

การวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมแบบเต็มบริดจ์ความถี่สูง ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่การสวิตช์

Analysis of High-Frequency Full-Bridge Series Resonant Inverter with Variable Switching Frequency Power Control

ยงยุทธ นาราษฎร์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

Email : yongyuth_nar@yahoo.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมแบบเต็มบริดจ์ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่การสวิตช์ ในบทความได้อธิบายถึงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานที่จุดเรโซแนนท์ ต่ำกว่าเรโซแนนท์และสูงกว่าเรโซแนนท์ ทำการวิเคราะห์หาสมการของแรงดันและกระแสเอาต์พุตซึ่งสามารถนำไปสู่การคำนวณหาสมการของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้ ยืนยันความถูกต้องของผลทางทฤษฎีด้วยการทดลองโดยใช้เครื่องต้นแบบมอสเฟทเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ทำงานที่แรงดันดีซีด้านอินพุตเท่ากับ 200 V ย่านการควบคุมความถี่จาก 60-80 KHz ซึ่งมีผลต่อการควบคุมกำลังไฟฟ้านด้านเอาต์พุตให้อยู่ในย่านจาก 1300-370 W

Abstract

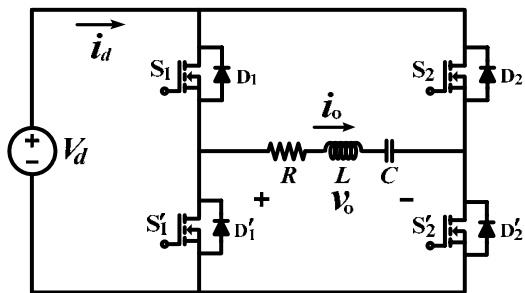
This paper presents an analysis of high-frequency full-bridge series resonant inverter circuit with variable switching frequency power control. The circuit operations at resonant, below resonant and above resonant are first discussed.

The output voltage and current equations are analyzed, which can lead to the calculation of output power equation. The theoretical results are verified by experiment using a prototype MOSFET resonant inverter running at 200 V DC input voltage, frequency control range from 60-80 kHz effecting output power control range from 1300-370 W.

1. บทนำ

อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ความถี่สูงจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมดังแสดงในรูปที่ 1 กำลังได้รับความนิยมนิยมและมีการประยุกต์ใช้งานหลากหลาย เช่น เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ เตารุ่นต้มแบบเหนี่ยวนำ เครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ เครื่องเชื่อมความถี่สูง เป็นต้น[4]-[8] เนื่องจากเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงส่งผลทำให้อุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ส่วนวิธีการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตช์ (switching loss) เนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ทำงานด้วยความถี่สูงนั้นสามารถทำได้โดยใช้เทคนิค soft

switching จึงส่งผลทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์แบบนี้มีค่าสูง



รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนซ์อนุกรม

ในบทความนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์หาสมการต่างๆ ของวงจรโดยละเอียด เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการการทำงานของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม โดยจะเริ่มจากการวิเคราะห์หาความถี่เรโซแนนซ์ วิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ การเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตและการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อปรับความถี่การสวิตช์ในย่านที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์

2. การทำงานของวงจร

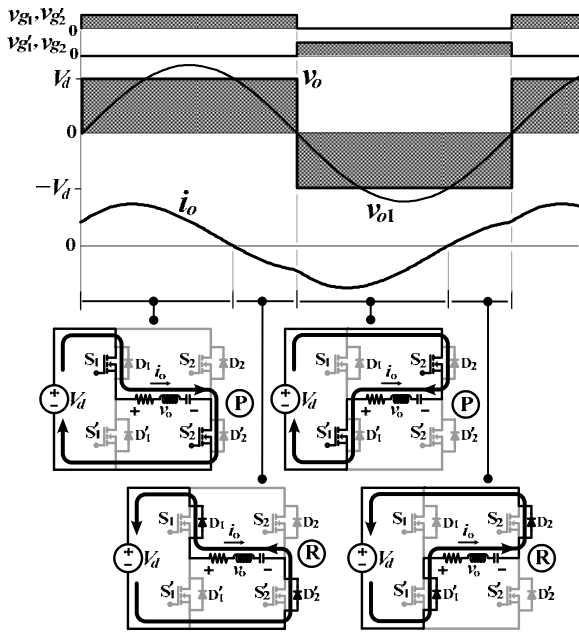
หลักการการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนซ์อนุกรมดังรูปที่ 1 เมื่อควบคุมการทำงานของคู่สวิตช์ S_1, S_2' และคู่สวิตช์ S_2, S_1' ให้นำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไปคู่ละครั้ง ไซเคิลของการสวิตช์ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุต (v_o) ของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ที่มีความสูงเท่ากับ $+V_d$ และ $-V_d$ สลับกันไปในแต่ละครั้ง ไซเคิลของคลื่นสแควร์นี้ และถ้าค่า Quality factor (Q) ของโหลดมีค่ามากพอจะทำให้คลื่นกระแสเอาต์พุต (i_o) มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ [1]-[3] กลไก

การทำงานของอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวจะแตกต่างกันขึ้นอยู่กับความถี่การสวิตช์ (f_s) โดยสามารถแบ่งได้เป็น 2 ย่านคือย่านความถี่การสวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s < f_0$) และย่านความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s > f_0$) กับอีก 1 จุดของความถี่การสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s = f_0$) โดยในแต่ละย่านจะมีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดที่แตกต่างกันซึ่งส่งผลต่อการเริ่มนำกระแส (turn on) ของสวิตช์มอสเฟตว่าจะมีการเริ่มนำกระแสขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ซึ่งจะทำให้สวิตช์ทำงานด้วยความปลอดภัยหรือเริ่มนำกระแสขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ (NON-ZVS) ซึ่งสวิตช์จะทำงานไม่ปลอดภัยทำให้เกิดความเสียหายต่อสวิตช์ได้[8] รายละเอียดการทำงานทั้งหมดอธิบายได้ดังต่อไปนี้

2.1 การทำงานเมื่อความถี่การสวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์

เมื่ออินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนซ์อนุกรมทำงานที่ความถี่การสวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร ($f_s < f_0$) ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดสามารถมองได้เป็นคาปาซิทีฟโหลด [1]-[4] ทำให้กระแสเอาต์พุต (i_o) นำหน้าองศาประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุต (v_o) หรือจุดตัดศูนย์ (zero crossing) ของคลื่นกระแสเอาต์พุตเกิดขึ้นก่อนจุดตัดศูนย์ของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยในแต่ละครั้ง ไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตจะมีโหมดการทำงานสองโหมดคือ โหมดเพาเวอร์ริง (P) ซึ่งเป็นโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีผ่านอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด และโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (R) เป็นโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้า

กลับจากโหนดคืนไปยังแหล่งจ่ายดีซี สำหรับกรณี $f_s < f_0$ นี้จะมีลำดับของโหมดการ



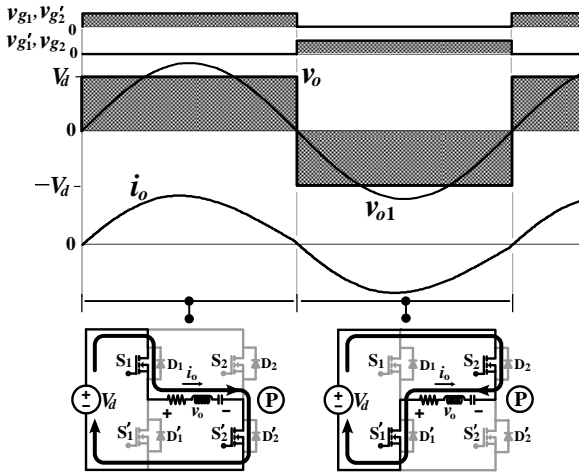
รูปที่ 2 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อ $f_s < f_0$

ทำงานในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตเป็น โหมดเพาเวอร์ริงก่อนแล้วตามด้วยโหมดรีเจนเนอเรทีฟ ซึ่งจะทำให้มีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟต (s) และไดโอด (D) ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์เป็น $S_1 - D_1 - S_1' - D_1'$ และมีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์เป็น $S_2 - D_2 - S_2 - D_2$ จากการที่ลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในแต่ละกิ่งเป็นเช่นนี้จะทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตเกิดขึ้นขณะแรงดันคร่อมสวิตช์มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ (non zero voltage switching, NON-ZVS) ตัวอย่างเช่นการเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟต s_2 ในโหมดเพาเวอร์ริงของครึ่งไซเคิลลบของแรงดันเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 2 จะเห็นว่าก่อนหน้านั้นกระแสเอาต์พุตไหลผ่าน

ไดโอด D_1 และ D_2' ทำให้มีแรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟต s_2 เท่ากับ V_d ดังนั้นขณะสวิตช์มอสเฟต s_2 เริ่มนำกระแส (turn on) จึงยังคงมีแรงดันคร่อมสวิตช์นี้เท่ากับ V_d นั่นหมายความว่าสวิตช์มอสเฟตดังกล่าวทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ซึ่งเป็นการทำงานที่ไม่ถูกต้องเป็นสาเหตุทำให้สวิตช์เกิดความเสียหายได้

2.2 การทำงานเมื่อความถี่การสวิตช์เท่ากับ ความถี่เรโซแนนท์

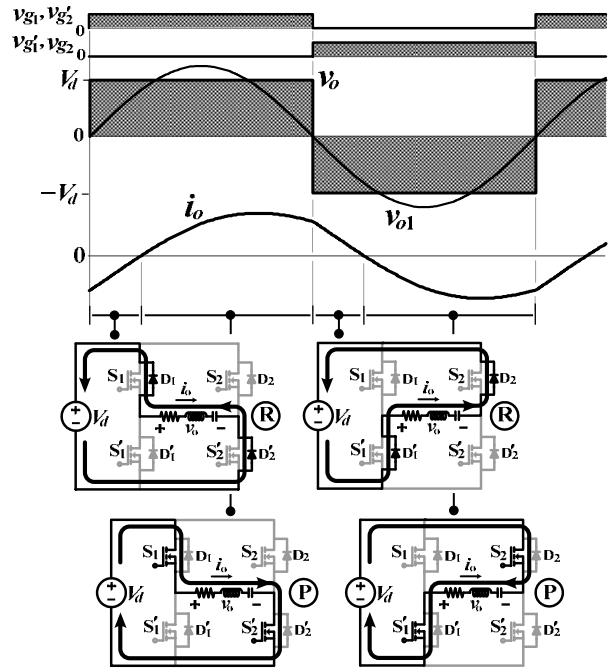
เมื่ออินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหนดเรโซแนนท์อนุกรมทำงานที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ($f_s = f_0$) ค่าอิมพีแดนซ์ของโหนดสามารถมองได้เป็นโหนดความต้านทาน [1]-[4] ทำให้กระแสเอาต์พุต (i_o) มีเฟสตรงกันกับองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุต (v_{o1}) หรือจุดตัดศูนย์ของคลื่นกระแสเอาต์พุตเกิดขึ้นพร้อมกันกับจุดตัดศูนย์ของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) ดังแสดงในรูปที่ 3 โดยในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตจะมีโหมดการทำงานเพียงโหมดเดียวคือโหมดเพาเวอร์ริง (P) สำหรับกรณี $f_s = f_0$ นี้สวิตช์มอสเฟตจะเริ่มนำกระแสขณะกระแสเท่ากับศูนย์ ในกรณีนี้ไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์มอสเฟตจะไม่มีโอกาสได้นำกระแส แต่อย่างไรก็ตามในการใช้งานโดยทั่วไปความถี่การสวิตช์จะไม่เท่ากับ ความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ดังนั้นจึงต้องมีไดโอดต่อขนานไว้ในลักษณะ antiparallel เสมอ



รูปที่ 3 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อ $f_s = f_o$

2.3 การทำงานเมื่อความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์

เมื่ออินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมทำงานที่ความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ($f_s > f_o$) ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดสามารถมองได้เป็นอินดักทีฟโหลด [1]-[4] ทำให้กระแสเอาต์พุต (i_o) ล่าหลังองค์ประกอบหลักกลุ่มของแรงดันเอาต์พุต (v_{o1}) หรือจุดตัดศูนย์ของคลื่นกระแสเอาต์พุตเกิดขึ้นหลังจุดตัดศูนย์ของคลื่น



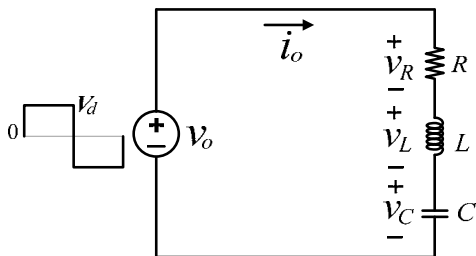
รูปที่ 4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อ $f_s > f_o$

แรงดันเอาต์พุต (v_o) ดังแสดงในรูปที่ 4 โดยในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตจะมีโหมดการทำงานสองโหมดคือโหมดเพาเวอร์ริง (P) และโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (R) สำหรับกรณี $f_s > f_o$ นี้จะมีลำดับของโหมดการทำงานในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตเป็น โหมดรีเจนเนอเรทีฟก่อนแล้วตามด้วยโหมดเพาเวอร์ริง ซึ่งจะทำให้มีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในกึ่งที่หนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์เป็น $D_1-S_1-D_1'-S_1'$ และมีลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในกึ่งที่สองของวงจรอินเวอร์เตอร์เป็น $D_2-S_2-D_2'-S_2'$ จากการที่ลำดับการนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตและไดโอดในแต่ละกึ่งเป็นเช่นนี้จะทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟตเกิดขึ้นขณะแรงดันคร่อมสวิตช์มีค่าเท่ากับศูนย์ (zero voltage switching, ZVS) ตัวอย่างเช่น การเริ่มนำกระแสของสวิตช์มอสเฟต S_2 ในโหมดเพาเวอร์ริงของครึ่งไซเคิล

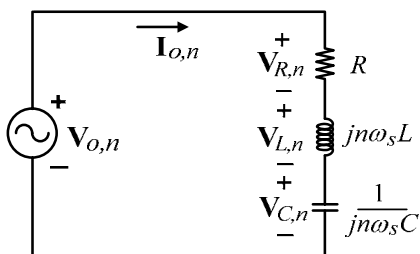
ลของแรงดันเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 4 จะเห็นว่า ก่อนหน้านั้นกระแสเอาต์พุตไหลผ่านไดโอด D_2 และ D_1 ทำให้มีแรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟต S_2 เท่ากับ ศูนย์ ดังนั้นขณะสวิตช์มอสเฟต S_2 เริ่มนำกระแสจะมีแรงดันคร่อมสวิตช์นี้เป็นศูนย์ นั่นหมายความว่าสวิตช์มอสเฟตดังกล่าวทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ซึ่งเป็นการทำงานที่ถูกต้อง

3. การวิเคราะห์หากระแสและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

จากการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทำให้ได้คลื่นแรงดันในลักษณะสแควร์ด้านเอาต์พุต (v_o) มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ (f_s) จ่ายให้โหลดเรโซแนนซ์อนุกรม สามารถแสดงวงจรด้านเอาต์พุตนี้ได้ดังรูปที่ 5(ก) และแทนด้วยวงจรเฟเซอร์ที่องค์ประกอบคลื่นไซน์ความถี่ $n\omega_s$ ใด ๆ ได้ดังรูปที่ 5(ข)



(ก) วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์



(ข) วงจรเฟเซอร์ที่องค์ประกอบความถี่ $n\omega_s$ ใด ๆ รูปที่ 5 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมและวงจรเฟเซอร์ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

วงจร RLC อนุกรมในรูปที่ 5 จะเกิดเรโซแนนซ์ขึ้นเมื่อค่าความถี่ (ω_s) ของแรงดันเอาต์พุตทำให้ค่าค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำเท่ากับค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ ($\omega_s L = 1/\omega_s C$) ซึ่งจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเท่ากับ R ($Z = R$) และความถี่ที่ทำให้เกิดเรโซแนนซ์นี้มีค่าดังสมการ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

หรือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2)$$

เมื่อกำหนดให้ค่า characteristic impedance (Z_0) ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมนี้เท่ากับ

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{L}{C}} \\ &= \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \end{aligned} \quad (3)$$

การเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ (X_L) และค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ (X_C) เทียบกับการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ขององค์ประกอบหลักมูล (f_1) ของแรงดันเอาต์พุตคลื่นสแควร์ซึ่งมีค่าเท่ากับความถี่การสวิตช์ (f_s) สามารถพิจารณาอ้างอิงกับ Z_0 ได้ดังนี้

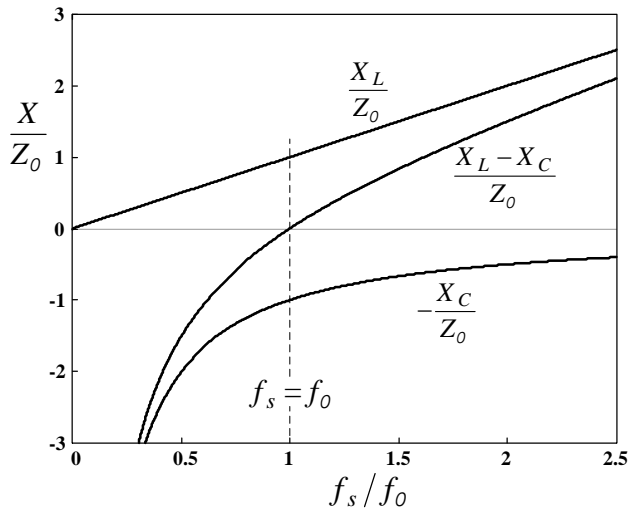
$$\frac{X_L}{Z_0} = \frac{\omega_s L}{\omega_0 L} = \frac{\omega_s}{\omega_0} \quad (4)$$

และ

$$\frac{-X_C}{Z_0} = \frac{(-1/\omega_s C)}{(1/\omega_0 C)} = -\frac{\omega_0}{\omega_s} \quad (5)$$

สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่า X_L/Z_0 และค่า $-X_C/Z_0$ เทียบกับอัตราส่วนความถี่

หลักมูลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทต่อความถี่เรโซแนนท์ของวงจร (f_s/f_0) ได้ดังรูปที่ 6 ซึ่งจะพบว่า $X_L/Z_0 = X_C/Z_0$ เมื่อความถี่หลักมูลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจร



รูปที่ 6 การเปลี่ยนแปลงค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ (X_L) และตัวเก็บประจุ (X_C) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราส่วนความถี่ f_s/f_0

แรงดันเอาท์พุทคลื่นสแควร์จากอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรมในรูปที่ 5(ก) สามารถแสดงในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการ

$$v_o = \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} (2 - 2\cos n\pi) \sin n\omega t \quad (6)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ $n\omega_s$ ใด ๆ ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมดังรูปที่ 5(ข) สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} Z_n &= R + j \left(n\omega_s L - \frac{1}{n\omega_s C} \right) \\ &= Z_0 \left[\frac{1}{Q} + j \left(\frac{n\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_s} \right) \right] \end{aligned} \quad (7)$$

โดยที่ค่า Quality factor (Q) ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมมีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (8)$$

จะได้ขนาดของอิมพีแดนซ์ใน (7) มีค่าดังสมการ

$$Z_n = Z_0 \sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{n\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega} \right)^2} \quad (9)$$

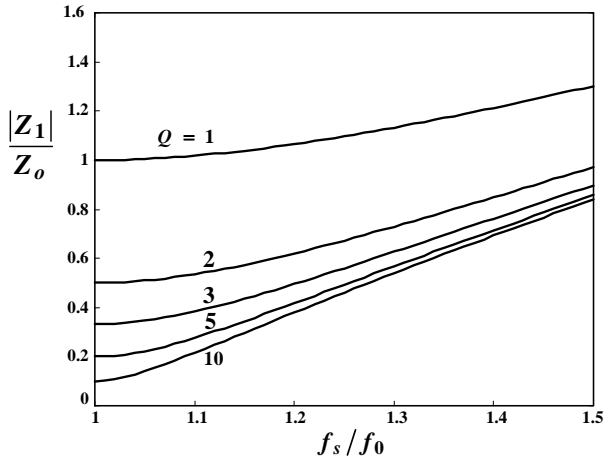
และมุมของอิมพีแดนซ์เท่ากับ

$$\theta_n = \tan^{-1} \left[Q \left(\frac{n\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_s} \right) \right] \quad (10)$$

ค่า normalized ของขนาดอิมพีแดนซ์เท่ากับ

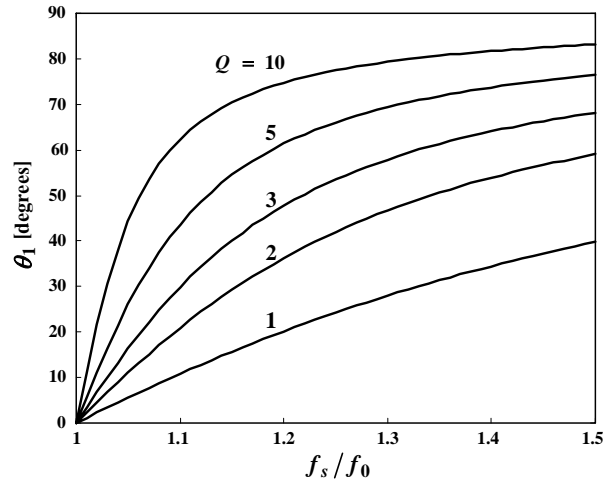
$$\frac{Z_n}{Z_0} = \sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{n\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_s} \right)^2} \quad (11)$$

กำหนดให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ $f_s > f_0$ สามารถแสดงเส้นกราฟเป็นค่า normalized ของอิมพีแดนซ์ขององค์ประกอบหลักมูลในขณะที่ยื่นเปลี่ยนแปลงที่ค่า Q ต่าง ๆ จากสมการ (11) ได้ดังรูปที่ 7 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่ของการสวิตช์สูงขึ้นจะส่งผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์สูงขึ้นตาม ในขณะที่ค่า Q สูงขึ้นจะส่งผลทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดอิมพีแดนซ์เร็วกว่าและขนาดอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำลง



รูปที่ 7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของอิมพีแดนซ์ขององค์ประกอบหลักมูลและอัตราส่วนความถี่ f_s/f_0

อิมพีแดนซ์ซึ่งเท่ากับมุมต่างเฟสระหว่างองค์ประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตในสมการ (10) เมื่อนำมาพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์นี้เทียบกับอัตราส่วนความถี่ f_s/f_0 จะได้เส้นกราฟดังรูปที่ 8 จะเห็นว่าเมื่อความถี่การสวิตช์สูงขึ้นจะส่งผลให้อิมพีแดนซ์มีค่าสูงขึ้นตามและมีค่าเป็นบวก ซึ่งส่งผลให้องค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาต์พุต (i_{o1}) มีเฟสล่าหลังองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุต (v_{o1}) มากขึ้น และอิมพีแดนซ์นี้จะมีค่าเท่ากับศูนย์เมื่อความถี่การสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์พอดีทำให้กระแส i_{o1} มีเฟสตรงกันกับแรงดัน v_{o1} ในขณะที่ค่า Q สูงขึ้นจะส่งผลให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์เข้าใกล้ 90° เร็วขึ้น



รูปที่ 8 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนความถี่ f_s/f_0

จากองค์ประกอบต่างๆ ของคลื่นแรงดันเอาต์พุตใน (6) ขนาดและมุมของอิมพีแดนซ์ใน (9) และ (10) ตามลำดับ สามารถนำมาคำนวณหาองค์ประกอบต่างๆ ของคลื่นกระแสเอาต์พุตได้ดังสมการ

$$i_o = \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{nZ_n} (2 - 2\cos n\pi) \sin(n\omega_s t - \theta_n) \quad (12)$$

จากสมการของกระแสเอาต์พุตที่ได้นี้นำไปสู่การคำนวณหาแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์นี้ได้ดังสมการ

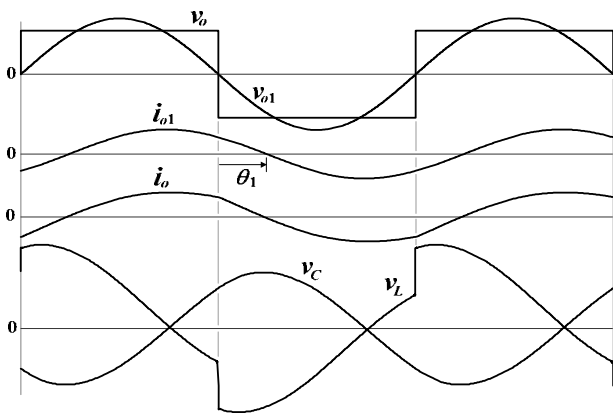
$$v_L = \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{Z_n} (2 - 2\cos n\pi) \omega_s L \sin\left(n\omega_s t - \theta_n + \frac{\pi}{2}\right) \quad (13)$$

และคำนวณหาแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ของวงจรได้ดังสมการ

$$v_C = \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2 Z_n \omega_s C} (2 - 2\cos n\pi) \sin\left(n\omega_s t - \theta_n - \frac{\pi}{2}\right) \quad (14)$$

แรงดันเอาต์พุต (v_o) ในสมการ (6) กระแสเอาต์พุต (i_o) ในสมการ (12) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเร

โซแนนท์ (v_L) ในสมการ (13) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุโซแนนท์ (v_C) ในสมการ (14) สามารถแสดงลักษณะคลื่นของแรงดันและกระแสในสมการเหล่านี้ได้ดังรูปที่ 9 ซึ่งสามารถมองวงจร RLC อนุกรมเป็นโหลดอินดักทีฟเนื่องจากค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุโซแนนท์ต่ำกว่าค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ ส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์รวมของกระแสเอาต์พุต (i_{o1}) มีเฟสล่าช้าองค์ประกอบหลักของแรงดันเอาต์พุต (v_{o1}) เท่ากับ θ_1



รูปที่ 9 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ในวงจรเรโซแนนท์อนุกรม

จากคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่แสดงไว้ในรูปที่ 9 ถึงแม้ว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรจะมีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ แต่จะได้กระแสเอาต์พุตมีลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์ เนื่องจากเมื่อพิจารณาจากขนาดของอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ในกราฟรูปที่ 7 พบว่าขนาดอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุดเมื่อ $f_s = f_o$ และมีค่าสูงขึ้นเมื่อ $f_s > f_o$ นั่นหมายความว่าเมื่อแรงดันเอาต์พุตคลื่น สแควร์มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนท์หรือต่างจากความถี่เรโซแนนท์เล็กน้อย ทำให้ขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่

หลักมูล (Z_1) มีค่าต่ำและขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ (Z_3, Z_5, Z_7, \dots) มีค่าสูง ส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์รวมของกระแสเอาต์พุตไหลผ่านวงจรได้ดี ในขณะที่อิมพีแดนซ์ของกระแสเอาต์พุตไหลผ่านวงจรได้น้อยมาก

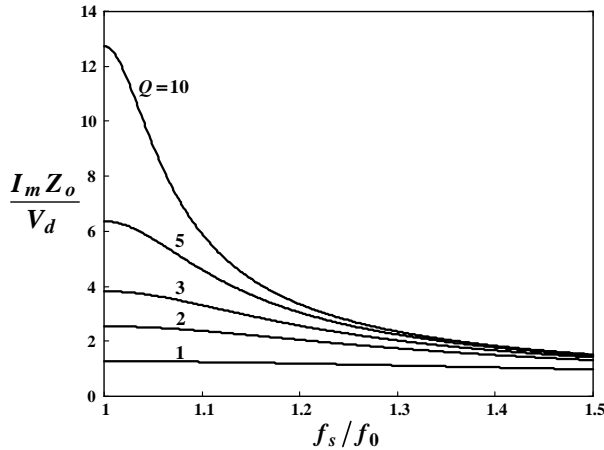
จากองค์ประกอบต่าง ๆ ของกระแสเอาต์พุตในสมการ (12) สามารถคำนวณหาค่าแอมพลิจูดของกระแสที่เป็นฟังก์ชันของค่า Q และความถี่หลักมูลซึ่งเท่ากับความถี่การสวิตช์ (ω_s) ได้ดังสมการ

$$I_m = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{V_d}{n\pi Z_n} (2 - 2\cos n\pi) \right)^2} \quad (15)$$

$$= \frac{V_d}{\pi Z_0} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(2 - 2\cos n\pi)^2}{n^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{n\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_s} \right)^2 \right]} \right]}$$

และจะได้ค่า normalized ของกระแสเอาต์พุตนี้ดังสมการ

$$\frac{I_m Z_0}{V_d} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(2 - 2\cos n\pi)^2}{n^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{n\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_s} \right)^2 \right]} \right]} \quad (16)$$



รูปที่ 10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกระแส
เอาร์ทพุท ($\frac{I_m Z_o}{V_d}$) และอัตราส่วนความถี่ f_s/f_0

ค่า normalized ของกระแสเอาร์ทพุทในสมการ (16) เมื่อพล็อตเทียบกับอัตราส่วนของความถี่ f_s/f_0 ในย่านจาก 1 ถึง 1.5 ที่ค่า Q ต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 10 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่ากระแสเอาร์ทพุทของวงจรจะมีค่าสูงสุดเมื่อความถี่หลักมูลของแรงดันเอาร์ทพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจรและมีค่าแปรผันตามค่า Q ของวงจร

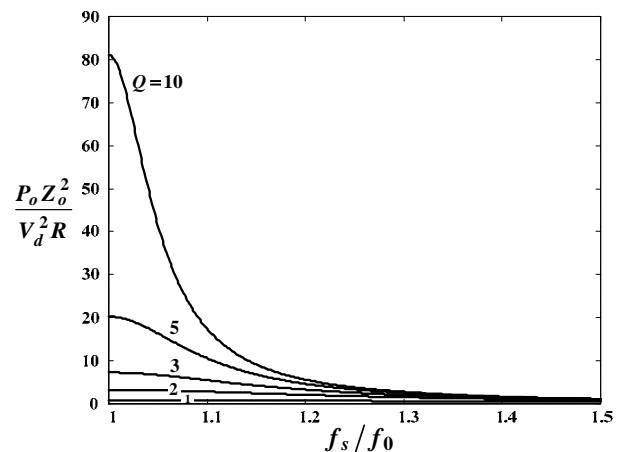
สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาร์ทพุทของอินเวอร์เตอร์นี้ได้จากผลรวมของกำลังไฟฟ้าที่เกิดจากองค์ประกอบหลักมูลและองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสดังสมการ

$$\begin{aligned}
 P_o &= \sum_{n=1}^{\infty} (I_{o,rms,n}^2 R) \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{V_d}{\sqrt{2n\pi Z_n}} (2 - 2\cos n\pi) \right)^2 R \\
 &= \frac{V_d^2 R}{2\pi^2 Z_o^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{(2 - 2\cos n\pi)^2}{n^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{n\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_s} \right)^2 \right]} \right)
 \end{aligned} \quad (17)$$

ซึ่งจะได้ค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาร์ทพุทนี้เท่ากับ

$$\frac{P_o Z_o^2}{V_d^2 R} = \frac{1}{2\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{(2 - 2\cos n\pi)^2}{n^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{n\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_s} \right)^2 \right]} \right) \quad (18)$$

ค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาร์ทพุทในสมการ (18) เมื่อพล็อตเทียบกับอัตราส่วนของความถี่ f_s/f_0 ในย่านจาก 1 ถึง 1.5 ที่ค่า Q ต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 11 จะเห็นได้ว่าค่ากำลังไฟฟ้าเอาร์ทพุทจะมีค่าสูงสุดเมื่อความถี่หลักมูลของแรงดันเอาร์ทพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจรและมีค่าลดลงเมื่อความถี่หลักมูลของแรงดันเอาร์ทพุทมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นจึงสามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาร์ทพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ได้โดยการปรับเพิ่มความถี่หลักมูลของแรงดันเอาร์ทพุทซึ่งทำได้โดยการปรับเพิ่มความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์นั่นเอง



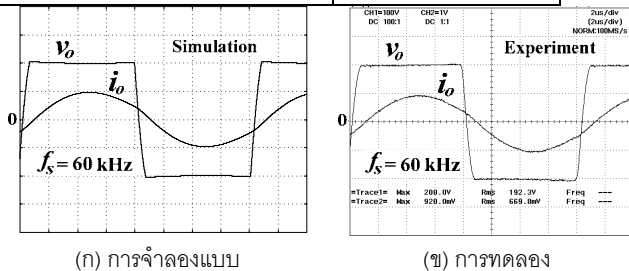
รูปที่ 11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลัง
ไฟฟ้าเอาร์ทพุท ($P_o Z_o^2 / V_d^2 R$) และอัตราส่วน
ความถี่ f_s/f_0

4. ผลการจำลองแบบและการทดลอง

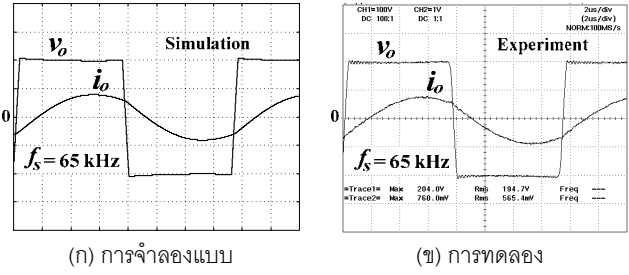
เมื่อทำการทดสอบเครื่องต้นแบบของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโวลต์เรโซแนนท์อนุกรมที่ออกแบบและสร้างขึ้นโดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 1 สามารถแสดงลักษณะคลื่นของแรงดันเอาต์พุต (v_o) และกระแสเอาต์พุต (i_o) โดยเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบด้วยโปรแกรม PSpice ที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับ 60 kHz, 65 kHz, 70 kHz และ 75 kHz ได้ดังรูปที่ 12, 13, 14 และ 15 ตามลำดับ

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการจำลองแบบและการทดลอง

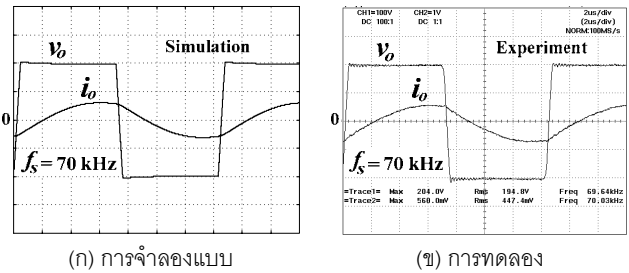
Experimental parameters		Actual values
MOSFET IRFP460	V_{DSS}	500 V
	I_D	20 A
	$R_{DS(on)}$	0.27 Ω
Resonant capacitor, C		0.044 μF
Resonant inductor, L		170 μH
Load resistor, R		25 Ω
Resonant frequency, f_0		58.39 kHz
Quality factor, Q		2.49
DC link voltage, V_d		200 V



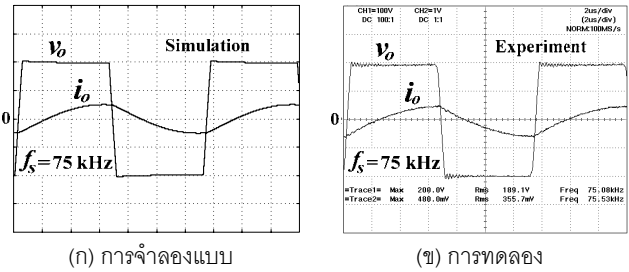
รูปที่ 12 คลื่นของแรงดันเอาต์พุต (v_o) และกระแสเอาต์พุต (i_o)
 ขณะ $f_s = 60$ kHz สเกล : 100 V/Div, 10 A/Div, 2 μs /Div



รูปที่ 13 คลื่นของแรงดันเอาต์พุต (v_o) และกระแสเอาต์พุต (i_o)
 ขณะ $f_s = 65$ kHz สเกล : 100 V/Div, 10 A/Div, 2 μs /Div



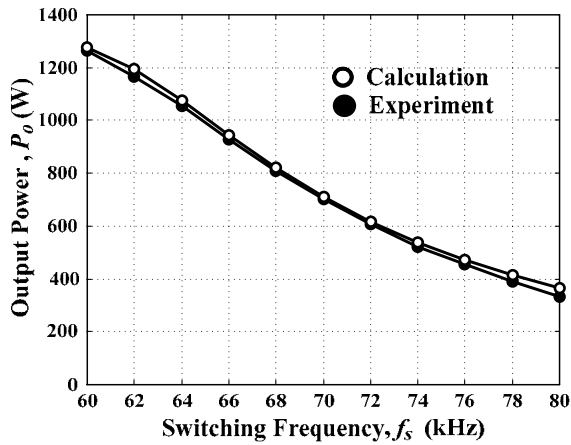
รูปที่ 14 คลื่นของแรงดันเอาต์พุต (v_o) และกระแสเอาต์พุต (i_o)
 ขณะ $f_s = 70$ kHz สเกล : 100 V/Div, 10 A/Div, 2 μs /Div



รูปที่ 15 คลื่นของแรงดันเอาต์พุต (v_o) และกระแสเอาต์พุต (i_o)
 ขณะ $f_s = 75$ kHz สเกล : 100 V/Div, 10 A/Div, 2 μs /Div

และเมื่อใช้สมการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นฟังก์ชันของความถี่การสวิตช์ที่ได้วิเคราะห์ไว้ใน (17) นำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในย่านความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ในย่าน 60 - 80 kHz สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตนี้ได้ดังรูปที่

16 พร้อมทั้งยืนยันความถูกต้องของหลักการวิเคราะห์ที่นำเสนอด้วยผลการทดลองซึ่งได้แสดงไว้ในกราฟรูปเดียวกัน



รูปที่ 16 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o) และความถี่การสวิตช์ (f_s)

5. สรุป

จากการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมแบบเต็มบริดจ์ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่การสวิตช์พร้อมสร้างเครื่องต้นแบบเพื่อทดสอบยืนยันความถูกต้องของทฤษฎีที่นำเสนอสามารถสรุปประเด็นสำคัญได้ดังนี้

(1) การปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ด้วยวิธีปรับเพิ่มความถี่การสวิตช์จะต้องปรับความถี่การสวิตช์ในย่านที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์เท่านั้น ทั้งนี้เพื่อให้อุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เริ่มนำกระแสขณะแรงดันเป็นศูนย์

(2) เมื่อปรับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ให้สูงขึ้นในย่านที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์จะทำให้แอมพลิจูดของกระแสเอาต์พุตมีค่าต่ำลงพร้อมทั้งมุมเฟสของกระแสเอาต์พุตจะล่าหลังแรงดันเอาต์พุตมากขึ้นส่งผลทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าลดลง

(3) เมื่อทำการปรับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ต้นแบบในย่านจาก 60 – 80 kHz จะส่งผลทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตลดลงจาก 1300-370 W

เอกสารอ้างอิง

- [1] Marian K. Kazimierczuk and Dariusz Czarkowski, *Resonant Power Converters*. John Wiley & Sons, 1995.
- [2] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] D. W. Hart, *Introduction to Power Electronic*. Prentice-Hall, 1997.
- [4] Marian K. Kazimierczuk, "Class D Voltage-Switching MOSFET Power Amplifier," *IEE Proceedings-B*, Vol. 138, No. 6, pp. 285-296, November 1991.
- [5] P. Viriya, N. Yongyuth and K. Matsuse, "Analysis of Two Continuous Control Regions of Conventional Phase Shift and Transition Phase Shift for Induction Heating Inverter under ZVS and NON-ZVS Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, No. 6, pp. 2794-2805, 2008.
- [6] S. Llorente, F. Monterde, J. M. Burdio and J. Acero, "A Comparative Study of Resonant Inverter Topologies Used in Induction Cookers," *Applied Power Electronics*

Conference and Exposition (APEC 2002), pp. 1168-1174, 2002.

[7] J. M. Burdio, L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navarro, and J. Acero, "Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverter," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 19, No. 2, pp. 461-469, 2004.

[8] L. Grajales and F. C. Lee, "Control System Design and Small Signal Analysis of a Phase-Shift-Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating," Proceeding of Power Electronics Specialist Conference (PESC'95), pp. 450-456, 1995.