



รายงานการวิจัย

โครงการวิจัยเรื่อง การประยุกต์ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่าย

กระแสความถี่สูงในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

A High frequency current source inverter for
Induction cooking

คณะผู้จัดทำ

นายวิเชียร ทนยรัตน์

นายชาวยุทธ บุคตะจิน

RMUTK - CARIT



โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยี

ราชมงคลกรุงเทพ

งบประมาณผลประโยชน์ ปี พ.ศ. 2552

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ



รายงานการวิจัย

โครงการวิจัยเรื่อง

การประยุกต์ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่าย
กระแสความถี่สูงในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

A High frequency current source inverter for
Induction cooking

คณะผู้วิจัย

นายวิเชียร

หทัยรัตน์ศิริ

นายสายชล

ชุดเจ็จิ้น

RMUTK - CARIT



โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยี

ราชมงคลกรุงเทพ

งบประมาณผลประโยชน์ ปี พ.ศ. 2552

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

หัวข้องานวิจัย การประยุกต์ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสความถี่สูงในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ
 ผู้เขียน นายวิเชียร หทัยรัตน์ศิริ
 นายสายชล ชูเด้อจีน
 สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
 ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม
 คณะ วิศวกรรมศาสตร์
 พ.ศ. 2552

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสำหรับงานหุงต้มโดยใช้อินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสชนิดคลาสดี มีการสวิตซ์ที่กระแสเป็นศูนย์เพื่อช่วยลดกำลังสูญเสียขณะทำงาน อุปกรณ์สวิตซ์ใช้กราวด์ร่วมกัน ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสมีค่า 1.3 mH เพื่อให้กระแสอินพุตด้านเข้าเป็นรูปไซน์ เครื่องดันแบบมีขนาด 900 วัตต์ ทำงานในที่ความถี่ 35.7 กิโลเฮิร์ตซ์ สามารถให้ความร้อนแก่น้ำที่มีปริมาตร 0.6 ลิตร จากอุณหภูมิห้องถึง 100 องศาเซลเซียสได้ภายในเวลา 2.30 นาที โดยมีค่าตัวประกอบกำลังขาเข้าเท่ากับ 1

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบคุณ สถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพที่ช่วยสนับสนุนเงินทุนในการวิจัยในการทำวิจัย และบุคลากรทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการทำงานวิจัย ทั้งทางด้านเบิกจ่ายงบประมาณ และค้นคว้าหาข้อมูล สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่สนับสนุนในการศึกษาของผู้เขียน และให้กำลังใจในการศึกษาตลอดมา

ผู้ทำวิจัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
1. บทนำ	
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
2. ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	
2.1 กฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)	3
2.2 กฎมือขวา (Right's Hand Rule)	3
2.3 กฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฟาราเดย์ (Faraday's Law) และกฎเลนซ์ (Lenz's Law)	5
2.4 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction Heating)	6
2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสภาพความต้านทานกับอุณหภูมิ	9
2.6 เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (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
2.12 ความถี่	16
2.13 หลักการเรโซแนนซ์	17
2.14 เฟสล็อกลูป (PLL)	18
2.14.1 PLL ที่มีตัวกรองความถี่ชนิด A	20
2.14.2 PLL ที่มีตัวกรองความถี่ชนิด B	21
2.14.3 การตอบสนองต่อสัญญาณทรานส์เซียนต์ของ PLL (Transient Response of PLL)	22

	หน้า
2.14.4 VCO (Voltage Control Oscillator)	22
2.14.5 วงจรตรวจจับเฟส	23
2.14.6 วงจรตรวจจับเฟสแบบกระตุ้นที่ขอบ (Edge- Triggered Phase Detector)	24
3. โครงสร้างและส่วนประกอบของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนชนิดแหล่งจ่ายกระแส	
3.1 ส่วนประกอบของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน	26
3.2 การทำงานของวงจร	26
3.3 วงจรจับนำเกิด	29
3.4 หม้อแปลงวัดกระแสสำหรับวัดกระแส (Current Transformer: CT)	30
3.5 ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน	31
4. ผลการทดสอบ	
4.1 ถัดจากควบคุม	35
5. สรุปผลงานวิจัย	
5.1 สรุปผล	37
5.2 ข้อเสนอแนะ	37
เอกสารอ้างอิง	38
ภาพผนวก ก.	39
ภาพผนวก ข.	58
ภาพผนวก ค.	61
ประวัตินักวิจัย	

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงงาน

ในปัจจุบันอุตสาหกรรมเดาหุงต้มต่างๆ ได้มีการนำเอาหลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำมาใช้ อย่างแพร่หลาย วงจรที่ใช้ส่วนใหญ่จะเป็นวงจรสลับฟรีดจ์หรือฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ หลักการให้ความร้อนสำหรับเดาหุงต้มชนิดเหนี่ยวนำความร้อนก็ใช้หลักการเดียวกันคือ ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ จึงเกิดสนามแม่เหล็กไปคล้องที่ภาชนะและทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นจึงเกิดเป็นความร้อน โดยส่วนใหญ่วงจรที่ใช้จะอยู่ในลักษณะของแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ ซึ่งประกอบไปด้วย ทรานซิสเตอร์ ความต้านทาน อินดักเตอร์ และตัวคาปาซิเตอร์คั่นอนุกรมกัน ขณะวงจรทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมอินดักเตอร์ และตัวคาปาซิเตอร์มีค่าสูงมาก (ขึ้นกับค่า Q ของขดลวด โดยทั่วไปประมาณ 2 เท่าของแรงดันด้านเข้า) แต่กระแสที่ไหลผ่านโหลดมีค่าต่ำประมาณไม่เกิน 15_A ซึ่งทำให้เกิดความเหนี่ยวนำความร้อนต่ำและส่งผลให้ภาชนะเกิดความร้อนช้า อีกทั้งการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ที่ต้องออกแบบให้ขดลวดมีความต้านทานสูง เพื่อจำกัดกระแสขณะทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ จึงทำให้ประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าต่ำกล่าวคือ เกิดการสูญเสียที่ขดลวดในตัวเอง ดังนั้นการนำวงจรแหล่งจ่ายกระแสมาใช้นั้นเดาหุงต้มจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่ง เนื่องจากลักษณะการทำงานของวงจรและพฤติกรรมของโหลดตรงข้ามกับแหล่งจ่ายแรงดันคงที่กล่าวคือ โหลดมีการต่อต้านระหว่างความต้านทาน อินดักเตอร์ และตัวคาปาซิเตอร์คั่นกัน ส่งผลให้กระแสที่ไหลผ่านอินดักเตอร์ และตัวคาปาซิเตอร์มีค่าสูง (ขึ้นกับค่า Q ของขดลวด โดยทั่วไปประมาณ 2 เท่าของกระแสด้านเข้า) ทำให้เกิดความเหนี่ยวนำความร้อนสูงส่งผลให้ภาชนะเกิดความร้อนเร็วขึ้น และเนื่องจากพฤติกรรมของโหลดแบบขนานทำให้มีการจำกัดกระแสเนื่องจากตัวมันจึงส่งผลให้ขดลวดเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพสูงกว่าขดลวดที่ใช้ในวงจรจ่ายแรงดันคงที่

งานวิจัยนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสความถี่สูงในเดาหุงต้มเหนี่ยวนำ เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพเดาหุงต้มเหนี่ยวนำให้สูงขึ้นและมีการควบคุมความถี่เรโซแนนซ์ให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุดตลอดเวลา

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน

- 1.2.1 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสที่เหมาะสมในเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงได้

- 1.2.2 เพื่อปรับปรุงการให้ความร้อนของเตาหุงต้มให้ยว่นาความถี่สูงให้เร็วขึ้นได้โดยใช้ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส

1.3 ขอบเขตของโครงการ

สามารถออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสความถี่สูงในเตาหุงต้มให้ยว่นาได้

1.4 วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

- 1.4.1 แบบการวิจัย ออกแบบเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนาที่มีความเหมาะสม และศึกษาสภาวะที่เหมาะสมต่อผลได้
- 1.4.2 ขั้นตอนและวิธีการในการเก็บข้อมูล ศึกษาคุณลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่จุดต่างๆ พร้อมทั้งปรับปรุงแก้ไขให้เหมาะสม
- 1.4.3 ขั้นตอนและวิธีการในการวิเคราะห์ข้อมูล วิเคราะห์การทำงานของเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนาเปรียบเทียบกับแบบจำลองระบบในคอมพิวเตอร์

สถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 คาดว่าเมื่องานวิจัยสำเร็จแล้วจะสามารถใช้เป็นเครื่องต้นแบบในการวิจัยพัฒนา หรือการนำไปใช้งานในภาคอุตสาหกรรมของประเทศในอนาคตต่อไป
- 1.5.2 เพื่อเป็นจุดเริ่มต้นของการวิจัยและพัฒนาการนำวงจรอินเวอร์เตอร์ ชนิดแหล่งจ่ายกระแสความถี่สูงมาใช้ในเตาหุงต้มให้ยว่นาได้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

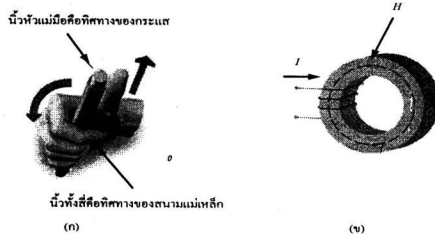
ในบทนี้ขอกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการทำให้เกิดความร้อน โดยอาศัยหลักการของการเหนี่ยวนำที่ทำให้ภาชนะเกิดกระแสไหลวน และจากการพิจารณาจรรยาบรรณของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำในลักษณะของหม้อแปลงไฟฟ้า เพื่อที่จะสามารถวิเคราะห์ชุดโพลคาชนะหุงต้มได้ง่ายขึ้นสำหรับโพลคาชนะหุงต้มที่ใช้วัสดุต่างชนิดกันจะมีค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน ดังนั้นวัสดุของภาชนะเตาหุงต้มแต่ละชนิดจึงเป็นองค์ประกอบสำคัญในการพิจารณาและการออกแบบลักษณะการพันขดลวดเหนี่ยวนำ เพื่อให้เหมาะสมกับโพลคาชนะหุงต้มนั้นๆ การพิจารณาหลักการสร้างความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนซึ่งจะพิจารณาในส่วนของโครงสร้างของเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำจะประกอบด้วย ชุดเรกติฟายเออร์ ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เรโซแนนซ์แบบอนุกรม

2.1 กฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)

เมื่อมีกระแสไหลผ่านตัวนำทองแดงจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหรือที่เรียกกันว่า ความเข้มสนามแม่เหล็กมีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อเมตร (A/m) ซึ่งกฎของแอมแปร์ได้กล่าวเอาไว้ว่า การอินทิเกรตความเข้มสนามแม่เหล็กตามเส้นทางสนามแม่เหล็ก จะมีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ล้อมรอบโดยสนามแม่เหล็กนั้น

2.2 กฎมือขวา (Right's Hand Rule)

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านในตัวนำทองแดงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กมีทิศทางตามกฎมือขวา ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้กับทิศทางการหมุนของสกรู กล่าวคือ เมื่อสกรูหมุนไปทางด้านขวามือทิศทางของสกรูจะเคลื่อนที่ไปข้างหน้าเช่นเดียวกัน การเปรียบเทียบคือ กระแสไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ไปข้างหน้าและทิศทางการหมุนของสกรูคือทิศทางของสนามแม่เหล็กซึ่งจะนิยมใช้ในการหาทิศทางของสนามแม่เหล็กในแกนเหล็ก ไม่ว่าจะเป็นเกิดจากตัวนำทองแดงที่เป็นเส้นตรงหรือตัวนำทองแดงที่พันบนแกนเหล็ก ดังแสดงในภาพที่ 2.1



ภาพที่ 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

จากกฎของแอมแปร์จะให้ความสัมพันธ์ของความต้านทานแม่เหล็ก ($\mathcal{R}$) ดังในสมการที่ (2.3) สำหรับวงจรแม่เหล็กดังภาพที่ 2.2

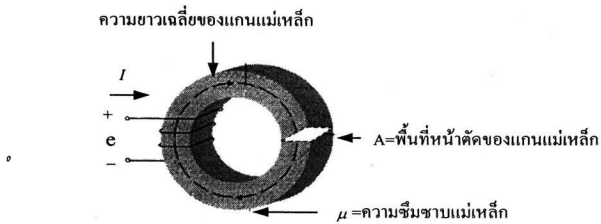
$$\phi \cdot \mathcal{R} = N \cdot i \quad (2.3)$$

โดยที่ ϕ คือ เส้นแม่เหล็ก (Wb)

$\mathcal{R}$ คือ ความต้านทานแม่เหล็ก ($1/H$)

N คือ จำนวนรอบในการพันขดลวด

i คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด (A)



ภาพที่ 2.2 นิยามค่าพารามิเตอร์เพื่อหาความต้านทานแม่เหล็กของอุปกรณ์แม่เหล็ก

ค่าความต้านทานแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก และ โครงสร้างของแกนแม่เหล็กในรูปความยาวเฉลี่ยของเส้นทางแม่เหล็ก (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)

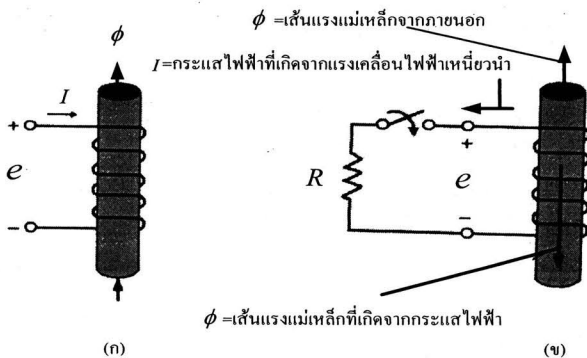
เมื่อพิจารณาถึงขดลวดทองแดงที่อยู่กับที่ไม่ว่าจะเป็นในกรณีที่มีหรือไม่มีแกนเหล็ก ดังแสดงในภาพที่ 2.1(ก) กำหนดให้ค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นบวก เมื่อมีกระแสไฟฟ้าเป็นบวกไหลเข้าทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าจะเป็นบวกตามกฎมือขวา ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กจะมีทิศทางไหลขึ้น และจากกฎของฟาราเดย์แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจากขดลวดทองแดง ซึ่งมีสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้องที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะมีค่าแปรผันตรงกับจำนวนรอบของขดลวดทองแดง (N) และอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแม่เหล็ก (ϕ) จึงสรุปได้ว่าวงจรแม่เหล็กที่ได้รับการทำแม่เหล็กด้วยระบบไฟฟ้ากระแสสลับนั้น จะทำให้เกิดค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดทองแดงดังแสดงในสมการที่ (2.6)

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

หรือ

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

ข้อของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามารถอธิบายได้ตามกฎของเลนส์ (Lenz's Law) เรื่องการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า จากกฎของเลนส์ที่กล่าวว่า “แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะต้องมีทิศทางด้านการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องซึ่งทำให้มันเกิดขึ้นมา” สมมติว่ามีการเปลี่ยนแปลงเส้นแรงแม่เหล็กภายนอก (ϕ_e) อันเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นและข้อของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลด้านการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้อง (flux linkage: λ) เช่นดังแสดงในภาพที่ 2.3(ข) เมื่อ (ϕ_e) มีค่าเปลี่ยนแปลงมากขึ้น ข้อของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะได้จากการต่อความต้านทานคร่อมขอลวดทองแดง กระแสไฟฟ้าก็จะไหลออกจากขั้วบนโดยคิดจากกฎมือขวา และเพื่อที่จะต้านกับการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้อง ทิศทางของกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสร้าง (ϕ_i) ในทิศทางตรงกันข้ามกับ (ϕ_e) จึงกล่าวได้ว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้น จะมีค่าเป็นบวกที่จุดต่อด้านบนเมื่อเทียบกับที่จุดต่อด้านล่าง

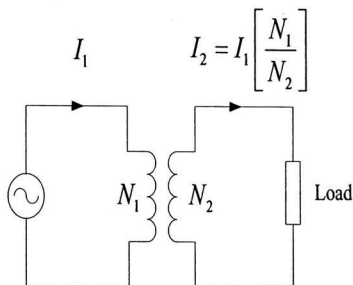


ภาพที่ 2.3 กฎของเลนส์

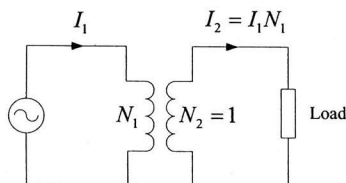
2.4 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction Heating)

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำประกอบด้วยปรากฏการณ์พื้นฐาน 3 อย่างคือ การเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และการถ่ายโอนความร้อน จากภาพที่ 2.4 ภาพที่ 2.5 และภาพที่ 2.6 อธิบายหลักการพื้นฐานซึ่งประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ ความร้อนและกระแสไฟฟ้า เพื่อที่จะอธิบายหลักการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและปรากฏการณ์ผิวจากปรากฏการณ์ที่กล่าวมาแล้ว เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับให้กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่มีวงจรสมมูลเหมือนวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าด้านทุติยภูมิที่มีจำนวนรอบเป็น 1 รอบ ขดลวดเหนี่ยวนำก็จะสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นที่ทางด้านปฐมภูมิ จากนั้นสนามแม่เหล็กนี้ก็จะล่องไปสู่ทางด้านทุติยภูมิ และ

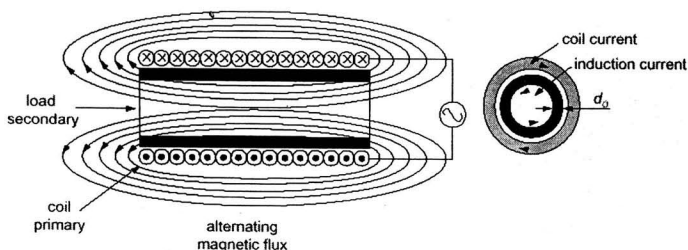
เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดทุติยภูมิ ด้วยลักษณะทางกายภาพของวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำความร้อนทำหน้าที่ยกความร้อนจากขดลวดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงที่ถูกลัดวงจรอยู่ตลอดเวลา จึงทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลทางด้านทุติยภูมิได้ กระแสส่วนนี้ก็คือกระแสไหลวนในวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนนั่นเอง



ภาพที่ 2.4 วงจรสมมูลของหม้อแปลง (Equivalent circuit of Transformer)



ภาพที่ 2.5 คำนวณทุติยภูมิลัดวงจร



ภาพที่ 2.6 หลักการพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน

ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำความร้อนนั้นจะมีความหนาแน่นมากที่ผิวของวัสดุและจะน้อยลงไปตามระดับความลึกของผิวหรือจะน้อยลงไปตามระดับความลึกของผิวตามแนวรัศมี ถ้าวัสดุเหนี่ยวนำนั้นมีลักษณะเป็นทรงกระบอกระดับความลึกที่กระแสสามารถ

ไหลได้นี้เรียกว่า ระดับความลึกผิว (Skin Depth) ปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นขึ้นอยู่กับปริมาณกระแสที่ไหลและค่าความต้านทานสมมูลของวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำก็เป็นอีกส่วนหนึ่งที่มีผลต่อปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นเช่นกัน การเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) จากภาพที่ 2.6 เมื่อมีกระแสไฟฟ้าสลับไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเกิดขึ้นรอบๆ ตัวนำที่เป็นไปตามกฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)

$$\int Hdl = Ni = F \quad (2.7)$$

$$\phi = \mu HA \quad (2.8)$$

จากกฎของฟาราเดย์กล่าวว่า ถ้านำขดลวดตัวนำไฟฟ้ามาวางไว้ในบริเวณที่มีสนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะพบว่า เกิดกระแสไฟฟ้าขึ้นในขดลวด (Induced Current) ซึ่งมีลักษณะเดียวกันกับการวางวัสดุที่ต้องการเหนี่ยวนำความร้อนไว้บริเวณใกล้เคียง กับขดลวดปฐมภูมิหรือขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน โดยแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจะเกิดในลักษณะที่ต้านกับ $\frac{d\lambda}{dt}$ ดังสมการที่ (2.9)

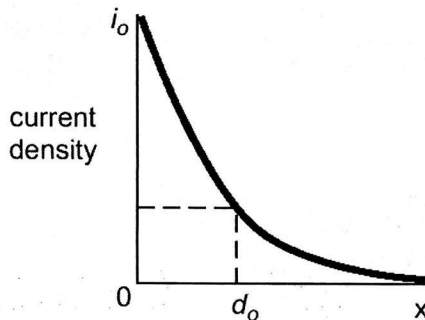
$$E = \frac{-d\lambda}{dt} = \frac{-Nd\phi}{dt} \quad (2.9)$$

กระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่วัสดุเหนี่ยวนำความร้อนจะไหลครบวงจรภายในตัวเองและเปลี่ยนเป็นพลังงานความร้อนที่วัสดุดังสมการที่ (2.10)

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

โดยที่ P คือ ความร้อนที่เกิดขึ้นที่วัสดุเหนี่ยวนำความร้อน

R คือ ความต้านทานสมมูลของวัสดุเหนี่ยวนำความร้อน



ภาพที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระดับความลึกของผิววัสดุ

ภาพที่ 2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน จะพบว่าที่ผิวของวัสดุจะมีความหนาแน่นกระแสสูงมาก และความหนาแน่นจะลดลงเมื่อระดับความห่างจากผิวเพิ่มขึ้น ความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นมีลักษณะที่เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลที่ลดลงเรื่อยๆตามระดับความห่างจากผิวที่เพิ่มขึ้นดังสมการที่ (2.11) ปรากฏการณ์ที่กระแสส่วนมากไหลที่ผิวนี้เรียกว่าปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) หรือปรากฏการณ์เคลวิน (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 จะขึ้นกับสารที่เป็นชิ้นงาน โดยปกติสารที่เป็นพวกโลหะเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นค่าสภาพความต้านทานจะเพิ่มขึ้นในลักษณะเชิงเส้นความสัมพันธ์โดยทั่วไปจะเป็นดังสมการที่ (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) ของสารชนิดต่างๆ ในทางปฏิบัติจะพบว่าค่าสภาพความต้านทานของชิ้นงานจะเปลี่ยนแปลงไปกับอุณหภูมิในการคำนวณ จึงอาจต้องหาค่าสภาพความต้านทานที่เป็นค่าสมมูลที่สามารถใช้แทนตลอดช่วงอุณหภูมิ โดยในการคำนวณอาจจะต้องพิจารณาจากกำลังที่ชิ้นงาน เนื่องจากกำลังที่ชิ้นงานจะแปรตามถ้าให้ตัวแปรอื่นคงที่ และพิจารณาว่าค่าสภาพความต้านทานของชิ้นงานจะแปรกับอุณหภูมิเป็นอย่างเชิงเส้น

ค่าสภาพความต้านทานที่ได้อาจจะใช้ได้กับโลหะบางประเภทที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิเป็นเชิงเส้น แต่กับเหล็กหรือสารเฟอร์โรแมกเนติกจะไม่สามารถใช้ค่าความต้านทานสมมูลดังกล่าวได้ เพราะค่าสภาพความต้านทานค่อนข้างที่จะมีความสัมพันธ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ

ตารางที่ 2.1 ค่า α และค่าสภาพความต้านทานของสารที่ 20°C

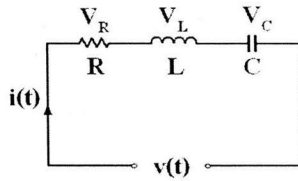
substance	α	$\rho_{20^{\circ}\text{C}}(\Omega\text{m})$
Aluminum	4.29×10^{-3}	2.65×10^{-8}
Brass(65%,35%Zn)	1.6×10^{-3}	6.4×10^{-8}
Bronze(90%,11%Zn)	1.86×10^{-3}	3.9×10^{-8}
Copper	3.96×10^{-3}	1.72×10^{-8}
Pure Iron	6.5×10^{-3}	9.71×10^{-8}
stainless	27×10^{-3}	60×10^{-8}
Silver	4.1×10^{-3}	1.59×10^{-8}

2.6 เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (Resonant Converter)

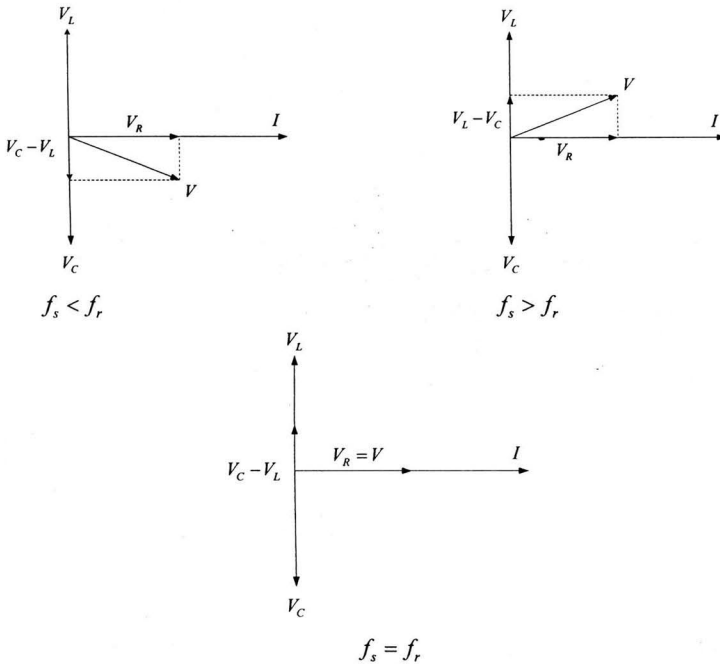
สภาวะทางไฟฟ้าที่เรียกว่าเรโซแนนซ์ (Resonant) ซึ่งก็คือสภาวะที่แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้ามีเฟสเดียวกัน (In-Phase) พิจารณาจากวงจรซีรีส์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonant) เมื่อปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับจนถึงจุดจุดหนึ่งที่ทำให้ค่า $X_L = X_C$ ความถี่ที่จุดนี้เรียกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ทำให้อิมพีแดนซ์ในวงจรเหลือเพียงความต้านทานเพียงอย่างเดียวกระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่าสูงสุด

f_s คือความถี่สวิตช์

f_r คือความถี่เรโซแนนซ์



ภาพที่ 2.8 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม



ภาพที่ 2.9 เฟสเซอร์ของวงจร Series Resonant ที่มีผลต่อค่าความถี่ต่าง ๆ

2.7 หลักการของเตาไฟฟ้าเหนี่ยวนำความร้อน

เมื่อมีสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงตัดผ่านตัวนำ จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ตัวนำ หากทำการลัดวงจรที่ตัวนำก็จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลขึ้นได้ และผลที่ได้จากการที่กระแสไฟฟ้าไหลก็จะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ตัวนำเป็นไปตามสมการ $P_0 = I_0^2 R$ จากสมการนี้จึงนำมาสู่การประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับเตาไฟฟ้าหรือกระทะไฟฟ้าได้ ซึ่งมีข้อดีกว่าเตาไฟฟ้าที่ใช้หลักการทำให้เกิดความร้อนโดยการผ่านกระแสไฟฟ้าเข้าสู่ขดลวดความร้อนและปริมาณความร้อนที่ส่งผ่านไม่ได้ให้กับ

ภาชนะทั้งหมด แต่จะมีการสูญเสียความร้อนออกสู่ภายนอกด้วย ส่วนหลักการเหนี่ยวนำความร้อนนั้น พลังงานจะถูกส่งผ่านออกไปในรูปของสนามแม่เหล็กมีผลทำให้เกิดกระแสไหลวนที่ภาชนะนั้น การส่งผ่านพลังงานจะมีประสิทธิภาพมากกว่าการเหนี่ยวนำความร้อนสำหรับเตาไฟฟ้า หรือกระทะไฟฟ้า หรือแม้กระทั่งงานทางด้าน การเชื่อม การชุบแข็ง การบัดกรี และงานหลอม ก็จะใช้แหล่งจ่ายที่มีความถี่สูงทั้งนั้น จึงจำเป็นต้องทำการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีความถี่สูงเพื่อที่จะจ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน โดยการสร้างสนามแม่เหล็กความถี่สูงที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนตามกฎของแอมแปร์ที่กล่าวไว้ แหล่งจ่ายไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในโรงงานนี้ได้นำวงจรที่เรียกว่าวงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ มาประยุกต์ใช้งาน

2.8 สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

การเปรียบเทียบสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สามารถควบคุมให้นำกระแส และควบคุมให้หยุดนำกระแสได้โดยวงจรควบคุมและคำนึงถึงขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าและความถี่ในการสวิตช์ ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงการเปรียบเทียบความสามารถของอุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

อุปกรณ์	ความสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้า	ความเร็วในการสวิตช์	ความสามารถทนแรงดันไฟฟ้าด้านลบ	ชนิดการควบคุม
จีทีโอ	สูง	ต่ำ	ได้	กระแสไฟฟ้า
บีเจที	กลาง	กลาง	ไม่ได้	กระแสไฟฟ้า
IGBT	กลาง	กลางและค่อนข้างสูง	ได้	แรงดันไฟฟ้า
มอสเฟตกำลัง	ต่ำ	สูง	ไม่ได้	แรงดันไฟฟ้า

2.9 การเลือกใช้สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการควบคุมให้นำกระแส และควบคุมให้หยุดนำกระแส โดยความเร็วในการเปลี่ยนแปลงการทำงานของสวิตช์จากที่นำกระแสเป็นไม่นำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะโครงสร้างของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละชนิด ซึ่งเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงจะมีค่าประมาณในย่านไมโครวินาที (Microsecond) ในขณะที่สวิตช์ทางกลจะใช้เวลาในการเปลี่ยนแปลงจะมีค่าประมาณในย่านมิลลิวินาที (Millisecond)

พารามิเตอร์ที่บอกถึงลักษณะที่ดีของตัวสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้แก่ ความน่าเชื่อถือ (Reliability) ประสิทธิภาพ (Efficiency) ขนาดและราคา นอกจากนั้นโดยทั่วไป พารามิเตอร์ของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สำคัญมีดังนี้

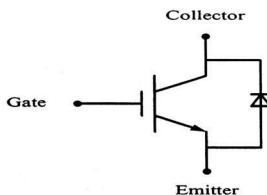
1. กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่สามารถทนได้ (maximum current carrying capability)
2. แรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่สามารถทนได้ (maximum voltage carrying capability)
3. แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขณะนำกระแสและการทำงานที่ขึ้นต่ออุณหภูมิ
(forward voltage drop during ON and its temperature dependency)
4. กระแสไฟฟ้ารั่วขณะไม่นำกระแส (leakage current during OFF)
5. ความร้อนที่สามารถทนได้ (thermal capability)
6. เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนสถานะจากการนำกระแสเป็นหยุดนำกระแส
(switching transition times during both turn-on and turn-off)
7. ความสามารถในการทนต่อ $\frac{dv}{dt}$ เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสหรือขณะเริ่มหยุด
นำกระแส (capability to stand $\frac{dv}{dt}$ when switch is OFF or during turn-off)
9. ความสามารถในการทนต่อ $\frac{di}{dt}$ เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสหรือขณะเริ่มหยุด
นำกระแส (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), ไตรแอก (TRIAC), ทรานซิสเตอร์กำลังและมอสเฟต โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์กำลังและมอสเฟต นั้นเป็นจุดเริ่มต้นในการพัฒนาอุปกรณ์ชนิดใหม่ขึ้นมาที่มีชื่อว่า IGBT โดยอุปกรณ์ทั้งสองนั้นมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป ทรานซิสเตอร์กำลังจะอยู่ในสภาวะนำกระแสและมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำ มีอัตราทนแรงดันและขยายกระแสได้สูง แต่ความเร็วการสวิตช์ทำงานต่ำ โดยเฉพาะในช่วงหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาที่นานกว่า ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ตรงข้ามกับเพาเวอร์มอสเฟตที่มีความเร็วในการสวิตช์ทำงานนำกระแสและหยุดนำกระแสได้เร็วกว่า แต่ก็มีกำลังสูญเสียที่สูงมากขึ้นกัน ด้วยเหตุผลนี้ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเพาเวอร์มอสเฟตถูกนำมาพัฒนาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เพาเวอร์คอนโทรลชนิดใหม่

ขึ้นมา โดยคุณสมบัติต่างๆ จะรวมเอาข้อได้เปรียบของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์และมอสเฟตเข้ามารวมไว้ในอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ โดยมีชื่ออย่างเป็นทางการว่า IGBT (Insulated Gate Bipolar Junction Transistor)

ไอจีบีที (IGBT) จัดเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สามารถควบคุมให้น้ำกระแส และควบคุมให้หยุดน้ำกระแสได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกต (V_{GE}) IGBT มีสัญลักษณ์ดังภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.10 สัญลักษณ์ของIGBT

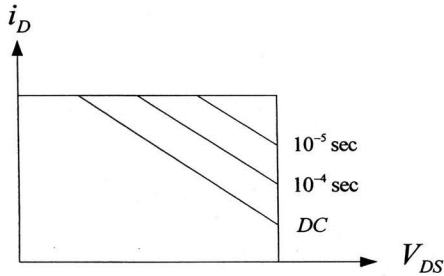
ไอจีบีที (IGBT) ได้รวมเอาข้อดีของมอสเฟตกำลัง (Power Mosfet) ทรานซิสเตอร์กำลัง (BJT) และจีทีโอไทรสเตอร์ (GTO) มารวมอยู่ด้วยกัน กล่าวคือ ไอจีบีที (IGBT) จะมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ขาเกตสูง คล้ายกับมอสเฟตกำลัง ซึ่งต้องการพลังงานน้อยมากในการควบคุมการสวิตช์ ควบคุมการนำกระแส และการหยุดน้ำกระแสด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกต (V_{GE}) รวมทั้งสามารถใช้งานกับสวิตช์ที่ความถี่สูง

ไอจีบีที (IGBT) จะมีค่าแรงดันไฟฟ้าคกคร่อมต่ำขณะนำกระแสคล้ายกับทรานซิสเตอร์กำลัง (BJT) ซึ่งมีค่าประมาณ 2-3 โวลต์ สำหรับพิกัดแรงดันไฟฟ้า 1,000 โวลต์ นอกจากนั้น ไอจีบีที (IGBT) ถูกออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้าด้านลบได้คล้ายกับจีทีโอไทรสเตอร์ (GTO) ไอจีบีที (IGBT) จะมีช่วงเวลานำกระแสและหยุดน้ำกระแสประมาณ 1 ไมโครวินาที มีขนาดพิกัดกระแสไฟฟ้าถึง 2,000 แอมแปร์ และมีพิกัดแรงดันไฟฟ้า 5,000 โวลต์ ไอจีบีที (IGBT) เหมาะสำหรับการใช้งานหลากหลายที่คล้ายกับมอสเฟตกำลังแต่มีพิกัดกำลังที่ใหญ่กว่า และสามารถออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้าได้ทั้งด้านบวกและด้านลบ ไอจีบีที (IGBT) จึงเรียกได้ว่าเป็นอุปกรณ์ประเภทที่ไม่จำเป็นต้องมี snubber (Snubberless) คือสามารถทนกระแสและแรงดันไฟฟ้าได้มากจนไม่ต้องการวงจร snubber

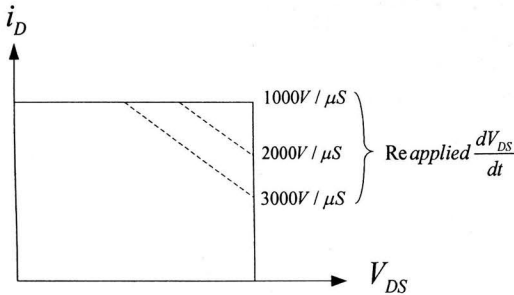
2.11 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

ไอจีบีที มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างนำกระแสและหยุดน้ำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในขณะไบแอสตรง (Forward Bias Safe Operating Area : FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบได้กับเกือบเป็นสี่เหลี่ยมสำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้นๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว ไอจีบีทีจะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน

ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสและขณะที่นำกระแสแล้วจุดทำงานของไอจีบีที จะต้องมีขนาดแรงดัน และกระแสที่ขาเครนอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสตรงเสมอ ดังแสดงในภาพที่ 2.11 (ก) หากไม่เป็นเช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่ไอจีบีที จากภาพที่ 2.11 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของไอจีบีที นี้จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเครน, อัตราานแรงดัน ไหลตรงและอุณหภูมิรอยต่อของไอจีบีทีตามลำดับ



(ก)



(ข)

ภาพที่ 2.11 (ก) พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง

(ข) พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ

สำหรับพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับ (Reverse Bias Safe Operating Area : RBSOA) จะแตกต่างจากในช่วงไบแอสตรง โดยในภาพที่ (2.11) นี้จะแสดงค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเครนต่อเวลา (dv_{SDS}/dt) ซึ่งจะเกิดอยู่ในช่วงระหว่างหยุดนำกระแส แทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิรอยต่อและมีพื้นที่แคบลงถ้า dv_{SDS}/dt มีค่าสูงมากขึ้น ค่า dv_{SDS}/dt นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส หมายความว่าถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วก็จะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแส น้อย แต่ก็ยังถือว่าดีมากที่ dv_{SDS}/dt ของไอจีบีที มีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ไทรสเตอร์ตัวอื่น

ดังนั้นความจำเป็นในการใช้วงจรสับเบอร์นั้นก็ไม่มี ความจำเป็นต้องใช้และการควบคุมค่า dv_{SDS}/dt ที่เกิดขึ้นยังทำได้ง่ายขึ้นด้วยการออกแบบวงจรสับเกตที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกตและค่า V_{GG-} ที่เหมาะสม

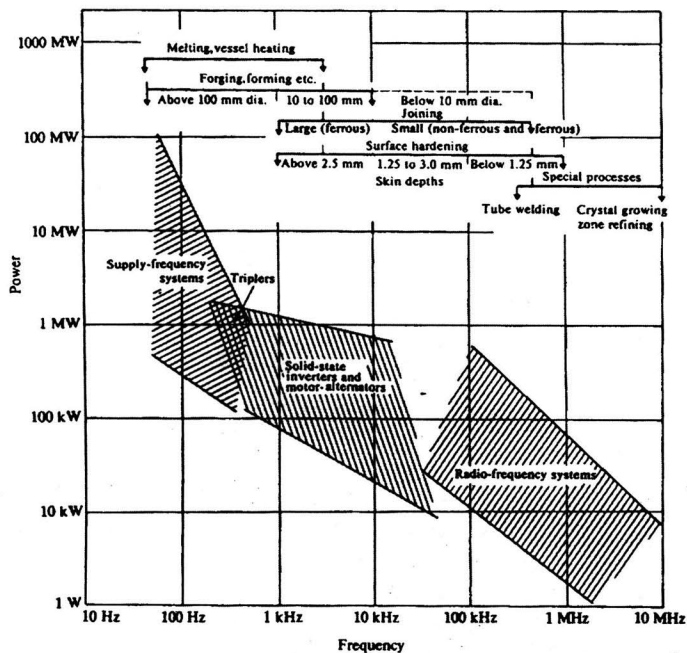
ตารางที่ 2.3 เป็นตารางแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุสแตนเลส (Stainless)

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

2.12 ความถี่

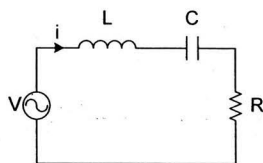
งานที่ให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำในแต่ละประเภท จะใช้ช่วงความถี่และระดับกำลังที่แตกต่างกันไปดังภาพที่ 2.7 ซึ่งจะได้รับจากแหล่งกำเนิดไฟสลับมาจากแหล่งต่างๆ สามารถจำแนกได้ดังนี้

1. แหล่งจ่ายกำลังจากการไฟฟ้าโดยตรง แรงดันจากการไฟฟ้ามีความถี่ค่อนข้างต่ำจึงทำให้ระดับความถี่ผิวในการให้ความร้อนมีค่ามากตั้งแต่ 10-100 มิลลิเมตร เครื่องให้ความร้อนแบบนี้นิยมใช้ในงานหลอมโลหะ มีระดับกำลังที่สูงเป็นหลายร้อยเมกะวัตต์
2. แหล่งจ่ายกำลังจากมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ให้ความถี่อยู่ในย่าน 500 Hz ถึง 10 kHz เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดนี้จะใช้พลังงานไฟจากการไฟฟ้ามาขับเคลื่อนมอเตอร์และใช้มอเตอร์ไปขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยสามารถให้กำลังไฟฟ้าได้หลายร้อยกิโลวัตต์และให้ระดับความถี่ผิวตั้งแต่ 1-10 มิลลิเมตร
3. แหล่งจ่ายกำลังจากวงจรแปลงผันแรงดันโดยใช้สิ่งประดิษฐ์จากสารกึ่งตัวนำ จำพวกทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟตกำลัง หรือพวกไทรสเตอร์ แปลผันแรงดันจากการไฟฟ้าให้เป็นไฟตรงก่อนแล้วแปลงผันให้เป็นไฟสลับอีกครั้งโดยให้ความถี่สูง โดยมีย่านความถี่ตั้งแต่ 500 Hz ถึง 50 kHz การเลือกอุปกรณ์สวิตช์จะต้องคำนึงถึงความเร็วและขนาดกำลังของอุปกรณ์สวิตช์ที่ทำได้
4. แหล่งจ่ายกำลังย่านความถี่วิทยุ โดยจะทำงานตั้งแต่ 50 kHz ถึง 10 MHz ปัจจุบันยังคงใช้หลอดสุญญากาศเพราะสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำยังมีสมรรถนะในการใช้งานที่ความถี่สูงๆ ไม่ได้พอ โดยให้ค่าความถี่ผิวอยู่ในช่วง 0.1-2 มิลลิเมตร เหมาะสำหรับงานชุบแข็งที่ผิว เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำลักษณะนี้จะให้กำลังไฟฟ้าค่อนข้างต่ำ

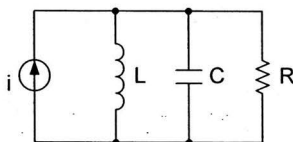


ภาพที่ 2.12 ประเภทและลักษณะการใช้งานของเครื่องให้ความร้อน

2.13 หลักการโซ่แนซซ์



ภาพที่ 2.13 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม



ภาพที่ 2.14 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

เรโซแนนซ์ (Resonance) หมายถึงสภาวะที่ค่า p.f. ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับมีค่าเท่ากับ 1 สภาวะเรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในวงจร R-L-C อนุกรม และ R-L-C ขนานจะเกิดขึ้นในสภาวะที่ค่า $X_L = X_C$ ถ้าเป็นวงจร R-L-C อนุกรม จะทำให้ $V_L = V_C$ คุณสมบัติของวงจรคือ จะมีค่า Impedance ต่ำ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้กระแสไหลได้สูงสุด แต่ถ้าเป็นวงจร R-L-C ขนาน จะทำให้ $I_L = I_C$ คุณสมบัติของวงจรคือ จะมีค่า Impedance สูงที่ความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้กระแสไหลได้ต่ำสุด เมื่อเกิดเรโซแนนซ์ขึ้นในวงจร R-L-C อนุกรม และ วงจร R-L-C ขนาน จะทำให้

1. ค่าอิมพีแดนซ์ (Z) จะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทาน (R) ที่ต่ออยู่ในวงจร ($Z = R$)
2. กระแสไฟฟ้ารวมที่ไหลในวงจรจะ inphase กับค่าแรงดันไฟฟ้ารวมของวงจร
3. Phase angle (θ) = 0° เพราะ phasor ของกระแสไฟฟ้ารวม (I_t) กับแรงดันไฟฟ้ารวม (V_t)
4. Power factor มีค่าเท่ากับ 1 เพราะ p.f. = $\cos \theta = \cos 0^\circ = 1$

สามารถหาค่าความถี่เรโซแนนซ์ได้ดังนี้

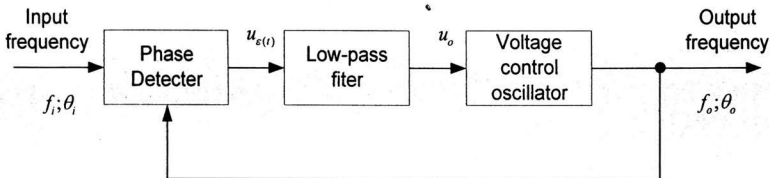
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.15)$$

$$\text{หรือ} \quad C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} \quad (2.16)$$

$$\text{และ} \quad L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \quad (2.17)$$

2.14 เฟสล็อกกลูป (PLL)

PLL เป็นระบบควบคุมความถี่โดยใช้วิธีเปรียบเทียบเฟส (Phase) ของความถี่ทางด้านเอาต์พุตกับเฟสของความถี่อ้างอิง (Reference Frequency) ซึ่งถูกป้อนเข้าทางด้านอินพุตของระบบ



ภาพที่ 2.15 หลักการของ PLL เบื้องต้น

จากภาพ พบว่า PLL เบื้องต้นจะประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ

1. ภาควัดจับสนเฟส หรือตัวเปรียบเทียบสัญญาณ (Phase Detector or Comparator)

มีหน้าที่เปรียบเทียบความแตกต่างของเฟสระหว่าง θ_i และ θ_o ให้กำเนิดแรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage; u_e) ออกมาทางเอาต์พุต

$$u_e(t) = K_\theta (\theta_i - \theta_o) = K_\theta \Delta_\theta \quad (2.18)$$

2. ภาคกรองความถี่ต่ำผ่านหรือภาคกรองความถี่สูง (Low - Pass Filter or Loop Filter)
 ทำหน้าที่กำจัดส่วนประกอบทางไฟฟ้าที่ปะปนมากับแรงดันคลาดเคลื่อนและปล่อยให้ส่วนประกอบทางไฟฟ้าของแรงดันคลาดเคลื่อนผ่านไปยังเอาต์พุต

$$u_o = \overline{u_o}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T u_e(t) dt \quad (2.19)$$

3. ภาคกำเนิดสัญญาณควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Oscillator, VCO)
 ความถี่ f_o ของ VCO จะเปลี่ยนไปตามแรงดัน (u_o) ทางอินพุต ดังนั้นเมื่อ (u_o) เปลี่ยนไปก็จะมีผลทำให้ f_o และ θ_o เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

$$f_o = K_f u_o \quad (2.20)$$

ในระบบ PLL ขนาดของแรงดันคลาดเคลื่อนที่ได้จากภาคตรวจจับเฟสจะแปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของ $f_i - f_o$ และ $\theta_i - \theta_o$ แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะไปควบคุมให้การเปลี่ยนแปลงของ f_o ของ VCO เป็นไปในทิศทางที่ทำให้ผลต่างของความถี่; $f_i - f_o$ มีขนาดลดลง นั่นคือ f_o จะมีค่าเข้าใกล้ f_i มากขึ้นเราเรียกภาวะของลูป (Loop) ในขณะที่ VCO เริ่มเปลี่ยนความถี่ f_o ว่า "สภาวะแคปเตอร์ (Capture State)" เมื่อ f_o มีค่าเท่ากับ f_i การเปลี่ยนแปลงของ f_o ที่สิ้นสุดลงเราเรียกภาวะนี้ว่า "เฟสล็อก (Phase Locked)"

โดยทั่วไปแล้ว เราสามารถบอกได้ว่า PLL ประกอบด้วย 3 ภาวะด้วยกัน คือ

1. ภาวะทำงานเป็นอิสระ (Free - Running) ความถี่ของ VCO ถูกกำหนดจากโครงสร้างวงจรของ VCO เอง

2. ภาวะแคปเตอร์ (Capture) ความถี่ f_o ของ VCO กำลังวิ่งเข้าหาความถี่อินพุต; f_i

3. ภาวะเฟสล็อก (Phase Locked) ความถี่ f_o ของ VCO เท่ากับความถี่อินพุต; f_i
 ขัณความถี่ซึ่งระบบลูปสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุตได้ เราเรียกว่า

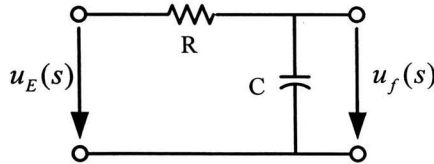
"ขัณล็อก (Lock Range)"

ขัณความถี่ซึ่งระบบลูปสามารถเข้าถึงภาวะเฟสล็อกได้ เรียกว่า "ขัณแคปเตอร์ (Capture Range)" ซึ่งจะมีขัณแคบกว่า Lock Range

สำหรับลักษณะสมบัติทางไดนามิกส์ (Dynamic Characteristics) ของ PLL จะถูกกำหนดโดยคุณสมบัติของตัวกรองความถี่สูงซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในขณะที่ PLL อยู่ในภาวะเฟสล็อกความเร็วในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุต f_i ของ PLL จะถูกจำกัดโดยตัวกรองความถี่สูง

2.14.1 PLL ที่มีตัวกรองความถี่ชนิด A

จากวงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟมีฟังก์ชันโอนย้าย



ภาพที่ 2.16 วงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ

มีฟังก์ชันโอนย้าย

$$F_A(s) = \frac{u_f(s)}{u_E(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (2.21)$$

ค่าเวลาคงที่ (Time Constant ; τ) หาได้จาก $\tau = RC$

$$(2.22)$$

ความถี่ตัด; ω_A

$$\omega_A = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC} \quad (2.23)$$

เมื่อแทน $F_A(s)$ จากสมการที่ (2.21) ลงใน $F(s)$ จากสมการที่ (2.23) จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายของ PLL ดังนี้

$$T_A(s) = \frac{K_\theta K_v / \tau}{s^2 + (1/\tau)s + K_\theta K_v / \tau} \quad (2.24)$$

สมการที่ (2.23) เป็นระบบลำดับที่สอง (2th - Order System) ซึ่งสามารถเขียนในรูปแบบมาตรฐานดังนี้

$$T_A(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.25)$$

ความถี่ธรรมชาติของระบบ (System Natural Frequency (Swing) ; ω_n)

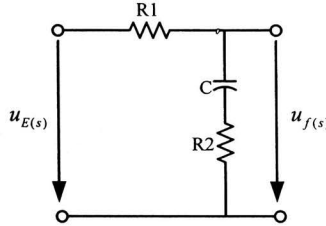
$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\theta K_v}{T}} = \sqrt{K_\theta K_v \omega_A} \quad (2.26)$$

ปัจจัยหน่วง (Damping Factor; ζ)

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{K_\theta K_v \tau}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_A}{K_\theta K_v}} \quad (2.27)$$

2.14.2 PLL ที่มีตัวกรองความถี่ชนิด B

จากวงจร Passive Lead – Lag



ภาพที่ 2.17 วงจร Passive Lead – Lag

$$F_B(S) = \frac{u_f(S)}{u_E(S)} = \frac{\tau_2 s + 1}{(\tau_1 + \tau_2)s + 1} \quad (2.28)$$

ค่าเวลาคงที่; τ_1 และ τ_2 หาได้จาก

$$\tau_1 = R_1 C \quad \tau_2 = R_2 C \quad (2.29)$$

ความถี่ตัด; ω_B

$$\omega_B = \frac{1}{(R_1 + R_2)C} \quad (2.30)$$

แทนค่า $F_B(S)$ ลงในฟังก์ชันโอนย้าย; $T(s)$ ของ PLL จะได้

$$T_B(s) = \frac{K_\theta K_V (\tau_2 s + 1) / (\tau_1 + \tau_2)}{s^2 + \frac{1 + K_\theta K_V \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} s + \frac{K_\theta K_V}{\tau_1 + \tau_2}} \quad (2.31)$$

สมการที่ (2.31) สามารถเขียนในรูปแบบมาตรฐาน ดังนี้

$$T_B(s) = \frac{\omega_n [2\zeta - \omega_n / (K_\theta K_V)] s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.32)$$

ความถี่ธรรมชาติของระบบ (System Natural Frequency (Swing); ω_n)

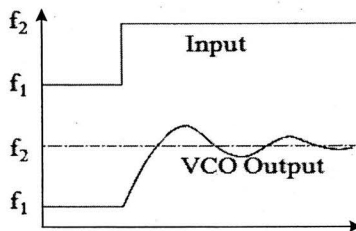
$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\theta K_V}{\tau_1 + \tau_2}} = \sqrt{K_\theta K_V \omega_B} \quad (2.33)$$

ปัจจัยหน่วง (Damping Factor; ζ)

$$\zeta = \frac{1}{2} \left[\tau_2 + \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} \right] \sqrt{\frac{K_\theta K_V}{\tau_1 + \tau_2}} = \frac{\omega_n}{2} \left[R_2 C + \frac{1}{K_\theta K_V} \right] \quad (2.34)$$

2.14.3 การตอบสนองสัญญาณทรานสเซียนต์ของ PLL (Transient Response of PLL)

จากสมการที่ (2.33) และ (2.34) จะเห็นว่าฟังก์ชันโอนถ่ายของ PLL เป็นระบบลำดับที่สองในกรณีที่ระบบลำดับที่สอง มีลักษณะ Under damped ($\zeta < 1$) เมื่อความถี่อินพุตของ PLL เปลี่ยนจาก f_1 ไปเป็น f_2 ในทันทีทันใดเอาต์พุตของ VCO ก็จะพยายามที่จะเปลี่ยนตามแต่จะปรากฏว่า f_0 ที่เอาต์พุตของ VCO จะมีค่าแกว่ง (Oscillate) ขึ้นลงรอบๆ ค่าของ f_2 เป็นระยะเวลาหนึ่งแล้วจึงค่อยๆ เข้าสู่ค่า f_2 ในที่สุดเมื่อ f_0 มีค่าเท่ากับ f_2 ก็จะแสดงว่า PLL เข้าสู่ภาวะ "สภาวะคงตัว (Steady State)"



ภาพที่ 2.18 การตอบสนองสัญญาณทรานสเซียนต์ของ PLL

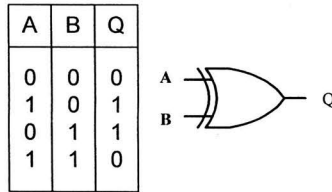
2.14.4 VCO (Voltage Control Oscillator)

โดยทั่วไปแล้วช่วงการใช้งานของความถี่เอาต์พุตจะต้องมีลักษณะที่เป็นเชิงเส้นและในขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้ามาที่อินพุตของ VCO ตัวของมันเองจะสามารถสร้างความถี่ขึ้นมาค่าหนึ่งหรือกำหนดให้มีค่าต่ำสุดได้ VCO ที่ใช้กับเฟสล็อกคูลูปมีทั้งชนิดที่ให้ความถี่เอาต์พุตเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นไซน์ คุณสมบัติที่พึงประสงค์ของ VCO ที่ใช้ในเฟสล็อกคูลูปมีดังนี้

1. คุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเป็นความถี่เชิงเส้น
2. มีช่วงเวลากการใช้งานที่กว้างหรือมีค่าอัตราขยายระหว่างแรงดันกับความถี่ที่สูง
3. มีเสถียรภาพทางความถี่ที่ดี
4. ถ้าความถี่เอาต์พุตเป็นรูปคลื่นไซน์ควรจะเป็นสัญญาณที่คงที่สม่ำเสมอ

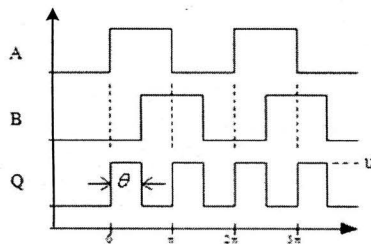
2.14.5 วงจรตรวจจับเฟส

วงจรตรวจจับเฟสที่ใช้ (Exclusive-OR)



ภาพที่ 2.19 วงจรตรวจจับเฟสที่ใช้ (Exclusive-OR)

สัญญาณสี่เหลี่ยมจากแหล่งจ่ายอ้างอิง (Reference Source) และเอาต์พุตของ VCO ที่ต้องการเปรียบเทียบเฟสจะถูกป้อนเข้าที่อินพุต A และ B ของ XOR ทำให้ได้สัญญาณพัลส์ทางด้านเอาต์พุต Q ซึ่งมีความกว้างพัลส์แปรผันเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความต่างเฟสระหว่าง A และ B โดยมีเงื่อนไขว่า ทั้งรูปคลื่นของ A และ B จะต้องมีความถี่ไซน์เกิ้ล = 50% เท่านั้น กรณีที่ XOR ที่ใช้นิยมใช้ไอซีประเภท CMOS เนื่องจากสามารถปรับแต่งแรงดันตามต้องการได้



ภาพที่ 2.20 สัญญาณพัลส์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุต

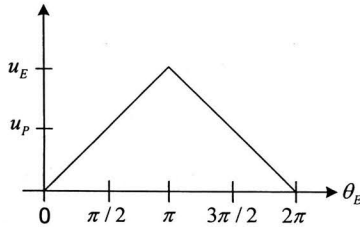
จากภาพที่ 2.20 จะสังเกตได้ว่า เอาต์พุต Q จะมีความถี่เป็น 2 เท่าของอินพุตสำหรับค่าเฉลี่ย หรือ แรงดันไฟตรง: u_p ที่เอาต์พุต Q หาได้จากสมการ

$$\overline{u_E} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_E} u_p dx = \frac{u_p}{\pi} \cdot \theta_E \quad (2.35)$$

$$\overline{u_E} = K_\theta \cdot \theta_E; 0 \leq \theta_E \leq \pi \quad (2.36)$$

$$K_\theta = \frac{u_p}{\pi}; V / rad \quad (2.37)$$

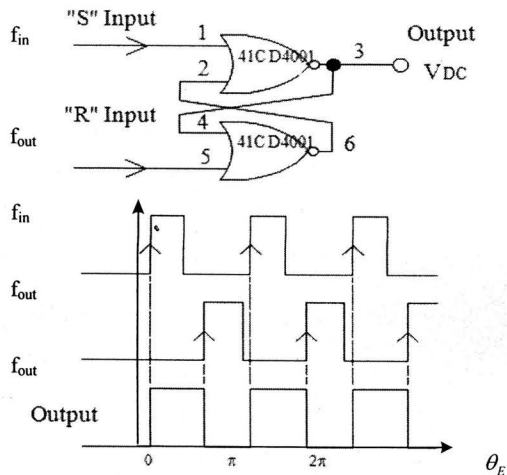
วงจรตรวจจับเฟสที่ใช้ Exclusive-OR จะใช้งานได้ก็ต่อเมื่อ θ มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง π เท่านั้น และยังไม่สามารถบอกให้เราได้ว่าอินพุตใดมีเฟสนำและอินพุตใดมีเฟสตาม โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ถ้าความถี่ที่มีค่าตัวชี้ไขเคลน้อยกว่า 50% แล้ว วงจรตรวจจับเฟสนี้จะใช้ไม่ได้เลย



ภาพที่ 2.21 แสดงค่าต่างๆของ θ ของวงจรตรวจจับเฟสที่ใช้ Exclusive-OR ในแต่ละช่วง

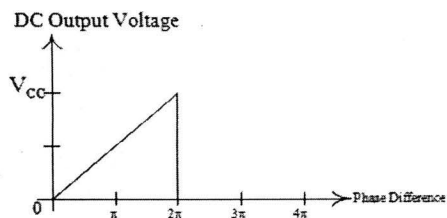
2.14.6 วงจรตรวจจับเฟสแบบกระตุ้นที่ขอบ (Edge-Triggered Phase Detector)

วงจรตรวจจับเฟสแบบนี้เป็นการใช้ออร์เอสฟลิปฟล็อปโดยการต่อมาจากเกต NOR อย่างเช่น เบอร์ CD4001 ดังภาพที่ 2.29



ภาพที่ 2.22 วงจรตรวจจับเฟสแบบกระตุ้นที่ขอบ

แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเฟสนี้จะเป็น "High" เมื่อ f_{IN} นำหน้า f_{OUT} (Leading) ส่วนกราฟด้านล่างนี้เป็นความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับความต่างเฟสระหว่าง f_{IN} และ f_{OUT}



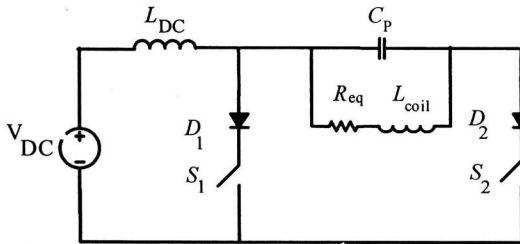
ภาพที่ 2.23 ความสัมพันธ์ของแรงดันเอาต์พุตกับความต่างเฟสระหว่าง f_{IN} และ f_{OUT}

วงจรถรจจับเฟสแบบกระตุ้นที่ขอบมีข้อได้เปรียบกว่าวงจรถรจจับเฟสที่ใช้ Exclusive - OR คือ - แรงดันไฟตรงเอาต์พุตมีความเป็นเชิงเส้น (Linear) ตลอดช่วง 2π เรเดียน หรือ 360 ในขณะที่แบบ XOR มีความเป็นเชิงเส้นแค่เพียงในช่วง π เรเดียน

บทที่ 3

โครงสร้างและส่วนประกอบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความร้อนชนิดแหล่งจ่ายกระแส

3.1 ส่วนประกอบของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน



ภาพที่ 3.1. เตาหุงต้มชนิดแหล่งจ่ายกระแสคลาสสิค

รูปเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบอนุกรมและขนานแสดงดังภาพที่ 3.1 จะประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง, ตัวเก็บประจุกันแรงดันคัตซี (C_p) ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม (L_s) หม้อแปลงความถี่สูง ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์(C_p) ขดลวดเหนี่ยวนำ (R_{eq}, L_{coil}) และสวิตช์ทั้ง 4 ตัว ที่มี ไดโอดต่อขนานอยู่

3.2 การทำงานของวงจร

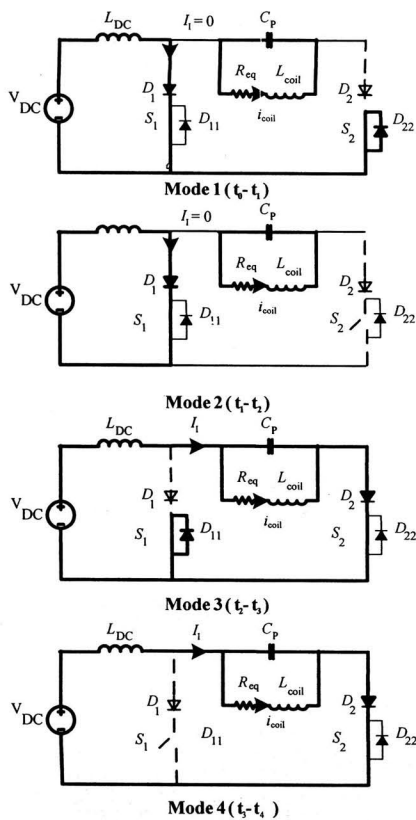
การทำงานของแสดงวงจรรูปที่ 3 และรูปที่ 4 แบ่งออกได้เป็น 4 ช่วงคือ

ช่วงที่ 1 (mode1) ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_2 ถูกสั่งให้ ON สวิตช์ S_1 D_1 S_2 และ D_2 จะนำกระแส แต่กระแสจะไม่สามารถไหลผ่านไดโอด D_2 เนื่องจากเป็นแรงดันตกคร่อมเป็นลบ

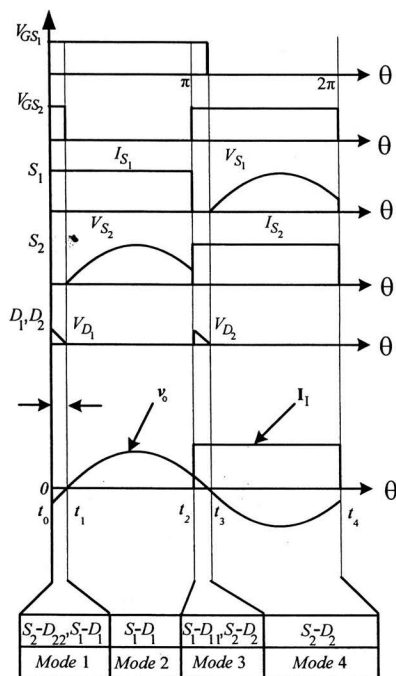
ช่วงที่ 2 (mode2) รูปที่ 3 สวิตช์ S_2 ถูกสั่งให้หยุดนำกระแสจากสัญญาณเกิดเป็นศูนย์ แต่สวิตช์ S_1 และ D_1 เพื่อเก็บพลังงานไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำ (L_{DC})

ช่วงที่ 3 (mode3) ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_2 ถูกสั่งให้ ON สวิตช์ S_1 S_2 และ D_1 จะนำกระแส แต่กระแสจะไม่สามารถไหลผ่านไดโอด D_1 เนื่องจากเป็นแรงดันตกคร่อมเป็นลบเหมือนกับโหมด 1

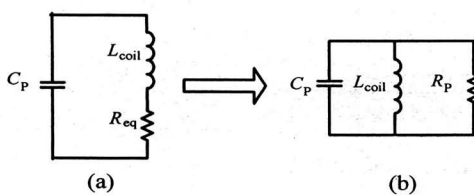
ช่วงที่ 4 (mode4) รูปที่ 3 เมื่อสวิตช์ S_1 และ ไดโอด D_1 จะหยุดนำกระแสไดโอด สวิตช์ S_2 และ ไดโอด D_2 จะนำกระแสทำให้พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (L_{DC}) คายพลังงานมายังโหลด



ภาพที่ 3.2 การทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบอนุกรมและขนาน



ภาพที่ 3.3 รูปคลื่นการทำงาน



ภาพที่ 3.4 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

$$R_p = \frac{R_{eq}^2 + X_{coil}^2}{R_{eq}} \quad (3.1)$$

กำลังไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์

$$P = \frac{v_{o,rms}^2}{R_p} \text{ or } P = i_{coil,rms}^2 R_{eq} \quad (3.2)$$

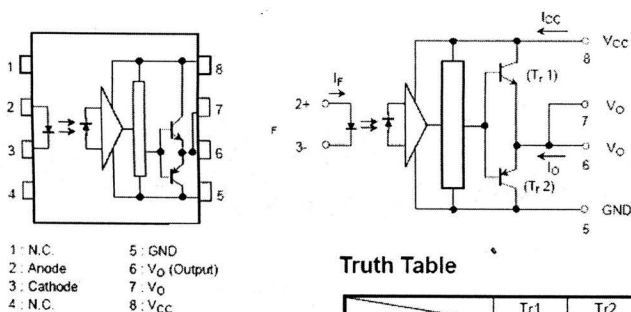
3.3 วงจรขับนำเกต (Gate Driver)

สวิตช์ (IGBT) ต้องการแรงดันเกตเพื่อทำให้เกิดการนำกระแสไฟฟ้าผ่านจากขาคอลเลคเตอร์ (Collector) ผ่านอิมิตเตอร์ (Emitter) แรงดันเกตสามารถจ่ายได้จากวงจรหลาย ๆ แบบ วงจรขับนำเกตควรมีทั้งไบอัสบวกเพื่อนำกระแสและไบอัสลบเพื่อหยุดนำกระแส การที่มีไบอัสลบเพื่อให้ตัวสวิตช์ (IGBT) คัดออกไฟได้เร็วขึ้นและป้องกันการนำกระแสเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนเข้ามาทางขาเกต

วงจรขับนำเกตที่แสดงดังภาพที่ 3.5 วงจรขับเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250 ซึ่งใช้ตัวเชื่อมต่อสัญญาณทางแสงเพื่อแยกโคตสัญญาณทางไฟฟ้ระหว่างวงจรกำลัง (Main Power Circuit) และวงจรควบคุม (Control Circuit) สัญญาณขับนำจากวงจรควบคุมจะเป็นตัวขับ LED ที่อยู่ภายในตัวแยกโคตสัญญาณทางแสงซึ่งทำหน้าที่เพื่อไบอัสทรานซิสเตอร์ Tr1 (NPN) และทรานซิสเตอร์ Tr2 (PNP)

ทรานซิสเตอร์ Tr1 เป็นชนิด NPN ซึ่งต้องการสัญญาณไบอัสเป็นสัญญาณไฟบวก (+) และทรานซิสเตอร์ Tr2 เป็นชนิด PNP ซึ่งต้องการสัญญาณไบอัสเป็นสัญญาณไฟลบ (-)

เมื่อทรานซิสเตอร์ Tr1 และ ทรานซิสเตอร์ Tr2 ได้รับสัญญาณไบอัสเป็นสัญญาณไฟบวก (+) ทำให้ทรานซิสเตอร์ Tr1 นำกระแส และในขณะเดียวกันทรานซิสเตอร์ Tr2 หยุดนำกระแส

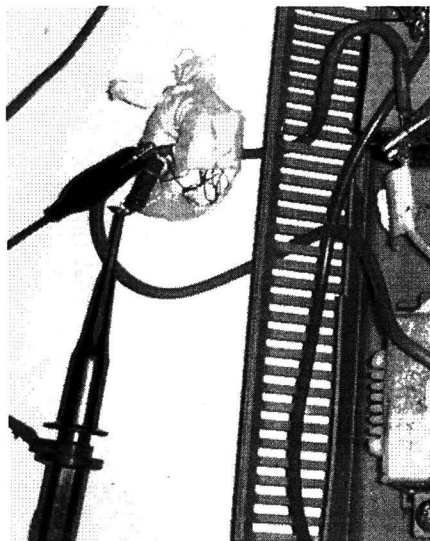


A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

Truth Table

	Tr1	Tr2
Input LED On	On	Off
Input LED Off	Off	On

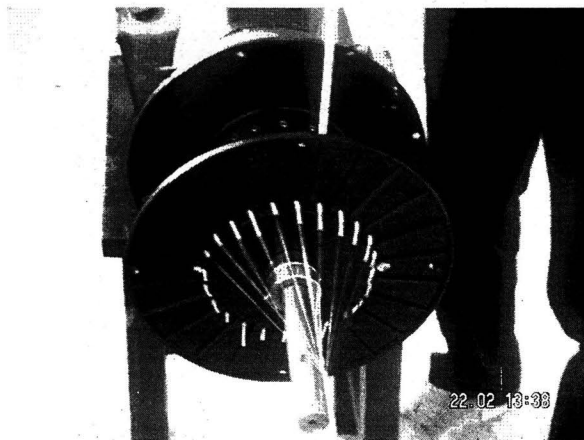
ภาพที่ 3.5 วงจรภายในไอซีเบอร์ TLP250



ภาพที่ 3.7 Current Transformer

3.5 ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

การออกแบบและวิธีการสร้างขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน



ภาพที่ 3.8 การตีเกลียวลวดตัวนำ

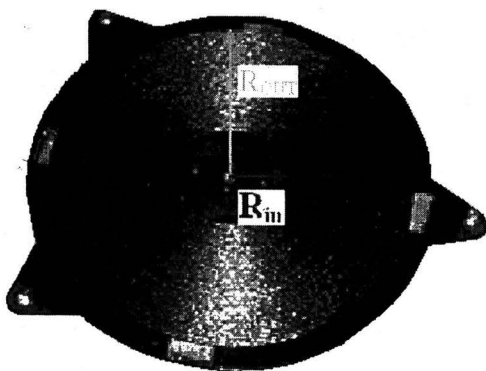
การวิเคราะห์หาวิธีที่จะดีเกลิยขดลวดตัวนำ (Power Coil) โดยใช้วิธีการหารัศมีเฉลี่ยแล้วจึงค่อยหาความยาวของขดลวดตัวนำ (Power Coil)

$$\text{ความยาวของขดลวดตัวนำ (Power Coil)} = \left(\frac{R_{OUT} - R_{IN}}{2} + R_{IN} \right) \times N \times 2\pi \text{ ซม.} \quad (3.3)$$

โดยที่ R_{OUT} คือ รัศมีของขดลวดตัวนำ (Power Coil) วงนอกสุด
 R_{IN} คือ รัศมีของขดลวดตัวนำ (Power Coil) วงในสุด
 N คือ จำนวนรอบของขดลวดตัวนำ (Power Coil)
 ตั้งแต่งในสุดถึงวงนอกสุด

$$\begin{aligned} \text{ความยาวของขดลวดตัวนำ (Power Coil)} &= \left(\frac{8 - 2.4}{2} + 2.4 \right) \times 38 \times 2\pi \quad \text{ซม.} \\ &= 1,250 \quad \text{ซม.} \end{aligned}$$

$$\text{ความยาวของขดลวดตัวนำ (Power Coil)} = 12.5 \quad \text{เมตร}$$



ภาพที่ 3.9 แสดงถึงรัศมีวงในสุด (R_{IN}) และ รัศมีวงนอกสุด (R_{OUT}) ของขดลวดตัวนำ (Power Coil)

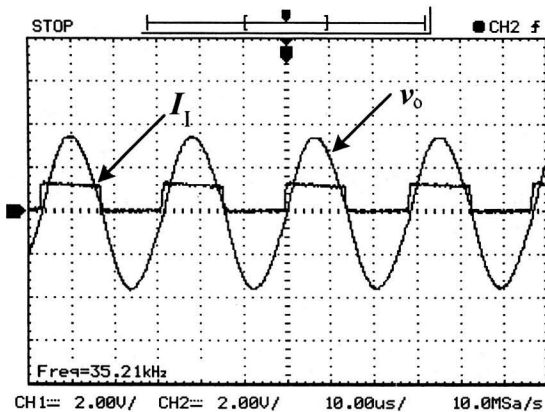
บทที่ 4

ผลการทดสอบ

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบและทดสอบต่างๆ จึงได้ทำการประกอบเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำขึ้น โดยป้อนไฟสลับ 91 โวลต์ เข้าที่วงจรเรียงกระแส หลังจากนั้นทำการทดสอบเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำโดยให้ความร้อนกับภาชนะสเตนเลส ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 12.5 ซม. บรรจุน้ำปริมาตร 0.6 ลิตร โดยสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรขณะทำงานโดยที่น้ำมีอุณหภูมิเท่ากับ 100 องศาเซลเซียส

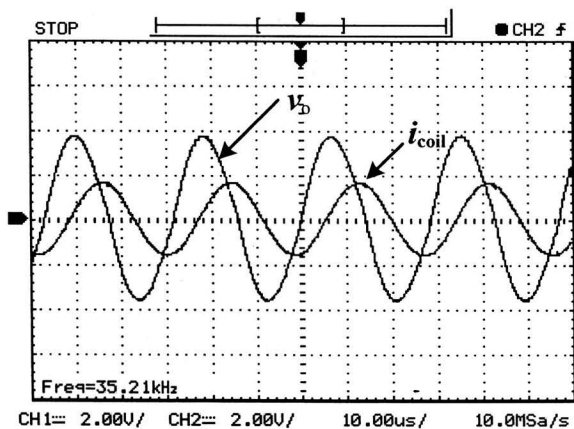
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสชนิดคลาสดี

Item	Symbol	Value
แรงดันด้านเข้า	V_{AC}	91 V_{rms}
ความถี่สวิตช์	f	35.21 kHz
เรโซแนนซ์คาปาซิเตอร์	C_p	0.44 μF
ขดลวดเหนี่ยวนำ	L_{Coil}	40 μH
ความต้านทานของโหลด	R_{eq}	4.8 Ω
สวิตช์	S_1, S_2	IRFP460



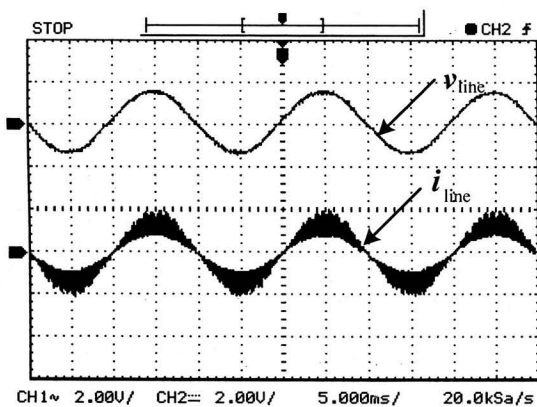
ภาพที่ 4.1 แสดงรูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (V_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (I_l)

(I_l : 20 A/div, V_o : 100 V/div and Time: 2 μs / div.)



ภาพที่ 4.2 แสดงแสดงรูปคลื่นกระแส (i_{coil}) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_o)

(i_{coil} : 40 A/div, v_o : 200 V/div and Time: 2 μ s / div.)

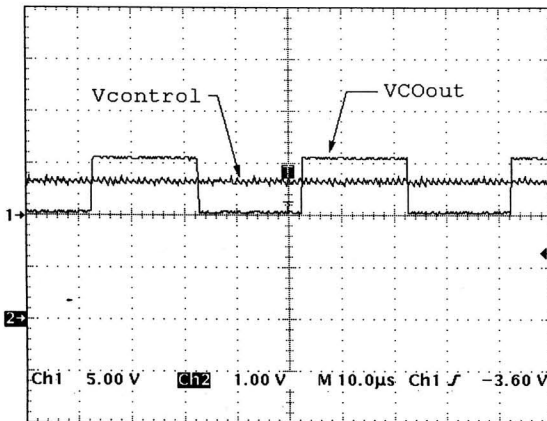


ภาพที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นของกระแสกับแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ที่ 50 Hz

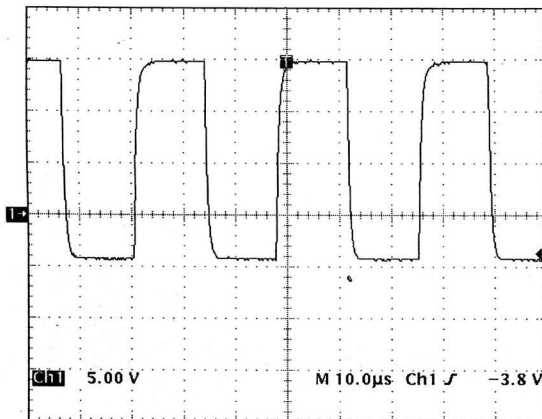
(i_{line} : 10 A/div, v_{line} : 200 V/div and Time: 5 ms / div.)

ภาพที่ 4.1 แสดงรูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (I_f) ความถี่สวิตช์ 35.21 kHz. ภาพที่ 4.2 แสดงแสดงรูปคลื่นกระแส (i_o) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_o) วัดกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ได้ 900 W. ภาพที่ 4.3 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (v_{line}) และกระแสด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (i_{line})

4.1 สัญญาณควบคุม

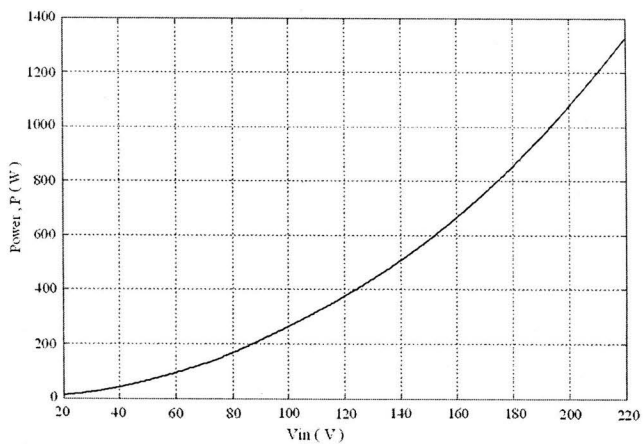


ภาพที่ 4.4 พัลส์ที่ออกมาจากวงจร Voltage Control Oscillator เพื่อนำไปสร้างสัญญาณขับเคลื่อน



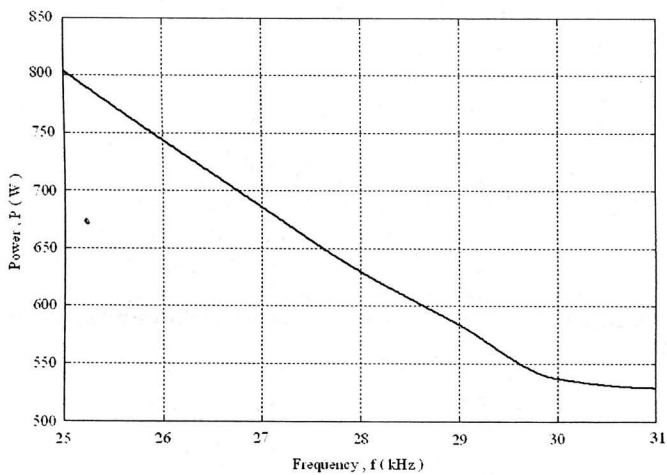
ภาพที่ 4.5 สัญญาณขับเคลื่อนความถี่ 32.8 kHz ที่ Duty cycle 49.6 %

การทดลองนี้ให้ความถี่ที่ 29.44 kHz แล้วเริ่มปรับแรงดันไฟฟ้าลงมา เริ่มต้นที่แรงดันอินพุต 201 V เป็นจุดที่ทำให้ VCE มีค่าที่พิกัดของสวิตช์ (IGBT) ลงมาจนถึง 32.2 V ข้อมูลที่ได้ดังภาพ



ภาพที่ 4.6 แสดงการปรับแรงดัน V_{in} โดยคงค่าความถี่

ค่าที่วัดได้จากการทดลองโดยคงค่าแรงดันอินพุทไว้ที่ประมาณ 140 V แล้วปรับความถี่จาก 25 kHz ไปจนถึง 31 kHz



ภาพที่ 4.7 แสดงการปรับความถี่ โดยคงค่าแรงดัน V_{in}

บทที่ 5

สรุปผลงานวิจัย

จากการศึกษาและสร้างเตาหุงต้มแบบเหนียวนา คลาสดีแหล่งจ่ายกระแส ที่มีการควบคุมควบคุม มุมเฟสในการทำงานคงที่ สามารถสรุปและเสนอแนะได้ดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผล

เตาหุงต้มแบบเหนียวนาความถี่สูงซึ่งใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสชนิดคลาสดี มีการต่อโหลด แบบขนาน สามารถให้ความร้อนแก่ภาชนะแตนเลสที่บรรจุน้ำปริมาตร 0.6 ลิตร ได้ภายในเวลา 2.30 นาที โดยมีความถี่ใช้งานคงที่ 35.21 kHz กำลัง ค่ากำลังไฟฟ้าสามารถปรับโดยทำการปรับความถี่ใช้งานกับ แรงดันอินพุต สรุปข้อดีของงานวิจัยนี้

1. การสูญเสียขณะสวิตช์ต่ำเนื่องจากการเป็นสวิตช์ที่กระแสศูนย์
2. ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงเนื่องจากใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันด้านเข้ามีค่าต่ำ
3. สามารถทำงานขณะไม่มีโหลดได้ เนื่องจากกระแสต่ำ
4. อุปกรณ์น้อยเมื่อเทียบกับวงจรครึ่งบริดจ์และเต็มบริดจ์

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้เป็นอุปกรณ์สวิทซ์จึงมีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนกับวงจร อิเล็กทรอนิกส์ เช่นเดียวกับขนาดของสายไฟที่เดินอยู่ในวงจรควรจะมีการติดฉนวนเพื่อลดสัญญาณ รบกวนจากภายนอกได้
2. เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์ใช้วงจรเฟสล็อกคูลในการควบคุม ดังนั้นจึงควรมีการพัฒนาให้มี วงจรปรับปรุง เพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านเข้าโดยให้แรงดันลิตซ์บัสเรียบ เพื่อป้องกันวงจรเฟสล็อกคูลทำงาน ผิดพลาด ซึ่งอาจส่งผลให้สวิทซ์เสียหาย เนื่องจากกระแสเกินได้
3. วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสเหมาะสมที่จะนำมาเป็นเตาไฟฟ้าทำอาหารได้ดังที่กล่าว มาแล้ว แต่เนื่องจากอุปกรณ์ยังมีขนาดใหญ่อยู่ ดังนั้นในอนาคตยังสามารถที่จะลดขนาดลงได้อีก

เอกสารอ้างอิง

1. E.J. Davies, J. and Simpson, P., 1979, *Induction Heating Handbook*, McGraw-Hill, UK.
2. Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2007, "A High-Frequency Induction Cooker using Quasi-resonant Converter", *ECTI-CONFERENCE 2007* pp.378-381.
3. Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2008, "Asymmetrical control with Phase Lock Loop for Induction Cooking Appliances", *ECTI-CONFERENCE 2008* pp. 1013-1016
4. C. Chuenwattanapraniti, C. koompai and V. Monyakul "Half-Bridge Current Fed Inverter Power Supply for Forging Application," *25th Electrical Engineering Conference*, Thailand, pp. 97 – 101, 2002
5. Viriya, P.; Sittichok, S.; Matsuse, K.; "Analysis of High-Frequency Induction Cooker with Variable Frequency Power Control," *PCC Osaka 2002*, vol.3, April, pp. 1507 - 1502
6. Nam-Ju Park, Dong-Yun Lee, and Dong-Seok Hyun, "A Power-Control Scheme With Constant Switching Frequency in Class-D Inverter for Induction-Heating Jar Application", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, June
7. 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.
8. José M. Espí Huerta, Enrique J. Dede García Santamaría, Rafael García Gil, and Jaime Castelló Moreno, "Design of the L-LC Resonant Inverter for Induction Heating Based on Its Equivalent SRI," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no.6, Dec 2007
9. L. Grajales and F. C. Lee "Control system design and small-signal analysis of a phase-shift controlled series-resonant inverter for induction heating," *IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC)*, 1995, pp. 450–456

ภาคผนวก ก
DATA SHEET

International Rectifier

PD- 91575B

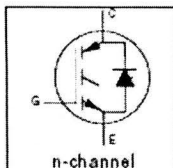
IRG4PH50KD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Short Circuit Rated
UltraFast IGBT

Features

- High short circuit rating optimized for motor control, $t_{sc} = 10\mu s$, $V_{CE} = 720V$, $T_J = 125^\circ C$, $V_{GE} = 15V$
- Combines low conduction losses with high switching speed
- Tighter parameter distribution and higher efficiency than previous generations
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultrasoft recovery antiparallel diodes



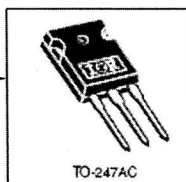
$$V_{CES} = 1200V$$

$$V_{CE(on)} \text{ typ.} = 2.77V$$

$$@V_{GE} = 15V, I_C = 24A$$

Benefits

- Latest generation 4 IGBT's offer highest power density motor controls possible
- HEXFRED™ diodes optimized for performance with IGBTs. Minimized recovery characteristics reduce noise, EMI and switching losses
- This part replaces the IRGPH50KD2 and IRGPH50MD2 products
- For hints see design tip 97003



TO-247AC

Absolute Maximum Ratings

Parameter		Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
$I_C @ T_C = 25^{\circ}C$	Continuous Collector Current	45	A
$I_C @ T_C = 100^{\circ}C$	Continuous Collector Current	24	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	90	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	90	
$I_F @ T_C = 100^{\circ}C$	Diode Continuous Forward Current	16	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	90	
t_{sc}	Short Circuit Withstand Time	10	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^{\circ}C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^{\circ}C$	Maximum Power Dissipation	79	
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	$^{\circ}C$
T_{STG}	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 In. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	Junction-to-Case - IGBT	—	0.64	$^\circ C/W$
R_{JCD}	Junction-to-Case - Diode	—	0.83	$^\circ C/W$
R_{CS}	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	$^\circ C/W$
R_{JA}	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	40	$^\circ C/W$
WT	Weight	—	6 (0.21)	g (oz)

www.irf.com

1
7/7/2000

IRG4PH50KD

International
IOR RectifierElectrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{BR}(CES)$	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{BR}(CES)/\Delta T_J$	—	0.91	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(sat)}$	—	2.77	3.5	V	$I_C = 24A$ $I_C = 45A$ $I_C = 24A, T_J = 150^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 2, 5
$V_{GE(th)}$	8.0	—	8.0	V	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	—	-10	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fs}	13	19	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 24A$
I_{CES}	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V$
	—	—	6500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V, T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{FM}	—	2.5	3.5	V	$I_C = 16A$ See Fig. 13
	—	2.1	3.0		$I_C = 16A, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_2	—	180	270	nC	$I_C = 24A$ $V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 8
Q_{ge}	—	25	38	nC	
Q_{gc}	—	70	110	nC	
$t_{j(on)}$	—	87	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 24A, V_{CC} = 900V$ $V_{GE} = 15V, R_g = 5.0\Omega$
t_r	—	100	—	ns	
$t_{j(off)}$	—	140	900	ns	
t_f	—	200	900	ns	
E_{on}	—	3.80	—	mJ	Energy losses include "tail" and diode reverse recovery See Fig. 9, 10, 18
E_{off}	—	1.90	—	mJ	
E_{is}	—	5.73	7.9	mJ	
t_{sc}	10	—	—	μs	$V_{CC} = 720V, T_J = 125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15V, R_g = 5.0\Omega$
$t_{j(on)}$	—	67	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$ See Fig. 10, 11, 18
t_r	—	72	—	ns	
$t_{j(off)}$	—	310	—	ns	
t_f	—	390	—	ns	
E_{is}	—	9.98	—	mJ	Energy losses include "tail" and diode reverse recovery
L_E	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C_{iss}	—	2800	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ See Fig. 7
C_{oss}	—	140	—	pF	
C_{res}	—	59	—	pF	$f = 1.0MHz$
t_{rr}	—	90	135	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ See Fig. 14
I_{rr}	—	164	245	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ See Fig. 15
Q_{rr}	—	260	675	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ See Fig. 16
dI_{rr}/dI	—	690	1830	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ See Fig. 17

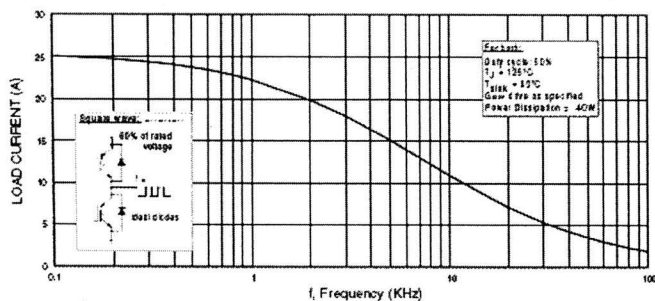


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

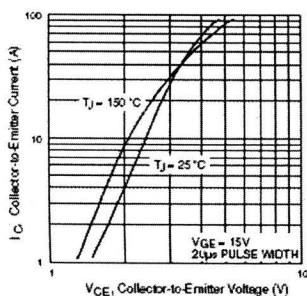


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

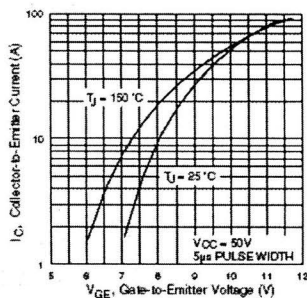


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

IRG4PH50KD

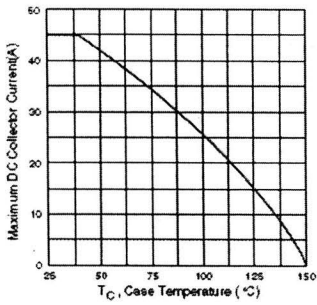
International
IOR Rectifier

Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

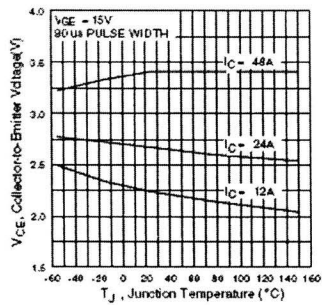


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

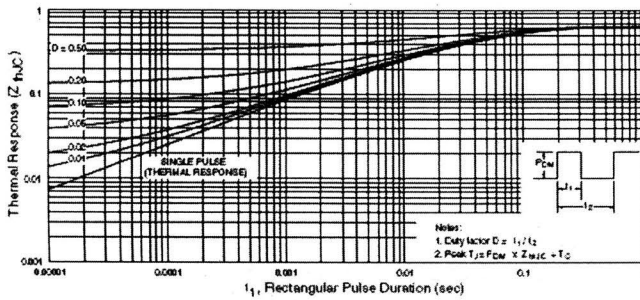


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRG4PH50KD

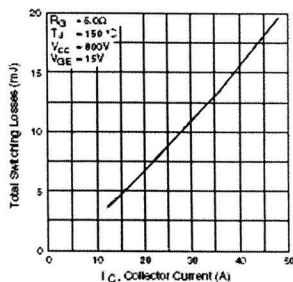
International
IOR Rectifier

Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector Current

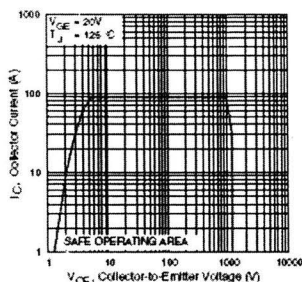


Fig. 12 - Turn-Off SOA

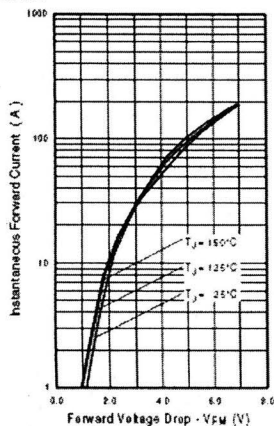


Fig. 13 - Typical Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

International
IRG Rectifier

IRG4PH50KD

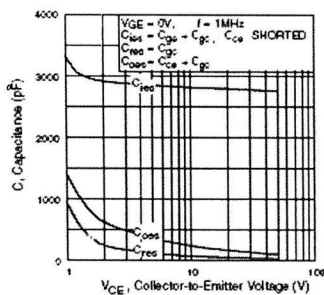


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

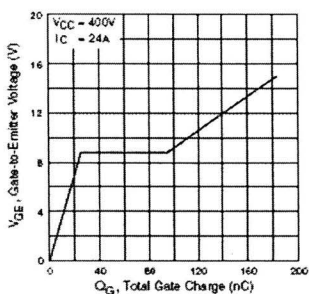


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

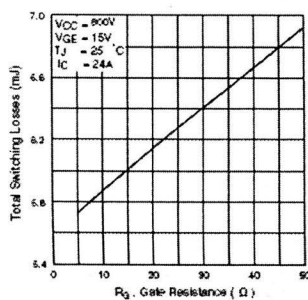


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

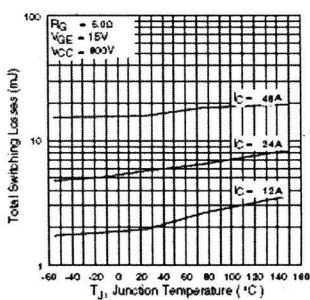


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

International
IR Rectifier

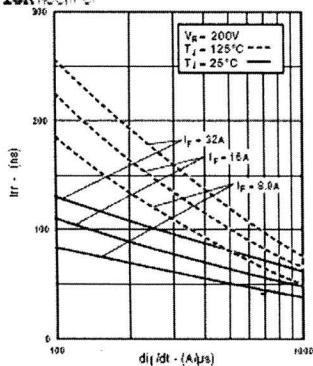


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di/dt

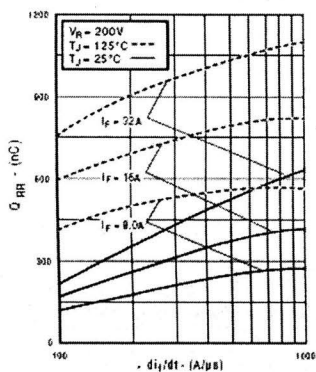


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di/dt

www.irf.com

IRG4PH50KD

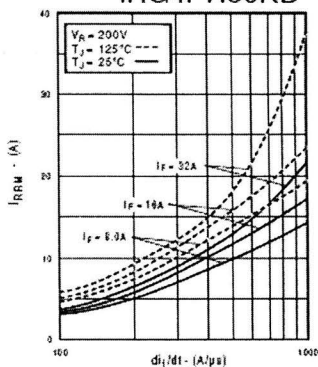


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di/dt

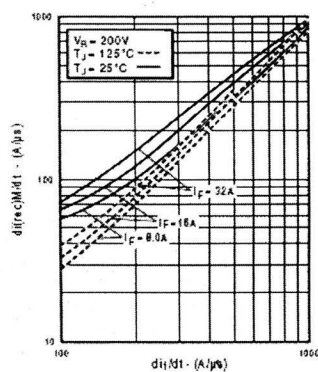


Fig. 17 - Typical $di_{(recM)}/dt$ vs. di/dt

IRG4PH50KD

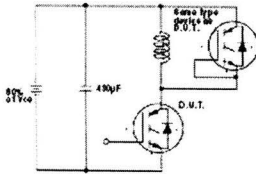
International
IOR Rectifier

Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_M , E_{on} , E_m , E_{off} , t_r , Q_r , I_M , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

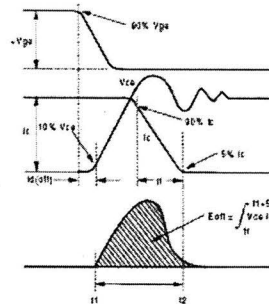


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_m , $t_{d(on)}$, t_r

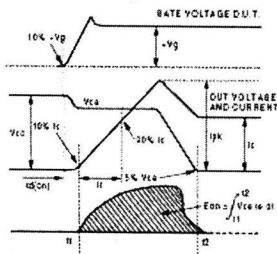


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_m , $t_{d(on)}$, t_r

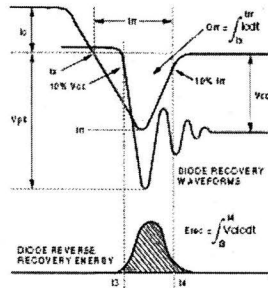


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_r , t_r , Q_r , I_M

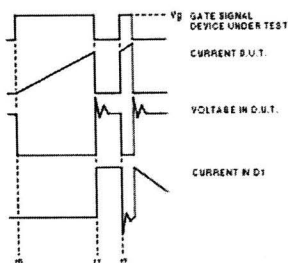


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

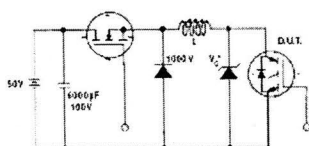


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

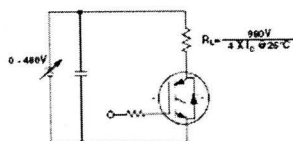


Figure 20. Pulsed Collector Current Test Circuit

TOSHIBA

TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ined & Photo-IC

TLP250

Transistor Inverter
Inverter For Air Conditioner
IGBT Gate Drive
Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated phototransistor.
This unit is 8 lead DIP package.
TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_{FT}(max)$
- Supply current I_C ($V_{CC}=15V$, max.)
- Supply voltage V_{CC} : 10-25V
- Output current I_O : 41.5A (max.)
- Switching time $t_{r1}, t_{f1}, t_{r2}, t_{f2}$: 1.5µs (max.)
- Isolation voltage: 2500Vrms (min.)
- UL recognized: UL1577, E4 No. E67540
- Option (D4) type

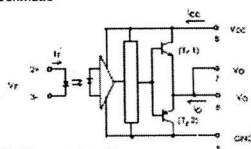
VDE approved: DIN VDE 0884-05 92 certificate No. 76829

Maximum operating insulation voltage: 650Vrms

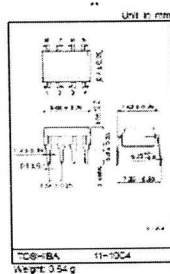
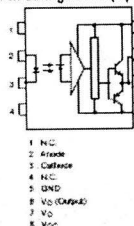
Highest permissible over voltage: 4000Vrms

(Note: When a VDE884 approved type is needed, please designate the "option (D4)".

- Creepage distance: 6.4mm (min.)
- Clearance: 6.4mm (min.)

Schematic

A 0.1µF bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5)

**Pin Configuration (top view)****Truth Table**

	F1	F2
Input LED	On	Off
Output	On	On

2004-06-25

TOSHIBA**TLP260****Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)**

Characteristic		Symbol	Rating	Unit
LED	Forward current	I_F	20	mA
	Forward current derating (Ta > 75°C)	$\Delta I_F / \Delta T$	-0.35	mA/°C
	Peak forward current (Note 1)	$I_{F(PK)}$	1	A
	Reverse voltage	V_R	5	V
Junction temperature		Tj	125	°C
Driver	100µs output current (Pw ≤ 2.5µs f ≤ 10kHz) (Note 2)	$I_{OH(100)}$	-1.5	A
	100µs output current (Pw ≤ 2.5µs f ≤ 10kHz) (Note 2)	$I_{OL(100)}$	+1.5	A
	Output voltage (Ta ≤ 75°C)	V_O	35	V
			24	
	Supply voltage (Ta ≤ 75°C)	V_{CC}	35	V
			24	
	Output voltage derating (Ta > 75°C)	$\Delta V_O / \Delta T$	-0.73	V/°C
	Supply voltage derating (Ta > 75°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T$	-0.73	V/°C
	Junction temperature	Tj	125	°C
	Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz
Operating temperature range		T _{op}	-30~65	°C
Storage temperature range		T _{stg}	-55~125	°C
Lead soldering temperature (10 s) (Note 4)		T _{sol}	260	°C
Isolation voltage (AC, 1 min, R.M.S. 60Hz) (Note 5)		BV _D	2500	Vrms

Note 1: Pulse width Pw ≤ 1µs, 200pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, I_{OH} ≤ -1.0A, I_{OL} ≤ 2.5A; I_{OH} ≤ -1.0A, I_{OL} ≤ 2.5A

Note 4: L is 2 mm or more from a lead foot

Note 5: Device considered a two terminal device. Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together

Note 6: A ceramic capacitor(0.1µF) should be connected from pin 6 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Input current, on (Note 7)	$I_{IO(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{IO(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	30	20 V
Peak output current	$I_{OH(O/PK)}$	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T_{op}	-20	25	70	85 °C

Note 7: input signal rise time (fall time) < 0.5 µs

TOSHIBA**TLP250**

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Input forward voltage	V _{IF}	—	I _F = 10 mA, T _a = 25°C	—	1.8	1.8	V
Temperature coefficient of forward voltage	ΔV _{IF} /ΔT _a	—	I _F = 10 mA	—	-2.0	—	mV/°C
Input reverse current	I _I	—	V _{IF} = 5V, T _a = 25°C	—	—	10	μA
Input capacitance	C _{IF}	—	V = 0, f = 1MHz, T _a = 25°C	—	40	280	pF
Output current	"H" level I _{OH}	3	V _{CC} = 30V V _{IF} = 10 mA V _{IF} = 2.4V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level I _{OL}	2	V _{CC} = 30V V _{IF} = 0 V _{IF} = 2.6V	0.5	2	—	A
Output voltage	"H" level V _{OH}	4	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	11	12.8	—	V
	"L" level V _{OL}	5	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	—	-14.2	-12.5	V
Sinking current	"H" level I _{OH}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA T _a = 25°C	—	—	2	mA
	"L" level I _{OL}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA T _a = 25°C	—	—	11	mA
Threshold input current	"Output L→H"	I _{TH}	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 200Ω, V _{IF} = 0V	—	1.2	5	mA
Threshold input voltage	"Output H→L"	V _{TH}	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 200Ω, V _{IF} = 0V	0.8	—	—	V
Supply voltage	V _{CC}	—	—	10	—	30	V
Capacitance (input-output)	C _I	—	V _{IF} = 0, f = 1MHz T _a = 25°C	—	1.0	2.0	pF
Resistance (input-output)	R _I	—	V _{IF} = 500V, T _a = 25°C R _L = 50%	1×10 ⁻¹²	10 ⁻¹⁴	—	Ω

* All typical values are at T_a = 25°C. (†): Duration of t_{IC} time ≤ 50μs

TOSHIBA

TLP250

Switching Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit	
Propagation delay time	L→H H→L	t _{pdL} t _{pdH}	I _t = 8mA (Note 7) V _{CC1} = +15V, V _{CE1} = -15V R _L = 200Ω	—	0.15	0.6	μs	
Output rise time	t _r	t _r		—	0.15	0.6		
Output fall time	t _f			—	—	—		
Common mode transient immunity at high-level output	C _{MH}	f	V _{CM} = 800V, I _t = 8mA V _{CC} = 30V, I _s = 25°C	-5000	—	—	V/μs	
Common mode transient immunity at low-level output	C _{ML}	f	V _{CM} = 800V, I _t = 8mA V _{CC} = 30V, I _s = 75°C	9000	—	—	V/μs	

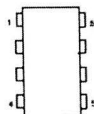
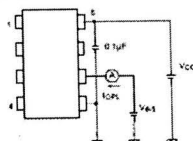
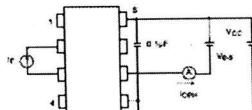
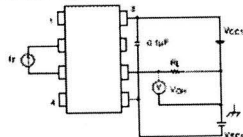
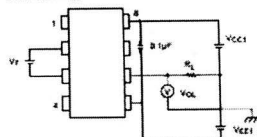
* All typical values are at Ta = 25°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs

TOSHIBA

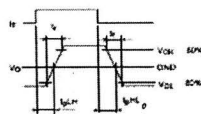
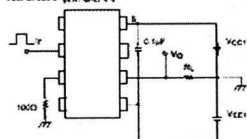
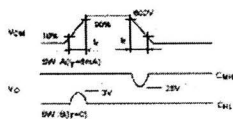
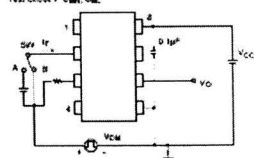
TLP250

Test Circuit 1

Test Circuit 2: I_{CIS} Test Circuit 3: I_{CPS} Test Circuit 4: V_{OH} Test Circuit 5: V_{OL} 

TOSHIBA

TLP250

Test Circuit 6: t_{rH} , t_{rL} , t_{dL} Test Circuit 7: C_{in} , C_{out} 

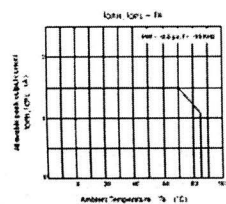
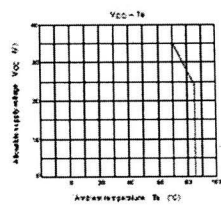
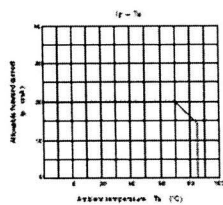
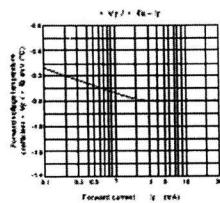
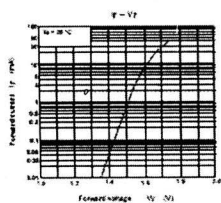
$$C_{in} = \frac{\Delta V_{in}}{\Delta V_{out}}$$

$$C_{out} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}}$$

$C_{in}(V_{CM})$ is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the (on) (off) state.

TOSHIBA

TLP250



2004-06-25

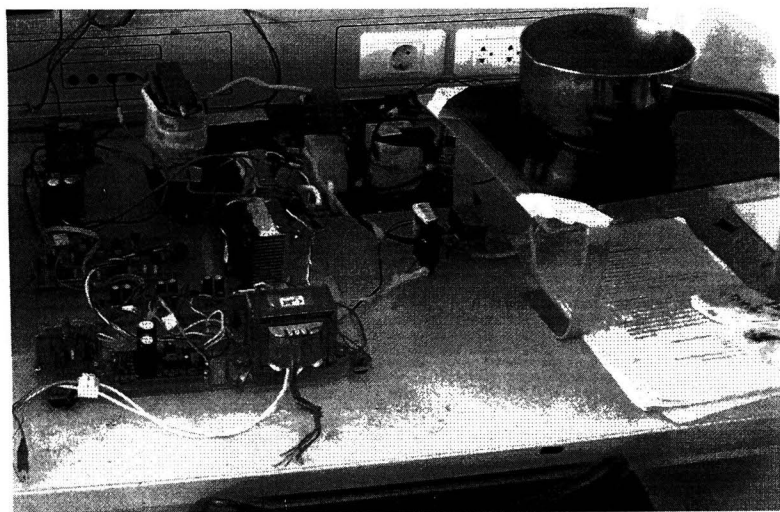
RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringement of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of TOSHIBA or others.
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property.
In developing your design, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook," etc.
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronic applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires enhanced (extra high quality and/or reliability) or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage includes atomic energy control instruments, aerospace or spacecraft instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- TOSHIBA products should not be embedded to the downstream products which are prohibited to be produced and sold, under any law and regulations.
- GaAs(Gallium Arsenide) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or desolve chemically.

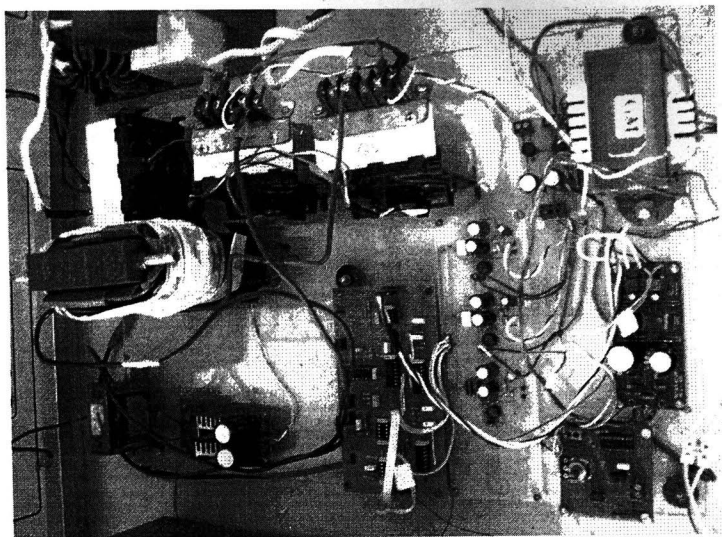
ภาคผนวก ข



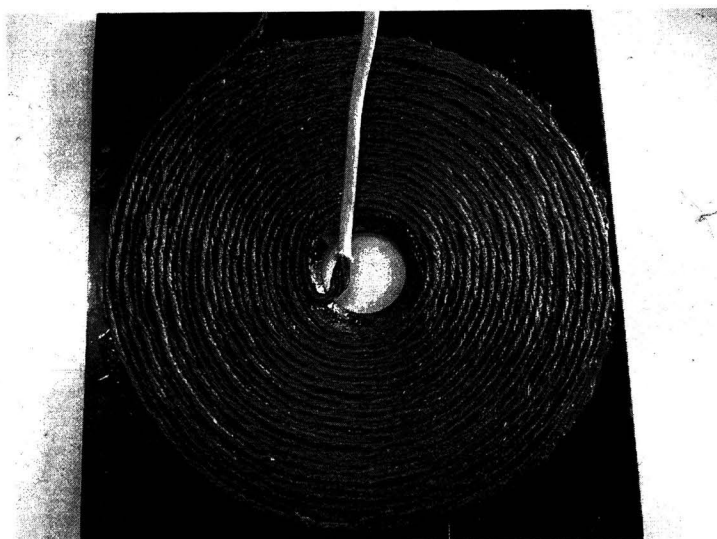
รูปที่ ข.1 กะทะและเตาขณะใช้งาน



รูปที่ ข.2 เครื่องต้นแบบ



รูปที่ ข.3 วงจรกำลังและวงจรควบคุม



รูปที่ ข.3 ขดลวดเหนี่ยวนำ

ภาคผนวก ค
บทความตีพิมพ์



Class D Current-source Inverter for Induction Cooking Appliances

Vichian Hathairatsiri and Saichol Chudjuarjeen

Department of electrical and Telecommunication engineering,
Rajamangala University of Technology Krungthep, Bangkok, Thailand
E-mail: c_somchai2@hotmail.com

Abstract

A class D current source inverter for induction cooking power supplies is proposed in this paper. Switching devices operate in zero-current soft switching mode. Both IGBTs are driven with respect to ground. The input inductor uses about 1.3 mH for shaping the line current nearly sinusoid. The inverter has been operated at 35.7 kHz. The output power transferred to the load is 900 watts. It can heat the water about 0.6 liters from room temperature to approximately 100°C within 2.30 minutes with unity power factors on the input side.

Keywords: class D current source inverter, induction cooking, parallel resonant

1. 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.

The topologies of current source inverter which used in induction heating applications are full-bridge and half-bridge inverter. For the low power the half-bridge inverter has more appropriate than full-bridge inverter due to the half-bridge inverter has 2 switches. However the half-bridge current source inverter has much loss at the two high frequency inductors.

Generally, the control of current source inverter needed for control at the resonant frequency. Due to the load is parallel resonant circuit. For the non ferromagnetic load which has a high quality factor. The inductance of induction load has a little variation, so the phase lock-loop is not needed.

This paper describes a class D current source inverter for induction cooking appliance. The control operates at a fixed switching frequency that is higher than its resonant frequency, it can maintain ZCS operation in the wide range load. The operation principles of control strategy are investigated and validity is verified by experimental results.

2. Current Source Inverter

The parallel resonant inverter or current source inverter needs a switch that can block a bipolar voltage. It can make appropriate switching action by connecting a switch and diode in series. The output voltage 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-current soft-switching which reduces loss at IGBTs switches and protects spike voltage. The voltage across switch has both positive and negative values. The positive voltage is blocked by IGBT and negative voltage is blocked by diodes.



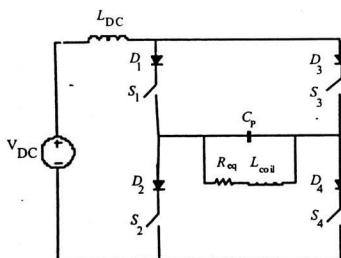


Fig. 1. Full-bridge current source inverter.

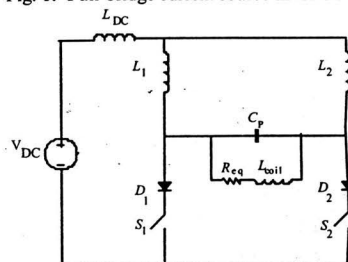


Fig. 2. Half-bridge current source inverter.

3. Parallel Resonant ZCS-PWM Inverter

Fig. 3 shows the parallel class D current source inverter for induction heating application. The inverter consists of two switches (S_1 , S_2) with blocking diodes (D_1 , D_2), a resonant capacitor (C_p), a DC inductor (L_{DC}) and an induction coil that comprises of a series combination of resistance (R_{eq}) and coil inductance (L_{coil}).

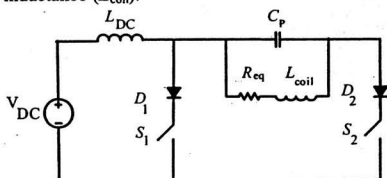


Fig. 3. A parallel class D current source inverter.

As shown in Fig. 4, four modes of operation exist within one switching cycle. The corresponding circuit topology for each mode of operation is illustrated in Fig. 5. The analysis is as follows. 1) Mode 1 (t_0-t_1): While switch S_1

and diode D_1 are on, at $t = t_0$, switches S_1 and S_2 receive positive gating signals. The negative voltage appears at the diode D_2 . 2) Mode 2 (t_1-t_2): At $t = t_1$, While switch S_1 and diodes D_1 still conducts, switch S_2 and the antiparallel diode D_{22} are off, the positive output voltage switch appears at S_2 and diode D_2 . And ZCS operation is achieved. During this mode 3) Mode 3 (t_2-t_3): At $t = t_2$, the switch S_1 is turned off. Similar to that in Mode 1, and the diode D_{11} starts conducting positive. The negative voltage appears at the diode D_1 . 4) Mode 4 (t_3-t_4): At $t = t_3$, when the diodes D_{11} and D_1 are off, the switch S_2 and diode D_2 conduct and the ZCS condition is achieved. During this mode, the output voltage v_o becomes negative. Therefore, the one-cycle operation of the full-bridge inverter is completed. The next operating cycle continues to repeat from modes 1 to 4.

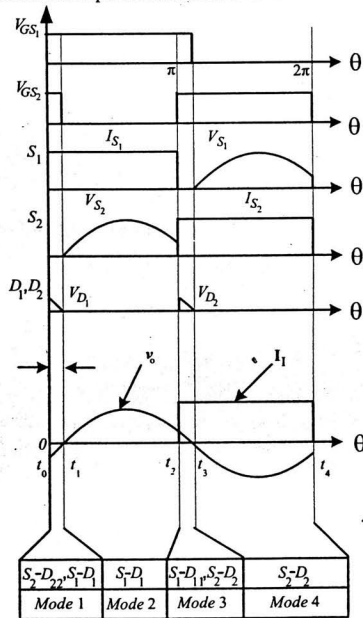


Fig. 4. Typical voltage, current and gate signals

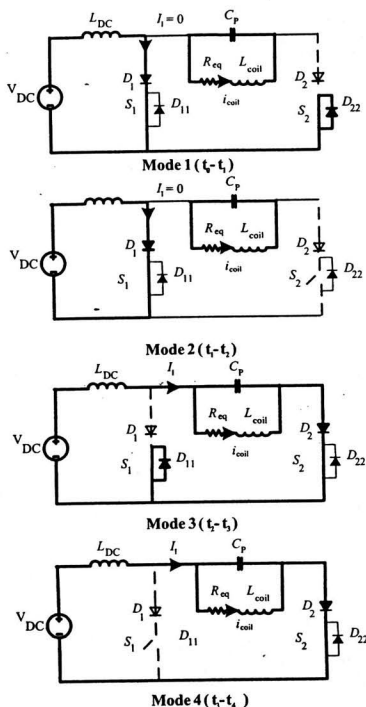


Fig. 5. Operation modes of the Inverter

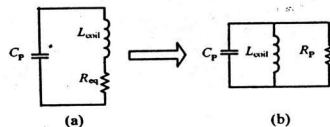


Fig. 6. Changing series circuit to parallel circuit Equivalent.

$$R_p = \frac{R_{eq}^2 + X_{ms}^2}{R_{eq}} \quad (1)$$

The average output power P can be obtained as

$$P = \frac{V_o^2}{R_p} \text{ or } P = I_{coil,rms}^2 R_{eq} \quad (2)$$

TABLE I
DESIGN SPECIFICATION AND CIRCUIT PARAMETERS

Item	Symbol	Value
Input Voltage	V_{AC}	91 V _{rms}
Switching Frequency	f	35.21 kHz
Parallel resonant capacitor	C_p	0.44 μ F
Induction coil inductor	L_{coil}	40 μ H
Equivalent resistor (with workpiece)	R_{eq}	4.8 Ω
Switches	S_1, S_2, S_3, S_4	IRFP460

4. Experimental Results

To verify the validity of the proposed topology and control scheme, a hardware experiment is performed using parameter in Table I.

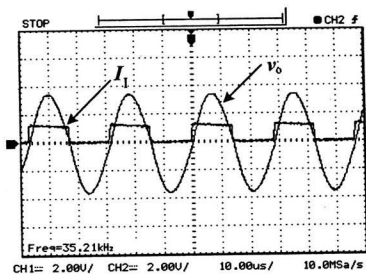


Fig. 7. v_o and I_i waveforms at 108.7 kHz (I_i : 20 A/div, v_o : 100 V/div and Time: 2 μ s / div.)

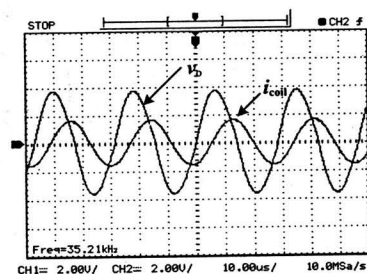


Fig. 8. v_o and i_{coil} waveforms at 108.7 kHz (i_{coil} : 40 A/div, v_o : 200 V/div and Time: 2 μ s / div.)

From Experimental result it can be seen that the inverter operates at ZVS conditions every situation which is the lowest switching frequency.

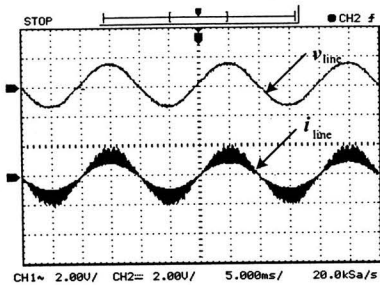


Fig. 9. v_{line} and i_{line} waveforms at 50 Hz (i_{line} : 10 A/div, v_{line} : 200 V/div and Time: 5 ms / div.)

5. Conclusion

A class D current source inverter can use for induction cooking application with constant switching frequency. The resonant frequency increased when parameters (L_{Coil} , R_{eq}) change. And the point of constant switching frequency still maintains ZCS operation. So the phase-locked loop is not need in this application. The small dc inductor can use in this topology. Experimental studies are performed to verify the proposed control method. The main advantages of this inverter are characterized as follows; Applicable to non-magnetic load such as aluminum as well as magnetic load and the reduction in size and weight.

6. Acknowledgment

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

7. References

- [1] E.J. Davies, J. and Simpson, P., 1979, *Induction Heating Handbook*, McGraw-Hill, UK.
- [2] Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2007, "A High-Frequency Induction Cooker using Qusai-resonant Converter", ECTI-CONFERENCE 2007 pp.378-381.
- [3] Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2008, "Asymmetrical control with Phase Lock Loop

for Induction Cooking Appliances", ECTI-CONFERENCE 2008 pp. 1013-1016

[4] C. Chuenwattanapraniti, C. koompai and V. Monyakul "Half-Bridge Current Fed Inverter Power Supply for Forging Application," 25th *Electrical Engineering Conference*, Thailand, pp. 97 – 101, 2002

[5] Viriya, P.; Sittichok, S.; Matsuse, K.; "Analysis of High-Frequency Induction Cooker with Variable Frequency Power Control," PCC Osaka 2002, vol.3, April, pp. 1507 - 1502

[6] Nam-Ju Park, Dong-Yun Lee, and Dong-Seok Hyun,"A Power-Control Scheme With Constant Switching Frequency in Class-D Inverter for Induction-Heating Jar Application", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, June

[7] 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.

[8] José M. Espí Huerta, Enrique J. Dede García Santamaría,Rafael García Gil, and Jaime Castelló Moreno , " Design of the L-LC Resonant Inverter for Induction Heating Based on Its Equivalent SRI ," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no.6,Dec 2007

[9] L. Grajales and F. C. Lee "Control system design and small-signal analysis of a phase-shift controlled series-resonant inverter for induction heating," *IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC)*, 1995, pp. 450–456

เตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำความร้อนโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด แหล่งจ่ายกระแสแบบคลาสติ

Class D Current source Inverter for Induction cooking appliances

วิเชียร หทัยรัตน์ศิริ สายชล ขุดเจือจัน

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ กรุงเทพมหานคร

E-mail: c_somchai2@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสำหรับงานหุงต้มโดยใช้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสชนิดคลาสติ มีการสวิตช์ที่กระแสเป็นศูนย์ เพื่อช่วยลดกำลังสูญเสียขณะทำงาน อุปกรณ์สวิตช์ใช้กราวด์ร่วมกัน ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสมีค่า 1.3 mH เพื่อให้กระแสอินพุตด้านเข้าเป็นรูปไซน์ เครื่องต้นแบบมีขนาด 900 วัตต์ ทำงานในที่ความถี่ 35.7 กิโลเฮิรตซ์ สามารถให้ความร้อนแก่น้ำที่มีปริมาตร 0.6 ลิตร จากอุณหภูมิห้องถึง 100 องศาเซลเซียสได้ภายในเวลา 2.30 นาที โดยมีค่าตัวประกอบกำลังขาเข้าเท่ากับ 1

คำสำคัญ อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสชนิดคลาสติ เตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ เเรโซแนนซ์แบบขนาน

Abstract

A class D current source inverter (CSRI) for induction cooking power supplies is proposed in this paper. Switches devices operate in zero-current soft switching mode. Both IGBT are driven with respect to ground. The input inductor use about 1.3 mH for shaping the line current nearly sinusoid. The inverter has been operated at 35.7 kHz. The output power transferred to the load is 900 watts. It can heat the water about 0.6 liters from room temperature to approximately 100°C within 2.30 minutes with unity power factors on the input side.

Keywords: class D current source inverter, induction cooking, parallel resonant

1. บทนำ

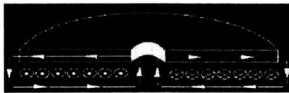
ในปัจจุบันการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่อาศัยหลักการการทำงานของอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงได้ถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมกันอย่างแพร่หลาย โดยความถี่ที่ใช้สามารถปรับให้เหมาะสมกับชนิดของงานและขนาดของชิ้นงานได้ ลักษณะโดยทั่วไปของอินเวอร์เตอร์ที่ถูกนำมาใช้ในงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบ่งตามลักษณะของแหล่งจ่ายได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่และอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสคงที่ โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสคงที่จะมีข้อดีกว่าอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ คือ ระบบมีการป้องกันกระแสสูงขณะเกิดลัดวงจรและในสภาวะที่ไม่มีชิ้นงานไม่ทำให้เกิดกระแสสูงเนื่องจากถูกจำกัดที่แหล่งจ่ายกระแสซึ่งแตกต่างจากอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่

แหล่งจ่ายกระแสตรงสำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสเหนี่ยวนำใช้วงจรเรียงกระแสโดยใช้เอสซีอาร์ ที่สามารถควบคุมกำลังได้โดยการปรับมุมเฟสของเอสซีอาร์ โดยวงจรเรียงกระแสนี้จะต่ออนุกรมเข้ากับตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่เพื่อกรองกระแสให้เรียบ แล้วจึงส่งผ่านพลังงานไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งถ้าค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำไม่พอจะส่งผลทำให้กระแสไม่เรียบ ทำให้การควบคุมกำลังทำได้ยากและส่งผลกระทบต่อกรควบคุมที่วงจรอินเวอร์เตอร์ทำให้วงจรควบคุมมูสเฟส(เฟสล็อกลูป) ทำงานผิดพลาด ส่งผลให้เกิดแรงดันสูงที่สวิตช์ไอจีบีทีทำให้เกิดความเสียหายได้ ดังนั้นเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดแหล่งจ่ายโดยทั่วไปในปัจจุบัน จึงจำเป็นต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำสูง จึงมีขนาดใหญ่ และราคาสูง บทความนี้นำเสนอเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสำหรับงานหุงต้มโดยใช้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสชนิดคลาสติ ทำงานที่ความถี่คงที่ที่มีการสวิตช์ที่กระแสเป็นศูนย์ ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแสออกแบบให้มีค่าน้อยสุด

2. หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

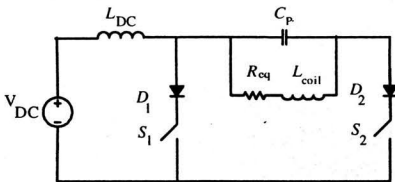
การเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นหลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนกับชิ้นงานที่เป็นตัวนำไฟฟ้า โดยสนามแม่เหล็กเปลี่ยนแปลงคล้อยตามชิ้นงานจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลวนก่อให้เกิดความร้อนขึ้นในชิ้นงาน ความร้อนขึ้นกับปริมาณของกระแสไหลวนและความต้านทานของชิ้นงาน ความร้อนลึกลงไปในเนื้อผิว (δ) เป็นไปตามสมการ (1) จะขึ้นอยู่กับความต้านทานจำเพาะ (ρ) ความซึมซาบแม่เหล็ก (μ) ของชิ้นงาน และความถี่ (f) ความร้อนที่เกิดขึ้นจะส่งผลให้ค่าตัวแปรในสมการเปลี่ยนไป เพื่อลดการเปลี่ยนแปลงจึงมีการระบายความร้อนด้วยน้ำให้กับขดลวดที่ให้ความร้อนกับชิ้นงาน (work coil)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu f \pi}} \quad (0)$$



รูปที่ 1 ทิศทางของฟลักซ์แม่เหล็กที่ผ่านแกนภาชนะ

2. ส่วนประกอบของระบบ



รูปที่ 2 เตาหุงต้มชนิดแหล่งจ่ายกระแสกลศาสตร์

รูปเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบอนุกรมและขนานแสดงดังรูปที่ 1 จะประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง, ตัวเก็บประจุกันแรงดันคิตซ์ (C_p) ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม (L_s) หม้อแปลงความถี่สูง ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_p) ขดลวดเหนี่ยวนำ (R_{eq} , L_{coil}) และสวิตช์ทั้ง 4 ตัว ที่มี ไดโอดต่อขนานอยู่

2.1 การทำงานของวงจร

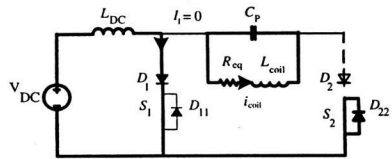
การทำงานของแสดงวงจรรูปที่ 3 และรูปที่ 4 แบ่งออกได้เป็น 4 ช่วงคือ

ช่วงที่ 1 (mode1) ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_2 ถูกสั่งให้ ON สวิตช์ S_1 , D_1 , S_2 และ D_{22} จะนำกระแส แต่กระแสจะไม่สามารถไหลผ่านไดโอด D_2 เนื่องจากเป็นแรงดันตกคร่อมเป็นลบ

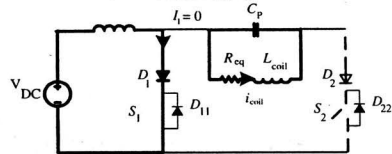
ช่วงที่ 2 (mode2) รูปที่ 3 สวิตช์ S_2 ถูกสั่งให้หยุดนำกระแสจากสัญญาณเกตเป็นศูนย์ แต่สวิตช์ S_1 และ D_1 เพื่อเก็บพลังงานไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำ (L_{DC})

ช่วงที่ 3 (mode3) ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_2 ถูกสั่งให้ ON สวิตช์ S_1 , S_2 , D_1 และ D_{22} จะนำกระแส แต่กระแสจะไม่สามารถไหลผ่านไดโอด D_2 เนื่องจากเป็นแรงดันตกคร่อมเป็นลบเหมือนกับโหมด 1

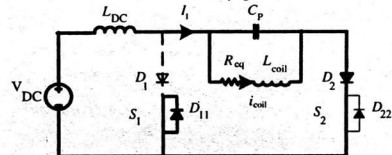
ช่วงที่ 4 (mode4) รูปที่ 3 เมื่อสวิตช์ S_1 และไดโอด D_1 จะหยุดนำกระแสไดโอด สวิตช์ S_2 และ ไดโอด D_{22} จะนำกระแสทำให้พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (L_{DC}) คายพลังงานมายังโหลด



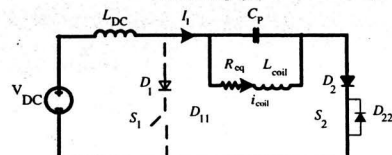
Mode 1 ($t_0 - t_1$)



Mode 2 ($t_1 - t_2$)

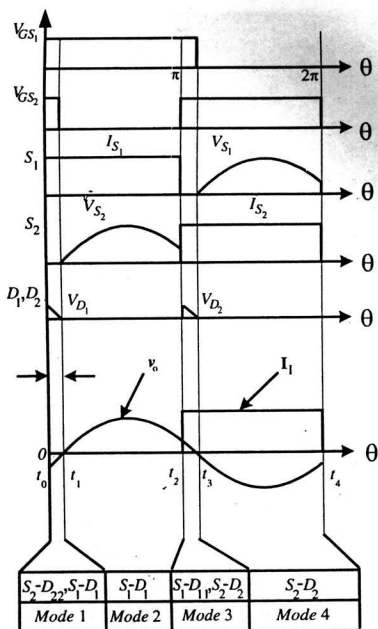


Mode 3 ($t_2 - t_3$)

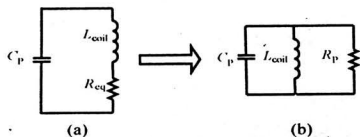


Mode 4 ($t_3 - t_4$)

รูปที่ 3 การทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบอนุกรมและขนาน



รูปที่ 4 รูปคลื่นการทำงาน



รูปที่ 5 รูปคลื่นการทำงาน

$$R_p = \frac{R_\alpha^2 + X_{eq}^2}{R_{eq}} \quad (1)$$

กำลังไฟฟ้าต้านออกของอินเวอร์เตอร์

$$P = \frac{V_{o,rms}^2}{R_p} \text{ or } P = I_{coil,rms}^2 \cdot R_{eq} \quad (2)$$

2.2 วงจรขับนำสวิตช์

วงจรขับเกตใช้ไอซีเบอร์ TLP250 ใช้เป็นตัวเชื่อมต่อสัญญาณทางแสงเพื่อแยกโคตสัญญาณทางไฟฟ้าระหว่างวงจรกำลังกับวงจรควบคุม สัญญาณขับนำจากวงจรควบคุมจะเป็นตัวขับ LED ที่อยู่ภายในตัวแยกโคตสัญญาณทางแสงซึ่งทำหน้าที่เพื่อไบอัสทรานซิสเตอร์ Tr1 และ Tr2 จะต่อความต้านทานอนุกรม (50Ω) เข้าขาเกตไอจีบีที เพื่อควบคุมเวลาในการสวิตช์ของไอจีบี

ที (Switching Time) และมีซีเนอร์ไดโอดต่อเข้ากับขามิตเตอร์ ของ ไอจีบีทีเพื่อสร้างแรงดัน (-5V) ในช่วงหยุดทำงานของสวิตช์ช่วยให้สวิตช์หยุดทำงานเร็วขึ้น

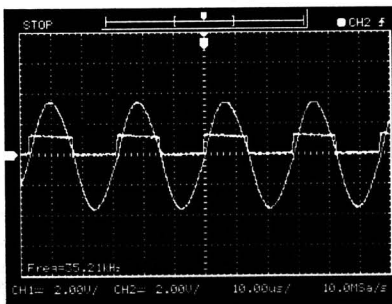
3. ผลการทดสอบ

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบและทดสอบต่างๆ จึงได้ทำการประกอบเตาหมต้มแบบเหนียวขึ้น โดยป้อนโพลัส 91 โวลต์ เข้าที่วงจรเรียงกระแส หลังจากนั้นทำการทดสอบเตาหมต้มแบบเหนียวโดยให้ความร้อนกับภาชนะสเตนเลส ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 12.5 ซม. บรรจุน้ำปริมาตร 0.6 ลิตร โดยสามารถวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรขณะทำงานโดยที่นำมิอุนท์หมูมิเท่ากับ 100 องศาเซลเซียส

ตารางที่ 1. พารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส

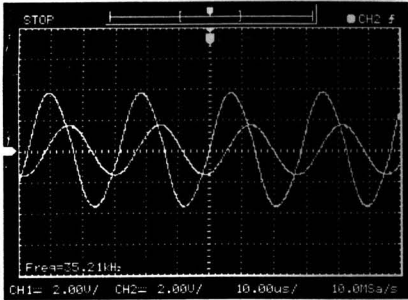
ชนิดคลาสดี

Item	Symbol	Value
แรงดันต้านเข้า	V_{AC}	91 V_{rms}
ความถี่สวิตช์	f	35.21 kHz
เวโรเนกซ์คาปาซิเตอร์	C_p	0.44 μF
ขดลวดเหนียว	L_{coil}	40 μH
ความต้านทานของโหลด	R_{eq}	4.8Ω
สวิตช์	S_1, S_2	IRFP460

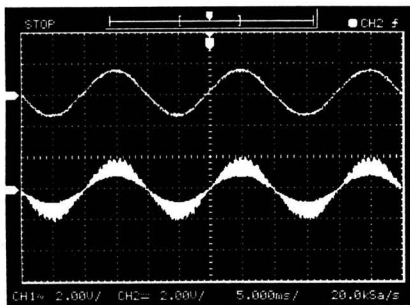


รูปที่ 6 แสดงรูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (V_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (I_l) (I: 20 A/div, V_o : 100 V/div and Time: 2 μs / div.)

รูปที่ 7 รูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (V_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (I_l) ความถี่สวิตช์ 35.21 kHz. รูปที่ 8 แสดงแสดงรูปคลื่นกระแส (I_l) และแรงดันที่ขดลวดเหนียว (V_L) วัดกำลังต้านออกของอินเวอร์เตอร์ได้ 900 W รูปที่ 9 รูปคลื่นแรงดันต้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (V_{ine}) และกระแสต้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ (I_{ine})



รูปที่ 7 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_{coil}) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_o) (i_{coil} : 40 A/div, v_o : 200 V/div and Time: 2 μ s / div.)



รูปที่ 8. แสดงรูปคลื่นของกระแสกับแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ที่ 50 Hz (i_{in} : 10 A/div, v_{in} : 200 V/div and Time: 5 ms / div.)

5. สรุป

เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงซึ่งใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสชนิดคลาสดี มีการต่อโหลดแบบขนาน สามารถให้ความร้อนแก่ภาชนะแตนเลสที่บรรจุน้ำปริมาตร 0.6 ลิตร ได้ภายในเวลา 2.30 นาที โดยมีความถี่ใช้งานคงที่ 35.21 kHz กำลังการสูญเสียขณะสวิตซ์ต่ำเนื่องจากการสวิตซ์ที่กระแสวนย์ ค่ากำลังไฟฟ้าสามารถปรับได้โดยการปรับความถี่ใช้งานกับแรงดันอินพุต ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงเนื่องจากใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันด้านเข้ามีค่าต่ำ

เอกสารอ้างอิง

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

- [2] Chudjuarjeen, S. and Koumpai, C., 2007, "A High-Frequency Induction Cooker using Quasi-resonant Converter", *ECTI-CONFERENCE 2007* pp.378-381.
- [3] Chudjuarjeen, S. and Koumpai, C., 2008, "Asymmetrical control with Phase Lock Loop for Induction Cooking Appliances", *ECTI-CONFERENCE 2008* pp. 1013-1016
- [4] C. Chuenwattanapraniti, C. koumpai and V. Monyakul "Half-Bridge Current Fed Inverter Power Supply for Forging Application," 25th Electrical Engineering Conference, Thailand, pp. 97 – 101, 2002
- [5] Viriya, P.; Sittichok, S.; Matsuse, K.; "Analysis of High-Frequency Induction Cooker with Variable Frequency Power Control," *PCC Osaka 2002*, vol.3, April, pp. - 1502 1507
- [6] Nam-Ju Park, Dong-Yun Lee, and Dong-Seok Hyun, "A Power-Control Scheme With Constant Switching Frequency in Class-D Inverter for Induction-Heating Jar Application", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, June
- [7] J. M. Burdio, F. Canales, P. M. Barbosa, and F. C. Lee, "A comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS dcdc series resonant converters," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 2001, pp. 427–432.
- [8] José M. Espi Huerta, Enrique J. Dede Garcia Santamaria, Rafael Garcia Gil, and Jaime Castelló Moreno, "Design of the L-LC Resonant Inverter for Induction Heating Based on Its Equivalent SRI," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no.6, Dec 2007
- [9] L. Grajales and F. C. Lee "Control system design and small-signal analysis of a phase-shift controlled series-resonant inverter for induction heating," *IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC)*, 1995, pp. 450–456

ประวัติผู้วิจัย

1. ชื่อและนามสกุล นายวิเชียร หทัยรัตน์ศิริ
Mr. Vichian Hatairatsiri
2. หมายเลขบัตรประชาชน 3-1009-05333-893-18
3. ตำแหน่งปัจจุบัน อาจารย์ 2 ระดับ 7
สาขาที่ทำการวิจัย สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
4. สถานที่ติดต่อ
ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120 โทรศัพท์ 0 2286 9629
ที่อยู่ปัจจุบัน 1/174 ม. 5 หอนงแวม ประเวศ กรุงเทพฯ
E-mail address: vichen_174@hotmail.com

5. ประวัติการศึกษา

ระดับการศึกษา	อักษรย่อปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาตรี	วศ.บ.	วิศวกรรมไฟฟ้า	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี	2543	ไทย

6. สาขาวิชาการที่มีความชำนาญพิเศษ Induction Heating

7. ประสบการณ์ที่เกี่ยวข้องกับการบริหารงานวิจัยทั้งภายในและภายนอกประเทศ โดยระบุสถานภาพในการทำวิจัยว่าเป็นผู้อำนวยการแผนงานวิจัย หัวหน้าโครงการวิจัย หรือผู้ร่วมวิจัยในแต่ละข้อเสนอการวิจัย

7.1 ผู้อำนวยการแผนงานวิจัย: ชื่อแผนงานวิจัย

7.2 หัวหน้าโครงการวิจัย: ชื่อโครงการวิจัย

7.3 งานวิจัยที่ทำเสร็จแล้ว: ชื่อผลงานวิจัย ปีที่พิมพ์ การเผยแพร่ และแหล่งทุน

7.4 งานวิจัยที่กำลังทำ: ชื่อข้อเสนอการวิจัย แหล่งทุน และสถานภาพการทำวิจัย ว่าได้ทำการวิจัย
ถูกลงแล้วประมาณเท่าใด

ประวัติผู้ร่วมวิจัย

1. ชื่อและนามสกุล นายสายชล ชูดเจ็จิน
Mr. Saichol Chudjuarjeen
2. หมายเลขบัตรประชาชน 3-2501-00418-89-1
3. ตำแหน่งปัจจุบัน อาจารย์พนักงานมหาวิทยาลัย
สาขาที่ทำการวิจัย สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
4. สถานที่ติดต่อ
ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ
รหัสไปรษณีย์ 10120 โทรศัพท์ 0 2286 9629
ที่อยู่ปัจจุบัน 1/26 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. สาขาวิชาการศึกษาที่มีความชำนาญพิเศษ อีเล็กทรอนิกส์กำลัง Induction Heating
7. ประสบการณ์ที่เกี่ยวข้องกับการบริหารงานวิจัยทั้งภายในและภายนอกประเทศ โดยระบุสถานภาพในการทำวิจัยว่าเป็นผู้อำนวยการแผนงานวิจัย หัวหน้าโครงการวิจัย หรือผู้ร่วมวิจัยในแต่ละข้อเสนอการวิจัย
 - 7.1 ผู้อำนวยการแผนงานวิจัย: ชื่อแผนงานวิจัย
 - 7.2 หัวหน้าโครงการวิจัย: ชื่อโครงการวิจัย

7.3 งานวิจัยที่ทำเสร็จแล้ว: ชื่อผลงานวิจัย ปีที่พิมพ์ การเผยแพร่ และแหล่งทุน

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

Chudjuarjeen, S., Koompai, C. and Monyakul, V., 2004, "Automatic Frequency Control Current Source Inverter for Forging Application", International Conference on Control Automation and System, pp. 238-242.

สายชล ชุดเจ็จจิน ชยันต์ คุ่มภัย และ วีรพล โมริยะกุล, 2545, "เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสำหรับงานชุบขึ้นรูปโลหะโดยใช้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27, หน้า 421-424

สายชล ชุดเจ็จจิน และ ชยันต์ คุ่มภัย, 2549, "เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควาไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์", การประชุมวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตกำแพงแสน ครั้งที่ 3, หน้า 99-105

Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2007, "A High-Frequency Induction Cooker using Qusai-resonant Converter", ECTI-CONFERENCE 2007 pp. 378-381.

7.4 งานวิจัยที่กำลังทำ: ชื่อข้อเสนอการวิจัย แหล่งทุน และสถานภาพการทำวิจัย ว่าได้ทำการวิจัย ลุล่วงแล้วประมาณเท่าใด

สายชล ชุดเจ็จจิน "เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควาไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์" (หัวหน้าโครงการวิจัย) ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากงบประมาณผลประโยชน์ ปี 2551 ทำการวิจัยลุล่วงแล้ว

