยังมีส่วนที่ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของระบบมีค่าสูงขึ้นด้วยบล็อกไดอะแกรมวิธีการควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้อยู่ขอบเขตที่คงที่ร่วมกับการผสมความถี่พ่าย ดังแสดงในรูปที่ 2.18



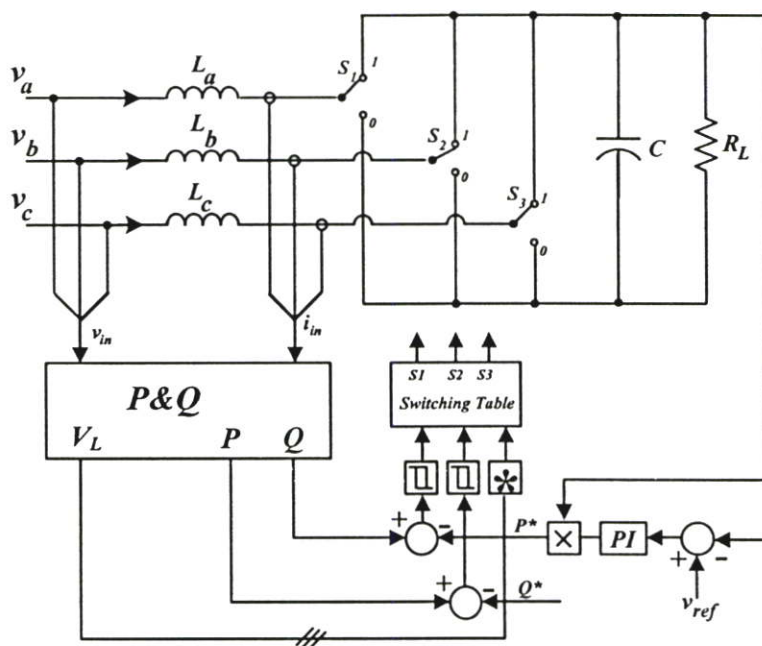
รูปที่ 2.18 การควบคุมแบบขอบเขตที่คงที่ร่วมกับการผสมความถี่พ่าย

จะเห็นว่าวิธีการควบคุมทั้งสองวิธี จะมุ่งเน้นในเรื่องของการปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสทางด้านอินพุตให้มีความใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ และปรับปรุงในเรื่องความถี่ในการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเพียงเท่านั้น ซึ่งการควบคุมในลักษณะนี้ ส่งผลต่อตัวประกอบกำลังไฟฟ้าโดยทางอ้อม แต่ถ้าสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้โดยตรง โดยเฉพาะถ้าทำการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบรีแอกตีฟได้โดยตรงก็จะเป็นการควบคุมตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้โดยตรงด้วย

#### 2.4.3 วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบแอกตีฟและรีแอกตีฟโดยตรง (Direct control of active power and reactive power control)

วิธีการนี้จะเป็นการควบคุมกำลังไฟฟ้าซึ่งเป็นแบบแอกตีฟ และรีแอกตีฟของระบบ โดยตรง ซึ่งมีข้อที่ได้เปรียบกว่าทั้งสองวิธี คือ สามารถที่จะทำการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของระบบได้โดยตรง โดยการกำหนดค่าควบคุมที่ค่ากำลังไฟฟ้าแบบรีแอกตีฟโดยตรง การปรับค่ากำลังไฟฟ้าแบบรีแอกตีฟนี้จะมีผลทำให้มุมความแตกต่างของแรงดันเฟส และกระแสของเฟสให้เกิดการนำหน้า และล่าหลังกันหรือแม้แต่ให้เกิดการร่วมเฟสกัน ซึ่งจะทำให้เกิดค่ากำลังงานสูญเสียภายในระบบน้อยลงด้วย เนื่องจากขณะเมื่อเกิดการรวมเฟสกัน ซึ่งจะทำให้เกิดค่ากำลังงานสูญเสีย

ภายในระบบน้อยลงด้วย เนื่องจากขณะเมื่อเกิดการรวมเฟสกัน ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าจะมีค่าเป็นหนึ่ง ดังนั้นกำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นขณะทำการสวิตซ์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเท่านั้น บล็อกไดอะแกรมของวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบแอกทีฟ และรีแอกทีฟโดยตรง แสดงได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 การควบคุมแบบแอกทีฟและรีแอกทีฟโดยตรง

## 2.5 การวิเคราะห์สัญญาณทางด้านอินพุต

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงและรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจะวิเคราะห์ส่วนประกอบอยู่ในรูปคลื่นสัญญาณด้านอินพุตเสมอ เช่น แรงดันที่ป้อนเข้าสู่มอเตอร์ไฟฟ้าด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า โดยส่วนใหญ่สัญญาณกระแสไฟฟ้านด้านอินพุตของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้างกล่าวว่าจะมีความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณสูง และที่สภาวะคงตัวรูปคลื่นสัญญาณดังกล่าวจะเป็นสัญญาณที่มีความคาบเวลาเท่ากับ  $T_s$  ซึ่งมีความถี่เท่ากับ  $f$  ( $f = \omega/2\pi = 1/T_s$ ) และความถี่ดังกล่าวจะเรียกว่า ความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency) แต่เมื่อพิจารณารูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้าจะประกอบด้วยองค์ประกอบของความถี่มูลฐาน และ องค์ประกอบของความถี่ฮาร์มอนิกซึ่งมีความถี่ที่มีค่าเป็นจำนวนเท่าของความถี่มูลฐาน และองค์ประกอบของความถี่ดังกล่าวสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยการวิเคราะห์ฟูเรียร์ ดังแสดงในรายละเอียดดังนี้

### 2.5.1 การวิเคราะห์ฟูรีเยร์ของรูปคลื่น

เนื่องจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยทั่วไปจะทำให้รูปคลื่นแรงดัน และ กระแสไฟฟ้า มีความผิดเพี้ยน ไปจากรูปคลื่นไซน์สูงมาก อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์รูปคลื่นไฟฟ้าที่มีความผิดเพี้ยนดังกล่าวสามารถวิเคราะห์ด้วยทฤษฎีการวิเคราะห์รูปคลื่นของฟูรีเยร์ (Fourier series)

การวิเคราะห์รูปคลื่นสัญญาณ  $f(t)$  ที่ไม่เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับ  $\omega$  สามารถนิยามอนุกรมฟูรีเยร์ได้ดังนี้[8]

$$f(t) = F_0 + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\} \quad (2.45)$$

โดยที่ 
$$F_0 = \frac{1}{2}a_0 \quad \text{ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ย} \quad (2.46)$$

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (2.47)$$

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t) \quad h = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (2.48)$$

เมื่อ  $\omega = 2\pi/T$  แทนค่าสมการที่ (2.47) ลงในสมการที่ (2.46) จะได้ค่าเฉลี่ย  $F_0$  ดังสมการที่ (2.49)

$$F_0 = \frac{1}{2}a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d(\omega t) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.49)$$

ในสมการที่ (2.45) แต่ละองค์ประกอบของความถี่  $[f_h(t) = a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)]$  สามารถเขียนแทนด้วยเฟสเซอร์ในเทอมของค่าประสิทธิผล (rms) ได้ดังสมการที่ (2.50)

$$\mathbf{F}_h = F_h e^{j\phi_h} \quad (2.50)$$

โดยที่ขนาดของค่าประสิทธิผลสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.51)

$$F_h = \frac{\sqrt{a_h^2 + b_h^2}}{\sqrt{2}} \quad (2.51)$$

และมุมเฟส  $\phi_h$  จะมีค่าเท่ากับสมการที่ (2.52)

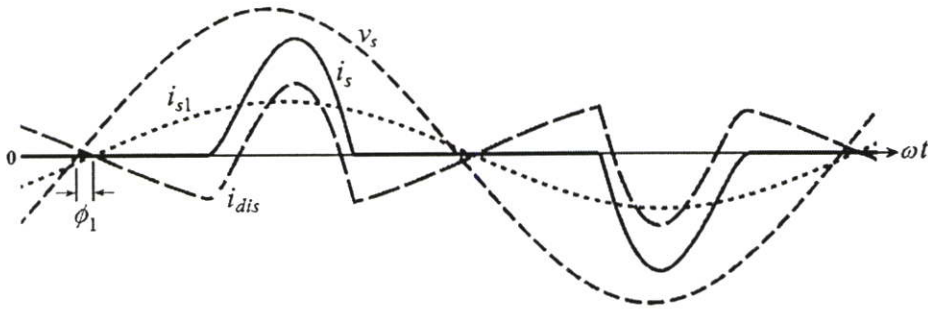
$$\tan(\phi_h) = \frac{(-b_h)}{a_h} \quad (2.52)$$

ดังนั้นอนุกรมฟูเรียร์ในเทอมของค่าประสิทธิผลสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.53)

$$F = \left( F_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} F_h^2 \right)^{1/2} \quad (2.53)$$

### 2.5.2 ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส

จากการใช้งานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทำให้ลักษณะของรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุต  $i_s$  มีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ดังตัวอย่างที่แสดงดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 ลักษณะการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส

จากลักษณะการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสทางด้านอินพุตในรูปที่ 2.20 อาจส่งผลทำให้รูปคลื่นแรงดันทางด้านอินพุตมีลักษณะผิดเพี้ยนได้อีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นกับแรงดันมักมีขนาดเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นเพื่อให้ง่ายในการวิเคราะห์และทำความเข้าใจ จึงสมมุติให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุตมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีเฉพาะความถี่มูลฐานเท่านั้น ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.54) เมื่อ  $\omega_1 = \omega$  และ  $f_1 = f$

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega_1 t \quad (2.54)$$

และกระแสอินพุต  $i_s$  สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.55)

$$i_s(t) = i_{s1}(t) + \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (2.55)$$

เมื่อ  $i_{s1}$  เป็นค่าองค์ประกอบของความถี่มูลฐาน

$i_{sh}$  เป็นค่าองค์ประกอบของความถี่ฮาร์มอนิก

ซึ่งองค์ประกอบของกระแสทางด้านอินพุตในสมการที่ (2.55) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.56)

$$i_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{sh} \sin(\omega_h t - \phi_h) \quad (2.56)$$

จากรูปที่ 2.20 เมื่อ  $\phi_1$  เป็นมุมเฟสระหว่างแรงดันอินพุต  $v_s$  ที่เป็นรูปคลื่นไซน์และกระแสอินพุต  $i_{s1}$  (โดยที่  $\phi_1$  แสดงถึงค่ากระแส  $i_{s1}$  ตามหลังแรงดัน  $v_s$ ) ดังนั้นค่าประสิทธิภาพของกระแส สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.57) และรูปคลื่นสัญญาณของกระแส  $i_s$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.58) เมื่อ  $T_1 = 1/f_1 = 2\pi/\omega_1$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} i^2 dt} \quad (2.57)$$

$$I_s = \left( \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} i_s^2(t) dt \right)^{1/2} \quad (2.58)$$

แทนค่า  $i_s$  จากสมการที่ (2.55) ลงในสมการที่ (2.58) จะสังเกตได้ว่าอินทิกรัลทั้งหมดของเทอม Cross-Product เป็นศูนย์ดังสมการที่ (2.59)[1]

$$I_s = \left( I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (2.59)$$

ดังนั้นรูปคลื่นสัญญาณทางด้านอินพุตที่ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์จะมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกรวมอยู่ด้วยเสมอการที่จะบอกว่ารูปคลื่นนั้นๆ ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์มากหรือน้อย จะต้องพิจารณาจากค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (Total harmonic distortion: THD) โดยค่าองค์ประกอบความผิดเพี้ยนของกระแส  $i_{dis}$  จากสมการที่ (2.55) แสดงได้ดังสมการที่ (2.60)

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1} i_{sh}(t) \quad (2.60)$$

จากรูปที่ 2.20 สามารถแสดงค่าประสิทธิภาพผลความผิดเพี้ยนของกระแส (Distortion current) ได้ดังนี้

$$I_{dis} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} = \left( \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)^{1/2} \quad (2.61)$$

และ ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของกระแสถูกกำหนดให้เป็น

$$\%THD_i = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (2.62)$$

จากสมการที่ (2.61) แทนค่า  $I_{dis}$  ในสมการที่ (2.62) จะได้ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของกระแสดังสมการที่ (2.63) และ (2.64)

$$\%THD_i = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (2.63)$$

$$\%THD_i = 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left( \frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2} \quad (2.64)$$

เมื่อ  $I_{s,peak}$  เป็นค่ายอดของรูปคลื่นกระแส  $i_s$  ในรูปที่ 2.20 ดังนั้นอัตราส่วนระหว่างค่ายอดต่อค่าประสิทธิภาพ (Crest factor:  $CF$ ) ของกระแสอินพุต สามารถหาได้จากสมการที่ (2.65)

$$CF = \frac{I_{s,peak}}{I_s} \quad (2.65)$$

## 2.6 กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลัง

โดยทั่วไปอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานในระบบไฟฟ้าจะเกิดกำลังไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานขึ้น 2 ลักษณะ [6] คือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นแล้วสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ และกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปโดยไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ เช่น กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปในรูปของความร้อน โดยกำลังไฟฟ้าสามารถแยกออกได้เป็น 3 ประเภทคือ [1]

**2.6.1 กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power :  $S$ )** เป็นกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรหรือโหลดที่ได้จากการถอดรากที่สองของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.66) มีหน่วยเป็น โวลต์-แอมแปร์ (VA)

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2.66)$$

**2.6.2 กำลังไฟฟ้าจริง (Real power :  $P$ )** เป็นกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับโหลดที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.67) มีหน่วยเป็น วัตต์ (W)

$$P = VI \cos \phi \quad (2.67)$$

**2.6.3 กำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive power :  $Q$ )** เป็นกำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หรือกำลังไฟฟ้าสูญเสีย สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.68) มีหน่วยเป็น โวลต์-แอมแปร์รีแอกทีฟหรือวาร์ (VAR)

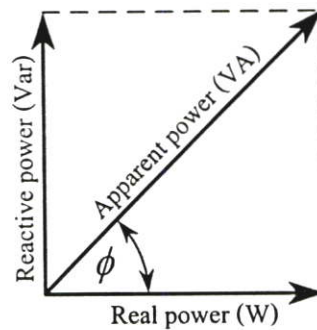
$$Q = VI \sin \phi \quad (2.68)$$

จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าทั้งสามแบบเมื่อรูปคลื่นมีเพียงส่วนประกอบของสัญญาณไซน์สามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปของสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า (Power triangle) ได้ดังรูปที่ 2.22

ซึ่งจะส่งผลต่อค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor:  $PF$ ) เมื่อค่าตัวประกอบกำลัง คือ อัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1 จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าในรูปที่ 2.21 สามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังได้ดังสมการที่ (2.69)

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{VI} = \cos\phi \quad (2.69)$$

โดยที่ค่าตัวประกอบกำลังอาจเป็นแบบนำหน้าหรือล้าหลังขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกำลังงานที่ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าเสมือน คือ ถ้ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนไหลไปในทิศทางเดียวกันค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบล้าหลัง แต่ถ้าไหลไปในทิศทางที่ตรงกันข้ามกันค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบนำหน้า ตัวอย่างเช่นระบบที่มีคาปาซิเตอร์เป็นแหล่งกำเนิดกำลังงานรีแอคทีฟเพียงอย่างเดียวค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบนำหน้า และในระบบที่มีเพียงตัวเหนี่ยวนำค่าตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบล้าหลัง ซึ่งจะเห็นว่าในกรณีที่โหลดเป็นแบบเชิงเส้นหรือเมื่อรูปคลื่นมีเพียงส่วนประกอบของสัญญาณชาขนนั้นการแก้ค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นจนกระทั่งเข้าใกล้หนึ่งนั้นสามารถทำได้โดยการลดค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนให้เท่ากับศูนย์ ในทางกลับกันถ้าค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนของระบบมีค่าสูงก็จะทำให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำนั่นเอง ดังนั้นโดยทั่วไปโหลดแบบรีแอคทีฟจะถูกชดเชยด้วยการต่อคาปาซิเตอร์ขนานเข้าไปในระบบ ซึ่งสำหรับในกรณีที่โหลดเป็นแบบเชิงเส้นแล้ว ก็จะสามารถทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของระบบสูงขึ้นได้



รูปที่ 2.21 ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้า

ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังจึงเป็นตัวบ่งบอกถึงความสามารถในการนำกำลังไฟฟ้ามาใช้ให้เกิดประโยชน์ได้มากน้อยเพียงใด จากรูปที่ 2.21 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยแสดงได้ดังสมการที่ (2.70)

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} p(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} v_s(t) i_s(t) dt \quad (2.70)$$

ใช้  $v_s$  จากสมการที่ (2.54) และ  $i_s$  จากสมการ (2.56) เมื่อค่าอินทิกรัลทั้งหมดของเทอม Cross-Product เป็นศูนย์ แทนลงในสมการที่ (2.70) จะได้

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2}V_s \sin\omega_1 t \cdot \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt = V_s I_{s1} \cos\phi_1 \quad (2.70)$$

จากสมการที่ (2.70) จะสังเกตเห็นว่าส่วนประกอบของกระแสที่ความถี่ฮาร์โมนิกไม่มีผลกับกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายแรงดันรูปคลื่นไซน์  $v_s$  โดยกำลังไฟฟ้าปรากฏที่ได้เป็นผลมาจากค่าประสิทธิภาพของแรงดัน  $V_s$  และค่าประสิทธิภาพของกระแส  $I_s$  แสดงได้ดังสมการที่ (2.71)

$$S = V_s I_s \quad (2.71)$$

โดยค่าตัวประกอบกำลังของสัญญาณที่ใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์จะมีลักษณะเหมือนกับสมการที่ (2.69) สามารถแสดงได้ดังตามสมการที่ (2.72)

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.72)$$

จากสมการที่ (2.70) ถึง (2.72) เมื่อลักษณะของกระแสผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.20 สามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังได้ดังสมการที่ (2.73)

$$PF = \frac{V_s I_{s1} \cos\phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos\phi_1 \quad (2.73)$$

และค่าตัวประกอบกำลังมูลฐาน (Displacement power factor:  $DPF$ ) ที่มุม  $\phi_1$  คืออัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยต่อค่าประสิทธิภาพของแรงดันมูลฐานคูณกับค่าประสิทธิภาพของกระแสมูลฐาน

$$DPF = \frac{\text{fundamental average power}}{\text{fundamental rms voltage} \times \text{fundamental rms current}} \quad (2.74)$$

จากสมการที่ (2.74) สามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังมูลฐานได้ดังสมการที่ (2.75)

$$DPF = \frac{P}{V_s I_{s1}} = \frac{V_s I_{s1} \cos\phi_1}{V_s I_{s1}} = \cos\phi_1 \quad (2.75)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.73) และ (2.75) ค่าตัวประกอบกำลังเมื่อกระแสใช้รูปคลื่นไซน์

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (2.76)$$

จากสมการที่ (2.61) ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสส่งผลในรูปของ  $I_{s1}/I_s$  และค่าตัวประกอบกำลัง จากสมการ (2.63) และ (2.76) สามารถหาค่าตัวประกอบกำลังได้ดังสมการที่ (2.77)

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} DPF \quad (2.77)$$

## 2.7 มาตรฐานฮาร์โมนิก

ปัจจุบันปัญหาฮาร์โมนิกเป็นปัญหาที่มีการศึกษาวิจัยกันอย่างต่อเนื่องเพราะตระหนักถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อระบบมีฮาร์โมนิกในปริมาณที่สูงซึ่งมีแนวโน้มสูงขึ้นเรื่อย ๆ ด้วยเหตุนี้ทำให้ในปัจจุบันจึงได้มีการกำหนดมาตรฐานที่ใช้ในการควบคุมปริมาณฮาร์โมนิกให้อยู่ในเกณฑ์ที่กำหนด ได้แก่ IEEE 519-1992 [11] และ IEC 61000-3-2 [8]

### 2.7.1 มาตรฐาน มอก.1448-2544 หรือ IEC 61000-3-2 ( 2000-08 )

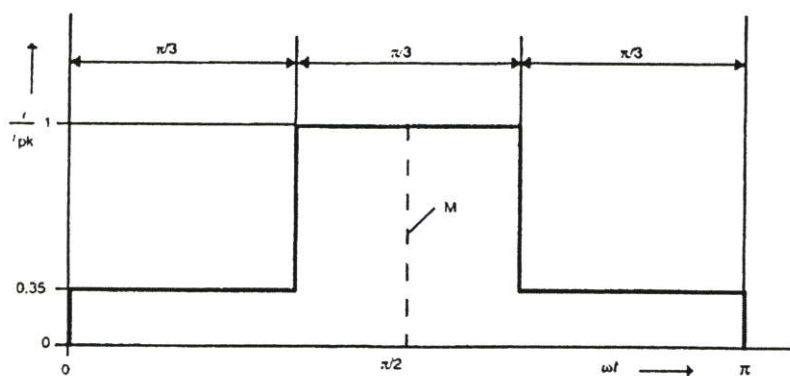
มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมนี้กำหนดขึ้นโดยรับมาตรฐาน IEC 61000-3-2 (2000-08) Electromagnetic compatibility ( EMC ) – Part 3-2 : Limits-Limits for harmonic current emissions ( equipment input current  $\leq 16$  A. per phase ) มาใช้ในระดับเหมือนกันทุกประการ ( identical ) โดยใช้ IEC ฉบับภาษาอังกฤษเป็นหลัก มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมนี้เกี่ยวข้องกับขีดจำกัดกระแสฮาร์โมนิกที่ถูกรบกวนเข้าสู่ระบบจ่ายไฟฟ้าสาธารณะ โดยกำหนดขีดจำกัดของส่วนประกอบฮาร์โมนิกของกระแสไฟฟ้าเข้า ซึ่งถูกสร้างขึ้นโดยบริภัณฑ์ที่ถูกทดสอบภายใต้สภาวะที่ระบุ มาตรฐานนี้ใช้ได้กับบริภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ที่มีกระแสไฟฟ้าเข้าไม่เกิน 16 แอมแปร์ต่อเฟส และประสงค์ให้ต่อกับระบบจ่ายไฟฟ้าแรงดันต่ำสาธารณะ ในมาตรฐาน ได้แบ่งระดับของภาระในการพิจารณาเพื่อจำกัดฮาร์โมนิกดังต่อไปนี้

Class A : อุปกรณ์ที่ใช้กับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลหรืออุปกรณ์อื่น ๆ ที่ไม่ได้ถูกกำหนดไว้

Class B : อุปกรณ์ที่ใช้พลังงานไฟฟ้าแบบพกพาได้และมีลักษณะใกล้เคียง เช่น อุปกรณ์ในการเชื่อม

Class C : อุปกรณ์ไฟฟ้าประเภทให้แสงสว่างรวมทั้งตัวควบคุมการปรับแสงสว่าง

Class D : อุปกรณ์ไฟฟ้าที่ทำให้รูปร่างกระแสผิดเพี้ยนไปเป็นพิเศษ ( Special Wave Shape ) ดังรูปที่ 2.23 และกินกำลังไฟฟ้าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 600 วัตต์



รูปที่ 2.22 รูปคลื่นกระแสสำหรับการพิจารณาของ Class D

โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้มาตรฐานฮาร์มอนิก IEC 61000-3-2 Class A ซึ่งสามารถพิจารณาค่าจำกัดกระแสฮาร์มอนิกได้ตามตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.2 ขีดจำกัดกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐาน Class A

ฮาร์มอนิกลำดับเลขคี่		ฮาร์มอนิกลำดับเลขคู่	
ลำดับฮาร์มอนิก	ค่ากระแสสูงสุด (A)	ลำดับฮาร์มอนิก	ค่ากระแสสูงสุด (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	$8 \leq n \leq 40$	$0.23 (8/n)$
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 (15/n)$		

### 2.7.2 มาตรฐาน IEEE 519-1992

มาตรฐานฮาร์มอนิก IEEE 519-1992 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power System [11] เป็นฉบับที่ปรับปรุงมาจาก IEEE 519-1981 โดยมีส่วนสำคัญที่เพิ่มขึ้นมาคือข้อกำหนดของปริมาณฮาร์มอนิกที่ผู้ใช้แต่ละราย (Individual Consumer) จะสามารถจ่ายกลับคืนสู่ระบบได้ที่จุดต่อร่วมของทั้งสองฝ่าย ซึ่งมีขีดจำกัดกระแสฮาร์มอนิกและแรงดันฮาร์มอนิกที่จุดต่อร่วมระหว่างแหล่งจ่ายและภาระอื่นๆ หรืออาจใช้ในความหมายอื่นๆ เช่น จุดที่มีการติดตั้งเครื่องวัดปริมาณฮาร์มอนิกกับจุดอื่นๆ ในระบบที่ต้องการพิจารณาปริมาณฮาร์มอนิก หรือในระบบไฟฟ้าอุตสาหกรรมนิยมใช้ในความหมายของจุดต่อร่วมระหว่างภาระแบบไม่เชิงเส้นกับภาระชนิดอื่น ทั้งกระแสและแรงดันไฟฟ้าที่สภาวะคงตัว (Steady

State ) ปริมาณความผิดเพี้ยนรวมเนื่องจากฮาร์โมนิกตามมาตรฐานฮาร์โมนิก IEEE 519-1992 ได้กำหนดขีดจำกัด 2 ข้อ คือ ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของกระแสและขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของแรงดันที่จุด PCC

### 2.7.2.1 ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของกระแส ( Current Distortion Limits )

เป็นการใช้ขีดจำกัดของกระแสฮาร์โมนิกที่ผู้ใช้สามารถส่งกลับเข้าไปในระบบของการไฟฟ้าได้ โดยมีดัชนีที่ใช้กำหนดขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของกระแส คือ เปอร์เซนต์ความต้องการความผิดเพี้ยนรวม ( Total Demand Distortion : TDD ) ดังสมการที่ 2.78 ซึ่งหมายถึงค่าเปอร์เซนต์ความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกต่อความต้องการกระแสของภาระสูงสุด ( ในช่วงเวลา 15 หรือ 30 นาที ) โดยที่ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกที่ระดับแรงดันของระบบจำหน่ายที่ 120 – 69,000 โวลต์ แสดงดังตารางที่ 2.3

$$\% TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100 \quad (2.78)$$

$I_h$  = กระแสฮาร์โมนิกอันดับต่างๆ

$I_L$  = ความต้องการกระแสของภาระสูงสุด ( ที่ความถี่หลักมูล ) ที่จุด PCC

ตารางที่ 2.3 ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของกระแสสำหรับระบบจำหน่ายที่แรงดัน 120 V ถึง 69,000 V

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of $I_L$						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
$I_h/I_L$	<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	TDD
<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

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

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

where

$I_{sc}$  = maximum short-circuit current at PCC.  
 $I_L$  = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.

### 2.7.2.2 ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของแรงดัน ( Voltage Distortion Limits )

เป็นการตรวจกระแสฮาร์มอนิกที่ผู้ใช้ไฟฟ้าแต่ละรายส่งกลับเข้าสู่ระบบ เพื่อให้แน่ใจว่ากระแสเหล่านี้จะไม่เป็นต้นเหตุทำให้แรงดันมีความผิดเพี้ยนเกินขีดจำกัดที่ระบุในตารางที่ 2.4 ซึ่งขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของแรงดันตามตารางนี้จะต่ำเพียงพอสำหรับการทำงานของอุปกรณ์ได้อย่างถูกต้อง และควรใช้กับระบบที่มีการทำงานในสภาวะปกติ ( นานกว่า 1 ชั่วโมง ) แต่ถ้าการทำงานที่มีคาบเวลาน้อยกว่านี้ขีดจำกัดสามารถเพิ่มถึง 50 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้ดัชนีที่ใช้กำหนดขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของแรงดัน คือ ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของแรงดัน ( Total Harmonic Voltage Distortion : THD<sub>v</sub> ) ซึ่งจะมีค่าเป็นเปอร์เซ็นต์ของแรงดันที่ความถี่หลักมูลหาได้จากสมการที่ 2.79

$$\% THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100 \quad (2.79)$$

$V_h$  = แรงดันฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ

$V_1$  = แรงดันที่ความถี่หลักมูล

ตารางที่ 2.4 ขีดจำกัดความผิดเพี้ยนของแรงดัน

Voltage 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

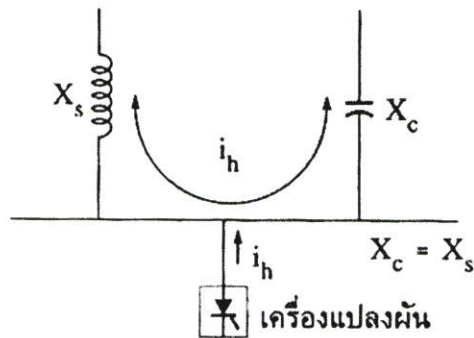
NOTE: High-voltage systems can have up to 2.0% THD where the cause is an HVDC terminal that will attenuate by the time it is tapped for a user.

## 2.8 ผลกระทบของฮาร์มอนิก

อุปกรณ์หรือเครื่องมือไฟฟ้าทุกชนิดจะถูกออกแบบมาให้ทำงานโดยได้รับแรงดันจากแหล่งจ่ายที่เป็นไซน์บริสุทธิ์ แต่ถ้าหากแหล่งจ่ายมีปริมาณฮาร์มอนิกปะปนอยู่ทำให้รูปคลื่นไซน์มีการผิดเพี้ยนก็จะทำให้เกิดผลกระทบจากฮาร์มอนิกขึ้นกับอุปกรณ์หรือเครื่องมือที่รับปริมาณฮาร์มอนิกเข้าไปซึ่งมีดังต่อไปนี้

### 2.8.1 ตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุหรือคาร์ปาซิเตอร์ที่ต่อเข้าไปในระบบส่วนมากจะใช้ในการแก้ไขหรือปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์และแรงดันให้ดีขึ้น แต่ถ้าหากระบบมีฮาร์มอนิกอยู่ด้วยจะทำให้มีความเป็นไปได้ที่จะเกิดเงื่อนไขเรโซแนนซ์แบบขนาน (parallel resonance) ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.23 การต่อตัวเก็บประจุขนานกับระบบแล้วเกิดเรโซแนนซ์

เมื่อพิจารณากระแสไม่เชิงเส้นเป็นแหล่งจ่ายกระแสฮาร์มอนิก ซึ่งถ้าหากเกิดการเรโซแนนซ์แบบขนานขึ้นจะทำให้มีกระแสจำนวนมากไหลผ่านรีแอคแตนซ์ของระบบและตัวเก็บประจุ ซึ่งกระแสนี้จะไหลรวมกับกระแสฮาร์มอนิกของเครื่องแปลงผันด้วย ทำให้แรงดันตกคร่อมรีแอคแตนซ์ของระบบจึงทำให้แรงดันมีความผิดเพี้ยนมาก ดังนั้นการเลือกขนาดของตัวเก็บประจุจะต้องคำนึงถึงการเกิดเรโซแนนซ์แบบขนานด้วย

### 2.8.2 เซอร์กิตเบรกเกอร์และฟิวส์

กระแสที่มีความผิดเพี้ยนหรือกระแสที่มีฮาร์มอนิกจะมีผลกระทบต่อความสามารถในการตัดและต่อวงจรของเซอร์กิตเบรกเกอร์ เมื่อฮาร์มอนิกมีความถี่สูงกว่าความถี่หลักมูลจะทำให้มีความร้อนเกิดขึ้น ซึ่งความร้อนนี้จะทำให้เซอร์กิตเบรกเกอร์ตัดวงจรด้วยความร้อน ในขณะที่ ฟิวส์จะนำมาใช้สำหรับป้องกันกระแสเกินโดยจะตัดวงจรด้วยความร้อน ซึ่งกระแสฮาร์มอนิกจะทำให้เกิดปรากฏการณ์ทางผิว ( skin effect ) ขึ้นที่ใส่ฟิวส์จึงทำให้เกิดความร้อนสะสมมากขึ้นจนฟิวส์หลอมละลาย

### 2.8.3 ตัวนำ

การไหลของกระแสฮาร์มอนิกในตัวนำไฟฟ้าเป็นสาเหตุให้เกิดความร้อนในสายตัวนำเพิ่มขึ้นซึ่งความร้อนนี้จะมากกว่ากรณีกระแสที่เป็นไซน์บริสุทธิ์ โดยเฉพาะในระบบ 3 เฟส 4 สาย ซึ่งที่ความถี่หลักมูลถ้าระบบมีความสมดุลก็จะมีกระแสไหลในสายนิวทรอน แต่ถ้าในระบบมีแหล่งจ่ายไม่เชิงเส้นซึ่งเป็นแหล่งผลิตฮาร์มอนิก จะทำให้มีกระแสไหลในสายนิวทรอนซึ่งก็คือกระแสฮาร์มอนิกนั่นเอง ทำให้สายนิวทรอนมีกระแสสูงเกินที่ออกแบบมักจะทำให้สายนิวทรอน เล็กกว่าสายเมนประมาณ 1-2 เท่า ซึ่งเป็นสาเหตุให้สายนิวทรอนร้อนมากกว่าปกติ

### 2.8.4 หลอดไฟฟ้า

เมื่อใช้งานหลอดไฟแบบเผาไส้ ( incandescent lamp ) ด้วยแรงดันที่มีฮาร์มอนิกจะทำให้อายุการใช้งานของหลอดไส้สั้นลง เพราะไส้หลอดจะมีความไวต่อระดับแรงดันที่ใช้งานซึ่งถ้าหากแรงดันอาร์เอ็มเอสมีค่าสูงเกินเนื่องจากฮาร์มอนิกปะปนอยู่ในรูปคลื่นแรงดันหรือแรงดันมีความผิดเพี้ยนก็จะส่งผลกระทบต่อไส้หลอดเป็นสาเหตุให้อายุการใช้งานลดลง

### 2.8.5 รีเลย์ป้องกัน

รูปคลื่นที่มีความผิดเพี้ยนเนื่องจากฮาร์มอนิกจะมีผลต่อสมรรถนะของรีเลย์ป้องกัน คือ ทำให้รีเลย์ทำงานไม่ถูกต้องหรือมีความผิดพลาดในการทำงานสูง เช่น หม้อแปลงกระแสจะเป็นตัวส่งสัญญาณความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกเข้าสู่รีเลย์ จึงเป็นสาเหตุที่ทำให้รีเลย์สั่งตัดวงจรผิดพลาดไป

### 2.8.6 เครื่องกลไฟฟ้าชนิดหมุน

เมื่อจ่ายแรงดันที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์บริสุทธิ์ให้กับเครื่องกลไฟฟ้าชนิดหมุนจะเป็นสาเหตุให้ความร้อนสูงเกิน ,เกิดการ pulsation torque ขึ้นและกำลังสูญเสียในเครื่องกลไฟฟ้าซึ่งความผิดเพี้ยนของแรงดันทำให้โรเตอร์เกิดความร้อนสูงมากเกินเป็นสาเหตุที่ทำให้อายุการใช้งานของเครื่องกลไฟฟ้าสั้นลง ในขณะที่การสั่นของแรงบิดเกิดจากการความสัมพันธ์ระหว่างฟลักซ์แม่เหล็กที่ความถี่หลักมูลในช่องว่างอากาศกับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากกระแสฮาร์มอนิกในโรเตอร์

### 2.8.7 หม้อแปลง

ผลกระทบของฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้าที่มีต่อหม้อแปลง คือ มีการเพิ่มความร้อนในรูปของกำลังสูญเสียมากขึ้น เช่น กำลังสูญเสียของขดลวด , กระแสไหลวนซึ่งจะเพิ่มขึ้นตามกำลังสองของกระแสฮาร์โมนิกและกำลังสองของความถี่ และกำลังสูญเสีย stray loss ซึ่งจะเพิ่มขึ้นตามความถี่ ซึ่งเมื่อหม้อแปลงมีความร้อนสูงขึ้นมากกว่าที่พิกัดก็จะทำให้อายุการใช้งานสั้นลง และนอกจากนี้ยังมีปัญหาเกี่ยวกับการเกิดเรโซแนนซ์ระหว่างอินดักแตนซ์ของหม้อแปลงกับคาปาซิเตอร์ของระบบ

### 2.8.8 อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

รูปคลื่นที่มีความผิดเพี้ยนเนื่องจากฮาร์มอนิกจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การตรวจจับแรงดันเป็นศูนย์ ( zero crossing ) ของความถี่หลักมูล เมื่อเกิดฮาร์มอนิกที่มีความถี่มากกว่าความถี่หลักมูลจะทำให้วงจรเหล่านี้ทำงานผิดพลาด หรือกรณีแหล่งจ่ายกำลังอิเล็กทรอนิกส์ ( electronic power supplies ) ที่ใช้ขดคลื่นของแรงดันในการอัดประจุให้กับคาปาซิเตอร์ในส่วนของกรกรอง แต่ความถี่ของฮาร์มอนิกและความสัมพันธ์ของเฟสระหว่างแรงดันที่ความถี่หลักมูลและฮาร์มอนิกจะทำให้ขดคลื่นสูงขึ้นหรือแบนราบด้วยเหตุนี้แหล่งจ่ายกำลังจึงมีแรงดันขาออกไม่คงที่หรือต่ำกว่าแรงดันที่ต้องการ

### 2.8.9 การรบกวนโทรศัพท์

สายโทรศัพท์ที่ติดตั้งใกล้กับสายไฟฟ้าจะมีโอกาสให้เกิดการรบกวนระบบการสื่อสารได้ถ้าหากสายไฟฟ้ามีฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วย เนื่องจากความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูงๆที่มากับสายไฟฟ้าจะมีความไวต่อการได้ขึ้นและการตอบสนองต่อสัญญาณโทรศัพท์

## 2.9 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงในระบบสามเฟส, การควบคุมกระแสทางด้านอินพุตให้อยู่ในขอบเขตที่คงที่, การแก้ไขรูปคลื่นของกระแสทางด้านอินพุต, การวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอินพุตของระบบโดยกล่าวถึงการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของรูปคลื่น, การวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส, การวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าและค่าตัวประกอบกำลังของระบบที่มีเพียงส่วนประกอบของสัญญาณชายน้ และระบบที่มีส่วนประกอบของฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วย ตลอดจนข้อกำหนดของกระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐานต่างๆ และกล่าวถึงทฤษฎีควบคุมการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานโหมดเรียงกระแสที่มีตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่งเพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานในการออกแบบและวิเคราะห์การทำงาน และการออกแบบสร้างเครื่องต้นแบบของวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

### บทที่ 3

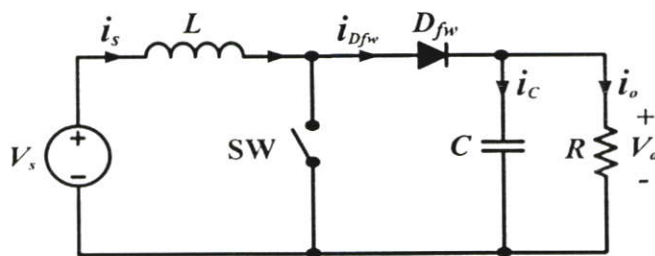
## ทฤษฎีและหลักการทำงานของตัวควบคุมแบบวันไซเคิล

### 3.1 บทนำ

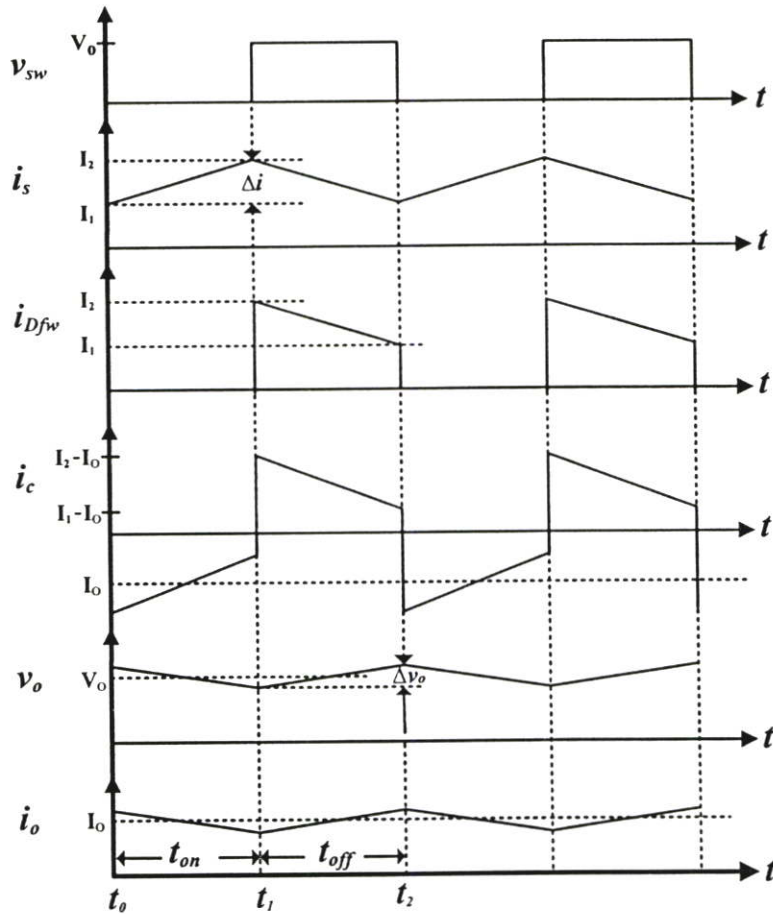
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการวิเคราะห์พื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟตรงฟ้ากระแสตรง-ไฟฟ้ากระแสตรงแบบทวีแรงดัน (boost converter) จากนั้นนำเสนอแนวคิด และหลักการทำงานของตัวควบคุมแบบวันไซเคิล รวมทั้งคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบวันไซเคิลที่มีข้อแตกต่างจากการควบคุมแบบ PWM ทั่วไป คือ การควบคุมแบบ PWM เมื่อเกิดการเปลี่ยนของแรงดันทางด้านอินพุตของวงจรแปลงผัน การควบคุมแบบ PWM จะเกิดการกระเพื่อมของแรงดันทางด้านเอาต์พุตมาก และใช้เวลาหลายคาบของการสวิตช์กว่าจะกลับเข้าสู่สภาวะคงตัว แต่การควบคุมแบบวันไซเคิลจะมีการตรวจจับแรงดันในทุกๆคาบของการสวิตช์ ดังนั้นผลที่ได้จึงดีกว่า เนื่องจากสามารถจัดการกระเพื่อมของแรงดันอินพุตได้ ทนต่อการรบกวนของโหลดและติดตามสัญญาณควบคุมได้ดี หลังจากนั้นจะกล่าวถึงหลักการเปลี่ยนวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟสแบบสวิตช์ 6 ตัว ไปเป็นวงจรทวีแรงดันแบบขนาน 3 เฟสในรูปแบบเวกเตอร์ และการนำหลักการควบคุมแบบวันไซเคิลมาประยุกต์ใช้กับการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส นำหลักการดังกล่าวมาทำการจำลองการทำงาน โดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Matlab-Simulink) เพื่อทำการวิเคราะห์ก่อนนำไปสร้างวงจรงานจริง เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบต่อไป

### 3.2 วงจรแปลงผันแบบทวีแรงดัน

วงจรแปลงผันแบบทวีแรงดันดังรูปที่ 3.1 เป็นวงจรที่ให้แรงดันด้านเอาต์พุตมีค่าสูงกว่าแรงดันด้านอินพุต โดยโหมคการทำงานของวงจรขึ้นอยู่กับ การควบคุมกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งโหมคการทำงานของวงจรจะแบ่งเป็น 2 โหมค คือ โหมคกระแสไหลต่อเนื่องและกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง ในที่นี้จะทำการพิจารณาแต่กรณีที่วงจรแปลงผันแบบทวีแรงดันทำงานในโหมคกระแสไหลต่อเนื่องเท่านั้น [1]-[2]

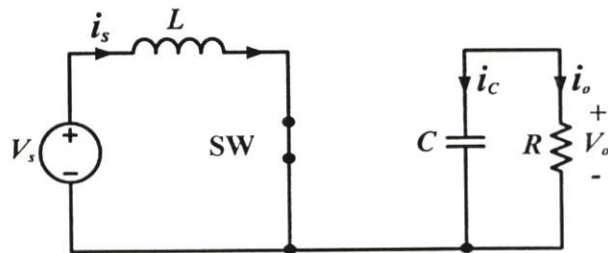


รูปที่ 3.1 วงจรแปลงผันแบบทวีแรงดัน



รูปที่ 3.2 รูปคลื่นกระแส และแรงดันของวงจรแปลงผันแบบทวีแรงดัน

สถานะที่ 1. ช่วงเวลา  $t_{on}$  เมื่อสวิตช์เริ่มนำกระแสที่เวลา  $t = 0$  และหยุดนำกระแสที่เวลา  $t = t_1$  ลักษณะการทำงานของวงจรแปลงผันจะได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรแปลงผันแบบทวีแรงดันในสถานะที่สวิตช์ทำงาน ( $SW = on$ )

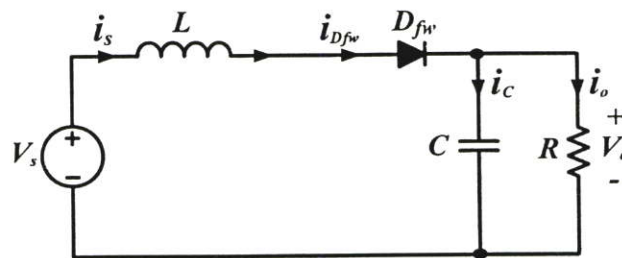
จากรูปที่ 3.3 พบว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ได้รับจากแหล่งจ่าย และกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอจาก  $I_1$  ไป  $I_2$  ดังรูปที่ 3.2 โดยสามารถหาสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (3.1)$$

$$t_{on} = L \frac{\Delta I}{V_s} \quad (3.2)$$

ในช่วงเวลานี้ไดโอด  $D_{fw}$  จะถูกไบอัสกลับ (Reverse Bias) จึงทำให้กระแสที่จ่ายให้กับโหลด คือ กระแสจากตัวเก็บประจุ  $C$  ซึ่งจะต้องมีขนาดใหญ่พอที่จะสามารถจ่ายกระแสให้กับโหลดในช่วงเวลา  $t_{on}$  ได้

สถานะที่ 2. ช่วงเวลา  $t_{off}$  เมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสที่เวลา  $t = t_1$  และไดโอดเริ่มนำกระแส ลักษณะการทำงานของวงจรแปลงผันจะได้อิงรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรแปลงผันแบบทวิแรงดันในสถานะที่ สวิตช์ไม่ทำงาน ( $SW = off$ )

จากรูปที่ 3.4 พบว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จะกลับขั้วไปเสริมกับแหล่งจ่าย แต่กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ ส่งผลให้กระแสยังคงไหลในทิศทางเดิมไปยังโหลดและตัวเก็บประจุ โดยผ่านไดโอด  $D_{fw}$  ซึ่งถูกไบอัสตรง (Forward Bias) ในขณะเดียวกันก็ยังเป็นการชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุอีกด้วย ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำจึงมีค่าลดลงจาก  $I_2$  ลงมาถึง  $I_1$  ที่เวลา  $t_2$  ดังรูปที่ 3.2 โดยความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถหาค่าความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_s - V_o = L \frac{I_1 - I_2}{t_{off}} \quad (3.3)$$

หรือ

$$V_s - V_o = L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad (3.4)$$

$$t_{off} = \frac{L\Delta I}{V_s - V_o} \quad (3.5)$$

การเปลี่ยนค่าขอดถึงค่าขอด (peak-peak) ของกระแสตัวเหนี่ยวนำหรือ  $\Delta I$  เกิดขึ้นในช่วงเวลาที่สวิตช์นำ และไม่นำกระแสมีค่าเท่ากัน การทำงานที่สภาวะคงตัวสามารถแสดงได้ ดังสมการ

$$\Delta I = \frac{V_s t_{on}}{L} = \frac{(V_o - V_s) t_{off}}{L} \quad (3.6)$$

แทนค่า  $t_{on} = DT$  และ  $t_{off} = (1-D)T$  ในสมการที่ 3.6 จะได้

$$V_s DT = (V_o - V_s)(1-D)T = V_o(1-D)T - V_s(1-D)T \quad (3.7)$$

$$V_s DT = (1-D)V_s T + V_s DT \quad (3.8)$$

หรือ

$$V_s = V_o(1-D) \quad (3.9)$$

ดังนั้น แรงดันเฉลี่ยทางด้านเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบทวิแรงดัน เป็นดังสมการ

$$V_o = \frac{V_s}{(1-D)} \quad (3.10)$$

จากสมการแรงดันเฉลี่ยทางด้านเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบทวิแรงดัน จะพบว่ามีความสัมพันธ์เป็นฟังก์ชันของ  $(1-D)$  แบบผกผัน ซึ่งจะควบคุมให้ค่าคิวตี้ไซเคิล ( $D$ ) ไม่เท่ากับหนึ่ง

กรณีที่กำหนดให้วงจรแปลงผันแบบทวิแรงดันไม่มีการสูญเสีย สามารถพิจารณากำลังไฟฟ้าได้ดังนี้

$$V_d I_s = V_o I_o = \frac{V_s I_o}{(1-D)} \quad (3.11)$$

กระแสเฉลี่ยด้านอินพุตสามารถหาดังสมการ

$$I_s = \frac{I_o}{(1-D)} \quad (3.12)$$

กระแสเฉลี่ยที่โหลดจะมีขนาดลดลงด้วยอัตราส่วน  $(1 - D)$  ของกระแสทางด้านอินพุต จากข้อกำหนดที่ว่ากำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตเสมอ ช่วงเวลาในการสวิตช์เป็นผลรวมของช่วงเวลา  $t_{on}$  และช่วงเวลา  $t_{off}$  ดังนั้น

$$T_s = \frac{1}{f_s} = t_{on} + t_{off} = \frac{L\Delta I}{V_s} + \frac{L\Delta I}{V_o - V_s} = \frac{(\Delta I)LV_o}{V_s(V_o - V_s)} \quad (3.13)$$

จัดสมการใหม่จะได้

$$\Delta I = \frac{V_s \cdot D}{f_s L} \quad (3.14)$$

เมื่อพิจารณาในสถานะคงตัว กระแสเฉลี่ยที่ตัวเก็บประจุในช่วงเวลาสวิตช์ไม่ทำงานเท่ากับค่ากระแสเฉลี่ยที่โหลด โดยสามารถหาค่าแรงดันกระแสที่ตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$\Delta v_c = v_c - v_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_o dt = \frac{I_o t_{on}}{C} \quad (3.15)$$

โดย  $t_{on}$  สามารถแทนในเทอมของแรงดันอินพุต ความถี่ในการสวิตช์และแรงดันเฉลี่ยทางด้านเอาต์พุตจากสมการที่ 3.15 จะได้ว่า

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} = \frac{V_s T}{T - DT} = \frac{V_s T}{T - t_{on}} \quad (3.16)$$

หรือ

$$T - t_{on} = \frac{V_s T}{V_o} \quad (3.17)$$

ดังนั้น

$$t_{on} = T - \frac{V_s T}{V_o} = \frac{V_o - V_s}{f_s V_o} \quad (3.18)$$

แทนสมการที่ 3.18 ลงในสมการที่ 3.15 จะได้ว่า

$$\Delta v_c = \frac{I_o (V_o - V_s)}{C f_s V_o} = \frac{I_o (V_o - V_s)}{f_s C \left( \frac{V_s}{1-D} \right)} \quad (3.19)$$

จัดรูปสมการใหม่ จะได้สมการของแรงดันกระแสที่ตัวเก็บประจุเป็น

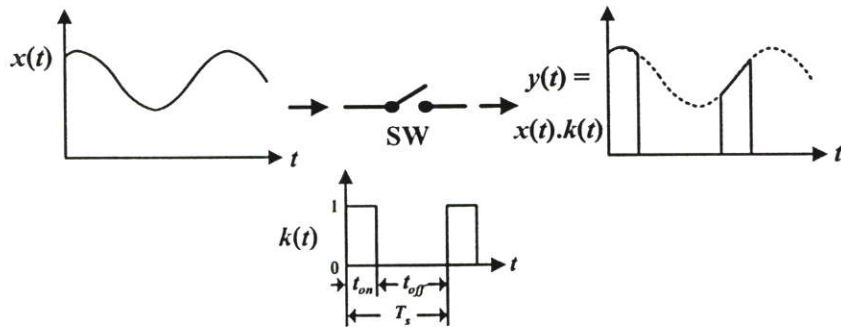
$$\Delta v_c = \frac{I_o D}{f_s C} \quad (3.20)$$

### 3.3 หลักการควบคุมการทำงานแบบวันไซเคลิล

หลักการการทำงานของตัวควบคุมแบบวันไซเคลิลสามารถอธิบายโดยใช้หลักการการทำงานของสวิตช์ ซึ่งสามารถเขียนได้เป็นฟังก์ชัน  $k(t)$  โดยมีความถี่ในการสวิตช์คือ  $f_s = 1/T_s$  [4]

$$k(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < T_{on} \\ 0 & T_{on} < t < T_s \end{cases} \quad (3.21)$$

ในแต่ละคาบของสัญญาณช่วงเวลาที่ยสวิตช์ทำงานจะเรียกช่วงนั้นว่า  $T_{on}$  และเรียกช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่ทำงานจะเรียกช่วงนั้นว่า  $T_{off}$  โดยที่  $T_{on} + T_{off} = T_s$  โดยมีอัตราขยายของพัลส์  $D = T_{on}/T_s$  เกิดจากการมอดคูเลตกับสัญญาณควบคุมอ้างอิง  $v_{ref}(t)$  และสัญญาณอินพุต  $x(t)$  จะถูกสับสัญญาณโดยสวิตช์แล้วส่งผ่านมายังเอาต์พุตซึ่งจะได้สัญญาณ  $y(t)$  โดยความถี่และความกว้างของสัญญาณสวิตช์ที่เปลี่ยนจะทำให้สัญญาณ  $y(t)$  เปลี่ยนไปตามฟังก์ชันของการสวิตช์  $k(t)$  ขณะที่แอมพลิจูดของสัญญาณ  $y(t)$  จะมีลักษณะเป็นไปตามสัญญาณ  $x(t)$  แสดงดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ฟังก์ชันของการสวิตช์

สมการฟังก์ชันของการสวิตช์

$$y(t) = k(t) \cdot x(t) \quad (3.22)$$

สมมติว่าความถี่ของการสวิตช์คือ  $f_s$  ซึ่งจะต้องมีความถี่สูงกว่าความถี่ของสัญญาณทางด้านอินพุต  $x(t)$  หรือสัญญาณควบคุมสัญญาณอ้างอิง  $v_{ref}(t)$  จึงมีผลทำให้สัญญาณพาในการสวิตช์ทางด้านเอาต์พุตเป็นค่าเฉลี่ยของการสวิตช์ที่เปลี่ยนไปตามฟังก์ชันของ

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt \quad (3.23)$$

$$\approx x(t) \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} dt \quad (3.24)$$

$$= x(t) D \quad (3.25)$$

ดังนั้นการเปลี่ยนของการสวิตช์  $y(t)$  ที่ทางด้านเอาต์พุตของการสวิตช์ เป็นผลมาจากสัญญาณอินพุต  $x(t)$  และคิวต์ไซเคิล  $D$

ถ้าอัตราคิวต์ไซเคิลของสวิตช์เป็นการมอดูเลต ดังนั้นการอินทิเกรตของการสวิตช์ที่เปลี่ยนไปทางด้านอินพุต จะมีค่าเท่ากับการอินทิเกรตของสัญญาณควบคุมอ้างอิง  $v_{ref}$  ในแต่ละคาบของลูกคลื่นดังสมการที่ 3.26

$$y(t) = \int_0^{T_{on}} x(t) dt = \int_0^{T_s} v_{ref}(t) dt \quad (3.26)$$

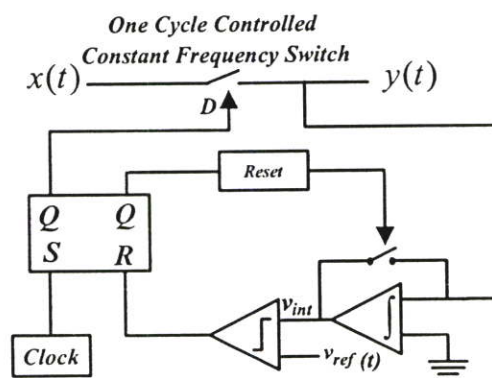
ดังนั้นค่าเฉลี่ยของการเปลี่ยนของการสวิตช์ที่เอาต์พุต มีค่าจริงเท่ากับสัญญาณควบคุมอ้างอิงในแต่ละคาบของลูกคลื่นที่มีคาบของการสวิตช์คงที่ โดยค่าเฉลี่ยของการสวิตช์ที่มีการเปลี่ยนนั้นเป็นการควบคุมที่มีการทำงานอย่างรวดเร็วเพียงคาบของลูกคลื่น

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} x(t) dt$$

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ref}(t) dt = v_{ref}(t) \quad (3.27)$$

สำหรับการควบคุมการสวิตช์จะเป็นไปตามทฤษฎีที่ตั้งไว้ตามเทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิล เพราะการควบคุมแบบวันไซเคิลจะทำให้สัญญาณของเอาต์พุตมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$y(t) = v_{ref}(t) \quad (3.28)$$



รูปที่ 3.6 การควบคุมแบบวันไซเคิลที่มีการสวิตช์คงที่

การประยุกต์ใช้วงจรควบคุมแบบวันไซเคิลที่มีการสวิทช์ที่ความถี่คงที่ดังรูปที่ 3.6 ที่ใช้เทคนิคการควบคุมแบบวันไซเคิลประกอบด้วยตัวอินทรีเกรตและตัวรีเซต โดยสามารถอธิบายการทำงานได้ว่า ในช่วงการเริ่มต้นของการทำงานของอินทรีเกรต สวิทช์จะทำงาน(on) โดยมีสัญญาณนาฬิกา (clock) ซึ่งมีความถี่ที่คอยควบคุมจังหวะเริ่มการทำงาน ค่าของอินทรีเกรตจะได้ดังสมการ[6]

$$v_{int}(t) = k \int_0^{T_{on}} x(t) dt \quad (3.28)$$

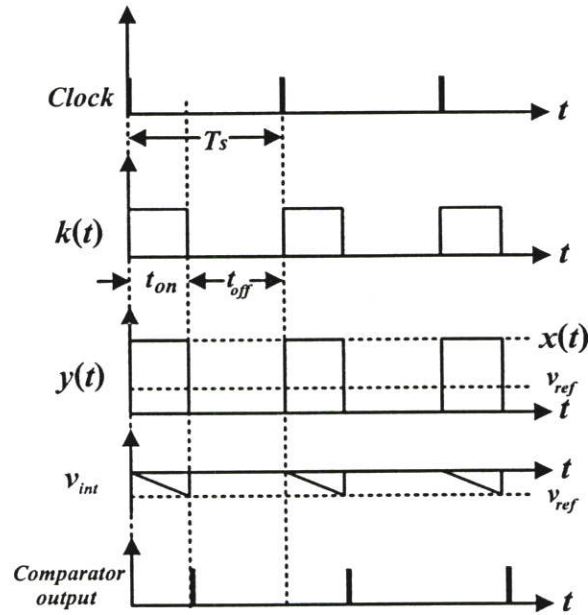
จากนั้นจะนำค่าของอินทรีเกรตไปทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมอ้างอิง  $v_{ref}(t)$  เมื่อค่า  $k$  เป็นค่าคงที่ ในช่วงที่ค่าของอินทรีเกรต  $v_{int}$  มีค่าเท่ากับสัญญาณควบคุมอ้างอิง  $v_{ref}(t)$  ตัวควบคุมจะส่งสัญญาณไปให้อุปกรณ์ที่ทำการสวิทช์เปลี่ยนสถานะ จากสถานะที่สวิทช์ทำงาน (on) ไปเป็นสถานะไม่ทำงาน(off) ในเวลาเดียวกันตัวควบคุมจะส่งสัญญาณไปทำการรีเซตตัวอินทรีเกรตให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นค่าอัตราการขยายของพัลส์  $D = T_{on}/T_s$  ของลูกคลื่นปัจจุบันจะหาได้จากสมการ

$$k \int_0^{T_{on}} x(t) dt = v_{ref}(t) \quad (3.29)$$

ขณะที่คาบของการสวิทช์เป็น  $T_s$  ซึ่งเป็นค่าคงที่ และ  $K = 1/k \cdot T_s$  เป็นค่าคงที่ด้วย ดังนั้นค่าเฉลี่ยของการสวิทช์ จึงเป็นผลให้สัญญาณเอาต์พุตในแต่ละคาบของลูกคลื่นมีค่าเป็น

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} x(t) dt = K \cdot v_{ref}(t) \quad (3.30)$$

โดยรูปที่ 3.7 สัญญาณการทำงานของวงจรที่มีการควบคุมแบบวันไซเคิล โดยมีสัญญาณอ้างอิง  $v_{ref}(t)$  เป็นค่าคงที่



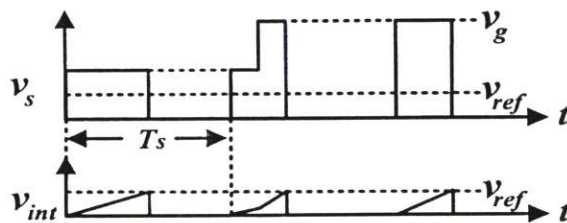
รูปที่ 3.7 การควบคุมแบบวันไซเคิลที่มีการสวิตซ์คงที่

### 3.3.1 คุณสมบัติของการควบคุมแบบวันไซเคิล

คุณสมบัติที่สำคัญของการควบคุมแบบวันไซเคิลเมื่อนำมาใช้งานกับวงจรแปลงผันจะมีคุณสมบัติดังนี้[8]

#### 1. การกำจัดสัญญาณรบกวนทางด้านแรงดันอินพุต

ในกรณีที่สัญญาณอ้างอิงและโหลดเป็นค่าคงที่ เมื่อแรงดันอินพุตถูกรบกวนด้วยรูปแบบใดๆ การเปลี่ยนของสัญญาณควบคุม ก็จะถูกอินทิเกรตในแบบ Real time และความชันของสัญญาณควบคุมจะเปลี่ยน โดยทันที ดังนั้นแรงดันอินพุตที่ต่อโดยตรงก็จะมีผลกระทบต่อค่าคิวตี้เรโธแสดงได้ดังรูปที่ 3.8



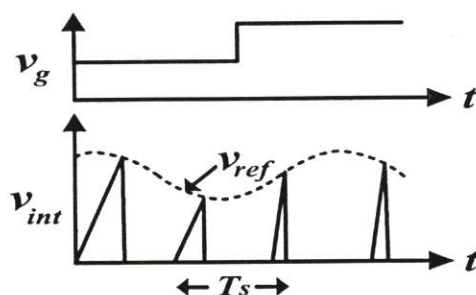
รูปที่ 3.8 การทำงานของการควบคุมแบบวันไซเคิลเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลง

## 2. การกำจัดการรบกวนของโหลด

ในกรณีที่สัญญาณอินพุต และสัญญาณอ้างอิงเป็นค่าคงที่ และกระแสโหลดถูกรบกวนในกรณีแรงดันที่แหล่งจ่ายมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไป ซึ่งการรบกวนจะเปรียบเสมือนการรบกวนของแรงดันทางด้านอินพุตดังที่กล่าวมาแล้ว จะพบว่าสัญญาณควบคุมจะเปลี่ยนโดยทันทีทันใด อย่างไรก็ตามแรงดันด้านเอาต์พุตจะถูกรบกวนจากไดนามิกเอาต์พุตฟิลเตอร์[13]

## 3. การติดตามสัญญาณอ้างอิง

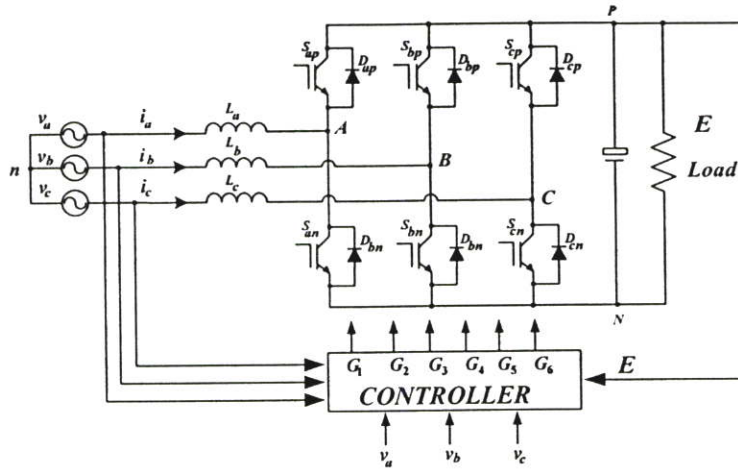
กรณีที่แรงดันอินพุต ( $v_u$ ) และ สัญญาณอ้างอิง ( $v_{ref}$ ) เปลี่ยนพร้อมกัน ตัวอย่างเช่น แรงดันทางด้านอินพุตเกิดการเพิ่มขึ้นอย่างฉับพลัน และสัญญาณอ้างอิงเปลี่ยนเป็นรูปซายน์ จะพบว่าความชันของการอินทรีเกรตจะแคบลงเมื่อขนาดของแรงดันทางด้านอินพุตเกิดการเพิ่มขึ้น ซึ่งไม่ว่าความชันของการอินทรีเกรตจะเป็นอย่างไรก็ตาม ค่าของการอินทรีเกรตจะยังคงรักษาให้เป็นสัญญาณอ้างอิงรูปซายน์ได้ในแต่ละคาบการสวิตช์ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของแรงดันจะไม่ถูกรบกวนจากทางด้านอินพุตเลย ได้ดังรูปที่ 3.9 [5]



รูปที่ 3.9 การทำงานของการควบคุมแบบวันไซเคิลเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยน

## 3.4 การเปลี่ยนวงจรทวิแรงดันแบบขนาน 3 เฟสแบบสวิตช์ 6 ตัว

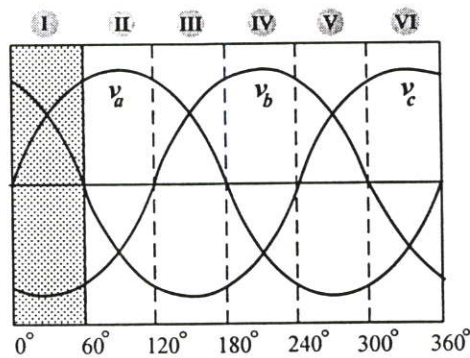
สำหรับวงจรทวิแรงดันแบบขนาน 3 เฟส ที่มีสวิตช์แบบสวิตช์ 6 ตัว จะมีการต่ออุปกรณ์การสวิตช์ดังรูปที่ 3.10 โดยที่บัสแรงดันกระแสตรงจะแทนด้วย  $E$  ซึ่งจะเก็บพลังงาน และจ่ายไปยังโหลด ซึ่งกำลังไฟฟ้าจะได้อาจมาจากแหล่งจ่ายแรงดันของระบบไฟฟ้าสามเฟส  $v_a, v_b, v_c$  และกระแสแหล่งจ่าย  $i_a, i_b, i_c$  ในการทำงานที่สภาวะปกติวงจรคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำสามตัว  $L_a = L_b = L_c$  ทำหน้าที่ในกรองกระแสอินพุตจากการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ และสวิตช์หกตัวคือ  $S_{ij}$  เมื่อถึงบนแทนด้วย  $j=p$  ถึงล่าง  $j=n$  สำหรับกระแสของเฟส A,B,C แทนด้วย  $i_a, i_b, i_c$  ตามลำดับ โดยหลักในการสวิตช์ของอุปกรณ์การสวิตช์มีอยู่ว่า สวิตช์สองตัวในแต่ละกิ่งจะทำงานในลักษณะตรงข้ามกันจะทำงานพร้อมกันไม่ได้ [12]-[14]



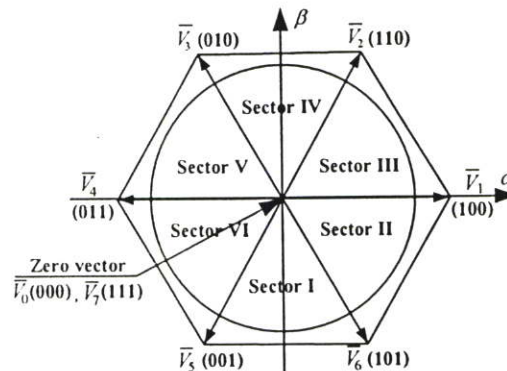
รูปที่ 3.10 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบสวิตช์ 6 ตัว

### 3.4.1 การเลือกขอบเขตการทำงาน

เนื่องจากการทำงานของวงจรที่แรงดันแบบขนาน 3 เฟส แบบสวิตช์ 6 ตัว จะต้องทำการแบ่งช่วงการทำงานออกเป็น 6 ช่วงการทำงาน โดยแต่ละช่วงการทำงานมีขนาด 60 องศา แสดงดังรูปที่ 3.11 เพื่อนำไปควบคุมการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้เป็นวงจรที่แรงดันแบบขนานสองชุด



รูปที่ 3.11 สัญญาณแรงดันทางด้านอินพุตระบบสามเฟส



รูปที่ 3.12 เวกเตอร์แรงดันทางด้านอินพุตในระบบสามเฟส

ในการเลือกช่วงการทำงานของสวิตช์ตามเซ็กเตอร์จะแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ คือ

**รูปแบบที่ 1** ช่วงเวลาการทำงานตามเซ็กเตอร์ที่  $I, III$  และ  $V$

**รูปแบบที่ 2** ช่วงเวลาการทำงานตามเซ็กเตอร์ที่  $II, IV$  และ  $VI$

การพิจารณาช่วงเวลาการทำงานตามเซ็กเตอร์ที่  $I, III, V$  เป็นช่วงการทำงาน  $0^\circ-60^\circ, 120^\circ-180^\circ$  และ  $240^\circ-300^\circ$  ตามลำดับ สัญญาณแรงดันทางด้านอินพุตในเซ็กเตอร์ที่  $I$  จะพบว่าสัญญาณแรงดันเฟส  $V_a \rangle V_b$  และ  $V_c \rangle V_b$  ช่วงเซ็กเตอร์ที่  $III$  สัญญาณแรงดันเฟส  $V_b \rangle V_c$  และ  $V_a \rangle V_c$  ช่วงเซ็กเตอร์ที่  $V$  สัญญาณแรงดันเฟส  $V_c \rangle V_a$  และ  $V_b \rangle V_a$  ดังนั้นพบว่าสัญญาณแรงดันในแต่ละเซ็กเตอร์จะมี 2 เฟส ที่มีแรงดันมากกว่าอีกเฟสหนึ่ง โดยสามารถสรุปเพื่อนำมาพิจารณารูปแบบการทำงานของสวิตช์ได้ดังนี้

**กรณีที่ 1.** สวิตช์  $S_{in}(i=a,b,c)$  เป็นสวิตช์ที่มีเฟสแรงดันต่ำที่สุด ตลอดช่วงเวลาการทำงานของสวิตช์ตัวนั้นจะทำงานในสถานะ (ON) โดยที่ สวิตช์  $S_{ip}$  จะไม่ทำงาน(OFF)

**กรณีที่ 2.** สวิตช์  $S_{in}, S_{ip}$  ของเฟสที่เหลือสองเฟสนั้นให้ทำงานในลักษณะตรงกันข้ามกัน โดยอัตราส่วนของการสวิตช์ของ  $S_{in}$  ตัวหนึ่งคือ  $d_p$  และอัตราส่วนของการสวิตช์ของ  $S_{ip}$  อีกตัวหนึ่งคือ  $d_n$

การพิจารณาช่วงเวลาการทำงานตามเซ็กเตอร์ที่  $II, IV, VI$  เป็นช่วงการทำงาน  $60^\circ-120^\circ, 180^\circ-240^\circ$  และ  $300^\circ-360^\circ$  ตามลำดับ สัญญาณแรงดันทางด้านอินพุตในเซ็กเตอร์ที่  $II$  จะพบว่าสัญญาณแรงดันเฟส  $V_a \rangle V_b$  และ  $V_a \rangle V_c$  เซ็กเตอร์ที่  $IV$  สัญญาณแรงดันเฟส  $V_b \rangle V_c$  และ  $V_b \rangle V_a$  ช่วงเซ็กเตอร์ที่  $VI$  สัญญาณแรงดันเฟส  $V_c \rangle V_a$  และ  $V_c \rangle V_b$  ดังนั้นจะพบว่าสัญญาณแรงดันในแต่ละเซ็กเตอร์จะมี 2 เฟส ที่มีแรงดันต่ำกว่าอีกเฟสหนึ่ง โดยสามารถสรุปเพื่อนำมาพิจารณารูปแบบการทำงานของสวิตช์ได้ดังนี้

**กรณีที่ 1.** สวิตช์  $S_{ip}(i=a,b,c)$  เป็นสวิตช์ที่มีเฟสแรงดันสูงที่สุด ตลอดช่วงเวลาการทำงานของสวิตช์ตัวนั้นจะทำงานในสถานะ (ON) โดยที่ สวิตช์  $S_{in}$  จะไม่ทำงาน(OFF)

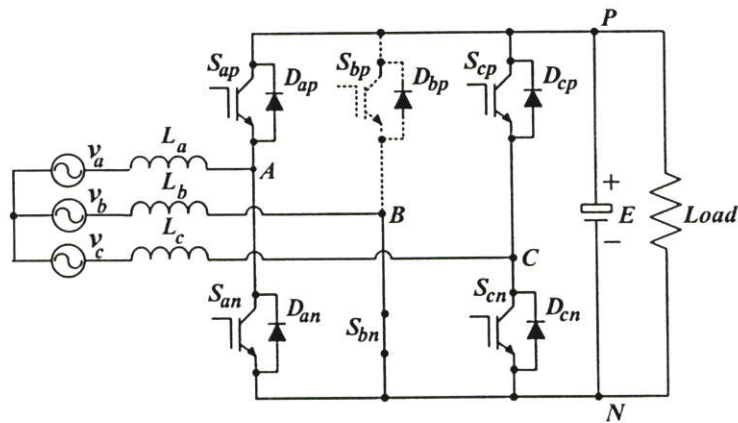
**กรณีที่ 2.** สวิตช์  $S_{in}, S_{ip}$  ของเฟสที่เหลือสองเฟสนั้นให้ทำงานในลักษณะตรงกันข้ามกัน โดยอัตราส่วนของการสวิตช์ของ  $S_{ip}$  ตัวหนึ่งคือ  $d_p$  และอัตราส่วนของการสวิตช์ของ  $S_{in}$  อีกตัวหนึ่งคือ  $d_n$

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่ารูปแบบการสวิตช์จะมีอยู่ 2 รูปแบบ ซึ่งสามารถสรุปการทำงานของสวิตช์ในแต่ละเซ็กเตอร์ได้ดังตารางที่ 3.1 ตารางพารามิเตอร์และเงื่อนไขการทำงานของสวิตช์ในแต่ละเซ็กเตอร์จะนำไปควบคุมการทำงานของสวิตช์ในวงจรเรกติไฟร์แบบสวิตช์หกตัวให้ลด

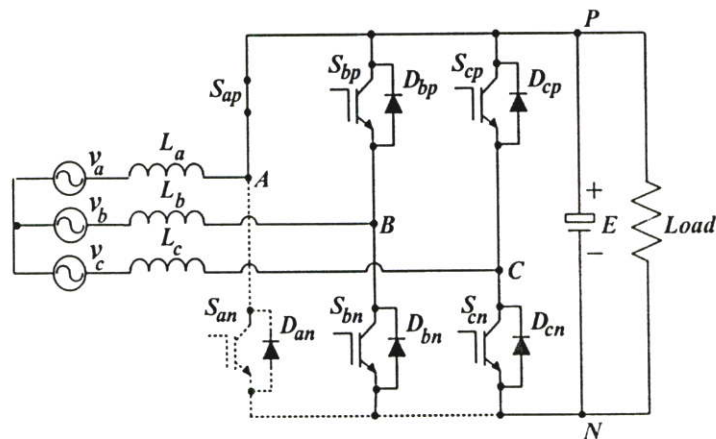
จำนวนการทำงานของสวิตช์ลงในแต่ละเซ็กเตอร์ และทำการเปลี่ยนให้อยู่ในรูปแบบวงจรทวิแรงดันแบบขนานสามเฟส

### 3.4.2 การเปลี่ยนวงจรทวิแรงดันแบบขนาน

จากรูปที่ 3.12 การเปลี่ยนวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์แบบสวิตช์หกตัวเป็นวงจรทวิแรงดันแบบขนานสองชุดในช่วงเซ็กเตอร์ที่  $I$  ( $0^\circ$ - $60^\circ$ ) และ ช่วงเซ็กเตอร์ที่  $II$  ( $60^\circ$ - $120^\circ$ ) โดยอาศัยหลักการเลือกขอบเขตการทำงานในรูปแบบเวกเตอร์ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์ในแต่ละช่วงเวลาให้ทำงานอย่างมีรูปแบบที่แน่นอน และ ลดจำนวนครั้งของการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์บางตัวลง ทำให้สามารถลดการสูญเสียทางการสวิตช์ลงได้ อีกทั้งยังควบคุมการทำงานให้เป็นวงจรทวิแรงดันแบบขนานในระบบสามเฟส เพื่อเพิ่มแรงดันทางด้านเอาต์พุตให้มีค่าสูงกว่าแรงดันทางด้านอินพุต



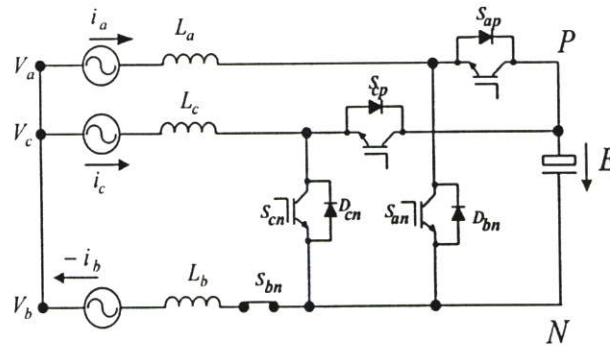
(ก) ขอบเขตการทำงานในช่วงเซ็กเตอร์ที่  $I$  ( $0^\circ$ - $60^\circ$ )



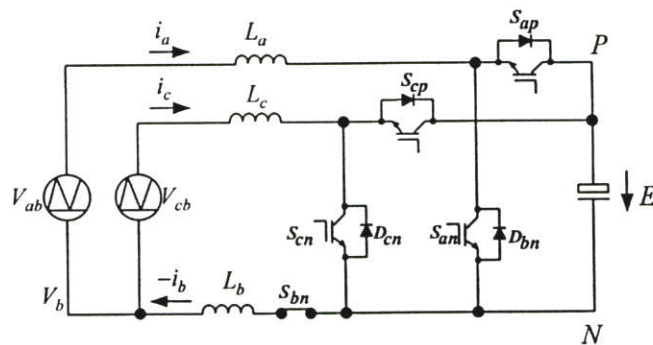
(ข) ขอบเขตการทำงานในช่วงเซ็กเตอร์ที่  $II$  ( $60^\circ$ - $120^\circ$ )

รูปที่ 3.13 การเปลี่ยนวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์แบบสวิตช์หกตัวเป็นวงจรทวิแรงดันแบบขนานสองชุด

จากรูปที่ 3.13(ก) เป็นการเปลี่ยนวงจรในช่วงทำงานของเซ็กเตอร์ที่ I ( $0^{\circ}$ - $60^{\circ}$ ) สัญญาณแรงดันเฟส  $v_b$  จะล้าหลังในกรณีนี้สวิตช์  $S_{bn}$  จะกำหนดให้มีสถานะ 'ON' ค้างไว้ และสวิตช์  $S_{bp}$  จะกำหนดให้มีสถานะ 'OFF' ค้างไว้ในช่วง  $60^{\circ}$  ส่วนสวิตช์ที่เหลืออีกสองกิ่ง คือ  $S_{an}, S_{ap}, S_{cn}, S_{cp}$  จะถูกควบคุมให้ทำงานตรงกันข้ามกัน ถ้าสวิตช์  $S_{ap}$  มีสถานะ 'ON' สวิตช์  $S_{an}$  จะมีสถานะ 'OFF' แรงดันที่แหล่งจ่ายคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะเปลี่ยนเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ทวิแรงดันแบบขนานสองชุดดังในรูปที่ 3.14(ก) และ (ข) ตามลำดับ [11]



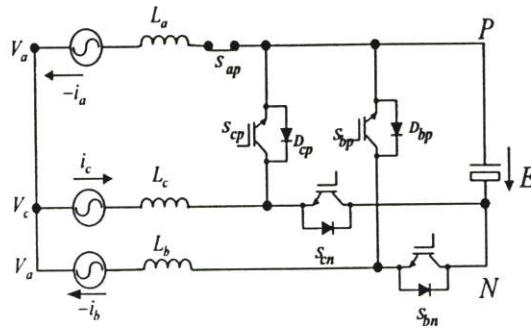
(ก) ก่อนการลดยวงจร



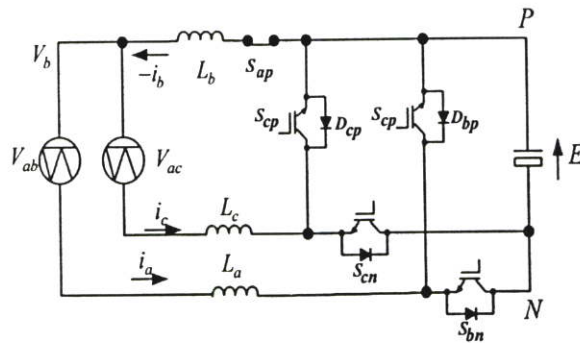
(ข) หลังการลดยวงจร

รูปที่ 3.14 การลดยวงจรทวิแรงดันแบบขนานการทำงานในช่วงเซ็กเตอร์ที่ I ( $0^{\circ}$ - $60^{\circ}$ )

จากรูปที่ 3.13(b) เป็นการเปลี่ยนวงจรในช่วงทำงานของเซ็กเตอร์ที่ II ( $60^{\circ}$ - $120^{\circ}$ ) สัญญาณแรงดันเฟส  $v_a$  จะนำหน้าในกรณีนี้สวิตช์  $S_{ap}$  จะกำหนดให้มีสถานะ 'ON' ค้างไว้ และสวิตช์  $S_{an}$  จะกำหนดให้มีสถานะ 'OFF' ค้างไว้ในช่วง ( $60^{\circ}$ - $120^{\circ}$ ) ส่วนสวิตช์ที่เหลืออีกสองกิ่ง คือ  $S_{bn}, S_{bp}, S_{cn}, S_{cp}$  จะถูกควบคุมให้ทำงานตรงกันข้ามกัน ถ้าสวิตช์  $S_{bp}$  มีสถานะ 'ON' สวิตช์  $S_{bn}$  จะมีสถานะ 'OFF' แรงดันที่แหล่งจ่ายคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะเปลี่ยนเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ทวิแรงดันแบบขนานสองชุดดังในรูปที่ 3.15(ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก) ก่อนการลดยุทจักร



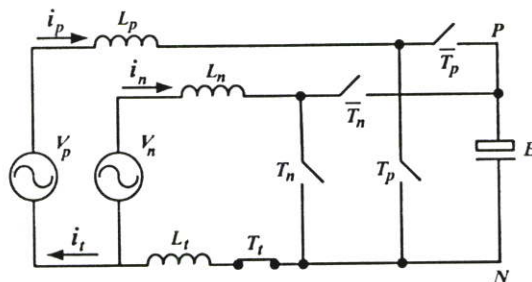
(ข) หลังการลดยุทจักร

### รูปที่ 3.15 การลดยุทจักรทวิแรงดันแบบขนานการทำงานในช่วงเซ็กเตอร์ที่ II ( $60^\circ$ - $120^\circ$ )

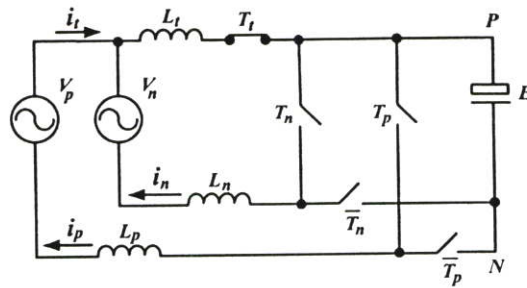
รูปแบบการทำงานของสวิตช์ในช่วงเวลาการทำงานในเซ็กเตอร์ที่ I จะเหมือนกันกับรูปแบบการทำงานของสวิตช์ในช่วงเวลาการทำงานของเซ็กเตอร์ที่ III และ เซ็กเตอร์ที่ V และรูปแบบการทำงานของสวิตช์ในช่วงเวลาการทำงานในเซ็กเตอร์ที่ II จะเหมือนกันกับรูปแบบการทำงานของสวิตช์ในช่วงเวลาการทำงานของเซ็กเตอร์ที่ IV และ เซ็กเตอร์ที่ VI ซึ่งรูปแบบการทำงานของสวิตช์นี้จะเรียงสลับกันไปตามรูปแบบการทำงานของเซ็กเตอร์

#### 3.4.3 วงจรสมมูลแรงดันแบบขนานและหลักการทำงาน

จากรูปที่ 14-15 สามารถที่จะนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลได้สองรูปแบบเพื่อง่ายต่อการควบคุมและการหาค่าพารามิเตอร์ดังในรูปที่ 3.16



(ก) วงจรสมมูลทวิแรงดันแบบขนานในช่วงการทำงานในช่วงเซ็กเตอร์ที่ I, III และ V



(ข) วงจรสมมูลทวิแรงดันแบบขนานในช่วงการทำงานในช่วงเซ็กเตอร์ที่ II, IV และ VI

รูปที่ 3.16 วงจรสมมูลทวิแรงดันแบบขนาน

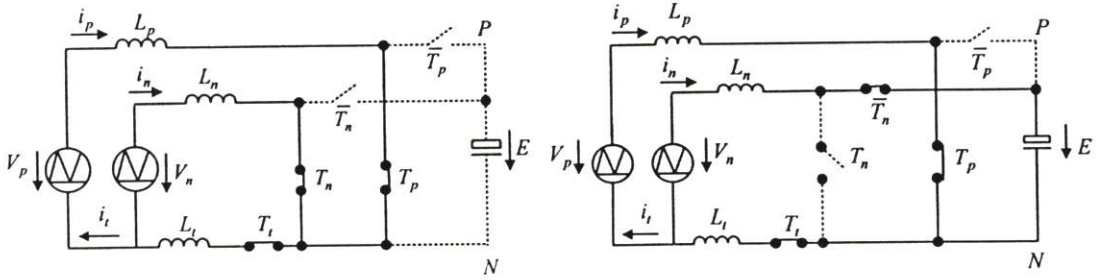
โดยที่  $V_p, V_n$  คือ แรงดัน Line to Line ของช่วงการทำงานในแต่ละเซ็กเตอร์,  $i_p, i_n$  คือ กระแส ของช่วงการทำงานในแต่ละเซ็กเตอร์  $L_p, L_n$  คือ ตัวเหนี่ยวนำของช่วงการทำงานในแต่ละเซ็กเตอร์  $T_p, \bar{T}_p, T_n, \bar{T}_n$  คือ สวิตช์ที่ทำงานในแต่ละเซ็กเตอร์ ดังนั้นการทำงานของสวิตช์  $T_p$  กับสวิตช์  $\bar{T}_p$  และสวิตช์  $T_n$  กับสวิตช์  $\bar{T}_n$  จะทำงานในลักษณะตรงกันข้ามกัน ซึ่งจากการเปลี่ยนไปเป็นวงจรสมมูลทวิแรงดันแบบขนาน ดังนั้นพารามิเตอร์และช่วงเวลาการทำงานของสวิตช์ในแต่ละเซ็กเตอร์สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.1[15]

ตารางที่ 3.1 ตารางพารามิเตอร์และเงื่อนไขการทำงานของสวิตช์ในแต่ละเซ็กเตอร์

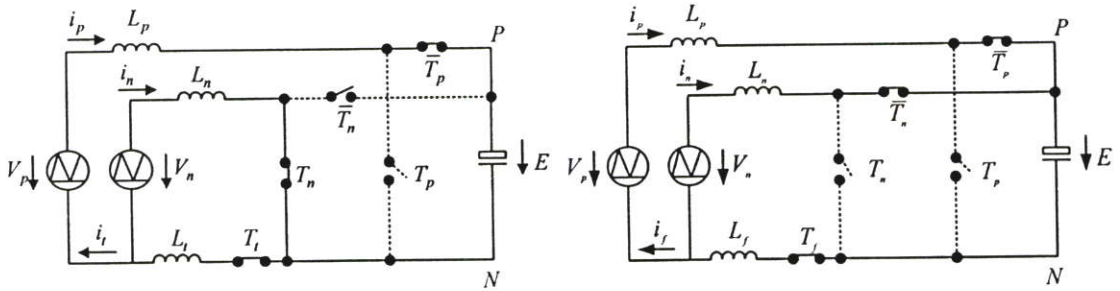
Region	$V_p$	$V_n$	$i_p$	$i_n$	$L_p$	$L_n$	$L_t$	$T_p$	$T_n$	$\bar{T}_p$	$\bar{T}_n$	$T_f$
0~60	$V_{ab}$	$V_{cb}$	$i_a$	$i_c$	$L_a$	$L_c$	$L_b$	$S_{an}$	$S_{cn}$	$S_{ap}$	$S_{cp}$	$S_{bn}$
60~120	$V_{ab}$	$V_{ac}$	$-i_b$	$-i_c$	$L_b$	$L_c$	$L_a$	$S_{bp}$	$S_{cp}$	$S_{bp}$	$S_{cn}$	$S_{ap}$
120~180	$V_{bc}$	$V_{ac}$	$i_b$	$i_a$	$L_b$	$L_a$	$L_c$	$S_{bn}$	$S_{an}$	$S_{bp}$	$S_{ap}$	$S_{cn}$
180~240	$V_{bc}$	$V_{ba}$	$-i_c$	$-i_a$	$L_c$	$L_a$	$L_b$	$S_{cp}$	$S_{ap}$	$S_{cn}$	$S_{an}$	$S_{bp}$
240~300	$V_{ca}$	$V_{ba}$	$i_c$	$i_b$	$L_c$	$L_b$	$L_a$	$S_{cn}$	$S_{bn}$	$S_{ca}$	$S_{bn}$	$S_{cp}$
300~360	$V_{ca}$	$V_{cb}$	$-i_a$	$-i_b$	$L_a$	$L_b$	$L_c$	$S_{ap}$	$S_{bp}$	$S_{an}$	$S_{bn}$	$S_{cp}$

### 3.4.4 สถานะการทำงานของวงจรสมมูลทวิแรงดันแบบขนาน

การพิจารณาสถานะการทำงานวงจรทวิแรงดันแบบขนานสามเฟสในโหมดกระแสต่อเนื่องเพื่อจะนำไปสู่การเข้าใจการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าของวงจรทวิแรงดันแบบขนานสามเฟสและลดการสูญเสียทางการสวิตช์ลง โดยพิจารณาจากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.16 การลดการทำงานของสวิตช์จาก 4 สวิตช์ เหลือเพียง 2 สวิตช์ ในแต่ละเซ็กเตอร์ทำให้สามารถลดจำนวนครั้งในการสวิตช์ของ  $T_p, T_n$  ลงส่งผลให้สามารถลดการสูญเสียทางการสวิตช์ลงได้



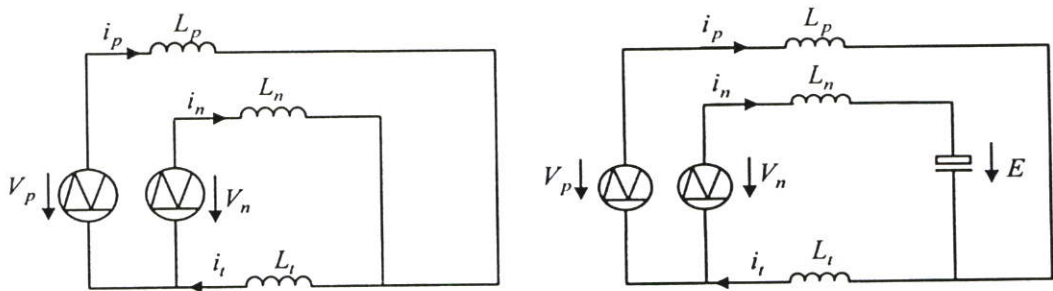
(ก) สภาวะที่ 1 สวิตช์  $T_p$  ทำงาน, สวิตช์  $T_n$  ทำงาน (ข) สภาวะที่ 2 สวิตช์  $T_p$  ทำงาน, สวิตช์  $T_n$  หยุดทำงาน



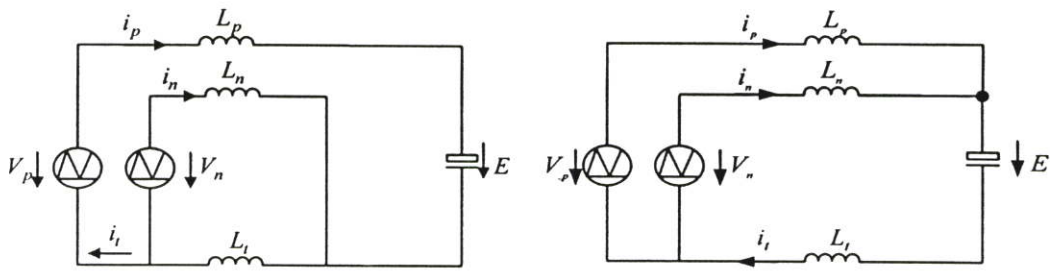
(ค) สภาวะที่ 3 สวิตช์  $T_p$  หยุดทำงาน, สวิตช์  $T_n$  ทำงาน (ง) สภาวะที่ 4 สวิตช์  $T_p$  หยุดทำงาน, สวิตช์  $T_n$  หยุดทำงาน

**รูปที่ 3.17** สภาวะการทำงานของวงจรทวิแรงดันแบบขนานสามเฟส

จากรูปที่ 3.17 สภาวะการทำงานของวงจรทวิแรงดันแบบขนานสามเฟส ซึ่งจำนวนการทำงานของสวิตช์ในแต่ละสภาวะจะลดลงจากสวิตช์จำนวน 4 สวิตช์ เหลือเพียงสวิตช์จำนวน 2 สวิตช์ในแต่ละสภาวะการทำงาน หลักการเลือกสภาวะการทำงานในแต่ละไซเคิลจะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของค่าอัตราส่วนการขยายตัวของ  $d_p$  และ  $d_n$  โดยมีรูปแบบอยู่สองเงื่อนไข คือ  $d_p > d_n$  สภาวะที่จะเกิดขึ้นได้คือ สภาวะที่ 1  $\Rightarrow$  สภาวะที่ 2  $\Rightarrow$  สภาวะที่ 4 และ อีกเงื่อนไขคือ  $d_n > d_p$  สภาวะที่จะเกิดขึ้นคือ สภาวะที่ 1  $\Rightarrow$  สภาวะที่ 3  $\Rightarrow$  สภาวะที่ 4 โดยที่สภาวะการเกิดเงื่อนไขสามารถอธิบายได้จากวงจรสมมูลทวิแรงดันแบบขนานในรูปที่ 3.17 เขียนใหม่ให้อยู่ในรูปที่ 3.18



(ก) สภาวะที่ 1 สวิตช์  $T_p$  ทำงาน, สวิตช์  $T_n$  ทำงาน (ข) สภาวะที่ 2 สวิตช์  $T_p$  ทำงาน, สวิตช์  $T_n$  หยุดทำงาน



(ค) สภาวะที่ 3 สวิตช์  $T_p$  หยุดทำงาน, สวิตช์  $T_n$  ทำงาน (ง) สภาวะที่ 4 สวิตช์  $T_p$  หยุดทำงาน, สวิตช์  $T_n$  หยุดทำงาน

รูปที่ 3.18 สภาวะการทำงานของวงจรทวิแรงดันแบบขนานสามเฟส

ดังนั้นจากรูปที่ 3.18 สามารถเขียนสมการแรงดันตัวเหนี่ยวนำได้

$$\begin{bmatrix} V_p^* \\ V_n^* \\ V_t^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

จากสมการที่ 3.31 เป็นสมการของแรงดันตัวเหนี่ยวนำในหนึ่งไซเคิล โดยที่  $V_p^*$  คือแรงดันตกคร่อมที่ตัวเหนี่ยวนำขณะสภาวะการทำงานใดๆ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับสภาวะเงื่อนไขการทำงานทั้ง 4 สภาวะดังตารางที่ 3.2

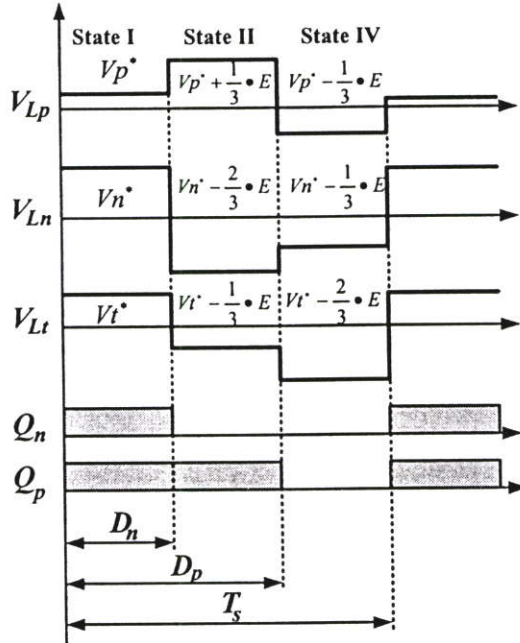
ตารางที่ 3.2 สภาวะการทำงานของสวิตช์และแรงดันตัวเหนี่ยวนำ

State	$T_p$	$T_n$	$\bar{T}_p$	$\bar{T}_n$	$V_{Lp}$	$V_{Ln}$	$V_{Lt}$
I	ON	ON	OFF	OFF	$V_p^*$	$V_n^*$	$V_t^*$
II	ON	OFF	OFF	ON	$V_p^* + \frac{1}{3}E$	$V_n^* - \frac{2}{3}E$	$V_t^* - \frac{1}{3}E$
III	OFF	ON	ON	OFF	$V_p^* - \frac{2}{3}E$	$V_n^* + \frac{1}{3}E$	$V_t^* - \frac{1}{3}E$
IV	OFF	OFF	ON	ON	$V_p^* - \frac{1}{3}E$	$V_n^* - \frac{1}{3}E$	$V_p^* - \frac{2}{3}E$

การเลือกสภาวะการทำงานในแต่ละไซเคิลของวงจรแก้ตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าแบบขนานในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ชนิดสามเฟสที่มีการสวิตช์แบบคงที่ที่พบว่าโอกาสของลำดับการสวิตช์จะมีอยู่สองกรณี คือ

1.  $d_p > d_n$  ลำดับการสวิตช์ (I, II, IV)
2.  $d_p < d_n$  ลำดับการสวิตช์ (I, III, IV)

ดังนั้นจะพิจารณารณที่ ( $d_p > d_n$ ) เงื่อนไขลำดับการสวิตช์ ดังรูปที่ 3.19 สัญญาณแรงดันเหนี่ยวนำของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมีค่าสัญญาณ  $d_p$  มากกว่าสัญญาณ  $d_n$  ดังนั้นลำดับการสวิตช์ที่สามารถเกิดขึ้นได้มี 3 สถานะคือ สถานะที่ I, สถานะที่ II และสถานะที่ IV ตามลำดับเงื่อนไขการเกิดสถานะดังตารางที่ 3.2 ดังนั้น



รูปที่ 3.19 สัญญาณแรงดันเหนี่ยวนำของวงจรคอนเวอร์เตอร์

ดังนั้นจากระบบแหล่งจ่ายไฟสามเฟสสมมาตรกัน

$$V_p^* + V_n^* - V_t^* = 0 \quad (3.32)$$

จากตารางที่ 3.1 การทำงานในช่วงเซ็กเตอร์ที่ I ( $0^\circ - 60^\circ$ ) จะได้

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{cb} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

จากเงื่อนไขลำดับการสวิตช์จะได้

$$\begin{aligned} V_p^* \cdot d_n + \left( V_p^* + \frac{1}{3}E \right) \cdot (d_p - d_n) + \left( V_p^* - \frac{1}{3}E \right) \cdot (1 - d_p) &= 0 \\ V_n^* \cdot d_n + \left( V_n^* - \frac{2}{3}E \right) \cdot (d_p - d_n) + \left( V_n^* - \frac{1}{3}E \right) \cdot (1 - d_p) &= 0 \\ V_t^* \cdot d_n + \left( V_t^* - \frac{1}{3}E \right) \cdot (d_p - d_n) + \left( V_t^* - \frac{2}{3}E \right) \cdot (1 - d_p) &= 0 \end{aligned} \quad (3.34)$$

จากสมการที่ 3.31 จะได้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_p^* \\ V_n^* \\ V_t^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{cb} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.35)$$

จากสมการระบบแหล่งจ่ายไฟสามเฟสที่สมดุล

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (3.36)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.33) และ (3.34) จะได้สมการ

$$\begin{bmatrix} V_p^* \\ V_n^* \\ V_t^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_c \\ -v_b \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

รวมสมการที่ (3.32) กับสมการที่ (3.33) ผลที่ได้คือ

$$\begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{V_p^*}{E} \\ \frac{V_n^*}{E} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

กรณีที่ ( $d_p < d_n$ ) เงื่อนไขลำดับการสวิตช์ จะมีหลักการทำงานคล้ายกันกับกรณี ( $d_p > d_n$ ) โดยที่ค่าสัญญาณ  $d_p$  จะมีค่าน้อยกว่าสัญญาณ  $d_n$  ดังนั้นลำดับการสวิตช์ที่เกิดขึ้นมี 3 สถานะคือ สถานะที่ I, สถานะที่ III และ สถานะที่ IV ตามลำดับเงื่อนไขการเกิดสถานะดังตารางที่ 3.2 เช่นกัน

**3.4.5 การนำตัวควบคุมมาประยุกต์ใช้ในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าในระบบสามเฟส**  
การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าในระบบสามเฟส คือการควบคุมกระแสแหล่งจ่ายทั้งสามเฟสให้รู้รูปสัญญาณไซน์และมีเฟสตรงกันหรือเกือบจะทับกันกับแรงดัน โดยจะอธิบายถึงหลักการทำงาน และการควบคุมการทำงานของ การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าโดยอาศัยหลักการทำงานของวงจรทีวีแรงดันแบบขนานสามเฟสได้

โดยที่สมการแรงดันในระบบไฟฟ้าสามเฟส คือ

$$\begin{aligned}v_a &= R_e \cdot i_a \\v_b &= R_e \cdot i_b \\v_c &= R_e \cdot i_c\end{aligned}\tag{3.39}$$

$R_e$  คือ ความต้านทานสมมุติที่ให้โหลดมีกำลังงานจริง  
ดังนั้นเมื่อ

$$\begin{aligned}V_p^* &= R_e \cdot i_p \\V_n^* &= R_e \cdot i_n\end{aligned}\tag{3.40}$$

แทน (3.40) ลง (3.38) จะได้

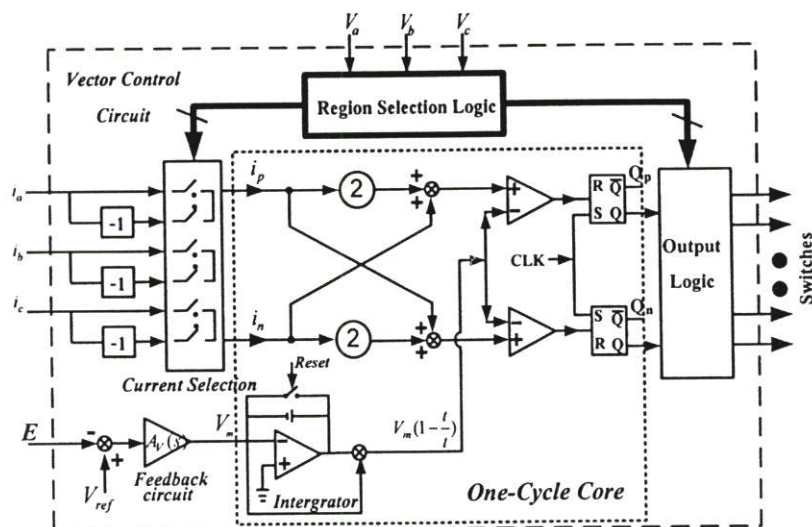
$$V_m = R_s \cdot \frac{E}{R_e}\tag{3.41}$$

โดยที่กำหนด  $V_m$  มีค่าเป็น

$$\begin{bmatrix}V_a \\V_b \\V_c\end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix}i_a \\i_b \\i_c\end{bmatrix}\tag{3.42}$$

$R_s$  คือ ค่าความต้านทานการตรวจจับของกระแส

การทำงานแบบรูปแบบลอจิกจะทำการเลือกวงจรย่อยแบ่งการทำงานออกเป็นหกเซ็กเตอร์  
เพื่อทำการเลือกกระแส  $i_p, i_n$  จากกระแสแหล่งจ่ายสามเฟส  $i_a, i_b, i_c$  ทำให้ได้สัญญาณขับเคลื่อน  
สวิตช์โดยตรง จากนั้นจะทำการป้อนกลับแรงดันไปยังชุดควบคุมวันไซเคิล เพื่อมารักษาระดับ  
แรงดันให้คงที่ แรงดันที่บัส  $E$  เป็นการปรับโดยการอ้างอิงจาก  $V_{dc(ref)}$  ดังนั้นจะเก็บค่าคงที่  
ระหว่างการทำงานช่วงสภาวะอยู่ตัว สัญญาณความผิดพลาดที่ได้จะผ่านชุดควบคุมพี-ไอ ซึ่งจะได้  
สัญญาณแรงดัน  $V_m$  เพื่อไปทำการเลือกสัญญาณการสวิตช์  $Q_p$  และ  $Q_n$  พร้อมกับกระแส  $i_p, i_n$  ที่ออก  
ทางด้านเอาต์พุตของฟลิป-ฟลอปที่เป็นลอจิก (1:ON , 0:OFF) โดยที่ค่าอัตราส่วนของการ  
เปลี่ยน  $d_{ij}$  จะมีความสัมพันธ์กันกับการสวิตช์  $S_{ij}$



รูปที่ 3.20 วงจรควบคุมการทำงานแบบวันไซเคิล

ในการเริ่มต้นระบบการทำงานของวันไซเคิล จากรูปที่ 3.20 การทำงานของสวิตช์จะถูกกำหนดโดยสัญญาณนาฬิกาที่จะไปควบคุมการทำงานของฟลิป-ฟลอป และกระแส  $i_p, i_n$  ที่ถูกเลือกมาจากชุดเลือกกระแสของแต่ละเฟส โดยจะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันมอดูเรชั่น  $(V_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right))$  ที่ได้มาจากสัญญาณค่าความผิดพลาด ( $V_m$ ) ระหว่างแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  กับแรงดันคิซีทางด้านเอาต์พุต ( $E$ ) เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับกระแสทางส่วนบนคือ  $(2i_p + i_n)$  และในส่วนล่างคือ  $(i_p + 2i_n)$  ดังในรูปที่ 20 เพื่อนำไปทำการเปลี่ยนสถานะการทำงานของสวิตช์ จะทำการกำหนดให้ทำงานตรงกันตามเซ็กเตอร์ที่กำหนด การกำหนดเซ็กเตอร์จะทำการแบ่งสัญญาณแรงดันทางด้านอินพุตออกเป็นหกเซ็กเตอร์ๆ ละ  $60^\circ$  ตามตารางที่ 3.1 เพื่อเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการเลือกเซ็กเตอร์ของกระแส และ แรงดันทางด้านเอาต์พุตให้มีช่วงเวลาทำงานเดียวกัน การควบคุมช่วงเวลาการทำงานของสวิตช์และสถานะทำงานรวมถึงการกำหนดรูปแบบในการสวิตช์ตามตารางที่ 3.2 จะขึ้นอยู่กับค่าอัตราส่วนคิวตี้ไซเคิล (*duty cycle,  $d_p, d_n$* ) เพื่อรักษาระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต โดยจะสัมพันธ์ระหว่างกระแส และสถานะการสวิตช์ในแต่ละเซ็กเตอร์ ดังตารางที่ 3.3 [14]

ตารางที่ 3.3 กระบวนการควบคุมวงจรคอนเวอร์เตอร์รูปที่ 3.20

Region	$i_p$	$i_n$	$d_p$	$d_n$	$d_t$	$Q_{ap}$	$Q_{an}$	$Q_{ba}$	$Q_{bn}$	$Q_{cp}$	$Q_{cn}$
0~60	$i_a$	$i_c$	$d_{an}$	$d_{cn}$	$d_{bn}$	$\bar{Q}_p$	$Q_p$	OFF	ON	$\bar{Q}_n$	$Q_n$
60~120	$-i_b$	$-i_c$	$d_{bp}$	$d_{cp}$	$d_{ap}$	ON	OFF	$Q_p$	$\bar{Q}_p$	$Q_n$	$\bar{Q}_n$
120~180	$i_b$	$i_a$	$d_{bn}$	$d_{an}$	$d_{cn}$	$\bar{Q}_n$	$Q_n$	$\bar{Q}_p$	$Q_p$	OFF	ON
180~240	$-i_c$	$-i_a$	$d_{cp}$	$d_{ap}$	$d_{bp}$	$\bar{Q}_n$	$\bar{Q}_n$	ON	OFF	$Q_p$	$\bar{Q}_p$
240~300	$i_c$	$i_b$	$d_{cn}$	$d_{bn}$	$d_{an}$	OFF	ON	$\bar{Q}_n$	$Q_n$	$\bar{Q}_p$	$Q_p$
300~360	$-i_a$	$-i_b$	$d_{ap}$	$d_{bp}$	$d_{cp}$	$Q_p$	$\bar{Q}_p$	$Q_n$	$\bar{Q}_n$	ON	OFF

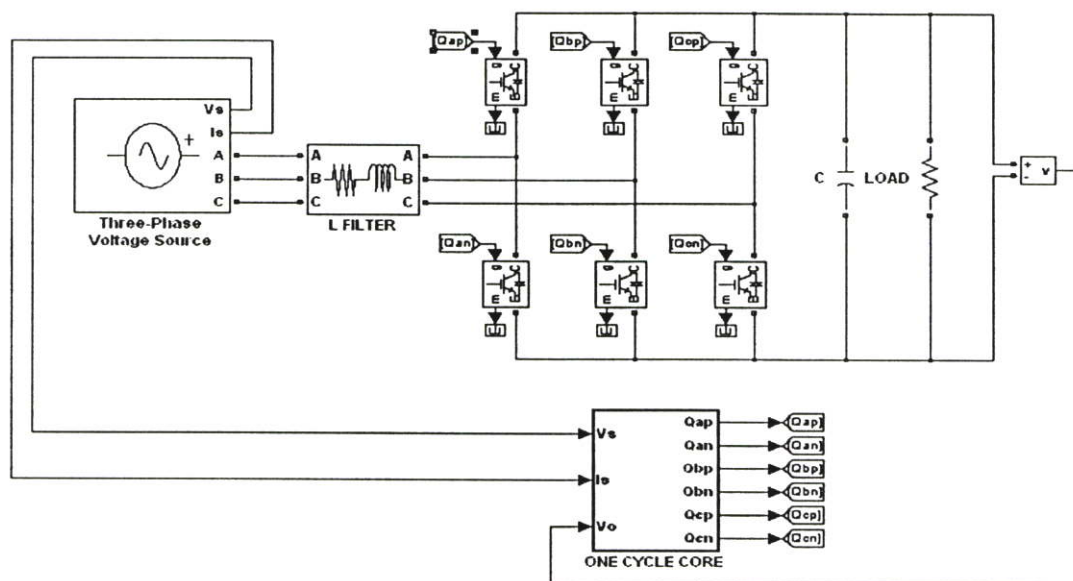
### 3.5 การจำลองการทำงาน

การจำลองของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ที่หลักการควบคุมวงวนไซเคิลสำหรับงานวิจัยนี้ จะทำการจำลองโดยใช้โปรแกรม Matlab&Simulink เพื่อทำการศึกษาหลักการการทำงานแล้วนำไปใช้ในการออกแบบวงจรจริง

กำหนดพารามิเตอร์การจำลองดังต่อไปนี้

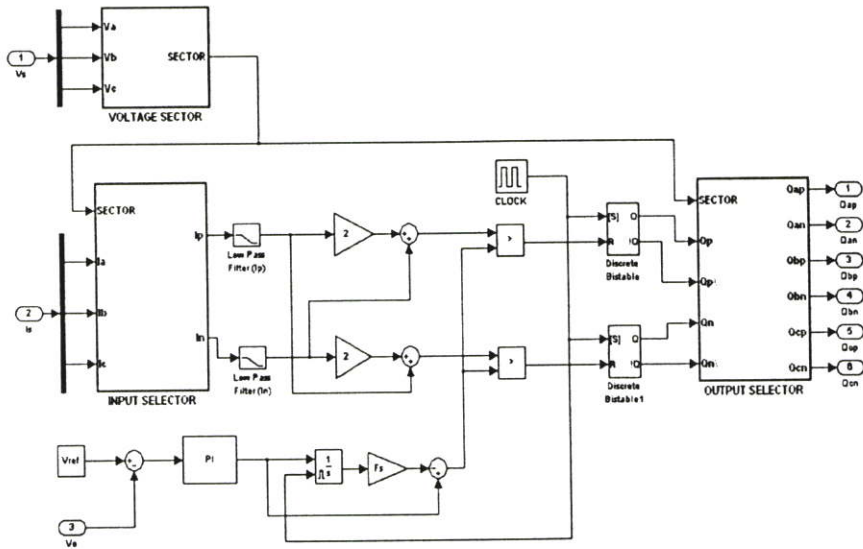
- |                    |                              |   |       |             |
|--------------------|------------------------------|---|-------|-------------|
| 1. แรงดันแหล่งจ่าย | $v_{s(\text{line-neutral})}$ | = | 120   | โวลต์       |
| 2. แรงดันบัสไฟตรง  | $V_{dc}$                     | = | 400   | โวลต์       |
| 3. ตัวเก็บประจุ    | $C$                          | = | 3,400 | ไมโครฟารัด  |
| 4. ตัวเหนี่ยวนำ    | $L$                          | = | 10    | มิลลิเฮนรี่ |
| 5. โหลดขนาดพิกัด   |                              | = | 1.2   | กิโลวัตต์   |

โดยรูปแบบที่ใช้จำลองการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 3.21



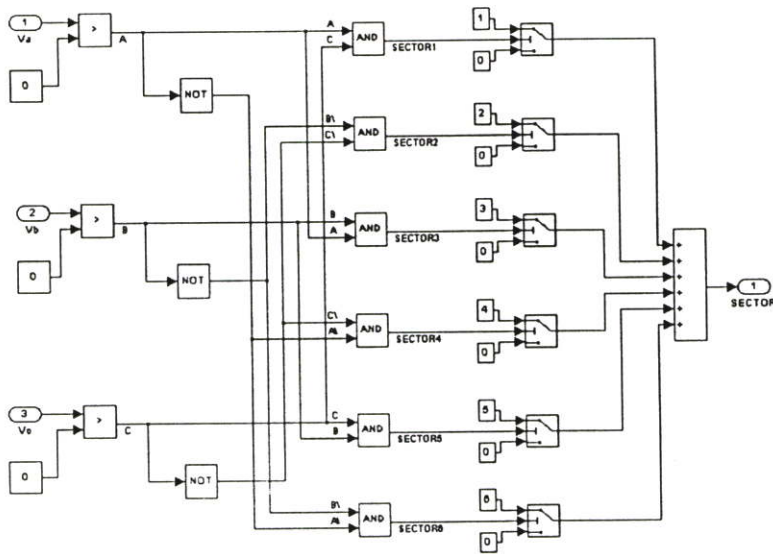
รูปที่ 3.21 รูปแบบของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสที่ใช้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Matlab & Simulink

จากรูปที่ 3.21 พบว่าวงจรกำลังที่ทำหน้าที่ในการสวิตช์แรงดันจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สวิตช์ (IGBT) จำนวน 6 ตัว โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่เก็บพลังงาน ซึ่งมีตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่กรองกระแส โดยวงจรควบคุมที่ใช้หลักการวงวนไซเคิลจากรูปที่ 3.20 สามารถเขียนแบบจำลองโดยใช้โปรแกรม Matlab&Simulink ได้ดังรูปที่ 3.22



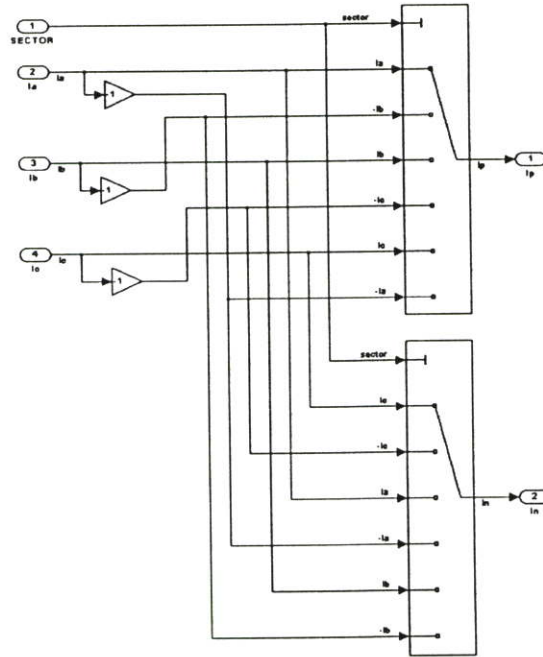
รูปที่ 3.22 รูปแบบจำลองวงจรควบคุมแบบวันไซเคิลหลักที่ใช้โปรแกรม Matlab & Simulink

จากสถานะช่วงการทำงานจะพบว่าวงจรควบคุมแบบวันไซเคิลหลักจะประกอบ โดยวงจรย่อยๆ อีก 3 ส่วน ได้แก่ 1. การตรวจจับช่วงสถานะการทำงาน 2. วงจรการเลือกสวิตซ์อินพุต 3. วงจรการเลือกสวิตซ์เอาต์พุต

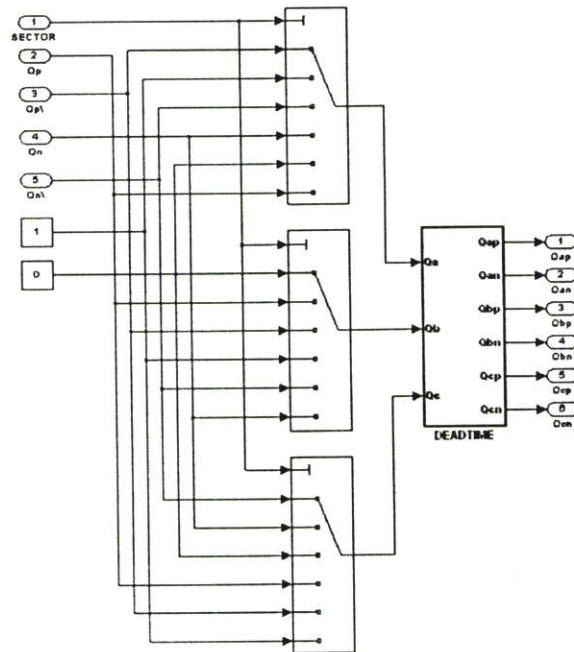


รูปที่ 3.23 รูปแบบจำลองการตรวจจับช่วงสถานะการทำงาน

การตรวจจับช่วงสถานะการทำงานนี้จะทำหน้าที่ในตรวจจับสัญญาณแรงดันในแต่ละเฟสทั้ง 3 เฟส มาทำการหาจุดผ่านศูนย์ (Zero Crossing) แล้วนำสัญญาณดังกล่าวไปหาสถานะช่วงการทำงาน (Sector) ว่าขณะนี้สัญญาณแรงดันอ้างอิงเฟส A มีสถานะช่วงการทำงานอยู่ในช่วงใด ดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.24 รูปแบบจำลองวงจรการเลือกสวิตช์อินพุต



รูปที่ 3.25 รูปแบบจำลองวงจรการเลือกสวิตช์เอาต์พุต

สำหรับการเลือกสัญญาณอินพุต ( $I_p, I_n$ ) และเอาต์พุตเพื่อทำการสวิตช์ ( $Q_{ap}, Q_{an}, Q_{bp}, Q_{bn}, Q_{cp}, Q_{cn}$ ) นั้น จำเป็นจะต้องเลือกสัญญาณเหล่านี้ที่สัมพันธ์กับการสภาวะช่วงการทำงาน (Sector) เพื่อทำการควบคุมวงจรถ่วงกำลังให้มีรูปแบบการทำงานแบบวงจรวทิวีแรงดันแบบขนาน โดยรูปแบบจำลองวงจรการเลือกสวิตช์อินพุตและเอาต์พุต ได้ดังรูปที่ 3.24 และ 3.25 ตามลำดับ ซึ่งผลการจำลองการทำงานจะนำไปทำการเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริงในบทที่ 5

### 3.6 สรุป

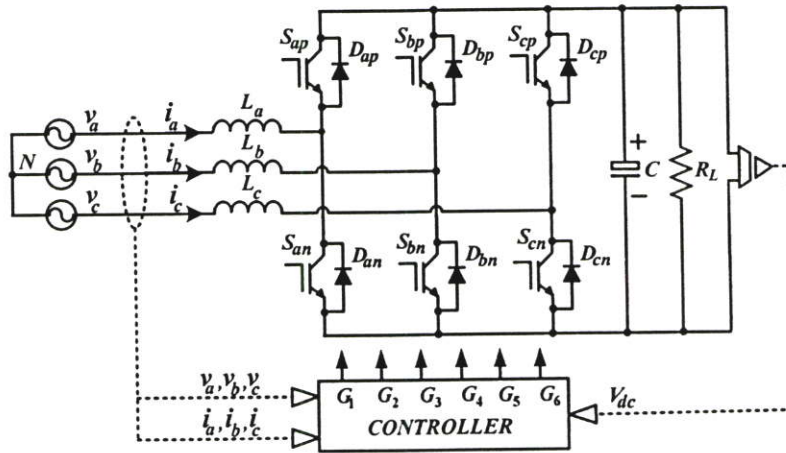
ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับวงจรทวิแรงดันหนึ่งเฟส และหลักการควบคุมการทำงานแบบวันไซเคิล จากนั้นจะอธิบายการเปลี่ยนวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบสวิตช์ 6 ตัว ให้เป็นวงจรทวิแรงดันแบบขนานสองชุด และ การเลือกขอบเขตการทำงานของสวิตช์ เพื่อที่จะนำไปอธิบายหลักการการทำงานของวงจรทวิแรงดันแบบขนานในระบบ 3 เฟส ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบและการจำลองการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ที่หลักการควบคุมวันไซเคิล ด้วยโปรแกรม Matlab&Simulink เพื่อให้รู้ถึงพฤติกรรมและทำความเข้าใจการทำงานของวงจรเพื่อให้มั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมีความเป็นไปได้ตามทฤษฎี ก่อนที่จะนำไปสร้างวงจรจริงและทดสอบการทำงานในทางปฏิบัติต่อไป

## บทที่ 4

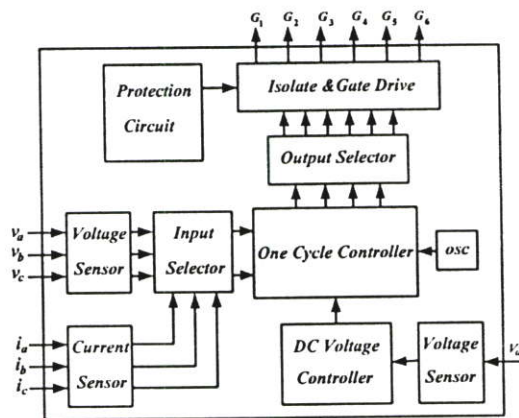
# การออกแบบและการสร้างเครื่องต้นแบบ

### 4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงลักษณะโครงสร้าง การออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสโดยใช้หลักการควบคุมแบบวันไซเคิล ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรภาคกำลัง วงจรการขับเคลื่อนไอจีบีที วงจรป้องกัน วงจรชุดตรวจจับกระแสและแรงดัน วงจรรักษาระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่ วงจรควบคุมที่ใช้หลักการควบคุมแบบวันไซเคิลโดยมีตัวดิจิทัลลอจิก(CPLD)เป็นตัวควบคุมการทำงานเป็นหลัก และวิธีการออกแบบวงจรภายในตัวดิจิทัลลอจิก วงจรภาคกำลังที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีลักษณะดังรูปที่ 4.1 และไดอะแกรมส่วนควบคุมการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสที่ใช้หลักการควบคุมแบบวันไซเคิลได้ดังรูปที่ 4.2

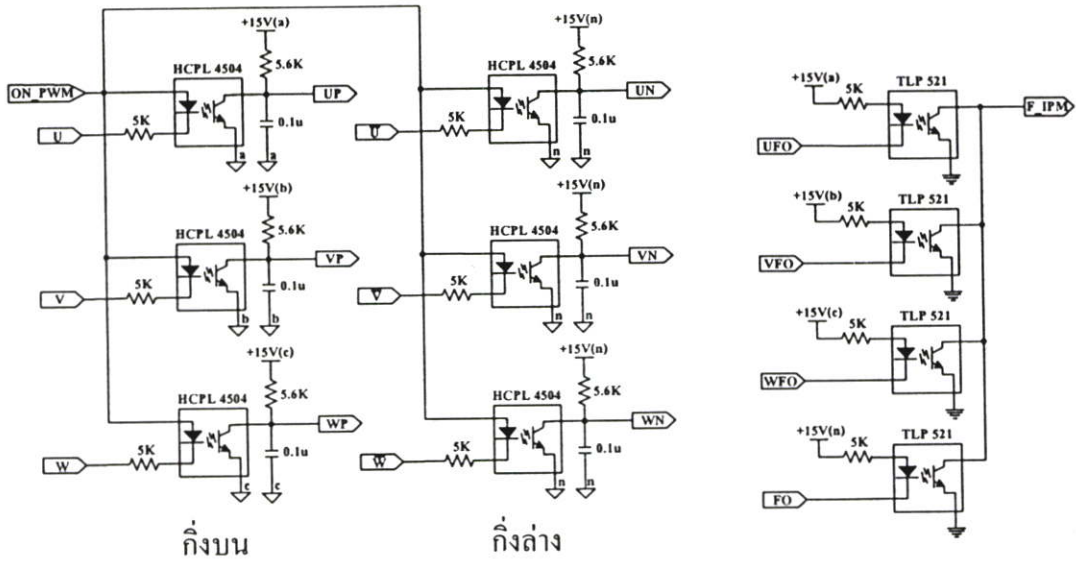


รูปที่ 4.1 ภาคกำลังของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส



รูปที่ 4.2 ไดอะแกรมส่วนควบคุมการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส





(ก) วงจรแยกกราวด์สำหรับขั้วเกตไอจีบีทีกำลัง (ข) วงจรส่งสัญญาณฟลัดจกไอจีบีทีกำลัง

รูปที่ 4.4 วงจรแยกกราวด์สำหรับขั้วเกตไอจีบีทีและวงจรส่งสัญญาณฟลัดจกภาคกำลัง

วงจรที่ใช้ในการตรวจจับสัญญาณฟลัดจกที่ออกจากตัวโมดูล เพื่อให้หยุดสัญญาณขั้วเกตใช้ ออปโตไดโอด TLP521 จำนวน 4 ตัว โดยสัญญาณที่มาจากออปโตไดโอด 3 ตัวแรกนี้จะรับสัญญาณมาจากการตรวจจับบริเวณสวิทช์ 3 ตัวในกิ่งบน ส่วนออปโตไดโอดอีกตัวจะรับสัญญาณมาจากการตรวจจับ บริเวณสวิทช์ 3 ตัวในกิ่งล่างแสดงวงจรดังรูปที่ 4.4(ข) การทำงานของวงจรมีอธิบายได้ว่า ในกรณีที่สภาวะปกติ สัญญาณฟลัดจก(F\_IPM)จะมีสถานะเป็นแรงดัน 15 โวลต์แต่ถ้ากรณีที่เกิด ฟลัดจกขึ้นจะมีการส่งสัญญาณระดับแรงดันที่ 0 โวลต์ออกมาแทน จากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้เข้าสู่ วงจรป้องกันภาคกำลังที่อยู่ภายในตัวควบคุมดิจิทัลลอจิก (CPLD) และจะทำการหยุดสัญญาณขั้ว เกตซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

### 4.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

จากคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำกระแสที่ไหลผ่านจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ด้วยเหตุ นี้ตัวเหนี่ยวนำจึงมีคุณสมบัติในการกรองกระแสริปเปิลที่เกิดจากการสวิทช์ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน ตัวมันมีความเรียบมากขึ้น ดังนั้นการออกแบบตัวเหนี่ยวนำควรออกแบบให้เหมาะสมกับการใช้ งาน การหาค่าตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการที่ 4.1[18]

$$L = V_s \frac{(V_o - V_s)}{\Delta i f_s V_o} \tag{4.1}$$

- เมื่อ  $L$  คือ ตัวเหนี่ยวนำ (เฮนรี)
- $V_o$  คือ ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต (โวลต์)

$V_s$  คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่ายระหว่างสาย (โวลต์)

$\Delta i$  คือ ค่ากระแสกระเพื่อม (A)

$f_s$  คือ ค่าความถี่ในการสวิตช์ (เฮิร์ต)

$\Delta i$  คือ ค่ากระแสกระเพื่อม (แอมป์)

แทนค่าลงในสมการ 4.1

$$L = 293 \frac{(400 - 293)}{0.5 \times 20,000 \times 400} \quad (4.2)$$

$$L = 7.83 \text{ mH}$$

#### 4.4 การออกแบบวงจรกรองแรงดันไฟตรง

ในส่วนของตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตมีหน้าที่กรองแรงดันเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงทางด้านเอาต์พุต ดังนั้นเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานค่าตัวเก็บประจุสามารถหาได้จากสมการตัวเก็บประจุของวงจรเรียงกระแสแบบหกพัลส์ดังสมการที่ 4.3

$$C \geq \frac{P_{out}}{6 \times f \times (V_{o,max}^2 - V_{o,min}^2)} \quad (4.3)$$

เมื่อ  $C$  คือ ค่าตัวเก็บประจุ (ฟาราด)

$P_{out}$  คือ ค่ากำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต (วัตต์)

$V_{o,min}$  คือ ค่าแรงดันต่ำสุดที่ตัวเก็บประจุ (โวลต์)

$V_{o,max}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ตัวเก็บประจุ (โวลต์)

$f$  คือ ความถี่แหล่งจ่าย (เฮิร์ต)

ค่าตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต เมื่อเรายอมให้การกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตอยู่ในช่วง 1 เปอร์เซ็นต์ จะได้ดังสมการ

$$C \geq \frac{1,200}{6 \times 50 \times 400^2 [(1 + 0.01)^2 - (1 - 0.01)^2]} \quad (4.4)$$

$$C \geq 625 \mu\text{F}$$

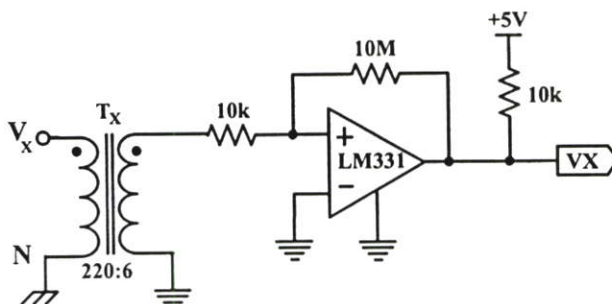
ในการเลือกใช้ตัวเก็บประจุเราควรเลือกใช้ตัวเก็บประจุให้มีค่ามากกว่าสมการที่ 4.4 ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตขนาด  $3,400 \mu\text{F}$  เพื่อให้การรักษาระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีความเรียบมากขึ้น

## 4.5 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม

เนื่องจากการประมวลผลสัญญาณของวงจรควบคุมจะต้องมีการรับสัญญาณทั้งกระแสและแรงดันตามจุดต่างๆ แล้วนำมาสร้างสัญญาณควบคุมที่ใช้หลักการวันไซเคิล โดยสัญญาณดังกล่าวจะผ่านวงจรต่างๆ และทำการส่งสัญญาณมายังตัวควบคุมดิจิทัลลอจิก(CPLD) ซึ่งตัวควบคุมดิจิทัลลอจิกจะนำสัญญาณมาทำการประมวลผลเพื่อสร้างสัญญาณเพื่อนำใช้ในการควบคุมภาคกำลังต่อไป ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบไปด้วย

### 4.5.1 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันเฟส

การตรวจจับแรงดันเฟสจะทำการตรวจจับสัญญาณแรงดันในระบบทั้ง 3 เฟส โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อการซิงโครไนซ์กับระบบไฟฟ้า แล้วนำสัญญาณที่ได้เหล่านี้ไปทำการหาสถานะช่วงการทำงานของแรงดัน(Voltage Sector) ขณะนี้แรงดันเฟสอ้างอิง (Phase A) มีสถานะอยู่ในช่วงใดเพื่อไปกำหนดรูปแบบการสวิตช์ของภาคกำลัง วงจรการตรวจจับแรงดันเฟส ดังรูปที่ 4.5

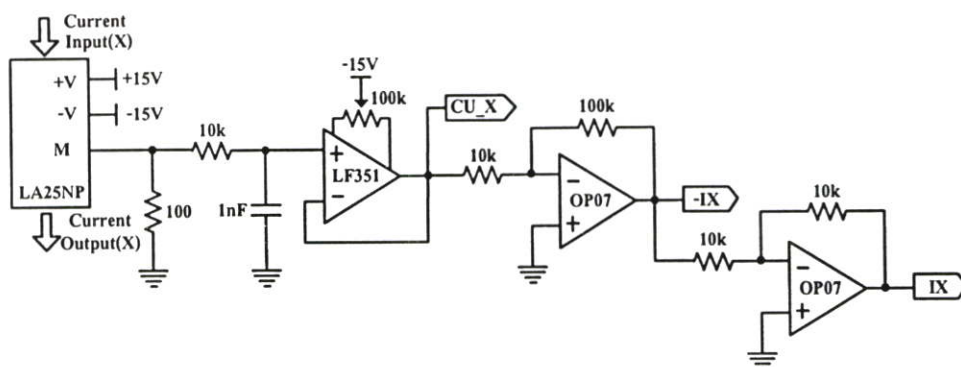


รูปที่ 4.5 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันเฟส

เนื่องจากการตรวจจับแรงดันเฟสของสัญญาณนั้น สิ่งที่ต้องรู้เพียงเฟสของสัญญาณในแต่ละเฟสว่าอยู่ในสถานะใดเท่านั้น ดังนั้นจึงออกแบบวงจรการตรวจจับเฟสโดยใช้วงจรตรวจจับจุดข้ามผ่านศูนย์ (Zero Crossing) แสดงดังรูปที่ 4.5 ซึ่งรับสัญญาณแรงดันมาจากแหล่งจ่ายไฟในแต่ละเฟส 3 เฟส(A,B,C) เทียบกับนิวทรอน แรงดันนี้จะถูกส่งผ่านมาทางหม้อแปลงโดยลดระดับแรงดันลงมีอัตราส่วน 220:6 แล้วส่งสัญญาณไปยังวงจรตรวจจับจุดข้ามผ่านศูนย์แบบที่มีฮิสเตอร์ซิส ซึ่งวงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบฮิสเตอร์ซิสนี้มีข้อดีกว่าวงจรที่ไม่มีฮิสเตอร์ซิส คือ สามารถลดปัญหาสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายได้ดีกว่า โดยสัญญาณที่ผ่านวงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบฮิสเตอร์ซิสจะมีแรงดันเป็น 0 โวลต์ในกรณีแรงดันแหล่งจ่ายอยู่ในเฟสลบ และมีแรงดันเป็น 5 โวลต์ในกรณีแรงดันแหล่งจ่ายอยู่ในเฟสบวก สัญญาณที่ได้(VX : X แทนเฟส A,B,C) จะถูกส่งไปยัง CPLD เพื่อทำการหาแรงดันเฟสอ้างอิงว่ามีสถานะอยู่ในช่วงใดต่อไป

#### 4.5.2 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

การตรวจจับสัญญาณกระแสของวงจรควบคุม นั้นทำการตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านแหล่งจ่ายไฟเข้ามาสู่วงจรสวิตช์กำลังทั้ง 3 เฟส โดยวงจรตรวจจับกระแสนี้จะนำสัญญาณที่ได้ส่งไปยังวงจรควบคุมซึ่งมีส่วนด้วยกัน คือ 1. วงจรการควบคุมแบบวันไซเคิลเพื่อเป็นอินพุตในการเลือกกระแสอินพุตให้แก่การควบคุมแบบวันไซเคิลในแต่ละช่วงการทำงาน 2. วงจรป้องกันกระแสเกินเพื่อไปทำการเปรียบเทียบกับกระแสที่จำกัดไว้หากกระแสแหล่งจ่ายไฟที่เข้าสู่วงจรสวิตช์กำลังมีค่าเกินกว่าที่กำหนด วงจรป้องกันกระแสเกินส่งสัญญาณไปยัง CPLD เพื่อทำการหยุดสัญญาณขับเกิดต่อไป

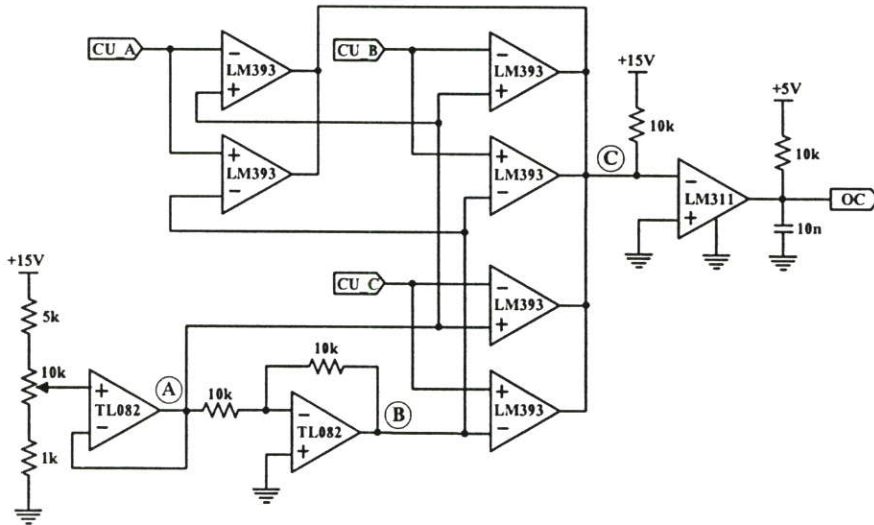


รูปที่ 4.6 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

วงจรตรวจจับสัญญาณกระแสนี้ได้ทำการเลือกใช้ตัวตรวจจับกระแสชนิดฮอลล์เอฟเฟค เนื่องจากตัวตรวจจับกระแสชนิดนี้มีข้อดีกว่าการใช้หม้อแปลงกระแส คือ สามารถตรวจจับกระแสได้ทั้งสัญญาณไฟกระแสตรงและกระแสสลับ โดยมีช่วงความถี่การตอบสนอง(Bandwidth) สูงถึง 200 kHz ซึ่งงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้รุ่น LA55-P เพราะในงานวิจัยนี้ทำการทดสอบพิกัดของกระแสไม่เกิน 50A ตัวตรวจจับกระแสนี้มีอัตราส่วนของกระแสอินพุตต่อกระแสเอาต์พุตเป็น 1,000:1 โดยสัญญาณที่ได้จากตัวตรวจจับกระแสจะส่งมายังขา M ซึ่งมีความต้านทานขนาด 100 โอห์มต่ออยู่ระหว่างขา M กับกราวด์ จึงทำให้ได้อัตราส่วนของกระแสอินพุต 1 แอมป์ ต่อแรงดัน 0.1 โวลต์ จากนั้นสัญญาณที่ได้จะผ่านวงจรกรองความถี่เพื่อกรองความถี่พาร์azit โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน(Low Pass Filter) สัญญาณที่ได้จะถูกส่งไป 2 ส่วน คือ 1. ส่วนอินพุตของการควบคุมแบบวันไซเคิล โดยสัญญาณส่วนนี้จะทำการกลับเฟสและขยายสัญญาณเพื่อให้มีอัตราของสัญญาณที่เหมาะสมต่อการประมวลผล (IX, -IX : X แทนเฟส A,B,C) 2. ส่วนวงจรป้องกันกระแสเพื่อทำการตรวจจับความผิดปกติของสัญญาณกระแสอินพุต

### 4.5.3 วงจรป้องกันกระแสเกิน

วงจรป้องกันกระแสเกินเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ป้องกันความเสียหายของอุปกรณ์สวิตซ์กำลัง ซึ่งวงจรป้องกันกระแสเกินจะทำการตรวจจับกระแสว่าขณะนี้วงจรทำงานผิดปกติหรือไม่ โดยทำการตรวจสอบว่าสถานะของกระแสเกินกว่าที่กำหนดหรือไม่ [16]

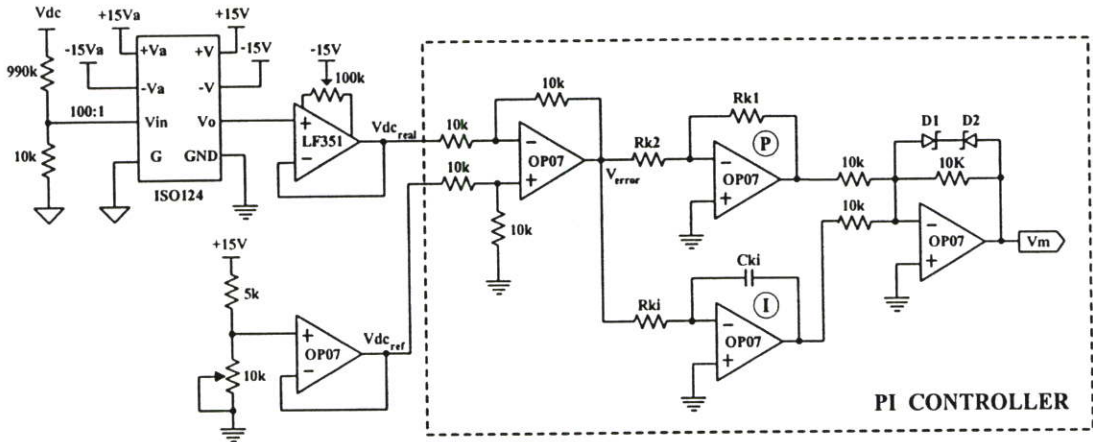


รูปที่ 4.7 วงจรป้องกันกระแสเกิน

วงจรป้องกันกระแสเกินตามรูปที่ 4.7 นั้นจะรับสัญญาณที่ได้จากวงจรตรวจจับสัญญาณกระแส 3 เฟส (CU\_A , CU\_B , CU\_C) โดยอัตราส่วนของกระแสอินพุต 1 แอมป์ ต่อแรงดัน 0.1 โวลต์ สัญญาณนี้จะนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่กำหนดไว้ที่จุด A ในกรณีที่สัญญาณกระแสในทั้ง 3 เฟสมีค่าน้อยกว่าแรงดันอ้างอิงที่จุด A และที่จุด B สัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบของออฟแอมป์ที่จุด C จะมีแรงดันเป็น 15 โวลต์ (1 : สภาวะปกติ) แต่ถ้ากรณีที่สัญญาณกระแสเฟสใดเฟสหนึ่งมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิงที่จุด A และที่จุด B สัญญาณที่จุด C จะมีแรงดันเป็น 0 โวลต์ (0 : สภาวะกระแสเกิน) เนื่องจาก CPLD นั้นสามารถรับสัญญาณแรงดันอินพุตได้ไม่เกิน 5 โวลต์ ดังนั้นจำเป็นต้องทำการแปลงสัญญาณแรงดันจาก 15 โวลต์ ไปเป็นแรงดัน 5 โวลต์โดยใช้ LM311 เพื่อทำการเปรียบเทียบระดับแรงดันแล้วส่งไปยัง CPLD ที่ขา OC เพื่อทำการหยุดสัญญาณขับเคลื่อนในสภาวะกระแสเกินต่อไป

### 4.5.4 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรงและวงจรควบคุมพีไอ

สำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในระบบ 3 เฟส จำเป็นต้องมีการควบคุมระดับแรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุให้คงที่ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงใช้ตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อมารักษาระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่ โดยวงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรงและวงจรควบคุมพีไอได้ ดังรูปที่ 4.8[19]



รูปที่ 4.8 วงจรตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟตรงและวงจรควบคุมพีโอ

การตรวจจับแรงดันไฟตรงของวงจรควบคุมนั้นใช้ไอซีขยายสำหรับแยกโคด(Isolation Amplifiers) เบอร์ ISO124 เพื่อทำการแยกกราวด์จากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุกับวงจรส่วนระบบควบคุม โดยวงจรตรวจจับแรงดันไฟตรงที่ออกแบบมานั้นได้ทำการออกแบบให้รับสัญญาณอินพุตสูงสุดได้ไม่เกิน 1,000 โวลต์ ซึ่งไอซีขยายสำหรับแยกโคดนั้นไม่สามารถรับระดับแรงดันขนาดนั้นได้เพราะสัญญาณอินพุตสูงสุดของไอซีขยายสำหรับแยกโคดที่สามารถรับสัญญาณอินพุตได้ไม่เกิน 10 โวลต์ ดังนั้นจำเป็นต้องทำการลดระดับแรงดันด้วยวิธีการลดทอนแรงดัน โดยใช้ความต้านทานมาเป็นส่วนแบ่งของแรงดัน(Voltage Divider) ซึ่งงานวิจัยนี้ได้ออกแบบโดยใช้อัตราส่วนแรงดันอินพุตต่อแรงดันที่เข้า ISO124 มีค่าเท่ากับ 100:1 โดยสัญญาณที่ได้จะผ่านวงจรบัฟเฟอร์ แล้วทำการส่งไปยังวงจรควบคุมพีโอเพื่อระดับแรงดันให้คงที่ต่อไป

วงจรควบคุมพีโอจะรับสัญญาณระดับแรงดันไฟตรงมา 2 ส่วน โดยส่วนแรกจะมาจาก การตรวจจับแรงดันไฟตรงที่ทำการลดทอนแรงดันแล้วส่งมายังเบอร์ ISO124 เพื่อทำการแยกกราวด์เป็นแรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจริง( $V_{dc\_real}$ ) ส่วนที่สองจะมาจากแรงดันไฟตรงซึ่งเป็นแรงดันไฟตรงแรงดันอ้างอิง( $V_{dc\_ref}$ ) เพื่อเป็นการกำหนดระดับแรงดันไฟตรงที่ต้องการควบคุม โดยสัญญาณทั้งสองส่วนนั้นจะทำการหาความแตกต่าง โดยใช้วงจรขยายสัญญาณส่วนต่าง(Difference Amplifier) เพื่อทำการหาค่าแรงดันไฟตรงที่มีความผิดพลาดจากค่าที่อ้างอิงไว้( $V_{error}$ ) สัญญาณส่วนนี้จะถูกส่งไปยังวงจรรีโวลต์เรเตอร์ (Integrator) และวงจรขยายสัญญาณ แล้วนำสัญญาณที่ผ่านวงจรทั้งสองส่วนนั้นมาทำการรวมกัน ซึ่งใช้วงจรรวมสัญญาณ(Summing Amplifier)สัญญาณ( $V_m$ )นี้จะถูกส่งไปยังวงจรควบคุมแบบวันไซเคิลต่อไป โดยค่าของเกนซ์การขยายสัญญาณ  $K_p$  จะถูกกำหนดโดยค่าความต้านทาน  $R_{k1}, R_{k2}$  ( $K_p = R_{k2}/R_{k1}$ ) และค่าของเกนซ์การขยายสัญญาณ  $K_i$  จะถูกกำหนดโดยค่าความต้านทาน  $R_{ki}$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ki}$  ( $K_i = 1/(R_{ki} \cdot C_{ki})$ )

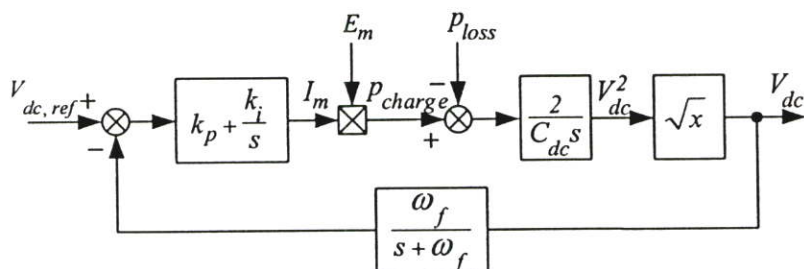
#### 4.5.4.1 การออกแบบการควบคุมระดับแรงดันไฟตรงเชื่อมโยงให้คงที่

หลักทฤษฎีกำลังงานรีแอคทีฟขณะใดๆจะพบว่าค่ากำลังงานที่ไหลเข้าออกจากคอนเวอร์เตอร์ใน 1 คาบเวลาจะมีค่าเป็นศูนย์ ด้วยเหตุนี้เองส่วนของคอนเวอร์เตอร์จึงไม่จำเป็นต้องมีวงจรเรียงกระแสเพื่อจ่ายกำลังงานให้กับตัวเก็บประจุไฟตรงเหมือนคอนเวอร์เตอร์ทั่วไป อย่างไรก็ตาม วงจรคอนเวอร์เตอร์ในทางปฏิบัติจะมีกำลังสูญเสีย อันเนื่องมาจากสาเหตุต่างๆ เช่น กำลังสูญเสียจากการสวิตช์, กำลังสูญเสียขณะนำกระแสของสวิตช์กำลัง ฯลฯ จึงทำให้แรงดันไฟตรงที่ตัวเก็บประจุมีค่าไม่คงที่ได้ ดังนั้นจำเป็นที่จะต้องดึงเอาพลังงานจากแหล่งจ่ายจากระบบไฟฟ้ามาเพื่อทำการชดเชยกำลังที่สูญเสียไปและทำให้สามารถควบคุมแรงดันไฟตรงให้มีค่าเฉลี่ยคงที่ โดยคอนเวอร์เตอร์จะทำการสร้างแรงดันและสร้างกระแสอินพุตให้เป็นชานซ์ พลังงานที่ถูกดึงเข้าสู่ระบบจะถูกนำไปสะสมในตัวเก็บประจุทำให้ค่าระดับแรงดันไฟตรงมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่เดียวกันถ้าแรงดันไฟตรงมีค่าสูงกว่าค่าที่กำหนดวงจรคอนเวอร์เตอร์จะสร้างกระแสที่มีเฟสตรงกันข้ามกับแรงดันเพื่อทำการจ่ายพลังงานออกไปจากคอนเวอร์เตอร์ทำให้แรงดันไฟตรงมีค่าลดลง โครงสร้างของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังจะมีส่วนการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง โดยป้อนกลับค่าแรงดันบัสไฟตรง  $V_{dc}$  เปรียบเทียบกับค่าอ้างอิง  $V_{dc,ref}$  และควบคุมผ่านตัวควบคุมพีไอ แล้วนำค่าที่ได้จากตัวควบคุมพีไอนี้ส่งไปยังสัญญาณชดเชยแก่วงจรควบคุมที่ใช้หลักการวันไซเคลต่อไป

การออกแบบตัวควบคุมพีไอจะเริ่มจากการเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของตัวเก็บประจุเป็นบล็อกไดอะแกรม เมื่อรวมกับบล็อกไดอะแกรมของส่วนควบคุมพีไอและวงจรกรองสัญญาณกระแสสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 โดยการเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ ตัวเก็บประจุจะอาศัยสมการพลังงานดังสมการ

$$P_{charge} - P_{loss} = E_m i_{dc}(t) = V_{dc}(t) C_{dc} \frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{2} C_{dc} \frac{dV_{dc}^2(t)}{dt} \quad (4.5)$$

โดยที่ $P_{charge}$	คือ	กำลังงานที่ไหลเข้าคอนเวอร์เตอร์
$P_{loss}$	คือ	กำลังงานสูญเสียต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์
$i_{dc}$	คือ	กระแสที่ไหลเข้าออกจากคอนเวอร์เตอร์
$C_{dc}$	คือ	ตัวเก็บประจุไฟตรง
$E_m$	คือ	ขนาดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ



รูปที่ 4.9 บล็อกไดอะแกรมส่วนควบคุมแรงดันไฟตรงที่ใช้ในการออกแบบ

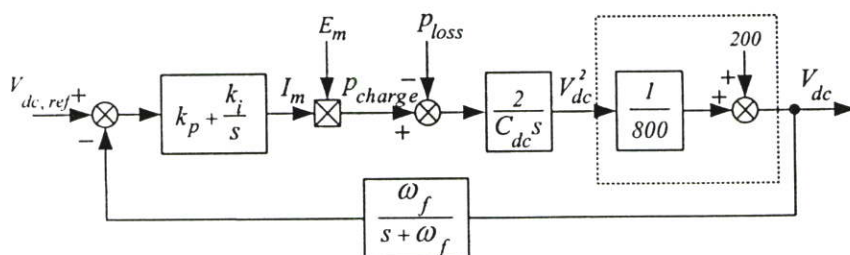
จากบล็อกไดอะแกรมพบว่ามีส่วนของการถอดรากที่สองซึ่งเป็นส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้เกิดความยุ่งยากในการออกแบบ ดังนั้นจึงทำการประมาณระบบให้อยู่ในรูปแบบที่เป็นเชิงเส้น (Linearization) ในช่วงการทำงานแคบๆ โดยจะใช้อนุกรมเทย์เลอร์ถึงอันดับที่ 1 ในการประมาณการถอดรากที่สองให้เป็นความสัมพันธ์เชิงเส้น ณ จุดทำงานที่  $\sqrt{x_0} = V_{dc} = 400$  V สามารถได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 y(x) = \sqrt{x} &= \sqrt{x_0 + \Delta x} \approx \sqrt{x_0} + \left. \frac{d\sqrt{x}}{dx} \right|_{x=x_0} \cdot \Delta x \\
 &\approx \sqrt{x_0} + \left. \frac{1}{2\sqrt{x}} \right|_{x=x_0} \cdot \Delta x \\
 &\approx \sqrt{x_0} + \frac{1}{2\sqrt{x}} \cdot (x - x_0)
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

เมื่อแทนค่า  $\sqrt{x_0} = 400$  V ลงในสมการที่ (4.6) จะได้

$$\begin{aligned}
 y(x) &\approx 400 + \frac{1}{800}(x - 400^2) \\
 &\approx 200 + \frac{1}{800}x
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

เมื่อประมาณเป็นเชิงเส้นแล้วสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.10 จากบล็อกไดอะแกรมสามารถเขียนฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดได้ดังสมการ (4.8)

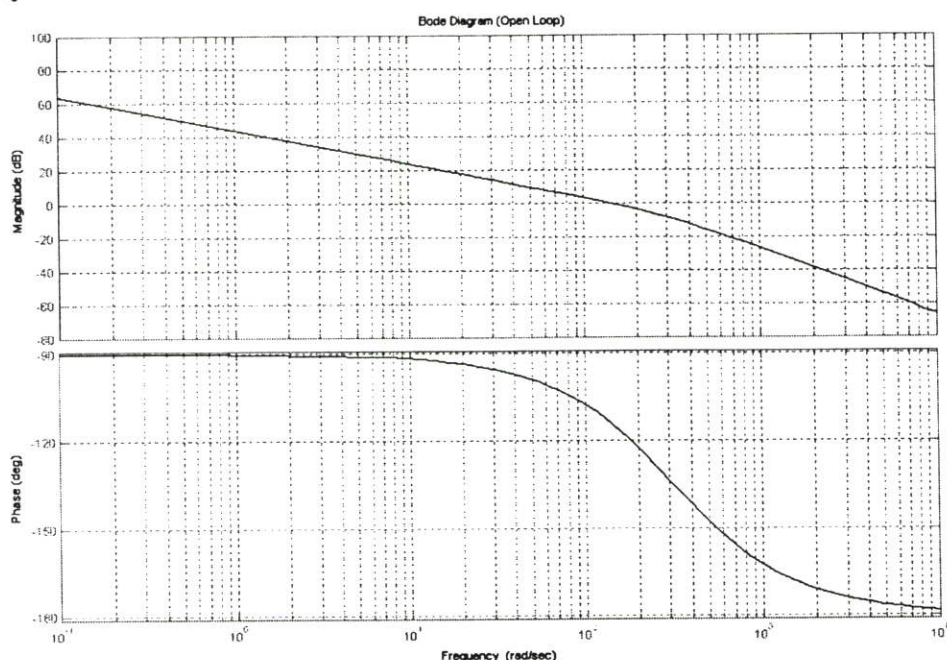


รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมส่วนควบคุมระดับแรงดันไฟตรงหลังจากประมาณเป็นระบบเชิงเส้น

ในการหาค่า  $k_p$  และ  $k_i$  จะพิจารณาจากบล็อกไดอะแกรมของระบบตามรูปที่ 4.10 ซึ่งจากรูปจะได้ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดมีสมการเป็น

$$G_o(s) = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \times E_m \times \left( \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \right) \times \left( \frac{I}{400 \cdot C_{dc} s} \right) \quad (4.8)$$

โดยที่ค่าตัวแปรต่างๆของระบบมีค่าเป็น  $C_{dc} = 3,400 \mu\text{F}$ ,  $E_m = 208 \text{ V}$ ,  $\omega_f = 100\pi \text{ rad/s}$  ซึ่งฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบในขณะนี้ยังไม่รวมส่วนควบคุมพีไอ สามารถเขียนแผนภูมิโบเดได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 แผนภูมิโบเดของระบบเมื่อยังไม่รวมส่วนควบคุมพีไอ

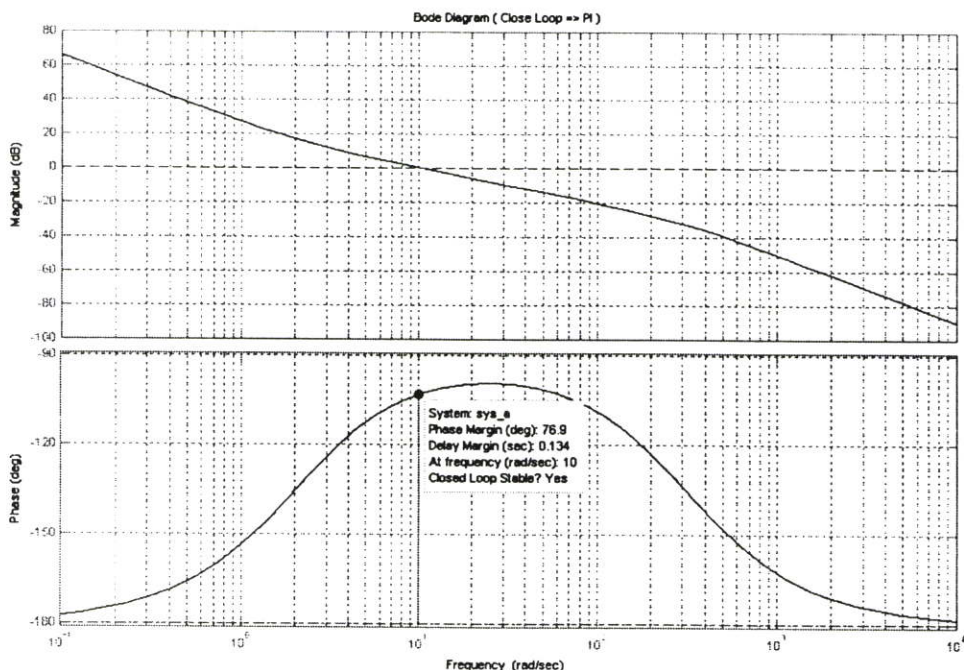
เมื่อพิจารณาเรื่องความเร็วในการตอบสนองของระบบแล้วแล้วไม่ควรออกแบบให้ระบบควบคุมแรงดันไฟตรง ( $V_{dc}$ ) มีความเร็วในการตอบสนองถึงย่านความถี่ฮาร์มอนิกเพราะจะทำให้วงจรกรองกำลังแอกทีฟไม่สามารถชดเชยกระแสรีโอมิกช่วงนั้นได้ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเลือกความเร็วในการตอบสนองไว้ที่ประมาณ 1.24 วินาที โดยเลือกความถี่ตัดข้าม (cross over frequency) ที่  $\omega_o = 10 \text{ rad/s}$  และเลือกความถี่หักมุมของตัวควบคุมพีไอ (cut off frequency =  $k_p/k_i$ ) ที่  $\omega_c = 2 \text{ rad/s}$  โดยฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดที่มีตัวควบคุมพีไอมีสมการเป็น

$$G_o(s) = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \times \left( \frac{48,047}{s(s + 314.16)} \right) \quad (4.9)$$

เมื่อต้องการหาค่า  $k_p$  สามารถหาได้จากสมการที่ (4.43) โดยแทนค่า  $s = j\omega_o = j10$  ที่ความถี่นี้จะมีเกณฑ์การขยายเท่ากับ 1 ดังนั้นสามารถเขียนได้เป็น

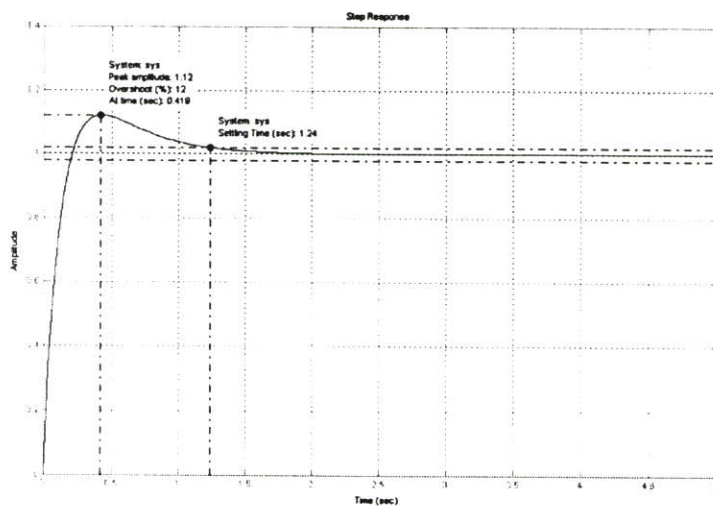
$$\left| G_o(j\omega_o) \right| = \left| \left( k_p + \frac{2k_i}{j10} \right) \times \left( \frac{48,047}{(j10)(j10 + 314.16)} \right) \right| = 1 \quad (4.10)$$

ซึ่งจะได้ค่า  $k_p = 0.06414$  และ  $k_i = 0.12829$  เมื่อทำการเขียนแผนภาพโบเดจะได้อ้างรูปที่ 4.12 และพบว่าระบบมีช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบ (Phase Margin) มีค่าเท่ากับ  $76.9^\circ$



รูปที่ 4.12 ช่วงปลอดภัยเชิงอัตรายายและช่วงปลอดภัยเชิงเฟสของระบบควบคุมแรงดันไฟตรง

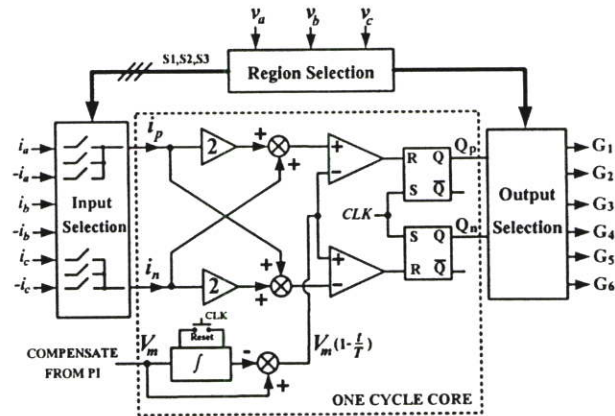
โดยผลการตอบสนองของระบบปิดที่มีการทดสอบด้วยสัญญาณยูนิตสเต็ปจะพบว่ามีการตอบสนองที่เวลา 1.24 วินาที ซึ่งเป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้ และมีค่าเปอร์เซ็นต์การโอเวอร์ชูตอยู่ที่ประมาณ 12 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเป็นค่าที่ยอมรับได้ในการใช้งาน ได้ดังรูปที่ 4.13



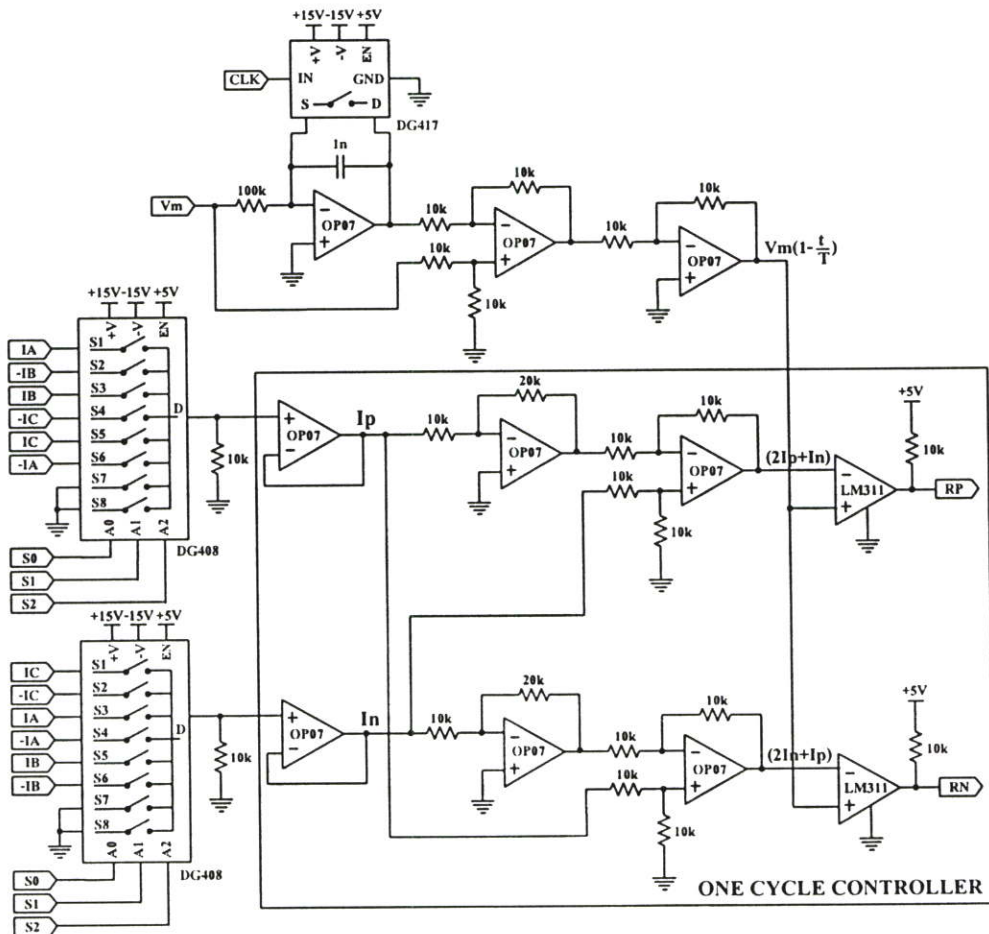
รูปที่ 4.13 ผลการตอบสนองของระบบการรักษาดไฟตรงที่มีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณยูนิตสเต็ป

#### 4.5.5 วงจรควบคุมแบบวันไซเคิล

สำหรับวงจรควบคุมที่ใช้หลักการวันไซเคิลจะมีโคแอมป์วงจรควบคุมดังรูปที่ 4.14 ประกอบไปด้วย 4 ส่วน หลักๆซึ่งได้แก่ 1. วงจรการเลือกช่วงการทำงาน (Region Selection) 2. วงจรสวิตช์เลือกสัญญาณกระแสอินพุต (Input Selection) 3. วงจรเลือกสัญญาณเอาต์พุต (Output Selection) 4. วงจรควบคุมแบบไซเคิลหลัก (One Cycle Core)



รูปที่ 4.14 โคแอมป์วงจรควบคุมที่ใช้หลักการวันไซเคิล



รูปที่ 4.15 วงจรควบคุมที่ใช้หลักการวันไซเคิล

โดยวงจรควบคุมที่ใช้หลักการวันไซเคิลนี้มีวงจรอยู่ 2 ส่วนที่อยู่ภายใน CPLD ได้แก่ วงจรการเลือกช่วงการทำงาน, วงจร R-S ฟลิปฟลอปและวงจรเลือกสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งจะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรดังกล่าวในหัวข้อการออกแบบวงจรควบคุมภายใน CPLD ต่อไป โดยวงจรควบคุมที่ใช้หลักการวันไซเคิลได้ดังรูปที่ 4.15

#### 4.5.6 วงจรสวิตช์เลือกสัญญาณกระแสอินพุต

วงจรสวิตช์เลือกสัญญาณกระแสอินพุตจะเป็นวงจรที่ทำหน้าที่รับสัญญาณกระแสอินพุตทั้ง 3 เฟส (IA,-IA,IB,-IB,IC,-IC) ซึ่งได้จากตรวจจับสัญญาณกระแสโดยสัญญาณกระแสเหล่านี้จะทำการเลือกเพื่อเป็นสัญญาณอินพุต การเลือกสัญญาณกระแสอินพุตนี้จะต้องเลือกให้สอดคล้องกับในแต่ละช่วงการทำงานของแรงดัน (Voltage Sector) เพื่อเป็นอินพุตแก่วงจรควบคุมที่ใช้หลักการวันไซเคิล ( $I_p, I_n$ ) ต่อไป โดยวงจรการเลือกช่วงการทำงานนั้นจะมีวงจรที่ทำหน้าที่ในการสวิตช์สัญญาณ 2 ตัว เพื่อทำการเลือกกระแส  $I_p$  และ  $I_n$  ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ DG408 ทำหน้าที่สวิตช์สัญญาณเพราะไอซีเบอร์ DG408 สามารถรับสัญญาณการสวิตช์อินพุตได้ถึง 8 อินพุต ในการเลือกสัญญาณอินพุตจะรับสัญญาณมา 6 สัญญาณ (IA,-IA,IB,-IB,IC,-IC) ซึ่งเพียงพอต่อการใช้งาน สำหรับการสวิตช์นั้นมิฉะนั้นที่เลือกกว่าสวิตช์ของไคจะทำงานทางขา S0,S1,S2 โดยสัญญาณที่ควบคุมการเลือกของสัญญาณการสวิตช์นั้นได้มาจากการประมวลผลของวงจรการเลือกช่วงการทำงานซึ่งจะถูกส่งออกมาจาก CPLD

#### 4.5.7 วงจรอินทรีเกรตและรีเซตตัวอินทรีเกรต

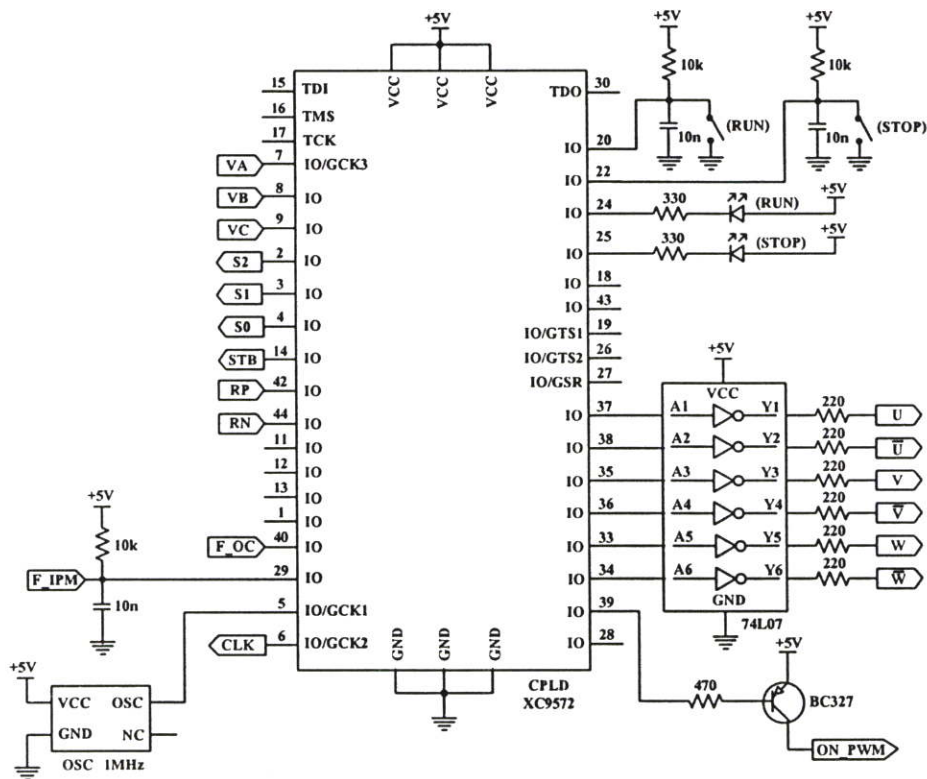
วงจรอินทรีเกรตและรีเซตตัวอินทรีเกรตวงจรส่วนนี้จะรับสัญญาณชดเชยเพื่อรักษาระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่จากวงจรควบคุมพีไอ ( $V_m$ ) สัญญาณนี้จะถูกส่งไปยังวงจรการอินทรีเกรตเพื่อรวมสัญญาณในแต่ละคาบเวลาของการสวิตช์ วงจรการอินทรีเกรตนี้มีอุปกรณ์ที่เรียกว่า สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ โดยสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ที่เลือกใช้เป็นไอซีเบอร์ DG417 ซึ่งมีความเร็วในการสวิตช์สูงและมีความต้านทานภายในต่ำ สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์นี้จะทำการต่อคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรอินทรีเกรตเพื่อทำหน้าที่รีเซตสัญญาณในช่วงแต่ละคาบของการสวิตช์ (CLK) ซึ่งถูกส่งมาจาก CPLD สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์นี้จะทำการชื้อดตัวเก็บประจุ เพื่อคายประจุของตัวเก็บประจุให้มีแรงดันเป็นศูนย์ในทุกๆช่วงคาบสัญญาณ โดยสัญญาณส่วนนี้จะถูกส่งไปยังออปแอมป์ที่ทำหน้าที่วงจรขยายสัญญาณส่วนต่างซึ่งจะได้  $V_m(1-t/T)$  แล้วส่งไปยังวงจรควบคุมแบบไซเคิลหลักเพื่อไปทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณ  $2I_p+I_n$  และ  $2I_n+I_p$  ต่อไป

#### 4.5.8 วงจรควบคุมแบบไขเคล็ดหลัก

วงจรควบคุมแบบไขเคล็ดหลักนี้จะรับสัญญาณมา 2 ส่วนคือ 1. วงจรการเลือกช่วงการทำงาน คือ สัญญาณ  $I_p$  และ  $I_n$  2. วงจรอินทรีเกรตและรีเซต คือ สัญญาณ  $V_m(1-t/T)$  โดยสัญญาณสัญญาณ  $I_p$  ที่รับเข้ามาจะทำการขยายสองเท่าด้วยวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) แล้วทำการส่งไปยังวงจรขยายสัญญาณผลต่าง สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็น  $2I_p + I_n$  ซึ่งจะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณ  $V_m(1-t/T)$  โดย LM311 ได้สัญญาณ  $R_p$  แล้วทำการส่งสัญญาณไปสู่ CPLD เพื่อนำไปเป็นสัญญาณอินพุตแก่ R-S ฟลิปฟลอปต่อไป ส่วนสัญญาณอินพุตอีกอันหนึ่ง ( $I_n$ ) ก็จะทำเหมือนกัน คือ ผ่านวงจรขยายสองเท่าและวงจรสัญญาณผลต่างสัญญาณเอาต์พุต คือ  $2I_n + I_p$  เปรียบเทียบกับ  $V_m(1-t/T)$  โดย LM311 จะได้สัญญาณ  $R_n$  เพื่อส่งไปยัง CPLD เป็นสัญญาณอินพุตแก่ R-S ฟลิปฟลอปเช่นกัน

#### 4.5.9 วงจรส่วนควบคุมตัวดิจิทัลลอจิก (CPLD)

วงจรส่วนควบคุมตัวดิจิทัลลอจิกนี้จะเป็นส่วนที่รับสัญญาณมาจากส่วนต่างๆของวงจรควบคุม เช่น สัญญาณ  $V_A, V_B, V_C$  รับมาจากวงจรตรวจจับแรงดันเฟส , สัญญาณ  $R_P, R_N$  รับมาจากวงจรควบคุมที่ใช้หลักการวันไขเคล็ด, สัญญาณ  $F_{IPM}$  รับมาจากวงจรส่งสัญญาณฟอลต์ภาคกำลัง และสัญญาณ  $F_{OC}$  รับมาจากวงจรป้องกันกระแสเกิน วงจรควบคุม CPLD นี้จะรับสัญญาณนาฬิกา (CLOCK) จากวงจรกำเนิดความถี่ที่มีความถี่ 1 MHz เพื่อเป็นฐานเวลาแก่วงจร โดยวงจรควบคุม CPLD นี้จะส่งสัญญาณไปยังวงจรควบคุมต่างๆ เช่น สัญญาณ  $S_1, S_2, S_3$  ถูกส่งไปยังวงจรการเลือกช่วงการทำงานเพื่อไปเป็นสัญญาณในการเลือกการทำงานของสวิตช์กระแสอินพุต , สัญญาณ  $CLK$  จะถูกส่งไปยังวงจรรีเซตตัวอินทรีเกรตเพื่อทำการรีเซตตัวอินทรีเกรตในทุกๆคาบของความถี่พาห์ ในขณะที่ CPLD ทำงานนั้นจะส่งสัญญาณ PWM ( $U, V, W, \bar{U}, \bar{V}, \bar{W}$ ) ไปยังไอซี 74L07 เพื่อส่งไปยังวงจรขับสัญญาณเกตของอุปกรณ์ภาคกำลังต่อไป โดยวงจรส่วนควบคุม CPLD นี้จะมีสวิตช์ RUN และ STOP เพื่อทำการควบคุมการทำงานของ CPLD ในสภาวะปกติ (LED RUN = ON) วงจรส่วนควบคุม CPLD จะส่งแรงดัน 0 โวลต์ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ BC327 ทำงาน ดังนั้นที่ขา C (ON\_PWM) ของ BC327 จะมีแรงดัน 5 โวลต์ออกมาเพื่อเป็นไฟเลี้ยงแก่ฮอปได้ในการขับเกตต่อไป แต่ถ้าในกรณีสภาวะผิดปกติ (LED OFF = ON) จะเกิดได้ 2 กรณี คือ 1. สวิตช์ STOP ทำงานหรือ CPLD ได้รับสัญญาณ  $F_{IPM}, F_{OC}$  มาจากวงจรในส่วนป้องกัน CPLD จะส่งแรงดัน 5 โวลต์ ดังนั้นแรงดันที่ ON\_PWM จะไม่มีแรงดัน 5 โวลต์ออกมาเลี้ยงแก่ฮอปได้ ดังนั้นจึงเป็นผลทำให้วงจรขับเกตไม่สามารถทำงานได้ โดยวงจรส่วนควบคุมตัวดิจิทัลลอจิกแสดงได้ดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 วงจรส่วนควบคุมตัวดิจิทัลลอจิก

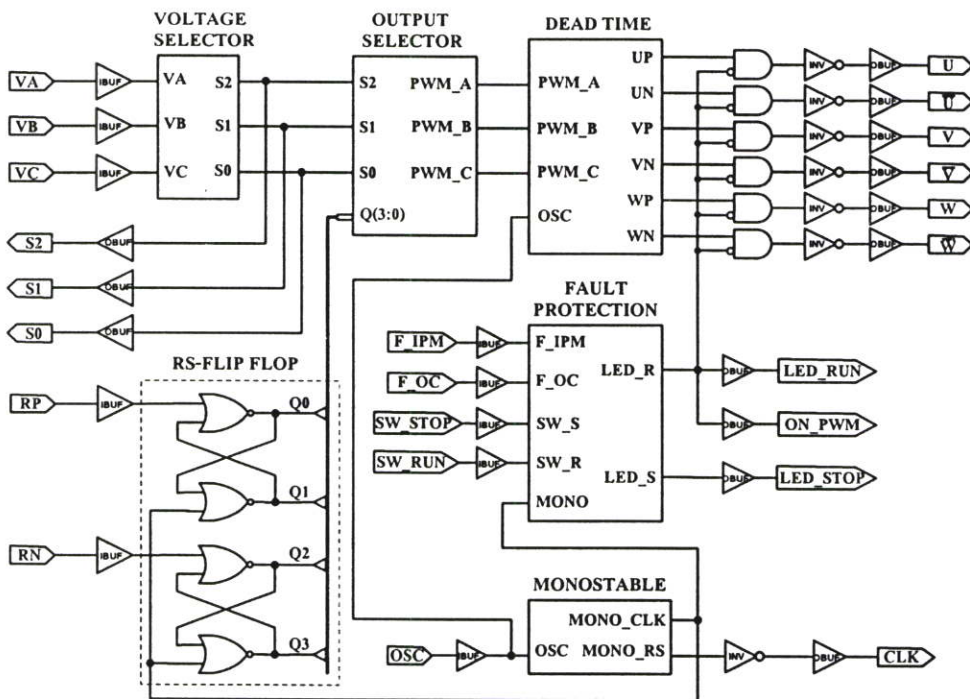
### 4.6 การออกแบบและสร้างวงจรภายใน CPLD

เนื่องจากวงจรควบคุมที่ใช้ในงานวิจัยนี้จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์จำพวก Logic Gate มาทำงานในส่วนดิจิทัลหากนำไอซีมาตรฐานตระกูล 74xx มาต่อวงจรในส่วนนี้จะพบว่าจำเป็นต้องใช้ไอซีประเภทนี้จำนวนมาก จึงทำให้วงจรที่สร้างขึ้นจะมีขนาดใหญ่และยุ่งยาก รวมทั้งสัญญาณรบกวนในปริมาณสูงที่จะเป็นปัญหาตามมาเมื่อใช้ไอซีประเภท 74xx จึงทำให้วงจรมีโอกาสทำงานที่ผิดพลาดสูงด้วย และเหตุผลอีกประการหนึ่งที่เลือกใช้ CPLD ในการออกแบบวงจรส่วนดิจิทัลนี้เพราะในกรณีที่ต้องการแก้ไขวงจรมันสามารถทำการแก้ไขวงจรลอจิกภายในได้เลยโดยไม่ต้องตัดต่อวงจรให้เกิดความเสียหายตามมา

CPLD (Complex Programmable Logic Device) เป็นอุปกรณ์ที่ได้มีการออกแบบวงจรโครงสร้างภายในเป็นวงจรลอจิกพื้นฐานต่างๆ เช่น And array ,Or array และmacrocells ต่อกันอยู่เป็นกลุ่ม มีทั้งวงจรคอมบิเนชัน(Combination) และซีควเอนเชียล(sequential) อีกทั้งยังมีความยืดหยุ่นการออกแบบวงจรสูง คือสามารถกำหนดโครงสร้างการทำงานภายในไอซี CPLD ได้อย่างอิสระ โดยไอซี CPLD นี้เป็นไอซีประเภทเดียวกับไอซี FPGA (Field Programmable Gate Array) แต่จะต่างกันตรงที่ไอซี CPLD เมื่อทำการโปรแกรมแล้วข้อมูลจะไม่สูญหายแม้ไม่มีไฟเลี้ยงจ่ายให้ก็ตาม ส่วน FPGA ข้อมูลที่โปรแกรมจะเกิดการสูญหายเมื่อหยุดจ่ายไฟให้กับตัวไอซี โดยไอซี

ประเภทนี้จะมีวงจร โครงสร้างและฟังก์ชันการทำงานที่ซับซ้อนกว่า CPLD แต่เนื่องจาก CPLD สามารถเก็บข้อมูลไว้ได้ตลอดแม้ไม่มีไฟเลี้ยงจ่ายให้ อีกทั้งราคายังถูกกว่าอุปกรณ์จำพวก FPGA ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้ CPLD ของบริษัท Xilinx เบอร์ XC9572 เนื่องจากมีความจุวงจร เกตถึง 1,600 เกต และขาอินพุตและเอาต์พุตที่ใช้ได้ถึง 34 ขา ซึ่งเพียงพอต่อการใช้ในงานวิจัยนี้

สำหรับวงจรส่วนควบคุมที่บรรจุภายใน CPLD นี้จะประกอบไปด้วยส่วนสำคัญหลักๆ ได้แก่ 1. วงจรหาสถานะช่วงการทำงานของแรงดัน 2. วงจร R-S ฟลิปฟลอป 3. วงจรหารความถี่และสร้าง สัญญาณ โมโนสเตเบิล 4. วงจรเลือกสัญญาณเอาต์พุต 5. วงจรสร้างช่วงการประวิงเวลา 6. วงจรการ สวิตซ์และป้องกันภาคกำลัง ไลอะแกรมส่วนควบคุมภายใน CPLD แสดงดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 ไลอะแกรมส่วนควบคุมภายใน CPLD

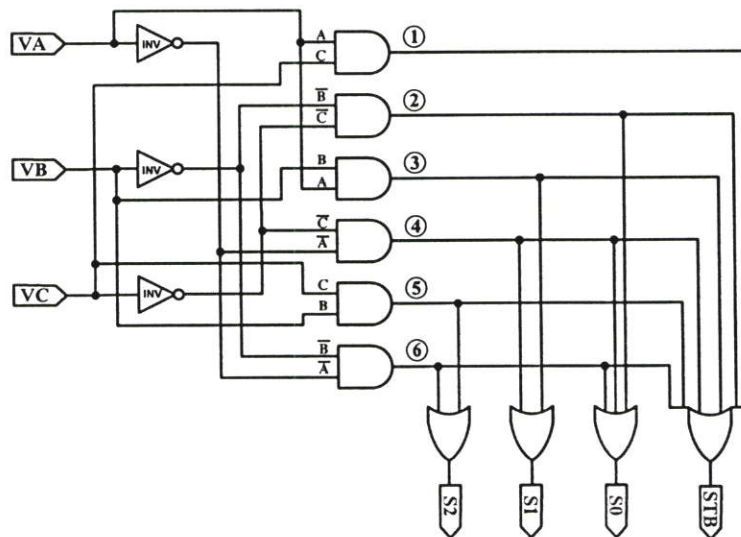
#### 4.6.1 วงจรหาสถานะช่วงการทำงานของแรงดัน

วงจรหาสถานะช่วงการทำงานของแรงดัน วงจรในส่วนนี้จะรับสัญญาณมาจากวงจร ตรวจจับแรงดันเฟส ซึ่งจะรับสัญญาณแรงดันทั้ง 3 เฟส (VA, VB, VC) เพื่อทำการหาว่าขณะนี้ แรงดันเฟสอ้างอิง VA อยู่ในช่วงการทำงาน (SECTOR) ไດ การทำงานของวงจรมันจะแบ่งช่วงการ ทำงานออกเป็น 6 ช่วงการทำงาน (I, II, III, IV, V, VI) ซึ่งใช้หลักการสังเกตพฤติกรรมของ สัญญาณแรงดันทั้งสามเฟสจากรูปที่ 3.10 โดยสามารถเขียนตารางความจริง (Truth Table) วงจรหา ช่วงการทำงาน ได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ตารางความจริงวงจรถ่ายหาช่วงการทำงาน

SECTOR	INPUT VOLTAGE			SWITCH SELECTOR			
	VA	VB	VC	S2	S1	S0	STB
I	1	0	1	0	0	0	1
II	1	0	0	0	0	1	1
III	1	1	0	0	1	0	1
IV	1	0	0	0	1	1	1
V	0	1	1	1	0	0	1
VI	0	0	1	1	0	1	1

จากตารางที่ 4.1 สามารถนำไปออกแบบด้วยวงจรถ่ายหา ซึ่งพบว่าสัญญาณที่จุด 1, 2, 3, 4, 5, 6 จะมีสถานะเป็นลอจิก '1' ในช่วงการทำงานนั้นๆ แต่เนื่องจากการนำสัญญาณไปใช้งานเพื่อทำการสวิตช์แกว่งจรสวิตช์เพื่อเลือกสัญญาณกระแสนินพุตนั้น ตัวสวิตช์ที่เลือกช่วงการทำงานจะรับสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณ BCD ดังนั้นจำเป็นต้องทำการเข้ารหัส โดยวงจรถ่ายหาที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 4.18

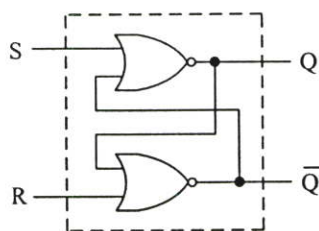


รูปที่ 4.18 วงจรถ่ายหาช่วงการทำงาน (SECTOR)

#### 4.6.2 วงจร R-S ฟลิปฟลอป

จากวงจรควบคุมที่ใช้หลักการวันไซเคิลนี้จะใช้วงจร R-S ฟลิปฟลอปในการทำงานเพื่อค้างสถานะการสวิตช์ โดยสัญญาณอินพุตที่รับจะมาจากตัวเปรียบเทียบของวงจรควบคุมแบบไซเคิลหลัก(RP,RN) แล้วทำการส่งไปยังขา R ของวงจรฟลิปฟลอป โดยที่ขา S ของวงจรฟลิปฟลอป จะรับสัญญาณนาฬิกา(CLK) ที่ถูกหารความถี่จากสัญญาณนาฬิกาหลัก(OSC) ให้มีค่าถี่เท่ากับ 20 kHz

ซึ่งเป็นความถี่พลาห์ของสัญญาณ PWM และสัญญาณนาฬิกาจะมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์แคบๆ (Single Short) ที่ได้จากวงจรโมโนเสเบิล(Monostable)ในหัวข้อถัดไป ซึ่งสัญญาณนาฬิกาจะทำหน้าที่เซตวงจรฟลิปฟลอป(Q)ให้เป็นลอจิก '1' ค้างในสภาวะช่วงเริ่มต้น เมื่อสัญญาณเปรียบเทียบของวงจรควบคุมแบบไซเคิลหลัก(RP,RN) มีค่าเป็นลอจิก '1' เมื่อไหร่สัญญาณเอาต์พุต Q ของวงจรฟลิปฟลอปจะกลับสถานการณ์ทำงานดังนั้นที่ขา Q จะมีลอจิกเป็น '0' ซึ่งโครงสร้างและตารางความจริงของวงจรฟลิปฟลอปดังรูปที่ 4.19



(ก) โครงสร้างของ RS-ฟลิปฟลอป

S	R	Q	$\bar{Q}$	Description
0	0	Q	$\bar{Q}$	No change
1	0	1	0	Set
0	1	0	1	Reset
1	1	0	0	Not allow

(ข) ตารางความจริง

รูปที่ 4.19 RS-ฟลิปฟลอปที่สร้างจากนอร์เกต

จากรูปที่ 4.19(ก) เป็นโครงสร้างของ RS-ฟลิปฟลอปที่สร้างจากนอร์เกต ซึ่งมีสภาวะการทำงานอยู่ 4 สภาวะคือ

สภาวะที่ 1 สภาวะที่เอาต์พุต Q และ  $\bar{Q}$  ไม่เปลี่ยนแปลงหรือคงค่าเดิมไว้ โดยเกิดจากการป้อนลอจิก "0" ให้กับขาเซต S และรีเซต R

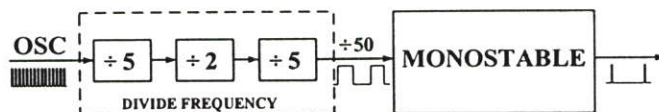
สภาวะที่ 2 สภาวะเซต คือ สภาวะที่เอาต์พุต Q มีลอจิกเป็น "1" และ  $\bar{Q}$  มีลอจิกเป็น "0" โดยเกิดจากการป้อนลอจิก "1" ให้กับขาเซต S และป้อนลอจิก "0" ให้กับขารีเซต R

สภาวะที่ 3 สภาวะรีเซต คือ สภาวะที่เอาต์พุต Q มีลอจิกเป็น "0" และ  $\bar{Q}$  มีลอจิกเป็น "1" โดยเกิดจากการป้อนลอจิก "1" ให้กับขารีเซต R และป้อนลอจิก "0" ให้กับขาเซต S

สภาวะที่ 4 สภาวะไม่ใช้งาน คือ สภาวะที่ Q และ  $\bar{Q}$  เป็น "0" ทั้งคู่ โดยเกิดจากการป้อนลอจิก "1" ให้กับขาเซต S และขารีเซต R

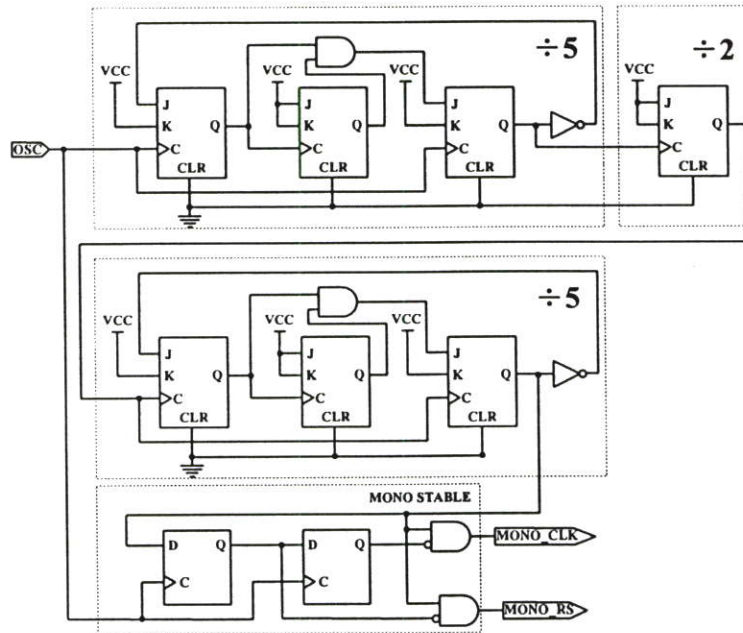
### 4.6.3 วงจรหารความถี่และสร้างสัญญาณโมโนสเตเบิล

วงจรหารความถี่และสร้างสัญญาณโมโนสเตเบิลเป็นวงจรที่ทำหน้าที่รับสัญญาณนาฬิกาหลัก(OSC) มาทำการหารความถี่ให้สัญญาณมีความถี่ที่ลดลงแล้วส่งไปยังวงจร R-S ฟลิปฟลอปเพื่อทำการเซ็ตค่าให้กับฟลิปฟลอปให้มีสถานะ Q เป็นลอจิก '1' ในสถานะเริ่มต้นทุกๆ ช่วงคาบของความถี่พาห้ดังที่กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 4.6.2 โดยวงจรวจรหารความถี่และสร้างสัญญาณโมโนสเตเบิลไดอะแกรมดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 ไดอะแกรมวงจรวจรหารความถี่และสร้างสัญญาณ โมโนสเตเบิล

จากไดอะแกรมรูปที่ 4.20 สามารถอธิบายการทำงานได้ว่า สัญญาณอินพุตของวงจรรับสัญญาณนาฬิกาหลัก(OSC) ซึ่งมีความถี่สูงถึง 1 MHz เพื่อนำไปใช้งานในการรีเซตแ่งวงจรฟลิปฟลอปและเป็นความถี่พาห้แก่สัญญาณ PWM จำเป็นต้องหารความถี่ให้สัญญาณมีความถี่ที่ลดลง โดยความถี่พาห้ที่ต้องการคือ 20 kHz ดังนั้นจะต้องหารความถี่ด้วย 50 ( $1\text{MHz} \div 50 = 20\text{kHz}$ ) เนื่องจากวงจรด้วย 50 โดยตรงไม่มี ดังนั้นเราจะต้องนำวงจรหารความถี่มาต่อๆ เข้าด้วยกัน เพื่อให้ได้สัญญาณความถี่ที่ต้องการ ( $1\text{MHz} \div 5 \div 2 \div 5 = 20\text{kHz}$ ) ซึ่งสัญญาณดังกล่าวมีความกว้างพัลส์กว้าง โดยการใช้งานจะต้องไปเป็นสัญญาณที่ทำการรีเซตแ่งวงจรฟลิปฟลอปที่มีความกว้างแคบๆ เพื่อป้องกันปัญหาฟลิปฟลอปเกิดสถานะ S = '1', R = '1' (Not Allow) สัญญาณที่ได้จะส่งไปยังวงจรโมโนสเตเบิลเพื่อให้สัญญาณ CLK มีขนาดความกว้างแคบลงเหลือเพียง 1 ไมโครวินาที (CLK=1MHz)



รูปที่ 4.21 วงจรหารความถี่และสร้างสัญญาณ โมโนสเตเบิล

#### 4.6.4 วงจรเลือกสัญญาณเอาต์พุต

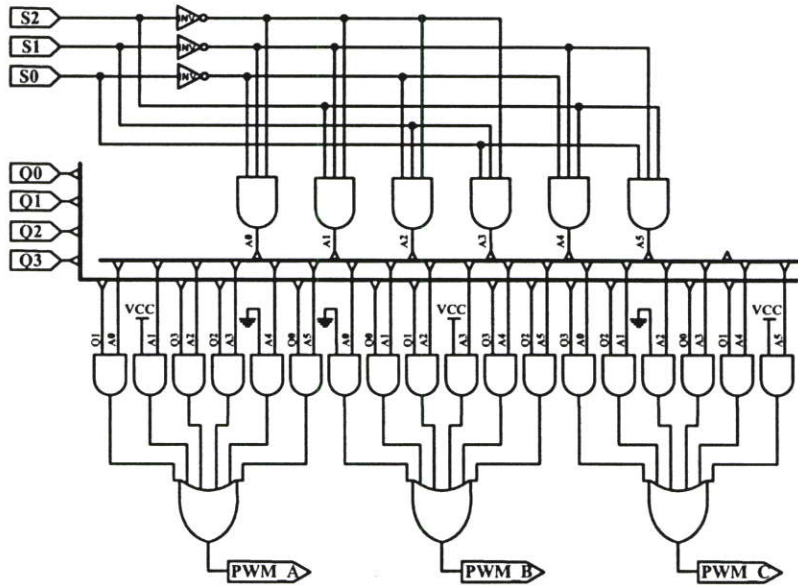
วงจรเลือกสัญญาณเอาต์พุตนี้เป็นวงจรที่ทำการเลือกสัญญาณจากวงจรควบคุมแบบไซเคิลหลักที่ผ่านวงจรฟลิปฟลอปแล้ว ซึ่งเป็นสัญญาณ PWM (Q0,Q1,Q2,Q3) เพื่อนำไปทำการสวิตช์แกวจรกำลัง แต่เนื่องจากการทำงานของวงจรถักไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ที่ทำการแปลงเป็นวงจรทรีแรงดันแบบขนานนั้นจะต้องทำการเลือกสัญญาณ PWM (Q0,Q1,Q2,Q3) ให้เหมาะสมกับช่วงสภาวะการทำงาน(SECTOR) ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 เงื่อนไขการเลือกสัญญาณเอาต์พุต

SECTOR	SW SELECTOR			OUTPUT PWM		
	S2	S1	S0	PWM_A	PWM_B	PWM_C
I	0	0	0	Q1	0	Q3
II	0	0	1	1	Q0	Q2
III	0	1	0	Q3	Q1	0
IV	0	1	1	Q2	1	Q0
V	1	0	0	0	Q3	Q1
VI	1	0	1	Q0	Q2	1

\*(Q0 = Q<sub>p</sub>, Q1 = Q<sub>p</sub>, Q2 = Q<sub>n</sub>, Q3 = Q<sub>n</sub>)

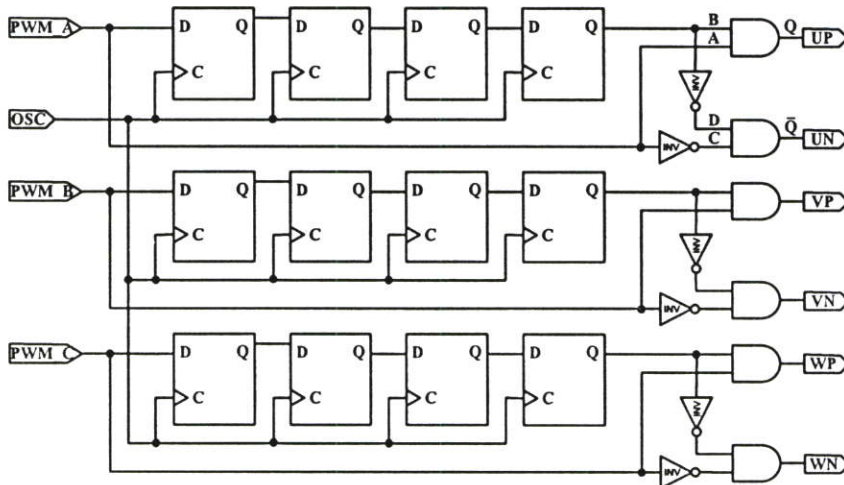
จากเงื่อนไขตารางที่ 4.2 จะพบว่าในการสวิตช์เลือกสัญญาณเอาต์พุต(PWM\_A ,PWM\_B , PWM\_C) จะถูกเลือกให้เหมาะสมกับช่วงสภาวะการทำงาน ซึ่งรับสัญญาณการสวิตช์(S0,S1,S2) มาจากวงจรถูกสภาวะช่วงการทำงาน โดยสัญญาณเอาต์พุต PWM ที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจรสร้างช่วงการประวิงเวลาแล้วถูกส่งไปยังวงจรสวิตช์กำลังต่อไป



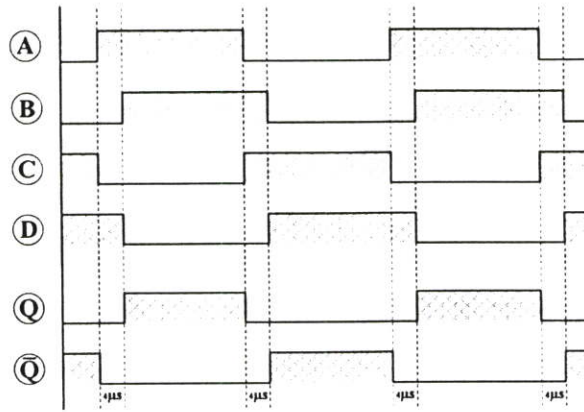
รูปที่ 4.22 วงจรเลือกสัญญาณเอาต์พุต

#### 4.6.5 วงจรสร้างช่วงการประวิงเวลา

เนื่องจากการทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์กำลังนั้น อาจมีการที่สวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน จึงเป็นผลทำให้เกิดการลัดวงจรภายในกิ่งเดียวกันและทำให้อุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้ วงจรประวิงเวลา(Dead time) จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณประวิงเวลาเพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์สวิตช์เกิดการสวิตช์พร้อมกันดังรูปที่ 4.24 โดยสัญญาณขั้วเบตที่กิ่งบนและกิ่งล่าง ( $Q$  และ  $\bar{Q}$ ) จะต้องมีค่าเวลาหน่วงกันเล็กน้อย สำหรับการเลือกใช้ช่วงในการประวิงเวลานี้จะขึ้นอยู่กับเวลาการไต่ขึ้น และการไต่ลงของอุปกรณ์สวิตช์นั้นๆ



รูปที่ 4.23 วงจรสร้างช่วงการประวิงเวลา



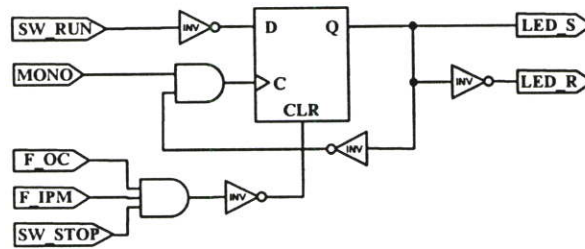
รูปที่ 4.24 สัญญาณขั้วนำเกิดที่มีการประวิงเวลา

การทำงานของวงจรประวิงเวลาจากรูปที่ 4.23 จะอาศัยหลักการเลื่อนบิตของสัญญาณ โดยวงจรประวิงเวลาจะรับสัญญาณที่ได้มาจากวงจรเลือกสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งเป็นสัญญาณ PWM (PWM\_A ,PWM\_B , PWM\_C) ของแต่ละเฟสมาทำการเลื่อนบิตของสัญญาณ โดยฐานเวลาการเลื่อนของสัญญาณอินพุตนี้ได้มาจากสัญญาณนาฬิกาหลัก(OSC) ที่มีความถี่ 1 MHz ในงานวิจัยนี้ ต้องการสร้างสัญญาณการประวิงเวลาที่ 4 ไมโครวินาที ดังนั้นจะต้องทำการเลื่อนบิตไปจำนวน 4 ครั้งโดยนำวงจร D ฟลิปฟลอปมาต่อเรียงกัน โดยสัญญาณที่ผ่านการเลื่อนบิตจะได้ดังรูปที่ 4.23 ที่จุด B จากนั้นนำสัญญาณอินพุต(ที่จุด A) และสัญญาณที่ผ่านการเลื่อนบิต(ที่จุด B) มาผ่านตัว AND GATE สัญญาณเอาต์พุต(ที่จุด Q) ที่ได้จะไปเป็นสัญญาณเพื่อขั้วเกิดของอุปกรณ์สวิทซ์กำลัง กิ่งบนต่อไป ส่วนสัญญาณขั้วเกิดของอุปกรณ์สวิทซ์กำลังในกิ่งล่างนั้นจะนำสัญญาณที่ได้จากที่จุด A และที่จุด B มาทำการกลับสภาวะ(Invert)โดยตัว NOT GATE ซึ่งจะได้สัญญาณที่จุด C และที่จุด D ตามลำดับ จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวมาผ่านตัว AND GATE สัญญาณเอาต์พุต(ที่จุด  $\bar{Q}$ ) ที่ได้จะไปเป็นสัญญาณเพื่อขั้วเกิดของอุปกรณ์สวิทซ์กำลังกิ่งล่าง โดยสัญญาณที่ได้หลังจากการผ่านวงจรสร้างช่วงการประวิงเวลาจะมีสัญญาณขั้วเกิดกิ่งบนและกิ่งล่าง(Q และ  $\bar{Q}$ )จะต้องมีค่าเวลาห่างกัน 4 ไมโครวินาที

#### 4.6.6 วงจรสวิทซ์และป้องกันภาคกำลัง

วงจรสวิทซ์และป้องกันภาคกำลังนี้จะทำหน้าที่รับสัญญาณการกดของสวิทซ์(RUN,STOP) และสัญญาณฟลอคด์(F\_OC , F\_IPM)ที่รับมาจากวงจรควบคุม เป็นอินพุตให้แก่วงจรในกรณีที่ต้องการให้วงจรทำงานทำการก้าสวิทซ์ RUN จึงมีผลทำให้สัญญาณเป็นลอจิก '0' จากนั้นผ่านตัว NOT GATE เพื่อเป็นสัญญาณอินพุตแก่ D ฟลิป-ฟลอป โดยสัญญาณนาฬิกาของ D ฟลิป-ฟลอป(ขา C)จะได้มาจากสัญญาณนาฬิกาที่ผ่านวงจร โมโนสเตเบิล(MONO) มาทำการ AND GATE กับสัญญาณเอาต์พุต(Q)ที่ผ่าน NOT GATE เพื่อทำหน้าที่ในการแก้ปัญหาการตีบาวนของการกดสวิทซ์ (Debounce) ดังนั้นหลังจากการกดสวิทซ์ RUN สัญญาณเอาต์พุต(Q)ที่ได้จะเป็นลอจิก '1' โดย

สัญญาณเอาต์พุตนี้จะส่งไปยังวงจรควบคุมการส่งออกสัญญาณ PWM เอาต์พุตโดยวงจร AND GATE ดังไดอะแกรมที่ 4.17 ในกรณีนี้สัญญาณเอาต์พุต(LED\_R = '0') จึงทำให้สัญญาณ PWM (PWM\_A ,PWM\_B , PWM\_C) สามารถส่งออกไปยังเกตได้ แต่ในกรณีกดสวิตช์ STOP หรือมีสัญญาณฟลอตต์(F\_OC , F\_IPM) สัญญาณดังกล่าวจะผ่านตัว NOT GATE เพื่อส่งไปยังขา CLR เพื่อเคลียร์การทำงานของ D ฟลิป-ฟลอป จึงทำให้สัญญาณเอาต์พุต(Q = '0', LED\_R = '1') จึงทำให้สัญญาณ PWM (U, V, W,  $\bar{U}$ ,  $\bar{V}$ ,  $\bar{W}$  = '1') วงจรสวิตช์กำลังจะไม่ทำงาน ในกรณีต้องการให้เริ่มการทำงานใหม่โดยทำการกดสวิตช์ RUN ดังที่กล่าวไปแล้วข้างต้น



รูปที่ 4.25 วงจรสวิตช์และป้องกันภาคกำลัง

#### 4.7 สรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงโครงสร้างรวมทั้งการออกแบบและสร้างวงจรต่างๆ ที่ใช้ในการวิจัย ทั้งในส่วนของวงจรกำลังและวงจรควบคุม ที่ใช้หลักการการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ที่ใช้หลักการควบคุมแบบวันไซเคิล โดยได้นำหลักการทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอไปแล้วมาทำการสร้างเป็นเครื่องต้นแบบ ซึ่งวงจรประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักๆ คือ ส่วนของวงจรกำลังซึ่งเป็นส่วนที่ทำการสวิตช์เพื่อทำการควบคุมกระแสแหล่งจ่าย ส่วนที่สองจะเป็นส่วนวงจรควบคุมที่ประกอบไปด้วยวงจรอนุภาคและดิจิตอล โดยส่วนวงจรควบคุมแบบดิจิตอล จะทำการออกแบบโดยใช้ CPLD เป็นหลักแล้วส่งสัญญาณไปขับอุปกรณ์สวิตช์ของวงจรกำลังต่อไป ซึ่งข้อมูลการออกแบบนี้ได้ถูกนำไปสร้างจริงและทำการทดสอบ เพื่อยืนยันว่าระบบที่ออกแบบนี้สามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง

## บทที่ 5

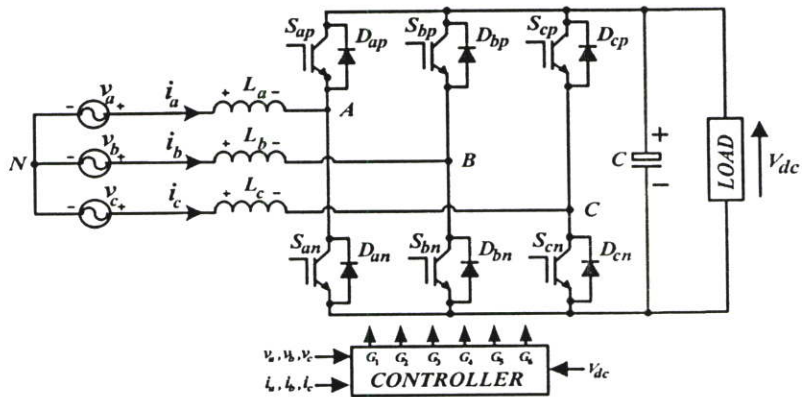
# การทดลองการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำเครื่องต้นแบบของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ที่สร้างขึ้นมาทำการทดลองความสามารถในการทำงานของวงจร ด้วยเงื่อนไขการทำงานใน ภาวะต่างๆ ได้แก่ การทดสอบกรณีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่ต่อกับโหลดซึ่งเป็น ความต้านทานไฟฟ้า (R) รวมทั้งการหาประสิทธิภาพ , ค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อประเมิน คุณภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ทำการทดสอบกรณีโหลดเป็นตัวต้านทานผสมตัวเหนี่ยวนำ (R-L) ทำการทดสอบกรณีที่วงจรคอนเวอร์เตอร์มีการเพิ่มและลดของโหลดโดยฉับพลัน ทำการทดสอบ กรณีแหล่งจ่ายแรงดันทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มและลดอย่างสมดุล ทำการทดสอบกรณี ที่แหล่งจ่ายแรงดันทางด้านอินพุตเพิ่ม-ลดอย่างไม่สมดุล รวมทั้งได้ทำการทดสอบการรักษาระดับ แรงดันให้คงที่ด้วยตัวควบคุมแบบพีไอตามที่ได้ออกแบบไว้ โดยงานวิจัยนี้แบ่งการทดลอง ออกเป็นหัวข้อต่างๆ ดังนี้

### 5.2 การทดสอบกรณีโหลดเป็นความต้านทาน (R)

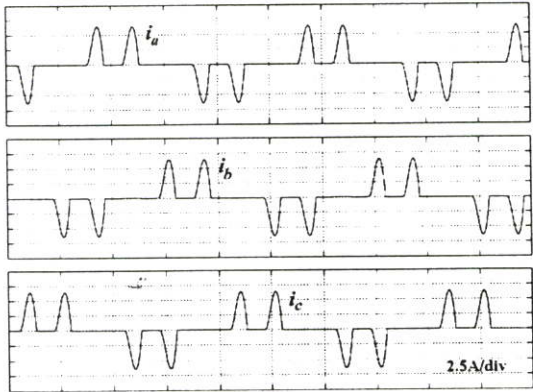
ในการทดลองนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า ระบบ 3 เฟส ที่ใช้หลักการวนไซเคิลที่ต่อโหลดเป็นความต้านทานค่าต่างๆ การทดสอบนี้จะเป็ นการทดสอบซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาคุณลักษณะและพฤติกรรมการทำงานของวงจรไดโอดเรียง กระแสแบบฟูลบริดจ์ 3 เฟส ก่อน และ หลังจากแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าทำงาน พร้อม ทั้งทำการทดสอบกรณีที่โหลดเปลี่ยนแปลงเป็นค่าต่างๆแล้วหาค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อ ประเมินประสิทธิภาพการทำงานของวงจร เช่น ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต (PF) ค่า เปรอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุต(%THD) และเสปคตราฮาร์โมนิก



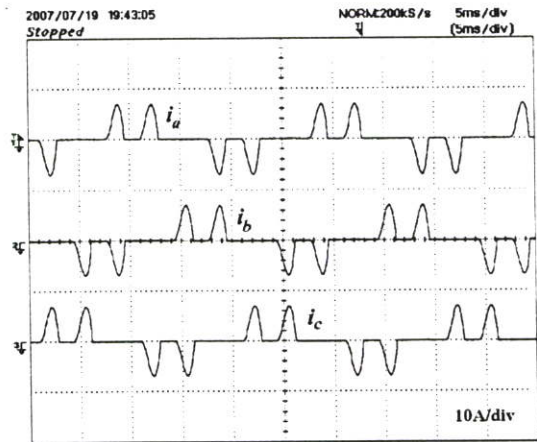
รูปที่ 5.1 การทดลองวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

### 5.2.1 การทดสอบกรณีวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส

การทดสอบนี้จะเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส ดังรูปที่ 2.1 เพื่อที่จะนำไปทำการเปรียบเทียบกับวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสดังรูปที่ 5.1 ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ โดยการทดสอบนี้ทำการทดสอบที่โหลดเป็นความต้านทานที่พิกัด 1.2 kW ผลการทดสอบและการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 5.2 และรูปที่ 5.3

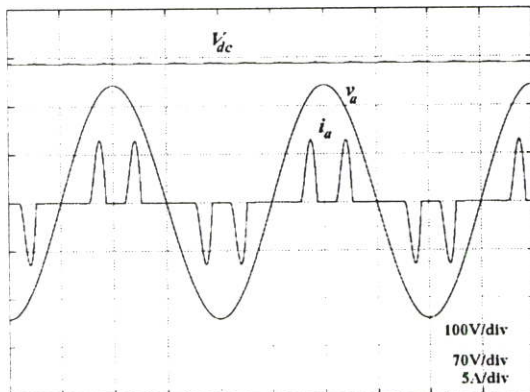


(ก) การจำลอง

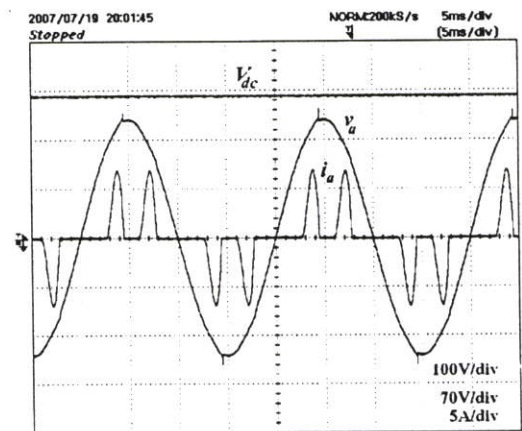


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.2 สัญญาณกระแสแหล่งจ่ายของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส

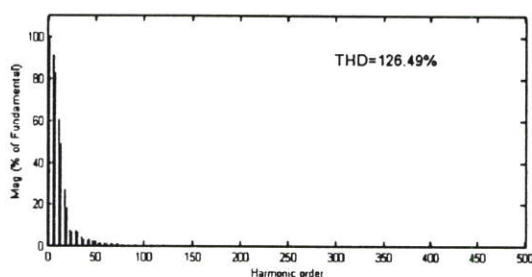


(ก) การจำลอง

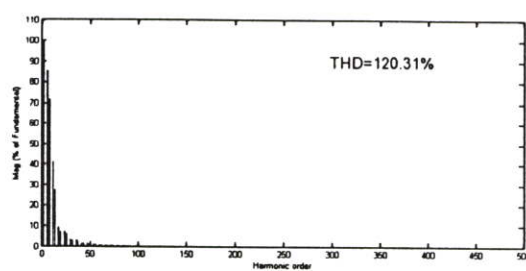


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.3 สัญญาณแรงดันและกระแสแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส

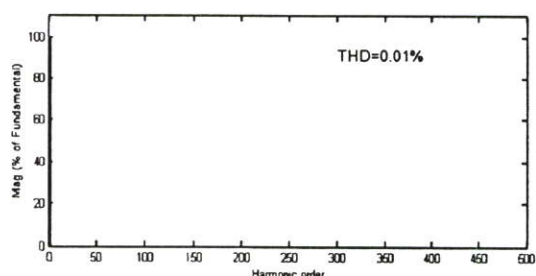


(ก) การจำลอง

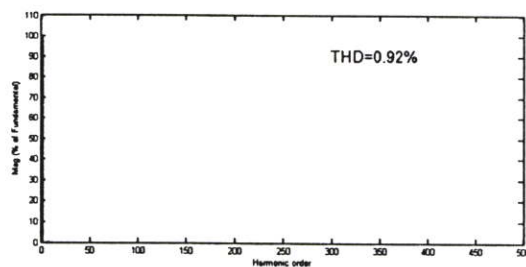


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.4 สเปกตรารวมอนิกกระแสแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส



(ก) การจำลอง



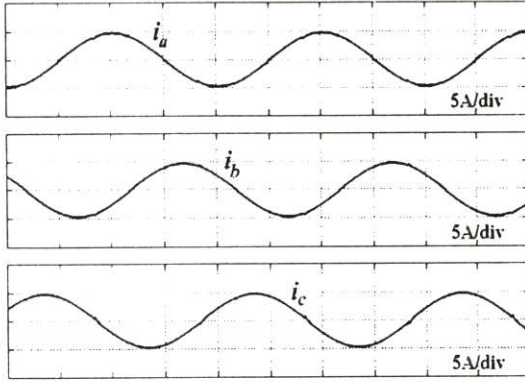
(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.5 สเปกตรารวมอนิกแรงดันแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น 3 เฟส

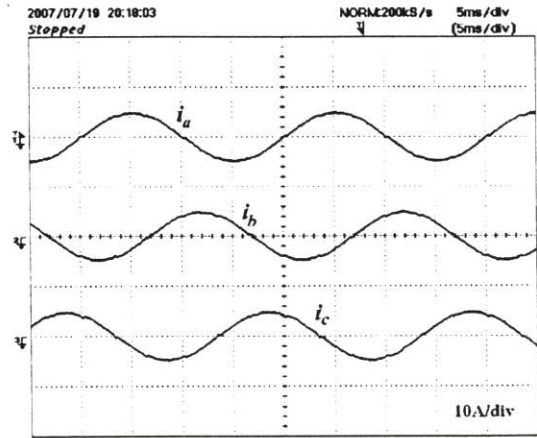
จากรูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณแรงดัน  $v_u$  และกระแสแหล่งจ่าย  $i_u$  ของวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟส ที่ทำการต่อกับโหลดที่เป็นความต้านทาน จากผลการทดลองพบว่าสัญญาณกระแสของแหล่งจ่ายทั้งสามเฟสมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณมาก โดยค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสและแรงดันทางด้านอินพุตของเฟส A มีค่า  $THD_i = 120.31\%$ ,  $THD_v = 0.92\%$  และสัญญาณของกระแสมีการเลื่อนเฟสจากสัญญาณแรงดันอันเนื่องมาจากค่าเหนี่ยวนำของแหล่งจ่าย โดยมีค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต  $PF = 0.76$

### 5.2.2 การทดสอบกรณีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส

การทดสอบกรณีที่วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ทำการทดสอบโหลดเป็นความต้านทานที่พิกัด 1,200 W ผลการทดสอบและการจำลองการทำงานพบว่าสัญญาณกระแสของแหล่งจ่ายทั้งสามเฟสมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้น และมีเฟสที่ตรงกันกับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านแหล่งจ่ายอินพุต โดยผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 5.6 และรูปที่ 5.7

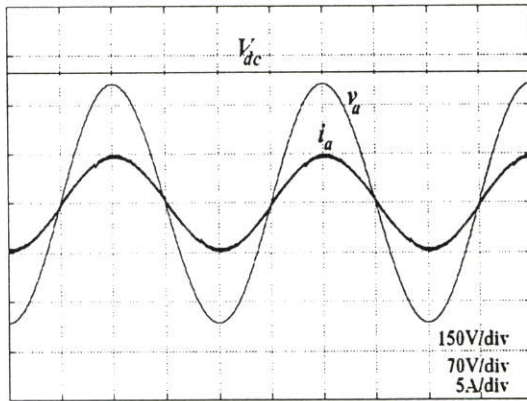


(ก) การจำลอง

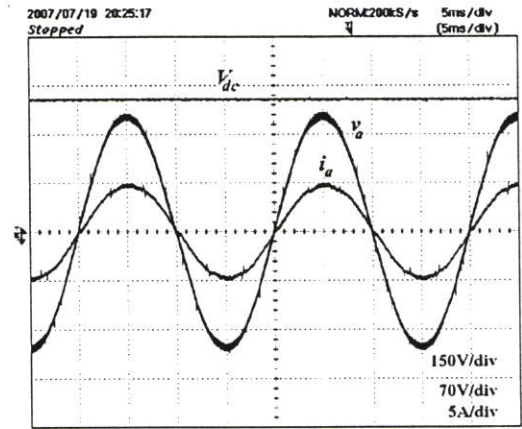


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.6 สัญญาณกระแสแหล่งจ่ายของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส

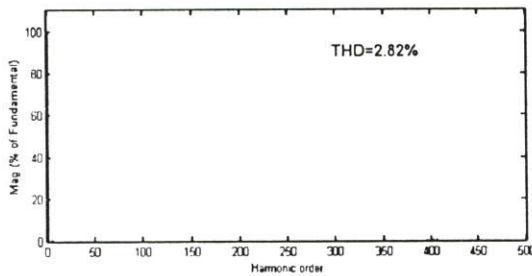


(ก) การจำลอง

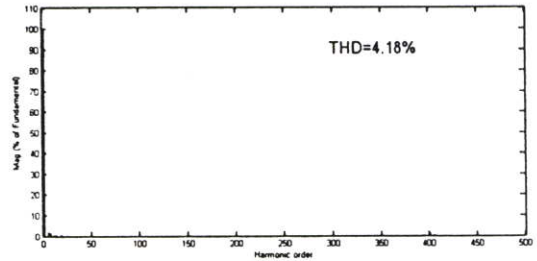


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.7 สัญญาณแรงดันและกระแสแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังระบบ 3 เฟส

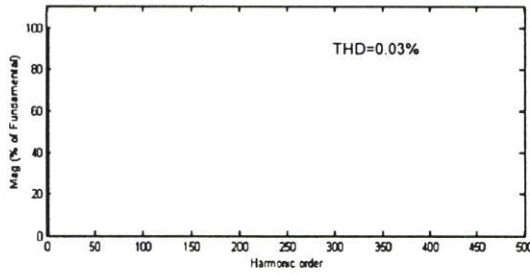


(ก) การจำลอง

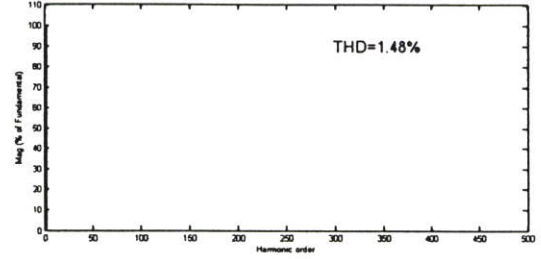


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.8 สเปกตร้าฮาร์มอนิกกระแสแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังระบบ 3 เฟส



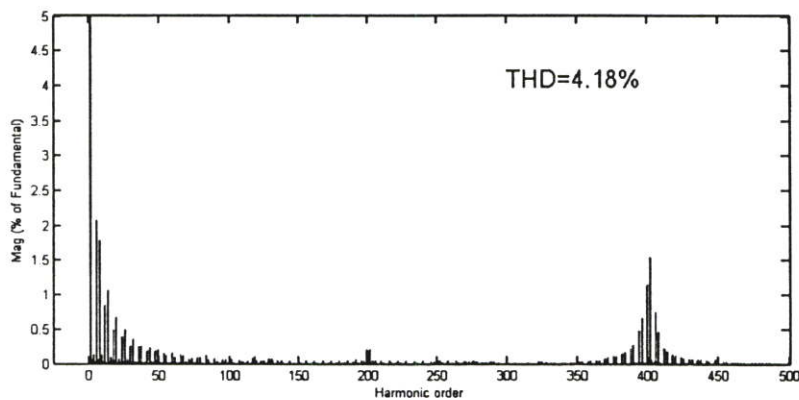
(ก) การจำลอง



(ข) การทดลอง

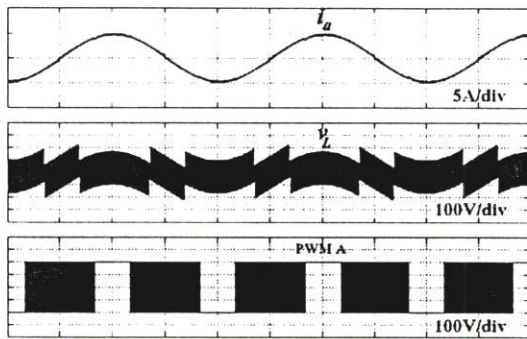
### รูปที่ 5.9 สเปกตรารฮาร์โมนิกแรงดันแหล่งจ่ายเฟส A ของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังระบบ 3 เฟส

จากรูปที่ 5.6 และรูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณแรงดัน  $v_u$  และกระแสแหล่งจ่าย  $i_u$  ของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส จากรูปจะพบว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตของเฟส A จะมีค่าลดลงโดยมีค่า  $THD_i = 4.18\%$  และค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตสูงขึ้น  $PF = 0.98$  โดยค่าแรงดันไฟตรงทางด้านเอาต์พุตมีค่าเป็นไปตามค่าแรงดันอ้างอิง ( $V_{dc,ref}$ ) = 400 โวลต์ และจากรูปสเปกตรารฮาร์โมนิกของกระแสในรูปที่ 5.8(ข) จะพบว่าจะเกิดกลุ่มฮาร์โมนิกในช่วงฮาร์โมนิกอันดับที่ 400 (20kHz) ทั้งนี้เป็นผลอันเนื่องมาจากการควบคุมแบบวันไซเคิลนี้เป็นการควบคุมสวิตช์แบบความถี่คงที่ โดยการขยายฮาร์โมนิกของกระแสในรูปที่ 5.8(ข) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.10

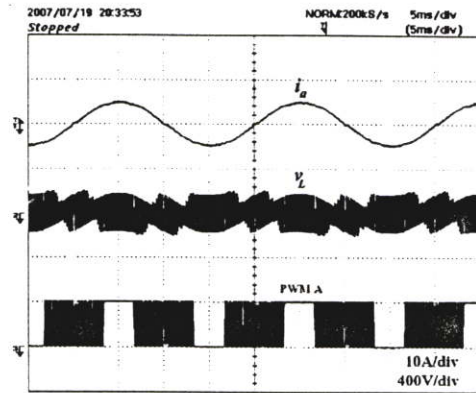


รูปที่ 5.10 การขยายสเปกตรารฮาร์โมนิกกระแสของรูปที่ 5.8(ข)

สัญญาณกระแสทางด้านอินพุต ( $i_u$ ) , แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ( $v_L$ ) และสัญญาณการทำงานของสวิตช์กึ่งล่างทั้ง 3 เฟสแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.6 ซึ่งจะพบว่าการทำงานของสวิตช์กึ่งล่างทั้งสามเฟส มีการทำงานในลักษณะเวกเตอร์ที่มีรูปแบบที่แน่นอนเป็นผลให้ลดจำนวนครั้งการทำงานของในแต่ละตัวลงจึงส่งผลทำให้ลดการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ลงตามด้วย

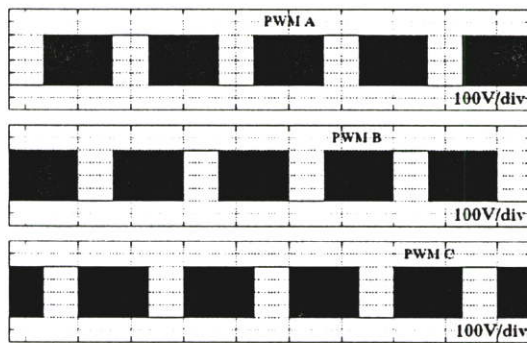


(ก) การจำลอง

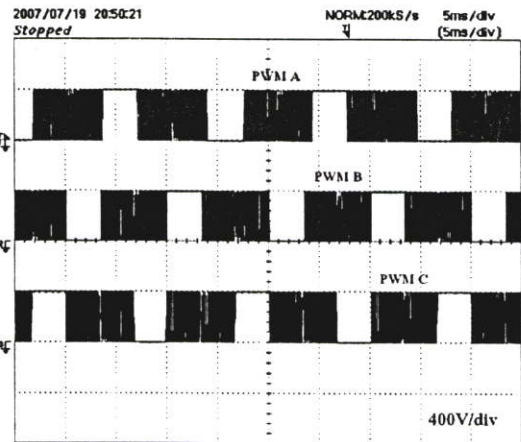


(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.11 สัญญาณกระแสทางด้านอินพุต ( $i_a$ ), แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ( $v_{L_a}$ ) และแรงดันตกคร่อมสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ ( $PWM_A$ ) ที่เฟส A



(ก) การจำลอง



(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.12 สัญญาณการสวิตช์ของสวิตช์กึ่งล่างทั้ง 3 เฟส

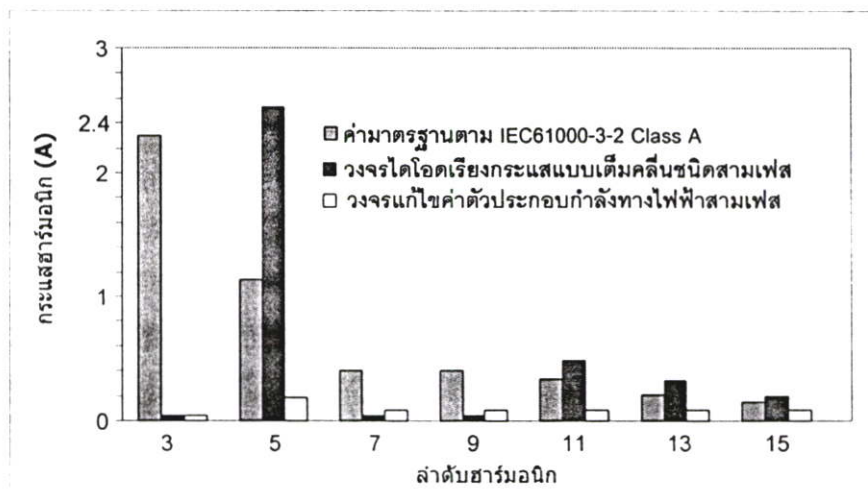
ตารางที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่และตารางที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 ClassA ของวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด และวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าซึ่งจะพบว่าวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟส จะมีกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่เกินกว่าค่ามาตรฐาน ส่วนวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีปริมาณกระแสฮาร์มอนิกต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนดไว้ดังรูปที่ 5.13 และ 5.14

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 ClassA

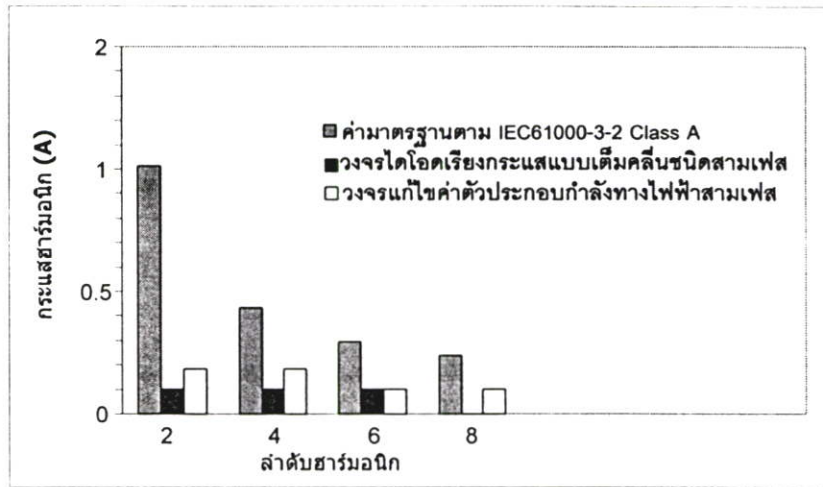
ลำดับฮาร์มอนิก	ค่ามาตรฐาน (แอมแปร์)	วงจรถัดโอดเรียงกระแส แบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟส (แอมแปร์)	วงจรถักไขค่าตัวประกอบ กำลังทางไฟฟ้า 3 เฟส (แอมแปร์)
3	2.30	0.01	0.01
5	1.14	2.53	0.18
7	0.77	1.24	0.15
9	0.40	0.01	0.03
11	0.33	0.48	0.04
13	0.21	0.32	0.03
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 (15/n)$	0.19	0.03

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 ClassA

ลำดับฮาร์มอนิก	ค่ามาตรฐาน (แอมแปร์)	วงจรถัดโอดเรียงกระแส แบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟส (แอมแปร์)	วงจรถักไขค่าตัวประกอบ กำลังทางไฟฟ้า 3 เฟส (แอมแปร์)
2	1.08	0.01	0.02
4	0.43	0.01	0.02
6	0.30	0.01	0.01
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 (8/n)$	0.00	0.01



รูปที่ 5.13 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 ClassA



รูปที่ 5.14 เปรียบเทียบปริมาณกระแสฮาร์มอนิกลำดับคู่ตามมาตรฐาน IEC61000-3-2 ClassA

### 5.2.3 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดความต้านทาน

การทดสอบนี้เป็นการทดลองและเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟสและวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส ในการทดสอบนี้จะทำการทดสอบโดยมีโหลดเป็นความต้านทานค่าต่างๆตั้งแต่ 200W จนถึง 1,200 W แล้วทำการวัดค่าประสิทธิภาพต่างๆของวงจร เช่น ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุต ( $THD$ ), ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต ( $PF$ ) และค่าประสิทธิภาพของวงจร ( $\eta$ ) ซึ่งแสดงได้ดังตารางที่ 5.3 - 5.4

ตารางที่ 5.3 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟส

Voltage Input (Volt <sub>rms</sub> )			Current Input (Amp <sub>rms</sub> )			Power Input (W)			Voltage Output (Volt)	Current Output (Amp)
$V_{SA}$	$V_{SB}$	$V_{SC}$	$i_{SA}$	$i_{SB}$	$i_{SC}$	$P_{SA}$	$P_{SB}$	$P_{SC}$	$V_o$	$I_o$
121.9	123.1	121.2	1.50	1.52	1.50	94.0	94.0	94.0	285.4	0.73
120.6	121.4	121.4	1.98	2.01	1.99	170.0	170.0	170.0	286.1	1.36
120.8	120.3	121.1	2.65	2.64	2.63	240.0	240.0	240.0	287.2	2.11
121.5	121.7	121.4	3.29	3.32	3.30	300.0	300.0	300.0	285.1	2.72
120.3	119.6	120.1	3.86	3.84	3.89	359.0	359.0	359.0	280.9	3.47
119.9	119.3	119.9	4.62	4.65	4.64	440.0	440.0	440.0	278.4	4.41

Power Output (W)	efficiency (%)	Total Harmonic Distortion Current (%)			Total Harmonic Distortion Voltage (%)			Power Factor		
		$THD_{iA}$	$THD_{iB}$	$THD_{iC}$	$THD_{vA}$	$THD_{vB}$	$THD_{vC}$	$PF_A$	$PF_B$	$P_{sc}$
$P_o$	$\eta$	$THD_{iA}$	$THD_{iB}$	$THD_{iC}$	$THD_{vA}$	$THD_{vB}$	$THD_{vC}$	$PF_A$	$PF_B$	$P_{sc}$
210.3	74.6	134.5	134.9	132.2	0.60	0.60	0.61	0.71	0.71	0.71
393.2	77.1	128.7	129.3	129.5	0.61	0.62	0.63	0.71	0.71	0.71
607.6	84.4	127.1	125.1	125.9	0.70	0.69	0.72	0.75	0.75	0.75
787.6	86.4	121.2	121.5	123.1	0.87	0.85	0.88	0.76	0.76	0.76
961.7	87.3	121.7	121.3	120.4	0.88	0.88	0.87	0.78	0.78	0.78
1,207	91.5	121.2	122.8	120.5	0.92	0.91	0.91	0.80	0.80	0.80

ตารางที่ 5.4 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส

Voltage Input (Volt <sub>rms</sub> )			Current Input (Amp <sub>rms</sub> )			Power Input (W)			Voltage Output (Volt)	Current Output (Amp)
$v_{sA}$	$v_{sB}$	$v_{sC}$	$i_{sA}$	$i_{sB}$	$i_{sC}$	$P_{sA}$	$P_{sB}$	$P_{sC}$	$V_o$	$I_o$
120.2	120.2	120.1	0.87	0.86	0.84	105.6	103.5	101.8	400.2	0.50
120.1	120.2	120.1	1.62	1.61	1.62	194.6	194.9	193.1	400.5	1.00
119.8	120.1	120.1	2.18	2.16	2.18	263.4	259.9	262.6	400.1	1.49
121.0	120.6	121.2	2.73	2.74	2.82	331.1	330.8	344.0	400.2	1.99
120.5	120.8	120.9	3.44	3.44	3.45	416.1	416.5	416.9	399.8	2.55
120.6	120.1	120.3	3.82	3.84	3.83	461.0	460.8	461.5	400.1	2.98

Power Output (W)	efficiency (%)	Total Harmonic Distortion Current (%)			Total Harmonic Distortion Voltage (%)			Power Factor		
		$THD_{iA}$	$THD_{iB}$	$THD_{iC}$	$THD_{vA}$	$THD_{vB}$	$THD_{vC}$	$PF_A$	$PF_B$	$P_{sc}$
$P_o$	$\eta$	$THD_{iA}$	$THD_{iB}$	$THD_{iC}$	$THD_{vA}$	$THD_{vB}$	$THD_{vC}$	$PF_A$	$PF_B$	$P_{sc}$
202.8	65.3	15.47	15.51	15.43	1.51	1.50	1.51	0.99	0.99	0.99
401.5	68.9	8.42	8.63	8.42	1.47	1.48	1.45	0.99	0.99	0.99
598.9	76.2	6.21	6.23	6.23	1.42	1.41	1.41	0.99	0.99	0.99
799.7	79.5	5.46	5.44	5.48	1.48	1.40	1.48	0.99	0.99	0.99
1,021	81.7	4.57	4.50	4.50	1.36	1.32	1.34	0.98	0.98	0.98
1,195	86.4	4.21	4.24	4.21	1.31	1.35	1.33	0.98	0.98	0.98

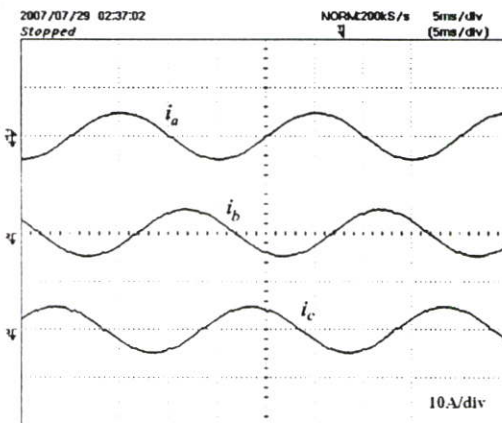
จากตารางที่ 5.3 และตารางที่ 5.4 จะพบว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุต (%THD) ของวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟสมีค่าสูง ซึ่งเมื่อกำลังงานทางด้านเอาต์พุตเพิ่มขึ้นค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตจะมีค่าลดลง ส่วนค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส นั้นมีค่าต่ำกว่าวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟสมาก โดยจากการทดสอบจะพบว่าวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส นี้จะมีค่าอยู่ระหว่าง 3-4 % โดยเมื่อทำการเพิ่มโหลดให้กับวงจรกระแสทางด้านอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสทางด้านอินพุตก็จะมีค่าลดลง

ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต(PF) ของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส จะมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง แต่จะพบว่าเมื่อทางด้านเอาต์พุตมีกำลังงานเพิ่มมากขึ้นค่าประกอบกำลังทางด้านอินพุตของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสจะมีค่าลดลง แต่ก็ยังมีค่าสูงกว่าวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟส

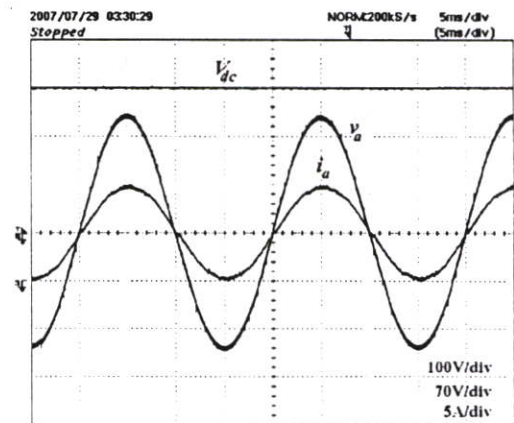
ประสิทธิภาพ(% $\eta$ ) ของวงจรจะพบว่าเมื่อทางด้านเอาต์พุตมีกำลังงานเพิ่มมากขึ้นค่าของประสิทธิภาพของวงจรก็จะมีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วย โดยวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นชนิด 3 เฟสจะมีประสิทธิภาพของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสมากกว่าวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าแต่ไม่มากนัก

#### 5.2.4 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับความต้านทาน

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส เมื่อต่อโหลดเป็นความต้านทาน 133 โอห์ม อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่มี 5 กรณี คือ 1, 5, 10, 15, 20 มิลลิเฮนรี่ ตามลำดับ ผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 5.15 และตารางที่ 5.5



(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส



(ข) กระแส, แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.15 กระแส, แรงดันแหล่งจ่ายและแรงดัน ไฟตรงที่มีโหลดตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับความต้านทาน ( $133\Omega + 20\text{ mH}$ )

ตารางที่ 5.5 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อต่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับ  
ความต้านทาน

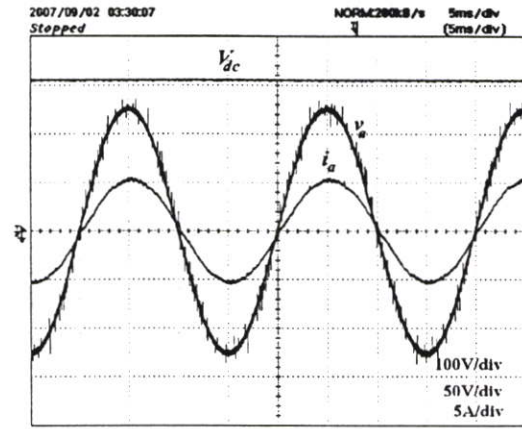
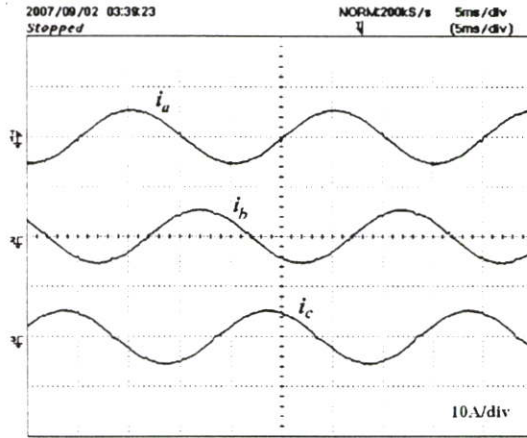
LOAD	Voltage Input (Volt <sub> rms</sub> )			Current Input (Amp <sub> rms</sub> )			Power Input (W)			Voltage Output (Volt)	Current Output (Amp)
	$v_{SA}$	$v_{SB}$	$v_{SC}$	$i_{SA}$	$i_{SB}$	$i_{SC}$	$P_{SA}$	$P_{SB}$	$P_{SC}$	$V_o$	$I_o$
R + L	$v_{SA}$	$v_{SB}$	$v_{SC}$	$i_{SA}$	$i_{SB}$	$i_{SC}$	$P_{SA}$	$P_{SB}$	$P_{SC}$	$V_o$	$I_o$
133Ω +1 mH	120.0	120.0	120.1	3.81	3.82	3.79	459.5	459.9	457.9	404.3	2.93
133Ω +5 mH	120.3	120.0	120.2	3.81	3.82	3.81	459.3	458.8	458.5	400.5	2.95
133Ω +10 mH	120.0	120.3	120.1	3.82	3.82	3.83	460.2	460.7	461.5	402.1	2.96
133Ω +15 mH	121.3	120.0	121.2	3.79	3.83	3.81	461.2	460.5	460.4	398.4	2.99
133Ω +20 mH	120.2	120.8	120.4	3.84	3.84	3.86	461.3	465.1	466.6	398.7	3.0

Power Output (W)	efficiency (%)	Total Harmonic Distortion Current (%)			Total Harmonic Distortion Voltage (%)			Power Factor		
		$THD_{IA}$	$THD_{IB}$	$THD_{IC}$	$THD_{VA}$	$THD_{VB}$	$THD_{VC}$	$PF_A$	$PF_B$	$P_{SC}$
$P_o$	$\eta$	$THD_{IA}$	$THD_{IB}$	$THD_{IC}$	$THD_{VA}$	$THD_{VB}$	$THD_{VC}$	$PF_A$	$PF_B$	$P_{SC}$
1,193	86.6	4.24	4.21	4.23	1.33	1.34	1.33	0.99	0.99	0.99
1,194	86.7	4.22	4.26	4.23	1.36	1.34	1.34	0.98	0.98	0.98
1,197	86.6	4.20	4.20	4.21	1.28	1.32	1.25	0.98	0.98	0.98
1,191	86.3	4.18	4.14	4.17	1.26	1.26	1.24	0.98	0.98	0.98
1,198	86.0	4.03	3.99	3.99	1.23	1.25	1.25	0.97	0.97	0.97

จากผลการทดสอบตามตารางที่ 5.5 พบว่าการนำตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับความต้านทานเป็น  
โหลดให้กับวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส จะมีค่าใกล้เคียงกันโดยมีเพียง  
ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต (PF) มีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยในกรณีตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มมากขึ้น

### 5.2.5 การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์เมื่อต่อโหลดเป็นอินเวอร์เตอร์

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า  
ระบบ 3 เฟส เมื่อต่อโหลดเป็นอินเวอร์เตอร์ที่เข้ากับไฟสลับ 1 เฟส ดังนั้นจึงต้องปรับแรงดันไฟตรง  
เอาต์พุตอ้างอิงลงมาเป็น 310 โวลต์ และแรงดันแหล่งจ่ายมีค่าเป็น 90 โวลต์ แล้วทำการทดสอบที่  
โหลดค่าต่างๆกัน ผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 5.16 และตารางที่ 5.6



(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส

(ข) กระแส, แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.16 กระแส, แรงดันแหล่งจ่ายและแรงดันไฟตรงที่มีโหลดเป็นอินเวอร์เตอร์ (1,000W)

ตารางที่ 5.6 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อต่อโหลดเป็นอินเวอร์เตอร์

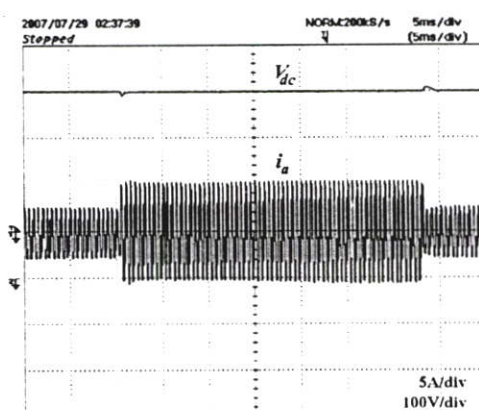
Voltage Input (Volt <sub>rms</sub> )			Current Input (Amp <sub>rms</sub> )			Power Input (W)			Voltage Output (Volt)	Current Output (Amp)
$v_{SA}$	$v_{SB}$	$v_{SC}$	$i_{SA}$	$i_{SB}$	$i_{SC}$	$P_{SA}$	$P_{SB}$	$P_{SC}$	$V_o$	$I_o$
90.0	90.1	90.1	1.14	1.13	1.12	102.6	102.3	101.4	310.2	0.65
90.2	90.1	90.2	2.16	2.14	2.14	194.7	194.0	193.9	311.0	1.31
90.1	90.3	90.1	2.92	2.93	2.92	263.2	263.6	264.0	310.8	1.95
90.0	90.4	90.2	3.80	3.81	3.81	342.7	343.0	342.8	310.3	2.58
90.4	90.3	90.2	4.49	4.48	4.50	407.5	407.5	407.9	310.6	3.26

Power Output (W)	efficiency (%)	Total Harmonic Distortion Current (%)			Total Harmonic Distortion Voltage (%)			Power Factor		
		$THD_{iA}$	$THD_{iB}$	$THD_{iC}$	$THD_{vA}$	$THD_{vB}$	$THD_{vC}$	$PF_A$	$PF_B$	$PF_C$
201.3	65.7	13.59	13.60	13.60	2.38	2.35	2.34	0.99	0.99	0.99
398.1	68.3	8.33	8.30	8.31	2.06	2.04	2.06	0.99	0.99	0.99
599.6	75.8	5.74	5.74	5.72	1.81	1.83	1.86	0.99	0.99	0.99
803.2	78.2	4.48	4.46	4.46	1.73	1.72	1.76	0.99	0.98	0.98
1,003	82.0	4.31	4.32	4.30	1.59	1.60	1.58	0.98	0.98	0.98

จากผลการทดสอบตามตารางที่ 5.6 พบว่าการนำอินเวอร์เตอร์มาต่อเป็นโหลดให้กับวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟส จะพบว่าวงจรยังคงสามารถทำงานได้ซึ่งสามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรงให้คงที่ และสัญญาณแหล่งจ่ายมีลักษณะใกล้เคียงชานนี้

### 5.2.6 การทดสอบผลการตอบสนองเมื่อเพิ่มและลดโหลดให้กับวงจร

การทดลองส่วนนี้จะเป็นการทดสอบวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสที่ได้สร้างขึ้นเพื่อทำการศึกษาถึงผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต( $v_o$ ) กับกระแสอินพุต( $i_a$ ) ในกรณีที่กระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงฉับพลันแบบขึ้น โดยการทำการเพิ่มและลดจาก 600 วัตต์เป็น 1,200 วัตต์ แสดงดังรูปที่ 5.17

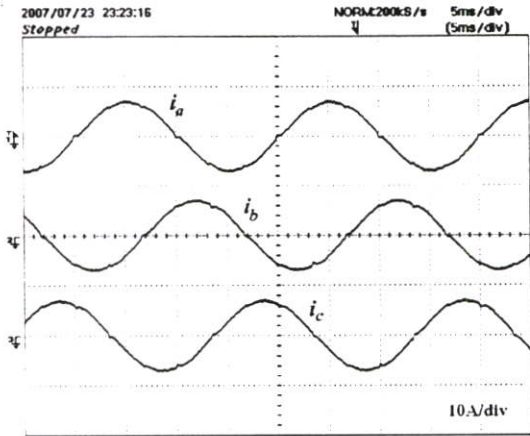


รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มและลดโหลดจาก 600 วัตต์ เป็น 1,200 วัตต์

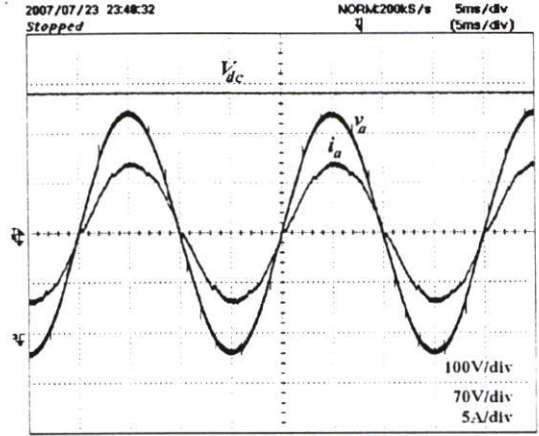
จากรูปการทดลองผลตอบสนองเมื่อมีการเพิ่มและลดโหลดแบบขึ้นจากรูปที่ 5.17 พบว่าวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าระบบ 3 เฟสที่ได้สร้างขึ้นสามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรงเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามที่อ้างอิง ( $v_{ref}$ ) ไว้ที่ 400 โวลต์ แสดงให้เห็นว่าวงจรควบคุมรักษาระดับไฟตรงด้วยพีไอสามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้

### 5.3 การทดสอบเมื่อแรงดันไฟตรงเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง

การทดสอบนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า โดยแรงดันเอาต์พุตที่ตัวเก็บประจุได้ควบคุมด้วยวงจรพีไอให้ทำการรักษาระดับแรงดันไว้ที่ 400 โวลต์ แต่ในการทดสอบนี้จะเป็นการปรับเปลี่ยนให้แรงดันไฟตรงเอาต์พุตให้มีการเปลี่ยนแปลงแบ่งเป็น 4 กรณีคือ  $\pm 20\%$ ,  $\pm 10\%$  ของแรงดัน 400 โวลต์ โดยแรงดันอินพุตแหล่งจ่ายมีค่าเป็น  $120V_{rms}$  ซึ่งมีโหลดเป็นตัวต้านทานมีค่า 133 โอห์ม (1,200W ที่ 400 โวลต์) โดยผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 5.18-5.21

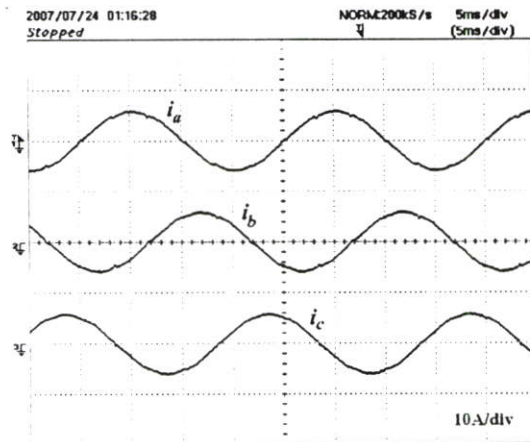


(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส

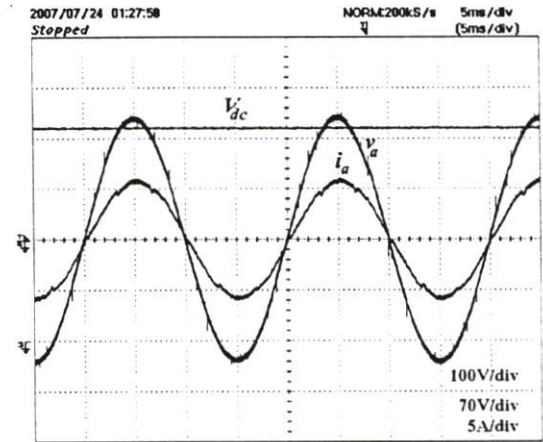


(ข) กระแส,แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.18 แรงดันไฟตรงเอาต์พุตเท่ากับ 480 โวลต์ (+20%)

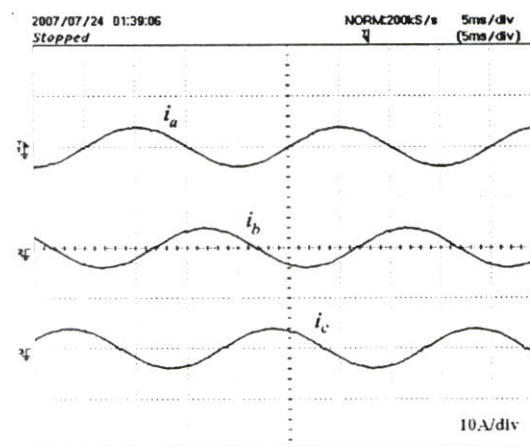


(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส

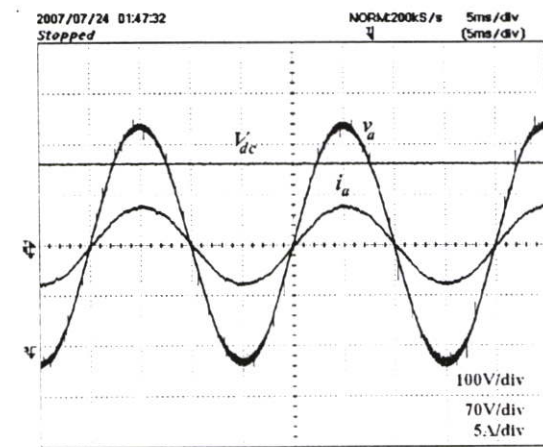


(ข) กระแส,แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.19 แรงดันไฟตรงเอาต์พุตเท่ากับ 440 โวลต์(+10%)

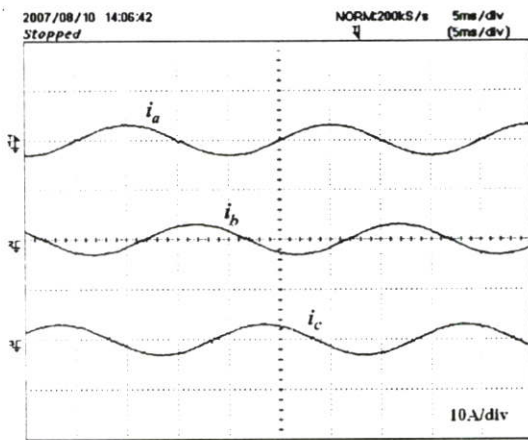


(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส

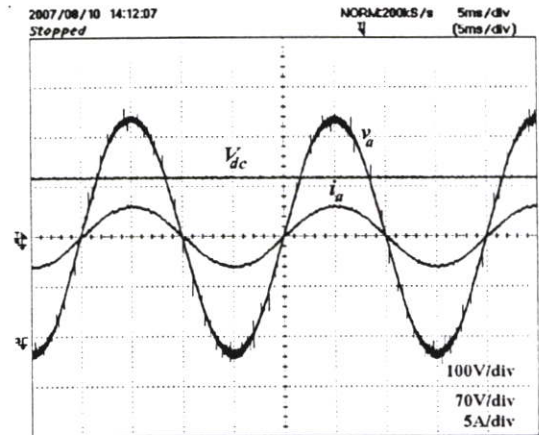


(ข) กระแส,แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.20 แรงดันไฟตรงเอาต์พุตเท่ากับ 360 โวลต์(-10%)



(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส



(ข) กระแส,แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.21 แรงดันไฟตรงเอาต์พุตเท่ากับ 320 โวลต์(-20%)

จากรูปที่ 5.18 ถึงรูปที่ 5.21 ได้ทำการทดสอบแบ่งเป็น 4 กรณี คือ 1. กรณีแรงดันไฟตรงเพิ่มขึ้น 20 เปอร์เซ็นต์(480โวลต์) 2. กรณีแรงดันไฟตรงเพิ่มขึ้น 10 เปอร์เซ็นต์ (440โวลต์) 3. กรณีแรงดันไฟตรงลดลง 20 เปอร์เซ็นต์(360โวลต์) 4. กรณีแรงดันไฟตรงลดลง 10 เปอร์เซ็นต์ (320โวลต์) จากการทดสอบพบว่าวงจรสามารถปรับเปลี่ยนแรงดันไฟตรงให้มีค่าเป็นไปตามแรงดันอ้างอิงตามที่ต้องการ โดยจะพบอีกว่าในขณะที่เพิ่มแรงดันเอาต์พุต สัญญาณกระแสในแต่ละเฟสจะมีความผิดเพี้ยนจากฮาร์มอนิกน้อยลงแต่ในทางกลับกันสัญญาณกระแสก็จะมี การเลื่อนเฟสของสัญญาณมากขึ้นอีกด้วย

ตารางที่ 5.7 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง

Voltage Input (Volt <sub>rms</sub> )			Current Input (Amp <sub>rms</sub> )			Power Input (W)			Voltage Output (Volt)	Current Output (Amp)
$v_{SA}$	$v_{SB}$	$v_{SC}$	$i_{SA}$	$i_{SB}$	$i_{SC}$	$P_{SA}$	$P_{SB}$	$P_{SC}$	$V_o$	$I_o$
120.0	120.1	120.0	5.73	5.69	5.73	688.5	688.4	689.7	480.2	3.60
120.0	120.2	120.0	4.65	4.67	4.67	561.4	567.5	568.0	438.7	3.30
120.0	120.2	120.2	3.08	3.09	3.08	372.5	373.1	371.9	362.3	2.67
120.1	120.0	120.1	2.47	2.45	2.40	295.3	296.0	295.1	320.1	2.40

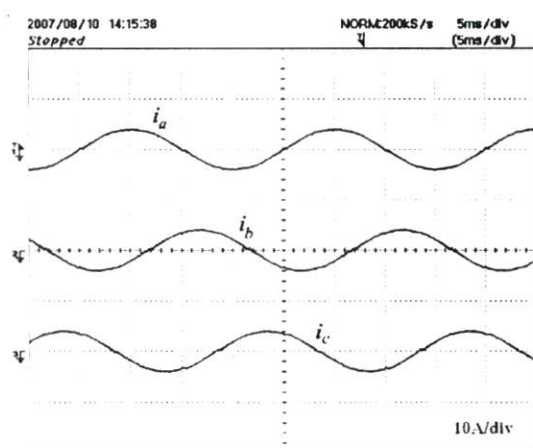
Power Output (W)	efficiency (%)	Total Harmonic Distortion Current (%)			Total Harmonic Distortion Voltage (%)			Power Factor		
		$THD_{iA}$	$THD_{iB}$	$THD_{iC}$	$THD_{vA}$	$THD_{vB}$	$THD_{vC}$	$PF_A$	$PF_B$	$P_{sc}$
1,729	83.7	4.26	4.24	4.23	1.37	1.34	1.36	0.97	0.97	0.97
1,440	85.5	4.24	4.23	4.24	1.40	1.42	1.39	0.98	0.97	0.98
968.1	86.6	4.27	4.25	4.27	1.43	1.39	1.42	0.98	0.98	0.99
770.6	86.8	4.35	4.37	4.33	1.46	1.45	1.44	0.99	0.99	0.99

## 5.4 การทดสอบเมื่อแรงดันไฟตรงอินพุตเปลี่ยนแปลง

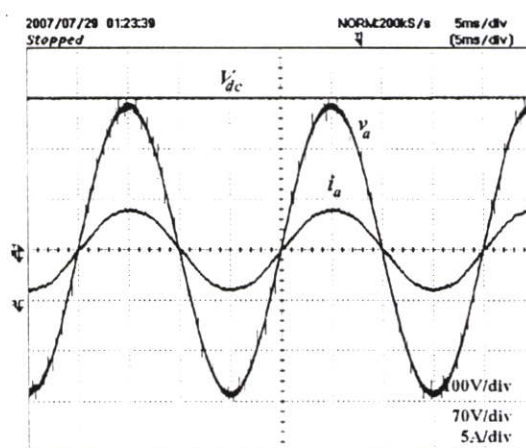
การทดสอบส่วนนี้เป็นการทดสอบการทำงานของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่สร้างขึ้นสามารถทำงานหรือมีสมรรถนะเป็นอย่างไรในกรณีแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยในการทดสอบได้ทำการทดสอบโดยแบ่งเป็นสองกรณีคือ 1. กรณีแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลงแบบสมมูล 2. กรณีแรงดันแหล่งจ่ายมีการเปลี่ยนแปลงแบบไม่สมมูล

### 5.4.1 การทดสอบเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเปลี่ยนแปลงแบบสมมูล

ในการทดสอบเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเปลี่ยนแปลงแบบสมมูลจะทำการทดสอบวงจรโดยการป้อนให้แหล่งจ่ายอินพุตมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากที่ได้ออกแบบไว้ ( $v_{in} = 120V_{rms}$ ) โดยในการทดสอบกรณีนี้จะทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตพร้อมกันทั้งสามเฟส ซึ่งได้ทำการทดสอบเป็น 4 กรณี คือ 1. แรงดันแหล่งจ่ายเพิ่มขึ้น 20 เปอร์เซ็นต์ (144 โวลต์) 2. แรงดันแหล่งจ่ายเพิ่มขึ้น 10 เปอร์เซ็นต์ (132 โวลต์) 3. แรงดันแหล่งจ่ายลดลง 10 เปอร์เซ็นต์ (108 โวลต์) 4. แรงดันแหล่งจ่ายลดลง 20 เปอร์เซ็นต์ (96 โวลต์) ผลการทดสอบแสดงได้ดัง รูปที่ 5.22 ถึงรูปที่ 5.25

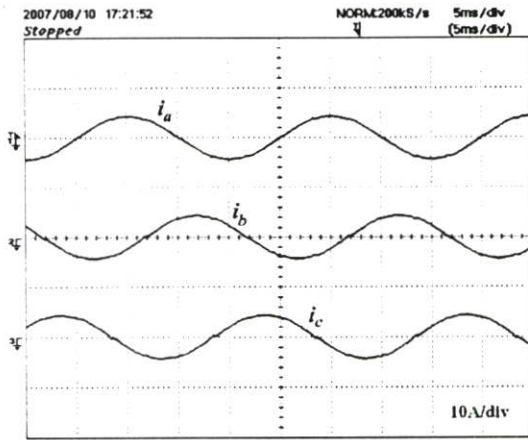


(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส

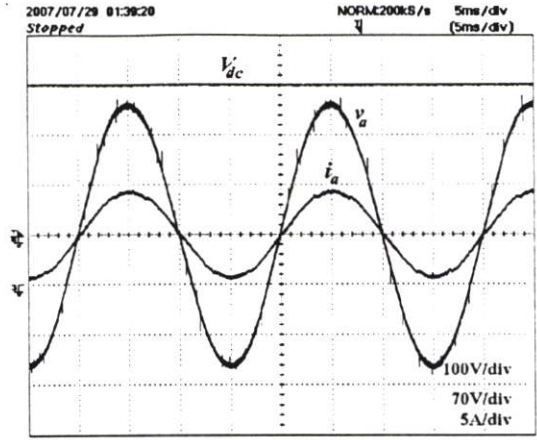


(ข) กระแส, แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.22 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเท่ากับ 144 โวลต์

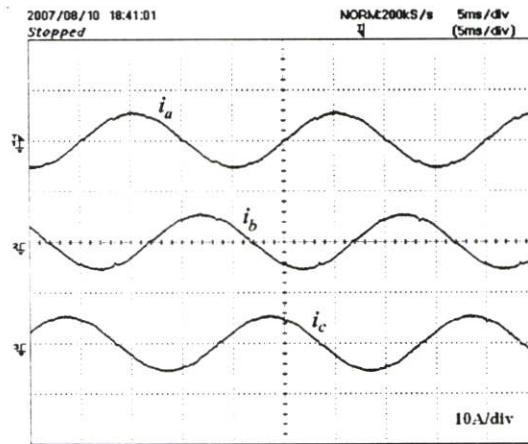


(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส

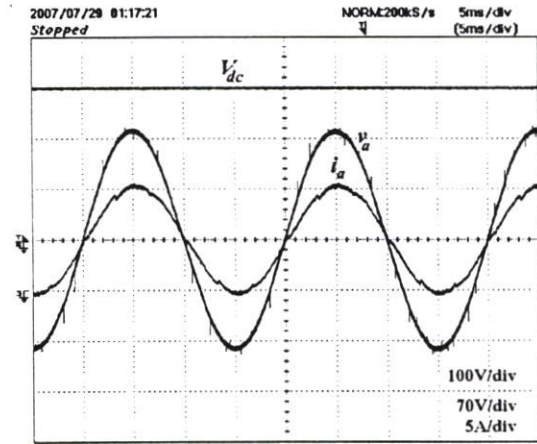


(ข) กระแส,แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.23 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเท่ากับ 132 โวลต์

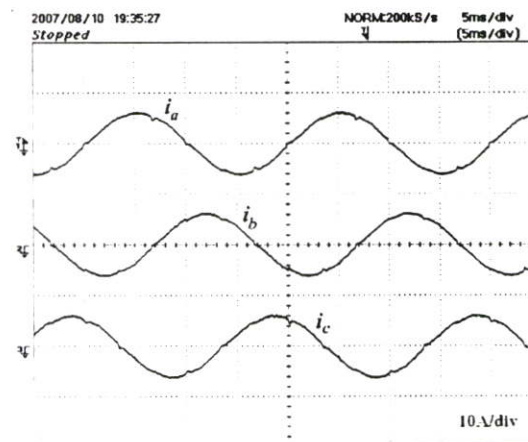


(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส

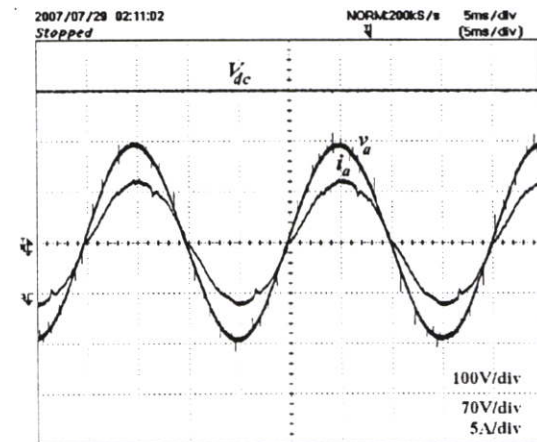


(ข) กระแส,แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.24 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเท่ากับ 108 โวลต์



(ก) กระแสแหล่งจ่ายทั้ง 3 เฟส



(ข) กระแส,แรงดันเฟส A และแรงดันไฟตรง

รูปที่ 5.25 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเท่ากับ 96 โวลต์

ตารางที่ 5.8 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเปลี่ยนแปลงแบบสมมูล

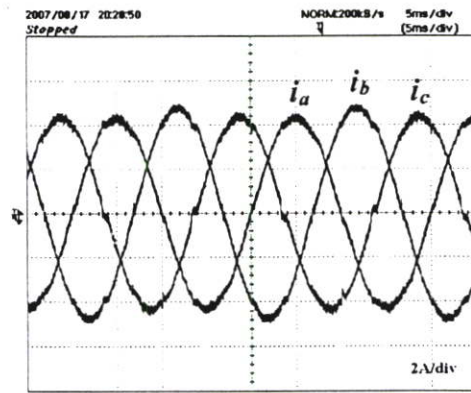
Voltage Input (Volt <sub>rms</sub> )			Current Input (Amp <sub>rms</sub> )			Power Input (W)			Voltage Output (Volt)	Current Output (Amp)
$v_{SA}$	$v_{SB}$	$v_{SC}$	$i_{SA}$	$i_{SB}$	$i_{SC}$	$P_{SA}$	$P_{SB}$	$P_{SC}$	$V_o$	$I_o$
144.1	144.2	144.1	3.21	3.12	3.13	458.1	458.2	458.2	400.3	3.02
132.3	132.1	132.2	3.50	3.49	3.50	463.1	463.3	463.2	400.8	3.01
107.8	107.8	107.6	4.40	4.36	4.38	470.2	470.0	470.1	400.2	3.01
96.2	96.4	96.8	4.98	4.91	4.94	478.1	477.9	478.0	399.7	3.01

Power Output (W)	efficiency (%)	Total Harmonic Distortion Current (%)			Total Harmonic Distortion Voltage (%)			Power Factor		
		$THD_{iA}$	$THD_{iB}$	$THD_{iC}$	$THD_{vA}$	$THD_{vB}$	$THD_{vC}$	$PF_A$	$PF_B$	$P_{SC}$
$P_o$	$\eta$									
1197	87.1	4.34	4.34	4.32	1.48	1.47	1.46	0.99	0.99	0.99
1198	86.2	4.21	4.21	4.20	1.46	1.45	1.46	0.99	0.99	0.99
1196	84.8	4.24	4.23	4.21	1.41	1.41	1.40	0.98	0.98	0.98
1194	83.4	4.38	4.36	4.39	1.37	1.35	1.36	0.97	0.97	0.97

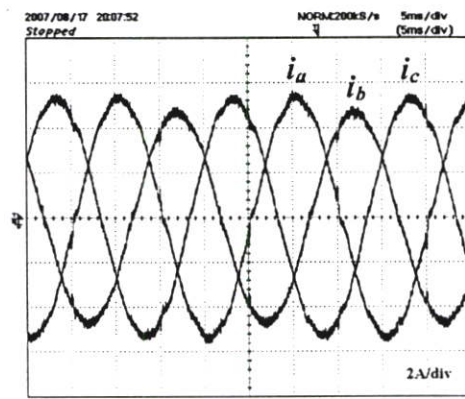
จากการทดสอบวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันนี้จะทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันทั้งหมดทุกเฟส ผลการทดสอบพบว่าวงจรยังสามารถรักษาระดับแรงดันไฟตรงเอาต์พุต(400 โวลต์)ให้คงที่ได้ และยังพบอีกว่าในกรณีแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะลดลงมาก ๆ จะทำให้สัญญาณกระแสมีการเลื่อนเฟสมากขึ้น แต่ในกรณีที่เพิ่มแรงดันอินพุตให้กับวงจรจะพบว่ากระแสอินพุตมีการเลื่อนเฟสน้อยลงแต่ความผิดเพี้ยนของสัญญาณมีค่ามากขึ้นด้วย

#### 5.4.2 การทดสอบเมื่อแรงดันไฟตรงอินพุตเปลี่ยนแปลงแบบไม่สมมูล

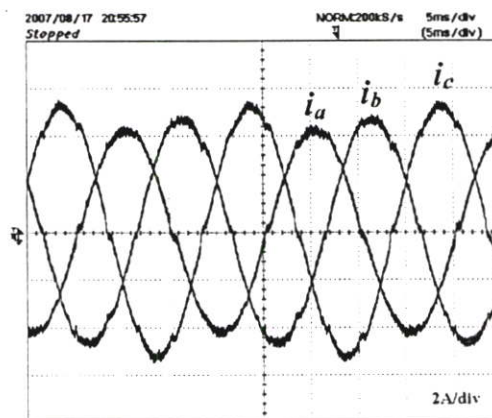
การทดสอบเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเปลี่ยนแปลงแบบไม่สมมูลนี้จะทำการทดสอบวงจรโดยทำการป้อนให้แหล่งจ่ายอินพุตมีค่าเปลี่ยนแปลงในแต่ละเฟสไม่เท่ากัน ในการทำการทดสอบจะทำการทดสอบแบ่งออกเป็น 4 กรณี คือ 1. แรงดันแหล่งจ่ายเฟส B ลดลง 20 เปอร์เซ็นต์ (แรงดันเฟส A,B,C เท่ากับ 120, 96, 120 โวลต์ตามลำดับ) 2. แรงดันแหล่งจ่ายเฟส B เพิ่มขึ้น 20 เปอร์เซ็นต์ (แรงดันเฟส A, B, C เท่ากับ 120, 144, 120 โวลต์ตามลำดับ) 3. แรงดันแหล่งจ่ายเฟส A ลดลง 20 เปอร์เซ็นต์ และแรงดันเฟส B เพิ่มขึ้น 20 เปอร์เซ็นต์ (แรงดันเฟส A, B, C เท่ากับ 96, 120, 144 โวลต์ตามลำดับ) ผลการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 5.26 ถึงรูปที่ 5.28



รูปที่ 5.26 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเฟส A,B,C เท่ากับ 120, 96, 120 โวลต์



รูปที่ 5.27 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเฟส A,B,C เท่ากับ 120, 144, 120 โวลต์



รูปที่ 5.28 แรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเฟส A,B,C เท่ากับ 144, 120, 96 โวลต์

ตารางที่ 5.9 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรเมื่อแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเปลี่ยนแปลงไม่สมดุล

Voltage Input (Volt <sub>rms</sub> )			Current Input (Amp <sub>rms</sub> )			Power Input (W)			Voltage Output (Volt)	Current Output (Amp)
$v_{SA}$	$v_{SB}$	$v_{SC}$	$i_{SA}$	$i_{SB}$	$i_{SC}$	$P_{SA}$	$P_{SB}$	$P_{SC}$	$V_o$	$I_o$
120.3	96.2	120.2	3.92	4.88	3.91	468.2	468.4	468.6	400.4	2.95
120.7	143.9	120.0	3.89	3.28	3.90	468.1	468.5	468.3	400.2	2.98
143.8	120.3	96.4	3.31	3.92	4.93	474.9	474.4	474.8	399.5	2.98

Power Output (W)	efficiency (%)	Total Harmonic Distortion Current (%)			Total Harmonic Distortion Voltage (%)			Power Factor		
		$THD_{iA}$	$THD_{iB}$	$THD_{iC}$	$THD_{vA}$	$THD_{vB}$	$THD_{vC}$	$PF_A$	$PF_B$	$PF_C$
$P_o$	$\eta$									
1,193	84.9	4.53	4.31	4.54	1.39	1.42	1.36	0.98	0.99	0.98
1,197	85.2	4.29	4.46	4.27	1.40	1.46	1.43	0.99	0.99	0.98
1,192	83.7	4.30	4.44	4.51	1.43	1.38	1.39	0.99	0.98	0.98

จากผลการทดสอบในกรณีแรงดันแหล่งจ่ายอินพุตเปลี่ยนแปลงแบบไม่สมดุล พบว่าวงจรยังสามารถทำงานได้ และรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ โดยที่ค่าสัญญาณกระแสแหล่งจ่ายอินพุตมีค่าใกล้เคียงชานซ์

## 5.5 สรุป

จากการทดลองวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่นำเสนอในงานวิจัยนี้พบว่าวงจรสามารถทำงานได้ โดยทำการทดสอบภายใต้โหลดต่างๆเพื่อทดลองการทำงานและประเมินสมรรถนะของวงจรคอนเวอร์เตอร์ด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้า รวมทั้งการประเมินคุณภาพของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตโดยตารางการเปรียบเทียบขององค์ประกอบฮาร์มอนิกของกระแสอินพุตตามมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม มอก.1448-2544 ( IEC61000-3-2 Class A ) โดยทำการเปรียบเทียบกับกรณีที่อินพุตของระบบเป็นวงจรไดโอดเรกติไฟล์ ซึ่งมีการทดลองการประเมินคุณภาพของสัญญาณกระแสทางด้านอินพุตโดยการเปรียบเทียบกับตารางมาตรฐานข้างต้น และการทดลองการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าบัลลัสกระแสตรงขณะมีการเพิ่มภาระอย่างทันทีทันใด รวมทั้งทำการทดสอบวงจรในกรณีแหล่งจ่ายอินพุตเกิดการเปลี่ยนแปลงทั้งแบบสมดุลและไม่สมดุลผลจากการทดสอบพบว่าวงจรมีการทำงานเป็นที่น่าพอใจ โดยผลการทดลองที่ได้ความสอดคล้องและเป็นไปตามทฤษฎี

## บทที่ 6

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้วิเคราะห์ และออกแบบวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่ใช้หลักการวันไซเคลิลโดยระบบที่นำมาทดสอบกับระบบ 3 เฟส ที่พิกัด 1.2kW โดยโหลดที่เป็นตัวต้านทาน และตัวต้านทานผสมเหนี่ยวนำมาทดสอบทดสอบเพื่อหาประสิทธิภาพ , ค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อประเมินคุณภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ทำการทดสอบกรณีที่วงจรคอนเวอร์เตอร์โหลดมีการเพิ่มและลด ทำการทดสอบเมื่อแหล่งจ่ายแรงดันทางด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง ทำการทดสอบกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันทางด้านอินพุตไม่สมดุล ทำการทดสอบการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ รวมทั้งการนำวงจรไปประยุกต์ใช้เป็นแหล่งจ่ายให้แก่อินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยผลการทดสอบผลตอบสนองของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าเป็นที่น่าพอใจ จากการศึกษาค้นคว้าและทดลองงานวิจัยดังกล่าวสามารถสรุปได้ดังนี้

#### 6.1 สรุปผลการวิจัย

- 6.1.1 การใช้หลักการควบคุมแบบวันไซเคลิลที่ได้นำเสนอเป็นหลักการที่ง่าย ไม่ยุ่งยากซับซ้อน เหมาะกับการนำไปประยุกต์ใช้งานได้จริง
- 6.1.2 การนำหลักการควบคุมแบบวันไซเคลิลเข้ามาใช้แก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้า พบว่าใช้วงจรตรวจจับจำนวนน้อย และมีความยืดหยุ่นในการใช้งานสูง
- 6.1.3 การควบคุมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีเป็นเทคนิคการสร้าง PWM แบบความถี่สวิตซ์คงที่ ดังนั้นสามารถกำจัดความถี่ในการสวิตซ์ได้ โดยออกแบบวงจรเพื่อกรองความถี่สวิตซ์ได้
- 6.1.4 การควบคุมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีการตอบสนองต่อกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงแบบฉับพลัน โดยที่วงจรยังคงสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี
- 6.1.5 ในกรณีที่ระบบจ่ายไฟฟ้าในระบบ 3 เฟส มีแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงไป วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่นำเสนอนี้ยังคงทำงานได้เป็นอย่างดี โดยสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้
- 6.1.6 จากการทดลองพบว่านอกจากกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันเกิดการสมดุลแล้ววงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่ออกแบบยังสามารถใช้งานได้ดีแม้ในกรณีที่แหล่งจ่ายแรงดันเกิดการไม่สมดุล

- 6.1.7 ผลการทดสอบการทำงานของระบบแสดงให้เห็นว่าวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าที่ได้ทำการวิจัยนี้มีการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกแหล่งจ่ายอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A

## 6.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัยต่อไป

- 6.2.1 เนื่องจากวงจรและอุปกรณ์ที่ทำการควบคุมการทำงานยังมีบางส่วนที่เป็นอุปกรณ์เชิงอนาล็อก จึงทำให้วงจรไวต่อสัญญาณรบกวน การพัฒนาในขั้นต่อไปควรออกแบบ การประมวลผลทั้งหมดบนตัวประมวลผลดิจิทัล(DSP) เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว
- 6.2.2 ระบบที่ใช้ทดสอบนี้เป็นระบบไฟฟ้าแบบ 3 เฟส 4 สาย ในกรณีแหล่งจ่ายไฟเกิดการไม่สมดุลขึ้น จะทำให้กระแสที่ไหลในแต่ละเฟสจะไม่เท่ากันจึงอาจมีผลทำให้เกิดกระแสในสายนิวทรอนได้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Ned Mohan, Tore M. Underland and William P. Robbins, "Power Electronic Converters, Applications and Design", John Wiley and sons, Inc., second edition, 1995
- [2] B.K. Bose " An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for machine Drive System "IEEE Trans,Ind, Electronic Vol. 37 ,1990,pp 402-408
- [3] Simon Ang and Alejandro Oliva. Power Electronics Converter, Applications and Design , 2<sup>nd</sup> edition John Wiley and Sons, 1995
- [4] A.W. Green and J.T. Boy "Hysteresis Current – Forced Three- Phase Voltage-Source Reversible Rectifier" IEE Proc,Vol.136 ,May 1989 ,pp 113-120
- [5] Keyue M. Smedley and Slobodan Cuk," One-Cycle Control of Switching Converters."IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.10, NO. 6,NOVEMBER, 1995
- [6] Zheren Lai, Keyue M. Smedley and Yunhong Ma "Time Quantity One-Cycle Control For Power-Factor Correctors." IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 12, NO. 2, MARCH 1997
- [7] Zheren Lai, Keyue M. Smedley, and Yunhong Ma, " Time Quantity One-Cycle Control for Power Factor Correctors." IEEE Trans. On Industry Applications., vol. 24, May-June 1988.pp.449-455
- [8] Dongsheng Ma, Wing-Hung Ki and Chi-Ying Tsui." An Integrated One-Cycle Control Buck Converter with Adaptive Output and Dual Loops for Output Error Correction",Proceeding. ECTI Conference, 13-14 May 2004.pp.5-8
- [9] Yang Chen and Keyue Smedley, "Parallel Operation of One-Cycle Controlled Grid Connected Three-Phase Inverters., IEEE, vol. 16 ,Oct. 2001, pp.782 – 790
- [10] N. Mohan, T.M. Undland, W.P.Robbins "Power Electronic Converter Application and Design" John Wiley & Son, Inc. 1995
- [11] Keyue M. Smedley " Unified Constant-Frequency Integration Control of Three-Phase Standard Bridge Boost Rectifiers With Power-Factor Correction"Power Electronic, IEEE Transaction on VOL.16,NO.3,May Page(s):428 – 436.

- [12] CHEE-MUN ONG, "Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB Simulink ", Prentice Hall PTR.1998ISBN 0-13-723785-5
- [13] Chongming Qiao; Smedley, K.M.;" Three-phase unity-power-factor star-connected switch (VIENNA) rectifier with unified constant-frequency integration control"Power Electronics,IEEE Transactions onVolume 18, Issue 4, July. 2003 Page(s):952 - 957
- [14] Smedley, K.M.; Cuk, S, "One-cycle control of switching converters", Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 10, Issue 6, Nov. 1995 Page:625 – 633
- [15] ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล "การวิเคราะห์และประเมินคุณสมบัติของเทคนิคเคลด้ามีอดคูเลชันที่มีขอบเขตฮิสเตอร์รีซีสแบบต่างๆ สำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน", วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2544
- [16] กำพล ศิริจันทร์พงศ์ "1 เฟส เอช-ทู-ดีซีสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์มีการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าสำหรับอินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส" วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2546
- [17] สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม 2543 มอก. 1448-2544 IEC 61000-3-2 (2000-08). "ขีดจำกัดสำหรับสิ่งที่ส่งออกมาซึ่งเป็นฮาร์มอนิก " (กระแสไฟฟ้าเข้า  $\leq 16$  แอมแปร์ ต่อเฟส), กรุงเทพมหานคร.
- [18] นายบุญเรือง วงศ์ลาบัตร"การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบแอกตีฟและรีแอกทีฟโดยตรงของวงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบสถิตย์สำหรับ 3 เฟส"วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ,หน้า 7-23,2543
- [19] สกต ศรีจันทร์งาน"วงจรแปลงผันไฟสลับเป็นไฟตรงแบบซัคในโหมคการทำงานแบบกระแสไม่ต่อเนื่อง"วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ,2543
- [20] วีระ ชันยาภิรักษ์"การทำงานของเครื่องปรับความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำในสภาวะสมดุลและไม่สมดุลของแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย"วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2547

ภาคผนวก ก  
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์  
จาก วิศวกรรมลาดกระบัง

# การแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสามเฟสโดยอาศัยหลักการทวี แรงดันแบบขนานซึ่งมีการควบคุมแบบเวกเตอร์

## Three-Phase PFC based on a Parallel Dual Boost Principle with Vector Operation

องอาจ เกษภษา                      วิจิตร กิมเรศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสามเฟสโดยใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสทวีแรงดันฟูลบริดจ์อาศัยหลักการทวีแรงดันแบบขนาน ซึ่งมีการควบคุมภายในหนึ่งไซเคิล และสามารถลดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า นอกจากนี้เทคนิคดังกล่าว เป็นการควบคุมให้ความถี่พาหะคงที่ ส่งผลให้การออกแบบวงจรกรองสัญญาณ EMI ทำได้ง่ายขึ้น อีกทั้งมีการเลือกขอบเขตช่วงเวลางานของสวิตช์ในรูปแบบเวกเตอร์ที่แน่นอน ทำให้สามารถลดจำนวนครั้งการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ลง ส่งผลให้การสูญเสียอันเนื่องมาจากการสวิตช์มีค่าต่ำลง ในรายละเอียดของบทความนี้ได้นำหลักการทำงาน, ออกแบบ และ สร้างวงจรดังกล่าว โดยการควบคุมใช้ดิจิทัลลอจิก (CPLD) และทำการทดสอบการทำงานจริงของวงจร ทั้งในช่วงสภาวะคงตัว และช่วงการเปลี่ยนแปลง โหลดอย่างฉับพลันซึ่งได้ผลเป็นที่น่าพอใจ

### Abstract

This paper presents the three phase power factor correction using the three-phase full bridge boost rectifier based on a parallel dual boost principle with vector operation in one cycle control. The method can also reduce harmonic current in the system. Also, the scheme is based on the fixed-frequency carriers resulting in simplified design of EMI filters. Furthermore selection of switching intervals in vector operation is a definite process. This has significantly decreased the switching losses. The detail of this present work principles, design and construction of the proposed circuit. A digital logic CPLD is used as a controller. The experimental verification has been given, which show satisfactory step-load change operations.

### 1. บทนำ

ปัจจุบันเครื่องมืออุปกรณ์ทางไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์จะมีวงจรที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยทั่วไปจะใช้ไดโอดและทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดัน ซึ่งอุปกรณ์

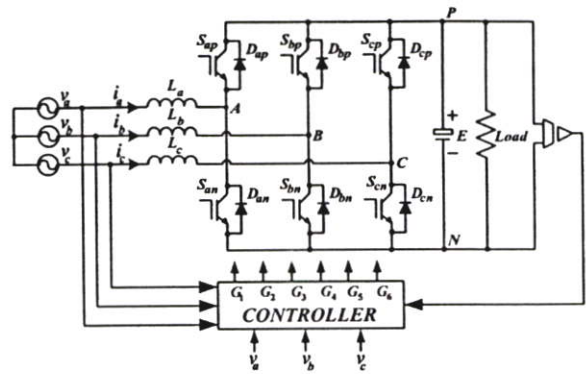
เหล่านี้ก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกขึ้นในระบบ รวมทั้งทำให้ค่าประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าต่ำ วิธีที่นิยมใช้ในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าในระบบสามเฟสนั้น จะใช้การควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส หรือการควบคุมแบบ d-q [1] ซึ่งการควบคุมแบบฮิสเตอร์รี

ซึ่งจะมีความถี่ในการสวิตช์ไม่คงที่ จึงทำให้ยากต่อการออกแบบวงจรกรองความถี่ EMI ส่วนการควบคุมแบบ d-q จำเป็นต้องออกแบบวงจรโดยใช้ตัวประมวลผลดิจิทัลที่มีการประมวลผลที่รวดเร็ว จึงเป็นผลทำให้วงจรมีขนาดใหญ่, ยุ่งยากซับซ้อนและมีราคาสูง

บทความนี้ได้เสนอเทคนิคการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าสามเฟสทวิแรงดันแบบขนานในรูปแบบเวกเตอร์โดยใช้การควบคุมการทำงานแบบวันไซเคิล(OCC) ที่มีรูปแบบการทำงานแบบเวกเตอร์ และมีความถี่ในการสวิตช์คงที่ ซึ่งสามารถออกแบบวงจรกรองความถี่พาหะได้ รวมทั้งไม่จำเป็นต้องมีการคำนวณค่ากระแสอ้างอิง จึงทำให้วงจรลดอุปกรณ์ตรวจจับ และวงจรไม่จำเป็นต้องใช้วงจรคูณ จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็ก ไม่มีความซับซ้อน และราคาถูก อีกทั้งเทคนิคที่นำเสนอนี้มีรูปแบบการทำงานของสวิตช์เป็นแบบเวกเตอร์ ที่สามารถลดจำนวนการสวิตช์ลงได้ เป็นผลให้การสูญเสียทางการสวิตช์ลดลง[2] ซึ่งแนวคิดที่นำเสนอนี้ได้ทำการออกแบบสร้างและทดสอบวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าสามเฟสทวิแรงดันแบบขนานสองชุด โดยอาศัยพื้นฐานจากระบบจำลองที่ได้ในทางทฤษฎี และใช้ตัวควบคุมแบบคิจิตอลลอจิก (CPLD) ในการควบคุมการทำงานของระบบ ซึ่งจากการทดสอบพบว่าวงจรมีค่าความผิดเพี้ยนของกระแสฮาร์มอนิกลดลง และค่าประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าต่ำ โดยระบบมีการตอบสนองที่รวดเร็ว

## 2. หลักการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าในรูปแบบเวกเตอร์

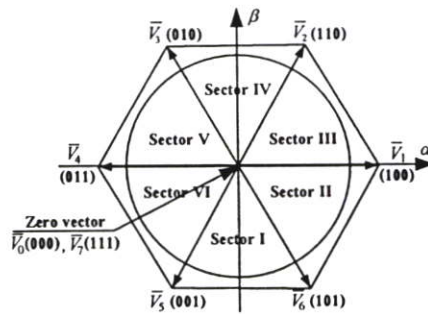
วงจรภาคกำลังหลักเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดสามเฟสแบบบริดจ์ โดยที่บัสแรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุแทนด้วย  $E$  ซึ่งจะเก็บพลังงาน และจ่ายไปยังโหลด โดยกำลังไฟฟ้าได้มาจากแหล่งจ่ายแรงดันระบบสามเฟส  $v_a, v_b, v_c$  และกระแส  $i_a, i_b, i_c$  วงจรคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำสามตัว  $L_a, L_b, L_c$  และสวิตช์หกตัว คือ  $S_{ij}$  เมื่อกิ่งบนแทนด้วย  $j=p$ , กิ่งล่าง  $j=n$  สำหรับ  $i$  แทนเฟส ( $a, b, c$ ) ตามลำดับ ซึ่งสวิตช์สองตัวแต่ละเฟสทำงานในลักษณะตรงข้ามกัน[3] แสดงดังรูปที่ 1



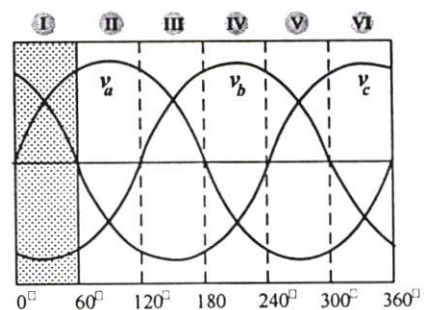
รูปที่ 1 วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าสามเฟสแบบสวิตช์หกตัว

### 2.1 การเลือกการทำงานของสเปซเวกเตอร์

แรงดันแหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าสามเฟสคอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2 เราจะพิจารณาโดยแบ่งขอบเขตการทำงานออกเป็น 6 ส่วนเท่าๆกันซึ่งแต่ละส่วนจะมีขนาด 60 องศา เพื่อทำการแปลงวงจรให้เป็นวงจรทวิแรงดันแบบขนานสองชุด



รูปที่ 2 สเปซเวกเตอร์แรงดัน



รูปที่ 3 ขอบเขตการทำงานในแต่ละช่วงของหนึ่งลูกคลื่น

ในช่วงการทำงาน  $0^\circ-60^\circ, 120^\circ-180^\circ$  และ  $240^\circ-300^\circ$  สัญญาณแรงดันจะมี 2 เฟสที่มีแรงดันมากกว่าอีกเฟสหนึ่ง ดังนั้นพบว่า

1.) สวิตช์  $S_{in}$  ( $i=a,b,c$ ) เป็นสวิตช์ที่มีเฟสแรงดันต่ำที่สุด ตลอดช่วงการทำงานสวิตช์ตัวนั้นจะทำงาน(ON) โดยที่ สวิตช์  $S_{ip}$  จะไม่ทำงาน(OFF)

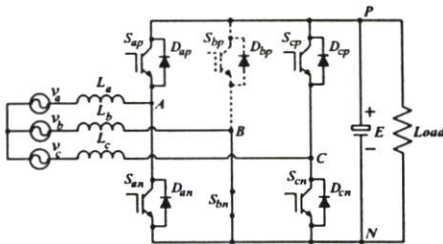
2.) สวิตช์  $S_{in}$  ,  $S_{ip}$  ของเฟสที่เหลือสองเฟสนั้นให้ทำงานในลักษณะตรงกันข้ามกัน โดยอัตราส่วนของการสวิตช์ของ  $S_{in}$  ตัวหนึ่งคือ  $d_p$  และอัตราส่วนของการสวิตช์ของ  $S_{in}$  ตัวที่เหลือคือ  $d_n$

ในช่วงการทำงาน  $60^\circ-120^\circ, 180^\circ-240^\circ$  และ  $300^\circ-360^\circ$  สัญญาณแรงดันจะมี 2 เฟสที่มีแรงดันต่ำกว่าอีกเฟสหนึ่ง ดังนั้นพบว่า

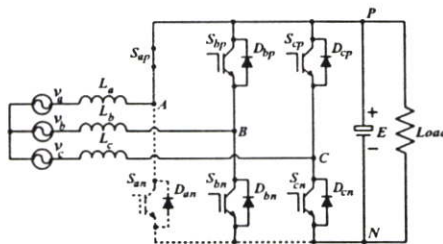
1.) สวิตช์  $S_{ip}$  ( $i=a,b,c$ ) เป็นสวิตช์ที่มีเฟสแรงดันสูงที่สุด ตลอดช่วงการทำงานสวิตช์ตัวนั้นจะทำงาน(ON) โดยที่ สวิตช์  $S_{in}$  จะไม่ทำงาน(OFF)

2.) สวิตช์  $S_{in}$  ,  $S_{ip}$  ของเฟสที่เหลือสองเฟสนั้นให้ทำงานในลักษณะตรงกันข้ามกัน โดยอัตราส่วนของการสวิตช์ของ  $S_{ip}$  ตัวหนึ่งคือ  $d_p$  และอัตราส่วนของการสวิตช์ของ  $S_{ip}$  ตัวที่เหลือคือ  $d_n$

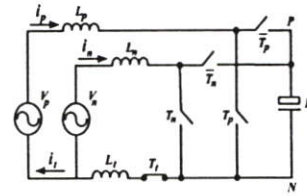
ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่ารูปแบบการสวิตช์มี 2 รูปแบบดังรูปที่ 3 และวงจรมีลักษณะเหมือนวงจรทวิแรงดันแบบขนาน 2 ชุดซึ่งแสดงวงจรสมมูลดังรูปที่ 4



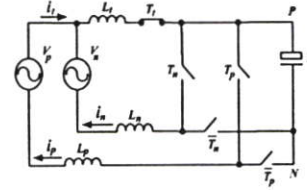
(a) ขอบเขตการทำงานในช่วง  $0^\circ-60^\circ$



(b) ขอบเขตการทำงานในช่วง  $60^\circ-120^\circ$   
รูปที่ 3 การลดรูปวงจรคอนเวอร์เตอร์



(a) ช่วงการทำงาน  $(0^\circ-60^\circ), (120^\circ-180^\circ), (240^\circ-300^\circ)$



(b) ช่วงการทำงาน  $(60^\circ-120^\circ), (180^\circ-240^\circ), (300^\circ-360^\circ)$   
รูปที่ 4 วงจรสมมูลทวิแรงดันแบบขนานสองชุด

สภาวะการทำงานของสวิตช์รูปที่ 4 แบ่งออกเป็นลักษณะการทำงานได้ 4 สภาวะดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 สภาวะการสวิตช์และแรงดันตัวเหนี่ยวนำ

สภาวะ	$T_p$	$T_n$	$V_{Lp}^*$	$V_{Ln}^*$	$V_L^*$
I	ON	ON	$V_p^*$	$V_n^*$	$V_l^*$
II	ON	OFF	$V_p^* + \frac{1}{3} \cdot E$	$V_n^* - \frac{2}{3} \cdot E$	$V_l^* - \frac{1}{3} \cdot E$
III	OFF	ON	$V_p^* - \frac{2}{3} \cdot E$	$V_n^* + \frac{1}{3} \cdot E$	$V_l^* - \frac{1}{3} \cdot E$
IV	OFF	OFF	$V_p^* - \frac{1}{3} \cdot E$	$V_n^* - \frac{1}{3} \cdot E$	$V_l^* - \frac{2}{3} \cdot E$

จากสภาวะการทำงานของการสวิตช์สรุปได้ว่า

$$\begin{bmatrix} V_p^* \\ V_n^* \\ V_l^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

ในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ชนิดสามเฟสที่มีสวิตช์แบบคงที่ จะพบว่าโอกาสของลำดับการสวิตช์จะมีอยู่สองกรณีคือ

- $d_p > d_n$  ลำดับการสวิตช์ ( I , II , IV )
- $d_p < d_n$  ลำดับการสวิตช์ ( I , III , IV )

กรณีที่ (  $d_p > d_n$  ) เงื่อนไขลำดับการสวิตช์

$$V_p^* \cdot d_n + \left( V_p^* + \frac{1}{3} \cdot E \right) \cdot (d_p - d_n) + \left( V_p^* - \frac{1}{3} \cdot E \right) \cdot (1 - d_p) = 0$$

$$V_n^* \cdot d_n + \left( V_n^* - \frac{2}{3} \cdot E \right) \cdot (d_p - d_n) + \left( V_n^* - \frac{1}{3} \cdot E \right) \cdot (1 - d_p) = 0 \quad (2)$$



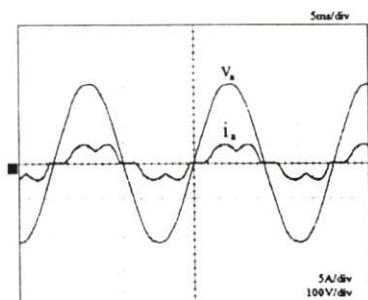
สำหรับรูปแบบการทำงานแบบเวกเตอร์ที่แบ่งออกเป็นหกส่วนในหนึ่งรูปคลื่นสัญญาณนั้น จะพบว่าการเปลี่ยนแปลงการทำงานของสวิตช์ในแต่ละเฟสจะมีการเปลี่ยนแปลงของการสวิตช์ทีละเฟส จึงทำให้ในแต่ละเฟสทำให้เกิดการสูญเสียในการสวิตช์น้อยมาก โดยรูปแบบการทำงานในแต่ละช่วงจะเริ่มทุกๆ  $60^\circ$  ในหนึ่งรูปคลื่น ซึ่งรูปแบบการทำงานของการสวิตช์ในหนึ่งรูปคลื่นแสดงได้ในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 กระบวนการควบคุมที่แก้ไขค่าตัวประกอบกำลังแบบเวกเตอร์โดยหลักการวนไขเคล

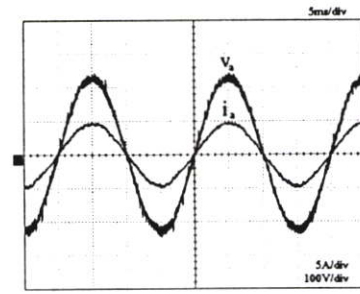
ช่วง	$i_p$	$i_n$	$Q_{ap}$	$Q_{an}$	$Q_{bp}$	$Q_{bn}$	$Q_{cp}$	$Q_{cn}$
I	$i_a$	$i_c$	$\bar{Q}_p$	$Q_p$	OFF	ON	$\bar{Q}_n$	$Q_n$
II	$-i_b$	$-i_c$	ON	OFF	$Q_p$	$\bar{Q}_p$	$Q_n$	$\bar{Q}_n$
III	$i_b$	$i_a$	$\bar{Q}_n$	$Q_n$	$\bar{Q}_p$	$Q_p$	OFF	ON
IV	$-i_c$	$-i_a$	$Q_n$	$\bar{Q}_n$	ON	OFF	$Q_p$	$\bar{Q}_p$
V	$i_c$	$i_b$	OFF	ON	$\bar{Q}_n$	$Q_n$	$\bar{Q}_p$	$Q_p$
VI	$-i_a$	$-i_b$	$Q_p$	$\bar{Q}_p$	$Q_n$	$\bar{Q}_n$	ON	OFF

### 3. ผลการทดลอง

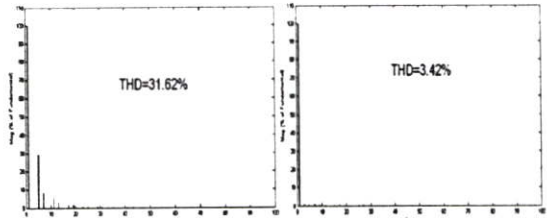
สำหรับการทดลองนั้นเราได้ทำการสร้างวงจรต้นแบบเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส 3 สาย แรงดันแหล่งจ่าย 100 V และความถี่ 50 Hz ภาคกำลังใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์ทำการสวิตช์ โดยกำหนดให้  $V_{dc(ref)} = 300V$ ,  $L_a = L_b = L_c = 10\text{ mH}$  และ  $C = 3,400\text{ }\mu\text{F}$  ส่วนควบคุมใช้ XC9572(CPLD) ทำหน้าที่ควบคุมและประมวลผล ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ชนิดสามเฟสที่สร้างขึ้นมานั้นได้ทำการทดสอบกับโหลดที่เป็นตัวต้านทาน  $100\text{ }\Omega$



รูปที่ 6 กระแสแหล่งจ่ายก่อนวงจรทำงาน

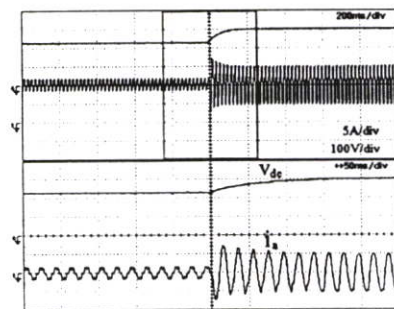


รูปที่ 7 กระแสแหล่งจ่ายหลังวงจรทำงาน



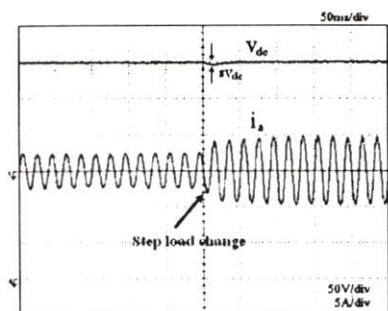
รูปที่ 8 สเปกตรัมกระแสแหล่งจ่ายก่อนและหลังทำงาน

จากผลทดสอบการทำงาน พบว่ากระแสของแหล่งจ่ายทั้งสามเฟสก่อนที่วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังทางไฟฟ้าทำงาน กระแสของแหล่งจ่ายมีค่า  $THD_i = 31.62\%$  และหลังจากวงจรทำงานค่า  $THD_i = 3.42\%$  ซึ่งจะพบว่ามีค่าลดลง โดยค่าของตัวประกอบกำลังก่อนวงจรทำงานและหลังวงจรทำงานมีค่าเป็น  $PF = 0.84$  และ  $0.99$  ตามลำดับแสดงได้ดังรูปที่ (6)-(8)



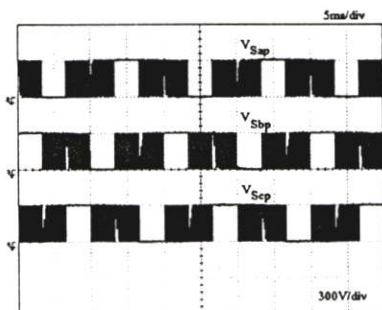
รูปที่ 9 สัญญาณกระแสแหล่งจ่ายและแรงดันบัสไฟตรงช่วงเริ่มทำงาน

รูปที่ 9 เป็นการทดสอบแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุกรณิวงจรก่อนการทำงานและหลังการทำงาน จากการทดสอบพบว่าแรงดันมีการเปลี่ยนแปลงจาก 230V ไปเป็น 300V ซึ่งเป็นแรงดันที่อ้างอิง จากการขยายรูปกระแสและแรงดันพบว่าระบบมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว



รูปที่ 10 ผลการตอบสนองของขั้วกรูขณะที่เปลี่ยนแปลง โหลดอย่างฉับพลัน

รูปที่ 10 เป็นการทดสอบกรณีที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันจาก 200Ω ไปเป็น 100Ω ผลทดสอบพบว่าผลการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลง โหลดมีการตอบสนองที่รวดเร็ว โดยที่วงจรสามารถ รักษาระดับแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่



รูปที่ 11 สัญญาณการสวิตช์ของสวิตช์กึ่งบนทั้งสามเฟส

รูปที่ 11 เป็นสัญญาณการสวิตช์ของสวิตช์กึ่งบน ทั้งสามเฟส จะพบว่าการทำงานของสวิตช์มีการทำงาน ในลักษณะเวกเตอร์เป็นผลให้การสวิตช์ของวงจรมีการ สวิตช์ที่น้อยลง จึงมีผลทำให้การสูญเสียทางสวิตช์มี การลดลงด้วย

ตารางที่ 3 การทดสอบประสิทธิภาพ

เงื่อนไขการทดสอบ	PF	THDI <sub>A</sub> (%)	THDI <sub>B</sub> (%)	THDI <sub>C</sub> (%)
1. ก่อนวงจรทำงาน	0.84	31.62	31.42	31.59
2. หลังวงจรทำงาน				
2.2 โหลด R	0.99	3.42	3.53	3.48
2.3 โหลดอนุกรม R-L	0.99	3.46	3.49	3.45

ตารางที่ 3 เป็นการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร โดยทำการทดสอบก่อนวงจรทำงานและหลังวงจร ทำงานกรณีต่อโหลดเป็นตัวต้านทาน 100 Ω และ ตัวเหนี่ยวนำ 5 mH อนุกรมกับตัวต้านทาน 100 Ω

### 5. สรุปผลการทดลอง

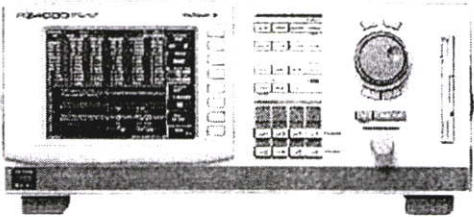
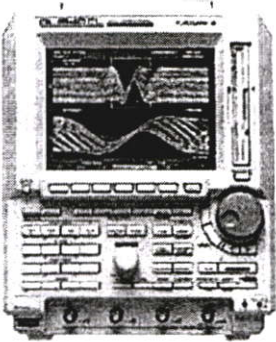
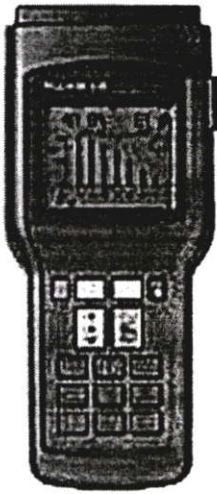
จากการทดลองวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง ทางไฟฟ้าโดยอาศัยหลักการทวีแรงดันแบบขนาน สามเฟสในรูปแบบเวกเตอร์ ซึ่งพบว่าวงจรมีหลักการ ทำงานที่ไม่ซับซ้อน โดยจากการทดสอบกระแสทางด้าน แหล่งจ่ายมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกลดลง รวมทั้ง ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง และผลการ ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันพบว่า ระบบมีผลการตอบสนองที่รวดเร็วและยังสามารถรักษา ระดับแรงดันบัสไฟตรงให้คงที่ได้ โดยการทำงานใน รูปแบบเวกเตอร์นั้นในแต่ละช่วงการทำงานจะมีสวิตช์ กิ่งหนึ่งทำงานหรือหยุดทำงานตลอดช่วงการทำงานจึง ทำให้สวิตช์จะทำงานเพียงสองกิ่งและในช่วงการทำงาน จะเป็นแบบเวกเตอร์นั้นจึงมีสูญเสียทางการสวิตช์ที่ลง อีกทั้งการควบคุมแบบนี้มีความถี่พาหะคงที่ จึงทำให้ง่าย ต่อการออกแบบวงจรกรองความถี่




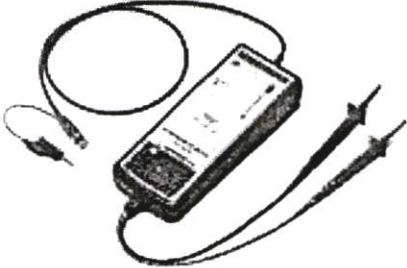
### 6. เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Mohan, T.M. Undland, W.P.Robbins“Power Electronic Converter Application and Design” John Wiley & Son, Inc. 1995
- [2] Chongming Qiao and Keyue M. Smedley” One-Cycle Controlled Three-Phase Buck-derived Rectifier\_Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. PIEMC 2000., Volume 1, 15-18 Aug. 2000 Page(s):430 - 435 vol.1
- [3] Keyue M. Smedley “ Unified Constant-Frequency Integration Control of Three-Phase Standard Bridge Boost Rectifiers With Power-Factor C0rrection”Power Electronic, IEEE Transaction on VOL.16,NO.3,May Page(s):428 – 436.
- [4] Chongming Qiao; Smedley, K.M.;” Three-phase unity-power-factor star-connected switch (VIENNA) rectifier with unified constant-frequency integration control”Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 18, Issue 4, July. 2003 Page(s):952 - 957

## ภาคผนวก ข.

## อุปกรณ์เครื่องมือที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Analyzer (YAKOGAWA)          รุ่น PZ4000          รายละเอียด Wide Measurement Bandwidth          (DC to 2 MHz)          Accurately Sampling 5 MS/s          Harmonic Analysis (up to 500<sup>th</sup>) Order</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope          (YOKOGAWA)          รุ่น DL1520/L (4 Channel)          รายละเอียด 150 MHz bandwidth          200 MS/s sampling rate on one channel          or 100 MS/s on two channels (DL1520/L)          8 bit vertical resolution          DC to 30 MHz, 850V (DC + AC peak)          2% DC accuracy, Internal low pass filter</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Harmonics Analyzer (FLUKE)          รุ่น FLUKE 41B          รายละเอียด 5 to 600 Vrms, 1.00 to 1000 Arms          up to 600 kw., 6 Hz to 99.9 Hz          Indicates fundamental to 13 th          hamonices.          Measures crest factor, PF, DPF,          K-factor          %THD, %THD-R</p>

	<p>ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (Hewlett Packard)          รุ่น 973A          รายละเอียด True RMS 20 kHz Accuracy = 0.1%          Vac or Vdc : 0 to 1000 Volts.          Iac or Idc : 0 to 10 Amperes.</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Current Probe (CHAUVIN ARNOUX)          รุ่น E3N          รายละเอียด Current Probe 10 – 100 Ampere / 1 Volt          Input 100 A Peak Max          Frequency: DC to 100 kHz. (@ 3 db)          Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Clamp (YOKOGAWA)          รุ่น 2343 02          รายละเอียด Amp 40A / 400A / 1000 A          Volt 40V / 400V / 600 V          Ohm 400 / 4k Ohm</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Band Differential Probe          รุ่น 700924          รายละเอียด 100 MHz          A probe lets you make wide-band differential input measurements</p>

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายองอาจ เกษภาษา
วัน เดือน ปีเกิด	24 มีนาคม 2522 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร
ที่อยู่	77/523 ม.5 ถ.เพชรทองคำ 1 แขวง แสมดำ เขต บางขุนเทียน กรุงเทพฯ 10150
ประวัติการศึกษา	2543 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า-ไฟฟ้ากำลัง มหาวิทยาลัย สยาม
ประสบการณ์การทำงาน	
พ.ศ.2546-2547	ตำแหน่ง วิศวกร แผนกซ่อมบำรุง บริษัท เอ พี อี เอ็นจิเนียริงคิเวลทอปเม้นจำกัด
พ.ศ.2548-2549	ตำแหน่ง วิศวกรควบคุม บริษัท เอ พี อี เอ็นจิเนียริงคิเวลทอปเม้นจำกัด