

การพัฒนาวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบไวงาน สำหรับวงจร เรียงกระแสสามเฟสด้วยการใช้คอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับ

กชกร ศิริพันธ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี ปีการศึกษา 2562 ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยอุบลราชธานี



DEVELOPMENTS OF AN ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION (APFC) FOR THE THREE-PHASE RECTIFIER SYSTEMS USING THE THREE-LEVEL CONVERTERS

KOTCHAKORN SIRIPHAN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF MASTER OF ENGINEERING MAJOR IN ELECTRICAL ENGINEERING FACULTY OF ENGINEERING UBON RATCHATHANI UNIVERSITY ACADEMIC YEAR 2019 COPYRIGHT OF UBON RATCHATHANI UNIVERSITY



ใบรับรองวิทยานิพนธ์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

เรื่อง การพัฒนาวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบไวงาน สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟส ด้วยการใช้คอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับ

ผู้วิจัย นายกชกร ศิริพันธ์ คณะกรรมการสอบ

รองศาสตราจารย์ ดร.ยุทธนา ขำสุวรรณ์	ประธานกรรมการ
ดร.ประชา คำภักดี	กรรมการ
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มงคล ปุษยตานนท์	กรรมการ
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วรการ วงศ์สายเชื้อ	กรรมการ

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.ประชา คำภักดี)

marito

(รองศาสตราจารย์ ดร.อริยาภรณ์ พงษ์รัตน์) รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มงคล ปุษยตานนท์) คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยอุบลราชธานี ปีการศึกษา 2562

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีโดยได้รับความกรุณาอย่างยิ่งจาก ดร.ประชา คำภักดี ผู้ช่วยศาสตราจารย์ดร.วรการ วงศ์สายเชื้อ, อาจารย์ผดุง กิจแสวง และอาจารย์สมนึก เวียนวัฒนชัย ซึ่ง เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์และผู้ร่วมวิจัย ที่คอยให้คำปรึกษา คำแนะนำ ให้ความรู้ทางวิชาการ ซึ่งเป็นแนวทางในการทำวิจัย อีกทั้งยังคอยให้คำปรึกษาในการเขียนบทความวิชาการในทุกงานประชุม วิชาการที่ได้ส่งบทความเข้าร่วม

ขอขอบพระคุณ คณาจารย์ บุคลากรและเจ้าหน้าที่ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่านตลอดจน เจ้าหน้าที่งานบัณฑิตศึกษาของหลักสูตรและคณะ ที่คอยช่วยเหลือและให้แนะนำตลอดการศึกษาและ การทำวิจัย รวมทั้งเพื่อน รุ่นพี่ และรุ่นน้อง นักศึกษาปริญญาโท-เอก ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่มีส่วน ช่วยเหลือตลอดระยะเวลาการศึกษาและการดำเนินงานวิจัยให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณ บริษัท สยามคอมเพรสเซอร์อุตสาหกรรม จำกัด ที่ให้โอกาสและให้ความ อนุเคราะห์ในการศึกษาและการดำเนินการวิจัย จนสามารถดำเนินงานวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

> กชกร ศิริพันธ์ ผู้วิจัย

บทคัดย่อ

เรื่อง	: การพัฒนาวงจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบไวงาน สำหรับวงจรเรียง
	กระแสสามเฟสด้วยการใช้คอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับ
ผู้วิจัย	: กชกร ศิริพันธ์
ชื่อปริญญา	: วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	: วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	: ดร.ประชา คำภักดี
คำสำคัญ	 วงจรเรียงกระแสแบบเวียนนา, การควบคุมกระแส, การปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์

ในปัจจุบันการใช้งานเครื่องปรับอากาศได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายและได้มีการนำเอา เทคโนโลยีอินเวอร์เตอร์ (Inverter) มาใช้ในการควบคุมการทำงานมอเตอร์ที่อยู่ภายในคอมเพรสเซอร์ ของเครื่องปรับอากาศ โดยที่ภายในอินเวอร์เตอร์นั้นมีวงจรเรียงกระแสเป็นส่วนประกอบ ซึ่งจะทำให้ เกิดค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกกระแสที่เกินค่ามาตรฐาน IEC/EN 61000-3-2 และทำให้ค่าตัว ประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำลง

วงจรเรียงกระแสสามเฟสที่เหมาะสมในการลดทอนฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบ กำลังไฟฟ้านั้นคือวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงาน ซึ่งจำเป็นต้องอาศัยวิธีการควบคุมและการมอ ดูเลชั่นในการทำงาน โดยเลือกใช้วิธีการควบคุม 2 วิธีคือ 1.วิธีควบคุมกระแส 2.วิธีควบคุมไฟฟ้า ทางตรง และเลือกใช้วิธีมอดูเลชั่น 3 วิธีคือ 1.การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยม แบบเลื่อนเฟส 2.การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ 3.การปรับ ศูนย์ของสเปซเวกเตอร์ เพื่อหาวิธีลดค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบ กำลังไฟฟ้าที่เหมาะสม

จากการทดลองวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงานแบบเวียนนาโดยใช้วิธีการควบคุมกระแส และการมอดูเลชั่นแบบการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นซึ่งทดสอบกับโหลดมอเตอร์ที่ พิกัดกำลัง 1.3 กิโลวัตต์ พบว่าสามารถลดทอนค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกกระแสให้ลดลงเหลือ เพียง 1.550% ซึ่งอยู่ในมาตรฐานฮาร์มอนิก IEC/EN 61000-3-2 อีกทั้งยังสามารถปรับปรุงค่าตัว ประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรให้มีค่าเป็น 0.9997 และมีประสิทธิภาพของวงจรอยู่ที่ 96% ยังสามารถ เพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตและควบคุมให้คงที่ได้ที่ 500 โวลต์

ABSTRACT

TITLE	: DEVELOPMENTS OF AN ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION (APFC)
	FOR THE THREE-PHASE RECTIFIER SYSTEMS USING THE THREE-LEVEL
	CONVERTERS
AUTHOR	: KOTCHAKORN SIRIPHAN
DEGREE	: MASTER OF ENGINEERING
MAJOR	: ELECTRICAL ENGINEERING
ADVISOR	: PRACHA KHAMPHAKDI, Ph.D.
KEYWORDS	: VIENNA RECTIFIER, CURRENT CONTROL, CENTER-ALIGNED SPACE
	VECTOR PWM

An air conditioner has been growing drastically in its popularity nowadays. One of widely-used technologies in air conditioning system is inverter that functions as a regulator of compressor motor. Since there is a rectifier circuit inside the system, it is possible that the value of total harmonics distortion (THD) is higher than the limit of IEC/EN 61000-3-2 standard and causing decrease of power factor value.

The proper three-phase rectifier circuit to lower harmonic distortion and better power factor is active power factor correction (APFC) system. However, to make it applicable, it is essential to have a control method and a modulation method in operation. The control methods can be either 1) current control or 2) direct power control, and the modulation method can be one of 1) carrier-based phase-shift PWM, 2) carrier-based level-shift PWM or 3) center-aligned space vector PWM.

According to a test of active PFC vienna rectifier type circuit with 1.3 kW load motor by applying current control as a control method and center-aligned space vector PWM as a modulation method, it was found that total harmonics distortion was reduced to 1.550% which falls exactly among harmonics standard IEC/EN 61000-3-2 values. Moreover, The power factor was increased to 0.9997 with 96% of the circuit efficiency. In addition, DC-link voltage could be regulated at 500V with the ripple 0.6% in an acceptable value.

สารบัญ

กิตติกรรมประกาศ ก				
บทคัดย่อภาษาไทย ข				
บทคัดเ	ย่อ	ภาษาอังกฤษ	ค	
สารบัญ	ູນ		ঀ	
สารบัญ	ហិ៤	าราง	ຉ	
สารบัญ	ហិរ	าพ	જ	
บทที่	1	บทน้ำ		
		1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1	
		1.2 จุดมุ่งหมายของการวิจัย	2	
		1.3 สมมติฐานการวิจัย	2	
		1.4 ขอบเขตของการวิจัย	3	
		1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3	
บทที่	2	วงจรเรียงกระแสสามเฟส		
		2.1 การจำแนกประเภทของวงจรเรียงกระแสสามเฟส	4	
		2.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดเฉื่อยงาน	5	
		2.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดผสม	5	
		2.4 วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงาน	6	
		2.5 วงจรเรียงกระแสสามแบบเวียนนา	8	
บทที่	3	การมอดูเลชั่นของวงจรเรียงกระแสสามเฟส		
		3.1 การมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ	15	
		3.2 การมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับ	23	
		3.3 การปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์	27	
		3.4 การปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนเฟส	33	
		3.5 การปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนระดับ	34	
บทที่	4	วิธีดำเนินการวิจัย		
		4.1 กรอบแนวคิดในงานวิจัย	35	
		4.2 ขั้นตอนการวิจัย	36	

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 วิธีการทดลอง	38
บทที่ 5 ผลการทดลองและวิเคราะห์ผล	
5.1 ผลการทดลอง	44
5.2 วิเคราะห์ผลการทดลอง	65
บทที่ 6 สรุปผลงานวิจัยและงานวิจัยในอนาคต	
6.1 สรุปผลงานวิจัย	68
6.2 ปัญหาและอุปสรรค	70
6.3 งานวิจัยในอนาคต	70
เอกสารอ้างอิง	71
ภาคผนวก	
ก บทความที่นำเสนอในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 40	
(EECON40)	77
ข บทความที่นำเสนอในการประชุมวิชาการเสนอผลงานวิจัยระดับบัณฑิตศึกษา	
แห่งชาติ ครั้งที่ 44 (NGRC44)	83
ค บทความที่นำเสนอในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 41	
(EECON41)	95
ง Block Diagram ที่ใช้จำลองการทำงานบนโปรแกรม MATLAB/Simulink	101
ประวัติผู้วิจัย	109

ຈ

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
1	เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวิธีการควบคุมกระแสและวิธีการควบคุม	
	กำลังไฟฟ้าทางตรง	14
2	สถานการณ์สวิตช์ของการมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ	
	สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา	15
3	สถานะการสวิตช์ของแต่ละเวกเตอร์ในสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ	18
4	สรุปการคำนวณค่าเวลาดเวลล์ของการหาเวกเตอร์อ้าอิง Vref ในแต่ละเซกเตอร์	22
5	สรุปลำดับสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์ของสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ	23
6	สรุปค่าเวลาดเวลล์ของทุกเซกเตอร์และทุกพื้นที่ย่อย ในสเปซเวกเตอร์ชนิด	
	แรงดันสามระดับ	26
7	ตำแหน่งของการเปลี่ยนจุดศูนย์ของแต่งละเซกเตอร์และขนาด	28
8	สรุปการหาค่าเวลาดเวลล์ของแต่ละเซกเตอร์ย่อยในการปรับศูนย์ของสเปซเวก	
	เตอร์	31
9	เปรียบเทียบคุณสมบัติของการปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อน	
	เฟสและแบบเลื่อนระดับ	34
10	พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองการทำงานกับโหลดตัวต้านทาน	45
11	พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการทดสอบวงจรกับโหลดตัวต้านทาน	49
12	สรุปผลการทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิด Active PFC กับโหลดตัว	
	ต้านทานที่พิกัดกำลัง 1kW	55
13	พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการทดสอบวงจรกับโหลดมอเตอร์	59
14	พารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในการทดสอบ	59
15	สรุปผลการทดสอบเปรียบเทียบระหว่างวจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive	
	และแบบ Active PFC กับโหลดมอเตอร์ที่พิกัดกำลัง 1.3kW	63
16	เปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสรวมของมาตรฐาน IEC/EN	
	61000-3-2 กับการจำลองการทำงานและทดสอบด้วยโหลดตัวต้านทานพิกัด	
	1kW	66

สารบัญภาพ

ภาพที่		หน้า
1	การแบ่งประเภทของวงจรเรียงกระแสสามเฟส	4
2	ตัวอย่างวงจรชนิดเฉื่อยงาน	5
3	ตัวอย่างวงจรชนิดผสม	6
4	ตัวอย่างวงจรชนิดไวงาน	7
5	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา	7
6	วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดเวียนนา	8
7	สถานการณ์ทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนา	9
8	สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าในระบบไฟฟ้ากระแสสลับ	11
9	แผนภาพแสดงวิธีการควบคุมการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดเวียนนา	
	ด้วยวิธีควบคุมกระแส	12
10	แผนภาพแสดงวิธีการควบคุมการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดเวียนนา	
	ด้วยวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าทางตรง	13
11	การกำหนดเซกเตอร์ของสเปซเวกเตอร์	16
12	สถานะการสวิตช์ทั้งหมด 8 สถานะ	17
13	แผนภาพสำหรับการมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ	17
14	การหาตำแหน่ง V _{ref} ในเซกเตอร์ 1	20
15	ลำดับการสวิตช์ในเซกเตอร์ 1	22
16	แผนภาพสเปซเวกเตอร์สำหรับสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับ	23
17	แผนภาพพื้นที่ย่อยทั้ง 4 ในเซกเตอร์ที่ 1	24
18	แผนภาพ Vref ขณะอยู่ในพื้นที่ย่อย 3 ภายในเซกเตอร์ 1 ของสเปซเวกเตอร์ชนิด	
	แรงดันสามระดับ	25
19	แผนภาพการเปลี่ยนจุดศูนย์ของสเปซเวกเตอร์สามระดับไปเป็นสเปซเวกเตอร์สอง	
	ระดับ	27
20	แผนภาพแสดงการแบ่งสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับออกเป็นสเปซเวก	
	เตอร์ชนิดแรงดันสองระดับทั้งหมด 6 ส่วน	28
21	แผนภาพการหาเวกเตอร์อ้างอิง Vref ในการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์	29
22	ลำดับการสวิตช์ในเซกเตอร์ 1	29
23	ลำดับการสวิตช์ของเซกเตอร์ 1 เซกเตอร์ย่อย 1	32

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
24	การมอดูเลชั่นของเซกเตอร์ย่อย 1 ในเซกเตอร์ 1	32
25	ตัวอย่างการปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนเฟส	33
26	ตัวอย่างการปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนระดับ	34
27	แผนภาพกรอปแนวคิดในงานวิจัย	35
28	แผนภาพขั้นตอนการทดลอง	37
29	จำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงานแบบเวียนนา	38
30	แผนภาพของ Power Circuit ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน	39
31	แผนภาพของการแปลงจากระบบสามเฟสให้เป็นระบบ Rotating Frame	39
32	แผนภาพของ Current Control Loop และ Voltage Control Loop	40
33	แผนภาพของวิธีมอดูเลชั่นแบบ Center-Aligned Space Vector Pulse	
	Modulation	40
34	แผนภาพการทดสอบวงจร Vienna Rectifier กับโหลดตัวต้านทาน	41
35	แผนภาพการทดสอบวงจร Vienna Rectifier กับโหลดมอเตอร์	42
36	วงจรต้นแบบของวงจรเวียนนาที่พัฒนาโดน Texas Instruments	42
37	Control Card TMDSCNCD28379D	43
38	โปรแกรม Code Composer Studio	43
39	แผนภาพการทดลองทั้งหมด	44
40	แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต (V $_{\rm a}$, V $_{\rm b}$, V $_{\rm c}$) และกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต (I $_{\rm a}$, I $_{\rm b}$, I $_{\rm c}$)	45
41	เปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต (V _a) กับกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต (I _a)	46
42	ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ถูกปรับปรุงจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิด	
	Vienna Rectifier	46
43	แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต (V _{bus}) และแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บ	
	ประจุฝั่งเอาต์พุต (V _{cp} และ V _{cn})	47
44	การกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต	47
45	แรงดันขั้วของเฟส A (V _{AM})	48
46	ความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกรวมของกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต	48

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
47	แผนภาพการทดสอบวงจร Vienna Rectifier กับโหลดตัวต้านทานที่พิกัดกำลัง	
	1kW	50
48	กระแสไฟฟ้าด้านอินพุต 3 เฟส ทำงานที่โหลดตัวต้านทาน 1kW	51
49	เปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต (V_) กับกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต (I_) จาก	
	การทดสอบกับโหลดตัวต้านทาน 1kW	51
50	ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าขณะที่ Active PFC ทำงานที่โหลดตัวต้านทาน 1kW	52
51	แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตและแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุด้าน	
	เอาต์พุตทั้ง 2 ตัว ที่โหลดตัวต้านทาน 1kW	52
52	ทดสอบการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตโหลด 1kW	53
53	ทดสอบแรงดันขั้วของเฟส A (V _{AM})	53
54	ทดสอบวัดความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกรวมของกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตโหลด	
	1kW	54
55	ทดสอบ step-up โหลดจาก 300W เป็น 1kW	54
56	ทดสอบ step-down โหลดจาก 1000W เป็น 300W	55
57	เปรียบเทียบผลการทดสอบของค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสรวมกับโหลด	
	ตัวต้านทานพิกัดกำลัง 1kW	56
58	เปรียบเทียบผลการทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ากับโหลดตัว	
	ต้านทานพิกัดกำลัง 1kW	57
59	แผนภาพการทดสอบกับโหลดมอเตอร์	57
60	แผนภาพการทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงานกับโหลดมอเตอร์ที่พิกัด	
	กำลัง 1.3 kW	58
61	Motor Test ที่ใช้ในการทดสอบ	58
62	วงจรเรียงกระแสที่ใช้ในการทดสอบโหลดกับโหลดมอเตอร์ 1.3kW	60
63	กระแสไฟฟ้าด้านอินพุตที่ใช้ทดสอบกับโหลดมอเตอร์ 1.3kW	60
64	ค่าฮาร์มอนิกของสัญญาณกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตและการปรับปรุงค่าตัว	
	ประกอบกำลังไฟฟ้าที่ทดสอบกับโหลดมอเตอร์ 1.3kW	61
65	แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตที่ทดสอบกับโหลดมอเตอร์ 1.3kW	62

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
66	เปรียบเทียบผลการทดสอบค่าประสิทธิภาพกับโหลดมอเตอร์ระหว่างวงจรเรียง	
	กระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC	64
67	เปรียบเทียบผลการทดสอบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสรวมกับโหลด	
	มอเตอร์ระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC	64
68	เปรียบเทียบผลการทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ากับโหลด	
	มอเตอร์ระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC	65
গ.1	การแปลงจากระบบ 3เฟสเป็น Rotating Frame โดยใช้การแปลง Clark และ	
	Park	102
٩.2	การหามุมจาก Phase Lock Loop	102
٩.3	Current Control Loop	103
٩.4	Voltage Control Loop	103
٩.5	Center-Aligned Space Vector Pulse Width Modulation	104
٩.6	Sector Calculate	104
গ .7	Sub Sector Calculate	105
٩.8	Dwell Times Calculate	105
٩.9	Center-Aligned to 2-level Space Vector	106
.10	2-level X,Y,Z Calculate	106
٩.11	2-level T1 Calculate	107
.12	2-level T2 Calculate	107
٩.13	Switching Sequence	108
<u> </u> .14	Modulation	108

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการใช้งานเครื่องปรับอากาศได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายและได้มีการนำเอา เทคโนโลยีอินเวอร์เตอร์ (Inverter) มาใช้งานในเครื่องปรับอากาศมากขึ้น ซึ่งจำเป็นต้องใช้ อินเวอร์เตอร์ไดร์เวอร์ในการควบคุมการทำงานมอเตอร์ที่อยู่ ภายในคอมเพรสเซอร์ของ เครื่องปรับอากาศ โดยองค์ประกอบของอินเวอร์เตอร์ไดร์เวอร์จะแบ่งเป็น 2 ส่วนคือ 1) วงจรคอนเวอร์ เตอร์และ 2) วงจรอินเวอร์เตอร์ โดยที่วงจรคอนเวอร์เตอร์หรือวงจรที่ทำหน้าที่ในการแปลง สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจะประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสซึ่งโดยทั่วไปนิยมใช้ วงจรเรียงกระแสชนิดบริดจ์ไดโอด (Bridge Diode Rectifier) ซึ่งจะทำให้กระแสอินพุตมีความ ผิดเพี้ยนอันเนื่องมากจากคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสชนิดบริดจ์ไดโอด ส่งผลให้ค่าความเพี้ยนฮาร์ มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion: THD) มีค่าเกินมาตรฐานที่กำหนดโดยเทียบกับมาตรฐาน IEC/EN61000-3-2 ก่อให้เกิดปัญหาสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) โดยสัญญาณรบกวนดังกล่าวจะแพร่ไปยังระบบไฟฟ้าที่มีอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่น ๆ เชื่อมต่ออยู่ และยังส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor) ทางด้านอินพุตมีค่าต่ำอีกด้วย

แนวทางในการลดทอนสัญญาณรบกวนทางด้านฮาร์มอนิกให้อยู่ในมาตรฐานและปรับปรุงค่าตัว ประกอบกำลังไฟฟ้าให้มีค่าใกล้เคียงหนึ่งของวงจรเรียงกระแสสามเฟสมีหลายแนวทางเช่น 1) การใช้ วงจรกรองแบบเฉื่อยงาน (Passive Filter) ซึ่งจะใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในการลดทอน สัญญาณรบกวน 2) การใช้วงจรกรองแบบไวงาน (Active Filter) ซึ่งจะใช้อุปกรณ์สวิตช์ซิ่งในการ ทำงาน 3) การใช้วงจรแบบผสม (Hybrid Filter) คือใช้ทั้งแบบเฉื่อยงานและแบบไวงานร่วมกันเป็นต้น แต่ด้วยเงื่อนไขการแข่งขันทางการตลาดของระบบอินเวอร์เตอร์มักจะต้องการวงจรไฟฟ้าที่มีขนาดเล็ก กะทัดรัด ประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา ซึ่งทำได้โดยลดการใช้อุปกรณ์แบบเฉื่อยงานและใช้เทคนิค ทางการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์กำลังมาช่วยทำหน้าที่แทน จึงเป็นสาเหตุให้แนวโน้มการพัฒนาวงจรเรียง กระแสสามเฟสแบบไวงานได้รับความนิยม ซึ่งการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์นั้นจะวิธี ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรง (Direct Power Control) และวิธีการควบคุมกระแส (Current Control) อีกทั้งยังต้องอาศัยการมอดูเลชั่นเพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณไปควบคุมอุปกรณ์สวิตช์โดยเลือกใช้ ด้วยกันทั้งหมด 4 วิธีคือ 1) วิธีการมอดูเลชั่นของสัญญาณพาหะแบบเหลื่อมเฟส (Carrier-Based Phase-Shift Pulse Width Modulation) 2) วิธีการมอดูเลชั่นของสัญญาณพาหะแบบเลื่อนระดับ (Carrier-Based Level-Shift Pulse Width Modulation) 3) วิธีมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Pulse Width Modulation) 4) วิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์ (Center-Aligned Space Vector Pulse Width Modulation)

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะเป็นการศึกษาการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงาน โดยจะ ใช้วิธีการจำลองการทำงานเพื่อเปรียบเทียบวิธีการควบคุมการทำงานและวิธีการมอดูเลซั่นทั้งหมด เพื่อ ดูว่าวิธีการใดที่เหมาะสมในการลดทอนสัญญาณรบกวนทางด้านฮาร์มอนิกและสามารถปรับปรุงค่าตัว ประกอบกำลังไฟฟ้า และจะนำวิธีการดังกล่าวไปใช้ในการทดสอบกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไว งาน โดยจะทดสอบกับโหลดตัวต้านทานเพื่อเปรียบเทียบผลระหว่างการจำลองการทำงานกับผลการ ทดสอบจริง อีกทั้งจะทำการทดสอบเปรียบเทียบระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเฉื่อยงานและ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงานโดยใช้โหลดที่เป็นมอเตอร์เช่นเดียวกับที่อยู่ภายในคอมเพรสเซอร์ ของเครื่องปรับอากาศ และจะทำการเปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสกับมาตรฐาน IEC/EN61000-3-2 เพื่อยืนยันว่าวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงาน วิธีการควบคุมและวิธีการมอ ดูเลชั่นที่เลือกใช้นั้นสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนทางด้านฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบ กำลังไฟฟ้าให้อยู่ในมาตรฐานได้

1.2 จุดมุ่งหมายของการวิจัย

เพื่อพัฒนาวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงานโดยเลือกใช้วิธีการควบคุมการทำงานและวิธีการ มอดูเลชั่นที่เหมาะสมสำหรับการลดทอนสัญญาณฮาร์มอนิกและสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบ กำลังไฟฟ้าให้อยู่ในมาตรฐาน IEC/EN61000-3-2

1.3 สมมติฐานการวิจัย

การควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ของวงเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงาน โดยใช้วิธีการควบคุมกระแสและ ใช้วิธีการมอดูเลชั่นแบบการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่น จะทำให้ช่วยลดทอน สัญญาณฮาร์มอนิก, ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและสามารถเพิ่มและควบคุมแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงด้านเอาต์พุตให้คงที่ได้

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 ศึกษาชนิดของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

- 1.4.2 ศึกษาวิธีการควบคุมการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงาน
- 1.4.3 ศึกษาวิธีการมอดูเลชั่นสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงาน

1.4.4 ใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ในการจำลองการทำงานกับโหลดตัวต้านทานที่พิกัด กำลัง 1kW 1.4.5 ทดสอบการทำงานกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงานเพื่อเปรียบเทียบกับผลจากการ จำลองการทำงานกับโหลดตัวต้านทานที่พิกัดกำลัง 1kW

1.4.6 ทดสอบเปรียบเทียบระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเฉื่อยงานกับแบบไวงานโดยใช้ โหลดมอเตอร์ที่พิกัดกำลัง 1.3kW

1.4.7 เปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสกับมาตรฐาน IEC/EN61000-3-2

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 สามารถพัฒนาวงจรต้นแบบที่ใช้ลดทอนฮาร์มอนิกให้อยู่ในมาตรฐาน IEC/EN61000-3-2

1.5.2 สามารถพัฒนาวงจรต้นแบบที่สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้ใกล้เคียงหนึ่ง

1.5.3 สามารถพัฒนาวงจรต้นแบบที่สามารถเพิ่มและควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้าน เอาต์พุตให้คง

บทที่ 2 วงจรเรียงกระแสสามเฟส

วงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC-DC Converter) หรือที่เรียกว่าวงจรเรียง กระแส เป็นวงจรที่นิยมใช้งานอย่างกว้างขวางในหลายแอพพลิเคชั่นเช่น อินเวอร์เตอร์ไดร์เวอร์, เครื่อง จ่ายไฟสำรอง, โซล่าเซลล์ เป็นต้น ซึ่งการแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงนั้นมักจะทำ ให้กระแสอินพุตมีความผิดเพี้ยนและจะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ ซึ่งจะส่งผลต่อประสิทธิภาพ ของระบบ

2.1 การจำแนกประเภทของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

จากงานวิจัยของ Johann W. Kolar และ Thomas Friedli, Power Electronic System Laboratory (PES) [1-2] ได้ทำการจำแนกประเภทของวงจรเรียงกระแสสามเฟสออกเป็น 3 ชนิดดัง ภาพที่ 1 โดยแบ่งออกเป็น 1) วงจรเรียงกระแสชนิดเฉื่อยงาน (Passive System) จะใช้อุปกรณ์จำพวก ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในการลดทอนความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิก 2) วงจรเรียงกระแสชนิด ผสม (Hybrid System) จะใช้อุปกรณ์จำพวกตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุร่วมกับอุปกรณ์สวิตช์และ 3) วงจรเรียงกระแสชนิดไวงาน (Active PFC System) จะใช้อุปกรณ์สวิตช์โดยอาศัยวิธีการควบคุม การทำงานของอุปกรณ์สวิตช์



ภาพที่ 1 การแบ่งประเภทของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

2.2 วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดเฉื่อยงาน

การทำงานของวงจรเรียงกระแสชนิดเฉื่อยงานดังภาพที่ 2 นั้นจะใช้อุปกรณ์ที่เป็นแบบเฉื่อยงาน จำพวกตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในการลดทอนความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิก ซึ่งจะมีคุณลักษณะ ดังนี้

- 2.2.1 ไม่มีอุปกรณ์สวิตช์
- 2.2.2 ทำงานในช่วงความถี่ต่ำ
- 2.2.3 ใช้ไดโอดในการเรียงกระแส
- 2.2.4 ใช้ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตเป็นตัวช่วยลดการกระเพื่อมของแรงดัน
- 2.2.5 ไม่มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต
- 2.2.6 ไม่มีการควบคุมความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต



ภาพที่ 2 ตัวอย่างวงจรชนิดเฉื่อยงาน: (a) DC Side Inductor, (b) AC Side Inductors

โดยทั่วไปแล้ววงจรชนิดเฉื่อยงานนั้นจะมีกระแสด้านอินพุตที่ผิดเพี้ยนและค่าตัวประกำลังไฟฟ้า ด้านอินพุตต่ำ ซึ่งปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขได้ด้วยการใส่ตัวกรองชนิดตัวเหนี่ยวนำเข้าไปที่ฝั่ง AC หรือ DC ของวงจรเรียงกระแสแต่วิธีการนี้ก็จะทำให้อุปกรณ์มีขนาดใหญ่มากขึ้นและประสิทธิภาพต่ำ

2.3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดผสม

การทำงานแบบวงจรเรียงกระแสชนิดผสมดังภาพที่ 3 ได้รับการพัฒนามาจากชนิดเฉื่อยงาน โดย การเพิ่มอุปกรณ์สวิตช์เข้าไป ซึ่งจะช่วยให้สามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตและ ควบคุมให้กระแสไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุตให้มีความผิดเพี้ยนน้อยลง ซึ่งมีคุณลักษณะดังนี้

2.3.1 ใช้อุปกรณ์ประเภทเฉื่อยงานที่มีความถี่ต่ำ

- 2.3.2 ใช้ไดโอดและอุปกรณ์สวิตช์ในการเรียงกระแส
- 2.3.3 มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต



2.3.4 มีการควบคุมความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต



2.4 วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงาน

วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงาน นั้นจะอาศัยการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรเป็นหลัก เพื่อที่จะควบคุมความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต อีกทั้งยังสามารถควบคุม แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตได้อีกด้วย ซึ่งมีคุณลักษณะดังนี้

- 2.4.1 ใช้อุปกรณ์สวิตช์ในการควบคุมการทำงาน
- 2.4.2 สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดี
- 2.4.3 ขนาดของตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตมีขนาดเล็ก
- 2.4.4 มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต
- 2.4.5 มีการควบคุมความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต
- 2.4.6 วงจรมีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น

วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงาน ที่นิยมใช้จะสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท 1) แรงดัน สองระดับ (Two-Level Voltage) ดังภาพที่ 4 และ 2) แรงดันสามระดับ (Three-Level Voltage) ซึ่ง ถ้าเปรียบเทียบกันแรงดันสามระดับจะให้การกระเพื่อมของกระแสที่ต่ำกว่าแรงดันสองระดับและ แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์น้อยกว่าเนื่องจากการกระเพื่อมของกระแสที่ต่ำกว่าก็ส่งผลให้ตัว เหนี่ยวนำ (Boost Inductor) ที่อยู่ด้านฝั่งแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับมีขนาดที่เล็กลงและแรงดันตก คร่อมอุปกรณ์สวิตช์ที่น้อยกว่าทำให้การสูญเสียกำลังมีค่าลดลง ทำให้ขนาดของตัวกรองสัญญาณมี ขนาดเล็กลงและสามารถทำงานที่ความถี่สูงๆได้ เนื่องจากการที่สามารถทำงานในช่วงความถี่สูงได้และ ให้ประสิทธิภาพที่ดีนั้นทำให้วงจรแรงดันสามระดับเหมาะกับการใช้งานในหลายๆแอพพลิเคชั่น อย่างไรก็ตามวงจรแรงดันสามระดับก็ยังมีข้อเสียอยู่ก็คือมีการควบคุมการทำงานที่ซับซ้อนและต้อง ควบคุมให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้ง 2 ตัวมีแรงดันที่เท่ากัน



ภาพที่ 4 ตัวอย่างวงจรชนิดไวงาน: ประเภทแรงดันสองระดับชนิด Y-Switch Rectifier

วงจรแรงดันสามระดับที่ได้รับความนิยมคือวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา ซึ่งจะ ประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ตัวและไดโอดดังภาพที่ 5 (a) วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา ได้รับความน่าเชื่อถือค่อนข้างมากเนื่องจากให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตที่สูง แต่เนื่องจาก เวลาทำงานในแต่ละเฟสนั้นไดโอดจะมีทำงาน 2 ตัวซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานภายในอุปกรณ์ จึง ได้มีการปรับปรุงโดยการลดจำนวนไดโอดลงและแทนที่ด้วยอุปกรณ์สวิตซ์ 2 ทิศทาง ดังภาพที่ 5 (b)



ภาพที่ 5 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา : (a) แบบอุปกรณ์สวิตช์ 3 ตัว, (b) แบบอุปกรณ์ สวิตช์ 6 ตัว

2.5 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา

วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดเวียนนา [3] ดังภาพที่ 6 นั้นโครงสร้างจะประกอบไปด้วยไดโอด เรียงกระแสทั้งหมด 6 ตัว (D1-D6) ต่อกันในลักษณะของไดโอดบริดจ์ (Bridge Diode Rectifier) และ มีอุปกรณ์สวิตช์ที่ต่อในลักษณะสวิตช์สองทิศทาง (Bi-Directional Switch) ทั้งหมด 3 ชุด (Sa, Sb, Sc) ที่ทำหน้าที่ในการควบคุมความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุตให้ลดน้อยลงอีกทั้ง ยังควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้คงที่อีกด้วย



ภาพที่ 6 วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดเวียนนา

จากวงจรดังกล่าวสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 1-3 [4-8] โดยที่ L คือ ตัวเหนี่ยวนำ ด้านอินพุต, I_a, I_b, I_c คือ กระแสในระบบไฟฟ้า3เฟส, V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} คือแรงดันขั้วของแต่ละเฟสและ V_{Mn} คือ แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างแรงดันที่จุด neutral ของ dc-link กับแรงดันที่จุด neutral ของ แหล่งจ่ายสามเฟสและ V_{an}, V_{bn}, V_{cn} คือแหล่งจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส ดังสมการที่ 4-6

$$V_{an} = L \frac{dI_a}{dt} + V_{AM} + V_{Mn}$$
(1)

$$V_{bn} = L \frac{dI_b}{dt} + V_{BM} + V_{Mn}$$
(2)

$$V_{cn} = L \frac{dI_c}{dt} + V_{CM} + V_{Mn}$$
(3)

$$V_{an} = V_m \cos(\omega t) \tag{4}$$

$$V_{bn} = V_m \cos(\omega t - 120^\circ)$$
(5)

$$V_{cn} = V_{m} \cos(\omega t + 120^{\circ})$$
(6)

โดยที่การทำงานของสวิตช์แต่ละชุดนั้นจะมีด้วยกันทั้งหมด 4 สถานะคือ สถานะที่ 1) เมื่อสวิตซ์ S_a มีสถานะเป็น OFF และกระแส I_a มีค่าเป็นบวกจะทำให้แรงดันที่จุด V_{AM} มีค่าเป็น V_{dc}/2, สถานะที่ 2) เมื่อสวิตซ์ S_a มีสถานะเป็น ON และกระแส I_a มีค่าเป็นบวกจะทำให้แรงดันที่จุด V_{AM} มีค่าเป็น 0, สถานะที่ 3) เมื่อสวิตซ์ S_a มีสถานะเป็น OFF และกระแส I_a มีค่าเป็นบวกจะทำให้แรงดันที่จุด V_{AM} มีค่าเป็น 0, สถานะที่ 3) เมื่อสวิตซ์ S_a มีสถานะเป็น OFF และกระแส I_a มีค่าเป็นบวกจะทำให้แรงดันที่จุด V_{AM} มีค่าเป็น 0, สถานะที่ 3) เมื่อสวิตซ์ S_a มีสถานะเป็น OFF และกระแส I_a มีค่าเป็นลบจะทำให้แรงดันที่จุด V_{AM} มีค่า เป็น $-V_{dc}/2$ และสถานะที่ 4) เมื่อสวิตซ์ S_a มีสถานะเป็น ON และกระแส I_a มีค่าเป็นลบจะทำให้ แรงดันที่จุด V_{AM} มีค่า เป็น $-V_{dc}/2$ และสถานะที่ 4) เมื่อสวิตซ์ S_a มีสถานะเป็น ON และกระแส I_a มีค่าเป็น ON และกระแส I_a มีค่าเป็นลบจะทำให้ แรงดันที่จุด V_{AM} มีค่า เป็น $-V_{dc}/2$ และสถานะที่ 4) เมื่อสวิตซ์ S_a มีสถานะเป็น ON และกระแส I_a มีค่าเป็น ON และกระแส I_a มีค่าเป็นลบจะทำให้ เรงดันที่จุด V_{AM} มีค่าเป็น 0 ดังภาพที่ 7 ซึ่งสามารถสรุปสถานการณ์สวิตซ์ในดังสมการที่ 7 และตาราง ที่ 2 ซึ่งในเฟส V_b และ V_c ก็จะมีการทำงานในลักษณะเดียวกัน

$$V_{an} = \begin{cases} 0, \ \tilde{n}^{\prime} \ S_{a} \pi \tilde{n} \eta u \varepsilon l \tilde{l} u \ ON \\ \frac{V_{dc}}{2}, \ \tilde{n}^{\prime} \ S_{a} \pi \tilde{n} \eta u \varepsilon l \tilde{l} u \ OFF \ lla \varepsilon \ l_{a} > 0 \\ - \frac{V_{dc}}{2}, \ \tilde{n}^{\prime} \ S_{a} \pi \tilde{n} \eta u \varepsilon l \tilde{l} u \ OFF \ lla \varepsilon \ l_{a} < 0 \end{cases}$$
(7)



ภาพที่ 7 สถานการณ์ทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนา: (a) เมื่อ S_a มีสถานะ ON และ I_a> 0, (b) เมื่อ S_a มีสถานะ OFF และ I_a > 0, (c) เมื่อ S_a มีสถานะ ON และ I_a < 0, (d) เมื่อ S_a มีสถานะ OFF และ I_a < 0

ถ้าหากแรงดันอินพุตสามเฟสมีความสมดุลกันดังนั้นแรงดันระหว่างจุด output neutral กับจุด neutral ของแหล่งจ่ายคือ V_{Mn} ซึ่งคือ common mode voltage จะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 8

$$V_{Mn} = -\frac{1}{3} (V_{AM} + V_{BM} + V_{CM})$$
(8)

เนื่องจากการควบคุมการทำงานของวงจรในระแบบไฟฟ้าสามเฟสนั้นมีความยุ่งยากในการ ควบคุม จึงทำการแปลงจากระบบไฟฟ้าสามเฟสให้อยู่ในรูปของ Rotating Frame (d-q Frame) ดังนั้นจัดรูปสมการที่ 1-3 ให้อยู่ในรูปของ matrix ดังแสดงในสมการที่ 9

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix}$$
(9)

แปลงสมการที่ 9 ให้อยู่ในรูปของ Rotating Frame โดยใช้สมการการแปลง Clark Transformation และ Park Transformation ดังแสดงในสมการที่ 10 และสมการในรูปของ Rotating Frame ดังแสดงในสมการที่ 11 และ 12 ดังนั้นสามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ 13 และ 14

$$T_{abc-dq} = \begin{bmatrix} V_{d} \\ V_{q} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a} \\ V_{b} \\ V_{c} \end{bmatrix}$$
(10)

$$T_{abc-dq} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} T_{abc-dq} \begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \end{bmatrix} + T_{abc-dq} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix}$$
(11)

$$\begin{bmatrix} V_{d} \\ V_{q} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{d} \\ I_{q} \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{d} \\ I_{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d_rectifier} \\ V_{q_rectifier} \end{bmatrix}$$
(12)

$$V_{d_rectifier} = V_{d} - L \frac{dI_{d}}{dt} + \omega LI_{q}$$
(13)

$$V_{q_rectifier} = V_q - L \frac{dI_q}{dt} - \omega LI_d$$
(14)

จากสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าที่แสดงในภาพที่ 8 จะเห็นว่าค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้านั้นจะเกิดจาก ค่า active power หารด้วย apparent power หรือแสดงดังสมการที่ 15 ซึ่งถ้าหากต้องการปรับปรุง ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้มีค่าเป็น 1 นั้นจะต้องควบคุมไม่ให้เกิด reactive power และการเลื่อน เฟสกันระหว่างแรงดันกับกระแสเกิดขึ้นในระบบ



ภาพที่ 8 สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าในระบบไฟฟ้ากระแสสลับ

Power Factor =
$$\frac{\text{Active Power (P)}}{\text{Apparent Power (S)}} = \cos(\theta)$$
 (15)

จากสมการของ active power และ reactive power ดังแสดงในสมการที่ 16 และ 17 ถ้าใน ระบบไฟฟ้าสามเฟสปกติที่รูปคลื่นสัญญาณแรงดันไซน์ไม่มีการผิดเพี้ยนจะทำให้ค่า V_q=0 ดังนั้นจึงต้อง ควบคุมค่ากระแส I_q ให้มีค่าเป็นศูนย์เพื่อที่จะทำการปรับปรุงให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าเป็น 1

$$P = V_d I_d + V_q I_q$$
(16)

$$Q = V_q I_d - V_d I_q$$
(17)

2.5.1 วิธีการควบคุมกระแส

ในการควบคุมแบบ Current Control [9-11] ดังแสดงในภาพที่ 9 จะทำการแปลง แรงดันไฟฟ้าในระบบสามเฟส V_a, V_b, V_c และกระแสในระบบสามเฟส I_a, I_b, I_c เป็น V_d, V_q และ I_d, I_q ที่อยู่ในรูปของ Rotating Frame (d-q Frame) โดยใช้สมการการแปลง Clark และ Park ดังสมการที่ 10 ซึ่งกระแส I_d จะอ้างอิงเป็นกระแสใน active power และกระแส I_q จะอ้างอิงเป็นกระแสใน reactive power โดยทำการควบคุมกระแส I_q ให้มีค่าเป็นศูนย์ (I_q^{*}=0) โดยใช้ตัวควบคุมแบบ PI และ มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตโดยใช้ตัวควบคุมแบบ PI ซึ่งจะอ้างอิงเป็นกระแส I_d^{*} และควบคุมกระแส I_d โดยใช้ตัวควบคุมแบบ PI ในส่วนนี้เรียกว่าลูปควบคุมกระแส อีกทั้งมีการควบคุม แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุทั้งสองตัว V_{cp} และ V_{cn} โดยการใช้ตัวควบคุมแบบ PI ในส่วนนี้เรียกว่าลูปควบคุมแรงดัน



ภาพที่ 9 แผนภาพแสดงวิธีการควบคุมการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดเวียนนา ด้วยวิธีควบคุมกระแส

2.5.2 วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางตรง

ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางตรง [31] ดังแสดงในภาพที่ 10 จะทำการแปลงแรงดันไฟฟ้า ในระบบสามเฟส V_a, V_b, V_c และกระแสในระบบสามเฟส I_a, I_b, I_c ให้อยู่ในรูปของ Rotating Frame (d-q Frame) โดยใช้สมการการแปลง Clark และ Park ดังสมการที่ 10 และคำนวณค่า active power และ reactive power จากสมการที่ 16 และ 17 ซึ่งจะควบคุมค่า reactive power ให้มีค่า เป็นศูนย์เพื่อที่จะทำให้ค่าประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าเป็นหนึ่ง โดยใช้ตัวควบคุมแบบ PI ในส่วนนี้เรียกว่า ลูปควบคุมกำลังไฟฟ้า อีกทั้งมีการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุทั้งสองตัว V_{cp} และ V_{cn} โดยการใช้ตัวควบคุมแบบ PI ในส่วนนี้เรียกว่าลูปควบคุมแรงดัน ซึ่งสามารถเปรียบเทียบ คุณสมบัติระหว่างวิธีการควบคุมกระแสและวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางตรง ดังตารางที่ 1



ภาพที่ 10 แผนภาพแสดงวิธีการควบคุมการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดเวียนนา ด้วยวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าทางตรง

วิธีการ	ข้อดี	ข้อเสีย
วิธีการควบคุมกระแส (Current Control)	 ใช้ความถี่การสวิตช์ที่คงที่ (ทำให้ง่ายต่อการออกแบบ วงจรกรองด้านอินพุต) สามารถใช้งานร่วมกับ เทคนิคการมอดูเลชั่นได้ หลายวิธี ใช้ ตัวแปลงสัญญาณ อนาล็อกเป็นดิจิตอลที่ราคา ถูก 	 มีขั้นตอนการทำงานที่ ซับซ้อน ต้องการการคัปปลิ้งระหว่าง ส่วนแอคทีฟและส่วนรีแอคทีฟ
วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้า ทางตรง (Direct Power Control)	 มีความยืดหยุ่นสูง มีขั้นตอนการทำงานที่ง่าย มีการคัปปลิ้งกันของ กำลังไฟฟ้าแอคทีฟและ กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ 	 ต้องการตัวแปลงสัญญาณ อนาล็อกเป็นดิจิตอลที่มี ความเร็วสูง ความถี่ของการสวิตช์ไม่คงที่ จำเป็นต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำ และความถี่การสวิตช์ที่สูง

ตารางที่ 1 เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวิธีการควบคุมกระแสและวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้า ทางตรง [31]

บทที่ 3 การมอดูเลชั่นของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงาน (Active Power Factor Correction) ซึ่งจะมีทั้งวงจรชนิด แรงดันสองระดับ (Two Level Voltage Converter) [1] ดังภาพที่ 4 หรือวงจรแรงดันสามระดับ (Three Level Voltage Converter) [12] ดังภาพที่ 5(b) นั้นจะมีอุปกรณ์สวิตช์อยู่ภายในวงจรซึ่งจะ มีหน้าที่ในการควบคุมความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุต, ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและ ควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้คงที่ ซึ่งการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์นั้น จะต้องอาศัยการปรับความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่จะนำไปควบคุมอุปกรณ์สวิตช์

3.1 การมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ

สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา นั้นสวิตช์ในแต่ละเฟสจะมีด้วยกัน 2 สถานะคือ 1. เมื่อสวิตช์ในเฟสนั้นมีสถานะ ON จะทำให้เกิดแรงดันที่จุด V_{XM} (x = A, B, C) มีค่าเป็น 0 2. เมื่อสวิตช์ ในเฟสนั้นมีสถานะ OFF จะทำให้เกิดแรงดันที่จุด V_{XM} มีค่าเป็น +Vdc/2 เมื่อ I_{XM} มีค่าเป็นบวกและ V_{XM} มีค่าเป็น -Vdc/2 เมื่อ I_{XM} มีค่าเป็นลบ ดังแสดงในตารางที่ 2

ตารางที่ 2 สถานการณ์สวิตช์ของการมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา

สถานะ	Phase A (V _{AM})		Phase	B (V _{BM})	Phase C (V _{CM})	
สวิตช์	l _a > 0	l _a < 0	l _b > 0	l _b < 0	$I_c > 0$	l _c < 0
ON	0	0	0	0	0	0
OFF	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$

แบ่งการทำงานของสเปซเวกเตอร์ออกเป็นทั้งหมด 6 เซกเตอร์ ตามสถานะของ แรงดันไฟฟ้าสามเฟสดังภาพที่ 11



ภาพที่ 11 การกำหนดเซกเตอร์ของสเปซเวกเตอร์

ซึ่งจะมีสถานการณ์สวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ทั้งสามเฟสทั้งหมด 8 สถานะ 000, 100, 110, 010, 011, 001, 101, 111 ดังภาพที่ 12 (a)-(h) ซึ่งจะประกอบไปด้วย active vector ทั้งหมด 6 vector คือ $\overrightarrow{V_1}$ - $\overrightarrow{V_6}$ และ zero vector ทั้งหมด 2 vector คือ $\overrightarrow{V_0}$, $\overrightarrow{V_7}$ ดังภาพที่ 13 และสามารถสรุป สถานะการสวิตช์ทั้งหมดได้ดังตารางที่ 2





ภาพที่ 12 สถานะการสวิตช์ทั้งหมด 8 สถานะ : (a) 000, (b) 100, (c) 110, (d) 010, (e) 011, (f) 001, (g) 101, (h) 111



ภาพที่ 13 แผนภาพสำหรับการมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ

สถา	นะการส	วิตช์	สถานะของแต่ละเวกเตอร์			
S _a	S _b	S _c	เวกเตอร์	ขนาด	ນຸ່ນ	
0	0	0	$\overrightarrow{V_0}$	0	0	
1	1	1	$\overrightarrow{V_7}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	
1	0	0	$\overrightarrow{V_1}$	$\frac{2}{-}V_{dc}$	0	
1	1	0	$\overrightarrow{V_2}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{\pi}{3}$	
0	1	0	$\overrightarrow{V_3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	<u>2π</u> 3	
0	1	1	$\overrightarrow{V_4}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	π	
0	0	1	$\overrightarrow{V_5}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	<u>4π</u> 3	
1	0	1	$\overrightarrow{V_6}$	$\frac{2}{3}$ V _{dc}	<u>5π</u> 3	

ตารางที่ 3 สถานะการสวิตช์ของแต่ละเวกเตอร์ในสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ

จากสมการความสัมพันธ์ของระบบไฟฟ้าสามเฟสแบบสมดุลดังสมการที่ 18 - 20

$$V_{a} = V_{m} \sin(\omega t) \tag{18}$$

$$V_{\rm b} = V_{\rm m} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{19}$$

$$V_{c} = V_{m} \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)$$
(20)

สามารถหาความสัมพันธ์ของเวกเตอร์อ้างอิงในสเปซเวกเตอร์ดังสมการที่ 21 และ สามารถหาขนาดและมุมของเวกเตอร์อ้างอิงได้ดังสมการที่ 22 และ 23

$$V_{ref} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3} (V_a + aV_b + a^2V_c) ; : a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$
 (21)

$$|V_{\rm ref}| = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}$$
(22)

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\mathsf{V}_{\alpha}}{\mathsf{V}_{\beta}} \right) \tag{23}$$

จากสมการที่ 21 สามารถจัดรูปสมการได้ดังสมการที่ 24 – 26

$$V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3} \left(V_{a} + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_{b} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} V_{c} \right)$$
(24)

$$V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3} \left(V_{a} + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) V_{b} + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) V_{c} \right) + j\frac{2}{3} \left(\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) V_{b} - \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) V_{c} \right)$$

$$\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) V_{c} \right)$$
(25)

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a} \\ V_{b} \\ V_{c} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a} \\ V_{b} \\ V_{c} \end{bmatrix}$$
(26)

ดังนั้นสามารถสรุปค่า V $_{lpha}$ และ V $_{eta}$ ได้ดังสมการที่ 27 และ 28

$$V_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(V_{a} - \frac{1}{2} V_{b} - \frac{1}{2} V_{c} \right)$$
(27)

$$V_{\beta} = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{\rm b} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{\rm c} \right)$$
(28)

3.1.2 การคำนวณค่าเวลาดเวลล์ของสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ

สามารถหาตำแหน่งของเวกเตอร์อ้างอิง V_{ref} ได้จาก 2 Active Vector และ 1 Zero Vector ซึ่งในตัวอย่างนี้จะสมมุติให้ V_{ref} อยู่ในเซกเตอร์ 1 (มุม 0 – π/3) โดยสามารถหา V_{ref} ได้จาก เวกเตอร์ V₀, V₁ และ V₂ ดังภาพที่ 14



ภาพที่ 14 การหาตำแหน่ง V_{ref} ในเซกเตอร์ 1

สามารถพิจารณาการหาเวลาดเวลล์ของเวกเตอร์ V_{ref} , V_0 , V_1 และ V_2 ได้ดังสมการที่ 29 และ 30 โดยที่ $T_c = 1$ /Switching Frequency

$$V_{ref} \cdot T_c = V_1 \cdot \frac{T_1}{T_c} + V_2 \cdot \frac{T_2}{T_c} + V_0 \cdot \frac{T_0}{T_c}$$
 (29)

$$T_{c} = T_{1} + T_{2} + T_{0}$$
(30)

และพิจารณาการหาตำแหน่งของเวกเตอร์ V_{ref}, V₀, V₁ และ V₂ได้ดังสมการที่ 31-34

$$V_{\rm ref} = V_{\rm ref} r^{j\theta}$$
(31)

$$V_0 = 0$$
 (32)

$$V_1 = \frac{2}{3} V_{dc}$$
(33)

$$V_{2} = \frac{2}{3} V_{dc} e^{i\frac{\pi}{3}}$$
(34)

จัดรูปสมการใหม่จะได้ดังสมการที่ 35

$$T_{c} \cdot V_{ref} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_{1} \cdot \frac{2}{3} V_{DC} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_{2} \cdot \frac{2}{3} V_{DC} \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$
(35)

แยกส่วนที่เป็น Real Part กับ Imaginary Part ออกจากกันเพื่อความง่ายในการคำนวณ ค่าเวลาดเวลล์ ดังสมการที่ 36 และ 37

Real Part :
$$T_{C} \cdot V_{ref} \cdot \cos(\theta) = T_{1} \cdot \frac{2}{3} V_{DC} + T_{2} \cdot \frac{1}{3} V_{DC}$$
 (36)

Imaginary Part :
$$T_{C} \cdot V_{ref} \cdot \sin(\theta) = T_{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$$
 (37)

ดังนั้นเราสามารถหาเวลาดเวลล์ของ T1 และ T2 ได้ดังสมการที่ 38 และ 39

$$T_{1} = T_{c} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_{ref}}{V_{DC}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} \cdot \theta\right) = T_{c} \cdot a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} \cdot \theta\right)$$
(38)

$$T_{2} = T_{c} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_{ref}}{V_{DC}} \cdot \sin(\theta) = T_{c} \cdot a \cdot \sin(\theta)$$
(39)

ดังนั้นค่าเวลาดเวลล์ของแต่ละเซกเตอร์สามารถหาได้ดังสมการที่ 40-42 โดยที่ n คือ เซกเตอร์ (n = 1, 2, 3, 4, 5, 6) และสามารถสรุปค่าเวลาดเวลล์ของแต่ละเซกเตอร์ได้ดังตารางที่ 3

$$T_0 = T_c - T_1 - T_2$$
 (40)

$$T_1 = T_c \cdot a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3} \cdot \pi\right)$$
(41)

$$T_2 = T_c \cdot a \cdot \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3} \cdot \pi\right)$$
(42)

Soctor	Dwell Times					
560101	T ₁	T ₂	T ₀			
1	$T_c \cdot a \cdot sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	T _c ·a·sin(θ)	T _C - T ₁ - T ₂			
2	$T_c \cdot a \cdot sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)$	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$	T _C - T ₁ - T ₂			
3	$T_c \cdot a \cdot sin(\pi - \theta)$	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	T _C - T ₁ - T ₂			
4	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \theta\right)$	T _c ·a· sin(θ - π)	T _C - T ₁ - T ₂			
5	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \theta\right)$	$T_c \cdot a \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$	T _C - T ₁ - T ₂			
6	$T_c \cdot a \cdot sin(2\pi - \theta)$	$T_c \cdot a \cdot sin\left(\theta - \frac{5\pi}{3}\right)$	T _C - T ₁ - T ₂			

ตารางที่ 4 สรุปการคำนวณค่าเวลาดเวลล์ของการหาเวกเตอร์อ้างอิง V_{ref} ในแต่ละเซกเตอร์

3.1.3 การกำหนดลำดับการสวิตช์ของสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ

ในแต่ละเซกเตอร์จะประกอบไปด้วย 7 ลำดับการสวิตช์ดังภาพที่ 15 โดยที่จุดเริ่มและจบ คือ Zero Vector อย่างเช่นในเซกเตอร์ 1 จะมีลำดับการสวิตช์คือ 000-100-110-111-110-100-000 ดังนั้นจะได้เวลาสวิตช์ของเซกเตอร์ 1 แสดงดังสมการที่ 43 และสามารถสรุปลำดับการสวิตช์ของแต่ ละเซกเตอร์ได้ดังตารางที่ 4



ภาพที่ 15 ลำดับการสวิตช์ในเซกเตอร์ 1

$$T_{c} = \frac{T_{0}}{4} + \frac{T_{1}}{2} + \frac{T_{2}}{2} + \frac{T_{0}}{2} + \frac{T_{2}}{2} + \frac{T_{1}}{2} + \frac{T_{0}}{4}$$
(43)

Sector	Switching Sequence						
1	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_1}$	$\overrightarrow{V_2}$	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_2}$	$\overrightarrow{V_1}$	$\overrightarrow{V_0}$
T	000	100	110	111	110	100	000
2	$\overline{V_0}$	$\overrightarrow{V_3}$	$\overline{V_2}$	$\overrightarrow{V_0}$	$\overline{V_2}$	$\overline{V_3}$	$\overline{V_0}$
2	000	010	110	111	110	010	000
3	$\overrightarrow{V_0}$	$\overline{V_3}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overline{V_3}$	$\overline{V_0}$
5	000	010	011	111	011	010	000
4	$\overline{V_0}$	$\overrightarrow{V_5}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overrightarrow{V_5}$	$\overline{V_0}$
4	000	001	011	111	011	001	000
Б	$\overline{V_0}$	$\overline{V_5}$	$\overline{V_6}$	$\overrightarrow{V_0}$	$\overline{V_6}$	$\overline{V_5}$	$\overline{V_0}$
5	000	001	101	111	101	001	000
6	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_1}$	$\overrightarrow{V_6}$	$\overrightarrow{V_0}$	$\overrightarrow{V_6}$	$\overrightarrow{V_1}$	$\overrightarrow{V_0}$
0	000	100	101	111	101	100	000

ตารางที่ 5 สรุปลำดับสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์ของสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ

3.2 การมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับ

สำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา ซึ่งเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสประเภทแรงดัน สามระดับดังภาพที่ 16 ดังนั้นวิธีการมอดูเลชั่น ที่ใช้ก็จะมีความซับซ้อนมากกว่าชนิดที่เป็นแรงดันสอง ระดับ



ภาพที่ 16 แผนภาพสเปซเวกเตอร์สำหรับสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับ
3.2.1 การกำหนดเซกเตอร์และพื้นที่ย่อย

การมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับนั้นจะใช้วิธีการแบ่งการทำงาน ออกเป็น 6 เซกเตอร์ เช่นเดียวกับแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับ แต่เนื่องจากจำนวนลำดับ การสวิตช์ที่มีมากกว่าจึงทำให้ในแต่ละเซกเตอร์นั้นจะแบ่งเป็น 4 พื้นที่ย่อย [13-14] ดังภาพที่ 17 ซึ่ง การที่จะบอกได้ว่าเวกเตอร์อ้างอิง V_{ref} นั้นอยู่พื้นที่ย่อยไหนนั้นจะใช้ขนาดของ m₁ และ m₂ ในการ แบ่งแต่ละพื้นที่ย่อย ดังสมการที่ 44 และ 45



ภาพที่ 17 แผนภาพพื้นที่ย่อยทั้ง 4 ในเซกเตอร์ที่ 1

$$m_1 = m_n \left(\cos(\theta) - \sin\left(\frac{\theta}{\sqrt{2}}\right) \right)$$
 (44)

$$m_{2} = 2m_{n} \sin\left(\frac{\theta}{\sqrt{2}}\right)$$

$$\therefore m_{n} = \sqrt{3}m_{a}, m_{a} = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}}$$
(45)

โดยมีเงื่อนไขการแบ่งพื้นที่ย่อยทั้ง 4 ดังนี้

- 1. ถ้ำ m₁, m₂ และ (m₁+m₂) ≤1 จะได้ว่า V_{ref} อยู่พื้นที่ย่อย 1
- 2. ถ้า m₁ > 1 จะได้ว่า V_{ref} อยู่พื้นที่ย่อย 2
- 3. ถ้า m₁ ≤ 1, m₂ ≤ 1 (m₁+m₂) > 1 จะได้ว่า V_{ref} อยู่พื้นที่ย่อย 3
- 4. ถ้า m₂ > 1 จะได้ว่า V_{ref} อยู่พื้นที่ย่อย 4

3.2.2 การคำนวณค่าเวลาดเวลล์ของสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับ

การคำนวณค่าเวลาดเวลล์นั้นสามารถคำนวณได้เช่นเดียวกับวิธีของสเปซเวกเตอร์ชนิด แรงดันสองระดับ เพียงแต่ว่าต้องคำนึงถึงพื้นที่ย่อยที่เวกเตอร์อ้างอิง V_{ref} นั้นตกอยู่ ตัวอย่างดังภาพที่ 18 V_{ref} ตกอยู่พื้นที่ย่อย 3 ดังนั้น โดยที่การหา V_{ref} นั้นสามารถหาได้จากเวกเตอร์ V₁, V₃ และ V₄ โดย แสดงความสัมพันธ์การหา V_{ref} ในพื้นที่ย่อย 3 ได้ดังสมการที่ 46



ภาพที่ 18 แผนภาพ V_{ref} ขณะอยู่ในพื้นที่ย่อย 3 ภายในเซกเตอร์ 1 ของสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดัน สามระดับ

$$\overrightarrow{V_{\text{ref}}} T_{c} = \overrightarrow{V_{1}} T_{a} + \overrightarrow{V_{3}} T_{b} + \overrightarrow{V_{4}} T_{c}$$

$$(46)$$

$$\therefore \overrightarrow{V_{1}} = \frac{1}{3} V_{\text{dc}}, \quad \overrightarrow{V_{3}} = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{\text{dc}} e^{j\frac{\pi}{6}}, \quad \overrightarrow{V_{4}} = \frac{1}{3} V_{\text{dc}} e^{j\frac{\pi}{3}}$$

แทนค่าของเวกเตอร์ V₁, V₃, V₄ ลงในสมการที่ 46 จะได้ดังสมการที่ 47

$$\frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{dc}}}(\cos(\theta) + \sin(\theta))T_{\text{c}} = \frac{1}{3}T_{1} + \frac{\sqrt{3}}{3}\left(\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + j\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)\right)T_{2} + \frac{1}{3}\left(\cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)\right)T_{3}$$
(47)

แยกส่วนที่เป็น Real Part กับ Imaginary Part ออกจากกันเพื่อความง่ายในการคำนวณ ค่าเวลาดเวลล์ ดังสมการที่ 48 และ 49 และตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ 50 จะได้ค่าเวลาดเวลล์ของ แต่ละพื้นที่ย่อยในแต่ละเซกเตอร์ ตามตารางที่ 5

$$\frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{dc}}}\cos(\theta)T_{\text{c}} = \frac{1}{3}T_{1} + \frac{\sqrt{3}}{3}\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)T_{2} + \frac{1}{3}\cos\left(\frac{\pi}{3}\right)T_{3}$$
(48)

$$\frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{dc}}}\sin(\theta)T_{\text{c}} = \frac{\sqrt{3}}{3}\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)T_2 + \frac{1}{3}\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)T_3$$
(49)

$$T_{c} = T_{1} + T_{2} + T_{3}$$
(50)

ตารางที่ 6 สรุปค่าเวลาดเวลล์ของทุกเซกเตอร์และทุกพื้นที่ย่อย ในสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดัน

Sector	Region 1	Region 2	Region 3	Region 4
	$T_1 = aT_c \sin\left(\frac{\pi}{-}\cdot\theta\right)$	$T_1 = T_2 \left[1 + a \sin \left(\theta - \frac{\pi}{-} \right) \right]$	$T_{1} = \frac{T_{c}}{T_{c}} [1 - 2a \sin(\theta)]$	$T_{a} = \frac{T_{c}}{T_{c}} [2a \sin(\theta) - 1]$
1	$T_2 = \frac{T_c}{2} \left[1 - 2a \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_2 = -aT_c \sin(\theta)$	$T_2 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) + 2 \right]$	$T_{2} = aT_{c} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$
	$T_3 = aT_c \sin(\theta)$	$T_3 = -\frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - 1 \right]$	$T_3 = \frac{T_c}{2} \left[1 + 2a \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_3 = T_c \left[1 - a \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right]$
	$T_1 = aT_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_1 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - 1 \right]$	$T_1 = \frac{T_c}{2} \left[1 - 2a \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_1 = T_c [1 - a \sin(\theta)]$
2	$T_2 = \frac{T_c}{2} \left[1 - 2a \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_2 = -aT_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_2 = \frac{T_c}{2} [2a \sin(\theta) - 1]$	$T_2 = aT_c \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$
	$T_3 = aT_c sin(\theta)$	$T_3 = aT_c[1 - sin(\theta)]$	$T_3 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) + 1 \right]$	$T_3 = -\frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - 1 \right]$
	$T_1 = aT_c \sin(\theta)$	$T_1=T_c\left[1-a\sin\left(\theta-\frac{\pi}{3}\right)\right]$	$T_1 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) + 1 \right]$	$T_1 = -\frac{T_c}{2} [1 - a \sin(\theta)]$
3	$T_2 = \frac{T_c}{2} \left[1 - 2a \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_2 = -aT_c \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$	$T_2 = -\frac{T_c}{2} \left[1 + 2a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right]$	$T_2 = aT_c \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$
	$T_3 = -aT_c \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$	$T_3 = -\frac{T_c}{2} [2a \sin(\theta) - 1]$	$T_3 = \frac{T_c}{2} [1-2a \sin(\theta)]$	$T_3 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - 1 \right]$
	$T_1 = -aT_c \sin(\theta)$	$T_1 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) - 1 \right]$	$T_1 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1 \right]$	$T_1 = \frac{T_c}{2} \left[1 + 2a \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right]$
4	$T_2 = \frac{T_c}{2} \left[1 + 2a \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_2 = -aT_c \sin(\theta)$	$T_2 = -\frac{T_c}{2} \left[1 + 2a \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_2 = aT_c sin(\theta)$
	$T_3 = aT_c \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$	$T_3 = aT_c \left[1 + a \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_3 = \frac{T_c}{2} [1 + 2a \sin(\theta)]$	$T_3 = T_c \left[1 + a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right]$
	$T_1 = -aT_c \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$	$T_1 = T_c [1 + asin(\theta)]$	$T_1 = -\frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + 1 \right]$	$T_1 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1 \right]$
5	$T_2 = \frac{T_c}{2} [1 + 2a \sin(\theta)]$	$T_2 = aT_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_2 = -\frac{T_c}{2} [2a \sin(\theta) + 1]$	$T_2 = -aT_c \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$
	$T_3 = aT_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_3 = -\frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) + 1 \right]$	$T_3 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) + 1 \right]$	$T_3 = T_c [1 + asin(\theta)]$
	$T_1 = aT_c \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$	$T_1 = -T_c [1 + 2asin(\theta)]$	$T_1 = \frac{T_c}{2} [2a \sin(\theta) + 1]$	$T_1 = T_c \left[1 + a \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$
6	$T_2 = \frac{T_c}{2} \left[1 + 2a \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_2 = aT_c \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$	$T_2 = \frac{T_c}{2} \left[1 - 2a \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \right]$	$T_2 = -aT_c \sin(\theta)$
	$T_3 = -aT_c \sin(\theta)$	$T_3 = \frac{T_c}{2} \left[a \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) + 1 \right]$	$T_3 = \frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1 \right]$	$T_3 = -\frac{T_c}{2} \left[2a \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - 1 \right]$

3.3 การปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์

จากวิธีการมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ เวียนนา ที่เป็นวงจรประเภทแรงดันสามระดับนั้นจะเห็นว่าวงจรประเภทแรงดันสามระดับนั้นจะมี จำนวนลำดับการสวิตช์ทั้งหมด 27 ลำดับ ซึ่งแตกต่างจากวงจรประเภทแรงดันสองระดับที่มีเพียง 8 ลำดับเท่านั้น จากจำนวนลำดับการสวิตช์ที่มากขึ้นนั้นจะส่งผลให้การคำนวณหาค่าเวลาดเวลล์ของสเป ซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับนั้นมีความยุ่งยากและซับซ้อนมากกว่าแบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดัน สองระดับ ดังนั้นวิธีการมอดูเลชั่นแบบการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์นั้นจะช่วยให้การคำนวณหาค่า เวลาดเวลล์ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนานั้นทำได้ง่ายขึ้น โดยจะใช้วิธีการเปลี่ยนจุดศูนย์ หรือ zero vector ให้ไปอยู่ในตำแหน่งของเวกเตอร์อื่นที่ต้องการและใช้การคำนวณหาค่าเวลาดเวลล์ แบบสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับPWM แทน

3.3.1 การเปลี่ยนจุดศูนย์ของสเปซเวกเตอร์

วิธีการนี้จะเป็นการเปลี่ยนจุดเริ่มต้น (V₀) ของสเปซเวกเตอร์สามระดับ [15-16] ดังภาพที่ 19 (a) ซึ่งประกอบไปด้วย 19 เวกเตอร์แรงดัน แบ่งเป็นเวกเตอร์ศูนย์หรือ zero vector (V₀) มีขนาด เท่ากับศูนย์, เวกเตอร์ขนาดเล็กหรือ small vectors (V₁, V₂, V₃, V₄, V₅, V₆) ซึ่งมีขนาดเท่ากับ Vdc/3, เวกเตอร์ขนาดกลางหรือ medium vectors (V₈, V₁₀, V₁₂, V₁₄, V₁₆, V₁₈) ซึ่งมีขนาดเท่ากับ v3Vdc/3 และเวกเตอร์ขนาดใหญ่หรือ large vectors (V₇, V₉, V₁₁, V₁₃, V₁₅, V₁₇) ซึ่งมีขนาดเท่ากับ 2Vdc/3 ไปยังเวกเตอร์ขนาดเล็ก V₁, V₂, V₃, V₄, V₅, V₆ ซึ่งจะทำให้สเปซเวกเตอร์รอบ ๆ จุดศูนย์นั้นมี รูปร่างคล้ายกับสเปซเวกเตอร์สองระดับ ดังภาพที่ 19 (b) จะสามารถหาเวกเตอร์อ้างอิง V_{ref} ได้จาก สมการที่ 51 และ 52



ภาพที่ 19 แผนภาพการเปลี่ยนจุดศูนย์ของสเปซเวกเตอร์สามระดับไปเป็นสเปซเวกเตอร์สองระดับ

$$(V_{x} - V_{n})T_{x} + (V_{y} - V_{n})T_{y} + (V_{z} - V_{n})T_{z} = (V_{ref} - V_{n})T_{s}$$
(51)

$$T_{x} + T_{y} + T_{z} = T_{s}$$
(52)

โดยที่ n (1, 2, 3, 4, 5, 6) คือ ขนาดของเวกเตอร์ในตำแหน่งที่เลื่อนจุดศูนย์ไป โดยแสดง ดังตารางที่ 6 เมื่อเลื่อนจุดศูนย์ไปยังตำแหน่งเวกเตอร์ขนาดเล็กต่าง ๆ แล้วจะทำให้สเปซเวกเตอร์ชนิด แรงดันสามระดับนั้นแบ่งออกเป็นสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับทั้งหมด 6 ส่วนดังภาพที่ 20

ตารางที่ 7 ตำแหน่งของการเปลี่ยนจุดศูนย์ของแต่งละเซกเตอร์และขนาด

Sector	ตำแหน่งของการเปลี่ยนจุดศูนย์	ขนาดของ V _n
1	V ₁	V _{dc} 3
2	V ₂	V _{dc} 6
3	V ₃	- V_{dc} 6
4	V ₄	$-\frac{V_{dc}}{3}$
5	V ₅	- V_{dc} 6
6	V ₆	V _{dc} 6



ภาพที่ 20 แผนภาพแสดงการแบ่งสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสามระดับออกเป็นสเปซเวกเตอร์ชนิด แรงดันสองระดับทั้งหมด 6 ส่วน

3.3.2 การคำนวณเวลาดเวลล์ของการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์

การคำนวณค่าเวลาดเวลล์ [17] ของการมอดูเลชั่นแบบการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์ นั้นจะอ้างอิงโดยใช้วิธีของสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับดังภาพที่ 21 โดยที่ให้เวกเตอร์อ้างอิง V_{ref} นั้นอยู่ที่เซกเตอร์ 1 ซึ่งสามารถหา V_{ref} ได้จากเวกเตอร์ใกล้เคียงคือ V₀, V₇, V_x, V_y



ภาพที่ 21 แผนภาพการหาเวกเตอร์อ้างอิง V_{ref} ในการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์

โดยที่จะมีลำดับการสวิตช์เป็น $\overrightarrow{V_0} - \overrightarrow{V_1} - \overrightarrow{V_2} - \overrightarrow{V_7} - \overrightarrow{V_2} - \overrightarrow{V_2} - \overrightarrow{V_1} - \overrightarrow{V_0}$ หรือ 000-100-110-111-111-110-100-000 ซึ่งสามารถแสดงได้ดังภาพที่ 22



ภาพที่ 22 ลำดับการสวิตช์ในเซกเตอร์ 1

จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ 53

$$\int_{0}^{\frac{T_{s}}{2}} \overrightarrow{V_{ref}} dt = \int_{0}^{\frac{T_{0}}{4}} \overrightarrow{V_{0}} dt + \int_{\frac{T_{0}}{4}}^{\frac{T_{0}}{4} + \frac{T_{x}}{2}} \overrightarrow{V_{x}} dt + \int_{\frac{T_{0}}{4} + \frac{T_{x}}{2}}^{\frac{T_{0}}{4} + \frac{T_{x}}{2} + \frac{T_{y}}{2}} \overrightarrow{V_{y}} dt + \int_{\frac{T_{0}}{4} + \frac{T_{x}}{2}}^{\frac{T_{s}}{2} + \frac{T_{s}}{2}} \overrightarrow{V_{y}} dt + \int_{\frac{T_{0}}{4} + \frac{T_{x}}{2} + \frac{T_{y}}{2}}^{\frac{T_{0}}{4} + \frac{T_{x}}{2} + \frac{T_{0}}{2}} \overrightarrow{V_{1}} dt$$
(53)

เนื่องจาก V₀ และ V₇ เป็น zero vector ซึ่งมีขนาดเป็นศูนย์และจากสมการที่ 29 และ 30 ดังนั้นจะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ 54

$$\overrightarrow{V_{\text{ref}}} \cdot \frac{T_{\text{s}}}{2} = \overrightarrow{V_{\text{x}}} \cdot \frac{T_{\text{x}}}{2} + \overrightarrow{V_{\text{y}}} \cdot \frac{T_{\text{y}}}{2}$$
(54)

จากสมการที่ 21 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการ Matrix ได้ดังสมการที่ 55

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} \frac{T_{s}}{2} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{T_{x}}{2} \\ \frac{T_{y}}{2} \end{bmatrix}$$
(55)

จัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ 56

$$\begin{bmatrix} \frac{T_{x}}{2} \\ \frac{T_{y}}{2} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_{s}}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix}$$
(56)

ดังนั้นสามารถหาค่าเวลาดเวลล์ T_x, T_y, T_z ได้จากสมการที่ 57-59

$$\frac{T_{x}}{2} = \frac{\sqrt{3}T_{s}}{V_{dc}} \left[V_{\alpha} \cdot \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) - V_{\beta} \cdot \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \right]$$
(57)

$$\frac{T_{\gamma}}{2} = \frac{\sqrt{3}T_{s}}{V_{dc}} \left[-V_{\alpha} \cdot \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) + V_{\beta} \cdot \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \right]$$
(58)

$$\Gamma_z = T_s - T_x - T_y \tag{59}$$

เมื่อ k (1, 2, 3, 4, 5, 6) คือเซกเตอร์ย่อยของสเปซเวกเตอร์ชนิดแรงดันสองระดับที่เกิด จากการเปลี่ยนจุดศูนย์ เมื่อแทนค่า k ลงในสมการที่ 57-59 จะสามารถสรุปการหาค่าเวลาดเวลล์ของ แต่ละเซกเตอร์ย่อย [18-19] ได้ดังตารางที่ 7

ตารางที่ 8 สรุปการหาค่าเวลาดเวลล์ของแต่ละเซกเตอร์ย่อยในการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์

Sub Sector (k)	T _x	T _y	T _z
1	$(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$(2\sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$T_s - T_x - T_y$
2	$(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$(-3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$T_s - T_x - T_y$
3	$(2\sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$(-3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$T_s - T_x - T_y$
4	$(-3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$(-2\sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$T_s - T_x - T_y$
5	$(-3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$(3V_{\alpha} - \sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$T_s - T_x - T_y$
6	$(2\sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$(3V_{\alpha} + \sqrt{3}V_{\beta})\frac{T_{s}}{V_{dc}}$	$T_s - T_x - T_y$

3.3.3 การกำหนดลำดับการสวิตช์ของการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์

การกำหนดลำดับการสวิตช์ในสเปซเวกเตอร์ [20-22] แบบการปรับศูนย์ของสเปซเวก เตอร์นั้นจะใช้วิธีการสมมาตรของเวกเตอร์ ลำดับการสวิตช์ของเซกเตอร์ย่อย 1 ในเซกเตอร์ 1 คือ V₁₊ - V₈ - V₇ - V₁₋ - V₁₋ - V₇ - V₈ - V₁₊ ดังภาพที่ 23

(= ~)



ภาพที่ 23 ลำดับการสวิตช์ของเซกเตอร์ 1 เซกเตอร์ย่อย 1

กำหนดเงื่อนไขการมอดูเลชั่นจากทิศทางของกระแสด้านอินพุตอย่างเช่นในเซกเตอร์ 1 กระแสในเฟส A จะมีค่าเป็นบวกดังนั้นจะมอดูเลชั่นกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีค่าเป็นบวก และ กระแสในเฟส B และเฟส C จะมีค่าเป็นลบดังนั้นจะมอดูเลชั่นกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีค่าเป็นลบดัง ภาพที่ 24



ภาพที่ 24 การมอดูเลชั่นของเซกเตอร์ย่อย 1 ในเซกเตอร์ 1

3.4 การปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนเฟส

การปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนเฟส (Carrier-Based Phase-Shift PWM) [27] เป็นวิธีการมอดูเลชั่นวิธีหนึ่ง โดยที่จะใช้สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) เปรียบเทียบกับ สัญญาณสามเหลี่ยม (Carrier Signal) ซึ่งจะมีความถี่และขนาดที่เท่ากันแต่จะต่างกันที่สัญญาณ สามเหลี่ยมที่ใช้เปรียบเทียบนั้นจะมีการเลื่อนเฟสกันอยู่ดังภาพที่ 25

ในการใช้งานการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส นั้นจะต้องดู ว่าจะนำไปใช้งานกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ประเภทแรงดันกี่ระดับ เพราะจะส่งผลต่อสัญญาณสามเหลี่ยม และมุมเฟสที่จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ดังสมการที่ 60 และ 61

$$\Theta = \frac{360^{\circ}}{m-1}$$
(61)

เมื่อ Carrier Signal คือ จำนวนของสัญญาณสามเหลี่ยม

m = ระดับของแรงดัน

θ = มุมที่เหลื่อมกันของสัญญาณสามเหลี่ยม



ภาพที่ 25 ตัวอย่างการปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนเฟส

3.5 การปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนระดับ

การปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนระดับ (Carrier-Based Level-Shift PWM) [27] เป็นวิธีการมอดูเลชั่นวิธีหนึ่งที่คล้ายกับการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยม แบบเลื่อนเฟส โดยที่จะใช้สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Carrier Signal) ซึ่งจะมีความถี่, ความกว้างและมุมเฟสเท่ากัน ซึ่งจำนวนของสัญญาณสามเหลี่ยมนั้น จะขึ้นอยู่กับระดับแรงดันของวงจรที่ใช้งานดังสมการที่ 60 และจะมีสัญญาณสามเหลี่ยมที่เลื่อนไปตาม แกนแนวตั้งดังภาพที่ 26 สามารถเปรียบเทียบคุณสมบัติได้ดังตารางที่ 9



ภาพที่ 26 ตัวอย่างการปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนระดับ

ตารางที่	9	เปรียบเทียบ	คุณสมบ	มัติของการ	รปรับควา	มกว้างขล	องพัลส์เชิง	คลื่นพาเ	ຳ໌ແບບເ	ลื่อนเฟส
		และแบบเลื่อ	นระดับ	[27]						

	Carrier-Based Phase-	Carrier-Based Level-Shift		
111101001000	Shift PWM	PWM		
ความถี่ในการสวิตช์	เหมือนกันทุกสวิตช์	แตกต่างกัน		
ช่วงเวลาการทำงานของสวิตช์	เหมือนกันทุกสวิตช์	แตกต่างกัน		
การเปลี่ยนแปลงของรูปแบบ	ไปล่อาเรียง	จำเป็น		
การสวิตช์	PM A IPO P			
THD ของแรงดัน	ดี	ดีกว่า		

บทที่ 4 วิธีดำเนินการวิจัย

4.1 กรอบแนวคิดในงานวิจัย



ภาพที่ 27 แผนภาพกรอบแนวคิดในงานวิจัย

4.2 ขั้นตอนการวิจัย

จากกรอบแนวคิดในงานวิจัยดังภาพที่ 27 ในขั้นตอนแรกจะเริ่มศึกษาแนวทางที่จะใช้ในการ ลดทอนสัญญาณรบกวนทางด้านฮาร์มอนิกและการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าซึ่งจะมีด้วยกับ 3 ประเภทหลักๆคือ 1) วิธีแบบเฉื่อยงาน 2) วิธีแบบผสมและ 3) วิธีแบบไวงาน โดยที่พบว่าวิธีการแบบ ไวงานนั้นสามารถช่วยในการลดทอนสัญญาณรบกวนทางด้านฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบ กำลังไฟฟ้าอีกทั้งยังสามารถเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้สูงขึ้นได้ด้วย

แต่เนื่องจากวิธีการแบบไวงานนั้นจำเป็นต้องมีอุปกรณ์สวิตซ์ในการทำงานด้วย ดังนั้นวิธีการที่จะ ควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์จึงเป็นสิ่งสำคัญในการควบคุมการทำงานของ วงจรเรียงกระแส สามเฟสแบบไวงาน โดยในการวิจัยนี้ได้ศึกษาวิธีการควบคุมการทำงานอยู่ 2 วิธีคือ 1) การควบคุม กระแส 2) การควบคุมกำลังไฟฟ้าทางตรงและศึกษาวิธีการมอดูเลชั่นของวงจรเรียงกระแสสามเฟส ด้วยกัน 3 วิธีคือ 1) การปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนเฟส (carrier-based phaseshift PWM) 2) การปรับความกว้างของพัลส์เชิงคลื่นพาห์แบบเลื่อนระดับ (carrier-based phaseshift PWM) 3) การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สเปซเวกเตอร์ (space vector PWM)

โดยทำการจำลองการทำงานขึ้นในโปรแกรม MATLAB/Simulink (อ้างอิงบทความในภาคผนวก ก และภาคผนวก ข) ซึ่งจากผลจากจำลองการทำงานพบว่ายังไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวน ทางด้านฮาร์มอนิกได้ตามที่ต้องการ โดยที่มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่ 7.77% ดังนั้นจึงได้ ศึกษาวิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์ (center-aligned space vector PWM) ใน การสร้างสัญญาณพัลส์ เพื่อที่จะนำไปควบคุมอุปกรณ์สวิตช์และใช้วิธีควบคุมกระแส โดยจะทำการ สร้างแบบจำลองการทำงานขึ้นบนโปรแกรม MATLAB/Simulink (อ้างอิงบทความในภาคผนวก ค) ซึ่ง จากผลการจำลองการทำงานพบว่าสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนทางด้านฮาร์มอนิกได้ตามที่ ต้องการ โดยที่มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมที่ 2.28%

จึงเลือกวิธีควบคุมกระแสและวิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์ในการทดลอง โดยจะทำการวัดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสด้านอินพุต (%THD_i), ค่าตัวประกอบ กำลังไฟฟ้า (power factor), การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต และเปรียบเทียบผล จากการจำลองการทำงานกับผลที่ได้จากการทดสอบจริง เพื่อที่จะหาข้อสรุปที่ว่าวิธีการควบคุมและ การมอดูเลชั่นดังกล่าวนั้นสามารถใช้งานร่วมกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงาน เพื่อลดทอน สัญญาณรบกวนทางด้านฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ ซึ่งสรุปการทดลองได้ดัง ภาพที่ 28



4.3 วิธีการทดลอง

4.3.1 การจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink

การจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงานแบบเวียนนา โดยใช้ โปรแกรม MATLAB/Simulink ดังภาพที่ 29



ภาพที่ 29 จำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงานแบบเวียนนา

ประกอบไปด้วยส่วนที่ 1 คือส่วน Power Circuit ดังภาพที่ 30 ประกอบไปด้วยตัว เหนี่ยวนำด้านอินพุต 3 ตัว ไดโอดที่ต่อกันในลักษณะของ Bridge Diode 6 ตัวและอุปกรณ์สวิตช์ของ วงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดไวงานแบบเวียนนา 6 ตัว และตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต 2 ตัวและโหลด



ภาพที่ 30 แผนภาพของ Power Circuit ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

ส่วนที่ 2 คือการแปลงแรงดันและกระแสอินพุตจากระบบสามเฟสให้เป็นระบบเฟรมหมุน (Rotating Frame) โดยอาศัยหลักการของ clark transformation และ park transformation และ มีส่วนของ phase-lock loop ที่ใช้สำหรับคำนวณมุมของแรงดันอินพุต เพื่อที่จะนำไปใช้ในการ ควบคุมในส่วนอื่นต่อไปดังภาพที่ 31



ภาพที่ 31 แผนภาพของการแปลงจากระบบสามเฟสให้เป็นระบบเฟรมหมุน

ส่วนที่ 3 ประกอบด้วยกัน 2 ส่วนคือ 1. การควบคุมค่ากระแส reactive ให้มีค่าเป็นศูนย์ (i_q=0) หรือ Current Control Loop และ 2. การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้คงที่ หรือ Voltage Control Loop โดยใช้ตัวควบคุมแบบ PI ดังภาพที่ 32



ภาพที่ 32 แผนภาพของ Current Control Loop และ Voltage Control Loop

ส่วนที่ 4 เป็นวิธีการมอดูเลชั่นที่เลือกใช้แบบ Center-Aligned Space Vector Pulse Width Modulation เพื่อใช้สร้างสัญญาณ PWM ในการขับอุปกรณ์สวิตช์ดังภาพที่ 33



ภาพที่ 33 แผนภาพของวิธีมอดูเลชั่นแบบ Center-Aligned Space Vector Pulse Width Modulation

4.3.2 การทดสอบกับโหลดตัวต้านทาน

ซึ่งจากการทดลองด้วยการจำลองการทำงานบนโปรแกรม MATLAB/Simulink แล้ว จะ ทำการทดสอบวงจร Vienna Rectifier กับโหลดตัวต้านทาน เพื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบระหว่าง ผลที่ได้จากการจำลองและจากการทดสอบกับวงจรต้นแบบ ดังภาพที่ 34



ภาพที่ 34 แผนภาพการทดสอบวงจร Vienna Rectifier กับโหลดตัวต้านทาน

4.3.3 การทดสอบกับโหลดมอเตอร์

ทดสอบเปรียบเทียบระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิด Passive Systems (Bridge Rectifier) ดังภาพที่ 35(a) กับวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิด Active PFC Systems (Vienna Rectifier) ดังภาพที่ 35(b) และเปรียบเทียบผลการทดสอบที่ได้





ภาพที่ 35 แผนภาพการทดสอบวงจร Vienna Rectifier กับโหลดมอเตอร์: (a) วงจรเรียงกระแส ชนิด Passive Systems, (b) วงจรเรียงกระแสชนิด Active PFC Systems

4.3.4 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนาที่ใช้ในการทดสอบ

ซึ่งจากที่ทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink แล้วนั้นจะทำการ ใช้ Block ที่อยู่ภายในโปรแกรม MATLAB/Simulink แปลงเป็น C Code เพื่อที่จะนำไปใช้ทดสอบกับ Hardware โดย Hardware ที่ใช้คือ TIDM-1000 Vienna Rectifier-Based Three Phase Power Factor Correction Reference Design Using C2000 MCU [23] ซึ่งเป็นบอร์ดทดลองต้นแบบที่ใช้ สำหรับศึกษาวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Active PFC System ชนิด Vienna Rectifier ซึ่งถูก พัฒนาขึ้นโดยบริษัท Texas Instruments ดังภาพที่ 36



ภาพที่ 36 วงจรต้นแบบของวงจรเวียนนาที่พัฒนาโดย Texas Instruments

โดยที่ Controller ที่จะใช้ในการควบคุมและประมวลผลนั้นคือ TMDSCNCD28379D ซึ่ง เป็นตัวประมวลผลประเภท Digital Signal Processor (DSP) ซึ่งสามารถประมวลผลได้รวดเร็ว ดัง ภาพที่ 37



ภาพที่ 37 Control Card TMDSCNCD28379D

หลังจากที่ทำการแปลง Block ที่อยู่ในโปรแกรม MATLAB/Simulink ให้เป็น C Code แล้ว วิธีการที่จะนำ C Code ไปโปรแกรมลงใน Control Card นั้นสามารถทำได้โดนอาศัยโปรแกรม Code Composer Studio ดังภาพที่ 38 ซึ่งเป็นโปรแกรมที่สามารถเชื่อมต่อการทำงานระหว่าง โปรแกรม MATLAB/Simulink กับ Control Card ได้



ภาพที่ 38 โปรแกรม Code Composer Studio

บทที่ 5 ผลการทดลองและวิเคราะห์ผล

5.1 ผลการทดลอง

ในการทดลองจะเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองการทำงานโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink และทดสอบวงจรกับโหลดตัวต้านทาน และทำการเปรียบเทียบผลการทดลอง ระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC โดยทดสอบกับโหลดมอเตอร์ เพื่อที่จะดูผลในการลดทอนสัญญาณฮาร์มอนิก, การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและการ ควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต ดังภาพที่ 39



ภาพที่ 39 แผนภาพการทดลองทั้งหมด

5.1.1 ผลการทดลองจากการจำลองบนโปรแกรม MATLAB/Simulink และวิเคราะห์ผล

การจำลองการทำงานมีพารามิเตอร์ต่างๆดังตารางที่ 10 จากผลการจำลองดังภาพที่ 40 จะเห็นว่าวงจรสามารถลดทอนสัญญาณฮาร์มอนิกของกระแสด้านอินพุตได้ โดยที่จะแสดงถึง แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตของเฟส V_a, V_b, V_c และแสดงถึงกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตของเฟส I_a, I_b, I_c จะ เห็นว่ากระแสทั้งสามเฟสนั้นถูกปรับปรุงให้มีความผิดเพี้ยนของกระแสลดลงทำให้สัญญาณของกระแส นั้นมีลักษณะใกล้เคียงกับแรงดันซึ่งคือรูปคลื่นไซน์

Parameters	Value		
Input Voltage	200 V _{ac}		
Output Voltage	500 V _{dc}		
Output Power	1 kW		
Switching Frequency	20 kHz		
Inductor	3 mH		
Capacitor	180 uF		
Sample Time	0.000001 s		

ตารางที่ 10 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการจำลองการทำงานกับโหลดตัวต้านทาน



ภาพที่ 40 แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต (V_a, V_b, V_c) และกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต (I_a, I_b, I_c)

จากภาพที่ 41 จะแสดงให้เห็นว่าระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต V_a กับ สัญญาณกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต I_a นั้นจะไม่เกิดการเลื่อนเฟสกันเกิดขึ้น เพราะฉะนั้นจากที่สัญญาณ กระแสไฟฟ้าด้านอินพุตมีความผิดเพี้ยนลดลงใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์และไม่เกิดการเลื่อนเฟสระหว่าง แรงดันกับกระแสนั้น จะส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าเป็น 0.9986 ดังแสดงในภาพที่ 42



ภาพที่ 41 เปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต (V_a) กับกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต (I_a)



ภาพที่ 42 ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ถูกปรับปรุงจากวงจรเรียงกระแสสามเฟส ชนิด Vienna Rectifier

จากภาพที่ 43 จะเห็นว่าระบบสามารถเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้มีค่า เป็น 500 V_{dc} ได้และสามารถควบคุมให้คงที่ได้อีกด้วยและแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ตกคร่อมที่ตัวเก็บ ประจุฝั่งเอาต์พุตทั้ง 2 ตัวมีค่าเท่ากันคือ 250 V_{dc}



ตัวเก็บประจุฝั่งเอาต์พุต (V_{cp} และ V_{cn})

เมื่อวัดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตนั้นพบว่ามีการกระเพื่อมที่ 1 V_{p-p} ซึ่งมีค่าอยู่ที่ 0.2% ดังภาพที่ 44



ภาพที่ 44 การกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต

ภาพที่ 45 แสดงให้เห็นแรงดันขั้วของเฟส A (V_{AM}) ซึ่งจะมีลักษณะเป็นแรงดันสามระดับ คือ +250V, 0V, -250V



เมื่อทำการวัดค่าฮาร์มอนิกของสัญญาณกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตพบว่ามีความผิดเพี้ยน ของฮาร์มอนิกรวมอยู่ที่ 4.52% ดังภาพที่ 46



ภาพที่ 46 ความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกรวมของกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต

วิเคราะห์ผลจากการจำลองบนโปรแกรม MATLAB/Simulink

จากการทดสอบโดยใช้วิธีจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อที่จะดู ว่าระบบสามารถลดทอนสัญญาณฮาร์มอนิกด้านอินพุต, การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและ สามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตได้ พบว่าระบบสามารถลดทอนฮาร์มอนิกของ กระแสอินพุตให้มีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมอยู่ที่ 4.52% และเมื่อ เปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสอินพุตในเฟสเดียวกันแล้วพบว่าทั้ง 2 สัญญาณ ไม่มีการเลื่อนเฟสกัน ซึ่งนั้นส่งผลต่อค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า โดยสามารถวัดค่าตัวประกอบ กำลังไฟฟ้าได้ 0.9986 อีกทั้งยังสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตในมีค่าคงที่ที่ 500V_{dc} และควบคุมให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้ง 2 ตัวมีค่าเท่ากันที่ 250V_{dc} โดยที่วัดค่าการ กระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตได้เป็น 1V_{p-p} หรือคิดเป็น 0.2% และเมื่อวัดแรงดัน ขั้วของเฟส A ก็พบว่าวงจรทำงานเป็นวงจรชนิดแรงดันสามระดับตามคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแส สามเฟสชนิด Vienna Rectifier โดยที่มีค่าเป็น +250V, 0V, -250V

5.1.2 ผลการทดลองวงจรกับโหลดตัวต้านทานและวิเคราะห์ผล

การทดลองกับโหลดตัวต้านทานมีพารามิเตอร์ต่างๆดังตารางที่ 11 และดังภาพที่ 47 เมื่อ ทำการเปรียบเทียบกับผลทดสอบที่ได้จากการทดสอบกับ Hardware จะเห็นว่าในขณะที่ยังไม่ได้สั่ง การทำงานของ Active PFC นั้นกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตจะมีความผิดเพี้ยนสูงดังภาพที่ 48 (a) ที่เกิด จากวงจรเรียงกระแสสามเฟสและเมื่อสั่งการทำงานของ Active PFC แล้วสามารถปรับปรุงความ ผิดเพี้ยนของสัญญาณกระแสให้มีรูปคลื่นใกล้เคียงกับรูปไซน์ดังภาพที่ 48 (b)

Parameters	Value
Input Voltage	200 V _{ac}
Output Voltage	500 V _{dc}
Output Power	1 kW
Switching Frequency	20 kHz
Inductor	3 mH
Capacitor	180 uF
Sample Time	0.000001 s

ตารางที่ 11 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการทดสอบวงจรกับโหลดตัวต้านทาน



ภาพที่ 47 แผนภาพการทดสอบวงจร Vienna Rectifier กับโหลดตัวต้านทานที่พิกัดกำลัง 1kW



ภาพที่ 48 กระแสไฟฟ้าด้านอินพุต 3 เฟส: (a) ขณะที่ Active PFC ยังไม่ทำงาน, (b) เมื่อ Active PFC ทำงานที่โหลดตัวต้านทาน 1kW

เมื่อเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตในเฟส A จะ เห็นว่าไม่เกิดการเลื่อนเฟสกันระหว่างแรงดันกับกระแสดังภาพที่ 49 และสามารถวัดค่าตัวประกอบ กำลังไฟฟ้าได้ 0.9986 ดังภาพที่ 50



ภาพที่ 49 เปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต (V_a) กับกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต (I_a) จากการ ทดสอบกับโหลดตัวต้านทาน 1kW

ŀ		PW 3198
SYSTEM VIEW TIME PLOT 'EV 3P4W 600V 50A ACDC 600V 100A Real Time View Elapsed Time Urns Elapsed Time	ENT HOLD 14 Udin 330V 1 fnom 50Hz 1 200:00:00 f: 49.999Hz	STATUS SETTING RECORDING ANALYZING
Urms 1 199.50 V 2 199.31 V 3 199.32 V P 1 0.332kW 2 0.330kW 3 0.315kW sum 0.98kW	Ima 1 2.890 A 2 2.871 A 3 2.736 A S 1 0.333kVA 2 0.330kVA 3 0.315kVA ama 0.98kVA	WAVE • VOLT/CURR VOLTAGE CURRENT HARMONICS VECTOR GRAPH - LICT
Q 1-0.019kvar 2 0.017kvar 3-0.016kvar sum - 0.02kvar	PF 1-0.9983 2 0.9987 3 -0.9987 500 -0.9987	POWER VOLTAGE CURRENT
WP+ 0.0000k Hh WP- 0.0000k Wh WQLas 0.0000k varh WQLend 0.0000k varh	KF 1 1.08 2 1.08 3 1.09 KF 4 479.92 H0LD	2019/04/17 15:10:26

ภาพที่ 50 ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าขณะที่ Active PFC ทำงานที่โหลดตัวต้านทาน 1kW

จากการทดสอบวัดค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตและแรงดันที่ตกคร่อมที่ตัวเก็บ ประจุด้านเอาต์พุตทั้ง 2 ตัวดังภาพที่ 51 พบว่าวงจรสามารถเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต และควบคุมให้มีค่า 500V_{dc} และควบคุมให้แรงดันที่ตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุมีค่า 250V_{dc} เท่ากัน

File	Control	Setup	Trigger	Measure	Analyze	Utilities	Help					3 J	an 2002 1	2:25 AM
ģ	Acc 106	uisitio MSa/s	n is st 10.0	opped. Mpts				•	~~~~	~~~~	3			
		On 50	00 V/	\sim	2 🖉	200 V/	~	3 On 20) V/		4 On			I On
4														
7							V	= 50	0 V	da				
	-						- Dus			uc				
ļ	ţ													€ T
£	F						V _{cp}	= 25	60 V	dc				<u>ئ</u>
T r	t I							فتعريب فالم						
17	чII													
Ţ	7						V _{cr}	= 25	50 V	dc				*J2
ĴĴ	7													
1														1 3
1 7														ľ
Mor	e T	~ ~			× .	1 10.0 m	is/	. 1 3.5520	000000 1	ns 4 C	• •	T 198	v 🗧	∃T
(1 of	2) M	asureme	ents Stat	us Scales										
Dele	te		Currer	V i 11 250	avg(3) 197 V	V 251	avg(2)	V av	g(1) 12 V					2
			Mea	in 250	196 V	25	0.318 V	500.5	67 V					
			Ma Ma	n 250 ix 250	.194 V .197 V	25	9.317 V 9.318 V	500.4	23 V 12 V					

ภาพที่ 51 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตและแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต ทั้ง 2 ตัว ที่โหลดตัวต้านทาน 1kW เมื่อวัดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตนั้นพบว่ามีการกระเพื่อมอยู่ ที่ 2.98V_{p-p} ซึ่งมีค่าอยู่ที่ 0.6% ดังภาพที่ 52



ภาพที่ 52 ทดสอบการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตที่โหลดตัวต้านทาน 1kW

ภาพที่ 53 แสดงให้เห็นแรงดันขั้วของเฟส A (V_{AM}) ที่ได้จากการทดสอบซึ่งจะมีลักษณะ เป็นแรงดันสามระดับคือ +250V, 0V, -250V





เมื่อทำการวัดค่าฮาร์มอนิกของสัญญาณกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตพบว่ามีความผิดเพี้ยน ของฮาร์มอนิกรวมอยู่ที่ 2.64% ดังภาพที่ 54

X64829					
		HI	OKI		PW 319
/ SYSTE		IME PLOT ' EVENT	HOLD	¥	STATUS
3P4W	600V 50A ACD	600V 100A f	nom 50Hz EVEN	0	RECORDING
		Elapsed Time Ø VEL iharmOFF	<u> THD-F</u>	2.64	ANALYZING
<mark>박</mark> - : · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	- 0.006 2.854 0.015 0.011 0.044 0.044 0.040 0.005 0.003 0.005 0.003 0.004 0.005	17: 0.0 18: 0.0 19: 0.0 20: 0.0 21: 0.0 23: 0.0 24: 0.0 25: 0.0 26: 0.0 27: 0.0 28: 0.0 29: 0.0 20: 0.0	014 34: 001 35: 002 37: 002 33: 002 33: 002 41: 0002 43: 0002 43: 0002 43: 0002 43: 0003 44: 0004 45: 0005 46: 0005 46: 0005 46: 0005 46: 0005 46: 0005 46: 0005 46: 0005 46: 0005 46: 0005 46:	0.002 0.004 0.002 0.001 0.002 0.0002 0.0003 0.0002 0.0002 0.0002 0.0001 0.0001 0.0001 0.0003	HAVE • VOLT/CURR VOLTAGE CURRENT HARKONICS VECTOR GRAPH • LIST DMM • POWER VOLTAGE OURRENT
10: Di	VECTOR	GRAPH	LIST	HOLD	2019/04/19 15:19:36

ภาพที่ 54 ทดสอบวัดความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกรวมของกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตที่ โหลดตัวต้านทาน 1kW

ทดสอบการควบคุมของ current control loop และ voltage control loop โดยการ step-up โหลดโดยเพิ่มโหลดจาก 300W เป็น 1000W ดังภาพที่ 55 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะเกิด การ undershoot ที่ 104V และกระแสอินพุตขณะ step-up โหลดมีค่าสูงสุดที่ 20A_{peak}



ภาพที่ 55 ทดสอบ step-up โหลดจาก 300W เป็น 1kW

ทดสอบการควบคุมของ current control loop และ voltage control loop โดยการ step-down โหลดโดยลดโหลดจาก 1000W เป็น 300W ดังภาพที่ 56 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะเกิด การ overshoot ที่ 20V



ภาพที่ 56 ทดสอบ step-down โหลดจาก 1kW เป็น 300W

วิเคราะห์ผลการทดลองวงจรกับโหลดตัวต้านทาน

จากผลการทดสอบตามตารางที่ 12 พบว่าก่อนที่จะสั่งการทำงานของวงจร Active PFC สัญญาณของกระแสอินพุตนั้นเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่สูงซึ่งเกิดจากวงจรเรียงกระแส แต่เมื่อ สั่งการทำงานวงจร Active PFC แล้วระบบสามารถลดทอนฮาร์มอนิกของกระแสอินพุตให้มีรูปคลื่น ใกล้เคียงรูปไซน์ซึ่งมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมอยู่ที่ 2.64% และเมื่อเปรียบเทียบสัญญาณ ระหว่างแรงดันอินพุตและกระแสอินพุตในเฟสเดียวกันแล้วพบว่าทั้ง 2 สัญญาณไม่มีการเลื่อนเฟสกัน ซึ่งส่งผลต่อค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า โดยสามารถวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ 0.9986 อีกทั้งยัง สามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ที่ 500V_{dc} และควบคุมให้แรงดันที่ตก คร่อมตัวเก็บประจุทั้ง 2 ตัวมีค่าเท่ากันที่ 250V_{dc} โดยที่วัดค่าการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ด้านเอาต์พุตได้เป็น 2.98V_{p-p} หรือคิดเป็น 0.6% และเมื่อวัดแรงดันขั้วของเฟส A ก็พบว่าวงจรทำงาน เป็นวงจรชนิดแรงดันสามระดับตามคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิด Vienna Rectifier โดยที่มีค่าเป็น +250V, 0V, -250V อีกทั้งยังได้ทดสอบการควบคุมของ current control loop และ voltage control loop โดยทำการ step-up และ step-down โหลดพบว่า ในขณะ step-up โหลด โดยเพิ่มโหลดจาก 300W เป็น 1000W แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตเกิดแรงดัน undershoot ที่ 104V และมีค่ากระแสสูงสุดที่ 20A_{peak} และในขณะ step-down โหลดโดยลดโหลดจาก 1000W เป็น 300W แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตเกิดแรงดัน overshoot ที่ 20V ซึ่งกรควบคุมของ current control loop และ voltage control loop ก็สามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้าน เอาต์พุตและกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตให้คงที่ได้

V _{cp} (V)	V _{cn} (V)	V _{bus} (V)	%THD	Power Factor	Load (W)
136.14	133.17	269.31	93.85	0.7249	Stand by
251.92	249.06	500.98	15.61	0.9547	300
251.89	249.12	501.01	5.13	0.9956	650
251.68	249.27	500.95	2.64	0.9986	1000

ตารางที่ 12 สรุปผลการทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิด Active PFC กับโหลดตัวต้านทาน ที่พิกัดกำลัง 1kW

หมายเหตุ: Stand by คือช่วยเวลาที่วงจร Active PFC ยังไม่ทำงาน



ภาพที่ 57 เปรียบเทียบผลการทดสอบของค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสรวมกับโหลด ตัวต้านทานพิกัดกำลัง 1kW



ภาพที่ 58 เปรียบเทียบผลการทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ากับโหลดตัวต้านทาน พิกัดกำลัง 1kW

5.1.3 ผลการทดลองวงจรกับโหลดมอเตอร์และวิเคราะห์ผล

ทำการทดสอบเปรียบเทียบการทำงานระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC ดังภาพที่ 59 โดยจะทำการทดสอบกับโหลดที่เป็นมอเตอร์ซึ่งมีการติดตั้ง อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบดังภาพที่ 60 และ 61 โดยจะทำการวัดค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแส การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตและ ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามเฟส โดยมีพารามิเตอร์ต่างๆตามตารางที่ 13 และ 14



ภาพที่ 59 แผนภาพการทดสอบกับโหลดมอเตอร์



ภาพที่ 60 แผนภาพการทดสอบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบไวงานกับโหลดมอเตอร์ที่พิกัดกำลัง 1.3 kW



ภาพที่ 61 Motor Test ที่ใช้ในการทดสอบ

Parameters	Passive	Active PFC		
Input Voltage	200 V _{ac}	200 V _{ac}		
Output Voltage	282 V _{dc}	500 V _{dc}		
Output Power	1.3 kW	1.3 kW		
Switching Frequency	-	20 kHz		
Inductor	25 mH	3 mH		
Capacitor	1100 uF	180 uF		
Sample Time	-	0.000001 s		

ตารางที่ 13 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการทดสอบวงจรกับโหลดมอเตอร์

ตารางที่ 14 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM) ที่ใช้ในการทดสอบ

Parameters	Value
Motor Type	PMSM
Number of pole pairs	3
Terminal Resistance	0.58 Ohm
Terminal inductance	Lq : 3.5 mH
	Ld : 2.6 mH
Voltage constant	Terminal : 24.4 mV/rpm
parameter	Phase : 14.1 mV/rpm
Torque constant	0.36 N•m/A
parameter	
ซึ่งวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive นั้นจะใช้ reactor ดังภาพที่ 62 (a) ในการ ลดทอนความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสและวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Active PFC นั้นจะใช้ บอร์ดทดลองวงจร Vienna rectifier ของ Texas Instruments ดังภาพที่ 62 (b) ในการลดทอน สัญญาณฮาร์มอ นิกของกระแสด้านอินพุตและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังฟ้า





จากผลการทดสอบเปรียบเทียบการลดทอนสัญญาณฮาร์มอนิกของกระแสด้านอินพุตที่ พิกัดกำลัง 1.3kW พบว่าวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive รูปคลื่นของกระแสยังมีความผิดเพี้ยน เกิดขึ้นทำให้ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ดังภาพที่ 63 (a) ส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Active PFC นั้นความผิดเพี้ยนของกระแสมีน้อยกว่าจึงทำให้รูปคลื่นของกระแสเป็นรูปคลื่นไซน์ดังภาพที่ 63 (b)



ภาพที่ 63 กระแสไฟฟ้าด้านอินพุตที่ใช้ทดสอบกับโหลดมอเตอร์ 1.3 kW: (a) แบบ Passive, (b) แบบ Active PFC

เมื่อทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าฮาร์มอนิกของสัญญาณกระแสไฟฟ้าด้านอินพุต และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าพบว่าวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive มีค่าฮาร์มอนิ กของสัญญาณกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตอยู่ที่ 13.878% และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเป็น 0.9176 ใน ส่วนของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Active PFC นั้นมีค่าฮาร์มอนิกของสัญญาณกระไฟฟ้าด้าน อินพุตอยู่ที่ 1.550% และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเป็น 0.9997 ดังภาพที่ 64



ภาพที่ 64 ค่าฮาร์มอนิกของสัญญาณกระแสไฟฟ้าด้านอินพุตและการปรับปรุงค่าตัวประกอบ กำลังไฟฟ้าที่ทดสอบกับโหลดมอเตอร์ 1.3kW: (a) แบบ Passive (b) แบบ Active PFC

จากการทดสอบวัดค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตนั้นวงจรแบบ Passive มี แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงลดลงจาก 282V เหลือเพียง 230V ดังภาพที่ 65(a) เนื่องจากมีแรงดันไฟฟ้า บางส่วนตกคร่อมที่ reactor ทั้ง 3 ตัว แต่ในส่วนของวงจรแบบ Active PFC นั้นสามารถเพิ่ม แรงดันไฟฟ้ากระตรงและควบคุมให้คงที่ได้ที่ 500V โดยที่มีแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต ทั้ง 2 ตัวอยู่ที่ 250V เท่ากันดังภาพที่ 65(b)



ภาพที่ 65 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตที่ทดสอบกับโหลดมอเตอร์ 1.3kW: (a) แบบ Passive (b) แบบ Active PFC

วิเคราะห์ผลการทดลองกับโหลดมอเตอร์

เมื่อทำการทดสอบกับโหลดมอเตอร์เพื่อเปรียบเทียบการทำงานระหว่างวงจรเรียงกระแส สามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC ที่พิกัดกำลัง 1.3kW จากผลการทดสอบตามตารางที่ 15 พบว่าการลดทอนค่าความผิดเพื้ยนฮาร์มอนิกของกระแสนั้นวงจรแบบ Passive ทำได้เพียง 13.878% ในขณะที่วงจรแบบ Active PFC นั้นสามารถลดทอนค่าความผิดเพื้ยนให้เหลือเพียง 1.550% ในส่วน ของการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้านั้นวงจรแบบ Passive มีค่าเพียง 0.9176 ซึ่งเป็นผลมาจาก ค่าความผิดเพื้ยนฮาร์มอนิกของกระแสที่สูงจึงทำให้ค่าตัวประกอบกำลังต่ำลง ในขณะที่วงจร แบบ Active PFC ซึ่งมีค่าความผิดเพื้ยนที่ต่ำกว่าทำให้การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าเป็น 0.9997 ด้านการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงวงจรแบบ Passive จะไม่มีการควบคุมส่วนวงจรแบบ Active PFC สามารถควบคุมให้คงที่ที่ 500V_{dc} และในส่วนของค่าประสิทธิภาพอยูที่ 96% ซึ่งใกล้เคียงกัน มีประสิทธิภาพอยู่ที่ 96% ในขณะที่วงจรแบบ Active PFC มีประสิทธิภาพอยูที่ 96% ซึ่งใกล้เคียงกัน

Pin (W)		Vout	(V)	lout (A)		Pout	Efficiency (%)		THD _i (%)		Power Factor	
Passive	PFC	Passive	PFC	Passive	PFC	(W)	Passive	PFC	Passive	PFC	Passive	PFC
205	201	260	500	0.78	0.40	200	98	99	41	26	0.87	0.95
308	302	258	500	1.18	0.60	300	98	99	32	16	0.87	0.98
409	405	255	500	1.58	0.80	400	98	98	27	11	0.89	0.99
512	510	252	500	1.98	1.00	500	97	98	25	8	0.91	0.99
620	611	249	500	2.42	1.20	600	97	98	23	7	0.91	0.99
725	716	245	500	2.87	1.40	700	96	97	22	6	0.91	0.99
828	819	239	500	3.35	1.60	800	96	97	22	4	0.91	0.99
937	925	235	500	3.84	1.80	900	96	97	21	3	0.91	0.99
1039	1035	234	500	4.27	2.00	1000	96	96	19	3	0.91	0.99
1142	1140	233	500	4.72	2.20	1100	96	96	17	2	0.91	0.99
1245	1243	232	500	5.16	2.40	1200	96	96	15	2	0.91	0.99
1355	1352	230	500	5.66	2.60	1300	96	96	13	1	0.91	0.99

ตารางที่ 15 สรุปผลการทดสอบเปรียบเทียบระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบบ Active PFC กับโหลดมอเตอร์ที่พิกัดกำลัง 1.3kW



ภาพที่ 66 เปรียบเทียบผลการทดสอบค่าประสิทธิภาพกับโหลดมอเตอร์ระหว่างวงจรเรียงกระแส สามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC



ภาพที่ 67 เปรียบเทียบผลการทดสอบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสรวมกับโหลดมอเตอร์ ระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC



ภาพที่ 68 เปรียบเทียบผลการทดสอบการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ากับโหลดมอเตอร์ ระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC

5.2 วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากการจำลองบนโปรแกรม MATLAB/Simulink พบว่าวงจรสามารถควบคุมค่าความผิดเพี้ยน ฮาร์มอนิกกระแส การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้าน เอาต์พุตได้ตามต้องการ และเมื่อทำการทดลองกับวงจรต้นแบบโดยใช้โหลดตัวต้านทาน พบว่าผลการ ทดลองที่ได้มีความใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน อีกทั้งเมื่อทำการเปรียบเทียบการ ทำงานระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC เมื่อทดลองกับโหลด มอเตอร์ พบว่าวงจรเรียงกระแสชนิด Active PFC นั้นสามารถลดทอนค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระ แส, ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า และการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต ได้ดีกว่า วงจรเรียงกระแสชนิด Passive อย่างเห็นได้ชัด

สามารถสรุปได้ว่าวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Active PFC ที่ใช้วิธีการควบคุมแบบ Current Control และวิธีมอดูเลชั่นแบบ Center-Aligned Space Vector Pulse Modulation นั้นสามารถ ช่วยลดทอนค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแส, ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้และควบคุม แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตได้ ซึ่งอยู่ในมาตรฐาน IEC/EN 61000-3-2 ตามตารางที่ 16

ตารางที่ 16 เปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสรวมของมาตรฐาน IEC/EN 61000-3-2 กับการจำลองการทำงานและทดสอบด้วยโหลดตัวต้านทานพิกัด 1 kW จากการ ทดสอบดังภาพที่ 44

Harmonic	IEC/EN 61000-3-2	Simulation (A)	ວວຣາທອສລະມ(A)	สภายะ	
Order	(A)	Sinutation (A)	11131M8600(A)	ถถานจ	
1	-	2.94	2.85	-	
2	1.08	0.02	0.015	ผ่าน	
3	2.30	0.01	0.011	ผ่าน	
4	0.43	0.01	0.014	ผ่าน	
5	1.14	0.04	0.044	ผ่าน	
6	0.30	0.01	0.005	ผ่าน	
7	0.77	0.07	0.040	ผ่าน	
8	0.23	0.01	0.005	ผ่าน	
9	0.40	0.00	0.008	ผ่าน	
10	0.18	0.00	0.003	ผ่าน	
11	0.33	0.03	0.018	ผ่าน	
12	0.15	0.00	0.004	ผ่าน	
13	0.21	0.04	0.022	ผ่าน	
14	0.13	0.00	0.005	ผ่าน	
15	0.15	0.01	0.005	ผ่าน	
16	0.12	0.00	0.003	ผ่าน	
17	0.13	0.02	0.014	ผ่าน	
18	0.10	0.00	0.002	ผ่าน	
19	0.12	0.03	0.011	ผ่าน	
20	0.09	0.00	0.003	ผ่าน	
21	0.11	0.01	0.002	ผ่าน	
22	0.08	0.00	0.002	ผ่าน	
23	0.10	0.02	0.008	ผ่าน	
24	0.08	0.00	0.002	ผ่าน	
25	0.10	0.02	0.007	ผ่าน	

ตารางที่ 16 เปรียบเทียบค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสรวมของมาตรฐาน IEC/EN 61000-3-2 กับการจำลองการทำงานและทดสอบด้วยโหลดตัวต้านทานพิกัด 1 kW จากการ ทดสอบดังภาพที่ 44 (ต่อ)

Harmonic	IEC/EN 61000-3-2	Circulation (A)		สถานะ	
Order	(A)	Simulation (A)	ม เวมผุยุถุภ(A)		
26	0.07	0.00	0.002	ผ่าน	
27	0.08	0.00	0.003	ผ่าน	
28	0.07	0.00	0.001	ผ่าน	
29	0.08	0.01	0.005	ผ่าน	
30	0.06	0.00	0.001	ผ่าน	
31	0.07	0.02	0.005	ผ่าน	
32	0.06	0.00	0.002	ผ่าน	
33	0.07	0.00	0.001	ผ่าน	
34	0.05	0.00	0.002	ผ่าน	
35	0.06	0.02	0.004	ผ่าน	
36	0.05	0.00	0.002	ผ่าน	
37	0.06	0.02	0.004	ผ่าน	
38	0.05	0.00	0.001	ผ่าน	
39	0.06	0.00	0.002	ผ่าน	
40	0.04	0.00	0.001	ผ่าน	

บทที่ 6 สรุปผลงานวิจัยและงานวิจัยในอนาคต

6.1 สรุปผลงานวิจัย

งานวิจัยนี้มุ่งเน้นในการศึกษาปัญหาค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกรวมของกระแสด้านอินพุต และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในระบบอินเวอร์เตอร์ของเครื่องปรับอากาศ สาเหตุที่ทำให้เกิดค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกนั้นเกิดจากส่วนของวงจรเรียงกระแสในส่วนคอน เวอร์เตอร์ของระบบอินเวอร์เตอร์ในเครื่องปรับอากาศและจะส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใน ระบบนั้นต่ำลง ถ้าไม่มีการควบคุมค่าฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นนั้นอาจจะทำให้เกิดความเสียหายต่อระบบ แหล่งจ่ายไฟฟ้าได้ โดยมีมาตรฐานที่ใช้ในการควบคุมค่าฮาร์มอนิกของอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าคือ มาตรฐาน IEC/EN 61000-3-2

6.1.1 การศึกษาประเภทของวงจรเรียงกระแสสามเฟส

ซึ่งจากการศึกษาบทความพบว่าวิธีการลดค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกและปรับปรุง ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้านั้นมีด้วยกัน 3 วิธีคือ 1) วิธีแบบ Passive ซึ่งจะใช้อุปกรณ์แบบ Passive ที่ ไม่ต้องอาศัยตัวควบคุมในการทำงานเข้ามาช่วย 2) วิธีแบบ Hybrid ซึ่งจะใช้อุปกรณ์แบบ Passive ทำงานร่วมกับอุปกรณ์สวิตช์ 3) วิธีแบบ Active PFC ซึ่งจะใช้อุปกรณ์สวิตช์ที่ต้องอาศัยตัวควบคุมใน การสั่งการทำงาน โดยที่วิธีแบบ Passive และ Hybrid นั้นมีข้อดีคือมีการทำงานที่งานไม่ซับซ้อนแต่มี ข้อเสียคือจะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่ซึ่งไม่เหมาะกับการใช้งานในระบบอินเวอร์เตอร์ของ เครื่องปรับอากาศ ซึ่งวิธีแบบ Active PFC นั้นมีข้อดีคือไม่ต้องใช้อุปกรณ์ Passive ที่มีขนาดใหญ่จึงมี ความน่าสนใจที่จะนำมาใช้งานแต่วิธีการนี้จะต้องอาศัยการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ที่มี ความซับซ้อนมากขึ้น โดยวงจรแบบ Active PFC ที่น่าสนใจและเลือกนำมาใช้คือวงจรเรียงกระแสสาม เฟสแบบเวียนนา (Vienna Rectifier) นอกจากจะเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Active PFC แล้วยังมีข้อดีคือเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดแรงดันสามระดับซึ่งจะทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ตรง คร่อมอุปกรณ์สวิตช์และตัวเก็บประจุนั้นมีค่าลดลง อีกทั้งยังเป็นวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงด้านเอาต์พุตให้มากกว่าแหล่งจ่ายได้

6.1.2 การศึกษาวิธีการควบคุมวงจรเรียงกระแสสามเฟส

นอกจากนี้วิธีการควบคุมการทำงานก็เป็นสิ่งสำคัญจึงได้ศึกษาวิธีควบคุม 2 วิธีคือ 1) วิธี ควบคุมแบบ Direct Power Control จะเป็นการควบคุมค่า reactive power ของระบบซึ่งเป็น สาเหตุที่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแส 2) วิธีควบคุมแบบ Current Control จะเป็นการ ควบคุมค่ากระแส reactive (I_q) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งในการทำให้เกิดความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแส

6.1.3 การศึกษาวิธีการมอดูเลชั่นของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา

เนื่องจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนานั้นประกอบไปด้วยอุปกรณ์สวิตซ์ที่ใช้ใน การทำงานจึงจำเป็นจะต้องมีการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์เหล่านั้น โดยศึกษาวิธีการมอ ดูเลชั่นที่ใช้สำหรับควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์ทั้งหมด 3 วิธีคือ 1) วิธี Carrier-Based Phase-Shift Pulse Width Modulation เป็นการใช้สัญญาณสามเหลี่ยมในการมอดูเลชั่น 2 สัญญาณที่มีการเลื่อนเฟสกัน 180 องศา 2) วิธี Carrier-Based Level-Shift Pulse Width Modulation เป็นการใช้สัญญาณ สามเหลี่ยมในการมอดูเลชั่น 2 สัญญาณที่มีการเลื่อนระดับกัน 3) วิธี Space Vector Pulse Width Modulation เป็นการหาเวกเตอร์ของแรงดันอ้างอิงเพื่อนำมาคำนวณหาค่าเวลาในการสวิตซ์และ กำหนดลำดับการสวิตช์

6.1.4 จำลองการทำงานเพื่อเปรียบเทียบวิธีการควบคุมและมอดูเลชั่น

โดยวิธีควบคุมและวิธีมอดูเลชั่นที่กล่าวมานั้นได้ทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink โดยวิธีควบคุมแบบ Direct Power Control กับวิธีมอดูเลชั่นแบบ Carrier-Based Phase-Shift PWM ให้ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสต่ำสุดที่ 7.77% (อ้างอิงบทความใน ภาคผนวก ก และภาคผนวก ข) ซึ่งค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสนั้นยังมีค่าที่สูงจึงได้ทำการศึกษา วิธีการมอดูเลชั่นเพิ่มเติมคือวิธีแบบ Center-Aligned Space Vector Pulse Width Modulation เป็นวิธีที่ช่วยให้การคำนวณค่าเวลาการสวิตช์และการกำหนดลำดับการสวิตช์ของ Space Vector PWM มีความง่ายยิ่งขึ้นโดยทำงานร่วมกับวิธีควบคุมแบบ Current Control ซึ่งสามารถลดค่าความ ผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสให้เหลือเพียง 2.28% (อ้างอิงบทความในภาคผนวก ค)

6.1.5 ทดสอบการทำงานของวงจรกับโหลดตัวต้านทาน

ดังนั้นจึงนำวิธีการดังกล่าวนำมาทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองการ ทำงานและการทดสอบจริง โดยทำการทดสอบกับโหลดตัวต้านทานพิกัด 1kW พบว่าวงจรสามารถ ลดทอนค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสให้มีค่าเป็น 2.64% และสามารถเพิ่มแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงด้านเอาต์พุตและควบคุมให้คงที่ 500V_{dc} และสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ เป็น 0.9986

6.1.6 การเปรียบเทียบวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC กับ โหลดมอเตอร์

ได้ทำการทดสอบกับโหลดมอเตอร์ที่พิกัด 1.3kW เพื่อทำการเปรียบเทียบการทำงาน ระหว่างวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ Passive และแบบ Active PFC พบว่าการลดทอนค่าความ ผิดเพื้ยนฮาร์มอนิกกระแสนั้นวงจรแบบ Active PFC มีค่าเพียง 1.550% และสามารถปรับปรุงค่าตัว ประกอบกำลังไฟฟ้าได้ถึง 0.9997 อีกทั้งยังสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุตให้ คงที่ได้ที่ 500V_{dc} และมีประสิทธิภาพอยู่ที่ 96% ซึ่งสามารถลดทอนค่าความผิดเพื้ยนฮาร์มอนิกและ ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ดีกว่าวงจรแบบ Passive อย่างชัดเจน จากผลการทดสอบทั้งหมด นั้นสามารถยืนยันได้ว่าวงจรเรียงกระแสสามแบบเวียนนาที่ใช้วิธีการควบคุมแบบ Current Control และวิธีการมอดูเลชั่นแบบ Center-Aligned Space Vector Pulse Width Modulation สามารถ ช่วยลดทอนค่าความผิดเพื้ยนฮาร์มอนิกกระแสและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้ผ่านมาตรฐาน IEC/EN 61000-3-2 ได้

6.2 ปัญหาและอุปสรรค

จากการจำลองการทำงานบนโปรแกรม MATLAB/Simulink พบปัญหาในการปรับค่าตัวควบคุม แบบ PI ซึ่งถ้าหากปรับค่าตัวควบคุม PI ไม่เหมาะสมจะส่งผลต่อการควบคุมการทำงานทำให้ไม่ สามารถลดทอนค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้ตามที่ต้องการ และจากการทดลองกับวงจรต้นแบบนั้นพบปัญหาคือวงจรไม่สามารถควบคุมได้และให้ผลไม่เหมือนกับ การจำลองการทำงานบนโปรแกรม MATLAB/Simulation อันเนื่องจากการปรับค่า gain ของ เซ็นเซอร์จึงส่งผลให้ค่าที่ controller รับไปคำนวณนั้นไม่ถูกต้องทำให้การควบคุมการทำงานผิดพลาด ซึ่งแก้ปัญหาโดยการหาค่า gain ที่ถูกต้อง

6.3 งานวิจัยในอนาคต

ในงานวิจัยนี้มุ่งเน้นในการศึกษาวงจรเรียงกระแสสามเฟสซึ่งเลือกใช้วงจรเรียงกระแสแบบ เวียนนา ในการทดลอง แต่วงจรเรียงกระแสสามเฟสนั้นยังมีอีกหลายประเภทที่น่าสนใจเช่นวงจร ประเภทY-Switch หรือ Delta-Switch อีกทั้งด้านวิธีการควบคุมก็มีวิธีที่น่าสนใจเช่น การควบคุมแบบ sliding mode control หรือการควบคุมแบบ predictive control เป็นต้น เอกสารอ้างอิง

เอกสารอ้างอิง

- Bengi T. Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters. Master's Thesis: Uppsala Universitet, 2012.
- [2] J. W. Kolar and Thomas Friedli. "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I", IEEE Transactions on Power Electronics. 28(1): 176-198; January, 2013.
- [3] J. W. Kolar. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems. Swiss Federal Institute of Technology (ETH): Zurich, 2012.
- [4] Jiajun L. and Wenlong D. "A Control Scheme of the VIENNA Rectifier With Unbalanced Grid Voltage", in Chinese Automation Congress (CAC).
 p.6263-6267. Jinan: IEEE, 2017.
- [5] Rixin L. and Fei W. "Average Modeling and Control Design for VIENNA-Type Rectifiers Considering the DC-Link Voltage Balance", IEEE Transactions on Power Electronics. 24(11): 2509-2521; November, 2009.
- [6] Sean C. Theory Simulation, and Implementation of Grid Connected Back to Back Converters Utilizing Voltage Oriented Control. Master's Thesis: The University of Wisconsin-Milwaukee, 2017.
- [7] Ligao H. and Xinbing C. "A Neutral Point Potential Balance Control Strategy Based on Vector Controlled VIENNA Rectifier", in IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. p.2060-2065. Atlanta: IEEE, 2010.
- [8] Jiajun L. and Wenlong D. "Neutral-Point Voltage Balance Control and Oscillation Suppression for VIENNA Rectifier", in IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia). p.1275-1279. Kaohsiung: IEEE, 2017.
- [9] Xing L. and Yao S. "A Hybrid Control Scheme for Three-Phase Vienna Rectifiers", IEEE Transactions on Power Electronics. 33(1): 629-640; January, 2018.
- [10] June-Seok L. and Kyo-Beum L. "A Novel Carrier-Based PWM Method for Vienna Rectifier With a Variable Power Factor", IEEE Transactions on Industrial Electronics. 63(1): 3-12; January, 2016.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [11] Hui M. and Yunxiang X. "Improved direct power control for Vienna-type rectifiers based on sliding mode control", IET Power Electronics. 9(3): 427-434; July, 2015.
- [12] Milosz M. and Arnstein J. A Three-Level Space Vector Modulation Strategy for Two-Level Parallel Inverters. Master's Thesis: Institute of Energy Technology, 2009.
- [13] Abhinav D. and T Bhargav R. "A Simplified Space -Vector Pwm For Three Level Inverters Applied To Passive And Motor Load", International Journal of Science Engineering and Advance Technology. 2(8): 268-275; August, 2014.
- [14] Hui M. and Yunxiang X. "Voltage Balance Control of Vienna-Type Rectifier Using SVPWM Based On 60° Coordinate System", in International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). p.3187-3191. Hangzhou: IEEE, 2014.
- [15] Vieri X. Center-Aligned SVPWM Realization for 3-Phase 3-Level Inverter. Texas: Texas Instruments, 2012.
- [16] Jae Hyeong S. and Chang Ho C. "A New Simplified Space–Vector PWM Method for Three-Level Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics. 16(4): 545-550; July, 2001.
- [17] Analog Devices Inc. Implementing Space Vector Modulation with the ADMC401. Massachusetts: Analog Devices Inc, 2000.
- [18] Hui M. and Yunxiang X. "Neutral-Point Balancing Control of Vienna-type rectifier based on Correlation between Carrier-based PWM and SVM", in 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). p.547-552. Pattaya City: IEEE, 2015.
- [19] Hui M. and Yunxiang X. "Modeling and Direct Power Control Method of Vienna Rectifiers Using the Sliding Mode Control Approach", Journal of Power Electronics. 15(1): 190-201; January, 2015.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [20] J. W. Kolar and Uwe D. "Comparison of Not Synchronized Sawtooth Carrier and Synchronized Triangular Carrier Phase Current Control for the VIENNA Rectifier I", in ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. p.13-19. Slovenia: IEEE, 1999.
- [21] Wenlong D. and Chenghui Z. "A Zero-Sequence Component Injection Modulation Method With Compensation for Current Harmonic Mitigation of a Vienna Rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics. 34(1): 801-814; January, 2019.
- [22] Houjian X. and Wenxi Y. "Improved SVPWM Schemes for Vienna Rectifiers without Current Distortion", in IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). p.3410-3414. Ohio: IEEE, 2017.
- [23] Texas Instruments. Vienna Rectifier-Based Three-Phase Power Factor Correction (PFC) Reference Design Using C2000™ MCU. Texas: Texas Instruments, 2018.
- [24] Jinping W. and Yan G. "A Carrier-Based Implementation of Virtual Space Vector Modulation for Neutral-Point-Clamped Three-Level Inverter", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. 64(12): 9580-9586; December, 2017.
- [25] Uros B. Analysis and Comparison of Different Active Rectifier Topologies for Avionic Specifications. Master's Thesis: Universidad Politécnica de Madrid, 2014.
- [26] Wenxi Y. "Comparisons of Space-Vector Modulation and Carrier-Based Modulation of Multilevel Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics. 23(1): 45-51; January, 2008.
- [27] Bin W. HIGH-POWER CONVERTERS AND AC DRIVES. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [28] Er-Jie Q. and Zhan L. "Modelling and Control of Single Phase VIENNA Rectifier", in International Conference on Industrial Informatics. p.286-289. Wuhan: IEEE, 2016.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [29] Rolando B. and Rixin Lai. "Space Vector Modulator for Vienna-Type Rectifiers Based on the Equivalence Between Two- and Three-Level Converters: A Carrier-Based Implementation", IEEE Transaction on Power Electronics. 23(4): 1888-1898; July, 2008.
- [30] Thomas F. and J. W. Kolar. "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part II", IEEE Transactions on Power Electronics. 29(2): 543-559; February, 2014.
- [31] Sylvain L. Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters. Master's Thesis: Chalmers University of Technology, 2010.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

บทความที่นำเสนอในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 40 (EECON40)

การวิเคราะห์วิธีควบคุมและวิธีมอดูเลชั่นที่ใช้งานร่วมกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา Analysis of Control and Modulation Techniques for Three-Phase Vienna Rectifier

กชกร ศิริพันธ์, ผดุง กิจแสวง, ประชา คำภักดี และ วรการ วงศ์สายเชื้อ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี kotchakorn.si.59@ubu.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการเปรียบเทียบวิธีควบคุมและวิธี มอดเลชั่นที่ใช้งานร่วมกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบ เวียนนา (Vienna Rectifier) โดยเลือกวิธีควบคุมสองวิธีคือ 1. การควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรง 2. การควบคุมกำลังไฟฟ้า ้โดยกระแส และ เลือกวิธีมอดูเลชั่นสองวิธีคือ 1. การปรับ ความกว้างของพัลส์ โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อน เฟส 2. การปรับความกว้างของพัลส์โดยเวกเตอร์ ซึ่งทำการ จำลองการด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อทดสอบ การทำงาน โดยการเปรียบเทียบค่าเปอร์เซ็นต์ค่าความ ผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านเข้า และ ก่าอัตราระลอกกลื่อนข ้องแรงคันกระแสตรง พบว่าวิธีควบคมแบบกำลังไฟฟ้า โดยตรงทำงานร่วมกับวิธีมอดูเลชั่นแบบปรับความกว้างของ พัลส์โคยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส ให้ค่าความ ผิคเพี้ยนรวมของกระแสด้านเข้าต่ำสุดที่ 7.77 เปอร์เซ็น และ ้ก่าอัตราระลอกคลื่นของแรงดันด้านออกต่ำสุดที่ 0.1 เปอร์เซ็น รูปคลื่นของการจำลองยืนยันประสิทธิผลของการ ้ควบคมและการมอคเลต เพื่อการออกแบบและเลือกวิธีการที่ เหมาะสมกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา

<mark>คำสำคัญ:</mark> การปรับความกว้างของพัลส์ โดยใช้สัญญาณ สามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส, การควบคุม โดยกระแส, การ ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรง, การปรับความกว้างของพัลส์ โดยเวกเตอร์

Abstract

This paper presents control and modulation topologies for three-phase Vienna rectifier by combination of two control methods and two modulation methods. The two selected power control techniques consist of direct power control (DPC) and current control (CC) whereas the two selected modulation techniques consist of carrier-based phase-shift PWM (CBPS-PWM) and space vector PWM (SVPW). The simulation results based on MATLAB/Simulink are used to test the percentages of total harmonic distortion of input current (THDi) and dc-link ripple voltage. The results show that the three-phase Vienna rectifier is equipped with DPC and CBPWM reducing the THDi to be as small as 7.77%. Moreover, the output dc-link ripple voltage can be suppressed to be as small as 0.1%. Simulated waveforms confirm the effectiveness of controls and modulations to design and choose the appropriate methods for the three-phase Vienna rectifier.

Keywords: Carrier-Based Phase-Shift PWM, Current Control, Direct Power Control, Space Vector PWM

1. บทนำ

ในปัจจุบันมีการนำเอาระบบอินเวอร์เตอร์ (Inverter) มาใช้มากขึ้น

ซึ่งองก์ประกอบสำคัญในการแปลงไฟฟ้าสลับสามเฟสเป็น ไฟฟ้ากระแสตรงก่อนที่จะจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์คือ วงจรเรียงกระแส โดยทั่วไปนิยมใช้วงจรเรียงกระแสแบบ บริดจ์ไดโอด (bridge diode rectifier) ซึ่งการทำงานของวงจร นี้ จะทำให้กระแสอินพุทมีกวามผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณรูป ไซน์ไซน์ ส่งผลให้ก่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตมีก่าต่ำ ทำให้ก่ากวามเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวม อาจจะเกินก่ามาตรฐาน ที่กำหนด ก่อให้เกิดปัญหาด้านสัญญาณทางไฟฟ้าซึ่ง โดยทั่วไปมักเรียกโดยรวมว่าสัญญาณรบกวนสนามแม่เหล็ก ไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) ซึ่งแนวทางการ ลดทอนสัญญาณรบกวนที่นิยมใช้คือประเภท Active PFC Systems [1]



รูปที่ 1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา

ควบคุมค่ากระแสอินพุดที่อยู่ใน Rotating Reference Frame (d-q Frame) ซึ่งมีการควบคุมที่ง่ายไม่ซับซ้อน ส่วน วิธีการมอดูเลชั่นก็มีทั้งแบบ Low Switching Frequency และ High Switching Frequency ซึ่งวิธีมอดูเลชั่นที่เหมาะกับวงจร Active PFC คือ High Switching Frequency และวิธีมอดูเลชั่น ที่นิยมกันมีสองวิธีคือ 1. Carrier-Based Phase-Shift PWM ซึ่ง เป็นวิธีที่ง่ายและให้ประสิทธิภาพสูง 2. Space Vector PWM ซึ่งเป็นวิธีที่สามารถควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิ่งได้ อย่างอิสระและให้ประสิทธิภาพสูง

ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาวิธีการควบคุมและวิธีการมอ ดูเลชั่นที่เหมาะสมกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา ซึ่งจะส่งผลต่อการลดทอนสัญญาณฮาร์มอนิกส์และการ ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในระบบอินเวอร์เตอร์แบบใช้ แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสามเฟส

2. วิธีการควบคุมวงจรเรียงกระแสสามเฟส

2.1 ਹੈਸ਼ੋ Direct Power Control

Direct Power Control [2] ดังรูปที่ 2 เป็นวิธีควบคุมวงจร เรียงกระแสสามเฟสประเภทหนึ่งที่นิยมใช้กัน โดยที่จะทำ การควบคุมค่า active power และ reactive power ของระบบ ซึ่งจะมีส่วนประกอบทั้งหมด 7 ส่วน



รูปที่ 2 Direct Power Control Block Diagram

 เป็นส่วนที่แปลงแรงดันและกระแสในระบบไฟฟ้า สามเฟสให้อยู่ในรูปของ Rotating Reference Frame (d-q Frame) โดยใช้หลักการของ Clarke's Transformation (1),
 (2), (3) และ Park's Transformation (4), (5)

$$i_{\alpha} = \frac{2}{3}i_{a} - \frac{1}{3}(i_{b} - i_{c})$$
 (1)

$$i_{\beta} = \frac{z}{\sqrt{3}}(i_{b} - i_{c}) \tag{2}$$

$$i_0 = \frac{2}{3}(i_a + i_b + i_c)$$
 (3)

$$i_{d} = i_{\alpha} \cdot \cos(\theta) + i_{\beta} \cdot \sin(\theta) \tag{4}$$
$$i_{\alpha} = -i_{\alpha} \cdot \sin(\theta) + i_{\beta} \cdot \cos(\theta) \tag{5}$$

2. Phase Lock Loop ดังรูปที่ 3 ใช้สำหรับควบคุมเฟส ของแรงดันและกระแสอินพุตให้มีมุมเฟสที่ตรงกัน ซึ่งจะ ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเป็นหนึ่ง



รูปที่ 3 Phase Lock Loop Block Diagram

3. เป็นส่วนที่กำนวณก่า Active Power (p) (6) และ Reactive Power (q) (7) ของระบบเพื่อที่จะนำไปกวบกุมใน ส่วนต่อไป

$$p = v_d i_d + v_q i_q$$
(6)

$$q = v_q i_d - v_d i_q$$
(7)

4. เป็นส่วนที่ควบคุมแรงคัน DC Bus ของระบบให้มี แรงคันที่คงที่ตามที่กำหนดไว้ โดยใช้การควบคุมแบบ PI control

5. ส่วน Decoupling หลังจากกำนวณก่า active power และ reactive power แล้วนั้น ระบบต้องกวบกุมให้ก่า reactive power มีก่าเป็นศูนย์เพื่อที่จะทำให้ระบบมีก่าด้ว ประกอบกำลังเป็นหนึ่ง โดยใช้ PI control ในการกวบกุม และใช้สมการ Decoupling (8), (9)

$$\begin{split} u_{d} &= (-\left(K_{p} + \frac{K_{i}}{s}\right)(p_{ref} - p) + \omega Lq + v_{d}^{2}) \cdot \frac{1}{v_{d}} \qquad (8) \\ u_{q} &= (\left(K_{p} + \frac{K_{i}}{s}\right)(q_{ref} - q) - \omega Lp) \cdot \frac{1}{v_{d}} \qquad (9) \end{split}$$

6. เป็นส่วนที่แปลงแรงคันในรูปของ Rotating Reference Frame (d-q Frame) ให้กลับเป็นระบบไฟฟ้าสาม เฟสเพื่อที่จะนำไปใช้ในการมอดูเลชั่นต่อไป โดยใช้หลักการ ของ Inverse Park's Transformation (10), (11) และ Inverse Clarke's Transformation (12), (13), (14)

$$i_{\alpha} = i_{d} \cdot \cos(\theta) - i_{q} \cdot \sin(\theta)$$
 (10)

$$i_{\beta} = i_{d} \cdot \sin(\theta) + i_{q} \cdot \cos(\theta) \tag{11}$$

$$\begin{split} \mathbf{i}_{\mathbf{a}} &= \mathbf{i}_{\alpha} & (12) \\ \mathbf{i}_{\mathbf{b}} &= -\frac{1}{2} \cdot \mathbf{i}_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \mathbf{i}_{\beta} & (13) \\ \mathbf{i}_{\mathbf{c}} &= -\frac{1}{2} \cdot \mathbf{i}_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \mathbf{i}_{\beta} & (14) \end{split}$$

7. เป็นส่วนที่ควบคุมแรงคัน DC Bus ของระบบให้มี แรงคันตกคร่อม capacitor ทั้ง 2 ตัวเท่ากัน โดยใช้ PI control ในการควบคุม

2.2 วิธี Current Control

Current Control [3] ดังรูปที่ 4 ก็เป็นวิธีควบคุมอีกวิธี หนึ่ง ซึ่งมืองก์ประกอบคล้ายกับวิธี Direct Power Control คือ มีส่วนแปลงแรงคันและกระแสในระบบไฟฟ้าสามเฟสเป็น Rotating Reference Frame (d-q Frame), Phase Lock Loop, การควบคุมแรงคัน DC Bus, การควบคุมแรงคัน Balance Capacitor และ ส่วนที่แปลงแรงคันในรูปของ Rotating Reference Frame (d-q Frame) ให้กลับเป็นระบบไฟฟ้าสาม เฟส แต่ส่วนที่จะแตกต่างกันก็คือ วิธีนี้จะใช้การควบคุม กระแสใน q-axis เป็นศูนย์เพื่อที่จะทำให้ระบบมีค่าตัว ประกอบกำลังเป็นหนึ่ง ซึ่งมีสมการ Decoupling (15), (16)



$$u_{d} = -\left(K_{p} + \frac{K_{i}}{s}\right)\left(i_{d_{ref}} - i_{d}\right) + v_{d} + \omega Li_{q}$$
(15)
$$u_{q} = -\left(K_{p} + \frac{K_{i}}{s}\right)\left(i_{q_{ref}} - i_{q}\right) + v_{q} - \omega Li_{d}$$
(16)

วิธีการ Modulation

3.1 วิธี Carrier-Based Phase Shift PWM

Carrier-Based Phase-Shift PWM [4] จะใช้สัญญาณ อ้างอิง (Reference Signal) เปรียบเทียบกับสัญญาณ สามเหลี่ยม (Carrier Signal) ซึ่งจะมี Frequency และ Amplitude เท่ากันแต่จะต่างกันที่สัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้ เปรียบเทียบนั้นจะมีการ Shift Phase กันอยู่ ดังรูปที่ 5 โดยที่ การใช้งาน Carrier-Based Phase-Shift PWM จะต้องดูว่า นำไปใช้กับวงจรที่มีแรงคันกี่ระคับเพราะจะส่งผลต่อ สัญญาณสามเหลี่ยมและมุมเฟสที่จะนำไปเปรียบเทียบกับ สัญญาณอ้างอิง ซึ่งวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนานั้น เป็นวงจรแรงคันสามระคับ สัญญาณสามเหลี่ยมและมุมเฟส สามารถหาได้จากสมการ (17), (18)

Carrier Signal =
$$m - 1$$
;
m = voltage level of converter (17)

$$\theta = \frac{360^{\circ}}{m-1} \tag{18}$$



รูปที่ 5 สัญญาณ Carrier-Based Phase-Shift ของวงจร Converter 3 ระดับ

3.2 วิธี Space Vector PWM

Space Vector PWM [5] เป็นการใช้เวกเตอร์แรงดันของ ไฟฟ้าสามเฟสในการสร้างสัญญาณอ้างอิงเพื่อที่จะนำไป เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม โดยเวกเตอร์นั้นเกิดจาก การทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งทำให้เกิดเวกเตอร์แรงดันที่ แตกต่างกันแปดเวกเตอร์ (V0-V7) และแบ่งเวกเตอร์แรงดัน ออกเป็นหกส่วน ที่ทำมุมกัน 60 องศา ดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 เวกเตอร์ทั้งแปดซึ่งเกิดจากอุปกรณ์สวิตช์

4 ผลการทดสอบ

ในการทคสอบจะเป็นการทคสอบโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งจะหาวิธีกวบคุมและวิธีมอดูเลชั่นที่ ส่งผลให้กระแสอินพุตมีลักษณะเป็นรูปไซน์และวัคค่า %THD ได้ด่ำที่สุด ทำงานร่วมกับวงจรเรียงกระแสสามเฟส แบบเวียนนาโดยมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

Parameters	Value	
Input Voltage	$380 V_{AC}$	
Output Voltage	800 V _{DC}	
Output Power	10 kW	
Switching Frequency	10 kHz	
Inductor	8 mH	
Capacitor	730 uF	
Sample Time	0.00001 s	

้โคยจะแบ่งการทคสอบออกเป็นสี่แบบคือ

 วิธีควบคุมแบบ Direct Power Control กับ วิธีมอดูเลชั่น แบบ Carrier-Based Phase-Shift PWM จากผลการทคสอบ ดังรูปที่ 7 (a) จะพบว่าลักษณะของกระแสอินพุตเป็นรูปไซน์ แต่มีการเหลื่อมเฟสกันระหว่างแรงดันกับกระแสอินพุตอยู่ เล็กน้อย และมี %THD = 7.77% ดังรูปที่ 8 (a)

 2. วิธีควบคุมแบบ Direct Power Control กับ วิธีมอดูเลชั่น แบบ Space Vector PWM จากผลการทคสอบดังรูปที่ 7 (b) จะพบว่าลักษณะของกระแสอินพุตเป็นรูปไซน์แต่มีการ เหลื่อมเฟสกันระหว่างแรงคันกับกระแสอินพุตอยู่เล็กน้อย และมี %THD = 14.47% ดังรูปที่ 8 (b)

 วิธีควบคุมแบบ Current Control กับ วิธีมอดูเลชั่นแบบ Carrier-Based Phase-Shift PWM จากผลการทดสอบดังรูปที่
 7 (c) จะพบว่าลักษณะของกระแสอินพุตผิดเพี้ยนไปจากรูป ไซน์และมี %THD = 18.44% ดังรูปที่ 8 (c)

วิธีควบคุมแบบ Current Control กับ วิธีมอดูเลชั่นแบบ
 Space Vector PWM จากผลการทดสอบดังรูปที่ 7 (d) จะ
 พบว่าลักษณะของกระแสอินพุศผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์ และ
 มี %THD = 18.69% ดังรูปที่ 8 (d)



รูปที่ 7 แรงคันและกระแสอินพุดของการทำงานทั้งสี่วิธี (a) Direct Power Control กับ Carrier-Based Phase-Shift PWM, (b) Direct Power Control กับ Space Vector PWM, (c) Current Control กับ Carrier-Based Phase-Shift PWM, (d) Current Control กับ Space Vector PWM



รูปที่ 8 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของการทำงานทั้งสี่วิธี (a) Direct Power Control กับ Carrier-Based Phase-Shift PWM, (b) Direct Power Control กับ Space Vector PWM, (c) Current Control กับ Carrier-Based

Phase-Shift PWM, (d) Current Control กับ Space Vector PWM สามารถสรุปผลของค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวม (Total Harmonic Distortion: THD) ของการทดสอบทั้งสี่แบบได้ ตามตารางที่ 1

ตารางที่ 1 เปรียบเทียบค่า %THD ที่วัดได้จากการจำลองการทำงานทั้งสิ่ แบบ

Modulation	Carrier-Based	Space Vector
	Phase Shift	PWM
Control	PWM	
Direct Power	7.77%	14.47%
Control		
Current Control	18.44%	18.69%

และ ได้ทดสอบวัด Ripple Voltage ดังรูปที่ 9 ของ DC Bus ที่ 800 V_a และสรุปค่า Ripple Voltage ได้ตามตารางที่ 2 ตารางที่ 2 เปรียบเทียบค่า Ripple Voltage ที่วัดได้จากการจำลองการ ทำงานทั้งสี่แบบ

Modulation	Carrier-Based	Space Vector	
	Phase Shift	PWM	
Control	PWM		
Direct Power	0.1%	0.6%	
Control			
Current Control	0.1%	0.19%	

5. สรุปผลการทดสอบ

จากผลการจำลองการทำงานของวิธีควบคุมและวิธีมอดู เลชั่นที่ประยุกต์ใช้กับวงจรเรียงกระแสแบบเวียนนาทั้งสี่ แบบ พบว่าวิธีควบคุมแบบกำลังไฟฟ้าโดยตรง (DPC) ร่วมกับวิธีมอดูเลชั่นแบบปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส (CBPS-PWM) ให้ผลของ สัญญาณกระแสอินพุตมีก่าความผิดเพื่ยนน้อยกว่าวิธีอื่น โดย มีก่าประมาณ 7.77% อีกทั้งให้ก่าอัตราระลอกกลิ่นของ แรงดันกระแสตรงด้านออกก็มีก่าน้อยกว่าวิธีอื่นด้วย โดยมี ก่าประมาณ 0.1% ผลการจำลองรูปกลิ่นยืนยัน วิธีการ ดังกล่าวเหมาะสมในประยุกต์ใช้กับวงจรเรียงกระแสสาม เฟสแบบเวียนนา

เอกสารอ้างอิง

- Johann W. Kolar and Thomas Friedli, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems", IEEE Transactions on Power Electronics 2012, pp. 12-14.
- [2] Hui Ma, Yunxiang Xie, Zeyu Shi, "Improved direct power control for Vienna-type rectifiers based on sliding mode control", IEC Power Electronics 2015, pp. 2-5.
- [3] "A Controller Design of More Electric Aircraft Power Systems Using an Adaptive Tabu Search Algorithm", International Electrical Engineering Congress 2017, pp. 1-3.
- [4] Abhijit Choudhury and Sheldon S. Williamson,"Performance Comparison Study of Space-Vector and Modified-Carrier-Based PWM Techniques for a

Three-Level Neutral-Point-Clamped Traction Inverter Drive", IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS 2016, pp. 2-4.

[5] Bengi Tolunay, "Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters - a LabVIEW Implementation", UPPSALA UNIVERSITAET, pp. 29-40.



รูปที่ 9 DC Ripple Voltage ของการทำงานทั้งสี่วิธี (a) Direct Power Control กับ Carrier-Based Phase-Shift PWM, (b) Direct Power Control กับ Space Vector PWM, (c) Current Control กับ Carrier-Based Phase-Shift PWM, (d) Current Control กับ Space Vector PWM ภาคผนวก ข

บทความที่นำเสนอในการประชุมวิชาการเสนอผลงานวิจัยระดับบัณฑิตศึกษาแห่งชาติ ครั้งที่ 44 (NGRC44)

การวิเคราะห์วิธีมอดูเลชั่นของวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรงที่ใช้งานร่วมกับวงจรเรียง กระแสสามเฟสแบบเวียนนา

<u>กซกร ศิริพันธ์</u> ผดุง กิจแสวง ประชา คำภักดี และ วรการ วงศ์สายเชื้อ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี E-mail : kotchakorn.si.59@ubu.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการเปรียบเทียบวิธีมอดูเลชั่นของวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรงที่ใช้งานร่วมกับวงจรเรียง กระแสสามเฟสแบบเวียนนา (Vienna Rectifier) โดยเลือกวิธีมอดูเลชั่นสามวิธีคือ 1. การปรับความกว้างของพัลส์ โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส 2.การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ 3. การปรับความกว้างของพัลส์โดยเวกเตอร์ ซึ่งทำการจำลองการด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อทดสอบ การทำงาน โดยการเปรียบเทียบค่าเปอร์เซ็นต์ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านเข้า, ค่าอัตราระลอกคลื่นของ แรงดันกระแสตรงและมุมเฟสที่เหลื่อมกันระหว่างแรงดันกับกระแสอินพุต พบว่าวิธีมอดูเลชั่นแบบปรับความกว้าง ของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส ให้ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านเข้า, ก่าอัตราระลอกคลื่นของ การมอดูเลต เพื่อการออกแบบและเลือกวิธีการที่เหมาะสมกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา

คำสำคัญ: การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ การปรับความกว้างของพัลส์โดยเวกเตอร์ วิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรง

Analysis of Modulation Techniques with Direct Power Control for Three-Phase Vienna Rectifier

<u>Kotchakorn Siriphan</u>, Padung Kitsawang, Pracha Khamphakdi and Worakarn Wongsaichua Department of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Engineering, Ubon Ratchathani University E-mail : kotchakorn.si.59@ubu.ac.th

Abstract

This paper presents modulation topologies with direct power control (DPC) for three-phase Vienna rectifier by three modulation methods. The three modulation techniques consist of carrierbased phase-shift PWM (CBPS-PWM), carrier-based level-shift PWM (CBLS-PWM) and space vector PWM (SVPWM). The simulation results based on MATLAB/Simulink are used to test the percentages of total harmonic distortion of input current (THD_i), dc-link ripple voltage and phase angle between input voltage and input current. The results show that the three-phase Vienna rectifier equipped with DPC and CBPWM reduce the THD_i to 7.77%. Moreover, the output dc-link ripple voltage can be suppressed to be 2 V. Simulated waveforms confirm the effectiveness of modulations to design and choose the appropriate methods for the three-phase Vienna rectifier.

Keywords: Carrier-Based Phase-Shift PWM, Carrier-Based Level-Shift PWM, Direct Power Control, Space Vector PWM

บทนำ

ในปัจจุบันมีการนำเอาระบบอินเวอร์เตอร์ (Inverter) มาใช้มากขึ้นซึ่งองค์ประกอบสำคัญในการแปลงไฟฟ้า สลับสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงก่อนที่จะจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์คือ วงจรเรียงกระแส โดยทั่วไปนิยมใช้วงจร เรียงกระแสแบบบริดจ์ไดโอด (Bridge Diode Rectifier) ซึ่งการทำงานของวงจรนี้ จะทำให้กระแสอินพุตมีความ ผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณรูปไซน์ ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตมีค่าต่ำ ทำให้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ รวม อาจจะเกินค่ามาตรฐานที่กำหนด ก่อให้เกิดปัญหาด้านสัญญาณทางไฟฟ้าซึ่งโดยทั่วไปมักเรียกโดยรวมว่า สัญญาณรบกวนสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) ซึ่งแนวทางการลดทอนสัญญาณ รบกวนที่นิยมใช้คือประเภทการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังงานแบบไวงาน(Active Power Factor Correction)

แนวทางการลดทอนสัญญาณรบกวนประเภทการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังงานแบบไวงานนั้นก็มี ด้วยกันหลายวิธีเช่น วงจรเรียงกระแสแบบสวิตซ์เดี่ยว, วงจรเรียงกระแสแบบสองสวิตซ์, วงจรเรียงกระแสแบบหก สวิตซ์ แต่วิธีที่ได้รับความนิยมคือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา (Vienna Rectifier) ดังรูปที่ 1 ซึ่งเป็นวงจร ชนิดเรียงกระแสสามเฟส โดยใข้อุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งในการทำงาน ทำให้สามารถลดการใช้งานอุปกรณ์แบบเฉื่อยงาน ส่งผลให้วงจรมีขนาดที่เล็กลงและประสิทธิภาพสูง ดังนั้นการเลือกวิธีมอดูเลชั่นที่จะใช้ควบคุมอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งของ วงจรเรียงกระแสสามเฟส แบบเวียนนาจึงเป็นสิ่งสำคัญเพราะจะส่งผลต่อประสิทธิภาพและการลดทอนสัญญาณ รบกวน ซึ่งวิธีการมอดูเลชั่นก็มีทั้งแบบความลี่การสวิตซ์ต่ำและความลี่การสวิตซ์สูง ซึ่งวิธีมอดูเลชั่นที่เหมาะกับการ ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังงานแบบไวงานคือ ความลี่การสวิตซ์สูงและวิธีมอดูเลชั่นที่นิยมสามแบบคือ 1. การปรับ ความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส (Carrier-Based Phase-Shift PWM) จะเป็นการใช้ สัญญาณสามเหลี่ยม (Carrier Signal) ในการมอดูเลต โดยที่สัญญาณสามเหลี่ยมนั้นจะมีการเลื่อนเฟสกัน 2. การปรับ ความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ (Carrier-Based Level-Shift PWM) จะเป็นการใช้ สัญญาณสามเหลี่ยมในการมอดูเลต โดยที่สัญญาณสามเหลี่ยมนั้นจะมีการเลื่อนเฟสกัน 2. การปรับ ความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ (Carrier-Based Level-Shift PWM) จะเป็นการใช้ สัญญาณสามเหลี่ยมในการมอดูเลต โดยที่สัญญาณสามเหลี่ยมนั้นจะมีการเลื่อนระดับกัน 3. การปรับความกว้างของ พัลล์โดยเวกเตอร์ (Space Vector PWM) จะเป็นการแปลงแรงดันไฟฟ้าสามเฟสให้อยู่ในรูปของกรอบอ้างอิงแบบคงที่ (Stationary Reference Frame) เพื่อที่จะใช้เวกเตอร์แรงดันในการสร้างสัญญาณอ้างอิง

ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาวิธีการมอดูเลชั่นที่เหมาะสมกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา ซึ่งจะส่งผลต่อ การลดทอนสัญญาณฮาร์มอนิกส์และการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในระบบอินเวอร์เตอร์แบบใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้า แบบสามเฟส

วิธีการวิจัย

1. วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา (Vienna Rectifier)

วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา (Johann W. Kolar and Thomas Friedli, 2012: 12-14) ประกอบไปด้วยบริดจ์ไดโอดและอุปกรณ์สวิตซ์ 6 ตัว ดังรูปที่ 1 เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสชนิดแรงดันสามระดับ ซึ่งมีข้อดีคือ ประสิทธิภาพสูง, ให้กระแสอินพุตเป็นคลื่นไซน์, ความผิดเพี้ยนสัญญาณฮาร์มอนิกส์รวมต่ำ เป็นต้น



รูปที่ 1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา

การทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ ในวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนามีทั้งหมด 4 สถานะคือ 1. เฟสแรงดันเป็นบวก และสวิตซ์เปิด ดังรูปที่ 2 (a) 2. เฟสแรงดันเป็นบวกและสวิตซ์ปิด ดังรูปที่ 2 (b) 3. เฟสแรงดันเป็นลบและสวิตซ์เปิด ดังรูปที่ 2 (c) 4. เฟสแรงดันเป็นลบและสวิตซ์ปิด ดังรูปที่ 2 (d)



รูปที่ 2 การทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา (a) เฟสแรงดันเป็นบวกและ สวิตช์เปิด, เฟสแรงดันเป็นบวกและสวิตช์ปิด, เฟสแรงดันเป็นลบและสวิตช์เปิด, เฟสแรงดันเป็นลบและสวิตช์

ปิด

2. วิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรง (Direct Power Control)

วิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรง (Hui Ma, Yunxiang Xie, Zeyu Shi, 2015: 2-5) ดังรูปที่ 3 เป็นวิธีควบคุม วงจรเรียงกระแสสามเฟสประเภทหนึ่งที่นิยมใช้กัน โดยที่จะทำการควบคุมค่ากำลังไฟฟ้าจริง (Active Power) และ กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ (Reactive Power) ของระบบซึ่งจะมีส่วนประกอบทั้งหมด 7 ส่วน



รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรง

 เป็นส่วนที่แปลงแรงดันและกระแสในระบบไฟฟ้าสามเฟสให้อยู่ในรูปของกรอบอ้างอิงแบบ หมุน (Rotating Reference Frame) โดยใช้หลักการของการแปลงของคลาก (Clarke's Transformation) ดังสมการ (1), (2), (3) และ การแปลงของปาร์ค (Park's Transformation) ดังสมการ (4), (5)

$$i_{\alpha} = \frac{2}{3}i_{a} - \frac{1}{3}(i_{b} - i_{c})$$
(1)

$$i_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}}(i_{b} - i_{c})$$
 (2)

$$i_0 = \frac{2}{3}(i_a + i_b + i_c)$$
(3)

$$i_{d} = i_{\alpha} \cdot \cos(\theta) + i_{\beta} \cdot \sin(\theta) \tag{4}$$

$$i_{q} = -i_{\alpha} \cdot \sin(\theta) + i_{\beta} \cdot \cos(\theta) \tag{5}$$

2. วงจรเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop) ดังรูปที่ 4 ใช้สำหรับควบคุมเฟสของแรงดันและ กระแสอินพุตให้มีมุมเฟสที่ตรงกัน ซึ่งจะส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเป็นหนึ่ง



รูปที่ 4 บล็อกไดอะแกรมวงจรเฟสล็อกลูป

3. เป็นส่วนที่คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าจริง (p) ดังสมการ (6) และ กำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟ (q) ดังสมการ (7) ของ ระบบเพื่อที่จะนำไปควบคุมในส่วนต่อไป

$$\mathbf{p} = \mathbf{v}_{\mathbf{d}}\mathbf{i}_{\mathbf{d}} + \mathbf{v}_{\mathbf{q}}\mathbf{i}_{\mathbf{q}} \tag{6}$$

$$\mathbf{q} = \mathbf{v}_{\mathbf{q}}\mathbf{i}_{\mathbf{d}} - \mathbf{v}_{\mathbf{d}}\mathbf{i}_{\mathbf{q}} \tag{7}$$

4. เป็นส่วนที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของระบบให้มีแรงดันที่คงที่ตามที่กำหนดไว้ โดยใช้การควบคุม แบบพี-ไอ (PI control)

5. ส่วน Decoupling หลังจากคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟแล้วนั้น ระบบต้องควบคุม ให้ค่ากำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟมีค่าเป็นศูนย์เพื่อที่จะทำให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง โดยใช้การควบคุมแบบพี-ไอในการควบคุมและใช้สมการ Decoupling ดังสมการ (8), (9)

$$u_{d} = \left(-\left(K_{p} + \frac{K_{i}}{s}\right)\left(p_{ref} - p\right) + \omega Lq + v_{d}^{2}\right) \cdot \frac{1}{v_{d}}$$

$$\tag{8}$$

$$u_{q} = \left(\left(K_{p} + \frac{K_{i}}{s}\right)(q_{ref} - q) - \omega Lp\right) \cdot \frac{1}{v_{d}}$$
(9)

 6. เป็นส่วนที่แปลงแรงดันในรูปของกรอบอ้างอิงแบบหมุนให้กลับเป็นระบบไฟฟ้าสามเฟสเพื่อที่จะนำไปใช้ ในการมอดูเลชั่นต่อไป โดยใช้หลักการของการแปลงกลับของปาร์ค (Inverse Park's Transformation) ดังสมการ (10), (11) และ การแปลงของคลาก (Inverse Clarke's Transformation) ดังสมการ (12), (13), (14)

$$i_{\alpha} = i_{d} \cdot \cos(\theta) - i_{q} \cdot \sin(\theta)$$
⁽¹⁰⁾

$$\mathbf{i}_{\beta} = \mathbf{i}_{d} \cdot \sin(\theta) + \mathbf{i}_{q} \cdot \cos(\theta) \tag{11}$$

$$i_a = i_\alpha \tag{12}$$

$$\mathbf{i}_{\mathbf{b}} = -\frac{1}{2} \cdot \mathbf{i}_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \mathbf{i}_{\beta} \tag{13}$$

$$\mathbf{i}_{c} = -\frac{1}{2} \cdot \mathbf{i}_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \mathbf{i}_{\beta} \tag{14}$$

7. เป็นส่วนที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของระบบให้มีแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้ง 2 ตัวเท่ากัน โดยใช้การควบคุมแบบพี-ไอในการควบคุม

3. การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส (Carrier-Based Phase-Shift PWM)

การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส (Bin Wu, 2006: 127-139) เป็น วิธีการมอดูเลชั่นวิธีหนึ่งที่นิยมใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยที่จะใช้สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) เปรียบเทียบ กับสัญญาณสามเหลี่ยม (Carrier Signal) ซึ่งจะมีความถี่และความกว้างเท่ากัน ซึ่งจำนวนของสัญญาณสามเหลี่ยมนั้น จะขึ้นอยู่กับระดับแรงดันของวงจรที่ใช้งานและจะมีมุมเฟสที่เหลื่อมกันระหว่างสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งวงจรเรียง กระแสสามเฟสแบบเวียนนานั้นเป็นวงจรแรงดันสามระดับ สัญญาณสามเหลี่ยมและมุมเฟสสามารถหาได้จากสมการ (15), (16) และดังรูปที่ 5

Carrier Signal =
$$m - 1$$
; $m =$ voltage level of converter (15)



$$\theta = \frac{360^{\circ}}{m-1} \tag{16}$$

รูปที่ 5 ตัวอย่างการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส

การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ (Carrier-Based Level-Shift PWM)

การปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ (Bin Wu, 2006: 127-139) เป็นวิธีการมอดูเลชั่นวิธีหนึ่งที่คล้ายกับวิธีการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบ เลื่อนเฟส โดยที่จะใช้สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Carrier Signal) ซึ่งจะมีความถี่, ความกว้างและมุมเฟสเท่ากัน ซึ่งจำนวนของสัญญาณสามเหลี่ยมนั้นจะขึ้นอยู่กับ ระดับแรงดันของวงจรที่ใช้งานและจะมีสัญญาณสามเหลี่ยมที่เลื่อนไปตามแกนแนวตั้งดังรูปที่ 6



5. การปรับความกว้างของพัลส์โดยเวกเตอร์ (Space Vector PWM)

การปรับความกว้างของพัลส์โดยเวกเตอร์ (Bengi Tolunay, 2012: 29-40) เป็นวิธีการมอดูเลชั่นอีกวิธี หนึ่ง โดยแปลงแรงดันไฟฟ้าสามเฟสให้อยู่ในรูปของกรอบอ้างอิงแบบคงที่ เพื่อที่จะใช้เวกเตอร์แรงดันในการสร้าง สัญญาณอ้างอิงเพื่อที่จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งประกอบไปด้วยเวกเตอร์แรงดัน 8 เวกเตอร์ แบ่งเป็นเวกเตอร์แอคทีฟ 6 เวกเตอร์และเวกเตอร์ศูนย์ 2 เวกเตอร์ดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 เวกเตอร์ทั้งแปดของการปรับความกว้างของพัลส์โดยเวกเตอร์

ผลการวิจัย

ในการทดสอบจะเป็นการทดสอบโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งจะเปรียบเทียบวิธีมอดูเลชั่นทั้ง สามวิธีที่ใช้งานกับวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรงของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา ที่จะส่งผลให้กระแส อินพุตมีลักษณะเป็นรูปไซน์และวัดค่าความเพี้ยนโดยรวมของสัญญาณฮาร์มอนิกส์ได้ต่ำที่สุดและระลอกของ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงต่ำที่สุด โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ แรงดันอินพุต 400 VAC, ความถี่การสวิตช์ 10 kHz, ตัวเหนี่ยวนำ 8 mH, ตัวเก็บประจุ 730 uF, แรงดันเอาต์พุต 800 VDC, กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 10 kW

1. วิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส

จะพบว่าลักษณะของกระแสอินพุตเป็นรูปไซน์แต่มีการเหลื่อมเฟสกันระหว่างแรงดันกับกระแสอินพุตอยู่ที่ 18 องศาและมี %THD = 7.77% ดังรูปที่ 8 (a) และมีค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 0.25 % ดังรูปที่ 9

2. วิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ

จะพบว่าลักษณะของกระแสอินพุตเป็นรูปไซน์แต่มีการเหลื่อมเฟสกันระหว่างแรงดันกับกระแสอินพุตอยู่ที่ 11 องศาและมี %THD = 17.28% ดังรูปที่ 8 (b) และมีค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 0.5 % ดังรูปที่ 11

3. วิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยเวกเตอร์

จะพบว่าลักษณะของกระแสอินพุตเป็นรูปไซน์แต่มีการเหลื่อมเฟสกันระหว่างแรงดันกับกระแสอินพุตอยู่ที่ 23 องศาและมี %THD = 24.97% ดังรูปที่ 8 (c) และมีค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 0.63 % ดังรูป ที่ 13



รูปที่ 8 แรงดันและกระแสอินพุต (a) วิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบ เลื่อนเฟส, (b) วิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ, (c) วิธีมอ ดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยเวกเตอร์



รูปที่ 9 ระลอกของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (a) วิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส, (b) วิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณ สามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับ, (c) วิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยเวกเตอร์ สามารถสรุปผลของค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวม (Total Harmonic Distortion: THD), สรุปผลค่า ระลอกของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC Ripple Voltage) และมุมเฟสที่เหลื่อมกันระหว่างแรงดันกับกระแสอินพุต (Phase Angle) ของการทดสอบทั้งสามแบบได้ตามตารางที่ 1

ตารางที่ 1 เปรียบเทียบค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวม, ระลอกของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง, มุมเฟสที่เหลื่อมกัน ระหว่างแรงดันกับกระแสอินพุตที่วัดได้จากการจำลองการทำงานทั้งสามแบบ

Modulation	Total Harmonic Distortion (%)	DC Ripple	Phase Angle (Degree)	
		Voltage (%)		
Carrier-Based	7 77	0.25	19	
Phase-Shift PWM	1.11	0.23	10	
Carrier-Based	17.28	0.50	11	
Level-Shift PWM	17.20	0.50	11	
Space Vector PWM	24.97	0.63	23	

อภิปรายและสรุปผลการวิจัย

จากการจำลองการทำงานของวิธีมอดูเลชั่นทั้งสามแบบพบว่าค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์รวมของวิธีมอดูเลชั่น แบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟสมีค่าน้อยที่สุดคือ 7.77% และเมื่อพิจารณา ค่าระลอกของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดัน 800 V_{dc} จะเห็นว่าทั้งสามแบบมีค่าที่น้อยมากจึงไม่เป็นนัยสำคัญใน การพิจารณา ส่วนมุมเฟสที่เหลื่อมกันระหว่างแรงดันกับกระแสอินพุตของวิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของ พัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนระดับมีค่าน้อยที่สุดคือ 11 องศา ซึ่งจะมีผลต่อค่าตัวประกอบกำลังของ ระบบ ถ้าพิจารณาเทียบกับวิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟสที่ มีค่าเป็น 18 องศา เมื่อคำนวณค่าตัวประกอบกำลังจะมีค่า 98% และ 95% ตามลำดับซึ่งแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย เท่านั้น ดังนั้นจึงสรุปว่าวิธีมอดูเลชั่นแบบการปรับความกว้างของพัลส์โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมแบบเลื่อนเฟส เหมาะสมที่จะนำไปใช้งานกับวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยตรงที่ใช้งานร่วมกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณบริษัท สยามคอมเพรสเซอร์อุตสาหกรรม จำกัด ที่ให้โอกาสและสนับสนุนในการทำวิจัย

เอกสารอ้างอิง

[1] Abhijit Choudhury and Sheldon S. Williamson, "Performance Comparison Study of Space-Vector and Modified-Carrier-Based PWM Techniques for a Three-Level Neutral-Point-Clamped Traction Inverter Drive", IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS 2016, pp. 2-4.

[2] Bin Wu. "High-Power Converters and AC Drives", John Wiley & Sons, Inc., 2006, pp. 127-139.

[3] Bengi Tolunay, "Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters - a LabVIEW Implementation", UPPSALA UNIVERSITAET 2012, pp. 29-40.

[4] Hui Ma, Yunxiang Xie, Zeyu Shi, "Improved direct power control for Vienna-type rectifiers based on sliding mode control", IEC Power Electronics 2015, pp. 2-5.

[5] Johann W. Kolar and Thomas Friedli. "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems", IEEE Transactions on Power Electronics 2012, pp. 12-14. ภาคผนวก ค

บทความที่นำเสนอในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 41 (EECON41)
การปรับศูนย์ของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นสำหรับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา Center-Aligned Space Vector Pulse Width Modulation Realization for Three-Phase Vienna Rectifier

กชกร ศิริพันธ์, ประชา คำภักดี

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี kotchakorn.si.59@ubu.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการใช้วิธีการมอดูเลชั่นแบบสเปซเวก เตอร์ โดยใช้วิธีการแปลงจากสเปซเวกเตอร์สามระดับไป เป็นสเปซเวกเตอร์สองระคับที่ใช้งานร่วมกับวงจรเรียงกระแส สามเฟสแบบเวียนนา (Vienna Rectifier) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วการ มอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์สามระดับนั้นจะมีความซับซ้อน และย่งยากในการคำนวณค่าเวลาการสวิตช์และลำคับการ สวิตช์ การเลือกใช้เทคนิคการแปลงจากสเปซเวกเตอร์สาม ระดับไปเป็นสเปซเวกเตอร์สองระดับโดยใช้การคำนวณหาค่า เวลาการสวิตช์และลำดับการสวิตช์เทียบเกียงกับสเปซเวกเตอร์ สองระดับซึ่งง่ายต่อการใช้งาน อีกทั้งยังใช้การควบคมแบบ dq เพื่อใช้ในการควบคุมค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุต และแรงคันกระแสตรงค้านเอาต์พตให้คงที่ ผลการจำลองการ ทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink พบว่าให้ค่าความ ผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพตที่ 2.28% และสามารถควบคม แรงคันกระแสตรงด้านเอาต์พุตให้คงที่ที่ 800 V, ที่พิกัดกำลัง 10 kW

<mark>คำสำคัญ:</mark> สเปซเวกเตอร์สามระคับ, สเปซเวกเตอร์สองระคับ, วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา, การควบคุมแบบ d-q

Abstract

This paper presents space vector modulation by threelevel space vector to two-level space vector for three-phase Vienna rectifier. Nomally, Three-Level Space Vector have more complicated to calculate the dwell time and switching sequence. When mapped three-level to two-level space vector the dwell time equation and switching sequence similar to twolevel space vector that simple than three-level space vector. D-Q control method is used to control the harmonics distrotion of input current and dc-bus output voltage. The simulation results based on MATLAB/Simulink show that total harmonics distrotion of input current is 2.28% and the dc-bus out voltage is regurated at 800 V_{dc} at the rated power 10 kW.

Keywords: Three-Level Space Vector, Two-Level Space Vector, Three-Phase Vienna Rectifier, D-Q Control

1. บทน้ำ

วงจรเรียงกระแสแบบเวียนนา [1] รูปที่ 1 เป็นวงจร เรียงกระแสชนิดสามเฟสและแรงดันสามระดับ ซึ่งของดี ของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนาคือ เป็นวงจร ประเภท ไวงาน (Active Filter) ขนาดของวงจรกรอง กวามถี่ที่เล็กกว่า, ให้ประสิทธิภาพสูงกว่า, ให้ค่าตัว ประกอบกำลังที่สูงกว่า เมื่อเทียบกับวิธีแบบ เฉี่ยงาน (Passive Filter) อีกทั้งยังช่วยลดค่ากวามผิดเพี้ยนของ กระแสด้านอินพุตอีกด้วย



รูปที่ 1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนา

วิธีการควบคุมวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเวียนนานั้นจะใช้ วิธีกวบคุมแบบ d-q และวิธีมอดูเลชั่นที่นิยมใช้ในการควบคุม การทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ภายในวงจรเรียงกระแสแบบ เวียนนากือ สเปซเวกเตอร์พัลส์วิคมอดูเลชั่นซึ่งเป็นสเปซเวก เตอร์สามระดับ จะประกอบไปด้วย 27 สถานะการสวิตช์และ 19 เวกเตอร์แรงดัน ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 แสดงภาพสเปซเวกเตอร์สามระดับ

เนื่องจากจำนวนสถานะการสวิตช์และเวกเตอร์แรงคันที่มี จำนวนมาก ทำให้มีการคำนวนที่ซับซ้อน ดังนั้นในบทความนี้ จึงนำเสนอวิชีการใช้สเปซเวกเตอร์สามระดับ ในรูปแบบการ คำนวณแบบสเปซเวกเตอร์สองระดับ ซึ่งวิชีการดังกล่าวจะช่วย ให้ง่ายต่อการคำนวณสเปซเวกเตอร์ ที่ใช้งานร่วมกับวงจรเรียง กระแสสามเฟสแบบเวียนนา อีกทั้งยังคงรักษาสมรรถนะของ วงจรไว้เหมือนเดิม

2. วิธีการควบคุมวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบเวียนนา

วิธีควบคุมแบบ d-q [2] ดังรูปที่ 3 ซึ่งแรงดันอินพุต (V_a, V_b, V_c) และกระแสอินพุต (I_a, I_b, I_c) จะถูกแปลงจากระบบสาม เฟสให้อยู่ในรูปของเฟรมอ้างอินแบบหมุน (V_a, V_q และ I_a, I_q) โดยใช้หลักการแปลงของ คลาร์ก ดังสมการที่(1), (2), (3) และ การแปลงของปาร์ก ดังสมการที่ (4), (5)

$$i_{\alpha} = \frac{2}{3}i_{a} - \frac{1}{3}(i_{b} - i_{c}) \tag{1}$$

$$i_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \tag{2}$$

$$i_0 = \frac{2}{3}(i_a + i_b + i_c)$$
 (3)

$$i_d = i_\alpha \cdot \cos(\theta) + i_\beta \cdot \sin(\theta)$$
 (4)

$$q = -i_{\alpha} \cdot \sin(\theta) + i_{\beta} \cdot \cos(\theta)$$
 (5)

โดยที่ I₄ เป็นค่ากระแสที่อยู่ในแกน d ซึ่งเปรียบเสมือนค่า กำถังไฟฟ้าจริงและ I₄ เป็นค่ากระแสที่อยู่ในแกน q ซึ่ง เปรียบเสมือนค่ากำถังไฟฟ้ารีแอคทีฟ จากนั้น I₄, จะมาจากตัว ควบคุม PI ที่ใช้ในการควบคุมแรงดันไฟตรง ด้านเอาต์พุต และ I₄. จะถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์เพื่อที่จะควบคุมให้แค่ตัว ประกอบกำถังมีค่าใกล้เคียงหนึ่ง ซึ่งทั้งกระแส I₄ และ I₄ จะถูก ควบคุมด้วยตัวควบคุม PI ที่ใช้ในการควบคุมกระแส ดัง สมการที่ (6) และ (7)

i

$$u_{d} = -\left(K_{p} + \frac{K_{i}}{s}\right)\left(i_{d_{ref}} - i_{d}\right) + v_{d} \qquad (6)$$
$$+ \omega Li_{q}$$

$$u_{q} = -\left(K_{p} + \frac{K_{i}}{s}\right)\left(i_{q_{ref}} - i_{q}\right) + v_{q} \qquad (7)$$
$$-\omega L i_{d}$$

เมื่อทำการแปลงแรงคันในรูปของเฟรมอ้างอิงแบบหมุน (d-q frame) ให้กลับเป็นระบบไฟฟ้าสามเฟสเพื่อที่จะนำไปใช้ใน การมอดูเลชั่นต่อไป โดยใช้หลักการแปลงกลับของปาร์ค ดัง สมการที่ (8), (9) และการแปลงกลับของกลาร์ก ดังสมการที่ (10), (11), (12)

$$i_{\alpha} = i_{d} \cdot \cos(\theta) - i_{q} \cdot \sin(\theta)$$
 (8)

$$i_{\beta} = i_{d} \cdot \sin(\theta) + i_{q} \cdot \cos(\theta)$$
 (9)

$$i_a = i_\alpha \tag{10}$$

$$i_b = -\frac{1}{2} \cdot i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta \tag{11}$$

$$i_{c} = -\frac{1}{2} \cdot i_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{\beta}$$
⁽¹²⁾



รูปที่ 3 แผนภาพการควบคุมแบบ d-q

3.วิธีการมอดูเลชั่นแบบสเปซเวกเตอร์สามระดับ เป็นสเปซเวกเตอร์สองระดับ

3.1 การเปลี่ยนจุดเริ่มต้นของสเปซเวกเตอร์สามระดับ

วิธีการนี้จะเป็นการเปลี่ยนจุดเริ่มต้น (v_0) ของสเปซเวก เตอร์สามระคับ [3] ดังรูปที่ 4 (a) ซึ่งประกอบไปด้วย 19 เวกเตอร์แรงคัน แบ่งเป็นเวกเตอร์ศูนย์ (v_0) มีขนาดเท่ากับศูนย์, เวกเตอร์ขนาดเล็ก $(v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6)$ มีขนาดเท่ากับ Vdc/3, เวกเตอร์ขนาดกลาง $(v_8, v_{10}, v_{12}, v_{14}, v_{16}, v_{18})$ มีขนาดเท่ากับ $\sqrt{3}$ Vdc/3 และเวกเตอร์ขนาดใหญ่ $(v_7, v_9, v_{11}, v_{13}, v_{15}, v_{17})$ มี ขนาดเท่ากับ 2Vdc/3 ไปยังเวกเตอร์ขนาดเล็ก v_1, v_2, v_3, v_4, v_5 , v_6 ซึ่งจะทำให้สเปซเวกเตอร์มีรูปร่างกล้ายกับสเปซเวกเตอร์ สองระคับ ดังรูปที่ 4 (b) จะสามารถหาเวกเตอร์แรงคันอ้างอิง ดังสมการที่ (13) และ (14)



รูปที่ 4 (a) เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในสเปซเวกเตอร์สามระดับ, (b) เวกเตอร์ แรงดันอ้างอิงหลังจากข้ายจุดเริ่มด้นในสเปซเวกเตอร์สองระดับ

$$T_x V_x + T_y V_y + T_z V_z = T_s V_{\text{REF}_MAP}$$

$$T_{x} + T_{y} + T_{z} = T_{s}$$

ซึ่งสามารถแบ่งเซกเตอร์ของสเปซเวกเตอร์สามระดับออกเป็น สเปซเวกเตอร์สองระดับ 6 เซกเตอร์ [4] ดังรูปที่ 5 และจะได้ ขนาดของ v, ในแต่ละ เซกเตอร์ ตามตารางที่ 1



รูปที่ 5 แบ่งสเปซเวกเตอร์สามระดับเป็น 6 เซกเตอร์ ตารางที่ 1 ดำแหน่งเวกเตอร์สูนย์ของแต่ละเซกเตอร์และขนาด

เซกเตอร์	ตำแหน่งเวกเตอร์ ศูนย์	ขนาดของ Vz
1	V_1	Vdc/3
2	V_2	Vdc/6
3	V ₃	-Vdc/6
4	V_4	-Vdc/3
5	V ₅	-Vdc/6
6	V_6	Vdc/6

3.2 การกำนวณค่าเวลาดิวตี้ไซเกิล T_x, T_y, T_z

สามารถใช้สมการหาค่าเวลาดิวดี้ไซเคิล [5] แบบ เดียวกับสเปซเวกเตอร์สองระดับ ได้ดังสมการที่ (15)

$$\begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_x \\ T_y \end{bmatrix}$$
(15)

เมื่อ n คือเซกเตอร์ย่อย 1-6 ของสเปซเวกเตอร์สองระดับและ T คือเวลาการสุ่ม ดังนั้นเมื่อคำนวณค่าเวลาดิวตี้ไซเกิลแล้วจะได้ ดังสมการที่ (16), (17) และ (18) และสามารถสรุปค่าตำแหน่ง - ^v· ของเวกเตอร์ และเวลาดิวตี้ไซเกิล ของแต่ละเซกเตอร์ย่อยใน _{v.} เซกเตอร์ 1 ได้ตามตารางที่ 2

$$X = 2\sqrt{3}V_y \times \frac{T_s}{Vdc}$$
(16)

$$Y = 3V_x + \sqrt{3}V_y \times \frac{T_s}{Vdc}$$
(17)

$$Z = 3V_x - \sqrt{3}V_y \times \frac{T_s}{Vdc}$$
(18)

 (13) งาน ตารางที่ 2 สรุปค่าตำแหน่งของเวกเตอร์ และเวลาดิวดี้ไซเคิลของ
(14) เซกเตอร์ 1

เซกเตอร์	ตำแหน่งของเวกเตอร์			เวลาดิวตี้ไซเคิล		
ย่อย	V _x	Vy	Vz	T _x	Ty	Tz
	V ₇ -	V ₈ -	V ₁ -	7	v	тул
А	V_1	V_1	V_1	L	л	1 _s -X-Z
В	V ₈ -	V ₂ -	V1-	Y	-Z	T _s -Y+Z
	V_1	\mathbf{V}_1	\mathbf{V}_1			
G	V ₂ -	V ₀ -	V ₁ -	Х	-Y	T _s -X+Y
C	V_1	\mathbf{V}_1	V_1			
	V ₀ -	V ₆ -	V1-	-Z	-X	T _s +Z+X
D	V_1	\mathbf{V}_1	V_1			
E	V ₆ -	V ₁₈ -	V ₁ -	-Y	Z	T _s +Y-Z
	V_1	\mathbf{V}_1	V_1			
	V ₁₈ -	V ₇ -	V ₁ -	-X		T _s +X-Y
F	V_1	V_1	V_1		Ŷ	

3.3 การกำหนดลำดับการสวิตช์

การกำหนดลำดับการสวิตช์ในสเปซเวกเตอร์สองระดับ จะใช้วิธีการสมมาตรของเวกเตอร์ [6] เช่น ลำดับการสวิตช์ของ เซกเตอร์ย่อย 1 ในเซกเตอร์ 1 ดังแสดงในรูปที่ 6 จะมีลำดับการ สวิตช์ ดังสมการที่ (19)



รูปที่ 6 ลำดับการสวิตช์ของเซกเตอร์ 1

 $V_{1+} - V_8 - V_7 - V_{1-} - V_{1-} - V_7 - V_8 - V_{1+}$ (19)

และกำหนดเงื่อนไขการมอดูเลชั่นจากทิศทางของกระแสด้าน อินพุตอย่างเช่นในเซกเตอร์ 1 กระแสใน phase A จะมีค่าเป็น บวกดังนั้นจะมอดูเลชั่นกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีค่าเป็นบวก และ กระแสใน phase B และ phase C จะมีค่าเป็นลบดังนั้นจะ มอดูเลชั่นกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีค่าเป็นลบดังรูปที่ 7



4. ผลการทดสอบ

ในการทดสอบจะใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อดูการทำงานที่ส่งผลให้กระแสอินพุตมีลักษณะเป็นรูป ไซน์, การควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเอาต์พุต และวัด ก่ากวามผิดเพี้ยนรวมของกระแสด้านอินพุต โดยมี ค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

Parameters	Value		
Input Voltage	$380 V_{AC}$		
Output Voltage	$800 V_{DC}$		
Output Power	10 kW		
Switching Frequency	20 kHz		
Inductor	3 mH		
Capacitor	220 uF		
Sample Time	0.000001 s		

จากรูปที่ 8 แรงดันด้านอินพุต (V_a, V_b, V_b) และ กระแสด้าน อินพุต (I_a, I_b, I) ซึ่งกระแสด้านอินพุตนั้นถูกควบคุมจากการ มอดูเลชั่นทำให้มีลักษณะเป็นรูปไซน์ทำให้ก่าความผิดเพี้ยน ของกระแสด้านอินพุตต่ำ และจากรูปที่ 9 แรงดันด้านอินพุต (V_a) และกระแสด้านอินพุต (I_a) ไม่เกิดการเหลื่อมเฟสกันทำให้ ก่าตัวประกอบกำลังมีก่าเข้าใกล้หนึ่ง จากรูปที่ 10 แรงดัน กระแสตรงด้านเอาต์พุตถูกควบคุมคงที่ที่ 800Vdc และแรงดัน line-line แสดงเป็นแรงดันสามระดับดังรูปที่ 11 ซึ่งเมื่อทำการ วัดค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุตแล้วพบว่ามีค่าความ ผิดเพี้ยนอยู่ที่ 2.28% ดังรูปที่ 12



รูปที่ 8 แรงคันค้านอินพุต (Va, Vb, Vc) และกระแสค้านอินพุต (Ia, Ib, Ic)



รูปที่ 9 เปรียบเทียบแรงคันค้านอินพุต (Va) กับกระแสค้านอินพุต (Ia)



รูปที่ 10 แรงคันด้านเอาต์พุต (Vbus), แรงดันที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต (Vcp) และแรงดันที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต (Vcn)



รูปที่ 11 แรงคัน line-line (Vab)



ฐปที่ 12 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุต

5. สรุปผลการทดสอบ

บทความนี้ได้นำเสนอวิธีการมอดูเลชั่นแบบสเปซเวก เตอร์พัลส์วิคมอดูเลชั่นของวงจรกอนเวอร์เตอร์สามระดับใน วงจรเรียงกระแสแบบเวียนนา โดยใช้สเปซเวกเตอร์สามระดับ เป็นสเปซเวกเตอร์สองระดับ ซึ่งสเปซเวกเตอร์สามระดับ โดยทั่วไปนั้นจะมีการกำนวณที่ซับซ้อน โดยวิธีนี้จะช่วยลด ความซับซ้อนในการกำนวณโดยใช้การกำนวณก่าเวลาดิวดี้ ไซเกิลและการกำหนดลำดับการสวิตช์เช่นเดียวกับวิธีสเปซเวก เตอร์สองระดับและยังสามารถลดก่ากวามผิดเพี้ยนรวมของ กระแสด้านอินพุตให้มีก่าต่ำเพียง 2.28% อีกทั้งยังสามารถ รักษาระดับแรงดันกระแสตรงด้านเอาต์พุตให้มีก่ากงที่ที่ 800Vdc

เอกสารอ้างอิง

- Johann W. Kolar and Thomas Friedli, "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems", IEEE Transactions on Power Electronics 2012, pp. 12-14.
- [2] June-Seok Lee, Kyo-Beum Lee, "A Novel Carrier-Based PWM Method for Vienna Rectifier With a Variable Power Factor", IEEE Transactions on Industrial Electronics 2016, pp. 1-2.
- [3] Hui Ma, Yunxiang Xie, Zeyu Shi, "Modeling and Direct Power Control Method of Vienna Rectifiers Using the Sliding Mode Control Approach", Journal of Power Electronics 2015, pp. 7-11.
- [4] Vieri Xue, "Center-Aligned SVPWM Realization for 3-Phase 3-Level Inverter", Texas Instruments Application Report 2012, pp. 1-11.

- [5] Bengi Tolunay, "Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters - a LabVIEW Implementation", UPPSALA UNIVERSITAET, pp. 29-40.
- [6] Hui Ma, Yunxiang Xie, Zeyu Shi, "Neutral-point Balancing Control of Vienna-type rectifier based on Correlation between Carrier-based PWM and SVM", 18th International Conference on Electrical Machines and Systems 2015, pp. 2-5.

ภาคผนวก ง

Block Diagram ที่ใช้จำลองการทำงานบนโปรแกรม MATLAB/Simulink



ภาพที่ ง.1 การแปลงจาก ร ะบบ 3 เฟสเป็น Rotatin g Frame โดยใช้การแปลง Clark และ Park



ภาพที่ ง.2 การหามุมจาก Phase Lock Loop



ภาพที่ ง.3 Current Control Loop







ภาพที่ ง.5 Center-Aligned Space Vector Pulse Width Modulation











ภาพที่ ง.8 Dwell Times Calculate





ภาพที่ ง.9 Center-Aligned to 2-level Space Vector



ภาพที่ ง.10 2-level X,Y,Z Calculate









ภาพที่ ง.12 2-level T2 Calculate



ภาพที่ ง.13 Switching Sequence



108

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ	นายกชกร ศิริพันธ์		
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2553-2557 ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต		
	สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์		
	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง		
ประวัติการทำงาน	พ.ศ. 2557-ปัจจุบัน		
	วิศวกรส่วนบริการลูกค้า บริษัท สยามคอมเพรสเซอร์อุตสาหกรรม จำกัด		
ตำแหน่ง	วิศวกร		
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	บริษัท สยามคอมเพรสเซอร์อุตสาหกรรม จำกัด		
	87/10 หมู่2 ถนนสุขุมวิท ตำบลทุ่งสุขลา อำเภอศรีราชา จังหวัดชลบุรี		
	20230		