

เทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชันชนิดพัลส์ไม่ต่อเนื่องสำหรับ
อินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันสามกึ่งสองเฟสโดยใช้วงจรอนาล็อก

DISCONTINUOUS SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION
TECHNIQUE FOR TWO-PHASE THREE-LEG VOLTAGE SOURCE
INVERTERS USING ANALOG CIRCUITS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2557

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DISCONTINUOUS SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION
TECHNIQUE FOR TWO-PHASE THREE-LEG VOLTAGE SOURCE
INVERTERS USING ANALOG CIRCUITS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2014

KMTIL-2014-EN-M-020-144

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2014

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันชนิดพัลส์ไม่ต่อเนื่องสำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันสามกึ่งสองเฟสโดยใช้วงจรอนาล็อก

Thesis Title Discontinuous Space Vector Pulse Width Modulation Technique for Two-phase Three-Leg Voltage Source Inverters Using an Analog Circuits

นักศึกษา นายนพพร อู่ยายโสม



รหัสประจำตัว 54610653

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2014-EN-M-020-144

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.สุรินทร์	คำฝอย	
ผศ.ดร.วรชาติ	สุวรรณงาม	
ผศ.ดร.จักรพงษ์	จารุมิตร	
ผศ.ดร.สมภาพ	ผลไม้	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันพุธที่ 14 พฤษภาคม พ.ศ. 2557, เวลา 09.00-11.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว


(ศาสตราจารย์ ดร.สุชัชวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงแหล่งที่มาของการนำใบนี้ไปใช้

วันที่ 14 พฤษภาคม พ.ศ. 2557

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันชนิดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง สำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันสามกึ่งสองเฟสโดย ใช้วงจรถอนาล็อก
นักศึกษา	นายนพพร อู่ยายโสม
รหัสประจำตัว	54610653
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันชนิดพัลส์ไม่ต่อเนื่องแบบใช้คลื่นพาห์ โดยใช้วงจรถอนาล็อก เพื่อนำไปใช้สำหรับขับชุดอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่งเพื่อจ่ายแรงดันเอาต์พุตสองเฟสทั้งแบบสมดุลและไม่สมดุล จุดประสงค์ของเทคนิคนี้คือลดจำนวนครั้งของการสวิตช์ ส่งผลให้ลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ การสร้างรูปคลื่นสัญญาณสเปซเวกเตอร์นี้ได้มาจากวงจรถอนาล็อกโดยไม่ต้องมีการสุ่มสุ่มมาเสมอสัญญาณไซน์อ้างอิงเหมือนกับเทคนิคทางดิจิทัลทำให้แรงดันเอาต์พุตมูลฐานใกล้เคียงสัญญาณไซน์อ้างอิงมากขึ้นเมื่ออัตราการสุ่มค่อนข้างต่ำ อีกทั้งยังสามารถใช้กับความถี่สวิตช์สูงๆมากได้ เทคนิคที่นำเสนอนี้สามารถปรับขนาดของแรงดันและความถี่ได้ง่ายเป็นอิสระต่อกัน และมีมุมต่างเฟสของแรงดันเอาต์พุตต่างกัน 90 องศาเสมอ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้อธิบายถึงหลักการทางฟิสิกส์ขั้นคณิตศาสตร์และออกแบบวงจรการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่นำเสนออย่างละเอียด และได้เปรียบเทียบการจำลองโดยใช้ MATLAB/SIMULINK จากนั้นชุดกำเนิดสัญญาณพีดีบีลิวเอ็มได้ทำการทดสอบขับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งชนิดจ่ายแรงดันสองเฟส โดยทำการทดสอบกับโหลดประเภทตัวต้านทาน และตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำภายใต้เงื่อนไขการเปลี่ยนค่าตัวประกอบกำลัง ความถี่สวิตช์และดัชนีการมอดูเลต เพื่อประเมินการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์จากการใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบโหมดต่อเนื่องและโหมดไม่ต่อเนื่อง ผลจากการจำลองและทดสอบแสดงให้เห็นว่าเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันชนิดพัลส์ไม่ต่อเนื่องสามารถลดการสูญเสียอินเวอร์เตอร์อันเนื่องมาจากการลดจำนวนครั้งของการสวิตช์ได้มากกว่าโหมดพัลส์ต่อเนื่องซึ่งเป็นแบบดั้งเดิม ส่งผลทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบดีขึ้นประมาณ 2-3 เปอร์เซ็นต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Discontinuous Space Vector Pulse Width Modulation Technique For Two-Phase Three-leg Voltage Source Inverters Using Analog Circuits
Student	Mr.Nopporn Auyaisom
Student ID.	54610653
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2014
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis proposes a carrier-based discontinuous space vector pulse width modulation technique (DSVPWM) using analog circuits for driving a two-phase three-leg voltage source inverter (VSI) which provides balanced and unbalanced two-phase output voltages. The aim of this technique is to reduce number of switching resulting in a reduction in switching loss. The implementation of space vector pulse width modulation waveforms based on an analog circuit. Unlike a digital technique, a sinusoidal reference is not regularly sampled. Therefore, the fundamental PWM voltage output is very close to the sinusoidal reference when sampling rate is rather low. Also, with this technique, very high switching frequency is possible. This technique is capable of independently easy adjustment of voltage and frequency. The phase difference angle between both output voltages is always kept at 90 degrees. This thesis fully describes mathematical functions and circuit design of the proposed space vector pulse width modulation which are compared with simulation using MATLAB/SIMULINK. Then, the proposed PWM generator is used to test with a two-phase three-leg VSI with pure resistive and resistive-inductive loads under conditions of various power factor, various switching frequency and various modulation index in order to evaluate inverter loss associated with both continuous and discontinuous types of SVPWM. Consequently, the simulated results and experimental results expose that the discontinuous modulation technique can decrease in the inverter losses more than a conventional continuous modulation technique due to a decrease in number of switching. As a result, this provides better efficiency of the system approximately 2-3 percent.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีจากความกรุณาของ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้คอยให้คำแนะนำและคำปรึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในการอนุเคราะห์และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณประธานกรรมการในการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่าน ที่ได้ให้คำชี้แนะแนวทางในการออกแบบ ทดสอบ และปรับปรุงแก้ไขในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณคณาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกท่าน ที่ได้ให้ความรู้และประสบการณ์ในการทำวิจัยนี้

ขอขอบคุณอาจารย์วัฒน์ โยธา อาจารย์วีระ ธัญญศิริ และเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้องวิจัย PMC(ECC 405) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่คอยช่วยเหลือ และให้คำแนะนำต่างๆ ตลอดทั้งยังเป็นกำลังใจตลอดมา

ขอขอบคุณอาจารย์ชุตินันท์ อุ้ยโยสม ซึ่งเป็นคุณอาของข้าพเจ้าที่ได้แนะนำให้เข้ามาศึกษาที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และยังคงดูแลสั่งสอนข้าพเจ้าทั้งเรื่อง การศึกษาและการใช้ชีวิตในการทำวิทยานิพนธ์ตลอดมา

สุดท้ายนี้ในการศึกษาระดับปริญญาโทนั้นจะสำเร็จไม่ได้ถ้าขาดแรงบันดาลใจจากคุณพ่อสมพร และคุณแม่ฉวีวรรณ อุ้ยโยสมซึ่งได้อบรมสั่งสอนและเลี้ยงดูข้าพเจ้าเป็นอย่างดี ข้าพเจ้าจึงขอกราบขอบพระคุณท่านทั้งสองนี้เป็นอย่างสูง

สำหรับคุณความดีอันที่เกิดจากวิทยานิพนธ์นี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่เคารพรัก ตลอดจนครูอาจารย์ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ และประโยชน์ที่พึงมาจากวิทยานิพนธ์นี้ ข้าพเจ้าขอมอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

นพพร อุ้ยโยสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.4 ขอบเขตงานวิจัย.....	4
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	5
บทที่ 2 อินเวอร์เตอร์และชนิดของอินเวอร์เตอร์.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส.....	8
2.2.1 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฮาร์พริคต์.....	8
2.2.2 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฟูลบริคต์.....	9
2.3 การสวิตช์แรงดัน.....	10
2.3.1 การสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์.....	10
2.3.2 การสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบยูนิโพลาร์.....	12
2.3.3 การใช้ประโยชน์ของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส.....	15
2.4 อินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	17
2.4.1 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสแบบพีดับเบิลยูเอ็ม.....	17
2.4.2 การใช้ประโยชน์ของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	18
2.5 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้านำออกของอินเวอร์เตอร์.....	19
2.6 การสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์.....	21
2.7 สรุป.....	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และด้วย IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชัน สำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดสามกึ่งจ่ายแรงดันสองเฟส.....	24
3.1 บทนำ.....	24
3.2 Naturally Sampled Pulsed Width Modulation.....	24
3.3 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชัน.....	26
3.4 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันสามเฟส.....	27
3.5 การแปลงจากสามเฟสไปเป็นเวกเตอร์แรงดัน(V_d และ V_q).....	33
3.6 อินเวอร์เตอร์สองเฟส.....	35
3.6.1 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชันแบบให้แรงดันสมดุลสองเฟส.....	36
3.6.1.1 หลักการสร้าง B-SVPWM ด้วยวงจรถอนาล็อก.....	39
3.6.2 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสไม่สมดุลสองเฟส.....	42
3.6.2.1 หลักการสร้าง U-SVPWM ด้วยวงจรถอนาล็อก.....	49
3.6.2.2 สรุปหลักการ U-SVPWM.....	50
3.6.3 การมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่อง.....	50
3.6.3.1 ฟังก์ชันการมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่อง.....	51
3.6.4 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสามเฟสแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่อง.....	56
3.6.4.1 มอดูเลชันแบบโหมดไม่ต่อเนื่องที่มุม 120°	57
3.6.4.2 มอดูเลชันแบบโหมดไม่ต่อเนื่องที่มุม 60° และ 30°	57
3.6.5 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชันแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องสองเฟส.....	59
3.7 สรุป.....	63
บทที่ 4 การออกแบบการสร้างสัญญาณควบคุมด้วยวงจรถอนาล็อก.....	64
4.1 บทนำ.....	64
4.2 การออกแบบและสร้างวงจรถองสร้างแรงดันสัญญาณไซน์.....	65
4.3 การออกแบบและสร้างวงจรถองสร้างแรงดันสัญญาณสามเหลี่ยม.....	66
4.4 การออกแบบและสร้างวงจรถองสร้างเฟสแบบล่าหลัง.....	67
4.5 การออกแบบและสร้างวงจรถองปรับขนาดแรงดัน.....	68
4.6 วงจรถองสร้างสัญญาณ U-SVPWM และ B-SVPWM.....	69
4.6.1 ผลจากวงจรถองสร้างสัญญาณ U-SVPWM และ B-SVPWM แบบโหมดต่อเนื่อง.....	71
4.6.2 ผลจากวงจรถองสร้างสัญญาณ U-SVPWM และ B-SVPWM แบบโหมดไม่ต่อเนื่อง.....	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และด้วยอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.7 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator).....	75
4.8 วงจรหน่วงเวลา(Dead Time).....	77
4.9 สรุป.....	78
บทที่ 5 ผลการทดลองและขั้นตอนการทดลอง.....	79
5.1 บทนำ.....	79
5.2 ผลการทดลองจากการนำสัญญาณควบคุมแบบSVPWMมาใช้กับอินเวอร์เตอร์.....	79
5.3 การทดลองการมอดูเลตแบบโหมดไม่ต่อเนื่อง โดยใช้โหนดประเภทตัวต้านทาน.....	80
5.3.1 การเปรียบเทียบความถี่การสวิตช์แบบจ่ายแรงดันสองเฟสสมดุล.....	81
5.3.2 การเปรียบเทียบความถี่การสวิตช์แบบจ่ายแรงดันสองเฟสไม่สมดุล.....	85
5.3.3 การเปรียบเทียบการเปลี่ยนดัชนีการมอดูเลตโดยการจ่ายแรงดันสมดุล.....	87
5.3.4 การเปรียบเทียบการเปลี่ยนดัชนีการมอดูเลตโดยการจ่ายแรงดันไม่สมดุล.....	89
5.4 การทดสอบกับโหนดที่เป็นประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ.....	90
5.5 การทดสอบกับโหนดมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส.....	97
5.6 สรุปผลการทดสอบ.....	101
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	102
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	102
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	103
เอกสารอ้างอิง.....	104
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในการประชุมวิชาการ.....	107
ประวัติผู้เขียน.....	111

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตัดviอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 เงื่อนไขการสวิตซ์แรงดันเฟสและแรงดันไฟฟ้าด้านนอกแบบยูนิโพลาร์.....	13
2.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของการสวิตซ์แรงดันแบบไบโพลาร์กับยูนิโพลาร์.....	15
2.3 อัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตซ์อินเวอร์เตอร์.....	16
2.4 คำนิยามช่วงเวลาในการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์.....	21
3.1 ช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ในแต่ละเซกเตอร์.....	32
3.2 รูปแบบการสวิตซ์และแรงดันในระนาบ d-q ที่ใช้ในการแปลงแกน.....	33
3.3 รูปแบบการสวิตซ์และแรงดันในระนาบ d-q โดยการแบ่งสถานะการสวิตซ์.....	36
3.4 การกำหนดเวกเตอร์ \bar{U}_1 และ \bar{U}_2 สำหรับ B-SVPWM.....	39
3.5 สมการองค์ประกอบศูนย์ $\left(\frac{V_{bo}}{V_{dc}}\right)$ ในแต่ละเซกเตอร์.....	42
3.6 เวกเตอร์แรงดัน \bar{U}_1 และ \bar{U}_2 สำหรับการคำนวณเวลาสวิตซ์.....	44
3.7 เวลาสวิตซ์ และแรงดันเฟสอ้างอิง ในแต่ละเซกเตอร์ (U-SVPWM).....	46
3.8 เวลาสวิตซ์ และแรงดันอ้างอิงแต่ละเฟสกึ่ง (C-SVPWM).....	55
3.9 เวลาสวิตซ์ และแรงดันแต่ละเฟสกึ่ง (D-SVPWM).....	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตั้ง **VI** ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การแบ่งชนิดของอินเวอร์เตอร์.....	7
2.2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดันสำหรับมอเตอร์สองเฟส.....	7
2.3 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ (Half-Bridge Inverter).....	9
2.4 รูปคลื่นการทำงานของวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	9
2.5 วงจรฟูลบริดจ์ (Full-Bridge Inverter).....	10
2.6 รูปคลื่นการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	10
2.7 วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบไบโพลาร์.....	12
2.8 วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบยูนิโพลาร์.....	14
2.9 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	17
2.10 SPWM ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	18
2.11 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์.....	20
2.12 ช่วงเวลาของกระแส ณ เวลาต่างๆ.....	21
2.13 กำลังสูญเสียในสวิตช์เมื่อคุณสมบัติสวิตช์เป็นเชิงเส้น.....	22
3.1 สัญญาณแบบ Naturally และสัญญาณแบบ Regular.....	25
3.2 สัญญาณแรงดันอ้างอิงที่เฟส ดัชนีการมอดูเลต $M = \frac{2}{\sqrt{3}}$	26
3.3 รูปแบบการสวิตช์ของวงจรสามเฟส.....	26
3.4 สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่สถานะนำกระแสและไม่นำกระแส.....	27
3.5 อินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันให้กับโหลดสมดุลสามเฟส.....	28
3.6 เฟสเซอร์การคำนวณหาขนาดแรงดันเอาต์พุต.....	28
3.7 การคำนวณแวกเตอร์แรงดันเอาต์พุต \bar{V}_0^* ที่ใช้เกเตอร์ 1.....	29
3.8 ระนาบ $d-q$ แบบสองมิติ.....	33
3.9 ตัวอย่างของพัลส์ที่ป้อนขับแต่ละสวิตช์ของพัลส์.....	35
3.10 โครงสร้างการประยุกต์ใช้งานอินเวอร์เตอร์สองเฟส.....	35
3.11 ตำแหน่งการวางของแวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 แวกเตอร์แบบแรงดันเฟสสมดุลสองเฟส.....	37
3.12 ตรีโกณมิติในแบบทั่วไปสำหรับการคำนวณ \bar{V}_0	37
3.13 เฟสเซอร์แรงดันสำหรับกำหนดแพลคเตอร์แรงดัน.....	42
3.14 มุมเลื่อนของ ϕ ในขณะปรับมุม $\delta > 0$ องศาในทิศทางบวก.....	43
3.15 ตำแหน่งของแวกเตอร์แรงดัน.....	44
3.16 Unbalanced แบบต่อเนื่อง.....	47
3.17 แรงดันเอาต์พุต (p.u.).....	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตั้ง VIII อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.18 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตระหว่าง B-SVPWM และ U-SVPWM.....	49
3.19 รูปแบบพัลส์ของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันในแต่ละเซกเตอร์.....	54
3.20 สัญญาณในโหมดต่อเนื่อง.....	56
3.21 แรงดันระหว่างสายและแรงดันกึ่งของเทคนิคDSVPWM มุม 120°	57
3.22 แรงดันระหว่างสายและแรงดันกึ่งของเทคนิคDSVPWM มุม 60°	58
3.23 แรงดันระหว่างสายและแรงดันกึ่งของเทคนิคDSVPWM มุม 30°	58
3.24 ตำแหน่งการวางของเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์.....	60
3.25 ช่วงเวลาการสวิตชิง.....	61
4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรถอนาล็อก.....	65
4.2 วงจรผลิตแรงดันรูปคลื่นไซน์ความถี่ 50 Hz โดยใช้ไอซีเบอร์ XR 2206.....	65
4.3 คลื่นแรงดันสัญญาณไซน์โดยไอซี XR 2206.....	66
4.4 วงจรผลิตรูปคลื่นแรงดันสามเหลี่ยม โดยใช้ไอซีเบอร์ XR 2206.....	66
4.5 คลื่นแรงดันสามเหลี่ยม โดยใช้ไอซีเบอร์ XR 2206.....	67
4.6 วงจรเลื่อนเฟสแบบล้าหลัง.....	67
4.7 คลื่นแรงดันสัญญาณเลื่อนเฟสแบบล้าหลัง.....	68
4.8 วงจรปรับขนาดแรงดัน.....	68
4.9 ผลของวงจรถปรับขนาดแรงดัน(5 ms/div และ 2 V/div).....	69
4.10 วงจรสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง.....	70
4.11 วงจรสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง.....	70
4.12 สัญญาณแรงดันอ้างอิง V_c	71
4.13 สัญญาณแรงดันวัดจากวงจรจริงที่ได้จาก U-SVPWM เมื่อ $\delta = -40$ องศา เป็นการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง.....	71
4.14 สัญญาณแรงดันวัดจากวงจรจริงที่ได้จาก U-SVPWM เมื่อ $\delta = 0$ องศา เป็นการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง.....	72
4.15 สัญญาณแรงดันวัดจากวงจรจริงที่ได้จาก U-SVPWM เมื่อ $\delta = 40$ องศา เป็นการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง.....	72
4.16 (ก) การจำลองวงจรสเปซเวกเตอร์โหมดไม่ต่อเนื่องแบบ U-SVPWM (ข) การทดสอบจริงโดยใช้วงจรถอนาล็อกเมื่อ $\delta = -40$ (5 ms/div และ 5 V/div).....	73

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.17 (ก) การจำลองวงจรสเปซเวกเตอร์โหมดไม่ต่อเนื่องแบบ B-SVPWM	
(ข) การทดสอบจริงโดยใช้วงจรถอนาล็อกเมื่อ $\delta = 0$ (5 ms/div และ 5 V/div)	73
4.18 (ก) การจำลองวงจรสเปซเวกเตอร์โหมดไม่ต่อเนื่องแบบ U-SVPWM	
(ข) การทดสอบจริงโดยใช้วงจรถอนาล็อกเมื่อ $\delta = 40$ (5 ms/div และ 5 V/div)	74
4.19 สัญญาณแรงดันอ้างอิง V_c	74
4.20 เส้นทางเดินกระแสในสัญญาณSVPWM.....	75
4.21 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	75
4.22 การทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณโดยกำหนดคาบเวลา 1 ms/div และ 5V/div.....	76
4.23 สัญญาณ PWM สำหรับสวิตช์ S1 และ S3 และผลต่างระหว่างสัญญาณสวิตช์ทั้งสอง โดยกำหนดคาบเวลา 5 ms/div และ 5 V/div.....	76
4.24 วงจรหน่วงเวลา.....	77
4.25 หน่วงเวลาสัญญาณขั้วเกิด T_{A+} และ T_{A-} คาบเวลา 5 us/div และ 2V/div.....	77
5.1 วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับทดสอบการมอดูเลตแบบSVPWM.....	80
5.2 คลื่นแรงดัน V_{AO}, V_{NO}, V_{BO} เมื่อ $\delta = 40$ องศา.....	81
5.3 แรงดันของโพลตัวต้านทานแบบสมดุล (B-SVPWM).....	81
5.4 กระแสของโพลตัวต้านทานแบบสมดุล (B-SVPWM).....	82
5.5 แรงดันของโพลตัวต้านทานแบบสมดุล (B-SVPWM).....	82
5.6 กระแสของโพลตัวต้านทานแบบสมดุล (B-SVPWM).....	83
5.7 เปรียบเทียบความถี่การสวิตช์ของการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง.....	84
5.8 เปรียบเทียบความถี่การสวิตช์ของการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง.....	84
5.9 เปรียบเทียบความถี่การสวิตช์ของการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง.....	85
5.10 เปรียบเทียบความถี่การสวิตช์ของการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง.....	86
5.11 เปรียบเทียบความถี่สวิตช์ที่ 4kHz ของการมอดูเลตชนิดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง แบบจ่ายแรงดันสมดุล.....	86
5.12 วงจรกำลังในการทดสอบโพลตัวต้านทาน.....	87
5.13 เปรียบเทียบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลต จ่ายแรงดันแบบสมดุล การมอดูเลตพัลส์ต่อเนื่อง โดยใช้โพลประเภทตัวต้านทาน.....	88
5.14 เปรียบเทียบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลต จ่ายแรงดันแบบสมดุล การมอดูเลตพัลส์ไม่ต่อเนื่อง โดยใช้โพลประเภทตัวต้านทาน.....	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และดัดแปลงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.15 เปรียบเทียบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลต จ่ายแรงดันไม่สมดุล การมอดูเลตพัลส์ต่อเนื่อง ใช้โพลดประเภทตัวต้านทาน.....	89
5.16 เปรียบเทียบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลต จ่ายแรงดันไม่สมดุล การมอดูเลตพัลส์ไม่ต่อเนื่อง ใช้โพลดประเภทตัวต้านทาน.....	89
5.17 เปรียบเทียบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงดัชนีการมอดูเลตชนิดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง แบบจ่ายแรงดันสมดุล โดยกำหนดความถี่สวิตซ์ที่2kHz.....	90
5.18 วงจรกำลังในการทดสอบโพลดตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ.....	90
5.19 แรงดันและกระแสเมื่อโพลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ $pf = 0.8$	91
5.20 แรงดันและกระแสเมื่อโพลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ $pf = 0.6$	91
5.21 แรงดันและกระแสเมื่อโพลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ $pf = 0.4$	91
5.22 เปรียบเทียบกำลังสูญเสียรวมจากเทคนิคCSVPWMจ่ายแรงดันสมดุลและไม่สมดุลโดยค่าตัว ประกอบกำลังต่างๆ.....	92
5.23 เปรียบเทียบกำลังสูญเสียรวมจากเทคนิคDSVPWMจ่ายแรงดันสมดุลและไม่สมดุลโดยค่าตัว ประกอบกำลังต่างๆ.....	92
5.24 (ก)และ(ข)กระแสและค่าระลอกคลื่นในแกน i_d (ค)Hamonic Discontinuous	93
5.25 (ก)และ(ข)กระแสและค่าระลอกคลื่นในแกน i_d (ค)Hamonic Discontinuous	93
5.26 (ก)และ(ข)กระแสและค่าระลอกคลื่นในแกน i_d (ค)Hamonic continuous	94
5.27 (ก)และ(ข)กระแสและค่าระลอกคลื่นในแกน i_d (ค)Hamonic Discontinuous	95
5.28 เปรียบเทียบค่าความสูญเสียรวมจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวประกอบกำลัง โดยใช้โพลดตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ.....	95
5.29 ประสิทธิภาพรวมของอินเวอร์เตอร์เมื่อทดสอบกับโพลดตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ...96	
5.30 การจำลองการทำงานจากโปรแกรมMATLAB/Simulink.....	97
5.31 อินเวอร์เตอร์สามกึ่งซิดจ่ายแรงดันขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟส ชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร.....	97
5.32 กระแสและแรงดันจากโพลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพัลส์ต่อเนื่อง.....	98
5.33 ฮาร์มอนิกกระแสที่เงื่อนไขการมอดูเลตแบบพัลส์ต่อเนื่อง.....	98
5.34 กระแสและแรงดันจากโพลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่อง.....	99
5.35 ฮาร์มอนิกกระแสที่เงื่อนไขการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง.....	99

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าอย่างต่อเนื่องเพื่อรองรับการพัฒนาประเทศในด้านการผลิต โดยเฉพาะอย่างยิ่งในภาคอุตสาหกรรมการผลิต พลังงาน และบริการ เป็นต้น ซึ่งจำเป็นจะต้องใช้พลังงานไฟฟ้าเป็นหลักในการรองรับกระบวนการผลิตดังกล่าว โดยจะพิจารณาตั้งแต่การผลิตพลังงานไฟฟ้า การส่งจ่ายไฟฟ้าจนกระทั่งถึงภาระ (Load) หรืออุปกรณ์ไฟฟ้า จึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการแปลงผันพลังงานไฟฟ้าเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพ และความเหมาะสมทั้งทางด้านวิศวกรรม เศรษฐศาสตร์ และสิ่งแวดล้อม

อินเวอร์เตอร์เป็นระบบการแปลงผันพลังงานไฟฟ้าชนิดหนึ่งซึ่งเป็นการแปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้กันอย่างแพร่หลายยกตัวอย่างเช่นการควบคุมความเร็วมอเตอร์ในภาคอุตสาหกรรม การแปลงผันและเชื่อมโยงระบบผลิตไฟฟ้าเข้ากับระบบหลัก (Grid Connect) ระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (Uninterruptible Power Supplies :UPS) ระบบเครื่องปรับอากาศ เป็นต้น และในปัจจุบันยังมีการนำอินเวอร์เตอร์มาใช้โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อประหยัดพลังงานในมอเตอร์ไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงภาระทางกลโดยการปรับความเร็วรอบให้เหมาะสมอีกด้วย

ส่วนประกอบของอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยสองส่วนคือวงจรภาคกำลังที่มีอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำกำลังเป็นอุปกรณ์หลักและภากระบบควบคุมที่มีอุปกรณ์และเทคนิคการควบคุมเพื่อสร้างสัญญาณสำหรับนำไปขับสวิตช์หรืออุปกรณ์สารกึ่งตัวนำในวงจรกำลัง เทคนิคการควบคุมที่ได้รับความนิยมได้แก่เทคนิค Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) โดยใช้หลักการ Naturally Sampled PWM จะใช้คลื่นพาหะที่เป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยมมาเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์ โดยการเปรียบเทียบจะเกิดจุดตัดกันของรูปคลื่นทั้งสอง และได้นำมากำหนดเป็นสัญญาณการสวิตช์เพื่อที่จะนำมาใช้ในการขับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรืออินเวอร์เตอร์ ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ถือได้ว่าเป็นสิ่งสำคัญไม่น้อยไปกว่าส่วนของโครงสร้างหรือระบบควบคุมโดยในงานวิจัยนี้นำเสนออินเวอร์เตอร์สามกึ่งแบบแหล่งจ่ายแรงดัน(3-leg VSI) ซึ่งมีข้อดีในเรื่องการใช้ประโยชน์ของแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง การลดผลของกระแสฮาร์มอนิก และสามารถใช้งานได้ง่ายเนื่องจากในหนึ่งโมดูลนั้นจะมีไอจีบีทีทั้งหมดหกตัว และเทคนิคในการขับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์วิธีหนึ่งคือ Space Vector Pulse Width Modulation(SVPWM) โดยใช้หลักการสร้างในรูปแบบทางคณิตศาสตร์ และกำหนดเป็นสมการช่วงเวลาการสวิตช์ เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบแล้วจะเห็นว่าเทคนิค สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดิมอดูเลชัน (SVPWM) มีข้อดีเนื่องจากสามารถเพิ่มแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่างสายที่ความถี่หลักมูลได้15% จึงเหมาะสมที่จะศึกษาวิจัย อย่างไรก็ตามเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดิมอดูเลชัน (SVPWM) นั้นสามารถทำได้ทั้งแบบดิจิตอลและแบบอนาล็อกการสร้างสัญญาณควบคุมแบบดิจิตอล ค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะต้องใช้หลักการประมาณค่า (Sampling time) ในการสร้างสัญญาณขับสัญญาณทำให้สัญญาณที่ได้มานั้นจะมีความคลาดเคลื่อนดั่งนั้นในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการสร้างสัญญาณควบคุมแบบอนาล็อกซึ่งมีหลักการสร้างสัญญาณขับสวิตซ์โดยการใช้รูปคลื่นไซน์ตัดกับสามเหลี่ยม ทำให้มีความแม่นยำกว่าระบบดิจิทัล อีกทั้งยังง่ายต่อการตรวจวัดสัญญาณ เนื่องจากสามารถวัดสัญญาณได้จากตัวอุปกรณ์และง่ายต่อการบำรุงรักษา โดยการจัดทำสัญญาณควบคุมแบบอนาล็อกนั้นจะมีค่าใช้จ่ายที่ถูกลงกว่าแบบดิจิทัล แต่ข้อเสียของวงจรควบคุมแบบอนาล็อกนี้คือวงจรมีขนาดใหญ่ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (Noise) ทั้งภายในและภายนอกอุปกรณ์ที่ได้นำมาใช้งาน อีกทั้งยังยุ่งยากในการแก้ไขตัดแปลงวงจร

เทคนิคการมอดูเลชันของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันชนิดพัลส์ต่อเนื่องเป็นการทำงานแบบมีการสวิตซ์ตลอดช่วงการทำงาน ทำให้เกิดการสูญเสียจากการสวิตซ์สูง จึงได้มีการปรับปรุงเพื่อให้ลดความถี่สวิตซ์ลง โดยวิธีการมอดูเลชันชนิดพัลส์ไม่ต่อเนื่องนั้นมีการหยุดการสวิตซ์ในช่วงหนึ่งจึงทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ดีขึ้น ดังนั้นงานวิจัยนี้แนะนำเสนอเกี่ยวกับการปรับปรุงหลักการเทคนิคสเปซเวกเตอร์ชนิดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง ซึ่งจะเป็นการลดค่าความสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ โดยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องมีด้วยวิธีต่างๆดังต่อไปนี้

C.Yuanhai F.Blaabjerg และ G.Andersen (ค.ศ.2002) [1] นำเสนอหลักการใหม่สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันสองเฟสสมดุล (Balanced phase voltage space vector PWM; B-SVPWM) ใช้กับอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง มาประยุกต์ใช้กับการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร ผลที่ได้น่าพอใจ สามารถลดการกระเพื่อมได้

D.Hyun และ D.Y.Yoon (ค.ศ.2003) [2] นำเสนอเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์สองกึ่ง จ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมมาตรสำหรับหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่นำเสนอนี้ มีข้อเสียคือไม่มีแรงดันเวกเตอร์ศูนย์ (Zero vector voltage) ทำให้มีการเพี้ยนของกระแสสูงและเกิดความไม่สมดุลของแรงดันอันเนื่องมาจากคาปาซิเตอร์ทั้งสองที่อนุกรมที่ด้านดีซีบัส นอกจากนี้ยังมีแรงดันเอาต์พุตต่ำ

S.Sinthusonthichat และ V.Kinnares (ค.ศ.2005) [3] เสนอหลักการของการมอดูเลชันอินเวอร์เตอร์สามกึ่งใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตร โดยใช้หลักการ Sinusoidal pulse width modulation (SPWM) ที่สามารถปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตและดัชนีการมอดูเลตแต่ละเฟสอิสระจากกัน ซึ่งถูกสร้างโดยวงจรรอนาล็อก จากหลักการที่นำเสนอพบว่ามีความยุ่งยากในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

Chakrapong Charumit และ Vijit Kinnares (ค.ศ.2008) [4] ได้นำเสนอหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันเพื่อใช้กับโหลดสามกึ่ง จ่ายแรงดันสองเฟส โดยถูกสร้างขึ้นด้วยวงจรรอนาล็อกซึ่งจะสามารถปรับขนาดแรงดันได้ตามอิสระ ในบทความนี้จะนำเสนอหลักการมอดูเลชันแบบโหมดต่อเนื่องจากการนำเสนอพบว่าการทำงานเป็นวงจรรอนาล็อกจะสามารถปรับแต่งค่าสัญญาณได้ แต่จะมีการยุ่งยากในการปรับแต่งค่าเนื่องจากจะมีความผิดพลาดของอุปกรณ์

Chakrapong Charumit และ Vijit Kinnares (ค.ศ.2010) [5] เสนอการสร้างแรงดันสองเฟสแบบไม่สมมาตรด้วยหลักการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์แบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องซึ่งได้ทำการเอกสารนี้เป็นเอกสารวิทยานิพนธ์ที่ส่งมอบให้แก่วิศวกรรมเครื่องกล มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อปี 2554 แต่เนื้อหาบางส่วนที่ปรากฏในเอกสารฉบับนี้ ไม่ผ่านการแก้ไขใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์รูปแบบของแรงดันอ้างอิงหรือที่เรียกว่าสเปกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชันด้วยวิธีคลื่นพาท เพื่อให้เห็นสัญญาณอ้างอิงในแต่ละกิ่งเฟสและง่ายต่อความเข้าใจในการหยุดสวิตช์และสร้างสัญญาณขับ ซึ่งผลที่ได้พบว่าวิธีที่นำเสนอให้ประสิทธิภาพสูงขึ้นเนื่องจากสามารถลดผลการสูญเสียจากการสวิตช์ได้เฉลี่ยประมาณหนึ่งในสาม

Chakrapong Charumit ,Wekin Piyarat และ Vijit Kinnares (ค.ศ.2010) [6] ได้นำเสนอหลักการสร้างแรงดันสองเฟสที่ปรับขนาดแรงดันได้ โดยใช้ชุดอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันสามกิ่ง ด้วยหลักการสเปกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชัน สำหรับใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส หรือโหลดหนึ่งเฟสสองชุดที่ต้องการควบคุมแรงดันเอาต์พุต หลักการมอดูเลตเพื่อสร้างสัญญาณขับสวิตช์ที่นำเสนอเป็นแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่อง เพื่อลดค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง ในชุดทดสอบต้นแบบใช้อุปกรณ์สวิตช์ IGBT 25A 1200V ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 5kHz สร้างสัญญาณขับด้วยชุดประมวลผลสัญญาณเชิงดิจิทัล เบอร์ TMS320F240 ผ่านการ์ดอินเตอร์เฟส dSPACE DS1104 จากการทดสอบนั้นจะเห็นว่าสามารถลดผลการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ได้ ซึ่งในบทความนี้ได้เน้นการทำงานในเชิงดิจิทัล ซึ่งไม่ได้กล่าวถึงการสร้างสัญญาณด้วยระบบอนาล็อก

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาการปรับปรุงค่าประสิทธิภาพโดยการลดค่าความสูญเสียจากการสวิตช์ของเทคนิคสเปกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชัน งานวิจัยนี้ได้ออกแบบและจัดทำชุดสร้างสัญญาณควบคุมแบบอนาล็อกซึ่งสามารถปรับขนาดของแรงดันได้ และนำไปทดสอบกับโหลดที่เป็นตัวต้านทาน ตัวต้านทานกับตัวเหนี่ยวนำและขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยนำมาเปรียบเทียบอัตราการสูญเสียจากการสวิตช์ระหว่างการมอดูเลชันในโหมดต่อเนื่องและโหมดไม่ต่อเนื่อง โดยคำนึงถึงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์อีกด้วย

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

สำหรับแนวคิดที่จะแก้ปัญหาในการปรับปรุงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้ จึงได้ศึกษาทฤษฎีทางคณิตศาสตร์ที่เกี่ยวกับเทคนิคสเปกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชันนำไปใช้กับอินเวอร์เตอร์ โดยนำหลักการต่างๆที่เกี่ยวข้องมาออกแบบการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆที่จะนำมาทำเป็นวงจรอนาล็อก เพื่อทำการทดสอบและวิเคราะห์ความสูญเสียจากการสวิตช์ในเทคนิคการมอดูเลชันแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องนำมาชั่งวงจรกิจอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรืออินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีผลต่ออินเวอร์เตอร์ที่จะนำไปใช้งาน

1.4 ขอบเขตงานวิจัย

จากวัตถุประสงค์การสร้างวงจรมอเตอร์สเปซเวกเตอร์ สามารถสรุปและแบ่งขอบเขตงานได้ดังต่อไปนี้

- สร้างชุดวงจรมอเตอร์สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่น
- จำลองสัญญาณโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink
- เปรียบเทียบรูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากการจำลองและการทดสอบจริง
- จัดสร้างอินเวอร์เตอร์สองเฟสสามกึ่งโดยใช้โพลที่เป็นตัวต้านทาน ตัวต้านทานขนานกับตัวเหนี่ยวนำ และมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส
- วิเคราะห์ฟังก์ชันการมอดูเลตของ B-SVPWM และ U-SVPWM ให้สามารถควบคุมการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เพื่อที่จะสามารถปรับขนาดแรงดันได้ตามต้องการ
- กำหนดความถี่สวิตช์ที่ 2 3 และ 4 kHz
- เปลี่ยนแปลงดัชนีการมอดูเลตตั้งแต่ 0.6 0.75 และ 0.8
- วิเคราะห์ความสูญเสียที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์ ด้วยการเปรียบเทียบระหว่างการมอดูเลตแบบโหมตต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง
- วิเคราะห์ความสูญเสียที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์ โดยการใช้โพลประเภทตัวต้านทาน
- วิเคราะห์ความสูญเสียที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์ โดยการใช้โพลประเภทตัวต้านทานขนานกับตัวเหนี่ยวนำ และกำหนดค่าตัวประกอบกำลังที่ 0.4-0.8
- ทำการทดสอบแบบการมอดูเลชั่นแบบโหมตต่อเนื่องและโหมตไม่ต่อเนื่อง โดยนำไปขับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

ขั้นตอนการศึกษาเริ่มจากการรวบรวมข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับอินเวอร์เตอร์ และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นโดยแบ่งเป็นชนิดต่างๆที่จะกล่าวต่อไป เมื่อได้ทราบข้อมูลแล้วจึงนำมาวิเคราะห์และได้นำมาออกแบบทำวงจรมอเตอร์สเปซเวกเตอร์ และได้นำมาวิเคราะห์ความสูญเสียที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังพิจารณาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์อีกด้วย โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่1 กล่าวถึงจุดมุ่งหมาย วัตถุประสงค์ ทฤษฎีที่ใช้ และขอบเขตในการวิจัย

บทที่2 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์, การแบ่งชนิดของอินเวอร์เตอร์, ประโยชน์ของอินเวอร์เตอร์, วงจรเดคไทม์และการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์เพื่อลดความสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์

บทที่3 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่น (SVPWM) สำหรับอินเวอร์เตอร์ โดยจะกล่าวถึงการแปลงจากวงจรมอเตอร์สามเฟสเป็นสองเฟส โดยแบ่งเป็นการจ่ายแรงดันเฟสสมดุสองเฟสและไม่สมดุล นำมาใช้ในวงจรมอเตอร์สเปซเวกเตอร์ที่จัดทำขึ้น และสามารถปรับได้ตามมุม α ในบทนี้จะกล่าวถึงการมอดูเลชั่นแบบโหมตต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรแบบอนาล็อก ซึ่งได้กล่าวถึงอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาสร้างเป็นวงจรต่างๆ รวมเป็นวงจรสเปซเวกเตอร์แบบต่างๆ ที่สามารถปรับขนาดแรงดันได้ และยังได้สร้างอินเวอร์เตอร์สองเฟสสามกึ่ง โดยใช้โพลความต้านทาน โพลดตัวเหนี่ยวนำ และมอเตอร์เหนี่ยวนำ

บทที่5 กล่าวถึงการทดสอบหลักการสเปซเวกเตอร์โดยวิเคราะห์จากการสวิตช์แบบโหมดต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง อีกทั้งยังวิเคราะห์การปรับขนาดแรงดันเฟสแบบสมดุลและไม่สมดุล โดยได้ปรับแต่งแรงดันจากวงจรถอนาล็อกที่ได้สร้างมา โดยใช้โพลดตัวต้านทาน,โพลดตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและโพลดมอเตอร์เพื่อที่นำมาวิเคราะห์ค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้น

เงื่อนไขการวิเคราะห์ผลการทดสอบหลักการสเปซเวกเตอร์มี5 ข้อดังต่อไปนี้

- 1) วิเคราะห์และเปรียบเทียบการสูญเสียระหว่างการมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง โดยปรับค่าดัชนีการมอดูเลต
- 2) วิเคราะห์และเปรียบเทียบการสูญเสียจากการสวิตช์โดยกำหนดความถี่สวิตช์ที่ได้ทำการทดลองคือ 2kHz,3kHz และ 4 kHz
- 3) วิเคราะห์ความสูญเสียจากการเปลี่ยนแปลงดัชนีการมอดูเลตตั้งแต่ 0.6 0.75 และ 0.8
- 4) วิเคราะห์และเปรียบเทียบการสูญเสียจากการปรับตามมุม δ ที่มุม(-40 องศา ถึง 40 องศา)
- 5) เปรียบเทียบเมื่อทำการเปลี่ยนโพลดเป็นตัวต้านทานขนานกับตัวเหนี่ยวนำเพื่อทำการปรับค่าตัวประกอบกำลังตั้งแต่ 0.4 - 0.8
- 6) ทดสอบกับโพลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

บทที่6 สรุปผลและข้อเสนอแนะต่างๆที่จะเป็นประโยชน์ต่อไป

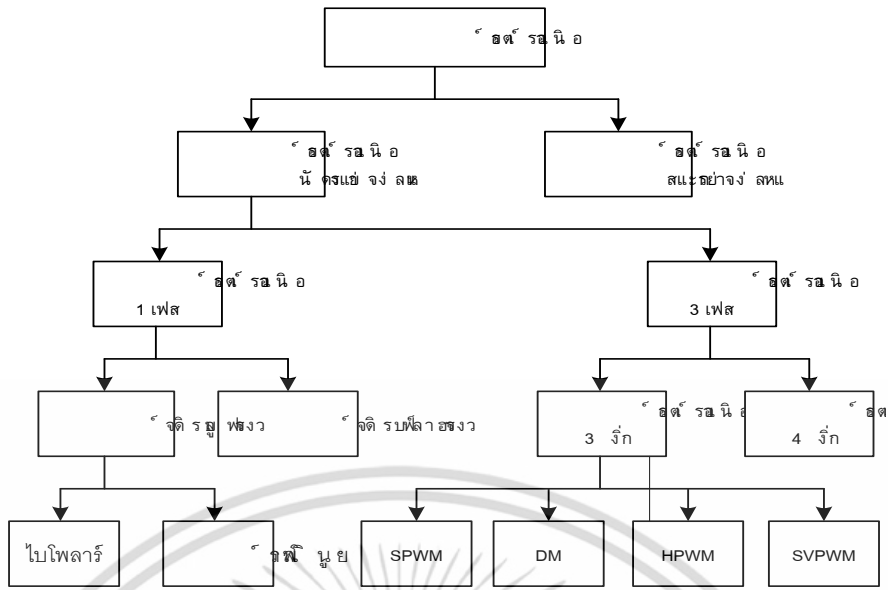
บทที่ 2

อินเวอร์เตอร์และชนิดของอินเวอร์เตอร์

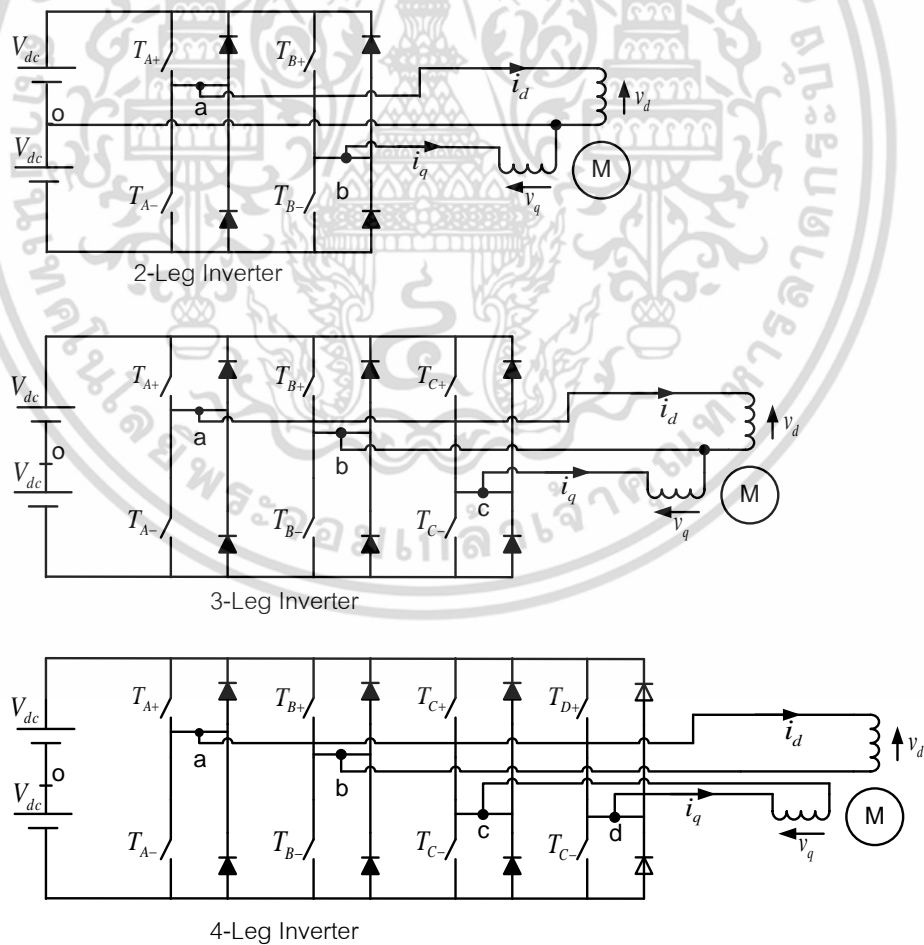
2.1 บทนำ

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและการทำงานของอินเวอร์เตอร์ โดยอินเวอร์เตอร์ในปัจจุบันนั้น เป็นที่ต้องการมากในวงการอุตสาหกรรม เนื่องจากอินเวอร์เตอร์เป็นระบบการแปลงผันพลังงานไฟฟ้า จากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งจะนำมาใช้กับอุปกรณ์เช่น ประสิทธิภาพแหล่งจ่ายไฟ สำรอง (Uninterruptible Power Supplies : UPS) หรือการนำไฟฟ้าที่เก็บได้จากแบตเตอรี่มา แปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อนำไปใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการไฟฟ้ากระแสสลับ หรือนำมาใช้กับ ระบบปรับอากาศ ซึ่งในปัจจุบันนี้อินเวอร์เตอร์ได้ถูกนำมาใช้งานเพื่อวัตถุประสงค์ของการประหยัด พลังงานในมอเตอร์ไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงภาระทางกล โดยการปรับความเร็วรอบให้เหมาะสม และยังได้แยกประเภทของอินเวอร์เตอร์ที่นำไปใช้งานในรูปแบบต่างๆไว้ในรูปที่ 2.1 และอินเวอร์เตอร์ นั้นยังสามารถแบ่งออกเป็นอินเวอร์เตอร์สองกึ่ง สามกึ่งหรือสี่กึ่งตามรูปที่ 2.2 โดยจะสามารถเลือกใช้ ได้เราจะนำไปใช้กับโหลดที่เป็นประเภทที่เฟส ซึ่งในงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอ อินเวอร์เตอร์สามกึ่งแบบจ่ายแรงดันสองเฟส ซึ่งจะมีข้อดีในเรื่องการใช้ประโยชน์ของแรงดันไฟตรงที่ เชื่อมโยง และยังสามารถใช้งานได้ง่ายเนื่องจากโมดูลที่เลือกใช้นั้นได้รวมไอจีบีทีไว้หกตัว โดยจะ กล่าวถึงในบทของการทดลอง

ในส่วนการใช้งานของอินเวอร์เตอร์นั้นเป็นการใช้เทคนิคในการสวิตช์จากสัญญาณที่ได้มาจะ นำไปขับสวิตช์ไอจีบีทีทางด้านสวิตช์ตัวบนและสวิตช์ตัวล่าง และขึ้นอยู่กับการใช้งานว่าจะต้องใช้งาน ในประเภทไฟฟ้าที่เฟส ซึ่งในหัวข้อนี้จึงได้กล่าวถึงผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกของ อินเวอร์เตอร์เนื่องจากการสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์นั้นจะต้องมีเดดไทม์ในช่วงของสวิตช์ตัวบนและตัว ล่างของกึ่งเฟสนั้นต้องไม่ทำการสวิตช์พร้อมกัน เนื่องจากจะทำให้อุปกรณ์นั้นเสียหายได้ และในการ ตั้งค่าเดดไทม์นั้นจำเป็นอย่างมาก เนื่องจากถ้าเวลาในการสวิตช์นั้นต่างกันน้อยไปก็จะทำให้เกิดความ เสียหายต่ออุปกรณ์ได้ แต่ถ้าเวลาในการสวิตช์นั้นต่างกันมากเกินไปก็จะทำให้มีแรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้น ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเกิน ดังนั้นต้องเลือกใช้เวลาในการสวิตช์ที่เหมาะสมและได้กล่าวต่อไป



รูปที่ 2.1 การแบ่งชนิดของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดันสำหรับมอเตอร์สองเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจ่ายแรงดันโวลต์ของอินเวอร์เตอร์นั้นเราสามารถกำหนดได้ ซึ่งในรูปแบบนี้ได้จ่ายแรงดันโวลต์สองเฟส โดยกำหนดจุดคอมมอนหรือจุดกึ่งกลางเพื่อนำมาเทียบกับกึ่งเฟสอื่น โดยโวลต์ที่กล่าวมานั้นอาจเป็นโวลต์ประเภทตัวต้านทานที่จ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลหรือเป็นมอเตอร์สองเฟสกล่าวถึงในส่วนของการทดลอง

2.2 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวจะแบ่งออกเป็นสองชนิดคือ แบบฮาล์ฟบริดจ์(half-bridge) และแบบฟูลบริดจ์ (full-bridge) แบบฮาล์ฟบริดจ์มีการตัวเก็บประจุสองตัวต่อลำดับกันอยู่ระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและหากกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุสองตัวมีค่าเท่ากันจะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะมีค่าเท่ากันคือ $\frac{V_d}{2}$ จุดกึ่งกลางแรงดันไฟฟ้ามักมีค่าคงที่เมื่อเทียบกับบัสลบ ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เฟสเดียวจะประกอบไปด้วยสองกึ่งคือ กิ่ง A และกิ่ง B โดยแบบฟูลบริดจ์จะมีกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบฮาล์ฟบริดจ์สองเท่าเหมาะที่เลือกใช้เมื่อต้องการจ่ายกำลังไฟฟ้าที่โวลต์สูงขึ้น

เงื่อนไขสำคัญที่อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฮาล์ฟบริดจ์และแบบฟูลบริดจ์ คือการทำงานของสวิตช์ T_{A+} และ T_{A-} ต้องไม่ทำงานพร้อมกันในทุกช่วงเวลา มิฉะนั้นแล้วจะเกิดการลัดวงจรระหว่างบัสบวกกับบัสลบ ในอุดมคติเวลาการสวิตช์ของ T_{A+} และ T_{A-} จะตรงข้ามกัน แต่ในทางปฏิบัติจะต้องการช่วงเวลาที่ยาวขึ้นที่สวิตช์ทั้งคู่ไม่นำกระแส ซึ่งเรียกว่าเดดไทม์ (deadtime) โดยเดดไทม์อยู่ในช่วงเวลาก่อนจะเปลี่ยนสถานะของการสวิตช์จากนำกระแสเป็นไม่นำกระแส หรือจากไม่นำกระแสเป็นนำกระแสโดยรายละเอียดที่เกี่ยวข้องกับเดดไทม์ (Deadtime) จะกล่าวต่อไป

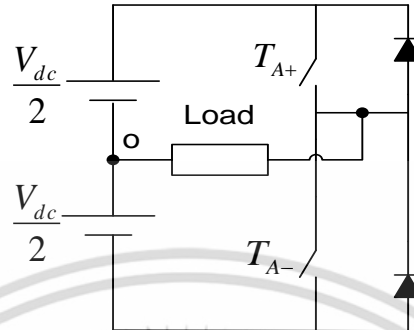
2.2.1 แบบฮาล์ฟบริดจ์

วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสประกอบด้วยชุดอุปกรณ์สวิตช์ 2 ตัวคือ T_{A+} และ T_{A-} ดังแสดงในรูปที่ 2.3 และรูปแบบการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ในแบบฮาล์ฟบริดจ์นั้นจะแสดงดังรูป 2.4 โดยสามารถสรุปลักษณะในการสวิตช์สร้างแรงดันเอาต์พุตในกรณีที่เป็นโวลต์ประเภทตัว

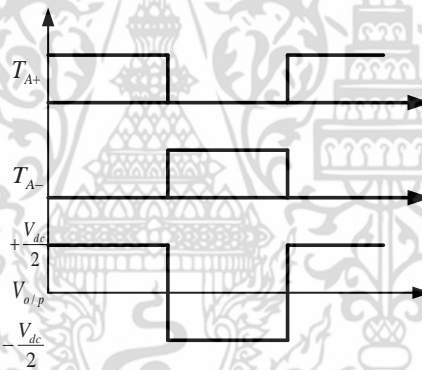
ต้านทานได้ คือ แรงดันตกคร่อมเป็น $+\frac{V_{dc}}{2}$ เมื่อ T_{A+} นำกระแส และแรงดันตกคร่อมเป็น $-\frac{V_{dc}}{2}$

เมื่อสวิตช์ T_{A-} นำกระแส

$$V_{o/p} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.3 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ (Half-Bridge Inverter)



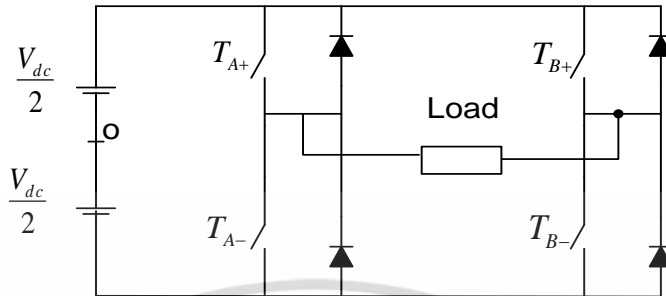
รูปที่ 2.4 รูปคลื่นการทำงานของวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

2.2.2 แบบฟูลบริดจ์

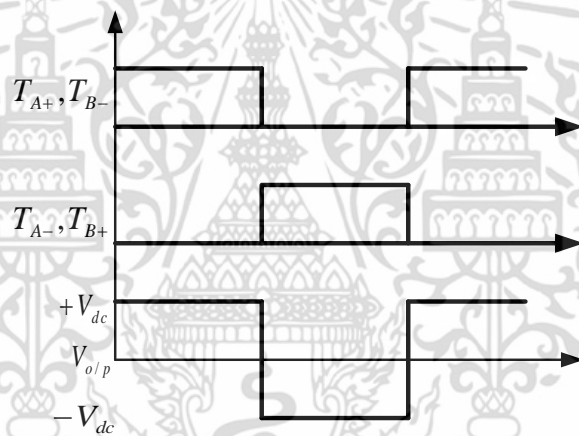
วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสประกอบด้วยชุดสวิตช์ 4 ตัวคือ T_{A+} , T_{A-} , T_{B+} , T_{B-} ตามลำดับโดยแสดงในรูปที่ 2.5 และมีรูปแบบการสวิตช์การทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์นั้น จะแสดงในรูปที่ 2.6 โดยลักษณะในการสวิตช์สร้างแรงดันเอาต์พุต แรงดันตกคร่อมโหลดเป็น $+V_{dc}$ เมื่อสวิตช์ T_{A+} , T_{B-} นำกระแสและแรงดันตกคร่อมโหลดเป็น $-V_{dc}$ เมื่อ T_{B+} , T_{A-} นำกระแส ซึ่งการทำงานของสวิตช์ในแต่ละกิ่งเฟสจะต้องไม่สวิตช์พร้อมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o/p} = V_{dc} \tag{2.2}$$



รูปที่ 2.5 วงจรฟูลบริดจ์ (Full-Bridge Inverter)



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

2.3 การสวิตช์แรงดัน

รูปแบบการสวิตช์แรงดันจะใช้วงจรฟูลบริดจ์ในการอธิบายโดยทั้งสองวิธีต่างกันตรงที่สัญญาณควบคุมที่ป้อนเข้ามาซึ่งจะอธิบายดังต่อไปนี้

2.3.1 การสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์

การสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์ (bipolar voltage switching) คือการควบคุมให้สวิตช์แบบบริดจ์ทำงานพร้อมกันเป็นคู่เช่นการทำงานของรูปที่ 2.5 การทำงานของสวิตช์ T_{A+} และ T_{B-} จะถูกควบคุมให้ทำงานพร้อมกันในแต่ละช่วงเวลา อีกคู่หนึ่งคือการทำงานของสวิตช์ T_{A-}

และ T_{B+} ดังนั้นแรงดันด้านออกของกิ่ง A จะเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{Ao} = \frac{1}{2}V_d \text{ เมื่อ } v_{control} > v_{tri}, \text{ สวิตช์ } T_{A+} \text{ และ } T_{B-} \text{ จะนำกระแส} \quad (2.2)$$

$$v_{Ao} = -\frac{1}{2}V_d \text{ เมื่อ } v_{control} < v_{tri}, \text{ สวิตช์ } T_{A-} \text{ และ } T_{B+} \text{ จะนำกระแส} \quad (2.3)$$

เมื่อคิดจากหนึ่งกึ่งของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ แรงดันไฟฟ้าด้านออกของกึ่ง B จะเท่ากับค่าลบของแรงดันไฟฟ้าด้านออกของกึ่ง A คือ $v_{Bo} = -v_{Ao}$ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์หรือแรงดันไฟฟ้าระหว่างกึ่ง A กับกึ่ง B คือ

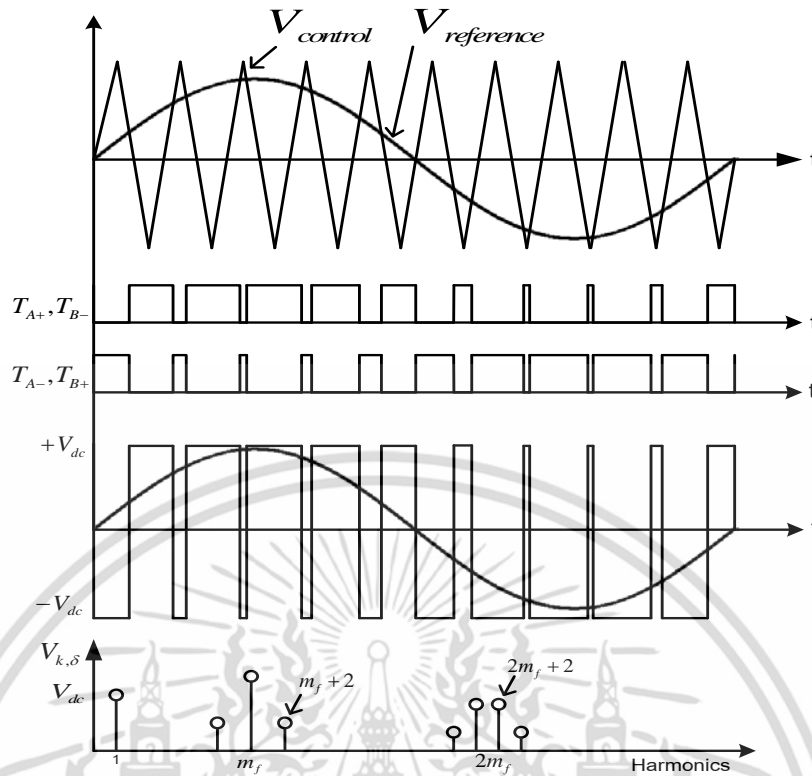
$$v_o = v_{Ao} - v_{Bo} = 2v_{Ao}$$

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1.0 \quad (2.4)$$

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi}V_d \quad \text{เมื่อ } m_a \geq 1.0 \quad (2.5)$$

หรืออาจจะสรุปได้ว่ายอดของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกจะเท่ากับสมการที่ (2.4) เมื่อ m_a อยู่ในย่านเชิงเส้น และยอดของแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่มีค่า m_a อยู่ในช่วงโอเวอร์มอดูเลชัน (Over Modulation) นั้นจะเท่ากับสมการที่ 2.5

โดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีการสวิตช์อยู่ระหว่าง $+V_d$ กับ $-V_d$ ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ส่วนไซด์แบนฮาร์โมนิกจะเกิดขึ้นรอบๆ $m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$ เช่น หากความถี่สวิตช์เท่ากับ 20 kHz กลุ่มฮาร์โมนิกไซด์แบนด์ก็จะเกิดขึ้นที่ 20 kHz, 40 kHz และ 60 kHz เป็นต้น



รูปที่ 2.7 วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบไบโพลาร์

สิ่งที่ระบุว่าเป็นการสวิตช์แบบไบโพลาร์ คือ

- มีการสวิตช์ของแรงดันระหว่างสาย (v_o หรือ v_{ab}) ระหว่างขั้วหรือบัสบวกกับลบ
- ความถี่ของพัลส์ที่ไหลจะเท่ากับความถี่ของ v_{tri}
- จะเกิดความถี่สเปกตราคือ เริ่มต้นที่รอบๆ f_s และจำนวนเท่าของ f_s

2.3.2 การสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบยูนิโพลาร์

ข้อแตกต่างระหว่างการสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์ (Bipolar voltage switching) กับแบบยูนิโพลาร์ (Unipolar voltage switching) คือแบบยูนิโพลาร์การควบคุมสวิตช์ในกึ่ง A กับกึ่ง B จะแยกสัญญาณควบคุมออกจากกัน คือสวิตช์ในกึ่ง A จะถูกควบคุมจากสัญญาณ $v_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม v_{tri} ขณะที่สวิตช์ในกึ่ง B จะถูกควบคุมจากสัญญาณ $-v_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม v_{tri} การสวิตช์จะมีเงื่อนไขดังนี้

เมื่อ $v_{control} > v_{tri}$: สวิตช์ T_{A+} จะนำกระแส $v_{AN} = V_d$

เมื่อ $v_{control} < v_{tri}$: สวิตช์ T_{A-} จะนำกระแส $v_{AN} = 0$

เมื่อ $-(v_{control} > v_{tri})$: สวิตช์ T_{B+} จะนำกระแส $v_{BN} = V_d$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $-(v_{control} < v_{tri})$: สวิตช์ T_{B-} จะนำกระแส $v_{BN} = 0$

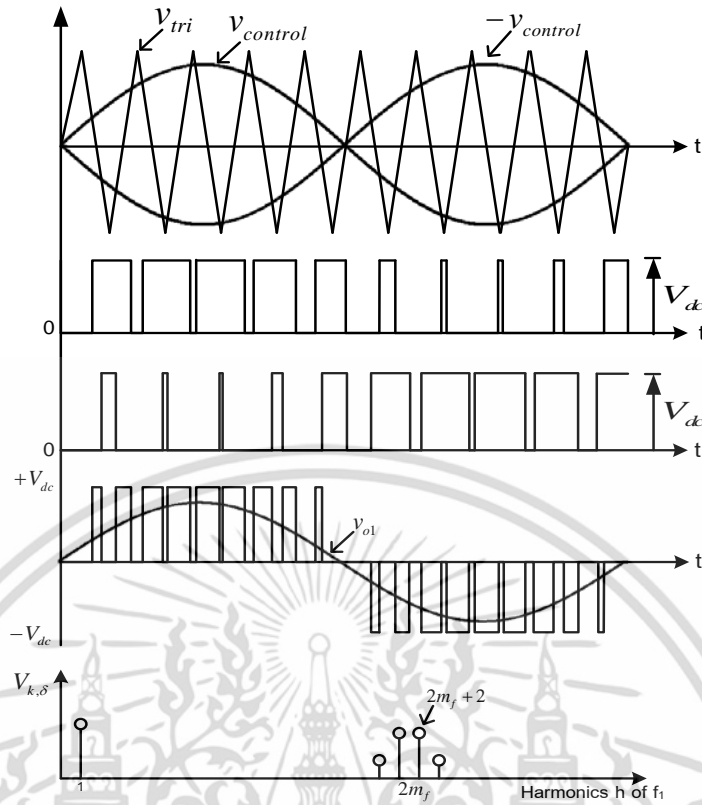
ตารางที่ 2.1 เงื่อนไขการสวิตช์แรงดันเฟสและแรงดันไฟฟ้าด้านออกแบบยูนิโพลาร์

เงื่อนไข	สวิตช์นำกระแส	สวิตช์นำกระแส	v_{AN}	v_{BN}	v_o
1	T_{A+}	T_{B-}	V_d	0	V_d
2	T_{A-}	T_{B+}	0	V_d	$-V_d$
3	T_{A+}	T_{B-}	V_d	V_d	0
4	T_{A-}	T_{B+}	0	0	0

จากตารางที่ 2.1 [8] การเปลี่ยนสถานะของแรงดันระหว่างสาย (v_o หรือ v_{ab}) เปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอยู่ระหว่างศูนย์ไปยังบวก หรือระดับแรงดันศูนย์ไปยังลบ จึงทำให้ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจากการสวิตช์สูง เช่นกรณีของไบโพลาร์ (Bipolar)

จุดเด่นของยูนิโพลาร์คือ เมื่อเกิดความถี่ด้านออกแล้วจะมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สวิตช์ของแต่ละเฟส เช่น ความถี่สวิตช์ของอุปกรณ์เป็น 10 kHz หากเป็นการทำงานแบบยูนิโพลาร์ค่าแรงดันออกจะประกอบไปด้วยสัญญาณพิคดับเบิลยูเอ็ม ที่มีความถี่หลักมูลและความถี่ฮาร์โมนิกที่ 2 เท่าของแบบไบโพลาร์ที่ 20 kHz สอดคล้องกับสเปคตรัมของรูปที่ 2.8 โดยเกิดความถี่ขึ้นรอบข้างผลของความถี่ที่โหลดเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า ทำให้การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่มีขนาดเล็กสามารถทำได้ง่ายและประหยัดค่าใช้จ่าย

เงื่อนไขในการสร้างแรงดันเฟสและแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ตกรวมโหลด (v_o) ผลที่ได้จากเงื่อนไขการทำงานดังแสดงในตารางที่ 2.1 และรูปที่ 2.8 คือแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีการเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันไฟฟ้าค่าบวกไปยังศูนย์และแรงดันไฟฟ้าที่ศูนย์ไปยังบวกในครึ่งคาบ ส่วนอีกครึ่งคาบจะมีแรงดันไฟฟ้าด้านออกเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันไฟฟ้าค่าลบไปยังศูนย์และจากศูนย์ไปยังลบ ซึ่งจากลักษณะการทำงานดังกล่าวเรียกวิธีการสวิตช์นี้ว่ายูนิโพลาร์ (Unipolar) ส่วนขนาดของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะเท่ากับแบบไบโพลาร์ (Bipolar)



รูปที่ 2.8 วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบยูนิโพลาร์

จากการศึกษาผลของการสร้างจากแบบไบโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์นั้น ให้ผลออกมาคล้ายกับการศึกษาขั้นต้นเราจึงสามารถนำมาสรุปและเขียนเป็นข้อดีและข้อเสียของการสวิตซ์ทั้งสองแบบ ซึ่งสรุปได้ดังตาราง 2.2[8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของการสวิตชิงแรงดันแบบไบโพลาร์กับยูนิโพลาร์

ประเด็น	ไบโพลาร์	ยูนิโพลาร์
แรงดันไฟฟ้าต้านออก (\hat{V}_{o1}) $m_a \leq 1.0$	$\hat{V}_{o1} = m_a V_d$	$\hat{V}_{o1} = m_a V_d$
แรงดันไฟฟ้าต้านออก (\hat{V}_{o1}) $m_a \geq 1.0$	$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d$	$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d$
แรงดันไฟฟ้าต้านออก (v_o)	$V_d \Leftrightarrow (-V_d)$	$V_d \Leftrightarrow 0$ $(-V_d) \Leftrightarrow 0$
ไซด์แบนฮาร์โมนิก	$m_f, 2m_f, 3m_f, \dots$	$2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$
การกรองความถี่สูง	ดี	ดีมาก
การควบคุม	ง่าย	ซับซ้อน

ข้อเปรียบเทียบของสองเทคนิคคือ ผลที่ได้จะแตกต่างกันที่แรงดันต้านออกที่มีระดับการเปลี่ยนแปลงของยูนิโพลาร์ (Unipolar) ที่มีแรงดันจากศูนย์ไปยังบวกหรือศูนย์ไปยังลบและมีไซด์แบนด์ที่ $2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$ ตามลำดับยูนิโพลาร์ (Unipolar) ที่มีความถี่สวิตชิงสูงกว่าทำให้การกรองความถี่ทำได้ง่ายขึ้น แต่ในส่วนของ การควบคุม นั้นจะมีการซับซ้อนกว่าแบบไบโพลาร์ (Bipolar)

2.3.3 การใช้ประโยชน์ของสวิตชิงอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

การใช้สวิตชิงอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่มีโหมดการทำงานหลายชนิด ได้ทำการเปรียบเทียบกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์แต่ละแบบโดยสมมติให้วงจรเป็นแบบอุดมคติ และกระแสไฟฟ้านำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกเป็นรูปคลื่นไซน์ เมื่ออัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์นั้นหาได้จากกำลังไฟฟ้าที่ได้ต่อพิกัดของสวิตช์ โดยแรงดันไฟฟ้าซึ่งอยู่ในรูปผลคูณของค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า

ตารางการเปรียบเทียบอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์แบบต่างๆ ที่สวิตช์ซึ่งในแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ได้สรุปไว้ในตารางที่ 2.3 [8]

ตารางที่ 2.3 อัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์	V_T	I_T	$V_{o1,max}$	q	$MSUR$
ฮาร์ฟบริดจ์	$V_{d,max}$	$\sqrt{2}I_{o,max}$	$\frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{V_{d,max}}{2}$	2	$\frac{1}{2\pi} = 0.16$
ฟูลบริดจ์	$V_{d,max}$	$\sqrt{2}I_{o,max}$	$\frac{4}{\pi\sqrt{2}} V_{d,max}$	4	$\frac{1}{2\pi} = 0.16$
พูช-พูล	$2V_{d,max}$	$\sqrt{2} \frac{I_{o,max}}{n}$	$\frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{V_{d,max}}{n}$	2	$\frac{1}{2\pi} = 0.16$

เมื่อ $MSUR$ คืออัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์สูงสุด

V_T และ I_T คือค่าพิกัดของสวิตช์ในรูปแรงดันไฟฟ้ายอดและกระแสไฟฟ้ายอดตามลำดับ

$V_{o1,max}$ คือ ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดัน-กระแสไฟฟ้าด้านออกที่ความถี่หลักมูล

$V_{d,max}$ คือ ค่าสูงสุดของแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ที่ใช้กำหนดพิกัดแรงดันของสวิตช์

q คือ จำนวนสวิตช์ที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์

ในทางปฏิบัติค่าอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์สูงสุดจะมีค่าน้อยกว่า 0.16 ทั้งนี้เพราะต้องออกแบบให้มีค่าความปลอดภัยโดยให้ทำงานในพิกัดกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ไม่ถึงค่าที่สูงสุด

สำหรับในกรณีที่ค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏด้านออก (volt-amperes) จะมีค่าต่ำกว่าพิกัดกำลังไฟฟ้าสูงสุดทางด้านออกมาก ซึ่งการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็มกรณิมอดูเลตเชิงเส้น จะมีค่าน้อยกว่าแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้วยตัวประกอบ $(\pi/4)ma$

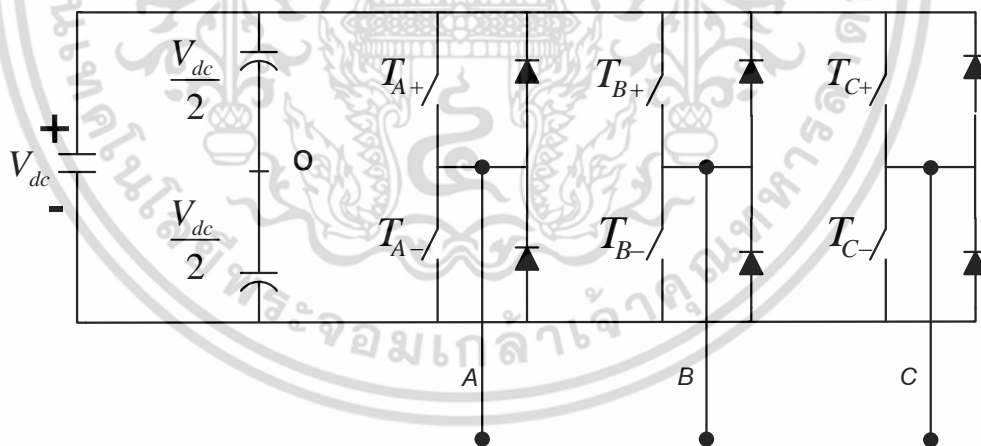
$$MSUR_{PWM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\pi}{4} m_a = \frac{1}{8} m_a \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $m_a \leq 0.1$ ดังนั้นจะเห็นว่า ค่าอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์สูงสุดของการสวิตช์ซึ่งแบบพิคัปเบิลยูเอ็มกรณีมอดูเลตเชิงเส้นจะเท่ากับ 0.125 เมื่อ $m_a = 0.1$ และมีค่าน้อยกว่าค่าอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์สูงสุดแบบที่รูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยมเท่ากับ 0.1

2.4 อินเวอร์เตอร์สามเฟส

การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับให้กับโหลดสามเฟสนิยมแปลงผันกำลังไฟฟ้าผ่านอินเวอร์เตอร์สามเฟส ซึ่งจะเหมาะกับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง เพราะถ้าหากจะใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามชุดจะต้องใช้สวิตช์จำนวนถึง 12 ตัว นอกจากนี้ยังต้องอาศัยวงจรควบคุมที่ทำให้แต่ละเฟสต่างกัน 120 องศาทางไฟฟ้าของคลื่นหลักมูล ดังนั้นจึงไม่เหมาะสมที่จะเลือกใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามตัว จึงมีการพัฒนาอินเวอร์เตอร์สามเฟสขึ้นมาใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ทั้งขนาดและความถี่ ดังรูปที่ 2.9 จะเห็นได้ว่ามีจำนวนสวิตช์และไดโอดจำนวนอย่างละ 6 ตัว ซึ่งประกอบไปด้วยสามกิ่งหรือสามเฟส



รูปที่ 2.9 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

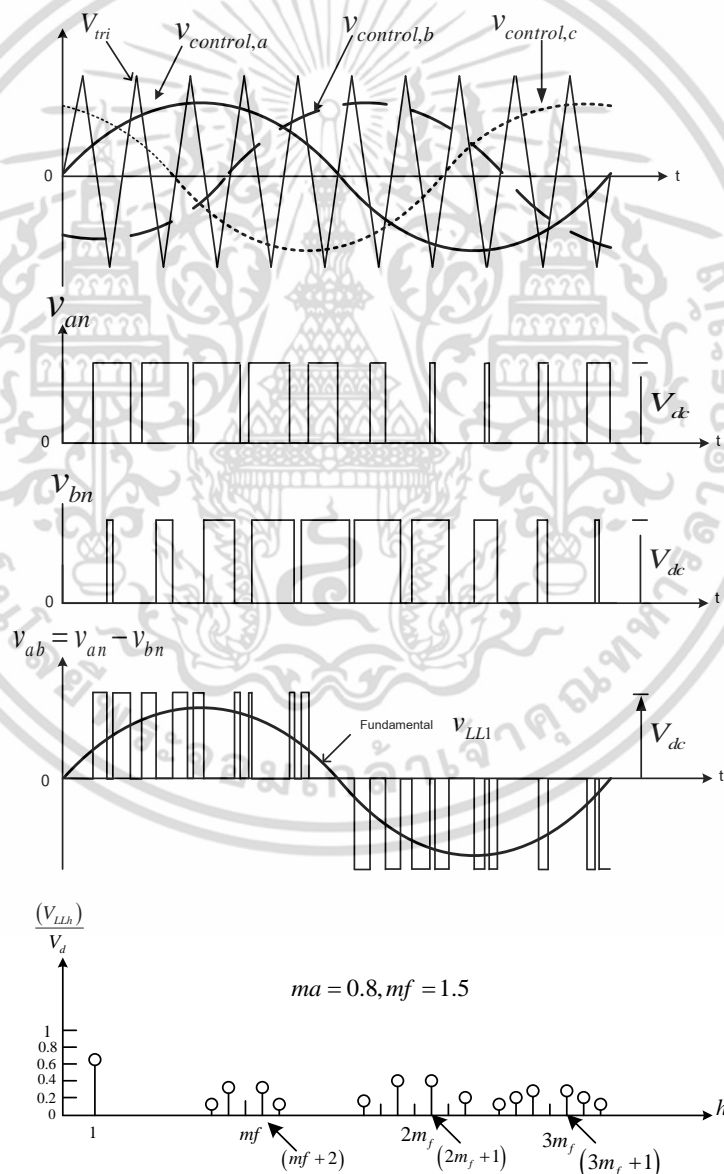
2.4.1 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสแบบพิคัปเบิลยูเอ็ม

อินเวอร์เตอร์สามเฟสจะคล้ายกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวคือ ต้องการแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ เพื่อที่จะให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่สมดุลและมีเฟสต่างกัน

120 องศาทางไฟฟ้าของคลื่นหลักมูลฐาน จึงต้องใช้รูปคลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับแรงดันเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมรูปไซน์สามรูปคลื่นที่เฟสต่างกัน 120 องศาแสดงในรูป 2.10 มีค่าแรงดันเฟส v_{AN}, v_{BN} จะเปรียบเทียบกับบัสลบที่เป็นบัสอ้างอิง ส่วนค่าแรงดันสาย v_{AB} ค่าที่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะถูกหักล้างไป ดังแสดงในรูปที่ 2.10 เป็นสวิตชิงแบบพีดับเบิลยูเอ็ม

อินเวอร์เตอร์สามเฟสพิจารณาฮาร์โมนิกเน้นเฉพาะค่าแรงดันไฟฟ้าระหว่างสาย (line-to-line voltage) เริ่มจากฮาร์โมนิกของแรงดัน v_{AN} ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งจะมีค่าฮาร์โมนิกเลขคี่เกิดขึ้นที่ค่าไซด์แบนด์ของ m_f โดยค่าแรงดันเฟส v_{AN}, v_{BN} จะมีเฟสต่างกัน 120 องศา ดังนั้นเฟสจะเท่ากันหรือความต่างเฟสเป็นศูนย์ทุกๆ $3m_f$ ทำให้แรงดันไฟฟ้าจะไม่มีฮาร์โมนิกลำดับที่สามารถลงตัวที่เป็นเลขคี่ เช่นฮาร์โมนิกที่ 3 9 15 และ 21 เป็นต้น



รูปที่ 2.10 SPWM ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 การใช้ประโยชน์ของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์สามเฟส

การใช้ประโยชน์ของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์สามเฟส คล้ายกับในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว สมมติว่ากระแสเป็นรูปคลื่นไซน์ ที่มีกระแส $I_{o,max}$ ที่โหลดสูงสุด ซึ่งสวิตช์แต่ละตัวจะมีพิกัดสูงสุดดังนี้

$$V_T = V_{d,max} \quad (2.17)$$

$$I_T = \sqrt{2}I_{d,max} \quad (2.18)$$

โดยค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏด้านออกของอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ

$$(VA)_{3-phase} = \sqrt{3}V_{LL1}I_{o,max} \quad (2.19)$$

ในอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะมีสวิตช์กับไดโอดอย่างละหกตัว อัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์หาได้จากค่ารากของกำลังเฉลี่ยไฟฟ้าที่ได้ต่อพิกัดของสวิตช์ อยู่ในรูปผลคูณของแรงดันไฟฟ้ายอดและกระแสไฟฟ้ายอด

ดังนั้นแสดงให้เห็นว่า ค่าอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์สูงสุดของอินเวอร์เตอร์สามเฟส ของการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม มีค่าน้อยกว่าค่าอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์สูงสุดแบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งคล้ายกับในค่าอัตราการใช้ประโยชน์ของสวิตช์สูงสุดของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

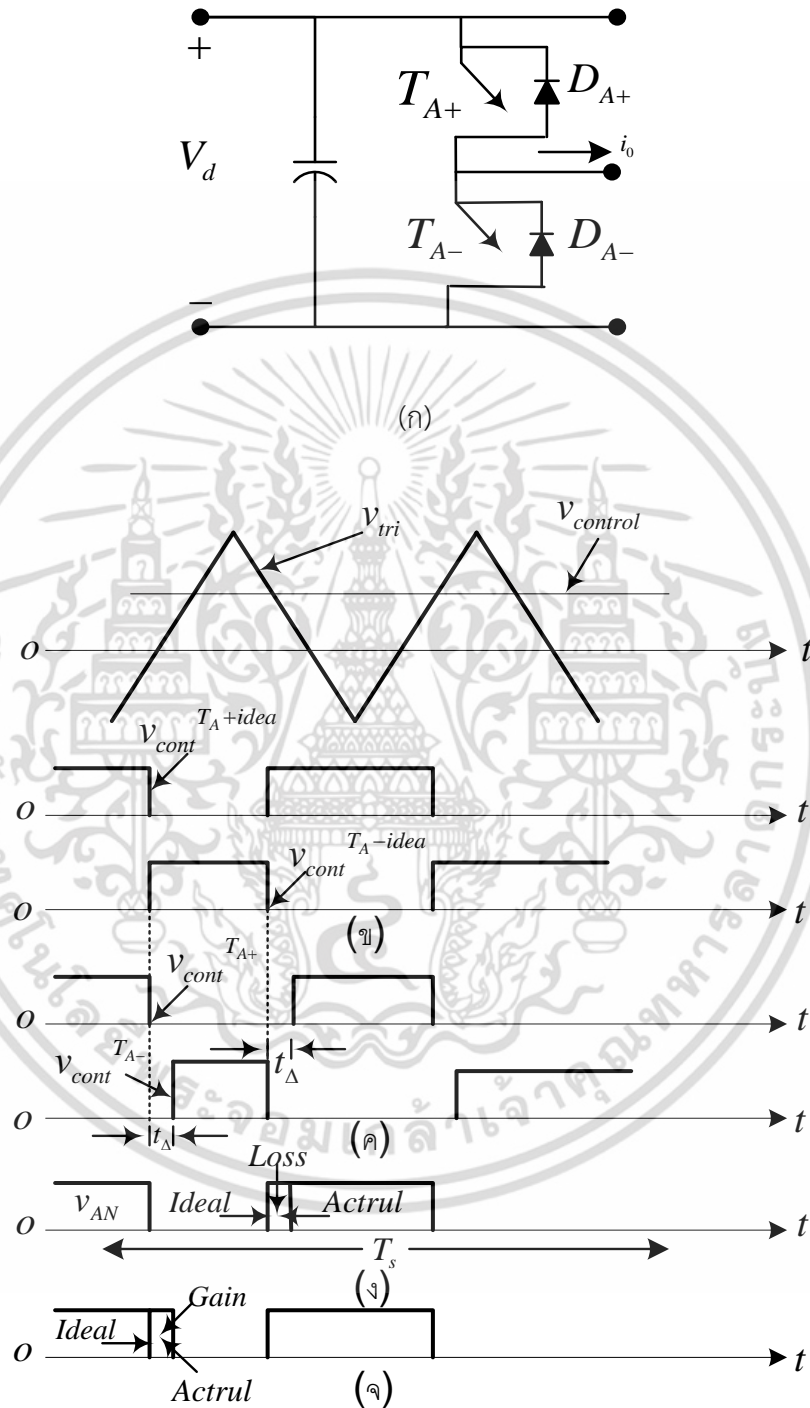
2.5 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์[8]

ในทางปฏิบัติ กิ่งใดๆของอินเวอร์เตอร์ สวิตช์ตัวบนและตัวล่างต้องไม่นำกระแสพร้อมกัน ดังนั้นจึงต้องการช่วงเวลาที่ยกสวิตช์ทั้งคู่หยุดนำกระแสก่อนที่สวิตช์จะเปลี่ยนสถานะ เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่าง บัสบวกกับบัสลบ ช่วงเวลานี้จะเรียกว่า เดดไทม์ (dead time หรือ blanking time) ซึ่งเวลาเดดไทม์ดังกล่าวจะต้องมีความเหมาะสม คือหากมีค่าน้อยเกินไปอาจทำให้มีโอกาสลัดวงจรได้ง่าย หรือถ้าหากมีค่ามากเกินไปก็อาจจะทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไป

สวิตช์ที่มีความเร็วในการเปลี่ยนสถานะคือมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแสสั้นๆ เช่นสวิตช์ที่เป็นมอสเฟสจะมีค่าเดดไทม์น้อยประมาณ 1-2 ไมโครวินาที ส่วนสวิตช์ที่เป็นไทร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สแตอ์ต้องการค่าเดดไทม์ที่มากกว่าทั้งนี้เพราะช่วงเวลานำกระแส และหยุดนำกระแสที่มากกว่า
ดังนั้นเดดไทม์ขึ้นอยู่กับชนิดของสวิตช์สารกึ่งตัวนำที่เลือกใช้



รูปที่ 2.11 ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

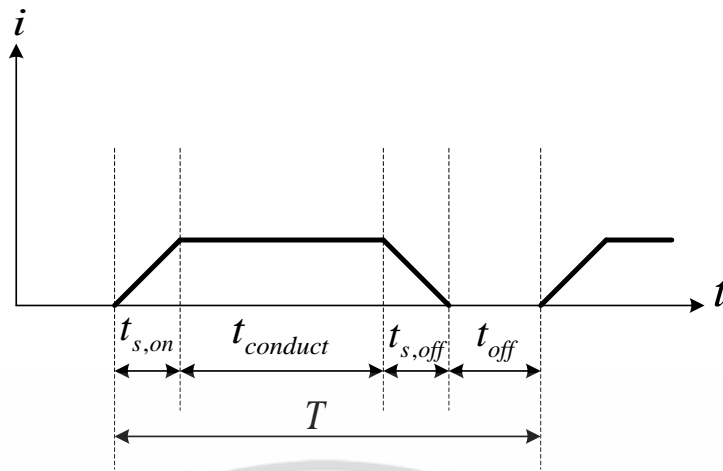
ผลของเดดไทม์ต่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ดังที่แสดงดังรูปที่ 2.11 โดยรูปที่ 2.11(ก) เป็นวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์หนึ่งกึ่ง และรูปที่ 2.11(ข) แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันควบคุมเกตในอุดมคติ รูปที่ 2.11(ค) คือแรงดันควบคุมเกตของสวิตช์ที่ได้ซัดเซยผลของเดดไทม์แล้ว โดยมีหลักการง่ายๆ คือทุก ๆ ขาลงของแรงดันควบคุมเกตให้คงที่ และทุกๆ ขาขึ้นให้หน่วงเวลาไปเท่ากับเดดไทม์ เพื่อไม่ให้สวิตช์ในกึ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน แรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาเดดไทม์จะขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแสไหลต กล่าวคือ

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลตเป็นบวก (i_A) มีทิศทางไหลออกจากจุด A ในรูปที่ 2.11(ง) หากไหลตเป็นไหลตความเหนี่ยวนำและตัวต้านทานร่วมกัน เมื่อ $i_A > 0$ ช่วงเวลาเดดไทม์ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าลดลงเพราะไดโอด D_{A-} จะนำกระแสทำให้ v_{AN} ลดลงเป็นศูนย์เฉพาะในช่วงเวลาเดดไทม์ ทำให้ค่าแรงดันเฉลี่ยของ v_{AN} ลดลง

เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลตเป็นลบ (i_A) มีทิศทางไหลเข้าจุด A ในรูปที่ 2.11(จ) เมื่อ $i_A < 0$ ช่วงเวลาเดดไทม์แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเพิ่มขึ้นเพราะไดโอด D_{A+} จะนำกระแส ทำให้ v_{AN} มีค่าเป็น $+v_d$ เฉพาะในช่วงเวลาเดดไทม์ ทำให้ค่าแรงดันเฉลี่ยของ v_{AN} มีค่าเพิ่มขึ้น

2.6 การสูญเสียเนื่องจากการสวิตชิง

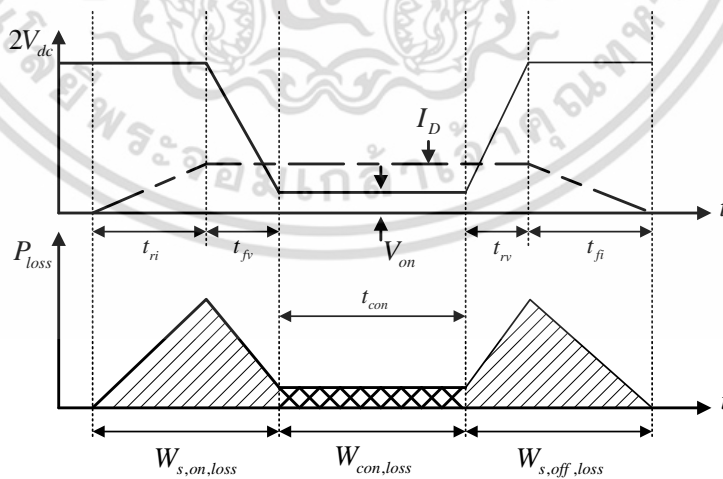
การสูญเสียที่ตัวสวิตช์เกิดขึ้นได้ในสองสถานะการทำงานคือสถานะนำกระแสและสถานะไม่นำกระแสโดยจะมีช่วงของการทำงานของสวิตช์จากนำกระแสไปเป็นหยุดนำกระแสและจากหยุดนำกระแสไปเป็นนำกระแส ซึ่งหากเป็นอุปกรณ์สวิตช์ในอุดมคติเมื่อนำกระแสแรงดันคร่อมสวิตช์จะเป็นศูนย์และสวิตช์จะนำกระแสทันที แต่ในอุดมคติทั้งแรงดันและกระแสไม่สามารถเพิ่มขึ้นหรือลดลงทันทีได้ ดังนั้นจึงเกิดกำลังสูญเสียในส่วนนี้ขึ้น โดยหากใช้คุณลักษณะของอุปกรณ์สวิตช์ (IGBT) ตามที่ [25,26] และสมมติให้กระแสและแรงดันคร่อมอุปกรณ์สวิตช์เป็นเชิงเส้นสามารถอธิบายคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตช์ได้จากรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.12 ช่วงเวลาของกระแส ณ เวลาต่างๆ

ตารางที่ 2.4 คำนิยามช่วงเวลาในการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิง

ช่วงเวลา	คำนิยามที่ใช้	คำนิยามภาษาอังกฤษ
$t_{s,on}$	เริ่มนำกระแส	Turn on
$t_{conduct}$	นำกระแส	On
$t_{s,off}$	เริ่มหยุดนำกระแส	Turn off
t_{off}	ไม่นำกระแส	off



รูปที่ 2.13 กำลังสูญเสียในสวิตช์เมื่อคุณสมบัติสวิตช์เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.13 สามารถเขียนสมการกำลังสูญเสียเมื่อสวิตช์เริ่มนำกระแส ($P_{s_on,loss}$) โดยแบ่งเป็นกำลังสูญเสียเมื่อกระแสได้ขึ้นและแรงดันได้ลงได้จากสมการที่(2.20)และ(2.21)

$$P_{s_ri,loss} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{ri}} \frac{2V_{dc} I_D t}{t_{ri}} dt \quad (2.20)$$

$$P_{s_fv,loss} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{fv}} 2V_{dc} I_D \left(1 - \frac{t}{t_{fv}}\right) dt \quad (2.21)$$

สามารถเขียนสมการกำลังสูญเสียเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส ($P_{s_off,loss}$) โดยแบ่งเป็นกำลังสูญเสียเมื่อกระแสได้ลงและแรงดันได้ขึ้นได้จากสมการที่(2.22)และ(2.23)

$$P_{s_rv,loss} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{rv}} \frac{2V_{dc} I_D t}{t_{rv}} dt \quad (2.22)$$

$$P_{s_fi,loss} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{fi}} 2V_{dc} I_D \left(1 - \frac{t}{t_{fi}}\right) dt \quad (2.23)$$

เมื่อ $f_s = \frac{1}{T_s}$ สามารถเขียนกำลังสูญเสียขณะอุปกรณ์สวิตช์เริ่มนำและหยุดนำกระแสได้จากสมการที่(2.24)ถึง(2.27) ซึ่งสามารถแสดงกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ได้จากสมการที่(2.28)

$$P_{s_on,loss} = P_{s_ri,loss} + P_{s_fv,loss} \quad (2.24)$$

$$P_{s_off,loss} = P_{s_rv,loss} + P_{s_fi,loss} \quad (2.25)$$

$$P_{s_on,loss} = f_s V_{dc} I_D (t_{ri} + t_{fv}) \quad (2.26)$$

$$P_{s_off,loss} = f_s V_{dc} I_D (t_{rv} + t_{fi}) \quad (2.27)$$

$$P_{s,loss} = P_{s_on,loss} + P_{s_off,loss} = f_s V_{dc} I_D (t_{ri} + t_{fv} + t_{rv} + t_{fi}) \quad (2.28)$$

2.7 สรุป

บทนี้กล่าวถึงองค์ประกอบของอินเวอร์เตอร์, ชนิดของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์แบ่งออกเป็นอินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟสและสามเฟส การทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้นอาศัยหลักการสวิตช์ซึ่งแรงดันในแต่ละกึ่งเฟส ซึ่งในที่นี้ได้กล่าวในเรื่องของประเภทของการสวิตช์ซึ่งเป็นแบบไบโพลาร์และยูนิโพลาร์ และอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ทำการจ่ายแรงดันสามเฟสแบบ SPWM

ตลอดทั้งยังได้กล่าวถึงวงจรเดดไทม์ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าข้อดีของเดดไทม์คือการทำหน้าที่ป้องกันการลัดวงจรระหว่างบัสบวกกับบัสลบ แต่หากมีค่าเดดไทม์มากเกินไปทำให้ส่งผลต่อรูปคลื่นสัญญาณทางด้านออก โดยขึ้นอยู่กับทิศทางกระแสไหลของกระแสไหลและข้อเสียของเดดไทม์คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเกิดฮาร์มอนิกที่ความถี่รอบข้างความถี่สวิตซ์และเกิดความถี่ที่ฮาร์มอนิกลำดับต่ำๆ และประโยชน์ในการนำไปใช้งานในการทดลอง เนื่องจากการตั้งค่าเวลาในการให้สวิตซ์ด้านบนและด้านล่างของแต่ละกิ่งเฟสนั้นจะต้องทำงานไม่พร้อมกัน เพื่อที่ลดค่าความสูญเสียจากอุปกรณ์ลงไปได้ และส่งผลต่อประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่นำไปใช้งานอีกด้วย

ส่วนสุดท้ายในบทนี้ยังได้กล่าวถึงเรื่องผลของการสูญเสียจากการสวิตซ์ ซึ่งเป็นส่วนสำคัญมากที่ต้องคำนึงถึงเนื่องสัญญาณควบคุมแบบสเปซเวกเตอร์ที่ได้มานั้นนำไปขับสวิตซ์ของวงจรกำลังที่กล่าวถึงในบทต่อไป ทำให้มีค่าความสูญเสียในการสวิตซ์และทำให้ส่งผลต่อประสิทธิภาพที่นำไปใช้งาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน สำหรับอินเวอร์เตอร์

ชนิดสามกึ่ง จ่ายแรงดันสองเฟส

3.1 บทนำ

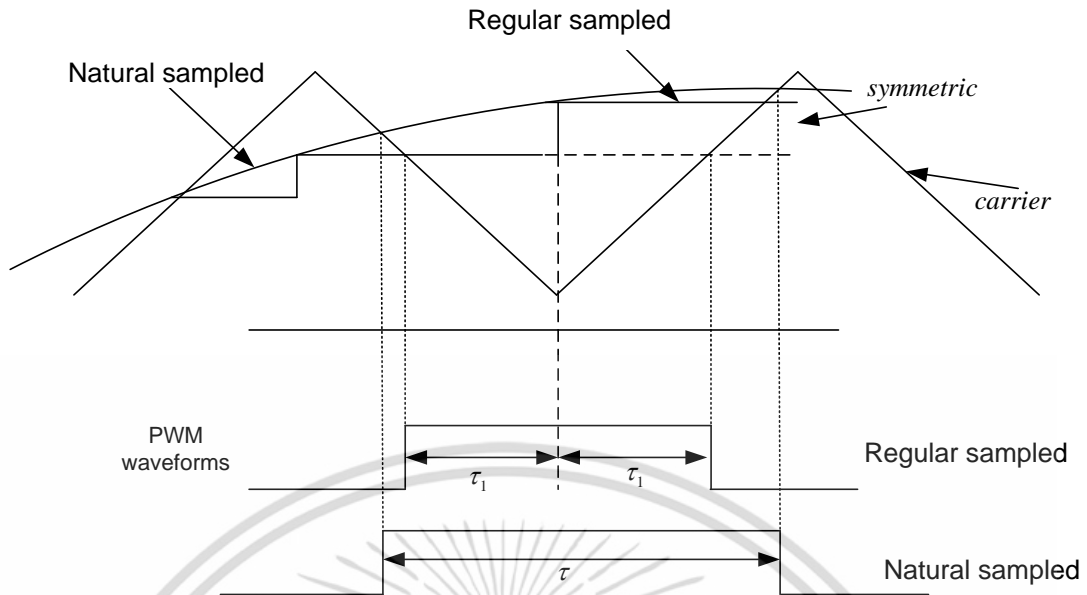
หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน (Space Vector Pulse Width Modulation ; SVPWM) เป็นวิธีการหนึ่งนิยมสำหรับการสร้างสัญญาณขับให้กับชุดอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของชุดอินเวอร์เตอร์ ที่ได้นำมาประยุกต์ใช้สำหรับขับเคลื่อนโหลดต่างๆ ที่ต้องการควบคุมแรงดันหรือความถี่ ซึ่งในบทนี้ได้นำเสนอหลักการพื้นฐาน SVPWM ที่ใช้สำหรับขับเคลื่อนโหลดสองเฟสที่ให้ผลของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟสที่มีขนาดแรงดันเท่ากันและไม่เท่ากันโดยทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า ทั้งแบบสมดุลและไม่สมดุลโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 3 กึ่งจ่ายแรงดันสามเฟส นอกจากนั้นยังได้ทำการวิเคราะห์ฟังก์ชันการมอดูเลตสำหรับหลักการสเปซเวกเตอร์ โดยเฉพาะการวิเคราะห์ฟังก์ชันการมอดูเลตสำหรับ SVPWM ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟส อีกทั้งในบทนี้ยังได้กล่าวถึงหลักการมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่องและโหมดไม่ต่อเนื่องอีกด้วย ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบกันในด้านความสูญเสียทางด้านการสวิตซ์

3.2 ตัวอย่างสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชันโดยธรรมชาติ (Naturally Sampled Pulsed Width Modulation) [7]

การมอดูเลชันสัญญาณไซน์-สัญญาณสามเหลี่ยม (sine-sawtooth)

จากจตุรวมของสัญญาณ PWM ที่เกิดโดยธรรมชาติใช้สัญญาณคลื่นพาสสามเหลี่ยมแทนสัญญาณคลื่นพาสแบบฟันเลื่อย (Sawtooth) ที่ได้นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง แสดงในรูปที่ 3.9 ชนิดของคลื่นพาสทั้งคู่นี้จะใช้กับพัลส์สวิตซ์ทางด้านออกจากการมอดูเลตกึ่งเฟส สิ่งที่เห็นได้คือสมรรถนะของฮาร์มอนิกดีขึ้นจากการทดสอบพัลส์ ชนิดของการมอดูเลชันนี้คือแบบตัวอย่างมอดูเลชันโดยธรรมชาติแบบ double-edge

จากการทดสอบเบื้องต้นการพล็อตกราฟร่วมกันแบบยูนิทเซลล์จากรูปคลื่นไซน์-สามเหลี่ยม การมอดูเลชันเฟสเดียวอีกอย่างหนึ่งยูนิทเซลล์ที่ได้กำหนดช่วงเวลา $-\pi < \omega_c t < \pi$ ซึ่งจะมากกว่า 0 ถึง 2π



รูปที่ 3.1 สัญญาณแบบ Naturally และสัญญาณแบบ Regular

สเปกตรัมแรงดันของ ตัวอย่างสัญญาณ PWM โดยธรรมชาติแบบ double-edge ซึ่งสภาวะของอัตราส่วนคลื่นพาร์ที่ 21 และมอดูเลชันอินเด็กเป็น 0.9 ได้แสดงการพล็อตพินดาเมนทอนเดี่ยวที่มีความถี่ต่ำ ซึ่งมีส่วนประกอบของขั้นตอนการมอดูเลชัน และความกว้างของฮาร์โมนิกที่อยู่รอบๆ คลื่นพาร์และคู่ฮาร์โมนิก ซึ่งฮาร์โมนิกสี่ในกลุ่มที่ 3 สามารถมองเห็นได้อย่างชัดเจนในการพล็อต อย่างไรก็ตามความหมายของตัวอย่างสัญญาณ PWM โดยธรรมชาติแบบ double-edge ที่ฮาร์โมนิกเลขคี่มีส่วนประกอบของคลื่นมูลฐานคลื่นพาร์เพิ่มเข้ามา และเมื่อมีการเพิ่มส่วนประกอบของคลื่นมูลฐานที่อยู่รอบๆ ก็จะมีการกำจัดโดย $\sin[(m+n)\pi/2]$ ประโยชน์ของ double edge นี้คือใช้คลื่นพาร์สามเหลี่ยมนำมาเปรียบเทียบในการมอดูเลชันโดยแทนที่จะใช้สัญญาณฟันเลื่อย(sawtooth) ขณะที่ WTHD0 แทนการมอดูเลชันที่ 4.00% ซึ่งจะคล้ายกับสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชันโดยธรรมชาติแบบ triling edge เพราะฉะนั้นฮาร์โมนิกส่วนมาก ในส่วนของคลื่นพาร์คลื่นมูลฐานหลักที่ 21 ซึ่งจะเห็นการกำจัดภายหลังจากกึ่งเฟสของส่วนประกอบคอนเวอร์เตอร์ ตั้งแต่ส่วนประกอบของจุดร่วมและสมรรถนะของPWM ทั้งสองแบบจะเห็นความแตกต่างกันอย่างชัดเจน

เพราะฉะนั้นคลื่นพาร์ที่ถูกครอบคลุมนี้ เมื่อคลื่นพาร์ของคลื่นมูลฐานนี้มีลักษณะเหมือนกับ triling edge และ double-edge PWM ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของ WTHD0 ใช้กับมอดูเลชันอินเด็กที่ double-edge

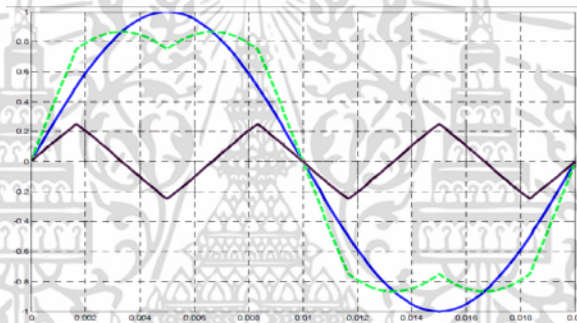
จากรูปที่ 3.1 สัญญาณแบบ Naturally และสัญญาณแบบ Regular ซึ่งในการใช้วงจรอนาล็อกนั้นจะเป็นการ sampling ที่เป็นรูปคลื่นไซน์แบบ Natural sampled ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ได้นั้นมีความแน่นอนกว่าสัญญาณที่เป็นแบบ Regular sampled เนื่องจากเป็นสัญญาณที่มีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

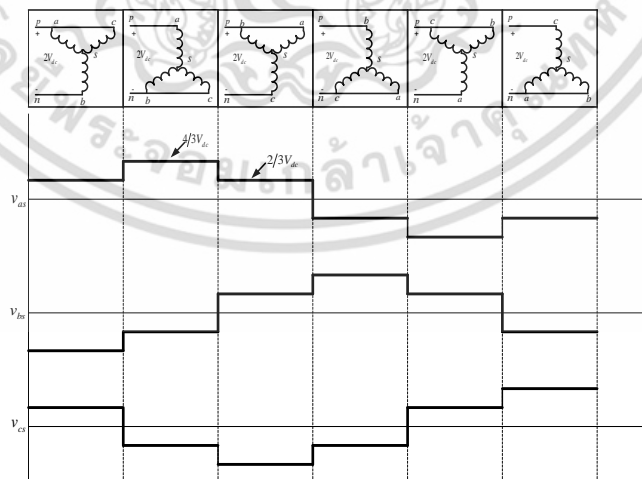
sampling โดยเป็นลักษณะรูปคลื่นสี่เหลี่ยม จะต้องใช้เวลาในการ sampling มากจึงจะเข้าใจรูปคลื่นไซน์ เพราะฉะนั้นจึงเป็นข้อดีของวงจรรอเวลาที่สามารถสร้างรูปสัญญาณไซน์ได้

3.3 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่น

วัตถุประสงค์เพื่อให้สมการการสร้างอยู่ในรูปแบบของทางคณิตศาสตร์ โดยกำหนดเป็นสมการช่วงเวลาการสวิตช์ และเพื่อนำหลักการทางคณิตศาสตร์ไปสร้างด้วยวงจรดิจิทัล ซึ่งผลพลอยได้จากการทำด้วยวิธีนี้คือการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าด้านออกระหว่างสายที่ความถี่หลักมูลฐานอีก 15% ตาม รูปที่ 3.2 [7] เมื่อได้นำหลักการของ SVPWM มาเปรียบเทียบกับ SPWM จะเห็นได้ว่าความสูญเสียจากการสวิตช์และความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกกระแสของเทคนิค SVPWM ต่ำกว่าเทคนิค SPWM

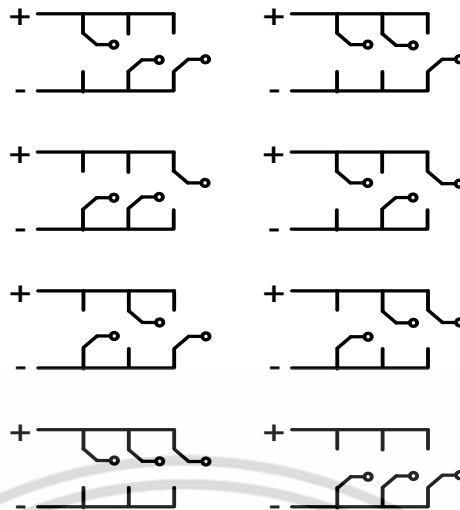


รูปที่ 3.2 สัญญาณแรงดันอ้างอิงที่เฟส A ดัชนีการมอดูเลต $M_a = \frac{2}{\sqrt{3}}$



รูปที่ 3.3 รูปแบบการสวิตช์ของวงจรสามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



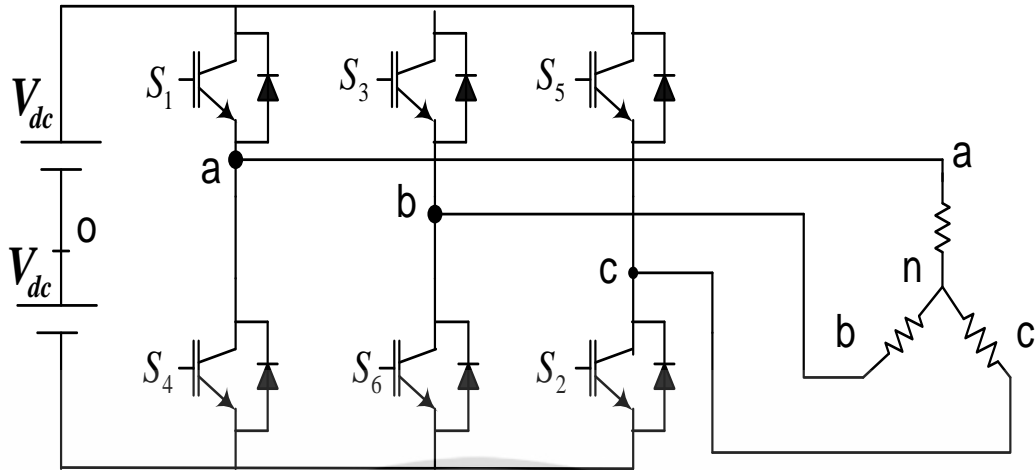
รูปที่ 3.4 สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่สถานะนำกระแสและไม่นำกระแส

โดยการควบคุมการสวิตช์ของชุดอิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละชุดเป็นไปตามรูปที่ 3.3 กำหนดให้อุปกรณ์สวิตช์แต่ละตัวทำงานเป็นช่วงเวลาเท่ากับ 120 องศา แรงดันเฟสทางด้านเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะเป็น six-step และกรณีที่เป็นแรงดันสายมีลักษณะกึ่งสี่เหลี่ยม ซึ่งทั้งสองให้แรงดันเอาต์พุตมีลักษณะใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์

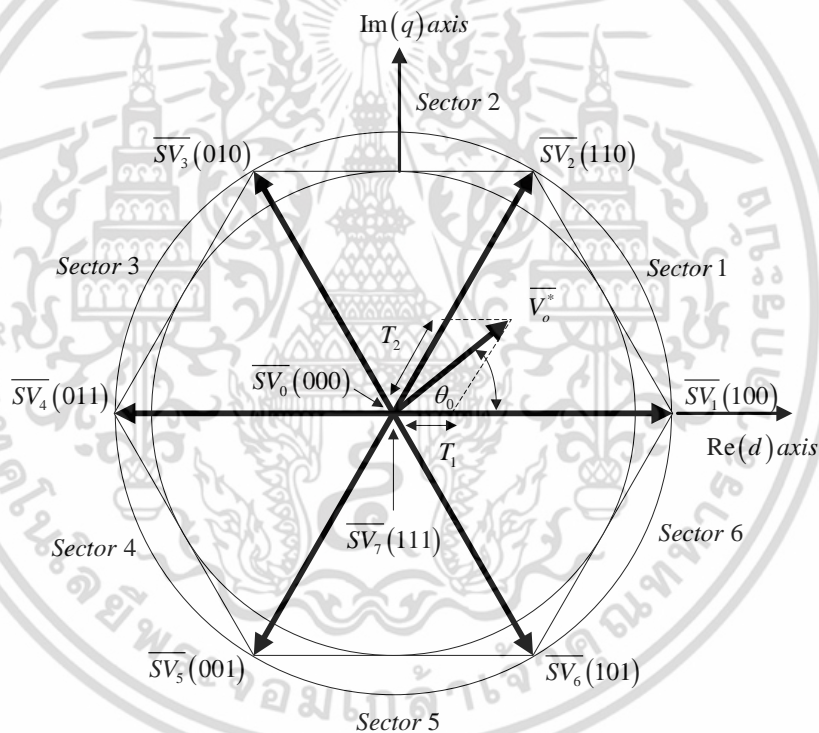
วงจรฟูลบริดจ์แบบอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส เมื่อแต่ละเฟสเชื่อมต่อกับบัสบวกหรือบัสลบ จะมีสถานะที่เกิดขึ้นได้แปดสถานะดังเงื่อนไขของการสวิตช์ในรูปที่ 3.4 ยกตัวอย่างเช่นสถานะที่ 1 เฟส A เชื่อมต่อกับบัสบวกในขณะที่เฟส B เชื่อมต่อกับบัสลบ ซึ่งสถานะลำดับที่ 7 จะมีสถานะต่อกับบัสบวกทั้งหมดและสถานะที่ 8 จะมีสถานะกับบัสลบทั้งหมด

3.4 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันสามเฟส[9]

หลักการของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน (SVPWM) เกิดขึ้นประมาณกลางปีค.ศ. 1980 โดยนำเสนอข้อดีของหลักการ SVPWM เมื่อเทียบกับหลักการ Natural sampled PWM และ Regular sampled PWM ในด้านของคุณสมบัติ ตัวอย่างเช่นชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันให้กับโหลดสมดุลสามเฟสดังรูปที่ 3.5 หลักการ SVPWM เมื่อทำการปรับดัชนีการมอดูเลตสูงสุดในย่านเชิงเส้น จะให้ขนาดแรงดันเอาต์พุตสูงสุดมากกว่าหลักการ Natural sampled PWM และ Regular sampled PWM ถึง 15 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 3.5 อินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันให้กับโหลดสมดุลสามเฟส



รูปที่ 3.6 เฟสเซอร์การคำนวณหาขนาดแรงดันเอาต์พุต

องค์ประกอบของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่อยู่ใกล้กันจะแสดงวิธีการคำนวณหาค่าแรงดัน \overline{V}_o^* ในรูปที่ 3.6 ได้กำหนดเฟสเซอร์การคำนวณหาขนาดแรงดันเอาต์พุตโดยสมการการคำนวณหา \overline{V}_o^* ประกอบไปด้วยส่วนของแต่ละเวกเตอร์แรงดันคูณกับช่วงเวลาดีวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ของช่วงเวลาครึ่งคาบการสวิตช์ $\Delta T/2$ ตามสมการที่ 3.1 [9]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\overline{V}_0^* = V_0 \angle \theta_0 = \frac{T_1}{\Delta T/2} \overline{SV}_1 + \frac{T_2}{\Delta T/2} \overline{SV}_2 \quad (3.1)$$

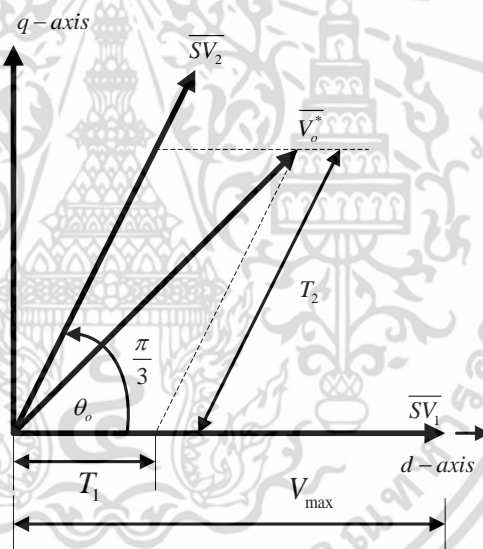
เมื่อกำหนดให้

T_1 คือ ช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ \overline{SV}_1

T_2 คือ ช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ของเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ \overline{SV}_2

และ

$$\frac{\Delta T}{2} V_0 \angle \theta_0 = T_1 V_{\max} \angle 0 + T_2 V_{\max} \left(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3} \right) \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.7 การคำนวณเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ \overline{V}_0^* ที่ใช้เกเตอร์ 1

พิจารณาตามระนาบแกน d

$$V_{\max} T_1 + V_{\max} \cos \frac{\pi}{3} T_2 = V_0 \cos \theta_0 \frac{\Delta T}{2}$$

$$V_{\max} \frac{T_1}{\Delta T/2} + V_{\max} \cos \frac{\pi}{3} \frac{T_2}{\Delta T/2} = V_0 \cos \theta_0 \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาตามระนาบแกน q

$$V_{\max} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) T_2 = V_0 \sin \theta_0 \frac{\Delta T}{2}$$

$$T_2 = \frac{V_0 \sin \theta_0}{V_{\max} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \frac{\Delta T}{2} \quad (3.4)$$

$$T_1 = \frac{V_0 \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_0\right)}{V_{\max} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \frac{\Delta T}{2} \quad (3.5)$$

โดยที่ $\frac{\Delta T}{2} = T_1 + T_2 + T_0 + T_7$

และ $T_0 = T_7$

เงื่อนไขผลรวมของช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ จะต้องมามีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของคาบเวลาคลื่นพาห์(นั่นคือ $T_1 + T_2 \leq \Delta T/2$) ดังนั้นขนาดสูงสุดที่เป็นไปได้ของแรงดันเอาต์พุต V_0 เกิดขึ้นได้ที่ θ_0 ที่มีค่าเท่ากับ 30 องศาเท่ากัน

$$\frac{T_1 + T_2}{\Delta T/2} = \frac{2V_0 \sin \frac{\pi}{6}}{V_{\max} \sin \frac{\pi}{3}} \leq 1 \quad (3.6)$$

$$2V_0 \sin \pi/6 = V_{\max} \sin \pi/3 \quad ; \quad V_0 = \frac{V_{\max} \sin \pi/3}{2 \sin \pi/6}$$

$$\therefore V_0 = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{\max} \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า $V_{\max} = \frac{4}{3}V_{dc}$ ลงในสมการที่ 3.6 เพื่อคำนวณหาแรงดันเฟสและแรงดันไลน์

$$V_0 = \frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc} \quad (\text{แรงดันเอาต์พุตต่อเฟส}) \quad (3.8)$$

$$V_o = MV_{dc} \quad \text{และ} \quad 0 < M < \frac{2}{\sqrt{3}}$$

โดยที่

V_{dc} คือครึ่งหนึ่งของแรงดันดีซีบัส โดยเทียบกับจุด 0 ตามรูปที่ 3.4

M คือ ดัชนีการมอดูเลต (Modulation index) ในกรณีที่คำนวณแบบสเปซเวกเตอร์มอดูเลต (SVPWM) มีค่าเท่ากับ $\frac{V_o}{V_{dc}}$ ค่าอยู่ในช่วง $0 < M < \frac{2}{\sqrt{3}}$ ช่วงเชิงเส้น

$$V_{L-L} = 2V_{dc} \quad (\text{แรงดันเอาต์พุตไลน์ทูไลน์}) \quad (3.9)$$

ค่าดัชนีการมอดูเลต(M) ที่ได้กล่าวถึงในสมการที่ 3.8 จากการใช้เทคนิควิธี Space Vector Pulse Width Modulation(SVPWM) เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับเทคนิควิธีอื่นเช่น Sinusoidal Pulse Width Modulation(SPWM) จะเห็นว่าหลักการแบบ SVPWM นั้นจะมีค่าเท่ากับ $\frac{2}{\sqrt{3}} = 1.15$ หรือถ้าคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ก็จะได้เท่ากับ 115 เปอร์เซ็นต์ และในส่วนของแรงดันเอาต์พุตไลน์ทูไลน์นั้นจะมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันไฟตรง ซึ่งได้แสดงในสมการที่ 3.9 และในตารางที่ 3.1 [9]เป็นการแสดงแอมพลิจูดเฟสเวกเตอร์ทั้ง 6 เวกเตอร์ โดยจะนำค่าในตารางมาทำการพล็อตเพื่อคำนวณหาค่าช่วงเวลาการสวิตซ์ในแต่ละเซ็กเตอร์ ซึ่งจะได้อีกกล่าวถึงต่อไป

ตารางที่ 3.1 ช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ในแต่ละเซ็กเตอร์

$\omega_0 t = \theta_0$	Space Vectors	Space Vectors Active Times
$0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{3}$	$\overline{SV_1}$ $\overline{SV_2}$	$T_{sv1} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{sv2} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{2\pi}{3}$	$\overline{SV_2}$ $\overline{SV_3}$	$T_{sv2} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{sv3} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \pi$	$\overline{SV_3}$ $\overline{SV_4}$	$T_{sv3} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 - \frac{5\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{sv4} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\pi \leq \theta_0 \leq \frac{4\pi}{3}$	$\overline{SV_4}$ $\overline{SV_5}$	$T_{sv4} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{sv5} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{2}\right) \frac{\Delta T}{2}$
$\frac{4\pi}{3} \leq \theta_0 \leq \frac{5\pi}{3}$	$\overline{SV_5}$ $\overline{SV_6}$	$T_{sv5} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 + \frac{\pi}{2}\right) \frac{\Delta T}{2}$ $T_{sv6} = \frac{V_0 \sqrt{3}}{V_{dc}} \cos\left(\theta_0 - \frac{11\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\frac{5\pi}{3} \leq \theta_0 \leq 2\pi$	\overline{SV}_6	$T_{sv6} = \frac{V_0}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{11\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$
	\overline{SV}_1	$T_{sv1} = \frac{V_0}{V_{dc}} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\theta_0 - \frac{\pi}{6}\right) \frac{\Delta T}{2}$

3.5 การแปลงแกนสามเฟสเป็นเวกเตอร์ (d, q)

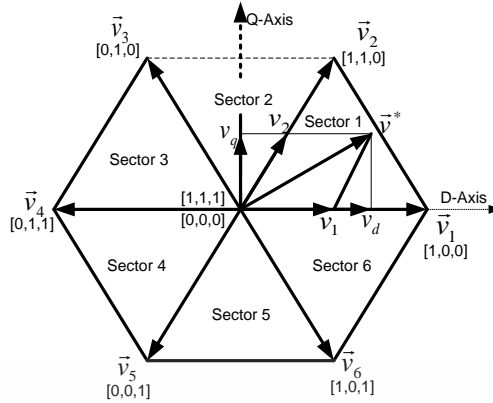
การใช้งานวงจรสองเฟสนั้นต้องแปลงแกนจากแรงดันไฟฟ้าสามเฟสไปเป็นปริมาณแรงดันไฟฟ้าสองเฟส ซึ่งสามารถทำได้โดยการนำค่าแรงดัน v_a, v_b, v_c ที่ได้ นำมาแทนค่าในสมการเมตริกที่ 3.10 หลังจากแทนค่าแรงดันไฟฟ้าสามเฟสแล้วนั้นจะได้ค่า V_d และ V_q เพื่อนำไปใช้กับแรงดันไฟฟ้าสองเฟส หลังจากนั้นจะนำค่าในตารางที่ 3.2 [9] ที่แสดงรูปแบบการสวิตช์และแรงดันในระนาบ d-q ที่ใช้ในการแปลงแกนมาพล็อตเป็นระนาบแรงดันแกน d-q แบบสามมิติ ซึ่งแสดงในกราฟดังรูปที่ 3.7

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

ตารางที่ 3.2 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันในระนาบ d-q ที่ใช้ในการแปลงแกน

S_1	S_2	S_3	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_d	V_q
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{4V_{dc}}{3}$	0	$2V_{dc}$
0	1	0	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{4V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$-2V_{dc}$	$-2V_{dc}$
0	1	1	$-\frac{4V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-2V_{dc}$	0
1	0	0	$\frac{4V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$2V_{dc}$	0
1	0	1	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{4V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$
1	1	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{4V_{dc}}{3}$	0	$-2V_{dc}$
1	1	1	0	0	0	0	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 ระนาบ $d-q$ แบบสองมิติ

หลังจากได้ทำการแปลงแกนและแทนค่าจากตารางที่ 3.2 ที่เป็นรูปแบบการทำงานของสวิตช์กำลังทั้ง 6 ตัว สามารถแยกเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์ออกเป็น 2 ส่วนดังนี้ เวกเตอร์แรงดันจำนวน 6 เวกเตอร์ที่ทำงาน (active) คือเวกเตอร์แรงดัน 1-6 และเวกเตอร์ศูนย์คือเวกเตอร์ 0 และเวกเตอร์ 7 การทำงานของเวกเตอร์ทั้ง 8 เวกเตอร์นี้จะสัมพันธ์กับรูปที่ 3.8 ซึ่งจะเป็นรูปหกเหลี่ยมตามเวกเตอร์แรงดัน และเมื่อเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง หมุนอยู่เซกเตอร์ที่ 1 ดังรูปการมอดูเลชันแบบ SVPWM จะทำหน้าที่คำนวณค่าเวลา t_1, t_2, t_0

$$T_1 = MT_s \sin(\pi / 3 - \theta) \quad (3.11)$$

$$T_2 = MT_s \sin(\theta) \quad (3.12)$$

$$T_0 = t_7 = T_s - t_1 - t_2 \quad (3.13)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.14)$$

$$M = \frac{V_{ref}}{V_{sixstep}} = \frac{V_{ref}}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (3.15)$$

กำหนดให้

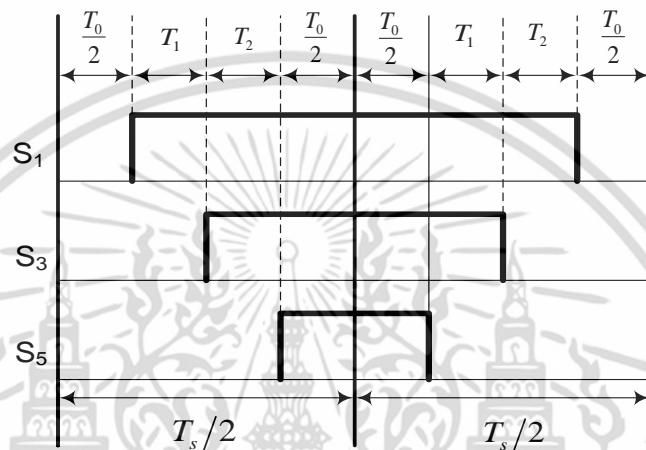
f_s คือ ความถี่สวิตช์

M คือ อัตราการมอดูเลชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกไดอะแกรมการคำนวณหาเวลา t_1, t_2, t_0 สามารถแสดงได้จากรูปที่ 3.9 ซึ่งการคำนวณจะต้องครบทั้ง 6 เซกเตอร์โดยในแต่ละเซกเตอร์นั้นมีเวลาต่างกัน $(\pi/3)rad$ และเมื่อได้เวลาแล้วจำเป็นต้องมีการวางตำแหน่งพัลส์เพื่อให้มีการลดฮาร์มอนิกและความถี่ในการสวิตช์น้อยที่สุด

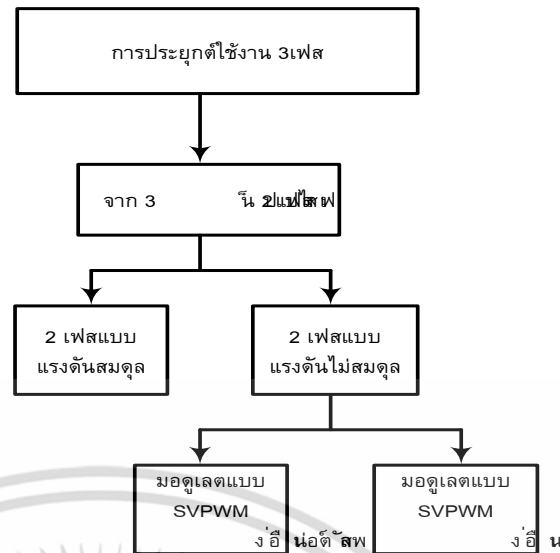
จะได้ลำดับการทำงาน $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$ เมื่อจัดวางตำแหน่งพัลส์ครบทั้ง 6 เซกเตอร์ก็จะได้สัญญาณ SVPWM ที่ความถี่สวิตช์ f_s จำนวน 6 สัญญาณสำหรับขับอุปกรณ์สวิตช์กำลังต่อไป



รูปที่ 3.9 ตัวอย่างของพัลส์ที่ป้อนขับแต่ละสวิตช์ของพัลส์

3.6 อินเวอร์เตอร์สองเฟส

ในส่วนหัวข้อของอินเวอร์เตอร์แบบสองเฟสนั้นจะได้มาจากการแปลงแกนแรงดันสามเฟสในเบื้องต้นให้เป็นแกน d และแกน q เพื่อทำการจ่ายแรงดันให้กับโหลดสองเฟส และได้ทำการจำแนกวิธีการประยุกต์การใช้งานแบบสามเฟสไปเป็นสองเฟสดังรูปที่ 3.10 ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับเทคนิคการสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Space Vector Pulse Width Modulation; SVPWM) เนื่องจากเป็นเทคนิคหนึ่งที่ยอมรับสำหรับการสร้างสัญญาณขับให้กับชุดอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของชุดอินเวอร์เตอร์ โดยหลักการของอินเวอร์เตอร์สองเฟสนั้นประกอบไปด้วยการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุลและการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลซึ่งรายละเอียดนั้นจะกล่าวถึงต่อไป



รูปที่ 3.10 โครงสร้างการประยุกต์ใช้งานอินเวอร์เตอร์สองเฟส

3.6.1 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบให้แรงดันเฟสสมดุลสองเฟส (B-SVPWM)

หลักการของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบให้แรงดันเฟสสมดุล (Balanced phase voltage space vector PWM ; B-SVPWM) [6],[9] มีหลักการคำนวณเวลาเช่นเดียวกับ SVPWM 3 เฟส ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟส ที่ซึ่งมีการวางแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ (Active space vectors) มี ลักษณะเป็นรูปหกเหลี่ยมทำมุมห่างกัน 60 องศา ซึ่งในการวิเคราะห์เวกเตอร์สองเฟสในงานนี้ เลือกใช้ชุดอินเวอร์เตอร์ชนิดสามกึ่งโดยต้องการให้มีแรงดันขาออกเป็นแรงดันสองเฟส โดยกำหนดให้จุด b เป็นจุดต่อร่วม

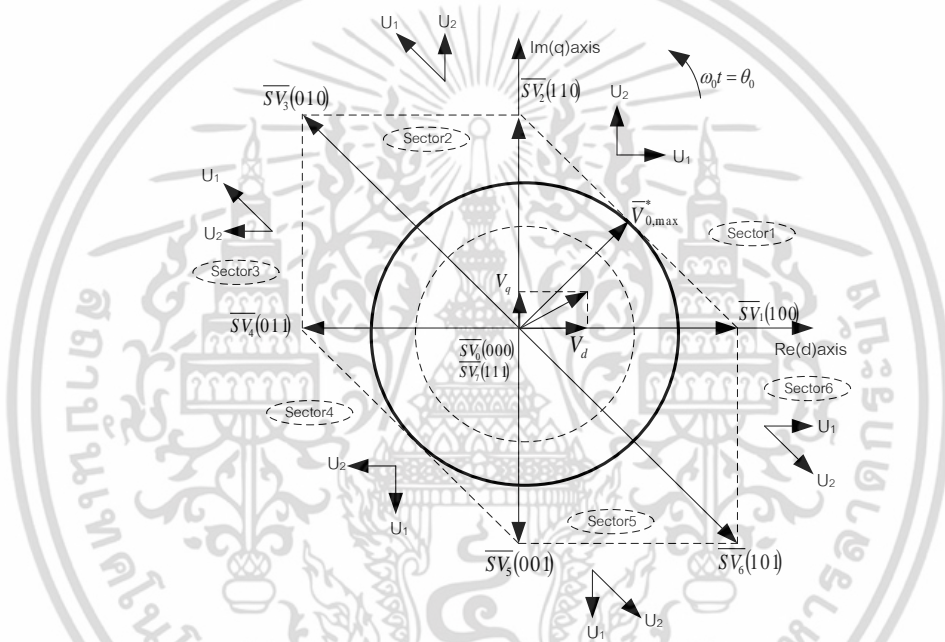
ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดช่วย (V_q) ถูกกำหนดให้เป็นแรงดัน V_{cb} และแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดหลัก (V_d) ถูกกำหนดเป็นแรงดัน V_{ab} และในการกำหนดสถานะของการสวิตช์ ในหลักการ SVPWM จะกำหนดเฉพาะในส่วนอุปกรณ์สวิตช์อิเล็คทรอนิกส์กำลังสามชุดบน (Upper switches) คือสวิตช์ S_1 , S_3 และ S_5 ส่วนชุดล่าง (Lower switches) จะมีสถานะตรงกันข้ามกับสวิตช์ในกึ่งเดียวกัน โดยเงื่อนไขคือ หมายเลข 1 เท่ากับสวิตช์เทิร์นออน หรือสภาวะ “ON” และหมายเลข 0 เท่ากับสวิตช์เทิร์นออฟหรือสภาวะ “OFF” ตามตารางที่3.3 ซึ่งกำหนดให้แรงดันดีซีอินพุตเท่ากับ $2V_{dc}$ และสถานะของการสวิตช์ทั้งหมดแบ่งออกเป็น 8 สถานะประกอบด้วย Active space vector ($\overline{SV_1}, \overline{SV_2} \dots \overline{SV_6}$) และเวกเตอร์แรงดันศูนย์ ($\overline{SV_0}, \overline{SV_7}$) ในระนาบ d-q

ตารางที่ 3.3 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันในระนาบ d-q โดยการแบ่งสถานะการณส์วิตช์

S_1	S_2	S_3	V_d	V_q	$\overline{SV_n}$
-------	-------	-------	-------	-------	-------------------

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคคลในวงแคบเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ใช่นโยบายในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

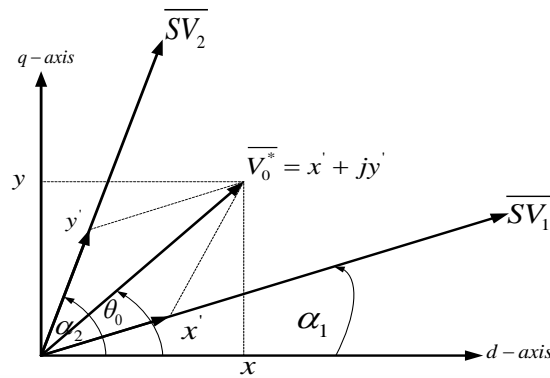
0	0	0	0	0	\overline{SV}_0
1	0	0	$2V_{dc}$	0	\overline{SV}_1
1	1	0	0	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_2
0	1	0	$-2V_{dc}$	$-2V_{dc}$	\overline{SV}_3
0	1	1	$-2V_{dc}$	0	\overline{SV}_4
0	0	1	0	$2V_{dc}$	\overline{SV}_5
1	0	1	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	\overline{SV}_6
1	1	1	0	0	\overline{SV}_7



รูปที่ 3.11 ตำแหน่งการวางของเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์แบบแรงดันเฟสสมดุลสองเฟส

จากตารางที่ 3.3 ได้นำมาเขียนแอมพลิจูดของเวกเตอร์และเวกเตอร์และเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage vectors) ให้อยู่ในแกนจริงและจินตภาพในระนาบเชิงซ้อน พบว่าในแต่ละสถานะของการสวิตช์ ให้นิยามของแอมพลิจูดของเวกเตอร์ที่ไม่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 3.11 โดยมี Active-space vector ขนาด $2\sqrt{2}V_{dc}$ ซึ่งตำแหน่งของแอมพลิจูดของเวกเตอร์ ในแต่ละเซกเตอร์ถูกกำหนดให้เป็น \bar{U}_1 และ \bar{U}_2 (เวกเตอร์ที่อยู่ติดกันในแต่ละเซกเตอร์) เพื่อสอดคล้องกับรูปที่ 3.12 ซึ่งเป็นรูปแบบทั่วไปของการคำนวณแรงดัน \bar{V}_0 ในแต่ละเซกเตอร์ด้วยวิธีทางตรีโกณมิติ โดยอาศัยแอมพลิจูดของเวกเตอร์ที่อยู่ติดกันในเซกเตอร์เดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ตรีโกณมิติในแบบทั่วไปสำหรับการคำนวณ \overline{V}_o^*

แรงดัน \overline{v}_o คำนวณได้จากสมการที่ 3.16 [9] ซึ่งเกิดจากผลรวมขนาดและทิศทางของแต่ละแอมพลิจูดเฟสเวกเตอร์ คูณกับช่วงเวลาตัวชี้เซลล์ (Duty cycle) ในแต่ละเซ็กเตอร์

$$\overline{V}_o^* = V_o \angle \theta_0 = x + jy = \frac{T_1}{\Delta T/2} \overline{U}_1 + \frac{T_2}{\Delta T/2} \overline{U}_2 \quad (3.16)$$

กำหนดให้ $\overline{SV}_1 = \overline{U}_1 = V_1 e^{j\alpha_1}$ และ $\overline{SV}_2 = \overline{U}_2 = V_2 e^{j\alpha_2}$

พิจารณาในแนวแกน x และ แนวแกน y จะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & \cos \alpha_2 \\ \sin \alpha_1 & \sin \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \frac{1}{\sin(\alpha_2 - \sin \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 & -\cos \alpha_2 \\ -\sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_o \cos \theta_0 \\ V_o \sin \theta_0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \frac{V_o}{\sin(\alpha_2 - \sin \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_0) \\ \sin(\theta_0 - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

ตัวอย่างการคำนวณในเซ็กเตอร์ 1 ในบทของอินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 2.25 ได้ใช้ความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติหาค่าของ x' และ y'

$$x' = V_1 \left(\frac{T_{sv1}}{\Delta T/2} \right) \quad (3.20)$$

$$y' = V_2 \left(\frac{T_{sv2}}{\Delta T/2} \right) \quad (3.21)$$

แทนค่าสมการที่ (3.20) และ (3.21) ลงในสมการที่ (3.19) ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} \frac{T_1}{\Delta T/2} V_1 \\ \frac{T_2}{\Delta T/2} V_2 \end{bmatrix} = \frac{V_o}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta_o) \\ \sin(\theta_o - \alpha_1) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

โดยที่ $V_o = MV_{dc}$ และ $M =$ ดัชนีการมอดูเลต

$$\Delta T/2 = T_1 + T_2 + T_0 \quad \text{โดยที่} \quad T_0 = T_{sv_0} + T_{sv_7}; (T_{sv_0} = T_{sv_7})$$

การกำหนดตัวแปรต่างๆ ในการคำนวณแรงดัน \vec{V}_o^* ในแต่ละเซกเตอร์แสดงไว้ตามตารางที่ 3.4 [9] โดยที่ V_1 และ V_2 แทนขนาดแอมพลิจูดของเวกเตอร์และ α_1 และ α_2 แทนมุมของแต่ละแอมพลิจูดของเวกเตอร์ และ T_1 และ T_2 คือ space vector active time

ตารางที่ 3.4 การกำหนดเวกเตอร์ \vec{U}_1 และ \vec{U}_2 สำหรับ B-SVPWM

Sectors	\vec{U}_1	\vec{U}_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	\vec{SV}_1	\vec{SV}_2	T_{sv_1}	T_{sv_2}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	0	$\pi/2$
2	\vec{SV}_3	\vec{SV}_2	T_{sv_3}	T_{sv_2}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	$\pi/2$
3	\vec{SV}_3	\vec{SV}_4	T_{sv_3}	T_{sv_4}	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/4$	π
4	\vec{SV}_5	\vec{SV}_4	T_{sv_5}	T_{sv_4}	$2V_{dc}$	$2V_{dc}$	$3\pi/2$	π
5	\vec{SV}_5	\vec{SV}_6	T_{sv_5}	T_{sv_6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
6	\vec{SV}_1	\vec{SV}_6	T_{sv_1}	T_{sv_6}	$2V_{dc}$	$2\sqrt{2}V_{dc}$	2π	$7\pi/4$

เมื่อพิจารณาจากการคำนวณแรงดันเอาท์พุทในเซกเตอร์ 1 ที่อยู่ในช่วง $0 \leq \theta_o \leq \frac{\pi}{2}$ โดยที่

$$\alpha_1 = 0, \alpha_2 = \frac{\pi}{2} \quad \text{และขนาดของเวกเตอร์คือ} \quad \vec{SV}_1 = 2V_{dc} \quad \text{และ} \quad \vec{SV}_2 = 2V_{dc} \quad \text{คำนวณหาช่วงเวลา}$$

space vector active time ในส่วนของเซกเตอร์ 1 ได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{T_{sv_1}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \quad (3.23)$$

$$\frac{T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \quad (3.24)$$

ซึ่งผลรวมของเวลาแอกทีฟ (Active times) สำหรับของสองแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ในแต่ละ sector จะไม่เกินครึ่งหนึ่งของคาบเวลาคลื่นพาห์หรือความถี่ในการสวิตซิง (Switching-frequency)

$$\frac{T_{sv_1} + T_{sv_2}}{\Delta T/2} = \frac{\sqrt{2}V_o}{2V_{dc}} \cos\left(\frac{\pi/2 - 2\theta_0}{2}\right) \leq 1 \quad (3.25)$$

ดังนั้นเงื่อนไขของขนาดแรงดันสูงสุดที่เป็นไปได้ของ แรงดันเอาต์พุต \overline{V}_o^* ในแต่ละเฟส จะเกิดขึ้นเมื่อ $\theta_0 = \frac{\pi}{4}$ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ 3.25 จะได้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ $V_o = \sqrt{2}V_{dc}$ ดังนั้นดัชนีการมอดูเลต (M) ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น คือ $0 \leq M \leq \sqrt{2}$

3.6.1.1 หลักการสร้าง B-SVPWM ด้วยวงจรรนาล็อก

จากการสร้างสัญญาณขับชุดอิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบ B-SVPWM ตามที่เสนอมานั้นสิ่งที่จะต้องคำนึงถึงในการที่จะคำนวณแรงดันอินพุตที่จะป้อนเข้าไปในรูปแบบ $d-q$ ในระนาบเชิงซ้อนและมุมทางไฟฟ้า θ_0 ซึ่งสัญญาณแรงดันที่ได้มานั้นจะเกิดจากการคำนวณการแปลงแกน (Stationary reference frame transformation) ใช้สำหรับชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง โดยวิธีคิดจะไม่เหมือนกับวิธีแปลงแกน จากเทคนิค SVPWM ที่นำมาใช้กับโพลที่เป็นสามเฟสโดยจะกำหนดจุด b ให้เป็นจุดร่วมเมื่อพิจารณาจากแรงดัน V_{ab} และ V_{cb} ที่ป้อนแรงดันให้กับโพลที่ต่างกัน โดยความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ V_d^s และ V_q^s จะทำมุมตั้งฉากกันตามสมการ

$$v_{ar} = m \sin(\omega t) \quad (3.26)$$

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.27)$$

$$v_{cr} = m \sin(\omega t - \pi) \quad (3.28)$$

เมื่อกำหนดให้

v_{ar}, v_{br}, v_{cr} คือสัญญาณแรงดันอ้างอิงสามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m คือดัชนีการมอดูเลต (Modulation index) สำหรับหลักการ naturally sampled sine-triangle (SPWM) มีค่าเท่ากับ V_0/V_{dc} โดยมีค่าอยู่ในช่วง 0-1 สำหรับเชิงเส้น

จากสมการที่ 3.26 ถึง 3.28 นำมาเขียนให้อยู่ในรูปแบบเมตริกได้ตามสมการที่ 3.29

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

เมื่อ v_0 เป็นเฟสร่วม (Common phase) ซึ่งก็คือสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่เฟส b เทียบกับจุด o ตามวงจรกำลังในรูปที่ 3.4 จากการแปลงแกนจาก 3 แกนเป็น 2 แกนโดยการแปลงกลับเมตริกซ์ (Inverse matrix) จากสมการที่ 3.29 จะได้

$$\begin{bmatrix} v_a^{s*} \\ v_b^{s*} \\ v_c^{s*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^{s*} \\ v_q^{s*} \\ v_z \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

สมการเมตริกซ์ที่ 3.30 นำมาเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_a^{s*} = v_d^{s*} + v_z = (v_{ar} - v_{br}) + v_z = m\sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{\pi}{4}) + v_z \quad (3.31)$$

$$v_b^{s*} = v_z \quad (3.32)$$

$$v_c^{s*} = v_q^{s*} + v_z = (v_{cr} - v_{br}) + v_z = m\sqrt{2} \cos(\omega t + \frac{\pi}{4}) + v_z \quad (3.33)$$

เมื่อกำหนดให้

v_d^{s*} คือสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ต้องการตามแนวแกน d

v_q^{s*} คือสัญญาณแรงดันอ้างอิงที่ต้องการตามแนวแกน q

สมการที่ 3.30 จะพบว่าแรงดันอ้างอิงที่ต้องการของทั้งสามเฟสก็งมีค่าเท่ากับแรงดัน v_q^{s*} และ v_d^{s*} รวมเข้ากับเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage component; v_z) ซึ่ง v_z มีค่าเท่ากับ

แรงดัน v_b^{s*} หรือเทียบกับ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}}$ ตามหลักการของ SVPWM โดยยกตัวอย่างวิธีการคำนวณหาเวกเตอร์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันศูนย์ v_z สำหรับเซ็กเตอร์ 1 โดยเริ่มจากการคำนวณหาช่วงเวลาแอกทีฟสเปซเวกเตอร์ตามสมการ ที่ 3.23 และ 3.24 ดังต่อไปนี้

$$\frac{T_1}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) \quad (3.34)$$

$$\frac{T_2}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0) \quad (3.35)$$

จากนั้นนำช่วงเวลาที่ได้มาคำนวณหาแรงดันเฟสกึ่ง b เทียบกับจุดกึ่งกลางของแรงดันดีซีบัส (V_{dc})

$$v_{bo} = V_{dc} \left[-\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.36)$$

นำสมการที่ 3.34 และ 3.35 แทนลงในสมการที่ 3.36

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (3.37)$$

ลดรูปสมการ

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\cos \theta_0 + \sin(\theta_0) \right] \quad (3.38)$$

จากสมการที่ 3.38 กำหนดให้ $v_q = -M \sin \theta_0$ นั้นหมายความว่า v_z ในเซ็กเตอร์ 1 มีค่าเท่ากับสมการที่ 3.39 ในทำนองเดียวกันสำหรับเซ็กเตอร์อื่นๆที่เหลือมีรายละเอียดตามตารางที่ 3.5 [9]

$$v_z = \frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{(v_q + v_d)}{2} \quad (3.39)$$

ตารางที่ 3.5 สมการองค์ประกอบศูนย์ $\left(\frac{v_{bo}}{V_{dc}}\right)$ ในแต่ละเซ็กเตอร์

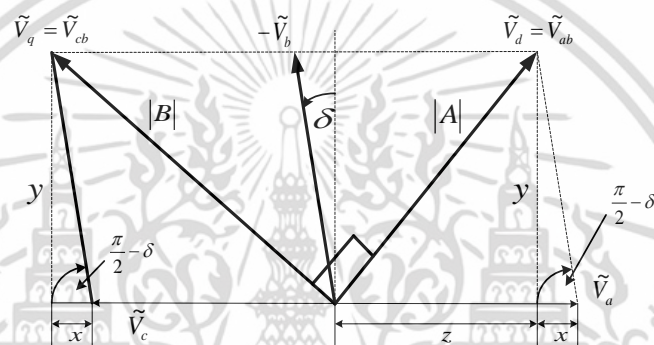
Sector	Zero voltage $\left(\frac{v_{bo}}{V_{dc}}\right)$	Sector	Zero voltage $\left(\frac{v_{bo}}{V_{dc}}\right)$
Sector1	$\frac{M}{2} [-\cos \theta_0 + \sin(\theta_0)]$	Sector2	$\frac{M}{2} (\sin \theta_0)$
Sector3	$\frac{M}{2} (-\cos \theta_0)$	Sector4	$\frac{M}{2} [-\cos \theta_0 + \sin(\theta_0)]$
Sector5	$\frac{M}{2} (\sin \theta_0)$	Sector6	$\frac{M}{2} (-\cos \theta_0)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.2 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบจ่ายแรงดันเฟสไม่สมดุลสองเฟส

(U-SVPWM) [6],[9],[10]

จากหลักการที่ได้นำเสนอมานี้ในตอนแรกนั้นเป็นวิธีการมอดูเลชันแบบให้แรงดันสองเฟสคู่ (B-SVPWM) ซึ่งไม่สามารถปรับขนาดของแรงดันให้ต่างกันได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงนำเสนอหลักการคำนวณแรงดันเอาต์พุตที่ให้ขนาดเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟที่เปลี่ยนแปลงจากเดิม โดยในหลักการสร้างแรงดันที่ไม่สมดุลนั้นจึงจำเป็นต้องเข้าใจถึงหลักการปรับขนาดเวกเตอร์แรงดัน และสามารถพิจารณาได้ตามรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 เฟสเซอร์แรงดันสำหรับกำหนดเฟคเตอร์แรงดัน

$$y = \frac{1}{\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right) \text{ และ } x = \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right) ; z = \frac{1}{\sqrt{2}} - x \quad (3.40)$$

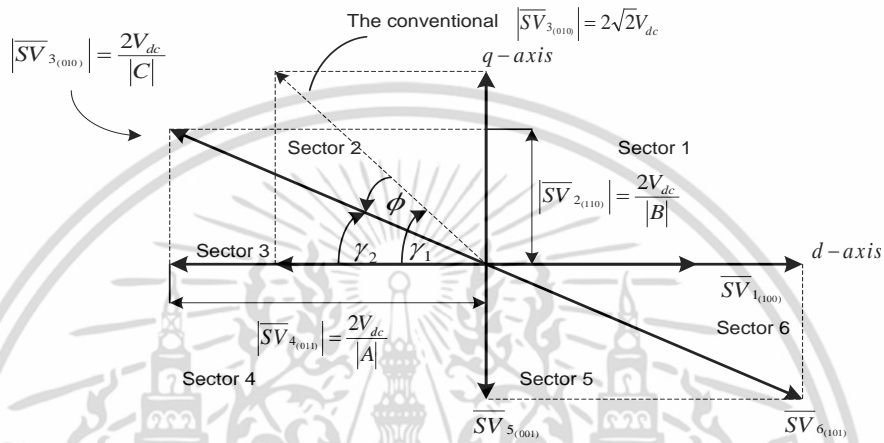
$$|A| = \sqrt{z^2 + y^2} ; |A| = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.41)$$

$$|B| = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}} + x\right)^2 + y^2} ; |B| = \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.42)$$

$$\text{และ } |C| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{|A|}\right)^2 + \left(\frac{1}{|B|}\right)^2}} \quad (3.43)$$

เงื่อนไขในการสร้างเฟคเตอร์แรงดันของหลักการ U-SVPWM จากแรงดันสามเฟสตามรูปที่ 3.13 โดยความสัมพันธ์ของเฟคเตอร์แรงดันได้กำหนดไว้ที่สมการ 3.41 ถึง 3.43 จะเห็นได้ว่าขนาดของเฟคเตอร์ $|A|$ และ $|B|$ มีขนาดที่เปลี่ยนแปลงไปขณะที่แรงดันเอาต์พุตสมดุล V_{ab} และ V_{cb} (V_d เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ V_q) จะทำมุมกัน 90 องศา ซึ่งมุม δ จะอยู่ที่ศูนย์ ทำให้เฟคเตอร์แรงดัน $|A|$ และ $|B|$ มีขนาดเท่ากับหนึ่งหน่วยและเมื่อมีการปรับมุม δ เพิ่มในทิศทางบวกหรือลบ จะส่งผลต่อเฟคเตอร์แรงดัน $|A|, |B|$ และ $|C|$ โดยผลที่ได้จะนำไปใช้ในการเปลี่ยนขนาดระนาบ $d-q$ โดยแสดงในรูปที่ 3.14 [9] ซึ่งการปรับมุม δ ส่งผลให้ทางเดินแรงดันทั้งสองจะเป็นรูปวงรีตามแกนตั้งหรือนอนดังรูปที่ 3.15 ซึ่งการกำหนดมุม ϕ ที่มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของมุม δ พิสูจน์ได้จากสมการที่ 3.44-3.46



รูปที่ 3.14 มุมเลื่อนของ ϕ ในขณะที่ปรับมุม $\delta > 0$ องศาในทิศทางบวก

$$\tan \gamma_2 = \frac{|A|}{|B|} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)} = \tan\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.44)$$

$$\therefore \gamma_2 = \frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}; \quad \gamma_1 = \frac{\pi}{4} \quad (3.45)$$

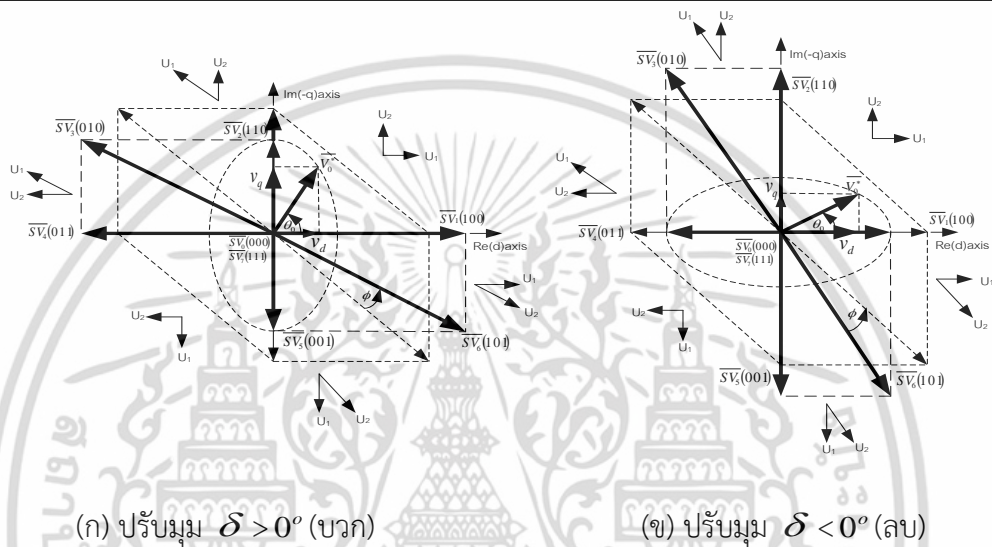
$$\phi = \gamma_1 - \gamma_2 = \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2} \quad \therefore \phi = \frac{\delta}{2} \quad (3.46)$$

ตารางที่ 3.6 เวกเตอร์แรงดัน \bar{U}_1 และ \bar{U}_2 สำหรับการคำนวณเวลาสวิตชิง

Sectors	\bar{U}_1	\bar{U}_2	T_1	T_2	V_1	V_2	α_1	α_2
1	$\overline{SV}_1(100)$	$\overline{SV}_2(110)$	T_{SV1}	T_{SV2}	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	0	$\frac{\pi}{2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2	$\overline{SV}_3(010)$	$\overline{SV}_2(110)$	T_{SV3}	T_{SV2}	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	$\frac{3\pi}{4} + \phi$	$\frac{\pi}{2}$
3	$\overline{SV}_3(010)$	$\overline{SV}_4(011)$	T_{SV3}	T_{SV4}	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{3\pi}{4} + \phi$	π
4	$\overline{SV}_5(001)$	$\overline{SV}_4(011)$	T_{SV5}	T_{SV4}	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{3\pi}{2}$	π
5	$\overline{SV}_5(001)$	$\overline{SV}_6(101)$	T_{SV5}	T_{SV6}	$\frac{2V_{dc}}{ B }$	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{7\pi}{4} + \phi$
6	$\overline{SV}_1(100)$	$\overline{SV}_6(101)$	T_{SV1}	T_{SV6}	$\frac{2V_{dc}}{ A }$	$\frac{2V_{dc}}{ C }$	2π	$\frac{7\pi}{4} + \phi$



รูปที่ 3.15 ตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดัน

จากตำแหน่งเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์ในขณะที่ทำการปรับมุม δ แสดงในรูปที่ 3.15 [9] เมื่อปรับมุม $\delta > 0^\circ$ ทำให้แรงดัน V_q มีขนาดสูงกว่าแรงดัน V_d ในทางตรงกันข้ามเมื่อปรับมุม $\delta < 0^\circ$ ทำให้แรงดัน V_d มีขนาดสูงกว่าแรงดัน V_q โดยที่เส้นทางเดินของแรงดัน ในระนาบ d-q มีลักษณะเป็นวงรีตามแนวตั้งและขวางตามลำดับ

การคำนวณในเซกเตอร์ 1 โดยกำหนดให้มุม δ มีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวก จะพบว่าขนาดของ \overline{SV}_1 เพิ่มขึ้นและขนาดของ \overline{SV}_2 ลดลง ตามตารางที่ 3.6 โดยช่วงเวลา Active time (T_{SV1}) และ (T_{SV2}) มีค่าเท่ากับ

$$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M|A|}{2} \sin(\pi/2 - \theta_0) \tag{3.47}$$

$$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M|B|}{2} \sin(\theta_0) \tag{3.48}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นหาสมการแรงดันอ้างอิงกรณีทีในช่วงเวลา $\Delta T/2$ โดยแทนสมการที่ 3.47 และ 3.48 ลงในสมการที่ 3.49 ถึง 3.51 ได้สมการแรงดันเฟสอ้างอิงดังต่อไปนี้

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right] \quad (3.49)$$

$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right] \quad (3.50)$$

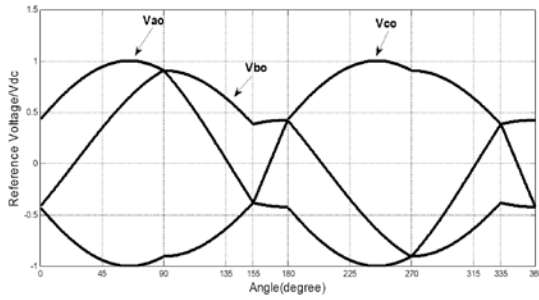
$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[|A| \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + |B| \sin(\theta_0) \right] \quad (3.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

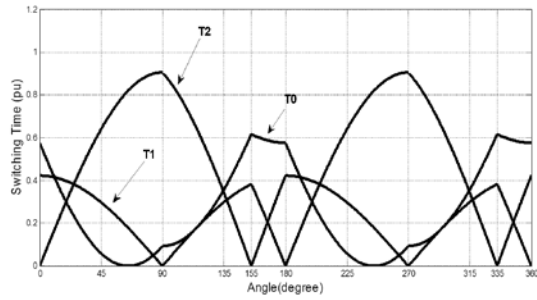
ตารางที่ 3.7 เวลาสวิตซิ่ง และแรงดันเฟสอ้างอิง ในแต่ละเซกเตอร์ (U-SVPWM) [9]

	Switching times	Phase leg reference
Sector 1	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin(\pi/2 - \theta_0)$ $\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[- A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[A \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + B \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin(\pi/4)} \sin(3\pi/4 + \phi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV3}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \sin(\theta_0 - \pi/2)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \left[- C \sin(\theta_0 - \pi/2) + B \sin(3\pi/4 + \phi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \left[C \sin(\theta_0 - \pi/2) + B \sin(3\pi/4 + \phi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \left[C \sin(\theta_0 - \pi/2) + B \sin(3\pi/4 + \phi - \theta_0) \right]$
Sector 3	$\frac{T_{SV3}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \sin(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \left[C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \left[C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \left[- C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi) \right]$
Sector 4	$\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin(3\pi/2 - \theta_0)$ $\frac{T_{SV5}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0 - \pi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2} \left[B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin(3\pi/2 - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[- B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin(3\pi/2 - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[B \sin(\theta_0 - \pi) + A \sin(3\pi/2 - \theta_0) \right]$
Sector 5	$\frac{T_{SV5}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \sin(7\pi/4 + \phi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV6}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \sin(\theta_0 - 3\pi/2)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \left[- B \sin(7\pi/4 + \phi - \theta_0) + C \sin(\theta_0 - 3\pi/2) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \left[B \sin(7\pi/4 + \phi - \theta_0) + C \sin(\theta_0 - 3\pi/2) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \left[B \sin(7\pi/4 + \phi - \theta_0) + C \sin(\theta_0 - 3\pi/2) \right]$
Sector 6	$\frac{T_{SV6}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \sin(2\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \sin(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \left[A \sin(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{-M}{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \left[A \sin(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \left[- A \sin(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi) + C \sin(2\pi - \theta_0) \right]$

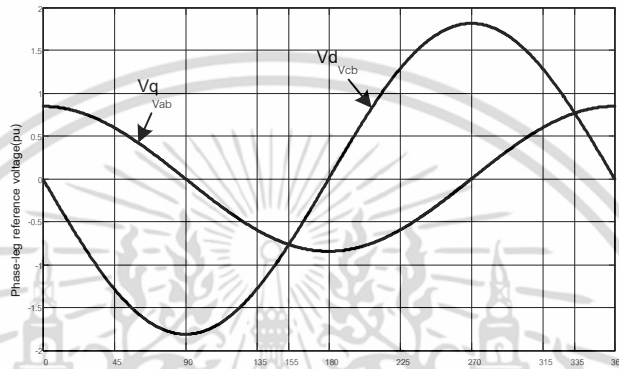
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ช่วงเวลาการสวิตช์ ของ T_1, T_2 และ T_0

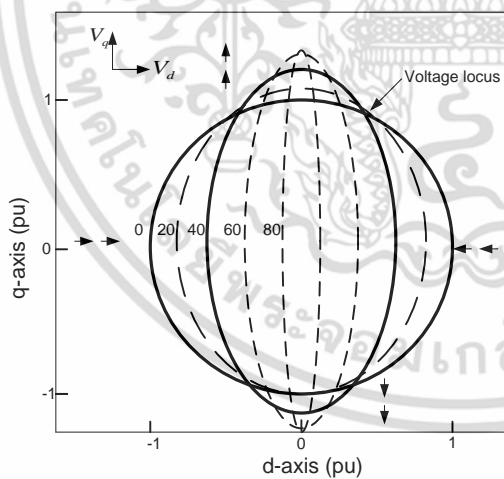


(ข) Voltage Continuous Pulse

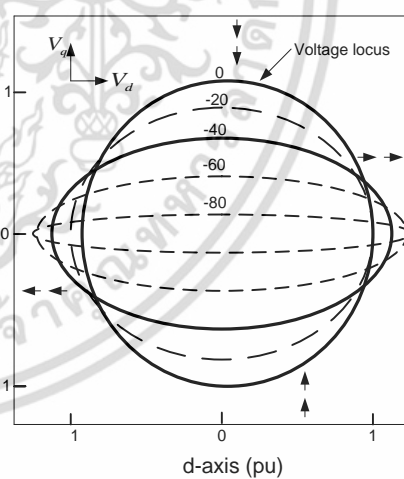


(ค) Line to Line Voltage

รูปที่ 3.16 Unbalanced แบบต่อเนื่อง



(ก) ปรับมุม $0^\circ < \delta < 80^\circ$



(ข) ปรับมุม $-80^\circ < \delta < 0^\circ$

รูปที่ 3.17 แรงดันเอาร์ทพุต (p.u.)

จากสมการคำนวณเวลาในสมการที่ 3.47 และ 3.48 เป็นสมการแรงดันเฟสอ้างอิง สามารถนำมาสรุปสมการในส่วนเซกเตอร์ที่เหลือได้ตามตารางที่ 3.7 ที่แสดงเวลาการสวิตช์ซึ่งและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันอ้างอิงในแต่ละเซ็กเตอร์ในแบบจ่ายแรงดันสองเฟสไม่สมดุล (U-SVPWM) และนำสมการทั้ง 6 เซกเตอร์ นำมาพล็อตกราฟในหนึ่งคาบเวลาโดยกำหนดให้ดัชนีการมอดูเลต (M) มีค่าเท่ากับ $\sqrt{2}$ ได้ตามรูปที่ 3.15 (ก) และ (ข)

นอกจากนี้เมื่อพล็อตแรงดันเอาต์พุตในลักษณะระนาบ $d-q$ ตามรูปที่ 3.17(ก) โดยปรับให้ขนาดของมุม δ ให้มีค่าเป็นบวกเพิ่มขึ้นจาก 0° จนถึงมุม 80° ที่ดัชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ $\sqrt{2}$ ลักษณะของทางเดิน แรงดัน เอาต์พุตมีลักษณะเป็นรูปวงกลมที่มุม $\delta = 0^\circ$ และเป็นรูปวงรีตามแนวตั้งเมื่อปรับมุม δ มากขึ้น

และในทางกลับกันในรูปที่ 3.17(ข) เป็นการปรับให้ขนาดของมุม δ ให้มีค่าเป็นลบเริ่มจาก 0° จนถึงมุม -80° ตามลำดับ เป็นผลทำให้ขนาดของแรงดัน v_{ab} มีค่ามากกว่า v_{cb} ในลักษณะของการปรับมุม δ นี้ ทำให้แรงดันทั้งสองเฟสมีขนาดที่แตกต่างกันไปและมีลักษณะทางเดินเป็นรูปวงรีตามแนวขวางเมื่อปรับมุม δ เป็นลบมากขึ้น โดยสามารถคำนวณขนาดของแรงดันทั้งสอง ได้จากสมการที่ (3.52) และ (3.54) โดยมีผลของแรงดันเอาต์พุตที่ได้ ขึ้นอยู่กับการปรับพารามิเตอร์ M และ δ

$$V_{ab} = V_d = MV_{dc} |A| \quad (3.52)$$

เมื่อ

$$|A| = \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)$$

$$V_d = MV_{dc} \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{peak voltage}) \quad (3.53)$$

และ

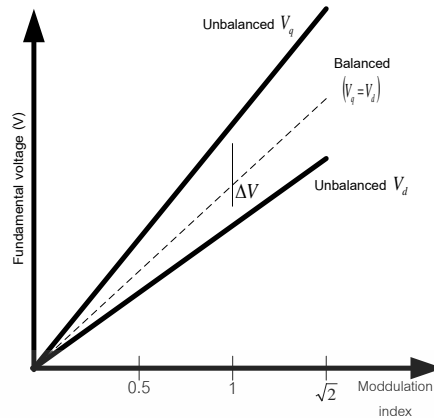
$$V_{cb} = V_q = MV_{dc} |B| \quad (3.54)$$

เมื่อ

$$V_q = MV_{dc} \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{peak voltage}) \quad (3.55)$$

$$\Delta V = V_q - V_d = MV_{dc} 2 \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (\text{peak voltage}) \quad (3.56)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตระหว่าง B-SVPWM และ U-SVPWM

3.6.2.1 หลักการสร้าง U-SVPWM ด้วยวงจรถอนาล็อก

จากหลักการ B-SVPWM ที่นำเสนอมาในเบื้องต้นไม่สามารถที่จะควบคุมขนาดแรงดันอ้างอิง V_d และ V_q ได้จึงนำเสนอหลักการ U-SVPWM ที่สามารถปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตที่มีขนาดแตกต่างกัน ตามโหนดที่ไม่สมมาตร โดยการเลื่อนมุมเฟสดังรูปที่ 3.16 ก็จะสามารถปรับเพิ่มหรือลดขนาดแรงดันเอาต์พุตทั้งสองได้โดยนำสมการที่ 3.26-3.31 หาความสัมพันธ์ของแรงดันอ้างอิง V_d และ V_q ได้ตามสมการที่ 3.58 และ 3.59

$$v_{br} = m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \delta\right) \quad (3.57)$$

$$v_{d1} = \overbrace{m2V_{dc} \sin\left(\frac{\pi - \delta}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.58)$$

$$v_{q1} = \overbrace{m2V_{dc} \cos\left(\frac{\pi - \delta}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.59)$$

$$\delta = 2 \sin^{-1}\left(\frac{V_q - V_d}{m2\sqrt{2}V_{dc}}\right) \quad (3.60)$$

โดยที่ $m = \frac{M}{\sqrt{2}}$ แทนค่าลงในสมการที่ 3.58 – 3.60 ได้สมการแรงดันเอาต์พุตที่มีความถี่มูลฐานดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{d1} = \overbrace{M\sqrt{2}V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.61)$$

$$v_{q1} = \overbrace{M\sqrt{2}V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right)}^{\text{Amplitude}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.62)$$

$$\delta = 2 \sin^{-1}\left(\frac{V_q - V_d}{2MV_{dc}}\right) \quad (3.63)$$

การกำหนดขนาดของแรงดันดีซีบัส ($2V_{dc}$) คำนวณได้จาก

$$\sqrt{(V_d)^2 + (V_q)^2} \leq 2V_{dc} \quad (3.64)$$

เมื่อ

$$V_d = M\sqrt{2}V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.65)$$

$$V_q = M\sqrt{2}V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (3.66)$$

3.6.2.2 สรุปหลักการ U-SVPWM

จากหลักการเทคนิคการมอดูเลตแบบเก่าคือแบบ Balance Space Vector Pulse width Modulation (B-SVPWM) ที่เป็นการมอดูเลตความกว้างของพัลส์สัญญาณที่มีขนาดแรงดันสองเฟสที่เท่ากัน ซึ่งจะไม่สามารถปรับขนาดของแรงดันได้ จึงได้มีการคิดหลักการมอดูเลตแบบใหม่ที่สามารถปรับขนาดแรงดันเอาท์พุทสองเฟสได้ โดยการนำฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ของแรงดันเฟสอ้างอิงมาเทียบกับสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน (SVPWM) ซึ่งหลักการที่กล่าวมานี้เรียกว่า “สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสไม่สมมาตร” โดยเงื่อนไขในการปรับขนาดของแรงดันนี้จะขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและมุม δ

3.6.3 การมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการสุ่มตัวอย่างสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชันจากสัญญาณธรรมชาติ[7] ต้องการการสวิตช์ที่กึ่งเฟสของอินเวอร์เตอร์ระหว่างเพิ่มและลดแรงดันไฟตรงที่มีความถี่คลื่นพาห์ ซึ่งการมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่อง ในการแบ่งการสวิตช์แบบต่อเนื่องนี้จะมีทุกๆไซเคิล

บทสรุปของแพทเทิร์นการสวิตช์ที่ถูกสร้างขึ้นโดยการมอดูเลชันโหมดต่อเนื่องในระดับสอง และ การมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่องของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่แรงดันระหว่างสายด้านนอก จะประมาณได้จากจุดศูนย์กลางครึ่งหนึ่งของคาบคลื่นพาห์ ซึ่งพัลส์วิดมอดูเลชันแบบปกติจะมีพัลส์การสวิตช์โดยประมาณจากจุดกึ่งกลาง อ้างอิงจากคลื่นที่ไม่ได้อยู่ระหว่างเปลี่ยนแปลงของคาบคลื่นพาห์สามเหลี่ยม ถึงแม้ว่าปกติการสวิตช์พัลส์วิดมอดูเลชันนี้จะมีตำแหน่งที่ถูกต้องอยู่ที่ตรงกลางของแต่ละช่วงเวลาทั้งแบบสมมาตรหรือไม่สมมาตรวิธีใดวิธีหนึ่ง เพราะฉะนั้นจากการสุ่มตัวอย่างนี้ โดยไม่คำนึงถึงการเปรียบเทียบตำแหน่งพัลส์ที่อยู่ในช่วงเวลาของคลื่นพาห์ซึ่งอยู่รอบๆคลื่นมูลฐานนี้ช่วยลดสัญญาณฮาร์โมนิกของการมอดูเลตธรรมชาติซึ่งจะมีการเปรียบเทียบกับมอดูเลชันแบบปกติ

จากตัวอย่างของพัลส์วิดมอดูเลชันแบบ single-edge การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์โดยคำนวณความกว้างพัลส์ของการสวิตช์เป็นการมอดูเลตแบบ dougle-edge ซึ่งตัวอย่างพัลส์วิดมอดูเลชันโดยธรรมชาติ ความกว้างของการสวิตช์นี้มีการแปรปรวนเล็กน้อยซึ่งอยู่ระหว่าง single และ double edge เมื่อมีการสวิตช์ของพัลส์ที่อยู่ในแต่ละคาบเวลาของคลื่นพาห์

จากวิเคราะห์ที่ได้นำเสนอในเบื้องต้น แสดงข้อเสียที่เกิดขึ้นของการรวมกันของ single - edge กับ double-edge ในการสวิตช์แรงดันในกึ่งเฟสจะประกอบด้วยฮาร์โมนิกทั้งสอง โดยปกติแล้วจะมีการกำจัดฮาร์โมนิกอันดับสอง ที่จะเกิดขึ้นกับการมอดูเลชันแบบ double edge ที่เกิดขึ้นไม่สูงมาก จะช่วยให้ฟังก์ชันสัมประสิทธิ์ที่ไซน์แบนฮาร์โมนิกนี้จะมีค่าน้อย เมื่อเพิ่มดัชนีการมอดูเลตเข้าไป ซึ่งหมายความว่าถึงความสูงของฮาร์โมนิกนี้จะดีขึ้นจากตัวเลขที่เพิ่มเข้าไปในการมอดูเลชันแบบ double edge

การเพิ่มฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นจากกระบวนการมอดูเลชันแบบ double edge โดยใช้ไซน์แบนฮาร์โมนิกส์ทุกๆพินดาเมนทอนของความถี่ ช่วงเวลาที่เพิ่มคลื่นพาห์เข้าไปจะค่อนข้างมากกว่าในช่วงเวลาของความถี่พินดาเมนทอนอันดับที่สอง จากการมอดูเลชันลำดับที่สองและในขณะที่ความกว้างของการสวิตช์พัลส์มีกระบวนการมอดูเลชันเช่นกัน ตำแหน่งของพัลส์เป็นเฟคเตอร์ที่ชัดเจนและมีการกระทำจนสิ้นสุดของกระบวนการการมอดูเลชัน

นอกจากนี้ตัวอย่างกระบวนการมอดูเลชันแบบ single - edge โดยปกติจะมีกระบวนการกำเนิดส่วนประกอบฮาร์โมนิกที่มากกว่าขั้นตอน double edge โดยเฉพาะอย่างยิ่งความสำคัญของส่วนประกอบฮาร์โมนิกลำดับที่สอง ในขณะที่จะถูกกำจัดจากแรงดันระหว่างสาย แรงดันทางด้านนอก

จะถูกกำจัดระหว่างกิ่งเฟสของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ซึ่งการเชื่อมต่อประเภทนี้จะไม่สม่ำเสมออาทิเช่น อินเวอร์เตอร์สามเฟส

จากแนวคิดในการกำจัดฮาร์มอนิกในคลื่นพาห์ โดยจะกำจัดระหว่างกิ่งเฟสของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่ใช้มอดูเลชันแบบ single-edge ตั้งแต่มีการกำจัดฮาร์มอนิกระหว่างแรงดันระหว่างสาย การสวิตช์รูปคลื่นทางด้านเอาต์พุตได้สร้างแรงดันสเปกตรัมฮาร์มอนิกทางด้านเอาต์พุตจากการสวิตช์ลำดับที่สอง เนื่องจากจุดกึ่งกลางของความถี่ที่มีคลื่นพาห์จะมีมากกว่าความถี่คลื่นพาห์สองเท่า อย่างไรก็ตามการหลีกเลี่ยงฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในรูปแบบการสวิตช์กิ่งเฟสโดยอาศัยสัญญาณที่ถูกที่กำจัดจากฮาร์มอนิกระหว่างกิ่งเฟส โดยนำเสนอการมอดูเลชัน double-edge สำหรับการสวิตช์ที่ความถี่ต่ำ และไม่พิจารณาผลจากการสวิตช์ที่ความถี่สูง

3.6.3.1 ฟังก์ชันการมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่อง[7]

จากการนำเสนอB-SVPWM หลักการคำนวณเวลาตามตัวอย่างของการคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตในเซกเตอร์ 1 แสดงให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้ถูกกำหนดโดยช่วงเวลาของ T_1, T_2 และ Switching frequency ถูกกำหนดโดย ΔT โดยการแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คำนวณเวลาในเซกเตอร์ที่เหลือได้ถูกแสดงไว้ในตารางที่ 3.8 สำหรับการวิเคราะห์สเปกตรัมของพัลส์วิดมอดูเลชันแบบคลื่นพาห์ซึ่งให้ผลลัพธ์ที่เหมือนกันกับการคำนวณเวลานั้น มีความจำเป็นเนื่องจากการวิเคราะห์ด้วยการคำนวณช่วงเวลาที่ได้กล่าวมาแล้ว อาจไม่สามารถมองเห็นภาพของการมอดูเลชันของสัญญาณ และการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต โดยทั่วไปแล้ววิธีสเปกตรัมของพัลส์วิดมอดูเลชันแบบคลื่นพาห์นี้ให้ความยุ่งยากมากกว่าแต่ก็ง่ายสำหรับการสร้างโดยหลักการสเปกตรัมของพัลส์วิดมอดูเลชันแบบคลื่นพาห์จะต้องทราบแรงดันอ้างอิงเพื่อที่จะใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาห์ ดังนั้นเมื่อทราบช่วงเวลา T_1, T_2 ในแต่ละเซกเตอร์จึงนำไปคูณกับแรงดัน v_{dc} ก็จะได้แรงดันค่าเฉลี่ยในแต่ละเฟสอ้างอิง โดยที่ลำดับการสวิตช์ในเซกเตอร์ 1 ถูกแบ่งออกเป็น Zero voltage space vector และ active vector โดยมี Zero voltage space vector time ($\overline{sv}_0, \overline{sv}_7$) เท่าๆ กันอยู่ในช่วงเวลาของครึ่งคาบของคลื่นพาห์ (Half carrier period) และมีรูปแบบพัลส์เป็นแบบสมมาตร ตัวอย่างเช่นในเซกเตอร์ 1 ในรูปที่ 2.26 มีรูปแบบพัลส์ที่ถูกสร้าง โดยลำดับของแอดทีฟสเปกตรัมในการคำนวณภายในครึ่งคาบของคลื่นพาห์ คือ $\overline{sv}_0 \rightarrow \overline{sv}_1 \rightarrow \overline{sv}_2 \rightarrow \overline{sv}_7$ และ สำหรับเซกเตอร์ที่ 2 คือ $\overline{sv}_0 \rightarrow \overline{sv}_3 \rightarrow \overline{sv}_2 \rightarrow \overline{sv}_7$ โดยคำนวณหาค่าแรงดันอ้างอิง เมื่อเทียบกับแรงดันที่จุดกึ่งกลางของบัสไฟตรง (DC-Bus) ตามสมการที่ (3.70) (3.71) และ (3.72)

$$v_{ao} = V_{dc} \left[\frac{T_{sv1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{sv2}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.67)$$

$$v_{bo} = V_{dc} \left[-\frac{T_{sv1}}{\Delta T/2} + \frac{T_{sv2}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.68)$$

$$v_{co} = V_{dc} \left[-\frac{T_{sv1}}{\Delta T/2} - \frac{T_{sv2}}{\Delta T/2} \right] \quad (3.69)$$

จากนั้นแทนค่า Space vector active times ที่ได้จากสมการ (3.23) - (3.24) ลงในสมการที่ (3.67)-(3.69) ได้ฟังก์ชันการมอดูเลต (Modulating function) หรือแรงดันเฟสอ้างอิงในแต่ละเฟส ตามสมการที่ (3.70) - (3.72)

$$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (3.70)$$

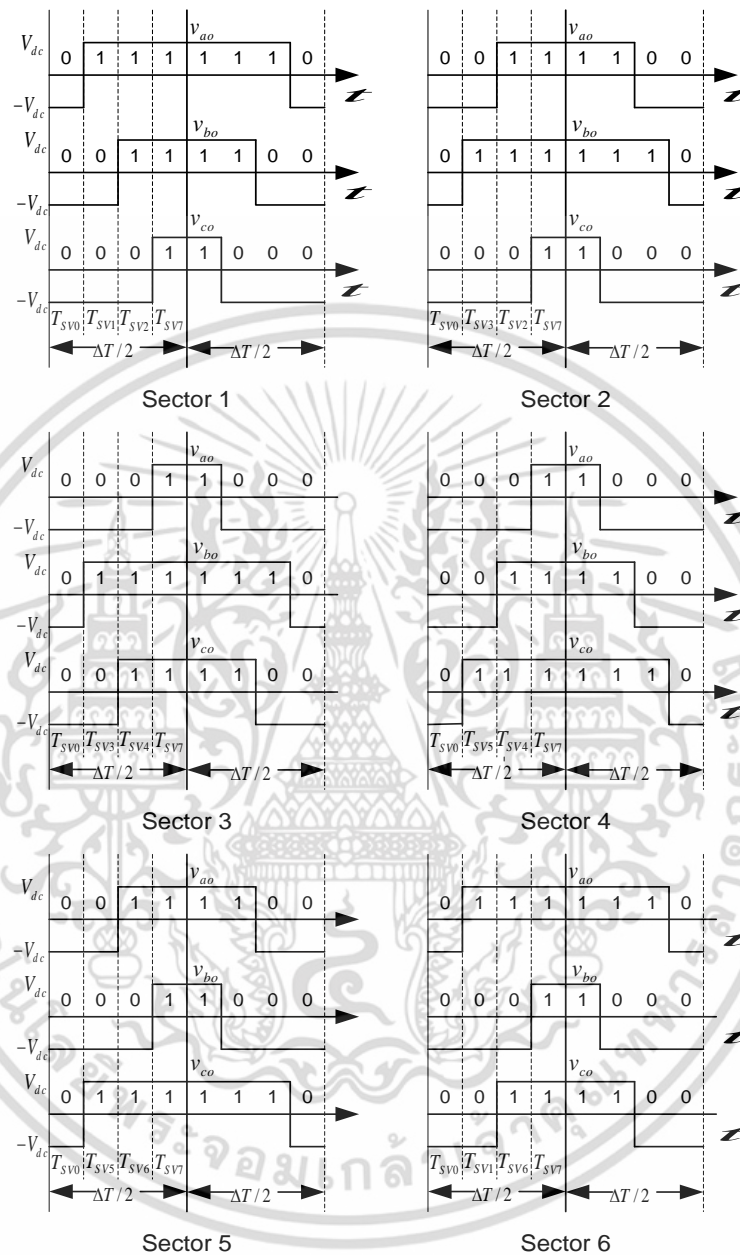
$$\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (3.71)$$

$$\frac{v_{co}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right] \quad (3.72)$$

โดยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบคลื่นพาห้จะต้องทราบแรงดันอ้างอิงเพื่อที่จะใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาห้ ดังนั้นเมื่อทราบช่วงเวลา T_1 และ T_2 ในแต่ละเซ็กเตอร์จึงนำไปคูณกับแรงดันไฟตรง V_{dc} ก็จะได้แรงดันค่าเฉลี่ยในแต่ละเฟสอ้างอิง โดยที่ลำดับการสวิตช์ในเซ็กเตอร์ 1 ถูกแบ่งออกเป็นเวกเตอร์แรงดันศูนย์และเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟ โดยมีเวกเตอร์แรงดันศูนย์ $(\overline{SV}_0, \overline{SV}_7)$ เท่าๆกันอยู่ในช่วงเวลาของครึ่งคาบของคลื่นพาห้ และมีรูปแบบพัลส์เป็นแบบสมมาตรตัวอย่างเช่นในเซ็กเตอร์ที่ 1 ในรูปที่ 3.19[9] มีรูปแบบพัลส์ที่ถูกสร้างโดยลำดับพัลส์ของเวกเตอร์แรงดันศูนย์และเวกเตอร์แรงดันแอกทีฟในการคำนวณภายในครึ่งคาบของคลื่นพาห้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\overline{SV}_0 \rightarrow \overline{SV}_1 \rightarrow \overline{SV}_2 \rightarrow \overline{SV}_7$ และสำหรับเซ็กเตอร์ที่สองคือ $\overline{SV}_0 \rightarrow \overline{SV}_3 \rightarrow \overline{SV}_2 \rightarrow \overline{SV}_7$ โดยช่วงคำนวณหาค่าแรงดันอ้างอิงเฉลี่ยเทียบกับแรงดันที่จุดกึ่งกลางของบัสไฟตรง



รูปที่ 3.19 รูปแบบพัลส์ของสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดิมอดูเลชันในแต่ละเซกเตอร์

สมการของแอมพลิจูดสเปซเวกเตอร์และแรงดันเฟสอ้างอิงแต่ละเฟส (Reference phase - voltage) ส่วนที่เหลือสรุปได้จากตารางที่ 3.8 โดยนำมาเขียนกราฟ Space vector active times หรือเวลาสวิตชิง T_1 และ T_2 โดยที่ $T_0 = \Delta T/2 - T_1 - T_2$ ได้ตามรูปที่ 3.20 (ก)และ(ข) คือรูปสัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงต่อหน่วย (p.u.) ในรูปของฟังก์ชันการมอดูเลต แรงดันเฟสอ้างอิงต่อหน่วย

นี้ใช้สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมหนึ่งหน่วย เพื่อให้เกิดสัญญาณพัลส์วิดิมอดูเลชัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.8 เวลาสวิตชิง และแรงดันอ้างอิงแต่ละเฟสกึ่ง(C-SVPWM) [9]

	Switching Time	Phase leg reference voltage
--	----------------	-----------------------------



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Sector 1 $0 \leq \theta_0 \leq \frac{\pi}{2}$	$T_{sv1} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv2}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_0\right) + \sin(\theta_0) \right]$
Sector 2 $\frac{\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{4}$	$\frac{T_{sv2}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv3}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[\sin\left(\theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) + \sqrt{2} \sin\left(\frac{3\pi}{4} - \theta_0\right) \right]$
Sector 3 $\frac{3\pi}{4} \leq \theta_0 \leq \pi$	$\frac{T_{sv3}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{sv4}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin(\pi - \theta_0) + \sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{4}\right) \right]$
Sector 4 $\pi \leq \theta_0 \leq \frac{3\pi}{2}$	$\frac{T_{sv4}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv5}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(\theta_0 - \pi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sin(\theta_0 - \pi) + \sin\left(\frac{3\pi}{2} - \theta_0\right) \right]$
Sector 5 $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_0 \leq \frac{7\pi}{4}$	$\frac{T_{sv5}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right)$ $\frac{T_{sv6}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\frac{7\pi}{4} - \theta_0\right) + \sin\left(\theta_0 - \frac{3\pi}{2}\right) \right]$
Sector 6 $\frac{7\pi}{4} \leq \theta_0 \leq 2\pi$	$\frac{T_{sv6}}{\Delta T/2} = \frac{M}{2} \sin(2\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{sv1}}{\Delta T/2} = \frac{M\sqrt{2}}{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = -\frac{M}{2} \left[\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{2} \left[-\sqrt{2} \sin\left(\theta_0 - \frac{7\pi}{4}\right) + \sin(2\pi - \theta_0) \right]$

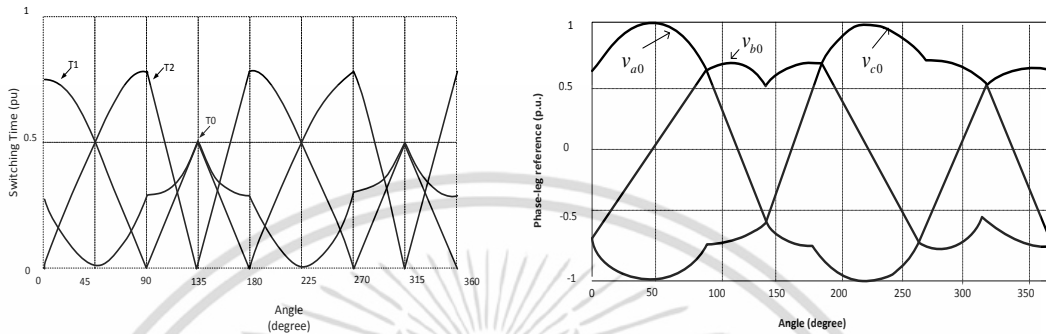
จากรูปที่ 3.20 (ก)และ(ข) นี้เป็นการปรับดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ $\sqrt{2}$ ซึ่งเป็นค่าสูงสุด ก่อนที่จะเกิดช่วงแรงดันโอเวอร์มอดูเลชัน (over modulation)

สำหรับการแปลงจากฟังก์ชันของ Space vector active times ของ T_1, T_2, T_0 ทั้ง 6 เซกเตอร์ ในรูปที่ 3.20(ก) ไปเป็นแรงดันเฟสอ้างอิงหนึ่งหน่วย p.u. ตามรูป 3.20(ข) พบว่าสัญญาณ

อ้างอิงทั้ง 3 เฟสมีรูปสัญญาณที่ไม่ใช่สัญญาณไซน์

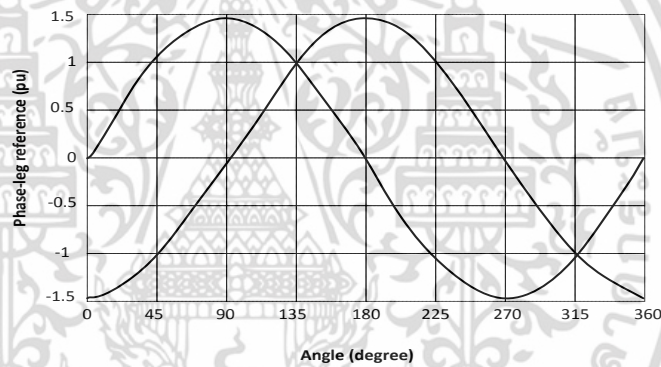
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากหลักการของสเปซเวกเตอร์ได้รวม ผลขององค์ประกอบแรงดันศูนย์ (Zero voltage component) เข้าไปด้วยอย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาผลของแรงดันระหว่างสายของแรงดันสองเฟสอ้างอิง v_{ab} และ v_{cb} ตามรูปที่ 3.20(ค) มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ที่มีขนาดแอมพลิจูดเท่ากัน ซึ่งเป็นไปตามหลักทฤษฎีของการมอดูเลชันแบบสเปซเวกเตอร์



(ก) ช่วงเวลาการสวิตซิ่ง (Switching times)

(ข) Balanced Output Voltage



(ค) แรงดันระหว่างสาย

รูปที่ 3.20 สัญญาณในโหมดต่อเนื่อง

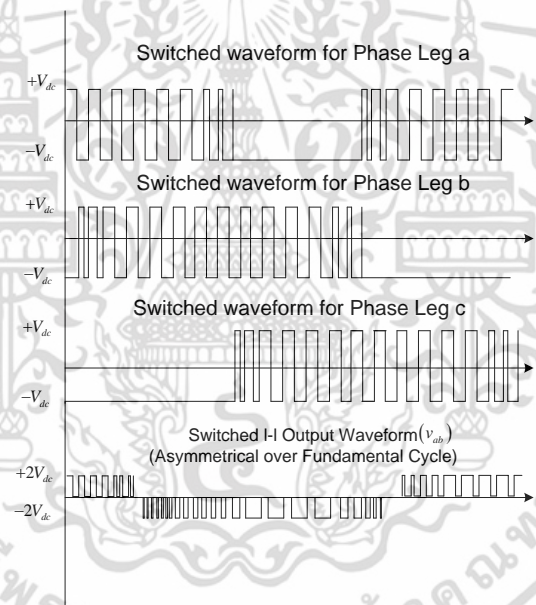
3.6.4 สเปซเวกเตอร์มอดูเลชันสามเฟสแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่อง [7]

วิธีการมอดูเลตสามารถอธิบายได้ว่าเมื่อสเปซเวกเตอร์แอกทีฟที่มีการทำงานอย่างต่อเนื่องในช่วงเวลาครึ่งคาบของคลื่นพาหะ (Half carrier period) โดยจะมีการกำจัดเวกเตอร์ศูนย์ที่อยู่ตรงกลางออกไปซึ่งวิธีการนี้มีข้อดีของการเปลี่ยนสถานะสวิตซ์ในแต่ละเวลาครึ่งคาบของคลื่นพาหะ (Half-carrier period) จะมีความถี่สวิตซิ่งเพิ่มขึ้นจากปกติ 3/2 เท่า ซึ่งจะสอดคล้องกับความสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ วิธีการนี้สามารถปรับปรุงสมรรถนะฮามอนิกส์ของอินเวอร์เตอร์ได้และข้อดีคือลดฮามอนิกส์ของการสวิตซิ่งความถี่สูง อย่างไรก็ตามข้อดีของวิธีการนี้จะขึ้นอยู่กับสมรรถนะของฮามอนิกส์ที่แม่นยำจากวิธีการมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่อง

3.6.4.1 การมอดูเลชันแบบไม่ต่อเนื่องที่มุม 120 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสวิตช์แบบไม่ต่อเนื่องจากการย้ายเวกเตอร์แอกทีฟเพื่อกำจัดหนึ่งในสองเวกเตอร์ที่มีวิธีการคล้ายกับการย้ายสถานะของ V_z สำหรับความแตกต่างของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันหนึ่งเฟสที่แตกต่างกับอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันสามเฟสนั้นคือแต่ละกิ่งจะถูกควบคุมการสวิตช์อย่างต่อเนื่องเพื่อกำหนดการจ่ายแรงดันไฟตรง $1/3$ ของรูปคลื่นความถี่มูลฐานที่ 120 องศา การเปลี่ยนแปลงนี้ถูกกำหนดระยะเวลาการมอดูเลชันแบบไม่ต่อเนื่อง 120 องศา และการวางเวกเตอร์ที่ต่อเนื่องไปพร้อมกับ sv_0 หรือ sv_7 โดยเวกเตอร์ศูนย์ที่ถูกกำจัดจะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟตรงที่ถูกใช้เหมือนกับอ้างอิงการแคลมป์ วิธีการมอดูเลชันแบบไม่ต่อเนื่องเป็นมุม 120 องศาจะทำให้สมรรถนะของฮามอนิกส์มีความเหมาะสมเมื่อเทียบกับวิธีการมอดูเลตแบบต่อเนื่องแต่อย่างไรก็ตามความถี่สวิตช์ยังเหมือนกับการมอดูเลตแบบต่อเนื่อง ข้อจำกัดของวิธีการนี้คือสวิตช์หนึ่งตัวของแต่ละกิ่งจะถูกปิดในช่วง 120 องศาโดยจะไม่มีมอดูเลตในขณะที่อุปกรณ์ตัวอื่นยังถูกนำกระแส ดังนั้นการสูญเสียในช่วงนำกระแสของการสวิตช์จะไม่เท่ากัน อย่างไรก็ตามสามารถหลีกเลี่ยงได้โดยการแคลมป์แรงดันไฟตรงทุกๆ ครึ่งคาบแสดงในรูปที่ 3.21

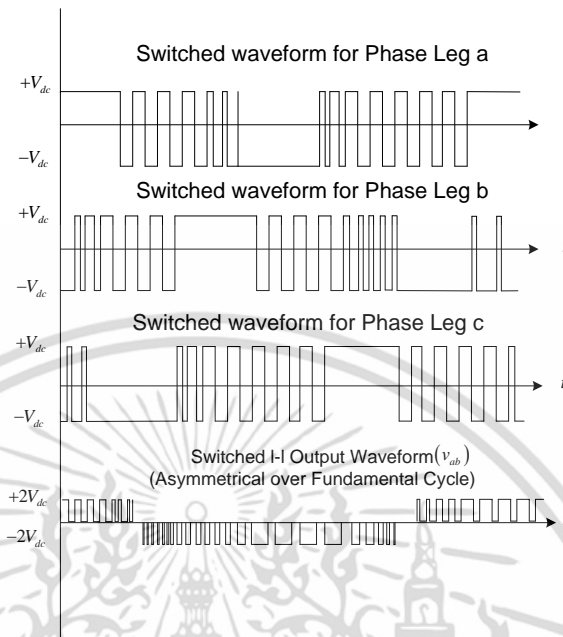


รูปที่ 3.21 แรงดันระหว่างสายและแรงดันกิ่งของเทคนิคDSVPWM มุม 120°

3.6.4.2 การมอดูเลชันแบบไม่ต่อเนื่องที่มุม 60 และ 30 องศา

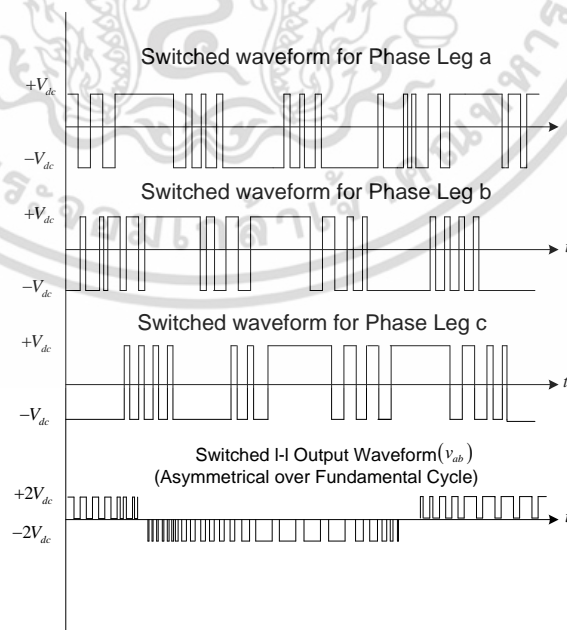
การมอดูเลตแบบไม่ต่อเนื่องถูกพัฒนาเพื่อทำให้ความสูญเสียสวิตช์มีความสมดุลจากการกำหนดตำแหน่งสเปซเวกเตอร์เพื่อที่จะกำจัดเวกเตอร์ศูนย์ SV_0 และ SV_7 สำหรับมุม 60 องศา ที่ต่อเนื่องกันของรูปคลื่นมูลฐานการจัดการนี้ถูกเรียกว่าการมอดูเลตไม่ต่อเนื่อง 60 องศา เนื่องจากในแต่ละกิ่งจะไม่มีมอดูเลตในช่วง 60 องศาเท่านั้น ซึ่งมีข้อดีคือแรงดันระหว่างสายเท่ากับรูปแบบของวิธีการนี้เป็นการกำหนดช่วงของสัญญาณพัลส์วิดท์ที่ไม่มีมอดูเลตของสวิตช์ของแต่ละกิ่งทั้งซีกบวกและซีกลบให้สมมาตรและเป็นตำแหน่งที่เหมาะสมสำหรับโหลดตัวต้านทานเนื่องจากว่าค่าสูงสุดของ

กระแสไหลที่ค่าสูงสุดของแรงดันมูลฐาน เพราะฉะนั้นในแต่ละกึ่งที่ไม่มีการสวิตช์ในช่วงเวลาที่กระแสมีค่าสูงสุดจะทำให้ค่าความสูญเสียที่ต่ำสุดแสดงในรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 แรงดันระหว่างสายและแรงดันกึ่งของเทคนิคDSVPMW มุม 60°

สำหรับโหนดที่ตัวประกอบกำลังล้าหลังทำได้มากที่สุดถึง 30องศาขึ้นอยู่กับตัวประกอบกำลังของกระแสไหล สำหรับตัวประกอบกำลังนำหน้าก็ทำได้มากถึง 30องศาเช่นกันโดยแสดงในรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 แรงดันระหว่างสายและแรงดันกึ่งของเทคนิคDSVPMW มุม 30°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.5 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบไม่ต่อเนื่องสองเฟส

หลักการสเปซเวกเตอร์แบบพัลส์ไม่ต่อเนื่อง(DSVPWM) จะเป็นการใช้วิธีการกำจัดเวกเตอร์แรงดันศูนย์ SV_0 (DPWMMAX) หรือ(DPWMMIN) โดยให้มีเวลาหยุดการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์กำลังในแต่ละเซกเตอร์ดังรูปที่ 3.24 ซึ่งเป็นการนำ SV_7 เพื่อไม่ให้เกิดการสวิตช์ในเฟส C ในเซกเตอร์ 1 และ 2 ซึ่งดูได้จากสัญญาณแรงดันอ้างอิง โดยวงจรสำหรับโหลดสองเฟสนั้นแสดงในรูปที่ 2.2

จากรูปแบบการสวิตช์ในรูปที่ 3.24 นำช่วงเวลาของการเกิดสวิตช์ในสมการที่ 3.76-3.78 แทนค่า space vector active time ลงในสมการที่ 3.73-3.75 ได้ฟังก์ชันการมอดูเลต (modulating function) หรือแรงดันเฟสอ้างอิงในแต่ละเฟสตามสมการที่ 3.76-3.78

$$v_{az} = V_{dc} \frac{2}{\Delta T} (T_{sv1} + T_{sv2} - T_{sv0}) \quad (3.73)$$

$$v_{bz} = V_{dc} \frac{2}{\Delta T} (-T_{sv1} + T_{sv2} - T_{sv0}) \quad (3.74)$$

$$v_{cz} = V_{dc} \frac{2}{\Delta T} (-T_{sv1} - T_{sv2} - T_{sv0}) \quad (3.75)$$

โดยที่

$$T_{sv1} + T_{sv2} - T_{sv0} = \frac{\Delta T}{2}$$

จะได้

$$\frac{V_{ao}}{V_{dc}} = M|A|\cos(\theta_0) + M|B|\sin(\theta_0) - 1 \quad (3.76)$$

$$\frac{V_{bo}}{V_{dc}} = M|B|\sin(\theta_0) - 1 \quad (3.77)$$

$$\frac{V_{co}}{V_{dc}} = -1 \quad (3.78)$$

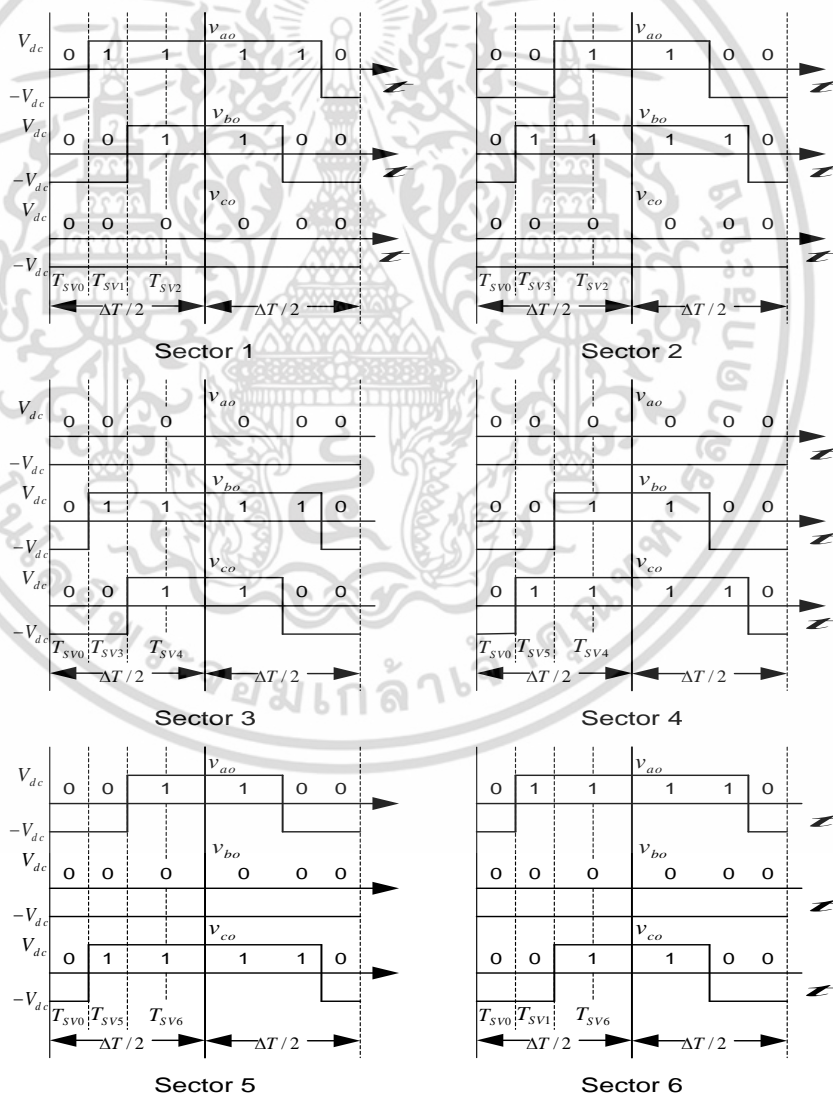
สมการของแอกทีฟสเปซเวกเตอร์และแรงดันเฟสอ้างอิงแต่ละกึ่งเฟส (Reference phase voltage) ส่วนที่เหลือสรุปได้จากตารางที่ 3.9 โดยนำมาเขียนกราฟ space vector active time หรือเวลาสวิตช์ T_1 และ T_2 โดยที่ $T_0 = \Delta T/2 - T_1 - T_2$ ได้ตามรูปที่ 3.20 (ก) และ (ข) คือรูปเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแรงดันเฟสอ้างอิงต่อหน่วย (p.u.) ในรูปของฟังก์ชันการมอดูเลต แรงดันเฟสอ้างอิงต่อหน่วยนี้ใช้สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมหนึ่งหน่วย เพื่อให้เกิดสัญญาณ PWM

โดยสามารถหาค่าเอาต์พุตได้จากสมการ

$$V_d = MV_{dc} |A| \tag{3.79}$$

$$V_q = MV_{dc} |B| \tag{3.80}$$



รูปที่ 3.24 ตำแหน่งการวางของเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

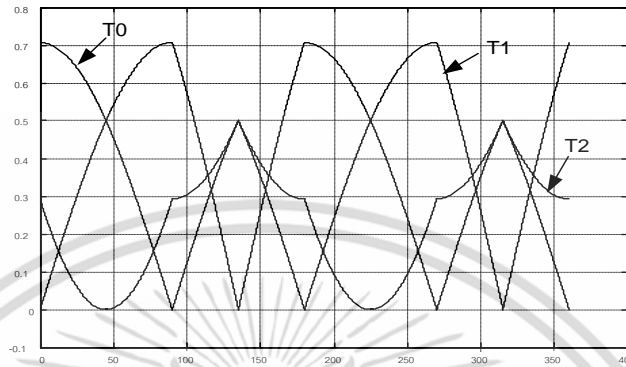
จากรูปที่ 3.24 [9] แสดงตำแหน่งการวางเวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์ โดยจะแบ่งออกเป็น 6 เซกเตอร์การทำงาน ในหัวข้อนี้ได้นำเสนอการมอดูเลตในโหมดไม่ต่อเนื่อง โดยในที่นี้จะเป็นการกำจัดเวกเตอร์แรงดันศูนย์ ซึ่งสามารถลดการสวิตช์ไปได้ในช่วงระยะเวลาหนึ่ง

ตารางที่ 3.9 เวลาสวิตซ์ และแรงดันแต่ละเฟสกึ่ง (D-SVPWM)

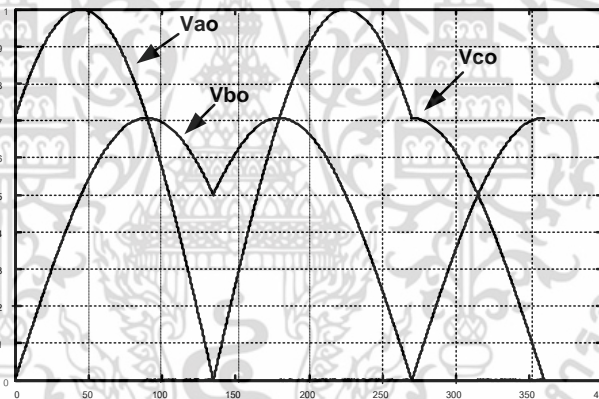
	Switching times	Phase leg reference
Sector 1	$\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin(\pi/2 - \theta_0)$ $\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = M \left[A \cos(\theta_0) + B \sin(\theta_0) \right] - 1$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = M B \sin(\theta_0) - 1$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = -1$
Sector 2	$\frac{T_{SV2}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin(\pi/4)} \sin(3\pi/4 + \phi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV3}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \sin(\theta_0 - \pi/2)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M B }{\sin(\pi/4 + \phi)} \sin(3\pi/4 + \phi - \theta_0) - 1$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{\sin(\pi/4 + \phi)} \left[B \sin(3\pi/4 + \phi - \theta_0) + C \sin(\theta_0 - \pi/2) \right] - 1$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = -1$
Sector 3	$\frac{T_{SV3}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \sin(\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \sin(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = -1$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = \frac{M}{\sin(\pi/4 - \phi)} \left[C \sin(\pi - \theta_0) + A \sin(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi) \right] - 1$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M A }{\sin(\pi/4 - \phi)} \sin(\theta_0 - 3\pi/4 - \phi) - 1$
Sector 4	$\frac{T_{SV4}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2} \sin(3\pi/2 - \theta_0)$ $\frac{T_{SV5}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2} \sin(\theta_0 - \pi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = -1$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = M A \sin(3\pi/2 - \theta_0) - 1$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = M \left[A \sin(3\pi/2 - \theta_0) + B \sin(\theta_0 - \pi) \right] - 1$
Sector 5	$\frac{T_{SV5}}{\Delta T/2} = \frac{M B }{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \sin(7\pi/4 + \phi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV6}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4 + \phi)} \sin(\theta_0 - 3\pi/2)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M C }{\sin(\pi/4 + \phi)} \sin(\theta_0 - 3\pi/4) - 1$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = -1$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M}{\sin(\pi/4 + \phi)} \left[B \sin(7\pi/4 + \phi - \theta_0) + C \sin(\theta_0 - 3\pi/2) \right] - 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Sector 6	$\frac{T_{SV6}}{\Delta T/2} = \frac{M C }{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \sin(2\pi - \theta_0)$ $\frac{T_{SV1}}{\Delta T/2} = \frac{M A }{2 \sin(\pi/4 - \phi)} \sin(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi)$	$\frac{v_{ao}}{V_{dc}} = \frac{M}{\sin(\pi/4 - \phi)} [C \sin(2\pi - \theta_0) + A \sin(\theta_0 - 7\pi/4 - \phi)] - 1$ $\frac{v_{bo}}{V_{dc}} = -1$ $\frac{v_{co}}{V_{dc}} = \frac{M C }{\sin(\pi/4 - \phi)} \sin(2\pi - \theta_0) - 1$
----------	--	---



(ก) ช่วงเวลาการสวิตช์



(ข) สัญญาณแรงดันไม่สมดุลแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่อง

รูปที่ 3.25 ช่วงเวลาการสวิตช์

รูปที่ 3.25 เป็นการจำลองการมอดูเลตแรงดันอ้างอิงในแต่ละกึ่งเฟสและแรงดันเอาต์พุตที่มุม $\delta = 0^\circ$ และดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 1 ซึ่งผลที่ได้พบว่าการปรับมุม δ สูงขึ้นทำให้ขนาดของแรงดัน v_{d1} สูงกว่า v_{d1} เป็นการพล็อตแรงดันอ้างอิงที่กำจัดเวกเตอร์แรงดันศูนย์ \overline{SV}_0 โดยกำหนดให้ $M=1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงเรื่องเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นที่ได้พัฒนามาจากสัญญาณไซน์-สามเหลี่ยมด้วยสัญญาณแบบธรรมชาติ ซึ่งในเทคนิคสเปซเวกเตอร์ที่ได้นำเสนอนี้เป็นแบบให้แรงดันสมดุลและไม่สมดุล โดยมาจากการวิเคราะห์ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ของแรงดันอ้างอิงเทียบกับสัญญาณสเปซเวกเตอร์ จากหลักการแบบเก่านั้นจะเป็นแบบจ่ายแรงดันสมดุลจะไม่สามารถทำการปรับค่าแรงดันให้ต่างกันได้ จึงได้นำหลักการใหม่คือสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นแบบให้แรงดันเฟสไม่สมมาตร (U-SVPWM) เพื่อนำไปขับเคลื่อนโหลดประเภทที่เป็นสองเฟสที่ต้องการแรงดันสองเฟสที่ไม่เท่ากัน อีกทั้งยังได้กล่าวถึงฟังก์ชันการมอดูเลตในโหมดต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องในทางทฤษฎี โดยได้นำทฤษฎีในบทนี้ไปทำการทดลองในวิทยานิพนธ์ต่อไป

บทที่ 4

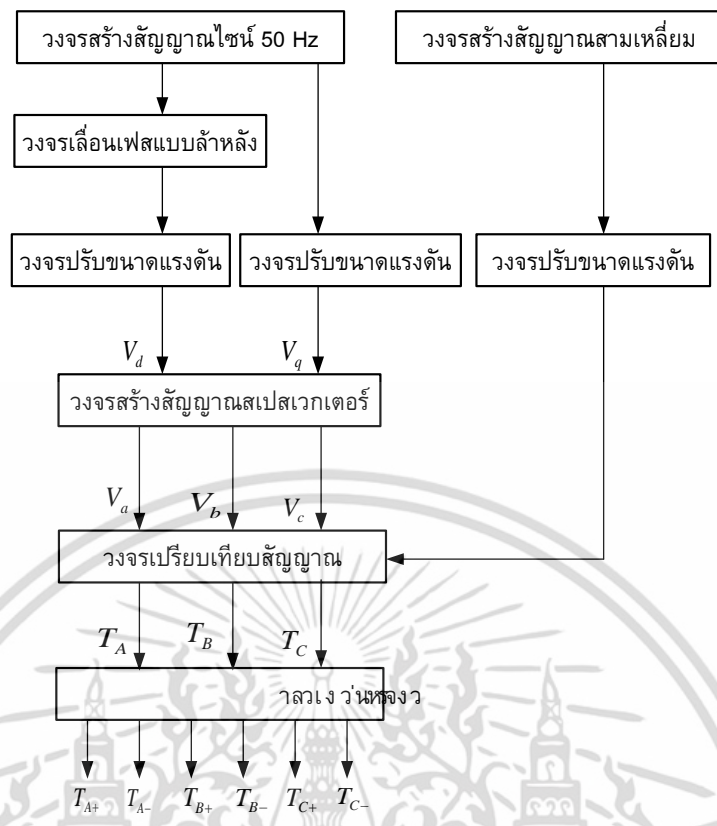
การออกแบบการสร้างสัญญาณควบคุมด้วยวงจรถอด

4.1 บทนำ

การออกแบบและสร้างวงจรถอบขึ้นอยู่กับการใช้งานเช่นการสร้างสัญญาณควบคุม ระบบป้องกันต่างๆ ตามความเหมาะสมซึ่งในงานวิจัยนี้ได้จัดทำวงจรถอบเพื่อสร้างสัญญาณให้ไปควบคุมวงจรถอบ

จากบททฤษฎีของอินเวอร์เตอร์และเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นที่ได้กล่าวมาในเบื้องต้นสามารถนำความรู้ทางด้านหลักการคณิตศาสตร์มาวิเคราะห์เพื่อออกแบบวงจรถอดโดยการเลือกใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์มาสร้างสัญญาณควบคุมเพื่อที่นำสัญญาณในการสวิตช์นั้นไปใช้กับวงจรถอบอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรืออินเวอร์เตอร์

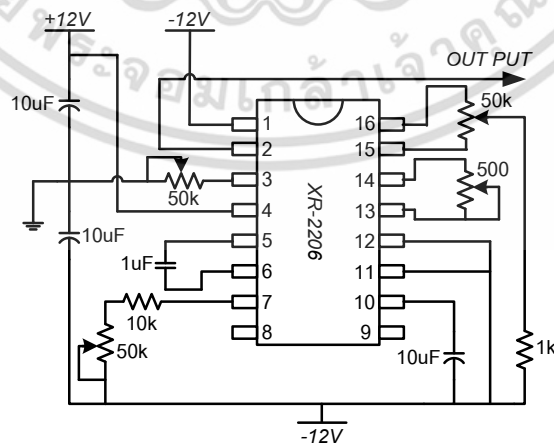
ในบทนี้จะอธิบายถึงการออกแบบชุดสร้างสัญญาณควบคุมเพื่อที่จะนำสัญญาณที่ได้ไปควบคุมวงจรถอบ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอในเรื่องของการสร้างสัญญาณควบคุมด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นจากวงจรถอด ซึ่งสามารถปรับขนาดแรงดันเพื่อทำการทดสอบในการจ่ายแรงดันสองเฟสไม่สมดุล เมื่อได้สัญญาณ SVPWM นำไปมอดูเลตกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อให้ได้สัญญาณขับและในการสร้างแบบอนาล็อกนี้ยังสามารถกำหนดค่าความถี่ในการสวิตช์ได้ ซึ่งในรายละเอียดของวงจรถอบสร้างสัญญาณนั้นจะกล่าวถึงรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรรวมไอซี

4.2 การออกแบบและสร้างวงจรรวมสร้างแรงดันสัญญาณไซน์

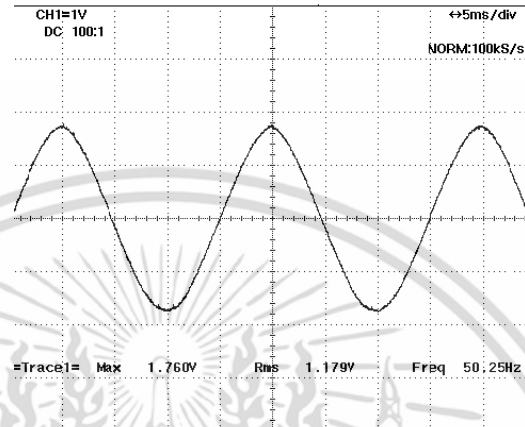
ในการสร้างสัญญาณไซน์ วงจรการสร้างแรงดันสัญญาณไซน์อยู่หลายรูปแบบด้วยกัน สำหรับงานวิจัยนี้จะเลือกใช้ XR2206 เป็นตัวสร้างสัญญาณไซน์ซึ่งมีการปรับค่าความถี่ให้ใกล้เคียงความถี่ 50 Hz มากที่สุด โดยรูปที่ 4.2 เป็นวงจรผลิตแรงดันรูปคลื่นไซน์



รูปที่ 4.2 วงจรผลิตแรงดันรูปคลื่นไซน์ความถี่ 50 Hz โดยใช้ไอซีเบอร์ XR 2206

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

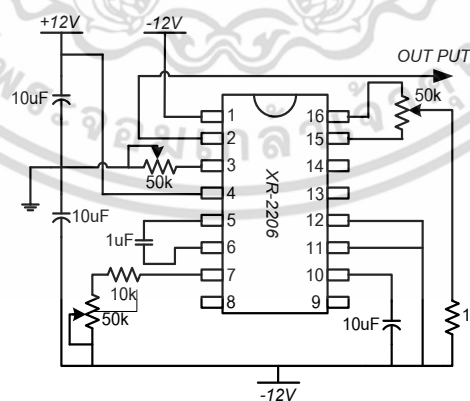
ในส่วนของการสร้างสัญญาณไซน์เพื่อนำไปมอดูเลตกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อเป็นสัญญาณขับวงจรถักกำลัง จะใช้ไอซีเบอร์ XR2206 โดยใช้ค่าตัวต้านทานขนาด 500 โอห์ม คร่อมระหว่างขา 13 และขา 14 ซึ่งสัญญาณที่เป็น sine wave ที่จะนำไปใช้จะออกมาจากขา 2 ของไอซี ซึ่งสัญญาณที่ได้ออกมาดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 คลื่นแรงดันสัญญาณไซน์โดยไอซี XR 2206

4.3 การออกแบบและสร้างวงจรถักแรงดันสัญญาณสามเหลี่ยม

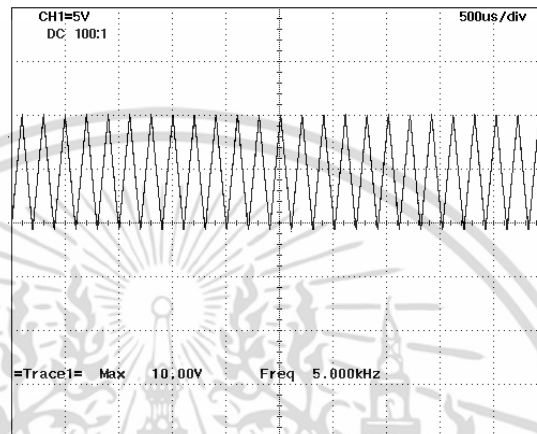
ในการสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเรายังนำเอาไอซีเบอร์ XR2206 มาสร้างเป็นวงจรถักแรงดันสัญญาณรูปสามเหลี่ยมโดยมีการดัดแปลงวงจรเพิ่มเติมดังรูปที่ 4.3 แสดงวงจรผลิตรูปคลื่นแรงดันสามเหลี่ยม



รูปที่ 4.4 วงจรผลิตรูปคลื่นแรงดันสามเหลี่ยม โดยใช้ไอซีเบอร์ XR 2206

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

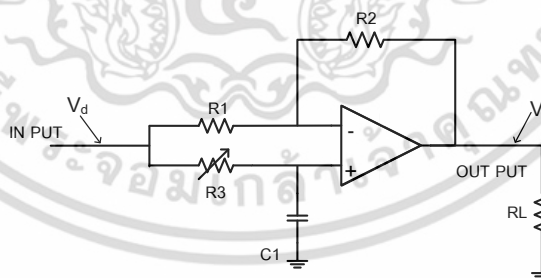
จากการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม โดยใช้ไอซีเบอร์ XR2206 เป็นการสร้าง ซึ่งในการสร้างนี้ จะใช้ไอซีเบอร์เดียวกับการสร้างสัญญาณไซน์ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงการต่อวงจร โดยการถอดตัวต้านทานที่ขั้วนาบระหว่างขาที่ปรับแต่งสัญญาณอินพุตออก และนำสัญญาณด้านนอกที่ขา 2 ไปใช้เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อนำไปมอดูเลตกับสัญญาณไซน์ที่ได้มาจากรูปที่ 4.4 และสัญญาณที่ได้นั้นเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 5 kHz ดังแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 คลื่นแรงดันสามเหลี่ยม โดยใช้ไอซีเบอร์ XR 2206

4.4 การออกแบบและสร้างวงจรเลื่อนเฟสแบบล่าหลัง

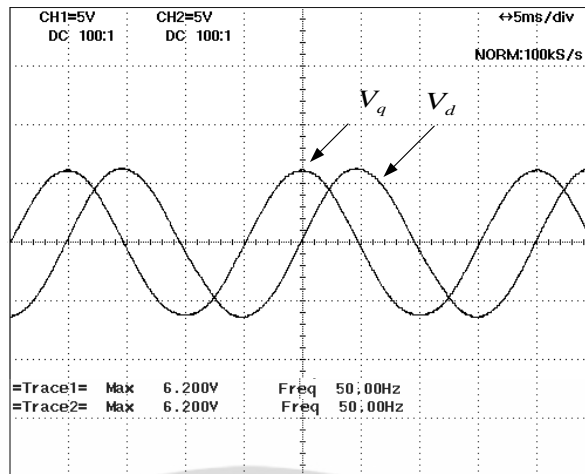
โดยในวงจรนี้จะทำการนำแรงดันสัญญาณไซน์ที่ได้มาแยกเป็นสองสัญญาณโดยสัญญาณที่ได้จะมีเฟสล่าหลังอยู่ 90 องศา โดยรูปที่ 4.6 แสดงวงจรเลื่อนเฟสแบบล่าหลัง



รูปที่ 4.6 วงจรเลื่อนเฟสแบบล่าหลัง

จากที่ได้รูปคลื่นสัญญาณไซน์จากไอซี XR2206 และจะนำสัญญาณไซน์ที่ได้นั้นมาแยกเป็นสัญญาณไซน์สองลูกที่มีเฟสล่าหลังอยู่ 90 องศา โดยการใช้โอปแอมป์เบอร์ HA7741 มาสร้างสัญญาณเลื่อนเฟสแบบล่าหลัง ซึ่งในวงจรจะสามารถเลื่อนเฟสได้ตามที่จะกำหนด โดยมีการต่อตัวต้านทานแบบปรับค่าได้เข้าไปที่ขา V_{in} หรือขา 3 ของไอซี HA7741 โดยจะแสดงในรูปที่ 4.7

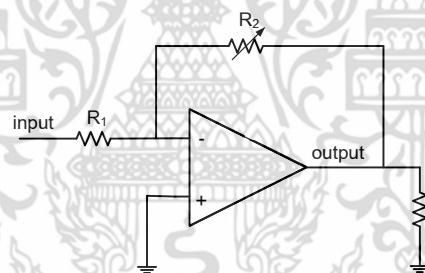
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 คลื่นแรงดันสัญญาณคลื่นเฟสแบบล้าหลัง

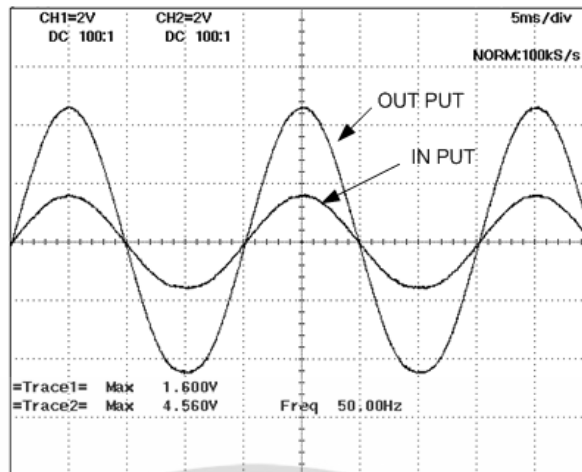
4.5 การออกแบบและสร้างวงจรปรับขนาดแรงดัน

วงจรนี้มีส่วนสำคัญอย่างมาก เพื่อให้ค่าของแรงดัน V_d, V_q มีค่าที่เปลี่ยนไปเพื่อให้สามารถควบคุมแรงดันทั้งสองเฟสให้สามารถทำงานได้ โดยรูปที่ 4.8 แสดงวงจรปรับขนาดแรงดัน



รูปที่ 4.8 วงจรปรับขนาดแรงดัน

เมื่อได้สัญญาณที่ทำการเลื่อนเฟสจากรูปที่ 4.7 แล้ว หลังจากนั้นได้กำหนดให้เป็นสัญญาณแรงดัน V_d และ V_q ซึ่งในการที่จะทดสอบในเรื่องของการมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสสมดุลสองเฟสและไม่สมดุลสองเฟส โดยการปรับขนาดแรงดันสามารถทำได้จากการใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ HA7741 มาสร้างเป็นวงจรปรับขนาดแรงดัน เพื่อทำการควบคุมแรงดันทั้งสองเฟสโดยในวงจรสามารถปรับขนาดแรงดันได้ที่ตัวต้านทานที่คร่อมระหว่างขาอินพุตและขาเอาท์พุทของตัวออปแอมป์ ซึ่งในรูปที่ 4.9 แสดงการปรับเพิ่มแรงดันจาก 1.6V เป็น 4.56V



รูปที่ 4.9 ผลของวงจรปรับขนาดแรงดัน(5 ms/div และ 2 V/div)

4.6 วงจรสร้างสัญญาณ U-SVPWM และ B-SVPWM

การกำหนดแรงดันเอาต์พุต ซึ่งมีค่าเท่ากับ V_d และ V_q ใช้หลักการของสมการ (4.1) และ (4.2) เมื่อแทนค่า $|A|$ และ $|B|$ จากสมการที่ (3.79) และ (3.80) จะเขียนเป็นสมการได้

$$V_d = MV_{dc} \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.1)$$

$$V_q = MV_{dc} \sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.2)$$

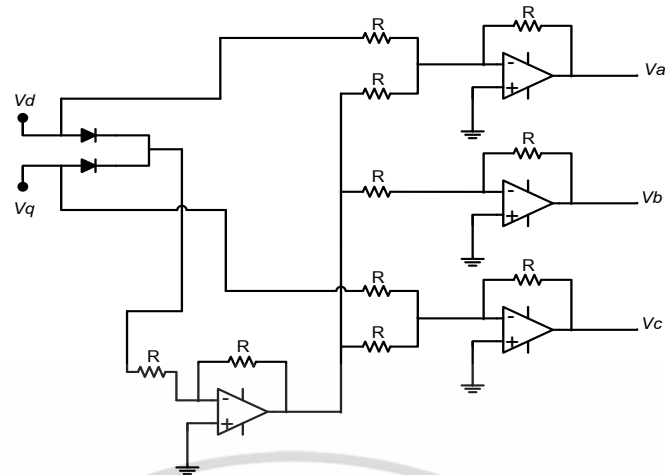
การกำหนดมุม δ ที่คำนวณจากสมการ (3.1) และสมการ (3.2)

$$\delta = -40 \text{ จะได้ } V_d = 0.90, V_q = 0.42 \quad \delta = 40 \text{ จะได้ } V_d = 0.42, V_q = 0.90$$

$$\delta = -20 \text{ จะได้ } V_d = 0.82, V_q = 0.574 \quad \delta = 20 \text{ จะได้ } V_d = 0.574, V_q = 0.82$$

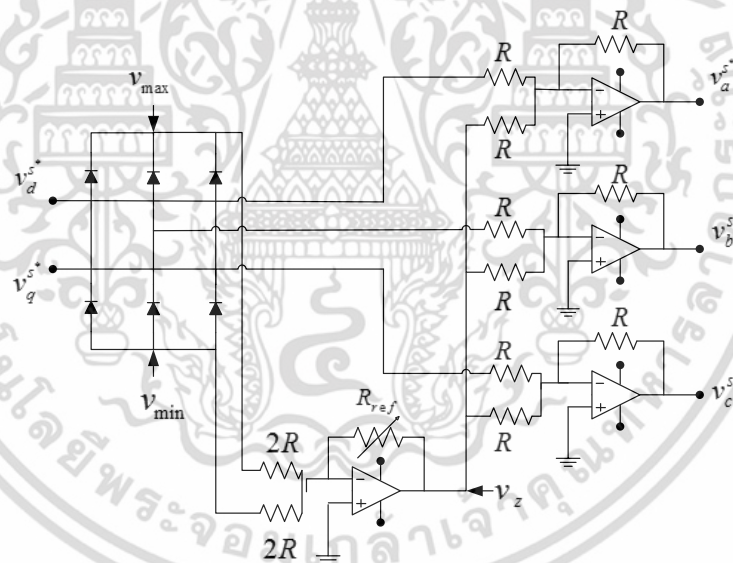
$$\delta = 0 \text{ จะได้ } V_d = 0.70, V_q = 0.70$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 วงจรสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบโหมตพัลส์ไม่ต่อเนื่อง

จากรูปที่ 4.10 เป็นการสร้างสัญญาณ U-SVPWM แบบโหมตพัลส์ไม่ต่อเนื่องโดยการใช้ OP-AMP เบอร์741 ซึ่งจะได้สัญญาณควบคุม 3 เฟสคือ V_a , V_b และ V_c ซึ่งจะนำไปใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่ง



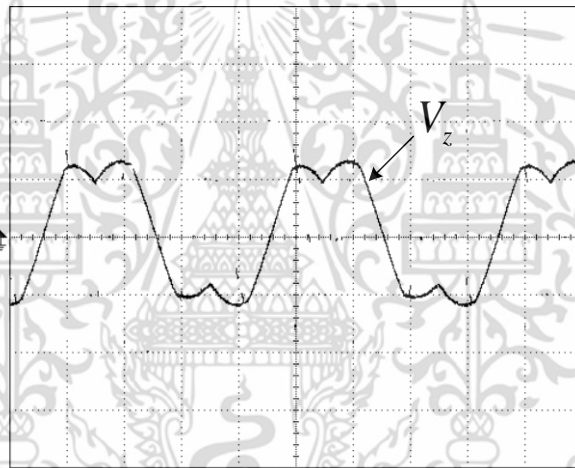
รูปที่4.11 วงจรสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบโหมตพัลส์ต่อเนื่อง

จากรูปที่ 4.11 เป็นการนำ op-amp เบอร์741 ทั้งหมดสี่ตัวมาสร้างเป็นวงจรสร้างสัญญาณ U-SVPWM แบบโหมตพัลส์ต่อเนื่องซึ่งจะได้สัญญาณควบคุม 3 เฟสคือ V_a , V_b และ V_c โดยนำไปใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่ง

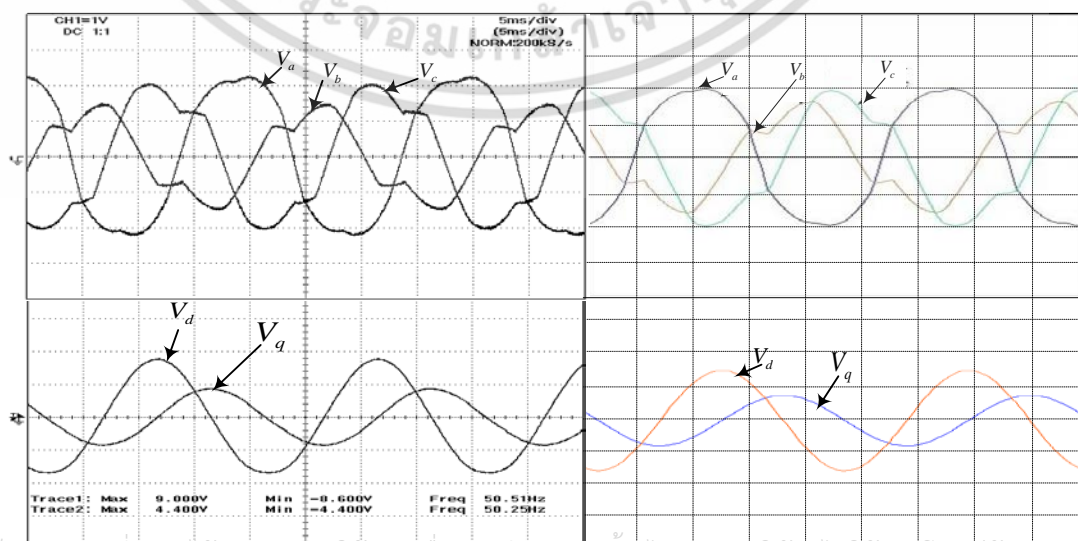
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.1 ผลจากวงจรสร้างสัญญาณ U-SVPWM และ B-SVPWMแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง

ในการสร้างสัญญาณควบคุมแบบอนาล็อกซึ่งได้มาจากสัญญาณไซน์ มาสร้างสัญญาณ SVPWMที่จะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม เพื่อให้ได้สัญญาณพัลส์นำไปขับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การสร้างวงจรโดยใช้ไดโอดจำนวน 6 ตัว และไอซีออปแอมป์ UA741 ทั้งหมด 4 ตัว และได้สัญญาณ SVPWM แบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง โดยมีสัญญาณทั้งด้านบวกและลบ อีกทั้งยังสามารถปรับขนาดแรงดันตามที่ได้คำนวณจากสมการที่ 3.65-3.66 ในการวัดแรงดันอ้างอิง V_z จะแสดงในรูปที่ 4.12 หลังจากได้สัญญาณที่มาจากการทดสอบ และได้นำมาเปรียบเทียบกับผลกับการจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ที่ทำการจำลองก่อนหน้าจะทำการทดสอบ เพื่อให้ผลการจำลองและการทดสอบสอดคล้องกัน จะแสดงในรูปที่ 4.13 ถึง 4.15

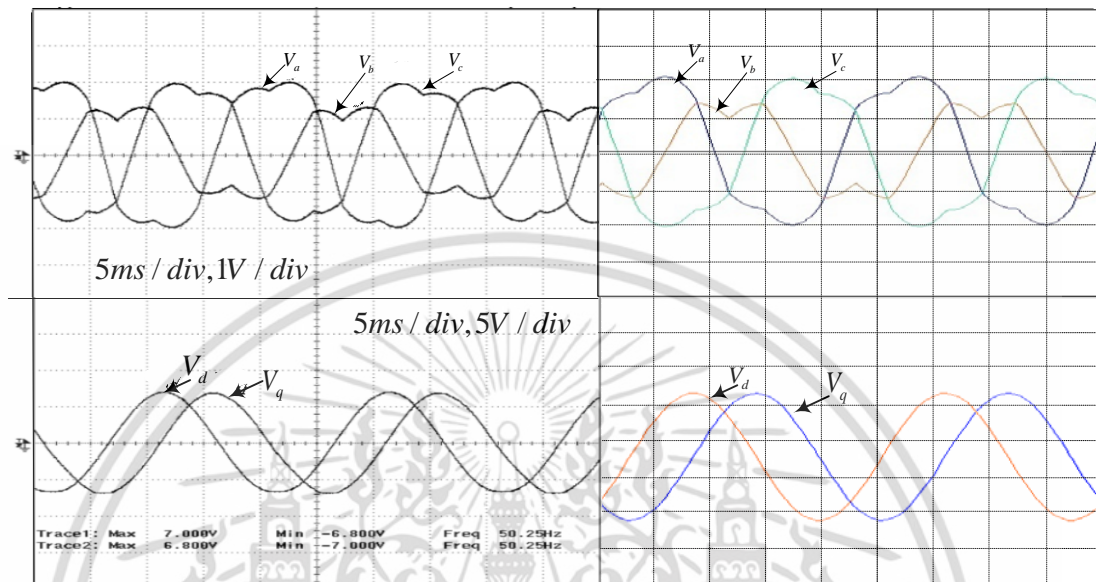


รูปที่ 4.12 สัญญาณแรงดันอ้างอิง V_z

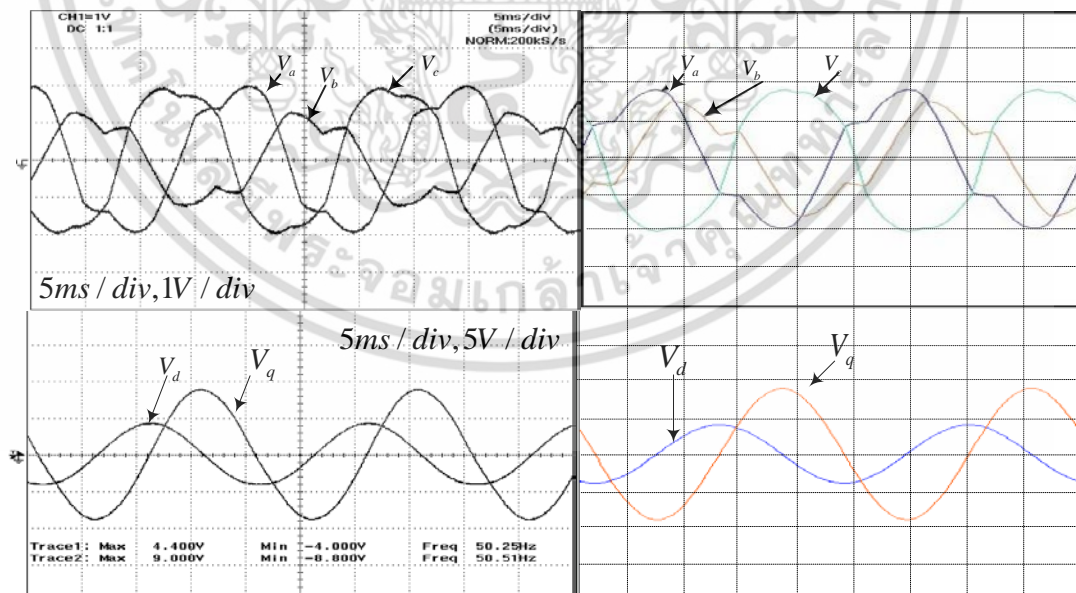


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.13 สัญญาณแรงดันต้นวัตจากวงจรจริงที่ได้จาก U-SVPWM เมื่อ $\delta = -40$ องศา
เป็นการมอดูเลตแบบโหมตพัลส์ต่อเนื่อง



รูปที่ 4.14 สัญญาณแรงดันต้นวัตจากวงจรจริงที่ได้จาก B-SVPWM เมื่อ $\delta = 0$ องศา
เป็นการมอดูเลตแบบโหมตพัลส์ต่อเนื่อง



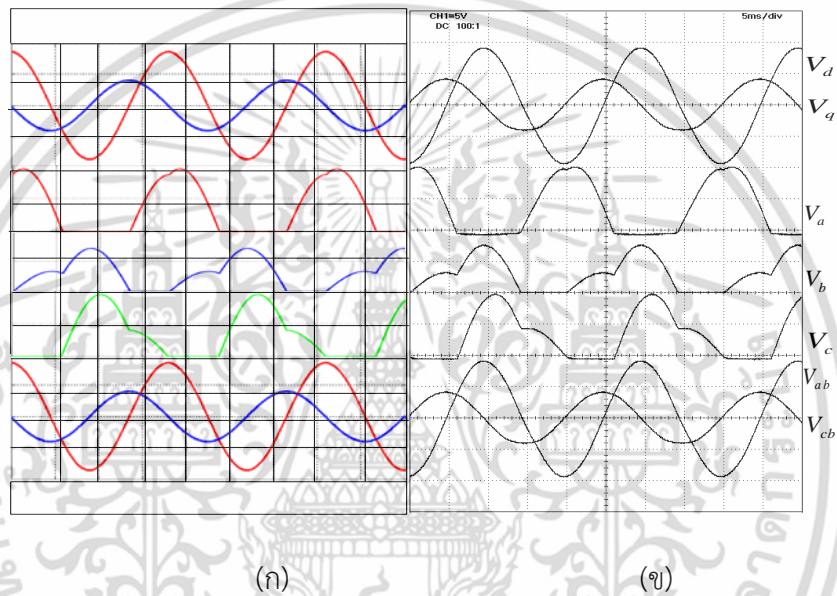
รูปที่ 4.15 สัญญาณแรงดันต้นวัตจากวงจรจริงที่ได้จาก B-SVPWM เมื่อ $\delta = 40$ องศา
เป็นการมอดูเลตแบบโหมตพัลส์ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.2 ผลจากวงจรสร้างสัญญาณ U-SVPWM และ B-SVPWM แบบโหมดพัลส์ไม่

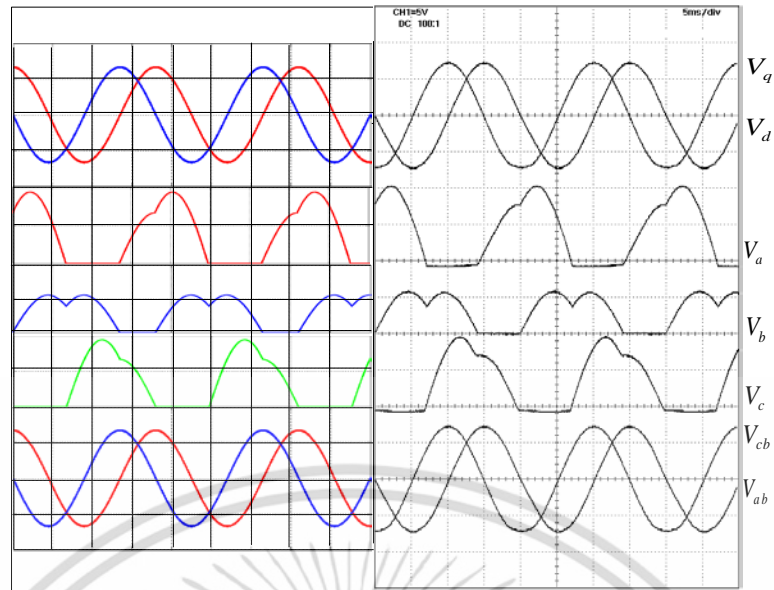
ต่อเนื่อง

จากสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ได้นำมาสร้างสัญญาณ SVPWM แบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง โดยการใช้ไดโอด 2 ตัว และไอซีออปแอมป์ UA741 จะได้สัญญาณแบบครึ่งคลื่น ซึ่งได้นำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม และนำไปใช้สัญญาณขับอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยหลังจากที่ได้สัญญาณที่สร้างมาจากวงจรนาฬิกา และนำไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองโดยโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งจะทำให้สอดคล้องกันระหว่างการจำลองและผลการทดลอง



รูปที่ 4.16 (ก) การจำลองวงจรสเปซเวกเตอร์โหมดไม่ต่อเนื่องแบบ U-SVPWM

(ข) การทดสอบจริงโดยใช้วงจรถอดลอกเมื่อ $\delta = -40$ (5 ms/div และ 5 V/div)

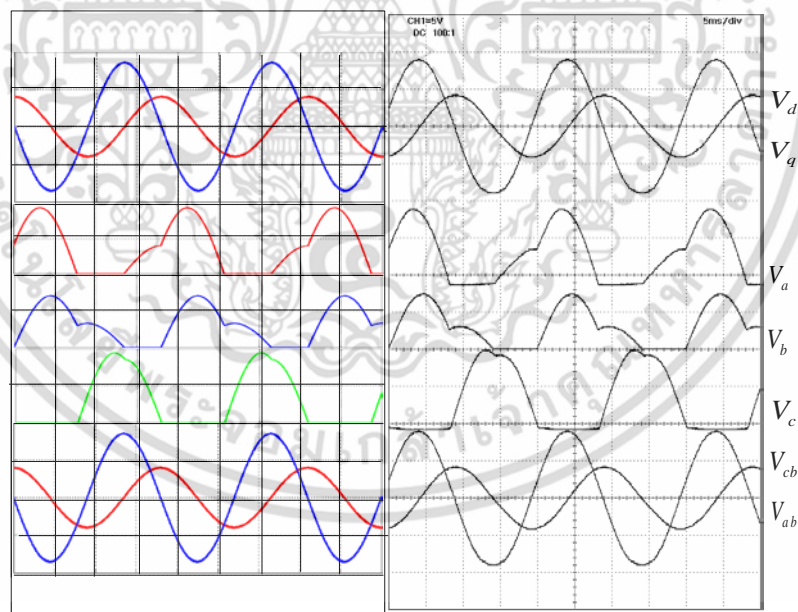


(ก)

(ข)

รูปที่ 4.17 (ก) การจำลองวงจรสเปซเวกเตอร์โหมดต่อเนื่องแบบ B-SVPWM

(ข) การทดสอบจริงโดยใช้วงจรอนาล็อกเมื่อ $\delta = 0$ (5 ms/div และ 5 V/div)



(ก)

(ข)

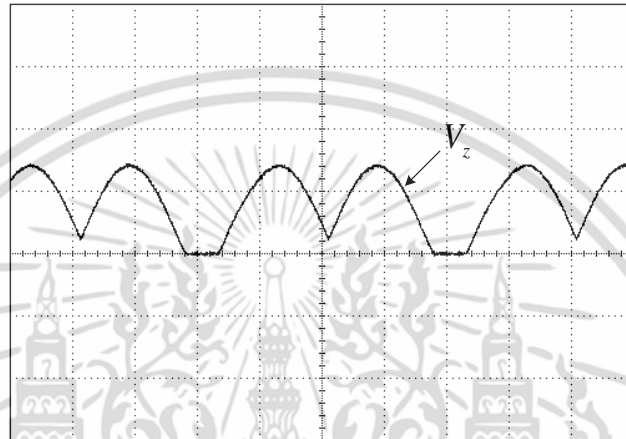
รูปที่ 4.18 (ก) การจำลองวงจรสเปซเวกเตอร์โหมดไม่ต่อเนื่องแบบ U-SVPWM

(ข) การทดสอบจริงโดยใช้วงจรอนาล็อกเมื่อ $\delta = 40$ (5 ms/div และ 5 V/div)

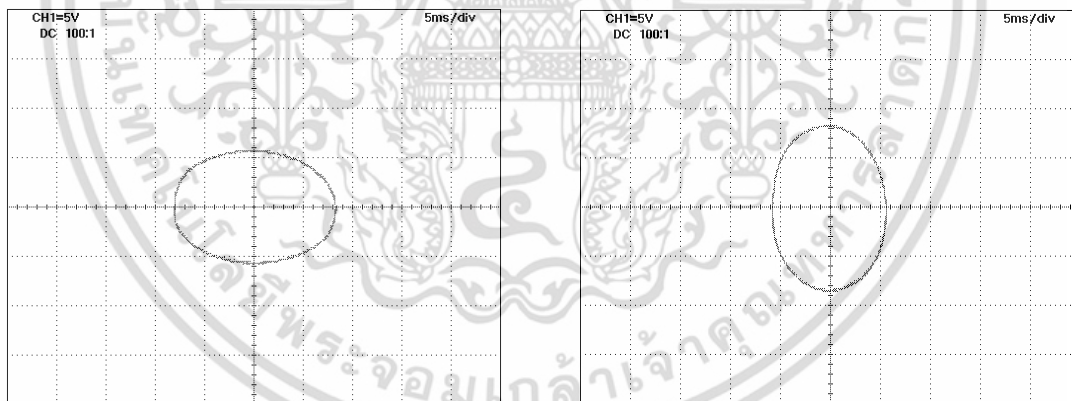
จากการทดสอบการสร้างสัญญาณอนาล็อกสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบโหมดพัลส์ไม่

ต่อเนื่อง โดยมีขั้นตอนดังที่ได้กล่าวมาข้างต้น ซึ่งจะเห็นว่าป็นรูปคลื่น SVPWM แบบครึ่งคลื่น โดยได้เอกสารนี้เป็นเอกสารสิทธิ์สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มจ่ายแรงดัน 300V ความถี่ 50Hz แสดงในรูป 4.16 ถึง 4.18 โดยในรูป (ก) เป็นการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink โดยจะมีการตั้งค่าแรงดันที่ได้คำนวณมาในสมการ 4.1 และ 4.2 และรูป (ข) เป็นการทดลองโดยใช้วงจรอนาล็อกในการสร้างสัญญาณ ส่วนรูปที่ 4.19 เป็นสัญญาณแรงดันอ้างอิง V_z ซึ่งทั้งสองรูปนี้จะต้องสอดคล้องกันและจะได้นำไปสร้างสัญญาณพัลส์ PWM ในการขับสวิตซ์ซีเล็คทรอนิกส์กำลังต่อไป



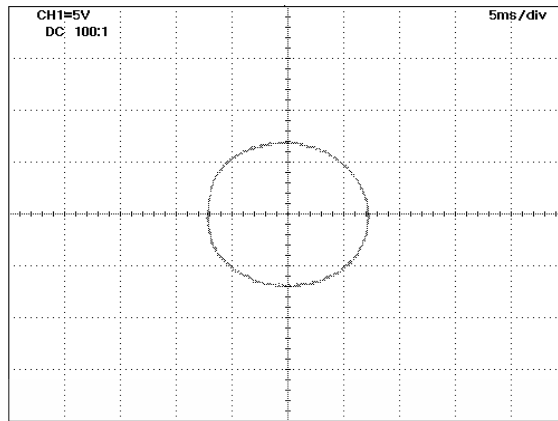
รูปที่ 4.19 สัญญาณแรงดันอ้างอิง V_z



(ก)

(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



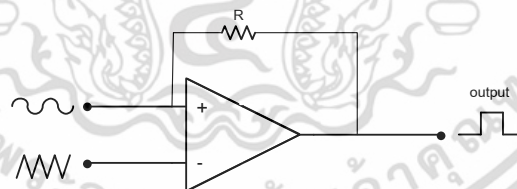
(ค)

รูปที่ 4.20 เส้นทางเดินกระแสในสัญญาณ SVPWM

- (ก) กระแสเมื่อจ่ายแรงดันไม่เท่ากันเมื่อแรงดัน V_d มีขนาดสูงกว่าแรงดัน V_q
- (ข) กระแสเมื่อจ่ายแรงดันไม่เท่ากันเมื่อแรงดัน V_q มีขนาดสูงกว่าแรงดัน V_d
- (ค) กระแสเมื่อจ่ายแรงดันเท่ากันแรงดัน V_d มีขนาดเท่ากับแรงดัน V_q

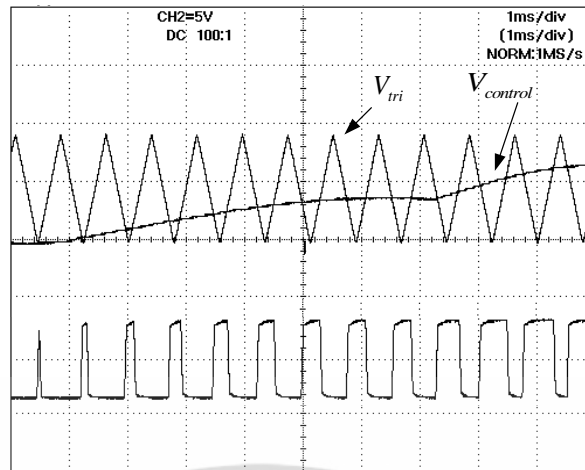
4.7 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator)

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณสองสัญญาณระหว่างสัญญาณ U-SVPWM และสัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้มาจากการสร้างสัญญาณของ XR2206 ทำให้ได้สัญญาณ PWM ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ HA741 เป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณจะแสดงในรูปที่ 4.21



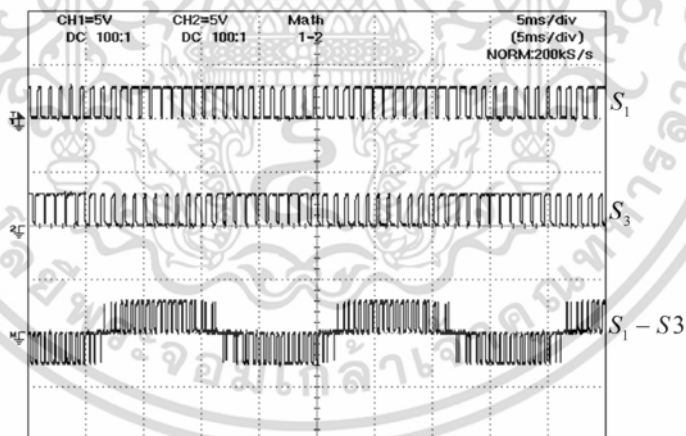
รูปที่ 4.21 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

จากสัญญาณ SVPWM ($V_{control}$) ที่ได้มาจากการสร้างขึ้นมาในเบื้องต้น นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (V_{tri}) เพื่อที่ได้สัญญาณขับพัลส์สวิตช์ โดยจะใช้ไอซีเบอร์ HA741 มาเปรียบเทียบสัญญาณ โดยป้อนสัญญาณไซน์และสามเหลี่ยมเข้าไปที่ขาอินพุต และเมื่อวัตที่ขาเอาท์พุตเป็นสัญญาณพัลส์สวิตช์ ดังรูปที่ 4.22 และหลังจากที่ได้สัญญาณพัลส์สวิตช์มาแล้ว นำไปเป็นสัญญาณขับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ที่กล่าวต่อไป



รูปที่ 4.22 การทำงานของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณโดยกำหนดคาบเวลา 1 ms/div และ 5V/div

เมื่อได้สัญญาณควบคุมจากวงจรสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันทั้งแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องแล้ว จะเห็นสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ SVPWM กับ สัญญาณสามเหลี่ยม ออกมาเป็นสัญญาณพัลส์สวิตช์ ที่นำไปเป็นสัญญาณขับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง แสดงในรูปที่ 4.23 เป็นสัญญาณ PWM สำหรับสวิตช์ S₁ และ S₃ ซึ่งรูปคลื่นมีผลมาจากการเปรียบเทียบของสัญญาณคลื่นพาห้ทำการมอดูเลตกับสัญญาณสามเหลี่ยม โดยในที่นี้ได้กำหนดค่าความถี่ไว้ที่ 2kHz และสัญญาณนี้จะได้นำไปใช้ในการขับอุปกรณ์ที่เป็นสวิตช์กำลังต่อไป



รูปที่ 4.23 สัญญาณ PWM สำหรับสวิตช์ S₁ และ S₃ และผลต่างระหว่างสัญญาณสวิตช์ทั้งสอง

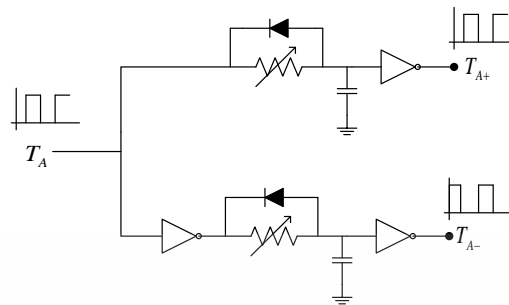
โดยกำหนดคาบเวลา 5 ms/div และ 5 V/div

4.8 วงจรหน่วงเวลา (Dead Time)

เมื่อได้สัญญาณขับเกต สาเหตุที่ต้องทำการหน่วงสัญญาณ นั้นก็เพื่อให้ไอจีบีทีมีคาบเวลาการ ON และ OFF ไม่เท่ากัน ซึ่งจะเกิดการพังเสียหายได้ เนื่องจากเกิดการลัดวงจร โดยจะมีหน้าที่

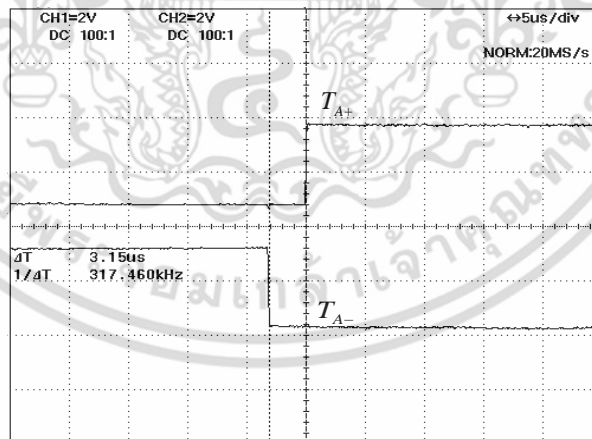
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือรับสัญญาณเข้ามาเพียงหนึ่งสัญญาณและทำการแยกออกเป็นสองสัญญาณโดยมีการกลับเฟสและมีคาบหน่วงก่อนการเปลี่ยนแปลงทางเวลา จากรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.24 วงจรหน่วงเวลา

สาเหตุที่ต้องทำการหน่วงเวลาเมื่อได้สัญญาณขับเคลื่อน เพื่อให้ไอซีที่มีคาบเวลาการ ON และ OFF ไม่เท่ากัน ซึ่งทำให้เกิดการความเสียหายของอุปกรณ์ได้ เนื่องจากเกิดการลัดวงจรโดยมีหน้าที่คือรับสัญญาณเข้ามาเพียงหนึ่งสัญญาณและทำการแยกออกเป็นสองสัญญาณโดยมีการกลับเฟสและมีคาบหน่วงก่อนการเปลี่ยนแปลงทางเวลา โดยแสดงผลการวัดตามรูปที่ 4.25 ซึ่งเป็นผลการวัดจากวงจรหน่วงเวลาจริง โดยจากรูปแสดงผลต่างทางด้านเวลาได้เท่ากับ 3.15 us แปลงค่าความถี่ได้เท่ากับ 317 kHz ในวงจรหน่วงเวลานี้ยังสามารถปรับเวลาในการหน่วงเวลาได้นอกจากตัวอย่างที่กล่าวมา



รูปที่ 4.25 การหน่วงเวลาของสัญญาณขับเคลื่อน T_{A+} และ T_{A-} กำหนดคาบเวลา 5 us/div

และ 2V/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.10 สรุป

ในรูปแบบทางคณิตศาสตร์ได้ทำการแปลงรูปความสัมพันธ์เพื่อการออกแบบวงจรควบคุมโดยใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน สามารถสรุปส่วนของวงจรทั้งหมดในการทำงานของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ ประกอบไปด้วยวงจรที่สำคัญ 7 ส่วนด้วยกัน คือมีการทำงานเริ่มต้นที่วงจรสร้างสัญญาณไซน์ ซึ่งได้ทำการสร้างสัญญาณไซน์ขนาด 50 Hz จากนั้นได้นำสัญญาณไซน์มาทำการเลื่อนเฟสจากวงจรเลื่อนเฟสเพื่อทำการเลื่อนเฟสของแรงดันไป 90° และจะทำให้เกิดสัญญาณสองรูปคลื่นคือสัญญาณไซน์ และสัญญาณ COS เพื่อจ่ายให้กับวงจรขยายแรงดันและทำการปรับแรงดัน V_d, V_q ที่ได้คำนวณมาให้ได้ค่าตามมุม δ ซึ่งสัญญาณที่ได้มาจะจ่ายไปให้วงจรสร้างสัญญาณ SVPWM โดยจะใช้วงจรการมอดูเลตแบบโหมตพัลส์ต่อเนื่องหรือแบบโหมตพัลส์ไม่ต่อเนื่องเพื่อเป็นการสร้างสัญญาณควบคุมแบบ 2 เฟส ซึ่งใช้สัญญาณ 3 สัญญาณในการควบคุมคือ V_a, V_b และ V_c จากนั้นสัญญาณทั้งสามจะเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ ซึ่งวงจรเปรียบเทียบนี้จะรับค่าแรงดัน V_a, V_b และ V_c เปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งสัญญาณที่ได้นั้นออกมาเป็นสัญญาณพัลส์จำนวน 3 สัญญาณคือ T_a, T_b และ T_c หลังจากนั้นนำสัญญาณขับที่ได้จ่ายให้กับวงจรหน่วยเวลาโดยผลของวงจรหน่วยเวลา สัญญาณที่ได้จากวงจรหน่วยเวลานั้นได้ทำการแยกสัญญาณการสวิตช์ที่เป็นช่วงบวกและช่วงลบ ในการหน่วยเวลานั้นเป็นการกำหนดให้ช่วงสวิตช์นั้นทำงานไม่พร้อมกัน หรือไม่ให้มีการหยุดการสวิตช์นานไปเนื่องจากทำให้มีความเสียหายต่ออุปกรณ์ หลังจากได้สัญญาณขับสวิตช์แล้วนำไปทำการขับอินเวอร์เตอร์โดยกล่าวถึงต่อไป

บทที่ 5

ผลการทดสอบและขั้นตอนการทดสอบ

5.1 บทนำ

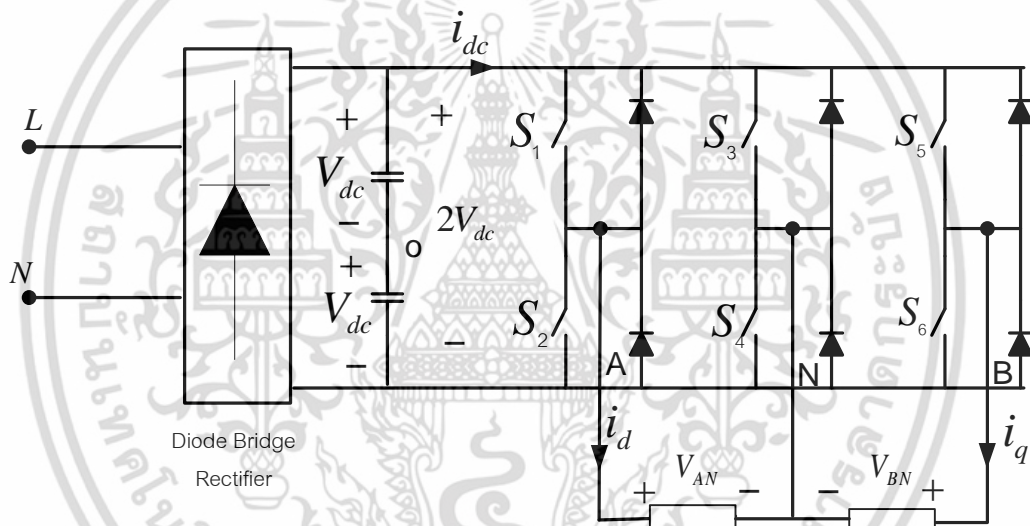
ในบทนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนการทดสอบทำงานของเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่ได้ทำขึ้นมาโดยวงจรรอานาล็อก ในบทที่ 4 ได้กล่าวถึงอุปกรณ์ที่ได้นำมาทำเป็นวงจรรอานาล็อก โดยในบทนี้จะได้อีกกล่าวถึงสัญญาณที่จะนำไปขับกับวงจรถูกำลังประกอบด้วยชุดอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่ง โดยเลือกใช้ IGBT 1200V IPM รุ่น PM25RSB120 เป็นอุปกรณ์สวิตช์กำลัง ซึ่งนำไปทดสอบกับโหลดตัวต้านทาน โหลดตัวต้านทานขนานกับตัวเหนี่ยวนำและขั้วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสโดยจะแบ่งเงื่อนไขในการทดสอบ 4 ข้อดังนี้

- 1.) ทำการทดสอบการมอดูเลชันแบบให้แรงดันเฟสสมดุลสองเฟสและไม่สมดุลสองเฟส ซึ่งใช้โหลดตัวต้านทานโดยจะกำหนดค่าความถี่สวิตช์ 2kHz-4 kHz
- 2.) ทำการทดสอบการสวิตช์แบบมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องซึ่งใช้โหลดตัวต้านทาน โดยกำหนดค่าความถี่สวิตช์ไว้ที่ 2kHz-4 kHz
- 3.) ทำการทดสอบเปลี่ยนแปลงดัชนีการมอดูเลตตั้งแต่ 0.6 0.75 และ 0.8
- 4.) ทำการเปลี่ยนโหลดเป็นโหลดตัวต้านทานขนานกับตัวเหนี่ยวนำเพื่อที่จะกำหนดค่าตัวประกอบกำลังให้ได้ค่าที่ 0.4-0.8
- 5.) ทำการทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

5.2 ผลการทดสอบการนำสัญญาณควบคุมแบบ SVPWM ใช้กับวงจรถักขั้วอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรืออินเวอร์เตอร์

การทดสอบวงจรถักขั้วสัญญาณแบบสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันในภาคที่เป็นการสร้างสัญญาณควบคุมเพื่อนำสัญญาณพัลส์มาทำการขับสวิตช์วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรืออินเวอร์เตอร์ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้โมดูลอินเวอร์เตอร์ IPM รุ่น PM25RSB120 เป็นอุปกรณ์สวิตช์กำลัง ซึ่งการทดสอบนี้เป็นการทดสอบจ่ายสัญญาณควบคุมแบบ SVPWM เพื่อนำไปขับสวิตช์โดยใช้โหลดประเภทตัวต้านทาน ตัวต้านทานขนานกับตัวเหนี่ยวนำ และโหลดที่เป็นมอเตอร์ โดยจะแบ่งการมอดูเลตออกเป็นสองประเภทคือการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องและโหมดพัลส์ต่อเนื่อง

เมื่อนำสัญญาณชั้บเกิดมาทำการสวิทซ์กึ่งเฟสของอินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 5.1 ซึ่งใช้อินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันสองเฟสและให้จุด N เป็นจุดร่วมสัญญาณ จากการทดสอบกำหนดให้มีการปรับแรงดันไฟตรงตั้งแต่ 100-300V โดยปรับแรงดันจาก Voltage regulator 1 เฟส และผ่านบริดจ์ไดโอดเพื่อแปลงผันไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง แล้วได้นำคาปาซิเตอร์มาแบ่งครึ่งแรงดันไฟตรง โดยในการทดสอบนี้ได้มีการปรับค่ามุม δ ตั้งแต่มุม - 40 องศาจนถึงมุม 40 องศา ในการปรับมุม δ สามารถกำหนดขนาดของแรงดันได้จากการคำนวณในสมการที่ 4.1 และสมการที่ 4.2 โดยเป็นค่าของอัตราส่วนการมอดูเลต และนำค่าที่ได้ไปปรับขนาดแรงดัน V_d และ V_q และได้มีการปรับความถี่ในการสวิทซ์ตั้งแต่ 2kHz-4 kHz เพื่อนำมาวิเคราะห์ความสูญเสียจากการสวิทซ์ ในทำการทดสอบกับโหลดประเภทตัวต้านทาน และทดสอบกับโหลดตัวต้านทานขนานกับตัวเหนี่ยวนำโดยกำหนดค่าตัวประกอบกำลังตั้งแต่ 0.4-0.8 เพื่อนำมาวิเคราะห์การสูญเสียที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวประกอบกำลัง อีกทั้งยังทำการทดสอบกับโหลดที่เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

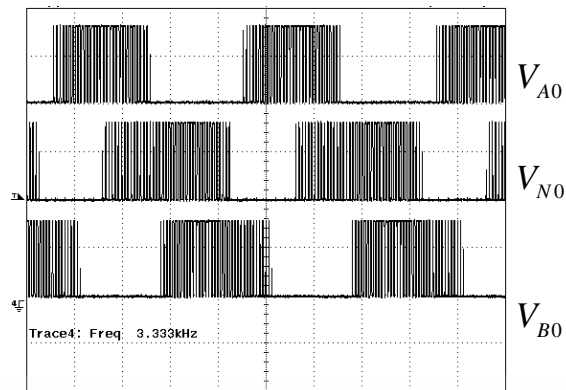


รูปที่ 5.1 วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังสำหรับทดสอบการมอดูเลตแบบSVPWM

5.3 การทดสอบการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง โดยใช้โหลดประเภทเป็นตัวต้านทาน

สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องนั้น จะเป็นการนำสัญญาณทางด้านบวกของสัญญาณควบคุม นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ได้ทำการยกออฟเซตให้อยู่ทางด้านบวก ซึ่งสัญญาณพัลส์มีการหยุดสวิทซ์อยู่ช่วงระยะเวลาหนึ่ง ในการทดสอบการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องเมื่อนำสัญญาณควบคุมแบบสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันมาทำการมอดูเลตกับสัญญาณสามเหลี่ยม ได้พัลส์นำไปขับสวิทซ์ของอินเวอร์เตอร์สองเฟส โดยกำหนดให้จุด N เป็นจุดร่วมของสัญญาณ ในหัวข้อนี้เป็นการจ่ายแรงดันเฟสแบบไม่สมดุลที่มาจากคำนวณมุม δ โดยจ่ายแรงดันไฟตรง 300 V 50Hz ดัชนีการมอดูเลต 0.8 ซึ่งทำการทดสอบกับโหลดประเภทตัวต้านทาน โดยจะแสดงการวัดแรงดันระหว่างเฟสดังรูปที่ 5.1

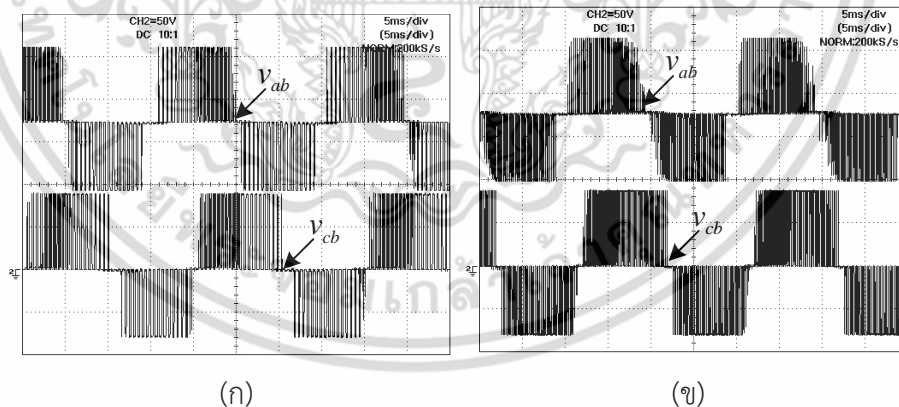
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 คลื่นแรงดัน V_{AO}, V_{NO}, V_{BO} เมื่อ $\delta = 40$ องศา (50 V / div , 5 ms / div)

จากรูปที่ 5.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันระหว่างเฟสของ V_{AO}, V_{NO}, V_{BO} ที่มีมุม δ เท่ากับ 40 องศา โดยให้กึ่งเฟส N เป็นกึ่งร่วมของสัญญาณ ทำการวัดแรงดันทั้งสามกึ่งเทียบกับจุด (o) โดยในรูปแสดงถึงการสวิตช์แรงดันทั้งสามกึ่ง โดยได้กำหนดความถี่การสวิตช์ไว้ที่ 3.33kHz และแสดงให้เห็นถึงการหยุดการสวิตช์ไปช่วงระยะเวลาหนึ่งของการสวิตช์แรงดันซีกกลับ ซึ่งส่งผลให้ค่าการสูญเสียในขณะสวิตช์นั้นลดลง และทำให้มีประสิทธิภาพโดยรวมดีขึ้น จึงเป็นข้อดีของการมอดูเลตในโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง

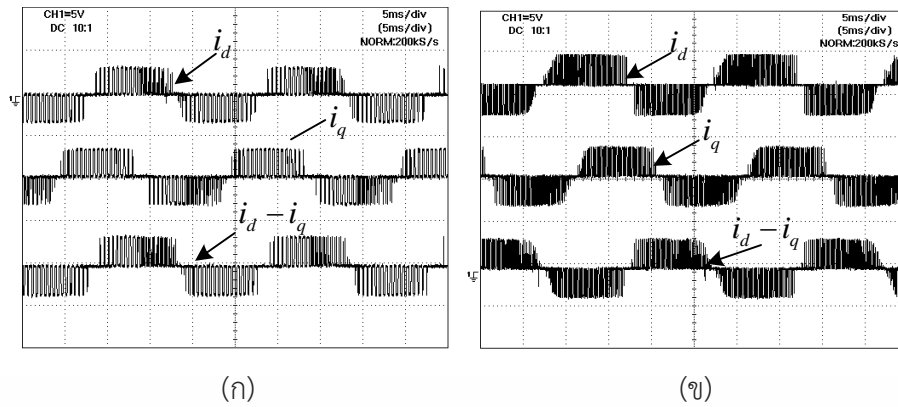
นอกจากนี้เมื่อความถี่ของการสวิตช์ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังมีการเปลี่ยนแปลง อัตราการสวิตช์ที่มีความถี่สูงส่งผลทำให้ค่าความสูญเสียจากการสวิตช์ในวงจรมาก และยังส่งผลไปถึงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์อีกด้วย โดยการทดสอบนี้ได้ทำการวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันตามรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.3 แรงดันของโหนดตัวต้านทานแบบสมดุล (B-SVPWM)

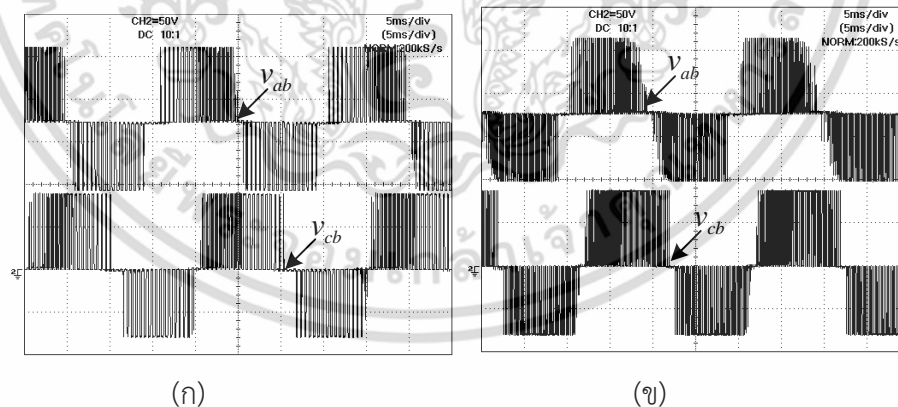
(ก) $\delta = 0$ องศาที่ความถี่สวิตช์ 2 kHz (50 V / div , 5 ms / div)

(ข) $\delta = 0$ องศาที่ความถี่สวิตช์ 4 kHz (50 V / div , 5 ms / div)



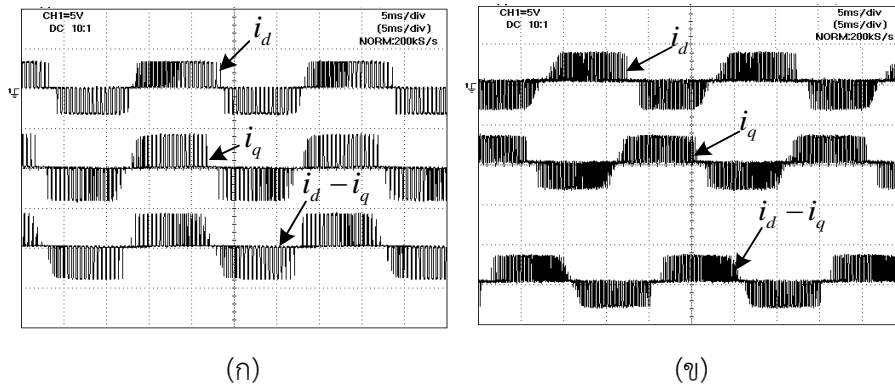
รูปที่ 5.4 กระแสของโหนดตัวต้านทานแบบสมมูล (B-SVPWM)
 (ก) $\delta = 0$ องศาที่ความถี่สวิตช์ 2 kHz (5 A / div, 5 ms / div)
 (ข) $\delta = 0$ องศาที่ความถี่สวิตช์ 4 kHz (5 A / div, 5ms / div)

ในการทดสอบจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมมูลโดยใช้โหนดประเภทตัวต้านทาน ซึ่งมีขนาดเท่ากันทั้งสองเฟส กำหนดมุม $\delta = 0$ องศาและจ่ายแรงดันไฟตรง 300 V โดยในรูปที่ 5.3 (ก) แสดงรูปคลื่นแรงดัน v_{ab}, v_{cb} โดยกำหนดให้จุด N เป็นจุดศูนย์กลาง กำหนดความถี่การสวิตช์ไว้ที่ 2 kHz ส่วนรูป 5.3 (ข) เป็นการกำหนดความถี่สวิตช์ไว้ที่ 4 kHz แสดงรูปคลื่นแรงดัน v_{ab}, v_{cb} โดยกำหนดให้จุด N เป็นจุดศูนย์กลาง ส่วนกระแสของโหนดตัวต้านทานแสดงในรูปที่ 5.4 (ก) และ (ข) จากรูปที่นำเสนอนี้จะเห็นได้ว่าถ้าความถี่สวิตช์ที่สูงมากกราฟจะมีสีเข้มขึ้น ความถี่สวิตช์ที่สูงนั้นมีผลต่อประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำให้ค่าความสูญเสียในอินเวอร์เตอร์มาก และอีกทั้งยังทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้นลดลงอีกด้วย



รูปที่ 5.5 แรงดันโหนดตัวต้านทานแบบไม่สมมูล (U-SVPWM)
 ก) $\delta = -40$ องศาที่ความถี่สวิตช์ 2 kHz (50 V / div, 5 ms / div)
 ข) $\delta = -40$ องศาที่ความถี่สวิตช์ 4 kHz (50 V / div, 5 ms / div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 กระแสของโพลตัวต้านทานแบบสมมูลมุม (B-SVPWM)

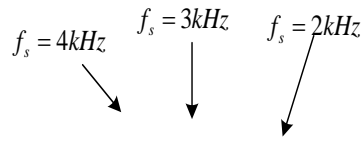
(ก) $\delta = 0$ องศาที่ความถี่สวิตช์ 2kHz (5A / div, 5ms / div)

(ข) $\delta = 0$ องศาที่ความถี่สวิตช์ 4kHz (5A / div, 5ms / div)

การทดสอบจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลหรือจ่ายแรงดันสองเฟสต่างกันให้กับชุดโพลประเภทตัวต้านทาน กำหนดให้มุม $\delta = -40$ องศาแล้วจะทำให้ขนาดของแรงดัน V_q มีขนาดแรงดันต่ำกว่าแรงดัน V_d ในการทดสอบกำหนดให้แรงดันดีซีบัสเท่ากับ 300 V ความถี่ 50Hz ดัชนีการมอดูเลต=0.8 ซึ่งในรูปที่ 5.5 (ก) แสดงรูปคลื่นแรงดัน v_{ab} และ v_{cb} โดยมีกำหนดการสวิตช์ที่ 2kHz และรูปที่ 5.5 (ข) แสดงรูปคลื่นแรงดัน v_{ab} และ v_{cb} จากการทดสอบจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุลนั้นได้กำหนดความถี่สวิตช์ที่ 4 kHz และกระแสของโพลประเภทตัวต้านทานจะแสดงในรูปที่ 5.6 สามารถสรุปได้ว่าเมื่อมีการสวิตช์ถี่มากกราฟนั้นจะมีลักษณะเข้ม เช่นเดียวกันกับกรณีที่จ่ายแรงดันให้กับโพลแบบสมดุล

5.3.1 การเปรียบเทียบความถี่การสวิตช์แบบจ่ายแรงดันสองเฟสสมดุล

จากการทดสอบโดยจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุลและไม่สมดุล และมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์ เมื่อนำมาวิเคราะห์แสดงให้เห็นได้ว่าขณะที่ความถี่ของการสวิตช์ที่สูง ส่งผลให้เกิดค่าความสูญเสียเกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์สวิตช์ หรืออินเวอร์เตอร์นั้นจะมีค่าความสูญเสียสูง ทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์นั้นลดลง เพราะฉะนั้นควรเลือกใช้งานความถี่ที่เหมาะสมกับการใช้งาน ซึ่งได้นำเสนอกราฟเปรียบเทียบขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์



รูปที่ 5.7 เปรียบเทียบกำลังความสูญเสียรวมจากการเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ โดยจ่ายแรงดันสมมูลและการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง



รูปที่ 5.8 เปรียบเทียบกำลังความสูญเสียรวมจากการเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ โดยจ่ายแรงดันสมมูลและการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง

จากผลการทดสอบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันในเงื่อนไขการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์โดยจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมมูลและไม่สมมูล ในรูปที่ 5.7 และ 5.8 เป็นการทดสอบจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมมูล กำหนดให้แรงดันไฟตรงเพิ่มขึ้นตั้งแต่ 100–300 V ที่ความถี่ 50Hz ดัชนีการมอดูเลต=0.8 และมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์ตั้งแต่ 2-4 kHz ในการทดสอบนี้ได้นำเสนอการทดสอบการมอดูเลตในแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ซึ่งได้ทำการเพิ่มแรงดันไฟตรงโดยใช้วงจรสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบอนาล็อกที่สร้างสัญญาณชั้บเกต เพื่อนำไปขับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

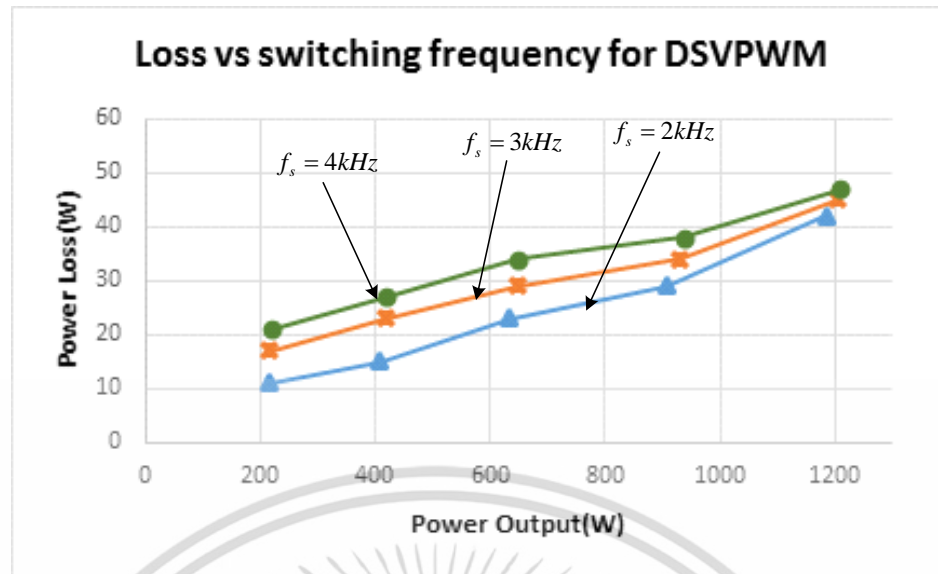
อิเล็กทรอนิกส์กำลังหรืออินเวอร์เตอร์ โดยจะทดสอบกับโหลดประเภทตัวต้านทาน ในการทดสอบเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์โดยกำหนดให้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตเท่ากัน เพื่อทำการเปรียบเทียบความสูญเสียจากการสวิตช์เมื่อให้กำลังไฟฟ้าด้านออกเท่ากัน และทำการวัดค่ากำลังไฟฟ้าด้านออกและด้านเข้า เพื่อนำมาคำนวณหาค่าความผิดพลาด สามารถสรุปได้ว่าเมื่อความถี่สวิตช์มากขึ้นทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่วัดได้นั้นมีค่าความสูญเสียมากขึ้นตามไปด้วย

5.3.2 การเปรียบเทียบความถี่ในการสวิตช์แบบจ่ายแรงดันสองเฟสไม่สมดุล

ในการทดสอบนี้เป็นการทดสอบโดยจ่ายโหลดประเภทตัวต้านทานซึ่งมีการจ่ายแรงดันสองเฟสทั้งแบบสมดุลและไม่สมดุล โดยมีการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์เพื่อนำมาเปรียบเทียบความสูญเสียจากการสวิตช์ดังรูปที่ 5.9 และ 5.10 กำหนดให้แรงดันไฟตรงเพิ่มขึ้นตั้งแต่ 100–300 V ที่ความถี่ 50Hz ดัชนีการมอดูเลต=0.8 และมีการเปลี่ยนความถี่สวิตช์ตั้งแต่ 2-4 kHz

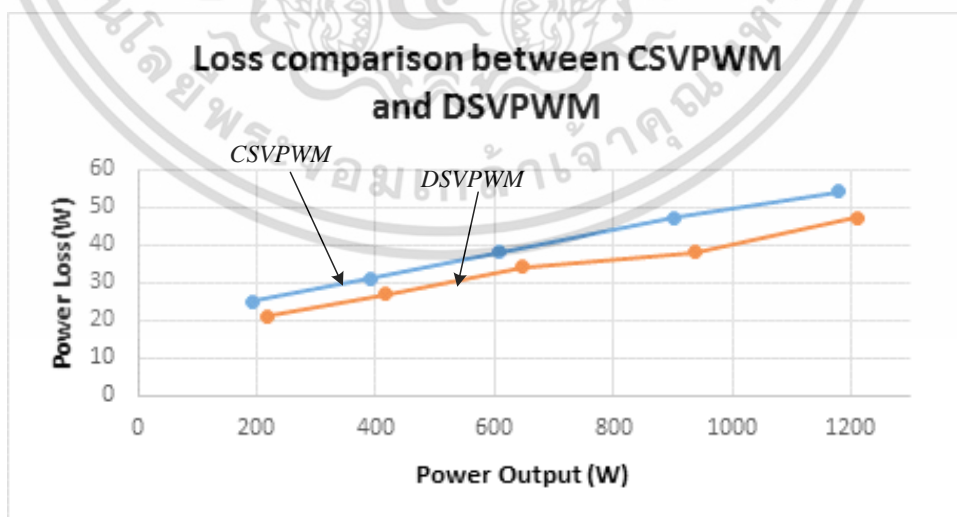


รูปที่ 5.9 เปรียบเทียบความสูญเสียรวมจากการเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ โดยจ่ายแรงดันไม่สมดุลและการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง



รูปที่ 5.10 เปรียบเทียบกำลังความสูญเสียรวมจากการเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ โดยให้แรงดันไม่สมดุลของการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง

ส่วนในรูปที่ 5.9 และ 5.10 เป็นการทดสอบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน โดยจะทำการจ่ายแรงดันสองเฟสไม่เท่ากัน ซึ่งจะทดสอบแบบมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง โดยจะมีการเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ตั้งแต่ 2-4kHz ทำการทดสอบกับโหลดที่เป็นโหลดประเภทตัวต้านทานโดยกำหนดค่ากำลังไฟฟ้านอกให้เท่ากัน เพื่อที่จะทำการเปรียบเทียบระหว่างกำลังไฟฟ้านอกเมื่อความถี่สวิตช์เปลี่ยนไป และจะทำการวัดกำลังไฟฟ้านเข้าและด้านออก เพื่อที่จะดูค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้น ซึ่งในทิศทางเดียวกันกับหัวข้อก่อนหน้านี้คือเมื่อความถี่สวิตช์มาก จะยิ่งทำให้ความสูญเสียที่เกิดขึ้นมาก



รูปที่ 5.11 เปรียบเทียบกำลังความสูญเสียรวมเมื่อความถี่สวิตช์ที่ 4kHz การมอดูเลตชนิดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องแบบจ่ายแรงดันสมดุล

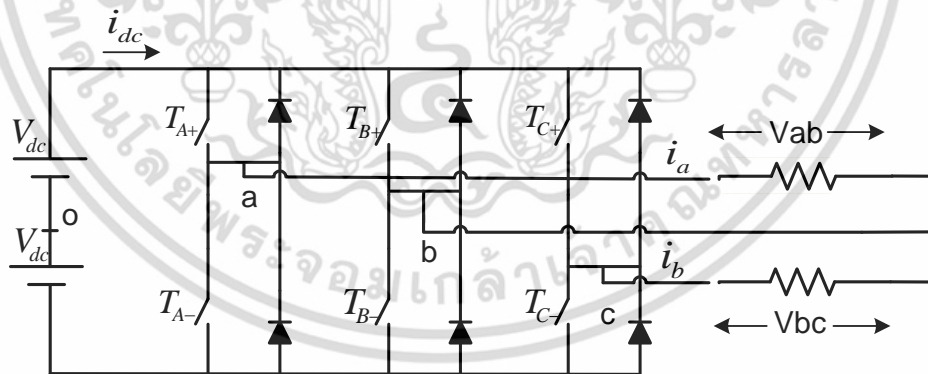
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปรียบเทียบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นที่มีการเปลี่ยนแปลงวิธีการมอดูเลตระหว่างมอดูเลตแบบโหมตพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง โดยรูปที่ 5.11 เป็นการยกตัวอย่างการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุลกำหนดให้แรงดันไฟตรงเพิ่มขึ้นตั้งแต่ 100–300 V ที่ความถี่ 50Hz ดัชนีการมอดูเลต=0.8 ความถี่สวิตช์เท่ากับ 4kHz เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างมอดูเลตแบบโหมตพัลส์ต่อเนื่อง (CSVPWM) และโหมตพัลส์ไม่ต่อเนื่อง (DSVPWM) โดยกำหนดให้ค่ากำลังไฟฟ้าด้านออกเท่ากัน สามารถสรุปได้ว่าเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นในการมอดูเลตแบบโหมตพัลส์ต่อเนื่อง (CSVPWM) นั้นจะมีค่าความกำลังไฟฟ้าสูญเสียมากกว่าการมอดูเลตแบบโหมตพัลส์ไม่ต่อเนื่อง (DSVPWM)

จากการทดสอบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่น โดยใช้โหลดประเภทตัวต้านทาน สามารถสรุปได้ว่าความถี่ในการสวิตช์มีผลต่อค่าความสูญเสียในระบบ และส่งผลให้ประสิทธิภาพในการทำงานลดลง ดังนั้นควรเลือกใช้ความถี่ที่เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน

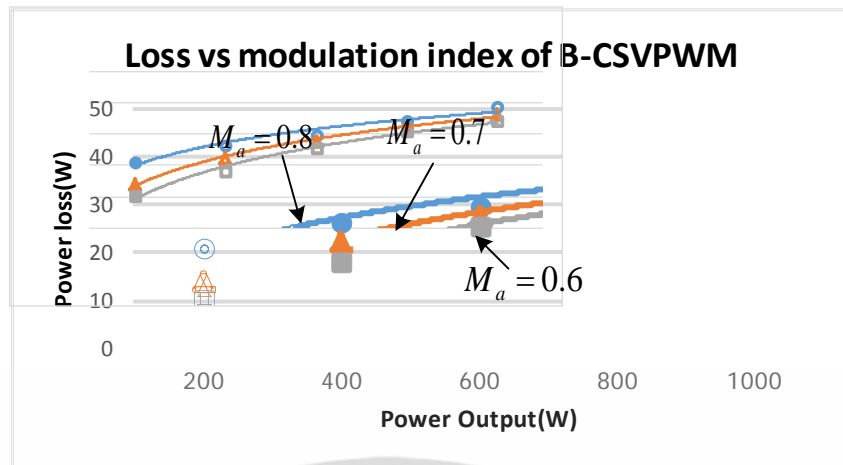
5.3.3 การเปรียบเทียบการเปลี่ยนดัชนีการมอดูเลตโดยการจ่ายแรงดันสมดุล

การทดสอบเมื่อดัชนีการมอดูเลตเปลี่ยนแปลง กำหนดความถี่สวิตช์ที่ 2 kHz และจ่ายแรงดันไฟตรง 100-300 V โดยใช้โหลดประเภทตัวต้านทาน ทำการทดสอบที่ 50Hz ซึ่งได้กำหนดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านออกให้มีความเท่ากัน เป็นการทดสอบแบบจ่ายแรงดันสมดุลโดยได้ทำการทดสอบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชั่นในโหมตต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง โดยพิจารณาค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นและนำทั้งสองเทคนิคมาทำการเปรียบเทียบดังที่กล่าวถึงต่อไป โดยวงจรกำลังในการทดสอบแสดงในรูปที่ 5.12

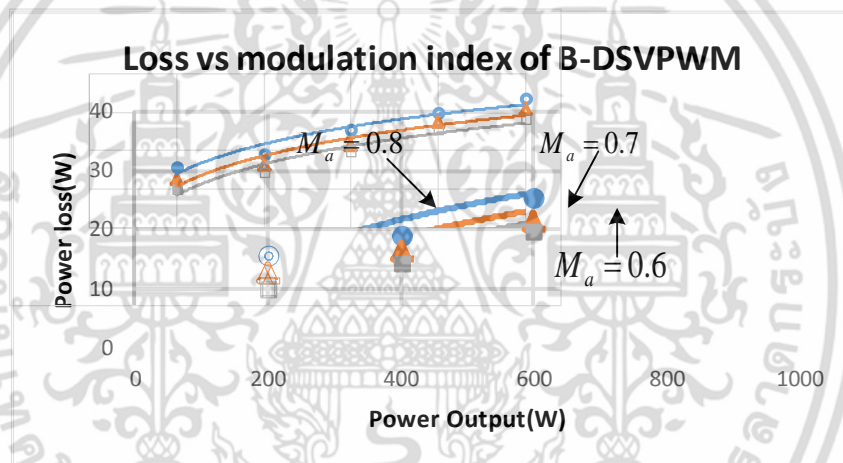


รูปที่ 5.12 วงจรกำลังในการทดสอบโหลดประเภทตัวต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 เปรียบเทียบกำลังความสูญเสียรวมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตจ่ายแรงดันแบบสมดุลและการมอดูเลตพัลส์ต่อเนื่องโดยใช้โหนดประเภทตัวต้านทาน

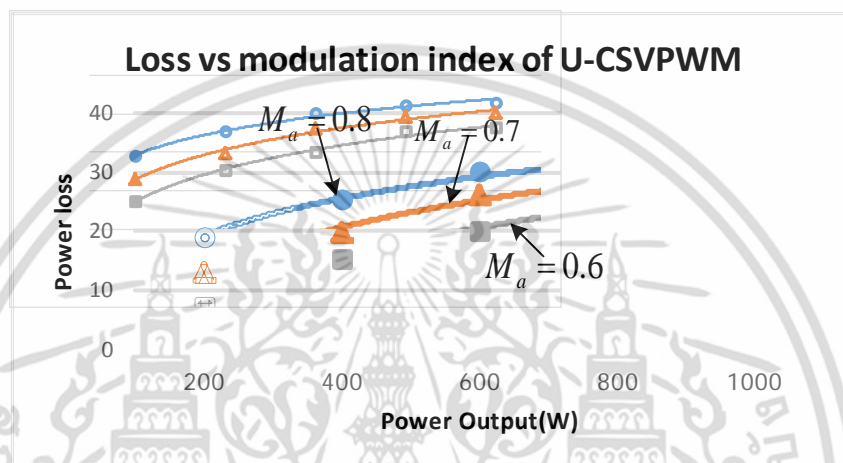


รูปที่ 5.14 เปรียบเทียบกำลังความสูญเสียรวมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตจ่ายแรงดันแบบสมดุลและการมอดูเลตพัลส์ไม่ต่อเนื่องโดยใช้โหนดประเภทตัวต้านทาน

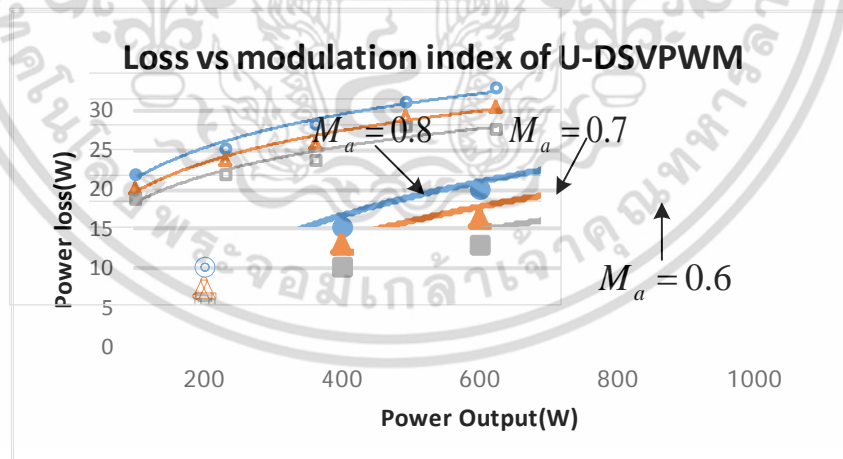
ในรูปที่ 5.13 และ 5.14 เป็นการทดสอบการเปลี่ยนแปลงการมอดูเลตที่ 0.6 ถึง 0.8 กำหนดความถี่สวิตช์ไว้ที่ 2 kHz ซึ่งเป็นการจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุล และจะทำการกำหนดให้ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านออกนั้นเท่ากันเพื่อที่จะพิจารณาความสูญเสียที่เกิดขึ้น โดยจะทำการทดสอบกับโหนดประเภทตัวต้านทาน ในทำการทดสอบการมอดูเลตแบบพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องแสดงให้เห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตที่มีค่ามากจะทำให้เกิดความสูญเสีย เนื่องจากกระแสที่สูงทำให้ค่ากำลังไฟฟ้ามากขึ้น จึงเกิดการสูญเสียมากกว่าการมอดูเลตที่มีค่าน้อยดังแสดงในรูปคือ $M_a = 0.6$ และการมอดูเลตที่มีค่าความสูญเสียมากที่สุดในการทดลองคือ $M_a = 0.8$

5.3.4 การเปรียบเทียบการเปลี่ยนดัชนีการมอดูเลตโดยการจ่ายแรงดันไม่สมดุล

การทดสอบดัชนีการมอดูเลตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงกำหนดความถี่สวิตช์ไว้ที่ 2kHz จ่ายแรงดันไฟตรงเท่ากับ 100-300V โดยใช้โหลดประเภทตัวต้านทาน ซึ่งได้กำหนดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านออกให้มีค่าเท่ากัน โดยได้ทำการทดสอบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันในโหมดต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ในการทดสอบนี้เป็นแบบจ่ายแรงดันไม่สมดุลสองเฟส โดยพิจารณาว่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นและนำทั้งสองเทคนิคมาทำการเปรียบเทียบดังที่กล่าวถึงต่อไป โดยวงจรกำลังในการทดสอบแสดงในรูปที่ 5.12



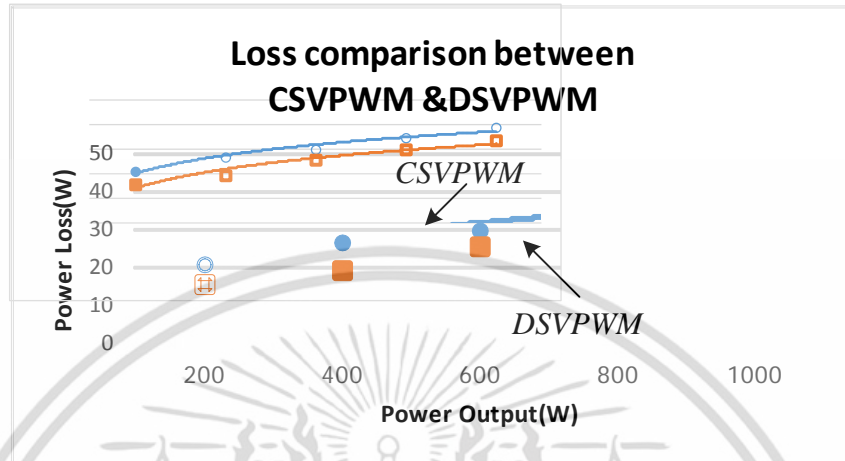
รูปที่ 5.15 เปรียบเทียบกำลังความสูญเสียรวมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตจ่ายแรงดันไม่สมดุลและการมอดูเลตพัลส์ต่อเนื่องโดยใช้โหลดประเภทตัวต้านทาน



รูปที่ 5.16 เปรียบเทียบกำลังความสูญเสียรวมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตจ่ายแรงดันไม่สมดุลและการมอดูเลตพัลส์ไม่ต่อเนื่องโดยใช้โหลดประเภทตัวต้านทาน

จากการทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตดังรูปที่ 5.15 และ 5.16 แสดงการเปรียบเทียบเมื่อดัชนีการมอดูเลตเปลี่ยนไป ซึ่งจะสามารถสรุปได้ว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตมากขึ้นจะทำให้ความสูญเสียมีค่าสูง เนื่องจากจะมีกระแสเพิ่มทำให้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้น เมื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าที่สูญเสียนั้นจะทำให้เกิดการแตกต่างกัน ซึ่งในการทดสอบนี้จะไม่สามารถวิเคราะห์ความสูญเสียจากการจ่ายแรงดันสมดุลและไม่สมดุลได้เนื่องจากเป็นการทดสอบประเภทโหลดตัวต้านทาน โดยความสูญเสียนั้นจะขึ้นอยู่กับกระแสที่เพิ่มขึ้น

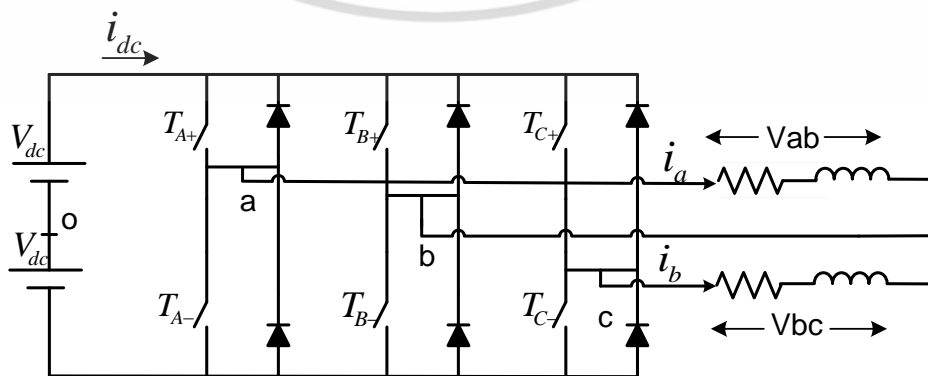


รูปที่ 5.17 เปรียบเทียบกำลังสูญเสียรวมเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงดัชนีการมอดูเลต ชนิดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องแบบจ่ายแรงดันสมดุลโดยกำหนดความถี่สวิตช์ที่ 2kHz

จากรูปที่ 5.17 เป็นการเปรียบเทียบเมื่อมีการทดสอบการเปลี่ยนแปลงดัชนีการมอดูเลต โดยเปรียบเทียบระหว่างการมอดูเลตชนิดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง แบบจ่ายแรงดันสมดุล ซึ่งจะกำหนดความถี่สวิตช์ไว้ที่ 2kHz จะเห็นได้ว่าการมอดูเลตชนิดพัลส์ไม่ต่อเนื่องนั้นจะมีค่าความสูญเสียน้อยกว่าแบบโหมดต่อเนื่อง เนื่องจากการมอดูเลตชนิดพัลส์ต่อเนื่องนั้นจะเป็นเทคนิคการหยุดสวิตช์ไปในช่วงระยะเวลาหนึ่ง จึงทำให้ลดความสูญเสียได้

5.4 การทดสอบกับโหลดที่เป็นประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

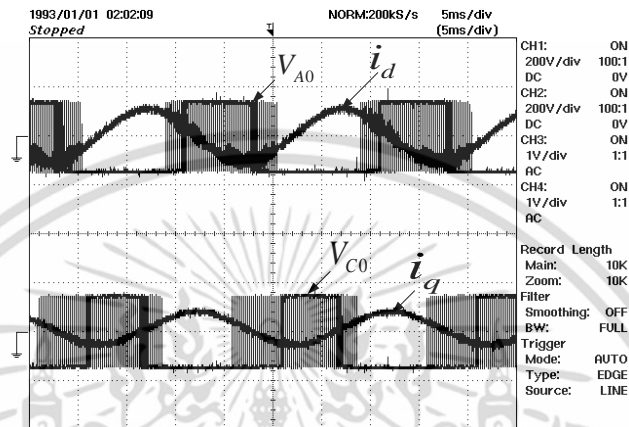
การทดสอบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน ในเบื้องต้นได้ทำการทดสอบด้วยการใช้โหลดประเภทตัวต้านทาน โดยนำความถี่การสวิตช์นั้นมาทำการวิเคราะห์ความสูญเสียจากการสวิตช์ที่ได้กล่าวมาในเบื้องต้น จากที่ได้กล่าวมาสามารถสรุปได้ว่าเมื่อความถี่ในการสวิตช์สูงส่งผลทำให้มีการสูญเสียในระบบมาก



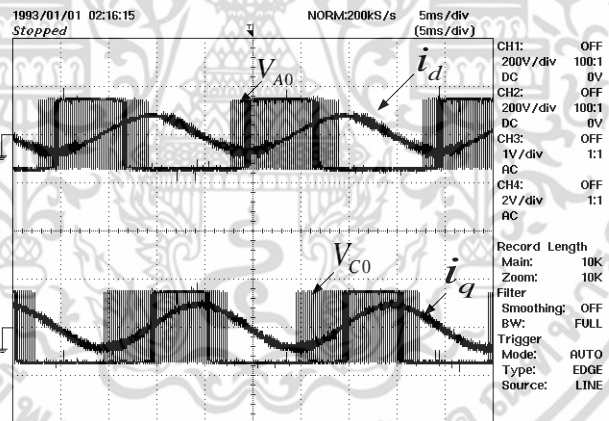
รูปที่ 5.18 วงจรกำลังการทดสอบโหลดตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

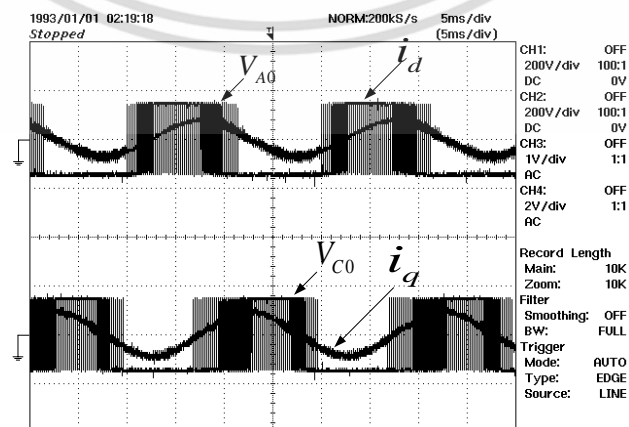
ส่วนในหัวข้อนี้ได้นำเสนอการทดสอบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุลและไม่สมดุล โดยใช้โหลดประเภทตัวต้านทานต่ออนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำและทำการเปลี่ยนค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งในการทดสอบนี้ได้ทำการกำหนดจ่ายแรงดันไฟตรง 300V 50Hz โดยใช้ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 2kHz โดยเปลี่ยนแปลงค่าตัวประกอบกำลังตั้งแต่ 0.4-1 และได้วิเคราะห์การทดสอบเทคนิคมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง เพื่อหาค่าตัวประกอบกำลังที่มีความสูญเสีย น้อยที่สุดและมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด ซึ่งวงจรกำลังในการทดสอบและการวัดนั้นแสดงในรูปที่ 5.18



รูปที่ 5.19 แรงดันและกระแสเมื่อโหลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ pf = 0.8



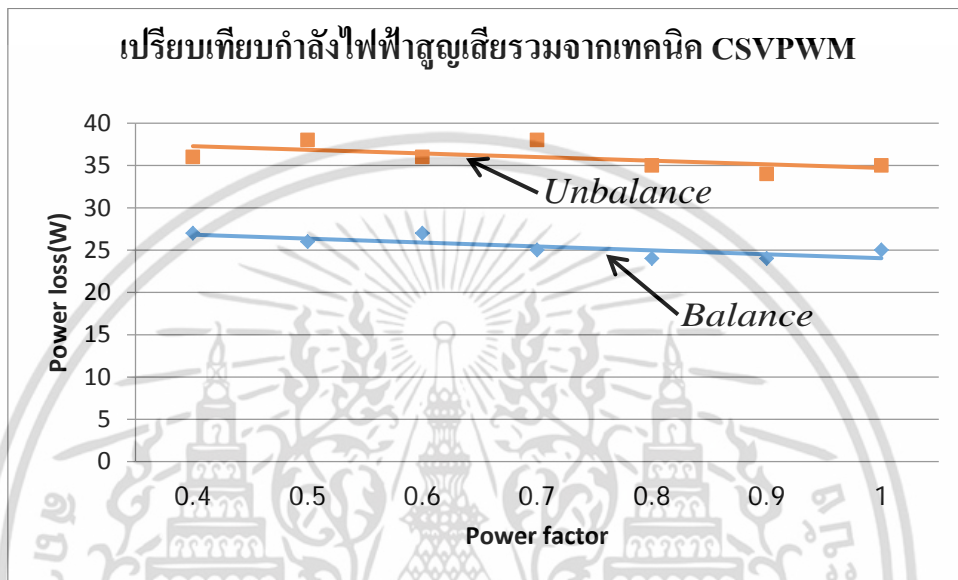
รูปที่ 5.20 แรงดันและกระแสเมื่อโหลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ pf = 0.6



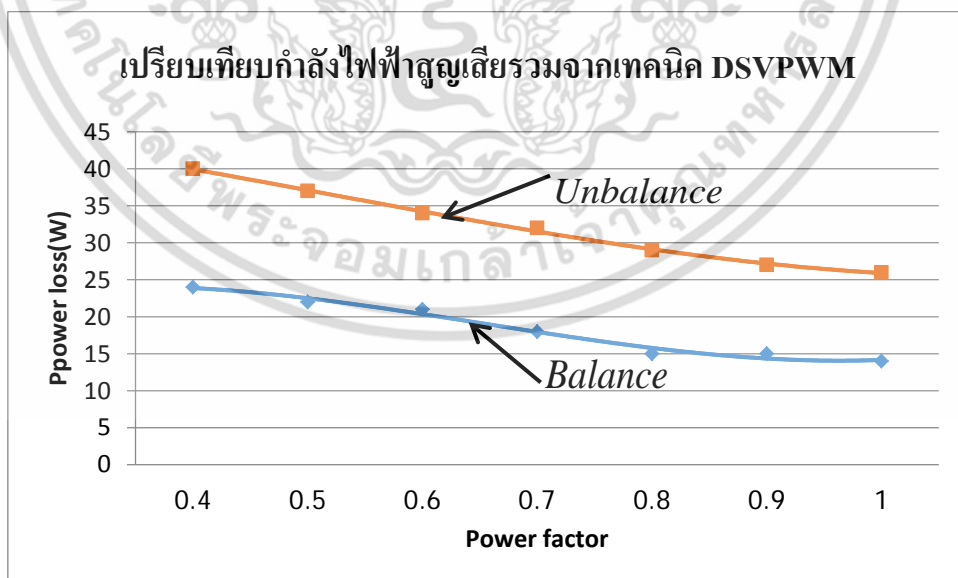
รูปที่ 5.21 แรงดันและกระแสเมื่อโหลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำที่ pf = 0.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวัสดุหรือบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.19-5.21 เป็นการวัดค่าแรงดันคร่อมระหว่างจุดกึ่งกลางคาปาซิเตอร์ที่ใช้แบ่งแรงดันไฟตรงเทียบกับกึ่งเฟส A และเฟส C ในการทดสอบนี้ได้กำหนดให้ค่ากระแสเท่ากันเมื่อทดสอบกับโหลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ เมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวประกอบกำลัง (pf) สัญญาณกระแสของโหลดได้เลื่อนเฟส แต่ขนาดกระแสยังคงเดิม และทำการวัดค่าความสูญเสียมาพล็อตกราฟเปรียบเทียบความสูญเสียของระบบ



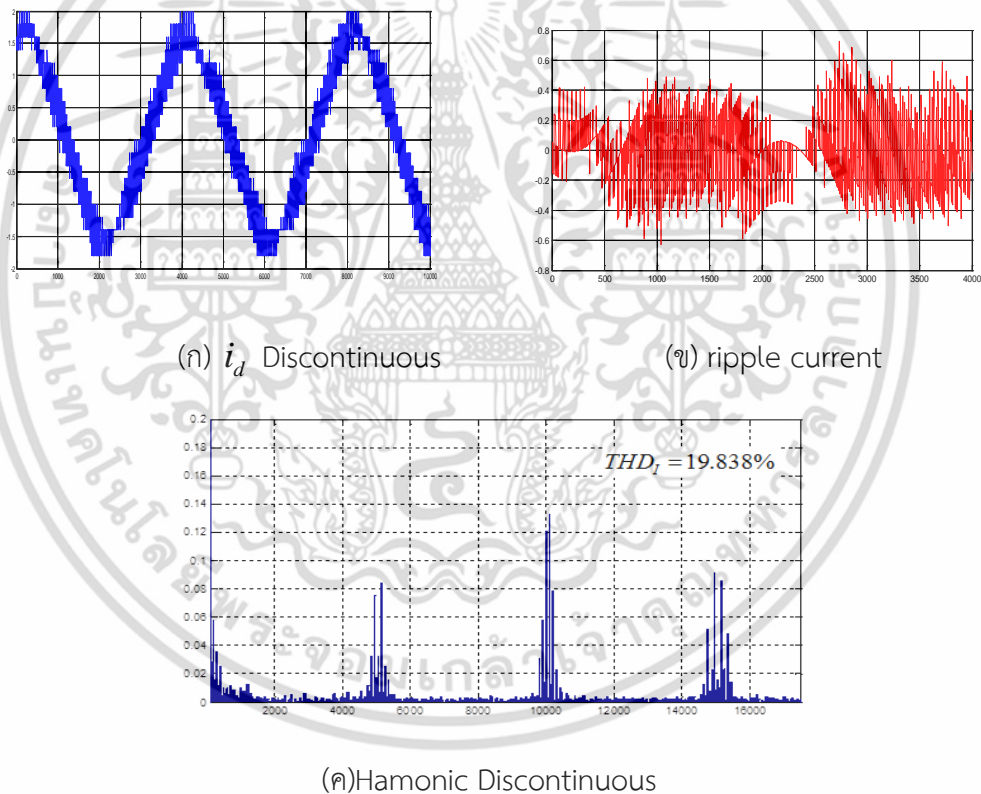
รูปที่ 5.22 เปรียบเทียบกำลังสูญเสียรวมจากเทคนิคCSVPWM จ่ายแรงดันสมดุลและไม่สมดุลโดยค่าตัวประกอบกำลังต่างๆ



รูปที่ 5.23 เปรียบเทียบกำลังสูญเสียรวมจากเทคนิคDSVPWM จ่ายแรงดันสมดุลและไม่สมดุลโดยค่าตัวประกอบกำลังต่างๆ

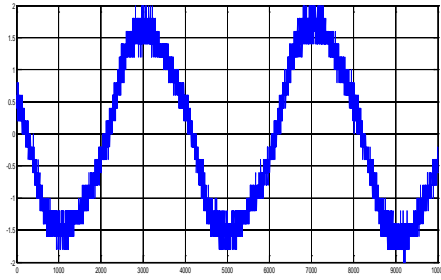
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบอนาล็อก ซึ่งนำไปใช้ขับสวิตช์อินเวอร์เตอร์สามกึ่งโดยจ่ายโหลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำสองเฟส และทำการปรับโหลดจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวประกอบกำลังตั้งแต่ 0.4-1 การทดสอบโดยการจ่ายแรงดันเฟสสองเฟสแบบสมดุลและไม่สมดุล และทำการวัดสัญญาณเพื่อทำการวิเคราะห์หาค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้น จากรูปที่ 5.22 และ 5.23 เปรียบเทียบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันในโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องตามลำดับ โดยการเปรียบเทียบนี้แสดงให้เห็นถึงค่าความสูญเสียของการจ่ายแรงดันแบบไม่สมดุลนั้นจะมีค่ามากกว่าแบบสมดุล ซึ่งในรูปที่ 5.22 เป็นการทดสอบเทคนิคCSVPWM ในการทดสอบนี้จะมีการสวิตช์ตลอดช่วงเวลาดังนั้นจึงมีค่ากำลังสูญเสียที่ใกล้เคียงกันตลอดการเปลี่ยนแปลงค่าตัวประกอบกำลัง และในรูปที่ 5.23 เป็นการเปรียบเทียบกำลังการสูญเสียรวมจากเทคนิคDSVPWM โดยในเทคนิคนี้จะเป็นการหยุดการสวิตช์ในช่วงเวลาหนึ่งเป็นการลดการสูญเสียในการสวิตช์ได้ จากการทดสอบเทคนิคDSVPWM ค่าตัวประกอบกำลังที่ดีที่สุดของโหลดประเภทตัวต้านทาน

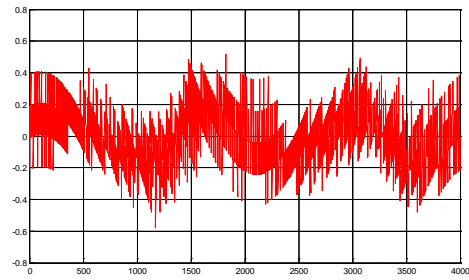


รูปที่ 5.24 (ก) และ (ข) กระแสและค่าระลอกคลื่นในแกน i_d , (ค) Harmonic Discontinuous

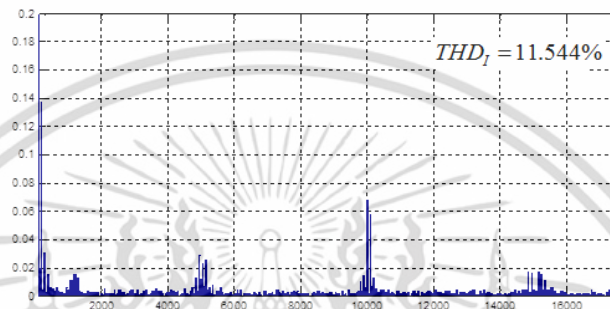
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) i_q Discontinuous

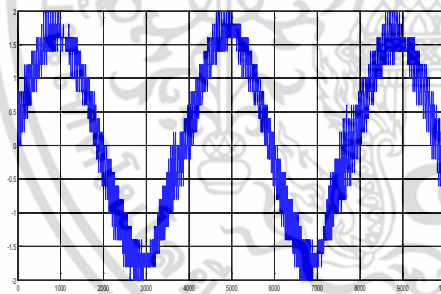


(ข) ripple current

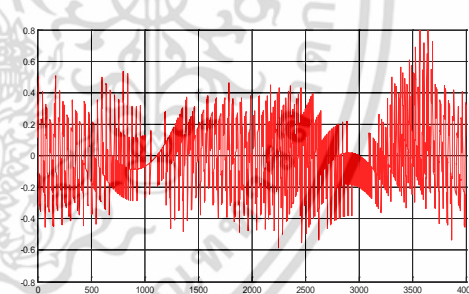


(ค) Harmonic i_q Discontinuous

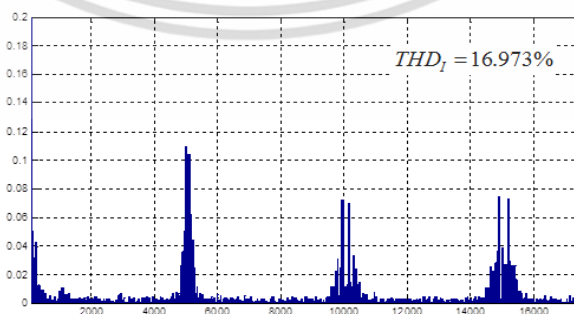
รูปที่ 5.25 (ก) และ (ข) กระแสและค่าระลอกคลื่นในแกน i_q (ค) Harmonic Discontinuous



(ก) i_d Continuous



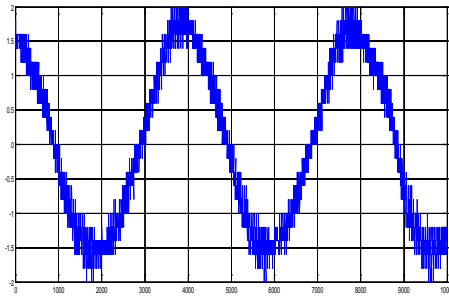
(ข) ripple current



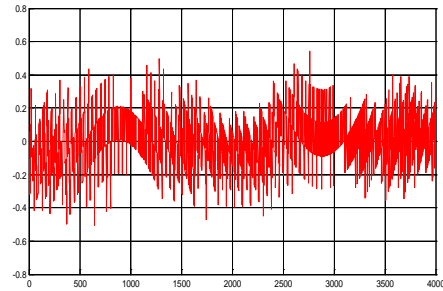
(ค) Harmonic i_d Continuous

รูปที่ 5.26 (ก) และ (ข) กระแสและค่าระลอกคลื่นในแกน i_d (ค) Harmonic continuous

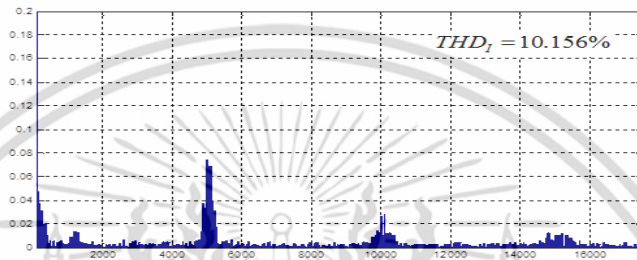
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นเป็นชอบหรือเห็นว่าการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) i_q Continuous



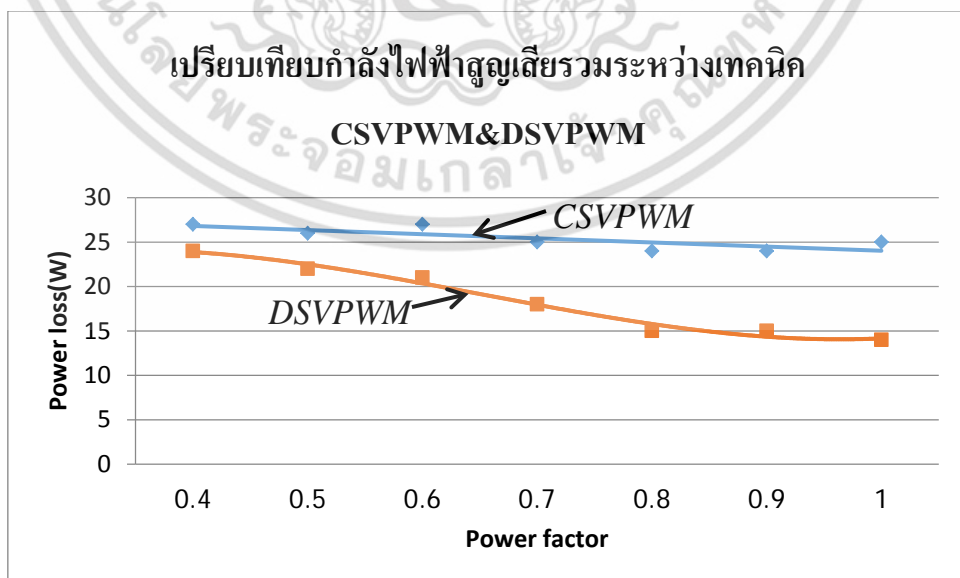
(ข) ripple current



(ค) Harmonic i_q Continuous

รูปที่ 5.27 (ก) และ (ข) กระแสและค่าระลอกคลื่นในแกน i_q (ค) Harmonic continuous

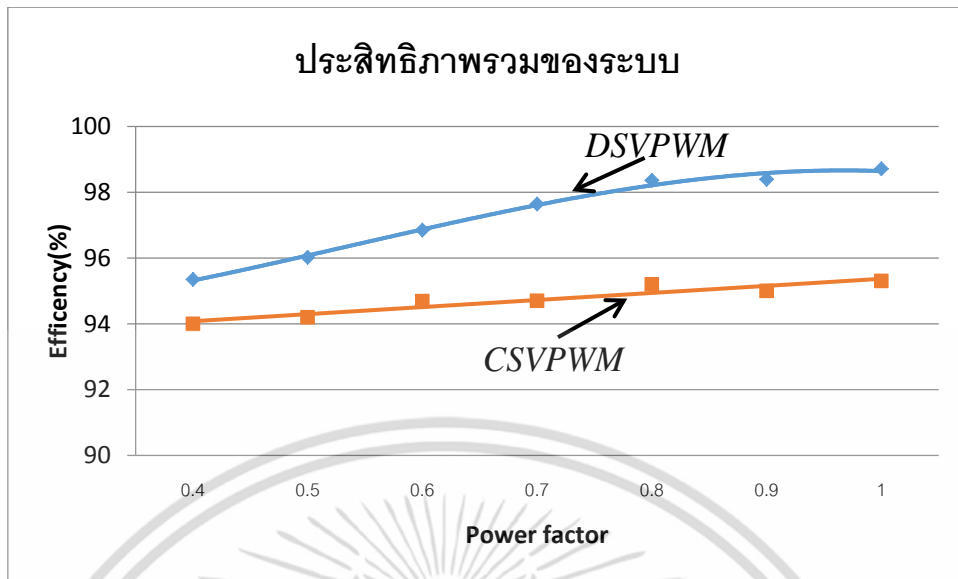
ในรูปที่ 5.24-5.27 เป็นค่าคลื่นระลอกของกระแส (Current ripple) และค่าฮาร์มอนิกของกระแส ซึ่งแสดงให้เห็นว่าในคลื่นระลอกของกระแสระหว่างเทคนิค CSVPWM และ DSVPWM นั้นจะมีค่าใกล้เคียงกันมากจึงนำฮาร์มอนิกมาวิเคราะห์ แสดงให้เห็นว่าค่าฮาร์มอนิกของเทคนิค CSVPWM นั้นจะมีค่าดีกว่าในส่วนของ DSVPWM



รูปที่ 5.28 เปรียบเทียบค่าความสูญเสียรวมจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวประกอบกำลัง

โดยใช้โพลิตัวด้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

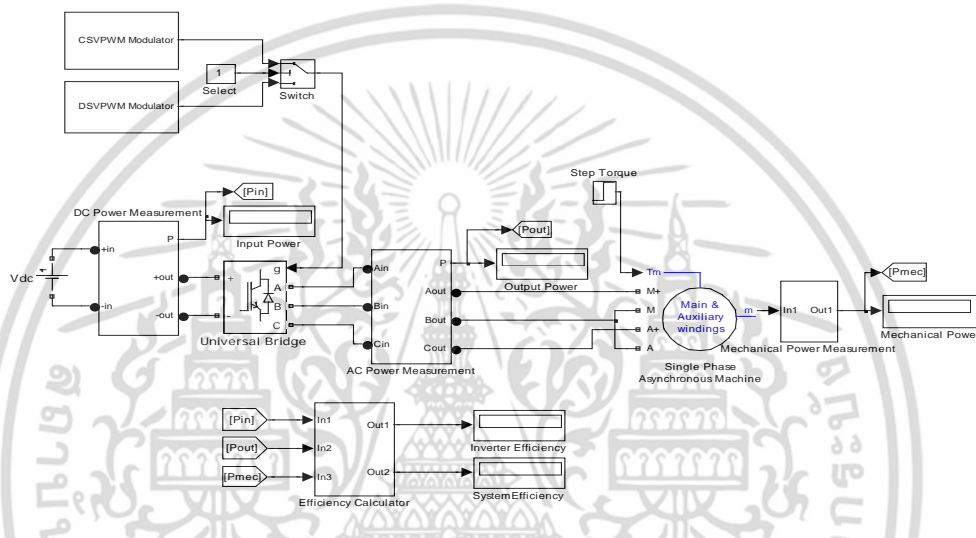


รูปที่ 5.29 ประสิทธิภาพรวมของอินเวอร์เตอร์เมื่อทดสอบโหลดตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ

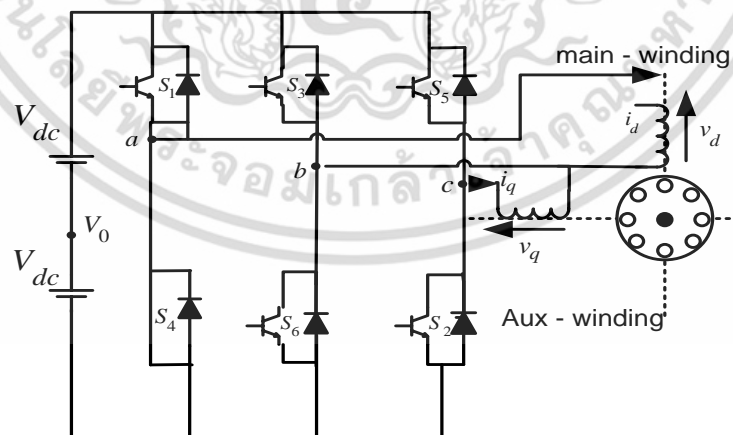
ในการทดสอบเทคนิคสเปซเวกเตอร์ด้วยการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องที่นำมาเสนอ โดยใช้โหลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ กำหนดการเปลี่ยนแปลงค่าตัวประกอบกำลังตั้งแต่ 0.4 - 1 ได้นำมาวิเคราะห์ค่าความสูญเสียและประสิทธิภาพของระบบ ในการทดสอบแบบCSVPWM นั้นจะมีค่าความสูญเสียใกล้เคียงกันเนื่องจากเมื่อค่าตัวประกอบกำลังเปลี่ยนแปลงที่เล็กลงนั้นก็จะอยู่ในช่วงที่มีการสวิตช์ตลอดเวลา ดังนั้นประสิทธิภาพรวมของระบบในเทคนิคCSVPWM จึงมีค่าใกล้เคียงกันด้วย ในส่วนของเทคนิคDSVPMWสามารถสรุปได้ว่าค่าตัวประกอบกำลังที่มีความสูญเสียมากที่สุดคือ 0.4 pf จากการวิเคราะห์ในรูปที่ 5.19 แสดงให้เห็นได้ว่ากระแสของโหลดที่วัดได้นั้นจะมีการแคลมบ์อยู่ระหว่างช่วงบวกระหว่างช่วงที่ขณะมีการสวิตช์ จึงทำให้มีค่าความสูญเสียมาก ส่วนค่าตัวประกอบกำลังที่มีการสูญเสียที่น้อยที่สุดคือ 1 เนื่องจากเทคนิคSVPWM ที่นำเสนอนี้เหมาะสมกับการใช้กับโหลดประเภทตัวต้านทานจึงส่งผลให้มีค่าความสูญเสียที่น้อยที่สุดนำมาพล็อตกราฟความสูญเสียได้ดังแสดงรูปที่ 5.28 ซึ่งเป็นกราฟแสดงค่าความสูญเสียในการทดสอบการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง เห็นได้ว่าการมอดูเลตในโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องนั้นจะมีค่าความสูญเสียที่น้อยกว่าโหมดพัลส์ต่อเนื่อง เนื่องจากการมอดูเลตในโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องนั้นมีการหยุดการสวิตช์ไปช่วงหนึ่ง และสอดคล้องกับการทดสอบโดยการใช้โหลดประเภทตัวต้านทาน ส่วนค่าประสิทธิภาพนั้นจะแสดงในรูปที่ 5.29 ประสิทธิภาพอยู่ในช่วงประมาณ 90% และเมื่อวิเคราะห์ถึงประสิทธิภาพนั้นเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันโดยการมอดูเลตในโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าโหมดพัลส์ต่อเนื่อง

5.5 การทดสอบกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

หลังจากทำการทดสอบเทคนิคสเปกเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันจากโหลดที่เป็นตัวต้านทานและตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำแล้ว ในหัวข้อนี้จะทำการทดสอบกับโหลดที่เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส โดยจะทดสอบในเงื่อนไขของการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง โดยจะทำการจำลองการทำงานจากโปรแกรม MATLAB/Simulink ในรูปที่ 5.34 เป็นการจำลองการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดจ่ายแรงดันไม่สมดุลตัดแปลงจากมอเตอร์หนึ่งเฟสชนิดคาปาซิเตอร์สตาร์ทและรันขนาดสองแรงม้าและนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ได้กล่าวถึงต่อไป



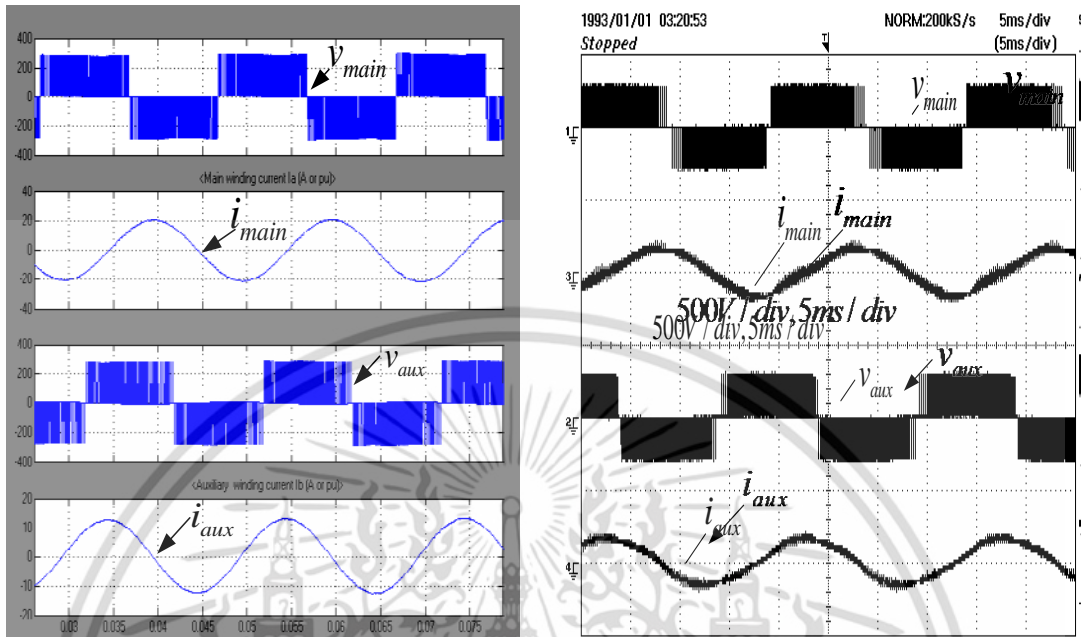
รูปที่ 5.30 การจำลองการทำงานจากโปรแกรม MATLAB/Simulink



รูปที่ 5.31 อินเวอร์เตอร์สามกึ่งชนิดจ่ายแรงดันขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

ในการทดสอบการใช้เทคนิคสเปกเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันด้วยการจ่ายแรงดันสองเฟสไม่สมดุล ซึ่งกำหนดให้แรงดันไฟตรงเท่ากับ 300 V และนำมาใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ดัดแปลงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสโดยการถอดคาปาซิเตอร์ออก ในการทดสอบนี้ได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างการใช้เทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดุมอดูละชั้นแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

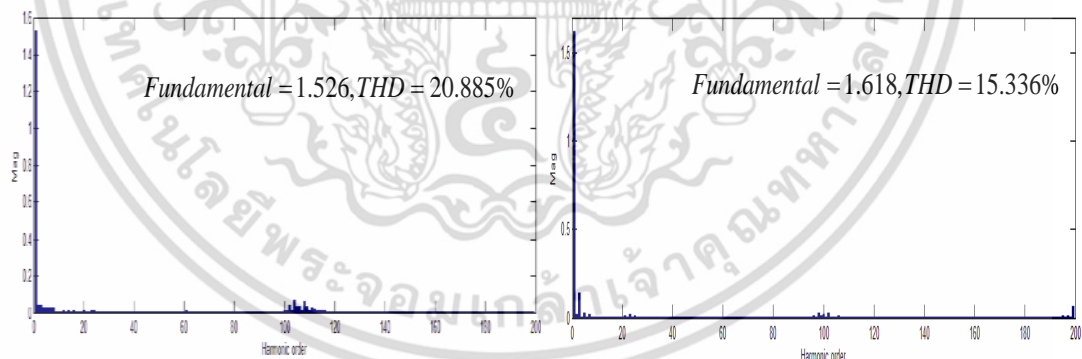


(ก)

(ข)

รูปที่ 5.32 กระแสและแรงดันจากโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพัลส์ต่อเนื่อง

(ก)การจำลองการทำงาน (ข)การทดสอบการทำงานจริง



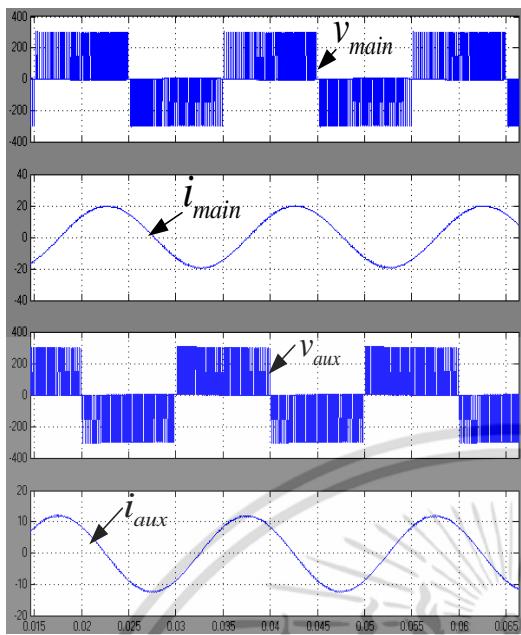
(ก)

(ข)

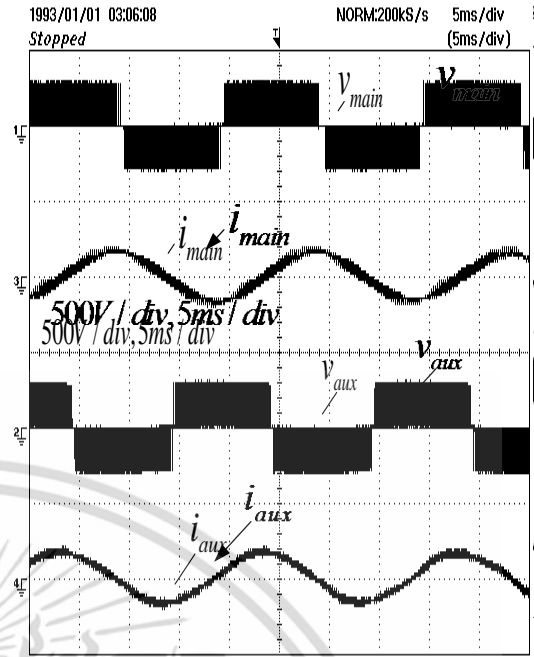
รูปที่ 5.33 ฮาร์โมนิกกระแสที่เงื่อนไขการมอดูเลตแบบพัลส์ต่อเนื่อง

(ก) กระแสที่ขดลวดหลัก (Im) (ข) กระแสที่ขดลวดช่วย (Ia)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



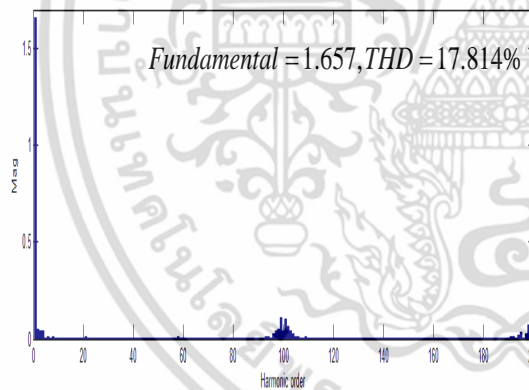
(ก)



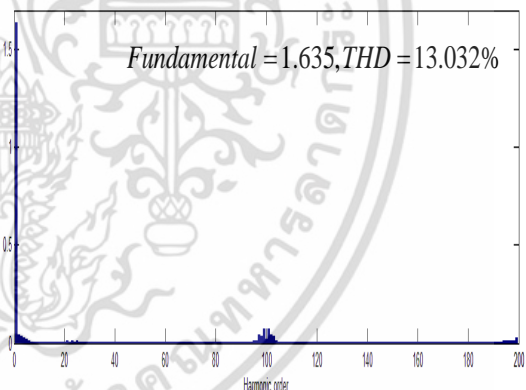
(ข)

รูปที่ 5.34 กระแสและแรงดันจากโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่อง

(ก)การจำลองการทำงาน (ข)การทดสอบการทำงานจริง



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.35 ฮาร์โมนิกกระแสที่เงื่อนไขการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง

(ก)กระแสที่ขดลวดหลัก (Im) (ข)กระแสที่ขดลวดช่วย (Ia)

การจำลองหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบพัลส์ต่อเนื่องและพัลส์ไม่ต่อเนื่อง โดยมีการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งใช้ซิปสวิตซ์อินเวอร์เตอร์สามกึ่งจ่ายแรงดันสองเฟสแบบไม่สมดุล ในการทดสอบนี้จะเป็นการทดสอบกับโพลมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่ดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟสโดยการถอดคาร์ปาซีเตอร์ในตัวมอเตอร์ออก

ในทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบ No load ได้กำหนดความถี่สวิตซ์ซึ่งไว้ที่ 5kHz จากรูปที่ 5.33 ถึง 5.35 แสดงให้เห็นถึงการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนาล็อกนี้สามารถทำการทดสอบได้กับโพลีเมอร์เหนียวนำสองเฟส ซึ่งในรูปคลื่นสัญญาณที่แสดงทั้งสองสัญญาณนี้จะไม่มีความแตกต่างกันมาก แต่ถ้าทำการเปรียบเทียบความสูญเสียจากการสวิตช์เมื่อทำการทดสอบกับมอเตอร์นั้นอาจเห็นถึงความแตกต่าง แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้ทำการวิเคราะห์ผลของความสูญเสียในการสวิตช์ของมอเตอร์เหนียวสองเฟส โดยจะอยู่ในส่วนของการพัฒนาการวิจัยต่อไป

5.6 สรุปผลการทดสอบ

ในทดสอบหลักการเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่ได้นำมาวิเคราะห์และเปรียบเทียบด้วยวิธีการต่างๆ เช่นการเปรียบเทียบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ โดยทำการทดสอบกับโพลีประเภทตัวต้านทานสามารถสรุปได้ว่าเมื่อความถี่สวิตช์เพิ่มขึ้นทำให้มีค่าความสูญเสียจากการสวิตช์มาก และการทดสอบโพลีประเภทตัวต้านทานได้ทำการเปรียบเทียบระหว่างการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง สามารถสรุปได้ว่าการมอดูเลตในโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องนั้นมีการสูญเสียจากการสวิตช์น้อยกว่าในการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่อง เพราะว่าการมอดูเลตโหมดไม่ต่อเนื่องมีการหยุดการสวิตช์ในช่วงระยะเวลาหนึ่ง

การทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตซึ่งได้กำหนดความถี่ไว้คงที่ ซึ่งได้ทำการปรับตั้งค่าดัชนีได้จากวงจรอนาล็อก ได้การทดสอบจ่ายแรงดันสองเฟสแบบสมดุลและไม่สมดุล โดยจะทดสอบกับโพลีประเภทตัวต้านทาน ซึ่งจะนำมาทดสอบการมอดูเลตแบบพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องเพื่อนำมาพิจารณาความสูญเสียที่เกิดขึ้นในระบบระหว่างที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลต โดยสามารถสรุปได้ว่าการทดสอบดัชนีการมอดูเลตที่มีค่าความสูญเสียน้อยที่สุดคือ $M_a = 0.8$ และค่าที่มีความสูญเสียมากที่สุดคือ $M_a = 0.4$ เนื่องจากความสูญเสียที่เกิดขึ้นมีผลมาจากกระแสที่เพิ่มขึ้นตามการมอดูเลต

ส่วนการทดสอบอีกประเภทหนึ่งโดยการใช้โพลีประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนียวนำมีการปรับค่าตัวประกอบกำลังเพื่อที่จะทดสอบหาค่าความสูญเสียน้อยที่สุด สามารถสรุปได้ว่าการทดสอบกับโพลีประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนียวนำ สำหรับการทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่าตัวประกอบกำลังนี้ค่าความสูญเสียน้อยที่สุดเท่ากับ 1 เนื่องจากในเทคนิคที่นำเสนอนี้เหมาะสำหรับการใช้กับโพลีประเภทตัวต้านทาน ส่วนค่าตัวประกอบกำลังที่มีความสูญเสียมากที่สุดในการทดสอบค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.4 เนื่องจากกระแสของโพลีนั้นจะอยู่ในช่วงที่มีการสวิตช์ ในการทดสอบนี้ทำการกำหนดให้ค่ากระแสที่ โดยมีการคำนวณหาค่าตัวประกอบกำลังที่เหมาะสมเพื่อนำมาวิเคราะห์ขณะที่กระแสมีการเลื่อนเฟสแต่ขนาดของกระแสที่คงเดิม โดยไม่ได้คำนึงถึงค่ากำลังไฟฟ้รวมอีกทั้งในการทดสอบนี้ยังทำการเปรียบเทียบการมอดูเลตในโหมดพัลส์ต่อเนื่องและโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องอีกด้วย ซึ่งสามารถสรุปได้เป็นไปในทิศทางเดียวกับการทดสอบกับโพลีประเภทตัวต้านทาน คือในการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องนั้นจะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าในโหมดพัลส์ต่อเนื่อง

การทดสอบสุดท้ายนี้จะเป็นการทดสอบหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน โดยใช้มอเตอร์เหนียวนำสองเฟส ซึ่งนำมอเตอร์หนึ่งเฟสมาดัดแปลงด้วยการถอดตัวเก็บประจุออก เพื่อที่แปลงให้เป็นมอเตอร์เหนียวนำสองเฟส ในการทดสอบนี้เป็นการจ่ายแรงดันสองเฟสให้กับขดลวดหลัก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และขดลวดช่วยแบบไม่สมดุล โดยทำการเปรียบเทียบระหว่างการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง จากรูปคลื่นแสดงให้เห็นได้ว่ามีลักษณะคล้ายๆกัน แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้นำการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการทดสอบมอเตอร์มาวิเคราะห์ซึ่งทำการพัฒนาต่อไป

สุดท้ายนี้สามารถสรุปได้ว่าการทดสอบเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันด้วยการใช้โพลตประเภทตัวต้านทาน ตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส เมื่อทำการเปรียบเทียบการมอดูเลตระหว่างโหมดพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง โดยการมอดูเลตในโหมดพัลส์ต่อเนื่องนั้นเป็นการลดความถี่ในการสวิตซ์จึงทำให้มีประสิทธิภาพที่ดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับหลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์โดยอาศัยคลื่นพาห์ สำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันแบบสามกึ่งที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟส ซึ่งการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์ที่ได้นำเสนอนี้จะเป็นการประยุกต์มาจากสมการทางคณิตศาสตร์และนำมาสร้างโดยการใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์หรือการสร้างด้วยวงจรรอนาล็อก โดยมีข้อดีคือสัญญาณขับที่ได้มานั้นจะมีความคลาดเคลื่อนน้อยกว่าระบบดิจิทัล เนื่องจากการสร้างแบบอนาล็อกนี้จะเป็นลักษณะการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์นำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อให้ได้สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ส่วนในการทางแบบดิจิทัลนั้นต้องอาศัยเวลาในการประมาณค่า (Sampling time) จึงทำให้รูปสัญญาณที่ออกมานั้นจะมีความคลาดเคลื่อน ซึ่งการสร้างด้วยวงจรรอนาล็อกนี้สามารถปรับขนาดรูปคลื่นสัญญาณและกำหนดความถี่ได้ตามต้องการ ส่วนข้อเสียของวงจรรอนาล็อกนี้คือมีขนาดใหญ่ทำให้มีสัญญาณรบกวน และต้องใช้เวลาในการตั้งค่า

การวิจัยที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ให้ความสำคัญกับการสูญเสียจากการสวิตช์ โดยการนำเทคนิคสเปซเวกเตอร์มาทำการทดสอบเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคสเปซเวกเตอร์โดยการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่อง โดยก่อนทำการทดสอบได้มีการจำลองการทำงานโดยการใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อที่ออกแบบสร้างวงจรรอนาล็อกที่ทดสอบกับโหลดประเภทตัวต้านทานโดยทำการเปลี่ยนค่าความถี่ของสวิตช์ทั้งการมอดูเลตในโหมดพัลส์ต่อเนื่องและพัลส์ไม่ต่อเนื่อง โดยนำค่าความสูญเสียมาเปรียบเทียบ สรุปได้ว่าเมื่อความถี่สวิตช์ที่สูงจะทำให้ความสูญเสียมากตามไปด้วย และยังทำการทดสอบในการเปลี่ยนแปลงค่าตัวประกอบกำลังเพื่อนำมาพิจารณาความสูญเสียที่เกิดขึ้น โดยค่าตัวประกอบกำลังที่มีความสูญเสียน้อยที่สุดคือ 0.6 เนื่องจากความสูญเสียนี้จะขึ้นอยู่กับกระแส ในส่วนการทดสอบกับโหลดประเภทตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ในการทดสอบจะทำการเปลี่ยนค่าตัวประกอบกำลังจากการกำหนดค่ากระแสที่คงที่ แต่จะทำการเปลี่ยนแปลงโหลดเพื่อให้กระแสที่มีการเลื่อนเฟส และทำการวัดค่าความสูญเสียของกำลังไฟฟ้าสามารถสรุปได้ว่าเมื่อทำการปรับค่าตัวประกอบกำลังที่มีความสูญเสียน้อยที่สุดจะอยู่ในช่วงที่เท่ากับ 1 เนื่องจากเทคนิคการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์วิธีที่นำเสนอนี้เหมาะสำหรับการใช้กับโหลดประเภทตัวต้านทานอีกทั้งยังได้ทำการทดสอบกับโหลดที่เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส โดยจะทำการจ่ายแรงดันสองเฟสให้กับขดลวดหลักและขดลวดช่วยแบบไม่สมดุล ซึ่งวงจรรอนาล็อกสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่สร้างขึ้นสามารถขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสได้ แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้ทำการวิเคราะห์ความสูญเสีย ซึ่งจะนำไปพัฒนาการใช้งานต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งที่พบจากการทดลองเมื่อวิเคราะห์ประสิทธิภาพ

- ขึ้นอยู่กับความถี่ในการสวิตช์เมื่อความถี่สวิตช์มากทำให้ความสูญเสียที่เกิดขึ้นมาก
- ขึ้นอยู่กับค่าตัวประกอบกำลังโดยการทดสอบนี้ได้ทำการกำหนดกระแสให้คงที่แต่มีการเปลี่ยนค่าตัวประกอบกำลัง ซึ่งผลของการสูญเสียขึ้นอยู่กับช่วงในการควบคุมกระแส

สุดท้ายนี้สามารถสรุปได้ว่าจากการทดสอบหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันโดยใช้โพลดิโพลตัวต้านทาน ตัวต้านทานอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำและมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส เมื่อทำการเปรียบเทียบกันระหว่างการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ต่อเนื่องและพัลส์ไม่ต่อเนื่อง แสดงให้เห็นว่าการสวิตช์นั้นเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้เกิดความสูญเสีย ซึ่งในการมอดูเลตแบบโหมดพัลส์ไม่ต่อเนื่องเป็นการลดสถานะของการสวิตช์ลง จึงส่งผลทำให้มีประสิทธิภาพที่ดีกว่า

6.2 ข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการสร้างสัญญาณด้วยวงจรนาฬิกาซึ่งจะทำให้ยุ่งยากต่อการปรับตั้งค่าเพื่อที่จะได้รูปคลื่นสัญญาณตามต้องการ โดยจะต้องใช้เวลาในการปรับตั้งค่าพอสมควร อีกทั้งยังมีขนาดใหญ่และพกพาลำบากและทำให้เกิดสัญญาณรบกวนทั้งภายนอกและภายในอุปกรณ์ เนื่องจากมีการใช้สายไฟในการต่อเป็นจำนวนมาก จึงจะได้กล่าวถึงการพัฒนาวิจัยต่อไปได้ดังนี้

- พัฒนาโดยการสร้างวงจรกรองสัญญาณรบกวน เนื่องจากในวงจรนี้จะมีสัญญาณรบกวนเข้ามาเป็นจำนวนมาก
- ลดขนาดอุปกรณ์ให้เล็กลง โดยการรวมอุปกรณ์ที่สร้างสัญญาณนั้นให้อยู่ในแผ่นเดียว
- พัฒนาการสร้างสัญญาณโดยการใช้ระบบดิจิทัล โดยเลือกใช้เวลาในการประมาณค่าที่เหมาะสม
- นำความสูญเสียที่เกิดจากการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสมาวิเคราะห์
- ในการทดสอบนี้ได้ทำการทดสอบเฉพาะช่วงความถี่ 50Hz ซึ่งในส่วนของการพัฒนาที่จะนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์จะต้องสามารถทำงานได้ในช่วงความถี่อื่นๆโดยการใช้วงจรเฟสล็อกูปเพื่อที่จะกำหนดความถี่ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] C.Yuanhai, F. Blaabjerg, G.Andersen, “An Asymmetrical Space Vector Method for Single Phase Induction Motor”, In Proc., **IEEE ISIE 2002**, Vol.4, 8-11 July, pp.1276-1278, 2002
- [2] Do-Hyun Jang and Duck-Yong Yoon, “Space-vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motor”, **IEEE Trans. On Industry Applications**, Vol.39, No.2 pp. 542-549,2003
- [3] S.Sinthusonthichat, and V.Kinnares, “A New Modulation Strategy for Unbalanced Two Phase Induction Motor Drive Using a three-Leg Voltage Source Inverter”, **IEEJ Trans. On Industry Applications**, Vol.125, No6 pp.482-491,2005
- [4] Chakrapong Charumit and Vimit Kinnares, “Analogue Space Vector Modulator for Two-Phase load using a Three-leg Voltage Source Inverter”,**IEEE Proc Robio**, In Press.
- [5] Ch. Charumit and V. Kinnares, “Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives”. **Electric Power Systems Research**, Vol. 79 ,No 7 pp. 1127-1135,2009
- [6] Chakrapong Charumit, Wekin Piyarat and Vijit Kinnares. “Unbalanced Two-Phase Voltage Discontinuous Space Vector Modulation Techniques for Three-Leg Voltage Source Inverter”. **ECON 2010**, Vol1, 1-3 December 2010, pp13-16.2010
- [7] D. Grahame Holmes And Thomas A.Lipo.2003. “Pulse Width Modulation For Power Converters”. **Principles and practice**.
- [8] รศ.ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ชาราธิ์เรษฐ. “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronic”. คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [9] จักรพงษ์ จารุมิศร์. 2553, “หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันเฟสไม่สมดุล ด้วยวิธีคลื่นพาห์ สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส แบบไม่สมมาตร”. **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.**
- [10] V.kinnares and Ch.Charumit, “Modulation Function of Space Vector PWM for Three-leg VSI Fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors”, **IEEE Trans. On Power Electronic**, Vol24,pp1135-1139, 2009.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] M.A.Jabbar, M.Khambadkone ,IEEE “Space Vector Modulation in a Two-Phase Induction Motor Drive for Constant-Power Operation”, **IEEE Trans. On Industrial Electronic**”, Vol.51, No5 pp. 1081-1088 2004
- [12] E.R. Benedict and T.A.Lipo: “Improved PWM Modulation for a permanent-Split Capacitor Motor”, **IEEE Proc.**, IAS, Conf., Vol 3 pp. 2004-2010(2000).
- [13] Ch. Churamit and V.Kinnares, “Realization of a Carrier-base Unbalanced Output Space Vector PWM Strategy Using Analogue and Digital Techniques for Three-leg Voltage Source Inverter Fed Two-Phase Induction Motors”, **IEEJ Trans. On Industry Application**, Vol.129, No6, pp.134-138,2009.
- [14] Do-Hyun Jang, “PWM Methods for Two-Phase Inverters”, **IEEE on Industry Applications Magazine**, Vol.13 No.2 pp.40-61,2007.
- [15] P.C. Sen, “Principles of Electric Machines and Power Electronic”, John Wiley&Sons, Inc, 1997
- [16] S.Sinthusonthichat, V.Kinnares, “A New Modulation Strategy for Unbalanced Two Phase Induction Motor Drives Using A Three-Leg Voltage Source Inverter,” **IEEJ Trans. Ind. Appl**, Vol.125, No.6, pp,482-491,2005.
- [17] Denizar C. Martins, Luis C. Tomaselli, Telles B.Lazzarin, and Ivo Barbi, “Drive for a Symmetrical Two-Phase Induction Machine Using Vector Modulation,” **IEEJ Trans. On Industrial Application**, Vol.126, No.7, pp. 840-853,2006.
- [18] D.G. Holmes, Thomas A. Lipo, “Pulse Width Modulation for Power Converter,” Wiley Interscience, **IEEE Press**, p. 259-270,2003.
- [19] L.C.Tomaselli, T.B. Lazzarin, D.C. Martins and I.Barbi, “Application of the Vector modulation in Symmetrical Two-Phase Induction Machine Drive”, Power Electronics Specialists Conf., 2005 PESC’0. **IEEE36th**, pp.1253-1258,2005.
- [20] Muhammad H.Rashid,2004. “Power Electronics Circuits Devices And Applications”. Electrical and Computer Engineering University ofwest Florida.
- [21] Ned Mohan, “Electric Drives an Integrative Approach”, Mnpere Minneapolis,2000
- [22] Ch.Charumit and V.Kinnares, “Implementation of Space Vector PWM for a Two-Phase Three-leg Voltage Source Inverter”, **EcTI Trans.**, Vol.7,No.1 2009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

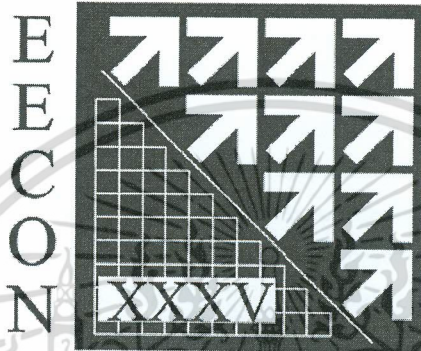
- [23] Chakrapong Charumit and Vijit Kinnares, “Implementation of Space Vector PWM for a Two- Phase loads using a Three-Leg Voltage Source Inverter”, **IEEE Proc Robio Conf.**, In Press
- [24] Yuttana Kumsuwan, Suttichai Premrudeepreechachan and Vijit Kinnares, “A Carrier-Based Unbalanced PWM Method for Four-Leg Voltage Source Inverter Fed Unsymmetrical Two-Phase Induction Motor”, **IEEE Trans.**, Vol 60 , Issue 5 pp. 2031-2041 2013
- [25] N.Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins. “Power Electronics”. 3rd ED. New jersey : John Wiley&Sons,Inc.2003.
- [26] M.H.Rashid. “Power Electronics”. 3rd Ed. New jersey : Prentice Hall.2003.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



The 35th Electrical Engineering Conference (EECON-35)



SCHOOL OF
ENGINEERING
BANGKOK UNIVERSITY

NECTEC
a member of NSTDA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร ด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์ พีดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องชนิดใช้คลื่นพาห์

Efficiency Comparison Between Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives with Carrier-based Continuous and Discontinuous Space Vector Pulse width Modulation Techniques

นพพร อุทัยโสภณ¹ วัชรินทร์ พรหมคุณ¹ วิจิตร กิณเรศ¹ จักรพงษ์ จารุมิตร²

¹สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ Email np.auyaisom@gmail.com

²สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีปทุมวัน กรุงเทพฯ E-mail:ch-charumit@hotmail.com

PE034

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการจำลองการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรด้วยอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดัน 3 เฟส ระหว่างเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันชนิดมีคลื่นพาห์แบบพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink แบบจำลองการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยช่วงนำกระแสและการสูญเสียเนื่องจากสับเบอรั ในบทความนี้กล่าวถึงหลักการสร้างพีดับบลิวเอ็มแพทเทิร์นทั้งสองแบบ ได้มีการเปรียบเทียบรูปคลื่นกระแสของขดลวดมอเตอร์ ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ มอเตอร์และของระบบทั้งหมด จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าเทคนิคแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์และระบบสูงกว่าแบบเทคนิคพัลส์ต่อเนื่องภายใต้การเปลี่ยนภาระมอเตอร์และการเปลี่ยนความถี่สวิทซ์

คำสำคัญ: สเปซเวกเตอร์, พัลส์วิดมอดูเลชัน, มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

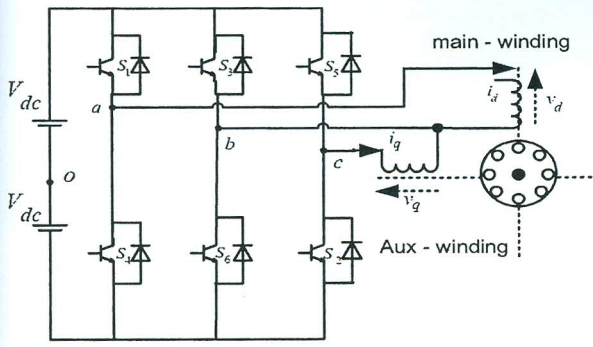
Abstract

This paper presents an efficiency comparison between Asymmetrical parameter type two-phase induction motor drives using Three-leg Voltage Source Inverter with carrier-based continuous space vector pulsewidth modulation WM (CSVPWM) and discontinuous space vector pulsewidth modulation (DSVPWM). The inverter loss model consists of conduction loss and snubber loss. In this paper, principle of PWM patterns is given. A comparison of stator current waveforms, efficiency of inverter, motor and overall system has been conducted. The simulation results show that the DSVPWM offers higher efficiency of both inverter and overall systems is higher than that for the CSVPWM throughout load variations and various switching frequency.

Keywords: Space Vector, Pulsewidth modulation, two-phase induction motor

1. คำนำ

ในปัจจุบันหลักการสเปซเวกเตอร์เป็นที่นิยมสำหรับการสร้างสัญญาณขับให้กับชุดอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันสามเฟส เนื่องจากให้ข้อดีคือสามารถเพิ่มแรงดันเอาต์พุตในย่านเชิงเส้นได้อีกประมาณ 15% อีกทั้งยังลดผลของการผิดเพี้ยนของแรงดันฮาร์มอนิกส์[1] และยังง่ายกับการดำเนินงานดิจิทัล เทคนิคสเปซเวกเตอร์ที่ดับบลิวเอ็มชนิดใช้คลื่นพาห์แบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องสำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสสามารถพบใน[1,3]เป็นการเปรียบเทียบเมื่อมุมความไม่สมดุลของแรงดันสองเฟสมีค่าต่างๆแต่ยังไม่มีการตรวจสอบเมื่อนำมาใช้กับมอเตอร์สองเฟส งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสที่ปรับความเร็วรอบได้ด้วยการใช้อินเวอร์เตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีพารามิเตอร์สมมาตรได้จาก[2]และที่ได้จากการคิดแปลงมอเตอร์หนึ่งเฟสทำให้เกิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรของขดลวดหลักและขดลวดช่วยโดยการถอดตัวเก็บประจุออกจากขดลวดเพื่อป้องกันการเกิดโรโชนันซ์ที่ความถี่ต่ำสามารถดูได้จาก[1] ซึ่งงานวิจัยเหล่านี้มีจุดประสงค์เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของมอเตอร์หนึ่งเฟสในเรื่องการเกิดแรงบิดกระเพื่อม โดยการคิดแปลงเป็นมอเตอร์สองเฟสแต่อย่างไรก็ตามเทคนิคสเปซเวกเตอร์ชนิดมีคลื่นพาห์แบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสยังมีน้อยอยู่ สำหรับบทความนี้ได้นำเสนอการเปรียบเทียบสเปซเวกเตอร์ที่มีการมอดูเลชัน 2 แบบ คือแบบมอดูเลชันแบบพัลส์ต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่องสำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสที่พิจารณาวงจรสับเบอรัร่วมด้วยตามรูปที่ 1 โดยการจำลองการทำงาน ซึ่งจะควบคุมแรงดันให้แรงดันเอาต์พุตแต่ละเฟสมีแรงดันแตกต่างกันโดยให้อัตราส่วนแรงดันขดลวดช่วยต่อแรงดันขดลวดหลักเท่ากับอัตราส่วนจำนวนรอบขดลวดช่วยต่อจำนวนรอบขดลวดหลักเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร มีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์ภายใต้เงื่อนไขภาระโหลดมอเตอร์ขนาดต่างๆและความถี่สวิทซ์



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์สามกึ่งซันดจ่ายแรงดันขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสชนิดพหามิเตอร์ไม่สมมาตร

2. สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบมีคลื่นพาหะ

สเปซเวกเตอร์ที่อาศัยคลื่นพาหะเป็นการสร้างรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ที่สามารถเทียบเท่ากับการสร้างอาศัยการคำนวณเวลาที่ใช้กันทั่วไป วัตถุประสงค์คือ เพื่อสร้างสมการทางคณิตศาสตร์เป็นตัวแทนรูปคลื่นเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับคลื่นพาหะที่เป็นสามเหลี่ยม โดยผลพลอยได้จากการทำด้วยวิธีนี้คือการเพิ่มแรงดันระหว่างสายที่ความถี่หลักมูล 15% และลดทอนฮาร์มอนิกสี่ของกระแสมอเตอร์

2.1 ฟังก์ชันการมอดูเลตแบบโหมดต่อเนื่อง

สำหรับการวิเคราะห์สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบคลื่นพาหะซึ่งให้ผลลัพธ์ที่เหมือนกันกับการคำนวณเวลานั้น มีความจำเป็นเนื่องจากการวิเคราะห์ด้วยการคำนวณในนี้ช่วงเวลาอาจไม่สามารถมองเห็นภาพของการมอดูเลชันของสัญญาณได้ การสร้างโดยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบคลื่นพาหะ จะต้องทราบแรงดันอ้างอิงเพื่อที่จะใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นพาหะ สัญญาณคลื่นมอดูเลต (modulating signal) ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา v_a^* , v_b^* และ v_c^* สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_a^* = m_a \cos\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) - v_0^* \quad (1)$$

$$v_b^* = m_a \cos(\omega_s t + \delta) - v_0^* \quad (2)$$

$$v_c^* = m_a \cos\left(\omega_s t + \frac{\pi}{2}\right) - v_0^* \quad (3)$$

โดยกำหนดให้ m_a เป็นดัชนีการมอดูเลต δ คือมุมความไม่สมดุลของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองเฟส รายละเอียดเกี่ยวกับมุมนี้ที่มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตได้จาก [1] สำหรับZero sequence สามารถหาได้จากสมการ (4)

$$v_0^* = \frac{\max(v_a^*, v_b^*, v_c^*) + \min(v_a^*, v_b^*, v_c^*)}{2} \quad (4)$$

การหาค่าแรงดัน

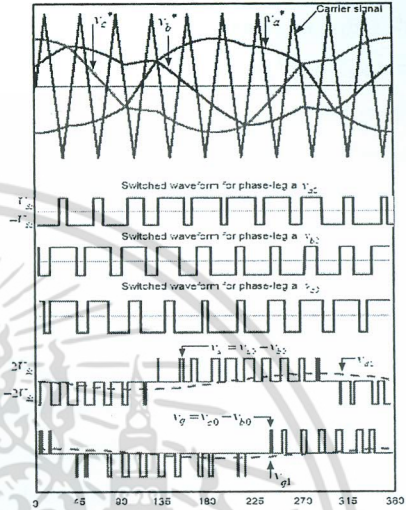
$$v_{g,1} = m_a V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (5)$$

$$v_{d,1} = m_a V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (6)$$

สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสแบบพหามิเตอร์ไม่สมมาตรเราสามารถหาค่ามุม δ ได้จากสมการ(7) [5]

$$\delta = 2 \tan^{-1}(a) - \frac{\pi}{2} \quad (7)$$

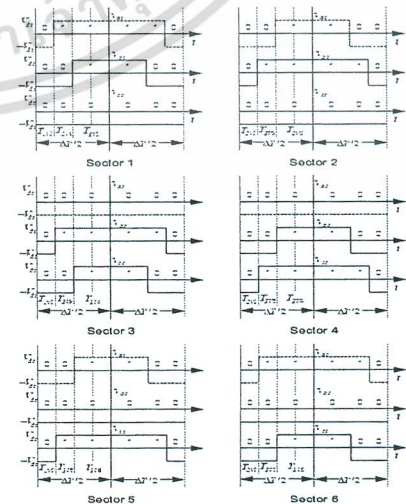
โดย a คืออัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดช่วยต่อขดลวดหลักสำหรับบทความนี้ให้ใช้ $\delta = 25.66^\circ$ ซึ่งคำนวณจากพหามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง ในรูปที่ 2 แสดงหลักการของเทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบพัลส์ต่อเนื่อง



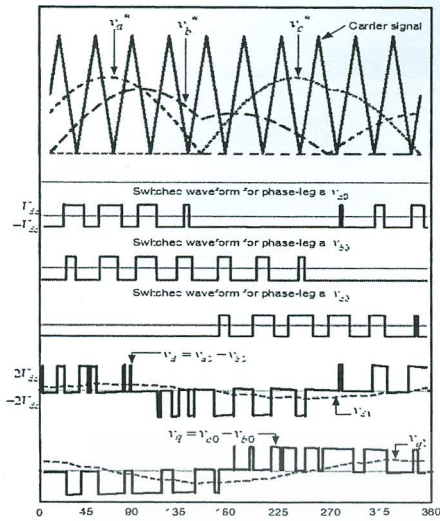
รูปที่ 2 การมอดูเลตสัญญาณแรงดันอ้างอิงแบบพัลส์ต่อเนื่องและแรงดันเอาต์พุตที่ $\delta = 25.66^\circ$

2.2 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่อง

หลักการสเปซเวกเตอร์แบบโหมดไม่ต่อเนื่องนี้มีข้อแตกต่างกับแบบต่อเนื่องอยู่ในบทความนี้จะแก้ปัญหาค่าแรงดันไฟตรงทางด้านลบ (DPWMXN) โดยในแต่ละเซกเตอร์จะมีมีสวิตซ์สำหรับกึ่งบน (s1, s3, s5) ตัวหนึ่งเปิดวงจรเป็นระยะเวลาค่าไม่เท่ากับรายละเอียดได้จาก [1] แพทเทิร์นการสวิตซ์ทั้งหมดแต่ละเซกเตอร์แสดงดังรูปที่ 3 ส่วนรูปที่ 4 แสดงหลักการกำเนิดรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ที่ดับบลิวเอ็มแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องชนิดใช้คลื่นพาหะ



รูปที่ 3 รูปแบบพัลส์ของ DPWMXN ในแต่ละเซกเตอร์



รูปที่ 4 การมอดูเลตสัญญาณแรงดันอ้างอิงแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องและแรงดันเอาท์พุทที่มุม $\delta = 25.66^\circ$

3. กำลังสูญเสียขณะสวิตช์ซึ่งและขณะนำกระแส (Switching loss and Conduction loss)

กำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ (switching loss) ในขณะที่กำลังปิดและเปิดแสดงดังสมการ (8) ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่สวิตช์ กระแสไหลและระยะเวลาที่ขึ้นและลง (rise and fall times) ส่วนสมการที่ 9 แสดงกำลังสูญเสียในขณะที่สวิตช์หลังจากนำกระแส (conduction loss) ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่การสวิตช์ แรงดันตกคร่อมสวิตช์ในขณะที่สวิตช์ปิด กระแสไหลและระยะเวลาขณะสวิตช์ปิด

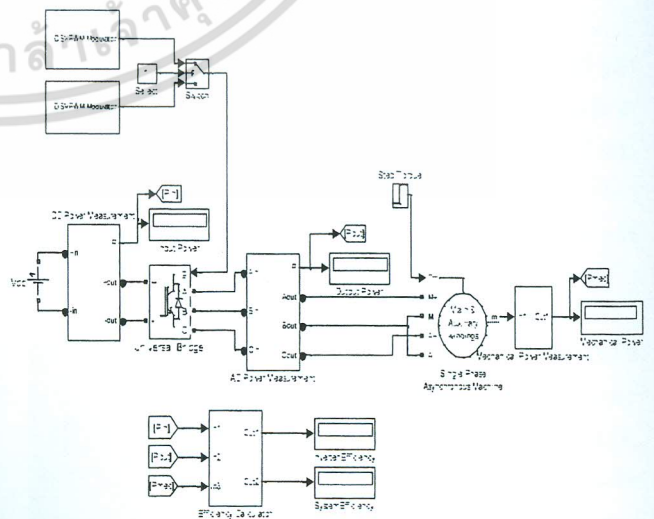
$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_0 f_s [t_{c(on)} + t_{c(off)}] \quad (8)$$

$$P_{on} = V_{on} I_0 \frac{t_{on}}{T_s} \quad (9)$$

4. ผลการจำลอง

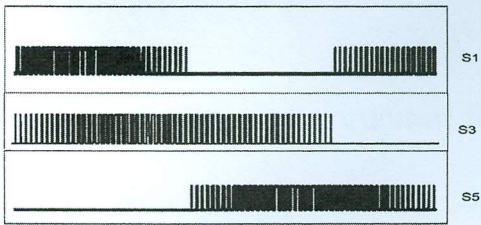
จากงานวิจัยนี้ได้มีการจำลองการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพหุขั้วสามขั้วไม่สมดุลที่ได้จากการดัดแปลงมอเตอร์หนึ่งเฟสชนิดคาปาซิเตอร์สตาร์ทและรัน (Capacitor star and capacitor run induction motor) ขนาด 2 แรงม้าซึ่งในที่นี้จะทำการถอดตัวเก็บประจุออกโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ซึ่งจะใช้หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน 2 แบบ คือแบบพัลส์ต่อเนื่องและแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่อง ซึ่งจะนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์ภายใต้การปรับเปลี่ยนภาระของมอเตอร์ ในรูปที่ 6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบที่เขียนในโปรแกรม MATLAB/Simulink ประกอบด้วยระบบย่อยของการสร้างแพพเพอร์นของการสวิตช์ทั้งสองแบบที่สามารถเลือกได้แบบจำลองของมอเตอร์ที่มีให้ใช้จากโปรแกรมสำเร็จรูป เครื่องมือวัดกระแสและแรงดัน สำหรับความต้านทานของสวิตช์สมมติให้มีค่าความต้านทานขณะสวิตช์ปิด R_{on} เท่ากับ 0.15 โอห์มเทียบเท่ากับสวิตช์เป็นไอจีบีที (IGBT) ความต้านทานในวงจรสนับสนุนเบอร์ $R = 5k\Omega$ และ $C = 0.47\mu F$ และ

เนื่องจากในโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB/Simulink ไม่มีการให้ตั้งค่าเวลาได้ขึ้นแต่มีเวลาต่อทำให้การสวิตช์ซึ่งขาดการพิจารณาในช่วงเทอร์นออนและจะพิจารณาในช่วงเทอร์นออฟซึ่งใช้ค่า $T_f = 1\mu s$ อาจทำให้แบบจำลองการสูญเสียไม่สมบูรณ์และทำให้ค่าที่ได้ผิดพลาดจากความเป็นจริง อย่างไรก็ตามในบทความได้เพิ่มส่วนวงจรสนับสนุนเบอร์เข้ามาเพื่อให้เห็นการเปรียบเทียบได้เด่นชัดขึ้นนอกจากนี้ ความถี่อินเวอร์เตอร์สามารถปรับเปลี่ยนได้จาก 0-50Hz แต่ในบทความที่นำเสนอจะพิจารณาที่ความถี่ 50Hz ซึ่งในบทความยังได้เปลี่ยนค่าความถี่สวิตช์อยู่ที่ 5kHz และ 10 kHz เพื่อทดสอบผลกระทบ รูปที่ 7 แสดงให้เห็นถึงการขาดตอนของพัลส์ (ไม่ต่อเนื่อง) แต่สวิตช์จะมีระยะเวลาความไม่ต่อเนื่องไม่เท่ากันซึ่งอยู่กับค่ามุม δ รายละเอียดดูได้จาก [1] รูปที่ 8 แสดงกระแสของขดลวดหลักและช่วยของมอเตอร์ ซึ่งให้ความแตกต่างไม่มาก แสดงให้เห็นถึงว่าแรงดันเอาท์พุททั้งสองเทคนิค และรูปคลื่นที่ดับบลิวเอ็มมีคุณภาพใกล้เคียงกัน รูปที่ 9 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่กระแสไหลต่างกัน จะเห็นว่าเทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องจะให้ประสิทธิภาพสูงกว่าอย่างเห็นได้ชัดประสิทธิภาพจะเพิ่มตามโหลด รูปที่ 10 แสดงประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าใกล้เคียงกันแต่แสดงให้เห็นถึงคุณภาพของคลื่นที่ดับบลิวเอ็มทางด้านเอาท์พุทใกล้เคียงกัน ซึ่งสอดคล้องกับรูปคลื่นกระแส ในรูปที่ 8 ประสิทธิภาพของระบบน้อยกว่ามอเตอร์ ซึ่งประสิทธิภาพระบบของเทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องจะให้ประสิทธิภาพรวมสูงกว่าของเทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบพัลส์ต่อเนื่อง ส่วนประสิทธิภาพอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 5kHz และ 10kHz ในรูปที่ 11 เมื่อประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สำหรับเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องที่ความถี่สวิตช์ 5kHz สูงกว่าประสิทธิภาพที่ความถี่ 10kHz สำหรับเทคนิคทั้งสอง เนื่องจากมีการสวิตช์น้อยกว่า สอดคล้องกับ สมการ(8),(9) และเทคนิคแบบพัลส์ต่อเนื่อง จะให้ประสิทธิภาพต่ำกว่าพัลส์แบบไม่ต่อเนื่อง ทั้งความถี่ 5kHz และ 10kHz อย่างเห็นได้ชัด ซึ่งการจำลองพบว่ามีเพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับ 0.6 และค่าแรงบิดเฉลี่ยเริ่มต้นประมาณ 38 N.m.

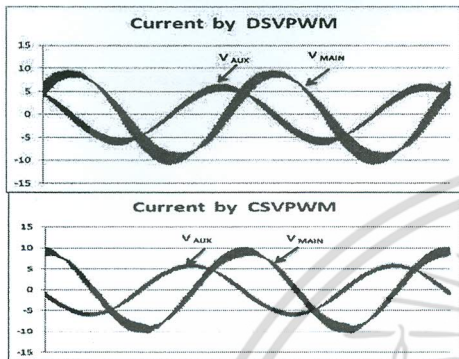


รูปที่ 6 การจำลองการทำงานจากโปรแกรม MATLAB/Simulink

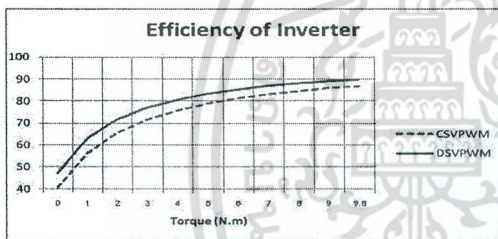
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



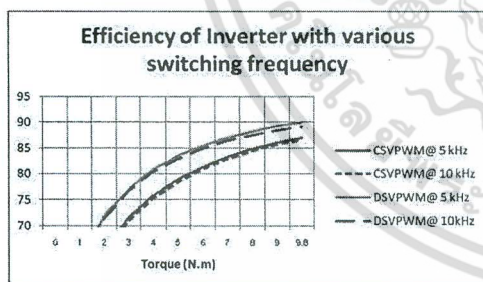
รูปที่ 7 สัญญาณขับเคลื่อนของแฉกแต่ละกิ่งสำหรับพัลส์ไม่ต่อเนื่องที่ $\delta = 25.66^\circ$ ที่ความถี่สวิตช์เท่ากับ 5 kHz



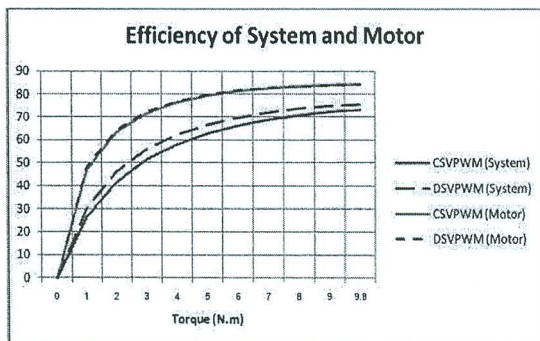
รูปที่ 8 กระแสขดลวดหลักและขดลวดช่วยทั้ง 2 เทคนิค



รูปที่ 9 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 10 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนความถี่สวิตช์



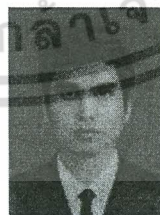
รูปที่ 11 ประสิทธิภาพของระบบและมอเตอร์

5. สรุป

จากการจำลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างสเปซเวกเตอร์แบบพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง โดยการจำลองด้วย MATLAB/Simulink ซึ่งนำไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร โดยใช้อินเวอร์เตอร์สามกิ่งจะเห็นได้ว่าแบบพัลส์ไม่ต่อเนื่องจะมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าแบบพัลส์ต่อเนื่องตลอดช่วงการปรับเปลี่ยนโหลดและความถี่สวิตช์ 5kHz และ 10kHz เมื่อความถี่สวิตช์สูงขึ้น ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะลดลง เนื่องจากมีการสวิตช์บ่อยครั้งมากขึ้น ทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] จักรพงษ์ จารุมิตรี, เวทิน ปิยรัตน์, วิจิตร กิณเรศ, "เทคนิคการสร้างแรงดันสองเฟสที่ไม่สมมาตรด้วยหลักการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์พัลส์ไม่ต่อเนื่องสำหรับอินเวอร์เตอร์สามกิ่งแบบแหล่งจ่ายแรงดัน", EECON33 Trans.
- [2] V.Kinnares and C. Charumit, "Modulation Functions of Space Vector PWM for Three-leg VSI-Fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors", IEEE Trans. On Power Electronic, Vol.24, pp. 1135-1139, 2009.
- [3] นพพร อยู่ยโส, เก่งพงศ์ กล่อมจินดา, ธีราร นิยมสุวรรณ, ยุทธนา บุญคำเนิน, "สเปซเวกเตอร์พัลส์สวิตมอดูเลชัน อินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันไม่สมมูล", ปรวิญญาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต ปี 2553
- [4] M.A.Jabbar, Senior Member, IEEE, Ashwin M. Khambadkone, Member, IEEE, and Zhang Yanfeng "Space-Vector Modulation in a Two-Phase Induction Motor Drive for Constant-Power Operation", IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.51, No5 pp. 1081-1088 2004
- [5] E.R. Benedict and T.A.Lipo: "Improved PWM Modulation for a permanent-Split Capacitor Motor", IEEE Proc., IAS, Conf., Vol.3 pp. 2004-2010(2000)



นาย นพพร อยู่ยโส สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, พ.ศ.2553 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



นาย วัชรินทร์ พรหมคุณ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ จากมหาวิทยาลัยอุบลราชธานี, พ.ศ.2554 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายนพพร อุ๋ยายโสสม
วัน เดือน ปีเกิด	17 ตุลาคม 2531
ที่อยู่	645 ม.แฮปปี้แลนด์ทาวเฮ้าส์ ถนน นวมินทร์ แขวงคลองจั่น เขตบางกะปิ กรุงเทพมหานคร 10240

ประวัติการศึกษา

พ.ศ. 2541	ประถมศึกษา โรงเรียนบ้านบางกะปิ กรุงเทพมหานคร
พ.ศ. 2544	มัธยมศึกษาตอนต้น โรงเรียนบางกะปิ กรุงเทพมหานคร
พ.ศ. 2547	ประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาช่างอิเล็กทรอนิกส์ โรงเรียนช่างฝีมือทหาร กรุงเทพมหานคร
พ.ศ. 2550	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร กรุงเทพมหานคร

ผลงานวิจัย

นพพร อุ๋ยายโสสม วัชรินทร์ พรหมคุณ จักรพงษ์ จารุมิตรี และวิจิตร กิณเรศ “การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบพารามิเตอร์ไม่สมมาตร ด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์ พัดบลิวเอ็มแบบพัลส์ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องชนิดคลื่นพาห์” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 35-EECON 35 มหาวิทยาลัยกรุงเทพ

ประวัติการทำงาน

พ.ศ.2555	ทำงานในตำแหน่งวิศวกรงานระบบ บริษัท เซ็กโก้ เอ็นจิเนียริง แอนด์ คอนสตรัคชั่น จำกัด
----------	---

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้