

สมการออกแบบสำหรับค่าเกนของตัวควบคุมสัดส่วนเรโซแนนซ์ไม่อุดมคติ ที่ใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับกริดเฟสเดียว

The Design Equation for Gains of Non-ideal Proportional-Resonant Controller used in Control of Single-Phase Grid-Connected Inverter

เจษฎา พันธุ์ออน วิโรจน์ แสงธงทอง*

นักศึกษาปริญญาโทและอาจารย์ กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม (PEMC)

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

111 ถนนมหาวิทยาลัย ต.สุรนารี อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000

Jessada Pan-on Wirote Sangtungthong*

Master student, Lecturer, Power electronics Energy Machines and Control research group,
School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology,

111 University Avenue, Muang District, Nakhon Ratchasima, 30000

*Corresponding author: Email: cewirote@sut.ac.th

(Received: October 21, 2019; Accepted: March 9, 2020)

บทคัดย่อ

บทความนี้กล่าวถึงสมการออกแบบที่คำนวณค่าเกนของตัวควบคุมสัดส่วนเรโซแนนซ์ไม่อุดมคติหรือตัวควบคุมพีอาร์ไม่อุดมคติ ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับกริดเฟสเดียวมีตัวควบคุมพีอาร์ไม่อุดมคติที่ควบคุมกระแสไฟฟ้ากริด ระบบควบคุมวงปิดดังกล่าวมีสมการคุณลักษณะที่นำมาใช้สร้างสมการออกแบบ การคำนวณค่าเกนของตัวควบคุมพีอาร์จะต้องการโพลวงปิดที่เป็นจำนวนจริงลบสองค่าที่แตกต่างกันหรือเป็นคู่สังยุคเชิงซ้อนที่มีส่วนจริงลบ การพิจารณาทางเดินรากจะใช้ในการเลือกโพลวงปิดที่เป็นจำนวนจริงลบ และข้อมูลจำเพาะของผลตอบสนองในสถานะชั่วครู่จะกำหนดโพลวงปิดที่เป็นคู่สังยุคเชิงซ้อน ตัวควบคุมพีอาร์จะต้องมีค่าเกนที่ทำให้ระบบควบคุมวงปิดมีเสถียรภาพ ผลการจำลองสถานการณ์จะเปรียบเทียบผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริดในสถานะชั่วครู่ที่เกิดจากการใช้สมการออกแบบคำนวณค่าเกนของตัวควบคุม และการทดลองระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวจะให้ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริดที่ติดตามกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิงในสถานะอยู่ตัว ดังนั้นสมการออกแบบที่นำเสนอคือทางเลือกหนึ่งที่ใช้ปรับจูนค่าเกนของตัวควบคุมพีอาร์ในทางปฏิบัติ

คำสำคัญ: อินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับกริดเฟสเดียว ตัวควบคุมพีอาร์ไม่อุดมคติ สมการออกแบบ

ABSTRACT

This paper provides the design equation evaluating the gains of non-ideal proportional plus resonant controller also known as non-ideal PR controller. The control system of single-phase grid-tied inverter typically embraces such a PR controller governing grid-current. The design equation is originated and developed from the characteristic equation of the closed-loop control system. Either two distinct negative real closed-loop poles or one complex-conjugate pair of closed-loop poles with negative real part are required for the PR gain computations of the design equation. Root-locus consideration will

place the two distinct negative real poles whilst specification of transient response will assign the one complex-conjugate pair of poles. The PR controller has to carry its gains so that the closed-loop system becomes stable. Simulation results compare transient responses of grid current derived from entering two different couples of closed-loop poles into the design equation and then allowing it to run. Grid-current response tracking its reference and synchronization between grid current and grid voltage in steady state are accomplished under experiments on the control system. Thus, the proposed design equation is an alternative way for tuning the gains of the PR controller in practice.

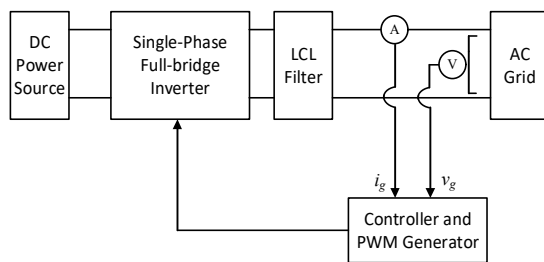
Keyword: Single-phase grid-connected inverter, non-ideal PR controller, design equation.

1. บทนำ

แหล่งผลิตไฟฟ้าในประเทศไทยประกอบด้วย โรงไฟฟ้าที่ใช้เชื้อเพลิงถ่านหิน น้ำมัน และก๊าซธรรมชาติ และเขื่อนพลังน้ำขนาดใหญ่ โรงไฟฟ้าที่นำพลังงานทดแทน พลังงานสะอาด และพลังงานหมุนเวียน (renewable energy) มาผลิตไฟฟ้า แหล่งผลิตไฟฟ้าขนาดเล็กที่กระจายในพื้นที่ต่าง ๆ (distributed generation) และแหล่งกักเก็บพลังงาน (energy storage) เริ่มมีบทบาทมากขึ้น แหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่เปลี่ยนรูปมาจากพลังงานทดแทน พลังงานสะอาด และพลังงานหมุนเวียน จะแบ่งออกเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (แหล่งจ่ายเอซี) และแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (แหล่งจ่ายดีซี) เมื่อแหล่งจ่ายดีซีป้อนกระแสไฟฟ้าเข้ากริดเอซี ระบบควบคุมวงปิดของอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกันกลางระหว่างแหล่งจ่ายดีซีและกริดไฟฟ้าเอซีจะแปลงกระแสไฟฟ้าดีซีไปเป็นกระแสไฟฟ้าเอซี อินเวอร์เตอร์บังคับให้กริดเอซีดูดกลืนกำลังงานไฟฟ้า กล่าวคืออินเวอร์เตอร์บังคับให้กระแสไฟฟ้าเอซีที่ไหลเข้ากริดมีมุมเฟสตรงกับ (in-phase) มุมเฟสของแรงดันกริดเอซี หรือกระแสไฟฟ้ากริดซิงโครไนซ์ (synchronize) กับแรงดันกริด กำลังงานไฟฟ้าขณะหนึ่ง (instantaneous power) ที่เกิดขึ้นกับกริดจะมีค่าบวกตลอดเวลา และกริดมีตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง (unity power factor) กริดจึงได้รับกำลังงานจากแหล่งจ่ายดีซีตลอดเวลา ระบบควบคุมวงปิดของ

อินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับกริดเฟสเดียวมีการวัดแรงดันกริด และการวัดกระแสไฟฟ้ากริด เช่น เซอร์วัดแรงดันกริดให้สัญญาณที่ใช้สร้างสัญญาณไซน์ ($\sin(\omega_g t)$) ที่ซิงโครไนซ์กับแรงดันกริด เช่น เซอร์วัดกระแสไฟฟ้ากริดให้สัญญาณป้อนกลับ ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวประกอบด้วย [1] แหล่งจ่ายดีซี อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์เฟสเดียว (single-phase full-bridge inverter) หรือเฮชบริดจ์ (H-bridge) วงจรกรองแอลซีแอล (LCL filter) [2],[3] กริดไฟฟ้าเอซี (AC grid) และลูบควบคุมกระแสไฟฟ้าเอซีที่ไหลเข้ากริดหรือลูบควบคุมกระแสไฟฟ้ากริดที่มีเฟสล็อกลูบ (PLL) ที่ประมาณค่าตำแหน่งเชิงมุม ($\omega_g t$) ของแรงดันกริด [4] ลูบควบคุมกระแสไฟฟ้ากริดมีตัวควบคุมพีอาร์ (PR controller) ถ้าแรงดันกริดมีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของตัวควบคุมพีอาร์และระบบควบคุมวงปิดมีเสถียรภาพ ตัวควบคุมพีอาร์จะชดเชยพลวัตของพลาเน็ตและหักล้างการรบกวนของแรงดันกริดเอซีได้อย่างสมบูรณ์ [4] ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ตัวควบคุมพีอาร์ที่มีค่าเกนแตกต่างกันจะให้ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริดที่มีสมรรถนะติดตามกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิงได้แตกต่างกัน แต่การหักล้างแรงดันกริดแทบไม่เปลี่ยนแปลงในสถานะอยู่ตัว

ในงานวิจัยก่อนหน้านี้ [5] ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่มีตัวควบคุมพีอาร์จะให้ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้าที่ไหลออกจากอินเวอร์เตอร์ที่ติดตามกระแสไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 1 ส่วนประกอบของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์

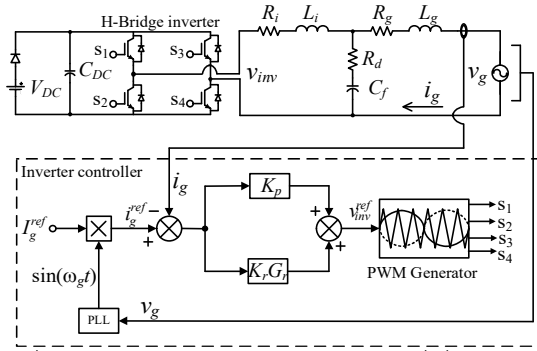
อ้างอิง ได้ดีกว่าการใช้งานตัวควบคุมพีไอ ตัวควบคุมพีอาร์ ที่ใช้งานแบ่งออกเป็นตัวควบคุมพีอาร์อุดมคติและตัวควบคุมพีอาร์ไม่อุดมคติที่ควบคุมกระแสไฟฟ้ากริด [6] เมื่อแรงดันกริดมีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของตัวควบคุมพีอาร์ ตัวควบคุมพีอาร์อุดมคติจะมีขนาด (peak) มากมายไม่จำกัด (infinity) และชดเชยพลวัตของพลาเน็ตและหักล้างการรบกวนได้มากที่สุด แต่ตัวควบคุมพีอาร์ไม่อุดมคติจะมีขนาดมากที่จำกัดค่าหนึ่ง (finite) และชดเชยพลวัตของพลาเน็ตและหักล้างการรบกวนได้ดี และเมื่อแรงดันกริดมีความถี่แตกต่างจากความถี่เรโซแนนซ์ ตัวควบคุมพีอาร์อุดมคติจะไม่มีขนาดและไม่สามารถชดเชยพลวัตของพลาเน็ตและหักล้างการรบกวน [7] แต่ตัวควบคุมพีอาร์ไม่อุดมคติจะยังคงมีขนาดมากและชดเชยพลวัตของพลาเน็ตและหักล้างการรบกวนได้ดีกว่า ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่มีตัวควบคุมพีอาร์ไม่อุดมคติและวงจรกรองแอลซีแอลที่เชื่อมต่อกันกลางระหว่างอินเวอร์เตอร์และกริดเอซี คือระบบอันดับสูงที่มีโพล 6 ตัว การปรับจูนค่าเกนของตัวควบคุมที่ทำให้ระบบควบคุมวงปิดมีเสถียรภาพจึงไม่สามารถดำเนินการได้อย่างลงมือลองถูก การใช้สูตรหรือสมการคำนวณค่าเกนของตัวควบคุมและการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบควบคุมวงปิดอาจจะเป็นงานที่มีความสะดวกมากกว่า

2. ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกกริด

ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์มี 5 ส่วนที่สำคัญที่แสดงในรูปที่ 1 แต่ละส่วนคือแหล่งจ่ายดีซี อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์เฟสเดียว วงจรกรองแอลซีแอล กริดไฟฟ้าเอซี และลูบควบคุมกระแสไฟฟ้ากริด อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่

เชื่อมต่อกกริดที่แสดงในรูปที่ 2 มีด้านอินพุตที่เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันดีซีหรือแหล่งจ่ายดีซี วงจรกรองแอลซีแอลเชื่อมต่อกันกลางระหว่างกริดเอซีและด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ เมื่ออินเวอร์เตอร์มีแรงดันดีซีอินพุต (V_{DC}) ที่มากกว่าค่ายอด (peak) ของแรงดันกริด ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์วงปิดจะสามารถบังคับให้กำลังงานไหลจากแหล่งจ่ายดีซีไปถึงกริดเอซีได้ และบังคับให้กระแสไฟฟ้ากริด (i_g) มีมุมเฟสที่ตรงกับหรือใกล้เคียงกับมุมเฟสของแรงดันกริด (v_g) ได้ ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่เชื่อมต่อกกริดที่พิจารณามีลูบควบคุมกระแสไฟฟ้ากริดรูปเดียวที่มีตัวควบคุมพีอาร์อุดมคติหรือตัวควบคุมพีอาร์ไม่อุดมคติ ระบบควบคุมดังกล่าวให้ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริดที่ติดตามกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง

ในแผนการควบคุมกระแสไฟฟ้ากริดที่แสดงในรูปที่ 2 ตัวควบคุมพีอาร์จะนำมาใช้งานแทนที่ตัวควบคุมพีไอ เพราะตัวควบคุมพีไอที่ควบคุมกระแสไฟฟ้ากริดต้องการการป้อนไปหน้าของแรงดันกริด ผลบวกระหว่างเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอและแรงดันกริดคือแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์ แต่ตัวควบคุมพีอาร์มีเอาต์พุตคือแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงของอินเวอร์เตอร์ การวัดแรงดันกริดจะให้สัญญาณวัดที่นำมาใช้สร้างกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง (i_g^{ref}) ที่มีมุมเฟสตรงกับมุมเฟสของ v_g นั่นคือ i_g^{ref} ซิงโครไนซ์กับ v_g เฟสล็อกกลูปได้รับสัญญาณวัดของแรงดันกริดและประมาณค่าตำแหน่งเชิงมุม ($\omega_g t$) ของ v_g ต่อมาเฟสล็อกกลูปสร้างสัญญาณไซน์ของตำแหน่งเชิงมุม ($\omega_g t$) ของ v_g ($\sin(\omega_g t)$) สัญญาณไซน์นี้มีค่ายอดหนึ่งหน่วยและมีมุมเฟสที่ตรงกับมุมเฟสของ v_g ผลคูณระหว่างค่ายอดของกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง (I_g^{ref}) และ $\sin(\omega_g t)$ คือ i_g^{ref} ($i_g^{ref} = I_g^{ref} \sin(\omega_g t)$) ถ้าเฟสล็อกกลูปได้รับ v_g ที่มีความเพี้ยน (distortion) เล็กน้อย เฟสล็อกกลูปจะสร้าง $\sin(\omega_g t)$ ที่ไม่มีความเพี้ยน ตัวควบคุมพีอาร์ไม่อุดมคติจะนำความผิดพลาดระหว่าง i_g^{ref} และ i_g ที่ได้จากการวัดมาสร้างแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง (v_{inv}^{ref}) ของการสวิตช์ของไอจีบีที 4 ตัว จะสร้างแรงดันเอซีที่ดับเบิ้ลยู



รูปที่ 2 ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่เชื่อมต่อกับกริด

เอม (v_{inv}) เมื่อระบบควบคุมวงปิดมีเสถียรภาพ อินเวอร์เตอร์จะจ่ายกระแสไฟฟ้าที่ทำให้ i_g ซึ่งโครโนซ์กับ v_g กริดเอชจึงมีตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่งและประพุดตัวเป็นโหลดตัวต้านทาน และกริดดูดกลืนกำลังงาน อินเวอร์เตอร์จ่ายกระแสไฟฟ้าที่มีความเพี้ยนสูง วงจรกรองแอลซีแอลจะปรับสภาพกระแสไฟฟ้ากริดให้มีความเพี้ยนลดลงหรือมีรูปคลื่นที่ใกล้เคียงกับไซน์ซวยด์

3. ตัวควบคุมสัดส่วนเรโซแนนซ์

ระบบควบคุมวงจรแปลงผันดีซีไปเป็นดีซี (DC-to-DC converter) มีตัวควบคุมพีโอที่อยู่ในกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง (stationary frame) ที่ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันดีซีและกระแสไฟฟ้าดีซี [6] แต่ระบบควบคุมวงปิดอื่นที่มีตัวควบคุมพีโอที่ทำหน้าที่ควบคุมปริมาณเอช จะให้ผลตอบแทนที่มีความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว การใช้ งานตัวควบคุมพ็อาร์แทนที่ตัวควบคุมพีโอ จะให้ผลตอบแทนที่มีความผิดพลาดน้อยกว่าในสถานะอยู่ตัว ตัวควบคุมสัดส่วนเรโซแนนซ์หรือตัวควบคุมพ็อาร์ คือตัวควบคุมพีโอที่อยู่ในกรอบอ้างอิงโครโนซ์ (synchronous frame) ที่หมุนด้วยความถี่เชิงมุม ω_g การแปลงกรอบอ้างอิงโครโนซ์มาเป็นกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ตัวควบคุมพีโอจะเปลี่ยนโครงสร้างเป็นตัวควบคุมพ็อาร์ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$G_{pr}(s) = K_p + K_r G_r(s) \quad (1)$$

โดยที่ K_p คือค่าเกนสัดส่วน และ K_r คือค่าเกนเรโซแนนซ์

ตัวควบคุมพ็อาร์อุดมคติมี $G_r(s)$ ดังนี้

$$G_r(s) = \frac{2s}{s^2 + \omega_g^2} \quad (2)$$

โดยที่ ω_g คือความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อ $s = j\omega_g$ ตัวควบคุมพ็อาร์อุดมคติจะมีขนาดมากมายไม่จำกัด

($|G_{pr}(j\omega_g)| = +\infty$) ที่เป็นสาเหตุของการไม่มีเสถียรภาพ [6] การปรับปรุงตัวควบคุมพ็อาร์อุดมคติจะได้รับตัวควบคุมพ็อาร์ไม่อุดมคติที่มี $G_r(s)$ ดังนี้

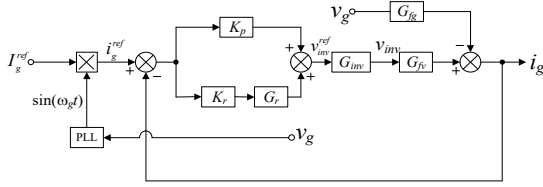
$$G_r(s) = \frac{2(\omega_c s + \omega_c^2)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega_g^2} \quad (3)$$

โดยที่ ω_c คือความถี่ตัด เมื่อ $\omega_c \ll \omega_g$ จะได้ว่า [8]

$$G_r(s) = \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_g^2} \quad (4)$$

เมื่อ $s = j\omega_g$ ตัวควบคุมพ็อาร์ไม่อุดมคติจะมีขนาดมากจำกัดค่าหนึ่ง ($|G_{pr}(j\omega_g)| = K_p + K_r$) เมื่อเปรียบเทียบระหว่างตัวควบคุมพีโอและตัวควบคุมพ็อาร์ ถ้า $s = 0$ ตัวควบคุมพีโอจะมีขนาดมากมายไม่จำกัด เพราะตัวควบคุมพีโอมีโพลหนึ่งตัวอยู่บนจุดกำเนิดของระนาบเอช ตัวควบคุมพีโอที่ควบคุมกระแสไฟฟ้ากริด จึงต้องการการป้อนไปหน้าของแรงดันกริด แต่ตัวควบคุมพ็อาร์ไม่ต้องการการป้อนไปหน้าของแรงดันกริด เพราะตัวควบคุมพ็อาร์มีโพลคู่สังยุคเชิงซ้อนที่อยู่บนแกนจินตภาพหรืออยู่ใกล้กับแกนจินตภาพทางด้านซ้ายมือของระนาบเอช ถ้าแรงดันกริดมีความถี่เท่ากับหรือใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ ω_g ตัวควบคุมพ็อาร์มีค่าเกน K_r มากเพียงพอ และระบบควบคุมวงปิดมีเสถียรภาพ ผลตอบแทนกระแสไฟฟ้ากริดเอชจะไม่มีความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ตัวควบคุมพ็อาร์อุดมคติมีความกว้างแถบ (bandwidth) แคบมาก และเมื่อความถี่ตัด ω_c มีค่าเพิ่มขึ้น ตัวควบคุมพ็อาร์ไม่อุดมคติจะมีความกว้างแถบเพิ่มขึ้น

4. สมการออกแบบที่คำนวณค่าเกนของตัวควบคุม สัดส่วนเรโซแนนซ์



รูปที่ 3 แผนภาพกรอบของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์

พลาเน็ตประกอบด้วยวงจรกรองแอลซีแอลและอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม แรงดันกริดคือการรบกวน (disturbance) และกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้ากริดเอชหรือกระแสไฟฟ้ากริดคือเอาต์พุตของพลาเน็ต ตัวควบคุมพ็อร์ไม่อุดมคติต้องมีค่าเกนที่ทำให้ระบบควบคุมวงปิดมีโพลทุกตัวอยู่ในตำแหน่งทางด้านซ้ายมือของระนาบเอส พลาเน็ตมีค่าพารามิเตอร์ทุกค่าที่ทราบตัวเลข แต่ตัวควบคุมพ็อร์ไม่อุดมคติมีค่าเกน K_p และ K_r ที่ไม่ทราบค่า ถ้าค่าเกนของตัวควบคุมคือคำตอบของระบบสมการที่มีสมการ 2 สมการและมีตัวแปร 2 ตัวแปร การคำนวณค่าเกน 2 ค่าพร้อมกันจะได้รับจากการหาคำตอบนี้ ระบบควบคุมวงปิดที่แสดงในรูปที่ 3 มีฟังก์ชันถ่ายโอนและสมการคุณลักษณะที่ใช้สร้างระบบสมการดังกล่าว ฟังก์ชันถ่ายโอนของพลาเน็ตและฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมจะให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบวงปิด อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มมีฟังก์ชันถ่ายโอนที่เกิดจากอัตราส่วนระหว่าง $v_{inv}(s)$ และ $v_{inv}^{ref}(s)$ [6] ดังนี้

$$G_{inv}(s) = \frac{1}{1.5Ts + 1} \quad (5)$$

โดยที่ T คือคาบระยะเวลาการสุ่มของเฟสล็อกกลูปและตัวควบคุมพ็อร์ ($T = 50 \mu s$) วงจรกรองแอลซีแอลมีฟังก์ชันถ่ายโอน 2 ฟังก์ชันดังนี้

$$G_{fv}(s) = \frac{b_0s + 1}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (6)$$

$$G_{fg}(s) = \frac{b_2s^2 + b_1s + 1}{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0} \quad (7)$$

โดยที่ $b_0 = C_f R_d$, $b_1 = C_f(R_i + R_d)$, $b_2 = C_f L_i$, $a_0 = R_i + R_g$, $a_3 = C_f L_i L_g$, $a_1 = L_i + L_g + C_f R_i R_g + C_f R_i R_d + C_f R_d R_g$, และ $a_2 = C_f(R_i L_g + R_d L_g + R_g L_i + R_d L_i)$ ($C_f = 1 \mu F$, $R_d = 0.015 \Omega$, $R_i = 0.2 \Omega$, $L_i = 3 mH$, $R_g = 0.1 \Omega$ และ $L_g = 0.94 mH$) [9] $G_{fv}(s)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนที่เกิดจากอัตราส่วนระหว่าง $i_g(s)$ และ $v_{inv}(s)$ และ $G_{fg}(s)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนที่เกิดจากอัตราส่วนระหว่าง $i_g(s)$ และ $v_g(s)$ และตัวควบคุมพ็อร์ไม่อุดมคติที่ใช้ทำงานมีฟังก์ชันถ่ายโอน

$$G_{pr}(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2} \quad (8)$$

ตัวควบคุมมีความถี่ตัด $\omega_c = 0.1 \text{ rad/s}$ ระบบควบคุมวงปิดของอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับเฟสเดียวคือระบบป้อนกลับหนึ่งหน่วย (unity feedback system) เมื่อพิจารณาแรงดันกริดเท่ากับศูนย์ ระบบควบคุมวงปิดดังกล่าวมีฟังก์ชันถ่ายโอนที่เกิดจากอัตราส่วนระหว่าง $i_g(s)$ และ $i_g^{ref}(s)$ ดังนี้

$$\frac{i_g(s)}{i_g^{ref}(s)} = \frac{(K_p + K_r G_r(s))G_{inv}(s)G_{fv}(s)}{1 + (K_p + K_r G_r(s))G_{inv}(s)G_{fv}(s)} \quad (9)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดมีสมการคุณลักษณะของระบบควบคุมวงปิดหรือสมการคุณลักษณะวงปิด

$$1 + (K_p + K_r G_r(s))G_{inv}(s)G_{fv}(s) = 0 \quad (10)$$

$$K_p G_{inv}(s)G_{fv}(s) + K_r G_r(s)G_{inv}(s)G_{fv}(s) = -1 \quad (11)$$

ค่า s ที่ทำให้สมการคุณลักษณะวงปิดเป็นจริง คือโพลของระบบควบคุมวงปิดหรือโพลวงปิด กำหนดให้ p_1 และ p_2 คือโพลวงปิดที่มีค่าแตกต่างกัน ($p_1 \neq p_2$) และมี

ตำแหน่งอยู่ในด้านซ้ายมือของระนาบเอส ($p_1 < 0$ และ $p_2 < 0$) การแทนค่า $s = p_1$ และ $s = p_2$ ลงในสมการคุณลักษณะวงปิด จะได้รับสมการที่แตกต่างกัน 2 สมการที่มีตัวแปร K_p และ K_r ที่ไม่ทราบค่า 2 ตัวแปร

$$K_p G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) + K_r G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) = -1 \quad (12)$$

$$K_p G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) + K_r G_r(p_2) G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) = -1 \quad (13)$$

สมการ 2 สมการนี้คือระบบสมการเชิงเส้นที่มีรูปแบบของสมการเวกเตอร์-เมทริกซ์หนึ่งสมการ

$$\begin{bmatrix} G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) & G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) \\ G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) & G_r(p_2) G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

เมื่อพิจารณาจากกฎของคราเมอร์ (Cramer's rule) ตัวควบคุมพีดาร์ไม่อุดมคติมีค่าเกนที่เป็นคำตอบของระบบสมการเชิงเส้น ดังนี้

$$K_p = \frac{G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) - G_r(p_2) G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2)}{G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) (G_r(p_2) - G_r(p_1))} \quad (15)$$

$$K_r = \frac{G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) - G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)}{G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) (G_r(p_2) - G_r(p_1))} \quad (16)$$

สมการที่ใช้คำนวณคำตอบของระบบสมการเชิงเส้นดังกล่าวคือสมการออกแบบที่ใช้คำนวณค่าเกน K_p และ K_r ตัวควบคุมพีดาร์ไม่อุดมคติต้องมีค่าเกน K_p และ K_r ที่เป็นค่าบวก ถ้าโพลวงปิด p_1 และ p_2 คือจำนวนจริงลบที่มีค่าแตกต่างกัน $G_r(p_1)$, $G_{inv}(p_1)$, $G_{fv}(p_1)$, $G_r(p_2)$, $G_{inv}(p_2)$ และ $G_{fv}(p_2)$ จะเป็นจำนวนจริง

เมื่อ $G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) > G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)$ เงื่อนไขที่ต้องการคือ

$$G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) > G_r(p_2) G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) \quad \text{และ} \quad G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) (G_r(p_2) - G_r(p_1)) > 0$$

และเมื่อ $G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) < G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)$ เงื่อนไขที่ต้องการคือ

$$G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) < G_r(p_2) G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) \quad \text{และ} \quad G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1) G_{inv}(p_2) G_{fv}(p_2) (G_r(p_2) - G_r(p_1)) < 0$$

ถ้าโพลวงปิด p_1 และ p_2 คือจำนวนเชิงซ้อนคู่สังยุค หรือโพลวงปิด p_1 และ p_2 คือคู่สังยุคเชิงซ้อน

($p_2 = \bar{p}_1$) ที่มีส่วนจริงลบ ตัวควบคุมพีดาร์ไม่อุดมคติมีค่าเกนที่คำนวณได้ดังนี้

$$K_p = - \frac{\text{Im}(G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1))}{|G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)|^2 \text{Im}(G_r(p_1))} \quad (17)$$

$$K_r = \frac{\text{Im}(G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1))}{|G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)|^2 \text{Im}(G_r(p_1))} \quad (18)$$

สมการสองสมการนี้คือสมการออกแบบที่ใช้คำนวณค่าเกนของตัวควบคุมพีดาร์เช่นเดียวกัน ค่าเกน K_p และ K_r ต้องเป็นค่าบวก เมื่อ

$\text{Im}(G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)) > 0$ เงื่อนไขที่ต้องการคือ $\text{Im}(G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)) < 0$ และ $\text{Im}(G_r(p_1)) < 0$

และเมื่อ $\text{Im}(G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)) < 0$ เงื่อนไขที่ต้องการคือ $\text{Im}(G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)) > 0$ และ $\text{Im}(G_r(p_1)) > 0$ การพิจารณาเงื่อนไขนี้ที่ทำให้ค่าเกน K_p และ K_r มีค่าบวก จะได้รับเงื่อนไขสองเงื่อนไขที่สมมูลกับเงื่อนไขดังกล่าวดังนี้

$$\frac{\text{Im}(G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1))}{\text{Im}(G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1))} < 0 \quad (19)$$

นั่นคือ

$$\frac{\text{Im}(G_r(p_1))}{\tan(\angle(G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1)))} + \text{Re}(G_r(p_1)) < 0 \quad (20)$$

และ

$$\frac{\text{Im}(G_r(p_1) G_{inv}(p_1) G_{fv}(p_1))}{\text{Im}(G_r(p_1))} < 0 \quad (21)$$

นั่นคือ

$$\frac{\text{Im}(G_{inv}(p_1)G_{fv}(p_1))}{\tan(\angle G_r(p_1))} + \text{Re}(G_{inv}(p_1)G_{fv}(p_1)) < 0 \quad (22)$$

5. การกำหนดโพลวงปิดที่นำมาคำนวณค่าเกนของตัวควบคุมสัดส่วนเรโซแนนซ์

ตัวควบคุมพีดาร์มีค่าเกนที่สัมพันธ์กับโพลวงปิด p_1 และ p_2 นั่นคือการสุ่มเลือกโพลวงปิดและการใช้สมการออกแบบอาจจะให้ค่าเกน K_p และ K_r ที่มีค่าบวกทั้งคู่หรือมีค่าลบทั้งคู่หรือมีค่าใดค่าหนึ่งเป็นค่าบวกและมีอีกค่าหนึ่งเป็นค่าลบ ถ้าโพล p_1 และ p_2 คือจำนวนจริงลบที่มีค่าแตกต่างกัน การพิจารณาทางเดินราก (root locus) ของโพลวงปิดจะนำมาใช้เป็นแนวทางในการเลือกโพล p_1 และ p_2 เพราะการเปลี่ยนแปลงค่าเกนของตัวควบคุมจะสร้างทางเดินรากของโพลวงปิด เนื่องจากตัวควบคุมพีดาร์ไม่อุดมคติมีค่าเกน 2 ค่าและค่าเกน K_r ต้องมีค่ามากเพียงพอการกำหนดให้ K_p มีค่าคงที่และ K_r มีค่าเปลี่ยนแปลง จะได้รับสมการคุณลักษณะวงปิดที่ใช้สร้างทางเดินรากในระนาบเอสที่แสดงในรูปที่ 4 ดังนี้

$$1 + K_r \frac{s(d_2s + d_1)}{c_6s^6 + c_5s^5 + c_4s^4 + c_3s^3 + c_2s^2 + c_1s + c_0} = 0 \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \text{โดยที่ } c_6 &= 1.5a_3T, \\ c_5 &= a_3(3T\omega_c + 1) + 1.5a_2T, \\ c_4 &= a_3(1.5T\omega_g^2 + 2\omega_c) + a_2(3T\omega_c + 1) + 1.5a_1T, \\ c_3 &= a_3\omega_g^2 + a_2(1.5T\omega_g^2 + 2\omega_c) \\ &\quad + a_1(3T\omega_c + 1) + 1.5a_0T + K_p b_0, \\ c_2 &= a_2\omega_g^2 + a_1(1.5T\omega_g^2 + 2\omega_c) \\ &\quad + a_0(3T\omega_c + 1) + K_p(2\omega_c b_0 + 1), \\ c_1 &= a_1\omega_g^2 + a_0(1.5T\omega_g^2 + 2\omega_c) \\ &\quad + K_p(b_0\omega_g^2 + 2\omega_c), \\ c_0 &= \omega_g^2(a_0 + K_p), \\ d_2 &= 2\omega_c b_0 \text{ และ } d_1 = 2\omega_c \end{aligned}$$

ทางเดินรากมีจุดสิ้นสุดสองจุดที่แตกต่างกันอยู่บนแกนจริงในระนาบเอส จุดสิ้นสุดจุดหนึ่งอยู่ที่ $s = 0$ และจุดสิ้นสุดอีกจุดหนึ่งอยู่ในตำแหน่ง

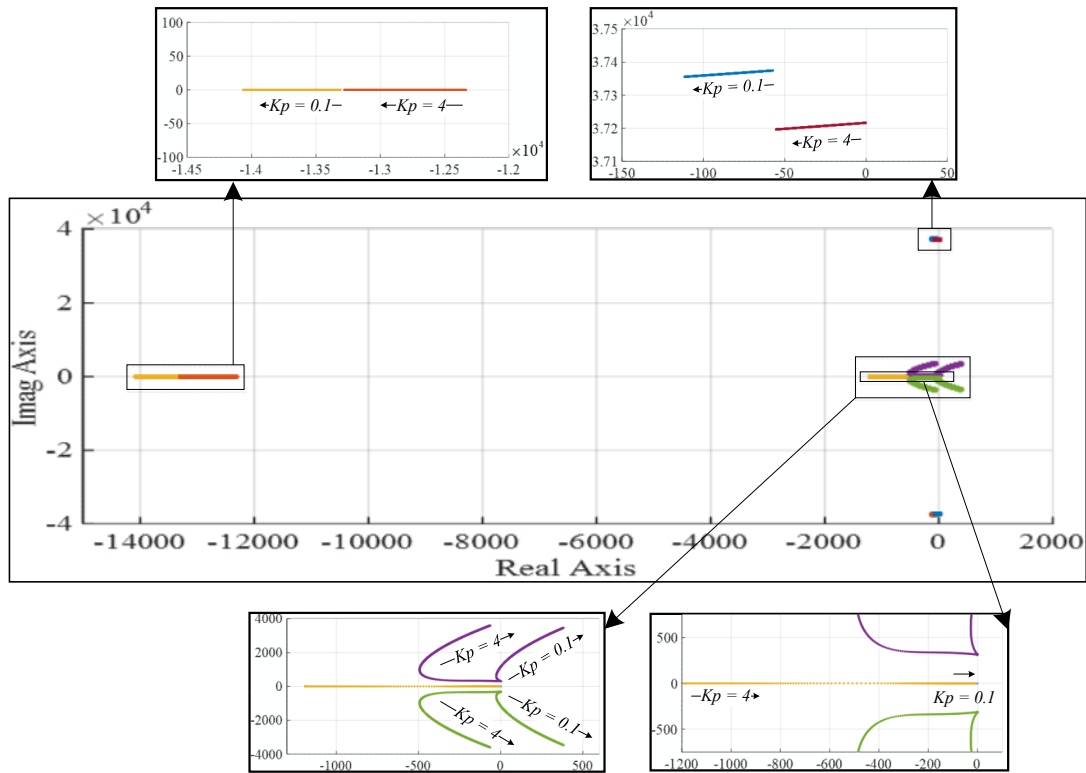
$$s = -\frac{d_1}{d_2} = -\frac{1}{b_0} = -\frac{1}{C_r R_d} = -6.67 \times 10^7 \text{ ทางด้าน}$$

ซ้ายมือของระนาบเอส เมื่อ K_p มีค่าบวกคงที่และ K_r มีค่าเปลี่ยนแปลงจากศูนย์ถึงค่าบวกที่มากเพียงพอค่าหนึ่ง ถ้าทางเดินรากมีจุดเริ่มต้นทุกจุดอยู่ในตำแหน่งทางด้านซ้ายมือของระนาบเอส และแกนจริงในระนาบเอสมีจุดเริ่มต้นสองจุดหรือสี่จุดหรือหกจุด และมีจุดเริ่มต้นอย่างน้อยสองจุดที่แตกต่างกัน และทางเดินรากมีจุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดที่แตกต่างกัน โพล p_1 และ p_2 จะเป็นส่วนหนึ่งของทางเดินรากที่อยู่บนแกนจริง ถ้า

$K_p = 0.1$ และ $K_p = 4$ ทางเดินรากจะมีจุดเริ่มต้นทุกจุดอยู่ในตำแหน่งทางด้านซ้ายมือของระนาบเอส เมื่อ $K_p = 0.1$ ทางเดินรากมีจุดเริ่มต้นที่อยู่บนแกนจริงคือ $s = -1.02 \times 10^2$ และ $s = -1.33 \times 10^4$ และเมื่อ $K_p = 4$ ทางเดินรากมีจุดเริ่มต้นที่อยู่บนแกนจริงคือ $s = -1.19 \times 10^3$ และ $s = -1.23 \times 10^4$ ค่าเกน K_r ที่มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง 250000 จะเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโพลวงปิด 6 โพลและได้รับทางเดินราก 6 เส้นในระนาบเอส ทางเดินรากที่อยู่บนแกนจริงมีสองส่วนที่แยกออกจากกัน ส่วนแรกอยู่ใกล้กับแกนจินตภาพและส่วนที่สองอยู่ห่างจากแกนจินตภาพ การพิจารณาทางเดินรากสองส่วนนี้ที่แสดงในรูปที่ 4 จะนำมาใช้ในการเลือกโพลวงปิด $p_1 = -27$ ที่อยู่ใกล้กับแกนจินตภาพและ $p_2 = -13250$ ที่อยู่ห่างจากแกนจินตภาพ โพลวงปิดสองโพลนี้อยู่บนทางเดินราก

$$\begin{aligned} \text{เนื่องจาก } G_{inv}(p_1)G_{fv}(p_1) &= 5.1752, \\ G_{inv}(p_2)G_{fv}(p_2) &= -2.7406, \\ G_r(p_1)G_{inv}(p_1)G_{fv}(p_1) &= -2.8109 \times 10^{-4}, \\ G_r(p_2)G_{inv}(p_2)G_{fv}(p_2) &= 4.1345 \times 10^{-5} \text{ และ} \\ G_{inv}(p_1)G_{fv}(p_1)G_{inv}(p_2)G_{fv}(p_2)(G_r(p_2) - G_r(p_1)) &= -5.564 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จะได้ว่า } G_{inv}(p_2)G_{fv}(p_2) &< G_{inv}(p_1)G_{fv}(p_1), \\ G_r(p_1)G_{inv}(p_1)G_{fv}(p_1) &< G_r(p_2)G_{inv}(p_2)G_{fv}(p_2) \text{ และ} \\ G_{inv}(p_1)G_{fv}(p_1)G_{inv}(p_2)G_{fv}(p_2)(G_r(p_2) - G_r(p_1)) &< 0 \end{aligned}$$



รูปที่ 4 ทางเดินรากของระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อกับกริดเฟสเดียว

นั่นคือตัวควบคุมมีค่าเกน K_p และ K_r ที่เป็นค่าบวก

หลังจากการแทนค่าโพลวงปิด $p_1 = -27$ และ $p_2 = -13250$ ลงในสมการที่ (15) และ (16) สมการออกแบบจะคำนวณค่าเกนของตัวควบคุมพีดาร์ไม่อัตโนมัติ $K_p = 0.5795$ และ $K_r = 14227$ การแทนค่าเกนของตัวควบคุมลงในสมการคุณลักษณะวงปิดและการหารากของสมการคุณลักษณะจะนำมาใช้ตรวจสอบตำแหน่งของโพลวงปิดทุกตัวในระนาบเอส หลังจากการแทนค่าเกนของตัวควบคุมลงในสมการที่ (10) และฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดในสมการที่ (9) ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์วงปิดมีโพล $p_1 = -27$, $p_2 = -13250$, $p_{3,4} = -72 \pm j904$ และ $p_{5,6} = -54 \pm j37354$ และมีซีโร $z_1 = -20.18$, $z_2 = -4890$ และ $z_3 = -6.67 \times 10^7$ ระบบควบคุมวงปิดที่มีคู่โพลสังยุคเชิงซ้อนเด่นและหรือซีโรที่ไม่หักล้างโพล จะให้ผลตอบสนองที่มีการพุ่งเกิน (overshoot) และหรือมีการพุ่งต่ำ (undershoot)

ถ้าโพลวงปิด p_1 และ p_2 คือคู่โพลสังยุคเชิงซ้อน

($p_2 = \bar{p}_1$) ที่มีส่วนจริงลบ ($\text{Re}(p_1) < 0$) การพุ่งเกินและเวลาเข้าที่ (settling time) ของผลตอบสนองในโดเมนเวลา จะนำมาใช้ในการกำหนดโพลวงปิด p_1 และ p_2 เมื่อความต้องการระบุถึงผลตอบสนองที่มีการพุ่งเกิน 125% และมีเวลาเข้าที่ 0.11 วินาที โพลวงปิดสองโพลคือ $p_{1,2} = -36.36 \pm j512$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (20) จะได้ว่า

$$\frac{\text{Im}(G_r(p_1))}{\tan(\angle(G_{inv}(p_1)G_{fs}(p_1)))} + \text{Re}(G_r(p_1)) = -7.0987 \times 10^{-5}$$

$$\frac{\text{Im}(G_r(p_1))}{\tan(\angle(G_{inv}(p_1)G_{fs}(p_1)))} + \text{Re}(G_r(p_1)) < 0$$

และเมื่อพิจารณาสมการที่ (22) จะได้ว่า

$$\frac{\text{Im}(G_{inv}(p_1)G_{fs}(p_1))}{\tan(\angle G_r(p_1))} + \text{Re}(G_{inv}(p_1)G_{fs}(p_1)) = -0.0576$$

$$\frac{\text{Im}(G_{inv}(p_1)G_{fs}(p_1))}{\tan(\angle G_r(p_1))} + \text{Re}(G_{inv}(p_1)G_{fs}(p_1)) < 0$$

นั่นคือตัวควบคุมมีค่าเกน K_p และ K_r ที่เป็นค่าบวก

หลังจากการแทนค่าโพล $p_1 = -36.36 + j512$ ลงในสมการที่ (17) และ (18) สมการออกแบบจะคำนวณค่าเกนของตัวควบคุมพีดาร์ไม้อุดมคติ $K_p = 0.2349$ และ $K_r = 3307.1$ การระบุถึงผลตอบสนองที่มีการพุ่งเกินสูงจะได้รับโพลวงปิดที่นำมาแทนค่าลงในสมการออกแบบและทำให้ตัวควบคุมมีค่าเกนบวกทุกค่า หลังจากการแทนค่าเกนลงในคุณลักษณะวงปิดและฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดในสมการที่ (9) ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์วงปิดมีโพล $p_{1,2} = -36.36 \pm j511.9$, $p_3 = -13291$, $p_4 = -51.05$ และ $p_{5,6} = -56.277 \pm j37369$ และมีซีโร $z_1 = -35.49$, $z_2 = -2780.44$ และ $z_3 = -6.67 \times 10^7$ เนื่องจากระบบควบคุมวงปิดมีคู่โพลสังยุคเชิงซ้อน $p_{5,6}$ ที่เด่นกว่าคู่โพลสังยุคเชิงซ้อน $p_{1,2}$ ระบบควบคุมอาจจะให้ผลตอบสนองที่มีการพุ่งเกินและหรือการพุ่งต่ำที่มากกว่าความต้องการ และเวลาเข้าที่ที่อาจจะยาวนานกว่าความต้องการ

6. ผลการจำลองสถานการณ์

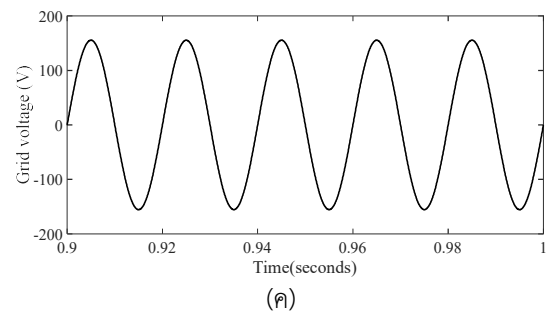
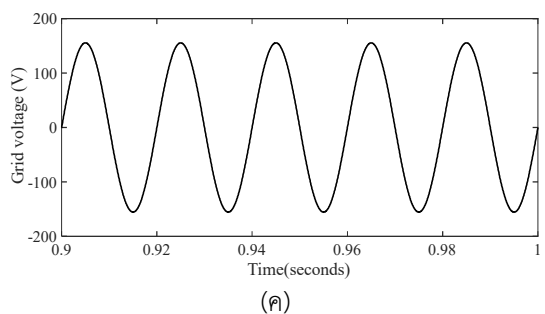
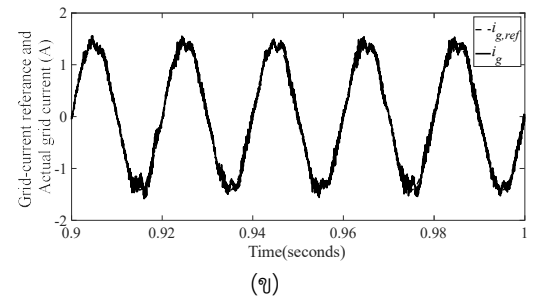
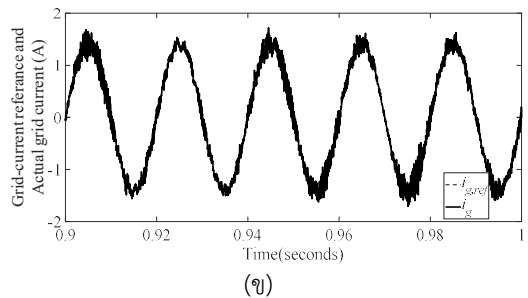
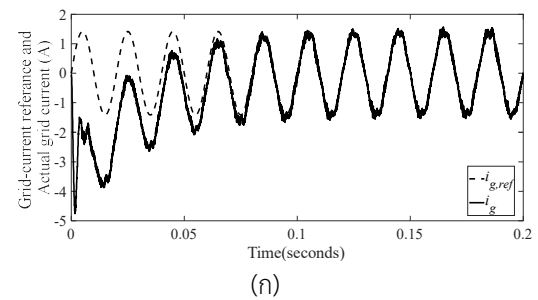
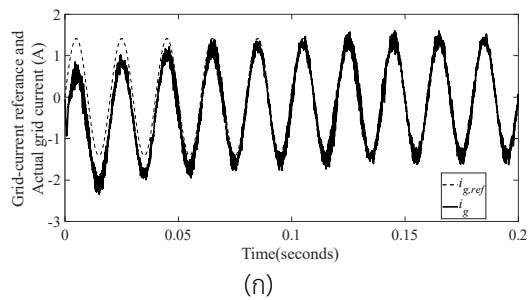
โปรแกรม MATLAB/Simulink จะนำมาใช้จำลองสถานการณ์ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่เชื่อมต่อกิตที่แสดงในรูปที่ 2 การจำลองสถานการณ์มีขั้นตอนเวลาที่ (fixed step-size) $1 \mu s$ และพิจารณาผลกระทบที่เกิดจากการสวิตช์ของไอจีบีที แหล่งจ่ายแรงดันดีซีมี $V_{DC} = 280 V$ กริดเอชมีแรงดัน $110 V_{rms}$ 50 Hz และกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง ($i_{g,ref}$) (เส้นประ) มีค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) 1 A ตัวควบคุมพีดาร์และเฟสล็อก ลูปมีคาบระยะเวลาการสุ่ม $50 \mu s$ สัญญาณพาหะสามเหลี่ยมมีความถี่ 20 kHz เมื่อตัวควบคุมพีดาร์ไม้อุดมคติมีค่าเกน $K_p = 0.5795$ และ $K_r = 14227$ ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์วงปิดจะให้ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริด i_g (เส้นทึบ) ที่มีการพุ่งต่ำ $-2.4 A$ โดยประมาณในสถานะชั่วคราว แต่เมื่อเวลาผ่านไป ผลตอบสนอง (actual grid current) จะมีความผิดพลาดลดลงและมีเวลาเข้าที่ $130 ms$ โดยประมาณที่แสดงในรูป

ที่ 5(ก) กระแสไฟฟ้ากริด i_g มีรูปคลื่นที่ใกล้เคียงกับไซน์ซอว์แต่มีการสั่นเล็กน้อย และมีค่ายอด $1.5 A$ โดยประมาณ เนื่องจากกระแสไฟฟ้ากริดมีค่ายอดค่อนข้างน้อย การสวิตช์ของไอจีบีทีจะเป็นสาเหตุให้รูปคลื่นของกระแสไฟฟ้ากริดมีการสั่นเล็กน้อย ผลตอบสนองมีสมรรถนะที่ติดตามกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง ($i_{g,ref}$) (grid-current reference) ได้ดีในสถานะอยู่ตัวที่แสดงในรูปที่ 5(ข) และกระแสไฟฟ้ากริดซิงโครไนซ์กับแรงดันกริดเอชที่แสดงในรูปที่ 5(ค) เมื่อตัวควบคุมพีดาร์ไม้อุดมคติมีค่าเกน $K_p = 0.2349$ และ $K_r = 3307.1$ ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์วงปิดจะให้ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริด i_g (เส้นทึบ) ที่มีการพุ่งต่ำมากกว่าในสถานะชั่วคราวที่แสดงในรูปที่ 6(ก) กระแสไฟฟ้ากริดมีการพุ่งต่ำ $-4.9 A$ โดยประมาณและมีความผิดพลาดในสถานะชั่วคราวมากกว่า แต่เมื่อเวลาผ่านไป ผลตอบสนองจะมีความผิดพลาดลดลงและมีเวลาเข้าที่ที่สั้นกว่า ผลตอบสนองมีเวลาเข้าที่ $85 ms$ โดยประมาณ กระแสไฟฟ้ากริด i_g มีรูปคลื่นที่ใกล้เคียงกับไซน์ซอว์แต่มีการสั่นน้อยกว่า กระแสไฟฟ้ากริดมีค่ายอด $1.5 A$ โดยประมาณในสถานะอยู่ตัวที่แสดงในรูปที่ 6(ข) ผลตอบสนองมีสมรรถนะที่ติดตามกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง ($i_{g,ref}$) (เส้นประ) ได้ดีเช่นเดียวกัน และกระแสไฟฟ้ากริดซิงโครไนซ์กับแรงดันกริดเอชที่แสดงในรูปที่ 6(ค)

ในการจำลองสถานการณ์ ตัวควบคุมพีดาร์ไม้อุดมคติที่มีค่าเกน $K_p = 0.5795$ และ $K_r = 14227$ ให้ผลตอบสนองที่มีสมรรถนะดีกว่าในสถานะชั่วคราว

7. ผลการทดลอง

การทดลองระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่เชื่อมต่อกิตเอช มีค่าพารามิเตอร์ทุกค่าที่เป็นตัวเลขเดียวกับค่าพารามิเตอร์ที่ตรงกันทุกค่าที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์ ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่ใช้งานคือชุดทดลอง TIEVM-HV-1PH-DCAC (TIDM-HV-1PH-DCAC) ที่ผลิตจาก Texas Instruments ที่แสดงในรูปที่ 7 [9] ชุดทดลองนี้ประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์เฟส



รูปที่ 5 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่มี $K_p = 0.5795$ และ $K_r = 14227$

(ก) กระแสไฟฟ้ากริดในสถานะชั่วคราว

(ข) กระแสไฟฟ้ากริดในสถานะอยู่ตัว

(ค) แรงดันกริดเอซี

รูปที่ 6 ผลการจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่มี $K_p = 0.2349$ และ $K_r = 3307.1$

(ก) กระแสไฟฟ้ากริดในสถานะชั่วคราว

(ข) กระแสไฟฟ้ากริดในสถานะอยู่ตัว

(ค) แรงดันกริดเอซี



รูปที่ 7 ชุดทดลองระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

เดียว วงจรกรองแอลซีแอล วงจรขับเกต เซนเซอร์วัดแรงดันกริด เซนเซอร์วัดกระแสไฟฟ้ากริด วงจรปรับสภาพสัญญาณวัด และการดโมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28377D วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นที่มีด้านอินพุตเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันเอซีและมีด้านเอาต์พุตเชื่อมต่อกับตัวเก็บประจุ จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันดีซีที่แสดงในรูปที่ 8 กริดเอซีคือหม้อแปลงเพิ่มแรงดัน 110/220 V_{rms} ที่มีขดลวดทุติยภูมิเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายแรงดันเอซี 220 V_{rms} 50 Hz ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่เป็นเฟสล็อกกลูบ ตัวควบคุมพิกอร์ไม่มีอุณหภูมิต่ำ หน่วย

สร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มทีซึบเกิดของไอจีบีที และหน่วยบันทึก (data logger) กระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริด และแรงดันกริดที่ได้จากการวัด การเก็บและบันทึกข้อมูลลงในหน่วยความจำในแต่ละครั้ง จะเกิดขึ้นในช่วงระยะเวลาที่ห่างกัน 0.5 ms

เมื่อตัวควบคุมฟิวอาร์ไม่อุดมคติมีค่าเกิน

$K_p = 0.5795$ และ $K_r = 14227$ ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์จะให้ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริด i_g (เส้นทึบ) ที่ติดตามกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง ($i_{g,ref}$) (เส้นประ) ได้ดีในสถานะอยู่ตัวที่แสดงในรูปที่ 9(ก) และกระแสไฟฟ้ากริดซึ่งโครโนซ์กับแรงดันกริดเอชี่ที่แสดงในรูปที่ 9(ข) อินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังงานถึงกริดเอชี่กระแสไฟฟ้ากริดมีค่าอยู่ 1.5 A โดยประมาณ หน่วยบันทึกจะเก็บและรวบรวมผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 9 ออสซิลโลสโคปแสดงรูปคลื่นของแรงดันกริดและกระแสไฟฟ้ากริดในรูปที่ 10 การสั่นของรูปคลื่นจะเกิดจากสัญญาณรบกวนการวัด

เมื่อตัวควบคุมฟิวอาร์ไม่อุดมคติมีค่าเกิน

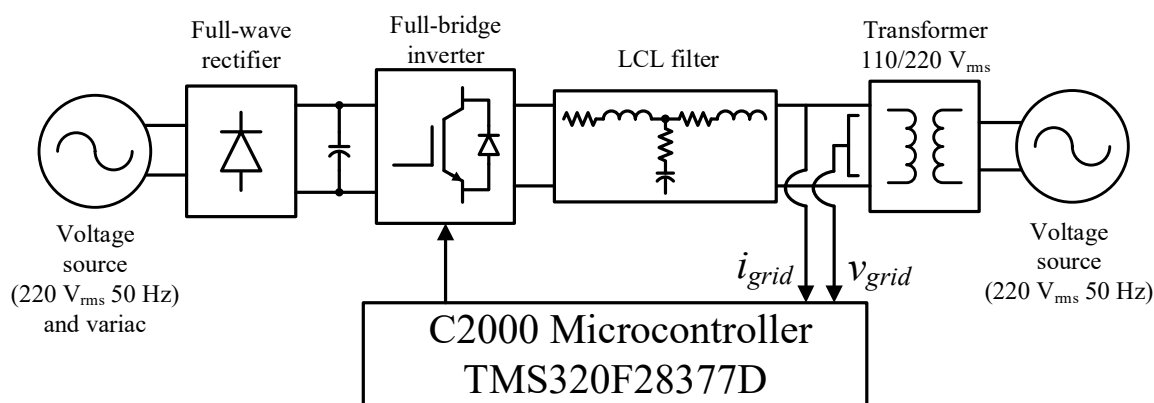
$K_p = 0.2349$ และ $K_r = 3307.1$ ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ให้ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริด (เส้นทึบ) ที่ติดตามกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง (เส้นประ) ในสถานะอยู่ตัวที่แสดงในรูปที่ 11(ก) กระแสไฟฟ้ากริดมีความเพี้ยนมากกว่า และกระแสไฟฟ้ากริดซึ่งโครโนซ์กับแรงดันกริดเอชี่ที่แสดงในรูปที่ 11(ข) กระแสไฟฟ้ากริดมีค่าอยู่ 1.7

A โดยประมาณ หน่วยบันทึกจะเก็บและรวบรวมผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 11 ออสซิลโลสโคปแสดงรูปคลื่นของแรงดันกริดและกระแสไฟฟ้ากริดในรูปที่ 12 การสั่นของรูปคลื่นจะเกิดจากสัญญาณรบกวนการวัดเช่นเดียวกัน

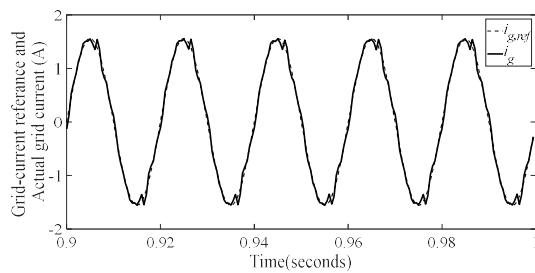
ในการทดลอง ตัวควบคุมฟิวอาร์ไม่อุดมคติที่มีค่าเกิน $K_p = 0.5795$ และ $K_r = 14227$ ให้รูปคลื่นของกระแสไฟฟ้ากริดที่มีความเพี้ยนน้อยกว่าในสถานะอยู่ตัว

8. สรุป

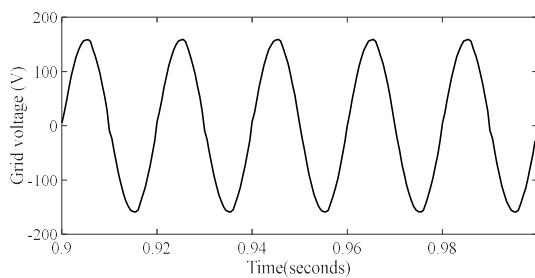
เนื่องจากระบบควบคุมวงปิดของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่มีตัวควบคุมฟิวอาร์ไม่อุดมคติและวงจรกรองแอลซีแอลซีที่เชื่อมต่อกันกลางระหว่างอินเวอร์เตอร์และกริดเอชี่คือระบบอันดับสูงที่มีโพลวงปิด 6 ตัว และตัวควบคุมฟิวอาร์ไม่อุดมคติมีค่าเกิน 2 ค่าที่ไม่ทราบค่า การกำหนดตำแหน่งของโพลวงปิด 6 ตัวที่แตกต่างกันพร้อมกันลงในด้านซ้ายมือของระนาบเอส จะได้รับระบบสมการเชิงเส้นที่มีสมการ 6 สมการที่แตกต่างกัน แต่มีตัวแปร 2 ตัวแปรที่เป็นค่าเกินของตัวควบคุมที่ไม่ทราบค่า ระบบสมการเชิงเส้นนี้อาจจะมีหรือไม่มีคำตอบ การกำหนดโพลวงปิด 6 ตัว ที่ทำให้ระบบสมการเชิงเส้นมีคำตอบที่เป็นจำนวนจริงบวกทั้งคู่ มีโอกาสเกิดขึ้นได้น้อยมาก การพิจารณาโพลวงปิด 2 ตัวที่แตกต่างกันและค่าเกิน 2 ค่าของตัวควบคุมฟิวอาร์ไม่อุดมคติ จะแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างกันและสร้างสมการออกแบบที่ใช้คำนวณค่าเกินของตัวควบคุม



รูปที่ 8 แผนภาพทั้งหมดของชุดทดลองระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่เชื่อมต่อกับกริดเอชี่



(ก)

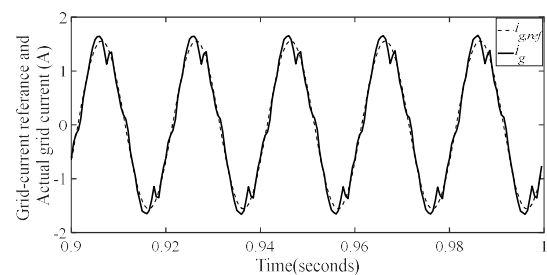


(ข)

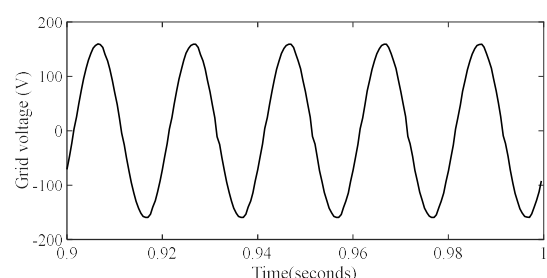
รูปที่ 9 ผลการทดลองระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่มี

$$K_p = 0.5795 \text{ และ } K_r = 14227$$

(ก) ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริดและกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง และ (ข) แรงดันกริดเอซี



(ก)

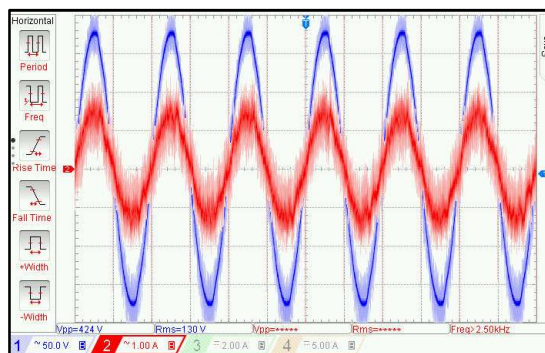


(ข)

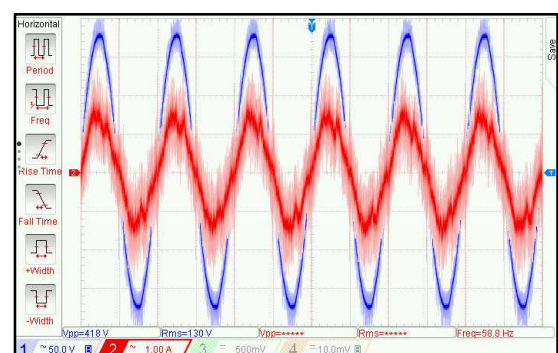
รูปที่ 11 ผลการทดลองระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ที่มี

$$K_p = 0.2349 \text{ และ } K_r = 3307.1$$

(ก) ผลตอบสนองกระแสไฟฟ้ากริดและกระแสไฟฟ้ากริดอ้างอิง และ (ข) แรงดันกริดเอซี



รูปที่ 10 แรงดันกริด (สีน้ำเงิน) และกระแสไฟฟ้ากริด (สีแดง) เมื่อ $K_p = 0.5795$ และ $K_r = 14227$



รูปที่ 12 แรงดันกริด (สีน้ำเงิน) และกระแสไฟฟ้ากริด (สีแดง) เมื่อ $K_p = 0.2349$ และ $K_r = 3307.1$

การเลือกโพลวงปิดสองโพลที่แตกต่างกันคือขั้นตอนที่สำคัญก่อนการใช้งานสมการออกแบบ ถ้าโพลวงปิดสองโพลนี้คือจำนวนจริงลบที่แตกต่างกัน ทางเดินรากจะนำมาใช้เป็นแนวทางในการเลือกโพลวงปิด และถ้าโพลวงปิดสองโพลนี้คือคู่สังยุคเชิงซ้อนที่มีส่วนจริงลบ การพุ่งเกินและเวลาเข้าที่จะนำมาใช้ในการกำหนดโพลวงปิด

เงื่อนไขที่ทำให้ตัวควบคุมมีค่าเกินบวกจะต้องเกิดขึ้นและเป็นจริง และโพลทุกตัวของระบบควบคุมวงปิดที่อยู่ในตำแหน่งทางด้านซ้ายมือของระนาบเอส จะต้องได้รับการตรวจสอบ การเลือกโพลวงปิดสองโพลอาจจะเป็นงานวนซ้ำมากกว่าเงื่อนไขของค่าเกินบวกเป็นจริงและระบบควบคุมวงปิดมีเสถียรภาพ การเขียนโปรแกรมงานวนซ้ำ

ดังกล่าวเป็นงานที่มีความสะดวกในทางปฏิบัติ ผลการจำลองสถานการณ์และผลการทดลองยืนยันถึงความเป็นไปได้ในการใช้งานสมการออกแบบคำนวณค่าเกณฑ์ตัวควบคุมฟีดแบ็กไม่อุดมคติ

9. กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้วิจัยขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุนงานวิจัยและให้ใช้ประโยชน์จากสถานที่และเครื่องมือในการทำงานวิจัย

10. เอกสารอ้างอิง

- [1] G. Escobar, M.J. Lopez-Sanchez, D.F. Balam-Tamayo, J.A. Alonzo-Chavarria and J.M. Sosa, “Inverter-side current control of a single-phase inverter grid connected through an LCL filter,” in *IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5552-5558, 2014.
- [2] Kahlane Abd El Wahid Hamza, Hassaine Linda and Larbes Cherif, “LCL Filter Design With Passive Damping For Photovoltaic Grid Connected Systems,” in *IREC2015 The Sixth International Renewable Energy Congress*, pp. 1-4, 2015.
- [3] Xu Jinming and Xie Shaojun, “LCL-resonance damping strategies for grid-connected inverters with LCL filters : a comprehensive review,” in *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 6, no. 2, pp. 292-305, 2018.
- [4] Marco Liserre, Alberto Pigazo, Antonio Dell’Aquila and Víctor M. Moreno, “An Anti-Islanding Method for Single-Phase Inverters Based on a Grid Voltage Sensorless Control,” in *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1418-1426, 2006.
- [5] D. Zammit, C. Spiteri Staines and M. Apap, “Comparison between PI and PR Current Controllers in Grid Connected PV Inverters,” in *International Scholarly and Scientific Research & Innovation*, vol. 8, no. 2, pp. 221-226, 2014.
- [6] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [7] Adrian V. Timbus, Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu and Frede Blaabjerg, “Adaptive Resonant Controller for Grid- Connected Converters in Distributed Power Generation Systems,” in *Twenty- First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1601-1606, 2006.
- [8] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P.C. Loh, “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters,” in *IEEE Proceedings- Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750-762, 2006.
- [9] Manish Bhardwaj, *TIDM- HV- 1PH- DCAC Grid Connected Inverter Reference Design*, Texas Instruments Incorporated, 2017.