

สัญญาเลขที่ R2563C026



สำนักหอสมุด

อภินันทนาการ

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

การศึกษาผลกระทบของแรงดันฮาร์โมนิกส์ในระบบสายส่งแรงดัน  
ต่ำต่อสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกับสายส่ง

ผู้วิจัย

สังกัด

รศ.ดร. ศักดา สมกุล

วิทยาลัยพลังงานทดแทนและสมาร์ทกริดเทคโนโลยี

สำนักหอสมุด มหาวิทยาลัยนครพนม

วันลงทะเบียน... 9 มี.ค. 2565

เลขทะเบียน... 1049388

เลขเรียกหนังสือ... ๑๐

446

๖-437

๑๖๒1๖

๒๕๖๓

สนับสนุนโดย

งบประมาณรายได้มหาวิทยาลัยนครพนม

ปีงบประมาณ พ.ศ. ๒๕๖๓

## บทสรุปสำหรับผู้บริหาร (Executive Summary)

งานวิจัยเป็นศึกษาระบบควบคุมสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสและสามเฟสที่สามารถชดเชยแรงดันฮาร์มอนิกส์จากโครงข่ายไฟฟ้าและแรงดันฮาร์มอนิกส์จากภายในวงจรอินเวอร์เตอร์เอง ผู้วิจัยได้พัฒนาระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลสำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสผสมกับตัวควบคุมแบบรีโซแนนซ์ และระบบควบคุมแบบพีไอและรีโซแนนซ์บนแกนหมุนสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส ซึ่งระบบควบคุมที่นำเสนอทั้งหมดสามารถควบคุมให้กระแสมีความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์อยู่ภายใต้มาตรฐานสากลในสภาวะที่แรงดันไฟฟ้ามีรูปร่างที่บิดเบี้ยวและความถี่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในอินเวอร์เตอร์สำหรับพลังงานทดแทนและระบบสะสมพลังงาน

ผลงานบางส่วน of โครงการวิจัยนี้ถูกตีพิมพ์เผยแพร่ในวารสารวิชาการ IET Power Electronics ปรากฏอยู่ฐานข้อมูล ISI ที่มีค่า Impact factor เท่ากับ 2.641 จำนวน 1 บทความ



## บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้เป็นการศึกษาระบบควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้าที่สามารถชดเชยฮาร์มอนิกส์จากแรงดันไฟฟ้า

งานวิจัยนี้นำเสนอระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลแบบหลายความถี่ (DQH) ระบบควบคุมแบบสัดส่วนและรีโซแนนซ์หลายความถี่ (PMR) และระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลและรีโซแนนซ์หลายความถี่ (DQMR) สำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส สามารถชดเชยแรงดันฮาร์มอนิกส์จากโครงข่ายไฟฟ้าที่มีฮาร์มอนิกส์ถึงลำดับที่ 13 และมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ (THD) รวม 5.74% และจาก Deadtime ให้กระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์พิกัด 1.5 kW มีฮาร์มอนิกส์มีค่า THD ต่ำกว่า 1% สำหรับ Deadtime 1 us และ THD ต่ำกว่า 2.4% สำหรับ Deadtime 4 us ซึ่งอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 1547 ภายใต้สภาวะที่ความถี่มีการเปลี่ยนแปลง ระบบควบคุมแบบ DQH และแบบ DQMR สามารถแยกองค์ประกอบกำลังไฟฟ้าชั่วขณะได้ ระบบควบคุมแบบ DQH มีสมรรถนะในการควบคุมที่ดีที่สุดแต่ใช้เวลาในการคำนวณมากที่สุด ตัวควบคุมแบบ PMR ใช้เวลาในการคำนวณสั้นที่สุด ตัวควบคุมแบบ DQMR เป็นระบบควบคุมที่เหมาะสมเพราะใช้เวลาในการคำนวณมากกว่าตัวควบคุมแบบ PMR เพียงเล็กน้อยและยังคงมีคุณสมบัติที่ใกล้เคียงกับตัวควบคุมแบบ DQH

ระบบควบคุมกระแสแบบพีโอร่วมกับระบบควบคุมรีโซแนนซ์หลายความถี่บนแกนหมุนถูกนำเสนอสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส โดยที่ตัวควบคุมรีโซแนนซ์ความถี่  $6\omega$  และ  $12\omega$  สามารถชดเชยฮาร์มอนิกส์ความถี่  $5\omega$   $7\omega$   $11\omega$  และ  $13\omega$  ให้กระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์พิกัด 5 kW มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ประมาณ 1.1% ภายใต้แรงดันไฟฟ้าที่ประกอบด้วยฮาร์มอนิกส์ลำดับ 5 7 11 และ 13 ที่มีค่า THD เท่ากับ 4.4% ระบบชดเชยฮาร์มอนิกส์บนแกนหมุนใช้ตัวควบคุมรีโซแนนซ์เพียงครั้งเดียวของระบบชดเชยฮาร์มอนิกส์บนแกนหนึ่ง

## Abstract

This research studies current control schemes for grid-connected inverters with voltage harmonic mitigation.

This research presents multiple unbalanced synchronous reference frame control (DQH) proportional-multi-resonance control (PMR), and unbalanced synchronous reference frame current control with multi-resonant harmonic control (DQMR) schemes for single-phase grid-connected inverters. The proposed control schemes compensated the grid voltage with up to 13<sup>th</sup> harmonics and the total harmonic distortion (THD) of 5.74% to have the output current of a 1.5 kW prototype inverter with the THD lower 1% for the deadtime of 1  $\mu$ s and the THD lower than 2.4% for the deadtime of 1  $\mu$ s, which are all in accordance with the IEEE 1547 standard. The control schemes adapted with the variable grid frequency. The DQH and DQMR methods have the instantaneous power extraction capability. The DQH has the best performance with the largest computational effort. The PMR scheme uses the smallest computational burden. The DQMR method is recommended which has the computational effort slight greater than the PMR scheme with retaining power extraction functionality.

Proportional-integral-multiresonant control (PIR) on the synchronous reference ( $dq$ ) frame was proposed for the 3-phase grid-connected inverter. The resonant regulators at the frequencies of  $6\omega$  and  $12\omega$  implemented on the  $dq$  frame were used to mitigate the grid voltage harmonic orders 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup>, and orders 11<sup>th</sup> and 13<sup>th</sup>. The output current of a 5 kW prototype inverter had the THD less than 1.1% with the grid voltage harmonic orders 5<sup>th</sup>, 7<sup>th</sup>, 11<sup>th</sup> and 13<sup>th</sup> and the THD of 4.4%. The harmonic controllers on the  $dq$  frame requires a half of the resonant controllers implemented on the stationary reference frame

## กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณมหาวิทยาลัยนเรศวร ที่ได้ทุนอุดหนุนการวิจัยจากงบประมาณรายได้ ประจำปีงบประมาณ พ.ศ. 2563 สำหรับโครงการวิจัยนี้

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ วิทยาลัยพลังงานทดแทนสมาร์ตกริดเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยนเรศวร ที่ได้สนับสนุนเวลาและสถานที่ รวมถึงนิสิตห้องปฏิบัติการ SEPCON คณะผู้บริหารและเจ้าหน้าที่ฝ่ายสนับสนุนทุกท่าน ตลอดระยะเวลาดำเนินงานของโครงการวิจัยนี้

สุดท้ายนี้คณะผู้วิจัยขอขอบคุณครอบครัวของคณะผู้วิจัยที่อยู่เคียงข้างและเป็นกำลังใจจนกระทั่งโครงการนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

ศักดา สมกุล



## สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
1.1	ปัญหาและความเป็นมา	2
1.2	วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย	3
1.3	ระเบียบวิธีวิจัย	3
1.4	ผลงานที่ได้จากโครงการวิจัยนี้	3
บทที่ 2	ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	5
2.1	ฮาร์มอนิกส์ในแรงดันไฟฟ้า	5
2.2	งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	6
บทที่ 3	ระบบควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์	14
3.1	กระแสฮาร์มอนิกส์ในอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	14
3.2	ระบบควบคุมสำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่มีความคงทนต่อฮาร์มอนิกส์	17
3.3	การออกแบบระบบควบคุมกระแสที่มีตัวชดเชยฮาร์มอนิกส์	22
3.4	การจำลองการทำงานและพัฒนาต้นแบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	28
3.5	ผลการทดลอง	32
3.6	สรุปผลการวิจัยระบบควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์	48

บทที่ 4	ระบบควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์	50
4.1	ระบบควบคุมแกนหมุนแบบพีไอร่วมกับระบบควบคุมรีโซแนนซ์หลายความถี่สำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส	50
4.2	การจำลองการทำงานและพัฒนาต้นแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟส	53
4.3	ผลการทดลอง	59
4.4	สรุปผลการทดลอง	63
บทที่ 5	บทสรุป	64
5.1	สรุปผลการวิจัย	64
5.2	ปัญหาและข้อเสนอแนะ	64
เอกสารอ้างอิง		65
ภาคผนวก		69



## สารบัญรูป

รูปที่ 2-1 การเกิดฮาร์มอนิกในแรงดันไฟฟ้า	6
รูปที่ 2-2 ระบบควบคุมบนแกนหมุน $dq$ สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	7
รูปที่ 2-3 ระบบควบคุมแบบ UNBALANCED SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME	8
รูปที่ 2-4 ระบบควบคุมแบบ UNBALANCED SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME ที่มีตัวชดเชยฮาร์มอนิก	9
รูปที่ 2-5 ระบบควบคุมกระแแบบ PR ร่วมกับตัวชดเชยกระแสฮาร์มอนิกแบบ REPETITIVE CONTROLLER	10
รูปที่ 2-6 ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ MULTI-RESONANT CONTROLLER สำหรับชดเชยแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิก	11
รูปที่ 2-7 ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ DOUBLE SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME	12
รูปที่ 2-8 ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME ที่มี BAND-PASS FILTER สำหรับแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุล	12
รูปที่ 2-9 PHASE LOCKED LOOP สำหรับแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุล	13
รูปที่ 3-1 วงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อกับสายส่ง	14
รูปที่ 3-2 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	15
รูปที่ 3-3 ระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลแบบหลายความถี่ (DQH)	18
รูปที่ 3-4 ระบบควบคุมแบบสัดส่วนและรีโซแนนซ์หลายความถี่	21
รูปที่ 3-5 ระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลและรีโซแนนซ์หลายความถี่	22
รูปที่ 3-6 การสร้างสัญญาณ PWM แบบ UNIPOLAR และการสุ่มวัดค่าสัญญาณกระแส	23
รูปที่ 3-7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ลูปเปิดของระบบควบคุมกระแสสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	26
รูปที่ 3-8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแส $i_g$ เทียบกับแรงดัน $v_{pcc}$	27
รูปที่ 3-9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแส $i_g$ เทียบกับแรงดัน $v_{DTh}$	28



รูปที่ 3-10	แบบจำลอง MATLAB/SIMULINK ของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	29
รูปที่ 3-11	ต้นแบบห้องปฏิบัติการอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	31
รูปที่ 3-12	INVERSE PARK TRANSFORMATION PLL สำหรับเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า	31
รูปที่ 3-13	บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมรีโซแนนซ์ที่แปลงเป็นระบบดิจิทัลแบบ FORWARD-BACKWARD DIFFERENCE	32
รูปที่ 3-14	ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ ( $\eta$ ) ตัวควบคุมแบบ DQ ( $\chi$ ) ตัวควบคุมแบบ PR	33
รูปที่ 3-15	ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวและเวลา $t_{DT} = 1 \mu\text{S}$ ( $\eta$ ) ตัวควบคุมแบบ DQ ( $\chi$ ) ตัวควบคุมแบบ PR	34
รูปที่ 3-16	ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวและเวลา $t_{DT} = 4 \mu\text{S}$ ( $\eta$ ) ตัวควบคุมแบบ DQ ( $\chi$ ) ตัวควบคุมแบบ PR	35
รูปที่ 3-17	ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ DQH	37
รูปที่ 3-18	ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PMR	38
รูปที่ 3-19	ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ DQMR	39
รูปที่ 3-20	ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมรีโซแนนซ์ความถี่ 650 HZ แบบอนาล็อกและดิจิทัล	42
รูปที่ 3-21	ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ DQ และ PR ภายในสภาวะแรงดันรูปคลื่นไซน์และเวลา $t_{DT} = 1 \mu\text{S}$ เมื่อเริ่มจ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ	43
รูปที่ 3-22	ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ DQH DQMR และ PR ภายในสภาวะแรงดันไซน์และเวลา $t_{DT} = 1 \mu\text{S}$ เมื่อเริ่มจ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ	44
รูปที่ 3-23	ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ DQH DQMR และ PR ภายในสภาวะแรงดันรูปคลื่นบิดเบี้ยวและเวลา $t_{DT} = 1 \mu\text{S}$ เมื่อเริ่มจ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ	45

รูปที่ 3-24 ผลตอบสนองของระบบควบคุม DQH PMR และ DQMR ภายในสภาวะแรงดันบิดเบี้ยว และเวลา $t_{DT} = 1 \mu\text{S}$ เมื่อความถี่เปลี่ยนจาก 48 HZ เป็น 52 HZ	47
รูปที่ 3-25 ค่า THDI เทียบกับความถี่ของระบบควบคุม DQH PMR และ DQMR ภายในสภาวะแรงดันบิดเบี้ยว และเวลา $t_{DT} = 1 \mu\text{S}$ และ $t_{DT} = 4 \mu\text{S}$	48
รูปที่ 4-1 ระบบควบคุมกระแสบนแกนหมุนของอินเวอร์เตอร์สามเฟส	52
รูปที่ 4-2 PARK TRANSFORMATION PLL สำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส	53
รูปที่ 4-3 ตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับระบบควบคุมรีโซแนนซ์หลายความถี่	53
รูปที่ 4-4 แบบจำลอง MATLAB/SIMULINK ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส	55
รูปที่ 4-5 ระบบต้นแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟส	56
รูปที่ 4-6 การสร้างสัญญาณแบบ SVPWM และการสุ่มวัดสัญญาณกระแส	58
รูปที่ 4-7 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบระบบควบคุมพีไอของตัวควบคุมกระแส	59
รูปที่ 4-8 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้า 5 KW โดยไม่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์	60
รูปที่ 4-9 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้า 5 KW โดยมีการชดเชยฮาร์มอนิกส์ และความถี่มีการเปลี่ยนแปลง	61
รูปที่ 4-10 องค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ของกระแสอินเวอร์เตอร์เมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้า 5 KW ที่ความถี่ 50 HZ	62
รูปที่ 4-11 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าจริง 3.5 KW และกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ 3.5 KVAR เมื่อมีการชดเชยฮาร์มอนิกส์	62

## สารบัญตาราง

ตารางที่ 3-1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	24
ตารางที่ 3-2 องค์ประกอบของแรงดันฮาร์มอนิกส์สำหรับทดสอบการทำงานของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	32
ตารางที่ 3-3 สรุปผลการทดลองของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสภายใต้สภาวะแรงดันรูปคลื่นไซน์	40
ตารางที่ 3-4 สรุปผลการทดลองของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสภายใต้สภาวะแรงดันรูปคลื่นบิดเบี้ยว	41
ตารางที่ 3-5 คำสั่งและเวลาที่ใช้ในการคำนวณสำหรับตัวควบคุมแบบ DQH DQMR และ PR	49
ตารางที่ 4-1 พารามิเตอร์ของต้นแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟส	54



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ปัญหาและความเป็นมา

แผนพัฒนาพลังงานทดแทนและพลังงานทางเลือก พ.ศ. 2558-2579 ได้กำหนดเป้าหมายการผลิตไฟฟ้าจากพลังงานแสงอาทิตย์จาก 1,300 เมกะวัตต์ ในปี พ.ศ. 2557 เพิ่มขึ้นเป็น 6,000 เมกะวัตต์ ภายในปี พ.ศ. 2579 ซึ่งทำให้มีการเชื่อมต่ออินเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์อีกเป็นจำนวนมากในช่วงระยะเวลาดังกล่าว สำหรับภาคขนส่งในขนาดยานยนต์ไฟฟ้า (Electric vehicle: EV) จะถูกนำมาใช้มากขึ้นตามกระแสโลกและนโยบาย Energy 4.0 ซึ่งได้กำหนดเป้าหมายไว้ที่ 1.2 ล้านคัน ภายในปี พ.ศ. 2579 เพื่อลดการใช้เชื้อเพลิงฟอสซิล การประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้าสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธี คือ ประจุแบตเตอรี่โดยใช้สถานีประจุไฟฟ้าที่จะติดตั้งตามสถานที่สาธารณะต่างๆ หรือประจุแบตเตอรี่โดยใช้ Onboard charger เชื่อมต่อกับสายส่งภายในบ้านพักอาศัย ในขณะที่ประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้าสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าย้อนกับเข้าไปในสายส่ง (Vehicle to grid: V2G) ในกรณีที่กำลังการผลิตจากพลังงานทดแทนไม่เพียงพอกับความต้องการใช้ไฟฟ้า

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่าในอนาคตจะมีอินเวอร์เตอร์สำหรับพลังงานทดแทนและคอนเวอร์เตอร์สำหรับวงจรประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้าเชื่อมต่อกับสายส่งแรงต่ำเป็นจำนวนมาก การไฟฟ้านครหลวง (กฟน.) และการไฟฟ้าภูมิภาค (กฟภ.) ได้กำหนดมาตรฐานทางเทคนิคของอินเวอร์เตอร์และคอนเวอร์เตอร์สำหรับเชื่อมต่อกับระบบสายส่งแรงดันต่ำ (Grid code) [1] ซึ่งจะได้รับทดสอบโดยหน่วยงานที่ได้รับการรับรองตามมาตรฐานห้องปฏิบัติการทดสอบ ISO/IEC 17025 ซึ่งประเด็นหลักที่จะต้องทดสอบสำหรับเชื่อมต่อกับระบบแรงดันต่ำประกอบด้วย

- 1) การทดสอบกระแสฮาร์โมนิกส์ (Harmonics)
- 2) การทดสอบแรงดันกระเพื่อม (Voltage fluctuation)
- 3) การทดสอบการจ่ายกระแสตรง (DC injection)

- 4) การควบคุมกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ (Reactive power control)
- 5) การควบคุมกำลังไฟฟ้า (active power control)
- 6) การป้องกันแรงดันต่ำและแรงดันเกิน (Under and over voltage protection)
- 7) การป้องกันความถี่ต่ำและความถี่เกิน (Under and over frequency protection)
- 8) การป้องกันการจ่ายไฟฟ้าแบบระบบแยกโดด (Anti-islanding)
- 9) การเชื่อมต้อคืนเข้าระบบโครงข่ายไฟฟ้า (Response to utility recovery)

การทดสอบดังกล่าวไม่ครอบคลุมปรากฏการณ์ฮาร์มอนิกส์แรงดันไฟฟ้าซึ่งเป็นปัญหาคุณภาพไฟฟ้าที่พบได้บ่อยในระบบสายส่งแรงดันต่ำ ซึ่งเกิดจากแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมในอิมพีแดนซ์ของระบบเนื่องจากกระแสฮาร์มอนิกส์จากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear load) เช่น เครื่องทำน้ำอุ่น เตาอบ หลอดฟลูออเรสเซนต์ เป็นต้น

ในขณะที่อินเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์แบบสามเฟสส่วนใหญ่ถูกออกแบบมาให้ทำงานภายใต้สภาวะแรงดันไฟฟ้าที่มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ (Total harmonic distortion: THD) ใกล้เคียงศูนย์ แต่ในสภาวะการใช้งานจริงที่มีปัญหาของฮาร์มอนิกส์ในแรงดันไฟฟ้าอาจจะส่งผลให้กระแสของอินเวอร์เตอร์มีค่า THD สูงเกินกว่าค่าที่กำหนดไว้ที่ 5% [2] ทั้งนี้จึงสามารถกล่าวโดยสรุปได้ว่าอินเวอร์เตอร์ที่ผ่านมาตรฐาน Grid code ของ กฟน./กฟภ. อาจจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสฮาร์มอนิกส์เข้าไปในระบบถ้าหากแรงดันไฟฟ้าที่ค่า THD ที่สูง ดังนั้นระบบควบคุมของอินเวอร์เตอร์จะต้องมีความซับซ้อนเพิ่มมากขึ้นเพื่อรองรับการทำงานภายใต้สภาวะฮาร์มอนิกส์ในแรงดันไฟฟ้า

โครงการวิจัยนี้เป็นการศึกษาผลกระทบของฮาร์มอนิกส์ในระบบสายส่งแรงดันต่ำต่อสมรรถนะการเชื่อมต้อเข้ากับระบบของอินเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ โดยสร้างระบบทดสอบที่จำลองปรากฏการณ์แรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิกส์ในระบบสายส่งแรงดันต่ำและสร้างอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ศึกษา Interaction ระหว่างระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบต่างๆ กับปรากฏการณ์แรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิกส์ในระบบจำหน่าย ผลจากงานวิจัยนี้คาดว่าแนวทางสำหรับ

ปรับปรุงมาตรฐาน Grid code และเป็นข้อมูลให้กับผู้ผลิตอินเวอร์เตอร์ภายในประเทศใช้ในการออกแบบอินเวอร์เตอร์ให้มีความคงทนต่อแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิกส์ในระบบจำหน่าย

### 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

- 1) เพื่อศึกษาและเปรียบเทียบสมรรถนะของของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกับสายส่งภายใต้สภาวะแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิกส์
- 2) เพื่อศึกษาและออกแบบระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์วิธีใหม่ที่มีความคงทน (Robust) ต่อฮาร์มอนิกส์ในแรงดันไฟฟ้า

### 1.3 ระเบียบวิธีวิจัย

- 1) สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์/คอนเวอร์เตอร์ในโปรแกรม MATLAB/Simulink
- 2) สร้างอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสขนาด 2 กิโลวัตต์ และวงจรกรองความถี่ *LCL*
- 3) สร้างอินเวอร์เตอร์สามเฟสขนาด 5 กิโลวัตต์ และวงจรกรองความถี่ *LCL*
- 4) พัฒนา Platform ระบบควบคุมแบบ Real time บนตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลขนาด 32 บิต
- 5) พัฒนาและเปรียบเทียบผลกระทบของแรงดันฮาร์มอนิกส์ของระบบควบคุมแบบต่างๆ
- 6) พัฒนาระบบควบคุมฮาร์มอนิกส์แบบ Unbalanced synchronous reference frame สำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส
- 7) พัฒนาระบบควบคุมแบบระบบควบคุมฮาร์มอนิกส์แบบ Multi-synchronous reference frame สำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส
- 8) เปรียบเทียบระบบควบคุมที่เสนอขึ้นมาใหม่กับระบบควบคุมแบบดั้งเดิม

### 1.4 ผลงานที่ได้จากโครงการวิจัยนี้

บทความในวารสารวิชาการในฐานะข้อมูล ISI Impact factor = 2.641

S. Somkun, "High performance current control of single-phase grid-connected converter with harmonic mitigation, power extraction and frequency adaptation capabilities," IET Power Electronics, vol. 14, pp. 352-372, 2021.



## บทที่ 2

### ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 ฮาร์โมนิกส์ในแรงดันไฟฟ้า

ฮาร์โมนิกส์ (Harmonics) คือ ส่วนประกอบในรูปสัญญาณคลื่นไซน์ (Sine wave) ของสัญญาณหรือปริมาณเป็นคาบใดๆ ซึ่งมีความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency) สำหรับประเทศไทยความถี่มูลฐานมีค่าเท่ากับ 50 Hz ดังนั้นฮาร์โมนิกส์ที่พบ เช่นฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3 มีค่าความถี่เป็น 150 Hz และฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 มีค่าความถี่เป็น 250 Hz ปริมาณของฮาร์โมนิกส์ในระบบไฟฟ้ากำลังมักนิยมบอกในรูปแบบของค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ (Total harmonic distortion: THD) ซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n X_i^2}}{X_1} \times 100 \quad (1)$$

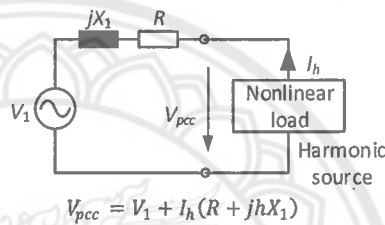
โดยที่  $X_1$  เป็นขนาดของฮาร์โมนิกส์ที่หนึ่งของรูปคลื่นแรงดันหรือกระแส ส่วน  $X_i$  เป็นขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับที่  $i$

ฮาร์โมนิกส์ในระบบไฟฟ้ากำลังเกิดจากการเชื่อมต่อโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear load) เช่น วงจรปรับความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้า เครื่องทำความร้อน แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เป็นต้น ซึ่งมีวงจรภายในเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งโหลดไม่เป็นเชิงเส้นดังกล่าวสร้างกระแสฮาร์โมนิกส์ที่เปรียบได้กับแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกส์ในระบบไฟฟ้ากำลัง และเมื่อกระแสฮาร์โมนิกส์ดังกล่าวตกคร่อมในอิมพีแดนซ์ในหม้อแปลงไฟฟ้าและความต้านทานในสายส่งทำให้แรงดันไฟฟ้า  $V_{pcc}$  มีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ที่สูงขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2 [3] ดังนั้น กฟน.และกฟภ. จึงได้กำหนดพิกัดกระแสฮาร์โมนิกส์สูงสุดสำหรับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นไว้ในข้อกำหนดเชื่อมต่อระบบโครงข่ายไฟฟ้าเพื่อไม่ก่อให้เกิดปัญหาฮาร์โมนิกส์ในแรงดันไฟฟ้า

ส่วนข้อกำหนดฮาร์โมนิกส์สำหรับอินเวอร์เตอร์เซลล์แสงอาทิตย์ส่วนใหญ่จำเป็นต้องการให้มีการควบคุมให้กระแสที่จ่ายมาจากอินเวอร์เตอร์มีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากที่สุด โดยส่วนใหญ่



แล้วข้อกำหนดที่นิยมใช้คือของ IEEE และ IEC ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกันโดยที่ค่า THD/ สูงสุดไม่เกิน 5% [4] ส่วน Grid code ของกฟน.และกฟภ.ก็ได้นำข้อกำหนดดังกล่าวมาใส่ลงใน Grid code ด้วยเช่นกัน แต่อย่างไรก็ตามการทดสอบกระแสฮาร์มอนิกส์ของอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวเป็นการทดสอบภายใต้แรงดันไฟฟ้าที่ไม่มีฮาร์มอนิกส์ ซึ่งในระบบจำหน่ายอาจมีฮาร์มอนิกส์ในแรงดันไฟฟ้าเกิดขึ้นได้ และถ้าหากอินเวอร์เตอร์ไม่มีระบบชดเชยฮาร์มอนิกส์ในแรงดันไฟฟ้าก็จะส่งผลให้อินเวอร์เตอร์จ่ายกระแสฮาร์มอนิกส์เข้าไปในระบบมากกว่าค่าที่ได้จากการทดสอบตามมาตรฐาน Grid code

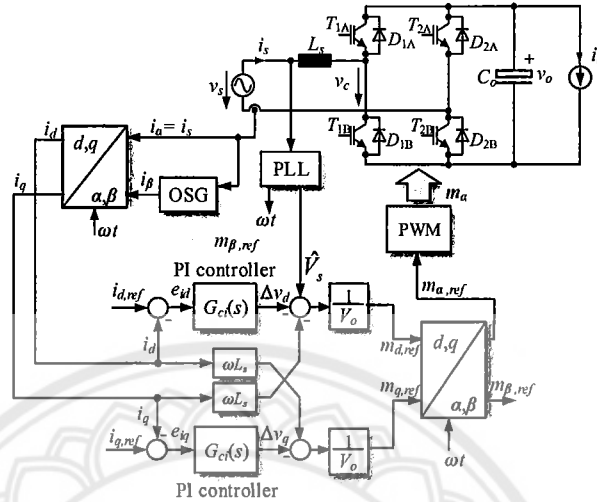


รูปที่ 2-1 การเกิดฮาร์มอนิกส์ในแรงดันไฟฟ้า

## 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

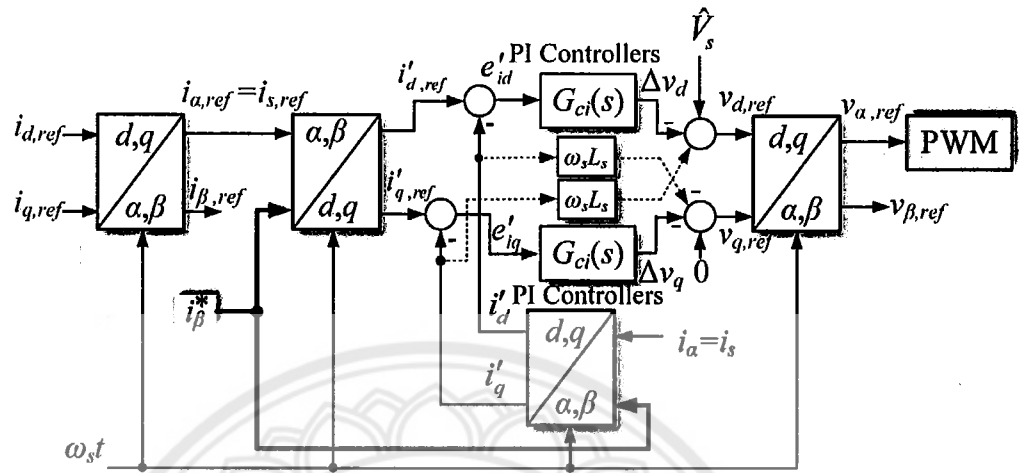
### ระบบควบคุมกระแสที่ป้อนในโครงข่ายไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

การควบคุมกระแสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์  $i_g$  ส่วนใหญ่นิยมใช้ตัวควบคุมแบบ Proportional-Resonant (PR) Controller [5-7] เพราะมีอัตราขยายที่สูง ณ ความถี่ของระบบไฟฟ้า ทำให้สามารถควบคุมให้ค่ากระแสผิดพลาด (Current error) มีค่าเป็นศูนย์ได้ แต่การควบคุมด้วยวิธีนี้มีข้อเสียที่ไม่สามารถแยกองค์ประกอบกำลังไฟฟ้าได้ ดังนั้นจึงมีแนวคิดในการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบ PI บนแกนหมุน  $dq$  (Synchronous reference frame) ดังรูปที่ 2-2 โดยให้กระแส  $i_g$  เป็นกระแสในแนวแกน  $\alpha$  และใช้ Orthogonal signal generator (OSG) สำหรับสร้างสัญญาณกระแสในแกน  $\beta$  ซึ่งมีมุมที่ล่าหลังกระแส  $i_g$  โดย OSG ที่นิยมใช้กันมากได้แก่ All pass filter [8] และ วงจรอนุพันธ์ (Differentiator) [9]

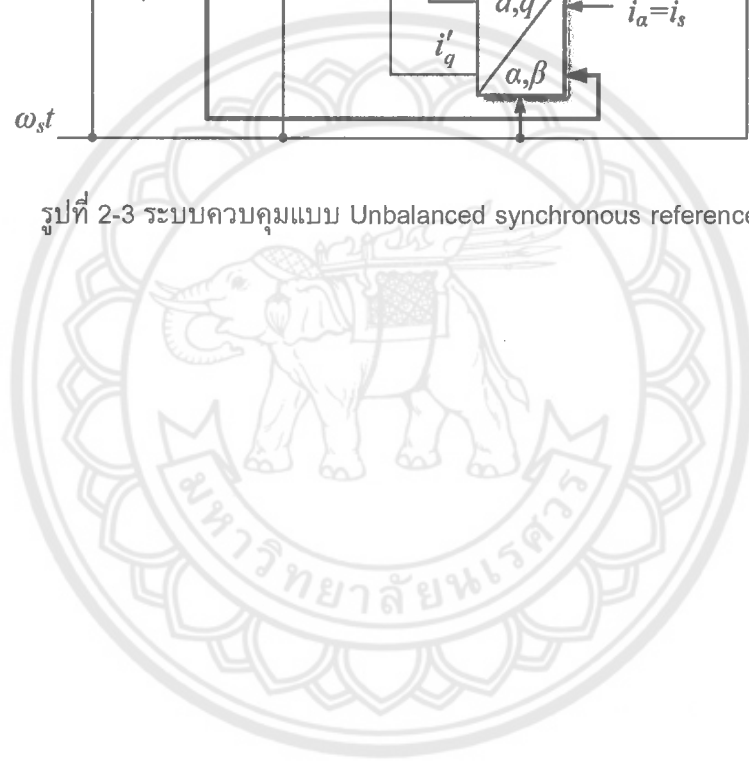


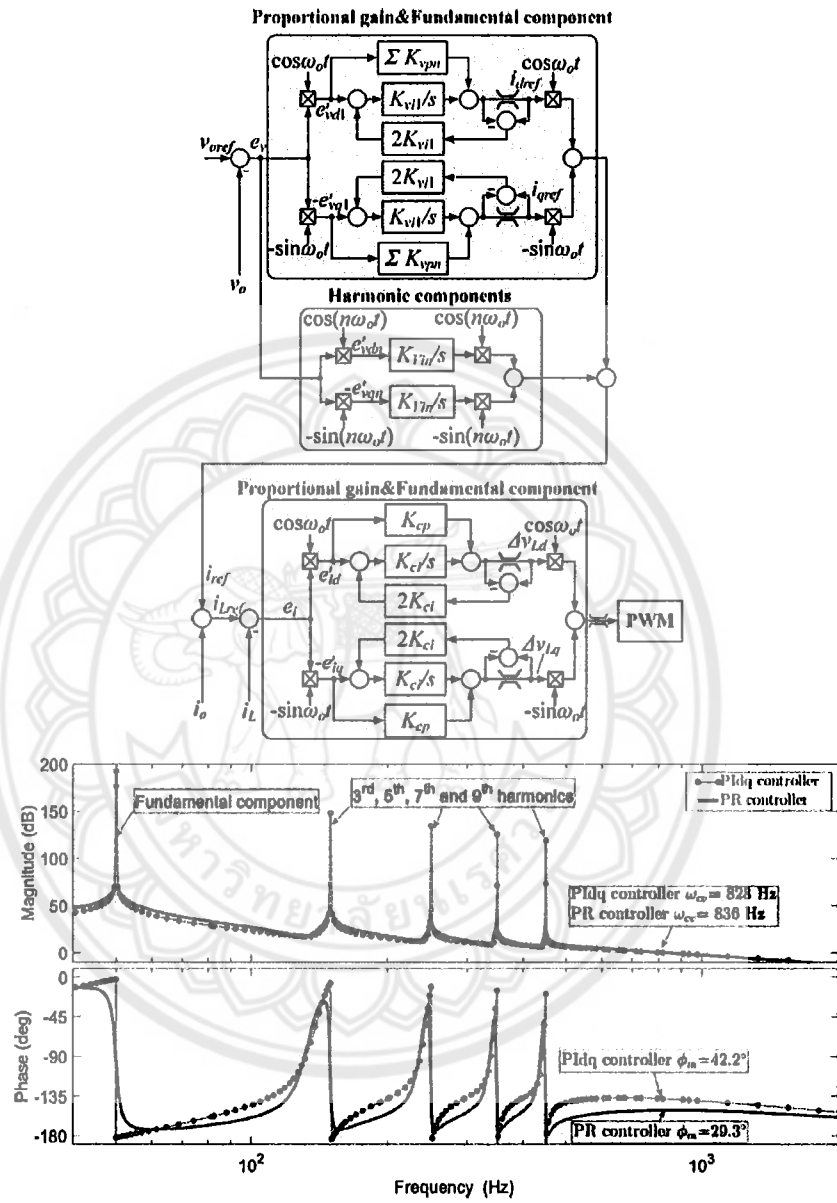
รูปที่ 2-2 ระบบควบคุมบนแกนหมุน  $dq$  สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

ผู้วิจัยได้เสนอแนวคิดในการใช้ตัวควบคุมแบบ Unbalanced synchronous reference frame ดังรูปที่ 2-3 สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส [10] โดยไม่จำเป็นต้องใช้ OSG แต่ใช้สัญญาณรูปคลื่นใดๆ  $i_{\beta}^*$  ก็ได้สำหรับเป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับการแปลงแกนหมุนทางด้านคำสั่งและทางด้านบ่อนกลับ ทำให้สามารถปรับโครงสร้างรูปแบบการควบคุมได้หลายรูปแบบ มีอัตราขยายที่ต้องการสูงเป็นอนันต์เทียบเคียงได้กับตัวควบคุมแบบ Resonant ในเชิงอุดมคติ ส่งผลให้มีค่าผิดพลาดที่น้อยกว่าตัวควบคุมแบบ Resonant ผู้วิจัยได้ขยายผลระบบควบคุมดังกล่าวและเพิ่มพจน์ในการควบคุมฮาร์มอนิกดังรูปที่ 2-4 [11] สำหรับใช้ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบอิสระที่มีโหลดไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งทำให้ค่า THD มีค่าที่ต่ำกว่าตัวควบคุมแบบ Resonant



รูปที่ 2-3 ระบบควบคุมแบบ Unbalanced synchronous reference frame [10]

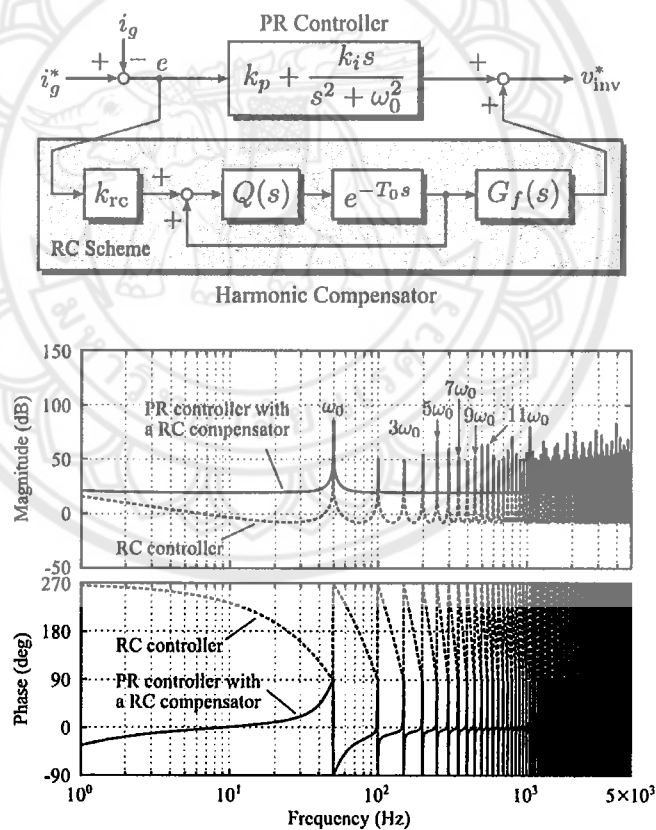




รูปที่ 2-4 ระบบควบคุมแบบ Unbalanced synchronous reference frame ที่มีตัวชดเชยฮาร์มอนิก

[11]

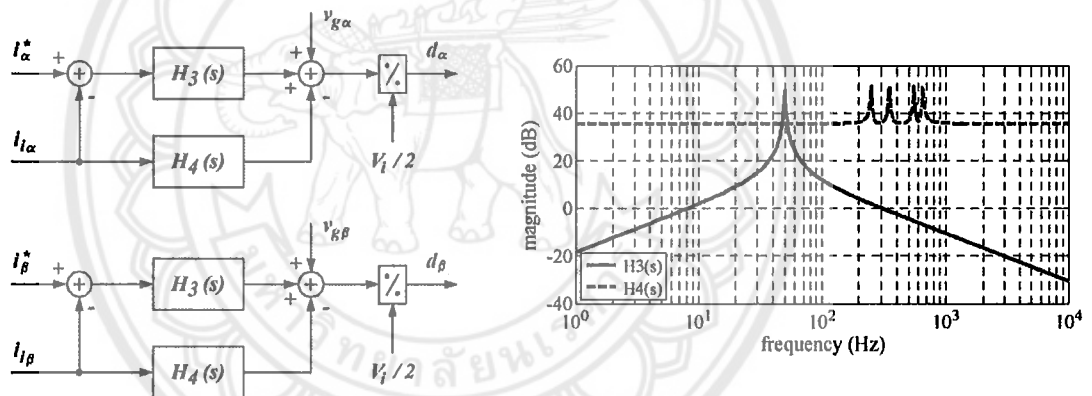
Yongheng Yang และคณะ [12] ได้วิเคราะห์ผลกระทบของ Deadtime หรือช่วงเวลาที่ไม่วางการสวิตช์ในแต่ละกิ่งของวงจร Full bridge DC-AC inverter ที่ใช้วงจรฟิลเตอร์แบบ LCL พบว่ากระแส  $i_g$  มีค่า THD สูงตามค่า Deadtime ถึงแม้ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายมีค่า THD ใกล้เคียงศูนย์ เนื่องจากค่า Deadtime ส่งผลให้แรงดันที่ขั้วของวงจร Full bridge DC-AC inverter มีขนาดของฮาร์มอนิกความถี่ต่ำโดยเฉพาะลำดับที่ 3 และโดยปกติแล้วค่าเหนี่ยวนำ  $L_1$  และ  $L_2$  ในวงจร LCL มีฟิลเตอร์ทำให้มีกระแสฮาร์มอนิกสัทโหลเข้าสู่สายส่ง ดังนั้น Yongheng Yang และคณะ จึงได้เสนอระบบควบคุมกระแสฮาร์มอนิกที่ใช้หลักการ Repetitive control ต่อขนานกับตัวควบคุมกระแสแบบ PR ดังรูปที่ 2-5



รูปที่ 2-5 ระบบควบคุมกระแสแบบ PR ร่วมกับตัวชดเชยกระแสฮาร์มอนิกแบบ Repetitive controller [12]

## ระบบควบคุมกระแสที่ป้อนในโครงข่ายไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

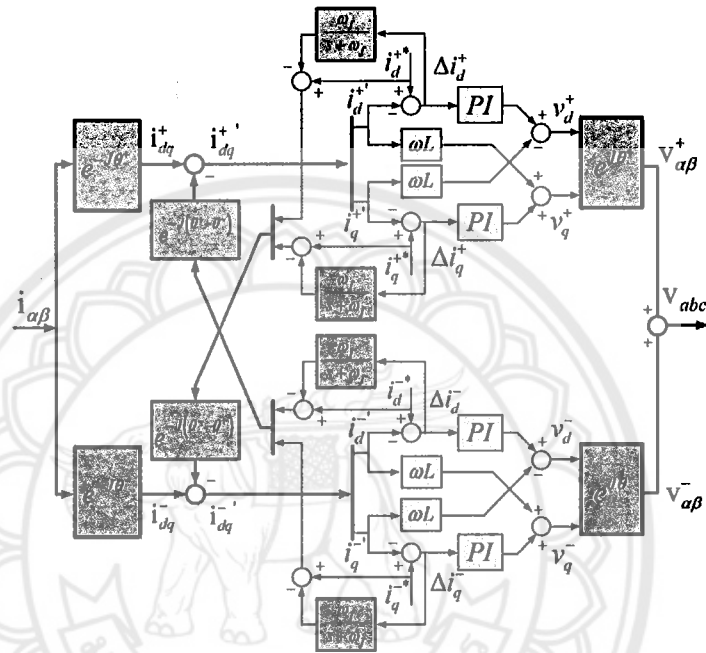
กรณีที่เกิดฮาร์มอนิกในแรงดันไฟฟ้า Castilla และคณะ [13] ได้เสนอวิธีควบคุมด้วยวิธี Multi-resonant controller บนแกนหนึ่ง  $\alpha\beta$  ดัง ซึ่งตัวควบคุม  $H_3(s)$  ทำหน้าที่ควบคุมกระแสความถี่มูลฐาน 50 Hz ส่วนตัวควบคุม  $H_4(s)$  สำหรับชดเชยฮาร์มอนิกที่ 5, 7, 11 และ 13 ในแรงดันไฟฟ้า โดยที่อัตราขยายตัวควบคุม  $H_3(s)$  และ  $H_4(s)$  มีที่ความถี่ที่สนใจมีค่าที่สูงมากดังรูปที่ 2-6 นอกจากตัวควบคุมแบบ Multi-resonant controller ตัวควบคุมแบบ Repetitive controller ก็สามารถใช้สำหรับชดเชยแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิกด้วยเช่นกัน [14] แต่ตัวควบคุมแบบ Repetitive controller มีข้อเสียคือ มีผลตอบสนองที่ช้าทำให้ใช้ร่วมกับตัวควบคุมชนิดอื่น เช่น ตัวควบคุมแบบสัดส่วน เพื่อให้มีผลตอบสนองที่ดีขึ้น



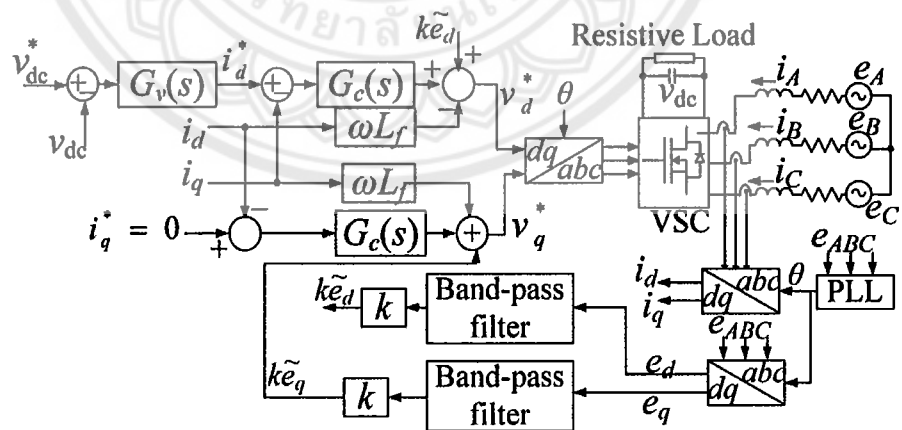
รูปที่ 2-6 ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ Multi-resonant controller สำหรับชดเชยแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิก [13]

ในระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์บนแกน  $dq$  หรือ Synchronous reference frame เมื่อเกิดแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุลเกิดขึ้นทำให้เกิดการแกว่งของกระแสในแกนดีและแกนควด้วยความถี่ 100 Hz ดังนั้นจึงได้มีการเสนอแนวคิดในการแยกองค์ประกอบของระบบควบคุมในลำดับบวกและลำดับลบในระบบ Synchronous reference frame เพื่อชดเชยผลของแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุลดังรูปที่ 2-7 นอกจากนั้นยังมีอีกแนวคิดหนึ่งโดยใช่วงจรกรองความถี่ High-pass filter สำหรับกรองความถี่ 100 Hz ของแรงดันไฟฟ้าในแกนดีและแกนควของระบบควบคุมบน Synchronous reference frame ดัง

รูปที่ 2-8 ซึ่งเกิดจากแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุล ทำให้สามารถชดเชยปรากฏการณ์ดังกล่าวจนทำให้กระแสสมดุลได้

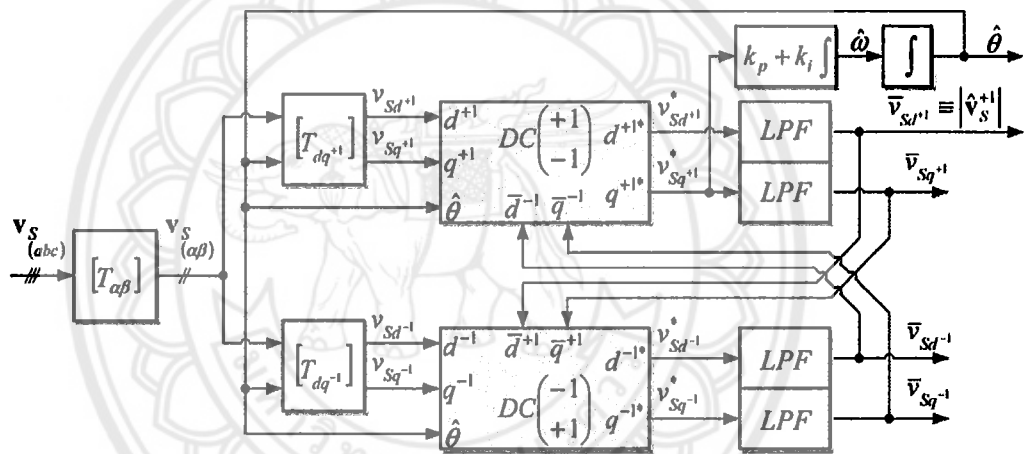


รูปที่ 2-7 ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ Double synchronous reference frame [15]



รูปที่ 2-8 ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ Synchronous reference frame ที่มี Band-pass filter สำหรับแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุล [16]

การสร้างสัญญาณสำหรับ Synchronization เป็นสิ่งที่สำคัญสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อกับสายส่ง Phase locked loop โดยทั่วไปนั้นมักจะพิจารณาในสภาวะแรงดันไฟฟ้าสมดุล แต่ถ้าหากเกิดปรากฏการณ์แรงดันไฟฟ้าไม่สมดุลจะทำให้สัญญาณมุมเฟส  $\omega t$  มีสัญญาณรบกวนได้ ซึ่งส่งผลให้รูปคลื่นกระแสมีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ Rodriguez และคณะ [17] จึงได้เสนอ Phase locked loop ที่สามารถแยกองค์ประกอบของแรงดันไฟฟ้าในสภาวะไม่สมดุลออกเป็นลำดับบวกและลำดับลบดังรูปที่ 2-9 ทำให้สามารถสร้างสัญญาณมุมเฟส  $\omega t$  ที่สะอาดภายใต้สภาวะดังกล่าวได้



รูปที่ 2-9 Phase locked loop สำหรับแรงดันไฟฟ้าไม่สมดุล [17]



### บทที่ 3

## ระบบควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์

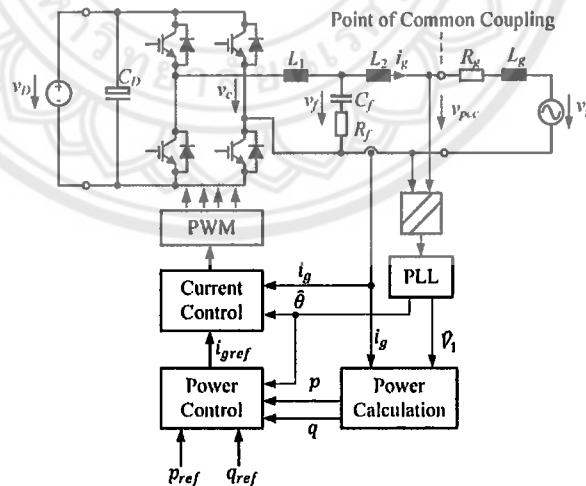
### 3.1 กระแสฮาร์มอนิกส์ในอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

รูปที่ 2-1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อกับสายส่งที่มีวงจรกรองความถี่แบบ LCL โดยเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า ณ จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling: PCC) ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่ง  $R_g$  และ  $L_g$  กระแสฮาร์มอนิกส์จากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นส่งผลให้แรงดันไฟฟ้า ณ จุด PCC มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ดังนี้

$$v_{pcc}(t) = \underbrace{\hat{V}_1 \cos \omega t}_{v_1(t)} + \underbrace{\sum_{n=2}^N \hat{V}_n \cos(n\omega t + \psi_n)}_{v_n(t)} \quad (1)$$

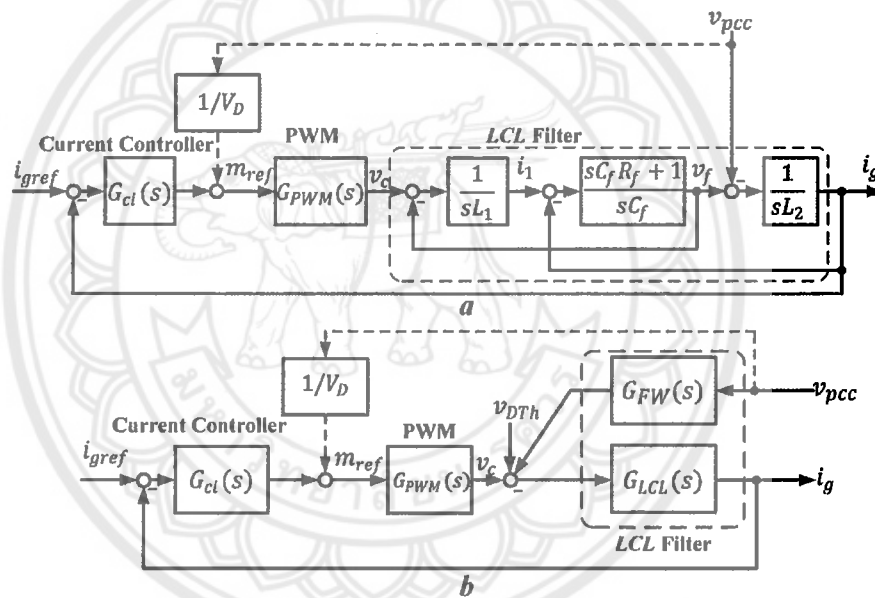
การควบคุมของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสมีเป้าหมายในการควบคุมกระแสให้เป็นรูปคลื่นไซน์ดังนี้

$$i_g(t) = \hat{I}_1 \cos(\omega t + \varphi) \quad (2)$$



รูปที่ 3-1 วงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อกับสายส่ง

กระแสฮาร์มอนิกมีสาเหตุจากแรงดันฮาร์มอนิกที่จุด PCC และแรงดันฮาร์มอนิกที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เนื่องจากปรากฏการณ์ Deadtime ระหว่างสวิตช์ตัวบนและตัวล่างในแต่ละกึ่งของอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 3-2 (a) แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ซึ่งเห็นได้ว่าแรงดัน  $v_{pcc}$  เป็นสิ่งรบกวน (Disturbance) ของระบบควบคุม ถ้าหากว่าแรงดัน  $v_{pcc}$  มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกก็อาจทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกในกระแสเอาต์พุต  $i_g$  ของอินเวอร์เตอร์ได้ นอกจากนี้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์  $v_c$  ยังมีองค์ประกอบฮาร์มอนิก  $v_{DTh}$  เนื่องจาก Deadtime ดังนั้รูปที่ 3-2



รูปที่ 3-2 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_g$  และแรงดัน  $v_{pcc}$  สามารถเขียนอยู่ในรูปแบบของค่าแอดมิตแตนซ์  $Y_{pcc}(s)$  ได้ดังนี้

$$Y_{pcc}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{pcc}(s)} = \frac{-\left(\frac{L_1 C_f s^2}{C_f R_f s + 1} + 1\right) G_{LCL}(s)}{1 + G_{cl}(s) G_{PWM}(s) G_{LCL}(s)} \quad (3)$$

โดยที่  $G_{ci}(s)$  คือ ตัวควบคุมกระแส ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์และการสร้างสัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) สามารถประมาณได้ดังนี้

$$G_{PWM}(s) = V_D e^{-sT_d} \quad (4)$$

โดยที่  $T_d$  เวลาประวิงซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่สวิตช์  $f_{sw}$  และวิธีการสุมัดสัญญาณ ส่วนวงจรกรองความถี่ LCL สามารถเขียนได้ดังนี้

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_g(s)}{v_c(s)} = \frac{sC_f R_f + 1}{C_f L_1 L_2 s^3 + C_f (L_1 + L_2) R_f s^2 + C_f (L_1 + L_2) s} \quad (5)$$

ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_g$  กับแรงดัน  $v_{DTh}$  สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบของค่าแอดมิตแตนซ์  $Y_{DT}(s)$  ได้ดังนี้

$$Y_{DT}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{DTh}(s)} = \frac{G_{LCL}(s)}{1 + G_{ci}(s)G_{PWM}(s)G_{LCL}(s)} \quad (6)$$

ในขณะที่ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i_g$  เทียบกับค่ากระแสคำสั่ง  $i_{gref}$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{i_g(s)}{i_{gref}(s)} = \frac{G_{ci}(s)G_{PWM}(s)G_{LCL}(s)}{1 + G_{ci}(s)G_{PWM}(s)G_{LCL}(s)} \quad (7)$$

จากสมการที่ (3) (6) และ (7) จะเห็นได้ว่าตัวควบคุมกระแสมีบทบาทที่สำคัญในการควบคุมกระแส  $i_g$  ให้มีค่าตามกระแสคำสั่ง  $i_{gref}$  และทำหน้าที่ลดทอนผลกระทบของแรงดันฮาร์มอนิกส์จาก  $v_{pcc}$  และ  $v_{DTh}$  ซึ่งตัวควบคุมกระแส  $G_{ci}(s)$  ควรมีค่าอัตราขยายที่สูง ณ ความถี่ของโครงข่ายไฟฟ้า และ ณ ความถี่ฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ต้องการลดผลกระทบ การใช้เทคนิคป้อนไปข้างหน้า (Feedforward control) ของแรงดัน  $v_{pcc}$  ดังแสดงเป็นเส้นประในรูปที่ 3-2 ก็สามารลดผลกระทบได้ระดับหนึ่ง ถ้าหากไม่คิดผลของเวลาประวิง  $T_d$  ในการสร้างแรงดัน  $v_c$  ของวงจรอินเวอร์เตอร์ค่าแอดมิตแตนซ์  $Y_{pcc}(s)$  มีค่าประมาณได้ดังนี้

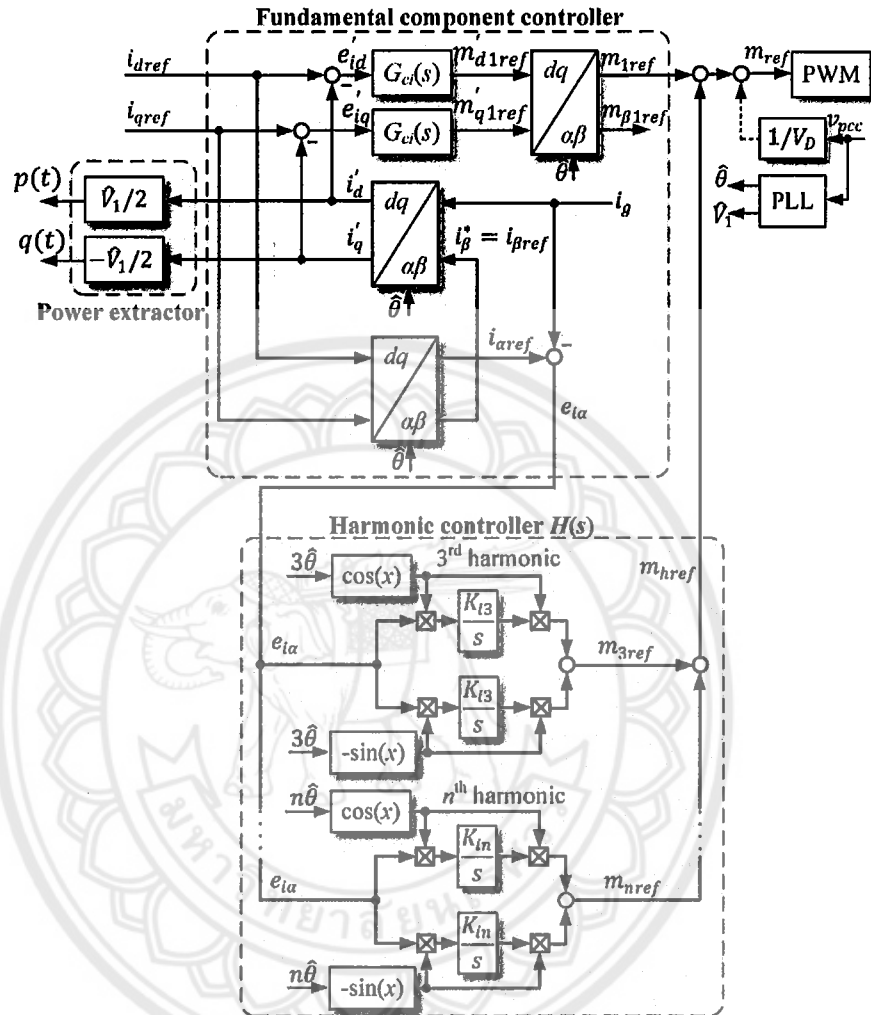
$$Y_{pcc}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{pcc}(s)} \cong \frac{-\left(\frac{L_1 C_f s^2}{C_f R_f s + 1}\right) G_{LCL}(s)}{1 + G_{ci}(s)G_{PWM}(s)G_{LCL}(s)} \quad (8)$$

ซึ่งสามารถสังเกตได้ว่าเมื่อใช้เทคนิคการป้อนไปข้างหน้าของแรงดัน  $v_{pcc}$  ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  และตัวเก็บประจุ  $C_f$  ควรเลือกอย่างเหมาะสมเพื่อให้ลดผลกระทบจากฮาร์มอนิกส์ใน  $v_{pcc}$

### 3.2 ระบบควบคุมสำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่มีความคงทนต่อฮาร์มอนิกส์

- 1) ระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลแบบหลายความถี่ (Multiple unbalanced synchronous reference frame control)

รูปที่ 3-3 แสดงระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลแบบหลายความถี่ (Multiple unbalanced synchronous reference frame) [10, 11] ซึ่งในงานวิจัยนี้เรียกตัวควบคุมชนิดนี้ย่อว่า ตัวควบคุมชนิด DQH [18] โดยอาศัยหลักการแปลงแกนหมุน (Rotating frame transformation) เหมือนกับระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์สามเฟส ในส่วนของระบบควบคุมกระแสสำหรับความถี่มูลฐาน (Fundamental component) โดยกำหนดให้กระแส  $i_g(t)$  เป็นกระแสในแกน  $\alpha$  ในแกนอ้างอิงที่อยู่กับที่ (Stationary reference frame  $\alpha\beta$ ) สำหรับแปลงแกนหมุนจาก  $\alpha\beta$  และให้กระแสอ้างอิง  $i_{\beta ref}(t)$  เป็นกระแสในแกน  $\beta$  ซึ่งมีมุมต่างเฟสที่ล่าช้า  $90^\circ$  กระแสอ้างอิงในแกนจริง  $i_{aref}(t) = i_{gref}(t)$



รูปที่ 3-3 ระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลแบบหลายความถี่ (DQH)

ถ้ากำหนดให้แรงดัน  $v_{pcc}$  มีค่าดังนี้

$$v_{pcc}(t) = \hat{v}_{pcc} \cos \omega t \quad (10)$$

ดังนั้นกระแสในแกน  $\alpha\beta$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_g(t) \\ i_{\beta ref}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{I} \cos(\omega t + \phi) \\ \hat{I}_{gref} \sin(\omega t + \phi_{ref}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

เมื่อแปลงกระแสให้อยู่ในแกนหมุน  $dq$  ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{gd}(t) \\ i_{gq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

โดยที่กระแสในแกน  $dq$   $i_{gd}(t)$  และ  $i_{gq}(t)$  มีองค์ประกอบของกระแสตรงทำให้สามารถใช้ตัวควบคุมแบบ PI สำหรับควบคุมให้กระแสผิดพลาดเป็นศูนย์ได้ หลังจากนั้นจึงสามารถนำไปรวมกับค่าป้อนไปหน้า ร่วมกับแรงดัน  $v_{pcc}$  และแรงดันจากตัวควบคุมกระแสฮาร์มอนิกส์  $v_{href}$  ก่อนนำไปสร้างสัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) เพื่อส่งงานให้วงจรขับเกต Gate driver ส่งงาน IGBTs ต่อไป ดังนั้นเมื่ออยู่ในสภาวะคงตัว Steady state กระแสในแกน  $dq$  มีค่าดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} = \hat{I}_{gref} \begin{bmatrix} \cos \phi_{ref} \\ \sin \phi_{ref} \end{bmatrix} \quad (13)$$

กำลังไฟฟ้าชั่วขณะ (Instantaneous power) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} p(t) \\ q(t) \end{bmatrix} = \frac{v_{pcc}}{2} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} = \frac{v_{pcc} \hat{I}_{gref}}{2} \begin{bmatrix} \cos \phi_{ref} \\ \sin \phi_{ref} \end{bmatrix} \quad (14)$$

จากสมการที่ (14) เห็นได้ว่าวิธีการควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลนี้มีข้อดีในการควบคุมค่าชั่วขณะกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟารีแอกทีฟสามารถควบคุมได้โดยตรงผ่านทางกระแส  $i_{gd}$  และ  $i_{gq}$  นอกจากนั้นได้มีการพิสูจน์ว่าวิธีการควบคุมแบบนี้ให้คุณสมบัติที่เทียบเคียงกับตัวควบคุมแบบ PR (Proportional-Resonant Controller) [7, 19] ซึ่งมีอัตราขยายที่มีค่าเป็นอนันต์ที่ความถี่ของระบบไฟฟ้าดังนี้

$$G_{dq}^s(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} \quad (15)$$

สำหรับตัวควบคุมกระแสฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่ลำดับ  $n$  ผู้วิจัยได้ใช้ตัวควบคุมแบบแกนหมุนไม่สมดุลเช่นเดียวกับความถี่มูลฐาน แต่ตัวควบคุมกระแสฮาร์มอนิกส์นี้อยู่ในรูปแบบของแกนหนึ่ง

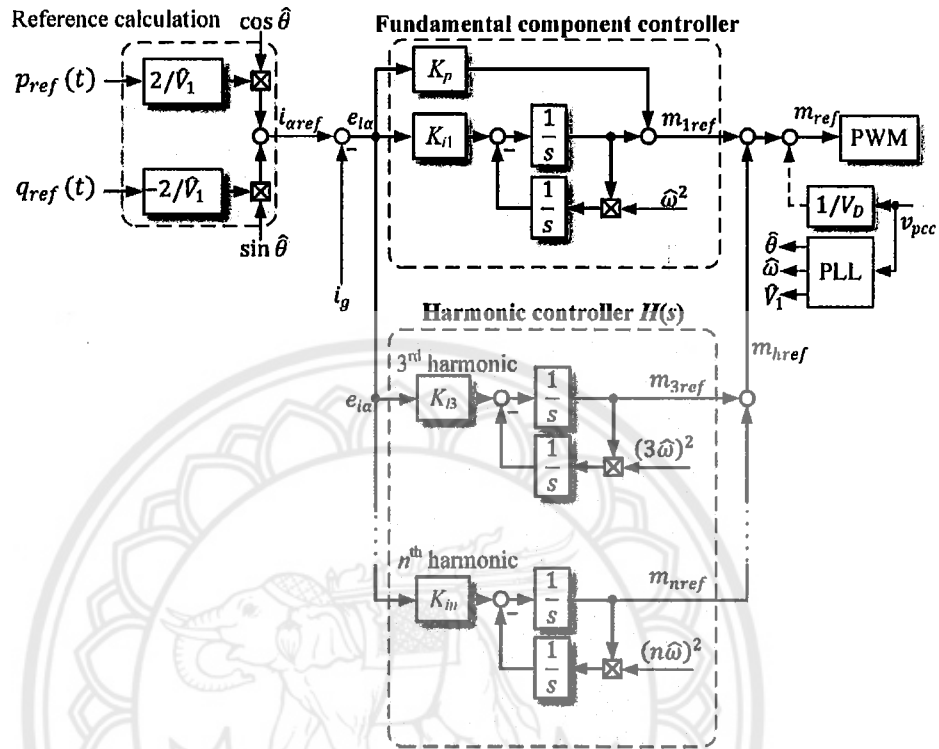
(Stationary frame structure) เพื่อให้มีโครงสร้างที่ง่าย และใช้เพียงตัวควบคุมแบบ Integrator ในแกน  $dq$  ของแต่ละฮาร์โมนิกเท่านั้น ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนที่เทียบเคียงในแกนนี้สามารถเขียนได้ดังนี้

$$G_{ci}^s(s) = \underbrace{K_p + \frac{K_{i1}s}{s^2 + \omega^2}}_{1^{st}harmonic} + \sum_{n=3}^k \underbrace{\frac{K_{in}s}{s^2 + (n\omega)^2}}_{n^{th}harmonics} \quad (16)$$

ซึ่งสามารถสังเกตได้ว่าตัวควบคุม DQH นี้มีอัตราขยายเป็นอนันต์ (Infinite gain) ณ ความถี่มูลฐานและความถี่ฮาร์โมนิกลำดับ  $n$  เพื่อช่วยติดตามกระแสคำสั่ง  $i_{gref}$  และลดผลกระทบของแรงดันฮาร์โมนิกจาก  $v_{pcc}$  และ  $v_{DTh}$

2) ระบบควบคุมแบบสัดส่วนและรีโซแนนซ์หลายความถี่ (Proportional-multi-resonance control)

ผู้วิจัยได้เลือกระบบควบคุมแบบสัดส่วนและรีโซแนนซ์หลายความถี่ (Proportional-multi-resonance control: PMR) ดังรูปที่ 3-4 ซึ่งนิยมใช้ในการควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนเพราะสามารถควบคุมเป็นแกนอ้างอิงที่อยู่กับที่ (Stationary reference frame) ส่งผลให้ใช้ทรัพยากรในการคำนวณที่ต่ำเมื่อเทียบกับระบบควบคุมแบบ DQH ในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยได้เลือกใช้ตัวควบคุมรีตซแนนซ์ในรูปแบบ Double integrator ที่สามารถปรับความถี่รีโซแนนซ์ตามความถี่ของระบบไฟฟ้าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงได้ โดยที่มี Phase Locked Loop (PLL) สำหรับประมาณค่าความถี่และมุมเฟสของแรงดัน  $v_{pcc}$  ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PMR เหมือนกับของตัวควบคุมแบบ DQH ดังสมการที่ (16) แต่อย่างไรก็ตามตัวควบคุมแบบ PMR ไม่สามารถแยกองค์ประกอบค่าชั่วขณะของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟารีแอกทีฟได้เหมือนกับตัวควบคุมแบบ DQH

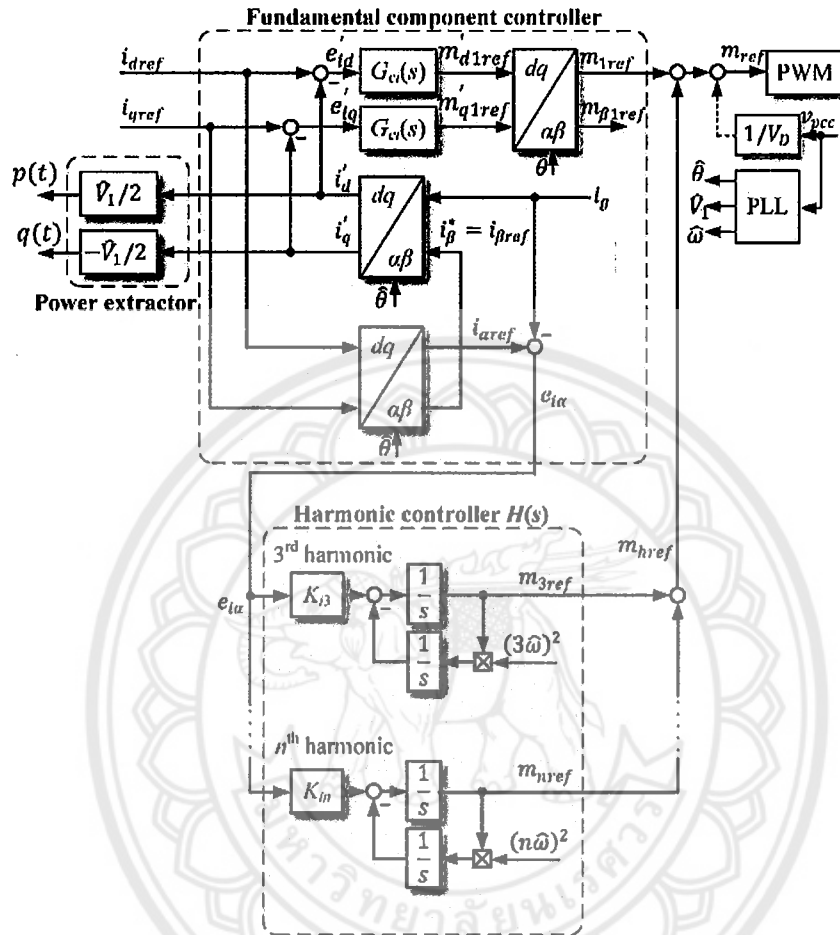


รูปที่ 3-4 ระบบควบคุมแบบสัดส่วนและรีโซแนนซ์หลายความถี่

- 3) ระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลและรีโซแนนซ์หลายความถี่ (Unbalanced synchronous reference frame current control with multi-resonant harmonic control)

รูปที่ 3-5 แสดงระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลและรีโซแนนซ์หลายความถี่ (Unbalanced synchronous reference frame current control with multi-resonant harmonic control) ซึ่งผสมข้อดีของระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลที่สามารถแยกองค์ประกอบองค์ประกอบค่าชั่วขณะของกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟารีแอกทีฟ โดยนำมาใช้ในการควบคุมกระแสความถี่มูลฐาน และใช้ระบบควบคุมรีโซแนนซ์หลายความถี่เพื่อใช้ในการชดเชยฮาร์มอนิกส์ ซึ่งมีโครงสร้างที่ง่ายและใช้ทรัพยากรในการคำนวณที่ต่ำ โดยในงานวิจัยเรียกตัวควบคุมชนิดนี้ว่าย่อว่า DQMR ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกับของตัวควบคุมแบบ DQH และตัวควบคุมแบบ PMR ดังสมการที่ (16)





รูปที่ 3-5 ระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลและรีโซแนนซ์หลายความถี่

### 3.3 การออกแบบระบบควบคุมกระแสที่มีตัวชดเชยฮาร์โมนิกส์

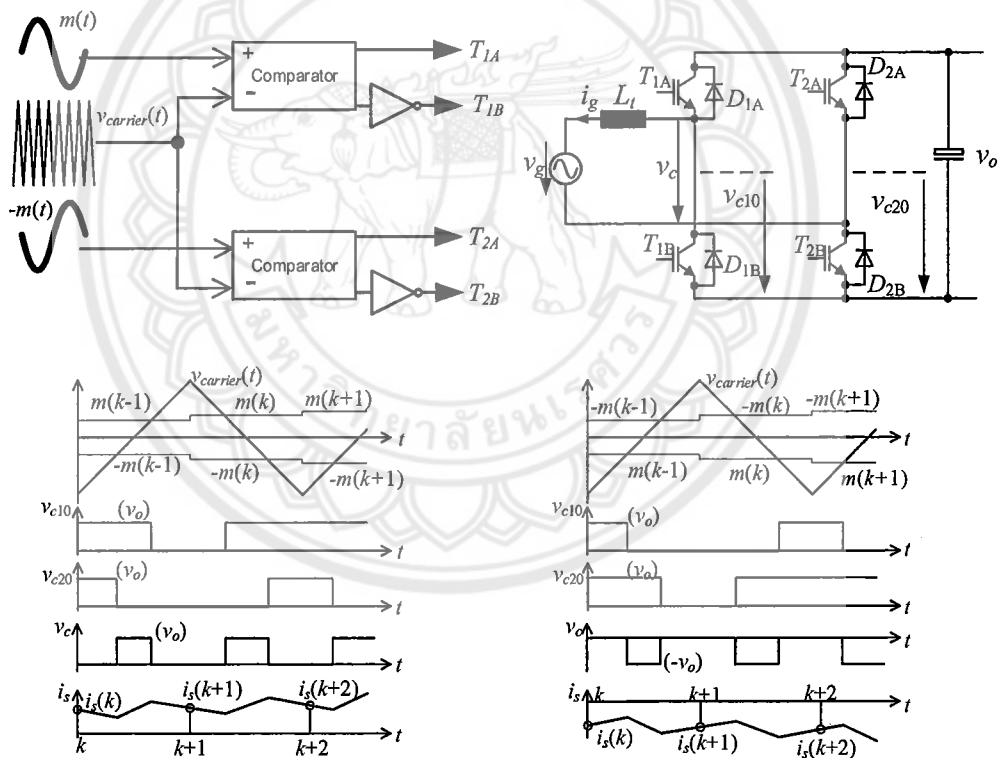
งานวิจัยนี้ได้เลือกใช้สัญญาณกระแสในโครงข่ายไฟฟ้า  $i_g$  เป็นตัวแปรที่ใช้ในการควบคุม (Grid current feedback) ดังนั้นขนาดอุปกรณ์ของวงจรกรองถี่แบบ LCL ต้องต้องเลือกมีค่ารีโซแนนซ์  $f_{LCLr}$  ให้สัมพันธ์กับความถี่ในการสุม  $f_s$  ดังต่อไปนี้เพื่อให้ระบบควบคุมสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ [20]

$$\frac{f_s}{6} < f_{LCLr} < f_s/2 \quad (17)$$

โดยที่

$$f_{LCLr} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}} C_f} \quad (18)$$

ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้การสร้างสัญญาณ PWM แบบ Unipolar และสุมัดสัญญาณกระแสให้สัมพันธ์กับการสร้างสัญญาณ PWM ดังรูปที่ 3-6 โดยที่ความถี่ในการสุม  $f_s$  มีค่าเป็นสองเท่ากับความถี่สวิตซ์  $f_{sw}$  ซึ่งสุมัดค่าสัญญาณกระแสเมื่อสัญญาณพาหะรูปสามเหลี่ยมมีค่าต่ำสุดและสูงสุด ณ การสุม  $k$  หลังจากนั้นระบบควบคุมทำการคำนวณและสร้างสัญญาณคำสั่งสำหรับสร้างแรงดันที่อินเวอร์เตอร์ ณ เวลา  $k + 1$  และผลการควบคุมจากการสุมัดสัญญาณ ณ เวลา  $k$  จะมีผลกับสัญญาณกระแส ณ เวลา  $k + 1$  ดังนั้นระบบควบคุมจึงมีเวลาประวิงรวมเท่ากับ  $T_d = 2/f_s$



รูปที่ 3-6 การสร้างสัญญาณ PWM แบบ Unipolar และการสุมัดค่าสัญญาณกระแส

ตารางที่ 3-1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ซึ่งวงจรรองความถี่แบบ LCL มีค่ารีโซแนนซ์  $f_{LCLr} = 5.03$  kHz ขณะที่ความถี่ในการสุ่มวัดสัญญาณ  $f_s = 20$  kHz ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขในสมการที่ (17) ดังนั้นระบบควบคุมจึงมีเสถียรภาพในการทำงาน

ตารางที่ 3-1 ค่าพารามิเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

Variables	Values
DC voltage $V_D$	400 V
PCC nominal voltage $V_{pcc}$	230 V
Grid frequency $f$	50 Hz
PWM carrier frequency $f_{sw}$	10 kHz
Sampling frequency $f_s$	20 kHz
Inverter-side inductor $L_1$	1 mH
$L_1$ winding resistance $R_1$	0.07 $\Omega$
Grid-side inductor $L_2$	1 mH
$L_2$ winding resistance $R_2$	0.07 $\Omega$
Filter capacitor $C_f$	2 $\mu$ F
Damping resistance $R_f$	2.2 $\Omega$

ว ๐๐  
4๙6  
ร.ร.๓๓๗  
๗/๓๒/๕  
๒๕๖๓  
1049388



- 9 มี.ค. 2565 สำนักหอสมุด

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม DQH, PMR และ DQMR สามารถใช้วิธีเดียวรวมกันได้เพราะมีฟังก์ชันถ่ายโอนที่เหมือนกัน การออกแบบระบบควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสมีหลักการในการเลือกความถี่แบนด์วิธ (Bandwidth frequency) ที่ต่ำกว่า  $f_{LCLr}$  ซึ่งในช่วงความถี่ต่ำดังกล่าววงจรกรองความถี่แบบ LCL มีพฤติกรรมเหมือนกับวงจรกรองความถี่แบบ L filter ดังนั้นตัวเก็บประจุ  $C_f$  และค่าความต้านทาน  $R_f$  จึงสามารถไม่นำมาพิจารณาในการออกแบบตัวควบคุม และพิจารณาเฉพาะตัวควบคุมสำหรับความถี่มูลฐาน ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด (Open loop transfer function) ของระบบควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสสามารถเขียนได้ดังนี้

$$G_o(s) = \underbrace{K_p \left( 1 + \frac{K_{i1}}{K_p} \cdot \frac{s}{(s^2 + \omega^2)} \right)}_{\text{Current controller}} \underbrace{V_D e^{-sT_d}}_{\text{PWM}} \underbrace{\frac{1}{sL_t + R_t}}_{\text{LCL filter}} \quad (19)$$

โดยที่  $L_t = L_1 + L_2$  และ  $R_t = R_1 + R_2$  มุมเฟสของ  $G_o(j\omega_c)$  ณ ความถี่  $\omega_c$  มีค่าประมาณ

$$\angle G_o(j\omega_c) \approx \tan^{-1} \left( \omega_c \frac{K_p}{K_{i1}} \right) - \frac{\pi}{2} - \omega_c T_d - \tan^{-1} \left( \omega_c \frac{L_t}{R_t} \right) \quad (20)$$

ณ ความถี่ Cross-over  $\omega_c$  ซึ่งมีค่าสูงค่าความถี่ของระบบไฟฟ้ามาก ทำให้มุมเฟสเกิดขึ้นจากพจน์  $\omega_c K_p / K_{i1}$  และพจน์  $\omega_c L_t / R_t$  ซึ่งลู่เข้าหามุม  $\pi/2$  ดังนั้นความถี่  $\omega_{c,max}$  ที่สูงที่สุดสำหรับค่ามุมเฟสปลอดภัย (Phase margin)  $\phi_m$  มีค่าดังนี้ [21]

$$\omega_{c,max} = \frac{\pi/2 - \phi_m}{T_d} \quad (21)$$

อัตราขยายสำหรับตัวควบคุมสัดส่วน  $K_p$  สามารถคำนวณได้จาก

$$K_p \approx \frac{\omega_{c,max} L_t}{V_D} = \frac{\pi/2 - \phi_m}{T_d} \cdot \frac{L_t}{V_D} \quad (22)$$

ส่วนอัตราขยายสำหรับตัวควบคุม Integrator และตัวควบคุมรีโซแนนซ์ สามารถหาได้จากสมมุติฐานมุมเฟสของตัวควบคุม ณ ความถี่  $\omega_c$  มีค่าใกล้เคียง  $90^\circ$  ถ้ากำหนดให้  $\tan^{-1} \left( \frac{\omega_c K_p}{K_{i1}} \right) = 85^\circ$  ดังนั้นความถี่มูลฐานสามารถหาได้จาก

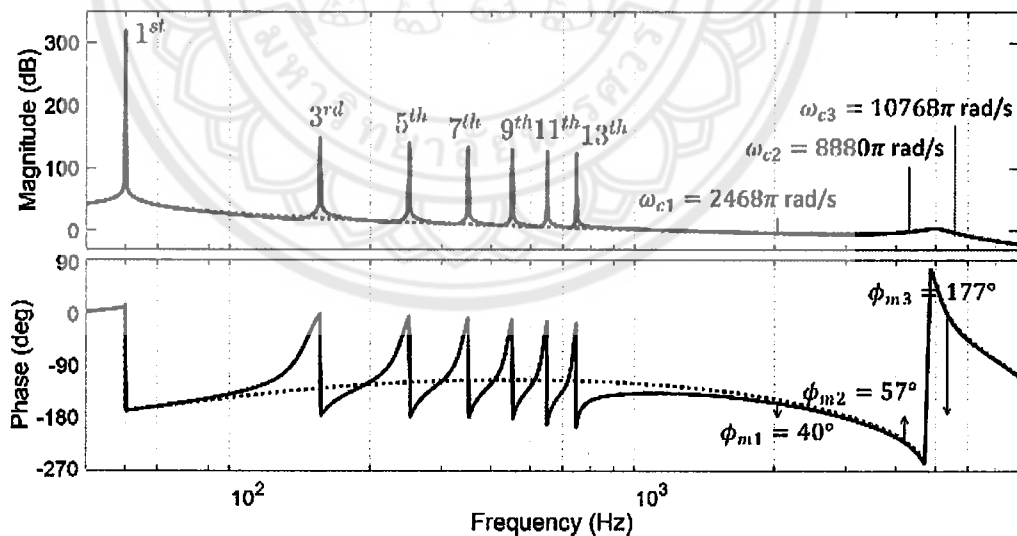
$$K_{i1} = \frac{\omega_{c,max}}{10 K_p} \quad (23)$$

จากสมการที่ (21) ถ้ากำหนดให้  $\phi_m = 60^\circ$  ทำให้  $\omega_{c,max} = 2,222\pi$  rad/s หรือ 1,111 Hz หลังจากนั้นจึงสามารถคำนวณหา  $K_p$  และ  $K_{i1}$  จากสมการที่ (22) และ (23) ตามลำดับ ในงานวิจัย

นี้ได้ทำการชดเชยฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 3<sup>rd</sup> 5<sup>th</sup> 7<sup>th</sup> 9<sup>th</sup> 11<sup>th</sup> และ 13<sup>th</sup> โดยกำหนดอัตราขยายสำหรับตัวควบคุมฮาร์มอนิกส์ทุกลำดับดังนี้

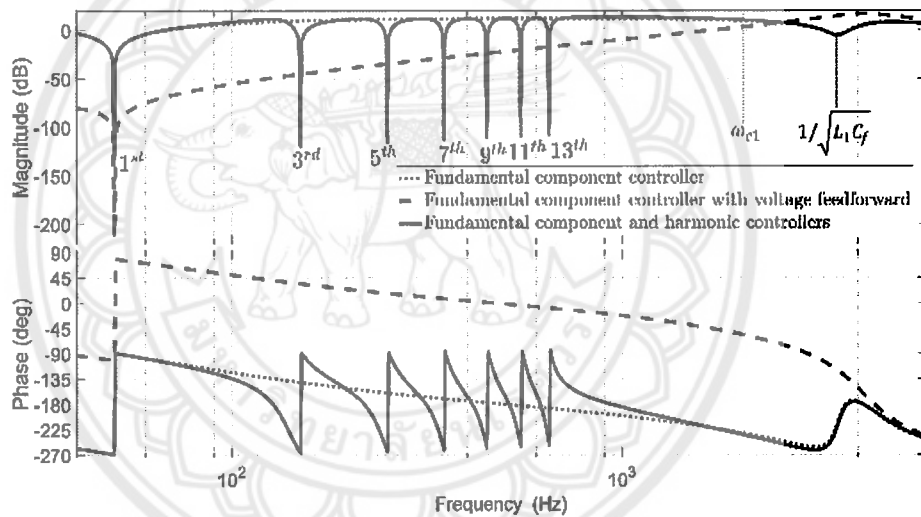
$$K_{in} = \frac{K_{t1}}{3} \quad (24)$$

รูปที่ 3-7 ผลตอบสนองเชิงความถี่แบบเปิดของระบบควบคุมกระแสเฉพาะความถี่มูลฐาน เทียบกับความถี่มูลฐานและความถี่ฮาร์มอนิกส์ ผลตอบสนองเชิงความถี่มีความถี่ Cross-over  $\omega_{c1}$  ณ บริเวณที่ใกล้เคียงความถี่แบนด์วิธ และอีก 2 ความถี่  $\omega_{c2}$  และ  $\omega_{c3}$  บริเวณความถี่รีโซแนนซ์ของวงจรกรอง LCL ถ้าพิจารณาเฉพาะระบบควบคุมความถี่มูลฐาน ระบบควบคุมแบบเปิดมีอัตราขยายที่ความถี่มูลฐานที่สูงมากกว่า 300 dB เพื่อให้ในการควบคุมให้ติดตามกระแสคำสั่งที่มีความถี่มูลฐาน ที่ความถี่  $\omega_{c1} = 2,468\pi$  rad/s มี  $\phi_m = 57^\circ$  ซึ่งใกล้เคียงกับเป้าหมายในการออกแบบ หลังจากเพิ่มระบบชดเชยฮาร์มอนิกส์ส่งผลให้มีอัตราขยายที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่ต้องการชดเชยมีค่าสูงมากกว่า 100 dB สำหรับกำจัดแรงดันฮาร์มอนิกส์ที่เข้ามาในระบบควบคุม แต่ก็ทำให้  $\phi_m$  มีค่าลดลงเหลือ  $40^\circ$  แต่ก็ยังคงเพียงพอสำหรับควบคุมอย่างมีเสถียรภาพ

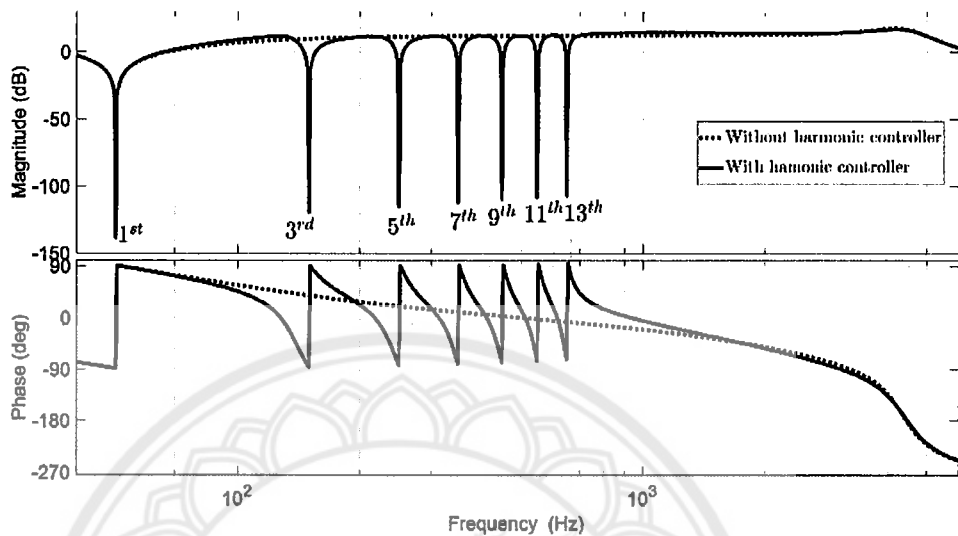


รูปที่ 3-7 ผลตอบสนองเชิงความถี่แบบเปิดของระบบควบคุมกระแสสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

รูปที่ 3-8 แสดงผลตอบสนองของเชิงความถี่ของกระแส  $i_g$  เทียบกับแรงดัน  $v_{pcc}$  ที่เป็นสิ่งรบกวนของระบบควบคุมซึ่งพล็อตจากสมการที่ (3) และ (8) สามารถสังเกตได้ว่าถ้ามีเฉพาะตัวควบคุมความถี่มูลฐานไม่ตอบสนองต่อความถี่มูลฐานของแรงดัน  $v_{pcc}$  เมื่อมีการบิดไปข้างหน้าของแรงดัน  $v_{pcc}$  เห็นได้ว่าผลตอบสนองของ  $i_g$  ในช่วงความถี่ไม่เกิน 1,000 Hz มีค่าลดลงมาเล็กน้อย แต่เมื่อใส่ระบบควบคุมฮาร์โมนิกส์เพิ่มทำให้ผลตอบสนองของ  $i_g$  ต่อฮาร์โมนิกส์ในแรงดัน  $v_{pcc}$  มีค่าลดลงอย่างชัดเจน ในทำนองเดียวกันผลตอบสนองของ  $i_g$  ต่อแรงดันฮาร์โมนิกส์เนื่องจากปรากฏการณ์ Deadtime  $v_{DTh}$  ก็มีค่าลดลงเมื่อใส่ตัวควบคุมฮาร์โมนิกส์ดังรูปที่ 3-9 ที่พล็อตจากสมการที่ (6)



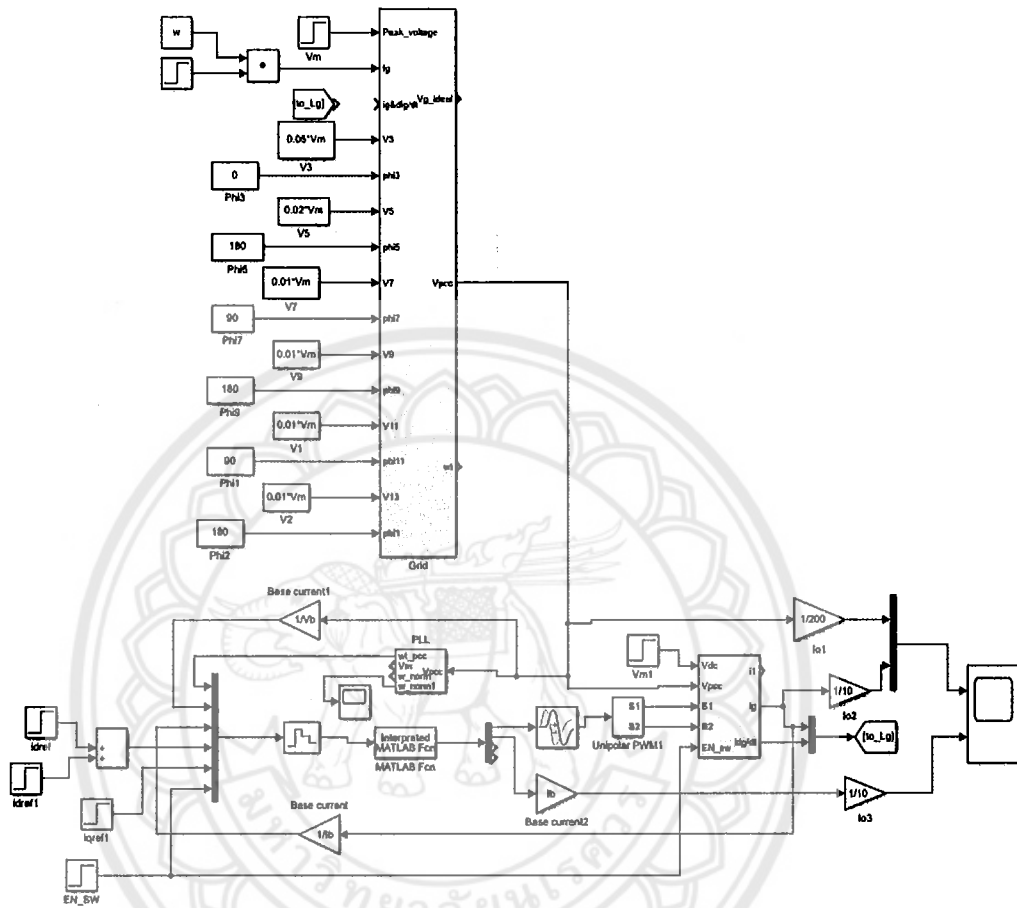
รูปที่ 3-8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแส  $i_g$  เทียบกับแรงดัน  $v_{pcc}$



รูปที่ 3-9 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของกระแส  $i_g$  เทียบกับแรงดัน  $v_{DTh}$

### 3.4 การจำลองการทำงานและพัฒนาระบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

ผู้วิจัยได้สร้างแบบจำลองอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีรายละเอียดของอุปกรณ์ดังตารางที่ 3-1 โดยที่แบบจำลองดังกล่าวได้สร้างบนโปรแกรม MATLAB/Simulink ดังแสดงในรูปที่ 3-10 ซึ่งแบบจำลองนี้ได้ใช้จำลองการทำงานของสวิทช์ในอินเวอร์เตอร์ด้วยวิธีการ Switched circuit modelling [22] โดยที่ในส่วนของภาคกำลังถูกจำลองในแบบเวลาต่อเนื่องโดยที่ค่าตัวเลขอยู่ในหน่วยทางกายภาพ (Physical units) ซึ่งประกอบด้วยหน่วยแรงดันและกระแสไฟฟ้า ส่วนภาคควบคุมถูกจำลองในรูปแบบของ Discrete time ที่ถูกเขียนในรูปแบบ MATLAB function ความถี่ในการสุ่ม  $f_s$  มีค่าเป็นสองเท่ากับความถี่สวิทช์  $f_{sw}$  โดยที่ระบบตัวเลขภาคควบคุมถูกแปลงให้อยู่ในรูปแบบ Per Unit เหมือนกับที่ใช้ในระบบควบคุมจริงบนตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) แบบจำลองการทำงานมี Step Size ขนาดใหญ่สุดเท่ากับ  $T_s/400$  โดยที่  $T_s = 1/f_s$  ดังนั้นพารามิเตอร์ที่ใช้ในระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองจึงสามารถนำไปใช้ในระบบควบคุมที่พัฒนาบนไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ทันที



รูปที่ 3-10 แบบจำลอง MATLAB/Simulink ของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

รูปที่ 3-11 ต้นแบบของวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส พิกัดกำลัง 1.5 kVA โดยใช้ IGBT Module Semikron SKM50GB12T4 และวงจรขั้วเกต Semikron SKHI22B วงจรกรองความถี่ LCL สร้างขึ้นจากตัวเหนี่ยวนำที่พันบนเหล็กชนิด Amorphous และตัวเก็บประจุชนิดฟิล์ม ในส่วนของภาคควบคุมได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 32 บิต เบอร์ TMS320F28069 เป็นตัวควบคุม โดยมีวงจรดิจิตอลบัฟเฟอร์สำหรับเชื่อมต่อสัญญาณ PWM จากไมโครคอนโทรลเลอร์ไปที่วงจรขั้วเกต และวงจรอนาล็อกบัฟเฟอร์สำหรับปรับระดับสัญญาณเพื่อเชื่อมต่อเซ็นเซอร์วัดกระแสแหล่งจ่ายแรงดันแหล่งจ่าย และแรงดันบัสไฟตรง เข้ากับตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลขนาด 12 บิต



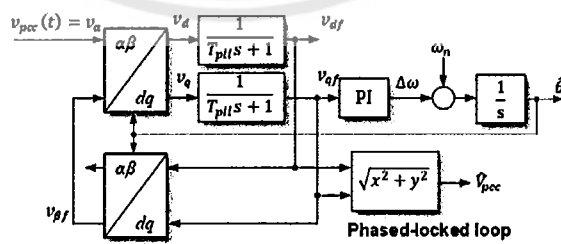
ที่อยู่ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ ในระบบควบคุมนี้ใช้ Inverse Park transformation PLL รูปที่ 3-12 สำหรับสร้างสัญญาณในการเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า (Grid synchronization)

Integrator สำหรับตัวควบคุมพีไอใช้วิธีการประมาณแบบ Backward difference สำหรับพัฒนาเป็นระบบควบคุมดิจิทัล ส่วน Integrator ของตัวควบคุมรีโซแนนซ์ใช้วิธีประมาณแบบ Forward difference สำหรับ Integrator ที่ป้อนไปข้างหน้า ส่วน Integrator ตัวที่ป้อนกลับใช้วิธีการประมาณด้วยวิธี Backward difference [23] บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมรีโซแนนซ์แบบดิจิทัล แสดงดังรูปที่ 3-13

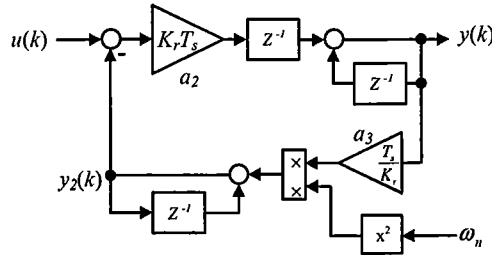
ในการทดสอบต้นแบบอินเวอร์เตอร์ผู้วิจัยได้ใช้ Grid simulator สำหรับจำลองแรงดัน  $V_{pcc}$  โดยสร้างแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ 230 V 50 Hz และใส่แรงดันฮาร์มอนิกดังตารางที่ 3-2 สำหรับทดสอบระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะแรงดันไฟฟ้าที่มีรูปร่างบิดเบี้ยวที่มีค่าผิดเพี้ยนฮาร์มอนิก (Total Harmonic Distortion: THD)  $THD_v = 5.74\%$  ในส่วนของแรงดันฮาร์มอนิกจาก Deadtime สามารถปรับได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์โดยทดสอบ 2 ค่า ที่ เวลา  $t_{DT} = 1 \mu s$  และ  $t_{DT} = 4 \mu s$  นอกจากนั้นผู้วิจัยได้ปรับความถี่เพื่อทดสอบความสามารถในการปรับตัวของระบบควบคุม (Frequency adaptation)



รูปที่ 3-11 ต้นแบบห้องปฏิบัติการอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส



รูปที่ 3-12 Inverse Park transformation PLL สำหรับเชื่อมต่อกับโครงข่ายไฟฟ้า



รูปที่ 3-13 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมรีโซแนนซ์ที่แปลงเป็นระบบดิจิทัลแบบ Forward-backward difference

ตารางที่ 3-2 องค์ประกอบของแรงดันฮาร์มอนิกส์สำหรับทดสอบการทำงานของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

$V_1$	$V_3$	$V_5$	$V_7$	$V_9$	$V_{11}$	$V_{13}$
230 Vrms	5%	2%	1%	1%	1%	1%

### 3.5 ผลการทดลอง

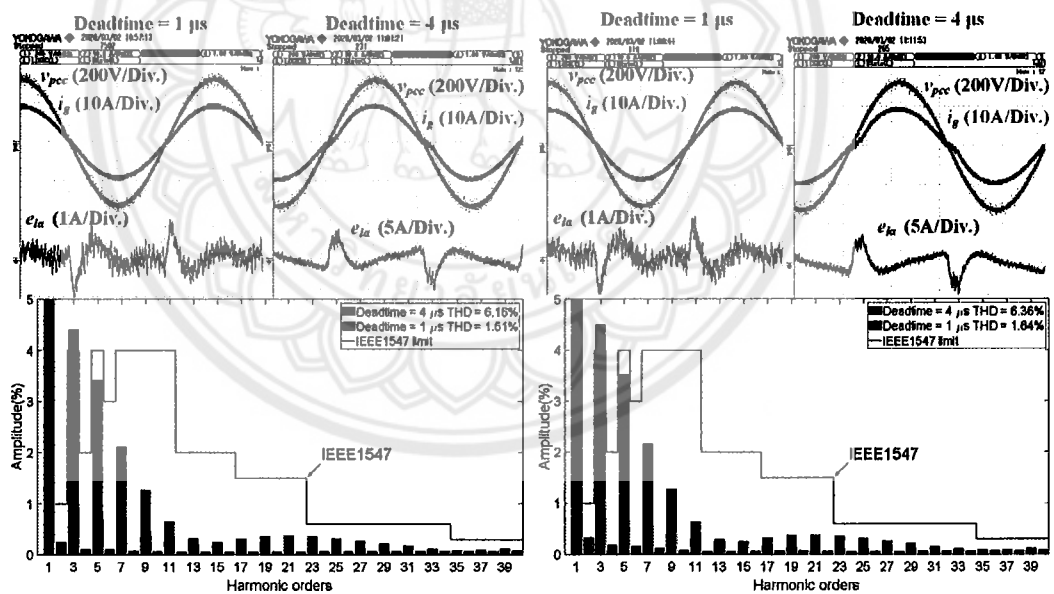
#### 1) ระบบควบคุมกระแสเฉพาะความถี่มูลฐาน

ในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมกระแสเฉพาะความถี่มูลฐานโดยประกอบด้วยระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุล DQ ซึ่งพิจารณาเฉพาะความถี่มูลฐานของระบบควบคุมในรูปที่ 3-3 และระบบควบคุมแบบสัดส่วนและรีโซแนนซ์ PR เฉพาะส่วนของความถี่มูลฐานในรูปที่ 3-4 โดยทำการทดสอบให้อินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้า 1.5 kW เข้าสู่โครงข่ายไฟฟ้าที่จำลองโดย Grid simulator

รูปที่ 3-14 แสดงผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ของตัวควบคุม (ก) ตัวควบคุมแบบ DQ (ข) ตัวควบคุมแบบ PR ซึ่งทดสอบภายใต้เวลา  $t_{DT} = 1 \mu s$  และ  $t_{DT} = 4 \mu s$  จากรูปสามารถสังเกตได้ว่าเมื่อ  $t_{DT} = 1 \mu s$  ระบบควบคุมทั้ง 2 แบบ สามารถควบคุมให้กระแสมีรูปร่างที่ใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์โดยมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่ต่ำ  $THD_i = 1.51\%$  สำหรับระบบควบคุมแบบ DQ และ  $THD_i = 1.64\%$  สำหรับระบบควบคุมแบบ PR

ซึ่งมีสอดคล้องกับมาตรฐาน IEEE 1547 [24] ที่การไฟฟ้านครหลวงและการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค อ่างอิง แต่ถ้าเวลา Deadtime มีค่าเพิ่มขึ้น  $t_{DT} = 4 \mu s$  ระบบควบคุมทั้ง 2 แบบ มีกระแสฮาร์มอนิกที่ 3 มีค่าเกิน 4% และค่า  $THD_i$  สูงกว่า 6% ซึ่งไม่สอดคล้องกับมาตรฐาน IEEE 1547

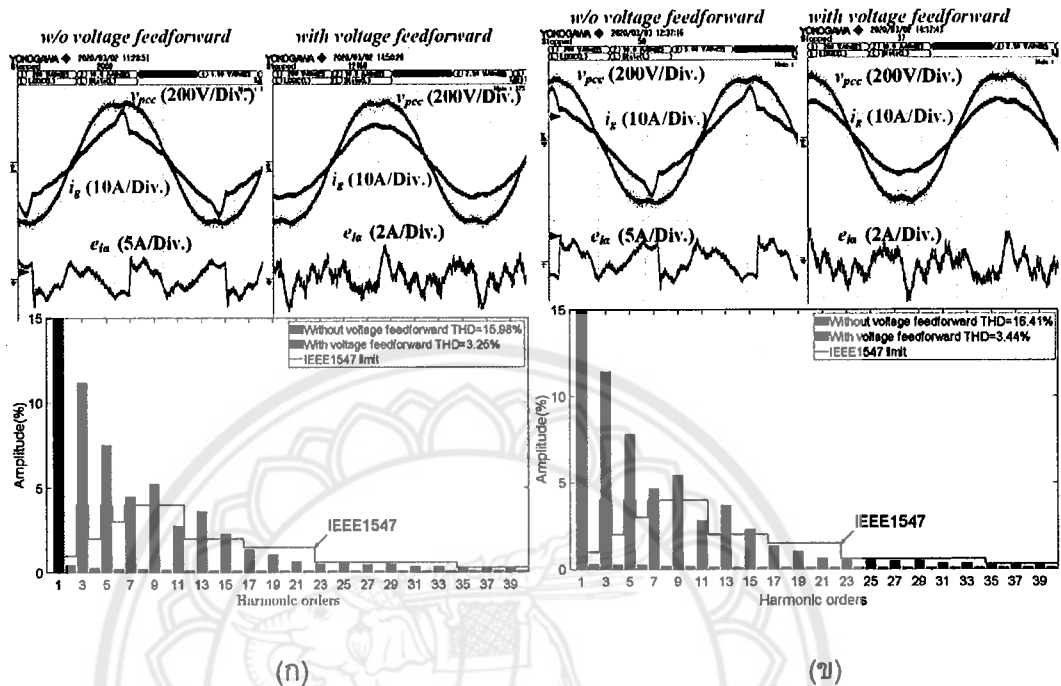
กรณีที่แรงดัน  $v_{pcc}$  มีรูปร่างที่บิดเบี้ยวและ  $t_{DT} = 1 \mu s$  ส่งผลให้กระแส  $i_g$  ภายใต้ระบบควบคุมแบบ DQ และแบบ PR มีค่า  $THD_i$  สูงเกินกว่า 15% รูปที่ 3-15 ซึ่งผลกระทบของแรงดันฮาร์มอนิกนี้สามารถบรรเทา (Mitigation) ได้โดยใช้การป้อนไปข้างหน้าของแรงดัน  $v_{pcc}$  (โดยเรียกระบบความถี่ว่า DQFW และ PRFW) ทำให้กระแสยังคงมีความฮาร์มอนิกที่แต่ละลำดับและค่า  $THD_i$  ไม่เกินค่าในมาตรฐาน IEEE 1547 ซึ่งสอดคล้องกับการวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ในรูปที่ 3-8 แต่ถ้าหาก Deadtime มีค่าสูง  $t_{DT} = 4 \mu s$  ดังรูปที่ 3-16 การป้อนไปข้างหน้าของแรงดัน  $v_{pcc}$  ยังคงช่วยลดกระแสฮาร์มอนิกแต่ไม่สามารถทำให้อยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 1547 ได้



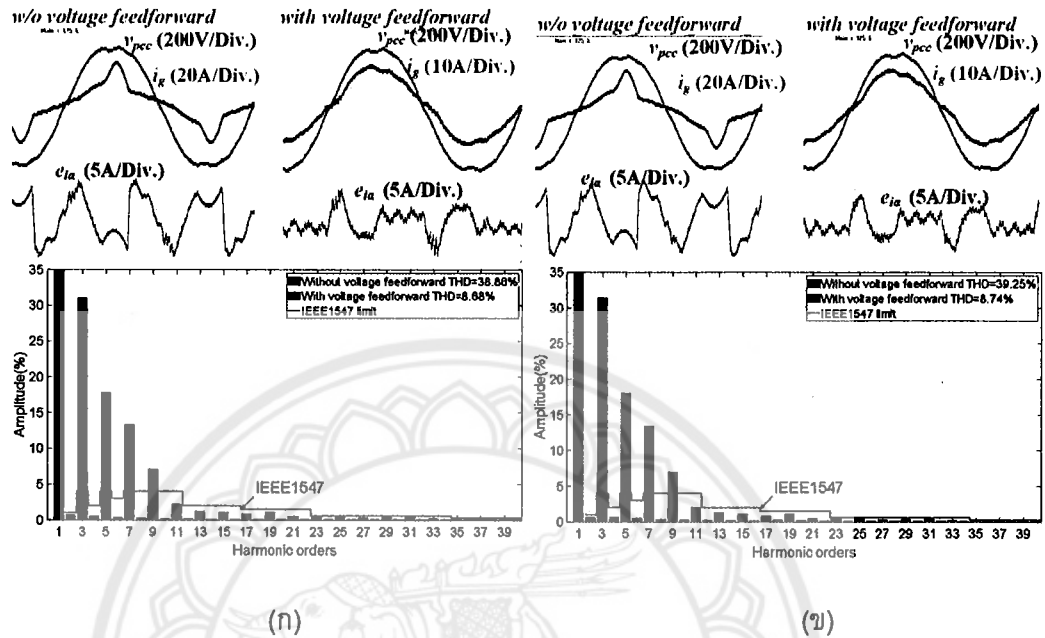
(ก)

(ข)

รูปที่ 3-14 ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ (ก) ตัวควบคุมแบบ DQ (ข) ตัวควบคุมแบบ PR



รูปที่ 3-15 ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวและเวลา  $t_{DT} = 1 \mu s$  (ก) ตัวควบคุมแบบ DQ (ข) ตัวควบคุมแบบ PR



รูปที่ 3-16 ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวและเวลา  $t_{DT} = 4 \mu s$  (ก) ตัวควบคุมแบบ DQ (ข) ตัวควบคุมแบบ PR

## 2) ระบบควบคุมกระแสที่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์

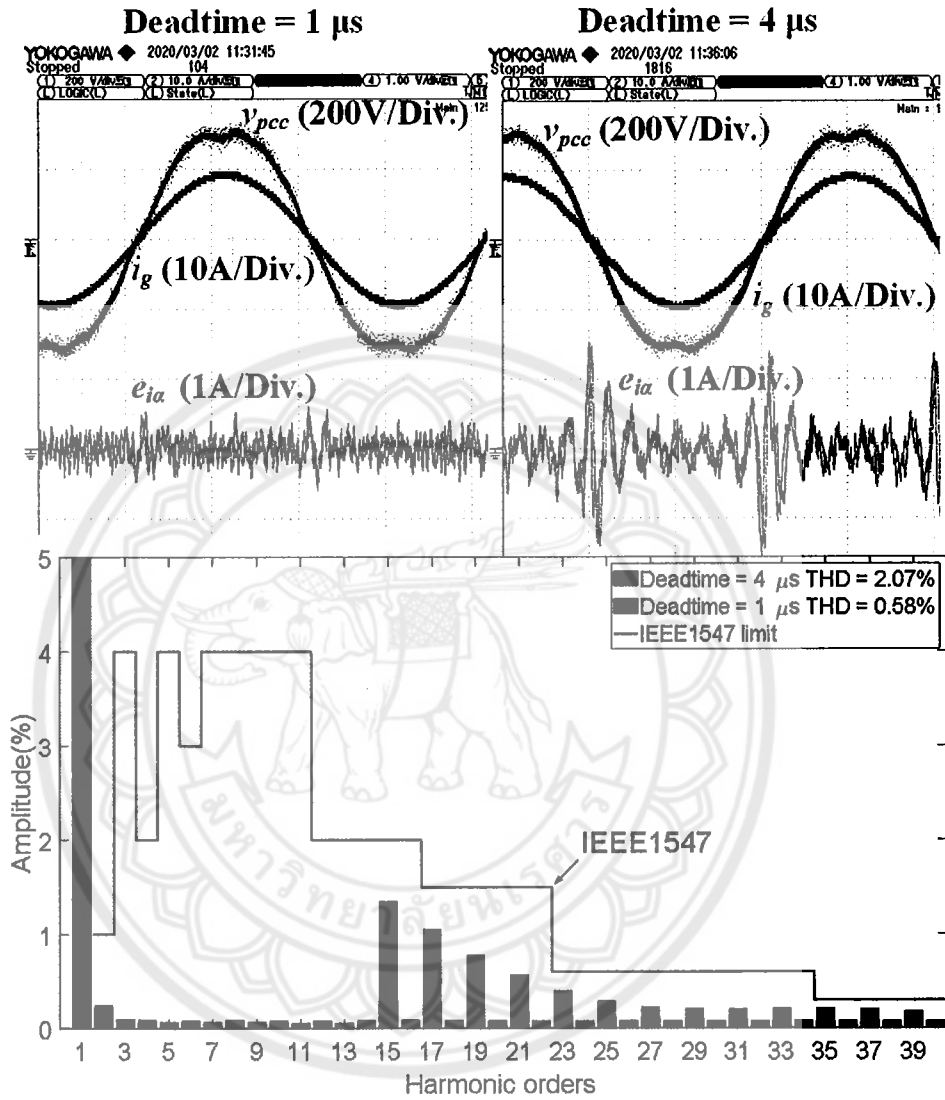
ระบบควบคุมกระแสที่มีตัวชดเชยฮาร์มอนิกส์ทั้ง 3 ชนิด แบบ DQH PMR และ DQMR ได้ถูกทดสอบภายใต้สภาวะที่แรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวและมี Deadtime ที่สูง ดังรูปที่ 3-17 ถึงรูปที่ 3-19 โดยกำหนดให้อินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าพิกัด 1.5 kW เข้าสู่โครงข่ายไฟฟ้า สามารถสังเกตได้ว่าฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 3 ถึงลำดับที่ 13 มีค่าต่ำมากเพราะระบบควบคุมฮาร์มอนิกส์ที่ใส่เข้าไปชดเชยแรงดันฮาร์มอนิกส์ ทำให้กระแส  $i_g$  มีค่าอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 1547 ถึงแม้ว่าแรงดัน  $v_{pcc}$  มีการบิดเบี้ยวและ Deadtime มีค่าสูง  $t_{DT} = 4 \mu s$

ตารางที่ 3-3 และตารางที่ 3-4 สรุปผลการทดลองของตัวควบคุมแบบต่างๆ ภายใต้สภาวะแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์และแรงดันไฟฟ้าที่บิดเบี้ยว ซึ่งสามารถสังเกตได้ว่าระบบควบคุมแบบ DQH ให้ผลการทำงานที่มีค่า  $THD_i$  และมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor  $\lambda$ ) ที่สูงที่สุด

แสดงว่าตัวควบคุมชนิดนี้มีค่ากระแสผิดพลาด (Current error) ที่ต่ำที่สุด ส่วนตัวควบคุมแบบ DQMR มีผลการทำงานรองลงมา ตามด้วยตัวควบคุมแบบ PMR ในทางทฤษฎีตัวควบคุมทั้ง 3 ชนิดนี้ มีฟังก์ชันถ่ายโอนที่เหมือนกันดังสมการที่ (16) แต่ในทางปฏิบัติระบบควบคุมทั้งหมดพัฒนาบนโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete time domain) ซึ่งการแปลงสัญญาณจากระบบเวลาต่อเนื่องหรือระบบอนาล็อกส่งผลต่อสมรรถนะ การแปลงตัวควบคุมรีโซแนนซ์จากอนาล็อกเป็นดิจิทัลด้วยการใช้วิธีประมาณแบบ Forward-backward difference ที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีฟังก์ชันถ่ายโอนในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่องดังนี้ [23]

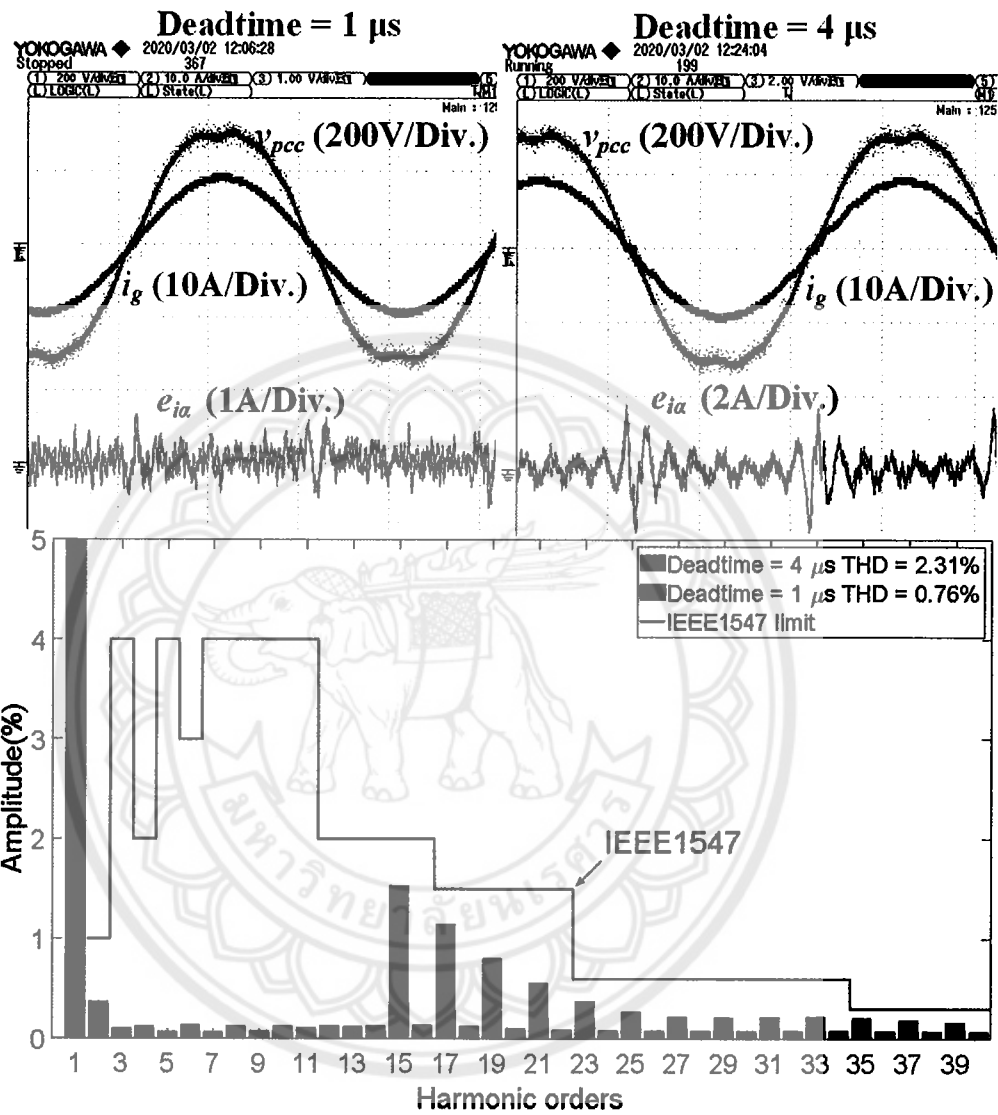
$$G_{rn}(z) = \frac{K_{in}T_s(z^{-1}-z^{-2})}{1+(n^2\omega^2T_s^2-2)z^{-1}+z^{-2}} \quad (25)$$

เมื่อนำสมการที่ (25) พล็อตผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ความถี่รีโซแนนซ์ 650 Hz หรือฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 13 เทียบกับสมการของตัวควบคุมรีโซแนนซ์แบบอนาล็อกดังรูปที่ 3-20 ซึ่งสามารถสังเกตว่าค่ายอดของตัวควบคุมแบบดิจิทัลเลื่อนไปที่ความถี่ประมาณ 651 Hz ทำให้อัตราขยายที่ความถี่ 650 Hz มีค่าลดลงจากระบบอนาล็อก การเลื่อนไปของความถี่รีโซแนนซ์สามารถแก้ไขได้โดยการชดเชยด้วยพจน์  $\cos(2n\omega T_s)$  และ  $\sin(2n\omega T_s)$  [23] แต่ก็ทำให้ลดข้อดีของตัวควบคุมรีโซแนนซ์ที่มีโครงสร้างที่ง่ายลงไป

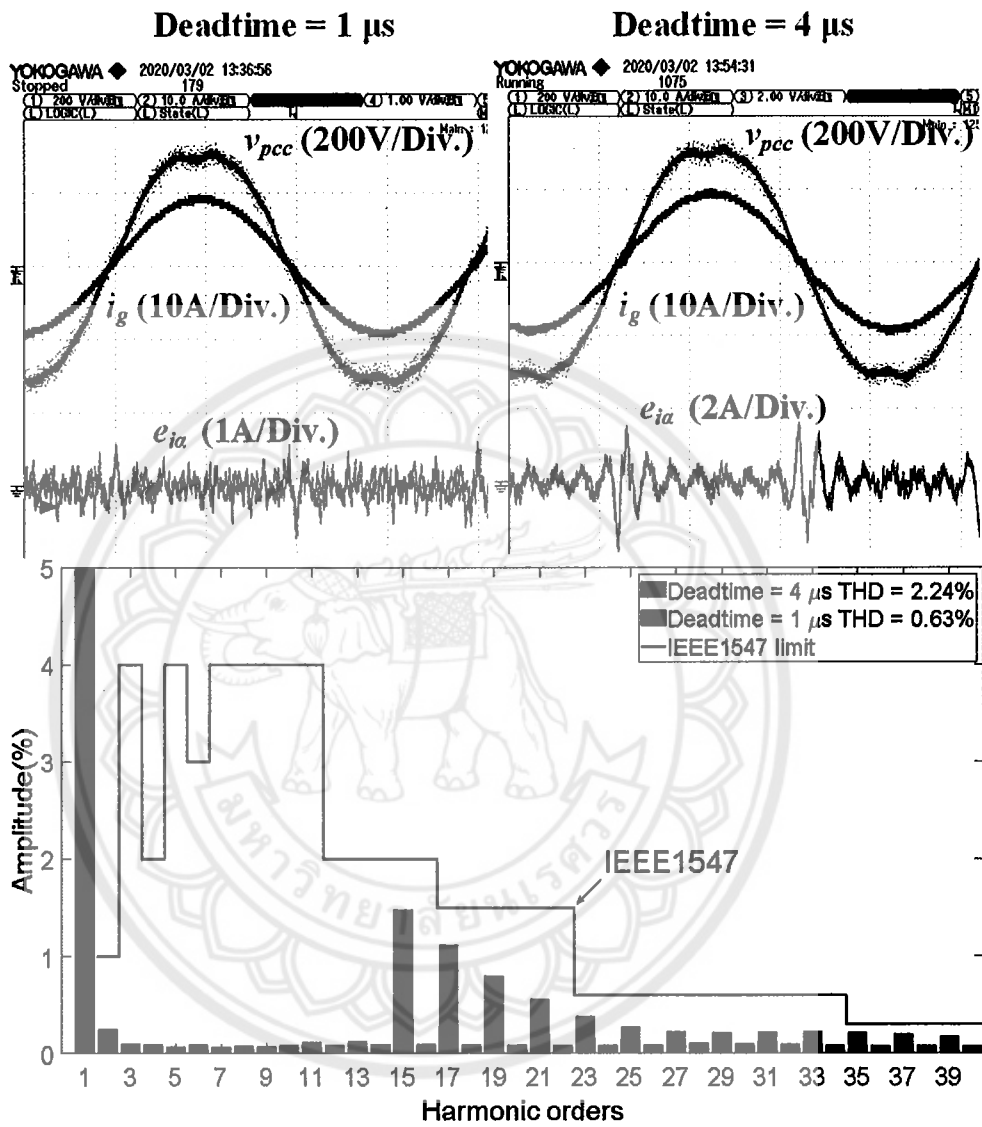


รูปที่ 3-17 ผลการทดลองในสถานะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ DQH





รูปที่ 3-18 ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ PMR



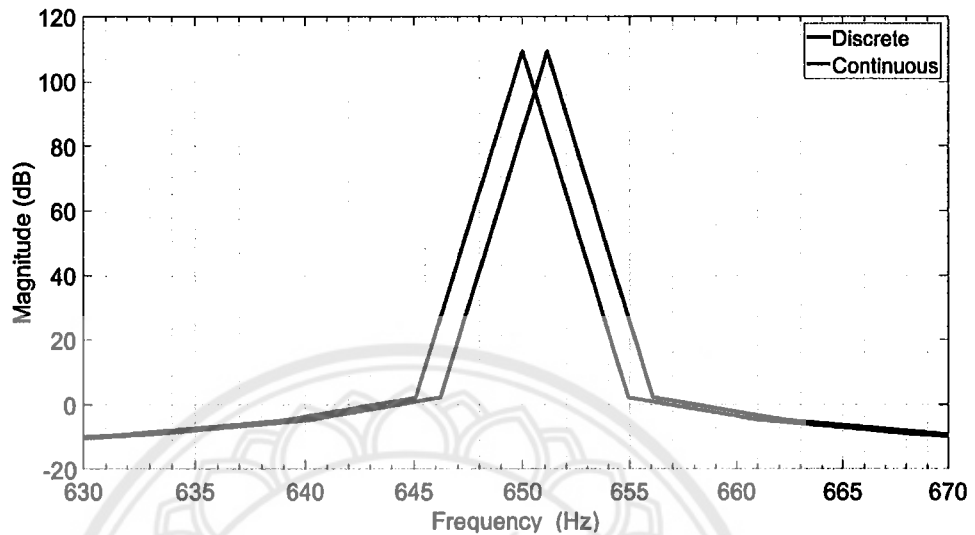
รูปที่ 3-19 ผลการทดลองในสภาวะคงตัวเมื่อแรงดันโครงข่ายไฟฟ้าเป็นรูปคลื่นไซน์ที่บิดเบี้ยวเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบ DQMR

ตารางที่ 3-3 สรุปผลการทดลองของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสภายใต้สภาวะแรงดันรูปคลื่นไซน์

Control methods	$t_{DT}$ ( $\mu$ s)	$I_{rms}$ (A)	$THD_i$ (%)	$P_g$ (W)	$\lambda$
DQ	1	6.617	1.51	1,523	-0.9996
DQ	4	6.636	6.16	1,524	-0.9979
PR	1	6.625	1.64	1,523	-0.9996
PR	4	6.632	6.36	1,524	-0.9978
DQH	1	6.621	0.69	1,522	-0.9997
DQH	4	6.622	2.09	1,524	-0.9995
DQMR	1	6.622	0.72	1,523	-0.9997
DQMR	4	6.626	2.20	1,524	-0.9995
PMR	1	6.614	0.75	1,523	-0.9997
PMR	4	6.632	2.29	1,524	-0.9995

ตารางที่ 3-4 สรุปผลการทดลองของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสภายใต้สภาวะแรงดันรูปคลื่นบิดเบี้ยว

Control methods	$t_{DT}$ ( $\mu$ s)	$I_{rms}$ (A)	$THD_i$ (%)	$P_g$ (W)	$\lambda$
DQ	1	7.078	15.98	1,598	-0.9791
DQ	4	9.450	38.86	1,994	-0.9147
DQFW	1	6.621	3.25	1,522	-0.9984
DQFW	4	6.682	8.68	1,529	-0.9936
PR	1	7.107	16.41	1,601	-0.9784
PR	4	9.512	39.25	2,004	-0.9134
PRFW	1	6.634	3.44	1,523	-0.9983
PRFW	4	6.671	8.74	1,527	-0.9934
DQH	1	6.614	0.58	1,520	-0.9982
DQH	4	6.624	2.07	1,522	-0.9980
DQMR	1	6.617	0.63	1,520	-0.9982
DQMR	4	6.637	2.24	1,523	-0.9979
PMR	1	6.621	0.76	1,520	-0.9981
PMR	4	6.630	2.31	1,521	-0.9979

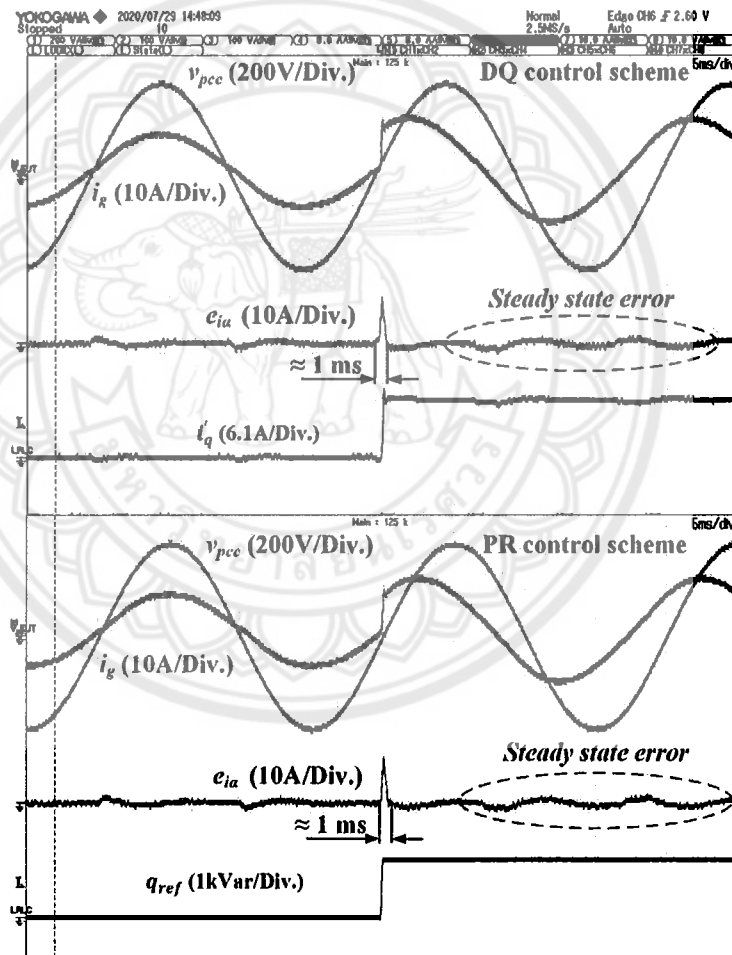


รูปที่ 3-20 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของตัวควบคุมรีโซแนนซ์ความถี่ 650 Hz แบบอนาล็อกและดิจิทัล

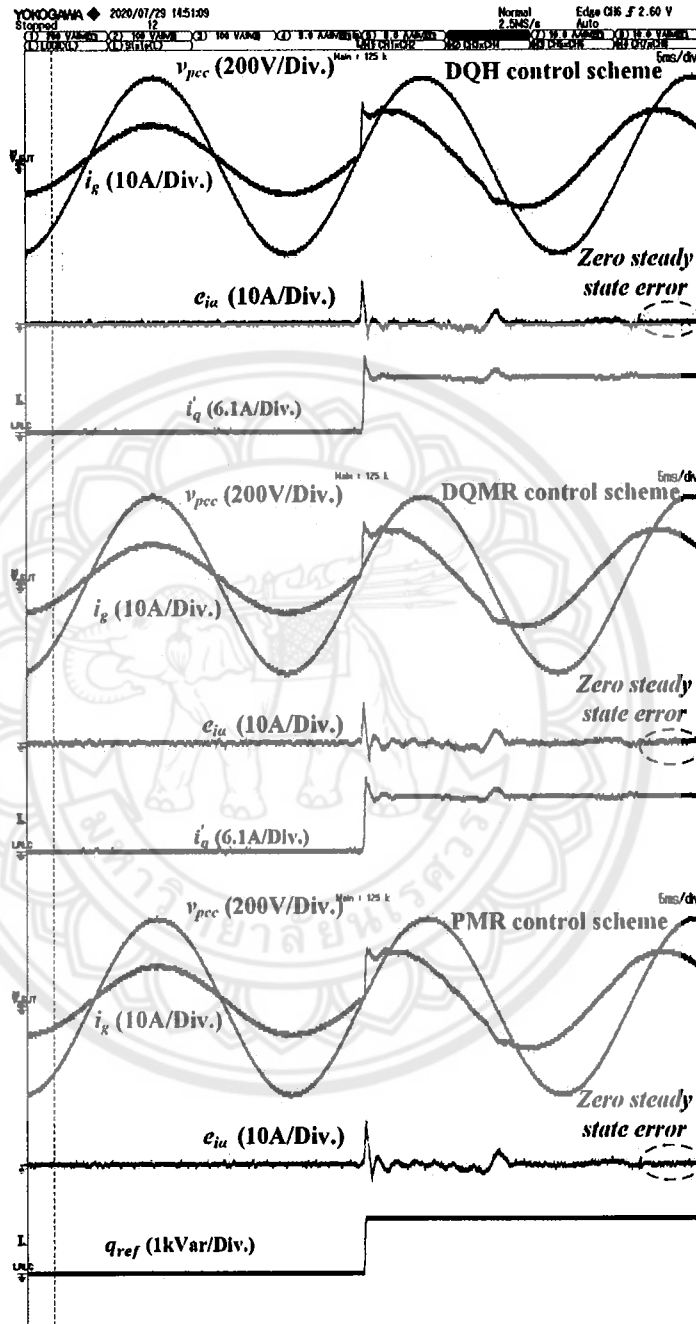
### 3) ผลการตอบสนองในเวลาชั่วขณะ

ในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบการตอบสนองของระบบควบคุมกระแสเมื่อสัญญาณกระแสคำสั่ง  $i_{gref}$  มีการเปลี่ยนแปลง โดยในช่วงแรกได้กำหนดให้อินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าจริงขนาด 1 kW และสั่งให้จ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟขนาด -1 kVar ณ มุม  $\omega t \approx -\pi/2$  ส่วนเวลา Deadtime  $t_{DT} = 1 \mu s$  รูปที่ 3-21 แสดงผลการทดสอบภายใต้แรงดัน  $v_{pcc}$  ที่เป็นรูปคลื่นไซน์ ของระบบควบคุมแบบ DQ และแบบ PR สามารถสังเกตได้ว่าสัญญาณกระแสผิดพลาด  $e_{i\alpha}$  เข้าสู่สภาวะคงตัวภายในเวลาประมาณ 1 ms แต่ในสภาวะคงตัวมีกระแสผิดพลาด  $e_{i\alpha}$  ไม่เป็นศูนย์ เนื่องจากการรบกวนจากแรงดันฮาร์มอนิกส์จาก Deadtime เมื่อใส่ตัวควบคุมฮาร์มอนิกส์โดยเป็นตัวควบคุมชนิด DQH PMR และ DQMR ทำให้กระแสผิดพลาด  $e_{i\alpha}$  มีค่าเป็นศูนย์ในสภาวะคงตัวดังรูปที่ 3-22 ส่วนผลตอบสนองของระบบควบคุมกระแสชนิด DQH PMR และ DQMR เมื่อแรงดันไฟฟ้ามีรูปร่างบิดเบี้ยวดังแสดงในรูปที่ 3-23 มีรูปร่างเหมือนกับภายใต้แรงดันไฟฟ้าที่เป็นรูปคลื่นไซน์

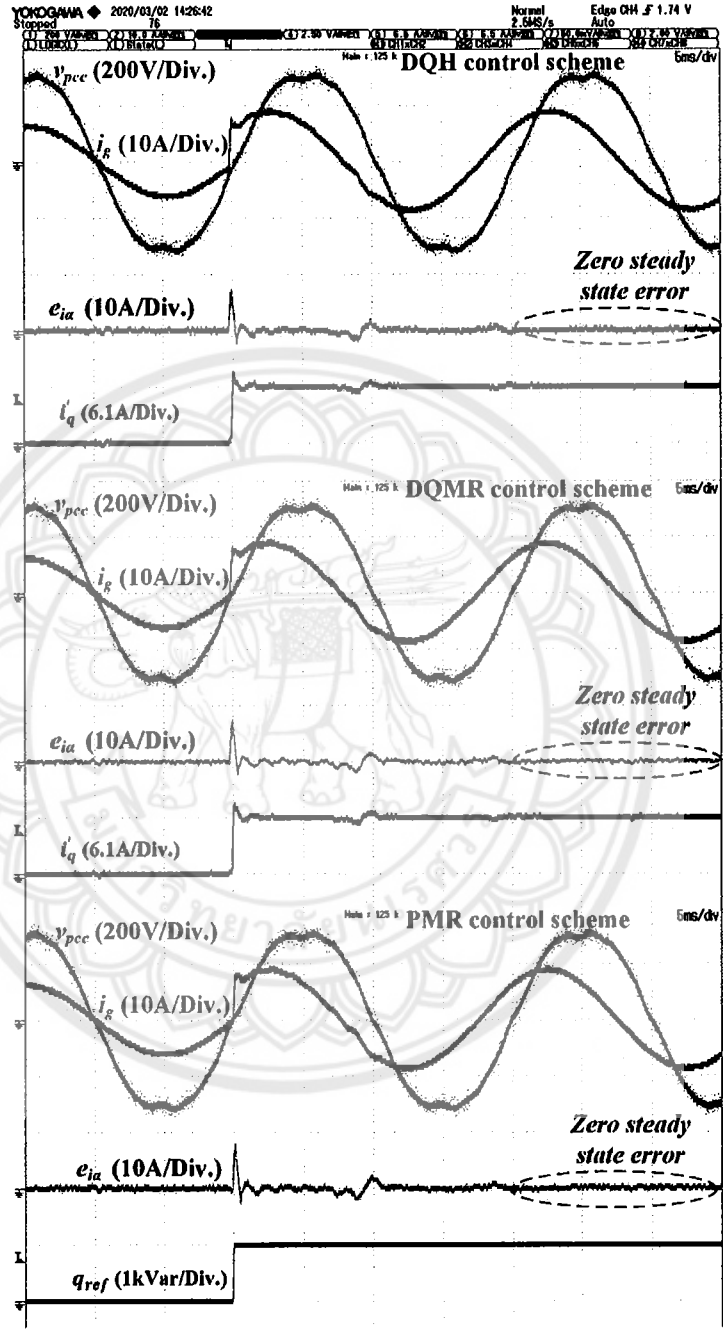
ระบบควบคุมแบบ DQ DQH และ DQMR มีข้อดีที่สามารถแยกองค์ประกอบของกระแสที่สร้างกำลังไฟฟ้าจริง  $i'_d$  และกระแสที่สร้างกำลังไฟฟารีแอกทีฟ  $i'_q$  ซึ่งสามารถนำเอาไปใช้ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าได้สำหรับระบบควบคุมที่ลำดับที่สูงขึ้น (High hierarchical control) ในขณะที่ตัวควบคุมแบบ PR และแบบ PMR จ่ายกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังรีแอกทีฟจากกระแสคำสั่งที่สร้างจากสัญญาณ Sine และ Cosine จาก PLL ถ้าใช้ตัวควบคุมแบบ PR และแบบ PMR และต้องการแยกองค์ประกอบของกำลังไฟฟ้าจะต้องวิธีคำนวณกำลังไฟฟ้าชั่วขณะเพิ่มเติม [5]



รูปที่ 3-21 ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ DQ และ PR ภายในสภาวะแรงดันรูปคลื่นไซน์และเวลา  $t_{DT} = 1 \mu\text{s}$  เมื่อเริ่มจ่ายกำลังไฟฟารีแอกทีฟ



รูปที่ 3-22 ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ DQH DQMR และ PR ภายในสภาวะแรงดันไซน์ และเวลา  $t_{DT} = 1 \mu s$  เมื่อเริ่มจ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ



รูปที่ 3-23 ผลตอบสนองของระบบควบคุมแบบ DQH DQMR และ PR ภายในสภาวะแรงดันรูปคลื่น บิดเบี้ยวและเวลา  $t_{DT} = 1 \mu s$  เมื่อเริ่มจ่ายกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ

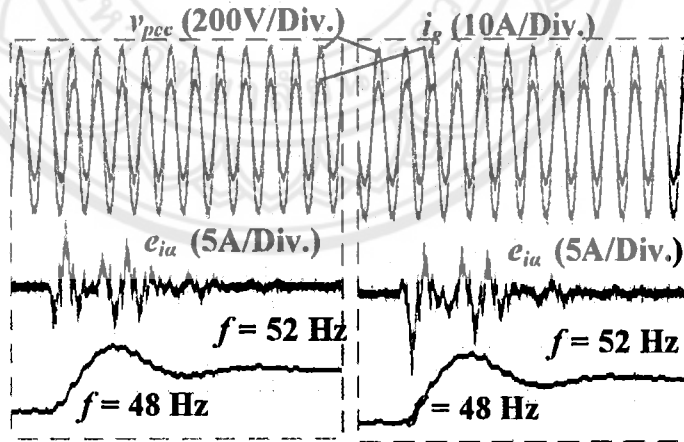
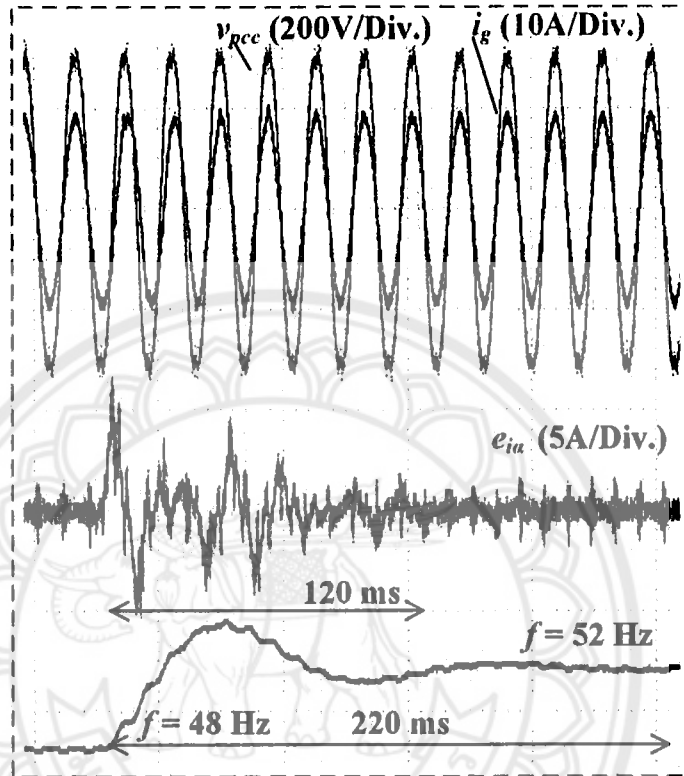


#### 4) ผลทดสอบภายใต้สภาวะความถี่เปลี่ยนแปลง

ผู้วิจัยได้ปรับความถี่ของแรงดัน  $v_{pcc}$  ที่มีรูปร่างบิดเบี้ยวเพื่อทดสอบสมรรถนะของระบบควบคุมแบบ DQH DQMR และ PR ในช่วงความถี่ 48-52 Hz โดยกำหนดให้อินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าจริงตามค่าพิกัดที่ 1.5 kW รูปที่ 3-24 แสดงผลการทดสอบของระบบควบคุมแบบ DQH DQMR และ PR เมื่อเปลี่ยนความถี่จาก 48 Hz เป็น 52 Hz อย่างทันทีทันใด สามารถสังเกตได้ว่าในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงกระแสผิดพลาด  $e_{ia}$  ไม่เป็นศูนย์ และเข้าสู่ศูนย์เมื่อค่าความถี่ที่ประมาณได้จาก PLL เข้าสู่สภาวะคงตัว ดังนั้นสมรรถนะของระบบควบคุมในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ PLL มีบทบาทที่สำคัญ แต่อย่างไรก็ตามในการทำงานในสภาวะการใช้งานจริงความถี่ของระบบไฟฟ้าจะไม่เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดเหมือนกับการทดลองนี้

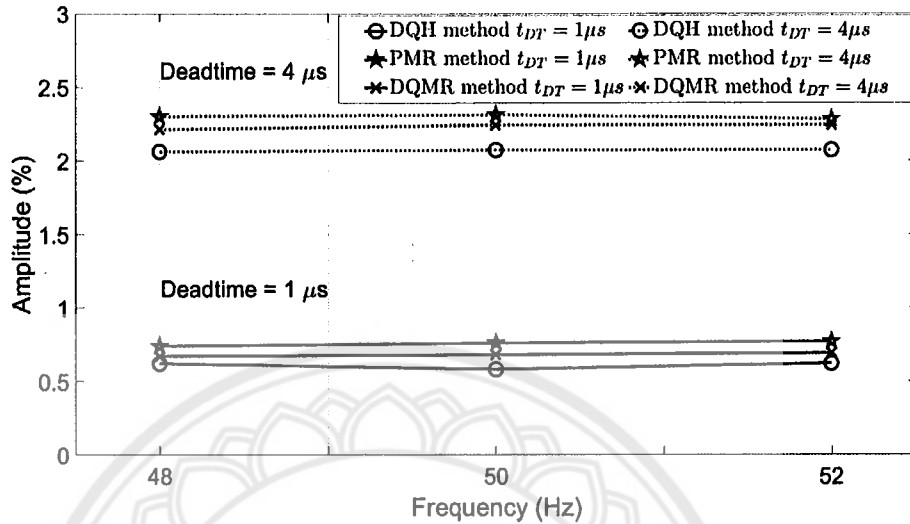
รูปที่ 3-25 แสดงค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแส  $THD_i$  ของระบบควบคุมแบบ DQH DQMR และ PR ภายใต้แรงดัน  $v_{pcc}$  ที่มีรูปร่างบิดเบี้ยวที่ความถี่ 48 50 และ 52 Hz ซึ่งเห็นได้ว่าระบบควบคุมทั้ง 3 แบบ สามารถทำงานภายใต้สภาวะที่ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ โดยที่ตัวควบคุมแบบ DQH สามารถปรับตามความถี่ได้ตามธรรมชาติของระบบควบคุมบนแกนหมุนที่ต้องใช้สัญญาณมุมเฟส  $\theta$  ที่ประมาณได้จาก PLL ส่วนตัวควบคุมแบบรีโซแนนซ์ที่อยู่ในตัวควบคุมแบบ DQMR และ PR สามารถปรับตามความถี่ได้ก็ต่อใช้โครงสร้างแบบ Double integrator ที่ใช้ในงานวิจัยนี้

**DQH control scheme**



**DQMR control scheme      PMR control scheme**

รูปที่ 3-24 ผลตอบสนองของระบบควบคุม DQH PMR และ DQMR ภายในสภาวะแรงดันบิดเบี้ยว และเวลา  $t_{DT} = 1 \mu s$  เมื่อความถี่เปลี่ยนจาก 48 Hz เป็น 52 Hz



รูปที่ 3-25 ค่า THDi เทียบกับความถี่ของระบบควบคุม DQH PMR และ DQMR ภายในสภาวะแรงดันบิดเบี้ยว และเวลา  $t_{DT} = 1\mu s$  และ  $t_{DT} = 4\mu s$

### 3.6 สรุปผลการวิจัยระบบควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์

ระบบควบคุมกระแสแบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส DQH DQMR และ PR สามารถควบคุมกระแสที่จ่ายเข้าสู่โครงข่ายไฟฟ้าให้มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่ต่ำกว่า 0.8% ภายใต้สภาวะที่แรงดันในโครงข่ายไฟฟ้ามีความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ที่สูง 5.74% และเวลา Deadtime 1  $\mu s$  นอกจากนี้ยังสามารถปรับตามความถี่ของระบบไฟฟ้า เมื่อเวลา Deadtime มีค่าสูงขึ้นเป็น 4  $\mu s$  ระบบควบคุมทั้ง 3 ชนิด ยังคงสามารถควบคุมให้กระแสมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ไม่เกิน 2.4% ซึ่งไม่เกินค่ามาตรฐาน IEEE 1547

ระบบควบคุมแบบ DQH มีสมรรถนะดีที่สุดและสามารถแยกองค์ประกอบของกำลังไฟฟ้าชั่วขณะอยู่ในตัวแต่ใช้ทรัพยากรและเวลาในการคำนวณสูงสุดดังแสดงใน

ตารางที่ 3-5 ในขณะที่ระบบควบคุม PMR มีสมรรถนะที่ต่ำที่สุดเพราะผลจากการแปลงให้เป็นสัญญาณในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง และไม่มีฟังก์ชันการแยกองค์ประกอบกำลังไฟฟ้าชั่วขณะ ดังนั้นระบบควบคุมแบบ DQMR จึงเป็นระบบควบคุมที่เหมาะสมสำหรับในประยุกต์ในอินเวอร์เตอร์

หนึ่งเฟสซึ่งมีมีฟังก์ชันการแยกองค์ประกอบกำลังไฟฟ้าชั่วขณะ และใช้ทรัพยากรในการคำนวณที่ต่ำกว่าระบบควบคุมแบบ DQH

ตารางที่ 3-5 คำสั่งและเวลาที่ใช้ในการคำนวณสำหรับตัวควบคุมแบบ DQH DQMR และ PR

Mathematic operations	Control methodology		
	DQH	PMR	DQMR
Multiplications	51	23	34
Additions/subtractions	37	31	37
Sin/cosine calculations	10	-	-
Saturation limits	2	-	2
Execution cycles	817	231	315
Execution time	9.08 $\mu$ s	2.57 $\mu$ s	3.50 $\mu$ s

## บทที่ 4

### ระบบควบคุมกระแสสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์

#### 4.1 ระบบควบคุมแบบพิกัดร่วมกับระบบควบคุมรีโซแนนซ์หลายความถี่สำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส

ในระบบสามเฟสสมดุลที่จุดต่อร่วม PCC ถ้ามีกระแสฮาร์มอนิกส์ของโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น เช่น วงจรเรียงกระแสของอินเวอร์เตอร์สำหรับปรับความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้า ซึ่งกระแสฮาร์มอนิกส์นี้เมื่อตกคร่อมในอิมพีแดนซ์ของระบบไฟฟ้าส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC ที่มีรูปร่างบิดเบี้ยวไปจากรูปคลื่นไซน์ โดยที่แรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} v_{ga}(t) &= \hat{V}_1 \cos \omega t + \hat{V}_n \cos n\omega t \\ v_{gb}(t) &= \hat{V}_1 \cos(\omega t - 2\pi/3) + \hat{V}_n \cos n(\omega t - 2\pi/3) \\ v_{gc}(t) &= \hat{V}_1 \cos(\omega t - 4\pi/3) + \hat{V}_n \cos n(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

โดยที่ ลำดับฮาร์มอนิกส์ประกอบด้วย ลำดับที่ที่ไม่สามารถหารด้วยสามลงตัว ซึ่งได้แก่ ลำดับ 5 7 11 13 17... ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าในสมการที่ (26) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปแบบเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\vec{V}_g = \hat{V}_1 e^{j\omega t} + \hat{V}_5 e^{-j5\omega t} + \hat{V}_7 e^{j7\omega t} + \hat{V}_{11} e^{-j11\omega t} + \hat{V}_{13} e^{j13\omega t} \dots + \hat{V}_n e^{jn\omega t} \quad (27)$$

ซึ่งแรงดันฮาร์มอนิกส์ในสมการที่ (27) ก็จะเป็นสิ่งรบกวน (Disturbance) สำหรับระบบควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 4-1 แสดงระบบควบคุมแบบแกนหมุน (Synchronous reference frame control) ซึ่งเป็นที่นิยมใช้สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์สามเฟส โดยมีหลักการในการแปลงสัญญาณเวกเตอร์กระแสที่อยู่ในแกนนิ่ง  $\vec{i}_{g\alpha\beta}$  (Stationary reference frame) ให้อยู่ในแกนหมุน  $\vec{i}_{gdq}$  โดยใช้

$$\vec{i}_{gdq} = i_{gd} + j i_{gq} = \vec{i}_{g\alpha\beta} e^{-j\omega t} \quad (28)$$

ระบบควบคุมบนแกนหมุนมีข้อดีคือ องค์ประกอบของกระแสบนแกน  $dq$  เป็นสัญญาณกระแสตรงในกรณีที่กระแสและแรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์ ทำให้สามารถใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (Proportional-Integral controller) เพื่อควบคุมให้ค่าผิดพลาดของการควบคุมเป็นศูนย์ นอกจากนี้ยังสามารถระบบควบคุมบนแกนหมุนนี้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าชั่วขณะอย่างอิสระ ถ้าอ้างอิงมุมเฟสของแรงดันลำดับความถี่มูลฐานที่จุด PCC  $v_{gd} = \hat{V}_1$  และ  $v_{gq} = 0$  โดยใช้ PLL ดังรูปที่ 4-2 ดังนั้นกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟารีแอกทีฟชั่วขณะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$p(t) = \frac{3}{2}(v_{gd}i_{gd} + v_{gq}i_{gq}) = \frac{3}{2}\hat{V}_1i_{gd} \quad (29)$$

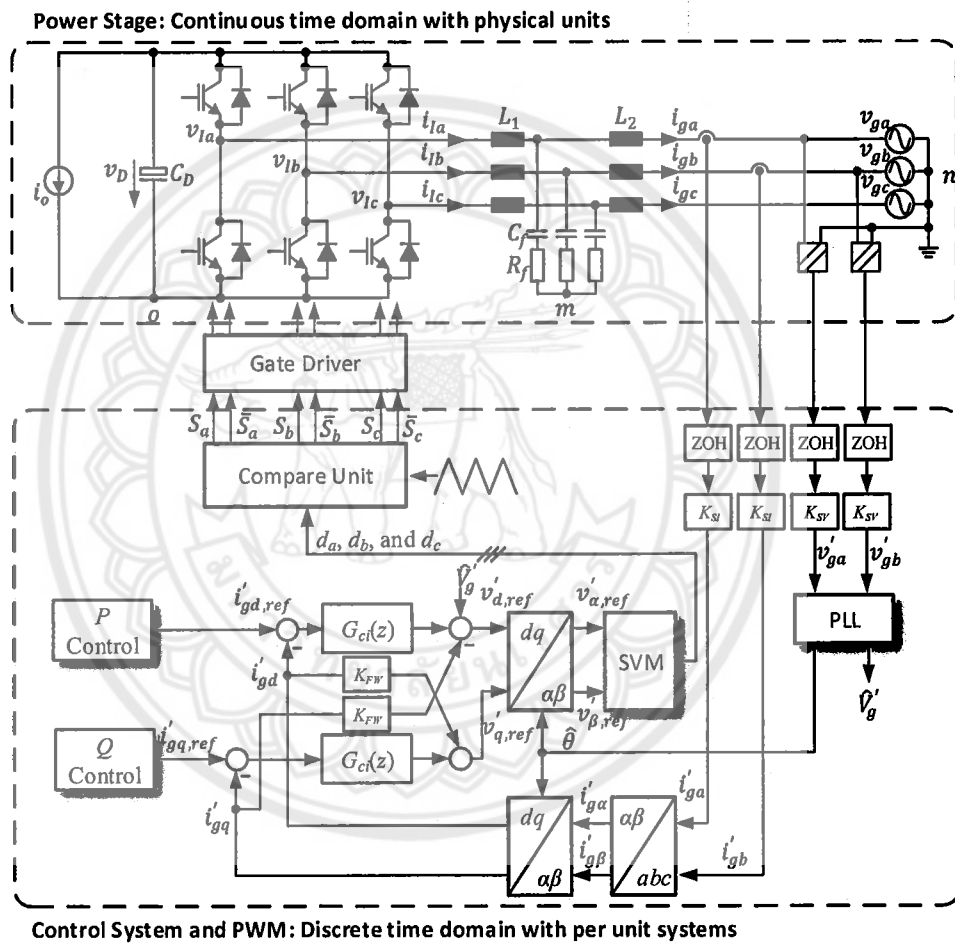
$$q(t) = \frac{3}{2}(v_{gd}i_{gq} - v_{gq}i_{gd}) = \frac{3}{2}\hat{V}_1i_{gq} \quad (30)$$

ในกรณีที่แรงดันมีองค์ประกอบฮาร์มอนิก ระบบควบคุมต้องมีการชดเชยฮาร์มอนิกซึ่งสามารถเพิ่มแกนหมุนตามจำนวนลำดับฮาร์มอนิกที่ต้องการชดเชย ได้แก่  $-5\omega t$   $7\omega t$   $-11\omega t$   $13\omega t$ ..... ใช้ตัวควบคุมแบบรีโซแนนซ์ในแกนหนึ่งที่มีความถี่ที่ต้องการชดเชย [13, 19, 25, 26] หรือใช้ตัวควบคุมแบบ Repetitive control [27] แรงดันฮาร์มอนิกสามารถชดเชยได้บนแกนหมุนได้เช่นเดียวกัน ถ้าหากสมการการที่ (27) แปลงให้อยู่บนแกนหมุนจะได้

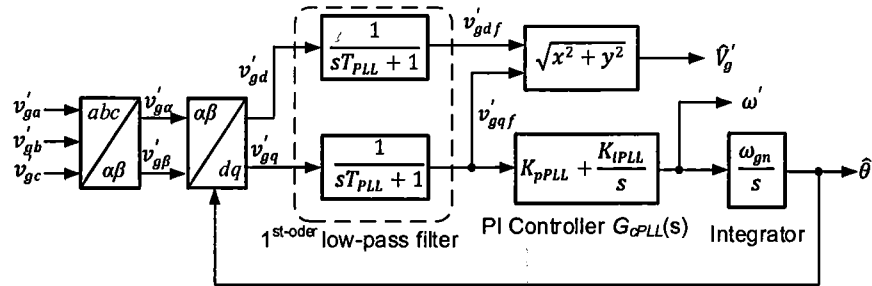
$$\vec{V}_{gdq} = \vec{V}_g e^{-j\omega t} = \hat{V}_1 + \hat{V}_5 e^{-j6\omega t} + \hat{V}_7 e^{j6\omega t} + \hat{V}_{11} e^{-j12\omega t} + \hat{V}_{13} e^{j12\omega t} + \dots \quad (31)$$

ซึ่งสามารถใช้ตัวควบคุมรีโซแนนซ์เพียงหนึ่งความถี่สำหรับชดเชยฮาร์มอนิกได้ 2 ความถี่ เช่น ใช้ตัวควบคุมรีโซแนนซ์ความถี่  $6\omega$  จำนวน 2 ตัว บนแกน  $d$  และบนแกน  $q$  สามารถชดเชยแรงดันฮาร์มอนิกเนื่องจากความถี่ลำดับที่ 5 และ 6 ได้ [2] ในขณะที่ชดเชยฮาร์มอนิกบนแกนหนึ่ง  $\alpha\beta$  ต้องให้ตัวควบคุมรีโซแนนซ์ทั้งหมด 4 ตัว

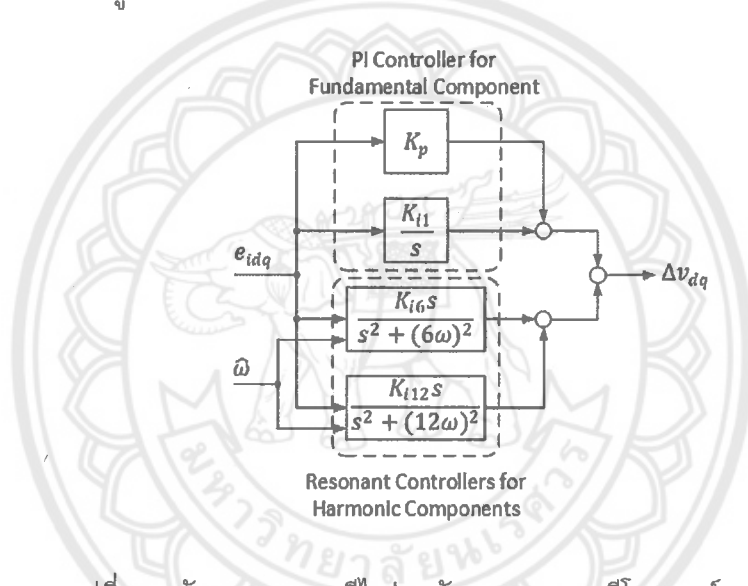
ดังนั้นในงานวิจัยนี้ผู้วิจัยจึงได้เลือกใช้ตัวควบคุมบนแกนหมุนแบบพีไอสำหรับควบคุมกระแสความถี่มูลฐานร่วมกับตัวควบคุมรีโซแนนซ์ความถี่ลำดับที่ 6 และ 12 สำหรับชดเชยแรงดันฮาร์มอนิกลำดับที่ 5 7 11 และ 13 ดังรูปที่ 4-3 โดยที่ตัวควบคุมรีโซแนนซ์แต่ละตัวใช้โครงสร้างแบบ Double integrator เหมือนกับระบบควบคุมของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ซึ่งสามารถใช้สัญญาณความถี่  $\omega$  จาก PLL สำหรับปรับความถี่รีโซแนนซ์ได้



รูปที่ 4-1 ระบบควบคุมกระแสบนแกนหมุนของอินเวอร์เตอร์สามเฟส



รูปที่ 4-2 Park transformation PLL สำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส



รูปที่ 4-3 ตัวควบคุมแบบพีไอร่วมกับระบบควบคุมรีโซแนนซ์หลายความถี่

#### 4.2 การจำลองการทำงานและพัฒนาดันแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟส

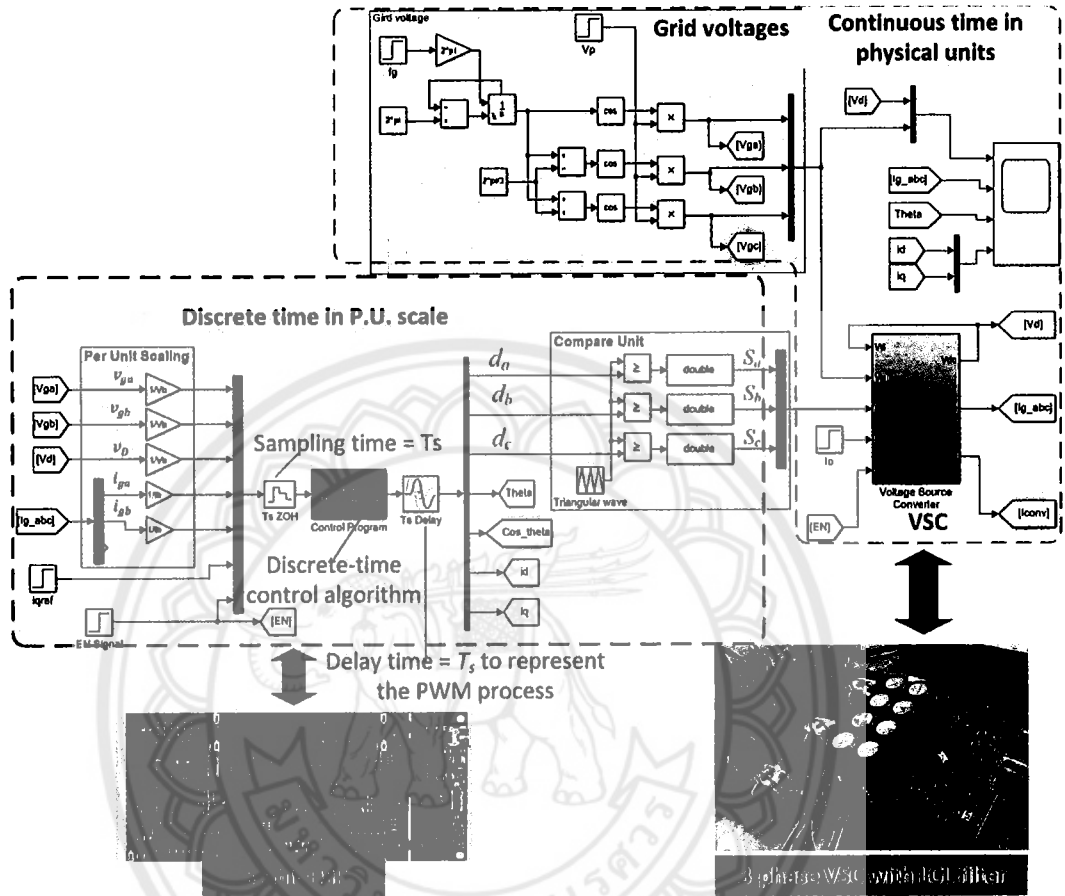
ผู้วิจัยได้สร้างแบบจำลองอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีรายละเอียดของอุปกรณ์ดังตารางที่ 4-1 พารามิเตอร์ของต้นแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟส โดยที่แบบจำลองดังกล่าวได้สร้างบนโปรแกรม MATLAB/Simulink ดังแสดงในรูปที่ 4-4 แบบจำลอง MATLAB/Simulink ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส ซึ่งแบบจำลองนี้ได้ใช้จำลองการทำงานของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ด้วยวิธีการ Switched circuit modelling [22] โดยที่ในส่วนของภาคกำลังถูกจำลองในแบบเวลาต่อเนื่องโดยที่ค่าตัวเลขอยู่ในหน่วยทางกายภาพ (Physical units) ซึ่งประกอบด้วยหน่วยแรงดันและกระแสไฟฟ้า ส่วนภาคควบคุมถูกจำลองในรูปแบบของ Discrete time ที่ถูกเขียนในรูปแบบ MATLAB function ความถี่ใน



การสุ่ม  $f_s$  มีค่าเป็นสองเท่ากับความถี่สวิตช์  $f_{sw}$  โดยที่ระบบตัวเลขภาคควบคุมถูกแปลงให้อยู่ในรูปแบบ Per Unit เหมือนกับที่ใช้ในระบบควบคุมจริงบนตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) แบบจำลองการทำงานมี Step Size ขนาดใหญ่สุดเท่ากับ  $T_s/400$  โดยที่  $T_s = 1/f_s$  ดังนั้นพารามิเตอร์ที่ใช้ในระบบควบคุมที่ได้จากการจำลองจึงสามารถนำไปใช้ในระบบควบคุมที่พัฒนาบนไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ทันที

ตารางที่ 4-1 พารามิเตอร์ของต้นแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟส

Parameters	Value
Nominal grid voltage	3-phase 380 V line-line 50 Hz
Nominal power	5 kVA
Nominal DC bus voltage	750 V
DC bus capacitor, $C_D$	780 $\mu$ F
Switching frequency	10 kHz
Sampling frequency	20 kHz
DC bus resistor, $R_D$	94 k $\Omega$
Converter-side inductor, $L_1$	1.4 mH
$L_1$ winding resistance, $R_1$	0.110 $\Omega$
Grid-side inductor, $L_2$	0.7 mH
$L_2$ winding resistance, $R_2$	0.042 $\Omega$
Filter capacitor, $C_f$	1.94 $\mu$ F
Series resistor, $R_f$	0.001 $\Omega$
Base voltage, $V_B$	311 V
Base current, $I_B$	10.74 A
Base impedance, $Z_B$	28.88 $\Omega$



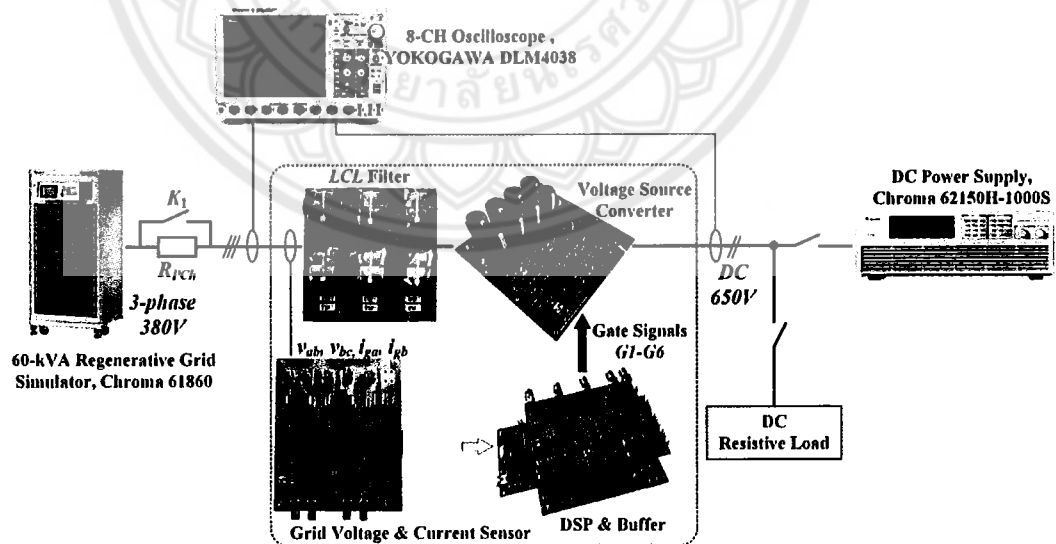
รูปที่ 4-4 แบบจำลอง MATLAB/Simulink ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

รูปที่ 4-5 แสดงต้นแบบของวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส พิกัดกำลัง 5 kVA โดยใช้ IGBT Infineon IKW25T120 ตัวถัง TO-247 และวงจรขับเคลื่อน Texas Instrument ISO5851 โดยออกแบบให้อยู่บนแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board: PCB) แผ่นเดียวกัน สำหรับวงจรกรองความถี่ LCL สร้างขึ้นจากตัวเหนี่ยวนำที่พันบนเหล็กชนิด Amorphous และตัวเก็บประจุชนิดฟิล์ม ในส่วนของภาคควบคุมได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 32 บิต เบอร์ TMS320F28379D เป็นตัวควบคุม โดยมีวงจรดิจิทัลพัลส์เฟอร์สำหรับเชื่อมต่อสัญญาณ PWM จากไมโครคอนโทรลเลอร์ไปที่วงจรขับเคลื่อน และวงจรถอดสัญญาณพัลส์เฟอร์สำหรับปรับระดับสัญญาณเพื่อเชื่อมต่อเซ็นเซอร์วัดกระแส

แหล่งจ่าย แรงดันแหล่งจ่าย และแรงดันบัลไฟตรง เข้ากับตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ขนาด 12 บิต ที่อยู่ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์

Integrator สำหรับตัวควบคุมพีไอใช้วิธีการประมาณแบบ Backward difference สำหรับพัฒนาเป็นระบบควบคุมดิจิทัล ส่วน Integrator ของตัวควบคุมรีโซแนนซ์ใช้วิธีประมาณแบบ Forward difference สำหรับ Integrator ที่ป้อนไปข้างหน้า ส่วน Integrator ตัวที่ป้อนกลับใช้วิธีการประมาณด้วยวิธี Backward difference [23] บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมรีโซแนนซ์แบบดิจิทัล แสดงดังรูปที่ 3-13

ในการทดสอบต้นแบบอินเวอร์เตอร์ผู้วิจัยได้ใช้ Grid simulator สำหรับจำลองแรงดัน  $v_{pcc}$  โดยสร้างแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ 230 V 50 Hz และใส่แรงดันฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 7 11 และ 13 สำหรับทดสอบระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะแรงดันไฟฟ้าที่มีรูปรางบิดเบี้ยวที่มีค่าผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ (Total Harmonic Distortion: THD)  $THD_v = 4.40\%$  เวลา  $t_{DT} = 1 \mu s$  และ  $t_{DT} = 4 \mu s$  นอกจากนั้นผู้วิจัยได้ปรับความถี่เพื่อทดสอบความสามารถในการปรับตัวของระบบควบคุม (Frequency adaptation)



รูปที่ 4-5 ระบบต้นแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟส

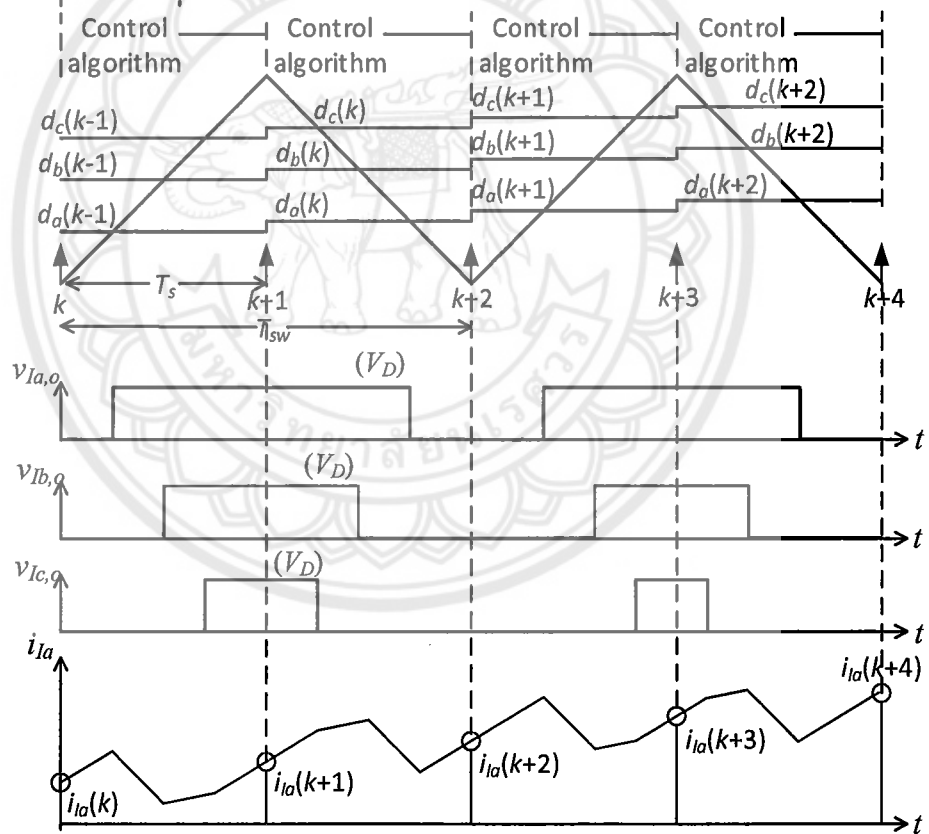
ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้การสร้างสัญญาณแบบ Space Vector PWM และสุ่มวัดสัญญาณ กระแสให้สัมพันธ์กับการสร้างสัญญาณ PWM ดังรูปที่ 4-6 โดยที่ความถี่ในการสุ่ม  $f_s$  มีค่าเป็นสอง เท่ากับความถี่สวิตช์  $f_{sw}$  ซึ่งสุ่มวัดค่าสัญญาณกระแสเมื่อสัญญาณพาหะรูปสามเหลี่ยมมีค่าต่ำสุด และสูงสุด ณ การสุ่ม  $k$  หลังจากนั้นระบบควบคุมทำการคำนวณและสร้างสัญญาณคำสั่งสำหรับสร้าง แรงดันที่อินเวอร์เตอร์ ณ เวลา  $k + 1$  และผลการควบคุมจากการสุ่มวัดสัญญาณ ณ เวลา  $k$  จะมีผล กับสัญญาณกระแส ณ เวลา  $k + 1$  ดังนั้นระบบควบคุมจึงมีเวลาประจักษ์รวมเท่ากับ  $T_d = 2/f_s$

รูปที่ 4-7 แสดงบล็อกไดอะแกรมอย่างง่าย (Simplified block diagram) ของระบบควบคุม กระแสความถี่มูลฐาน โดยที่วงจรกรองความถี่ LCL สามารถประมาณให้เป็นวงจรกรองความถี่แบบ L filter เหมือนกับวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส นอกจากนี้ยังมีการชดเชยพจน์ที่มีการไขว้ระหว่าง แกนดีและแกนคิว (Cross-coupling terms) ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสามารถ คำนวณได้เหมือนกับตัวควบคุมของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสดังสมการที่ (22) สำหรับ  $K_p$  และสมการที่ (23) สำหรับ  $K_{i1}$  หลังจากนั้นจึงคำนวณหาค่าอัตราขยายสำหรับตัวควบคุมรีโซแนนซ์ความถี่  $6\omega$  แลความถี่  $12\omega$  จาก

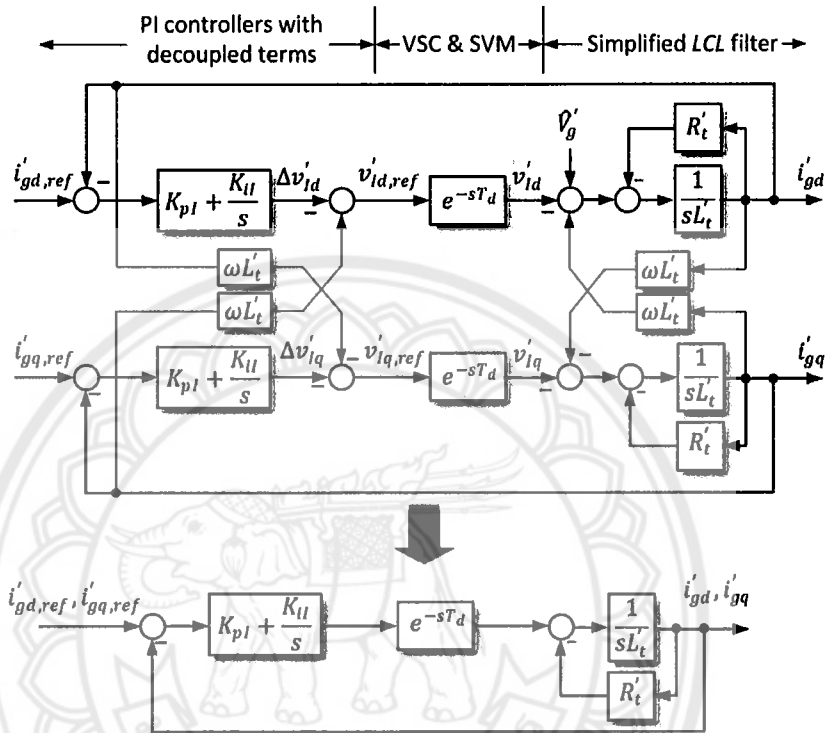
$$K_{i6} = \frac{K_{i1}}{3} \quad (32)$$

$$K_{i12} = \frac{K_{i1}}{3} \quad (33)$$

- A/D conversion and scaling
- PLL
- $abc-dq$  axes transformation
- DC Bus voltage control
- Reactive power control
- $dq$ -axes current control
- $dq-\alpha\beta$  axes transformation
- Space vector modulation
- Duty ratios updating



รูปที่ 4-6 การสร้างสัญญาณแบบ SVPWM และการสุ่มวัดสัญญาณกระแส



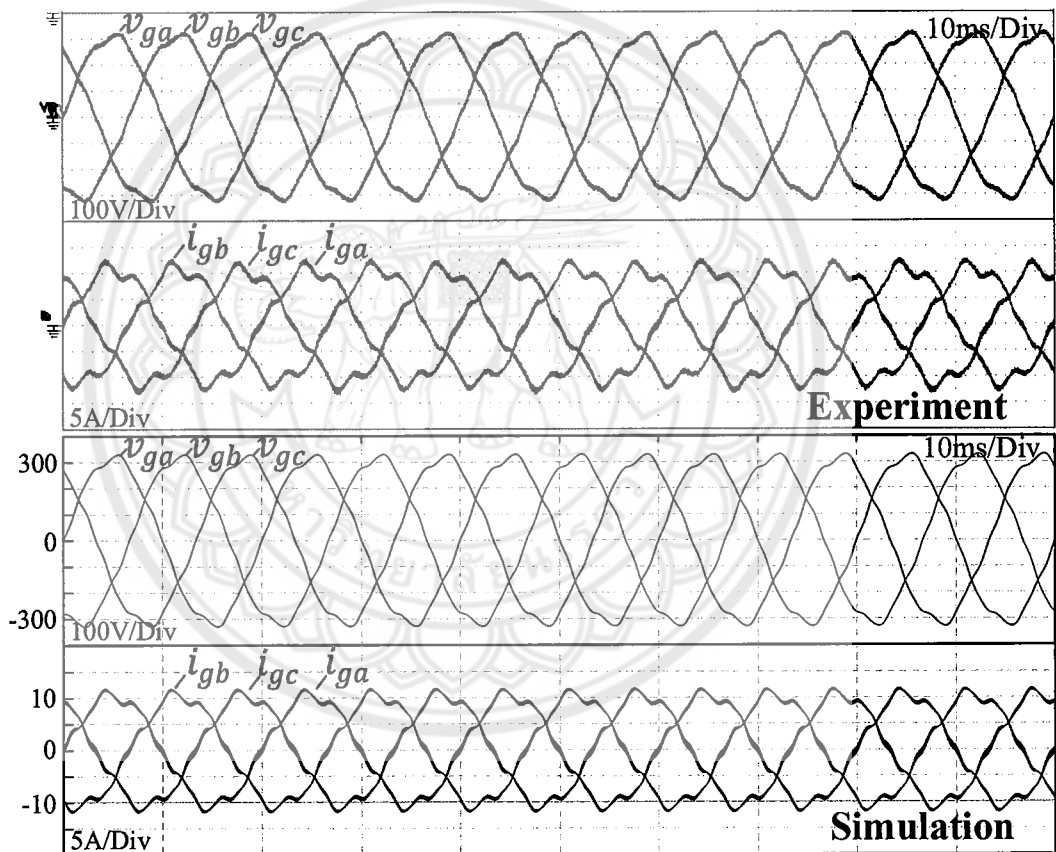
รูปที่ 4-7 บล็อกไดอะแกรมสำหรับออกแบบระบบควบคุมพีไอของตัวควบคุมกระแส

### 4.3 ผลการทดลอง

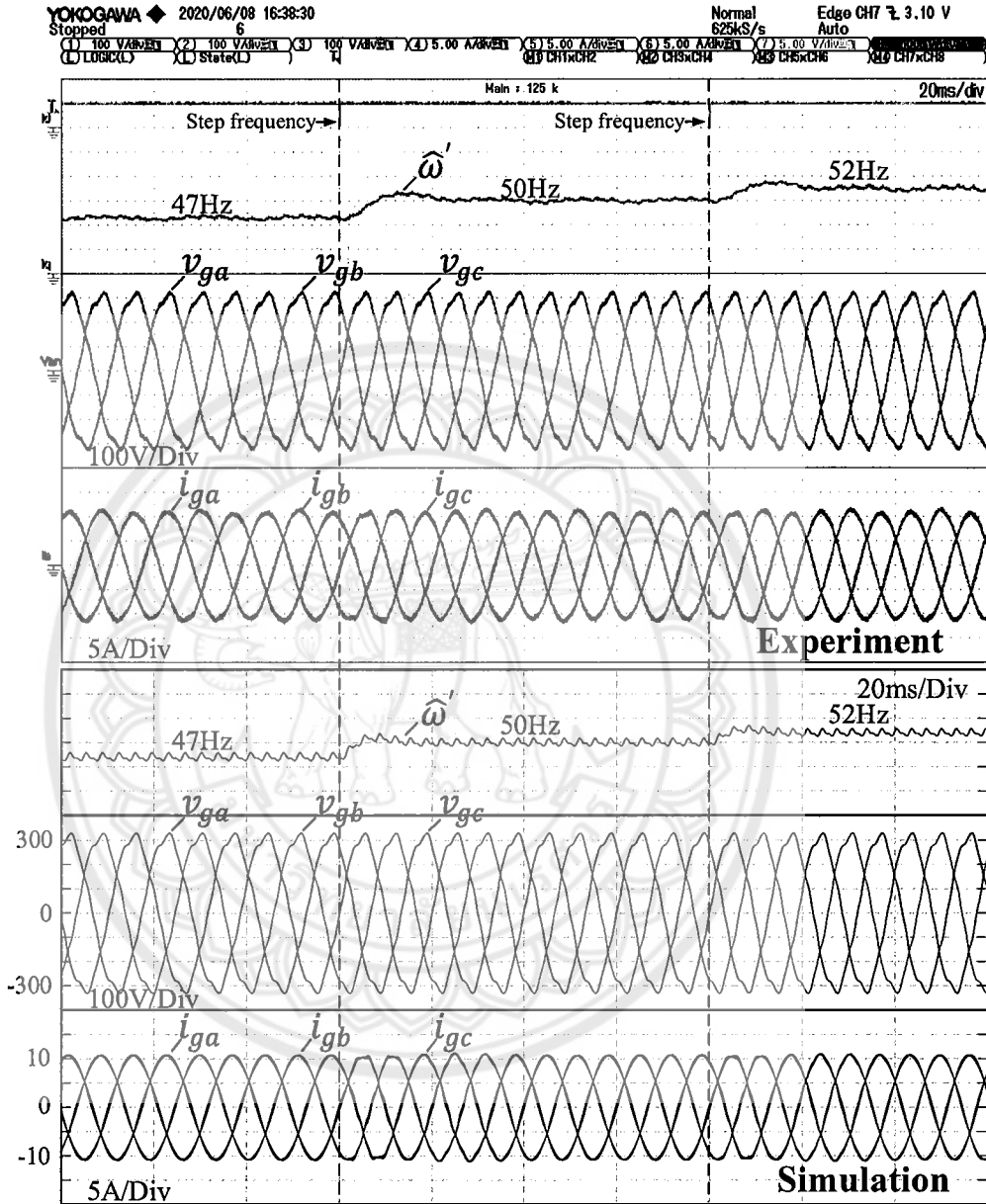
รูปที่ 4-8 แสดงผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้า 5 kW โดยไม่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์ ซึ่งสามารถสังเกตได้ว่าผลการทดลองการทำงานสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงาน และกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีรูปร่างที่บิดเบี้ยวเนื่องจากแรงดันไฟฟ้ามักมีการบิดเบี้ยว เมื่อเปิดระบบชดเชยฮาร์มอนิกส์ดังรูปที่ 4-9 ทำให้กระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะคงตัวมีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ถึงแม้ว่าแรงดันไฟฟ้าจะรูปร่างที่บิดเบี้ยว นอกจากนั้นระบบควบคุมที่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์สามารถปรับตามความถี่ที่เปลี่ยนแปลง ในสภาวะคงตัวถ้าไม่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์ กระแสเอาต์พุตมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 7 11 และ 13 ที่สูงดังรูปที่ 4-10 สอดคล้องกับฮาร์มอนิกส์ในแรงดันไฟฟ้า โดยเฉพาะลำดับที่ 5 และ

7 และมีค่า  $THD_i = 10.84\%$  มีค่าสูงกว่ามาตรฐาน IEEE 1547 [24] หลังจากที่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์ส่งผลให้องค์ประกอบฮาร์มอนิกส์มีค่าลดลงอย่างชัดเจนและมีค่า  $THD_i = 1.08\%$

ส่วนรูปที่ 4-11 แสดงผลตอบสนองชั่วขณะเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้า 3.5 kW และเริ่มจ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟขนาด 3.5 kVar ซึ่งสามารถสังเกตได้ว่ากระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ยังคงมีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ในกรณีที่จ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ

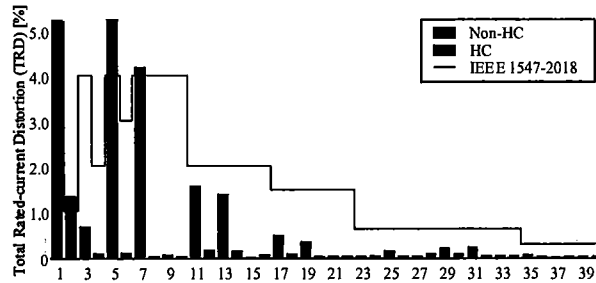


รูปที่ 4-8 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้า 5 kW โดยไม่มีการชดเชยฮาร์มอนิกส์

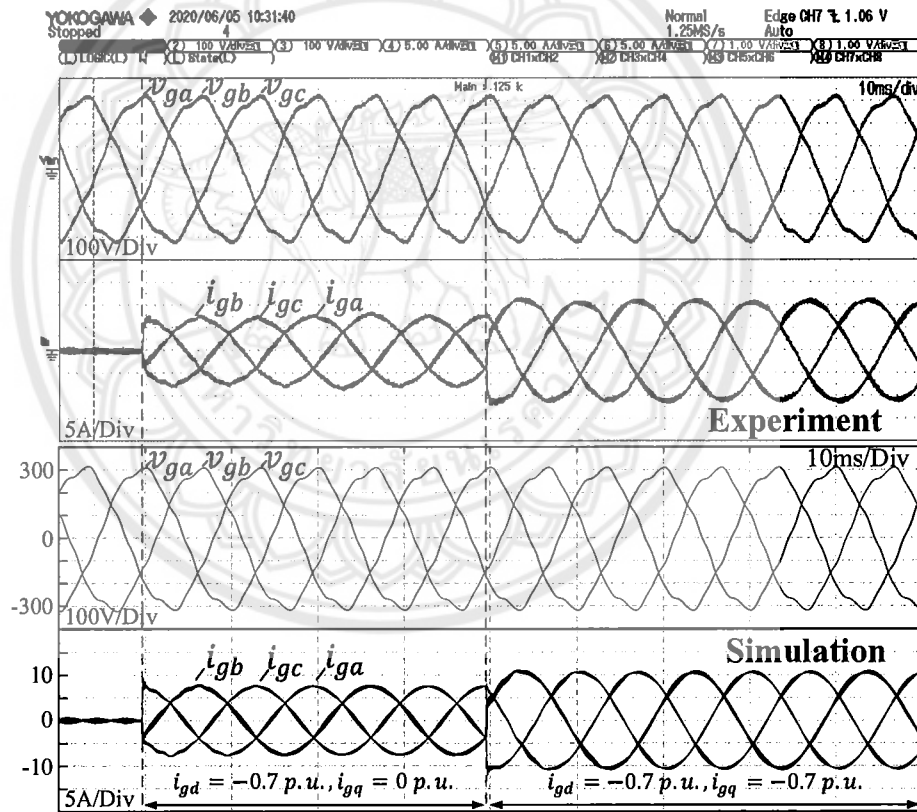


รูปที่ 4-9 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้า 5 kW โดยมีการชดเชยฮาร์มอนิกส์ และความถี่มีการเปลี่ยนแปลง





รูปที่ 4-10 องค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ของกระแสอินเวอร์เตอร์เมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้า 5 kW ที่ความถี่ 50 Hz



รูปที่ 4-11 ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าจริง 3.5 kW และกำลังไฟฟ้รี้แอกทีฟ 3.5 kVar เมื่อมีการชดเชยฮาร์มอนิกส์

#### 4.4 สรุปผลการทดลอง

ระบบควบคุมกระแสแบบพีไอร่วมกับระบบควบคุมรีโซแนนซ์หลายความถี่บนแกนหมุนสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส โดยที่ความถี่รีโซแนนซ์  $6\omega$  บนแกนดีและแกนควสามารถชดเชยฮาร์มอนิกส์ความถี่  $5\omega$  และ  $7\omega$  และตัวควบคุมรีโซแนนซ์ความถี่  $12\omega$  สามารถชดเชยฮาร์มอนิกส์ความถี่  $11\omega$  และ  $13\omega$  ซึ่งสามารถลดจำนวนของตัวควบคุมรีโซแนนซ์ลงไปได้เท่าตัวเมื่อเทียบกับชดเชยฮาร์มอนิกส์บนแกนหนึ่ง ตัวควบคุมรีโซแนนซ์มีโครงสร้างแบบ Double integrator ซึ่งสามารถใช้ค่าความถี่ที่ประมาณได้จาก PLL สำหรับปรับความถี่รีโซแนนซ์

จากผลการทดลองกับแหล่งแรงดันไฟฟ้าสามเฟสที่จำลององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ลำดับที่ 5 7 11 และ 13 พบว่าระบบควบคุมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้สามารถลดผลกระทบของแรงดันฮาร์มอนิกส์โดยที่กระแสเอาต์พุตมีค่า THD ที่ต่ำประมาณ 1% ซึ่งสอดคล้องกับมาตรฐาน IEEE 1547 ในขณะที่ไม่มีตัวควบคุมฮาร์มอนิกส์กระแสเอาต์พุตมีค่า THD ประมาณ 11% ซึ่งสูงเกินกว่าค่ามาตรฐาน นอกจากนี้กระแสเอาต์พุตมีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ในช่วงความถี่ 17-52 Hz และเมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ

## บทที่ 5

### บทสรุป

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่มีการชดเชยแรงดันฮาร์มอนิกส์สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อโครงข่ายไฟฟ้าหนึ่งเฟสและสามเฟสได้ถูกพัฒนาขึ้นมาในโครงการนี้

ระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลแบบหลายความถี่ (DQH) ระบบควบคุมแบบสัดส่วนและรีโชนันซ์หลายความถี่ (PMR) และระบบควบคุมบนแกนหมุนไม่สมดุลและรีโชนันซ์หลายความถี่ (DQMR) สำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส สามารถชดเชยแรงดันฮาร์มอนิกส์จากโครงข่ายไฟฟ้าและจาก Deadtime ให้อยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE 1547 ภายใต้สภาวะที่ความถี่มีการเปลี่ยนแปลง ระบบควบคุมแบบ DQH ให้สมรรถนะที่ดีที่สุดและสามารถแยกองค์ประกอบกำลังไฟฟ้าชั่วขณะ แต่ใช้เวลาในการคำนวณมากที่สุด ส่วนตัวควบคุมแบบ PMR ใช้เวลาในการคำนวณสั้นที่สุด แต่มีสมรรถนะต่ำที่สุดและไม่สามารถแยกองค์ประกอบกำลังไฟฟ้าชั่วขณะ ตัวควบคุมแบบ DQMR ใช้เวลาในการคำนวณมากกว่าตัวควบคุมแบบ PMR และยังคงมีคุณสมบัติที่ใกล้เคียงกับตัวควบคุมแบบ DQH

ส่วนอินเวอร์เตอร์สามเฟสระบบควบคุมกระแสแบบพีไอร่วมกับระบบควบคุมรีโชนันซ์หลายความถี่บนแกนหมุนสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส โดยที่ตัวควบคุมรีโชนันซ์ความถี่  $6\omega$  และ  $12\omega$  สามารถชดเชยฮาร์มอนิกส์ความถี่  $5\omega$   $7\omega$   $11\omega$  และ  $13\omega$  ให้กระแสเอาต์พุตมีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ประมาณ 1.1% ภายใต้แรงดันไฟฟ้าที่ผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ 4.4%

#### 5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

นำระบบควบคุมที่พัฒนาขึ้นมาในโครงการวิจัยไปประยุกต์ใช้ในอินเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ แบตเตอรี่ และวงจรประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้าต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] ระเบียบคณะกรรมการกำกับกิจการพลังงาน, "มาตรฐานของอุปกรณ์ที่ใช้เชื่อมต่อกับระบบโครงข่ายไฟฟ้า วิธีการตรวจสอบและการรับรองผลการตรวจสอบอุปกรณ์ประเภทอินเวอร์เตอร์ (Grid-connected inverter) ระบบแรงดันต่ำ," 2559.
- [2] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 836-841, 2006.
- [3] "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems," *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1-29, 2014.
- [4] Y. K. Wu, J. H. Lin, and H. J. Lin, "Standards and Guidelines for Grid-Connected Photovoltaic Generation Systems: A Review and Comparison," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 3205-3216, 2017.
- [5] M. Kesler, M. C. Kisacikoglu, and L. M. Tolbert, "Vehicle-to-grid reactive power operation using plug-in electric vehicle bidirectional offboard charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 6778-6784, 2014.
- [6] R. Kot, S. Stynski, K. Stepień, J. Zaleski, and M. Malinowski, "Simple Technique Reducing Leakage Current for H-Bridge Converter in Transformerless Photovoltaic Generation," *Journal of Power Electronics*, vol. 16, p. 10, 01/20 2016.
- [7] D. N. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 814-822, 2003.
- [8] Y. Gu, Y. Wang, X. Xiang, W. Li, and X. He, "Improved virtual vector control of single-phase inverter based on unified model," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, pp. 611-618, 2014.
- [9] A. Roshan, R. Burgos, A. C. Baisden, F. Wang, and D. Boroyevich, "A D-Q frame controller for a full-bridge single phase inverter used in small distributed power generation systems," in *IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, 2007, pp. 641-647.

- [10] S. Somkun and V. Chunkag, "Unified Unbalanced Synchronous Reference Frame Current Control for Single-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 5425-5436, 2016.
- [11] S. Somkun, "Unbalanced synchronous reference frame control of single-phase stand-alone inverter," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 107, pp. 332-343, 2019.
- [12] Y. Yang, K. Zhou, H. Wang, and F. Blaabjerg, "Analysis and mitigation of dead-time harmonics in the single-phase full-bridge PWM converter with repetitive controllers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 5343-5354, 2018.
- [13] M. Castilla, J. Miret, A. Camacho, J. Matas, and L. G. d. Vicuna, "Reduction of Current Harmonic Distortion in Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters via Resonant Current Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 1464-1472, 2013.
- [14] K. Zhou, Y. Yang, F. Blaabjerg, and D. Wang, "Optimal Selective Harmonic Control for Power Harmonics Mitigation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 1220-1230, 2015.
- [15] M. Reyes, P. Rodriguez, S. Vazquez, A. Luna, R. Teodorescu, and J. M. Carrasco, "Enhanced Decoupled Double Synchronous Reference Frame Current Controller for Unbalanced Grid-Voltage Conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 3934-3943, 2012.
- [16] R. Maheshwari, I. Trintis, L. Török, S. Munk-Nielsen, P. J. Douglass, and L. Bede, "A Novel High Bandwidth Current Control Strategy for SiC mosfet Based Active Front-End Rectifiers Under Unbalanced Input Voltage Conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 8310-8320, 2017.
- [17] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 584-592, 2007.

- [18] S. Somkun, "High performance current control of single-phase grid-connected converter with harmonic mitigation, power extraction and frequency adaptation capabilities," *IET Power Electronics*, vol. 14, pp. 352-372, 2021.
- [19] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, pp. 750-762, 2006.
- [20] J. Wang, J. D. Yan, L. Jiang, and J. Zou, "Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with LCL filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 743-757, 2016.
- [21] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong, "Optimized design of stationary frame three phase AC current regulators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2417-2426, 2009.
- [22] D. Maksimovic, A. M. Stankovic, V. J. Thottuvelil, and G. C. Verghese, "Modeling and simulation of power electronic converters," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, pp. 898-912, 2001.
- [23] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesana, "Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1692-1712, 2010.
- [24] "IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces," *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pp. 1-138, 2018.
- [25] C. Xie, X. Zhao, K. Li, J. Zou, and J. M. Guerrero, "Multirate resonant controllers for grid-connected inverters with harmonic compensation function," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 8981-8991, 2019.
- [26] M. Schiesser, S. Wasterlain, M. Marchesoni, and M. Carpita, "A simplified design strategy for multi-resonant current control of a grid-connected voltage source Inverter with an LCL Filter," *Energies*, vol. 11, 2018.

- [27] J. Ye, L. Liu, J. Xu, and A. Shen, "Frequency Adaptive Proportional-Repetitive Control for Grid-Connected Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1-1, 2020.







# High performance current control of single-phase grid-connected converter with harmonic mitigation, power extraction and frequency adaptation capabilities

Sakda Somkun 

School of Renewable energy and Smart Grid  
Technology (SGtech), Naresuan University,  
Phitsanulok, Thailand

## Correspondence

Sakda Somkun, School of Renewable energy and  
Smart Grid Technology (SGtech), Naresuan Univer-  
sity, Phitsanulok, Thailand.  
Email: sakdaso@nu.ac.th

## Funding information

Naresuan University, Grant/Award Number:  
R2563C026

## Abstract

Grid-connected converters in distributed generation systems are required to operate under highly distorted voltage with a wide frequency range, and to provide active/reactive power information for ancillary services and power control. This paper presents multiple unbalanced synchronous reference frame control for regulating and mitigating the grid current distortion of a voltage source converter caused by grid voltage distortion and converter deadtime. The proposed control technique has intrinsic power extraction and frequency adaptation capabilities. The multiple unbalanced synchronous reference frame control is compared with the proportional multi-resonant control. A new controller which combines the unbalanced synchronous reference frame control for regulation of the fundamental component current and the multi-resonant control for harmonic compensation is presented. The proposed control techniques were verified with a 1.5-kVA LCL-filtered grid connected inverter. The multiple unbalanced synchronous reference frame control with odd harmonic orders 3rd to 13th exhibited excellent harmonic rejection with a total harmonic distortion (THD) less than 0.60% under a highly distorted voltage. The proposed combined control technique provided slightly inferior performance with the grid current THD less than 0.65%. The combined control scheme retains functionalities as the multiple unbalanced synchronous reference frame control with a significant reduction of computational effort.

## 1 | INTRODUCTION

Power electronic converters play a vital role in modern energy systems by the integration of renewable energy sources and energy storage devices with the smart grid. Single-phase voltage source converters (VSC) are widely used in small scale systems for solar [1–3], wind [4] and hydro energy [5] as well as in electric vehicle battery chargers [6]. Grid standards have been imposed to ensure that the VSC current injected to the grid contains low harmonics under a certain frequency range [7, 8]. The injected harmonic current is caused by the dead time in each leg of the VSC [9] and the voltage harmonics at the point of common coupling (PCC) [10]. Moreover, the control scheme of the VSC with accurate power extraction capability are required for ancillary services [6, 11, 12], synchronous generator emulation

[13], and for the estimation of the DC bus ripple voltage [14]. Thus, the current control of the VSC, the most inner control loop, should have the following capabilities to support higher hierarchy control systems:

1. Rejection of harmonics due to the converter deadtime and the distorted PCC voltage.
2. Maintain satisfactory performance under grid frequency variation.
3. Inherent power extraction.

Current control of VSCs can be implemented in a stationary reference frame and in a synchronous referent frame. A proportional-integral (PI) controller in the stationary frame with a feedforward of the PCC voltage achieves satisfactory

This is an open access article under the terms of the Creative Commons Attribution License, which permits use, distribution and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

© 2020 The Authors. *IET Power Electronics* published by John Wiley & Sons Ltd on behalf of The Institution of Engineering and Technology

performance [2, 15]. However, there is an inherent current error due to a finite regulator gain at the grid frequency [15]. Among the stationary frame controllers, the proportional-resonant (PR) regulator is widely adopted in the grid current control loop of the VSCs [6, 16–18]. The PR regulator has a relatively large gain at the grid frequency which enforces the current error to zero. Multiple resonant regulators at low frequency harmonics are plugged into the fundamental component controller for selective harmonic compensation [10, 19]. Frequency adaptation can be achieved by implementing the resonant controller from two integrators. Great care should be taken on discretisation methods of the resonant controller especially for higher harmonic orders since it can cause deterioration of the performance or even the stability of the control system [17].

A repetitive controller based on the internal model principle has attracted the attention of the research community for harmonic mitigation [9, 20–22]. It is equivalent to a bank of multiple resonant controllers up to the Nyquist frequency. Considering the robustness of the control loop, the repetitive controller is normally incorporated with a low pass filter and a phase lead filter. The transient performance of the repetitive controller is sluggish because it stores an integer number of data cells for a whole period. Thus, the repetitive controller is normally plugged in parallel with the fundamental component controller, i.e. a PR controller [21] or a dead beat controller [22] to compensate for the slow dynamic. On the other hand, the conventional repetitive controller has an identical gain over the frequency range, making it impossible to optimally select individual harmonics to be compensated. Furthermore, the performance of the repetitive controller deteriorates when the grid frequency deviates from the nominal value. This causes the number of data points in a cycle to be fractional. Online sampling frequency adjustment or compensation of the fractional delay using a Lagrange polynomial interpolation are the intuitive solutions to maintain the harmonic mitigation performance [20]. Other control approaches applied to the single-phase converter in the stationary reference frame include hysteresis [3], model predictive control [1] and state feedback control [11].

The aforementioned control techniques in the stationary reference frame lack power extraction capability. An additional power estimator is needed when a stationary reference frame current controller is adopted [6, 11, 13].

Current control in the synchronous reference frame has inherent power extraction from the decoupled current components. The grid current is assigned as the  $\alpha$ -axis component of the stationary frame whereas an orthogonal signal generator (OSG) creates the quadrature ( $\beta$ -axis component) of the grid current. A Park transformation is then used to convert from the AC components in the  $\alpha\beta$  axes to the DC components in the synchronous reference frame ( $dq$  axes). From there, standard PI controllers force the current errors to zero. The reference voltage in the  $\alpha$ -axis from the inverse Park transformation is sent to the pulse-width modulator (PWM) to produce the converter terminal voltage. Common OSG techniques include phase shifting methods and signal reconstruction methods. The phase shifting methods include a quarter period delay [23], an all-pass filter

[24, 25], and differentiation [26]. The OSGs introduce a slow dynamic into the control loop and even cause unstable operation if the PI regulators are not properly tuned [24]. The signal reconstruction methods include a second order generalised integrator (SOGI) [5], an enhanced adaptive filter (EAF) [27], and a fictive-axis emulator (FAE) [28]. The SOGI and EAF methods reconstruct the fundamental component of the input signal with a  $-\pi/2$  phase shift, which works well with the sinusoidal grid current. When the grid current is distorted, however, all the harmonic components go through the  $\alpha$  component of the Park transformation only. However, there is no reported evidence that this always occurs under these circumstances. The FAE technique emulates the VSC signals orthogonal to the physical axis inside a digital signal processor (DSP), then the emulated orthogonal current is used as the  $\beta$ -axis component for the Park transformation [28]. This method relies on accurate parameters of the converter and oscillation occurs when there is a parameter mismatch. Moreover, the FAE technique was tested only with an  $L$ -filtered VSC.

Another control technique in the synchronous reference frame is to generate the  $\beta$ -axis current independent of the grid current [29–34] which can be zero [30, 31] or can be the reference quadrature signal [29, 32–35]. This technique has been called the unbalanced synchronous reference frame control, which is equivalent to an ideal PR regulator. Somkun and Chunkag [35] proposed a unified structure of the unbalanced synchronous reference frame control in which an arbitrary signal is assigned as the  $\beta$ -axis component that is simultaneously fed into the Park transformations on the reference side and the feedback side. This control technique benefits from the power extraction capability of the  $dq$ -axes currents. It can be also reconfigured as a stationary frame controller with a fraction of Park and inverse Park transformations for simplification of the control system. Control stability is guaranteed due to the absence of an OSG function. Frequency adaptation is intrinsic through a phase-locked loop (PLL). The unbalanced synchronous reference frame control schemes presented in [29, 32–35] were successfully validated with the sinusoidal grid voltage. Multi-frequency parallel connections of this controller have been used to mitigate the output harmonics of a single-phase stand-alone inverter caused by a non-linear load [36]. However, an application of the unbalanced synchronous reference frame controller for regulation of the grid current under a distorted grid voltage and/or a large VSC deadtime has not been reported.

This paper reports on our investigation of a multiple unbalanced synchronous reference frame control to regulate the grid current of a single-phase LCL-filtered VSC, as shown in Figure 1, and to mitigate harmonics from the grid voltage and the VSC dead time. Frequency adaptation and power extraction abilities were also evaluated. The unbalanced synchronous reference frame control scheme was compared with the multi resonant regulator. A mixed control scheme where the unbalanced synchronous reference frame control regulates the fundamental component with the multi resonant regulator for the harmonic mitigation is presented. The proposed schemes were validated with a 1.5 kVA grid-connected inverter.

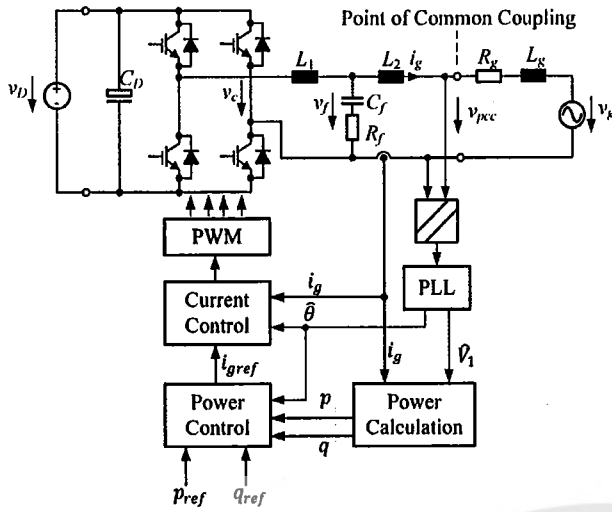


FIGURE 1 Control structure of a single-phase grid connected converter

## 2 | SYSTEM DESCRIPTION

### 2.1 | Decoupling power control

The single-phase LCL-filtered grid-connected inverter in Figure 1 was selected for this study. A damping resistor  $R_f$  was added to the LCL filter to ensure control stability with presence of a large grid impedance  $L_g$  and  $R_g$ . The current control loop with the grid current feedback receives the reference grid current from the power control loop with the active and reactive power references  $p_{ref}$  and  $q_{ref}$ . The PCC voltage  $v_{pcc}(t)$  contains harmonics given by,

$$v_{pcc}(t) = \underbrace{\hat{V}_1 \cos \omega t}_{v_1(t)} + \underbrace{\sum_{n=2}^N \hat{V}_n \cos(n\omega t + \psi_n)}_{v_b(t)} \quad (1)$$

The grid current  $i_g(t)$  is controlled to be,

$$i_g(t) = \hat{I}_1 \cos(\omega t + \varphi). \quad (2)$$

For the synchronous reference frame control, the grid current is decoupled into the  $dq$  axes using the Park transformation given by:

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_g(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{I}_1 \cos \varphi \\ \hat{I}_1 \sin \varphi \end{bmatrix}. \quad (3)$$

where the orthogonal current  $i_\beta(t) = \hat{I}_1 \sin(\omega t + \varphi)$  generated by an OSG. Thus, the grid current can be written as:

$$i_g(t) = i_d(t) \cos \omega t - i_q(t) \sin \omega t. \quad (4)$$

Considering the fundamental component of the PCC voltage, the instantaneous power and reactive power are given as

follows:

$$p(t) = \frac{\hat{V}_1(t)}{2} \hat{I}_1 \cos \varphi = \frac{\hat{V}_1}{2} i_d(t) \quad (5)$$

$$q(t) = -\frac{\hat{V}_1(t)}{2} \hat{I}_1 \sin \varphi = -\frac{\hat{V}_1}{2} i_q(t). \quad (6)$$

It is noted that the negative sign in (6) is applied when the converter is defined as the inverter, as depicted in Figure 1. Although the synchronous reference frame control enables power extraction capability, control complexity and slow dynamic performance hinder it from being widely applicable in single-phase VSCs.

### 2.2 | Causes of grid current distortion

The grid current control block diagram is depicted in Figure 2(a) where the winding resistance of the inverter-side and grid-side inductors  $L_1$  and  $L_2$  are neglected. The transfer function of the pulse-width modulated VSC is modelled as:

$$G_{PWM}(s) = V_D e^{-sT_d} \quad (7)$$

where  $T_d = 1.5T_s$  is the sampling and transportation delay, and  $T_s$  is the sampling period of the control loop synchronised with the PWM carrier signal. The grid current control block diagram is rearranged as illustrated in Figure 2(b) where the PCC voltage  $v_{pcc}(t)$  and the harmonic voltage due to the converter deadtime voltage  $v_{DTh}(t)$  are considered as the disturbances. The admittance transfer function with  $v_{DTh}(t)$  is given by,

$$Y_{DT}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{DTh}(s)} = \frac{G_{LCL}(s)}{1 + G_{ci}(s) G_{PWM}(s) G_{LCL}(s)} \quad (8)$$

where  $G_{ci}(s)$  is the current controller in the stationary reference frame and  $G_{LCL}(s) = i_g(t)/v_c(t)$  is the transfer function of the LCL filter given by,

$$G_{LCL}(s) = \frac{sC_f R_f + 1}{C_f L_1 L_2 s^3 + C_f (L_1 + L_2) R_f s^2 + C_f (L_1 + L_2) s}. \quad (9)$$

The admittance transfer function with the PCC voltage is written as follows:

$$Y_{pcc}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{pcc}(s)} = -G_{FW}(s) Y_{DT}(s) \quad (10)$$

$$Y_{pcc}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{pcc}(s)} = \frac{-\left(\frac{L_1 C_f s^2}{C_f R_f s + 1} + 1\right) G_{LCL}(s)}{1 + G_{ci}(s) G_{PWM}(s) G_{LCL}(s)}. \quad (11)$$

Equations (8) and (11) indicate that the transfer function  $G_{LCL}(s)$  should be as small as possible to minimise the

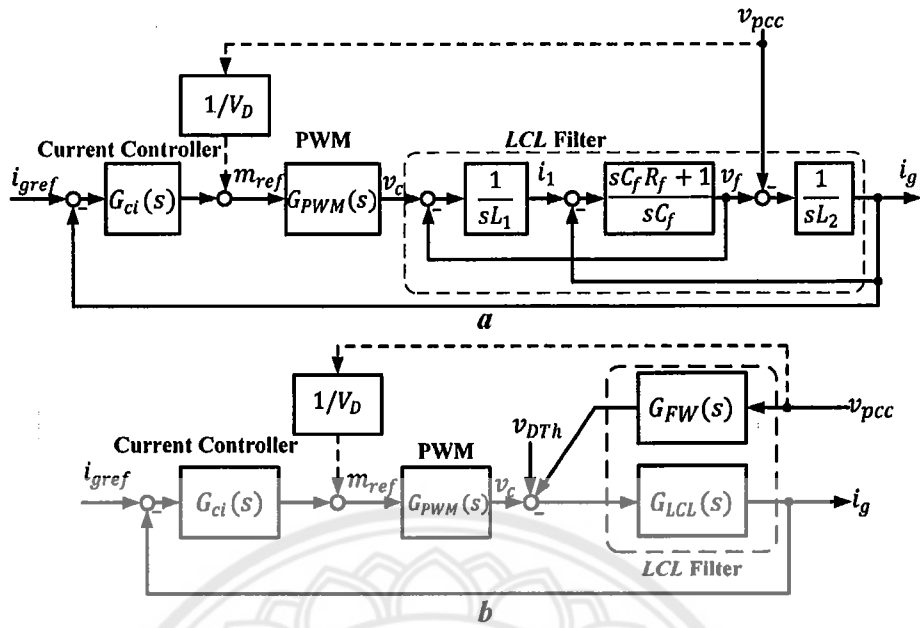


FIGURE 2 Grid current control block diagram of a single-phase grid-connected inverter. (a) Basic control block diagram, (b) equivalent control block diagram

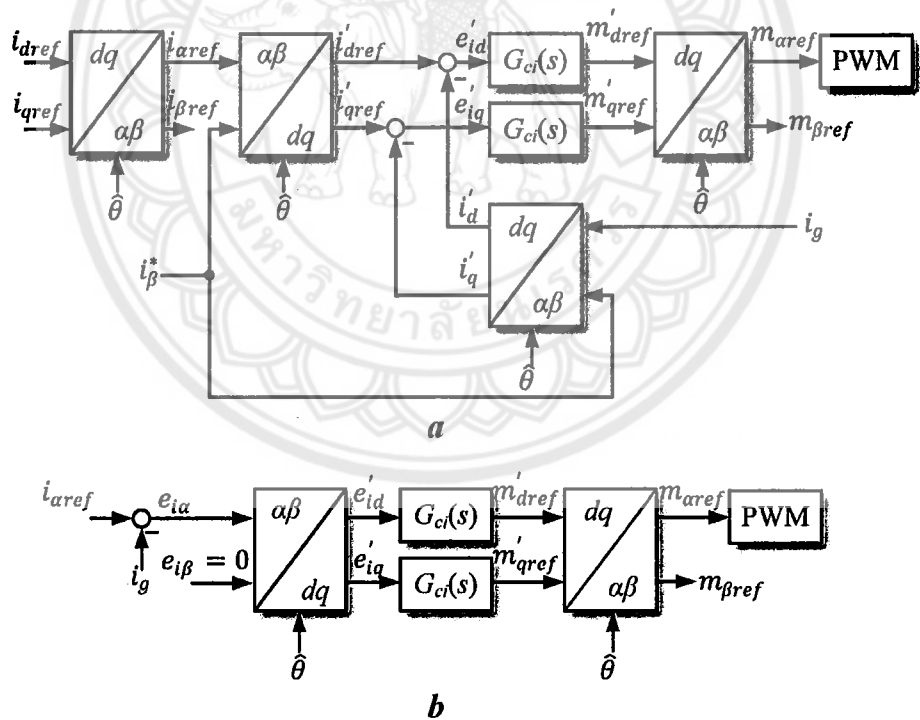


FIGURE 3 Unbalanced synchronous reference frame control of the single-phase VSC. (a) Unified structure, (b) stationary reference frame structure

effects of the dead time and the PCC voltage distortion. However, this causes a large current ripple in the inductor  $L_1$ . On the other hand, the current controller  $G_{ci}(s)$  should have a large gain to attenuate the grid current harmonics. However, a PR regulator normally used in the grid cur-

rent control loop has an infinite gain at the grid frequency which is not adequate to suppress such harmonics. Feedforward of the PCC voltage (the dashed line in Figure 2(b)) can reduce the effect of the PCC voltage distortion to some extent. If the delay in the  $G_{PWM}(s)$  is neglected, the  $Y_{pcc}(s)$  is

approximated as:

$$Y_{\text{pcc}}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{\text{pcc}}(s)} \cong \frac{-\left(\frac{L_1 C_f s^2}{C_f R_f s + 1}\right) G_{\text{LCL}}(s)}{1 + G_{\text{ci}}(s) G_{\text{PWM}}(s) G_{\text{LCL}}(s)}. \quad (12)$$

For the case of the L filter ( $C_f = 0$ ), the PCC voltage harmonics can be nearly eliminated. For the LCL filter, however, the values of  $L_1$  and  $C_f$  should be carefully selected to lower the influence of the PCC voltage distortion to the grid current.

Grid current distortion due to the dead time is normally mitigated by using compensation schemes which requires another current sensor to detect the direction of the inverter current  $i_1(t)$ . Distortion in the grid current, due to the dead time and the PCC voltage, can be simultaneously mitigated by using a harmonic compensator  $G_{\text{cib}}(s)$  plugged in parallel with the fundamental current controller  $G_{\text{ci}}(s)$ . The harmonic compensator provides a large gain at the target frequencies, which behaves as a set of resonant filters to bypass the harmonic current from the dead time and the PCC voltage.

### 3 | UNBALANCED SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME CONTROL

The unified structure of the unbalanced synchronous reference frame control is depicted in Figure 3(a) where the reference current  $i_{\alpha\text{ref}}$  and the grid current  $i_g$  are defined as the  $\alpha$ -axis component of the Park transformations on both the reference side and the feedback side. However, the arbitrary signal  $i_{\beta}^*$  is assigned as the  $\beta$ -axis component on both the feedback side and the reference side. The symbol “ $\prime$ ” represents the variables in the unbalanced synchronous reference frame. The angle  $\hat{\theta}$  for the axis transformations is the estimated value of the phase angle  $\theta = \omega t$  with respect to the fundamental component of the grid voltage from the PLL. Then, the error signals  $e'_{id}$  and  $e'_{iq}$  in the  $d$  and  $q$  axes are regulated by the PI current controllers  $G_{\text{ci}}(s)$ . Only the  $\alpha$ -axis voltage reference from the inverse Park transformation is used as the modulation signal for the PWM. The unified structure in Figure 3(a) can be reconfigured as a stationary reference frame controller, as shown in Figure 3. The grid current error  $e_{i\alpha}$  is only the input signal whereas the error  $e_{i\beta}$  in  $\beta$ -axis is zero. Thus, the error signals  $e'_{id}$  and  $e'_{iq}$  in the unbalanced synchronous reference frame are:

$$\begin{bmatrix} e'_{id} \\ e'_{iq} \end{bmatrix} = e_{i\alpha} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ -\sin \theta \end{bmatrix}. \quad (13)$$

According to the inverse Park transformation, the grid current error  $e_{i\alpha}$  assigned to the  $\alpha$  axis is given by,

$$e_{i\alpha} = e_{id} \cos \theta - e_{iq} \sin \theta \quad (14)$$

where  $e_{id}$  and  $e_{iq}$  are the error signals in the synchronous reference frame. Substituting Equation (14) into (13)

yields,

$$\begin{bmatrix} e'_{id} \\ e'_{iq} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1 + \cos 2\theta) & -\sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & (1 - \cos 2\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

The current errors  $e'_{id}$  and  $e'_{iq}$  in the unbalanced synchronous reference frame, coupled with the current errors  $e_{id}$  and  $e_{iq}$  in the synchronous reference frame, contain DC and  $2\theta$  components. For the balanced system such as the three-phase grid connected inverter, the error  $e_{i\beta}$  that is orthogonal to the error  $e_{i\alpha}$  exists in the Park transformation, which leads to the absence of  $\cos 2\theta$  and  $\sin 2\theta$  in Equation (15). The current errors  $e'_{id}$  and  $e'_{iq}$  are forced to zero by the PI controllers  $G_{\text{ci}}(s)$  making the current errors  $e_{id}$  and  $e_{iq}$  equal to zero. Thus, the grid current error  $e_{i\alpha}$  in the physical axis is zero too. The waveforms of  $i'_d$  and  $i'_q$  change with the  $\beta$ -axis current  $i_{\beta}^*$  with similar  $e'_{id}$  and  $e'_{iq}$ . The stationary equivalence of the synchronous reference frame controller is given by [24]

$$G_{\text{ci}}^s(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} - \frac{\omega K_{i1}}{s^2 + \omega^2} \cdot \text{OSG}(s) \quad (16)$$

where  $K_p$  and  $K_{i1}$  are the proportional and integral gains of the PI controller, and the  $\text{OSG}(s)$  is the OSG function. It is possible for the synchronous reference frame,  $G_{\text{ci}}^s(s)$  to have a negative DC gain due to the  $\text{OSG}(s)$  resulting in an instability. For the unbalanced synchronous reference frame, no  $\text{OSG}(s)$  is associated. Hence, its stationary frame equivalence becomes

$$G_{\text{ci}}^s(s) = K_p + \frac{K_{i1} s}{s^2 + \omega^2}. \quad (17)$$

## 4 | PROPOSED CURRENT CONTROL SCHEMES

### 4.1 | Multiple unbalanced synchronous reference frame control

Figure 4 shows the proposed grid current control derived from the unbalanced synchronous reference frame concept. The proposed control scheme consists of the fundamental component current controller with power extraction capability, referred to as the DQ controller, and the harmonic controller  $H(s)$ . These together mitigate the grid current distortion due to the PCC voltage harmonics and the switching dead time. The control scheme is referred as the DQH controller hereafter. The fundamental component controller is adopted from Figure 3(a) by setting  $i_{\beta}^* = i_{\beta\text{ref}}$ . The reference currents  $i_{d\text{ref}}$  and  $i_{q\text{ref}}$  are directly used as the references of the PI controllers in the  $dq$  axes. The reference orthogonal current  $i_{\beta\text{ref}}$  can be written as:

$$i_{\beta\text{ref}}(t) = i_{\beta}(t) + e_{i\beta}(t) \quad (18)$$

where  $i_{\beta}(t) = i_g(t)e^{-j\frac{\pi}{2}}$  is the imaginary current that is orthogonal to the physical grid current  $i_g(t)$ , and  $e_{i\beta}(t)$  is the

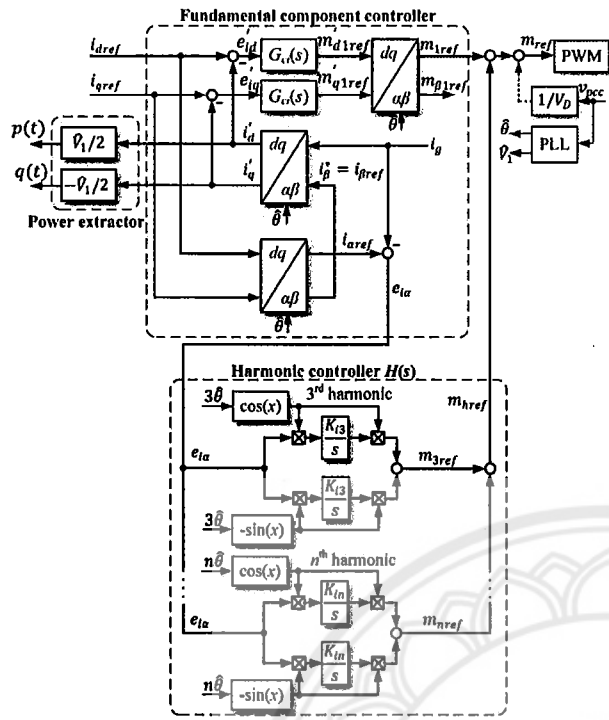


FIGURE 4 Multiple unbalanced synchronous reference frame current control with harmonic controller

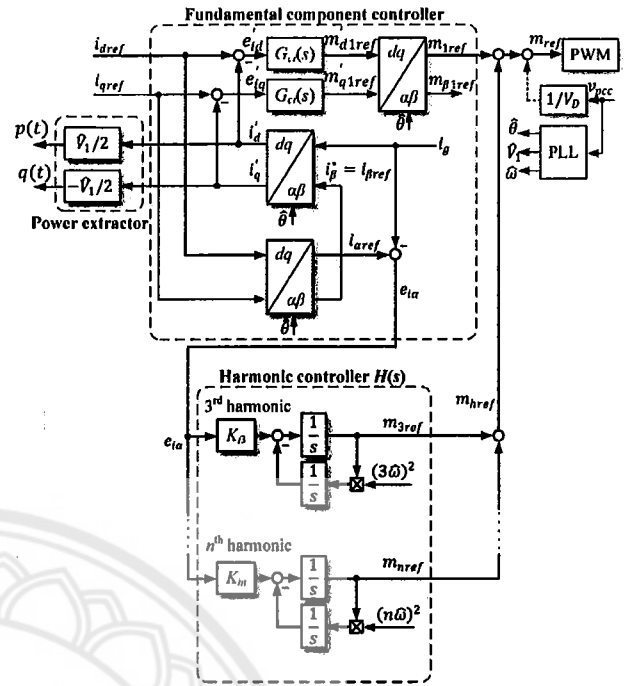


FIGURE 6 Unbalanced synchronous reference frame current control with multi-resonant harmonic controller

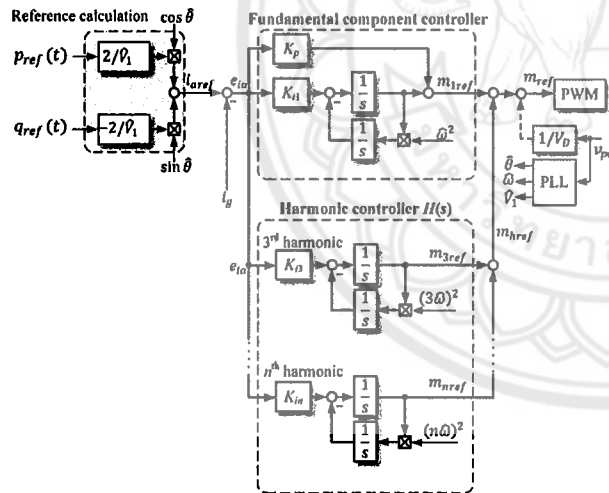


FIGURE 5 PR control with multi-resonant harmonic controller

orthogonal current of the physical grid current error. Then, the transformed currents  $i_d'(t)$  and  $i_q'(t)$  can be written as follows

$$\begin{bmatrix} i_d'(t) \\ i_q'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_g(t) \\ i_\beta(t) + e_{i\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} i_d'(t) \\ i_q'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + e_{i\beta}(t) \cdot \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (20)$$

TABLE 1 Converter parameters

Variables	Values
DC voltage $V_D$	400 V
PCC nominal voltage $V_{pcc}$	230 V50 Hz10 kHz20 kHz
Grid frequency $f$	
PWM carrier frequency $f_{pwm}$	
Sampling frequency $f_s$	
Inverter-side inductor $L_1$	1 mH
$L_1$ winding resistance $R_1$	0.07 $\Omega$
Grid-side inductor $L_2$	1 mH
$L_2$ winding resistance $R_2$	0.07 $\Omega$
Filter capacitor $C_f$	2 $\mu$ F
Damping resistance $R_f$	2.2 $\Omega$

Substituting  $e_{i\beta}(t) = e_{id}(t) \sin \theta + e_{iq}(t) \cos \theta$  from the inverse Park transformation and with trigonometric identities, Equation (20) can be expressed as:

$$\begin{bmatrix} i_d'(t) \\ i_q'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1 - \cos 2\theta) & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & (1 + \cos 2\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_{id}(t) \\ e_{iq}(t) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Equation (21) indicates that the currents  $i_d'(t)$  and  $i_q'(t)$  in the unbalanced synchronous reference frame approach the

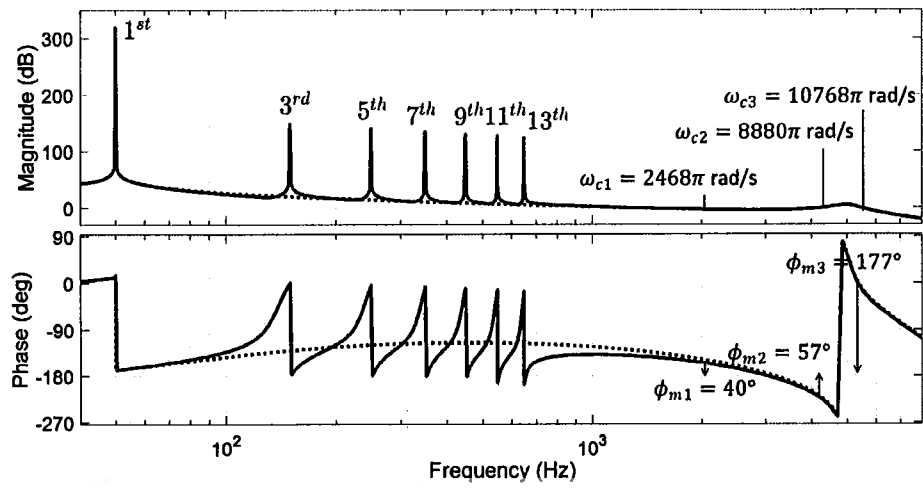


FIGURE 7 Frequency response of the open loop transfer function of the grid current control loop

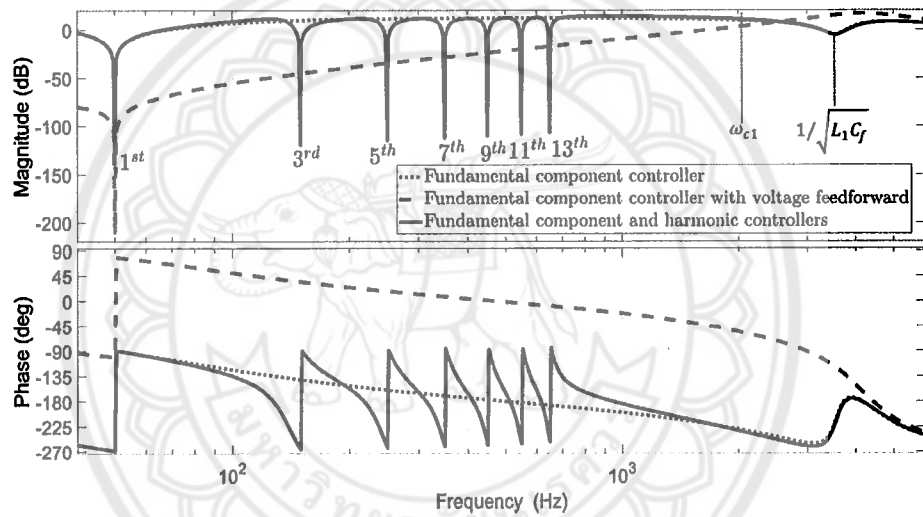


FIGURE 8 Frequency response of the output admittance with the PCC voltage

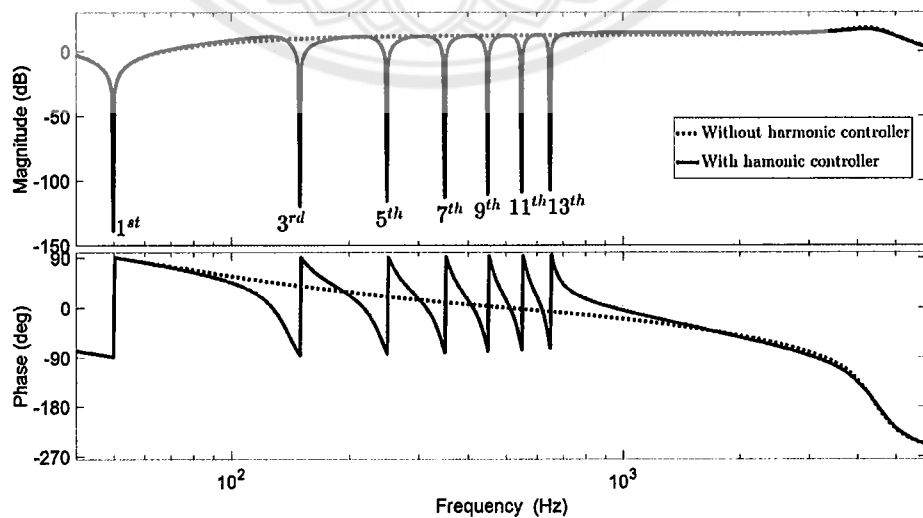


FIGURE 9 Frequency response of the output admittance with the deadtime voltage

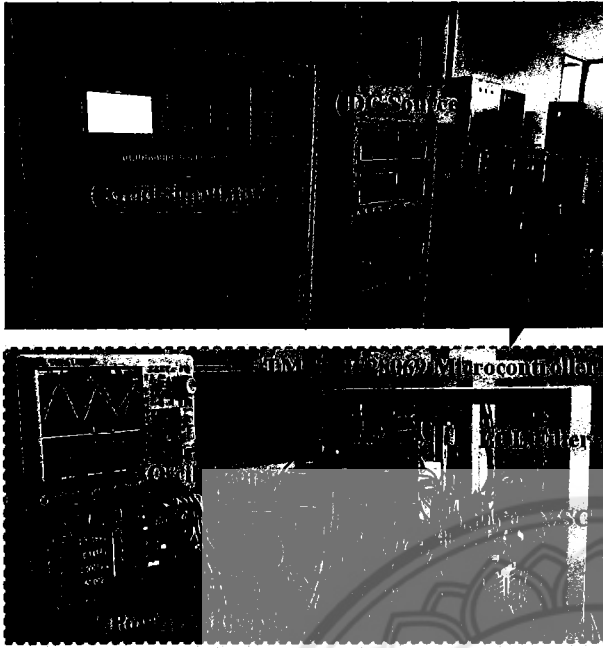


FIGURE 10 Experimental setup used in this investigation

TABLE 2 PCC voltage harmonics

$V_1$	$V_3$	$V_5$	$V_7$	$V_9$	$V_{11}$	$V_{13}$
230 Vrms	5%	2%	1%	1%	1%	1%

currents  $i_d(t)$  and  $i_q(t)$ . Thus, the unbalanced synchronous reference frame control gives a similar power extraction capability as the conventional synchronous reference frame control. The current errors  $e'_{id}(t)$  and  $e'_{iq}(t)$  in the unbalanced synchronous reference frame can be written as,

$$\begin{bmatrix} e'_{id}(t) \\ e'_{iq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d\text{ref}}(t) \\ i_{q\text{ref}}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i'_d(t) \\ i'_q(t) \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Substituting the currents  $i'_d(t)$  and  $i'_q(t)$  in Equation (21) into (22) leads to follows:

$$\begin{bmatrix} e'_{id}(t) \\ e'_{iq}(t) \end{bmatrix} = \begin{cases} \begin{bmatrix} e_{id}(t) \\ i_{d\text{ref}}(t) - i'_d(t) \\ i_{q\text{ref}}(t) - i'_q(t) \\ e_{iq}(t) \end{bmatrix} \\ -\frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1 - \cos 2\theta) & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & (1 + \cos 2\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_{id}(t) \\ e_{iq}(t) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} e'_{id}(t) \\ e'_{iq}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1 + \cos 2\theta) & -\sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & (1 - \cos 2\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_{id}(t) \\ e_{iq}(t) \end{bmatrix}. \quad (24)$$

The current errors  $e'_{id}(t)$  and  $e'_{iq}(t)$  in Equation (24) are identical to those in Equation (15) which proves that the fundamental component controller in Figure 4 is equivalent to the unbalanced synchronous reference frame controller in Figure 3. The outputs of the PI regulators provide the modulation signals  $m'_{d1\text{ref}}(t)$  and  $m'_{q1\text{ref}}(t)$ . Then the modulation signal  $m_{1\text{ref}}(t)$  of the fundamental component is determined from the  $\alpha$  component of the inverse Park transformation given by,

$$m_{1\text{ref}}(t) = m'_{d1\text{ref}}(t) \cos \theta - m'_{q1\text{ref}}(t) \sin \theta. \quad (25)$$

The harmonic controller  $H(s)$  is also implemented in the unbalanced synchronous reference frame. The main role of the harmonic controller is to provide a relatively large gain at the compensated frequency  $n\omega$  where  $n$  is the harmonic order number. So, the integral gain  $K_{in}$  is only used to correct the current error at  $n\omega$ . Power extraction at each harmonic frequency is not necessary so the stationary reference frame structure in Figure 3(b) is selected due to its simplicity. Since  $e_{i\beta} = 0$ , the Park transformation of the current errors  $e_{i\alpha}(t)$  at the  $n$ th harmonic can be reduced to:

$$\begin{bmatrix} e'_{idn}(t) \\ e'_{iqn}(t) \end{bmatrix} = e_{i\alpha}(t) \cdot \begin{bmatrix} \cos n\theta \\ -\sin n\theta \end{bmatrix}. \quad (26)$$

The current error signal  $e_{i\alpha}$  consists of the fundamental component  $e_{i\alpha 1}(t)$  and harmonic components  $e_{i\alpha j}$  as follows:

$$e_{i\alpha}(t) = \underbrace{e_{i\alpha 1}(t)}_{1^{\text{st}} \text{ harmonic}} + \underbrace{\sum_{j=3}^k e_{i\alpha j}(t)}_{j^{\text{th}} \text{ harmonics}} \quad (27)$$

$$e_{i\alpha}(t) = \underbrace{\hat{e}_1 \cos(\theta + \phi_1)}_{1^{\text{st}} \text{ harmonic}} + \underbrace{\sum_{j=3}^k \hat{e}_j \cos(j\theta + \phi_j)}_{j^{\text{th}} \text{ harmonics}} \quad (28)$$

where  $\hat{e}_1$  and  $\hat{e}_j$  are the amplitude of the current error at the first and the  $j^{\text{th}}$  harmonics. Substituting Equation (28) into (26) creates the DC components in the harmonic current errors  $e'_{idn}(t)$  and  $e'_{iqn}(t)$  the  $dq$  axes at the rotating angle  $n\theta$  and multiple frequency AC components as illustrated as follows:

$$\begin{bmatrix} e'_{idn}(t) \\ e'_{iqn}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{\hat{e}_1}{2} \begin{bmatrix} \cos \phi_n + \cos(2n\theta + \phi_n) \\ \sin \phi_n - \sin(2n\theta + \phi_n) \end{bmatrix}}_{n^{\text{th}} \text{ harmonic}} + \underbrace{\left\{ \hat{e}_1 \cos(\theta + \phi_1) + \sum_{j=3}^k \hat{e}_j \cos(j\theta + \phi_j) \right\}}_{\substack{1^{\text{st}} \text{ harmonic} \\ j^{\text{th}} \neq n^{\text{th}} \text{ harmonics}}} \cdot \begin{bmatrix} \cos n\theta \\ -\sin n\theta \end{bmatrix}. \quad (30)$$



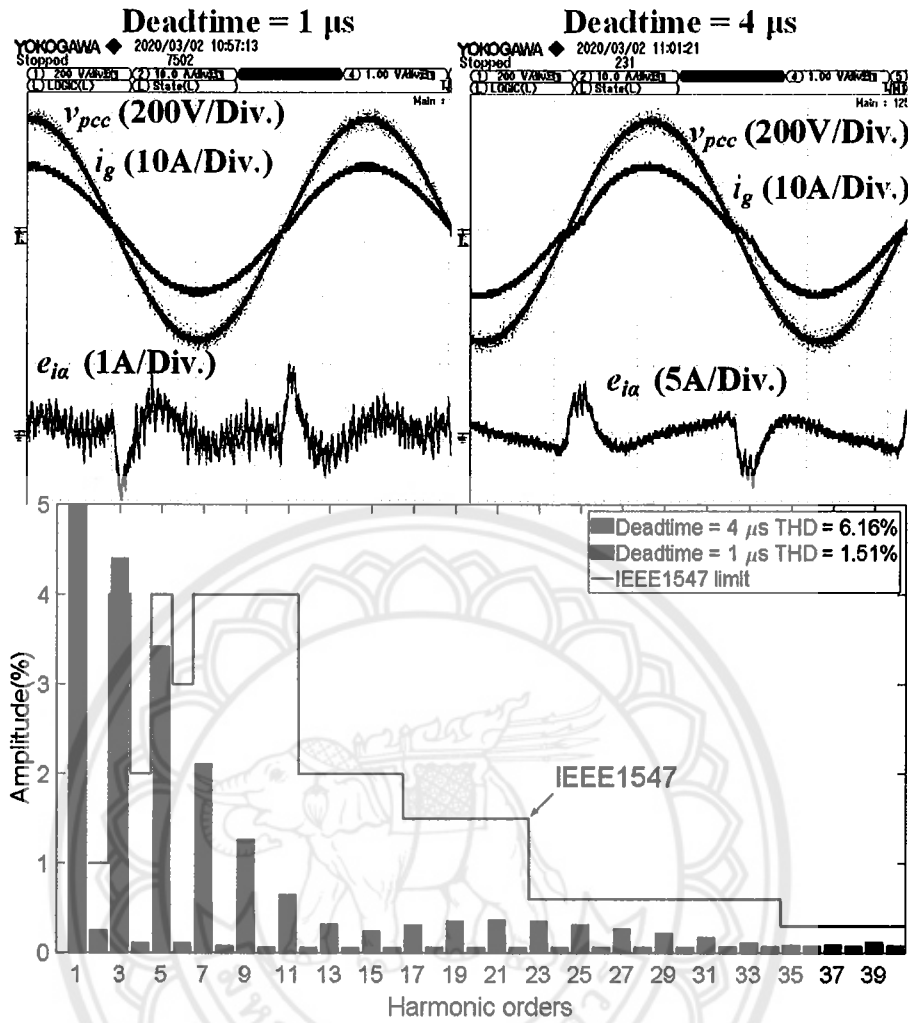


FIGURE 11 Experimental results of the DQ control scheme under the sinusoidal PCC voltage

The integral regulators  $K_{in}/s$  in the  $dq$  axes at the  $n$ th order harmonic force the DC and the  $2n\theta$  components simultaneously to zero, and do not respond to the other AC components. Then, the modulation signal  $m_{nref}(t)$  at the  $n$ th harmonic is determined from the modulation signal in the  $dq$  axes  $m'_{dnref}(t)$  and  $m'_{qnref}(t)$  given by,

$$m_{nref}(t) = m'_{dnref}(t) \cos n\theta - m'_{qnref}(t) \sin n\theta. \quad (31)$$

Therefore, the total modulation signal for the PWM in Figure 4 is written as:

$$m_{ref}(t) = \underbrace{v_{pcc}(t)/V_D}_{\text{Feedforward}} + \underbrace{m_{1ref}(t)}_{\text{1st harmonic}} + \underbrace{\sum_{n=3}^k m_{nref}}_{\text{nth harmonics}}. \quad (32)$$

Note that the feedforward of the PCC voltage in Equation (32) is optional and it is not necessary when using the har-

monic controllers as discussed in Section 5.2. The equivalent transfer function of the proposed controller in the stationary reference frame becomes

$$G_{ci}^s(s) = \underbrace{K_p + \frac{K_{i1}s}{s^2 + \omega^2}}_{\text{1st harmonic}} + \underbrace{\sum_{n=3}^k \frac{K_{in}s}{s^2 + (n\omega)^2}}_{\text{nth harmonics}}. \quad (33)$$

#### 4.2 | PR controller with multi-resonant harmonic controller

The PR controller mainly used in the single-phase VSC was chosen for comparison with the DQH controller. Figure 5 illustrates the regulator structure which comprises a proportional gain  $K_p$  and multiple resonant controllers. This controller is then referred to as the PMR control scheme. Each resonant regulator is implemented using two integrators with a gain of  $K_{in}$ . This form allows frequency adjustment with the estimated grid

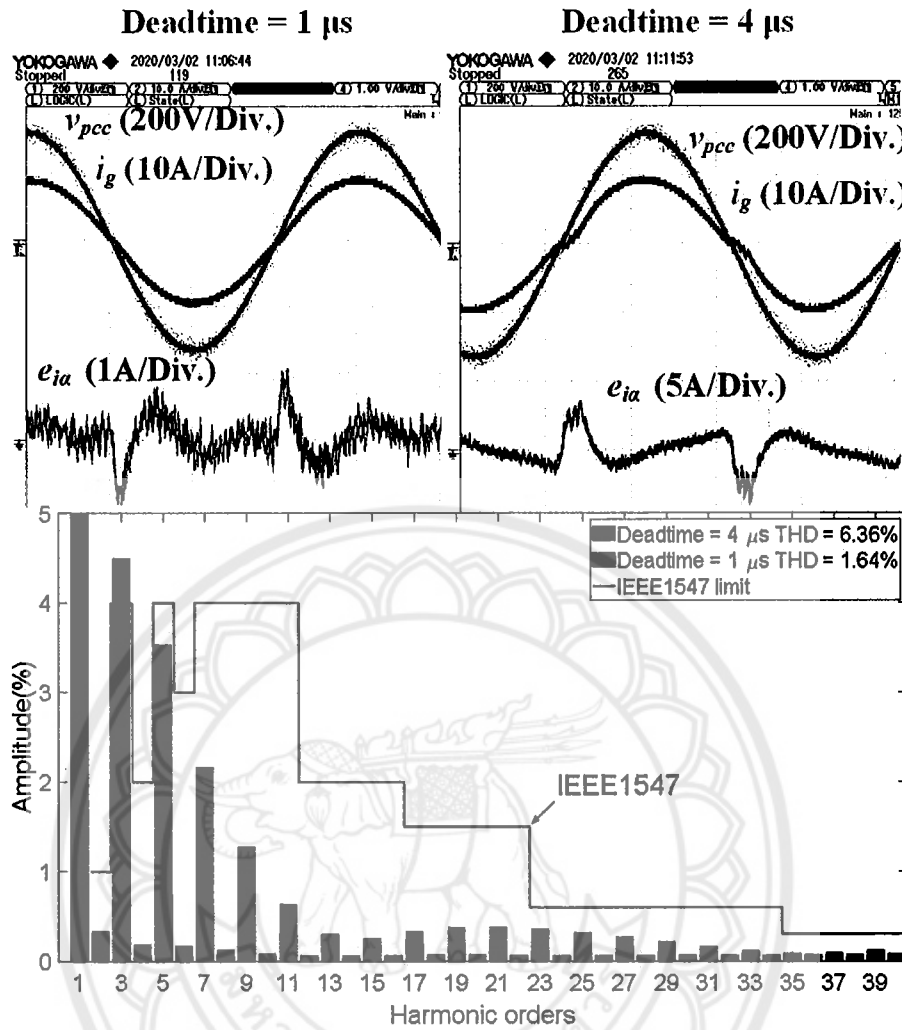


FIGURE 12 Experimental results of the PR control scheme under the sinusoidal PCC voltage

frequency  $\hat{\omega}$  obtained from the PLL. The transfer function of this controller is similar to that of the DQH controller given in Equation (25). The PMR control structure is simpler compared with the DQH control scheme. Calculation of sine and cosine at individual harmonics is not needed, which reduces the computation burden of the microcontroller. However, direct power extraction is not available as in the DQH control scheme.

#### 4.3 | Unbalanced synchronous reference frame control with multi-resonant harmonic controller

The unbalanced synchronous reference frame control has inherent power extraction and frequency adaption but requires large computational effort for harmonic compensation. The resonant regulator is much simpler and imposes only a small computation burden whereas frequency adaptation is still maintained with the double integrator form. Thus, the benefits of the two controllers

can be combined. Figure 6 shows the unbalanced synchronous reference frame current regulator with multi-resonant harmonic controller which is referred as the DQMR controller. This proposed control scheme overcomes the lack of power extraction capability of the PMR regulator. The multi-resonant harmonic controller also reduces computation effort due to the absence of sine and cosine calculations at harmonic frequencies. The transfer function of this DQMR controller in the stationary reference frame is also identical to the DQH and PMR controllers given in Equation (33).

## 5 | CONTROLLER DESIGN AND PERFORMANCE ANALYSIS

### 5.1 | Controller design

The stationary reference frame equivalence of the DQH, PMR and DQMR are identical. Thus, the regulator parameters are

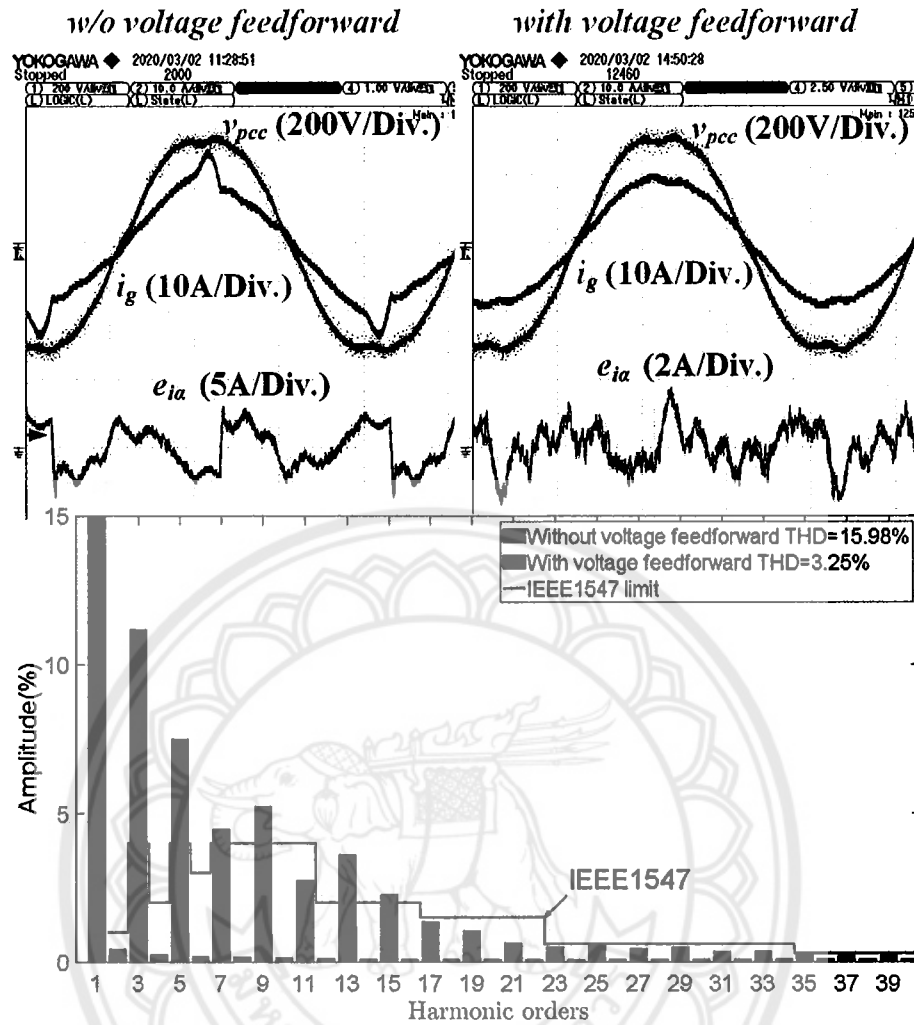


FIGURE 13 Experimental results of the DQ control scheme with a deadtime of 1  $\mu$ s under the distorted PCC voltage

designed in the stationary reference frame. The parameters  $K_p$  and  $K_{i1}$  for the fundamental component are determined first. Then, the parameters  $K_{in}$  are calculated as ratios of  $K_{i1}$  with a satisfied stability margin. The crossover frequency  $\omega_c$  is normally chosen to be located between the grid frequency and the resonant frequency of the LCL filter. In such a frequency range the LCL filter characteristic is similar to the L filter. The open loop transfer function can be simplified as:

$$G_o(s) = \underbrace{K_p \left( 1 + \frac{K_{i1}}{K_p} \times \frac{s}{(s^2 + \omega^2)} \right)}_{\text{Current controller}} \underbrace{V_D e^{-sT_d}}_{\text{PWM}} \underbrace{\frac{1}{sL_\tau + R_\tau}}_{\text{LCL filter}} \quad (34)$$

where  $L_\tau = L_1 + L_2$  and  $R_\tau = R_1 + R_2$ . The phase angle of the forward path can be written as:

$$\angle G_o(j\omega_c) \approx \tan^{-1} \left( \omega_c \frac{K_p}{K_{i1}} \right)$$

$$-\frac{\pi}{2} - \omega_c T_d - \tan^{-1} \left( \omega_c \frac{L_\tau}{R_\tau} \right). \quad (35)$$

At  $\omega_c$ , the phase contributions from terms  $\omega_c K_p/K_{i1}$  and  $\omega_c L_\tau/R_\tau$  approach  $\pi/2$ . Therefore, the maximum crossover frequency  $\omega_{c,\max}$  for a given phase margin  $\phi_m$  can be written as [15]:

$$\omega_{c,\max} = \frac{\pi/2 - \phi_m}{T_d}. \quad (36)$$

The possible maximum  $K_p$  is approximated as:

$$K_p \approx \frac{\omega_{c,\max} L_\tau}{V_D} = \frac{\pi/2 - \phi_m}{T_d} \times \frac{L_\tau}{V_D}. \quad (37)$$

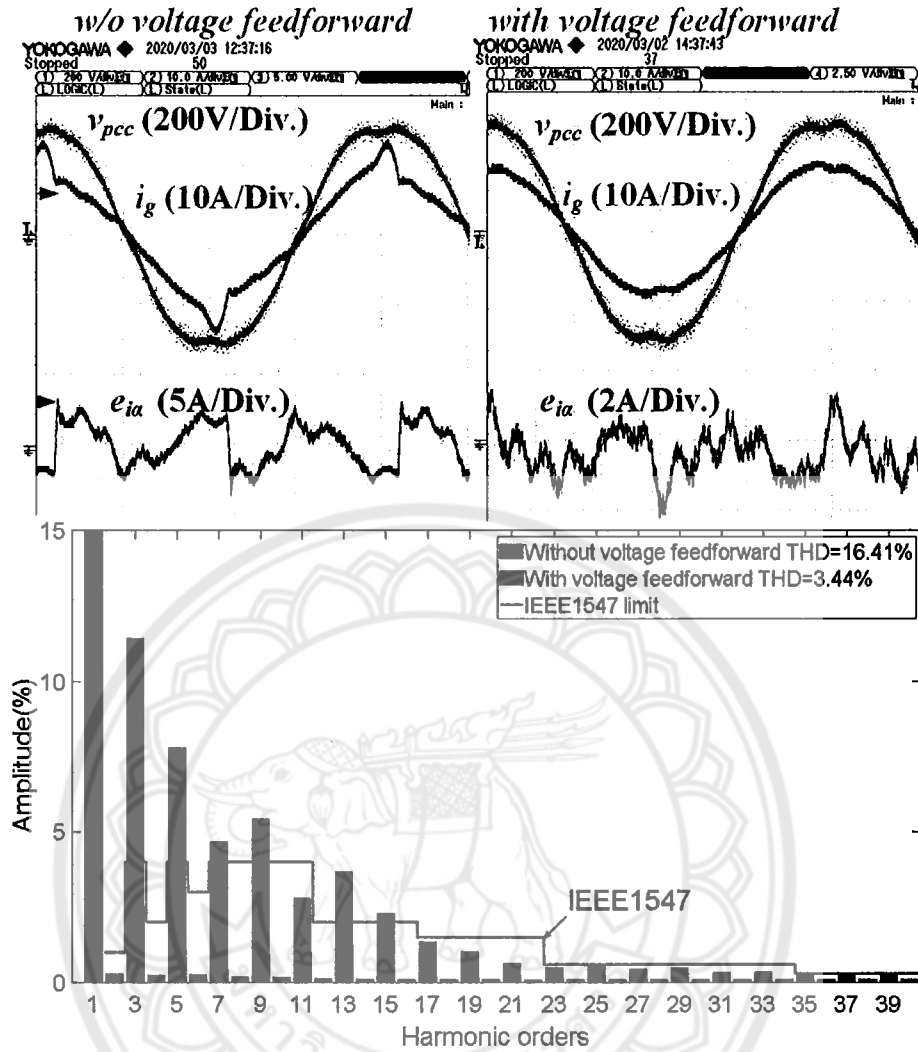


FIGURE 14 Experimental results of the PR control scheme with a deadtime of  $1 \mu\text{s}$  under the distorted PCC voltage

The value of  $K_{i1}$  is then determined from

$$K_{i1} = \frac{\omega_{c,\max}}{10K_p} \quad (38)$$

at which  $\tan^{-1}(\omega_c K_p / K_{i1}) = 85^\circ$ .

Table 1 lists the converter parameters used in this study. The LCL filter has a resonant frequency  $f_r$  of 5.03 kHz, which lies in the stable frequency range between  $f_s/6$  to  $f_s/2$  for the grid current feedback [37]. The phase margin  $\phi_m$  is normally selected around  $45^\circ$  to achieve a higher crossover frequency ensuring a fast dynamic performance. However, adding the harmonic controllers reduces the phase margin  $\phi_m$ . Thus, the phase margin is conservatively selected at  $\phi_m = 60^\circ$ . The maximum crossover frequency is found at  $\omega_{c,\max} = 2222\pi$  rad/s with  $T_d = 75 \mu\text{s}$ , at which that the proportional gain  $K_p$  and the integral gain  $K_{i1}$  are calculated from Equations (29) and (30).

Figure 7 shows the comparison between the frequency response of the of the open loop transfer function with and without the harmonic controllers, orders 3rd to 13th. It is found that setting  $K_{in} = K_{i1} / 3$  makes all the selected harmonic gains greater than 100 dB, whereas the phase margin reduces to  $40^\circ$  still high enough to ensure a stable operation. The crossover frequency slightly shifts to  $\omega_{c1} = 2468\pi$  rad/s. There are two other crossover frequencies  $\omega_{c2}$  and  $\omega_{c3}$  around  $f_r$  of the LCL filter, of which phase margins  $\phi_{m2}$  and  $\phi_{m3}$  satisfy the stability criterion [37].

## 5.2 | Analysis of harmonic rejection performance

The controller parameters obtained from the previous section are used to analyse the harmonic rejection performance.

**TABLE 3** Experimental results of the prototype inverter under the sinusoidal PCC voltage

Control methods	$t_{DT}(\mu s)$	$I_{rms}(A)$	THD <sub>1</sub> (%)	$P_g(W)$	$\lambda$
DQ	1	6.617	1.51	1523	-0.9996
DQ	4	6.636	6.16	1524	-0.9979
PR	1	6.625	1.64	1523	-0.9996
PR	4	6.632	6.36	1524	-0.9978
DQH	1	6.621	0.69	1522	-0.9997
DQH	4	6.622	2.09	1524	-0.9995
DQMR	1	6.622	0.72	1523	-0.9997
DQMR	4	6.626	2.20	1524	-0.9995
PMR	1	6.614	0.75	1523	-0.9997
PMR	4	6.632	2.29	1524	-0.9995

**TABLE 4** Experimental results of the prototype inverter under the distorted PCC voltage

Control methods	$t_{DT}(\mu s)$	$I_{rms}(A)$	THD <sub>1</sub> (%)	$P_g(W)$	$\lambda$
DQ	1	7.078	15.98	1598	-0.9791
DQ	4	9.450	38.86	1994	-0.9147
DQFW	1	6.621	3.25	1522	-0.9984
DQFW	4	6.682	8.68	1529	-0.9936
PR	1	7.107	16.41	1601	-0.9784
PR	4	9.512	39.25	2004	-0.9134
PRFW	1	6.634	3.44	1523	-0.9983
PRFW	4	6.671	8.74	1527	-0.9934
DQH	1	6.614	0.58	1520	-0.9982
DQH	4	6.624	2.07	1522	-0.9980
DQMR	1	6.617	0.63	1520	-0.9982
DQMR	4	6.637	2.24	1523	-0.9979
PMR	1	6.621	0.76	1520	-0.9981
PMR	4	6.630	2.31	1521	-0.9979

Figure 8 compares the frequency responses of the output admittance with the PCC voltage  $Y_{pcc}(s) = i_g(s)/v_{pcc}(s)$  plotted from Equations (11) and (12). If the fundamental component controller without  $v_{pcc}(t)$  feedforward (dotted line) is used, the current control loop is susceptible to the harmonics of  $v_{pcc}(t)$  with a damped response at the frequency of  $(L_1 C_f)^{-1/2}$ . When applying the feedforward of  $v_{pcc}(t)$  (dashed line), the current control system becomes less susceptible to the voltage harmonics in the frequency range below the crossover frequency  $\omega_{c1}$ . However, the control system amplifies the voltage harmonics above  $\omega_{c1}$ . It should be noted that the delay in the feedforward path is excluded for simplification as explained in Section 2.2. Thus, the experimental performance can be slightly more deteriorated than the analysis. When applying the harmonic controllers, the current control system attenuates  $v_{pcc}(t)$  at the selected harmonic orders, which is far more effective than using the voltage

feedforward method. If the harmonic controller is used together with the voltage feedforward, it is possible that the high order selective harmonic compensator close to  $\omega_{c1}$  could trigger a resonance.

Figure 9 shows the frequency response of the output admittance with the deadtime voltage  $Y_{DT}(s) = i_g(s)/v_{DT}(s)$ . It indicates that the grid current is also susceptible to the converter deadtime. Applying the selective harmonic controller, the grid current is effectively attenuated from such deadtime harmonics.

## 6 | PERFORMANCE VALIDATION AND DISCUSSION

### 6.1 | Experimental setup

The proposed control methods were validated with a 1.5-kVA grid-connected inverter using the parameters listed in Table 1, and the experimental setup is displayed in Figure 10. The control schemes were implemented on a Texas Instruments 32-bit TMS320F28069 microcontroller. The integral regulators in the unbalanced synchronous reference frame control were discretised using the backward difference approximation. The forward integrator of the resonant regulator was discretised using the forward difference approximation whereas the feedback integrator was approximated by the backward difference [17]. Internal signals inside the microcontroller were sent to 14-bit digital-to-analogue converters for monitoring on an oscilloscope. An inverse Park transformation PLL with a bandwidth of 10 Hz was used for grid synchronisation and frequency adaptation. A distorted PCC voltage with THD of 5.74% was emulated by a Chroma 61860 60-kVA grid simulator with the voltage harmonics, as shown in Table 2. The deadtime was adjusted on the microcontroller. The current control loop was set to inject a power of 1.5 kW with a unity power factor ( $\lambda = 1.0$ ) into the grid. A Yokogawa WT-3000E power analyser was used to measure voltage and current and power components of the prototype inverter.

It has been reported that the grid current with the unipolar modulation scheme is more distorted than that with the bipolar modulation scheme. Therefore, the unipolar modulation was selected in this investigation so as to validate the proposed harmonic compensation schemes. The parameters of the LCL filter also play an important role in attenuation of the grid current harmonics. The ratio  $L_1/(L_1 + L_2)$  has been reported to be optimised at 0.5 with a negligible deadtime. With a larger deadtime, the optimised ratio  $L_1/(L_1 + L_2)$  was found at 0.75 [38]. In this investigation  $L_1/(L_1 + L_2) = 0.5$ , the harmonic controllers will play the main role in attenuation of the grid current harmonics with a large deadtime. The inductor  $L_1$  is normally selected to create the ripple current to be less than 10–20% of the rated current. A higher current ripple will cause an excessive loss in the inductor winding and in the inductor core. From that, the inductor  $L_2$  and the capacitor  $C_f$  are chosen to have a resonant frequency in the stable range between  $f_s/6$  to  $f_s/2$  for the grid current feedback.

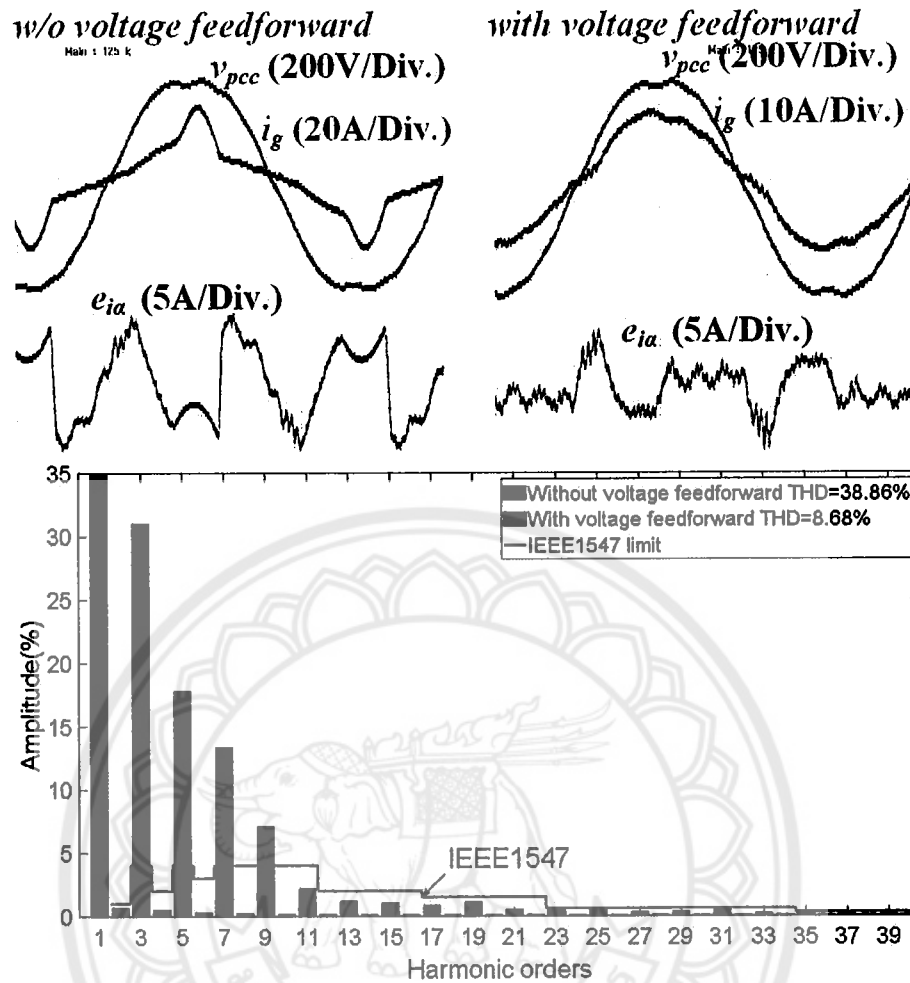


FIGURE 15 Experimental results of the DQ control scheme with a deadtime of  $4 \mu\text{s}$  under the distorted PCC voltage

## 6.2 | Harmonic mitigation

Figure 11 shows the grid current  $i_g(t)$  and the grid current error  $e_{i\alpha}(t)$  under the sinusoidal PCC voltage using the unbalanced synchronous reference frame control without the voltage feedforward. With the deadtime  $t_{DT} = 1 \mu\text{s}$ , the grid current distortion  $\text{THD}_i = 1.64\%$  is within the IEEE1547 limit. Increasing the deadtime to  $t_{DT} = 4 \mu\text{s}$  gives rise to the low order dominant harmonics, especially the third harmonics, exceeding the IEEE1547 limit. Similar results were found for the PR controller as shown in Figure 12 with slightly higher current distortions. The DQ and PR controllers are susceptible to the PCC voltage harmonics with the deadtime  $t_{DT} = 1 \mu\text{s}$  as displayed in Figures 13 and 14. Tables 3 and 4 summarise the experimental results under the sinusoidal PCC voltage and the distorted PCC voltage respectively. The current distortions under the two control methods are far greater than the IEEE1547 limit. Applying the feedforward of the PCC voltage on the DQ and PR controllers (then referred to as the DQFW and PRFW controllers respectively) mitigates the grid current to be in compliance with the IEEE1547 standard.

However, the voltage feedforward method cannot effectively attenuate the higher order harmonics as analysed in Figure 8. This agrees with the amplitudes of the current harmonic orders 9th, 11th and 13th shown in both Figures 13 and 14 that are greater than the 7th order even though the voltage harmonic orders 7th, 9th, 11th and 13th have an identical amplitude of 1%.

The grid current is far more distorted under the distorted PCC voltage and the deadtime  $t_{DT} = 4 \mu\text{s}$  as depicted in Figure 15 for the DQ control scheme and Figure 16 for PR control scheme. The strong presence of the PCC voltage harmonics and the large deadtime causes a large current error  $e_{i\alpha}$  and gives rise to the grid current distortion  $\text{THD}_i = 38.86\%$  for the DQ control and  $\text{THD}_i = 39.25\%$  for the PR control as listed in Table 4. The application of the PCC voltage feedforward for the DQFW and PRFW control methods partially suppresses the grid current harmonics caused by the PCC voltage harmonics. As analysed in Figure 8, the PCC voltage feedforward cannot attenuate the harmonics due to the deadtime. Thus, the dominant grid current harmonics, orders third and fifth of both the DQFW and PRFW schemes are still greater than the IEEE1547

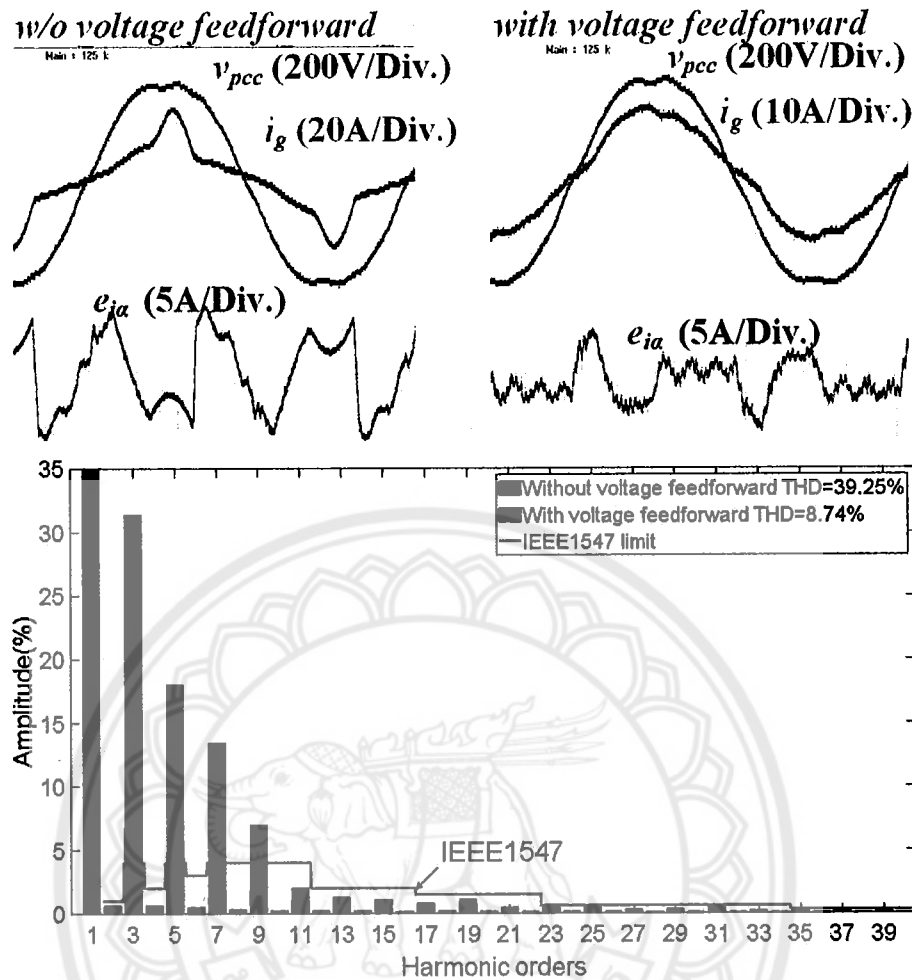


FIGURE 16 Experimental results of the PR control scheme with a deadtime of  $4 \mu\text{s}$  under the distorted PCC voltage

limit and the grid current distortion is found to be  $\text{THD}_i = 8.68\%$  for DQFW control and  $\text{THD}_i = 8.74\%$  for the PRFW control.

Figures 17–19 exhibit the results of the DQH, DQMR and PMR control schemes. The selective harmonic controllers based on the unbalanced synchronous reference frame control and the multi-resonant control effectively suppress the current harmonic orders 7th, 9th, 11th and 13th which are created by the distorted PCC voltage and the converter deadtime. For the deadtime  $t_{DT} = 1 \mu\text{s}$ , the grid current THD ranges from 0.58% to 0.76% with the power factor  $\lambda = -0.9997$  under the sinusoidal PCC voltage. Even under the distorted PCC voltage and the large deadtime  $t_{DT} = 4 \mu\text{s}$ , the three control schemes can still keep the grid current within the IEEE1547 limit with the THD less than 2.4%, where the main contribution of the grid current THD is due to the harmonic orders 15th to 23rd. These results indicate that the unbalanced synchronous reference frame control is slightly better than the PR control, which is believed to be due to the discretisation methods.

### 6.3 | Frequency adaptation

The grid frequency was adjusted between 48 and 52 Hz. Figure 20 shows the transient responses of  $i_g(t)$  and  $e_{ia}(t)$  when the grid frequency was stepped from 48 to 52 Hz under the distorted PCC voltage with the deadtime  $t_{DT} = 1 \mu\text{s}$  at the nominal power of 1.5 kW. The current error of the DQH control method takes about 120 ms to recover back to zero, whereas the estimated frequency reaches the steady state after 220 ms. The responses of the  $i_g(t)$  and  $e_{ia}(t)$  under the DQMR and PMR methods have the same characteristics as the DQH control scheme. Grid frequency changes between 48 to 52 Hz do not affect the grid current distortion at the steady state, as illustrated in Figure 21. The three control schemes accommodate tracking of the grid frequency. The tracking response is mainly governed by the PLL. In fact, frequency change in an electrical grid is not as extreme as that illustrated in Figure 20. The inverse Park transformation PLL used in this study is sufficient for providing the estimated frequency for the current control system.

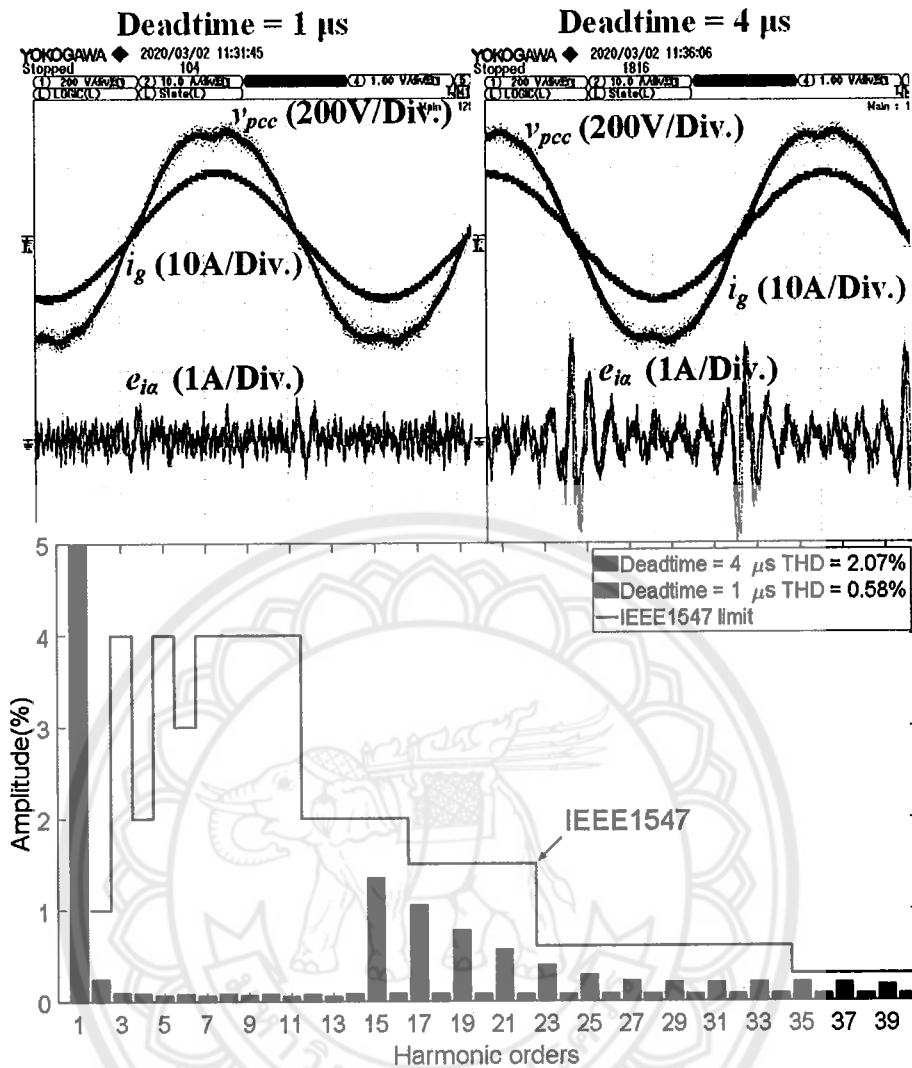


FIGURE 17 Experimental results of the DQH control scheme under the distorted PCC voltage

#### 6.4 | Transient performance and power extraction capability

This section simultaneously validates the transient performance and the power extraction capability of the proposed control schemes. The prototype inverter was initially set to inject 1 kW of active power into the grid with the deadtime  $t_{DT} = 1 \mu\text{s}$ , then a step of 1-kVar (inductive) reactive power was applied at  $\omega t \approx -\pi/2$ . Figure 22 shows the transient performance of the DQ and PR control schemes under the sinusoidal PCC voltage. The grid current error signals  $e_{i\alpha}(t)$  of the two control methods smoothly recover to the steady state within approximately 1 ms after the step of the reactive power reference. However, a steady state error in the grid current is present for both the DQ and PR controllers as discussed in Section 6.2. The transient results of the DQH, DQMR and PMR schemes under the sinusoidal and distorted PCC voltage are shown in Figures 23

and 24 respectively. The grid current error signals  $e_{i\alpha}(t)$  of the three control methods are very close which proves that they are identical in the stationary reference frame. Figures 23 and 24 indicate that the distorted PCC voltage has no effect on the transient response of the grid current  $i_g(t)$  and the grid current error  $e_{i\alpha}(t)$  waveforms. The harmonic controllers introduce oscillations in the grid current during the transient period, and the grid current error signals  $e_{i\alpha}(t)$  reach zero within a grid voltage period. Thus, design of the grid current with harmonic mitigation for optimal dynamic and steady state performances will be a topic of interest.

The signals  $i'_q(t)$  of the DQH and DQMR control methods are available for calculation of the instantaneous reactive power  $q(t)$  using Equation (6), whereas the instantaneous active power  $p(t)$  is determined from the signal  $i'_d(t)$  which is not shown in Figures 23 and 24. The current signals  $i'_d(t)$  and  $i'_q(t)$  are not available for the PMR controller. The instantaneous active and



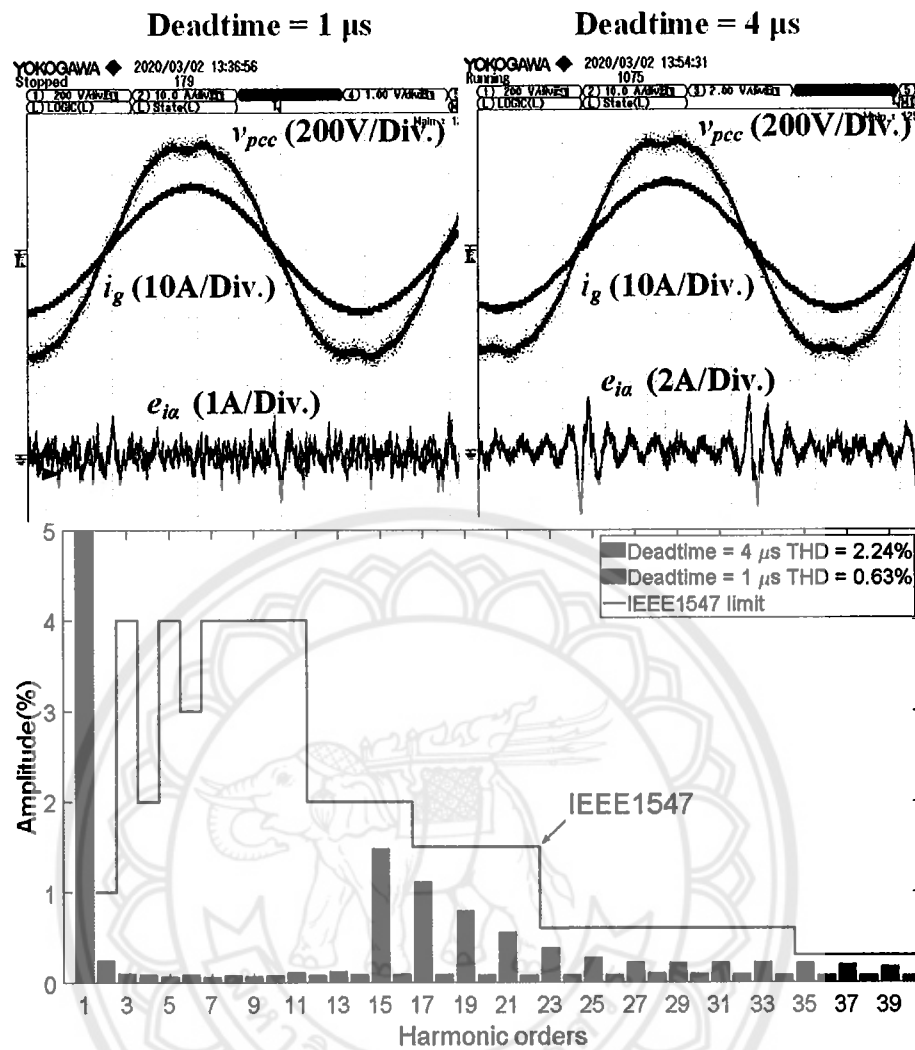


FIGURE 18 Experimental results of the DQMR control scheme under the distorted PCC voltage

reactive powers can be controlled through the power references  $p_{ref}(t)$  and  $q_{ref}(t)$  which become correct once the grid current error to reach zero. In other words, the PMR control has an indirect power control capability.

## 7 | DISCUSSION

The harmonic mitigating performance of the DQH scheme is slightly better than both the DQMR and PMR control techniques in every condition. The discrete transfer function of the resonant controller is given by:

$$G_{rn}(z) = \frac{K_{in}T_s(z^{-1} - z^{-2})}{1 + (n^2\omega^2T_s^2 - 2)Z^{-1} + z^{-2}}. \quad (39)$$

Figure 25 compares the frequency responses of the 13th order resonant controller in the continuous time domain and

in the discrete time domain using Equation (39). The resonant peak of the discrete controller is approximately shifted from the continuous controller by +1.1 Hz, which is caused by the computational delay [17]. This shifted resonant peak reduces the controller gain at the target frequency which deteriorates the harmonic mitigating performance. This effect becomes prominent as the increasing resonant frequency. The computational delay effect can be optimally compensated by factors  $\cos(2n\omega T_s)$  and  $\sin(2n\omega T_s)$ . However, this will result in the need for a more complicated resonant controller. Direct implementation of the resonant controller using the Tustin approximation with frequency pre-wrapping provides a better performance. However, frequency adaptation is not applicable [17].

The harmonic mitigating results of the three control techniques are comparable to the results presented in the literature [9]. With the grid voltage THD of 5.08% and  $t_{DT} = 3.25 \mu s$  [9], the current distortion of the 2-kVA inverter using a PMR

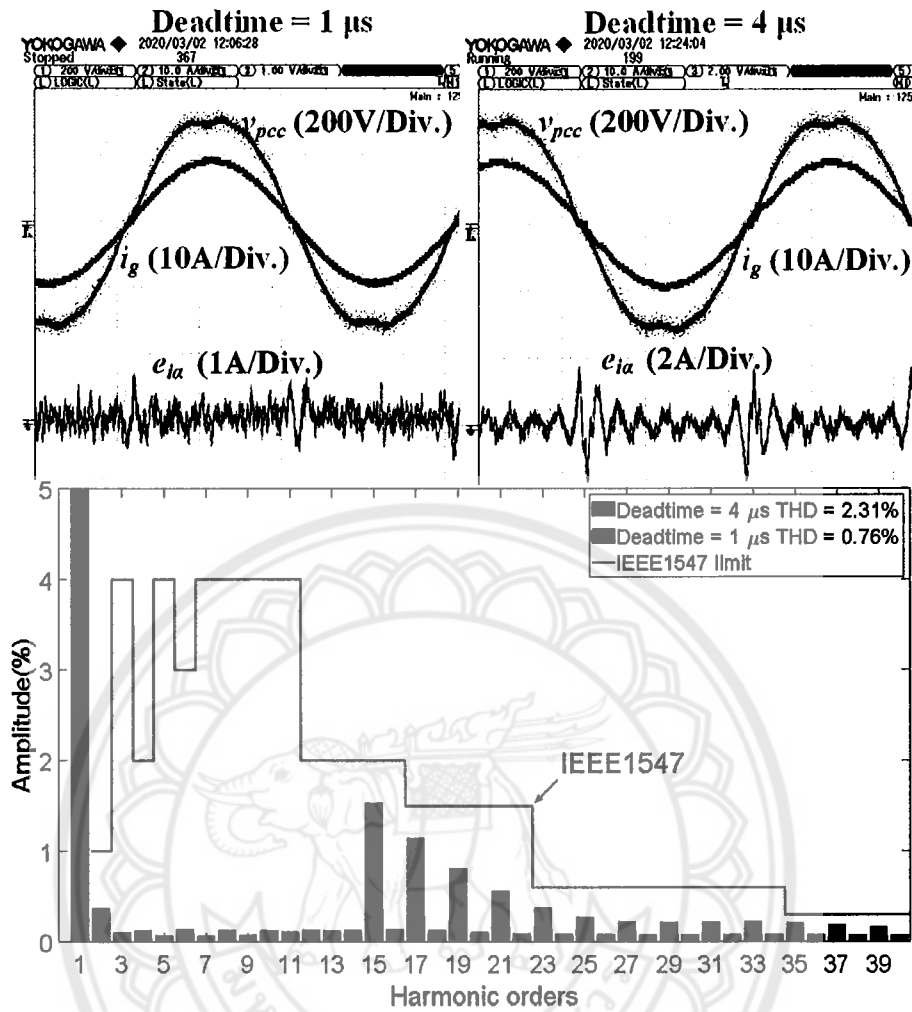


FIGURE 19 Experimental results of the PMR control scheme under the distorted PCC voltage

controller with orders 3rd to 11th was found to be approximately 4%, and 1.2% for a PR controller plus a repetitive controller. However, the PR applied together with the repetitive controller in that study, lacks the power extraction and frequency adaptation functionalities which are already included in the DQH and DQMR control techniques in this study. The unbalanced synchronous reference frame control can be implemented together with a repetitive controller to improve the higher order harmonic mitigating performance.

Although the DQH control technique has the best performance and functionality, it requires a larger computational effort. Table 5 compares the number of mathematic operations for the DQH, PMR and DQMR methods. Sine/cosine calculation of the fundamental component is not included as it is embedded in the PLL. The DQH control scheme uses a large number of mathematical operations which have an execution time of 9.08 μs for the TMS320F28069 microcontroller running at 90 MHz. The calculation of sine and cosine at the harmonic

TABLE 5 Computational effort of the control schemes

Mathematic operations	Control methodology		
	DQH	PMR	DQMR
Multiplications	51	23	34
Additions/subtractions	37	31	37
Sin/cosine calculations	10	–	–
Saturation limits	2	–	2
Execution cycles	817	231	315
Execution time	9.08 μs	2.57 μs	3.50 μs

orders 7th, 9th, 11th and 13th takes about 4.44 μs to complete. The PMR control technique has the smallest computation time with a sacrifice of the power extraction capability. The PMR control method is then suitable for simple applications such as

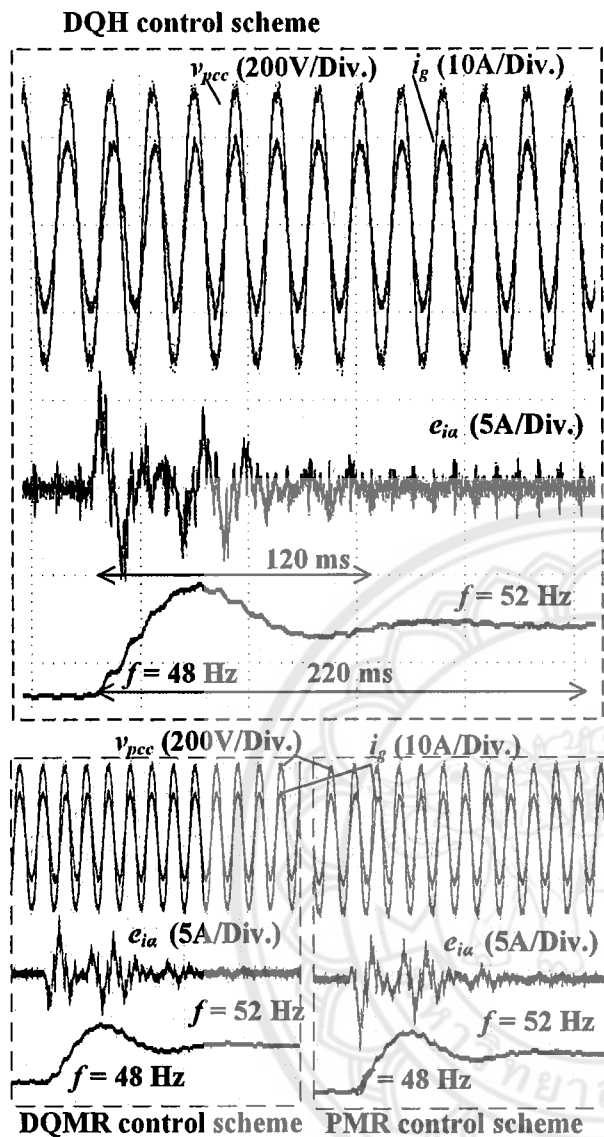


FIGURE 20 Transient responses of the DQH, PMR and DQMR control schemes under the distorted PCC voltage and the deadtime of 1  $\mu$ s when the grid frequency changing from 48 to 52 Hz

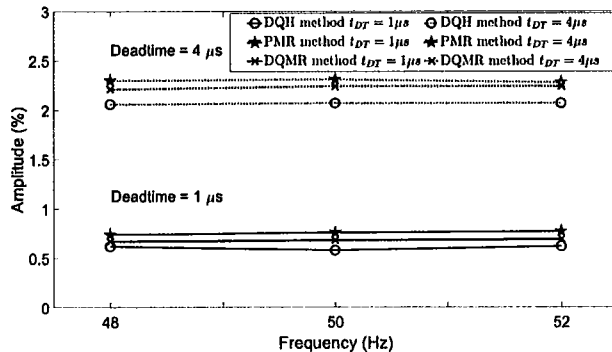


FIGURE 21 Grid current THD of the DQH, PMR and DQMR control schemes under the distorted PCC voltage with the deadtime of 1 and 4  $\mu$ s and the grid frequency from 48 to 52 Hz

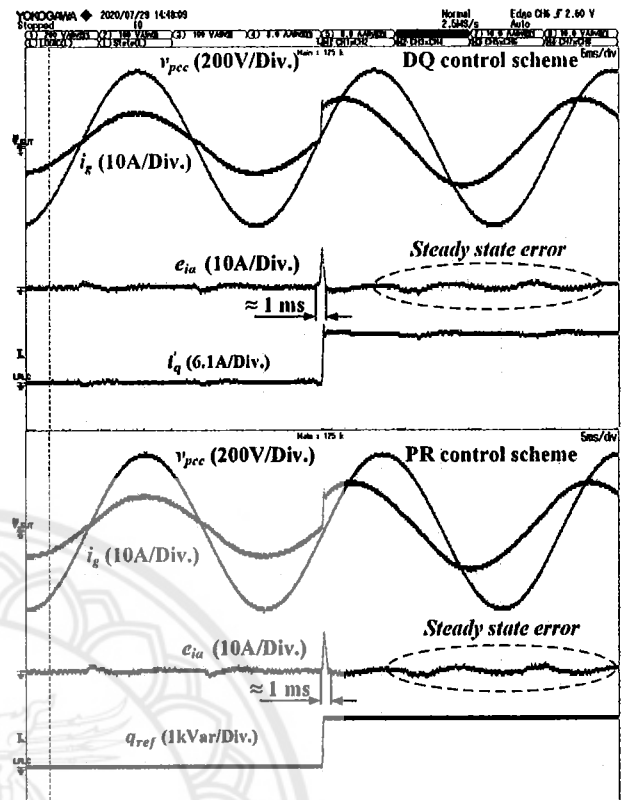


FIGURE 22 1-kVar step reactive power responses of the DQ and PR control schemes under the sinusoidal PCC voltage and the deadtime of 1  $\mu$ s

grid-tied photovoltaic inverters [18], and PWM rectifiers. The DQMR control scheme is a good alternative to the DQH control technique, requiring only a slightly greater computation time than the PMR controller, while retaining the power extraction capability as the DQH technique.

## 8 | CONCLUSION

Multiple unbalanced synchronous reference frame control is presented for current control of grid-connected converters with selective harmonic mitigation, frequency adaptation and power extraction capabilities. The proposed control technique is compared with the proportional multi-resonant controller. A new controller combining the unbalanced synchronous reference frame control for regulating the fundamental component current together and a bank of multi-resonant controllers for harmonic compensation is also presented. The three control schemes have identical characteristics in the physical stationary reference frame.

Experimental results of a 1.5-kVA grid-connected LCL-filtered converter under a highly distorted voltage at the point of common coupling indicate that the three control techniques effectively attenuate the grid current harmonics at the selected orders. Even with a large converter deadtime of 4  $\mu$ s, the grid current is still maintained within the IEEE1547 limit. The

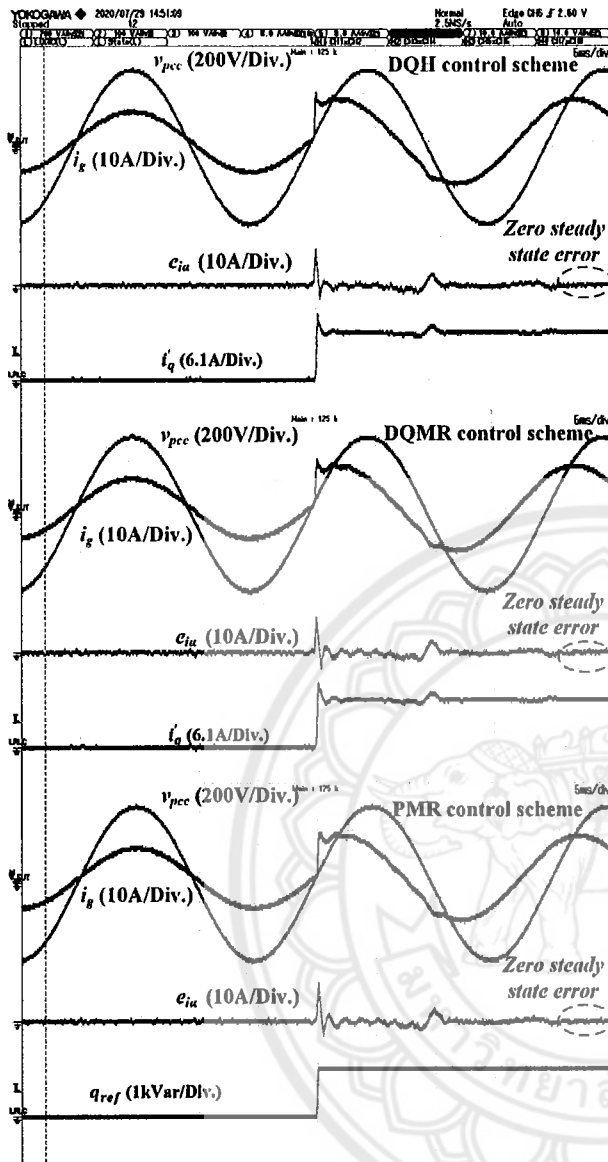


FIGURE 23 1-kVar step reactive power responses of the DQH, PMR and DQMR control schemes under the sinusoidal PCC voltage and the deadtime of 1  $\mu$ s

multiple unbalanced synchronous reference frame control has the best harmonic mitigating performance but with the largest computational effort. The proportional multi-resonant control requires the shortest execution time but with slight inferior performance and lack of the power decoupling capability. The proposed combined control technique requires a slightly larger computational burden than the proportional multi-resonant control while retaining the same functionalities as the multiple unbalanced synchronous reference frame control.

**ACKNOWLEDGMENTS**

This work was financially supported by Naresuan University, research grant no. R2563C026. Many thanks to Mr. Roy I. Morien of the Graduate School, Naresuan University for his

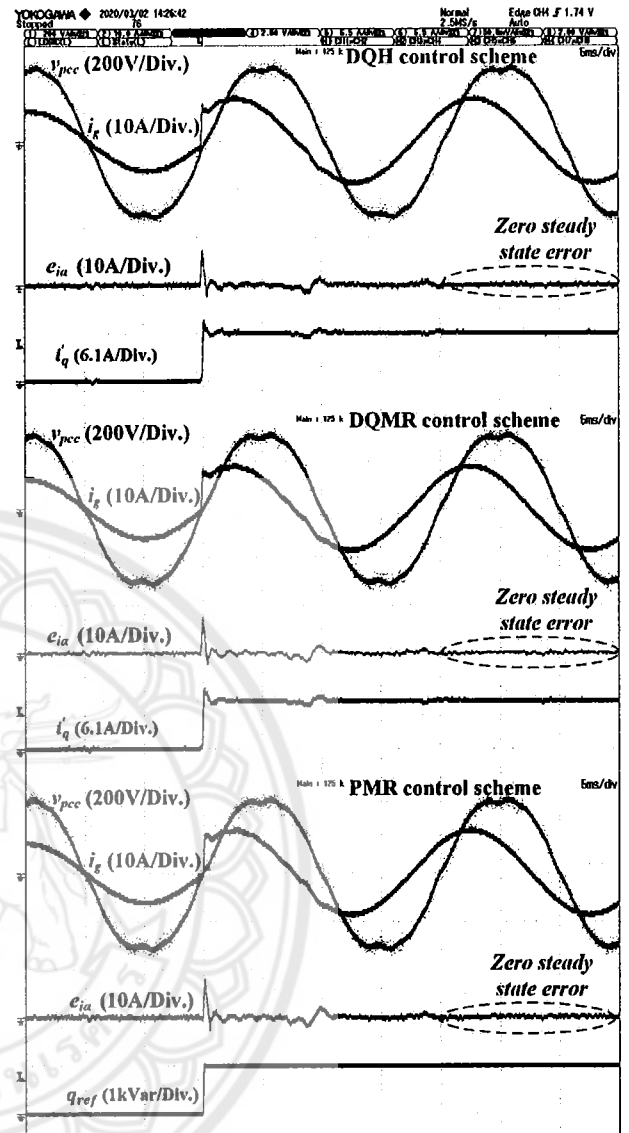


FIGURE 24 1-kVar step reactive power responses of the DQH, PMR and DQMR control schemes under the distorted PCC voltage and the deadtime of 1  $\mu$ s

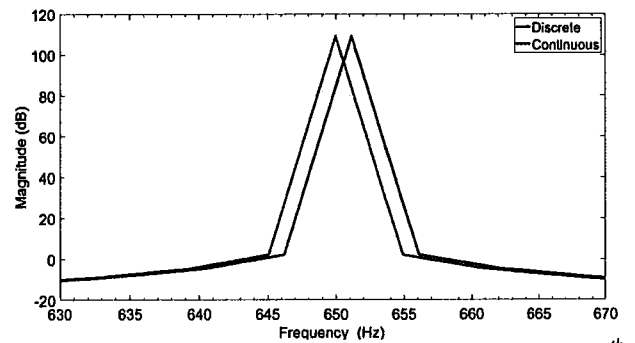



FIGURE 25 Magnitude of the resonant controller order 13th plotted from the continuous and discrete time domains

editing assistance and advice on English expression in this document.

## ORCID

Sakda Somkun  <https://orcid.org/0000-0003-4175-8101>

## REFERENCES

- Zangeneh Bighash, E., et al.: High quality model predictive control for single phase grid-connected photovoltaic inverters. *Electr. Power Syst. Res.* 158, 115–125 (2018)
- Chiang, H.C., et al.: Novel control method for multi-module PV micro inverter with multiple functions. *IEEE Trans. Power Electron.* 33(7), 5869–5879 (2017)
- Kumar, N., et al.: PNKLMF-based neural network control and learning-based HC MPPT technique for multiobjective grid integrated solar PV based distributed generating system. *IEEE Trans. Ind. Informat.* 15(6), 3732–3742 (2019)
- Nguyen, T.H., et al.: Grid integration improvement for single-phase inverters of small wind turbines under distorted voltage conditions. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 87, 144–153 (2017)
- Williamson, S.J., et al.: A controller for single-phase parallel inverters in a variable-head pico-hydropower off-grid network. *Sustain. Energy, Grids Netw.* 5, 114–124 (2016)
- Kisacikoglu, M.C., et al.: Single-phase on-board bidirectional PEV charger for V2G reactive power operation. *IEEE Trans. Smart Grid* 6(2), 767–775 (2015)
- IEC 61727: Photovoltaic (PV) Systems - Characteristics of the Utility Interface. IEC, Geneva, Switzerland (2004)
- IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003): IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. IEEE, Piscataway, New Jersey (2018)
- Yang, Y., et al.: Analysis and mitigation of dead-time harmonics in the single-phase full-bridge PWM converter with repetitive controllers. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 54(5), 5343–5354 (2018)
- Xie, C., et al.: Multirate resonant controllers for grid-connected inverters with harmonic compensation function. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 66(11), 8981–8991 (2019)
- Pahlevani, M., et al.: A hybrid estimator for active/reactive power control of single-phase distributed generation systems with energy storage. *IEEE Trans. Power Electron.* 31(4), 2919–2936 (2015)
- Zecchino, A., et al.: Test and Modelling of Commercial V2G CHAdeMO Chargers to Assess the Suitability for Grid Services. *World Electr. Veh. J.* 10(2), 21 (2019)
- Zhao, Y., et al.: Instantaneous power calculation based on intrinsic frequency of single-phase virtual synchronous generator. *J. Mod. Power Syst. Clean Energy* 5(6), 970–978 (2017)
- Somkun, S., Chunkag, V.: Fast DC bus voltage control of single-phase PWM rectifiers using a ripple voltage estimator. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Florence (2016)
- Holmes, D.G., et al.: Optimized design of stationary frame three phase AC current regulators. *IEEE Trans. Power Electron.* 24(11), 2417–2426 (2009)
- Xia, J., et al.: Robust control strategy design for single-phase grid-connected converters under system perturbations. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 66(11), 8892–8901 (2019)
- Yepes, A.G., et al.: Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. *IEEE Trans. Power Electron.* 25(7), 1692–1712 (2010)
- Vongkoon, P., et al.: Effective low-cost solution using cascaded connection of two modified notch filters to mitigate the second and third harmonic currents in single-phase dual-stage half-bridge microinverter. *IET Power Electron.*, 12(12), 3118–3130 (2019)
- Escobar, G., et al.: Design of an inverter-side current reference and controller for a single-phase LCL-based grid-connected inverter. *Int. Trans. Electr. Energy Syst.* 28(1), e2476 (2018)
- Yang, Y., et al.: Enhancing the frequency adaptability of periodic current controllers with a fixed sampling rate for grid-connected power converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 31(10), 7273–7285 (2016)
- Yang, Y., et al.: Current harmonics from single-phase grid-connected inverters—examination and suppression. *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* 4(1), 221–233 (2016)
- Zhou, K., et al.: Optimal selective harmonic control for power harmonics mitigation. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62(2), 1220–1230 (2015)
- Li, S., et al.: A novel direct-current vector control technique for single-phase inverter with L, LC and LCL filters. *Electr. Power Syst. Res.* 125, 235–244 (2015)
- Gu, Y., et al.: Improved virtual vector control of single-phase inverter based on unified model. *IEEE Trans. Energy Convers.* 29(3), 611–618 (2014)
- Han, Y., et al.: Optimal performance design guideline of hybrid reference frame based dual-loop control strategy for stand-alone single-phase inverters. *IEEE Trans. Energy Convers.* 33(2), 730–740 (2018)
- Roshan, A., et al.: A D-Q frame controller for a full-bridge single phase inverter used in small distributed power generation systems. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference*. Anaheim, California (2007)
- Taghizadeh, S., et al.: Enhanced orthogonal signal generator for a single-phase grid-connected converter. *IET Power Electron.* 11(15), 2563–2572 (2018)
- Bahrani, B., et al.: Vector control of single-phase voltage-source converters based on fictive-axis emulation. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 47(2), 831–840 (2011)
- Miranda, U.A., et al.: A D-Q synchronous reference frame current control for single-phase converters. In: *IEEE 35th Annual Conference of the Power Electronics Specialists*. (2005)
- Dong, D., et al.: On zero steady-state error voltage control of single-phase PWM inverters with different load types. *IEEE Trans. Power Electron.* 26(11), 3285–3297 (2011)
- Xue, L.X., et al.: Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple. *IEEE Trans. Power Electron.* 30(12), 7299–7307 (2015)
- Somkun, S., Chunkag, V.: Simple and fast synchronous reference frame current control for single-phase grid-connected voltage source converters. In: *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Yokohama, Japan (2015)
- Ebrahimi, M., et al.: Fast and robust single-phase DQ current controller for smart inverter applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 31(5), 3968–3976 (2016)
- Ramirez, F.A., et al.: A novel parameter-independent fictive-axis approach for the voltage oriented control of single-phase inverter. *J. Power Electron.* 17(2), 533 (2017)
- Somkun, S., Chunkag, V.: Unified unbalanced synchronous reference frame current control for single-phase grid-connected voltage-source converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 63(9), 5425–5436 (2016)
- Somkun, S.: Unbalanced synchronous reference frame control of single-phase stand-alone inverter. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 107, 332–343 (2019)
- Wang, J., et al.: Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with LCL filters. *IEEE Trans. Power Electron.* 31(1), 743–757 (2016)
- Kim, Y., Kim, H.: Optimal design of LCL filter in grid-connected inverters. *IET Power Electron.* 12(7), 1774–1782 (2019)

**How to cite this article:** Somkun S. High performance current control of single-phase grid-connected converter with harmonic mitigation, power extraction and frequency adaptation capabilities. *IET Power Electron.* 2021;14:352–372. <https://doi.org/10.1049/pel2.12038>