

เตาเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเอาต์พุตสำหรับการควบคุมกำลังด้วยการปรับแรงดันอสมมาตร
แบบเฟสสมดุล

Two output power control of induction cooker with full bridge inverter
controlled by asymmetrical voltage control

บุญตัน ศรีบุญเรือง

Boontan Sriboonreung

สาขาครุศาสตร์ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

Faculty of Technical Education, Rajamangala University of Technology Thanyaburi University

Corresponding author. E-mail: boontan_123@outlook.co.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเตาเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเอาต์พุตที่ปรับกำลังเอาต์พุตแยกอิสระด้วยวงจรเต็มบริดจ์ที่ควบคุมด้วยการปรับแรงดันอสมมาตรแบบเฟสสมดุลด้วยไอซี dsPIC30F2020 ขนาดกำลังรวม 1.5 กิโลวัตต์ทำงานที่ความถี่ 35-40 กิโลเฮิรตซ์ รับไฟฟ้ากระแสสลับแบบ 1 เฟส 220 โวลต์ สามารถปรับกำลังและความร้อนที่ใช้ในการปรุงอาหารให้เป็นอิสระจากกันโดยมีสวิตช์ไอจีบีทีสร้างสัญญาณความถี่สูง และขดลวดเหนี่ยวนำให้ความร้อน โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กระหว่างเตาแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถแสดงการปรับค่าระดับความร้อนของชุดเตาเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบบสองเอาต์พุตได้ห้าระดับควบคุมด้วยการปรับแรงดันอสมมาตรแบบเฟสสมดุลเพื่อแบ่งกระแสไหลผ่านสวิตช์หลัก 2 ตัว ให้ใกล้เคียงกันซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพได้ถึง 8 % และแบ่งกระแสได้ต่างกันไม่เกิน 20% ขึ้นกับการใช้งาน

คำสำคัญ: เตาเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเอาต์พุต การปรับแรงดันอสมมาตรแบบสมดุล ขดลวดเหนี่ยวนำ

ABSTRACT

This paper presents the two independent power induction furnaces that independently adjust the output power of the full bridge circuit, controlled by asymmetrical voltage cancellation and phase balance control with dsPIC30F2020 IC, total power 1.5 kW. AC 220 V single phase power can adjust the power and heat used to cook food independent of each other that can adjust the power and heat used to cook independently of each other with the IGBT switch generates high-frequency signals and heat-induced coils. Use the induction principle of the magnetic field between the induction cooker can adjust the heat level output has five levels controlled by adjusting the asymmetrical phase balance voltage to divide the current

Received 22-09-2018
Revised 03-04-2019
Accepted 08-05-2019

flowing closely through two main switches, which increases efficiency around 8 percentage and it can divide up to 20% difference depending on usage.

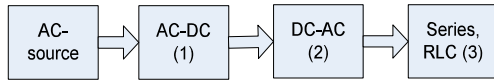
Keyword: Two induction cookers, Asymmetrical voltage and phase balance control, Induction coil

1. บทนำ

ปัจจุบันงานประยุกต์ใช้อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้เข้ามามีบทบาทในงานอุตสาหกรรมงานเกษตร เช่น งานขับเคลื่อนมอเตอร์ ระบบจ่ายไฟสำรองและเครื่องหลอมโลหะ เป็นต้น นอกจากนี้ยังได้ประยุกต์ใช้ในเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านเช่นเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ ความร้อน อุปกรณ์สวิตซ์ที่ทำหน้าที่ส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับภาระโหลด เช่น มอสเฟต (MOSFET) หรือ ไอจีบีที (IGBT) เป็นต้น ในส่วนโหลดของเตาหุงต้มส่วนใหญ่จะเป็นขดลวดที่มีค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุความถี่สูง การให้ความร้อนทำได้โดยใช้อินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับขดลวดเพื่อเหนี่ยวนำความร้อนไปยังภาชนะที่มีสารความเป็นแม่เหล็ก [1,2] โครงสร้างโดยรวมของอินเวอร์เตอร์แสดงดังภาพที่ 1 ประกอบด้วย ส่วนที่แรกคือเรกติฟายทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนที่สองส่วนของอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ โดยการทำงานของสวิตซ์กำลัง ส่วนที่3 โหลดอนุกรมเรโซแนนซ์ ชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในเตาหุงต้มไฟฟ้า เช่น วงจรคลาสอี ที่ใช้สวิตซ์กำลังเพียงหนึ่งตัว ทำหน้าที่ส่งจ่ายกำลังไฟฟ้า [1] ซึ่งวงจรชนิดนี้จะทำให้เกิดแรงดันสูงตกคร่อมสวิตซ์และในกรณีวงจรทำงานต่อเนื่องเป็นเวลานาน ๆ อาจจะทำให้สวิตซ์กำลังเกิดความร้อนและเกิดเสียหายได้ อินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ประกอบด้วยสวิตซ์กำลังสองตัวแต่ละตัวได้กำลังไฟฟ้าขนาดกลาง [2] และสำหรับงานให้ความ

ร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ต้องการกำลังที่สูงขึ้น อินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จะถูกนำมาใช้งาน ซึ่งวงจรจะประกอบด้วยสวิตซ์กำลังสี่ตัวดังภาพที่ 3 อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะได้กำลังมากกว่าสองชนิดที่กล่าวมา ซึ่งเหมาะกับโหลดที่ต้องการกำลังมาก วิธีการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ต้องการที่จะปรับกำลังไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์สามารถทำได้โดยการควบคุมสัญญาณขับนำสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เช่น การเลื่อนเฟส (Phase-shift control, PS) [3] การปรับความกว้างของพัลส์ (Asymmetrical duty cycle control, ADC) [4] และการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical voltage-cancellation control, AVC) [5] การควบคุมแต่ละวิธีที่กล่าวมาจะต้องให้ความถี่สวิตซ์มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของภาระโหลด เพื่อให้สวิตซ์นำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ [6-9] ประโยชน์คือลดกำลังสูญเสียที่สวิตซ์กำลัง และความถี่สวิตซ์ที่ใช้จะต้องมากกว่า 20 kHz เพื่อลดขนาดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ [10-12]

สำหรับงานหุงต้มแบบเหนี่ยวนำที่ต้องการสองเอาต์พุตสำหรับประกอบอาหารวงจรที่ถูกเลือกใช้จะเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์โดยการเพิ่มกิ่งและเอาต์พุตดังภาพที่ 6 [2] โดยการควบคุมจะเป็นแบบการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical Voltage-Cancellation control, AVC) [5] ซึ่งหลักการดังกล่าวมีผลต่อสวิตซ์หลักเกิดความไม่เท่ากันในวงจรซึ่งอาจทำให้เกิดความเสียหายที่สวิตซ์หลักได้

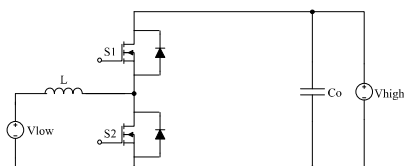


ภาพที่ 1 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์

เพื่อการพัฒนาการยืดอายุการใช้งานเตาเหนี่ยวนำโดยปรับสมดุลกระแสและความร้อนที่สวิตช์หลักให้สมดุลกัน งานวิจัยนี้จึงนำเสนอเตาเหนี่ยวนำไฟฟ้าสองเอาต์พุตที่ปรับกำลังเอาต์พุตแยกอิสระด้วยวงจรเต็มบริดจ์ที่ควบคุมด้วยการปรับแรงดันอสมมาตรแบบเฟสสมดุล ด้วยไอซี dsPIC30F2020 ขนาดกำลังรวม 1.5 กิโลวัตต์ ทำงานที่ความถี่ 35-40 กิโลเฮิร์ตซ์ รับไฟฟ้ากระแสสลับแบบ 1 เฟส 220 โวลต์ ได้ สามารถปรับกำลังและความร้อนที่ใช้ในการปรุงอาหารให้เป็นอิสระจากกันได้ โดยมีสวิตช์ไอจีบีทีสร้างสัญญาณความถี่สูง และมีเตาเหนี่ยวนำไฟฟ้าหรือเตาแม่เหล็กไฟฟ้าให้ความร้อน โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กระหว่างเตาแม่เหล็กไฟฟ้าและภาชนะที่เหนี่ยวนำไฟฟ้า เช่น เหล็ก เพราะฉะนั้นหากภาชนะที่นำมาใช้ไม่มีคุณสมบัติในการเหนี่ยวนำแม่เหล็กก็จะไม่สามารถทำให้เกิดความร้อนได้ ความร้อนจะเกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำที่ขดลวดและส่งผ่านไปที่ภาชนะที่เหนี่ยวนำไฟฟ้าทำให้สามารถทำงานที่อุณหภูมิต่าง ๆ ได้อย่างแม่นยำ มีความทันสมัยและเพิ่มความสะดวกสบายอย่างมากในการประกอบอาหารต่าง ๆ เหมาะที่จะใช้ทำอาหารหลายชนิด

2. วิธีดำเนินการวิจัย

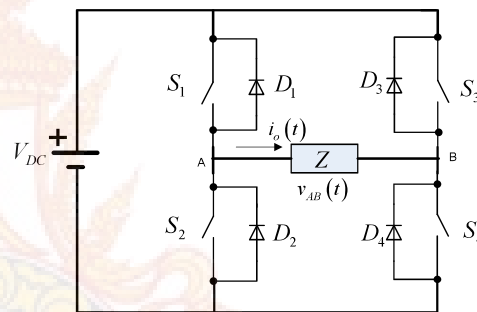
2.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ทั่วไป



ภาพที่ 2 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบครึ่งบริดจ์

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบครึ่งบริดจ์บริดจ์แสดงในภาพที่ 2 ซึ่งเป็นวงจรประกอบด้วยสวิตช์สองตัวสามารถประยุกต์ใช้ในงานชาร์จประจุแบตเตอรี่แบบสองทิศทางได้และในทางกลับกันก็สามารถนำมาใช้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ [12-17]

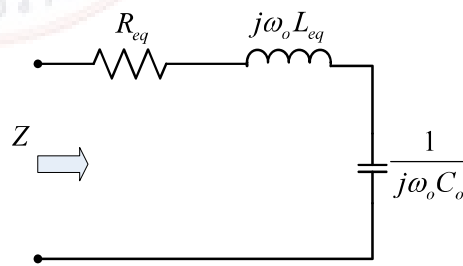
ในภาพที่ 3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ ประกอบด้วยสวิตช์กำลังสี่ตัวที่แต่ละตัวมีไดโอดต่อขนาน และจ่ายกำลังให้กับอิมพีแดนซ์โหลด (Z) แรงดันตกคร่อมโหลดอนุกรมเรโซแนนซ์ $v_{AB}(t)$ และกระแสที่ไหลผ่านโหลด $i_o(t)$ ที่ต่อในลักษณะอนุกรมดังภาพที่ 3



ภาพที่ 3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์

2.2 โหลดอนุกรมเรโซแนนซ์

โหลดอนุกรมเรโซแนนซ์แสดงในภาพที่ 4 ประกอบด้วย ความต้านทานสมมูล R_{eq} ความเหนี่ยวนำโหลด และตัวเก็บ L_{eq} ประจุ C_o



ภาพที่ 4 วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์

จากภาพที่ 4 สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ดังสมการที่ (1)

$$Z = R_{eq} + j \left(\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_o} \right) \quad (1)$$

$$Z = R_{eq} \left(1 + j Q_L \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right) \quad (2)$$

โดยที่ ω_o ความถี่เรโซแนนซ์และ ω_s ความถี่เรโซแนนซ์ที่สวิทช์ ค่าขนาดของอิมพีแดนซ์แสดงในสมการที่ (3)

$$|Z| = R_{eq} \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2} \quad (3)$$

และมุมเฟสของกระแสแสดงดังสมการที่ (4)

$$\varphi = \tan^{-1} \left(Q_L \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right) \quad (4)$$

ค่าโวลต์เฟคเตอร์ของโหลดอนุกรมเรโซแนนซ์แสดงในสมการที่ (5)

$$Q_L = \frac{\omega_o L_{eq}}{R_{eq}} \quad (5)$$

ความถี่เรโซแนนซ์แสดงในสมการที่ (6)

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} C_o}} \quad (6)$$

หรือความถี่เรโซแนนซ์ในรูปหน่วยความถี่เชิงมุมแสดงในสมการที่ (7)

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_o}} \quad (7)$$

ความถี่เชิงมุมของความถี่สวิทช์แสดงในสมการที่ (8)

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (8)$$

ความถี่ปกติคืออัตราส่วนของความถี่สวิทช์ต่อความถี่เรโซแนนซ์แสดงในสมการที่ (9)

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o} \quad (9)$$

2.3 กำลังไฟฟ้าของโหลด

ในภาพที่ 4 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_o) และแรงดันของอินเวอร์เตอร์ (v_{AB}) ในหนึ่งคาบที่และขณะที่อินเวอร์เตอร์ทำงานจะได้ลักษณะของรูปคลื่นกระแสและแรงดันซ้ำคาบตลอดการทำงานจากภาพที่ 4 สามารถเขียนสมการแรงดันของ $v_{AB}(t)$ ดังสมการที่ (10)

$$v_{AB}(t) = V_{AB,1} \sin \omega_s t \quad (10)$$

เมื่อแรงดัน $V_{AB,1}$ คือแรงดันมูลฐานแสดงดังสมการที่ (11)

$$V_{AB,1} = V_m = \frac{4V_{DC}}{\pi} \quad (11)$$

และสามารถแสดงสมการของกระแส ดังสมการที่ (12)

$$i_o(t) = I_m (\sin \omega_s t - \varphi) \quad (12)$$

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์จะได้ค่ากำลังไฟฟ้า
ดังสมการที่ (13)

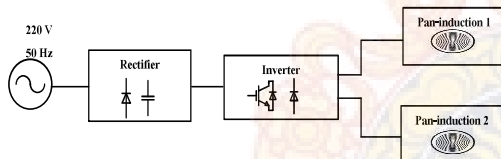
$$P_o = I_{rms}^2 R_{eq} \quad (13)$$

$$\text{เมื่อ } I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{4V_{DC}}{\pi\sqrt{2}|Z|} \quad (14)$$

เอาสมการที่ (3) และ สมการที่ (14) จะได้สมการ
กำลังไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ดังสมการที่
(15) หรือ (16)

$$P_o = \left[\frac{4V_{DC}}{\pi\sqrt{2}|Z|} \right]^2 R_{eq} \quad (15)$$

$$P_o = \frac{8V_{DC}^2}{\pi^2 R_{eq} \left(1 + Q_L^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2 \right)} \quad (16)$$

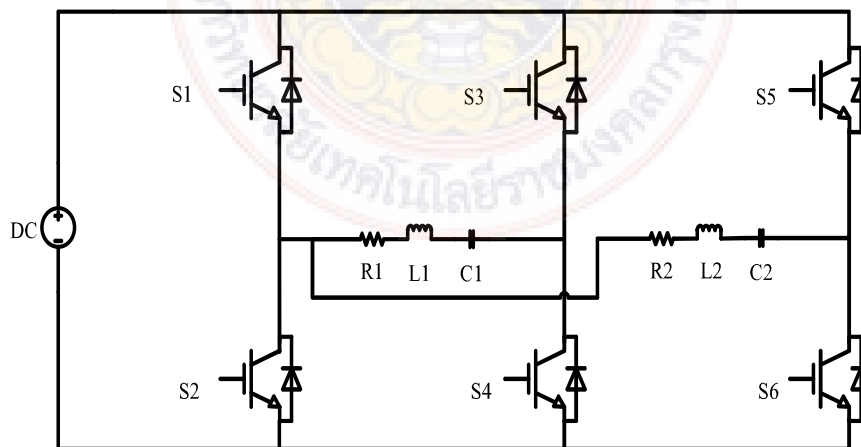


ภาพที่ 5 โครงสร้างเตาเหนี่ยวนำไฟฟ้า

เตาเหนี่ยวนำไฟฟ้าโดยอาศัยความร้อนจาก
การเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่าย
แรงดันแบบเต็มบริดจ์สองเอาต์พุตมีลักษณะ
โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ
ดังบล็อกไดอะแกรมภาพที่ 1 ซึ่งสามารถอธิบาย
รายละเอียดของแต่ละส่วนของวงจรได้

2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์แบบสอง เอาต์พุตที่มีการปรับแรงดันแบบอสมมาตร

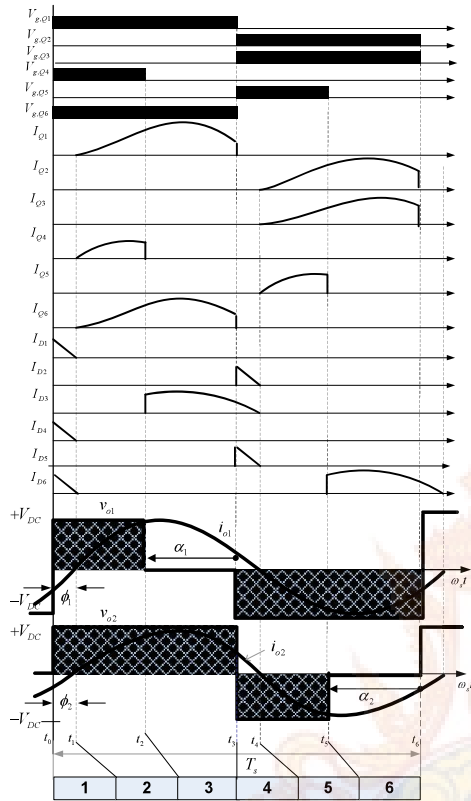
วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีหน้าที่หลักคือจ่าย
กำลังไฟฟ้าความถี่สูงให้แก่โหลดทางด้านเอาต์พุตซึ่งมี
สองเอาต์พุตโดยในวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีด้วยกัน
อยู่หลายแบบแต่ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะวงจร
อินเวอร์เตอร์ชนิดเต็มบริดจ์เท่านั้นเนื่องจากเป็นวงจร
ที่เลือกใช้ในงานนี้ซึ่งมีลักษณะการต่อวงจรดังภาพที่
6 จะเห็นได้ว่าวงจรจะประกอบไปด้วยสวิตช์ทั้งหมด
6 ตัวนั่นคือสวิตช์ S1, S2, S3, S4, S5 และ S6 โดย
จะมีลักษณะการทำงานดังนี้คือที่เอาต์พุตตัวที่หนึ่งจะ
ใช้คู่สวิตช์ S1, S4 และ S2, S3 ที่เอาต์พุตตัวที่สองใช้
คู่สวิตช์ S1, S6 และ S2, S5 และจะทำงานเปิด-ปิด
(ON – OFF) สลับกันไปเพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้า
กระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง



ภาพที่ 6 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

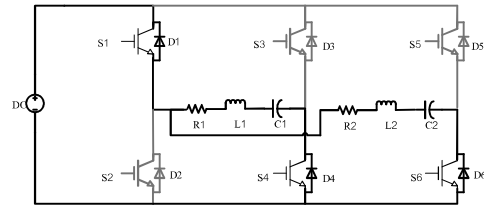
2.5 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

ที่นำเสนอ

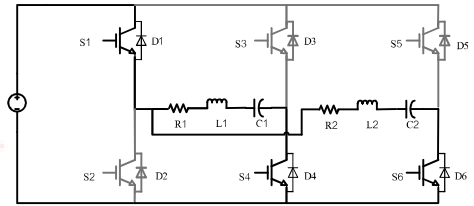


ภาพที่ 7 รูปสัญญาณกระแสแรงดัน ที่โหมดการทำงานของสวิตช์ 6 โหมด

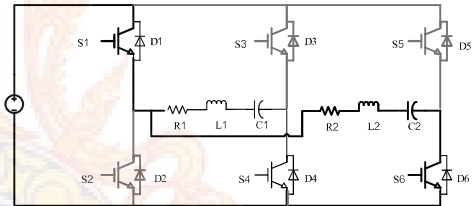
ลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมแบบอสมมาตร แบบเฟสสมมูล แสดงดังภาพที่ 8 โดยแสดงให้เห็นว่าในโหมดที่ 1 และ 5 จะมีกระแสไหลผ่านสวิตช์หลัก S1 และ S2 ใกล้เคียงกันขึ้นกับการปรับอัตรากำลัง โดยลักษณะการทำงานของวงจรการเปิดปิดของสวิตช์แสดงดังภาพที่ 9-15



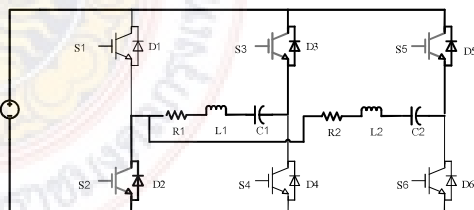
ภาพที่ 8 โหมดการทำงานที่ 1 ไดโอด D1, D4, D6 นำกระแส สวิตช์ S1, S4 และ S6 ไม่นำกระแส



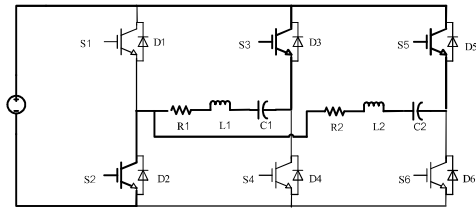
ภาพที่ 9 โหมดการทำงานที่ 2 ไดโอด D1, D4, D6 หยุดนำกระแส และสวิตช์ S1, S4 และ S6 นำกระแส



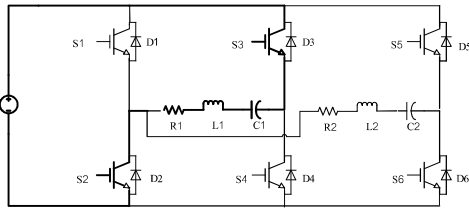
ภาพที่ 10 โหมดการทำงานที่ 3 สวิตช์ S4 หยุดนำกระแส



ภาพที่ 11 โหมดการทำงานที่ 4 สวิตช์ S1, S4 และ S6 หยุดนำกระแส ไดโอด D1, D4, D6 นำกระแส



ภาพที่ 12 โหมดการทำงานที่ 5 สวิตช์ S2, S3 และ S5 นำกระแส



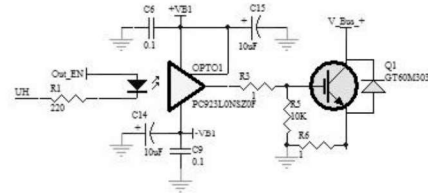
ภาพที่ 13 โหมดการทำงานที่ 6 สวิตช์ S2, S4 ยังคงนำกระแส ในขณะที่สวิตช์ S5 หยุดนำกระแสเพื่อปรับกำลังเอาต์พุตที่ 2

เนื่องจากในงานวิจัยนี้ใช้ความถี่ในการสวิตช์สูงประมาณ 40 กิโลเฮิร์ตซ์จึงเลือกใช้ไอจีบีทีในสวิตช์ ในโครงงานนี้ต้องการใช้กำลังไฟฟ้าประมาณ 1.5 กิโลวัตต์ จะมีกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์แต่ละตัวจะมีค่ายอดประมาณ 10 แอมแปร์ ขนาดของแรงดันตกคร่อมสวิตช์มีค่ายอดประมาณ 311 โวลต์ จึงเลือกใช้ไอจีบีทีเบอร์ GT60M303 ซึ่งมีพิกัดกระแส 20 แอมแปร์ที่อุณหภูมิทำงาน 25 องศาเซลเซียส พิกัดแรงดัน 600 โวลต์

2.6 วงจรขับนำเกต

วงจรขับนำเกตดังภาพที่ 14 แสดงวงจรขับนำเกตที่ใช้งานจริง ใช้ตัวแยกโดดทางแสงเพื่อแยกโดดระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลัง สัญญาณขับนำจากวงจรควบคุมจะเป็นตัวขับแอลอีดีที่อยู่ในตัวแยกโดดทางแสงเพื่อให้อิสระกับทรานซิสเตอร์ Tr_1 ภายในให้นำกระแส และในขณะเดียวกัน

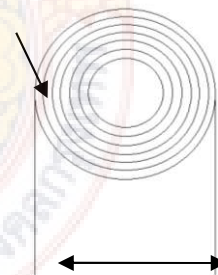
ทรานซิสเตอร์ Tr_2 หยุดนำกระแส ทำให้มีกระแสไหลผ่านความต้านทานไปจ่ายแรงดันขาเกต



ภาพที่ 14 วงจรขับนำเกตที่ใช้งานจริง

2.7 การออกแบบชุดโหลดเรโซแนนซ์

โดยทั่วไปแล้วขดลวดเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นจากทองแดง ทั้งนี้เพราะทองแดงเป็นตัวนำไฟฟ้าได้ดี ทำให้มีกำลังสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำต่ำ ซึ่งจะมีผลทำให้ระบบมีประสิทธิภาพสูงอย่างไรก็ดีเนื่องจากความหนาแน่นของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูง ความร้อนที่เกิดจากกระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำจะมีค่ามาก เนื่องจากกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูง ขดลวดเหนี่ยวนำที่ออกแบบและสร้างขึ้นมีลักษณะเป็นดังภาพที่ 15



เส้นผ่านศูนย์กลาง 17 เซนติเมตร

ภาพที่ 15 ขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้ออกแบบและสร้าง

2.8 การออกแบบชุดเรโซแนนซ์

วงจรกำลังของชุดแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์สำหรับบล็อกรับวงจรปิดจะประกอบไปด้วย

อุปกรณ์ที่สำคัญ คือตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจร ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ตัวเก็บประจุทางด้านออก อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์วงจรกำลังต้องมีความสามารถทำงานได้ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ซึ่งเป็นความถี่ที่เหมาะสมในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ ในวงจรกำลังจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่าง ๆ

จากขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้ออกแบบไปให้หัวข้อที่ผ่านมา นำไปวัดด้วยเครื่องวัดค่าความเหนี่ยวนำ ซึ่งค่าที่ได้เป็นค่าโดยประมาณ ในงานวิจัยนี้ได้ใช้เครื่องวัดรุ่น HIOKI 3532-50 LCR HITESTER โดยเลือกใช้ความถี่ที่เครื่องวัดมีอยู่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ ค่าความเหนี่ยวนำที่ได้มีค่าโดยประมาณ L_{coil} มีค่า 58.57 ไมโครเฮนรี ค่าที่ได้นี้อาจมีความคลาดเคลื่อนจากเครื่องวัด ดังนั้นจึงไปเลือกขนาดของค่าตัวเก็บประจุที่ความถี่เรโซแนนซ์ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนี้

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 (40 \times 10^3)^2 (58.57 \times 10^{-6})}$$

เมื่อ f คือความถี่เรโซแนนซ์หน่วยคือ เฮิร์ตซ์ (Hz)
 C_r คือ ค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์หน่วยคือ ฟาร์ด (F)

จะได้ค่าตัวเก็บประจุประมาณ 0.3 ไมโครฟาร์ด เพราะฉะนั้นจะใช้ตัวเก็บประจุขนาด 0.3 ไมโครฟาร์ด จำนวน 2 ตัว ค่าที่ได้นี้จะต่างกับค่าที่

คำนวณได้ เนื่องมาจากค่าของตัวเก็บประจุที่มีขายอยู่ และลักษณะการติดตั้งตัวเก็บประจุที่ขดลวดเหนี่ยวนำ ดังนั้นจึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่า 0.3 ไมโครฟาร์ด

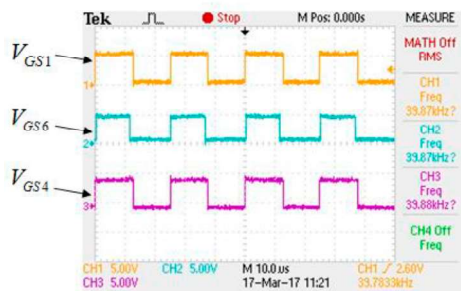
ตารางที่ 1 รายการและข้อกำหนดทั่วไปที่ใช้ในการจำลองและการทดลอง

รายละเอียด	กำหนดการ
แรงดันด้านต่ำ (V_{in})	5-6 โวลต์
ค่าความจุด้านเข้า (C_i)	220 ไมโครฟาร์ด
ค่าความเหนี่ยวนำเล็กที่สุด (L_{min})	190 ไมโครเฮนรี
ค่าความจุเรโซแนนซ์ (C_r)	10 นาโนฟาร์ด
ค่าความเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r)	5 ไมโครเฮนรี
ค่าความจุด้านออก (C_o)	220 ไมโครฟาร์ด
ค่าความต้านทานโหลด (R_{Load})	20 โอห์ม
แรงดันด้านสูง (V_o)	8 โวลต์
ดิวตี้ไซเคิล (D)	38 เปอร์เซ็นต์
ความถี่ (f)	20 กิโลเฮิร์ตซ์

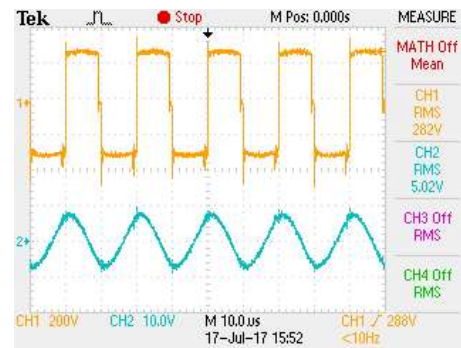
3. ผลการวิจัยและวิจารณ์ผล

3.1 การทดสอบภาคควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์

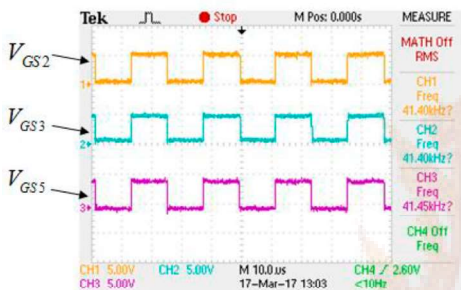
การทดสอบสัญญาณขับเคลื่อนของไอจีบีทีทั้งสองตัวนั้นจะต้องมีช่องว่างของช่วงเวลาวิกฤต อยู่เล็กน้อยเพื่อป้องกันการลัดวงจรของอินเวอร์เตอร์ โดยในที่นี้มีค่าอยู่ประมาณ 2 ไมโครวินาทีซึ่งเหมาะกับค่าการทำงานและหยุดทำงานของไอจีบีที ลักษณะสัญญาณขับไอจีบีทีทั้งสองตัวที่ได้จากการวัดแสดงดังภาพที่ 16 และ 17



ภาพที่ 16 สัญญาณขับไอจีบีที S1, S6 และ S4 (V_{GS1} :5V/div, V_{GS6} :5V/div, V_{GS4} :5V/div, Time:10 μ s/div)



ภาพที่ 18 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ออกจากเอาต์พุต 1 ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 50 เปอร์เซ็นต์ (V_o :200V/div, i_o :10V/div, Time:10 μ s/div)



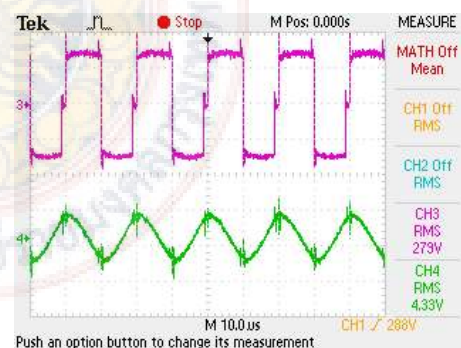
ภาพที่ 17 สัญญาณขับไอจีบีที S2, S3 และ S5 (V_{GS2} :5V/div, V_{GS3} :5V/div, V_{GS5} :5V/div, Time:10 μ s/div)



ภาพที่ 19 วัดอุณหภูมิเอาต์พุต 1 ได้ประมาณ 99 องศาเซลเซียส ภายใน 3 นาที

3.2 การวัดค่าแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุต

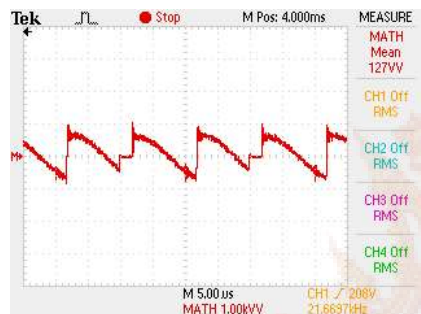
ทดสอบการวัดสัญญาณกระแสแรงดันไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้า พร้อมกับวัดระดับความร้อนที่กระทะที่ความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงดังภาพที่ 18-23 โดยใช้ออสซิลโลสโคป Tektronix รุ่น TDS2004C และเครื่องวัดอุณหภูมิอินฟราเรด ยี่ห้อ CEM รุ่น DT-8835



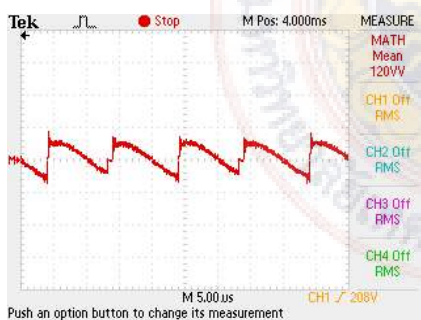
ภาพที่ 20 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ออกจากเอาต์พุต 2 ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 50 % (V_o :200V/div, i_o :10V/div, Time:10 μ s/div)



ภาพที่ 21 วัดอุณหภูมิเอาต์พุต 2 ได้ 97 องศาเซลเซียส ภายใน 3 นาที



ภาพที่ 22 สัญญาณกำลังไฟฟ้าที่ออกจากเอาต์พุต 1 ที่ค่าวัฏจักรหน้าที 50 เปอร์เซ็นต์ (P_o :1kW/div, Time :5 μ s /div, v_o :200V/div, i_o :10V/div)



ภาพที่ 23 สัญญาณกำลังไฟฟ้าที่ออกจากเอาต์พุต 2 ที่ค่าวัฏจักรหน้าที 50 เปอร์เซ็นต์ (P_o :1kW/div, Time :5 μ s /div, v_o :200V/div, i_o :10V/div)

จากการทดสอบเตาเหนี่ยวนำไฟฟ้าสอง เอาต์พุตที่ปรับกำลังแยกอิสระโดยใช้การควบคุม การทำงานอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันแบบ แบบเต็มบริดจ์ สามารถปรับระดับความร้อนของ เอาต์พุตทั้งสองได้ 5 ระดับดังตารางที่ 5 โดยการปรับ ค่าวัฏจักรหน้าที

ไมโครคอนโทรลเลอร์ สามารถใช้สร้าง สัญญาณควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่าย แรงดันแบบเต็มบริดจ์ที่มีไอจีบีที 6 ตัวได้ และสามารถแก้ไขค่าสั่งเพื่อปรับความถี่ ค่าวัฏจักรหน้าที และ ช่วง เวลา วิ กฤ ต ได้ โดย โป ร แกร ม ไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำให้ได้อุณหภูมิของความร้อน ที่เพิ่มหรือลดลงตามความต้องการได้และปรับไซเคิล ทั้งซิกบวกลบได้ผลตามทฤษฎีที่น่าเสนอ

4. สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองปรับค่าวัฏจักรหน้าทีเราจะได้ ค่าอุณหภูมิที่ต้องการในการทำความร้อน 5 ระดับ ซึ่ง ได้ทดลองจากการให้ความร้อนหม้อต้ม สามารถใช้ กับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 200 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ได้ ระบบวิธีการควบคุมที่น่าเสนอสามารถ รักษาระดับอุณหภูมิสวิตช์หลัก S1 และ S2 ได้ใกล้เคียง ไม่เกิน 20 เปอร์เซ็นต์โดยอยู่ที่ประมาณ 60 และ 65 องศาเซลเซียสที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต1 เท่ากับ 400 วัตต์ และเอาต์พุต 2 เท่ากับ 600 วัตต์ ซึ่งสามารถ แบ่งภาระกระแสที่สวิตช์หลักได้ใกล้เคียงกันอีกด้วย

5. อ้างอิง

- [1] Artigas JI, Urriza I, Acero J, et al. Power Measurement by Output-Current Integration in Series Resonant Inverters.

- IEEE Transaction on Industrial Electronics. 2009; 56(2):559 - 67.
- [2] José MB, Fernando M, José RG, et al. A Two - Output Series-Resonant Inverter for Induction – Heating Cooking Appliances. IEEE Transaction on Industrial Electronics. 2005; 20(4):815 - 22.
- [3] Pansuwan T, Nuchkamnead R, Chuchaloem K, et al . Bidirectional Converter with Duty Cycle Control using Solar Energy for CCTV. Electrical Engineering Network of Rajamangala University of Technology EENET 7th; 2015 May 27-29; Chonburi, Thailand. Bangkok; 2015.
- [4] Kim JG, Park SW, Kim YH, et al. Bidirectional Soft Switching DC-DC Converter. 2010 International Power Electronics Conference. 2010 June 21-24; Japan; 2010.
- [5] Chudjuarjeen S, Jayasuriya S, Yachiangkam S, et al. Analysis of Measurement Delay Errors in a DC-DC Buck-Boost Converter using Stochastic Differential Equations. 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2011). 2011 Nov 7-10; Melbourne, Australia; 2011.
- [6] Chuang YC. High-Efficiency ZCS Buck Converter for Rechargeable Batteries. IEEE Trans Ind Electron. 2010; 57(7):2463–72.
- [7] Cheng HL, Lin CW .Design and Implementation of a High-Power Factor LED Driver with Zero-Voltage Switching-On Characteristics. IEEE Trans Power Electron. 2014; 9(9):4949–58.
- [8] Inoue S, Akagi H. A bidirectional dc–dc converter for an energy storage system with galvanic isolation. IEEE Trans Power Electron. 2007; 22(6): 2299–2306.
- [9] Zhu L. A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVSPWM DCDC converter for bidirectional high power applications. IEEE Trans Power Electron. 2006; 2 (2):422–29.
- [10] Lee J, Jo J, Choi S, et al. A 10-kw SOFC low-voltage battery hybrid power conditioning system for residential use. IEEE Trans Energ Convers. 2006; 21(2):575–85.
- [11] Chiu HJ, Lin LW. A bidirectional DCDC converter for fuel cell electric vehicle driving system. IEEE Trans Power Electron. 2006; 21(4):950–58.
- [12] Zhao Q, Lee FC. High-efficiency, high step-up DCDC converters. IEEE Trans Power Electron. 2003; 18(1):65–73.
- [13] Schuch L, Rech C, Hey HL, et al. Analysis and design of a new high-efficiency bidirectional integrated ZVT PWM converter for DC-bus and battery-bank interface. IEEE Trans Ind Appl. 2006; 42(5):1321–32.

- [14] Tan NM, Abe T, Akagi H. Design and performance of a bidirectional isolated DC-DC converter for a battery energy storage system. IEEE Trans Power Electron. 2012; 27(3):1237-1248.
- [15] Wang K, Lin CY, Zhu L, et al. Bidirectional dc/dc converters for fuel cell systems. IEEE Trans Power Electron. 1998; 21(4):47-51.
- [16] Peng FS, Li H, Su GJ, et al. A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application. IEEE Trans Power Electron. 2004; 19(1):54 – 65.
- [17] Inoue S, Akagi H. A bidirectional dc-dc converter for an energy storage system with galvanic isolation. IEEE Trans Power Electron. 2007; 22(6):2299-2306.

