

เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำแบบสองหัวโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ดัดแปลง A Dual-Output Induction Heating Machine Using a Modified Half-Bridge Inverter

วตัณญ มีศรีสุข^{1*} นรกรทิ์ เสนาจิตร² และ อนูวัฒน์ จางวนิชเลิศ³
Watanyu Meesrisuk^{1*}, Narongrit Sanajit² and Anuwat Jangwanitlert³

¹สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยราชภัฏนครปฐม, Email: watanyu@webmail.npru.ac.th

²ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, Email: narongrit@mut.ac.th

³ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, Email: kjanuwat@kmitl.ac.th

^{1*}Department of Electrical Engineering, Faculty of Science and Technology, Nakhon Pathom Rajabhat University

²Department of Electrical Power Engineering, Faculty of Engineering, Mahanakorn University of Technology

³Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

* Corresponding author E-mail: watanyu@webmail.npru.ac.th

(Received: July 11 , 2018, Revised: October 4, 2018, Accepted: January 3, 2019)

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ดัดแปลงสำหรับประยุกต์ใช้เป็นเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำแบบสองหัว โดยใช้หลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรมในการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านออกของวงจร นอกจากนี้สวิตช์หลักในวงจรยังทำงานได้ภายใต้เงื่อนไขแรงดันศูนย์ (Zero-voltage switching : ZVS) ซึ่งทำให้ไม่เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในช่วงของการเริ่มนำกระแสของสวิตช์ วงจร ที่ได้ทำการนำเสนอได้ถูกออกแบบ สร้างและทดสอบการทำงานที่พิกัดกำลังไฟฟารวม 1,300 วัตต์ (หัวละ 650 วัตต์) แรงดันไฟฟ้าเข้ากระแสสลับ 230 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ และความถี่สวิตช์ 40-50 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยได้ทำการทดสอบให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานโลหะขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 12, 9 และ 6 มิลลิเมตร โดยพบว่าประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 98.67 %

คำสำคัญ : วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ดัดแปลง เรโซแนนซ์แบบอนุกรม เงื่อนไขแรงดันศูนย์

Abstract

This paper aims to present a modified half-bridge inverter for applying as a dual-output induction heating machine. By using a series-resonant principle, the output power of inverter could be adjusted. In addition, main switches in the circuit could operate under a zero-voltage switching condition (ZVS) resulting in eliminating switching power losses during the turning on stage. The proposed circuit was designed, built and tested at 1,300 W of total rated power (650 W for each load), 230 V 50 Hz of AC input voltage and 40 - 50 kHz of switching frequency by using three sizes of iron work pieces (12, 9 and 6 mm of diameter). From experimental results, the maximum efficiency of inverter was 98.67 %.

Keywords : modified half-bridge inverter, series-resonant , ZVS condition.

1. บทนำ

ปัจจุบันนี้เทคนิคการให้ความร้อนด้วยวิธีเหนี่ยวนำได้ถูกใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ตั้งแต่งานในระดับครัวเรือนจนไปถึงงานในระดับอุตสาหกรรม อาทิเช่น เตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ งานหลอมโลหะ งานเชื่อมโลหะ และงานชุบแข็ง เป็นต้น เทคนิคการให้ความร้อนด้วยวิธีเหนี่ยวนำนั้นมีข้อดีหลายประการเมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคการให้ความร้อนด้วยวิธีแบบดั้งเดิม ได้แก่ความสูญเสียกำลังไฟฟ้าต่ำส่งผลให้ประสิทธิภาพการทำงานมีค่าสูงสามารถให้ความร้อนที่รวดเร็วกว่า นอกจากนี้ยังสามารถให้ความร้อนเฉพาะจุดที่ต้องการโดยไม่ก่อให้เกิดมลภาวะที่ส่งผลเสียต่อสิ่งแวดล้อมอีกด้วย ในด้านการพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยส่วนใหญ่นั้นจะนำวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังเข้ามาใช้งานซึ่งสามารถแบ่งแยกออกได้ตามขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าของวงจรซึ่งจะสอดคล้องกับประเภทของการใช้งานต่างๆ เช่นวงจรแบบสวิทช์เดี่ยว (Single-Switch) วงจรแบบกึ่งบริดจ์ (Half-Bridge) [1]-[3] วงจรแบบเต็มบริดจ์ (Full-Bridge) [4]-[6] เป็นต้น โดยวงจรดังกล่าวเป็นวงจรพื้นฐานที่ถูกนำเสนอในการประยุกต์ใช้ในการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ในบทความนี้จะนำหลักการการทำงานของวงจรพื้นฐานดังกล่าวนี้มาใช้และจะมุ่งเน้นพัฒนาไปที่วงจรแบบกึ่งบริดจ์เท่านั้น ซึ่งมักจะถูกใช้งานกับการที่มีพิกัดกำลังไม่สูงมากนัก (500 – 1500 วัตต์) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์นั้นประกอบไปด้วยสวิทช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจำนวน 2 ตัวทำงานเพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงสำหรับจ่ายให้กับโหลดแบบเหนี่ยวนำซึ่งประกอบไปด้วยขดลวดแบบเหนี่ยวนำและชิ้นงานโลหะ โดยทั่วไปแล้ววงจรหนึ่งวงจรจะสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดแบบเหนี่ยวนำเพียงโหลดเดียวเท่านั้น (Single-output inverter) ซึ่งถ้าหากมีความต้องการใช้งานจำนวนโหลดมากขึ้นก็จำเป็นต้องเพิ่มจำนวนวงจรให้เพียงพอต่อการใช้งาน ซึ่งนำไปสู่การลงทุนและค่าใช้จ่ายที่สูงขึ้นด้วย ดังนั้นงานวิจัยในอดีตจึงมีการนำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์แบบหลายหัว (Multi-output inverter) [7]-[9] ขึ้นมาเพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานโหลดจำนวนที่มากขึ้นจากวงจรเพียงหนึ่งวงจร แนวคิดนี้สามารถช่วยลดค่าใช้จ่ายในการลงทุน ลดจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ วงจรขับและวงจรควบคุมลงได้ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบพื้นฐาน อย่างไรก็ตามวงจรในที่ใช้ใน [7]-[9] ก็ยังคงใช้จำนวนสวิทช์มากอยู่ ซึ่งในงานวิจัยนี้จะได้ทำการนำเสนอรูปแบบของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ถูกดัดแปลงเพื่อนำมาใช้ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าให้แก่โหลดจำนวน 2 หัวพร้อมกันโดยใช้สวิทช์จำนวนเพียง 3 ตัวเท่านั้น ดังแสดงได้ดังรูปที่ 1 ซึ่งถ้าหากเปรียบเทียบกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์แล้ว

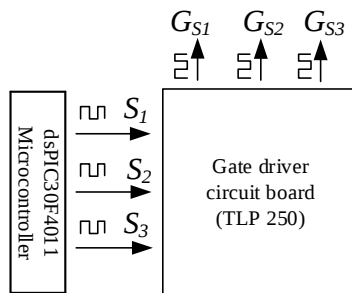
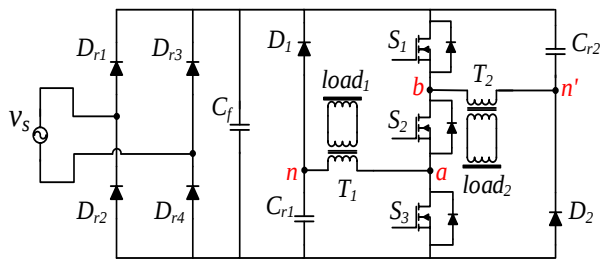
จำเป็นต้องใช้วงจรทั้งหมด 2 วงจรสำหรับจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดทั้ง 2 หัว ซึ่งรวมแล้วต้องใช้สวิทช์ทั้งหมดจำนวน 4 ตัว ซึ่งจะได้ชัดเจนว่าเมื่อพิจารณาจำนวนโหลดที่เท่ากัน วงจรที่นำเสนอจะช่วยลดจำนวนอุปกรณ์และค่าใช้จ่ายลงได้เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรโดยทั่วไป

ในส่วนของการควบคุมกำลังไฟฟ้าของโหลดทั้งสองหัวของวงจรที่นำเสนอ นั้นจะใช้หลักการของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม [10] ซึ่งจะทำให้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้โดยอาศัยการปรับความถี่การทำงานของสวิทช์ซึ่งจากการใช้วิธีการดังกล่าวนี้หากทำการปรับความถี่การทำงานของสวิทช์ให้มีค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดแบบเหนี่ยวนำจะส่งผลทำให้สวิทช์ทำงานได้ภายใต้เงื่อนไขแรงดันศูนย์ (ZVS) ซึ่งส่งผลให้ไม่เกิดความสูญเสียในช่วงของการเริ่มนำกระแสของสวิทช์ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าสูง โดยในบทความวิจัยนี้จะได้ทำการกล่าวถึงส่วนประกอบของวงจร หลักการทำงานของวงจร การออกแบบวงจร รวมไปถึงผลการทดสอบการทำงานของวงจรที่ได้ทำการนำเสนออีกด้วย

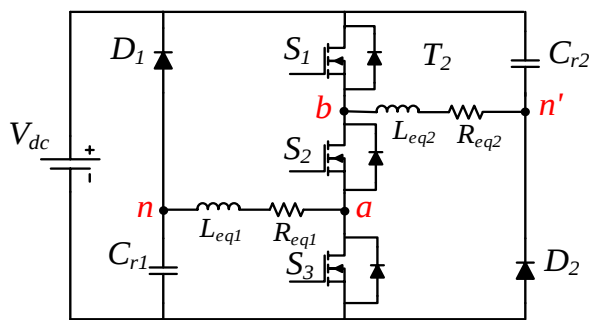
2. ส่วนประกอบของวงจรและช่วงการทำงาน

2.1 ส่วนประกอบของวงจร

วงจรที่ได้นำเสนอนั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1 ซึ่งมีส่วนประกอบของวงจรดังต่อไปนี้ แรงดันไฟฟ้าเข้ากระแสสลับ (V_s) ขนาด 230 โวลต์ ความถี่ขนาด 50 เฮิรตซ์ จากนั้นเป็นส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ ($D_{r1} - D_{r4}$) และตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ (C_f) ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{dc}) ก่อนจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่วงจรอินเวอร์เตอร์ประกอบไปด้วยสวิทช์มอสเฟตจำนวน 3 ตัว ($S_1 - S_3$) โดยสวิทช์ S_1 ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของโหลดแบบเหนี่ยวนำหัวที่ 1 สวิทช์ S_3 ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของโหลดแบบเหนี่ยวนำหัวที่ 2 และสวิทช์ S_2 จะทำหน้าที่ควบคุมการปิด-เปิดการทำงานของทั้งหมดของวงจร นอกจากนั้นแล้วยังมีตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_{r1} และ C_{r2}) และไดโอดฟรีวีลลิ่ง (D_1 และ D_2) สำหรับโหลดทั้งสองหัวที่ด้านโหลดแต่ละหัวของวงจรอินเวอร์เตอร์ประกอบไปด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแบบลดแรงดันสำหรับเพิ่มกระแสที่ด้านทุติยภูมิก่อนจ่ายกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ ($Coil1$ และ $Coil2$) ซึ่งจะทำหน้าที่เหนี่ยวนำความร้อนให้เกิดขึ้นที่ชิ้นงานโลหะ ในส่วนของวงจรควบคุมนั้นสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิทช์มอสเฟตทั้งสามตัวจะถูกส่งมาจากไอซีขั้วเกท TLP250 โดยมีไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F4011 สร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมวงจรกำลัง



รูปที่ 1 วงจรที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 2 วงจรสมมูลของวงจรที่ได้นำเสนอ

2.2 ช่วงการทำงาน

เพื่อความง่ายต่อการวิเคราะห์ช่วงการทำงานของวงจรที่ได้ทำการนำเสนอ วงจรสมมูลด้านโหลดสามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของวงจรอนุกรมของตัวเหนี่ยวนำสมมูล (L_{eq1} และ L_{eq2}) และความต้านทานสมมูล (R_{eq1} และ R_{eq2}) ดังแสดงได้ในรูปที่ 2 และสมการที่ (1) – (4) ตามลำดับ

$$L_{eq1} = L_{lkp,1} + n^2 \cdot (L_{coil,1} + L_{lks,1}) \quad (1)$$

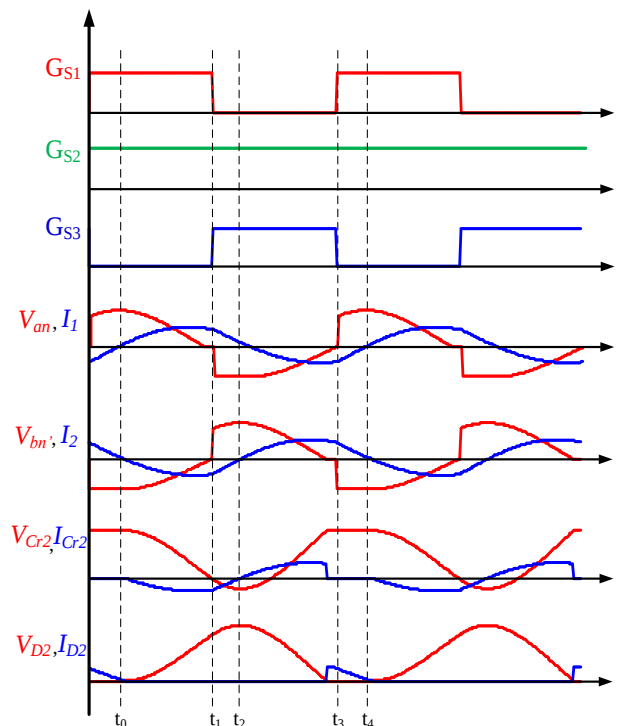
$$L_{eq2} = L_{lkp,2} + n^2 \cdot (L_{coil,2} + L_{lks,2}) \quad (2)$$

$$R_{eq1} \approx n^2 \cdot R_{coil,1} \quad (3)$$

$$R_{eq2} \approx n^2 \cdot R_{coil,2} \quad (4)$$

เมื่อ n คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้า

$R_{coil,1}, R_{coil,2}$ คือ ความต้านทานสมมูลของชุดโหลดเหนี่ยวนำความร้อนทั้งสองหัว



รูปที่ 3 คลื่นการทำงานของวงจร

$L_{coil,1}, L_{coil,2}$ คือ ความเหนี่ยวนำสมมูลของชุดโหลดเหนี่ยวนำความร้อนทั้งสองหัว

$L_{lkp,1}, L_{lkp,2}$ คือ ความเหนี่ยวนำรั่วไหลด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงของโหลดทั้งสองหัว

$L_{lks,1}, L_{lks,2}$ คือ ความเหนี่ยวนำรั่วไหลด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงของโหลดทั้งสองหัว

รูปที่ 3 แสดงคลื่นการทำงานของวงจร ซึ่งช่วงการทำงานของวงจรที่ได้ทำการนำเสนอสามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ช่วงการทำงาน โดยแต่ละช่วงการทำงานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4 โดยแต่ละช่วงการทำงานสามารถอธิบายได้ดังนี้

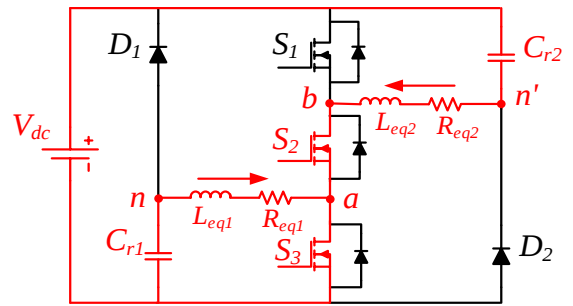
ช่วงที่ 1 ($t_0 - t_1$): ในช่วงเวลานี้สวิตช์ S_1 และ S_2 ถูกสั่งให้นำกระแส กระแส I_1 จะไหลผ่านสวิตช์ S_1 และ S_2 ผ่านโหลดชุดที่ 1 ไปยังตัวเก็บประจุโซแนนซ์ C_{r1} ทำให้เกิดสถานะเรโซแนนซ์ระหว่าง L_{eq1} และ C_{r1} ส่วนกระแส I_2 จะไหลผ่านสวิตช์ S_1 ไปยังโหลดชุดที่ 2 และผ่านตัวเก็บประจุโซแนนซ์ C_{r2} ซึ่งจะเกิดสถานะเรโซแนนซ์กับ L_{eq2}

ช่วงที่ 2 ($t_1 - t_2$): ที่เวลา t_1 สวิตช์ S_1 จะถูกสั่งให้หยุดนำกระแส กระแส I_1 จะยังคงไหลผ่านโหลดชุดที่ 1 ในทิศทางเดียวกันกับช่วง 1 โดยจะไหลผ่าน ไดโอดภายในของสวิตช์ S_3 และไดโอดฟรียูลิ่ง D_1 ไปยังแหล่งจ่าย ซึ่งพิจารณาได้ว่าพลังงานจากโหลดที่ 1 ถูกส่งคืนกลับไปแหล่งจ่าย แรงดันไฟฟ้าในช่วงนี้ ในขณะที่กระแส I_2 ก็ยังคงไหลในทิศทาง

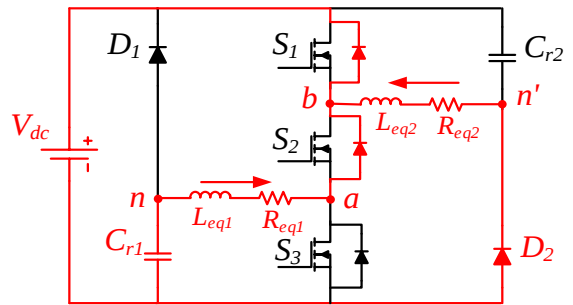
เดียวกันกับช่วงก่อนหน้านี้ โดยไหลผ่านไดโอดภายในของ
สวิตช์ S_2 และ S_3 ตามลำดับ

ช่วงที่ 3 ($t_2 - t_3$) : ในช่วงเวลานี้สวิตช์ S_3 อยู่ในสถานะ
นำกระแส กระแส I_1 จะเปลี่ยนทิศทางการไหลโดยไหลผ่าน
ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ C_{r1} โหลดชุดที่ 1 และสวิตช์ S_3 ซึ่งทำ
ให้เกิดสภาวะเรโซแนนซ์ระหว่าง L_{eq1} และ C_{r1} ในขณะที่
กระแส I_2 จะเปลี่ยนทิศทางการไหลเช่นเดียวกัน โดยไหลผ่าน
ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ C_{r2} ผ่านโหลดชุดที่ 2 และไหลผ่าน
สวิตช์ S_2 และ S_3 ตามลำดับ ทำให้เกิดสภาวะเรโซแนนซ์
ระหว่าง L_{eq2} และ C_{r2}

ช่วงที่ 4 ($t_3 - t_4$) : ที่เวลา t_3 สวิตช์ S_3 จะถูกสั่งให้หยุด
นำกระแส กระแส I_1 จะยังคงไหลผ่านโหลดชุดที่ 1 ในทิศทาง
เดียวกันกับช่วง 3 โดยจะไหลผ่าน ไดโอดภายในของสวิตช์ S_1
และ S_2 ไปยังแหล่งจ่าย ในขณะที่กระแส I_2 ก็ยังคงไหลใน
ทิศทางเดียวกันกับช่วงก่อนหน้านี้ โดยไหลผ่านไดโอดภายใน
ของสวิตช์ S_1 และไดโอดฟรีวิลลิง D_2 ตามลำดับซึ่งพิจารณาได้
ว่าพลังงานจากโหลดที่ 2 ถูกส่งคืนกลับไปยังแหล่งจ่าย
แรงดันไฟฟ้าเช่นเดียวกันช่วงนี้

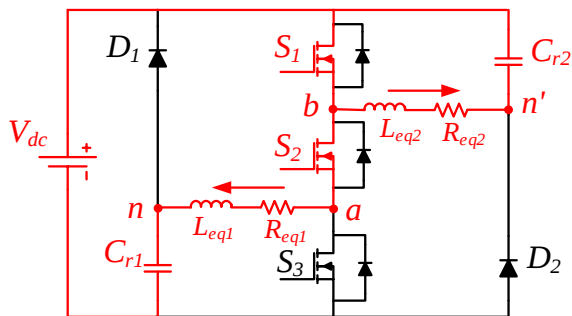


ค) ช่วง 3 ($t_2 - t_3$)



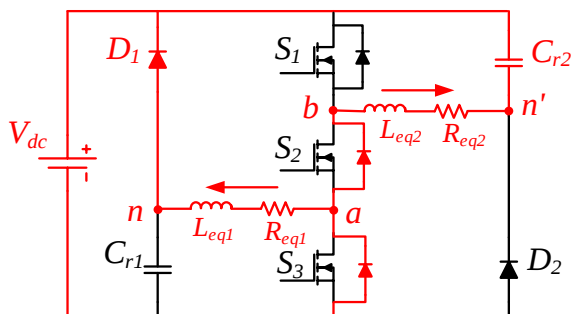
ง) ช่วง 4 ($t_3 - t_4$)

รูปที่ 4 ช่วงการทำงานของวงจร



ก) ช่วง 1 ($t_0 - t_1$)

ข)



ค) ช่วง 2 ($t_1 - t_2$)

3. การออกแบบชุดโหลดเรโซแนนซ์

ในหัวข้อนี้จะได้ทำการกล่าวถึงการออกแบบชุดโหลด
เรโซแนนซ์ที่ใช้สำหรับให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน
แต่ละตัว โดยทำการกำหนดค่ากำลังไฟฟ้าที่ต้องการที่โหลดแต่
ละตัวมีค่าเท่ากับ 650 วัตต์ โดยกำหนดให้ชิ้นงานโลหะมีขนาด
เส้นผ่านศูนย์กลางสูงสุดเท่ากับ 12 มิลลิเมตร มีความยาว
เท่ากับ 100 มิลลิเมตร โดยในการทดสอบจะได้ทำการกำหนด
ตัวขดลวดเหนี่ยวนำมีความยาวประมาณ 80 มิลลิเมตรและ
เพื่อลดการสูญเสียความร้อนต่อสิ่งแวดล้อม ดังนั้นจึงใส่ฉนวน
กันความร้อนกันระหว่างตัวขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงานที่อยู่
ภายในขดลวดเหนี่ยวนำ ในการเลือกขนาดของขดลวด
เหนี่ยวนำนั้นจะเลือกจากสมการความลึกผิวของกระแสไหลวน
(Skin depth, δ) [11] ดังนี้

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_o \mu_r f \pi}} \quad (5)$$

เมื่อ ρ คือ ค่าสภาพต้านทานไฟฟ้าของโลหะ (โอห์ม-
เมตร)

μ_o คือ ค่าสภาพซึมซาบได้ทางแม่เหล็กของอากาศ
($4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรี/เมตร)

μ_r คือ ค่าสภาพซึมซาบได้ทางแม่เหล็กสัมพัทธ์

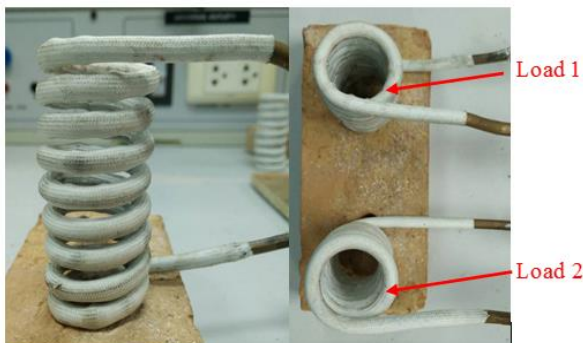
f คือ ค่าความถี่ไฟฟ้า (เฮิรตซ์)

ซึ่งจากการคำนวณโดยใช้ค่าความถี่เท่ากับ 40 กิโลเฮิร์ตซ์และใช้ค่าสภาพต้านทานไฟฟ้าของโลหะทองแดงมีค่าเท่ากับ 1.7×10^{-8} โอห์ม-เมตร ค่าความลึกผิวของกระแสไหลวน (Skin depth) มีค่าเท่ากับ 0.328 มิลลิเมตร ดังนั้นจึงเลือกท่อโลหะตามท้องตลาด ที่มีขนาดใกล้เคียงจากที่คำนวณซึ่งเลือกท่อทองแดงขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกเท่ากับ 8 มิลลิเมตร และมีความหนาของท่อทองแดงเท่ากับ 0.5 มิลลิเมตรซึ่งจากการกำหนดขนาดของขดลวดเหนี่ยวนำดังที่กล่าวก่อนหน้านี้พบว่าจะสามารถพันขดลวดเหนี่ยวนำได้ 9 รอบ จะได้ขดลวดเหนี่ยวนำดังรูปที่ 5 จากนั้นนำขดลวดเหนี่ยวนำมาขึ้นงานโลหะไปวัดค่าพารามิเตอร์จากเครื่องวัดอิมพีแดนซ์ HP 4194A พบว่าค่าพารามิเตอร์ของโหลดแต่ละหัวมีค่าดังนี้ โหลดหัวที่ 1 มีความต้านทานสมมูล ($R_{coil,1}$) เท่ากับ 156.62 มิลลิโอห์ม และค่าความเหนี่ยวนำขดลวดเหนี่ยวนำ ($L_{coil,1}$) เท่ากับ 2.56 ไมโครเฮนรี ส่วนโหลดชุดที่ 2 มีความต้านทานสมมูล ($R_{coil,2}$) เท่ากับ 148.27 มิลลิโอห์มและค่าความเหนี่ยวนำขดลวดเหนี่ยวนำ ($L_{coil,2}$) เท่ากับ 2.45 ไมโครเฮนรี หลังจากที่ได้ค่าพารามิเตอร์ที่โหลดแต่ละหัวแล้วจึงนำไปคำนวณหาค่ากระแสต้านทานของหม้อแปลง ($I_{s,rms}$) ที่ต้องใช้ในจ่ายกำลังไฟฟ้า (P) ที่พิกัด 650 วัตต์ จากสมการที่ (6) ดังนี้

$$I_{s,rms} = \sqrt{\frac{P}{R_{coil}}} \quad (6)$$

ซึ่งจะได้ว่ากระแสต้านทานของหม้อแปลงแต่ละตัวมีค่าดังนี้ $I_{s,rms1} = 64.42$ แอมแปร์ และ $I_{s,rms2} = 66.21$ แอมแปร์ ตามลำดับ จากนั้นทำการหาค่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของโหลดแต่ละชุดจากสมการที่ (7) ดังนี้

$$I_{p,rms} = \frac{\pi P}{V_{dc}} \quad (7)$$



รูปที่ 5 ขดลวดเหนี่ยวนำทั้ง 2 หัวที่ใช้ในวงจร

โดยจะได้ว่าค่ากระแสต้านปฐมภูมิ ($I_{p,rms}$) ที่ต้องใช้ในการจ่ายกำลังไฟฟ้าที่พิกัดมีค่า $I_{p,rms} = 6.58$ แอมแปร์ จากนั้นนำค่ากระแสต้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิมาคำนวณหาอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงของโหลดแต่ละหัวได้ดังสมการที่ (8)

$$n = \frac{I_{s,rms}}{I_{p,rms}} \quad (8)$$

จากการคำนวณพบว่าค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้าของโหลดแต่ละหัวมีค่าเท่ากับ 9.79 : 1 และ 10.06 : 1 ตามลำดับ ดังนั้นเพื่อความง่ายของการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงของโหลดแต่ละหัวจึงเลือกค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงให้มีค่าเท่ากันซึ่งเท่ากับ $n = 10 : 1$ เมื่อได้ค่าดังกล่าวจึงทำการออกแบบและสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง จากนั้นนำไปวัดค่าพารามิเตอร์และทำการคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำสมมูลของโหลดแต่ละหัวจากสมการที่ (1) และ (2) จะได้ว่าค่าตัวเหนี่ยวนำสมมูลมีค่าเท่ากับ 58.21 ไมโครเฮนรี และ 52.92 ไมโครเฮนรี ตามลำดับ จากนั้นทำการเลือกค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r) โดยคำนึงถึงค่าตัวประกอบคุณภาพของโหลด (Q) และค่าความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) จากสมการดังนี้

$$Q = \frac{1}{R_{eq}} \cdot \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}} \quad (9)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_r}} \quad (10)$$

โดยจะทำการเลือกค่าตัวประกอบคุณภาพ ให้มีค่ามากกว่า 0.8 ซึ่งจะได้ว่าค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.301 ไมโครฟารัด และ 0.391 ไมโครฟารัด ตามลำดับ ดังนั้นเพื่อให้วงจรสามารถจ่ายกำลังให้กับโหลดแต่ละหัวได้ที่พิกัดกำลังไฟฟ้าจะทำการเลือกค่าเท่ากันที่ 0.3 ไมโครฟารัด โดยมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดแต่ละหัวมีค่าดังนี้ $f_{r1} = 38.09$ กิโลเฮิร์ตซ์และ $f_{r2} = 39.94$ กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ โดยค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) หลังจากเลือกค่า ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์มีค่าดังนี้ $Q_1 = 0.889$ และ $Q_2 = 0.896$ ตามลำดับ โดยเมื่อนำค่าที่ได้ออกแบบไปสร้างเครื่องต้นแบบจะสามารถหาประสิทธิภาพของวงจร (η) ได้จากสมการดังนี้

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_{o,Load1} + P_{o,Load2}}{P_i} \quad (11)$$

เมื่อ $P_{o,Load1}$ คือ กำลังไฟฟ้าด้านออกของโหลดหัวที่ 1 (วัตต์)

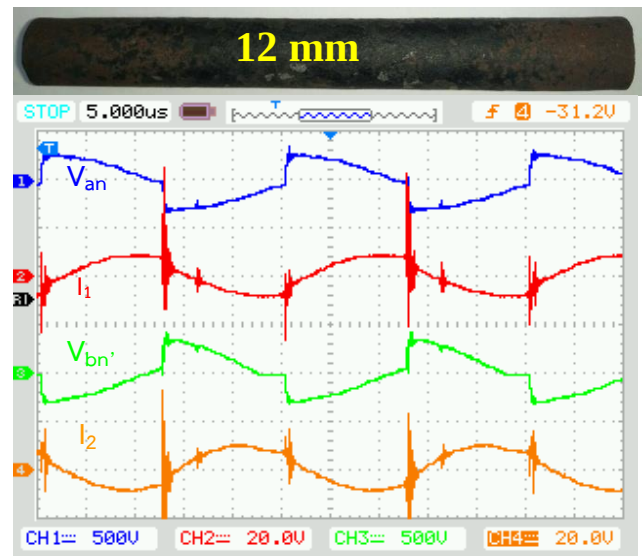
$P_{o,Load2}$ คือ กำลังไฟฟ้าด้านออกของโหลดหัวที่ 2 (วัตต์)

P_i คือ กำลังไฟฟ้าด้านเข้าของวงจร (วัตต์)

4. ผลการทดสอบ

วงจรที่ได้ทำการนำเสนอได้ถูกทำการทดสอบการทำงานในห้องปฏิบัติการ โดยใช้แรงดันไฟฟ้าขาเข้ากระแสสลับขนาด 230 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออกรวม 1300 วัตต์ (แบ่งเป็นพิกัดกำลังไฟฟ้าหัวละ 650 วัตต์) ความถี่สวิตช์ 40 – 50 กิโลเฮิร์ตซ์ อุณหภูมิชิ้นงานสูงสุดเท่ากับ 300 องศาเซลเซียสและใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ตามที่ระบุไว้ในหัวข้อการออกแบบวงจร ในการทดสอบจะทำการทดสอบให้ความร้อนกับชิ้นงานแท่งเหล็กต้นทรงกระบอกทั้ง 3 ขนาด ซึ่งมีขนาด 12, 9 และ 6 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งมีความยาวเท่ากับ 100 มิลลิเมตร โดยผลการทดสอบสามารถอธิบายได้ดังนี้ รูปที่ 6 แสดงคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองหัว V_{an} , I_1 , $V_{bn'}$ และ I_2 ของชิ้นงานขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 12 มิลลิเมตร พบว่า ที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียส กำลังไฟฟ้าด้านออกของแต่ละหัวมีค่า 658 และ 638 วัตต์ตามลำดับ โดยจากรูปคลื่นจะสังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าของแต่ละโหลดจะล่าหลังแรงดันไฟฟ้าซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ว่าสวิตช์ S_1 และ สวิตช์ S_3 จะทำงานภายใต้สภาวะแรงดันศูนย์ (ZVS) ดังนั้นจึงไม่ก่อให้เกิดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าอันเนื่องมาจากการสวิตช์ในช่วงของการเริ่มนำกระแส รูปที่ 7 แสดงชิ้นงานขนาด 12 มิลลิเมตร หัวที่ 1 ขณะได้รับความร้อนเหนี่ยวนำที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียส รูปที่ 8 แสดงคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองหัวของชิ้นงานขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 9 มิลลิเมตร ที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียส พบว่ากำลังไฟฟ้าด้านออกของแต่ละหัวมีค่า 700 และ 530 วัตต์ รูปที่ 9 แสดงชิ้นงานขนาด 9 มิลลิเมตรหัวที่ 1 ขณะได้รับความร้อนเหนี่ยวนำที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียส รูปที่ 10 แสดงคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองหัวของชิ้นงานขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 มิลลิเมตร ที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียสพบว่ากำลังไฟฟ้าด้านออกของแต่ละหัวมีค่า 671 และ 511 วัตต์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าโหลดแต่ละหัวยังจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ไม่เท่ากัน เนื่องจากผลของความไม่สมดุลกันของค่าพารามิเตอร์ของโหลดแต่ละหัว ขณะที่รูปที่ 11 แสดงรูปตัวอย่างชิ้นงานหัวที่ 1 ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 มิลลิเมตร ขณะได้รับความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียส รูปที่ 12 แสดงเวลาทั้งหมดที่ใช้ในการให้ความร้อนกับโหลดแบบเหนี่ยวนำทั้งสองหัวจากอุณหภูมิห้องจน

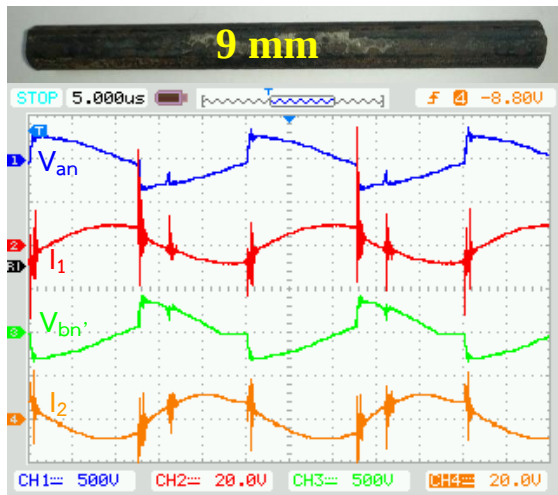
เท่ากับ 300 องศาเซลเซียส ซึ่งพบว่าขนาดชิ้นงาน 12 มิลลิเมตร จะเวลานานที่สุดในการเพิ่มจากอุณหภูมิห้องจนถึง 300 องศาเซลเซียส ในขณะที่ชิ้นงานที่มีขนาดเล็กกลางจะใช้เวลาน้อยกว่า ซึ่งขณะทำการทดสอบพบว่าชิ้นงานที่โหลดหัวที่ 1 ใช้เวลาเร็วกว่าโหลดหัวที่ 2 ในการเพิ่มจากอุณหภูมิห้องจนถึง 300 องศาเซลเซียส เนื่องจากกำลังไฟฟ้าของแต่ละโหลดมีความแตกต่างกันในทางปฏิบัติ ซึ่งจากการทดสอบโหลดหัวที่ 1 จะใช้กำลังไฟฟ้าสูงกว่าโหลดหัวที่ 2 สำหรับชิ้นงานทุกขนาด



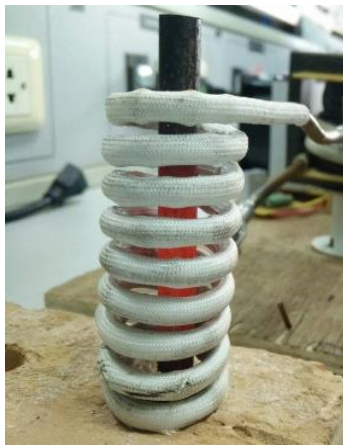
รูปที่ 6 คลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองหัว (V_{an} , I_1 , $V_{bn'}$ และ I_2) ขณะใช้ชิ้นงานขนาด 12 มิลลิเมตร ($V_{an} : 500V/div$, $I_1 : 20A/div$, $V_{bn} : 500V/div$, $I_2 : 20A/div$)



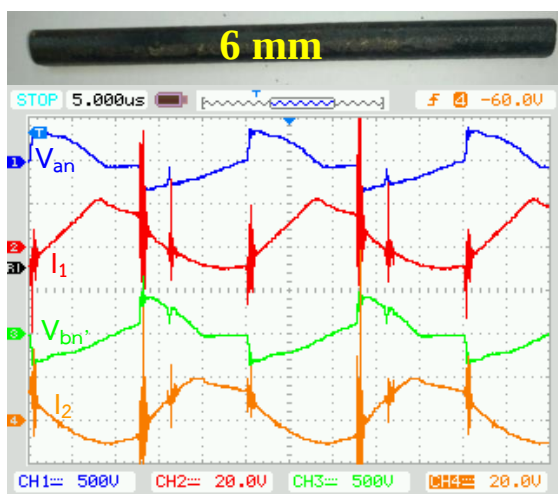
รูปที่ 7 ตัวอย่างชิ้นงานขนาด 12 มิลลิเมตร หัวที่ 1 ขณะได้รับความร้อนเหนี่ยวนำที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียส



รูปที่ 8 คลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองหัว (V_{an} , I_1 , $V_{bn'}$ และ I_2) ขณะใช้ชิ้นงานขนาด 9 มิลลิเมตร (V_{an} : 500V/div, I_1 : 20A/div, V_{bn} : 500V/div, I_2 : 20A/div)



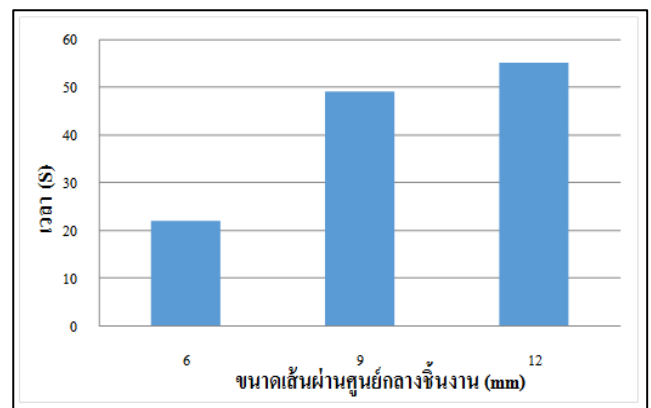
รูปที่ 9 ตัวอย่างชิ้นงานขนาด 9 มิลลิเมตร หัวที่ 1 ขณะได้รับความร้อนเหนี่ยวนำที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียส



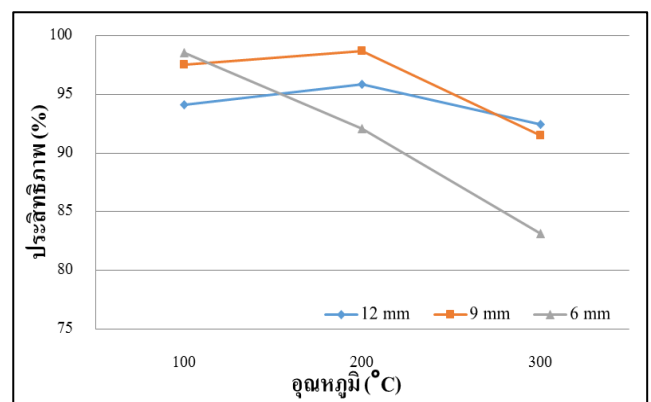
รูปที่ 10 คลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองหัว (V_{an} , I_1 , $V_{bn'}$ และ I_2) ขณะใช้ชิ้นงานขนาด 6 มิลลิเมตร (V_{an} : 500V/div, I_1 : 20A/div, V_{bn} : 500V/div, I_2 : 20A/div)



รูปที่ 11 ตัวอย่างชิ้นงานขนาด 6 มิลลิเมตร หัวที่ 1 ขณะได้รับความร้อนเหนี่ยวนำที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียส



รูปที่ 12 เวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจนถึงอุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียส



รูปที่ 13 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับอุณหภูมิของชิ้นงานแต่ละแบบ

นอกจากนี้รูปที่ 13 แสดงค่าประสิทธิภาพของวงจรที่ได้ทำการนำเสนอที่อุณหภูมิ 100, 200 และ 300 องศาเซลเซียส โดยทำการเปรียบเทียบกันสำหรับชิ้นงานแต่ละขนาด โดยพบว่าประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรมีค่าเท่ากับ 98.67 % ซึ่งเกิดเมื่อใช้ชิ้นงานขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 9 มิลลิเมตร ที่อุณหภูมิเท่ากับ 200 องศาเซลเซียส ซึ่งโดยภาพรวมแล้วจะพบว่าประสิทธิภาพของวงจรจะมีค่ามากกว่า 90 % ยกเว้นกรณีที่ใช้ชิ้นงานขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 มิลลิเมตร ที่อุณหภูมิ 300 องศาเซลเซียสซึ่งมีค่าประสิทธิภาพมีค่าเท่ากับ 83.12% เท่านั้นเนื่องจากเกิดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าภายในวงจรมากขึ้น เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์อันเนื่องมาจากอุณหภูมิของโหลด ตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรที่ได้ทำการนำเสนอกับวงจรในงานวิจัยที่ได้มีการนำเสนอใน [7] และ [8] พบว่าวงจรที่ได้นำเสนอมีประสิทธิภาพมากที่สุดและยังใช้จำนวนสวิตช์ในวงจรน้อยที่สุดอีกด้วย

5. สรุป

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ถูกดัดแปลงถูกนำเสนอเพื่อประยุกต์ใช้งานเป็นเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำแบบสองหัว ซึ่งสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดได้ 2 หัวพร้อมกัน วงจรที่ได้ทำการนำเสนอถูกควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยหลักการเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพื่อให้เกิดการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสูงสุด นอกจากนั้นสวิตช์หลักในวงจรยังสามารถทำงานได้ภายใต้เงื่อนไขแรงดันศูนย์ (ZVS) ทำให้สามารถลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียของสวิตช์ลงได้ ส่งผลให้วงจรดังกล่าวมีประสิทธิภาพสูงมากขึ้น จากผลการทดสอบพบว่าวงจรมีประสิทธิภาพสูงสุดเท่ากับ 98.67 % และมีพิกัดกำลังไฟฟ้าวรวมสูงสุดเท่ากับ 1300 วัตต์

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรต่างๆ

ประเด็นที่พิจารณา	วงจรที่ได้ทำการนำเสนอ	วงจรแบบกึ่งบริดจ์แบบสองหัว [7]	วงจรแบบเต็มบริดจ์แบบสองหัว [8]
จำนวนสวิตช์หลักที่ใช้ในวงจร	3	4	6
ประสิทธิภาพสูงสุด	98.67 %	92.5%	91.4%
สถานะการสวิตช์	เกิด ZVS	เกิด ZVS	เกิด ZVS

6. REFERENCES

- [1] Carretero, C., Lucia, Ó., Acero, J., Burdío, J.M. (2015). Phase- shift modulation in double half-bridge inverter with common resonant capacitor for induction heating appliances. IET Power Electron., 8(7), 1128–1136.
- [2] Lucia, Ó., Burdío, J. M., Millan, I., Acero, J., Puyal, D. (2009). Load-adaptive control algorithm of half-bridge series resonant inverter for domestic induction heating. IEEE Trans. Ind. Electron., 56(8) , 3106–3116.
- [3] Sarnago, H., Lucia, Ó., Mediano, A., Burdío, J.M. (2015). Analytical model of the half-bridge series resonant inverter for improved power conversion efficiency and performance. IEEE Trans. Power Electron., 30(8), 4128 – 4143.
- [4] Viriya, P., Yongyuth, N., Matsuse, K. (2008). 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., 23(6), 2794–2805.
- [5] Yungtaek, J., Jovanovic, M. M. (2007). A new PWM ZVS full-bridge converter. IEEE Trans. Power Electron., 22(3), 987–994.
- [6] Burdío, J. M., Barragan, L. A., Monterde, F., Navarro, D., Acero, J. (2004). Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters. IEEE Trans. Power Electron., 19(2), 461–469.
- [7] Devara, V.B., Neti, V., Maity, T., Shunmugam, P. (2016) : .Capacitor-sharing two-output series-resonant inverter for induction cooking application. IET Power Electron., 9(11), 2240–2248.
- [8] Kongsakorn, P., Jangwinittler, A. (2010). A two-output high frequency series resonant induction heater'. Proc. Int. Conf. Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 842–845.
- [9] Burdío, J. M., Monterde, F., García, J. R., Barragán, L. A., Martínez, A. (2005). A two-output series-resonant inverter for induction-heating cooking appliances. IEEE Trans. Power Electron., 20(4), 815–822.
- [10] Ogiwara, H., Itoi, M., Nakaoka, M. (2004) .PWM-controlled soft-switching SEPP high-frequency inverter for induction-heating applications. IEE Proc., Electr. Power Appl., 151(4), 404–413.

- [11] Kamidaki, C. and Guan, N., (2014) .On AC resistance of two-layered wires. Proc. Int. Conf. Antennas and Propagation (ISAP), 161–162.