

วงจรแปลงผันไฟฟ้าสามเฟสที่ควบคุมการไหลกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับการอัดประจุ แบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้า

Three Phase Power Converter with Bidirectional Power Flow Control for Electric Vehicle (EV) Charger

ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข^{1,*} และ ทองอินทร์ สุยะทา²

¹สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ 10120

²ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

เลขที่ 39 หมู่ 1 ตำบลคลองหก อำเภอธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110

E-mail: chanrit.t@mail.rmutk.ac.th

Chanrit Tarasantisuk^{1,*} and Thong-In Suyata²

¹Department of Electrical engineering, Faculty of Rajamangala University of Technology Krungthep,

2 Nanglingee Road, Sathon, Bangkok 10120, Thailand

²Department of Electrical engineering, Faculty of Rajamangala University of Technology Thanyaburi,

39 Moo 1, Rangsit-Nakhonnayok Road, Thanyaburi, Pathum thani 12110, Thailand

E-mail: chanrit.t@mail.rmutk.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบวงจรแปลงผันไฟฟ้าระบบสามเฟสควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกับระบบจำหน่าย งานวิจัยใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกรีโชนเนสส์ สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในโหมดกักเก็บพลังงานและการคืนพลังงานเข้าสู่ระบบจำหน่าย เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง บทความนี้ใช้ฮาร์ดแวร์จำลองระบบ (HIL) ในส่วนของวงจรกำลังร่วมกับการควบคุมประมวลผลผ่าน STM32F704VI ผลการทดสอบแสดงการทำงานของระบบได้ว่า สามารถควบคุมการไหลพลังงานไฟฟ้าแบบสองทิศทางและควบคุมรูปแรงดันดีซีด้านแบตเตอรี่ได้ผลเป็นอย่างดี

คำสำคัญ: การไหลกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง; การควบคุมแบบสัดส่วนบวกรีโชนเนสส์; วงจรแปลงผันสามเฟส; การประจุแบตเตอรี่

Abstract

This paper presents the power converter three phase system with bidirectional power flow control for EV battery charger with connected power distribution. This research used the proportional plus resonant controller for regular stability controls of power converter in operation in charge mode and discharge mode. In the demonstrated bidirectional power flow control systems, the Hardware In the Loop (HIL) testing controlled with STM32F704VI microcontroller is used. Experimental results demonstrate a good performance for the controlled bidirectional power flow of the operation system and dc output loop of battery side.

Keywords: Bidirectional power flow; Proportional plus resonant current controller; Three phase converter; Battery charger

1. บทนำ

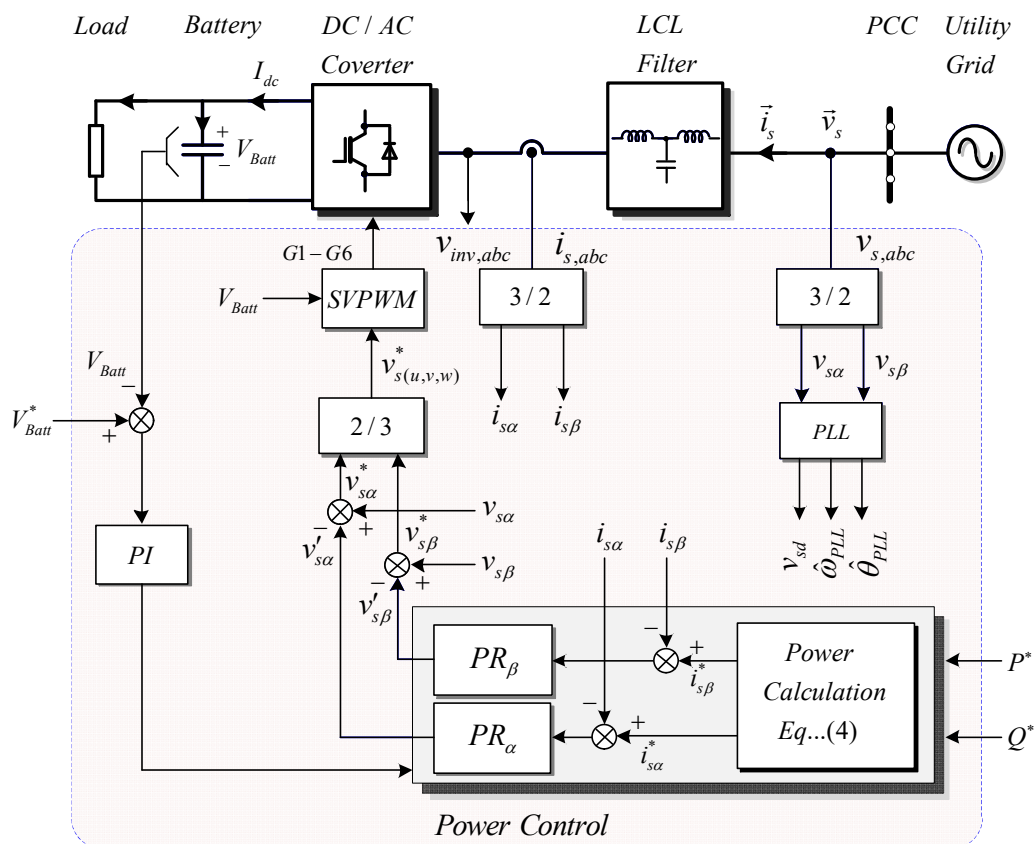
ในปัจจุบันยานยนต์ไฟฟ้ามีแนวโน้มของความนิยมการใช้งานเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากยานยนต์ไฟฟ้าเป็นเทคโนโลยีสมัยใหม่ที่กำลังพัฒนาและสามารถทำงานได้ร่วมกับเทคโนโลยีสมัยใหม่อื่นๆ ได้ดีและเป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อม นอกจากนั้นยานยนต์ไฟฟ้ามีคุณสมบัติที่เหนือกว่าเครื่องยนต์สันดาปภายใน (Internal combustion engine: ICE) [1-3] อาทิเช่น การทำงานของยานยนต์ไฟฟ้ามีมลภาวะทางเสียงน้อย ไม่ก่อให้เกิดมลภาวะฝุ่นละอองควันสู่อากาศหรือชั้นบรรยากาศ การบำรุงรักษาค่าและมีประสิทธิภาพสูงกว่าเครื่องยนต์สันดาปภายใน อย่างไรก็ตามสิ่งหนึ่งที่ไม่ควรละเลยเมื่อยานยนต์ไฟฟ้าเข้ามาเป็นส่วนหนึ่งของระบบจำหน่ายไฟฟ้า ยานยนต์ไฟฟ้าจะต้องไม่ก่อปัญหากระทบต่อระบบไฟฟ้า เช่น เรืองฮาร์มอนิกส์หรือคุณภาพทางไฟฟ้า [4] ในช่วงของการอัดประจุแบตเตอรี่ (Grid-to-Vehicle : G2V) สิ่งที่น่าสนใจอีกอย่างคือในองค์ประกอบของยานยนต์ไฟฟ้ามีแบตเตอรี่ขนาดใหญ่เป็นแหล่งกักเก็บพลังงาน [5-6] โดยแหล่งกักเก็บพลังงานที่ได้กล่าวมาสามารถที่จะทำหน้าที่เก็บพลังงานหรือช่วยจ่ายพลังงานที่มีอยู่ยักคืนสู่ระบบจำหน่ายไฟฟ้าได้ (Vehicle-to-grid : V2G)

อย่างไรก็ตามวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในการแปลงผันพลังงานไฟฟ้าที่เพิ่มมากขึ้น การแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหรือการแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เช่น การใช้งานระบบไมโครกริด [7] การใช้งานเพื่อประจุแบตเตอรี่ [8] ส่วนใหญ่ทำงานในโหมดจ่ายกระแสทางเดียว เช่น วงจรไดโอดเรียงกระแสความถี่สาย (Line frequency) หรือหากต้องการวงจรเรียงกระแสที่มีการปรับปรุงคุณภาพกระแส (Power factor correction : PFC) แบบสวิตช์ตัวเดียว อย่างไรก็ตามวงจรที่ได้กล่าวมายังมีข้อจำกัดในเรื่องของการควบคุมกระแสไหลได้เพียงทิศทางเดียวและการนำใช้งานของวงจรดังกล่าวไม่สามารถทำงานที่พิกัดกำลังไฟฟ้าสูงได้ เนื่องจากกระแสของวงจรทั้งหมดไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียว วงจรแปลงผันกำลังวงจรกำลังแบบฟูลบริดจ์ (Full bridge converter) มีข้อดีในเรื่องของการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง [9] ประกอบด้วยโหมดคอนเวอร์เตอร์และโหมดอินเวอร์เตอร์ นอกจากนั้นยังมีพิกัดกำลังไฟฟ้าสูงได้

บทความนี้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าสามเฟสควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับยานยนต์ไฟฟ้าที่มีการเชื่อมต่อกับระบบจำหน่าย ระบบควบคุมโหมดการทำงานคอนเวอร์เตอร์ใช้โครงสร้างควบคุมแบบคาสเคด โดยมีวงรอบในเป็นวงรอบควบคุมกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์และวงรอบนอกนอกเป็นวงรอบควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วของแบตเตอรี่ การควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าสามารถควบคุม 2 โหมด ประกอบด้วย การควบคุมการไหลกำลังไฟฟ้าจากระบบจำหน่ายเข้าสู่โหมดการประจุแบตเตอรี่และการกำลังไฟฟ้าไหลจากแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้ากลับคืนสู่ระบบจำหน่าย การทดสอบสมรรถนะการทำงานโดยใช้ฮาร์ดแวร์จำลองระบบ (Hardware in the loop :HIL) เพื่อยืนยันผลการทำงานของระบบแปลงผัน

2. ระบบควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้าระบบสามเฟสควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับยานยนต์ไฟฟ้า

รูปที่ 1 วงจรแปลงผันไฟฟ้าสามเฟสที่ควบคุมการไหลกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้าที่นำเสนอ ประกอบด้วย 5 ส่วน คือแบตเตอรี่ (Battery) วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส (AC/DC Converter) วงจรกรองความถี่ต่ำ (LCL Filter) ระบบจำหน่ายไฟฟ้า (Unity Grid) และส่วนระบบควบคุมกำลังไฟฟ้า (Power Control)



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมวงจรแปลงผันไฟฟ้าระบบสามเฟสควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้า

หลักการควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้าสามเฟสที่ควบคุมการไหลกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้า เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้มีค่าคงที่หรือเปลี่ยนแปลงตามค่าคำสั่งประจุกำลังไฟฟ้าของแบตเตอรี่ โดยที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะยังคงให้ได้ไม่สูงกว่าแรงดันคัทออฟ ในขณะที่เดียวกันระบบจะต้องสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าจริง (Active power: P) และกำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive power: Q) ได้อย่างอิสระสองทิศทาง ทั้งในโหมดการประจุแบตเตอรี่และโหมดคืนพลังงานเข้าสู่ระบบจำหน่าย โดยใช้หลักการควบคุมบนแกนกระแสอ้างอิงบนแกนอ้างอิงนิ่ง 2 เฟส ทางคณิตศาสตร์การแปลงผันกำลังไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์สามเฟสที่มีการควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทาง สามารถเขียนสมการแรงดันจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's voltage law : KVL) ดังสมการที่ (1) [10]

$$v_{s,abc} = Ri_{s,abc} + L \frac{di_{s,abc}}{dt} + v_{inv,abc} \quad (1)$$

เมื่อ L คือตัวเหนี่ยวนำของตัวกรองกระแสต่อระหว่างคอนเวอร์เตอร์และระบบจำหน่าย

R คือตัวต้านทานของตัวกรองกระแสต่อระหว่างคอนเวอร์เตอร์และระบบจำหน่าย

$v_{s,abc}$ คือแรงดันไฟฟ้าสามเฟสทางด้านระบบจำหน่าย

$v_{inv,abc}$ คือแรงดันไฟฟ้าสามเฟสทางด้านเอาต์พุตของวงจรแปลงผัน

จากสมการแรงดันที่ (1) สามารถแปลงแกนอ้างอิงนิ่งสามเฟส abc ให้อยู่ในรูปของสมการแรงดันบนแกนอ้างอิงนิ่งสองเฟส (Stationary reference frame: $\alpha\beta$) แสดงดังสมการที่ (2)

$$v_{s,\alpha\beta} = Ri_{s,\alpha\beta} + L \frac{di_{s,\alpha\beta}}{dt} + v_{inv,\alpha\beta} \quad (2)$$

แรงดันไฟฟ้าในแกนอ้างอิงนิ่งสองเฟส $\alpha\beta$ หากแสดงเฉพาะแรงดันของแกนอ้างอิง α แสดงดังสมการที่ (3)

$$v_{s\alpha} = Ri_{s\alpha} + L \frac{di_{s\alpha}}{dt} + v_{inv,\alpha} \quad (3)$$

กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนบนแนวแกนอ้างอิงนิ่ง (Stationary reference frame : $\alpha\beta$) ของวงจรแปลงผันสามเฟสคำนวณได้จาก [11]

$$P = \frac{3}{2}(v_{s\alpha}i_{s\alpha} + v_{s\beta}i_{s\beta}), \quad Q = \frac{3}{2}(v_{s\beta}i_{s\alpha} - v_{s\alpha}i_{s\beta}) \quad (4)$$

กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนบนแนวแกนอ้างอิงหมุน (Rotation reference frame: dq) ของวงจรแปลงผันสามเฟสคำนวณได้จาก

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q), \quad Q = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \quad (5)$$

สมมุติให้วงจรแปลงผันทำงานเป็นอุดมคติ โดยไม่มีการสูญเสียจากการสวิตช์และค่าการสูญเสียจากความร้อนของตัวต้านทานแฝงในตัวเหนี่ยวนำของตัวกรองกระแส กำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้านแบตเตอรี่ โดยควบคุมให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ามีค่าตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง แสดงดังสมการ

$$V_{dc}I_{dc} = \frac{3}{2}(v_{s\alpha}i_{s\alpha} + v_{s\beta}i_{s\beta}) \quad (6)$$

กระแสคำสั่งสำหรับควบคุมการทำงานในโหมดการประจุแบตเตอรี่หรือ ช่วงควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าจากระบบจำหน่ายเข้าสู่โหมดการชาร์จแบตเตอรี่ กำหนดให้ $I_{dc} = I_{con}$ และ $V_{dc} = V_{Batt}$ เขียนใหม่จะได้

$$I_{conv} = \frac{3v_d i_d}{2V_{Batt}} \quad (7)$$

ในทำนองเดียวกันค่ากระแสคำสั่งการคืนพลังงานจากแบตเตอรี่เข้าสู่ระบบจำหน่ายหรือ ช่วงควบคุมกำลังไฟฟ้าไหลจากแบตเตอรี่มายังตัวไฟฟ้ากลับคืนสู่ระบบจำหน่าย สมการจะได้

$$-I_{conv} = \frac{3v_d i_d}{2V_{Batt}} \quad (8)$$

กระแสคำสั่งสำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเหมือนสมการที่ (7) และ (8) แตกต่างกันที่อยู่นบนแกนคว ($q-axis$) ดังนั้น จะเห็นได้ว่าค่ากระแสคำสั่งอยู่ในปริมาณไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อนำไปใช้งานจะต้องทำการแปลงให้อยู่ในปริมาณไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อให้ได้กระแสคำสั่งที่อยู่ในรูปกระแสบนแกนอ้างอิง $i_{s\alpha}^*, i_{s\beta}^*$ ที่ความถี่ของระบบจำหน่าย โดยใช้มุมเฟสของแรงดันไฟฟ้าจากระบบจำหน่ายเป็นมุมเฟสอ้างอิง $\hat{\theta}_{PLL}$ เพื่อให้วงจรเฟสล็อกลูป (Phase Lock Loop : PLL) [12] สร้างมุมเฟสและความถี่ $\hat{\omega}_{PLL}$ หมุนตามมุมเฟสเดียวกับความถี่ของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า $v_{s,abc}$

ความสัมพันธ์กำลังไฟฟ้าจริงของแบตเตอรี่และกำลังไฟฟ้าจริงบนแกนอ้างอิงหมุน ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการแปลงผันกำลังไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์กำลัง เนื่องจากเป็นวงรอบควบคุมนอกที่ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันดีซีสำหรับการประจุแบตเตอรี่ และการทำงานในโหมดคืนพลังงานเข้าสู่ระบบจำหน่าย วงรอบของแรงดันดีซีเป็นวงรอบที่ควบคุมให้แรงดันไฟฟ้าที่ส่งเข้าระบบจำหน่ายคงที่ แสดงดังรูปที่ (1)

$$V_{dc}C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (9)$$

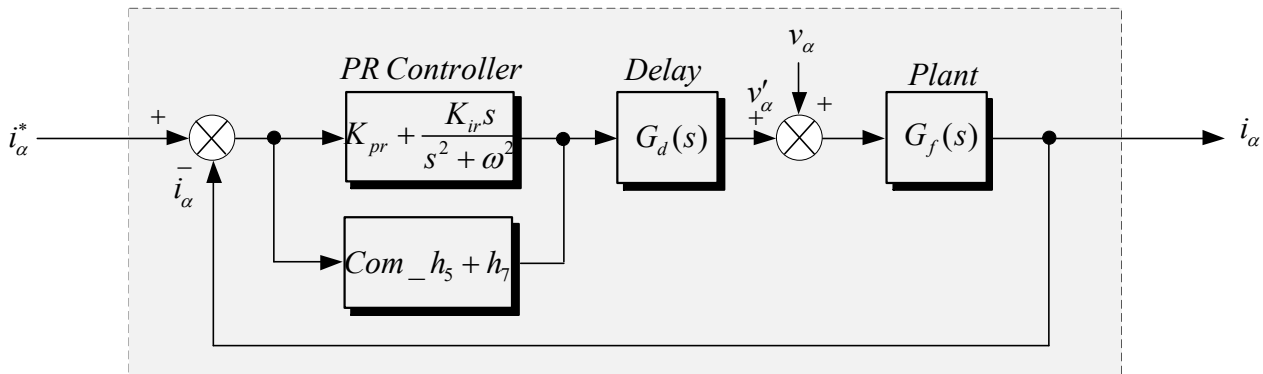
จากสมการที่ (9) แรงดันไฟฟ้าในแนวแกนดี-ควเมื่อถูกควบคุมหมุนที่ความเร็วเชิงมุมเดียวกับระบบจำหน่าย $v_d = V_m$ และ $v_q = 0$ สามารถแปลงให้อยู่ใน s โดเมน จะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันในวงรอบควบคุมแรงดันดีซี

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_d(s)} = \frac{3}{2} \frac{V_m}{V_{dc} C_{dc} s} \quad (10)$$

3. การออกแบบตัวควบคุมกระแสและแรงดันดีซี

รูปที่ 2 แสดงบล็อกไดอะแกรมวงรอบควบคุมกระแสแสดงเฉพาะกระแสคำสั่งแกนอ้างอิง i_α^* ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเวลาหน่วงการประมวลผลสัญญาณในระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง โดย T_s คือคาบเวลาสุ่มสัญญาณ

$$G_d(s) = \frac{1}{(1 + 1.5T_s(s))} \quad (11)$$



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมวงรอบควบคุมกระแส i_α

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของตัวกรองกระแสแบบ LCL [10]

$$G_f(s) = \frac{C_f R_f s + 1}{L_1 C_f L_2 s^3 + C_f R_f (L_1 + L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (12)$$

- เมื่อ L_1 คือตัวเหนี่ยวนำของตัวกรองกระแสต่อทางด้านระบบจำหน่าย
 L_2 คือตัวเหนี่ยวนำของตัวกรองกระแสต่อทางด้านคอนเวอร์เตอร์
 C_f คือตัวเก็บประจุที่ต่อระหว่างตัวเหนี่ยวนำที่ 1 และตัวเหนี่ยวนำที่ 2
 R_f คือความต้านทานแฝงที่อยู่ในตัวเก็บประจุ
 h_5 คือฮาร์โมนิกอันดับที่ 5
 h_7 คือฮาร์โมนิกอันดับที่ 7

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของตัวควบคุมสัดส่วนบวกกรีโซแนนซ์ที่มีการชดเชยฮาร์โมนิกส์ [13]

$$G_{PR}(s) = K_{pr} + \frac{2K_{ir}\omega_c s}{s^2 + \omega_c^2 s + \omega_o^2} + \frac{2K_r\omega_{5,7}s}{s^2 + \omega_{5,7}^2 s + \omega_h^2} \quad (13)$$

- เมื่อ K_{pr} คือค่าอัตราขยายเชิงสัดส่วน (Proportional Gain)
 K_{ir} คือค่าอัตราขยายอินทิกรัล (Integral Gain)

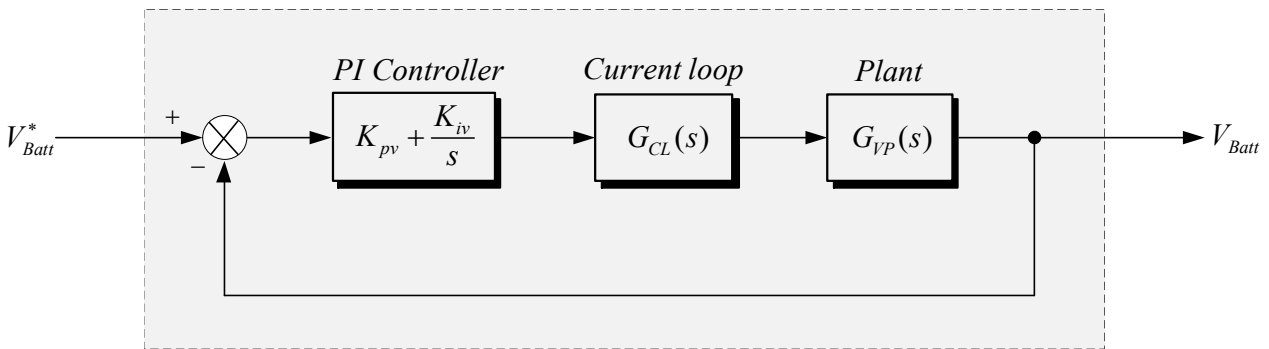
ทรานเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบเปิดวงรอบควบคุมกระแส

$$G_{OL}(s) = G_{PR}(s)G_d(s)G_f(s) \quad (14)$$

ดังนั้น ทรานเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบปิดสำหรับควบคุมระบบ แสดงดังสมการ

$$G_{CL}(s) = \frac{G_{PR}(s)G_d(s)G_f(s)}{1 + G_{PR}(s)G_d(s)G_f(s)} \quad (15)$$

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากแบตเตอรี่เพื่อจ่ายเข้าระบบจำหน่ายหรือการรับกำลังไฟฟ้าจากระบบจำหน่ายเพื่อประจุเข้าแบตเตอรี่ในสมการที่ (9) และ (10) เพื่อลดความซับซ้อนต่อการออกแบบ ค่ากำลังไฟฟ้าคำสั่งควบคุมจะสมมุติให้เหลือเพียงกำลังไฟฟ้าจริงเท่านั้น วงรอบควบคุมแรงดันไฟฟ้าสำหรับประจุแบตเตอรี่ V_{Batt} หรือวงรอบควบคุมแรงดัน V_{dc} แสดงดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3



รูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมวงรอบควบคุมแรงดันดีซี

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3 วงรอบแรงดันดีซีเป็นวงรอบนอกสุดของการออกแบบ กำหนดให้ $V_{dc} = V_{Batt}$ และ C_{dc} คือ คาปาซิเตอร์ทางด้านดีซีบัส ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงรอบควบคุมแรงดันดีซี หาได้จาก

$$G_{VP}(s) = \frac{3}{2} \frac{V_m}{V_{dc} C_{dc} s} \quad (16)$$

จากรูปจะเห็นว่า มีทรานเฟอร์ฟังก์ชัน ตัวควบคุมพีไอ กระแสวงรอบปิดและแรงดันดีซี ต่อสืบเนื่องกันตามลำดับ หลักการออกแบบจะต้องทราบค่าแบนด์วิดท์ของวงรอบกระแส i_{sa} ที่อยู่วงรอบการควบคุมใน เพื่อจะนำไปใช้กำหนดแบนด์วิดท์ให้กับวงรอบควบคุมนอกให้มีความเร็วของการทำงานสัมพันธ์กัน ซึ่งโดยปกติการทำงานของวงรอบนอกจะต้องตอบสนองช้ากว่าวงรอบใน ดังนั้น ค่าความถี่แบนด์วิดท์ (f_{bw}) ของระบบควบคุมกระแส สามารถประมาณค่าได้จาก $f_{bw} \approx \frac{1}{\omega_{bw} \tau} \approx \frac{1}{\omega_{bw} 3Ts}$ เมื่อ ω_{bw} คือ แบนด์วิดท์ของระบบควบคุม ทรานเฟอร์ฟังก์ชันรวมของวงรอบปิดควบคุมกระแส แสดงดังสมการที่ (17)

$$G_{CL}(s) = \frac{G_{PR}(s)G_d(s)G_f(s)}{1 + G_{PR}(s)G_d(s)G_f(s)} \quad (17)$$

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของตัวควบคุมพีไอวงรอบควบคุมแรงดันดีซี

$$G_{VPI}(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \quad (18)$$

เมื่อ K_{pv} คือค่าอัตราขยายเชิงสัดส่วน (Proportional Gain)

K_{iv} คือค่าอัตราขยายอินทิกรัล (Integral Gain)

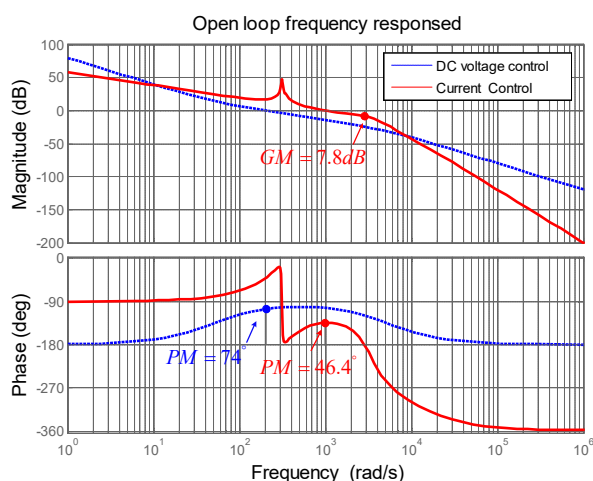
ทรานเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบเปิดสำหรับควบคุมแรงดันดีซี

$$G_{VOL}(s) = G_{VPI}(s)G_{CLC}(s)G_{VP}(s) \quad (19)$$

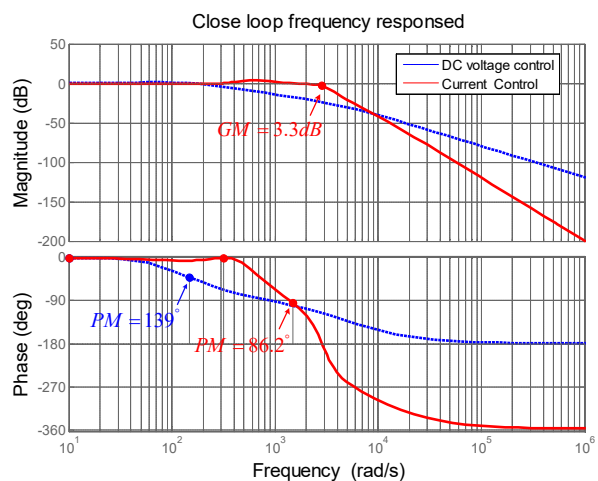
ดังนั้น ทรานเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบปิดสำหรับควบคุมแรงดันดีซี

$$G_{VCL}(s) = \frac{G_{VPI}(s)G_{CLC}(s)G_{VP}(s)}{1 + G_{VPI}(s)G_{CLC}(s)G_{VP}(s)} \quad (20)$$

การออกแบบ จากสมการที่ (11) และ (12) ของวงจรกรองกระแสและคาบเวลาสุ่ม (T_s) ที่ความถี่ตัดข้าม 3000 rad/s มีมุมเฟสเท่ากับ 96° ดังนั้น การออกแบบจะคงเหลือมุมเฟสประมาณ 87.6° การออกแบบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์สำหรับวงรอบควบคุมกระแส จะใช้สมการวงรอบเปิดในสมการที่ (14) การออกแบบวงรอบกระแสจะต้องคำนึงถึงค่าความผิดพลาดของขนาดและมุมเฟสของการติดตามสัญญาณทดสอบและมีเวลาเข้าที่เพียงพอ ซึ่งงานวิจัยเลือกเวลาเข้าที่ภายใน 1 สัญญาณรายคาบหรือ 20 ms การออกแบบเลือกความถี่ตัดข้าม $\omega_0 \approx 1000 \text{ rad/sec}$ โดยกำหนดให้ค่าความถี่มูลฐาน $\omega = 311 \text{ rad/s}$ และเพื่อการเปลี่ยนแปลงของความถี่มูลฐานเท่ากับ $\omega_c = 5 \text{ rad/s}$ จะได้ค่าอัตราขยาย $k_{pr} = 7.2$ และ $k_{ir} = 500$ วงรอบควบคุมกระแสมีค่าแบนด์วิดท์เท่ากับ $f_{bw} = 454 \text{ Hz}$ มีค่ามุมเฟส $PM = 46.4^\circ$ และ $GM = 7.8 \text{ dB}$ แสดงได้ในแผนภาพโบเดเส้นทึบในรูปที่ 4 (ก)



(ก) ระบบควบคุมวงรอบเปิด



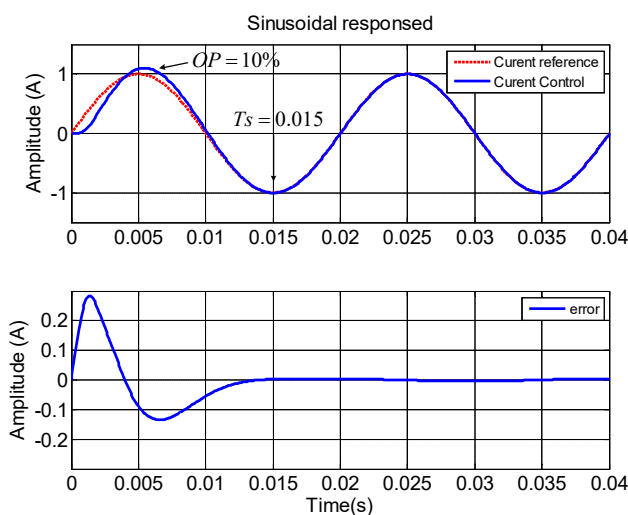
(ข) ระบบควบคุมวงรอบปิด

รูปที่ 4 แผนภาพโบเดทรานเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบกระแสและวงรอบแรงดัน

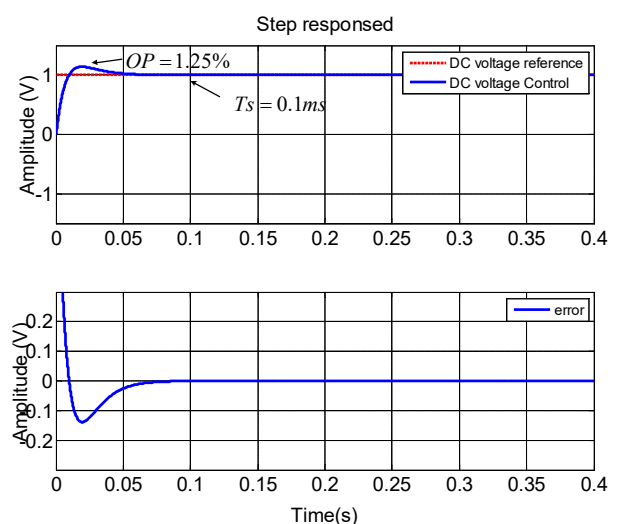
การออกแบบวงรอบควบคุมแรงดันคิซีหรือวงรอบควบคุมนอก ในทางปฏิบัติแบนด์วิดท์วงรอบควบคุม นอกจะมีค่าความถี่ต่ำกว่าวงรอบควบคุมกระแส(วงรอบควบคุมใน) 1/10 เท่า ดังนั้น วงรอบแรงดันจะมีค่าแบนด์ วิดท์ประมาณ 45.4 Hz การออกแบบใช้สมการวงเปิดวงรอบควบคุมแรงดันที่ (19) โดยค่าความถี่แบนด์วิดท์ของ สมการวงรอบปิดกระแสมีค่าเท่ากับ 45.4 Hz งานวิจัยเลือกความถี่ตัดข้ามมีค่าเท่ากับ $\omega_0 \approx 206 \text{ rad/sec}$ ดังนั้น จะ ได้อัตราขยาย $k_{pv} = 0.03$ และ $k_{iv} = 0.5$ มีค่ามุมเฟสเพื่อ $PM = 74^\circ$ แผนภาพโบเดทรานเฟอ์ฟังก์ชันของวงรอบ ควบคุมแรงดันเปิดแสดงดังเส้นประในรูปที่ 4 (ก)

ผลการออกแบบผลตอบแทนทางความถี่วงรอบปิดของกระแสและแรงดัน แสดงดังแผนภาพโบเดในรูป ที่ 4 (ข) เส้นทึบแสดงถึงผลตอบแทนทางความถี่วงรอบปิดของกระแสควบคุมหลังจากออกแบบระบบให้ค่าเฟส $PM = 86.2^\circ$ มีส่วนเฟสอัตราขยาย $GM = 3.3 \text{ dB}$ ระบบมีแบนด์วิดท์ 454 Hz และในรูปที่ 4 (ข) เส้นประแสดงถึง ผลตอบแทนทางความถี่วงรอบปิดของแรงดันควบคุมมีค่าเฟส $PM = 139^\circ$ ระบบมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 23 Hz

การทดสอบการติดตามกระแสอ้างอิงของวงรอบปิดกระแสเพื่อยืนยันผลที่ได้จากการออกแบบ เมื่อระบบ ทำงาน วงรอบควบคุมกระแส $i_{s\alpha}^*, i_{s\beta}^*$ จะต้องควบคุมให้ระบบสามารถติดตามคำสั่งแบบสัญญาณไซน์ที่มีค่า ผิดพลาดต่ำและมีผลตอบแทนทางเวลาที่เพียงพอต่อการควบคุม การทดสอบใช้สมการที่ (15) ทดสอบกับคำสั่ง อ้างอิงแบบสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz แอมพลิจูด 1 A ผลการทดสอบรูปที่ 5 (ก) เส้นประแสดงถึงคำสั่งอ้างอิง แบบสัญญาณไซน์ และเส้นทึบแสดงถึงสัญญาณเอาต์พุตจากวงรอบควบคุมกระแส ผลการทดสอบติดตาม สัญญาณไซน์อ้างอิงวงรอบควบคุมปิดมีเปอร์เซ็นต์ฟุ้งสูงเกิน 10% หรือ $(OP) = 1.10 \text{ A}$ มีเวลาเข้าที่ $T_s = 0.015 \text{ ms}$ หลังจากระบบเข้าที่ ค่าความผิดพลาด (error) การติดตามสัญญาณไซน์อ้างอิงในสถานะอยู่ตัวมีขนาดและมุมเฟส เป็นศูนย์ แสดงดังรูปที่ 5 (ก)



(ก) ระบบควบคุมกระแสวงรอบปิด



(ข) ระบบควบคุมแรงดันวงรอบปิด

รูปที่ 5 การตอบสนองของสัญญาณควบคุมต่อคำสั่งและค่าความผิดพลาด

การทดสอบการติดตามแรงดันอ้างอิงวงรอบปิดแรงดันดีซี ใช้สมการที่ (20) ทดสอบกับสัญญาณดีซีอ้างอิงแบบขั้นแอมพลิจูด 1 โวลต์ เพื่อยืนยันผลที่ได้จากการออกแบบของผลตอบสนองทางเวลา ในการเข้าที่ของสัญญาณจะต้องมีเวลาเข้าที่ค่ามากกว่าวงรอบควบคุมกระแสและค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว ผลการทดสอบรูปที่ 5 (ข) เส้นประแสดงถึงสัญญาณดีซีอ้างอิงแบบขั้นและเส้นทึบแสดงถึงสัญญาณเอาต์พุตจากวงรอบควบคุมปิด ผลการติดตามสัญญาณแรงดันดีซีอ้างอิงมีเปอร์เซ็นต์ฟุ้งสูงเกิน 12.5% หรือ $(OP)=1.25V$ มีเวลาเข้าที่ $T_s=0.1ms$ และหลังจากสัญญาณเข้าที่มีความผิดพลาด (error) สถานะอยู่ตัวต่อสัญญาณแบบขั้นมีค่าเป็นศูนย์แสดงดังรูปที่ 5 (ข)

ผลการออกแบบรวมของระบบที่ได้จากการออกแบบการติดตามสัญญาณอ้างอิงของวงรอบกระแส ให้ค่าฟุ้งสูงเกินที่ต่ำและขณะที่เวลาการเข้าที่มีเวลา $T_s=15ms$ หรือ 1/4 เท่าของรูปคลื่นสัญญาณอ้างอิง ในขณะที่การติดตามสัญญาณดีซีอ้างอิงแบบขั้นมีเวลาเข้าที่ $T_s=100ms$ เมื่อพิจารณาเวลาในแต่ละลูปมีความสอดคล้องกันโดยผลที่ได้จากการออกแบบ วงรอบกระแสมีค่าเร็วกว่าวงรอบแรงดันดีซีประมาณ 6.66 เท่า มีแบนด์วิดท์สูงกว่าวงรอบแรงดันดีซีประมาณ 20 เท่า และค่าเฟสวงรอบกระแสปิดมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น $PM=86.2^\circ$ ส่วนค่าเฟสของวงรอบแรงดัน $PM=139^\circ$ ซึ่งเพียงพอต่อระบบควบคุม

4. ผลการทดสอบ

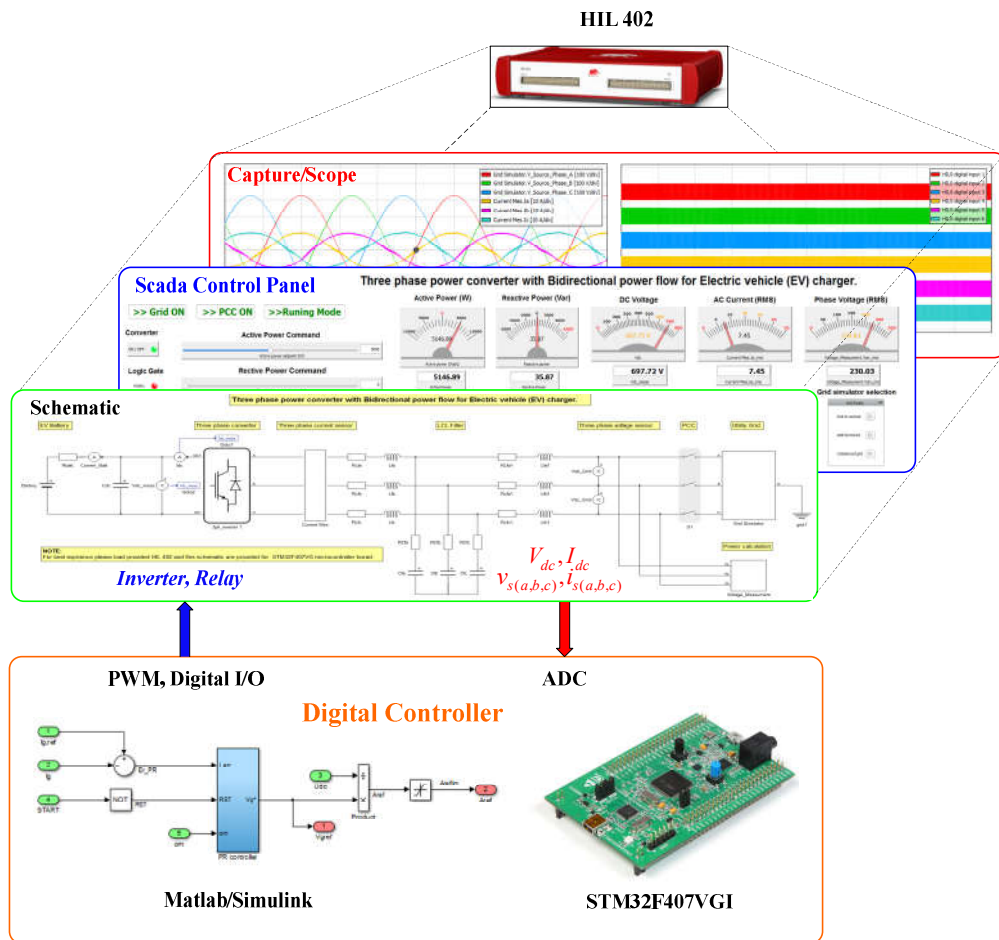
ค่าพารามิเตอร์ของระบบควบคุมวงจรแปลงผันไฟฟ้าระบบสามเฟสควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้าแสดงดังตารางที่ 1 การทดสอบโดยฮาร์ดแวร์จำลองระบบประกอบด้วย Schematic, SCADA และ Control Panel โดยรับสัญญาณพัลส์วึมอดดูเลชัน (PWM) ควบคุมไอบีบีทีผ่านช่องสัญญาณ Digital I/O ค่ากระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้ารับผ่านช่องสัญญาณ Analog I/O แสดงรูปที่ 6 การทดลองกับฮาร์ดแวร์จำลองระบบมีค่าการสูญเสียจากวงจรกำลังต่ำและสามารถเงื่อนไขสภาวะต่างๆของแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับการทดสอบวงจรแปลงผันได้สะดวกมากขึ้น ระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ STM32F407VI ประมวลผลสัญญาณในการทดสอบ ซึ่งประกอบด้วยตัวควบคุมเฟส ล็อกกลุป ตัวควบคุมวงรอบกระแสสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์บนแกนอ้างอิงนิ่งและตัวควบคุมวงรอบแรงดันพีโอ

การทดสอบการทำงานของระบบสถานะชั่วครู่และในสถานะอยู่ตัวของงานวิจัยนี้ เพื่อความสะดวกง่ายต่อการตรวจสอบ ตลอดถึงข้อจำกัดของบอร์ดที่ใช้ประมวลผลสัญญาณ การนำเสนอผลการทดสอบในส่วนระบบควบคุมประมวลผลสัญญาณจะแสดงคำสั่งในปริมาณไฟฟ้ากระแสตรงและลดสัดส่วนเพื่อนำเสนอค่าต่างๆผ่านช่อง DAC กำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนคำสั่งควบคุมจะถูกแปลงเป็นคำสั่งอ้างอิงโดยใช้ สมการที่ (5), (7) และ (8)

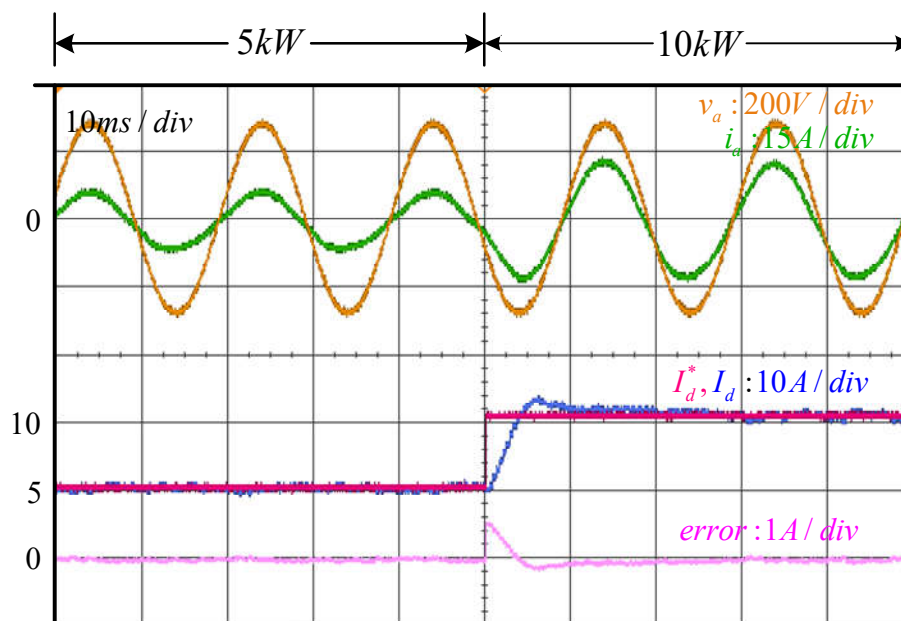
ตารางที่ 1 พารามิเตอร์สำหรับการทดสอบระบบวงจรแปลงผันไฟฟ้าระบบสามเฟสควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้า

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า
แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ	V_{L-L}	$380V_{rms}$
ตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทานแฝงทางด้านอินเวอร์เตอร์	L_1, R_{L1}	$5\text{ mH}, 0.001\Omega$
ตัวเหนี่ยวนำและตัวต้านทานแฝงทางด้านระบบจำหน่าย	L_2, R_{L2}	$3\text{ mH}, 0.001\Omega$
ตัวเก็บประจุกรองกระแส	C_f	$4.7\text{ }\mu\text{F}$
ตัวเก็บประจุกรองแรงดันดีซี	C_{dc}	$1000\text{ }\mu\text{F}$
ค่าความต้านทานแบตเตอรี่	R_{batt}	0.1Ω
แรงดันแบตเตอรี่	V_{batt}	700 V
ความถี่สวิตชิ่งอินเวอร์เตอร์	f_s	16 kHz
ตัวควบคุมเฟสล็อกกลูป	K_{pll}, K_{ill}	9.2, 285
ตัวควบคุมวงรอบกระแสสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์	K_{pr}, K_{ir}	6.9, 500
ตัวควบคุมวงรอบแรงดันดีซี	K_{pv}, K_{iv}	0.03, 0.5

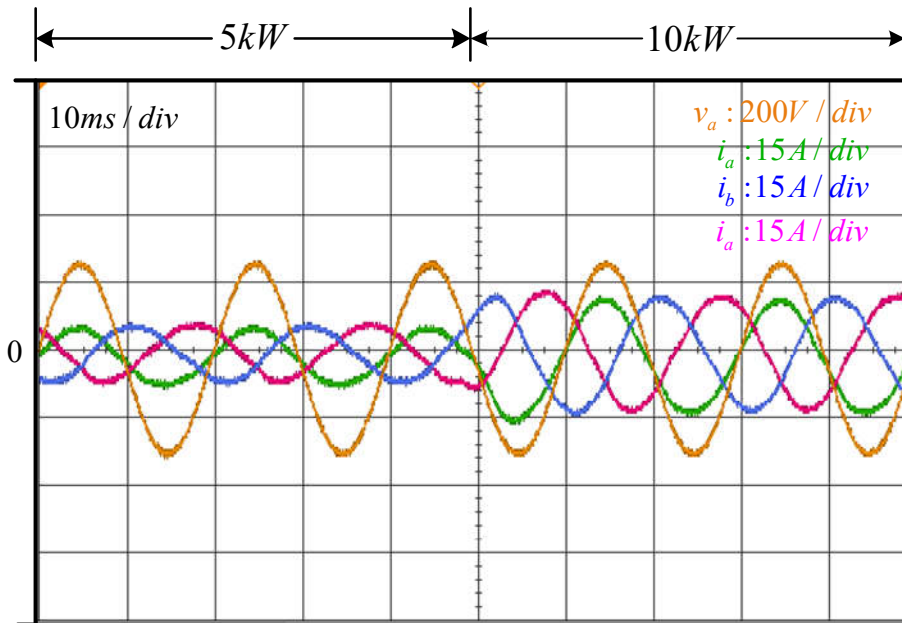
ผลการทดสอบรูปที่ 7 การทดสอบผลตอบสนองของระบบเมื่อทำงานโหมดคืบพลังงานเข้าระบบ โดยเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงแบบขึ้นจาก 5 kW ไปที่ 10 kW แรงดันแบตเตอรี่ 700 V การตอบสนองกระแส (I_d) ต่อค่ากระแสคำสั่ง (I_d^*) ได้ดีทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัวให้ค่าความผิดพลาด (*error*) ต่ำ รูปที่ 8 แสดงค่าแรงดันเฟส (v_a) และกระแสสามเฟส (i_a, i_b, i_c) ของการทำงานในโหมดการคืบพลังงานช่วงการเปลี่ยนค่าคำสั่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง รูปที่ 9 การทดสอบผลตอบสนองของระบบเมื่อทำงานในโหมดคืบพลังงานโดยจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง 5 kW คงที่ และเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือน 0 kVAR ไปที่ 5 kVAR ผลการจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนสามารถทำงานได้ดีตามค่าคำสั่ง และไม่ส่งผลกระทบต่อค่ากำลังไฟฟ้าจริง แรงดันเฟสและกระแสสามเฟสของการทำงานโหมดการคืบพลังงานเมื่อกำหนดค่าคำสั่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงคงที่และเปลี่ยนคำสั่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเสมือนแสดงดังรูปที่ 10 และในรูปที่ 11 แสดงผลการทดสอบผลตอบสนองเมื่อเปลี่ยนโหมดการทำงานจากระบบแบบทันทีทันใดจากโหมดเรียงกระแสและโหมดคืบพลังงาน การทดสอบเปลี่ยนแปลงค่าคำสั่งเพื่อรับพลังงานจากระบบจำหน่ายมาประจุแบตเตอรี่ที่ค่า 10 kW โดยควบคุมค่าตัวประกอบให้มีค่าใกล้เคียงหนึ่งและรูปที่ 12 การเปลี่ยนโหมดการทำงานโดยนำพลังงานจากแบตเตอรี่จ่ายกลับคืนเข้าสู่ระบบจำหน่าย ผลการตอบสนองกระแสต่อค่าคำสั่ง มีค่ากระแสพุ่งสูงเกินคำสั่งก่อนข้างต่ำและมีเวลาเข้าที่ไ้รวดเร็ว แรงดันดีซีที่ขั้วแบตเตอรี่มีค่าคงที่ตลอดช่วงของการทำงาน การกระแสเฟื้อมของกระแสดีซีจากแบตเตอรี่มีค่าคงที่ทั้งในโหมดเรียงกระแสเพื่อประจุแบตเตอรี่และโหมดคืบพลังงานเข้าสู่ระบบจำหน่าย



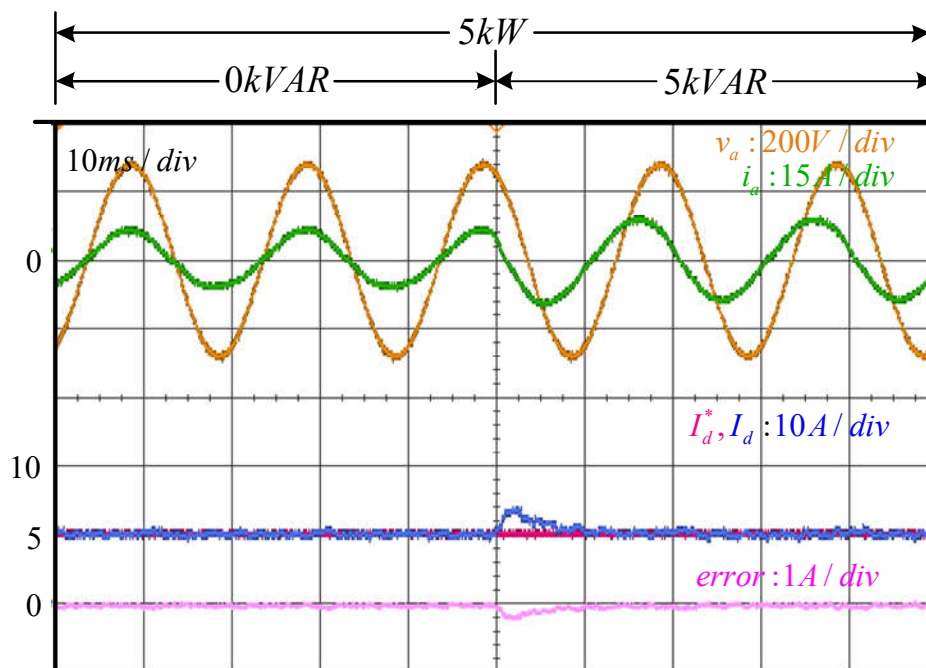
รูปที่ 6 ภาพทดสอบระบบแบบฮาร์ดแวร์จำลองระบบรุ่น HIL402



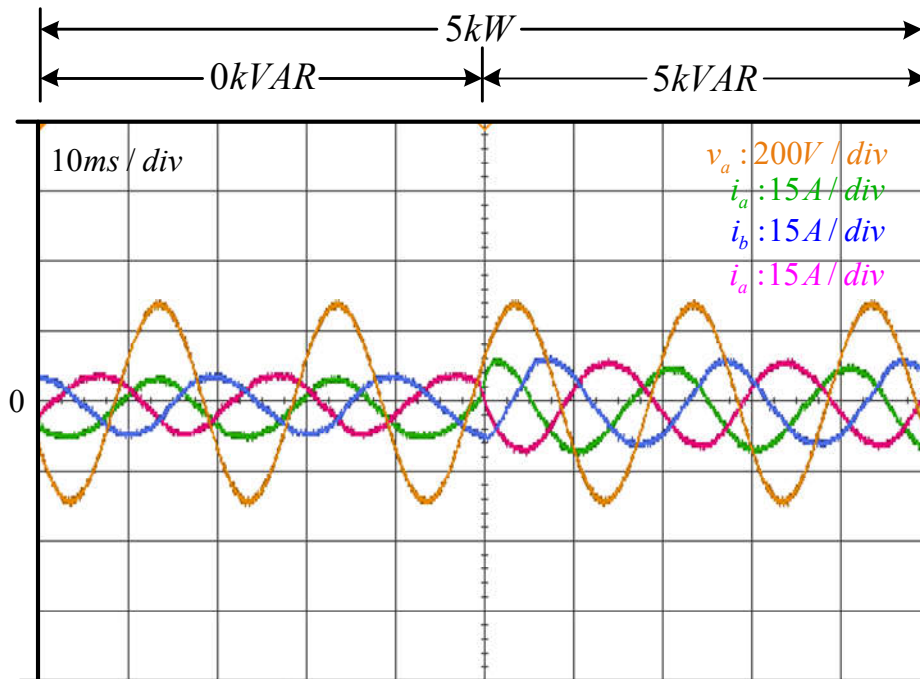
รูปที่ 7 กระแสตอบสนอง (I_{dc}) ต่อค่ากระแสคำสั่ง (I_{dc}^*) และค่าความผิดพลาดกระแส (error) ของการทำงาน โหมดการคืนพลังงานช่วงการเปลี่ยนค่าคำสั่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง



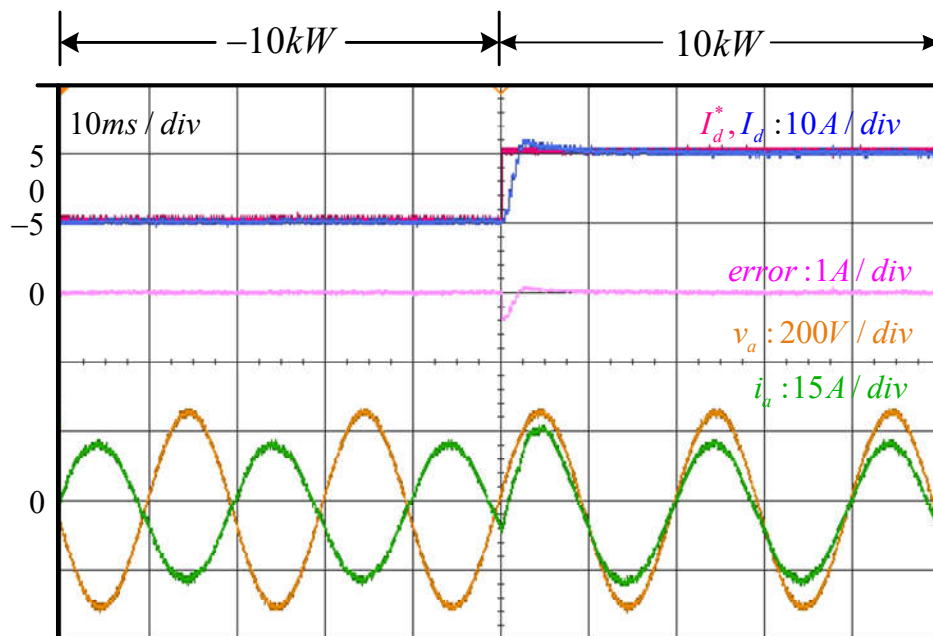
รูปที่ 8 แรงดันเฟส (v_a) และกระแส (i_a, i_b, i_c) ของการทำงานโหมดการคืนพลังงานช่วงการเปลี่ยนค่ากำลังจ่ายกำลังไฟฟ้าจริง



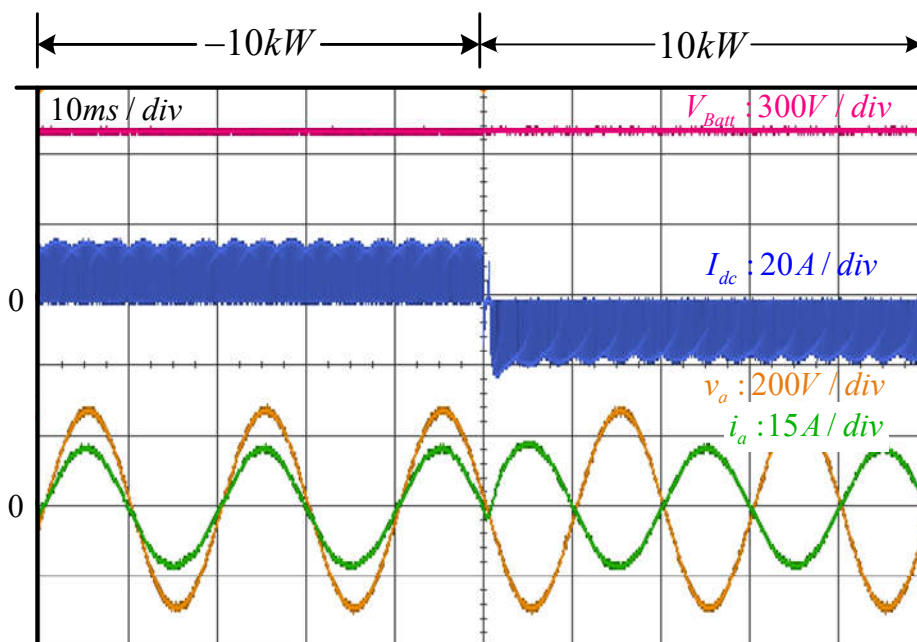
รูปที่ 9 กระแสตอบสนอง (I_{dc}) ต่อค่ากระแสคำสั่ง (I_{dc}^*) และค่าความผิดพลาดกระแส (error) การทำงานโหมดการคืนพลังงานเมื่อกำหนดค่ากำลังจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงคงที่และเปลี่ยนคำสั่งกำลังไฟฟ้าเสมือน



รูปที่ 10 แรงดันเฟส (v_a) และกระแส (i_a, i_b, i_c) ของการทำงานโหมดการคืนพลังงานเมื่อกำหนดค่าคำสั่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจริงคงที่และเปลี่ยนคำสั่งกำลังไฟฟ้าเสมือน



รูปที่ 11 กระแสตอบสนอง (I_{dc}) ต่อค่ากระแสคำสั่ง (I_{dc}^*) และค่าความผิดพลาดกระแส (error) ของการทำงานช่วงการเปลี่ยนโหมด จากโหมดเรียงกระแสไปที่โหมดคืนพลังงาน



รูปที่ 12 ผลตอบสนองแรงดันแบตเตอรี่ (V_{Batt}) และกระแสดีซี (I_{dc}) ของการทำงานช่วงการเปลี่ยนโหลด จากโหลด โหลดกินพลังงานไปที่โหลดเรียงกระแส

5. บทสรุป

จากผลการทดสอบการควบคุมวงจรแปลงผันแบบควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าสองทิศทางสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่ยานยนต์ไฟฟ้าที่มีการเชื่อมต่อกับระบบจำหน่าย จากผลการทดสอบของงานวิจัยโดยทดสอบการรับกำลังไฟฟ้าจากระบบจำหน่ายเพื่อทำการประจุแบตเตอรี่และทดสอบการจ่ายกำลังไฟฟ้าจากแบตเตอรี่กลับระบบจำหน่ายในระบบสามเฟส ผลการทดสอบสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าในแต่ละโหมดทำงานได้ตามค่าคำสั่งแรงดันดีซีบัสที่แบตเตอรี่มีค่าคงที่ ค่ากระแสคำสั่งสำหรับการควบคุมค่ากำลังไฟฟ้าจริงและกำลังไฟฟ้าเสมือนให้ผลการตอบสนองต่อค่ากระแสคำสั่งในสถานะชั่วคราวและสถานะอยู่ตัวได้ดี และมีผลตอบสนองทางเวลาที่รวดเร็วเข้าที่ได้ภายในเวลาที่ออกแบบ การควบคุมค่าตัวประกอบกำลังของระบบมีค่าใกล้เคียงหนึ่งทั้งในโหมดรับกำลังไฟฟ้าเพื่อประจุแบตเตอรี่และโหมดการจ่ายกำลังไฟฟ้าคืนสู่ระบบจำหน่าย นอกจากนั้นหากต้องการควบคุมกำลังไฟฟ้าเสมือนยังสามารถควบคุมค่าได้ตามค่าคำสั่งที่ตามต้องการ

กิตติกรรมประกาศ

ผลงานวิจัยนี้ได้รับทุนสนับสนุนจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพและสำนักงานคณะกรรมการส่งเสริมวิทยาศาสตร์ วิจัยและนวัตกรรม (สวทช.)

เอกสารอ้างอิง

- [1] J. Larminie and J. Lowry, *Electric Vehicle Technology Explained*, Wiley, New York, 2003.
- [2] A. Emadi, M. Ehsani and J.M. Miller, *Vehicular Electric Power Systems*, Marcel Dekker, New York, 2003.
- [3] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles*, CRC Press, New York, 2005.
- [4] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electric Power Systems, IEEE Std. 519, 2014.
- [5] Y. Lee, A. Khaligh and A. Emadi, “Advanced integrated bi-directional AC/DC and DC/DC converter for plug-in hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 58, No. 3, 2009, pp. 3970–3980.
- [6] X. Zhou, G. Wang, S. Lukic, S. Bhattacharya and A. Huang, “Multifunction bi-directional battery charger for plug-in hybrid electric vehicle application,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, 2009, pp. 3930–3936.
- [7] S. K. Sahoo, A.K. Sinha and N.K. Kishore, “Control Techniques in AC, DC, and Hybrid AC–DC Microgrid: A Review,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, 2018, pp. 738-759.
- [8] M. Yilmaz and P. T. Krein, “Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 5, 2013, pp. 2151-2169.
- [9] M.C. Kisacikoglu, M. Kesler and L. M. Tolbert, “Single-Phase On-Board Bidirectional PEV Charger for V2G Reactive Power Operation,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 6, No.2, 2015, pp. 767-775.
- [10] M. Liserre, F. Blaabjerg and S.Hansen, “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.41, No.5, 2005, pp. 1281-1291.
- [11] H. Akagi, Y. Kanasawa and A. Nabea, “Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 3, 1984, pp. 5480-5490.
- [12] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A.V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 5, 2006, pp. 1398-1409.
- [13] D. Zmood and D. G. Holmes, “Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 3, 2003, pp. 814–822.