

การศึกษาการปรับกำลังแบบจำกัดดิวิตีไซเคิลแบบอสมมาตร สำหรับงานเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำความร้อน

Study of Asymmetrical Duty Cycle Power Control for Induction Furnace

บุญทัน ศรีบุญเรือง

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อ.ธัญบุรี จ.ปทุมธานี 12110

Boontan Sriboonrueng

Faculty of Technical Education, Rajamangala University of Technology Thanyaburi,

Thanyaburi, Pathum thani, 12110

Tel : 08-1830-5456 E-mail: s_boontan@hotmail.com

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษารูปแบบการปรับดิวิตีไซเคิลแบบอสมมาตรที่มีการจำกัดมุมดิวิตีไซเคิล สำหรับงานเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำความร้อนด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคลาสสิกที่มีโหลดต่อแบบอนุกรม โดยการถ่ายเทพลังงานความร้อนผ่านเข้าหลอมแกรไฟต์ทำให้ทองเหลืองหลอมปริมาณ 300 กรัม ภายในระยะเวลา 40 นาที โดยระบบมีการควบคุมให้ทำงานที่ความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์ที่ความถี่คงที่ตลอดย่านการทำงาน ทดสอบด้วยระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส 170 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ จากหม้อแปลงสามเฟสแบบอโต้สวิตซ์ทำงานที่ความถี่ประมาณ 35 กิโลเฮิร์ตซ์เป็นแหล่งจ่ายให้กับชุดขดลวดเหนี่ยวนำ ขณะทดสอบที่กำลังไฟฟ้า 883 วัตต์

คำหลัก การควบคุมแบบดิวิตีไซเคิล ควบคุมจำกัดอินเวอร์เตอร์แบบคลาสสิก งานหลอมแบบเหนี่ยวนำ

Abstract

This research studies the asymmetrical duty cycle power control with limited angle of duty cycle for brass furnace. It is constructed by using the class D voltage source inverter in series resonant load by transferring the heat energy through the graphite crucible for 300 grams melting of the brass in 40 minutes. The system is controlled to operate at a higher frequency than the resonance frequency

mode at the constant frequency. The prototype is tested at the input three-phase AC voltage 170 V, 50 Hz from three phase auto transformer through a rectifier into a DC voltage to be supplied to the inverter supply voltage half-bridge about 35 kHz switching frequency at the rated power 883 W.

Keywords: duty cycle control, limit control, class D inverter, induction melting

1. บทนำ

หลักการการเหนี่ยวนำความร้อน (induction heating) ถูกนำมาใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมหลอมโลหะที่มีความต้องการความร้อนที่ขึ้นงานสูง เนื่องจากการให้ความร้อนที่มีประสิทธิภาพสูง จึงประหยัดพลังงานไฟฟ้ากว่าแบบขดลวดความร้อน และปลอดภัยกว่าการใช้แก๊สหุงต้ม ซึ่งในอดีตการหลอมโลหะจะทำโดยใช้เตาหลอมจากเปลวไฟซึ่งจะก่อให้เกิดเขม่าของควันทอง และไม่สามารถควบคุมอุณหภูมิได้อย่างสม่ำเสมอ [1]

โลหะแบ่งออกเป็น 2 ชนิดใหญ่ๆ ด้วยกันคือ โลหะแบบมีสารแม่เหล็ก เช่น เหล็กที่มีส่วนผสมคาร์บอน เป็นต้น และโลหะที่ไม่มีสารแม่เหล็กซึ่งได้แก่ ทอง ดีบุก เงิน และทองแดง เป็นต้น โลหะแบบไม่มีสารแม่เหล็กจะมีความต้านทานที่ต่ำกว่าโลหะแบบมีสารแม่เหล็กเนื่องจากมีค่าซึมซาบแม่เหล็กใกล้เคียง 1 ทำให้การหลอมโลหะแบบไม่มีสารแม่เหล็กยากกว่า เนื่องจากอัตราส่วนความต้านทานระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงานมีค่าใกล้เคียงกัน

โดยเฉพาะอย่างยิ่งงานหลอมทองหรือตีบุกเพื่อใช้เป็นเครื่องประดับ [2-5]

ปัจจุบันทองเหลืองได้รับความนิยมมากขึ้นในกลุ่มสถาปนิก มัณฑนากร รวมทั้งนักตกแต่งทั่วไป โดยนำมาใช้งานสถาปัตยกรรมและงานตกแต่งภายในทั้งอาคารพาณิชย์และบ้านเรือนได้รับความนิยมทั่วโลก เนื่องจากทองเหลืองเป็นโลหะที่เป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อม เพราะทั้งทองแดงและสังกะสีซึ่งเป็นส่วนประกอบของทองเหลืองต่างก็ผลิตขึ้นมาด้วยกระบวนการที่ใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ ที่สำคัญยิ่งกว่านั้นคือในบรรดาโลหะที่นำมาใช้ในอุตสาหกรรมทั้งหลาย ทองเหลืองจัดเป็นโลหะประเภทหนึ่งที่น่ามาหมุนเวียนใช้ใหม่ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุดจนแทบจะไม่มีภารกิจวัสดุหรืออุปกรณ์ทองเหลืองที่ไม่ใช้แล้วไปโดยเปล่าประโยชน์ เพราะสามารถนำกลับมาหลอมใหม่เพื่อใช้ประโยชน์ต่อไปได้อีกหลายครั้ง

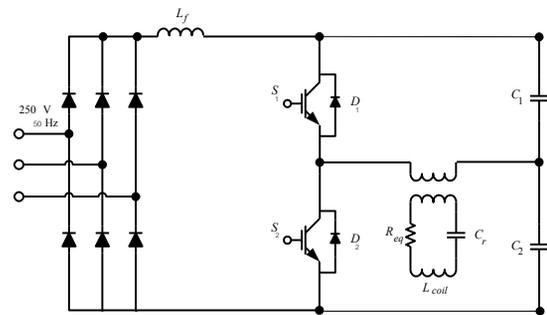
การเหนี่ยวนำความร้อนที่ใช้ในงานหลอมโลหะนั้นจะใช้สารกึ่งตัวนำมาเป็นสวิตช์ซึ่งทำงานอยู่ในรูปของวงจรอินเวอร์เตอร์ สำหรับงานที่ขนาดกำลังไฟฟ้าไม่สูงมาก เพื่อให้ขนาดของเครื่องมีราคาถูกลง อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันจึงถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานการเหนี่ยวนำความร้อน ซึ่งเตาหลอมขนาดเล็กจะมีทั้งวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดเต็มบริดจ์และครึ่งบริดจ์ที่มีการควบคุมแตกต่างกันไป เช่น การปรับความถี่ [1-6] ซึ่งถูกใช้กันอย่างกว้างขวางแต่มีข้อเสียคือมีการสูญเสียขณะปรับความถี่ โดยเฉพาะอย่างยิ่งตอนสวิตช์หยุดนำกระแสที่ค่ายอดสูงสุดซึ่งอาจทำให้อินเวอร์เตอร์เสียหายได้ นอกจากนี้ยังมีวิธีอื่นที่นิยมมากคือวิธีการปรับกำลังแบบดิวิตีไซเคิลและการเลื่อนเฟส (phase shift) ซึ่งเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพสูงกว่าแต่การควบคุมทั้งสองแบบมีข้อจำกัดคือขณะปรับกำลังในจุดที่กำลังต่ำมากๆทำให้สูญเสียสถานะการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดที่ความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์เป็นต่ำกว่าเรโซแนนซ์ได้ เตาหลอมเหนี่ยวนำในงานอุตสาหกรรมมีความต้องการใช้งานต่อเนื่องเป็นเวลานานมาก ดังนั้นเตาหลอมจึงต้องมีเสถียรภาพสูง

งานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษารูปแบบการปรับกำลังแบบดิวิตีไซเคิลแบบอสมมาตรที่มีการจำกัดมุมดิวิตีไซเคิล สำหรับงานเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำความร้อนด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคลาสติที่มีโหลดต่อแบบ

อนุกรม โดยการถ่ายเทพลังงานความร้อนผ่านเบ้าหลอมแกรไฟต์ทำให้ทองเหลืองหลอมปริมาณ 300 กรัม ภายในระยะเวลา 10 นาที โดยระบบมีการควบคุมให้ทำงานที่ความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์ที่ความถี่ที่ตลอดย่านการทำงาน ทดสอบด้วยระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส 170 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ สวิตช์ทำงานที่ความถี่ประมาณ 35 กิโลเฮิร์ตซ์เป็นแหล่งจ่ายให้กับชุดขดลวดเหนี่ยวนำ ขณะทดสอบที่กำลังไฟฟ้า 883 วัตต์

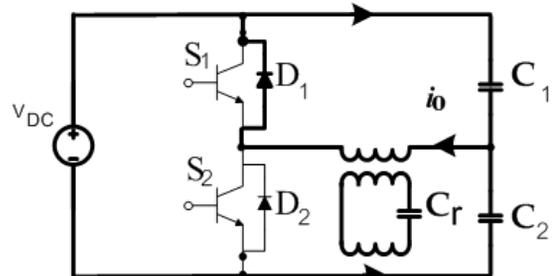
2. เตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบคลาสติแสดงดังรูปที่ 1 แบ่งออกเป็น 4 ส่วน ซึ่งประกอบไปด้วย ส่วนต่างๆ ดังนี้ วงจรเรียงกระแส อินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันหม้อแปลงความถี่สูงและชุดโหลดเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

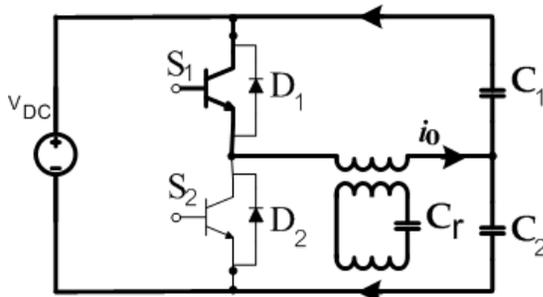


รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบคลาสติในเครื่องหลอมทองเหลืองแบบเหนี่ยวนำความร้อนที่นำมาทดสอบ

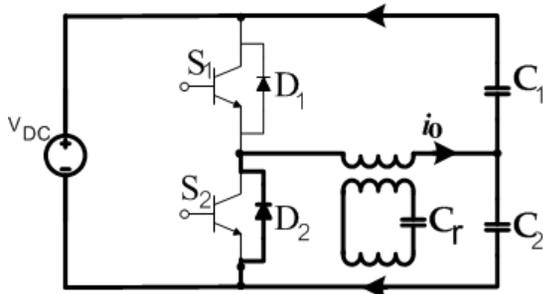
2.1 โหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์



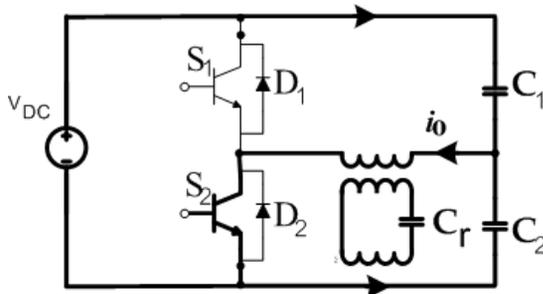
(a) โหมดที่ 1 ($t_0 - t_1$)



(b) โหมดที่ 2 ($t_1 - t_2$)



(c) โหมดที่ 3 ($t_2 - t_3$)



(d) โหมดที่ 4 ($t_3 - t_4$)

รูปที่ 2 โหมดการทำงาน 4 โหมด

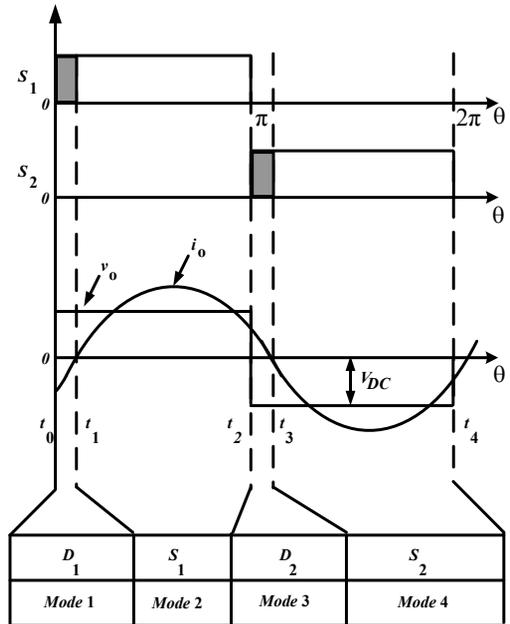
การทำงานของวงจรแบ่งออกได้เป็น 4 ช่วงคือ

ช่วงที่ 1 รูปที่ 2 (a) ช่วงเวลา $t_0 - t_1$ ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_2 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 นำกระแสในช่วงที่กระแสเป็นลบ

ช่วงที่ 2 รูปที่ 2 (b) ช่วงเวลา $t_1 - t_2$ เมื่อกระแสเป็นศูนย์ สวิตช์ S_1 จึงนำกระแส ทำให้เกิดกระแสช่วงบวก

ช่วงที่ 3 รูปที่ 2 (c) ช่วงเวลา $t_2 - t_3$ เมื่อสวิตช์ S_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_2 จึงนำกระแส

ช่วงที่ 4 รูปที่ 2 (d) ช่วงเวลา $t_3 - t_4$ หลังจากกระแสไหลผ่านไดโอดเป็นศูนย์ สวิตช์ S_2 จึงเริ่มนำกระแส โดยช่วงนี้จะเป็นสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์



รูปที่ 3 รูปคลื่นกระแสกับแรงดันต้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่สัมพันธ์กับสัญญาณเกตมอสเฟต

จากรูปที่ 3 สามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยต้านออกได้ตามสมการที่ 1

$$P = \frac{2I_m V_m}{\pi} \cos \theta \quad (1)$$

2.1 ลักษณะโหลด

วงจรสมมูลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมประกอบไปด้วยความต้านทานต่ออนุกรม (R_s), อินдукแตนซ์ (L_p) และ ตัวเก็บประจุชดเชย (C_c) แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุชดเชยจะมีค่าสูงขึ้นกับสัมประสิทธิ์คุณภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2)

$$V_{C,peak} = \frac{4V_{DC}}{\pi} \cdot \frac{Q_r}{2} \quad (2)$$

โดยที่ V_{DC} คือค่าแรงดันที่ตีซิปัสและ Q_r คือ

สัมประสิทธิ์คุณภาพของขดลวดเหนี่ยวนำสามารถคำนวณหาได้ตามสมการที่ (3)

$$Q_r = \frac{\omega_r L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_r C_r R_{eq}} \quad (3)$$

ω_r คือความถี่เชิงมุมที่เรโซแนนซ์ $\omega_r = 2\pi f_r$ โดยที่ f_r คือความถี่เรโซแนนซ์ หาได้ตามสมการที่ (4)

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_r}} \quad (4)$$

ค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมสามารถหาได้ตามสมการที่ 5

$$\hat{Z}_{eq} = R_{eq} \sqrt{1 + Q_r^2 \left(hf_n - \frac{1}{hf_n} \right)^2} \quad (5)$$

โดยที่ h อันดับของฮาร์โมนิกส์ และ f_n is อัตราส่วนความถี่ (f_s / f_r). มุมเฟส θ_{vi} ระหว่างแรงดัน v_{oh} กับกระแสต้านออกของอินเวอร์เตอร์ สามารถหาได้ตามสมการที่ 6

$$\theta_{vih} = \tan^{-1} \left[\frac{hX_{L_{eq}} - X_{C_r}/h}{R_{eq}} \right] = \tan^{-1} \left[Q_r \left(hf_n - \frac{1}{hf_n} \right) \right] \quad (6)$$

กระแสต้านออกของอินเวอร์เตอร์ i_o สามารถหาได้ตามสมการที่ (7)

$$\hat{i}_{oh} = \sum_{h=0}^{\infty} \frac{\hat{V}_{oh}}{R_{eq} \sqrt{1 + Q_r^2 \left(hf_n - \frac{1}{hf_n} \right)^2}} \quad (7)$$

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์ P_o สามารถหาได้ตามสมการที่ (8)

$$\begin{aligned} P_o &= \sum_{h=0}^{\infty} (I_{oh,rms}^2 \cdot R_{eq}) \\ &= \sum_{h=0}^{\infty} \frac{\hat{V}_{oh}^2}{2R_{eq} \left(1 + Q_r^2 \left(hf_n - \frac{1}{hf_n} \right)^2 \right)} \end{aligned} \quad (8)$$

2.2 การจำกัดดิวตี้ไซเคิล

การควบคุมแบบจำกัดดิวตี้ไซเคิลเพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดนำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ โดยการหลีกเลี่ยงไม่ให้ปรับค่าดิวตี้ไซเคิลขณะทำงานมากเกินไป

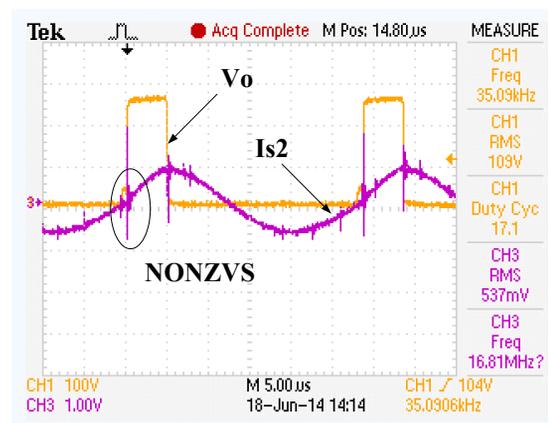
$$\omega_n - \frac{1}{\omega_n} > \frac{\tan \left[\left(\left(\frac{0.5-D}{100} \right) \times 180 \right) / 2 \right]}{Q} \quad (9)$$

ที่ซึ่ง $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_r}$, ω_n คืออัตราความถี่เชิงมุมขณะสวิตช์

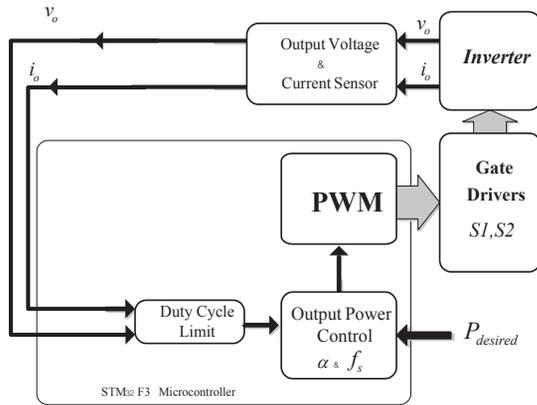
กับความถี่เชิงมุมเรโซแนนซ์ หลักการควบคุมแสดงในรูปที่ 5 โดยประกอบไปด้วยระบบเซ็นเซอร์ที่ทำหน้าที่วัดสัญญาณกระแสและสัญญาณแรงดันเพื่อนำไปคำนวณเพื่อทำการจำกัดดิวตี้ไซเคิลไม่ให้เกินขอบเขตซึ่งสามารถคำนวณจากสมการที่ 9 โดยค่าดิวตี้ไซเคิลจะไม่เกิน

$\left[\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right]$ เพื่อไม่ให้สูญเสียการสวิตช์ขณะแรงดันเป็น

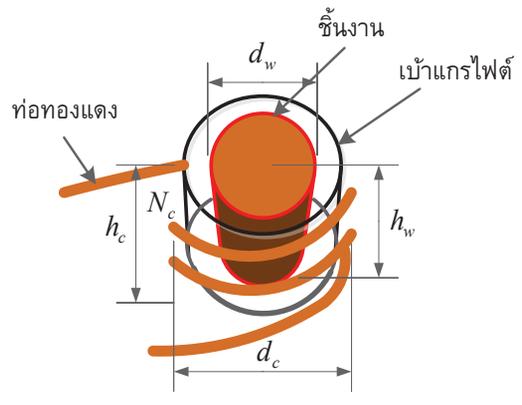
ศูนย์ เนื่องจากขณะปรับมุมดิวตี้ไซเคิลแบบอสมมาตรทำให้ทำให้เกิดการเลื่อนมุมเฟสทำให้เกิดการสูญเสียการนำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ [6] ดังนั้นจึงทำการเก็บผลรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์และทำการปรับดิวตี้ไซเคิลเพื่อศึกษาการเลื่อนของมุมเฟส โดยแสดงในรูปที่ 4 การสูญเสียที่สวิตช์ขณะนำกระแสจะเริ่มเมื่อปรับดิวตี้ไซเคิลที่ 17 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 4 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสที่ออกจากเอาต์พุตที่ค่ารอบทำงาน 17 เปอร์เซ็นต์ (V_o : 100V/div, I_{s2} : 10 A/div, Time : 5 μ s / div)



รูปที่ 5 การควบคุมแบบจำกัดดิวิตีไซเคิลที่นำเสนอ



รูปที่ 6 ขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้ออกแบบและสร้าง (แสดงภาพตัดขวาง)

2.3 การออกแบบและค่าพารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำ

การออกแบบขดเหนี่ยวนำความร้อน (L_{coil})

โดยทั่วไปแล้วขดลวดเหนี่ยวนำจะทำขึ้นจากท่อทองแดงกลวง ทั้งนี้เพราะทองแดงเป็นตัวนำไฟฟ้าได้ดีทำให้มีกำลังสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำต่ำ ซึ่งจะมีผลทำให้ระบบมีประสิทธิภาพสูงอย่างไรก็ดีเนื่องจากความหนาแน่นของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูง ความร้อนที่เกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำจะมีค่ามาก ดังนั้นจึงต้องใช้ท่อทองแดงกลวง เพื่อให้สามารถระบายความร้อนโดยใช้ของเหลว เช่น น้ำ ผ่านเข้าไปในท่อได้ เป็นต้น

สำหรับขั้วบนที่ใช้เป็นทรงกระบอกมีเส้นผ่านศูนย์กลาง 75 mm. สูง 74 mm. โดยมีระยะห่างระหว่างผิวนอกของขั้วบนกับผิวภายในของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะสมและให้สะดวกในการวางขั้วบน ส่วนขดเหนี่ยวนำเป็นท่อทองแดงกลวงมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอก 1/4" สามารถพันได้ทั้งหมด 15 รอบ จากนั้นนำไปเชื่อมต่อกับแผ่นทองแดงเพื่อใช้เป็นขั้วไฟฟ้า และใช้น้ำระบายความร้อนภายในขดลวดทองแดง เนื่องจากกระแสที่ขดเหนี่ยวนำมีค่าสูง ขดเหนี่ยวนำที่ออกแบบและสร้างขึ้นมีลักษณะเป็นดังรูปที่ 6

โดยที่ N_c คือ จำนวนรอบของท่อทองแดงขดเหนี่ยวนำ

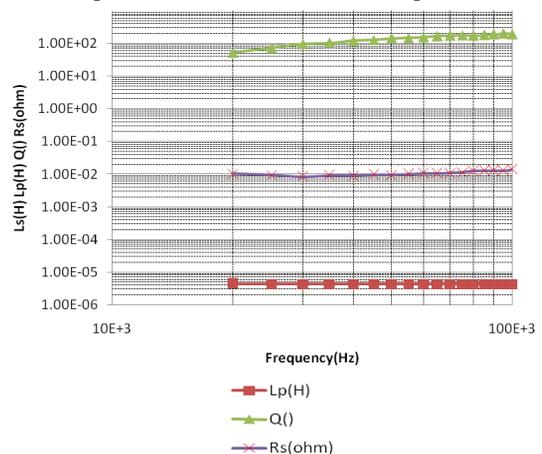
h_w คือ ความสูงของขั้วบน

h_c คือ ความสูงของท่อทองแดงขดเหนี่ยวนำ

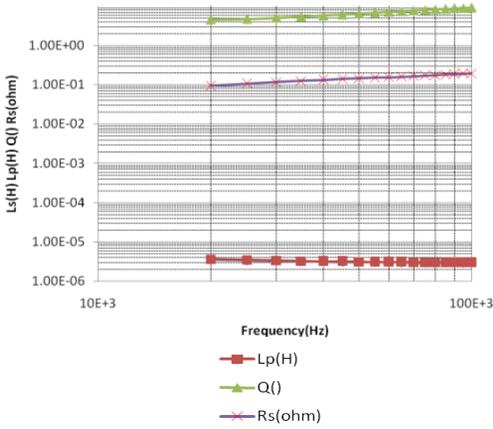
d_c คือ เส้นผ่านศูนย์กลางภายในของท่อทองแดงขดเหนี่ยวนำ

d_w คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของขั้วบน

เนื่องจากต้องการเลือกจุดการทำงานที่เหมาะสมหลังจากออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ จึงทำการวัดพารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ขณะไม่มีเบ้าแกรไฟต์ แสดงดังรูปที่ 7 และมีเบ้าแกรไฟต์แสดงดังรูปที่ 8

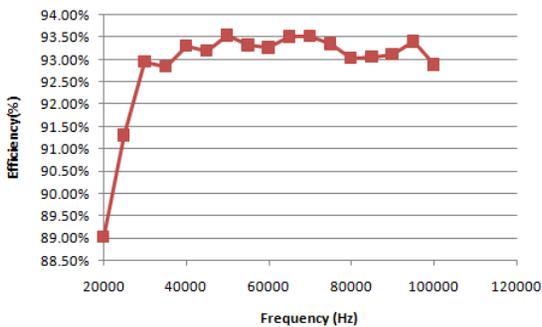


รูปที่ 7 พารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำขณะไม่มีเบ้าแกรไฟต์ ค่าอินดักแตนซ์ (L_p) ค่าคุณภาพขดลวด (Q) และ ค่าความต้านทาน (R_s)



รูปที่ 8 พารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำขณะมีเบ้าแกรไฟต์ ค่าอินดักแตนซ์ (L_p) ค่าคุณภาพขดลวด(Q)และค่าความต้านทาน (R_s)

ผลจากการวัดขดลวดเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่างๆ กัน ทำให้สามารถวัดประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 9 ซึ่งจะเลือกความถี่การทำงานที่ไม่สูงมากจนเกินไปเพื่อลดการสูญเสียขณะสวิตซ์จึงเลือกความถี่การทำงานที่ 35 กิโลเฮิร์ตซ์ มีประสิทธิภาพที่ 92.8 เปอร์เซ็นต์

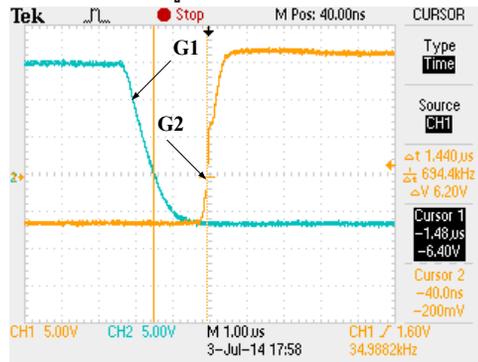


รูปที่ 9 กราฟประสิทธิภาพ (แกน Y) กับ ความถี่ (แกน X)

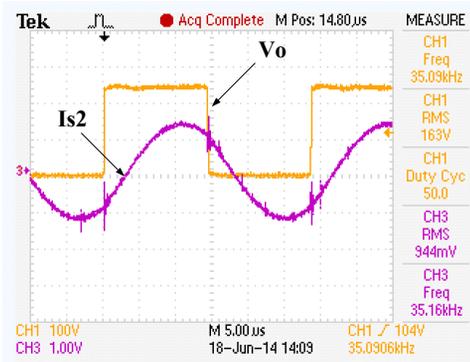
3. ผลการทดลอง

ความถี่สวิตซ์ทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ในย่าน 35 kHz ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบมีดังนี้ แรงดันที่จ่ายเข้าวงจรเรียงกระแส $V_{in} = 170$ V, $L_f = 2$ mH, $C_{1,2} = 330$ uF, $C_r = 6$ uF, $L_{coil} = 4.5$ uH และ $R_{eq} = 0.123$ ทดสอบโดยการให้ความร้อนกับเบ้าหลอมแกรไฟต์ทรงกระบอกมีเส้นผ่านศูนย์กลาง 40 mm. สูง 100 mm. แสดงโครงสร้างของเตาหลอมในรูปที่ 6 ตามสมการที่ 3 คำนวณจุดเรโซแนนซ์ได้ที่ 30.63 กิโลเฮิร์ตซ์ แทนค่าใน

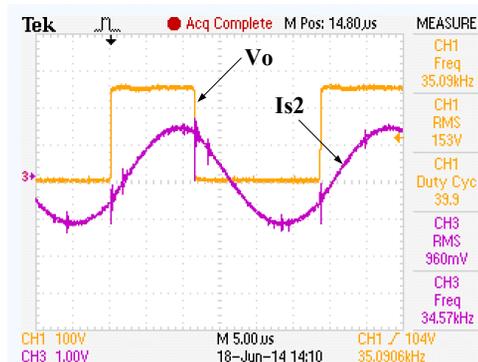
สมการที่ 8 สามารถจำกัดดีวีดีไซเคิลได้ไม่ต่ำกว่า 20 เปอร์เซ็นต์ ทำการบันทึกรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ (v_o) กระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ (i_o) แรงดันที่ขดเหนี่ยวนำใน ตั้งค่าเวลาเดดไทม์อยู่ที่ 1 ไมโครวินาทีแสดงในรูปที่ 10



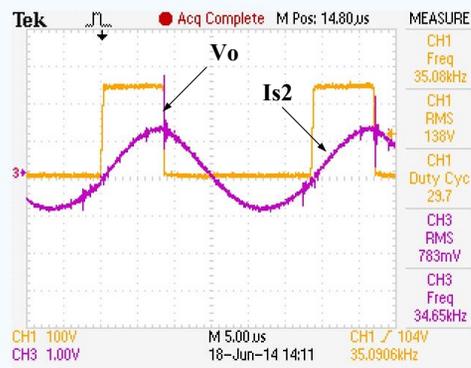
รูปที่ 10 สัญญาณขับไอจีบีที 2 ตัวและช่วงเวลาเดดไทม์ ($G_1:5V/div, G_2: 5V/div, Time :1 \mu S /div$)



รูปที่ 11 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสที่ออกจากเอาต์พุตที่ค่ารอบทำงาน 50 เปอร์เซ็นต์ ($V_o : 100V/div, I_{s2} : 10 A/div, Time :5 \mu S /div$)



รูปที่ 12 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสที่ออกจากเอาต์พุตที่ค่ารอบทำงาน 40 เปอร์เซ็นต์ ($V_o : 100V/div, I_{s2} : 10 A/div, Time :5 \mu S /div$)



รูปที่ 13 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสที่ออกจากเอาต์พุตที่ค่ารอบทำงาน 30 เปรอร์เซ็นต์ ($V_o : 100V/div, I_{s2} : 10 A/div, Time : 5 \mu S /div$)

การเก็บรูปคลื่นสัญญาณแรงดันที่สวิตช์เทียบกับกระแสที่ผ่านสวิตช์เพื่อเปรียบเทียบดูผลจากการปรับมุมดิวด์ไซเคิลเพื่อดูการสูญเสียการนำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switch, ZVS) ดังแสดงในรูปที่ 10-13 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสวิตช์ยังทำงานในโหมด ZVS ได้้อยู่ตารางที่ 1 แสดงผลกำลังไฟฟ้ามี่ค่าลดลงเมื่อมีการปรับค่าดิวด์ไซเคิลลดลง

ตารางที่ 1 กำลังไฟฟ้าและกระแสด้านอินพุตขณะปรับดิวด์ไซเคิล

ดิวด์ไซเคิล (%)	กระแสอินพุต (A)	กำลังไฟฟ้าเข้า (W)
50	3	883
40	2.8	824
30	2.1	618
17	1.1	323

4. สรุป

การควบคุมแบบจำกัดดิวด์ไซเคิลที่นำเสนอถูกนำมาใช้ในงานของเครื่องหลอมทองเหลืองแบบเหนี่ยวนำ ความร้อน สามารถหลอมชิ้นงานทองเหลืองขนาด 300 กรัมจากที่ชิ้นงานมีอุณหภูมิเริ่มต้นเท่ากับอุณหภูมิห้องที่ 30 องศาเซลเซียส ได้ภายใน 40 นาที ซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพในการหลอมเพิ่มขึ้น 20% จากการทดสอบอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์คงที่ตลอดย่านการทำงาน ทำให้การทำงานของสวิตช์นำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ ทำให้การสูญเสียที่สวิตช์กำลังมีค่าน้อย ขณะชิ้นงานเกิดความร้อนสูง และมุมเฟสมีการเปลี่ยนแปลงน้อย ทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงาน

ที่ความถี่คงที่ ซึ่งช่วยทำให้เตาหลอมแบบเหนี่ยวนำมีการทำงานที่ยาวนานขึ้น

เอกสารอ้างอิง

[1] Vicente, E., Esteban, S. K., José, J., Enrique, J. D., César, C., Enrique, M., Juan, B. E. and Agustín, F. 2011. Improving the efficiency of IGBT series-Resonant inverters using pulse density modulation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 3, 2011: 979-987.

[2] Chudjuarjeen, S., Sangswang, A. and Koopai, C. 2011. An improved LLC resonant inverter for induction heating applications with asymmetrical control. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 7, 2011: 2915-2925.

[3] Mishima, T. and Nakaoka, M. 2009. A novel high-frequency transformer-linked soft-switching half-bridge DC-DC converter with constant-frequency asymmetrical PWM scheme. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 8, 2009: 2961-2969.

[4] Paesa, D., Franco, C., Llorente, S., Lopez-Nicolas, G. and Sagues, C. 2011. Adaptive simmering control for domestic induction cookers. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no.5, 2011: 2257-2267.

[5] Acero, J., Alonso, R., Barragan, L.A. and Burdio, J.M. Modeling of planar spiral inductors between two multilayer media for induction heating Applications. IEEE Trans. Magn., Vol. 42, no. 11, 2006: 3719-3729.

[6] Acero, J., Burdio, J.M., Barragan, L.A., Navarro, D., Alonso, R., Garcia, J.R., Monterde, F., Hernandez, P., Llorente, S. and Garde, I. 2010. Domestic induction applications. IEEE Ind. Appl. Magn., vol. 16, no. 2, 2010: 39-47.

[7] Jittakort, J., Yachiangkam, S., Sangswang, A., Naetiladdanon, S., Koopai, C. and

- Chudjuarjeen, S. 2011. A variable-frequency asymmetrical voltage-cancellation control of series resonant inverter in domestic induction cooking. Proceedings of ICPE2011-ECCE Asia, May. 30-June. 3, 2011: 2320-2327.
- [8] Yachiangkam, S., Sangswang, A., Naetiladdanon, S., Koumpai, C. and Chudjuarjeen, S. 2011. Resonant inverter with a variable-frequency asymmetrical voltage-cancellation control for low Q-factor loads in induction cooking. Proceedings of IEEE European Conference on Power Electronics and Applications, Birmingham, United Kingdom, Aug. 30-Sept. 1, 2011: 1-10.
- [9] Polsripim, A., Chudjuarjeen, S., Sangswang, A., Navaratana P. N. A. and Koumpai, C., 2009. A soft switching class D current source inverter for induction heating with ferromagnetic load. Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive System, vol. 4, 2009: 877-881.
- [10] Yachiangkam, S., Sangswang, A., Naetiladdanon, S., Koumpai, C., Jittakort, J. and Chudjuarjeen, S., 2013. Automatic variable frequency asymmetrical control of half-bridge series resonant inverters for low-cost domestic induction cooking. Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive System, Kitakyushu, Japan, Apr. 22-25, 2013: 867-871.
- [11] Chudjuarjeen, S., Hathairatsiri, V., Pechpunsri, W., Sangswang, A., Koumpai, C., 2013. Quasi-resonant converter for induction heating in high temperature applications. Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive System, Kitakyushu, Japan, Apr. 22-25, 2013: 836-839.
- [12] Koertzen, H.W., Wyk, J.D. and Ferreira, J.A. 1995. Design of the half-bridge series resonant converters for induction cooking. Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference Records, Jun. 18-22, 1995: 729-735.
- [13] Khan F.H. and Tolbert, L.M. 2009. Multiple-load-source integration in a multilevel modular capacitor-clamped DC-DC converter featuring fault tolerant capability. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 1, Jan., 2009: 14-24.