วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

บทความวิจัย

การปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบถ่ายโอนกำลังแบบอินดักทีฟที่ใช้ในการประจุแบตเตอรี่ด้วยการควบคุมความถี่ร่วมกับการปรับตัวชดเชย

โชคชัย ชื่นวัฒนาประณิธิ[1] และ มัณฑนา รังสิโยภาส[2*]

[1] ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยบูรพา

[2] ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล, คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยบูรพา

[*] ผู้ประสานงานเผยแพร่ (Corresponding Author), E-mail: montana@eng.buu.ac.th

วันที่รับบทความ: 23 พฤษภาคม 2024; วันที่ทบทวนบทความ: 10 กรกฎาคม 2567; วันที่ตอบรับบทความ: 8 สิงหาคม 2567
วันที่เผยแพร่ออนไลน์: 26 สิงหาคม 2567

บทคัดย่อ: การประยุกต์ใช้เทคโนโลยีการส่งกำลังไฟฟ้าแบบอินดักทีฟในการประจุแบตเตอรี่ช่วยทำให้เกิดความสะดวกและปลอดภัยในการใช้งานมากยิ่งขึ้น ขณะทำการประจุแบตเตอรี่ค่ากระแสหรือแรงดันของแบตเตอรี่จะแตกต่างกันออกไปตามสถานะประจุของแบตเตอรี่ขณะนั้น ตัวควบคุมของระบบจะต้องสามารถรักษากระแสหรือแรงดันในขณะชาร์จให้คงที่ตามรูปแบบการชาร์จที่ถูกกำหนดมาสำหรับแบตเตอรี่แต่ละชนิด โดยทำการส่งคำสั่งที่เหมาะสมเพื่อไปควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังภายในตัวอินเวอร์เตอร์ บทความนี้นำเสนอเทคนิคในการควบคุมระบบส่งกำลังไฟฟ้าแบบอินดักทีฟด้วยการควบคุมความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ร่วมกับการปรับค่าตัวชดเชยเพื่อให้สามารถควบคุมกระแสหรือแรงดันชาร์จแบตเตอรี่ให้คงที่ในขณะที่สามารถรักษาประสิทธิภาพของระบบให้มีค่าสูงได้ ผลการทดลองที่ได้จากระบบทดสอบที่จัดทำขึ้นแสดงให้เห็นการเพิ่มขึ้นของประสิทธิภาพของระบบ โดยประมาณ 10 % สำหรับโหมดกระแสคงที่ และ 5% สำหรับโหมดแรงดันคงที่ เมื่อเทียบกับวิธีการที่ความถี่สวิตช์ถูกกำหนดให้มีค่าคงที่

คำสำคัญ: การประจุแบตเตอรี่; กระแสคงที่; แรงดันคงที่; ระบบส่งกำลังไร้สายแบบอินดักทีฟ; การปรับปรุงประสิทธิภาพ

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

บทความวิจัย

Efficiency Enhancement of An Inductive Power Transfer System Used for Battery Charging Through Frequency Control and Compensation Adjustment

Chokchai Chuenwattanapraniti[1] and Montana Rungsiyopas[2*]

[1] Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Burapha University

[2] Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, Burapha University

[*] Corresponding author, E-mail: montana@eng.buu.ac.th

Received: 25 May 2024; Revised10 July 2024; Accepted: 8 August 2024
Online Published: 26 August 2024

Abstract: Applying inductive power transfer (IPT) technologies for battery charging enhances user convenience and operational safety. While charging the battery, the current or voltage of the battery varies according to its state of charge. The system controller must be able to maintain a constant charging current or voltage according to the charging profile designated for each type of battery. This can be achieved by sending the appropriate commands to control the operation of the power switches inside the inverter. This article presents techniques for controlling an IPT system by varying the inverter's switching frequency along with adjusting compensation parameters in order to achieve constant current or voltage charging while maintaining high system efficiency. The experimental results obtained from the testing system indicate an approximate 10% improvement in system efficiency for the constant current mode (CC) and 5% for the constant voltage mode (CV), compared to a fixed switching frequency scheme.

Keywords: Battery charging; Constant current (CC); Constant voltage (CV); Inductive power transfer (IPT); Efficiency enhancement

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

1. บทนำ

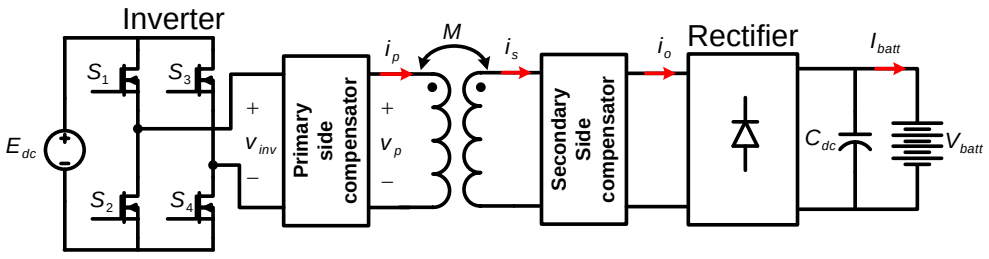
ในปัจจุบันการส่งกำลังไฟฟ้าแบบไร้สายได้รับความนิยมเพิ่มมากขึ้นทั้งในภาคครัวเรือนและอุตสาหกรรม [1,2] เนื่องจากเป็นระบบที่มีความปลอดภัยสูงและสะดวกต่อการใช้งาน รูปแบบการส่งกำลังไฟฟ้าแบบอินดักทีฟ (Inductive Power Transfer หรือ IPT) ใช้หลักการการเหนี่ยวนำเนื่องจากสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาผ่านช่องว่างอากาศระหว่างขดลวดด้านปฐมภูมิกับด้านทุติยภูมิ โดยสามารถใช้ส่งกำลังไฟฟ้าที่มีระยะห่างในระดับมิลลิเมตร จนกระทั่งถึงหลายร้อยมิลลิเมตรได้ [3, 4]

พื้นฐานระบบส่งกำลังไร้สายแบบอินดักทีฟ แสดงดังรูปที่ 1 ประกอบไปด้วยแหล่งไฟตรง วงจรอินเวอร์เตอร์ ขดลวดด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ โดยอินเวอร์เตอร์ทำหน้าเป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงเพื่อป้อนให้กับขดลวดด้านปฐมภูมิ ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กไปเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าให้เกิดขึ้นที่ขดลวดด้านทุติยภูมิ ซึ่งลักษณะการทำงานดังกล่าวคล้ายกับการทำงานของหม้อแปลงแต่มีความแตกต่างกันที่ระบบส่งกำลังไร้สายจะมีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วระหว่างขดลวดทั้งสองมากกว่า โดยปกติจึงต้องมีการต่อตัวเก็บประจุชดเชยค่ากำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟเข้าไปกับขดลวดทั้งสองฝั่งในลักษณะอนุกรม (Series) หรือขนาน(Parallel) ซึ่งจะช่วยปรับปรุงสมรรถนะและความสามารถในการส่งกำลังของวงจรให้ดีขึ้น [5-7]

การชดเชยแบบพื้นฐานมีอยู่ 4 รูปแบบ [8] คือ แบบอนุกรม-อนุกรม (SS) อนุกรม-ขนาน (SP) ขนาน-อนุกรม (PS) หรือ ขนาน-ขนาน (PP) ซึ่งพฤติกรรมด้านเอาต์พุตของระบบ(หรือวงจร) จะมีความแตกต่างขึ้นอยู่กับรูปแบบการชดเชยและความถี่ของไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดด้านปฐมภูมิ

การประยุกต์ระบบส่งกำลังแบบอินดักทีฟเพื่อนำมาใช้ในการประจุแบตเตอรี่ที่อยู่ในอุปกรณ์ต่างๆ อาทิเช่น โทรศัพท์มือถือ หุ่นยนต์ขนส่งและลำเลียงสินค้าอัตโนมัติแบบไร้คนขับ (Automated Guided Vehicles) ยานยนต์ไฟฟ้า (Electric Vehicle) จะช่วยทำให้เกิดความสะดวกสบายและความปลอดภัยในการใช้งาน เนื่องจากไม่ต้องใช้สายไฟฟ้าเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายไฟฟ้าและตัวอุปกรณ์ (โหลด)

โดยทั่วไปกระบวนการชาร์จประจุแบตเตอรี่จะเริ่มต้นการชาร์จด้วยโหมดการจ่ายกระแสเข้าแบตเตอรี่คงที่ (Constant Current Mode หรือ CC) หรือเรียกว่า “Bulk Charge” ทำให้แรงดันแบตเตอรี่มีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อแรงดันที่แบตเตอรี่เพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันหนึ่ง วงจรชาร์จจะเปลี่ยนเข้าสู่โหมดรักษาแรงดันคงที่ (Constant Voltage Mode หรือ CV) หรือ



รูปที่ 1 องค์ประกอบของระบบส่งกำลังไร้สายแบบอินดักทีฟสำหรับการชาร์จแบตเตอรี่

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

เรียกว่า “Absorption Charge” กระแสชาร์จจะค่อยๆ ลดลง และจะสิ้นสุดการชาร์จเมื่อกระแสที่ไหลเข้าแบตเตอรี่มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ (ประมาณ 0.02C) [9] ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ใช้ในการประจุแบตเตอรี่จะต้องสามารถควบคุมให้จ่ายกระแสและแรงดันคงที่โดยเป็นอิสระจากโหลด (Load Independent Output) ในทางอุดมคติระบบส่งกำลังแบบไร้สายสามารถทำให้มีพฤติกรรมดังกล่าวได้โดยเลือกค่าความถี่ของไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดด้านปฐมภูมิอย่างเหมาะสม ในทางปฏิบัติความเป็นอิสระจากโหลดจะลดลงเมื่อความไม่เป็นอุดมคติขององค์ประกอบในวงจรเพิ่มมากขึ้น อาทิเช่นเมื่อความต้านทานของขดลวดเพิ่มมากขึ้น (มีความไม่เป็นอุดมคติ) [10] นอกจากนี้สำหรับรูปแบบการชดเชยหนึ่งที่ความถี่ดังกล่าว เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงไปอาจจะส่งผลให้ประสิทธิภาพการส่งผ่านกำลังของขดลวดมีค่าต่ำลง [11]

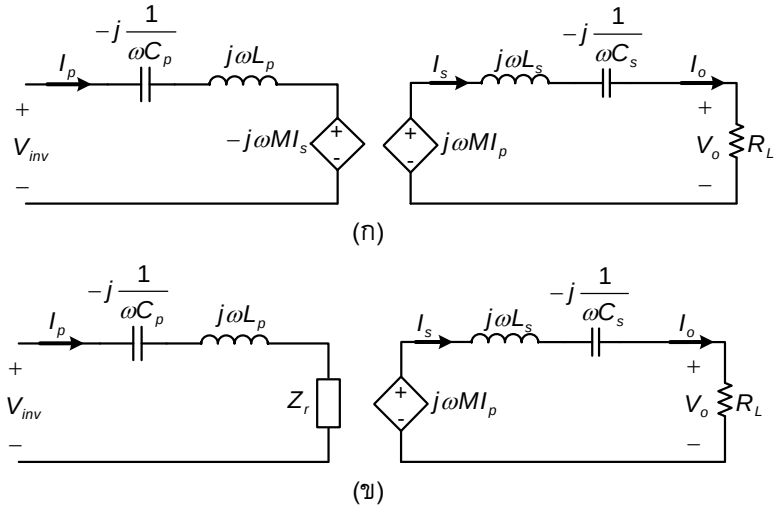
การใช้รูปแบบการชดเชย 2 รูปแบบที่แตกต่างกันตามโหมดการชาร์จที่ต้องการในขณะนั้น [12] จะช่วยให้สามารถรักษาค่าประสิทธิภาพให้สูงได้ แต่ต้องเพิ่มจำนวนองค์ประกอบในการสวิตช์เพื่อเปลี่ยนโครงสร้างตัวชดเชย รวมทั้งเครือข่ายสวิตช์ที่ใช้ตัดต่อจะทำให้วงจรมีความซับซ้อนและมีขนาดใหญ่มากขึ้น บทความนี้นำเสนอการปรับความถี่ร่วมกับค่าพารามิเตอร์ของตัวชดเชยที่มีโครงสร้างแบบอนุกรม-อนุกรม และใช้การควบคุมแบบไปข้างหน้า (Feedforward) และป้อนกลับ (Feedback) เพื่อให้สามารถควบคุมกระแสและแรงดันแบตเตอรี่ให้คงที่ ทั้งยังคงรักษาค่าประสิทธิภาพการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าให้อยู่ในระดับสูงได้

2. การวิเคราะห์วงจร IPT แบบอนุกรม-อนุกรม

ระบบ IPT ดังรูปที่ 1 ลักษณะรูปคลื่นของแรงดันที่จ่ายให้กับโหลดเรโซแนนซ์(ขดลวดและตัวชดเชย) ซึ่งได้มาจากอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นพัลส์ที่ความถี่การสวิตช์ (Switching Frequency) ในการวิเคราะห์วงจรจะใช้การประมาณให้รูปคลื่นกระแสและแรงดันทั้งหมดในวงจรเป็นฟังก์ชันไซนูซอยด์ที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์มูลฐาน (Fundamental Harmonic) เนื่องจากความถี่ของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มักจะมีความใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดเป็นผลให้โหลดมีการตอบสนองต่อฮาร์มอนิกส์ลำดับอื่นๆ น้อยมาก ดังนั้นในการวิเคราะห์จึงสามารถแทนกระแสและแรงดันทั้งหมดด้วยเฟสเซอร์ขององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์มูลฐาน โดยกำหนดให้ขนาดของเฟสเซอร์เป็นค่ายอดของฮาร์มอนิกส์มูลฐาน

ดังที่กล่าวมาแล้วว่าการส่งกำลังไฟฟ้าไร้สายผ่านขดลวดที่มีการคัปปลิ้งกันทางแม่เหล็กต่ำจะต้องมีการต่อตัวเก็บประจุชดเชยทั้งสองด้านของวงจร โดยหากเลือกต่อตัวเก็บประจุชดเชยขนานกับขดลวดด้านปฐมภูมิจะต้องใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter) ซึ่งจะต้องมีการเพิ่มเติมวงจรภาคข้างหน้าเพื่อควบคุมกระแสขาเข้าของอินเวอร์เตอร์ ทำให้เพิ่มความซับซ้อนในการควบคุมและทำให้มีการสูญเสียเพิ่มมากขึ้น สำหรับการใส่ตัวเก็บประจุชดเชยด้านทุติยภูมิหากต่อกับขดลวดทุติยภูมิแบบขนานจะต้องเพิ่มตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) ในวงจรกรองด้านไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้ต่อตัวเก็บประจุชดเชยด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิเป็นแบบอนุกรมทั้งสองด้านดังรูปที่ 2 (ก)

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014



รูปที่ 2 (ก) วงจรสมมูลของ IPT ที่ชดเชยแบบ SS (ข) เมื่อแทนแหล่งจ่ายแบบไม่อิสระด้วย Z_r

จากวงจรสมมูลของ IPT ในรูปที่ 2 (ก) ซึ่งพิจารณาขดลวดเป็นอุดมคติ เนื่องจากละเลยค่าความต้านทานขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ (r_p และ r_s) โดย L_p และ L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง (Self-Inductances) ของขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับ และ M คือ ค่าความเหนี่ยวนำร่วม (Mutual Inductance) เมื่อเลือกตัวเก็บประจุชดเชยด้านปฐมภูมิ (C_p) และกำหนดให้ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ (f_{sw}) เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ด้านปฐมภูมิ (f_p) ดังสมการที่ (1)

$$f_{sw} = f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_pC_p}} \tag{1}$$

จะทำให้ได้กระแสด้านทุติยภูมิ (I_s) หรือกระแสเอาต์พุต (I_o) มีค่าดังนี้

$$I_s = I_o = j\frac{V_{inv}}{\omega M} \tag{2}$$

โดย V_{inv} คือ ฮาร์มอนิกส์มูลฐานของแรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ และ $\omega = 2\pi f_{sw}$

สมการที่ (2) แสดงให้เห็นว่ากระแสขาออกสามารถควบคุมผ่านทาง V_{inv} โดยเป็นอิสระจากโหลด (Load Independent) ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการชาร์จประจุแบตเตอรี่ในโหมด CC

ในการออกแบบระบบ IPT เพื่อทำให้ภาระ (Volt-Ampere หรือ VA) ของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำสุด [5-7] ที่ความถี่ $f_{sw} = f_p$ ตามสมการที่ (1) จะต้องทำให้เกิดสภาวะที่กระแสอินพุต (I_p) มีเฟสตรงกัน กับ V_{inv} (สภาวะ Zero Phase Angle หรือ ZPA) ซึ่งหมายความ ว่าส่วนจินตภาพของอิมพิแดนซ์ด้านขาเข้าของวงจร (Z_{in}) จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์

จากรูปที่ 2 (ก) เมื่อแทนแหล่งจ่ายแบบไม่อิสระ (Dependent Source) $-j\omega MI_s$ ที่อยู่ด้านปฐมภูมิด้วยอิมพิแดนซ์ Z_r ซึ่งสะท้อนมาจากฝั่งทุติยภูมิ (Reflected Impedance) จะได้วงจรสมมูลตามรูปที่ 2 (ข) โดย

$$Z_r = \frac{\omega^2M^2}{Z_s} \tag{3}$$

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

และ Z_s คือ อิมพิแดนซ์รวมด้านทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ

$$Z_s = j\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right) + R_L \qquad (4)$$

อิมพิแดนซ์ด้านขาเข้าของวงจรจึงเท่ากับ

$$Z_{in} = Z_p + Z_r \qquad (5)$$

โดย $Z_p = j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right)$

ดังนั้นเมื่อกำหนดให้ $\omega = 1/\sqrt{L_p C_p}$ เงื่อนไขการเกิดสภาวะ ZPA จะเหลือเพียง

$$\mathrm{Im}\{Z_{in}\} = \mathrm{Im}\{Z_r\} = 0 \qquad (6)$$

จากสมการที่ (3), (4) และ (6) สามารถสรุปเงื่อนไขการเกิด ZPA คือ $f_{sw} = f_s = 1/\left(2\pi\sqrt{L_s C_s}\right)$ เมื่อประกอบกับเงื่อนไขการควบคุมให้วงจรทำงานในโหมด CC จะได้ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เท่ากับ

$$f_{sw} = f_p = f_s \qquad (7)$$

เมื่อกำหนดค่าความถี่การสวิตช์ที่ต้องการ สมการที่ (7) จะถูกใช้เพื่อเลือกตัวเก็บประจุชดเชยทั้งสองด้านของวงจร แต่โดยปกติจะกำหนดให้ f_{sw} มีค่าสูงกว่า f_p หรือ f_s อยู่เล็กน้อยเพื่อให้เกิดสภาวะการจ่ายโหลดของอินเวอร์เตอร์แบบตัวประกอบกำลังล้าหลัง (Lagging Power Factor) ซึ่งจะทำให้สวิตช์กำลังในวงจรอินเวอร์เตอร์เกิดการเริ่มนำกระแสที่แรงดันศูนย์ (Zero-voltage Switching หรือ ZVS)[13] ซึ่งจะช่วยลดการสูญเสียที่ตัวสวิตช์กำลังลงได้

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2 (ข) สามารถพิจารณาหาอัตราการแปลงแรงดันของวงจรได้ดังนี้

$$G_V(\omega) = \frac{V_o}{V_{inv}} = \frac{\omega M}{\omega^2 M^2 + Z_s Z_p} R_L \qquad (8)$$

โดย $Z_p = j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right)$

สมการที่ (8) แสดงให้เห็นว่าอัตราการแปลงแรงดันของวงจรขึ้นกับค่าความต้านทานโหลด (Load Dependent) อย่างไรก็ตามสามารถพิจารณาหาเงื่อนไขที่อัตราการแปลงแรงดันวงจรเป็นอิสระจากโหลดได้โดยการปรับสมการที่ (8) เพื่อแยกเทอมที่เกี่ยวข้องกับ R_L ออกมา จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$G_V(\omega) = \frac{V_o}{V_{inv}} = \frac{\omega M}{\frac{M^2}{R_L}\left[\left(\omega^2 - \frac{(\omega^2-\omega_p^2)(\omega^2-\omega_s^2)}{k^2\omega^2}\right)\right] - jL_p\frac{(\omega^2-\omega_p^2)}{\omega}} \qquad (9)$$

โดย

$k = M/\sqrt{L_p L_s}$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การคู่ควบ (Coefficient of Coupling)

$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ และ $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$

จากสมการที่ (9) อัตราการแปลงแรงดันของวงจรจะเป็นอิสระจากโหลดเมื่อ

$$\omega^2 - \frac{(\omega^2-\omega_p^2)(\omega^2-\omega_s^2)}{k^2\omega^2} = 0 \qquad (10)$$

จากเงื่อนไขในสมการที่ (10) สำหรับกรณีที่ตัวเก็บประจุ C_s และ C_p ถูกเลือกเพื่อให้ $\omega_p = \omega_s$ ดังนั้นความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะต้องทำให้ ω มีค่าเท่ากับ ω_1 หรือ ω_2 ดังสมการที่ (11) และ (12) ตามลำดับ

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

$$\omega = \omega_1 = \omega_s\sqrt{\frac{1}{1-k}} \quad (11)$$

$$\omega = \omega_2 = \omega_s\sqrt{\frac{1}{1+k}} \quad (12)$$

จากเงื่อนไขการทำงานแบบ ZVS ซึ่งจะเกิดขึ้นได้เมื่อ $\omega > \omega_s$ ดังนั้นอัตราการแปลงแรงดันของวงจรจะเป็นอิสระจากโหลดเมื่อทำงานที่ $\omega = \omega_1$ ตามสมการที่ (11)

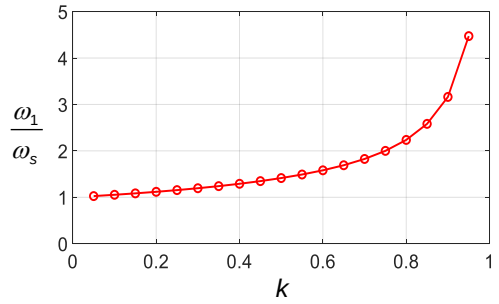
ω_1 มีค่าขึ้นอยู่กับ ω_s และ k เมื่อพิจารณาค่า ω_1 ในรูปแบบอัตราส่วน ω_1/ω_s เทียบกันกับค่า k จะมีลักษณะความสัมพันธ์ดังรูปที่ 3 ซึ่งสังเกตได้ว่ากรณีที่ค่า k มีค่าน้อย อัตราส่วน ω_1/ω_s จะมีค่าเข้าใกล้ 1 ซึ่งหมายความว่าความถี่ที่ทำให้วงจรมีพฤติกรรมในการคุมค่าแรงดัน (Voltage Regulation) ได้ดีจะใกล้กันกับความถี่ที่ทำให้วงจรทำงานคุมค่ากระแสได้ดี (Current Regulation)

เมื่อแทน ω ในสมการที่ (9) ด้วย ω_1 (ที่ได้จากสมการที่ (11)) จะได้อัตราการแปลงแรงดันที่เป็นอิสระจากโหลดดังนี้

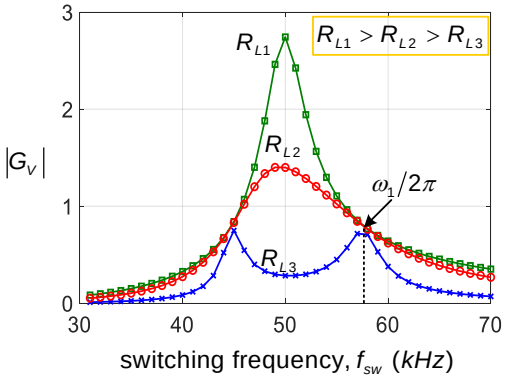
$$G_V(\omega_1) = j\sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \quad (13)$$

รูปที่ 4 แสดงตัวอย่างอัตราการแปลงแรงดันสำหรับกรณีที่ $L_p = L_s$ และกำหนดให้ความถี่เรโซแนนซ์ของขดลวดทั้งสองฝั่งมีค่าเท่ากันที่ 50 kHz โดยมีค่า $\omega_1 = 1.15\omega_s$ จะเห็นได้ว่าอัตราการแปลงแรงดันที่ ω_1 มีค่าเท่ากับ 1 คงที่ โดยเป็นอิสระจากโหลด

ในทางปฏิบัติจะมีการสูญเสียเกิดขึ้นที่ขดลวดทั้งสองด้านอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานของขดลวดทั้งสอง(r_p และ r_s) ดังนั้นประสิทธิภาพการส่งผ่านกำลังของชุดขดลวดสามารถคำนวณได้ดังนี้ (14)



รูปที่ 3 อัตราส่วน ω_1/ω_s ที่ค่า k ต่างๆ



รูปที่ 4 ลักษณะการเปลี่ยนอัตราการแปลงแรงดันกับความถี่ในอุดมคติของ IPT ที่ต่อตัวชดเชยแบบ SS (กรณีที่ $L_p = L_s$)

$$\eta = \eta_p\eta_s \quad (10)$$

ประสิทธิภาพของขดลวดด้านปฐมภูมิ (η_p) คำนวณได้ดังนี้

$$\eta_p = \frac{\Re e(Z_r)}{r_p + \Re e(Z_r)} \quad (15)$$

โดย

$\Re e(Z_r) = \dfrac{\omega^2 k^2 L_p L_s (r_s + R_L)}{(r_s + R_L)^2 + X_s^2}$ คือ ส่วนจริงของ Z_r

$X_s = \omega L_s - \dfrac{1}{\omega C_s}$ คือ รีแอกแตนซ์รวมด้านทุติยภูมิ

และ R_L คือ ความต้านทานโหลด

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

ประสิทธิภาพของขดลวดด้านทุติยภูมิ (η_s) คำนวณได้ดังนี้

$$\eta_s = \frac{R_L}{r_s + R_L} \tag{16}$$

เมื่อแทนสมการที่ (15) และ (16) ลงในสมการที่ (14) จะได้

$$\eta = \frac{\omega^2 k^2 L_s L_p \left(r_s + R_L\right)\left(1 - \frac{R_s}{r_s + R_L}\right)}{R_p\left[\left(r_s + R_L\right)^2 + X_s^2\right] + \omega^2 k^2 L_s L_p \left(r_s + R_L\right)} \tag{17}$$

กำหนดให้ ω_{opt} เป็นจุดที่ทำให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด ซึ่งเป็นจุดที่ค่าอนุพันธ์(Differentiation) ของฟังก์ชันตามสมการที่ (17) เทียบ ω มีค่าเท่ากับศูนย์

$$\frac{d\eta}{d\omega} = 0 \tag{18}$$

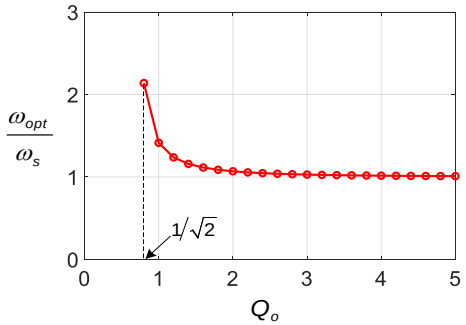
โดยการหาคำตอบของสมการที่ (18) จะได้จุดที่ทำให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด ตามสมการที่ (19)

$$\omega_{opt} = \frac{\omega_s}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q_o^2}}} \tag{19}$$

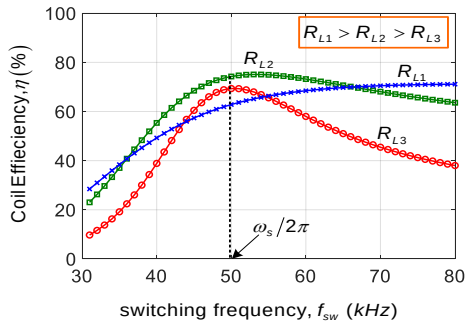
โดย

$$Q_o = \frac{1}{\left(r_s + R_L\right)}\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \tag{20}$$

Q_o มีความสัมพันธ์ในลักษณะผกผันกับความต้านทานโหลด จากรูปที่ 5 จะเห็นได้ว่า ω_{opt} มีค่าใกล้เคียงกับ ω_s เมื่อ Q_o มีค่าสูง และจะเริ่มมีค่าห่างจาก ω_s เมื่อ Q_o มีค่าต่ำและเมื่อความต้านทานโหลดมีค่าสูงจนทำให้ $Q_o < 1/\sqrt{2}$ ความถี่ที่ทำให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดตามสมการที่ (19) จะไม่สามารถคำนวณหาได้ ซึ่งหมายถึงประสิทธิภาพจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ตามความถี่ (เส้นกราฟสีน้ำเงินในรูปที่ 6)



รูปที่ 5 อัตราส่วน $\frac{\omega_{opt}}{\omega_s}$ ที่ค่า Q_o ต่างๆ



รูปที่ 6 ประสิทธิภาพของขดลวดของระบบ IPT ที่ต่อตัวชดเชยแบบ SS ที่ความถี่และโหลดค่าต่างๆ

3. วิธีการควบคุม

3.1 โหมดการประจุแบตเตอรี่แบบ CC

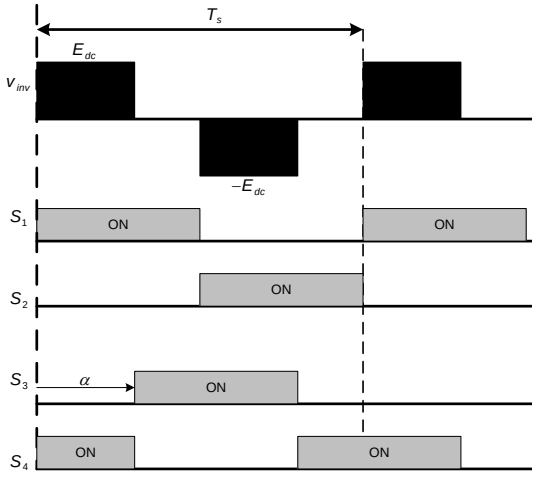
จากที่ได้กล่าวมาในหัวข้อที่ 2 เงื่อนไขที่ทำให้พฤติกรรมด้านเอาต์พุตของวงจร IPT ที่ต่อตัวเก็บประจุชดเชยแบบ SS มีการคุมค่า (Regulation) กระแสที่ดี และวงจรทำงานในสภาวะ ZPA จะต้องเลือกความถี่ให้ $\omega = \omega_p = \omega_s$ ในทางอุดมคติ I_o สามารถควบคุมได้โดยตรงผ่านทางการปรับเปลี่ยนขนาดฮาร์มอนิกส์มูลฐานของแรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ตามสมการที่ (2) และกระแสชาร์จแบตเตอรี่ (I_{batt}) สัมพันธ์กับ $|I_o|$ ดังนี้

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

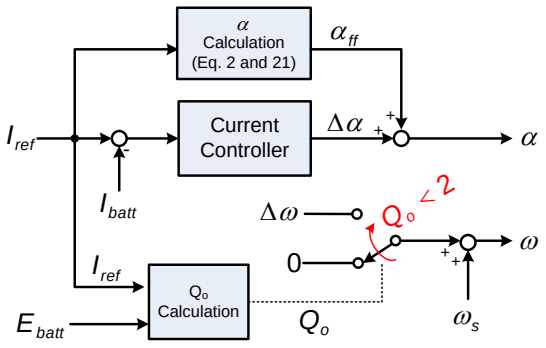
$$I_{batt} = \frac{2|I_o|}{\pi} \quad (21)$$

ขนาดฮาร์มอนิกส์มูลฐานของ v_{inv} สามารถควบคุมได้ด้วยเทคนิคการเลื่อนมุมเฟส (α) ของพัลส์ (phase-shift) ดังแสดงในรูปที่ 7 โดยคำนวณได้จาก

$$|V_{inv}| = \frac{4E_{dc}}{\pi}\sin\frac{\alpha}{2} \quad (22)$$



รูปที่ 7 สัญญาณควบคุมสวิตช์และแรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ (v_{inv}) ควบคุมด้วยเทคนิคเลื่อนมุมเฟส



รูปที่ 8 แผนผังการควบคุมในโหมด CC

เนื่องจากผลของความต้านทานในขดลวดปฐมภูมิ (r_p) การควบคุมกระแสโดยอาศัยการควบคุมแบบไปข้างหน้า (Feedforward Control) จะไม่สามารถรักษากระแสให้คงที่ได้ จึงต้องทำการเพิ่มเติมการควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control) เพื่อชดเชยผลของความต้านทานดังกล่าว โดยทำงานร่วมกับการควบคุมแบบไปข้างหน้าดังรูปที่ 8

สำหรับสภาวะการทำงานที่ความถี่ $\omega = \omega_s$ เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 5 ประสิทธิภาพการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าของชุดขดลวดจะใกล้เคียงกับจุดที่ให้ประสิทธิภาพสูงสุด เมื่อ Q_o มีค่ามากกว่า 2 ซึ่งจะเกิดขึ้นได้เมื่อความต้านทานโหลดของวงจรมีค่าน้อย

สำหรับการชาร์จแบตเตอรี่ โหลดของวงจร IPT ประกอบไปด้วยไดโอดบริดจ์ ตัวเก็บประจุกรองแรงดันต่อขนานกับแบตเตอรี่ สามารถพิจารณาเป็นค่าความต้านทานโหลดได้ดังสมการ

$$R_L = \frac{8}{\pi^2}\frac{E_{batt}}{I_{batt}} \quad (23)$$

กรณีที่กระแสชาร์จแบตเตอรี่ถูกกำหนดให้มีค่าต่ำจนทำให้ $Q_o < 2$ การกำหนดให้ $\omega > \omega_s$ เล็กน้อยจะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการส่งกำลังของชุดขดลวดให้สูงขึ้น แต่มีผลต่อการจ่าย VA ที่เพิ่มขึ้นของอินเวอร์เตอร์ให้น้อยที่สุด ซึ่งที่ความถี่ดังกล่าวส่วนควบคุมแบบป้อนกลับจะทำหน้าที่หลักในการควบคุมกระแส

3.2 โหมดการประจุแบตเตอรี่แบบ CV

เพื่อจะให้พฤติกรรมด้านเอาต์พุตของวงจร IPT ที่ต่อตัวเก็บประจุชดเชยแบบ SS มีการคุมค่าแรงดันที่ดี จะต้องกำหนดให้ $\omega = \omega_1$ ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (11)

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

แรงดันที่แบตเตอรี่จะถูกควบคุมด้วยการควบคุมแบบไปข้างหน้า โดยอาศัยสมการที่ (13) และ (22) ทำให้ได้ค่า α_{ff} และใช้การควบคุมแบบป้อนกลับเพื่อชดเชยความไม่เป็นอุดมคติต่างๆ ในวงจร(รูปที่ 9)

สำหรับโหมดการชาร์จแบตเตอรี่ในช่วง “Absorption Charge” เมื่อกำหนดแรงดันที่จ่ายให้แบตเตอรี่คงที่ กระแสชาร์จจะมีค่าสูงในช่วงแรกและจะค่อยๆ ลดลงตามเวลาจนเข้าใกล้ศูนย์เมื่อแบตเตอรี่ถูกชาร์จจนเต็ม ซึ่งเมื่อพิจารณาตามสมการที่ (23) จะหมายถึงค่าความต้านทานโหลด R_L ที่ระบบ IPT มองเห็นจะค่อยๆ เพิ่มสูงขึ้นตามเวลา ทำให้ Q_o ที่สัมพันธ์แบบผกผันกับ R_L ลดลงตามเวลา ดังนั้นในช่วงแรกซึ่ง Q_o มีค่าสูง การทำงานที่ $\omega = \omega_1$ จะเป็นสภาวะที่ประสิทธิภาพขดลวดมีค่าต่ำ

สมการที่ (11) เกิดจากเงื่อนไขที่ตัวชดเชยถูกเลือกให้ $\omega_p = \omega_s$ ซึ่งเป็นเงื่อนไขของการทำงานในโหมด CC แต่เงื่อนไขดังกล่าวไม่ได้จำเป็นสำหรับโหมด CV ดังนั้นหากกำหนดให้ ω_p กับ ω_s มีความแตกต่างกันเป็นสัดส่วน

$$\lambda = \frac{\omega_p}{\omega_s} \tag{24}$$

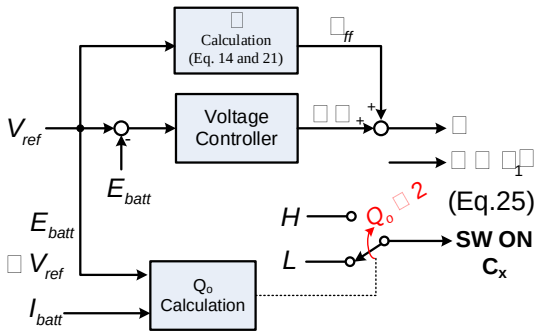
ω_1 ซึ่งเป็นจุดที่พฤติกรรมการทำงานของวงจรสามารถคุมค่าแรงดันได้ดี จะมีค่าเปลี่ยนไปเป็น

$$\omega_1' = \delta_\omega \omega_s \sqrt{\frac{1}{1-k}} = \delta_\omega \omega_1 \tag{25}$$

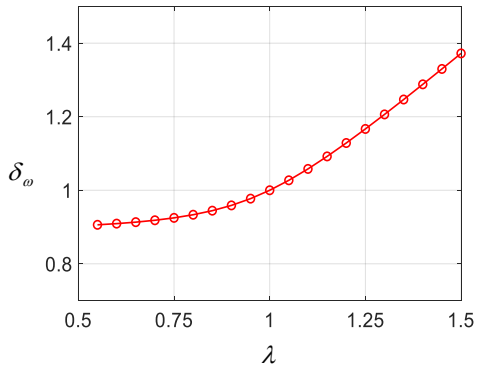
โดย

$$\delta_\omega = \sqrt{\frac{(\lambda^2+1)+\sqrt{\lambda^4-2\lambda^2(1-2k^2)+1}}{2(1+k)}} \tag{26}$$

คือ อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของ ω_1 ไปจากเงื่อนไขที่ $\omega_p = \omega_s$ (สมการที่ (11))



รูปที่ 9 แผนผังการควบคุมในโหมด CV



รูปที่ 10 ความสัมพันธ์ระหว่าง λ กับ δ_ω

รูปที่ 10 แสดงให้เห็นว่า λ กับ δ_ω มีความสัมพันธ์ในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่า ω_1 สามารถปรับเปลี่ยนโดยการปรับค่า λ แนวคิดดังกล่าวสามารถนำมาใช้ในการปรับปรุงประสิทธิภาพของขดลวดให้สูงขึ้น ในสภาวะที่กระแสชาร์จมีค่าสูง (Q_o>2) จะต้องปรับค่า δ_ω (ให้น้อยกว่าหนึ่ง) โดยผ่านทาง λ เพื่อทำให้ ω_1' ตามสมการที่ (25) มีค่าเข้าใกล้ ω_s

การปรับค่า λ สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า ω_p ด้วยการสวิตช์ตัวเก็บประจุ C_x ขนานเข้ากับ C_p ที่มีอยู่เดิม

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

4. ผลการทดลอง

ระบบที่ใช้ทดสอบวิธีการควบคุม IPT ที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 11 ประกอบไปด้วย อินเวอร์เตอร์แบบ H-Bridge ซึ่งใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์กำลัง วงจรเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์ และชุดขดลวดส่งกำลัง โดยมีค่าพารามิเตอร์สำคัญต่างๆ แสดงอยู่ในตารางที่ 1

ชุดขดลวดส่งกำลังเมื่อถูกชดเชยกำลังรีแอคทีฟโดยสมบูรณ์จะสามารถส่งกำลังได้สูงสุดเท่ากับ [14]

$$P_{\max} = \frac{\left(\omega M I_{p,\max}\right)^2}{R_{L,\min}} = 104W \qquad (27)$$

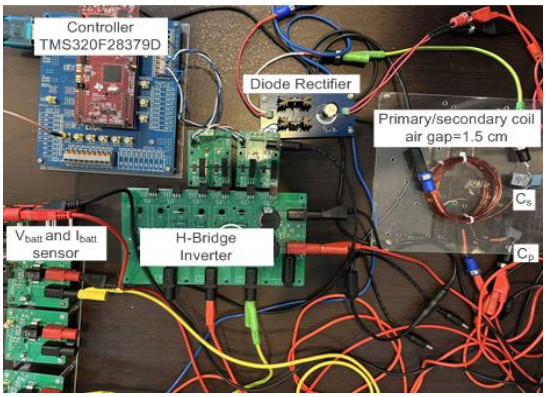
โดย

$I_{p,\max} = 3A$ (rms) คือ กระแสด้านปฐมภูมิสูงสุด และ

$R_{L,\min} = \frac{8}{\pi^2}\frac{E_{batt,\min}}{I_{batt,\max}} = 4.05\Omega$ คือ ค่าความต้านทานโหลดต่ำสุด

เพื่อให้ได้ $\omega_p = \omega_s \approx 49k/2\pi$ rad/sec จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุชดเชยแบบอนุกรมที่ต่ออยู่กับขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ มีค่าความจุ $C_p = 94\ nF$ และ $C_s = 147\ nF$ ตามลำดับ

เพื่อความสะดวกในการปรับเงื่อนไขการทดลองจะใช้โหลดอิเล็กทรอนิกส์ยี่ห้อ ITECH รุ่น IT8512 เป็นตัวจำลองแบตเตอรี่ในสถานะต่างๆ โดยสำหรับโหมดการชาร์จประจุแบบ CC จะปรับให้อิเล็กทรอนิกส์โหลดทำงานในโหมด CV ในทางตรงกันข้ามสำหรับการทดลองชาร์จประจุในโหมด CV จะกำหนดให้โหลดอิเล็กทรอนิกส์ทำงานในโหมด CC



รูปที่ 11 ระบบ IPT ที่ใช้ในการทดลอง

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของระบบ IPT ที่ใช้ทดลอง

แรงดันอินพุต	$E_{dc} = 50\ V$
ขดลวดปฐมภูมิ และ ขดลวดทุติยภูมิ (ที่ 50 kHz)	$L_p = 112\ \mu H$ $L_s = 71\ \mu H$ $r_p = 1.15\ \Omega$ $r_s = 0.91\Omega$ $M = 22.3\ \mu H$ $(k = 0.25)$
ช่องว่างอากาศ	15 mm
ตัวเก็บประจุชดเชย	$C_p = 94\ nF$ $C_s = 147\ nF$ $C_x = 9.4nF$
ความถี่เรโซแนนซ์	$f_p = f_s \approx 49\ kHz$
แรงดันแบตเตอรี่	E_{batt} =24 V (nominal) 20-28 V (CC Mode) 28V (CV Mode)
กระแสชาร์จสูงสุด	4 A (CC Mode)

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

การควบคุมระบบใช้ตัวประมวลสัญญาณดิจิตอล (DSP) เบอร์ TMS320F28379D เป็นตัวควบคุมโดยรับสัญญาณป้อนกลับกระแสและแรงดันของแบตเตอรี่จากเซนเซอร์วัดกระแสและแรงดัน เพื่อประมวลผลและทำการส่งสัญญาณควบคุมการสวิตช์อินเวอร์เตอร์ตามแผนผังการควบคุมในรูปที่ 8 และ รูปที่ 9 โดยมุม α_{ff} ที่คำนวณจากส่วน Feedforward Control จะต้องมีการชดเชยผลของ Deadtime ในการสวิตช์ซึ่งในที่นี้มีค่าเป็น $1\mu s$

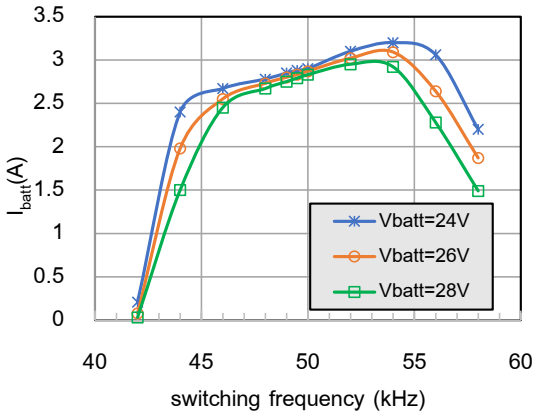
4.1 ผลการทดลองโหมด CC

การทดสอบแรกจะทำการทดลองเฉพาะส่วนของการควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า โดยกำหนดให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์ที่แตกต่างๆ กัน ในขณะคำสั่งกระแสชาร์จ $I_{ref} = 4A$ ซึ่งคำนวณเป็นมุม α_{ff} ได้เท่ากับ 90 องศา

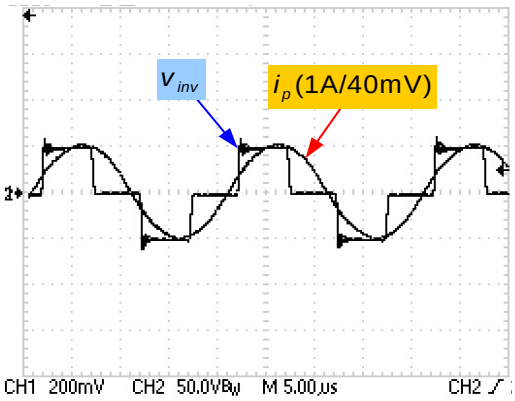
ผลการทดลองในรูปที่ 12 แสดงให้เห็นว่าขณะวงจรทำงานอยู่ในบริเวณความถี่ 49-50 kHz จะให้พฤติกรรมในการคุมค่ากระแสด้านเอาต์พุตให้คงที่ได้ค่อนข้างดี โดยไม่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันของแบตเตอรี่(อิเล็กทรอนิกส์โหลดในโหมด CV) อย่างไรก็ตามด้วยความไม่เป็นอุดมคติของส่วนประกอบกระแสชาร์จไม่สามารถติดตามคำสั่งได้ถูกต้อง ดังนั้นในการควบคุมจะต้องอาศัยตัวควบคุมแบบวงปิดร่วมด้วย

ดังที่กล่าวมาในหัวข้อที่ 2 เพื่อให้สวิตช์กำลังที่อยู่ในวงจรอินเวอร์เตอร์เกิดการทำงานในช่วงการเริ่มนำกระแสแบบ ZVS จะต้องทำให้โหลดที่ต่ออยู่กับอินเวอร์เตอร์เป็นแบบโหลดอินดักทีฟ จากรูปที่ 13 จะเห็นว่ารูปคลื่นกระแสด้านปฐมภูมิ (i_p) มีเฟสล้าหลังแรงดันที่อินเวอร์เตอร์ (v_{inv}) อยู่เล็กน้อยขณะวงจรทำงานที่ความถี่ 49.5 kHz

การทดลองถัดมาเป็นการทดสอบโดยเพิ่มส่วนการควบคุมแบบวงปิดเพื่อทำงานร่วมกับส่วนควบคุมแบบไปข้างหน้า และปรับตั้ง I_{ref} ไปที่ค่าต่างๆ โดยโหลดอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งทำงานในโหมด CV จะถูกปรับค่าแรงดันเป็น 24, 26 และ 28 V ตามลำดับ เพื่อจำลองสภาวะที่แรงดันแบตเตอรี่เพิ่มค่าขึ้นขณะทำการชาร์จในโหมด CC



รูปที่ 12 กระแสชาร์จแบตเตอรี่ที่ความถี่ต่างๆ เมื่อใช้การควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าที่ $I_{ref} = 4A$



รูปที่ 13 รูปคลื่น i_p กับ v_{inv} ที่ความถี่ 49.5 kHz $(I_{ref} = 4A \quad E_{batt} = 26V)$

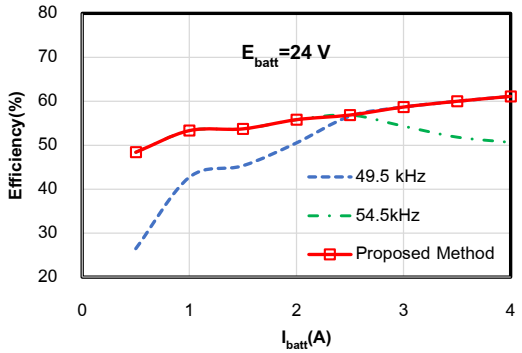
วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

จากวิธีการควบคุมตามแผนผังรูปที่ 8 เมื่อค่า $Q_o < 2$ ระบบควบคุมจะสั่งให้ $\omega = \omega_s + \Delta\omega$ ซึ่งในที่นี้กำหนดให้เพิ่มความถี่ไปจากเดิม 5 kHz เป็น 54.5 kHz เพื่อปรับปรุงให้ประสิทธิภาพสูงขึ้น โดยในการทดลองประสิทธิภาพที่ทำการวัดจะเป็นประสิทธิภาพรวมของทั้งระบบ (P_{batt}/P_{in}) ซึ่งรวมการสูญเสียทั้งในภาคอินเวอร์เตอร์ ขดลวดและวงจรเรียงกระแสสำหรับค่า $Q_o = 2$ จะสามารถคิดเป็นกระแสชาร์จเท่ากับ 2A (คำนวณจากสมการที่ (23) และ (20))

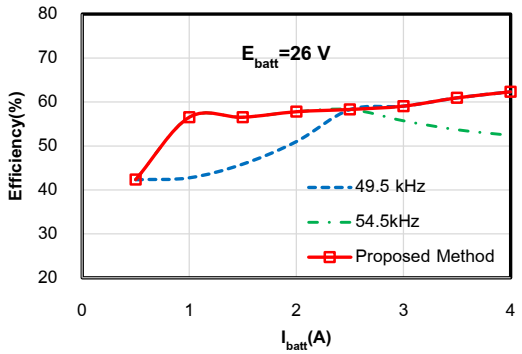
กราฟเส้นทึบสีแดงในรูปที่ 14 แสดงประสิทธิภาพรวมของระบบ IPT ที่ถูกควบคุมด้วยวิธีการที่นำเสนอ ส่วนกราฟเส้นประสีน้ำเงินและเขียวเป็นการทำงานที่ความถี่คงที่เท่ากับ 49.5 kHz และ 54.5 kHz ตามลำดับ โดยจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นโดยเฉลี่ย 10% เมื่อความถี่การสวิตช์ถูกปรับเปลี่ยนจาก 49.5 kHz เป็น 54.5 kHz ในสภาวะที่กระแสชาร์จต่ำกว่า 2 A และเมื่อกระแสชาร์จสูงกว่า 2 A ความถี่จะถูกปรับไปที่ 49.5 kHz

4.2 การทดลองโหมด CV

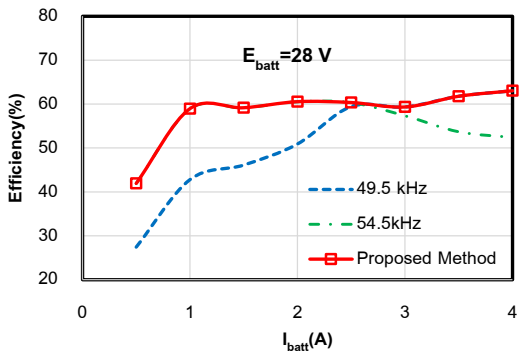
รูปที่ 15 เป็นผลการทดลองที่ได้จากระบบที่ถูกควบคุมด้วยส่วนของ Feedforward Control เพียงอย่างเดียว โดยตั้งคำสั่งแรงดันแบตเตอรี่ $V_{ref} = 28V$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดัน E_{batt} ที่วัดได้จริง เมื่อปรับให้อิเล็กทรอนิกส์โหลดที่ด้านเอาต์พุตดึงกระแสเปลี่ยนแปลงจาก 0.5 A จนถึง 3 A ขณะวงจรทำงานอยู่ในบริเวณความถี่ 57-58 kHz จะเป็นบริเวณที่แรงดัน E_{batt} ถูกคุมค่าได้ดีที่สุด โดย E_{batt} มีอัตราการเปลี่ยนแปลงต่อการเปลี่ยนแปลงกระแส I_{batt} น้อย แต่ความถูกต้องของการติดตามคำสั่งแรงดันยังมีความผิดพลาดค่อนข้างสูงเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติขององค์ประกอบในวงจร ดังนั้นจำเป็นต้องมีส่วนควบคุมแบบป้อนกลับทำงานร่วมด้วย



(ก) $E_{batt} = 24V$



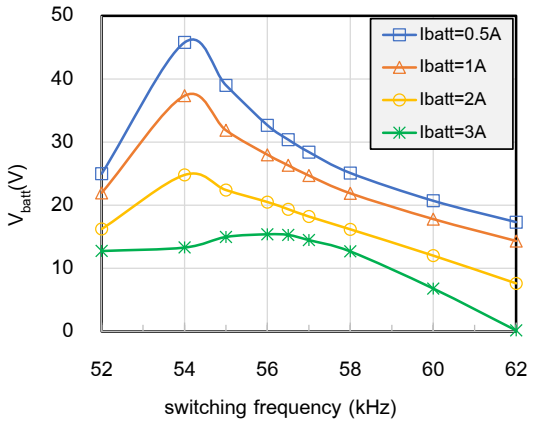
(ข) $E_{batt} = 26V$



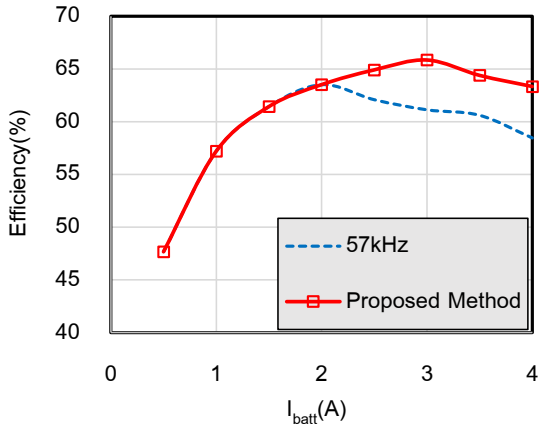
(ค) $E_{batt} = 28V$

รูปที่ 14 ประสิทธิภาพรวมของระบบ IPT เมื่อถูกควบคุมด้วยวิธีที่นำเสนอสำหรับโหมด CC

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014



รูปที่ 15 แรงดันแบตเตอรี่ที่ความถี่ต่างๆ เมื่อระบบทำงานด้วยการควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้าที่ $V_{ref} = 28V$



รูปที่ 16 ประสิทธิภาพของระบบ IPT ที่ควบคุมด้วยวิธีที่นำเสนอสำหรับโหมด CV $(V_{ref} = 28V)$

การควบคุมในโหมด CV ตามแผนผังที่ได้นำเสนอในรูปที่ 9 ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ถูกกำหนดไปที่ 57 kHz และแรงดันแบตเตอรี่จะปรับตั้งให้รักษาไว้ที่ 28 V อิเล็กทรอนิกส์โหลดที่ด้านเอาต์พุตจะถูกปรับให้ดึงกระแสเริ่มจากค่า 0.5 A ถึง 4 A โดยเมื่อคำนวณเป็นค่า R_L จะอยู่ระหว่าง 5.67 ถึง 45.39 Ω และเมื่อคำนวณเป็นค่า Q_o จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.47-3.29 โดยเมื่อกระแสดังกล่าวมีค่าสูงกว่า 2 A จะทำให้ค่า $Q_o > 2$ เป็นผลให้ตัวควบคุมสั่งให้สวิตช์เพื่อต่อตัวเก็บประจุ $C_x = 9.4\,nF$ ขนานเข้ากับ $C_p = 94\,nF$ ที่มีอยู่เดิม ทำให้ ω_p เปลี่ยนจาก $49.5k/2\pi$ ไปเป็น $46.8k/2\pi$ rad/sec และเมื่อคำนวณเป็นค่า λ ตามสมการที่ (24) จะได้เท่ากับ 0.95 และ δ_ω ตามสมการที่ (26) มีค่าเท่ากับ 0.98 ดังนั้น ω_1 จึงเปลี่ยนเป็น $\omega_1' \approx 54.5k/2\pi$ rad/sec

รูปที่ 16 แสดงให้เห็นถึงการเพิ่มขึ้นของประสิทธิภาพประมาณ 5 % เมื่อทำการปรับความถี่การทำงานและเพิ่มตัวเก็บประจุชดเชยด้านปฐมภูมิตามที่ได้กล่าวข้างต้น(เส้นทึบ) เทียบกับกรณีที่ความถี่มีค่าคงที่(เส้นประ)

5. สรุปผล

การควบคุมกระแสและแรงดันแบตเตอรี่ที่ถูกชาร์จด้วยระบบ IPT ถูกวิเคราะห์และนำเสนอ โดยใช้หลักการเปลี่ยนแปลงความถี่และตัวชดเชยด้านปฐมภูมิให้เหมาะสมตามสภาวะโหลดซึ่งเปลี่ยนแปลงตามสถานะประจุและคำสั่งกระแส/แรงดัน ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าวิธีควบคุมที่นำเสนอสามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้สูงขึ้นเมื่อเทียบกับวิธีการควบคุมแบบความถี่คงที่

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

6. เอกสารอ้างอิง

[1] G.A. Covic and J.T. Boys, Inductive power transfer, Proceedings of the IEEE, Proceeding, 2013, 101(6), 1276–1289.

[2] Y. Li, R. Mai, T. Lin, H. Sun and Z. He, A novel WPT system based on dual transmitters and dual receivers for high power applications: analysis, design and implementation, Energies, 2017, 10(2), 1–15.

[3] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart and J. Fco. Sanz, Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6), 2140–2149.

[4] X. Liu and S.Y.R. Hui, Equivalent circuit modeling of a multilayer planar winding array structure for use in a universal contactless battery charging platform, IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1), 21–29.

[5] W. Zhang and C.C. Mi, Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(6), 4768–4778.

[6] G.A.J. Elliott, G.A. Covic, D. Kacprzak, and J.T. Boys, A new concept: asymmetrical pick-ups for inductively coupled power transfer monorail systems, IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(10), 3389–3391.

[7] G.A. Covic and J.T. Boys, Modern trends in inductive power transfer for transportation applications, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1(1), 28–41.

[8] Z. Liu, L. Wang, Y. Guo and S. Li, Primary-side linear control for constant current/voltage charging of the wireless power transfer system based on the LCC-N compensation topology, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9), 8895–8904.

[9] A.B. Khan and W. Choi, Optimal charge pattern for the high-performance multistage constant current charge method for the Li-ion batteries, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(3), 1132–1140.

[10] W. Zhang, S.-C. Wong, C.K. Tse and Q. Chen, Load-independent duality of current and voltage outputs of a series- or parallel-compensated inductive power transfer converter with optimized efficiency, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1), 137–146.

วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม (The Journal of Industrial Technology)
ISSN (online): 2697-5548
DOI: 10.14416/j.ind.tech.2024.08.014

[11] W. Zhang, S.-C. Wong, C.K. Tse and Q. Chen, Analysis and comparison of secondary series- and parallel-compensated IPT systems, 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Proceeding, 2013, 2898–2903.

[12] X. Qu, H. Han, S.-C. Wong, C.K. Tse and W. Chen, Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications, IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11), 6329–6337.

[13] S. Bai, Z. Pantic and S. Lukic, A comparison study of control strategies for ZVS resonant converters, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Proceeding, 2010, 256–262.

[14] K. Aditya and S.S. Williamson, Design considerations for loosely coupled inductive power transfer (IPT) system for electric vehicle battery charging - A comprehensive review, IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Proceeding, 2014, 1-6.