



รายงานการวิจัย

โครงการวิจัยเรื่อง

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่มีการควบคุม
กำลังด้านออกคงที่สำหรับงานหลอม

An Induction Heater employing with output
power control for melting Application

คณะผู้วิจัย

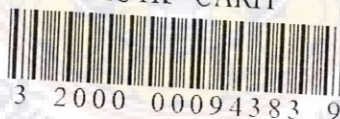
นายสายชล

ชูดเจือจิ้น

นายวิเชียร

หทัยรัตน์ศิริ

RMUTK - CARIT



3 2000 00094383 9

โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยี

ราชมงคลกรุงเทพ

งบประมาณแผ่นดิน ปี พ.ศ. 2552

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

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. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 คุณสมบัติของสารแม่เหล็ก	3
2.2 หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	3
2.3 อินเวอร์เตอร์	5
2.4 ความถี่	7
2.5 หลักการเรโซแนนซ์	8
2.6 มอสเฟตกำลัง	9
2.7 เฟสล็อกกลูป	11
3. โครงสร้างและส่วนประกอบของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน	
3.1 โครงสร้างเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ	13
3.2 การทำงานของวงจร	14
3.3 วงจรขับนำเกต	17
3.4 Current Transformer สำหรับวัดกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน	18
4. ผลการทดสอบ	
4.1 ทดสอบที่ย่านความถี่ 50 กิโลเฮิร์ต	20
4.2 ทดสอบที่ย่านความถี่ 117 กิโลเฮิร์ต	25
4.3 สัญญาณทดสอบขณะขึ้นงานมีอุณหภูมิ 700 °C	28
5. สรุปผลโครงการและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผลที่ได้จากการทดลอง	33

เอกสารอ้างอิง
ภาพผนวก ก.
ภาพผนวก ข.
ภาพผนวก ค.
ประวัตินักวิจัย

หน้า
34
35
53
57



หัวข้องานวิจัย	เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่มีการควบคุมกำลังด้านออกกึ่งที่ สำหรับงานหลอม
ผู้เขียน	นายสายชล ชูคเจ็จจิน นายวิเชียร หทัยรัตน์ศิริ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม
คณะ	วิศวกรรมศาสตร์
พ.ศ.	2552

บทคัดย่อ

รายงานวิจัยนี้นำเสนอ การออกแบบและสร้างเครื่องให้ความร้อนแบบใช้หลักการเหนี่ยวนำทางไฟฟ้าในการให้ความร้อนด้วยวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันที่มีโหลดต่อแบบอนุกรมและขนาน มีการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ การควบคุมกำลังแบบ PWM ที่เหมาะสมกัน ระบบมีการควบคุมให้ทำงานที่ความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติตลอดเวลา โดยรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 165 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ เข้ามาแล้วผ่านวงจรเรียงกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ สวิตช์ที่ความถี่ 50 และ 117 กิโลเฮิร์ตซ์เป็นแหล่งจ่ายให้กับชุดขดลวดเหนี่ยวนำ มีขนาดกำลัง 1250 วัตต์ และ 735 วัตต์

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำงานวิจัยสำเร็จได้ด้วยดีผู้เขียนขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ยันต์ คุ้มภัย และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ดร.อนวัช แสงสว่าง อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำและช่วยแก้ไขข้อบกพร่องปัญหาต่าง ๆ อีกทั้งยังได้ถ่ายทอดประสบการณ์จากการทำงานให้กับผู้เขียนเป็นอย่างมาก

ผู้วิจัยขอขอบคุณ สถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพที่ช่วยสนับสนุนเงินทุนในการทำวิจัย และบุคลากรทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการทำงานวิจัย ทั้งทางด้านการเบิกจ่ายงบประมาณ และค้นคว้าหาข้อมูล สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณบิดา-มารดา ที่สนับสนุนในการศึกษาของผู้เขียน และให้กำลังใจในการศึกษาตลอดมา

ผู้ทำวิจัย



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

ในปัจจุบันอุตสาหกรรมการผลิตต่างๆ ได้นำเอาหลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำมาใช้อย่างแพร่หลายเช่น งานหลอมโลหะ งานเชื่อมชิ้นงาน งานชุบแข็ง งานทุบขึ้นรูปโลหะ ในแต่ละงานจะเลือกใช้งานที่ความถี่แตกต่างกันขึ้นกับรูปทรงหรือขนาดและค่าความลึกผิวที่ต้องการสำหรับงานหลอมโลหะจะต้องให้ความร้อนสม่ำเสมอ เพื่อให้ความร้อนคงที่ จึงจำเป็นต้องควบคุมกำลังด้านออกของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จากงานวิจัยเสนอการควบคุมที่มีวงรอบนอกเป็นการควบคุมกระแสคงที่ของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำซึ่งมีข้อจำกัดคือ กำลังด้านออกเปลี่ยนแปลงตามพารามิเตอร์ของชิ้นงาน กำหนดเวลาในการให้ความร้อนได้ยากและไม่สามารถควบคุมกำลังด้านออกให้เหมาะสมกับชิ้นงานแต่ละชนิดได้

งานวิจัยนี้เสนอการควบคุมกำลังด้านออกของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสำหรับงานหลอมที่มีวงควบคุมนอกเป็นการควบคุมกำลัง โดยนำกระแสที่ไหลผ่านขดเหนี่ยวนำคูณกับแรงดันตกคร่อมขดเหนี่ยวนำ ผ่านวงจรกรองแล้วนำมาผ่านวงรอบการควบคุมแบบปิด วงควบคุมที่สองเป็นการควบคุมมุมเฟสของกระแสให้น้ำหนักแรงดันเป็นมุมคงที่ตลอดการทำงานโดยเฉพาะเมื่อชิ้นงานมีอุณหภูมิถึงอุณหภูมิคูรี (Curie temperature) จะมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของชิ้นงานอย่างมาก การควบคุมดังกล่าวจะทำให้การส่งผ่านพลังงานไปยังชิ้นงานมีค่าสูงและคงที่อยู่ตลอดเวลาเนื่องจากการทำงานใกล้ความถี่เรโซแนนซ์

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

เพื่อออกแบบและสร้างวงจรควบคุมกำลังด้านออกของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ซึ่งสามารถปรับกำลังด้านออกให้เหมาะสมกับงานได้ โดยที่กำลังด้านออกไม่เปลี่ยนแปลงตามชนิดของชิ้นงาน อีกทั้งเมื่อพารามิเตอร์ของชิ้นงานเปลี่ยนแปลงเนื่องจากความร้อนวงจรควบคุมจะทำการปรับความถี่ของอินเวอร์เตอร์และปรับกำลังของแหล่งจ่ายกระแสตามอย่างอัตโนมัติ เพื่อให้ความถี่ในการสวิตช์เข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ทำให้การส่งผ่านกำลังสูงสุด และกำลังด้านออกไม่เปลี่ยนแปลง

1.3 ขอบเขตของโครงการ

สามารถสร้างเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำประสิทธิภาพสูงที่มีค่าตัวประกอบกำลังไม่ต่ำกว่า 0.9 และควบคุมกำลังด้านออกได้

1.4 วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

1. **แบบการวิจัย** ออกแบบเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่มีความเหมาะสม และศึกษาสภาวะที่เหมาะสมต่อผลได้
2. **ขั้นตอนและวิธีการในการเก็บข้อมูล** ศึกษาคุณลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่จุดต่างๆ พร้อมทั้งปรับปรุงแก้ไขให้เหมาะสม
3. **ขั้นตอนและวิธีการในการวิเคราะห์ข้อมูล** วิเคราะห์การทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเปรียบเทียบกับแบบจำลองระบบในคอมพิวเตอร์

สถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ 10120

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. คาดว่าเมื่องานวิจัยสำเร็จแล้วจะสามารถใช้เป็นเครื่องต้นแบบในการวิจัยพัฒนาหรือการนำไปใช้งานในภาคอุตสาหกรรมของประเทศในอนาคตต่อไป
2. สามารถนำงานที่สำเร็จไปประยุกต์ใช้ในงานเครื่องประดับได้ เช่น งานหลอมเงิน หรือหลอมทอง เป็นต้น ที่ต้องการงานหลอมที่ต้องการการควบคุมกำลังได้
3. สามารถนำผลงานที่สำเร็จไปตีพิมพ์เป็นบทความงานวิจัยได้
4. สามารถลดการนำเข้าสินค้าเดาหลอมจากต่างประเทศได้
5. ได้งานหลอมที่มีคุณภาพดียิ่งขึ้นสามารถนำไปใช้ในงานวิจัยต่างๆ ได้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 คุณสมบัติของสารแม่เหล็ก

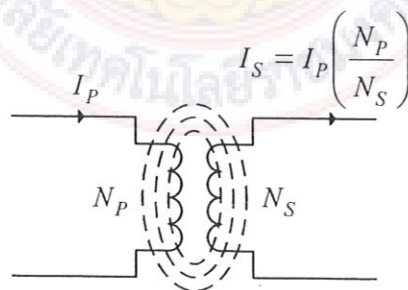
สารแม่เหล็กโดยทั่วไปสามารถแบ่งออกได้สามชนิดด้วยกันคือ

1. ไดอาแมกเนติก (diamagnetic) ได้แก่สารที่ไม่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้ ($\mu_r < 1$)
2. พาราแมกเนติก (paramagnetic) ได้แก่สารที่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้เล็กน้อย ($\mu_r > 1$) เล็กน้อย
3. เฟอร์โรแมกเนติก (ferromagnetic) ได้แก่สารที่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้มาก ($\mu_r \gg 1$)

ซึ่งทองและเบ้าแกรไฟต์ที่จะใช้ในงานหลอมนี้เป็นประเภทไดอาแมกเนติก คือ ไม่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้ จะมีค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์น้อยกว่าหนึ่ง แต่ในทางปฏิบัติค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์สำหรับไดอาแมกเนติกและพาราแมกเนติกจะไม่ค่อยแตกต่างจากค่าความซาบซึมสัมพัทธ์ของอากาศเท่าไรนัก เพราะทั้งสองชนิดต่างก็มีค่า $\mu_r \approx 1$

2.2 หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

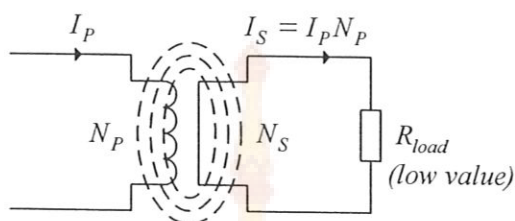
หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอาศัยหลักการทำงานคล้ายๆ กับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ประกอบด้วยขดลวดปฐมภูมิ (Primary winding) และขดลวดทุติยภูมิ (Secondary winding) ซึ่งกระแสทุติยภูมิจะขึ้นอยู่กับกระแสด้านปฐมภูมิคูณกับอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงดังภาพที่ 2.1



ภาพที่ 2.1 วงจรอย่างง่ายของหม้อแปลงทั่วไป

ถ้าพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานทรงกระบอกที่มีชิ้นงานในขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น และถ้าเปรียบเทียบกับทั้งระบบเป็นเสมือนหม้อแปลงจะได้

ว่า ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และชิ้นงานจะเปรียบเสมือนขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบเป็นหนึ่งรอบ โดยแยกจากกันด้วยช่องว่างอากาศน้อยๆ สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังภาพที่ 2.2



ภาพที่ 2.2 วงจรอย่างง่ายของขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน

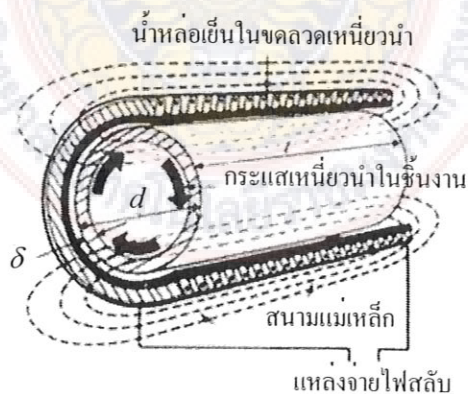
จะเห็นว่าถ้า I_p เป็นกระแสที่ป้อนเข้าในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก, I_s เป็นกระแสที่ไหลในชิ้นงาน โดยที่ N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ และกำลังสูญเสีย (P_{load}) เป็นความร้อนของชิ้นงานมีค่าเท่ากับ

$$P_{load} = I_s^2 R_{load} \quad (2.1)$$

แทนค่า $I_s = I_p N_p$ จะได้ $P_{load} = I_p^2 N_p^2 R_{load} \quad (2.2)$

โดยที่ R_{load} คือ ความต้านทานสมมูลของชิ้นงาน

โครงสร้างของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่ายแสดงดังภาพที่ 2.3 ประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบชิ้นงานที่เป็นรูปทรงกระบอก ซึ่งขดลวดเหนี่ยวนำมักใช้ท่อทองแดงกลวง และมีน้ำไหลผ่านเพื่อระบายความร้อน



ภาพที่ 2.3 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย

การทำงานของ การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย พิจารณาได้จาก ภาพที่ 2.2 และสูตร

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{N_P}{N_S} = \frac{I_S}{I_P}$$

จากสูตรจะเห็นว่าจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบเพียง 1 รอบ ดังนั้นกระแสที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิ (ซึ่งเปรียบเสมือนกับชิ้นงาน) จะมีค่าเท่ากับกระแสในขดลวดปฐมภูมิคูณกับจำนวนรอบของดำนปฐมภูมิ ถ้ากระแสในดำนปฐมภูมิมีมาก กระแสที่ปรากฏในชิ้นงานก็จะมากขึ้นตามด้วย ซึ่งเมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่ขดลวดปฐมภูมิจะก่อให้เกิดการเหนี่ยวนำ สนามแม่เหล็กที่เคลื่อนผ่านชิ้นงานจะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลผ่านชิ้นงานเป็นเส้นทางปิด และกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึกผิว ทำให้เกิดความร้อนที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ถ้ากระแสเหนี่ยวนำมากขึ้น ความร้อนก็จะมากขึ้นตามด้วย ในหลักการดังกล่าวกระแสไหลวนจะมีความหนาแน่นมากที่สุดที่บริเวณผิวของชิ้นงานเนื่องจากผลของปรากฏการณ์พื้นผิว (Skin Effect) ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.3

$$\text{Skin depth, } \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu f \pi}} \quad (2.3)$$

โดย

δ คือ ความลึกผิว (m)

ρ คือ ความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน (Ωm)

μ คือ ความซาบซึมแม่เหล็กของชิ้นงาน (H/m)

f คือ ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟสลับ (Hz)

จากสมการที่ 2.3 แสดงให้เห็นว่าค่าความลึกผิวขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของกระแสไฟสลับที่จ่ายให้ ขดเหนี่ยวนำ, ค่าความซาบซึมแม่เหล็ก (Permeability), ความต้านทานจำเพาะ (Resistivity) ของชิ้นงาน

2.3 อินเวอร์เตอร์

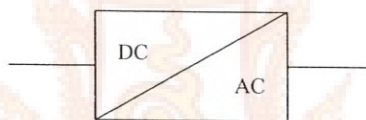
อินเวอร์เตอร์ (Inverters) ในที่นี้หมายถึงการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ หรือ DC to AC Converter อินเวอร์เตอร์ได้นำไปใช้ในระบบงานต่าง ๆ เช่น

1. ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง ที่เรียกว่า Stand by power supply หรือ Uninterruptible Power Supplies (UPS) เพื่อใช้ทดแทนในกรณีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหลักเกิดความขัดข้อง
2. ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ โดยใช้หลักการควบคุมความถี่ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อต้องการให้แรงบิด (Torque) คงที่ทุกๆ ความเร็วที่เปลี่ยนแปลงไป
3. ใช้แปลงไฟฟ้าจากระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูงชนิดไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อบริการให้แก่ผู้ใช้

4. ใช้ในระบบเตาอุณหภูมิสูงที่ใช้หลักการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน (Induction heating) ซึ่งใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงในการทำงาน

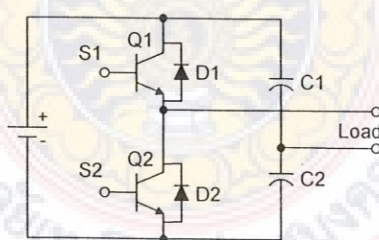
ลักษณะโดยทั่วไปของอินเวอร์เตอร์ที่ถูกนำมาใช้ในงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบ่งตามลักษณะของแหล่งจ่ายได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่และอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสคงที่ โดยอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่มีข้อดีกว่าอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ คือ ระบบมีการป้องกันกระแสสูงขณะเกิดลัดวงจรและในสถานะที่ไม่มีชิ้นงาน ไม่ทำให้เกิดกระแสสูงเนื่องจากถูกจำกัดที่แหล่งจ่ายกระแสซึ่งแตกต่างจากอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ แต่การควบคุมกำลังของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสนิยมใช้วงจรเรียงกระแสโดยใช้เอสซีอาร์ ที่สามารถปรับแรงดันดีซีซึ่งเป็นวิธีเดียวเนื่องโหลดเป็นแบบขนาน แต่วิธีการควบคุมกำลังอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสามารถทำได้หลายวิธีเช่น การปรับความถี่ ควบคุมเฟส และปรับความหนาแน่นของพัลส์ เป็นต้น

ในที่นี้จะกล่าวถึง DC to AC Converter ที่นิยมใช้กันทั่วไปเท่านั้น คือ แบบฮาล์ฟบริดจ์ และแบบฟูลบริดจ์ ภาพที่ 2.4 แสดงหลักการพื้นฐานของการเปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นไฟสลับหรืออินเวอร์เตอร์



ภาพที่ 2.4 อินเวอร์เตอร์

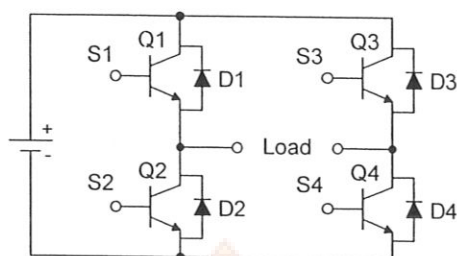
อินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์



ภาพที่ 2.5 อินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์

จะใช้อุปกรณ์สวิตช์ 2 ตัว ช่วยกันส่งพลังงานไปที่โหลด ดังภาพที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าหากมีสวิตช์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ยกเว้นค่าแรงดันเอาต์พุตซึ่งจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เนื่องจากผลของตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน ทำให้มีกระแสไหลสูง ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์จึงเหมาะในงานที่ใช้กำลังต่ำ

อินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์



ภาพที่ 2.6 อินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์

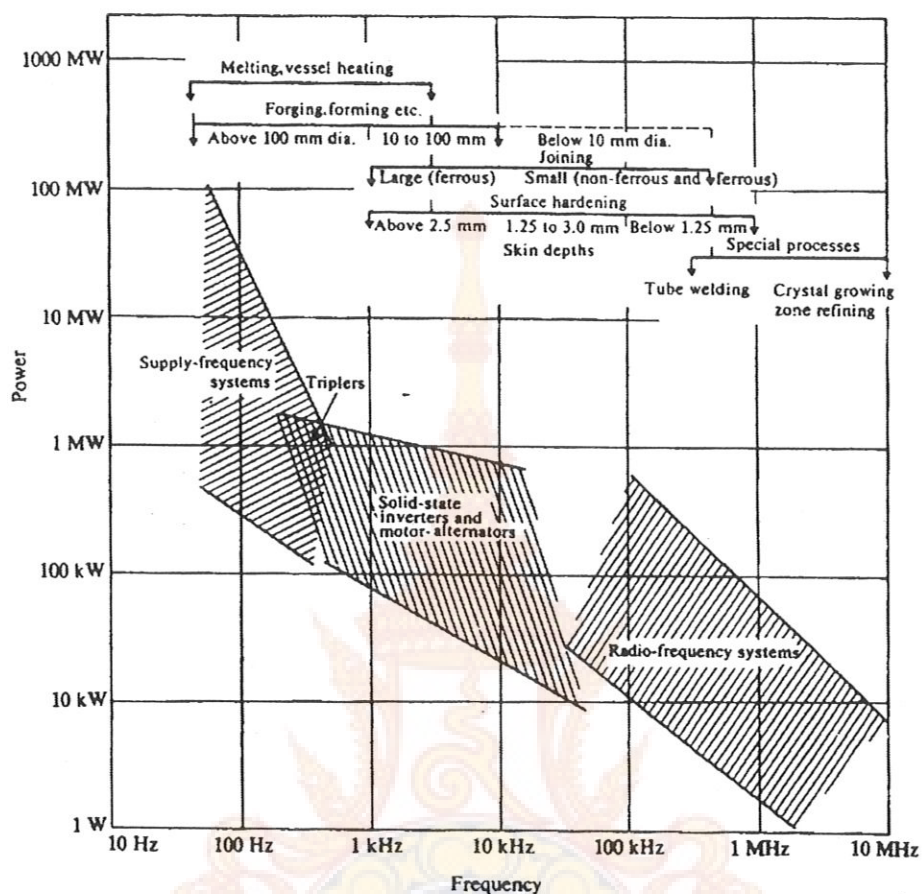
จากภาพที่ 2.6 จะเห็นว่า มีสวิตช์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา โดย Q1 นำกระแสพร้อมกับ Q4 ส่วน Q2 นำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสไหลผ่านโหลดลักษณะเดียวกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ แต่ข้อได้เปรียบของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์คือขณะทำงานจะมีแรงดันเอาต์พุตเท่ากับค่าแรงดันอินพุตทำให้มีกระแสไหลต่ำกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า

2.4 ความถี่

งานที่ให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำในแต่ละประเภท จะใช้ช่วงความถี่และระดับกำลังที่แตกต่างกันไปดังภาพที่ 2.7 ซึ่งจะได้รับจากแหล่งกำเนิดไฟสลับมาจากแหล่งต่างๆ สามารถจำแนกได้ดังนี้

1. แหล่งจ่ายกำลังจากการไฟฟ้าโดยตรง แรงดันจากการไฟฟ้ามีความถี่ค่อนข้างต่ำจึงทำให้ระดับความลึกผิวในการให้ความร้อนมีค่ามากตั้งแต่ 10-100 มิลลิเมตร เครื่องให้ความร้อนแบบนี้นิยมใช้ในงานหลอมโลหะ มีระดับกำลังที่สูงเป็นหลายร้อยเมกะวัตต์
2. แหล่งจ่ายกำลังจากมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ให้ความถี่อยู่ในย่าน 500 Hz ถึง 10 kHz เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดนี้จะใช้พลังงานไฟฟ้าจากการไฟฟ้ามาขับเคลื่อนมอเตอร์และใช้มอเตอร์ไปขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยสามารถให้กำลังไฟฟ้าได้หลายร้อยกิโลวัตต์และให้ระดับความลึกผิวตั้งแต่ 1-10 มิลลิเมตร
3. แหล่งจ่ายกำลังจากวงจรแปลงผันแรงดันโดยใช้สิ่งประดิษฐ์จากสารกึ่งตัวนำ จำพวกทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟตกำลัง หรือพาว์ไทรสเตอร์ แปลงผันแรงดันจากการไฟฟ้าให้เป็นไฟตรงก่อนแล้วแปลงผันให้เป็นไฟสลับอีกครั้งโดยให้ความถี่สูง โดยมีย่านความถี่ตั้งแต่ 500 Hz ถึง 50 kHz การเลือกอุปกรณ์สวิตช์จะต้องคำนึงถึงความเร็วและขนาดกำลังของอุปกรณ์สวิตช์ที่ทำได้
4. แหล่งจ่ายกำลังย่านความถี่วิทยุ โดยจะทำงานตั้งแต่ 50 kHz ถึง 10 MHz ปัจจุบันยังคงใช้หลอดสุญญากาศเพราะสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำยังมีสมรรถนะในการใช้งานที่ความถี่สูงๆ ไม่ดีพอ โดย

ให้ค่าความลึกผิวอยู่ในช่วง 0.1-2 มิลลิเมตร เหมาะสำหรับงานชุบแข็งที่ผิว เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำลักษณะนี้จะให้กำลังไฟฟ้าค่อนข้างต่ำ

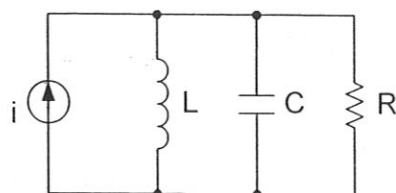


ภาพที่ 2.7 ประเภทและลักษณะการใช้งานของเครื่องให้ความร้อน

2.5 หลักการเรโซแนนซ์



ภาพที่ 2.8 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม



ภาพที่ 2.9 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

เรโซแนนซ์ (Resonance) หมายถึง สภาวะที่ค่า 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 สูง ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 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

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

หรือ $C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} \quad (2.5)$

และ $L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \quad (2.6)$

2.6 มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet)

มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้แรงดันควบคุมและต้องการกระแสอินพุตเพียงเล็กน้อยซึ่งนิยมใช้มากในวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายในการควบคุมมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์ เป็นต้น เนื่องจากมีข้อดีดังนี้

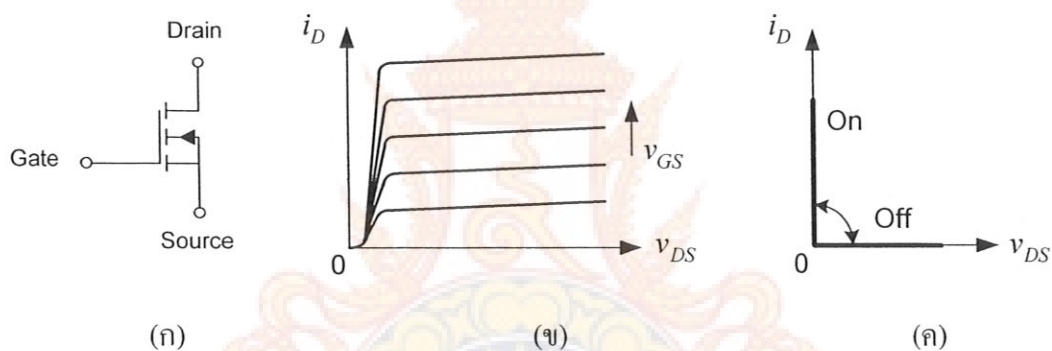
- กำลังสูญเสียขณะสวิตช์ต่ำ
- มีอัตราขยายสูงและวงจรขับสร้างได้ง่ายและราคาถูก
- มีความทนทานและมีเสถียรภาพต่ออุณหภูมิได้ดี
- สามารถนำมาต่อขนานได้ง่าย
- มีความเร็วในการสวิตชิงสูง

เมื่อต้องการให้มอสเฟตกำลังนำกระแสอย่างต่อเนื่อง จะต้องป้อนแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอส (v_{GS}) อย่างต่อเนื่อง ช่วงเวลาในการสวิตชิงของมอสเฟตกำลังจะมีค่าอยู่ระหว่างหลักสิบของนาโนวินาที ถึงหลักร้อยนาโนวินาทีซึ่งจะขึ้นอยู่กับชนิดและขนาดพิกัดของมอสเฟตกำลัง

ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส $R_{DS(on)}$ จะขึ้นอยู่กับพิกัดการทำงานของแรงดันไฟฟ้า หากทนแรงดันไฟฟ้าได้สูงก็ยิ่งทำให้ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สมีค่ามากขึ้น ซึ่งจะมีผลต่อกำลังสูญเสียจากการนำกระแส (conduction losses) เช่น มอสเฟตกำลังมีค่าพิกัดการทำงานของแรงดันไฟฟ้า 1,000 โวลต์ จะมีค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สมากกว่ามอสเฟตกำลังที่มีค่าพิกัดการทำงานของแรงดันไฟฟ้า 200 โวลต์

ความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของมอสเฟตกำลังจะมีค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นบวก คือ เมื่ออุณหภูมิมากขึ้นความต้านทานก็จะมากขึ้น มอสเฟตกำลังสามารถนำมาต่อขนานกันได้ง่ายหากต้องการใช้งานที่ต้องการกระแสไฟฟ้าสูงขึ้น ทั้งนี้มอสเฟตกำลังจะต้องมีคุณสมบัติต่างๆ เหมือนกันมากที่สุดจึงจะสามารถนำมาต่อขนานกันได้

มอสเฟตกำลังมีสัญลักษณ์และคุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าขณะสถานะอยู่ตัว คุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติ ดังแสดงในภาพที่ 2.10 (ก) – (ค) ตามลำดับ



ภาพที่ 2.10 มอสเฟตกำลัง (ก) สัญลักษณ์ (ข) คุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้า
(ค) คุณลักษณะในอุดมคติ

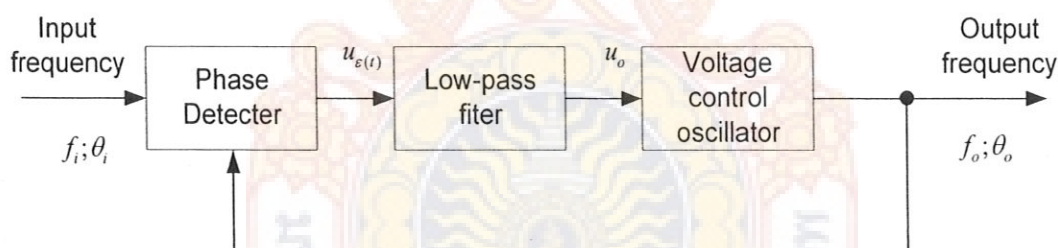
การเปรียบเทียบสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สามารถควบคุมให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ โดยวงจรควบคุมนั้นต้องคำนึงถึงขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าและความถี่ในการสวิตช์ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบความสามารถของอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

อุปกรณ์	ความสามารถ ส่งผ่าน กำลังไฟฟ้า	ความเร็วในการ สวิตซ์	ความสามารถทน แรงดันไฟฟ้าด้าน ลบ	ชนิดการควบคุม
จีทีโอ (GTO)	สูง	ต่ำ	ได้	กระแสไฟฟ้า
บีเจที (BJT)	กลาง	กลาง	ไม่ได้	กระแสไฟฟ้า
ไอจีบีที (IGBT)	กลาง	กลางและ ค่อนข้างสูง	ได้	แรงดันไฟฟ้า
มอสเฟตกำลัง (Power mosfet)	ต่ำ	สูง	ไม่ได้	แรงดันไฟฟ้า

2.7 เฟสล็อกลูป (PLL)

PLL เป็นระบบควบคุมความถี่ โดยใช้วิธีเปรียบเทียบเฟส (Phase) ของความถี่ทางด้านเอาต์พุต กับเฟสของความถี่อ้างอิง (Reference Frequency) ซึ่งถูกป้อนเข้าทางด้านอินพุตของระบบ



ภาพที่ 2.11 หลักการของ PLL เบื้องต้น

จากภาพ พบว่า PLL เบื้องต้นจะประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ

1. ภาควัดจับเฟส หรือตัวเปรียบเทียบสัญญาณ (Phase Detector or Comparator)

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

$$u_e(t) = K_\theta (\theta_i - \theta_o) = K_\theta \Delta_\theta \quad (2.7)$$

2. ภาควัดความถี่ต่ำผ่าน หรือภาควัดความถี่ลูป (Low - Pass Filter or Loop Filter)

ทำหน้าที่กำจัดส่วนประกอบทางไฟสลับที่ปะปนมากับแรงดันคลาดเคลื่อนและปล่อยให้ส่วนประกอบทางไฟตรงของแรงดันคลาดเคลื่อนผ่านไปยังเอาต์พุต

$$u_o = \overline{u_\theta(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T u_\theta(t) dt \quad (2.8)$$

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

$$f_o = K_f u_o \quad (2.9)$$

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 "สถานะแคปเตอร์ (Capture State)" เมื่อ f_o มีค่าเท่ากับ f_i การเปลี่ยนแปลงของ f_o ก็สิ้นสุดลงเราเรียกภาวะนี้ว่า "เฟสล็อก (Phase Locked)"

โดยทั่วไปแล้ว เราสามารถบอกได้ว่า PLL ประกอบด้วย 3 ภาวะด้วยกัน คือ

1. ภาวะทำงานเป็นอิสระ (Free - Running) ความถี่ของ VCO ถูกกำหนดจากโครงสร้างวงจร ของ 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

ย่านความถี่ซึ่งระบบลูปสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุตได้ เราเรียกว่า "ย่านล็อก (Lock Range)"

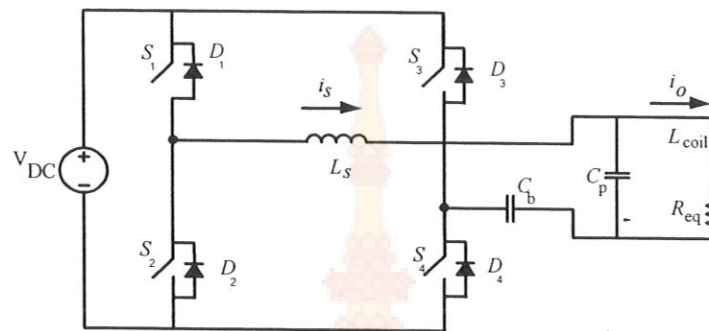
ย่านความถี่ซึ่งระบบลูปสามารถเข้าถึงภาวะเฟสล็อกได้ เรียกว่า "ย่านแคปเตอร์ (Capture Range)" ซึ่งจะมีย่านแคบกว่า Lock Range

สำหรับลักษณะสมบัติทางไดนามิกส์ (Dynamic Characteristics) ของ PLL จะถูกกำหนด โดยคุณสมบัติของตัวกรองความถี่ลูปซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในขณะที่ PLL อยู่ในภาวะเฟสล็อก ความเร็วในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุต f_i ของ PLL จะถูกจำกัดโดย ตัวกรองความถี่ลูป

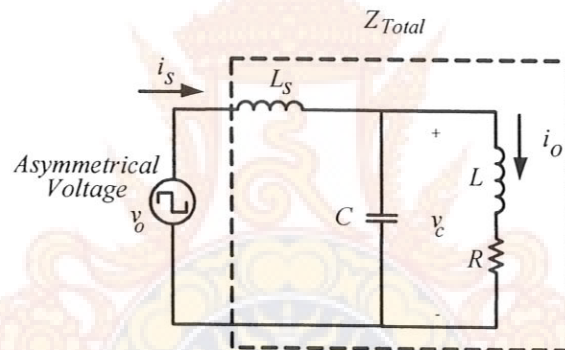
บทที่ 3

โครงสร้างและส่วนประกอบของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

3.1 โครงสร้างเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำความร้อน



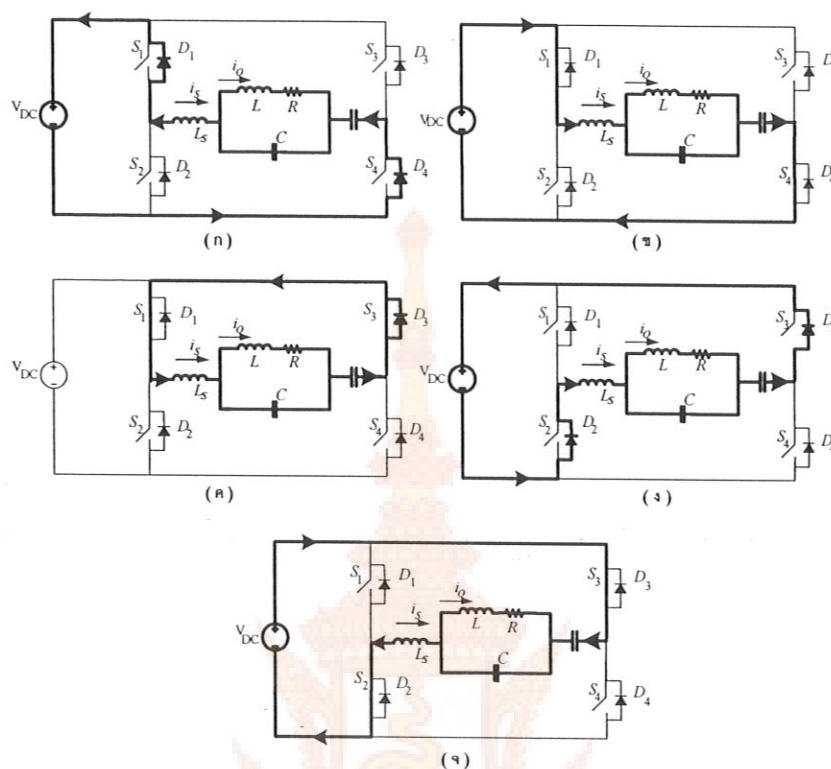
ภาพที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบอนุกรมและขนาน



ภาพที่ 3.2 วงจรเทียบเท่าของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบอนุกรมและขนาน

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบอนุกรมและขนานแสดงดังภาพที่ 3.2 จะประกอบไปด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง, ตัวเก็บประจุกันแรงดันคิซี (C_b), ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม (L_s), ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_p), ขดลวดเหนี่ยวนำ (R_{eq} , L_{coil}) และสวิตช์ทั้ง 4 ตัว ที่มี ไดโอดต่อขนานอยู่ และมีวงจรเทียบเท่าดังภาพที่ 3.3

3.2 การทำงานของวงจร



ภาพที่ 3.3 การทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบอนุกรมและขนาน

การทำงานของวงจรแบ่งออกได้เป็น 5 ช่วงคือ

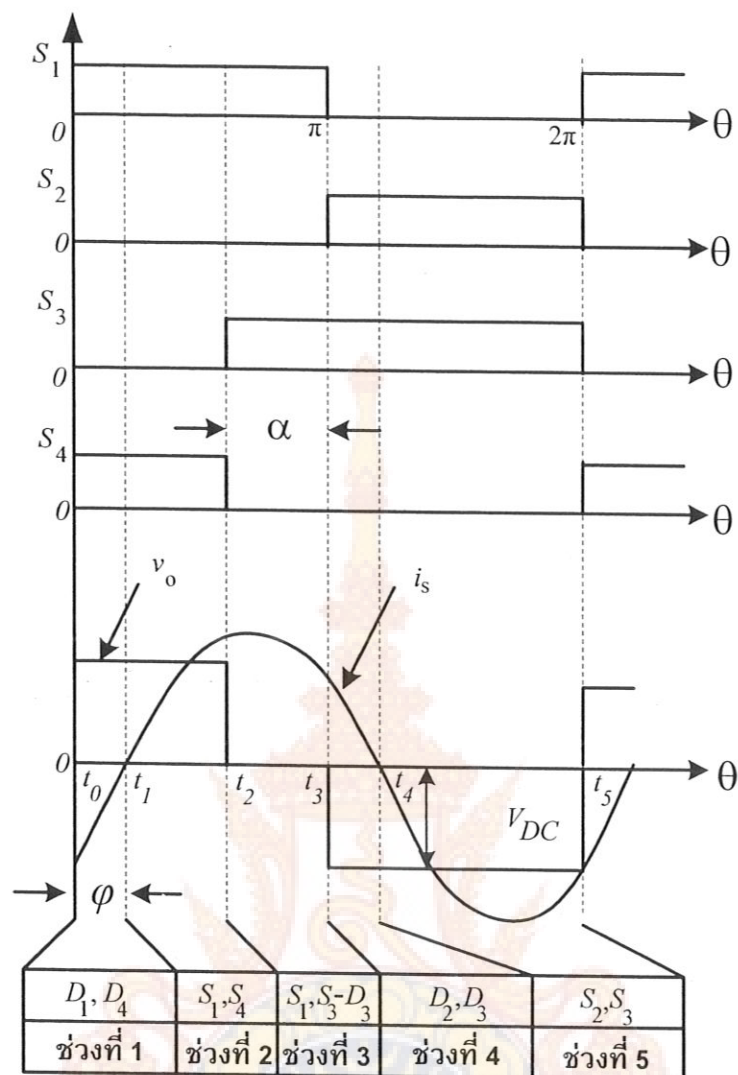
ช่วงที่ 1 ภาพที่ 3.3 (ก) ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_4 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 และ D_4 นำกระแสในช่วงที่กระแสเป็นลบ

ช่วงที่ 2 ภาพที่ 3.3 (ข) เมื่อกระแสเป็นศูนย์ สวิตช์ S_1 และ S_4 จึงนำกระแส ทำให้เกิดกระแสช่วง บวก

ช่วงที่ 3 ภาพที่ 3.3 (ค) สวิตช์ S_4 หยุดนำกระแส และสั่งให้สวิตช์ S_3 ทำงานแทน และสวิตช์ S_1 ยังนำกระแสอยู่ โดยโหมคนี่แรงดันที่โหลดจะมีค่าเป็นศูนย์ กระแสจะไหลผ่านสวิตช์ S_3 สวิตช์ S_1 และ ไดโอด D_3

ช่วงที่ 4 ภาพที่ 3.3 (ง) เมื่อสวิตช์ S_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_3 และ D_2 นำกระแส

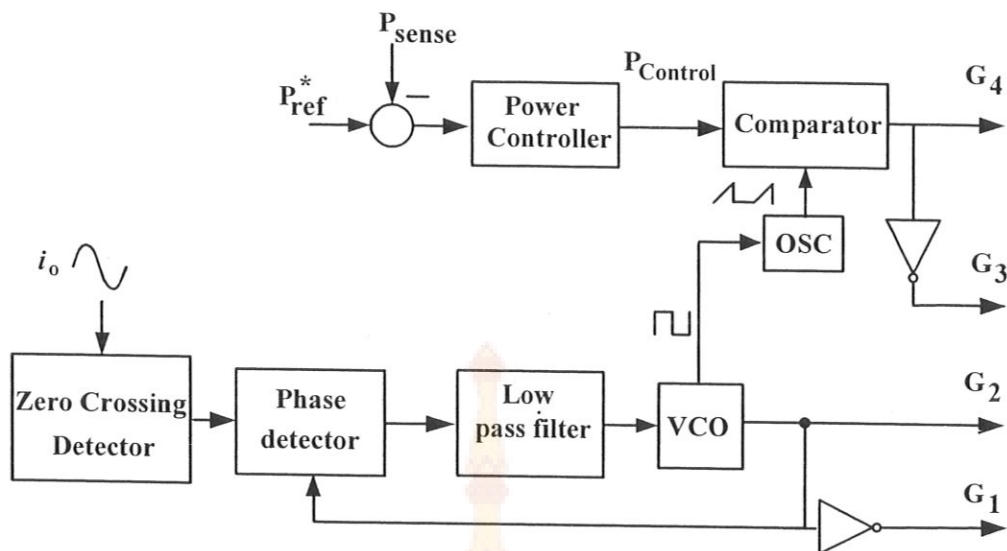
ช่วงที่ 5 ภาพที่ 3.3 (จ) หลังจากกระแสไหลผ่านไดโอดเป็นศูนย์สวิตช์ S_3 และสวิตช์ S_2 จึงเริ่มนำกระแส โดยช่วงนี้จะเป็นสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์



ภาพที่ 3.4 รูปคลื่นกระแสกับแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่สัมพันธ์กับสัญญาณเกตมอสเฟต

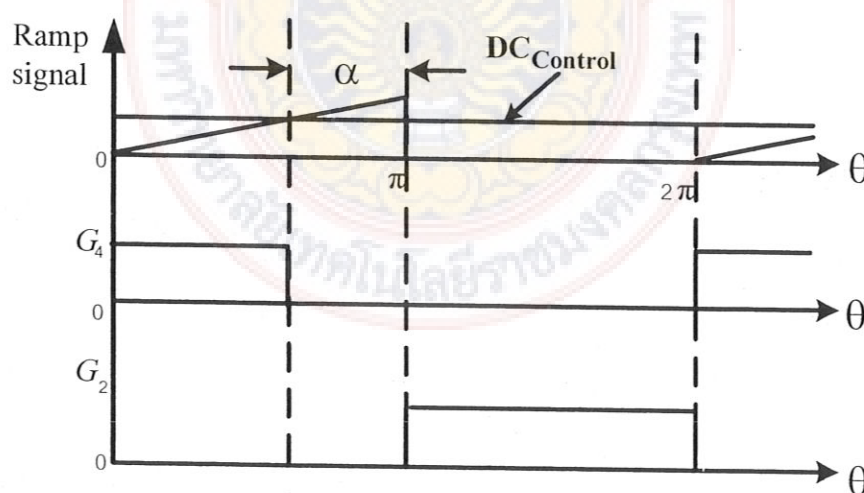
จากภาพที่ 3.4 สามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกได้ตามสมการ

$$P = \frac{V_m^2}{2R\pi^2} \times (\sin^2(180 - \alpha) + (3 - \cos(180 - \alpha))^2) \times \left(\frac{L}{L_s}\right)^2 \quad (3.1)$$



ภาพที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 3.5 จะมีการทำงานโดยรับความถี่อ้างอิง (Reference Frequency) ซึ่งถูกป้อนเข้าทางด้านอินพุตของระบบ มาเข้าสู่เฟสล็อกดูปจะได้สัญญาณพัลส์ออกจาก VCO ไปเข้าวงจรจับเกต (G_1, G_2) และสัญญาณที่ได้นี้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับเฟสของความถี่อ้างอิง เมื่อความถี่อ้างอิงมีการเปลี่ยนแปลงมีผลทำให้สัญญาณความถี่ที่ออกจาก VCO เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ส่วน G_3 และ G_4 สามารถปรับ Duty cycle ได้ โดยเอาสัญญาณที่ได้จาก VCO มาผ่าน Oscillator (OSC) เพื่อให้ได้สัญญาณแรมป์ออกมาแล้วนำไปเปรียบเทียบกับไฟตรงที่ชุด Comparator ก็จะได้สัญญาณพัลส์ออกไปเข้าวงจรจับเกต ดังภาพที่ 3.6



ภาพที่ 3.6 รูปคลื่นสัญญาณจับเกตแบบอสมมาตร

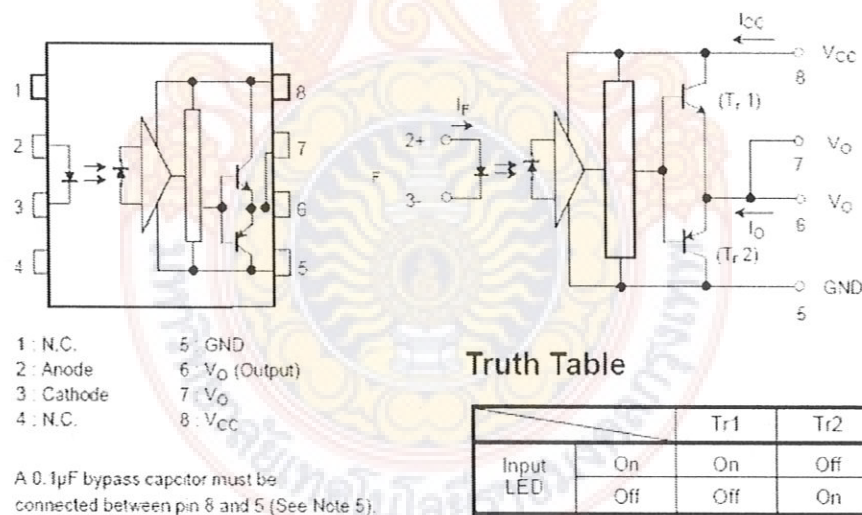
3.3 วงจรขับนำเกต(Gate Driver)

สวิตช์ (IGBT) ต้องการแรงดันเกตเพื่อทำให้เกิดการนำกระแสไฟฟ้าผ่านจากขาคอลเลกเตอร์ (Collector) สู่อิมิตเตอร์ (Emitter) แรงดันเกตสามารถจ่ายได้จากวงจรหลาย ๆ แบบ วงจรขับนำเกตควรมีทั้งไบอัสบวกเพื่อนำกระแส และไบอัสลบเพื่อหยุดกระแส การที่มีไบอัสลบเพื่อให้ตัวสวิตช์ (IGBT) คัดออฟได้เร็วขึ้นและป้องกันการนำกระแสเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนเข้ามาทางขาเกต

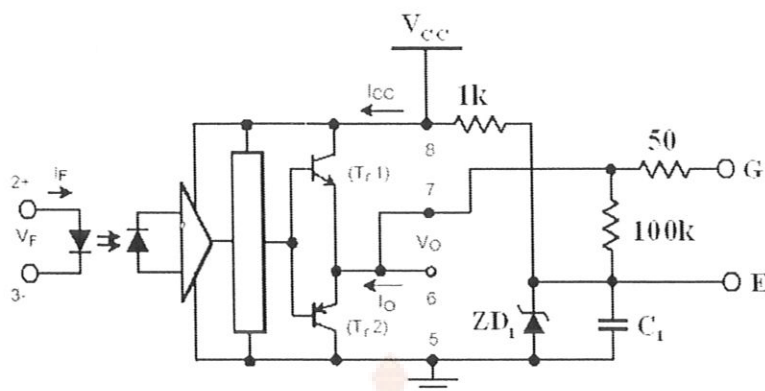
วงจรขับนำเกตที่แสดงดังภาพที่ 3.7 วงจรขับเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250 ซึ่งใช้ตัวเชื่อมต่อสัญญาณทางแสงเพื่อแยกโคดสัญญาณทางไฟฟ้าระหว่างวงจรกำลัง (Main Power Circuit) และวงจรควบคุม (Control Circuit) สัญญาณขับนำจากวงจรควบคุมจะเป็นตัวขับ LED ที่อยู่ในตัวแยกโคดสัญญาณทางแสงซึ่งทำหน้าที่เพื่อไบอัสทรานซิสเตอร์ Tr1 (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



ภาพที่ 3.7 วงจรภายในไอซีเบอร์ TLP250



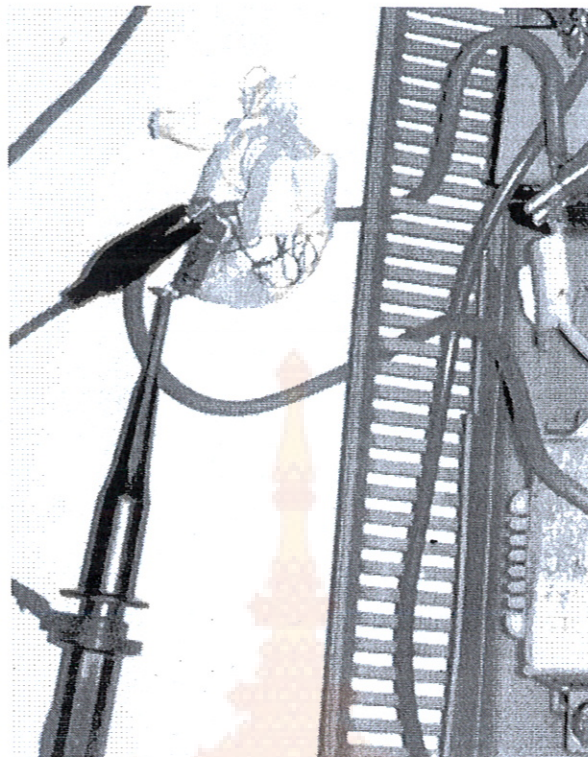
ภาพที่ 3.8 แสดงวงจรจริงจับเกดที่ใช้งานจริง

วงจรจับเกดที่แสดงดังรูปที่ 3.8 แสดงวงจรจริงจับเกดที่ใช้งานจริง ใช้ตัวแยกโคตทางแสงเพื่อแยกโคตระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลัง สัญญาณขับนำจากวงจรควบคุมจะเป็นตัวขับ LED ที่อยู่ในตัวแยกโคตทางแสงเพื่อไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ $TR1$ ภายในให้นำกระแสและในขณะเดียวกันทรานซิสเตอร์ $TR2$ หยุดนำกระแส ทำให้มีกระแสไหลผ่านความต้านทาน $R50 \Omega$ ไปจ่ายแรงดันขาเกด ในขณะนั้นซีเนอร์ไดโอดที่ต่ออยู่กับขาอิมิตเตอร์เพื่อสร้างแรงดัน $-5V$ ทำให้แรงดันที่จุด G เมื่อเทียบกับจุด E เป็นแรงดันไฟบวก 15 โวลต์ ($V_{GE} = +15$ โวลต์)

ในทางกลับกันเมื่อไม่มีสัญญาณขับนำเกดผ่านตัวแยกโคตทางแสง ทรานซิสเตอร์ $TR1$ ไม่นำกระแส ในขณะนี้ทรานซิสเตอร์ $TR2$ จะนำกระแสแทนทำให้ที่จุด G มีแรงดันไฟฟ้าลบเกิดขึ้นเมื่อเทียบกับจุด E ซึ่งค่าแรงดันไฟลบที่เกิดขึ้นนี้จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดันซีเนอร์ไดโอด $ZD1$ โดยทั่วไปมักจะให้มีแรงดันไฟลบ $(-)$ อยู่ประมาณ 5 โวลต์ เพื่อให้ตัวสวิตช์ (IGBT) คัดออฟได้เร็วขึ้นและป้องกันการนำกระแสของตัวสวิตช์ (IGBT) เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามา

3.4 Current Transformer สำหรับวัดกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

การทำ CT ขึ้นมาเพื่อทำการวัดกระแสไฟฟ้านั้นทำได้โดยใช้แกนทรอยด์พันด้วยลวดตัวนำ 30 รอบ ทั้งหมดมีตัวนำย่อย 10 ตัวนำ แล้วนำแต่ละตัวนำย่อยทั้งหมดมาต่ออนุกรมกันดังนั้นจำนวนรอบทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ 300 รอบ และปลายสายตัวนำทั้งสองที่เหลือจะต่อเข้ากับตัวต้านทาน 20Ω CT ที่ทำขึ้นมานั้นจุดประสงค์เพื่อต้องการวัดรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าเท่านั้น เพื่อนำไปพิจารณาความสัมพันธ์กับแรงดันที่สวิตช์ (V_{ce}) แรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและสัญญาณนำขับสวิตช์ (IGBT) นำไปสู่การวิเคราะห์การทำงานในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรกำลังได้เป็นอย่างดี ตัวอย่างแสดงดังรูปที่ 3.9



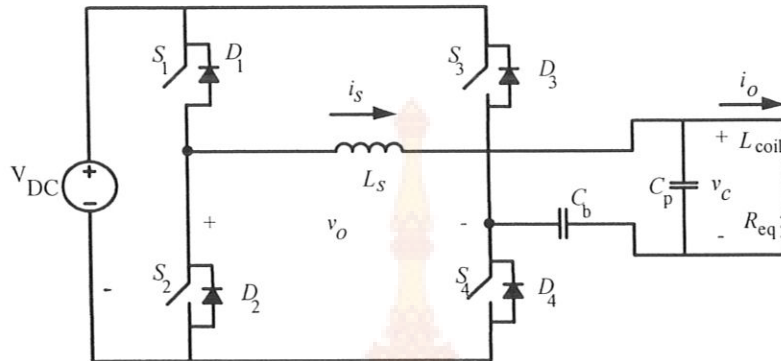
ภาพที่ 3.9 Current Transformer

ACM 697.2 ส266ค 2552
สายชล ขตเจื้อจัน
เครื่องให้ความร้อนแบบเหนียว
นำที่มีการควบคุมกำลังด้านออก
32000000943839 1212

บทที่ 4

ผลการทดสอบ

ทำการทดสอบเครื่องหลอมทองแบบเหนี่ยวนำความร้อนดังแสดงในภาพที่ 4.1

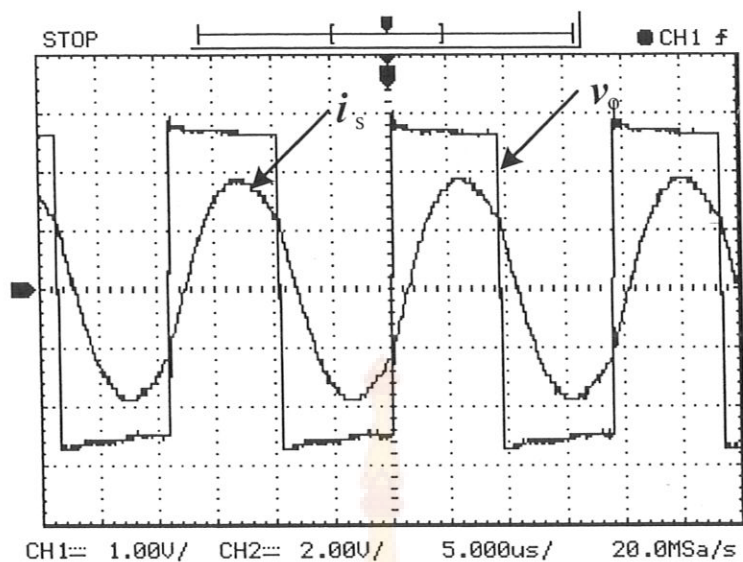


ภาพที่ 4.1 เครื่องหลอมทองแบบเหนี่ยวนำความร้อน

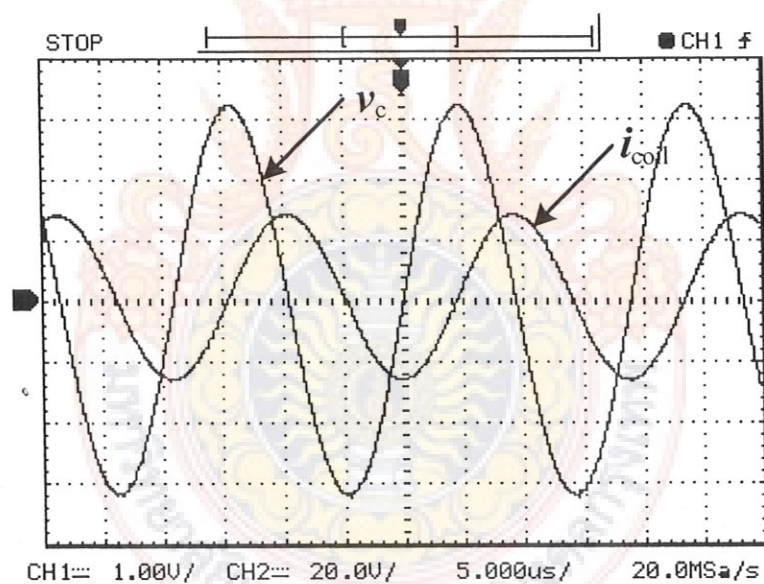
4.1 ทดสอบที่ย่านความถี่ 50 กิโลเฮิร์ต

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบและทดสอบส่วนต่างๆ จึงได้ทำการประกอบเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำขึ้น พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบมีดังนี้ $V_{dc} = 254V$, $L_{eq} = 1.61\mu H$, $R_{eq} = 0.024\Omega$, $L_s = 100\mu H$. ทดสอบกับโหลดคูลิเนียม 30 กรัม บรรจุอยู่ในเบ้าแกรไฟต์ ความถี่สวิตช์ที่ใช้ 52.63 ถึง 53.8 kHz.

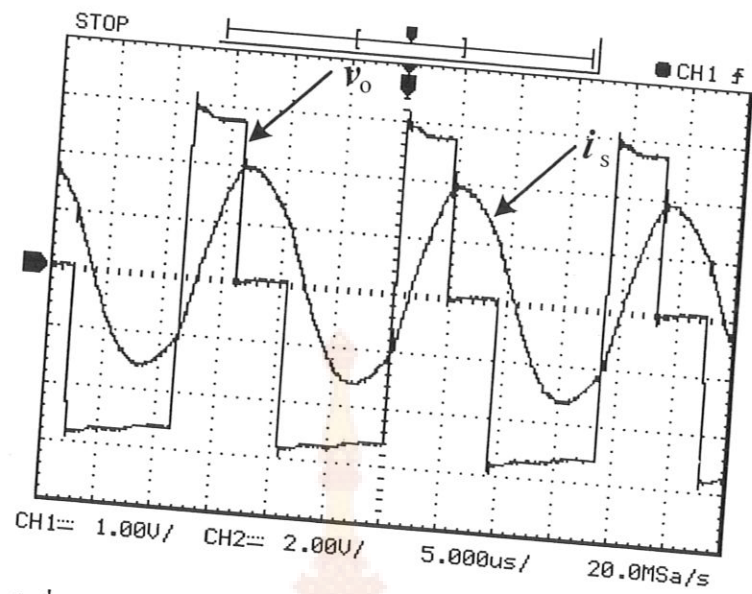
ภาพที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ที่ความถี่ 52.63 kHz รูปที่ 5 แสดงแสดงรูปคลื่นกระแส (i_{coil}) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_c) มีพิกัดกำลังที่ 1250 W. เมื่ออุณหภูมิของชิ้นงานเพิ่มขึ้นพารามิเตอร์จึงเปลี่ยนความถี่มีค่าสูงขึ้นวงจรควบคุมมมเฟสจึงทำงานโดยปรับความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อติดตามความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้การทำงานของสวิตช์เริ่มนำกระแสที่สภาวะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS)



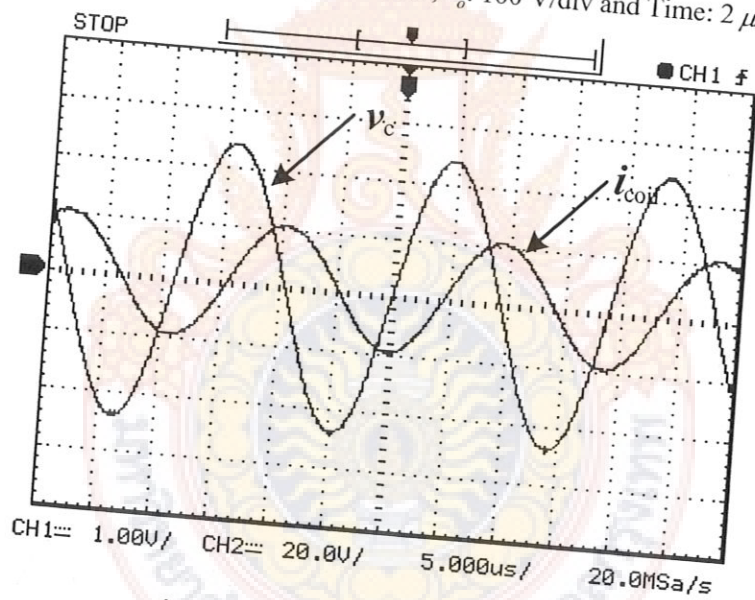
ภาพที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) (i_s : 8.4 A/div, v_o : 100 V/div and Time: 2 μ s / div.)



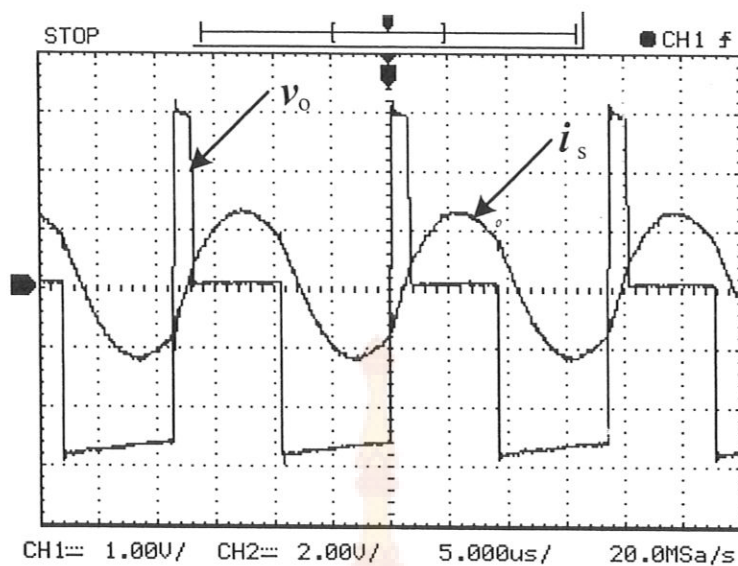
ภาพที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_{coil}) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_c) (i_{coil} : 100 A/div, v_c : 50 V/div and Time: 2 μ s / div.)



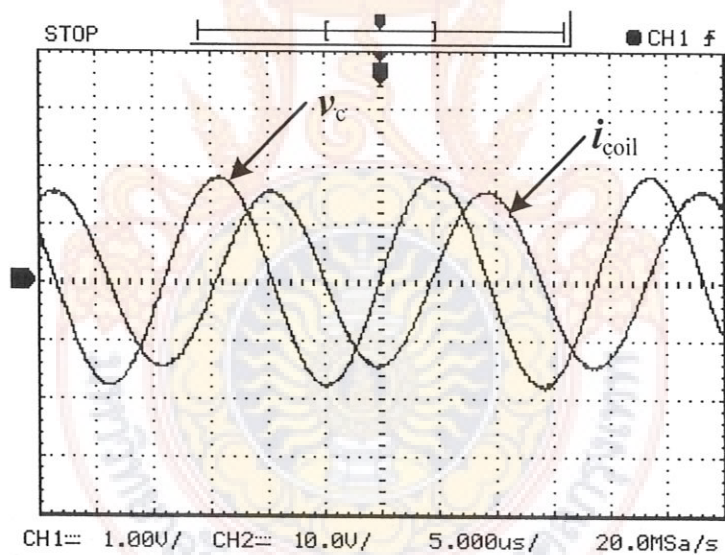
ภาพที่ 4.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 90° (i_s : 8.4 A/div, v_o : 100 V/div and Time: 2 μ s / div.)



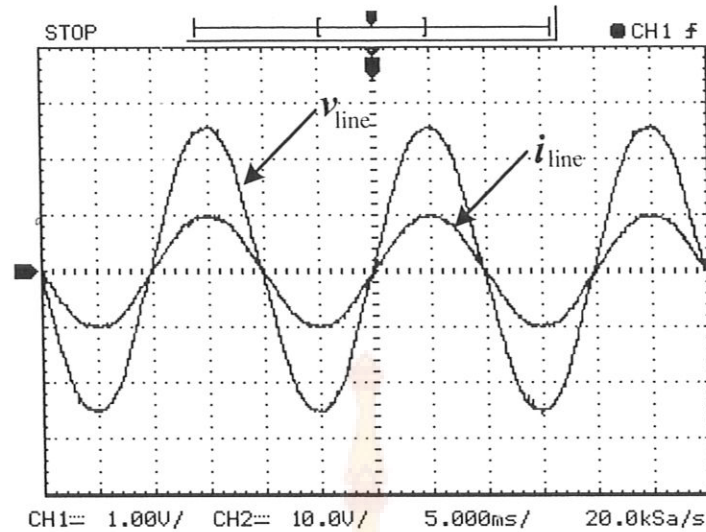
ภาพที่ 4.5 แสดงแสดงรูปคลื่นกระแส (i_{coil}) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_c) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 90° ความถี่ 53.10 kHz (i_{coil} : 100 A/div, v_c : 100 V/div and Time: 2 μ s / div.)



ภาพที่ 4.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 144° ความถี่ 53.80 kHz (i_s : 8.4 A/div, v_o : 100 V/div and Time: 2 μ s / div.)

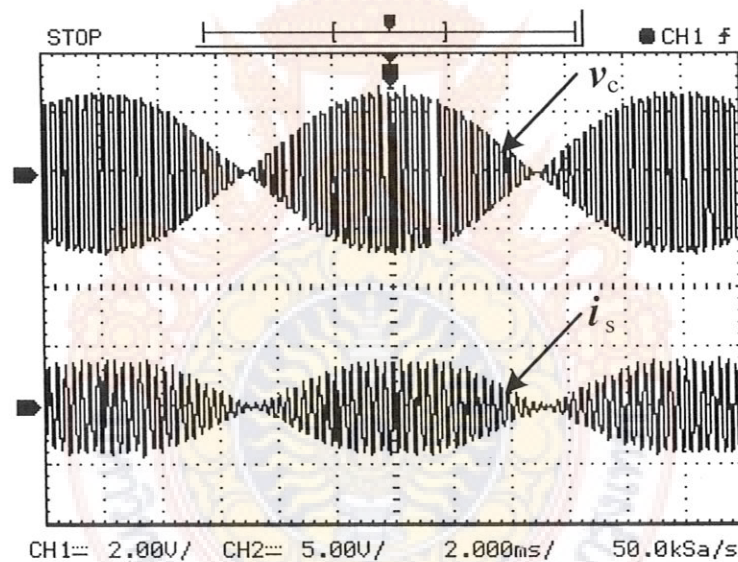


ภาพที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นกระแส (i_{coil}) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_c) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 144° (i_{coil} : 50 A/div, v_c : 100 V/div and Time: 2 μ s / div.)



ภาพที่ 4.8 แสดงรูปคลื่นของกระแสกับแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ที่ 50 Hz

(i_{line} : 10 A/div, v_{line} : 100 V/div and Time: 5 ms/div.)



ภาพที่ 4.9 แสดงแสดงรูปคลื่นกระแสด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_c)

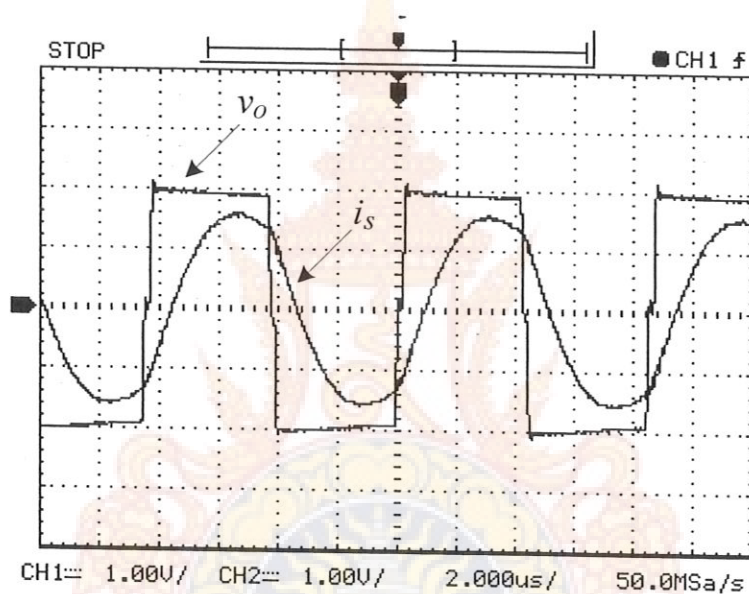
(i_s : 21A/div, v_c : 200 V/div and Time: 2 ms/div.)

ภาพที่ 4.6 รูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 90° เพื่อควบคุมกระแสและกำลังทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ความถี่สวิตช์เพิ่มขึ้นเป็น 53.10 kHz. ภาพที่ 4.7 แสดงแสดงรูปคลื่นกระแส (i_o) และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_c) วัดกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ได้ 646 W ภาพที่ 4.6 รูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 144° เพื่อควบคุมกระแสและกำลังทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ความถี่สวิตช์เพิ่มขึ้นเป็น 53.80 kHz. ภาพที่ 4.8 แสดงแสดงรูปคลื่นกระแส (i_{coil})

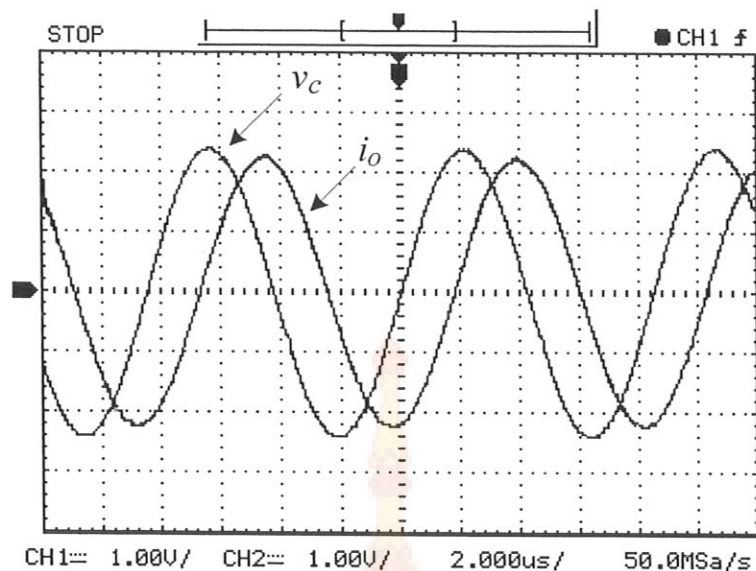
และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (v_L) วัดกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ได้ 388 W จากการวัดและทดสอบ ทำให้ทราบว่ากระแสด้านอินพุตมีลักษณะเป็นชานันท์ และจากการวัดค่าตัวประกอบกำลังได้เท่ากับ 1

4.2 ทดสอบที่ย่านความถี่ 117 กิโลเฮิร์ต

ในการทดสอบที่ย่านความถี่นี้ทดสอบที่แรงดันดีซีเรียบ พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบมีดังนี้ $V_{DC} = 233V$, $L_{eq} = 1.61\mu H$, $R_{eq} = 0.024\Omega$, $L_S = 60\mu H$ ทดสอบกับโหลดคอลลูมิเนียม 30 กรัม บรรจุอยู่ในเบ้าแกรไฟต์ ความถี่สวิตช์ที่ใช้ 117 kHz.

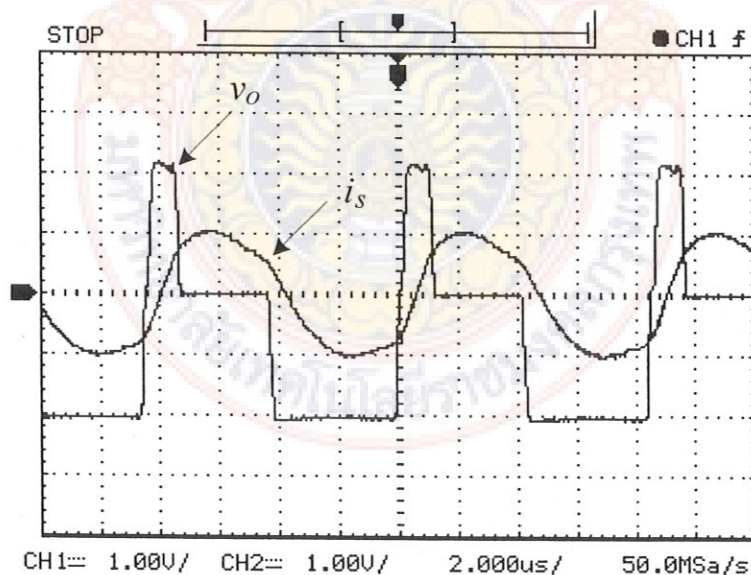


ภาพที่ 4.10 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s)
(v_o : 100V/div, i_s : 4.2A/div and Time: 2 μ s/div)

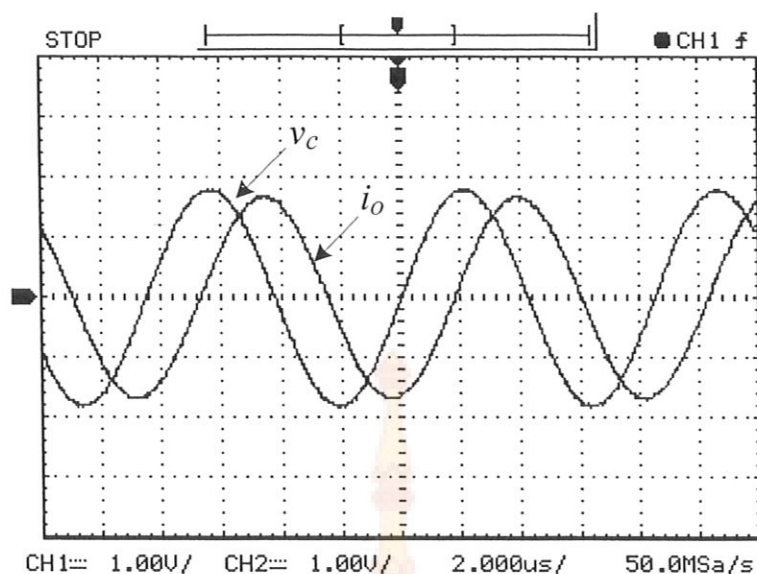


ภาพที่ 4.13 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 90 องศา (v_c : 100V/div, i_o : 100A/div and Time: 2 μ s/div)

จากภาพที่ 4.4 รูปคลื่นแรงดัน (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 90 องศา เพื่อควบคุมกระแสและกำลังทางค่านออกของอินเวอร์เตอร์ และในภาพที่ 4.5 เป็นรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o) วัดกำลังไฟฟ้าได้ 428 W



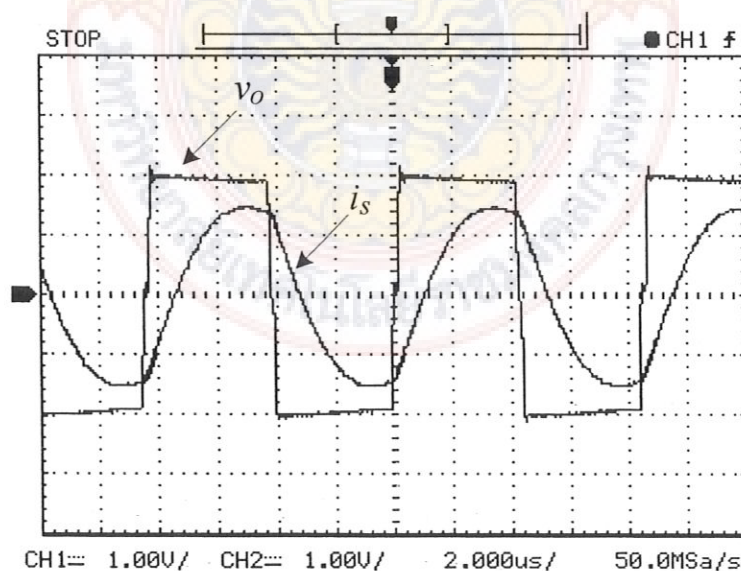
ภาพที่ 4.14 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 126 องศา (v_o : 100V/div, i_s : 4.2A/div and Time: 2 μ s/div)



ภาพที่ 4.15 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 126 องศา (v_c : 100V/div, i_o : 100A/div and Time: 2 μ s/div)

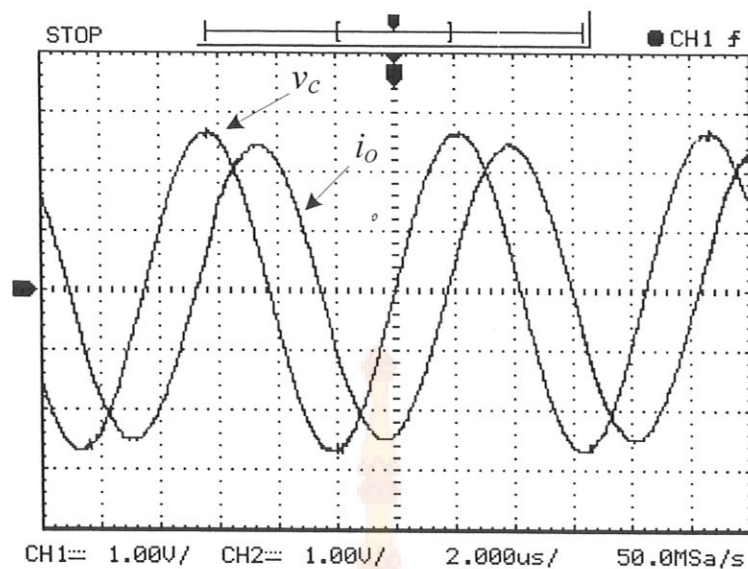
จากภาพที่ 4.6 รูปคลื่นแรงดัน (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 126 องศา เพื่อควบคุมกระแสและกำลังทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ และในภาพที่ 4.7 เป็นรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o) วัดกำลังไฟฟ้าได้ 174 W

4.3 สัญญาณที่ทดสอบขณะขึ้นงานมีอุณหภูมิ 700 °C



ภาพที่ 4.16 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s)

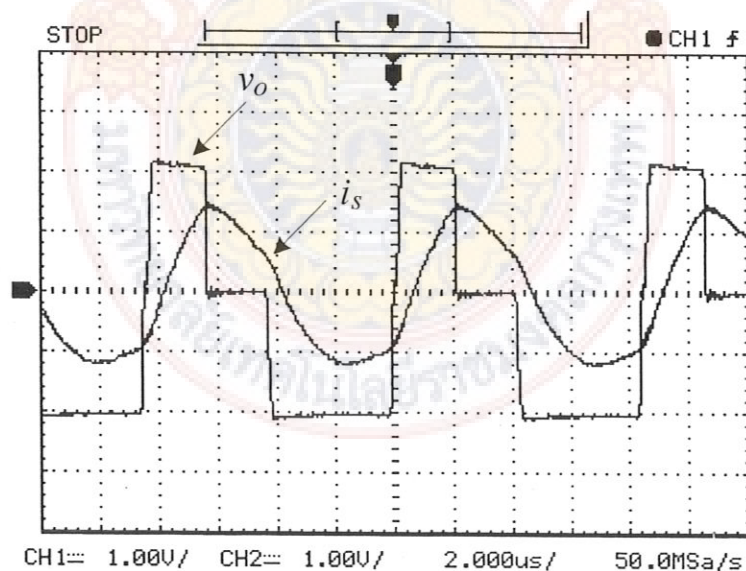
(v_o : 100V/div, i_s : 4.2A/div and Time: 2 μ s/div)



ภาพที่ 4.17 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o)

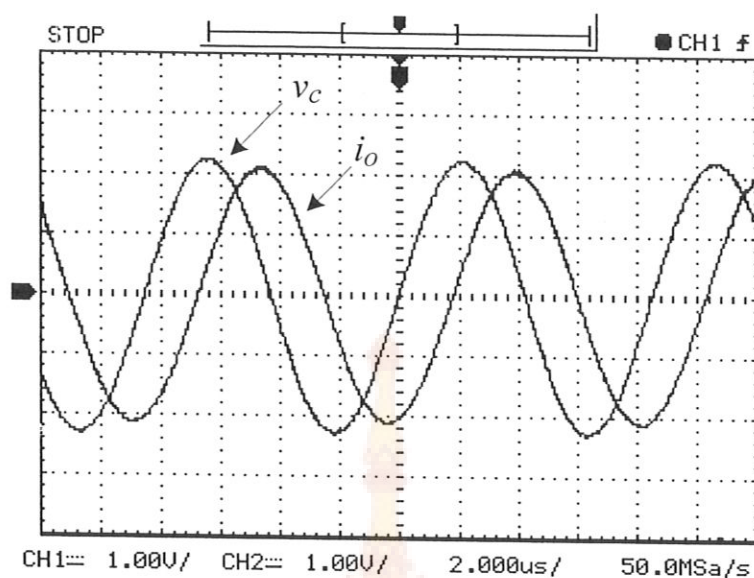
(v_c : 100V/div, i_o : 100A/div and Time: 2 μ s/div)

จากภาพที่ 4.8 รูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ที่อุณหภูมิ 700 °C เมื่ออุณหภูมิของชิ้นงานเพิ่มขึ้นพารามิเตอร์จะเปลี่ยน ค่าที่มีค่าสูงขึ้น วงจรควบคุม มุมเฟสจึงทำงานโดยปรับความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อติดตามความถี่ เรโซแนนซ์ โดยมีความถี่ 118.2 kHz และในภาพที่ 4.9 เป็นรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o) วัดกำลังไฟฟ้าได้ 575 W



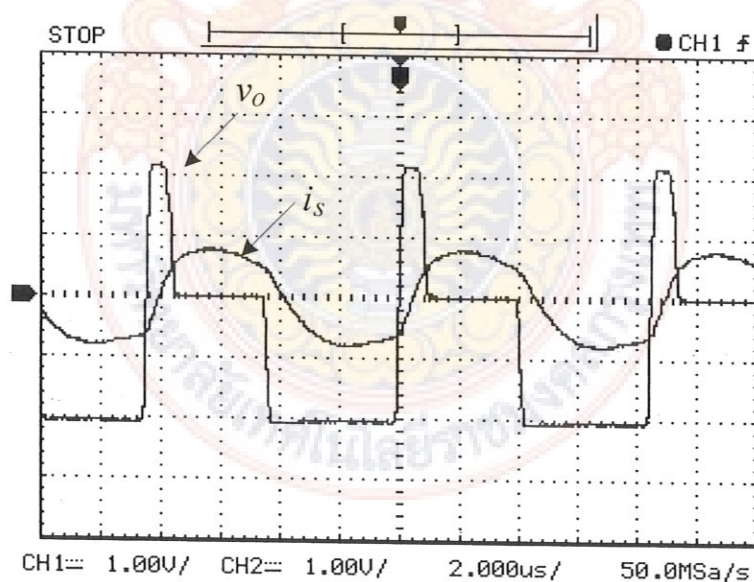
ภาพที่ 4.18 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s)

ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 90 องศา (v_o : 100V/div, i_s : 4.2A/div and Time: 2 μ s/div)

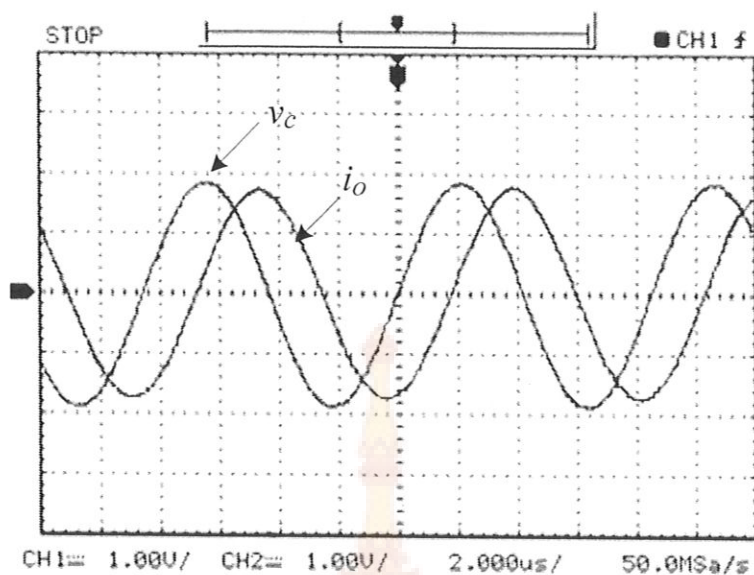


ภาพที่ 4.19 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 90 องศา (v_c : 100V/div, i_o : 100A/div and Time: 2 μ s/div)

จากภาพที่ 4.10 รูปคลื่นแรงดัน (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 90 องศา เพื่อควบคุมกระแสและกำลังทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ และในภาพที่ 4.11 เป็นรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o) วัดกำลังไฟฟ้าได้ 357 W

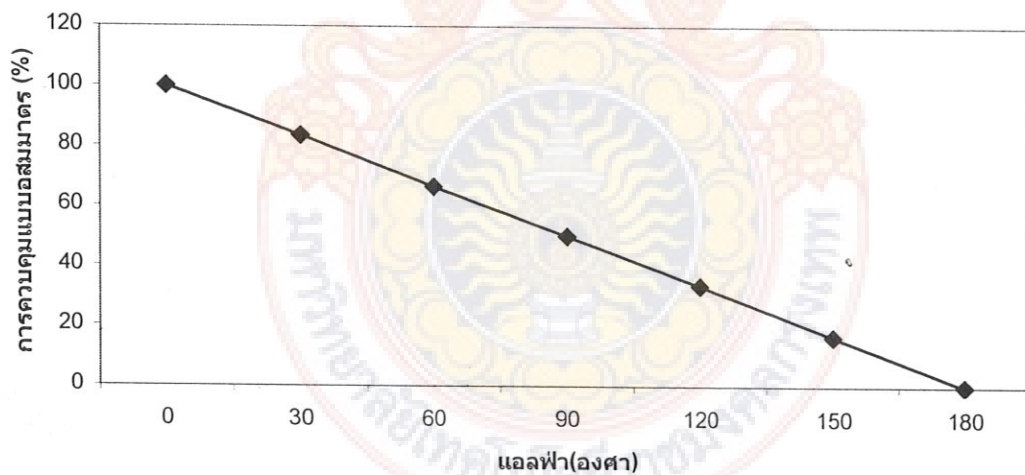


ภาพที่ 4.20 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 126 องศา (v_o : 100V/div, i_s : 4.2A/div and Time: 2 μ s/div)

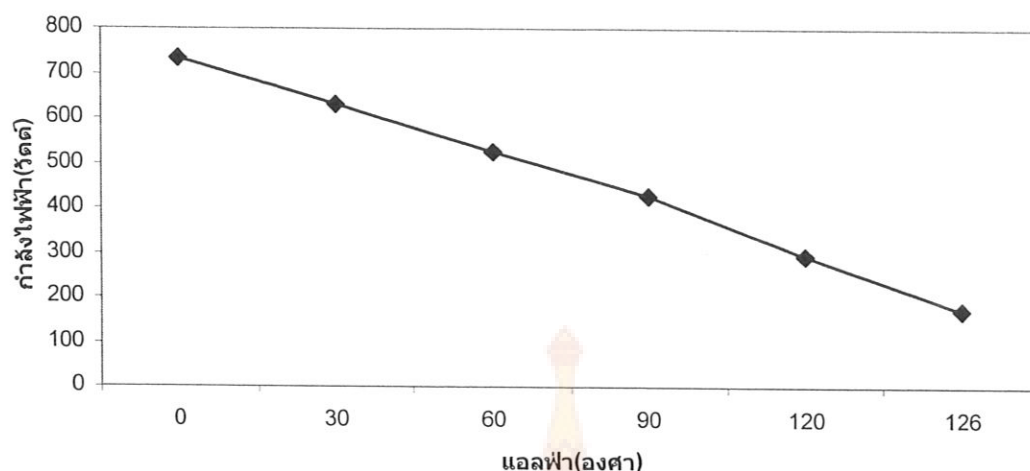


ภาพที่ 4.21 แสดงรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 126 องศา (v_c : 100V/div, i_o : 100A/div and Time: 2 μ s/div)

จากภาพที่ 4.12 รูปคลื่นแรงดัน (v_o) และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (i_s) ขณะปรับมุมแอลฟา (α) ที่ 126 องศา เพื่อควบคุมกระแสและกำลังทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ และในภาพที่ 4.13 เป็นรูปคลื่นแรงดัน (v_c) และกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_o) วัดกำลังไฟฟ้าได้ 210 W

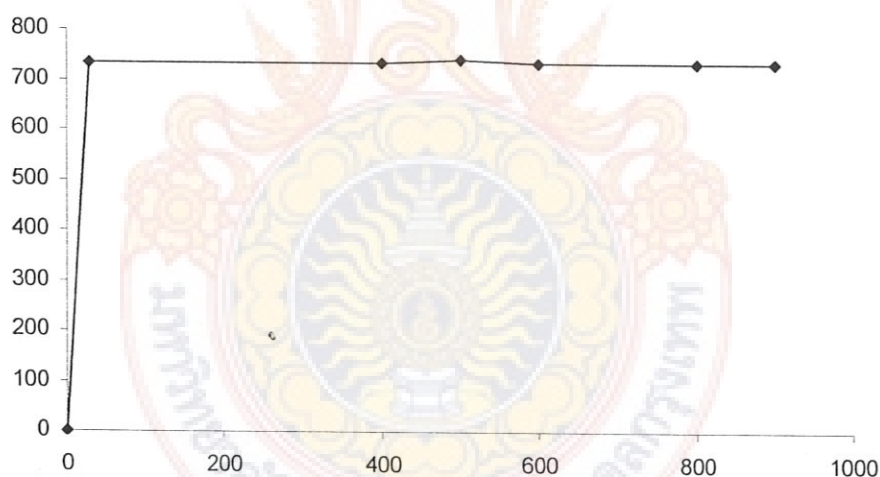


ภาพที่ 4.22 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้านำออกกับมุมแอลฟาที่องศาต่างกัน (α) ตามสมการ (3.1)



ภาพที่ 4.23 ผลการทดลองแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าด้านออกกับมุมแอลฟาที่องศาต่างกัน (α)

จากภาพที่ 4.22 และ 4.23 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าด้านออกกับมุมแอลฟาที่องศาต่างกัน (α) ซึ่งผลการทดลองและสมการมีทิศทางไปทางเดียวกันคือ เมื่อปรับมุมแอลฟาให้เพิ่มขึ้น กำลังไฟฟ้าด้านจึงมีค่าลดลง ดังนั้นในการควบคุมให้กำลังด้านออกมีค่าคงที่จึงต้องมีการควบคุมมุมแอลฟาให้ปรับกำลังอัตโนมัติ



ภาพที่ 4.24 แสดงผลการควบคุมกำลังด้านออกเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป

จากภาพที่ 4.24 แสดงผลการควบคุมกำลังด้านออกเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป ซึ่งเมื่ออุณหภูมิของชิ้นงานสูงขึ้น ทำให้พารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงไปในทิศทางที่น้อยลง ทำให้ความถี่สูงขึ้นและกระแสสูงขึ้น ทำให้กำลังด้านออกมีค่ามากขึ้นจากภาพที่ 4.24 จะเห็นได้ว่าการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านออกให้คงที่โดยวิธีการปรับมุมแอลฟาให้เพิ่มขึ้น

บทที่ 5

สรุปผลโครงการ และข้อเสนอแนะ

จากการศึกษาและสร้างเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่มีการควบคุมกำลังด้าน
ออกโดยวิธีการปรับความกว้างพัลส์แบบอสมมาตร สามารถสรุปและเสนอแนะได้ดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลในโครงการ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันขนาดพิกัด 700
วัตต์ ใช้มอสเฟตกำลังทำหน้าที่เป็นสวิตช์ที่ความถี่ 117 กิโลเฮิร์ตซ์ มีการต่อโหลดแบบอนุกรมและขนาน
สามารถให้ความร้อนในการหลอมอลูมิเนียม 30 กรัม (ใช้อลูมิเนียมในการทดลอง) ที่บรรจุ ในเบ้า
แกรไฟต์ได้ อุณหภูมิ 700 °C ในเวลา 10 นาที

ในการควบคุมมมเฟสการทำงานของอินเวอร์เตอร์ให้คงที่โดยใช้เฟสล็อกคูลูป นั้นสามารถนำไป
ประยุกต์ใช้ในงานหลอมนี้ได้ เนื่องจากเมื่อโหลดเปลี่ยนหรือชิ้นงานได้รับความร้อนความถี่จะมีการ
เปลี่ยนแปลงระบบก็ยังสามารถรักษาสภาพการลือกนั้นอยู่ในสภาวะเรโซแนนท์ตลอดเวลา

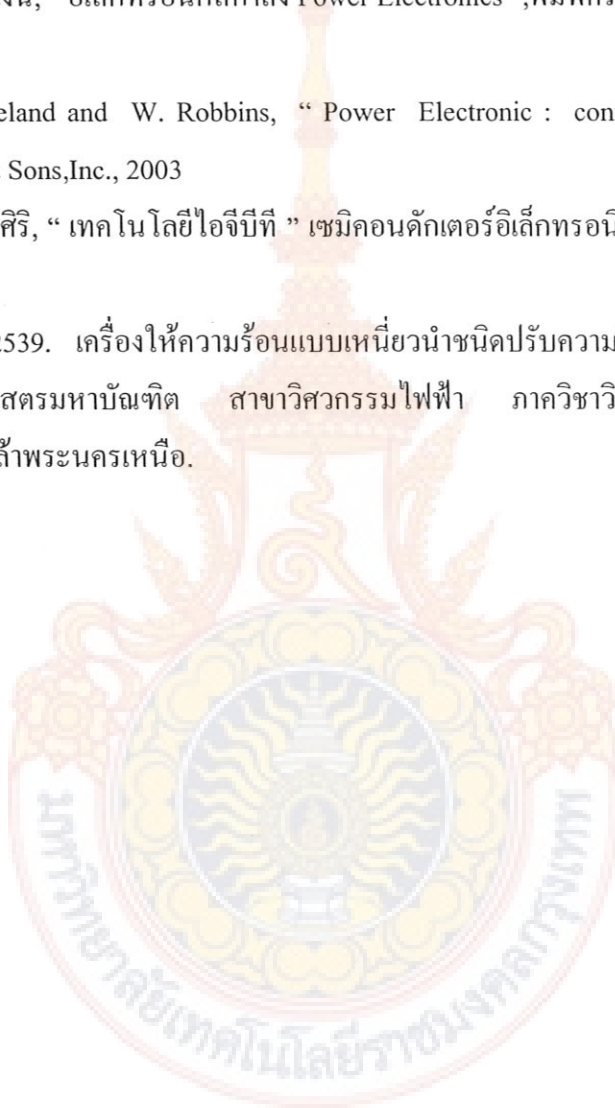
การทำงานของสวิตช์นำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ทำให้เกิดการสูญเสียน้อย การควบคุมกำลังด้าน
ออกของอินเวอร์เตอร์สามารถใช้วิธีควบคุมแบบอสมมาตรโดยการปรับมุมเอลฟา(α) หรือการนำกระแส
ของสวิตช์ตัวเดียวในวงจรได้

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้เป็นอุปกรณ์สวิตซ์จึงมีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์
เช่นเดียวกับขนาดของสายไฟที่เดินอยู่ในวงจรควรจะมีการตีเกลียวเพื่อลดสัญญาณรบกวนจากภายนอก
ได้
2. ฮีตซิงค์ที่ติดกับมอสเฟตกำลังต้องมีการระบายความร้อนที่ดี เพราะถ้ามอสเฟตกำลังมีอุณหภูมิสูง
ประสิทธิภาพการทนกระแสจะลดลง

เอกสารอ้างอิง

1. สายชล ชูคอเงิน, 2547, “เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์สำหรับงานชุบขึ้นรูปโลหะ”, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
2. รศ.ดร.วิระเชษฐ์ ชันเงิน, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronics”, พิมพ์ครั้งที่ 1. ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ.พรินติ้ง, 2547
3. N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, “ Power Electronic : converters, applications and design”, John wiley & Sons, Inc., 2003
4. ไชยันต์ สุวรรณชีวะศิริ, “ เทคโนโลยีไอจีบีที ” เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 134 (ธันวาคม 2536): 123-129
5. นกมล นุ่นงาม. 2539. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดปรับความถี่อัตโนมัติ วิทยานิพนธ์ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.



ภาคผนวก ก
DATA SHEET



International
IR Rectifier

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
 ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

PD- 91575B

IRG4PH50KD

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

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

Absolute Maximum Ratings

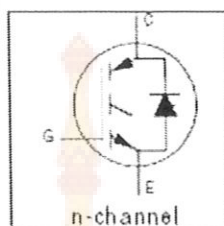
Parameter	Max.	Units
V_{CES} Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
$I_C \text{ @ } T_C = 25^\circ C$ Continuous Collector Current	45	A
$I_C \text{ @ } T_C = 100^\circ C$ Continuous Collector Current	24	
I_{CM} Pulsed Collector Current Φ	90	
I_{LW} Clamped Inductive Load Current Φ	90	
$I_F \text{ @ } T_C = 100^\circ C$ Diode Continuous Forward Current	16	
I_{FM} Diode Maximum Forward Current	90	μs
t_{SC} Short Circuit Withstand Time	10	
V_{GE} Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D \text{ @ } T_C = 25^\circ C$ Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D \text{ @ } T_C = 100^\circ C$ Maximum Power Dissipation	78	
T_J Operating Junction and T_{STG} Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ C$
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

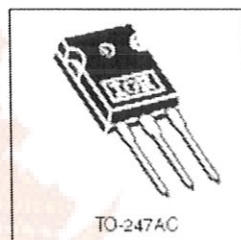
Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC} Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.64	$^\circ C/W$
R_{JD} Junction-to-Case - Diode	—	—	0.83	
R_{JCS} Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
R_{JA} Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
Wt	—	6 (0.21)	—	g (oz)

www.irf.com

1
 7/7/2003



$V_{CES} = 1200V$
 $V_{CE(on) typ.} = 2.77V$
 $@ V_{GE} = 15V, I_C = 24A$



IRG4PH50KD

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{BR}(CES)$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ^①	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{BR}(CES)/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.91	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(sat)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.77	3.5	V	$I_C = 24A, V_{GE} = 15V$
		—	3.29	—		$I_C = 45A, V_{GE} = 15V$
		—	2.54	—		$I_C = 24A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-10	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance ^②	13	19	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 24A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V$
		—	—	6500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V, T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	—	2.5	3.5	V	$I_C = 16A, V_{GE} = 15V$
		—	2.1	3.0		$I_C = 16A, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	±100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	180	270	nC	$I_C = 24A$
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	25	38		$V_{CC} = 400V$
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	70	110		$V_{GE} = 15V$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	87	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$
t_r	Rise Time	—	100	—		$I_C = 24A, V_{CC} = 800V$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	140	300		$V_{GE} = 15V, R_g = 5.0\Omega$
t_f	Fall Time	—	200	300	ns	Energy losses include "tail" and diode reverse recovery
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	3.83	—		See Fig. 9, 10, 18
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	1.90	—		
E_{is}	Total Switching Loss	—	5.73	7.9	μs	$V_{CC} = 720V, T_J = 125^\circ\text{C}$
t_{sc}	Short Circuit Withstand Time	10	—	—		$V_{GE} = 15V, R_g = 5.0\Omega$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	67	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$ See Fig. 10, 11, 18
t_r	Rise Time	—	72	—		$I_C = 24A, V_{CC} = 800V$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	310	—		$V_{GE} = 15V, R_g = 5.0\Omega$
t_f	Fall Time	—	380	—	ns	Energy losses include "tail" and diode reverse recovery
E_{is}	Total Switching Loss	—	9.36	—		See Fig. 9, 10, 18
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C_{iss}	Input Capacitance	—	2800	—	pF	$V_{GE} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	140	—		$V_{CC} = 30V$
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	53	—		$f = 1.0\text{MHz}$
t_r	Diode Reverse Recovery Time	—	90	135	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 14
		—	164	245		$T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	5.8	10	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15
		—	9.3	15		$T_J = 125^\circ\text{C}$
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	—	260	675	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 16
		—	690	1838		$T_J = 125^\circ\text{C}$
di_{rr}/dt	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_r	—	120	—	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 17
		—	76	—		$T_J = 125^\circ\text{C}$

International
IOR Rectifier

IRG4PH50KD

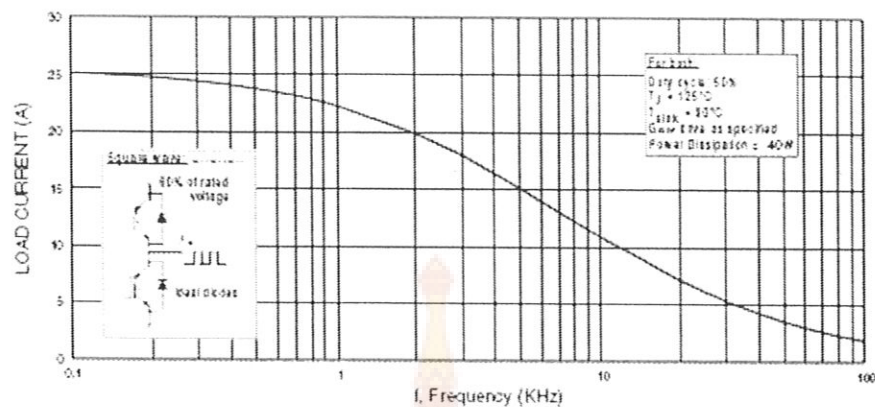


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

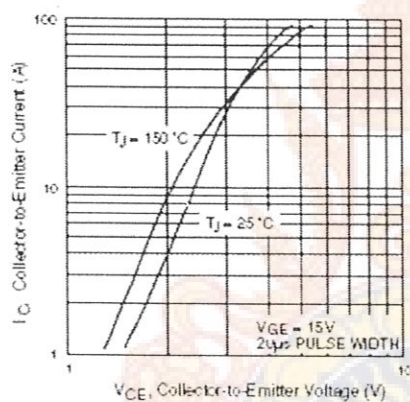


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

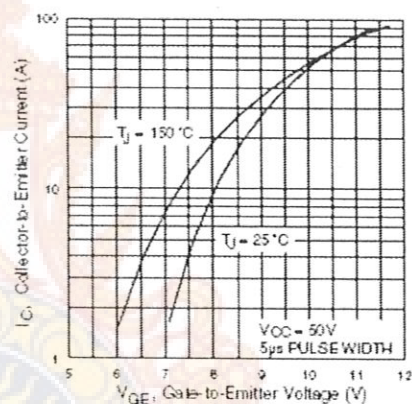


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

IRG4PH50KD

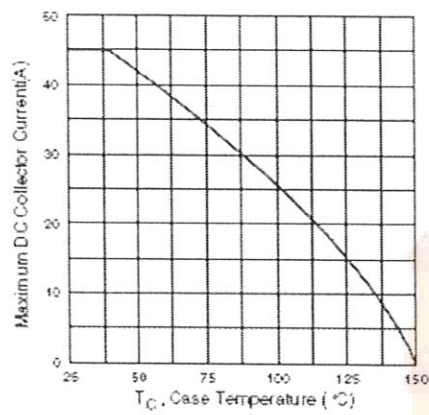
International
IOR Rectifier

Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

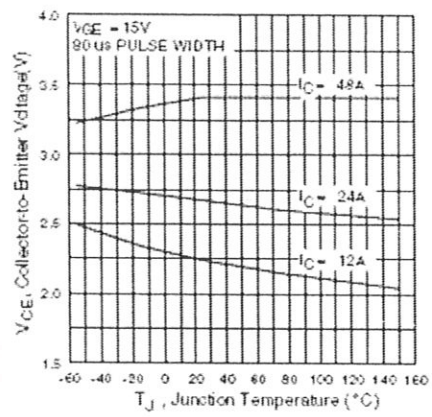


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

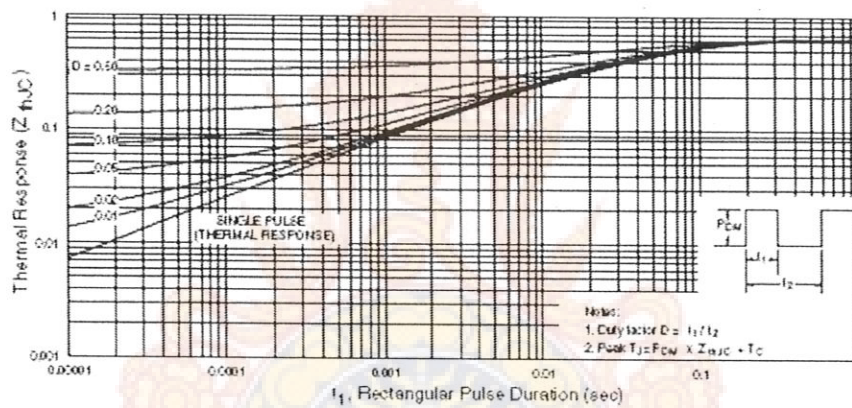


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

International
IGR Rectifier

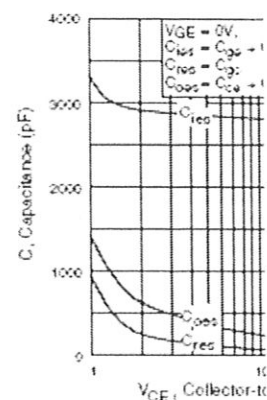


Fig. 7 - Typical Capacitance
Collector-to-Emitter

IRG4PH50KD

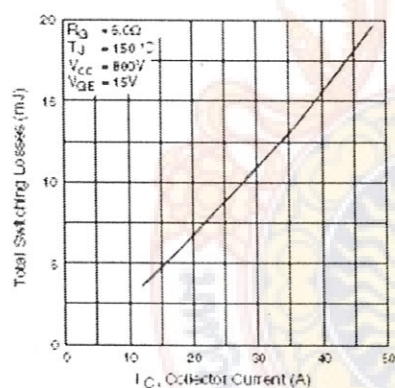


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs.
Collector Current

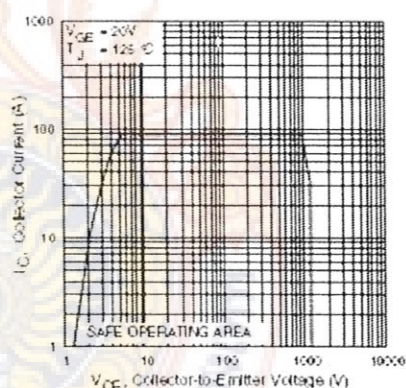


Fig. 12 - Turn-Off SOA

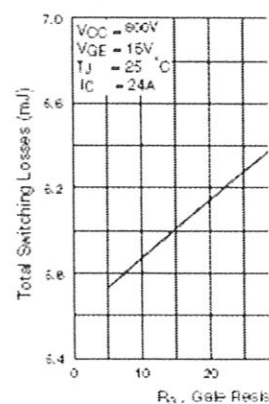


Fig. 9 - Typical Switching
Resistance

www.irf.com

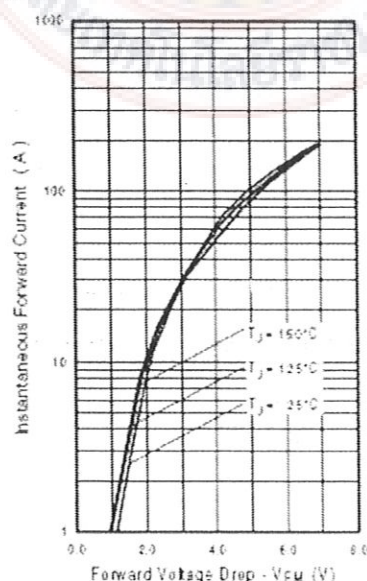


Fig. 13 - Typical Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

International
IR Rectifier

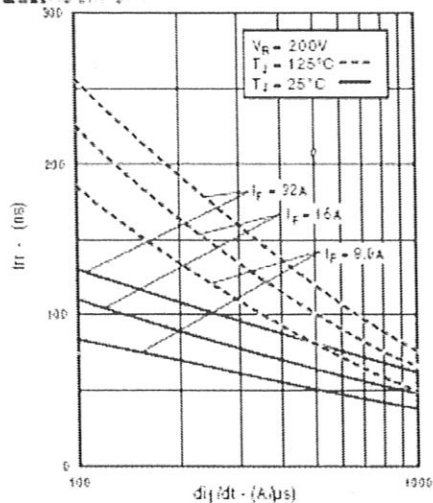


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di/dt

IRG4PH50KD

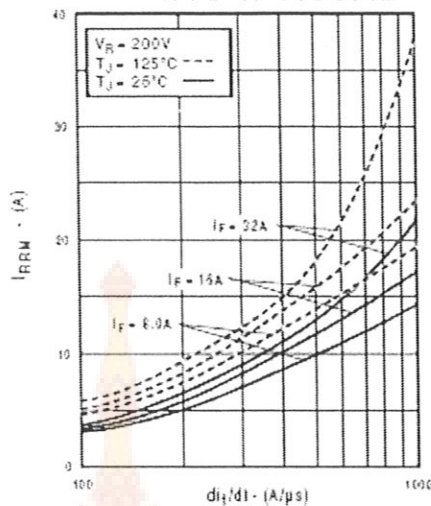


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di/dt

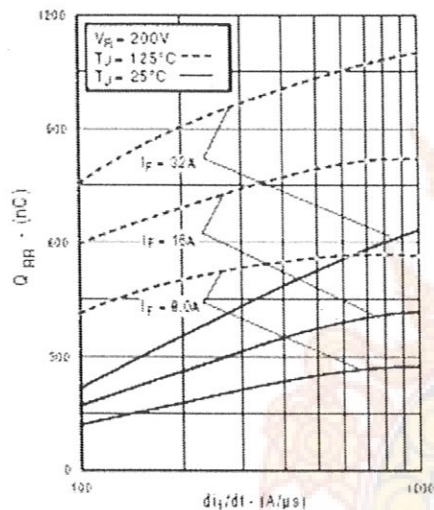


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di/dt

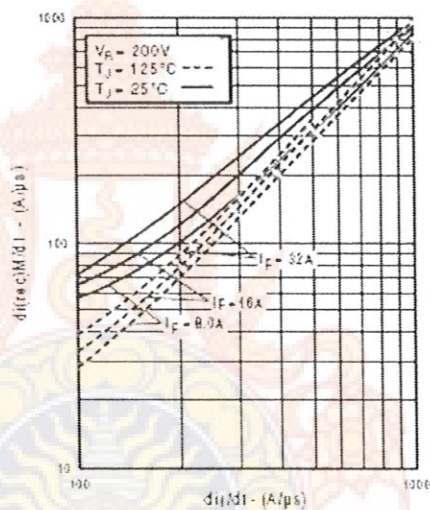


Fig. 17 - Typical di_{rec}/dt vs. di/dt

www.irf.com

IRG4PH50KD

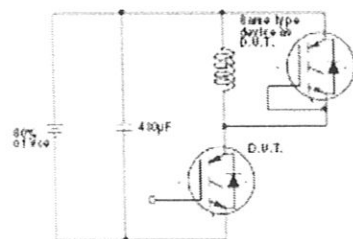
International
IGBT Rectifier

Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{AS} , E_{on} , $E_{on}(diode)$, t_m , Q_m , I_m , t_{on} , t_r , t_{off} , t_i

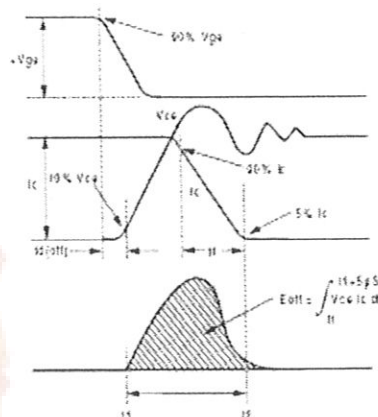


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , t_{on} , t_r

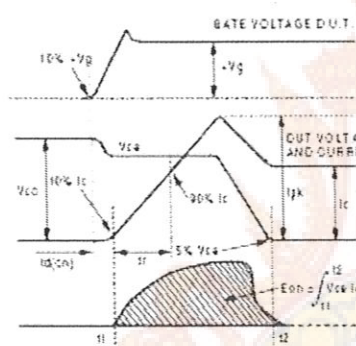


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , t_{on} , t_r

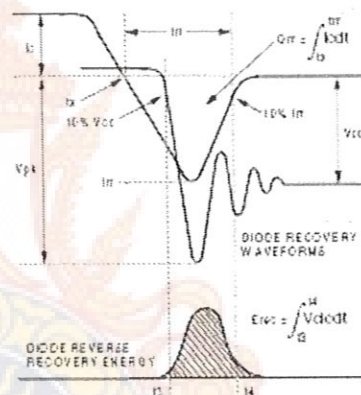


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{on} , Q_m , I_m

International
IGR Rectifier

IRG4PH50KD

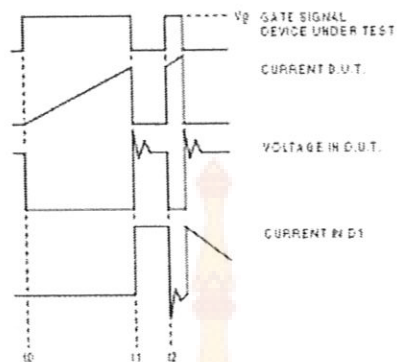


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

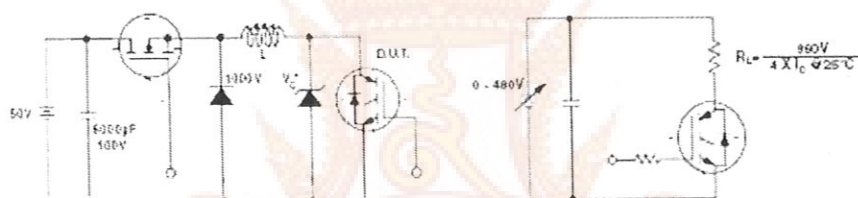


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

Figure 20. Pulsed Collector Current Test Circuit

TOSHIBA

TLP250

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ined & Photo-IC

TLP250

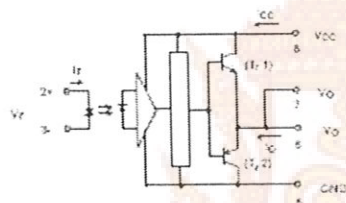
Transistor Inverter
Inverter For Air Conditioner
IGBT Gate Drive
Power MOS FET Gate Drive

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

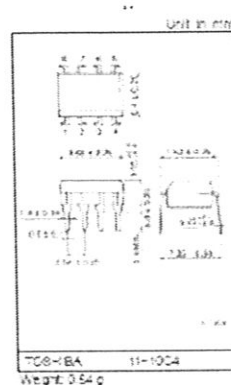
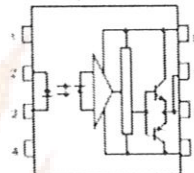
- Input threshold current (I_T): 5mA (max.)
- Supply current (I_C): 11mA (max.)
- Supply voltage (V_{CC}): 10-55V
- Output current (I_O): 41.5A (max.)
- Switching time (t_{p1}/t_{p2}): 1.5µs (max.)
- Isolation voltage: 2500Vrms (min.)
- UL recognized: UL1507, ENEC No. R67349
- Option (D4) type
VDE approved: DIN VDE 0884/05.92 certificate No. 76815
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: 5.4mm (min.)

Schematic

A 0.1µF bypass capacitor must be
connected between pin 6 and 5 (See Note 5).

**Pin Configuration (top view)**

1. NC
2. Anode
3. Cathode
4. NC
5. GND
6. V_O (CM=0)
7. V_O
8. V_CC

Truth Table

		I _{T1}	I _{T2}
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

2004-06-25

TOSHIBA

TLP250

Absolute Maximum Ratings ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit
LED	Forward current	I_F	20	mA
	Forward current derating ($T_a \geq 70^\circ\text{C}$)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.35	mA/ $^\circ\text{C}$
	Peak forward current (Note 1)	I_{FPM}	1	A
	Reverse voltage	V_R	5	V
	Junction temperature	T_j	125	$^\circ\text{C}$
Driver	I_{OH} peak output current ($P_{VH} \leq 2.5\text{mW}$ & 10kHz) (Note 2)	$I_{OH(pk)}$	-1.5	A
	I_{OL} peak output current ($P_{VH} \leq 2.5\text{mW}$ & 10kHz) (Note 2)	$I_{OL(pk)}$	$+1.5$	A
	Output voltage ($T_a \leq 70^\circ\text{C}$)	V_O	35	V
			24	
	Supply voltage ($T_a \leq 70^\circ\text{C}$)	V_{CC}	35	V
			24	
	Output voltage derating ($T_a \geq 70^\circ\text{C}$)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.75	V/ $^\circ\text{C}$
	Supply voltage derating ($T_a \geq 70^\circ\text{C}$)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.75	V/ $^\circ\text{C}$
	Junction temperature	T_j	125	$^\circ\text{C}$
Operating frequency (Note 3)		f	25	kHz
Operating temperature range		T_{opr}	-20 to 85	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range		T_{stg}	-55 to 125	$^\circ\text{C}$
Lead soldering temperature (10 s)		T_{sld}	240	$^\circ\text{C}$
Isolation voltage (AC, 1 min, R.H. 65%) (Note 4)		E_{ins}	2500	Vrms

Note 1: Pulse width $P_{VH} \leq 1\mu\text{s}$, 300pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, $I_{OH(pk)} \leq -1.0\text{A}$ & $2.5\mu\text{s}$, $I_{OL(pk)} \leq +1.0\text{A}$ & $2.5\mu\text{s}$ Note 4: x is 2 mm or more from a lead root.

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 0.1 μF should be connected from pin 8 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 10 mm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Input current on (Note 7)	I_{ICM}	7	5	10	mA
Input voltage off	V_{IOFF}	0	—	0.5	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	20	V
Peak output current	$I_{OH(OUT)}$	—	—	0.5	A
Operating temperature	T_{opr}	-20	25	85	$^\circ\text{C}$

Note 7: Input signal rise time (fall time) $\leq 0.5\mu\text{s}$

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	—	I _F = 10 mA	—	-2.0	—	mV/°C
Input reverse current	I _{IR}	—	V _{IF} = 5V, T _a = 25°C	—	—	10	μA
Input capacitance	C _{IF}	—	V _{IF} = 0, f = 1 MHz, T _a = 25°C	—	45	200	pF
Output current	"H" level	I _{OH}	3	V _{CC} = 30V (1) V _{CE} = 4V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	-0.5	-1.5	A
	"L" level	I _{OL}	2		0.5	2	
Output voltage	"H" level	V _{OH}	4	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	11	12.0	V
	"L" level	V _{OL}	5	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 200Ω, V _{IF} = 0.1V	—	-14.2	
Supply current	"H" level	I _{CCH}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA T _a = 25°C	—	7	mA
				V _{CC} = 30V, I _F = 10mA	—	11	
	"L" level	I _{COL}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 0mA T _a = 25°C	—	1.5	
Threshold input current	"Output L→H"	I _{thL}	—	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 200Ω, V _O = 2V	—	1.2	mA
Threshold input voltage	"Output H→L"	V _{thL}	—	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 200Ω, V _O = 2V	0.8	—	
Supply voltage	V _{CC}	—		10	—	26	V
Capacitance (input-output)	C _p	—	V _O = 0, f = 1MHz T _a = 25°C	—	1.5	2.0	pF
Resistance (pull-up/pull-down)	R _p	—	V _O = 500V, T _a = 25°C R _L = 500Ω	1×10 ¹²	10 ¹⁴	—	Ω

* All typical values are at T_a = 25°C. (1) Duration of I_Q time is 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	t_{PLH}	5	$I_p = 5\text{mA}$ (Pulse 7) $V_{CC1} = +15\text{V}$, $V_{CC2} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.3	μs
	H→L	t_{PLH}			—	0.15	0.3	
Output rise time	t_r				—	—	—	
Output fall time	t_f				—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output			C_{MHL}	I	$V_{CM} = 500\text{V}$, $I_p = 5\text{mA}$, $V_{CC} = 30\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-5000	—	V/ μs
Common mode transient immunity at low level output			C_{MLL}	I	$V_{CM} = 500\text{V}$, $I_p = 5\text{mA}$, $V_{CC} = 30\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	5000	—	V/ μs

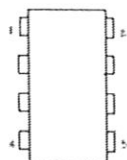
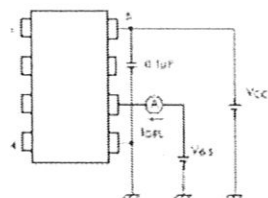
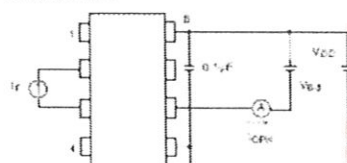
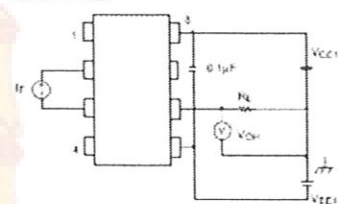
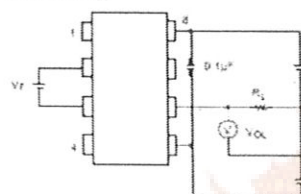
* All typical values are at Ta = 25°C.

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

TOSHIBA

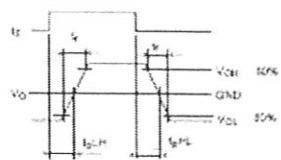
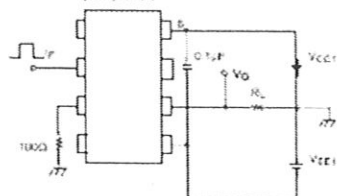
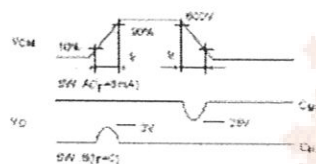
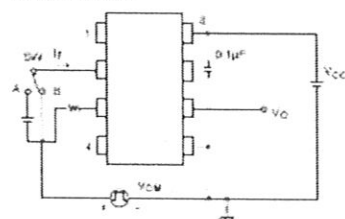
TLP250

Test Circuit 1

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

TOSHIBA

TLP250

Test Circuit 6: I_{CEH} , I_{CEL} , I_{CE} Test Circuit 7: C_{MHL} , C_{ML} 

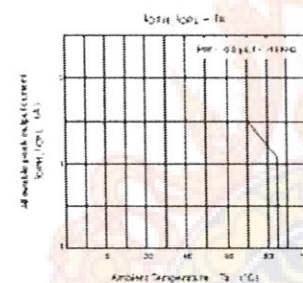
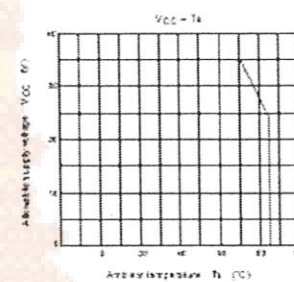
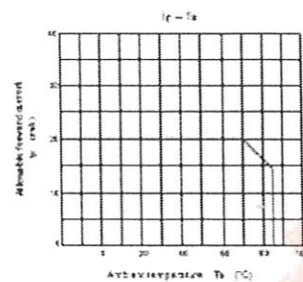
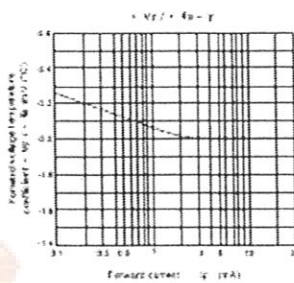
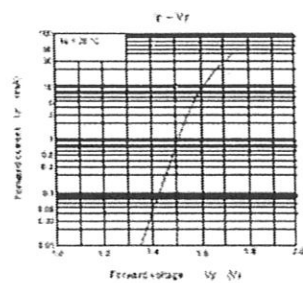
$$C_{MHL} = \frac{450 \text{ (V)}}{V_{dHL}}$$

$$C_{ML} = \frac{450 \text{ (V)}}{V_{dML}}$$

$C_{MHL}(C_{ML})$ is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.

TOSHIBA

TLP260



2004-05-25

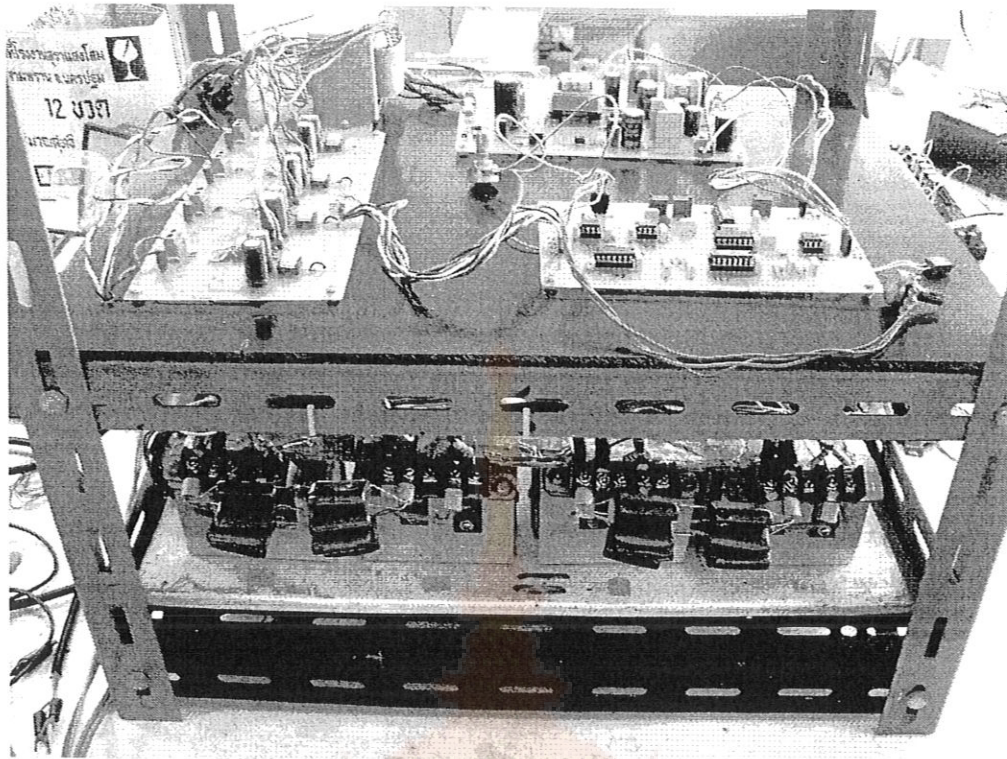
0

RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

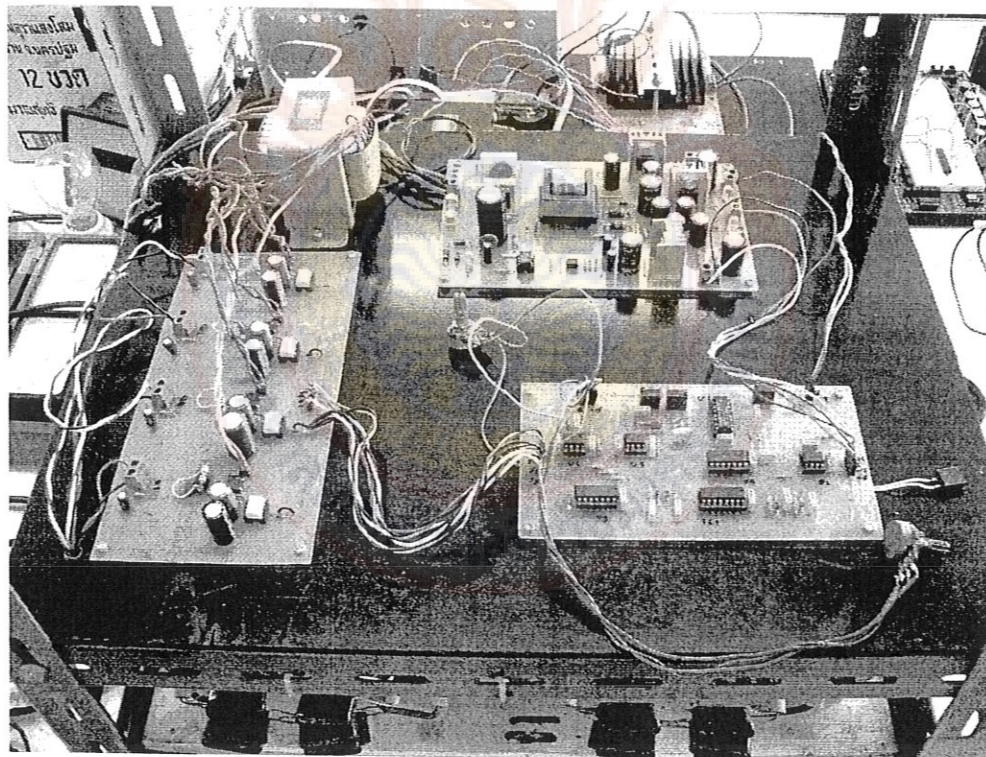
- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringement of patents or other rights of the third parties which may result from 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 creating 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 extraordinarily 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 include 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.
- Gas (Argon, Air, etc.) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or disassemble it.

ภาคผนวก ข

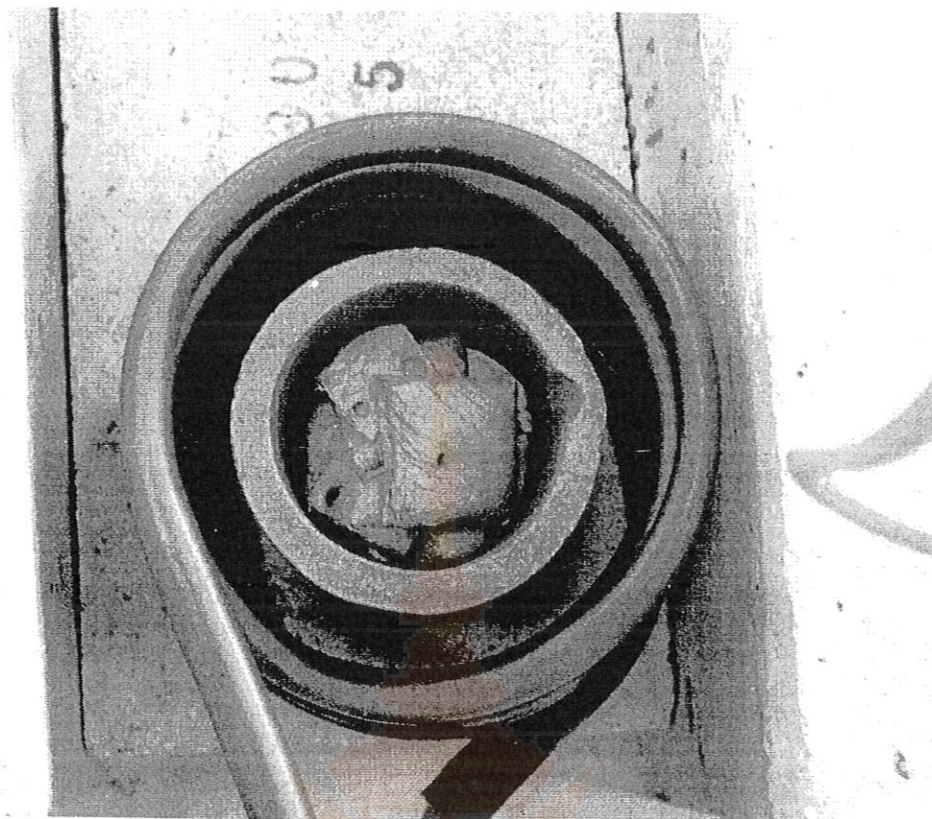




รูปที่ ข.1 เครื่องดันแบบ



รูปที่ ข.2 วงจรควบคุม



รูปที่ ข.3 ชิ้นงานอลูมิเนียมในเบ้าแกรไฟต์ ขณะเย็น



รูปที่ ข.3 ชิ้นงานอลูมิเนียมในเบ้าแกรไฟต์ ขณะละลาย

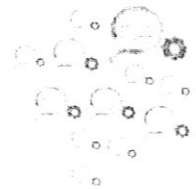


รูปที่ ข.4 ชิ้นงานอลูมิเนียมในเบ้าแกรไฟต์ ขณะละลาย วัดที่อุณหภูมิ 868 °C



ภาคผนวก ค
บทความตีพิมพ์





Series and Parallel Resonant Inverter for Induction Heating application

Saichol Chudjuarjeen and Vichian Hathairatsiri

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

Abstract

This paper presents the series and parallel resonant configuration of a full-bridge inverter for induction heating applications by using asymmetrical voltage cancellation control. The proposed control method is implemented in a full-bridge inverter topology. The operating frequency is automatically tracked to maintain a small constant lagging phase angle when load parameters change. The output power is controlled using the asymmetrical voltage cancellation technique. The validity of the proposed method is verified hardware experiment at the operating frequency of 52.63 to 53.8 kHz.

Keywords: resonant inverter, induction heating, series and parallel resonant, phase lock loop

1. Introduction

Induction heating is a well-known technique to produce very high temperature for applications like steel melting, brazing and surface hardening. In each application, appropriate frequency must be used depending on the work-piece geometry and skin-depth requirement [1, 2]. This technique requires high frequency current supply that is capable of inducing high frequency eddy current in the work piece and thus results in the heating effect [1]. A large number of topologies have been developed in this area. Current-fed and voltage-fed inverters are among the most commonly used types [3]. One of the important advantages of current-fed inverter is the short-circuit protection capability. However, the current source inverter can only be controlled by using phase-controlled rectifier for adjusting the voltage at the dc link. This differs from voltage source inverter which has various controls.

Recent developments in switching schemes and control methods have made the voltage-source resonant inverters widely used in applications that require output power control. In pulse-frequency modulation (PFM), the output power can be controlled by varying the switching frequency while the inverter operates under zero-voltage switching scheme. The pulse-density modulation (PDM) method regulates the

output power by varying the period in which the inverter supplies high-frequency current to the induction coil. The phase-shift (PS) control technique in varies output power by shifting the phase of the switch conduction sequences. Asymmetrical duty-cycle (ADC) control technique employs an unequal duty-cycle operation of the switches in the converter. The asymmetrical voltage-cancellation (AVC) is proposed in where the authors describe voltage-cancellation for conventional fixed-frequency control strategies. In induction heating application, the output power control using the mentioned techniques in fix frequency and optimum duty cycle for ZVS operation are rather difficult due to variation of parameters in the resonant load. In, the AVC is implemented in a full-bridge series resonant inverter. The series-resonant inverter needs an output transformer for matching the output power to the load.

In this paper, an improved LLC resonant inverter with AVC control technique is proposed. The aim is to control the output power for high temperature application including steel melting, brazing and hardening where the load parameters and resonant frequency vary throughout the system operation. The operating frequency is controlled using phase-locked loop to track for the resonant frequency. The output power is controlled by adjusting the switch duty



cycle in the event of load parameter variation. The LLC resonant tank is designed with the matching transformer in between the series inductor and paralleled LC tank. The important advantage of the proposed topology is the short circuit protection of the transformer and induction coil.

2. Circuit Description

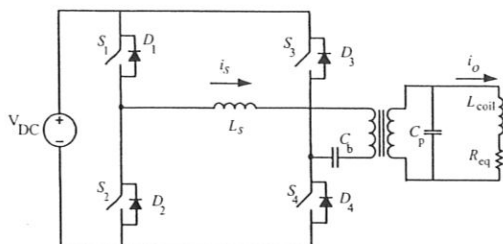


Fig. 1. Full-bridge series and parallel resonant inverter.

Fig. 1 shows an LLC resonant inverter configuration for induction heating applications. The inverter consists of four switches with antiparallel diodes, a resonant capacitor, a series inductor (L_s) and an induction coil that comprises of a series combination of resistor (R_{eq}) and induction coil inductor (L_{coil}). A DC blocking capacitor (C_b) is inserted in series with the transformer primary. An equivalent circuit of the full-bridge LLC inverter system in Fig. 1 Note that C, with a negligible value of C_b , L and R represents the R_{eq} , L_{coil} and C_p referred to the primary of the transformer, respectively. The total impedance to the asymmetrical voltage source (v_o) is denoted by Z_{total} . i_s and i_o are the input current and load current, respectively.

2.1 Modes of operation

As shown in Fig. 3, five modes of operation exist within one switching cycle. The corresponding circuit topology for each mode of operation is illustrated in Fig. 4. The analysis is as follows.

1) Mode 1 (t_0-t_1): While switches S_2 and S_3 are off, at $t = t_0$, switches S_1 and S_4 receive positive gating signals. The negative input current (i_s) flows through diodes D_1 and D_4 .

2) Mode 2 (t_1-t_2): At $t = t_1$, as soon as the antiparallel diodes D_1 and D_4 are off, switches S_1 and S_4 conduct and ZVS operation is achieved.

During this mode, the positive input current (i_s) flows.

3) Mode 3 (t_2-t_3): At $t = t_2$, While the switch S_1 still conducts, the switch S_4 is turned off and the antiparallel diode D_3 conducts. At the same instance, the switch S_3 is turned on for the purpose of conduction loss reduction in the diode D_3 .

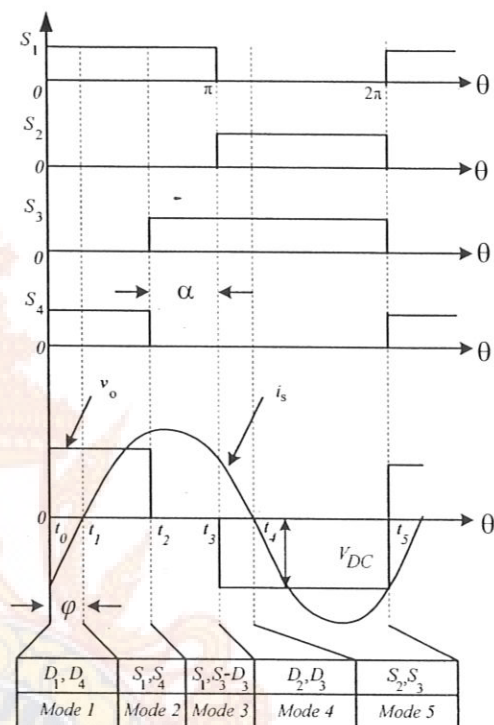


Fig.2. Typical voltage, current and gate signals

4) Mode 4 (t_3-t_4): At $t = t_3$, the switch S_1 is turned off. Similar to that in Mode 1, and the diode D_2 starts conducting positive is together with the diode D_3 .

5) Mode 5 (t_4-t_5): At $t = t_4$, when the antiparallel diodes D_2 and D_3 are off, the switches S_2 and S_3 conduct and the ZVS condition is achieved. During this mode, the input current i_s 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 5.

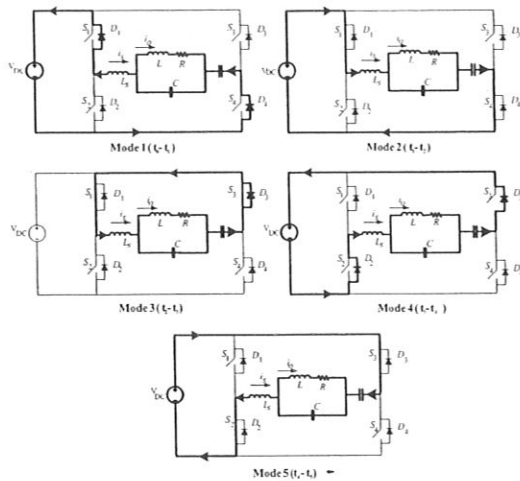


Fig. 3. Operation modes of the Inverter

3. Experimental

The following parameters are used $V_{dc} = 254V$, $L = 1.61\mu H$, $R = 0.024\Omega$ and $L_s = 100\mu H$, set of parameters as provided in the simulation study. The load is a 30-grams aluminum workpiece in a graphite crucible. The IRFP460 MOSFETs are used as switching devices. The switching frequency varies from 52.63 to 53.8 kHz. under load parameter variation. Fig. 4 shows the measured v_o and i_s waveforms when the inverter operates at 52.63 kHz with no phase shift. This operating condition is considered as the full-load condition. The induction coil voltage and current waveforms are shown in Fig. 5. The load power is at 1250 W. Once the work piece temperature increases, the induction coil impedance changes in a way that the resonant frequency increases. The phase-locked loop control then increases the switching frequency to track the resonant frequency. It is noted that the operating frequency is maintained at a little higher than the resonant frequency. This is to ensure the zero voltage switching (ZVS) operation. In addition, the shifted angle is adjusted to 90° in order to control the output power to the load. The v_o and i_s waveforms are shown in Fig. 6. The switching frequency is automatically increased to 53.10 kHz. Fig. 7 shows the v_c and i_o waveforms. The output power is reduced to 646 W.

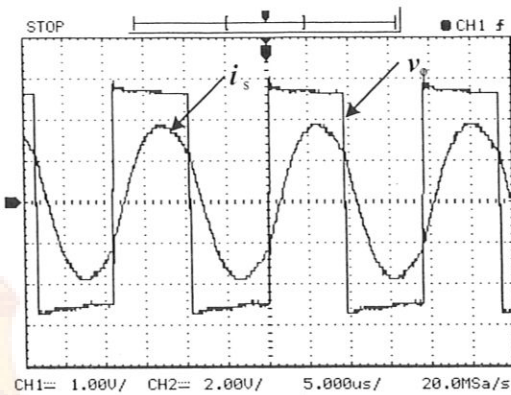


Fig. 4. v_o and i_s waveforms at 52.63 kHz (i_s : 8.4 A/div, v_o : 100 V/div and Time: $2\mu s$ / div.)

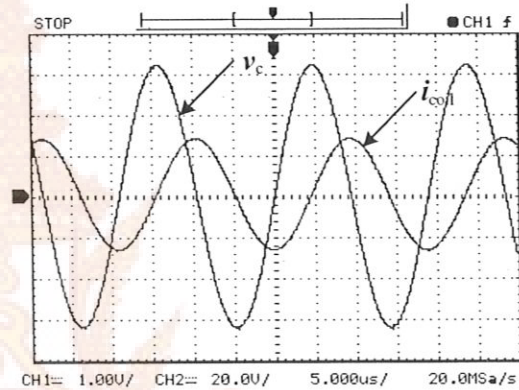


Fig.5. v_c and i_{coil} waveforms at 52.63 kHz (i_{coil} : 100 A/div, v_c : 50 V/div and Time: $2\mu s$ / div.)

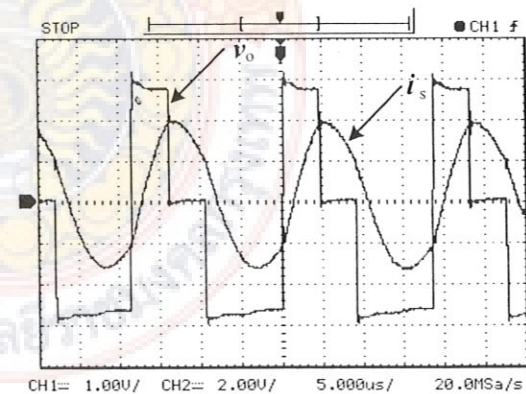


Fig. 6. v_o and i_s waveforms at 53.10 kHz (i_s : 8.4 A/div, v_o : 100 V/div and Time: $2\mu s$ / div.)