3-เฟสเอซี-เอซีเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับงานปรับความเร็วรอบมอเตอร์ด้วยการปรับค่าความถี่

3-PHASE AC-AC MATRIX CONVERTER FOR VARIABLE-FREQUENCY MOTOR SPEED DRIVE

ต้น จำปีทอง
TON JAMPEETHONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-020-061

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

3-เฟสเอซี-เอซีเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับงานปรับความเร็วรอบมอเตอร์ด้วยการปรับค่าความถี่

3-PHASE AC-AC MATRIX CONVERTER FOR VARIABLE-FREQUENCY MOTOR SPEED DRIVE

ต้น จำปีทอง

TON JAMPEETHONG

เลขหมู่..........
เลขทะเบียน 82661
วัน,เดือน,ปี 21 ก.ค. 2551

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

KMITL-2008-EN-M-020-061

3-PHASE AC-AC MATRIX CONVERTER FOR VARIABLE-FREQUENCY MOTOR SPEED DRIVE

TON JAMPEETHONG

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2008

KMITL-2008-EN-M-020-061

COPYRIGHT 2008

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	3-เฟสเอซี-เอซีเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับงานปรับความเร็วรอบมอเตอร์ด้วยการปรับค่าความถี่
ชื่อนักศึกษา	ต้น จำปีทอง
รหัสนักศึกษา	46060311
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอพัฒนาการของ เอซี-เอซี เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตั้งแต่แบบง่ายขนาดพัลส์เท่ากัน (EPWM) ไปจนถึงขนาดพัลส์ไม่เท่า (SPWM) เพื่อใช้ในการปรับรอบด้วยความถี่ในย่าน 0 - 50 Hz ภายใต้เงื่อนไขอัตราส่วนแรงดันไลน์ fundamental ด้านเอาท์พุท V_1 ต่อ ความถี่ fundamental f_1 ที่มีค่าคงที่ ในส่วนแรกจะกล่าวถึงรายละเอียดการออกแบบสัญญาณควบคุมสวิทช์ทั้ง 9 ของวงจรทั้งกรณี EPWM และ SPWM ซึ่งมีความสัมพันธ์กับแรงดันไลน์อินพุท V_L และรูปแบบของแรงดัน PWM 3 เฟส ที่ได้กำหนดขึ้นด้วยจำนวน Pulse และ Duty Ratio รวมทั้งความถี่ จากนั้นจะเป็นการคำนวณแรงดัน V_1 ที่สัมพันธ์กับ f_1 ในลักษณะเชิงเส้นโดยอาศัยการแตกอนุกรมฟูเรียร์ของคลื่น PWM เพื่อคำนวณหาองค์ประกอบ V_1 ที่มีความสัมพันธ์กับค่า Duty Ratio และแรงดันไลน์ V_L หลักการของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3-เฟส ที่ได้นำเสนอนี้สามารถนำไปสร้างเป็นเครื่องทดสอบต้นแบบเพื่อใช้ในการขับมอเตอร์ 3-เฟส ด้วยรูปแบบพัลส์ EPWM และ SPWM โดยได้มีการเพิ่มจำนวนพัลส์ไปอีก 8 เท่าตัวจากจำนวน 9 พัลส์ที่นำเสนอเพื่อให้ได้จำนวนพัลส์สูงขึ้นเป็น 72 พัลส์ซึ่งปรากฏว่ารูปแบบพัลส์ SPWM จะได้กระแสมอเตอร์ที่มีลักษณะใกล้เคียงคลื่นไซน์มากกว่าแบบ EPWM

Thesis Title	3-Phase AC-AC Matrix Converter for Variable-Frequency Motor Speed Drive
Student	Mr. Ton Jampeethong
Student ID.	46060311
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen

ABSTRACT

This thesis presents the development of a 3-phase matrix converter, starting from a simple equal PWM pulse (EPWM) to a more complicated unequal sinusoidal PWM pulse (SPWM) for the application of variable speed drive under a constant voltage-to-frequency ratio V_1/f_1 with variable frequency control range from 0 – 50 Hz. The design of control signal for the IGBT switching devices will be first described in details both for the case of EPWM and SPWM. These signals are variable in shape depending on ac line input voltage V_L and the desired 3-phase PWM pattern which is variable by changing the parameter of duty ratio and frequency. Then, the calculation of voltage V_1 to obtain a constant ratio of V_1/f_1 will be proposed, using the principle of Fourier analysis to calculate the fundamental component V_1 of the PWM pattern which is also variable depending on duty ratio and the line voltage V_L. The principle of the proposed 3-phase matrix converter has been implemented in a prototype test-set and is used to drive the 3-phase motor with two proposed EPWM and SPWM pulse-patterns. The number of PWM-pulse is also increased from 9-pulse by eight times to a higher pulse density of 72 pulse per half-cycle. Under this condition, the result shows that the SPWM pattern can contribute a better sinusoidal motor current than that of the EPWM pattern.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำทั้งด้านทฤษฎีและปฏิบัติ ตลอดจนคำปรึกษาในด้านต่างๆเกี่ยวกับการดำเนินงาน จากท่านอาจารย์ รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ ซึ่งท่านได้ให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ยงยุทธ นารายณ์ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยสยาม ที่ให้ความช่วยเหลือและแนะนำในการจัดทำวิทยานิพนธ์ และเพื่อนๆพี่ๆน้องๆทุกคนที่ไม่ได้กล่าวนามในที่นี้ที่ได้ช่วยเหลือทั้งแรงกายแรงใจจนงานวิจัยนี้สำเร็จไปด้วยดี

คุณค่าประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขอมอบคุณค่าต่างๆเหล่านี้แด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน ข้าพเจ้าหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่ได้ทำการศึกษาเพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในงานวิจัยในด้านต่างๆ และสามารถพัฒนาประเทศชาติได้ต่อไป

ต้น จำปีทอง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II

กิตติกรรมประกาศ III

สารบัญ IV

สารบัญตาราง VIII

สารบัญรูป IX

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา..1

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา...2

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา..3

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย..4

1.5 ขอบเขตการวิจัย...7

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา..8

บทที่ 2 หลักการออกแบบคลื่นพีดับบลิวเอ็มแรงดันเอาท์พุท 3-เฟส แบบพัลส์เท่า (EPWM) และแบบพลัส์ไม่เท่า (SPWM) ที่ความถี่แรงดันเอาท์พุทเท่ากับ 50 Hz.............................10

2.1 บทนำ..10

2.2 แนวคิดในการออกแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM)....11

2.3 แนวคิดในการออกแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 14

2.4 ทฤษฎีที่ใช้ในการออกหาค่าแรงดันอาร์เอ็มเอส (root mean square) ของคลื่นพีดับบลิวเอ็ม..18

2.5 ทฤษฎีการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ด้วยอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่คงที่.......23

2.5.1 อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่...25

2.5.2 อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่และมีการบูสแบบเชิงเส้น..........................26

2.5.3 อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่และมีการบูส แบบไม่เชิงเส้น...27

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.6 หลักการควบคุมแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทโดยการปรับค่าดิวตี้เรโช....................28

2.6.1 การคำนวณหาค่าเฉลี่ย V_{DC} ของแรงดัน 6ระลอกคลื่นไลน์ทูไลน์..........29

2.6.2 การคำนวณหาค่าดิวตี้เรโชในแต่ละค่าความถี่เอาท์พุท.........................30

2.7 ปัญหาในการควบคุมด้วย V_1/f_1 คงที่โดยไม่มีการบูส.............................. 31

2.8 หลักการบูสแรงดันในย่านความถี่ต่ำ...32

2.9 สรุป..34

บทที่ 3 การทำงานของสวิทช์และการออกแบบสัญญาณควบคุมสวิทช์ทั้ง 9 ชุด

ในวงจร Matrix Converter...35

3.1 บทนำ...35

3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับสวิทช์ควบคุม..36

3.3 หลักการออกแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 44

3.4 การทำงานของสวิทช์ทั้ง 6ชุดแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) 45

3.4.1 การทำงานในช่วงระลอกคลื่นแรงดันไลน์ V_{ab} ที่มีค่าสูงสุด.......................44

3.5 สรุป...48

บทที่ 4 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์แบบพัลส์เท่า (EPWM)

และแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)..49

4.1 บทนำ...49

4.2 หลักการนำสมการอนุกรมฟูเรียร์มาใช้หาค่าแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท................49

4.3 หลักการคำนวณและวิธีการหาสมการแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท.........................54

4.3.1 การอินทเกรตแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุททั้งคาบเวลา......................54

4.3.2 การหาองค์ประกอบสมการฟูเรียร์ของแบบพัลส์เท่า (EPWM)

ที่มีจำนวน 18 พัลส์...55

4.3.3 สมการฟูเรียร์โดยทั่วไปของแบบพัลส์เท่า (EPWM)...............................60

4.3.4 การออกแบบความกว้างของแรงดันพีดับบลิวเอ็ม

แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)...61

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

4.1.1 สมการอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)....................63
4.3.6 สมการอนุกรมฟูเรียร์โดยทั่วไปของแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 65

4.4 การคำนวณหาองค์ประกอบฮาโมนิคต่างๆของคลื่นพีดับบลิวเอ็ม....................66
4.4.1 กรณีคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5....................67
4.4.2 กรณีคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9....................67
4.4.3 กรณีคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5....................68
4.4.4 กรณีคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9....................68

4.5 สรุป....................69

บทที่ 5 ผลการทดลองและผลการซิมมูเลท

5.1 บทนำ....................70
5.2 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมการทำงานของสวิทช์....................70
5.2.1 ส่วนประกอบของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์....................71
5.2.2 รูปแบบของสวิทช์สองทางที่นำมาใช้....................72
5.2.3 วงจรลดทอนแรงดันไลน์เพื่อใช้ในการตรวจจับแรงดันศูนย์....................75
5.2.4 วงจรควบคุมการทำงานและปรับค่าความถี่....................76
5.2.5 ชุดสร้างสัญญาณ 9 สัญญาณ....................77
5.3 หลักการในการทำความถี่สวิทช์ชิ่งให้สูงขึ้น....................78
5.3.1 การแบ่งเป็นอัตราส่วนของแต่ละพัลส์ตามจำนวนเท่าที่ต้องการ....................79
5.3.2 การเพิ่มพัลส์เข้าไปเพื่อให้มีความถี่สูงขึ้น....................79
5.4 การควบคุมมอเตอร์ด้วยอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่และมีการบูสท์แบบเชิงเส้น....................82

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

5.5 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองทางทฤษฎีและผลจากการทดลอง

5.5.1 ผลที่ได้จากการทดลองที่ความถี่ 12.5 Hz, 25 Hz และ50 Hz..........…..83

5.5.2 เปรียบเทียบค่าที่ได้จากคำนวณกับผลการทดลองในกรณีพัลส์เท่า (SPWM) 18พัลส์ 84

5.5.3 เปรียบเทียบค่าที่ได้จากคำนวณกับผลการทดลองในกรณีพัลส์ไม่เท่า (EPWM) 18 พัลส์ 86

5.5.4 เปรียบเทียบค่าที่ได้จากการคำนวณแบบพัลส์เท่า (EPWM) เทียบกับแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) กรณี 18พัลส์...87

5.5.5 การเปรียบเทียบผลการทดลองค่าแรงดันและกระแสของพัลส์เท่า (EPWM) กับพัลส์ไม่เท่า (SPWM) เมื่อนำไปใช้ 90

5.6 ผลการทดสอบค่าแรงบิดที่ได้จากการขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ3-เฟส..............................91

5.6.1 กำลังไฟฟ้าและพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ............................91

5.7 สรุป 93

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ...94

6.1 บทนำ...94

6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับสวิทช์ควบคุม..94

6.3 การวิเคราะห์สมการแรงดันด้านออก ($V_{O,1}$)...94

6.4 นำหลักการที่ได้ออกแบบไว้มาปฏิบัติแล้วเก็บค่าผล...95

6.5 สรุป..98

เอกสารอ้างอิง 99

ภาคผนวก 100

ภาคผนวก ก 101

ประวัติผู้เขียน 107

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

2.1 ตารางการตั้งค่าแรงดันที่ความถี่ต่างๆ...27

2.2 ตารางค่าแรงดันที่ความถี่ต่างๆที่ค่า v/f คงที่...30

4.1 ตารางค่าเฉลี่ยของDuty Cycle ที่ช่วงเวลาต่างๆ...63

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทั่วไป....1
1.2 วงจรชุดกำลังของ Matrix Converter....3
1.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเร็คติฟายและวงจรอินเวอร์เตอร์....4
1.4 รูปซ้ายเป็นสัญญาณไฟ AC ในรูปกลางเป็นสัญญาณไฟ DC และรูปขวาเป็นสัญญาณไฟ AC....4
1.5 รูปซ้ายเป็นไฟ AC จะมีการแปลงเป็นไฟ AC โดยตรง....5
1.6 รูปซ้ายเป็นสัญญาณไฟ AC ด้านขวาเป็นสัญญาณไฟ AC ที่ได้จากการแปลงโดยตรง....5
1.7 ด้านบนเป็นสัญญาณควบคุมสวิทช์ 9 สัญญาณ ด้านล่างเป็นแรงดันเอาท์พุท ความถี่ 50 Hz....6
1.8 เป็นการนำสัญญาณควบคุมสวิทช์ทั้ง 9 ที่ได้จากการออกแบบนำมาขยายใน 1 ไซเคิล....7
2.1 ลักษณะคลื่นแรงดันเอซีไลน์ทูไลน์ 3เฟส....10
2.2 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM) 12 พัลส์....11
2.3 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์....12
2.4 คลื่นแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB} พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์....12
2.5 คลื่นแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{BC} พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์....12
2.6 คลื่นแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{CA} พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์....13
2.7 คลื่นแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB} พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) 12 พัลส์....13
2.8 คลื่นแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB} พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์....14
2.9 แรงดันเพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 12 พัลส์ในหนึ่งไซเคิลแบบพัลส์ไม่เท่า....15
2.10 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล....15
2.11 คลื่นแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB} พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล....16
2.12 แรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{BC} พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล....16
2.13 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลซีไลน์ทูไลน์ V_{CA}....17
2.14 แรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 12 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิล....17

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

2.15 แรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิล........18

2.16 ตัวอย่างของสัญญาณ กระแส หรือ แรงดัน ที่มีองค์ประกอบเป็นสัญญาณพื้นฐานไซน์.....18

2.17 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.2........20

2.18 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.4........20

2.19 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ ค่าดิวตี้เรโชเท่ากัย 0.6........21

2.20 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.8........21

2.21 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ ค่าดิวตี้เรโช เท่ากับ 0.9........22

2.22 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 1.0........22

2.23 วงจรสมมูลของมอเตอร์อินดัคชั่น........23

2.24 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของอินดัคชั่นมอเตอร์........24

2.25 แสดงกราฟที่ได้จากการพล็อตค่าแรงดันมอเตอร์ 220 v ความถี่ 50 Hz (ที่มีขนาด V_1/f_1 คงที่)........26

2.26 แสดงกราฟที่ได้จากการพล็อตค่าแรงดันมอเตอร์ 220 v ความถี่ 50 Hz (ที่มีการบูสแรงดัน)........26

2.27 แสดงกราฟที่ได้จากการพล็อตค่าแรงดันและความถี่โดยมีการบูสท์แรงดันในย่าน ความถี่ต่ำให้สูงกว่าการบูสท์แบบทั่วไป........27

2.28 รูปด้านซ้ายแสดงค่า $T_{ON} = 50\%$........28

2.29 แรงดันเฉลี่ยของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในช่วงเวลา 1 Cycle........29

2.30 แสดงการหาค่าดิวตี้เรโชที่แรงดันเอาท์พุทต่างๆ........31

2.31 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างTorque ที่ ค่า Slip........32

2.32 แสดงผลของความต้านทานในสเตเตอร์ที่ความถี่ต่ำ........32

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

2.33 กราฟแสดงการค่าบูสที่เหมาะสมที่อยู่ที่เส้น V_S *at rated torque* 33

3.1 การต่อสวิทช์ 9 ตัวเชื่อมระหว่างแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสกับมอเตอร์3เฟสโดยตรง 35

3.2 วงจรสวิทช์เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 36

3.3 แรงดันเฉลี่ย V_{av} ในช่วงเวลา 1 ไซเคิล 36

3.4 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{ab} มีค่าสูงสุด 37

3.5 แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{ab} สูงสุด 37

3.6 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{ac} มีค่าสูงสุด 38

3.7 แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{ac} สูงสุด 38

3.8 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{bc} มีค่าสูงสุด 39

3.9 แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{bc} สูงสุด 39

3.10 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{ba} มีค่าสูงสุด 40

3.11 แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{ba} สูงสุด 40

3.12 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{ca} มีค่าสูงสุด 41

3.13 แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{ca} สูงสุด 41

3.14 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{cb} มีค่าสูงสุด 42

3.15 แสดงสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับแรงดันเฟส V_c และ V_b 42

3.16 หลักการพิจารณาเลือก 6 สวิทช์ออกจากจำนวน 9 สวิทช์ของ Matrix Converter
ในช่วงแต่ละระลอกคลื่นแรงดันไลน์ที่มีค่าสูงสุด 43

3.17 พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 pulse ซีกบวก 44

3.18 สัญญาณควบคุมสวิทช์ 9 สวิทช์ในช่วง 1 ไซเคิลของแรงดันเอาท์พุท 50 Hz 46

3.19 สัญญาณควบคุมสวิทช์ 6 สวิทช์ในระลอกคลื่นแรงดันไลน์ V_{ab} 46

3.20 การทำงานของสวิทช์ 6 สวิทช์ในช่วงที่ 1- 9 ของระลอกคลื่นแรงดันไลน์ V_{ab} 47

4.1 ลำดับฮาโมนิคต่างๆ ของคลื่นแรงดันเอาท์พุท 50

4.2 คลื่นที่เกิดจากฟังก์ชันรวมกัน 13 องค์ประกอบ 50

4.3 สัญญาณพีดับบลิวเอ็มพัลส์ 51

4.4 ค่าเฉลี่ยของแรงดันไลน์อินพุทในช่วงเวลา 1ไซเคิลของ 50 Hz 54

4.5 แบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์ดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5 56

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.6 แบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์ดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 59

4.7 การออกแบบจำนวนระดับของดิวตี้เรโชของแรงดันเอาท์พุท
แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์ที่ดิวตี้เรโช 0.9 62

4.8 แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 64

4.9 แสดงลำดับฮาโมนิคส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท
แบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้ไซเรโช 0.5 67

4.10 แสดงลำดับฮาโมนิคส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท
แบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโช 0.9 67

4.11 แสดงลำดับฮาโมนิคส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท
แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโช 0.5 68

4.12 แสดงลำดับฮาโมนิคส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท
แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโช 0.9 68

5.1 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 71

5.2 แสดงไดอะแกรมและ Matrix Converter Power Module 72

5.3 การต่อสวิทช์สองทางแบบ Diode Bridge 72

5.4 การต่อสวิทช์สองทางแบบ Back to Switch C 73

5.5 การต่อสวิทช์สองทางแบบ Back to Switch E 73

5.6 การต่อสวิทช์สองทางแบบ RB-IGBT. 74

5.7 สัญลักษณ์และรูปของ IGBT 74

5.8 วงจรลดทอนแรงดันไลน์ V_a, V_b, V_c 75

5.9 วงจร zero crossing 76

5.10 วงจรควบคุมการปรับค่าความถี่และเปิดปิดการทำงาน 76

5.11 อุปกรณ์ DSP 77

5.12 ไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ 6 ระลอกคลื่น 78

5.13 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมสวิทช์ 9 ชุด 78

5.14 ด้านล่างเป็นสัญญาณพัลส์ที่สร้างจาก DSP ส่วนด้านบนเป็นสัญญาณควบคุมสวิทช์ 79

5.15 รูปพัลส์พีดับบลิวเอ็มก่อนที่จะเพิ่มจำนวน 79

5.16 รูปพัลส์พีดับบลิวเอ็มที่ได้มีการแบ่งพัลส์ 80

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.17 รูปพัลส์พีดับบลิวเอ็มที่มีการเพิ่มความถี่สูงขึ้นโดยที่ค่าดิวตี้เรโชเท่าเดิม 81

5.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาท์พุทกับความถี่สวิทช์ชิ่ง 81

5.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาท์พุทกับแรงดันเอาท์พุท 82

5.20 แสดงกราฟค่าแรงดันมอเตอร์ 220 v ความถี่ 50 Hz 83

5.21 แสดงผลการทดลองที่ความถี่ 12.5 Hz ด้านซ้ายเป็นแรงดันและด้านขวาเป็นกระแส 83

5.22 แสดงผลการทดลองที่ความถี่ 25 Hz ด้านซ้ายเป็นแรงดันและด้านขวาเป็นกระแส 84

5.23 แสดงผลการทดลองที่ความถี่ 50 Hz ด้านซ้ายเป็นแรงดันและด้านขวาเป็นกระแส 84

5.24 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันการคำนวณกับผลการทดลอง
แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty 0.5...85

5.25 เปรียบเทียบฮาโมนิกส์ต่างๆการคำนวณกับผลการทดลอง
แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty 0.5 85

5.26 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันการคำนวณกับผลการทดลอง
แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty 0.9...86

5.27 เปรียบเทียบฮาโมนิกส์ต่างๆการคำนวณกับผลการทดลอง
แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty 0.9 86

5.28 แรงดันและฮาโมนิกส์ต่างๆแบบพัลส์เท่า (EPWM) Duty 0.5...87

5.29 เปรียบเทียบแรงดันและฮาโมนิกส์ต่างๆแบบพัลส์เท่า (EPWM) Duty 0.9............................87

5.30 การเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)
และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.1 88

5.31 การเปรียบเทียบระหว่างค่าฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)
และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.1 88

5.32 การเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)
และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5 88

5.33 การเปรียบเทียบระหว่างค่าฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)
และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5 89

5.34 การเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)
และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 89

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.35 การเปรียบเทียบระหว่างค่าฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 90

5.36 เปรียบเทียบค่า THDVของแรงดันแบบพัลส์เท่า (EPWM) กับแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM).....91

5.37 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับแรงบิดของมอเตอร์ (ที่ไม่มีการบูสท์แรงดัน) 91

5.38 กราฟความสัมพันธระหว่างแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่ (มีการบูสท์) 92

5.39 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าความเร็วรอบกับแรงบิดของมอเตอร์ (ที่มีการบูสท์แรงดัน) 92

5.40 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าความเร็วรอบกับแรงบิดของมอเตอร์ (ที่มีการบูสท์แรงดัน)....................................93

6.1 คลื่นแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} 95

6.2 แบบพัลส์เท่า (EPWM) Duty cycle D = 0.5 กรณี 18 พัลส์ 95

6.3 แบบพัลส์เท่า (EPWM) Duty cycle D = 0.9 กรณี 18 พัลส์....................................96

6.4 พัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty cycle D = 0.5 กรณี 18 พัลส์ 96

6.5 พัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty cycle D = 0.9 กรณี 18 พัลส์ 96

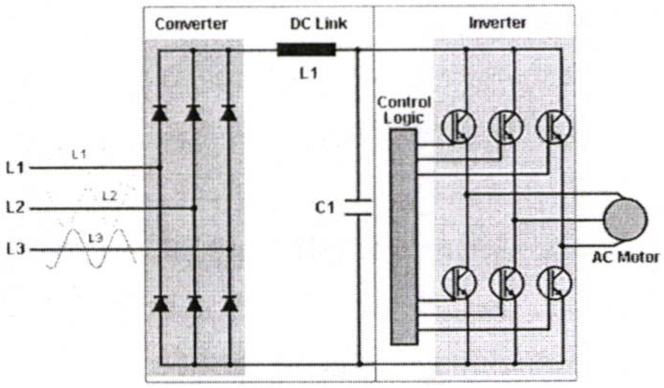
6.6 รูปเมตริกคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลอง....................................97

6.7 รูปมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง....................................97

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการประหยัดพลังงานและการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเป็นประเด็นปัญหาที่มีผู้ให้ความสนใจเป็นอย่างมาก ในด้านอุตสาหกรรมก็เช่นกันได้ให้ความสำคัญในส่วนนี้และอุปกรณ์ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์ก็เป็นจุดหนึ่งที่น่าจะนำมาเป็นแนวทางในการเพิ่มประสิทธิภาพ และรูปแบบของการเพิ่มประสิทธิภาพมีอยู่หลากหลายรูปแบบด้วยกัน เช่น การลดขั้นตอนการแปลงกำลังไฟฟ้าให้น้อยลง ดังเช่น AC-AC Matrix Converter 3- Phase ซึ่งเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการลดอุปกรณ์และขั้นตอนการแปลงจาก 2 ขั้นตอน คือ AC-DC และ DC-AC รวม 2 ขั้นตอนดังรูปที่ 1.1 ให้เหลือเพียงขั้นตอนเดียวคือ AC - AC และแรงดัน AC ที่ได้นี้จะนำไปใช้ในการปรับแรงดันและความถี่ (VVVF) เพื่อป้อนให้กับ Induction Motor ในลักษณะรูปแบบที่กำหนด ดังหัวข้อที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งได้ทำการออกแบบ AC-AC Matrix Converter 3- Phase เพื่อแปลงแรงดัน AC จากแหล่งจ่ายไฟสลับ 3 - Phase เป็นแรงดันไฟสลับ 3 Phaseที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่ที่สามารถกำหนดอัตราส่วนได้



รูปที่ 1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ทั่วไป

ด้วยเหตุนี้จึงเกิดแนวความคิดที่จะกำจัดข้อเสียเหล่านี้โดยการแปลงไฟจากการไฟฟ้า 3-เฟสให้เป็นไฟเอซี 3-เฟส ที่สามารถปรับได้ ทั้งแรงดันและความถี่เพื่อจ่ายให้กับโหลดโดยตรง โดยอาศัยอุปกรณ์สวิทช์ที่ทำ

การ ON-OFF ตามสัญญาณที่ป้อนเข้าที่ขาเกท เพื่อตัดต่อให้ได้แรงดันเอซี 3-เฟสที่มีคลื่นเอาท์พุทในลักษณะตามความต้องการได้ โดยจะเรียกว่า Matrix Converter สวิทช์ที่นำมาใช้ในวงจรนี้จะมีคุณสมบัติให้กระแสไหลได้ทั้งสองทิศทาง และมาต่อเชื่อมต่อกันในลักษณะของเมตริกซ์โดยวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์เดิมยังคงมีคุณสมบัติต่างๆเหมือนกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ประกอบด้วยวงจรเร็คติฟาย-วงจรอินเวอร์เตอร์ แต่จะมีข้อได้เปรียบที่ไม่มีส่วนวงจร DC-Link [1, 2]ในกรณีนี้ทำให้การไหลของพลังงานระหว่างแหล่งจ่ายกับโหลดเป็นไปอย่างสะดวก และไม่เกิดการสูญเสียพลังงานขึ้น ซึ่งเป็นการใช้พลังงานเพื่อให้เกิดประโยชน์ได้สูงสุด

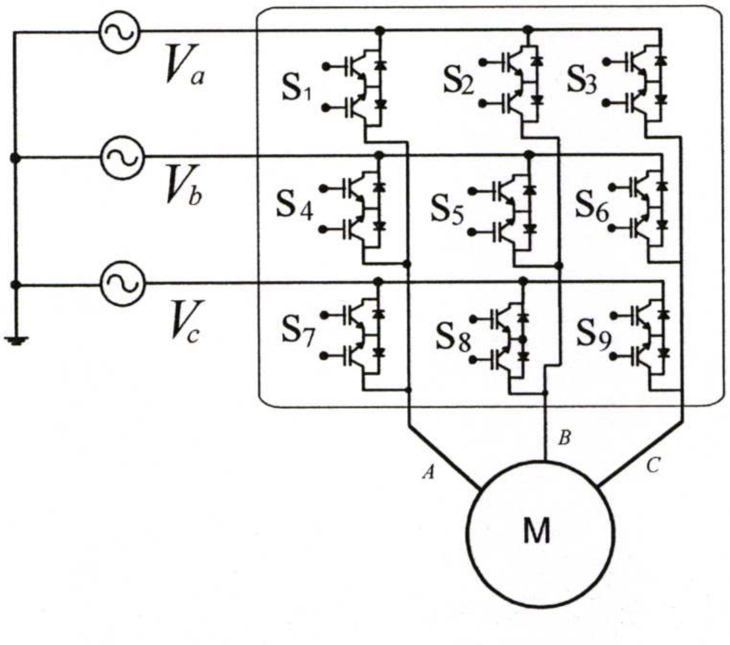
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาวิธีการการแก้ข้อเสียของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ประกอบด้วยวงจรเร็คติฟาย-วงจรอินเวอร์เตอร์ และมีคาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่ โดยการแทนด้วยวงจร Matrix Converter โดยตรง
2. เพื่อศึกษาการออกแบบสัญญาณ PWM ที่มีลักษณะของความกว้างของพัลส์ในแต่ละดิวตี้เรโชเท่ากันและแบบในแต่ละดิวตี้เรโชมีความกว้างแบ่งเป็นระดับ จนถึงการนำเอาสัญญาณ PWM ที่ได้ออกแบบไว้ทั้งสองรูปแบบนำมาสร้างเป็นคลื่นแรงดัน 3 เฟส แล้วทำการวิเคราะห์คุณภาพของคลื่นแรงดัน 3 เฟสที่ได้มาเปรียบเทียบกันเพื่อหาแนวทางที่จะปรับปรุงให้แรงดันที่ได้มีคุณภาพดีขึ้น
3. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจร Matrix Converter ในรูปแบบการทำงานที่ประกอบด้วยสวิทช์สองทาง 9 ชุดโดยใช้อุปกรณ์ DSP และ FPGA เข้ามาควบคุมการทำงานของสวิทช์
4. เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นแรงดันไลน์ 3 เฟสด้านอินพุทกับสวิทช์สองทาง 9 ชุดในวงจรวงจร Matrix Converter ซึ่งความสัมพันธ์นี้ทำให้เกิดการแบ่งกลุ่มของสวิทช์ 9 ชุดออกเป็น 6 รูปแบบตามการเปลี่ยนแปลงของคลื่นแรงดันไลน์ 3 เฟสด้านอินพุท
5. เพื่อศึกษาการออกแบบแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่มีอัตราส่วนความถี่ต่อแรงดันเอาท์พุทที่มีค่าคงที่โดยที่สามารถปรับขนาดของแรงดันเอาท์พุทได้จากค่าของดิวตี้เรโชในรูปแบบของวงจร Matrix Converter ที่มีการทำงานของสวิทช์ 9 ชุด
6. เพื่อศึกษาผลกระทบที่มาจากการขับ Induction Motor 3 เฟสในย่านความถี่ต่ำของโดยวิธีการจ่ายให้อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่เอาท์พุทที่มีค่าคง และเสนอแนวทางที่จะแก้ไขให้ดีขึ้น
7. เพื่อศึกษาการออกแบบความถี่สวิทช์ซึ่งให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อลดฮาโมนิกส์ความถี่ต่ำที่ใกล้กับความถี่ฟันดาเมลทอล

8. เพื่อศึกษาการวิเคราะห์ข้อมูลที่วัดได้โดยใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์สัญญาณ และโปรแกรม MATLAB

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นนี้สวิทช์แต่ละชุดจะประกอบด้วย ไดโอดและ IGBT อย่างละ 2 ตัว ต่อในลักษณะขนานและรีเวอร์ไบอัสกันทำหน้าที่เป็นสวิทช์สองทิศทางเพื่อให้พลังงานสามารถไหลไปยังโหลดและไหลกลับคืนสู่แหล่งจ่ายได้โดยตรง สวิทช์สองทิศทางทั้ง 9 ชุดนั้นจะต่อโดยตรงเข้ากับแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 3-เฟส โดยสวิทช์สองทิศทาง 3 ชุดบนคือสวิทช์ S_1 , S_2 , S_3 จะต่อกับแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเฟส V_a สวิทช์สองทิศทางใน 3 ชุดกลางคือ S_4 , S_5 , S_6 จะต่อเข้ากับแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเฟส V_b และสวิทช์สองทิศทางใน 3 ชุดล่างคือ S_7 , S_8 , S_9 จะต่อเข้ากับเฟส V_c ซึ่งมีลักษณะการต่อดังวงจรในรูปที่ 1.2



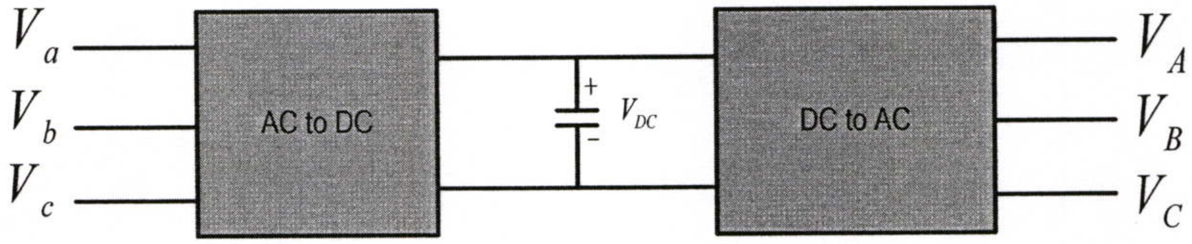
รูปที่ 1.2 วงจรชุดกำลังของ Matrix Converter

ลักษณะทั่วไปวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นด้วยสวิทช์สองทาง 9 ชุดนี้ คือสวิทช์ S_1 - S_9 จะเหมือนกับสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3-เฟส ทั่วไป เพียงแต่จะมีการเปลี่ยนกลุ่ม

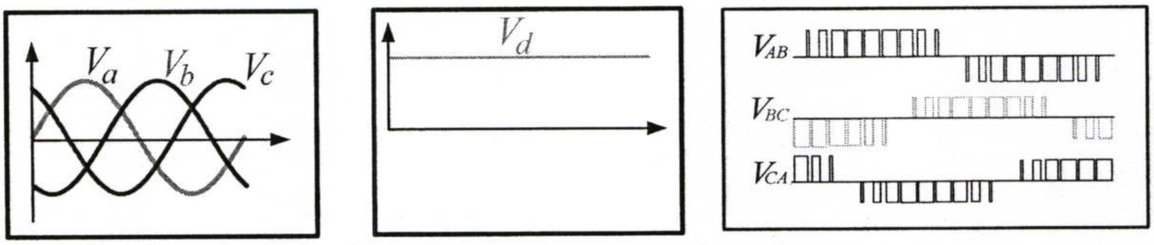
การทำงานไปตามแต่ละระลอกคลื่นที่มีการเปลี่ยนแปลงและจะมีการทำงานเพียงแค่ครั้งละ 6 สวิทช์เท่านั้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในงานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์แรกจะเป็นการแก้ข้อเสียของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเก่า คือส่วนของวงจรเร็คติฟายของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กันอยู่ ดังแสดงบล็อกไดอะแกรมในรูปที่1.3 ซึ่งวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ มีการแปลงพลังงาน 2 ขั้นตอน คือ แปลงจาก AC ไปเป็น DC ด้วยวงจรเร็คติฟายและแปลงจาก DC ไปเป็น AC ด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งแสดงรูปคลื่นแรงดันในแต่ละส่วนได้ดังในรูปที่ 1.4 เป็นรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าในระหว่างขั้นตอนการแปลงต่างๆ

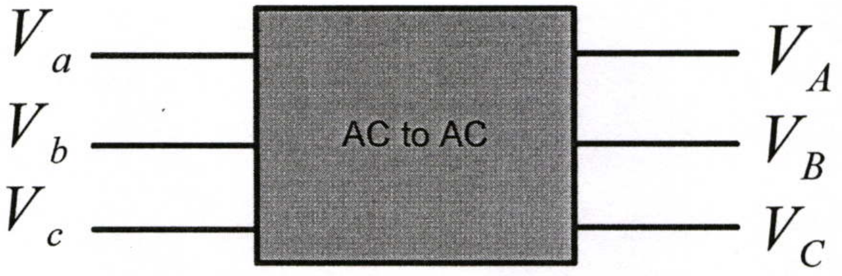


รูปที่ 1.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเร็คติฟายและวงจรอินเวอร์เตอร์

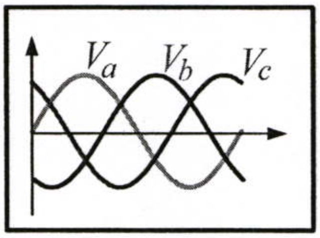


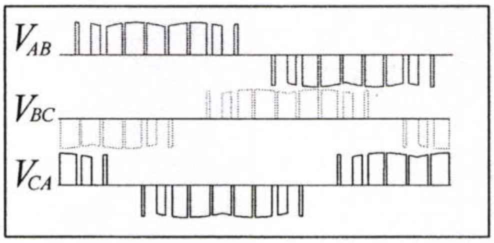
รูปที่ 1.4 รูปซ้ายคลื่นแรงดันไฟ AC รูปกลางคลื่นแรงดันไฟ DC และรูปขวาคลื่นแรงดันไฟ AC

ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานขึ้นในแต่ละขั้นตอนของการแปลงพลังงาน รวมทั้งยังต้องใช้ส่วนวงจรดีซีลิงค์ที่ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ที่มีขนาดใหญ่ [2] เป็นตัวเชื่อมโยงในส่วนของ DC ซึ่งจะทำให้พลังงานคืนสู่แหล่งจ่ายไม่ได้โดยตรง



รูปที่ 1.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

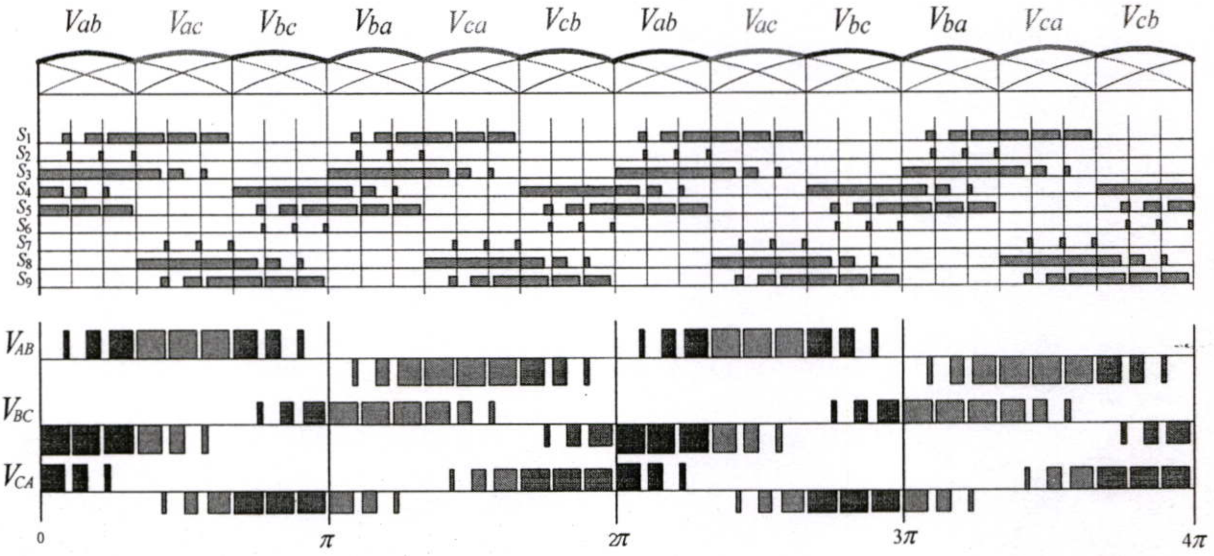




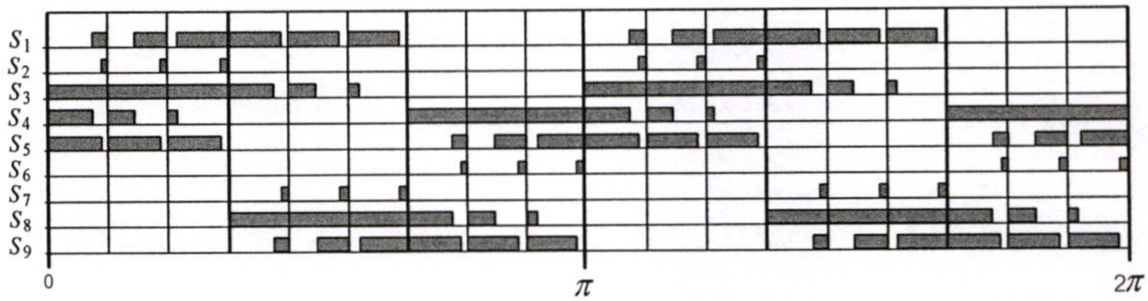
รูปที่ 1.6 รูปซ้ายเป็นคลื่นแรงดันไฟ AC ด้านขวาเป็นคลื่นแรงดันไฟ AC ที่ได้จากการแปลงโดยตรง

ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์โดยที่วงจรคอนเวอร์เตอร์จะประกอบด้วย สวิทช์ทั้งหมด 9 ชุด ทำหน้าที่ตัดต่อแรงดันจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด โดยที่แต่สวิทช์แต่ละชุดเป็นสวิทช์สองทิศทาง ส่วนของสัญญาณที่ใช้ขับสวิทช์นั้นได้มาจากการออกแบบในหัวข้อของการสร้างสัญญาณ PWM หรือจะใช้สัญญาณควบคุมที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3-เฟส ทั่วไปก็ได้เพียงแต่ว่าไม่ได้นำไปขับสวิทช์โดยตรงเช่นเดียวกับอินเวอร์โดยทั่วไปเนื่องจากเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะสวิทช์มีอยู่ทั้งหมด 9 ชุดดังนั้นต้องไปพิจารณากับคลื่นแรงดันไลน์ 3 เฟสด้านอินพุทก่อนจึงจะนำไปใช้ควบคุมสวิทช์ได้ และผลที่ได้ของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์นี้ยังคงทำงานได้เช่นเดียวกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเดิมแต่จะมีการแปลงพลังงานเพียงขั้นตอนเดียว คือมีการแปลงจาก AC ไปเป็น AC โดยตรง ดังรูปที่ 1.5 จึงทำให้การสูญเสียพลังงานจะเกิดขึ้นเพียงครั้งเดียวรวมทั้งยังไม่ต้องใช้ส่วนวงจรดีซีลิงค์จึงทำให้ไม่มีข้อจำกัดในการคืนพลังงานกลับสู่แหล่งจ่ายได้โดยตรงดังในรูปที่ 1.6 แสดงคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่มีการแปลงเพียงขั้นตอนเดียวจากคลื่นแรงดันไฟฟ้า AC ด้านอินพุทไปเป็นคลื่นแรงดันไฟฟ้า AC ที่สามารถปรับแรงดันและความถี่ได้

วัตถุประสงค์อีกประการหนึ่งคือจะนำเสนอหลักการควบคุมเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟสด้วยวิธีการปรับความกว้างพัลส์พีดับบลิวเอ็มเพื่อให้สามารถที่จะปรับความแรงดันเอาท์พุทให้ได้ตามต้องการและนำไปสู่การออกแบบคลื่นแรงดันไฟฟ้า 3 เฟสที่มีความสัมพันธ์กันด้วย แสดงดังในรูปที่ 1.7 และได้เสนอการออกแบบสร้างสัญญาณพัลส์ที่จะไปควบคุมสวิทช์โดยตรงดังในรูปที่ 1.8 เป็นการสร้างสัญญาณควบคุมที่ความถี่ 50 Hz ดิวตี้เรโช เป็น 0.9 ด้านบนแสดงสัญญาณที่ได้มีการสร้างขึ้นที่ใช้ควบคุม S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 , S_6 , S_7 , S_8 , S_9 ทำให้ได้แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทรูปด้านล่างที่มีค่าแรงดัน230V ที่ความถี่ 50 Hz (ตามขนาดพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้) ซึ่งในคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบในงานวิจัยนี้จะมีย่านการปรับความถี่ ตั้งแต่ 1 – 50 Hz และมีสเต็ปการปรับสเต็ปละ 1 Hz จากพัลส์ที่ได้ออกแบบไว้ขณะปรับความถี่ก็จะมีการปรับค่าดิวตี้ไซเคิลของพัลส์พีดับบลิวเอ็มโดยอัตโนมัติโดยที่ค่าดิวตี้ไซเคิลที่ปรับได้จะเป็นไปตามคุณสมบัติของเส้นกราฟ V_1/f_1 ที่มีการบูสค่าในย่านความถี่ต่ำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ไปขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสขนาดพิกัด 2 Hp เพื่อทดสอบหาเส้นกราฟคุณสมบัติของความเร็วรอบและแรงบิดที่ความถี่ค่าต่างๆ



รูปที่ 1.7 ส่วนบนเป็นสัญญาณควบคุมสวิทช์ 9 สัญญาณ ส่วนล่างเป็นแรงดันเอาท์พุทความถี่ 50 Hz



รูปที่ 1.8 แสดงสัญญาณควบคุมสวิทช์ทั้ง 9 ที่ได้จากการออกแบบนำมาขยายใน 1 ไซเคิล

1.5 ขอบเขตการวิจัย

รูปแบบของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ V_1/f_1 ที่มีค่าคงที่พร้อมกับมีการ Boost แรงดันในย่านความถี่ต่ำเพื่อวัตถุประสงค์สำหรับใช้ในงานปรับความเร็วรอบมอเตอร์สามเฟสด้วยการปรับความถี่ในย่าน 0 - 50 Hz โดยจะใช้ Digital Signal Processor (DSP) เป็นตัวสร้างสัญญาณในส่วนแรก 3 สัญญาณ จากนั้นจะใช้ Field-Programmable Gate Array (FPGA) ในการแปลงสัญญาณทั้ง 3 นี้เป็น 9 สัญญาณ และส่งต่อไปยังวงจรขยายสัญญาณเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมการทำงาน ของ Matrix Converter นี้ ซึ่งมีสวิทช์ IGBT สองทิศทางจำนวน 9 ชุดต่อกันในลักษณะ Matrix ขนาด 3×3 การสร้างแหล่งจ่ายไฟสลับซึ่งประกอบด้วยแรงดันทั้งซีกบวกและซีกลบนั้นวิธีที่สามารถสร้างขึ้นโดยง่ายจะเป็นลักษณะของคลื่นแรงดันพัลส์เต็ม แต่พัลส์ลักษณะนี้มีข้อเสียอยู่หลายประการจึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในการขับมอเตอร์สามเฟสดังนั้นจึงได้มีการแก้ไขคลื่นไปในลักษณะที่ในแต่ละพัลส์มีความกว้างไม่เท่ากันโดยจะมีการสับแบ่งแรงดันออกเป็นหลายๆพัลส์ที่มีความกว้างพัลส์ของแต่ละพัลส์เท่าๆกัน Equal Pulse With Modulation (EPWM) ทั้งนี้เพื่อลดองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ในลำดับต่ำๆของคลื่นให้น้อยลง คลื่นไฟสลับในรูปแบบพัลส์เท่า Equal Pulse With Modulation (EPWM) ซึ่งเป็นลักษณะคลื่นที่สามารถสร้างขึ้นได้โดยง่าย โดยคลื่นดังกล่าวนี้จะนำมาใช้เป็นพื้นฐานในการสร้างคลื่นในลักษณะที่มีความกว้างพัลส์ไม่เท่า Sinusoidal Pulse With Modulation (SPWM) โดยจะแบ่งความกว้างพัลส์ออกเป็นหลายระดับ ซึ่งจะให้คุณภาพของคลื่นไฟสลับที่ดีกว่าและดียิ่งขึ้นสำหรับระดับที่มากขึ้น ความแตกต่างของคลื่นนี้จะเห็นได้ชัดเมื่อจำนวนพัลส์เพิ่มมากขึ้น

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยในบทที่ 1 จะเป็นกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย ขั้นตอนของการศึกษา ขอบเขตของการทำวิจัยและประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ บทที่ 2 กล่าวถึงลักษณะการสร้างคลื่นแรงดันพี

ดับบลิวเอ็มเอาท์พุทของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ โดยอธิบายการออกแบบลักษณะคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่สามารถปรับจำนวนพัลส์ ความถี่ และค่าดิวตี้เรโช พร้อมทั้งได้ทำการคำนวณหาค่าองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่างๆ เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลอง บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการทำงานของสวิทช์เมื่อแรงดันไลน์ด้านเข้าเปลี่ยนเฟสทำให้การทำงานของสวิทช์ทั้ง 9 เปลี่ยนไปและยังได้กล่าวถึงการออกแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้ขับนำสวิทช์สองทิศทางทั้ง 9 ชุด โดยเริ่มจากอธิบายการทำงานของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งแบ่งได้เป็น 6 โหมดตามการเปลี่ยนแปลงของระลอกคลื่นใน 1 ไซเคิลของแรงดันไลน์อินพุทเพื่อให้การทำงานของสวิทช์สองทิศทางทั้ง 9 ชุด ทำงานถูกต้องในแต่ละโหมดการทำงาน และหาความสัมพันธ์ของแรงดันไลน์การไฟฟ้ากับการทำงานของสวิทช์สองทิศทางแต่ละชุดเพื่อสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ขับนำสวิทช์สองทิศทางทั้ง 9 ชุด ต่อไป บทที่ 4 กล่าวถึงการสร้างสัญญาณเพื่อควบคุมการทำงานของสวิทช์สองทิศทางทั้ง 9 ชุด ด้วยหลักการทางคณิตศาสตร์ทั้งแบบพัลส์เท่า Equal Pulse With Modulation (EPWM) และ แบบพัลส์ไม่เท่า Sinusoidal Pulse With Modulation (SPWM) และการสร้างสมการที่ใช้ในการหาค่าแรงดันอาร์เอ็มเอส (Root Mean Square; RMS) ของพัลส์แรงดันพีดับบลิวเอ็ม การสร้างสัญญาณพัลส์พีดับบลิวเอ็มโดยจะใช้ Digital Signal Processor (DSP) และวงจรมัลติเพล็กซ์-จะทำหน้าที่แปลงสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่สร้างได้จาก Digital Signal Processor (DSP) 3 สัญญาณไปเป็นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ใช้ในการขับนำสวิทช์ทั้ง 9 ชุดจะใช้ Field-Programmable Gate Array (FPGA) ให้ทำงานตามสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ได้ออกแบบไว้ รวมถึงการใช้โปรแกรม MATLAB เขียนตามสมการที่ได้เพื่อพิสูจน์ผลลัพธ์ที่เพื่อยืนยันความถูกต้องของสมการ บทที่ 5 กล่าวถึงผลการทดลองและผลของการคำนวณในเชิงคณิตศาสตร์แล้วใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการวิเคราะห์รูปคลื่นแรงดันที่ความถี่ต่างๆ รวมทั้งเปรียบเทียบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ได้จากวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ของเครื่องต้นแบบไปทดสอบกับโหลด 3- เฟส ที่ความถี่ต่างๆ บทที่ 6 เป็นการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะของวิทยานิพนธ์ทั้งหมดที่ได้นำเสนอและสำหรับในส่วนของภาคผนวกนั้นจะเป็นผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้ที่ได้รับการตีพิมพ์เพื่อเผยแพร่ในบทความ EECON 30 พร้อมกับรายละเอียดอื่นๆที่น่าสนใจ ท้ายสุดของวิทยานิพนธ์นี้เป็นประวัติของผู้เขียน

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

การสร้างแหล่งจ่ายไฟสลับซึ่งประกอบด้วยแรงดันทั้งซีกบวกและซีกลบนั้นวิธีที่สามารถสร้างขึ้นโดยง่ายจะเป็นลักษณะของคลื่นแรงดันพัลส์เต็ม แต่ก็มีข้อเสียอยู่หลายประการดังที่ได้กล่าวมาแล้วจึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในการขับมอเตอร์สามเฟส ดังนั้นจึงได้มีการแก้ไขคลื่นไปในลักษณะที่มีการ

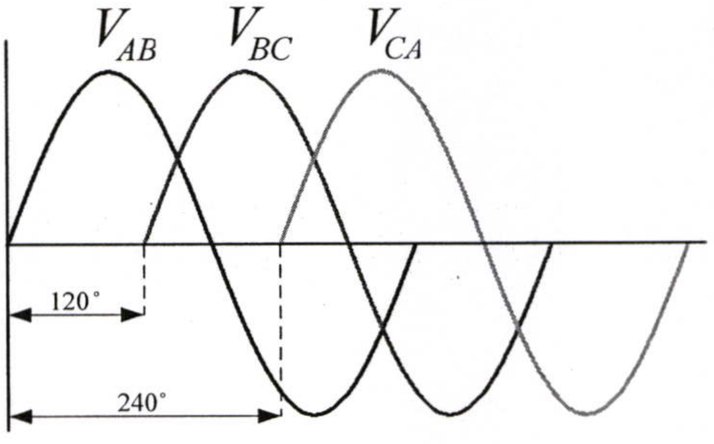
สับแบ่งแรงดันออกเป็นหลายๆ พัลส์ที่มีความกว้างพัลส์แต่ละพัลส์เท่าๆกันเรียกว่า “Equal Pulse With Modulation” (EPWM) ทั้งนี้เพื่อลดองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ให้น้อยลง ซึ่งคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่มีลักษณะพัลส์เท่ากันทุกพัลส์นั้นมีข้อดีที่ทำให้สามารถที่จะนำไปออกแบบสัญญาณและสามารถคำนวณหาขนาดของคลื่นได้ง่ายโดยคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) นี้ใช้เป็นแนวทางการสร้างคลื่นในลักษณะที่มีความกว้างพัลส์ไม่เท่ากัน “Sinusoidal Pulse With Modulation” (SPWM) โดยจะออกแบบให้ความกว้างพัลส์แต่ละพัลส์ไม่เท่ากันแบ่งความกว้างพัลส์ออกเป็นระดับต่างๆ และยังสามารถปรับขนาดความกว้างของพัลส์ที่เรียกว่า”Duty ratio”เป็นอัตราส่วนการปรับขนาดความกว้างของพัลส์ที่ ON และOFF จึงสามารถที่จะปรับค่าของแรงดันได้จากการปรับดิวตี้เรโช แล้วนำวิธีการปรับดังกล่าวมาใช้ให้สัมพันธ์กับค่าความถี่ได้เป็นรูปแบบที่เรียกว่าอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ V_1/f_1 ที่มีค่าคงเพื่อให้สามารถใช้ขับมอเตอร์ได้ พร้อมกับมีการ Boost แรงดันในย่านความถี่ต่ำเพื่อวัตถุประสงค์สำหรับใช้ในงานปรับความเร็วรอบมอเตอร์สามเฟสด้วยการปรับความถี่ในย่าน 0 - 50 Hz โดยจะใช้ Digital Signal Processor (DSP) เป็นตัวสร้างสัญญาณในส่วนแรก 3 สัญญาณ จากนั้นจะใช้ Field-Programmable Gate Array (FPGA) ในการแปลงสัญญาณทั้ง 3 นี้เป็น 9 สัญญาณพร้อมทั้งตั้งเวลาขับไม่ให้ขับสัญญาณซ้อนกันและสัญญาณจะขับต่อไปยังวงจรขยายสัญญาณเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์นี้ ซึ่งมีสวิทช์ IGBT สองทิศทางจำนวน 9 ชุดต่อกันในลักษณะ Matrix ขนาด 3×3 แบ่งเป็นหลายระดับ ซึ่งจะให้คุณภาพของคลื่นไฟสลับที่ดีกว่าการแบ่งความกว้างพัลส์น้อยและ ความแตกต่างของคลื่นทั้งสองประเภทนี้จะเห็นได้ชัดเมื่อจำนวนพัลส์เพิ่มมากขึ้น

บทที่ 2

หลักการออกแบบคลื่นพีดับบลิวเอ็มแรงดันเอาท์พุท 3-เฟส แบบพัลส์เท่า (EPWM) และแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่ความถี่แรงดันเอาท์พุทเท่ากับ 50 Hz

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงลักษณะคลื่นของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท 3- เฟส ของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งแรงดันที่ได้จากการออกแบบนั้นจะมีลักษณะของแรงดันฟันดาเมทอลเป็นไซน์ 3เฟส และยังได้แสดงวิธีการออกแบบลักษณะคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่มีจำนวนพัลส์ 12 พัลส์และ 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิลที่ค่าความถี่ต่างๆ เช่น 12.5 Hz, 25 Hz และ50 Hz รวมทั้งลักษณะของคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า Equal Pulse With Modulation (EPWM) และแบบพัลส์ไม่เท่า Sinusoidal Pulse With Modulation (SPWM) ของแรงดันเอาท์พุท ที่จำนวนพัลส์และความถี่ต่างๆ โดยที่มีค่าอัตราส่วน V_1/f_1 ที่มีค่าคงที่พร้อมกันนั้นได้ทำการคำนวณหาค่าองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์อันดับต่างๆ ของคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่จำนวนพัลส์ 12 และ18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล ที่ความถี่ 12.5 Hz, 25 Hz และ 50 Hz

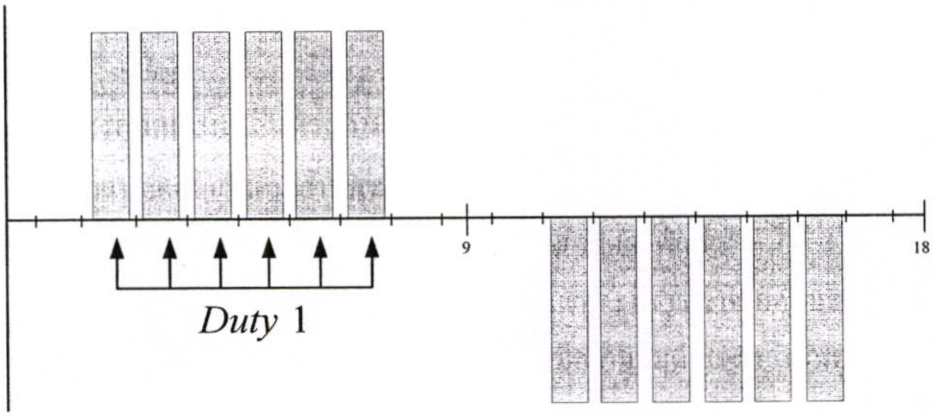


รูปที่ 2.1 ลักษณะคลื่นแรงดันเอซีไลน์ทูไลน์ 3เฟส

และในตอนท้ายยังได้ทำการคำนวณ หาค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสของคลื่นพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท แล้วนำมาสร้างกราฟความสัมพันธ์ของแรงดันกับความถี่ที่มีค่าดิวตี้เรโชค่าต่างๆ

2.2 แนวคิดในการออกแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM)

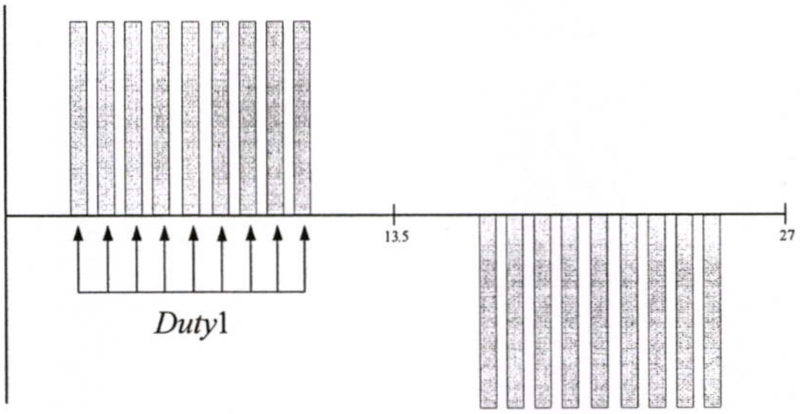
ในการออกแบบคลื่นแรงดันเอาท์พุท 3 เฟส แบบพัลส์เท่า(EPWM) ลักษณะคลื่นแรงดันเอาท์พุท ซึ่งประกอบด้วยพัลส์จำนวน 12 พัลส์สำหรับพีดับบลิวเอ็มแบบ 12 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล และจำนวน18 พัลส์สำหรับพีดับบลิวเอ็มแบบ 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล ขั้นแรกจะพิจารณาจากลักษณะคลื่นแรงดันด้านเอาท์พุทเอซีไลน์ทูไลน์ V_{AB} , V_{BC} , และ V_{CA} ดังรูปที่ 2.1 ซึ่งมีความมุมต่างระหว่างเฟสไลน์สองไลน์เป็น 120 และมุม 240 ตามลำดับเริ่มต้นการออกแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM)



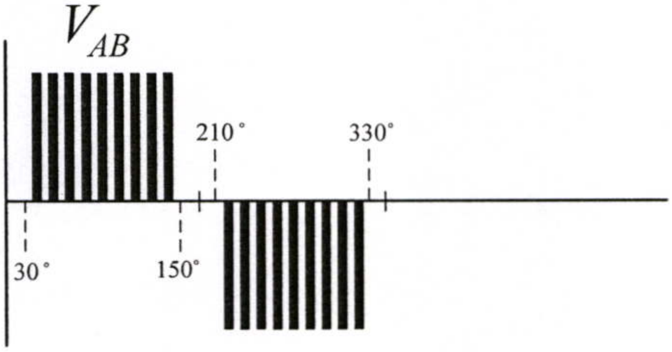
รูปที่ 2.2 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM) 12 พัลส์

กรณีคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท 12 พัลส์จะแบ่งทั้งไซเคิลแบ่งออกเป็น 18 ช่วงโดยจะมีช่วงละ 20 องศา ดังรูปที่ 2.2 จะมีจำนวนพัลส์ซีกบวก และซีกลบซีกละเท่าๆกันซีกละ 6 พัลส์ สำหรับกรณี 18 พัลส์ก็เช่นเดียวกันแต่จะแบ่งออกเป็น 27 ช่วงดังรูปที่ 2.3 จำนวนพัลส์ซีกบวก และซีกลบซีกละเท่าๆกันซีกละ 9 พัลส์ ต่อไปจะอธิบายถึงลักษณะคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า(EPWM) กรณี 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิลโดยที่แรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB}

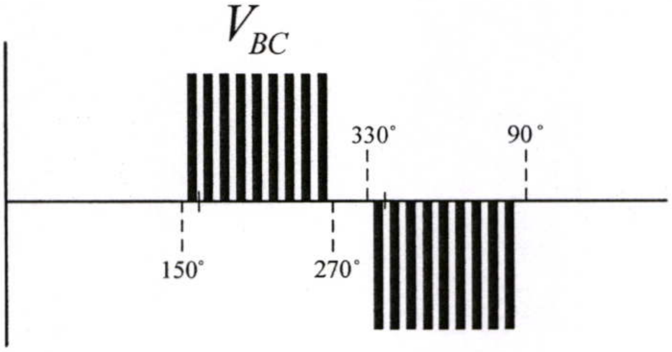
ในช่วงระหว่าง 30° ถึง 150° จะมีจำนวน 9 พัลส์ระดับแรงดันเป็นบวกและในช่วงระหว่าง 210° ถึง 330° มีจำนวนพัลส์ 9 พัลส์เช่นกันแต่จะมีระดับแรงดันเป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์

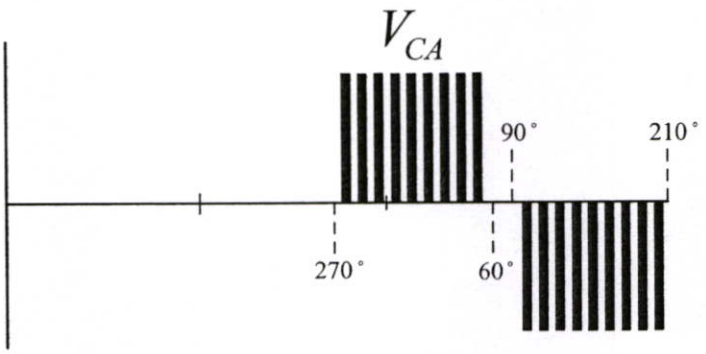


รูปที่ 2.4 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB} แบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์



รูปที่ 2.5 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{BC} แบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์

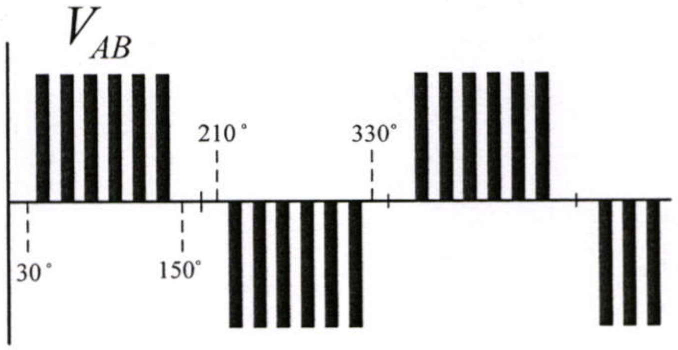
ในรูปที่ 2.5 แสดงแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{BC} ในช่วงระหว่าง 150° ถึง 270° จะมีจำนวน 9 พัลส์ระดับแรงดันเป็นบวกและในช่วงระหว่าง 330°ถึง 90° มีจำนวนพัลส์ 9 พัลส์เช่นกันแต่จะมีระดับแรงดันเป็นลบ



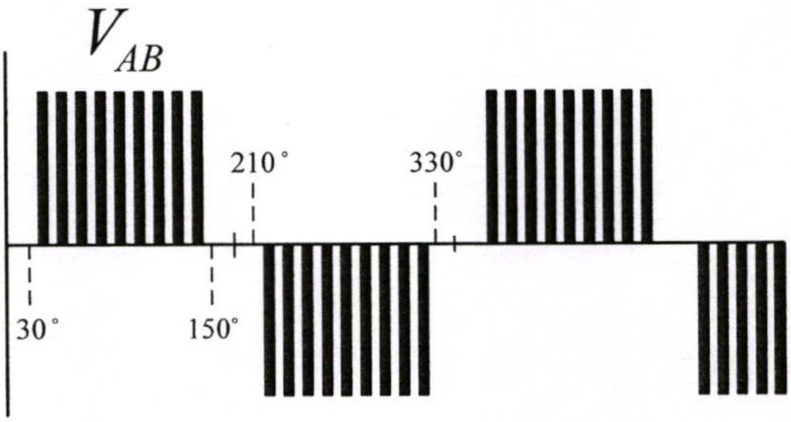
รูปที่ 2.6 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{CA} แบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์

ในรูปที่ 2.6 แสดงแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{CA} ในช่วงระหว่าง 270° ถึง 60° จะมีจำนวน 9 พัลส์ระดับแรงดันเป็นบวกและในช่วงระหว่าง 90°ถึง 210° มีจำนวนพัลส์ 9 พัลส์เช่นกันแต่จะมีระดับแรงดันเป็นลบ

ในช่วงระหว่าง 120° ของแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ช่วงแรงดันเป็นบวกและลบก็จะมีการแบ่งออกเป็นพัลส์โดยในแต่ละพัลส์จะมีค่าดิวตี้เรโชที่เท่ากันส่วนจำนวนพัลส์จะมีจำนวนเท่ากับจำนวนของพัลส์พีดับบลิวเอ็ม ในแต่ละแบบ เช่น 12 พัลส์, 18 พัลส์ เป็นต้น ซึ่งจะแสดงในรูปที่ 2.7 พีดับบลิวเอ็มแบบ 12 พัลส์ในหนึ่งไซเคิลและรูปที่ 2.8 พีดับบลิวเอ็มแบบ 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล



รูปที่ 2.7 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB} แบบพัลส์เท่า (EPWM) 12 พัลส์



รูปที่ 2.8 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB} แบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์

2.3 แนวคิดในการออกแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

ในการออกแบบลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็มในคลื่นแรงดันเอาท์พุท 3- เฟส แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ลักษณะคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทซึ่งประกอบด้วย

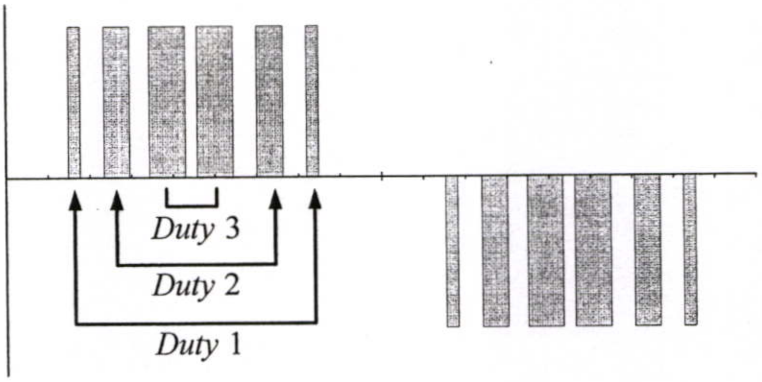
พัลส์จำนวน 12 พัลส์สำหรับพีดับบลิวเอ็มแบบ 12 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล

พัลส์จำนวน18 พัลส์สำหรับพีดับบลิวเอ็มแบบ 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล

ขั้นแรกจะพิจารณาจากลักษณะคลื่นแรงดันเอซีไลน์ทูไลน์ V_{AB} , V_{BC} , และ V_{CA} จากรูปที่ 2.1 ซึ่งมีความต่างเฟสระหว่างไลน์สองไลน์เป็น 120 และมุม 240 ตามลำดับ โดยแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่ากัน(SPWM) นี้ ในแต่ละพัลส์จะมีค่าดิวตี้เรโชที่ไม่เท่ากันสามารถแบ่งขนาดของดิวตี้เรโชได้ดังนี้

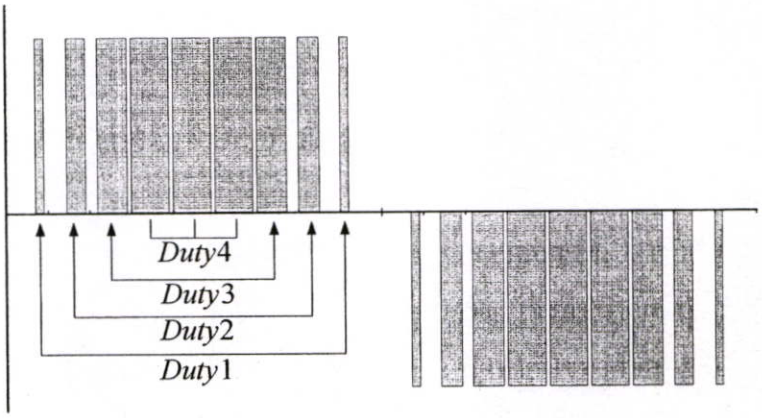
แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบ 12 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล จะแบ่งดิวตี้เรโชออกเป็น 3 ระดับDuty รูปที่ 2.9

แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบ 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล จะแบ่งดิวตี้เรโชออกเป็น 4 ระดับDuty รูปที่ 2.10



รูปที่ 2.9 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 12 พัลส์

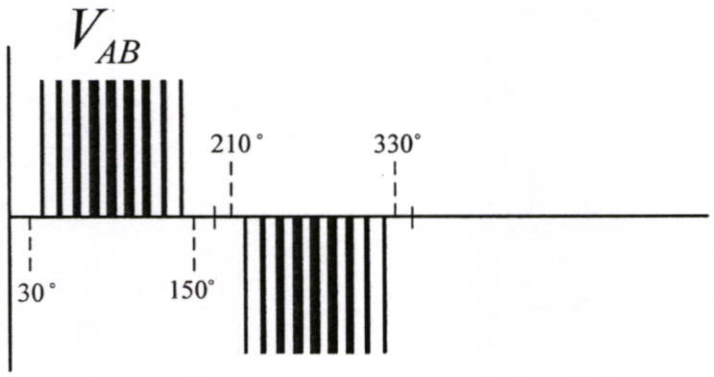
โดยที่พีดับบลิวเอ็มแบบ 12 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล จะแบ่งดิวตี้เรโชออกเป็น 3 ขนาด คือ Duty1, Duty2และ Duty3 ความกว้างของแต่ละดิวตี้เรโชจะมีความสัมพันธ์กัน Duty1จะมีขนาดเล็กที่สุด Duty2 จะมีขนาดกลางและ Duty3 จะมีขนาดใหญ่ เมื่อ Duty1รวมกับ Duty2 จะเท่ากับขนาดของ Duty3 และดิวตี้เรโชตัวที่ 3 จะถือว่าเป็นดิวตี้เรโชของพัลส์พีดับบลิวเอ็มด้วย เช่น พัลส์พีดับบลิวเอ็มมีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 แสดงว่า Duty3 มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 ด้วย



รูปที่ 2.10 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์

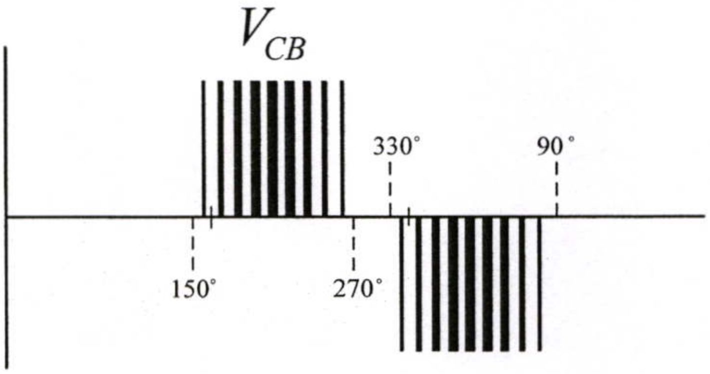
โดยที่แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบ 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล จะแบ่งดิวตี้เรโชออกเป็น 4 ขนาด คือ Duty1, Duty2, Duty3 และ Duty4 ความกว้างของแต่ละดิวตี้เรโชจะนั้นจะมีความสัมพันธ์กัน Duty1จะมีขนาดเล็กที่สุด Duty2 จะมีขนาดกลาง Duty3 จะมีขนาดที่ใหญ่กว่า Duty2 และDuty4 จะมีขนาดใหญ่ที่สุด และ เมื่อ Duty1รวมกับ Duty3 จะมีขนาดเป็นสองเท่าของ Duty2 และเท่ากับขนาดของ Duty4

ค่าดิวตี้เรโชของตัวที่ 4 นั้น จะถือว่าเป็นดิวตี้เรโชของพัลส์พีดับบลิวเอ็มด้วย เช่น พัลส์พีดับบลิวเอ็มมีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 แสดงว่า Duty4 มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 ด้วย และจะอธิบายรายละเอียดต่อไป



รูปที่ 2.11 คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB} แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์

แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB} ในช่วงระหว่าง 30° ถึง 150° จะมีจำนวน 9 พัลส์ระดับแรงดันเป็นบวกและในช่วงระหว่าง 210°ถึง 330° มีจำนวนพัลส์ 9 พัลส์เช่นกันแต่จะมีระดับแรงดันเป็นลบในช่วง 120°ของช่วงแรงดันเป็นบวกและลบจะมีการแบ่งดิวตี้เรโชหลายขนาดส่วนจำนวนพัลส์จะมีจำนวนเท่ากับจำนวนของพัลส์พีดับบลิวเอ็ม แสดงในรูปที่ 2.11

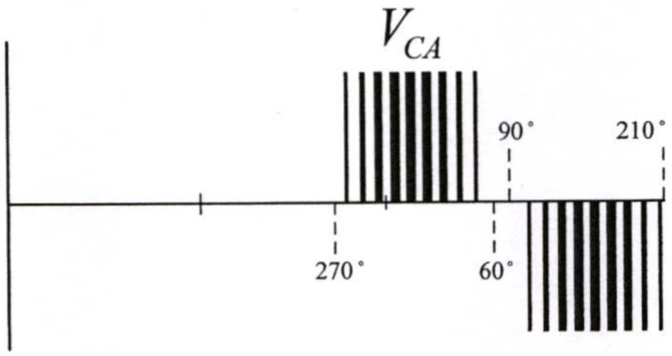


รูปที่ 2.12 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{BC} แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์

แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{BC} ในช่วงระหว่าง 150° ถึง 270° จะมีจำนวน 9 พัลส์ระดับแรงดันเป็นบวกและในช่วงระหว่าง 330°ถึง 90° มีจำนวนพัลส์ 9 พัลส์เช่นกันแต่จะมีระดับแรงดันเป็น

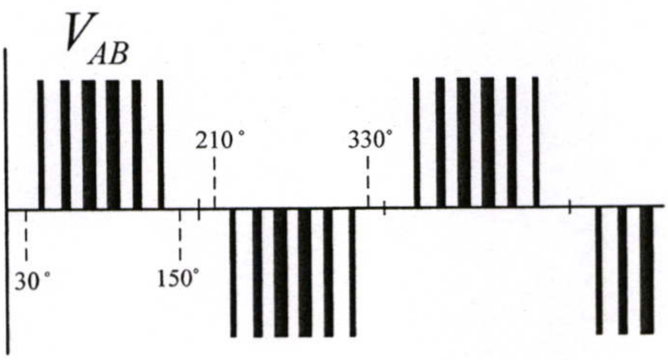
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ลบในช่วง 120°ของช่วงแรงดันเป็นบวกและลบจะมีการแบ่งดิวตี้เรโชหลายขนาดส่วนจำนวนพัลส์จะมีจำนวนเท่ากับจำนวนของพัลส์พีดับบลิวเอ็ม แสดงในรูปที่ 2.12



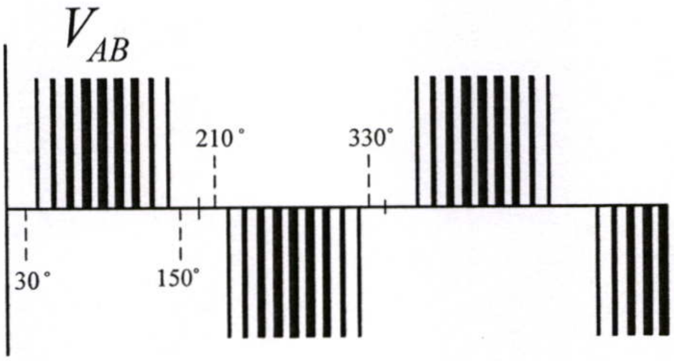
รูปที่ 2.13 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{CA} แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์

ในรูปที่ 2.13 เป็นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{CA} ในช่วงระหว่าง 270° ถึง 60° จะมีจำนวน 9 พัลส์ระดับแรงดันเป็นบวกและในช่วงระหว่าง 90°ถึง 210° มีจำนวนพัลส์ 9 พัลส์เช่นกันแต่จะมีระดับแรงดันเป็นลบในระหว่าง 120° ของช่วงแรงดันเป็นบวกและลบก็จะมีการแบ่งออกเป็นพัลส์โดยในแต่ละพัลส์จะมีค่าดิวตี้เรโชที่เท่ากันส่วนจำนวนพัลส์จะมีจำนวนเท่ากับจำนวนของพัลส์พีดับบลิวแต่ละแบบ เช่น 12 พัลส์,18 พัลส์ เป็นต้น ซึ่งจะแสดงในรูปที่ 2.14แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 12 พัลส์ในหนึ่งไซเคิลและรูปที่ 2.15 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล



รูปที่ 2.14 แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 12 พัลส์

82661

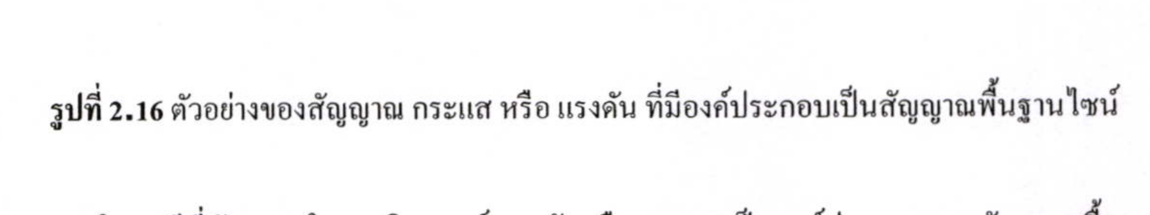


รูปที่ 2.15แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทไลน์ทูไลน์แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์

2.4 ทฤษฎีที่ใช้ในการออกหาค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสของคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

นิยามของค่าอาร์เอ็มเอส (Root Mean Square; RMS) โดยความหมายในทางคณิตศาสตร์ค่าของอาร์เอ็มเอสคือ รากที่ 2 ของค่าเฉลี่ยของเทอมยกกำลังสอง แสดงได้ด้วยสมการที่ (2.1)

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T x^2(t)dt} \tag{2.1}$$



รูปที่ 2.16 ตัวอย่างของสัญญาณ กระแส หรือ แรงดัน ที่มีองค์ประกอบเป็นสัญญาณพื้นฐานไซน์

ในกรณีที่สัญญาณในการวิเคราะห์(แรงดันหรือกระแส)เป็นองค์ประกอบของสัญญาณพื้นฐานไซน์ซึ่งรูปคลื่นมีทั้งด้านบวกและด้านลบดังตัวอย่างในรูปที่ 2.16 และสามารถสร้างกำลังงานได้เป็นบวก

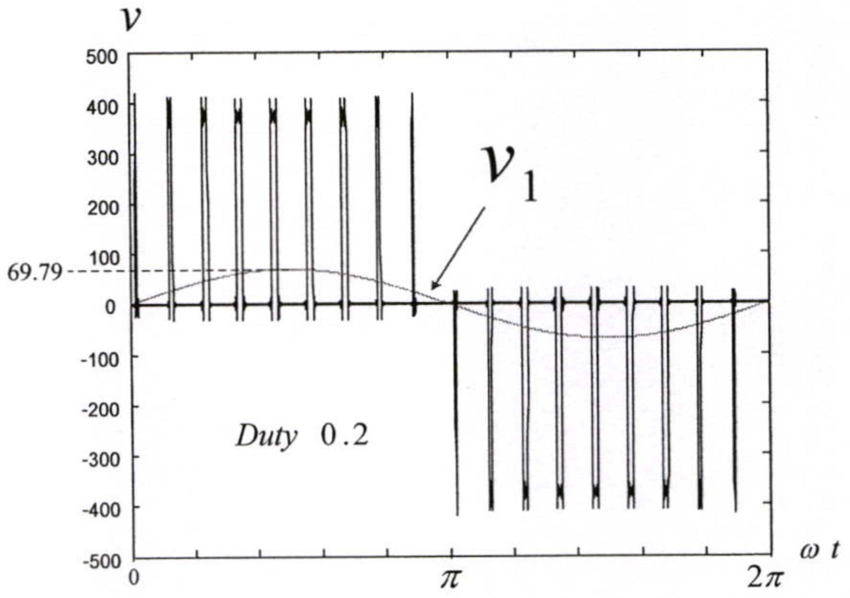
เสมอ เนื่องจากสมการที่ (2.2) แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าเทอมของกำลังงานจะอยู่ในรูปฟังก์ชันของกระแส หรือแรงดันยกกำลังสองแต่ถ้าเราใช้วิธีเฉลี่ยกระแสหรือแรงดันตามสมการที่ (2.1) จะได้คำตอบของค่าเฉลี่ยของกระแสหรือแรงดันที่เป็นศูนย์หรือใกล้เคียงศูนย์เสมอ ดังนั้นค่าอาร์เอ็มเอสจึงได้ถูกกำหนดขึ้น เพื่อเป็นค่าใหม่ที่ใช้ทดแทนค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่เป็นองค์ประกอบของสัญญาณไซน์พื้นฐานโดยพิจารณาใน1คาบเวลา และเนื่องจากเทอมของตัวแปรถูกยกกำลัง 2 ก่อนดังสมการที่ (2.1) ค่าที่คำนวณได้จึงเป็นบวกเสมอ ซึ่งเมื่อพิจารณาเทอมตัวแปรยกกำลังสองนี้ในสมการที่ (2.1) และสมการที่ (2.2) (แรงดันยกกำลัง2 หรือ กระแสยกกำลัง2) จะเห็นว่าค่าอาร์เอ็มเอสเป็นเทอมที่มีความสัมพันธ์อย่างยิ่งกับค่ากำลังงานของสัญญาณหรืออาจจะกล่าวได้ว่าเทอมของค่าอาร์เอ็มเอสสร้างขึ้นเพื่อใช้บ่งบอกหรือเปรียบเทียบว่ารูปคลื่นนั้นๆสามารถสร้างกำลังงานออกมาเท่ากับค่าคงที่(ไฟตรง) เท่าใด

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) = \frac{v^2(t)}{R} = i^2(t) \cdot R \qquad (2.2)$$

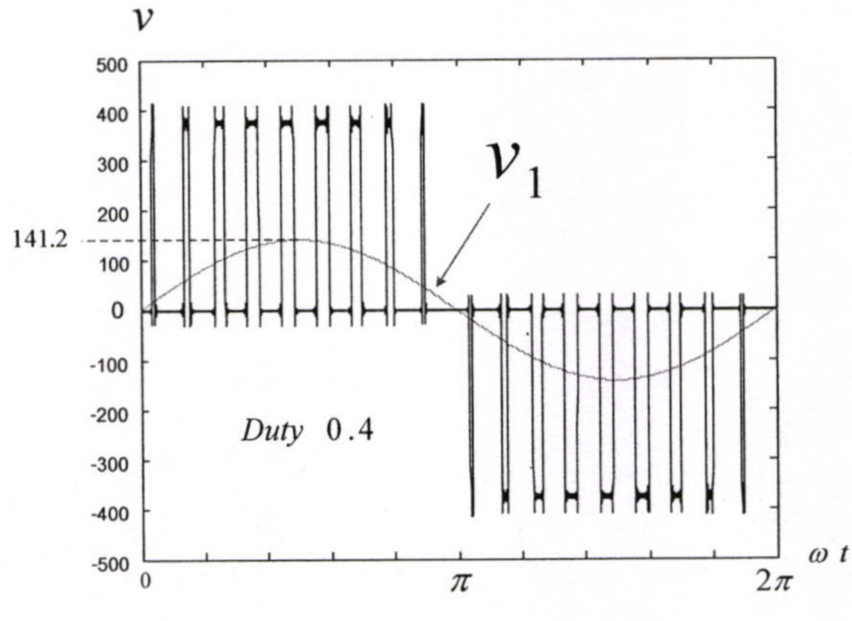
ในการหาค่าอาร์เอ็มเอส (Root Mean Square; RMS) ของพัลส์พีดับบลิวเอ็มนั้นเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์กำลังที่คิดไม่ได้รวมไปถึงความถี่ฮาโมนิกส์ลำดับอื่นๆ เนื่องจากว่าความถี่นั้นๆจะอยู่ในรูปของความร้อน จะคิดเฉพาะฟันดาเมลทอลที่ 1เท่านั้นจึงได้ว่า

$$V_{1,rms} = \frac{v_{1,peak}}{\sqrt{2}}$$

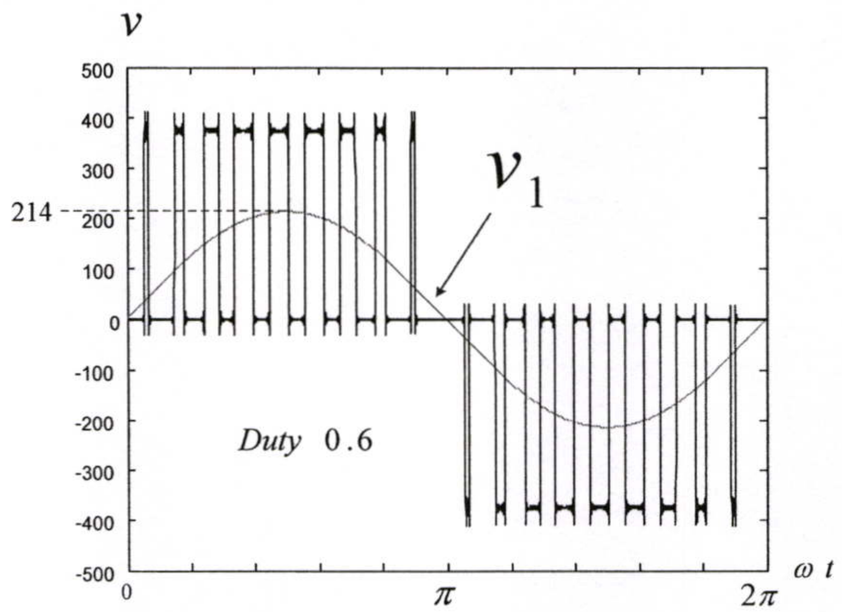
ต่อไปจะแสดงค่าแรงดัน v_1 ของพัลส์พีดับบลิวเอ็มแบบ 18 พัลส์ในหนึ่งไซเคิลที่ค่าดิวตี้เรโช 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 0.9 และ1 ตามลำดับ ดังรูปที่ 2.17 ถึง รูปที่ 2.22



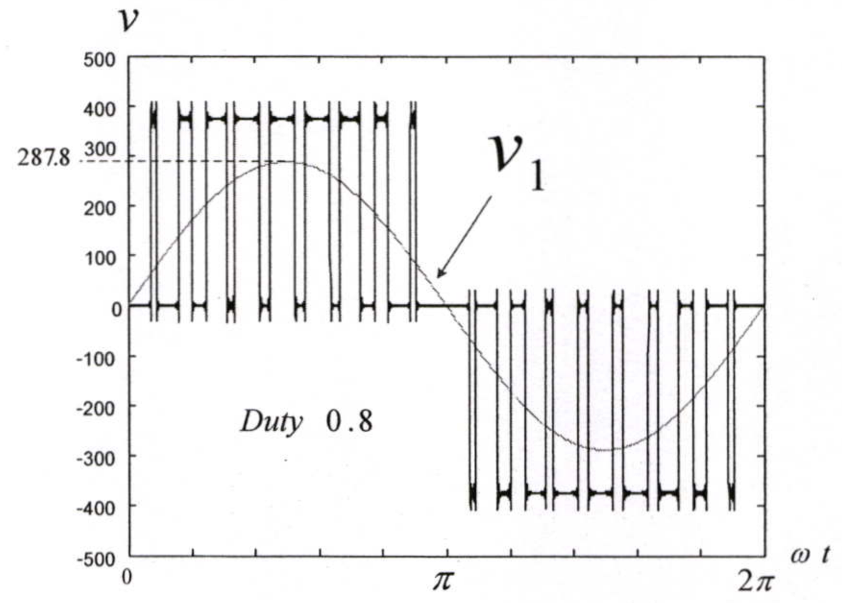
รูปที่ 2.17 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.2



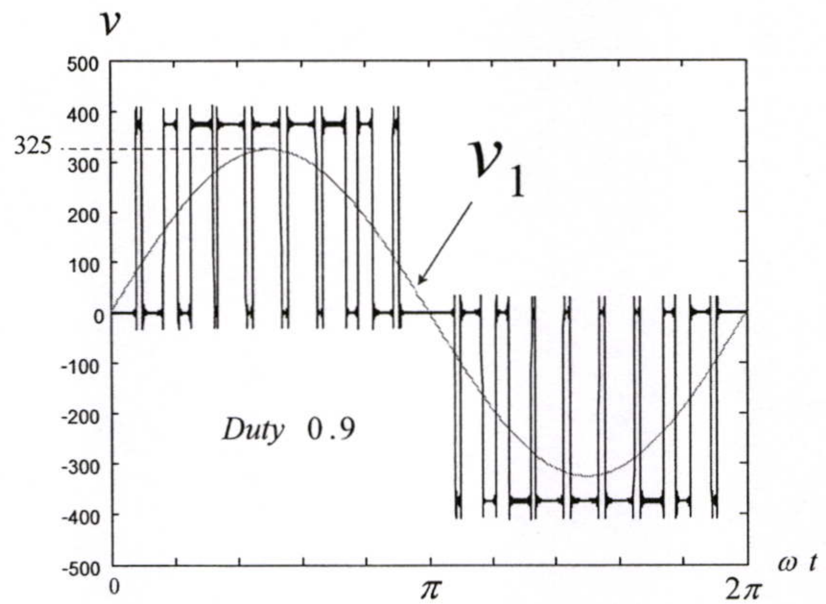
รูปที่ 2.18 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม เอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.4



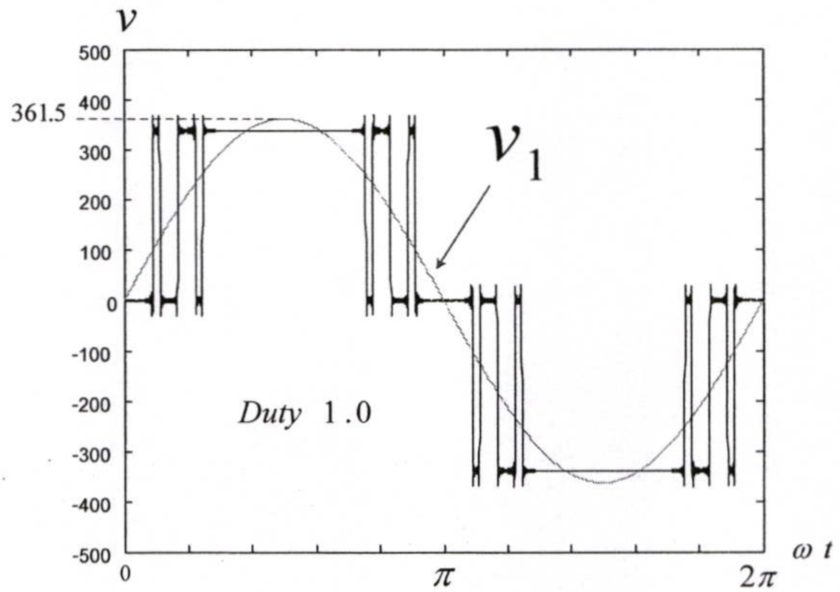
รูปที่ 2.19 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม เอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.6



รูปที่ 2.20 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม เอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.8



รูปที่ 2.21 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม เอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ค่าดิวตี้เรโช เท่ากับ 0.9

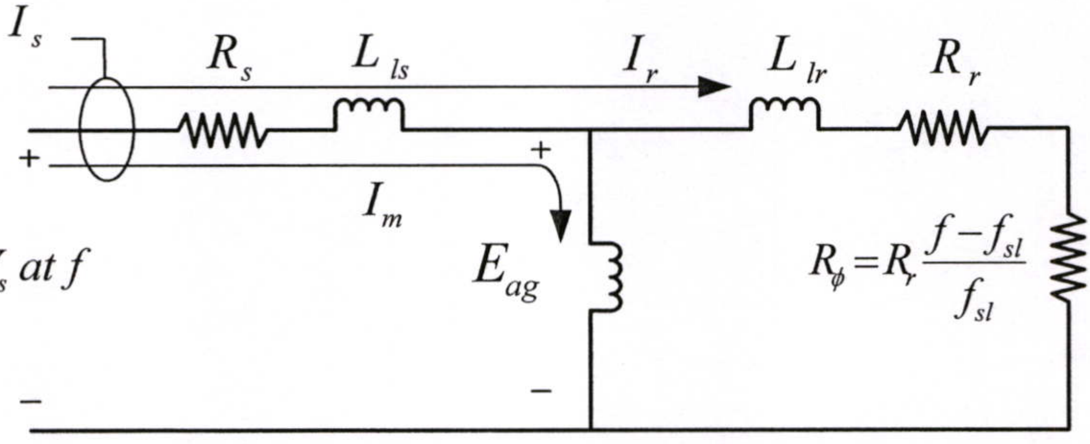


รูปที่ 2.22 รูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม เอาท์พุท 18 พัลส์ ในหนึ่งไซเคิลที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 1.0

จากที่ได้แสดงถึงการออกแบบการปรับค่าดิวตี้เรโชของพัลส์เพื่อควบคุมแรงดันดังนั้นก็จะสามารถควบคุมแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทด้วยการปรับค่าดิวตี้เรโชของพัลส์ที่ค่าต่างๆ

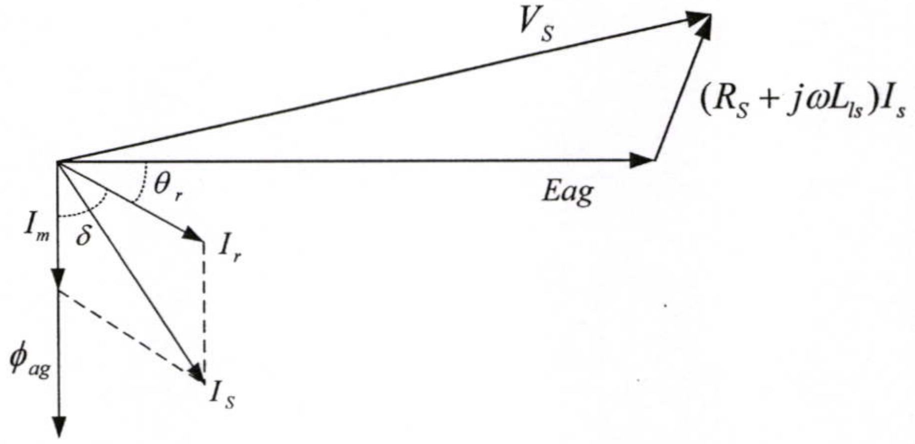
2.5 ทฤษฎีการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ด้วยอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่คงที่

วิธีการควบคุมการทำงานของอินดัคชั่นมอเตอร์นั้นมีอยู่หลายวิธีซึ่งแต่ละวิธีก็เพื่อให้มอเตอร์สามารถปรับความเร็วรอบได้โดยที่ยังคงมีแรงบิด(Torque) ที่พิกัดทุกความถี่ ซึ่งการควบคุมแบบอัตราส่วนแรงดันและความถี่ที่คงที่ก็เป็นวิธีหนึ่งที่จะควบคุมให้มีแรงบิดคงที่ได้ ซึ่งการควบคุมแบบนี้มีข้อดีคือ สามารถใช้กับมอเตอร์ทั่วไปได้โดยไม่ต้องทราบข้อมูลพารามิเตอร์ภายใน ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลของมอเตอร์อินดัคชั่น

เมื่อ	V_S	คือ แรงดันเฟสที่ป้อนมอเตอร์
	E_{ag}	คือ Air gap voltage
	R_S	ค่าความต้านขดลวดสเตเตอร์
	L_{ls}	คือ Leakage inductance ของขดลวดสเตเตอร์
	I_m	คือ Magnetizing current
	I_s	คือ Stator current
	N_s	คือจำนวนรอบของขดลวดเสตเตอร์
	L_m	Magnetizing inductance



รูปที่ 2.24 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของอินดักชั่นมอเตอร์

เมื่อพิจารณาโครงสร้างของวงจร Magnetic ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะได้

$$\phi_{ag}(t) = \Phi_{ag}\sin\omega t$$

จากกฎของฟาราเดย์ จะได้

$$e_{ag} = N_s \frac{d\phi_{ag}(t)}{dt}$$

แทนฟลั๊กที่เกิดที่ขดลวดสเตเตอร์

$$e_{ag} = N_s \omega \Phi_{ag}\cos\omega t$$

คิดเป็นค่าอาร์เอ็มเอสจะได้

$$E_{ag} = kf\phi_{ag}$$

$$\phi_{ag} = \frac{kE_{ag}}{f} \tag{2.3}$$

ดังนั้นการที่จะควบคุมให้ฟลั๊กแม่เหล็กคงที่นั้นจะต้องควบคุมค่า E_{ag}/f ให้มีค่าคงที่หรือจะกล่าวได้ว่าการที่จะควบคุมให้ฟลั๊กแม่เหล็กของมอเตอร์คงที่นั้นต้องรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้มีค่าคงที่ การควบคุมแบบนี้เรียกว่าการควบคุมแบบ “v/f”คงที่ส่วนความเร็วรอบมอเตอร์สามารถควบคุมได้ด้วยการปรับความถี่ (f) ซึ่งจะสร้างความเร็วรอบซิงโครนัส (Synchronous Speed) ดังสมการที่ 2.4

$$N_S = \frac{120f}{p} \tag{2.4}$$

โดยที่ p เป็นค่าคงที่และเมื่อ Slip มีค่าน้อยความเร็วรอบมอเตอร์จะขึ้นกับความเร็วรอบซิงโครนัส (N_S) ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วซิงโครนัสได้จากการปรับค่าความถี่ (f) ของแรงดันที่ป้อนมอเตอร์

2.5.1 อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่

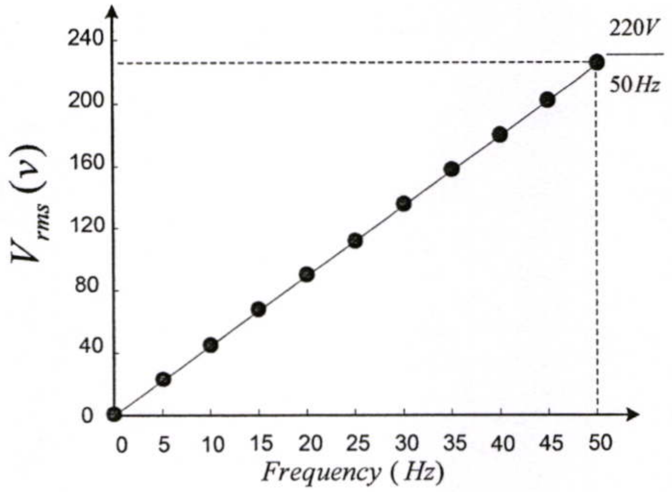
การใช้อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้มีค่าคงที่นั้นจากทฤษฎีการควบคุมมอเตอร์ที่จะขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ได้อธิบายไปแล้วนั้นจะเห็นได้ว่าการควบมุมแบบนี้เพื่อให้ฟลั๊กในมอเตอร์มีค่าคงที่และนำไปใช้สร้างทอร์กขึ้น วิธีการหาค่านี้ได้จากพิกัดแรงดันและพิกัดของความถี่ของมอเตอร์ที่ต้องการจะควบคุมความเร็วรอบ นำพิกัดแรงดันหารด้วยพิกัดของความถี่ ตัวอย่างเช่น มอเตอร์มีขนาดพิกัดแรงดัน 220 v ความถี่ 50 Hz ค่าคงที่ของอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (v/f) นี้จะเท่ากับ

$$\frac{v}{f} = \frac{220}{50} = 4.4$$

ดังนั้นในแต่ละความถี่ที่ต้องการปรับจะต้องเปลี่ยนแรงดันที่จ่ายให้ทุกๆค่าความถี่จะได้

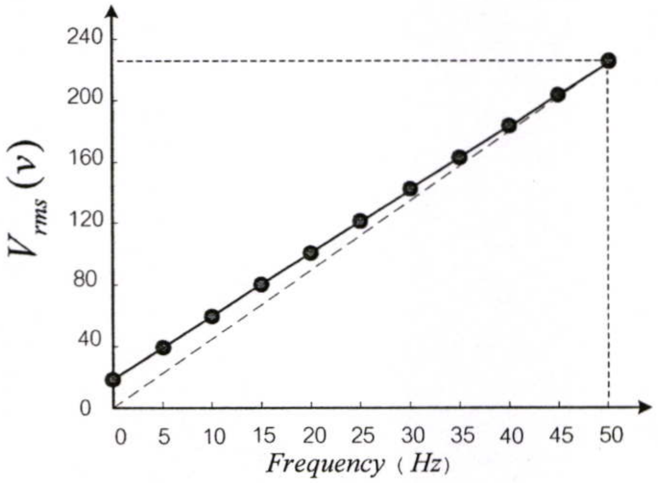
$$v_s = 4.4f \tag{2.5}$$

เมื่อนำมาพล็อตกราฟจะได้ดังนี้



รูปที่ 2.25 กราฟที่ได้จากการพล็อตค่าแรงดันมอเตอร์ 220 v ความถี่ 50 Hz (ที่มีขนาด v/f คงที่)

2.5.2 อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่และมีการบูสแบบเชิงเส้น



รูปที่ 2.26 กราฟที่ได้จากการพล็อตค่าแรงดันมอเตอร์ 220 v ความถี่ 50 Hz (ที่มีการบูสแรงดัน)

การควบคุมอินดัคชั่นมอเตอร์ด้วยอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่มีค่าคงที่นั้นจะพบปัญหาในย่านความถี่ต่ำเนื่องจากว่าเมื่อความถี่ลดลงค่า Leakage Impedance ขดลวดสเตเตอร์จะลดลงขณะที่ความต้านทาน R_S ในสเตเตอร์ไม่มีการเปลี่ยนแปลงซึ่งในย่านความถี่สูงค่าอิมพีแดนซ์ดังกล่าวจะมีค่ามากกว่าความต้านทาน R_S ในสเตเตอร์มากแต่เมื่อความถี่ลดลงจนมีค่าใกล้เคียงกันจะส่งผลให้มีการตกคร่อม

ที่ R_S และ L_{ls} ใกล้เคียงกันทำให้แรงดันตามค่าที่คำนวณลดลงจึงต้องมีการบูสท์แรงดันเพิ่มในย่านความถี่ต่ำดังในรูปที่ 2.26

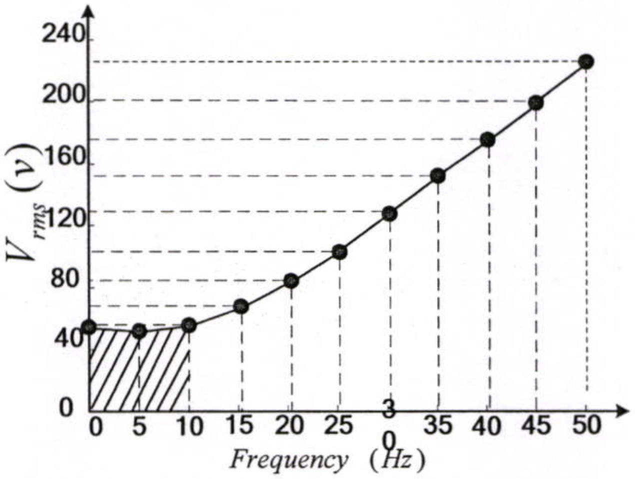
2.5.3 อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่และมีการบูสแบบไม่เป็นเชิงเส้น

หลักการนี้เหมาะสำหรับงานที่มอเตอร์ต้องการแรงบิดเพิ่มมากกว่าปกติเฉพาะในบางย่านของความเร็วรอบ โดยเฉพาะในย่านความถี่ต่ำกว่า 50Hz ซึ่งผู้ใช้จะเป็นผู้กำหนดค่าแรงดันที่เหมาะสม ใช้กับงานบางประเภทที่แรงบิดไม่คงที่ส่งผลให้ถ้าใช้การบูสท์แรงดันคงที่จะทำให้ความเร็วไม่คงที่

ตารางที่ 2.1 ตารางการตั้งค่าแรงดันที่ค่าความถี่ต่างๆ

ลำดับ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Hz	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
Vs	50	40	60	65	83	110	130	155	175	200	220

ดังนั้นในการบูสท์ลักษณะนี้สามารถที่จะตั้งค่าแรงดันที่จะใช้ในแต่ละความถี่ได้โดยอิสระไม่เป็นไปตามค่าอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่แต่จะตั้งค่าแรงดันไปตามลักษณะของงานที่จะใช้หรือเข้าใจง่ายๆว่าสามารถที่จะพล็อตแรงดันต่อความถี่ได้หลายๆ ค่า ดังตารางที่ 2.1

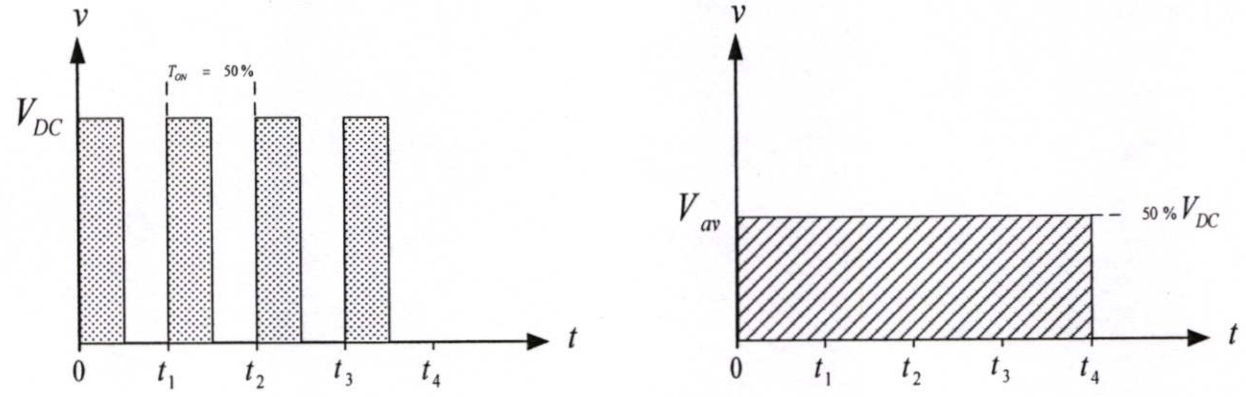


รูปที่ 2.27 กราฟที่ได้จากการพล็อตค่าแรงดันและความถี่โดยมีการบูสท์แรงดันในย่านความถี่ต่ำให้สูงกว่าการบูสท์แบบทั่วไป

และสามารถที่จะนำมาพล็อตกราฟแรงดันต่อความถี่ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.27 กราฟที่ได้จะไม่เป็นเส้นตรงเหมือนกับการบูสแบบลิเนีย

2.6 หลักการควบคุมแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทโดยการปรับค่าดิวตี้เรโช

ในอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปที่มีการแปลงไฟเป็นดีซีตรงเรียบก่อนนั้นการที่จะทำให้แรงดันด้านเอาท์พุทสามารถปรับเปลี่ยนได้นั้นต้องมีการปรับขนาดทางด้านแกนเวลา (t) เพื่อให้แรงดันด้านออกมีการเปลี่ยนแปลง การปรับค่าทางแกนเวลาจะเรียกว่า “Duty ratio” หรืออัตราส่วนเวลาในการ ON ของพัลส์ต่อคาบเวลาดังรูปที่ 2.28 แสดงค่าการ “ON” ของพัลส์ต่อคาบเวลาเท่ากับ 50% ด้านซ้ายและด้านขวาเป็นค่าเฉลี่ย (V_{av}) ที่ได้ เป็น 50%ของ V_{DC} ซึ่งแรงดันด้านออกสามารถหาได้จากสมการที่ (2.7)



รูปที่ 2.28 รูปด้านซ้ายแสดงค่า $T_{ON} = 50\%$ รูปด้านขวาแสดงค่า V_{av} ทางด้านเอาท์พุทที่ลดลง

$$v_{av} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_1} f(t)\,dt \tag{2.6}$$

แทนค่าสมการที่ (2.7)

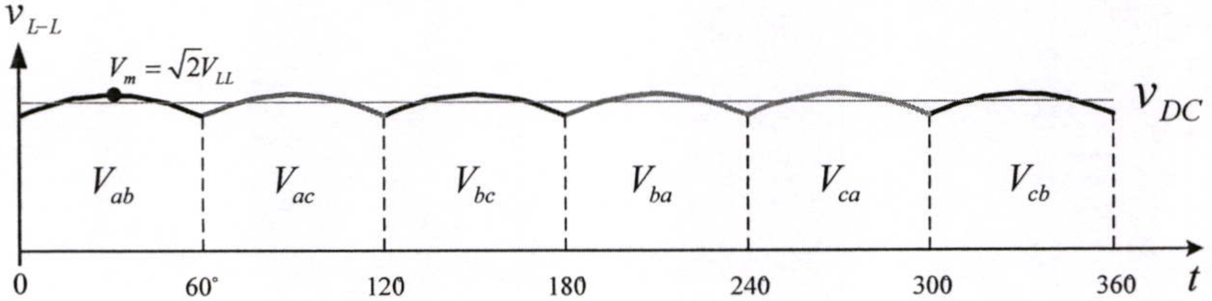
$$v_{av} = \frac{1}{2x}\int_{0}^{x} v_{DC}\,dt$$

$$v_{av} = \left(\frac{x}{2x}\right)(v_{DC})$$

$$\boxed{v_{av} = (Duty)\,v_{DC}} \tag{2.7}$$

ในเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ก็สามารถที่จะคิดแบบค่าเฉลี่ยแทนการแปลงไฟเป็นดีซีตรงเรียบก่อนดังนั้นจึงใช้หลักการที่จะใช้ค่าเฉลี่ยจากระลอกคลื่นทั้ง 6 ระลอกในหนึ่งไซเคิล

2.6.1 การคำนวณหาค่าเฉลี่ย V_{DC} ของแรงดัน 6 ระลอกคลื่นไลน์ทูไลน์



รูปที่ 2.29 แรงดันเฉลี่ยของเมทริกซ์คอนเวอร์เตอร์ในช่วงเวลา 1 Cycle

แรงดันนี้ได้จากการคิดเฉลี่ยระลอกคลื่นแรงดัน $V_{ab}, V_{ac}, V_{bc}, V_{ba}, V_{ca}, V_{cb}$ จะเลือกใช้แรงดันไลน์ที่มีค่าสูงที่สุดในขณะนั้น เช่นในช่วง 0-60 องศาแรงดันไลน์ของ V_{ab} จะมีค่าสูงสุดก็จะใช้ค่าเฉลี่ยของระลอกคลื่น V_{ab} และเมื่อครบช่วงเวลา 60 องศาแรงดันไลน์ V_{ab} จะลดต่ำลงก็จะใช้แรงดันไลน์ V_{ac} ที่เริ่มมีค่าสูงขึ้นทดแทนกันเป็นลำดับไปซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงเฟสดังนี้

ในช่วง 0-60 องศา จะใช้ค่าเฉลี่ยของระลอกคลื่นแรงดัน V_{ab}
ในช่วง 60-120 องศา จะใช้ค่าเฉลี่ยของระลอกคลื่นแรงดัน V_{ac}
ในช่วง 120-180 องศา จะใช้ค่าเฉลี่ยของระลอกคลื่นแรงดัน V_{bc}
ในช่วง 180-240 องศา จะใช้ค่าเฉลี่ยของระลอกคลื่นแรงดัน V_{ba}
ในช่วง 240-300 องศา จะใช้ค่าเฉลี่ยของระลอกคลื่นแรงดัน V_{ca}
ในช่วง 300-360 องศา จะใช้ค่าเฉลี่ยของระลอกคลื่นแรงดัน V_{cb}

การคิดค่าเฉลี่ย V_{DC} ของแรงดัน 6 ระลอกคลื่นไลน์ทูไลน์สามารถ พิจารณาได้จากรูปที่ 2.29 ซึ่งคิดในหนึ่งช่วงระลอกคลื่นเขียนได้เป็นสมการดังนี้

ให้ $$V_m = \sqrt{2}V_{LL}$$

แต่

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi}V_m$$

แทนค่า V_m ด้วย $\sqrt{2}V_{LL}$

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{LL} \tag{2.8}$$

2.6.2 การคำนวณหาค่าดิวตี้เรโชในแต่ละค่าความถี่เอาท์พุท

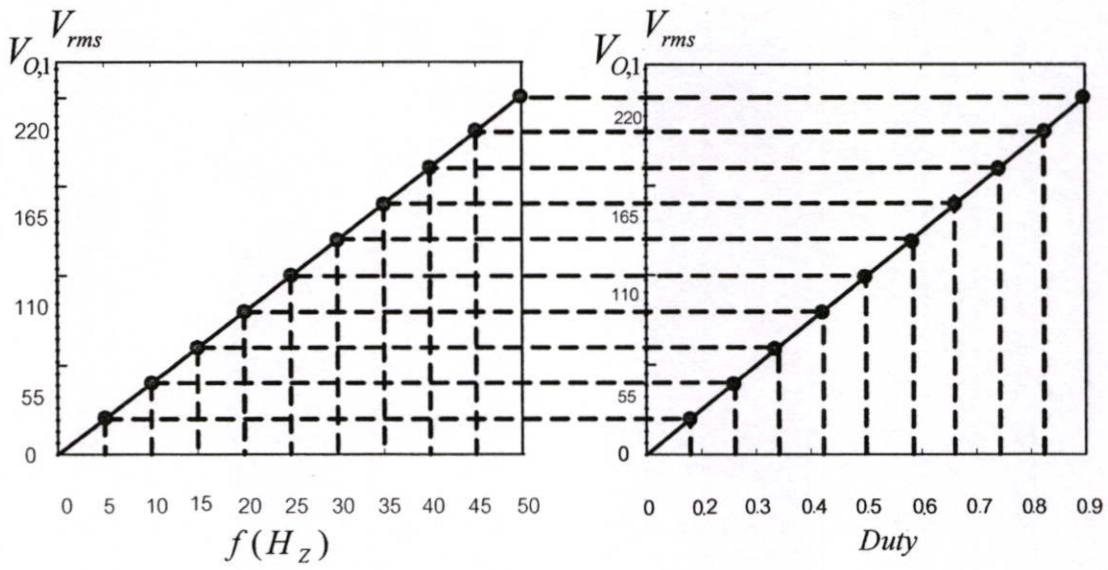
ในการขับอินดัคชั่นมอเตอร์ 3 เฟสในที่นี้จะอาศัยหลักการทำให้ฟลั๊ก (Ø) ของมอเตอร์มีค่าคงที่ตลอดย่านการปรับความถี่ซึ่งที่นี้คือ 0 – 50 Hz เพื่อให้แรงบิดมีค่าคงที่ แรงดันที่เหมาะสมจะหาได้จากค่าแรงดันและความถี่ที่พิกัดของอินดัคชั่นมอเตอร์ตามที่ได้กล่าวไว้แล้ว ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้พิกัดอินดัคชั่นมอเตอร์ SIEMENS 3 Phase, 400/230 V, 3.2/5.5 A, 1.5kW ดังนั้นจะได้ว่าแรงดันพิกัดของมอเตอร์ 230 V, ความถี่ 50 Hz ซึ่งจะหาค่าแรงดันที่ความถี่ต่างๆ ได้ดังนี้

$$v / f = \frac{230}{50}$$

ลำดับที่	ความถี่ (Hz)	แรงดัน(volt)
1	0	0
2	10	46
3	20	92
4	30	138
5	40	184
6	50	230

ตารางที่ 2.2 ตารางค่าแรงดันที่ความถี่ต่างๆที่ค่า v / f คงที่

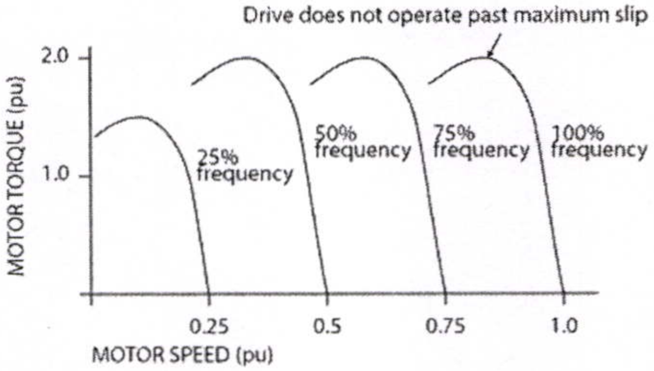
เมื่อหาค่าแรงดันที่ความถี่ต่างๆได้แล้วนำมาพล็อตกราฟกับค่าดิวตี้เรโชที่ได้จากการคำนวณดังรูปที่2.30



รูปที่ 2.30 แสดงการหาค่าดิวตี้เรโชที่แรงดันเอาท์พุทต่างๆ

2.7 ปัญหาในการควบคุมด้วย v/f คงที่โดยไม่มีการบูส

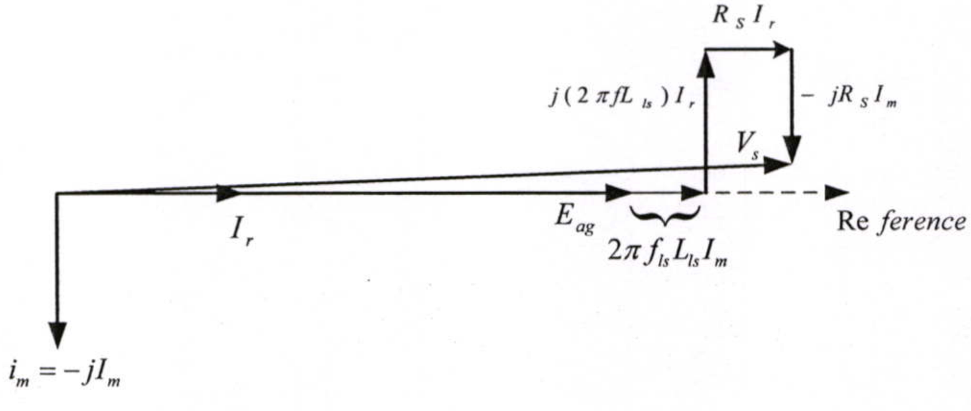
ในการปรับรอบมอเตอร์ด้วย v/f คงที่นั้นจะมีปัญหาของการควบคุมในย่านความถี่ต่ำ เนื่องจาก Stator Leakage Resistance ซึ่งปกติมีค่าน้อยๆเมื่อเทียบกับ X_m ในย่านการทำงานแถบความถี่สูงของการควบคุมและสามารถไม่ต้องนำมาพิจารณาในเรื่องแรงดันตกคร่อม R_s นั้น กลับกลายเป็นต้องนำมาพิจารณาในย่านความถี่ต่ำใกล้ 0Hz ของย่านควบคุม ดังนั้นถ้าใช้แถบความถี่ต่ำนี้ยังใช้แรงดันที่ป้อนมอเตอร์ด้วยอัตราส่วน v/f คงที่เหมือนแถบย่านความถี่สูงแล้ว ก็จะทำให้แรงดันที่จะไปสร้าง Peak Torque ของมอเตอร์ลดต่ำลงดังรูปที่2.31 ทำให้มอเตอร์ไม่สามารถจ่ายทอร์คได้ตามที่ควร ดังนั้นจึงต้องทำให้ Peak Torque ของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเท่ากับ Peak Torque ของมอเตอร์ในย่านความถี่สูง โดยบูสท์แรงดันให้สูงกว่าค่าอัตราส่วน v/f ในย่านความถี่สูง



รูปที่ 2.31 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างTorque ที่ ค่า Slip

2.8 หลักการบูสแรงดันในย่านความถี่ต่ำ

จากวงจรสมมูลในย่านความถี่ต่ำมากๆในรูปที่ 2.32 สามารถอธิบายได้ว่า R_S จะสร้างผลกระทบเมื่อใช้งานในย่านความถี่ต่ำดังนั้นในการออกแบบอินดักชั่นมอเตอร์ทั่วไปไม่ต้องคิด $2\pi fL_{lr}$ เมื่อเทียบกับ $R_r(f/f_{sl})$ ในวงจรสมมูลดังนั้น I_r จะอินเฟสกับ E_{ag} เมื่อ E_{ag} เป็น Reference Phasesor และให้ $I_s = I_r - jI_m$ และนั้นสามารถเขียนสมการได้ดังนี้



รูปที่ 2.32 แสดงผลของความต้านทานในสเตเตอร์ที่ความถี่ต่ำ

$$v_s = \left[E_{ag} + (2\pi fL_{1s})I_m + R_s I_r\right] + j\left[(2\pi fL_{1s})I_r - R_s I_m\right] \tag{2.10}$$

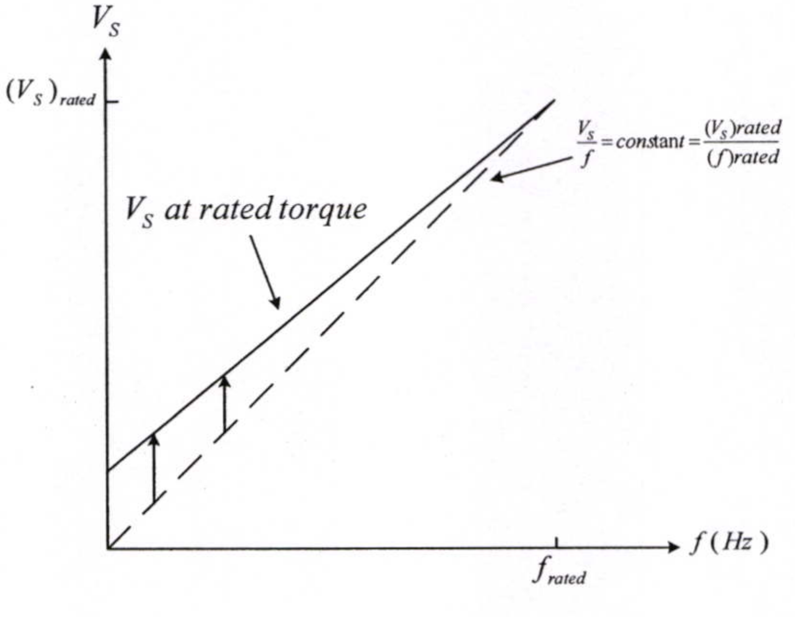
จากสมการที่(2.11) ในเทอมที่สองด้านขวามือเวกเตอร์นี้จะตั้งกับแรงดัน V_S และถ้าฟลั๊ก (ϕ_{ag}) มีค่าคงที่ค่า E_{ag} จะเปลี่ยนแปลงแบบเส้นตรงกับความถี่ และถ้า ϕ_{ag} ยังคงมีค่าคงที่ I_m จะยังมีค่าคงที่ด้วย ดังนั้นการเพิ่มแรงดันจึงจำเป็นเนื่องจาก L_{1S} ในสมการที่ 2.10 เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ที่ใช้งานในขณะนั้น

$$v_s = E_{ag} + (2\pi f L_{1s})I_m + R_s I_r \tag{2.11}$$

ค่าคงที่ของฟลั๊ก ϕ_{ag} ทำให้สมการที่ 2.12 เปลี่ยนเป็น

$$V_s = kf + R_S I_r$$

การเพิ่มแรงดันเพื่อชดเชย Voltage dropที่ R_S เพื่อทำให้ฟลั๊ก ϕ_{ag} คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่แต่ขึ้นอยู่กับ I_r เป็นสัดส่วนกับ T_{em} , ค่า terminal voltage V_S จะทำให้ค่าฟลั๊ก ϕ_{ag} คงที่ที่ rated torque ดังแสดงในรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 กราฟแสดงการค่าบูสที่เหมาะสมที่อยู่ที่เส้น V_S *at rated torque*

2.9 สรุป

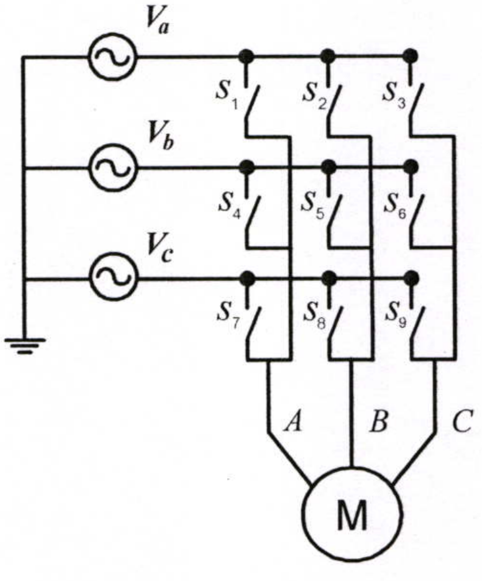
การออกแบบลักษณะคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม 12 และ 18 พัลส์ในรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุท 3-เฟส ที่ความถี่ 50Hz และอัตราการม็อดเท่ากับ 0.9 เมื่อวงจรควบคุมทำงานร่วมกับวงจรกำลัง ทำให้สามารถสร้างคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มสามเฟสในเอซีไลน์ได้หลายลักษณะ เช่น สามารถเลือกจำนวนพัลส์ ได้จำนวน 12 และ 18พัลส์ในแต่ละไซเคิล และเลือกความถี่คลื่นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มได้ 10Hz, 20 Hz, 30Hz, 40 Hz และ 50 ตลอดจนสามารถเลือกปรับความกว้างของพัลส์พีดับบลิวเอ็มได้ ขั้นตอนต่อไปจะกล่าวถึงการออกแบบลักษณะคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็ม12 พัลส์ ในแต่ละไซเคิลดังนี้ การออกแบบลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็ม 12 พัลส์ของคลื่นแรงดันเอาท์พุท 3เฟส ทีความถี่50 Hzและอัตราการม็อดเท่ากับ 0.9 การออกแบบลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่มีจำนวนพัลส์ 12 พัลส์ในครึ่งไซเคิลที่ความถี่ 12.5 Hz, 25 Hz และ 50 Hz ที่อัตราการม็อดเท่ากับ 0.9 ใช้หลักการในการออกแบบคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่มีจำนวน12 พัลส์ดังที่กล่าวมาในหัวข้อ 2.3 ข้างต้นแล้วนั้น ซึ่งได้ทำการออกแบบที่ความถี่ 50 Hz จะทำการแบ่งแรงดันใน 1 ไซเคิลออกเป็น 6 ช่วงๆละ 60 องศา โดยแต่ละช่วงจะมีจำนวนพัลส์เท่ากัน คือ 2 พัลส์ โดยความกว้างพัลส์แต่ละพัลส์ใน 1 ไซเคิล ดังนั้นในการออกแบบที่ความถี่ 12.5 Hz, 25 Hz และ 50 Hz จะใช้หลักการเดียวกับที่ออกแบบพัลส์ที่ความถี่ 50 Hz และในส่วนท้ายจะแสดงการคำนวณค่าแรงดันที่จะจ่ายให้กับมอเตอร์อินดักชั่นในรูปแบบของแรงดันต่อค่าความถี่ที่คงที่พร้อมกับมีการคิดคำนวณการเพิ่มแรงดันในย่านความถี่ต่ำ

บทที่ 3

การทำงานของสวิทช์และการออกแบบสัญญาณควบคุมสวิทช์ทั้ง 9 ในวงจร Matrix Converter

3.1 บทนำ

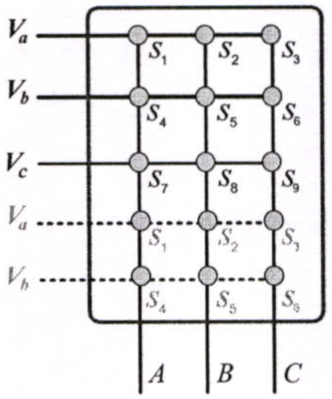
ในวงจร Matrix Converter จะประกอบด้วยสวิทช์สองทาง 9 ชุดซึ่งสวิทช์ทั้ง 9 ตัวนี้จะต่อเข้ากับแหล่งจ่ายและโหลดโดยตรงดังรูปที่ 3.1 และจะทำงานครั้งละ 6 ตัวตามระลอกคลื่นไลน์การไฟฟ้าด้านอินพุทในกลุ่มของสวิทช์ 6 ตัวนี้สามารถที่จะพิจารณาให้เหมือนกับอินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้ไฟดีซีซึ่งมีวิธีสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานได้หลายรูปแบบ ซึ่งวิธีการแต่ละแบบสามารถสร้างไฟสลับ 3 เฟส ได้เช่นเดียวกัน ซึ่งในที่นี้จะใช้วิธีการควบคุมแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่ ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการเลือกกลุ่มของสวิทช์ที่ใช้ทั้ง 6 ตัวจากทั้งหมด 9ชุดโดยสวิทช์แต่ละกลุ่มที่เลือกจะขึ้นอยู่กับแต่ละระลอกคลื่นซึ่งมีจำนวนทั้งหมด 6 ระลอกคลื่นที่แตกต่างกันใน1ไซเคิล พร้อมกับได้นำหลักที่ได้นี้ไปสร้างเครื่องต้นแบบเพื่อใช้ทดลองและนำผลที่ได้จากการทดลองนี้ไปสร้างเป็นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่มีอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่เอาท์พุทที่มีค่าคงที่โดยที่สามารถปรับขนาดของแรงดันเอาท์พุทได้จากค่าของดิวตี้เรโช



รูปที่ 3.1 การต่อสวิชท์ 9 ตัวเชื่อมระหว่างแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสกับมอเตอร์3เฟสโดยตรง

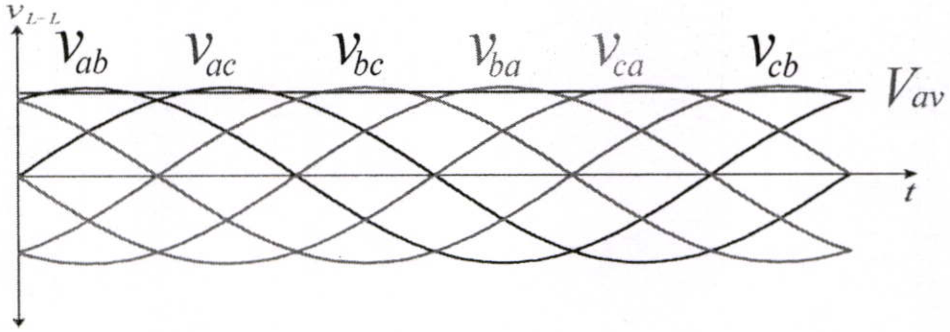
3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับสวิทช์ควบคุม

เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของ AC – AC Matrix Converter ได้ง่ายขึ้น โดยหลักการของ Matrix Converter นี้จะป้อนแรงดัน 3 เฟส V_a , V_b , V_c ทางด้านซ้ายของ Matrix Converter ซึ่งประกอบด้วยสวิทช์ในแถวที่ 1 คือ S_1 , S_2 , S_3 สวิทช์ในแถวที่ 2 คือ S_4 , S_5 , S_6 และสวิทช์ ในแถวที่ 3 คือ S_7 , S_8 , S_9 และเมื่อเพิ่มแรงดันเฟส a (V_a) และแรงดันเฟส b (V_b) เข้าทางด้านซ้ายดังแสดง



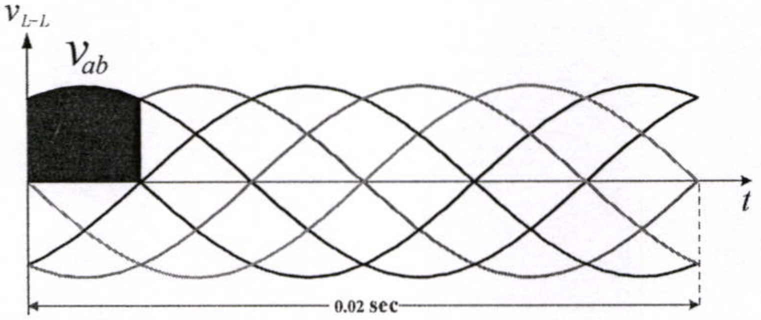
รูปที่ 3.2 วงจรสวิทช์เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

ด้วยเส้นประอีก 2 เฟสเพื่อป้อนสวิทช์ชุดเดิมของแต่ละเฟสก็จะได้สวิทช์เป็นจำนวนรวม 5 แถวในบล็อกสี่เหลี่ยมสวิทช์ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งจะทำหน้าที่ในการตัดต่อแรงดันเฟส V_a , V_b , V_c , V_a , V_b จากอินพุทด้านซ้ายให้มาออกเป็นแรงดันเอาท์พุท V_A , V_B , V_C ที่อยู่ในบริเวณส่วนล่างของสวิทช์โดยแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ab} , V_{ac} , V_{bc} , V_{ba} , V_{ca} , V_{cb} จำนวนรวม 6 ระลอก



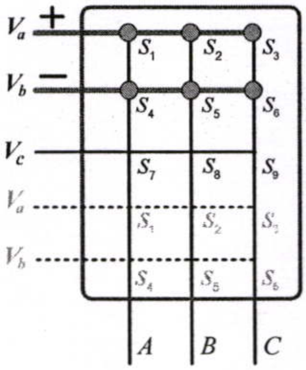
รูปที่ 3.3 แรงดันเฉลี่ย V_{av} ในช่วงเวลา 1 ไซเคิล

ซึ่งมีช่วงมุมระลอกละ 60 องศานั้นประกอบขึ้นจากแรงดันแหล่งจ่าย 3 เฟส 50 Hz จะมีช่วงละ 60 องศาต่อ 1 ระลอกมีทั้งหมด 6 ช่วง ดังรูปที่ 3.3 เพื่อเรียงกันเป็นแรงดัน dc ที่มีระดับแรงดันสูงสุดเมื่อเทียบกัน จากรูปที่3.4 ซึ่งเป็นระลอกคลื่นที่ 1 ในช่วง 60° จะเป็นระลอกคลื่นที่แรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ab} มีค่าสูงสุดเมื่อเทียบกับระลอกอื่นอีก 5 ระลอก โดยที่ V_a สูงกว่า V_b



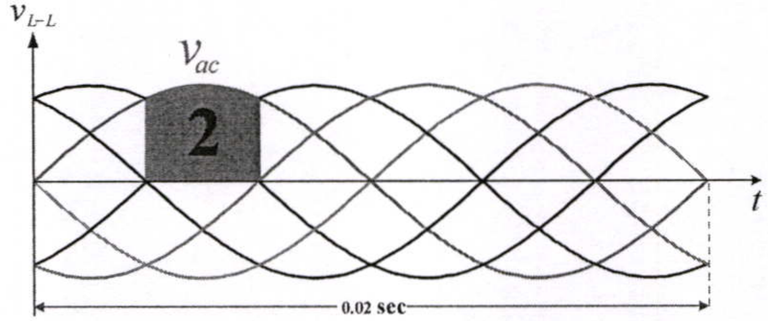
รูปที่ 3.4 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{ab} มีค่าสูงสุด

เมื่อแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ab} มีค่าสูงที่สุดทำให้กลุ่มของสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับเฟส V_a และ V_b ถูกเลือกให้ทำงานในช่วงนี้โดยสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับแรงดันเฟส V_a คือ S_1, S_2, S_3 และสวิทช์เกี่ยวข้องกับ V_b คือ S_4, S_5, S_6 พร้อมที่จะทำงานในลักษณะเหมือนกับอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ส่วนสวิทช์อีก 3 ชุดที่เหลือจะไม่มีการทำงานในระลอกคลื่นนี้สวิทช์ที่ทำงานแทนด้วยจุดกลมและสวิทช์ที่ไม่ทำงานจะไม่มีจุดกลมดังแสดงในรูปที่ 3.5 ดังนั้นในระลอกที่ 1 ซึ่งเป็นแรงดัน V_{ab} เข้ามาทางด้านไลน์ V_a และ V_b เฉพาะสวิทช์ $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5,\ S_6$ เท่านั้นที่จะมีโอกาสทำงาน



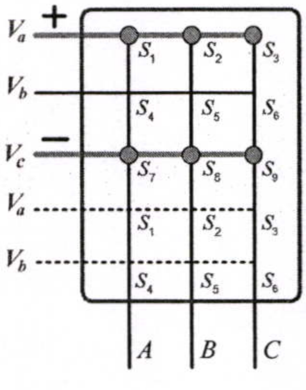
รูปที่ 3.5 แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{ab} สูงสุด

จากรูปที่ 3.6 แรงดันเฟส V_a มีค่าเป็นบวกและแรงดันเฟส V_c มีค่าเป็นลบ ดังนั้นระลอกคลื่นที่มีค่าสูงที่สุดคือแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ac} ซึ่งในช่วง 60 องศานี้แรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ac} จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับชุดคอนเวอร์เตอร์แทนแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ac}



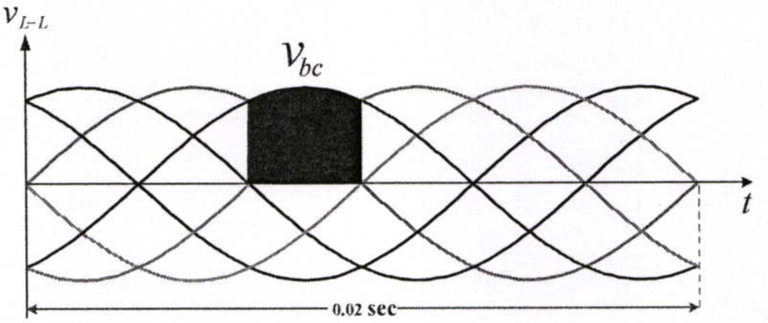
รูปที่ 3.6 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{ac} มีค่าสูงสุด

เมื่อแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ac} มีค่าสูงที่สุดทำให้กลุ่มของสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับเฟส V_a และ V_c ถูกเลือกให้ทำงานในช่วงนี้โดยสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับแรงดันเฟส V_a คือ S_1 , S_2 , S_3 และสวิทช์เกี่ยวข้องกับ V_c คือ S_7 , S_8 , S_9 พร้อมที่จะทำงานในลักษณะเช่นเดียวกับอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปส่วนสวิทช์อีก 3 ชุดที่เหลือจะไม่มีการทำงานในระลอกคลื่นนี้สวิทช์ที่ทำงานแทนด้วยจุดกลมและสวิทช์ที่ไม่ทำงานจะไม่มีจุดกลมดังแสดงในที่ 3.7 ดังนั้นในระลอกที่ 2 ซึ่งเป็นแรงดัน V_{ac} เข้ามาทางด้านไลน์ V_a และ V_c เฉพาะสวิทช์ S_1 , S_2 , S_3 , S_7 , S_8 , S_9 เท่านั้นที่จะมีโอกาสทำงาน



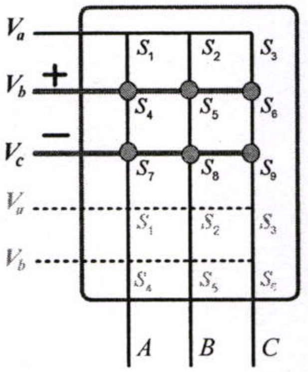
รูปที่ 3.7 แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{ac} สูงสุด

จากรูปที่ 3.8 แรงดันเฟส V_b มีค่าเป็นบวกและแรงดันเฟส V_c มีค่าเป็นลบ ดังนั้นระลอกคลื่นที่มีค่าสูงที่สุดคือแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{bc} ซึ่งในช่วง 60 องศานี้แรงดันไลน์ทูไลน์ V_{bc} จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับชุดคอนเวอร์เตอร์



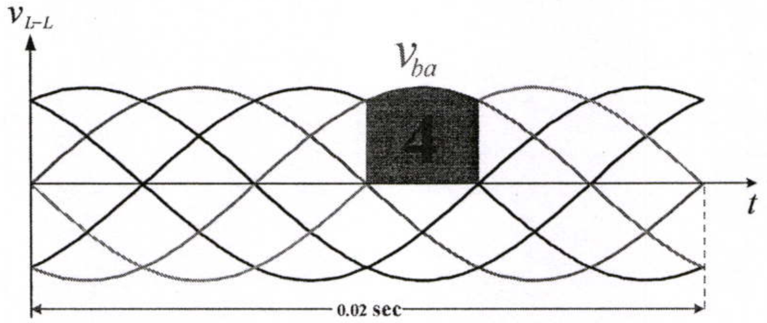
รูปที่ 3.8 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{bc} มีค่าสูงสุด

เมื่อแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{bc} มีค่าสูงที่สุดทำให้กลุ่มของสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับเฟส V_b และ V_c ถูกเลือกให้ทำงานในช่วงนี้โดยสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับแรงดันเฟส V_b คือ S_4, S_5, S_6 และสวิทช์เกี่ยวข้องกับ V_c คือ S_7, S_8, S_9 พร้อมที่จะทำงานในลักษณะเช่นเดียวกับอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปส่วนสวิทช์อีก 3 ชุดที่เหลือจะไม่มีการทำงานในระลอกคลื่นนี้สวิทช์ที่ทำงานแทนด้วยจุดกลมและสวิทช์ที่ไม่ทำงานจะไม่มีจุดกลมดังแสดงในที่ 3.9 ดังนั้นในระลอกที่ 3 ซึ่งเป็นแรงดัน V_{bc} เข้ามาทางด้านไลน์ V_b และ V_c เฉพาะสวิทช์ $S_4, S_5, S_6, S_7, S_8, S_9$ เท่านั้นที่จะมีโอกาสทำงาน



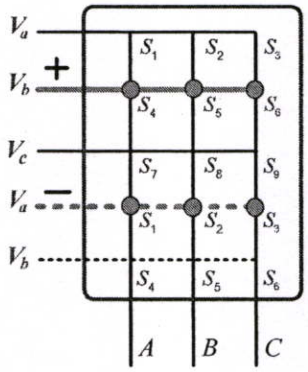
รูปที่ 3.9 แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{bc} สูงสุด

จากรูปที่ 3.10 แรงดันเฟส V_b มีค่าเป็นบวกและแรงดันเฟส V_a มีค่าเป็นลบ ดังนั้นระลอกคลื่นที่มีค่าสูงที่สุดคือแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ba} ซึ่งในช่วง 60 องศานี้แรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ba} จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับชุดคอนเวอร์เตอร์



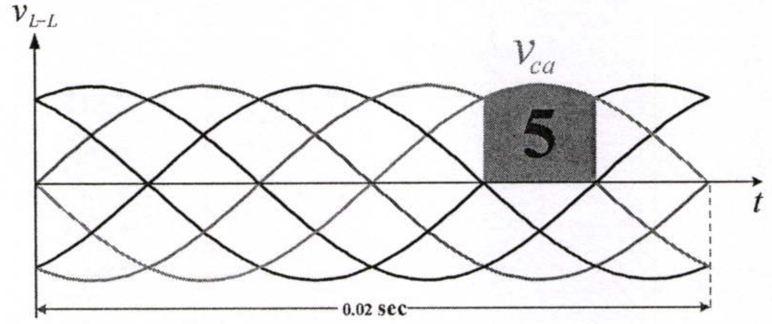
รูปที่ 3.10 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{ba} มีค่าสูงสุด

เมื่อแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ba} มีค่าสูงที่สุดทำให้กลุ่มของสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับเฟส V_b และ V_a ถูกเลือกให้ทำงานในช่วงนี้โดยสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับแรงดันเฟส V_b คือ S_4, S_5, S_6 และสวิทช์เกี่ยวข้องกับ V_a คือ S_1, S_2, S_3 พร้อมที่จะทำงานในลักษณะเช่นเดียวกับอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปส่วนสวิทช์อีก 3 ชุดที่เหลือจะไม่มีการทำงานในระลอกคลื่นนี้สวิทช์ที่ทำงานแทนด้วยจุดกลมและสวิทช์ที่ไม่ทำงานจะไม่มีจุดกลมดังแสดงในที่ 3.11 ดังนั้นในระลอกที่ 4 ซึ่งเป็นแรงดัน V_{ba} เข้ามาทางด้านไลน์ V_b และ V_a เฉพาะสวิทช์ $S_4, S_5, S_6, S_1, S_2, S_3$ เท่านั้นที่จะมีโอกาสทำงาน



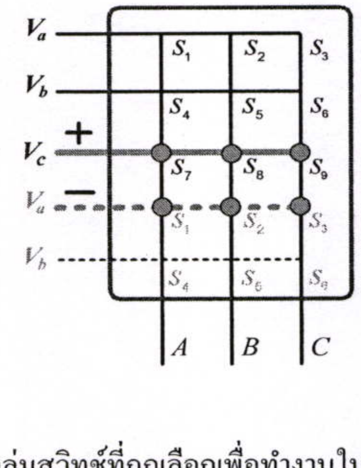
รูปที่ 3.11 แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{ba} สูงสุด

จากรูปที่ 3.12 แรงดันเฟส V_c มีค่าเป็นบวกและแรงดันเฟส V_a มีค่าเป็นลบ ดังนั้นระลอกคลื่นที่มีค่าสูงที่สุดคือแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ca} ซึ่งในช่วง 60 องศานี้แรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ca} จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับชุดคอนเวอร์เตอร์



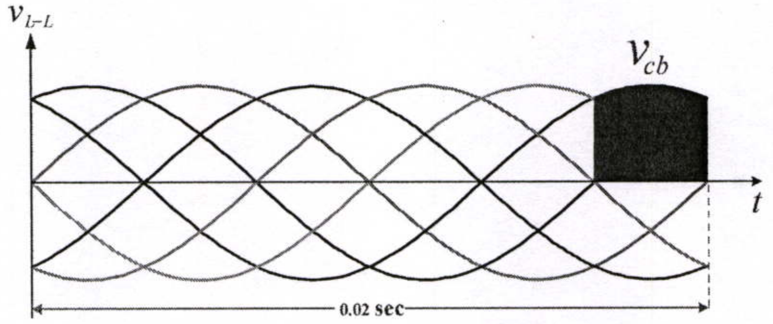
รูปที่ 3.12 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{ca} มีค่าสูงสุด

เมื่อแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ca} มีค่าสูงที่สุดทำให้กลุ่มของสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับเฟส V_c และ V_a ถูกเลือกให้ทำงานในช่วงนี้โดยสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับแรงดันเฟส V_c คือ S_7, S_8, S_9 และสวิทช์เกี่ยวข้องกับ V_a คือ S_1, S_2, S_3 พร้อมที่จะทำงานในลักษณะเช่นเดียวกับอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปส่วนสวิทช์อีก 3 ชุดที่เหลือจะไม่มีการทำงานในระลอกคลื่นสวิทช์ที่ทำงานแทนด้วยจุดกลมและสวิทช์ที่ไม่ทำงานจะไม่มีจุดกลมดังแสดงในที่ 3.13 ดังนั้นในระลอกที่ 5 ซึ่งเป็นแรงดัน V_{ca} เข้ามาทางด้านไลน์ V_c และ V_a เฉพาะสวิทช์ $S_7, S_8, S_9, S_1, S_2, S_3$ เท่านั้นที่จะมีโอกาสทำงาน



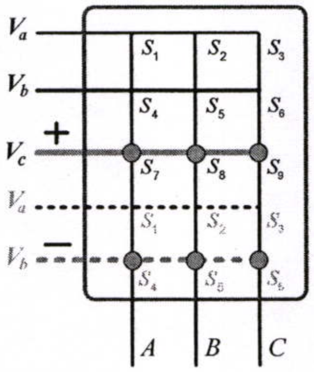
รูปที่ 3.13แสดงกลุ่มสวิทช์ที่ถูกเลือกเพื่อทำงานในระลอกคลื่น V_{ca} สูงสุด

จากรูปที่ 3.14 แรงดันเฟส V_c มีค่าเป็นบวกและแรงดันเฟส V_b มีค่าเป็นลบ ดังนั้นระลอกคลื่นที่มีค่าสูงที่สุดคือแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{cb} ซึ่งในช่วง 60 องศานี้แรงดันไลน์ทูไลน์ V_{cb} จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับชุดคอนเวอร์เตอร์

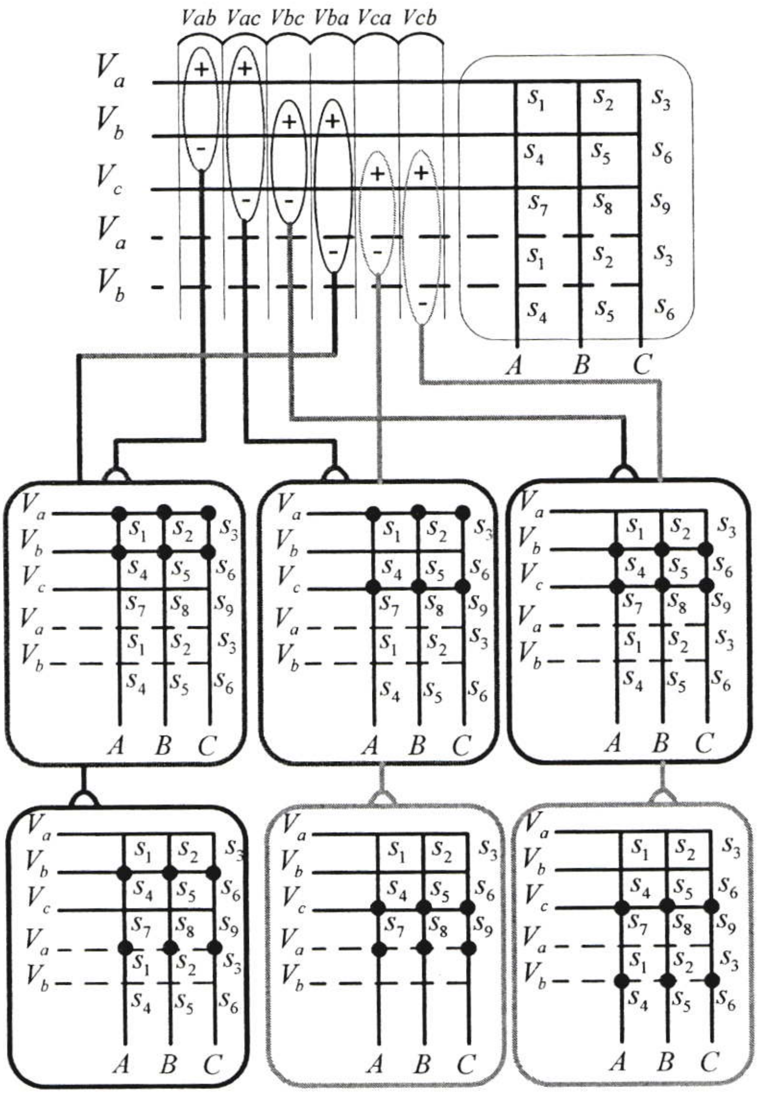


รูปที่ 3.14 แสดงช่วงที่แรงดัน V_{cb} มีค่าสูงสุด

เมื่อแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{cb} มีค่าสูงที่สุดทำให้กลุ่มของสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับเฟส V_c และ V_b ถูกเลือกให้ทำงานในช่วงนี้โดยสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับแรงดันเฟส V_c คือ S_7, S_8, S_9 และสวิทช์เกี่ยวข้องกับ V_b คือ S_4, S_5, S_6 พร้อมที่จะทำงานในลักษณะเช่นเดียวกับอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปส่วนสวิทช์อีก 3 ชุดที่เหลือจะไม่มีการทำงานในระลอกคลื่นนี้สวิทช์ที่ทำงานแทนด้วยจุดกลมและสวิทช์ที่ไม่ทำงานจะไม่มีจุดกลมดังแสดงในที่ 3.20 ดังนั้นในระลอกที่ 6 ซึ่งเป็นแรงดัน V_{cb} เข้ามาทางด้านไลน์ V_c และ V_b เฉพาะสวิทช์ $S_7, S_8, S_9, S_4, S_5, S_6$ เท่านั้นที่จะมีโอกาสทำงาน



รูปที่ 3.15 แสดงสวิทช์ที่เกี่ยวข้องกับแรงดันเฟส V_c และ V_b

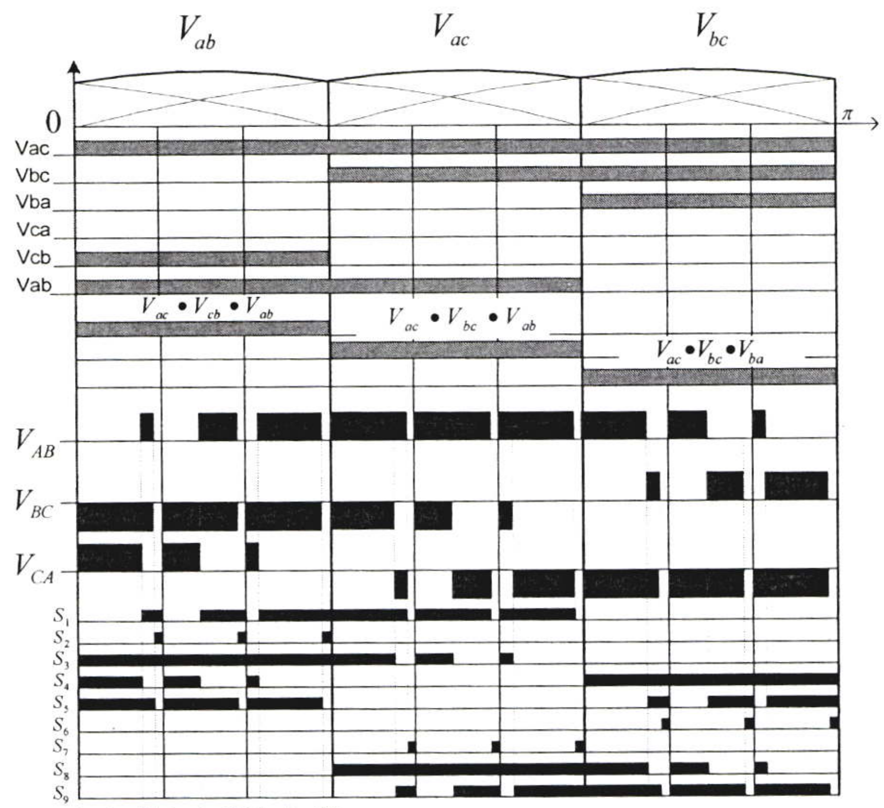


รูปที่ 3.16 หลักการพิจารณาเลือก 6 สวิทช์ออกจากจำนวน 9 สวิทช์ของ Matrix Converter

จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับสวิทช์ควบคุมดังรูปที่ 3.16 สามารถสรุปได้ว่าในระลอกที่1 ซึ่งเป็นแรงดัน V_{ab} เข้ามาทางด้านไลน์ V_a และ V_b เฉพาะสวิทช์ $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ เท่านั้นที่จะมีโอกาสทำงาน ดังแสดงด้วยรูป 3.16 (ก) ในไดอะแกรมส่วนล่าง และเมื่อแรงดันไลน์ทูไลน์ในระลอกที่ 2,3,4,5,6 ดังแสดงด้วยรูป 3.16 (ข),(ค),(ง),(จ),(ฉ) เข้ามาในลำดับถัดๆ ไปจนครบ Cycle ก็จะมีสวิทช์อื่นๆ ที่จะมีโอกาสทำงานได้ครั้งละ 6 ตัวเช่นกัน ดังแสดงในส่วนล่างของไดอะแกรมด้วยรูปที่ 3.16(ข), (ค), (ง), (จ) และ (ฉ) ตามลำดับในไดอะแกรมส่วนล่าง

3.3 หลักการออกแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

การคำนวณแรงดันเอาท์พุท $V_{o,1}$ สำหรับกรณีคลื่นรูปแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) การคำนวณแรงดันเอาท์พุท $V_{o,1}$ ในกรณีนี้สามารถทำได้โดย การกำหนดรูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทในแต่ละเฟส ซึ่งต้องมีลักษณะเดียวกันแต่จะมีมุมต่างเฟสต่างกันชุดละ 120 องศา โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีจำนวน 9 พัลส์เท่ากันในช่วงครึ่งไซเคิลหรือ 18 Pulseในหนึ่งไซเคิลของความถี่ 50 Hz ที่ค่าดิวตี้เรโช ของพัลส์ซึ่งกำหนดให้เท่ากับ 0.9 โดยสามารถคำนวณหาค่าความถี่สวิทช์ชิ่งของวงจรนี้ได้เท่ากับ $18\times 50 = 900$ Hz โดยจะปรับดิวตี้เรโชไว้ที่ค่าสูงสุดเท่ากับ 0.9 ลักษณะคลื่นพีดับบลิวเอ็มนี้สามารถนำมาพิจารณาร่วมกับระลอกคลื่นทั้ง 6 ของแรงดันไลน์ที่มีในหนึ่งไซเคิลของแรงดันแหล่งจ่าย 50 Hz



รูปที่ 3.17 พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 pulse ซีกบวก

เพื่อใช้ในการกำหนดลักษณะรูปแบบของสัญญาณควบคุมของสวิทช์ทั้ง 6 ที่ได้เลือกไว้แล้วด้วยกำหนดรูปแบบขึ้นในลักษณะดังแสดงด้วยคลื่นแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} ดังในส่วนบนของรูปที่ แรงดันไลน์แต่ละระลอกในวงจร Matrix Converter ที่นำเสนอ โดยในการออกแบบสัญญาณควบคุมในแต่ละ

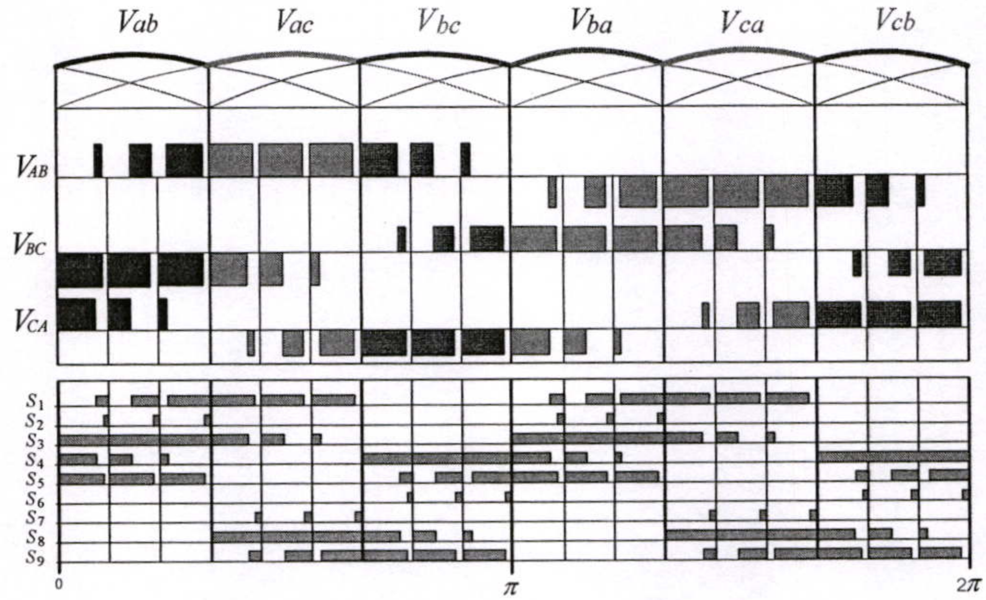
ไซเคิลสามารถแบ่งออกได้เป็น 6 ส่วนโดยแต่ละส่วนจะตรงกับช่วงแต่ละระลอกคลื่นทั้ง 6 และแต่ละส่วนจะมีการพิจารณาที่ เหมือนกัน ดังนั้นในการพิจารณาจะกล่าวถึงการออกแบบเฉพาะในระลอกคลื่นที่ 1 ซึ่งเป็นของแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ab} เท่านั้น ในหนึ่งระลอกคลื่นของแรงดันไลน์ V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} ปรากฏว่าสามารถแบ่งออกเป็นส่วนย่อยๆ ได้ 3 ส่วน โดยมีอัตราส่วนจากส่วนย่อยที่ 1 ถึงส่วนย่อยที่ 3 จะมีค่าเท่ากับ $[(0.9)\times(0.2)\times 20]:[(0.9)\times(0.5)\times 20]:[(0.9)\times(0.8)\times 20]$ โดยที่ค่า 0.9 เป็นดิวตี้เรโช ของพีดับบลิวเอ็ม ที่เลือกกำหนดไว้ในกรณีนี้ สำหรับในส่วนย่อยที่ 1 ซึ่งมีช่วงดิวตี้เรโชของพีดับบลิวเอ็ม เท่ากับ $0.1\times 20 = 2$ องศา ในขณะแรงดัน V_{AB} มีค่าเป็นศูนย์, V_{BC} มีค่าเป็นลบ และ V_{CA} มีค่าเป็นบวกสวิทช์ทั้ง 6 ที่ได้เลือกไว้จะทำงานเพียง 3 ตัวคือ S_3 , S_4 , S_5 ดังนั้นในช่วงนี้สวิทช์ทั้ง 3 จะต้องมีสัญญาณพัลส์พีดับบลิวเอ็ม เข้ามาดังแสดงในรูปที่ 7 ต่อไปสำหรับในส่วนย่อยที่ 2 ซึ่งมีช่วงดิวตี้เรโชของพีดับบลิวเอ็ม เท่ากับ $0.9\times 0.5\times 20 = 7.2$ องศาในขณะแรงดัน V_{AB} มีค่าเป็นบวก, V_{BC} มีค่าเป็นลบ และ V_{CA} มีค่าเป็นศูนย์ สวิทช์ทั้ง 6 ที่ได้เลือกไว้จะทำงานเพียง 3 ตัวคือ S_1 , S_3 , S_5 เพื่อให้ได้แรงดันไลน์ 3 phase ตามที่กำหนด ดังนั้นในช่วงนี้สวิทช์ทั้ง 3 จะต้องมีสัญญาณพัลส์ เข้ามาดังแสดงในรูปที่ 3.22 ในส่วนสุดท้ายซึ่งเป็นส่วนย่อยที่ 3 นั้นมีช่วงพีดับบลิวเอ็มเท่ากับ $0.9\times 0.8\times 20 = 14.4$ องศา ในขณะแรงดัน V_{AB} มีค่าเป็นศูนย์, V_{BC} มีค่าเป็นศูนย์และ V_{CA} มีค่าเป็นศูนย์ สวิทช์ทั้ง 6 ที่ได้เลือกไว้จะทำงานเพียง 3 ตัวคือ S_1 , S_2 , S_3 เพื่อให้ได้แรงดันไลน์ 3 phase ตามที่กำหนด ดังนั้นในช่วงนี้สวิทช์ทั้ง 3 จะต้องมีสัญญาณ Pulse เข้ามาดังแสดงในรูปที่ 3.22 ในส่วนที่ 2 และ 3 ซึ่งต่างมีช่วงระยะมุม 20 องศานั้นจะมีรูปแบบของแรงดัน PWM เหมือนในส่วนที่ 1 ทุกประการ ดังนั้นการพิจารณาจะเริ่มต่อด้วยส่วนที่ 4 ซึ่งมีช่วงระยะมุม 20 องศา เช่นกันแต่เนื่องจากขั้นตอนการพิจารณาจะเหมือนการพิจารณาในส่วนที่ 1 ทุกประการ

3.4 การทำงานของสวิทช์ทั้ง 6 ชุดแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

ในแต่ละระลอกคลื่นแรงดันไลน์ที่ความถี่คลื่นแรงดันเอาท์พุทเท่ากับ 50 Hz จะมีค่าเท่ากับ 6 ระลอกคลื่นของแรงดันไลน์ทูไลน์ V_{ab} , V_{ac} , V_{bc} , V_{ba} , V_{ca} , V_{cb} ด้านอินพุทเนื่องจากว่ามีความถี่ 50Hz เท่ากันดังนั้นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ความถี่เท่ากับ 50 Hzจึงมี 6 ระลอกคลื่นซึ่งในแต่ละระลอกคลื่นสวิทช์จะทำงานครั้งละ 6 ชุด

3.4.1 การทำงานในช่วงระลอกคลื่นแรงดันไลน์ V_{ab} ที่มีค่าสูงสุด

ในระลอกคลื่นที่ V_{ab} มีค่าสูงที่สุดจะมีสวิทช์ที่ทำงานคือ S_1 , S_2 , S_3 S_4 , S_5 , S_6 ดังรูปที่ 3.18ในส่วนล่างส่วนบนจะเป็นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ได้

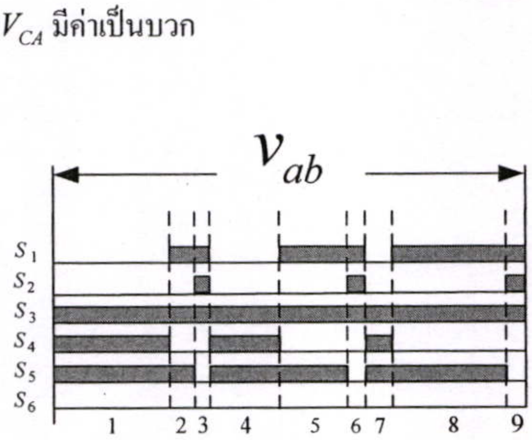


รูปที่ 3.18 สัญญาณควบคุมสวิทช์ 9 สวิทช์ในช่วง 1 ไซเคิลของแรงดันเอาท์พุท 50 Hz

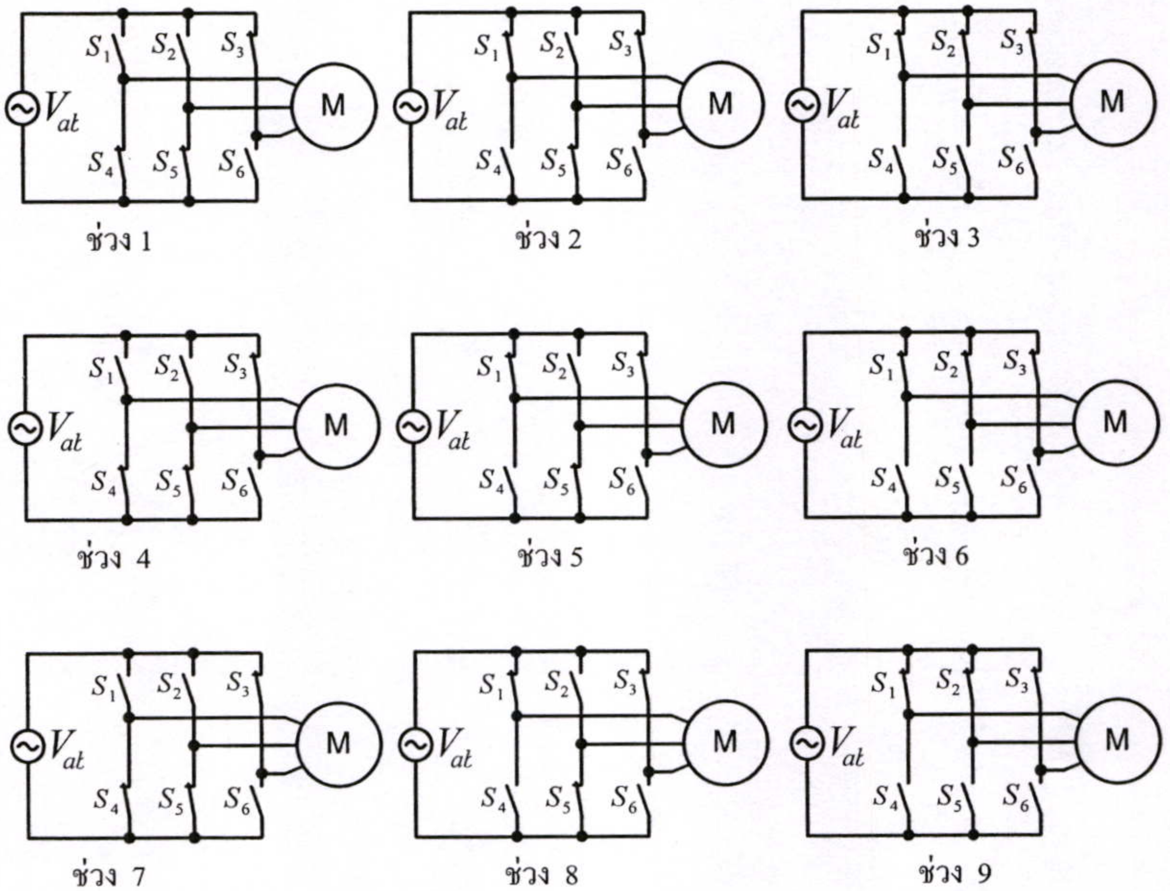
ในช่วงที่ $S_1, S_2, S_3\ S_4, S_5, S_6$ ทำงานนั้นจะมีการทำงานเหมือนกับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ไฟตรงเรียบจะอธิบายได้ดังนี้ จากรูปที่ 3.19 เป็นแรงดันช่วง V_{ab} ที่มีการแบ่งเป็นช่วงของการสวิทช์ได้ 9 ช่วงในแต่ละช่วงก็จะมีการทำงานของสวิทช์เพียงครั้งละ 3 ตัวเท่านั้น

ในช่วงที่ 1 สวิทช์ที่ทำงานประกอบไปด้วย $S_3\ S_4, S_5$ ที่ทำงานส่งผลให้แรงดันเอาท์พุท V_{AB} มีค่าเป็นศูนย์ V_{BC} มีค่าเป็นลบและ V_{CA} มีค่าเป็นบวก

ในช่วงที่ 2 สวิทช์ที่ทำงานประกอบไปด้วย S_1, S_3, S_5 ที่ทำงานส่งผลให้แรงดันเอาท์พุท V_{AB} มีค่าเป็นบวก V_{BC} มีค่าเป็นลบและ V_{CA} มีค่าเป็นบวก



รูปที่ 3.19 สัญญาณควบคุมสวิทช์ 6 สวิทช์ในระลอกคลื่นแรงดันไลน์ V_{ab}



รูปที่ 3.20 การทำงานของสวิทช์ 6 สวิทช์ในช่วงที่ 1- 9 ของระลอกคลื่นแรงดันไลน์ V_{ab}

จากรูปที่ 3.19 เป็นสัญญาณควบคุมสวิทช์ในระลอกคลื่นที่แรงดันไลน์ V_{ab} มีค่าสูงที่สุดในระลอกคลื่นนี้จะแบ่งเป็นทั้งหมด 9 ช่วงตามจังหวะการทำงาน โดยจะเรียงลำดับจากช่วงที่ 1 ถึง 9 ในช่วงที่ 1นั้นจะมีสวิทช์ที่ทำงานดังนี้คือ S_3, S_4, S_5 ในช่วงที่ 2 จะมีสวิทช์ที่ทำงานดังนี้คือ S_3, S_1, S_5 ในช่วงที่ 3 จะมีสวิทช์ที่ทำงานดังนี้คือ S_1, S_2, S_3 และจะทำงานเรียงลำดับไปจนถึงช่วงที่ 9 ซึ่งจบช่วงของระลอกคลื่น V_{ab} ดังรูปที่ 3.26 เป็นการแสดงตำแหน่งของสวิทช์โดยในช่วงของระลอกคลื่น V_{ab} การทำงานของสวิทช์ทั้ง 6 เพียง 3 รูปดังนี้ในช่วงเวลาที่ 1,4,7 จะใช้รูปแบบในรูปที่ 3.20 ด้านซ้าย ในช่วงเวลาที่ 2,5,8 จะใช้รูปแบบในรูปที่ 3.20 กลางและในช่วงเวลาที่ 3,6,9 จะใช้รูปแบบในรูปที่ 3.20 ด้านขวาในระลอกคลื่นถัดไปก็จะมีระลอกคลื่นละ 9 ช่วงตามจังหวะการทำงานดังในรูปที่ 3.24 และสวิทช์ 6 ชุดต่อไปจะเข้ามาทำงานแทนไปที่ละระลอกจนจบไซเคิล

3.5 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงลักษณะการต่อสวิทช์ทั้ง 9 ชุดซึ่งจะต่อโดยตรงระหว่างแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสไปยังมอเตอร์ในลักษณะ 3×3 ในเฟส V_a จะด้วยสวิทช์ S_1 , S_2 , S_3 ในเฟส V_b จะด้วยสวิทช์ S_4 , S_5 , S_6 และในเฟส V_c จะด้วยสวิทช์ S_7 , S_8 , S_9 ซึ่งสวิทช์ทั้ง 9 ตัวนี้จะทำงานครั้งละเพียง 6 ตัวเท่านั้นขึ้นอยู่กับระลอกของแรงดันไลน์ทูไลน์ด้านอินพุทเช่น ระลอกคลื่นที่ 1 ซึ่งเป็นแรงดัน V_{ab} เข้ามาเฉพาะสวิทช์ S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 , S_6 ที่จะมีโอกาสที่จะทำงาน และในระลอกอื่นก็จะทำงานเรียงลำดับไป จากนั้นได้มีการออกแบบสัญญาณควบคุมสวิทช์ทั้ง 6 ตัวที่ได้เลือกไว้ในรูปแบบพัลส์เท่า (EPWM)และรูปแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM)ในตอนท้ายได้แสดงการทำงานของสวิทช์ทั้ง 6 ตามที่ได้ออกแบบไว้

บทที่ 4

การคำนวณทางคณิตศาสตร์ของวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ แบบพัลส์เท่า(EPWM) และพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

4.1 บทนำ

การคำนวณแรงดันฟันดาเมนทอลเอาท์พุท $V_{o,1}$ สำหรับกรณีคลื่นรูปแบบพัลส์เท่า (EPWM) สามารถทำได้โดยใช้สมการอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งเป็นสมการที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ ในการที่จะนำสมการอนุกรมฟูเรียร์มาใช้ในการคำนวณหาแรงดันเอาท์พุท $V_{o,1}$ ในกรณีนี้สามารถทำได้โดยการตั้งช่วงอินทิเกรตแรงดันแต่ละพัลส์เพื่อให้ได้องค์ประกอบทั้งหมดของสมการดังสมการที่ (4.1) ซึ่งในพัลส์พีดับบลิวแบบพัลส์เท่าจะมีขนาดกว้างเท่ากันทุกพัลส์ทั้งไซเคิลส่วนพีดับลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) นั้นสามารถหาได้เช่นเดียวกันต่างกันที่แต่ละพัลส์จะมีขนาดที่แตกต่างกันตามระดับของดิวตี้เรโชคลื่นแรงดันเอาท์พุท

4.2 หลักการนำสมการอนุกรมฟูเรียร์มาใช้หาค่าแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

โดยที่สมการอนุกรมฟูเรียร์เป็นสมการที่ประกอบด้วยสมการฟังก์ชันคู่และฟังก์ชันคี่ซึ่งในทางคณิตศาสตร์คลื่นโคไซน์ (Cosine) จะเป็นฟังก์ชันคู่และคลื่นไซน์ (Sine) จะเป็นฟังก์ชันคี่ประกอบรวมกันหลายๆความถี่และหลายขนาดรวม เข้าด้วยกันจึงเขียนเป็นสมการอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังนี้

$$\boldsymbol{v_{o,n} = a_0 + \sum_{n=1,2,3}^{n=\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)} \quad (4.1)$$

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_0^{2\pi} f(t)dt \quad (4.2)$$

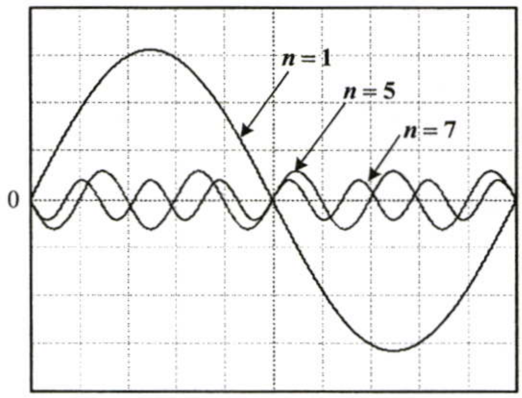
$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^{2\pi} f(t)\cos(n\omega t)dt \quad (4.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^{2\pi} f(t)\sin(n\omega t)dt \quad (4.4)$$

$v_{o,n}$ คือ แรงดันเอาท์พุทของพีดับบลิวเอ็ม

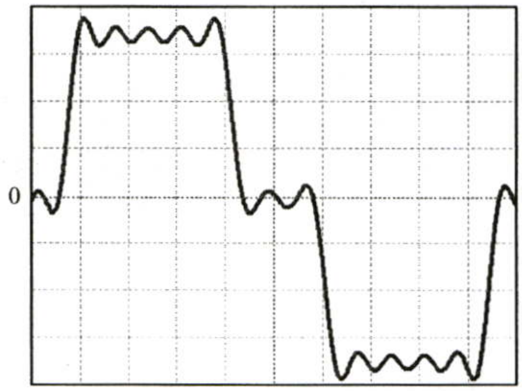
n คือ ลำดับฮาโมนิกส์ที่เป็นจำนวนเท่าของความถี่ฟันดาเมลทอล

การที่จะหาค่า $v_{o,n}$ ได้นั้นต้องหาขนาดของคลื่น a_n ที่ความถี่ $n\omega$ ซึ่งเป็นฟังก์ชั่นคู่และขนาดของคลื่น b_n ที่ความถี่ $n\omega$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันคี่รวมทั้งหมดเป็นจำนวน n เทอม จากรูปที่ 4.1 เป็นตัวอย่างของรูปคลื่นองค์ประกอบของฮาโมนิกส์ที่ลำดับที่ 1, 5, 7 ของสัญญาณสแควร์เวฟของแรงดันไฟฟ้า 3 เฟส



รูปที่ 4.1 ลำดับฮาโมนิกส์ต่างๆ ของคลื่นแรงดันเอาท์พุท

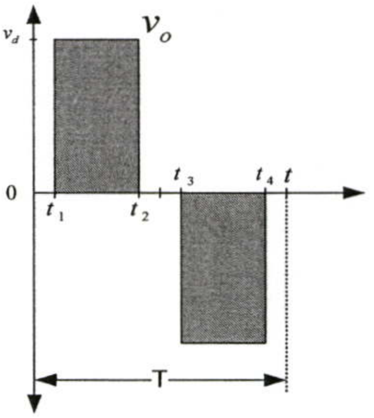
เมื่อนำสัญญาณที่เป็นองค์ประกอบเฉพาะฮาโมนิกส์ในลำดับที่ 1, 5, 7 มารวมกันจะได้ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งจะเป็นรูปสัญญาณที่มีลักษณะคล้ายสแควร์เวฟ 3 เฟส แนวความคิดของสมการอนุกรมฟูเรียร์นั้นก็คือสัญญาณต่างๆจะเกิดจากองค์ประกอบด้วยสัญญาณรูปคลื่น Sine และรูปคลื่น Cosine หลาย ๆ ตัวมารวมกัน



รูปที่ 4.2 คลื่นที่เกิดจากฟังก์ชันรวมกัน 3 องค์ประกอบ

จากตัวอย่างนี้มีการนำเอาสัญญาณฮาโมนิกส์ในลำดับที่ 1, 5, 7 มารวมกันเพียง 3 ลำดับจึงได้ดังรูปที่ 4.2 และถ้ามีการรวมกันมากเท่าไรก็จะทำให้สัญญาณใกล้เคียงคลื่นสแควร์เวฟขึ้นจนเป็นสัญญาณสแควร์เวฟของไฟฟ้า 3 เฟสในที่สุด

ดังนั้นในรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวก็เช่นเดียวกันก็สามารถที่จะใช้วิธีการหาแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทด้วยสมการอนุกรมฟูเรียร์ได้เช่นกัน จากรูปที่ 4.3 เป็นรูปพัลส์พีดับบลิวเอ็มจำนวน 1 พัลส์ที่มีค่าดิวตี้เรโชเป็น 1.0



รูปที่ 4.3 สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม 1 พัลส์

จะทำการหาแรงดัน $v_{o,n}$ เริ่มจากการหาค่าองค์ประกอบ a_0 , a_n , b_n ของรูปพัลส์พีดับบลิวเอ็มจำนวน 1 พัลส์ที่มีค่าดิวตี้เรโชเป็น 1.0 โดยเริ่มจากหาค่าองค์ประกอบ a_0 , a_n , b_n ได้จากสมการที่ 4.2, 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ จากสมการที่ (4.2) หาองค์ประกอบ a_0 ได้ดังนี้

$$a_0 = \frac{1}{T}\left[\int_{t_1}^{t_2} v_d dt + \int_{t_3}^{t_4} (-v_d) dt\right]$$

$$a_0 = \frac{v_d - v_d}{T} \quad ; \text{ เมื่อ } \quad (t_2 - t_1) = (t_4 - t_3)$$

$$a_0 = 0$$

เมื่อพิจารณาคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทซีกบวกที่มีพัลส์ค่าเป็นบวกและซีกลบที่มีพัลส์ค่าเป็นลบ ซึ่งจะมีขนาดและความกว้างเท่ากันจึงสมมาตรกันนั้นจะทำให้ค่าแรงดันไฟดีซีมีค่าเป็นศูนย์ และทำการหาองค์ประกอบ a_n จากสมการที่ (4.3) ได้ดังนี้

$$a_n = \frac{2}{T}\left[\int_{t_1}^{t_2} v_d \cos(n\omega t)\,dt + \int_{t_3}^{t_4} (-v_d)\cos(n\omega t)\,dt\right]$$

$$a_n = \frac{2}{n\omega T}\left[v_d\left(\sin(n\omega t_2) - \sin(n\omega t_1)\right) - v_d\left(\sin(n\omega t_4) - \sin(n\omega t_3)\right)\right]$$

$$a_n = \frac{v_d}{n\pi}\left[\left(\sin(n\omega t_2) - \sin(n\omega t_1)\right) - \left(\sin(n\omega t_4) - \sin(n\omega t_3)\right)\right] \tag{4.5}$$

จากนี้ได้ทำการหาองค์ประกอบ b_n จากสมการที่ (4.4) หาองค์ประกอบ b_n ได้ดังนี้

$$b_n = \frac{2}{T}\left[\int_{t_1}^{t_2} v_d \sin(n\omega t)\,dt + \int_{T_3}^{t_4} (-v_d)\sin(n\omega t)\,dt\right]$$

$$b_n = \frac{2}{n\omega T}\left[-v_d\left(\cos(n\omega t_2) - \cos(n\omega t_1)\right) + v_d\left(\cos(n\omega t_4) - \cos(n\omega t_3)\right)\right]$$

$$b_n = -\frac{v_d}{n\pi}\left[\left(\cos(n\omega t_2) - \cos(n\omega t_1)\right) - \left(\cos(n\omega t_4) + \cos(n\omega t_3)\right)\right] \tag{4.6}$$

จากสมการที่ (4.1)

$$v_{o,n} = a_0 + \sum_{n=1,2,3}^{n=\infty}\left[a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)\right]$$

แทนค่า n ในสมการที่ (4.1) เพื่อคำนวณหาค่า $v_{o,1}$

$$v_{o,1} = a_0 + \sum_{n=1}\left[a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t)\right]$$

$$v_{o,1} = a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t)$$

$$\begin{aligned} v_{o,1} = & \left[\frac{v_d}{n\pi} \left[(\sin(n\omega t_2) - \sin(n\omega t_1)) - (\sin(n\omega t_4) + \sin(n\omega t_3)) \right] \cos(n\omega t) \right] \\ & + \left[-\frac{2v_d}{n\pi} \left[(\cos(n\omega t_2) - \cos(n\omega t_1)) - (\cos(n\omega t_4) + \cos(n\omega t_3)) \right] \sin(n\omega t) \right] \end{aligned} \quad (4.7)$$

ช่วงเวลาแต่ละช่วงในรูปที่ 4.3 มีค่าเท่ากับ

$$t_1 = \frac{\pi}{6} \quad ,t_2 = \frac{5\pi}{6} \quad ,t_3 = \frac{7\pi}{6} \quad ,t_4 = \frac{11\pi}{6} \quad ,t = 2\pi$$

แทนค่าช่วงเวลาต่างๆลงในสมการที่(4.7)

$$\begin{aligned} v_{o,1} = & \left[\frac{v_d}{\pi} \left[\left(\sin(\frac{5}{6}\pi) - \sin(\frac{1}{6}\pi) \right) - \left(\sin(\frac{11}{6}\pi) + \sin(\frac{7}{6}\pi) \right) \right] \cos(\omega t) \right] \\ & + \left[-\frac{v_d}{\pi} \left[\left(\cos(\frac{5}{6}\pi) - \cos(\frac{1}{6}\pi) \right) - \left(\cos(\frac{11}{6}\pi) + \cos(\frac{7}{6}\pi) \right) \right] \sin(\omega t) \right] \end{aligned}$$

สามารถหาขนาดแรงดันเอาท์พุท $V_{o,1}$ ได้ดังนี้

$$v_{o,1} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} v_d \sin \omega t$$

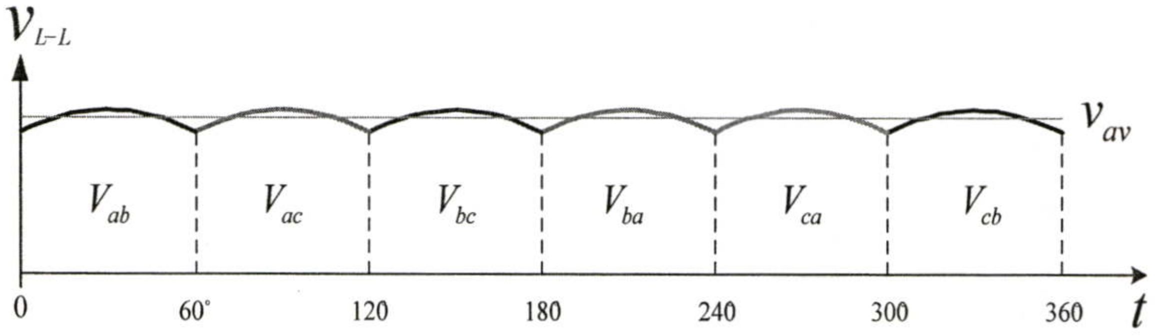
$$V_{o1,peak} = \sqrt{\frac{\left(\sqrt{3}\right)^2}{\pi^2} (V_d)^2}$$

$$V_{o1,peak} = \sqrt{|a_1|^2 + |b_1|^2}$$

จากสมการที่ (4.7) เมื่อแทนค่าช่วงเวลาต่าง ๆ สามารถอธิบายสัญญาณแรงดันพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งสมมาตรกันดังนั้นจึงไม่มีแรงดันดีซีเกิดขึ้นทำให้องค์ประกอบของ a_0 มีค่าเท่ากับศูนย์และทำให้องค์ประกอบ a_n เป็นศูนย์ด้วยแต่จะมีเฉพาะองค์ประกอบของ b_n ที่ได้จากการอินทิเกรตแรงดันพีดับบลิวเอ็ม

4.3 หลักการคำนวณและวิธีการหาสมการแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

ตามที่ได้อธิบายไปในบทที่ผ่านมาคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีการแปลงไฟฟ้าเพียงขั้นตอนเดียวโดยไม่มีส่วนของแรงดันไฟดีซี (V_d) มาขั้นกลางจึงทำให้แรงดันเอาท์พุทที่ได้นั้นมีค่าแรงดันสูงสุด (Peak) ไม่สม่ำเสมอจากหลักการที่ได้นำเสนอไว้บทที่ 2 คือจะคิดเป็นค่าเฉลี่ยของระลอกคลื่นซึ่งการคิดค่าเฉลี่ยนี้จะไม่ส่งผลมากนักเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของระลอกคลื่นนั้น เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันสูงสุดถือว่ามีค่าน้อยในการออกแบบแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทนี้จึงคิดแบบเป็นค่าแรงดันเฉลี่ย (V_{av}) ระลอกคลื่น 6 ระลอก ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ค่าเฉลี่ยของแรงดันไลน์อินพุทในช่วงเวลา 1ไซเคิลของ 50 Hz

4.3.1 การอินทิเกรตแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุททั้งคาบเวลา

ในหัวข้อนี้จะเป็นการแสดงวิธีการอินทิเกรตแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุททั้งสองแบบคือพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) โดยแรงดันพีดับบลิวเอ็มทั้งสองรูปแบบนี้จะใช้หลักการตั้งช่วงอินทิเกรตเฉพาะช่วงแรงดันที่มีค่าเป็นบวกหรือว่าลบเท่านั้นหรือว่าเป็นการอินทิเกรตแท่งพัลส์แรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทเท่านั้นซึ่งจำนวนพัลส์แต่ละพัลส์ก็คือจำนวนฟังก์ชันแต่ละช่วงเวลาที่จะอินทิเกรต แต่พีดับบลิวเอ็มทั้งสองแบบนี้ที่จำนวนของพัลส์ที่เท่ากัน(EPWM) ตำแหน่งที่จะเริ่มต้นของคาบเวลาช่วงที่จะอินทิเกรตนั้นไม่เท่ากันนั่นก็เพราะว่าแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM) จะมีโครงสร้างมาจากรูปแบบของแรงดันสแควร์เวฟ 3

เฟสคือเมื่อพัลส์ของพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) มีค่าดิวตี้เรโชมีค่าเป็น 1.0 จะได้แรงดันออกมาเป็นสแควร์เวฟ 3 เฟสส่วนพีดับบลิวแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) นั้นจะต่างกันคือที่ค่าดิวตี้เรโชมีค่าเป็น 1.0 แรงดันที่ได้จะยังคงใกล้เคียงคลื่นไซน์

4.3.2 การหาองค์ประกอบสมการฟูเรียร์ของแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มีจำนวน 18 พัลส์

จากพัลส์พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่าในรูปที่ 4.5 มีจำนวน 18 พัลส์ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5 สามารถที่จะกำหนดขอบเขตการอินทิเกรตได้เริ่มจากการหาค่าความถี่ของสวิตชิ่งต่อค่าความถี่เอาท์พุท f_s / f_1 เพื่อใช้หาช่วงเวลาของจำนวนพัลส์ 18 พัลส์ใน 1 ไซเคิล ดังนี้

$$f_s / f_1 = \frac{3}{2} \times \text{ จำนวนพัลส์ (ช่วงเวลาต่อ 1 ไซเคิล)}$$

$$f_s / f_1 = \frac{3}{2} \times 18$$

$$= 27 \text{ ช่วงเวลาต่อ 1ไซเคิล}$$

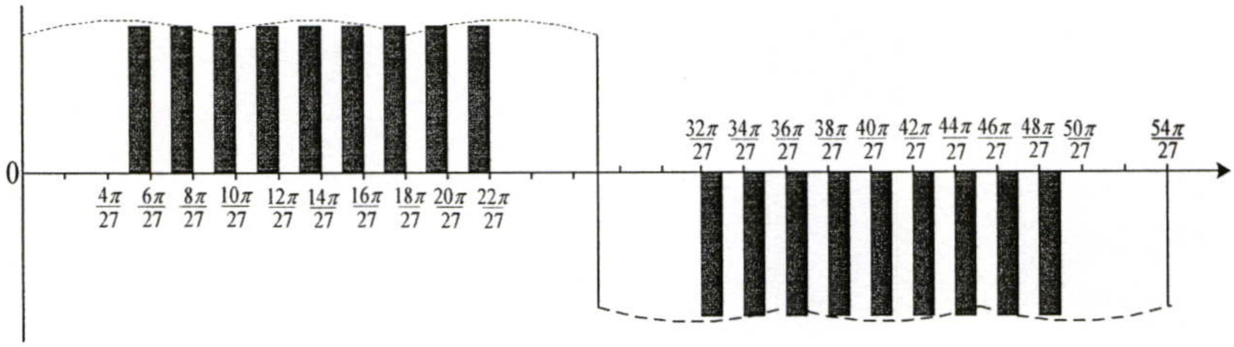
เมื่อ

f_s คือ ความถี่สวิตช์ชิ่งที่จำนวนพัลส์ใดๆ

f_1 คือ ความถี่ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท

ดังนั้นในหนึ่งไซเคิลมี 27 ช่วงเวลา และเมื่อค่าช่วงเวลาสุดท้ายของไซเคิลเท่ากับ 2π ดังนั้นในตำแหน่งสุดท้ายของไซเคิลจะมีค่า $\frac{54}{27}\pi$ และในซีกบวกจะทำการตั้งช่วงเวลาทั้งหมด 13.5 ช่วงเวลาเนื่องจากคิดตามจำนวนที่มีรูปคลื่นพัลส์ด้านบวกมีทั้งหมด 9 ช่วงเวลา และในช่วงเวลาที่ไม่มีคลื่นพัลส์จะมีค่าเท่ากับศูนย์จึงไม่นำมาคำนวณด้วย ดังนั้นช่วงเวลาการคำนวณเริ่มจาก

พัลส์ที่ 1 เริ่มที่ $\frac{5\pi}{27}$ ถึง $\frac{6\pi}{27}$	พัลส์ที่ 2 เริ่มที่ $\frac{7\pi}{27}$ ถึง $\frac{8\pi}{27}$	พัลส์ที่ 3 เริ่มที่ $\frac{9\pi}{27}$ ถึง $\frac{10\pi}{27}$
พัลส์ที่ 4 เริ่มที่ $\frac{11\pi}{27}$ ถึง $\frac{12\pi}{27}$	พัลส์ที่ 5 เริ่มที่ $\frac{13\pi}{27}$ ถึง $\frac{14\pi}{27}$	พัลส์ที่ 6 เริ่มที่ $\frac{15\pi}{27}$ ถึง $\frac{16\pi}{27}$
พัลส์ที่ 7 เริ่มที่ $\frac{17\pi}{27}$ ถึง $\frac{18\pi}{27}$	พัลส์ที่ 8 เริ่มที่ $\frac{19\pi}{27}$ ถึง $\frac{20\pi}{27}$	พัลส์ที่ 9 เริ่มที่ $\frac{21\pi}{27}$ ถึง $\frac{22\pi}{27}$



รูปที่ 4.5 แบบพัลส์เท่า (EPWM) 18 พัลส์ดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5

ในส่วนซีกลบจะทำการตั้งช่วงเวลาทั้งหมด 9 ช่วงเวลาเช่นเดียวกับซีกบวก และจำนวนพัลส์ด้านลบเริ่มการคำนวณดังนี้

พัลส์ที่ 10 เริ่มที่ $\frac{32\pi}{27}$ ถึง $\frac{33\pi}{27}$ พัลส์ที่ 11 เริ่มที่ $\frac{34\pi}{27}$ ถึง $\frac{35\pi}{27}$ พัลส์ที่ 12 เริ่มที่ $\frac{36\pi}{27}$ ถึง $\frac{37\pi}{27}$

พัลส์ที่ 13 เริ่มที่ $\frac{38\pi}{27}$ ถึง $\frac{39\pi}{27}$ พัลส์ที่ 14 เริ่มที่ $\frac{40\pi}{27}$ ถึง $\frac{41\pi}{27}$ พัลส์ที่ 15 เริ่มที่ $\frac{42\pi}{27}$ ถึง $\frac{43\pi}{27}$

พัลส์ที่ 16 เริ่มที่ $\frac{44\pi}{27}$ ถึง $\frac{45\pi}{27}$ พัลส์ที่ 17 เริ่มที่ $\frac{46\pi}{27}$ ถึง $\frac{47\pi}{27}$ พัลส์ที่ 18 เริ่มที่ $\frac{48\pi}{27}$ ถึง $\frac{49\pi}{27}$

ในส่วนที่แรงดันมีค่าเป็นศูนย์หรือส่วนที่ไม่มีเนื้อแรงดันพัลส์นั้นจะไม่นำมาคำนวณ และจะคำนวณเฉพาะครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาท์พุทดังได้แสดงในรูปที่ 4.5 โดยหลักการที่ว่าจำนวนเทอมของสมการ a_n และ b_n จะเท่ากับจำนวนช่วงเวลาที่มีรูปคลื่นของพัลส์พีดับบลิวเอ็มและคำนวณหาค่าได้ดังนี้

$$a_n = \frac{2}{2\pi}\left[\begin{array}{l} \int_{\frac{5\pi}{27}}^{\frac{6\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{7\pi}{27}}^{\frac{8\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{9\pi}{27}}^{\frac{10\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{11\pi}{27}}^{\frac{12\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{13\pi}{27}}^{\frac{14\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{15\pi}{27}}^{\frac{16\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt \\ + \int_{\frac{17\pi}{27}}^{\frac{18\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{19\pi}{27}}^{\frac{20\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{21\pi}{27}}^{\frac{22\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{32\pi}{27}}^{\frac{33\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{34\pi}{27}}^{\frac{35\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{36\pi}{27}}^{\frac{37\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt \\ + \int_{\frac{38\pi}{27}}^{\frac{39\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{40\pi}{27}}^{\frac{41\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{42\pi}{27}}^{\frac{43\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{44\pi}{27}}^{\frac{45\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{46\pi}{27}}^{\frac{47\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{48\pi}{27}}^{\frac{49\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt \end{array}\right]$$

$$a_n = \frac{Vd}{n\pi}\left[\begin{array}{l} \sin\left(\frac{6n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{5n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{8n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{7n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{10n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{9n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{12n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{11n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{14n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{13n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{16n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{15n\pi}{27}\right) \\ + \sin\left(\frac{18n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{17n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{20n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{19n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{22n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{21n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{33n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{32n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{35n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{34n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{37n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{36n\pi}{27}\right) \\ - \sin\left(\frac{39n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{38n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{41n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{40n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{43n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{42n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{45n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{44n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{47n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{46n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{49n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{48n\pi}{27}\right) \end{array}\right] \quad (4.8)$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi}\left[\begin{array}{l} \int_{\frac{5\pi}{27}}^{\frac{6\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{7\pi}{27}}^{\frac{8\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{9\pi}{27}}^{\frac{10\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{11\pi}{27}}^{\frac{12\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{13\pi}{27}}^{\frac{14\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{15\pi}{27}}^{\frac{16\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt \\ + \int_{\frac{17\pi}{27}}^{\frac{18\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{19\pi}{27}}^{\frac{20\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{21\pi}{27}}^{\frac{22\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{32\pi}{27}}^{\frac{33\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{34\pi}{27}}^{\frac{35\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{36\pi}{27}}^{\frac{37\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt \\ + \int_{\frac{38\pi}{27}}^{\frac{39\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{40\pi}{27}}^{\frac{41\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{42\pi}{27}}^{\frac{43\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{44\pi}{27}}^{\frac{45\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{46\pi}{27}}^{\frac{47\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{48\pi}{27}}^{\frac{49\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt \end{array}\right]$$

$$b_n = -\frac{Vd}{n\pi}\left[\begin{array}{l} \cos\left(\frac{6n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{5n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{8n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{7n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{10n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{9n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{12n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{11n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{14n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{13n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{16n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{15n\pi}{27}\right) \\ + \cos\left(\frac{18n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{17n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{20n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{19n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{22n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{21n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{33n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{32n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{35n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{34n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{37n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{36n\pi}{27}\right) \\ - \cos\left(\frac{39n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{38n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{41n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{40n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{43n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{42n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{45n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{44n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{47n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{46n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{49n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{48n\pi}{27}\right) \end{array}\right] \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.8) และ (4.9) เป็นองค์ประกอบสมการฟูเรียร์ a_n และ b_n ที่ได้ของแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มีจำนวน 18 พัลส์ในหนึ่งคาบเวลา มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5 นำมาเขียนเป็นสมการของ $v_{o,1}$ ได้ดังนี้

$$v_{o,n} = \frac{V_{av}}{n\pi}\sum_{x=0}^{x=nn}\left\{\begin{array}{l} \sin\left[\frac{(6)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(5)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(8)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(7)n\pi}{27}\right] \\ + \sin\left[\frac{(10)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(9)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(12)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(11)n\pi}{27}\right] \\ + \sin\left[\frac{(14)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(13)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(16)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(15)n\pi}{27}\right] \\ + \sin\left[\frac{(18)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(17)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(20)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(19)n\pi}{27}\right] \\ + \sin\left[\frac{(22)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(21)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(33)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(32)n\pi}{27}\right] \\ - \sin\left[\frac{(35)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(34)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(37)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(36)n\pi}{27}\right] \\ - \sin\left[\frac{(39)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(38)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(41)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(40)n\pi}{27}\right] \\ - \sin\left[\frac{(43)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(42)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(45)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(44)n\pi}{27}\right] \\ - \sin\left[\frac{(47)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(46)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(D49)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(48)n\pi}{27}\right] \end{array}\right\}\cos n\omega t$$

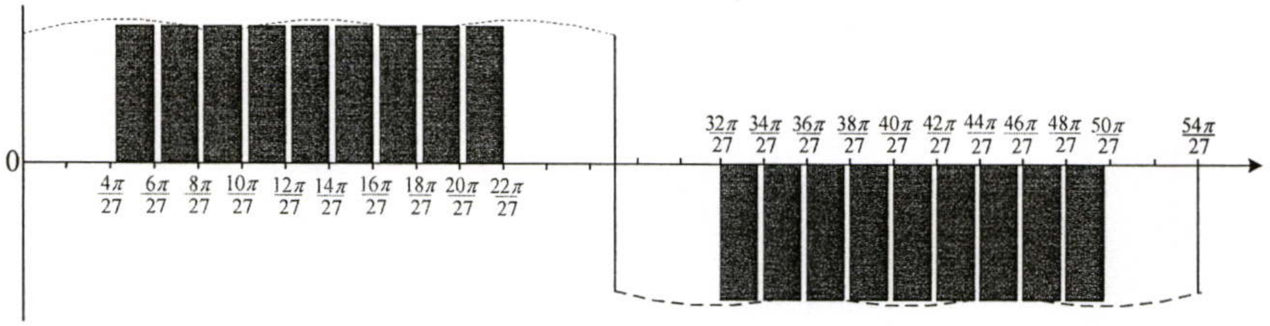
$$+ \frac{V_{av}}{n\pi}\sum_{x=0}^{x=nn}\left\{\begin{array}{l} \cos\left[\frac{(6)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(5)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(8)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(7)n\pi}{27}\right] \\ + \cos\left[\frac{(10)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(9)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(12)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(11)n\pi}{27}\right] \\ + \cos\left[\frac{(14)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(13)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(16)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(15)n\pi}{27}\right] \\ + \cos\left[\frac{(18)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(17)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(20)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(19)n\pi}{27}\right] \\ + \cos\left[\frac{(22)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(21)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(33)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(32)n\pi}{27}\right] \\ - \cos\left[\frac{(35)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(34)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(37)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(36)n\pi}{27}\right] \\ - \cos\left[\frac{(39)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(38)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(41)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(40)n\pi}{27}\right] \\ - \cos\left[\frac{(43)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(42)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(45)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(44)n\pi}{27}\right] \\ - \cos\left[\frac{(47)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(46)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(49)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(48)n\pi}{27}\right] \end{array}\right\}\sin n\omega t$$

ในจำนวน 18 พัลส์เดียวกัน เมื่อเปลี่ยนดิวตี้เรโชเป็น 0.9 จะสามารถหาแรงดันได้โดยที่ตำแหน่งสุดท้ายของไซเคิลจะมีค่า $\frac{54}{27}\pi$ เช่นเดียวกันในซีกบวกจะทำการตั้งช่วงทั้งหมด 9 ช่วงเวลาตามจำนวนพัลส์ด้านบวกเริ่มการคำนวณจาก

พัลส์ที่ 1 เริ่มที่ $\frac{4.1\pi}{27}$ ถึง $\frac{6\pi}{27}$ พัลส์ที่ 2 เริ่มที่ $\frac{6.1\pi}{27}$ ถึง $\frac{8\pi}{27}$ พัลส์ที่ 3 เริ่มที่ $\frac{8.1\pi}{27}$ ถึง $\frac{10\pi}{27}$

พัลส์ที่ 4 เริ่มที่ $\frac{10.1\pi}{27}$ ถึง $\frac{12\pi}{27}$ พัลส์ที่ 5 เริ่มที่ $\frac{12.1\pi}{27}$ ถึง $\frac{14\pi}{27}$ พัลส์ที่ 6 เริ่มที่ $\frac{14.1\pi}{27}$ ถึง $\frac{16\pi}{27}$

พัลส์ที่ 7 เริ่มที่ $\frac{16.1\pi}{27}$ ถึง $\frac{18\pi}{27}$ พัลส์ที่ 8 เริ่มที่ $\frac{18.1\pi}{27}$ ถึง $\frac{20\pi}{27}$ พัลส์ที่ 9 เริ่มที่ $\frac{20.1\pi}{27}$ ถึง $\frac{22\pi}{27}$



รูปที่ 4.6 แบบพัลส์ท่า (EPWM) 18 พัลส์ดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9

ในส่วนซีกลบจะทำการตั้งช่วงทั้งหมด 9 ช่วงเช่นเดียวกันกับซีกบวก และการคำนวณจำนวนพัลส์ด้านลบสามารถคำนวณได้ดังนี้

พัลส์ที่ 10 เริ่มที่ $\frac{32\pi}{27}$ ถึง $\frac{33.9\pi}{27}$ พัลส์ที่ 11 เริ่มที่ $\frac{34\pi}{27}$ ถึง $\frac{35.9\pi}{27}$ พัลส์ที่ 12 เริ่มที่ $\frac{36\pi}{27}$ ถึง $\frac{37.9\pi}{27}$

พัลส์ที่ 13 เริ่มที่ $\frac{38\pi}{27}$ ถึง $\frac{39.9\pi}{27}$ พัลส์ที่ 14 เริ่มที่ $\frac{40\pi}{27}$ ถึง $\frac{41.9\pi}{27}$ พัลส์ที่ 15 เริ่มที่ $\frac{42\pi}{27}$ ถึง $\frac{43.9\pi}{27}$

พัลส์ที่ 16 เริ่มที่ $\frac{44\pi}{27}$ ถึง $\frac{45.9\pi}{27}$ พัลส์ที่ 17 เริ่มที่ $\frac{46\pi}{27}$ ถึง $\frac{47.9\pi}{27}$ พัลส์ที่ 18 เริ่มที่ $\frac{48\pi}{27}$ ถึง $\frac{49.9\pi}{27}$

ในหนึ่งช่วงเวลา ในบริเวณครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในรูปที่ 4.6 จำนวนเทอมในการคำนวณหาค่าของสมการ a_n และ b_n จะเท่ากับจำนวนช่วงเวลาที่มีเนื้อแรงดันพัลส์พีดับบลิวเอ็ม และจากการแบ่งช่วงเวลาในรูปที่ 4.6 สามารถจะหาค่าได้ดังนี้

$$a_n = \frac{2}{2\pi}\left[\begin{array}{l} \int_{\frac{4.5\pi}{27}}^{\frac{6\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{6.1\pi}{27}}^{\frac{8\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{8.1\pi}{27}}^{\frac{10\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{10.1\pi}{27}}^{\frac{12\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{12.1\pi}{27}}^{\frac{14\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{14.1\pi}{27}}^{\frac{16\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt \\ + \int_{\frac{16.1\pi}{27}}^{\frac{18\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{18.1\pi}{27}}^{\frac{20\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{20.1\pi}{27}}^{\frac{22\pi}{27}} Vd\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{31.1\pi}{27}}^{\frac{33\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{33.1\pi}{27}}^{\frac{35\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{35.1\pi}{27}}^{\frac{37\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt \\ + \int_{\frac{37.1\pi}{27}}^{\frac{39\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{39.1\pi}{27}}^{\frac{41\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{41.1\pi}{27}}^{\frac{43\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{43.1\pi}{27}}^{\frac{45\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{45.1\pi}{27}}^{\frac{47\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt + \int_{\frac{47.1\pi}{27}}^{\frac{49\pi}{27}} (-Vd)\cos(n\omega t)dt \end{array}\right]$$

$$a_n = \frac{Vd}{n\pi}\left[\begin{array}{l} \sin\left(\frac{6n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{4.1n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{8n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{6.1n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{10n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{8.1n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{12n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{10.1n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{14n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{12.1n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{16n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{14.1n\pi}{27}\right) \\ + \sin\left(\frac{18n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{16.1n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{20n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{18.1n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{22n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{20.1n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{33n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{31.1n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{35n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{33.1n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{37n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{35.1n\pi}{27}\right) \\ - \sin\left(\frac{39n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{37.1n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{41n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{39.1n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{43n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{41.1n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{45n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{43.1n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{47n\pi}{27}\right) + \sin\left(\frac{45.1n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{49n\pi}{27}\right) - \sin\left(\frac{47.1n\pi}{27}\right) \end{array}\right] \quad (4.10)$$

$$b_n = \frac{2}{2\pi}\left[\begin{array}{l} \int_{\frac{4.1\pi}{27}}^{\frac{6\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{6.1\pi}{27}}^{\frac{8\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{8.1\pi}{27}}^{\frac{10\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{10.1\pi}{27}}^{\frac{12\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{12.1\pi}{27}}^{\frac{14\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{14.1\pi}{27}}^{\frac{16\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt \\ + \int_{\frac{16.1\pi}{27}}^{\frac{18\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{18.1\pi}{27}}^{\frac{20\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{20.1\pi}{27}}^{\frac{22\pi}{27}} Vd\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{31.1\pi}{27}}^{\frac{33\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{33.1\pi}{27}}^{\frac{35\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{35.1\pi}{27}}^{\frac{37\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt \\ + \int_{\frac{37.1\pi}{27}}^{\frac{39\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{39.1\pi}{27}}^{\frac{41\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{41.1\pi}{27}}^{\frac{43\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{43.1\pi}{27}}^{\frac{45\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{45.1\pi}{27}}^{\frac{47\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt + \int_{\frac{47.1\pi}{27}}^{\frac{49\pi}{27}} (-Vd)\sin(n\omega t)dt \end{array}\right]$$

$$b_n = -\frac{Vd}{n\pi}\left[\begin{array}{l} \cos\left(\frac{6n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{4.1n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{8n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{6.1n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{10n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{8.1n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{12n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{10.1n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{14n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{12.1n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{16n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{14.1n\pi}{27}\right) \\ + \cos\left(\frac{18n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{16.1n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{20n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{18.1n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{22n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{20.1n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{33n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{31.1n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{35n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{33.1n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{37n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{35.1n\pi}{27}\right) \\ - \cos\left(\frac{39n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{37.1n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{41n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{39.1n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{43n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{41.1n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{45n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{43.1n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{47n\pi}{27}\right) + \cos\left(\frac{45.1n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{49n\pi}{27}\right) - \cos\left(\frac{47.1n\pi}{27}\right) \end{array}\right] \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.10) และ (4.11) เป็นองค์ประกอบสมการฟูเรียร์ a_n และ b_n ตามลำดับ จากค่าองค์ประกอบ a_n และ b_n ที่ได้ของแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มีจำนวน 18 พัลส์ในหนึ่งคาบเวลามีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 ซึ่งนำมาเขียนเป็นสมการของแรงดัน v_1 ดังนี้

4.3.3 สมการฟูเรียร์โดยทั่วไปของแบบพัลส์เท่า (EPWM)

จากที่ได้ทำการหาแรงดันพีดับบลิวเอ็มที่ค่าดิวตี้เรโชต่าง ๆ จึงสามารถนำมาเขียนเป็นสมการทั่วไปที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าดิวตี้เรโชต่าง ๆ ได้ดังต่อไปนี้

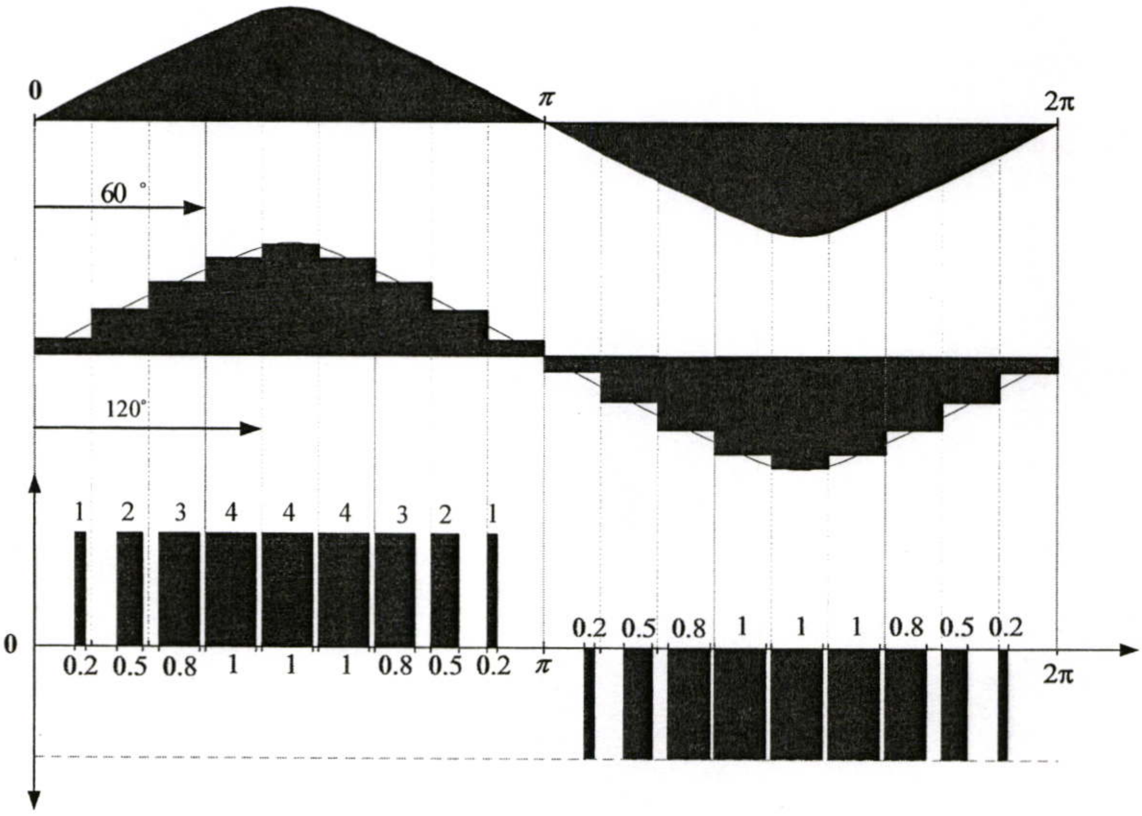
$$v_{o,1} = \frac{V_{av}}{n\pi}\sum_{x=0}^{x=nn}\left\{\begin{array}{l}
\sin\left[\frac{(6)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(6-D)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(8)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(8-D)n\pi}{27}\right] \\
+\sin\left[\frac{(10)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(10-D)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(12)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(12-D)n\pi}{27}\right] \\
+\sin\left[\frac{(14)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(14-D)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(16)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(16-D)n\pi}{27}\right] \\
+\sin\left[\frac{(18)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(18-D)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(20)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(20-D)n\pi}{27}\right] \\
+\sin\left[\frac{(22)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(22-D)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(D+32)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(32)n\pi}{27}\right] \\
-\sin\left[\frac{(D+34)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(34)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(D+36)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(36)n\pi}{27}\right] \\
-\sin\left[\frac{(D+38)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(38)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(D+40)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(40)n\pi}{27}\right] \\
-\sin\left[\frac{(D+42)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(42)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(D+44)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(44)n\pi}{27}\right] \\
-\sin\left[\frac{(D+46)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(46)n\pi}{27}\right] - \sin\left[\frac{(D+48)n\pi}{27}\right] + \sin\left[\frac{(48)n\pi}{27}\right]
\end{array}\right\}\cos n\omega t$$

$$+\frac{V_{av}}{n\pi}\sum_{x=0}^{x=nn}\left\{\begin{array}{l}
\cos\left[\frac{(6-D)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(6)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(8-D)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(8)n\pi}{27}\right] \\
+\cos\left[\frac{(10-D)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(10)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(12-D)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(12)n\pi}{27}\right] \\
+\cos\left[\frac{(14-D)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(14)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(16-D)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(16)n\pi}{27}\right] \\
+\cos\left[\frac{(18-D)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(18)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(20-D)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(20)n\pi}{27}\right] \\
+\cos\left[\frac{(22-D)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(22)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(D+32)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(32)n\pi}{27}\right] \\
-\cos\left[\frac{(D+32)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(32)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(D+34)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(34)n\pi}{27}\right] \\
-\cos\left[\frac{(D+32)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(32)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(D+34)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(34)n\pi}{27}\right] \\
-\cos\left[\frac{(D+36)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(36)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(D+38)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(38)n\pi}{27}\right] \\
-\cos\left[\frac{(D+40)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(40)n\pi}{27}\right] - \cos\left[\frac{(D+42)n\pi}{27}\right] + \cos\left[\frac{(42)n\pi}{27}\right]
\end{array}\right\}\sin n\omega t$$

4.3.4 การออกแบบความกว้างของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

การออกแบบแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทในกรณีที่เป็นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) หรือว่ามีลักษณะเป็นไซน์ซึ่งสามารถออกแบบได้ดังนี้ กำหนดชนิดของพีดับบลิวเอ็มตามพัลส์ที่ต้องการ

ออกแบบเช่น พีดับบลิวเอ็ม 12 พัลส์, พีดับบลิวเอ็ม 18 พัลส์เป็นต้น จากนั้นทำการแบ่งรูปคลื่นแรงดันไซน์ออกเป็นช่วงโดยให้มีจำนวนช่วงเท่ากับจำนวนของพัลส์พีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ต้องการจะสร้างดังแสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 การออกแบบจำนวนระดับของดิวตี้เรโชของแรงดันเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์ที่ดิวตี้เรโช 0.9

เช่น พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) 18 พัลส์ก็จะแบ่งได้ 18 ช่วง จากนั้นทำการหาจำนวนระดับดิวตี้เรโชที่จะได้โดยพิจารณาจาก 60 ° แรก (ดังรูปที่ 4.7 บน) ว่ามีช่วงย่อยที่แบ่งไว้อยู่เท่าไรก็จะนับได้เป็นรูปไซน์ที่มีการแบ่งออกเป็น 18 ช่วง แล้วหาค่าเฉลี่ยพื้นที่ของรูปคลื่นไซน์ในแต่ละช่วง ดังแสดงในรูปที่ 4.7 รูปกลางเป็นค่าเฉลี่ยพื้นที่ของแรงดันเอาท์พุทในแต่ละช่วง ทำได้โดยการแบ่งเป็นช่วงคาบเวลา

ตารางที่ 4.1 ตารางค่าเฉลี่ยของDuty Cycle ที่ช่วงเวลาต่างๆ

ช่วงคาบเวลา	0 – 20 องศา	20 – 40 องศา	40 – 60 องศา	60 – 80 องศา
ค่าแรงดันเฉลี่ย	14.0733	40.5225	62.0841	76.1575
Duty Cycle คิดเป็นเปอร์เซ็นต์	20%	50%	80%	100%

หลักการแบ่งความกว้างของแต่ละพัลส์ในจำนวนทั้งหมด 9 พัลส์ในช่วงครึ่งคาบเวลาที่ Duty 0.9 กรณีพัลส์ไม่เท่า (SPWM) โดยใน 4 พัลส์แรกและ 4 พัลส์หลังจะมีเนื้อที่ของแต่ละพัลส์เพิ่มขึ้นและลดลงในลักษณะเชิงเส้น ส่วนในตำแหน่งพัลส์กลางจะมีเนื้อที่มากสุดและได้เป็นสัดส่วนดังต่อไปนี้

duty1: duty2: duty3: duty4: duty4: duty4: duty3: duty2: duty1 เป็นดังนี้
0.2: 0.5: 0.8: 1: 1: 1: 0.8: 0.5: 0.2

4.3.5 สมการอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

การทดลองนี้จะใช้จำนวน 18 พัลส์ใน 1ไซเคิลในที่นี้จึงได้แสดงการคำนวณการหาแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (SPWM) กรณี 18 พัลส์ซึ่งในกรณีที่เป็นพีดับบลิวเอ็มพัลส์แบบพัลส์เท่าอื่น (SPWM) สามารถที่จะหาได้ในลักษณะเดียวกันนี้ จากหลักการอินทิเกรตที่กล่าวมาตั้งแต่ต้นนั้นสามารถนำมาคำนวณแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ในรูปที่ 4.8 มีจำนวน 18 พัลส์ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 สามารถที่จะกำหนดขอบเขตการอินทิเกรตได้โดยเริ่มแบ่งช่วงตามจำนวนพัลส์ใน 1 ไซเคิลจากรูปที่ 4.8 จะได้ 1ไซเคิลมี 18 ช่วงและเพื่อให้การกำหนดช่วงการอินทิเกรตเป็นช่วงที่เป็นค่าที่ลงตัวจึงกำหนดให้ครึ่งไซเคิลแบ่งรายละเอียดเป็น 90 ส่วน ดังนั้นในตำแหน่งสุดท้ายของไซเคิลจะมีค่า $\frac{180}{90}\pi$ ส่วนในซีกบวกจะทำการอินทิเกรตได้ทั้งหมด 9 pulseดังนี้

duty1: duty2: duty3: duty4: duty4: duty4: duty3: duty2: duty1 เป็นดังนี้
0.2: 0.5: 0.8: 1: 1: 1: 0.8: 0.5: 0.2

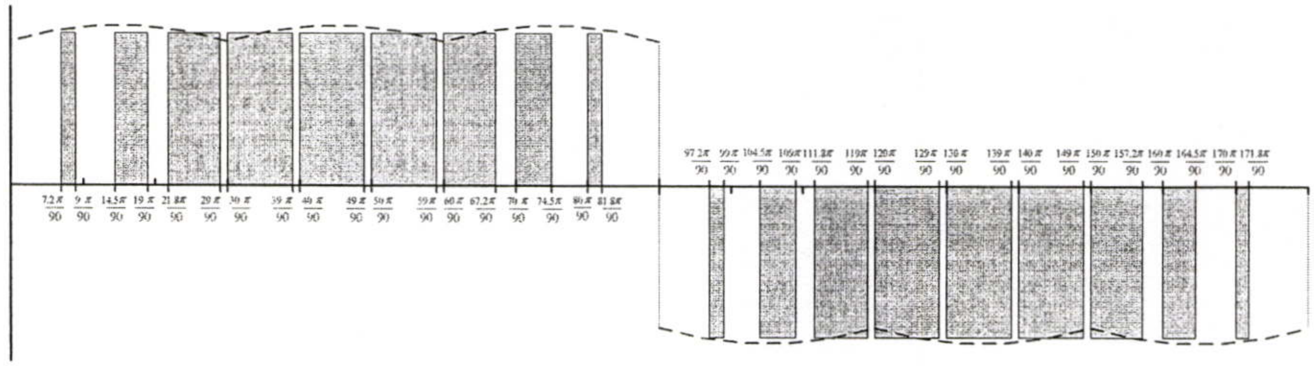
พัลส์ที่ 1 เริ่มที่ $\frac{7.2\pi}{90}$ ถึง $\frac{9\pi}{90}$ พัลส์ที่ 2 เริ่มที่ $\frac{14.5\pi}{90}$ ถึง $\frac{19\pi}{90}$

พัลส์ที่ 3 เริ่มที่ $\frac{21.8\pi}{90}$ ถึง $\frac{29\pi}{90}$ พัลส์ที่ 4 เริ่มที่ $\frac{30\pi}{90}$ ถึง $\frac{39\pi}{90}$

พัลส์ที่ 5 เริ่มที่ $\frac{40\pi}{90}$ ถึง $\frac{49\pi}{90}$ พัลส์ที่ 6 เริ่มที่ $\frac{50\pi}{90}$ ถึง $\frac{59\pi}{90}$

พัลส์ที่ 7 เริ่มที่ $\frac{60\pi}{90}$ ถึง $\frac{67.2\pi}{90}$ พัลส์ที่ 8 เริ่มที่ $\frac{70\pi}{90}$ ถึง $\frac{74.5\pi}{90}$

พัลส์ที่ 9 เริ่มที่ $\frac{80\pi}{90}$ ถึง $\frac{81.8\pi}{90}$



รูปที่ 4.8 แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) 18 พัลส์มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9

ในส่วนซีกลบจะทำการอินทิเกรตได้ทั้งหมด 9 pulse ดังนี้

duty1: duty2: duty3: duty4: duty4: duty4: duty3: duty2: duty1 เป็นดังนี้

0.2: 0.5: 0.8:1: 1:1: 0.8: 0.5: 0.2 การกำหนดช่วงของพัลส์เรียงลำดับไป

พัลส์ที่ 10 เริ่มที่ $\frac{97.2\pi}{90}$ ถึง $\frac{99\pi}{90}$ พัลส์ที่ 11 เริ่มที่ $\frac{104.5\pi}{90}$ ถึง $\frac{109\pi}{90}$

พัลส์ที่ 12 เริ่มที่ $\frac{111.8\pi}{90}$ ถึง $\frac{37.9\pi}{27}$ พัลส์ที่ 13 เริ่มที่ $\frac{120\pi}{90}$ ถึง $\frac{129\pi}{90}$

พัลส์ที่ 14 เริ่มที่ $\frac{130\pi}{90}$ ถึง $\frac{139\pi}{90}$ พัลส์ที่ 15 เริ่มที่ $\frac{140\pi}{90}$ ถึง $\frac{149\pi}{90}$

พัลส์ที่ 16 เริ่มที่ $\frac{150\pi}{90}$ ถึง $\frac{157.2\pi}{90}$ พัลส์ที่ 17 เริ่มที่ $\frac{160\pi}{90}$ ถึง $\frac{164.5\pi}{90}$

พัลส์ที่ 18 เริ่มที่ $\frac{170\pi}{90}$ ถึง $\frac{171.8\pi}{90}$

$$a_n=\frac{2}{2\pi}\left[\begin{array}{l}\int_{\frac{7.2\pi}{90}}^{\frac{9\pi}{90}}Vd\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{14.5\pi}{90}}^{\frac{19\pi}{90}}Vd\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{21.8\pi}{90}}^{\frac{29\pi}{90}}Vd\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{30\pi}{90}}^{\frac{39\pi}{90}}Vd\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{40\pi}{90}}^{\frac{49\pi}{90}}Vd\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{50\pi}{90}}^{\frac{59\pi}{90}}Vd\cos(n\omega t)dt\\+\int_{\frac{60\pi}{90}}^{\frac{67.2\pi}{27}}Vd\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{70\pi}{90}}^{\frac{74.5\pi}{90}}Vd\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{80\pi}{90}}^{\frac{81.8\pi}{90}}Vd\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{97.2\pi}{90}}^{\frac{99\pi}{90}}(-Vd)\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{104.5\pi}{90}}^{\frac{109\pi}{90}}(-Vd)\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{111.8\pi}{90}}^{\frac{119\pi}{90}}(-Vd)\cos(n\omega t)dt\\+\int_{\frac{120\pi}{90}}^{\frac{129\pi}{90}}(-Vd)\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{130\pi}{90}}^{\frac{139\pi}{90}}(-Vd)\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{140\pi}{90}}^{\frac{149\pi}{90}}(-Vd)\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{150\pi}{90}}^{\frac{157.2\pi}{90}}(-Vd)\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{160\pi}{90}}^{\frac{164.5\pi}{90}}(-Vd)\cos(n\omega t)dt+\int_{\frac{170\pi}{90}}^{\frac{171.8\pi}{90}}(-Vd)\cos(n\omega t)dt\end{array}\right]$$

$$a_n=\frac{Vd}{n\pi}\left[\begin{array}{l}\sin\left(\frac{9n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{7.2n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{19n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{14.5n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{29n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{21.8n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{39n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{30n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{49n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{40n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{59n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{50n\pi}{90}\right)\\+\sin\left(\frac{67.2n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{60n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{74.5n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{70n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{81.8n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{80n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{99n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{97.2n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{109n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{104.5n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{119n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{111.8n\pi}{90}\right)\\-\sin\left(\frac{120n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{129n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{139n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{130n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{149n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{140n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{157.2n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{150n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{164.5n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{160n\pi}{90}\right)-\sin\left(\frac{171.8n\pi}{90}\right)+\sin\left(\frac{170n\pi}{90}\right)\end{array}\right] \quad (4.13)$$

$$b_n=\frac{2}{2\pi}\left[\begin{array}{l}\int_{\frac{7.2\pi}{90}}^{\frac{9\pi}{90}}Vd\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{14.5\pi}{90}}^{\frac{19\pi}{90}}Vd\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{21.8\pi}{90}}^{\frac{29\pi}{90}}Vd\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{30\pi}{90}}^{\frac{39\pi}{90}}Vd\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{40\pi}{90}}^{\frac{49\pi}{90}}Vd\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{50\pi}{90}}^{\frac{59\pi}{90}}Vd\sin(n\omega t)dt\\+\int_{\frac{60\pi}{90}}^{\frac{67.2\pi}{27}}Vd\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{70\pi}{90}}^{\frac{74.5\pi}{90}}Vd\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{80\pi}{90}}^{\frac{81.8\pi}{90}}Vd\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{97.2\pi}{90}}^{\frac{99\pi}{90}}(-Vd)\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{104.5\pi}{90}}^{\frac{109\pi}{90}}(-Vd)\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{111.8\pi}{90}}^{\frac{119\pi}{90}}(-Vd)\sin(n\omega t)dt\\+\int_{\frac{120\pi}{90}}^{\frac{129\pi}{90}}(-Vd)\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{130\pi}{90}}^{\frac{139\pi}{90}}(-Vd)\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{140\pi}{90}}^{\frac{149\pi}{90}}(-Vd)\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{150\pi}{90}}^{\frac{157.2\pi}{90}}(-Vd)\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{160\pi}{90}}^{\frac{164.5\pi}{90}}(-Vd)\sin(n\omega t)dt+\int_{\frac{170\pi}{90}}^{\frac{171.8\pi}{90}}(-Vd)\sin(n\omega t)dt\end{array}\right]$$

$$b_n=\frac{Vd}{n\pi}\left[\begin{array}{l}\cos\left(\frac{9n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{7.2n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{19n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{14.5n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{29n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{21.8n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{39n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{30n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{49n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{40n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{59n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{50n\pi}{90}\right)\\+\cos\left(\frac{67.2n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{60n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{74.5n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{70n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{81.8n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{80n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{99n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{97.2n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{109n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{104.5n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{119n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{111.8n\pi}{90}\right)\\-\cos\left(\frac{120n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{129n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{139n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{130n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{149n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{140n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{157.2n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{150n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{164.5n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{160n\pi}{90}\right)-\cos\left(\frac{171.8n\pi}{90}\right)+\cos\left(\frac{170n\pi}{90}\right)\end{array}\right] \quad (4.14)$$

จากสมการที่(4.13) และสมการที่ (4.14) สามารถนำไปแทนหาแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทได้โดยใช้สมการอนุกรมฟูเรียร์แทนค่าหาแรงดัน RMS ของฟันดาเมทอล

4.3.6 สมการอนุกรมฟูเรียร์โดยทั่วไปของแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

จากหลักการสร้างสมการของแรงดันเอาท์พุท SPWM พีดับบลิวเอ็มแบบ 18 พัลส์ที่มีค่าดิวตี้เร โช 0.9 ในหัวข้อที่ 4.36 ที่ผ่านมาในลักษณะเดียวกันนั้นได้สร้างสมการแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบ 18 พัลส์ที่ดิวตี้เร โชค่าต่างๆ ได้นำมาสรุปเป็นสมการแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบ 18 พัลส์ที่ดิวตี้เร โชค่าใดๆ ได้เป็นสมการทั่วไปดังนี้

$$v_{o,1}=\frac{V_{av}}{n\pi}\sum_{x=0}^{x=nn}\left\{\begin{array}{l}
\sin\left[\frac{(D)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{(D-(D)duty\,1)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{(D+1)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{(D+1-(D)duty\,2)n\pi}{9}\right]\\
+\sin\left[\frac{(D+2)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{(D+2-(D)duty\,3)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{(3+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{3n\pi}{9}\right]\\
+\sin\left[\frac{(4+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{4n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{(5+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{5n\pi}{9}\right]\\
+\sin\left[\frac{(6+(D)duty\,3)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{6n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{(7+(D)duty\,2)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{7n\pi}{9}\right]\\
+\sin\left[\frac{(8+(D)duty\,1)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{8n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{(D+9)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{(D+9-(D)duty\,1)n\pi}{9}\right]\\
-\sin\left[\frac{(D+10)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{(D+10-(D)duty\,2)n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{(D+11)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{(D+11-(D)duty\,3)n\pi}{9}\right]\\
-\sin\left[\frac{(D+12duty\,4)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{12n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{(13+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{13n\pi}{9}\right]\\
-\sin\left[\frac{(14+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{14n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{(15+(D)duty\,3)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{15n\pi}{9}\right]\\
-\sin\left[\frac{(16+(D)duty\,2)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{16n\pi}{9}\right]-\sin\left[\frac{(17+(D)duty\,1)n\pi}{9}\right]+\sin\left[\frac{17n\pi}{9}\right]
\end{array}\right\}\cos n\omega t$$

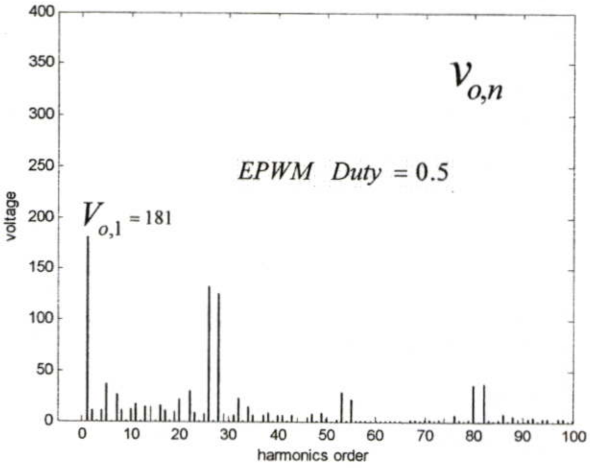
$$+\frac{V_{av}}{n\pi}\sum_{x=0}^{x=nn}\left\{\begin{array}{l}
\cos\left[\frac{(D)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{(D-(D)duty\,1)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{(D+1)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{(D+1-(D)duty\,2)n\pi}{9}\right]\\
+\cos\left[\frac{(D+2)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{(D+2-(D)duty\,3)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{(3+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{3n\pi}{9}\right]\\
+\cos\left[\frac{(4+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{4n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{(5+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{5n\pi}{9}\right]\\
+\cos\left[\frac{(6+(D)duty\,3)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{6n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{(7+(D)duty\,2)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{7n\pi}{9}\right]\\
+\cos\left[\frac{(8+(D)duty\,1)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{8n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{(D+9)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{(D+9-(D)duty\,1)n\pi}{9}\right]\\
-\cos\left[\frac{(D+10)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{(D+10-(D)duty\,2)n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{(D+11)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{(D+11-(D)duty\,3)n\pi}{9}\right]\\
-\cos\left[\frac{(12+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{12n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{(13+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{13n\pi}{9}\right]\\
-\cos\left[\frac{(14+(D)duty\,4)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{14n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{(15+(D)duty\,3)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{15n\pi}{9}\right]\\
-\cos\left[\frac{(16+(D)duty\,2)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{16n\pi}{9}\right]-\cos\left[\frac{(17+(D)duty\,1)n\pi}{9}\right]+\cos\left[\frac{17n\pi}{9}\right]
\end{array}\right\}\sin n\omega t$$

4.4 การคำนวณหาองค์ประกอบฮาโมนิกส์ต่างๆของคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

จากสมการทั่วไปของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า(EPEM) และแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่สร้างขึ้นนั้นได้นำมาแทนค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5 และ 0.9 ของพีดับบลิวเอ็มทั้งสองแบบนำมาสร้างแถบสเปคตรัมของฮาโมนิกส์ที่ลำดับต่างๆ ได้เป็นกรณีต่างๆดังนี้

4.4.1. กรณีคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5

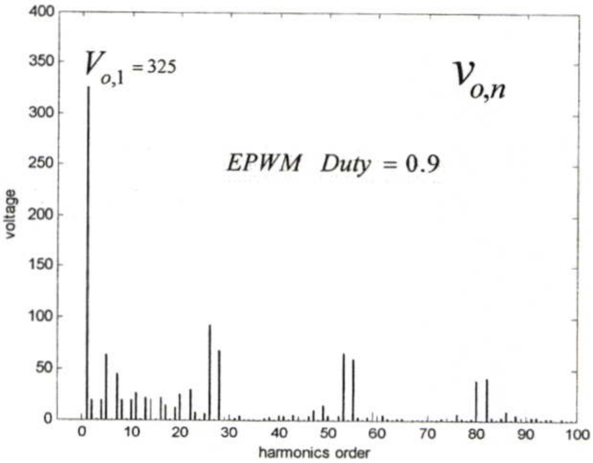
กรณีแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า(EPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5 จะให้ค่าแรงดันเอาท์พุทฟันดาเมลทอลเท่ากับ 181 โวลต์และจะมีฮาโมนิกส์ลำดับต่ำที่มีค่าสูงแสดงในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงลำดับฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้ไซเรโช 0.5

4.4.2. กรณีคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9

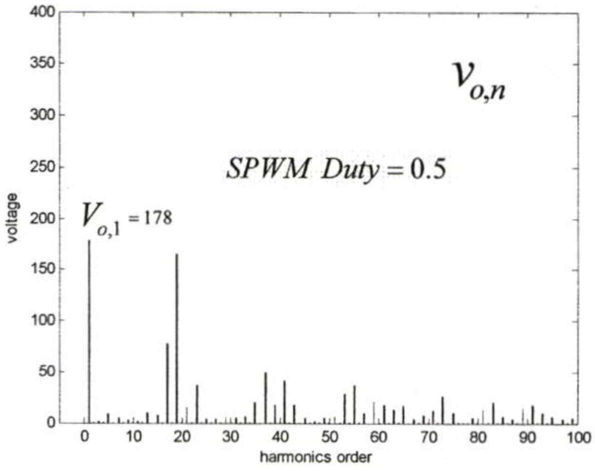
กรณีแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า(EPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9 จะให้ค่าแรงดันเอาท์พุทฟันดาเมลทอลเท่ากับ 325 Vและจะมีฮาโมนิกส์ลำดับต่ำที่มีค่าสูงดังแสดงในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แสดงลำดับฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโช 0.9

4.4.3. กรณีคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5

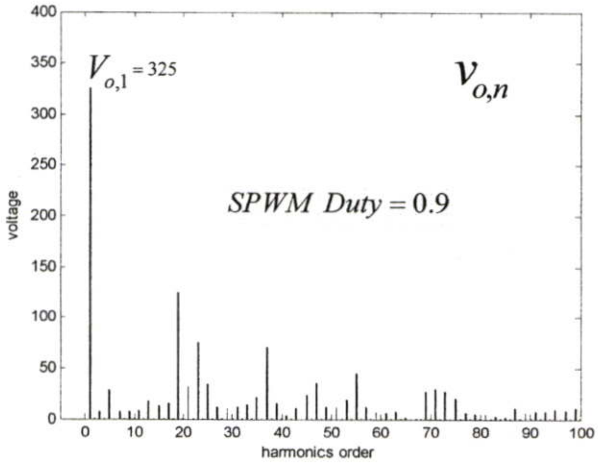
กรณีแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า(SPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5 จะให้ค่าแรงดันเอาท์พุทฟันดาเมลทอลเท่ากับ 178 Vและจะมีฮาโมนิกส์ลำดับต่ำที่มีค่าสูงดังแสดงในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 แสดงลำดับฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโช 0.5

4.4.4. กรณีคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9

จากรูปที่ 4.7 ถึง 4.10 พิจารณาได้ว่าในคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) จะมีฮาโมนิกส์ย่านความถี่ต่ำมีขนาดน้อยกว่าคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า (EPWM)



รูปที่ 4.12 แสดงลำดับฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโช 0.9

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการสร้างสมการแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทแบบพัลส์เท่า EPWM และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM)และสามารถคำนวณแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุท $V_{o,1}$ ได้ด้วยสมการอนุกรมฟูเรียร์ซึ่งเป็นสมการที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆสำหรับกรณีคลื่นรูปแบบพัลส์เท่า (EPWM) ซึ่งเป็นรูปแบบที่สามารถสร้างเป็นสมการได้ง่ายซึ่งในพัลส์พีดับบลิวแบบพัลส์เท่าจะมีขนาดกว้างเท่ากันทุกพัลส์ทั้งไซเคิลส่วนพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่านั้นจะต้องหาค่าดิวตี้ของแต่ละดิวตี้เรโชโดยจำนวนดิวตี้เรโชนั้นขึ้นอยู่กับจำนวนของพัลส์พีดับบลิวเอ็มแต่ละรูปแบบเช่น พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) 18พัลส์ใน1ไซเคิลในการที่จะนำสมการอนุกรมฟูเรียร์มาใช้ในการคำนวณแรงดันด้านออกในที่นี้สามารถทำได้โดยการตั้งช่วงอินทิเกรตแรงดันแต่ละพัลส์เพื่อให้ได้องค์ประกอบทั้งหมดของสมการอนุกรมฟูเรียร์ซึ่งสามารถใช้หาค่าได้ทั้งพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า(EPWM)

บทที่ 5

ผลการทดลองและผลการซิมมูเลท

5.1 บทนำ

จากบทที่ 4 ที่ผ่านมาได้แสดงให้เห็นถึงวิธีการคำนวณแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทสามารถปรับเปลี่ยนได้ตามค่าดิวตี้เรโชที่ได้ออกแบบไว้ในพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ตลอดจนได้แสดงการหาค่าฮาโมนิกส์ในแต่ละลำดับของพัลส์แรงดันพีดับบลิวเอ็มเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบคุณลักษณะของแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทในรูปแบบต่างๆ

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มี 12 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.1

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มี 12 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.5

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มี 12 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.9

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มี 18 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.1

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มี 18 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.5

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ที่มี 18 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.9

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มี 12 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.1

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มี 12 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.5

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มี 12 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.9

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มี 18 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.1

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มี 18 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.5

แรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มี 18 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล ด้วยดิวตี้เรโช 0.9

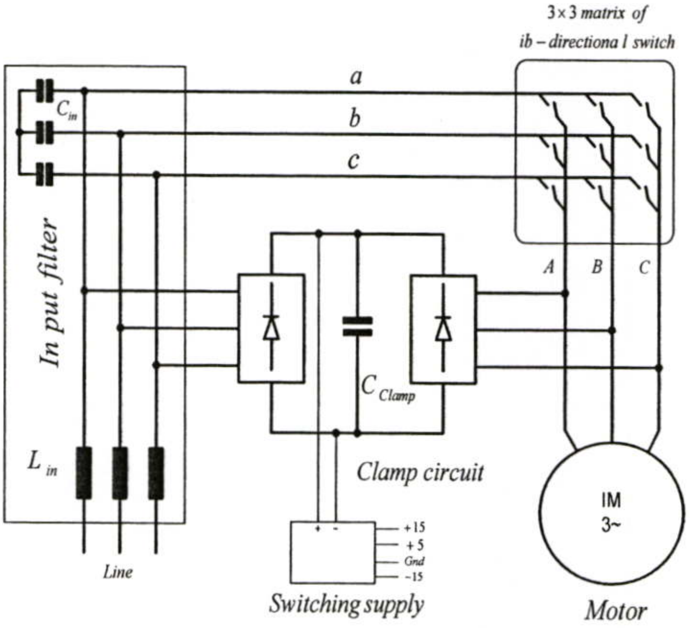
ซึ่งในบทนี้จะได้นำสมการแรงดันพีดับบลิวเอ็มเอาท์พุทที่ได้จากการออกแบบ และทำการวิเคราะห์หาสมการรูปคลื่นแรงดัน เพื่อยืนยันความถูกต้องของสมการจึงได้นำสมการไปคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อแสดงผลรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทไปเปรียบเทียบกับแรงดันเอาท์พุทที่ได้จากการทดลอง

5.2 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมการทำงานของสวิทช์

ลักษณะทั่วไปวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นประกอบด้วยสวิทช์สองทาง 9 ชุด คือ สวิทช์ S_1 - S_9 จะทำงานครั้งละ 6 ชุดซึ่งสวิทช์ทั้ง 6 ชุดนี้จะมีการทำงานลักษณะเดียวกับสัญญาณพี

ดับบลิวเอ็มที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3-เฟส ทั่วไป เพียงแต่จะมีการเปลี่ยนกลุ่มการทำงานไปตามแต่ละระลอกคลื่นที่มีการเปลี่ยนแปลงและจะเรียงลำดับกันไป

5.2.1 ส่วนประกอบของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 5.1 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะประกอบด้วย อินพุทฟิลเตอร์, ชุดสวิทช์สองทิศทาง, ชุดแคลมป์และสวิทช์ซิ่งซัพพลาย ดังในรูปที่ 5.1 จะมีการทำงานดังนี้ อินพุทฟิลเตอร์ทำหน้าที่ในการกรองฮาโมนิกส์ที่เกิดขึ้นจากคอนเวอร์เตอร์ให้เข้าสู่ไลน์ของระบบมีค่าลดลงและยังช่วยชดเชยแรงดันในชั่วขณะที่มีการทำงานของสวิทช์ไม่ให้ลดลง ชุดสวิทช์สองทางทำหน้าที่จ่ายกำลังไปยังโหลด ชุดของแคลมป์และสวิทช์ซิ่งซัพพลายทำหน้าที่เป็นสนับเบอร์ป้องกันสวิทช์เสียหายในขณะสวิทช์ off แล้วส่งพลังงานที่ได้ไปใช้เลี้ยงวงจรควบคุมทั้งหมด

ส่วนประกอบที่สำคัญที่ใช้ในการทำงานทั้งหมดมีอยู่ด้วยกันดังนี้

-ชุดสวิทช์สองทาง 9 ชุด โดยใช้ Insulated-gate bipolar transistor (IGBT) ชนิดที่มี Diode

-ชุดตรวจจับแรงดันศูนย์ zero crossing

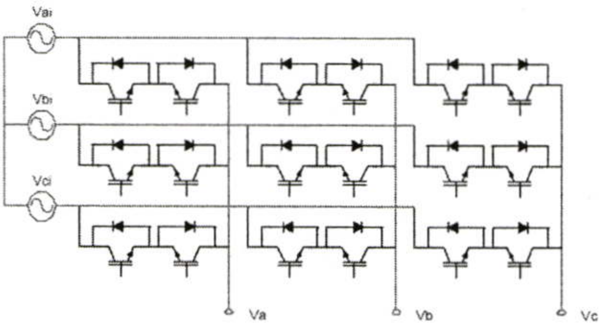
-ชุดสร้างสัญญาณ PWM ออกแบบโดยใช้ DSP ของไมโครชิป

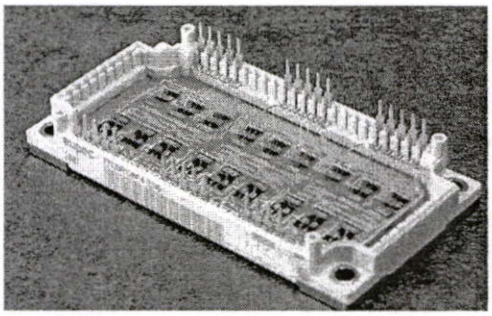
-ชุดสร้างสัญญาณ 9 สัญญาณ ทำมาจาก Fpga Xilinx

-ชุดควบคุมและแสดงผล

5.2.2 รูปแบบของสวิทช์สองทางที่นำมาใช้

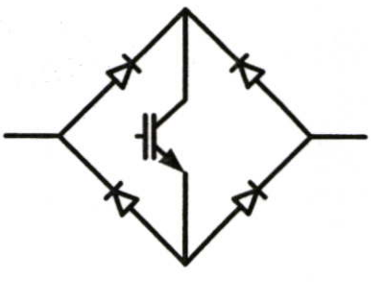
สวิทช์ที่สามารถนำมาใช้ได้จะต้องเป็นสวิทช์ที่ยอมให้กระแสไหลได้ทั้งสองทิศทางดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องนำสวิทช์สองตัวมาต่อร่วมกันนอกจากจะยอมให้ไหลได้ทั้งสองทิศทางแล้วยังต้องสามารถหยุดการนำกระแสได้อีกด้วยในปัจจุบันนี้ได้มีการผลิตเพาเวอร์โมดูลที่เป็นเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ที่ประกอบเป็นวงจรอยู่ในแพ็กเก็ตเดียวกันเริ่มออกมาจำหน่ายแล้วดังเช่น ในรูปที่ 5.2 เป็น Matrix Converter Power Module ของบริษัท Eupec ซึ่งเป็นหนึ่งในบริษัทที่เป็นผู้ผลิต IGBTสำหรับอินเวอร์เตอร์ และ Matrix Converter Power Module ในรูปที่ 5.2 ตัวอย่างนี้มีพิกัด 400 V, 35 A, 7.5kW





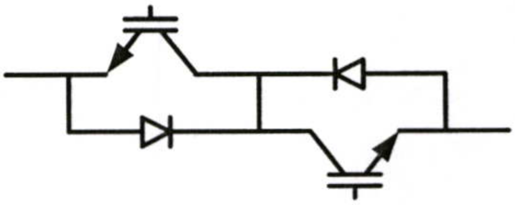
รูปที่ 5.2 ด้านซ้ายเป็นไดอะแกรมส่วน ด้านขวา เป็น Matrix Converter Power Module

ซึ่งในการทดลองนี้ไม่ได้ใช้เป็นเพาเวอร์โมดูลแต่จะใช้เป็นตัวแพ็กเก็ตเดียวๆ แล้วนำมาต่อกันในการทดลองนี้ได้ใช้ Insulated-gate bipolar transistor (IGBT) ชนิด *N* Channel เพียงชนิดเดียวซึ่งวิธีการต่อนั้นจะนำ Diode เข้ามาต่อร่วมเพื่อให้สามารถที่จะบังคับทิศทางของกระแสให้ไหลไปในทิศทางที่ต้องการดังแสดงในรูปต่อไปนี้



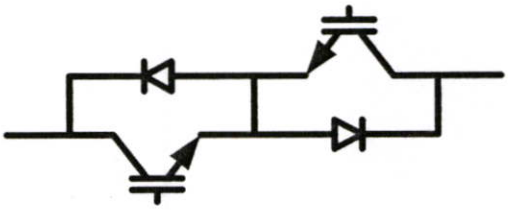
รูปที่ 5.3 การต่อสวิทช์สองทางแบบ Diode Bridge

สวิทช์สองทางแบบ Diode Bridge ดังรูปที่5.3 มีลักษณะการต่อที่ใช้เป็นรูปแบบที่ต่อได้ง่ายใช้สวิทช์ไอจีบีทีเพียงตัวเดียวต่อร่วมกับ ไดโอด 4 ตัวการและใช้สวิทช์ไอจีบีทีเพียงตัวเดียวต่อรูปแบบนี้จะใช้ชุดเกทไดรว์เพียงชุดเดียวต่อสวิทช์สองทางหนึ่งตัวแต่การต่อแบบนี้นั้นจะมีการสูญเสียสูงกว่าแบบอื่น เนื่องจากในขณะที่สวิทช์ทำงานนั้นกระแสจะต้องผ่านไดโอด 2ตัว และสวิทช์ไอจีบีทีอีก 1ตัวทำให้เกิดการสูญเสีย 3ช่วง



รูปที่ 5.4 การต่อสวิทช์สองทางแบบ Back to Switch C

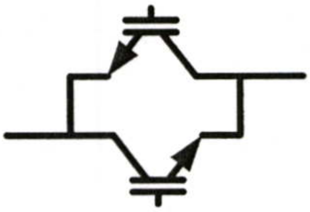
สวิทช์สองทางแบบ Back to Switch C ดังรูปที่ 5.4 มีลักษณะการต่อที่ใช้สวิทช์ไอจีบีที 2 ตัว และไดโอด 2 ตัว ทำงานร่วมกัน หรือเรียกการต่อแบบนี้ว่า "Common Collector" การต่อรูปแบบนี้จะใช้ชุดเกทไดรว์ 2 ชุดเพื่อขับสวิทช์สองทิศทางหนึ่งตัว การสูญเสียจะเกิดขึ้นในไดโด 1ตัวและในสวิทช์ไอจีบีทีอีก 1 ตัวหนึ่งตัว ดังนั้นการต่อแบบนี้ทำให้เกิดการสูญเสียอยู่ 2 ช่วง



รูปที่ 5.5 การต่อสวิทช์สองทางแบบ Back to Switch E

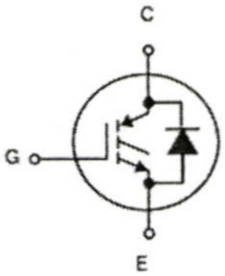
สวิทช์สองทางแบบ Back to Switch E ดังรูปที่ 5.5 มีลักษณะการต่อที่ใช้สวิทช์ไอจีบีที 2 ตัว และไดโอด 2 ตัว ทำงานร่วมกัน หรือเรียกการต่อแบบนี้ว่า "Common Emitter" การต่อรูปแบบนี้จะใช้ชุดเกทไดรว์ 1 ชุดเพื่อขับสวิทช์สองทิศทางหนึ่งตัว การสูญเสียจะเกิดขึ้นในไดโอด 1ตัวและสวิทช์ไอจีบีทีอีก 1ตัวหนึ่งตัวทำงานร่วมกัน ดังนั้นการต่อรูปแบบนี้ทำให้เกิดการสูญเสียอยู่ 2 ช่วง จากรูปแบบการ

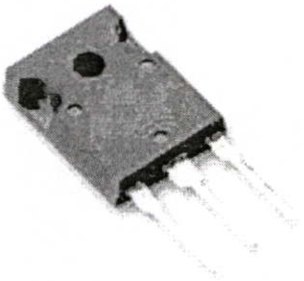
ต่อสวิทช์สองทางต่างๆที่ได้กล่าวไว้แล้วในการทดลองนี้ได้เลือกรูปแบบที่สามซึ่งใช้ชุดเกทไดรว์เดียวกันได้ในขณะที่สวิทช์ทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมอยู่ 2 ช่วง คือตกคร่อมที่ไอจีบีที และไดโอด



รูปที่ 5.6 การต่อสวิทช์สองทางแบบ RB-IGBTs

สวิทช์สองทางแบบ Reverse-blocking IGBTs (RB-IGBTs) ดังรูปที่ 5.6 ลักษณะการต่อที่ใช้สวิทช์ไอจีบีที 2 ตัวโดยไม่ต้องใช้ไดโอดทำให้ไม่เกิดการสูญเสียจะเกิดขึ้นในไดโอด [6] จะเกิดการศูนย์เสียเฉพาะในส่วนสวิทช์ไอจีบีทีอีก 1ตัวหนึ่งตัว ดังนั้นการต่อรูปแบบนี้ทำให้เกิดการสูญเสียน้อยมาก ในการทดลองนี้ใช้สวิทช์ไอจีบีที ชนิด *N* Channel เบอร์ HGTG18N120BND ในรูปที่ 5.7 ซึ่งมีคุณสมบัติ ดังนี้ พิกัดกระแส 54A พิกัดแรงดัน 1200V NPT



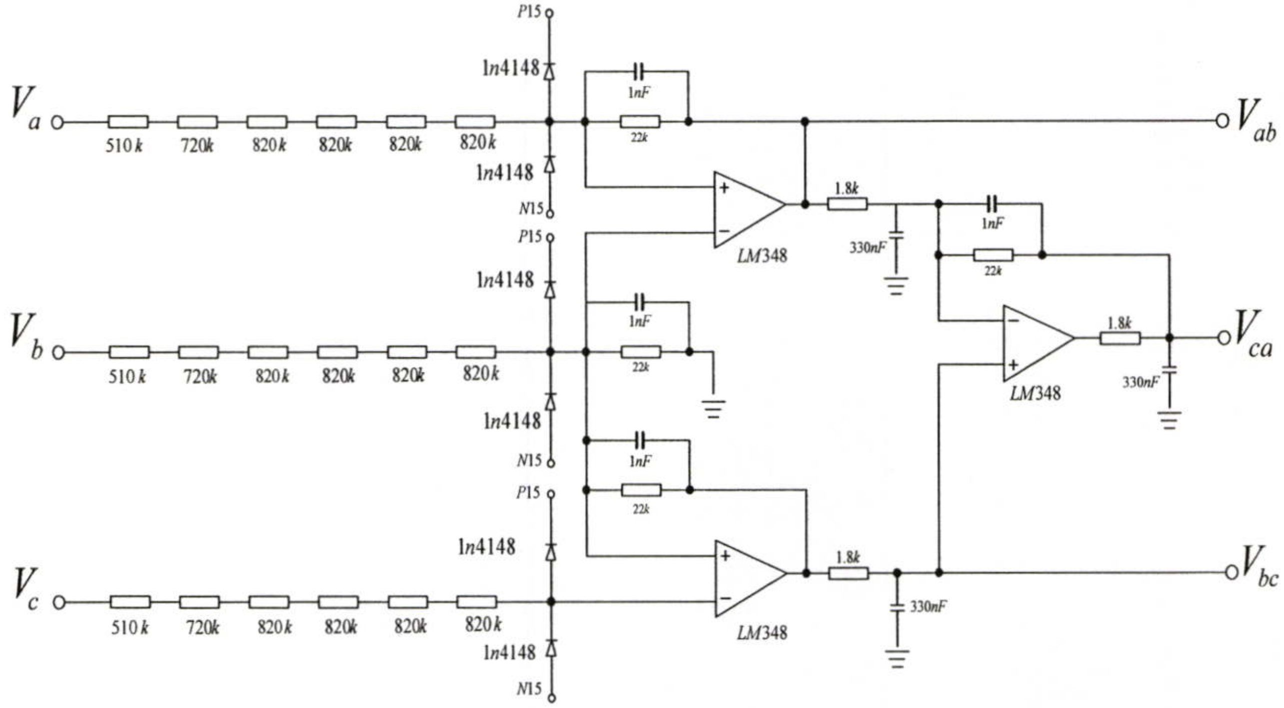


รูปที่ 5.7 สัญลักษณ์และรูปของ IGBT

ชนิด N-Channel เป็น IGBT ที่มีการออกแบบเพื่อใช้ต่อแบบ ANTI PARALLEL
มี HYPERFAST DIODE (ไดโอดความถี่สูงที่มีพิกัดเท่ากับพิกัดของ IGBT) อยู่ภายใน

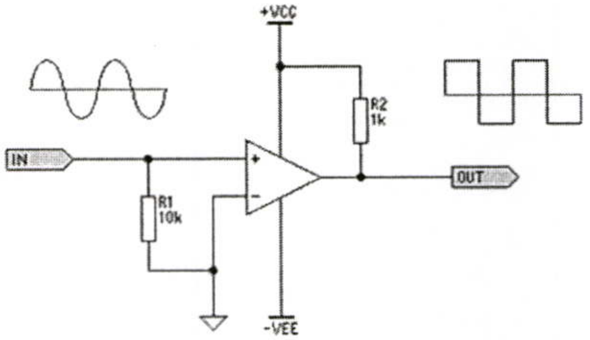
5.2.3 วงจรลดทอนแรงดันไลน์เพื่อใช้ในการตรวจจับแรงดันศูนย์

ในวงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์มีความจำเป็นที่จะต้องตรวจจับแรงดันไลน์ของเฟส $V_{ab}, V_{ac}, V_{bc}, V_{ba}, V_{ca}, V_{cb}$ ด้านอินพุทตามที่ได้อธิบายในบทที่ 3 เพื่อนำไปเลือกไปเลือกกลุ่มของสวิทช์ที่จะให้ทำงาน 6 สวิทช์จากทั้งหมด 9 สวิทช์ แต่แรงดันไลน์ด้านเข้ามีค่าแรงดันที่สูงมากเมื่อเทียบแรงดันที่ใช้ในระบบควบคุม และการที่มีออกแบบให้ใช้ตัวต้านทานหลายตัวต่ออนุกรมกันนั้นมีข้อดี คือ ทำให้แรงดันตกคร่อมตัวต้านทานแต่ละตัวมีค่าต่ำลงซึ่งในวงจรนี้ได้ออกแบบแรงดันสูงสุดไว้ที่ประมาณ 1000 Vp



รูปที่ 5.8 วงจรลดทอนแรงดันไลน์ V_a, V_b, V_c

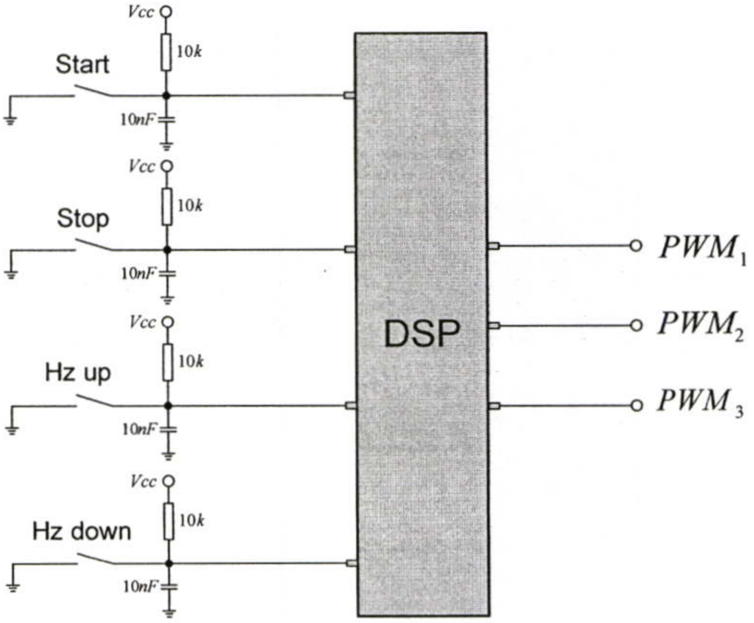
จุดประสงค์ของวงจรลดทอนแรงดัน ในรูปที่ 5.8 ก็คือการลดขนาดของแรงดันไซน์ 3 ให้มีขนาดของแรงดันลดลงจนสามารถที่จะนำไปใช้กับชุดตรวจจับแรงดันศูนย์ (zero crossing) เพื่อที่จะสร้างเป็นสัญญาณสแควเวฟ 3 เฟสและนำสัญญาณส่งต่อไปยัง FPGA



รูปที่ 5.9 วงจร zero crossing

5.2.4 วงจรควบคุมการทำงานและปรับค่าความถี่

วงจรควบคุมการทำงานของดิจิตอลซิกแนลโปรเซสซิ่ง (DSP) ในการทำงานของโปรแกรมได้มีการเขียนให้มีสัญญาณควบคุมจากสัญญาณอินพุท 4 สัญญาณ คือ Start, Stop, Hz up, Hz down โดยที่สัญญาณ Start จะใช้ในการเริ่มการทำงานของโปรแกรม สัญญาณ Stop จะใช้ในการหยุดการทำงานของโปรแกรมทั้งหมด สัญญาณ Hz up จะใช้ในการเพิ่มค่าความถี่ให้สูงขึ้น ส่วนสัญญาณ Hz down จะใช้ในการลดค่าความถี่ให้ต่ำลง โดยในขณะที่ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงนั้นแรงดันที่ได้ก็จะมีการปรับตามไปด้วย



รูปที่ 5.10 วงจรควบคุมการปรับค่าความถี่และเปิดปิดการทำงาน

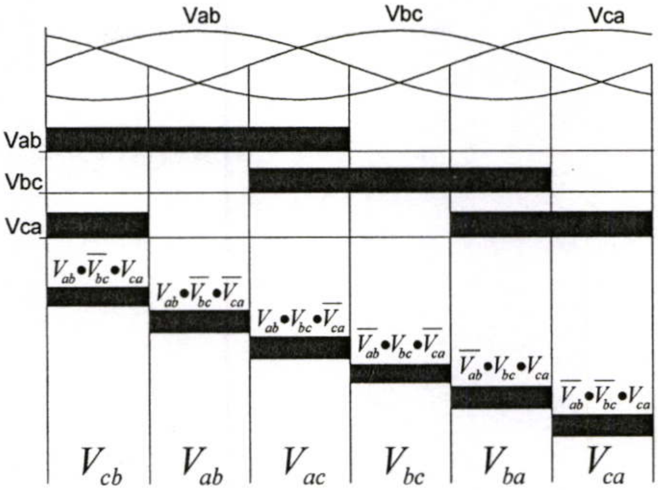
และสัญญาณที่สร้างออกมาเพียง 3 สัญญาณเท่านั้น คือ สัญญาณ PWM (1), PWM (2), PWM (3) ดังรูปที่ 5.10 สัญญาณทั้ง 3 นี้ได้มาจาก PWM-Module ที่ฝังอยู่ภายในตัว DSP โดยที่มีการควบคุมให้เป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้ให้การ on, off ของสัญญาณ PWM (1), PWM (2), PWM (3) มีการปรับค่าดิวตี้เรโชแปรไปตามความถี่อย่างอัตโนมัติ รูปที่ 5.11 แสดงอุปกรณ์ DSP ที่นำมาใช้

รูปที่ 5.11 อุปกรณ์ DSP

ชุดสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มนี้จาก DSP ของบริษัทไมโครชิบโปรแกรมที่ใช้ในการเขียนก็เป็นของบริษัทไมโครชิบเช่นเดียวกันและสัญญาณที่สร้างขึ้นมานี้จะส่งต่อไปยัง FPGA เพื่อไปสร้างเป็นสัญญาณควบคุมสวิทช์

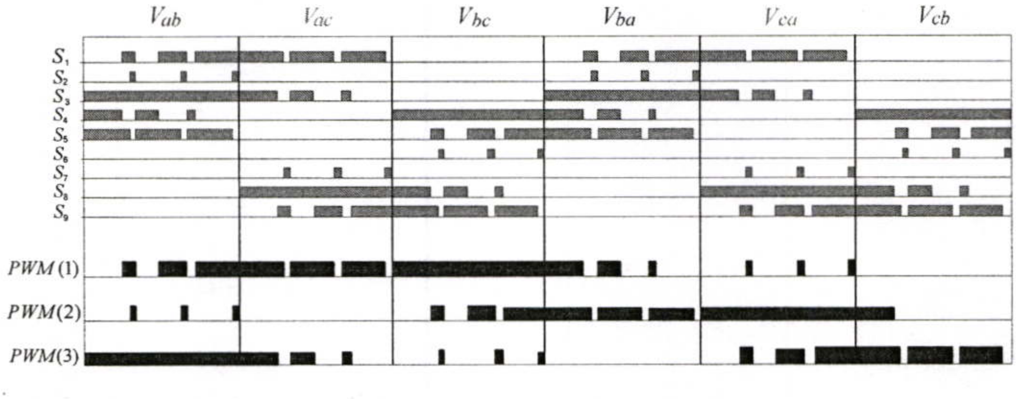
5.2.5 ชุดสร้างสัญญาณ 9 สัญญาณ

ในการสร้างสัญญาณพัลส์พีดับบลิวเอ็ม 9 สัญญาณนั้นเริ่มจากการรับสัญญาณของระลอกคลื่น V_{ab} ,V_{ca} ,V_{bc} และในกรณีที่เฟสของแรงดันไลน์อินพุทไม่สมดุลได้มีการเขียนโปรแกรมที่ชดเชยเฟสของแรงดันไลน์อินพุทแต่ละเฟสไว้ด้วย แสดงในรูปที่ 5.12 เป็นไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ6 ระลอกคลื่นซึ่งทั้ง 3 ระลอกคลื่นนี้จะได้นำไปเข้าใช้ใน (FPGA) เพื่อสร้างสัญญาณ 60 องศาจำนวน 6 สัญญาณคือ V_{ab} ,V_{ac} ,V_{bc} V_{ba} ,V_{ca} , V_{cb} V_{ca} , V_{cb} ใช้ในการบอกเฟสของแรงดันไลน์ด้านเข้า สัญญาณทั้ง 6 ระลอกนี้ทำหน้าที่เลือกสวิทช์ให้ทำงานครั้งละ 6 ชุดหลังจากนั้นสวิทช์ทั้ง 6 จะถูกขับโดยสัญญาณที่ได้จาก DSP ทั้ง 3 คือ PWM1, PWM2, PWM3 รวมกับสัญญาณที่มีการอินเวอร์แล้วรวมเป็น 6 สัญญาณนำไปควบคุมสวิทช์ที่ได้ถูกเลือกไว้แล้ว



รูปที่ 5.12 ไดอะแกรมการสร้างสัญญาณ 6 ระลอกคลื่น

ซึ่งในแต่ละระลอกขับลักษณะเดียวกับอินเวอร์เตอร์เมื่อทำงานครบ 6 ระลอกทำให้สวิทช์ทั้ง 9 มีการทำงานตรบทุกตัวแสดงการทำงานของสวิทช์ทั้ง 9 ดังรูปที่ 5.14 และยังมีการเขียนโปรแกรมตั้งเวลาป้องกันไม่ให้สัญญาณควบคุมสวิทช์ทั้ง 9 ทำงานซ้อนกันไว้ใน FPGA ด้วย



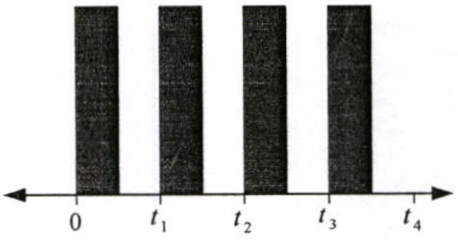
รูปที่ 5.13 ด้านล่างเป็นสัญญาณพัลส์ที่สร้างจาก DSP ส่วนด้านบนเป็นสัญญาณควบคุมสวิทช์

โปรแกรมที่ใช้ในการเขียนนั้น ใช้โปรแกรม ISE Service Pack ของ บริษัท Xilinx และเขียนด้วยภาษา VHDL สัญญาณที่สร้างขึ้นด้วยเงื่อนไขดั้งกล่าวแล้วจะถูกขับยังชุดขับไอจีบีทีที่ใช้นี้จะใช้ทั้งหมด 9 ชุด ขับไอจีบีทีครั้งละ 2 ตัวพร้อมกันซึ่งการต่อสวิทช์แบบ Common Emitter สามารถที่จะต่อได้เลยซึ่งมีจุดคอมมอนร่วมกันอยู่ส่วนชุดจ่ายไฟให้กับชุดขับนี้จะมีอยู่ด้วยกันทั้งหมด 9 ชุด

5.3 หลักการในการทำความถี่สวิทช์ชิ่งให้สูงขึ้น

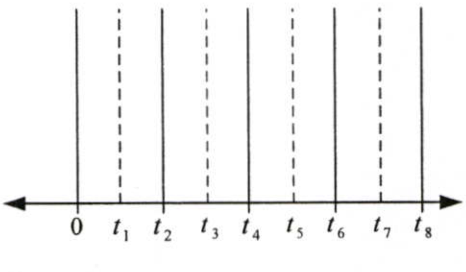
5.3.1 การแบ่งเป็นอัตราส่วนของแต่ละพัลส์ตามจำนวนเท่าที่ต้องการ

หลักการในการเพิ่มจำนวนพัลส์นั้นจะใช้วิธีการแบ่งพัลส์เดิมออกเป็นส่วนๆ ยิ่งมีการแบ่งออกมาก็จะทำให้ได้จำนวนพัลส์มากตามเมื่อจำนวนพัลส์ต่อไซเคิลมากความถี่สวิทซ์ซิ่งก็จะสูงขึ้นด้วยไม่ว่าจะเป็นพัลส์รูปแบบใดที่ต่างกันก็คือในกรณีที่พีดับบลิวเอ็มมีจำนวนพัลส์น้อยจะทำให้การเพิ่มความถี่ครั้งละน้อยๆ ตามจำนวนพัลส์พีดับบลิวเอ็มนั้น วิธีการแบ่งจำนวนพัลส์สามารถทำได้ดังนี้



รูปที่ 5.14 รูปพัลส์พีดับบลิวเอ็มก่อนที่จะเพิ่มจำนวน

รูปที่ 5.15 เป็นตัวอย่างของพัลส์ที่ยังไม่ได้มีการแบ่งโดยที่เป็นพัลส์แบบที่ทุกพัลส์เท่ากัน (EPWM) ที่มีค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5 และจะเห็นได้ว่าพัลส์แรกจะมีค่าเป็นบวกในช่วง 0 – $0.5t_1$ ช่วงที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่ในช่วง $0.5t_1$ - t_1 จากนั้นทำการแบ่งคาบเวลาจาก t_1 เดิมลงครึ่งหนึ่งทำให้ได้คาบเวลาใหม่ที่ลดลงดังนั้น



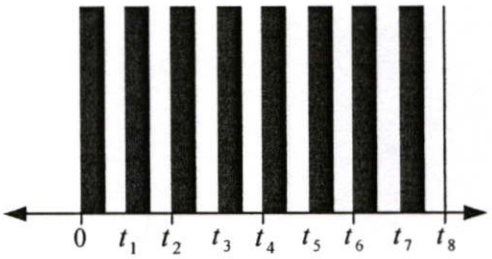
รูปที่ 5.15 รูปพัลส์พีดับบลิวเอ็มที่ได้มีการแบ่งพัลส์

t_1 ใหม่จะมีขนาดเพียงครึ่งหนึ่งของ t_1 เดิมดังแสดงในรูปที่ 5.16 เป็นการกำหนดให้ความกว้างพัลส์ลดลงครึ่งหนึ่งแสดงเส้นปะคือคาบเวลาใหม่ที่มีค่าลดลงจาดเดิมครึ่งหนึ่ง

5.3.2 การเพิ่มพัลส์เข้าไปเพื่อให้มีความถี่สูงขึ้น

การเพิ่มพัลส์เข้าไปทำให้ความถี่ที่ได้นั้นจะมีค่าความถี่สูงขึ้นเป็นจำนวนเท่าด้วยโดยที่ค่าต้องรักษาอัตราส่วนของพัลส์หรือว่าดิวตี้เรโชยังคงมีค่าเท่าเดิม เช่น ในกรณีที่เริ่มต้นจากพัลส์พีดับบลิวเอ็ม

แบบ 12 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิลการแบ่งพัลส์เริ่มต้นที่แบ่ง1พัลส์ออกเป็น 2 พัลส์ทำให้ได้ความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าดั้งนั้นในกรณีนี้จะได้พัลส์พีดับบลิวเอ็มแบบ 24 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิลดังแสดงในรูปที่ 5.17และถ้าแบ่งหนึ่งพัลส์ให้เป็น3ส่วนก็จะได้ว่า (12×3) 36 พัลส์ต่อหนึ่งไซเคิล



รูปที่ 5.16 รูปพัลส์พีดับบลิวเอ็มที่มีการเพิ่มความถี่สูงขึ้นโดยที่ค่าดิวตี้เรโชเท่าเดิม

ในการทดลองนี้จะแบ่งการเพิ่มพัลส์อยู่หลายละดับเพื่อที่จะรักษาความถี่สวิทช์ชิ่งให้มีค่าอยู่ในช่วง 4 kHz ถึง 5.4 kHz แล้วยังคงให้แรงดันออกมามีค่าเท่ากับที่คำนวณไว้โดยจะแบ่งไว้ดังนี้

ที่ความถี่ 1 ถึง 2 Hz ใช้การคูณเพิ่ม เป็น 150เท่า

ที่ความถี่ 2 ถึง 3 Hz ใช้การคูณเพิ่ม เป็น 100เท่า

ที่ความถี่ 3 ถึง 10 Hz ใช้การคูณเพิ่ม เป็น 30เท่า

ที่ความถี่ 10 ถึง 25 Hz ใช้การคูณเพิ่ม เป็น 12เท่า

ที่ความถี่ 25 ถึง 50 Hz ใช้การคูณเพิ่ม เป็น 6เท่า

ที่ความถี่ 50 ถึง 75 Hz ใช้การคูณเพิ่ม เป็น 4เท่า

สามารถคำนวณได้จาก จำนวนพัลส์ใน1ไซเคิล × ความถี่×กับตัวคูณ

ที่ความถี่เท่ากับ 2 Hz สามารถคำนวณได้ดังนี้ $18\times2\times150 = 5400$

ที่ความถี่เท่ากับ 3 Hz สามารถคำนวณได้ดังนี้ $18\times3\times100 = 5400$

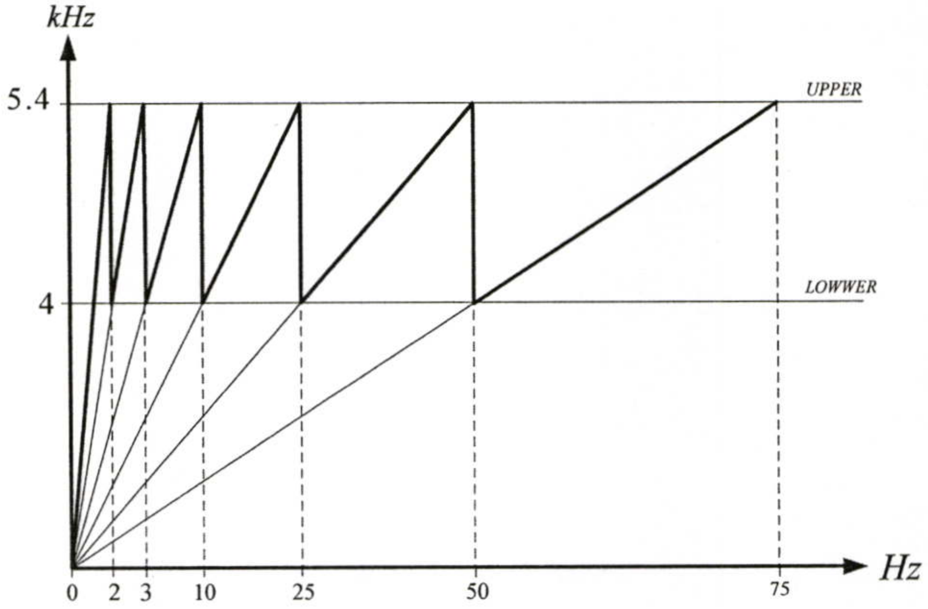
ที่ความถี่เท่ากับ 10 Hz สามารถคำนวณได้ดังนี้ $18\times10\times30 = 5400$

ที่ความถี่เท่ากับ 25 Hz สามารถคำนวณได้ดังนี้ $18\times25\times12 = 5400$

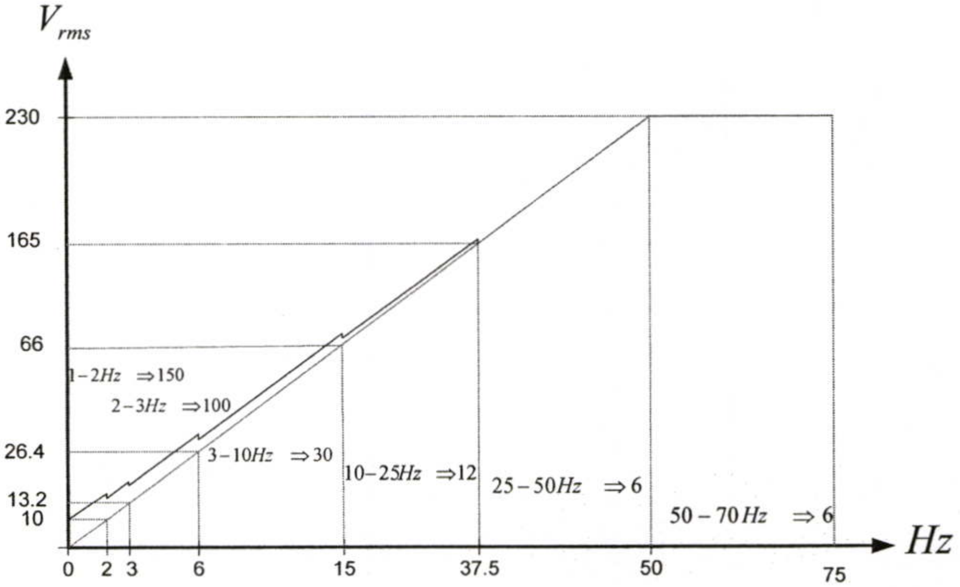
ที่ความถี่เท่ากับ 50 Hz สามารถคำนวณได้ดังนี้ $18\times50\times6 = 5400$

ที่ความถี่เท่ากับ 75 Hz สามารถคำนวณได้ดังนี้ $18\times75\times4 = 5400$

เมื่อนำมาสร้างเป็นกราฟค่าความถี่สวิทช์ชิ่งต่อความถี่ความถี่เอาท์พุทดังแสดงในรูปที่5.18 โดยที่มีการเลือกใช้ตามย่านความถี่ที่เหมาะสมอย่างอัตโนมัติ



รูปที่ 5.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาท์พุทกับความถี่สวิทช์ชิ่ง



รูปที่ 5.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาท์พุทกับแรงดันเอาท์พุท

จากรูปที่ 5.19 เป็นค่าแรงดันที่ได้จากการคำนวณแรงดันเอาท์พุทในกรณีที่มีการเปลี่ยนความถี่สวิทช์ชิ่งซึ่งมีลักษณะเป็น switch charge และจะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิทช์ชิ่งไปตามเอาท์พุทอยู่ในช่วงที่ได้กำหนดไว้

5.4 การควบคุมมอเตอร์ด้วยอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่และมีการบูสท์แบบเชิงเส้น

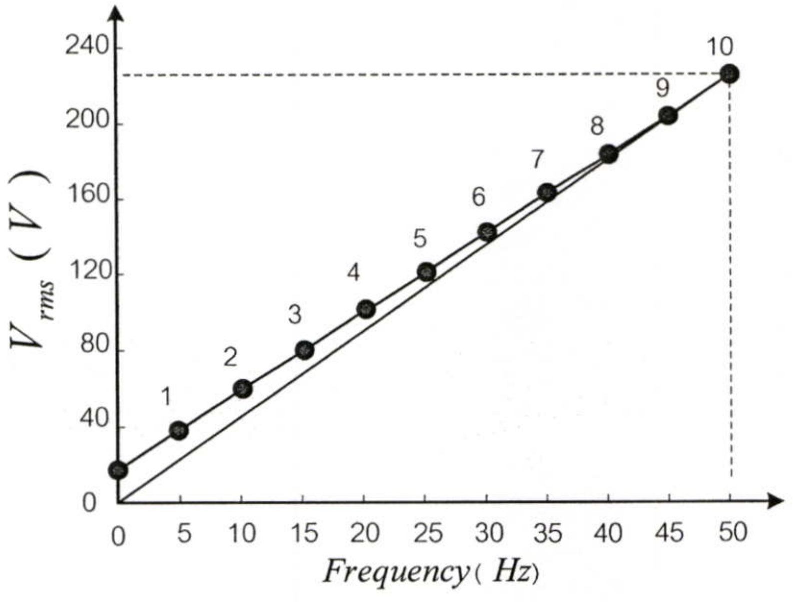
เพื่อให้ได้แรงบิดตลอดย่านความถี่ที่ควบคุม เนื่องจากผลของความต้านที่สเตเตอร์ในย่านความถี่ต่ำทำให้ค่าฟลั๊กมีค่าไม่คงที่ตลอดย่านความถี่ที่ปรับ ตามที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 ที่ผ่านมาและได้แสดงการคำนวณหาค่าแรงดันที่ต้องมีการบูส จากสมการที่ 2.13 ในบทที่ 2 ได้แสดงสมการหาค่าแรงดันที่ต้องการบูส

$$V_s = kf + R_S I_r$$

ความต้านทานของสเตเตอร์มอเตอร์ที่ใช้มีค่าเท่ากับ 5.5โอห์มกระแสมอเตอร์ที่พิกัด 3.55 A เมื่อ I_m เทียบกับ I_r ที่กระแสพิกัดมีค่าน้อยมากและคิดที่ความถี่ f เป็นศูนย์ จะได้ดังนี้

$$V_s = 5.5 \times 3.55$$
$$V_s = 19.52\ V$$

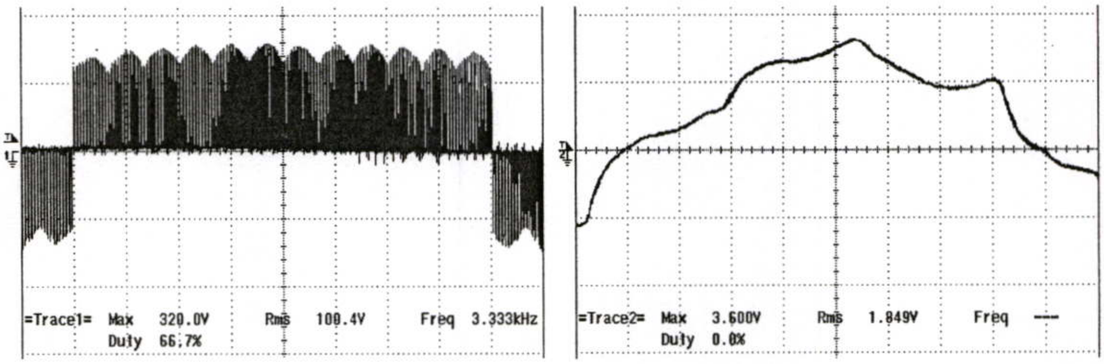
ดังนั้นที่ความถี่ 0 Hz จะต้องมีการจ่ายแรงดัน V_s มีค่าเท่ากับ 9.94 V จากนั้นจะสร้างเส้นที่จุดนี้ไปยังจุดที่พิกัดเป็นเส้นตรงจึงได้เส้นกราฟใหม่เป็นเส้นกราฟที่มีการบูสค่าดังรูปที่ 5.20



รูปที่ 5.19 แสดงกราฟค่าแรงดันมอเตอร์ 220 v ความถี่ 50 Hz

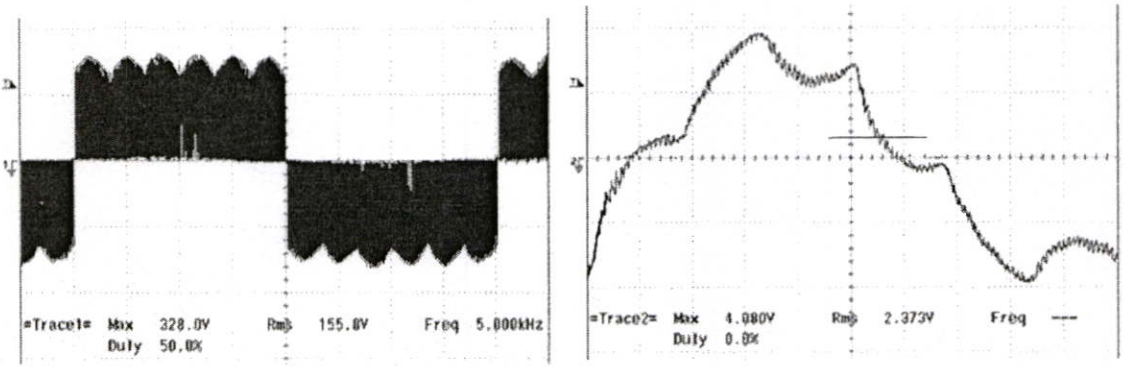
5.5 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองทางทฤษฎีและผลจากการทดลอง

5.5.1 ผลที่ได้จากการทดลองที่ความถี่ 12.5 Hz, 25 Hz และ 50 Hz



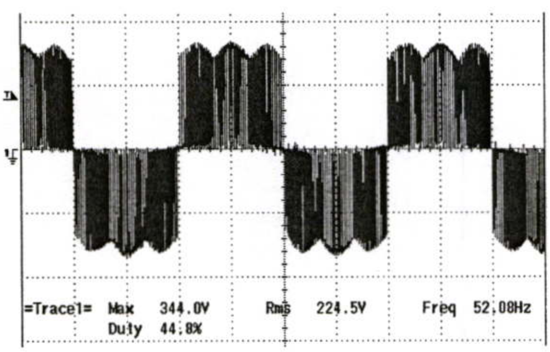
รูปที่ 5.20 แสดงผลการทดลองที่ความถี่ `12.5 Hz ด้านซ้ายเป็นแรงดันและด้านขวาเป็นกระแส

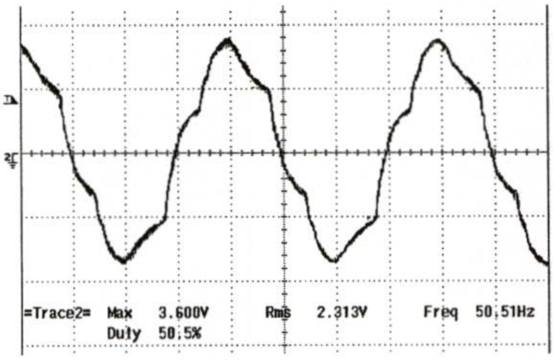
ในรูปที่ 5.21 เป็นผลการทดลองที่พิกัดของมอเตอร์อินดัคชั่นมอเตอร์โดยการปรับความถี่ไปที่ 12.5 Hz ในรูปแสดงถึงค่าแรงดันเอาท์พุททางด้านซ้ายและค่ากระแสทางด้านขวาที่ได้จากการออกแบบสัญญาณควบคุมที่ได้สร้างขึ้น



รูปที่ 5.21 แสดงผลการทดลองที่ความถี่ 25 Hz ด้านซ้ายเป็นแรงดันและด้านขวาเป็นกระแส

ในรูปที่ 5.22 เป็นผลการทดลองที่พิกัดของมอเตอร์อินดัคชั่นมอเตอร์โดยการปรับความถี่ไปที่ 25 Hz ในรูปแสดงถึงค่าแรงดันเอาท์พุททางด้านซ้ายและค่ากระแสทางด้านขวาที่ได้จากการออกแบบสัญญาณควบคุมที่ได้สร้างขึ้น



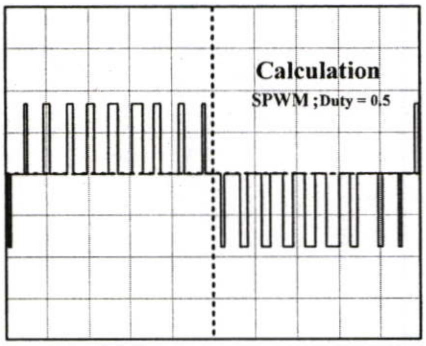


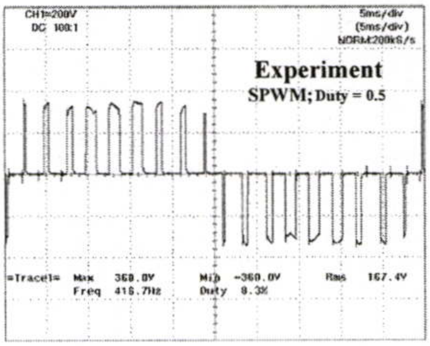
รูปที่ 5.22 แสดงผลการทดลองที่ความถี่ 50 Hz ด้านซ้ายเป็นแรงดันและด้านขวาเป็นกระแส

ในรูปที่ 5.23 เป็นผลการทดลองที่พิกัดของมอเตอร์อินดัคชั่นมอเตอร์โดยการปรับความถี่ไปที่ 50 Hz ในรูปแสดงถึงค่าแรงดันเอาท์พุททางด้านซ้ายและค่ากระแสทางด้านขวาที่ได้จากการออกแบบสัญญาณควบคุมที่ได้สร้างขึ้น

5.5.2 เปรียบเทียบค่าที่ได้จากคำนวณกับผลการทดลองในกรณีพัลส์เท่า (SPWM) 18พัลส์

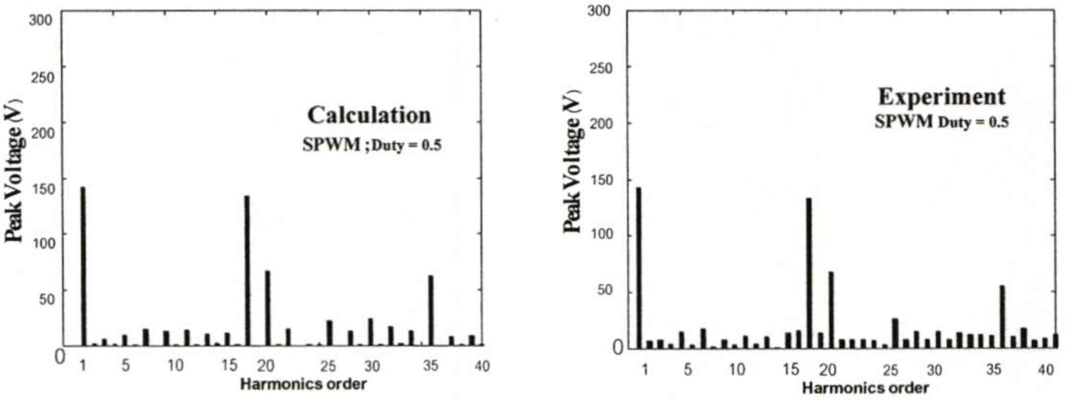
ค่าที่ได้มาจากการคำนวณนั้นได้มาจากการนำสมการที่ได้ออกแบบไว้มาพล็อตเก็บค่าที่ละจุดโดยใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณ กรณีแรกที่ค่าค่าดิวตี้เรโชมีค่าเท่ากับ 0.5 ที่ความถี่เอาท์พุทเท่ากับ 50 Hz ดังรูปที่ 5.24 เป็นการเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการคำนวณทางรูปซ้ายและรูปด้านขวาได้จากการทดลองที่ค่าดิวตี้เรโชมีค่าเท่ากับ 0.5 เมื่อเปรียบเทียบแล้วผลที่ได้ทั้งระดับแรงดันและขนาดของดิวตี้เรโชมีค่าใกล้เคียงกันแต่จะต่างกันตรงบริเวณยอดของพัลส์ซึ่งค่าที่ได้จากการทดลอง





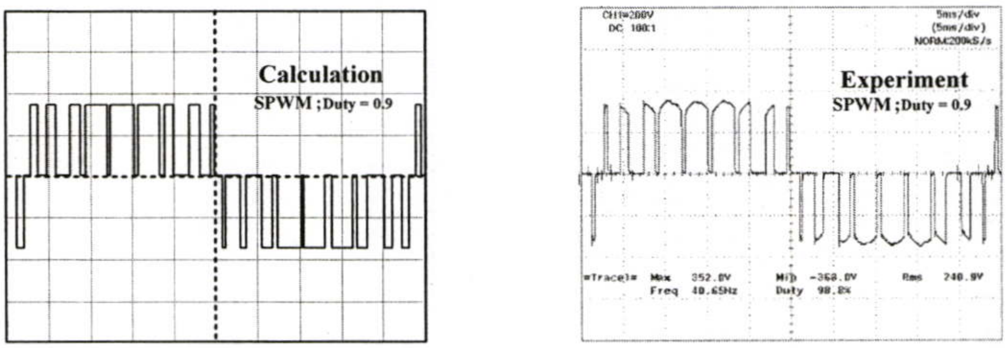
รูปที่ 5.23 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันการคำนวณกับผลการทดลองแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty 0.5

นั้นที่บริเวรยอดพัลส์จะมีค่าแรงดันเป็นระลอกซึ่งมีผลมาจากระลอกของคลื่นแรงดันไลน์อินพุทส่วนค่าที่ได้จากการคำนวณทางคณิตศาสตร์จะใช้ค่าเฉลี่ยดังนั้นบริเวรยอดพัลส์ทุกๆยอดจึงมีแรงดันเท่ากัน

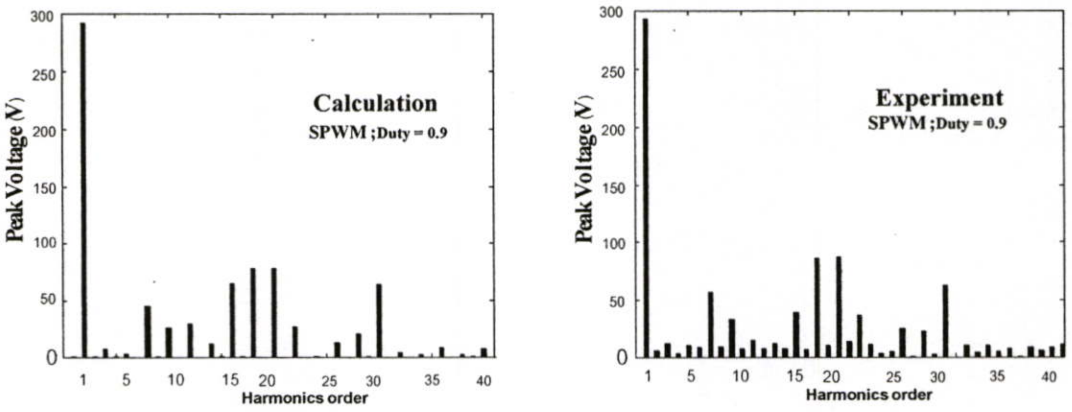


รูปที่ 5.24 เปรียบเทียบฮาโมนิกส์ต่างๆการคำนวณกับผลการทดลองแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty 0.5

เมื่อพล็อตเป็นแทบสเปคตัมจะได้ดังรูปที่ 5.24 เปรียบเทียบขนาดของฮาโมนิกส์แต่ละลำดับจะเห็นได้ว่าลำดับฮาโมนิกส์ที่จากการคำนวณทางด้านซ้ายของรูปที่ 5.24 มีค่าใกล้เคียงกับลำดับฮาโมนิกส์ที่ได้จากการทดลองในรูปที่ 5.24 ด้านขวา และในกรณีค่าดิวตี้เรโชมีค่าเท่ากับ 0.9 ดังรูปที่ 5.25 ก็เช่นเดียวกันเป็นการเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการคำนวณทางคณิตศาสตร์ทางรูปซ้ายและรูปด้านขวาเป็นค่าที่ได้จากการทดลองที่ค่าดิวตี้เรโชมีค่าเท่ากับ 0.9 เมื่อเปรียบเทียบแล้วผลที่ได้ระดับแรงดันและขนาดมีค่าใกล้เคียงกันเช่นกัน



รูปที่ 5.25 เปรียบเทียบรูปคลื่นแรงดันการคำนวณกับผลการทดลองแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty 0.9

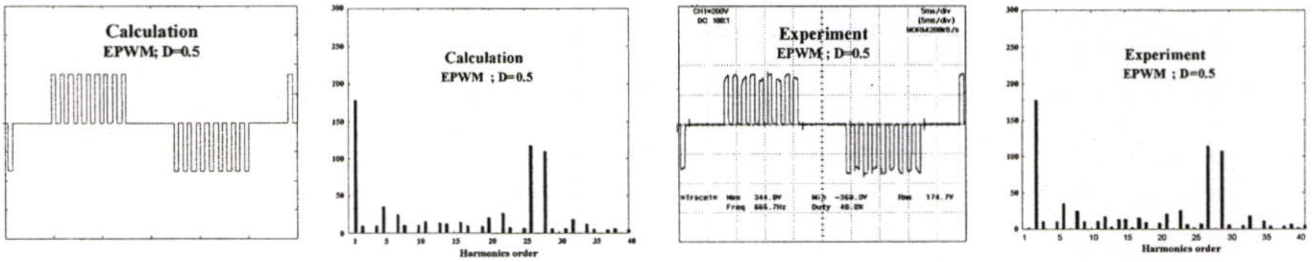


รูปที่ 5.26 เปรียบเทียบฮาโมนิกส์ต่างๆการคำนวณกับผลการทดลองแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty 0.9

เมื่อพล็อตเป็นแทบสเปคตัมจะได้ดังรูปที่ 5.27 เปรียบเทียบขนาดของฮาโมนิกส์แต่ละลำดับจะเห็นได้ว่าลำดับฮาโมนิกส์ที่จากการคำนวณทางด้านซ้ายของรูปที่ 5.27 มีค่าใกล้เคียงกับลำดับฮาโมนิกส์ที่ได้จากการทดลองในรูปที่ 5.27 ด้านขวา

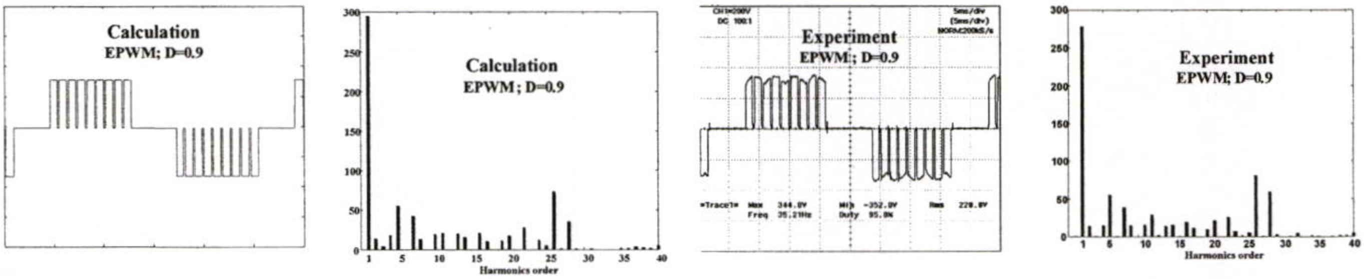
5.5.3 เปรียบเทียบค่าที่ได้จากคำนวณกับผลการทดลองในกรณีพัลส์ไม่เท่า (EPWM) 18พัลส์

ค่าที่ได้มาจากการคำนวณนั้นได้มาจากการนำสมการที่ได้ออกแบบไว้มาพล็อตเก็บค่าที่ละจุดโดยใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณ กรณีแรกที่ค่าค่าดิวตี้เรโชมีค่าเท่ากับ 0.5 ที่ความถี่เอาท์พุทเท่ากับ 50 Hz ดังรูปที่ 5.28 เป็นการเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการคำนวณค่าที่ได้จากการทดลองที่ค่าดิวตี้เรโชมีค่าเท่ากับ 0.5 เมื่อเปรียบเทียบแล้วผลที่ได้ทั้งรูปคลื่นแรงดันและขนาดของฮาโมนิกส์แต่ละลำดับมีค่าใกล้เคียงกัน



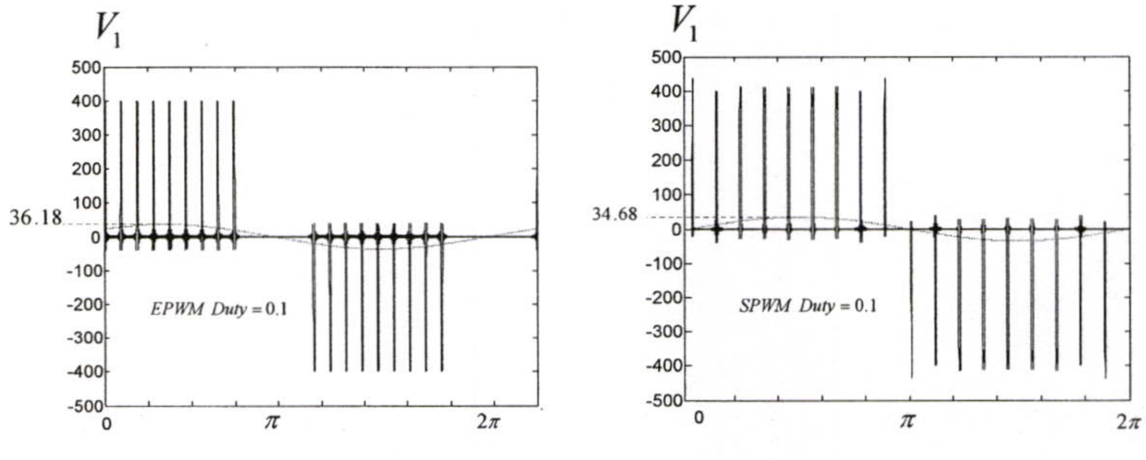
รูปที่ 5.27 เปรียบเทียบแรงดันและฮาโมนิกส์ต่างๆแบบพัลส์เท่า (EPWM) Duty 0.5

รูปที่ 5.29 เป็นกรณีที่ค่าค่าดิวตี้เรโชมีค่าเท่ากับ 0.9 ที่ความถี่เอาท์พุทเท่ากับ 50 Hz เป็นการเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการคำนวณค่าที่ได้จากการทดลองที่ค่าดิวตี้เรโชมีค่าเท่ากับ 0.9 เมื่อเปรียบเทียบแล้วที่ได้ทั้งรูปคลื่นแรงดันและขนาดของฮาโมนิกส์แต่ละลำดับมีค่าใกล้เคียงกัน

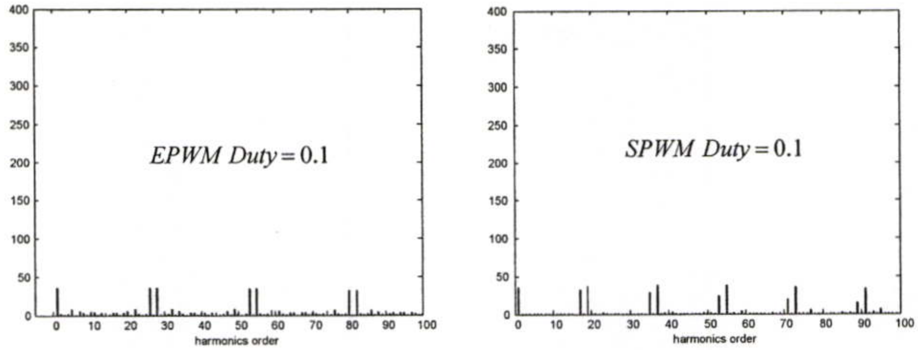


รูปที่ 5.28 เปรียบเทียบแรงดันและฮาโมนิกส์ต่างๆแบบพัลส์เท่า (EPWM) Duty 0.9

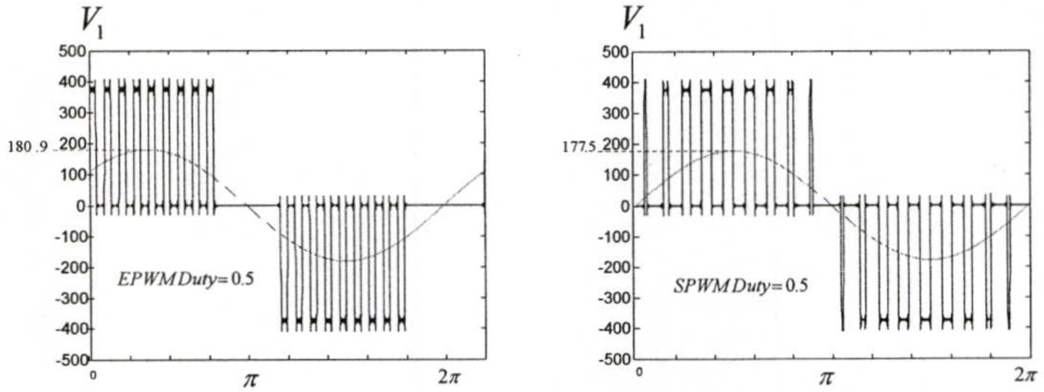
5.5.4 เปรียบเทียบค่าที่ได้จากการคำนวณแบบพัลส์เท่า (EPWM) เทียบกับแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) กรณี 18 พัลส์



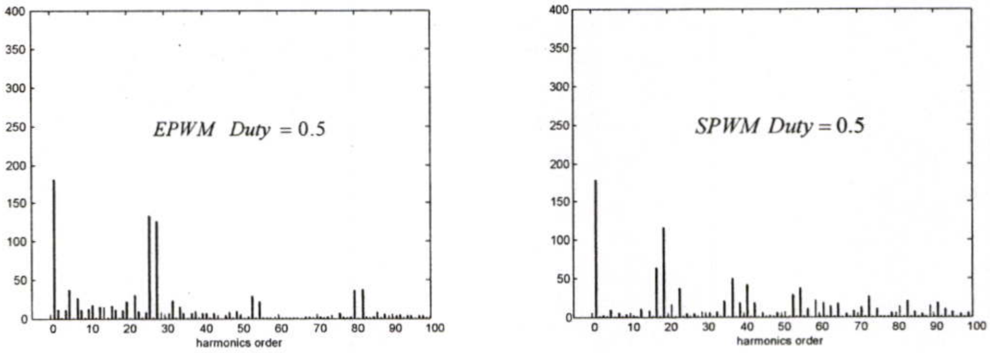
รูปที่ 5.29 การเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.1



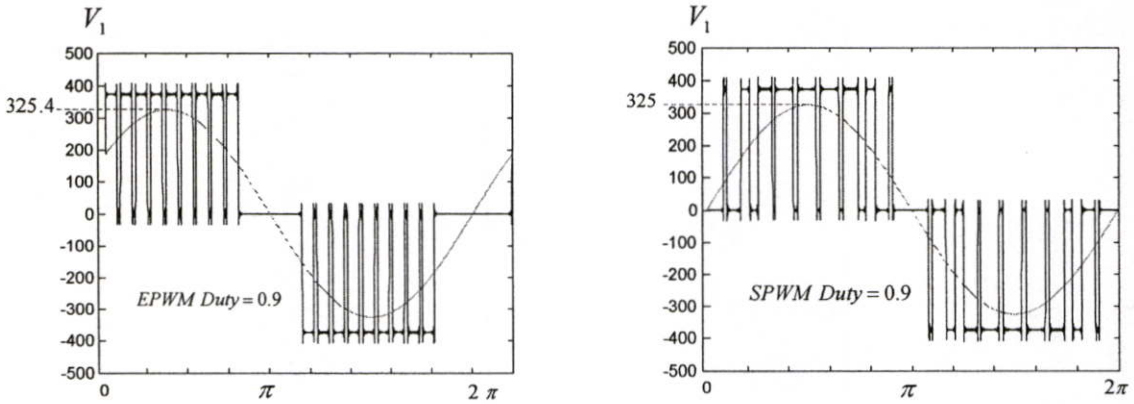
รูปที่ 5.30 การเปรียบเทียบระหว่างค่าฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ0.1



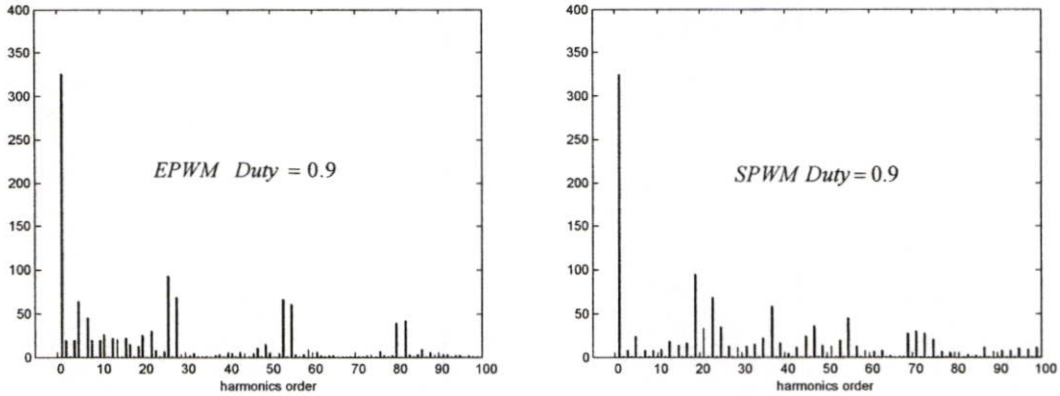
รูปที่ 5.31 การเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5



รูปที่ 5.32 การเปรียบเทียบระหว่างค่าฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.5

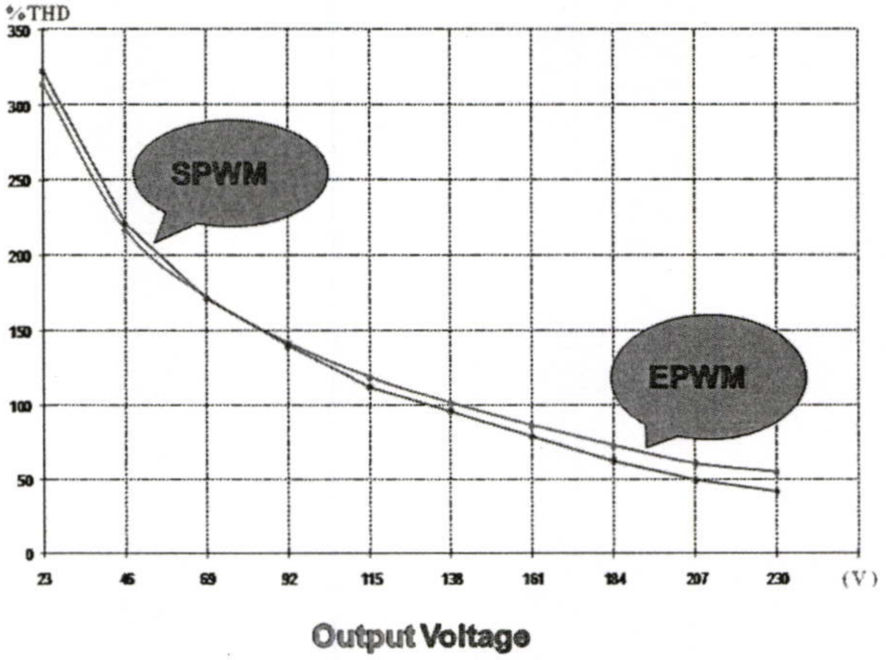


รูปที่ 5.33 การเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9



รูปที่ 5.34 การเปรียบเทียบระหว่างค่าฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM)และพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโชเท่ากับ 0.9

จากรูปที่ 5.30 ถึงรูปที่ 5.35 เป็นการแรงดันระหว่างแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) กับพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า(SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโช 0.1 – 0.9 และการเปรียบเทียบระหว่างค่าฮาโมนิกส์ของแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) กับพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่ค่าดิวตี้เรโช 0.1 – 0.9 จะเห็นได้ว่าลำดับฮาโมนิกส์ต่ำนั้นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) นั้นจะมีฮาโมนิกส์น้อยกว่าหรือว่ามีคุณภาพของคลื่นดีกว่า

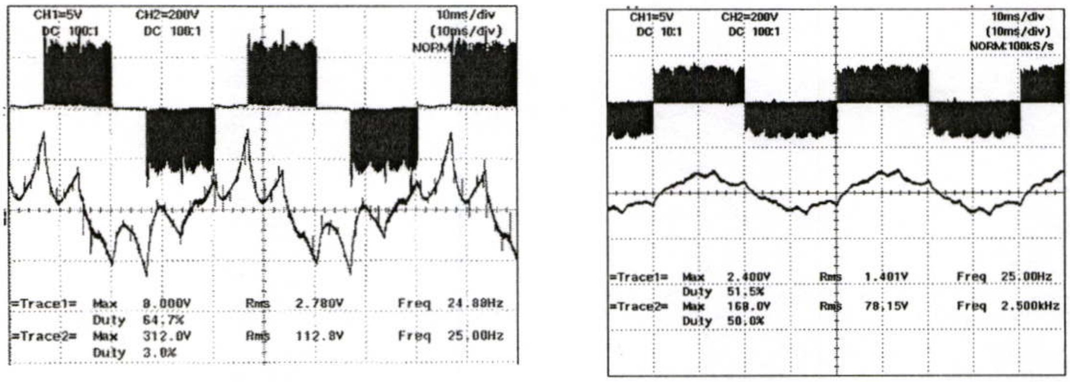


รูปที่ 5.35 เปรียบเทียบค่า THDVของแรงดันแบบพัลส์เท่า (EPWM) กับแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

เมื่อนำรูปคลื่นแรงดันของทั้งสองแบบนี้ไปวิเคราะห์หาค่า THDV แล้วทำการเปรียบเทียบระหว่างพีดับบลิวเอ็มของทั้งสองแบบดังรูปที่ 5.36 จะเห็นได้ว่าที่แรงดันต่ำจะมีค่า THDV แบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) มากกว่าเล็กน้อยแต่ที่แรงดันมีค่าสูงขึ้นจะเริ่มมีค่าลดต่ำลงจึงเหมาะที่จะนำไปใช้งาน

5.5.5 การเปรียบเทียบผลการทดลองค่าแรงดันและกระแสของพัลส์เท่า (EPWM) กับพัลส์ไม่เท่า (SPWM) เมื่อนำไปใช้

เมื่อนำคลื่นแรงดันทั้งสองแบบที่ได้สร้างขึ้นมานี้ไปใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำแล้วทำการเก็บผลค่าของแรงดันและกระแสของทั้งสองแบบดังรูปที่ 5.37 แล้วนำผลมาเปรียบเทียบจากรูปสรุปผลได้ดังนี้ คลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) ดังรูปที่ 5.37 ด้านซ้ายคลื่นแรงดันไม่ต่อเนื่องทำให้กระแสที่ได้มีค่าไม่สม่ำเสมอตามลักษณะของแรงดันต่างจากคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่แรงดันมีความต่อเนื่องระหว่างบวกและลบไม่มีช่วงที่เป็นศูนย์ทำให้กระแสที่ได้นั้นมีความต่อเนื่องมากกว่า โดยที่เมื่อได้มีการเพิ่มจำนวนพัลส์ไปอีก 8 เท่าตัวจากจำนวน 9 พัลส์ที่นำเสนอเพื่อให้ได้จำนวนพัลส์สูงขึ้นเป็น 72 พัลส์ซึ่งปรากฏว่ารูปแบบพัลส์ SPWM จะได้กระแสมอเตอร์ที่มีลักษณะใกล้เคียงคลื่นไซน์มากกว่าแบบพัลส์ EPWM



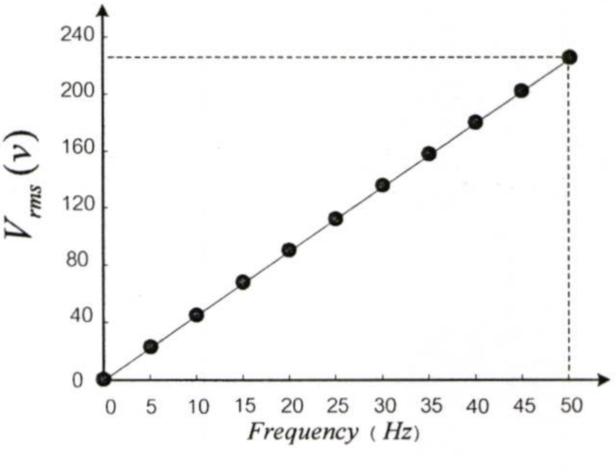
รูปที่ 5.36 เปรียบเทียบแรงดันและกระแสระหว่างคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์เท่า (EPWM) กับคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

จากการที่ได้เปรียบเทียบทั้งหมดที่ผ่านมาจากการคำนวณทางคณิตศาตร์รวมถึงผลที่ได้จากการทดลองที่ผ่านยืนยันนำมาสรุปรูปแบบคลื่นแรงดันพีดับบลิวเอ็มที่เหมาะสมที่สุดก็คือ ในรูปแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) มีความเหมาะสมมากกว่าที่จะนำมาใช้และยิ่งมีการออกแบบให้พัลส์มีระดับดิวตี้เรโชให้มากขึ้นจะทำให้เป็นไซน์มากขึ้นจึงได้นำคลื่นแรงดันในรูปแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ไปใช้ขับมอเตอร์เพื่อทดสอบตามพิกัดมอเตอร์ในหัวข้อต่อไป

5.6 ผลการทดสอบค่าแรงบิดที่ได้จากการขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ3-เฟส

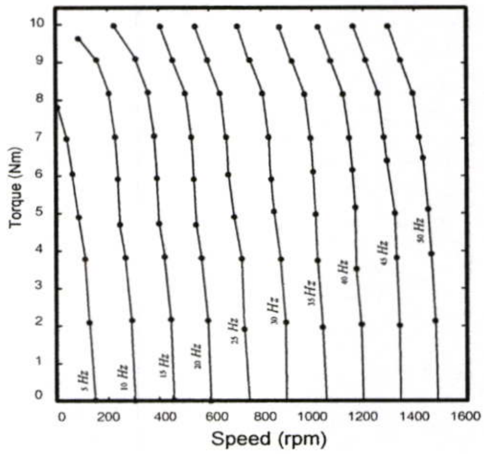
5.6.1 กำลังไฟฟ้าและพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

ในการทดสอบหาค่าคุณสมบัติมอเตอร์พิกัดที่ใช้ มีดังนี้ ความเร็วรอบ 1420 rpm แรงดันที่พิกัด 230V, พิกัดกระแสเท่ากับ 3.55 A พิกัด



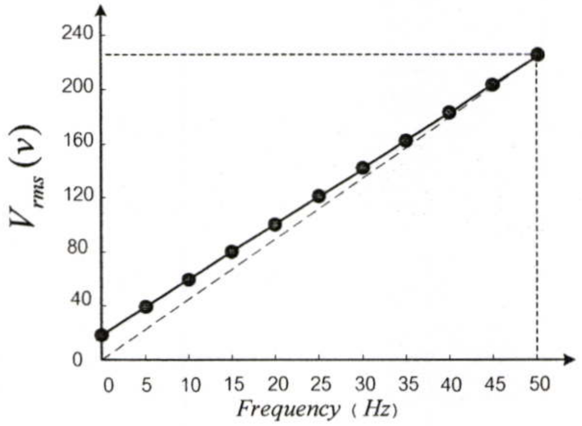
รูปที่ 5.37 กราฟความสัมพันธระหว่างแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่

เมื่อทำการขับอินดัคชั่นมอเตอร์โดยที่ใช้รูปแบบแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่ตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 2 ดังแสดงในรูปที่ 5.36 ทำการขับที่ค่าความถี่ค่าต่างๆตั้งแต่ 0 – 50 Hz แล้วทำการเก็บผลแรงบิดที่ความเร็วรอบต่างๆ



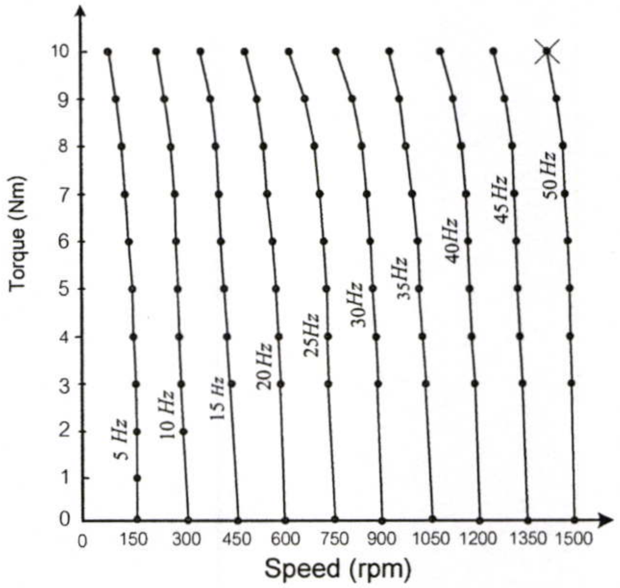
รูปที่ 5.38 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับแรงบิดของมอเตอร์ (ที่ไม่มีการบูสท์แรงดัน)

ได้ดังรูปที่ 5.37 จากผลที่ได้นี้สังเกตได้ว่าในย่านความถี่ต่ำนั้นค่าแรงบิดที่ได้มีค่าลดลงไม่สามารถที่สร้างแรงบิดที่คงที่เนื่องมาจากค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์ตามที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 2 ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบให้มีการบูสท์แรงดันให้สูงขึ้นในย่านความถี่ต่ำดังแสดงในรูปที่ 5.38 และทำการเก็บผลการทดสอบอีกครั้งดังแสดงในรูปที่ 5.39



รูปที่ 5.39 กราฟความสัมพันธระหว่างแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่ (มีการบูสท์)

จากการที่มีการเพิ่มแรงดันในย่านความถี่ต่ำส่งผลให้ค่าแรงบิดมีค่าสูงขึ้นในย่านความเร็วรอบต่ำส่งผลให้สามารถสร้างค่าแรงบิดมีค่าคงในทุกความเร็วรอบได้



รูปที่ 5.40 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าความเร็วรอบกับแรงบิดของมอเตอร์ (ที่มีการบูสท์แรงดัน)

5.7 สรุป

(1) ได้กล่าวถึงอุปกรณ์ไฟฟ้าส่วนสำคัญเช่น DSP, FPGA, IGBT 2 ทิศทาง, วงจรตรวจจับ 6 ระลอกคลื่น

(2) การแบ่งจำนวนพัลส์ในแต่ละครึ่งไซเคิลของคลื่น PWM พร้อมกับหลักการคำนวณการ Boost เพื่อชดเชยแรงดันในย่านความถี่ต่ำ

(3) มีการเปรียบเทียบผลการซิมมูเลตและทดลองกรณีคลื่น EPWM และ SPWM ที่ค่าดิวตี้เรโชต่างๆซึ่งปรากฎว่าได้ผลทางทฤษฎีและผลการทดลองใกล้เคียงกัน

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทนำ

ประเด็นที่สำคัญคือ Matrix Converter จะประกอบด้วยสวิทช์สองทาง 9 ชุดและจะทำงานครั้งละ 6 ชุดตามระลอกคลื่นไลน์การไฟฟ้าด้านอินพุทและในกลุ่มของสวิทช์ 6 ชุดนี้สามารถที่จะออกแบบการทำงานได้หลายลักษณะโดยที่ยังคงสามารถสร้างไฟสลับ 3 เฟสได้เช่นเดียวกัน รูปแบบที่ใช้ในการขับจึงได้ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อทำการทดสอบในทางทฤษฎีที่สามารถคำนวณได้ตลอดจนได้สร้างเครื่องต้นแบบเพื่อใช้ทดลองและนำผลที่ได้จากการทดลองนี้ไปสร้างเป็นแรงดันเอาท์พุทพีดับบลิวเอ็มที่มีอัตราส่วนความถี่ต่อแรงดันเอาท์พุทที่มีค่าคงที่โดยที่สามารถปรับขนาดของแรงดันเอาท์พุทได้จากค่าของดิวตี้เรโชและยังได้ออกแบบความถี่สวิทช์ซิ่งให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อลดฮาโมนิคส์ความถี่ต่ำที่ใกล้กับความถี่ฟันดาเมลทอล

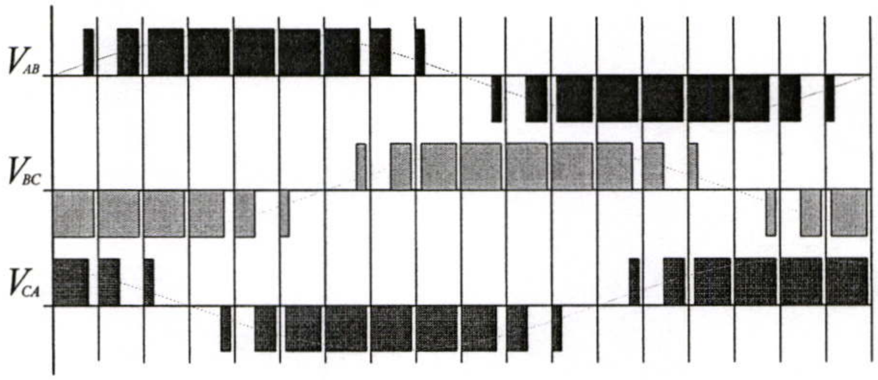
จากทั้งหมดที่ได้กล่าวมาแล้วตั้งแต่บทที่ 1 ถึงบทที่ 5 พอจะสรุปเป็นประเด็นสำคัญได้ดังนี้

6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับสวิทช์ควบคุม

การทำงานของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยสวิทช์ 9 ตัวการต่อสวิทช์ทั้ง 9 สวิทช์ซึ่งจะต่อโดยตรงระหว่างแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสไปยังมอเตอร์ในลักษณะ 3×3 ในเฟส V_a จะด้วยสวิทช์ S_1 , S_2 , S_3 ในเฟส V_b จะด้วยสวิทช์ S_4 , S_5 , S_6 และในเฟส V_c จะด้วยสวิทช์ S_7 , S_8 , S_9 ซึ่งสวิทช์ทั้ง 9 ตัวนี้จะทำงานครั้งละเพียง 6 ตัวเท่านั้นขึ้นอยู่กับระลอกของแรงดันไลน์ทูไลน์ด้านอินพุทเช่นระลอกคลื่นที่ 1 ซึ่งเป็นแรงดัน V_{ab} เข้ามาเฉพาะสวิทช์ S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 , S_6 ที่จะมีโอกาศที่จะทำงาน และในระลอกอื่นก็จะทำงานเรียงลำดับไป V_{ab} , V_{ac} , V_{bc} , V_{ba} , V_{ca} , V_{cb} จำนวนรวม 6 ระลอก

6.3 การวิเคราะห์สมการแรงดันด้านออก ($V_{O,1}$)

การคำนวนแรงดันด้านออก $V_{O,1}$ สำหรับกรณีคลื่นรูปแบบพัลส์เท่า (EPWM) และพัลส์ไม่เท่า (SPWM) การคำนวณแรงดันด้านออก $V_{O,1}$ ในกรณีนี้สามารถทำได้โดยการตั้งช่วงอินทีเกตของแรงดันแต่ละพัลส์ร่วมกับการใช้สมการของอนุกรมฟูเรียร์ เพื่อคำนวณหาองค์ประกอบของคลื่น fundamental $V_{O,1}$ จากคลื่นในรูปแบบพัลส์เท่า EPWM และพัลส์ไม่เท่า (SPWM)

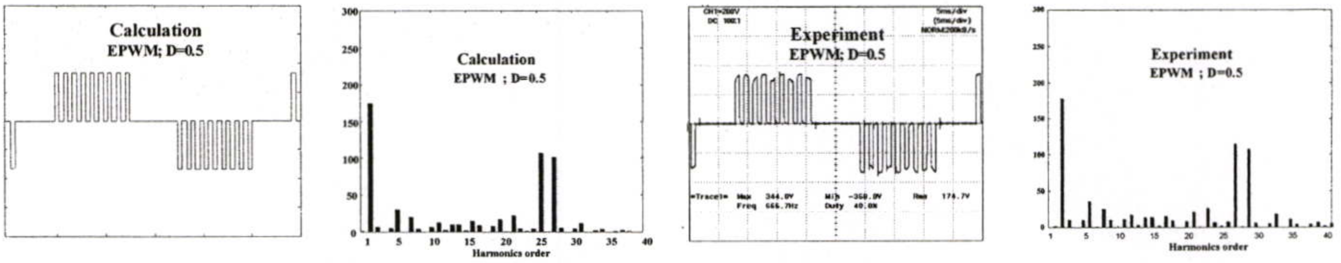


รูปที่ 6.1 คลื่นแรงดันเอาท์พุทไลน์ทูไลน์ V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}

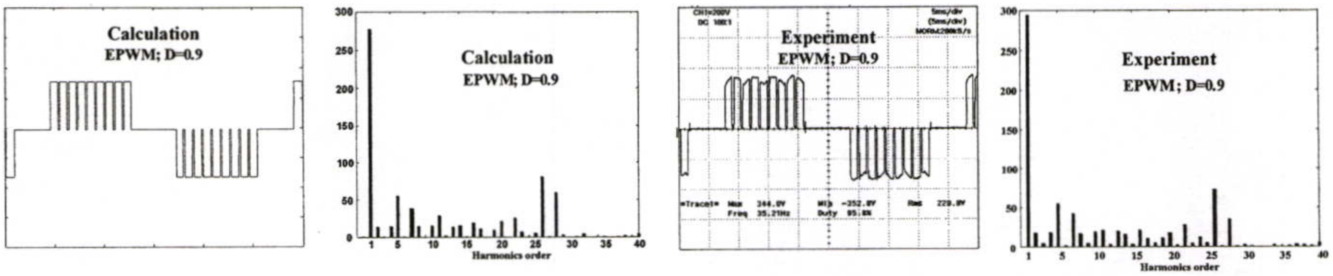
โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กำหนดรูปแบบขึ้นในลักษณะดังแสดงด้วยคลื่นแรงดัน line- to-line V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} ดังในรูปที่ 6.1 คลื่นในแต่ละเฟสจะมีจำนวน 9 พัลส์เท่ากันในช่วงครึ่งคาบเวลาหรือ 18 พัลส์ในหนึ่งคาบเวลาของความถี่ 50 Hz ที่ค่า Duty Ratio ของ Pulse ซึ่งกำหนดให้เท่ากับ 0.9 โดยสามารถคำนวณหาค่าความถี่สวิทช์ชิ่งของวงจรนี้ได้เท่ากับ $18 \times 50 = 900$ Hz โดยจะปรับ Duty Ratio ไว้ที่ค่าสูงสุดเท่ากับ 0.9

6.4 นำหลักการที่ได้ออกแบบไว้มาปฏิบัติแล้วเก็บค่าผล

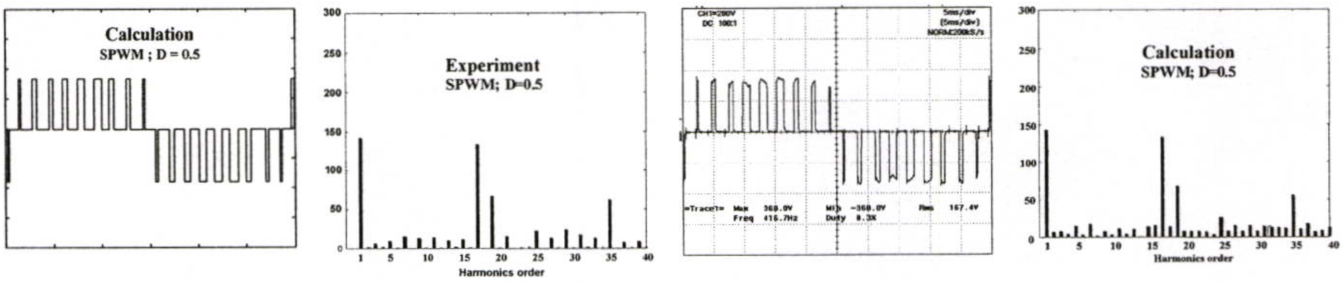
ที่ได้ของแรงดันพีดับบลิวและค่าของกระแสแต่ละแบบมาเปรียบเทียบคุณสมบัติทางไฟฟ้า เพื่อให้เห็นถึงข้อเด่นและข้อด้อยระหว่างวิธีการสร้างพัลส์แบบพัลส์เท่า (EPWM) และพัลส์ไม่เท่า (SPWM) เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องจากการทดลองนี้จากหลักการเดียวกันนั้นได้นำสมการมาซิมูเลทจากโปรแกรม MATLAB



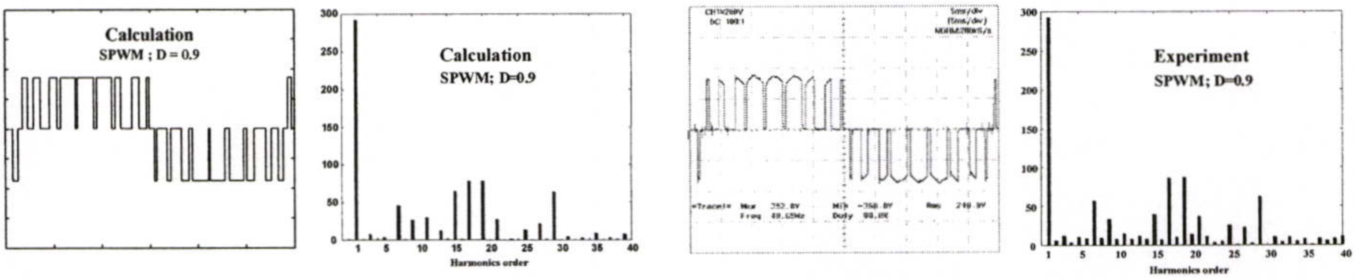
รูปที่ 6.2 แบบพัลส์เท่า (EPWM) Duty cycle D = 0.5 กรณี 18 พัลส์



รูปที่ 6.3 แบบพัลส์เท่า (EPWM) Duty cycle D = 0.9 กรณี 18 พัลส์



รูปที่ 6.4 พัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty cycle D = 0.5 กรณี 18 พัลส์



รูปที่ 6.5 พัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty cycle D = 0.9 กรณี 18 พัลส์

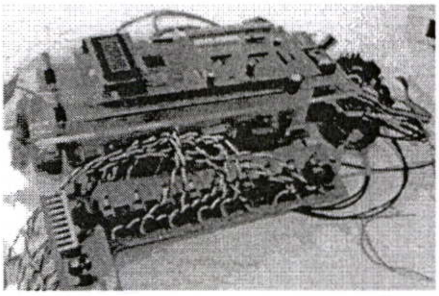
รูปที่ 6.2 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการคำนวณและผลการทดลองของคลื่นและสเปคตรัมของแรงดันเอาท์พุทกรณีคลื่นแบบ (EPWM) Duty cycle D = 0.5 กรณี 18 พัลส์ ซึ่งจะเห็นว่าให้ผลที่ใกล้เคียงกัน

รูปที่ 6.3 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการคำนวณและผลการทดลองของคลื่นและสเปคตรัมของแรงดันเอาท์พุทกรณีคลื่นแบบ (EPWM) Duty cycle D = 0.9 กรณี 18 พัลส์ ซึ่งจะเห็นว่าให้ผลที่ใกล้เคียงกัน

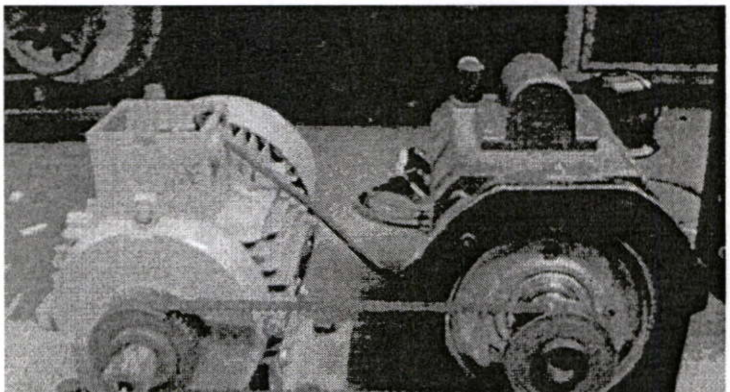
รูปที่ 6.4 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการคำนวณและผลการทดลองของคลื่นและสเปคตรัมของแรงดันเอาท์พุทกรณีคลื่นแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty cycle D = 0.5 กรณี 18 พัลส์ซึ่งจะเห็นว่าให้ผลที่ใกล้เคียงกัน

รูปที่ 6.5 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการคำนวณและผลการทดลองของคลื่นและสเปคตรัมของแรงดันเอาท์พุทกรณีคลื่นแบบพัลส์ไม่เท่า (SPWM) Duty cycle D = 0.9 กรณี 18 พัลส์ ซึ่งจะเห็นว่าให้ผลที่ใกล้เคียงกัน

รูปเครื่องที่ใช้



รูปที่ 6.6 รูปเมตริกคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 6.7 รูปมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

6.5 สรุป

(1) ได้นำเสนอหลักการสร้างคลื่นแรงดัน PWM ทั้งแบบขนาดพัลส์เท่า (EPWM) และพัลส์ไม่เท่า (SPWM) ที่มีจำนวน 18 พัลส์ ต่อหนึ่งคาบเวลาเพื่อใช้กำหนดรูปแบบของสัญญาณควบคุมวงจร Matrix Converter โดยใช้ DSP และ FPGA เป็นตัวกำหนดและสร้างสัญญาณ PWM พร้อมทั้งการเปรียบเทียบผลการทดลองกับค่าที่คำนวณได้

(2) รูปแบบของแรงดัน PWM 3 – Phase ที่สร้างขึ้นนี้สามารถกำหนดจากแรงดันไลน์ของแหล่งจ่าย 50 Hz และค่า Duty Ratio ของคลื่น PWM Pulse ซึ่งการคำนวณภายใต้ความสัมพันธ์ดังกล่าวจะต้องอาศัยการแตกอนุกรมฟูเรียร์เพื่อคำนวณหาองค์ประกอบของคลื่นแรงดัน fundamental V_1

(3) จากการเปรียบเทียบผลการคำนวณและผลการทดสอบปรากฏว่าคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่มีความกว้างพัลส์ไม่เท่า (SPWM) จะสามารถขับมอเตอร์ด้วยกระแสที่มีลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์มากกว่าในกรณีคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่มีความกว้างพัลส์เท่า (EPWM) และความแตกต่างของคลื่นกระแสทั้งสองประเภทนี้จะเห็นได้ชัดเมื่อจำนวนพัลส์เพิ่มมากขึ้น

เอกสารอ้างอิง

[1]Alesina A. and Venturini and of Nine-Switch Direct AC-AC Optimum-Amplitude [I] M.G.B., "Analysis DesignIEEE4 Transactions on Power Vol..No.l., Januauy 1989, pplO-112..Converters", Electronics,A IEEEL.. "Matrix Conveiter, technology

[2] Wheeler, P.W.. Rodriguez Clare J.C. and EmnpringhamJ., Review",2.2002.Transactions on Industrial Electronics. Vol. 49. No. April"Comparison of Calculated and Measured Switching

[3] Mathieu Roy, Laurent Gonthier, and Christine Anceau,"The MBS (Mos Bidirectional Switch), a new MOS switch with reverse blocking voltage" EPE 99-Lausanne, 1999

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ผลงานเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

ต้น จำปีทอง และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ "เอซี-เอซี เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามเฟสความถี่สวิทชิ่ง 1.8kHz เพื่อใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 30 (EECON-30) 25-26 ตุลาคม 2550.

The EECON-30 Conference Joins the Eightieth Birthday Anniversary

Celebration of His Majesty the King Bhumibol Adulyadej

30th Electrical Engineering Conference

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30

หนังสือรวมบทความที่นำเสนอในการประชุม เล่ม 1

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- โฟโตนิกส์ (PH)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

Volume I

โดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ณ โรงแรมเฟลิกซ์ ริเวอร์แคว รีสอร์ท กาญจนบุรี

25 - 26 ตุลาคม 2550

Seagate

ABB

NECTEC

TOT
บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน)
TOT PUBLIC COMPANY LIMITED

FACULTY OF ENGINEERING
KMUTT
EECON - 30

A 1.8-kHz -Switching Frequency 3- Phase AC-AC Matrix Converter for Induction Motor Drive

เอซี-เอซี เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามเฟสความถี่สวิทชิ่ง 1.8 kHz เพื่อใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ต้น จำปีทอง วิริยะ พิเชฐจำเริญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ถ. ฉลองกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. 02-7373000 ต่อ 3515และ3516 Email: kpviriya@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้ได้นำเสนอเอซี-เอซี เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยการปรับรอบด้วยความถี่ในย่าน 0 - 50 Hz ภายใต้เงื่อนไขอัตราส่วนแรงดันไลน์ fundamental ด้านเอาท์พุท V_1 ต่อความถี่ fundamental f_1 ที่มีค่าคงที่ ในส่วนแรกจะกล่าวถึงรายละเอียดการออกแบบสัญญาณควบคุมสวิทช์ทั้ง 9 ของวงจรซึ่งมีความสัมพันธ์กับแรงดันไลน์อินพุท V_L และรูปแบบของแรงดัน PWM 3 เฟส ที่ได้กำหนดขึ้นด้วยจำนวน Pulse และ Duty Ratio รวมทั้งความถี่ จากนั้นจะเป็นการคำนวณแรงดัน V_1 ที่สัมพันธ์กับ f_1 ในลักษณะเชิงเส้นโดยอาศัยการแตกอนุกรมฟูเรียร์ของคลื่น PWM เพื่อคำนวนหาองค์ประกอบ V_1 ที่มีความสัมพันธ์กับค่า Duty Ratio และแรงดันไลน์ V_L ในตอนท้ายยังได้สร้างเครื่องต้นแบบของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อใช้ขับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 Phase และได้ทดสอบหาเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบที่ค่าความถี่ต่างๆ โดยใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 Phase ขนาด 2 hp พิกัดแรงดัน กระแสเท่ากับ 230 V 5.9 A

คำสำคัญ : เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์, ขับมอเตอร์, ปรับแรงดันและความถี่

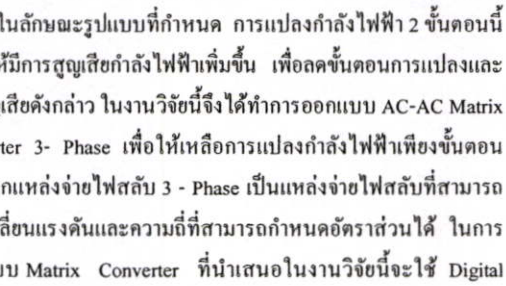
Abstract

This paper presents a 3-phase AC-AC matrix converter for variable speed drive of a 3-phase induction motor under a constant voltage -to-frequency ratio V_1/f_1 with variable frequency control range from 0 -50 Hz. First, the design of control signal for 9 IGBT switches will be described in details. These signals are variable in shape depending on the ac line input voltage V_L and the desired 3-phase PWM pattern which is again variable by changing the parameter of duty ratio and frequency. Then, the calculation of voltage V_1 to obtain a constant ratio of V_1/f_1 will be proposed, using the principle of Fourier analysis to calculate the fundamental component V_1 of the PWM pattern which is also variable depending on duty ratio and the line voltage V_L. Moreover, a prototype of the 3-phase AC-AC matrix converter has been constructed and actually operated to drive the 3-phase induction motor and the test result was obtained for various motor speed–torque curve, using a 3- Phase 2 hp induction motor with rated voltage and current of 220 V 5.9 A

Keywords: matrix converter, motor drive, VVVF

1.บทนำ

ในการปรับรอบ Induction Motor 3-Phase ทั่วไปจะอาศัยการแปลงกำลังไฟฟ้า 2 ขั้นตอน คือ AC-DC และ DC-AC แรงดันAC ที่ได้นี้จะใช้ในการปรับแรงดันและความถี่ (VVVF) เพื่อป้อนให้กับ Induction Motor ในลักษณะรูปแบบที่กำหนด การแปลงกำลังไฟฟ้า 2 ขั้นตอนนี้จะทำให้มีการสูญเสียกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น เพื่อลดขั้นตอนการแปลงและการสูญเสียดังกล่าว ในงานวิจัยนี้จึงได้ทำการออกแบบ AC-AC Matrix Converter 3- Phase เพื่อให้เหลือการแปลงกำลังไฟฟ้าเพียงขั้นตอนเดียวจากแหล่งจ่ายไฟสลับ 3 - Phase เป็นแหล่งจ่ายไฟสลับที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่ที่สามารถกำหนดอัตราส่วนได้ ในการออกแบบ Matrix Converter ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้จะใช้ Digital Signal Processor (DSP) เป็นตัวสร้างสัญญาณในส่วนแรก 3 สัญญาณ จากนั้นจะใช้ Field-Programmable Gate Array (FPGA) ในการแปลงสัญญาณทั้ง 3 นี้เป็น 9 สัญญาณและส่งต่อไปยังวงจรขยายสัญญาณเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมการทำงาน ของ Matrix Converter ซึ่งมีสวิทช์ IGBT สองทิศทางจำนวน 9 สวิทช์ เพื่อให้ทำหน้าที่ตัดต่อแรงดันไลน์เป็นแรงดัน PWM 3 -Phase ที่มีแรงดันและความถี่ในอัตราส่วนที่สามารถกำหนดได้จากพิกัดแรงดันและความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 – Phase ลักษณะแรงดัน PWM 3 – Phase ของ Matrix Converter ที่ใช้ในการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์จะมีจำนวน Pulse



ก) วงจร Converter ที่นำเสนอ ข) วงจรสมมูลย์ของรูป (ก)

รูปที่ 1 วงจรAC-AC Matrix Converter 3 เฟสขับโหลดมอเตอร์

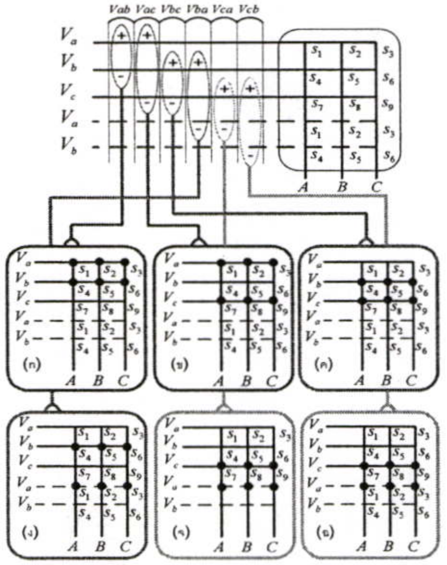
ที่ปรากฏในหนึ่ง Cycle ของคลื่น PWM หรือความถี่สวิทช์ซึ่งคงที่เท่ากับ 36 Pulse หรือ 1.8 kHz โดยที่คลื่น PWM ที่ได้นี้สามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ ที่สามารถนำไปใช้ในการออกแบบเพื่อกำหนดความกว้างของ Pulse PWM โดยกำหนดได้จากค่า Duty Ratio และกำหนดความสูงของ Pulse โดยกำหนดได้จากระดับ

แรงดันไลน์ ลักษณะ Pulse PWM ที่ได้จากการคำนวณสามารถเลือกปรับลดความถี่ fundamental ได้จาก 50 Hz จนถึง 0 Hz อย่างต่อเนื่อง โดยมีค่าอัตราส่วนระหว่างแรงดันไลน์ และความถี่ที่ป้อน Motor คงที่

ในบทความวิจัยนี้ยังได้ทำการทดสอบขับ Induction Motor 3-Phase ด้วย Matrix Converter ที่ได้ออกแบบและพัฒนาขึ้นเพื่อทดสอบหาเส้นกราฟคุณสมบัติ Speed- Torque ที่ค่าความถี่ต่างๆ ซึ่งปรากฏว่าให้ผลการทำงานเป็นที่น่าพอใจ

2. ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน อินพุท กับสวิทช์ควบคุม

ในรูปที่ 1(ข) สามารถนำมาพิจารณาหลักการทำงานของ Matrix Converter จากวงจรสมมูลย์ของ Matrix Converter ได้โดยการขยายแนวคิดด้วยการเพิ่มแรงดันแหล่งจ่าย Phase a (Va) และPhase b (Vb) จากวงจรสมมูลย์ของ Matrix Converter ทั้งนี้เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงาน

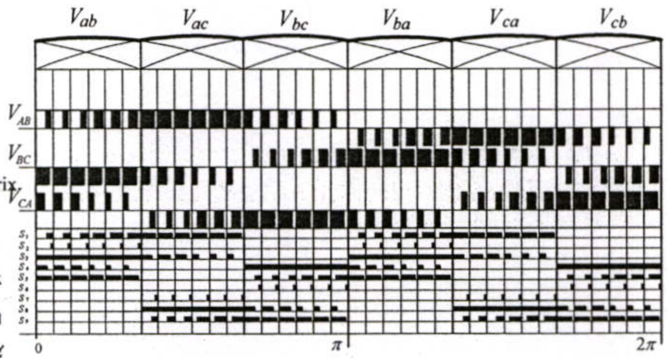


รูปที่ 2 หลักการพิจารณาเลือก 6 สวิทช์ออกจากจำนวน 9 สวิทช์ของ Matrix Converter ในช่วงแต่ละระลอกคลื่นแรงดันไลน์ที่มีค่าสูงสุด

ของ AC – AC Matrix Converter ได้ง่ายขึ้น โดยหลักการของ Matrix Converter นี้จะป้อนแรงดัน 3 Phase Vab, Vbc, Vca ทางด้านซ้ายของ Matrix Converter ซึ่งประกอบด้วยสวิทช์ในแถวที่ 1 คือ S_1, S_2, S_3 สวิทช์ในแถวที่ 2 คือ S_4, S_5, S_6 และสวิทช์ ในแถวที่ 3 คือ S_7, S_8, S_9 และเมื่อเพิ่มแรงดันเฟส a (Va) และแรงดันเฟส b (Vb) เข้าทางด้านซ้ายดังแสดงด้วยเส้นประอีก 2 เฟสเพื่อป้อนสวิทช์ชุดเดิมของแต่ละเฟสก็จะได้สวิทช์เป็นจำนวนรวม 5 แถวในบล็อกสี่เหลี่ยมสวิทช์ดังกล่าวจะทำหน้าที่ในการตัดต่อแรงดันเฟส Va, Vb, Vc, Va, Vb จากอินพุทด้านซ้ายให้มาออกเป็นแรงดันเอาท์พุท V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} ที่อยู่ในบริเวณส่วนล่างของสวิทช์โดยแรงดันไลน์ $V_{ab}, V_{ac}, V_{bc}, V_{ba}, V_{ca}, V_{cb}$ จำนวนรวม 6 ระลอกซึ่งมีช่วงมุมระลอกละ 60 องศานั้นประกอบขึ้นจากแรงดันแหล่งจ่าย 3 Phase 50 Hz จะมีช่วงละ 60 องศาต่อ 1 ระลอกมีทั้งหมด 6 ช่วงเพื่อเรียงกันเป็นแรงดัน dc ที่มีระดับแรงดันสูงสุดเมื่อเทียบกันระหว่างเฟสในช่วงนั้นๆ แรงดัน dc ที่เกิดจากแรงดัน line -to- line 6 ระลอกจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา 1 Cycleของ 50 Hz ดังนั้นในระลอกที่1ซึ่งเป็นแรงดัน Vab เข้ามาทางด้านไลน์ a และ b เฉพาะสวิทช์ $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ เท่านั้นที่จะมีโอกาสทำงาน ดังแสดงด้วยรูป 2 (ก) ในไดอะแกรมส่วนล่าง และเมื่อแรงดัน line - to - line ในระลอกที่ 2,3,4,5,6 ดังในรูป (ข),(ค),(ง),(จ),(ฉ) เข้ามาในลำดับถัดๆ ไปจนครบ Cycle ก็จะมีสวิทช์อื่นๆ ที่จะมีโอกาสทำงานได้ครั้งละ 6 ตัวเช่นกัน ดังแสดงในส่วนล่างของไดอะแกรมด้วยรูปที่ 2(ข), 2(ค), 2(ง), 2(จ) และ 2(ฉ) ตามลำดับในไดอะแกรมส่วนล่าง

3. หลักการออกแบบสัญญาณควบคุมสวิทช์

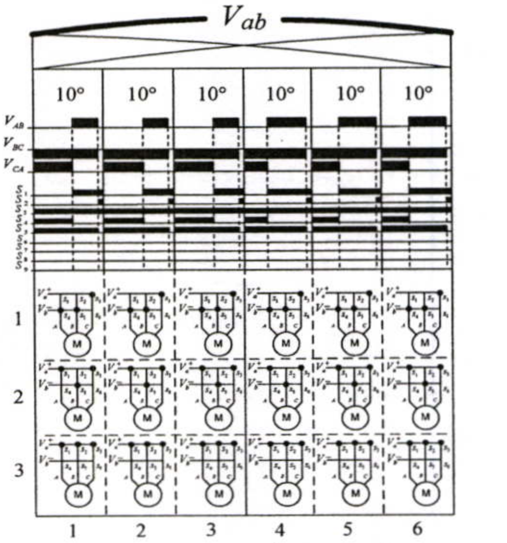
จากรูปแบบแรงดัน PWM เอาท์พุท และแรงดันไลน์ 50 Hz ในการออกแบบสัญญาณควบคุมเพื่อใช้ป้อนสวิทช์ทั้ง 9 ในวงจร Matrix Converter นั้น ก่อนอื่นจะต้องกำหนดรูปแบบคลื่น PWM ของแรงดันเอาท์พุทในแต่ละเฟส ซึ่งต้องมีลักษณะเดียวกันแต่จะมีมุมต่างเฟสต่างกันชุดละ 120 องศา โดยในงานวิจัยนี้ได้กำหนดรูปแบบขึ้นในลักษณะ ดังแสดงด้วยคลื่นแรงดัน line- to-line V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} ดังในส่วนบนของรูปที่ 3 คลื่นในแต่ละเฟสจะมีจำนวน 18 Pulse เท่ากันในช่วงครึ่งคาบเวลาหรือ 36 Pulseในหนึ่งคาบเวลาของความถี่ 50 Hz ที่ค่า Duty Ratio ของ Pulse ซึ่งกำหนดให้เท่ากับ 0.8 โดยสามารถคำนวณหาค่าความถี่สวิทช์ซึ่งของวงจรนี้ได้เท่ากับ $36 \times 50 \times 10^{-3}$ = 1.8 kHz โดยจะปรับ Duty Ratio ไว้ที่ค่าสูงสุดเท่ากับ 0.8 และสามารถปรับความถี่ของคลื่นแรงดัน PWM เอาท์พุทนี้ได้อย่างต่อเนื่องโดยมีช่วงการปรับความถี่เท่ากับ50 Hz



รูปที่ 3 รูปแบบสัญญาณควบคุมสวิทช์ในวงจร Matrix Converter

ลักษณะคลื่น PWM ดังกล่าวสามารถนำมาพิจารณาร่วมกับระลอกคลื่นทั้ง 6 ของแรงดันไลน์ที่มีในหนึ่ง Cycle ของแรงดันแหล่งจ่าย 50 Hz เพื่อใช้ในการกำหนดลักษณะรูปแบบของสัญญาณควบคุมของสวิทช์ทั้ง 6 ที่ได้เลือกไว้แล้วด้วยแรงดันไลน์แต่ละระลอกในวงจร Matrix Converter ที่นำเสนอ โดยในการออกแบบสัญญาณควบคุมในแต่ละ Cycle สามารถแบ่งออกได้เป็น 6 ส่วนโดยแต่ละส่วนจะตรงกับช่วงแต่ละระลอกคลื่นทั้ง 6 และแต่ละส่วนจะมีการพิจารณาที่ เหมือนกัน ดังนั้นในการพิจารณาจะกล่าวถึงการออกแบบเฉพาะในระลอกคลื่นที่ 1 ซึ่งเป็นของแรงดัน line- to- line V_{ab} เท่านั้น ในหนึ่งระลอกคลื่นของแรงดันไลน์ V_{ab} ซึ่งมีช่วงมุม

1/6 ของ Cycle หรือ 60 องศานั้นสามารถนำมาแบ่ง เป็น 6 ส่วนเท่าๆกัน สำหรับกรณี 36 Pulseในส่วนที่1ซึ่งมีช่วงระยะมุม 10 องศาเมื่อพิจารณา



รูปที่ 4 การกำหนดสัญญาณควบคุมสวิทช์ในช่วงแรงดันไลน์ V_{ab}

รูปแบบ PWM ของแรงดันไลน์ V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} ปรากฏว่าสามารถแบ่งออกเป็นส่วนย่อยๆ ได้ 3 ส่วน โดยมีอัตราส่วนจากส่วนย่อยที่ 1 ถึงส่วนย่อยที่ 3 จะมีค่าเท่ากับ $[(0.8)\times(0.6)\times 10]:[(0.8)\times(0.4)\times 10]:[0.2\times 10]$ โดยที่ค่า 0.8 เป็น Duty Ratio ของ PWM Pulse ที่เลือกกำหนดไว้ในกรณีนี้ สำหรับในส่วนย่อยที่ 1 ซึ่งมีช่วง PWM Pulse เท่ากับ 0.8 × 0.6 × 10 = 4.8 องศา ในขณะแรงดัน V_{AB} มีค่าเป็นศูนย์, V_{BC} มีค่าเป็นลบ และ V_{CA} มีค่าเป็นบวกสวิทช์ทั้ง 6 ที่ได้เลือกไว้จะทำงานเพียง 3 ตัวคือ S_3, S_4, S_5 ดังแสดงในตำแหน่งโคออดิเนต (1,1) เพื่อให้ได้แรงดันไลน์ 3 phase ตามที่กำหนด ดังนั้นในช่วงนี้สวิทช์ทั้ง 3 จะต้องมีสัญญาณ Pulse เข้ามาดังแสดงในรูป ต่อไปสำหรับในส่วนย่อยที่ 2 ซึ่งมีช่วง PWM Pulse เท่ากับ 0.8 × 0.4 × 10 = 3.2 องศาในขณะแรงดัน V_{AB} มีค่าเป็นบวก, V_{BC} มีค่าเป็นลบ และ V_{CA} มีค่าเป็นศูนย์สวิทช์ทั้ง 6 ที่ได้เลือกไว้จะทำงานเพียง 3 ตัวคือ S_1, S_3, S_5 ดังแสดงในตำแหน่งโคออดิเนต (2,1) เพื่อให้ได้แรงดันไลน์ 3 phase ตามที่กำหนด ดังนั้นในช่วงนี้สวิทช์ทั้ง 3 จะต้องมีสัญญาณ Pulse เข้ามาดังแสดงในรูป ในส่วนสุดท้ายซึ่งเป็นส่วนย่อยที่3นั้นมีช่วง PWM Pulse เท่ากับ 0.2 × 10 = 2 องศาในขณะแรงดัน V_{AB} มีค่าเป็นศูนย์, V_{BC} มีค่าเป็นศูนย์และ V_{CA} มีค่าเป็นศูนย์สวิทช์ทั้ง 6 ที่ได้เลือกไว้จะทำงานเพียง 3 ตัวคือ S_1, S_2, S_3 ดังแสดงในตำแหน่ง โคออดิเนต (3,1) เพื่อให้ได้แรงดันไลน์ 3 phase ตามที่กำหนด ดังนั้นในช่วงนี้สวิทช์ทั้ง 3 จะต้องมีสัญญาณ Pulse เข้ามาดังแสดงในรูปในส่วนที่ 2 และ 3 ซึ่งต่างมีช่วงระยะมุม 10 องศานั้นจะมีรูปแบบของแรงดัน PWM เหมือนในส่วนที่ 1 ทุกประการ ดังนั้นการพิจารณาจะเริ่มต่อด้วยส่วนที่ 4 ซึ่งมีช่วงระยะมุม 10 องศาเช่นกันแต่เนื่องจากขั้นตอนการพิจารณาจะเหมือนการพิจารณาในส่วนที่ 1 ทุกประการแต่ต่างกันเฉพาะในส่วนของข้อมูลที่ได้หลังเสร็จสิ้นการพิจารณา ดังนั้นจึงนำข้อมูลที่ได้ทั้งหมดในส่วนที่ 4 นี้มาเขียนสรุปเป็นตารางเพื่อเปรียบเทียบกับข้อมูลในส่วนที่ 1 ซึ่งได้พิจารณาโดยละเอียดไว้แล้วดังแสดงในตารางที่ 1 ในส่วนที่ 5 และ 6 ซึ่งต่างมีช่วงระยะมุม 10 องศานั้นจะมีรูปแบบของแรงดัน PWM เหมือนในส่วนที่ 4 ทุกประการ

ตารางที่ 1 อัตราส่วน PWM Pulse ของส่วนย่อยที่ 1, 2 และ3

ข้อมูลกรณี 36 Pulse	ช่วงระยะมุม 10 องศาของ 3 ส่วนย่อยรวมกัน		
อัตราส่วน PWM Pulse	ส่วนย่อยที่1	ส่วนย่อยที่2	ส่วนย่อยที่3
กรณีส่วนที่ 1	(0.6)(0.8)(10)	(0.4)(0.8)(10)	(0.2)(10)
กรณีส่วนที่ 4	(0.4)(0.8)(10)	(0.6)(0.8)(10)	(0.2)(10)

4. การคำนวณค่าอัตราส่วนคงที่ของแรงดัน fundamental V_1 / f_1

ในการนำแรงดันคลื่น PWM3เฟสเพื่อใช้ขับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ความเร็วรอบต่างๆ นั้นจำเป็นต้องคำนวณหาค่า rms ของแรงดัน V_1 เพื่อให้อัตราส่วนระหว่างแรงดัน V_1 และความถี่ f_1 มีค่าคงที่ทั้งนี้เพื่อให้มอเตอร์สามารถจ่ายโหลดทอร์คสูงสุด ได้อย่างสม่ำเสมอตลอดช่วงการปรับรอบด้วยความถี่การคำนวณแรงดัน V_1 ในกรณีนี้จะเริ่มด้วยการนำคลื่นแรงดัน PWM3 เฟสที่ได้ออกแบบไว้มาทำการวิเคราะห์หาองค์ประกอบของคลื่นทั้งหมดด้วยหลักการของอนุกรมฟูเรียร์เพื่อหาค่าเฉพาะองค์ประกอบของคลื่นแรงดันfundamental โดยค่า rms แรงดัน V_1 ที่ได้ จะมีความสัมพันธ์กับค่า Duty Ratio ของ PWM Pulse และค่า rms ของแรงดันไลน์ของแหล่งจ่าย 50 Hz ซึ่งผลจากการคำนวณคลื่น PWM 3 เฟสที่ได้ออกแบบไว้โดยหลักการอนุกรมฟูเรียร์

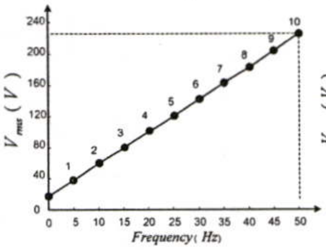
$$
\begin{aligned}
V_1 = \Bigg[& \Bigg\{ \frac{V_L}{n\pi} \sum_{x=0}^{x=nn} \sin\left[\frac{(x-0.2)n\pi}{6w}\right] - \sin\left[\frac{(x-0.2-0.8duty1)n\pi}{6w}\right] + \sin\left[\frac{(x-0.2+1w)n\pi}{6w}\right] \\
& -\sin\left[\frac{(x-0.2-0.8duty2+1w)n\pi}{6w}\right] + \sin\left[\frac{(x-0.2+2w)n\pi}{6w}\right] - \sin\left[\frac{(x-0.2-0.8duty3+2w)n\pi}{6w}\right] \\
& +\sin\left[\frac{(x-0.2+3w)n\pi}{6w}\right] - \sin\left[\frac{(x-0.2-0.8duty3+3w)n\pi}{6w}\right] + \sin\left[\frac{(x-1+0.8duty2+4w)n\pi}{6w}\right] \\
& -\sin\left[\frac{(x-1+4w)n\pi}{6w}\right] + \sin\left[\frac{(x-1+0.8duty+5w)n\pi}{6w}\right] - \sin\left[\frac{(x-1+5w)n\pi}{6w}\right] \\
& -\sin\left[\frac{(x-0.2+6w)n\pi}{6w}\right] + \sin\left[\frac{(x-0.2-0.8duty1+6w)n\pi}{6w}\right] - \sin\left[\frac{(x-0.2+7w)n\pi}{6w}\right] \\
& +\sin\left[\frac{(x-0.2-0.8duty2+7w)n\pi}{6w}\right] - \sin\left[\frac{(x-0.2+8w)n\pi}{6w}\right] + \sin\left[\frac{(x-0.2-0.8duty3+8w)n\pi}{6w}\right] \\
& -\sin\left[\frac{(x-0.2+9w)n\pi}{6w}\right] + \sin\left[\frac{(x-0.2-0.8duty3+9w)n\pi}{6w}\right] - \sin\left[\frac{x-1+0.8duty2+10w}{6w}\right] \\
& +\sin\left[\frac{(x-1+10w)n\pi}{6w}\right] - \sin\left[\frac{(x-1+0.8duty1+11w)n\pi}{6w}\right] + \sin\left[\frac{(x-1+11w)n\pi}{6w}\right] \Bigg\} \times \cos(n\omega_1 t) \Bigg] \\
+ \Bigg[& \Bigg\{ -\frac{V_L}{n\pi} \sum_{x=0}^{x=nn} \cos\left[\frac{(x-0.2)n\pi}{6w}\right] - \cos\left[\frac{(x-0.2-0.8duty1)n\pi}{6w}\right] + \cos\left[\frac{(x-0.2+1w)n\pi}{6w}\right] \\
& -\cos\left[\frac{(x-0.2-0.8duty2+1w)n\pi}{6w}\right] + \cos\left[\frac{(x-0.2+2w)n\pi}{6w}\right] - \cos\left[\frac{(x-0.2-0.8duty3+2w)n\pi}{6w}\right] \\
& +\cos\left[\frac{(x-0.2+3w)n\pi}{6w}\right] - \cos\left[\frac{(x-0.2-0.8duty3+3w)n\pi}{6w}\right] + \cos\left[\frac{(x-1+0.8duty2+4w)n\pi}{6w}\right] \\
& -\cos\left[\frac{(x-1+4w)n\pi}{6w}\right] + \cos\left[\frac{(x-1+0.8duty+5w)n\pi}{6w}\right] - \cos\left[\frac{(x-1+5w)n\pi}{6w}\right] \\
& -\cos\left[\frac{(x-0.2+6w)n\pi}{6w}\right] + \cos\left[\frac{(x-0.2-0.8duty1+6w)n\pi}{6w}\right] - \cos\left[\frac{(x-0.2+7w)n\pi}{6w}\right] \\
& +\cos\left[\frac{(x-0.2-0.8duty2+7w)n\pi}{6w}\right] - \cos\left[\frac{(x-0.2+8w)n\pi}{6w}\right] + \cos\left[\frac{(x-0.2-0.8duty3+8w)n\pi}{6w}\right] \\
& -\cos\left[\frac{(x-0.2+9w)n\pi}{6w}\right] + \cos\left[\frac{(x-0.2-0.8duty3+9w)n\pi}{6w}\right] - \cos\left[\frac{x-1+0.8duty2+10w}{6w}\right] \\
& +\cos\left[\frac{(x-1+10w)n\pi}{6w}\right] - \cos\left[\frac{(x-1+0.8duty1+11w)n\pi}{6w}\right] + \cos\left[\frac{(x-1+11w)n\pi}{6w}\right] \Bigg\} \times \sin(n\omega_1 t) \Bigg]
\end{aligned}
\tag{1}
$$

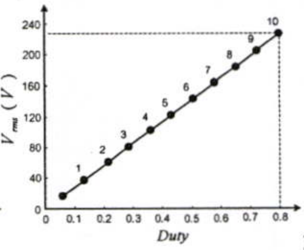
โดยที่

V_L = ค่าเฉลี่ยระลอกคลื่น, *duty1 = อัตราส่วน Pulse ส่วนย่อยที่ 1*

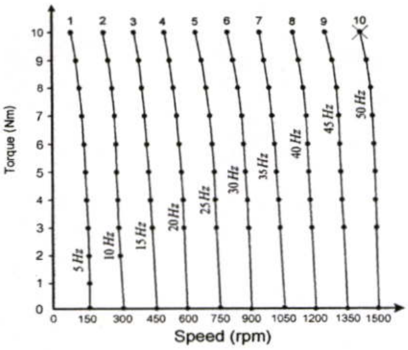
V_1 = แรงดันfundamental PWM, *duty2 = อัตราส่วน Pulse ส่วนย่อยที่ 2*

w = จำนวนซ้ำทุก 10 องศา, *duty3= อัตราส่วน Pulse ส่วนย่อยที่ 3*

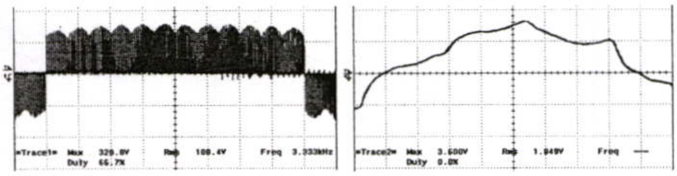




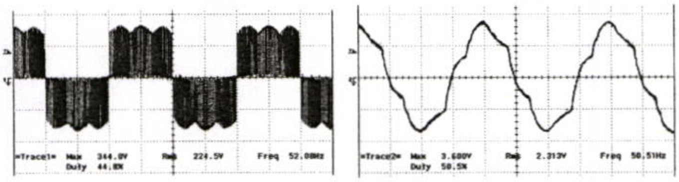
รูปที่ 5 ความสัมพันธ์ V_1 vs f_1 รูปที่ 6 ความสัมพันธ์ V_1 vs Duty Ratio



รูปที่ 7 เส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบที่ค่าความถี่ต่างๆภายใต้เงื่อนไขอัตราส่วน V_1 / f_1 เท่ากับค่าคงที่



รูปที่ 8 แรงดันเอาท์พุท line-to-line และกระแสเฟสของมอเตอร์ที่ 12.5 Hz



รูปที่ 9 แรงดันเอาท์พุท line-to-line และกระแสเฟสของมอเตอร์ที่ 50 Hz

สำหรับกรณีเครื่องต้นแบบที่ใช้คลื่น PWMจำนวน 72 Pulse ในหนึ่ง cycle โดยใช้หลักการของคลื่น PWM จำนวน 36 Pulse ที่ได้นำเสนอในรูปที่ 3 แต่ได้เพิ่มจำนวนเป็น 2 เท่า ทำให้สามารถคำนวนหาค่าแรงดัน V_1 ณ ความถี่ของ V_1 ที่ใช้ขับมอเตอร์ในขณะนั้นๆค่าแรงดัน V_1 ที่ใช้ในกรณีนี้สามารถนำมาแสดงได้ดังสมการ(1) และค่าอัตราส่วนคงที่ระหว่างแรงดัน V_1 และความถี่ f_1 สามารถเขียนแสดงเป็นเส้นกราฟได้ดังรูปที่ 5 ส่วนในรูปที่ 6 จะเป็นเส้นกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_1 กับ Duty Ratio ของ Pulse โดยเส้นกราฟที่ได้นี้คำนวณภายใต้เงื่อนไขของ แรงดันไลน์ V_{ab}, V_{ac}, V_{bc} เท่ากับ 300 Vrms จากแรงดัน PWM3 เฟสซึ่งได้ออกแบบตามหลักการที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้นสามารถนำมาสร้างเป็นเครื่องต้นแบบซึ่งเมื่อนำมาขับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสก็จะได้เส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์ค-ความเร็วรอบที่ความถี่ต่างๆ พร้อมคลื่นแรงดันกระแสดังแสดงในรูปที่ 7 รูปที่ 8และ9ตามลำดับ

5. สรุป

จากหลักการที่ได้นำเสนอทั้งหมดเกี่ยวกับ Matrix Converter 3-เฟส นั้นสามารถสรุปประเด็นสำคัญ ได้ดังนี้

1. ได้นำเสนอหลักการสร้างแรงดันคลื่น PWM ที่มีจำนวน 36 Pulse ต่อหนึ่งคาบเวลาเพื่อใช้กำหนดรูปแบบของสัญญาณควบคุมวงจร Matrix Converter โดยใช้ DSPและ FPGA เป็นตัวกำหนดและสร้างสัญญาณ PWM พร้อมกับผลการทดลองโดยเพิ่มจำนวน PWM Pluse เป็น72 Pulse

2. รูปแบบของแรงดัน PWM 3 – Phase ที่สร้างขึ้นนั้นสามารถกำหนดจากแรงดันไลน์ของแหล่งจ่าย 50 Hz และค่า Duty Ratio ของคลื่น PWM Pulse ซึ่งการคำนวณภายใต้ความสัมพันธ์ดังกล่าวจะต้องอาศัยการแตกอนุกรมฟูเรียร์เพื่อคำนวณหาองค์ประกอบของคลื่น fundamental

3. จากหลักการที่ได้นำเสนอทั้งหมดจึงได้นำมาสร้าง matrix Converter 3-เฟส เพื่อขับมอเตอร์ขนาดพิกัด 2 hp, 230 v, 5.9 A 1420 rpm, โดยสามารถปรับรอบมอเตอร์ได้อย่างต่อเนื่องทุกค่าความถี่

เอกสารอ้างอิง

[1] S.;Ammann, U.; Rees, S.; " Power Electronics Specialist Conference, 2003 PESC'03.2003 IEEE 34th Annual" Volume 3, 15-19 June 2003 Page(s):1275-1280vol.3

[2] B.W.; Hess, H.L.; Johnson, B.K.; Katsis, DC.; " Power Symposium, 2005. Proceedings of the 37th Annusl North American 23-25 Oct. 2005 Page(s):151 -158

ประวัติผู้เขียนบทความ

ต้น จำปีทอง การศึกษาวุฒิวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง กำลังศึกษาในระดับปริญญาโทสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วิริยะ พิเชฐจำเริญ การศึกษาวุฒิวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับสอง) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ปริญญาโทจากมหาวิทยาลัยโตกัย และปริญญาเอกจากมหาวิทยาลัยเมจิ ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทำงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ชื่อ – นามสกุล นาย ต้น จำปีทอง

วัน เดือน ปีเกิด 08 พฤศจิกายน พ.ศ. 2521 ที่จังหวัดนครปฐม

ประวัติการศึกษา พ.ศ. 2542 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาช่างไฟฟ้ากำลัง แผนกไฟฟ้า วิทยาลัยเทคนิคนครปฐม

พ.ศ. 2546 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ความชำนาญเฉพาะด้าน

1) ไฟฟ้ากำลัง,มอเตอร์,อินเวอร์เตอร์,เมตริกซคอนเวอร์เตอร์
2) เอซี-เอซี เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามเฟสความถี่สวิทชิ่ง 1.8 kHz เพื่อใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ผลงานวิจัย

พ.ศ. 2550 บทความเรื่อง "A 1.8-kHz-Switching Frequency 3-Phase AC-AC Matrix Converter for Induction Motor Drive" เอซี-เอซี เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามเฟสความถี่สวิทชิ่ง 1.8 kHz เพื่อใช้ขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า(EECON)ครั้งที่30, 2550,หน้า500-503

ปัจจุบัน เป็นนักศึกษาระดับปริญญาโท บัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง