

Received: Jan 17, 2025

Revised: Jun 18, 2025

Accepted: Jun 21, 2025

การควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมดสำหรับวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์

SLIDING MODE CONTROL FOR SINGLE PHASE BRIDGE RECTIFIER CIRCUIT WITH POWER FACTOR IMPROVEMENT OF BOOST CONVERTER

ปิยะนัฐ ใจตรง¹ กำจัด ใจตรง^{2*}¹ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธนบุรี² คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยี วิทยาลัยเทคโนโลยีสยามPiyanat Jaitrong¹ Kumjat Jaitrong²¹ Faculty of Engineering, Thonburi University² Faculty of Engineering and Technology, Siam Technology College

Corresponding author: e-mail kumjatj@siamtechno.ac.th

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์ในการพัฒนากลยุทธ์การควบคุมสำหรับวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์เพื่อลดความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของกระแสและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่ง โดยใช้ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟและวิธีการควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมดเพื่อให้ประสิทธิภาพการติดตามที่ดีและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ รวมทั้งใช้ตัวควบคุมพีไอเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ผลการจำลองการทำงานพบว่าวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ที่มีการควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมดสามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าคงที่ 400 V ที่โหลดสูงสุดขนาด 1,500 W ค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของกระแสและแรงดันจะมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 2.10 % และ 0.02 % ตามลำดับ ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับ 1.0 และค่าประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 88.58 % อีกทั้งกระแสฮาร์โมนิกได้เป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEC 61000-3-2:2019 ทุกประการ

คำสำคัญ: การควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมด, วงจรแปลงผันแบบบูสต์, การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

Abstract

This research aimed to develop a control strategy for a single-phase bridge rectifier circuit with power factor improvement of boost converter to reduce current harmonic distortion and to improve the power factor correction nearly to unity power factor. This action is accomplished by using active RLC high-frequency harmonic filters and a sliding mode current control method that provides good tracking performance and robustness with respect to parameter variations including the use of a PI controller to regulate the DC voltage. The simulation results showed that the single-phase bridge rectifier circuit with power factor improvement of boost conversion circuit with sliding mode current control demonstrates impressive performance in maintaining a constant voltage of 400 V even under a maximum load of 1,500 W. The harmonic distortion values of the current and voltage have an average value of 2.10 % and 0.02 %, respectively. As a result, the power factor value is equal to 1.0, the average efficiency value is equal to 88.58%. Additionally, the current harmonics comply with the requirements of the IEC 61000-3-2:201

Keywords: Sliding mode control, Boost converter, Power factor improvement

บทนำ

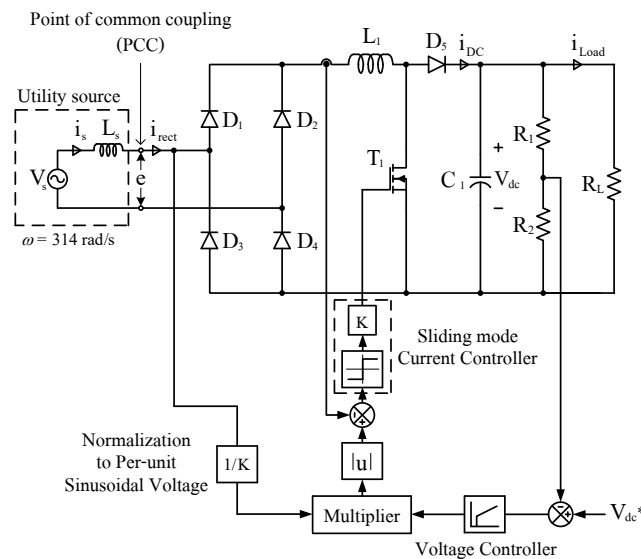
การควบคุมพลังงานไฟฟ้าหรือการแปลงพลังงานไฟฟ้าจากรูปแบบหนึ่งไปยังอีกรูปแบบหนึ่งเป็นสิ่งที่จำเป็น ซึ่งการแปลงพลังงานไฟฟ้าเหล่านั้นจะใช้คอนเวอร์เตอร์กำลังเป็นตัวแปลงพลังงานโดยใช้วงจรเรียงกระแสด้วยไดโอดแบบบริดจ์เป็นตัวแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงคงที่และเป็นโครงสร้างที่ใช้มากที่สุดเนื่องจากวงจรไม่ซับซ้อน ต้นทุนต่ำและความน่าเชื่อถือสูง (S. S. Sayed and A.M. Massoud, 2022) ในการประยุกต์ใช้งานดังกล่าวจำเป็นต้องใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่เพื่อลดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่นั้นจะทำให้มีการบิดเบือนอย่างมากและเกิดกระแสไฟฟ้าไม่เป็นรูปคลื่นไซน์เนื่องจากผลของกระแสฮาร์มอนิกปะปนเข้าไปในกระแสรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz จึงเป็นผลทำให้กระแสอินพุตมีฮาร์มอนิกสูงและกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นสาเหตุทำให้เกิดปัญหาต่างๆขึ้น เช่น รูปคลื่นแรงดันมีการเพี้ยน ความร้อนในระบบมีค่ามาก สัญญาณรบกวนมีค่าสูงและค่าความสามารถในการจ่ายพลังงานไฟฟ้าของแหล่งจ่ายมีค่าลดลง (Chen et al., 2021; Chen et al., 2021) ถ้าหากกำลังไฟฟ้าของเครื่องใช้ไฟฟ้ามีค่าต่ำๆ ปัญหาเหล่านี้สามารถขจัดให้ลดน้อยลงได้โดยใช้วิธีการพัฒนาตัวประกอบกำลังให้มีค่าสูงขึ้นและรูปแบบที่นิยมมากที่สุดคือวิธีการแปลงผันด้วยวงจรบูสต์เพราะการพัฒนาตัวประกอบกำลังด้วยวิธีแบบนี้ทำให้ได้ประสิทธิภาพกับค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงเมื่อเทียบกับวิธีอื่น (Valipour et al., 2020) นอกจากนี้การขับเคลื่อนยังสามารรถทำได้ง่ายและตัวเหนี่ยวนำที่วางไว้ด้านหน้าอุปกรณ์สวิตช์จะช่วยทำให้กระแสอินพุตมีค่าเรียบมากๆ เทคนิคการควบคุมด้วยวงจรบูสต์มีหลายรูปแบบและรูปแบบหนึ่งที่ (ดำรง จินขาวขำ และ ประสิทธิ์ จันทรมนตรี, 2550) ได้นำเสนอคือการป้อนกลับแบบตรวจจับสนะวารีการลดความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสและแรงดันด้วยการใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟแทนการใช้ตัวกรองด้านเข้าอาร์แอลซีแบบพาสซีฟมีผลทำให้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่งและทำให้ประสิทธิภาพของวงจรสูงขึ้น (กำจัด ใจตรง และคณะ, 2562) และยังมีการพัฒนากลยุทธ์การควบคุมการแกว่งแบบแอคทีฟด้านเข้าตัวกรองแบบแอลซีของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์เพื่อลดความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่งโดยใช้เทคนิคพีดับลิวเอ็มและใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟรวมทั้งใช้การควบคุมสวิตช์ในวงจรเพื่อปรับรูปคลื่นกระแสให้เข้าใกล้รูปคลื่นไซน์อ้างอิง อีกทั้งมีวิธีการลดการแกว่งแบบอาร์แอลซีเสมือนเป็นวิธีลดความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก ของกระแสและแรงดันด้วยการใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟแทนการใช้ตัวกรองด้านเข้าอาร์แอลซีแบบพาสซีฟมีผลทำให้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่งและทำให้ประสิทธิภาพของวงจรสูงขึ้น (กำจัด ใจตรง และ ปิยะนัฐ ใจตรง, 2562) ส่วนการควบคุมแบบสไลด์โหมดถูกนำมาใช้เพื่อควบคุมการปรับรูปคลื่นแบบแอคทีฟของวงจรกรองแอคทีฟ โดยการควบคุมนี้สามารถใช้งานได้จริงและติดตั้งง่าย ไม่จำเป็นต้องคำนวณกำลังไฟฟ้าจริงหรือกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟจากกระแสโหลด (Saetio et al., 1994) อีกทั้งการควบคุมแบบสไลด์โหมดยังมีปัญหาเรื่องการสั่น (chattering) จึงได้นำสัญญาณพีดับลิวเอ็มมาใช้เพื่อสร้างกฎการสวิตช์แบบความถี่คงที่ สัญญาณพีดับลิวเอ็มจะปรับสัญญาณควบคุมแบบไม่ต่อเนื่องจะถูกทำให้เรียบ ซึ่งเกิดจากการควบคุมแบบสไลด์โหมด (Abrishamifar et al., 2012)

งานวิจัยนี้นำเสนอการพัฒนากลยุทธ์การควบคุมสำหรับวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์เพื่อลดความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่ง เนื่องจากกระแสอินพุตของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่ต่อกับวงจรแปลงผันแบบบูสต์ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ทำให้กระแสอินพุตมีฮาร์มอนิกสูงส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าต่ำและยังทำให้ประสิทธิภาพของระบบมีค่าต่ำด้วย ดังนั้นการแก้ปัญหาดังกล่าวผู้วิจัยใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟแทนการใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบพาสซีฟเพื่อลดพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบพาสซีฟและยังสามารถลดความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสอินพุตได้ อีกทั้งยังใช้วิธีการควบคุมกระแสแบบสไลด์โหมดเพื่อลดความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแส โดยวิธีที่นำเสนอนี้สามารถลดความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสอินพุตที่เกิดขึ้นให้เป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEC 61000-3-2:2019 ทุกประการ

วิธีดำเนินการวิจัย

งานวิจัยนี้สามารถแสดงระบบในภาพรวมดังแสดงในภาพที่ 1 ซึ่งเป็นวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นกับวงจรแปลงผันแบบบูสต์ โดยวงจรเรียงกระแสเป็นตัวแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนวงจรแปลงผัน

แบบบัสต์ทำหน้าที่ปรับระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านเอาต์พุตตามที่กำหนดไว้ โดยมีการทำงานดังต่อไปนี้ เมื่อ e เป็นแรงดันไฟฟ้าต่อเฟสจากแหล่งจ่าย i_{rect} เป็นกระแสของโหลดซึ่งเกิดจากความผิดเพี้ยนเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ โหลด วงจรแปลงผันแบบบัสต์ที่ควบคุมแบบพีดีบีลิวเอ็มจะสวิตช์ให้กระแสไฟฟ้ามีเฟสตามแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ในขณะเดียวกันจะมีการควบคุมให้แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุมีค่าคงที่โดยเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุกับค่าที่กำหนด ค่าความแตกต่างจะถูกควบคุมด้วยตัวควบคุมแบบพีโอเพื่อให้ได้เป็นค่ากระแสไฟฟ้าที่ใช้ในการคงค่าแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวเก็บประจุ เมื่อกระแสไฟฟ้างกล่าวคุณกับแรงดันเฟสจะได้กระแสอ้างอิง ซึ่งค่าความแตกต่างระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสอินพุตที่ป้อนกลับจะถูกควบคุมด้วยการควบคุมแบบสไลดิงโหมดเพื่อสร้างพัลส์พีดีบีลิวเอ็มไปควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันแบบบัสต์เพื่อให้กระแสอินพุตติดตามกระแสอ้างอิง ซึ่งจะทำให้กระแสอินพุตอินเฟสกับแรงดันอินพุต



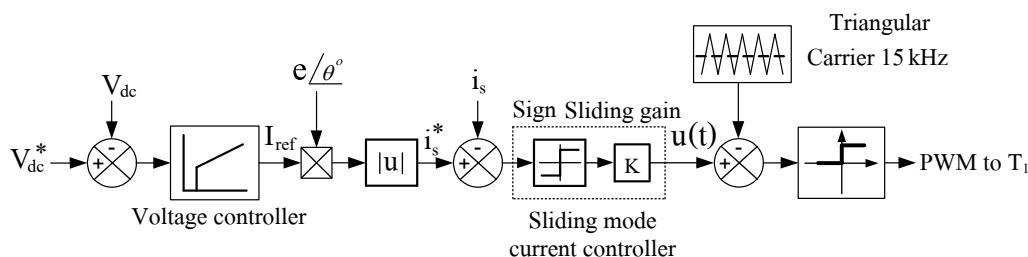
ภาพที่ 1 วงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบัสต์

ความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสและแรงดันมีผลต่อค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัสต์ ดังแสดงในสมการที่ 1

$$PF = \frac{V_1 I_1 \cos \theta_1 + \sum_{h=2}^n V_h I_h \cos \theta_h}{\sqrt{V_1^2 + \sum_{h=2}^n V_h^2} \times \sqrt{I_1^2 + \sum_{h=2}^n I_h^2}} \quad (1)$$

โดยที่ V_1 แทน แรงดันอาร์เอ็มเอสอินพุตของแหล่งจ่ายที่ความถี่หลักมูลหรือลำดับฮาร์มอนิกที่ 1(V)
 V_h แทน แรงดันอาร์เอ็มเอสอินพุตของแหล่งจ่ายที่ความถี่ลำดับฮาร์มอนิก h ใดๆ (V)
 I_1 แทน กระแสอาร์เอ็มเอสอินพุตของแหล่งจ่ายที่ความถี่หลักมูลหรือลำดับฮาร์มอนิกที่ 1(A)
 I_h แทน กระแสอาร์เอ็มเอสอินพุตของแหล่งจ่ายที่ความถี่ลำดับฮาร์มอนิก h ใดๆ (A)
 θ_1 แทน มุมต่างเฟสระหว่างกระแสกับแรงดันที่ความถี่หลักมูลหรือลำดับฮาร์มอนิกที่ 1(องศา)
 θ_h แทน มุมต่างเฟสระหว่างกระแสกับแรงดันที่ความถี่ลำดับฮาร์มอนิก h ใดๆ (องศา)
 h แทน ลำดับฮาร์มอนิกใดๆ
 n แทน จำนวนลำดับฮาร์มอนิกใดๆ

การวิเคราะห์ระบบควบคุม



ภาพที่ 2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรแปลงผันแบบบูสต์

จากภาพที่ 2 วงจรแปลงผันแบบบูสต์ สามารถแบ่งตามการควบคุมได้ดังนี้

ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controller)

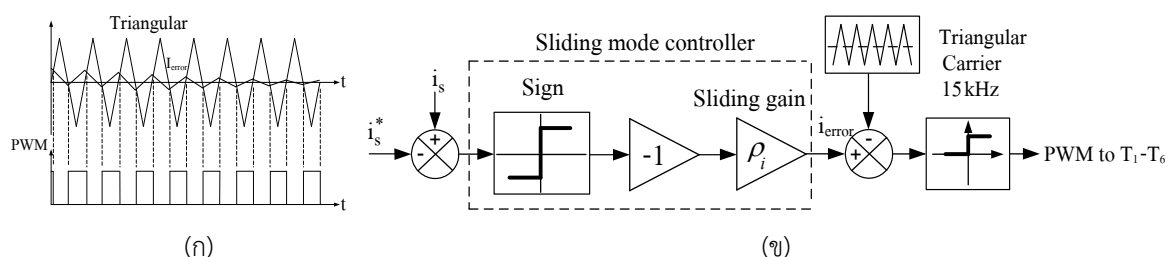
การทำงานของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ จำเป็นต้องรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุให้มีค่าคงที่ตามค่าแรงดันไฟฟ้าที่กำหนด เพื่อที่จะทำให้การทำงานของวงจรแปลงผันแบบบูสต์สวิตช์ให้กระแสไฟฟ้ามีเฟสตามแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีโอเข้ามาควบคุมความแตกต่างระหว่างค่าแรงดันไฟฟ้าที่กำหนดกับค่าแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุ ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_{ref}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (V_{dc}^*(s) - V_{dc}(s)) \quad (2)$$

เมื่อ V_{dc}^* และ V_{dc} คือค่าแรงดันไฟฟ้าที่กำหนดและค่าแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุ โดยที่ K_p และ K_i คืออัตราขยายเทอมสัดส่วนและอัตราขยายเทอมอินทิกรัลของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าตามลำดับ

การควบคุมสไลด์ิงโหมดแบบเปรียบเทียบรูปสามเหลี่ยม

ในการควบคุมกระแสไฟฟ้าจะนำเอาสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมกระแส (i_{error}) จากการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมดของความแตกต่างระหว่างกระแสไฟฟ้าที่กำหนดกับกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้วงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์กับกระแสไฟฟ้าที่กำหนดไปมอดูเลตกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่สูง สัญญาณพัลส์บลิวเอ็มที่เกิดขึ้นจากการเปรียบเทียบจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดการทำงานของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ดังแสดงในภาพที่ 3 (ก)



ภาพที่ 3 (ก) หลักการสร้างสัญญาณพัลส์บลิวเอ็มที่มีการควบคุมแบบสไลด์ิงโหมดแบบเปรียบเทียบรูปสามเหลี่ยม

(ข) บล็อกไดอะแกรมการทำงานของตัวควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบเปรียบเทียบรูปสามเหลี่ยม

จากภาพที่ 3 (ข) เป็นบล็อกไดอะแกรมการทำงานของการควบคุมสไลด์ิงโหมด โดยกฎการควบคุมของสไลด์ิงโหมดเป็นไปตามสมการที่ 3 หรือ 4 ซึ่งแสดงใน (ทวีศักดิ์ ทองแสนธีรยุทธ ขาดิชนะยีนยง และ ญัฐภูมิสุวรรณหา, 2558: 18-31)

$$i_{error}(t) = -\rho_i \text{sgn}(s(x,t)) \quad (3)$$

หรือ

$$i_{\text{error}}(t) = \begin{cases} -p_i & \text{if } s(x,t) > 0 \\ p_i & \text{if } s(x,t) < 0 \end{cases} \quad (4)$$

โดยที่ p_i คือ การขยายสัญญาณสไลด์ของกระแสไฟฟ้า $\text{sgn}(\cdot)$ คือ ชิกนัมหรือฟังก์ชันเครื่องหมาย และ $s(x,t)$ คือ ฟังก์ชันสวิตช์

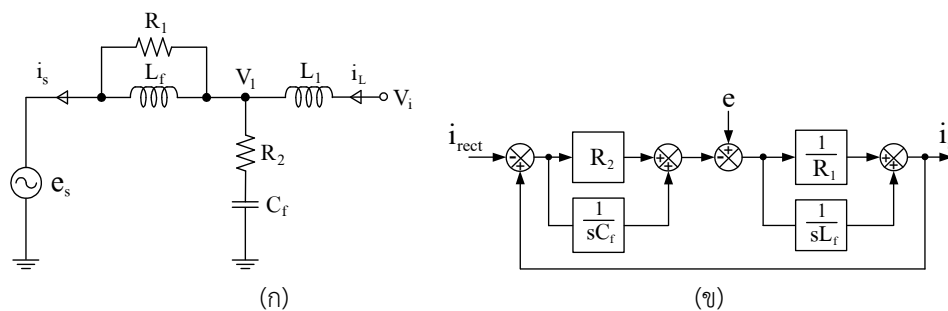
$$s(x,t) = e_i \quad (5)$$

โดย e_i คือ ค่าผิดพลาดของกระแสไฟฟ้า และ x คือ สภาวะของระบบ

ส่วนการสร้างสัญญาณพัลส์ดับลิวเอ็ม ได้มาจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณที่มาจากการควบคุมแบบสไลด์กับสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 15 kHz ทำให้ได้สัญญาณพัลส์ดับลิวเอ็มความถี่ 15 kHz เพื่อไปขับสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบูสต์

การวิเคราะห์ตัวกรองแอลซีแบบแอคทีฟและตัวควบคุมการแกว่งแบบแอคทีฟ

ตัวควบคุมการแกว่งแบบแอคทีฟเป็นแนวคิดของตัวต้านทานเสมือนดังที่แสดงใน (P.A. Dahono, 2002: 1630-1635) การวิเคราะห์ตัวกรองแบบแอลซีและตัวควบคุมการแกว่งแบบแอคทีฟเพื่อหาความสัมพันธ์ในการลดกระแสฮาร์มอนิกที่ความถี่เรโซแนนท์ โดยในการควบคุมจะสร้างตัวกรองแอลซีแบบแอคทีฟทำงานร่วมกับตัวควบคุมการแกว่งแบบแอคทีฟ เพื่อลดการใช้ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟ ซึ่งสามารถทำได้ด้วยการวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลแบบเฟสเดียวดังแสดงในภาพที่ 4(ก) และเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมเพื่อใช้ในการสร้างเป็นตัวควบคุมการแกว่งแบบแอคทีฟได้ดังแสดงในภาพที่ 4(ข)



ภาพที่ 4 (ก) วงจรสมมูลแบบเฟสเดียวทางด้านเอซีของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียว

(ข) บล็อกไดอะแกรมของวงจรสมมูลทางด้านเอซีของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียว

จากภาพที่ 4(ก) สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์เพื่อหากระแสที่จ่ายให้วงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียว (กำจัดไจตรง ฉัตรชัย เอียรหิรัญ และปิยะนัฐ ไจตรง, 2562:15-24) โดยใช้สมการโนดวิเคราะห์ได้ผลดังนี้

$$V_i(s) = \frac{((R_1 + L_f s)(R_2 C_f s + 1)L_1)E(s) + (R_1 L_f (R_2 C_f s + 1))V_i(s)}{(R_1 + R_2)L_1 L_f C_f s^2 + ((R_1 R_2 C_f (L_1 + L_f)) + L_1 L_f)s + R_1 (L_1 + L_f)} \quad (6)$$

จากวงจรในภาพที่ 4(ก) สามารถหาค่า $I_s(s)$ ได้เป็น

$$I_s(s) = \frac{(L_f C_f R_2 s^2 + (C_f R_1 R_2 + L_f)s + R_1)V_i(s)}{(R_1 + R_2)L_1 L_f C_f s^3 + ((R_1 R_2 C_f (L_1 + L_f)) + L_1 L_f)s^2 + R_1 (L_1 + L_f)s} - \frac{(L_1 L_f C_f s^3 + (L_1 C_f R_1 + L_f C_f R_2)s^2 + (C_f R_1 R_2 + L_f)s + R_1)E(s)}{(R_1 + R_2)L_1 L_f C_f s^3 + ((R_1 R_2 C_f (L_1 + L_f)) + L_1 L_f)s^2 + R_1 (L_1 + L_f)s} \quad (7)$$

แทนค่า $V_i(s) = K(I_s^*(s) - I_s(s))$ ในสมการที่ 7 จะได้

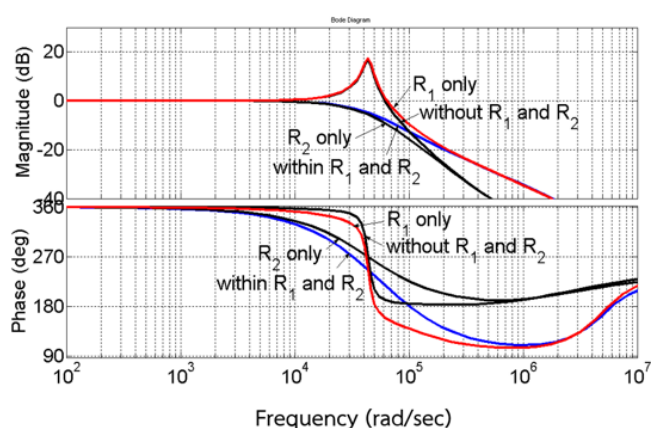
$$I_s(s) = \frac{AI_s^*(s) - BE_s(s)}{C} \quad (8)$$

โดยที่ $A = R_2 L_f C_f K s^2 + K(R_1 R_2 C_f + L_f)s + R_1 K$

$B = L_1 L_f C_f s^3 + (R_1 L_1 C_f + R_2 L_f C_f)s^2 + (R_1 R_2 C_f + L_f)s + R_1$

$C = L_1 L_f C_f (R_1 + R_2)s^3 + (R_1 R_2 C_f (L_1 + L_f) + L_1 L_f + R_2 L_f C_f K)s^2 + (R_1 (L_1 + L_f) + (R_1 R_2 C_f + L_f)K)s + R_1 K$

จากสมการที่ 8 การปรับตัวควบคุมการแกว่งแบบแอททิฟทำได้โดยการปรับค่า R_1 และ R_2 ในภาพที่ 4(ข) ซึ่งผลตอบสนองที่ได้จากการปรับค่า R_1 และ R_2 ดังแสดงในภาพที่ 5



ภาพที่ 5 ผลตอบสนองทางความถี่ของทรานสเฟอฟังก์ชันของกระแสอินพุต ดังสมการที่ 8

สรุปผลการวิจัย

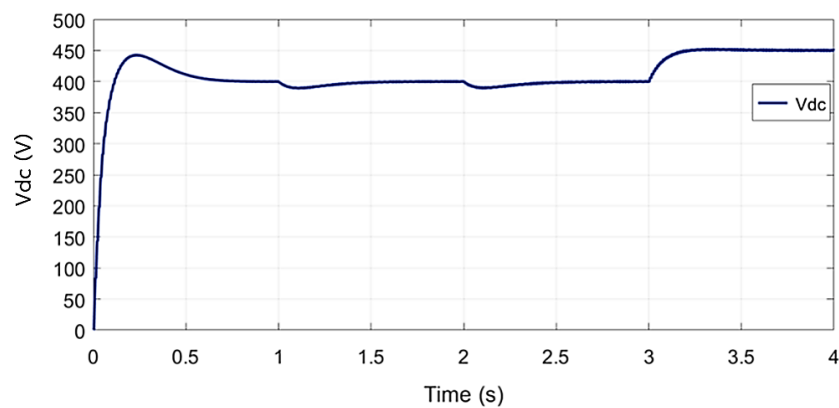
เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแนวคิดที่ได้นำเสนอจะจำลองการทำงานของวงจรที่มีโครงสร้างดังในภาพที่ 1 ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป โดยค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานดังแสดงในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์วงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์

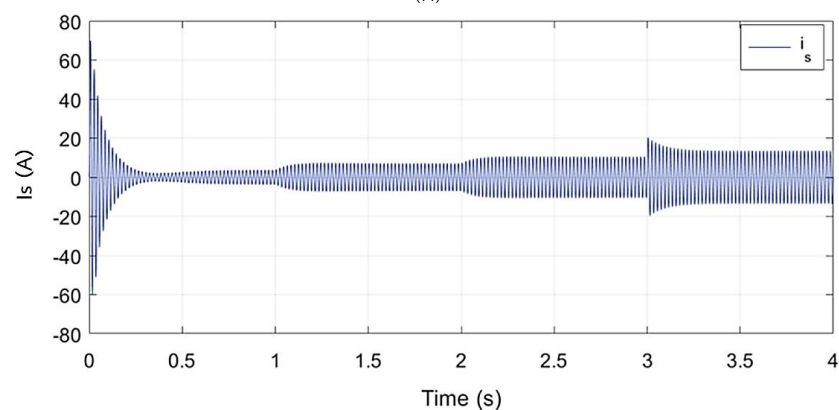
ตัวแปร	ค่าที่ใช้	ตัวแปร	ค่าที่ใช้
พิกัดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต	1,500 W	อัตราขยายเทอมสัดส่วนของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า (K_p)	0.2
แรงดันไฟฟ้า	220 V _{L-N}	อัตราขยายเทอมอินทิกรัลของตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า (K_i)	1
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	400 V _{dc}	ตัวกรองแบบฮาร์มอนิกความถี่สูงแอลแบบแอททิฟ (L_f)	1 mH
ตัวเหนี่ยวนำ (L_1)	1 mH	ตัวกรองแบบฮาร์มอนิกความถี่สูงซีแบบแอททิฟ (C_f)	1 uF
ตัวเก็บประจุ (C_{dc})	3,000 μ F	ตัวกรองแบบฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แบบแอททิฟ (R_1)	1
ความถี่ในการสวิตช์ (f_s)	15 kHz	ตัวกรองแบบฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แบบแอททิฟ (R_2)	0.5
		อัตราขยายสัญญาณสไลด์ของกระแสไฟฟ้า (p_1)	1

ผลการจำลองการทำงานสามารถแบ่งออกได้ 2 กรณี คือ กรณีที่ 1 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะชั่วครู่ เมื่อใช้ตัวกรองแบบฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอททิฟ (L_f , C_f , R_1 และ R_2) กับตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์ทั้งหมด ดังแสดงในภาพที่ 6 ถึง ภาพที่ 9 และส่วนกรณีที่ 2 ผลการจำลองการทำงานเมื่อใช้ตัวกรองแบบฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอททิฟ (L_f , C_f , R_1 และ R_2) กับตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์ทั้งหมดเทียบกับการใช้ตัวกรองแอลซีแอลแบบพาสซีฟเพียงอย่างเดียว ดังแสดงในภาพที่ 10

กรณีที่ 1 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะชั่วคราว เมื่อใช้ตัวกรองแบบฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอกทีฟ (L_f , C_f , R_1 และ R_2) กับตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมด



(ก)

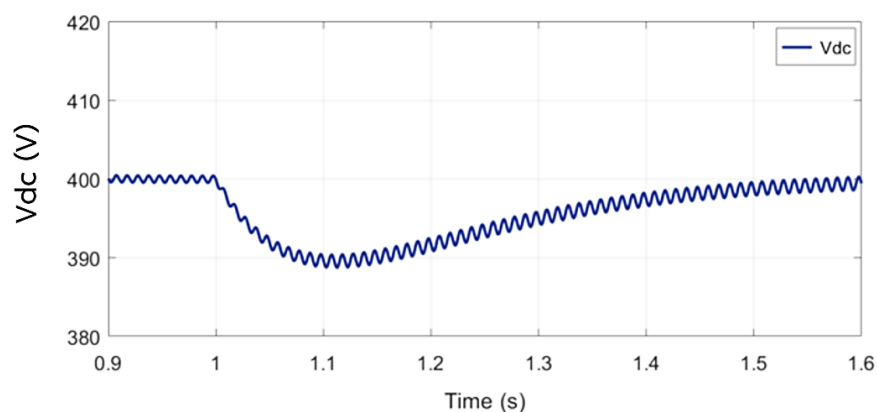


(ข)

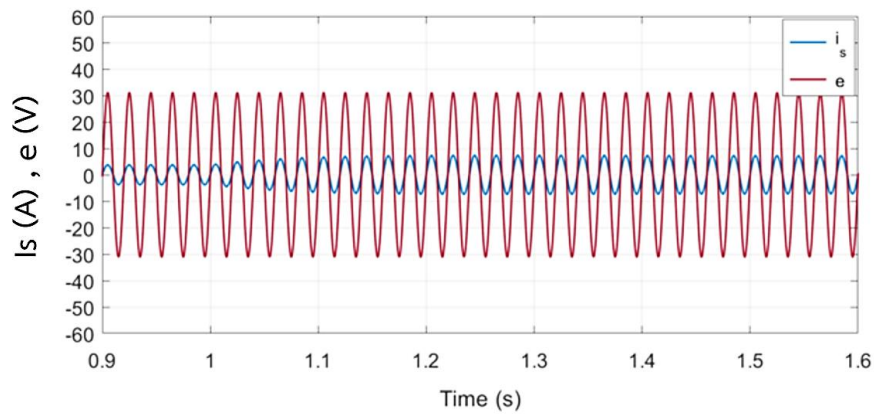
ภาพที่ 6 (ก) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับโหลด

(ข) กระแสไฟฟ้าอินพุต

จากภาพที่ 6 (ก) เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวในช่วงเวลา 0 - 4 s โดยผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับโหลด เมื่อเพิ่มโหลดอย่างฉับพลันจาก 500 W เป็น 1,000 W ที่เวลา 1 s และ 1,000 W เป็น 1,500 W ที่เวลา 2 s ปรับเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจาก 400 V เป็น 450 V ที่เวลา 3 s ในส่วนของกระแสอินพุตในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดดังแสดงในรูปที่ 6 (ข) โดยในแต่ละช่วงเวลาสามารถแสดงเป็นส่วนๆ ได้ดังแสดงในภาพที่ 7 ถึงภาพที่ 9



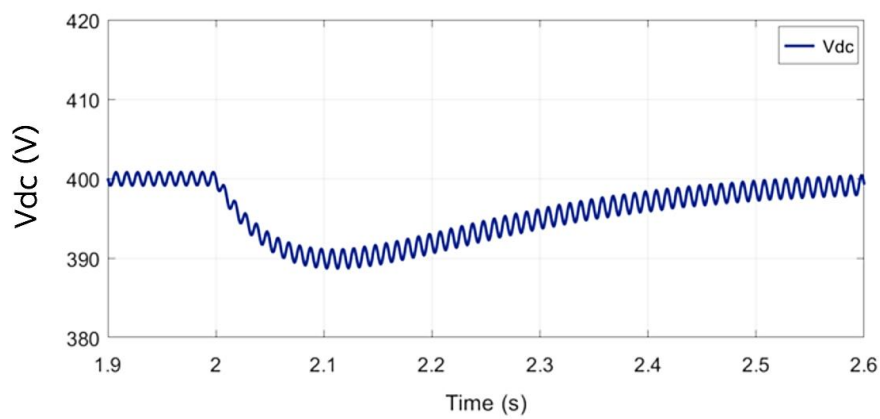
(ค)



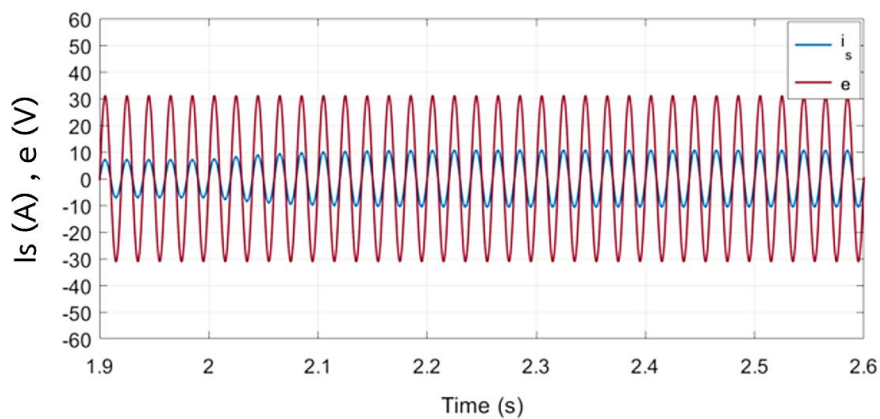
(ก)

ภาพที่ 7 (ก) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับโหลดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 500 W เป็น 1,000 W ที่เวลา 1 s

(ข) กระแสอินพุตและแรงดันอินพุต



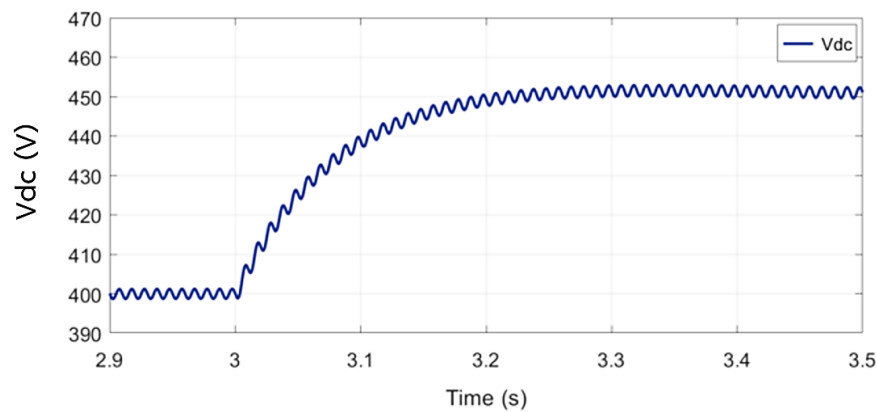
(ข)



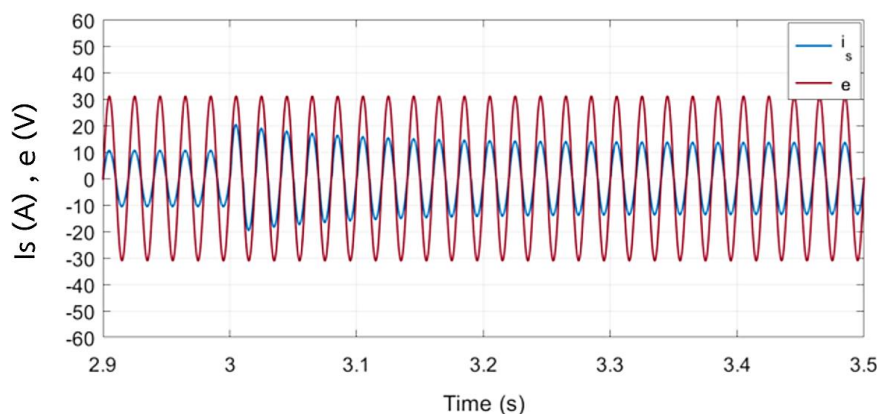
(ค)

ภาพที่ 8 (ก) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับโหลดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดจาก 1,000 W เป็น 1,500 W ที่เวลา 2 s

(ข) กระแสอินพุตและแรงดันอินพุต



(ก)



(ข)

ภาพที่ 9 (ก) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับโหลดเมื่อปรับเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจาก 400 V เป็น 450 V
(ข) กระแสอินพุตและแรงดันอินพุต

จากภาพที่ 7 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียว ในช่วงเวลา 0.9 – 1.6 s โดยผลตอบสนองของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจ่ายให้กับโหลดและผลตอบสนองของกระแสอินพุตและแรงดันอินพุต เมื่อเพิ่มโหลดอย่างฉับพลันจาก 500 W เป็น 1,000 W ที่เวลา 1 s จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง(V_{dc}) ลดลง ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เข้าสู่สภาวะเดิมได้ในเวลาประมาณ 500 ms และเมื่อเพิ่มโหลดอย่างฉับพลันจาก 1,000 W เป็น 1,500 W ที่เวลา 2 s จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง(V_{dc}) ลดลง ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เข้าสู่สภาวะเดิมได้ในเวลาประมาณ 500 ms ดังแสดงในภาพที่ 8 และเมื่อปรับเพิ่มค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจาก 400 V เป็น 450 V ที่เวลา 3 s จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง(V_{dc}) เพิ่มขึ้น ตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้าสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เข้าสู่สภาวะเดิมได้ในเวลาประมาณ 200 ms ดังแสดงในภาพที่ 9

ตารางที่ 2 ผลการจำลองวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์และใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟและใช้ตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์โหมด

โหลด (W)	I_s (A)	THD _i (%)	$V_{S,(L-N)}$ (V)	THD _v (%)	P.F	P_{in} (W)	P_{loss} (W)	η (%)
500	2.641	2.40	220	0.02	1.00	590	90	84.75
1,000	4.972	1.98	220	0.02	1.00	1,113	113	89.85
1,500	7.265	1.91	220	0.02	1.00	1,646	146	91.13

ตารางที่ 3 ผลการจำลองวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์และใช้ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟ (กำจัด ใจตรง และ ปิยะนัฐ ใจตรง, 2562: 1-10)

โหลด (W)	I_s (A)	THD _i (%)	V_s (V)	THD _v (%)	P.F	P_{in} (W)	P_{loss} (W)	η (%)
500	4.421	33.10	220	4.89	0.73	710	210	70.42
1,000	8.418	32.65	220	4.77	0.73	1,352	352	73.96
1,500	12.222	32.42	220	4.73	0.73	1,963	463	76.41

ตารางที่ 4 ผลการจำลองวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์และใช้ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟ (กำจัด ใจตรง และ ปิยะนัฐ ใจตรง, 2562: 1-10)

โหลด (W)	I_s (A)	THD _i (%)	$V_{s(L-N)}$ (V)	THD _v (%)	P.F	P_{in} (W)	P_{loss} (W)	η (%)
500	2.713	2.91	220	0.1	1.00	600	100	83.33
1,000	5.019	2.52	220	0.1	1.00	1,130	130	88.50
1,500	7.301	2.38	220	0.1	1.00	1,670	170	89.82

จากผลการจำลองการทำงานในตารางที่ 2 แสดงให้เห็นว่าค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของกระแสและแรงดันของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์และใช้ตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมดจะมีค่าโดยเฉลี่ยเท่ากับ 2.10 % และ 0.02 % ตามลำดับ และค่าตัวประกอบกำลังโดยเฉลี่ยเท่ากับ 1.0 และค่าประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 88.58 % เมื่อเปรียบเทียบกับผลของงานวิจัยใน (กำจัด ใจตรง และ ปิยะนัฐ ใจตรง, 2562: 1-10) ที่แสดงในตารางที่ 3 และ ตารางที่ 4 พบว่าผลการจำลองวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์และใช้ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟในตารางที่ 3 มีค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของกระแสและแรงดันโดยเฉลี่ยเท่ากับ 32.60% และ 4.78% ตามลำดับ และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าโดยเฉลี่ยเท่ากับ 0.73 และค่าประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 74.57 % ส่วนตารางที่ 4 แสดงให้เห็นว่าค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของกระแสและแรงดันของวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ที่มีการใช้ตัวกรองแอลซีแบบแอคทีฟจะมีค่าโดยเฉลี่ยเท่ากับ 2.62% และ 0.1% ตามลำดับ และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าโดยเฉลี่ยเท่ากับ 1.0 และค่าประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 88.01 % จากการเปรียบเทียบผลที่ได้พบว่าวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ที่ใช้ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟและใช้ตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมดให้ผลที่ดีกว่า โดยมีค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของกระแสและแรงดันโดยเฉลี่ยมีค่าต่ำกว่าค่าตัวประกอบกำลังโดยเฉลี่ยเท่ากับ 1.0 และค่าประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยมีค่าสูงกว่าเมื่อเทียบกับการใช้ตัวควบคุมกระแสแบบพีโอทั้งแบบที่ใช้ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟและแบบใช้ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟ

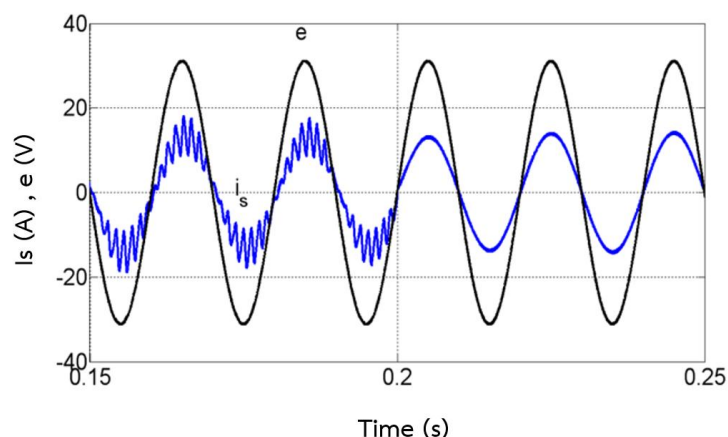
ตารางที่ 5 เปรียบเทียบผลการจำลองวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการใช้ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟกับแบบที่ใช้ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟ

กระแสฮาร์โมนิกมาตรฐาน IEC 61000-3-2:2019		ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟ และใช้ตัวควบคุมกระแส แบบพีโอ			ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูง อาร์แอลซีแบบแอคทีฟและใช้ ตัวควบคุมกระแสแบบพีโอ			ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูง แอลซีแบบแอคทีฟและใช้ตัว ควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมด		
ฮาร์โมนิก ลำดับที่	ค่ากระแสฮาร์ โมนิกสูงสุด (A)	ค่ากระแสฮาร์โมนิกที่โหลด (A)			ค่ากระแสฮาร์โมนิกที่โหลด (A)			ค่ากระแสฮาร์โมนิกที่โหลด (A)		
		500 W	1,000 W	1,500 W	500 W	1,000 W	1,500W	500 W	1,000 W	1,500 W
1	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
3	2.300	0.37	0.39	0.28	0.11	0.35	0.44	0.10	0.11	0.11
5	1.140	1.34	0.56	0.64	0.23	0.50	0.22	0.21	0.20	0.20

กระแสมอนิก มาตรฐาน IEC 61000-3- 2:2019		ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟ และใช้ตัวควบคุมกระแส แบบพีไอ			ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูง อาร์แอลซีแบบแอคทีฟและ ใช้ตัวควบคุมกระแสแบบ พีไอ			ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูง อาร์แอลซีแบบแอคทีฟและใช้ ตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์ โหมด		
ฮาร์โมนิก ลำดับ ที่	ค่ากระแสมอนิก สูงสุด (A)	ค่ากระแสมอนิกที่โหลด (A)			ค่ากระแสมอนิกที่โหลด (A)			ค่ากระแสมอนิกที่โหลด (A)		
		500 W	1,000 W	1,500 W	500 W	1,000 W	1,500W	500 W	1,000 W	1,500 W
7	0.770	0.07	0.44	0.23	0.16	0.40	0.41	0.15	0.16	0.12
9	0.400	0.08	0.25	0.16	0.08	0.11	0.03	0.07	0.06	0.05
11	0.330	0.49	0.27	0.08	0.11	0.04	0.06	0.10	0.11	0.10
13	0.210	0.27	0.12	0.09	0.03	0.05	0.06	0.04	0.05	0.06
15	0.150	0.26	0.39	0.18	0.10	0.05	0.03	0.10	0.04	0.06
17	0.130	0.51	0.44	0.28	0.10	0.11	0.06	0.09	0.10	0.10
19	0.120	0.21	0.45	0.20	0.09	0.10	0.03	0.09	0.08	0.08

จากการเปรียบเทียบผลการจำลองวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการใช้ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟกับแบบที่ใช้ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟในตารางที่ 5 แสดงให้เห็นว่าวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์และใช้ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟ มีค่าอัตราส่วนระหว่างกระแสมอนิกที่ลำดับใดๆต่อกระแสอินพุตที่ความถี่หลักมูลไม่เป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEC 61000-3-2:2019 เนื่องจากมีบางฮาร์โมนิกลำดับที่ไม่ผ่านเกณฑ์ที่กำหนดไว้ ส่วนวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์และใช้ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟที่มีตัวควบคุมกระแสแบบพีไอและตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์โหมดมีค่าอัตราส่วนระหว่างกระแสมอนิกที่ลำดับใดๆต่อกระแสอินพุตที่ความถี่หลักมูลเป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEC 61000-3-2:2019 ทุกประการ

กรณีที่ 2 ผลการจำลองการทำงานเมื่อใช้ตัวกรองแบบฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟ (L_f , C_f , R_1 และ R_2) กับตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์โหมดเทียบกับการใช้ตัวกรองแอลซีแอลแบบพาสซีฟเพียงอย่างเดียว



ภาพที่ 10 กระแสอินพุต (i_s : 20A/div) และแรงดันอินพุต (e : 200V/div) ที่โหลดขนาด 1,500 W เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบสไลด์โหมดและใช้ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟ (L_f , C_f , R_1 และ R_2) ที่เวลา 0.2 s

จากภาพที่ 10 เมื่อใช้ตัวกรองฮาร์โมนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟที่เวลา 0.2 s จะเห็นว่ากระแสอินพุตและแรงดันอินพุตมีความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกลดลง จากการจำลองการทำงานเมื่อนำไปวิเคราะห์ผลการทดสอบวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการใช้ตัวกรองแอลซีแบบพาสซีฟ ดังแสดงผลที่ได้ในตารางที่ 2

อภิปรายผล

งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์ในการพัฒนาการควบคุมสำหรับวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์เพื่อลดความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่ง โดยใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟ (L_f , C_f , R_1 และ R_2) และวิธีการควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมดที่ให้ประสิทธิภาพการติดตามที่ดีและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ รวมทั้งใช้ตัวควบคุมพีโอเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ผลการจำลองการทำงานพบว่าวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ที่มีการควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมดสามารถรักษาแรงดันไฟฟ้าคงที่ 400 V ที่โหลดสูงสุดขนาด 1,500 W ค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสและแรงดันจะมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 2.10 % และ 0.02 % ตามลำดับ ส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับ 1.0 และค่าประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ 88.58 % อีกทั้งกระแสฮาร์มอนิกได้เป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน IEC 61000-3-2:2019 ทุกประการ จากการเปรียบเทียบผลที่ได้พบว่าวงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์ที่ใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟและใช้ตัวควบคุมกระแสแบบสไลด์ดิ้งโหมดให้ผลที่ดีกว่า โดยมีค่าความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสและแรงดันโดยเฉลี่ยมีค่าต่ำกว่า ค่าตัวประกอบกำลังโดยเฉลี่ยเท่ากับ 1.0 ค่ากำลังสูญเสียในวงจรมีค่าต่ำกว่า และค่าประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยมีค่าสูงกว่า เมื่อเทียบกับการใช้ตัวควบคุมกระแสแบบพีโอทั้งแบบที่ใช้ตัวกรองอาร์แอลซีแบบพาสซีฟและแบบใช้ตัวกรองฮาร์มอนิกความถี่สูงอาร์แอลซีแบบแอคทีฟ โดยแบบจำลองและวิธีการควบคุมในงานวิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นเครื่องมือในการออกแบบและพัฒนาต้นแบบจริง ซึ่งจะเป็นประโยชน์ในการวิจัยและพัฒนา การปรับปรุงเทคนิคการควบคุม รวมถึงการใช้เป็นส่วนหนึ่งในการจำลองการทำงานร่วมกับระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังสมัยใหม่ เช่น แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และ ชาร์จเจอร์สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า เป็นต้น

เอกสารอ้างอิง

- กำจัด ไจตรง, ฉัตรชัย เอียรหิรัญ, และ ปิยะนัฐ ไจตรง. (2562). กลยุทธ์การควบคุมการแกว่งแบบแอคทีฟด้านเข้าตัวกรองแบบอาร์แอลซีของวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบพิตับบลิวเอ็ม. *วารสารวิชาการเทคโนโลยีพลังงานและสิ่งแวดล้อม บัณฑิตวิทยาลัย วิทยาลัยเทคโนโลยีสยาม*, 6(1), 15-24.
- กำจัด ไจตรง และ ปิยะนัฐ ไจตรง. (2562). วงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังของวงจรแปลงผันแบบบูสต์. *วารสารวิชาการมหาวิทยาลัยธนบุรี(วิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี)*, 3(2), 1-10.
- ดำรง จินขาวขำ และ ประสิทธิ์ จันทรมนตรี. (2550). วงจรเรียงกระแสบริดจ์เฟสเดียวที่มีการพัฒนาค่าตัวประกอบกำลังด้วยการแปลงผันแบบบูสต์. *วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ*, 17(2), 43-51
- ทวีศักดิ์ ทองแสน,ธีรยุทธ ขาติชนะยีนยง, และณัฐวุฒิสวรรธนา.(2558). การประยุกต์ใช้การควบคุมแบบสไลด์ดิ้งโหมดสำหรับอุปกรณ์กักเก็บแรงดันพลวัตเพื่อแก้ไขแรงดันไม่สมดุลแรงดันตกชั่วขณะและแรงดันเกินชั่วขณะในระบบไฟฟ้า สามเฟสโดยใช้อัลกอริทึมแบบเร็ว. *วารสารวิจัย มช*, 15(1), 18-31.
- Abrishamifar, A., Ahmad, A., and Mohamadian, M. (2012). Fixed Switching Frequency Sliding Mode Control for Single-Phase Unipolar Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(5), 2507-2514.
- H. Valipour, M. Mahdavi and M. Ordonez. (2020). Resonant bridgeless AC/DC rectifier with high switching frequency and inherent PFC capability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(1), 232-246.
- P.A. Dahono. (2002). A control method to damp oscillation in the input LC-filter. in *Proceedings PowerElectronics Specialist Conference*, vol. 4, 1630-1635.
- S. S. Sayed and A.M. Massoud. (2022). Review on state-of-the-art unidirectional non-Isolated power factor correction converters for short /long-distance Electric Vehicles. *IEEE Access*, 10(1), 11308-11340.
- S. Saetieo, R. Devaraj and D. A. Torrey. (1994). The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control," *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 2, 1135-1142. doi: 10.1109/IAS.1994.377571.
- Z. Chen, B. Liu, Y. Yang, P. Davari and H. Wang. (2021). Bridgeless PFC topology simplification and design for performance benchmarking. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(5), 5398-5414.

- Z. Chen, B. Liu, P. Davari and H. Wang. (2021). Single-phase Bridgeless PFC topology Derivation and performance benchmarking. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(9), 9238-9250.

Translated Thai References

- Chinkhaokham, D., & Chanmontri, P. (2550). 1- ϕ Bridge Rectifier Circuit with Boost Converter Power Factor Development. *Journal of KMITNB*, 17(2), 43-51
- Jaitrong, K., Dhienhirun, C., & Jaitrong, P. (2019). A Control Strategy to Actively Damp Oscillation in the Input LC Filter of Three-Phase PWM Rectifier. *Journal of Energy and Environment Technology*, 6(1), 15-24.
- Jaitrong, K., & Jaitrong, P. (2019). Single Phase Bridge Rectifier Circuit with Power Factor Correction of Boost Converter. *Journal of Thonburi University (Science and Technology)*, 3(2), 1-10.
- Thongsan, T., Chatchanayuenyong, T., & Suwanta, N. (2015). An Application of Sliding Mode Control for a Dynamic Voltage Restorer to Correct Unbalance Voltage, Voltage Sags and Voltage Swells in Three-Phase System Using Rapid Algorithm. *KKU Research Journal*, 15(1), 18-31.