

การมอดูเลทความกว้างพัลส์ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์
สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ

นายภูวคต มิ่งขวัญ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ปีการศึกษา 2549
ISBN 974-190-867-9
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นายภูวดล มิ่งขวัญ
ชื่อวิทยานิพนธ์ : การมอดูเลทความกว้างพัลส์ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบลด
กำลังสูญเสียจากการสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : อาจารย์ ดร.ธีรธรรม บุญยะกุล
อาจารย์คทาเทพ สวัสดิพิศาล
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

อินเวอร์เตอร์สามระดับได้ถูกพัฒนาขึ้น เพื่อที่จะทำให้อินเวอร์เตอร์สามารถขับเคลื่อนที่
กำลังไฟฟ้าสูงได้ซึ่งข้อดีของอินเวอร์เตอร์สามระดับ เมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป
(อินเวอร์เตอร์สองระดับ) คือ รูปคลื่นของสัญญาณออกของอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีฮาร์โมนิก
ต่ำกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับที่ความถี่สวิตช์ซึ่งเดียวกัน แต่ข้อเสียของอินเวอร์เตอร์สามระดับคือ
อุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีมากกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับสองเท่าผลที่ตามมา
คือ ทำให้เกิดปัญหากำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอวิธีการมอดูเลทความกว้างพัลส์ แบบลดกำลังสูญเสีย
จากการสวิตช์ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ โดยใช้วิธีกำหนด
รูปแบบการสวิตช์ให้มีการคงค่าสถานะการสวิตช์ ในช่วงที่รูปคลื่นกระแสของโหลดมีค่าสูงสุด
ซึ่งช่วงที่มีการคงค่าสถานะการสวิตช์จะมีค่าเท่ากับ 60 องศาไฟฟ้าของรูปคลื่นซิกบวมและ 60 องศา
ไฟฟ้าของรูปคลื่นด้านลบโดยที่วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ จะแบ่งออกเป็น 3 วิธีคือวิธีที่ 1
เหมาะสำหรับโหลดที่มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเท่ากับหนึ่ง วิธีที่ 2 เหมาะสำหรับโหลดที่มีค่าตัว
ประกอบกำลังไฟฟ้านำหน้า และวิธีที่ 3 เหมาะสำหรับโหลดที่มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล่าช้า

การจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ใช้โปรแกรม Matlab/Simulink โดยเปรียบเทียบกับวิธี
คอนเวนชันนอลสเปซเวกเตอร์ (CSVPWM) ในส่วนของการทดลองจะใช้ตัวควบคุมประมวลผล
สัญญาณดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812 สร้างสัญญาณพีดีบีพลิวเอ็ม เพื่อทดสอบกับวงจร
ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ จากผลการทดลองวิธีการที่นำเสนอสามารถลดกำลังสูญเสียจากการ
สวิตช์ได้ไม่น้อยกว่า 33% ที่ความถี่พิกัดเมื่อเทียบกับวิธีคอนเวนชันนอลสเปซเวกเตอร์

(วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 123 หน้า)

คำสำคัญ : อินเวอร์เตอร์สามระดับ, กำลังสูญเสียจากการสวิตช์, ตัวควบคุมประมวลผลสัญญาณ
ดิจิทัล, คอนเวนชันนอลสเปซเวกเตอร์

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

Name : Mr. Phuwadol Mingkhuan
Thesis Title : Minimization of switching losses using SVPWM for
Three-Level Inverters
Major Field : Electrical Engineering
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisors : Dr. Teratam Bunyagul
Mr. Khatathap Swatdipisal
Academic Year : 2006

Abstract

The three-level neutral point clamped (NPC) inverter has evolved into standard for medium voltage motor drive systems. The harmonic components of output voltages less than the two level inverter at the same switching frequency. The problem of the three-level inverters is the switching loss because there are twelve switching devices.

The thesis presents the minimized switching loss SVPWM for three-level inverters. The no switching duration techniques are employed for reducing the average switching frequency. The no switching technique is set the no switching duration in the centre of the peak value region of load current. The no switching duration is 60 degrees for the positive half period and 60 degrees for the negative half period. There are three types of minimized switching loss methods. Type1 is used to reduction switching loss for the unity power factor load, type 2 is suitable for leading power factor load and type 3 is suitable for lagging power factor load.

All type of minimized switching loss methods are simulated by using Matlab/Simulink. The DSP (TMS320F2812) is used to realize the PWM algorithm. From result, using the proposed methods switching loss can be minimized at least by 30% when comparing with conventional space vector (CSVPWM).

(Total 123 page)

Keyword : Three Level Inverters, Switching Losses, DSP (TMS320F2812), CSVPWM

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ด้วยความช่วยเหลืออย่างยิ่งของ อาจารย์ที่ปรึกษา คือ อาจารย์ ดร.ธีรธรรม บุญยะกุล และอาจารย์คทาเทพ สวัสดิพิศาล ที่ได้ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆของการวิจัยมาโดยตลอด และขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ทุกท่านที่ให้วิชาความรู้ ตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบัน

ขอขอบคุณ เพื่อนร่วมรุ่นทุกคนที่ทำให้กำลังใจอยู่เสมอ โดยเฉพาะ คุณรุ่งวิชา ไชยยศ และน้องๆปริญาตรีกลุ่ม MPED (Modern Power Electronic & Drive Control Group) ที่ให้ความช่วยเหลือในการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ รวมทั้งเจ้าหน้าที่ห้องวิจัยระบบควบคุมและไฟฟ้ากำลัง ที่อำนวยความสะดวกในเรื่องอุปกรณ์การทดลอง

เงินทุนการวิจัยบางส่วนได้รับจากทุนอุดหนุนการวิจัยของบัณฑิตวิทยาลัยจึงขอขอบพระคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ได้ให้ทุนอุดหนุนการวิจัยครั้งนี้มา ณ ที่นี้ด้วย

ท้ายนี้ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดาผู้ซึ่งทำให้ข้าพเจ้าได้มีโอกาสทางการศึกษา และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

ภูวดล มิ่งขวัญ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ง
กิตติกรรมประกาศ	จ
สารบัญตาราง	ช
สารบัญภาพ	ญ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 อินเวอร์เตอร์คืออะไร	1
1.2 การควบคุมมอเตอร์แรงสูง	2
1.3 อินเวอร์เตอร์สามระดับ	3
1.4 ความเร็วรอบควบคุมได้อย่างไร	4
1.5 การควบคุมแบบ V/F	4
1.6 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	6
1.7 วัตถุประสงค์	6
1.8 ขอบเขตของการวิจัย	7
1.9 วิธีการวิจัย	7
1.10 ประโยชน์ของการวิจัย	7
บทที่ 2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับวิธีการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์	9
2.1 Discontinuous Modulation	9
2.2 Hybrid PWM technique	12
2.3 Bus clamp technique	14
2.4 ผลการวิเคราะห์งานวิจัยที่ผ่านมา	18
บทที่ 3 ทฤษฎีวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบคอนเวนชันแนล	19
3.1 หลักการของอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบสเปซเวกเตอร์แรงดัน	19
3.2 โครงสร้างและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ	22
3.3 การเชื่อมต่อโหลดของอินเวอร์เตอร์สามระดับ	26
3.4 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ	30

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.5 การคำนวณคาบเวลาการสวิตช์	34
3.6 วิธีการมอดูเลทความกว้างของพัลส์แบบลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์	41
3.7 การตรวจสอบหาตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง	49
3.8 การสร้างสัญญาณการสวิตช์	50
3.9 การสร้างสัญญาณการสวิตช์ของวิธีคอนเวนชันแนลสเปซเวกเตอร์	51
บทที่ 4 การจำลองและการออกแบบการสร้างสัญญาณ PWM	55
4.1 แบบจำลองของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ	55
4.2 ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์	59
4.3 ตัวประมวลเชิงดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812	65
4.4 การออกแบบโปรแกรมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812	67
บทที่ 5 การทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ	73
5.1 สัญญาณ PWM ช่วงที่ค่าดัชนีการมอดูเลทน้อยกว่า 0.5	73
5.2 สัญญาณ PWM ช่วงที่ค่าดัชนีการมอดูเลทมากกว่า 0.5	74
5.3 การทดสอบวัด แรงดันระหว่างสายและแรงดันเฟส	78
5.4 การทดสอบลักษณะกระแสในสายและแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์	80
5.5 การทดสอบวัดกำลังสูญเสียและประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สามระดับ	89
บทที่ 6 สรุปและข้อเสนอแนะ	105
6.1 สรุปผลการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์	105
6.2 ข้อเสนอแนะและงานที่สามารถทำได้ในอนาคต	107
เอกสารอ้างอิง	108
ภาคผนวก ก	111
Minimize Switching Loss SVPWM for Three-level inverters	111
ภาคผนวก ข	117
FQP7N80C/FQPF7N80C	118
ประวัติผู้วิจัย	123

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2-1 รูปแบบการสวิตช์ ของวิธี Bus Clamp แบบที่ 1 และ แบบที่ 2	17
2-2 รูปแบบการสวิตช์ ของวิธี Bus Clamp แบบที่ 3 และ แบบที่ 4	17
3-1 ความสัมพันธ์ระหว่างรูปแบบการสวิตช์กับขนาดแรงดันขาออก ของอินเวอร์เตอร์	20
3-2 การกำหนดสถานะของการสวิตช์	22
3-3 รูปแบบการสวิตช์และขนาดของเวกเตอร์แรงดันในแต่ละเซกเตอร์	25
3-4 ผลของกระแสเหนี่ยวนำเนื่องจาก การใช้เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b กลุ่ม c และกลุ่ม d	29
3-5 รูปแบบการสวิตช์ที่เซกเตอร์ 1	45
3-6 รูปแบบการสวิตช์ที่เซกเตอร์ 2	45
3-7 รูปแบบการสวิตช์ที่เซกเตอร์ 3	45
3-8 รูปแบบการสวิตช์ที่เซกเตอร์ 4	46
3-9 รูปแบบการสวิตช์ที่เซกเตอร์ 5	46
3-10 รูปแบบการสวิตช์ที่เซกเตอร์ 6	46
3-11 รูปแบบการสวิตช์ในเซกเตอร์ที่ 1 กรณีโหลด เพาเวอร์แฟกเตอร์นำหน้า	48
3-12 รูปแบบการสวิตช์กรณีเซกเตอร์ 1 โหลดเพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับหนึ่ง	49
3-13 ความสัมพันธ์ระหว่างพื้นที่ของเวกเตอร์แรงดันกับเงื่อนไข ในการตรวจสอบหาตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง	50
3-14 NTV PWM Duty-Cycle Calculations	52
5-1 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานของวิธี คอนเวนชันแนล	92
5-2 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานของ วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์	92
5-3 ผลการคำนวณค่ากำลังสูญเสียของวิธีคอนเวนชันแนล กรณีโหลดตัวต้านทาน	94

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
5-4 ผลการคำนวณค่ากำลังสูญเสียของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ กรณีโหลดตัวต้านทาน	94
5-5 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ของ วิธีคอนเวนชันแนล	96
5-6 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ของ วิธีลดกำลังสูญเสีย จากการสวิตช์	96
5-7 ผลการคำนวณกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ของ วิธีคอนเวนชันนอล	97
5-8 ผลการคำนวณกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ของ วิธีลดกำลังสูญเสีย จากการสวิตช์	98
5-9 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ของ วิธีคอนเวนชันแนล	99
5-10 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์ ของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์	99
5-11 ผลการคำนวณกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์ของ วิธีคอนเวนชันแนล	100
5-12 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์ของ วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์	101

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1-1 บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์	1
1-2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ	3
1-3 อัตราส่วนระหว่างแรงดันและความถี่ (V/F)	5
2-1 สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สองระดับ	10
2-2 รูปแบบพัลส์ของตัวแปร k และ $(1-k)$ ในเซกเตอร์ที่ 1	11
2-3 รูปแบบการสวิตช์แบบต่างๆของเซกเตอร์ที่ 1	13
2-4 รูปแบบของ Hybrid PWM techniques	14
2-5 สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับของวิธี BUS Clamp	16
3-1 อินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบแหล่งจ่ายแรงดัน	19
3-2 ความสัมพันธ์ระหว่างรูปแบบการสวิตช์กับเวกเตอร์แรงดัน ของอินเวอร์เตอร์ สองระดับ	21
3-3 วงจรพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ	22
3-4 สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับ	24
3-5 สเปซเวกเตอร์แรงดันของเซกเตอร์ที่ 1	24
3-6 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม a	26
3-7 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b	27
3-8 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม c	27
3-9 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม d	28
3-10 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม z	28
3-11 แรงดัน V_{u0} และสัญญาณการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ	30
3-12 สัญญาณการสวิตช์ของเฟส U, V เทียบกับแรงดัน V_{u0} , V_{v0}	31
3-13 แสดงการทำงานที่เวลา (t_0-t_1)	32
3-14 แสดงการทำงานที่เวลา $(t1-t2)$	32
3-15 แสดงการทำงานที่เวลา $(t2-t3)$	33
3-16 แสดงการทำงานที่เวลา $(t3-t4)$	33
3-17 เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงในสามเหลี่ยมย่อยใดๆของสเปซเวกเตอร์	34
3-18 แรงดันอ้างอิงอยู่ในพื้นที่ A1	35

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3-19 แรงดันอ้างอิงอยู่ในพื้นที่ A2	37
3-20 แรงดันอ้างอิงอยู่ในพื้นที่ A3	38
3-21 แรงดันอ้างอิงอยู่ในพื้นที่ A4	40
3-22 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง	42
3-23 ความสัมพันธ์ระหว่างเซกเตอร์กับช่วงที่มีการคงค่า สถานะการสวิตช์ที่ $\beta \leq 30^\circ$ กรณีโหลดเพาเวอร์แฟกเตอร์ล่าช้า	44
3-24 ความสัมพันธ์ระหว่างเซกเตอร์กับช่วงที่มีการคงค่าสถานะ การสวิตช์ที่ $\beta \leq 30^\circ$ กรณีโหลดเพาเวอร์แฟกเตอร์นำหน้า	47
3-25 ความสัมพันธ์ระหว่างเซกเตอร์กับช่วงที่มีการคงค่าสถานะการสวิตช์ กรณีโหลดเพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับหนึ่ง	48
3-26 การแบ่งพื้นที่ของเวกเตอร์แรงดันในแต่ละเซกเตอร์	49
3-27 การสร้างสัญญาณการสวิตช์ที่พื้นที่ A3 เซกเตอร์ที่ 1	51
3-28 สเปกตรัมของอินเวอร์เตอร์สามระดับของวิธี CSVPWM	52
3-29 รูปแบบพัลส์ของวิธี CSVPWM	53
4-1 แบบจำลองของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ	55
4-2 ส่วนประกอบภายในบล็อก V/F	56
4-3 ส่วนประกอบภายในบล็อก Selector Region	56
4-4 ส่วนประกอบภายใน บล็อก Gen_pulse_pattern	57
4-5 ส่วนประกอบภายในบล็อก State to Pulse	58
4-6 แรงดันระหว่างสาย ของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ $m=0.8$ $F_s=2$ kHz	59
4-7 แรงดันระหว่างสายของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ $m=0.4$, $F_s=2$ kHz	59
4-8 แรงดัน V_{u0} ที่ $m = 0.4$, $F_s = 2$ kHz	60
4-9 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เฟส U และกระแสเฟส U ที่ $m = 0.8$, $F_s = 2$ kHz โหลดอินดักชันมอเตอร์ขนาด 5 HP ที่พิกัดโหลด	61
4-10 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เฟส U และกระแสเฟส U ที่ $m = 0.8$, $F_s = 2$ kHz โหลดความต้านทาน	61

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4-11 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เฟส U และกระแสเฟส U ที่ $m = 0.8$, $F_s = 2$ kHz โหลดความต้านทานกับคาปาซิเตอร์	62
4-12 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เฟส U และกระแสเฟส U ของวิธี CSVPWM ที่ $m = 0.8$, $F_s = 2$ kHz โหลดอินดักชันมอเตอร์	63
4-13 ฮาร์โมนิกส์ของกระแสโหลดวิธี CSVPWM	63
4-14 ฮาร์โมนิกส์ของกระแสโหลดวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์	64
4-15 รูปร่างของบอร์ด eZdsp TMS 320F2812	65
4-16 บล็อกในการเขียนโปรแกรมของอินเวอร์เตอร์สามระดับ	67
4-17 ผังแสดงการทำงานในส่วนของการควบคุมสัญญาณแรมพ์	68
4-18 ผังแสดงการทำงานในส่วนการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่	69
4-19 แสดงการเปรียบเทียบการหาค่าแรงดันจากความถี่	69
4-20 ผังแสดงการทำงานในส่วนการคำนวณคาบเวลา	71
4-21 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม	72
5-1 สัญญาณสวิตช์ของวิธี CSVPWM ที่ $m < 0.5$, $F_s = 4$ kHz	73
5-2 สัญญาณสวิตช์ของวิธี MLSVPWM ที่ $m < 0.5$, $F_s = 4$ kHz	73
5-3 สัญญาณPWM จากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ของ วิธี MLSVPWM (แบบที่ 1)	74
5-4 สัญญาณPWM จากการจำลองของวิธี MLSVPWM (แบบที่ 1)	74
5-5 สัญญาณPWM จากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ของ วิธี MLSVPWM (แบบที่ 2)	76
5-6 สัญญาณPWM จากการจำลอง ของวิธี MLSVPWM (แบบที่ 2)	76
5-7 สัญญาณPWM จากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลของ วิธี MLSVPWM (แบบที่3)	77
5-8 สัญญาณPWM จากการจำลองของวิธี MLSVPWM (แบบที่3)	77
5-9 แรงดันระหว่างสายของอินเวอร์เตอร์สามระดับ $m = 0.3$, $F_s = 4$ kHz ที่ความถี่ 25 Hz (5ms/div 50V/div)	78

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5-10 แรงดันเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ความถี่ 60Hz m=0.95, Fs= 4 kHz (5ms/div 50V/div)	78
5-11 แรงดันเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ความถี่ 60Hz m=0.95, =4 kHz (5ms/div 50V/div)	79
5-12 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ (V_{U0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย ของวิธี CSVPWM โหลดตัวต้านทาน (5ms/div, 100V/div, 1A/div)	81
5-13 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ (V_{U0}) ในสาย ของวิธี MLSVPWM แบบที่2 โหลดตัวต้านทาน (5ms/div, 100V/div, 1A/div)	82
5-14 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (V_{U0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย กรณีโหลด R-L ของวิธี CSVPWM (5ms/div, 100V/div, 1A/div)	82
5-15 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์และกระแสไฟฟ้าในสาย โหลดR-L ของวิธี MLSVPWM แบบที่ 3 (5ms/div, 100V/div, 1A/div)	83
5-16 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์และกระแสไฟฟ้าที่ (V_{U0}) ในสาย กรณีโหลด R-L ของวิธี CSVPWM (5ms/div, 100V/div, 1A/div)	84
5-17 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (V_{U0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย กรณีโหลด R-Lแบบที่ 1 ของวิธี MLSVPWM (5ms/div, 100V/div, 1A/div)	85
5-18 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ (V_{U0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย กรณี โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ ของวิธี CSVPWM (5ms/div, 50V/div, 1A/div)	85
5-19 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (V_{U0}) และกระแสไฟฟ้าที่ไหล ในสายกรณีโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ ของวิธี MLSVPWM แบบที่1 (5ms/div, 50V/div, 1A/div)	86
5-20 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (V_{U0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย กรณีโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ ของวิธี MLSVPWM แบบที่2 (5ms/div, 50V/div, 1A/div)	87
5-21 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์และกระแสไฟฟ้าที่ไหลในสาย กรณีโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ ของวิธี MLSVPWM แบบที่3 (5ms/div, 50V/div, 1A/div)	88

สารบัญภาพ (ต่อ)

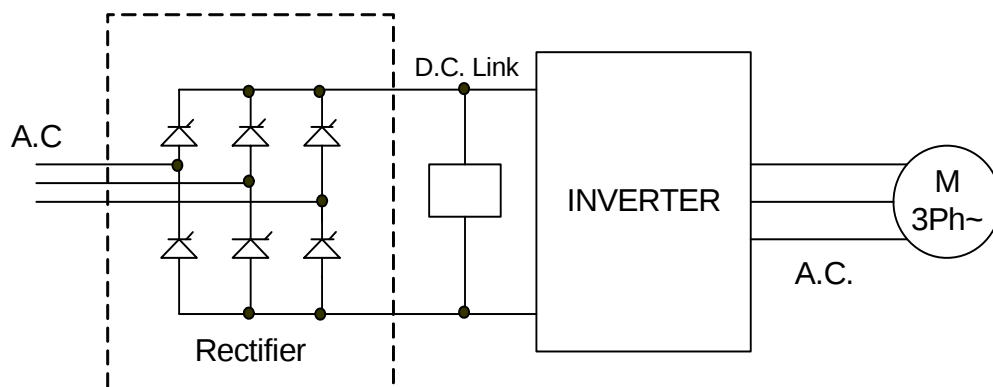
ภาพที่	หน้า
5-22 แสดงการวัดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมด้วยดิจิตอลเพาวเวอร์มิเตอร์	90
5-23 มอสเฟต (ก) สัญลักษณ์ (ข) ลักษณะสมบัติ	91
5-22 กราฟแสดงแรงดันระหว่างสายของวิธีคอนเวนชันแนล เทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์	102
5-23 กราฟแสดงอัตราส่วนของกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ และกำลังสูญเสียจากการนำกระแส	103
5-24 กราฟแสดงกำลังขาออกของวิธีคอนเวนชันแนลเปรียบเทียบกับ วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์	104

บทที่ 1

บทนำ

1.1 อินเวอร์เตอร์คืออะไร

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์ ได้พัฒนาอย่างรวดเร็วและมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย ในภาคอุตสาหกรรมโดยเฉพาะในงานควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้า เนื่องจากอินเวอร์เตอร์สามารถที่จะใช้ในการควบคุมมอเตอร์ให้ได้ความเร็วรอบแรงบิดตามต้องการและมีประสิทธิภาพสูง อินเวอร์เตอร์ (Inverter) หมายถึงอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้สำหรับแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็น กระแสสลับ โดยแบ่งออกเป็นสองชนิด [1] คือ ชนิดที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลัง (Power Supplies) ซึ่งไม่มีการเคลื่อนที่เช่น ระบบป้องกันกำลังไฟฟ้าขาดช่วง (Uninterruptible Power Supplies) และอีกประเภทหนึ่งคือชนิดที่ใช้กับโหลดที่มีการเคลื่อนที่เช่น มอเตอร์ไฟฟ้าเป็นต้น จุดประสงค์ที่เหมือนของทั้งสองชนิดคือต้องการให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่สามารถควบคุมได้ทั้งขนาด และความถี่ บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป (อินเวอร์เตอร์สามเฟส) แสดงดังภาพที่ 1-1



ภาพที่ 1-1 บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์

1.1.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit)

วงจรเรียงกระแสจะทำหน้าที่แปลงผันสัญญาณจาก ไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง วงจรกำลังจะประกอบด้วย ไดโอด 4 ตัวกรณีที่อินพุตเป็นแบบเฟสเดียว และไดโอด 6 ตัวกรณีที่อินพุตเป็นแบบสามเฟส

1.1.2 วงจรเชื่อมโยงทางดีซี (Dc Link)

วงจรเชื่อมโยงทางดีซี คือวงจรที่เชื่อมต่อระหว่างวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งจะประกอบไปด้วยคาปาซิเตอร์ที่มีขนาดใหญ่ ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสให้เรียบขึ้น และทำหน้าที่เก็บประจุไฟฟ้า ขณะที่มอเตอร์ทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าในช่วงสั้นเนื่องจากการเบรกหรือมีการลดความเร็วรอบลงอย่างรวดเร็ว

1.1.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter Circuit)

วงจรอินเวอร์เตอร์คือส่วนที่ทำหน้าที่แปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่ผ่านการกรองจากวงจรเชื่อมโยงทางดีซี เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ วงจรกำลังจะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ 6 ชุด (ในปัจจุบันจะนิยมใช้ IGBT) ทำหน้าที่ตัดต่อกระแสไฟฟ้าเพื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับโดยใช้เทคนิค PWM (Pulse width modulations)

คำถามที่พบบ่อยคือทำไมต้องแปลงกระแสสลับเป็นกระแสตรงและแปลงจากกระแสตรงเป็นกระแสสลับอีกครั้ง คำตอบก็คือการแปลงกระแสสลับโดยตรงนั้นความถี่ทางด้านขาออกจะไม่เกินความถี่ทางด้านขาเข้า ทำให้ไม่สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้มากกว่าความเร็วพิกัดได้แต่การการเปลี่ยนจากกระแสสลับเป็นกระแสตรงและแปลงกลับมาเป็นกระแสสลับอีกครั้ง จะทำให้อินเวอร์เตอร์สามารถสร้างความถี่ที่สูงกว่าความถี่ทางด้านขาเข้า ดังนั้นจึงสามารถที่จะปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ให้มากกว่าความเร็วพิกัดได้

1.2 การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าแรงสูง

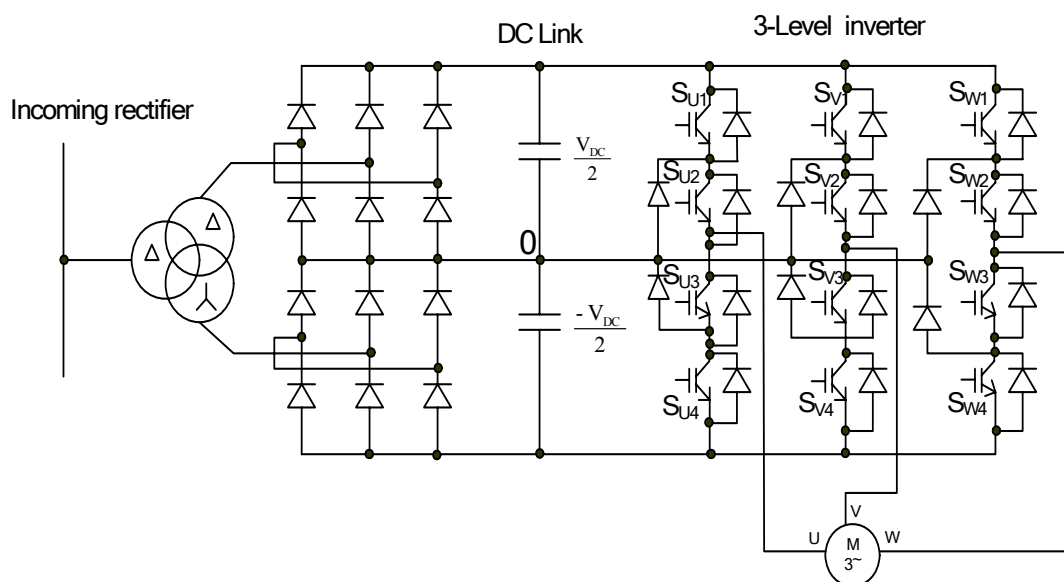
ในอดีตที่ผ่านมา การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์แรงดันสูง เป็นไปด้วยความลำบากเนื่องจากข้อจำกัด ในเรื่องของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ที่ต้องใช้ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักเพราะไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่สามารถทนต่อแรงดันระดับสูงๆเป็นกิโลโวลต์ได้ แต่เนื่องจากข้อจำกัดในหลายด้าน ทำให้การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าแรงสูงค่อนข้างล่าช้า เมื่อเทียบกับเทคโนโลยีการควบคุมมอเตอร์แรงต่ำซึ่งพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว เนื่องจากสามารถนำเอาอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำในตระกูลทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีความง่ายในการในการควบคุมเป็นอุปกรณ์หลักได้ทำให้เกิดการพัฒนาเทคนิคการขับเคลื่อนในหลายรูปแบบเช่น เทคนิคการสร้างรูปคลื่นแบบPWM, การควบคุมแบบสเปซเวกเตอร์, การควบคุมแบบเวกเตอร์ เป็นต้น

ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำในตระกูลทรานซิสเตอร์ ที่นิยมใช้กันอยู่ในระบบการขับเคลื่อนในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แรงดันต่ำคือ ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor) มาใช้ในการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าแรงสูงเพื่อให้การควบคุมมีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยแบ่งแนวทางในการพัฒนาเป็นสองแนวทางคือแนวทางที่หนึ่งพัฒนา IGBT ให้สามารถทนต่อแรงดันได้สูงขึ้น และอีกแนวทางหนึ่งคือการนำเอา IGBT แรงดันต่ำมาต่ออนุกรมหลายๆตัวเพื่อให้สามารถรับระดับแรงดันสูงได้จากนั้นใช้เทคนิคการต่อวงจรเพื่อสร้างรูปคลื่น PWM แบบหลายระดับเพื่อให้ได้ระดับแรงดันที่เหมาะสมกับมอเตอร์

1.3 อินเวอร์เตอร์สามระดับ

การใช้อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป (อินเวอร์เตอร์สองระดับ) ควบคุมมอเตอร์แรงสูงจะทำให้เกิดปัญหาในด้านข้อจำกัดพิคแรงดันของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ, ค่าแรงดันเค้น (Stress Voltage) ที่มีต่อฉนวนของมอเตอร์ และผลของ dv/dt ที่มีค่าสูงมากจะส่งผลต่อฉนวนของสายเคเบิล และตัวมอเตอร์ ทำให้อินเวอร์เตอร์ต้องจ่ายโหลดมากกว่าปกติ

อินเวอร์เตอร์สามระดับจึงได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อแก้ปัญหาที่กล่าวมาในตอนต้น เพื่อที่จะทำให้อินเวอร์เตอร์สามารถใช้กับแรงดันสูงได้ วงจรของอินเวอร์เตอร์สามระดับแสดงได้ดังภาพที่ 1-2



ภาพที่ 1-2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ

จากภาพที่ 1-2 จะเห็นได้ว่าวงจรเชื่อมโยงกระแสตรงจะแบ่งออกเป็นสองส่วน โดยรับพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับจากขดลวดทุกขั้วขั้วทั้งสองชุด ของหม้อแปลงวงจรบริดจ์ไดโอดชุดบน

จะทำหน้าที่แปลงไฟจากขดลวดทุติยภูมิชุดบนแรงดันของวงจรเชื่อมโยกระแสตรงที่ได้ จะมีค่าเท่ากับ $+V_{DC}/2$ ส่วนวงจรบริดจ์ไดโอดชุดล่างจะทำหน้าที่แปลงไฟจากขดลวดทุติยภูมิชุดล่างแรงดันของวงจรเชื่อมโยกระแสตรงที่ได้จะมีค่าเท่ากับ $-V_{DC}/2$ ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตช์ทั้งหมด 12 ตัว และไดโอด 6 ตัว หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถับอุปกรณ์สวิตช์สองตัวที่อยู่ตรงกลางในแต่ละเฟส ($S_{U2}, S_{U3}, S_{V2}, S_{V3}, S_{W2}, S_{W3}$) จะทำงานตลอดส่วนอุปกรณ์สวิตช์ตัวที่เหลือจะทำงานก็ต่อเมื่อต้องการให้แรงดันขาออกสูงถึง $+V_{DC}$ หรือ $-V_{DC}$ และจะสลับกันทำงานหากต้องการแรงดันขาออกอยู่ที่ $+V_{DC}/2$ หรือ $-V_{DC}/2$

1.4 ความเร็วรอบของมอเตอร์สามารถควบคุมได้อย่างไร

ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงสัมพันธ์กับสมการความเร็วรอบหรือสมการความเร็วเชิงโรตารีดังต่อไปนี้

$$\text{Synchronous Speed (Ns)} = \frac{120 \times f}{P} \quad (1-1)$$

จากสมการที่ (1-1) จะเห็นว่าความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ (f) และเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็ก (P) วิธีการควบคุมมอเตอร์ด้วยการเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็กนั้นความเร็วรอบจะมีการเปลี่ยนแปลงครั้งละมากๆ ซึ่งไม่สามารถเปลี่ยนความเร็วรอบได้อย่างละเอียดและทำได้เฉพาะในกรณีที่ไม่มีโหลด มอเตอร์ต้องมีการออกแบบพิเศษเพื่อที่จะทำให้สามารถเปลี่ยนแปลงขั้วแม่เหล็กได้ ทำให้ไม่เหมาะสมสำหรับงานหลายประเภทที่ต้องการการปรับความเร็วรอบขณะที่มีโหลด และต้องการปรับความเร็วรอบอย่างละเอียด ดังนั้นในภาคอุตสาหกรรมโดยทั่วไปจึงนิยมใช้วิธีการควบคุมแบบเปลี่ยนแปลงความถี่ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ควบคุมก็คืออินเวอร์เตอร์นั่นเอง เนื่องจากสามารถปรับความเร็วได้อย่างคงที่และสามารถควบคุมความเร็วได้อย่างรวดเร็วและแม่นยำ

1.5 การควบคุมแบบ V/F

ในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีการควบคุมมอเตอร์แบบ V/F เพื่อทดสอบการทำงานของโปรแกรมที่ใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ ซึ่งการควบคุมแบบ V/F จะมีหลักการดังนี้

สมมุติให้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยไม่คิดค่าแรงดันที่ตกคร่อมค่าความต้านทานของสเตเตอร์ จะได้สมการที่สภาวะคงที่ (Steady State) ดังสมการที่ (1-2)

$$\vec{V} \approx j\omega\vec{\Lambda} \quad (1-2)$$

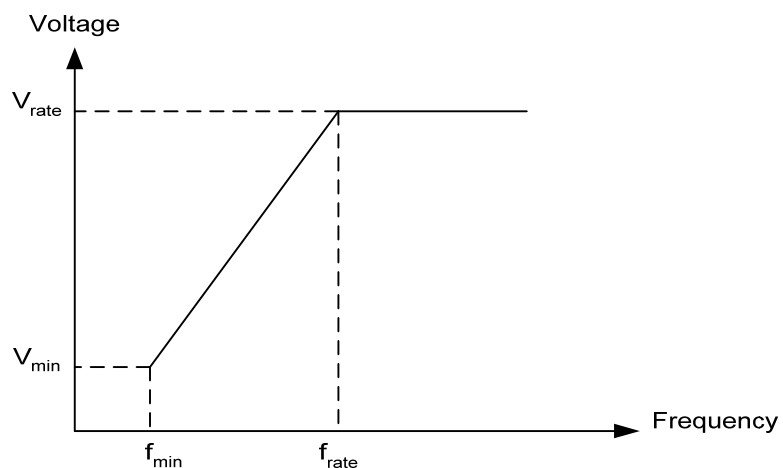
ดังนั้น

$$V \approx \omega\Lambda \quad (1-3)$$

โดยที่ $\vec{V}$ คือเฟสเซอร์แรงดันที่ตกคร่อมสเตเตอร์และ $\vec{\Lambda}$ คือฟลักแม่เหล็กของสเตเตอร์, V คือ ค่าสูงสุดของเฟสเซอร์แรงดันและ Λ คือค่าสูงสุดของฟลักแม่เหล็กที่สเตเตอร์

$$\Lambda \approx \frac{V}{\omega} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{V}{F} \quad (1-4)$$

จากสมการที่ (1-3) ถ้าอัตราส่วนของ $\frac{V}{F}$ มีค่าคงที่โดยการปรับที่ค่าความถี่ (f) ดังนั้นขนาดของ Λ จะมีค่าคงที่ด้วยและค่าแรงบิดของมอเตอร์จะไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่าย ในทางปฏิบัติแล้วอัตราส่วนระหว่างแรงดันและความถี่จะใช้ค่าพิกัดของมอเตอร์เป็นค่าเบส อย่างไรก็ตามที่ช่วงความถี่และแรงดันมีค่าต่ำแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของสเตเตอร์ ไม่สามารถที่จะตัดทิ้งได้ดังนั้นจะต้องมีการชดเชยแรงดันในช่วงนี้และถ้าความถี่สูงกว่าค่าพิกัด จะมีผลกระทบต่ออัตราส่วนระหว่างแรงดันและความถี่ เนื่องจากแรงดันเบรกดาวน์ของฉนวนดังนั้นแรงดันที่สเตเตอร์จะต้องไม่มากกว่าแรงดันพิกัด รายละเอียดแสดงได้ดังภาพที่ 1-3



ภาพที่ 1-3 อัตราส่วนระหว่างแรงดันและความถี่ (V/F)

1.6 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ถูกนำมาใช้งานอย่างมากในงานอุตสาหกรรม การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ต้องใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่าอินเวอร์เตอร์ในการควบคุม ดังนั้นในงานวิจัยที่ผ่านมาจึงได้พยายามที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เพื่อตอบสนองต่อการใช้งานให้มากขึ้น

อินเวอร์เตอร์สามระดับได้ถูกคิดค้นขึ้นเมื่อ ปี ค.ศ. 1987 โดย Nabae [2] เพื่อที่จะทำให้อินเวอร์เตอร์สามารถขับเคลื่อนที่กําลังไฟฟ้าสูงได้ ซึ่งข้อดีของอินเวอร์เตอร์สามระดับเมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป (อินเวอร์เตอร์สองระดับ)คือ รูปคลื่นของสัญญาณออกของอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีฮาร์โมนิก ต่ำกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับที่ความถี่สวิตซ์ชิ่งเดียวกัน แต่ข้อเสียของอินเวอร์เตอร์สามระดับ คืออุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีมากกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับสองเท่าผลที่ตามมาคือทำให้เกิดปัญหากําลังไฟฟ้าสูญเสียจากอุปกรณ์สวิตซ์และประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ลดลง

การแก้ปัญหากําลังไฟฟ้าสูญเสียจากอุปกรณ์สวิตซ์ ด้วยวิธีมอดูเลทความกว้างของพัลส์แบบไม่ต่อเนื่อง [2] เป็นการนำเสนอวิธีการแก้ปัญหากําลังสูญเสียจากอุปกรณ์สวิตซ์โดยใช้ฟังก์ชันมอดูเลทในการกำหนดการคงค้างสถานะการสวิตซ์ โดยกำหนดช่วงเวลาการคงค้างสถานะของการสวิตซ์ให้อยู่กึ่งกลางของรูปคลื่นกระแสของโหลด เนื่องจากกําลังสูญเสียจากการสวิตซ์จะแปรผันกับความถี่ในการสวิตซ์ รวมทั้งกระแสและแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ แต่วิธีการที่นำเสนอเป็นการแก้ปัญหากําลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์สองระดับ ซึ่งไม่เหมาะที่จะนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์สามระดับ เนื่องจากเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับมีจำนวน $27 (3^3)$ เวกเตอร์ ส่วนอินเวอร์เตอร์สองระดับมีเวกเตอร์แรงดันเท่ากับ $8 (2^3)$ เวกเตอร์ ดังนั้นการควบคุมอินเวอร์เตอร์สามระดับ จึงมีความยากกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับ แต่ก็มีข้อดีคือรูปแบบการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับจะมีความยืดหยุ่น ในการออกแบบทำให้เกิดวิธีการที่เหมาะสมสำหรับการแก้ปัญหากําลังสูญเสียจากอุปกรณ์สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

1.7 วัตถุประสงค์

จากปัญหาที่กล่าวมาในตอนต้น วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวิธีการแก้ปัญหากําลังสูญเสียจากการสวิตซ์ ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ โดยใช้วิธีกำหนดรูปแบบการสวิตซ์ในการกำหนดช่วงเวลาการคงค้างสถานะของการสวิตซ์แทนการใช้ฟังก์ชันมอดูเลท ในการกำหนดช่วงเวลาการคงค้างสถานะของการสวิตซ์ ผลการทดลองที่ได้จะทำการเปรียบเทียบกับวิธีคอนเวนชันแนลสเปซเวกเตอร์ [3, 4, 5] ซึ่งเป็นวิธีที่นิยมใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ

1.8 ขอบเขตของการวิจัย

1.8.1 ใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์

1.8.2 ใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบคอนเวนชันนอล

1.8.3 ทดสอบกับวงจรของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

1.9 วิธีการวิจัย

1.9.1 ศึกษาหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบสองระดับและแบบสามระดับ

1.9.2 ศึกษาปัญหาและแนวทางแก้ไขปัญหามาจากงานวิจัยที่ผ่านมา

1.9.3 ศึกษาวิธีลดกำลังสูญเสียจากอุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

1.9.4 จำลองระบบและทดสอบการทำงาน โดยใช้โปรแกรม Matlab/simulink

1.9.5 ศึกษาการเขียนโปรแกรมด้วย ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

1.9.6 ทดสอบการทำงานของโปรแกรมกับวงจรของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

1.9.7 สรุปผลการทดลองและปัญหาที่เกิดขึ้น

1.10 ประโยชน์ของงานวิจัย

1.10.1 ได้เรียนรู้หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

1.10.2 สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สามระดับ โดยการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์

1.10.3 เพื่อเป็นการเข้าถึงเทคโนโลยีการใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการควบคุมทางอุตสาหกรรม

1.10.4 สามารถนำผลการวิจัยไปพัฒนาในด้านอื่นต่อไปได้

บทที่ 2

งานวิจัยเกี่ยวกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์

ในบทนี้จะกล่าวถึง ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องจากอดีตจนถึงปัจจุบันซึ่งจากงานวิจัยที่ผ่านมา วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันสามารถแบ่งออกได้ 3 วิธีคือ วิธี Discontinuous Modulation, วิธี Bus clamp techniques และวิธี Hybrids PWM Techniques

2.1 Discontinuous Modulation technique [6],[7]

วิธี Discontinuous Modulation เป็นการนำเสนอวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สองระดับ โดยใช้ฟังก์ชันการมอดูเลต แบบไม่ต่อเนื่อง ในการกำหนดช่วงเวลาการคงค้างสถานะของการสวิตช์เพื่อลดค่าเฉลี่ยความถี่ของการสวิตช์ เนื่องจากความถี่ของการสวิตช์จะแปรผันกับกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ดังสมการที่ (2-1)

$$P_{sw} = \frac{1}{2} V_d I_o F_s (T_{c(on)} + T_{c(off)}) \quad (2.1)$$

โดยที่

V_d คือ แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์

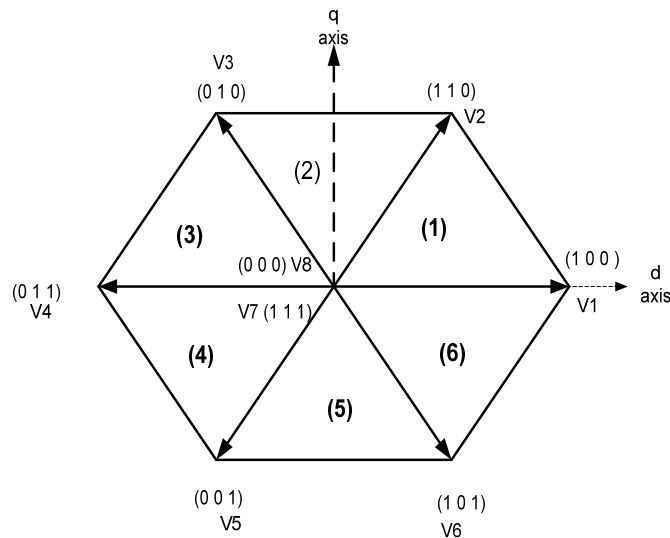
I_o คือ กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์

F_s คือ ความถี่การสวิตช์

$T_{c(on)}$ คือ เวลาที่เป็นผลรวมของเวลาการขึ้น (rise time) ของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์กับเวลาการตก (fall time) ของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์

$T_{c(off)}$ คือ เวลาที่เป็นผลรวมของเวลาการขึ้นของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์กับเวลาการตกของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์

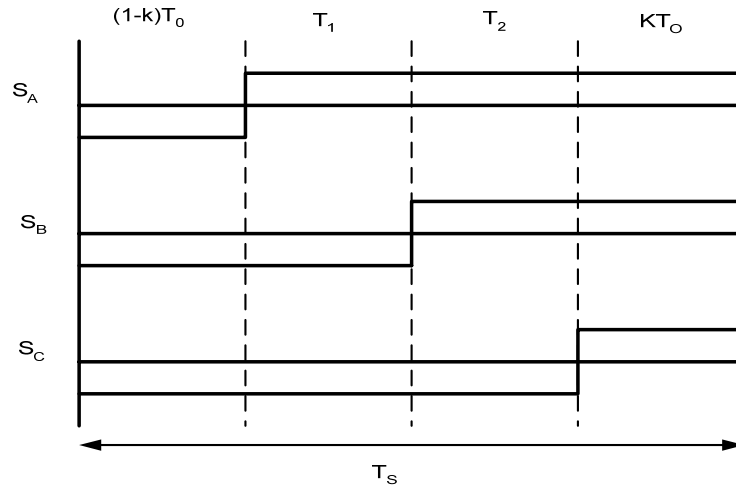
จากสมการที่ (2.1) ถ้ากำหนดให้ $\frac{V_d}{2} (T_{c(on)} + T_{c(off)})$ เป็นค่าคงที่ จะเห็นว่ากำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ และความถี่ของการสวิตช์ ดังนั้นการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์สามารถทำได้ โดยการคงค้างสถานะของการสวิตช์ในช่วงค่าสูงสุดของรูปกระแสการกำหนดช่วงการคงค้างสถานะ การสวิตช์ จะพิจารณาจากสเปซเวกเตอร์แรงดันดังภาพที่ 2-1



ภาพที่ 2-1 สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สองระดับ

จากภาพที่ 2-1 สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป (อินเวอร์เตอร์สองระดับ) จะแบ่งเซกเตอร์ออกเป็น 6 เซกเตอร์โดยแต่ละเซกเตอร์จะทำมุมห่างกัน 60 องศาทางไฟฟ้า เนื่องจากโหลดที่ใช้ทดสอบเป็นอินดักชันมอเตอร์ กระแสจะล่าหลังแรงดันเมื่อทำงานที่พิกัดจะมี ค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor) ประมาณ 0.866 หรือเท่ากับ 30 องศาทางไฟฟ้างั้นการคง ค้างสถานการณ์สวิทช์เพื่อให้ค่าเฉลี่ยของการสวิทช์มีค่าต่ำ จะต้องคงค้างสถานะ การสวิทช์ที่ เซกเตอร์ 1 และเซกเตอร์ 4 ซึ่งจะตรงกับค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแส ด้านบวกและด้านลบ สำหรับ หลักการสวิทช์ ในแต่ละเซกเตอร์จะใช้เวกเตอร์ศูนย์ (V7,V8) ไม่เหมือนกัน โดยในเซกเตอร์ ก็จะใช้เวกเตอร์แรงดัน V8 ส่วนเซกเตอร์ก็จะใช้เวกเตอร์แรงดัน V7 เพื่อให้ ฮาร์โมนิก ของกระแสมีค่า ลดลง ในส่วนของการสร้างเวกเตอร์อ้างอิง จะใช้เวกเตอร์ที่อยู่ใกล้เคียงกับเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง ซึ่งจะมีผลทำให้มีการเปลี่ยนแปลงสถานะของการสวิทช์ 1 เฟส ต่อการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์ แรงดัน ทำให้ความถี่การสวิทช์ลดลง

หลักการสำคัญของวิธีการนี้คือการหาฟังก์ชันการมอดูเลท ที่ความแตกต่างของฟังก์ชันการ มอดูเลทเนื่องจากการใช้เวกเตอร์ศูนย์ที่แตกต่างกัน โดยกำหนดให้ค่า k เป็นตัวแปรที่แปรผันตรง กับเวกเตอร์แรงดัน V8 และ $(1-k)$ เป็นตัวแปรที่แปรผันกับเวกเตอร์แรงดัน V7 การกำหนดค่าตัว แปร k แสดงได้ดังภาพที่ 2-2



ภาพที่ 2-2 รูปแบบพัลส์ของตัวแปร k และ $(1-k)$ ในเซกเตอร์ที่ 1

สำหรับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ทำได้โดยกำหนดค่า k เท่ากับ 1 ในเซกเตอร์ที่ 1 และเท่ากับศูนย์เมื่อเป็นเซกเตอร์คู่ เนื่องจากแต่ละเซกเตอร์จะมีการเรียงลำดับของเวกเตอร์และใช้เวกเตอร์ศูนย์ไม่เหมือนกัน ดังนั้นจึงต้องหาฟังก์ชันการมอดูเลตทุกเซกเตอร์ซึ่งจะได้ค่าฟังก์ชันการมอดูเลตดังสมการที่ (2-2)-(2-7)

$$\text{เซกเตอร์ที่ (1) ; } f(\alpha) = (-1 + 2k) + (2 - 2k) \times m \times \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \quad (2-2)$$

$$\text{เซกเตอร์ที่ (2) ; } f(\alpha) = (-1 + 2k) - 2k \times m \times \sin(\alpha) + (2 - 2k) \times m \times \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \quad (2-3)$$

$$\text{เซกเตอร์ที่ (3) ; } f(\alpha) = (-1 + 2k) - 2k \times m \times \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \quad (2-4)$$

$$\text{เซกเตอร์ที่ (4) ; } f(\alpha) = (-1 + 2k) - 2k \times m \times \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \quad (2-5)$$

$$\text{เซกเตอร์ที่ (5) ; } f(\alpha) = (-1 + 2k) - 2k \times m \times \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + (2 - 2k) \times m \times \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \quad (2-6)$$

$$\text{เซกเตอร์ที่ (6) ; } f(\alpha) = (-1 + 2k) + (2 - 2k) \times m \times \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \quad (2-7)$$

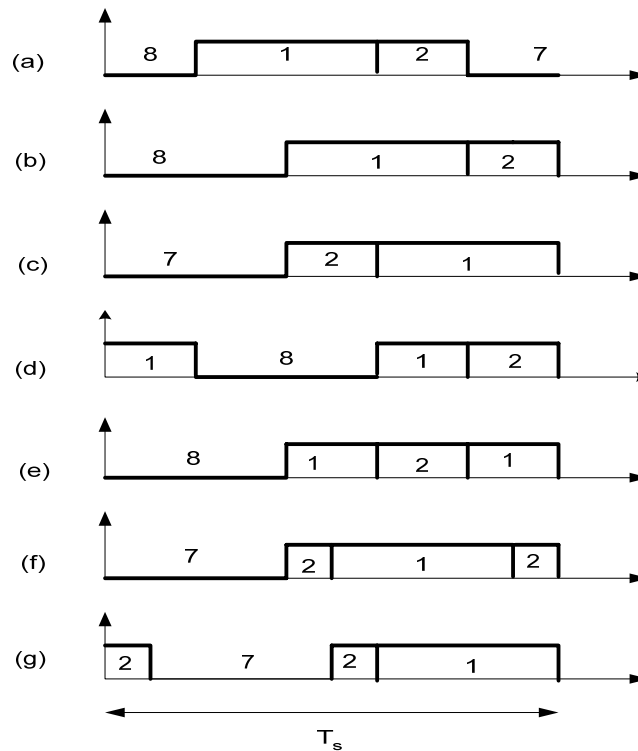
จากสมการที่ (2-2)-(2.7) แทนค่า k ด้วย 1 ในเซกเตอร์ที่ 1 และแทนค่า k ด้วย 0 ในเซกเตอร์คู่ จะได้ฟังก์ชันการมอดูเลตของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ดังสมการที่ (2-8) และถ้าแทนค่า k ด้วย 0.5 จะได้ฟังก์ชันการมอดูเลตของวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบพื้นฐาน

$$f(\alpha) = \begin{cases} 1 & \text{for } 0 \leq \alpha_i < \frac{\pi}{3} \\ 2m \times \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) - 1 & \text{for } \frac{\pi}{3} \leq \alpha_i < \frac{2\pi}{3} \\ 2m \times \cos(\alpha + \frac{\pi}{6}) - 1 & \text{for } \frac{2\pi}{3} \leq \alpha_i < \pi \\ -1 & \text{for } \pi \leq \alpha_i < \frac{4\pi}{3} \\ 2m \times \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) + 1 & \text{for } \frac{4\pi}{3} \leq \alpha_i < \frac{5\pi}{3} \\ 2m \times \cos(\alpha + \frac{\pi}{6}) - 1 & \text{for } \frac{5\pi}{3} \leq \alpha_i < 2\pi \end{cases}$$

(2-8)

2.2 Hybrid PWM technique [8]

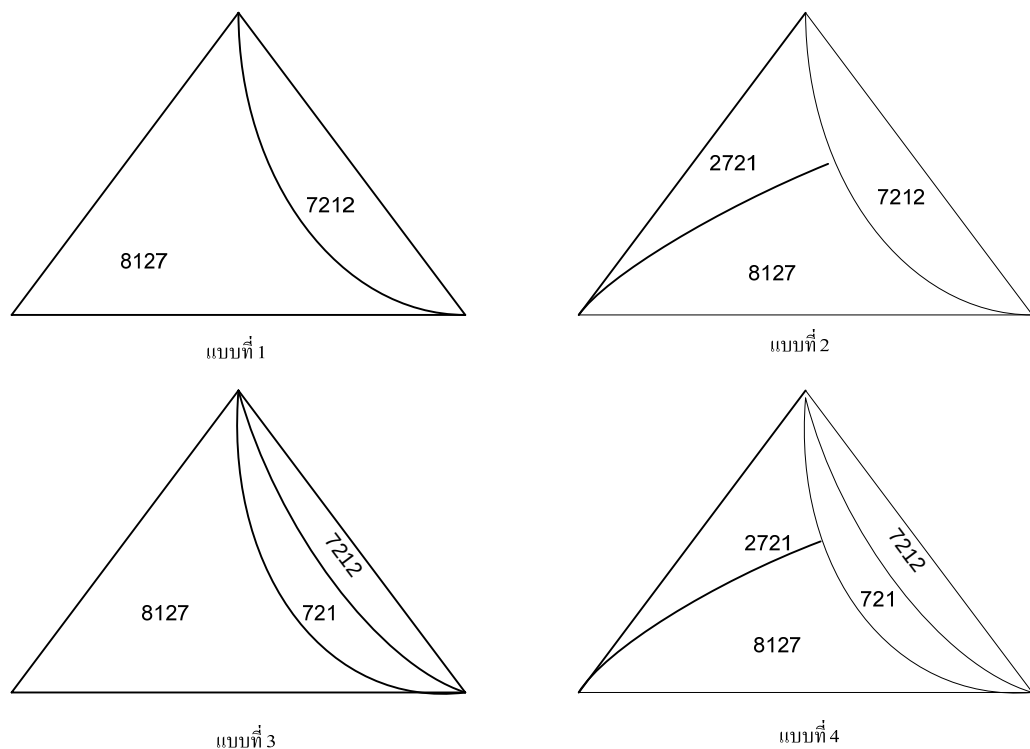
วิธีการนี้เป็นการนำเสนอ วิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์เรียกว่า Hybrid PWM Techniques ซึ่งมีจุดประสงค์เพื่อลดค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส และลดกำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ ภาระใช้ทดสอบเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้วิธีการสเปซเวกเตอร์แรงดันสำหรับอินเวอร์เตอร์สองระดับดังภาพที่ 1 วิธีการนี้จะแบ่งรูปแบบการสวิตช์ของแต่ละเซกเตอร์ออกเป็น 7 รูปแบบ การแบ่งรูปแบบการสวิตช์ของเซกเตอร์ที่ 1 แสดงได้ดัง ภาพที่ 2- 3



ภาพที่ 2-3 รูปแบบการสวิตช์แบบต่างๆของเซกเตอร์ที่ 1

จากภาพที่ 2-3 แสดงรูปแบบการสวิตช์แบบต่างๆของเซกเตอร์ที่ 1 โดยใช้ตัวเลข (1-8) แทน เวกเตอร์แรงดัน (V1-V8) รูป (a) จะเป็นรูปแบบการสวิตช์ของวิธี Conventional Sequence เนื่องจากการใช้เวกเตอร์ศูนย์ 2 เวกเตอร์ (V7,V8) ในตอนเริ่มต้นและตอนสุดท้ายของคาบเวลาการสวิตช์ รูป (b) และ (c) จะเป็นรูปแบบการสวิตช์ของวิธี Bus clamp Sequence ซึ่งจะใช้เวกเตอร์ศูนย์ตัวเดียวในการกำหนดรูปแบบการสวิตช์ ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์จะมีเฟสใดเฟสหนึ่งที่ไม่มีการสวิตช์ ส่วนเฟสที่เหลือจะมีการเปลี่ยนแปลง 1 ครั้งใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ ซึ่งจะมีผลทำให้ลดค่าเฉลี่ยความถี่การสวิตช์ได้ รูป (d)-(g) จะคล้ายกับวิธี Bus clamp Sequence แต่ใน 1 คาบการสวิตช์ใช้เวกเตอร์แรงดัน V1 หรือ V2 สองครั้งซึ่งจะมีผลในการลดฮาร์โมนิก ยกตัวอย่างรูปแบบการสวิตช์รูป (d) จะใช้เวกเตอร์ศูนย์ตัวเดียวคือ V8 และใช้เวกเตอร์ V1 สองครั้งใน 1 คาบเวลาการสวิตช์ เมื่อพิจารณาสถานะ การสวิตช์ ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์เฟส a จะมีการเปลี่ยนแปลง 2 ครั้ง เฟส b จะมีการเปลี่ยนแปลง 1 ครั้ง ส่วนเฟส c คงค้างค้างสถานะ การสวิตช์ที่ ลบ จากรูปแบบการ

สวิตช์ทั้ง 7 รูปแบบในแต่ละเซกเตอร์ ได้มีการพัฒนาวิธีการที่สามารถลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ และฮาร์โมนิก เรียกว่าวิธี Hybrid technique ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 4 วิธีดังภาพที่ 2-4



ภาพที่ 2-4 รูปแบบของวิธี Hybrid PWM techniques

จากภาพที่ 2-4 แสดงวิธี Hybrid PWM techniques ที่ความถี่มูลฐาน 60 Hz โดยที่ ความถี่ต่ำสุดของความถี่มูลฐานจะอยู่ระหว่าง 40-50 Hz จะเห็นว่าในแต่ละแบบจะใช้วิธี Conventional Sequence ร่วมกับวิธี Bus clamp Sequence โดยที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่มูลฐานจะใช้วิธี Conventional Sequence เพื่อลดฮาร์โมนิกและที่ความถี่มูลฐานจะใช้วิธี Bus clamp Sequences เพื่อลดค่าเฉลี่ยความถี่ของการสวิตช์ ดังนั้นเมื่อใช้ทั้งสองวิธีรวมกัน จึงทำให้สามารถออกแบบวิธีการมอดูเลทความกว้างของพัลส์ด้วย วิธีการสเปซเวกเตอร์แรงดันที่สามารถลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ และฮาร์โมนิกได้ หลักการที่สำคัญสำคัญของวิธีการนี้คือการคงค่าสถานะการสวิตช์ช่วงค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแสและมีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ สองครั้งในช่วงที่กระแสเข้าใกล้จุดศูนย์ (Zero crossing)

2.3 Bus Clamped Technique [9,10]

วิธีการนี้เป็นการนำเสนอวิธีการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากอุปกรณ์สวิตช์ ของอินเวอร์เตอร์สามระดับโดยใช้วิธี Bus clamped technique เนื่องจากอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีอุปกรณ์สวิตช์มากกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับสองเท่า ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์มากกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับ

หลักการของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ จะเหมือนกับอินเวอร์เตอร์สองระดับคือกำหนดให้มีการคงค้างสถานะ การสวิตช์ ใน 1 คาบเวลาการสวิตช์เพื่อลดค่าเฉลี่ยของความถี่การสวิตช์ และ ปรับช่วงที่มีการคงค้างสถานะ การสวิตช์ ให้อยู่ในช่วงค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแส เนื่องจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์จะขึ้นอยู่กับ ความถี่การสวิตช์และกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ ส่วนวิธีการที่ใช้ในการมอดูเลตความกว้างของพัลส์จะใช้วิธี Bus clamp techniques ซึ่งมีความเหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับมากกว่าการใช้วิธี Discontinuous Modulation เนื่องจากอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีสเปซเวกเตอร์แรงดันมากกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับ การควบคุมจึงมีความยุ่งยากกว่า ดังนั้นวิธีการ Discontinuous Modulation จึงไม่เหมาะสมสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ ในส่วนของการทดลองจะทำการเปรียบเทียบกับวิธีสเปซเวกเตอร์ แรงดันแบบพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ (Conventional space vector) โดยใช้แฟกเตอร์ที่เรียกว่า System efficiency improve factor (EIF) ดังสมการที่ (2-9)

$$EIF = \frac{\eta_1 - \eta_2}{\eta_1} \quad (2-9)$$

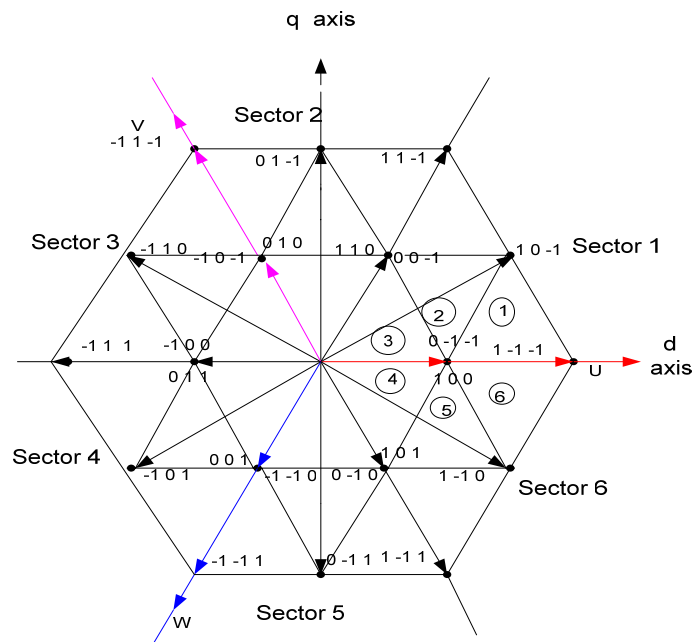
โดยที่

η_1 คือ ประสิทธิภาพของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์

η_2 คือ ประสิทธิภาพของวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบพื้นฐาน

จากที่กล่าวมาในตอนต้นอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีอุปกรณ์สวิตช์ มากกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับ เนื่องจากในแต่ละเฟสของอินเวอร์เตอร์ จะประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตช์จำนวน 4 ตัว สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับจะมีทั้งหมด 27 เวกเตอร์โดยจะมีเวกเตอร์ที่ใช้งานจริง 19 เวกเตอร์เนื่องจากจะมีเวกเตอร์แรงดันที่ซ้ำกัน 8 เวกเตอร์ หลักการของวิธี Bus clamp คือใน 1 คาบเวลาการสวิตช์จะมีหนึ่งเฟสที่มีการคงค้างสถานะ การสวิตช์เป็น +1, 0 หรือ -1 ส่วนสองเฟสที่เหลือ จะมีการเปลี่ยนสถานะการ สวิตช์เฟสละ 1 ครั้ง สำหรับช่วงที่มีการคงค้างสถานะ การ

สวิตช์ ใน 1 คาบเวลาจะมีการคงค้างสถานะการสวิตช์ ได้ 60 องศาทางไฟฟ้าในด้านบวกและ60 องศาทางไฟฟ้าด้านลบ สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับแสดงได้ดังภาพที่ 2-5



ภาพที่ 2-5 สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับ
ของวิธี BUS CLAMP

จากภาพที่ 2-5 สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์ สามระดับจะแบ่งออกเป็น 6 เซกเตอร์ โดยแต่ละเซกเตอร์จะมีขนาด 60 องศาทางไฟฟ้า และในแต่ละเซกเตอร์จะแบ่งพื้นที่ของเวกเตอร์แรงดันออกเป็น 6 พื้นที่ โดยแต่ละพื้นที่ของเวกเตอร์แรงดันจะมีรูปแบบการสวิตช์ที่แตกต่างกัน จากความยืดหยุ่นในการกำหนดรูปแบบการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน เพื่อสร้างเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงทำให้เกิดวิธีการ Bus clamp techniques สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับเพื่อแก้ปัญหาล้างสูญเสียจากการสวิตช์ ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 แบบโดยแต่ละแบบจะมีรูปแบบการสวิตช์ที่ไม่เหมือนกันขึ้นอยู่กับข้อกำหนดช่วงที่มีการคงค้างสถานะ การสวิตช์ในแต่ละเฟส สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับ จะมีสามสถานะคือ +1, 0 และ -1 ตามระดับของแรงดันไฟฟ้า กระแสตรง จากวงจรเชื่อมโยง (DC link) ตัวอย่างรูปแบบการสวิตช์ของ Bus clamp ทั้ง 4 แบบ แสดงได้ดังตารางที่ 2- 1 และ ตารางที่ 2- 2

ตารางที่ 2-1 รูปแบบการสวิตช์ ของวิธี Bus Clamp แบบที่ 1 และ แบบที่ 2

พื้นที่ของเวกเตอร์แรงดัน	Bus Clamp แบบที่ 1	Bus Clamp แบบที่ 2
1	$(1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ 0\ -1) \Leftrightarrow (1\ -1\ -1)$	$(1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ 0\ -1) \Leftrightarrow (1\ -1\ -1)$
2	$(1\ 1\ 0) \Leftrightarrow (1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ 0\ -1)$	$(1\ 1\ 0) \Leftrightarrow (1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ 0\ -1)$
3	$(1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ 1\ 0) \Leftrightarrow (1\ 1\ 1)$	$(1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ 1\ 0) \Leftrightarrow (1\ 1\ 1)$
4	$(1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ 0\ 1) \Leftrightarrow (1\ 1\ 1)$	$(0\ -1\ 0) \Leftrightarrow (0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (-1\ -1\ -1)$
5	$(1\ 0\ 1) \Leftrightarrow (1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ -1\ 0)$	$(0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (0\ -1\ 0) \Leftrightarrow (1\ -1\ 0)$
6	$(1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ -1\ 0) \Leftrightarrow (1\ -1\ -1)$	$(0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (1\ -1\ -1) \Leftrightarrow (1\ -1\ 0)$

ตารางที่ 2-2 รูปแบบการสวิตช์ ของวิธี Bus Clamp แบบที่ 3 และ แบบที่ 4

พื้นที่ของเวกเตอร์แรงดัน	Bus Clamp แบบที่ 3	Bus Clamp แบบที่ 4
1	$(0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (1\ -1\ -1) \Leftrightarrow (1\ -1\ -1)$	$(0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (1\ -1\ -1) \Leftrightarrow (1\ 0\ -1)$
2	$(0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (0\ 0\ -1) \Leftrightarrow (1\ 0\ -1)$	$(0\ 0\ -1) \Leftrightarrow (0\ 0\ -1) \Leftrightarrow (1\ 0\ -1)$
3	$(0\ 0\ -1) \Leftrightarrow (0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (-1\ -1\ -1)$	$(0\ 0\ -1) \Leftrightarrow (0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (-1\ -1\ -1)$
4	$(1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ 0\ 1) \Leftrightarrow (1\ 1\ 1)$	$(0\ -1\ 0) \Leftrightarrow (0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (-1\ -1\ -1)$
5	$(1\ 0\ 1) \Leftrightarrow (1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ -1\ 0)$	$(0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (0\ -1\ 0) \Leftrightarrow (1\ -1\ 0)$
6	$(1\ 0\ 0) \Leftrightarrow (1\ -1\ 0) \Leftrightarrow (1\ -1\ -1)$	$(0\ -1\ -1) \Leftrightarrow (1\ -1\ -1) \Leftrightarrow (1\ -1\ 0)$

จากตารางที่ 2-1 และตารางที่ 2-2 จะเห็นว่ารูปแบบการสวิตช์ของวิธี Bus clamp ในแต่ละแบบจะไม่เหมือนกัน ขึ้นอยู่กับว่าในแต่ละเซกเตอร์จะมีการคงค้างสถานะการสวิตช์ที่เฟสไหน ยกตัวอย่างเช่นวิธี Bus Clamp แบบที่ 1 ที่เซกเตอร์ 1 จะมีการคงค้างสถานะเฟส U เป็น +1 ส่วนเฟส V และเฟส W จะมีการเปลี่ยนแปลงสถานะ การสวิตช์ 1 ครั้ง ต่อคาบเวลาการสวิตช์ เมื่อเทียบกับวิธี Bus Clamp ของอินเวอร์เตอร์สองระดับแล้ว วิธี Bus Clamp ของอินเวอร์เตอร์สามระดับจะสามารถลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ได้มากกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับ เนื่องจากเฟสที่ไม่มีการคงค้าง

สถานการณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สองระดับจะมีเฟสหนึ่งที่มีการเปลี่ยนแปลง สถานะการสวิตช์ 2 ครั้ง ส่วนอีกเฟสจะมีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ 1 ครั้ง ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าเฉลี่ยความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับมีค่าน้อยกว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับ นอกจากรูปแบบการสวิตช์ในแต่ละแบบจะแตกต่างกันแล้ว การนำไปใช้งานก็จะแตกต่างกันด้วยโดย วิธี Bus Clamp แบบที่ 1 จะออกแบบสำหรับใช้กับโหลดที่มีตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเท่ากับหนึ่ง วิธี Bus Clamp แบบที่ 2 ใช้กับโหลดที่มีตัวประกอบกำลังไฟฟ้าล่าช้า ซึ่งครอบคลุมถึงโหลดที่เป็นมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส วิธี Bus clamp แบบที่ 3 เหมาะสำหรับการใช้งานโหลดที่มีตัวประกอบกำลังนำหน้า ในการพิจารณาการนำไปใช้งานของแต่ละวิธีจะพิจารณาจากช่วงรูปกระแสของโหลดต้อง ตรงกับช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์ เพื่อให้การลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์มีประสิทธิภาพสูงสุด ส่วนวิธี Bus clamp แบบที่ 4 จะแบ่งช่วงที่มีการคงค้างสถานะ การสวิตช์ ออกเป็น 6 ช่วงแต่ละช่วงทำมุมห่างกัน 30 องศาทางไฟฟ้า ซึ่งจะมีผลดีในด้านการกระจายฮาร์โมนิกส์แต่ช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์จะไม่ตรงกับค่าสูงสุดของกระแสโหลด

2.4 ผลการวิเคราะห์งานวิจัยที่ผ่านมา

จากงานวิจัยที่กล่าวมาแล้วในตอนต้นจะเห็นว่า วิธีการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะใช้หลักการเดียวกันคือ การคงค้างสถานะการสวิตช์เพื่อลดค่าเฉลี่ยของคาบเวลาการสวิตช์และกำหนดช่วงที่มีการคงค้างสถานะ การสวิตช์ให้ตรงกับค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแส วิธีการคงค้างสถานะโดยใช้ฟังก์ชันการมอดูเลแบบไม่ต่อเนื่อง ไม่เหมาะสำหรับที่จะนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์สามระดับเนื่องจากอินเวอร์เตอร์สามระดับมีการแบ่งพื้นที่ออกเป็นหลายพื้นที่ใน 1 เซกเตอร์ ทำให้เกิดความยุ่งยากในการคำนวณ ดังนั้นวิธีที่เหมาะสมที่สุดสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับคือวิธี Bus Clamp Technique แต่วิธีการแบ่งพื้นที่ของเวกเตอร์แรงดันออกเป็น 6 พื้นที่ใน 1 เซกเตอร์เหมาะสำหรับการสวิตช์ที่ความถี่สูงและอาจทำให้เกิดความผิดพลาด ในการตรวจสอบหาตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดัน ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้วิธีแบ่งพื้นที่ของเวกเตอร์แรงดันออกเป็น 4 พื้นที่ใน 1 เซกเตอร์เพื่อให้เกิดความแม่นยำ ในการหาตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันเพื่อสร้างสัญญาณการสวิตช์ ในการรักษาระดับแรงดันที่จุดนิวตรอนจะใช้วิธี เลือกใช้เวกเตอร์แรงดันขนาดเล็กแบบ P และ แบบ N ในเซกเตอร์ตรงข้ามกันเพื่อให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันที่จุดนิวตรอนเป็นศูนย์

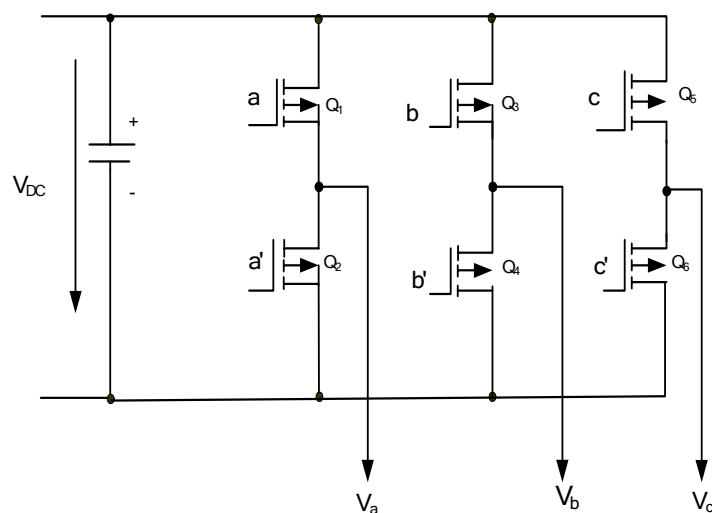
บทที่ 3

ทฤษฎีวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบคอนเวนชันนอล

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบพื้นฐาน รวมถึงโครงสร้างและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ และทฤษฎีของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ

3.1 หลักการของอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบสเปซเวกเตอร์แรงดัน

โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบแหล่งจ่ายแรงดันแสดงได้ดังภาพที่ 3-1



ภาพที่ 3-1 อินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบแหล่งจ่ายแรงดัน

จากภาพที่ 3-1 แสดงอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบแหล่งจ่ายแรงดัน (อินเวอร์เตอร์สองระดับ) ซึ่งมีอุปกรณ์สวิตช์ 6 ตัวคือ Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_5 และ Q_6 สถานะของการสวิตช์จะแบ่งเป็นสองสถานะคือถ้าสวิตช์ตัวบนทำงาน (a, b, c) มีสถานะเป็น 1 และถ้าสวิตช์ตัวล่างทำงานจะมีสถานะศูนย์ (a' , b' , c') ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันระหว่างสาย กับสถานะการสวิตช์แสดงได้ดังสมการที่ 3-1

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฟสกับสถานะ การสวิตช์แสดงได้ดังสมการที่ 3-2

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{DC} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

จากภาพที่ 3-1 จะเห็นว่าอินเวอร์เตอร์สองระดับในแต่ละเฟสจะมีอุปกรณ์สวิตช์อยู่สองตัว ดังนั้นจะได้รูปแบบการสวิตช์ทั้งหมดเท่ากับ $8 (2^3)$ รูปแบบ เมื่อแทนค่ารูปแบบการสวิตช์ลงในสมการที่ (3-1) และ (3-2) จะได้ขนาดแรงดันเฟสและแรงดันระหว่างสายดังตารางที่ 3-1

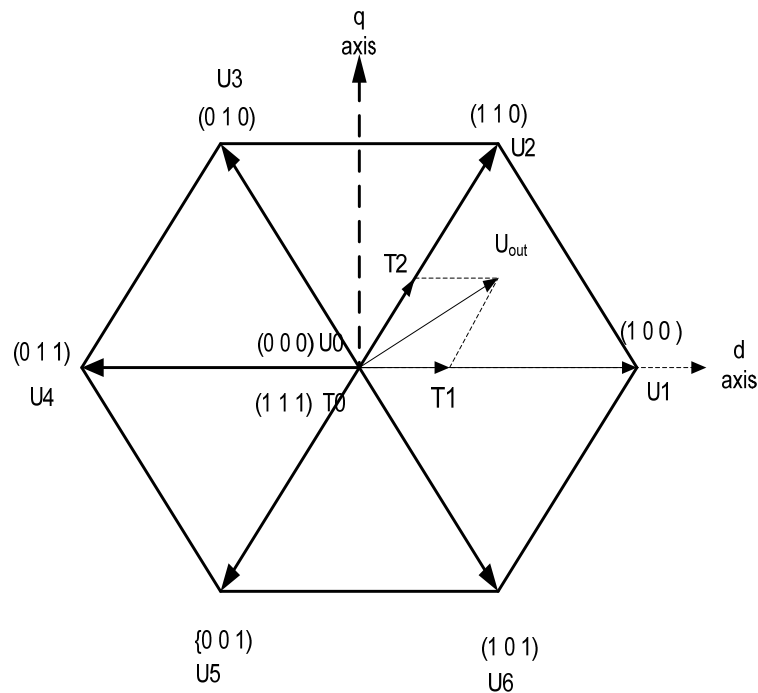
ตารางที่ 3-1 ความสัมพันธ์ระหว่างรูปแบบการสวิตช์กับขนาดแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์

A	b	C	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
0	0	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
1	1	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

สมมติให้แกน d และ แกน q แกนในแนวดิ่งและแนวนอนของมอเตอร์สามเฟสจะได้สมการในการแปลงจากระบบ 3 แกนเป็น 2 แกน ซึ่งเรียกว่า d-q Transformation ดังสมการที่ (3-3)

$$T_{abc-dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

จากสมการที่ (3-3) จะได้ขนาดของเวกเตอร์แรงดันทั้งหมด 8 เวกเตอร์ โดยมีเวกเตอร์ศูนย์ 2 เวกเตอร์ซึ่งมีรูปแบบการสวิตช์เป็น (0, 0, 0) และ (1, 1, 1) ดังภาพที่ 3-2



ภาพที่ 3-2 ความสัมพันธ์ระหว่างรูปแบบการสวิตช์กับเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สองระดับ

ขนาดของแรงดันเอาต์พุต (U_{OUT}) จะได้จากการรวมกันของเวกเตอร์แรงดันที่อยู่ล้อมรอบดังสมการที่ (3-4)

$$T_s U_{out} = T_1 U_1 + T_2 U_2 + T_0 U_0 \quad (3-4)$$

โดยที่

T_s คือ คาบเวลาในการสวิตช์ซึ่ง

T_1 คือ เวลาที่ทำให้เกิดเวกเตอร์แรงดัน U_1

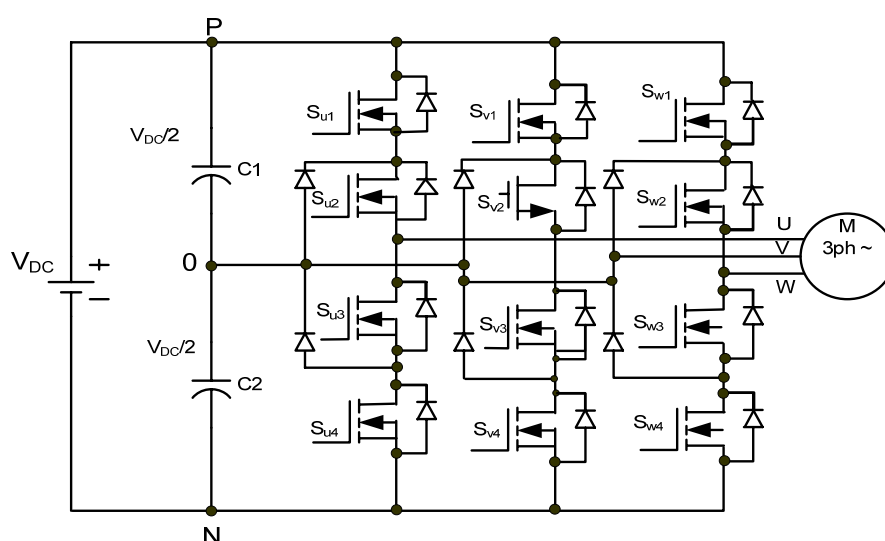
T_2 คือ เวลาที่ทำให้เกิดเวกเตอร์แรงดัน U_2

T_0 คือ เวลาที่ทำให้เกิดเวกเตอร์แรงดัน U_0

3.2 โครงสร้างและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

ต้นแบบของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับจะประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตช์ 4 ตัวในแต่ละเฟส แรงดันอินพุตจะได้จากคาปาซิเตอร์สองตัวต่อเป็นวงจรแบ่งแรงดันเพื่อให้ได้แรงดันสามระดับดังนี้

1. แรงดันที่จุด V_{P0} จะได้แรงดันเท่ากับ $+V_{DC}/2$ แทนสัญลักษณ์การสวิตช์ +1
2. แรงดันที่จุด V_{O0} จะได้แรงดันเท่ากับ 0 แทนสัญลักษณ์การสวิตช์ ด้วย 0
3. แรงดันที่จุด V_{N0} จะได้แรงดันเท่ากับ $+V_{DC}/2$ แทนสัญลักษณ์การสวิตช์ -1



ภาพที่ 3-3 วงจรพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ

ในกรณีที่สถานะการสวิตช์เป็น +1 จะกำหนดให้อุปกรณ์สวิตช์สองตัวบนสุดทำงาน ส่วนสองตัวล่างไม่ทำงาน ในกรณีที่สถานะการสวิตช์เป็น 0 อุปกรณ์สวิตช์สองตัวตรงกลางจะทำงาน ส่วนตัวบนสุดและล่างสุดจะไม่ทำงาน และกรณีที่สถานะการสวิตช์เป็น -1 อุปกรณ์สวิตช์สองตัวล่างจะทำงาน ส่วนสองตัวบนสุดจะไม่ทำงาน ซึ่งแสดงรายละเอียดได้ดังตารางที่ 3-2

ตารางที่ 3-2 การกำหนดสถานะของการสวิตช์

สถานะ ของการสวิตช์	สถานะของการสวิตช์				แรงดันที่แหล่ง จ่าย
	SX1	SX2	SX3	SX4	
1	ON	ON	OFF	OFF	$V_{DC}/2$
0	OFF	ON	ON	OFF	0
-1	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{DC}/2$

จากภาพที่ 3-3 กำหนดให้ระหว่างเฟสของมอเตอร์แทนด้วย V_{UN} , V_{VN} และ V_{WN} แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เทียบกับจุดศูนย์แทนด้วย V_{U0} , V_{V0} และ V_{W0} จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฟสของมอเตอร์กับแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (3-5)

$$\begin{bmatrix} V_{UN} \\ V_{VN} \\ V_{WN} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{2} \times \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{U0} \\ V_{V0} \\ V_{W0} \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

โดยที่แรงดันที่เวลาใดๆของมอเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (3-6)

$$\begin{bmatrix} V_{UN} \\ V_{VN} \\ V_{WN} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V \times \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

ส่วนสมการของเวกเตอร์แรงดันสามเฟสแสดงได้ดังสมการที่ (3-7)

$$\vec{V} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times (V_{UN} + V_{VN} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{WN} e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3-7)$$

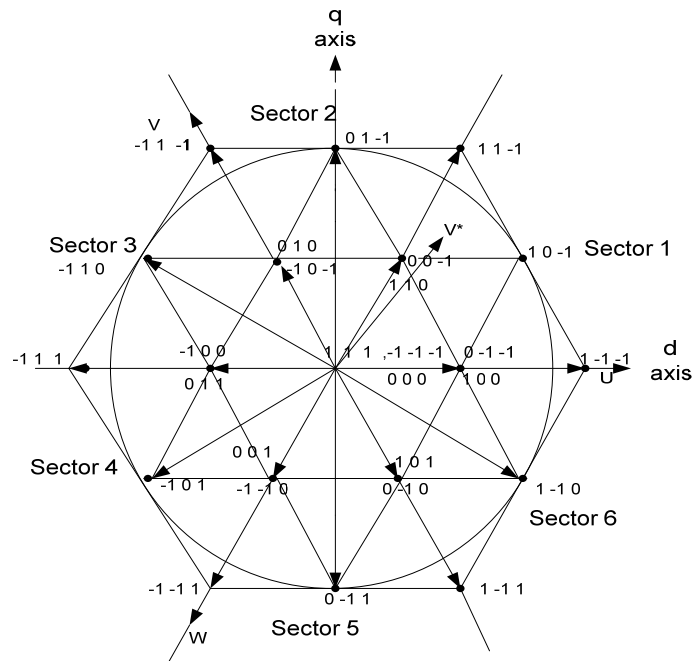
แทนค่าสมการที่ (3-6) ลงในสมการที่ (3-7) จะได้

$$\begin{aligned} \vec{V} &= \frac{2}{3} V \times (\cos \omega t + \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \times e^{j\frac{2\pi}{3}} + \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \times e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\ &= V e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (3-8)$$

แทนค่า V_{UN} , V_{VN} , V_{WN} จากสมการที่ (3-5) ลงในสมการที่ (3-7) จะได้

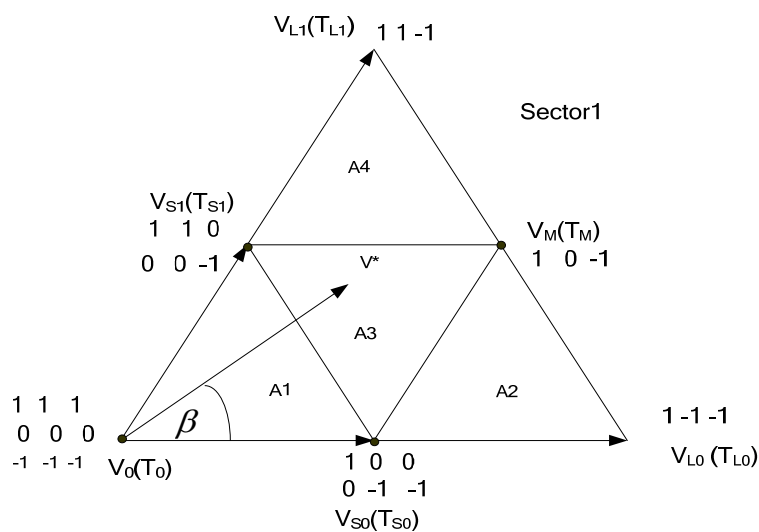
$$\begin{aligned} \vec{V} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \frac{V_{DC}}{6} \times ((2V_{U0} - V_{V0} - V_{W0}) + (2V_{V0} - V_{U0} - V_{W0}) \times e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ &\quad + (2V_{W0} - V_{U0} - V_{V0}) \times e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \times (V_{U0} - \frac{V_{V0} - V_{W0}}{2}) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (V_{V0} - V_{W0}) \end{aligned} \quad (3-9)$$

เมื่อแทนสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับลงในสมการที่ (3-9) จะได้เวกเตอร์แรงดันที่อยู่ในแกน d และแกน q ดังภาพที่ 3-4



ภาพที่ 3-4 สเปซเวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ กลุ่มของแรงดันสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ จึงแบ่งสเปซเวกเตอร์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับออกเป็น 6 เซกเตอร์ ซึ่งแต่ละเซกเตอร์จะมีกลุ่มแรงดันเหมือนกันกำหนดให้ V^* แทนเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงสมมุติให้ V^* อยู่ในเซกเตอร์ที่ 1 ดังภาพที่ 3-5



ภาพที่ 3-5 สเปซเวกเตอร์แรงดันของเซกเตอร์ที่ 1

จากภาพที่ 3-5 แสดงถึงสเปกตรัมของแรงดันของเซกเตอร์ที่ 1 ประกอบด้วยพื้นที่ A1, A2, A3 และ A4 แต่ละพื้นที่จะมีรูปแบบการสวิตช์ที่แตกต่างกัน ขนาดของเวกเตอร์แรงดันสามารถแบ่งออกได้เป็น 5 กลุ่มคือ

1. กลุ่ม a คือกลุ่มของเวกเตอร์แรงดันขนาดใหญ่ (V_{L0}, V_{L1}) มีขนาด $\sqrt{2/3} V_{DC}$
2. กลุ่ม b คือกลุ่มของเวกเตอร์แรงดันขนาดกลาง (V_M) มีขนาด $\sqrt{2}/2 V_{DC}$
3. กลุ่ม c คือกลุ่มของเวกเตอร์แรงดันขนาดเล็กแบบพี (V_{S0}, V_{S1}) มีขนาด $\sqrt{2/3} V_{DC}/2$

รูปแบบของการสวิตช์จะประกอบด้วยสถานะ +1 กับ 0

4. กลุ่ม d คือกลุ่มของเวกเตอร์แรงดันขนาดเล็กแบบเอ็นที่มีขนาดของเวกเตอร์แรงดันเท่ากับกลุ่ม c แต่มีรูปแบบการสวิตช์จะประกอบด้วยสถานะ -1 กับ 0

5. กลุ่ม z คือกลุ่มของเวกเตอร์ศูนย์

รูปแบบการสวิตช์และขนาดของเวกเตอร์แรงดันในแต่ละกลุ่มแต่ละเซกเตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 3-3

ตารางที่ 3-3 รูปแบบการสวิตช์และขนาดของเวกเตอร์แรงดันในแต่ละเซกเตอร์

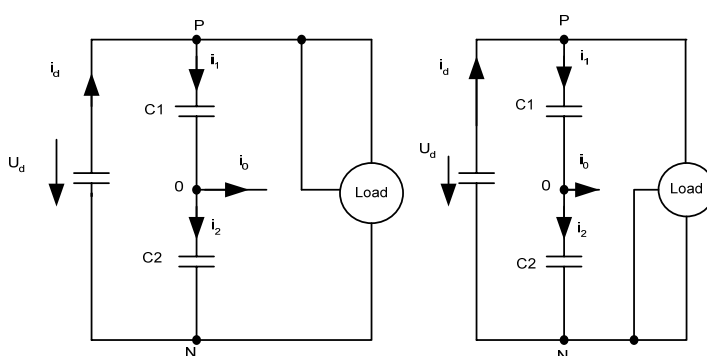
กลุ่ม เวกเตอร์	เซก เตอร์ (n)	รูปแบบการ สวิตช์ [u v w]	เซก เตอร์ (n)	รูปแบบการ สวิตช์ [u v w]	ขนาดของแรงดันที่สเตเตอร์ โคออดิเนต
a	1	[1 -1 -1]	4	[-1 1 1]	$U_d = \frac{2}{3} V_{DC} \cos(n-1) \times \pi / 3$
	2	[1 1 -1]	5	[-1 -1 1]	$U_q = \frac{2}{3} V_{DC} \sin(n-1) \times \pi / 3$
	3	[-1 1 1]	6	[1 -1 1]	
b	1	[1 0 -1]	4	[-1 0 1]	$U_d = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC} \cos(2n-) \times \pi / 3$
	2	[0 1 -1]	5	[0 -1 1]	$U_q = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC} \sin(2n-) \times \pi / 3$
	3	[-1 1 0]	6	[1 -1 0]	
c	1	[1 0 0]	4	[0 1 1]	$U_d = \frac{1}{3} V_{DC} \cos(2n-) \times \pi / 3$
	2	[0 1 -1]	5	[0 0 1]	$U_q = \frac{1}{3} V_{DC} \sin(2n-1) \times \pi / 3$
	3	[-1 1 0]	6	[1 0 1]	
d	1	[1 0 0]	4	[1 0 0]	$U_d = \frac{1}{3} V_{DC} \cos(2n-1) \times \pi / 3$
	2	[0 1 -1]	5	[0 1 -1]	$U_q = \frac{1}{3} V_{DC} \sin(2n-1) \times \pi / 3$
	3	[-1 1 0]	6	[-1 1 0]	
Z	[1 1 1], [0 0 0], [-1 -1 -1]				$U_d=0, U_q=0$

3.3 การเชื่อมต่อโหลดของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

การเชื่อมต่อโหลดของอินเวอร์เตอร์สามระดับ จะแตกต่างจากอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป เนื่องจากอินเวอร์เตอร์สามระดับแรงดันตรงกลางหรือแรงดันที่จุดนิวตรอน จะได้จากการนำตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกัน ดังนั้นในการสร้างสัญญาณการสวิตช์จะต้องคำนึงถึงระดับแรงดันนิวตรอนด้วย [11] ซึ่งจะมีผลกับการผิเคี่ยนของรูปคลื่นแรงดันรวมทั้งพิกัดของตัวเก็บประจุและอุปกรณ์สวิตซ์ การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันแต่ละกลุ่มแสดงได้ดังต่อไปนี้

3.3.1 การเชื่อมต่อโหลดของ เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม a

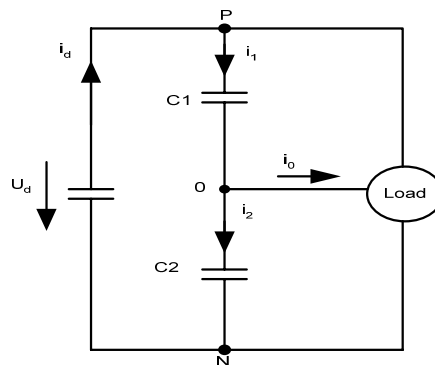
เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม a ประกอบด้วยเวกเตอร์ที่มีสถานะการสวิตช์เป็น $(1 -1 1)$, $(1 -1 -1)$, $(1 1 -1)$, $(-1 1 -1)$, $(-1 1 1)$, $(-1 -1 1)$ จะเห็นว่าการเชื่อมต่อโหลดมีการเฉพาะระดับแรงดันที่บวก และระดับแรงดันที่เป็นลบไม่มีการใช้ระดับแรงดันที่เป็นศูนย์ ดังนั้นเวกเตอร์กลุ่มนี้จึงไม่มีผลต่อการรักษาระดับแรงดันที่จุดนิวตรอน



ภาพที่ 3-6 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม a

3.3.2 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b

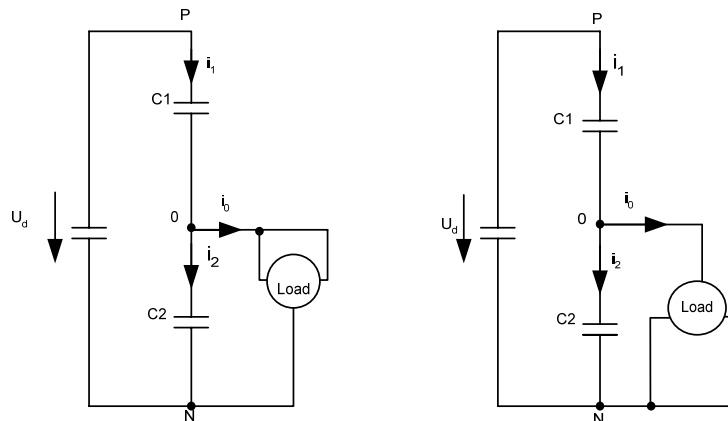
เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b ประกอบด้วยเวกเตอร์ที่มีสถานะ การสวิตช์ เป็น $(1 -1 0)$, $(1 0 -1)$, $(0 1 -1)$, $(0 -1 1)$ จะเห็นว่าการเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์กลุ่มนี้มีการใช้แรงดันทุกระดับ จะมีผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันที่จุดนิวตรอน ตัวอย่างการเชื่อมต่อโหลดแสดงได้ดัง ภาพที่ 3-6 ซึ่งจะเห็นว่าเฟส W ของโหลดเชื่อมต่อกับจุดศูนย์ ทำให้มีกระแสไหลที่จุดศูนย์



ภาพที่ 3-7 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b

3.3.3 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม c

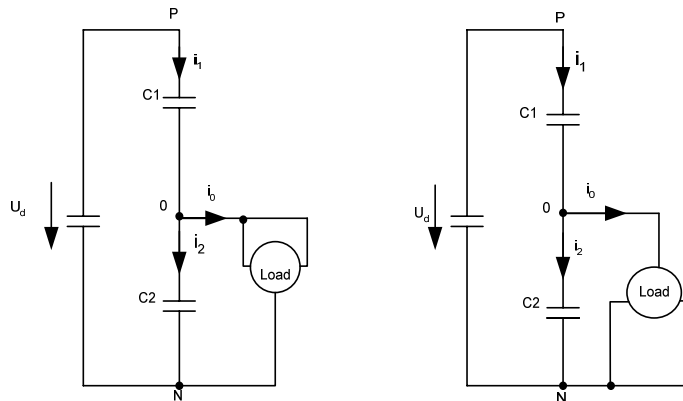
เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม c ประกอบด้วยเวกเตอร์ที่มีสถานะ การสวิตช์ เป็น (1 0 1), (1 0 0), (1 1 0), (0 1 0), (0 1 1) และ (0 0 1) จะเห็นมีการใช้ระดับของแรงดัน 2 ระดับคือ ระดับแรงดันบวกกับระดับแรงดันศูนย์ทำให้มีกระแสไหลที่จุดศูนย์จึงมีผลกับการรักษาระดับแรงดันนิวตรอน



ภาพที่ 3-8 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม c

3.3.4 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม d

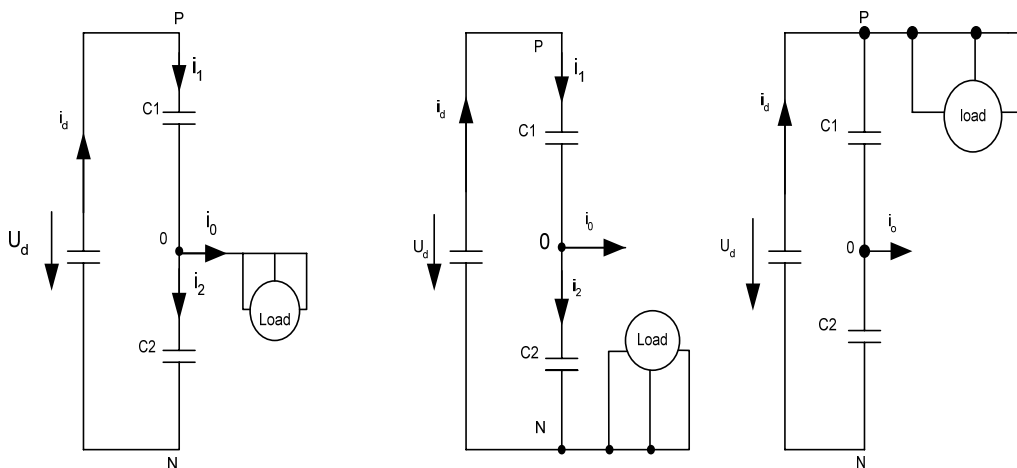
เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม d ประกอบด้วยเวกเตอร์ที่มีสถานะ การสวิตช์ เป็น (0-1 0), (0 -1 -1), (0 0 -1), (-1 0-1), (-1 0 0) และ (-1 0 -1) จะเห็นมีการใช้ระดับของแรงดัน 2 ระดับคือ ระดับแรงดันลบกับระดับแรงดันศูนย์ทำให้มีกระแสไหลที่จุดศูนย์จึงมีผลกับการรักษาระดับแรงดันนิวตรอน



ภาพที่ 3-9 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม d

3.3.5 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม z

เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม z หรือเวกเตอร์แรงดันศูนย์ประกอบด้วยเวกเตอร์แรงดันที่มีสถานะการสวิตช์เป็น (1 1 1), (0 0 0) และ (-1 -1 -1) โดยทั้งสามเฟสต่อกับโหลดที่ระดับแรงดันเดียวกันทำให้ไม่มีผลในด้านการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันนิวตรอน



ภาพที่ 3-10 การเชื่อมต่อโหลดของเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม z

กระแสนิวตรอน (i_0) เป็นตัวกำหนดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจึงมีผลต่อการรักษาระดับแรงดันนิวตรอน การใช้เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b กลุ่ม c และกลุ่ม d จะทำให้เกิดกระแสนิวตรอนซึ่งแสดงได้ดังตารางที่ 3-4

ตารางที่ 3-4 ผลของกระแสนิวตรอน เนื่องจาก การใช้เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b กลุ่ม c และกลุ่ม d

เวกเตอร์	เซกเตอร์	การสวิตช์	i_o	เซกเตอร์	การสวิตช์	i_o
b	1	1 -1 0	i_w	4	-1 1 0	i_w
	2	1 0 -1	i_v	5	-1 0 1	i_v
	3	0 1 -1	i_u	6	0 -1 1	i_u
c	1	1 0 1	i_v	4	0 1 0	$-i_v$
	2	1 0 0	$-i_u$	5	0 1 1	i_u
	3	1 1 0	i_w	6	0 0 1	$-i_w$
d	1	0 -1 0	$-i_v$	4	-1 0 -1	i_v
	2	0 -1 -1	i_u	5	-1 0 0	$-i_u$
	3	0 0 -1	$-i_w$	6	-1 -1 0	i_w

จากตารางที่ 3-4 จะเห็นว่าปัญหาสำคัญของการควบคุมระดับแรงดัน จะเกิดขึ้นเมื่อมีการเลือกใช้เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b , กลุ่ม c และกลุ่ม d เมื่อพิจารณาทิศทางของกระแสของเวกเตอร์เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม c และกลุ่ม d จะเห็นว่าทิศทางของกระแสตรงข้ามกันจะมีผลทำให้การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันนิวตรอนในทิศทางตรงข้ามกัน ส่วนเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b ที่เซกเตอร์ 1 กับเซกเตอร์ 4, เซกเตอร์ 2 กับเซกเตอร์ 5 และเซกเตอร์ 3 กับเซกเตอร์ 6 กระแสนิวตรอนจะมีทิศทางเดียวกันและอยู่ในเฟสเดียวกันคือ i_w, i_v, i_u ตามลำดับ ยกตัวอย่างที่เซกเตอร์ 1 กับเซกเตอร์ 4 กระแสที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันนิวตรอนคือกระแส i_w แต่ตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันที่เซกเตอร์ 1 กับเซกเตอร์ 4 จะทำมุมห่างกัน 180 องศา ดังนั้นทิศทางของกระแสจะหักล้างกันผลรวมการเปลี่ยนแปลงแรงดันนิวตรอนจึงเป็นศูนย์ซึ่งแสดงว่าการใช้เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม b ไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันนิวตรอน ในทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณาเวกเตอร์แรงดันกลุ่ม c และกลุ่ม d ในคู่เซกเตอร์ที่ทำมุมต่างกัน 180 องศาผลรวมของกระแสจะมีทิศทางเสริมกันดังนั้นการเลือกใช้แรงดันกลุ่ม c และกลุ่ม d จึงมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันนิวตรอน ดังนั้นการเลือกใช้กลุ่มของเวกเตอร์จะต้องเลือกใช้อย่างเหมาะสมเพื่อรักษาระดับแรงดันนิวตรอนให้คงที่

สำหรับวิธีการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในวิทยานิพนธ์นี้ รูปแบบการสวิตช์จะใช้เวกเตอร์แรงดันกลุ่ม c และกลุ่ม d สลับในคู่เซกเตอร์ที่ทำมุมห่างกัน 180 องศาเพื่อให้ผลรวมของกระแสนิวตรอนเป็นศูนย์ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

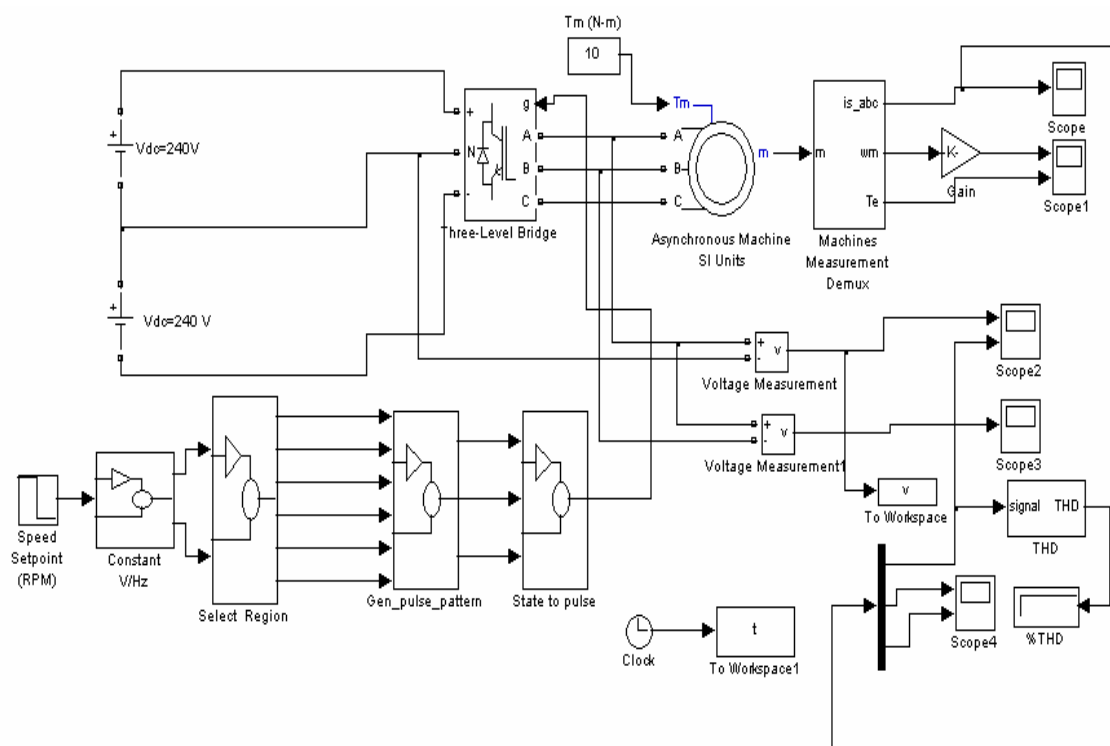
บทที่ 4

การจำลองและการออกแบบสัญญาณ PWM

ในบทนี้จะแสดงการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์จะใช้โปรแกรม Matlab/Simulink เพื่อจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ และแบบ Conventional Space Vector โดยทดสอบกับโหลดตัวต้านทาน, โหลดความต้านทานและคาปาซิเตอร์, โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ส่วนในตอนที่จะเป็นวิธีการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบอร์ TMS 320F2812

4.1 แบบจำลองของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ

แบบจำลองของอินเวอร์เตอร์สามระดับแสดงได้ดังภาพที่ 4-1

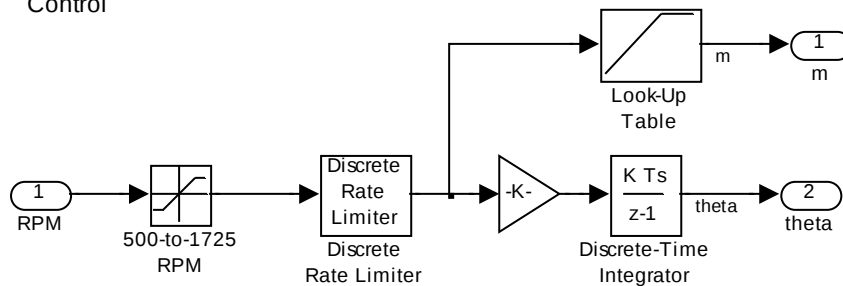


ภาพที่ 4-1 แบบจำลองของอินเวอร์เตอร์แบบสามระดับ

จากภาพที่ 4-1 แบบจำลองอินเวอร์เตอร์สามระดับจะประกอบด้วยบล็อกไดอะแกรมที่สำคัญ และมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1.1 บล็อก V/F

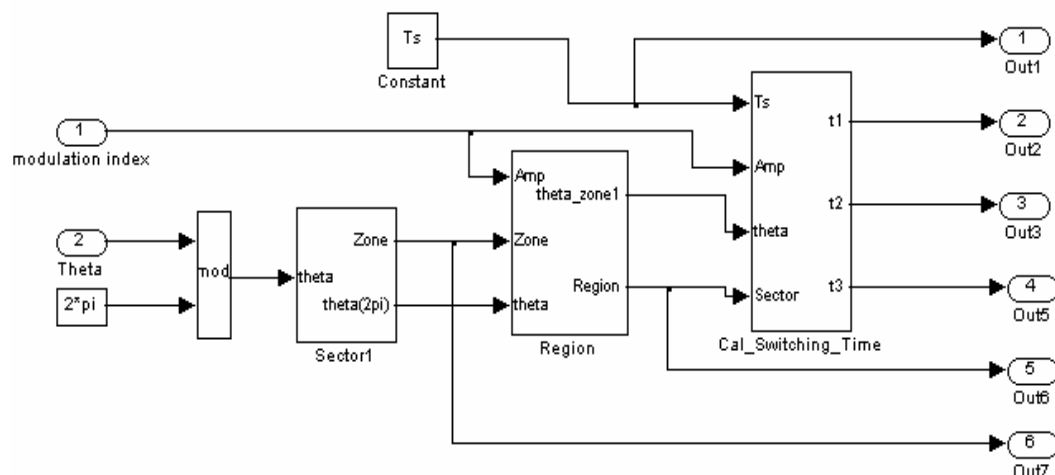
Constant V/Hz
Control



ภาพที่ 4-2 ส่วนประกอบภายในบล็อก V/F

จากภาพที่ 4.2 ภายในบล็อก V/F จะประกอบด้วยข้อมูลอินพุตซึ่งเป็นความเร็วรอบของมอเตอร์ตามที่ต้องการ โดยความเร็วจะเริ่มตั้งแต่ 500 -1725 รอบต่อนาที เนื่องจากการชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานที่สวิตเตอร์ช่วงที่ความถี่ต่ำ ความเร็วรอบที่ได้จะนำไปปรับขนาดของแรงดันโดยบล็อกของ Look-Up Table ค่าที่ได้จะมีขนาด 0.2-1 ซึ่งใช้ในการปรับความกว้างของสัญญาณสวิตช์ ส่วนบล็อก Discrete –Time Integrator จะใช้ในการอินทิเกรตความเร็วเชิงมุมเพื่อให้ได้ค่ามุมในหน่วยเรเดียน

4.1.2 บล็อก Select Region

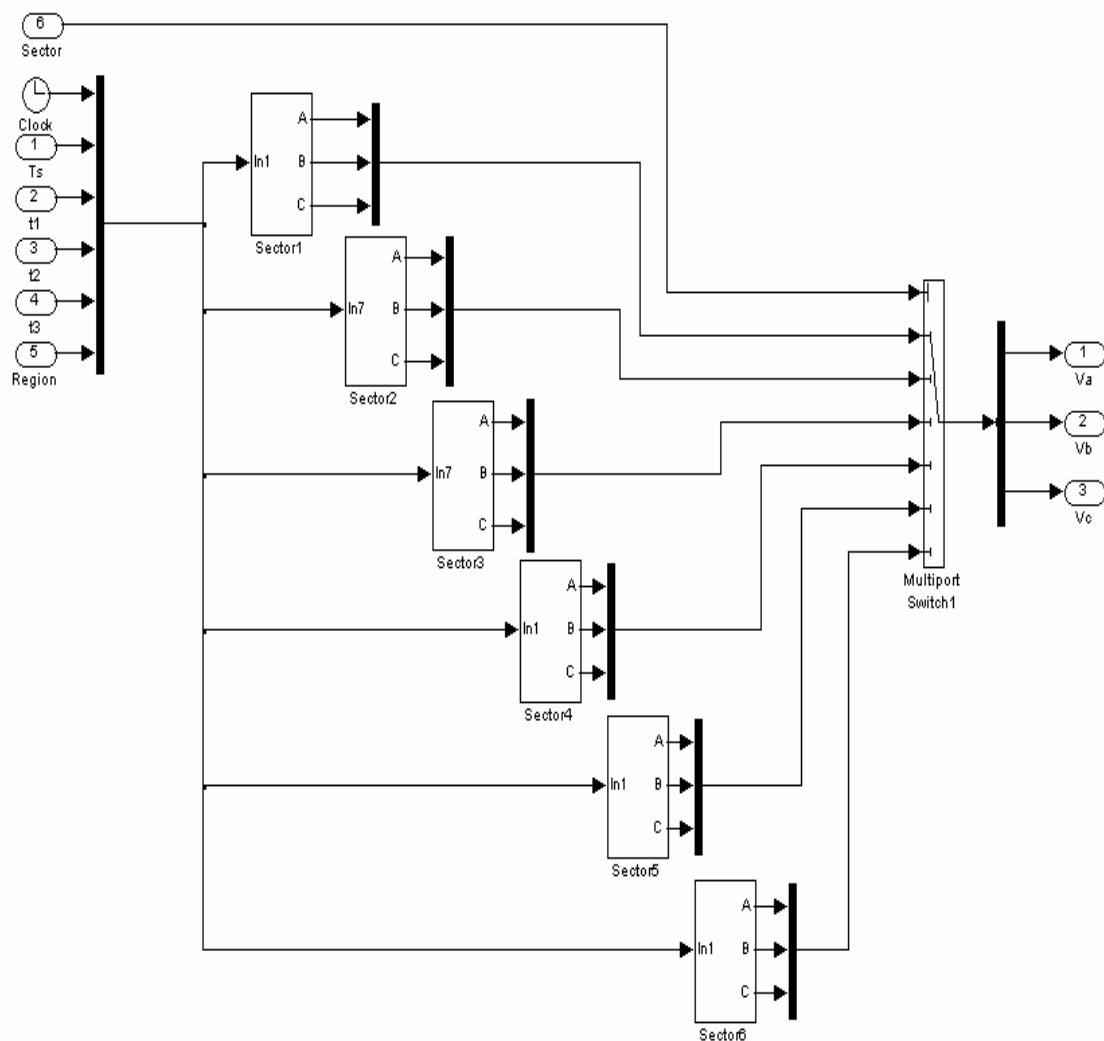


ภาพที่ 4-3 ส่วนประกอบภายในบล็อก Selector Region

จากภาพที่ 4.3 บล็อก Selector Region รับข้อมูลเข้ามาสองค่าคือดัชนีการปรับความกว้างของพัลส์ (Modulation Index) และมุมของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง (Theta) ข้อมูลอินพุตทั้งสองค่าจะนำมาใช้คำนวณหาตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงเพื่อใช้ในการคำนวณเวลาในการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดันที่อยู่รอบๆแรงดันอ้างอิงเนื่องจากในแต่ละเซกเตอร์จะแบ่งออกเป็น 4 พื้นที่คือ A1, A2, A3 และ A4 ในการสร้างเวกเตอร์แรงดันในแต่ละพื้นที่ที่จะใช้ระยะเวลาของเวกเตอร์ของแรงดันที่ต่างกันซึ่งในแต่ละพื้นที่จะได้เวลา 3 ค่าคือ t_1 , t_2 , t_3

4.1.3 บล็อก Genpulse_pattern

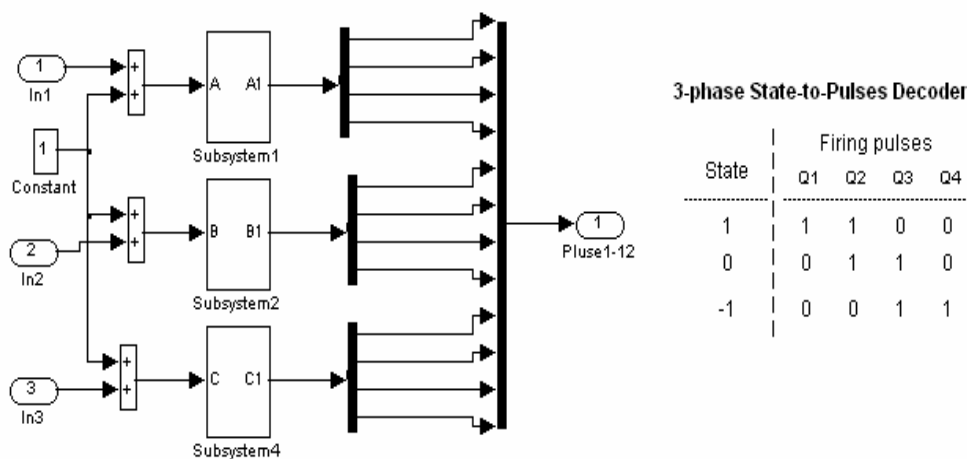
บล็อก Genpulse_pattern จะใช้ในการสร้างสัญญาณสวิตช์ในแต่ละเฟสซึ่งมีส่วนประกอบภายในแสดงดังภาพที่ 4-4



ภาพที่ 4-4 ส่วนประกอบภายใน บล็อก Gen_pulse_pattern

จากภาพที่ 4-4 ข้อมูลอินพุตจะประกอบด้วยเวลาในการสวิตช์ของเวกเตอร์แรงดัน ที่อยู่ ล้อมรอบแรงดันอ้างอิง (t_1 , t_2 , t_3), คาบเวลาในการสวิตช์ (T_s) และตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดัน อ้างอิง (Region) แต่ละเซกเตอร์จะมีรูปแบบการสวิตช์ที่แตกต่างกัน ในบล็อกของเซกเตอร์ที่ 1 ถึง เซกเตอร์ที่6 จะประกอบด้วยรูปแบบการสวิตช์ในแต่ละพื้นที่ โดยรูปแบบการสวิตช์จะได้จาก ตารางที่ออกแบบไว้ในบทที่ 3 ซึ่งแต่ละวิธีจะมีรูปแบบการสวิตช์ที่ต่างกัน

4.1.4 บล็อก State to pulse



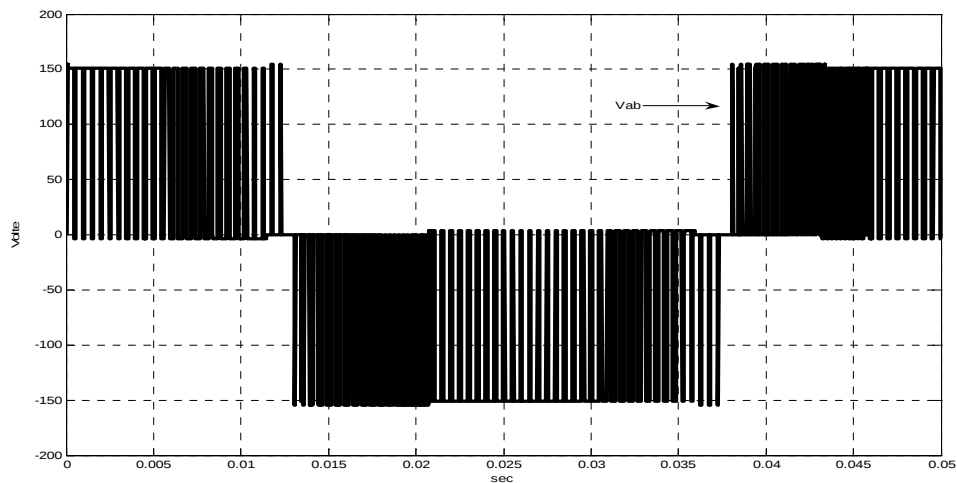
ภาพที่ 4-5 ส่วนประกอบภายในบล็อก State to Pulse

จากภาพที่ 4-5 บล็อก State to pulse จะใช้ในการแปลงสัญญาณสวิตช์เป็นสัญญาณพัลส์ ทั้งหมด 12 พัลส์เพื่อส่งไปยังบล็อกของอินเวอร์เตอร์สามระดับ โดยสัญญาณสวิตช์ในแต่ละเฟสจะมี สามสถานะคือ 1,0,-1 ตามรูปแบบการสวิตช์ของแต่ละวิธี การแปลงสัญญาณการสวิตช์เป็นพัลส์ เพื่อจ่ายให้วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์สามระดับแสดงได้ดัง ตาราง 3-phase State-to-pulses Decoder ของ ภาพที่4-5

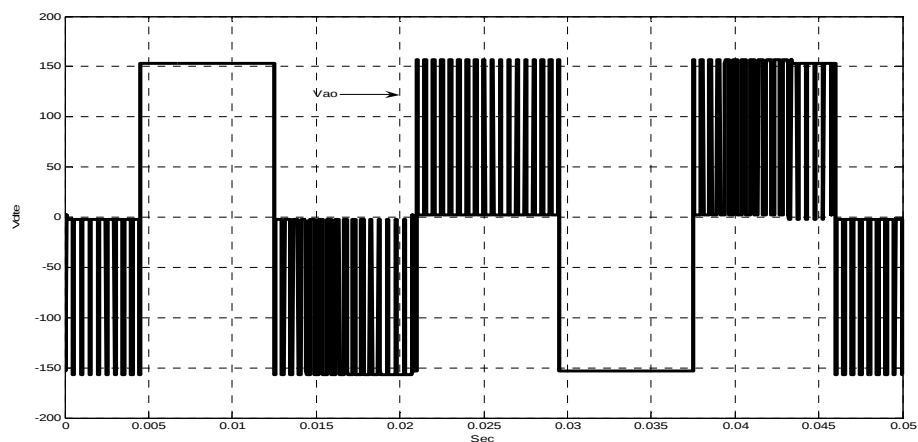
หลังจากได้สัญญาณ PWM ทั้ง 12 สัญญาณแล้วขั้นตอนต่อไปคือการนำสัญญาณสวิตช์ที่ได้ ไปต่อเข้ากับโมดูลของอินเวอร์เตอร์สามระดับซึ่งประกอบด้วยแบบจำลอง ของวงจรขับเคลื่อน อินเวอร์เตอร์สามระดับโดยมีอุปกรณ์สวิตช์ทั้งหมด 12 ตัว จากนั้นจะทำการทดสอบการทำงานตาม รูปแบบการสวิตช์ที่ได้ออกแบบไว้โดยทดสอบกับภาระที่เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ, ตัวต้านทาน และ ตัวต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์

4.2 ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ในขั้นตอนแรกจะทำการทดสอบวัดแรงดันระหว่างสาย ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่างกัน เพื่อทดสอบความถูกต้องของรูปคลื่นแรงดันในช่วงที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงอยู่ ในหกเหลี่ยมใน และหกเหลี่ยมนอกของสเปซเวกเตอร์ จากนั้นจะทำการทดสอบวัดแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์และกระแสที่ไหลในสายเปรียบเทียบกับเพื่อคู่ตำแหน่ง ค่ายอดของรูปคลื่นกระแสว่าตรงกับช่วงที่ทำการคงค่าสถานะการสวิตช์หรือไม่ (ในกรณีของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์) โดยเทียบกับวิธี คอนเวนชันนอล (CSVPWM) ในการทดลองจะใช้ภาระของอินเวอร์เตอร์ เป็น มอเตอร์เหนี่ยวนำ, ความต้านทาน และ ความต้านทาน-คาปาซิเตอร์ ผลการทดลองแสดงได้ดังภาพที่ 4-6 ถึงภาพที่ 4-14

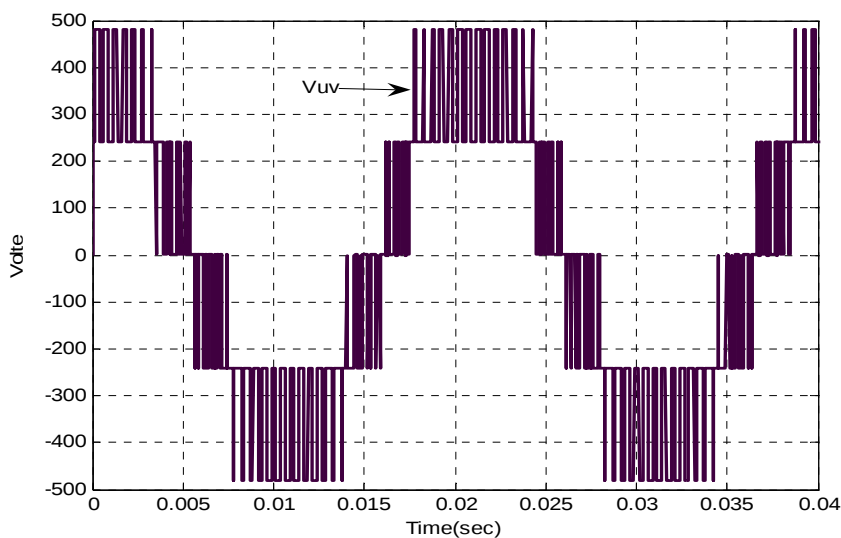


ภาพที่ 4-6 แรงดันระหว่างสาย ของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ $m < 0.5$ $F_s = 2$ kHz
ของวิธี CSVPWM



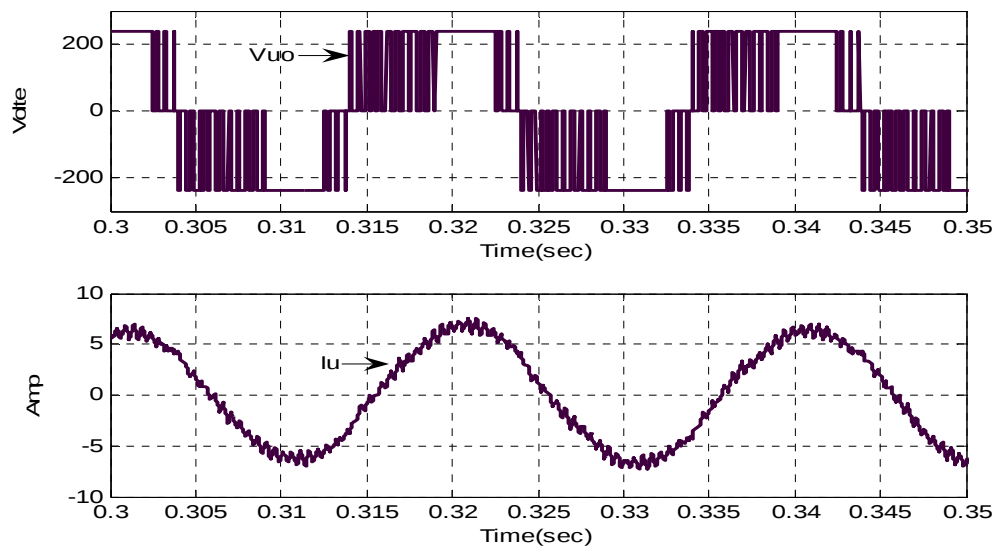
ภาพที่ 4-7 แรงดันระหว่างสายของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ $m = 0.4$, $F_s = 2$ kHz
ของวิธี MLSVPWM

จากภาพที่ 4-6 แสดงแรงดันระหว่างสายเมื่อทดสอบที่ค่าดัชนีการมอดูเลตต่ำกว่า 0.5 ของวิธีคอนเวนชันนอล (CSVPWM) จากรูปคลื่นจะเห็นว่าช่วงที่ค่ามอดูเลตต่ำจะได้อรรถประโยชน์ประมาณ 20 Hz เมื่อป้อนแรงดัน V_{DC} เท่ากับ 150 โวลต์ จะได้ระดับของแรงดันเป็นสองระดับคือ ± 75 โวลต์ ซึ่งก็คือครึ่งหนึ่งของแรงดันที่ Dc Link ส่วนภาพที่ 4-7 แสดงแรงดันระหว่างสายของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ (MLSVPWM) จากผลการทดสอบรูปคลื่นของแรงดันจะมีสามระดับคือ V_{DC} , 0, $-V_{DC}$ เช่นเดียวกันกับวิธี CSVPWM แต่จะมีข้อแตกต่างกันคือลักษณะของรูปคลื่นแรงดันของวิธี MLSVPWM จะไม่ต่อเนื่องเหมือนวิธี CSVPWM เนื่องจากได้ออกแบบโปรแกรมให้มีการคงค้างสถานะการณีสวิตช์ในช่วงแรงดันด้านบวก 60 องศา และแรงดันด้านลบ 60 องศา เพื่อลดค่าเฉลี่ยของความถี่การสวิตช์



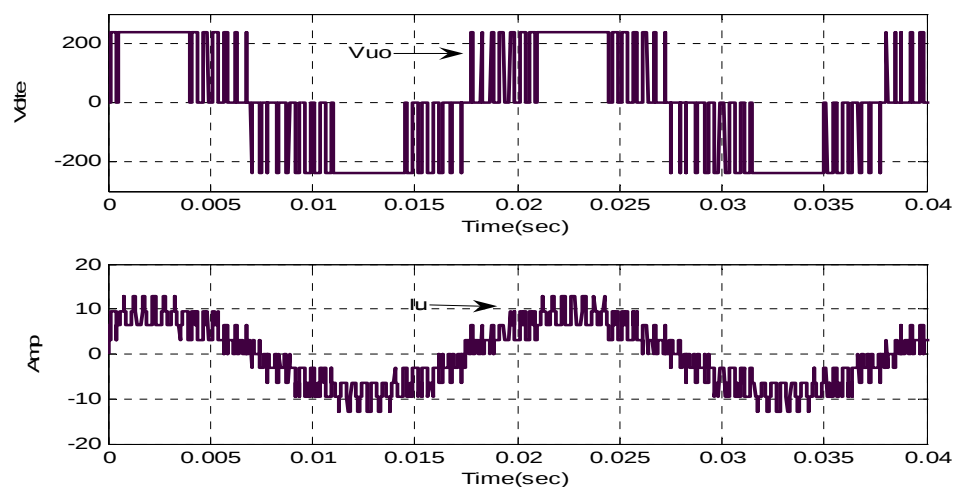
ภาพที่ 4-8 แรงดัน V_{u0} ที่ $m = 0.95$, $F_s = 2$ kHz

จากภาพที่ 4-8 ค่าสูงสุดของแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ที่ค่าดัชนีการปรับความกว้างของพัลส์เท่ากับ 0.95 ซึ่งช่วงนี้แวกเตอร์แรงดันจะมีค่าสูงสุดตำแหน่งของแวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจะอยู่ในพื้นที่ A2, A3 และ A4 ของแต่ละเซกเตอร์ ช่วงนี้จะได้อรรถประโยชน์เท่ากับอรรถประโยชน์ที่ 50 Hz เมื่อทดสอบที่แรงดัน 480 โวลต์จะได้ระดับของแรงดันเป็น 5 ขั้นคือ V_{DC} , $+V_{DC}/2$, 0, $-V_{DC}/2$ และ $-V_{DC}$ เมื่อทดลองปรับค่า อรรถประโยชน์ให้เพิ่มขึ้นจะได้แรงดันเท่าเดิมเนื่องจากช่วงนี้จะรักษาระดับของแรงดันไม่ให้เกินค่าของแรงดันพิกัด



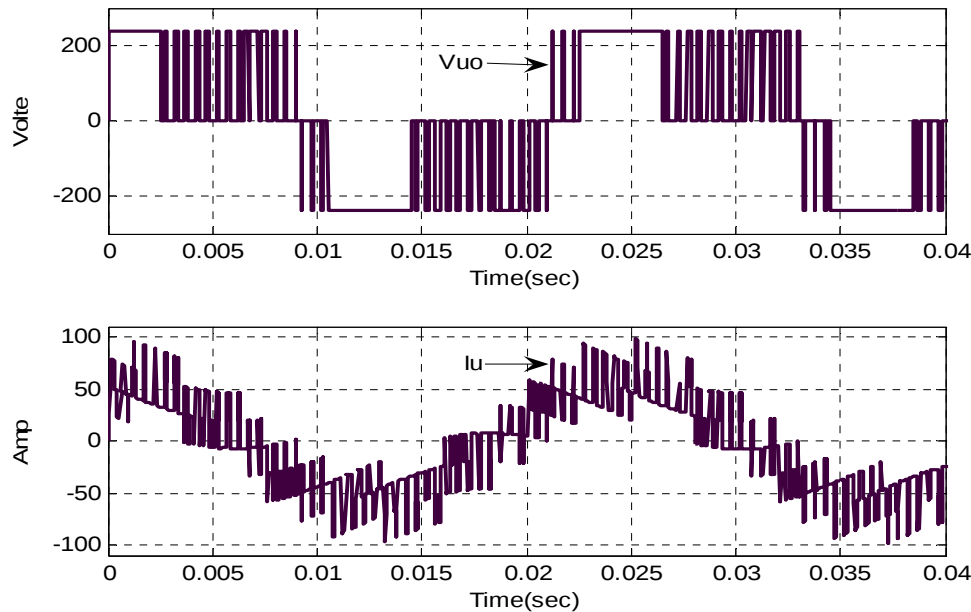
ภาพที่ 4-9 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ V_{u0} และกระแสเฟสในสาย i_u ที่ $m = 0.8$, $F_s = 2 \text{ kHz}$ ของวิธี MLSVPWM โหลดอินดักชันมอเตอร์ขนาด 5 HP

จากภาพที่ 4-9 จะเห็นว่าค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแสทั้งด้านบวกและด้านลบจะอยู่ช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์ โดยช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์จะมีค่าเท่ากับ 60 องศาของรูปคลื่นแรงดันด้านบวกและ ด้านลบ จากการทดสอบโดยการเพิ่มโหลดขึ้นเรื่อยๆจนถึงพิกัดโหลดจุดยอดของกระแสจะอยู่ในช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์ เมื่อโหลดใกล้เคียงกับพิกัดโหลดเนื่องจากการกำหนดรูปแบบการสวิตช์ในกรณีที่โหลดเพาเวอร์แฟกเตอร์ล้าหลัง จะใช้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับ 0.8 ในการออกแบบรูปแบบการสวิตช์



ภาพที่ 4-10 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เฟส U และกระแสเฟส U ที่ $m = 0.8$, $F_s = 2 \text{ kHz}$ โหลดความต้านทาน วิธี MLSVPWM

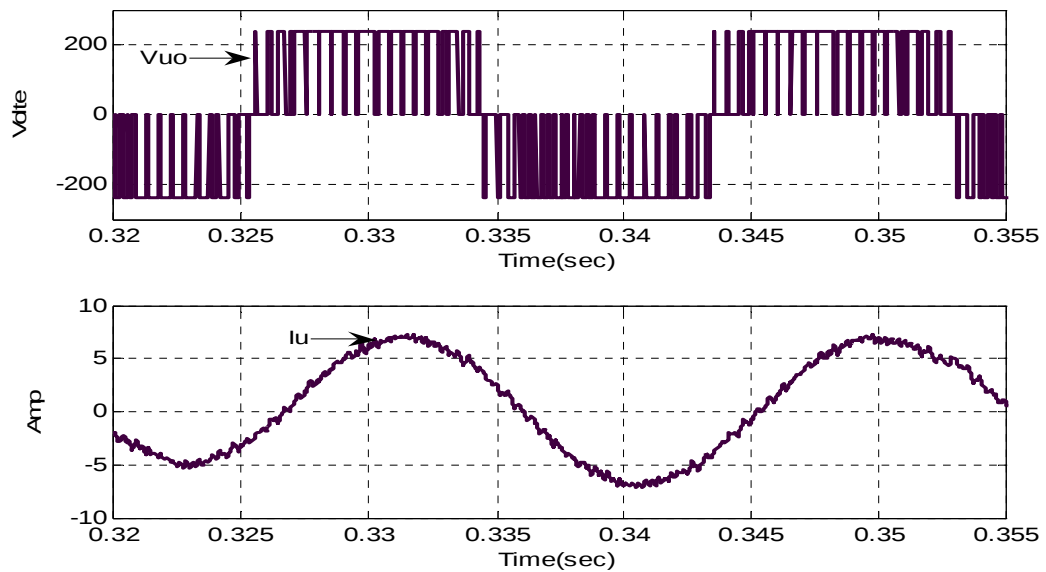
จากภาพที่ 4-10 ในกรณีที่โหลดเป็นตัวต้านทานกระแสกับแรงดันอยู่ในเฟสเดียวกัน ดังนั้นช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์จะอยู่ในช่วงมุม 60-120 องศาของรูปคลื่นแรงดัน ด้านบวกและ 240-300 องศาของรูปคลื่นแรงดันด้านลบ ทำให้จุดยอดของรูปคลื่นกระแสอยู่ในช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์



ภาพที่ 4-11 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เฟส U และกระแสเฟส U ที่ $m = 0.8$, $F_s = 2 \text{ kHz}$
โหลดความต้านทาน-คาปาซิเตอร์

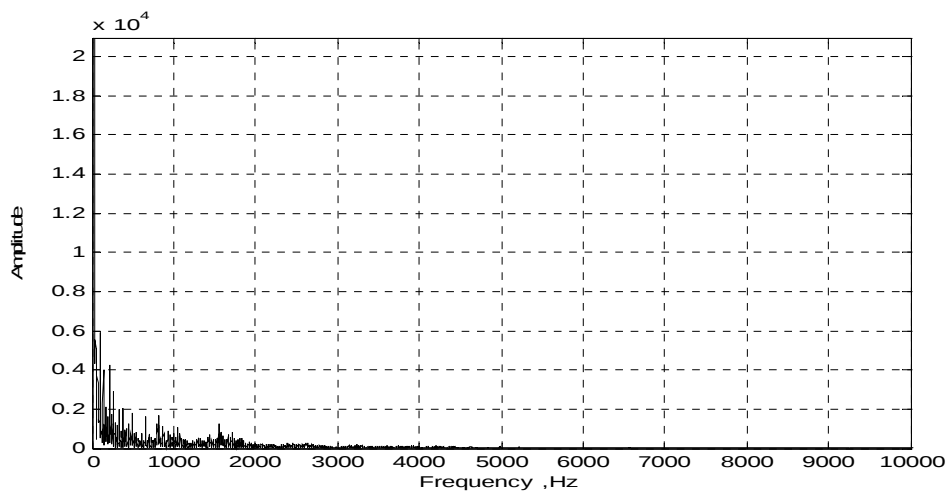
จากภาพที่ 4-11 ในกรณีที่โหลดเป็นความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์กระแสจะนำหน้าแรงดัน ในการกำหนดรูปแบบการสวิตช์จะกำหนดให้มุมต่างเฟสกับ 30 องศา ดังนั้นช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์จะอยู่ในช่วงมุม 30-90 องศาของรูปคลื่นแรงดันด้านบวกและ 210-270 องศาของรูปคลื่นแรงดันด้านลบ ดังนั้นเมื่อโหลดมีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้เคียงกับ 0.866 จุดยอดของรูปคลื่นกระแสจะอยู่ในช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์

จากภาพที่ 4-9 ถึงภาพที่ 4-11 จะมีการกำหนดช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์ให้ตรงกับจุดยอดของกระแสโหลดเพื่อลดความถี่ของการสวิตช์ ซึ่งช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์จะขึ้นอยู่กับชนิดของโหลด ในการทดสอบประสิทธิภาพของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะทดสอบกับวิธี Convention Space Vector รูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์และกระแสที่ไหลผ่านโหลดของวิธี Convention Space Vector แสดงได้ดังภาพที่ 4-12

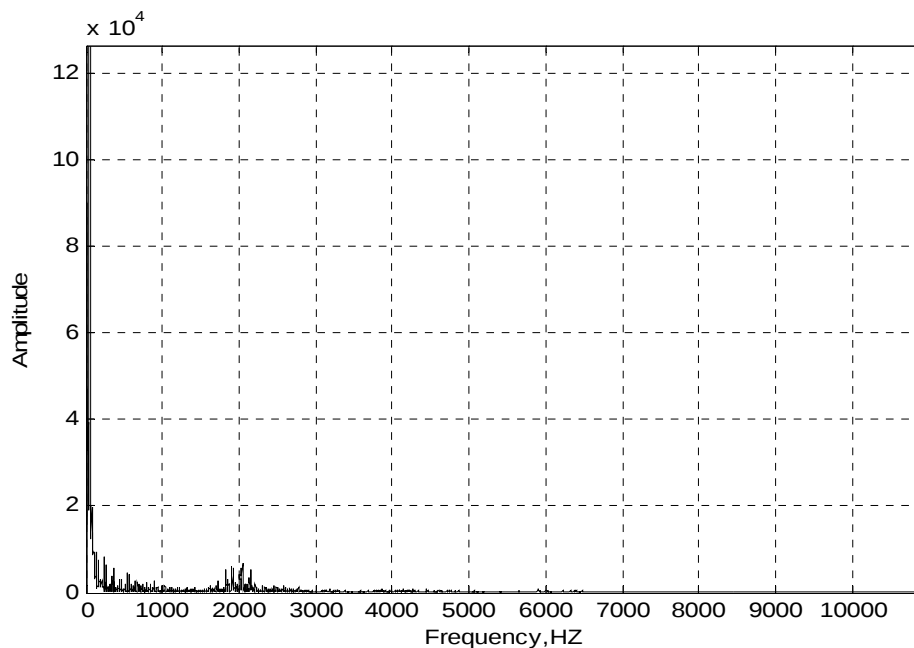


ภาพที่ 4-12 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เฟส U และกระแสเฟส U ที่ $m = 0.8$, $F_s = 2 \text{ kHz}$
โหลตอินดักชันมอเตอร์ขนาด 5 HP วิธี Conventional Space Vector

จากภาพที่ 4-12 วิธี Conventional Space Vector (CSVPWM) ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันจะมีการสวิตช้อย่างต่อเนื่องในหนึ่งคาบการสวิตช์ส่วนรูปคลื่นกระแสจะคล้ายกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ ดังนั้นเมื่อพิจารณาเฉพาะความถี่ในการสวิตช์จะเห็นว่าวิธีการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะสามารถลดความถี่ในการสวิตช์ได้ 33% ซึ่งจะมีผลทำให้ค่ากำลังสูญเสียจากการสวิตช์ลดลงด้วย แต่สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงอีกอันหนึ่งก็คือค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของรูปคลื่นกระแส (%THD) ซึ่งแสดงได้ดังภาพที่ 4-13 และ 4-14



ภาพที่ 4-13 ฮาร์โมนิกของกระแสในสาย ของวิธี CSVPWM %THD = 3.10

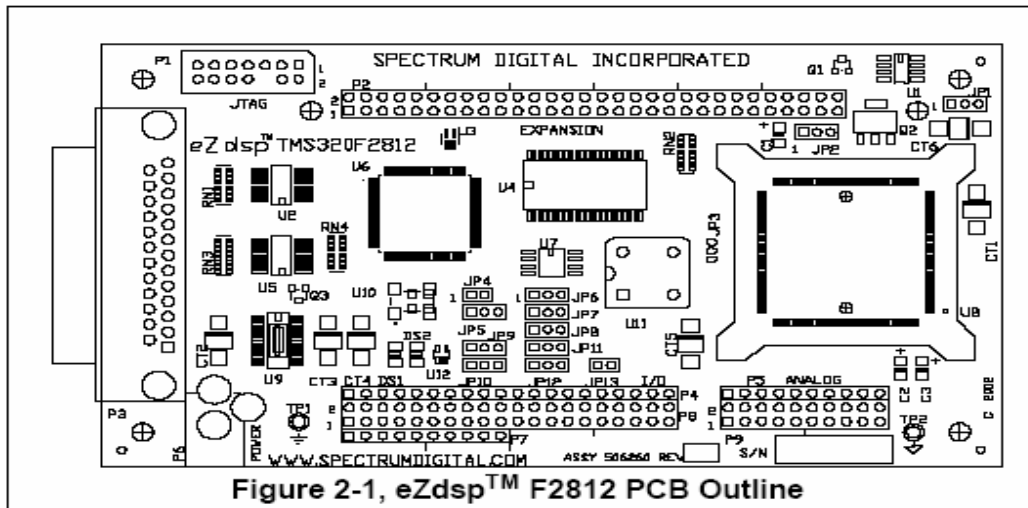


ภาพที่ 4-14 ฮาร์โมนิกส์ของกระแสโวลต์วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ %THD = 2.986

จากภาพที่ 14-13 และภาพที่ 14-14 ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของรูปคลื่นกระแสของวิธี Conventional Space Vector เมื่อเทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ (MLSPWM) ที่ความถี่สวิตช์เดียวกันซึ่งฮาร์โมนิกส์จะเกิดขึ้นในช่วงที่เริ่มการสวิตช์ และที่ความถี่การสวิตช์ (2 kHz) และจะค่อยๆ หายไปที่ความถี่ประมาณ 5 kHz เมื่อทดสอบวัดค่า %THD วิธีคอนเวนชันแนลจะได้ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของรูปคลื่นกระแสเท่ากับ 3.10 ส่วนวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะได้ค่าความผิดเพี้ยนรวมของกระแสเท่ากับ 2.9860 จะเห็นว่าค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของรูปคลื่นกระแสมีค่าใกล้เคียงกัน โดยวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะมีค่า %THD ต่ำกว่าเล็กน้อยจากผลการทดลองแสดงว่าการคงค่าสถานะการสวิตช์ ไม่มีผลกระทบต่อความผิดเพี้ยนรวมของรูปคลื่นกระแส

อย่างไรก็ตามผลการทดลองที่ได้เป็นเพียงผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์สิ่งที่สำคัญคือการนำเอารูปแบบการสวิตช์ที่ได้ไปเขียนโปรแกรม ด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล และทดสอบกับวงจรจริงของอินเวอร์เตอร์สามระดับซึ่งเป็นขั้นตอนต่อไปของงานวิจัย

4.3 ตัวประมวลเชิงดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812 [12]



ภาพที่ 4-15 รูปร่างของบอร์ด eZdsp TMS 320F2812

ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812 เป็นผลิตภัณฑ์ของบริษัทเทกซัส อินสตรูเมนต์ (Texas Instruments) ซึ่งเหมาะสำหรับใช้ในงานควบคุมมอเตอร์โดยเฉพาะเนื่องจาก โครงสร้างภายในมีความยืดหยุ่นเหมาะสำหรับประยุกต์ ใช้ในงานควบคุมมอเตอร์หลายชนิดเช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำ, มอเตอร์กระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน, ซิงโครนัสมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรและ รีแอกแตนซ์มอเตอร์ เป็นต้น ลักษณะที่สำคัญของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812 มีดังต่อไปนี้

สร้างโดยใช้เทคโนโลยี High-Performance Static CMOS มีความเร็วสัญญาณนาฬิกา 150MHz หรือ 6.67 ns ต่อหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกา

หน่วยประมวลผลกลางประสิทธิภาพสูงขนาด 32 บิต ใช้สถาปัตยกรรมบัสแบบฮาวาร์ด (Harward Bus Architecture) ปฏิบัติการแบบ 16×16 และ 32×32 มีกระบวนการตอบสนอง อินเทอร์เน็ตที่รวดเร็ว

หน่วยความจำชนิด SARAM และ Flash ขนาด 128K × 16 บิต(แบ่งเป็น 8K×16 บิตตอนและ 16K×16 บิตตอน)

มี Boot ROM ขนาด 4K ×16 ภายในบรรจุ Software Boot Mode และตารางทางคณิตศาสตร์

ตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลความละเอียด 12 บิตจำนวน 16 ช่องสัญญาณอินพุตมีลักษณะเป็นแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ชุดๆละ 8 ช่องสัญญาณสามารถแปลงสัญญาณเพียงช่องเดียวหรือทุกช่องพร้อมกันได้ ซึ่งใช้เวลาในการแปลงสัญญาณเพียงช่องเดียวหรือทุกช่องพร้อมกันได้ซึ่งใช้เวลาในการแปลงสัญญาณเพียง 80 ns ต่อ 1 ครั้ง

มี Event Manager จำนวน 2 ชุดคือ EVA และ EVB

ตัวนับขนาด 32 บิต 3 ชุด

ตัวรับสัญญาณจากเอ็นโค้ดเดอร์ (Quadrature Encoder Pulse)

Enhance Controller Area Network (eCAN) Module

Multichannel Buffered Serial Port (McBSP) With SPI Mode

อินพุต / เอาต์พุต พอร์ต 56 ช่อง

ชุดติดต่อสื่อสารแบบอนุกรม

รองรับสัญญาณอินพุตอินเทอร์เฟซจากอุปกรณ์รอบข้างจำนวน 45 แหล่ง

สามารถติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกได้

จากข้อมูลดังกล่าวมาในตอนต้นจะเห็นว่าบอร์ด eZdsp TMS 320F2812 มีคุณสมบัติเหมาะที่จะใช้ในการออกแบบโปรแกรมควบคุมอินเวอร์เตอร์สามระดับ เนื่องจากสามารถสร้างสัญญาณพัลส์ได้ 12 พัลส์โดยใช้ Event Manager EVA และ EVB จากคุณสมบัติข้างต้นสามารถสรุปเหตุผลที่งานวิจัยสมัยใหม่เลือก ใช้ ตัวประมวลผลเชิงดิจิทัล (DSP) ในงานควบคุมได้ดังนี้

1. การใช้ DSP สามารถใช้การโปรแกรมการคำนวณทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนได้ และสามารถคำนวณแบบเวลาจริง (real-time) ได้ และปัจจุบันความเร็วในการประมวลผลสัญญาณอยู่ในระดับ 40 ถึง 150 ล้านคำสั่งต่อวินาที ซึ่งเป็นผลดีต่อการตอบสนองต่ออินพุตทำให้การควบคุมถูกต้องและแม่นยำ

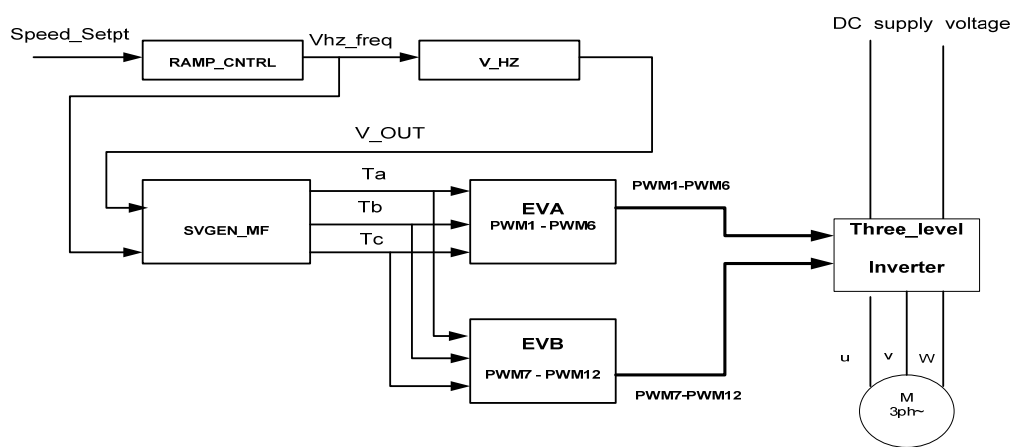
2. ประสิทธิภาพของ DSP ในปัจจุบันสามารถที่จะรวมเอาวงจรต่างๆเข้าไปไว้ในชิปเดียวกัน เช่น วงจรขับ PWM, วงจรสื่อสารแบบอนุกรม, วงจรถอดรหัส เป็นต้น

3. ในการกำหนดคุณสมบัติการทำงานจะใช้โปรแกรม ทำให้ DSP มีความยืดหยุ่นในการแก้ไขหรือเพิ่มเติมอัลกอริทึม ดังนั้นการใช้ DSP จะช่วยลดเวลาในการพัฒนาระบบได้

4. การใช้ DSP จะมีความถูกต้องแม่นยำสูง ซึ่งความแม่นยำในการประมวลผลนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่ใช้แทนสัญญาณ และ พารามิเตอร์ต่างๆ

4.4 การออกแบบโปรแกรมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812

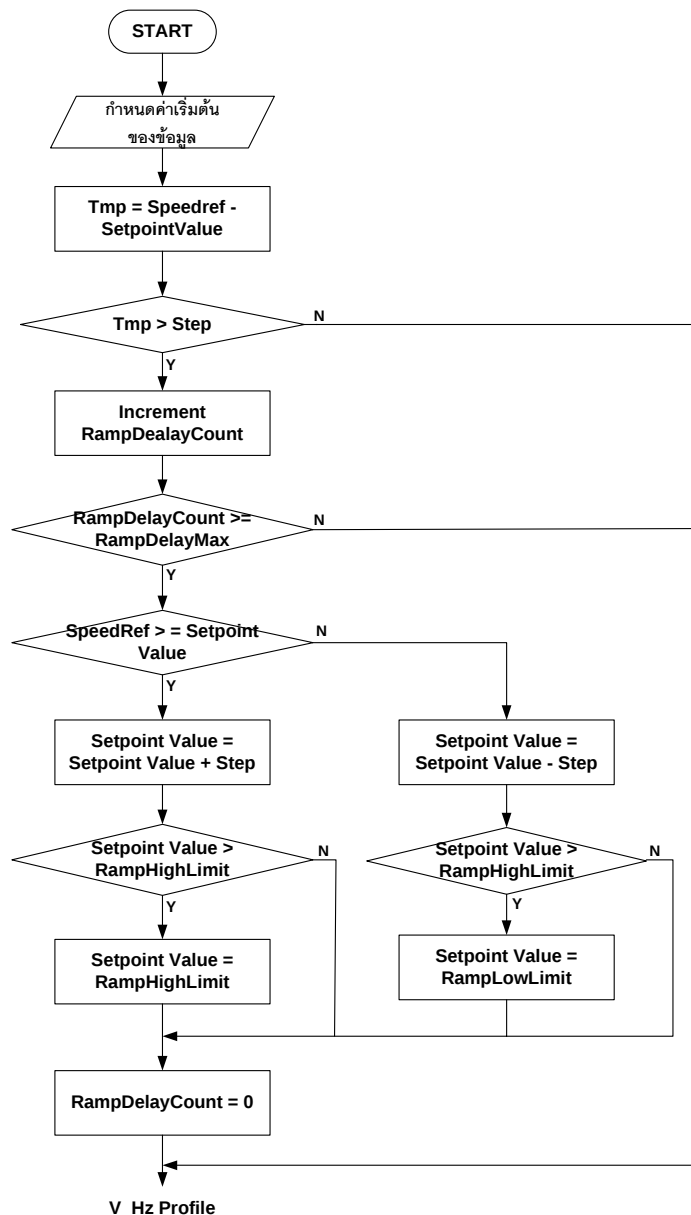
ในการออกแบบโปรแกรมอินเวอร์เตอร์สามระดับด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812 ในส่วนของโปรแกรมจะใช้ภาษาซี ในการเขียนโปรแกรมซึ่งประกอบด้วยบล็อกที่สำคัญดังภาพที่ 4-16



ภาพที่ 4-16 บล็อกในการเขียนโปรแกรมของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

4.4.1 บล็อก RAMP_CNTRL

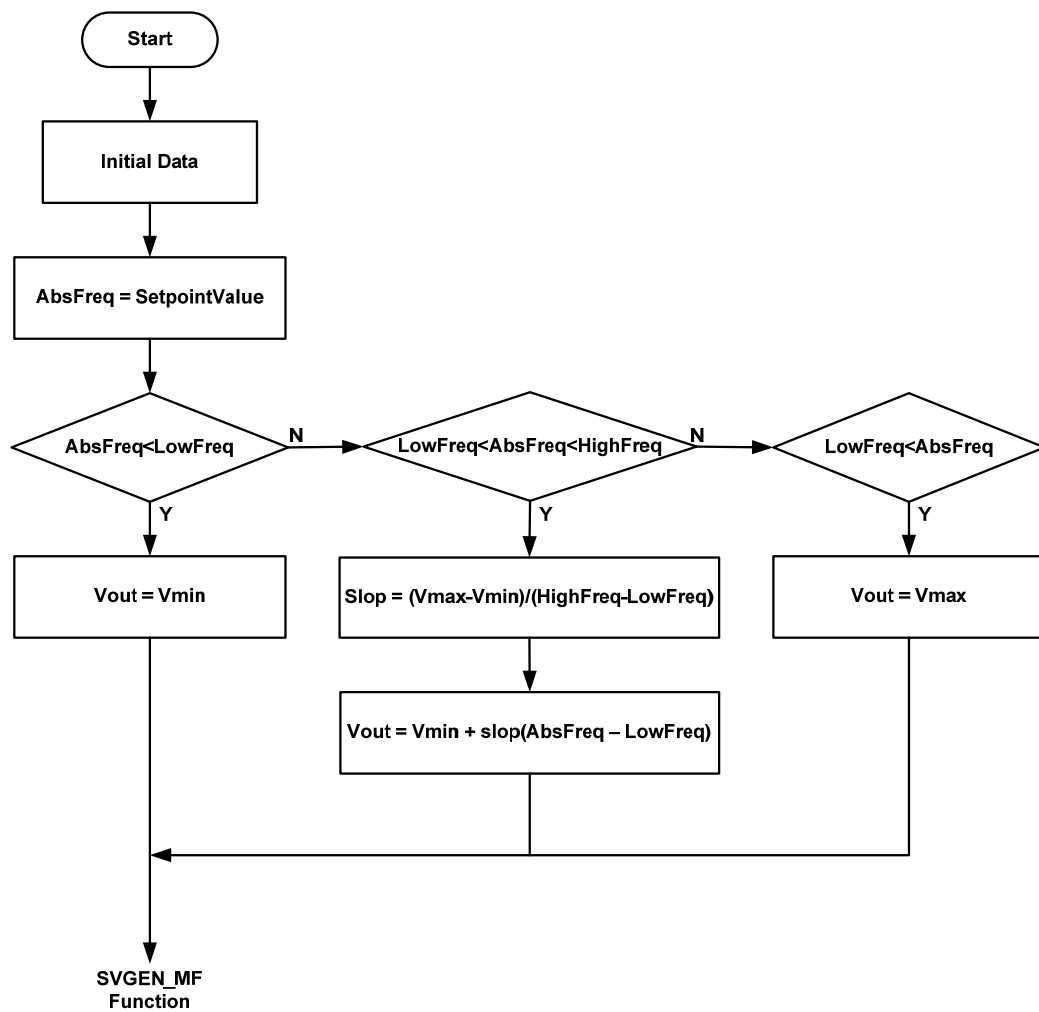
การควบคุมสัญญาณแรมป์ โปรแกรมในส่วนนี้จะถูกสร้างขึ้นมาเพื่อให้ได้ค่าความเร็วที่ต้องการและหลีกเลี่ยงการเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบทันทีทันใด โดยจะกำหนดค่าความเร็วที่ต้องการให้เป็นอินพุต โปรแกรมจะค่อยๆทำการเปลี่ยนความเร็วไปเป็นความเร็วที่กำหนด โดยการทำงานจะมีค่า Ramp Delay ไว้เพื่อช่วยให้การเปลี่ยนแปลงความเร็วค่อยๆ เกิดขึ้นอย่างช้าๆ เอาท์พุทที่ได้จากโปรแกรมจะเป็นค่าความถี่ซึ่งจะเป็นอินพุทให้กับโปรแกรมในส่วนการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ ภาพกำหนดมิติน้อยกว่าความเร็วขณะทำงาน ดังแสดงการทำงานของโปรแกรมในส่วนการควบคุมสัญญาณแรมป์แสดงได้ดัง ภาพที่ 4-17



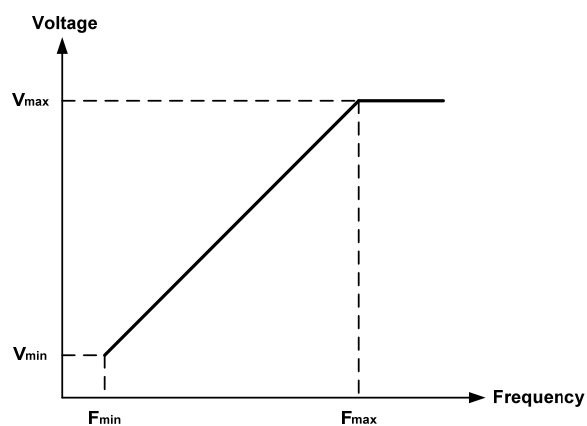
ภาพที่ 4-17 ฟังก์ชันการทำงานในส่วนของการควบคุมสัญญาณรampen

4.4.2 บล็อก V_Hz PROFILE

บล็อกการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ โปรแกรมในส่วนนี้จะเป็นส่วนของการคำนวณค่าของแรงดันโดยจะรับค่าความถี่จากการควบคุมสัญญาณรampen มาคำนวณ เพื่อหาค่าของแรงดันที่เหมาะสม และรักษาอัตราส่วนระหว่างความถี่และแรงดันให้คงที่ เพื่อให้ค่า แรงบิดของมอเตอร์คงที่ สามารถเขียน flow chart แสดงการทำงานของโปรแกรมได้ ดังภาพที่ 4-18 และ 4-19 แสดงการเปรียบเทียบหาค่าแรงดันจากค่าความถี่



ภาพที่ 4-18 ฟังก์ชันการทำงานในส่วนการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่



ภาพที่ 4-19 แสดงการเปรียบเทียบการหาค่าแรงดันจากความถี่

4.4.3 บล็อก SVGEN_MF

SVGEN_MF เป็นส่วนของการคำนวณคาบเวลาเพื่อให้ได้รูปคลื่นชานสามเฟสโดยอาศัยหลักการของสเปซเวกเตอร์เทคนิค โดยนำค่าความถี่จากโปรแกรมในส่วนของการควบคุมสัญญาณแรงม้า และค่าแรงดันในส่วนของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ มาใช้ในการคำนวณ

การทำงานของโปรแกรมในส่วนนี้คือ จะนำค่าความถี่ที่ได้จากโปรแกรมในส่วนการควบคุมสัญญาณแรงม้า มาคำนวณหาความถี่ในการหมุนของสเปซเวกเตอร์ หลังจากนั้นทำการคำนวณหาคาบเวลาในแต่ละโซน หาเซกเตอร์ของเวกเตอร์แรงดันพร้อมทั้งกำหนดคาบเวลาในการสับสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัว พังขึ้นตอนการคำนวณคาบเวลาแสดงได้ดังภาพที่ 4-20

ในการคำนวณคาบเวลาของเวกเตอร์แรงดันในแต่ละเซกเตอร์ และแต่ละโซนจะได้คาบเวลาในการสวิตช์ของอุปกรณ์แต่ละตัวดังนี้

โดยที่

Ta1	จะใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM1 และ PWM2
Tb1	จะใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM3 และ PWM4
Tc1	จะใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM5 และ PWM6
Ta2	จะใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM7 และ PWM8
Tb2	จะใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM9 และ PWM10
Tc2	จะใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM11 และ PWM12

สามารถเขียนเป็นโครงสร้างภาษาซีได้ดังนี้

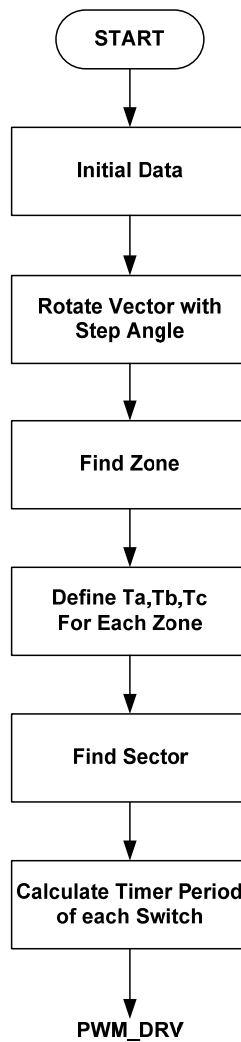
Typedef struct

```
{
    _iq    Gain;          // Input : reference gain voltage
    _iq    Offset;        // Input : Reference offset voltage
    _iq    Freq;          // Input: Reference frequency
    _iq    Alpha;        // Sector angle
    _iq    Newentry;      // Sine (angular) look-up pointer
    Uint32 SectorPointer; // Sector number
    _iq    Ta1;           // Output to MfuncC1
    _iq    Tb1;           // Output to MfuncC2
    _iq    Tc1;           // Output to MfuncC3
    _iq    Ta2;           // Output to MfuncC4
    _iq    Tb2;           // Output to MfuncC5
}
```

```

    _iq      Tc2;                // Output to MfuncC6
    Void (*cale)();             // Pointer to calculation function
} SVGENMF;

```

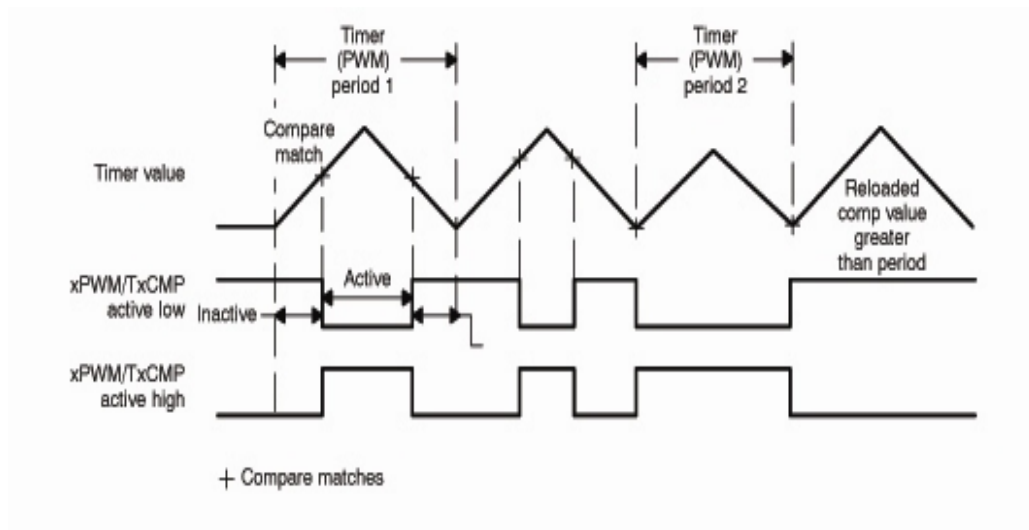


ภาพที่ 4-20 แสดงการทำงานในส่วนการคำนวณคาบเวลา

4.4.4 บล็อก PWM_DRV

เป็นส่วนของการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม 12 สัญญาณ โดยนำคาบเวลาที่ได้จากโปรแกรมในส่วนของการคำนวณคาบเวลา มากำหนดเวลาในการสับสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตซ์ตั้งแต่ละตัว โดยจะนำมาใช้ในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มทั้ง 12 สัญญาณ เมื่อพิจารณาภายในโครงสร้าง Event Manager ของ DSP จะเห็นว่ามีส่วนที่ช่วยในการสร้างสัญญาณ PWM แบบ

สมมาตรที่เรียกว่า Symmetric Waveform Generation โดยอาศัยหลักการเปรียบเทียบกับตัวนับภายใน ถ้าค่าตัวนับมีค่ามากกว่าตัวเปรียบเทียบจะทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนสถานะไป ดังภาพที่ 4-21



ภาพที่ 4-21 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

การทำงานในโหมด Symmetric Waveform Generation มีการเปรียบเทียบค่าทั้งในช่วงขอบขาขึ้นและขอบขาลงของโหมดหารแบบขึ้นลงต่อเนื่องใน Timer ดังนั้นในหนึ่งคาบของ Timer เอาต์พุตจึงเปลี่ยนแปลงทั้งหมด 2 ครั้ง ดังนั้นจึงสามารถกำหนดความกว้างของสัญญาณ PWM ได้ตามต้องการโดยกำหนดได้ที่หน่วยความจำเปรียบเทียบ ค่าที่นำมาเปรียบเทียบมาจาก รีจิสเตอร์ CMPRX ซึ่งมีทั้งหมด 3 ชุด ในแต่ละชุดมีการควบคุมเอาต์พุตชุดละ 2 ช่อง สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับต้องใช้เอาต์พุตทั้งหมด 12 ช่อง (PWM1-PWM12) ดังนั้นจึงต้องใช้รีจิสเตอร์ CMPRX ทั้งหมด 2 ชุด คือ EVA และ EVB

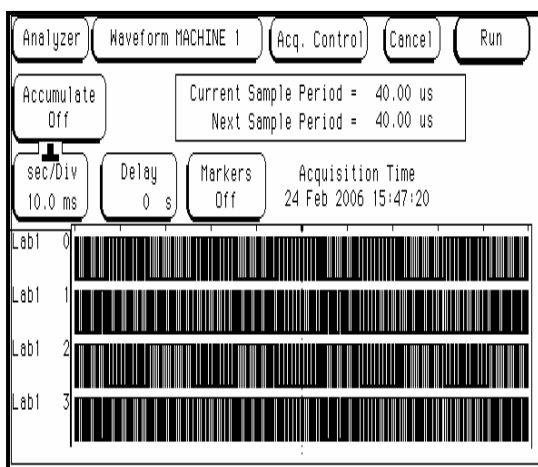
บทที่ 5

ผลการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

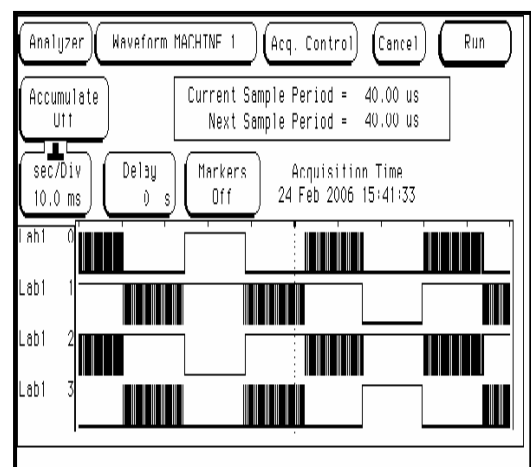
ในการทดสอบการทำงานของโปรแกรมในขั้นตอนแรกจะทำการวัดสัญญาณสวิทช์ จากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเพื่อตรวจสอบการเรียงลำดับของเวกเตอร์แรงดัน จากนั้นจะทำการทดสอบลักษณะกระแสขาออกของอินเวอร์เตอร์โดยเปรียบเทียบกับ แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิทช์เพื่อตรวจสอบช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิทช์ กับตำแหน่งค่ายอดของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้า โดยทดสอบกับโหลดตัวต้านทาน, ตัวต้านทานและอินดักเตอร์, ตัวต้านทาน และคาปาซิเตอร์ และโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ส่วนในการทดสอบวัดกำลังสูญเสียจะทดสอบโดยการวัดกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์และกำลังไฟฟ้าด้านออกที่ต่อเข้ากับโหลด

5.1 สัญญาณPWMช่วงที่ค่าดัชนีการมอดูเลท (m) น้อยกว่า 0.5

การวัดสัญญาณ PWM ช่วงที่ค่าดัชนีการมอดูเลทน้อยกว่า 0.5 เป็นการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับในช่วงที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงอยู่ในพื้นที่A1ของแต่ละเซกเตอร์ ซึ่งจะใช้เฉพาะเวกเตอร์แรงดันเวกเตอร์ศูนย์ และเวกเตอร์แรงดันขนาดเล็กในการสร้างเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง



ภาพที่ 5-1 สัญญาณสวิทช์ของวิธี
CSVPWM ที่ $m < 0.5$,
 $F_s = 4 \text{ kHz}$

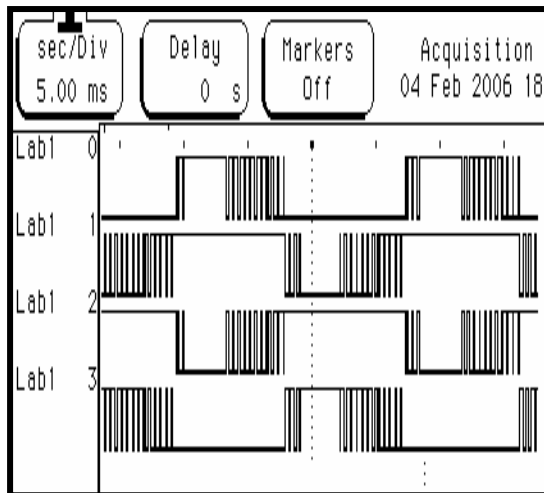


ภาพที่ 5-2 สัญญาณสวิทช์ ของวิธี
MLSVPWM ที่ $m < 0.5$,
 $F_s = 4 \text{ kHz}$

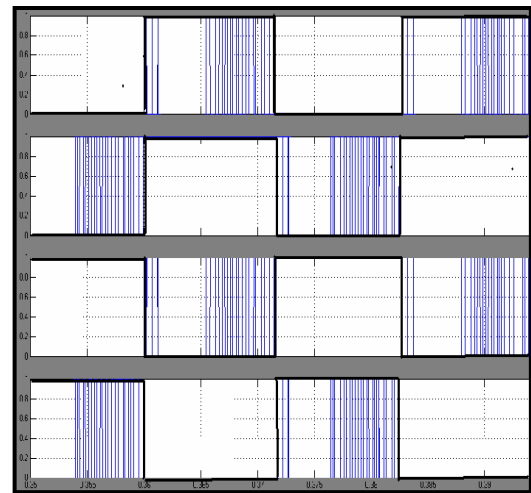
จากภาพที่ 5-1 และ ภาพที่ 5-2 เป็นการวัดสัญญาณสวิตช์ที่ออกจากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล โดยทำการวัด PWM1-PWM4 ซึ่งเป็นสัญญาณสวิตช์ของเฟส U ที่ความถี่มูลฐานเท่ากับ 25 kHz ช่วงมอดูเลตค่าแอมพลิจูดของแรงดันอ้างอิงจะอยู่ในพื้นที่ A1 ของเซกเตอร์ที่ 1 ถึงเซกเตอร์ที่ 6 ในการสร้างขนาดของแอมพลิจูดของแรงดันอ้างอิง จะใช้แอมพลิจูดของแรงดันขนาดเล็กและแอมพลิจูดของแรงดันสูงซึ่งในแต่ละพื้นที่จะประกอบด้วยแอมพลิจูดของแรงดันสูง 3 แอมพลิจูด แอมพลิจูดของแรงดันขนาดเล็กแบบ P 2 แอมพลิจูด และแอมพลิจูดของแรงดันขนาดเล็กแบบ N 2 แอมพลิจูดรวมเป็น 7 แอมพลิจูด ภาพที่ 5-1 แสดงสัญญาณสวิตช์ของวิธี CSVPWM (Conventional Space Vector) จากภาพจะเห็นว่ารูปคลื่นของสัญญาณการสวิตช์จะมีความถี่มากขึ้นเนื่องจากการใช้แอมพลิจูดของแรงดันสูงในการสร้างแรงดันอ้างอิง ส่วนภาพที่ 5-2 เป็นสัญญาณสวิตช์ของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ (MLSVPWM) จากภาพ จะเห็นว่าสัญญาณสวิตช์จะมีความถี่น้อยกว่าวิธี CSVPWM ที่คาบเวลาการสวิตช์เท่ากัน และมีบางช่วงของรูปคลื่นที่ไม่มีการสวิตช์ เนื่องจากการใช้ MLSVPWM จะใช้แอมพลิจูดของแรงดันสูงหนึ่งแอมพลิจูด แอมพลิจูดของแรงดันขนาดเล็กแบบ P หนึ่งแอมพลิจูด และแอมพลิจูดของแรงดันขนาดเล็กแบบ N อีกหนึ่งแอมพลิจูดรวมเป็นสามแอมพลิจูด ในการสร้างแรงดันอ้างอิง ส่วนช่วงที่ไม่มีการสวิตช์จะอยู่ใน สองเซกเตอร์คือ เซกเตอร์ที่ 1 มีการคงค่าสถานะการสวิตช์เป็น +1 (สังเกตจากสัญญาณ PWM เป็น $[1 \ 1 \ 0 \ 0]$) และเซกเตอร์ที่ 4 มีการคงค่าสถานะการสวิตช์เป็น -1 (สังเกตจากสัญญาณ PWM เป็น $[0 \ 0 \ 1 \ 1]$)

5.2 สัญญาณPWMช่วงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตมากกว่า 0.5

การวัดสัญญาณ PWM ช่วงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตมากกว่า 0.5 เป็นการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามระดับ ในช่วงที่แอมพลิจูดของแรงดันอ้างอิงอยู่ในพื้นที่ A2, A3 และ A4 ของแต่ละเซกเตอร์ซึ่งจะใช้เฉพาะแอมพลิจูดของแรงดันขนาดเล็กและแอมพลิจูดของแรงดันขนาดกลาง และแอมพลิจูดของแรงดันขนาดใหญ่ในการสร้างแอมพลิจูดของแรงดันอ้างอิง ในการทดสอบสัญญาณสวิตช์จะทำการทดสอบเทียบกับสัญญาณที่ได้จากการจำลอง เพื่อทดสอบความถูกต้องของลำดับการสวิตช์ก่อนที่นำไปทดลองขับเคลื่อนวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับ

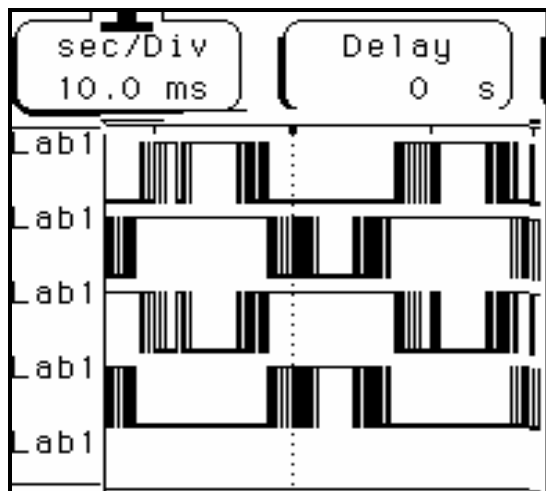


ภาพที่ 5-3 สัญญาณ PWM จากตัวประมวลผล
สัญญาณดิจิทัลของวิธี MLSVPWM
แบบที่ 1

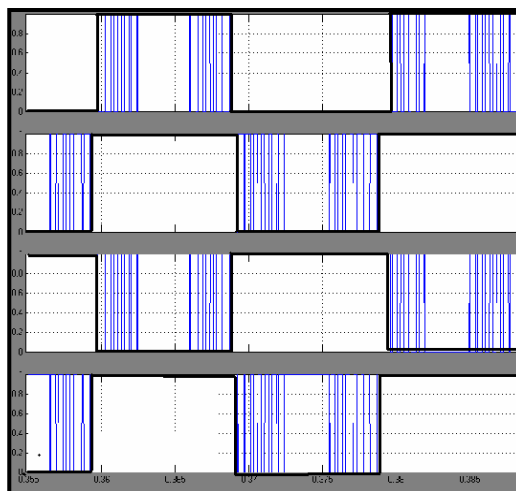


ภาพที่ 5-4 สัญญาณ PWM จากการจำลองของ
วิธี MLSVPWM แบบที่ 1

จากภาพที่ 5-3 แสดงสัญญาณ PWM ของเฟส U จะเห็นว่าช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์จะอยู่ด้านหน้าของสัญญาณ ทั้งทางด้านบวกและด้านลบเนื่องจากเป็นวิธีที่ออกแบบสำหรับกรณีที่โหลดเพา์ฟแลคเตอร์นำหน้า ซึ่งรูปคลื่นของกระแสจะนำหน้าแรงดัน ดังนั้นช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุดคือ ตำแหน่งการคงค้างสถานะการสวิตช์จะอยู่เซกเตอร์ที่ 6 ในซีกบวกและเซกเตอร์ที่ 3 ในซีกลบ (กรณีที่เฟส U) ส่วนเฟส V และ W จะเลื่อนไปอีก 120 องศา โดยที่เซกเตอร์ที่ 6 จะคงค้างสถานะการสวิตช์เป็น +1 ส่วนเซกเตอร์ที่ 3 จะคงค้างสถานะการสวิตช์เป็น -1 เพื่อให้ตำแหน่งการคงค้างสถานะการสวิตช์ ตรงกับค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแส ส่วนภาพที่ 5-4 เป็นสัญญาณ PWM ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink เมื่อเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากการทดลองจะเห็นว่าได้สัญญาณที่เหมือนกันโดยสังเกตจากตำแหน่งการคงค้างสถานะการสวิตช์ ที่เซกเตอร์ที่ 6 สัญญาณสวิตช์จะเป็น $[1 \ 1 \ 0 \ 0]$ ซึ่งแสดงว่าสถานะของการสวิตช์จะเป็น +1 60 องศาไฟฟ้า ส่วนเซกเตอร์ที่ 3 สัญญาณสวิตช์จะเป็น $[0 \ 0 \ 1 \ 1]$ แสดงว่าสถานะการสวิตช์ของเซกเตอร์นี้เป็น -1

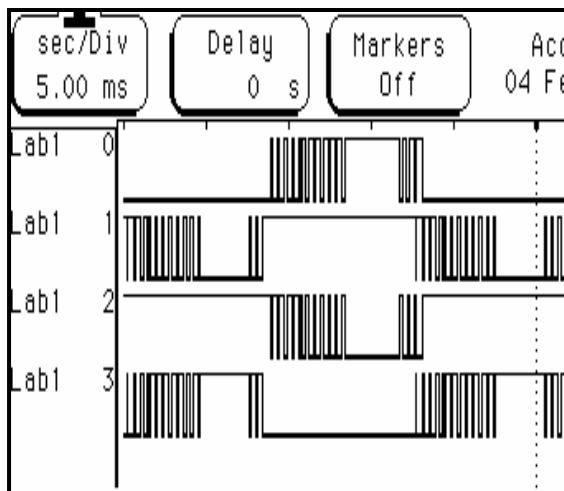


ภาพที่ 5-5 สัญญาณ PWM จากตัวประมวลผลสัญญาณ ดิจิตอล ของวิธี MLSVPWM แบบที่ 2

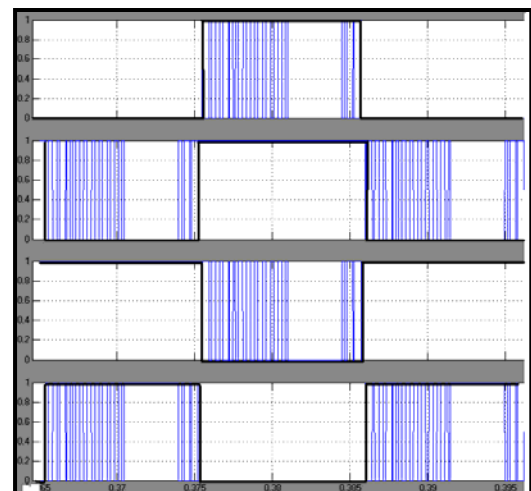


ภาพที่ 5-6 สัญญาณ PWM จากการจำลองของวิธี MLSVPWM แบบที่ 2

จากภาพที่ 5-5 แสดงสัญญาณ PWM ของเฟส U ของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แบบที่ 2 โดยวัดจากสัญญาณออกของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล จะเห็นว่าช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์จะอยู่ตรงกลางของสัญญาณ ทั้งทางด้านบวกและด้านลบเนื่องจากเป็นวิธีที่ออกแบบสำหรับกรณีที่โหลดเพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับหนึ่ง ซึ่งรูปคลื่นของกระแสจะอยู่ในเฟสเดียวกันกับแรงดัน ดังนั้นช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุดคือ ช่วงกึ่งกลางระหว่างเซกเตอร์ที่ 6 กับเซกเตอร์ที่ 1 คงค้างสถานะการสวิตช์เป็น +1 และช่วงกึ่งกลางระหว่างเซกเตอร์ที่ 3 กับเซกเตอร์ที่ 4 คงค้างสถานะการสวิตช์เป็น -1 เพื่อให้ช่วงที่ คงค้างสถานะการสวิตช์ตรงกับค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแสทั้งทางด้านบวกและด้านลบ เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้จากการวัดมีการผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณที่ได้จากการจำลองเล็กน้อย สาเหตุที่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนเกิดจากตำแหน่งการคงค้างสถานะการสวิตช์ไม่ได้อยู่ในเซกเตอร์เดียว แต่จะอยู่ระหว่างครึ่งหนึ่งของเซกเตอร์ที่ 6 กับอีกครึ่งหนึ่งของเซกเตอร์ที่ 1 ดังนั้นเมื่อค่ามอดูเลตมีค่าสูงช่วงคาบเวลาการสวิตช์จะสั้น เมื่อรวมกับช่วงเวลาเดดไทม์แล้วทำให้ลูกคลื่นบางลูกหายไปทำให้บางช่วงของสัญญาณสวิตช์ช่วงที่ไม่มีการสวิตช์ ไม่อยู่ตรงกลางตามที่ออกแบบไว้ ดังนั้นขั้นตอนต่อไปก็คือนำรูปแบบการสวิตช์ที่ได้ไปทดลองขับเคลื่อนวงจรของอินเวอร์เตอร์สามระดับ



ภาพที่ 5-7 สัญญาณ PWM จากตัวประมวลผล
สัญญาณดิจิทัล ของวิธี
MLSPWM แบบที่ 3

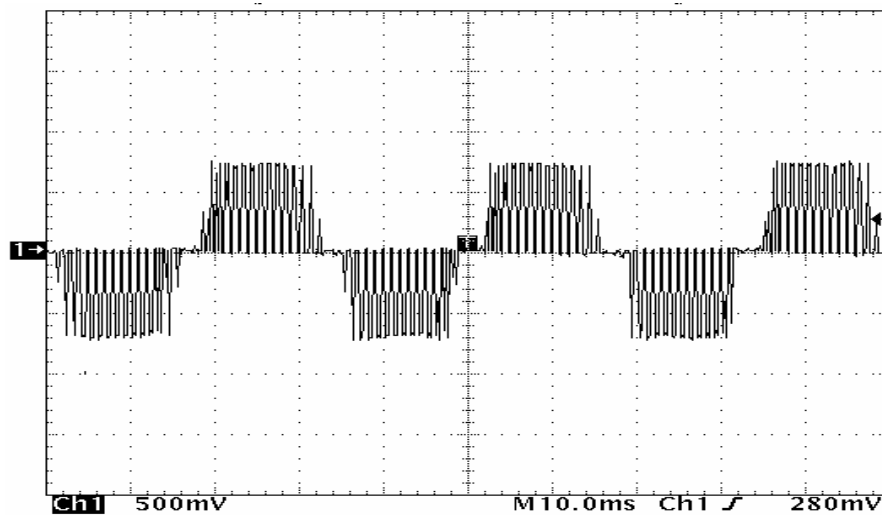


ภาพที่ 5-8 สัญญาณ PWMจากการจำลอง
ของวิธี MLSPWM แบบที่ 3

จากภาพที่ 5-7 แสดงสัญญาณสวิตช์ของเฟส U จากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ในการกำหนดรูปแบบการสวิตช์ของการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แบบที่ 3 ตำแหน่งการคงค้างสถานะการสวิตช์ให้เป็น +1 จะอยู่ที่เซกเตอร์ที่ 1 ของสเปซเวกเตอร์แรงดัน การสร้างเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจะใช้เวกเตอร์แรงดันขนาดเล็กแบบ P , เวกเตอร์แรงดันขนาดกลาง และเวกเตอร์แรงดันขนาดใหญ่ ส่วนเซกเตอร์ที่ 4 สถานะการสวิตช์ของเฟส U จะคงค้างสถานะเป็น -1 การสร้างเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง จะใช้เวกเตอร์แรงดันขนาดเล็กแบบ N ร่วมกับเวกเตอร์แรงดันขนาดกลาง และ เวกเตอร์แรงดันขนาดใหญ่ เมื่อพิจารณาดำเนินการที่การคงค้างสถานะการสวิตช์แล้วจะเห็นว่าวิธีการนี้เหมาะสำหรับใช้กับโหนดที่มีตัวประกอบกำลังล้าหลัง (สังเกตจากตำแหน่งการคงค้างสถานะการสวิตช์จะอยู่ด้านหลังของรูปคลื่น) ในการออกแบบจะพิจารณาที่โหนดมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะค่าตัวประกอบกำลังที่พิกัดประมาณ 0.8 ดังนั้นกระแสจะล้าหลังแรงดันเป็นมุม 30 องศา แต่อย่างไรก็ตามในกรณีที่มอเตอร์ทำงานต่ำกว่าพิกัดค่าของกระแสบางส่วนจะอยู่นอกช่วงที่มีการคงค้างสถานะการสวิตช์ เมื่อสัญญาณที่ได้จากการวัดกับสัญญาณที่ได้จากการจำลองในภาพที่ 5-8 จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้จะเหมือนกัน

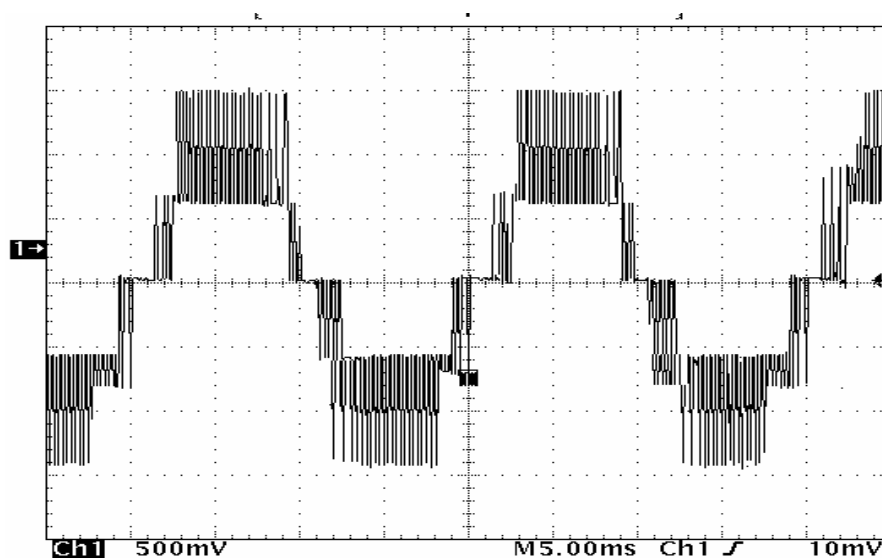
5.3 การทดสอบวัด แรงดันระหว่างสายและแรงดันเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับ

หลังจากที่ทดสอบสัญญาณสวิตช์จนแน่ใจว่า ถูกต้องแล้วขั้นตอนต่อไปคือการวัดรูปคลื่นแรงดันระหว่างสายและรูปคลื่นแรงดันเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของรูปคลื่นแรงดัน โดยทดสอบที่แรงดัน DC LINK = 150 โวลต์



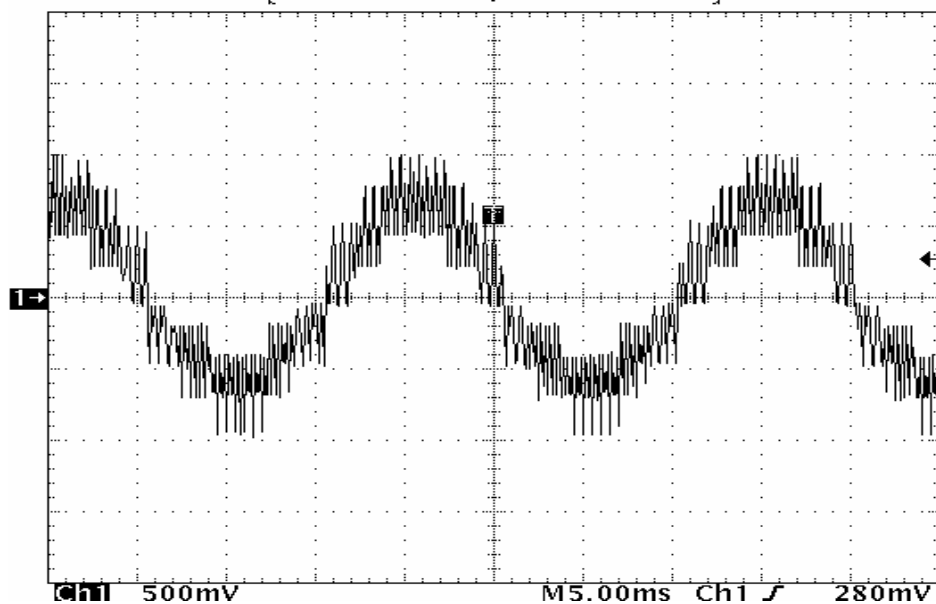
ภาพที่ 5-9 แรงดันระหว่างสายของอินเวอร์เตอร์สามระดับ $m = 0.3$

$F_s = 4 \text{ kHz}$ ที่ความถี่หลักมูล 25 Hz (5ms/div 50V/div)



ภาพที่ 5-10 แรงดันเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ความถี่ 60Hz

$m = 0.95$, $F_s = 4 \text{ kHz}$ (5ms/div 50V/div)



ภาพที่ 5-11 แรงดันเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ความถี่ 60Hz

$m=0.95$, $F_s=4\text{ kHz}$ (5ms/div 50V/div)

ภาพที่ 5-9 แสดงแรงดันระหว่างสายของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.3 ที่ความถี่ 25 Hz เนื่องจากการทดลองนี้เป็นทดลองแบบลูปเปิดโดยใช้หลักการรักษาระดับแรงดันและความถี่ให้คงที่ (V/F) ดังนั้นช่วงที่ค่าดัชนีการมอดูเลตน้อยกว่า 0.5 จะได้แรงดันเป็นสองระดับคือ $+V_{DC}/2$ และ $-V_{DC}/2$ พิจารณาที่ขนาดของแรงดันจะได้แรงดันด้านบวกและด้านลบเท่ากับ 75 โวลต์ ซึ่งก็คือครึ่งหนึ่งของ V_{DC} ภาพที่ 5-6 แสดงแรงดันระหว่างสายของแรงดันเฟส U และ เฟส V ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.95 ซึ่งเป็นช่วงที่ขนาดแรงดันมีค่าคงที่ที่ค่าสูงสุด จะได้ระดับแรงดัน 5 ขั้นคือ $+V_{DC}$, $+V_{DC}/2$, 0 , $-V_{DC}/2$, $-V_{DC}$ ในช่วงที่ค่ามอดูเลตสูงการสร้างแรงดันอ้างอิงจะใช้เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงทุกเวกเตอร์ ยกเว้นแรงดันกลุ่มเวกเตอร์สูงแต่อย่างไรก็ตามเวกเตอร์แรงดันที่ที่ได้จะมีค่าสูงสุดไม่เกินเวกเตอร์แรงดันขนาดกลาง เนื่องจากการกำหนดค่าดัชนีการมอดูเลต จะมีค่าสูงสุดเท่ากับเวกเตอร์แรงดันขนาดอ้างอิงหารด้วยเวกเตอร์แรงดันขนาดกลาง ส่วนภาพที่ 5-7 แสดงแรงดันเฟสของอินเวอร์เตอร์สามระดับโดยทำการวัดเฟส U เทียบกับจุดที่ต่อปลายสายของโหลดที่ต่อแบบสตาร์ซึ่งจะได้ระดับแรงดัน 7 ขั้น เมื่อเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ในบทที่ 4 แล้วจะได้รูปคลื่นที่เหมือนกัน

5.4 การทดสอบลักษณะกระแสในสายและแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์

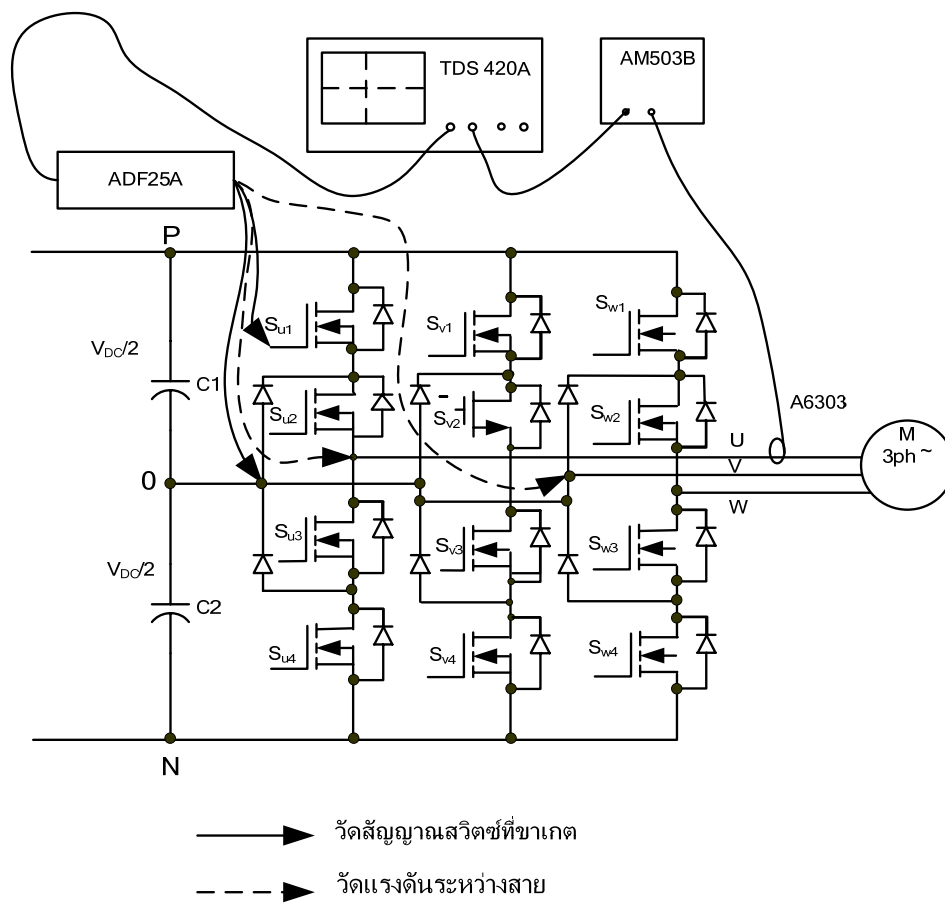
การทดสอบนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อเปรียบเทียบแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ กับตำแหน่งค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งมีผลทำให้เกิดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ ในการทดสอบได้ทดสอบกับโหลดตัวต้านทาน , มอเตอร์เหนี่ยวนำ , ตัวต้านทาน-อินดักแตนซ์ และ ตัวต้านทาน-คาปาซิแตนซ์ โดยโหลดทั้งหมดต่อแบบสตาร์ ในการทดลองจะทดลองเปรียบเทียบระหว่างวิธีที่ไม่มีการคงค้างสถานะ การสวิตช์ (CSVPWM) กับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ (MLSVPWM)

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. ดิจิตอลออสซิลโลสโคป ของบริษัทเทคโทนิกรุ่น TDS420A
2. เกลอเรนทีโพรบ ของบริษัทเทคโทนิกรุ่น A6303
3. ตัวขยายสัญญาณกระแส (Current Probe Amplifier) ของบริษัทเทคโทนิกรุ่น AM503B
4. ดิฟเฟเรนเชียลโพรบ (Differential Probe) รุ่น ADF 25 A

วิธีการทดสอบ

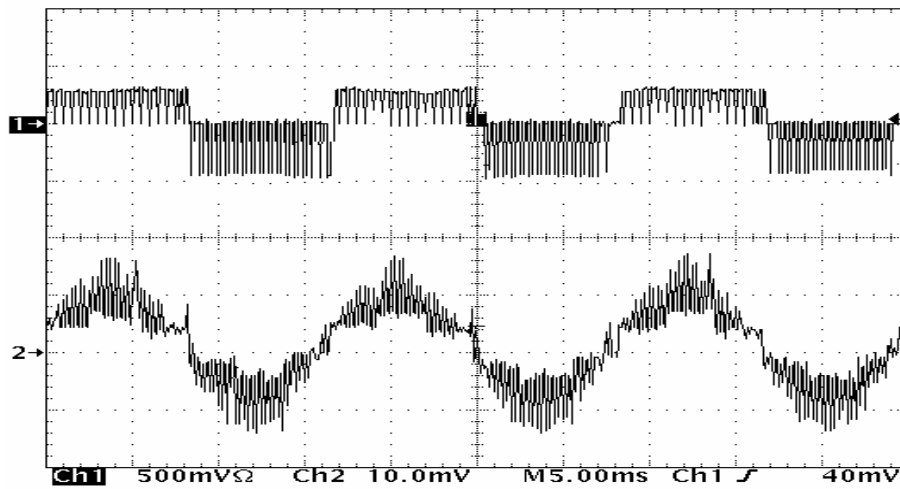
ใช้ดิจิตอลออสซิลโลสโคป วัดสัญญาณที่ขาเกตของมอสเฟตตัวบนเทียบกับจุดศูนย์โดยผ่านดิฟเฟเรนเชียลโพรบและตั้งอัตราขยายที่ 1/10 ส่วนกระแสในสายของเฟส วัดโดยผ่าน เกลอเรนทีโพรบตั้งค่า A/div ที่ตัวขยายสัญญาณกระแส สำหรับการวัดแรงดันระหว่างสายจะทำการวัดแรงดันระหว่างเฟส U กับ W โดยใช้ดิฟเฟเรนเชียลโพรบ ตั้งอัตราขยาย 1/100 ส่วนวงจรวัดของการทดสอบนี้สามารถแสดงได้ดังภาพที่ 5-12



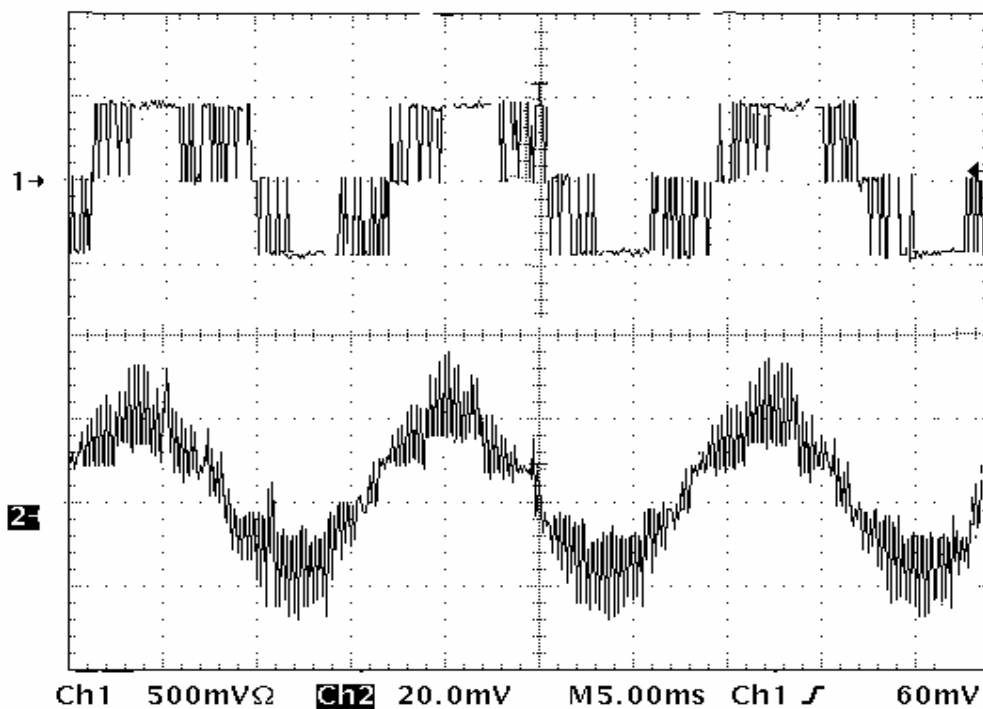
ภาพที่ 5-12 วงจรการทดสอบลักษณะกระแสไฟฟ้า แรงดันระหว่างสาย และสัญญาณสวิตช์

5.4.1 กรณีโหลดตัวต้านทาน

ในการทดลองใช้โหลดตัวต้านทานขนาด 50 โอห์มสามตัวต่อแบบสตาร์ทดสอบที่แรงดัน 150 โวลต์ เพื่อทดสอบลักษณะของกระแสในสาย แรงดันตกคร่อมสวิตช์ และแรงดันระหว่างสาย ของวิธีคอนเวนชันนอลเทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้ แสดงได้ดังภาพที่ 5-13 และ 5-14



ภาพที่ 5-13 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ (V_{U0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย ของวิธี CSVPWM
โหลดตัวต้านทาน (5ms/div, 100V/div, 1A/div)

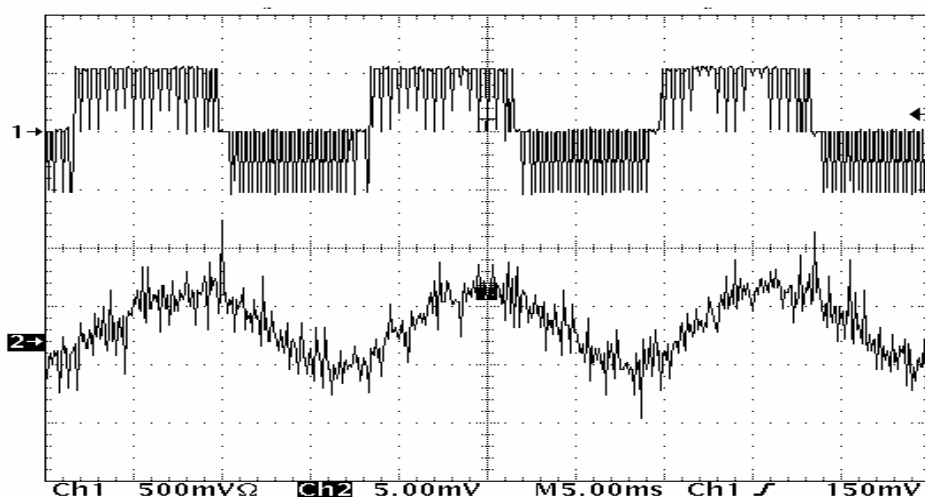


ภาพที่ 5-14 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ (V_{U0}) ในสาย ของวิธี MLSVPWM แบบที่2
โหลดตัวต้านทาน (5ms/div, 100V/div, 1A/div)

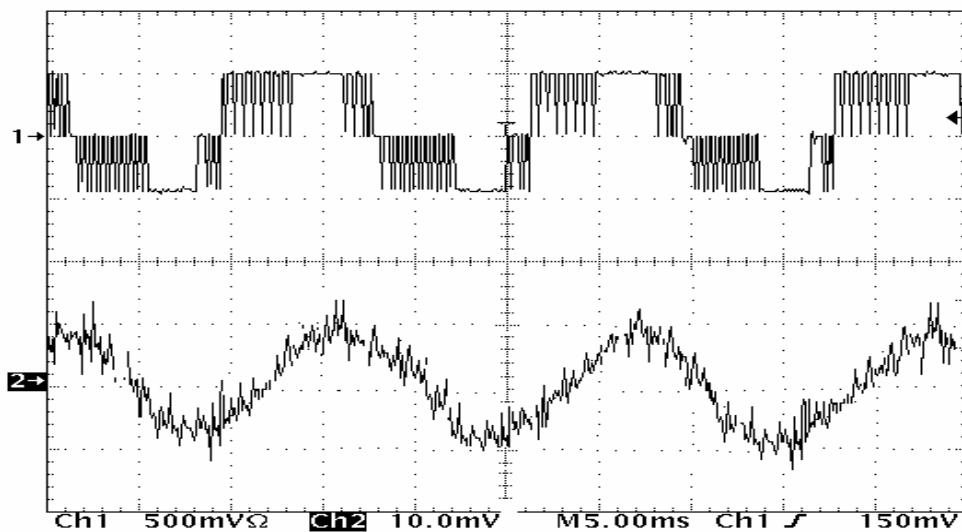
จากภาพที่ 5-13 แสดงแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เทียบกับกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ในกรณีโหลดความต้านทาน ของวิธีคอนเวนชันนอลจะเห็นว่ารูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์จะมีสัญญาณสวิตช์ไปอย่างต่อเนื่อง ส่วนรูปคลื่นของกระแสจะอยู่ในเฟสเดียวกันกับแรงดันลักษณะของรูปคลื่นกระแสจะคล้ายกับรูปคลื่นแรงดันเฟส ซึ่งจะเหมือนกับรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ ส่วนภาพที่ 5-14 แสดงแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์และกระแสในสายเมื่อพิจารณาที่รูปคลื่นแรงดันจะเห็นว่ารูปคลื่นของการสวิตช์จะไม่ต่อเนื่อง จะมีการค้างสถานะเป็นบางช่วงโดยช่วงที่ไม่มีการสวิตช์ จะอยู่ตรงกลางของรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ ดังนั้นวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แบบที่สองจะเหมาะสำหรับที่จะนำมาใช้กับโหลดที่เป็นตัวต้านทาน เนื่องจากได้ออกแบบให้ช่วงค้างสถานะอยู่ที่มุม 60 -120 องศาของรูปคลื่นด้านบวกและ 240-300 องศาไฟฟ้า ของรูปคลื่นด้านลบ เมื่อรูปคลื่นกระแส จะเห็นว่าค่ายอดของรูปคลื่นกระแสทั้งด้านบวกและด้านลบจะตรงกับช่วงที่มีการค้างสถานะการสวิตช์ตามที่ได้ออกแบบไว้

5.4.2 กรณีโหลด R-L ต่อแบบสตาร์

ในการทดลองจะใช้ตัวต้านทานต่ออนุกรมกับอินดักเตนซ์ต่อแบบสตาร์ในการทดลองจะทำการปรับค่าเฉพาะตัวต้านทานให้ค่าอินดักเตนซ์คงที่ เพื่อที่จะให้ได้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้เคียง 0.8 ทดสอบที่แรงดัน 150 โวลต์



ภาพที่ 5-15 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (V_{u0}) และกระแสไฟฟ้าในสายกรณีโหลด R-L ของวิธี CSVPWM (5ms/div, 100V/div, 1A/div)

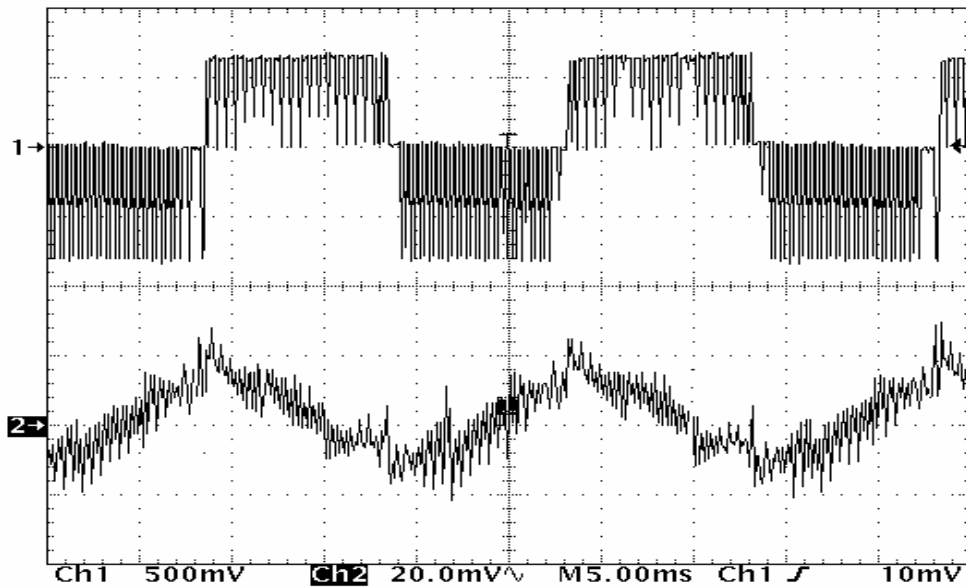


ภาพที่ 5-16 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์และกระแสไฟฟ้าในสาย
โหลด R-L ของวิธี MLSVPWM (5ms/div, 100V/div, 1A/div)

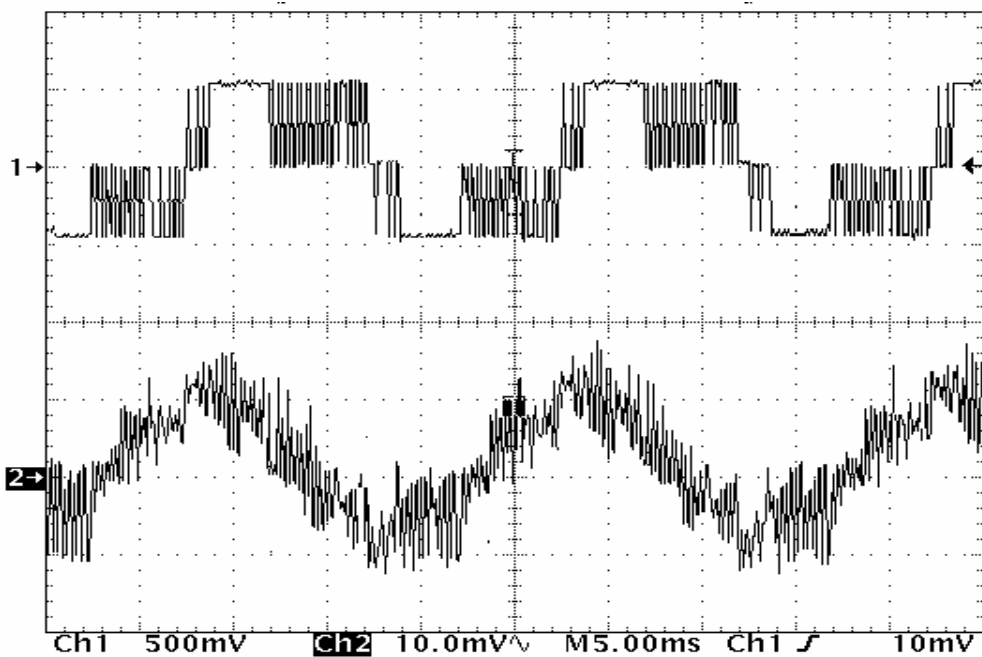
ในการทดลองจะทำการปรับค่าความต้านทานเพื่อให้ได้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้เคียง 0.8 ตามที่ได้ออกแบบไว้ เพื่อให้กระแสล้าหลังแรงดัน 30 องศาไฟฟ้า จากภาพที่ 5-15 แสดงแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ กับ กระแสในสายของวิธีคอนเวนชันแนล เมื่อพิจารณาที่รูปคลื่นแรงดันจะเห็นว่าการสวิตช์อย่างต่อเนื่อง ส่วนรูปคลื่นกระแสจะผิดเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์เนื่องจากผลของสัญญาณรบกวน ส่วนภาพที่ 5-16 แสดงแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์และกระแสในสาย ของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ เมื่อพิจารณาที่รูปคลื่นแรงดันจะเห็นว่าสัญญาณการสวิตช์จะไม่ต่อเนื่องเหมือนวิธีคอนเวนชันแนลโดยจะมีช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์ อยู่ที่มุม 90-140 องศาของรูปคลื่นด้านบวกและ มุม 270-330 องศา ของรูปคลื่นด้านลบ ส่วนรูปคลื่นของกระแสจะมีความผิดเพี้ยนใกล้เคียงกับวิธีคอนเวนชันแนล แต่จุดยอดของกระแสทั้งด้านบวกและด้านลบจะอยู่ตรงกลางของช่วงที่ไม่มีการสวิตช์

5.4.2 กรณีโหลด R-C ต่อแบบสตาร์

ในการทดลองจะใช้ตัวต้านทานต่ออนุกรมกับคาปาซิเตอร์ต่อแบบสตาร์ในการทดลองจะทำการปรับค่าเฉพาะตัวต้านทานให้ค่าคาปาซิแตนซ์คงที่ เพื่อที่จะให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ใกล้เคียง 0.8 ทดสอบที่แรงดัน V_{DC} 150 โวลต์



ภาพที่ 5-17 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (V_{U0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย
กรณิโหลด R-L ของวิธี CSVPWM (5ms/div, 100V/div, 1A/div)

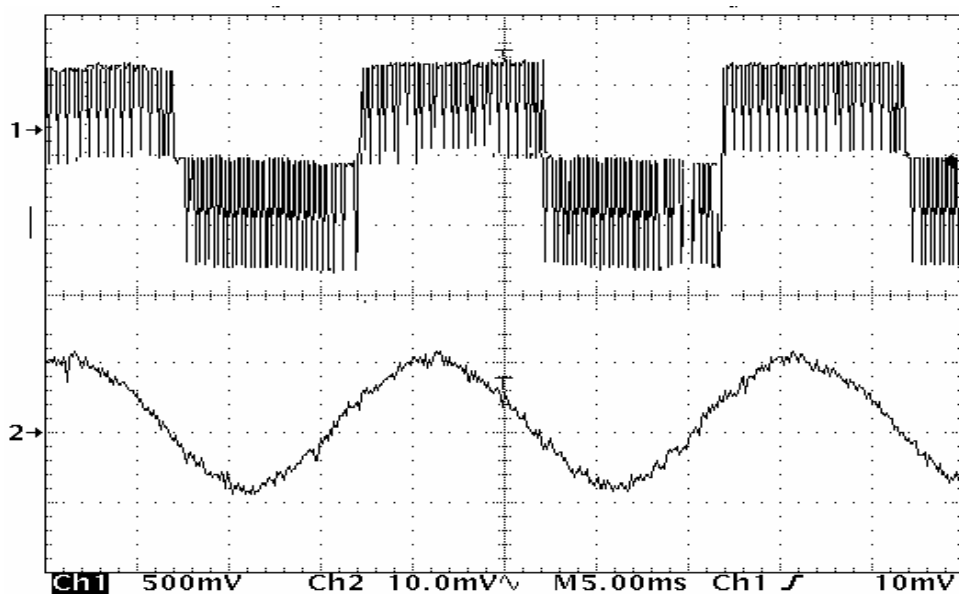


ภาพที่ 5-18 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (V_{U0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย
กรณิโหลด R-C ของวิธี MLSVPWM (5ms/div, 100V/div, 1A/div)

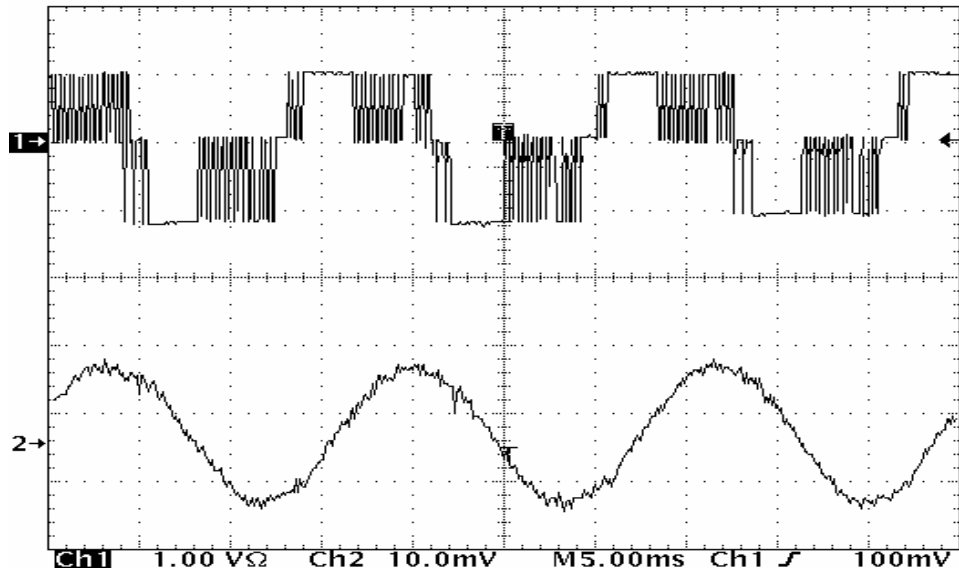
ในการทดสอบนี้เป็นการทดสอบวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในกรณีที่โหลดมีค่า ค่าตัวประกอบกำลังนำหน้า ในการออกแบบโปรแกรมจะออกแบบโดยสมมติให้กระแสนำหน้าแรงดัน 30 องศาไฟฟ้า ดังนั้นในการทดลองจึงต้องปรับโหลดให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียง 0.8 นำหน้า ภาพที่ 5-17 แสดงแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์และกระแสในสายของวิธีคอนเวนชันแนล รูปคลื่นแรงดันจะมีการสวิตช์อย่างต่อเนื่อง ส่วนรูปคลื่นของกระแสจะนำหน้าแรงดัน ส่วนภาพที่ 5-18 แสดงแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์และกระแสในสายของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์รูปคลื่นแรงดันที่ได้จะไม่มีสวิตช์แบบต่อเนื่องเหมือนวิธีคอนเวนชันแนล โดยที่ช่วงการคงค้างสถานะการสวิตช์จะอยู่ระหว่างมุม 30-90 องศา ของรูปคลื่นแรงดันด้านบวก และมุม 210-270 ของรูปคลื่นแรงดันด้านลบ ดังนั้นช่วงการคงค้างสถานะการสวิตช์จะอยู่ด้านหน้าของรูปคลื่นแรงดัน ดังนั้นวิธีการนี้จึงเหมาะสำหรับโหลดที่มีเพาเวอร์แฟกเตอร์นำหน้า เมื่อพิจารณารูปคลื่นของกระแสจะเห็นว่ารูปคลื่นไม่ค่อยสวยงามเหมือนโหลดที่เป็นตัวต้านทานและตัวต้านทานกับอินดักแตนซ์ แต่ก็พอจะสังเกตเห็นช่วงค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแสซึ่งก็มีบางช่วงที่ตรงกับช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์

5.4.4 กรณีโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส 380/220 V ต่อแบบ สตาร์

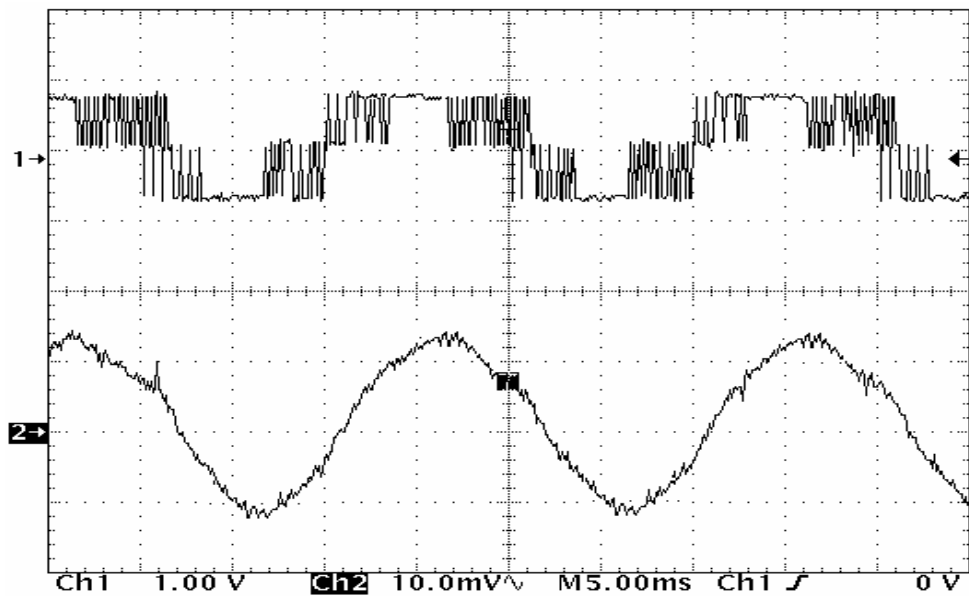
ในการทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะใช้มอเตอร์ Dellernzo ขนาด 200 W , 220/380 D/Y , 1.25/0.72 A D/Y , 50 Hz , 2700 rpm.



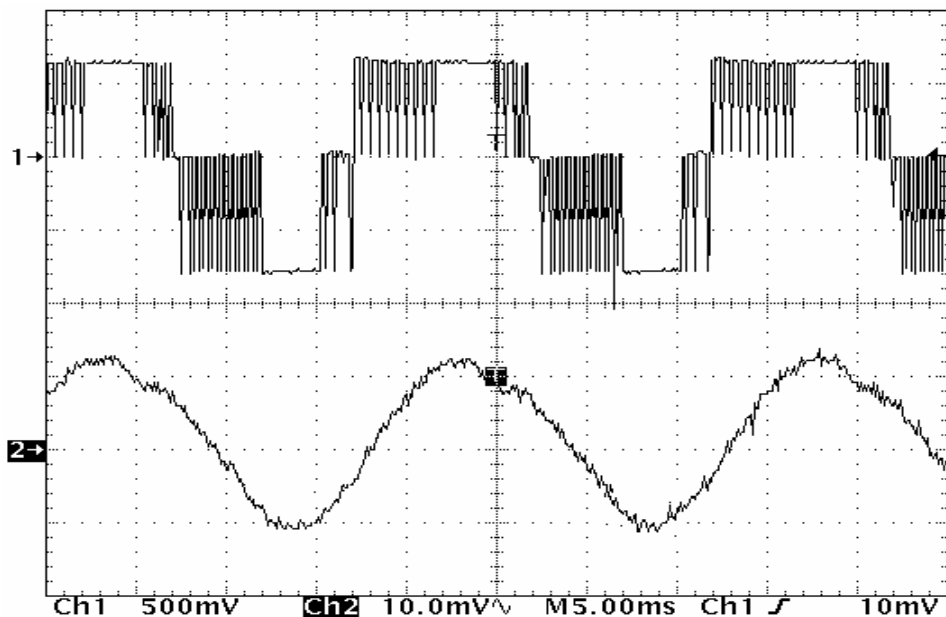
ภาพที่ 5-19 แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ (V_{u0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย กรณี โหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ ของวิธี CSVPWM (5ms/div, 50V/div, 1A/div)



ภาพที่ 5-20 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (V_{u0}) และกระแสไฟฟ้าที่ไหล
ใน สายกรณีโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ ของวิธี MLSVPWM แบบที่1
(5ms/div, 50V/div, 1A/div)



ภาพที่ 5-21 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (V_{u0}) และกระแสไฟฟ้าในสาย
กรณีโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ ของวิธี MLSVPWM แบบที่2
(5ms/div, 50V/div, 1A/div)



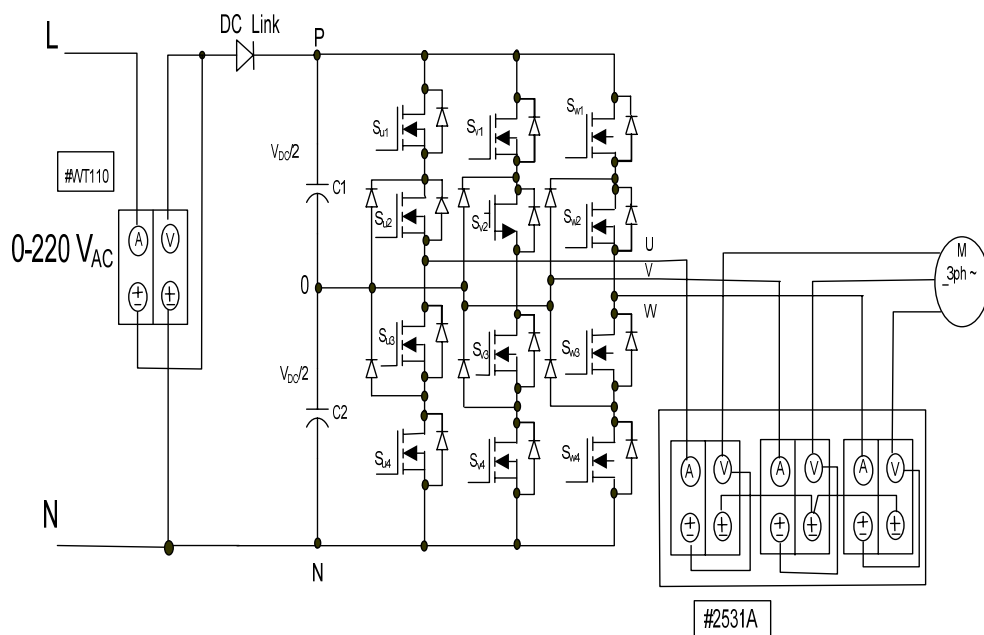
ภาพที่ 5-22 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์และกระแสไฟฟ้าที่ไหลในสาย
กรณีโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ ของวิธี MLSVPWM แบบที่3
(5ms/div, 50V/div, 1A/div)

เนื่องจากวงจรขับเคลื่อนอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ใช้ทดลองจะมีข้อจำกัดในระดับแรงดันที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงไม่ได้ทดสอบที่แรงดันพิกัดของมอเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามแรงดันพิกัดที่ใช้ทดสอบจะอยู่ระหว่าง 150-220 VDC สำหรับโหลดมอเตอร์จะใช้ชุดเบรกฟงแม่เหล็ก (Magnetic Powder Break) ในการทดลองจะทำการปรับแรงดันที่จ่ายให้กับชุดเบรกฟงแม่เหล็กเพื่อให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงกับพิกัดของมอเตอร์ (0.8 ล้าหลัง) จากนั้นทำการวัดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์และกระแสในสาย ของวิธีคอนเวนชันนอลและวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ทั้งสามวิธี ดังภาพที่ 5-19 ถึงภาพที่ 5-22 เมื่อพิจารณาช่วงที่ไม่มีการสวิตช์กับค่ายอดของกระแสจะเห็นว่า วิธีการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แบบที่ 3 ช่วงค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแสจะตรงกับช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์ แต่อย่างไรก็ตามช่วงที่มอเตอร์ทำงานน้อยกว่าพิกัดช่วงค่ายอดของกระแสบางช่วงจะไม่ตรงกับค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแส เนื่องจากช่วงที่มอเตอร์ทำงานต่ำกว่าพิกัดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์จะมีค่ามากกว่า 0.8 เมื่อพิจารณาเทียบกับวิธีคอนเวนชันนอลที่มีรูปคลื่นของแรงดันจะมีการสวิตช์อย่างต่อเนื่องที่ความถี่การสวิตช์เท่ากัน (4 KHz) จะเห็นว่าช่วงที่ไม่มีการสวิตช์จะเท่ากับ 1 ใน 3 ของรูปคลื่นซึ่งก็คือ 33 % ที่ไม่มีการสวิตช์ ดังนั้นแสดงว่าวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์สามารถลดค่าเฉลี่ยของการสวิตช์การสวิตช์ได้ 33%

ถึงแม้ว่าค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแสจะไม่ตรงกับช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์ แต่สิ่งที่ต้องพิจารณาต่อไปคือผลของกำลังสูญเสียจากสถานะนำกระแส (Conduction Loss) ในช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์ เนื่องจากการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์อาจมีผลทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะนำกระแสมากขึ้น ดังนั้นงานที่จะทำการทดลองต่อไปคือ การทดสอบหาค่ากำลังสูญเสียจากการสวิตช์และกำลังสูญเสียขณะนำกระแส เพื่อดูอัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ที่ลดลงกับกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะนำกระแสที่เพิ่มขึ้นในช่วงที่ทำการคงค้างสถานะการสวิตช์

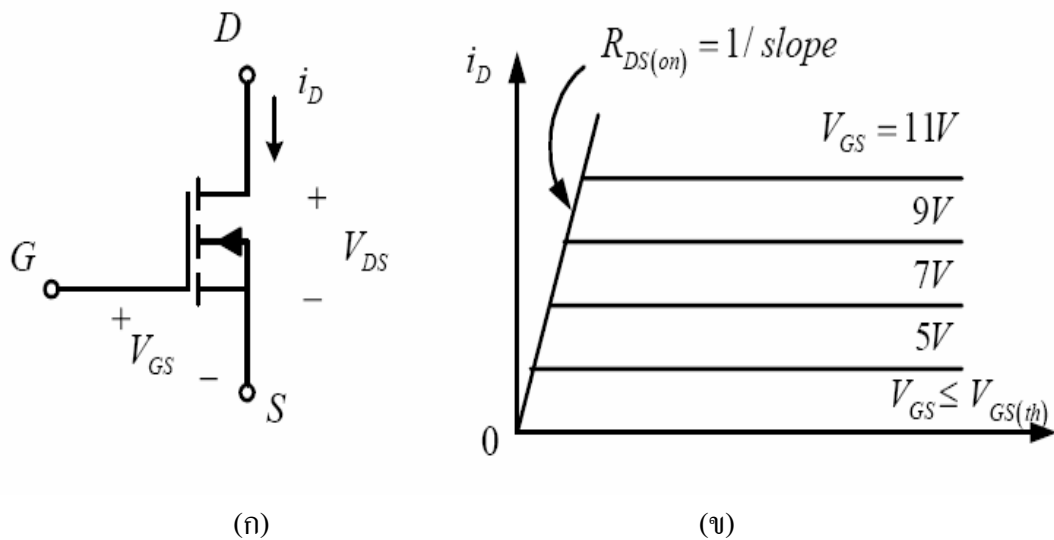
5.5 วิธีการหาลำดับสูญเสียจากการสวิตช์

ในการคำนวณหาลำดับสูญเสียจากการสวิตช์หากใช้สมการที่ 3-50 มาคำนวณจะไม่ค่อยสะดวกในทางปฏิบัติเนื่องจากต้องทราบค่า $t_{c(on)}$ กับ $t_{c(off)}$ และค่าที่ได้ก็เป็นเพียงค่ากำลังสูญเสียเฉลี่ยในหนึ่งคาบสวิตช์ ดังนั้นการหาลำดับสูญเสียจากการสวิตช์จะใช้วิธีวัดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียรวม (Total Losses) จากนั้นนำค่ากำลังสูญเสียขณะทำงาน (Conduction Losses) ที่คำนวณได้มาลบออกก็จะได้กำลังสูญเสียจากการสวิตช์โดยประมาณ ซึ่งจะมีความสะดวกอย่างมากในทางปฏิบัติ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้มอสเฟตเบอร์ FPQN80C พิกัด 6.6 A, 800 V, $R_{DON} = 1.9 \Omega$ $V_{GS} = 10V$ ในการวัดกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมนั้นสามารถวัดได้โดยใช้ดิจิตอลเพาเวอร์มิเตอร์ของบริษัทโยโกกาว่ารุ่น WT110 ทำการวัดในส่วนหนึ่งของระบบไฟฟ้าด้านเข้าของชุดมอสเฟต และดิจิตอลเพาเวอร์มิเตอร์ของบริษัทโยโกกาว่า รุ่น 2531A ทำการวัดในส่วนหนึ่งของระบบไฟฟ้าสามเฟส ด้านออกของชุดมอสเฟต ผลต่างของกำลังไฟฟ้าที่วัดได้เป็นค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมของมอสเฟตทั้ง 12 ตัว จากนั้นนำค่าที่คำนวณไว้คือกำลังสูญเสียขณะทำงานมาลบออกจึงได้ค่ากำลังสูญเสียจากการสวิตช์



ภาพที่ 5-22 แสดงการวัดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมด้วยดิจิตอลเพาว์มิเตอร์

เนื่องจากงานวิทยานิพนธ์นี้ใช้มอสเฟตกำลัง (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) เป็นอุปกรณ์สวิตช์ เมื่อต้องการให้มอสเฟตนำกระแสอย่างต่อเนื่องจะต้องมีการป้อนแรงดันไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับซอส (V_{GS}) อย่างต่อเนื่อง ช่วงเวลาการสวิตช์ของมอสเฟตกำลังจะมีค่าอยู่ระหว่างหลักสิบของนาโนวินาทีถึงหลักร้อยนาโนวินาที ซึ่งจะขึ้นอยู่กับชนิดและขนาดของพิกัดของมอสเฟต ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับซอส $R_{DS(on)}$ จะขึ้นอยู่กับพิกัดการทำงาน of แรงดันไฟฟ้าหากทนแรงดันไฟฟ้าได้สูงก็ยิ่งทำให้ขาเดรนกับซอสมีค่ามากขึ้น สัญลักษณ์และคุณสมบัติของมอสเฟตแสดงได้ดังภาพที่ 5-23



ภาพที่ 5-23 มอสเฟต (ก) สัญลักษณ์ (ข) ลักษณะสมบัติ

การคำนวณกำลังไฟฟ้าสูญเสียในมอสเฟต [15]

$$\text{Conduction loss: } P_{\text{cond}} = I_{D(\text{rms})}^2 \times R_{\text{ds(on)}} \times D \quad (5-1)$$

$$\text{Switching Losses: } P_{\text{sw}} = \frac{1}{2} \times V_{\text{in}} \times I_D \times (t_{\text{c,on}} + t_{\text{c,off}}) \times f_s \quad (5-2)$$

โดยที่

- $R_{\text{ds(on)}}$ คือ ค่าความต้านทานขณะทำงานของมอสเฟต
- D คือ Duty cycle
- $I_{D(\text{rms})}$ คือ กระแสที่ไหลผ่านขาเดรนของมอสเฟต
- f_s คือ ความถี่การสวิตช์

5.5.1 กรณีโหลดความต้านทาน

ในขั้นตอนแรกทำการทดสอบกับโหลดความต้านทานขนาด 50 โอห์มต่อแบบสตาร์ โดยทดสอบที่ความถี่ หลักมูล 20-60 Hz โดยทำการเปรียบเทียบระหว่างวิธีคอนเวนชันแนล กับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ แบบที่ 2 ซึ่งเป็นแบบที่ตำแหน่งการคงค้างสถานะการสวิตช์อยู่ตรงกลางของรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ ผลการทดลองของวิธีคอนเวนชันแนลแสดงได้ดังตารางที่ 5-1 และ ผลการทดลองของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แสดงได้ดังตารางที่ 5-2

ตารางที่ 5-1 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานของวิธี คอนเวนชันนอล

ความถี่ (Hz)	อินพุท			เอาต์พุท		
	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)
20	42	0.38	112	17.2	0.34	29.4
25	52	0.48	112	26.4	0.42	36.3
30	64	0.56	112	36.6	0.49	43.2
35	79	0.72	112	50.6	0.58	50.4
40	93	0.85	112	67.7	0.65	58.2
45	113	1.03	112	85.18	0.75	65.4
50	135	1.2	112	103.5	0.84	72.6
55	135	1.2	112	103.5	0.84	72.6
60	135	1.2	112	103.5	0.84	72.6

ตารางที่ 5-2 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์

ความถี่ (Hz)	อินพุท			เอาต์พุท		
	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)
20	48	0.45	112	25.3	0.42	34.8
25	58	0.56	112	35.7	0.52	43
30	73	0.65	112	50.2	0.56	51.7
35	94	0.83	112	70.5	0.68	59.4
40	117	1.03	112	93.4	0.82	68.8
45	137	1.22	112	122.2	0.88	78.2
50	173	1.52	112	146.4	0.92	86.7
55	173	1.52	112	146.4	0.9	86.8
60	173	1.53	112	146.4	0.9	86.8

จากผลการทดลองเมื่อพิจารณาแรงดันต้านออกของอินเวอร์ตอร์วิธีคอนเวนชันนอล เทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะเห็นว่าแรงดัน ต้านออกของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะ

มากกว่าวิธีคอนเวนชันแนล ซึ่งเป็นผลจากการคงค่าสถานะการสวิตช์ทำให้ความถี่เฉลี่ยของแรงดันลดลงทำให้แรงดันมีค่ามากขึ้น เมื่อพิจารณาที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ 50 Hz วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะได้ระดับแรงดันมากกว่าวิธีคอนเวนชันนอล 16.26% ซึ่งส่งผลทำให้กำลังไฟฟ้าด้านออกของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์มีค่ามากกว่าวิธีคอนเวนชันนอล เมื่อพิจารณาที่ช่วงความถี่ 50-60 Hz จะเห็นว่าแรงดันมีค่าคงที่เนื่องจากช่วงนี้เป็นการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ไม่ให้เกินค่าแรงดันพิกัด แต่ความถี่จะเพิ่มขึ้นตามค่าดัชนีการปรับความกว้างของพัลส์ ส่วนกำลังไฟฟ้าจะคงที่ด้วยเนื่องจากโหลดความต้านทานจะไม่เปลี่ยนแปลงค่าตามความถี่

ในการคำนวณหา กำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะใช้ข้อมูลที่ได้จากตารางที่ 5-1 และ 5-2 โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวม จะได้จากการนำกำลังไฟฟ้าอินพุตลบด้วยกำลังไฟฟ้าที่ได้จากเอาต์พุต ส่วนกำลังสูญเสียจากการนำกระแสโดยประมาณ จะใช้สมการที่ 5-1 มาคำนวณโดยค่าความต้านทานขณะนำกระแสใช้ค่า 1.9 โอห์ม ตามข้อมูลที่แสดงไว้ในภาคผนวก ข. ยกตัวอย่างที่ความถี่มูลฐานเท่ากับ 20 Hz เมื่อนำกำลังไฟฟ้าด้านอินพุต 42 W ลบด้วยกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 17.2 W จะได้กำลังไฟฟารวมเท่ากับ 24.8 W กระแสเฉลี่ยด้านเอาต์พุตเท่ากับ 0.34 A ที่ความถี่ 20 Hz ได้ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.38 นำค่าที่ได้ไปแทนในสมการที่ 5-1 จะได้

$$\begin{aligned}\text{Conduction loss} &= 0.34^2 \times 1.9 \times 0.38 \\ &= 0.083 \text{ W}\end{aligned}$$

เนื่องจากค่าที่ได้นี้เป็นค่ากำลังสูญเสียขณะนำกระแสเพียง 1 ตัว แต่ที่ใช้จริงมีทั้งหมด 12 ตัว ดังนั้นกำลังสูญเสียจากการนำกระแสทั้งหมดจึงเท่ากับ 0.996 W เมื่อนำค่ากำลังสูญเสียจากการนำกระแสไปหักออกจากการสูญเสียรวมจะได้กำลังสูญเสียจากการสวิตช์เท่ากับ 23.81 W ในส่วนของความถี่อื่นๆจะได้ออกมาจากการคำนวณวิธีเดียวกันผลการคำนวณของวิธีคอนเวนชันนอลแสดงได้ดังตารางที่ 5-3 และวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แสดงได้ดังตารางที่ 5-4

ตารางที่ 5-3 ผลการคำนวณค่ากำลังสูญเสียของวิธีคอนเวนชันนอล กรณีโหลดตัวต้านทาน

Frequency (Hz)	Total Loss (W)	Conduction Loss (W)	Switching Loss (W)
20	24.8	0.989	23.8
25	25.6	1.87	23.73
30	27.4	3.14	24.26
35	28.5	5.02	23.5
40	25.3	7.32	17.98
45	27.82	10.95	16.87
50	33.4	15.28	18.12
55	33.4	15.28	18.12
60	33.4	15.28	18.12

ตารางที่ 5-4 ผลการคำนวณค่ากำลังสูญเสียของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ กรณีโหลดตัวต้านทาน

Frequency (Hz)	Total Loss (W)	Conduction Loss (W)	Switching Loss (W)
20	22	1.52	20.48
25	21.8	2.89	18.91
30	22.5	4	18.5
35	23.3	6.85	16.15
40	24.2	11.65	12.55
45	25	15.35	9.65
50	26.9	17.54	9.36
55	26.9	17.54	9.36
60	26.9	17.54	9.36

จากตารางที่ 5-3 และตารางที่ 5-4 เมื่อพิจารณาที่กำลังสูญเสียรวมที่ความถี่หลักมูลของวิธีคอนเวนชันนอล เทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะเห็นว่า กำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะมีค่าน้อยกว่าวิธีคอนเวนชันนอล โดยในช่วงความถี่ 50-60Hz จะมีค่าความสูญเสียรวมมากที่สุด เมื่อพิจารณากำลังสูญเสียจากการนำกระแส (Conduction Loss) และกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ (Switching Loss) จะเห็นว่าในช่วงความถี่ต่ำสัดส่วนของกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ที่ลดลงน้อยกว่าสัดส่วนของกำลังสูญเสียขณะนำกระแสที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากช่วงค่าความถี่ต่ำ กระแสของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะมีค่าสูงกว่าวิธีคอนเวนชันนอล ทำให้กำลังสูญเสียขณะนำกระแสมีค่าสูงและเมื่อพิจารณาที่ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่พิกัด (50 Hz) จะเห็นว่ากำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ จะน้อยกว่าวิธีคอนเวนชันนอล ประมาณ 48 % แต่ในขณะเดียวกันกำลังสูญเสียขณะนำกระแสของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์กลับมากกว่าวิธีคอนเวนชันนอล โดยคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ที่ความถี่พิกัดได้ประมาณ 12 % ดังนั้นเมื่อเทียบอัตราส่วนของกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ที่ลดลงกับกำลังสูญเสียขณะนำกระแสที่เพิ่มขึ้น จะเห็นว่าสัดส่วนที่ลดมากกว่าสัดส่วนที่เพิ่ม ทำให้วิธีที่ออกแบบมาสามารถลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ได้จริง จากตารางที่ 5-4 จะเห็นว่าช่วงความถี่หลักมูลเท่ากับ ความถี่พิกัดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะลดลงมากที่สุด เมื่อเทียบกับวิธีคอนเวนชันนอล เนื่องจากเป็นช่วงที่ค่าสูงสุดของรูปคลื่นกระแสตรงกับช่วงที่คงค้างสถานะการสวิตช์

5.5.2 กรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์

ในการทดสอบจะใช้ความต้านทานขนาด 40 โอห์ม อนุกรม กับ คาปาซิเตอร์ขนาด 220 ไมโครฟารัด ต่อกันแบบสตาร์ เพื่อทดสอบการทำงานของวิธีการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ ในกรณีที่กระแสน้ำหนักแรงดัน ทดสอบที่แรงดันอินพุต 150 Vdc ผลการทดสอบของวิธีคอนเวนชันแนล แสดงได้ดังตารางที่ 5-5 และ วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แสดงได้ดัง ตารางที่ 5-6 สำหรับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะใช้แบบที่ 1 เนื่องจากตำแหน่งการคงค้างสถานะการสวิตช์จะอยู่ด้านหน้าของรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ ซึ่งออกแบบเพื่อใช้สำหรับภาระที่กระแสน้ำหนักแรงดัน

ตารางที่ 5-5 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์
ของวิธีคอนเวนชันนอล

ความถี่ (Hz)	อินพุต			เอาต์พุต		
	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)
20	45	0.5	112	20	0.41	28
25	51	0.56	112	28.4	0.47	34.4
30	66	0.6	112	40.5	0.56	40.6
35	82	0.73	112	57.8	0.69	47.8
40	103	0.94	112	77.3	0.8	55.5
45	124	1.12	112	96.4	0.88	62.2
50	145	1.29	112	115.5	0.97	70.8
55	145	1.3	112	115.8	0.97	70.8
60	148	1.3	112	116	0.98	70.8

ตารางที่ 5-6 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ของ
วิธีลดกำลังสูญเสีย จากการสวิตช์

ความถี่ (Hz)	อินพุต			เอาต์พุต		
	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)
20	44	0.26	112	22	0.5	34
25	56	0.6	112	36	0.61	42
30	73	0.75	112	50.4	0.7	48.5
35	93	0.94	112	72	0.82	56.8
40	112	1.12	112	89.9	0.87	65.5
45	137	1.34	112	113.7	0.96	73.8
50	169	1.56	112	142.8	1.03	82
55	172	1.58	112	144.3	1.04	82
60	180	1.62	112	148	1.05	82

จากตารางที่ 5-5 แสดงผลการทดลองของวิธีคอนชันแนล และตารางที่ 5-6 แสดงผลการทดลองของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ โดยภาระเป็นตัวต้านทาน ขนาด 40 โอห์มอนุกรมกับ คาปาซิเตอร์ขนาด 220 ไมโครฟารัด เมื่อเทียบกับการทดลองที่ผ่านมาจะเห็นว่าภาระของ อินเวอร์เตอร์จะมากขึ้นส่งผลให้แรงดันที่ระหว่างสายตกลงเล็กน้อย แต่อย่างไรก็ตามแรงดัน ระหว่างสายของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ จะยังคงมากกว่าวิธีคอนเวนชันนอลเหมือนเดิม โดยแรงดันที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ 50 HZ วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะมีแรงดันมากกว่าวิธี คอนเวนชันนอลประมาณ 13.65 เปอร์เซ็นต์ เมื่อพิจารณาแรงดันในช่วงความถี่ 20-50 Hz จะมีการ เพิ่มขึ้นตามอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ ส่วนช่วงที่ 50-60 Hz แรงดันระหว่างสายจะคงที่เพื่อ เป็นการรักษาระดับของแรงดันไม่ให้เกินค่าพิกัด แต่ขณะเดียวกันความถี่จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ กำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นด้วย เนื่องจากการเพิ่มความถี่จะทำให้อิมพีแดนของคาปาซิเตอร์ลดลงทำให้ อิมพีแดนรวมน้อยลงส่งผลให้กระแสในสายมากขึ้น เมื่อนำค่าที่วัดได้จากตารางที่ 5-5 และตารางที่ 5-6 ไปคำนวณหา กำลังไฟฟ้าสูญเสียจะได้ผลดังตารางที่ 5-7 และ ตารางที่ 5-8

ตารางที่ 5-7 ผลการคำนวณกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์วิธีคอนเวนชันนอล

Frequency (Hz)	Total Loss (W)	Conduction Loss (W)	Switching Loss (W)
20	23	1.45	21.55
25	22.6	2.42	20.18
30	25.5	4.29	21.21
35	24.2	7.05	17.15
40	25.7	11.08	14.62
45	27.6	15.35	12.25
50	29.5	20.37	9.13
55	29.5	20.37	9.13
60	32	20.8	11.2

ตารางที่ 5-8 ผลการคำนวณกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์

Frequency (Hz)	Total Loss (W)	Conduction Loss (W)	Switching Loss (W)
20	22	2.16	19.84
25	20	3.98	16.02
30	22	6.25	15.75
35	21	9.9	11.04
40	22.1	13.12	8.98
45	23.3	19.96	3.34
50	22	22.97	4.03
55	22	22.97	4.03
60	32	23.42	8.58

จากตารางที่ 5-7 และตารางที่ 5-8 เมื่อพิจารณาที่กำลังไฟรวมของวิธีคอนเวนชันนอลเทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะเห็นว่าวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ จะมีกำลังสุญเสียรวมโดยเฉลี่ยน้อยกว่าวิธีคอนเวนชันนอล ประมาณ 14 % แต่ลักษณะการลดลงจะไม่เป็นอัตราส่วนเดียวกันโดยมีบางช่วงที่กำลังสุญเสียรวมมีค่าเท่ากันเช่นที่ความถี่ 60 Hz แต่กำลังสุญเสียจากการสวิตช์กับกำลังสุญเสียขณะนำกระแสจะไม่เท่ากัน โดยที่ กำลังสุญเสียขณะนำกระแสของวิธีลดกำลังสุญเสียจากการสวิตช์จะมากกว่าวิธีคอนเวนชันนอล เนื่องจากวิธีลดกำลังสุญเสียจากการสวิตช์จะได้แรงดันระหว่างสายมากกว่าวิธีคอนเวนชันนอลที่ความถี่หลักมูลเท่ากัน ทำให้กระแสในสายมากกว่าวิธีคอนเวนชันนอล ส่งผลให้กำลังสุญเสียขณะนำกระแสมากด้วย แต่ในขณะเดียวกันกำลังสุญเสียจากการสวิตช์ของวิธีลดกำลังสุญเสียจากการสวิตช์ จะมีค่าน้อยกว่าวิธีคอนเวนชันนอล ประมาณ 56 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่กำลังสุญเสียจากการสวิตช์จะมากกว่า วิธีคอนเวนชันนอล ประมาณ 11.31 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเทียบอัตราส่วนระหว่างที่กำลังสุญเสียจากการนำกระแสที่เพิ่มขึ้นกับกำลังสุญเสียจากการสวิตช์ที่ลดลง ปรากฏว่าอัตราส่วนของกำลังสุญเสียจากการสวิตช์ลดลงมากกว่าส่วนที่เพิ่มขึ้นของกำลังสุญเสียขณะนำกระแส แสดงว่าในกรณีที่โหลดเพาเวอร์แฟกเตอร์นำหน้าสามารถลดกำลังสุญเสียจากการสวิตช์โดยใช้วิธีลดกำลังสุญเสียจากการสวิตช์แบบที่ 1 ได้

ในขั้นตอนต่อไปจะเป็นการทดสอบกับโหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักแตนซ์

5.5.3 กรณีความต้านทานอนุกรมกับอินดักแตนซ์

ตารางที่ 5-9 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์ของ
วิธีคอนเวนชันนอล

ความถี่ (Hz)	อินพุต			เอาต์พุต		
	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)
20	42	0.4	112	20.4	0.38	32
25	54	0.5	112	30	0.46	38.9
30	66	0.62	112	40.5	0.54	46.3
35	77	0.76	112	53.8	0.63	54.2
40	95	0.95	112	69.3	0.72	62.4
45	112	1.14	112	85.8	0.81	70.2
50	130	1.41	112	100	0.9	78
55	126	1.38	112	99.8	0.88	78
60	125	1.36	112	99	0.86	78

ตารางที่ 5-10 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์ของวิธี
ลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์

ความถี่ (Hz)	อินพุต			เอาต์พุต		
	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)	กำลังไฟฟ้า (W)	กระแส (A)	แรงดัน (V)
20	50	0.46	112	28	0.43	38.4
25	63	0.59	112	42	0.53	47.4
30	76	0.75	112	54.5	0.6	56.4
35	90	0.9	112	69.5	0.67	65.7
40	114	1.16	112	92.4	0.79	75.8
45	142	1.5	112	119.2	0.93	85.4
50	156	1.65	112	132.2	0.98	95
55	155	1.63	112	130	0.98	95
60	153	1.58	112	128	0.99	95

ในการทดลองนี้จะใช้หม้อแปลงขนาด 380 โวลต์ ต่ออนุกรมกับความต้านทานปรับค่าได้เพื่อทดสอบการทำงานของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ ในกรณีที่มุมของกระแสนำหน้าแรงดันเมื่อพิจารณาแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์จะได้ผลเช่นเดียวกับ โหลดความต้านทานและโหลดความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ โดยในช่วงความถี่ 20-50 Hz แรงดันจะเพิ่มขึ้นตามอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ตามที่ออกแบบไว้ และช่วงที่ 50-60 Hz แรงดันจะคงที่ค่าดัชนีการคำนวณการปรับความกว้างของพัลส์จะมีค่าสูงสุด ขณะเดียวกันค่ากำลังไฟฟ้ค่ากำลังไฟฟ้ามีแนวโน้มที่จะลดลงเนื่องจากค่าอินดักแตนซ์มีค่าเพิ่มขึ้นทำให้กระแสมีค่าลดลง เมื่อคำนวณเปอร์เซ็นต์ของแรงดันที่เพิ่มขึ้นที่ความถี่พิกัด วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะได้แรงดันระหว่างสายมากกว่าวิธีคอนเวนชันนอลประมาณ 17 เปอร์เซ็นต์ เมื่อนำค่าผลการทดลองที่ได้จากตารางที่ 5-9 และ 5-10 มาคำนวณหา กำลังสูญเสียจะได้ผลดังตารางที่ 5-11 และตารางที่ 5-12

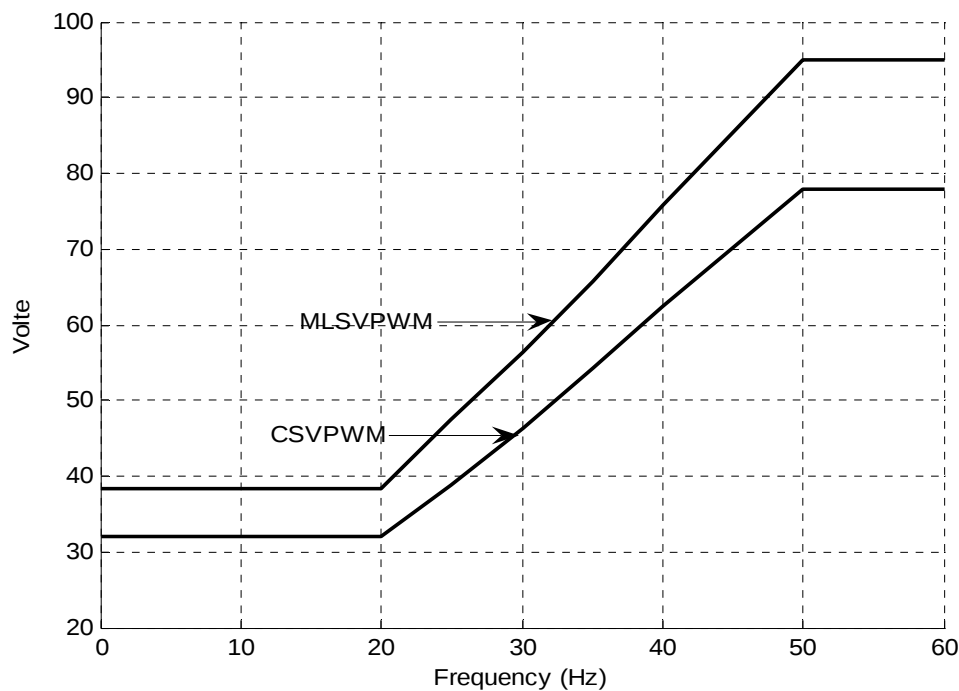
ตารางที่ 5-11 ผลการคำนวณกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์ของวิธีคอนเวนชันนอล

Frequency (Hz)	Total Loss (W)	Conduction Loss (W)	Switching Loss (W)
20	21.6	1.25	20.35
25	24	2.26	21.74
30	25.5	3.72	21.78
35	23.2	5.88	17.32
40	25.7	13.72	11.98
45	26.2	15.71	13.49
50	30	18.54	9.46
55	26.2	17.54	8.66
60	27	17.93	9.07

ตารางที่ 5-12 ผลการทดลองกรณีโหลดความต้านทานอนุกรมกับอินดักเตอร์ของ
วิธีลดกำลังสูญเสีย จากการสวิตช์

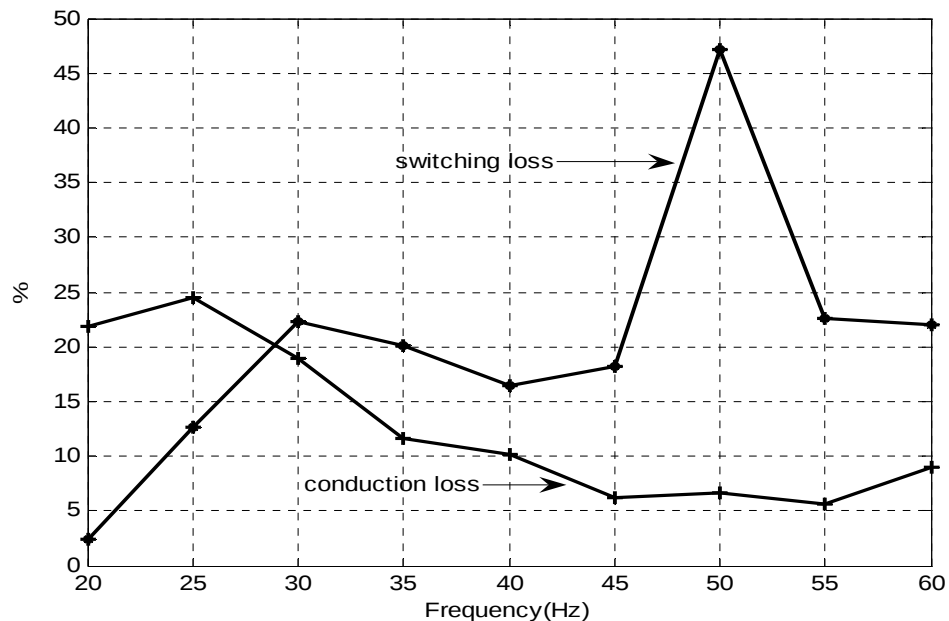
Frequency (Hz)	Total Loss (W)	Conduction Loss (W)	Switching Loss (W)
20	22	1.6	20.4
25	21	3.01	18.99
30	21.5	4.59	16.91
35	20.5	6.65	13.85
40	21.6	10.81	10.79
45	27.8	16.76	11.04
50	23.8	18.8	5
55	23	17.5	5.5
60	25	16.22	8.87

จากตารางที่ 5-11 และตารางที่ 5-12 จะเห็นว่าผลการทดลองจะใกล้เคียงกับการทดลองที่ผ่านมากล่าวคือกำลังสูญเสียรวมของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ จะน้อยกว่าวิธีคอนเวนชันนอลที่ความถี่หลักมูลและความถี่การสวิตช์เท่ากัน ช่วงที่กำลังสูญเสียรวมแตกต่างกันมากที่สุดคือที่ความถี่ 50 Hz เนื่องจากเป็นช่วงที่ค่าสูงสุดของรูปคลื่นของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ตรงกับช่วงที่คงค้างสถานการณ์สวิตช์ทำให้กำลังสูญเสียจากการสวิตช์น้อยลง ส่งผลให้กำลังสูญเสียรวมของอินเวอร์เตอร์ลดลงด้วย ถึงแม้ว่ากำลังสูญเสียจากการนำกระแสจะเพิ่มขึ้นแต่จะเห็นว่าอัตราส่วนของกำลังสูญเสียที่เพิ่มขึ้นมีค่าประมาณ 15.67 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ลดลงประมาณ 46 เปอร์เซ็นต์ ส่วนที่แตกต่างของผลการทดลองเมื่อเทียบกับภาระของอินเวอร์เตอร์ที่เป็นความต้านทานกับ ความต้านทานอนุกรมกับคาปาซิเตอร์ คือ ช่วงความถี่ระหว่าง 50-60 Hz เมื่อรักษาระดับให้คงที่ในขณะที่ความถี่เพิ่มขึ้นมีผลทำให้ค่าอินดักแตนซ์มีค่าน้อยลงดังนั้นกำลังสูญเสียจากการนำกระแสจะลดลงในขณะที่กำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะมีแนวโน้มที่จะเพิ่มขึ้น เมื่อนำค่าแรงดันและกำลังสูญเสียไปพล็อตกราฟเพื่อแสดงความสัมพันธ์และเปรียบเทียบประสิทธิภาพของแต่ละวิธีการจะได้ดังนี้



ภาพที่ 5-22 แสดงแรงดันระหว่างสายของวิธีคอนเวนชันนอล (CSVPWM) เทียบกับ
วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์

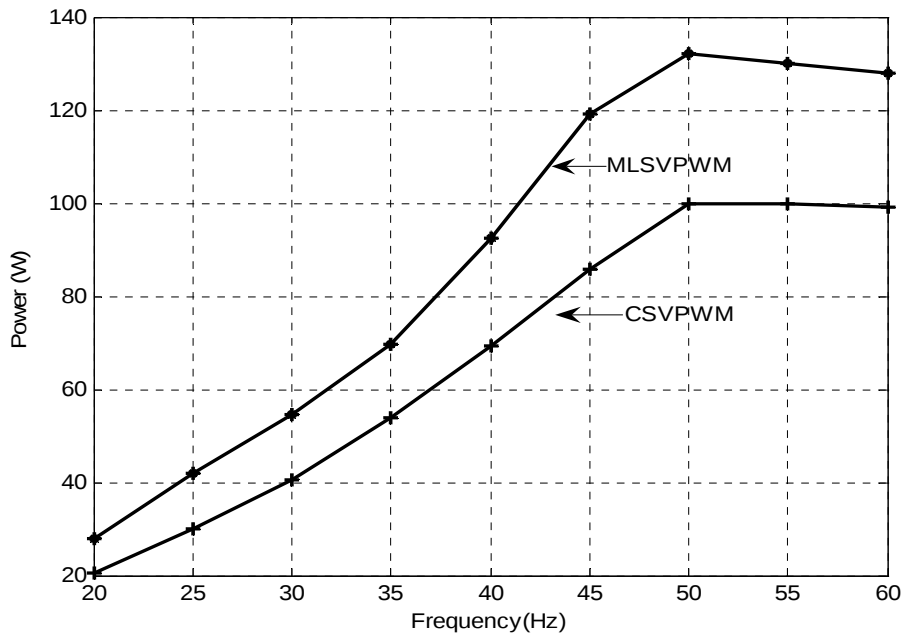
จากภาพที่ 5-22 แสดงแรงดันระหว่างสายของวิธีคอนเวนชันนอลเทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกเป็น 3 ช่วงคือช่วงความถี่ 0-20 Hz เป็นช่วงชดเชยแรงดันในช่วงที่ความถี่ต่ำในกรณีที่ภาระของอินเวอร์เตอร์เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ ช่วงความถี่ 20-50 Hz เป็นช่วงที่รักษาอัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ สังเกตจากแรงดันจะเพิ่มขึ้นตามความถี่ในอัตราส่วนเดียวกัน ช่วงความถี่ 50-60 Hz เป็นช่วงที่รักษาระดับแรงดันให้คงที่ไม่ให้เกินค่าพิกัด แต่จะเพิ่มขึ้นเพื่อปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ให้มากขึ้นได้ จากกราฟจะเห็นว่าที่ความถี่หลักมูลเท่ากันแรงดันระหว่างสายของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะมากกว่า วิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบคอนเวนชันนอล เมื่อคิดเป็นเปอร์เซ็นต์โดยเฉลี่ยวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะได้แรงดันระหว่างสายมากกว่าวิธีคอนเวนชันนอล ประมาณ 15 เปอร์เซ็นต์



ภาพที่ 5-23 แสดงอัตราส่วนของกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และกำลังสูญเสียจากการ นำกระแส

จากภาพที่ 5-23 แสดงอัตราส่วนของกำลังสูญเสียจากการสวิตช์และกำลังสูญเสียขณะนำกระแส โดยนำข้อมูลที่ได้จากตารางที่ 5-11 และตารางที่ 5-12 อัตราส่วนของกำลังสูญเสียจากการนำกระแส จะคำนวณจากกำลังสูญเสียจากการนำกระแสของ วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ลบด้วยกำลัง สูญเสียจากการนำกระแสของวิธีคอนเวนชันนอล หาค่าด้วยกำลังสูญเสียจากการนำกระแสของวิธี คอนเวนชันนอล เนื่องจากกำลังสูญเสียจากการนำกระแสของวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะ มากกว่าวิธีคอนเวนชันนอล ส่วนอัตราส่วนของกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะหาได้จากกำลัง สูญเสียจากการสวิตช์ของวิธีคอนเวนชันนอล ลบด้วยกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของวิธีลดกำลัง สูญเสียจากการสวิตช์ หาค่าด้วยกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของวิธีคอนเวนชันนอลเนื่องจากกำลัง สูญเสียจากการสวิตช์ของ วิธีคอนเวนชันนอลจะมากกว่าวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ จุดประสงค์ของการคำนวณเพื่อวิเคราะห์กำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่เพิ่มขึ้น และกำลังสูญเสีย จากการสวิตช์ที่ลดลงของ วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ จากภาพที่ 5-15 จะเห็นว่าอัตราส่วน ของกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ที่ลดลงมากกว่า อัตราส่วนที่เพิ่มขึ้นของกำลังสูญเสียจากการ นำกระแส โดยช่วงที่กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ลดลงมากที่สุดจะอยู่ในช่วงความถี่พิกัด ส่วน ช่วงความถี่ต่ำอัตราส่วนของการสูญเสียจากการนำกระแส จะมากกว่าอัตราส่วนการลดลงของกำลัง

สูญเสียจากการสวิตช์ เมื่อคิดโดยเฉลี่ยกำลังสูญเสียจากการนำกระแส จะเพิ่มขึ้นประมาณ 12 เปอร์เซ็นต์ ส่วนกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะลดลงประมาณ 22 เปอร์เซ็นต์



ภาพที่ 5-24 กำลังด้านออกของวิธีคอนเวนชันนอลเทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์

จากภาพที่ 5-24 แสดงกำลังด้านออกของวิธีคอนเวนชันนอลเทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ ลักษณะของกราฟที่ได้จะคล้ายกับกราฟของแรงดันในภาพที่ 5-13 เนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะแปรผันกับแรงดันระหว่างสายและกระแสในสาย จากกราฟจะเห็นว่าวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะได้กำลังไฟฟ้าด้านออก มากกว่าวิธีคอนเวนชันนอลที่ความถี่หลักมูลเท่ากัน เมื่อพิจารณาจากกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ จึงสรุปได้ว่าวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สามระดับได้

บทที่ 6

สรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์

ในการทำวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์สามระดับแบบแหล่งจ่ายแรงดันโดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบอร์ TMS320F2812 ควบคุมการทำงานและสร้างสัญญาณสวิตช์ ในขั้นตอนแรกได้ทำการศึกษา วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์ ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับโดยศึกษาซึ่งเทคนิคที่นิยมใช้กันมาก คือเทคนิคการมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบคอนเวนชันนอล (CSVPWM) แต่เนื่องจากวิธีการนี้ไม่ได้แก้ปัญหา กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ ดังนั้น ผู้วิจัยจึงได้ศึกษาวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่สามารถแก้ปัญหาจากการสวิตช์ได้ จากการศึกษาจากงานวิจัยที่ผ่านมาสรุปได้ว่าเทคนิคที่เหมาะสมในการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์คือวิธีการคงค่าสถานะการสวิตช์ 60 องศาไฟฟ้า ของพัลส์ในซีกบวกและ 60 องศาของพัลส์ในซีกลบโดยช่วงที่คงค่าสถานะการสวิตช์ที่เหมาะสมที่สุดคือช่วงค่ายอดของรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ เนื่องจากโหลดของอินเวอร์เตอร์แต่ละโหลดจะมีมุมกระแสแตกต่างกันดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอ วิธีการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่สามารถใช้ได้กับโหลดที่มีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์นำหน้า, เพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับหนึ่ง และเพาเวอร์แฟกเตอร์ล่าช้าซึ่งเหมาะสำหรับโหลดที่เป็นมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบการสร้างสัญญาณสวิตช์ในขั้นตอนแรก ได้ทำการทดสอบโดยการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เมื่อทดสอบการจำลองจนได้ผลที่ถูกต้องแล้วจึงนำรูปแบบการสร้างสัญญาณสวิตช์มาเขียนโปรแกรมด้วย Code Composer Studio F2812 Ezdsp จากนั้นทำการวัดสัญญาณสวิตช์ของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเทียบกับสัญญาณสวิตช์ จากการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งสัญญาณที่ได้จะเหมือนกับการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ การทดสอบกับระบบจริงโดยการทดสอบกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ, โหลดตัวต้านทาน, ตัวต้านทานกับอินดักเตอร์และตัวต้านทานกับตัวเก็บประจุที่แรงดัน VDC 150V จากการทดลองสามารถสรุปได้ดังนี้

1. เมื่อทดสอบวัดแรงดันระหว่างสายช่วงที่เวกเตอร์แรงดันอ้างอิงหมุนอยู่ในหกเหลี่ยมใน (ค่าดัชนีการมอดูเลตน้อยกว่า 0.5) จะได้แรงดันสองระดับคือ $+VDC/2$ และ $-VDC/2$ เนื่องจากในการสร้างเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงจะใช้เฉพาะเวกเตอร์ศูนย์กับเวกเตอร์แรงดันขนาดเล็ก รูปคลื่นที่ได้จึงเหมือนกับอินเวอร์เตอร์สองระดับ และเมื่อเวกเตอร์แรงดันหมุนอยู่นอกหกเหลี่ยมใน

ซึ่งช่วงนี้จะใช้เวกเตอร์ที่อยู่ล้อมรอบเวกเตอร์แรงดันอ้างอิงประกอบด้วยเวกเตอร์แรงดันขนาดเล็ก, เวกเตอร์แรงดันขนาดกลาง, และเวกเตอร์แรงดันขนาดใหญ่เพื่อสร้างเวกเตอร์แรงดันอ้างอิง แรงดันที่วัดได้จะมี 5 ระดับคือ $+V_{DC}$, $+V_{DC}/2$, 0 , $-V_{DC}/2$, $V_{DC}/2$

2. การทดสอบวัดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ (ในการทดลองนี้ใช้ MOSFET FQP7N80C) และกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์สามารถสรุปได้ดังนี้

2.1 เมื่อทดสอบกับโหลดตัวต้านทาน 30 โอห์มต่อแบบสตาร์ พิจารณาจากช่วงที่ไม่มีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์กับช่วงจุดยอดของรูปคลื่นกระแส วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แบบที่สอง ช่วงจุดยอดของรูปคลื่นกระแสจะตรงกับช่วงที่ไม่มีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ 60 องศาทั้งทางด้านบวกและด้านลบ เนื่องจากช่วงไม่มีการสวิตช์จะอยู่ตรงกลางของรูปคลื่นแรงดัน

2.2. เมื่อทดสอบกับโหลดตัวต้านทานกับคาปาซิเตอร์โดยการให้ค่าคาปาซิเตอร์คงที่และปรับค่าความต้านทานเพื่อให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์นำหน้า 30 องศาตามที่ออกแบบโปรแกรมไว้ พิจารณาจากช่วงที่ไม่มีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์กับช่วงจุดยอดของรูปคลื่นกระแส วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แบบที่หนึ่ง ช่วงจุดยอดของรูปคลื่นกระแสจะตรงกับช่วงที่ไม่มีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ 60 องศาทั้งทางด้านบวกและด้านลบ

2.3 เมื่อทดสอบกับโหลดตัวต้านทานกับอินดักแตนซ์โดยการให้อินดักแตนซ์คงที่และปรับค่าความต้านทานเพื่อให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ล่าช้า 30 องศา ตามที่ออกแบบโปรแกรมไว้ พิจารณาจากช่วงที่ไม่มีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์กับช่วงจุดยอดของรูปคลื่นกระแส วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แบบที่สาม ช่วงจุดยอดของรูปคลื่นกระแสจะตรงกับช่วงที่ไม่มีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ 60 องศาทั้งทางด้านบวกและด้านลบ

2.4 เมื่อทดสอบกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์สามระดับที่ได้ออกแบบสำหรับทดสอบที่กำลังต่ำ จึงไม่ได้ทดสอบ ที่ค่าพิกัดแรงดันของมอเตอร์ (220V/380V) การทดสอบที่แรงดัน DC LINK 200 VDC โดยใช้มอเตอร์ Derrarenzo ขนาด 200 W $\cos \theta = 0.8$ ภาระของมอเตอร์ใช้ชุดเบรกผงแม่เหล็ก (Magnetic Powder Brake) การทดลองให้มอเตอร์ทำงานที่พิกัดโดยการปรับภาระของโหลด ให้ได้ค่ามุมต่างเฟสระหว่างกระแสกับแรงดันเท่ากับ 36.86° วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แบบที่สามช่วงจุดยอดของรูปคลื่นกระแสจะตรงกับช่วงที่ไม่มีการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ 60 องศาทั้งทางด้านบวกและด้านลบ เนื่องจากวิธีนี้ออกแบบสำหรับใช้กับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำแต่ก็เหมาะสมสำหรับมอเตอร์ทำงานที่ค่าพิกัด

3. การทดสอบวัดแรงดันไฟฟ้า, กระแสไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าด้วยดิจิตอลวัตต์มิเตอร์

จากการทดสอบวัดแรงดันขาออก และกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่าวิธีที่ลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะได้ขนาดของแรงดันไฟฟ้า และกำลังไฟฟ้ามกกว่าวิธีคอนเวนชันนอล

สเปซเวกเตอร์ แสดงว่านอกจากจะสามารถลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์แล้วยังสามารถเพิ่มแรงดันออกระหว่างสายได้อีกด้วย เมื่อทำการหาประสิทธิภาพเทียบกับวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์จะมีประสิทธิภาพมากกว่าวิธีคอนเวนชันแนลสเปซเวกเตอร์

4. ผลการคำนวณค่ากำลังสูญเสียวิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์กำลังสูญเสียรวมและกำลังสูญเสียจากการสวิตช์สวิตช์จะน้อยกว่าวิธีคอนเวนชันแนล แต่กำลังสูญเสียขณะนำกระแสจะมากกว่าวิธีคอนเวนชันแนล แต่อย่างไรก็ตามอัตราส่วนของกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ที่ลดลง จะมากกว่าอัตราส่วนของกำลังสูญเสียจากการนำกระแสที่เพิ่มขึ้น

6.2 ข้อเสนอแนะและงานวิจัยที่สามารถทำได้ในอนาคต

1. ในการออกแบบโปรแกรมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล สิ่งที่ต้องระมัดระวังก็คือ การทดสอบสัญญาณเอาต์พุตที่ พอร์ต EVA, EVB เนื่องจากอินเวอร์เตอร์สามระดับต้องใช้ 12 สัญญาณสวิตช์ดังนั้นไม่ควรวัดสัญญาณจากพอร์ตโดยตรงเพราะจะทำให้พอร์ตเสียหายได้

2. ในการทดลองของงานวิจัยนี้ไม่ได้ทดลองขับเคลื่อนที่แรงดันและกำลังไฟฟ้าพิกัดเนื่องจากข้อจำกัดด้านอุปกรณ์ทางฮาร์ดแวร์ ดังนั้นงานวิจัยอินเวอร์เตอร์สามระดับในขั้นตอนต่อไปควรสร้างวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์สามระดับที่สามารถทดสอบที่แรงดันพิกัดได้

3. วิธีการที่ออกแบบยังไม่ได้ทดสอบการทำงานช่วง Over Modulation ดังนั้นควรมีการวิจัยวิธีการลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในช่วง Over Modulation

4. จากการทดลองวัดรูปคลื่นของแรงดันและกระแสในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการมอดูเลตต่ำเป็นดัชนีการมอดูเลตสูงจะเกิดการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นแรงดันและกระแสในช่วงเวลาดังกล่าวดังนั้นควรมีการวิจัยเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว

5. การใช้มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์จะทำให้กำลังสูญเสียขณะนำกระแสมีค่าสูงเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแสของมอสเฟตจะมีค่าสูง จึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์สามระดับที่มีอุปกรณ์สวิตช์ 12 ตัว ควรใช้ IGBT แต่อาจมีปัญหาราคาค่อนข้างสูง

6. วิธีลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สามระดับในงานวิจัยนี้ จะใช้โปรแกรมในการเขียนทั้งหมด 3 โปรแกรมแยกกัน ซึ่งช่วงที่ไม่มีการสวิตช์กำหนดจากโปรแกรม ดังนั้นถ้ามุมเฟสของกระแสไม่ตรงกับช่วงที่ออกแบบไว้ ค่ายอดของรูปคลื่นกระแสก็จะไม่ตรงกับช่วงที่ไม่มีการสวิตช์ ดังนั้นควรมีการศึกษาวิธีการที่จะทำให้ช่วงที่ไม่มีการสวิตช์ปรับตามโหลดได้แบบอัตโนมัติโดยไม่ต้องแยกโปรแกรม โดยใช้มุมต่างเฟสของกระแสกับแรงดันเป็นตัวกำหนดช่วงคงค้างสถานะการสวิตช์

เอกสารอ้างอิง

1. วีระชัย ชันเงิน, วุฒิพล ชาราธิรเศรษฐ์. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง กรุงเทพมหานคร :
ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง, 2548
2. Ajit Kumar Chattopadhyay, "Power electronic-past, present and future" IEEE Distinguished Lecturer , September 15,2004
3. T. Kawanabata, M. koyama, S. Tamai, and R. Uchida, "A new PWM method of a three-level inverter considering minimum pulse width and neutral voltage balance control, " Trans. Ins. Elect..Jpn.1993 , pp 865-873
4. M. Koyama, T. Fujii, R. Uchida, and T. Kawabata, "Space voltage vector base new PWM method for large capacity three-level GTO inverter, " in proc,IEEE IECON'92, 1992, pp.271-276.
5. K. Yamanaka, A.M. Hava, H.Kirino, Y.Tanaka, M.Zenke, and N.koka, "A novel neutral point potential stabilization technique using the information of output current polarities and voltage vector." IEEE Trans. Power Electron., 2002,vol 38, no. 6 , pp.1572-1580.
6. A.M. Trzynadlowski, "Space vector PWM technique with minimum switching loss and a variable pulse rate " proc. IECON'93, pp.689-694.
7. คณิตพันธ์ บุญสมเชื้อ " การมอดูเลทความกว้างพัลส์ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันชนิดความสูญเสียจากการสวิตช์ต่ำ" วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนคร
เหนือ , 2543
8. Hongyang Wu, Xiangning He, "Inherent correlation between multilevel carries-
base PWM and space vector PWM " IEEE transaction on Power Electronics, 2001
9. Abdul Rahiman Beig, V.T. Raganathan "Space vector base clamped PWM
algorithms for three level inverters: Implementation, performance analysis
and application considerations" IEEE transaction on Power Electronics,
2003, pp. 569-575
10. B.Kaku, I. Miyashita, S. Sone "Switching loss minimized space vector PWM
method for IGBT three-level inverter" IEE Proc-Electr. Power Appl., vol.
144. no. 3 ,May 1997

11. สุธี ธีรวงษ์ “วิธีปรับความกว้างพัลส์อย่างง่ายสำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ” วิทยานิพนธ์
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2540
12. Texas instrument TMS320F2812 DSP controller- system and peripheral
reference guide, 2000
12. H.Y. Liu, N.S. Choi and G.H. Cho, “DSP base space vector PWM for three level
inverter with DC link voltage balancing” , Proceedings of the IECCON91
conference, Sept. 1991
13. Shengming Li, Longya Xu, “A DSP peripheral design for three-level inverter
space vector PWM modulation”, IEEEtransaction on Power
Electronics, 2003, pp. 189-194
14. H. Kim, D. Jung, and S. Sul, “A new discontinuous PWM strategy of neutral-
point clamped inverter,” in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 2000
15. Chesley Chao , Using WARP SpeedTM IGBTs In Place of Power MOSFETs at
Over 100 KHz Converter Application. International Rectifier
Corporation.
16. ศิวะ หงนก. เทคนิคการปรับความเร็วรอบมอเตอร์แรงดันสูง
[http:// www.9engineer.com/au_main/Drives](http://www.9engineer.com/au_main/Drives)

Minimized Switching Loss SVPWM for Three-level inverters

Phuwadol Mingkhuan, Khatathap Swatdipisal

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,

King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand

E-mail: mphuwadol@yahoo.com , ktts@kmitnb.ac.th

Abstract

The three-level neutral point clamped (NPC) inverter has evolved into the standard for medium voltage motor drive systems. There are twelve switching devices (twice as the two level inverters), consequently the switching loss problem is more serious. This paper describes the minimized switching loss SVPWM methods for the three-level inverters. Hard switching technique is employed for reducing the average switching frequency. All types of minimized switching loss methods are simulated by using MATLAB\ Simulink.

Keywords: Three level inverter, switching loss. Hard switching technique, SVPWM, Digital controller.

1. INTRODUCTION

Three-level inverters are suitable for the high voltage AC drive. Each switching device is clamped to the half of DC-link voltage. The harmonic components of output voltage is less than the two level inverter at the same switching frequency. The problem of the three-level inverters is the switching loss because there are twelve switching devices. Discontinuous modulation PWM techniques [1] is introduced to reduce switching loss for the two level inverter. However, it is not suitable for the three-level inverters. The three-level inverters supplies 27 output voltage space vectors, thus

control of the three-level inverters is more difficult than the two level inverter. Space vector base bus clamp PWM algorithms [2] uses bus clamp technique to reduce the switching loss but it is suitable for the high switching frequency.

This paper used hard switching techniques to reduce the average switching frequency and set the no switching duration in the centre of the peak value region of load current. Each sector of this method consists of four regions of the space vector, thus it's easy to determine the location of the command voltage for select the switching pattern. In this paper, the minimized switching loss methods Type1 is used to reduction switching loss for the unity power factor loads. Type2 is used for the lagging loads and Type3 is used for the leading loads.

2. SVPWM TECHNIQUES

The circuit diagram of the three-level inverters is shown in Fig.1. The three phase AC output are denoted as U, V, W respectively. Each phase has the possibility to output $+V_{dc}/2$, 0, $-V_{dc}/2$ with the reference to DC bus middle point and each branch consists of two main switches, two auxiliary switches and two auxiliary diodes. The switching state (+1, 0, -1) are summarized in Table1 for the three phase U, V and W.

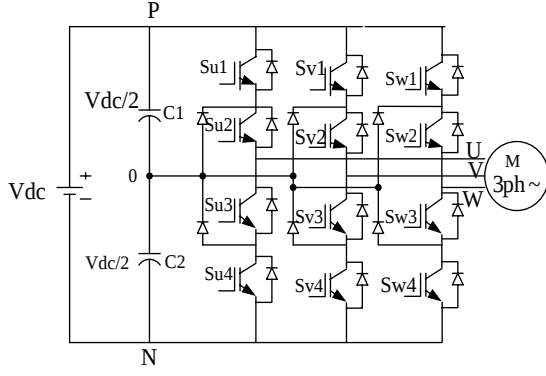


Fig.1: Circuit diagram of the three-level inverters

Table 1 : Switching state for the three-level inverters ($x= u, v, w$)

Switching State	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	V_{xn}
1	On	On	Off	Off	$V_{dc}/2$
0	Off	On	On	Off	0
-1	Off	Off	On	On	$-V_{dc}/2$

Table1 shows the total switching states of the three-level inverters. There are $3^3=27$ switching states. From actual space vector analysis, the inverter can only produce 19 distinct space vectors, which are shown in Fig.2. They can be classified into five groups as shown in Table2.

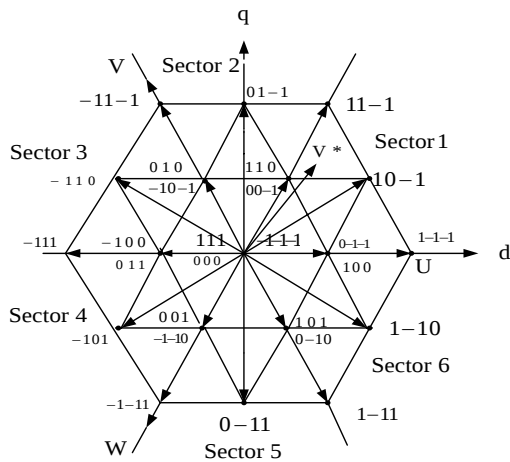


Fig.2: Space vectors of the three-level inverters

Table 2: Groups of the Space Voltage Vectors

Large vector	Middle vector	P-type Small vector	N-type Small vector	Zero vector
1 -1 -1	1 0 -1	1 0 0	0 -1 -1	
1 1 -1	0 1 -1	1 1 0	0 0 -1	0 0 0
-1 1 -1	-1 1 0	0 1 0	-1 0 -1	1 1 1
-1 1 1	-1 0 1	0 1 1	-1 0 0	-1 -1 -1
-1 -1 1	0 -1 1	0 0 1	-1 -1 0	
1 -1 1	1 -1 0	1 0 1	0 -1 0	

Space vector diagram of three-level inverters in Fig.2 consists of the six major triangular sectors each sector represents 60 degrees of the fundamental cycle. There are four small triangular sectors in the each major sector.

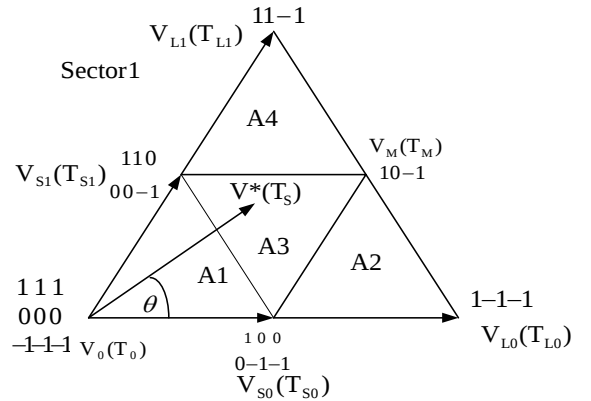


Fig.3: Space voltage vector in sector 1

Fig. 3 shows the command vector (v^*) falls within small rectangular A3. The vector output can be calculated according to the following vector equations.

$$T_{S0}V_{S0} + T_MV_M + T_{S1}V_{S1} = V^*T_S \quad (1)$$

$$T_{S0} + T_M + T_{S1} = T_S \quad (2)$$

The location of the command vector can be calculated in the four criterions when the command vector is described as.

$$V^* = V_x + jV_y \quad (3)$$

$$\text{Criterion 1: } V_y \geq \frac{\sqrt{3}}{4}$$

$$\text{Criterion 2: } V_x + \frac{2}{\sqrt{3}}V_y \geq 0.5$$

$$\text{Criterion 3: } V_x - \frac{2}{\sqrt{3}}V_y \geq 0.5$$

$$\text{Criterion 4: } V_x - \frac{2}{\sqrt{3}}V_y \geq 0$$

The sector of the command is determined according to Table3.

Table 3: The relation between the region and the criterions

criterion	Region A1	Region A2	Region A3	Region A4
1	False	False	False	True
2	False	True	True	True
3	False	True	False	False
4	True	True	True	True

3. MINIMIZED SWITCHING LOSS SVPWM

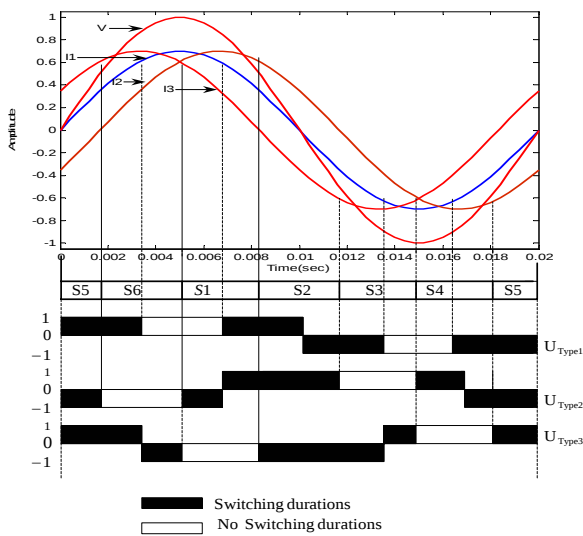


Fig.4: No switching duration

Fig.4 shows the no switching durations for the minimized switching loss methods Type1, Type2 and Type 3. Where phase-U is reference phase and theta is 30 degrees for the leading loads (Type2), and 30 degrees for lagging loads (Type3). The no switching duration must be 60 degrees for the positive and the negative peak value region of load current. The best method for reducing switching loss is to set the no switching durations in the center of the positive and the negative peak value region of the load current [3]. For example, the vector sequence in area3 (A3) Type2 shown in fig 5.

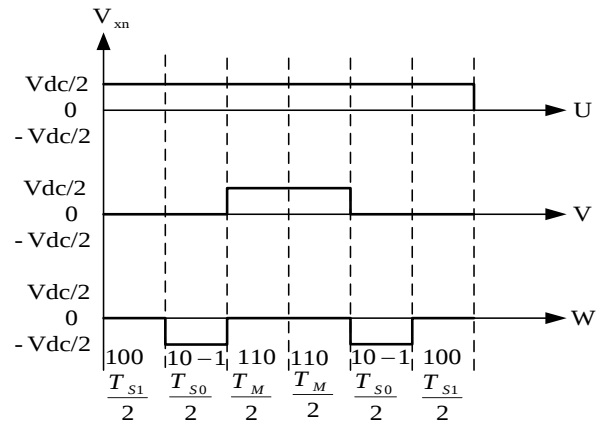


Fig.5: Vectors sequence area3 Type2

4. SIMULATION RESULTS

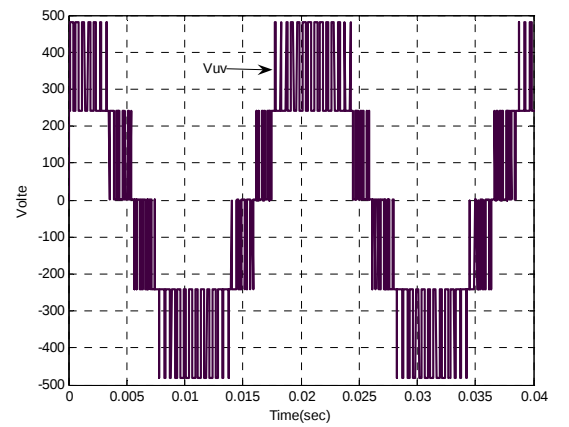


Fig. 6: Line to line voltage

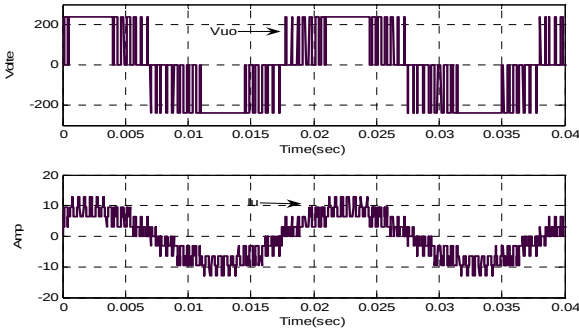


Fig.7: V_{uo} , I_u Type1 Load resister

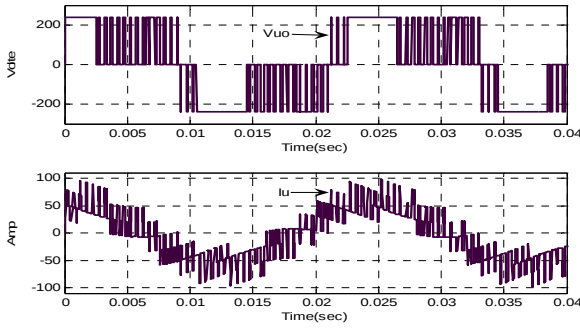


Fig.8: V_{uo} , I_u Type2 Load R-C

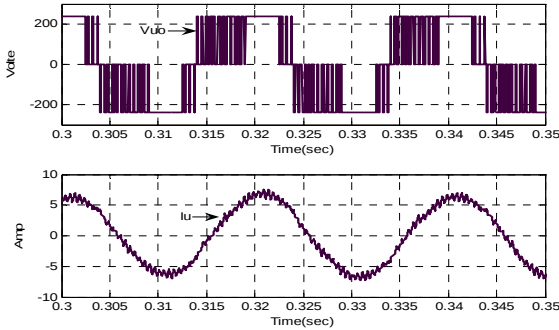


Fig.9: V_{uo} , I_u Type3 Load induction motor

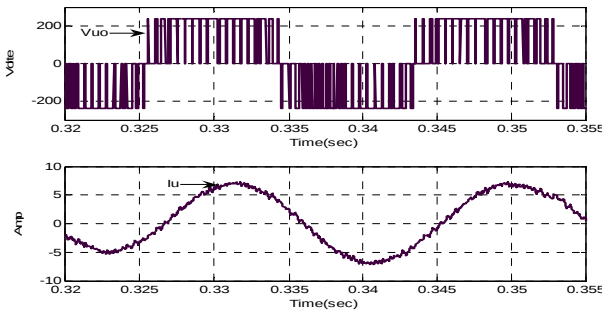


Fig.10: V_{uo} , I_u Conventional space vector method

Fig. 6 shows line to line voltage for the three-level inverters. There are five levels voltage; V_{dc} , $V_{dc}/2$, 0, $-V_{dc}/2$, and $-V_{dc}$. Fig. 7-9 shows the simulation results of the minimized switching loss methods. The duration of no switching is set to the center of the positive and the negative peak value region of load current. The no switching duration is 60 degrees for the positive half period and 60 degrees for the negative half period. Fig.10 shows the conventional space vector method which there is no reduction of switching loss control.

5. CONCLUSIONS

A types of the minimized switching loss methods can be reduce the switching loss at least by 33% when comparing with the conventional space vector PWM (Fig.10). The minimized switching loss methods used to improved the system efficiency and the output voltage quality. The proposed method is accuracy for determine the location of voltage vector. The implementation on DSP TMS320 F2812 will be done in the future work.

6. REFERENCES

- [1] Tazynadllowski, A.M: "Space vector PWM technique with minimum switching loss and variable pulse rate". *Proc.IECON'93*
- [2] G.Narayanan and V.T. Rangathan, "Space vector Base Bus clamp PWM Algorithm for Three level inverters", *IEEE Transition power Electronic, 2003*, pp.569-575
- [3] B.KAKU, I.Miyayashita and S.Sone, "Switching loss minimized SVPWM for IGBT three level inverter", *IEEE Proc Electrical Power Application*, 1997, pp.182-189
- [4] BOSE, B.K.: "Modern power electronics", *IEEE Press Sci. Repr. Ser.*, 1991, pp. 173-182

FQP7N80C/FQPF7N80C

800V N-Channel MOSFET

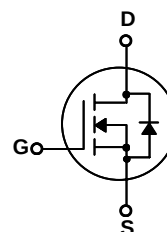
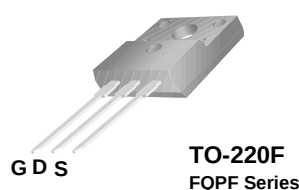
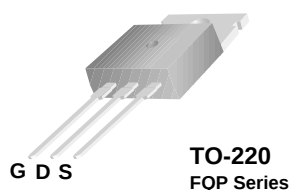
General Description

These N-Channel enhancement mode power field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, planar stripe, DMOS technology.

This advanced technology has been especially tailored to minimize on-state resistance, provide superior switching performance, and withstand high energy pulse in the avalanche and commutation mode. These devices are well suited for high efficiency switch mode power supplies.

Features

- 6.6A, 800V, $R_{DS(on)} = 1.9\Omega$ @ $V_{GS} = 10V$
- Low gate charge (typical 27 nC)
- Low C_{rss} (typical 10 pF)
- Fast switching
- 100% avalanche tested
- Improved dv/dt capability



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	FQP7N80C	FQPF7N80C	Units
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	800		V
I_D	Drain Current - Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	6.6	6.6 *	A
	- Continuous ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	4.2	4.2 *	A
I_{DM}	Drain Current - Pulsed (Note 1)	26.4	26.4 *	A
V_{GSS}	Gate-Source Voltage	± 30		V
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy (Note 2)	580		mJ
I_{AR}	Avalanche Current (Note 1)	6.6		A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (Note 1)	16.7		mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (Note 3)	4.5		V/ns
P_D	Power Dissipation ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	167	56	W
	- Derate above 25°C	1.33	0.44	W/ $^\circ\text{C}$
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +150		$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum lead temperature for soldering purposes, 1/8" from case for 5 seconds	300		$^\circ\text{C}$

* Drain current limited by maximum junction temperature.

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	FQP7N80C	FQPF7N80C	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case	0.75	2.25	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink Typ.	0.5	--	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	62.5	62.5	$^\circ\text{C/W}$

Electrical Characteristics $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-----	-------

Off Characteristics

BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	800	--	--	V
$\Delta BV_{DSS} / \Delta T_J$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$, Referenced to 25°C	--	0.93	--	V/ $^\circ\text{C}$
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 800\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	--	--	10	μA
		$V_{DS} = 640\text{ V}, T_C = 125^\circ\text{C}$	--	--	100	μA
I_{GSSF}	Gate-Body Leakage Current, Forward	$V_{GS} = 30\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	--	--	100	nA
I_{GSSR}	Gate-Body Leakage Current, Reverse	$V_{GS} = -30\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	--	--	-100	nA

On Characteristics

$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	3.0	--	5.0	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-Resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 3.3\text{ A}$	--	1.57	1.9	Ω
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 3.3\text{ A}$ (Note 4)	--	5.5	--	S

Dynamic Characteristics

C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V},$ $f = 1.0\text{ MHz}$	--	1290	1680	pF
C_{oss}	Output Capacitance		--	120	155	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		--	10	13	pF

Switching Characteristics

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 400\text{ V}, I_D = 6.6\text{ A},$ $R_G = 25\text{ }\Omega$ (Note 4, 5)	--	35	80	ns
t_r	Turn-On Rise Time		--	100	210	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		--	50	110	ns
t_f	Turn-Off Fall Time		--	60	130	ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DS} = 640\text{ V}, I_D = 6.6\text{ A},$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (Note 4, 5)	--	27	35	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge		--	8.2	--	nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge		--	11	--	nC

Drain-Source Diode Characteristics and Maximum Ratings

I _S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current		--	--	6.6	A
I _{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current		--	--	26.4	A
V _{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	V _{GS} = 0 V, I _S = 6.6 A	--	--	1.4	V
t _{rr}	Reverse Recovery Time	V _{GS} = 0 V, I _S = 6.6 A, dI _F / dt = 100 A/μs (Note 4)	--	650	--	ns
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge		--	7.0	--	μC

Notes:

1. Repetitive Rating : Pulse width limited by maximum junction temperature
2. $L = 25\text{ mH}, I_{AS} = 6.6\text{ A}, V_{DD} = 50\text{ V}, R_G = 25\text{ }\Omega$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$
3. $I_{SD} \leq 8\text{ A}, di/dt \leq 200\text{ A}/\mu\text{s}, V_{DD} \leq BV_{DSS}$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$
4. Pulse Test : Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty cycle $\leq 2\%$
5. Essentially independent of operating temperature

Typical Characteristics

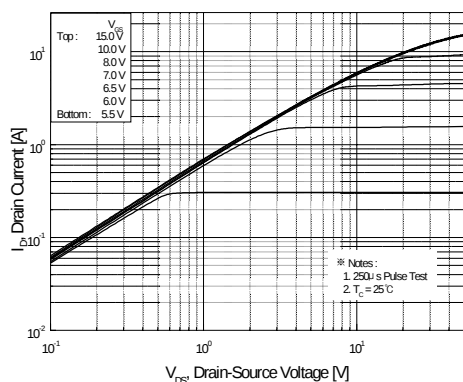


Figure 1. On-Region Characteristics

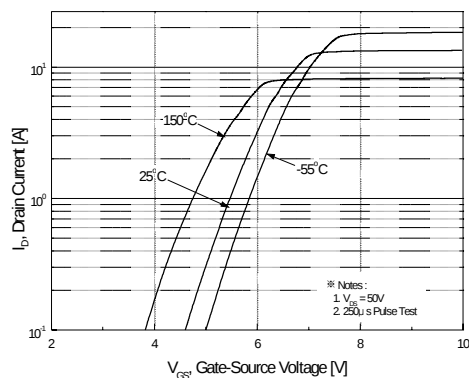


Figure 2. Transfer Characteristics

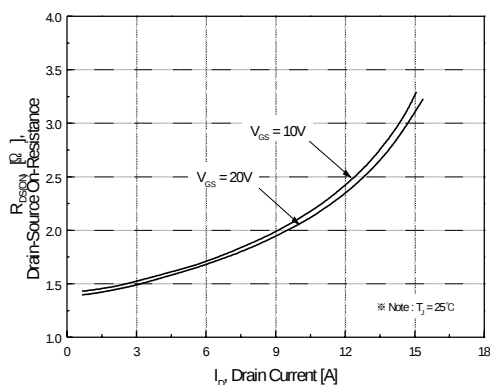


Figure 3. On-Resistance Variation vs Drain Current and Gate Voltage

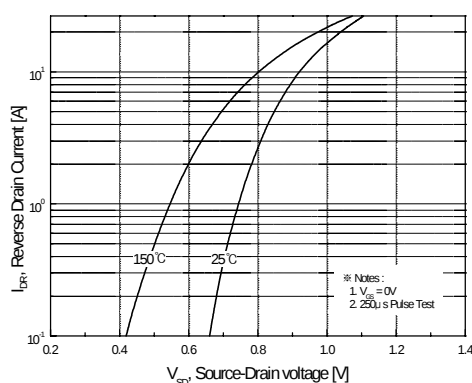


Figure 4. Body Diode Forward Voltage Variation with Source Current and Temperature

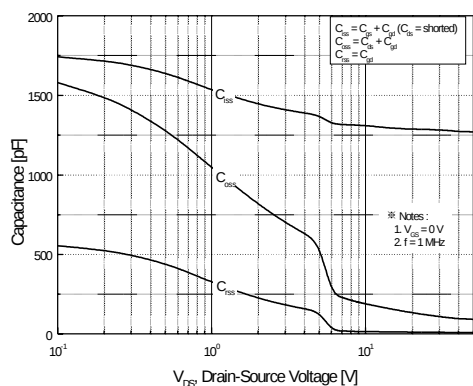


Figure 5. Capacitance Characteristics

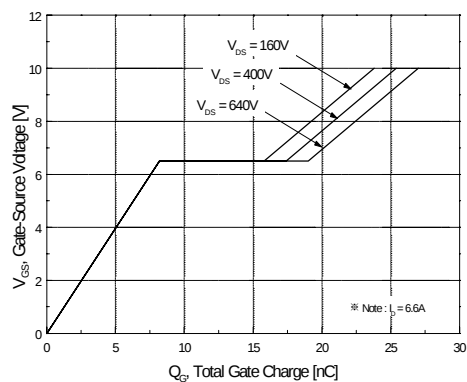


Figure 6. Gate Charge Characteristics

Typical Characteristics (Continued)

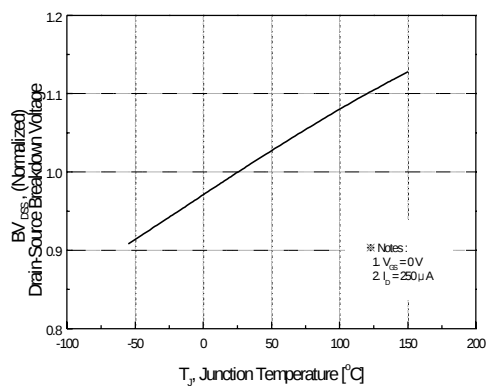


Figure 7. Breakdown Voltage Variation vs Temperature

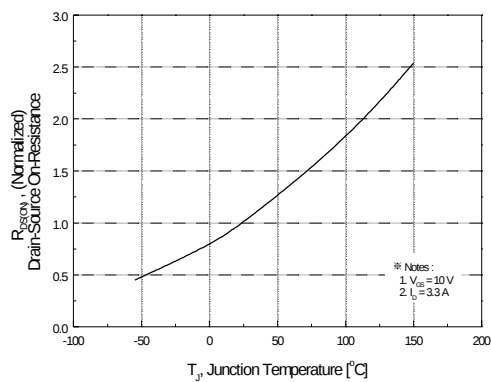


Figure 8. On-Resistance Variation vs Temperature

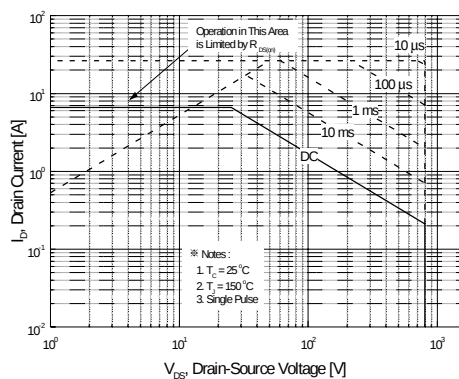


Figure 9-1. Maximum Safe Operating Area for FQP7N80C

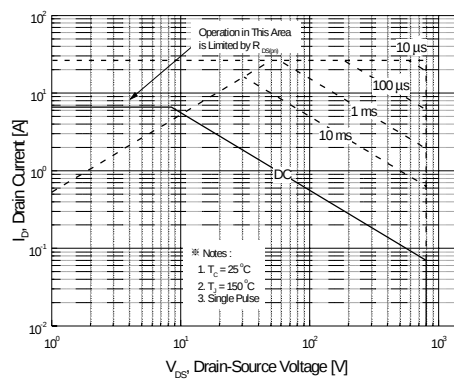


Figure 9-2. Maximum Safe Operating Area for FQPF7N80C

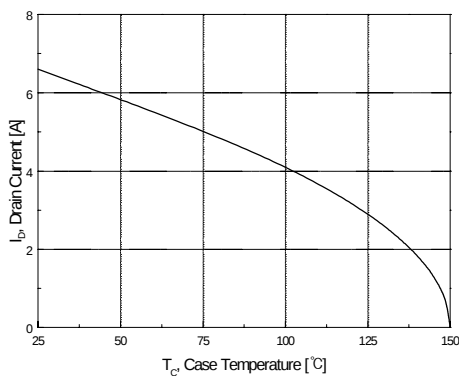


Figure 10. Maximum Drain Current vs Case Temperature

Typical Characteristics (Continued)

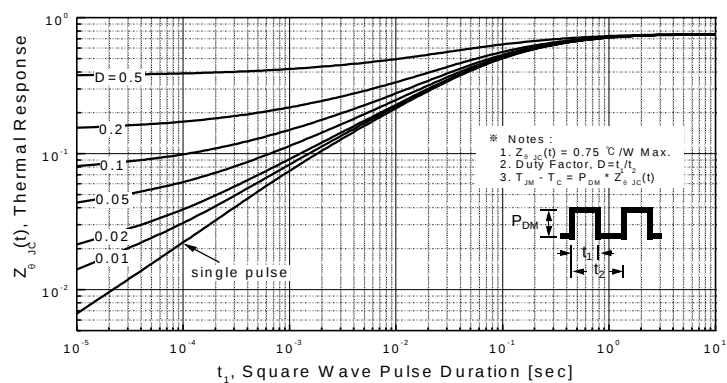


Figure 11-1. Transient Thermal Response Curve for FQP7N80C

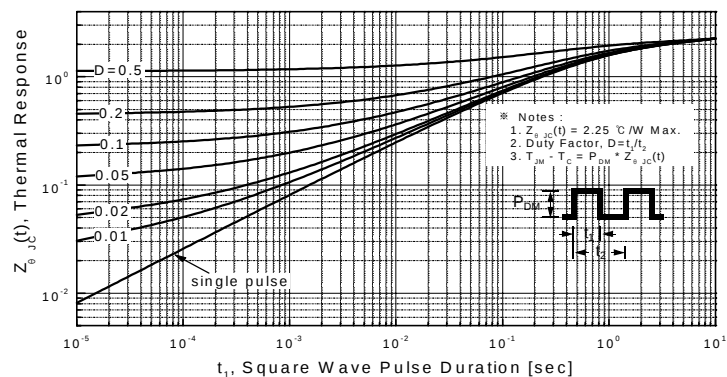
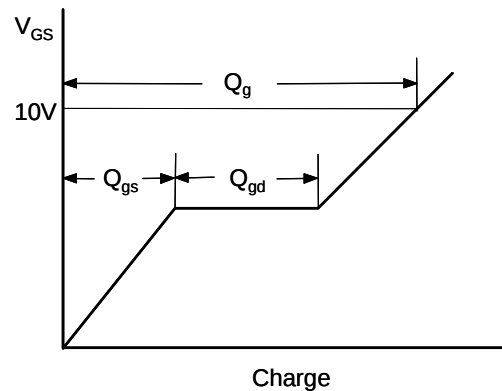
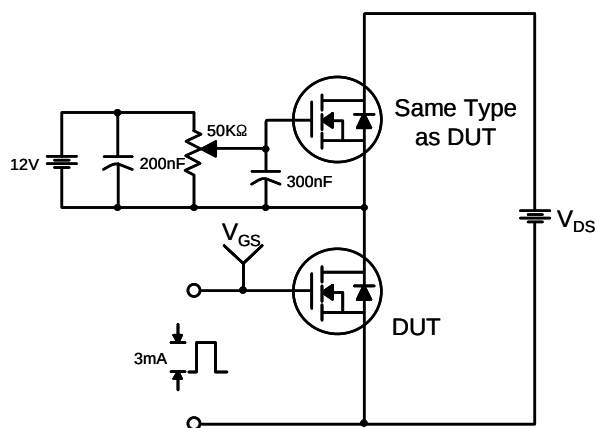
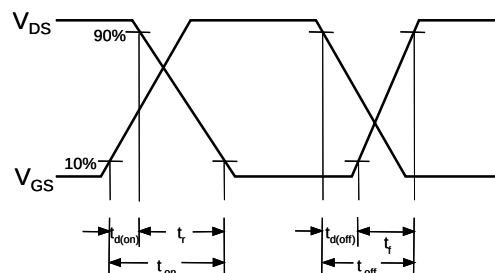
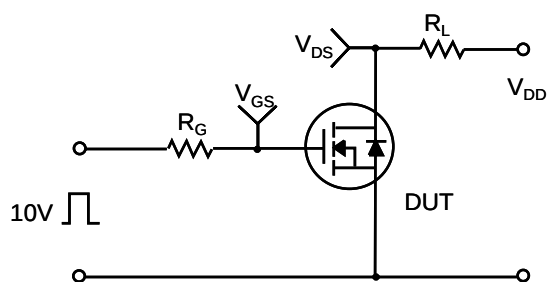


Figure 11-2. Transient Thermal Response Curve for FQPF7N80C

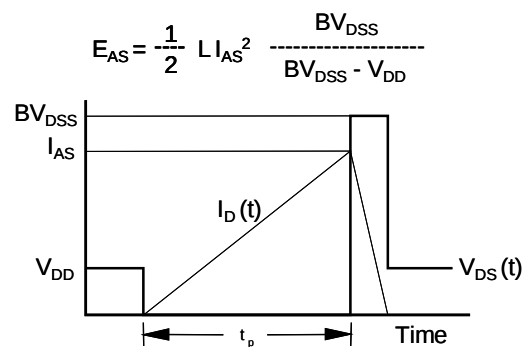
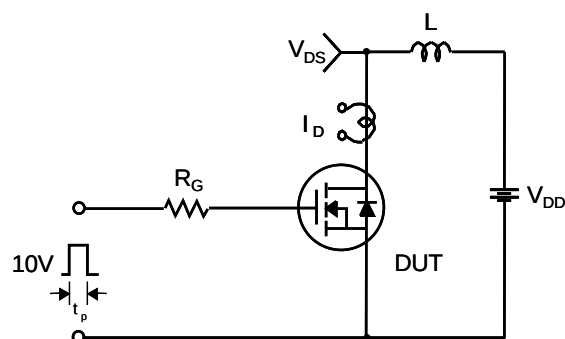
Gate Charge Test Circuit & Waveform



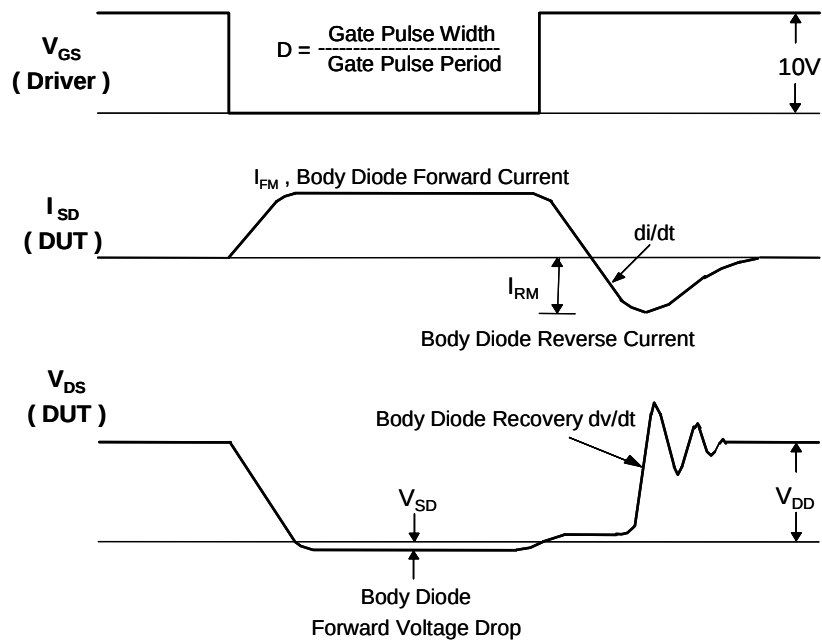
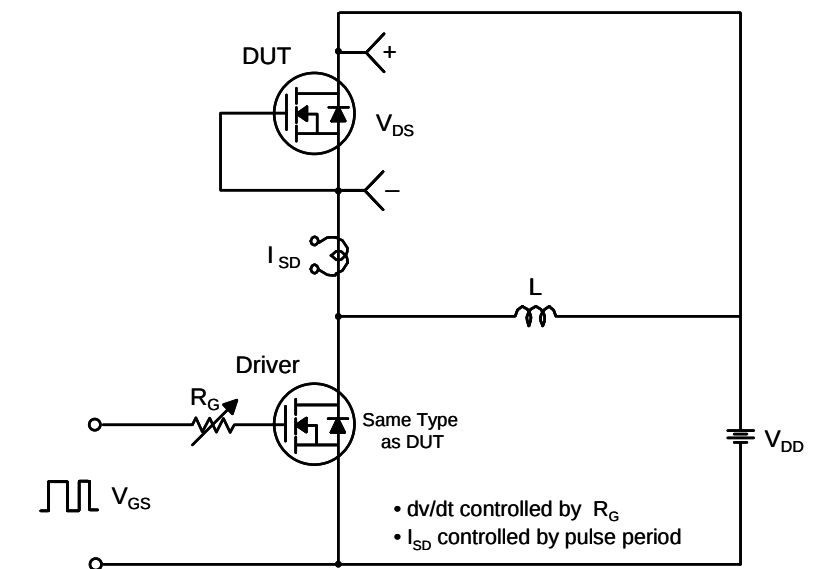
Resistive Switching Test Circuit & Waveforms



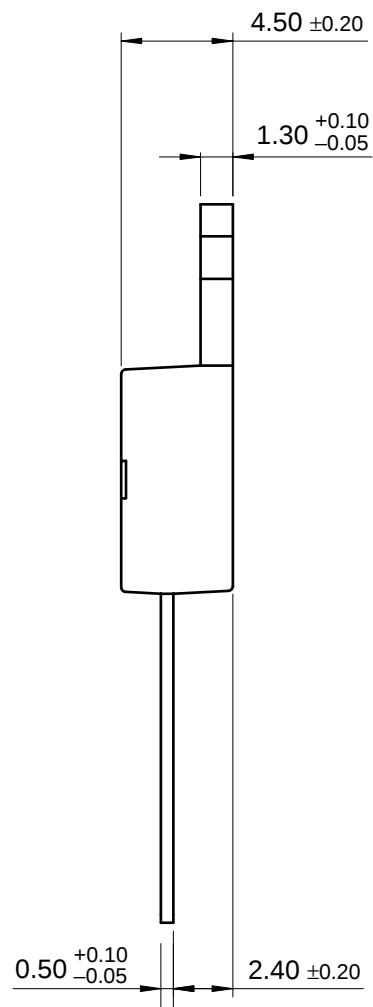
Unclamped Inductive Switching Test Circuit & Waveforms



Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit & Waveforms



TO-220

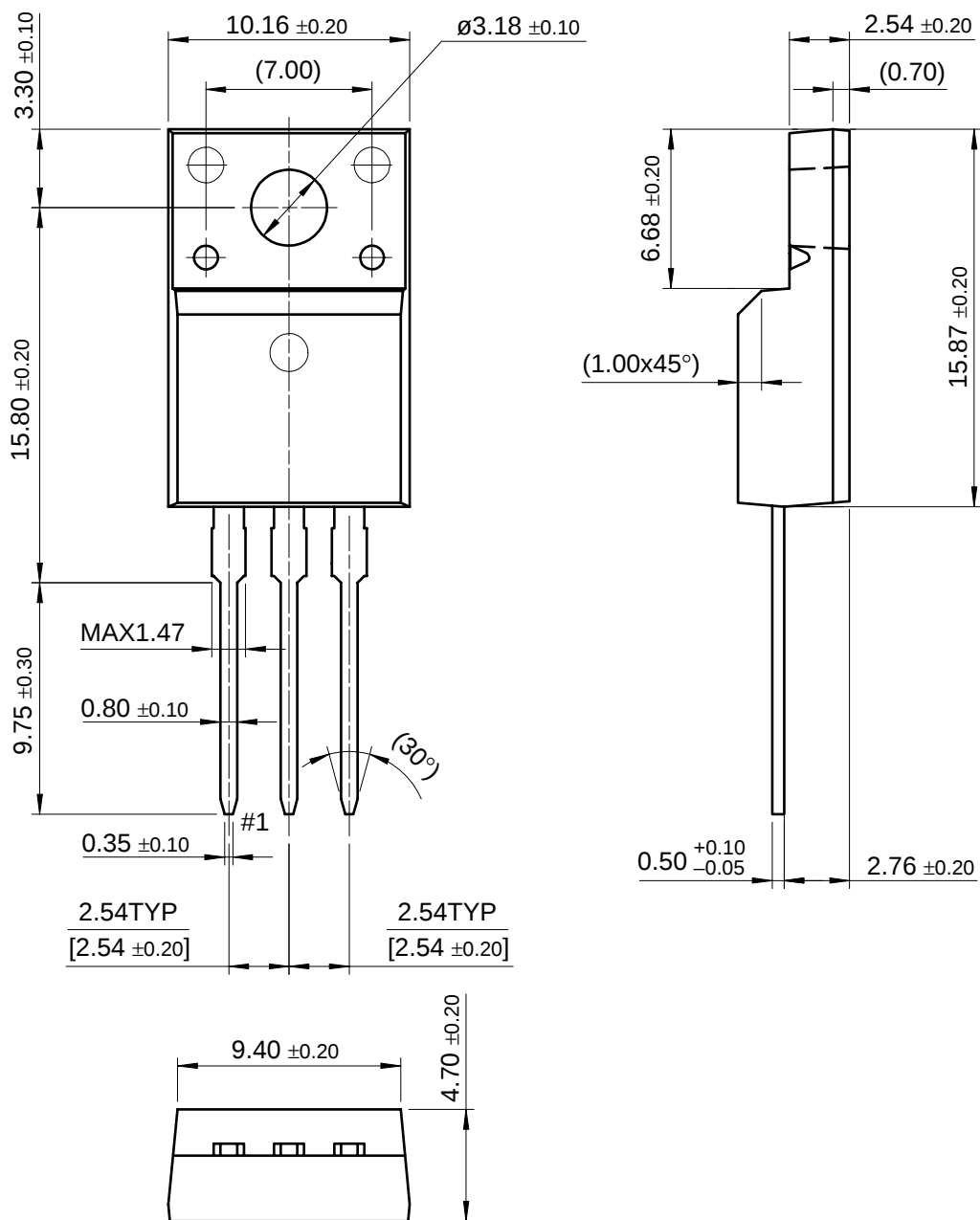


Rev. A, April 2003

FQP7N80C/FQP7N80C

Package Dimensions (Continued)

TO-220F



Dimensions in Millimeters

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE [™]	FACT [™]	ImpliedDisconnect [™]	PACMAN [™]	SPM [™]
ActiveArray [™]	FACT Quiet series [™]	ISOPLANAR [™]	POP [™]	Stealth [™]
Bottomless [™]	FAST [®]	LittleFET [™]	Power247 [™]	SuperSOT [™] -3
CoolFET [™]	FAST [™]	MicroFET [™]	PowerTrench [®]	SuperSOT [™] -6
CROSSVOLT [™]	FRFET [™]	MicroPak [™]	QFET [™]	SuperSOT [™] -8
DOME [™]	GlobalOptoisolator [™]	MICROWIRE [™]	QS [™]	SyncFET [™]
EcoSPARK [™]	GTO [™]	MSX [™]	QT Optoelectronics [™]	TinyLogic [®]
E ² CMOS [™]	HiSeC [™]	MSXPro [™]	Quiet Series [™]	TruTranslation [™]
EnSigna [™]	I ² C [™]	OCX [™]	RapidConfigure [™]	UHC [™]
Across the board. Around the world. [™]		OCXPro [™]	RapidConnect [™]	UltraFET [®]
The Power Franchise [™]		OPTOLOGIC [®]	SILENT SWITCHER [®]	VCX [™]
Programmable Active Droop [™]		OPTOPLANAR [™]	SMART START [™]	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นายภูวดล มิ่งขวัญ
ชื่อวิทยานิพนธ์ : การมอดูเลทความกว้างพัลส์ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์แรงดันแบบลดกำลัง
สูญเสียจากการสวิตช์สำหรับอินเวอร์เตอร์สามระดับ
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

ประวัติส่วนตัว ข้าพเจ้า นายภูวดล มิ่งขวัญ เกิดที่ บ้านเลขที่ 151 หมู่ 1 ตำบลกุดเค้า อำเภอมัญจาคีรี จังหวัดขอนแก่น เป็นบุตรชายคนเดียวของครอบครัว มีน้องสาว 2 คน

ประวัติการศึกษา ข้าพเจ้าจบการศึกษาประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูงจากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตขอนแก่น ปีการศึกษา 2532 และได้รับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตจากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล คลอง 6 (มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีในปัจจุบัน) เมื่อปีการศึกษา 2539 ปีการศึกษา 2546 เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ประวัติการทำงาน ปัจจุบันรับราชการ ตำแหน่ง อาจารย์ 1 ระดับ 5 ที่วิทยาลัยเทคนิคศรีสะเกษ