

ภาคผนวก

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- (1) ยงยุทธ นารายณ์ และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ “การวิเคราะห์ความถี่สวิตช์ในสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิวิตีไซด์เซลล์ที่มีผลของตัวเก็บประจุแคปซิเตอร์ของมอเตอร์สำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 32 (EECON-32) , มหาวิทยาลัยมหิดล, ปรจันบุรี, ตุลาคม 2552, หน้า 499-502
- (2) ยงยุทธ นารายณ์ “การวิเคราะห์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิวิตีไซด์เซลล์สำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง” การประชุมทางวิชาการ มหาวิทยาลัย เกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6, ธันวาคม 2552 , หน้า 763 - 771
- (3) ยงยุทธ นารายณ์ “การวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิวิตีไซด์เซลล์ที่คำนึงถึงผลของตัวเก็บประจุแคปซิเตอร์ของมอเตอร์สำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง” วารสารวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม, ปีที่ 11, ฉบับที่ 1, ลำดับที่ 20, มกราคม-มิถุนายน 2553, หน้า 73 - 85



PROCEEDINGS VOL. 1

PW - Electrical Power System
PE - Power Electronics
CT - Control System and Instrument Technology
CP - Computer and Information Technology

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๒
๒๘-๓๐ ตุลาคม ๒๕๕๒ โรงแรมทวาราวดี รีสอร์ท จ.ปราจีนบุรี

32nd Electrical Engineering Conference

28-30 October 2009 Tawaravadee Resort Hotel, Prachinburi, Thailand



เพื่อคนไทย



จัดการประชุมโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
หลักสูตรวิทยาศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชา
เทคโนโลยีการจัดการระบบสารสนเทศ
และภาควิชาวิศวกรรมชีวการแพทย์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล

การวิเคราะห์ความถี่สวิทช์ในสถานะ ZVS และ NON-ZVS ในวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดีวี่ไซด์ ที่มีผลของตัวเก็บประจุแคปซอร์สของมอสเฟตสำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

Analysis of ZVS and NON-ZVS Switching Frequencies for a Duty Cycle Control Resonant Inverter with MOSFET Drain-Source Capacitance for the Load of High-Frequency Induction Heating

ยงยุทธ นารายณ์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม ถ. เพชรเกษม ภาษีเจริญ กรุงเทพฯ 10160

โทร. 02-4570068 ต่อ 123 โทรสาร. 02-4573982 Email : yongyuth_nar@yahoo.com

วิริยะ พิเชฐจรรย์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ถ. นนทบุรี ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. 02-7373000 ต่อ 3516 Email : kpviya@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้นำเสนอการคำนวณวิเคราะห์ความถี่สวิทช์ของวงจรที่มีการสวิทช์แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และการสวิทช์แรงดันไม่เป็นศูนย์ (NON-ZVS) ในวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดีวี่ไซด์ซึ่งมีการพิจารณาผลของตัวเก็บประจุแคปซอร์สของมอสเฟตสำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยเริ่มจากการวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรต่างๆ อย่างละเอียดทั้งภายใต้บริเวณย่านการทำงานของ ZVS และ NON-ZVS ซึ่งจะได้สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ของโหมดการทำงานเหล่านี้สำหรับการใช้ในการคำนวณลักษณะคลื่นตามจุดต่างๆ ของวงจรที่นำเสนอ โดยการใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณ ผลการคำนวณของลักษณะคลื่นเหล่านี้สามารถนำไปสู่การพิจารณาค่าความถี่สวิทช์วิกฤติ $f_{c,cr}$ ซึ่งจะนำมาใช้ในการพิจารณาค่าความถี่สวิทช์ในสถานะ ZVS และความถี่สวิทช์ในสถานะ NON-ZVS ผลการคำนวณทางทฤษฎีที่นำเสนอนี้ยังได้มีการยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองโดยใช้เครื่องต้นแบบขนาดพิกัด 3 kW ที่ได้สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ

คำสำคัญ: การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ, เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์, สวิทช์แรงดันศูนย์, สวิทช์แรงดันไม่เป็นศูนย์

Abstract

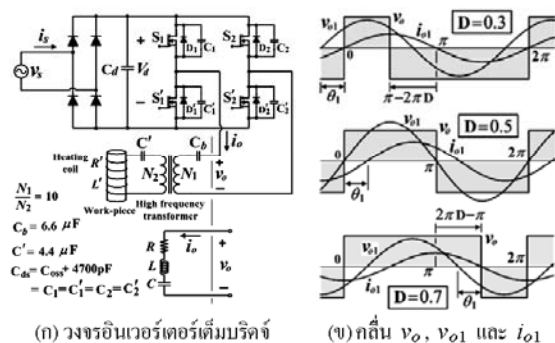
This paper presents the analysis of zero voltage switching (ZVS) frequency and nonzero voltage switching (NON-ZVS) frequency for a duty cycle control resonant inverter with MOSFET drain-source capacitance for the load of high-frequency induction heating. A variety of modes of circuit operation both under the operating regions of ZVS and NON-ZVS are first analyzed in details. Various voltage and current equations of these modes of circuit operation are then obtained and used for calculation of the waveforms in various parts of the proposed circuit using MATLAB program. The calculated results can lead to the

consideration of critical switching frequency which is used to determine ZVS and NON-ZVS operating frequencies. The proposed theoretical results are also verified by experimental ones, using a prototype test set rated at 3 kW in the laboratory.

Keywords : induction heating, resonant inverter, ZVS, NON-ZVS

1. บทนำ

อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงดังแสดงในรูปที่ 1(ก) มีหลายวิธีในการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต วิธีการหนึ่งที่นิยมและทำได้ง่ายคือการควบคุมด้วยดีวี่ไซด์ (D) ของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) [3] ซึ่งมีคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตดังแสดงในรูปที่ 1(ข) โดยที่ค่าดีวี่ไซด์สามารถปรับได้ 2 ย่านที่สมมาตรกันคือย่านจาก 0.5 ถึง 0 และย่านจาก 0.5 ถึง 1 ทำให้ขนาดขององค์ประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตมีค่าสูงสุดที่ $D=0.5$ และมีค่าลดลงเมื่อปรับค่า D ให้เข้าใกล้ 0 หรือเข้าใกล้ 1 ส่งผลให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าสูงสุดเมื่อปรับค่า $D=0.5$ และมีค่าลดลงเมื่อปรับค่า D เข้าใกล้ 0 หรือเข้าใกล้ 1



(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ (ข) คลื่น v_o , v_{o1} และ i_{o1}
รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ควบคุมด้วยดีวี่ไซด์จ่ายโหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

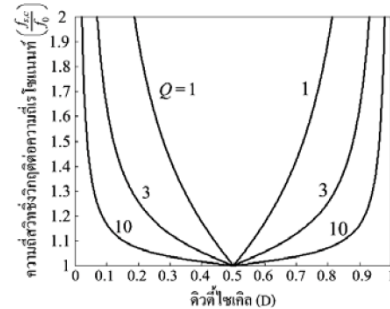
อย่างไรก็ตามการปรับค่าตัวชี้เซลล์ทั้งสองข้างดังกล่าวข้างต้นนี้ จะต้องควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS เสมอเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายต่อสวิตช์ แต่เมื่อปรับค่าตัวชี้เซลล์ให้ลดลงจาก 0.5 ($D < 0.5$) จะทำให้ห้องคัพประกอบหลักของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_{o1}) นำหน้าขอบหน้าครึ่งไซเคิลบวกของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) มากขึ้น ทำให้ห้องคัพประกอบหลักของกระแสเอาต์พุต (i_{o1}) วิ่งเข้าสู่ขอบหน้าครึ่งไซเคิลบวกของคลื่นแรงดัน v_o มากขึ้น ดังแสดงด้วยรูปบนของรูปที่ 1(ข) จนทำให้กระแส i_{o1} นำหน้าขอบหน้าของคลื่น v_o ในที่สุด ส่งผลให้อินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในทำนองเดียวกันเมื่อปรับค่าตัวชี้เซลล์ไปในทิศทางข้าม ($D > 0.5$) ก็จะทำให้กระแส i_{o1} นำหน้าขอบหน้าครึ่งไซเคิลบวกของคลื่น v_o และส่งผลให้อินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ได้เช่นกันดังแสดงด้วยรูปล่างของรูปที่ 1(ข) ดังนั้นเพื่อให้อินเวอร์เตอร์ยังคงทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดทั้งสองย่านของการควบคุมด้วยตัวชี้เซลล์จะต้องควบคุมไม่ให้คลื่น i_{o1} นำหน้าขอบหน้าของคลื่น v_o ซึ่งสามารถทำได้โดยการปรับเพิ่มความถี่สวิตช์ (f_s) ขึ้นเล็กน้อย โดยที่ความถี่สวิตช์ค่าต่ำสุดก่อนที่คลื่นกระแส i_{o1} จะนำหน้าขอบหน้าของคลื่น v_o ซึ่งต่อไปนี้จะเรียกว่าความถี่สวิตช์วิกฤติ ($f_{s,c}$) สามารถพิจารณาได้จากคลื่นแรงดันและกระแสรูปบนและรูปล่างของรูปที่ 1(ข) ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สวิตช์วิกฤติกับค่าตัวชี้เซลล์ดังแสดงใน (1) และสามารถแสดงด้วยเส้นกราฟในรูปที่ 2

$$\frac{f_{s,c}}{f_0} = \frac{\tan\left(\left(\frac{\pi - 2\pi D}{2}\right)\right)}{2Q} + \sqrt{1 + \left[\frac{\tan\left(\left(\frac{\pi - 2\pi D}{2}\right)\right)}{2Q}\right]^2} \quad (1)$$

โดยที่ f_0 คือค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรซึ่งมีค่าเท่ากับ $1/(2\pi\sqrt{LC})$ และ Q คือค่า quality factor ของวงจรซึ่งมีค่าเท่ากับ $(2\pi f_0 L)/R$ หรือเท่ากับ $1/(2\pi f_0 RC)$

การทำงานของวงจรที่กล่าวมาข้างต้นเป็นกรณีที่ไม่นำถึงถึงผลของตัวเก็บประจุแคปซอร์ (C_{ds}) ของมอสเฟต ในระหว่างการปรับค่าตัวชี้เซลล์จึงสามารถทำนายได้ว่าการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของอินเวอร์เตอร์จะเกิดขึ้นเสมออันมีการปรับเพิ่มความถี่สวิตช์ให้มีค่าสูงขึ้นพอที่จะทำให้มุมเฟสของกระแสเอาต์พุตไม่นำหน้าทั้งขอบหน้าครึ่งไซเคิลบวกและลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุต [1],[2] แต่ในทางปฏิบัติเมื่อใช้มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์จะพบว่า C_{ds} ปรากฏอยู่ระหว่างแคปซอร์สทำให้การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของอินเวอร์เตอร์อาจจะไม่เกิดขึ้นถึงแม้ว่าได้ปรับเพิ่มความถี่สวิตช์จนกระทั่งมุมเฟสของกระแสเอาต์พุตไม่นำหน้าทั้งขอบหน้าครึ่งไซเคิลบวกและลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุตแล้วก็ตาม ทั้งนี้เนื่องจากกระแสไหลคมีค่าไม่มากพอที่จะดีสชาร์จตัวเก็บประจุ C_{ds} ได้เสร็จสมบูรณ์ก่อนที่ตัวสวิตช์ดังกล่าวจะเริ่มนำกระแสในครั้งถัดไป [1],[2] ดังนั้นการที่จะยังคงรักษาสภาวะการทำงานของวงจรให้อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ได้นั้นจะต้องปรับเพิ่มความถี่

สวิตช์ให้สูงขึ้นไปจากเดิมอีก โดยงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์เพื่อพิจารณาความถี่สวิตช์ที่ทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์ยังคงทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการปรับค่าตัวชี้เซลล์โดยนำผลของ C_{ds} รวมเข้ามาในการพิจารณาด้วย

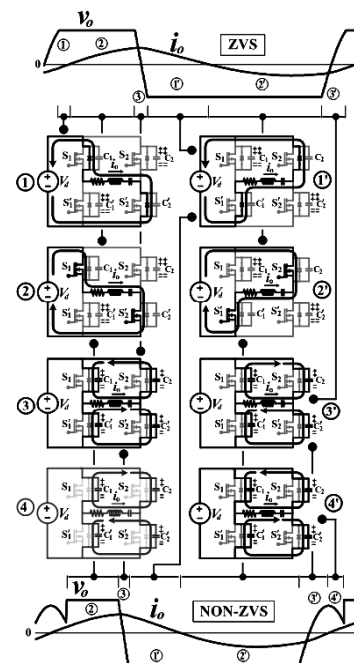


รูปที่ 2 ความสัมพันธ์ระหว่าง $f_{s,c}/f_0$ และ D

2. การวิเคราะห์วงจรพร้อมคลื่นการคำนวณและทดลอง

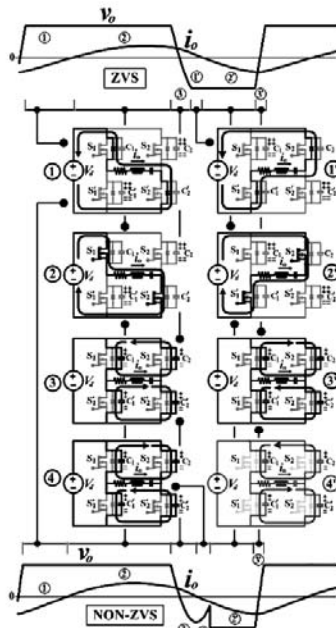
2.1 โหมดการทำงานของวงจร

วงจรซึ่งแสดงการทำงานในโหมดต่าง ๆ ในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS สำหรับกรณี $D < 0.5$ นั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3 ซึ่งมีลำดับโหมดการทำงานคือ 0 ① ② ③ ④ ⑤ สำหรับกรณี ZVS และ ① ② ③ ④ ⑤ ⑥ สำหรับกรณี NON-ZVS ส่วนในรูปที่ 4 แสดงโหมดการทำงานสำหรับกรณี $D > 0.5$ มีลำดับโหมดการทำงานคือ ① ② ③ ④ ⑤ สำหรับกรณี ZVS และ ① ② ③ ④ ⑤ ⑥ สำหรับกรณี NON-ZVS



รูปที่ 3 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS

สำหรับกรณี $D < 0.5$ ($D = 0.35$)



รูปที่ 4 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS
สำหรับกรณี $D > 0.5$ ($D = 0.65$)

2.2 สมการแรงดันและกระแสในแต่ละโหมดการทำงาน

จากวงจรการทำงานในแต่ละโหมดตลอดช่วงหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันและกระแสที่พุดังได้แสดงในรูปที่ 3 และ 4 นั้นสามารถนำมาวิเคราะห์หาสมการคลื่นแรงดันและกระแสที่พุด v_o, i_o ได้ดังสมการ (2) จากโหมด ①② สมการ (3) จากโหมด ③④ สมการ (4) จากโหมด ⑤⑥ และสมการ (5) จากโหมด ⑦⑧

$$\begin{aligned} v_o &= V_d \\ i_o &= e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{V_d - V - \alpha L I}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_1 t + I \cos \omega_1 t \right] \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} v_o &= \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \right) \left(\frac{1}{\alpha^2 + \omega_2^2} \right) \left[e^{-\alpha t} (A_1 \sin \omega_2 t + B_1 \cos \omega_2 t) + D_1 \right] \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2} \left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V'_1 - V'_2}{2L} - \alpha I \right) \sin \omega_2 t + \omega_2 I \cos \omega_2 t \right] \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} v_o &= -V_d \\ i_o &= e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{-V_d - V - \alpha L I}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_1 t + I \cos \omega_1 t \right] \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} v_o &= \left(\frac{C'_1 + C'_2}{C'_1 C'_2} \right) \left(\frac{1}{\alpha^2 + \omega_2^2} \right) \left[e^{-\alpha t} (A_2 \sin \omega_2 t + B_2 \cos \omega_2 t) + D_2 \right] \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2} \left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V'_1 - V'_2}{2L} - \alpha I \right) \sin \omega_2 t + \omega_2 I \cos \omega_2 t \right] \end{aligned} \quad (5)$$

โดยที่

V_1, V'_1, V_2 และ V'_2 คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C_1, C'_1, C_2

และ C'_2 ตามลำดับ

I คือค่าเริ่มต้นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์

V คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุโซแนนซ์

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \quad \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}, \quad \omega_2 = \sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{2LC_{ds}}\right) - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

$$A_1 = \left\{ RC_{ds} (V_1 - V_2 + V'_1 - V'_2)(\alpha^2 + \omega_2^2) - 2LI(\alpha^2 + \omega_2^2) - 2\alpha(V + V_1 - V_2) - \alpha(C_{ds}/C)(V_1 - V_2 + V'_1 - V'_2) - \alpha C_{ds} L(V_1 - V_2 + V'_1 - V'_2)(\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4\omega_2 L)$$

$$B_1 = \left\{ (-C_{ds}/C)(V_1 - V_2 + V'_1 - V'_2) - 2(V + V_1 - V_2) + C_{ds} L(V_1 - V_2 + V'_1 - V'_2)(\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4L)$$

$$D_1 = \left\{ (C_{ds}/C)(V_1 - V_2 + V'_1 - V'_2) + 2(V - V_1 - V_2) \right\} (1/4L)$$

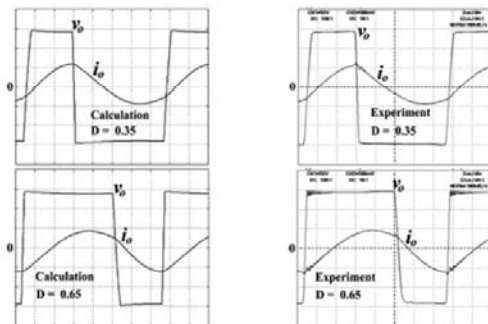
$$A_2 = \left\{ RC_{ds} (V'_2 - V'_1 + V_2 - V_1)(\alpha^2 + \omega_2^2) - 2LI(\alpha^2 + \omega_2^2) - 2\alpha(V + V'_2 - V'_1) - \alpha(C_{ds}/C)(V'_2 - V'_1 + V_2 - V_1) - \alpha C_{ds} L(V'_2 - V'_1 + V_2 - V_1)(\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4\omega_2 L)$$

$$B_2 = \left\{ (-C_{ds}/C)(V'_2 - V'_1 + V_2 - V_1) - 2(V + V'_2 - V'_1) + C_{ds} L(V'_2 - V'_1 + V_2 - V_1)(\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4L)$$

$$D_2 = \left\{ (C_{ds}/C)(V'_2 - V'_1 + V_2 - V_1) + 2(V - V'_2 - V'_1) \right\} (1/4L)$$

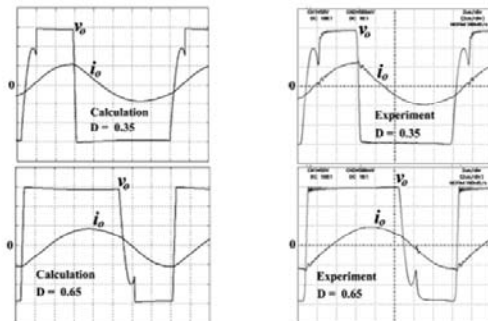
2.3 ลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสจากการคำนวณและการทดลอง

จากสมการ v_o, i_o ในแต่ละโหมดการทำงานใน (2) - (5) สามารถใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณและเขียนคลื่นแรงดันและกระแสที่พุดเหล่านี้ ซึ่งสามารถแสดงลักษณะคลื่นได้ดังรูปที่ 5 สำหรับกรณีการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และรูปที่ 6 สำหรับกรณีการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS พร้อมทั้งได้ยืนยันความถูกต้องของผลการคำนวณด้วยคลื่นจากการทดลองซึ่งแสดงไว้ในรูปเดียวกันของแต่ละกรณี



รูปที่ 5 คลื่น v_o, i_o คำนวณและทดลองของวงจรทำงานแบบ ZVS

สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μ s/Div

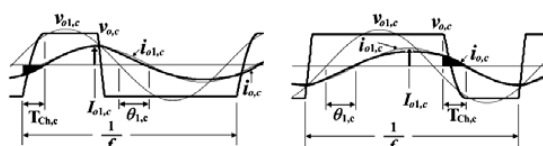


รูปที่ 6 คลื่น v_o, i_o คำนวณและทดลองของวงจรทำงานแบบ NON-ZVS

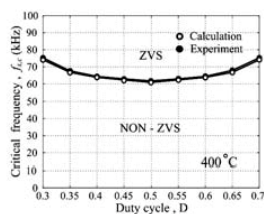
สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μ s/Div

3. ผลกระทบของตัวแปรที่มีต่อความถี่สวิตช์ ZVS หรือ NON-ZVS

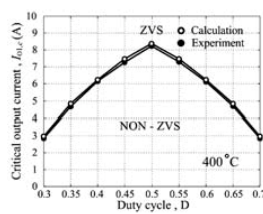
เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ยังคงทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดงาน การปรับค่าความถี่สวิตช์ที่มีการพิจารณาผลการคิดหาระดับกับประจุ C_{ds} ของสวิตช์ MOSFET จะต้องควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานด้วยความถี่สวิตช์ที่สูงกว่าความถี่สวิตช์วิกฤต ($f_{s,c}$) ซึ่งลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ความถี่สวิตช์วิกฤตนี้แสดงได้ดังรูปที่ 7 โดยอาศัยคลื่นคำนวณที่จุดวิกฤตนี้ก็จะได้ความถี่สวิตช์วิกฤตตลอดงานของการปรับค่าความถี่สวิตช์ (D) ดังแสดงด้วยเส้นกราฟในรูปที่ 8 พร้อมทั้งได้อธิบายความถูกต้องด้วยผลการทดลองในกราฟรูปเดียวกัน ทุกจุดบนเส้นกราฟของความถี่สวิตช์วิกฤตนี้จะมี current-time area ของกระแสเอาต์พุตที่ตรงกันแรงในคลื่นรูปที่ 7 เท่ากันตลอด ถ้า current-time area นี้เล็กกว่าที่จุดวิกฤตจะทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานใน NON-ZVS ในทางกลับกัน ถ้า current-time area ใหญ่กว่าที่จุดวิกฤตจะทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะ ZVS โดยที่ขนาดของ current-time area วิกฤตนี้ นอกจาก $f_{s,c}$ แล้วยังขึ้นกับตัวแปรวิกฤตอีก 3 ตัวแปรได้แก่ค่าพิคขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาต์พุตวิกฤต ($I_{o1,c}$) ค่ามูฟสลับหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤต ($\theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุ



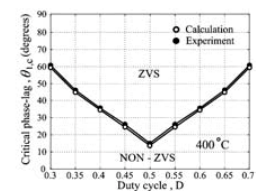
รูปที่ 7 นิยามของตัวแปรวิกฤต $f_{s,c}$, $I_{o1,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{ch,c}$



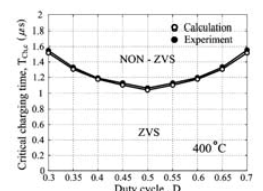
รูปที่ 8 $f_{s,c}$ vs. D



รูปที่ 9 $I_{o1,c}$ vs. D



รูปที่ 10 $\theta_{1,c}$ vs. D



รูปที่ 11 $T_{ch,c}$ vs. D

วิกฤต ($T_{ch,c}$) โดยนิยามของค่าตัวแปรวิกฤตเหล่านี้สามารถกำหนดจากคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตวิกฤตที่แสดงในรูปที่ 7(a) สำหรับกรณี $D < 0.5$ และรูปที่ 7(b) สำหรับกรณี $D > 0.5$ เส้นกราฟความสัมพันธ์

ของตัวแปรวิกฤต $I_{o1,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{ch,c}$ กับค่าความถี่สวิตช์ที่เกิดทั้งผลจากการคำนวณและทดลองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 9, 10 และ 11 ตามลำดับ

4. สรุป

- (1) การออกแบบระบบควบคุมของมอเตอร์อินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดกระโหลกแบบที่ควบคุมด้วยตัวสวิตช์ที่เกิดของคลื่นแรงดันเอาต์พุตจะต้องมีการควบคุมค่าความถี่สวิตช์และความถี่สวิตช์ไปพร้อมๆ กัน ทั้งนี้เพื่อให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดงานการทำงาน
- (2) ผลของตัวเก็บประจุแคปซิเตอร์ของมอเตอร์ทำให้ความถี่สวิตช์วิกฤตมีค่าสูงกว่ากรณีไม่คิดผลของตัวเก็บประจุแคปซิเตอร์
- (3) การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดกระโหลกแบบที่ควบคุมด้วยตัวสวิตช์ที่เกิดของคลื่นแรงดันเอาต์พุตสามารถทำได้ 2 ย่านที่สมมาตรกันคือย่านที่ปรับค่าความถี่สวิตช์จาก 0.5 ถึง 0 และย่านที่ปรับค่าความถี่สวิตช์จาก 0.5 ถึง 1

5. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนจากมหาวิทยาลัยสยาม

เอกสารอ้างอิง

- [1] J. A. Sabate, R. W. Farrington, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Effect of Switch Capacitance on Zero-Voltage Switching of Resonant Converters," Proceeding of Applied Power Electronics Conference, 1992, pp. 213-220.
- [2] P. Vinaya, N. Yongyuth and K. Matsue, "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, 2008, pp. 2794-2805.
- [3] P. K. Jain, A. St-Martin, and G. Edwards, "Asymmetrical Pulse-Width-Modulated Resonant DC/DC Converter Topologies," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 11, No. 3, 1996, pp. 413-422.

ประวัติผู้เขียนบทความ



ดร.นารายณ์ สรีนนิวัตรสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตและวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ

ทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม ทำงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



วิริยะ พิเชฐจำเริญ การศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับสอง) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปริญญาโทจากมหาวิทยาลัยอัสสัมชัญ และปริญญาเอกจากมหาวิทยาลัยเมจิ ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทำงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



การประชุมวิชาการ

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6

8 - 9 ธันวาคม 2552

The 6th KU-KPS Conference

8 - 9 December 2009



- พืชและเทคโนโลยีชีวภาพ
- สัตว์และสัตวแพทย์
- วิทยาศาสตร์ เทคโนโลยี และสิ่งแวดล้อม
- วิศวกรรมศาสตร์
- วิทยาศาสตร์สุขภาพและการกีฬา
- ส่งเสริมการเกษตร
- ศึกษาศาสตร์และพัฒนศาสตร์
- มนุษยศาสตร์และสังคมศาสตร์

บทคัดย่อ
ABSTRACT

เกษตรศาสตร์ก้าวไกล
อาหารปลอดภัย สู้ภัยเศรษฐกิจ

การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6

**การวิเคราะห์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิล
สำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง**
**Analysis of a Duty Cycle Control Resonant Inverter for the Load of
High-Frequency Induction Heating**

ยงยุทธ นารายณ์¹
Yongyuth Naras¹

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้นำเสนอการวิเคราะห์เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิลสำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยเริ่มจากการวิเคราะห์วงจรแสดงการทำงานในโหมดต่างๆ ในระหว่างการควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิล จากนั้นหาสมการของแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรแสดงการทำงานในโหมดเหล่านี้ และใช้สำหรับการคำนวณคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตโดยใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณ เมื่อวิเคราะห์คลื่นแรงดันและกระแสเหล่านี้โดยใช้การวิเคราะห์ฟูเรียร์ สามารถนำไปสู่การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ ผลการคำนวณทางทฤษฎีที่นำเสนอนี้ยังได้มีการยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองโดยใช้เครื่องต้นแบบขนาดพิกัด 3 kW ที่ได้สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ

คำสำคัญ : เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ ดิวิตีไซเคิล

ABSTRACT

This paper presents an analysis of a duty cycle control resonant inverter for the load of high-frequency induction heating. A variety of modes of circuit operation during duty cycle control are analyzed as a first step. Then, the output voltage and current equations of these modes of circuit operation are obtained and used for calculation of the output voltage and current waveforms using MATLAB program. These waveforms will be analyzed by Fourier analysis which can lead further to the calculation of output power P_o of the inverter. The proposed theoretical results are also verified by experimental ones, using a prototype test set rated at 3 kW in the laboratory.

Keywords : resonant, inverter, induction heating, duty cycle

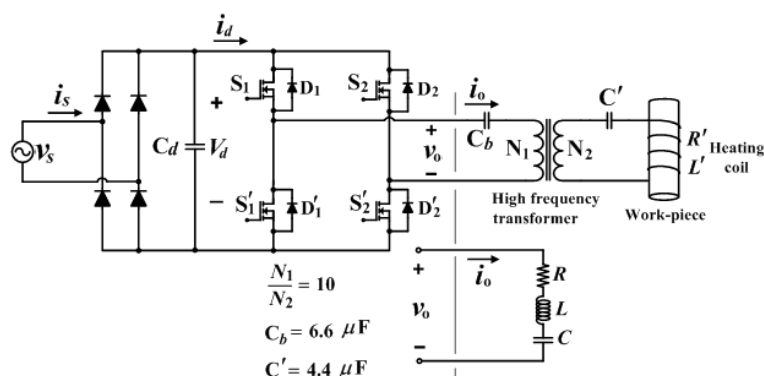
E-mail : Yongyuth_nar@yahoo.com

¹ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม กรุงเทพฯ 10160

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Siam University, Bangkok 10160

คำนำ

วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์สำหรับใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงดังแสดงในรูปที่ 1 มีหลายวิธีสำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ได้แก่ การควบคุมความถี่สวิตชิง (Frequency Control) ในย่านความถี่ที่สูงกว่าตำแหน่งเรโซแนนท์ของวงจร (M. K. Kazimierczuk และคณะ, 1995) การควบคุมจำนวนพัลส์ (Pulse Density Modulated, PDM) (H. Fujita และคณะ, 1996) การควบคุมแบบเลื่อนเฟส (Phase Shift Control) (L. Grajales และคณะ, 1993) การควบคุมเนื้อที่แรงดันแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage Cancellation Control) (J. M. Burdío และคณะ, 2004) และอีกวิธีการหนึ่งที่ยอมรับและทำได้ง่ายคือการควบคุมด้วยดีวตีไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (Duty-Cycle Control) (P. Imbertson และคณะ, 1997) ซึ่งเป็นวิธีที่นำเสนอในบทความนี้ โดยนำเสนอการวิเคราะห์เพื่อให้เห็นอย่างชัดเจนว่าในระหว่างการปรับค่าดีวตีไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) เมื่อวิเคราะห์หาองค์ประกอบต่างๆ ของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์นี้โดยใช้การวิเคราะห์ฟูเรียร์ทำให้สามารถอธิบายได้ว่าทำไมจึงสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดประเภทอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำได้ด้วยการควบคุมดีวตีไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตดังกล่าว และผลจากการวิเคราะห์นี้ทำให้สามารถอธิบายได้ว่าการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตด้วยวิธีนี้สามารถทำได้ในสองย่านที่สมมาตรกันคือจาก 0 ถึง 0.5 และจาก 0.5 ถึง 1



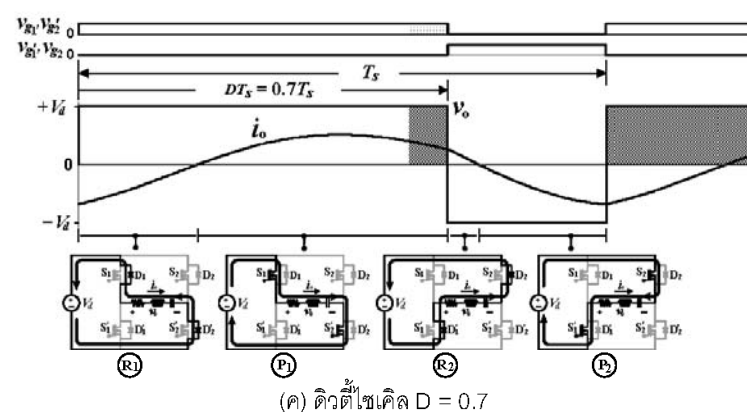
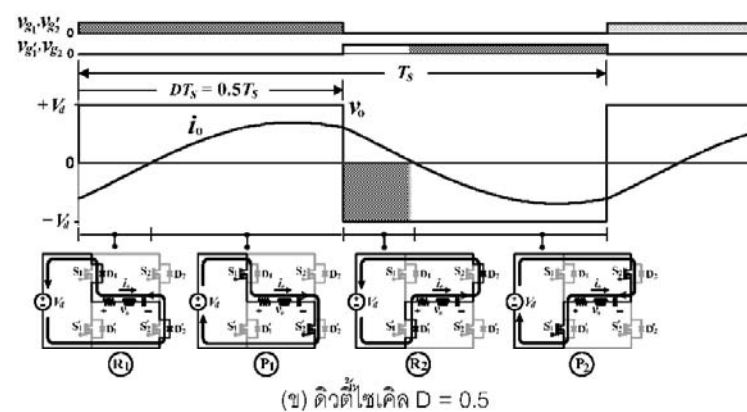
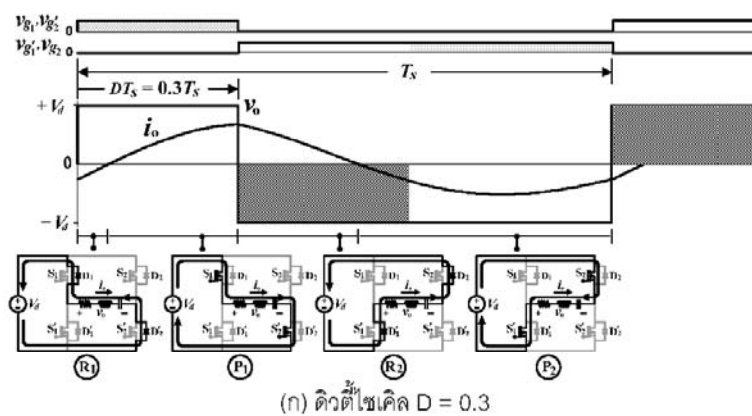
รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จ่ายโหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

การวิเคราะห์หาโหมดการทำงานของวงจรพร้อมสมการแรงดันและกระแสเอาต์พุต

1. วงจรแสดงการทำงานในแต่ละโหมด

วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ที่นำเสนอในบทความนี้ใช้เพาเวอร์ MOSFET เบอร์ IRFP460 เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานด้านเอาต์พุตสามารถแทนด้วย $R' L'$ อนุกรม ในขณะที่ C_b และ C' คือตัวเก็บประจุที่ใช้ในการสักรัดองค์ประกอบดีซี (blocking capacitor) และตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (resonant capacitor) ตามลำดับ เมื่อย้ายตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเหล่านี้มารวมไว้ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด (N_1/N_2) เท่ากับ 10 จะได้วงจรสมมูลด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แทนด้วย RLC อนุกรมดังแสดงในรูปที่ 1 ซึ่งในการวิเคราะห์ต่อไปนี้จะสามารถแทนโหลดด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ด้วย RLC อนุกรมดังกล่าว

การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6



รูปที่ 2 สัญญาณขับเกท คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตและวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมด

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการควบคุมดิวตี้ไซเคิล (D) ของคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ในรูปที่ 1 ทำได้โดยการควบคุมให้คู่สวิตช์ S_1 และ S_2 นำกระแสในช่วงเวลา DT_s ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุต $v_o = +V_d$ และคู่สวิตช์ S_2 และ S_1 นำกระแสในช่วงเวลา $(1-D)T_s$ ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุต

$v_o = -V_d$ โดยในแต่ละไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตจะมีโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทั้งหมดสี่โหมด ประกอบด้วย โหมดรีเจนเนอเรทีฟสองโหมดคือรีเจนเนอเรทีฟแรงดันบวก (R_1) และรีเจนเนอเรทีฟแรงดันลบ (R_2) ซึ่งเป็นโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้ากลับจากโหลดคืนไปยังแหล่งจ่ายดีซีด้านอินพุตและโหมดเพาเวอร์อีกสองโหมดคือเพาเวอร์แรงดันบวก (P_1) และเพาเวอร์แรงดันลบ (P_2) ซึ่งเป็นโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีด้านอินพุตผ่านอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ลักษณะสัญญาณควบคุมเกทคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตและวงจรแสดงการทำงานในแต่ละโหมดภายในหนึ่งไซเคิลของการสวิตช์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2(ก), 2(ข) และ 2(ค) สำหรับกรณีที่ค่าดีวีไอเซิลเท่ากับ 0.3, 0.5 และ 0.7 ตามลำดับ

2. สมการและคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต

จากวงจรแสดงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดดังแสดงในรูปที่ 2 สามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันและกระแสเอาต์พุต (v_o , i_o) ในแต่ละโหมดแสดงได้ดังสมการ

$$v_o(t) = \begin{cases} V_d & , \quad 0 < t < DT_s \\ -V_d & , \quad DT_s < t < T_s \end{cases} \quad (1)$$

$$i_o(t) = \begin{cases} e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{V_d - V - \alpha LI}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_d t + I \cos \omega_d t \right] & , \quad 0 < t < DT_s \\ e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{-V_d - V - \alpha LI}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_d t + I \cos \omega_d t \right] & , \quad DT_s < t < T_s \end{cases} \quad (2)$$

โดยที่

I คือค่าเริ่มต้นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ในแต่ละโหมดการทำงาน

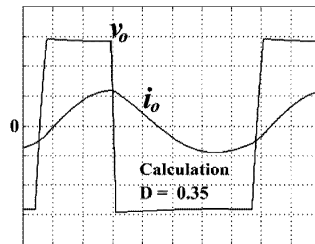
V คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ในแต่ละโหมดการทำงาน

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \quad \omega_d = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

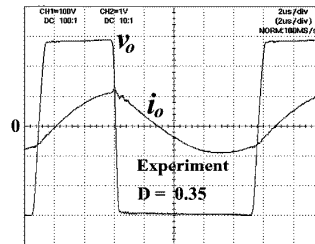
T_s คือคาบเวลาของคลื่นแรงดันเอาต์พุตซึ่งเท่ากับคาบเวลาของการสวิตช์

จากสมการ v_o , i_o ในแต่ละโหมดการทำงานใน (1) และ (2) สามารถใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณและเขียนคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตเหล่านี้ ซึ่งสามารถแสดงลักษณะคลื่นได้ดังรูปที่ 3 สำหรับกรณีที่ค่าดีวีไอเซิลเท่ากับ 0.35 รูปที่ 4 สำหรับกรณีที่ค่าดีวีไอเซิลเท่ากับ 0.5 และรูปที่ 5 สำหรับกรณีที่ค่าดีวีไอเซิลเท่ากับ 0.65 พร้อมทั้งได้ยืนยันความถูกต้องของผลการคำนวณด้วยคลื่นจากการทดลองซึ่งแสดงไว้ในรูปเดียวกันของแต่ละกรณี

การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6

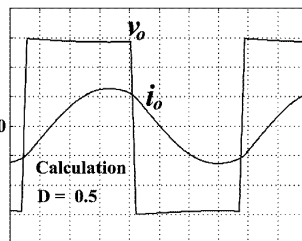


(ก) คำนวณ

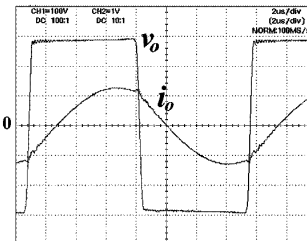


(ข) ทดลอง

รูปที่ 3 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o , i_o จากการคำนวณและทดลอง ขณะ $D = 0.35$

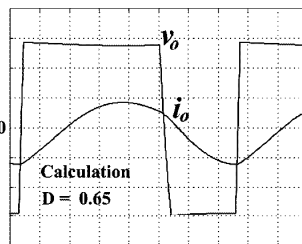


(ก) คำนวณ

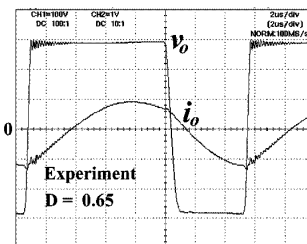


(ข) ทดลอง

รูปที่ 4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o , i_o จากการคำนวณและทดลอง ขณะ $D = 0.5$



(ก) คำนวณ



(ข) ทดลอง

รูปที่ 5 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o , i_o จากการคำนวณและทดลอง ขณะ $D = 0.65$

การวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิล

ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอจะเริ่มจากการคำนวณหาองค์ประกอบต่างๆ ของทั้งคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตในระหว่างที่มีการปรับค่าดิวิตีไซเคิล ซึ่งเมื่อพิจารณาจากคลื่นแรงดันเอาต์พุต (v_o) ของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยการควบคุมดิวิตีไซเคิล (D) ในย่านจาก 0 ถึง 1 ดังแสดงในรูปที่ 2 เมื่อทำการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของคลื่นนี้สามารถแสดงองค์ประกอบต่างๆ ของคลื่นแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} v_o = & (2D-1)V_d + \frac{V_d}{\pi} [(2\sin 2\pi D)\cos \omega_s t + (2-2\cos 2\pi D)\sin \omega_s t] \\ & + \frac{V_d}{2\pi} [(2\sin 2 \times 2\pi D)\cos 2\omega_s t + (2-2\cos 2 \times 2\pi D)\sin 2\omega_s t] \\ & + \frac{V_d}{3\pi} [(2\sin 3 \times 2\pi D)\cos 3\omega_s t + (2-2\cos 3 \times 2\pi D)\sin 3\omega_s t] + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

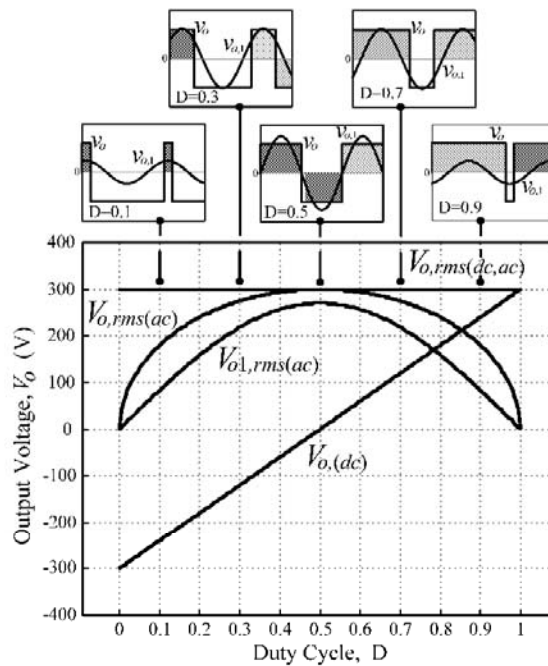
โดยที่ ω_s คือความถี่เชิงมุมขององค์ประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตซึ่งเท่ากับความถี่สวิตช์

การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6

จากสมการแสดงองค์ประกอบต่างๆ ของคลื่นแรงดัน v_o ใน (3) เมื่อกำหนดให้ $V_d = 300$ V ตลอดย่านการปรับค่าดิ้วตีไซเคิลจาก 0 ถึง 1 สามารถคำนวณหาองค์ประกอบดิ้วตีไซ ($V_{o,(dc)}$) ค่า rms ขององค์ประกอบเอซี ($V_{o,rms(ac)}$) ค่า rms ขององค์ประกอบหลักมูล ($V_{o1,rms(ac)}$) และค่า rms ขององค์ประกอบดิ้วตีไซรวมกับเอซี ($V_{o,rms(dc,ac)}$) และพล็อตกราฟแสดงเปลี่ยนแปลงเทียบกับค่าดิ้วตีไซเคิลแสดงได้ดังรูปที่ 6

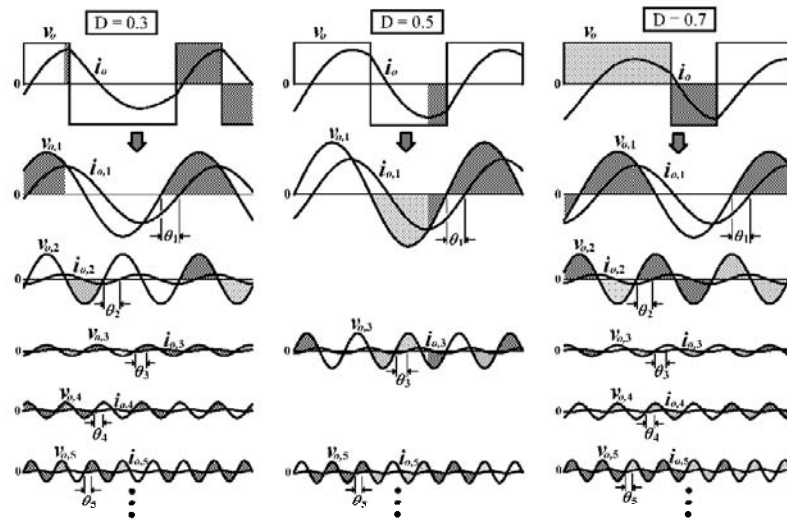
เมื่อจ่ายแรงดันเอาต์พุตดังใน (3) ให้กับโหลด RLC อนุกรมซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ Z_1 และอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์เท่ากับ $Z_3, Z_5, Z_7, \dots$ จะได้องค์ประกอบต่างๆ ของคลื่นกระแสเอาต์พุตดังสมการ

$$i_o = \frac{V_d}{\pi Z_1} [(2 \sin 2\pi D) \cos(\omega_s t - \theta_1) + (2 - 2 \cos 2\pi D) \sin(\omega_s t - \theta_1)] \\ + \frac{V_d}{2\pi Z_2} [(2 \sin 2 \times 2\pi D) \cos(2\omega_s t - \theta_2) + (2 - 2 \cos 2 \times 2\pi D) \sin(2\omega_s t - \theta_2)] \\ + \frac{V_d}{3\pi Z_3} [(2 \sin 3 \times 2\pi D) \cos(3\omega_s t - \theta_3) + (2 - 2 \cos 3 \times 2\pi D) \sin(3\omega_s t - \theta_3)] + \dots \quad (4)$$



รูปที่ 6 การเปลี่ยนแปลงของ $V_{o,(dc)}$, $V_{o,rms(ac)}$, $V_{o1,rms(ac)}$ และ $V_{o,rms(dc,ac)}$ ขณะปรับค่าดิ้วตีไซเคิล D

การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6



รูปที่ 7 องค์ประกอบฮาร์มอนิกของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตพร้อมมุมต่างเฟส

องค์ประกอบฮาร์มอนิกของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตใน (4) และ (5) สามารถแสดงลักษณะคลื่นได้ดังรูปที่ 7 ซึ่งจะเห็นว่าในกรณี $D=0.3$ และ $D=0.7$ จะมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกลำดับที่ 2, 3, 4, 5, ... ส่วนกรณี $D=0.5$ จะมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกลำดับที่ 3, 5, 7, ... และจากองค์ประกอบของคลื่นเหล่านี้สามารถนำไปใช้สำหรับการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้ดังสมการ

$$P_o = V_{o1}I_{o1} \cos \theta_1 + V_{o2}I_{o2} \cos \theta_2 + V_{o3}I_{o3} \cos \theta_3 + \dots \quad (5)$$

โดยที่

$$V_{o1} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{\pi}(2 \sin 2\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{\pi}(2 - 2 \cos 2\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}}, \quad V_{o2} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{2\pi}(2 \sin 4\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{2\pi}(2 - 2 \cos 4\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}},$$

$$V_{o3} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{3\pi}(2 \sin 6\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{3\pi}(2 - 2 \cos 6\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}}, \quad \dots$$

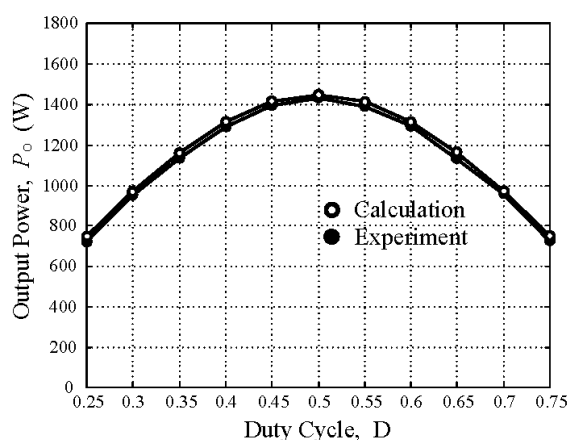
$$I_{o1} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{\pi Z_2}(2 \sin 2\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{\pi Z_2}(2 - 2 \cos 2\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}}, \quad I_{o2} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{2\pi Z_2}(2 \sin 4\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{2\pi Z_2}(2 - 2 \cos 4\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}},$$

$$I_{o3} = \frac{\sqrt{\left[\frac{V_d}{3\pi Z_3}(2 \sin 6\pi D)\right]^2 + \left[\frac{V_d}{3\pi Z_2}(2 - 2 \cos 6\pi D)\right]^2}}{\sqrt{2}}, \quad \dots$$

$$Z_1 = \sqrt{R^2 + \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}, \quad Z_2 = \sqrt{R^2 + \left(2\omega_s L - \frac{1}{2\omega_s C}\right)^2}, \quad Z_3 = \sqrt{R^2 + \left(3\omega_s L - \frac{1}{3\omega_s C}\right)^2}, \quad \dots$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left[\frac{\omega_s L - (1/\omega_s C)}{R} \right], \quad \theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{2\omega_s L - (1/2\omega_s C)}{R} \right], \quad \theta_3 = \tan^{-1} \left[\frac{3\omega_s L - (1/3\omega_s C)}{R} \right], \quad \dots$$

การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6



รูปที่ 8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o) และค่าดิวตี้ไซเคิล (D)

จากองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ดังแสดงในรูปที่ 7 จะเห็นว่าค่าของคลื่นแรงดันและกระแสของแต่ละฮาร์โมนิกส์จะมีมุมต่างเฟสเกือบเท่ากับ 90° เนื่องจากวงจรสมมูล RLC ของโหลดจะกลายเป็นค่าสมมูลที่เกือบจะเป็นค่ารีแอ็คแตนซ์ของความเหนี่ยวนำอย่างเดียวและผลที่สุดคือองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์จะสร้างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้น้อยมาก ดังนั้นจึงเป็นการสมเหตุสมผลมากที่จะคำนวณกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยประมาณจากค่าของส่วนประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตโดยไม่ต้องคำนึงถึงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ ผลจากการคำนวณของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตในขณะที่ปรับค่าดิวตี้ไซเคิลจาก 0.25 ถึง 0.75 สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตนี้ได้ดังรูปที่ 8 พร้อมทั้งยืนยันความถูกต้องของหลักการวิเคราะห์ที่นำเสนอด้วยผลการทดลองซึ่งได้แสดงไว้ในกราฟรูปเดียวกัน และจะเห็นได้จากกราฟว่าค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตนี้จะลดลงในลักษณะสมมาตรเมื่อปรับค่าดิวตี้ไซเคิลในสองย่านคือจาก 0.5 ถึง 0.25 และจาก 0.5 ถึง 0.75

สรุป

จากการวิเคราะห์วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิวตี้ไซเคิลสำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงพร้อมสร้างเครื่องต้นแบบเพื่อทดสอบยืนยันความถูกต้องของทฤษฎีที่นำเสนอสามารถสรุปประเด็นสำคัญได้ดังนี้

- (1) การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดเรโซแนนซ์อินกรัมที่ควบคุมด้วยดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตสามารถทำได้ 2 ย่านที่สมมาตรกันคือย่านที่ปรับค่าดิวตี้ไซเคิลจาก 0.5 ถึง 0 และย่านที่ปรับค่าดิวตี้ไซเคิลจาก 0.5 ถึง 1 โดยที่ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าสูงสุดที่ค่าดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 0.5
- (2) องค์ประกอบเอชี่ของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตเท่านั้นที่ใช้สร้างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต เนื่องจากองค์ประกอบดีซีของกระแสเอาต์พุตไม่สามารถไหลไปยังโหลดได้
- (3) เนื่องจากขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอาต์พุตจะมีค่าต่ำมากเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดขององค์ประกอบหลักมูล นอกจากนั้นมุมเฟสขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอาต์พุตจะล้าหลังองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตเกือบ 90° นั้นหมายความว่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่เกิดจากองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์มีค่าน้อยมาก กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเกือบทั้งหมดจึงเกิดจากองค์ประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต

การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 6

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนจากมหาวิทยาลัยสยาม

เอกสารอ้างอิง

- M. K. Kazimierczuk and Dariusz Czarkowski, **Resonant Power Converters**. John Wiley & Sons, 1995.
- H. Fujita and H. Akagi, "Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW, 450 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Applications," IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 32, No. 2, 1996, pp. 279-286.
- L. Grajales, J. A. Sabate, K. R. Wang, W. A. Tabisz and F. C. Lee, "Design of a 10 kW, 500 kHz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating," Proceeding of Industry Applications Society, Toronto, Canada, 1993, pp. 843-849.
- 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, 2004, pp. 461-469.
- P. Imbertson and N. Mohan, "New directions in dc-dc power conversion based on idealized concepts leading ultimately to the asymmetrical duty-cycle power converter," IEEE Transaction on Circuits and Systems I, Vol. 44, No. 8, 1997, pp. 722-727.



วารสาร

วิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยสยาม

ISSN 1513-4652

ปีที่ 11 ฉบับที่ 1 ลำดับที่ 20 มกราคม - มิถุนายน 2553

สารบัญ

- 1 การประยุกต์ใช้เครื่องมือคุณภาพในการหาแนวทางการเพิ่มผลผลิต
และลดปริมาณงานระหว่างทำ
พิมพ์ชนก ไทศาลภาณุมาศ และ นภัตสวงศ์ ไรจนโรวรรณ
- 13 สารไฮโดรคาร์บอนสำหรับศตวรรษที่ 21
ภาระของสถาบันวิจัยสารไฮโดรคาร์บอนโลเคอร์
วันเพ็ญ วสุพงษ์พันธ์
- 19 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบซีมอสชนิดสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่สามารถ
ปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างเป็นอิสระ
มนตรี สมดุลยนก
- 27 การศึกษาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของสมรรถนะเชิงความร้อนของ
บ้านจำลองภายใต้สภาวะอากาศแบบร้อนชื้นของกรุงเทพมหานคร
ปรีดา จันทวงศ์
- 41 การทำนายอัตราการเผาไหม้ของเชื้อเพลิงชีวภาพและน้ำมันดีเซล
สุรัชย์ จิรชาติ
- 51 การพัฒนาวัสดุทดลองขึ้นรูปต้นแบบเพื่อใช้กับเครื่องกัดซีเอ็นซี
พิทักษ์พงษ์ บุญประสม และ พรชัย เปรมไกรสร
- 59 การประยุกต์ใช้แบบจำลองฮิดเดนมาร์คอฟในการรู้จำเสียงพยัญชนะต้นภาษาไทย
นลินรัตน์ วิศวกิตติ และ พิกิจ สุวดี
- 67 เปรียบเทียบอัตราการใช้น้ำมันเชื้อเพลิง
ระหว่างเครื่องยนต์แบบคาร์บูเรเตอร์และหัวฉีด
ทวีศักดิ์ ปิยะทัศนานนท์
- 73 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในเรโซแนนท์
อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิฟเฟอเรนเชียลที่คำนึงถึงผลของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของมอสเฟต
สำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง
ยงยุทธ นาราชบุรี
- 86 รูปแบบบทความที่เสนอ
- 92 แบบฟอร์มขอส่งบทความ

จัดพิมพ์โดย คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

ราคา 80 บาท

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในเรโซแนนท์
อินเวอร์เตอร์ควบคุมด้วยดิฟเฟอเรนเชียลที่คำนึงถึงผลของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของมอสเฟต
สำหรับงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions
in a Duty Cycle Control Resonant Inverter Taking into Account Drain-Source
Capacitance for the Load of High-Frequency Induction Heating

ยงยุทธ นาราชกูร์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม

Email : yongyuth_nar@yahoo.com

บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้นำเสนอรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้บริเวณย่านการทำงานของการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และการสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ (NON-ZVS) ในวงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ควบคุมด้วยดิฟเฟอเรนเชียลขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเพื่อใช้ในการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยจะเริ่มจากการวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรต่างๆ อย่างละเอียดทั้งภายใต้บริเวณย่านการทำงาน ZVS และ NON-ZVS ซึ่งจะได้สมการแรงดันและกระแสเอาต์พุตของแต่ละโหมดการทำงานของวงจรเพื่อใช้ในการคำนวณลักษณะคลื่นเหล่านี้ของวงจรที่นำเสนอโดยใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณ ย่านการทำงานในสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ทั้งสองในงานวิจัยนี้จะถูกแบ่งด้วยเส้นรอยต่อระหว่างย่านทั้งสองซึ่งเรียกว่าการสวิตช์ขณะแรงดันศูนย์วิกฤติ (Critical ZVS) ผลการคำนวณของลักษณะคลื่นภายใต้สภาวะ ZVS วิกฤตินี้สามารถนำไปสู่การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจร

ภายใต้สภาวะ ZVS วิกฤติซึ่งจะถูกนำมาใช้ในการพิจารณาย่านการทำงานในสภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ได้ ผลการคำนวณทางทฤษฎีที่นำเสนอนี้ยังได้มีการยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองโดยใช้เครื่องต้นแบบขนาดพิกัด 3 kW ที่ได้สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ

Abstract

This paper presents a detailed analysis of circuit operation under the operating regions of zero voltage switching (ZVS) and nonzero voltage switching (NON-ZVS) in a full-bridge duty cycle control series resonant MOSFET inverter with a load of high-frequency induction heating. A variety of modes of circuit operation both under the operating regions of ZVS and NON-ZVS are first analyzed in details. The output voltage and current equations of each of these modes of circuit operation are then obtained and used for calculation of the waveforms of the

proposed circuit by using MATLAB program. In this research, the two operating regions of ZVS and NON-ZVS are divided by a certain borderline of critical zero voltage switching (critical ZVS). The calculation results of the waveforms under critical ZVS can lead to the consideration of various circuit parameters under critical ZVS condition that are used to determine ZVS or NON-ZVS operating regions. The proposed theoretical results are also verified by experimental ones, using a prototype test set rated at 3 kW in the laboratory.

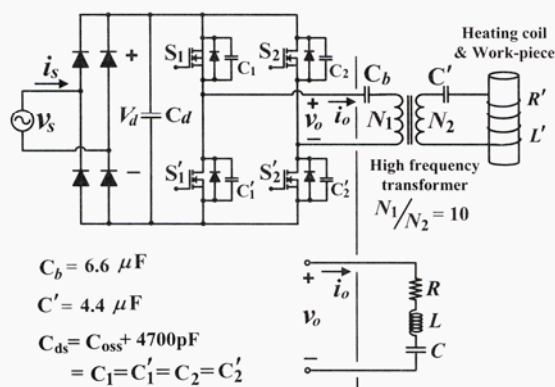
1. บทนำ

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งสำหรับใช้ในงานจ่ายโหลดประเภทอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ ความถี่สูงดังแสดงในรูปที่ 1 ปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งในการทำงานของวงจรคือ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจะมีตัวเก็บประจุแฝงต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์สซึ่งเรียกว่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต (output capacitor : C_{oss}) ดังนั้นในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตถูกควบคุมให้ทำงาน (นำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป) เพื่อสร้างแรงดันคลื่นสแควร์ (square wave) ความถี่สูงที่ค่าดีวีดีไอเคิลต่างๆ สำหรับจ่ายให้โหลดด้านเอาต์พุตนั้นจะต้องคำนึงถึงผลกระทบของตัวเก็บประจุแฝงระหว่างเดรนและซอร์สดังกล่าวนี้นี้ต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์ด้วย [3]-[8] โดยที่ขบวนการขนถ่ายประจุเข้าและออก (charge-discharge) ของตัวเก็บประจุทั้ง 4 ที่มีในตัวอุปกรณ์สวิตช์มอสเฟตทั้งสอง

อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จะส่งผลกระทบโดยตรงต่อการทำงานของสวิตช์มอสเฟตเหล่านี้ กล่าวคือถ้าขบวนการขนถ่ายประจุสำเร็จก่อนการเริ่มนำกระแสของสวิตช์ในลำดับถัดไปก็จะสามารถทำให้สวิตช์เริ่มนำกระแสในขณะแรงดันคร่อมสวิตช์เท่ากับศูนย์ (Zero Voltage Switching, ZVS) แต่ถ้าขบวนการขนถ่ายประจุไม่สามารถสำเร็จก่อนการเริ่มนำกระแสของสวิตช์ในลำดับถัดไปก็จะทำให้สวิตช์เริ่มนำกระแสในขณะแรงดันคร่อมสวิตช์ไม่เท่ากับศูนย์ (Non Zero Voltage Switching, NON-ZVS) [3]-[6] สวิตช์ก็จะได้รับความเสียหายได้

มีบางงานวิจัยที่นำเสนอไว้แล้วในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS แต่ไม่ได้นำเอาผลของตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ของเพาเวอร์มอสเฟตรวมเข้ามาในการวิเคราะห์ด้วย [9], [10] ส่งผลทำให้การพิจารณาความถี่ในการสวิตช์ภายใต้สภาวะแรงดันศูนย์เป็นเพียงค่าโดยประมาณและมีบางงานวิจัยที่ได้อธิบายผลกระทบของตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ของเพาเวอร์มอสเฟตที่มีต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์ [3], [6], [8] แต่ไม่ได้แสดงโหมดการทำงานที่เกิดจากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุไว้ทำให้ไม่เห็นกลไกการทำงานที่แท้จริงของวงจรได้ถูกต้องชัดเจน และไม่ได้ทำการวิเคราะห์หาสมการของคลื่นแรงดันและกระแสในแต่ละโหมดการทำงานของวงจรทำให้ไม่สามารถพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่จะส่งผลต่อการเกิดสภาวะใดสภาวะหนึ่งของ ZVS และ NON-ZVS ได้อย่างถูกต้อง สำหรับงานวิจัยที่นำเสนอนี้จะนำเอาผลกระทบของตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ระหว่าง

เดรนและซอร์สของเพาเวอร์ MOSFET ที่มีต่อการทำงาน ของอินเวอร์เตอร์นี้รวมเข้ามากในการพิจารณาเพื่อ วิเคราะห์หาโหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลของคลื่น แรงดันเอาต์พุตซึ่งจะทำให้สามารถวิเคราะห์หา สมการของคลื่นแรงดันและกระแสในแต่ละโหมดการ ทำงานของวงจร และจากสมการคลื่นแรงดันและ กระแสเหล่านี้ทำให้ได้คลื่นจากการคำนวณเพื่อใช้เป็น เครื่องมือนำไปสู่การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรเพื่อพิจารณาเงื่อนไขการเกิดสภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ของวงจรในที่สุด



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ควบคุมด้วยดิฟเฟอเรนเชียลจ่าย โหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอตามรูปที่ 1 ขดลวด เหนี่ยวนำและชิ้นงานสามารถแทนด้วย $R' L'$ อนุกรม [1], [2] ในขณะที่ C_b และ C' คือตัวเก็บ ประจุที่ใช้ในการสกดองค์ประกอบดีซี (blocking capacitor) และตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (resonant capacitor) ตามลำดับ เมื่อย้ายตัวต้านทาน ตัว เหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเหล่านี้มารวมไว้ด้านปฐม ภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ ของขดลวด (N_1/N_2) เท่ากับ 10 จะได้วงจรสมมูล

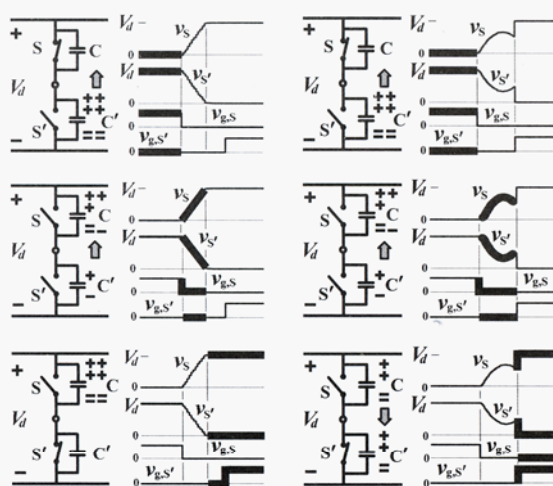
ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แทนด้วย RLC อนุกรม ดังรูปที่ 1 ในส่วนของสวิตช์แต่ละตัวในวงจร อินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยเพาเวอร์ MOSFET เบอร์ IRFP460 จำนวน 2 ตัวขนานกัน โดยที่เพาเวอร์ MOSFET แต่ละตัวจะมีค่าของตัวเก็บประจุเอาต์พุต (output capacitor : C_{oss}) ต่ออยู่ระหว่างเดรน-ซอร์ส ภายในค่าเท่ากับ 870 pF และเพื่อขยายช่วงเวลา ของโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายประจุให้เห็น ลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสและกลไกของการขนถ่าย ประจุได้อย่างชัดเจนได้เพิ่มตัวเก็บประจุภายนอกค่า เท่ากับ 4700 pF ต่อขนานเพิ่มเข้าไประหว่างเดรน และซอร์สของสวิตช์รวมกับค่าตัวเก็บประจุ $C_{oss} = 870 \text{ pF}$ ภายในของ MOSFET สองตัวขนานกันทำ ให้ค่าของตัวเก็บประจุรวมที่ต่ออยู่ระหว่างเดรนและ ซอร์สของสวิตช์แต่ละตัวเท่ากับ $(870 \text{ pF} \times 2) + 4700 \text{ pF} = 6440 \text{ pF}$ ซึ่งในการวิเคราะห์ ต่อไปนี้จะเรียกว่าตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิตช์ ($C_{ds} = C_1 = C'_1 = C_2 = C'_2 = 6440 \text{ pF}$)

2. การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS

2.1 ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุ เดรน-ซอร์ส ของสวิตช์ MOSFET

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์นั้น จะควบคุมให้สวิตช์ MOSFET ตัวบน (S) และตัวล่าง (S') ของแต่ละกึ่งนำกระแสสลับกันไปในแต่ละครึ่ง ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตพร้อมกันนี้จะมีการขน ถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส (C_{ds}) ของ สวิตช์ตัวบน (C) และตัวล่าง (C') เกิดขึ้น โดยการขน ถ่ายประจุในแต่ละกึ่งของอินเวอร์เตอร์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อ

สวิตช์ทั้งคู่หยุดนำกระแสและมีโอกาสเกิดขึ้นได้สองสถานะคือ (1) การขนถ่ายประจุได้สำเร็จก่อนสัญญาณเกตมาถึงซึ่งเป็นกรณีที่สวิตช์ทำงานถูกต้อง แรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟตตัวที่จะเริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปมีค่าเท่ากับศูนย์ (ZVS) (2) การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จก่อนสัญญาณเกตมาถึงซึ่งเป็นกรณีที่สวิตช์ทำงานไม่ถูกต้อง ยังคงมีแรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟตตัวที่จะเริ่มนำกระแสในลำดับถัดไป (NON-ZVS) ตัวอย่างการขนถ่ายประจุจากตัวเก็บประจุของสวิตช์มอสเฟตตัวล่างไปยังตัวเก็บประจุของสวิตช์มอสเฟตตัวบนก่อนการเริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปของสวิตช์มอสเฟตตัวล่างสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2 โดยในรูปที่ 2(n) เป็นกรณีที่การขนถ่ายประจุสำเร็จ ก่อนสัญญาณเกตมาถึงทำให้สวิตช์มอสเฟตตัวล่างทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ส่วนในรูปที่ 2(ข) เป็นกรณีที่การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จก่อนสัญญาณเกตมาถึง ทำให้สวิตช์มอสเฟตตัวล่างทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS



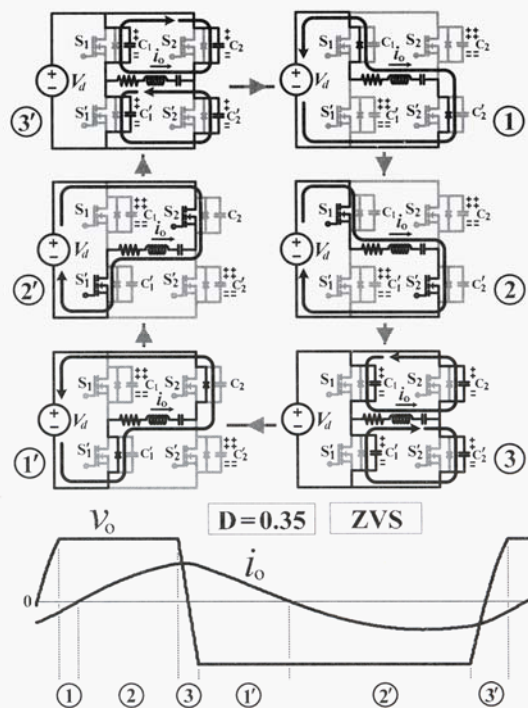
(n) การขนถ่ายประจุสำเร็จ (ข) การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จ

ทำให้สวิตช์ทำงานแบบ ZVS ทำให้สวิตช์ทำงานแบบ NON-ZVS

รูปที่ 2 การเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมสวิตช์มอสเฟตในระหว่างที่มีการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์

2.2 โหมดการทำงานของวงจร

จากความเข้าใจในกลไกการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์และขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิตช์มอสเฟตทำให้สามารถวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานในโหมดต่าง ๆ ในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุตในระหว่างที่มีการปรับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตด้วยดีวีดีไซเคิลในย่านจาก 0 ถึง 1 ได้ โดยขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS สำหรับกรณี $D < 0.5$ ($D = 0.35$) สามารถแสดงวงจรการทำงานในแต่ละโหมดได้ดังรูปที่ 3 และรูปที่ 4 ตามลำดับ ซึ่งมีลำดับโหมดการทำงานคือ ①②③④⑤ สำหรับกรณี ZVS และ ②③④⑤⑥ สำหรับกรณี NON-ZVS ส่วนวงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS สำหรับกรณี $D = 0.5$ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5 และรูปที่ 6 ตามลำดับ โดยมีลำดับโหมดการทำงานคือ ①②③④⑤ สำหรับกรณี ZVS และ ②③④⑤⑥ สำหรับกรณี NON-ZVS และวงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS สำหรับกรณี $D > 0.5$ ($D = 0.65$) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 7 และรูปที่ 8 ตามลำดับ โดยมีลำดับโหมดการทำงานคือ ①②③④⑤ สำหรับกรณี ZVS และ ②③④⑤⑥ สำหรับกรณี NON-ZVS



รูปที่ 3 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สำหรับกรณี

$$D < 0.5 \quad (D = 0.35)$$

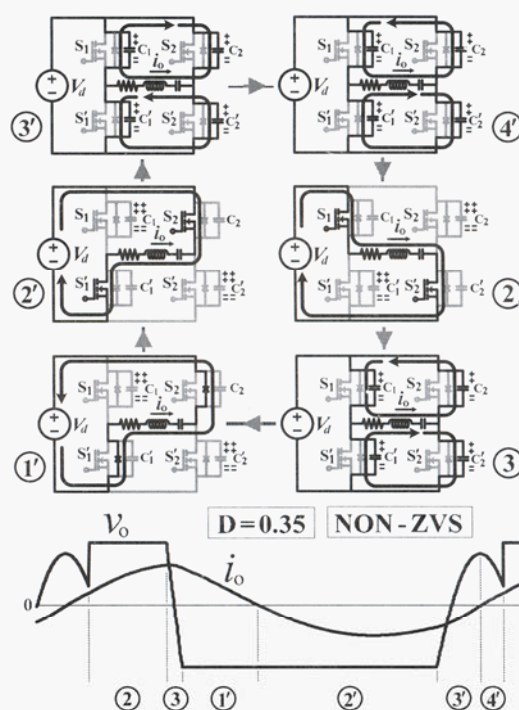
โดยที่

โหมด ① และ ② คือโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (regenerative) ในครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุตตามลำดับ

โหมด ③ และ ④ คือโหมดเพาเวอร์ริง (powering) ในครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาต์พุตตามลำดับ

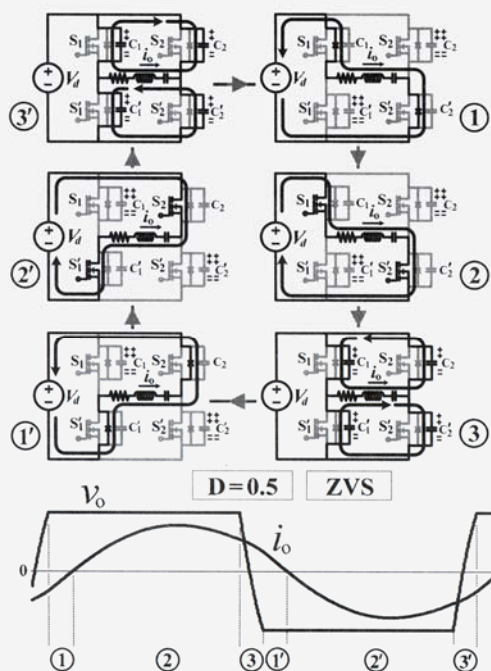
โหมด ⑤ และ ⑥ คือโหมดขนถ่ายประจุ (charge transfer) โดยในโหมด ⑤ มีการขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C'_2 และจาก C'_1 ไปยัง C_1 ส่วนในโหมด ⑥ มีการขนถ่ายประจุจาก C'_2 ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C'_1

โหมด ④ และ ⑥ คือโหมดขนถ่ายประจุกลับ (reverse charge transfer) โดยในโหมด ④ มีการขนถ่ายประจุในทิศทางตรงข้ามกับโหมด ③ และในโหมด ⑥ มีการขนถ่ายประจุในทิศทางตรงข้ามกับโหมด ⑤ ซึ่งถ้าเงื่อนไขการทำงานของวงจรทำให้มีการทำงานในโหมด ④ และ ⑥ หรือโหมดใดโหมดหนึ่งจะส่งผลทำให้วงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS



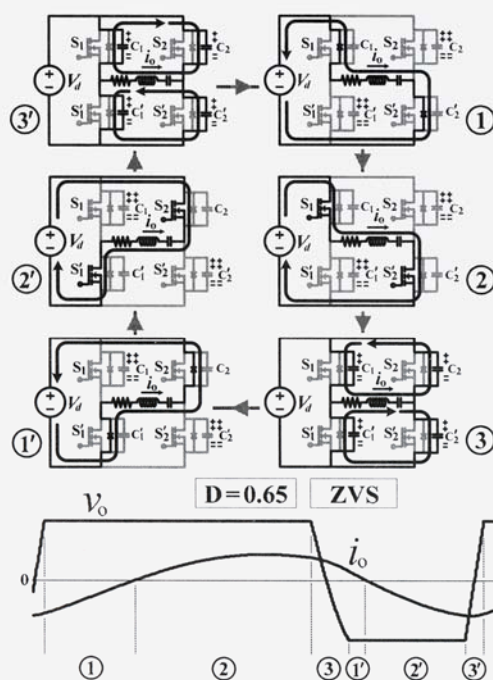
รูปที่ 4 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

$$\text{สำหรับกรณี } D < 0.5 \quad (D = 0.35)$$



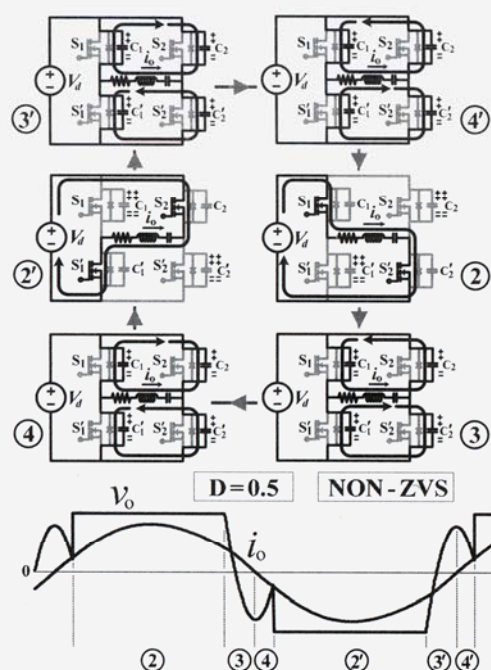
รูปที่ 5 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สำหรับกรณี

D = 0.5



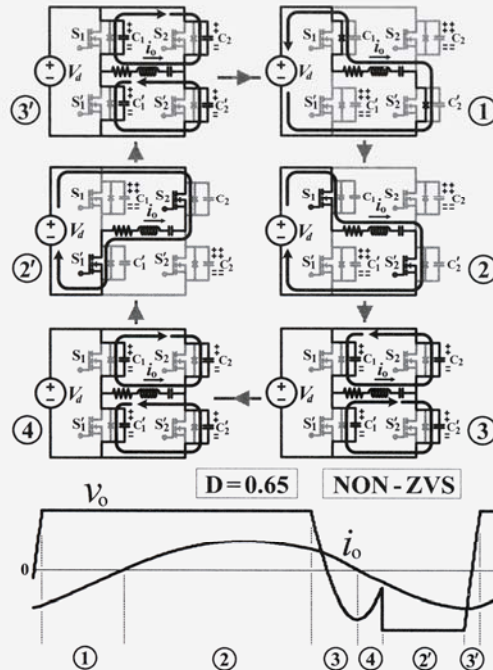
รูปที่ 7 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สำหรับกรณี

D > 0.5 (D = 0.65)



รูปที่ 6 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

สำหรับกรณี D = 0.5



รูปที่ 8 วงจรแสดงการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

สำหรับกรณี D > 0.5 (D = 0.65)

2.3 สมการแรงดันและกระแสในแต่ละโหมดการทำงาน

จากวงจรแสดงการทำงานในแต่ละโหมดตลอดช่วงหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตดังได้แสดงในรูปที่ 3 ถึงรูปที่ 8 นั้นสามารถนำมาวิเคราะห์หาสมการของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o , i_o ได้ดังสมการ (1) จากโหมด ①② สมการ (2) จากโหมด ③④ สมการ (3) จากโหมด ⑤⑥ และสมการ (4) จากโหมด ⑦⑧

$$\left. \begin{aligned} v_o &= V_d \\ i_o &= e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{V_d - V - \alpha L I}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_1 t + I \cos \omega_1 t \right] \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= [(A_1 \sin \omega_2 t + B_1 \cos \omega_2 t) + D_1] \\ &\quad \times e^{-\alpha t} \left(\frac{C_1 + C_2}{(\alpha^2 + \omega_2^2) C_1 C_2} \right) + (V_2 - V_1) \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2} \left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2'}{2L} - \alpha I \right) \sin \omega_2 t \right. \\ &\quad \left. + \omega_2 I \cos \omega_2 t \right] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= -V_d \\ i_o &= e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{-V_d - V - \alpha L I}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_1 t + I \cos \omega_1 t \right] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= [(A_2 \sin \omega_2 t + B_2 \cos \omega_2 t) + D_2] \\ &\quad \times e^{-\alpha t} \left(\frac{C_1' + C_2'}{(\alpha^2 + \omega_2^2) C_1' C_2'} \right) + (V_1' - V_2') \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2} \left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2'}{2L} - \alpha I \right) \sin \omega_2 t \right. \\ &\quad \left. + \omega_2 I \cos \omega_2 t \right] \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

โดยที่

V_1, V_1', V_2 และ V_2' คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรอน-ชอร์ลิส C_1, C_1', C_2 และ C_2' ตามลำดับ

I คือค่าเริ่มต้นของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนท์

V คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุรีโซแนนท์

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2}$$

$$\omega_2 = \sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \frac{1}{2LC_{ds}} \right) - \left(\frac{R}{2L} \right)^2}$$

$$\begin{aligned} A_1 &= \left\{ RC_{ds} (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') (\alpha^2 + \omega_2^2) - 2LI (\alpha^2 + \omega_2^2) \right. \\ &\quad - 2\alpha (V + V_1 - V_2) - \alpha (C_{ds}/C) (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') \\ &\quad \left. - \alpha C_{ds} L (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') (\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4\omega_2 L) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_1 &= \left\{ (-C_{ds}/C) (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') - 2(V + V_1 - V_2) \right. \\ &\quad \left. + C_{ds} L (V_1 - V_2 + V_1' - V_2') (\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4L) \end{aligned}$$

$$D_1 = \left\{ (C_{ds}/C) (V_1 - V_2 + V_1' + V_2') + 2(V - V_1 - V_2) \right\} (1/4L)$$

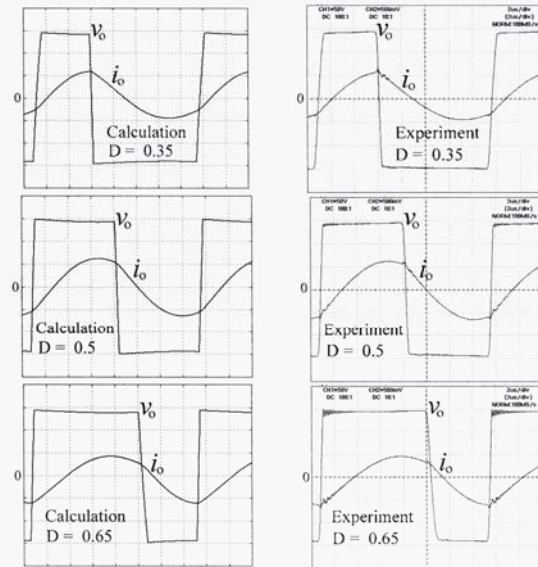
$$A_2 = \left\{ RC_{ds} (V_2' - V_1' + V_2 - V_1)(\alpha^2 + \omega_2^2) - 2LI(\alpha^2 + \omega_2^2) - 2\alpha(V + V_2' - V_1') - \alpha(C_{ds}/C)(V_2' - V_1' + V_2 - V_1) - \alpha C_{ds}L(V_2' - V_1' + V_2 - V_1)(\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4\omega_2L)$$

$$B_2 = \left\{ (-C_{ds}/C)(V_2' - V_1' + V_2 - V_1) - 2(V + V_2' - V_1') + C_{ds}L(V_2' - V_1' + V_2 - V_1)(\alpha^2 + \omega_2^2) \right\} (1/4L)$$

$$D_2 = \left\{ (C_{ds}/C)(V_2' - V_1' + V_2 + V_1) + 2(V - V_2' - V_1') \right\} (1/4L)$$

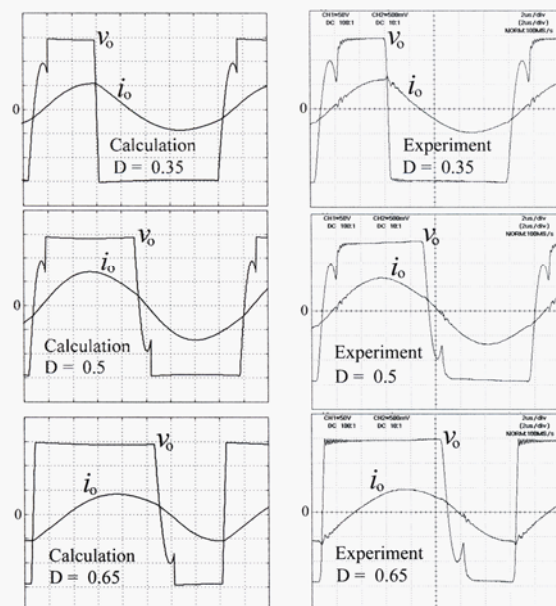
2.4 ลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสจากการคำนวณ และการทดลอง

จากสมการแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o , i_o ในแต่ละโหมดการทำงานใน (1)-(4) สามารถใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณและเขียนคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตเหล่านี้ ซึ่งสามารถแสดงลักษณะคลื่นได้ดังรูปที่ 9 สำหรับกรณีการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และรูปที่ 10 สำหรับกรณีการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS พร้อมทั้งได้ยืนยันความถูกต้องของผลการคำนวณด้วยคลื่นจากการทดลองซึ่งแสดงไว้ในรูปเดียวกันของแต่ละกรณี



รูปที่ 9 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o จากการคำนวณและทดลองขณะวงจรทำงานแบบ ZVS

50 Volt/Div, 5 Amp/Div, 2 μ s/Div



รูปที่ 10 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต v_o, i_o จากการคำนวณและทดลองขณะวงจรทำงานแบบ NON-ZVS

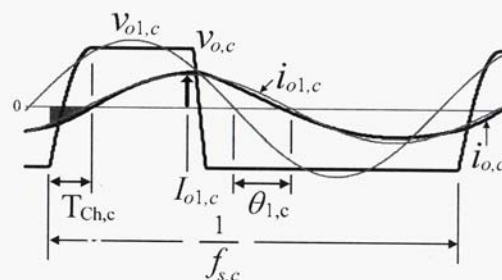
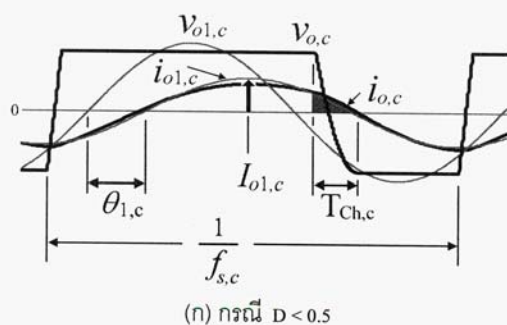
50 Volt/Div, 5 Amp/Div, 2 μ s/Div

3. ผลกระทบของตัวแปรต่างๆ ที่มีต่อการเกิด ZVS หรือ NON-ZVS

3.1 การกำหนดจุดแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ

ZVS และ NON-ZVS ด้วยสภาวะ Critical ZVS

จากที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ผ่านมาถึงการ ทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการพิจารณาผลที่เกิด จากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเรณ-ซอร์สของ สวิตช์มอสเฟตซึ่งสามารถแบ่งสภาวะการทำงานของ วงจรออกได้เป็น 2 สภาวะที่แตกต่างกันคือ ZVS และ NON-ZVS โดยมีจุดแบ่งตรงกลางระหว่าง 2 สภาวะนี้ เรียกว่า Critical ZVS ซึ่งจุดแบ่งนี้ขึ้นอยู่กับตัวแปร วิกฤติ 4 ตัวแปรได้แก่ ความถี่สวิตช์วิกฤติ ($f_{s,c}$) ค่า พิกขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาท์พุทวิกฤติ ($I_{o1,c}$) ค่ามุมเฟสลาหลังขององค์ประกอบหลักมูล วิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{Ch,c}$) โดยนิยามของค่าตัวแปรวิกฤติเหล่านี้สามารถกำหนด จากคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทวิกฤติดังแสดงใน รูปที่ 11(ก) สำหรับกรณี $D < 0.5$ และรูปที่ 11(ข) สำหรับกรณี $D > 0.5$



(ข) กรณี $D > 0.5$

รูปที่ 11 นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{o1,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{Ch,c}$

3.2 การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่าง สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ซึ่งกำหนดด้วย ตัวแปรวิกฤติของสภาวะ Critical ZVS

การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่าง การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของ อินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม ของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีการควบคุมด้วยดิวิต์ไซเคิล สามารถทำได้โดยการ พิจารณาจากค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรของคลื่น แรงดันและกระแสเอาท์พุทที่ได้จากการคำนวณขณะ วงจรทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS พร้อมยืนยัน ความถูกต้องของหลักการด้วยผลการทดลองของ เครื่องต้นแบบที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงใน ตารางที่ 1

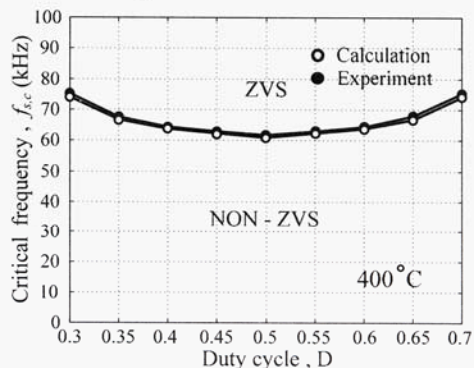
ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดสอบ

Experimental parameters		Actual values
Mosfet IRFP460	V_{DSS}	500 V
	I_D	20 A
	$R_{DS(ON)}$	0.27 Ω
	C_{oss}	870 pF
drain-source capacitor, $C_a = C_1 = C'_1 = C_2 = C'_2$		$(2 \times C_{oss}) + 4700 \text{ pF} = 6440 \text{ pF}$
blocking capacitor, C_b		6.6 μF
resonant capacitor, C'		4.4 μF
equivalent resonant capacitor, C		$[(N_2/N_1)^2 C' C_b] / [(N_2/N_1)^2 C' + C_b]$ = 0.0437 μF
dc link voltage, V_d		150 V
HF step down transformer	ferrite core	2 $\times$ EE80
	turn ratio	10
iron work-piece	diameter	2.5 cm
	length	15 cm
heating coil	turns	4
	diameter	4 cm
operating temperature		400 $^{\circ}\text{C}$

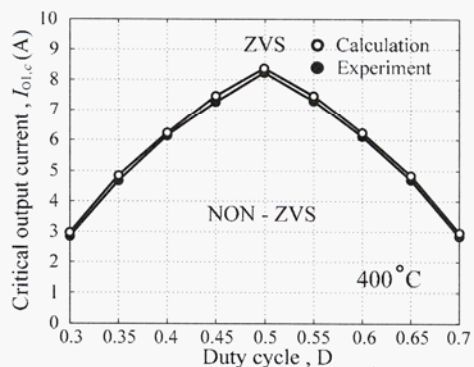
ผลจากการคำนวณขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS สามารถพล็อตเส้นกราฟที่แตกต่างกันได้แก่ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทชิงวิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่าดิวตี้ไซเคิล (D) ดังแสดงในรูปที่ 12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอ๊าท์พุทวิกฤติ ($I_{o1,c}$) และค่าดิวตี้ไซเคิล (D) ดังแสดงในรูปที่ 13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามูมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ (θ_1) และค่าดิวตี้ไซเคิล (D) ดังแสดงในรูปที่ 14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{Ch,c}$) และค่าดิวตี้ไซเคิล (D) ดังแสดงในรูปที่ 15 และสุดท้ายผลการคำนวณยังได้เปรียบเทียบกับผลการทดลองเพื่อยืนยันความถูกต้องของผลทางทฤษฎีโดยพล็อตเปรียบเทียบในกราฟรูปเดียวกัน ผลที่ได้ทั้งสองปรากฏว่าใกล้เคียงกันสำหรับในแต่ละกรณี

ตลอดย่านการปรับค่าดิวตี้ไซเคิล การทำงานของวงจรอาจจะเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของตัวแปรวิกฤติ 4 ตัว รายละเอียดของเงื่อนไขเหล่านี้สามารถอธิบายให้เข้าใจได้ด้วย current-time area ที่แรงขาของคลื่นกระแสเอ๊าท์พุทวิกฤติ ($i_{o,c}$) ดังแสดงในรูปที่ 11(ก) สำหรับกรณี $D < 0.5$ และในรูปที่ 11(ข) สำหรับกรณี $D > 0.5$ ซึ่ง current-time area ของกระแสเอ๊าท์พุทวิกฤตินี้จะตรงกับจุดทำงานในเส้นกราฟรูปที่ 12–15 ในขณะที่จุดทำงานอื่นๆ ในเส้นกราฟเหล่านี้จะมี current-time area เท่ากันตลอด ในกรณีที่ค่าของตัวแปรวิกฤติไม่ได้อยู่ในเส้นกราฟที่ใช้ในการแบ่งสภาวะการทำงานออกเป็นสองสภาวะ ZVS และ NON-ZVS เหล่านี้จะส่งผลทำให้การทำงานของวงจรเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS อย่างใดอย่างหนึ่ง กล่าวคือถ้าค่าความถี่สวิทชิงต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($f_s < f_{s,c}$) ค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอ๊าท์พุทต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($I_{o1} < I_{o1,c}$) ค่ามูมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($\theta_1 < \theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุมากกว่าค่าวิกฤติ ($T_{Ch} > T_{Ch,c}$) จะทำให้ current-time area ของกระแสเอ๊าท์พุทเล็กกว่า current-time area วิกฤติ ส่งผลทำให้การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในทางกลับกันถ้าค่าความถี่สวิทชิงสูงกว่าค่าวิกฤติ ($f_s > f_{s,c}$) ค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอ๊าท์พุทสูงกว่าค่าวิกฤติ ($I_{o1} > I_{o1,c}$) ค่ามูมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลสูงกว่าค่าวิกฤติ ($\theta_1 > \theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($T_{Ch} < T_{Ch,c}$) จะทำให้ current-time area ของกระแสเอ๊าท์พุทใหญ่

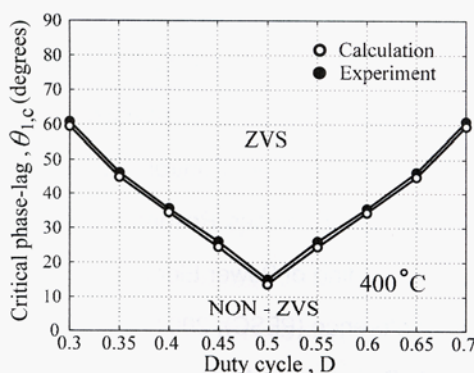
กว่า current-time area วิถีปฏิบัติ ส่งผลทำให้การทำงาน
ของวงจรเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS



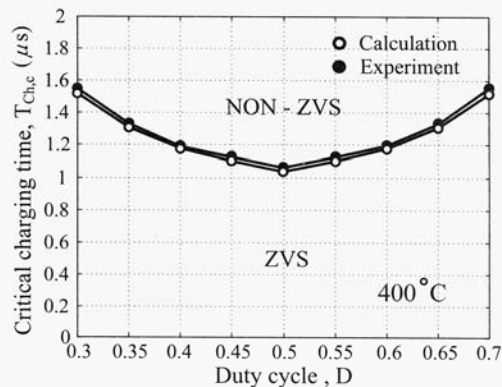
รูปที่ 12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทชิงวิกฤติ ($f_{s,c}$)
และค่าดิวตี้ไซเคิล (D)



รูปที่ 13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูล
ของกระแสเอาต์พุตวิกฤติ ($I_{o1,c}$) และค่าดิวตี้ไซเคิล
(D)



รูปที่ 14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมเฟสลาถหลังของ
องค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่าดิวตี้ไซเคิล
(D)



รูปที่ 15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ
($T_{Ch,c}$) และค่าดิวตี้ไซเคิล (D)

4. สรุป

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้
สภาวะ การสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และ
การสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ (NON-ZVS) ใน
วงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ควบคุมด้วยดิวตี้
ไซเคิลขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเพื่อใช้ในงาน
ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง พร้อมสร้าง
เครื่องต้นแบบเพื่อทดสอบยืนยันความถูกต้องของ
ทฤษฎีที่นำเสนอสามารถสรุปประเด็นสำคัญได้ดังนี้

(1) การออกแบบระบบควบคุมของมอสเฟต
อินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่
ควบคุมด้วยดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาต์พุต
จะต้องมีการควบคุมค่าดิวตี้ไซเคิลและความถี่สวิทชิง
ไปพร้อมๆ กัน นั้นหมายความว่าต้องมีอุปกรณ์ควบคุม
2 อุปกรณ์คือควบคุมดิวตี้ไซเคิลและควบคุมความถี่สวิทชิง
ทั้งนี้เพื่อให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ภายใต้
สภาวะ ZVS ตลอดย่านการควบคุม

(2) ถ้ากำหนดให้ค่าแรงดันดีซีอินพุตคงที่และค่า
ของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิตช์มอสเฟตแต่ละ
ตัวคงที่ จะทำให้ current-time area ของกระแส

เอาท์พุทที่ใช้ในการขนถ่ายประจุขณะทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS จะมีขนาดพื้นที่เท่ากันตลอดย่านการปรับค่าดิวิตีไซเคิล ถ้า current-time area ของกระแสเอาท์พุทนี้มีขนาดโตกว่าจุดวิกฤติจะทำให้การทำงานของวงจรอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS แต่ถ้า current-time area ของกระแสเอาท์พุทนี้มีขนาดเล็กกว่าจุดวิกฤติจะทำให้การทำงานของวงจรอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS

(3) การที่วงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS นั้นสามารถกำหนดได้โดยค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปร โดยที่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จะอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ได้ก็ต่อเมื่อค่าความถี่สวิตชิง (f_s) ค่าพีคขององค์ประกอบหลักมูลของกระแสเอาท์พุท (I_{o1}) ค่ามุมเฟสลาหลังขององค์ประกอบหลักมูล (θ_1) ต้องมีค่ามากกว่าค่าวิกฤติของมัน ในขณะที่ค่าเวลาการชาร์จประจุ (T_{ch}) ต้องมีค่าน้อยกว่าค่าวิกฤติของมัน

(4) การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่ควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทสามารถทำได้ 2 ย่านที่สมมาตรกันคือย่านที่ปรับค่าดิวิตีไซเคิลจาก 0.5 ถึง 0 และย่านที่ปรับค่าดิวิตีไซเคิลจาก 0.5 ถึง 1

5. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนจากมหาวิทยาลัยสยาม

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] J. A. Sabate, R. W. Farrington, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Effect of Switch Capacitance on Zero-Voltage Switching of Resonant Converters," *Proceeding of Applied Power Electronics Conference*, 1992, pp. 213-220.
- [4] 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, 2008, pp. 2794-2805.
- [5] J. M. Burdio, F. Canales, P. M. Barbosa, and F. C. Lee, "A Comparison Study of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters," *Proceeding of Power Electronics Specialist Conference (PESC)*, 2001, pp. 427-432.
- [6] L. A. Barragan, J. M. Burdio, J. I. Artigas, D. Navarro, J. Acero, and D. Puyal, "Efficiency Optimization in ZVS Series

- Resonant Inverters with Asymmetrical Voltage-Cancellation Control," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, 2005, pp. 1036-1043.
- [7] 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), 1995, pp. 450-456.
- [8] 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.
- [9] P. K. Jain, A. St-Martin, and G. Edwards, "Asymmetrical Pulse-Width-Modulated Resonant DC/DC Converter Topologies," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 11, No. 3, 1996, pp. 413-422.
- [10] E. J. Dede, V. Esteve, J. Garcia, A. E. Navarro, and J. A. Carrasco, "On the Design of High Frequency Series Resonant Converters for Induction Heating Applications," Proceeding of Industrial Electronics Society Conference (IECON '93), 1993, pp. 1303-1307.