



รายงานการวิจัย

โครงการวิจัยเรื่อง เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควอไซ-เรโซแนนซ์ คอนเวอร์เตอร์
A High-Frequency Induction Cooker using Quasi Resonant Converter

คณะผู้วิจัย

นายสายชล ชูตเจือจิ้น



โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

งบประมาณผลประโยชน์ ปี พ.ศ. 2551

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ



รายงานการวิจัย

โครงการวิจัยเรื่อง เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควอไซ-เรโซแนนซ์ คอนเวอร์เตอร์
A High-Frequency Induction Cooker using Quasi Resonant Converter

คณะผู้วิจัย

นายสายชล ชูตเจือจิ้น



โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

งบประมาณผลประโยชน์ ปี พ.ศ. 2551

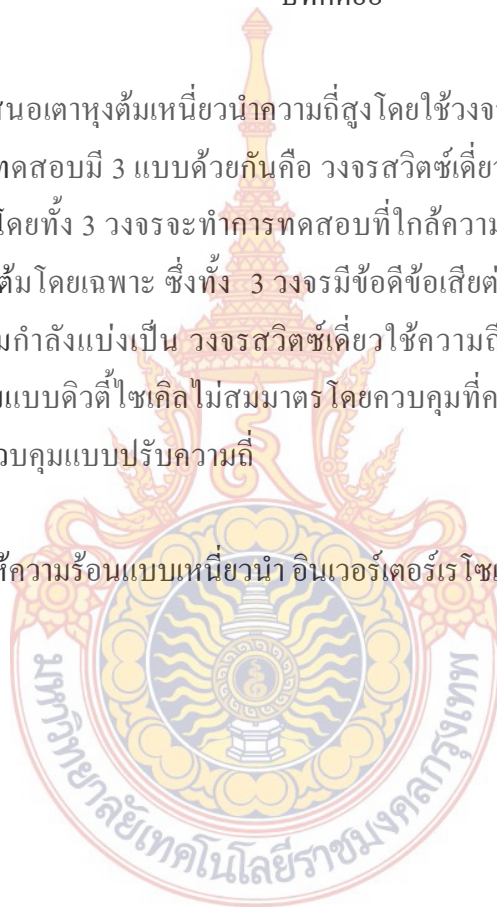
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

หัวข้องานวิจัย	เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควอไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์
ผู้เขียน	นายสายชล ชุติเจริญ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม
คณะ	วิศวกรรมศาสตร์
พ.ศ.	2551

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้เสนอเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควอไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรที่ใช้ในการทดสอบมี 3 แบบด้วยกันคือ วงจรสวิตช์เดี่ยว ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ และ ฮาร์ฟ บริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยทั้ง 3 วงจรจะทำการทดสอบที่ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ และถูกออกแบบให้ เหมาะสมกับงานหุงต้มโดยเฉพาะ ซึ่งทั้ง 3 วงจรมีข้อดีข้อเสียต่างกัน ขึ้นกับการเลือกนำไปใช้งาน สำหรับวงจรควบคุมกำลังแบ่งเป็น วงจรสวิตช์เดี่ยวใช้ความถี่ในการสวิตช์คงที่ วงจรฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ควบคุมแบบดิฟเฟอเรนเชียลไม่สมมาตรโดยควบคุมที่ความถี่เรโซแนนซ์ และวงจรฮาร์ฟ บริดจ์อินเวอร์เตอร์ควบคุมแบบปรับความถี่

คำสำคัญ : เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์



Thesis Title	An Induction Heater Employing a Full-bridge Current-fed Inverter for Forging Application
Thesis Credits	12
Candidate	Mr. Saichol Chudjuarjeen
Thesis Advisors	Dr. Veerapol Monyakul Asst. Prof. Chayant Koompai
Program	Master of Engineering
Field of Study	Electrical Engineering
Department	Electrical Engineering
Faculty	Engineering
B.E.	2547

Abstract

This thesis presents a design and development of an induction forging process using a full-bridge Current-Fed Inverter. The inverter was implemented using IGBT in series with diodes as switching devices. There are two controllers in this system. The first controller controls the operating frequency of the inverter at a frequency slightly over the resonant frequency throughout the heating cycle. Another controller controls the dc input current in order to adjust the output power at a level suitable for any change in the parameter of workpieces. The load voltage is controlled by an over voltage protection circuit to protect the switches. The prototypes were tested with steel workpieces 15 mm in diameter and 100 mm in length. The temperature of the sample was increased from room temperature to 1050 °C within 20 seconds. The system has been operated at a switching frequency varies between 15.5 kHz-16.5 kHz with 1.75 kW-2.52 kW input power and 0.90-0.97 leading power factor on the input side.

Keywords : Induction Heater / Forging / Current-fed Resonant Inverter

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำงานวิจัยฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้เขียนขอขอบพระคุณ ผศ.ชยันต์ คุ่มภัย อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำและช่วยแก้ไขข้อบกพร่องปัญหาต่าง ๆ อีกทั้งยังได้ถ่ายทอดประสบการณ์จากการทำงานให้กับผู้เขียนเป็นอย่างมาก

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ สถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพที่ช่วยสนับสนุนเงินทุนในการวิจัยในการทำวิจัย และบุคลากรทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการทำงานวิจัย ทั้งทางด้านเบิกจ่ายงบประมาณ และค้นคว้าหาข้อมูล สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณบิดา-มารดา ที่สนับสนุนในการศึกษาของผู้เขียนและให้กำลังใจในการศึกษาตลอดมา

ผู้ทำวิจัย



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
บทที่	
1. บทนำ	
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน	1
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 กฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)	3
2.2 กฎมือขวา (Right's Hand Rule)	3
2.3 กฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฟาราเดย์ (Faraday's Law)	5
2.4 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction Heating)	6
2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสภาพความต้านทานกับอุณหภูมิ	9
2.6 เรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ (Resonant Converter)	10
2.7 หลักการของเตาไฟฟ้าเหนี่ยวนำความร้อน	11
2.8 สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง	12
2.9 การเลือกใช้สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง	12
2.10 ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistors : IGBT)	13
2.11 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย	14
2.16 คุณสมบัติของ dsPIC30F4011	16
2.17 การสร้างสัญญาณ PWM ใน dsPIC30F4011	16
2.18 การใช้งานจอแอลซีดี 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด	18
2.19 การจัดสัญญาณไฟฟ้าให้กับแอลซีดีอักษร	19
2.20 การติดต่อระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับแอลซีดีอักษร	19
2.21 การหน่วงเวลา	21
2.22 ขั้นตอนการทำงานของ dsPIC30F4011	22

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3. การออกแบบวงจร	
3.1 วงจรสวิตช์เดี่ยว	23
3.1.1 หลักการทำงานของวงจรกำลัง	24
3.2 ฟลูตบริดจ์อินเวอร์เตอร์	26
3.3 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์	26
3.4 วงจรขับนำสวิตช์	30
4. ผลการทดสอบ	
4.1 วงจรสวิตช์เดี่ยว	31
4.2 ฟลูตบริดจ์อินเวอร์เตอร์	33
4.3 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์	35
4.4 การทดสอบรูปคลื่นสัญญาณขับเคลื่อนของ TLP 250	35
4.5 การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสทางด้านเอาพุตกับแรงดันที่ตก พร้อมโหลดขณะไม่มีโหลด	36
4.6 การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสทางด้านเอาพุตกับแรงดันที่ตก พร้อม S_2 ขณะมีโหลด	37
4.7 การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุต ขณะไม่มีโหลด	37
4.8 การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสและแรงดันทางด้านเอาท์พุต ขณะมีโหลด	38
4.9 การทดสอบกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุต	39
5. สรุปผลโครงการและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผลที่ได้จากการทดลอง	43
ภาพผนวก ก.	45
เอกสารอ้างอิง	
ประวัตินักวิจัย	

บทที่ 1

บทนำ

ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

ปัจจุบันการให้ความร้อนโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำได้ถูกนำมาใช้ในงานต่างๆ เช่น งานชุบชิ้นรูปโลหะ ชุบแข็งและงานเชื่อม เป็นต้น โดยใช้เทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งมีการพัฒนาสูงมากในขณะนี้ โดยมีขนาดพิกัดและความถี่ที่ใช้งานแตกต่างกันไป ขึ้นกับโหลดและงานที่ต่างกัน วงจรที่ใช้ส่วนใหญ่จะเป็นวงจรฮาล์ฟบริดจ์หรือฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ สำหรับเตาหุงต้มชนิดเหนี่ยวนำความร้อนก็ใช้หลักการเดียวกันคือ ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ จึงเกิดสนามแม่เหล็กไปคล้องที่ภาชนะและทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นจึงเกิดเป็นความร้อน ปัจจุบันได้มีการพัฒนาเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ถูกนำมาพัฒนาเป็นเตาหุงต้มส่วนใหญ่คือ วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ถึงแม้เตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ จะมีน้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพการทำงานสูง แต่เมื่อเทียบราคากับเตาหุงต้มชนิดอื่นแล้วยังมีราคาต้นทุนสูงอยู่

ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ประยุกต์วงจรควาไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ มาเป็นวงจรภาคกำลังในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยใช้หลักการถ่ายเทพลังงานระหว่างตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุทำให้เกิดไฟฟ้ากระแสสลับไปเหนี่ยวนำภาชนะทำให้เกิดความร้อนขึ้น โดยมีลักษณะการทำงานของสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ ช่วยลดการสูญเสียที่สวิตช์ และจากลักษณะของวงจรเป็นการลดจำนวนสวิตช์ลงไปได้เมื่อเทียบกับวงจรอื่น

วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพิ่มประสิทธิภาพการใช้พลังงานในภาครัฐและเอกชน
2. เพื่อลดการใช้พลังงานในส่วนของการบริโภค
3. เพื่อลดขนาดและต้นทุนในเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ

ขอบเขตของโครงการ

สามารถนำวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิด วงจรควาไซ-เรโซแนนซ์แบบขนานมาใช้งานเตาหุงต้มได้จริง

วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

1. แบบการวิจัย ออกแบบเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำที่มีความเหมาะสม และศึกษาสภาวะที่เหมาะสมต่อผลได้

2. **ขั้นตอนและวิธีการในการเก็บข้อมูล** ศึกษาคุณลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่จุดต่างๆ พร้อมทั้งปรับปรุงแก้ไขให้เหมาะสม
3. **ขั้นตอนและวิธีการในการวิเคราะห์ข้อมูล** วิเคราะห์การทำงานของเตาหุงต้มแบบเหนียวน้ำเปรียบเทียบกับแบบจำลองระบบในคอมพิวเตอร์

สถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ 10120

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

เป็นจุดเริ่มต้นของการวิจัยและพัฒนา ตลอดจนสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนียวน้ำ โดยการประยุกต์ใช้หลักการเหนียวน้ำความร้อนสำหรับเครื่องใช้ในครัวเรือนให้มีประสิทธิภาพสูงสุดและนำไปสู่การศึกษาและเข้าใจเครื่องเหนียวน้ำความร้อนแบบอื่นๆ ต่อไป



บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

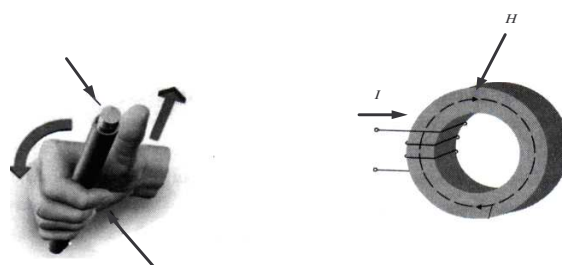
ในบทนี้ขอกล่าวกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการทำให้เกิดความร้อน โดยอาศัยหลักการของการเหนี่ยวนำ ที่ไปทำให้ภาชนะเกิดกระแสไหลวน และจากการพิจารณาวงจรเทียบเท่าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ในลักษณะของหม้อแปลงไฟฟ้า เพื่อที่จะสามารถวิเคราะห์ชุดโหลดภาชนะหุงต้มได้ง่ายขึ้น สำหรับโหลดภาชนะหุงต้มที่ใช้วัสดุต่างชนิดกันจะมีค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน ดังนั้นวัสดุของภาชนะเตาหุงต้มแต่ละชนิด จึงเป็นองค์ประกอบสำคัญในการพิจารณาและการออกแบบลักษณะการพันขดลวดเหนี่ยวนำ เพื่อให้เหมาะสมกับโหลดภาชนะหุงต้มนั้นๆ และการพิจารณาหลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งจะพิจารณาในส่วนของการสร้างของเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำจะประกอบด้วย ชุดเรกติฟายเออร์ ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เรโซแนนท์แบบอนุกรม

2.1 กฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)

เมื่อมีกระแสไหลผ่านตัวนำทองแดงจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหรือที่เรียกกันว่า ความเข้มสนามแม่เหล็กมีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อเมตร (A/m) ซึ่งกฎของแอมแปร์ได้กล่าวเอาไว้ว่าการอินทิเกรตความเข้มสนามแม่เหล็กตามเส้นทางสนามแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ล้อมรอบโดยสนามแม่เหล็กนั้น

2.2 กฎมือขวา (Right's Hand Rule)

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านในตัวนำทองแดงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กมีทิศทางตามกฎมือขวา ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้กับทิศทางการหมุนของสกรู กล่าวคือเมื่อสกรูหมุนไปทางด้านขวามือทิศทางของสกรูจะเคลื่อนที่ไปข้างหน้าเช่นเดียวกัน เปรียบเทียบถือกระแสไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ไปข้างหน้า และทิศทางการหมุนของสกรู คือทิศทางของสนามแม่เหล็กซึ่งจะนิยมใช้ในการหาทิศทางของสนามแม่เหล็กในแกนเหล็ก ไม่ว่าจะเกิดจากตัวนำทองแดงที่เป็นเส้นตรงหรือตัวนำทองแดงที่พันบนแกนเหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 (ก) กฎมือขวาสำหรับตัวนำทองแดงที่เป็นเส้นตรง

(ข) กฎมือขวาสำหรับตัวนำทองแดงที่พันบนแกนเหล็ก

ความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) มีความสัมพันธ์กับความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ดังนี้

$$B = \mu \cdot H \quad (2.1)$$

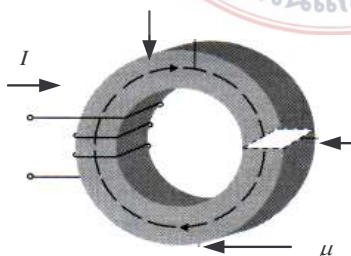
$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (2.2)$$

โดยที่	B	คือ ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วย Wb / m^2 หรือ Tesla (T)
	H	คือ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก
	μ	คือ ความซึมซาบแม่เหล็ก มีหน่วย H / m
	μ_0	คือ ความซึมซาบได้ที่สุญญากาศ มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7} H / m$
	μ_r	คือ ความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ที่มีค่าตั้งแต่ 1.0 เท่าของสุญญากาศ ไปจนถึงหลักหมื่น

จากกฎของแอมแปร์จะได้ความสัมพันธ์ของความต้านทานแม่เหล็ก ($\mathcal{R}$) ดังในสมการที่ (2.3) สำหรับวงจรแม่เหล็กดังรูปที่ 2.2

$$\phi \cdot \mathcal{R} = N \cdot i \quad (2.3)$$

โดยที่	ϕ	คือ เส้นแม่เหล็ก (Wb)
	$\mathcal{R}$	คือ ความต้านทานแม่เหล็ก ($1/H$)
	N	คือ จำนวนรอบในการพันขดลวด
	i	คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด (A)



รูปที่ 2.2 นิยามค่าพารามิเตอร์เพื่อหาความต้านทานแม่เหล็กของอุปกรณ์แม่เหล็ก

ค่าความต้านทานแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก และ โครงสร้างของแกนแม่เหล็ก ในรูปความยาวเฉลี่ยของเส้นทางแม่เหล็ก (l_m) และพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็ก (A) ดังแสดงในสมการที่ (2.4)

$$\mathcal{R} = \frac{l_m}{\mu \cdot A} \quad (2.4)$$

ส่วนค่าความนำแม่เหล็ก (μ) จะมีค่าเป็นส่วนกลับของค่าความต้านทานแม่เหล็ก ดังแสดงในสมการที่ (2.5)

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu} \quad (2.5)$$

2.3 กฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฟาราเดย์ (Faraday's Law) และกฎของเลนซ์ (Lenz's Law)

เมื่อพิจารณาถึงขดลวดทองแดงที่อยู่กับที่ ไม่ว่าจะเป็นในกรณีที่มีหรือไม่มีแกนเหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ก) กำหนดให้ค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นบวกเมื่อมีกระแสไฟฟ้าเป็นบวกไหลเข้า ทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าจะเป็นบวกตามกฎมือขวา ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กจะมีทิศทางไหลขึ้นและจากกฎของฟาราเดย์ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจากขดลวดทองแดงซึ่งมีสนามแม่เหล็กเกี่ยวข้องที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะมีค่าแปรผันตรงกับจำนวนรอบของขดลวดทองแดง (N) และอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแม่เหล็ก (ϕ) จึงสรุปได้ว่าวงจรแม่เหล็กที่ได้รับการทำแม่เหล็กด้วยระบบไฟฟ้ากระแสสลับนั้นจะทำให้เกิดค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดทองแดง ดังแสดงในสมการที่ (2.6)

หรือ

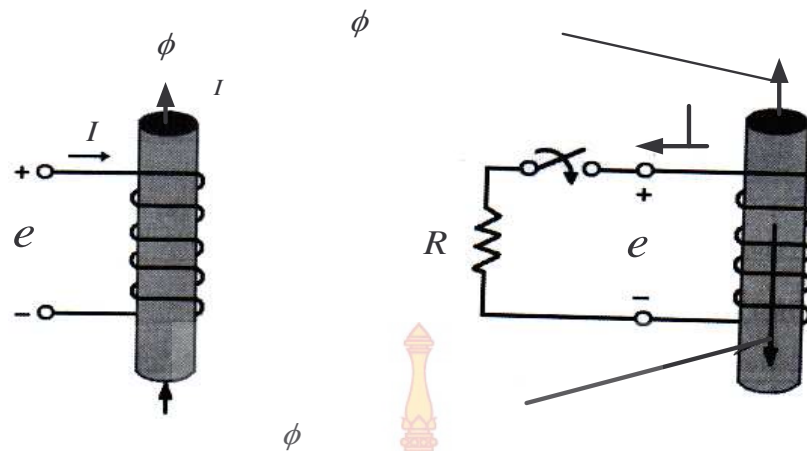
$$\oint_l E \cdot dl = - \frac{d}{dt} \oint_s B \cdot ds$$

$$e = - \frac{d(N\phi)}{dt} = - \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.6)$$

ข้อของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามารถอธิบายได้ตามกฎของเลนส์ (Lenz's Law) เรื่องการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า จากกฎของเลนส์ที่กล่าวว่า “แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะต้องมีทิศทางต้านการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องซึ่งทำให้มันเกิดขึ้นมา”

สมมติว่ามีการเปลี่ยนแปลงเส้นแรงแม่เหล็กภายนอก (ϕ_e) อันเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้น ข้อของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลต้านการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้อง (flux linkage: λ) เช่นดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ข) เมื่อ (ϕ_e) มีค่าเปลี่ยนแปลงมากขึ้น ข้อของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะได้อะจากการต่อต้านความต้านทานคร่อมขดลวดทองแดง กระแสไฟฟ้าก็จะไหลออกจากขั้วบนโดยคิดจากกฎมือขวา และเพื่อที่จะต้านกับการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้อง ทิศทางของกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

จะสร้าง (ϕ_i) ในทิศทางตรงกันข้ามกับ (ϕ_e) จึงกล่าวได้ว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้น จะมีค่าเป็นบวกที่จุดต่อต้านบนเมื่อเทียบกับที่จุดต่อต้านล่าง



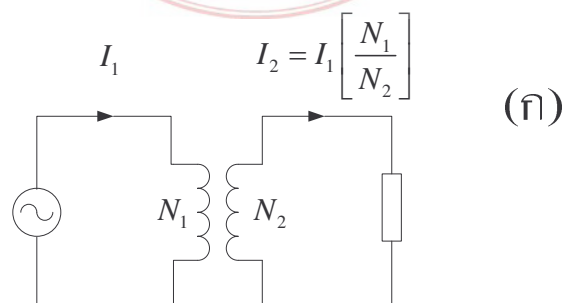
รูปที่ 2.3 กฎของเลนส์

=กระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้น

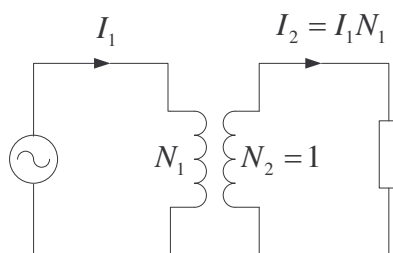
2.4 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction Heating)

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำประกอบด้วยปรากฏการณ์พื้นฐาน 3 อย่างคือ การเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และการถ่ายโอนความร้อน จากรูปที่ 2.4 รูปที่ 2.5 และรูปที่ 2.6 อธิบายหลักการพื้นฐานซึ่งประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและกระแสไฟฟ้าเพื่อที่จะอธิบายหลักการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและปรากฏการณ์ผิว จากปรากฏการณ์ที่กล่าวมาแล้ว เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับให้กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่มีวงจรสมมูลเหมือนวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าด้านทุติยภูมิที่มีจำนวนรอบเป็น 1 รอบ ขดลวดเหนี่ยวนำก็จะสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นที่ทางด้านปฐมภูมิ จากนั้นสนามแม่เหล็กนี้ก็จะคล้อยไปสู่ทางด้านทุติยภูมิและเกิดการเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดทุติยภูมิ ด้วยลักษณะทางกายภาพของวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำความร้อนทำหน้าที่เหมือนกับขดลวดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงที่ถูกลัดวงจรอยู่ตลอดเวลาจึงทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลทางด้านทุติยภูมิได้ กระแสส่วนนี้ก็คือกระแสไหลวนในวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนนั่นเอง

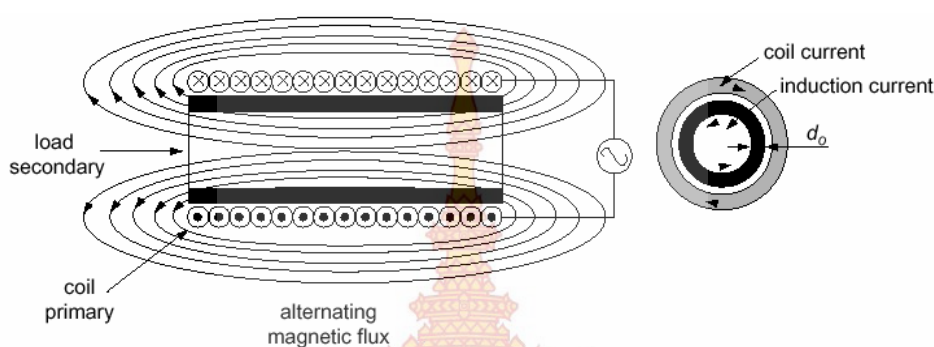
=เส้นแรงแม่เหล็ก



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของหม้อแปลง (Equivalent circuit of Transformer)



รูปที่ 2.5 ด้านทุติยภูมิถ่วงจร



รูปที่ 2.6 หลักการพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน

ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำความร้อนนั้นจะมีความหนาแน่นมากที่ผิวของวัสดุและจะน้อยลงไปตามระดับความลึกของผิวหรือน้อยลงไปตามระดับความลึกของผิวตามแนวรัศมี ถ้าวัสดุเหนี่ยวนำนั้นมีลักษณะเป็นทรงกระบอกระดับความลึกที่กระแสสามารถไหลได้นี้เรียกว่าระดับความลึกผิว (Skin Depth) ปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นนี้ขึ้นอยู่กับปริมาณกระแสที่ไหลและค่าความต้านทานสมมูลของวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำก็เป็นอีกส่วนหนึ่งที่มีผลต่อปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นเช่นกัน

การเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) จากรูปที่ 2.6 เมื่อมีกระแสไฟฟ้าสลับไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเกิดขึ้นรอบๆ ตัวนำที่เป็นไปตามกฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)

$$\int H dl = Ni = F \quad (2.7)$$

$$\phi = \mu H A \quad (2.8)$$

จากกฎของฟาราเดย์กล่าวว่า ถ้านำขดลวดตัวนำไฟฟ้ามาวางไว้ในบริเวณที่มีสนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะพบว่า เกิดกระแสไฟฟ้าขึ้นในขดลวด (Induced Current) ซึ่งมีลักษณะเดียวกันกับ

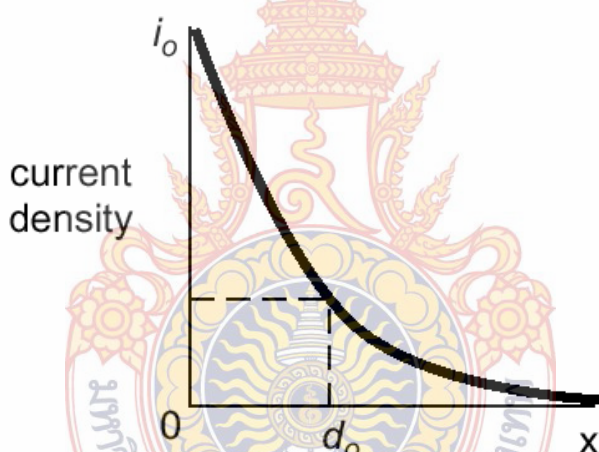
การวางวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำความร้อนไว้บริเวณใกล้ๆ กับขดลวดปฐมภูมิหรือขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน โดยแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจะเกิดในลักษณะที่ต้านกับ $\frac{d\lambda}{dt}$ ดังสมการที่ (2.9)

$$E = \frac{-d\lambda}{dt} = \frac{-Nd\phi}{dt} \quad (2.9)$$

กระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่วัสดุเหนี่ยวนำความร้อนจะไหลครบวงจรภายในตัวเองและเปลี่ยนเป็นพลังงานความร้อนที่วัสดุ ดังสมการที่ (2.10)

$$P = \frac{V^2}{R} = I^2 R \quad (2.10)$$

โดยที่ P คือ ความร้อนที่เกิดขึ้นที่วัสดุเหนี่ยวนำความร้อน
R คือ ความต้านทานสมมูลของวัสดุเหนี่ยวนำความร้อน



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน

รูปที่ 2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน จะพบว่าที่ผิวของวัสดุจะมีความหนาแน่นกระแสสูงมากและความหนาแน่นจะลดลงเมื่อระยะทางห่างจากผิวเพิ่มขึ้น ความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นมีลักษณะที่เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลที่ลดลงเรื่อยๆตามระยะทางห่างจากผิวที่เพิ่มขึ้นดังสมการที่ (2.11) ปรากฏการณ์ที่กระแสส่วนมากไหลที่ผิวนี้เรียกว่า ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) หรือ ปรากฏการณ์เคลวิน (Kelvin Effect)

$$i_x = i_o e^{\frac{-x}{d_o}} \quad (2.11)$$

โดยที่ i_x คือ ความหนาแน่นกระแสที่จุด x
 i_o คือ ความหนาแน่นกระแสที่ผิววัสดุ
 d_o คือ ค่าความลึกผิวเป็นค่าคงที่ที่หาได้จากค่าความถี่

$$d_o = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (2.12)$$

โดยที่ ρ คือ ค่าความต้านทานจำเพาะของวัสดุ
 μ คือ ความซึมซาบแม่เหล็กของชิ้นงาน
 ω คือ ความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวัสดุ

ดังนั้นสามารถหาค่าความต้านทานสมมูลของวัสดุที่เป็นทรงกระบอกกลวงได้ดังสมการที่ (2.13)

$$R_w = \frac{2\pi\rho r}{d_o l_w} \quad (2.13)$$

โดยที่ r คือ รัศมีของวัสดุ
 l_w คือ ความยาวของชิ้นงาน
 R_w คือ ความต้านทานสมมูลของวัสดุที่เป็นทรงกระบอกกลวง

2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสภาพความต้านทานกับอุณหภูมิ

ค่าสภาพความต้านทานโดยทั่วไป จะขึ้นกับสารที่เป็นชิ้นงานโดยปกติสารที่เป็นพวกโลหะเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นค่าสภาพความต้านทานจะเพิ่มขึ้นในลักษณะเชิงเส้นความสัมพันธ์โดยทั่วไปจะเป็นดังสมการที่ (2.14)

$$\begin{aligned} \rho\theta &= \rho_1(1 + \alpha(\theta - \theta_1)) \\ \rho\theta &= \rho_1 + [(\theta - \theta_1)/(\theta_2 - \theta_1)](\rho_2 - \rho_1) \end{aligned} \quad (2.14)$$

โดยที่ $\rho\theta$ คือ ค่าสภาพความต้านทานที่อุณหภูมิใดๆ
 ρ_1 คือ ค่าสภาพความต้านทานที่อุณหภูมิ

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ (α) ของสารชนิดต่างๆในทางปฏิบัติจะพบว่าค่าสภาพความต้านทานของชิ้นงานจะเปลี่ยนแปลงไปกับอุณหภูมิ ในการคำนวณจึงอาจต้องหาค่าสภาพความต้านทานที่เป็นค่าสมมูลที่สามารถใช้แทนตลอดช่วงอุณหภูมิ โดยในการคำนวณอาจจะต้องพิจารณาจากกำลังที่ชิ้นงาน

เนื่องจากกำลังที่ขึ้นงานจะแปรตาม ถ้าให้ตัวแปรอื่นคงที่และพิจารณาว่าค่าสภาพความต้านทานของขึ้นงานจะแปรกับอุณหภูมิเป็นอย่างไรเชิงเส้น

ค่าสภาพความต้านทานที่ได้อาจจะใช้ได้ กับโลหะบางประเภทที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิเป็นเชิงเส้นแต่กับเหล็กหรือสารเฟอร์โรแมกเนติกจะไม่สามารถใช้ค่าความต้านทานสมมูลดังกล่าวได้ เพราะค่าสภาพความต้านทานค่อนข้างที่จะมีความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ

substance	α	$\rho_{20^\circ C}(\Omega m)$
Aluminum	4.29×10^{-3}	2.65×10^{-8}
Brass(65%,35%Zn)	1.6×10^{-3}	6.4×10^{-8}
Bronze(90%,11%Zn)	1.86×10^{-3}	3.9×10^{-8}
Copper	3.96×10^{-3}	1.72×10^{-8}
Pure Iron	6.5×10^{-3}	9.71×10^{-8}
stainless	27×10^{-3}	60×10^{-8}
Silver	4.1×10^{-3}	1.59×10^{-8}

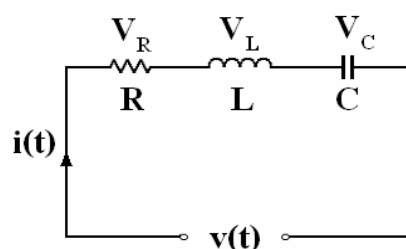
ตารางที่ 2.1 ค่า α และค่าสภาพความต้านทานของสารที่ $20^\circ C$

2.6 เรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ (Resonant Converter)

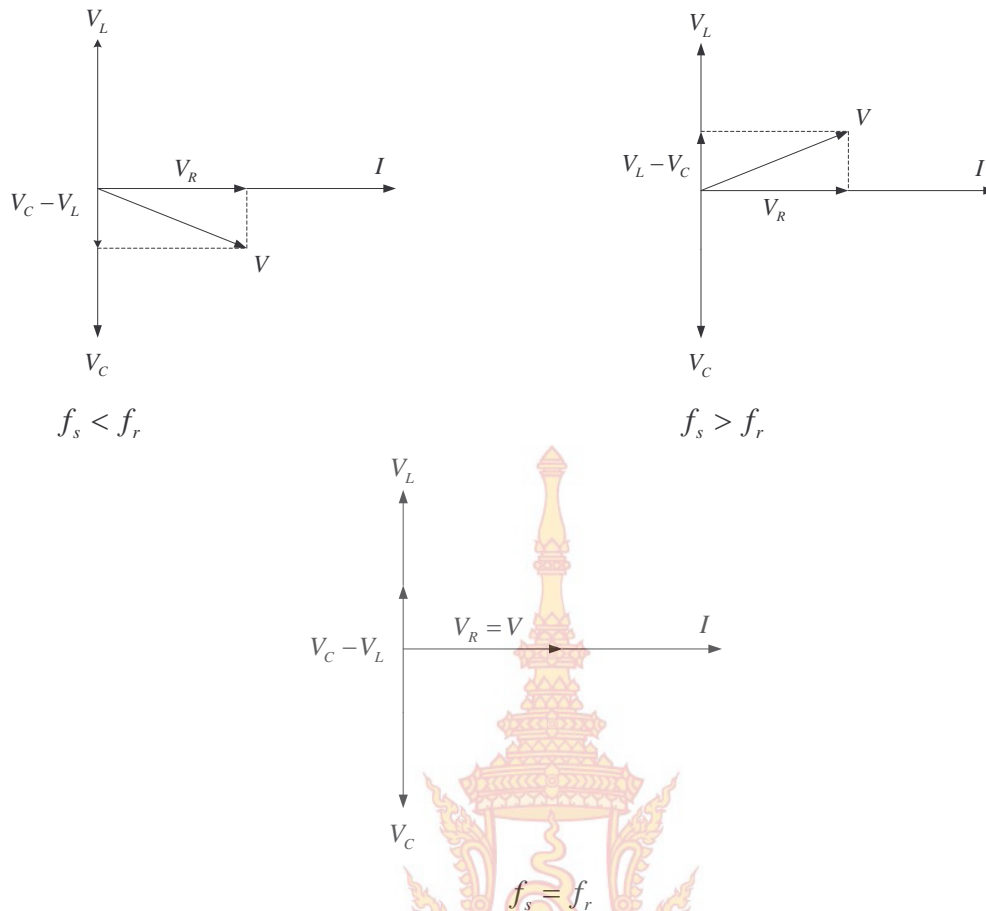
สภาวะทางไฟฟ้าที่เรียกว่าเรโซแนนท์ (Resonant) ซึ่งก็คือสภาวะที่แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้ามีเฟสเดียวกัน (In-Phase) พิจารณาจากวงจรซีรีส์ เรโซแนนท์แบบอนุกรม (Series Resonant) เมื่อปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับจนถึงจุดจุดหนึ่งที่ทำให้ค่า $X_L = X_C$ ความถี่ที่จุดนี้เรียกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ทำให้อิมพีแดนซ์ในวงจรเหลือเพียงความต้านทานเพียงอย่างเดียวกระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่าสูงสุด

f_s คือความถี่สวิตช์

f_r คือความถี่เรโซแนนท์



รูปที่ 2.8 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม



รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์ของวงจร Series Resonant ที่มีผลต่อค่าความถี่ต่าง ๆ

2.7 หลักการของเตาไฟฟ้าเหนี่ยวนำความร้อน

เมื่อมีสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงตัดผ่านตัวนำจะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ตัวนำ หากทำการลัดวงจรที่ตัวนำก็จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลขึ้นได้และผลที่ได้จากการที่กระแสไฟฟ้าไหลก็จะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ตัวนำเป็นไปตามสมการ $P_0 = I_o^2 R$ จากหลักการนี้ จึงนำมาสู่การประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับเตาไฟฟ้าหรือกระทะไฟฟ้าได้ ซึ่งมีข้อดีกว่าเตาไฟฟ้าที่ใช้หลักการทำให้เกิดความร้อนโดยการผ่านกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ขดลวดความร้อน ปริมาณความร้อนที่ส่งผ่านไม่ได้ให้กับภาชนะทั้งหมด แต่จะมีการสูญเสียความร้อนออกสู่ภายนอกด้วย ส่วนหลักการเหนี่ยวนำความร้อนนั้น พลังงานจะถูกส่งผ่านออกไปในรูปของสนามแม่เหล็กไปทำให้เกิดกระแสไหลวนที่ภาชนะ การส่งผ่านพลังงานจะมีประสิทธิภาพมากกว่า การเหนี่ยวนำความร้อนสำหรับเตาไฟฟ้าหรือกระทะไฟฟ้าหรือแม้กระทั่งงานทางด้าน การเชื่อม การชุบแข็ง การบัดกรี และงานหลอม ล้วนใช้แหล่งจ่ายที่มีความถี่สูงทั้งนั้น จึงจำเป็นต้องทำการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีความถี่สูงเพื่อที่จะจ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนเพื่อสร้างสนามแม่เหล็กความถี่สูงที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ตามกฎของแอมแปร์ที่กล่าวไว้ แหล่งจ่ายไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในโครงงานนี้ได้นำวงจรที่เรียกว่า วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ มาใช้งาน

2.8 สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

การเปรียบเทียบสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สามารถควบคุมให้นำกระแส และควบคุมให้หยุดนำกระแสได้โดยวงจรควบคุม โดยคำนึงถึงขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าและความถี่ในการสวิตช์ ดังตารางที่ 2.2

อุปกรณ์	ความสามารถ ส่งผ่านกำลังไฟฟ้า	ความเร็วใน การสวิตช์	ความสามารถทน แรงดันไฟฟ้าด้านลบ	ชนิดการควบคุม
จีทีโอ	สูง	ต่ำ	ได้	กระแสไฟฟ้า
บีเจที	กลาง	กลาง	ไม่ได้	กระแสไฟฟ้า
IGBT	กลาง	กลางและ ค่อนข้างสูง	ได้	แรงดันไฟฟ้า
มอสเฟตกำลัง	ต่ำ	สูง	ไม่ได้	แรงดันไฟฟ้า

ตารางที่ 2.2 แสดงการเปรียบเทียบความสามารถของอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

2.9 การเลือกใช้สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการควบคุมให้นำกระแส และควบคุมให้หยุดนำกระแส โดยความเร็วในการเปลี่ยนแปลงการทำงานของสวิตช์จากที่นำกระแส เป็นไม่นำกระแสจะขึ้นอยู่กับลักษณะโครงสร้างของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละชนิด ซึ่งเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงจะมีค่าประมาณในย่านไมโครวินาที (Microsecond) ในขณะที่สวิตช์ทางกลจะใช้เวลาในการเปลี่ยนแปลงจะมีค่าประมาณในย่านมิลลิวินาที (Millisecond)

พารามิเตอร์ที่บอกถึงลักษณะที่ดีของตัวสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้แก่ ความน่าเชื่อถือ (Reliability) ประสิทธิภาพ (Efficiency) ขนาดและราคา นอกจากนั้นโดยทั่วไป พารามิเตอร์ของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สำคัญ มีดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่สามารถทนได้ (maximum current carrying capability)
2. แรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่สามารถทนได้ (maximum voltage carrying capability)
3. แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขณะนำกระแสและการทำงานที่ขึ้นต่ออุณหภูมิ
(forward voltage drop during ON and its temperature dependency)
4. กระแสไฟฟ้าวัดขณะไม่นำกระแส (leakage current during OFF)
5. ความร้อนที่สามารถทนได้ (thermal capability)

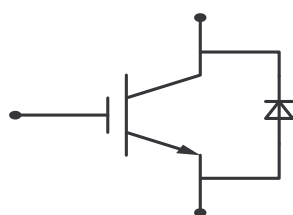
6. เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนสถานะจากการนำกระแสเป็นหยุดนำกระแส
(switching transition times during both turn-on and turn-off)
7. ความสามารถในการทนต่อ $\frac{dv}{dt}$ เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสหรือขณะเริ่มหยุดนำกระแส (capability to stand $\frac{dv}{dt}$ when switch is OFF or during turn-off)
9. ความสามารถในการทนต่อ $\frac{di}{dt}$ เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสหรือขณะเริ่มหยุดนำกระแส (capability to stand $\frac{di}{dt}$ when switch is OFF or during turn-off)
10. ความสามารถในการทนต่อทั้งกระแสและแรงดันไฟฟ้าสูงอย่างทันทีทันใด
(ability to withstand both high current and voltage simultaneously)
11. ค่าความสูญเสียจากการสวิตช์ (switching loss)
12. อุปกรณ์ที่ใช้ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าและความซับซ้อนของวงจรลายพิมพ์

2.10 ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistors : IGBT)

อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานกันอย่างกว้างขวางได้แก่ เอสซีอาร์(SCR), ไตรแอค (TRIAC), ทรานซิสเตอร์กำลังและมอสเฟต โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์กำลังและมอสเฟต นั้นเป็นจุดเริ่มต้นในการพัฒนาอุปกรณ์ชนิดใหม่ขึ้นมาที่มีชื่อว่า IGBT โดยอุปกรณ์ทั้งสองนั้นมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป

ทรานซิสเตอร์กำลังขณะอยู่ในสภาวะนำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำ มีอัตราทนแรงดันและขยายกระแสได้สูง แต่ความเร็วการสวิตช์ทำงานต่ำ โดยเฉพาะในช่วงหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาที่นานกว่าซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ตรงข้ามกับเพาเวอร์มอสเฟตที่มีความเร็วในการสวิตช์ทำงานนำกระแสและหยุดนำกระแสได้เร็วกว่า แต่ก็มีกำลังสูญเสียที่สูงมากเช่นกัน ด้วยเหตุผลนี้ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเพาเวอร์มอสเฟตถูกนำมาพัฒนาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เพาเวอร์คอนโทรลชนิดใหม่ขึ้นมา โดยคุณสมบัติต่างๆ จะรวมเอาข้อได้เปรียบของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์และมอสเฟตเข้ามารวมไว้ในอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ โดยมีชื่ออย่างเป็นทางการว่า IGBT (Insulated Gate Bipolar Junction Transistor)

ไอจีบีที (IGBT) จัดเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สามารถควบคุมให้นำกระแส และควบคุมให้หยุดนำกระแสได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกต (V_{GE}) IGBT มีสัญลักษณ์ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 สัญลักษณ์ของIGBT

ไอจีบีที (IGBT) ได้รวมเอาข้อดีของมอสเฟตกำลัง (POWER MOSFET) ทรานซิสเตอร์กำลัง (BJT) และจีทีโอไทรสเตอร์ (GTO) มารวมอยู่ด้วยกัน กล่าวคือ ไอจีบีที (IGBT) จะมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ขาเกตสูงคล้ายกับมอสเฟตกำลัง ซึ่งต้องการพลังงานน้อยมากในการควบคุมการสวิตช์ ควบคุมการนำกระแส และการหยุดนำกระแสด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกต (V_{ge}) รวมทั้งสามารถใช้งานกับสวิตช์ที่ความถี่สูง

ไอจีบีที (IGBT) จะมีค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมต่ำขณะนำกระแสคล้ายกับทรานซิสเตอร์กำลัง (BJT) ซึ่งมีค่าประมาณ 2-3 โวลต์ สำหรับพิกัดแรงดันไฟฟ้า 1,000 โวลต์ นอกจากนั้น ไอจีบีที (IGBT) ถูกออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้าด้านลบได้คล้ายกับจีทีโอไทรสเตอร์ (GTO)

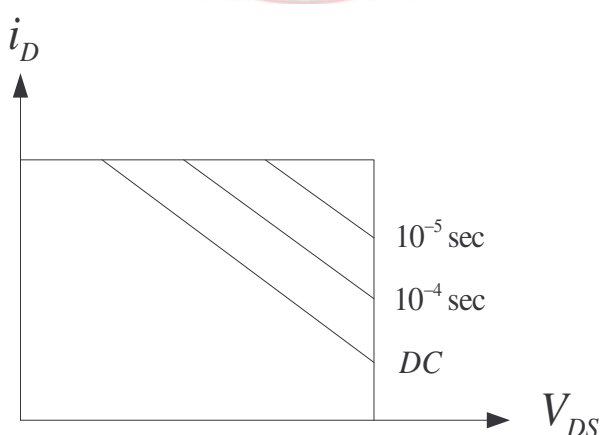
ไอจีบีที (IGBT) จะมีช่วงเวลานำกระแสและหยุดนำกระแสประมาณ 1 ไมโครวินาที มีขนาดพิกัดกระแสไฟฟ้าถึง 2,000 แอมแปร์ และมีพิกัดแรงดันไฟฟ้า 5,000 โวลต์

ไอจีบีที (IGBT) เหมาะสำหรับใช้งานหลากหลายที่คล้ายกับมอสเฟตกำลังแต่มีพิกัดกำลังที่ใหญ่กว่า และสามารถออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้าได้ทั้งด้านบวกและด้านลบ ไอจีบีที (IGBT) จึงเรียกได้ว่าเป็นอุปกรณ์ประเภทที่ไม่จำเป็นต้องมีสแน็บเบอร์ (Snubberless) คือสามารถทนกระแสและแรงดันไฟฟ้าได้มากจนไม่ต้องการวงจรสแน็บเบอร์

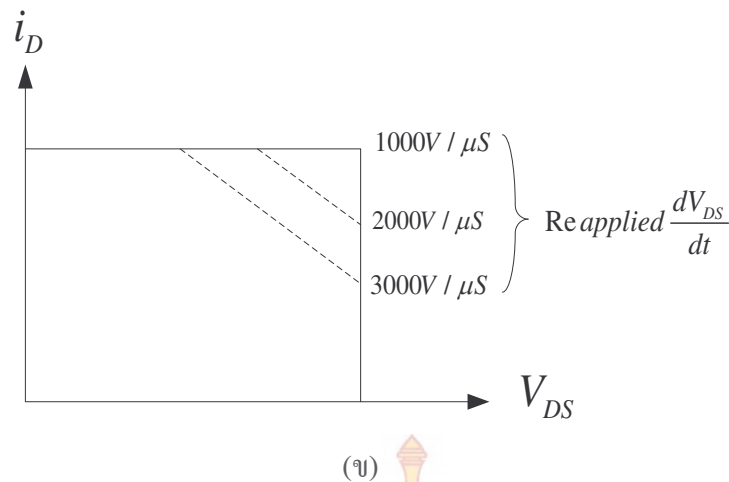
2.11 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

ไอจีบีที มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในขณะไบแอสตรง (Forward Bias Safe Operating Area : FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบได้กับเกือบเป็นสี่เหลี่ยมสำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้นๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้นซึ่งถ้าเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว ไอจีบีที จะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน

ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสและขณะที่น่ากระแสแล้วจุดทำงานของไอจีบีที จะต้องมีความแรงดันและกระแสที่ขาเดรนอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสตรงเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 2.29 (ก) หากไม่เป็นเช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่ ไอจีบีที จากรูปพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของ ไอจีบีที นี้จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเดรน, อัตรางานแรงดันไหลตรงและอุณหภูมิรอยต่อของ ไอจีบีที ตามลำดับ



(ก)



รูปที่ 2.29 (ก) พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง

(ข) พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ

สำหรับพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับ (Reverse Bias Safe Operating Area : RBSOA) จะแตกต่างจากในช่วงไบแอสตรง โดยในรูปที่ (2.29) นี้จะแสดงค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเกตต่อเวลา (dv_{SDS}/dt) ซึ่งจะเกิดอยู่ในช่วงระหว่างหยุดนำกระแส แทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิรอยต่อและจะมีพื้นที่แคบลงถ้า dv_{SDS}/dt มีค่าสูงมากขึ้น ค่า dv_{SDS}/dt นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส หมายความว่าถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วก็จะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสสั้นลง แต่ก็ยังถือว่าดีมากที่ dv_{SDS}/dt ของไอจีบีที มีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น ดังนั้นความจำเป็นในการใช้วงจรสับเบอร์กนั้นก็ไม่มีความจำเป็นต้องใช้และการควบคุมค่า dv_{SDS}/dt ที่เกิดขึ้นยังทำได้ง่ายขึ้นด้วยการออกแบบวงจรขับเคลื่อนที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกตและค่า V_{GG-} ที่เหมาะสม

ตารางที่ 2.3 เป็นตารางแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุสแตนเลส (Stainless)

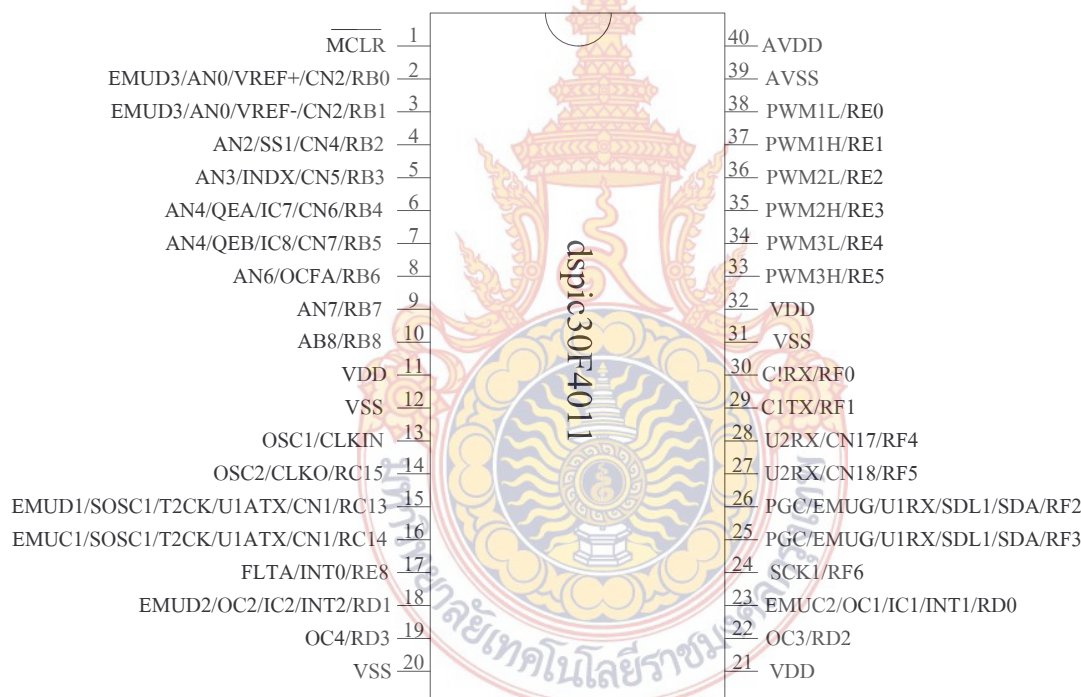
(Resistivity : ρ)	$60 \times 10^{-8} \Omega.m$
(Relative permeability : μ)	100

ตารางที่ 2.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุสแตนเลส (Stainless)

2.12 คุณสมบัติของ dsPIC30F4011

ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่นำมาสร้างสัญญาณ PWM ในโครงงานนี้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F4011 และสัญญาณที่ได้ก็จะนำมาขับวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F4011 มีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

- 3.1.1 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 16 บิต
- 3.1.2 สามารถทำงานสูงสุดได้ 30 ล้านคำสั่งต่อวินาที
- 3.1.3 มีฟังก์ชัน PWM ในตัว 3 ชุดที่สามารถโปรแกรมให้เป็น invert ได้
- 3.1.4 สามารถโปรแกรมใหม่ได้ถึง 100,000 ครั้ง
- 3.1.5 มีหน่วยความจำที่เอาไว้เก็บโปรแกรม 48 Kbyte
- 3.1.6 มีแรม 2 Kbyte
- 3.1.7 มีไทมเมอร์ทั้งสิ้น 5 ชุด



รูปที่ 2.30 ขาใช้งานของ dsPIC30F4011

การสร้างสัญญาณ PWM ใน dsPIC30F4011

dsPIC30F4011 นั้นมีเอาต์พุต PWM ในตัว 3 ชุดโดยในแต่ละชุดจะมี 2 ช่อง ซึ่งสามารถโปรแกรมให้เป็นคู่ และสามารถกลับเฟสของสัญญาณให้เหมาะสมกับการใช้งาน เพื่อไปขับวงจรอินเวอร์เตอร์ อีกทั้งยังเลือกปรับความถี่ของ PWM และสามารถเลือกปรับค่า Dcad Time ด้วยอินเวอร์เตอร์ซอฟต์แวร์

40	AVDD
39	AVSS
38	PWM1L/RE0
37	PWM1H/RE1
36	PWM2L/RE2
35	PWM2H/RE3
34	PWM3L/RE4
33	PWM3H/RE5

รูปที่ 2.31 ขาใช้งาน PWM ของ dsPIC30F4011

ดีเอสพิกได้จัดหน่วยทำงาน ทำหน้าที่สร้างพัลส์ PWM (pulse width modulator) ดีเอสพิก 30F4011 ดังนี้

- ขาที่ 33 คือขา PWM3H
- ขาที่ 34 คือขา PWM3L
- ขาที่ 35 คือขา PWM2H
- ขาที่ 36 คือขา PWM2L
- ขาที่ 37 คือขา PWM1H
- ขาที่ 39 คือขา PWM1L

ในโมดูล MCPWM ของไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F4011 มีรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM มีดังนี้

PTCON	รีจิสเตอร์ควบคุมฐานเวลาในการกำเนิดสัญญาณ PWM
PTMR	รีจิสเตอร์กำหนดค่าฐานเวลาของการกำเนิดสัญญาณ PWM
PTPER	รีจิสเตอร์กำหนดคาบเวลาของฐานเวลาสำหรับการกำเนิดสัญญาณ PWM
PWMCON1	รีจิสเตอร์ควบคุม PWM#1
DTCON1	รีจิสเตอร์ควบคุมค่าเวลาวิกฤตหรือ Dead time#1
PDC1	รีจิสเตอร์กำหนดค่าดีวี่ไซเคิลของโมดูลกำเนิดสัญญาณ PWM ชุดที่1
PDC2	รีจิสเตอร์กำหนดค่าดีวี่ไซเคิลของโมดูลกำเนิดสัญญาณ PWM ชุดที่2
PDC3	รีจิสเตอร์กำหนดค่าดีวี่ไซเคิลของโมดูลกำเนิดสัญญาณ PWM ชุดที่3

การใช้งานโมดูล MCPWM นี้เริ่มจากการกำหนดค่าฐานเวลาในรีจิสเตอร์ PTMR โดยกำหนดให้เป็นฐานเวลา PWM ในโหมดนับค่าขึ้นหรือลงอย่างต่อเนื่อง ซึ่งในโหมดนี้ค่าฐานเวลาในรีจิสเตอร์ PTMR จะเพิ่มค่าขึ้นจนกระทั่งเท่ากับค่าในรีจิสเตอร์ PTPER จากนั้นจะกลับทิศทางการนับเป็นนับค่าลงจนกระทั่งเท่ากับ “0” แล้วกลับไปเริ่มต้นนับใหม่ นั่นคือรีจิสเตอร์ PTPER เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้กำหนดค่าการนับคาบเวลาของรีจิสเตอร์ PTMR

รีจิสเตอร์ PTPER ในการตั้งค่าเวลาสำหรับพัลส์ ดีเอสพิกใช้เพียง 15 บิตด้านในสำคัญน้อยสุดของรีจิสเตอร์นี้ในการกำหนดค่าเวลา ด้วยสูตร

$$PTPER = \frac{F_{cy}}{F_{PWM} (PTMR_{prescaler})} - 1$$

เมื่อ PTPER คือค่าที่ต้องระบุใน 15 บิตด้านในสำคัญน้อยสุดของรีจิสเตอร์ PTPER
 F_{cy} คือความถี่ของวัฏจักรคำสั่ง

การใช้งานจอแอลซีดี 16 ตัวอักษร 2 บรรทัด

จอแอลซีดีนั้นมีการส่งสัญญาณเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์ด้วยสัญญาณดิจิทัลซึ่งเป็นสัญญาณไฟฟ้า 2 ระดับ ขั้วต่อสัญญาณไฟฟ้าที่สำคัญของแอลซีดี 2 บรรทัด

1. ขั้วต่อสัญญาณมอบการทำงาน (Enable Pin ; ขั้วต่อ E) เมื่อขั้วต่อ E ได้รับสัญญาณลอจิกสูงและมีการเปลี่ยนสถานะของระดับสัญญาณระดับสูงเป็นระดับต่ำ จะหมายความว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ได้มอบการทำงานให้กับแอลซีดี จึงทำให้แอลซีดีอักษรอยู่ในสถานะที่จะพยายามตรวจสอบลักษณะงานที่มอบหมายจากขั้วต่อสัญญาณดิจิทัลอื่น แต่ถ้าให้ขั้วต่อ E มีระดับลอจิกต่ำจะหมายความว่าไมโครคอนโทรลเลอร์ถอนการทำงานจากแอลซีดี

2. ขั้วต่อเลือกรีจิสเตอร์ (Register Selection Pin : ขั้วต่อ RS) เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ให้ระดับลอจิกสูงแก่ขั้วต่อ RS ของแอลซีดีอักษรแสดงว่าได้ทำการเลือกรีจิสเตอร์ข้อมูล (Data Register) ของแอลซีดีอักษรสำหรับการรับส่งข้อมูลระหว่างกัน แต่ถ้าไมโครคอนโทรลเลอร์ให้ระดับลอจิกต่ำแก่ขั้วต่อ RS แสดงว่าได้ทำการเลือกรีจิสเตอร์คำสั่ง (Instructions Register) สำหรับการส่งคำสั่งให้กับแอลซีดีอักษร

3. ขั้วต่อเลือกอ่านเขียน (Read/Write Selection Pin ; ขั้วต่อ R/W) เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งระดับลอจิกสูงแก่ขั้วต่อ RS เพื่อรับส่งข้อมูลกับแอลซีดีอักษร การส่งระดับลอจิกสูงให้กับขั้วต่อ R/W เท่ากับเป็นการเลือกอ่านข้อมูลจากแอลซีดีอักษร แต่ถ้าไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งระดับลอจิกต่ำให้กับขั้วต่อ R/W จะเป็นการเลือกเขียนข้อมูลลงบนแอลซีดี

4. บัสข้อมูล (Data Bus) บัสข้อมูลแอลซีดีอักษรเป็นแบบ 8 บิต โดยข้อมูล 8 บิตของบัสข้อมูลก็คือ ระดับลอจิกที่ปรากฏบนขั้วต่อสัญญาณ 8 ขั้วบนแอลซีดีอักษร ซึ่งมักใช้สัญลักษณ์อักษรกำกับแต่ละขั้วเป็น DB0 , DB1 , DB2 , DB3 , DB4 , DB5 , DB6 และ DB7 โดยระดับลอจิกปรากฏบนขั้วทั้ง 8 (บัสข้อมูล) อาจเป็นไปได้ทั้งคำสั่งที่ต้องการให้แอลซีดีอักษรปฏิบัติ หรือไม่ก็เป็นข้อมูลที่ต้องการ เขียนลงบนแอลซีดี ขึ้นอยู่กับระดับลอจิกปรากฏบนขั้วต่อ RS

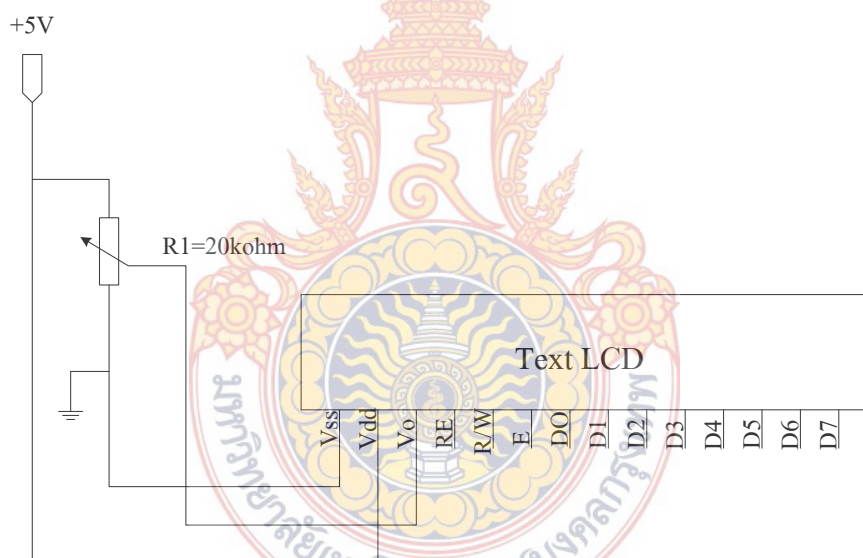
2.15 การจัดสัญญาณไฟฟ้าให้กับแอลซีดีอักษร

ทำการการจัดขั้วสัญญาณของแอลซีดีอักษรในตารางที่ 3.1

Pin Assignment

pin	symbol	function
1	Vss	GND
2	Vdd	+5V(+3V option)
3	Vo	Contrast adjustment
4	Rs	H/L register select signal
5	R/W	H/L read/write signal
6	E	H->L enable signal
7-14	DB0-7	H/L data bus line
15	A	Power supply for B/L (+)
16	K	Power supply for B/L (GND)

ตารางที่ 2.4 ตัวอย่างการจัดตำแหน่งขั้วต่อสัญญาณแอลซีดีอักษรแบบ 2 บรรทัด



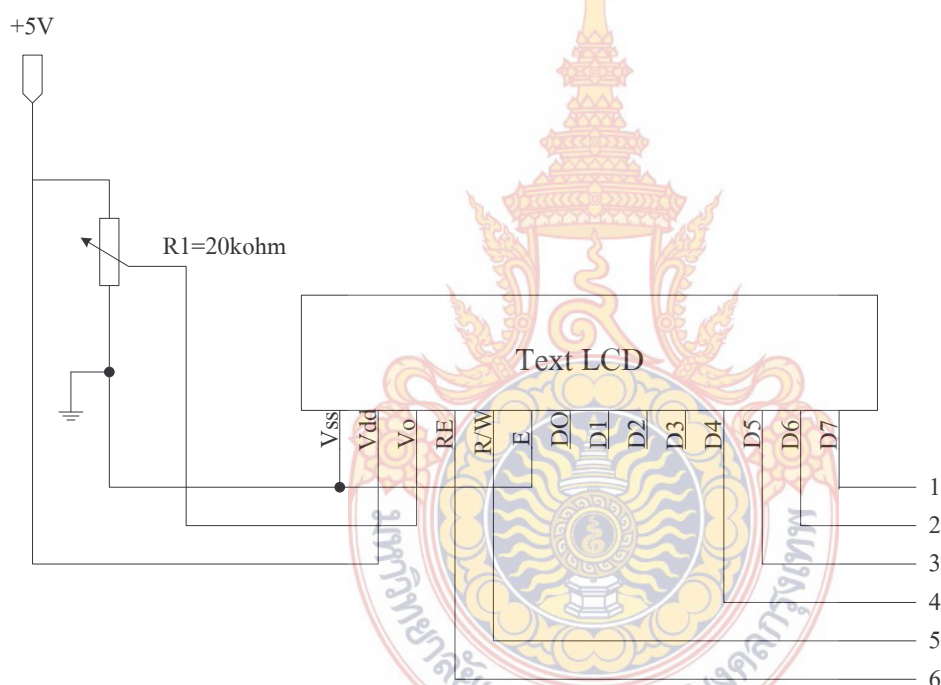
รูปที่ 2.32 ตัวอย่างการจัดแรงดันไฟฟ้าข้อมูลของแอลซีดีอักษร

การติดต่อระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับแอลซีดีอักษร

การสื่อสารระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับแอลซีดีอักษรจะทำโดยสัญญาณไฟฟ้าที่มีเพียง 2 ระดับคือ ระดับลอจิกสูง และ ระดับลอจิกต่ำ โดยในที่นี้จะแบ่งสัญญาณออกเป็น 2 กลุ่มคือ กลุ่มสัญญาณควบคุม และกลุ่มสัญญาณข้อมูล

1. กลุ่มสัญญาณควบคุม ประกอบด้วยสัญญาณสำหรับขั้วต่อ RS, R/W และ E
2. กลุ่มสัญญาณข้อมูล ประกอบด้วยสัญญาณสำหรับขั้วต่อ DB0, DB1, DB2, DB3, DB4, DB5, DB6, DB7

ดังนั้นการต่อแอลซีดีอักษรเข้ากับดีเอสพิก อาจต้องใช้พอร์ต์ของดีเอสพิกสำหรับ รับส่งข้อมูลถึง 11 บิตอย่างไรก็ตาม เป็นไปได้ที่จะใช้รับส่งข้อมูลเพียง 6 บิต สำหรับการสื่อสารระหว่าง ไมโครคอนโทรลเลอร์กับแอลซีดีอักษร เนื่องจากโดยปกติของแอลซีดีอักษรที่มีบัสข้อมูล 8 บิตจะให้ หนทางในการที่ไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งข้อมูลขนาด 8 บิต มายังแอลซีดีอักษรถึง 2 หนทางคือ ส่ง ข้อมูลโดยใช้บัสส่งข้อมูล 8 บิต และส่งข้อมูลโดยใช้บัสข้อมูล 4 บิต ในกรณีหลังจะต้องส่งข้อมูล 8 บิต โดยจะส่งข้อมูลครั้งละ 4 บิต 2 ครั้ง ซึ่งจะต้องเลือกลักษณะการทำงานของแอลซีดีอักษรไว้ก่อนด้วยการ โปรแกรม นอกจากนี้หากมีความต้องการเขียนข้อมูลลงแอลซีดีเพียงอย่างเดียว ก็หมายความว่าสัญญาณที่เข้า R/W จะมีระดับลอจิกต่ำเสมอ ด้วยเหตุนี้จึงสามารถต่อขั้วสัญญาณ R/W ลงจุด 0 โวลต์ได้ตลอดไป ทั้งหมดนี้จะสามารถใช้สายสัญญาณดิจิทัลที่ต่อจากแอลซีดีอักษรไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพียง 6 เส้น ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 2.33 แสดงสายต่อสัญญาณดิจิทัล 6 สาย

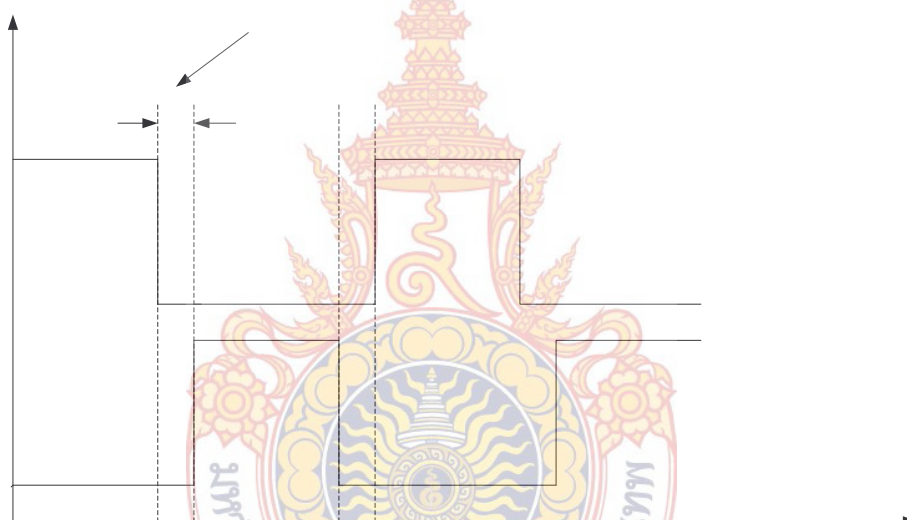
สัญญาณดิจิทัล 6 สายที่ใช้ต่อไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เมื่อทำการเลือกการทำงานของแอลซีดี อักษรที่มีบัสข้อมูล 8 บิต ให้ทำงานเป็นแบบบัสข้อมูล 4 บิต และต้องการ Gen ข้อมูลลงแอลซีดีอักษรเพียง อย่างเดียว

ในการใช้บัสข้อมูลแบบ 4 บิตของแอลซีดีอักษรที่มีบัสข้อมูลแบบ 8 บิตจะต้องใช้ขั้วต่อสัญญาณ DB4 ถึง DB7 เท่านั้น โดย DB4 จะเป็นบิตนัยสำคัญน้อยสุด (Least Significant) และ DB4 เป็นบิต นัยสำคัญสูงสุด (Most Significant) ของข้อมูล 4 บิต โดยข้อมูล 4 บิตแรกที่ปรากฏบนบัส DB4 ถึง DB7 ของแอลซีดีอักษรจะต้องเป็นบิตด้านในสำคัญสูงสุดขณะที่ 4 บิตที่ปรากฏในครั้งที่ 2 จะต้องเป็น 4 บิต

ด้านในสำคัญน้อยสุด ตัวอย่างเช่นถ้าไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องการส่งข้อมูล (1F)16 ในการนี้ 4 บิตแรกที่ต้องส่งไปยังแอสซิริอ์อักษรคือ (1)16 ซึ่งเป็น 4 บิตด้านในสำคัญสูงสุดของข้อมูล 8 บิต และการส่งข้อมูลครั้งที่ 2 จึงเป็นการส่ง 4 บิตด้านในสำคัญน้อยสุด (F)16 ซึ่งจะทำให้แอสซิริอ์รับข้อมูลได้เป็น (1F)16

การหน่วงเวลา

วงจรกำลังในโครงงานนี้ได้ใช้ ไอจีบีที เป็นสวิตช์ความถี่สูงทำหน้าที่สับสวิตช์ตามเอาต์พุตสัญญาณ PWM ของ dsPIC30F4011 โดยจะต้องออกแบบโปรแกรมให้มีการหน่วงเวลาเพื่อไม่ให้ ไอจีบีที สับ T_{on} และ T_{off} ขึ้นพร้อมกัน การหน่วงเวลาสามารถทำได้โดยกำหนดค่าหน่วงเวลาลงในรีจิสเตอร์ DTCON1 ในโครงงานนี้กำหนดค่าหน่วงเวลาไว้ที่ 1.6 ไมโครวินาทีดังแสดงในรูปที่ 3.5

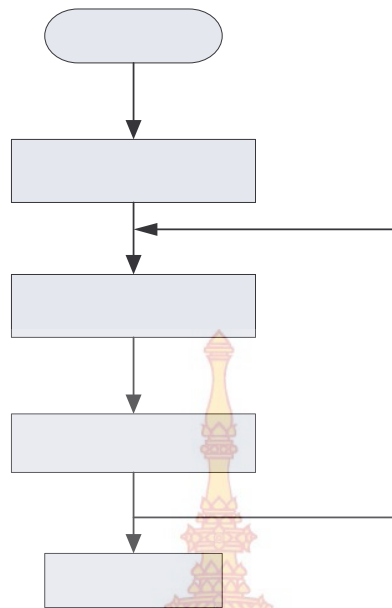


รูปที่ 2.34 กราฟแสดงการหน่วงเวลา

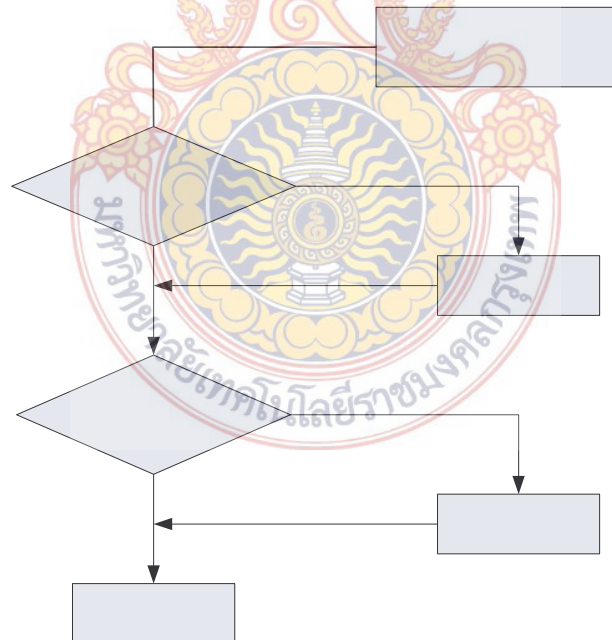
Dead time

PWM1 H

ขั้นตอนการทำงานของ dsPIC30F4011



รูปที่ 2.35 การทำงานของโปรแกรม



รูปที่ 2.36 การทำงานของ dsPIC30F4011

START

SET ค่า

เพิ่มลดความถี่

คำนวณค่า

OUTPUT

บทที่ 3

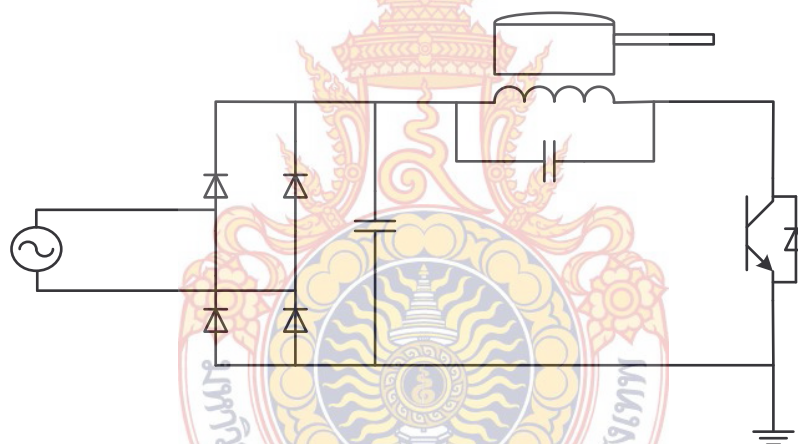
การออกแบบวงจร

วงจรที่ใช้ในการทดสอบ

1. วงจรสวิตช์เดี่ยว
2. ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์
3. ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

3.1 วงจรสวิตช์เดี่ยว

รูปวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง แสดงดังรูปที่ 3.1 จะประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแส 1 เฟส ตัวเก็บประจุกรองแรงดันกระแสตรง ขดลวดเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ และสวิตช์ ไอจีบีที ที่มีไดโอดต่อขนานอยู่



รูปที่ 3.1 ชุดวงจรกำลัง

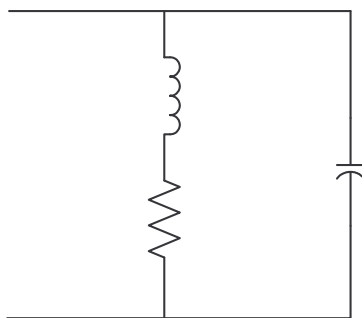
ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ จะทำงานร่วมกับขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อให้เกิดสถานะเรโซแนนซ์ จากวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำสามารถเขียนเป็นวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังรูปที่ 3.2 โดยที่ $R_s = R_c + R_w$, $X_s = X_c + X_w + X_g$ และ $L_r = X_s / (2\pi f)$ ทำการวัดโดยใช้เครื่อง LCR มิเตอร์ ยี่ห้อ INSTREK รุ่น LCR819 โดยวัดที่ความถี่ 28.57 KHz ขณะมีภาชนะและมีค่าต่างๆ ดังนี้

$$L = 102 \mu H$$

$$Q \text{ (quality factor)} = 4.112$$

คำนวณหาค่าความต้านทาน(R_s) ได้จากสมการ $R_s = (\omega L / Q)$ โอห์ม

$$R_s = 4.47 \text{ โอห์ม}$$

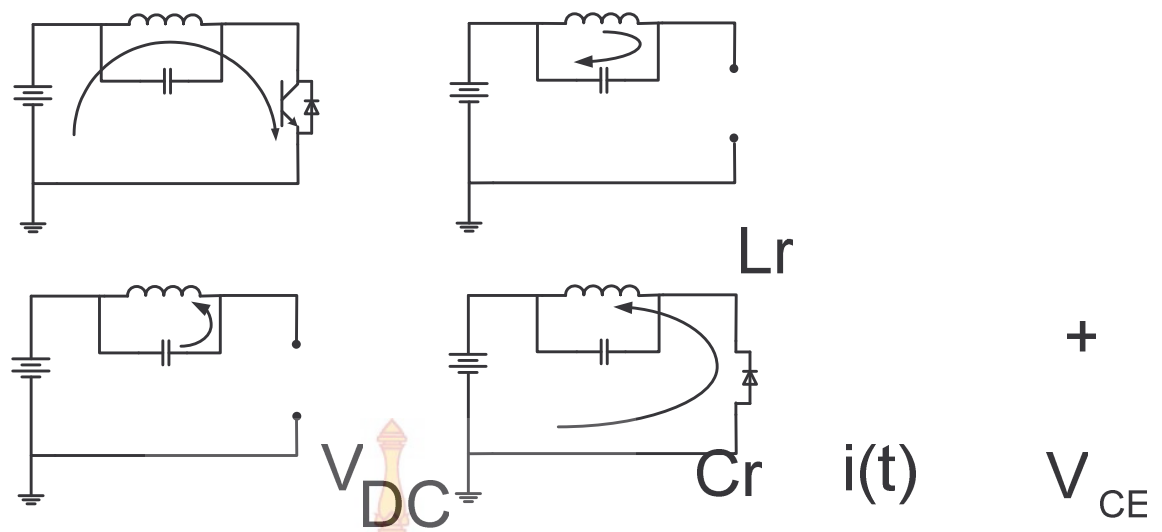


รูปที่ 3.2 วงจรเรโซแนนซ์ LC

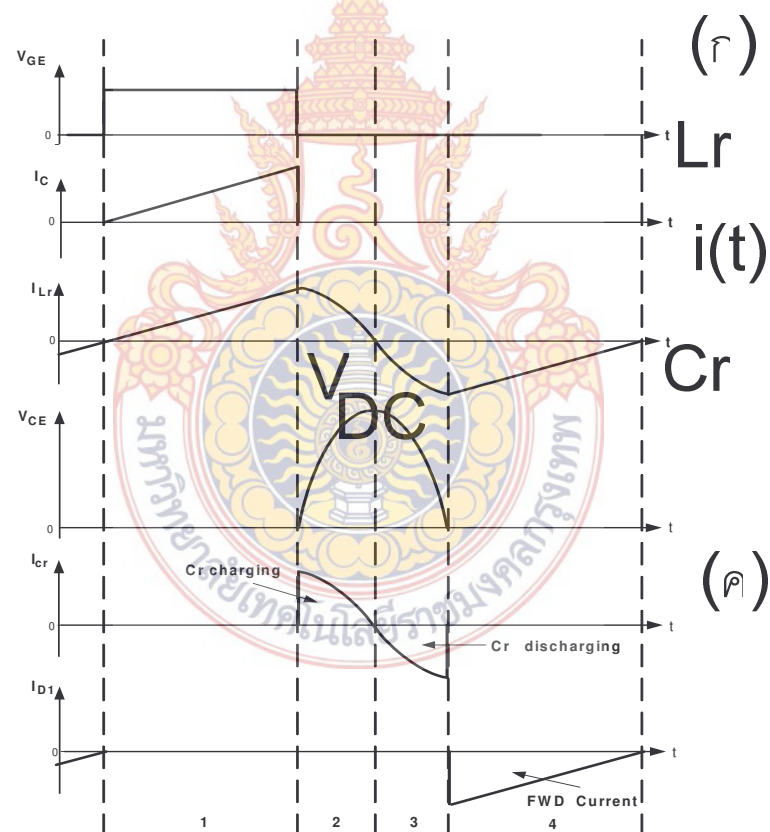
การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ลวดทองแดงจำนวน 28 เส้นตีเกลียวเพื่อลดค่าความต้านทาน แล้วทำการขดเป็นแพนเค้กให้เหมาะสมกับขนาดของภาชนะ การระบายความร้อนใช้อากาศเป็นตัวระบายความร้อน ตัวเก็บประจุเลือกใช้ขนาด $0.3 \mu F$ เป็นชนิดโพลีโพลีลีน พิกัด 1200 โวลต์ ภาชนะที่เลือกใช้ควรที่จะมีค่าความต้านทานสูงเพื่อให้ประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูงดังสมการที่ (2) ดังนั้นจึงเลือกใช้ภาชนะที่ทำมาจากสแตนเลส เพราะมีค่าความต้านทานและความชื้นขาบแม่เหล็กสูงกว่าอลูมิเนียม ถึงแม้จะมีคุณสมบัติค่าความต้านทานและค่าความชื้นขาบแม่เหล็กต่ำกว่าโลหะแต่วัสดุที่ใช้ควรมีความสะอาดและทนการกัดกร่อนได้ดี ขนาดของภาชนะที่ใช้มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 12.5 cm. โดยให้ระยะห่างจากขดลวดเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.5 cm.

3.1.1 หลักการทำงานของวงจรกำลัง

การทำงานของวงจรแบ่งออกได้เป็น 4 ช่วงคือช่วงที่ 1 รูปที่ 3.3 (ก) ขณะที่สวิตช์ทำงานอยู่ในช่วง ON ทำให้มีกระแสไหลผ่านวงจร จึงมีพลังงานสะสมไปเก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำ (L_r) ช่วงที่ 2 รูปที่ 3.3 (ข) สวิตช์ OFF จะทำให้ V_{CE} มีค่าสูงขึ้นจนถึงค่า V_{DC} (DC-LINK) ซึ่งเกิดจากการยุบตัวของสนามแม่เหล็กที่สะสมใน L_r แต่พลังงานสะสมที่ L_r ยังคงส่งผ่านพลังงานไปที่ C_r จนเป็นศูนย์ ซึ่งจะเป็นจุดที่ค่าแรงดัน V_{CE} มีค่าสูงสุด ช่วงที่ 3 รูปที่ 3.3 (ค) หลังจากที่มีกระแสมีค่าเท่ากับศูนย์พลังงานที่สะสมอยู่ใน L_r ไม่มีอยู่เลยและ $V_{CE} = V_{DCmax}$ ทำให้มีกระแสไหลกลับไปทางด้านแหล่งจ่ายและเก็บสะสมพลังงานไว้ใน L_r ด้วย ประจุไฟฟ้าที่ C_r จะมีค่าเป็น 0 ที่เวลา t_3 ช่วงที่ 4 รูปที่ 3.3 (ง) พลังงานที่เก็บสะสมใน L_r ยังคงมีอยู่และสนามแม่เหล็กจะเริ่มยุบตัวลงทำให้เกิดกระแสไหล เป็นการคายพลังงานออกจาก L_r โดยผ่าน ไดโอดที่อยู่ภายใน ไอจีบีที จนคายพลังงานออกหมดที่เวลา t_5 แต่ก่อนจะถึงเวลา t_5 สวิตช์ได้เริ่ม ON แล้ว แต่กระแสจะไม่สามารถไหลผ่านสวิตช์ได้เนื่องจากกระแสจะไม่ไหลย้อนสรผ่านสวิตช์ขึ้นไปได้



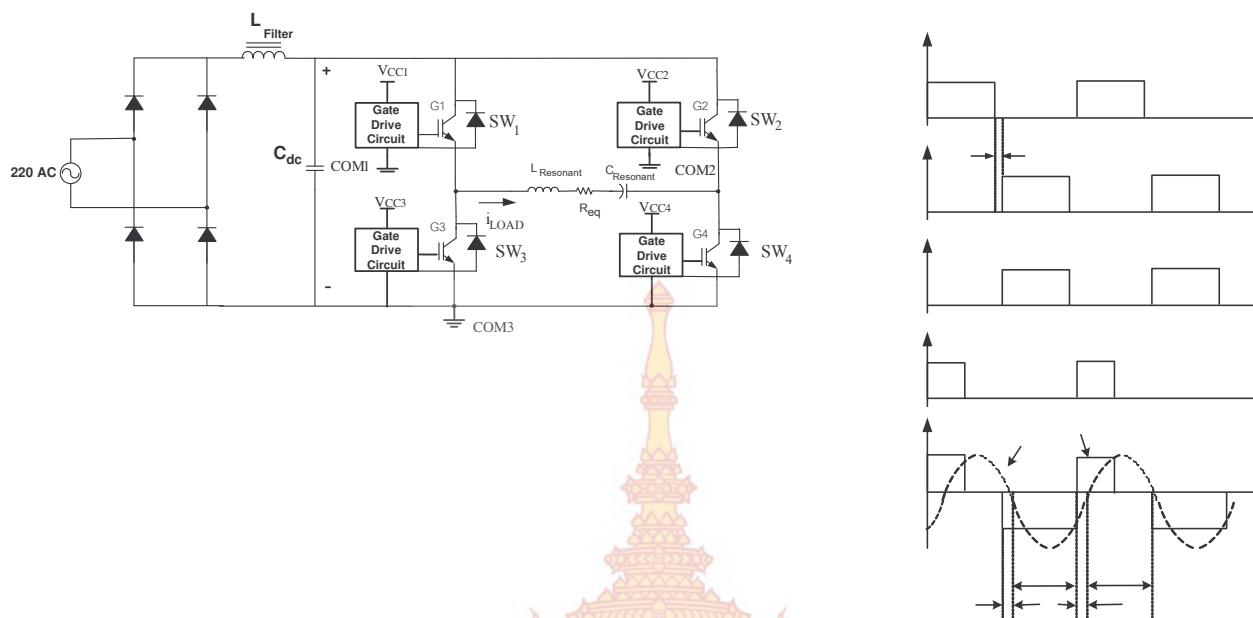
รูปที่ 3.3 การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่โหมดต่างๆ



รูปที่ 3.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ขึ้นกับแรงดันคร่อมสวิตช์

3.2 ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

แรงดันอินพุต 140 V, 50 Hz. $R = 21.22\Omega$ และ $L = 214\ \mu H$ $C = 168\ nF$.



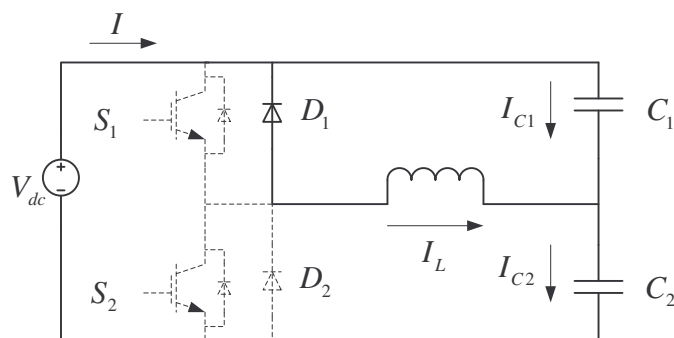
รูปที่ 3.5 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์และรูปคลื่นการทำงาน

3.3 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

ในการออกแบบวงจรกำลังในโครงการนี้ จะใช้ ไอจีบีที เบอร์ IRG4PH40UD เป็นวงจรกำลัง โดยใช้ไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 220Vac มาแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วงจรบริดจ์แบบเต็มคลื่น แล้วก็ให้ ไอจีบีที สวิตช์ที่ความถี่สูงอยู่ในช่วง 17.5kHz-40kHz โดย ไอจีบีที ได้รับสัญญาณไฟฟ้ากระตุ้นที่ขาเกตและสัญญาณที่ส่งมานั้นจะมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ และในการทำงานของ ไอจีบีที นั้น ไอจีบีที จะทำงานสลับกันโดยที่จะไม่ ON พร้อมกัน และจากวงจรจะเห็นว่าถ้า ไอจีบีที ทั้งสองตัว ON พร้อมกันสิ่งที่เกิดขึ้นก็คือ ไอจีบีที พัง

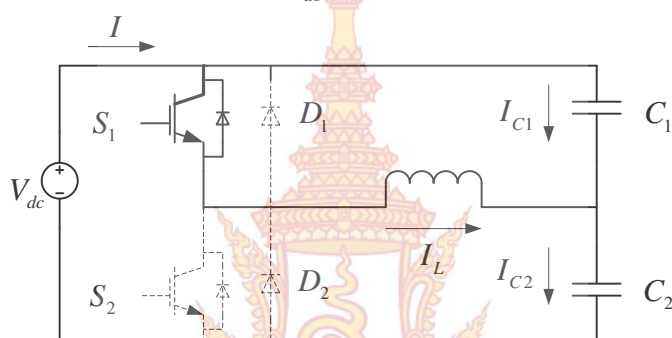
การทำงานในกรณีนี้คือ กรณีที่ใช้ $C/2$ ในวงจรเรโซแนนท์ เมื่อเราให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่สวิตช์ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_r$) สามารถแบ่งออกเป็น 4 โหมดดังนี้

โหมด 1 ไดโอด D_1 ทำงานในโหมดนี้จะคืนพลังงานให้กับแหล่งจ่ายเนื่องจากกระแสมีค่าเป็นลบ และไหลเข้าขั้วบวกของแหล่งจ่าย V_{dc} และ C_1 กับ C_2 ขนานกันจะได้ผลรวมของวงจรเท่ากับ C ในทำนองเดียวกันเราก็สามารถหาค่า C ได้เหมือนกับวงจรที่มี C เพียงตัวเดียว



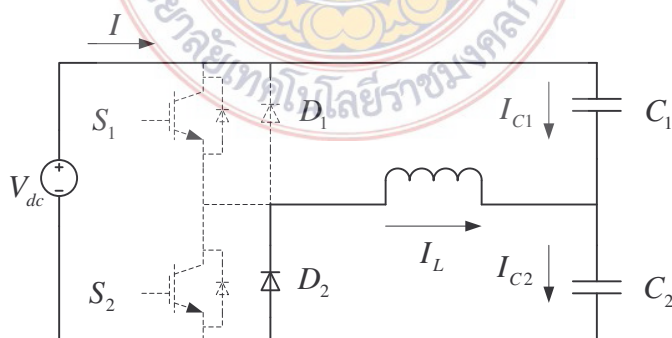
รูปที่ 3.12 (a) การทำงานในโหมด 1

โหมด 2 สวิตช์ S_1 ทำงานในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแสมีเป็นบวกและไหลออกจากขั้วบวกของแหล่งจ่าย V_{dc}



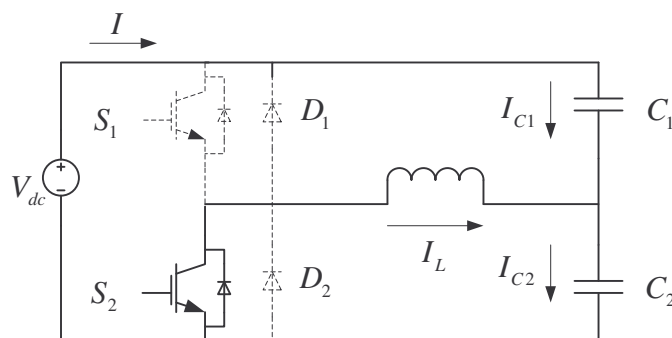
รูปที่ 3.12(b) การทำงานในโหมด 2

โหมด 3 ไดโอด D_2 ทำงานในโหมดนี้โหลดจะคืนพลังงานให้กับแหล่งจ่ายเนื่องจากกระแสมีทิศทางเป็นลบและไหลเข้าขั้วบวกของแหล่งจ่าย V_{dc}



รูปที่ 3.12(C) การทำงานในโหมด 3

โหมด 4 สวิตช์ S_2 ทำงานในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแสมีเป็นบวกและไหลออกจากขั้วบวกของแหล่งจ่าย V_{dc}



รูปที่ 3.12(d) การทำงานในโหมด 4

จากวงจรจะเห็นว่ามีการเปลี่ยนเฟสเป็นครึ่งรอบกักพลังงาน ให้ความต่อเนื่อง เพื่อที่จะส่งมายังวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเมื่อผ่านวงจรเรียงกระแสให้ได้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงแล้วก็จะไปผ่าน L และคาปาซิเตอร์เพื่อให้กระแสไฟฟ้าเรียบยิ่งขึ้นแล้ว เพื่อที่จะทำการสวิตช์ด้วย ไอจีบีที ที่ ความถี่สูงโดยจะมี ไอจีบีที อยู่ 2 ตัวทำหน้าที่สวิตช์สลับไปมาจากการคำนวณ มีดังนี้

ค่าที่ต้องการมีดังนี้

ความถี่ที่ 30 kHz กำลังขนาด 1 Kw และมีคาปาซิเตอร์ขนาด $1.5\mu F$

หาค่า L จากสูตร

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

$$L = \frac{1}{4\pi^2 C f_r^2}$$

$$= \frac{1}{4\pi^2 (30 \times 10^3)^2 (1.5 \times 10^{-6})}$$

$$= 18.76 \mu H$$

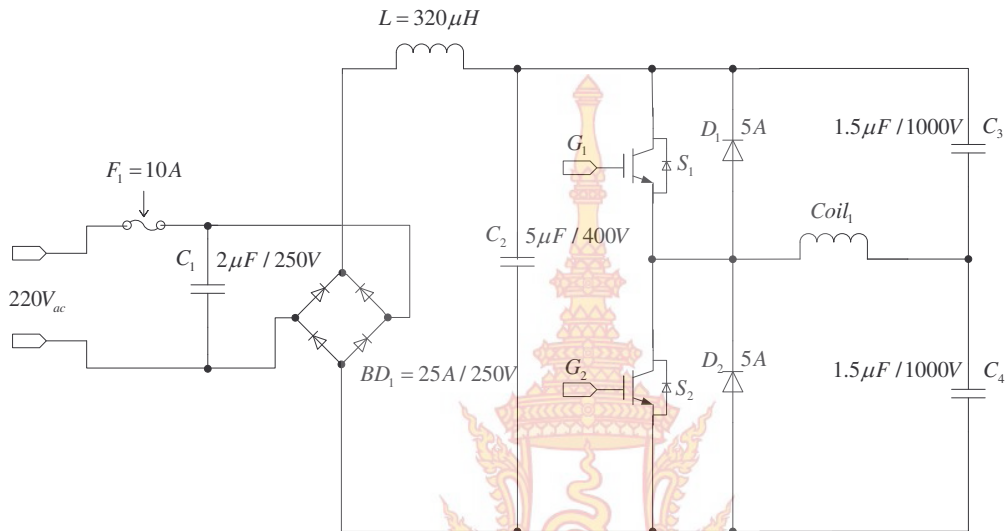
จากการคำนวณ จะได้ค่า L ที่น้อยมากจึงเปลี่ยนมาเป็นใช้ค่า $L = 110 \mu H$ เพราะว่าจำนวนขดลวดที่พันนั้นจะมีจำนวนรอบน้อยมาก ซึ่งเมื่อวางภาชนะหุ้มคัมแล้วจะไม่ครอบคลุมทุกพื้นที่ของกันหม้อจึงเปลี่ยนมาใช้ค่า $L = 110 \mu H$ จะได้ความถี่ที่ใช้ในการโครงการตามข้างล่างนี้

หาค่าความถี่เรโซแนนท์

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

$$= \frac{1}{2\pi\sqrt{((110 \times 10^{-6})^2)(1.5 \times 10^{-6})}}$$

$$= 12.39 \text{ kHz}$$



รูปที่ 3.13 วงจรกำลัง

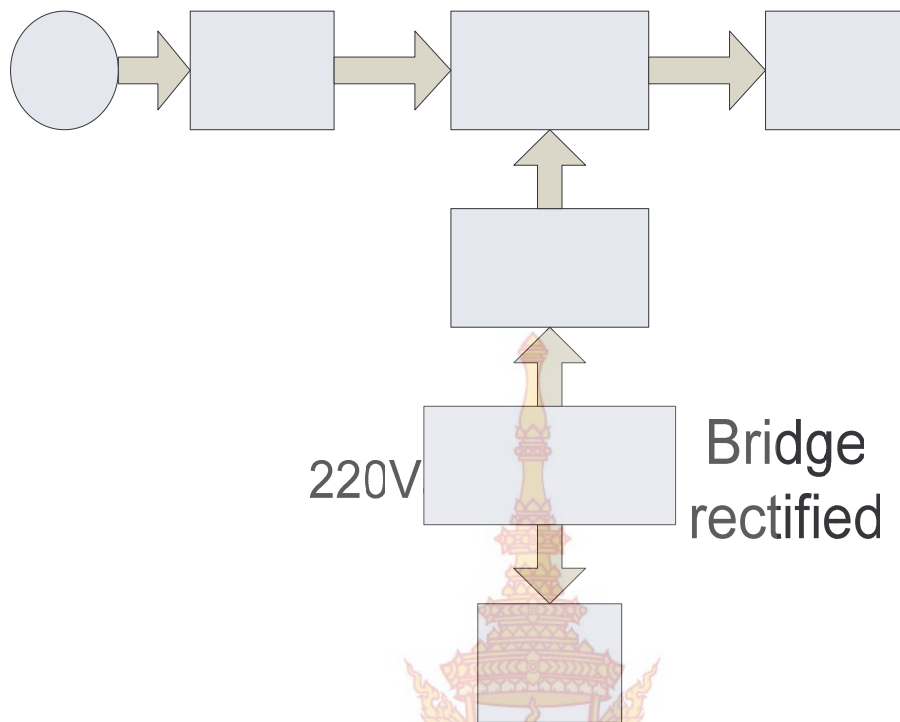
จากสูตรการคำนวณเราสามารถลดค่าของคาปาซิเตอร์ได้อีกเพื่อลดต้นทุนในการทำโครงการนี้ โดยเราจะต้องทำการเพิ่มความถี่ให้มีค่าที่สูงขึ้น จากสูตร

$$C = \frac{1}{4\pi^2 L f_r^2}$$

L

N

บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเตาहुงต้ม



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเตาहुงต้ม

3.4 วงจรขับนำสวิทช์

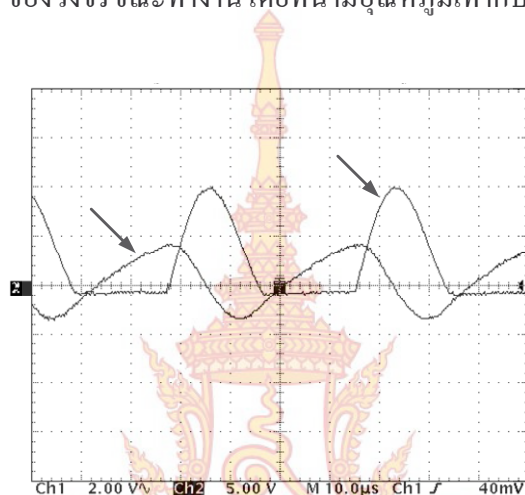
วงจรขับเกตใช้ไอซีเบอร์ TLP250 ใช้เป็นตัวเชื่อมโยงสัญญาณทางแสงเพื่อแยกโคดสัญญาณทางไฟฟ้าระหว่างวงจรกำลังกับวงจรควบคุม สัญญาณขับนำจากวงจรควบคุมจะเป็นตัวขับ LED ที่อยู่ภายในตัวแยกโคดสัญญาณทางแสงซึ่งทำหน้าที่เพื่อไปอัสทรานซิสเตอร์ Tr1 และ Tr2 จะต่อความต้านทานอนุกรม (50Ω) เข้าขาเกต ไอจีบีที เพื่อควบคุมเวลาในการสวิทช์ของ ไอจีบีที (Switching Time) และมีซีเนอร์ไดโอดต่อเข้าที่ขาอิมิตเตอร์ ของ ไอจีบีที เพื่อสร้างแรงดัน ($-5V$) ในช่วงหยุดทำงานของสวิทช์ช่วยให้สวิทช์หยุดทำงานเร็วขึ้น

บทที่ 4

ผลการทดสอบ

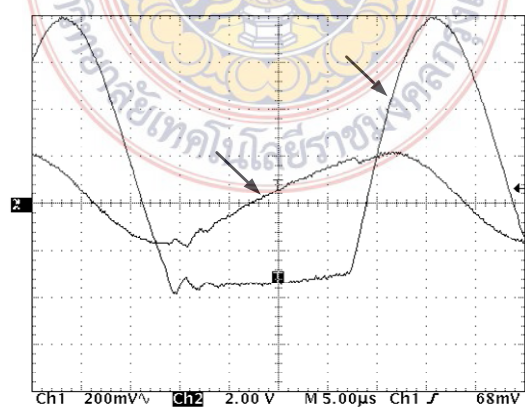
4.1 วงจรสวิตช์เดี่ยว

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบและทดสอบส่วนต่างๆ จึงได้ทำการประกอบเตาหุงต้มแบบเหนียวนำขึ้น โดยป้อนไฟสลับ 180 โวลต์ เข้าที่วงจรเรียงกระแส หลังจากนั้นทำการทดสอบเตาหุงต้มแบบเหนียวนำ โดยให้ความร้อนกับภาชนะสแตนเลส ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 12.5 CM. บรรจุน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร โดยสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรขณะทำงานโดยที่น้ำมีอุณหภูมิเท่ากับ 100 องศาเซลเซียส



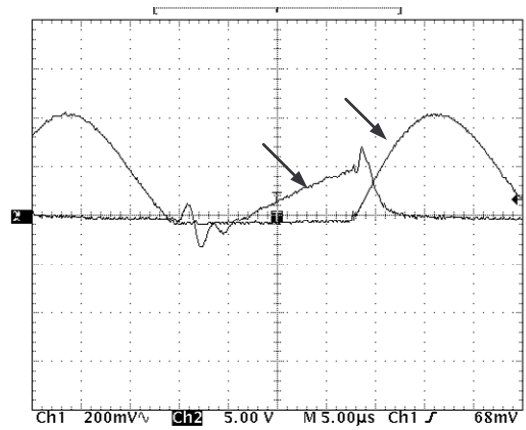
รูปที่ 4.1 ผลการวัดกระแสที่ขดลวดเทียบกับแรงดันที่สวิตช์ ไอจีบีที

(V: 500 V/DIV, I: 10 A/DIV)

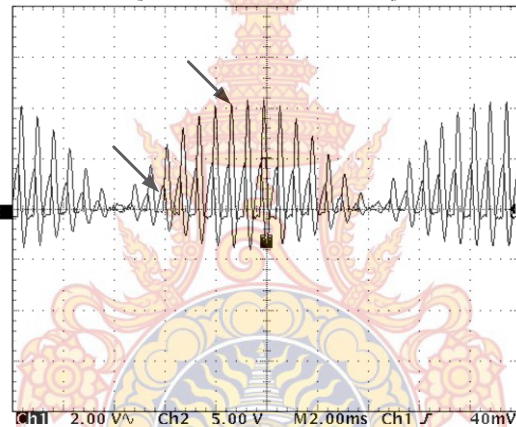


รูปที่ 4.2 ผลการวัดของกระแสกับแรงดันที่ขดลวดเหนียวนำ

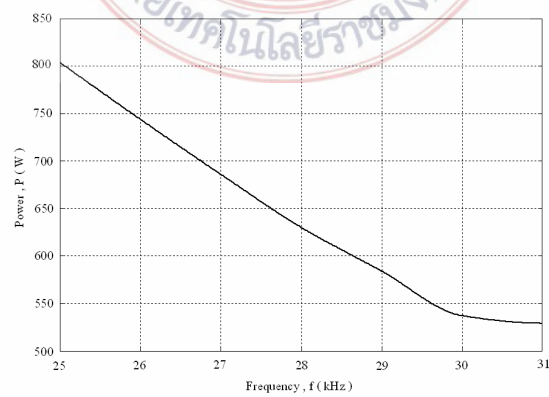
(V: 500 V/DIV, I: 10 A/DIV)



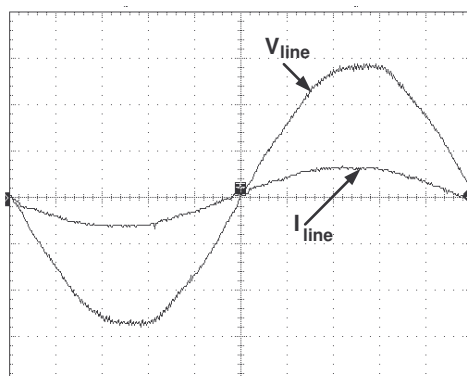
รูปที่ 4.3 ผลการวัดกระแสกับแรงดันที่สวิตช์ ไอจีบีที
(V: 500 V/DIV, I: 10 A/DIV)



รูปที่ 4.4 ผลการวัดของกระแสกับแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำในย่าน 2 ms
(V: 500 V/DIV, I: 10 A/DIV)



รูปที่ 4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับย่านความถี่การทำงาน



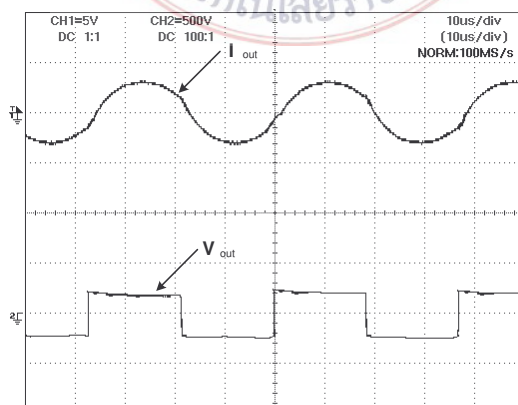
รูปที่ 4.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันด้านเข้า

(V_{line} : 100 V/DIV, I_{line} : 10 A/DIV)

แรงดันที่สวิตช์ ไอจีบีที ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันมีลักษณะเป็นชานแบบครึ่งคลื่นมีแรงดันสูงประมาณ 1000 โวลต์ โดยที่กระแสจะเริ่มไหลเมื่อแรงดันเป็นศูนย์ และกระแสที่ไหลในขดลวดมีลักษณะเป็นไฟกระพริบเนื่องมาจากการถ่ายโอนพลังงานกันระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ในวงจร รูปที่ 8 แสดงให้เห็นรูปคลื่นของกระแสกับแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีลักษณะเป็นไฟสลับ รูปที่ 9 แสดงให้เห็นรูปคลื่นกระแสกับแรงดันที่สวิตช์ ไอจีบีที ซึ่งจะเห็นว่าสวิตช์ทำงานในโหมดภาคแรงดันศูนย์ (ZVS) รูปที่ 10 แสดงให้เห็นรูปคลื่นของกระแสกับแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำโดยทำการวัดในย่าน 2 ms จะเห็นได้ว่ามีความถี่ต่ำอยู่เป็นผลมาจากตัวเก็บประจุกรองแรงดันมีค่าน้อยเพื่อให้มีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าสูงขึ้น รูปที่ 11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับย่านความถี่การทำงาน เมื่อความถี่สูงขึ้นทำให้กำลังไฟฟ้าลดลงจากผลการทดสอบเตาหุงต้มสามารถวัดกำลังไฟฟ้าด้านเข้าได้เท่ากับ 650 วัตต์ ตัวประกอบกำลังด้านเข้าเท่ากับ 0.99 รูปที่ 12 แสดงรูปคลื่นกระแสเทียบกับแรงดันด้านเข้า จะเห็นว่ารูปคลื่นกระแสใกล้เคียงชานซ์และอินเฟสกับรูปคลื่นแรงดัน

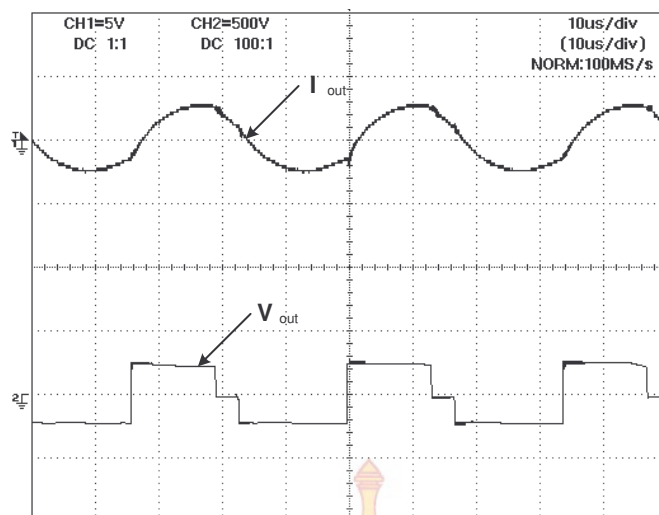
4.2 ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

การควบคุมในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ใช้เป็นแบบการปรับความถี่ไซเคิลแบบไม่สมมาตร

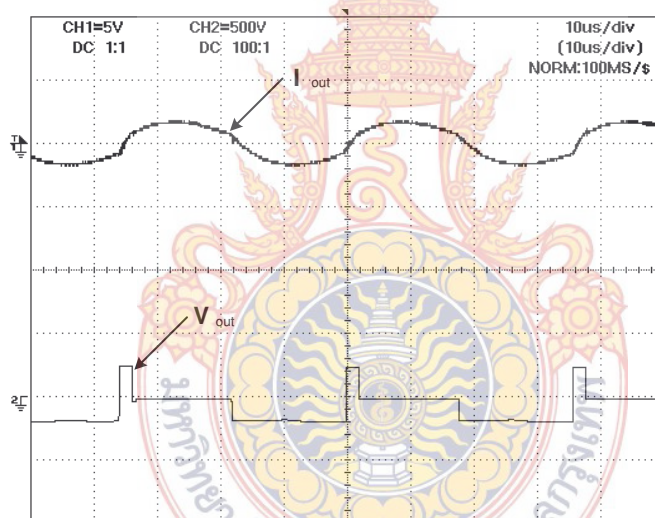


รูปที่ 4.7 ผลการวัดของกระแสกับแรงดันด้านออก

(I: 20 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μ s / div.)



รูปที่ 4.8 ผลการวัดของกระแสกับแรงดันด้านออก 1 ที่ 75% ดิวตี้ไซเคิล
(I: 20 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μ s / div.)



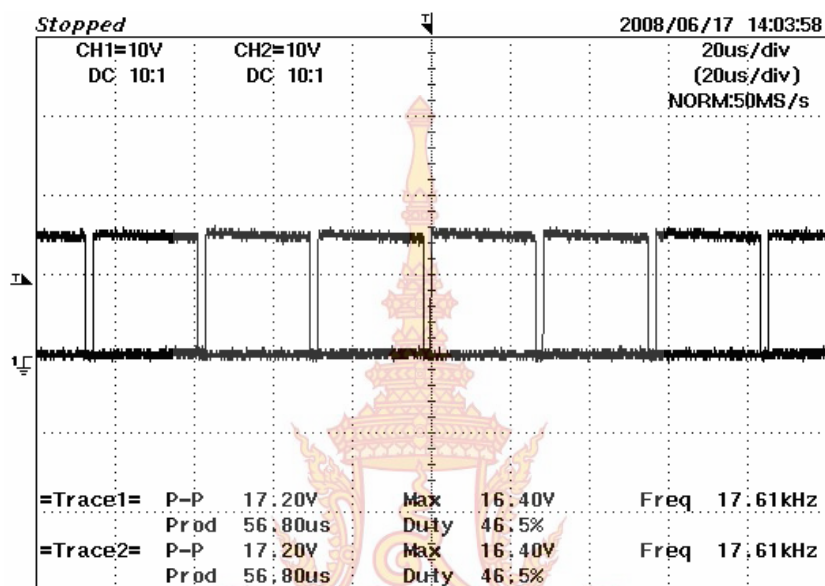
รูปที่ 4.9 ผลการวัดของกระแสกับแรงดันด้านออก ที่ 10% ดิวตี้ไซเคิล
(I: 20 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μ s / div.)

รูปที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านออกที่ $P=1528$ W. The switching frequency $f_s = 28$ kHz. รูปที่ 4.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านออกที่ $P=1451$ W The switching frequency $f_s = 31.25$ kHz. รูปที่ 4.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านออกที่ $P=611$ W. The switching frequency $f_s = 28.57$ kHz.

4.3 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

การทดสอบสัญญาณของ TLP250 เพื่อดูว่าการทำงานจะไม่ทำงานพร้อมกัน

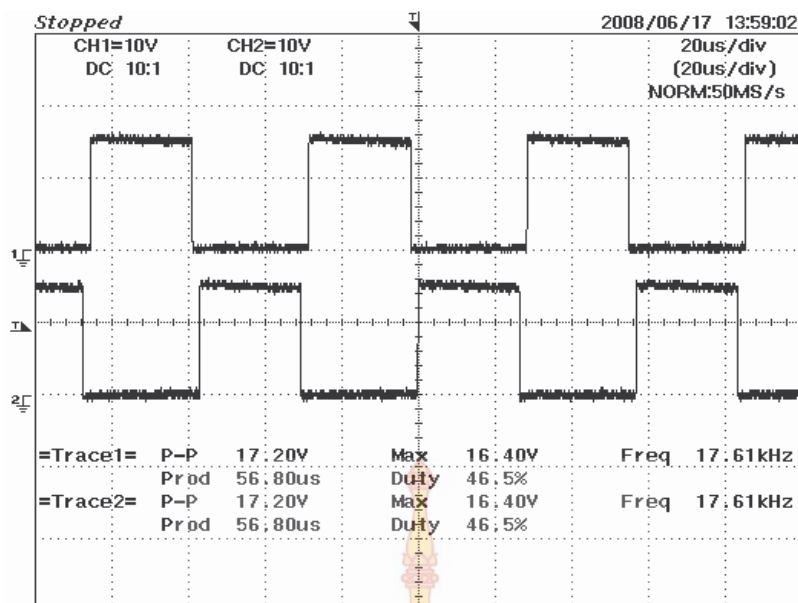
ทดสอบโดยการวัดรูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของ TLP250 ดังรูปที่ 4.10 จากรูปคลื่นที่ 4.10 จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นที่ 1 กับรูปคลื่นที่ 2 จะ ON ไม่พร้อมกัน เมื่อรูปคลื่นที่ 1 ON รูปคลื่นที่ 2 จะไม่ ON จนกว่ารูปคลื่นที่ 1 จะ OFF แล้วรูปคลื่นที่ 2 ถึงจะ ON ในการทดสอบนี้จะใช้แรงดันที่ 20 V ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ โดยการทดสอบจะใช้ความถี่ที่ 17.5 kHz



รูปที่ 4.10 รูปคลื่นสัญญาณ PWM 1 H และ PWM 1 L

4.4 การทดสอบรูปคลื่นสัญญาณขับเคลื่อนของ TLP250

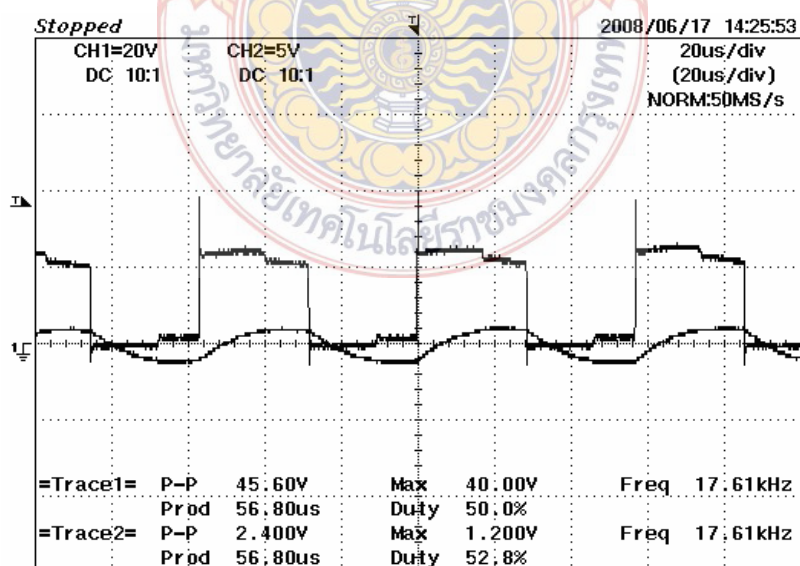
ทดสอบโดยการวัดรูปคลื่นเอาต์พุตของ TLP250 ตามรูปที่ 4.11 โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะนำไปเป็นสัญญาณขับเคลื่อนของ ไอจีบีที ในวงจรอนุกรมเรโซแนนท์ ในการทดสอบนี้จะใช้แรงดันที่ 20 V ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ โดยการทดสอบจะใช้ความถี่ที่ 17.5 kHz



รูปที่ 4.11 รูปคลื่นสัญญาณจากเอาต์พุตของ TLP250

4.5 การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตกับแรงดันที่ตกคร่อมโหลดขณะไม่มีโหลด

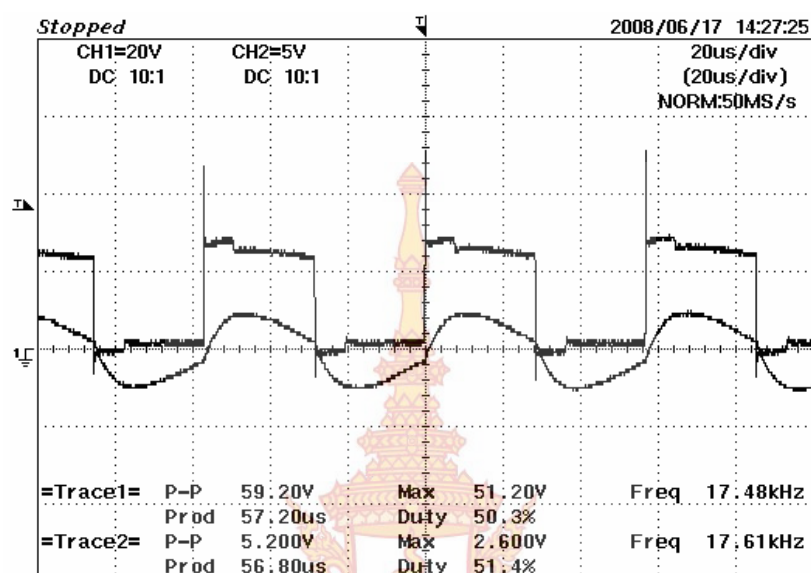
การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นระหว่างกระแสทางด้านเอาต์พุตกับแรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะที่ไม่มีโหลดตามรูปที่ 4.12 จะเห็นว่ากระแสจะล้าหลังแรงดัน และถ้ามีโหลดจะเห็นได้ว่ากระแสกับแรงดันจะอินเฟสกันตามรูปที่ 4.12 ในการทดสอบนี้จะใช้แรงดันที่ 20 V ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ โดยการทดสอบจะใช้ความถี่ที่ 17.5 kHz



รูปที่ 4.12 รูปคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตและแรงดันที่ตกคร่อมโหลดขณะไม่มีโหลด

4.6 การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตกับแรงดันที่ตกคร่อม S_2 ขณะมีโหลด

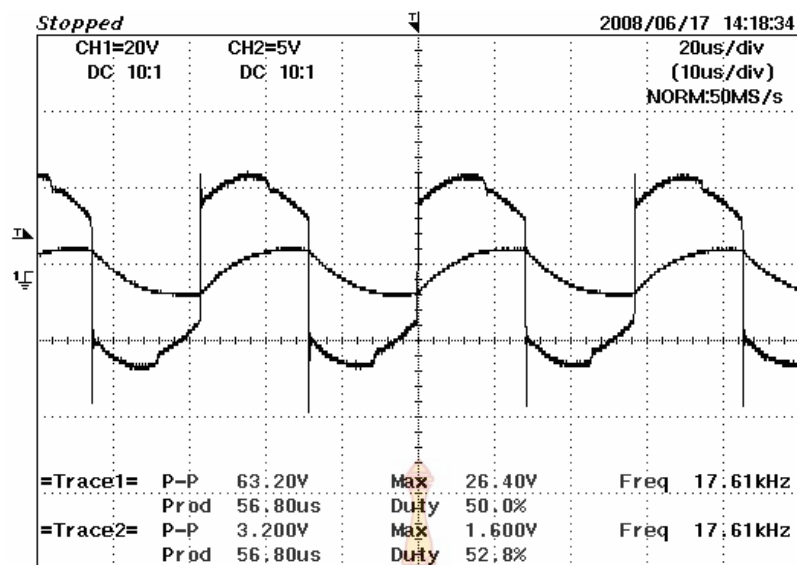
การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตกับแรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะที่มีโหลดตามรูปที่ 4.13 โดยจะเห็นได้ว่ากระแสและแรงดันจะอินเฟสกัน ในการทดสอบนี้จะใช้แรงดันที่ 20 V ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ โดยการทดสอบจะใช้ความถี่ที่ 17.5 kHz



รูปที่ 4.13 รูปคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตกับแรงดันที่ตกคร่อมโหลดขณะมีโหลด

4.7 การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตขณะไม่มีโหลด

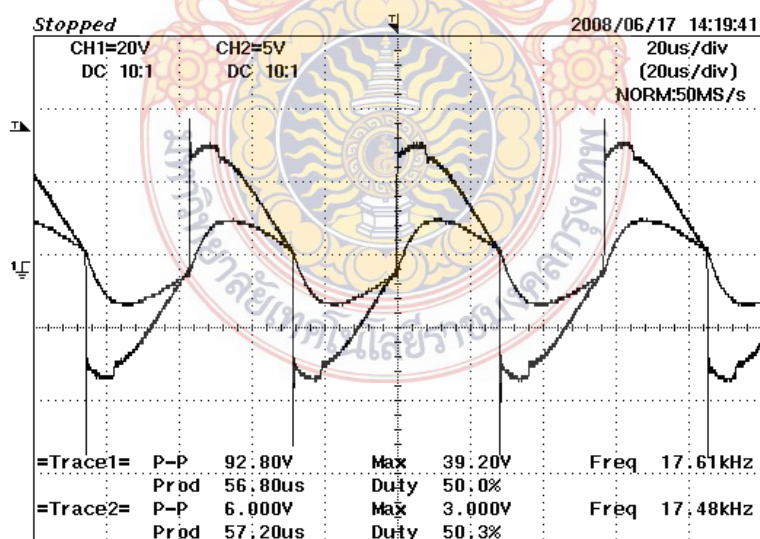
การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตและแรงดันทางด้านเอาต์พุตเมื่อไม่มีโหลดโดยแรงดันและกระแสที่ได้จะวัดมาจากขดลวดทางด้านเอาต์พุต ในการทดสอบนี้จะใช้แรงดันที่ 20 V ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ โดยการทดสอบจะใช้ความถี่ที่ 17.5 kHz



รูปที่ 4.14 รูปคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตกับแรงดันทางด้านเอาต์พุตขณะไม่มีโหลด

4.8 การทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตเมื่อมีโหลด

จากรูปที่ 4.15 เป็นการทดสอบสัญญาณรูปคลื่นกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตขณะเมื่อมีโหลด โดยจะเห็นว่ากระแสกับแรงดันจะอินเฟสกัน โดยที่ใช้ความถี่ในการสวิตช์ที่ 40 kHz โดยที่ ไอจีบีที จะทำงานสลับกัน ในการทดสอบนี้จะใช้แรงดันที่ 20 V ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ โดยการทดสอบจะใช้ความถี่ที่ 17.5 kHz



รูปที่ 4.15 รูปคลื่นกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตขณะมีโหลด

4.9 การทดสอบกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต

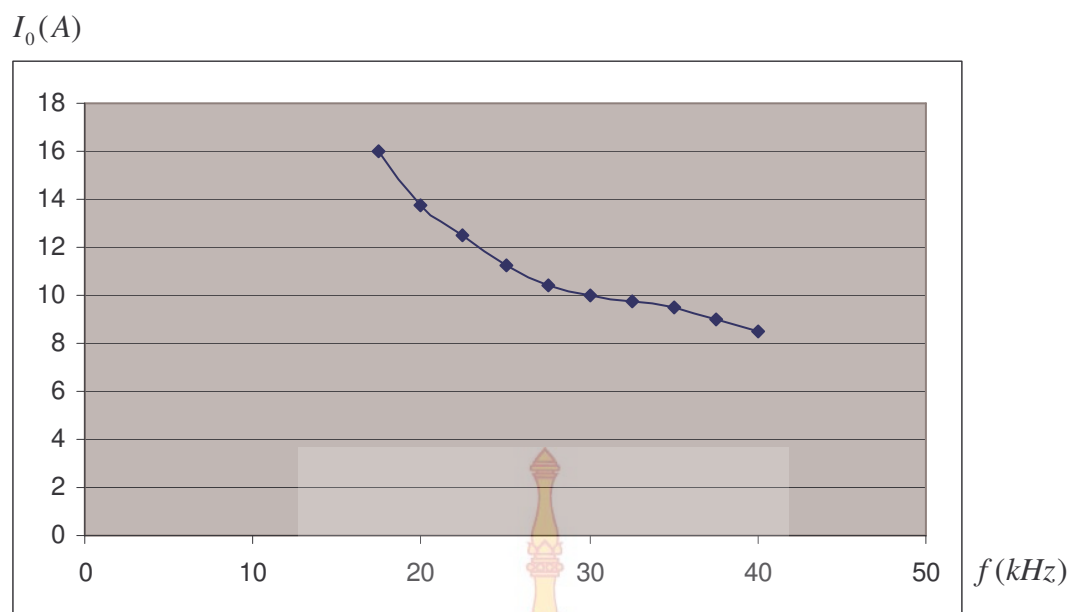
การทดสอบกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตที่ความถี่ 17.5kHz-40 kHz ดังตารางที่ 4.1

$V_{in} (V)$	$V_o (V)$	$f (kHz)$	$I_{in} (A)$	$I_o (A)$
220	51.79	40	2	8.49
220	52.57	37.5	2.2	8.99
220	54.62	35	2.5	9.49
220	58.75	32.5	2.8	9.74
220	59.99	30	3.1	9.99
220	62.62	27.5	3.5	10.42
220	64.94	25	4	11.26
220	68.03	22.5	4.65	12.50
220	71.12	20	5.62	13.75
220	89.68	17.5	7.2	16.00

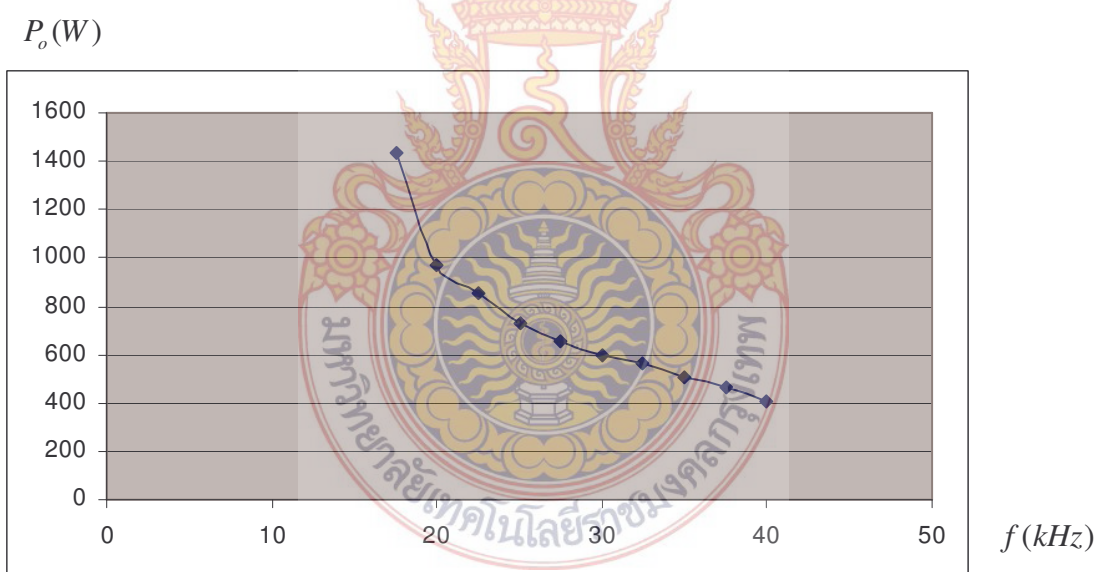
ตารางที่ 4.1 การทดสอบกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต

ค่าแรงดันมูลฐานจะหาได้จาก V_o คือ V_{1rms} ทางด้านเอาต์พุต $V_{1rms} = \frac{\sqrt{2}V_o}{\pi}$ ส่วน V_{in} เป็นแรงดันทางด้านไฟเข้า และ I_{in} กับ I_o ได้จากการวัดซึ่ง I_o ได้จากหม้อแปลงกระแสและหม้อแปลงที่ใช้นั้นจะพันจำนวนรอบ 100 รอบและใช้ตัวต้านทานขนาด $100\Omega 25W$ ตัวต้านทานจะเป็นแบบชนิดกระเบื้อง และ I_o คือ I_{rms} จะหาได้จาก

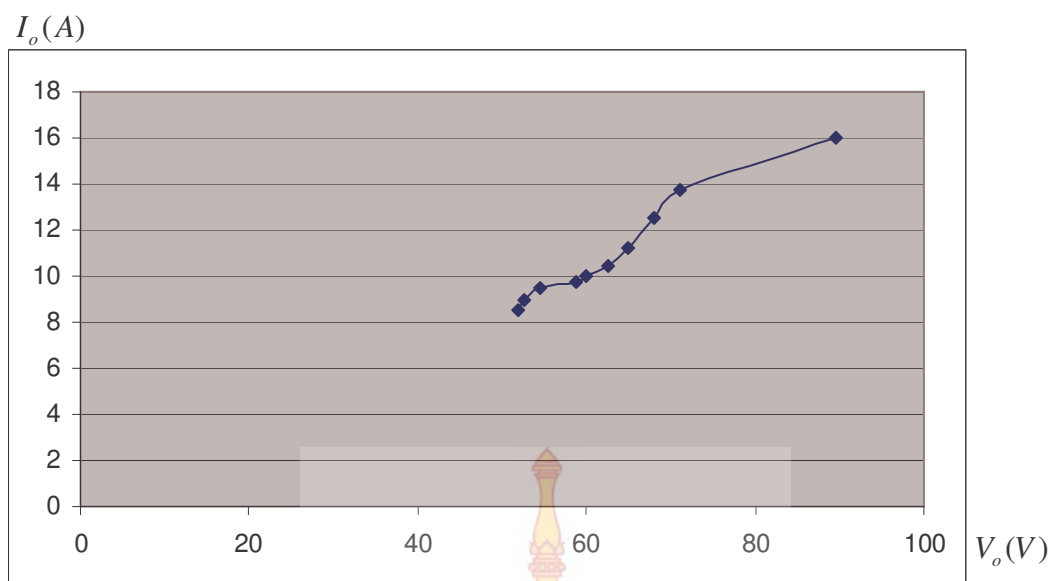
$$I_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_m \sin wt)^2 dwt} \quad \text{และ } V_o \text{ นั้นคือแรงดันที่วัดได้ทางด้านไฟ DC ก่อนที่จะเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์อนุกรมเรโซแนนท์}$$



กราฟที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_0 กับ f



กราฟที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านเอาต์พุตกับความถี่



กราฟที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสเอาต์พุต

จากรูปคลื่นกระแสเอาต์พุตเราสามารถหา I_{rms} ได้ดังนี้

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

จากสูตรที่ได้นำมาแทนค่าจะได้ค่ากระแส I_{rms} สูงสุดดังนี้

$$= \frac{22.63}{\sqrt{2}}$$

$$= 16 \text{ A}$$

ค่าความต้านทานภายในวงจร

$$R_{eq} = \frac{V_o}{I_o}$$

$$= \frac{89.68}{16}$$

$$= 5.6 \Omega$$

บทที่ 5

สรุปผลโครงการและข้อเสนอแนะ

จากการศึกษาและสร้างเตาหุงต้มแบบเหนียวนาโดยใช้วงจรสวิตช์เดี่ยว ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ และ ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์จากผลการทดลองก็พอสรุปและเสนอแนะได้ดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลที่ได้จากการทดลอง

ในการทำงานวิจัยนี้ ได้ทำการศึกษา ค้นคว้าและสร้างเตาหุงต้มแบบเหนียวนาทั้ง 3 แบบโดยทำงานที่ใกล้จุดเรโซแนนซ์ ทำให้ทราบถึงข้อแตกต่าง รวมถึงข้อดีและข้อด้อยของแต่ละวงจรได้ คือ วงจรสวิตช์เดี่ยวจะให้ผลดีในเรื่องราคาต้นทุน แต่ควบคุมกำลังยากเนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์สูงจึงต้องควบคุมให้มีการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ทันที เพื่อให้เกิดความร้อน และ spike ที่ ไอจีบีที เกิดความเสียหายได้ ส่วนวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่มีเสถียรภาพและกำลังสูง แต่มีข้อเสียคืออุปกรณ์เยอะ ส่วนวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่มีเสถียรภาพสูงควบคุมง่าย แต่กำลังน้อยกว่าวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เนื่องจากใช้ สวิตช์เพียง 2 ตัว

ข้อดีของการควบคุมโดยการปรับความถี่

1. เมื่อภาชนะใส่อาหารได้รับความร้อน เราสามารถควบคุมได้โดยควบคุมที่ความถี่ โดยใช้ความถี่ที่มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ตลอดเวลา
2. สามารถวางภาชนะที่เป็นแฉกในขนาดต่างๆได้
3. จากการที่ทำให้อุปกรณ์สวิตช์ทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้การสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสต่ำ

หลักเกณฑ์ที่ใช้ในการออกแบบเตาหุงต้มเหนียวนาความถี่สูงมีขั้นตอนดังนี้

1. ในขั้นตอนการออกแบบเตาหุงต้มเหนียวนา จึงจำเป็นต้องกำหนดรูปร่างของภาชนะหุงต้มและเวลาที่ต้องการใช้ในการหุงต้ม
2. จากนั้นก็ทำการกำหนดจำนวนเส้นลวดตีเกลียว เพื่อให้ได้ปริมาณวัตต์ที่ต้องการ โดยที่ ไอจีบีที สามารถรับปริมาณกระแสได้ที่วัตต์นั้นๆ
3. จากนั้นเลือกกระยะห่าง (GAP) เพื่อให้ขดลวดเหนียวนาสามารถระบายความร้อนได้ดี โดยให้กระแสนอยู่ในพิคัดที่ ไอจีบีที สามารถทนได้
4. จากนั้นเลือกคาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์ เพื่อให้ได้ความถี่สวิตช์อยู่ในช่วงที่วงจรขับไอจีบีที ที่สามารถทำงานได้และคาปาซิเตอร์มีขนาดใหญ่ ซึ่งจะทำให้เครื่องมีขนาดใหญ่

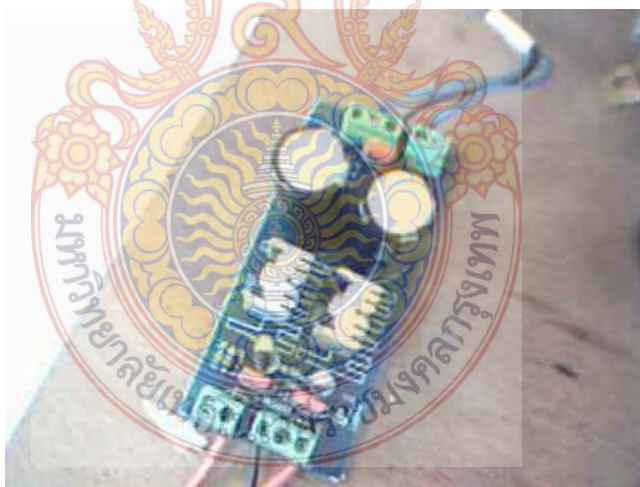
จากการทดลองทางด้านซอฟต์แวร์สามารถที่จะสร้างสัญญาณ PWM ที่สามารถปรับค่าความถี่ได้โดยการกดปุ่ม คือสามารถที่จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F4011 เป็นตัวสร้างสัญญาณ PWM ได้ และการจับเกตของ ไอจีบีที จะใช้ไอซีเบอร์ TLP250 เป็นตัวจับเกตส่วนช่วงเวลาของ T_{on} และ T_{off} จะดูจากข้อมูลของไอจีบีทีซึ่งจะกำหนดให้มีค่ามากกว่าเล็กน้อยเพื่อที่จะป้องกันไม่ให้ไอจีบีทีทำงานพร้อมกัน



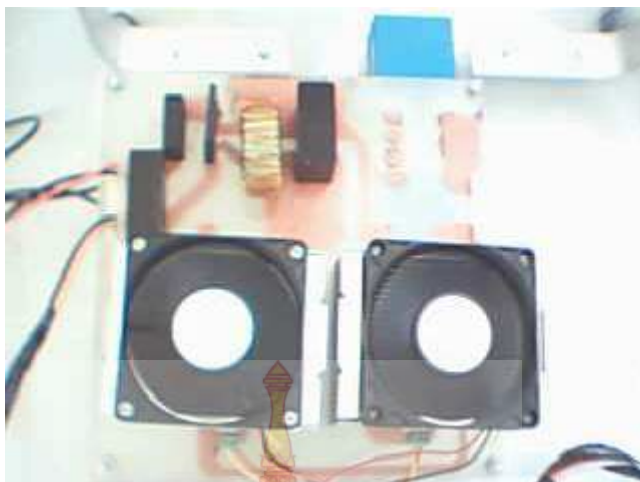




รูปที่ ก.1 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก



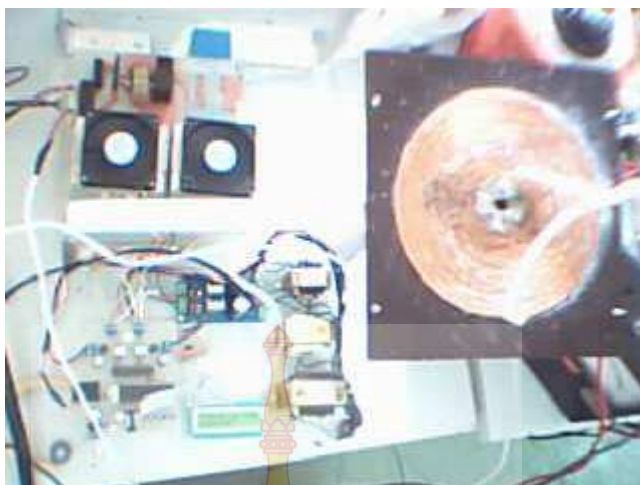
รูปที่ ก.2 ชุดจ่ายไฟให้พัดลมระบายความร้อน



รูปที่ ก.3. วงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ ก.4. วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ ก.5. วงจรทั้งหมดของเตาहुงต้มเหนียวน้ำความถี่สูง



รูปที่ ก.6 การวางภาชนะ

เอกสารอ้างอิง

Davies, J. and Simpson, P., 1979, **Induction Heating Handbook**, McGraw-Hill, London, pp. 1-3.

Rudnev, V., Loveless, D., Cook, R. and Black, M., 2003, **Handbook of Induction Heating**, Marcel Dekker, New York, pp. 8-9.

โชคชัย ชื่นวัฒนาประณีต, ชยันต์ กุ่มภัย และ วีระพล โมนยะกุล, 2545, “เครื่องจ่ายกำลังไฟฟ้าโดยใช้แหล่งจ่ายกระแสเครื่องบริดจ์สำหรับงานชุบขึ้นรูปโลหะ”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 25, หน้า 97-101.

โชคชัย ชื่นวัฒนาประณีต, 2545, เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสเครื่องบริดจ์สำหรับงานชุบขึ้นรูปโลหะ, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, หน้า 4-13.

ชัยณรงค์ วิเศษศักดิ์วิชัย, ศึกษาไมโครคอนโทรลเลอร์ดีเอสพีค, พิมพ์ที่ : สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ, 2550

ศัตตา พรหมเหมือน, 2548, การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุงแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับให้เป็นหนึ่ง, โครงการงานวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สิทธิโชค สิ้นรัตน์, 2545, การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่, โครงการงานวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

นายณกมล นุ่นงาม, 2540, เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดปรับความถี่อัตโนมัติ, โครงการงานวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

นายอมฤต บุญกว้าง, นายเอนก สาดมาลี, 2550, อินเวอร์สำหรับมอเตอร์หนึ่งเฟส, โครงการงานวิศวกรรมศาสตร์
บัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

Khan, I., Tapson, J. and de Vries, I., 1998, "An Induction Furnace Employ A 100 kHz Mosfet Full-Bridge
Current-Source Load-Resonant Inverter", **Proceedings of IEEE Conference, International Symposium
on Industrial Electronics**, Vol. 2, pp. 530-534.

Shu, Z. and Quaicoe, J.E., 1993, "A PWM Current Source Inverter For Medium-Frequency Induction
Heating Application", **Canadian Conference on Electrical and Computer**, Vol. 1, pp. 84-87.

Khan, I., Tapson, J. and de Vries, I., 1998, "Frequency Control of a Current-fed Inverter for Induction
Heating", **Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Vol. 1,
pp. 343-346.

ประวัตินักวิจัย

1. ชื่อ และ นามสกุล

นาย สายชล ชูดเจ็จจิน

Mr. Saichol Chudjuarjeen

2. หมายเลขบัตรประชาชน

3-2501-00418-89-1

3. ตำแหน่งปัจจุบัน

อาจารย์พนักงานมหาวิทยาลัย

สาขาที่ทำการวิจัย สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

4. สถานที่ติดต่อ

ที่ทำงานปัจจุบัน

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่
แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ รหัสไปรษณีย์ 10120
โทรศัพท์ 0 2286 9629

ที่อยู่ปัจจุบัน

4 หมู่ 8 บางมด จอมทอง กรุงเทพฯ

E-mail address c_somchai2@hotmail.com

5. ประวัติการศึกษา

ระดับการศึกษา	อักษรย่อปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาโท	วศ.ม.	วิศวกรรมไฟฟ้า	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี	2547	ไทย
ปริญญาตรี	วศ.บ.	วิศวกรรมไฟฟ้า	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร	2543	ไทย

6. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

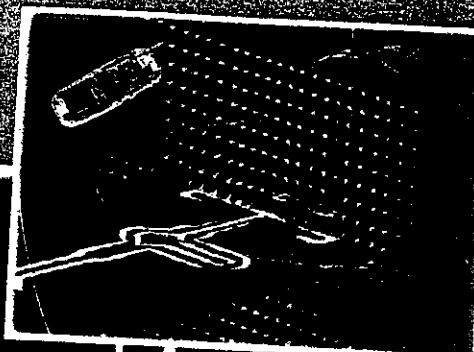
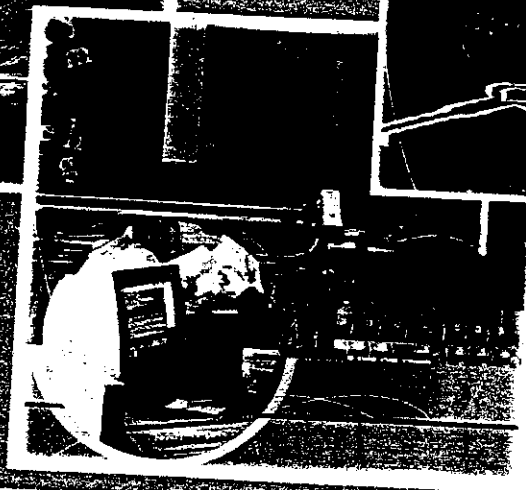
สายชล ชูดเจ็จจิน และ ชยันต์ คู่ภัย, 2550, “เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควอดโซนาร์เรแนนซ์คอนเวอร์เตอร์”, การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 3, หน้า 99-105 : **งบประมาณผลประโยชน์ ปี 2551**

Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2007, “A High-Frequency Induction Cooker using Qusai-resonant Converter”, ECTI-CONFERENCE 2007 pp. 378-381. : **งบประมาณผลประโยชน์ ปี 2551**

สายชล ชูดเจ็จจิน วิเชียร หทัยรัตน์ศิริ สายัณห์ เกตุยงสิน และ ชยันต์ คู่ภัย, 2551, “วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงโดยใช้สวิตช์เดียวสำหรับเตาหุงต้มชนิดเหนี่ยวนำ”, การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยราชภัฏวชิราวุธครั้งที่ 1: **งบประมาณผลประโยชน์ ปี 2551**

Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2008, “Asymmetrical control with Phase Lock Loop for Induction Cooking Appliances”, ECTI-CONFERENCE 2008 pp. 1013-1016. : **งบประมาณผลประโยชน์ ปี 2551**

VOLUME I



ECTI-CON 2007

**Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand
May 9-12, 2007**

VOLUME 1

Circuits and Systems

Control Engineering

Electrical Power Engineering

Other Related Fields

in Fig. 2 and Fig. 3, respectively. It assumed that all components are ideal. The operations of each mode are explained as following

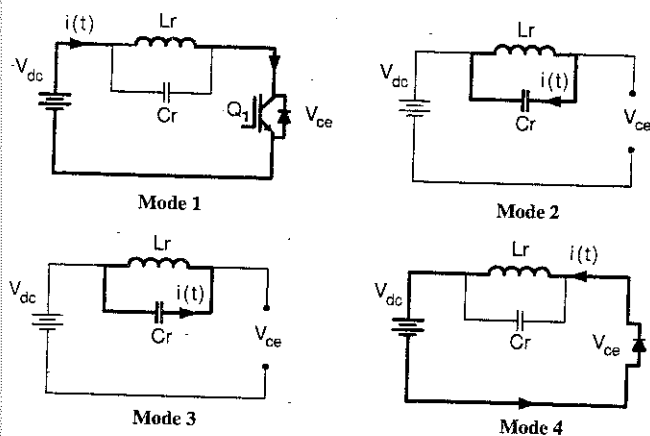


Figure 2. Equivalent circuit of each mode of operation.

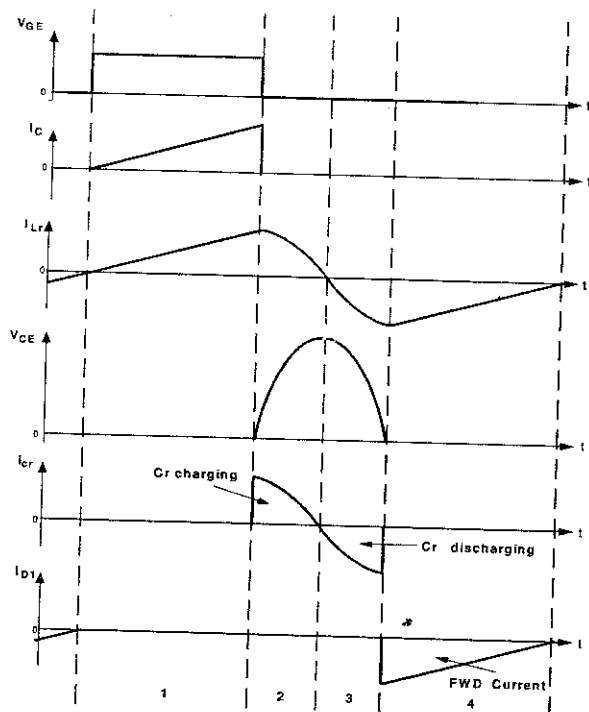


Figure 3. Ideal waveform of quasi-resonant converter.

The operations of each mode are explained as following:

Mode 1: Switch Q_1 is turn on by V_{GE} . Current is biased in the forward direction between the collector and emitter of Q_1 . The current flows in the right direction through L_r . The inductor starts to store the energy which makes it possible to have a zero voltage turn-on switching.

Mode 2: when the switch Q_1 is turned off, the current keeps incrementing to reach its maximum at t_0 . At this point, the energy stored in L_r move to C_r .

Mode 3: Conversely with mode 2. After the current decrease to zero where the voltage S_1 reaches its maximum. C_r starts discharging the energy to L_r , which causes the current flowing in inverse to decrement.

Mode 4: In this mode the voltage of L_r converted to polarity and exceeded the voltage at V_{dc} . The current of L_r flows through diode until this current reach the zero.

The used IGBT's is from International rectifier and IRGPH4UD device. The photo coupler TLP250 is used to drive gate of IGBT. To drive the gate of IGBT on at voltage +15 V this is a suitable value to minimize losses. When IGBT is drive off -5V, self-conduction due to external noise is prevented.

B. Filter

The quasi-resonant converter takes the energy from the mains voltage, which is rectified by a full bridge of diodes. A bus filter is designed to allow a big voltage ripple getting a consequence input power factor near to one.

C. Heating coil and load

The coil is a flat pancake with litz wire in order to reduce the losses due to skin effect. The pancake coil is placed underneath a conductive cooking vessel with a thermal insulator between them. The ferrite plates beneath the coil with the work piece (a stainless vessel used for cooking) are intended to obtain a proper shaping of the magnetic field. A thermal insulator is placed underneath stainless vessel to prevent coil damage by heat. The heating coil is air cooled to circulate heat away from it. Fig. 4 represents the equivalent circuit model of the heating coil and stainless vessel. The induction heating load parameters (R_L and L_r) depend on the inverter operating frequency, the position of the load, the distance between the heating coil and vessel. The parameters R_L and L_r are respectively 4.3Ω and $120 \mu H$. [3]

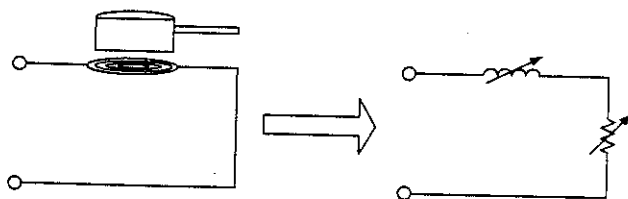


Figure 4. Equivalent circuit model of the heating coil and load.

A High-Frequency Induction Cooker using Quasi-resonant Converter

Saichol Chudjuarjeen¹ and Chayant Kumpai²

¹Department of electrical engineering, Rajamangala University of Technology Krungthep.

²Department of electrical engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi.

Abstract-The paper describes an induction cooker using a quasi-parallel resonant converter. Converter is implemented by using IGBT as its switching. The switching loss is minimized by operating the IGBT in the zero voltage resonance modes. The output power can be adjust by varying the switching frequency of converter. The prototype is rated at approximately 650 W, with operating frequency ranging from 25-31 kHz. It can heat the water about 0.5 liters from room temperature to approximately 100°C within 6 minutes with the input power factor about 0.99.

I. INTRODUCTION

The principles of induction heating are used in various applications such as brazing, surface hardening, forming and annealing. Each application uses different appropriate frequency [3]. The induction cooking is one of many applications for induction heating. It is designed to replace common stove plates. The advantages of induction cooking are the plate stays cool when the vessel is heated and less energy is used for cooking.

Inverter topology commonly used for induction cooking is the half-bridge inverter topologies [4], [6]. But it has some demerit as the half-bridge inverter requires two switching circuit, the overall working process becomes more complicated and the size of the heat sink and PCB should also be larger. In addition, the gate operating circuits must be isolated. Due to the induction cooking is the high cost compared to a conventional stove plate. So the quasi-resonant converter is another choice in induction cooking application because it needs only one switching circuit inside. This enables a relatively smaller design for the heat sink and PCB making the working process simple and its ground of circuit and control circuit can be shared.

This paper describes the quasi-parallel resonant converter for induction cooking application. It operates in zero voltage switching modes. The operation principles of quasi-parallel resonant circuit are investigated and validity is verified by experimental results.

II. PRINCIPLE OF INDUCTION COOKING

The induction coil is connected to a medium-frequency (20-100 kHz) power source producing an alternating magnetic field, which causes eddy currents to occur at the bottom of vessel and these give rise to the heating effect. Since the spiral current flows at the heating coil side of the bottom of the vessel according to the skin effect,

the current value depends on the skin depth as well as on the specific resistance of the vessel material.

Skin depth δ is determined by the vessel-specific resistance ρ , relative magnetic permeability μ_r , and frequency f , as shown in the expression below.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (1)$$

The pan skin resistance R_s is determined by the pan skin depth and specific resistance, as shown in the expression below.

$$R_s = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{\frac{\rho \omega \mu}{2}} \quad (2)$$

The parameter of induction heating load (induction coil and vessel) depend on several variables including the shape of the heating coil, the space between the work-piece and coil, their electrical conductivities and magnetic permeabilities, and the frequency [3].

III. CIRCUIT DESCRIPTION AND OPERATION

The main power circuit features a quasi-resonant converter as in Fig. 1. It consists of full bridge rectifier diode, a bus filter (L1, C1), the IGBT and a diode connected to it in parallel. The resonant circuit is comprised of resonant inductor Lr, and a resonant capacitor Cr.

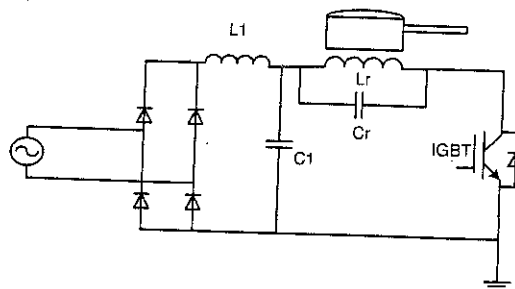


Figure 1. Equivalent circuit of each mode of operation.

A. Converter operation

The quasi-resonant converter has four operating modes. The ideal waveform and equivalent circuit of each mode are shown

D. Quasi-resonant Capacitor

The operating frequency is selected at 26 kHz. We can calculate $L_s=120\mu H$ from parameter of induction coil [3]. We can select the capacitor which will connect with parallel induction coil for required interval by $C=1/(\omega^2 Lp)=0.3\mu F$.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A prototype is built and tested by feeding heat to a stainless vessel which contains water about 0.5 liters. The AC input voltages was 200 V_{rms} . The resonant frequency was about 26.5 kHz. All measured signals are taken at around 100°C water temperature.

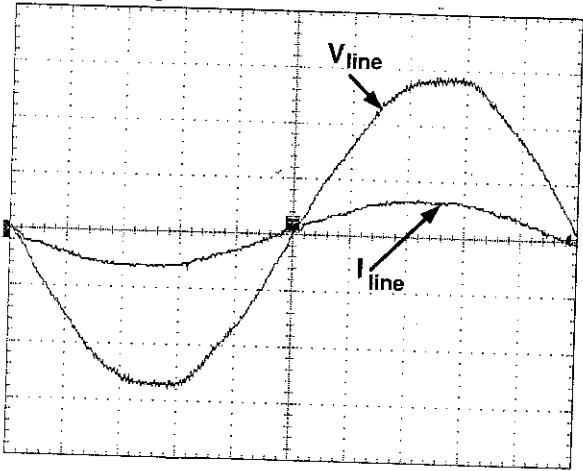


Figure 5. Experimental waveforms of line voltage and line current. (I: 10 A/div, V: 100 V/div and Time: 2ms/div.)

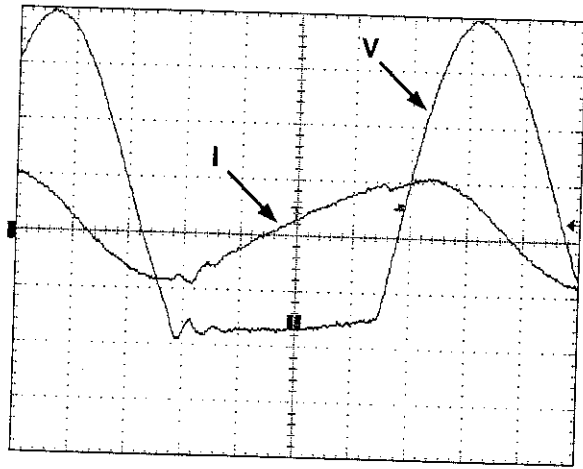


Figure 6. The voltage and current waveform of induction coil. (I: 10 A/div, V: 500 V/div and Time: 5 μs / div.)

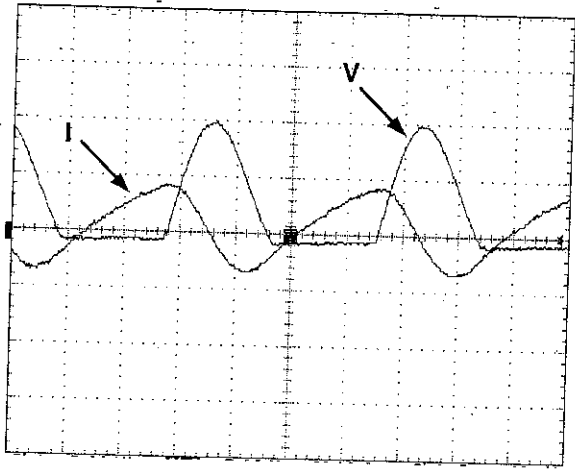


Figure 7. The voltage waveform across IGBT and coil current waveform. (I: 10 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μs / div.)

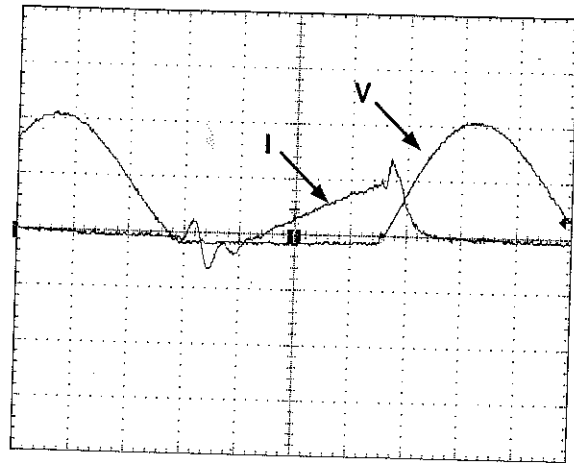


Figure 8. The voltage waveform and current waveform across IGBT. (I: 10 A/div, V: 500 V/div and Time: 5 μs / div.)

The experimental waveforms of line voltage and line current are shown as Fig. 5. The line current is in phase with line voltage without any sign of distortion at zero crossing. Fig. 6 shows the coil voltage and coil current waveforms. Fig. 7 shows the switching voltage across the IGBT and coil current waveform. Fig. 8 shows the voltage waveform and current waveform across IGBT at 25.6 kHz, it obvious that zero-voltage soft-switching and no current spikes. Fig. 9 shows the voltage and current waveform of induction coil where measured at 2 ms/div. Fig. 10 shows the relative graph of input power and operating frequency. The parameters of induction coil are varied by adjust switching frequency. In this reason, input power decreased due to increasing parameters of induction coil.

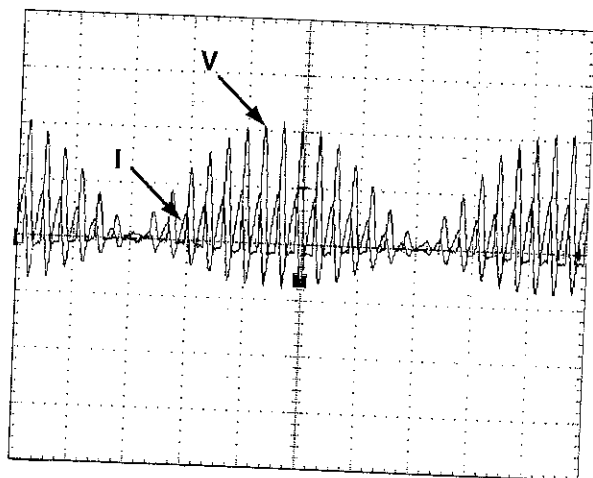


Figure 9. The voltage and current waveform of induction coil where measured in 2 ms/div. (I: 10A/div, V: 500V/div and Time: 2ms/div.)

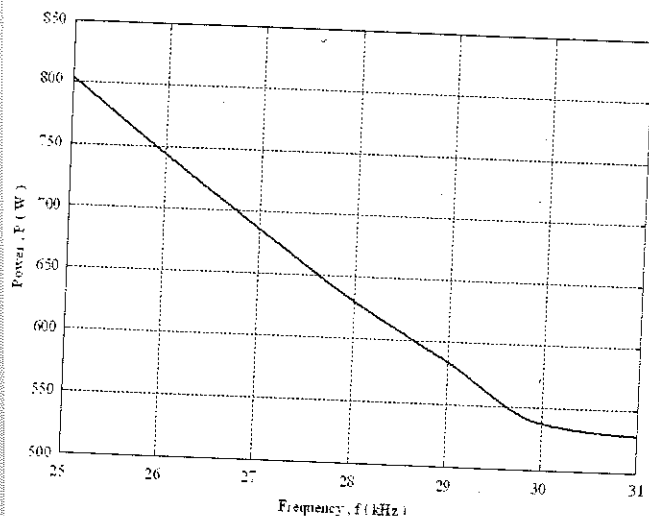


Figure 10. The relative graph of input power and operating frequency

V. CONCLUSION

The induction cooker has been built with quasi-parallel resonant converter. It can heat the water about 0.5 liters which contain in a stainless vessel from room temperature to approximately 100 °C within 6 minutes. The switching loss is minimized by operating the IGBT in the zero voltage resonance modes in order to avoid a high current. This inverter topology is simple because it has low number of components. But its IGBT switch must withstand high voltage.

REFERENCES

E.J. Davies, J. and Simpson, P., 1979, Induction Heating Handbook, McGraw-Hill, UK.

- [2] M. Kamli, S. Yamamoto, and M. Abe, "A 50-150 kHz Half-Bridge Inverter for induction heating Application," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 43, February 1996, pp. 163-172
- [3] Chudjarjeen, S., Koumpai, C. and Monyakul, "Full-bridge current-fed inverter with automatic frequency control for forging application", *IEEE Power electronics Specialist Conference*, Vol. 4, pp.128-131, Nov. 2004
- [4] Viriya, P.; Sittichok, S.; Matsuse, "Analysis of high-frequency induction cooker with variable frequency power control", *IEEE Power electronics Specialist Conference*, Vol. 3, pp.1502-1507, April 2002
- [5] C. Chuenwattanapraniti, C. koumpai and V. Monyakul, "Half-Bridge Current Fed Inverter Power Supply for Forging Application," *25th Electrical Engineering Conference*, pp. 97 – 101, 2002
- [6] S. Phommearn, and P. Viriya, "Half-Bridge Current Fed Inverter Power Supply for Forging Application," *26th Electrical Engineering Conference*, pp. 823 – 828, 2003
- [7] Dieckerhoff, S., Ruan, M.J, De Doncker, R.W. "Design of an IGBT-based LCL-Resonant Inverter for High-Frequency Induction Heating", *IEEE Conference on Industry Applications*, Vol. 3, pp. 2039 – 2045, Oct. 1999
- [8] F.P Dawson and P. Jain, "Systems for Induction heating and Melting applications a comparison of load commutated Inverter", *Power Electronics Specialists Conference*, pp.281 – 290, June 1990



วิทยาศาสตร์กำแพงแสน

วารสารวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ปีที่ 4 ฉบับพิเศษ ธันวาคม 2549
Volume 4 Supplement Issue, December 2006

สาขาวิศวกรรมศาสตร์

สาขาวิทยาศาสตร์สุขภาพและการกีฬา

สาขาสังคมศาสตร์และมนุษยศาสตร์

สาขาสัตวและสัตวแพทย์

สาขาเทคโนโลยีชีวภาพ

สาขาพืช



The 3rd KU-KPS Conference
6-7 December 2006

U-KPS

เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควอซี-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์

A High-Frequency Induction Cooker using Quasi-resonant Converter

สายชล ชูดเจ็จจิน¹ และ ชยันต์ คุ่มภัย²

Saichol Chudjarjeen¹ and Chayant Kumpai²

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยใช้วงจรควอซี-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน โดยใช้ IGBT เป็นตัวสวิตช์ มีการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ เพื่อช่วยลดกำลังสูญเสียขณะทำงานที่ความถี่สูง การปรับกำลังสามารถทำได้โดยการปรับความถี่ เครื่องต้นแบบมีขนาด 650 วัตต์ ทำงานในช่วงความถี่ 25-31 กิโลเฮิรตซ์ สามารถให้ความร้อนแก่น้ำที่มีปริมาตร 0.5 ลิตร จากอุณหภูมิห้องถึง 100 องศาเซลเซียส ได้ภายในเวลา 8 วินาที โดยมีค่าตัวประกอบกำลังเข้าเท่ากับ 0.99

ABSTRACT

The paper describes an induction cooking using a quasi-parallel resonant converter. Converter is implemented by using IGBT as its switching. The switching loss is minimized by operating the IGBT in the zero voltage resonance mode. The output power can be adjust by varying the switching frequency of converter. The prototype is rated at approximately 650 W, with operating frequency ranging from 25-31 kHz. It can heat the water about 0.5 liters from room temperature to approximately 100 °C within 8 seconds with the input power factor about 0.99.

S. Chudjarjeen: c_saichol@hotmail.com

¹ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี กรุงเทพมหานคร 10120

Department of electrical engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Krungthep

² ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี กรุงเทพมหานคร 10140

Assoc. Professor, Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi

บทนำ

ปัจจุบันการให้ความร้อนโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำได้ถูกนำมาใช้ในงานต่างๆ เช่น งานชุบชั้นรูปโลหะชุบแข็ง และงานเชื่อม เป็นต้น โดยใช้เทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งกำลังมีการพัฒนาสูงมากในขณะนี้ โดยมีขนาดพิกัดและความถี่ที่ใช้งานแตกต่างกันไป ขึ้นกับโหลดและงานที่ต่างกัน วงจรที่ใช้ส่วนใหญ่จะเป็นวงจรฮาร์ฟบริดจ์ หรือฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ [1], [3] สำหรับเตาหุงต้มชนิดเหนี่ยวนำความร้อนก็ใช้หลักการเดียวกัน คือ ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ จึงเกิดสนามแม่เหล็กไปคล้องที่ภาชนะและทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้น จึงเกิดเป็นความร้อนดังแสดงในรูปที่ 1 ปัจจุบันได้มีการพัฒนาเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ถูกนำมาพัฒนาเป็นเตาหุงต้มเป็นส่วนใหญ่ คือ วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ [2] ถึงแม้เตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำจะมีน้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพการทำงานสูง แต่เมื่อเทียบกับเตาหุงต้มชนิดอื่นแล้วยังมีราคาต้นทุนสูงอยู่

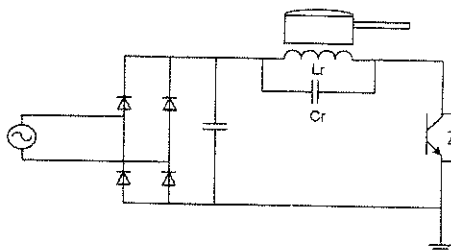
ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ประยุกต์วงจรควอไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน มาเป็นวงจรภาคกำลังในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความร้อนสูง ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยใช้หลักการถ่ายโอนพลังงานกันระหว่างตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุทำให้เกิดไฟฟ้ากระแสสลับไปเหนี่ยวนำภาชนะทำให้เกิดความร้อนขึ้น โดยมีลักษณะการทำงานของสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ช่วยลดการสูญเสียที่สวิตช์ และจากลักษณะของวงจรเป็นการลดจำนวนสวิตช์ลงได้เมื่อเทียบกับวงจรอื่น



รูปที่ 1 ทิศทางของฟลักซ์แม่เหล็กที่ผ่านก้นภาชนะ

ส่วนประกอบของระบบ

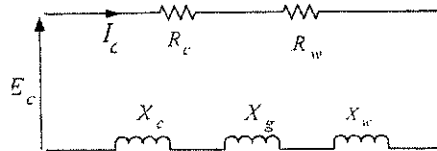
รูปวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความร้อนสูง แสดงดังรูปที่ 2 จะประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแส 1 เฟส, ตัวเก็บประจุกรองแรงดันกระแสตรง ขดลวดเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ และสวิตช์ IGBT ที่มีไดโอดต่อขนานอยู่



รูปที่ 2 วงจรควอไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน

วงจรเรโซแนนซ์

วงจรเรโซแนนซ์ประกอบด้วย ขดลวดเหนี่ยวนำ (L_r) และตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_r) ขดลวดเหนี่ยวนำทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กความถี่สูงเพื่อส่งไปคลื่นโหลดหรือภาชนะให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) และเกิดความร้อน วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำแสดงดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำ

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) = Z \angle \theta_z \quad (1)$$

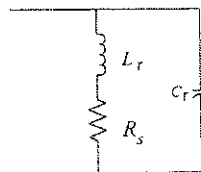
โดยที่ Z คือค่าอิมพีแดนซ์รวมของโหลด R_w คือความต้านทานของภาชนะ R_c คือความต้านทานของขดลวด X_c คือรีแอคแตนซ์ของขดลวด X_g คือรีแอคแตนซ์ของช่องว่างอากาศ และ X_w คือรีแอคแตนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำ

ประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ
$$\eta = \frac{R_w}{R_w + R_c} \quad (2)$$

ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำ
$$\cos \theta = \frac{R_w + R_c}{|Z|} \quad (3)$$

จากสมการค่าประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำขึ้นอยู่กับชนิดของชิ้นงานที่ต้องการให้ความร้อน โดยหากค่าความต้านทาน R_w มีค่าน้อยกว่าค่าความต้านทาน R_c มีค่าใกล้เคียงกันจะทำให้ประสิทธิภาพมีค่าต่ำ ดังนั้นในการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำจึงต้องออกแบบให้ค่าความต้านทานของขดลวดมีค่าต่ำ

ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ จะทำงานร่วมกับขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อให้เกิดภาวะเรโซแนนซ์ จากวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำสามารถเขียนเป็นวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 วงจรเรโซแนนซ์ LC

โดยที่ $R_s = R_c + R_w$, $X_c = X_g + X_w + X_c$ และ $L_r = X_c / (2\pi f)$ ทำการวัดโดยใช้เครื่อง LCR มิเตอร์ยี่ห้อ instrek รุ่น LCR819 โดยวัดที่ความถี่ 28.57 kHz ขณะมีภาชนะและมีค่าต่างๆ ดังนี้

$$L = 102 \mu H$$

$$Q \text{ (quality factor)} = 4.112$$

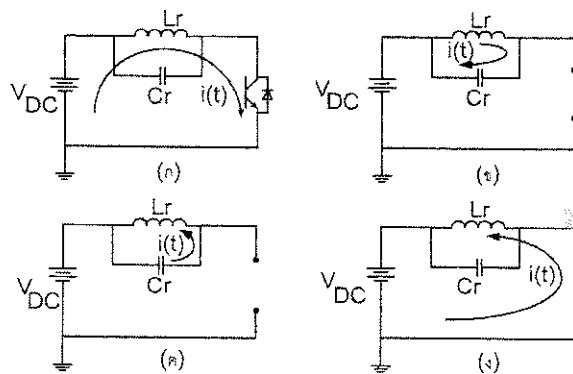
คำนวณหาค่าความต้านทาน (R_s) ได้จากสมการ $R_s = (\omega L / Q)$ โอห์ม

$$R_s = 4.47 \text{ โอห์ม}$$

การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำโดยใช้ลวดทองแดงจำนวน 28 เส้นตีเกลียวเพื่อลดค่าความต้านทาน แล้วทำการขดเป็นแพนเค้กให้เหมาะสมกับขนาดของภาชนะ การระบายความร้อนใช้อากาศเป็นตัวระบายความร้อน ตัวเก็บประจุเลือกใช้ขนาด $0.3 \mu F$ เป็นชนิดโพลีโพลีโพลี ฟิกัด 1200 โวลต์ ภาชนะที่เลือกใช้ควรมีค่าความต้านทานสูงเพื่อให้ประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูงดังสมการที่ 2 ดังนั้นจึงเลือกใช้ภาชนะที่ทำมาจากสแตนเลสเพราะมีค่าความต้านทานและความชื้นขบแม่เหล็กสูงกว่าอลูมิเนียม ถึงแม้จะมีคุณสมบัติค่าความต้านทานและค่าความชื้นขบแม่เหล็กต่ำกว่าโลหะ แต่วัสดุที่ใช้ควรมีความสะอาดและทนการกัดกร่อนได้ดี ขนาดของภาชนะที่ใช้มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 12.5 cm. โดยให้ระยะห่างจากขดลวดเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.5 cm.

วงจรควอไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน

การทำงานของวงจร



รูปที่ 5 การทำงานของวงจรควอไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบขนานที่โหมดต่างๆ

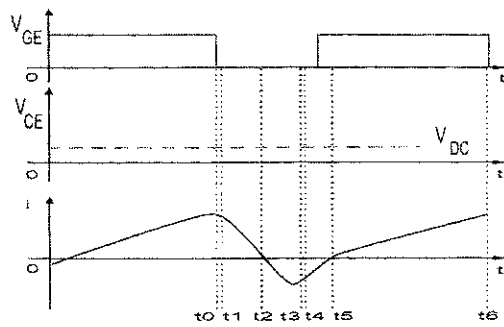
การทำงานของวงจรแบ่งออกได้เป็น 4 ช่วงคือ

ช่วงที่ 1 รูปที่ 5 (ก) ขณะที่สวิตช์ทำงานอยู่ในช่วง On ทำให้มีกระแสไหลผ่านวงจร จึงมีพลังงานสะสมไปเก็บไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำ (L_r)

ช่วงที่ 2 รูปที่ 5 (ข) สวิตช์ Off จะทำให้ V_{CE} มีค่าสูงขึ้นจนถึงค่า V_{DC} (DC-LINK) ซึ่งเกิดจากการยุบตัวของสนามแม่เหล็กที่สะสมใน L_r แต่พลังงานสะสมที่ L_r ยังคงส่งผ่านพลังงานไปที่ Cr จนเป็นศูนย์ซึ่งจะเป็นจุดที่ค่าแรงดัน V_{CE} มีค่าสูงสุด

ช่วงที่ 3 รูปที่ 5 (ค) หลังจากที่มีค่าเท่ากับศูนย์พลังงานที่สะสมอยู่ใน L_r ไม่มีอยู่เลยและ $V_{CE} = V_{DCmax}$ ทำให้มีกระแสไหลกลับไปทางด้านแหล่งจ่ายและเก็บสะสมพลังงานไว้ใน L_r ด้วย ประจุไฟฟ้าที่ Cr จะมีค่าเป็น 0 ที่เวลา t_3

ช่วงที่ 4 รูปที่ 5 (ง) พลังงานที่เก็บสะสมใน L_r ยังคงมีอยู่และสนามแม่เหล็กจะเริ่มยุบตัวลงทำให้เกิดกระแสไหล เป็นการคายพลังงานออกจาก L_r โดยผ่านไดโอดที่อยู่ภายใน IGBT จนคายพลังงานออกหมดที่เวลา t_5 แต่ก่อนจะถึงเวลา t_5 สวิตช์ได้เริ่ม on แล้ว แต่กระแสจะไม่สามารถไหลผ่านสวิตช์ได้เนื่องจากกระแสจะไม่ไหลย้อนผ่านสวิตช์ขึ้นไปได้



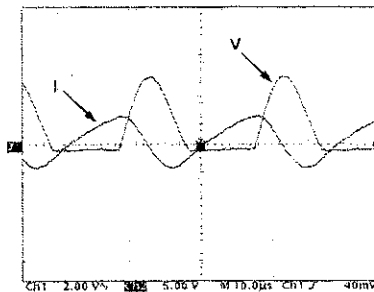
รูปที่ 6 รูปคลื่นกระแสขดลวดเหนี่ยวนำกับแรงดันตกคร่อมสวิตช์

วงจรขับนำสวิตช์

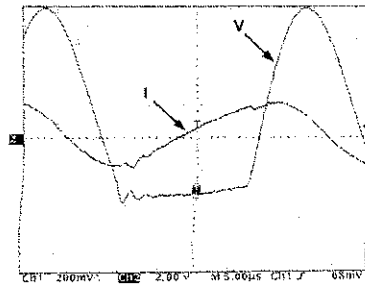
วงจรขับเกตใช้ไอซีเบอร์ TLP250 ใช้เป็นตัวเชื่อมโยงสัญญาณทางแสงเพื่อแยกโคดสัญญาณทางไฟฟ้าระหว่างวงจรกำลังกับวงจรควบคุม สัญญาณขับนำจากวงจรควบคุมจะเป็นตัวขับ LED ที่อยู่ในตัวแยกโคดสัญญาณทางแสงซึ่งทำหน้าที่เพื่อโมัลสทรานซิสเตอร์ Tr1 และ Tr2 จะต่อความต้านทานอนุกรม (50Ω) เข้าขาเกตไอซีบีทีเพื่อควบคุมเวลาในการสวิตช์ของไอซีบีที (Switching Time) และมีซีเนอริไดโอดต่อเข้าที่ขาอิมิตเตอร์ของไอซีบีทีเพื่อสร้างแรงดัน (-5V) ในช่วงหยุดทำงานของสวิตช์ช่วยให้สวิตช์หยุดทำงานเร็วขึ้น

ผลการทดสอบ

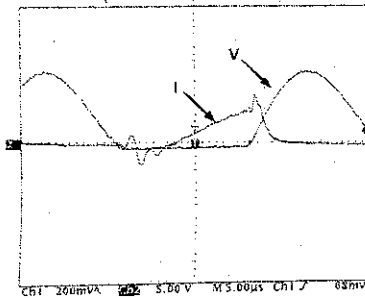
หลังจากที่ได้ทำการออกแบบและทดสอบต่างๆ จึงได้ทำการประกอบเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำขึ้น โดยป้อนไฟสลับ 180 โวลต์ เข้าที่วงจรเรียงกระแส หลังจากนั้นทำการทดสอบเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำโดยให้ความร้อนกับภาชนะสแตนเลส ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 12.5 ซม. บรรจุน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร โดยสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรขณะทำงานโดยที่น้ำมีอุณหภูมิเท่ากับ 100 องศาเซลเซียส



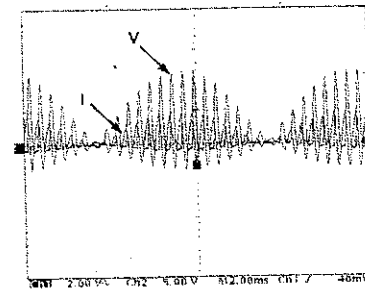
รูปที่ 7 ผลการวัดกระแสที่ขดลวดเทียบกับแรงดันที่สวิตช์ IGBT (V: 500 V/DIV, I: 10 A/DIV)



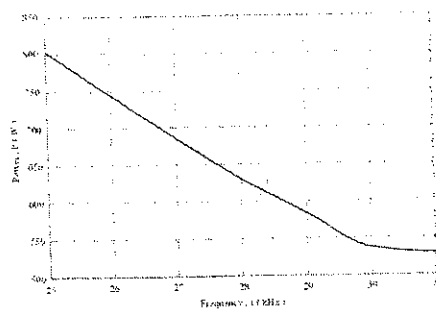
รูปที่ 8 ผลการวัดของกระแสกับแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (V: 500 V/DIV, I: 10 A/DIV)



รูปที่ 9 ผลการวัดกระแสกับแรงดันที่สวิตช์ IGBT (V: 500 V/DIV, I: 10 A/DIV)

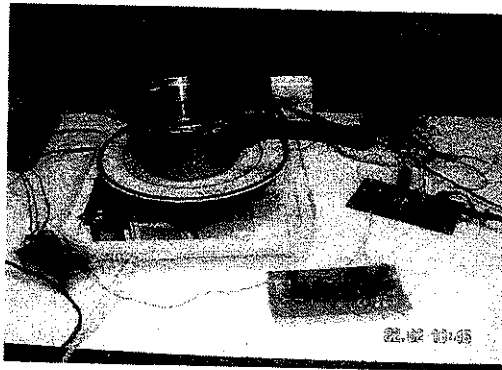


รูปที่ 10 ผลการวัดของกระแสกับแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำในย่าน 2 ms (V: 500 V/DIV, I: 10 A/DIV)



รูปที่ 11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับย่านความถี่การทำงาน

แรงดันที่สวิตช์ IGBT ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันมีลักษณะเป็นชามอนิแบบครึ่งคลื่นมีแรงดันสูงประมาณ 1000 โวลต์ โดยที่กระแสจะเริ่มไหลเมื่อแรงดันเป็นศูนย์ และกระแสที่ไหลในขดลวดมีลักษณะเป็นไฟกระชากสลับ เนื่องมาจากการถ่ายคืนพลังงานกันระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ในวงจร รูปที่ 8 แสดงให้เห็นรูปคลื่นของกระแสกับแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีลักษณะเป็นไฟสลับ รูปที่ 9 แสดงให้เห็นรูปคลื่นกระแสกับแรงดันที่สวิตช์ IGBT ซึ่งจะเห็นว่าสวิตช์ทำงานในโหมดภาคแรงดันศูนย์ (ZVS) รูปที่ 10 แสดงให้เห็นรูปคลื่นของกระแสกับแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำโดยทำการวัดในย่าน 2 ms จะเห็นได้ว่ามีคลื่นความถี่ต่ำอยู่เป็นผลมาจากตัวเก็บประจุกรองแรงดันมีค่าน้อยเพื่อให้มีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าสูงขึ้น รูปที่ 11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับย่านความถี่การทำงาน เมื่อความถี่สูงขึ้นทำให้กำลังไฟฟ้าลดลง



รูปที่ 12 ภาพถ่ายเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

จากผลการทดสอบเตาหุงต้มสามารถวัดกำลังไฟฟ้าด้านเข้าได้เท่ากับ 650 วัตต์ ตัวประกอบกำลังด้านเข้าเท่ากับ 0.99

สรุป

เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงซึ่งใช้วงจรควอไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์แบบขนาน สามารถให้ความร้อนแก่ภาชนะแตนเลสที่บรรจุน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร ได้ภายในเวลา 8 นาที โดยมีความถี่ใช้งานในช่วง 25-36 kHz กำลังการสูญเสียขณะสวิตช์ต่ำเนื่องจากการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ค่ากำลังไฟฟ้าสามารถปรับโดยทำการปรับความถี่ใช้งานกับแรงดันอินพุต ผลจากการเพิ่มความถี่เหนี่ยวนำมีผลทำให้แรงดันตกคร่อม IGBT มีค่าสูง ดังนั้นในการออกแบบขดลวดจึงจำเป็นต้องคำนึงจำนวนรอบของขดลวดและภาชนะที่ใช้ในการหุงต้มด้วย ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงเนื่องจากใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันด้านเข้ามีค่าต่ำ

เอกสารอ้างอิง

- [1] E.J. Davies, J. and Simpson, P. 1979. Induction Heating Handbook., McGraw-Hill, UK.
- [2] ศักดา พรหมเหมือนและ วิริยะพิเชษฐจำเริญ. 2545. "การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุงแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับให้เป็น 1". การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26. หน้า 823-828.
- [3] Chudjuarjeen, S., Koompai, C. and Monyakul. V.2004. "Full-bridge current-fed inverter with automatic frequency control for forging application". PROC. IEEE Conf., Vol. 4, Nov. 2004 Page(s):128 - 131.

ECTI-CON 2008

THE 2008 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE

Volume 2

Proceedings of the 2008 Electrical Engineering/ Electronics, Computer,
Telecommunications and Information Technology (ECTI)
International Conference

May 14-17, 2008
Maritime Park and Spa Resort, Krabi, THAILAND



Asymmetrical control with Phase Lock Loop for Induction Cooking Appliances

Saichol Chudjuarjeen¹ and Chayant Koompai²

¹Faculty of electrical engineering, Rajamangala University of Technology Krungthep.

²Department of electrical engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi.

Abstract-This paper presents an asymmetrical control with phase lock loop for series resonant inverters. This control strategy is used in full-bridge topologies for induction cookers. The operating frequency is automatically tracked to maintain a small constant lagging phase angle when load parameters change. The switching loss is minimized by operating the IGBT in the zero voltage resonance modes. The output power can be adjusted by using asymmetrical voltage cancellation control which is regulated with a PWM duty cycle control strategy.

I. INTRODUCTION

Induction heating is a well-known technique to produce very high temperature such as in melting steel, brazing, surface and hardening. Each application uses different appropriate frequency [1]. The induction cooking is one of many applications for induction heating. It is designed to replace common stove plates. The advantages of induction cooking are the plate stays cool when the vessel is heated and less energy is used for cooking. This technique requires high frequency current supply that enables to induce high frequency eddy current to occur at the bottom of vessel and these give rise to the heating effect.

Recently resonant inverters are widely used in various applications. The output power in many resonant inverters has been traditionally controlled by varying the switching and operates with zero voltage switches for the active devices when the switching frequency is above the resonant frequency. The variable-frequency operation has disadvantage including a low power factor loading of the inverter, more complex filtering and a wide noise spectrum. The asymmetrical voltage-cancellation is showed in [2]. They purpose control technique achieves better efficiency performances than conventional fixed-frequency control strategies.

This paper describes asymmetrical voltage-cancellation control with phase lock loop for tracking frequency to maintain a small constant leading phase angle when load parameters change. The output power can be controlled by output voltage setting. The operation principles of control strategy are investigated and validity is verified by experimental results

II. PRINCIPLE OF INDUCTION COOKING [4]

The induction coil is connected to a medium- frequency (20-100 kHz) power source producing an alternating

magnetic field, which causes eddy currents to occur at the bottom of vessel and these give rise to the heating effect.

Since the spiral current flows at the heating coil side only the bottom of the vessel according to the skin effect, the current value depends on the skin depth as well as on the specific resistance of the vessel material.

Skin depth δ is determined by the vessel-specific resistance ρ , relative magnetic permeability μ_r , and frequency f , as shown in the expression below.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (1)$$

The pan skin resistance R_s is determined by the pan skin depth and specific resistance, as shown in the expression below.

$$R_s = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{\frac{\rho \omega \mu}{2}} \quad (2)$$

The parameter of induction heating load (induction coil and vessel) depend on several variables including the shape of the heating coil, the space between the work-piece and coil, their electrical conductivities and magnetic permeabilities, and the frequency [1].

III. CIRCUIT DESCRIPTION AND OPERATION

The main power circuit features a full-bridge series resonant inverter as in Fig. 1 It consists of full bridge rectifier diode, a bus filter, the IGBT and a diode connected to it in parallel. The resonant circuit is comprised of resonant inductor L_r (L_{resonant}), and a resonant capacitor C_r (C_{resonant}). Type of inverter is used as full-bridge topology because it is the most complete allowing many control possibilities. The output current of the inverter is sinusoidal, in the case of low Damping Factor and operating frequency is near resonant frequency. The inverter is selected to operate at a little higher inverter frequency than a resonant frequency, in order to achieve zero-voltage soft-switching which reduces loss at IGBTs switches. Asymmetrical control SW4 is turned off before SW1, making the diode of SW3 to conduct. Gate signals and output voltage and inductor current waveforms are shown in Fig 2.

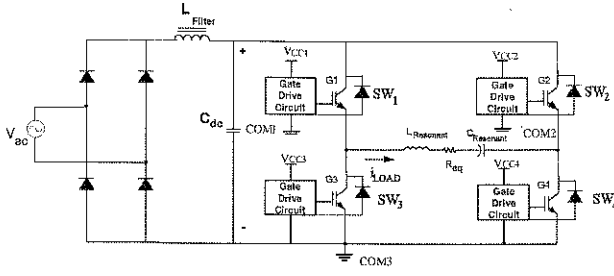


Figure 1. Fullbridge topology for induction cooking appliances.

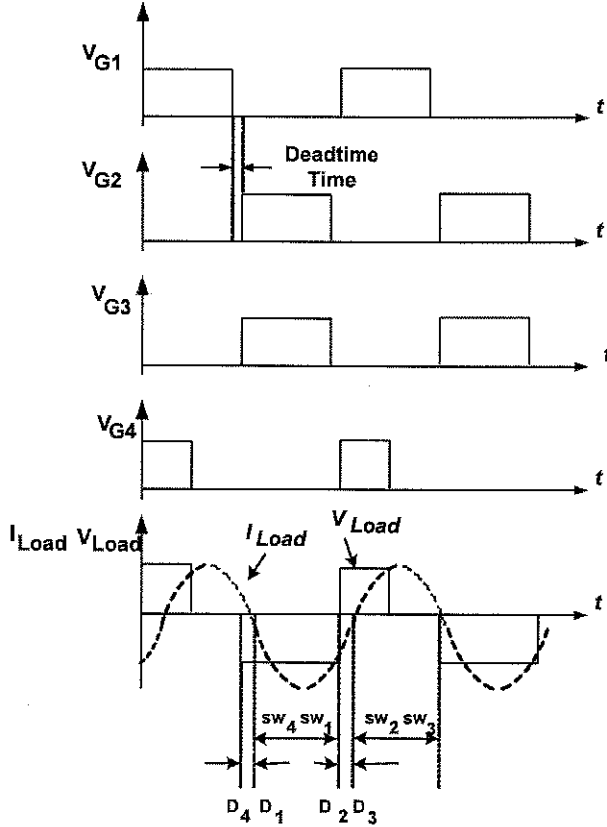


Figure 2. Ideal waveform of asymmetrical control.

A. Heating coil and load

The coil is a flat pancake with litz wire in order to reduce the losses due to skin effect. The pancake coil is placed underneath a conductive cooking vessel with a thermal insulator between them. The ferrite plates beneath the coil with the work piece (a stainless vessel used for cooking) are intended to obtain a proper shaping of the magnetic field. A thermal insulator is placed underneath stainless vessel to prevent coil damage by heat. The heating coil is air cooled to circulate heat away from it. Fig. 3 represents the equivalent circuit model of the heating coil and stainless vessel. The

induction heating load parameters (R_L and L_r) depend on the inverter operating frequency, the position of the load, the distance between the heating coil and vessel. The stainless vessel uses two sizes for testing. The parameters R_L and L_r of load1 are respectively 21.22Ω and $214 \mu H$. The parameters R_L and L_r of load 2 are respectively 23Ω and $167 \mu H$. [3]

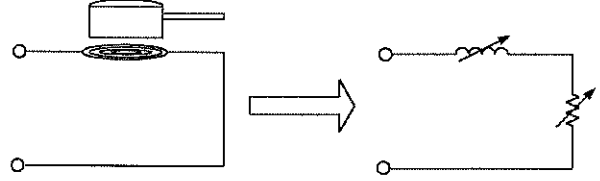


Figure 3. Equivalent circuit model of the heating coil and load.

B. Series Resonant Capacitor

The operating frequency is selected at 26-30 kHz. We have two vessels, so we can calculate $L_s = 214 \mu H$ and $167 \mu H$ from parameter of induction coil [1]. We can select the capacitor which will connect with series induction coil for required interval by $C = 1/(\omega^2 L_p) = 168 nF$.

IV. CONTROL DESIGN

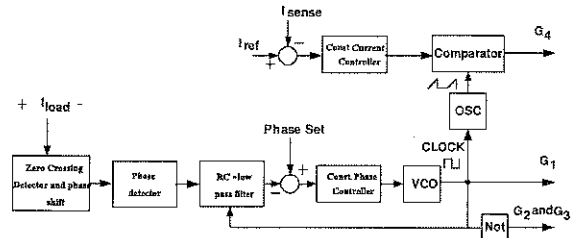


Figure 4. Block diagram of proposed.

The vessel geometry, conductivity and permeability of different metals tend to change the inductance of the heating coil when inserted into it. Considering the fact that the resonant capacitance is fixed, the tank circuit is driven to its new resonant frequency by tracking the switching frequency of the inverter. The phase-locked loop integrated circuit device for load-adaptive parallel resonant frequency tracking is introduced for resonant inverter.

An automatic frequency control is shown in Figure 4. It comprises voltage sensor at load, zero crossing detector, phase shift circuit, phase detector, VCO and PI controller. The phase-locked loop integrated circuit is applied for frequency control at a little higher inverter frequency than a resonant frequency. By using exclusive-OR gate and VCO in IC 4046 that are the phase locked IC. For voltage fed inverter, gate drive signal is in phase with signal of load voltage phase. Hence, we can use gate drive signal instead of load current pulse. Current signal was compared with voltage signal in

order to detect the difference of the phase by exclusive-OR gate, which admires to use to be a phase different detector. In close loop by using IC phase locked loop, we have to convey the voltage signal passes a zero crossing detector to shift 90° of phase origin before bringing it into exclusive-OR gate. The signal which leaves from exclusive-OR gate was filtered by RC low pass filter to get an average value of voltage. The average voltage conforms to different of phase between voltage and current at load. At that time the voltage is sent into compare with required phase set. The phase error from comparison is the input of constant phase controller to adjust voltage control oscillation in order to maintain the constant leading phase angle when parameters of vessel are varied. And the phase shift for close loop current control, we have to convey the VCO signal passes ramp oscillator to compare with the output signal of current controller.

V. EXPERIMENTAL RESULT

The power stage is a full-bridge series resonant inverter, equipped with four IGBT devices with diode (IRG4PH50UD). The inverter is operated with an input voltage $V_i = 140$ V, 50 Hz. The test used two loads: load 1 and load 2 use the stainless vessel but they have different size and parameters. The load 1 has the model parameters are $R = 21.22\Omega$ and $L = 214\mu H$. The series resonant capacitor is $C = 168nF$. and The load Model parameters of the load 2 are $R = 23\Omega$ and $L = 167\mu H$. The series resonant capacitor is $C = 168nF$.

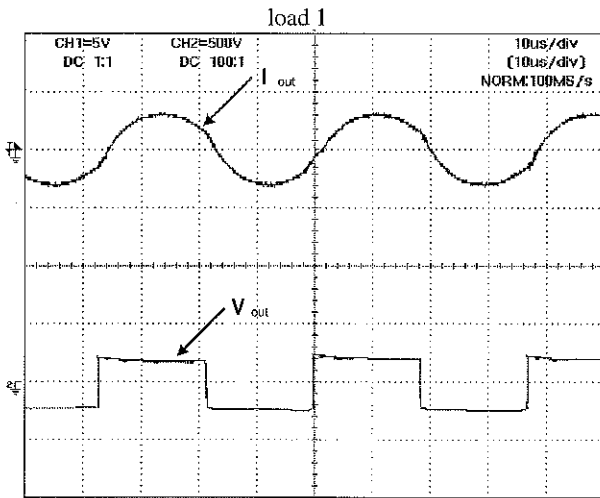


Figure 5. Experimental waveforms of output voltage and output current fullload. (load 1, I: 20 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μs / div.)

Fig. 5 shows the measured output pulse voltage and sinusoidal current waveforms of the full-bridge inverter at $P=1528$ W. The switching frequency $f_s = 28$ kHz. Fig. 6 shows the measured output voltage and current waveforms of

the full-bridge inverter at $P=1451$ W. The switching frequency $f_s = 31.25$ kHz. Fig. 7 shows the measured output voltage and current waveforms of the full-bridge inverter at $P=611$ W. The switching frequency $f_s = 28.57$ kHz. Its experimental values are a little lower than the fig. 5 because the load adaptive frequency shifting phase voltage.

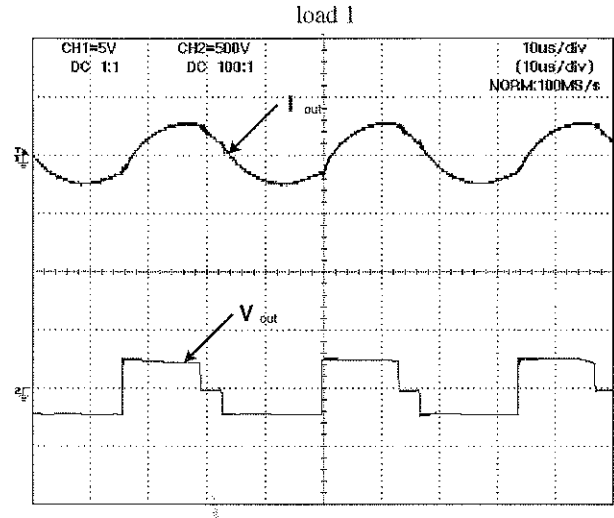


Figure 6. Experimental waveforms of output voltage and output current at 75% duty cycle. (load 1, I: 20 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μs / div.)

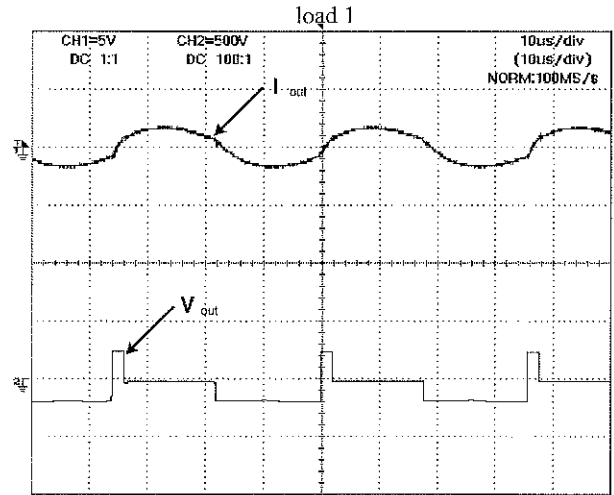


Figure 7. Experimental waveforms of output voltage and output current. at 10% duty cycle. (load 1, I: 20 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μs / div.)

Fig. 8 shows the measured output voltage and current waveforms of the full-bridge inverter at $P=1400$ W. The switching frequency $f_s = 30$ kHz. Fig. 9 shows the measured output voltage and current waveforms of the full-bridge inverter

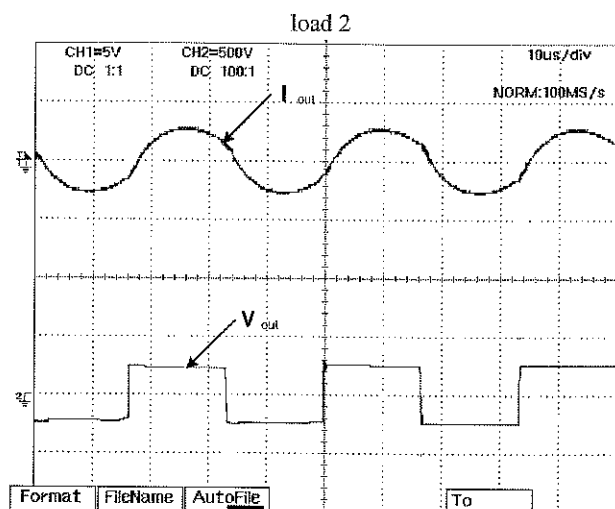


Figure 8. Experimental waveforms of line voltage and line current at full load. (load 2, I: 20 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μ s / div.)

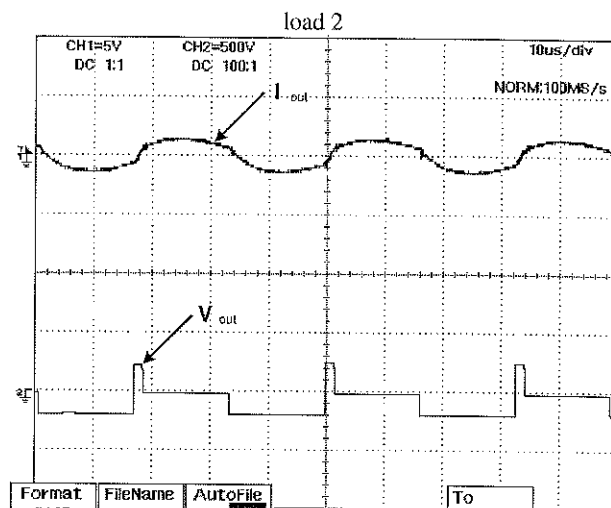


Figure 10. Experimental waveforms of line voltage and line current at 10% duty cycle. (load 2, I: 20 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μ s / div.)

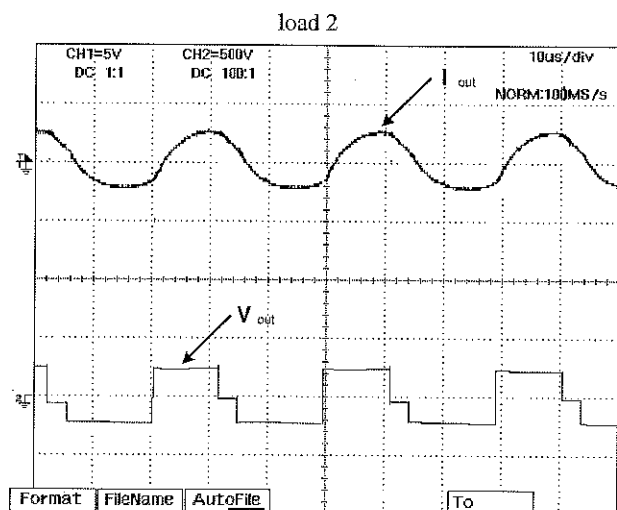


Figure 9. Experimental waveforms of line voltage and line current at 75% duty cycle. (load 2, I: 20 A/div, V: 500 V/div and Time: 10 μ s / div.)

at $P=1330$ W. The switching frequency $f_s = 34.5$ kHz. Fig. 10 shows the measured output voltage and current waveforms of the full-bridge inverter at $P=560$ W. The switching frequency $f_s = 32.25$ kHz

From Experimental result it can be seen that the inverter operates at ZVS conditions every situation which is the lowest switching frequency. And the output power and output current can be limited by shifting phase of output voltage.

VI. CONCLUSION

In this paper, an asymmetrical control with phase lock loop for full-bridge series resonant inverter has been introduced. This control has two parts: the asymmetrical control loop which regulates output power and the phase lock loop control which ensures ZVS. And its operating frequency can track fast to change and to maintain lock at the little higher than the natural resonant frequency when the parameter of induction heating load are varied and the pulse voltage is adjusted. Ensuring maximum power transfer to the load throughout the heating cycle.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank The Research and Development Institute of Rajamangala University of Technology Krungthep for the financial supporting this project.

REFERENCES

- [1] E.J. Davies, J. and Simpson, P., 1979, *Induction Heating Handbook*, McGraw-Hill, UK.
- [2] J. M. Burdío, F. Canales, P. M. Barbosa, and F. C. Lee, "A comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS dc/dc series resonant converters," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 2001, pp. 427–432.
- [3] Viriya, P.; Sittichok, S.; Matsuse, "Analysis of high-frequency induction cooker with variable frequency power control", *IEEE Power electronics Specialist Conference*, Vol. 3, pp.1502-1507, April 2002
- [4] Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2007, "A High-Frequency Induction Cooker using Qusai-resonant Converter", *ECTI-CONFERENCE 2007* pp.378-381.
- [5] S. Phrommearn, and P. Viriya, "Half-Bridge Current Fed Inverter Power Supply for Forging Application," *26th Electrical Engineering Conference*, pp. 823 – 828, 2003
- [6] C. Chuenwattanapraniti, C. koompai and V. Monyaku "Half-Bridge Current Fed Inverter Power Supply for Forging Application," *25th Electrical Engineering Conference*, pp. 97 – 101, 2002