

การควบคุมแบบสไลด์โหมดวิตติงแบบซูปเปอร์ควาซีสำหรับกริดซัพพอร์ตติงโหมดของอินเวอร์เตอร์กำลังในไมโครกริด

Quasi-Super-Twisting Sliding Mode Control for Grid-Supporting Mode of Power Inverters in a Microgrid

สมเกียรติ คงคะชาติ¹ และ สุรินทร์ คำผอย^{2*}

¹สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธนบุรี 62601021@kmit.ac.th

²ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง surin.kh@kmit.ac.th*

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวิธีการควบคุมแบบสไลด์โหมดอันดับที่สองด้วยพื้นฐานอัลกอริทึมวิตติงแบบซูปเปอร์ควาซี ซึ่งออกแบบมาโดยเฉพาะสำหรับอินเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตติงในการประยุกต์กับไมโครกริด ยุทธวิธีการควบคุมแบบสไลด์โหมดวิตติงแบบซูปเปอร์ควาซีประยุกต์ใช้ในลูการควบคุมแรงดันและลูการเกาะตามกระแส ยุทธวิธีที่นำเสนอนี้เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของลูการควบคุมแรงดันภายใต้ความไม่แน่นอนของพารามิเตอร์และเพื่อให้มั่นใจว่าในการควบคุมลูการกระแสจะรวดเร็วและคงทน เปรียบเทียบกับการควบคุมแบบสไลด์โหมดวิตติงแบบซูปเปอร์แบบเดิม ผลการจำลองยืนยันถึงความเป็นไปได้และประสิทธิภาพของยุทธวิธีการควบคุมที่เสนอ

คำสำคัญ: ไมโครกริด การควบคุมวิตติงแบบซูปเปอร์ควาซี การควบคุมแบบสไลด์โหมด อินเวอร์เตอร์กำลัง

Abstract

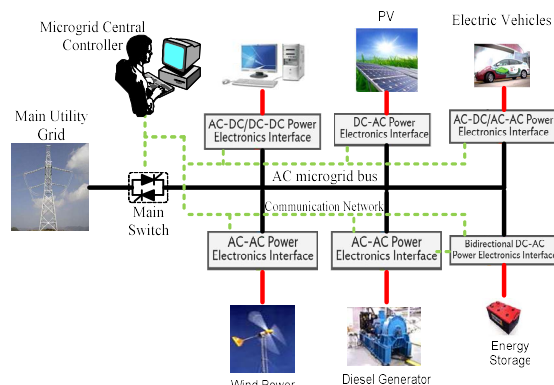
This paper presents a second-order sliding mode control approach based on a quasi-super-twisting algorithm (QSTA), specifically designed for grid-supporting power inverters in microgrid applications. The quasi-super-twisting sliding mode control (QST-SMC) approach is adopted in both the voltage regulation loop and the current tracking loop. This approach is proposed to enhance the performance of voltage loop regulation under parameter uncertainty and to ensure fast and robust control in the current loop. Compared to the traditional super-twisting sliding mode control (ST-SMC), the simulation results confirm the feasibility and effectiveness of the proposed control strategy.

Keywords: Microgrid, Quasi-Super-Twisting Control, Sliding Mode Control, Power Inverter

1. บทนำ

เป้าหมายของการลดการปล่อยก๊าซเรือนกระจกกำลังเปลี่ยนไปสู่แหล่งพลังงานที่เป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อมและยั่งยืนมากขึ้น พลังงาน

หมุนเวียนกำลังมีบทบาทสำคัญในสังคมที่ไม่เพียงพึ่งพาพลังงานมากขึ้น แต่ยังตระหนักถึงปัญหาล้างแวล้อมมากขึ้นด้วย แหล่งพลังงานหมุนเวียน (Renewable Energy Sources: RESs) สามารถจำแนกประเภทได้ว่าเป็นพลังงานที่ยั่งยืนและไม่วันหมดสิ้น ไมโครกริด (Microgrids) เป็นทางเลือกเพื่อทดแทนโรงไฟฟ้าแบบเดิมในการผลิตไฟฟ้ารวมถึงเทคโนโลยีต่างๆ ทำให้ไมโครกริดสามารถถูกมองได้ว่าเป็นโซลูชันใหม่และเป็นไปได้ในการผลิตไฟฟ้าที่ผลิตในท้องถิ่น ไมโครกริดถือเป็นก้าวต่อไปในวิวัฒนาการของการจัดหาและการจ่ายไฟฟ้า [1]



รูปที่ 1 การอินเทอร์เฟซด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลังในไมโครกริด

สำหรับแนวคิดของเอซีไมโครกริด (AC microgrid) ประกอบด้วยแหล่งพลังงานแบบกระจาย (Distributed Energy Resources: DER) โหลดท้องถิ่นแบบดิซีและแบบเอซี ระบบการจัดเก็บพลังงานไฟฟ้า และอินเทอร์เฟซอิเล็กทรอนิกส์กำลังถูกใช้เพื่อเชื่อมต่อและจัดการส่วนประกอบต่างๆ ดังรูปที่ 1 เมื่อไมโครกริดสามารถทำงานได้ทั้งในโหมดเชื่อมต่อกับกริด (Grid-connected) และโหมดแยกตัวตัวอิสระ (Islanded) ดังนั้นไมโครกริดจึงกลายเป็นศูนย์รวมที่สำคัญสำหรับการบูรณาการแหล่งผลิตไฟฟ้าที่ใช้กับระบบอินเวอร์เตอร์ (Inverter-Based Resources: IBRs)

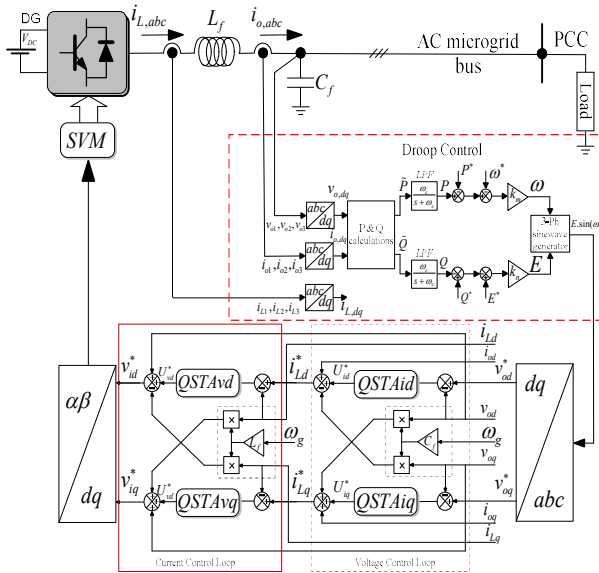
จากพัฒนาการใหม่ในเทคโนโลยีของการควบคุมอินเวอร์เตอร์ [2] อินเวอร์เตอร์แบบกริดซัพพอร์ตติง (Grid-Supporting Inverters) เป็นการควบคุมแบบตรงกลางระหว่างอินเวอร์เตอร์แบบกริดฟอล์มมิง (Grid-Forming) และอินเวอร์เตอร์แบบกริดฟอลโลวิง (Grid-Following) โดยอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะใช้การควบคุมเพิ่มเติมในการปรับกำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนที่จ่ายออกมา เพื่อช่วยสนับสนุนแรงดันไฟฟ้าและ

*ผู้ประพันธ์บรรณกิจ

ความถี่ของระบบ โดยการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบกริดซัพพอร์ตติ้งถูกควบคุมให้เลียนแบบคุณลักษณะ P - f และ Q - V ของทรูปคอนโทรลของการควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสและสามารถทำงานได้ทั้งในโหมดเชื่อมต่อกับกริด (Grid-connected) และโหมดแยกตัวอิสระ (Islanded)

บทความนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของ VSI ด้วยการประยุกต์ใช้การควบคุมแบบคงทน (Robust Control) ในระบบของ DG และไมโครกริด โดยการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมแบบสไลด์โหมดทวิตติงแบบซูปเปอร์ควาซี (QST-SMC) ในรูปการควบคุมแรงดันและรูปการควบคุมกระแสของอินเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตติ้งในกรอบอ้างอิงหมุนแบบซิงโครนัส (SRRF) เมื่อตัวควบคุมแบบ QST-SMC ใช้ฟังก์ชันซิกมอยด์ (Sigmoid) ในกฎการควบคุมของตัวควบคุมแบบ ST-SMC ตามแบบธรรมดา เมื่อโหมดราบเรียบควาซี (Quasi-Smooth Mode) ช่วยลดการกระแทกจากการสวิตช์ซึ่งในขณะสถานะของระบบอยู่บนพื้นผิวการสไลด์และลดปรากฏการณ์การสั่น (Chattering Phenomenon) ความถี่สูงได้ในระดับหนึ่ง [3] และโครงสร้างของการควบคุมที่นำเสนอ ดังรูปที่ 2

เนื้อหาในบทความนี้จัดเรียงลำดับดังต่อไปนี้ ส่วนที่ 2 นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ VSI ที่เชื่อมต่อกับกริดผ่านวงจรกรองชนิด LC อธิบายการควบคุมแบบรูปและอธิบายยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอซึ่งจะเกี่ยวข้องกับการออกแบบตัวควบคุมแบบ QST-SMC สำหรับโครงสร้างการควบคุมแบบแคสเคดแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตติ้งสามเฟส ในส่วนที่ 3 จะอธิบายผลการจำลองด้วยโปรแกรม และในส่วนที่ 4 นำเสนอบทสรุป



รูปที่ 2 โครงสร้างของยุทธวิธีการควบคุมแบบ QST-SMC สำหรับอินเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตติ้งสามเฟส

2. วิธีกรควบคุมอินเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตติ้งด้วยการควบคุมแบบสไลด์โหมดทวิตติงแบบซูปเปอร์ควาซี

2.1 สมการพลวัต

จากรูปที่ 2 สมการทางไฟฟ้าที่สอดคล้องกับแต่ละเฟสทั้งสามของวงจรกรองสัญญาณด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter: VSI) มีดังต่อไปนี้

$$v_{i,abc} = R_f i_{L,abc} + L_f \frac{di_{L,abc}}{dt} + v_{o,abc} \quad (1)$$

$$i_{L,abc} = i_{o,abc} + C_f \frac{dv_{o,abc}}{dt} \quad (2)$$

เมื่อ $v_{i,abc}$ คือ แรงดันที่ขั้วของอินเวอร์เตอร์, $v_{o,abc}$ คือ แรงดันของตัวเก็บประจุของวงจรกรอง, $i_{L,abc}$ คือ กระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์, $i_{o,abc}$ คือ กระแสโหลด, R_f และ L_f คือ ความต้านทานและความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง และ C_f คือ ความจุของตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ตามลำดับประยุกต์ใช้การแปลงแกนในกรอบอ้างอิง dq ในสมการที่ (1) และ (2) และสามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ ดังสมการที่ (3) และ (4)

$$v_{id} = R_f i_{Ld} + L_f \frac{di_{Ld}}{dt} - \omega_g L_f i_{Lq} + v_{od} \quad (3)$$

$$v_{iq} = R_f i_{Lq} + L_f \frac{di_{Lq}}{dt} + \omega_g L_f i_{Ld} + v_{oq} \quad (4)$$

และ สมการที่ (5) และ (6)

$$i_{Ld} = i_{od} - \omega_g C_f v_{oq} + C_f \frac{dv_{od}}{dt} \quad (5)$$

$$i_{Lq} = i_{oq} + \omega_g C_f v_{od} + C_f \frac{dv_{oq}}{dt} \quad (6)$$

เมื่อสมการสถานะของระบบ (State Equations) ของ VSI ในแกน dq ดังสมการที่ (7), (8), (9) และ (10)

$$\dot{x}_{1d} = \dot{i}_{Ld} = (1/L_f)[-R_f i_{Ld} + \omega_g L_f i_{Lq} - v_{od} + v_{id}] \quad (7)$$

$$\dot{x}_{1q} = \dot{i}_{Lq} = (1/L_f)[-R_f i_{Lq} - \omega_g L_f i_{Ld} - v_{oq} + v_{iq}] \quad (8)$$

$$\dot{x}_{2d} = \dot{v}_{od} = (1/C_f)[-i_{od} + \omega_g C_f v_{oq} + i_{Ld}] \quad (9)$$

$$\dot{x}_{2q} = \dot{v}_{oq} = (1/C_f)[-i_{oq} - \omega_g C_f v_{od} + i_{Lq}] \quad (10)$$

2.2 การควบคุมแบบรูป (Droop Control)

การควบคุมแบบรูป (Droop Control) คือ ยุทธวิธีการควบคุมของอินเวอร์เตอร์แบบกริดซัพพอร์ตติ้ง (Grid-Supporting Inverter Control) ที่นิยมใช้มากที่สุดในไมโครกริดแบบแยกตัวอิสระ (Islanded Microgrids) การควบคุมแบบรูปช่วยให้สามารถควบคุมอินเวอร์เตอร์ได้หลายตัวพร้อมกันด้วยการควบคุมแบบกระจายศูนย์ (Decentralized Control) โดยไม่จำเป็นต้องมีการสื่อสารระหว่างอินเวอร์เตอร์แต่ละตัว เมื่อหลักการของการควบคุมแบบนี้คือ การจับคู่ระหว่างกำลังไฟฟ้าจริงกับความถี่และกำลังไฟฟ้าเสมือนกับแรงดันไฟฟ้าในลักษณะเชิงเส้น การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบนี้ทำให้สามารถควบคุมได้ในลักษณะเดียวกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสที่เชื่อมต่อกับกริด โดยการโปรแกรมคุณลักษณะรูป (Droop Characteristics) ลงในตัวควบคุมของอินเวอร์เตอร์และสมการของการควบคุมแบบรูป [4] ดังสมการที่ (11) และ (12)

$$\omega = \omega^* - k_m (P - P^*) \quad (11)$$

$$E = E^* - k_n (Q - Q^*) \quad (12)$$

เมื่อ P^* และ Q^* คือ กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนอ้างอิง, P และ Q คือ กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์, ω^* และ E^* คือ ความถี่เชิงมุมและแรงดันอ้างอิง, ω และ E คือ ความถี่เชิงมุม

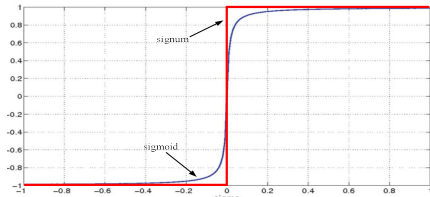
และแรงดันชั่วขณะ และ k_m และ k_n คือ ค่าอัตราขยายของทรูปคอนโทรล เมื่อลูการควบคุมแบบทรูปสร้างสัญญาณแรงดันอ้างอิง $v_{ref} = E \sin(\omega t)$ ให้กับลูการควบคุมแรงดันและโครงสร้างของการควบคุม ดังรูปที่ 2

2.3 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบสไลด์โหมดทวิตติ้งแบบ ซุปเปอร์ควาซี

เมื่อการควบคุมแบบสไลด์โหมดทวิตติ้งแบบซุปเปอร์ (Super-Twisting Sliding Mode Control: ST-SMC) เพื่อแก้ไขปัญหาการสั่น (Chattering Problem) ในวิธีนี้ แนววิถีสถานะของระบบในตัวควบคุมแบบ ST-SMC คือ ตัวควบคุมอันดับที่สอง (Second-Order Sliding-Mode Controller) เมื่อแนววิถีสถานะของระบบจะหมุนรอบจุดกำเนิดในระนาบเฟส (Phase Plane) และในการหมุนแต่ละรอบค่าสัมบูรณ์ของระยะตัดแกนของแนววิถีจะลดลง ซึ่งจะเคลื่อนที่ในลักษณะวงก้นหอย (Spiral Pattern) บนระนาบของสถานะและในที่สุดจะเข้าสู่จุดกำเนิดอย่างมีขอบเขตในเวลาจำกัด เมื่อสมการทั่วไปของการควบคุมแบบสไลด์โหมดทวิตติ้งแบบซุปเปอร์ (ST-SMC) มีรูปแบบดังต่อไปนี้ [5]

$$\begin{cases} U(t) = -\alpha |s|^{1/2} \text{sign}(s) + u_2 \\ \dot{u}_2(t) = -\beta \text{sign}(s) \end{cases} \quad (13)$$

เมื่อ s คือ ตัวแปรการสไลด์ (Sliding Variable) หรือ พื้นผิวการสไลด์ (Sliding Surface) และ α กับ β คือ ค่าสัมประสิทธิ์อัตราขยายของสไลด์โหมด (Sliding Mode Gain Coefficients)



รูปที่ 3 การเปรียบเทียบฟังก์ชันซิกนัมและฟังก์ชันซิกมอยด์

ในกฎการควบคุมการใช้ฟังก์ชันซิกนัม (Signum Function) ซึ่งมีประสิทธิภาพในการทำให้ระบบได้ไม่ติดพอสเมื่อเข้าสู่พื้นผิวการสไลด์ สิ่งนี้อาจก่อให้เกิดการกระเพื่อมที่ความถี่สูง จากการสวิตช์อย่างรวดเร็วและถี่มากขึ้นเมื่อเข้าสู่พื้นผิวการสไลด์ ซึ่งจะลดความแม่นยำในการควบคุมของระบบ วิธีการแก้ปัญหาที่ชัดเจนอีกวิธีหนึ่งในการทำให้กฎการควบคุม (Control Law) มีความต่อเนื่อง/ราบเรียบ คือ การประมาณค่าฟังก์ชันไม่ต่อเนื่องของกฎการควบคุม $v(s) = -\rho \text{sign}(s)$ ด้วยฟังก์ชันที่มีความต่อเนื่องหรือราบเรียบแทน ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบฟังก์ชันซิกมอยด์ (Sigmoid Function) ที่ราบเรียบกว่าเพื่อใช้ทดแทน และสมการของฟังก์ชันซิกมอยด์ [3], [6] ดังสมการที่ (14)

$$\text{sign}(s) \approx s / |s| + \varepsilon \quad (14)$$

เมื่อ ε คือ ค่าสเกลบวก และฟังก์ชันซิกมอยด์ สมการที่ (14) ดังรูปที่ 3

เมื่อนำฟังก์ชันซิกมอยด์มาประยุกต์ใช้ในกฎการควบคุม สามารถเขียนนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมแบบสไลด์โหมดทวิตติ้งแบบ

ซุปเปอร์ควาซี (Quasi-Super-Twisting Sliding Mode Control: QST-SMC) [3] ได้ดังนี้

$$\begin{cases} U(t) = -\alpha |s|^{1/2} \text{sd}(s) + u_2(t) \\ \dot{u}_2(t) = -\beta \text{sd}(s) \end{cases} \quad (15)$$

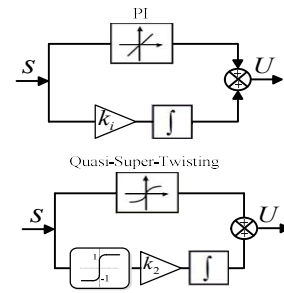
เมื่อ $\text{sd}(s)$ คือ ฟังก์ชันซิกมอยด์

และกฎการควบคุมที่นำเสนอ ซึ่งคำนวณตามอัลกอริทึมทวิตติ้งแบบ ซุปเปอร์ควาซี (Quasi-Super-Twisting Algorithm: QSTA) ดังสมการที่ (16)

$$U(t) = -k_1 |s|^{1/2} \text{sd}(s) - \int_0^t k_2 \text{sd}(s) d\tau \quad (16)$$

เมื่อ k_1 และ k_2 คือ ค่าคงที่บวก

อัลกอริทึม QST นี้เป็นเวอร์ชันไม่เชิงเส้นของตัวควบคุมแบบ PI ตามแบบธรรมดาและการเปรียบเทียบโครงสร้างของการควบคุม ดังรูปที่ 4 ดังนั้นตัวควบคุมแบบ QST-SMC การประยุกต์ใช้ในการควบคุมจึงสามารถแทนที่โดยตรงกับโครงสร้างของตัวควบคุมแบบ PI [7]



รูปที่ 4 การเปรียบเทียบระหว่างโครงสร้างของตัวควบคุมแบบ QST-SMC และตัวควบคุมแบบ PI

2.4 ลูการเกาะตามกระแส

รูปที่ 2 โครงสร้างการควบคุมที่นำเสนอ การออกแบบตัวควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมแบบ QST-SMC ในกรอบอ้างอิงแบบ $d-q$ และการออกแบบมี 2 ขั้นตอนในลูการเกาะตามกระแส ขั้นตอนแรกคือ การเลือกพื้นผิวการสไลด์ (Sliding Surface) เพื่อขับเคลื่อนสถานะของระบบไปยังจุดกำเนิด ขั้นตอนที่สองคือ การออกแบบกฎการควบคุม (Control Law) เพื่อรักษาสถานะของระบบให้อยู่บนพื้นผิวการสไลด์ตลอดเวลา [8]

สำหรับการควบคุมกระแส สมการพื้นผิวการสไลด์ (Sliding Surface) ดังสมการที่ (17) และ (18)

$$s_{id} = i_{Ld}^* - i_{Ld} \quad (17)$$

$$s_{iq} = i_{Lq}^* - i_{Lq} \quad (18)$$

เมื่อ i_{Ld}^* และ i_{Lq}^* คือ ค่าที่ต้องการ (Desired Values) และ i_{Ld} และ i_{Lq} คือ ค่าจริง (Actual Values) จากกระแสการป้อนกลับ และอนุพันธ์เวลา (Time Derivative) ของพื้นผิวการสไลด์ ดังสมการที่ (19) และ (20)

$$\dot{s}_{id} = \dot{i}_{Ld}^* - \dot{i}_{Ld} \quad (19)$$

$$\dot{s}_{iq} = \dot{i}_{Lq}^* - \dot{i}_{Lq} \quad (20)$$

และในสภาวะคงตัว (Steady-State) กำหนดให้ $\dot{s}_{id} = \dot{s}_{iq} = 0$ สามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ [8], [9] ดังสมการที่ (21) และ (22)

$$\begin{cases} 0 = i_{Ld}^* - i_{Ld} \Rightarrow i_{Ld}^* = i_{Ld} \\ i_{Ld}^* = i_{Ld} = (1/L_f)[-R_L i_{Ld} + \omega_g L_f i_{Lq} - v_{od} + v_{id}] \\ v_{id}^* = v_{id} = R_f i_{Ld} - \omega_g L_f i_{Lq} + v_{od} + L_f \dot{i}_{Ld} \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} 0 = i_{Lq}^* - i_{Lq} \Rightarrow i_{Lq}^* = i_{Lq} \\ i_{Lq}^* = i_{Lq} = (1/L_f)[-R_L i_{Lq} - \omega_g L_f i_{Ld} - v_{oq} + v_{iq}] \\ v_{iq}^* = v_{iq} = R_f i_{Lq} + \omega_g L_f i_{Ld} + v_{oq} + L_f \dot{i}_{Lq} \end{cases} \quad (22)$$

เมื่อกฎการควบคุม (Control Law) ประกอบด้วย การควบคุมแบบสมมูล (Equivalent Control) และฟังก์ชันการสวิตช์ (Switching Function) ซึ่งฟังก์ชันดังกล่าวนี้จะขับเคลื่อนและรักษาสถานะของระบบให้อยู่บนพื้นผิวการสไลด์ตลอดเวลา การออกแบบกฎการควบคุม (U_{id}^* และ U_{iq}^*) จะพิจารณาจากเงื่อนไข $\dot{s}_{id} = \dot{s}_{iq} = 0$ [8] ดังสมการที่ (23) และ (24)

$$U_{id}^* = v_{id}^* = R_f i_{Ld} - \omega_g L_f i_{Lq} + v_{od} + L_f \dot{i}_{Ld} \quad (23)$$

$$U_{iq}^* = v_{iq}^* = R_f i_{Lq} + \omega_g L_f i_{Ld} + v_{oq} + L_f \dot{i}_{Lq} \quad (24)$$

จากสมการที่ (7) แทนค่าลงในสมการที่ (23) และสมการที่ (8) แทนค่าลงในสมการที่ (24) และสามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ ดังสมการที่ (25) และ (26)

$$\begin{aligned} U_{id}^* &= R_f i_{Ld} - \omega_g L_f i_{Lq} + v_{od} + (-R_f i_{Ld} + \omega_g L_f i_{Lq} - v_{od} + v_{id}) \\ U_{id}^* &= v_{id} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} U_{iq}^* &= R_f i_{Lq} + \omega_g L_f i_{Ld} + v_{oq} + (-R_f i_{Lq} - \omega_g L_f i_{Ld} - v_{oq} + v_{iq}) \\ U_{iq}^* &= v_{iq} \end{aligned} \quad (26)$$

ดังนั้นกฎการควบคุม (Control Law) U_{id}^* และ U_{iq}^* จากพื้นฐานของอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ควาซี (QSTA_{id+iq}) สำหรับรูปการควบคุมกระแส (Current Control Loop) สามารถออกแบบได้ดังนี้

$$U_{id}^* = -k_{1id} |s|^{\frac{1}{2}} \text{sd}(s) - \int_0^t k_{2id} \text{sd}(s) d\tau \quad (27)$$

$$U_{iq}^* = -k_{1iq} |s|^{\frac{1}{2}} \text{sd}(s) - \int_0^t k_{2iq} \text{sd}(s) d\tau \quad (28)$$

เมื่อ k_{1id} และ k_{1iq} คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสมมูล และ k_{2id} และ k_{2iq} คือ ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบสวิตซ์ [8], [9] เอาต์พุตของรูปการควบคุมกระแส คือ สัญญาณการมอดูเลชันของอินเวอร์เตอร์โดยจะถูกกำหนดจากแอมพลิจูดของแรงดันแกน d และ แกน q ดังสมการที่ (29) และ (30)

$$v_{id}^* = U_{id}^* - \omega_g L_f i_{Lq} + v_{od} \quad (29)$$

$$v_{iq}^* = U_{iq}^* + \omega_g L_f i_{Ld} + v_{oq} \quad (30)$$

2.5 รูปการควบคุมแรงดัน

สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแรงดันโดยใช้พื้นฐานของอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ควาซี ขั้นตอนของการออกแบบตัวควบคุมแรงดันเหมือนกับการออกแบบตัวควบคุมกระแส ดังนั้นขั้นตอนแรก คือ การเลือกพื้นผิวการสไลด์ของตัวควบคุมแรงดัน [9] สามารถกำหนดได้ตามสมการที่ (31) และ (32)

$$s_{vd} = v_{od}^* - v_{od} \quad (31)$$

$$s_{vq} = v_{oq}^* - v_{oq} \quad (32)$$

เมื่อ v_{od}^* และ v_{oq}^* คือ ค่าที่ต้องการ (Desired Values) และ v_{od} และ v_{oq} คือ ค่าจริง (Actual Values) จากแรงดันการป้อนกลับ พิจารณานู่นพื้นผิวเวลาของพื้นผิวการสไลด์ $\dot{s}_{vd} = \dot{s}_{vq} = 0$ ดังสมการดังต่อไปนี้

$$\dot{s}_{vd} = \dot{v}_{od}^* - \dot{v}_{od} \Rightarrow 0 = \dot{v}_{od}^* - \dot{v}_{od} \quad (33)$$

$$\begin{cases} \dot{v}_{od}^* = \dot{v}_{od} \\ \dot{v}_{od}^* = \dot{v}_{od} = (1/C_f)[-i_{od} + \omega_g C_f v_{oq} + i_{Ld}] \\ i_{Ld}^* = i_{Ld} = i_{od} - \omega_g C_f v_{oq} + C_f \dot{v}_{od} \end{cases} \quad (34)$$

$$\dot{s}_{vq} = \dot{v}_{oq}^* - \dot{v}_{oq} \Rightarrow 0 = \dot{v}_{oq}^* - \dot{v}_{oq} \quad (35)$$

$$\begin{cases} \dot{v}_{oq}^* = \dot{v}_{oq} \\ \dot{v}_{oq}^* = \dot{v}_{oq} = (1/C_f)[-i_{oq} - \omega_g C_f v_{od} + i_{Lq}] \\ i_{Lq}^* = i_{Lq} = i_{oq} + \omega_g C_f v_{od} + C_f \dot{v}_{oq} \end{cases} \quad (36)$$

จากการสมมติให้อนุพันธ์เวลาของพื้นผิวการสไลด์มีค่าเท่ากับศูนย์ ($\dot{s}_{vd} = \dot{s}_{vq} = 0$) ในเวลาจำกัดนำมาใช้เพื่อออกแบบกฎการควบคุม (U_{vd}^* และ U_{vq}^*) ดังสมการที่ (37) และ (38)

$$U_{vd}^* = i_{Ld}^* = i_{od} - \omega_g C_f v_{oq} + C_f \dot{v}_{od} \quad (37)$$

$$U_{vq}^* = i_{Lq}^* = i_{oq} + \omega_g C_f v_{od} + C_f \dot{v}_{oq} \quad (38)$$

แทนค่าสมการสถานะของระบบ สมการที่ (9) ลงในสมการที่ (37) และแทนค่าสมการที่ (10) ลงในสมการที่ (38) ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ ดังสมการที่ (39) และ (40)

$$\begin{aligned} U_{vd}^* &= i_{od} - \omega_g C_f v_{oq} + (-i_{od} + \omega_g C_f v_{oq} + i_{Ld}) \\ U_{vd}^* &= i_{Ld} \end{aligned} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} U_{vq}^* &= i_{oq} + \omega_g C_f v_{od} + (-i_{oq} - \omega_g C_f v_{od} + i_{Lq}) \\ U_{vq}^* &= i_{Lq} \end{aligned} \quad (40)$$

นิพจน์ของกฎการควบคุมเอาต์พุตของอัลกอริทึมทวิตติงแบบซูปเปอร์ควาซี (QSTA_{vd+vq}) สำหรับรูปการควบคุมแรงดัน (Voltage Control Loop) ดังสมการที่ (41) และ (42)

$$U_{vd}^* = -k_{1vd} |s|^{\frac{1}{2}} \text{sd}(s) - \int_0^t k_{2vd} \text{sd}(s) d\tau \quad (41)$$

$$U_{vq}^* = -k_{1vq} |s|^{\frac{1}{2}} \text{sd}(s) - \int_0^t k_{2vq} \text{sd}(s) d\tau \quad (42)$$

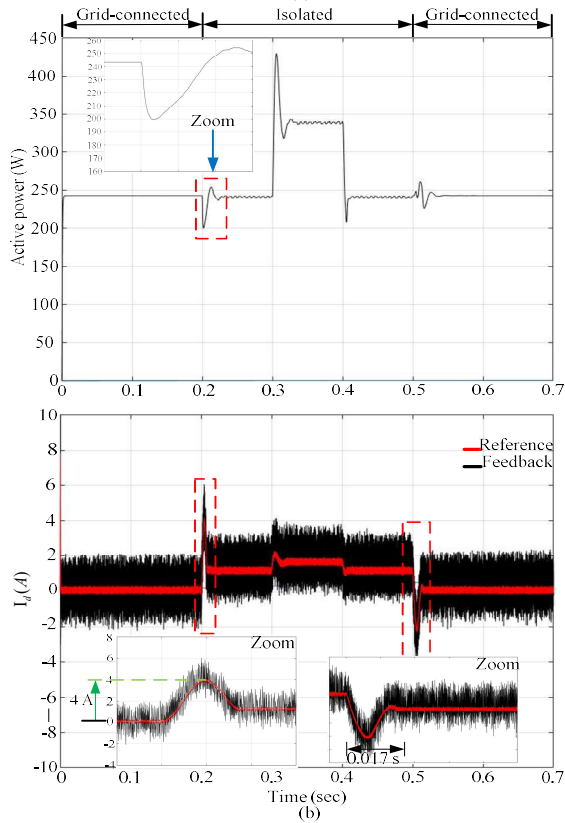
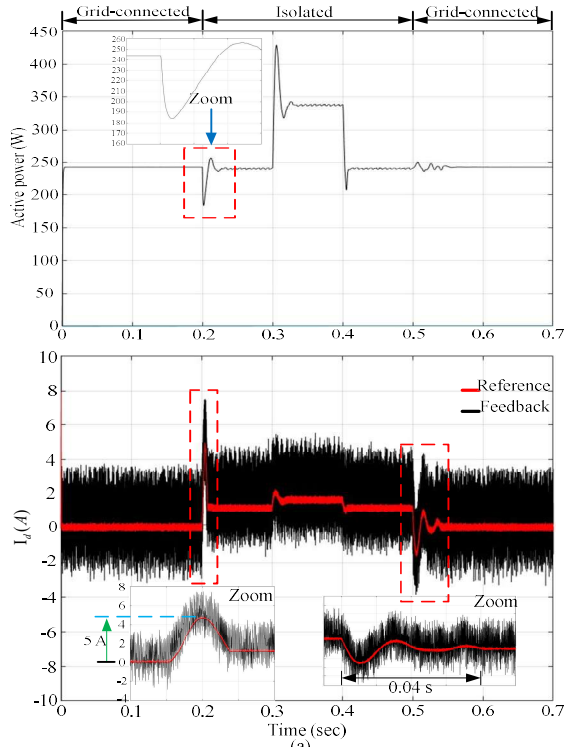
และเอาต์พุตของรูปการควบคุมแรงดัน คือ กระแสอ้างอิง i_{Ld}^* และ i_{Lq}^* ดังสมการที่ (43) และ (44) [9] และโครงสร้างการควบคุม ดังรูปที่ 2

$$i_{Ld}^* = U_{vd}^* - \omega_g C_f v_{oq} + i_{od} \quad (43)$$

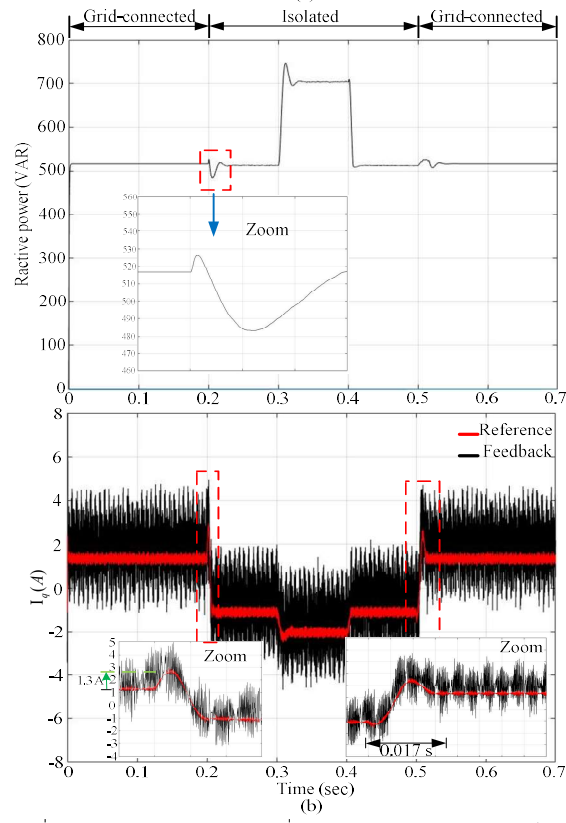
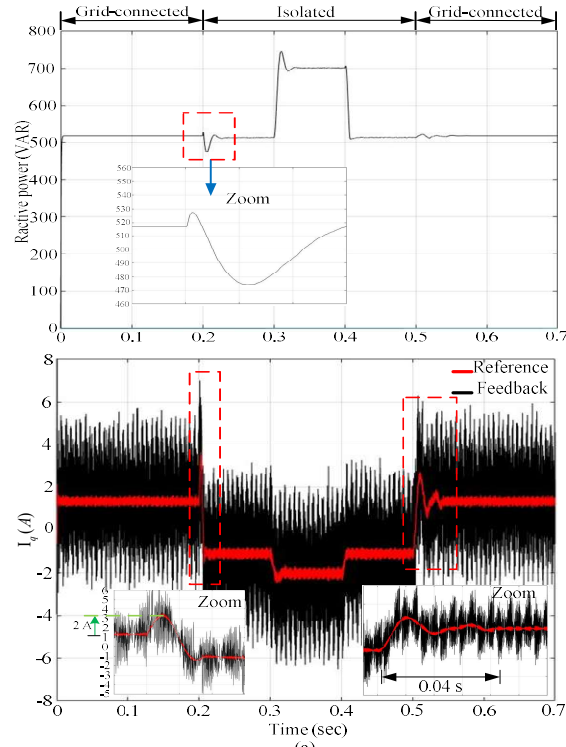
$$i_{Lq}^* = U_{vq}^* + \omega_g C_f v_{od} + i_{oq} \quad (44)$$

3. ผลการจำลอง

ผลลัพธ์จากเงื่อนไขการทดสอบการจำลองต่าง ๆ ได้ถูกนำเสนอเพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของโครงสร้างการควบคุมที่นำเสนอ โดยสถานการณ์การทดสอบต่อไปนี้ได้ถูกจำลองเพื่อยืนยันประสิทธิภาพของยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอในบทความนี้



รูปที่ 5 ผลการจำลองของการเปลี่ยนโหมดการทำงาน (a) กำลังไฟฟ้าจริงและกระแสแกน d จากการควบคุมแบบ ST-SMC (b) กำลังไฟฟ้าจริงและกระแสแกน d จากยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอ



รูปที่ 6 ผลการจำลองของการเปลี่ยนโหมดการทำงาน (a) กำลังไฟฟ้าเสมือนและกระแสแกน q จากการควบคุมแบบ ST-SMC (b) กำลังไฟฟ้าเสมือนและกระแสแกน q จากยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอ

ผลการจำลอง ดังรูปที่ 5 และ 6 สำหรับยุทธวิธีการควบคุมแบบ ST-SMC และยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอ การทดสอบนี้ การเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าเป็นโหมดการทำงานแบบแยกตัวอิสระ โดยการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดคือ กำลังไฟฟ้าจริง 243 W และกำลังไฟฟ้าเสมือน 516 VAR พบว่า ช่วงการเปลี่ยนโหมดการทำงานความต่อเนื่องของการจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง เมื่อประยุกต์ใช้ยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอกำลังไฟฟ้าจริงลดลง 43 W ในทางตรงกันข้าม พบว่า กำลังไฟฟ้าจริงลดลง 58 W เมื่อประยุกต์ใช้ยุทธวิธีการควบคุมแบบ ST-SMC ในขณะเดียวกัน เมื่อเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดแยกตัวอิสระกลับมาเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าอีกครั้ง กระแสแกน d (i_d) เกิดการแกว่งและช่วงเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลา 0.017 s เมื่อประยุกต์ใช้ยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอ ในขณะที่ระบบที่ควบคุมด้วยยุทธวิธีการควบคุมแบบ ST-SMC ช่วงเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลา 0.04 s ดังรูปที่ 5 ในทำนองเดียวกัน การจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนให้กับโหลด เมื่อเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าเป็นโหมดแยกตัวอิสระ รูปที่ 6 ผลการจำลองสำหรับยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอและยุทธวิธีการควบคุมแบบ ST-SMC กำลังไฟฟ้าเสมือนลดลงเมื่อประยุกต์ใช้ยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอ คือ 33 VAR ในทางตรงกันข้าม พบว่า กำลังไฟฟ้าเสมือนลดลงอยู่ที่ 41 VAR เมื่อประยุกต์ใช้ยุทธวิธีการควบคุมแบบ ST-SMC ในขณะเดียวกัน เมื่อเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดแยกตัวอิสระเป็นโหมดการเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า การแกว่งของกระแสแกน q (i_q) แสดงการตอบสนองที่เร็วกว่าสำหรับยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอ ซึ่งช่วงเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลา 0.017 s และระบบที่ควบคุมด้วยยุทธวิธีการควบคุมแบบ ST-SMC ช่วงเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวที่เวลา 0.04 s

4. สรุป

ในบทความนี้นำเสนอยุทธวิธีการควบคุมแบบสไลด์โหมดอันดับที่สอง (SOSMC) ด้วยพื้นฐานการควบคุมแบบสไลด์โหมดทวีตตั้งแบบซูปเปอร์ควาซี (QST-SMC) โครงสร้างการควบคุมภายในแบบแคสเคดแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์กำลังแบบกริดซัพพอร์ตตั้งสามเฟสประยุกต์ใช้การควบคุมแบบ QST-SMC ซึ่งได้นำเสนอในบทความนี้ การประยุกต์ใช้ยุทธวิธีการควบคุมแบบ QST-SMC กับการควบคุมแรงดันเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพต่อความไม่แน่นอนของพารามิเตอร์ของระบบ การควบคุมกระแสด้วยยุทธวิธีการควบคุมแบบ QST-SMC สำหรับการเกาะตามกระแสอ้างอิงในกรอบอ้างอิง dq เพื่อการตอบสนองที่รวดเร็วและช่วงเวลาเข้าสู่สภาวะคงตัวลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับยุทธวิธีการควบคุมแบบเดิม ผลการจำลองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของยุทธวิธีการควบคุมที่นำเสนอและแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับยุทธวิธีการควบคุมแบบ ST-SMC ตามแบบธรรมดา

เอกสารอ้างอิง

[1] Y. Zhai. Handbook on Microgrids for Power Quality and Connectivity. Metro Manila : Asian Development Bank, pp. 1-25, Inc. 2020.

[2] N. Mohammed, H. H. Alhelou, and B. Bahrani. Grid-Forming Power Inverters Control and Applications. Florida : CRC Press, pp. 1-14, Inc. 2023.

[3] W. Ma, X. Wang, Y. Wang, W. Zhang, H. Li, and Y. Zhu, “Adaptive Quasi-Super-Twisting Sliding Mode Control for Flexible Multistate Switch” *Energies*, vol. 17, 2643, pp. 1–23, 2024.

[4] J.M. Guerrero, J.C. Vasquez, J. Matas, L.G. De Vicuna, and M. Castilla. “Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrid-A General Approach Toward Standardization.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 158 – 172, 2011.

[5] J. Liu, Y. Gao, Y. Yin, J. Wang, W. Luo, and G. Sun. Sliding Mode Control Methodology in the Applications of Industrial Power Systems. Cham : Springer Nature, pp. 11-25, Inc. 2020.

[6] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, and A. Levant. Sliding Mode Control and Observation. New York : Springer, pp. 1-11, Inc. 2014.

[7] K. Zeb, T. D. C. Busarello, S. U. Islam, W. Uddin, K. V. G. Raghavendra, M. A. Khan, and H. J. Kim, “Design of Super Twisting Sliding Mode Controller for a Three-Phase Grid-connected Photovoltaic System under Normal and Abnormal Conditions,” *Energies*, vol. 13, 3773, pp. 1–20, 2020.

[8] J. Lu, M. Savaghebi, A.M.Y.M. Ghias, X. Hou, and J.M. Guerrero, “A Reduced-Order Generalized Proportional Integral Observer-Based Resonant Super-Twisting Sliding Mode Control for Grid-Connected Power Converters” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, No. 7, pp. 5897–5908, 2021.

[9] S. Khongkhachat, and S. Khomfoi, “Advanced Control Approach Based on a Super-Twisting Sliding Mode for a Cascade Voltage and Current Control Topologies of a Grid-Supporting Grid-Forming Power Converters” *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*, vol. 18, No. 5, pp. 354–372, 2023.