

การวิเคราะห์และออกแบบอินเวอร์เตอร์  
แบบไดโอด-แคลมป์เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า

ANALYSIS AND DESIGN OF GRID-CONNECTED  
DIODE-CLAMPED INVERTER

ปุระเชษฐ์ จันทร์มด

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2559

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

การวิเคราะห์และออกแบบอินเวอร์เตอร์  
แบบไดโอด-แคดมบี้เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า

ปุระเชษฐ์ จันทมล

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2559

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์และออกแบบอินเวอร์เตอร์แบบไดโอด-แคลมป์ เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า
ชื่อ – นามสกุล	นายปุระเชษฐ์ จันทมล
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์วันชัย ทรัพย์สิงห์, Ph.D.
ปีการศึกษา	2559

## บทคัดย่อ

ปัจจุบันนี้การผลิตกำลังงานไฟฟ้าจากพลังงานทดแทนแบบเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าหลัก กำลังเป็นที่สนใจอย่างมากในปัจจุบัน เนื่องจากปัญหาการลดลงของพลังงานฟอสซิล ซึ่งการผลิตกำลังไฟฟ้าง่ายกว่าจะอาศัยการแปลงแรงดันไฟตรงเป็นแรงดันไฟสลับด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลังพร้อมระบบเชื่อมต่อดำเนินการเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากำลังหลักด้วย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการวิเคราะห์และออกแบบอินเวอร์เตอร์แบบไดโอด-แคลมป์เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า เพื่อแปลงแรงดันไฟตรงจากแหล่งพลังงานทดแทนให้เป็นแรงดันไฟสลับ 3 เฟสที่มีระดับแรงดันเท่ากับระบบไฟฟ้าหลัก พร้อมทั้งสามารถเชื่อมต่อเข้าสู่ระบบไฟฟ้าหลักได้ อินเวอร์เตอร์แบบไดโอด-แคลมป์ ในโครงการจะถูกควบคุมการทำงานด้วยหลักการ Carrier-based SVPWM ที่มีความถี่สวิตช์ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้บอร์ดประมวลผลสัญญาณ STM32F4 Discovery Board ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ STM32F407V3 ของบริษัท ST อิเล็กทรอนิกส์ จำกัด เป็น MCU ในการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ พร้อมทั้งซิงโครไนซ์เข้าสู่ระบบไฟฟ้าหลักด้วยหลักการเฟสล็อกและควบคุมการไหลของกระแส

ผลจากการทดสอบงานวิทยานิพนธ์ โดยการป้อนแรงดันเข้า 192 VDC เข้าสู่วงจรเพื่อสร้างแรงดันไฟสลับที่กริด 3 เฟสขนาด 48 V พบว่าระบบสามารถเชื่อมต่อเข้าสู่ระบบไฟฟ้าหลักได้ ภายในเวลา 0.08 วินาที จากสถานะเริ่มต้น ทั้งนี้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตของวงจรอยู่ที่ 2.879 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งไม่เกิดขนาด 5 เปอร์เซ็นต์ตามข้อกำหนดของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค

**คำสำคัญ:** อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า อินเวอร์เตอร์แบบไดโอด-แคลมป์

<b>Thesis Title</b>	Analysis and Design of Grid-Connected Diode-Clamped Inverter
<b>Name-Surname</b>	Mr. Purached Juntamon
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Thesis Advisor</b>	Assistant Professor Wanchai Subsingha, Ph.D.
<b>Academic Year</b>	2016

## ABSTRACT

At present, grid-connected renewable energy power is getting much attention due to the reduction of fossil fuel energy. However, the grid-connected power needs Direct Current (DC) and Alternating Current (AC) power conversion in which power electronics' circuit topology and a synchronizing system are involved.

This thesis aimed to analysis and design of grid-connected diode-clamped inverter with an appropriate synchronizing system in order to convert power from renewable DC source into grid AC system. The operation of this analysis and design of grid-connected diode-clamped inverter was controlled by the 10 kHz switching frequency of a Carried Based Pulse Width Modulation Technique using a commercial STM32F4 discovery board with the STM32F407VG MCU of ST Electronics (Thailand) Limited as a CB-SVPWM signal generator for power switch as well as for synchronizing it into the main power system based on the phase-locked loop principle. This DSP board was also used for current flow control.

The results showed that the output of AC line voltage at 48 V was generated when the input voltage was at 192 VDC. The inverter could synchronize to the 48 V grid system successfully within 0.08 second. However, the three-phase three-level diode-clamped inverter had a 2.879 % THD<sub>v</sub>, but not exceeding the 5% THD<sub>v</sub> as required by the regulation of the Provincial Electricity Authority (PEA).

**Keywords:** three-level diode-clamped inverter, grid-connected inverter, three-level NPC inverter



## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับคำแนะนำจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วันชัย ทรัพย์สิงห์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่กรุณาให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางตลอดจนเสนอแนะข้อบกพร่องต่างๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ จึงขอกราบขอบพระคุณอาจารย์เป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้นอกจากนี้ขอขอบพระคุณคณะกรรมการประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีทุกท่าน ที่ให้ความรู้และประสบการณ์จนสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับวิทยานิพนธ์และขอบคุณคณะกรรมการคุมสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่าน ที่ช่วยให้คำแนะนำ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และเพื่อนร่วมงานผู้เป็นกำลังใจให้แก่ผู้วิจัยเสมอมา ตลอดจนเพื่อนและรุ่นพี่คณะวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่านที่ช่วยให้คำแนะนำ และวิธีการในการจัดทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันเกิดจากงานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คณะผู้วิจัยขอมอบบูชาพระคุณบิดา มารดา และคณาจารย์ ตลอดจนผู้มีพระคุณทุกท่านที่มีส่วนร่วมในการช่วยเหลือ และขออน้อมบูชาท่านบูรพาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้วยความรักและเมตตา

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยหวังเป็นอย่างยิ่งว่างานค้นคว้าฉบับนี้จะเป็นประโยชน์สำหรับผู้สนใจศึกษา หากวิทยานิพนธ์นี้ขาดตกบกพร่อง หรือไม่สมบูรณ์ประการใด ผู้วิจัยขอกราบอภัยมา ณ โอกาสนี้ด้วย

ปุระเชษฐ จันทมล

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	(3)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	(4)
กิตติกรรมประกาศ.....	(5)
สารบัญ.....	(6)
สารบัญตาราง.....	(8)
สารบัญรูป.....	(9)
บทที่ 1 บทนำ.....	13
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	14
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	15
1.3 สมมุติฐานงานวิจัย.....	15
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	15
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	15
1.6 ขั้นตอนในการดำเนินการ.....	16
1.7 ข้อยกเว้นของการศึกษา.....	16
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	17
2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องศึกษาเพื่อออกแบบอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า.....	17
2.2 ความเป็นมาของปัญหาที่เกิดขึ้นในปัจจุบัน.....	18
2.3 การนำไปประยุกต์และใช้งานในปัจจุบัน.....	18
2.4 อินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับ (Multilevel Inverter).....	21
2.5 การมอดูเลชันอินเวอร์เตอร์หลายระดับ (Multilevel Inverter PWM Modulation Strategies).....	27
2.6 เทคโนโลยีของวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (Passive filter topologies).....	35
2.7 อุปกรณ์สวิตซ์ิ่งในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	38
2.8 วงจรสแน็บเบอรั.....	43

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.9 แบบจำลองของระบบ.....	46
2.10 สรุปผลทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	46
บทที่ 3 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	47
3.1 อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า.....	47
3.2 ขั้นตอนการดำเนินงาน.....	48
3.3 การออกแบบอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปป์.....	49
3.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ L-C.....	50
3.5 ระบบควบคุม (Control).....	54
3.6 จำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วย MATLAB/Simulink.....	69
3.7 การสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบ ไฟฟ้า.....	75
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	90
4.1 บทนำ.....	90
4.2 โครงสร้างระบบ.....	91
4.3 ผลของการทดลองในห้องปฏิบัติการ.....	95
4.4 ผลที่ได้จากการทดลองของเครื่องต้นแบบ.....	105
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ.....	106
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	106
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	107
บรรณานุกรม.....	108
ภาคผนวก.....	112
ภาคผนวก ก คุณลักษณะอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์.....	113
ภาคผนวก ข บล็อกไดอะแกรมและการสร้างโปรแกรมการทำงานบน MATLAB/Simulink.....	125
ภาคผนวก ค ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่.....	129
ประวัติผู้เขียน.....	146

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ L-C.....	53
ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในจำลอง.....	69
ตารางที่ 3.3 สถานการณ์ทำงานของการสวิตช์อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปป์.....	70



## สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1	รูปคลื่นสัญญาณของอินเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ.....	18
รูปที่ 2.2	การนำอินเวอร์เตอร์หลายระดับไปประยุกต์กับงานด้านต่างๆ.....	19
รูปที่ 2.3	การไม่เชื่อมอินเวอร์เตอร์ต่อเข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้า.....	20
รูปที่ 2.4	การเชื่อมต่อกับอินเวอร์เตอร์เข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้า.....	20
รูปที่ 2.5	แสดงรูปคลื่นเป็นขั้นๆ ของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ.....	21
รูปที่ 2.6	โครงสร้างชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 ระดับ แบบ 1 เฟส.....	23
รูปที่ 2.7	อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับไดโอด-แคลมป์ 3 เฟส.....	23
รูปที่ 2.8	โครงสร้างชนิดคาปาซิเตอร์-แคลมป์ 3 ระดับ.....	24
รูปที่ 2.9	อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับคาปาซิเตอร์-แคลมป์ 3 เฟส.....	24
รูปที่ 2.10	โครงสร้างชนิดคาสเคด เอช-บริดจ์ 3 ระดับ.....	25
รูปที่ 2.11	อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับคาสเคด เอช-บริดจ์ 3 เฟส.....	25
รูปที่ 2.12	การจำแนกประเภทการมอดูเลชั่นที่นิยมใช้มากที่สุด.....	27
รูปที่ 2.13	การมอดูเลชั่นสำหรับใช้ในอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบต่างๆ.....	28
รูปที่ 2.14	ลักษณะของสัญญาณ PWM.....	29
รูปที่ 2.15	การมอดูเลชั่นแบบ SPWM.....	29
รูปที่ 2.16	SVPWM ที่จากการรวมความถี่ฮาร์มอนิกส์ 3 ความถี่.....	30
รูปที่ 2.17	SVPWM เทียบกับ SPWM ด้วยวิธี Carrier-Based.....	31
รูปที่ 2.18	การสวิตช์และเซกเตอร์.....	31
รูปที่ 2.19	เวกเตอร์แสดงการเปลี่ยนแปลงเพื่อหา $V_d, V_q, V_{ref}$ และมุม $\alpha$ .....	32
รูปที่ 2.20	ระยะเวลา (Time duration).....	34
รูปที่ 2.21	รูปคลื่นของ SVPWM.....	34
รูปที่ 2.22	Carrier-Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM).....	35
รูปที่ 2.23	จุดคutoffของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ L-C.....	36
รูปที่ 2.24	วงจรกรองความถี่ต่ำแบบที่.....	37
รูปที่ 2.25	วงจรกรองความถี่ต่ำแบบพาส.....	37
รูปที่ 2.26	L-C filter ใช้กรองความถี่ฮาร์มอนิกส์ในระบบไฟฟ้า.....	38

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.27 L-C-L filter กรองความถี่ฮาร์มอนิกสัในระบบไฟฟ้า.....	38
รูปที่ 2.28 วงจรสมมูลในอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	39
รูปที่ 2.29 ค่ากระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์ที่ช่วงเวลาต่างๆ.....	39
รูปที่ 2.30 อุณหภูมิวิกฤตและอุณหภูมิการทำงานสูงสุด ที่ปลอดภัยของอุปกรณ์สารกึ่งตัว.....	41
รูปที่ 2.31 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำกำลัง.....	42
รูปที่ 2.32 พิกัดกำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งาน.....	42
รูปที่ 2.33 วงจรสับเบอร์.....	43
รูปที่ 2.34 การแบ่งกระแส Io เป็น Is และ Ic .....	43
รูปที่ 2.35 ช่วงเวลาที่สวิตซ์ต่อวงจร.....	44
รูปที่ 2.36 แผนภาพการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า.....	46
รูปที่ 3.1 แผนภาพการทำงานของวงจร.....	47
รูปที่ 3.2 แผนภาพขั้นตอนการดำเนินงาน.....	48
รูปที่ 3.3 แผนภาพอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์.....	49
รูปที่ 3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ แบบ 3 เฟส.....	49
รูปที่ 3.5 MATLAB/Simulink อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ แบบ 3 เฟส.....	50
รูปที่ 3.6 แผนภาพวงจรกรองความถี่แบบ L-C.....	50
รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่แบบ L-C สำหรับเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า.....	51
รูปที่ 3.8 แผนภาพโบด (Bode Plot) วงจรกรองความถี่ผ่านแบบ L-C.....	51
รูปที่ 3.9 แผนภาพระบบควบคุม.....	54
รูปที่ 3.10 แผนภาพระบบควบคุมแบบละเอียด.....	54
รูปที่ 3.11 โครงสร้างพื้นฐานของเฟสล็อกกลูป.....	55
รูปที่ 3.12 การตรวจจับสัญญาณของเฟสล็อกกลูป.....	56
รูปที่ 3.13 แสดงการตรวจจับเฟสและความถี่จากการจำลอง.....	56
รูปที่ 3.14 เวกเตอร์ของสมการ Clarke Transformation.....	57
รูปที่ 3.15 สัญญาณ Alpha ( $\alpha$ ) Beta ( $\beta$ ) ที่ได้จากสมการ Clarke Transformation.....	58
รูปที่ 3.16 เวกเตอร์ของสมการ Park Transformation.....	58

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.17 สัญญาณจากการแปลงสัญญาณ abc เป็น dq.....	59
รูปที่ 3.18 แผนภาพของทรานเฟอร์ฟังก์ชันการควบคุมแบบพีไอ.....	60
รูปที่ 3.19 กราฟการตอบสนองของพีไอ.....	60
รูปที่ 3.20 แสดงค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นชั่วขณะของระบบ.....	61
รูปที่ 3.21 การควบคุมชดเชยค่าลำดับความถี่ฮาร์มอนิกส์ทั้งแรงดันบวกและแรงดันลบ.....	61
รูปที่ 3.22 การควบคุมแบบ PI ใช้ในการควบคุมกระแสในระบบ.....	62
รูปที่ 3.23 รูปคลื่นสัญญาณอ้างอิง SPWM, THIPWM และ SVPWM.....	62
รูปที่ 3.24 พื้นฐานการนำสัญญาณ Carrier-base มาใช้งาน.....	63
รูปที่ 3.25 การมอดูเลชันในเทคนิคต่างๆ.....	64
รูปที่ 3.26 สัญญาณ SVPWM.....	65
รูปที่ 3.27 การมอดูเลชันแบบ Carrier-based SVPWM.....	65
รูปที่ 3.28 รูปคลื่นพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลชันแบบ Carrier-based SVPWM.....	66
รูปที่ 3.29 แรงดันเอาต์พุตได้จากการมอดูเลชันแบบ Carrier-based SVPWM.....	66
รูปที่ 3.30 การโอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation).....	67
รูปที่ 3.31 แรงดันเอาต์พุตได้จากการโอเวอร์มอดูเลชัน.....	67
รูปที่ 3.32 สัญญาณ PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ Phase A.....	68
รูปที่ 3.33 วงจรและการควบคุมการทำงานใน MATLAB/Simulink.....	69
รูปที่ 3.34 อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคสแคด Leg 1 (Phase a).....	70
รูปที่ 3.35 ระบบควบคุมการทำงานและการสร้างสัญญาณ (Control System).....	71
รูปที่ 3.36 สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส abc.....	71
รูปที่ 3.37 แสดงแรงดันในระบบไฟฟ้า, แรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	72
รูปที่ 3.38 แรงดันกริดกับแรงดันเอาต์พุต $V_{ab}$ ที่มีเฟสและความถี่เดียวกัน.....	73
รูปที่ 3.39 แรงดันที่จุด N (Neutral Pole) หลังจากเอาต์พุตเชื่อมต่อไปยังยังระบบไฟฟ้า.....	73
รูปที่ 3.40 ค่าความถี่ฮาร์มอนิกส์แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	74
รูปที่ 3.41 ค่าความถี่ฮาร์มอนิกส์แรงดันเอาต์พุต ผ่านวงจรกรองที่ต่ำผ่าน L-C.....	74
รูปที่ 3.42 ค่าความถี่ฮาร์มอนิกส์กระแสเอาต์พุต อินเวอร์เตอร์.....	75

## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.43 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4 DISCOVERY.....	76
รูปที่ 3.44 แสดงหน้าต่างโปรแกรม ST-Link Utilities เมื่อเชื่อมต่อ ST-Link.....	76
รูปที่ 3.45 ตั้งค่าการใช้งาน Target Setup block สำหรับบอร์ดSTM32F4 DISCOVERY.....	77
รูปที่ 3.46 ตัวอย่างโมเดลหน้าต่างแอสเซมบลีแสดงค่า Sample Time ของ Block.....	78
รูปที่ 3.47 หน้าต่าง Waijung Track Build Process.....	78
รูปที่ 3.48 วงจรภาคขับเคลื่อนสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง IGBT.....	80
รูปที่ 3.49 ไอซีเบอร์ SN74LS04.....	80
รูปที่ 3.50 วงจรเดดไทม์ (Dead Time).....	81
รูปที่ 3.51 วงจรแผ่น PCB วงจรเดดไทม์และภาคขับเคลื่อนไอจีบีที.....	81
รูปที่ 3.52 สัญญาณ PWM หลังจากกลับสัญญาณและเพิ่มเดดไทม์.....	82
รูปที่ 3.53 ขยายสัญญาณ PWM ที่ผ่านวงจร Dead time.....	82
รูปที่ 3.54 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปซิบ.....	83
รูปที่ 3.55 PCB อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปซิบ.....	83
รูปที่ 3.56 ช่วงเวลาที่สวิตช์ต่อวงจร.....	84
รูปที่ 3.57 ไอซีเบอร์ ACS712 สำหรับตรวจวัดกระแสไฟฟ้า.....	87
รูปที่ 3.58 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า.....	87
รูปที่ 3.59 ฟังก์ชันไดอะแกรมของไอซีเบอร์ HCPL-7840.....	88
รูปที่ 3.60 วงจรตรวจจับกระแสและแรงดันไฟฟ้าใช้ไอซีเบอร์ HCPL-7840.....	88
รูปที่ 3.60 PCB วงจรตรวจจับกระแสและแรงดันไฟฟ้า.....	89
รูปที่ 4.1 การตรวจวัดและการทดลองในห้องปฏิบัติการ (LAB Power electronic).....	90
รูปที่ 4.2 อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปซิบ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า.....	91
รูปที่ 4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปซิบ.....	92
รูปที่ 4.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C.....	92
รูปที่ 4.5 วงจรเซนเซอร์แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า.....	93
รูปที่ 4.6 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4DISCOVERY.....	94
รูปที่ 4.7 วงจรจับสัญญาณ PWM ไปยังขาเกตของ IGBT.....	94



## สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.8 แผนภาพโปรแกรมควบคุมที่ใช้ในการทดลอง.....	95
รูปที่ 4.9 สัญญาณแรงดันไฟฟ้ากริดขณะยังไม่เชื่อมต่อเข้าระบบ Line to line.....	96
รูปที่ 4.10 การทำงานของจรรยาเฟสสี่ขั้วเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันกริด.....	96
รูปที่ 4.11 สัญญาณ PWM สำหรับขั้วขาเกต IGBT Phase A.....	97
รูปที่ 4.12 แสดงความถี่ของสัญญาณ PWM ขนาด 10 kHz.....	97
รูปที่ 4.13 วงจรเคตไทม์ของสัญญาณ PWM.....	98
รูปที่ 4.14 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปป์ แบบ Line to line.....	99
รูปที่ 4.15 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปป์ แบบ Line to neutral.....	99
รูปที่ 4.16 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลังจากผ่านวงจรกรองความถี่แบบ L-C Line to line.....	100
รูปที่ 4.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตเชื่อมต่อกับระบบกริดไฟฟ้า Line to neutral.....	101
รูปที่ 4.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าหลังจากเชื่อมเข้าระบบกริดไฟฟ้า Line to neutral.....	101
รูปที่ 4.19 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเอาต์พุตหลังเชื่อมต่อเข้าระบบกริดไฟฟ้า.....	102
รูปที่ 4.20 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกสักระยะ (THDi) หลังเชื่อมต่อเข้าระบบกริดไฟฟ้า.....	103
รูปที่ 4.21 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้า (THDv) หลังเชื่อมต่อเข้าระบบกริด.....	104

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

พลังงานนับเป็นปัจจัยสำคัญในการพัฒนาประเทศ และมีความจำเป็นต่อความเป็นอยู่ของประชากร เชื้อเพลิงที่นำมาใช้ในการผลิตกระแสไฟฟ้า เช่น ปิโตรเลียม ก๊าซธรรมชาติ ถ่านหิน ซึ่งเป็นพลังงานจากฟอสซิล นับวันจะมีปริมาณน้อยลงทุกที และคงต้องหมดไปในอนาคตอันใกล้นี้ ดังนั้น จึงมีความพยายามที่จะคิดค้นแหล่งพลังงานใหม่ๆ ที่ประหยัด และไม่มีวันหมดสิ้น ซึ่งเป็นแหล่งพลังงานที่ใช้แล้ว สามารถหมุนเวียนมาใช้ได้อีก เรียกว่า พลังงานหมุนเวียน ได้แก่ แสงอาทิตย์ ลม ชีวมวล น้ำ และไฮโดรเจน เป็นต้น เป็นพลังงานที่สะอาด ไม่มีผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม สำหรับประเทศไทย พลังงานไฟฟ้าจากระบบพลังงานแสงอาทิตย์ (Photovoltaic System) เป็นอีกพลังงานทางเลือกหนึ่งของพลังงานทดแทนที่เริ่มมีการนำมาใช้งานอย่างกว้างขวาง เนื่องจากเป็นพลังงานธรรมชาติ ที่ปราศจากมลภาวะใดๆ ในการผลิตไฟฟ้า อีกทั้งยังง่ายต่อการติดตั้งใช้งาน และมีหลายขนาดกำลังไฟฟ้า ให้ผู้ใช้ได้เลือกใช้งานได้ตามต้องการอีกด้วย โดยทั่วไประบบผลิตไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์สามารถจำแนกได้ 2 ระบบใหญ่ๆ คือระบบแยกโคด (Stand Alone System) และระบบเชื่อมต่อบนระบบไฟฟ้า (Grid Connected System) ซึ่งทั้งสองระบบจะมีความต่างกันอยู่บ้าง แต่จะยังประกอบด้วยอุปกรณ์หลักที่สำคัญเหมือนกัน 2 ตัว อุปกรณ์แปลงผันกำลังไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์ (Converter) โดยอุปกรณ์แปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อส่งเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้าสำหรับผู้ใช้โดยทั่วไปได้

วิทยานิพนธ์นี้ได้มีการนำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบอินเวอร์เตอร์แบบไดโอด-แคลมป์เชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า เพื่อใช้ในการแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ขนาดแรงดันเอาต์พุต 48 V สำหรับระบบผลิตไฟฟ้าด้วยเซลล์แสงอาทิตย์ซึ่งระบบจะเป็นแบบเชื่อมต่อบนระบบไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์จะเป็นแบบที่มีสัญญาณฮาร์มอนิกส์รบกวนต่ำ (Low-Harmonics Distortion) ไม่เกินกว่าระบบจำหน่ายไฟฟ้ากำหนด ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ (Three-Level of Diode-Clamped inverter) รวมถึงแนวทางในการลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ Total Harmonics Distortion (THD) ทางด้านเอาต์พุตให้ต่ำลงและ สามารถต่อร่วมกับระบบไฟฟ้าตามข้อกำหนดของการไฟฟ้าได้

## 1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปซิมป์
- 1.2.2 เพื่อศึกษาหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปซิมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า
- 1.2.3 เพื่อออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคปซิมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า
- 1.2.4 เพื่อศึกษาการเกิดฮาร์มอนิกส์ในอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคปซิมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้าและแนวทางการลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์

## 1.3 สมมติฐานงานวิจัย

ออกแบบและวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปซิมป์ในระบบ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้าจะประกอบไปด้วย 3 ส่วนคือ วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปซิมป์, วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรควบคุม โดยมีหลักการทำงาน คือ ดีซีอินพุตซึ่งเป็นพลังงานทางด้านเข้า ส่งจ่ายไปยัง วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปซิมป์ ซึ่งทำหน้าที่ในการแปลงผันจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันขาออกขนาด 48 V ผ่านไปยังวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อลด THD ให้มีระดับต่ำกว่าระบบไฟฟ้ากำหนดหรือไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันเอาต์พุต โดยมีวงจรควบคุมทำหน้าที่ในการจัดการ การงานของวงจร

## 1.4 ขอบเขตงานวิจัย

- 1.4.1 เขียนสมการคณิตศาสตร์และจำลองระบบสำหรับใช้ในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคปซิมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้า
- 1.4.2 ออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคปซิมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้าขนาดไม่เกิน 1 กิโลวัตต์
- 1.4.3 ศึกษาและทดลองแนวทางการลด THD จากเครื่องต้นแบบและจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK

## 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 เป็นต้นแบบอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคปซิมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า

1.5.2 เป็นวงจรที่สามารถนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานได้จริง

1.5.3 นำไปใช้ร่วมกับเซลล์แสงอาทิตย์เพื่อเป็นพลังงานสร้างความมั่นคงให้กับระบบไฟฟ้า

1.5.4 เผยแพร่ผลงานวิจัยในการประชุมวิชาการด้านวิศวกรรมไฟฟ้าและวารสารด้านพลังงาน

## 1.6 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการสร้างต้นแบบอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบรรยากาศไฟฟ้าโดยสร้างแบบจำลองการทำงานของระบบในโปรแกรม MATLAB/SIMULINK และนำมาสร้างต้นแบบจริง ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้

1.6.1 ศึกษาและรวบรวมข้อมูลอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคลมป์ 3 เฟส

1.6.2 ศึกษาและรวบรวมข้อมูลการออกแบบและควบคุมสัญญาณแบบ Carrier-Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM)

1.6.3 ศึกษาและรวบรวมข้อมูลการควบคุมสัญญาณในระบบปิด (Close Loop Control)

1.6.4 ศึกษาแนวทางการลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ให้ได้ไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ตามมาตรฐานระบบไฟฟ้ากำหนด

1.6.5 ออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคลมป์ในระบบ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบรรยากาศไฟฟ้าโดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK

1.6.6 สร้างและทดสอบอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบรรยากาศไฟฟ้าขนาดไม่เกิน 1 kW

1.6.7 สรุปวิเคราะห์ผลการทดลองและอภิปรายผลการวิจัย

## 1.7 ข้อจำกัดของการศึกษา

1.7.1 ขาดความเชี่ยวชาญในการประยุกต์ใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ในการสร้างสัญญาณควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ CB-SVPWM เนื่องจากหลักการดังกล่าวมีความซับซ้อนในการประยุกต์ อีกทั้งบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีให้เลือกใช้ได้นั้นมีวิธีการใช้งานที่แตกต่างกัน จึงทำให้ต้องใช้เวลาในการศึกษา

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาวิทยานิพนธ์ที่เกี่ยวข้องทั้งในและต่างประเทศซึ่งได้รวบรวมและสรุปเนื้อหาสำคัญของปัญหาและแนวทางทำวิทยานิพนธ์ดังนี้

#### 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องศึกษาเพื่อออกแบบอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคลมป์ 3 เฟส แบบเชื่อมต่อบรรยากาศไฟฟ้า

Hui Zhang, Hongwei Zhou, Jing Ren, Weizeng Liu, Shaohua Ruan and Yongjun Gao [13] บทความนี้เป็นการนำเสนอการควบคุมประสิทธิภาพพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ที่มีความน่าเชื่อถือได้ โดยการเชื่อมต่อเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้าที่มีประสิทธิภาพ เพื่อเป็นแหล่งพลังงานทดแทนที่สมบูรณ์และสะอาด ซึ่งใช้วิธีการมอดูเลชันแบบสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดท์ (SVPWM) ที่ได้รับการใช้งานอย่างแพร่หลายในการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ในระบบไฟฟ้าสามเฟสในปัจจุบัน ซึ่งในงานวิจัยเป็นการใช้โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบ VSI หรือ อินเวอร์เตอร์แบบสองระดับเท่านั้นเชื่อมต่อไปยังระบบจำหน่ายไฟฟ้า

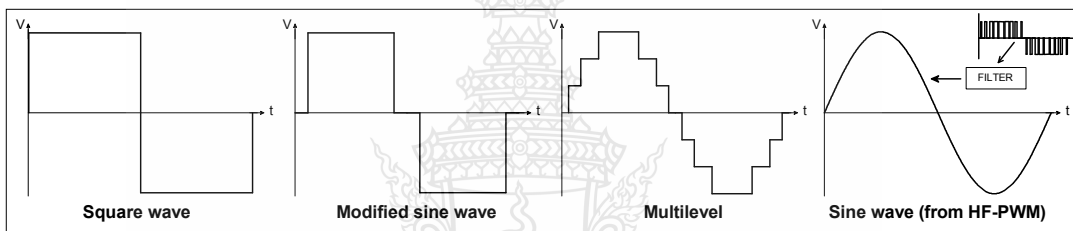
เจนศักดิ์ เอกบุรณะวัฒน์ และ อธิญา บุญญาอรุณเนตร [20] บทความนี้กล่าวถึงอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กสำหรับเชื่อมต่อบรรยากาศไฟฟ้า วงจรอินเวอร์เตอร์นี้แนะนำแบบพหุผลที่มีลักษณะการทำงานคล้ายฟลายแบ็คอินเวอร์เตอร์ อินเวอร์เตอร์แบบพหุผลนี้ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 V ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 20 kHz แล้วทำการแปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับขนาด 220V/50 Hz ด้วยการสวิตซ์ซิงโครนัสแบบสองทิศทางเพื่อเชื่อมต่อเข้ากับระบบจำหน่ายไฟฟ้า ด้วยเทคนิคดังกล่าวจะช่วยลดจำนวนของอุปกรณ์และขนาดของอินเวอร์เตอร์ลงได้ ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนี้เท่ากับ 75 เปอร์เซ็นต์ที่กำลังขาออกจ่ายให้กับระบบจำหน่ายไฟฟ้าเท่ากับ 35 W งานวิจัยจึงเหมาะกับระบบไฟฟ้าขนาดเล็กไม่เหมาะกับการนำไปใช้กับระบบไฟฟ้าใหญ่ รวมถึงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ค่อนข้างต่ำ

Evren ISEN, Ahmet Faruk BAKAN [19] บทความนี้เป็นการนำเสนอการใช้อินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส เชื่อมต่อเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้า โดยใช้วิธีการควบคุมแบบ SVPWM ในการมอดูเลชันผลที่ได้คือสามารถควบคุมรีแอกทีฟเพาเวอร์ โดยการ ใช้ระบบควบคุมแบบ PI ในการควบคุมในการใช้พลังงานและควบคุมแรงดันของตัวเก็บประจุไฟฟ้า

อย่างไรก็ตาม โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ยังเป็นยังเป็นแบบสองระดับหรือเป็นแบบ VSI เท่านั้น

## 2.2 ความเป็นมาของปัญหาที่เกิดขึ้นในปัจจุบัน

ปัจจุบันมีการนำพลังงานทางเลือกหรือพลังงานทดแทน อาทิ พลังงานจากแสงอาทิตย์ที่มีการนำมาใช้งานอย่างกว้างขวางและมีแนวโน้มที่จะใช้เพิ่มขึ้น [13] โดยใช้ร่วมกับอุปกรณ์แปลงผันกำลังจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า อินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถแยกประเภทตามรูปคลื่นสัญญาณได้ 4 กลุ่มคือ รูปคลื่นสี่เหลี่ยม, รูปคลื่นไซน์ประยุกต์, รูปคลื่นแบบหลายระดับ, และรูปคลื่นแบบไซน์ [1] ดังรูปที่ 2.1



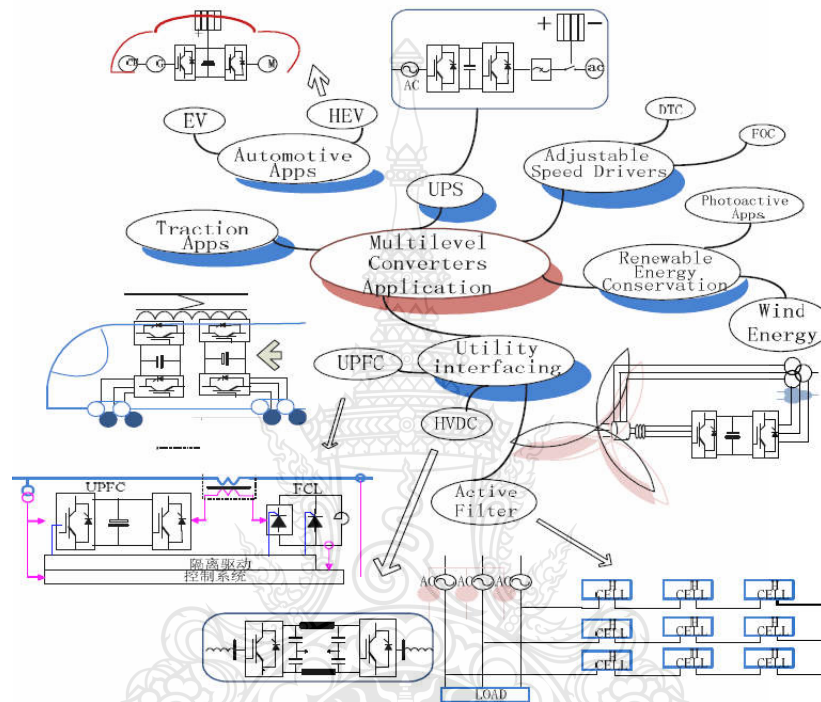
รูปที่ 2.1 รูปคลื่นสัญญาณของอินเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ

อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและแบบรูปคลื่นไซน์ประยุกต์โดยส่วนมากแล้วจะใช้ในระบบชนิดติดตั้งอิสระ (Stand-Alone Inverter) ส่วนชนิดรูปคลื่นแบบหลายระดับและรูปคลื่นแบบไซน์จะนิยมประยุกต์ใช้กับระบบชนิดต่อเชื่อมกับระบบจำหน่ายไฟฟ้า (Grid Connected Inverter) ซึ่งสองระบบนี้เป็นระบบที่มีความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ต่ำกว่ารวมถึงคุณภาพและแรงดันไฟฟ้าที่สูง กำลังงานสูญเสียต่ำ สมรรถนะสูง เมื่อเทียบกับชนิดรูปคลื่นสี่เหลี่ยมกับชนิดรูปคลื่นประยุกต์

## 2.3 การนำไปประยุกต์และใช้งานในปัจจุบัน

อินเวอร์เตอร์หลายระดับได้ถูกนำมาใช้ในระบบไฟฟ้าขนาดกลางและขนาดสูงเนื่องจากมีข้อดีที่ง่ายต่อการควบคุม มีความเหมาะสมที่นำมาใช้งานจริงระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เพราะมีสมรรถนะสูงสามารถใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับให้ได้ความเร็วรอบ แรงบิดตามต้องการ และมีประสิทธิภาพสูง มีการทำงานที่ไม่ก่อให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับระบบไฟฟ้าแต่ในขณะเดียวกันอีกด้านหนึ่งเหมาะสำหรับระบบไฟฟ้าขนาดเล็ก (น้อยกว่า 10 กิโลวัตต์)

อินเวอร์เตอร์แบบพีดับเบิลยูเอ็มความถี่สูง (High Frequency Pulse Width Modulation: HF-PWM) ยังเป็นคู่แข่งของอินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับเนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์ที่มีจำนวนน้อยกว่า และราคาถูกลงได้เปรียบในเชิงพาณิชย์ ดังรูปที่ 2.2 แสดงให้เห็นถึงการนำอินเวอร์เตอร์ไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ

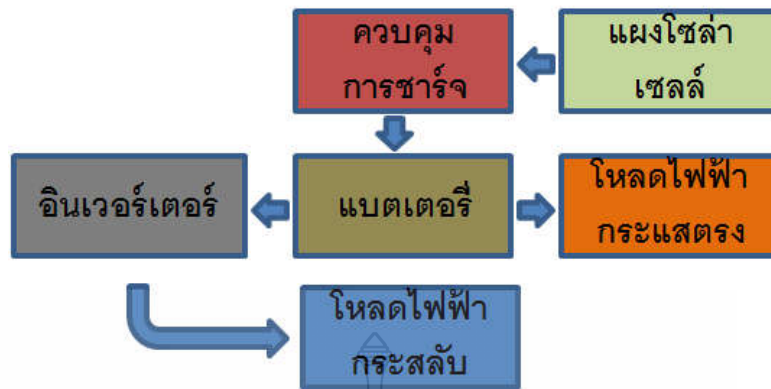


รูปที่ 2.2 การนำอินเวอร์เตอร์หลายระดับไปประยุกต์กับงานด้านต่างๆ [8]

อินเวอร์เตอร์สามารถประยุกต์ใช้งานร่วมกับระบบพลังงานแสงอาทิตย์ ซึ่งมีการนำมาใช้กันอย่างกว้างขวาง โดยสามารถโดยสามารถแบ่งได้ 2 รูปแบบคือ

### 2.3.1 การไม่เชื่อมต่อเข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้า (Off Grid or Stand Alone)

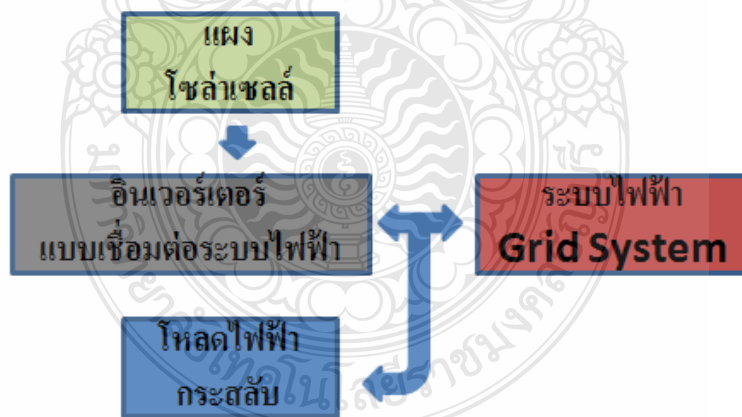
จุดเด่นของระบบนี้ คือ สามารถใช้งานในพื้นที่ที่ไม่มีโครงข่ายระบบจำหน่ายเข้าถึงอาจจะมี การประยุกต์ใช้กับ ระบบพลังงานแสงอาทิตย์ระบบนี้จะจ่ายพลังงานให้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าเพียงแหล่งเดียว ดังนั้นอาจจะมีข้อจำกัดอยู่บ้าง ในเรื่องกำลังการผลิตพลังงานให้เพียงพอสำหรับการใช้งาน โดยทั่วไป แต่เพียงพอสำหรับการใช้พลังงานไฟฟ้าที่ไม่มาก เนื่องจากระบบประเภทนี้จะมีต้นทุนสูง หากระบบมีขนาดใหญ่และยุ่งยากในระยะยาว เพราะระบบประเภทนี้ต้องพึ่งพาการใช้แบตเตอรี่ในการสำรองพลังงาน ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การไม่เชื่อมอินเวอร์เตอร์ต่อเข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้า

### 2.3.2 การเชื่อมต่อเข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้า (Grid tie or Grid Connect)

ระบบนี้เป็นที่นิยมสูงในพื้นที่ที่มีโครงข่ายระบบจำหน่ายเข้าถึง เนื่องจากมีเสถียรภาพสูง และเป็นลดการใช้พลังงานไฟฟ้าจากระบบจำหน่าย โดยการพึ่งพาพลังงานทดแทน เป็นประโยชน์ด้านสิ่งแวดล้อมและเป็นจุดเริ่มของการสร้างโครงสร้างระบบพลังงานทดแทนอย่างยั่งยืนในอนาคต ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.4



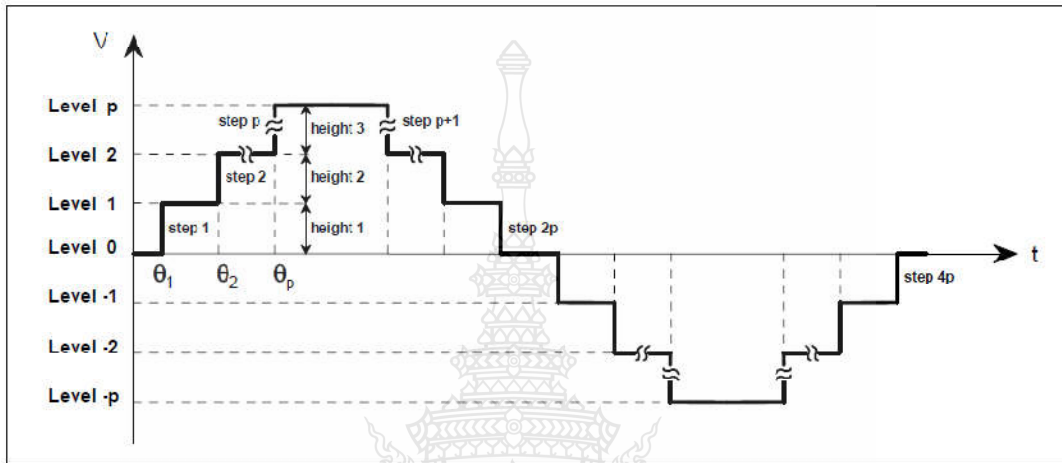
รูปที่ 2.4 การเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์เข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้า



## 2.4 อินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับ (Multilevel Inverter)

### 2.4.1 หลักการของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

อินเวอร์เตอร์หลายระดับ มีความสามารถในการสร้างรูปคลื่นเป็นขั้นๆ ลักษณะคล้ายขั้นบันได ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงรูปคลื่นเป็นขั้นๆ ของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

โดยปกติแล้วสามารถนิยามได้ดังต่อไปนี้

$P$  คือ จำนวนขั้นในครึ่งคาบ

$2 * p + 1$  คือ จำนวนระดับของอินเวอร์เตอร์

$4 * p$  คือ จำนวนขั้นของอินเวอร์เตอร์

รูปแบบของรูปคลื่นโดยทั่วไปทั้งความกว้างและความสูงสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงได้  
อย่างไรก็ตามในส่วนของความสูงของขั้นจะมีขนาดเท่ากันความกว้างเท่านั้นที่การเปลี่ยนแปลงได้ตาม  
รูปแบบที่ต้องการ รูปคลื่นแบบหลายระดับจะมีคุณลักษณะที่สมบูรณ์ได้ต้องใช้มุมของแต่ละระดับ  
เพราะว่าแต่ละรูปคลื่นของแรงดันหลายระดับขึ้นอยู่กับจำนวนระดับที่กำหนดดังนั้นจึงมีความสำคัญที่  
จะต้องพิจารณาค่าของมุม ซึ่งจะแตกต่างจากค่าที่กำหนดจากค่าเฉลี่ยของรากล้าง

สอง (Root Mean Square: RMS) ดังนั้นจากความแตกต่างนี้ สามารถที่จะกำหนดปริมาณได้จากดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation index:  $M_i$ ) คำนิยามได้โดยสมการที่ 2.1

$$M_i = \frac{(V_{pk} / \sqrt{2})}{V_{RMS}} \quad 2.1$$

เมื่อ  $V_{pk}$  และ  $V_{RMS}$  คือค่ายอดและค่าเฉลี่ยของรากลกำลังสองของแรงดันไฟฟ้าตามลำดับ

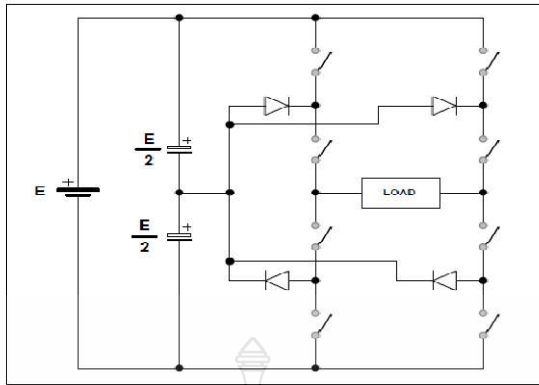
#### 2.4.2 โครงสร้างอินเวอร์เตอร์หลายระดับ

กรณีที่ต้องใช้อินเวอร์เตอร์ที่พิกัดกำลังไฟฟ้าสูง ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถหาอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ทนพิกัดแรงดันสูงๆ ได้ เช่นขนาดแรงดัน 5 กิโลโวลต์หรือ 10 กิโลโวลต์ที่จะต่อกับระบบไฟฟ้าหลักได้โดยตรง จึงจำเป็นที่จะต้องประยุกต์ใช้อินเวอร์เตอร์หลายระดับเพื่อให้ใช้งานที่พิกัดแรงดันสูงๆ ได้ โดยอาศัยหลักการของโครงสร้างที่ต่ออนุกรมกันของอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อใช้ในการแบ่งแรงดันและเพิ่มจำนวนระดับของสัญญาณขาออกให้มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ การต่ออนุกรมกันของอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังดังกล่าวทำให้อินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับมีความสามารถทำงานที่ระดับกำลังไฟฟ้าสูงกว่าเมื่อเทียบกับอินเวอร์เตอร์แบบ 2 ระดับ เนื่องจากการต่ออนุกรมกันของอุปกรณ์สวิตช์ทำให้มีการทนพิกัดแรงดันได้มากขึ้นตามจำนวนที่ต่อเข้าไปและเป็นการช่วยลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ได้อีกด้วย

อินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ในด้านกรวิจัยมีอยู่ 3 ชนิดด้วยกัน คือ อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอด-แคลมป์ (Diode Clamped Multilevel Inverter), อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบฟลายอิงคาปาซิเตอร์ (Flying Capacitor Multilevel Inverter) และอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบคาสเคด (Cascaded Multilevel Inverter) [6] [14] [15] [21]

#### 2.4.2 ไดโอดแคลมป์ (Neutral Point Inverter (NCP) Diode-Clamped Topologies)

มีการนำเสนอโดย Nabae ในปี ค.ศ. 1981 ดังรูปที่ 2.6 เป็นการแสดงโครงสร้าง 3 ระดับ ชนิดนิวตรอนพอยต์อินเวอร์เตอร์หรือชนิดไดโอด-แคลมป์แบบ 1 เฟส อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ โดยอาศัยการต่ออนุกรมกันของอุปกรณ์สวิตซ์ เพื่อเป็นการแบ่งแรงดันและต้องการสัญญาณแรงดันเอาต์พุตมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้น โดยการต่ออนุกรมกันของอุปกรณ์สวิตซ์ ทำให้อินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบไดโอด-แคลมป์ มีความสามารถในการทำงานที่ระดับกำลังไฟฟ้าที่สูงกว่าอินเวอร์เตอร์แบบธรรมดา



รูปที่ 2.6 โครงสร้างชนิดไดโอด-แคทมบี้ 3 ระดับ แบบ 1 เฟส

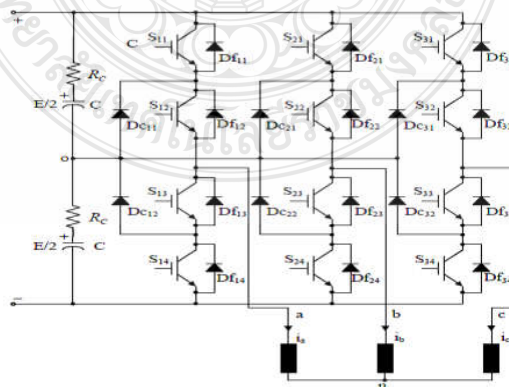
การคำนวณในแต่ละส่วนของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับแบบไดโอดแคทมบี้หาได้จากสมการ ดังนี้ [14]

$$\text{จำนวนของอุปกรณ์สวิตช์} = 2(n-1) \quad (2.2)$$

$$\text{จำนวนของไดโอด} = (n-1)(n-2) \quad (2.3)$$

$$\text{จำนวนของตัวเก็บประจุ} = (n-1) \quad (2.4)$$

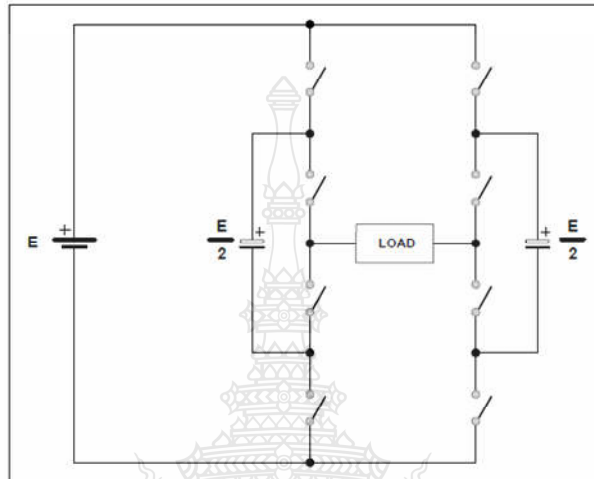
โดยที่  $n$  คือจำนวนระดับของอินเวอร์เตอร์ โดยสามารถสร้างเป็นวงจร ดังรูปที่ 2.7



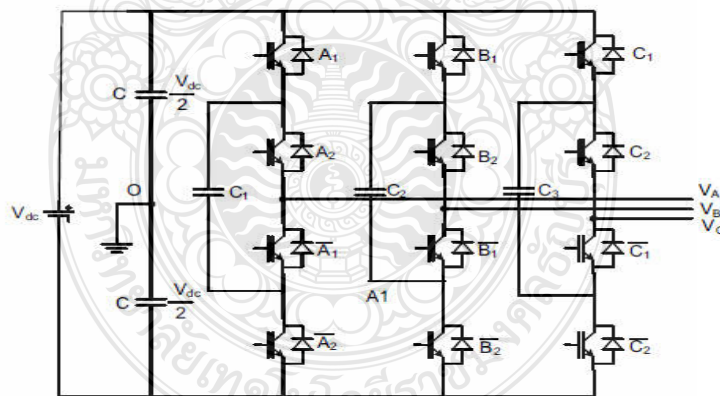
รูปที่ 2.7 อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับไดโอด-แคทมบี้ 3 เฟส [3]

### 2.4.3 ฟลายอิงคาปาซิเตอร์ (Flying Capacitor)

โครงสร้างของฟลายอิงคาปาซิเตอร์ แบบ 3 ระดับแสดงให้เห็นตามรูปที่ 2.8 และแสดงการ  
สร้างวงจรดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 โครงสร้างชนิดคาปาซิเตอร์-แคลมป์ 3 ระดับ



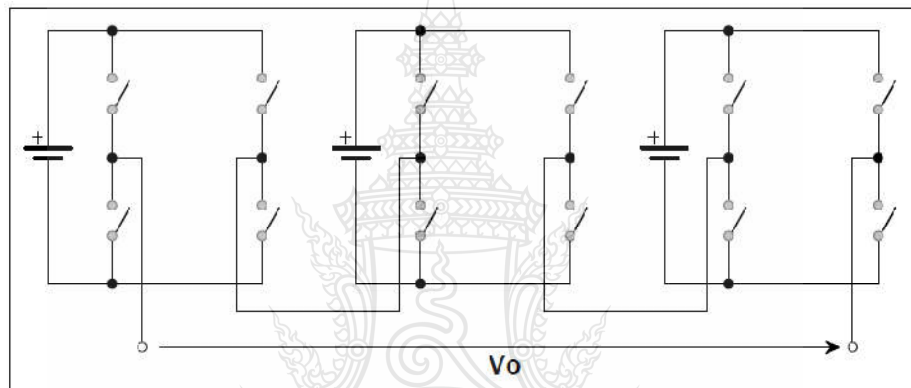
รูปที่ 2.9 อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับคาปาซิเตอร์-แคลมป์ 3 เฟส

รูปแบบโครงสร้างและเทคโนโลยีชนิดคาปาซิเตอร์-แคลมป์ แรงดันแต่ละระดับจะได้มาก  
จากค่าเฉลี่ยของคาปาซิเตอร์ที่ต่อแบบลอยอยู่กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิง การควบคุมการ  
ชาร์จประจุและการคายประจุเป็นไปได้ยากขึ้นอยู่กับสถานะของโหลด รวมถึงในระบบขนาดใหญ่

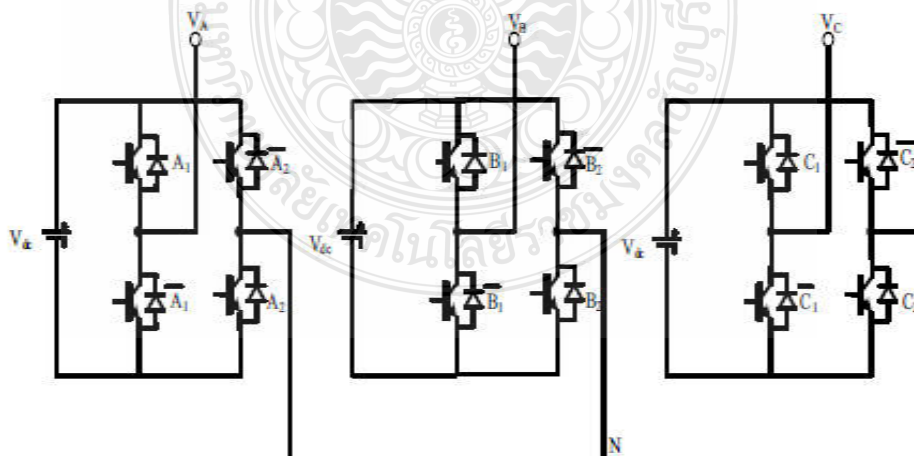
ต้องใช้คาปาซิเตอร์จำนวนมาก และปัญหาของตัวอุปกรณ์คาปาซิเตอร์เองที่มีข้อจำกัดในเรื่องของพิกัดแรงดันขนาดความจุ ความเสื่อมสภาพของอุปกรณ์เมื่อเทียบกับโครงสร้างแบบไดโอดแคลมป์ นอกจากนี้การที่อินเวอร์เตอร์จะทำงานได้ต้องมีการชาร์จคาปาซิเตอร์ก่อนเสมอ

#### 2.4.4 คาสเคด เอช-บริดจ์ (Cascaded H-Bridge)

รูปแบบโครงสร้างและเทคนิคโนโลยีชนิดคาสเคด เอช-บริดจ์ หรือบางครั้งเรียกว่าฟูลบริดจ์ (Full-bridge) จะประกอบไปด้วย  $(N-1)/2$  ของจำนวนเซลล์แต่ละเฟส เซลล์แต่ละเซลล์จะประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวต่อกับแบบตัวเอชพร้อมแหล่งจ่ายที่แยกออกจากกัน [11] แสดงให้เห็นตามรูปที่ 2.10 และแสดงวงจรดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.10 โครงสร้างชนิดคาสเคด เอช-บริดจ์ 3 ระดับ



รูปที่ 2.11 อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับคาสเคด เอช-บริดจ์ 3 เฟส

รูปแบบโครงสร้างและเทคโนโลยีชนิดกาสแคด เอช-บริดจ์ สามารถใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่แตกต่างกันในแต่ละระดับและความละเอียดของระดับสามารถเพิ่มหรือลดจำนวนอุปกรณ์สวิตซ์ นอกจากนี้ยังสามารถแยกหรือรวมแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงอย่างไรก็ตามในโครงสร้างและเทคโนโลยีชนิดกาสแคด เอช-บริดจ์ สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับแบตเตอรี่และแผงเซลล์แสงอาทิตย์ (Photovoltaic: PV) รวมถึงการให้ประสิทธิภาพสูงเนื่องจากมีการประยุกต์ใช้แบบไม่ใช้หม้อแปลงเมื่อพิจารณาอินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับในแต่ละประเภทจากลักษณะการต่อวงจรทำให้สามารถเห็นข้อจำกัดและข้อเด่น-ข้อด้อยแตกต่างกัน [1] คือ

อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดไอโอด-แคลมป์

ข้อดี

- ทุกเฟสมีคอมมอนดีซีลิงก์จุดเดียวกัน ซึ่งจะช่วยให้ประหยัดตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่คล้ายๆ ชาร์จ (Pre-Charged) สามารถทำได้ในตัวเก็บประจุกลุ่มเดียวกัน

- มีประสิทธิภาพสูงสำหรับการสวิตซ์แบบ Fundamental Frequency Switching

ข้อด้อย

- การไหลของกำลังงานจริง (Real Power) จะเป็นเรื่องที่ยากสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 1 เฟส เพราะระดับแรงดัน DC ที่จุดกึ่งกลางไม่สามารถควบคุมการ Overcharge หรือการ Discharge จึงให้เกิดความไม่แน่นอน

- จำนวนของไอโอดจะแปรผันตามจำนวนระดับ ซึ่งอาจทำให้ยุ่งยากสำหรับอินเวอร์เตอร์ที่มีจำนวนระดับสูง

อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาปาซิเตอร์-แคลมป์

ข้อดี

- มีเฟสจำนวนมากพอที่จะใช้ได้สำหรับการปรับสมดุลแรงดันด้วยตัวเก็บประจุ

- สามารถควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ

- เนื่องจากมีตัวเก็บประจุเป็นจำนวนมากจึงช่วยลดการขาดช่วงของแรงดันระยะสั้นหรือการเกิดแรงดันตกชั่วขณะ

ข้อด้อย

- การควบคุมมีความซับซ้อนในการติดตามแรงดันไฟฟ้าทั้งหมดของตัวเก็บประจุนอกจากนี้ยังต้องมีการชาร์จตัวเก็บประจุทั้งหมดในเวลาเดียวกันรวมถึงการเริ่มต้นการทำงานมีความซับซ้อน

- การใช้ประโยชน์สวิตช์และประสิทธิภาพเพื่อใช้สำหรับการส่งกำลังไฟฟ้าจริงการใช้ตัวเก็บประจุเป็นจำนวนมากทำให้สิ้นเปลือง เนื่องจากตัวเก็บประจุมีราคาแพงและการทำเป็นบรรจุภัณฑ์ยังเป็นเรื่องยากสำหรับอินเวอร์เตอร์หลายระดับในระดับที่สูงขึ้น

อินเวอร์เตอร์หลายระดับชนิดคาสเคด เอช-บริดจ์

ข้อดี

- จำนวนของระดับที่ออกไปจะได้นั้นมากกว่าสองเท่าของจำนวนแหล่งจ่ายอินพุต DC ตามสมการ ( $m=2s+1$ )

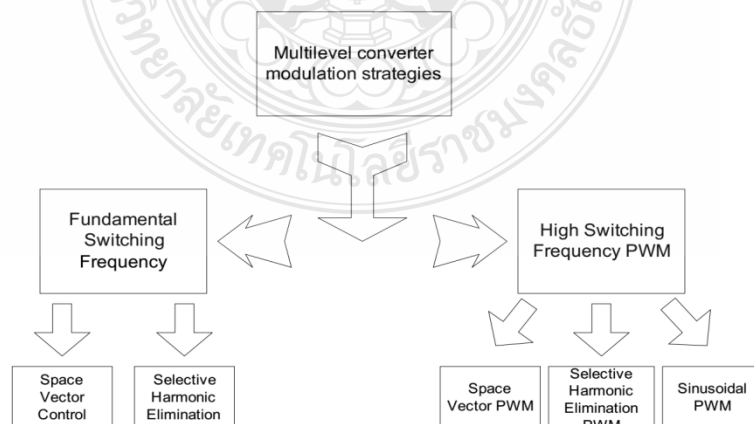
- การอนุกรมกันของ เอช-บริดจ์จะอยู่รูปแบบของบรรจุภัณฑ์ของอุตสาหกรรม จึงทำให้สามารถสร้างได้อย่างรวดเร็วและยังมีราคาถูก

ข้อด้อย

- มีแรงดันอินพุตแตกต่างกันในแต่ละ เอช-บริดจ์ นี้เป็นข้อจำกัด อย่างไรก็ตามจะมีการประยุกต์ใช้กับ SDCSs ที่เป็นบรรจุภัณฑ์ที่มีใช้งานอยู่แล้ว

## 2.5 การมอดูเลชันอินเวอร์เตอร์หลายระดับ (Multilevel Inverter PWM Modulation Strategies)

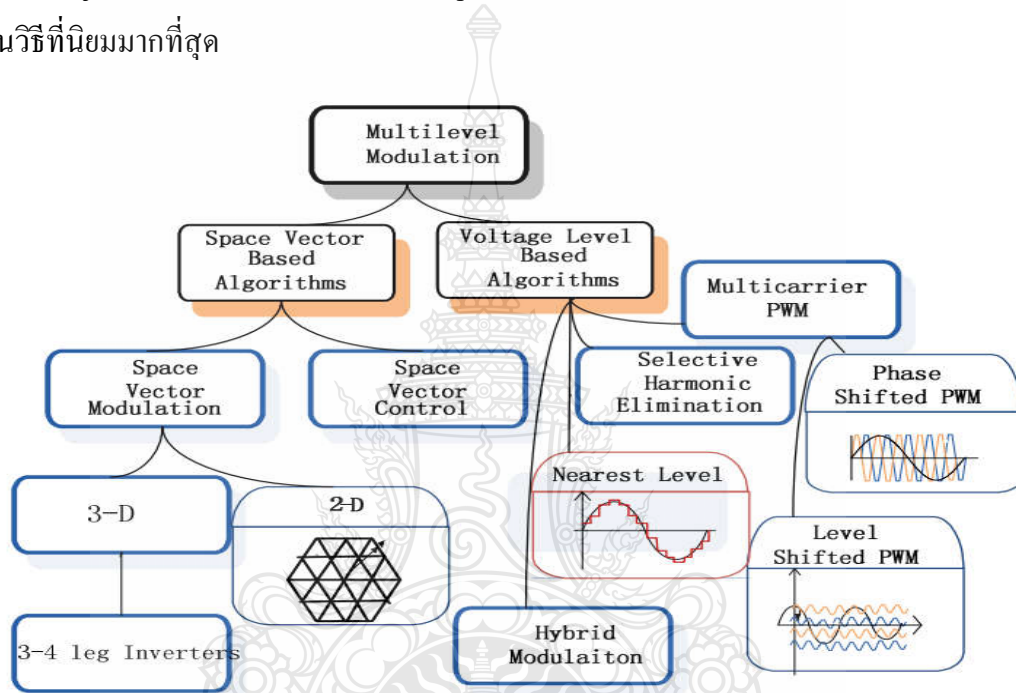
การมอดูเลชันแบบ PWM (Pulse Width Modulation) มีการประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์หลายระดับและสามารถแบ่งออกเป็น 3 วิธีที่นิยมใช้มากที่สุดคือ Fundamental Frequency Switching Strategies, Space Vector PWM Strategies และ Carrier Based PWM Strategies [11] แสดงแผนภาพได้ ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 การจำแนกประเภทการมอดูเลชันที่นิยมใช้มากที่สุด

### 2.5.1 การมอดูเลชันแบบ Carrier-Based PWM

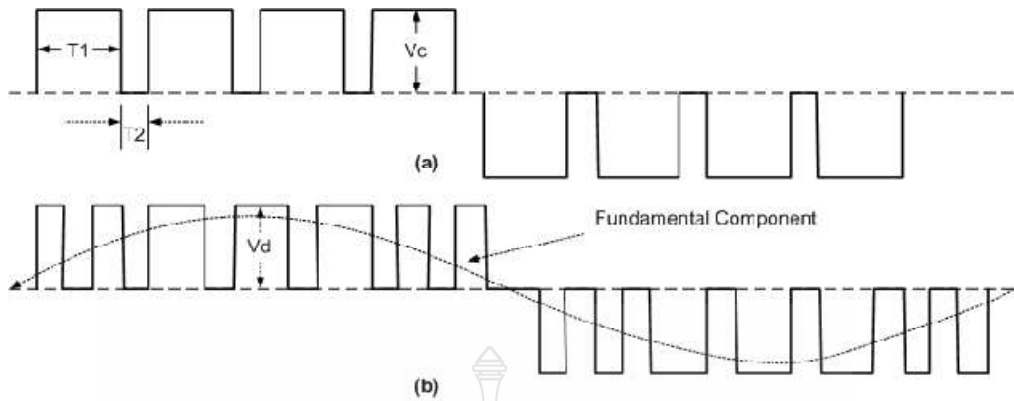
โดยทั่วไปแล้วการมอดูเลชันแบบ Carrier-Based PWM มีการใช้กับอินเวอร์เตอร์แบบ 2 ระดับเดิมอยู่แล้ว ยังสามารถประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ซึ่งเป็นวิธีที่นิยมและง่ายที่สุด โดยทั่วไปจะใช้สัญญาณสามเหลี่ยมร่วมกับสัญญาณอ้างอิงหรือการอ้างอิงสัญญาณต่อเฟส โดยการใช้รูปคลื่นสัญญาณสามเหลี่ยมกับสัญญาณอ้างอิงซึ่งประกอบไปด้วย Sinusoidal PWM (SPWM), Third Harmonic Injection PWM (THPWM) และ Space Vector PWM (SVPWM) ซึ่งวิธีการแบบ SPWM จะเป็นวิธีที่นิยมมากที่สุด



รูปที่ 2.13 การมอดูเลชันสำหรับใช้ในอินเวอร์เตอร์หลายระดับแบบต่างๆ [8]

การมอดูเลชันความกว้างพัลส์ (PWM: Pulse Width Modulation) [12] คือ การแปลงค่าแอมพลิจูดของสัญญาณให้อยู่ในรูปของความกว้างพัลส์ โดยถ้าสัญญาณมีแอมพลิจูดต่ำ ค่าความกว้างพัลส์ก็จะแคบ ถ้าสัญญาณมีแอมพลิจูดสูงความกว้างพัลส์ก็จะกว้าง ค่าแอมพลิจูดที่นำมาแปลงเป็นความกว้างพัลส์นี้จะได้มาจากการแซมปลิง (Sampling) สัญญาณ แล้วนำค่าที่แซมปลิงที่ได้ไปสร้างพัลส์ที่มีแอมพลิจูดคงที่ แต่ความกว้างแปรผันตรงกับขนาดสัญญาณที่ถูกแซมปลิง ดังนั้นถ้าสัญญาณอินพุตถูกแซมปลิง  $n$  ครั้งต่อไซเคิลก็จะได้สัญญาณพัลส์ออกมา  $n$  ลูกต่อไซเคิล ลักษณะสัญญาณ PWM แสดงในรูปที่ 2.14

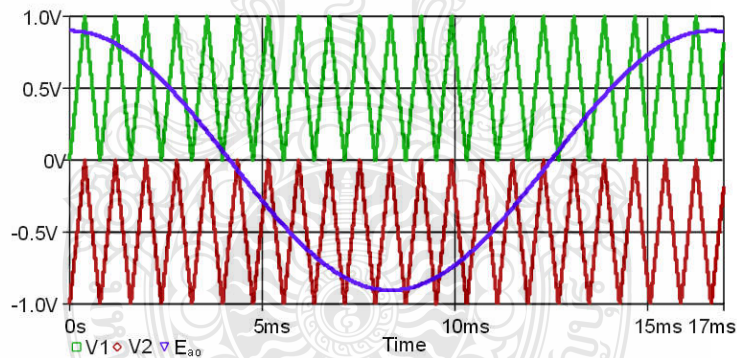




รูปที่ 2.14 ลักษณะของสัญญาณ PWM

2.5.1.1 การมอดูเลชั่นแบบ SPWM (Sinusoidal PWM Modulation)

ในรูปแบบของ SPWM รูปคลื่นจะไหนจะเป็นสัญญาณเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมสัญญาณ [3] วิธีการนี้เป็นวิธีการที่ง่ายสำหรับการทำไปประยุกต์ใช้ [18] ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 การมอดูเลชั่นแบบ SPWM [3]

ฟังก์ชันของการมอดูเลชั่นแบบ SPWM แสดงได้ดังสมการที่ 2.5

$$f_{SPWM}(t) = M \sin(t) \tag{2.5}$$

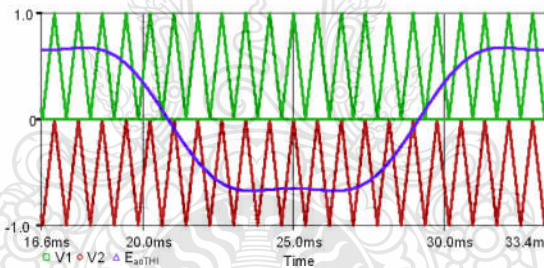
ลักษณะและรูปพัลส์สามารถนำไปใช้กับอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ ซึ่งความกว้างของพัลส์แต่ละช่วงเวลามีความแตกต่างกันขึ้นอยู่กับจุดตัดสัญญาณระหว่างรูปคลื่นไซน์และคลื่นสามเหลี่ยมทั้งสองสัญญาณ

### 2.5.1.2 การมอดูเลชันแบบ SVPWM ที่ได้จาก 3 ความถี่รวมกัน (THIPWM)

การปรับค่าสูงสุดของการมอดูเลชันสามารถกระทำได้โดยการปรับรูปคลื่นไซน์ให้มีสัญญาณที่ขนาดสูงจะทำได้โดยการเพิ่มค่าแอมพลิจูดรูปคลื่นไซน์ [4] แต่ไม่เกินรูปคลื่นสัญญาณสามเหลี่ยม เพราะจะทำให้เกิด Overmodulation สำหรับรูปคลื่นไซน์ จึงได้มีการพัฒนาเป็นแบบรูปคลื่นฮาร์มอนิกสามรวมกันสามรูปคลื่นเพื่อกำลั้ขั้บให้ได้มากขึ้น ดังสมการที่ 2.6

$$f_{THIPWM}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} M(\sin(t) + \frac{1}{6} \sin(3t)) \quad (2.6)$$

สัญญาณอ้างอิงนี้จะประกอบไปด้วยคลื่นความถี่ฮาร์มอนิกสามตัวรวมกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.16

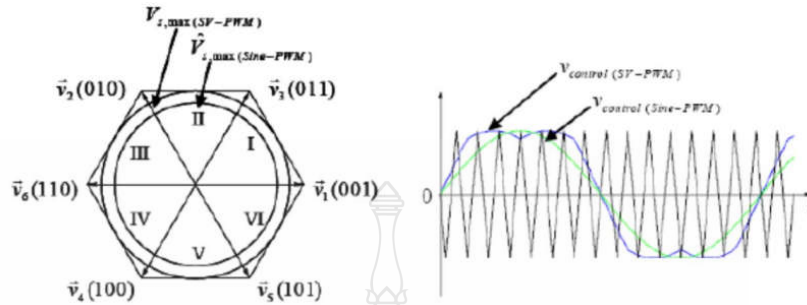


รูปที่ 2. 16 SVPWM ที่จากการรวมความถี่ฮาร์มอนิก 3 ความถี่ [3]

### 2.5.1.3 การมอดูเลชันแบบ CB-SVPWM

วิธีนี้เป็นวิธีการที่จะนำเสนอในอินเวอร์เตอร์หลายระดับ เพราะเป็นวิธีการที่มีความง่ายต่อการขยายไปในระดับที่สูงขึ้น [10] เทคนิคการมอดูเลชันแบบ SVPWM มีข้อดีกว่า SPWM ที่สามารถใช้แรงดันไฟตรง (DC-Link) ที่ด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ได้มากกว่าประมาณ 15 เปอร์เซ็นต์ วิธีการสร้างสัญญาณ SVPWM จะใช้การคำนวณเวลา T1, T2 ในการสวิตช์แต่ละเซกเตอร์ (I-VI) ตามรูปที่ 2.18 แต่มีอีกวิธีคือการบวกสัญญาณ SVPWM คือการบวกแรงดัน Zero-Sequence (Vk) เข้าไปกับสัญญาณไซน์ ตามสมการที่ 2.7 จากนั้นนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Vtri) เหมือนกับวิธี SPWM ทุกประการ ซึ่งข้อดีคือง่าย เหมาะสมกับการใช้งาน SIMULINK ดังรูปที่ 2.17

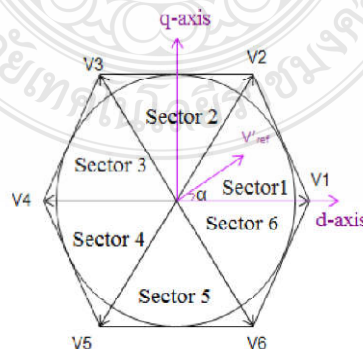
$$\frac{V_{Control}(t)}{V_{tri}} = \frac{\bar{V}_{an}(t)}{Vd/2} \left( \frac{\max(\bar{v}_{an}, \bar{v}_{bn}, \bar{v}_{cn}) + \min(\bar{v}_{an}, \bar{v}_{bn}, \bar{v}_{cn})}{2} \right) \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.17 SVPWM เทียบกับ SPWM ด้วยวิธี Carrier-Based

#### 2.5.1.4 การควบคุมอินเวอร์เตอร์หลายระดับ SVPWM

เป็นส่วนหนึ่งของวิธีการ PWM ที่มีประสิทธิภาพ ซึ่งมีการแบ่งแรงดันศูนย์ไปยังแต่ละเวกเตอร์รวมถึงยังมีขนาดของฮาร์มอนิกที่ลดลง (THD) แม้ว่ารูปแบบ SVPWM จะมีความซับซ้อนกว่าแบบ PWM แต่ก็ยังเป็นที่ยอมรับ เพราะจะช่วยลดการสูญเสียพลังงานที่อุปกรณ์สวิตช์ (Power Electronic Devices Switching) การสร้างสัญญาณ SVPWM ให้มีแรงดันสูงจะช่วยลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิก โดยส่วนมากจะมีการนำไปใช้ควบคุมมอเตอร์ ในการมอดูเลชันในระบบสามเฟสจะมีการแปลงให้อยู่ในระบบ 2 เฟส พร้อมแสดงการหมุนโดยรอบของเฟรมนิ่งแบบหยุดนิ่ง (Stationary Frame) ในส่วนของระบบ 2 เฟสนี้จะเป็นเวกเตอร์อ้างอิงที่ใช้ในการปรับเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ การสวิตช์และเซกเตอร์ (Sector) ของ SVPWM [2] แสดงดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 การสวิตช์และเซกเตอร์

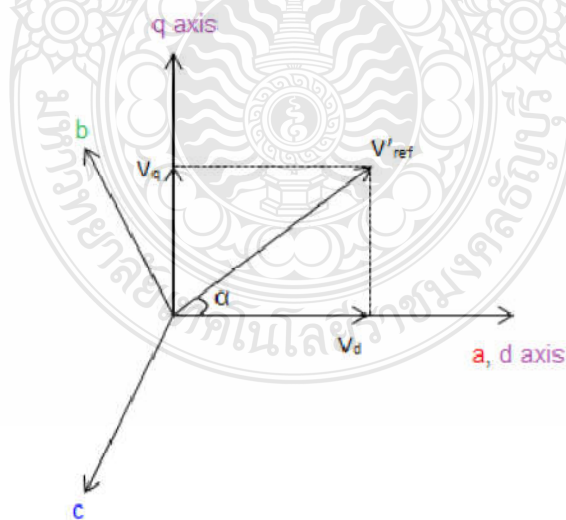
เวกเตอร์ V1 ถึง V6 แบ่งออกเป็น 6 เซกเตอร์ ที่ทำมุมต่างกันอยู่ 60 องศา โดย V<sub>ref</sub> จะถูกสร้างขึ้น โดยสองเวกเตอร์ที่ไม่ติดกับศูนย์และสองเวกเตอร์ศูนย์ แรงดันไฟฟ้าสามเฟสจะถูกเปลี่ยนเป็นเวกเตอร์ d-q เพื่อรวมเฟรมซึ่งผลรวมของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าสามเฟส [2] กำหนดให้ แรงดัน Line to line  $[V_{ab}, V_{ac}, V_{ca}]^T$  โดยสามารถหาได้ตามสมการที่ 2.8

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

กำหนดให้แรงดัน Line to neutral เป็น

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

สมการเวกเตอร์สามารถคำนวณได้จาก  $V_d$ ,  $V_q$  และ  $V_{ref}$  มุมของเวลา และเวลาการเปลี่ยนแปลงของการสวิตช์ เพื่อหา  $V_d, V_q, V_{ref}$  และมุม  $\alpha$  พิจารณาได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 เวกเตอร์แสดงการเปลี่ยนแปลงเพื่อหา  $V_d, V_q, V_{ref}$  และมุม  $\alpha$

จากรูปที่ 2.19 สามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

สมการ d (direct axis)

$$Vd = Van - Vbn \cdot \cos 60 - Vcn \cdot \cos 60$$

$$Vd = Van - \frac{1}{2}Vbn - \frac{1}{2}Vcn \quad (2.10)$$

สมการ q (quadrature axis)

$$Vq = 0 + Vbn \cdot \cos 30 - Vcn \cdot \cos 30$$

$$Vq = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2}Vbn - \frac{\sqrt{3}}{2}Vcn \quad (2.11)$$

จากสมการ ที่ 2.10 ที่ 2.11จะได้

$$\begin{bmatrix} Vd \\ Vq \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

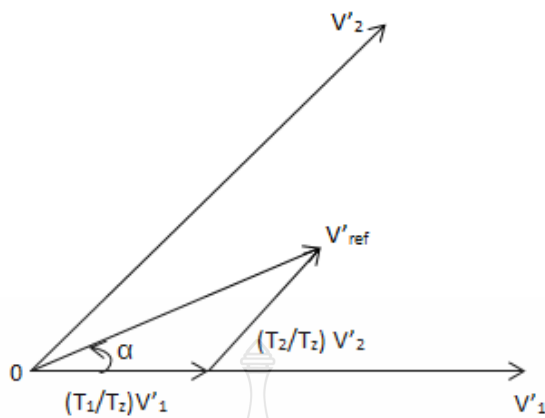
สมการ V'ref (Reference)

$$|V'ref| = \sqrt{Vd^2 + Vq^2} \quad (2.13)$$

มุม  $\alpha$  (Firing angle) ได้จากสมการ

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{Vq}{Vd} \right) \quad (2.14)$$

การคำนวณหาค่า Time duration (T1, T2, T3)

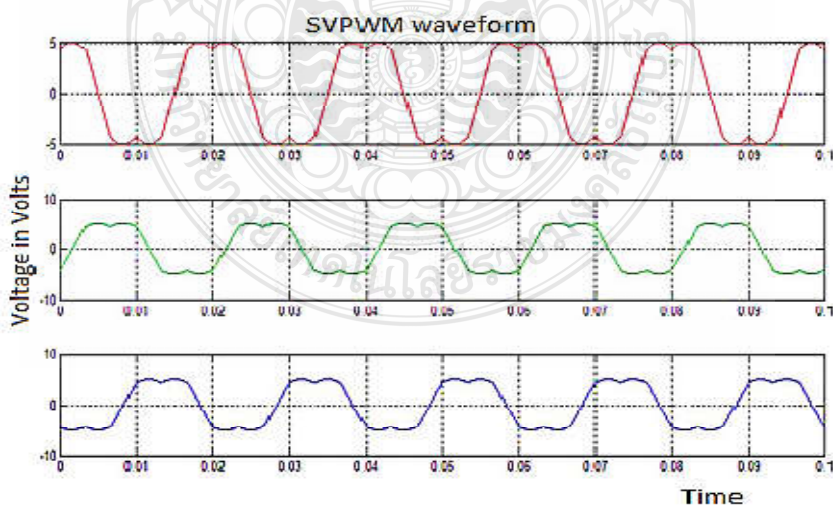


รูปที่ 2.20 ระยะเวลา (Time duration)

$$T1 = \frac{\sqrt{3}|V'_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin \frac{n}{3} \pi \cos \alpha - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \alpha \right) \quad (2.15)$$

$$T2 = \frac{\sqrt{3}T_z |V'_{ref}|}{V_{dc}} \left( -\cos \alpha \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \alpha \cos \frac{n-1}{3} \pi \right) \quad (2.16)$$

$$T0 = T_z - T_1 - T_2 \quad (2.17)$$



รูปที่ 2.21 รูปคลื่นของ SVPWM [2]

ในส่วนอัลกอริทึมที่สำคัญของอินเวอร์เตอร์หลายระดับ ชนิดไดโอดแคดลมป์ สามารถพิจารณาได้ดังนี้ สำหรับอ้างอิง  $\{E_a, E_b, E_c\}$ ,  $x=a, b, c$

$$\text{if } (-0.867 < E_x < 0.867)$$

$$E_z = (1 - \delta_{\max} + \delta_{\min})k - \delta_{\min}$$

$$\text{elseif } (E_x > 0.867)$$

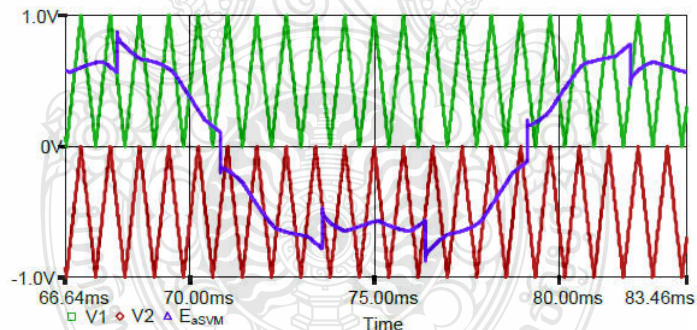
$$E_z = (1 - 2\delta_{\min} + 2\delta_{\max})k + 1 + \delta_{\min} + \delta_{\max}$$

else

$$E_z = (-2 + \delta_{\min} + 2\delta_{\max})k + 1 - \delta_{\max}$$

จะได้สมการใหม่

$$f_{CB-SVPWM}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} E_x(t) + E_z(t) \quad (2.18)$$



รูปที่ 2.22 Carrier-Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM) [3]

## 2.6 เทคโนโลยีของวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (Passive Filter Topologies)

วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ คือวงจรที่ประกอบขึ้นด้วยอุปกรณ์แบบพาสซีฟ ซึ่งหมายถึงอุปกรณ์ที่สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องใช้แรงกระตุ้นด้วยไฟฟ้าเพื่อให้ทำงาน ซึ่งได้แก่ตัวอุปกรณ์ ตัวต้านทาน (R) ตัวเก็บประจุ (C) และตัวเหนี่ยวนำ (L) โดยโครงสร้างที่มีการนำมาใช้ในรูปแบบอินเวอร์เตอร์ มีดังต่อไปนี้ [9]



ตัวกรองความถี่แบบพาสซีฟในไฟฟ้ากระแสตรง (D.C. Passive Filters) ประกอบไปด้วย

- ตัวกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductive DC Filter)
- ตัวกรองความถี่แบบตัวเก็บประจุ (Capacitive DC Filter)
- ตัวกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (Inductive and Capacitive DC Filter)

ตัวกรองความถี่แบบพาสซีฟในไฟฟ้ากระแสสลับ (A.C. Source side Passive Filters) ประกอบไปด้วย

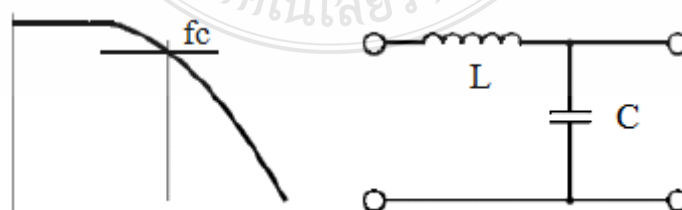
- ตัวกรองความถี่แบบชัณฑ์ (AC Shunt Filter)
- ตัวกรองความถี่แบบปรับและกรองความถี่สูงผ่าน Single (Tuned and High Pass Filter)
- ตัวกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (AC Series Inductive and Capacitive Filter)

ตัวกรองความถี่แบบพาสซีฟใช้เป็นโหลดในไฟฟ้ากระแสสลับ (A.C. Load Side Passive Filters)

- ตัวกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) (L-C Filter)
- ตัวกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุ, ตัวเหนี่ยวนำ (L-C-L Filter)
- ตัวกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุ (L-L-C Filter)

### 2.6.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำหมายถึง วงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่ตั้งแต่ 0 Hz ถึงความถี่ที่กำหนดผ่านไปได้อย่างมีประสิทธิภาพต่ำแบบ L-C สามารถลดฮาร์มอนิกส์ของแรงดันขาออกของลำดับที่สองได้ถึง -40dB การใช้ความถี่คัตออฟ (Cut-off Frequency:  $f_c$ ) ควรจะต่ำกว่าการความถี่สวิดซ์ของอินเวอร์เตอร์แบบหลายระดับ นอกจากจะมีการเลือกความถี่เหมาะสมดังกล่าวแล้ว ควรให้ความสำคัญและหลีกเลี่ยงปรากฏการณ์การสั่นพ้อง (Resonance phenomena) [9]



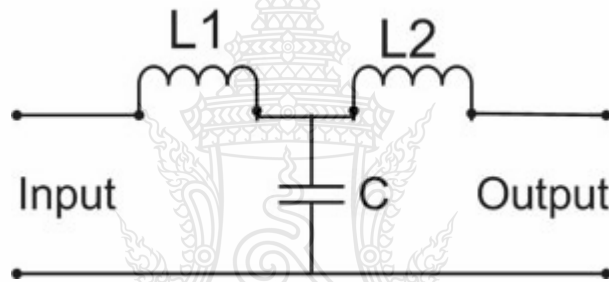
รูปที่ 2.23 จุดคัตออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C



สมการของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C (L-C Low Pass Filter)

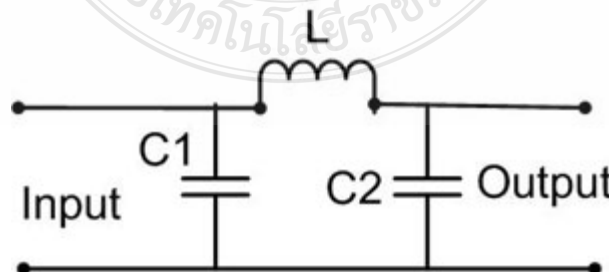
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.19)$$

วงจรกรองความถี่ต่ำยังสามารถใช้งานได้อีกได้เป็น 2 แบบคือที (T Type Low Pass Filter) การใช้ L หรือ C เพียงตัวเดียว ไม่สามารถกำจัดสัญญาณความถี่สูงได้หมด ตรงจุด เรโซแนนซ์ทำให้ความถี่สูงผ่านไปได้ เราจึงแก้ปัญหาโดยการเพิ่ม L เข้าไปในวงจรอีกชุด เมื่อต่อแล้ว ลักษณะวงจรคล้าย ตัว T เราจึงเรียกว่า วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แบบที การกรองความถี่ ถ้าต้องการประสิทธิภาพ เราอาจจะใช้ วงจรนี้หลายชุด ดังแสดงในรูปที่ 2.24



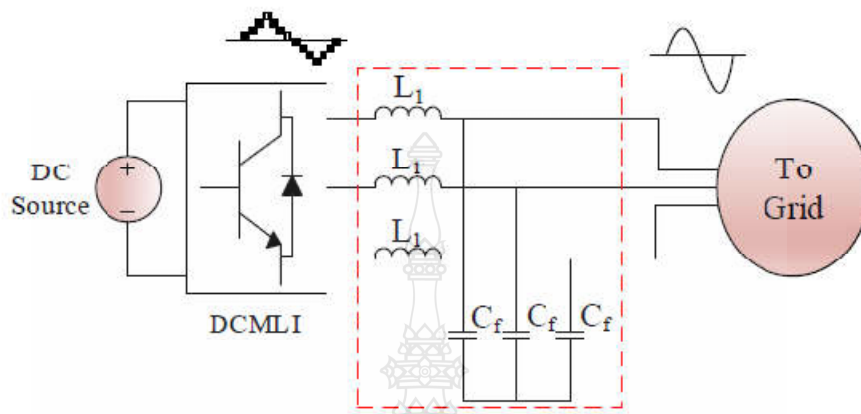
รูปที่ 2.24 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบที

วงจรรูปที่ 2.25 จะใช้ C2 ตัวและ L1 ตัว ต่อกันดังรูป รูปร่างคล้ายตัว PI เราก็เรียกกันว่า วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน แบบพาย (PI Type Low Pass Filter) วงจรแบบนี้จะนิยมใช้ในภาคจ่ายไฟ และวงจรเร็คทูลิเตอร์

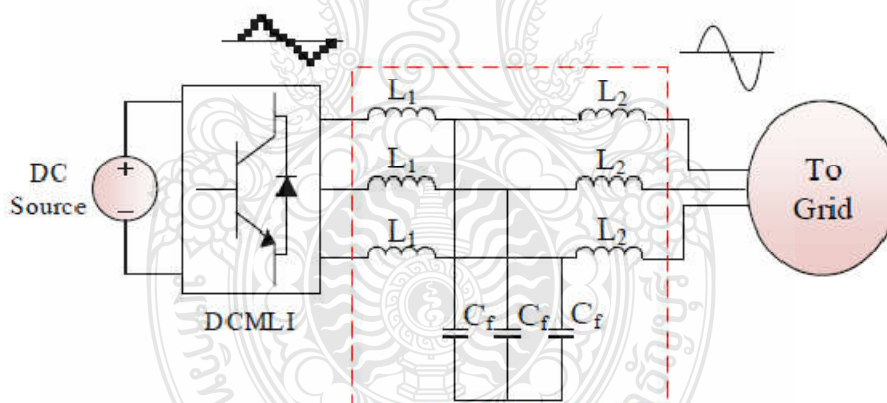


รูปที่ 2.25 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบพาย

ปัจจุบันมีการนำตัวกรองความถี่ในด้านของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์มี 2 รูปตัวกันหลักๆ คือ ตัวกรองความถี่แบบ L-C (L-C Filter) ดังรูปที่ 2.26 และ ตัวกรองความถี่แบบ L-C-L (L-C-L Filter) ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.26 L-C filter ใช้กรองความถี่ฮาร์มอนิกส์ในระบบไฟฟ้า [9]



รูปที่ 2.27 L-C-L filter กรองความถี่ฮาร์มอนิกส์ในระบบไฟฟ้า [9]

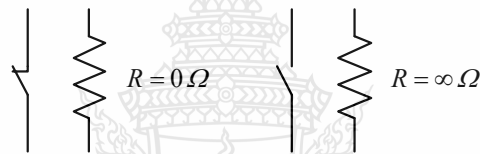
## 2.7 อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นอุปกรณ์หลักที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังทั่วไป ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวจะทำงานใน 2 สถานะคือ สถานะนำกระแส และสถานะหยุดนำกระแส ทั้งนี้ในเชิงทฤษฎี อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์จะถูกสมมติให้เป็นสวิตซ์อุดมคติ เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์วงจร อย่างไรก็ตามความเข้าใจคุณลักษณะแรงดันและกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละ

ชนิดมีความจำเป็นอย่างยิ่งในการนำไปประยุกต์ใช้งาน อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังควรมีคุณลักษณะทางอุดมคติดังนี้

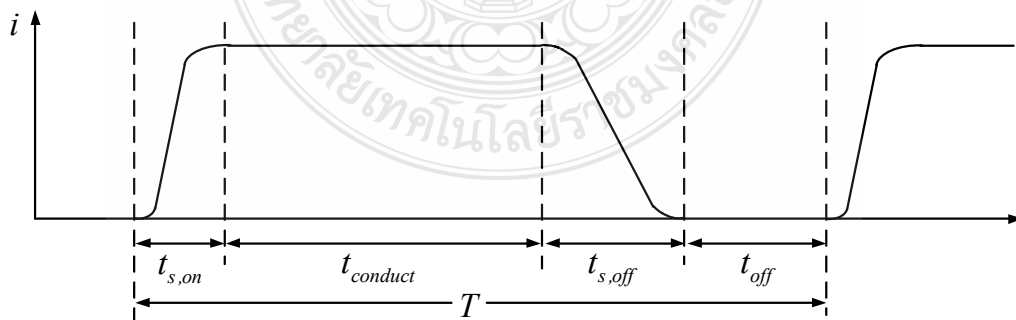
1. สามารถทนแรงดันพังทลายได้สูง ซึ่งขึ้นอยู่กับพิกัดแรงดันใช้งาน
2. มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียต่ำ
3. มีความเร็วสูงในการเปลี่ยนสถานะการทำงาน
4. ทนต่ออุณหภูมิสูงขณะใช้งาน
5. ควบคุมได้ง่าย

โดยทั่วไปอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจะทำงานเป็นสวิตซ์ในวงจร ซึ่งขณะนำกระแส ค่าความต้านทานของอุปกรณ์จะต่ำมาก (ใกล้เคียงศูนย์) และขณะหยุดนำกระแสค่าความต้านทานของอุปกรณ์จะสูงมาก (ใกล้เคียงค่าอนันต์) ดังวงจรสมมูลในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 วงจรสมมูลในอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ขณะอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเปลี่ยนสถานะทำงานจะเกิดสูญเสียกำลังไฟฟ้าขึ้น ซึ่งเกี่ยวข้องกับค่าประสิทธิภาพของวงจรโดยรวม ทั้งนี้ช่วงเวลาในการทำงานของสวิตซ์ และกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการทำงานทั้ง 2 สถานะแสดงดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 ค่ากระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์ที่ช่วงเวลาต่าง ๆ

เมื่อ  $t_{s,on}$  คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Turn on)

$t_{conduct}$  คือ ช่วงเวลานำกระแส (On)

$t_{s,off}$  คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn off)

$t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแส (Off)

การสูญเสียกำลังที่สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ สูญเสียขณะนำกระแส ( $W_{con,loss}$ ) และ ขณะสวิตซ์ซิ่ง ( $W_{s,loss}$ ) โดยการสูญเสียขณะสวิตซ์ซิ่งแบ่งได้อีกเป็น 2 ส่วนคือ ช่วงเริ่มนำกระแส (turn-on loss:  $W_{s\_on,loss}$ ) และช่วงเริ่มหยุดนำกระแส (turn-off loss:  $W_{s\_off,loss}$ ) ค่าพลังงานสูญเสียต่างๆ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.20)

$$W_{con,loss} = V_d I_d t_{conduct}$$

$$W_{s\_on,loss} = \frac{1}{2} V_d I_d t_{s,on} \quad (2.20)$$

$$W_{s\_off,loss} = \frac{1}{2} V_d I_d t_{s,off}$$

วัตถุประสงค์ของการออกแบบอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังคือค่าที่น้อยที่สุดของการสูญเสียขณะนำกระแสและการสูญเสียขณะสวิตซ์ซิ่งรวมกัน (อยู่ในรูปของความร้อน) เพราะอุณหภูมิการทำงานสูงสุด  $T_{j,max}$  ซึ่งจะต้องถูกจำกัดเพื่อป้องกันอุณหภูมิเบรคดาวน์ ดังนั้นกำลังสูญเสียสูงสุดหาได้จากสมการที่ (2.21)

$$P_{AV,max} \leq \frac{T_{j,max} - T_a}{R_{thja}} \quad (2.21)$$

เมื่อ  $T_{j,max}$  คือ อุณหภูมิสูงสุดที่จุดต่อ

$T_a$  คือ อุณหภูมิแวดล้อม

$R_{thja}$  คือ ความต้านทานความร้อนระหว่างจุดต่อของสารกึ่งตัวนำและยังขึ้นอยู่กับ

สภาพแวดล้อม

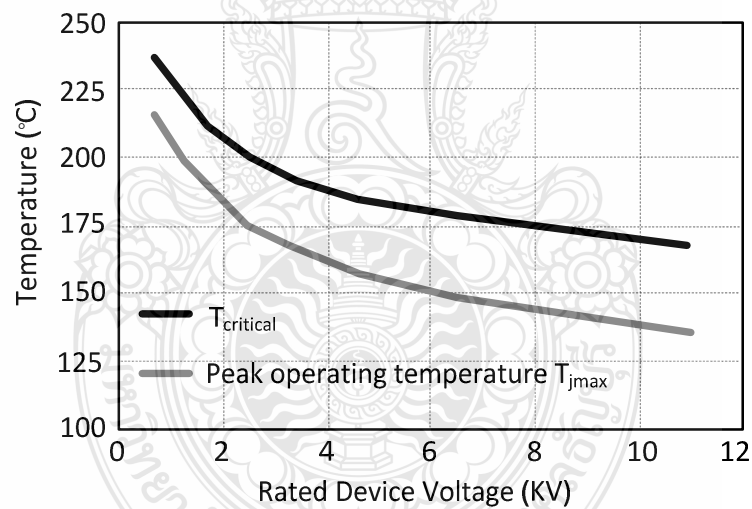
อุณหภูมิการทำงานสูงสุด  $T_{j,max}$  จะลดลงด้วยอุปกรณ์ป้องกันแรงดันดังรูปที่ 2.30 กำลัง

สูญเสียของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในขณะที่ทำงานที่ความถี่  $f$  สามารถหาได้จากสมการที่ (2.22)

$$P_{AV} = \psi I_{on} V_{on} + f(W_{on} + W_{off}) \quad (2.22)$$

- เมื่อ  $I_{on}$  คือ กระแสในขณะนำกระแส
- $V_{on}$  คือ แรงดันขณะนำกระแส
- $W_{on}$  คือ การสูญเสียขณะนำกระแส
- $W_{off}$  คือ การสูญเสียขณะหยุดนำกระแส
- $\psi$  คือ Duty cycle

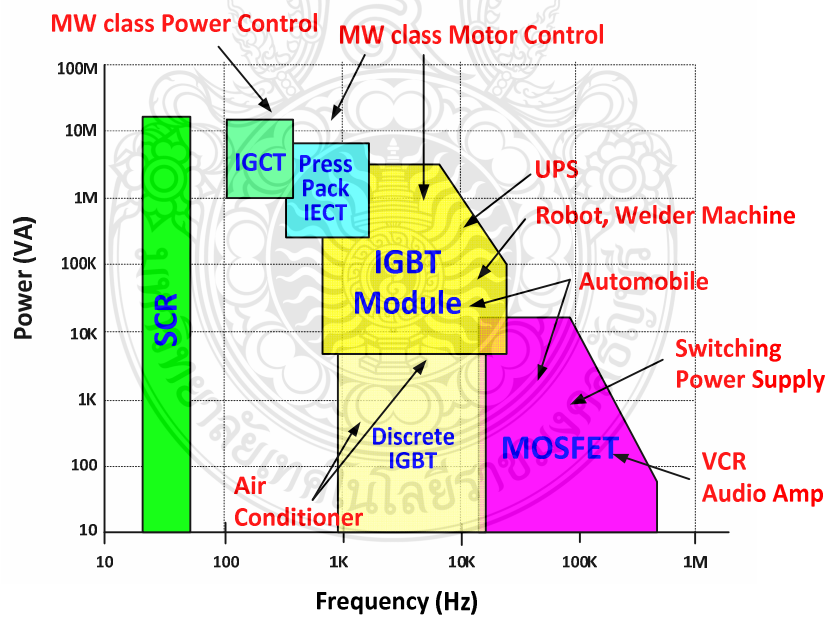
จากสมการที่ (2.21) และ (2.22) เป็นข้อจำกัดสำหรับการนำอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไปประยุกต์ใช้งานตามที่แสดงในรูปที่ 2.31 และ 2.32



รูปที่ 2.30 อุณหภูมิวิกฤตและอุณหภูมิการทำงานสูงสุด  $T_{jmax}$  ที่ปลอดภัยของอุปกรณ์สารกึ่งตัว [16]



รูปที่ 2.31 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำกำลัง [17]

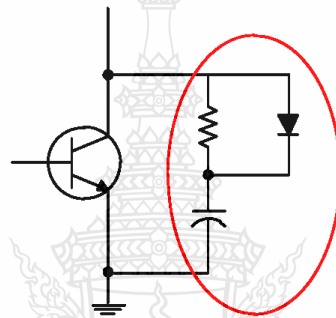


รูปที่ 2.32 พิกัดกำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งาน [16]

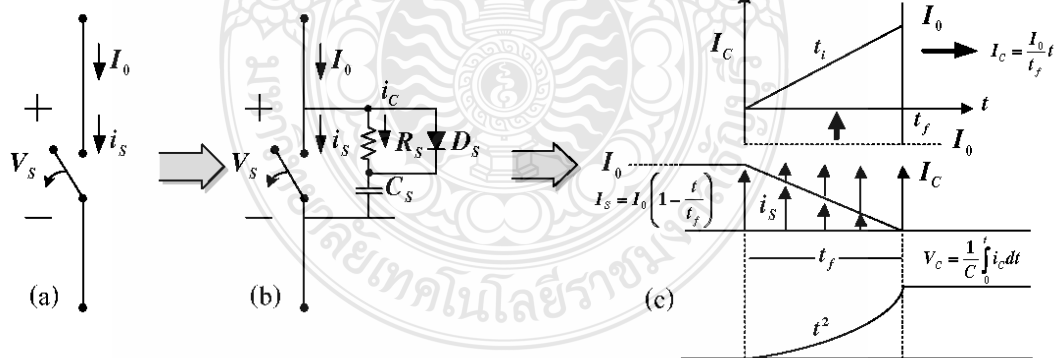
การพัฒนาอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในปัจจุบันสามารถพัฒนาไปที่พิกัดที่สูงขึ้นมาก ดังแสดงในรูปที่ 2.32 ขนาดของกำลังไฟฟ้าที่ใช้ 10 กิโลวัตต์แอมแปร์ใช้ความถี่สวิตซ์ 20 กิโลเฮิรตซ์ สำหรับงานวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาเลือกใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์

## 2.8 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ (Snubber Circuit) เป็นวงจรที่ช่วยลดการเกิดแรงดันเกิน (Over Voltage) เครื่องสวิตซ์ขณะเริ่มนำและเริ่มหยุดนำกระแสในวงจรโหลด R-L ดังรูปที่ 2.33 แสดงการต่อวงจรสแน็บเบอร์



รูปที่ 2.33 วงจรสแน็บเบอร์



รูปที่ 2.34 การแบ่งกระแส  $I_0$  เป็น  $I_s$  และ  $I_c$

การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุของสแน็บเบอร์ จากรูปที่ 2.34 (a) จะเห็นได้ว่ากระแสมีทิศทางการไหลทางเดียวตลอด เมื่อสวิตซ์ทำงานในลักษณะตัด/ต่อวงจรจะทำให้กระแสเกิดการหยุดไหล

ทันทีที่ทันใดจึงทำให้เกิดแรงดันสไปก์จากการที่กระแสเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด อันเป็นผลจากค่า  $L$  ในแหล่งจ่าย ดังนั้นจึงต้องสร้างเส้นทางกรไหลใหม่ให้กับกระแส ดังรูปที่ 2.34 (b) เมื่อสวิตช์จากออกแล้วกระแส ( $I_0$ ) ก็ยังไหลไปในทิศทางเดิมแล้วค่อยๆ ลดลง ดังรูปที่ 2.34 (c) จะเห็นได้ว่ามีทางกระแสไหลได้สองทางโดยการใส่วงจร  $R_s C_s$  สนับเบอร์เพิ่มเข้าไปในวงจร จากนั้นจึงต้องหาค่าของ  $R_s C_s$  สนับเบอร์ที่ใส่เข้าไป โดยเริ่มจากการคำนวณหาที่มาของสมการหาค่า  $C_s$  ของสับเบอร์ จากลักษณะการแบ่งกระแส  $I_0$  เป็น  $I_s$  และ  $I_c$  ดังรูปที่ 2.35 (c) เมื่อแรงดันที่ตกคร่อม  $C_s$  มีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายกระแสที่ไหลผ่าน  $C_s$  จะหยุดไหลดังนั้น  $V_c$  เท่ากับ  $V_s(V_d)$  จะได้ดังในสมการที่ 2.23

$$V_s = \frac{1}{C_s} \int_0^{t_f} i_c dt \quad (2.23)$$

$$V_s = \frac{1}{C_s} \int_0^{t_f} I_0 \frac{t}{t_f} dt \quad (2.24)$$

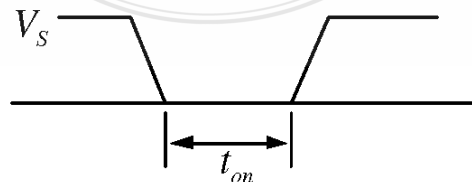
ดังนั้นจะได้สมการ  $C_s$  ดังนี้

$$C_s = \frac{I_0 t_f}{2V_s} \quad (2.25)$$

โดย  $t_f$  คือ เวลาเริ่มหยุดนำกระแสของสวิตช์

### 2.8.1 การคำนวณหาค่าความต้านทานของสับเบอร์

ในรูปที่ 2.35 ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส ( $t_{on}$ ) จะต้องมากพอที่จะให้ตัวเก็บประจุ (C) สับเบอร์คายประจุได้หมดก่อนที่สวิตช์จะหยุดนำกระแสในครั้งต่อไป



รูปที่ 2.35 ช่วงเวลาที่สวิตช์ต่อวงจร

โดยทั่วไปแล้วเวลาที่ใช้ในการคายประจุจะมีค่าประมาณ ดังสมการที่ 2.26



$$t_{on} \geq 5R_s C_s \quad (2.26)$$

จากสมการที่ 2.27 จะได้ว่า

$$R_s \leq \frac{t_{on}}{5C_s} \quad (2.27)$$

$t_{on}$  คือ ช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ที่วัฏจักรงานร้อยละ 50  
ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไอจีบีทีขณะเริ่มหยุดนำกระแสหาได้จากสมการที่ 2.28

$$P_Q = \frac{1}{2} I_0 V_s (t_s + t_f) f_s \quad (2.28)$$

เมื่อไอตัวจรสับเบอ์แล้ว ที่ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไอจีบีทีจะหาได้จากสมการที่ 2.29 ซึ่งเท่ากับ

$$P_Q = \frac{I_0^2 t_f^2 f_s}{24C} \quad (2.29)$$

ทั้งนี้ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทานในวงจรสับเบอ์ขณะไอจีบีทีเริ่มนำกระแส ซึ่งพลังงานสะสมที่ตัวเก็บประจุสามารถหาได้จากสมการที่ 2.30

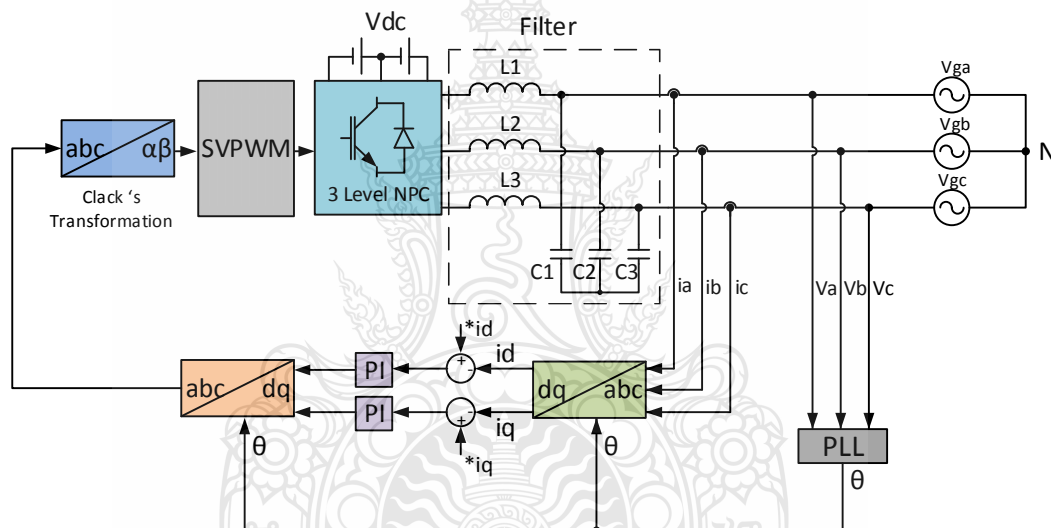
$$W = \frac{1}{2} C V_s^2 \quad (2.30)$$

พลังงานนี้ส่วนใหญ่จะถูกถ่ายเทไปยังตัวต้านทานของวงจรสับเบอ์ขณะไอจีบีทีเริ่มนำกระแส ซึ่งกำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทานในวงจรสับเบอ์นี้หาได้จากสมการที่ 2.31

$$P_R = \frac{CV_s^2}{2T_s} = \frac{1}{2}CV_s^2 f_s \quad (2.31)$$

## 2.9 แบบจำลองของระบบ

จากงานวิจัยครั้งนี้เป็นการวิเคราะห์และออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์แบบ 3 เฟสเชื่อมต่อระบบไฟฟ้าโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการจำลองและวิเคราะห์ผล จากนั้นก็จะทำการสร้างเพื่อทำการทดลองในระบบจริงและเปรียบเทียบกับผลการจำลองในคอมพิวเตอร์ ว่าเหมือนหรือแตกต่างกันอย่างไร การจำลองการทำงานของระบบแสดงดังรูปที่ 2.36 และแสดงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์แบบ 3 เฟสเชื่อมต่อระบบไฟฟ้า



รูปที่ 2.36 แผนภาพการทำงานของอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อระบบไฟฟ้า

## 2.10 สรุปผลทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการศึกษาวรรณกรรมหรืองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อระบบไฟฟ้าพบว่ามีความเกี่ยวข้องในงานด้านการใช้เป็นอุปกรณ์ส่วนหนึ่งในพลังงานทดแทน ซึ่งเป็นอุปกรณ์สำคัญในการที่จะแปลงพลังงานในรูปของไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับและเชื่อมต่อไปยังระบบจำหน่ายไฟฟ้า ทั้งนี้อาจมีการนำไปใช้ร่วมกับพลังงานแสงอาทิตย์ และพลังงานลมเป็นต้น เพื่อเป็นพลังงานที่ยั่งยืนและสะอาดต่อไปในอนาคต

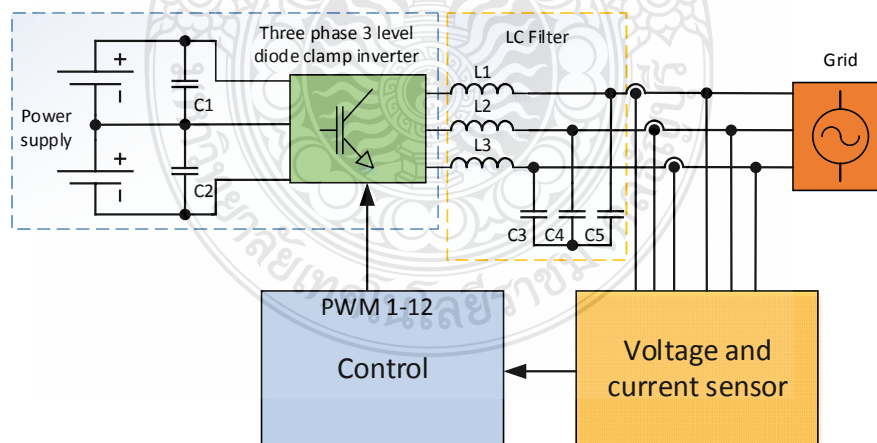
## บทที่ 3

### ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

การวิเคราะห์และออกแบบอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบรรยากาศ เพื่อประยุกต์ใช้กับพลังงานทดแทน โดยต้องการที่จะสร้างสัญญาณแรงดันเอาต์พุตให้มีคุณภาพสูง ให้ได้รูปคลื่นใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์ ที่มีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ของแรงดันเอาต์พุต (THDv) และค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์กระแส (THDi) ไม่เกินตามมาตรฐานและข้อกำหนดของการไฟฟ้า

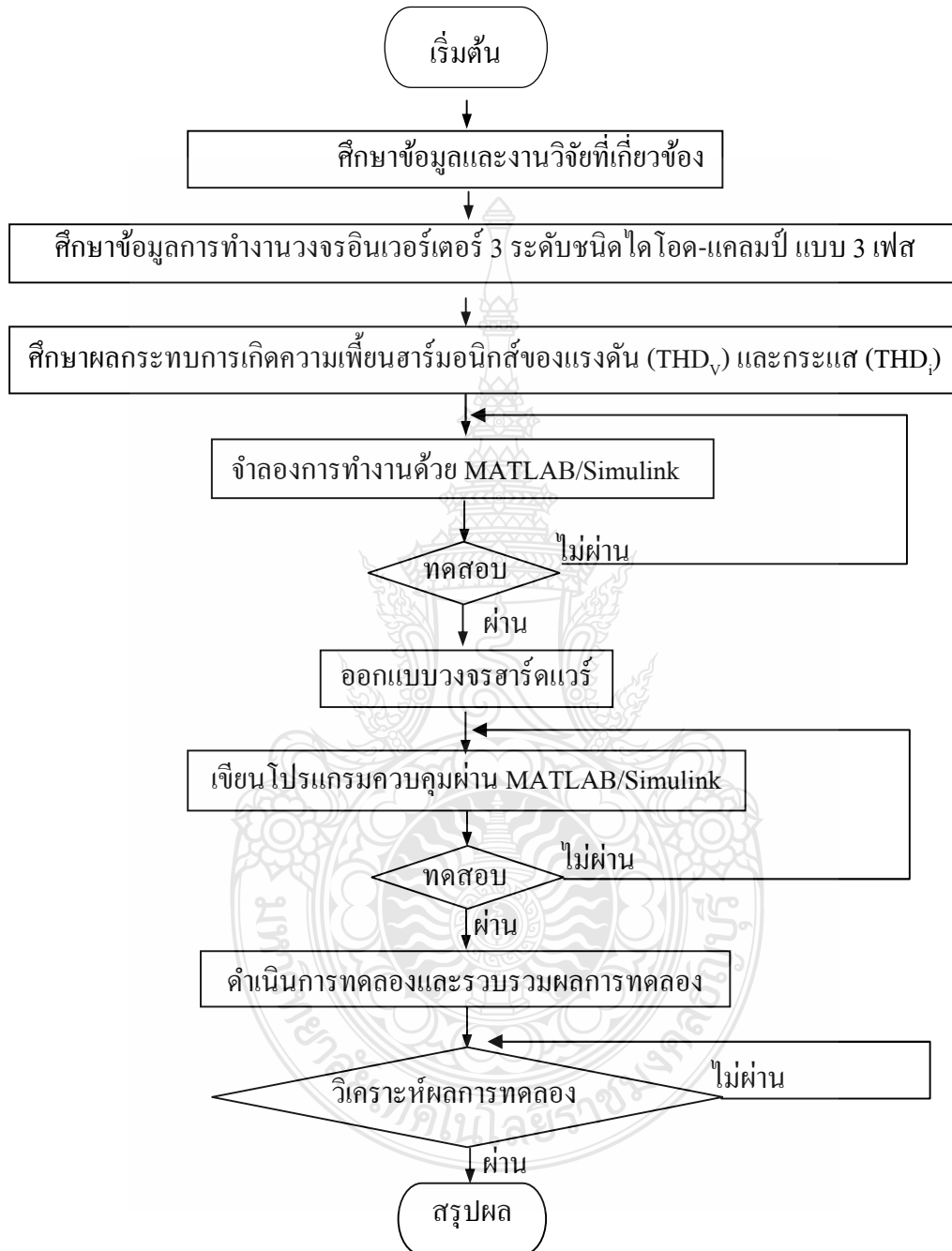
#### 3.1 อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบรรยากาศ

การออกแบบและจำลองการทำงานในระบบไฟฟ้าแรงดันต่ำประเทศไทยจะอยู่ที่ 220/380V ที่ความถี่ 50 Hz ใช้ความถี่ในการสวิตช์ 10 kHz กำลังไฟฟ้าสูงสุดไม่เกิน 1000 วัตต์ ในวงจรจะประกอบไปด้วย 3 ส่วนหลักในการทำงาน คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์, วงจรควบคุม และ วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งโหนดจะเป็นระบบไฟฟ้าแรงดันต่ำในประเทศไทย โดยมีข้อกำหนดให้มีความความเพี้ยนสัญญาณฮาร์มอนิกส์ไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันและกระแสซึ่งสามารถแสดงการทำงานของวงจรในรูปของแผนภาพดังรูปที่ 3.1



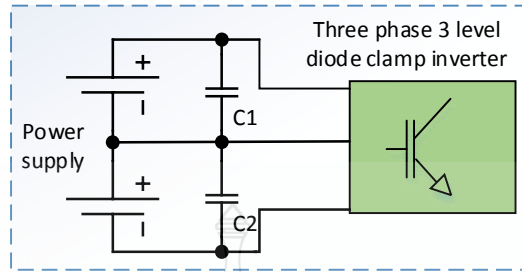
รูปที่ 3.1 แผนภาพการทำงานของวงจร

### 3.2 ขั้นตอนการดำเนินงาน



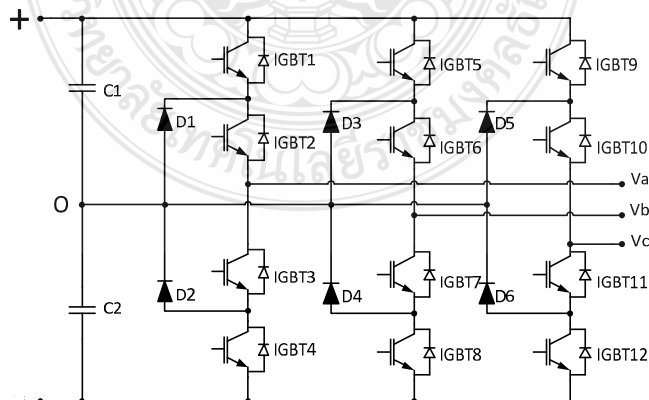
รูปที่ 3.2 แผนภาพขั้นตอนการดำเนินงาน

### 3.3 การออกแบบอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์



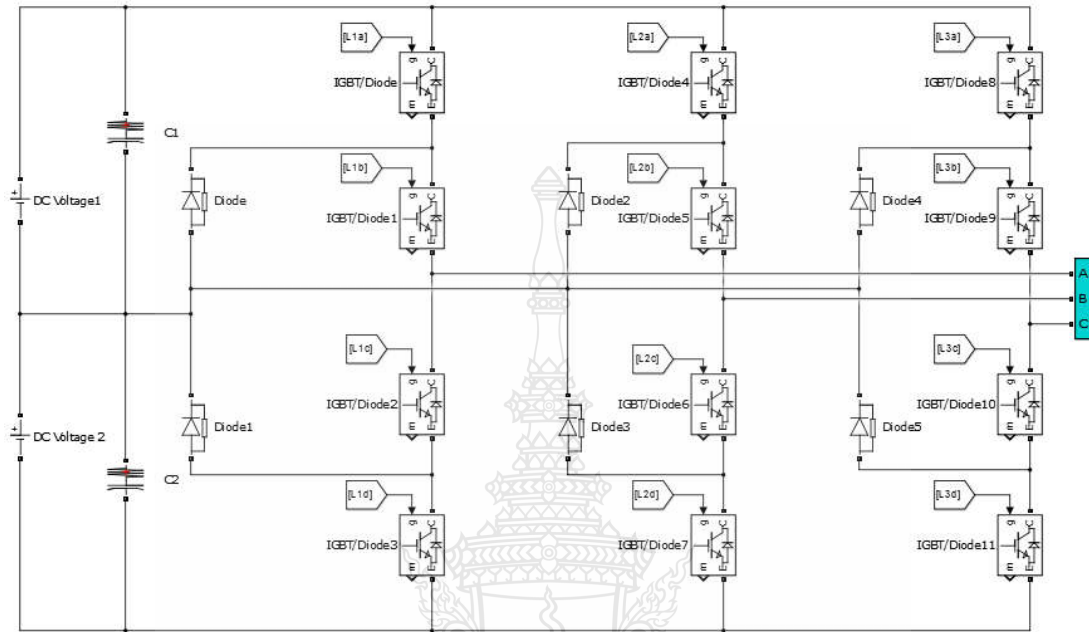
รูปที่ 3.3 แผนภาพอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคลมป์

จากรูปที่ 3.3 แสดงแผนภาพอินเวอร์เตอร์คือ ส่วนที่ทำหน้าที่แปลงผันจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ก่อนการเชื่อมโยงแรงดันไฟตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับวงจรจะมีลักษณะดังรูปที่ 3.4 โดยใช้สวิตช์อิล็กทรอนิกส์กำลัง IGBT (Insulate Gate-Bipolar Transistor), Power MOSFET หรือทรานซิสเตอร์กำลังซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ไอจีบีทีทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อกระแสไฟฟ้าเพื่อแปลงผันจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เนื่องจากไอจีบีทีมีข้อดีเป็นอุปกรณ์อิล็กทรอนิกส์ที่ผสมผสานลักษณะสมบัติเด่นของบีเจที (BJT: Bipolar Junction Transistor) ที่สามารถนำกระแสไฟฟ้าได้สูง มีแรงดันตกคร่อมต่ำในการนำกระแสไฟฟ้า และมีความเร็วสูงในการสวิตช์ ประกอบกับลักษณะเด่นของ มอสเฟต (MOSFET: Metal Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) ที่ความต้านทานทางดำนินพุตสูงมาก



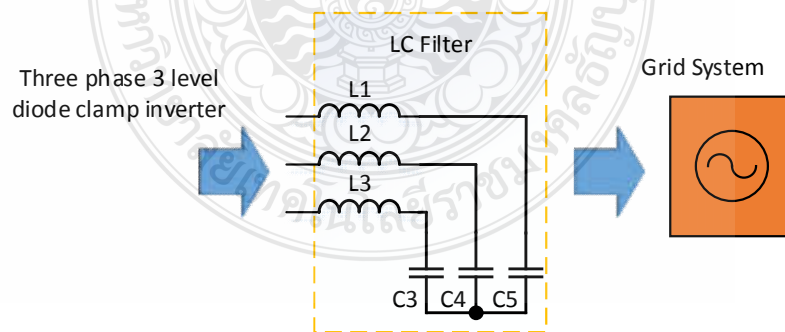
รูปที่ 3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคลมป์ แบบ 3 เฟส

จากรูปที่ 3.5 แสดงการต่อวงจรในโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อทำการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิด ไดโอด-แคลมป์ แบบ 3 เฟส



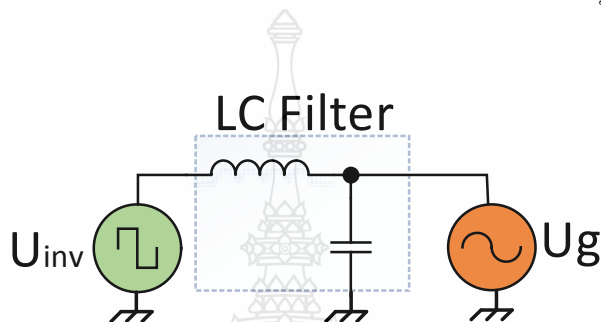
รูปที่ 3.5 MATLAB/Simulink อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ แบบ 3 เฟส

### 3.4 การออกวงจรกรองความถี่แบบ L-C



รูปที่ 3.6 แผนภาพวงจรกรองความถี่แบบ L-C

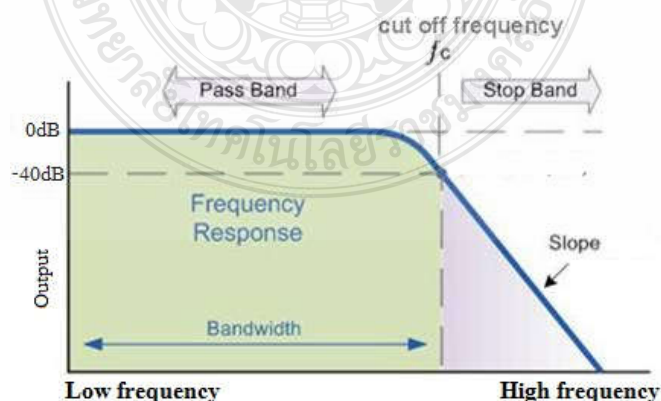
เนื่องจากแรงดันที่วงจรอินเวอร์เตอร์มีแรงดันเอาต์พุตที่ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ จึงก่อให้เกิดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ในแรงดันทางด้านเอาต์พุตค่อนข้างสูง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องต่อวงจรกรองที่ต่ำผ่านทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อกรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกเพื่อไม่ให้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์เข้าไปในระบบไฟฟ้ามากเกินไป เปอร์เซ็นต์ตามข้อกำหนดของการไฟฟ้า โดยในการออกแบบจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C ในระบบไฟฟ้า 3 เฟส ซึ่งสามารถกรองความถี่อันดับที่สองได้ถึง -40dB/decade แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่แบบ L-C สำหรับเชื่อมต่อระบบไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.7 สามารถเขียนสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) [22] ที่นำไปใช้กับระบบได้ตามสมการที่ 3.1 ดังต่อไปนี้

$$G(s) = \frac{U_g}{U_{inv}} = \frac{1}{S^2LC + 1} \quad (3.1)$$



รูปที่ 3.8 แผนภาพ โบด(Bode Plot) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C

ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C เป็นตัวกรองลำดับที่ 2 (Second Order Filter) ที่ช่วยกำจัดลำดับฮาร์โมนิกทางด้านสูงทั้งหมด (High Order Harmonics) จากเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ( $U_{inv}$ ) ให้ได้รูปคลื่นไซน์หรือใกล้เคียงไซน์มากที่สุด โดยต้องมีฮาร์โมนิกที่ได้จากการกรองความถี่ต่ำผ่านไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ตามข้อกำหนดและมาตรฐานของการไฟฟ้า การเพิ่มขึ้นและลดทอนการกรองความถี่สามารถทำได้โดยการกรองความถี่ต่ำผ่าน (Cut-off frequency:  $f_{cutt-off}$ ) ตามความถี่อินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 3.8 แสดงได้ตามสมการ 3.2

$$40 \log(f_{sw} / f_{cutt-off}) \quad (3.2)$$

อย่างไรก็ตามในการกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C ในอินเวอร์เตอร์นั้นก็ยังมีข้อจำกัด ซึ่งการเพิ่มแบนด์วิดท์ ซึ่งมีความสำคัญต่อการทำงานของระบบในอินเวอร์เตอร์ที่เร็วขึ้นและยังสามารถลดการหน่วงเวลาในการกำจัดฮาร์โมนิกลำดับที่สูง (Higher-Order Harmonics) ดังนั้นจึงมีข้อตกลงระหว่างการออกแบบของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C โดยทั่วไปจะถูกกำหนดไว้ที่ค่าต่ำกว่า  $1/10^{\text{th}}$  ของการสวิตช์ความถี่อินเวอร์เตอร์ การเลือกตัวเหนี่ยวนำ (L) ควรมีแรงดันตกคร่อมน้อยกว่า 3 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ซึ่งค่า L สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.3 และสมการที่ 3.4

$$f_c < \frac{1}{10} f_{sw} \quad (3.3)$$

$$I_{Lmax} (2\pi fL) < 0.03U_{inv} \quad (3.4)$$

$I_{Lmax}$  จะเป็นค่าเฉลี่ยสูงสุดของกระแสที่โหลด (Maximum RMS Value of the Load Current) และ  $f$  คือความถี่ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ( $U_{inv}$ ) ในการเลือกใช้ตัวเก็บประจุ (C) สามารถคำนวณได้จากความถี่เรโซแนนซ์ตามสมการที่ 3.5

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} \quad (3.5)$$

งานวิจัยนี้ใช้ความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency) ที่ 50Hz กับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปซิบ์โดยสามารถคำนวณหาค่าความถี่คัตออฟ ( $f_c$ ) ได้ดังสมการที่ 3.6



$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ L-C

ค่าเฉลี่ยกระแสสูงสุดที่ โหลด (ILmax)	ความถี่มูล ฐาน (f)	เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (Uinv)	ความถี่สวิทช์ (fsw)
3A(rms)	50 Hz	136V(rms)	10kHz

จากสมการข้างต้น สามารถคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) ค่าตัวเก็บประจุ (C) และค่าความถี่คัตออฟ (fc) ได้ตามสมการดังนี้

$$I_{L \max} (2\pi fL) < 0.03U_{inv}$$

$$3(2\pi \times 50 \times 0.004 < 0.03(136)$$

$$3.76 < 4.08$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L}$$

$$= \frac{1}{(2\pi 890)^2 \times 0.004}$$

$$= 8 \mu F$$

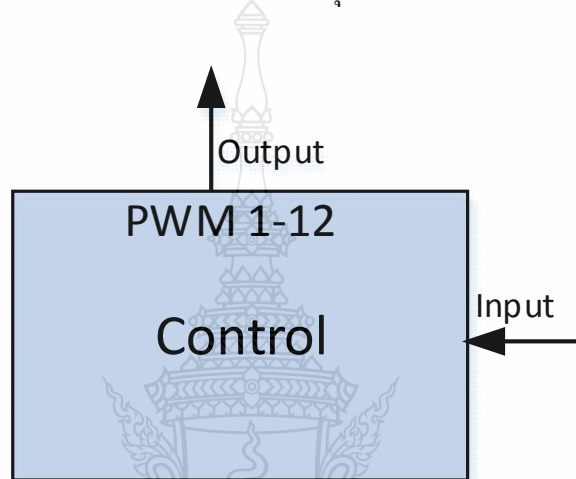
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$= \frac{1}{2\pi\sqrt{(4 \times 10^{-6})(8 \times 10^{-6})}}$$

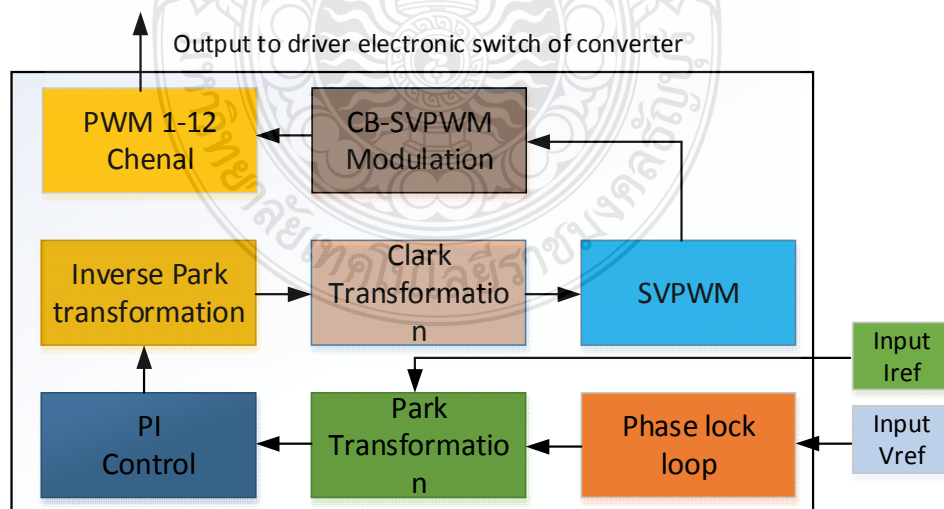
$$= 890 \text{ Hz}$$

### 3.5 ระบบควบคุม (Control)

ระบบควบคุมจะทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณต่างเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้ ซึ่งประกอบไปด้วย เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop: PLL), Park Transformation, ระบบควบคุม PI (PI Control), Clarke Transformation, SVPWM และการมอดูเลชั่น (CB-SVPWM) เพื่อให้ได้สัญญาณพัลส์ PWM ในการส่งขับภาคสวิตซ์อิเล็คทรอนิกส์กำลัง IGBT ซึ่งสามารถแสดงแผนภาพดังรูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10 เป็นการขยายรายละเอียดการทำงานของระบบควบคุม



รูปที่ 3.9 แผนภาพระบบควบคุม



รูปที่ 3.10 แผนภาพระบบควบคุมแบบละเอียด

### 3.5.1 เฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop: PLL)

โครงสร้างพื้นฐานของเฟสล็อกลูป ซึ่งประกอบไปด้วย

- วงจรตรวจจับเฟส/ความถี่ (Phase/Frequency Detector) ทำหน้าที่ตรวจจับความแตกต่างของเฟส ( $\theta_e$ ) หรือความถี่ระหว่างอินพุต ( $V_{in}$ ) และสัญญาณจากวงจรรอสซิเลเตอร์ ( $V_{osc}$ ) โดยมีสัญญาณเอาต์พุตตามสมการที่ 3.7

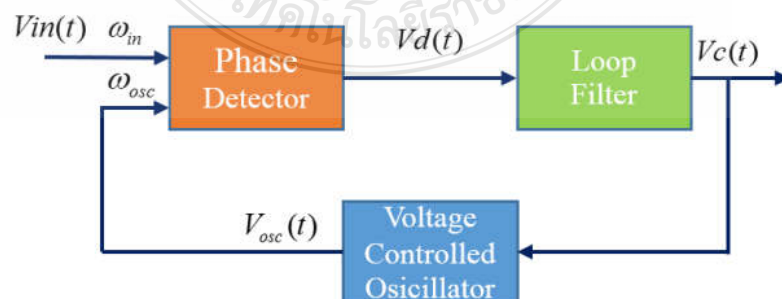
$$V_d(t) = k_d \theta_e = k_d (\theta_{in} - \theta_{osc}) \quad (3.7)$$

โดยที่  $K_d$  = อัตราการขยายของวงจรตรวจจับเฟส/ความถี่ (V/radian)

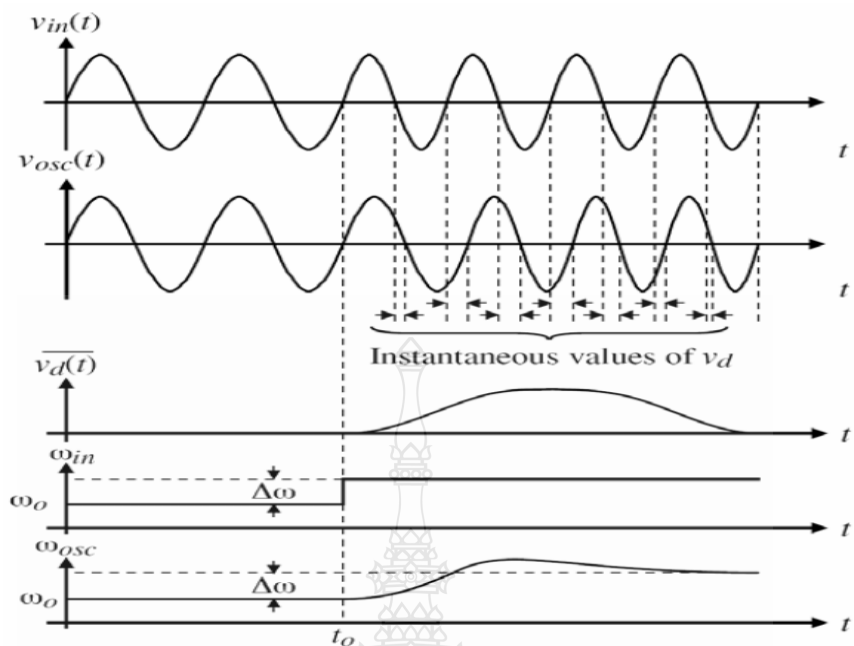
- วงจรกรอง (Loop filter) ทำหน้าที่จำกัดองค์ประกอบความถี่สูง  
 - วงจรรอสซิเลเตอร์ที่ควบคุมแรงดัน (Voltage-Controlled Oscillator: VCO) โดยใช้ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตถูกควบคุมโดยแรงดันตามสมการที่ 3.8

$$\omega_{osc} = \omega_o + k_o v_c(t) \quad (3.8)$$

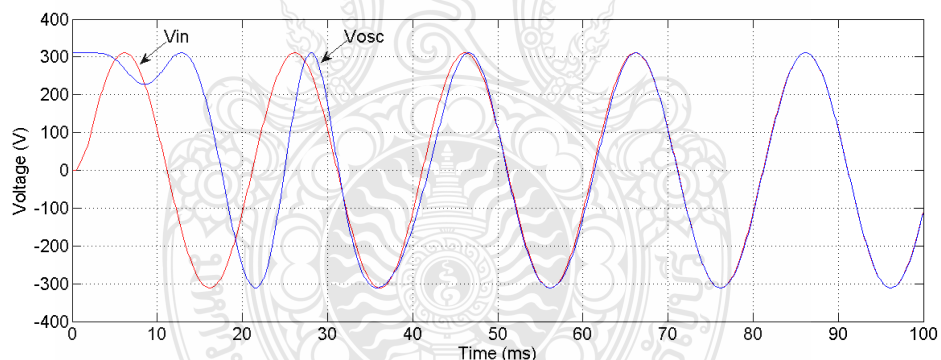
โดยที่  $k_d$  = อัตราขยายของวงจร VCO (ads/secV) และเท่ากับความถี่วิ่งอิสระ (Free-running- frequency) ของวงจร VCO PLL อยู่ในสภาวะล็อกเมื่อความถี่มีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต PLL ในสภาวะไม่ล็อกจะมีความถี่ของ VCO มีค่าเท่ากับความถี่วิ่งอิสระ กระบวนการจับ (Capture- Process) คือ การที่ PLL เปลี่ยนจากสภาวะไม่ล็อกเป็นสภาวะล็อกซึ่งในรูปที่ 3.11 แสดง PLL ขณะที่เกิดการจับสัญญาณ เมื่อ เพิ่ม ้น เวลา  $t_0$   $V_{in}$  จะนำ  $V_{osc}$  ทำให้  $V_d$  มีค่าเพิ่มขึ้น หลังจากระยะเวลาหนึ่งของวงจรกรองความถี่ของ VCO จะสูงขึ้น ทำให้ความแตกต่างของเฟสลดลง จน PLL เข้าสู่สภาวะล็อก ซึ่งสภาวะล็อกความถี่ต่างเฟสจะมีค่าเท่ากับศูนย์หรือค่าคงที่ก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรกรอง



รูปที่ 3.11 โครงสร้างพื้นฐานของเฟสล็อกลูป



รูปที่ 3.12 การตรวจจับสัญญาณของเฟสล็อกกลุ๊ป

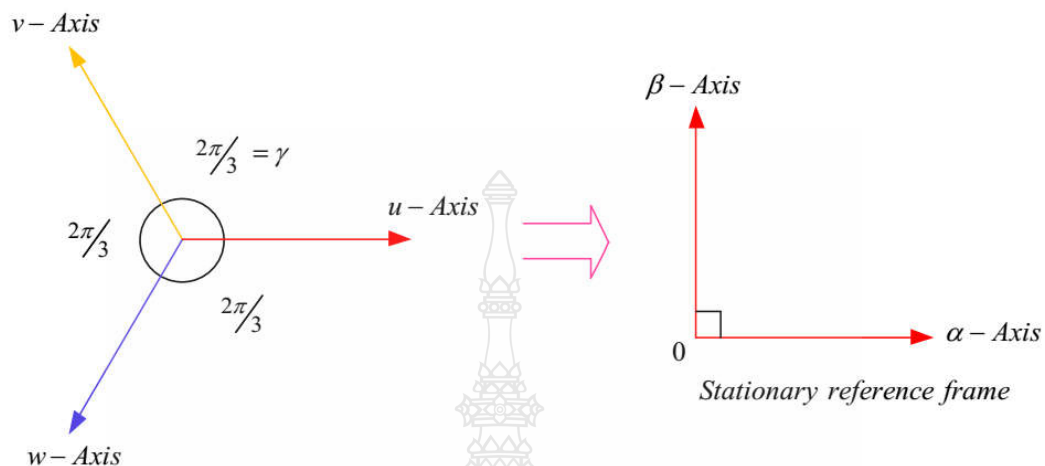


รูปที่ 3.13 แสดงการตรวจจับเฟสและความถี่จากการจำลอง

### 3.5.2 Clarke Transformation และ Park Transformation

แหล่งกำเนิดไฟฟ้าแบบ 3 เฟส มักจะใช้สมการเชิงอนุพันธ์ที่อธิบายการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ในการคำนวณแรงดันและกระแสไฟฟ้า การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบดังกล่าว จะมีความซับซ้อนตั้งแต่การเชื่อมแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง จากการวิเคราะห์วงจรที่ซับซ้อนนี้จำเป็นต้องมีการจัดการให้อยู่ในรูปแบบที่ง่ายต่อการคำนวณ ซึ่งสมการที่นำมาประยุกต์ใช้คือ Clarke Transformation และ Park Transformation

Clarke Transformation การแปลงและจัดรูปสมการทางคณิตศาสตร์ของ Clarke Transformation โดยการแปลงจากสัญญาณในระบบสามเฟสเป็นสองเฟสที่มีมุมต่างกัน 90 องศา



รูปที่ 3.14 เวกเตอร์ของสมการ Clarke Transformation

การแปลงจากสมการ abc to  $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

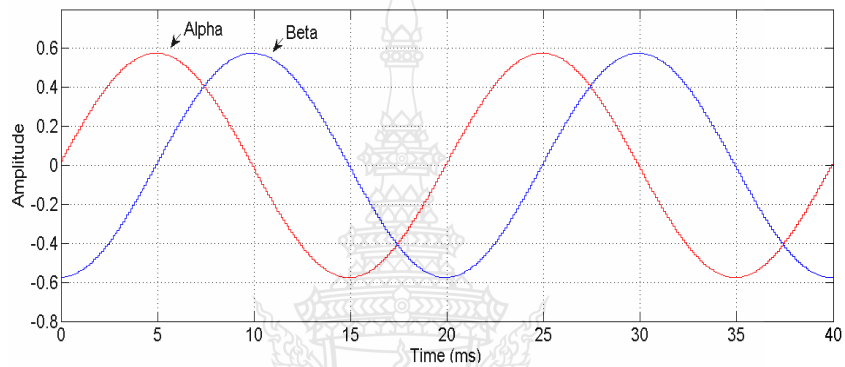
$$\begin{bmatrix} i\alpha \\ i\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ia \\ ib \\ ic \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

การแปลงจากสมการ  $\alpha\beta$  to abc (Inverse Clarke Transformation)

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

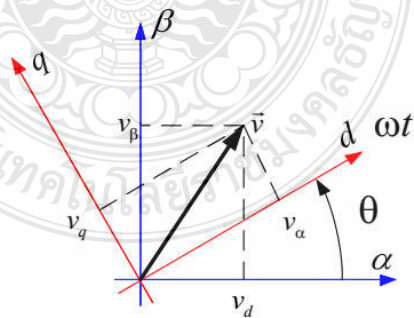
$$\begin{bmatrix} ia \\ ib \\ ic \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i\alpha \\ i\beta \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

จากการแปลงสมการสัญญาณไฟฟ้า 3 เฟส แปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้า 2 เฟสแบบมุมต่างกัน  
อยู่ 90 องศา โดยใช้สมการ Clarke Transformation แสดงดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 สัญญาณ Alpha ( $\alpha$ ) Beta ( $\beta$ ) ที่ได้จากสมการ Clarke Transformation

Park Transformation การเปลี่ยนแปลงนี้จะแปลงเวกเตอร์ในสมมูลสองเฟสที่มีมุมเวกเตอร์  
ต่างกันอยู่ 90 องศาให้อยู่บนระนาบ dq ที่ความถี่มูลฐาน 50 เฮิรตซ์ ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 เวกเตอร์ของสมการPark Transformation

การแปลงจากสมการ  $\alpha\beta$  to dq

$$\begin{bmatrix} Vd \\ Vq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

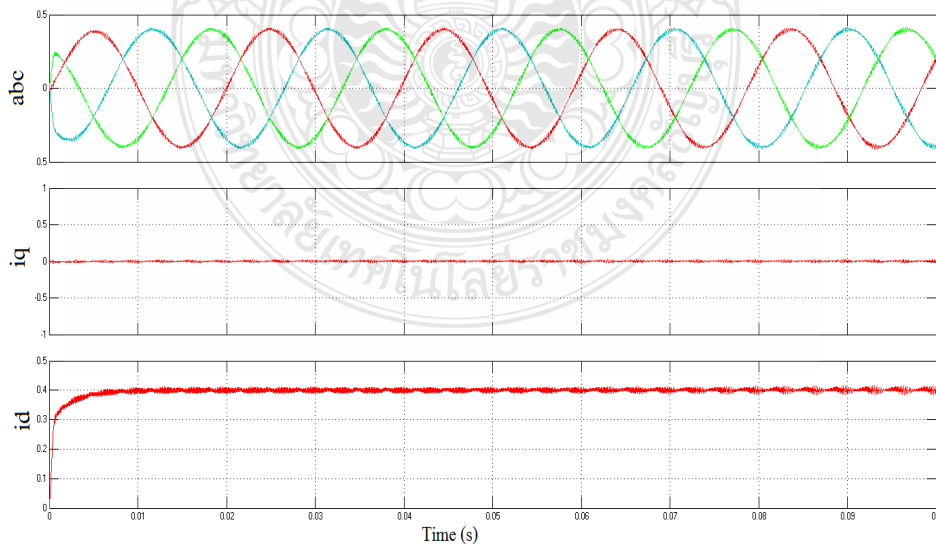
$$\begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i\alpha \\ i\beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

การแปลงจากสมการ dq to  $\alpha\beta$  (Inverse Park Transformation)

$$\begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vd \\ Vq \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} i\alpha \\ i\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

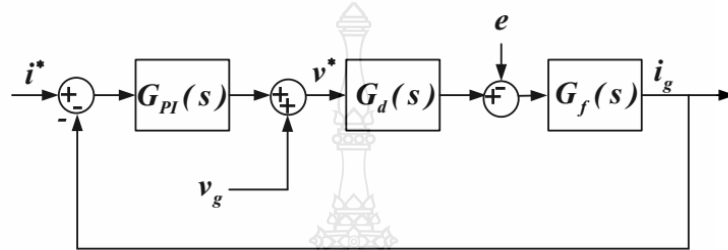
จากสมการ เมื่อนำไปจำลองกับโปรแกรม MATLAB/Simulink จะได้สัญญาณ  $id$  และ  $iq$  ซึ่งได้จากการแปลงสัญญาณไฟฟ้า 3 เฟส แสดงดังรูปที่ 3.17



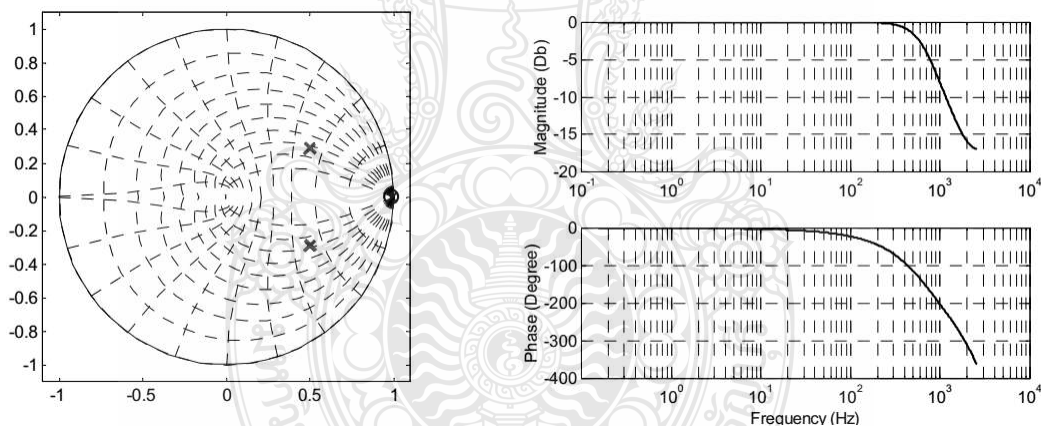
รูปที่ 3.17 สัญญาณจากการแปลงสัญญาณ abc เป็น dq

### 3.5.3 ระบบควบคุมกระแสด้วยพีไอ (PI current control)

ระบบการควบคุมกระแสด้วยพีไอมีความสามารถในการควบคุมกระแสไฟฟ้าไหลผ่านจากอินเวอร์เตอร์ไปยังระบบไฟฟ้า ซึ่งการออกแบบควรให้อยู่ในช่วง Damping 0.707 Overshoot 5 เปอร์เซ็นต์ ในรูปที่ 3.18 เป็นการแสดงแผนภาพของทรานเฟอร์ฟังก์ชันระบบควบคุมแบบพีไอและ รูปที่ 3.19 แสดงกราฟการตอบสนองของระบบควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 3.18 แผนภาพของทรานเฟอร์ฟังก์ชันการควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 3.19 กราฟการตอบสนองของพีไอ

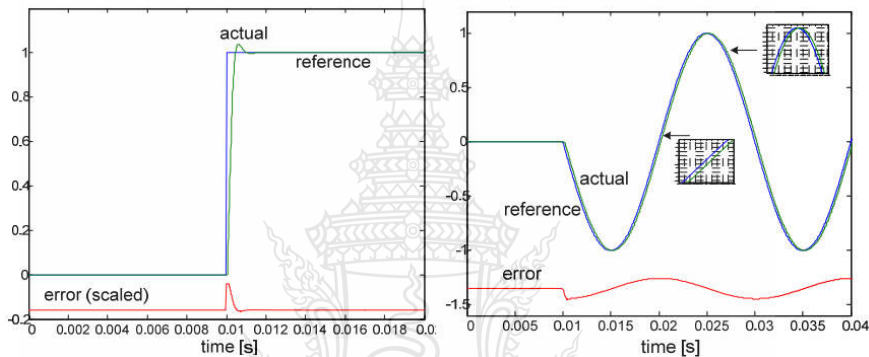
$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_I}{S} \quad (3.17)$$

$$G_d(s) = \frac{1}{1 + 1.5T_s s} \quad (3.18)$$



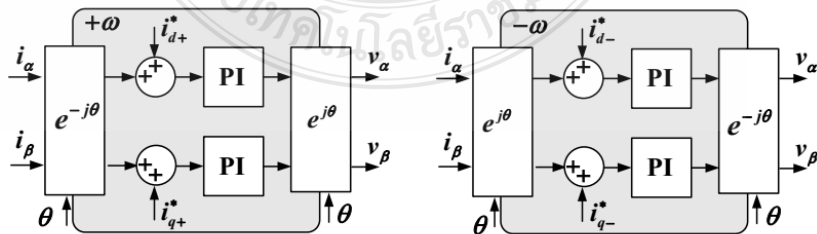
$$G_f(s) = \frac{i(s)}{v(s)} = \frac{1}{R + Ls} \quad (3.19)$$

ขณะที่กระแสจากอินเวอร์เตอร์เชื่อมต่อไปยังระบบไฟฟ้า ระบบอาจมีค่าผิดพลาดบกพร่องเกิดขึ้น (Error) ซึ่งเป็นข้อจำกัดในขณะฉีดกระแสเข้าไปในระบบไฟฟ้าช่วงแรกดังแสดงตามรูปที่ 3.20 อย่างไรก็ตามการดำเนินการชดเชยที่ไม่สมบูรณ์ของระบบควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า (Feed-Forward Control) โดยพื้นฐานแล้วจะทำให้เกิดผลการบิดเบือนกระแสด้วยค่าฮาร์มอนิกที่สูงและไม่เป็นไปตามมาตรฐานสากลของคุณภาพไฟฟ้า

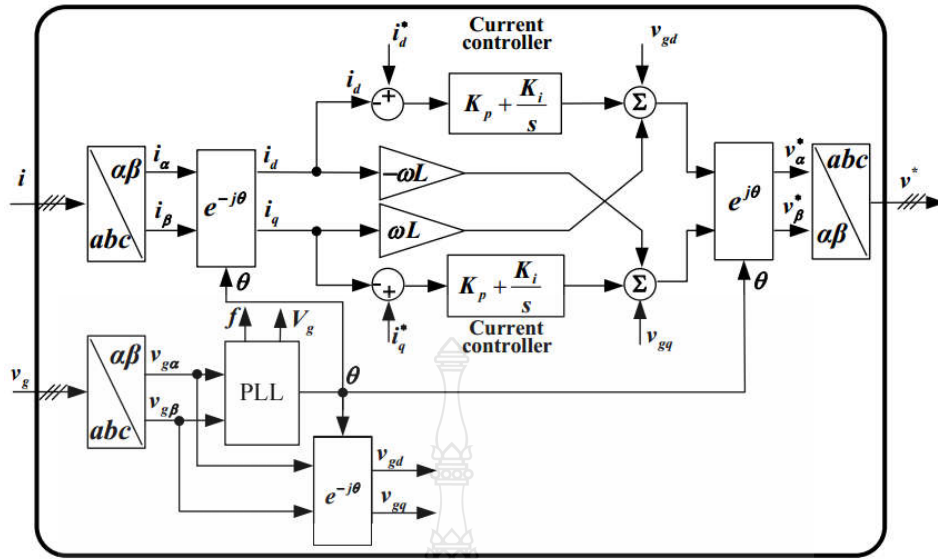


รูปที่ 3.20 แสดงค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นชั่วขณะของระบบ

ภายใต้เงื่อนไขที่ไม่สมดุล ในการชดเชยค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกที่ลำดับต่างๆ จะมีการชดเชยทั้งด้านบวกและด้านลบของแรงดันระบบไฟฟ้าในกรอบอ้างอิง (Reference frame) จะเห็นได้ชัดว่าวิธีการนี้จะมีการคำนวณไปพร้อมๆกันทั้งสองข้าง โดยระบบการควบคุมแบบ PI



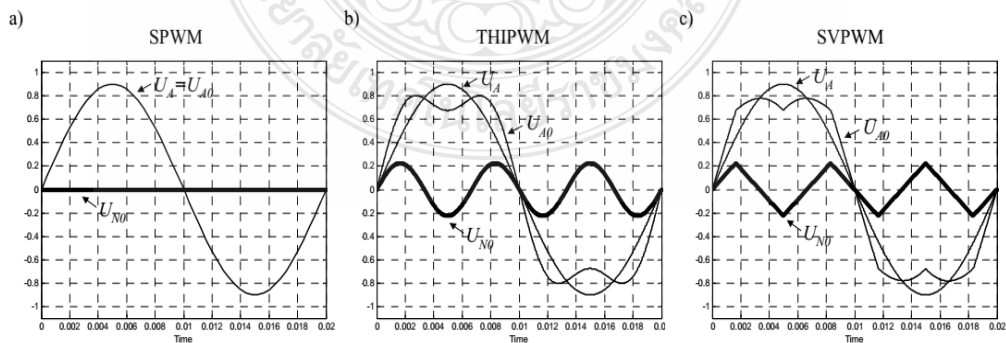
รูปที่ 3.21 การควบคุมชดเชยค่าลำดับความเพี้ยนฮาร์มอนิกทั้งแรงดันบวกและแรงดันลบ



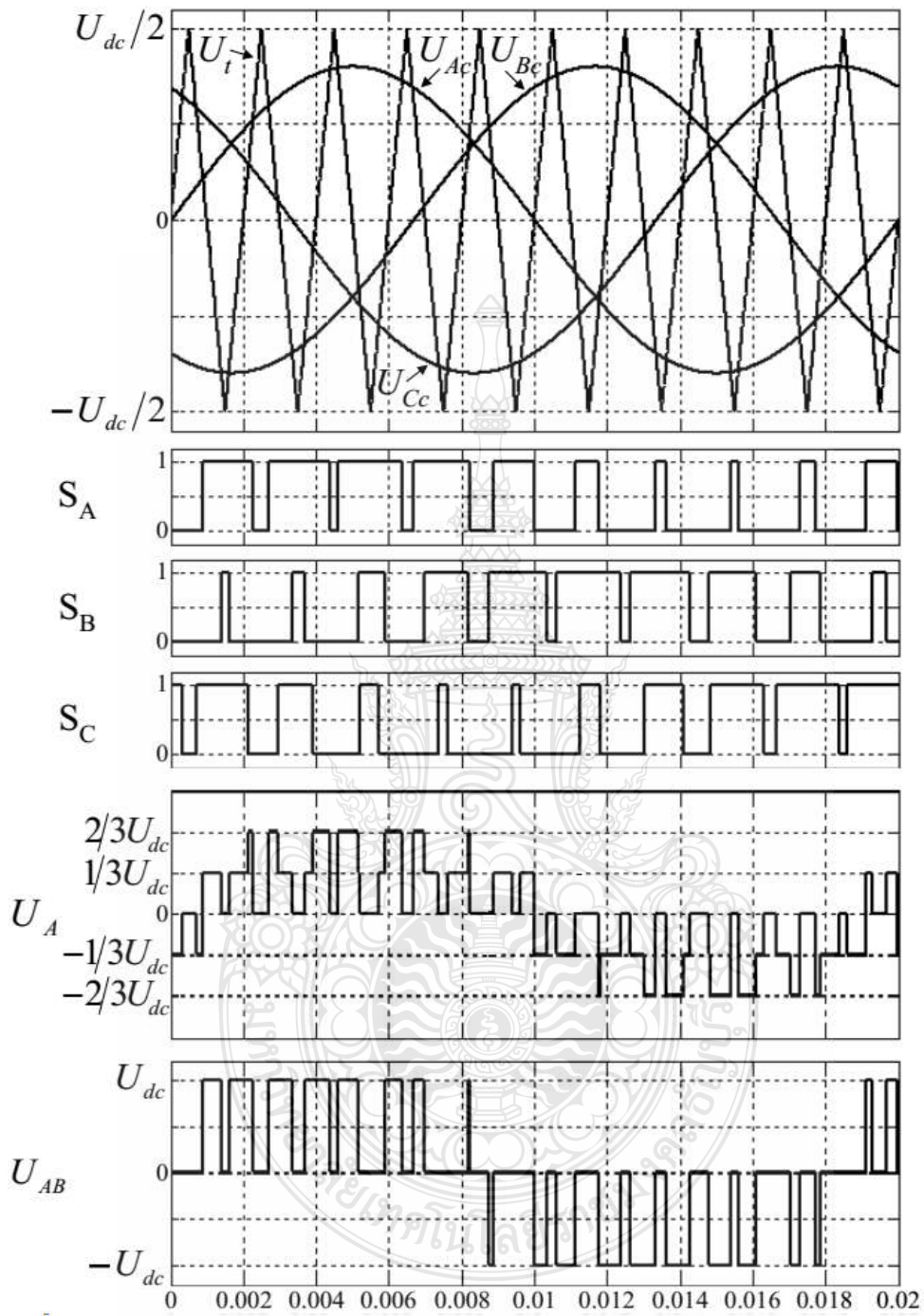
รูปที่ 3.22 การควบคุมแบบ PI ใช้ในการควบคุมกระแสในระบบ

### 3.5.4. การมอดูเลชัน

วิธีการปรับความกว้างของพัลส์ แบบ Carrier-Base มีการนำไปปรับใช้อย่างกว้างขวาง อาทิ ใช้กับ Sinusoidal modulation (SPWM), Third harmonic PWM (THIPWM), และ Space Vector Modulation (SVPWM) ดังรูปที่ 3.23[23] โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมเป็น (Carrier signal) ซึ่งในรูปที่ 3.24 จะใช้สัญญาณอ้างอิง (Reference signal)  $U_{Ac}$ ,  $U_{Bc}$ ,  $U_{Cc}$  ในการเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม ( $U_t$ ) เมื่อทำการเปรียบเทียบเสร็จก็จะได้สัญญาณพัลส์ SA, SB, และ SC ตามลำดับ ซึ่งสัญญาณพัลส์เหล่านี้จะนำไปควบคุมสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่อไป



รูปที่ 3.23 รูปคลื่นสัญญาณอ้างอิง SPWM, THIPWM และ SVPWM



รูปที่ 3.24 พื้นฐานการนำสัญญาณ Carrier-base มาใช้งาน

ดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation index)  $m$

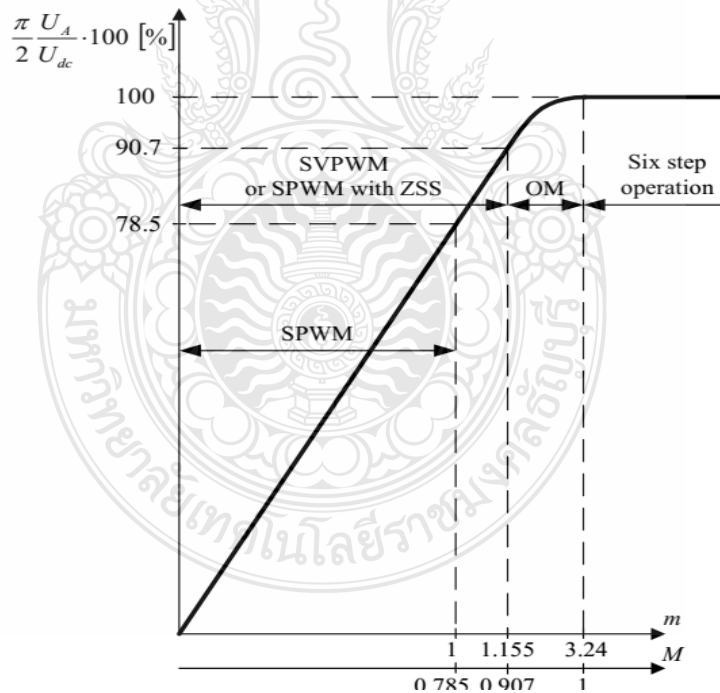
$$m = \frac{U_m}{U_{m(t)}} \quad (3.20)$$

โดยกำหนดให้

$U_m$  เป็นค่าพีคของสัญญาณอ้างอิง

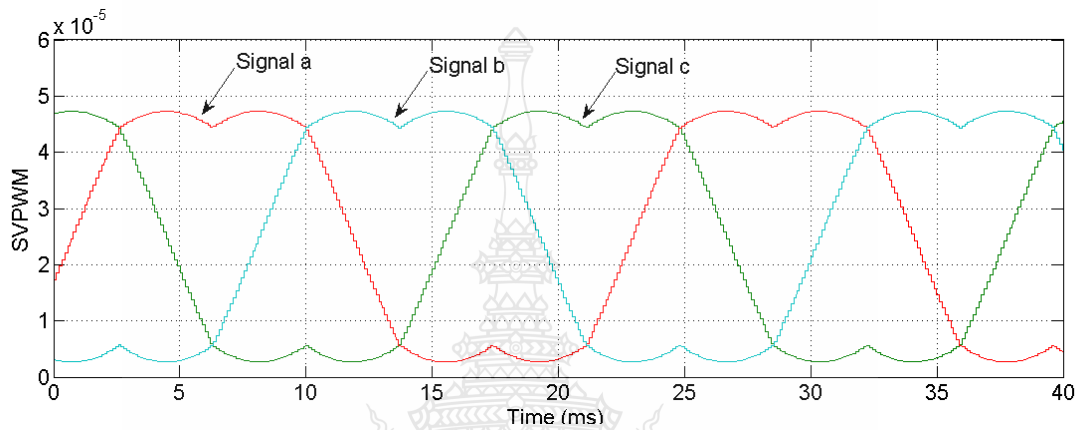
$U_{m(t)}$  เป็นค่าพีคของสัญญาณ Carrier

ดัชนีการมอดูเลชัน  $m$  อยู่ในช่วง 0 ถึง 1 ซึ่งมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับแรงดันเอาต์พุต และที่ค่าสูงสุดของสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นไซน์  $\frac{U_{dc}}{2}$  อยู่ที่ 78.55 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันไฟฟ้าสูงสุดของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามารถเพิ่มเป็น 90.7 เปอร์เซ็นต์ โดยวิธีการ SVPWM รวมถึงวิธีการ โอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation: OM) [23] [24] ดังรูปที่ 3.25

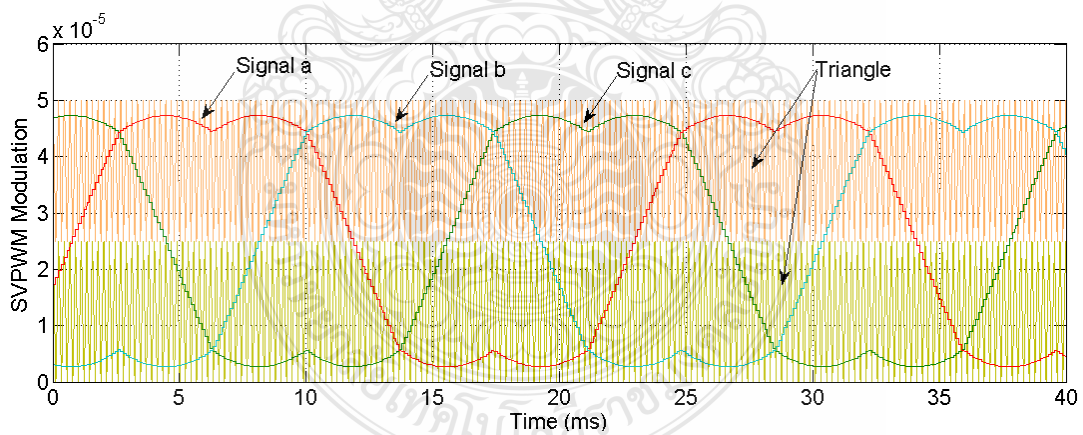


รูปที่ 3.25 การมอดูเลชันในเทคนิคต่างๆ

การมอดูเลชันในงานวิจัยนี้ใช้วิธีการสร้างสัญญาณแบบ SVPWM ที่เหมาะกับการใช้กับ วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดไดโอด-แคลมป์ [5] [10] เพื่อให้ได้สัญญาณลักษณะเหมือนระฆังคว่ำ ดังรูปที่ 3.26 ก่อนนำไปเทียบกับสัญญาณอ้างอิงแบบสามเหลี่ยมสองสัญญาณในรูปแบบ PD เรียกวิธีการ มอดูเลชันนี้ว่า CB-SVPWM (Carrier-Based SVPWM) ดังรูปที่ 3.27 เพื่อให้ได้สัญญาณ PWM ส่งไป ยังภาคสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไอจีบีที (IGBT)

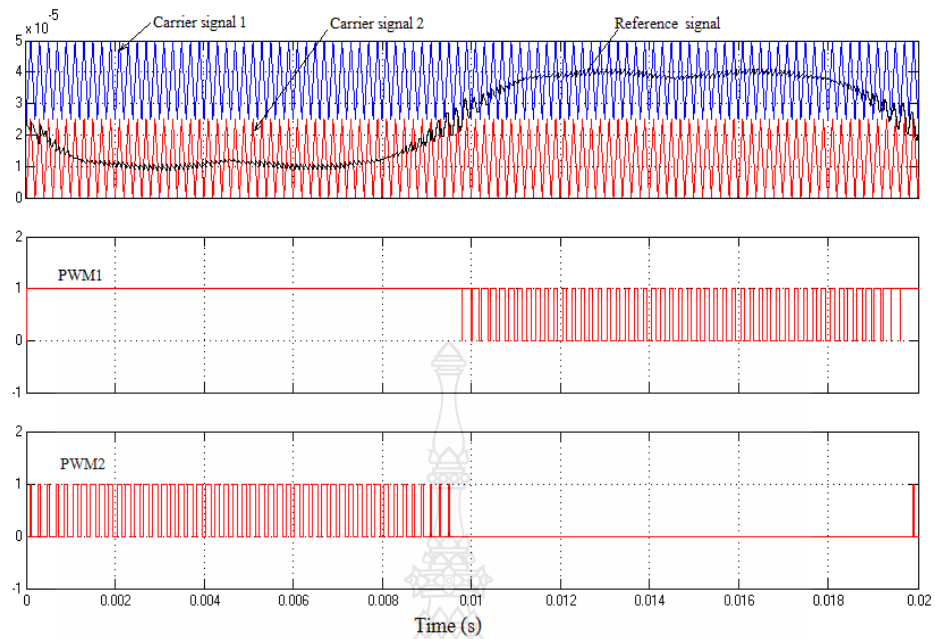


รูปที่ 3.26 สัญญาณ SVPWM



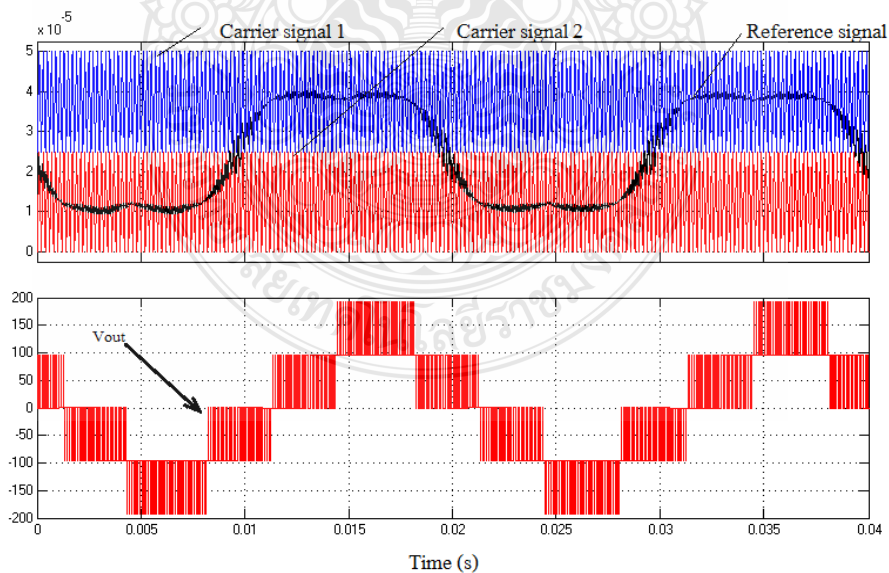
รูปที่ 3.27 การมอดูเลชันแบบ Carrier-Based SVPWM

การมอดูเลชันเป็นการนำเอาสัญญาณสามเหลี่ยมจำนวนสองสัญญาณเอาเทียบกับสัญญาณ SVPWM เมื่อเสร็จแล้วก็จะได้สัญญาณ PWM ที่ได้มาจากการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสามเหลี่ยม (Carrier-Signal) และสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) ดังแสดงในรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 รูปคลื่นพัลส์ที่ได้จากการมอดูเลชันแบบ Carrier-Based SVPWM

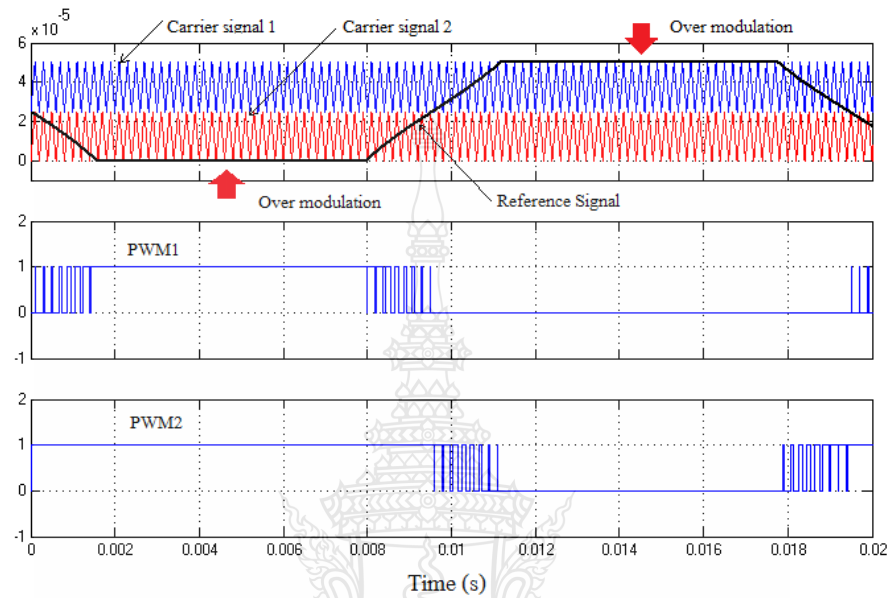
จากรูปที่ 3.29 แสดงการเปรียบเทียบให้เห็นระหว่างการมอดูเลชันเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต  
ที่ได้ เรียกการมอดูเลชันปกตินี้ว่าอันเดอร์มอดูเลชัน (Under Modulation)



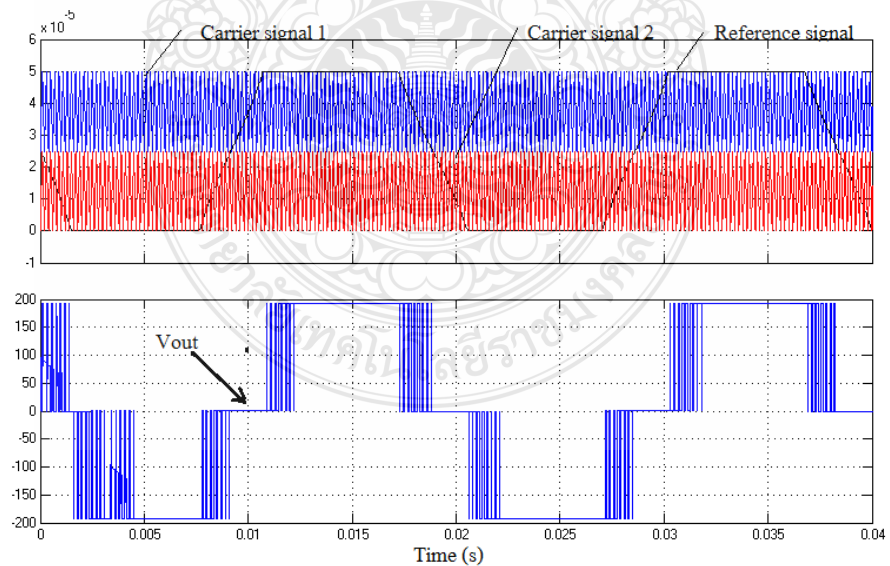
รูปที่ 3. 29 แรงดันเอาต์พุตได้จากการมอดูเลชันแบบ Carrier-Based SVPWM



การโอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation) เกิดจากสัญญาณอ้างอิงที่มีขนาดสูงกว่าสัญญาณตามเหลี่ยมที่ใช้ในการเปรียบสัญญาณแสดงดังรูปที่ 3.30 ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณจะได้ดังรูปที่ 3.31

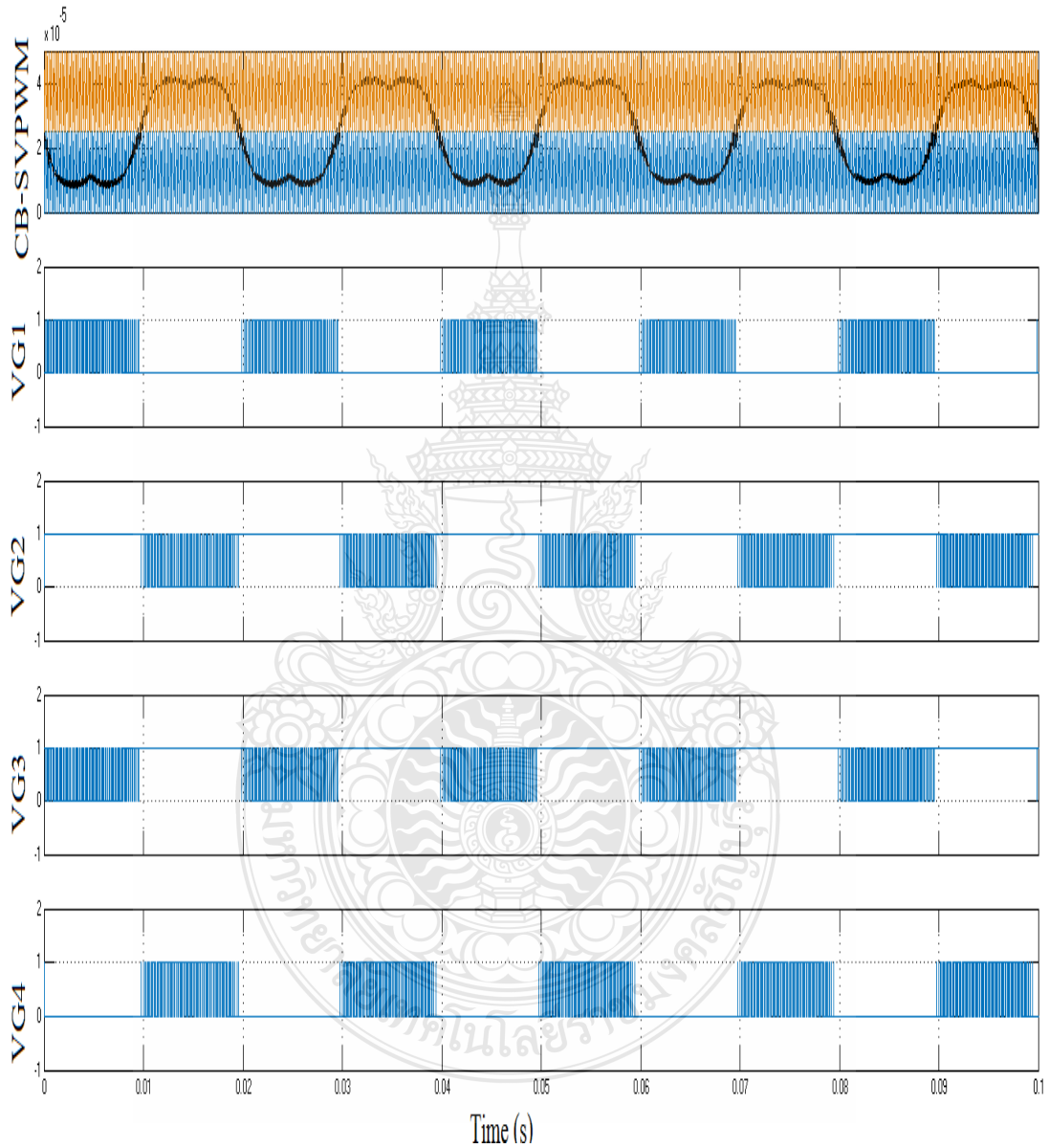


รูปที่ 3.30 การโอเวอร์มอดูชัน (Overmodulation)



รูปที่ 3.31 แรงดันเอาต์พุตได้จากการ โอเวอร์มอดูเลชัน

การมอดูเลชันที่นำมาใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไอโอด-แคลมป์ จะประกอบ  
 ไปสัญญาณ PWM 4 สัญญาณต่อเฟส แสดงดังรูปที่ 3.32 รวม 3 เฟสจะได้สัญญาณที่ใช้ในการขับ IGBT  
 ทั้งหมด 12 สัญญาณ

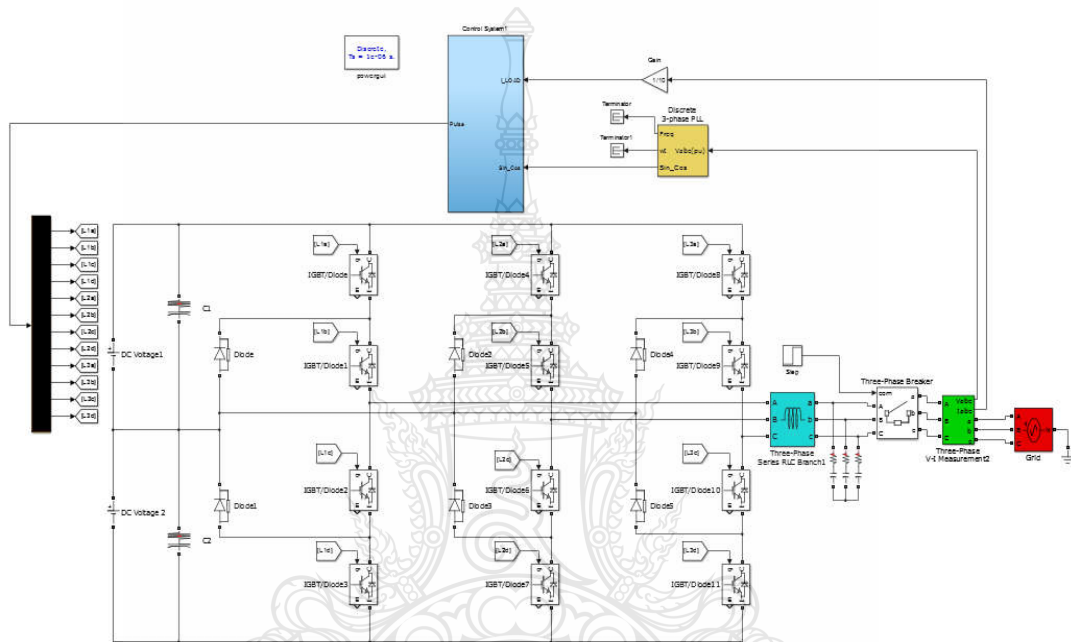


รูปที่ 3.32 สัญญาณ PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ Phase A



### 3.6 จำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วย MATLAB/Simulink

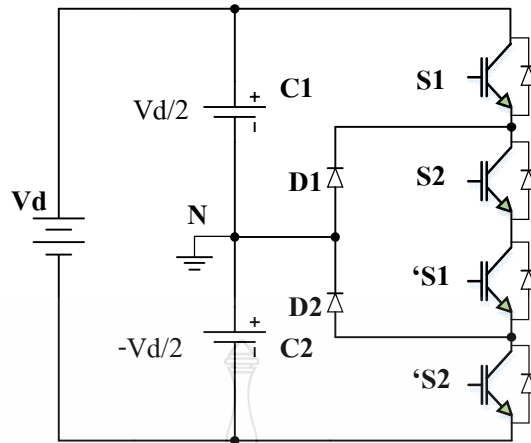
ในงานวิจัยนี้จะเป็นการจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ แบบ 3 เฟส ทำการจำลองบนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/Simulink แสดงดังรูปที่ 3.33 ซึ่งเป็นจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟส แบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า ซึ่งในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ แสดงตามตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.33 วงจรและการควบคุมการทำงานใน MATLAB/Simulink

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในจำลอง

พารามิเตอร์	ค่า
ความถี่เอาต์พุต	50 Hz
ความถี่สวิตซ์	10 kHz
แรงดันอินพุต (DC-Link)	192 Vdc
ค่าตัวเก็บประจุ C1 ,C2	4,700 $\mu$ F
ค่าตัวเหนี่ยวนำกรองความถี่ต่ำผ่าน (L)	4mH
ค่าตัวเก็บประจุกรองความถี่ต่ำผ่าน (C)	8 $\mu$ F
แรงดันระบบไฟฟ้า (Grid Voltage)	48Vac



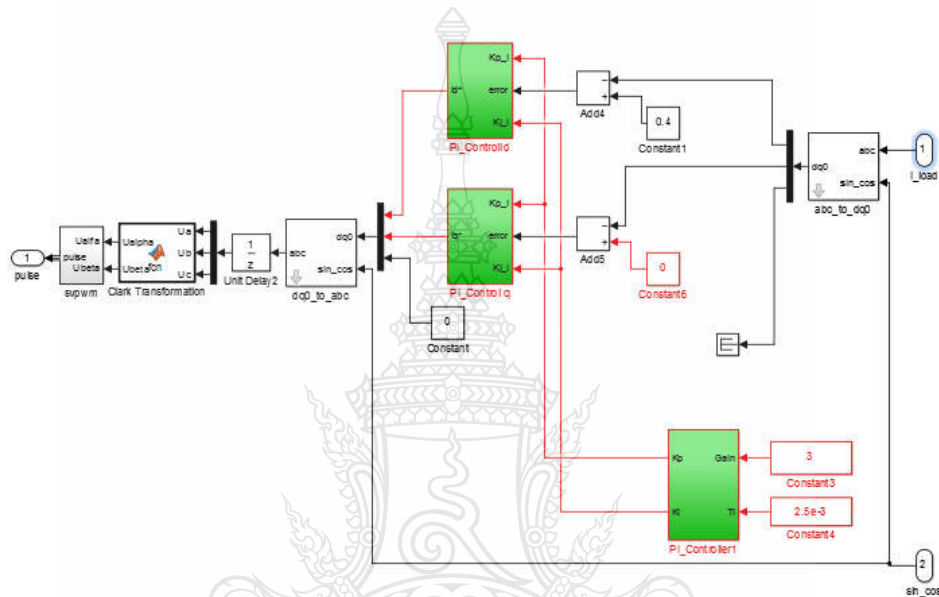
รูปที่ 3.34 อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ Leg1 (Phase a)

จากรูปที่ 3.33 ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ ในวงจรประกอบไปด้วยแรงดันอินพุต (DC-Link) และแบ่งออกเป็น 3 ระดับ โดยตัวเก็บประจุ C1 และ C2 และจุดต่อระหว่าง C1 กับ C2 ยังใช้เป็นจุด N (Neutral point) ในการทำงานของวงจร แรงดันไฟฟ้าจะถูกสับผ่านโดยใช้สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งแรงดันคั่นทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์  $V_{an}$  จะมี 3 สถานะคือ  $V_d/2$ , 0 และ  $-V_d/2$  สำหรับแรงดันที่แบ่งเป็นระดับ  $V_d/2$  เกิดจากการสวิตช์ปิดของ S1 และ S2 ส่วน  $-V_d/2$  เกิดจากการสวิตช์ปิดของ 'S1, 'S2 และที่ระดับ 0 เกิดจากการสวิตช์เปิดของ S1, S2 ซึ่งการทำงานของสวิตช์ทั้งหมด [7] แสดงตามตารางที่ 3.3 ดังนี้

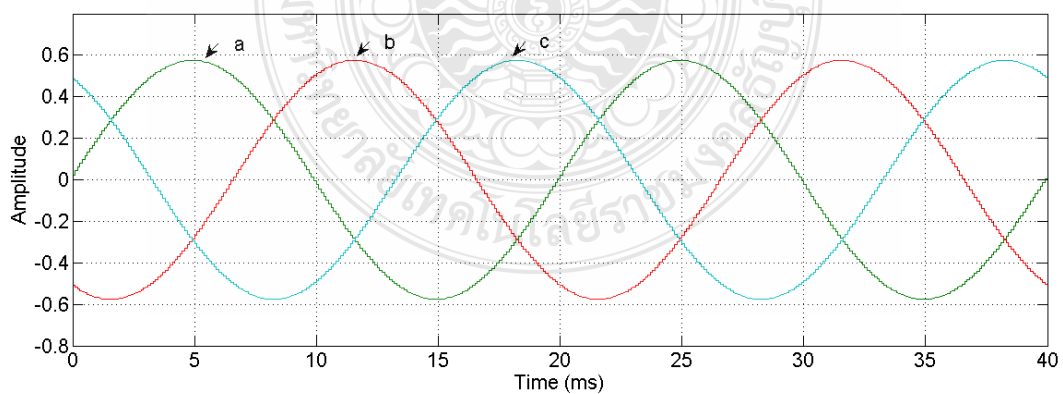
ตารางที่ 3.3 สถานการณ์ทำงานของการสวิตช์อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์

Phase Voltage			Line Voltage			Switch State											
$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ac}$	Lag1			Lag2			Lag3					
						S1	S2	'S1	'S2	S1	S2	'S1	'S2	S1	S2	'S1	'S2
0	$-V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/2$	$-V_d$	$-V_d/2$	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0
$V_d/2$	$-V_d/2$	0	$V_d$	$-V_d/2$	$V_d/2$	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0
$V_d/2$	0	$-V_d/2$	$V_d/2$	$V_d/2$	$V_d$	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
0	$V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$V_d$	$V_d/2$	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1
$-V_d/2$	$V_d/2$	0	$-V_d$	$V_d/2$	$-V_d/2$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0
$-V_d/2$	0	$V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d$	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0

จากรูปที่ 3.35 เป็นระบบควบคุมการทำงานและการสร้างสัญญาณควบคุม โดยจะประกอบไปด้วย การแปลงสัญญาณของ Park Transformation เพื่อให้สมการอยู่ในรูป dq ก่อนส่งไปยังระบบควบคุมแบบ PI หลังจากนั้นทำการแปลงสัญญาณกลับเป็น abc อีกครั้ง แสดงดังรูปที่ 3.35 ก่อนแปลงเป็นสมการ Clarke Transformation ให้สมการอยู่ในรูปของสองแกนที่มุมต่างกัน 90 องศา จะได้สัญญาณจากรูปที่ 3.36 แสดงแสดงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับแบบ 3 เฟสที่ได้มาจากระบบไฟฟ้า

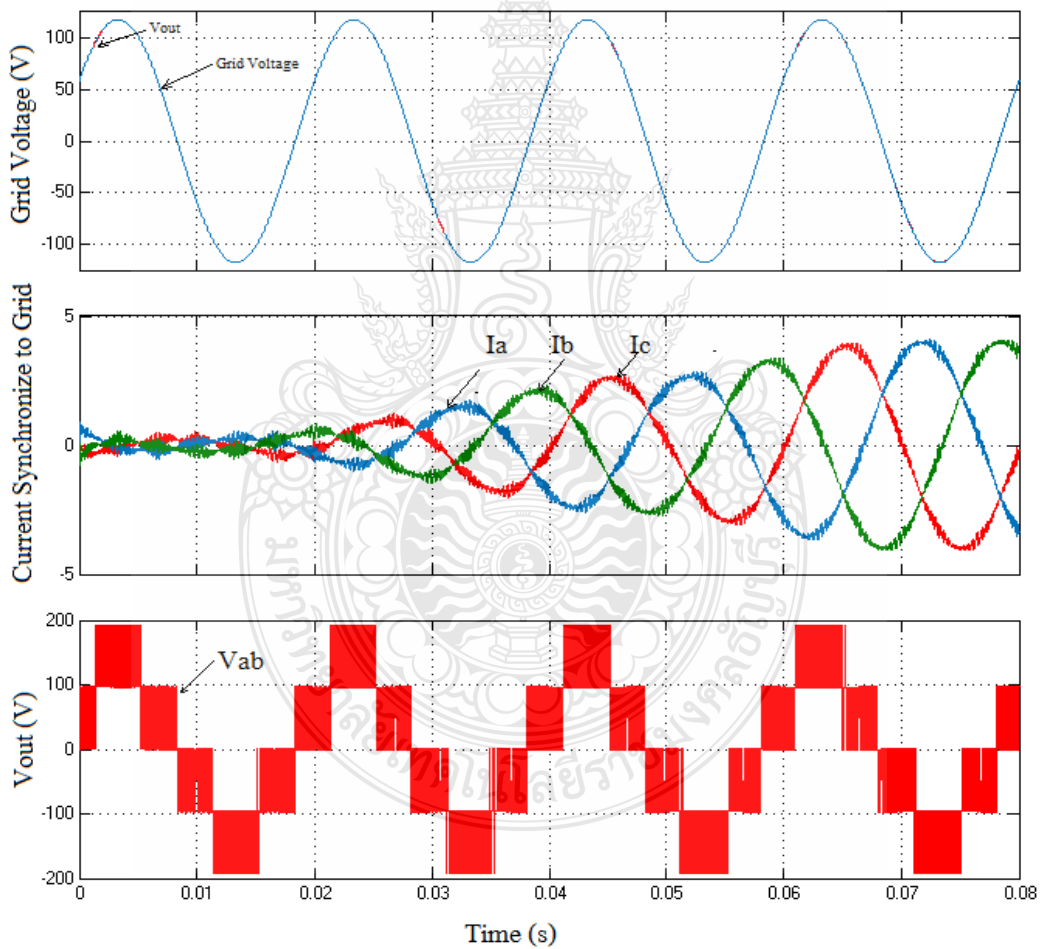


รูปที่ 3.35 ระบบควบคุมการทำงานและการสร้างสัญญาณ (Control System)

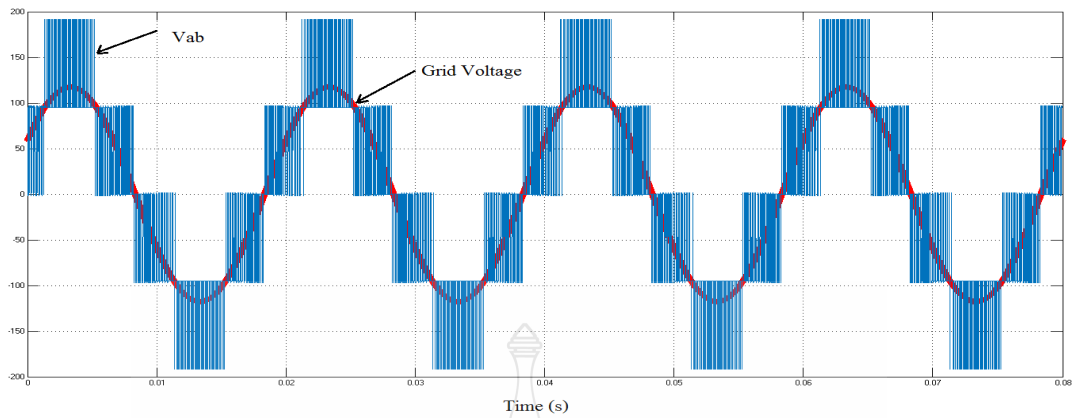


รูปที่ 3.36 สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส abc

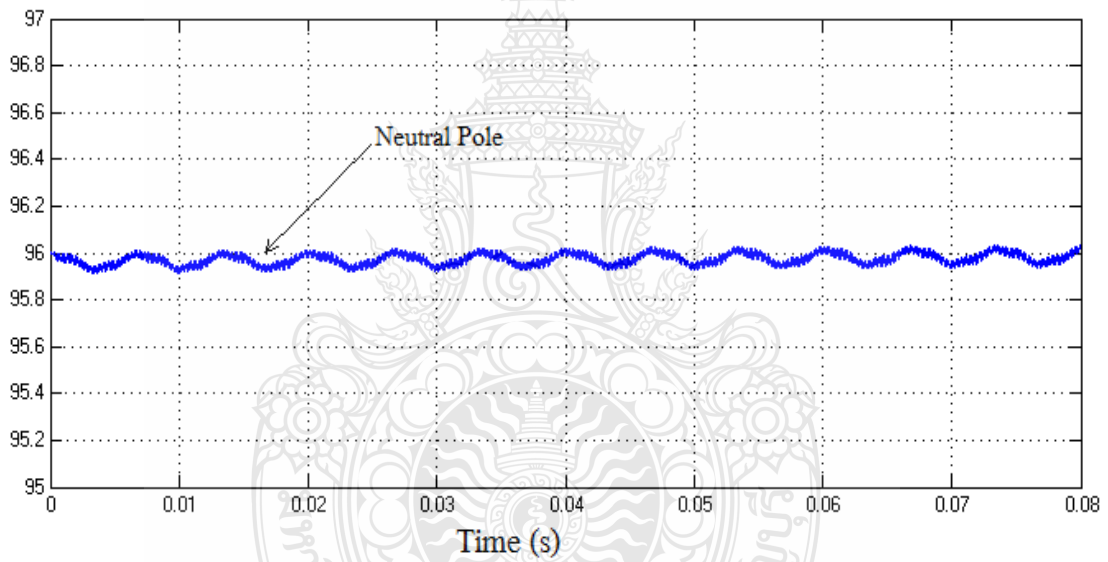
รูปที่ 3.37 แสดงแรงดันกริด, กระแสเอาต์พุตที่เชื่อมต่อกับระบบกริด และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคทโอดและรูปที่ 3.37 และรูปที่ 3.38 เป็นผลที่ได้จากการจำลองการทำงาน เปรียบเทียบระหว่างแรงดันกริดของระบบไฟฟ้ากับแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคทโอดที่มีเฟสและความถี่เดียวกันโดยสามารถวัดค่า Neutral Pole ได้ดังรูปที่ 3.39 ซึ่งผลจากทดลองสามารถวัดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์แรงดันได้ 43.85 เปอร์เซ็นต์ ดังแสดงในรูปที่ 3.40 หลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C ดังแสดงในรูปที่ 3.41 จะได้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ศูนย์เปอร์เซ็นต์และ ผลของค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์กระแส 4.06 เปอร์เซ็นต์ ดังรูปที่ 3.42



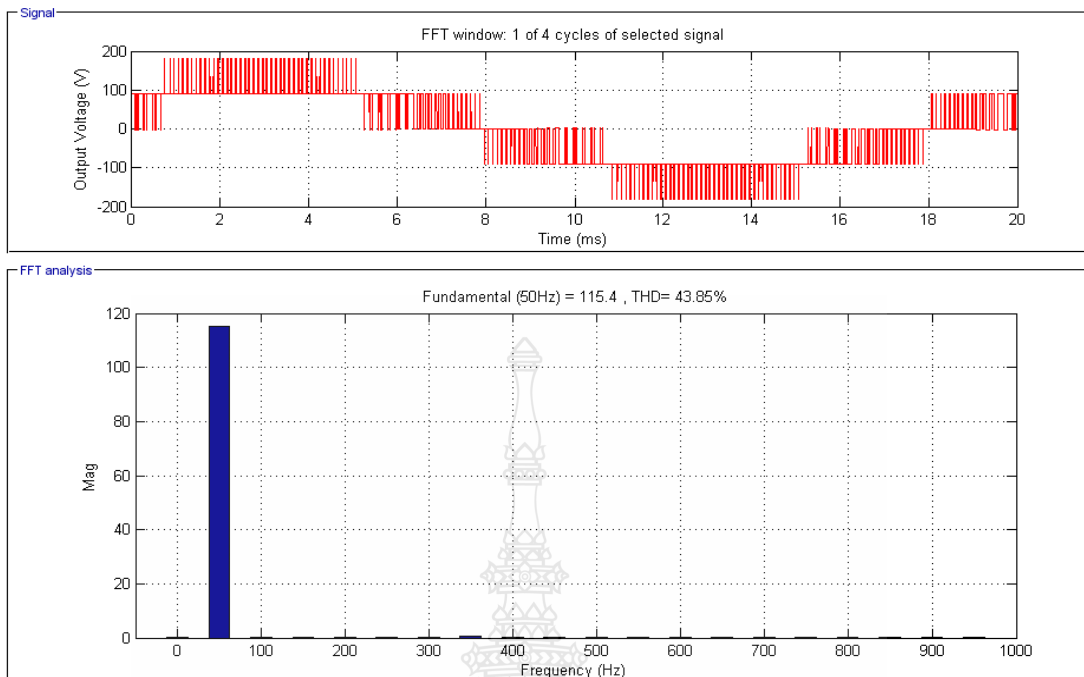
รูปที่ 3.37 แสดงแรงดันในระบบไฟฟ้า, แรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์



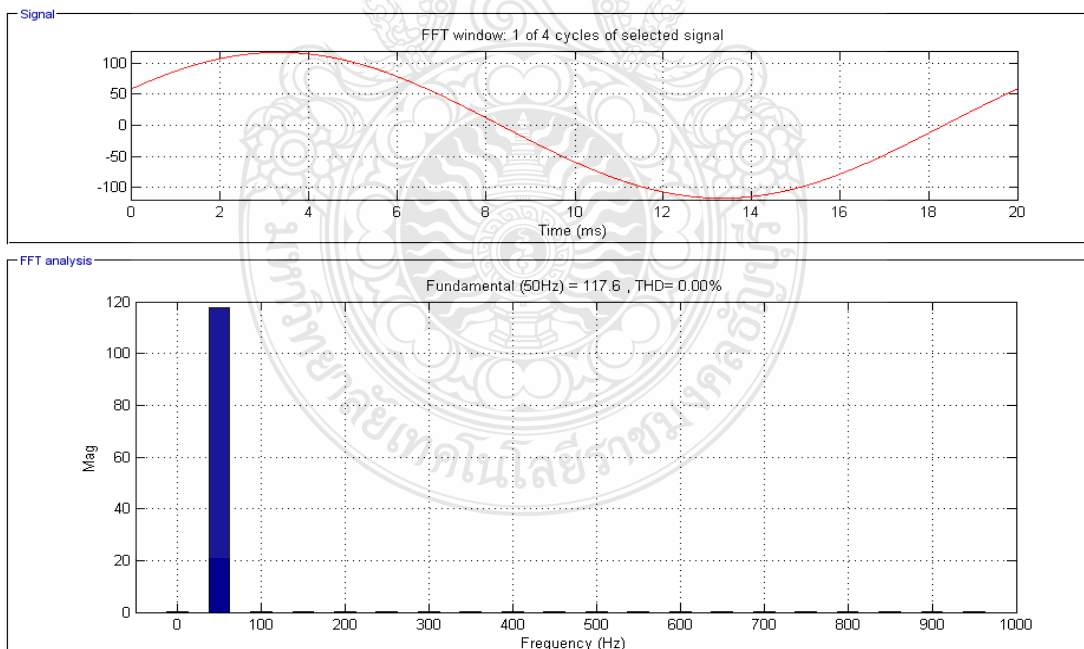
รูปที่ 3.38 แรงดันกริดกับแรงดันเอาต์พุต  $V_{ab}$  ที่มีเฟสและความถี่เดียวกัน



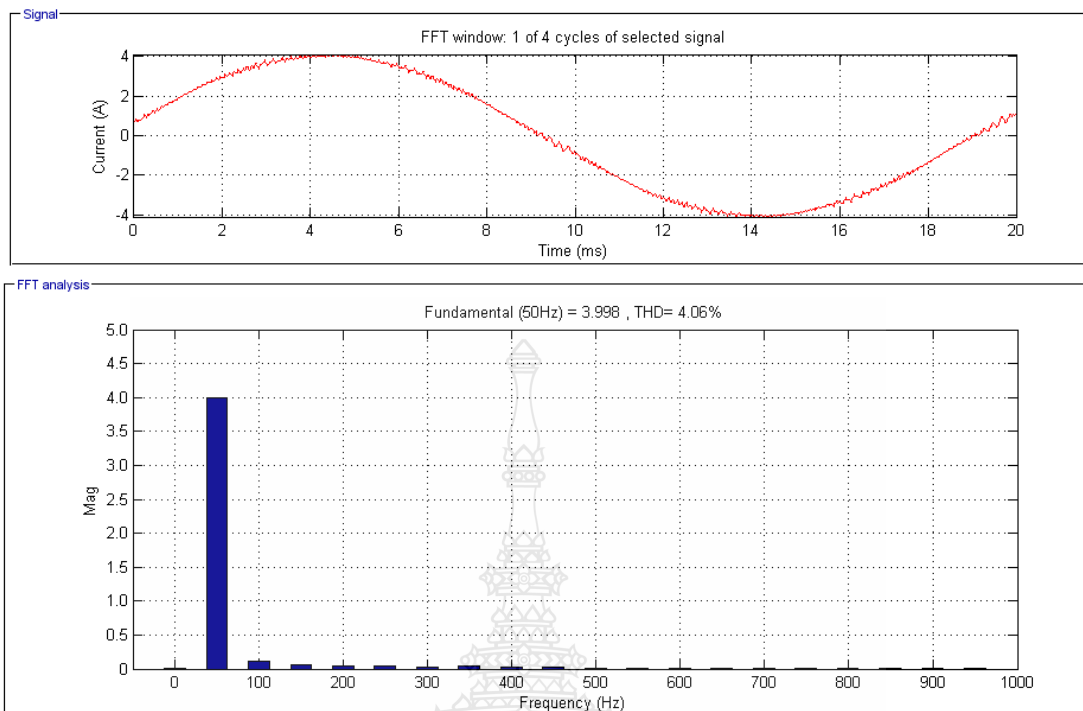
รูปที่ 3.39 แรงดันที่จุด N (Neutral Pole) หลังจากเอาต์พุตเชื่อมต่อไปยังระบบไฟฟ้า



รูปที่ 3.40 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.41 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์แรงดันเอาต์พุตผ่านวงจรกรองที่ต่ำผ่าน L-C



รูปที่ 3.42 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์กระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

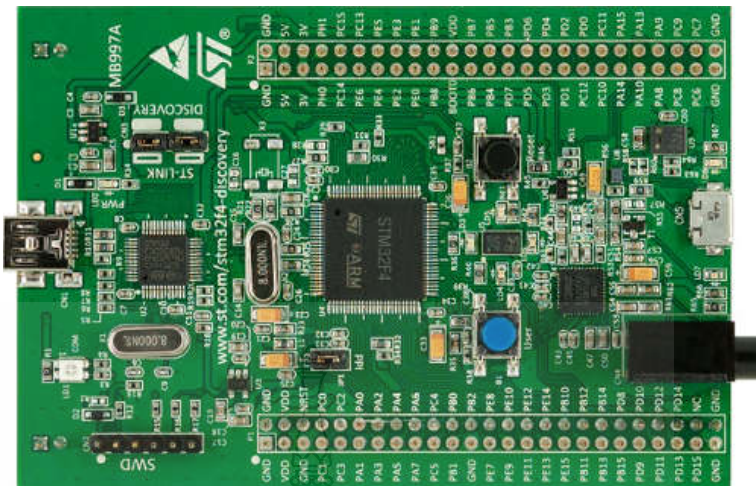
### 3.7 การสร้างอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า

วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า ประกอบไปด้วยวงจรต่างๆ ที่นำมาทำงานร่วมกัน ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

#### 3.7.1 บอร์ดควบคุม STM32F4 DISCOVERY

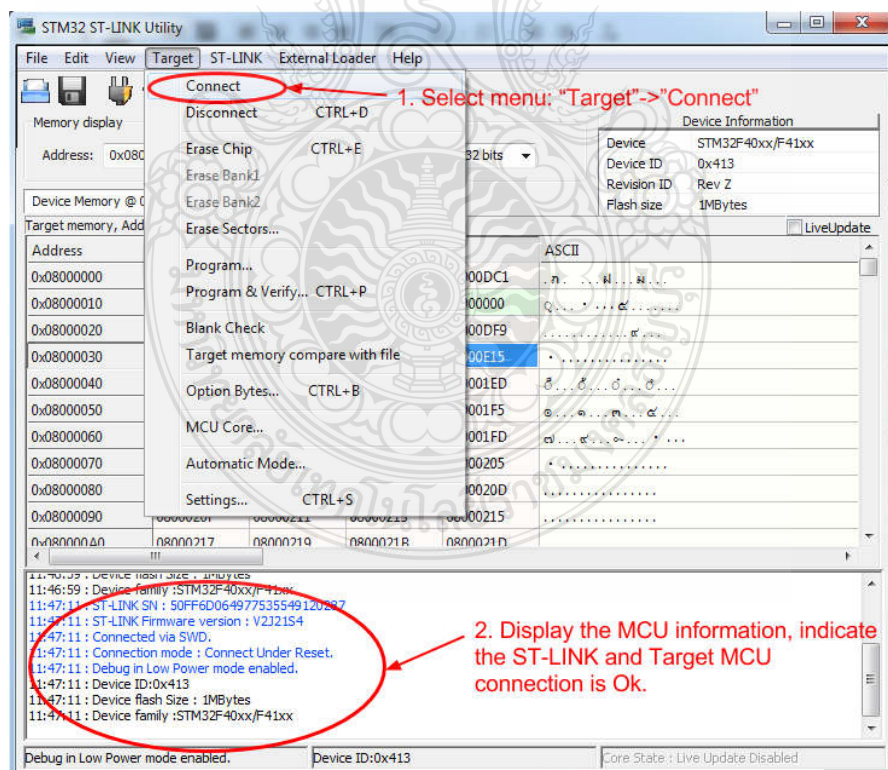
บอร์ดควบคุมที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรทั้งหมดแสดงดังรูปที่ 3.43 ในการทำงานของวงจรในส่วนของการสร้างสัญญาณพัลส์และการประมวลผลและควบคุมของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4DISCOVERYกับโปรแกรม MATLAB/Simulink ผ่าน Waijung Blocksets ที่สามารถเขียนโปรแกรมและ Simulink แบบเวลาจริง (Real time) ซึ่งในบอร์ดควบคุมจะประกอบไปด้วยจำนวนช่อง Analog to digital (A/D), PWM, Digital I/O ที่นำมาใช้ในการทดลองในการควบคุม





รูปที่ 3.43 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4 DISCOVERY

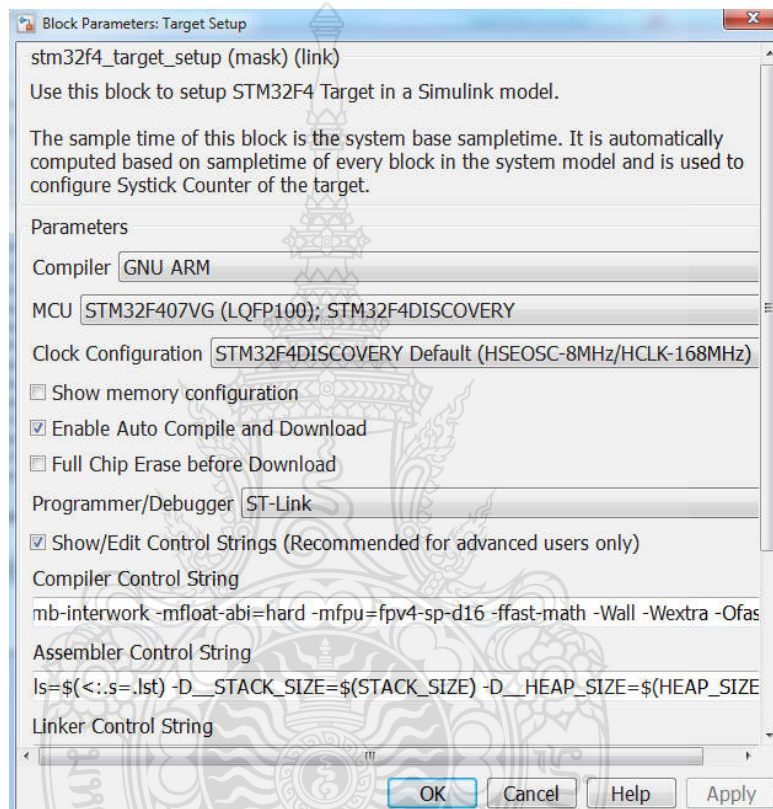
การเชื่อมต่อ ST-Link กับคอมพิวเตอร์ด้วยสาย USB จากนั้นทำการเปิดโปรแกรม ST-Link Utilities ดังรูปที่ 3.44



รูปที่ 3.44 แสดงหน้าต่างโปรแกรม ST-Link Utilities เมื่อเชื่อมต่อ ST-Link

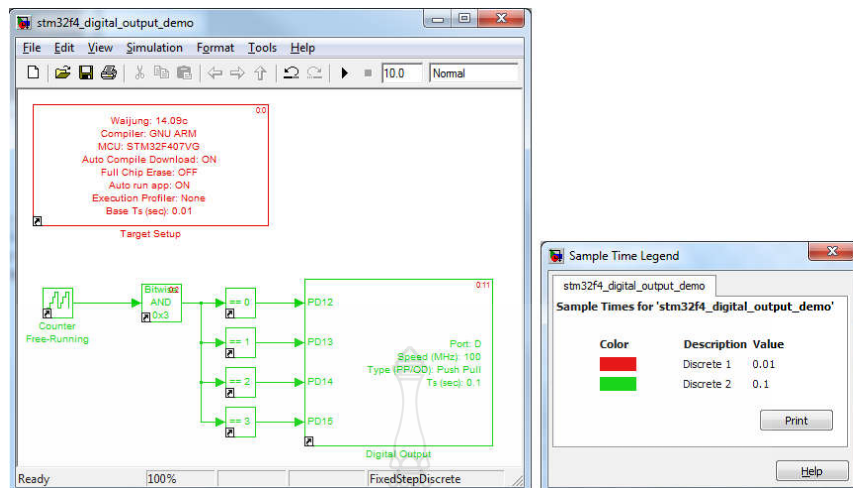


- เลือกเมนู Target แล้วกด Connect เพื่อทดสอบการเชื่อมต่อ
  - สถานะการเชื่อมต่อจะแสดงเป็นข้อความหากมีข้อมูลของไมโครคอนโทรลเลอร์แสดงบนหน้าต่างของโปรแกรมดังรูป 3.42 นั้นหมายความว่า การเชื่อมต่อเป็นปกติ
  - ปิดโปรแกรม ST-Link
- ซึ่ง ใน Target Setup block ให้ตั้งค่าการใช้งานสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์บนบอร์ดได้ดังรูปที่ 3.45



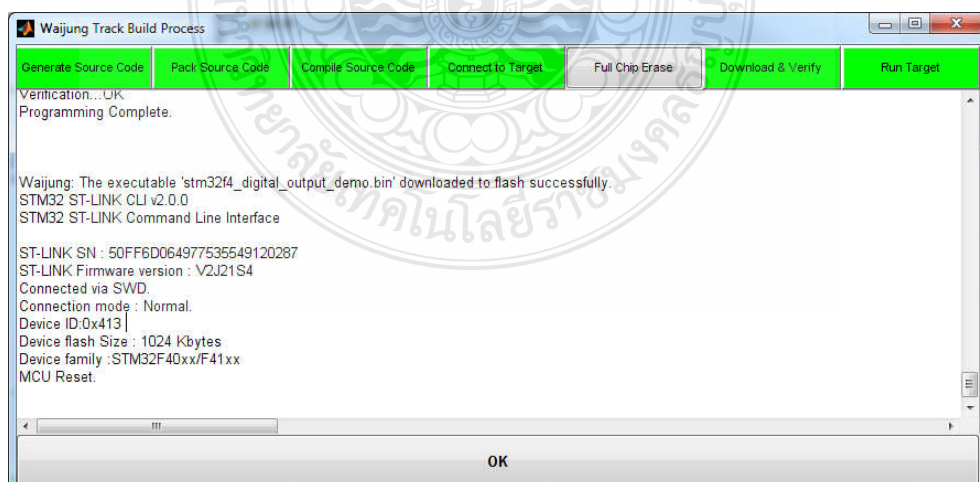
รูปที่ 3.45 ตั้งค่าการใช้งาน Target Setup block สำหรับบอร์ดSTM32F4 DISCOVERY

- ทำการ Update model โดยกดปุ่ม Ctrl+D อย่างน้อยสองครั้ง เพื่อ Update Diagram และปรับ Sample time
- ตรวจสอบค่า Sample time ในแต่ละ blocks โดยกดปุ่ม Ctrl+J ค่า Sample time ที่ต่างกันในแต่ละ block แสดงออกมาเป็นเจดสี



รูปที่ 3.46 ตัวอย่างโมเดลหน้าต่างแสดงค่า Sample Time ของ Block

ทำการ Build mode เพื่อ Compile และ Download ลงในบอร์ด STM32F4 DISCOVERY โดยกดปุ่ม Ctrl+B โปรแกรม MATLAB/Simulink จะสร้าง Source ไฟล์ หลังจากนั้น Waijung จะ Compile source ไฟล์เหล่านั้นด้วย C Compiler ให้เป็น Binary หรือ Hex ไฟล์ เมื่อ Compile เสร็จสิ้น Waijung จะ download Binary ไฟล์ลงบอร์ด STM32F4 DISCOVERY ผ่านโปรแกรม ST-Link โดยอัตโนมัติหน้าต่าง Waijung Track Build process จะแสดงผลการดำเนินงานในแต่ละขั้นตอน ดังรูปที่ 3.46 หลังจากขั้นตอน Build และ Download เสร็จสิ้นตามรูปที่ 3.47 บอร์ด STM32F4 DISCOVERY จะเริ่มการทำงาน



รูปที่ 3.47 หน้าต่าง Waijung Track Build Process

### 3.7.2 การออกแบบวงจรภาคขับสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังไอจีบีที (IGBT)

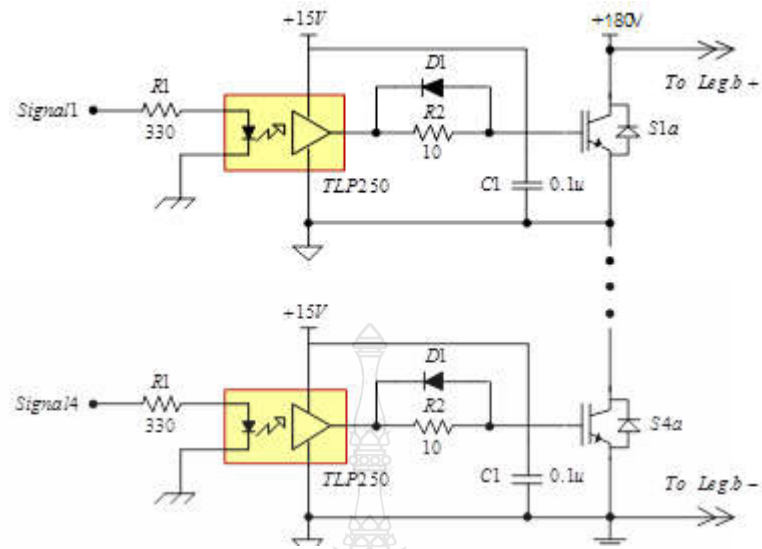
การออกแบบวงจรขับ IGBT จะต้องมีอุปกรณ์ที่เป็นวงจรถักกันชนระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลังเพื่อที่จะสามารถขยายความแรงของสัญญาณและป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นในวงจรควบคุมได้ โดยใช้อุปกรณ์ Optocoupler Isolate TLP250 ซึ่ง R2 ในรูปที่ 3.34 จะใช้ค่าระหว่าง 10 โอห์ม ถึง 100 โอห์ม เพื่อป้องกันการเกิดการแกว่งของสัญญาณที่ขาเกทของ ไอจีบีที ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้ค่า R2 เท่ากับ 39 โอห์ม เนื่องจากสัญญาณที่ด้านออกของ Opto-coupler Isolate เป็นสัญญาณพัลส์ PWM ที่ประกอบด้วย ฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณไซน์หลายความถี่ซึ่งอาจทำให้เกิดการออสซิลเลตได้จึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทาน R2 เพื่อควบคุมไม่ให้เกิดการแกว่งของสัญญาณการออกแบบ R1 กำหนดให้กระแส ( $I_F$  ที่ไหลผ่าน (TLP250 มีค่าเท่ากับมีค่าเท่ากับ 10 มิลลิแอมป์ และแรงดัน  $V_F$  เท่ากับ 1.6 โวลต์ โดยที่  $V_{CC}$  มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} & (3.20) \\ &= \frac{5V - 1.6V}{10mA} \\ &= 340\Omega \end{aligned}$$

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ค่าความต้านทาน 330 โอห์ม โดยจะได้กระแสประมาณ 10.3 มิลลิแอมป์ ซึ่งวงจรยังสามารถทำงานได้ ส่วนชุดขับเกทของ ไอจีบีที (IGBT) ทั้ง 12 ตัว นั้นได้ใช้วงจรขับ ไอจีบีที ขับเกท ไอจีบีที (IGBT) คู่บนกับคู่ล่างที่ โดยลักษณะของชุดขับ ไอจีบีที (IGBT) มีลักษณะดังนี้

- สัญญาณขับจะมีการอินเตอร์ล๊อค (Interlock) ระหว่าง ไอจีบีทีที่อยู่ในกิ่งวงจรเดียวกัน
- มีหม้อแปลงแยกกราวด์ (Ground Isolator)
- สร้างชุดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้กับชุดขับ
- ไอจีบีที (IGBT) แรงดันไฟฟ้ามากกว่า 15V

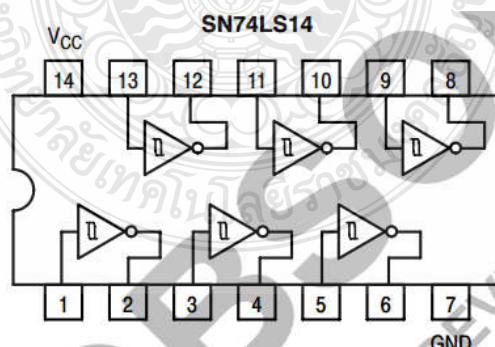
การออกแบบวงจรวงจรขับ ไอจีบีทีแสดงให้เห็นดังรูปที่ 3.48



รูปที่ 3.48 วงจรภาคขับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง IGBT

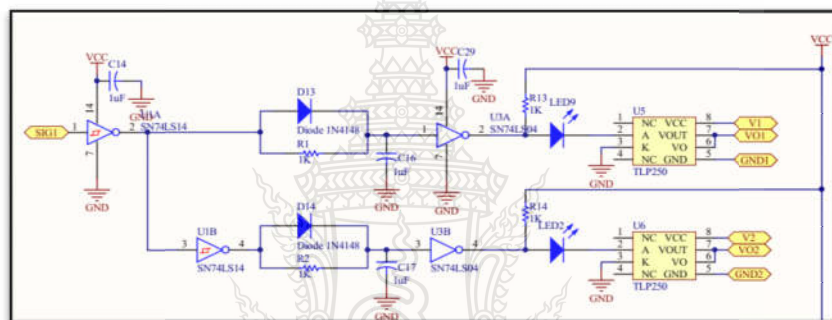
### 3.9.3 การออกแบบวงจรเดดไทม์ (Dead Time)

เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4 DISCOVERY ต้องทำการกลับรูปคลื่นสัญญาณเพราะในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบไดโอดแกลมป์ชนิด 3 ระดับต้องการสัญญาณควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ IGBT ที่อยู่ในเฟสเดียวกัน จะมีสัญญาณที่มีเฟสตรงข้ามกันอยู่ 2 สัญญาณ รวม 3 เฟส ต้องกลับสัญญาณทั้งหมด 6 สัญญาณ ดังนั้นจึงเลือกใช้ไอซีเบอร์ SN74LS04 ในงานวิจัยนี้เพื่อใช้ในการกลับสัญญาณดังรูปที่ 3.49

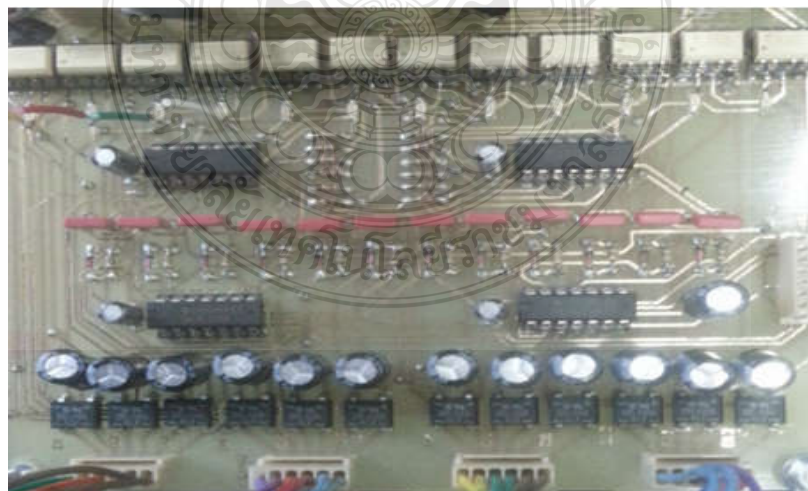


รูปที่ 3. 49 ไอซีเบอร์ SN74LS04

ในการทำการทํางานของอุปกรณ์สวิตซิ่งของ IGBT เมื่อมีการกลับเฟสอุปกรณ์ IGBT จะไม่สามารถเปลี่ยนสภาวะการทํางานได้อย่างรวดเร็วเท่ากับสัญญาณ PWM ที่ออกจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F 4DISCOVERY จึงจำเป็นต้องทำการหน่วงเวลาสัญญาณที่ทำการกลับให้มามีค่ามากกว่าค่า  $t_r$  ของอุปกรณ์สวิตซิ่ง IGBT เพื่อป้องกันการลัดวงจร ของรูปคลื่นสัญญาณ ในงานวิจัยนี้ใช้ IGBT เบอร์ GT60M303Q ซึ่งมีค่า Rise time ( $t_r$ ) 0.75 us, Turn-on time ( $t_{on}$ )= 0.75 us, Fall time ( $t_f$ )= 0.4 us และ Turn-off time ( $t_{off}$ )= 0.70 us ดังนั้นจึงทำการออกแบบวงจร Dead Time ที่หน่วงสัญญาณที่ 2.20 $\mu$ s ซึ่งเพียงพอกับการทํางานของอุปกรณ์สวิตซิ่ง IGBT ดังรูปที่ 3.50 เป็นการออกแบบวงจรขับ IGBT และในรูปที่ 3.51 เป็นบอร์ดวงจรที่สามารถใช้งานจริง



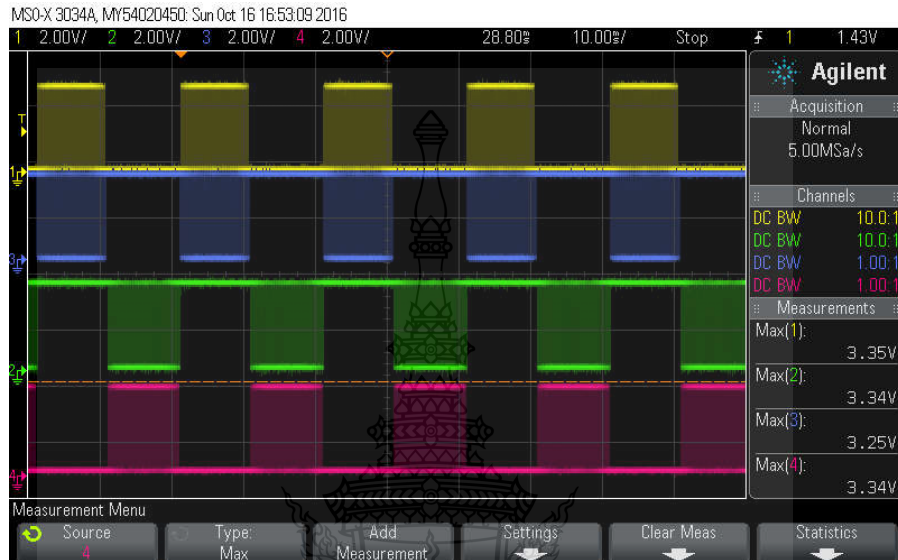
รูปที่ 3.50 วงจรเดดไทม์ (Dead Time)



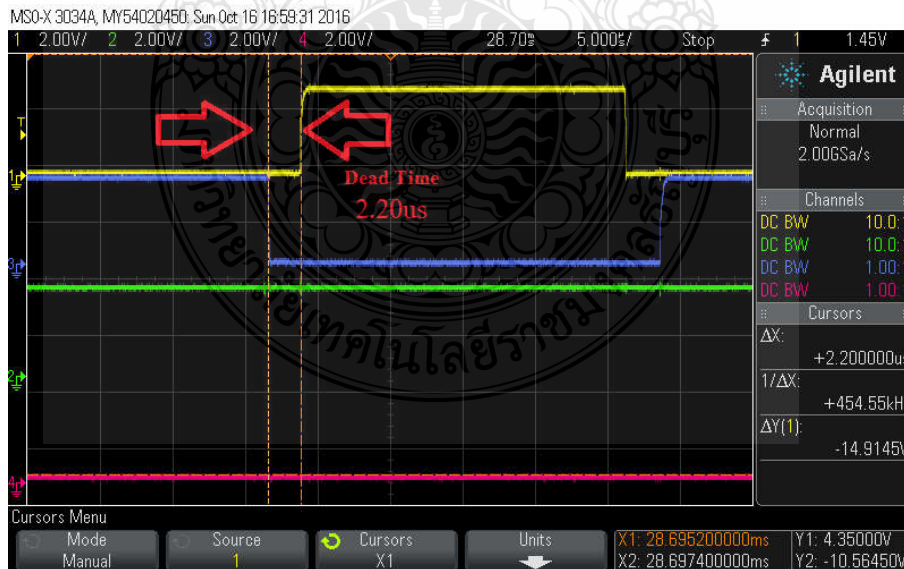
รูปที่ 3.51 วงจรแผ่น PCB วงจรเดดไทม์และภาคขับขาเกตไอจีบีที



จากการทดลองในห้องปฏิบัติการ รูปที่ 3.52 คือสัญญาณ PWM ที่ได้จากวงจรขับไอจีบีทีในเฟส A ซึ่งมีทั้งหมด 4 ช่องสัญญาณ ที่ความถี่ในการสวิตช์ 10 กิโลเฮิร์ต และเดดไทม์ที่ป้องกันการเกิดการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ดังแสดงในรูปที่ 3.53



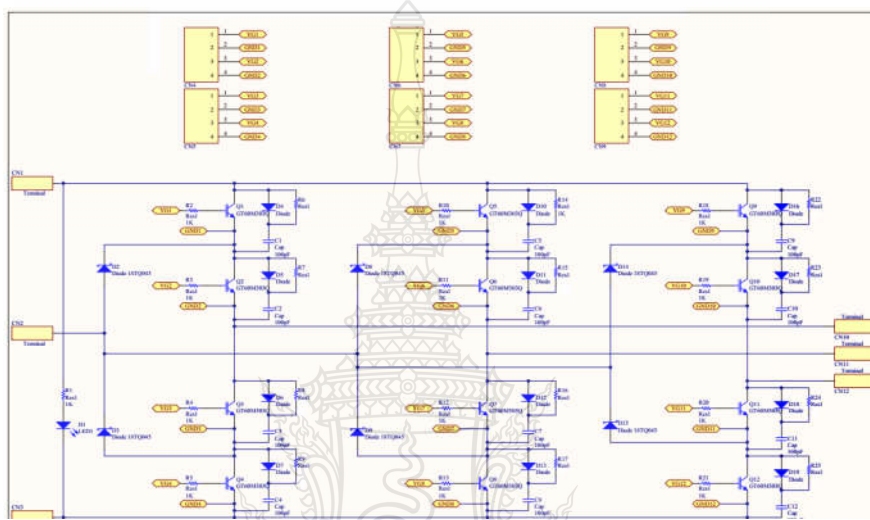
รูปที่ 3.52 สัญญาณ PWM หลังจากกลับสัญญาณและเพิ่มเดดไทม์



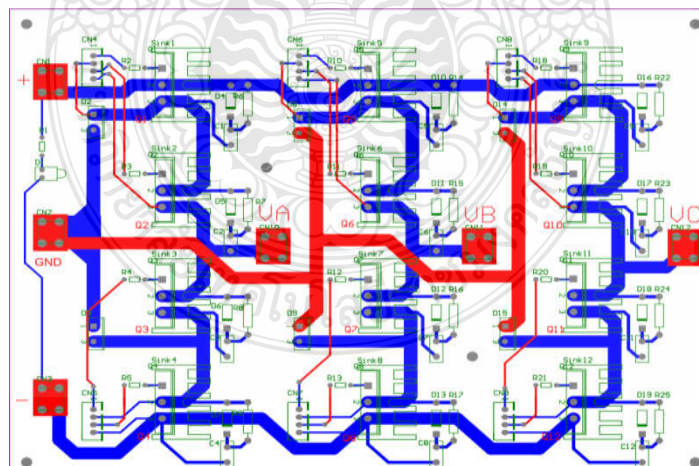
รูปที่ 3.53 ขยายสัญญาณ PWM ที่ผ่านวงจร Dead time

### 3.9.4 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปมับ

ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ ได้มีการนำไอจีบีทีเบอร์ GT60M303Q ซึ่งเป็น IGBT N-Channel ขนาด 60A/900V ใช้เฟสละ 4 ตัวทั้งหมดสามเฟส รวมกันทั้งหมดใช้ 12 ตัว และยังมีไดโอด-แคปมับเบอร์ RHRP15120Hyper fast Diode ขนาด 1200V/15A ต่ออยู่ร่วมเฟสละ 2 ตัวรวมทั้งสามเฟสทั้งหมด 6 ตัว ดังรูปที่ 3.54 แสดงวงจร และ รูปที่ 3.55 แสดง PCB ที่ได้จากการออกแบบลายทองแดง



รูปที่ 3.54 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปมับ



รูปที่ 3.55 PCB อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปมับ

### 3.9.5 การออกแบบวงจร snubber

วงจร snubber (Snubber circuit) เป็นวงจรที่ช่วยลดการเกิดแรงดันเกิน (Over Voltage) เครื่องสวิตช์ขณะเริ่มนำและเริ่มหยุดนำกระแสในวงจรโหลด โดยสามารถคำนวณหาค่าได้ดังต่อไปนี้ โดยเริ่มจากการคำนวณหาที่มาของสมการหา  $C_s$  ของ snubber ดังนั้นจะได้สมการ  $C_s$  ดังนี้

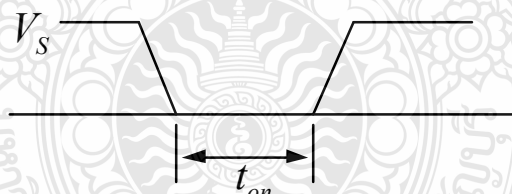
$$C_s = \frac{I_o t_f}{2V_s} \quad (3.21)$$

เมื่อ  $t_f$  คือเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของสวิตช์

แทนค่ากระแสแรงดันเข้าและเวลาในการหยุดนำกระแสของสวิตช์ลงในสมการที่ (3.21) จะได้

$$C_s = \frac{2.83 \times 0.4 \times 10^{-6}}{2 \times 190} = 29 \text{ นาโนฟารัด}$$

การคำนวณหาความต้านทานของ snubber



รูปที่ 3.56 ช่วงเวลาที่สวิตช์ต่อวงจร

รูปที่ 3.56 ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส ( $t_{on}$ ) จะต้องมากพอที่จะให้ตัวเก็บประจุ (C) snubber คายประจุได้หมดก่อนที่สวิตช์จะหยุดนำกระแสในครั้งต่อไป ซึ่งโดยทั่วไปแล้วเวลาที่ใช้ในการคายประจุจะมีค่าประมาณ  $5\tau$  ดังสมการที่ (3.23)

$$t_{on} > 5R_s C_s \quad (3.23)$$



จากสมการที่ (3.24) จะได้

$$R_s < \frac{t_{on}}{5C_s} \quad (3.24)$$

$t_{on}$  คือ ช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ที่ร้อยละ 50  
แทนค่าตัวแปรลงในสมการที่(3.24) จะได้

$$R_s < \frac{0.75 \times 10^{-6}}{5 \times 29 \times 10^{-9}} < 5.2 \text{ โอห์ม}$$

ดังนั้นสามารถหาค่า  $R_s$  ได้จากสมการ (3.25)

$$R_s = \frac{5V_s}{I_o} \quad (3.25)$$

แทนค่าตัวแปรลงในสมการที่ (3.25) จะได้

$$R_s = \frac{5 \times 190}{2.83} = 335 \text{ โอห์ม}$$

ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไอจีบีทีขณะเริ่มหยุดนำกระแสหาได้จากสมการที่ (3.26)

$$P_Q = \frac{1}{2} I_o V_s (t_s + t_f) f_s \quad (3.26)$$

$$P_Q = \frac{1}{2} \times 2.83 \times 190 \times ((0.4 + 0.75) \times 10^{-6}) \times 10 \times 10^3 = 3.09 \text{ วัตต์}$$

เมื่อใส่วงจรสับเบอร์ดแล้วที่ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไอจีบีทีจะหาได้จากสมการที่ (3.27) ซึ่งเท่ากับ

$$P_Q = \frac{I_0^2 f_s^2}{24C} \quad (3.27)$$

$$P_Q = \frac{2.83^2 \times (0.4 \times 10^{-6})^2 \times 10 \times 10^3}{24 \times 29 \times 10^{-9}} = 0.018 \text{ วัตต์}$$

ซึ่งตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านทางตัวต้านทานในวงจรสับเบอร์ขณะทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสซึ่งพลังงานสะสมที่ตัวเก็บประจุสามารถหาได้จากสมการที่ (3.28)

$$W = \frac{1}{2} C V_s^2 \quad (3.28)$$

$$W = \frac{1}{2} \times 29 \times 10^{-9} \times 190^2 = 523 \times 10^{-6} \text{ วัตต์}$$

พลังงานส่วนใหญ่ในส่วนนี้จะถูกถ่ายเทไปยังตัวต้านทานของวงจรสับเบอร์ขณะทรานซิสเตอร์นำกระแสซึ่งกำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทานในวงจรสับเบอร์นี้หาได้จากสมการที่ (3.29)

$$P_R = \frac{C V_s^2}{2T_s} = \frac{1}{2} C V_s^2 f_s \quad (3.29)$$

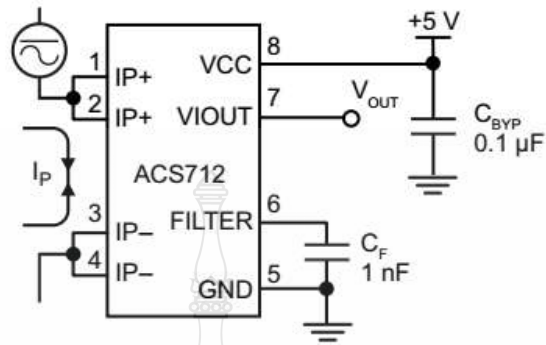
$$P_R = \frac{1}{2} \times 29 \times 10^{-9} \times 190^2 \times 10 \times 10^3 = 5.23 \text{ วัตต์}$$

จะเห็นว่าค่าตัวเก็บประจุสามารถใช้ลดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ได้แต่ก็เป็นการสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทานได้เช่นกัน

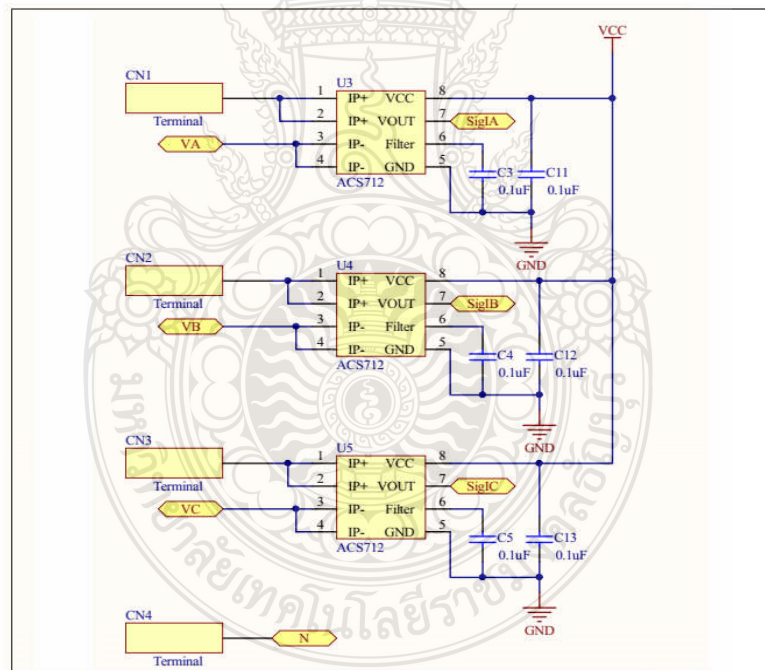
### 3.9.6 การออกแบบส่วนตรวจวัดสัญญาณ

ในงานวิจัยนี้ใช้เบอร์ไอซีเบอร์ ACS712 เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดสัญญาณกระแสไฟฟ้าแบบลิเนียร์ (Linear) สามารถนำไปใช้ได้ทั้งไฟฟ้ากระแสสลับและไฟฟ้ากระแสตรง โดยสามารถอ่านกระแสได้สูงสุด 5 A ในอัตราส่วนของกระแสต่อแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอุปกรณ์ (Vout) ที่ 185mV/1A จากรูปที่ 3.57 เป็นตัวอย่างการต่อใช้งานของไอซีเบอร์ ACS712 และในรูปที่ 3.58 เป็น

วงจรที่ออกแบบเพื่อจะสร้าง PCB ในการเอามาทดลองใช้งานจริง ประกอบไปด้วยไอซีในการตรวจวัดกระแสไฟฟ้าทั้งหมด 3 ตัว



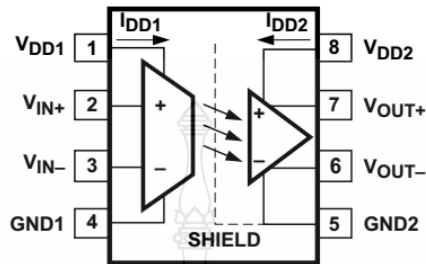
รูปที่ 3.57 ไอซี เบอร์ ACS712 สำหรับตรวจวัดกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 3.58 วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า

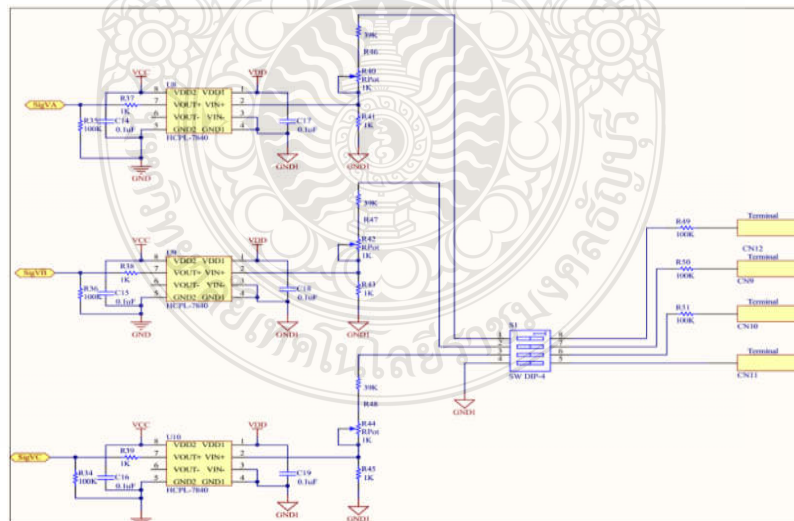
ตัวอุปกรณ์ตรวจวัดแรงดัน โดยเลือกใช้เบอร์ไอซี HCPL-7840 ที่ทำหน้าที่เซ็นเซอร์ตัวจับแรงดันไฟฟ้าทางด้านระบบไฟฟ้า (Grid system) และส่งสัญญาณต่อไปยังออปแอมป์ (Op-amp) เพื่อ

ทำการขยายสัญญาณให้มีค่าแอมพลิจูด (Amplitude signal) ให้มีระดับแรงดันที่สูงมากขึ้นก่อนทำการส่งไปยังหน่วยประมวลผลไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อใช้ในการควบคุมและประมวลผลต่อไป ซึ่งในรูปที่ 3.59 แสดงฟังก์ชันไดอะแกรมของไอซี HCPL-7840

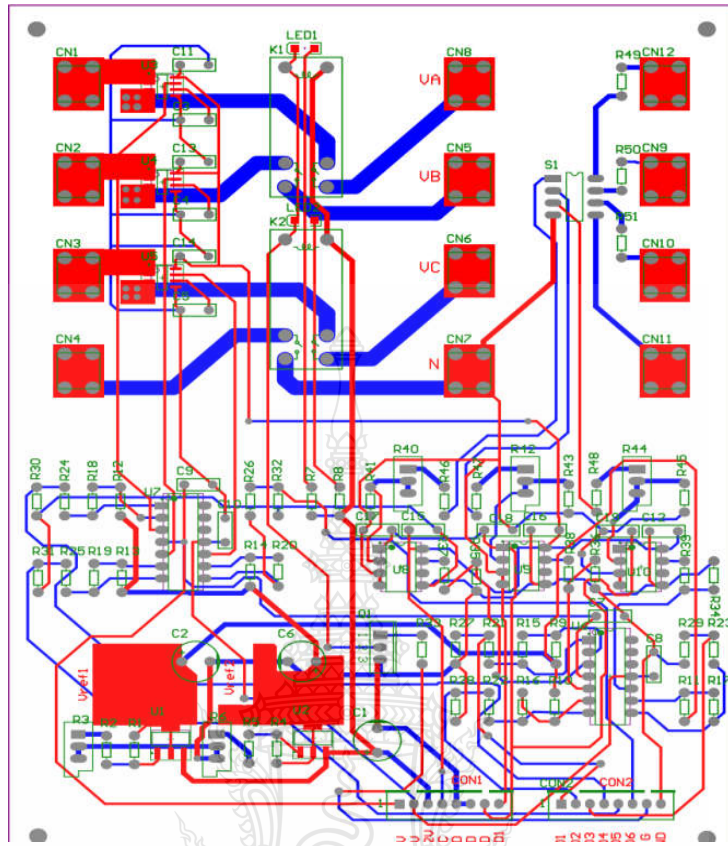


รูปที่ 3.59 ฟังก์ชันไดอะแกรมของไอซีเบอร์ HCPL-7840

ตัวอุปกรณ์ตัวจับแรงดันสามารถแยกสัญญาณระหว่างระบบไฟฟ้าได้ (Signal Isolation) ใช้ได้กับวงจรที่ต้องการความถูกต้องและเป็นเชิงเส้น ในการออกแบบใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับทางด้านอินพุต แนะนำให้แรงดันอยู่ในช่วง 200 mVp หลังจากได้สัญญาณมาแล้วก็จะมีการนำสัญญาณไปทำการขยายโดยผ่านออปแอมป์ ดังรูปที่ 3.60 เป็นวงจและรูปที่ 3.61 เป็น PCB ที่ได้จากการออกแบบ



รูปที่ 3.60 วงจรตัวจับแรงดันในระบบไฟฟ้าโดยใช้ไอซี HCPL-7840



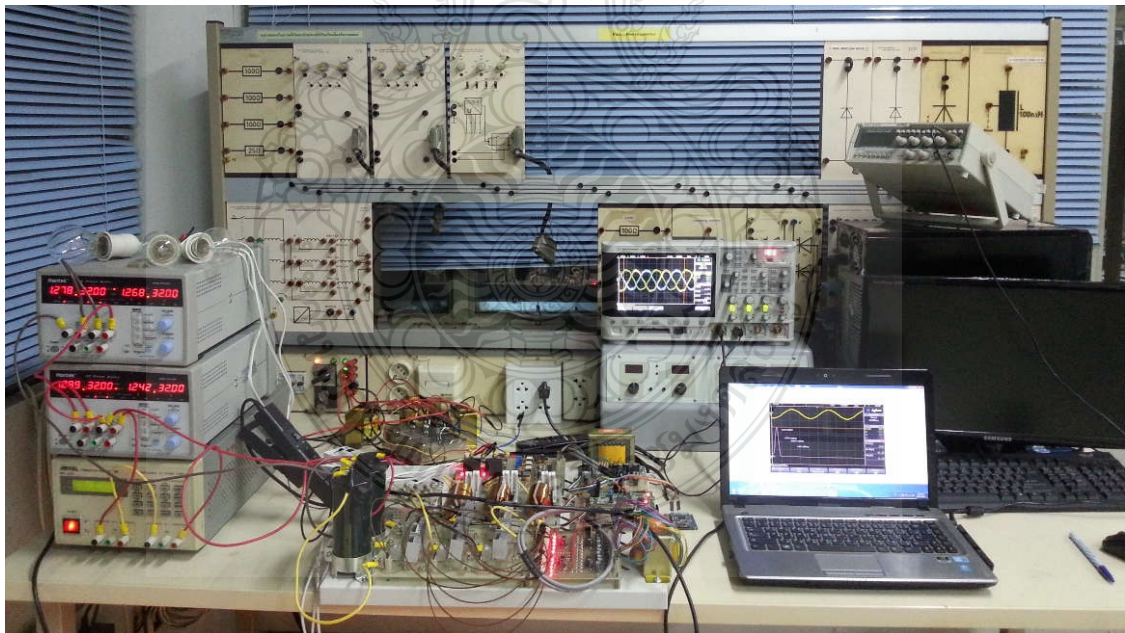
รูปที่ 3.61 PCB วงจรตรวจจับกระแสและแรงดันไฟฟ้า

## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

#### 4.1 บทนำ

จากการวิเคราะห์และออกแบบอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปซิป 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบริเวณไฟฟ้ที่ออกแบบให้แรงดันเอาต์พุตออกเป็นไฟฟ้กระแสสลับ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปซิป ตามที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 นั้น เพื่อทวนสอบทฤษฎีและหลักการดังกล่าวเป็นไปตามการจำลองของ MATLAB/Simulink หรือไม่นั้น จึงได้มีการทวนสอบการออกแบบโดยการใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4DISCOVERY ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ที่มี Waijung Blockset ในการออกแบบและสร้างสัญญาณผ่านภาคขับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ต่ออยู่ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปซิป โดยแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C โดยเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะต้องมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ (THDv และ THDi) ไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ตามเงื่อนไขและข้อกำหนดของการไฟฟ้ ในรูปที่ 4.1 คืออุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

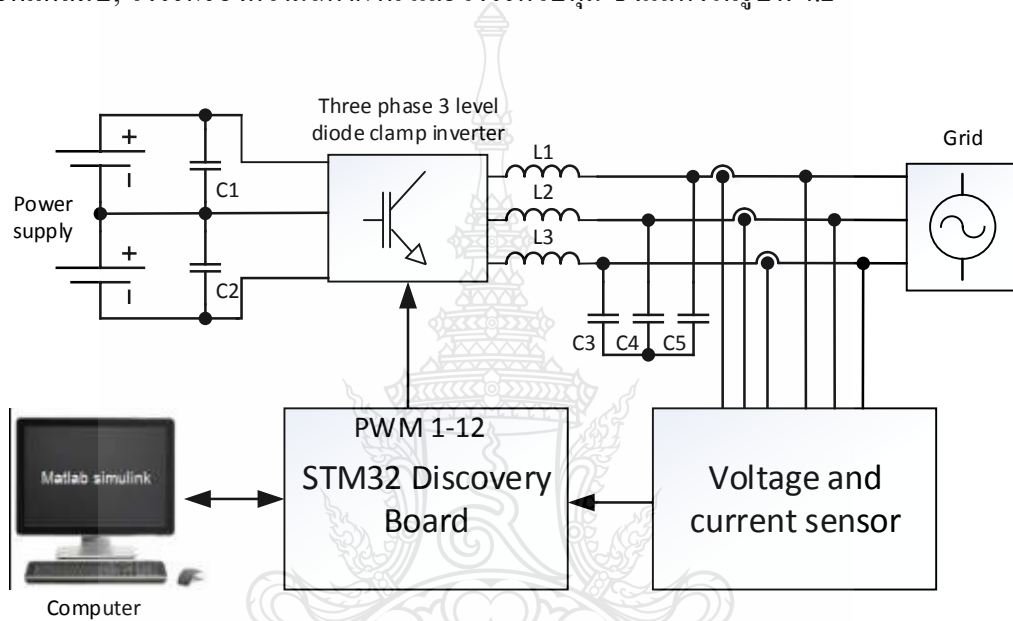


รูปที่ 4.1 การตรวจวัดและการทดลองในห้องปฏิบัติการ (LAB Power electronic)



## 4.2 โครงสร้างระบบ

โครงสร้างโดยรวมของฮาร์ดแวร์ของระบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 ประกอบด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้าขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าไม่เกิน 1 กิโลวัตต์ ซึ่งวงจรดังกล่าวจะประกอบด้วยวงจรหลัก 3 วงจรคือ วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอดแคลมป์, วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรควบคุม ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.2

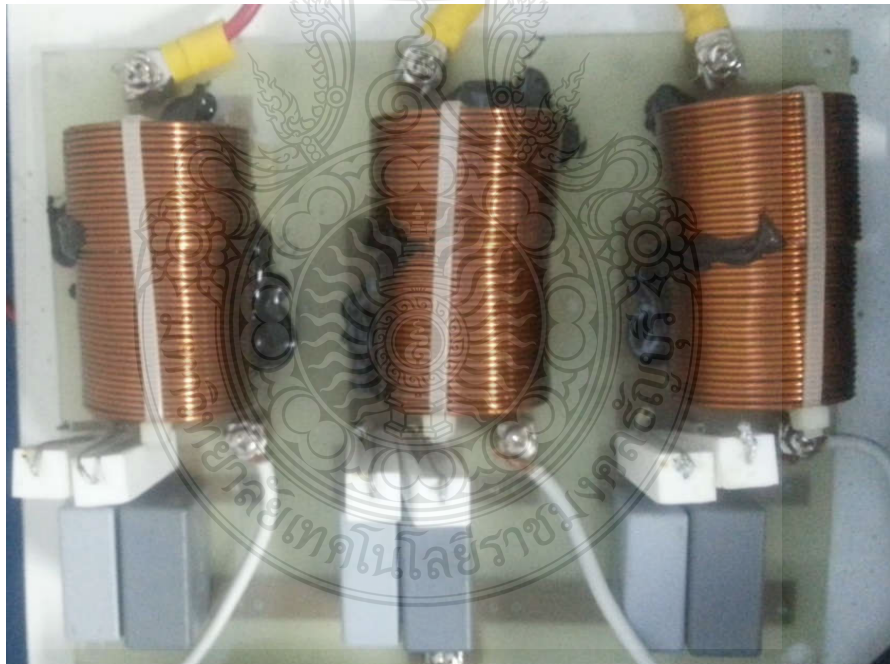


รูปที่ 4.2 อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า

การออกแบบจะประกอบไปด้วยวงจรส่วนต่างๆ ซึ่งได้กล่าวมาข้างต้นแล้ว ดังรูปที่ 4.3 จะเป็นการนำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ ซึ่งเป็นวงจรที่ทำหน้าที่แปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งในวงจรเวลาใช้งานจริงจะมีการต่อแหล่งจ่ายผ่านตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่กรองแรงดันให้เรียบก่อนจ่ายไปเลี้ยงวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ หลังจากนั้นแรงดันเอาต์พุตจะผ่านวงจรกรองความถี่ L-C ที่ทำหน้าที่กรองความถี่ต่ำผ่าน โดยจะมีทั้งหมด 3 ชุดด้วยกันทำหน้าที่ลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ แสดงดังรูปที่ 4.4



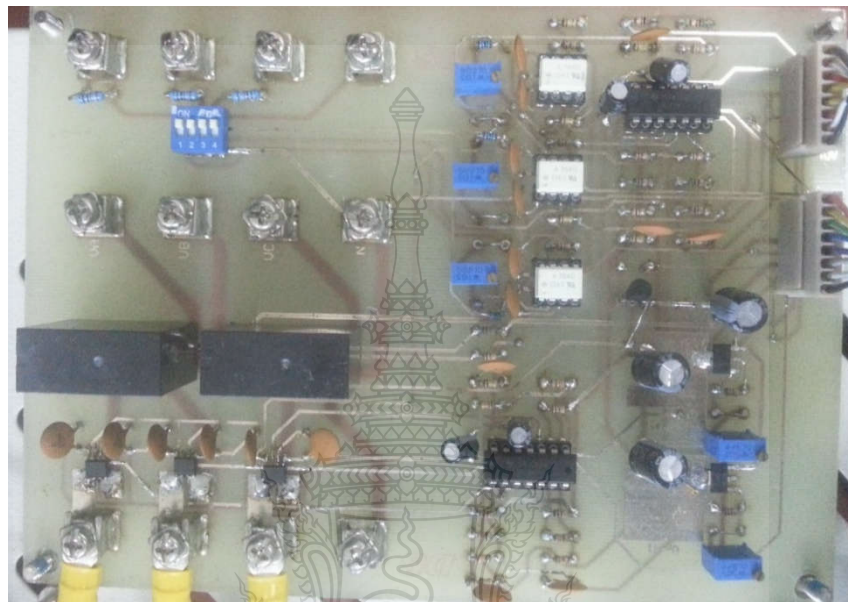
รูปที่ 4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปซิป



รูปที่ 4.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C

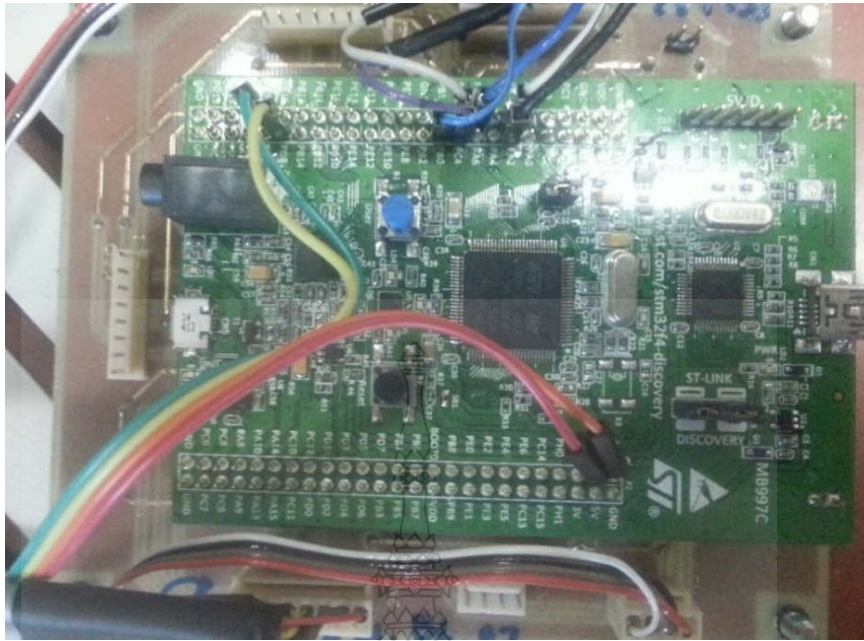


วงจรควบคุมเป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญในการทำงานของวงจรและสร้างสัญญาณต่างๆ ซึ่งการที่จะควบคุมจะต้องมีการอ่านค่าแรงดันไฟฟ้ากริดและเอาต์พุตของกระแสไฟฟ้าผ่านอุปกรณ์เซนเซอร์ที่เป็นตัวกลาง เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์นำไปประมวลผล แสดงให้เห็นในรูปที่ 4.5

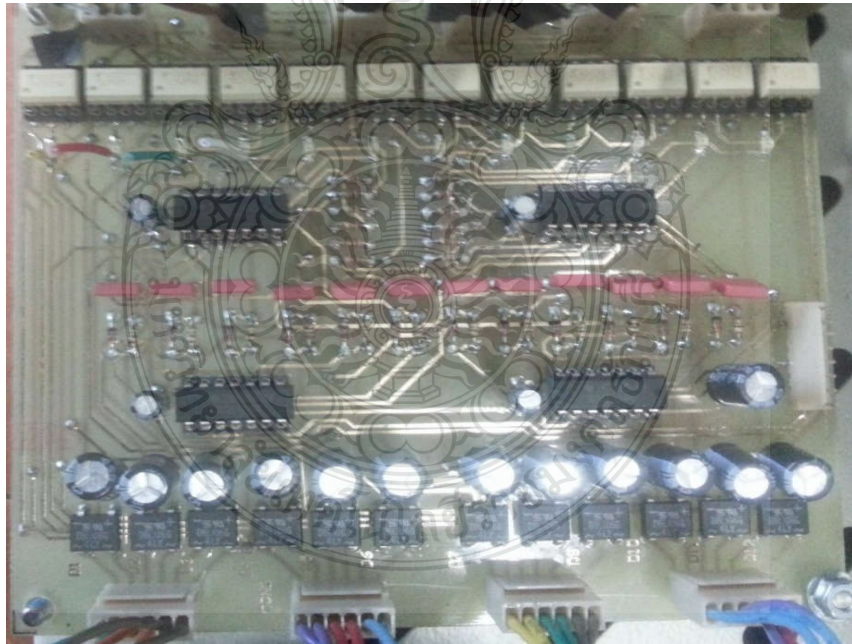


รูปที่ 4.5 วงจรเซนเซอร์แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า

ซึ่งค่าต่างๆที่ได้จากการประมวลผลของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ แสดงให้เห็นในรูปที่ 4.6 จะนำไปสร้างสัญญาณ PWM (Pulse Width Modulation) สัญญาณดังกล่าวไม่สามารถนำไปขับอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้โดยตรง จำเป็นต้องมีวงจรขับสัญญาณ PWM ซึ่งในบอร์ดวงจรสัญญาณ PWM จะรับสัญญาณ PWM จากไมโครคอนโทรลเลอร์ จากนั้นทำการกลับสัญญาณจำนวน 2 สัญญาณต่อเฟส ก่อนส่งไปยังชุดหน่วยเวลาในการสวิตซ์เรียกวงจรนี้ว่า สนับเบอร์ จากนั้นก็จะได้สัญญาณขับขาเกดไอจีบีทีทั้งหมด 12 สัญญาณ แสดงดังรูปที่ 4.7 ทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณไฟฟ้าสัญญาณมีความเหมาะสมที่จะสามารถขับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ ในที่นี้ทางผู้วิจัยได้เลือกใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

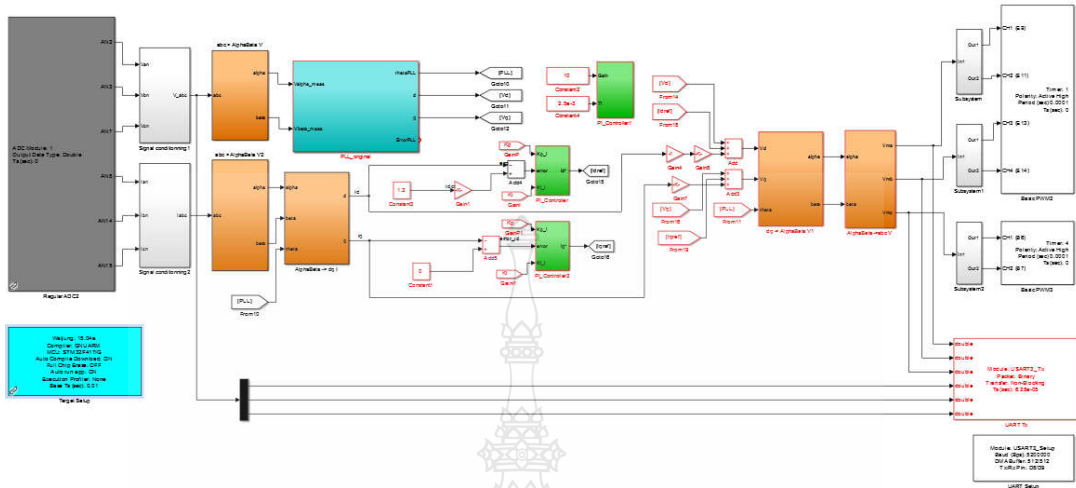


รูปที่ 4.6 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4DISCOVERY



รูปที่ 4.7 วงจรขับสัญญาณ PWM ไปยังขาเกตของ IGBT

### 4.3 ผลของการทดลองในห้องปฏิบัติการ

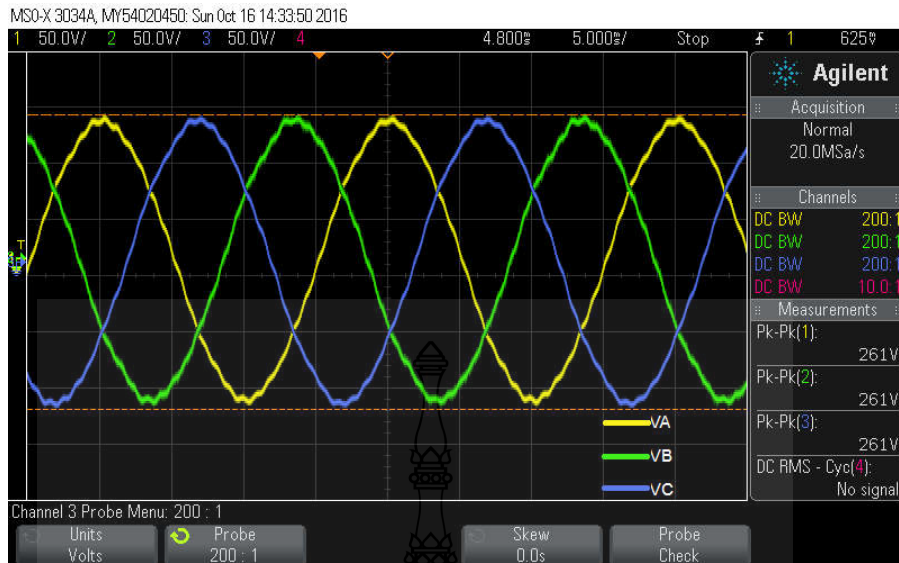


รูปที่ 4.8 แผนภาพ โปรแกรมควบคุมที่ใช้ในการทดลอง

จากรูปที่ 4.8. ใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink มาใช้ในการเขียนโปรแกรมเพื่อพัฒนา ร่วมกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4DISCOVERY ร่วมกับ Waijung Blockset เพื่อใช้ในการออกแบบและทดลองทางด้านซอร์ฟแวร์ ฮาร์ดแวร์ร่วมกันซึ่งใช้การอ่านสัญญาณอนาล็อกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัล, อ่านสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก, การส่งสัญญาณ PWM ออกทางขาเอาต์พุตของไมคอนโทรลเลอร์ออกไปขับอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังรวมถึงการประมวลผลต่างๆทางด้าน ระบบควบคุมแบบ PI, การสร้างสัญญาณ SVPWM เพื่อทำการมอดูเลชั่น ซึ่งทางผู้วิจัยได้ทำการเก็บผลการทดลองแสดงให้เห็นดังต่อไปนี้

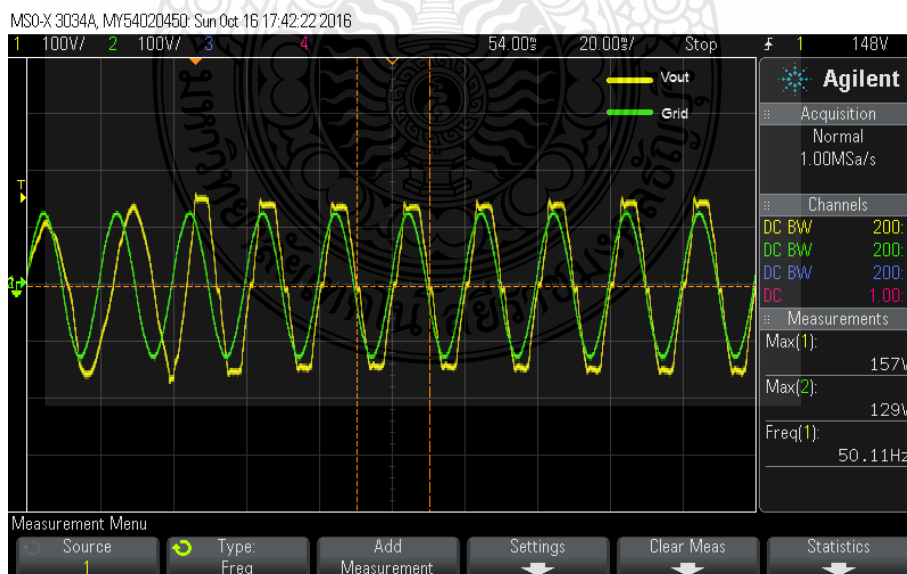
จากรูปที่ 4.9 เป็นการวัดสัญญาณแรงดันกริดไฟฟ้า (Grid Voltage) ซึ่งมีขนาดแรงดัน 48Vac3 เฟส เป็นแรงดันที่นำเข้ามาในวงจรเพื่อทำการวัดนำสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ไปทำการประมวลผลเพื่อเป็นสัญญาณที่ใช้ในการอ้างอิงของวงจรเฟสล็อกก่อนทำการเชื่อมเข้าระบบไฟฟ้า





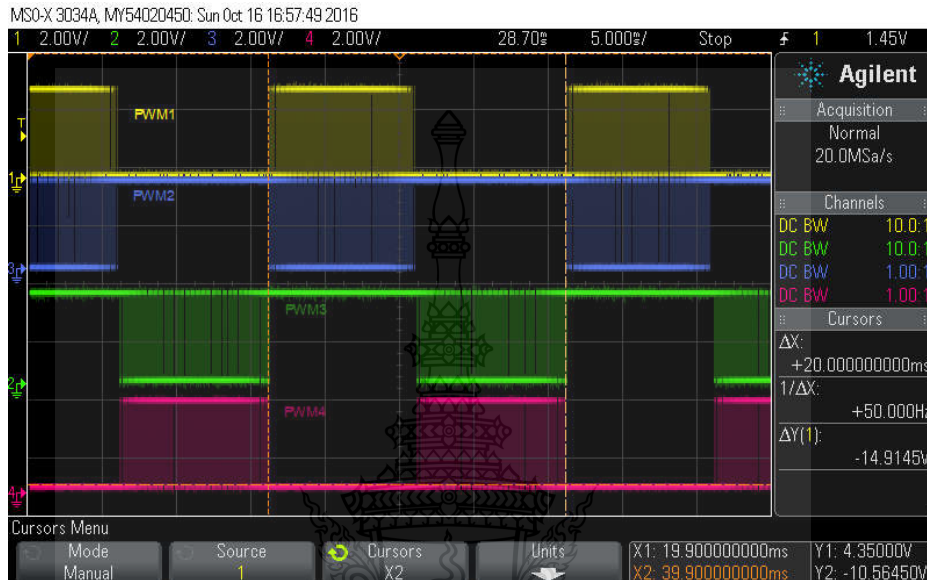
รูปที่ 4.9 สัญญาณแรงดันไฟฟ้ากริดขณะยังไม่เชื่อมต่อเข้าระบบ Line to line

การเชื่อมแหล่งจ่ายไฟฟ้า 2 แหล่งจ่ายเข้าหากันนั้นจำเป็นต้องมีเฟสและความถี่ที่เท่ากัน ดังนั้น วงจรเฟสล็อคจะทำหน้าที่ในการจัดสัญญาณแรงดันทางด้านอินเวอร์เตอร์ ให้มีเฟสและความถี่เดียวกัน ดังรูปที่ 4.10 เป็นการแสดงการทำงานของวงจรเฟสล็อคที่ได้จากการวัด สังเกตเห็นว่าความถี่จะค่อยปรับเข้าความถี่หลักของระบบไฟฟ้า

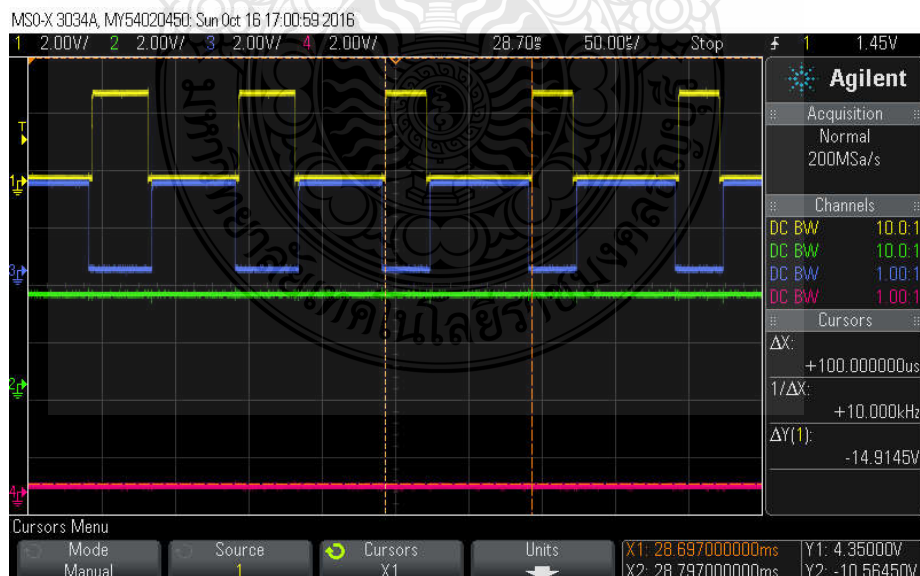


รูปที่ 4.10 การทำงานของจร เฟสล็อค เปรียบเทียบระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันกริด

เมื่อวงจรเฟสล็อกถูกทำการล็อกเฟสและความถี่ได้แล้ว ทางด้านวงจรควบคุมทำการส่งสัญญาณ PWM เพื่อขับอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็คทรอนิกส์กำลัง โดยใช้สัญญาณขับ IGBT เฟส A ของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์ แสดง ดังรูปที่ 4.11 ที่ขนาดความถี่ 10 kHz ดังรูปที่ 4.12

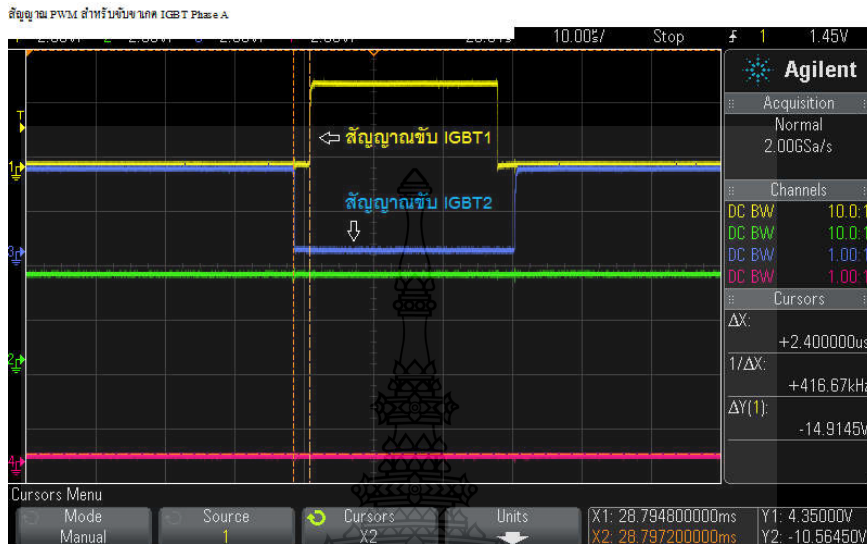


รูปที่ 4.11 สัญญาณ PWM สำหรับขับขาเกต IGBT Phase A



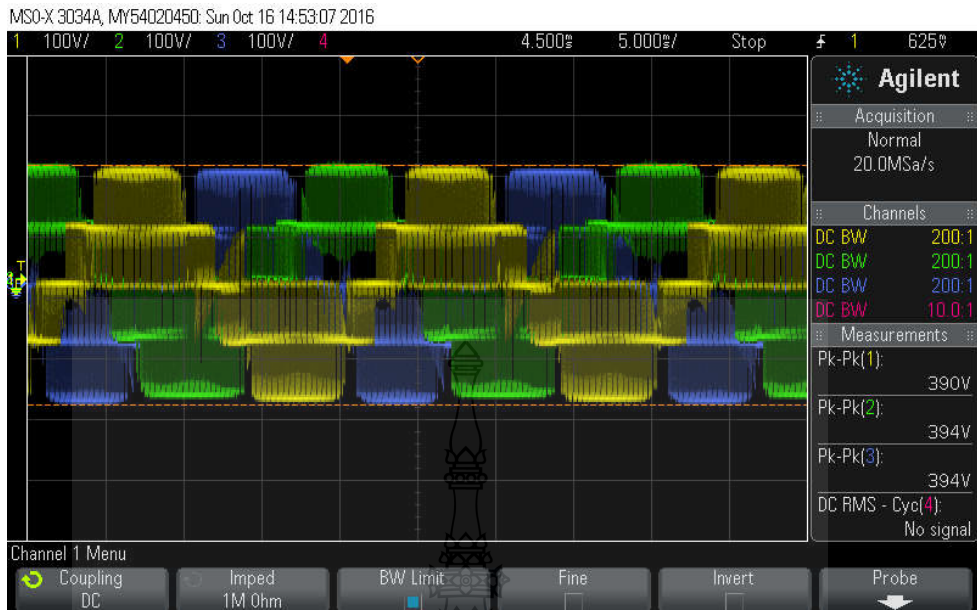
รูปที่ 4.12 แสดงความถี่ของสัญญาณ PWM ขนาด 10 kHz

สัญญาณ PWM จำเป็นต้องผ่านวงจรเดดไทม์ (Dead-Time) เพื่อลดการสูญเสียกำลังงานจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้แสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.13

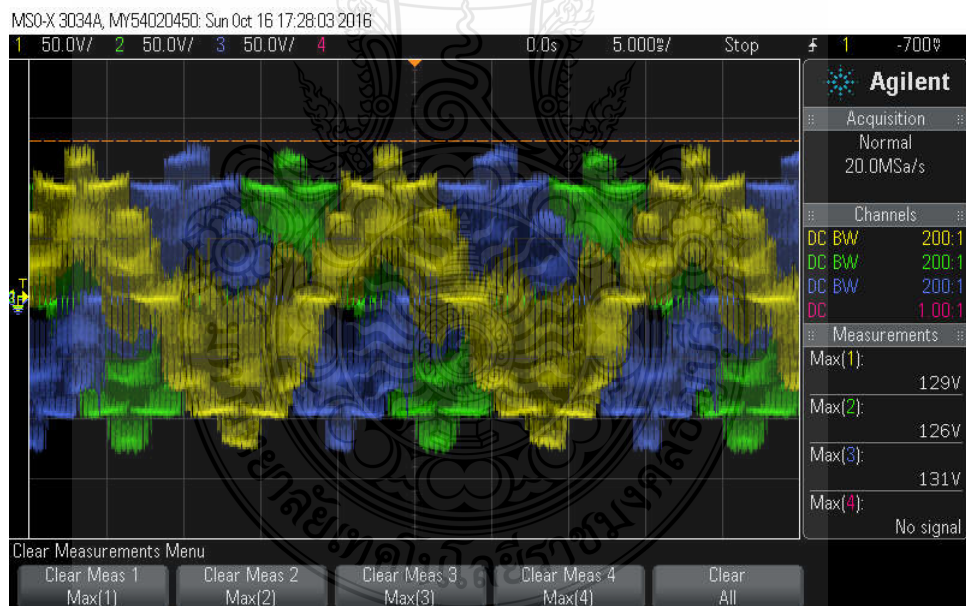


รูปที่ 4.13 วงจรเดดไทม์ของสัญญาณ PWM

หลังจากที่วงจรควบคุมและได้ทำการประมวลผลส่งสัญญาณ PWM ไปยังอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังก็จะได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตของ อินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคทโทด แบบ Line to line ดังรูปที่ 4.14 และ รูปที่ 4.15 เป็นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคทโทด แบบ Line to neutral



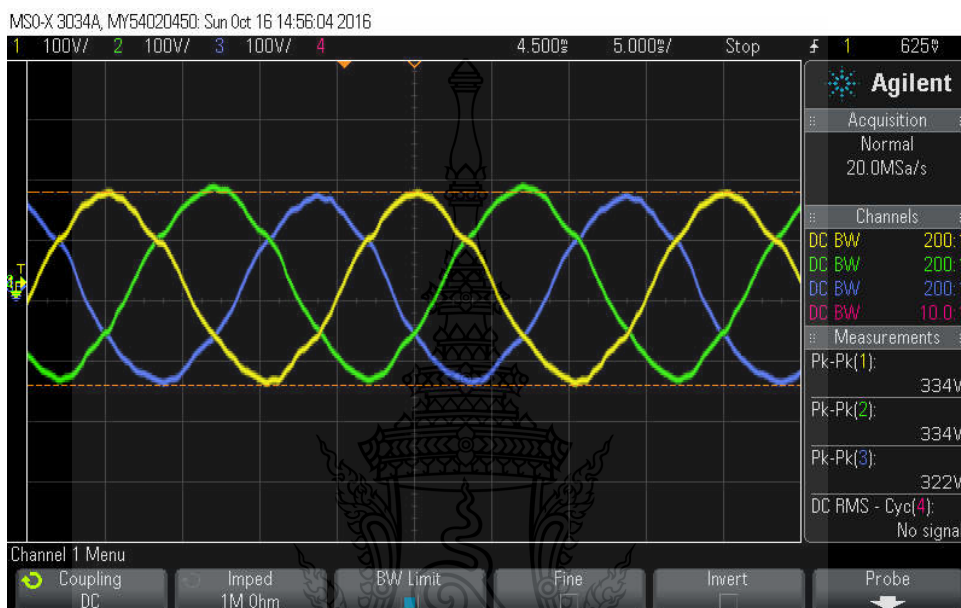
รูปที่ 4.14 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์ แบบ Line to line



รูปที่ 4.15 แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์ แบบ Line to neutral



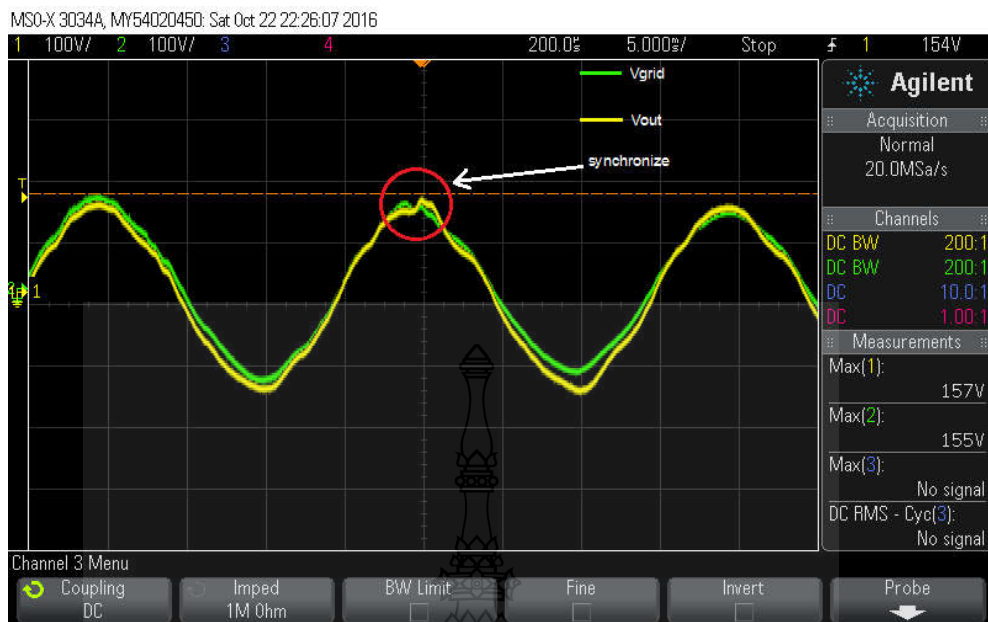
เอาต์พุตที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคปซิมป์จะค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ค่อนข้างสูง จึงจำเป็นต้องทำการกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C เพื่อให้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์มีขนาดไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ตามเงื่อนไขของการไฟฟ้ากำหนด แสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.16 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ หลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ L-C



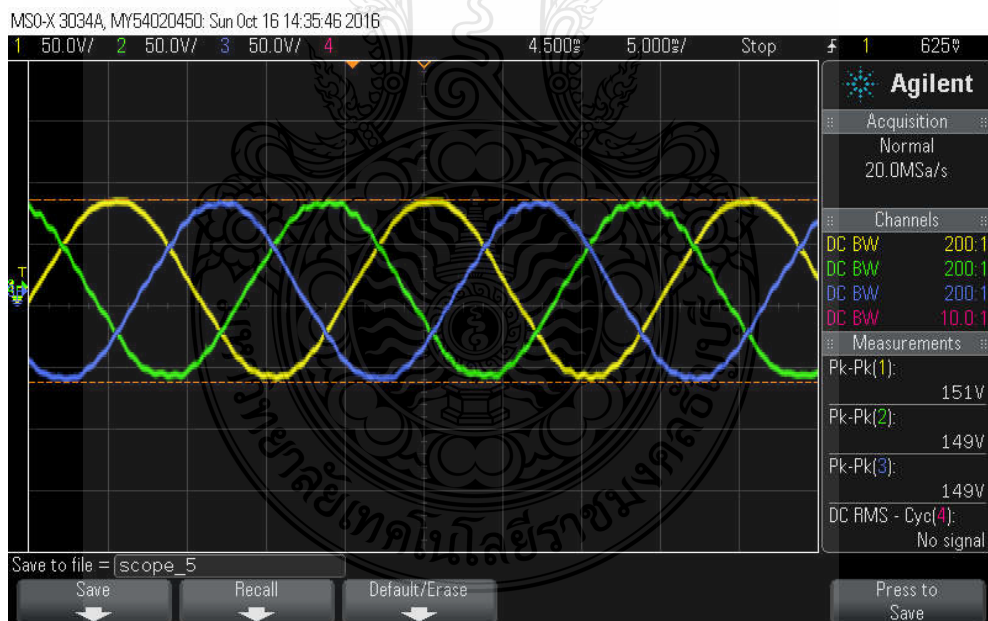
รูปที่ 4.16 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ หลังจากผ่านวงจรกรองความถี่แบบ L-C Line to Line

เมื่อเฟสและความถี่ทางด้านทั้งสองระบบมีขนาดเท่ากัน หลังจากนั้นจะเป็นการชิงโครไนส์แหล่งจ่าย 2 แหล่งเข้าหากัน โดยการสับสวิตช์ แสดงให้เห็นสัญญาณขณะสับสวิตช์ดังรูปที่ 4.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตเชื่อมต่อกับระบบกริดไฟฟ้าซึ่งจะเกิดแรงดันกระเพื่อมเล็กน้อย และในรูปที่ 4.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าหลังจากเชื่อมเข้าระบบกริดไฟฟ้าเรียบร้อยแล้ว



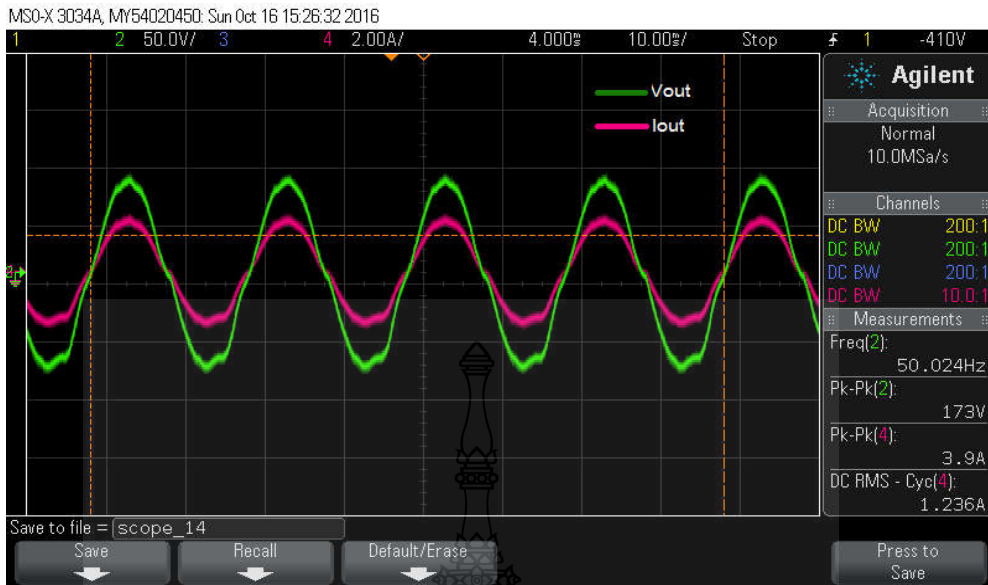


รูปที่ 4.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตเชื่อมต่อกับระบบกริดไฟฟ้า Line to neutral



รูปที่ 4.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าหลังจากเชื่อมเข้าระบบกริดไฟฟ้า Line to neutral

จากรูปที่ 4.19 เป็นการนำเสนอแรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ หลังเชื่อมต่อเข้าระบบกริดไฟฟ้าเรียบร้อยแล้ว



รูปที่ 4.19 แรงดันเอาต์พุตเทียบกับกระแสเอาต์พุตหลังเชื่อมต่อเข้าระบบกริดไฟฟ้า

ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonic Current Distortion : THDi) เป็นค่าบ่งบอกว่าในระบบมีฮาร์โมนิกส์ อยู่มากน้อยแค่ไหน โดยค่า THD ที่มีค่าน้อยจะดีกว่า THD ที่มีค่ามากกว่า ในด้านระบบกำลัง (Power) การที่ THD มีค่าน้อยหมายความว่า ระบบมีความสูญเสียที่เกิดจากฮาร์โมนิกส์น้อย ก็จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าในเรื่องของการสูญเสียกำลังงานและทำให้เกิดความร้อนก็จะเกิดขึ้นน้อยตามไปด้วย ซึ่งส่งผลดีต่อระบบไฟฟ้า ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์นั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ

#### 4.3.1 ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonic Current Distortion :THDi)

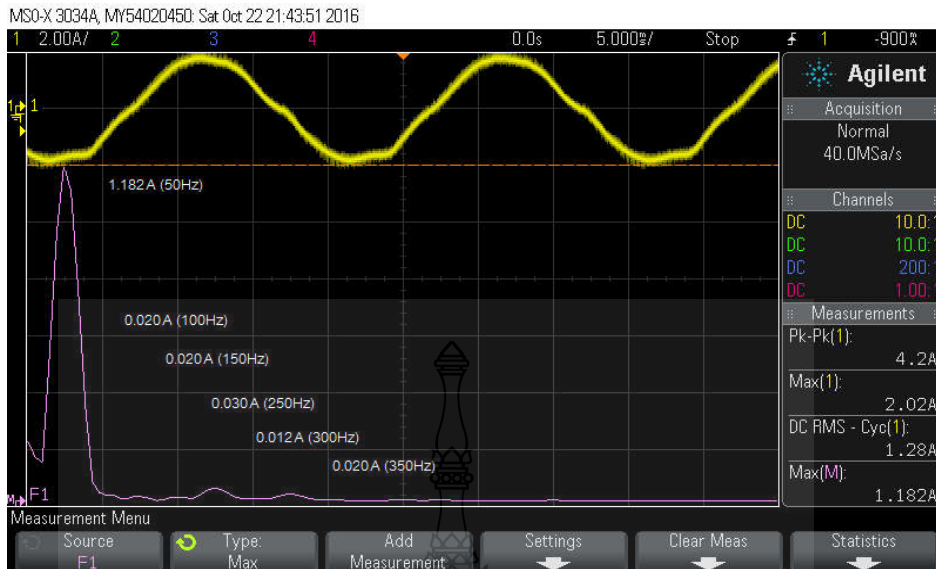
$$THD_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2(rms)}}{I_1(rms)} \times 100\% = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1(rms)} \times 100\% \quad (4.1)$$

โดย

I<sub>h</sub> คือ Current RMS Harmonic order ต่างๆ เริ่มตั้งแต่ order 2 ไปจนถึง n

I<sub>1</sub> คือ Current RMS fundamental หรือ I order ที่ 1 (ไม่มีฮาร์โมนิกส์)

h คือ Order ของ Harmonics มีค่าตั้งแต่ order 2 เป็นต้นไป (h≥2)



รูปที่ 4.20 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแส (THDi) หลังเชื่อมต่อเข้าระบบกริดไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.20 สามารถแทนค่าลงในสมการ 4.1 ได้ดังนี้

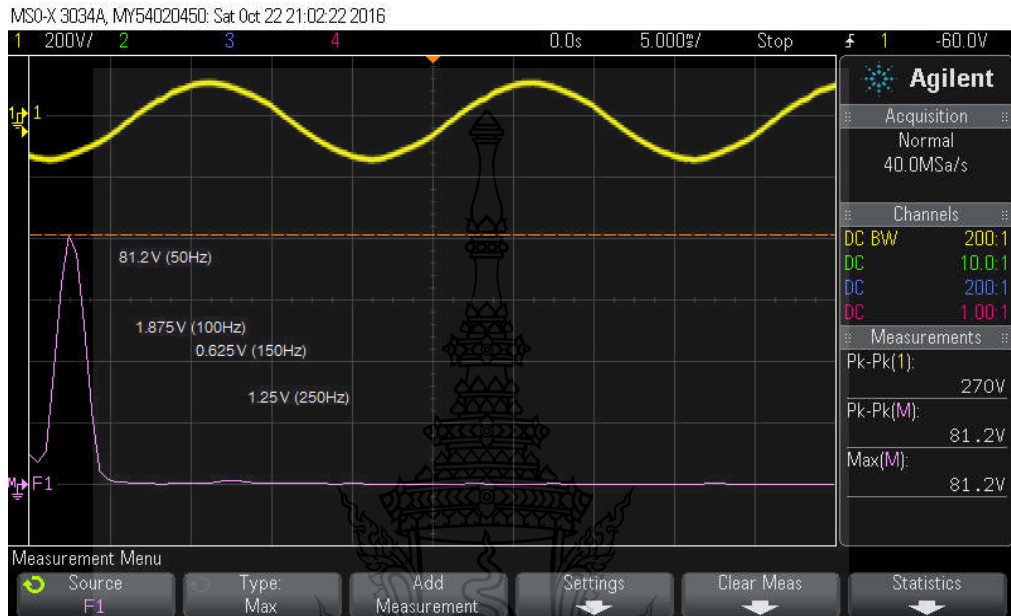
$$\begin{aligned}
 THD_i (\%) &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2(rms)}}{I_1(rms)} \times 100\% \\
 &= \frac{\sqrt{0.020^2 + 0.020^2 + 0.030^2 + 0.012^2 + 0.020^2}}{1.182} \times 100\% \\
 &= \frac{0.04737}{1.182} \times 100\% \\
 &= 4.007\%
 \end{aligned}$$

4.3.2 ค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิก (Total Harmonic Voltage Distortion: THDv)

$$THD_V (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2(rms)}}{V_1(rms)} \times 100\% = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1(rms)} \times 100\% \quad (4.2)$$

โดย

Vh คือ Voltage RMS Harmonic order ต่างๆ เริ่มตั้งแต่ Order 2 ไปจนถึง n  
 V1 คือ Voltage RMS Fundamental หรือ V order ที่ 1 (ไม่มีฮาร์โมนิกส์)  
 h คือ order ของ Harmonics มีค่าตั้งแต่ order 2 เป็นต้นไป (h มากกว่าหรือเท่ากับ 2)



รูปที่ 4.21 ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของแรงดันไฟฟ้า (THDv) หลังเชื่อมต่อเข้าระบบกริด

จากรูปที่ 4.21 สามารถแทนค่าลงในสมการ 4.2 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 THD_V(\%) &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2(rms)}}{V_1(rms)} \times 100\% \\
 &= \frac{\sqrt{1.875^2 + 0.625^2 + 1.25^2}}{81.2} \times 100\% \\
 &= \frac{2.3385}{81.2} \times 100\% \\
 &= 2.879\%
 \end{aligned}$$

#### 4.4 ผลที่ได้จากการทดลองของเครื่องต้นแบบ

จากการทดลองการทำงานเครื่องต้นแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟส แบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า พบว่าค่าปริมาณค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกส์ (THD<sub>v</sub>) อยู่ที่ 2.879 เปอร์เซ็นต์ และ ค่าปริมาณค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ (THD<sub>i</sub>) อยู่ที่ 4.007 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งสามารถเชื่อมต่อไปยังระบบไฟฟ้าได้ เป็นไปตามเงื่อนไขของการไฟฟ้าคือ จะต้องมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ตามมาตรฐานของการไฟฟ้า



## บทที่ 5

### สรุปผลและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบอินเวอร์เตอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคดลมป์ 3 เฟสแบบเชื่อมต่อระบบไฟฟ้า เพื่อให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับพลังงานทดแทนทางเลือก โดยทดสอบและจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ในรูปแบบการมอดูเลชันแบบ SVPWM ที่ได้จาก 3 ความถี่รวมกัน Harmonic Injected Pulse Width Modulation (HIPWM) ร่วมกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ STM32F4DISCOVERY ซึ่งบอร์ดที่ใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ต่างๆ ให้สามารถทำงานและเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าได้ โดยค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ ตามเงื่อนไขและข้อกำหนดของการไฟฟ้า

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ความถี่ทางด้านเอาต์พุตเท่ากับ 50 Hz, ความถี่สวิตซ์เท่ากับ 10 kHz, แรงดันอินพุตเท่ากับ 192 Vdc ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคดลมป์ ซึ่งเอาต์พุตทางด้านอินเวอร์เตอร์เตอร์จะมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ค่อนข้างสูงคือ 43.85 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งไม่สามารถจะเชื่อมต่อไปยังระบบไฟฟ้าได้โดยตรงจึงจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์กรองความถี่ต่ำผ่านแบบ L-C ในการกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยที่ค่าความเหนี่ยวนำ (L) 4 มิลลิเฮนรี่ และค่าตัวเก็บประจุ (C) 8 ไมโครฟารัด วงจรนี้จะทำหน้าที่กรองความถี่สูงออกให้เหลือเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้นที่สามารถผ่านได้ จากการคำนวณความถี่ต่ำที่ผ่านได้เรียกว่าความถี่คัตออฟประมาณ 890 เฮิรต ก่อนเชื่อมต่อไปยังระบบไฟฟ้า หลังผ่านการกรองความถี่ต่ำผ่านก็จะได้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ของแรงดันเหลือศูนย์เปอร์เซ็นต์จากการจำลองการทำงานในระบบและวัดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์กระแสจากการจำลองได้ 4.06 เปอร์เซ็นต์ ในการออกแบบและทดลองนี้มีการเลือกทดลองที่แรงดันของระบบไฟฟ้าขนาด 48 Vac เนื่องจากมีความปลอดภัยในการออกแบบและเหมาะสมกับอุปกรณ์ในห้องทดลองที่มีอยู่ โดยใช้หลักการสร้างสัญญาณ SVPWM เพื่อทำการมอดูเลชันแบบ Carrier Based Space Vector PWM สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลชันจะผ่านชุดวงจรขับเคลื่อนไปยังไอจีบีทีที่มีจำนวนทั้งหมด 12 ช่องสัญญาณเป็นภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคดลมป์ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแส ในเครื่องต้นแบบนี้สามารถเชื่อมต่อเข้ากับระบบไฟฟ้า โดยค่าความเพี้ยนแรงดันฮาร์มอนิกส์วัดได้ (THD<sub>v</sub>) 2.879 เปอร์เซ็นต์ และค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกส์ (THD<sub>i</sub>) วัดได้ 4.007 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่ค่าความเพี้ยนกระแส

ฮาร์มอนิกส์ที่ได้จากการจำลองในโปรแกรม MABLAB Simulation วัดได้ 4.06เปอร์เซ็นต์ ซึ่งค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่ได้จากเครื่องต้นแบบและการจำลองมีค่าขนาดใกล้เคียงกันและค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่ได้จากเครื่องต้นแบบที่วัดได้ขนาดไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ตามข้อกำหนดของการไฟฟ้า

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

1. ในการออกแบบแผ่น PCB ควรให้ความสำคัญกับการวางตำแหน่งกราวด์ เพื่อช่วยลดสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบ
2. การเลือกใส่ค่า L-C ที่เหมาะสมจะช่วยลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ได้ดีขึ้น
3. การเลือกใช้ความถี่ในการสวิตซ์ที่สูงมากขึ้นจะช่วยลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ได้ด้วยเช่นเดียวกัน แต่ควรเลือกให้อยู่ในการตอบสนองความถี่ที่อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังสามารถทำงานได้
4. สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทางด้านอุปกรณ์เช่นเซอร์แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าอาจมีผลทำให้การประมวลผลทางด้านไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานผิดพลาด
5. การออกแบบใช้งานเดดไทม์ (Dead-Time) สำหรับสัญญาณ PWM จะช่วยลดความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและเลือกใส่ค่าที่เหมาะสมกับการตอบสนองของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

## บรรณานุกรม

- [1] เสถียรจันทน์จรัส, การออกแบบและวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์หลายระดับแบบ 4 สถานะ, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2553
- [2] P.Thirumuraugan and Preethi, **Closed Loop Control of Multilevel Inverter Using SVPWM for Grid Connected Photovoltaic** International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol.2, Issue 4, April 2013
- [3] C.A. dos Santos and F.L.M. Antunes, **Comparison Among Carrier-Based PWM Modulation Strategies in Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter**, Electric Engineering Department-DEE Federal University of Ceara-UFC, Losses International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'11), 13<sup>th</sup> to 15<sup>th</sup> April, 2011
- [4] S.Jeevananthan and R.Madhavan, **State-of-the-art of Multi-Carrier Modulation Techniques for Seven Level Inverter: A Critical Evaluation and Novel Submissions based on Control Degree of Freedom**, Power Electronics Group, Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Science Bangalore INDIA560012, Sri Manakula Vinayagar Engineering College IEEE 2006
- [5] Brendan Peter McGrath Student Member IEEE and Donald Grahame Holmes Member IEEE, **Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters**, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, NO. 4, AUGUST 2002
- [6] Richa Pandey and S.P. Dubey, **Multilevel Inverter Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Constant Torque Angle Control**, Rungta College of Engineering and Technology, Bhilai (Chhattisgarh), Advance in Electronic and Electric Engineering ISSN 2231-1297, Volume 3, Number 5 (2013)
- [7] Edris Pouresmaeil, Daniel Montesinos-Miracle and Oriol Gomis-Bellmunt, **Control Scheme of Three-Level NPC Inverter for Integration of Renewable Energy Resources into AC Grid**, IEEE SYSTEMS JOURNAL, VOL. 6, NO. 2, JUNE 2012



## บรรณานุกรม (ต่อ)

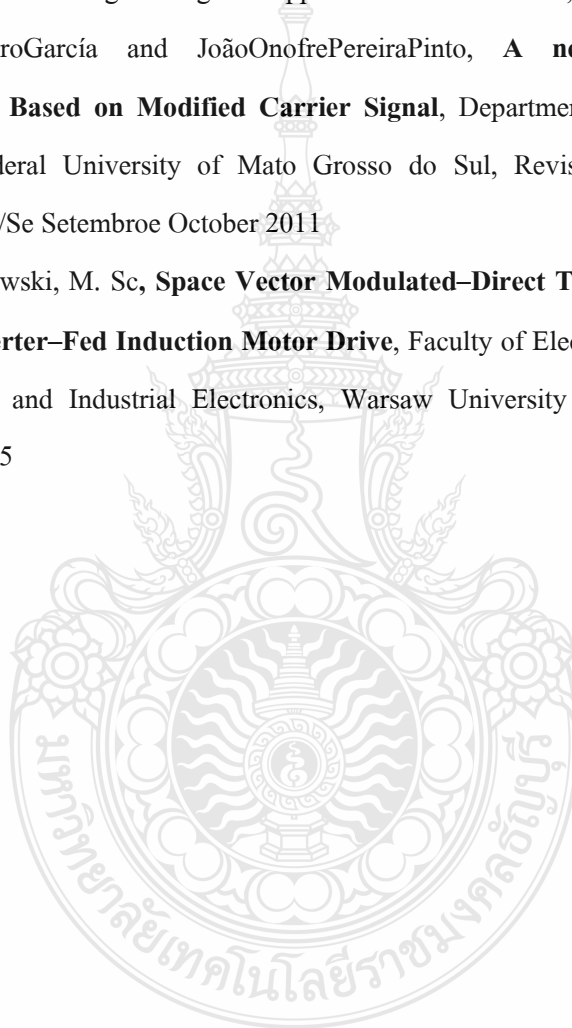
- [8] Liu Yapeng, Hu Pengfei, Guo Jie and Jiang Daozhuo, **A Review of Module Multi-level Converters**, Zhejiang University Multi-function Power System Laboratory, Zhejiang University Hangzhou Zhe Jiang China, Seventh International Conference on Natural Computation 2011
- [9] Rohit G. Ramteke and U.V. Patil, **Design and Comparative study of Filters for Multilevel Inverter for Grid Interface**, Department of Electrical Engineering, Dr. Babasaheb Ambedkar Technological University, IEEE 2014
- [10] Dae-Wook Kang Yo-Han Lee and Bum-Seok Suh, **An Improved Carrier-Based SVPWM Method Using Leg Voltage Redundancies in Generalized Cascaded Multilevel Inverter Topology**, Transactions On Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January IEEE 2003
- [11] S. Nagaraja Rao, D.V. Ashok Kumar and Ch. Sai Babu, **New Multilevel Inverter Topology with reduced number of Switches using Advanced Modulation Strategies**, Energy and Control (ICPEC), International Conference on Power IEEE 2013
- [12] G. Sree Lakshmi, S. Kamakshaiiah and G. Tulasi Ram Das, **Closed Loop Control of Three - Level Diode Clamped Inverter Fed IPMSM with Different Modulation Techniques**, Engineering Electrical and Electronics Engineering, Global Journal of Researches in Volume 13 Issue 9 Version 1.0 Year 2013
- [13] Hui Zhang, Hongwei Zh, ouJing Ren, Weizeng Liu, Shaohua Ruan and Yongjun Gao, **Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System with SVPWM Current Controller**, Department of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology China, Supported by the Provincial Natural Science Foundation of Shaanxi (2006E128), IEEE 2009
- [14] Mohammadreza Derakhshanfar, **Analysis of different topologies of multilevel inverters**, Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering Chalmers University of Technology Göteborg, Sweden 2010

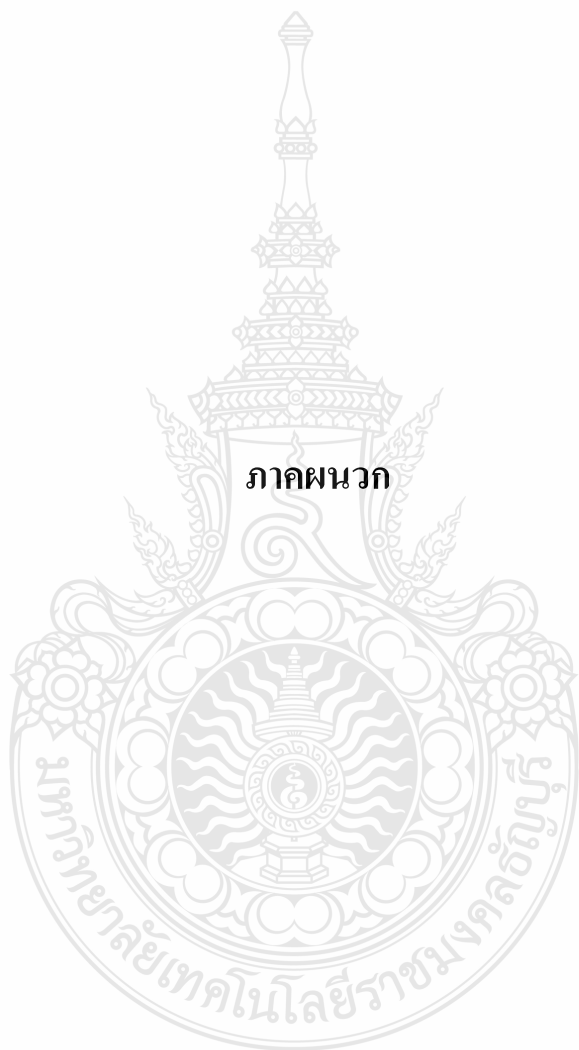
## บรรณานุกรม (ต่อ)

- [15] Abdela ziz Fri, Rachid El Bachtiri and Abde laziz El Ghzizal, **A comparative study of three topologies of three -phase (5L) inverter for a PV system**, REEPER group, EST school, LESSI Lab, FSDM Faculty, USMBA University, The Mediterranean Green Energy Forum 2013
- [16] Vitezslav Benda, **Power Semiconductors–State of The Art And Future Trends**, Power electronics and Drives, Czech Technical University in Prague, Global Journal of Technology and Optimization Volume 2. 2011
- [17] Frans Dijkhuizen, **Multilevel converters: review, form, function and motivation**, Paper presented at EVER Monaco 10-13 October 2012
- [18] Marwan A.A. Badran, Ahmad M. Tahir and Waleed F. Faris, **Digital Implementation of Space Vector Pulse Width Modulation Technique Using 8-bit Microcontroller**, Department of Mechatronics Engineering, Faculty of Engineering, International Islamic University Malaysia, World Applied Sciences Journal 21 (Mathematical Applications in Engineering): 21-28, 2013
- [19] Evren ISEN and Ahmet Faruk BAKAN, **10 kW Grid-Connected Three-Phase Inverter System: Control, Simulation and Experimental Results**, Department of Electrical Electronics Engineering, Kirklareli University, 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) 2012
- [20] เจนศักดิ์ เอกบูรณวัฒน์ และ อธิญา บุญญอรุณเนตร, **อินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กสำหรับเชื่อมต่อเข้าระบบไฟฟ้า**, มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์, การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 28 (EECON-28) 20 ตุลาคม 2548
- [21] Mamta N. Kokate and Preeti V.Kapoor, **Comparison of Simulation Results Three Level and Five Level H-Bridge Inverter and hardware implementation of Single Leg H-Bridge Three Level Inverter**, Ramdeobaba College of Engineering and Management International Journal of Innovative research and Studies, April 2013

## บรรณานุกรม (ต่อ)

- [22] Mojgan Hojabri and Mehrdad Hojabri, **Design, Application and Comparison of Passive Filters For Three-Phase Grid-Connected Renewable Energy Systems**, Faculty of Electrical and Electronics Engineering, University Malaysia Pahang, Pekan, Malaysia, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences VOL. 10, NO. 22, December, 2015
- [23] RaymundoCorderoGarcía and JoãoOnofrePereiraPinto, **A new simplified SVPWM Algorithm Based on Modified Carrier Signal**, Department of Electric Engineering, UFMS–Federal University of Mato Grosso do Sul, Revista Control & Automação Vol.22no.5/Se Setembro October 2011
- [24] Marcin Z elechowski, M. Sc, **Space Vector Modulated–Direct Torque Controlled (DTC – SVM) inverter–Fed Induction Motor Drive**, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw University of Technology, Warsaw–Poland 2005





ภาคผนวก



ภาคผนวก ก

คุณลักษณะอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

ก.1 คุณสมบัติของไอซีเบอร์ 74LS04



August 1986  
Revised March 2000

## DM74LS04 Hex Inverting Gates

### General Description

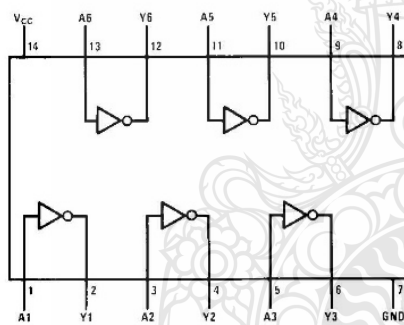
This device contains six independent gates each of which performs the logic INVERT function.

### Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS04M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS04SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS04N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

### Connection Diagram



### Function Table

$$Y = \bar{A}$$

Input	Output
A	Y
L	H
H	L

H = HIGH Logic Level  
L = LOW Logic Level

DM74LS04 Hex Inverting Gates

**Absolute Maximum Ratings**(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

**Note 1:** The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

**Recommended Operating Conditions**

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
$V_{CC}$	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
$V_{IH}$	HIGH Level Input Voltage	2			V
$V_{IL}$	LOW Level Input Voltage			0.8	V
$I_{OH}$	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
$I_{OL}$	LOW Level Output Current			8	mA
$T_A$	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

**Electrical Characteristics**

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
$V_I$	Input Clamp Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_I = -18 \text{ mA}$			-1.5	V
$V_{OH}$	HIGH Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OH} = \text{Max}, V_{IL} = \text{Max}$	2.7	3.4		V
$V_{OL}$	LOW Level Output Voltage	$V_{CC} = \text{Min}, I_{OL} = \text{Max}, V_{IH} = \text{Min}, I_{OL} = 4 \text{ mA}, V_{CC} = \text{Min}$		0.35	0.5	V
$I_I$	Input Current @ Max Input Voltage	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 7V$			0.1	mA
$I_{IH}$	HIGH Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 2.7V$			20	$\mu\text{A}$
$I_{IL}$	LOW Level Input Current	$V_{CC} = \text{Max}, V_I = 0.4V$			-0.36	mA
$I_{OS}$	Short Circuit Output Current	$V_{CC} = \text{Max}$ (Note 3)	-20		-100	mA
$I_{OCH}$	Supply Current with Outputs HIGH	$V_{CC} = \text{Max}$		1.2	2.4	mA
$I_{OCL}$	Supply Current with Outputs LOW	$V_{CC} = \text{Max}$		3.6	6.6	mA

**Note 2:** All typicals are at  $V_{CC} = 5V, T_A = 25^\circ\text{C}$ .

**Note 3:** Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

**Switching Characteristics**

at  $V_{CC} = 5V$  and  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

Symbol	Parameter	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$				Units
		$C_L = 15 \text{ pF}$		$C_L = 50 \text{ pF}$		
		Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	3	10	4	15	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	10	4	15	ns

## SNx414 and SNx4LS14 Hex Schmitt-Trigger Inverters

### 1 Features

- Operation From Very Slow Edges
- Improved Line-Receiving Characteristics
- High Noise Immunity

### 2 Applications

- HVAC Gateways
- Residential Ductless Air Conditioning Outdoor Units
- Robotic Controls
- Industrial Stepper Motors
- Power Meter and Power Analyzers
- Digital Input Modules for Factory Automation

### 3 Description

Each circuit in SNx414 and SNx4LS14 functions as an inverter. However, because of the Schmitt-Trigger action, they have different input threshold levels for positive-going ( $V_{T+}$ ) and negative-going ( $V_{T-}$ ) signals.

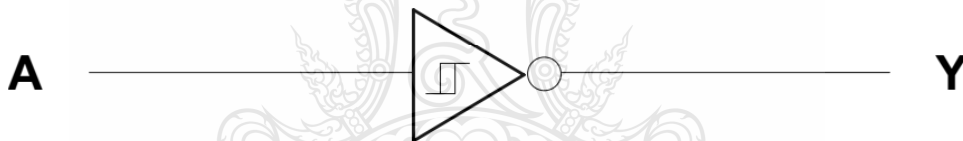
These circuits are temperature compensated and can be triggered from the slowest of input ramps and still give clean, jitter-free output signals.

#### Device Information<sup>(1)</sup>

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
SN7414, SN74LS14	SOIC (14)	4.90 mm × 3.91 mm
	SSOP (14)	6.20 mm × 5.30 mm
	PDIP (14)	19.30 mm × 6.35 mm
	SO (14)	10.30 mm × 5.30 mm
SN5414, SN54LS14	CDIP (14)	19.56 mm × 6.67 mm
	CFP (14)	9.21 mm × 5.97 mm
	LCCC (20)	8.89 mm × 8.89 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

#### Logic Diagram (Positive Logic)

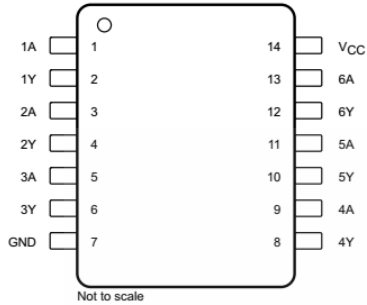


Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

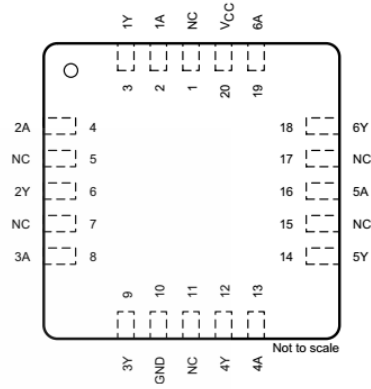


## 5 Pin Configuration and Functions

**D, DB, N, NS, J, or W Package**  
**14-Pin SOIC, SSOP, PDIP, SO, CDIP, or CFP**  
**Top View**



**FK Package**  
**20-Pin LCCC**  
**Top View**



NC – No internal connection

### Pin Functions

NAME	PIN		I/O	DESCRIPTION
	SOIC, SSOP, TVSOP, CDIP, PDIP, TSSOP, CFP	LCCC		
1A	1	2	I	Channel 1 input
1Y	2	3	O	Channel 1 output
2A	3	4	I	Channel 2 input
2Y	4	6	O	Channel 2 output
3A	5	8	I	Channel 3 input
3Y	6	9	O	Channel 3 output
4A	9	13	I	Channel 4 input
4Y	8	12	O	Channel 4 output
5A	11	16	I	Channel 5 input
5Y	10	14	O	Channel 5 output
6A	13	19	I	Channel 6 input
6Y	12	18	O	Channel 6 output
GND	7	10	—	Ground
NC	—	1, 5, 7, 11, 15, 17	—	No internal connection
V <sub>CC</sub>	14	20	—	Power supply

### ก.3 คุณลักษณะไอซีเบอร์ TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

# TLP250

Transistor Inverter  
 Inverter For Air Conditionor  
 IGBT Gate Drive  
 Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.  
 This unit is 8-lead DIP package.  
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

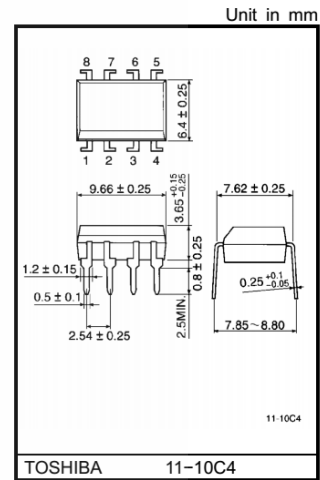
- Input threshold current:  $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current ( $I_{CC}$ ):  $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage ( $V_{CC}$ ):  $10\text{--}35\text{V}$
- Output current ( $I_O$ ):  $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time ( $t_{pLH}/t_{pHL}$ ):  $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage:  $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option(D4)

VDE Approved : DIN EN60747-5-2  
 Maximum Operating Insulation Voltage :  $890V_{\text{PK}}$   
 Highest Permissible Over Voltage :  $4000V_{\text{PK}}$

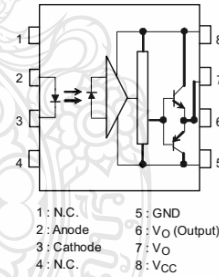
(Note):When a EN60747-5-2 approved type is needed,  
 Please designate "Option(D4)"

Truth Table

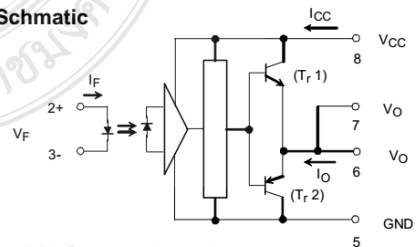
	Tr1		Tr2	
Input LED	On	On	Off	Off
	Off	Off	On	On



Pin Configuration (top view)



Schematic



A  $0.1\mu\text{F}$  bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

## ก.4 คุณลักษณะไอซีเบอร์ ACS712ELCTR-05B-T

### *Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

#### Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5  $\mu$ s output rise time in response to step input current
- 50 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , and 4% at  $-40^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m $\Omega$  internal conductor resistance
- 2.1 kV<sub>RMS</sub> minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage

#### Package: 8 pin SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1



#### Description

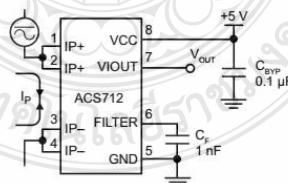
The Allegro<sup>®</sup> ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, automotive, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ( $>V_{IOUT(Q)}$ ) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m $\Omega$  typical, providing low power

*Continued on the next page...*

#### Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal,  $V_{OUT}$ , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current,  $I_P$ , within the range specified.  $C_F$  is recommended for noise management, with values that depend on the application.

**Description (continued)**

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 current sensor to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

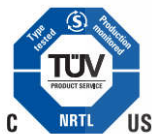
**Selection Guide**

Part Number	Packing*	T <sub>OP</sub> (°C)	Optimized Range, I <sub>P</sub> (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66

\*Contact Allegro for additional packing options.

**Absolute Maximum Ratings**

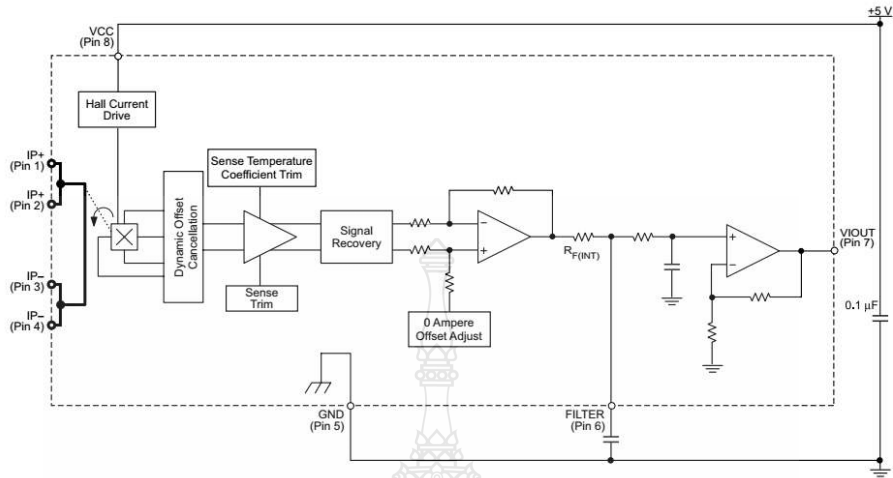
Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>		8	V
Reverse Supply Voltage	V <sub>RCC</sub>		-0.1	V
Output Voltage	V <sub>IOUT</sub>		8	V
Reverse Output Voltage	V <sub>RIOUT</sub>		-0.1	V
Output Current Source	I <sub>IOUT(SOURCE)</sub>		3	mA
Output Current Sink	I <sub>IOUT(SINK)</sub>		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I <sub>P</sub>	100 total pulses, 250 ms duration each, applied at a rate of 1 pulse every 100 seconds.	60	A
Maximum Transient Sensed Current	I <sub>R(max)</sub>	Junction Temperature, T <sub>J</sub> < T <sub>J(max)</sub>	60	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	Range E	-40 to 85	°C
Maximum Junction	T <sub>J(max)</sub>		165	°C
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>		-65 to 170	°C



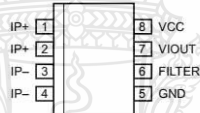
TUV America  
 Certificate Number:  
 U8V 06 05 54214 010

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001

### Functional Block Diagram



### Pin-out Diagram



### Terminal List Table

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sensed; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sensed; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VIOU	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal

## Isolation Amplifier

### Technical Data

#### Features

- **15 kV/ $\mu$ s Common-Mode Rejection at  $V_{CM} = 1000$  V**
- **Compact, Auto-Insertable Standard 8-pin DIP Package**
- **0.00025 V/V/ $^{\circ}$ C Gain Drift vs. Temperature**
- **0.3 mV Input Offset Voltage**
- **100 kHz Bandwidth**
- **0.004% Nonlinearity**
- **Worldwide Safety Approval: UL 1577 (3750 Vrms/1 min.) and CSA (pending), VDE 0884 (Option #060 only)**
- **Advanced Sigma-Delta ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) A/D Converter Technology**
- **Fully Differential Circuit Topology**
- **0.8  $\mu$ m CMOS IC Technology**

#### Applications

- **Motor Phase and Rail Current Sensing**
- **Inverter Current Sensing**
- **Switched Mode Power Supply Signal Isolation**
- **General Purpose Current Sensing and Monitoring**
- **General Purpose Analog Signal Isolation**

#### Description

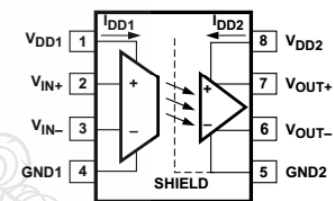
The HCPL-7840 isolation amplifier family was designed for current sensing in electronic motor drives. In a typical implementation, motor currents flow through an external resistor and the resulting analog voltage drop is sensed by the HCPL-7840. A differential output voltage is created on the other side of the HCPL-7840 optical isolation barrier. This differential output voltage is proportional to the motor current and can be converted to a single-ended signal by using an op-amp as shown in the recommended application circuit. Since common-mode voltage swings of several hundred volts in tens of nanoseconds are common in modern switching inverter motor drives, the HCPL-7840 was designed to ignore very high common-mode transient slew rates (of at least 10 kV/ $\mu$ s).

The high CMR capability of the HCPL-7840 isolation amplifier provides the precision and stability needed to accurately monitor motor current in high noise motor control environ-

#### HCPL-7840

ments, providing for smoother control (less "torque ripple") in various types of motor control applications.

#### Functional Diagram



The product can also be used for general analog signal isolation applications requiring high accuracy, stability, and linearity under similarly severe noise conditions. For general applications, we recommend the HCPL-7840 (gain tolerance of  $\pm 5\%$ ). The HCPL-7840 utilizes sigma delta ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) analog-to-digital converter technology, chopper stabilized amplifiers, and a fully differential circuit topology fabricated using

**CAUTION:** It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

## ก.6 คุณลักษณะไอจีบีทีเบอร์ GT60M303

TOSHIBA INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR SILICON N CHANNEL IGBT

# GT60M303

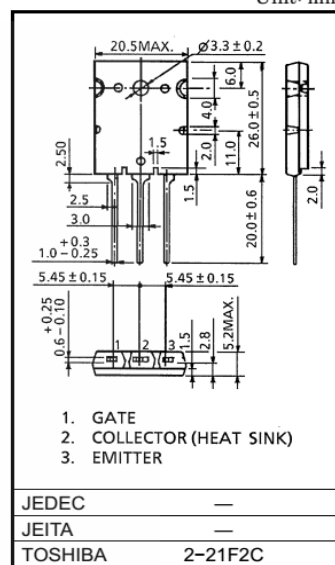
### HIGH POWER SWITCHING APPLICATIONS

- Fourth generation IGBT
- FRD included between emitter and collector
- Enhancement mode type
- High speed IGBT :  $t_f = 0.25\mu\text{s}$  (TYP.)  
FRD :  $t_{rr} = 0.7\mu\text{s}$  (TYP.)
- Low saturation voltage :  $V_{CE(sat)} = 2.1\text{V}$  (TYP.)

### MAXIMUM RATINGS ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

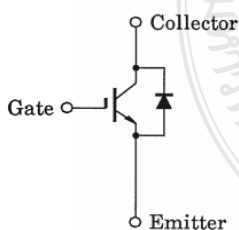
CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Emitter Voltage	$V_{CES}$	900	V
Gate-Emitter Voltage	$V_{GES}$	$\pm 25$	V
Collector Current	DC	$I_C$	60
	1ms	$I_{CP}$	120
Emitter-Collector Forward Current	DC	$I_{ECF}$	15
	1ms	$I_{ECFP}$	120
Collector Power Dissipation ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ )	$P_C$	170	W
Junction Temperature	$T_j$	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55~150	$^\circ\text{C}$
Screw Torque	—	0.8	N·m

Unit: mm

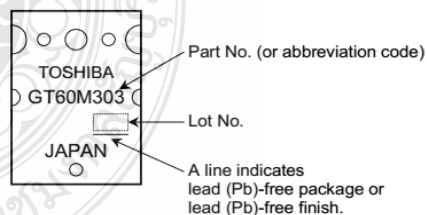


Weight : 9.75g

### EQUIVALENT CIRCUIT

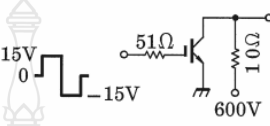


### MARKING





**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)**

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP.	MAX	UNIT	
Gate Leakage Current	$I_{GES}$	$V_{GE} = \pm 25V, V_{CE} = 0$	—	—	$\pm 500$	nA	
Collector Cut-off Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = 900V, V_{GE} = 0$	—	—	1.0	mA	
Gate-Emitter Cut-off Voltage	$V_{GE (OFF)}$	$I_C = 60mA, V_{CE} = 5V$	3.0	—	6.0	V	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE (sat) (1)}$	$I_C = 10A, V_{GE} = 15V$	—	1.6	2.2	V	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE (sat) (2)}$	$I_C = 60A, V_{GE} = 15V$	—	2.1	2.7	V	
Input Capacitance	$C_{ies}$	$V_{CE} = 10V, V_{GE} = 0, f = 1MHz$	—	3800	—	pF	
Switching Time	Rise Time	$t_r$		—	0.35	0.60	μs
	Turn-On Time	$t_{on}$		—	0.46	0.75	
	Fall Time	$t_f$		—	0.25	0.40	
	Turn-Off Time	$t_{off}$		—	0.60	0.70	
Emitter-Collector Forward Voltage	$V_{ECF}$	$I_{EC} = 15A, V_{GE} = 0$	—	1.5	2.0	V	
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$I_F = 15A, V_{GE} = 0$ $di/dt = -20A/\mu s$	—	0.7	2.5	μs	
Thermal Resistance	$R_{th (j-c)}$	IGBT	—	—	0.74	°C / W	
Thermal Resistance	$R_{th (j-c)}$	Diode	—	—	4.0	°C / W	



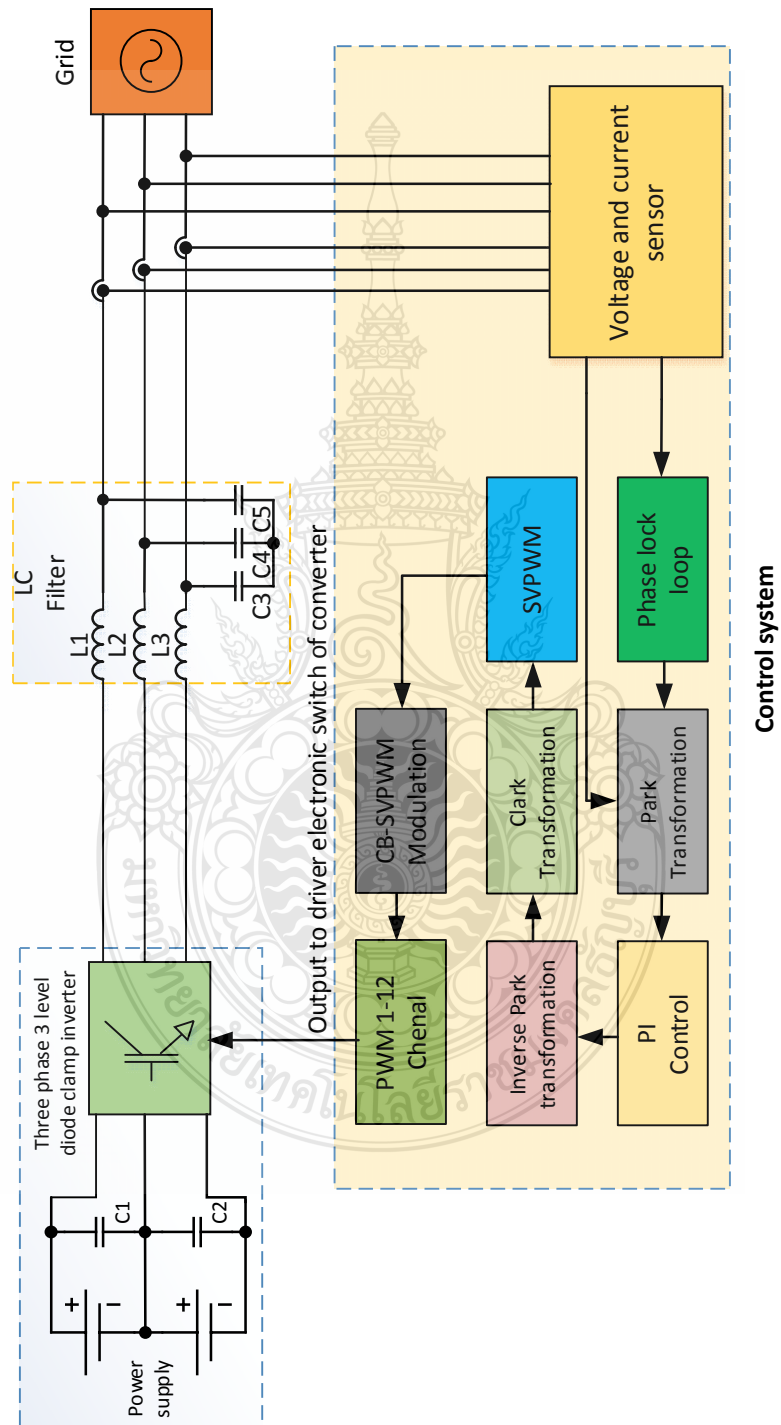
ภาคผนวก ข

แผนภาพและการสร้างโปรแกรมการทำงานบน MATLAB/Simulink

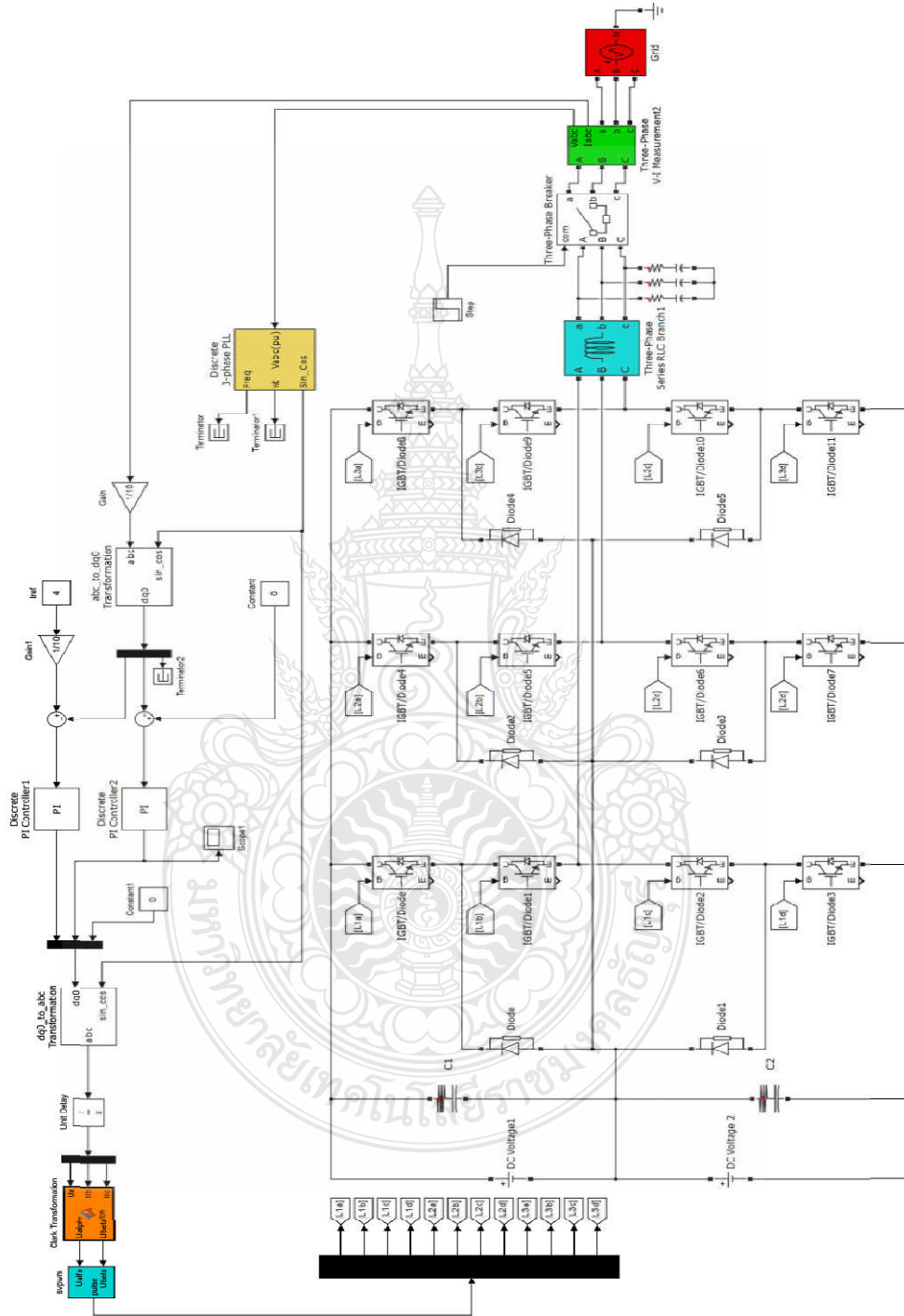


ข.1 แผนภาพของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟส แบบเชื่อมต่อบระบบ

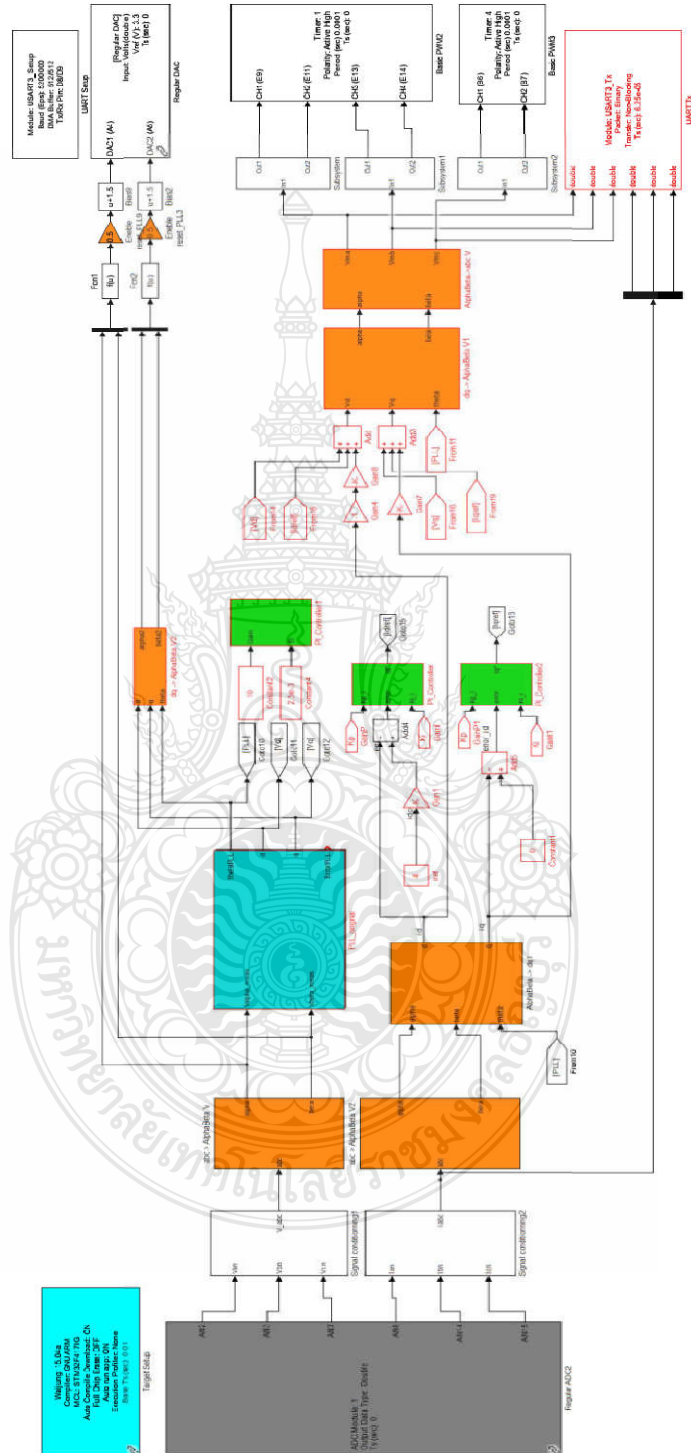
ไฟฟ้า



ข.2 โปรแกรม MATLAB/Simulink ของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปซิป 3 เฟส  
แบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า



ข.3 โปรแกรม MATLAB ร่วมกับ WaijungBlockset ของอินเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-เคลมป์ 3 เฟส แบบเชื่อมต่อบระบบไฟฟ้า



ภาคผนวก ค

ผลงานตีพิมพ์เผยแพร่





**12<sup>th</sup> Eco-Energy and Materials  
Science and Engineering Symposium**

11-14th June 2015 Peace Laguna resort&Spa, Ao Nang, Krabi, Thailand

- Energy Technology
- Environmental and Social Impact
- Nuclear Technology
- Smart Innovations For Future Life
- Material Technology
- Energy Economic and Management
- Railway Engineering

Co-organized by

Sponsored by





**Conference Program of 12<sup>th</sup> Eco-Energy and Materials Science and Engineering**

<b>11<sup>th</sup> June 2015</b>	
13:00-16:00	Registration (G floor)
17:00-18:00	EMSES committee meeting
18:00-20:00	Welcome party (Ballroom)
<b>12<sup>th</sup> June 2015</b>	
9:00-9:30	Opening Ceremony (Ballroom)
<b>9:30-10:30</b>	<b>Keynote speaker: Prof. Dr. Koichi Miura: Developing New Technologies for Utilizing Low Rank Coals and Biomass Wastes in Asian Countries Introduction of a Japan-Thailand SATREPS Project</b>
10:30-10:45	Coffee break
ROOM	
10:45-12:00	<b>Ballroom</b>
Paper ID	Material Technology
IN05, MT47, MT70, MT74, MT30, MT76	Energy Technology
Chair	IN13, ET02, ET26, ET27, ET29, ET30
Prof. Dr. Hiroyuki Hamada	Asst. Prof. Dr. Terdkiat Limpeteeprakarn
Co-Chair	Asst. Prof. Dr. Amnoy Reungwarue
Dr. Arin Memon	Dr. Kiyooki Ishimoto
12:00-13:00	Lunch
13:00-15:00	Material Technology
Paper ID	IN03, MT31, MT15, MT16, MT17, MT18
Chair	Energy Technology
Assoc. Prof. Dr. Tsutomu Ito	ET14, ET15, ET16, ET19, ET20
Co-Chair	Asst. Prof. Dr. Wanchai Subsingha
Dr. Narongchai O-Chareon	Asst. Prof. Dr. Boonyang Plangklang
15:00-15:15	Break
15:15-17:00	Material Technology
Paper ID	IN07, IN16, MT22, MT23, MT72, MT24
Chair	Energy Technology
Dr. Hiroyuki Inoya	ET01, ET03, ET04, ET07, ET11
Co-Chair	Dr. Winat Jangpeng
Asst. Prof. Dr. Sorapong Pavasupree	Dr. Sataporn Thongwik
18:00-22:00	Banquet
<b>13<sup>th</sup> June 2015</b>	
ROOM	
9:00-10:30	<b>Ballroom</b>
Paper ID	Material Technology
IN11, MT45, MT49, MT50, MT51, MT58	Material Technology
Chair	IN12, MT54, MT59, MT60, MT61, MT62
Co-Chair	Prof. Dr. Toshikazu Umemura
Dr. Narongchai O-Chareon	Asst. Prof. Dr. Sorapong Pavasupree
10:30-10:45	Coffee break
10:45-12:15	Material Technology
Paper ID	IN02, MT78, MT79, MT81, MT65
Chair	Material Technology
Asst. Prof. Dr. Kazushi Yamada	IN06, MT86, MT26, MT27, MT29, MT77
Co-Chair	Dr. Hisamori Ando
Dr. Supaporn Thumsorn	Dr. Kiyooki Ishimoto
12:15-13:30	Lunch
13:30-14:30	Closing ceremony

\*E-Proceeding will be uploaded on [www.emses.org](http://www.emses.org)

- ET15 The Flameretardancy Study of PVA using for Corrugated Cardboard  
*Yoshihiro MIZUTANI, Yusaku MOCHIZUKI, Masayuki OKOSHI, Hiroyuki HAMADA*
- ET16 Potential of Fermentable Sugar Production from Napier cv. Parkchong 1 Grass Residue as a Substrate to Produce Bioethanol  
*Bunthita Pensri , Pruk Aggarangsi , Thanongsak Chaiyasoc , Nopakarn Chandet*
- ET17 Upgrading of Rice straw and Leucaena by Degradative Solvent Extraction using 1-Methylnaphthalene, Palm Oil Biodiesel and Kerosene at 350 °C  
*Supachai Jadsadajerma , Nakorn Worasuwannaraka , and Kouichi Miura*
- ET19 Effect of compressive temperature on characteristics of characteristics of betel nut husk  
*Wassachol Wattana<sup>ai</sup> , Patthanin Tongchi<sup>a</sup> , Wutthichai , Phengpa<sup>a</sup>*
- ET20 Static mixer-assisted continuous biodiesel production from coconut fatty acid  
*Wattanachai Ruktontrakul, Navadol Laosiripojana, Surawut Chuangchote<sup>o</sup>*
- ET21 Design and Low Power Test of Pulse Forming Network for Klystron Modulator at Chiang Mai University  
*J. Saisut<sup>1,2</sup>*
- ET23 Influences of Relative Humidity on the Electric Field and Potential on Suspension Insulator String  
*Siamrat Phonkaphon Pramuk Unahalekhaka*
- ET24 A study of the induced voltage detector design from the power distribution system on 115 kV to effect on 22 kV distribution line  
*Patiwat Boonmaa, Pramuk Unahalekhakab*
- ET26 A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Third Harmonic Injected PWM Reference Signal on Five Level Diode Clamp Inverter  
*Wanchai Subsingha\*, Chaiwat Pangpun*
- ET27 Design and analysis three phase three level diode-clamped of grid connected inverter  
*Purached Juntamon and W. Subsingha*
- ET28 Design and Low Power Test of Pulse Forming Network for Klystron Modulator at Chiang Mai University  
*J. Saisut<sup>1,2i</sup>*
- ET29 Analysis of Output Power Impact on PV Rooftop System under Different Installation Positions by PSCAD  
*N. Thanomsat, B. Plangklang*

# Design and analysis three phase three level diode-clamped of grid connected inverter

Purached Juntamon and W. Subsingha\*

Rajamangala University of Technology Thanyaburi 39 Muh1, Rangsit-Nakhonnayok Rd. Klong Hok, Thanyaburi Pathum Thani 12110, Thailand

**Abstract** — A Multilevel converters structure has been introduced as an alternative in high power and medium voltage situations, associated with lower output total harmonics distortion and also enables the use of renewable energy source. In this paper three phase three level diode clamp of grid connected inverter which is suitable for interfacing a photovoltaic, wind, and fuel cells to the grid is presented. The multilevel inverter uses a carrier based-space vector PWM scheme using two reference signals identical to each other with and offset equivalent to the amplitude of the triangular carrier signal were used to generate PWM signal for the switch at three level diode clamp multilevel inverter. A PI controller is used to keep the current injected into the grid sinusoidal when connected to the power grid as well as phase lock loop (PLL) for phase and frequency match. It is observed that at 10 kHz switching frequency, 600V DC-link and 2 kW output power. The L-C filter is used between the inverter and the AC grid for reduce total harmonic distortion of the grid current is less than 5%.

**Keywords** — Three phase three level diode clamp inverter, Grid connected inverter, Three level NPC inverter.

## 1. INTRODUCTION

The energy obtained from renewable energy source is generally transferred to the grid due to the cost, life and efficiency limitations of the storage systems. Various converter topologies can be utilized between the energy source and dc-link according to the source type [1]. Application of renewable energy resource such as wind turbines, photovoltaic, and fuel-cell in a power system may cause major changes in the design and operation of distribution networks [2].

Multilevel inverters are suitable for high voltage and high power application due to their ability to synthesize waveform with better harmonic spectrum [7]. A multilevel inverter not only achieves high power ratings, but also advantages over a conventional two-level converter. Three phase three level diode-clamped multilevel inverter topology is used in this paper.

Various control strategies and modulation techniques are implemented in three phase three level diode-clamped multilevel inverter in grid-connected system. The SVPWM is a popular for two level inverters and multilevel inverters [3]. The voltage phase angle of the utility is detected by phase lock loop (PLL). The system is simulated using MATLAB/Simulink. It is observed that at 10 kHz switching frequency, 600V dc-link voltage and 2 kW output power which the total harmonic distortion of the grid current is less than 5%. The control block diagram of the grid connected inverter show in the Fig. 1

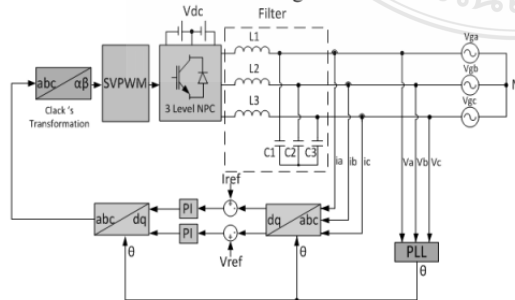


Fig. 1 Control block diagram of the grid connected inverter

## 2. SYSTEM DESCRIPTION

### 2.2 Three-Level Diode-Clamped Inverter Topology

The neutral point converters (NPC) proposed by Nabae, Takahashi, and Akagi in 1981 was essentially a three-level diode-clamped multilevel inverter [2]. A three phase three level diode-clamped multilevel inverter is shown in Fig. 2.

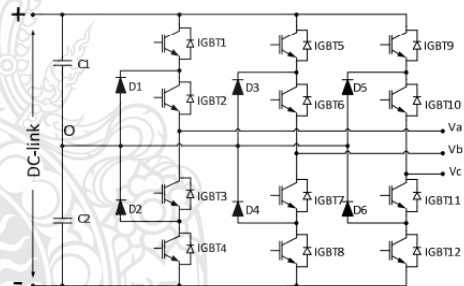


Fig. 2 Three phase three level diode-clamped inverter

These one multilevel inverter phases share a common DC-link, subdivided by two capacitors into three level diode-clamped inverter. The voltage stress across each switching device is limited to VDC/2 through the clamping diodes.

### 2.3 Control of the system

Fig. 1 shows the block diagram of the current control system. The system control includes current control and grid synchronization. In the developed system. Most popular carrier based modulation strategies for two level and multilevel inverter are discussed [3]. The multilevel inverter is controlled with CB-SVPWM technique in d-q synchronous rotating frame used for grid synchronization and the control is constructed based on (1). The control algorithm includes two PI for controller in a single stage three-phase three-level diode-clamped of grid connected system. The grid angle is required to make transformation between a-b-c,  $\alpha$ - $\beta$  (2) and d-q axis. The zero-crossing method is used for grid synchronization. The grid voltages are measured and then filtered to avoid disturbance [1].

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\omega} \\ 0 & \frac{1}{\omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

The basic switching vectors and sectors of SVPWM, there are six sectors. For a three phase voltage source inverter from  $V_\alpha, V_\beta$  reference voltages and dc-link voltage are shown in Fig.3.

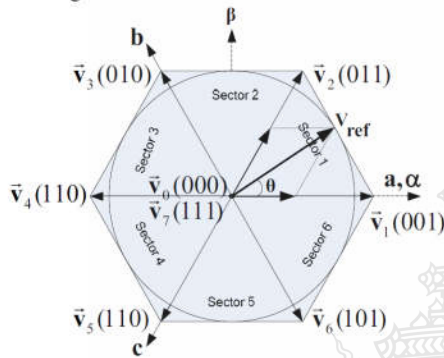


Fig. 3 Basic switching vectors and sectors

The space vector modulation has been widespread and diverse works exploring their relationship to PWM-based carrier has been published [5]. Carrier based SVPWM allow fast and efficient implementation of SVPWM without sector determination. The technique is based on the duty ratio profiles that SVPWM exhibits as show in Fig.4. By comparing the duty ratio profile with a higher frequency triangular carrier the pulses can be generated, based on the same arguments as the sinusoidal pulse width modulation. The carrier-based space vector modulation are show in Fig. 5 and Fig.6 are show pulse signal for IGBT phase a

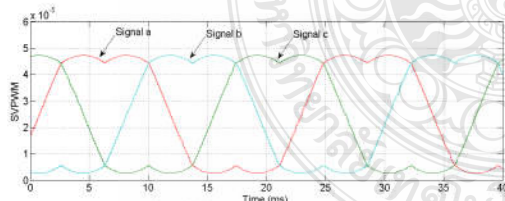


Fig. 4 SVPWM wave form

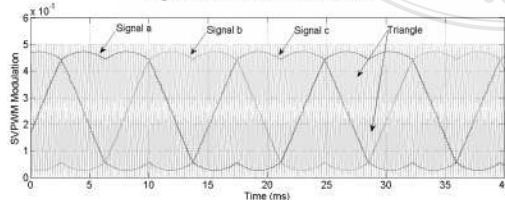


Fig. 5 Carrier based-space vector modulation

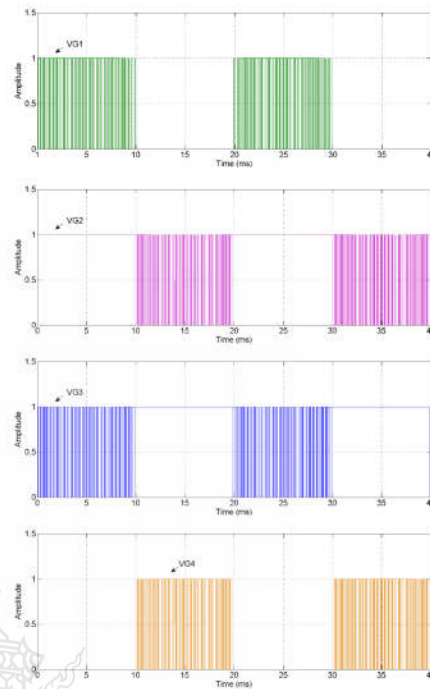


Fig. 6 Pulse signal for IGBT phase a

### 3. SIMULATION AND RESULT

The power circuit of three phase three level diode-clamped of grid connected inverter are show in Fig. 8. The system simulated with MATALAB/Simmulink. The simulation parameters of the system are given in TABLE 1

Table 1 Simulation parameters of the system

Output power (Pout)	2 kW
DC-link voltage	600V
Filter inductance (L)	8mH
Filter capacitors (C)	10uF
ESR of filter Capacitor (R)	32Ω
Phase-to-neutral voltage (V)	220V
Grid frequency (f)	50Hz
DC-link capacitors	4800x2uF
Switching frequency (fsw)	10kHz

The output voltage for three phase three level has three levels (Line-to-line) which is shown in Fig. 7. The levels of the output voltage vary according to the level of the multilevel inverter.

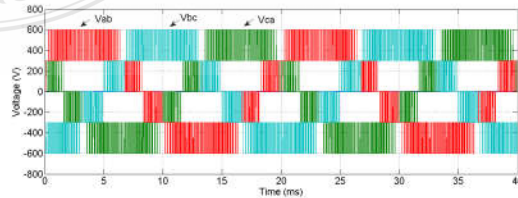


Fig. 7 Output voltage for three phase three level NPC

The currents are in the same phase with grid voltages. Only active power is transferred to the grid. The system simulated with MATALAB/Simmulink show in the Fig. 8.



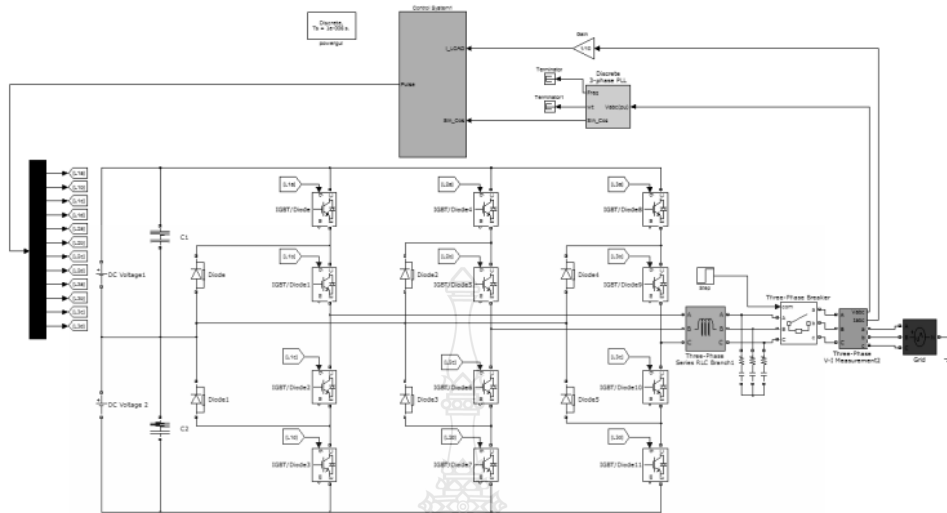


Fig. 8 The system simulated with MATLAB/Simulink.

In Fig.9 shows the simulation results about the waveform of grid current. The amplitudes of the harmonics are shown as the ratio to the fundamental value grid current spectrum in phase A range of 5000 Hz are shown in Fig.10. The total harmonic distortion (THD) of the grid current 2.26% is smaller than 5% which is recommended in IEEE Std 929-2000 [6].

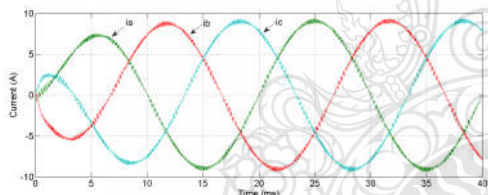


Fig. 9 Three phase three level NPC grid current

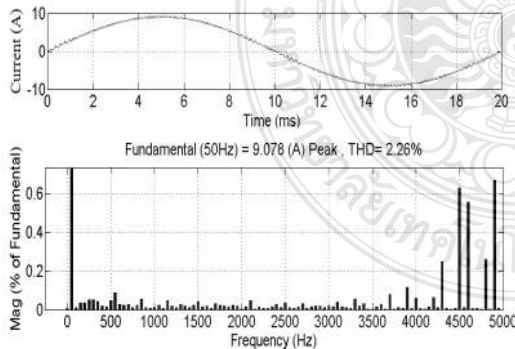


Fig. 10 Total harmonic distortion for current (THD)

#### 4. CONCLUSION

In this paper, a 2 kW three phase three level diode clamped of grid connected inverter is simulated with MATLAB/Simulink. The energy is transferred to the grid with three phase three level diode-clamped inverter. The L-C filter is utilized between the three-level inverter able to

attenuate most low order harmonics in the output voltage waveform [4]. The three phase three level diode-clamped inverter is controlled with carrier-based space vector modulation technique at 10kHz switching frequency. The THD value of the grid current is 2.26 % in the MATLAB/Simulation which meets the 5% THD limit.

#### 5. REFERENCES

- [1] Evren ISEN and Ahmet Faruk BAKAN, 10 kW Grid Connected Three - Phase Inverter System Control, Simulation and Experimental Results, 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) 2012.
- [2]. Edris Pouresmaeil, Daniel Montesinos-Miracle and Oriol Gomis-Bellmunt, Control Scheme of Three-Level NPC Inverter for Integration of Renewable EnergyResources into AC Grid, IEEE SYSTEMS JOURNAL, VOL. 6, NO. 2, JUNE 2012
- [3] Mohan V. Aware and Jayant J.Mane, Multilevel Grid-Connected Inverter Performance Under Different Modulation Strategies, 2012 IEEE.
- [4] Rohit G. Ramteke and U. V. Patil, Design and Comparative study of Filters for Multilevel Inverter for Grid Interface, 2014 IEEE.
- [5] A. dos Santos and F. L. M. Antunes, Losses Comparison Among Carrier-Based PWM Modulation Strategies in Three-Level Neutral Point Clamped Inverter, international Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'11) Las Palmasde Gran Canaria (Spain), 13th to 15th April, 2011.
- [6] Hui Zhang, Hongwei Zhou, Jing Ren, Weizeng Liu, Shaohua Ruan and Yongjun Gao, Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System with SVPWM Current Controller, 2009 IEEE.
- [7] P.Thirumuraugan and R.Preethi, Closed Loop Control of Multilevel Inverter Using SVPWM for Grid Connected Photovoltaic System, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 2, Issue 4, April 2013.

ค.2 จำลองและวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปป์3 เฟส แบบเชื่อมต่อระบบไฟฟ้า



# E-NETT2015

(สามารถคลิกที่รายการเพื่อไปยังหน้าที่ต้องการได้)

- ตารางภาพรวมกำหนดการจัดประชุมวิชาการฯ
- สารบัญ
- กำหนดการจัดการประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 11

## บทความวิชาการ

- พลังงานทดแทน และพลังงานรูปแบบใหม่ (Renewable Energy)
- พลังงานประยุกต์ (Applied Energy)
- Built Environment
- ประสิทธิภาพพลังงาน (Energy Efficiency)
- นโยบายพลังงาน (Energy Policy)
- วัสดุพลังงาน (Material Energy)
- การจัดการพลังงาน (Energy Management)
- ผู้สนับสนุน





17 มิถุนายน 2558			18 มิถุนายน 2558			19 มิถุนายน 2558	
แชนแนล 1	แชนแนล 2	แชนแนล 3	แชนแนล 1	แชนแนล 2	แชนแนล 3	แชนแนล 1	แชนแนล 2
ลงทะเบียน							
07:00 - 09:00	พิธีเปิดการประชุม						
09:00 - 09:30	"ทิศทางพลังงานของประเทศไทย" ศ.ดร.พรชัยพล อิมวิทวิพันธ์						
09:30 - 10:00	"บทบาทประสิทธิภาพพลังงาน คือ ก้าวสู่ยุคพลังงานอย่างยั่งยืน" นายธรรมยศ ศรีช่วย			EM	RE	RE	EE
10:00 - 10:30							
10:30 - 11:00	รับประทานอาหารว่าง			รับประทานอาหารว่าง			รับประทานอาหารว่าง
11:00 - 12:00	เสวนา "ควมมั่นคงทางพลังงาน : ปัญหาที่ท้าทาย" ศ.ดร.สมศักดิ์ โสภณคุณานนท์, ศ.ดร.นันทสิทธิ์ อึ้งนาคชชัย, นายไพฑูย์ อึ้งสุวรรณณี, Mr.Duanrussy Phachitok ดำเนินการสนทนาโดย นางกนกภวสิทธิ์ แสงสิงแก้ว			EM	RE	RE	EM
12:00 - 13:00	รับประทานอาหารกลางวัน			รับประทานอาหารกลางวัน			รับประทานอาหารกลางวัน
13:15 - 15:00	RE	AE	BE	EE	EE	EP	ME
15:00 - 15:15	รับประทานอาหารว่าง			รับประทานอาหารว่าง			
15:15 - 18:00	RE	AE	EE	EE	EM	RE	AE
18:00	ดื่มด่ำกับ			ประชุมสมมติเครือข่ายพลังงาน			



คณะพลังงานสิ่งแวดล้อมและวัสดุ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
และคณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์

- 15:30 AE-2-20 ออกแบบและวิเคราะห์ คอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคปป์ 3 เฟส แบบเชื่อมต่อระบบไฟฟ้า  
ปุรเชษฐ์ จันทมล, บริพัฒน์ อมรพิทักษ์วัฒนา และวันชัย ทรัพย์สิงห์
- 15:45 AE-2-33 การจำลองประเภทสถานีขาร์จรถสาธารณะไฟฟ้าภายในมหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ศูนย์รังสิต  
ดนฤทธิ โรจน์ปาน, วรรัตน์ ปีตรประกร และพระระพีพัฒน์ ภาสบุตร
- 16:00 AE-2-35 ระบบปลุกพืชแบบไร้ดินที่ใช้ปัมพลังงานแสงอาทิตย์สำหรับหมุนเวียนสารละลายธาตุอาหาร  
ทรงชัย วิริยะอำไพวงศ์ และจินดาพร จำรัสเลิศลักษณ์
- 16:15 RE-1-11 การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนจุดดับบนดวงอาทิตย์กับความถี่และความรุนแรงในการ  
เกิดกัมมันตภาพสุริยะ  
เจนจิรา ป่าพิมาย, อุทัยรัตน์ พานเหนี, อัญชรี วรรณจงคำ และดร.พัฒนพงษ์ จำรัสประเสริฐ
- 16:30 RE-1-12 ค่าพลังงานความร้อนรายปีและการประเมินทางเศรษฐศาสตร์ของตัวเก็บรังสีอาทิตย์แบบท่อ  
สุญญากาศที่ประยุกต์ใช้แผ่นอะลูมิเนียมอะโนดซ์เป็นตัวดูดกลืนรังสีอาทิตย์  
พรนิภา นุโนชา และธวัช สุริวงษ์

## วันศุกร์ที่ 19 มิถุนายน 2558

ห้องเสวนาสู่ 1 วันศุกร์ที่ 19 มิถุนายน 2558 เวลา 09:00 - 10:30 น.

สาขาบทความวิจัย พลังงานประยุกต์, ประสิทธิภาพพลังงาน

ประธานการนำเสนอบทความ ดร.พิสิษฐ์ มณีโชติ

- 09:00 AE-2-48 อิทธิพลของอุณหภูมิที่พึ่ง ความชื้นและสายพันธุ์กล้วยต่อคุณภาพของกล้วยกรอบ  
สุรพิชญ์ ทับเที่ยง, สมเกียรติ ปรัชญาวารากร และสมชาติ โสภณธรรมฤทธิ
- 09:15 AE-2-21 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับที่มีการสวิตช์แบบนุ่มนวลโดยใช้หลักการเรโซแนนซ์ด้านทุติยภูมิ  
สำหรับการประยุกต์ใช้กับการชาร์จแบตเตอรี่  
วทีญญา มีศรีสุข และอนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
- 09:30 AE-2-22 การเปรียบเทียบแสงเทียมจากหลอดแอลอีดีชนิดพิเศษกับแสงธรรมชาติ สำหรับการปลูกพืชไร้ดิน  
พันธุ์ลิรี บุตรน้อย และปัญญา มัชชะคร
- 09:45 EE-4-13 การใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อใช้เป็นข้อมูลก่อนปรับปรุง ในมาตรการเปลี่ยนเครื่องทำน้ำเย็น  
นายวุฒิศักดิ์ ทะนวนรัมย์, นลินี หม่อมมนตรี, ณรงค์ฤทธิ์ อุบพงษ์ และปรีชพงศ์ นั้บถือตรง
- 10:00 EE-4-17 การติดตั้งเซลล์แสงอาทิตย์ประกอบแผ่นสะท้อนรังสีอาทิตย์กับหลังคา  
วรางคณา จวงจันดี, เศรษฐพงศ์ เศรษฐบุปผา, เอกชัย มหาเอก และยุทธนา ทองท่วม
- 10:15 RE-1-23 เอสเทอร์พิกเชชั่นแบบย้อนกลับ: กระบวนการลดการคายน้ำอิสระในน้ำพืชที่ใช้เป็นวัตถุดิบการผลิตไบโอดีเซล  
สุรชัย จันทร์ศรี

## พักรับประทานอาหารว่าง

ห้องเสวนาสู่ 2 วันศุกร์ที่ 19 มิถุนายน 2558 เวลา 09:00 - 10:15 น.

สาขาบทความวิจัย พลังงานทดแทน, นโยบายพลังงาน, วัสดุพลังงาน



คณะพลังงานสิ่งแวดล้อมและวัสดุ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
และคณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์

AE-2-20

## จำลองและวิเคราะห์ คอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟส แบบเชื่อมต่อบนระบบไฟฟ้า

### Simulation and analysis the three phase three level diode - clamped grid connected inverter

ปุระเชษฐ์ จันทมล<sup>1</sup>, บริพัฒน์ อมรพิทักษ์วัฒนา<sup>2</sup> และ วันชัย ทรัพย์สิงห์<sup>1,\*</sup>

<sup>1</sup> ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ต.คลองหก อ.ธัญบุรี จ.ปทุมธานี 12110

\*ผู้ติดต่อ: E-mail: Purached.po@gmail.com, โทรศัพท์: 0-2549-3400, เบอร์โทรสาร: 0-2577-5026

#### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอ จำลองและวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์แบบเชื่อมต่อบนระบบไฟฟ้า ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้กับเซลล์แสงอาทิตย์ กังหันลม และ เซลล์พลังงาน เพื่อเชื่อมต่อเข้าระบบไฟฟ้า โดยใช้วิธีการมอดูเลชันเป็นแบบ Carrier Based-Space Vector PWM โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยม 2 สัญญาณในการอ้างอิง เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ ในการควบคุมกระแสส่งเข้าระบบไฟฟ้า ซึ่งใช้การควบคุมแบบ PI เมื่อวงจรเฟสล็อกคูล (PLL) ล็อกเฟสและความถี่ได้ การจำลองจะใช้ความถี่ในการสวิตซ์ 10 กิโลเฮิร์ต ดีซีอินพุต 600 โวลต์ และ กำลังไฟฟ้าทางด้านขาออก 2 กิโลวัตต์ โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำแรงดันขาออกเพื่อลดค่าความเพี้ยนอาร์มอนิกไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ ตามข้อกำหนดของการไฟฟ้า

**คำหลัก:** คอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ, เชื่อมต่อบนระบบไฟฟ้า, ไดโอด-แคลมป์ คอนเวอร์เตอร์

#### Abstract

A Multilevel converters structure has been introduced as an alternative in high power and medium voltage situations, associated with lower output total harmonics distortion and also enables the use of renewable energy source. In this paper three phase three level diode clamp of grid connected inverter which is suitable for interfacing a photovoltaic, wind, and fuel cells to the grid is presented. The multilevel inverter uses a Carrier Based-Space Vector PWM scheme using two reference signals identical to each other with and offset equivalent to the amplitude of the triangular carrier signal were used to generate PWM signal for the switch at three level diode clamp multilevel inverter. A PI controller is used to keep the current injected into the grid sinusoidal when connected to the power grid as well as Phase lock loop (PLL) for phase and frequency match. It is observed that at 10 kHz switching frequency, 600V DC link and 2 kW output power. The L-C filter is used between the inverter and the AC grid for reduce total harmonic distortion of the grid current is less than 5 percent.

**Keywords:** Three level diode-clamped inverter, Grid connected inverter, Three level NPC inverter

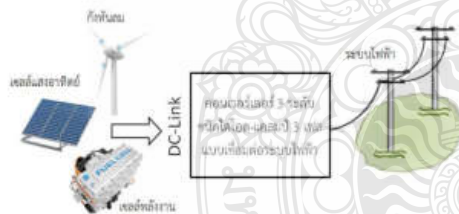


คณะพลังงานสิ่งแวดล้อมและวัสดุ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
และคณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยนครสวรรค์



## 1. บทนำ

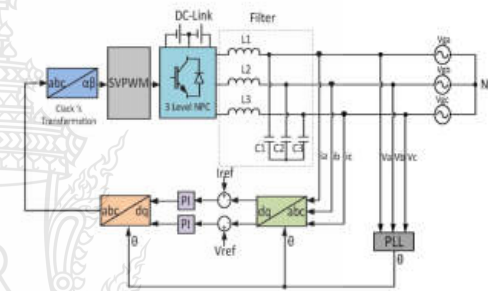
พลังงานนับเป็นปัจจัยสำคัญในการพัฒนาประเทศ และมีความจำเป็นต่อความเป็นอยู่ของประชากร เชื้อเพลิงที่นำมาใช้ในการผลิตกระแสไฟฟ้า เช่น ปิโตรเลียม ก๊าซธรรมชาติ ถ่านหิน ซึ่งเป็นพลังงานจากฟอสซิล นับวันจะมีปริมาณน้อยลงทุกที และคงต้องหมดไปในอนาคตอันใกล้ ดังนั้นจึงมีความพยายามที่จะคิดค้นแหล่งพลังงานใหม่ๆ ที่ประหยัดและไม่มีวันหมดสิ้น ซึ่งเป็นแหล่งพลังงานที่ใช้แล้วสามารถหมุนเวียนมาใช้ได้อีก เรียกว่า พลังงานหมุนเวียน ซึ่งสามารถแปลงผันกำลังไฟฟ้าส่งเข้าระบบไฟฟ้า นำไปใช้ในชีวิตรประจำวัน วงจรคอนเวอร์เตอร์หลายระดับสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับแหล่งพลังงานแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาจากแหล่งกำเนิดแต่ละประเภท [1] อาทิเช่น พลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานลม และเซลล์พลังงาน ในระบบไฟฟ้า อาจทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่สำคัญในการออกแบบและการดำเนินการระบบไฟฟ้าแบบกระจาย [2] การประยุกต์ใช้งานร่วมกับพลังงานหมุนเวียน แสดงให้เห็นดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 การประยุกต์ใช้งานร่วมกับพลังงานหมุนเวียน

อินเวอร์เตอร์หลายระดับจึงมีความเหมาะสมสำหรับแรงดันสูงและงานกำลังไฟฟ้าสูง เนื่องจากเป็นวงจรที่มีสเปกตรัมค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกต่ำ [7] เมื่อเทียบกับวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 ระดับ ซึ่งงานวิจัยนี้จะเป็นแบบ คอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟส แบบเชื่อมต่อระบบไฟฟ้า โดยวงจรเฟส สี่กลุ่มทำหน้าที่ปรับเฟสและความถี่ให้ตรงกับแรงดันในระบบไฟฟ้าก่อนทำการเชื่อมต่อและชิงโครโนซิงกระแสไฟฟ้าเข้าระบบไฟฟ้า ผ่านวงจร

กรองความถี่ต่ำเพื่อลดทอนค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิก (THD) ให้ได้ตามข้อกำหนดของการไฟฟ้า การสร้างสัญญาณควบคุม จะเป็นแบบ SVPWM วิธีการนี้มีข้อได้เปรียบในการสวิตช์ที่ความถี่คงที่ และใช้กับ DC-Link ที่มีขนาดของแรงดันสูงได้ [1] ในการจำลองระบบจะใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK เพื่อจำลองระบบและการทำงานที่ ความถี่สวิตช์ 10 KHz แรงดัน DC-Link 600V กำลังไฟฟ้าขาออกขนาด 2 กิโลวัตต์ และ ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกขาออกไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ ตามข้อกำหนดของการไฟฟ้า แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมและการทำงาน

## 2. วงจรและการทำงาน

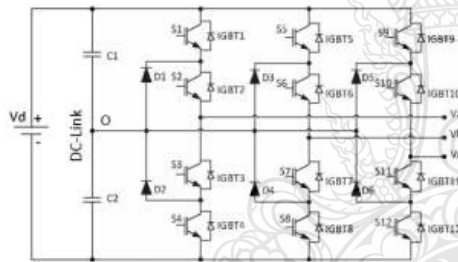
### 2.1 รายละเอียดการทำงานของวงจร

ในระบบจะประกอบไปด้วยแรงดันอินพุต DC - Link ป้อนให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิด ไดโอด-แคลมป์ แบบ 3 เฟส ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ด้วยวงจรควบคุมและการมอดูเลชันแบบ Carrier Based-Space Vector PWM (CB-SVPWM) ซึ่งเป็นที่นิยมประยุกต์ใช้งานทั้งคอนเวอร์เตอร์แบบ 2 ระดับและคอนเวอร์เตอร์ หลายระดับ [3] เพื่อให้ได้สัญญาณพัลส์ชับขาเกตของ IGBT จากนั้นแรงดันขาออกจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ L-C Filter ใช้ในการกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิก [4] ให้ไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ ตามข้อกำหนดของการไฟฟ้า ก่อนชิงโครโนซิงกระแสเข้าไปยังระบบไฟฟ้า



2.2. คอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ ชนิดไดโอด-แคลมป์ หรือ เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า หรือ นิวตรอนพอยท์ แคลมป์ คอนเวอร์เตอร์ (NPC) ถูกนำเสนอโดย Nabae Takahashi และ Akagi ในปี ค.ศ.1981 เป็นแบบ 3 ระดับ [2] ในที่นี้จะนำเสนอแบบ คอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟส วงจรจะมีการใช้ DC- Link ร่วมกันโดยการแบ่งแรงดันเป็น สามระดับ ได้จาก C1 และ C2 ซึ่งแรงดันดังกล่าวจะถูกส่งผ่านไดโอด และถูกจำกัดและควบคุมด้วย IGBT ซึ่งแสดงให้เห็นดังรูปที่ 3 โดยสถานะการทำงานและการสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์ เฟส a แสดงให้เห็นดังตารางที่ 1



รูปที่ 3 คอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคลมป์

ตารางที่ 1 แสดงสถานะการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์ เฟส a

ลำดับ	สถานะการสวิตช์	สถานะการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ (เฟส a)				เอาต์พุต
		S1	S2	S3	S4	
1	+	ON	ON	OFF	OFF	+vd/2
2	0	OFF	ON	ON	OFF	0
3	-	OFF	OFF	ON	OFF	-vd/2

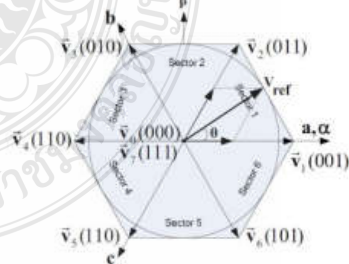
2.3 วงจรควบคุมและการสร้างสัญญาณ

จากรูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมและการทำงาน ในระบบมีการควบคุมการชิ่งโครโนซิงกระแสไฟฟ้าเข้า

ระบบไฟฟ้า โดยวิธีการแบบ Carrier-based spec vector modulation ในการวิเคราะห์นี้ตัวแปรระบบ 3 เฟสจะถูกแปลงไปยังองค์ประกอบแกน d และ q ในระบบแกน d-q ที่หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ตามสมการที่ (1) โดยอ้างอิงจากการวิเคราะห์แบบจำลอง ซึ่งใช้การปรับปรุงสมรรถนะตัวควบคุมแบบพีไอ (PI) เพื่อควบคุมและลดค่าผิดพลาดในการซิงโครนัสกระแสไฟฟ้าเข้าระบบไฟฟ้า และเปลี่ยนแรงดันทั้ง 3 เฟส ให้เป็นแรงดันที่กระจายอยู่ในแกนจริงและแกนจินตภาพ  $\alpha$  และ  $\beta$  ตามสมการที่ (2) ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากการสวิตช์ของเวกเตอร์ 6 เซกเตอร์ แสดงให้เห็นดังรูปที่ 4 จุดประสงค์เพื่อถ่ายทอดการสร้างสัญญาณ SVPWM ซึ่งวิธีการที่ใช้อย่างแพร่หลายจากการสำรวจในบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ [5] แสดงให้เห็นดังรูปที่ 5 และนำไปมอดูเลชันร่วมกับสัญญาณสามเหลี่ยม แสดงให้เห็นดังรูปที่ 6 หลังจากนั้นจะได้สัญญาณพัลส์ ดังแสดงในรูปที่ 7

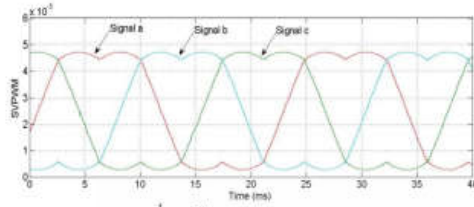
$$\begin{bmatrix} V_{d^*} \\ V_{q^*} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

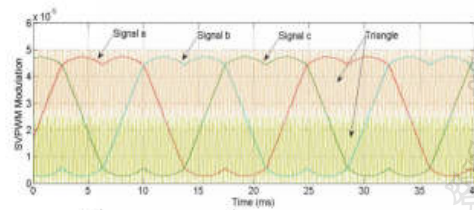


รูปที่ 4 การสวิตช์ของเวกเตอร์ 6 เซกเตอร์

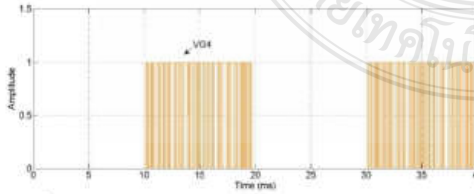
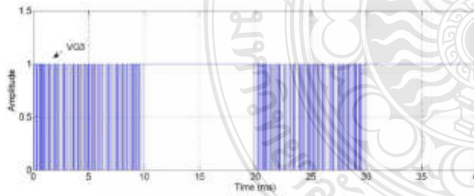
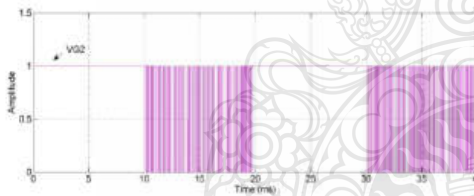
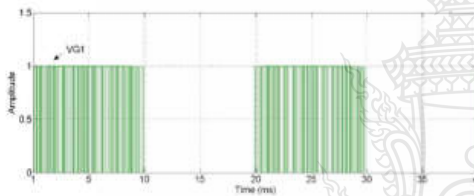




รูปที่ 5 สัญญาณ SVPWM



รูปที่ 6 การมอดูเลชันแบบ CB-SVPWM



รูปที่ 7 สัญญาณ PWM ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ เฟส a

### 3. ผลการทดลอง

วงจรและการควบคุมระบบ แสดงให้เห็นดังรูปที่ 8 ในการจำลองระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK ในการจำลองระบบมีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ตามตารางที่ 2 ดังนี้

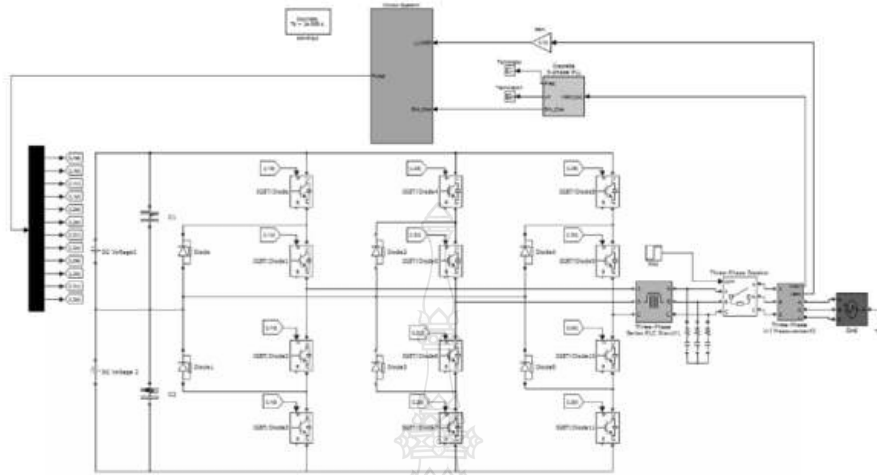
ตารางที่ 2 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

กำลังไฟฟ้า (Pout)	2 kW
แรงดัน DC-link	600V
ตัวเหนี่ยวนำกรอง (L)	8mH
ตัวเก็บประจุกรอง (C)	10uF
ESR ตัวเก็บประจุ (R)	32Ω
แรงดันระบบไฟฟ้า	220V
ความถี่ระบบไฟฟ้า	50Hz
ตัวเก็บประจุ DC-link	4800x2uF
ความถี่สวิตช์ (fsw)	10kHz

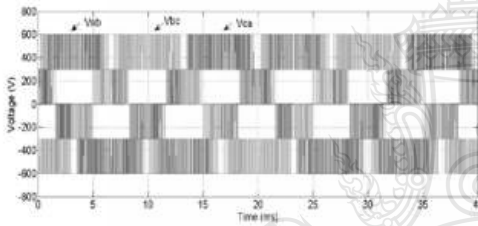
การทดลองจะได้แรงดันขาออกของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคทลัมป์ (Line to line) แสดงให้เห็นดังรูปที่ 8 และผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L-C ที่นำมาใช้ระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ซึ่งการเลือกใช้ C ในการกรองความถี่ต่ำผ่าน จะพิจารณาเทียบกับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor) ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงสูงสุดไม่เกิน 5 เปอร์เซ็นต์ โดย C จะสามารถชดเชยค่าตัวประกอบกำลังที่เกิดจาก L ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ก่อนเชื่อมต่อเข้าระบบไฟฟ้า[8] เพื่อลดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้าขาออก [4] ซึ่งรูปที่ 9 แสดงให้เห็นแรงดันขาออกของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคทลัมป์ แบบ 3 เฟส ที่ประกอบไปด้วย Va, Vb, และ Vc ก่อนผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L-C และในรูปที่ 10 แสดงให้เห็น กระแสไฟฟ้าขาออกของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคทลัมป์ แบบ 3 เฟส ประกอบไปด้วย ia, ib และ ic ที่ซึ่งโครโนซ์ กระแสไฟฟ้าเข้าระบบไฟฟ้า



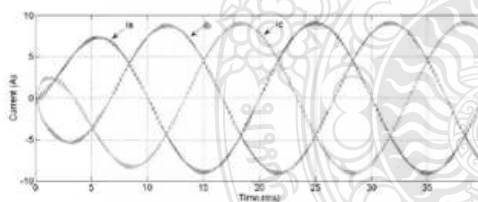




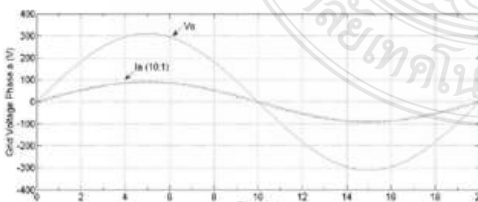
รูปที่ 8 จำลองการทำงานของระบบ ในโปรแกรม MATLAB/SIMULINK



รูปที่ 9 แรงดันขาออกของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ



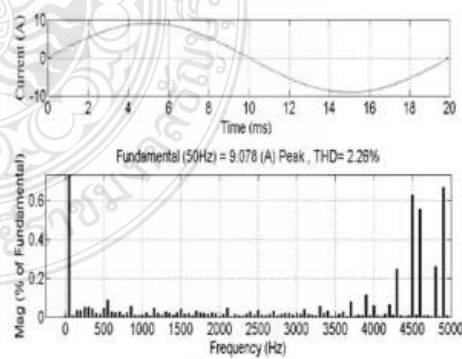
รูปที่ 10 กระแสขาออกของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ



รูปที่ 11 แรงดันระบบไฟฟ้าและกระแสขาออก เฟส a ของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ

ในรูปที่ 11 เป็นการแสดงให้เห็นรูปคลื่นระหว่างแรงดันของระบบไฟฟ้ากับกระแสขาออกของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับชนิดไดโอด-แคทอป์ ซึ่งเป็นการแสดงให้เห็นถึงมุมเฟสของแรงดันระบบไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าขาออกของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ

สเปกตรัมของค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกกระแสขาออก เฟส a เท่ากับ 2.26 เปอร์เซ็นต์ ที่ย่านความถี่ทั้งหมด 5 กิโลเฮิร์ต ซึ่งน้อยกว่าระบบไฟฟ้ากำหนดใน IEEE Std 929-2000 [6] แสดงให้เห็นดังรูปที่ 12



รูปที่ 12 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแสขาออก (THDi) เฟส a ของคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ





#### 4. สรุป

ในวิจัยนี้ใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink จำลองการทำงานที่ก้าลังไฟฟ้าทางด้านขาออก 2 กิโลวัตต์ ซึ่งพลังงานไฟฟ้าจะถูกซิงโครไนซ์ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L-C ไปยังระบบไฟฟ้าด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3 ระดับ ชนิดไดโอด-แคลมป์ 3 เฟส แบบเชื่อมต่อระบบไฟฟ้า ที่ความถี่ในการสวิตช์ 10 กิโลเฮิร์ต วัดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกได้ 2.26 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งไม่เกินตามข้อกำหนดของการไฟฟ้า คือ 5 เปอร์เซ็นต์ อย่างไรก็ตาม งานวิจัยนี้ ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับพลังงานหมุนเวียน ซึ่งเป็นอุปกรณ์สำคัญในการที่จะแปลงพลังงานในรูปของไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับและเชื่อมต่อเข้าระบบไฟฟ้า ทั้งนี้อาจมีการนำไปใช้ร่วมกับพลังงานแสงอาทิตย์ พลังงานลม และ เซลล์พลังงาน เป็นต้น เพื่อเป็นพลังงานที่ยั่งยืนและสะอาดต่อไปในอนาคต

#### 5. เอกสารอ้างอิง

- [1] Evren ISEN and Ahmet Faruk BAKAN, 10 kW Grid Connected Three-Phase Inverter System Control, Simulation and Experimental Results, 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG) 2012
- [2] Edris Pouresmaeil, Daniel Montesinos-Miracle and Oriol Gomis-Bellmunt, Control Scheme of Three-Level NPC Inverter for Integration of Renewable Energy Resources into AC Grid, IEEE SYSTEMS JOURNAL, VOL. 6, NO. 2, JUNE 2012
- [3] Mohan V. Aware and Jayant J. Mane, Multilevel Grid-Connected Inverter Performance Under Different Modulation Strategies, 2012 IEEE
- [4] Rohit G. Ramteke and U. V. Patil, Design and Comparative study of Filters for

Multilevel Inverter for Grid Interface, 2014 IEEE

- [5] C. A. dos Santos and F. L. M. Antunes, Losses Comparison Among Carrier-Based PWM Modulation Strategies in Three-Level Neutral Point Clamped Inverter, international Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPO'11) Las Palmas de Gran Canaria (Spain), 13th to 15th April, 2011
- [6] Hui Zhang, Hongwei Zhou, Jing Ren, Weizeng Liu, Shaohua Ruan and Yongjun Gao, Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System with SVPWM Current Controller, 2009 IEEE
- [7] P. Thirumuraugan and R. Preethi, Closed Loop Control of Multilevel Inverter Using SVPWM for Grid Connected Photovoltaic System, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 2, Issue 4, April 2013
- [8] Rohit G. Ramteke and U. V. Patil, Design and Comparative study of Filters for Multilevel Inverter for Grid Interface, ©2014 IEEE



## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายประเชษฐ์ จันทมล
วัน เดือน ปีเกิด	20 ธันวาคม 2527
ที่อยู่	5 หมู่ 6 ตำบล อาโพน อำเภอบัวเขต จังหวัด สุรินทร์ 32230
การศึกษา	สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีปีการศึกษา 2552
ประวัติการทำงาน	วิศวกรทดสอบ บริษัท เกลต้า อิเล็กทรอนิกส์ (ประเทศไทย) จำกัด (มหาชน) พ.ศ. 2553 ถึง พ.ศ. 2560
เบอร์โทรศัพท์	084-703-2280
อีเมล	purached.ex@gmail.com

