



รายงานการวิจัย

โครงการวิจัยเรื่อง เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสำหรับงานเชื่อมประสานท่อทองแดง
An Induction Heater Employing for brazing tube Application



นายสายชล ชุตเจื้อจิ้น
นายวิเชียร หทัยรัตน์ศิริ

RMUTK - CARIT



โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

งบประมาณแผ่นดิน ปี พ.ศ. 2553

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

หัวข้องานวิจัย เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสำหรับงานเชื่อมประสานท่อทองแดง
ผู้เขียน นายสายชล ชุตเจื้อจิ้น
นายวิเชียร หทัยรัตน์ศิริ
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม
คณะ วิศวกรรมศาสตร์
พ.ศ. 2553

บทคัดย่อ

งานวิจัยฉบับนี้เสนอวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ที่มีการควบคุมวงปิดแบบขนาน สำหรับงานให้ความร้อนท่อสแตนเลส อุปกรณ์สวิตช์ใช้ไอจีบีทีเป็นตัวสวิตช์ อินเวอร์เตอร์ถูกควบคุมให้ทำงานที่ย่านความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์ เพื่อให้สวิตช์นำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ วงจรควบคุมสามารถปรับกระแสตัวอย่างรวดเร็วขณะไม่มีโหลดได้โดยการปรับความถี่ เครื่องต้นแบบมีกำลังด้านเข้าขนาด 3.95 กิโลวัตต์ ปรับความถี่อยู่ในย่าน 42-75 กิโลเฮิร์ตซ์ สามารถให้ความร้อนกับท่อทองแดงที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 50 มม. ยาว 10 มม. ให้มีอุณหภูมิสูงขึ้นจากอุณหภูมิห้องเป็น 700 องศาเซลเซียส ภายในเวลา 40 วินาที

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำงานวิจัยฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี ผู้เขียนขอขอบพระคุณ ผศ.ชยันต์ คุ้มภัย และ ผศ. ดร. อนุวัช แสงสว่าง อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาแนะนำและช่วยแก้ไขข้อบกพร่องปัญหาต่าง ๆ อีกทั้งยังได้ถ่ายทอดประสบการณ์จากการทำงานให้กับผู้เขียนเป็นอย่างมาก

ผู้วิจัยขอขอบคุณ สถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพที่ช่วยสนับสนุนเงินทุนในการวิจัยในการทำวิจัย และบุคลากรทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการทำงานวิจัย ทั้งทางด้านเบิกจ่ายงบประมาณ และค้นคว้าหาข้อมูล สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณบิดา-มารดา ที่สนับสนุนในการศึกษาของผู้เขียน และให้กำลังใจในการศึกษาตลอดมา

ผู้ทำวิจัย



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
บทที่	
1. บทนำ	
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเบื้องต้น	3
2.2 แหล่งจ่ายไฟของขดลวดเหนี่ยวนำ	5
2.3 ผลทางอุณหภูมิที่มีต่อคุณสมบัติของชิ้นงาน	7
2.4 ขดลวดเหนี่ยวนำและวงจรสมมูล	10
2.5 อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส	14
2.6 เฟสล็อกคัล	16
2.7 วงจร Proportional-Integral Controller	22
3. โครงสร้างและส่วนประกอบของเครื่องเชื่อมแบบเหนี่ยวนำความร้อน	
3.1 โครงสร้างเครื่องเชื่อมแบบเหนี่ยวนำความร้อน	25
3.2 การทำงานของวงจร	26
3.3 วงจรขับนำเกต	29
3.4 Current Transformer สำหรับวัดกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน	31
4. ผลการทดสอบ	32
5. สรุปผลโครงการและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผลงานวิจัย	38
เอกสารอ้างอิง	39

ภาพผนวก ก.	หน้า
ภาพผนวก ข.	40
ภาพผนวก ค.	59
ประวัตินักวิจัย	62



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

ปัจจุบันหลักการเหนี่ยวนำความร้อนได้มีการนำไปใช้งานได้หลากหลาย เช่น brazing, surface hardening, welding, forming และ melting ซึ่งในแต่ละงานจะต้องใช้ความถี่และกำลังไฟฟ้าแตกต่างกันขึ้นอยู่กับชนิดของงานและขนาดของโหลด[1] การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำมีข้อดีคือ สามารถให้ความร้อนที่เกิดขึ้นมีความสม่ำเสมอทั้งชิ้นงาน ชิ้นงานกับแหล่งพลังงาน ไม่มีการสัมผัสกันโดยตรง ไม่ก่อให้เกิดมลพิษแก่สิ่งแวดล้อมเป็นต้น[2] ลักษณะโดยทั่วไปของอินเวอร์เตอร์ที่ถูกนำมาใช้ในงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบ่งตามลักษณะของแหล่งจ่ายได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่และอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ซึ่งอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ ยังคงใช้กันมากอยู่ในปัจจุบัน วงจรที่ถูกนำมาใช้มีอยู่มากเช่น วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ วงจรควอไซน์เรโซแนนซ์ วงจรคลาสิคอินเวอร์เตอร์เป็นต้น ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกำลังไฟฟ้าที่ใช้

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่สำหรับเครื่องที่มีกำลังไม่เกิน 20 กิโลวัตต์จะนิยมใช้วิธีการควบคุมกำลังแบบปรับความถี่ [3] เพราะเป็นวิธีที่ง่าย และวงจรไม่ซับซ้อน

นภค และคณะ (2540) ได้ทำการสร้างอินเวอร์เตอร์แบบปรับความถี่อัตโนมัติสำหรับงานชุบขึ้นรูปโลหะ โดยใช้วงจรครึ่งบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมขนาด 6 กิโลเอ มีตัวประกอบกำลังด้านเข้าอยู่ระหว่าง 0.63-0.67 มีการควบคุมด้านเข้าโดยจำกัดกระแสโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์ Khan และคณะ (1998) ได้ทำการสร้างเตาหลอมโดยใช้ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบขนาน มีการควบคุมแบบวงเปิด จากงานวิจัยดังกล่าวจะเห็นได้ว่าเครื่องที่สร้างขึ้นมีตัวประกอบกำลังด้านเข้าค่อนข้างต่ำประสิทธิภาพการทำงานจึงลดต่ำลงไปด้วย ซึ่งเกิดจากไม่มีการควบคุมให้เครื่องทำงานที่จุดเรโซแนนซ์และการปรับกระแส เพื่อปรับกำลังด้านเข้าทำให้ไม่สามารถควบคุมกำลังด้านออกได้เพราะกระแสที่ด้านออกจะไม่เป็นรูปคลื่นไซน์

ปัจจุบันวงจรควบคุมกำลังแบบปรับความถี่ที่ทำกัน โดยทั่วไปจะมีลักษณะที่ต่อกันเป็นแบบคาสเคด โดยมีการควบคุมมมเฟสที่ดูปใน และดูปนอกควบคุมกระแสซึ่งการต่อแบบนี้ การปรับให้ การคุมเป็นไปได้อย่างมีประสิทธิภาพทำได้ยาก เพราะการทั้งดูปในและดูปนอกมีความสัมพันธ์กัน จึงทำให้การควบคุมไม่อิสระจากกัน

ดังนั้นในงานวิจัยนี้เสนอวงจร วงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ ทำงานที่ย่านความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์ เพื่อให้สวิตช์นำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ มีการควบคุมกำลังโดยการปรับ

ความถี่วงปิดแบบขนาน มีการควบคุมที่อิสระแยกจากกัน วงจรควบคุมสามารถปรับกระแสลงอย่างรวดเร็วขณะไม่มีโหลดได้โดยการปรับความถี่

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1.2.1 เพื่อออกแบบและสร้างเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนในการเชื่อมประสานท่อทองแดงให้มีขนาดเบาและกระทัดรัดได้

1.2.2 เพื่อนำเครื่องที่ออกแบบได้ ไปเชื่อมท่อทองแดงในแอร์ที่รั่วได้ ซึ่งปัจจุบันจะใช้ถังแก๊สซึ่งหนัก และอันตรายมาก

1.3 ขอบเขตของโครงการ

สามารถออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงในงานเชื่อมประสานท่อทองแดงได้

1.4 วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

1. **แบบการวิจัย** ออกแบบเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำที่มีความเหมาะสม และศึกษาสภาวะที่เหมาะสมต่อผลได้
2. **ขั้นตอนและวิธีการในการเก็บข้อมูล** ศึกษาคุณลักษณะของสัญญาณไฟฟ้าที่จุดต่างๆ พร้อมทั้งปรับปรุงแก้ไขให้เหมาะสม
3. **ขั้นตอนและวิธีการในการวิเคราะห์ข้อมูล** วิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ความถี่สูงเปรียบเทียบกับแบบจำลองระบบในคอมพิวเตอร์

สถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ 10120

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 คาดว่าเมื่องานวิจัยสำเร็จแล้วจะสามารถใช้เป็นเครื่องต้นแบบในการวิจัยพัฒนาหรือการนำไปใช้งานในภาคอุตสาหกรรมของประเทศในอนาคตต่อไป
- 1.5.2 สามารถนำผลงานที่สำเร็จไปตีพิมพ์เป็นบทความงานวิจัยในระดับประเทศและต่างประเทศ
- 1.5.3 สามารถลดการนำเข้าสินค้าจากต่างประเทศได้
- 1.5.4 สามารถลดพลังงานไฟฟ้าได้

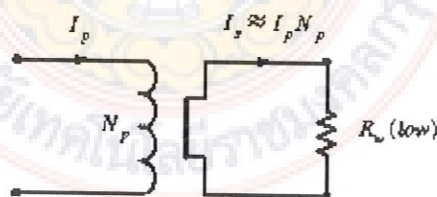
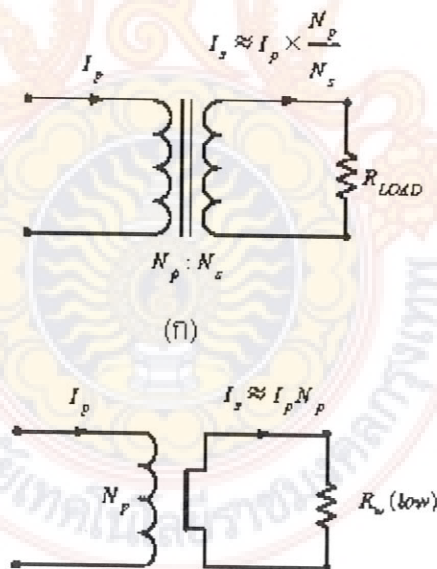
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องได้แก่ หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเบื้องต้น ขดเหนี่ยวนำซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญสำหรับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์แหล่งจ่ายแรงดันเต็มบริดจ์ หลักการควบคุมมุมเฟสคงที่และการวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าที่ขดเหนี่ยวนำ

2.1 หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเบื้องต้น

หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถอธิบายให้เห็นได้ชัดเจนโดยเปรียบเทียบกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.1(ก) ซึ่งประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ (Primary and Secondary Winding) โดยขดเหนี่ยวนำเปรียบเสมือนขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงและชิ้นงานก็เปรียบเสมือนขดลวดทุติยภูมิจำนวน 1 รอบที่ลัดวงจรไว้โดย I_p เป็นกระแสที่จ่ายให้กับขดเหนี่ยวนำและ I_s เป็นกระแสที่ไหลในชิ้นงาน ดังวงจรสมมูลในรูปที่ 2.1(ข)



รูปที่ 2.1 (ก) วงจรสมมูลอย่างง่ายของหม้อแปลงและ (ข) วงจรสมมูลของขดเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน

ดังนั้นกำลังที่ขึ้นงาน

$$P_w = I_s^2 R_w \quad (2.1)$$

แทนค่า $I_s = I_p N_p$ จะได้

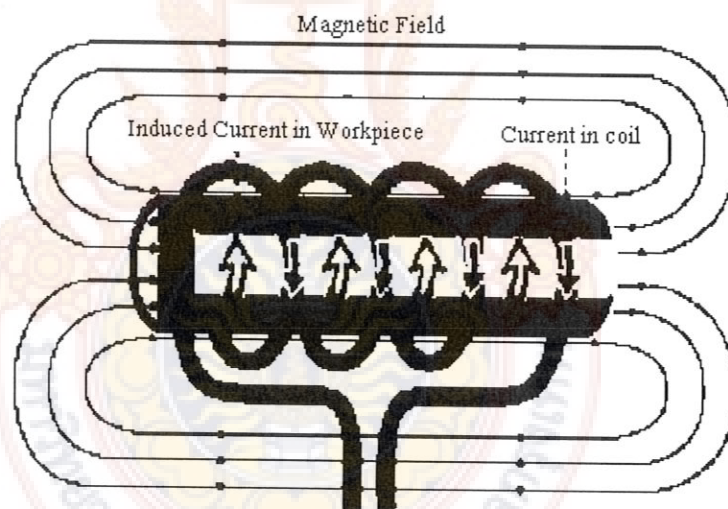
$$P_w = I_p^2 N_p^2 R_w$$

โดย

P_w คือ กำลังที่ขึ้นงาน (W)

R_w คือ ความต้านทานสมมูลของขึ้นงาน (Ω)

ลักษณะโครงสร้างอย่างง่ายของระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.2 เมื่อขดเหนี่ยวนำได้รับกระแสไฟสลับจะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กสลับคล้อยผ่านขึ้นงานทำให้เกิด แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลวนในขึ้นงานทำให้เกิดความร้อนที่ขึ้นงานได้ และเนื่องจากกระแสที่ป้อนให้กับขดเหนี่ยวนำมักจะมีปริมาณที่สูงมาก จึงต้องมีระบบระบายความร้อนด้วยน้ำภายในขดเหนี่ยวนำเพื่อลดกำลังสูญเสียที่ขดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.2 โครงสร้างอย่างง่ายของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ[1]

ในหลักการดังกล่าวกระแสไหลวนจะมีความหนาแน่นมากที่สุดที่บริเวณผิวของขึ้นงาน เนื่องจากผลของปรากฏการณ์พื้นผิว (Skin Effect) และความหนาแน่นของกระแสลดลงมาเป็นประมาณ 0.368 เท่าของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวของขึ้นงานที่ค่าความลึกผิว (Skin Depth) ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.2 [1]

$$\text{Skin depth, } \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu f \pi}} \quad (2.2)$$

โดย

δ คือ ความลึกผิว (m)

ρ คือ ความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน ($\Omega \cdot \text{m}$)

μ คือ ความซึมซาบแม่เหล็กของชิ้นงาน (H/m)

f คือ ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟสลับ (Hz)

จากสมการที่ 2.2 แสดงให้เห็นว่าค่าความลึกผิวขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของกระแสไฟสลับที่จ่ายให้ขดเหนี่ยวนำ, ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability), ความต้านทานจำเพาะ (Resistivity) ของชิ้นงาน

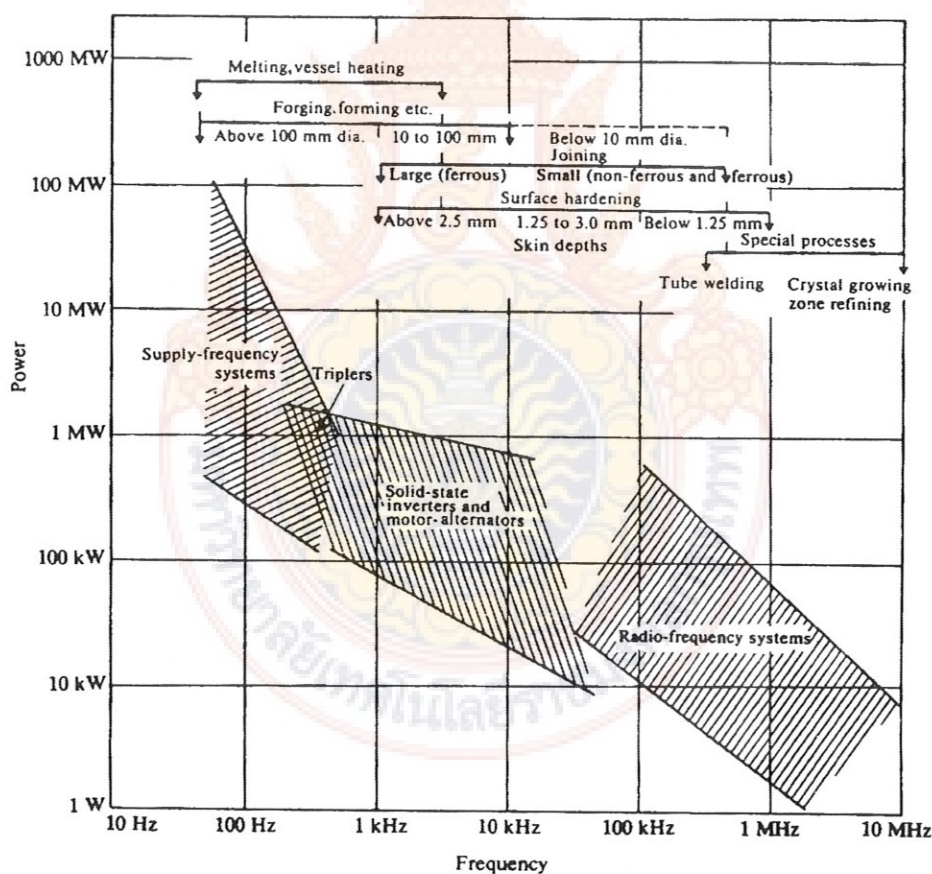
2.2 แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของขดเหนี่ยวนำ [6]

ในทางปฏิบัติลักษณะงานที่แตกต่างกันก็มีความต้องการค่าความลึกผิวและกำลังไฟฟ้าที่แตกต่างกัน เช่น การชุบแข็งที่ผิวชิ้นงานจะต้องการค่าความลึกผิวที่ต่ำจึงต้องใช้ความถี่ที่สูงทำให้มีค่าความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าที่สูง ส่วนในงานประเภทการให้ความร้อนสำหรับการชุบชิ้นรูปโลหะจะต้องการค่าความลึกผิวที่ค่อนข้างสูง ความถี่การทำงานจึงต่ำกว่า เป็นต้น

รูปที่ 2.3[1] แสดงช่วงความถี่การทำงาน และระดับกำลังออกของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแต่ละแบบ โดยขึ้นกับแหล่งกำเนิดไฟสลับที่จ่ายให้กับเครื่อง และยังขึ้นกับอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร รวมทั้งแสดงความถี่กับการประยุกต์ใช้งานในแต่ละช่วงด้วย ระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ในปัจจุบันจำแนกได้ดังนี้

1. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าโดยตรง เป็นระบบที่ใช้ความถี่จากสายส่งโดยตรง (50 to 60 Hz) แรงดันไฟฟ้ามีความถี่ค่อนข้างต่ำ จึงทำให้ค่าความลึกผิวในการให้ความร้อนมีค่ามากโดยค่าความลึกผิวจะมีค่าสูงตั้งแต่ 10 ถึง 100 มิลลิเมตร เครื่องให้ความร้อนแบบนี้นิยมใช้ในงานหลอมโลหะ มีระดับกำลังที่สูงเป็นหลายเมกะวัตต์
2. แหล่งจ่ายกำลังจากชุดมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เป็นระบบที่มีการผลิตความถี่จากระบบไฟฟ้าโดยใช้มอเตอร์แบบเหนี่ยวนำไปขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งสร้างแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงขึ้น โดยสามารถทำความถี่ได้ในช่วง 500 Hz ถึง 10 kHz ทำให้ได้ความลึกผิวดังแต่ 1 ถึง 10 มิลลิเมตร เครื่องให้ความร้อนชนิดนี้สามารถให้กำลังได้หลายร้อยกิโลวัตต์ ใช้ในงานหลอมโลหะมีระดับกำลังประมาณ 500 กิโลวัตต์ต่อเครื่อง

3. แหล่งจ่ายกำลังจากระบบวงจรแปลงผันที่ใช้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ โดยมีการจัดวงจรได้หลากหลายลักษณะ ซึ่งในปัจจุบันนิยมใช้เอสซีอาร์, ทรานซิสเตอร์กำลัง, มอสเฟตกำลังและไอจีบีที เป็นอุปกรณ์สวิตช์ โดยมีย่านความถี่ตั้งแต่ 500 Hz ถึง 50 kHz การใช้งานมีหลายลักษณะ เช่น ที่ความถี่ต่ำมักจะเป็นงานหลอมโลหะ, ความถี่ปานกลางสำหรับงานชุบขึ้นรูปโลหะ, ความถี่สูงสำหรับงานชุบแข็งผิว เป็นต้น
4. แหล่งจ่ายกำลังย่านความถี่วิทยุ (50 kHz ถึง 10 MHz) สำหรับความถี่ไม่เกิน 100 kHz ยังสามารถใช้พวกมอสเฟตกำลังได้ แต่ที่ความถี่สูงมากๆ นิยมใช้หลอดสูญญากาศเพราะสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำยังมีสมรรถนะในการใช้งานที่ความถี่สูงไม่ดีพอ โดยค่าความลึกผิวมีค่า 0.1-2 มิลลิเมตร เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนี้ จะให้กำลังค่อนข้างต่ำเนื่องจากทำงานในย่านความถี่สูง นิยมใช้ในงานเชื่อมประสานและการชุบผิวแข็ง



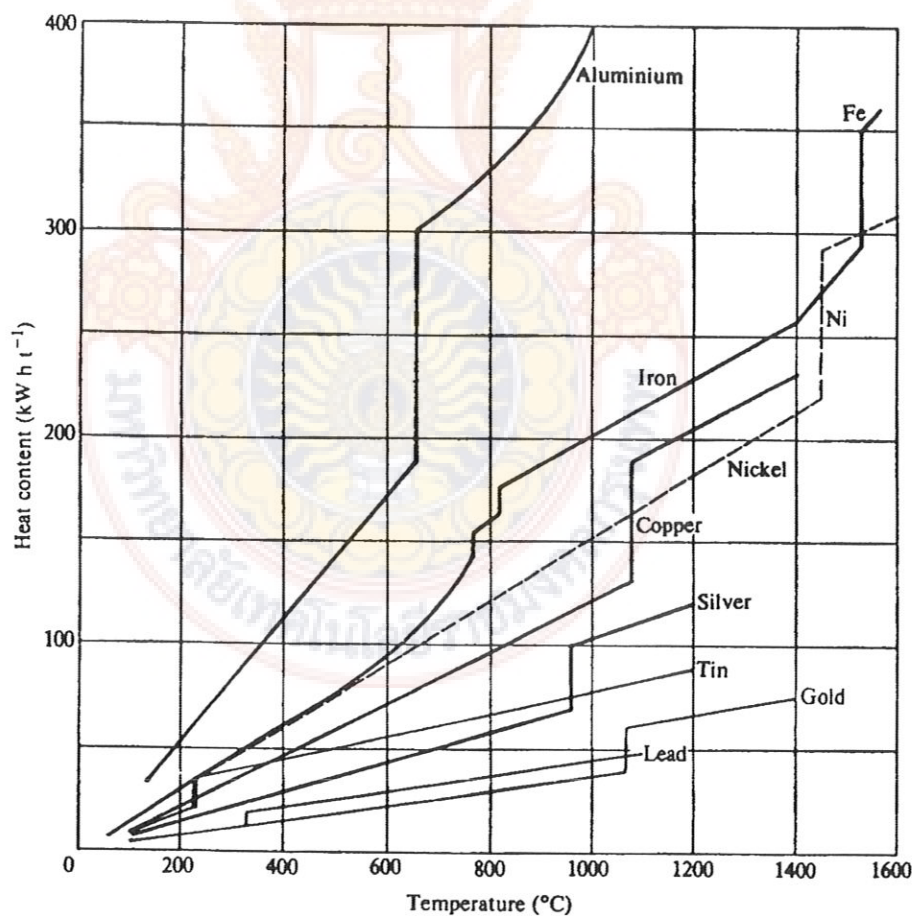
รูปที่ 2.3 กราฟแสดงถึงช่วงความถี่และกำลังของการใช้งานเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ [1]

2.3 ผลทางอุณหภูมิต่อคุณสมบัติของชิ้นงาน

อุณหภูมิของชิ้นงานมีผลต่อคุณสมบัติของชิ้นงานที่เกี่ยวข้องกับการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำดังนี้

2.3.1 ค่าความจุความร้อนของชิ้นงาน

ในการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานจำเป็นต้องมีพลังงานจำนวนหนึ่งเพื่อให้ชิ้นงานมีอุณหภูมิตามที่ต้องการ โดยพลังงานจำนวนนั้นสามารถคำนวณได้จากค่าความร้อนจำเพาะ (Specific Heat, c) ซึ่งมีหน่วยเป็น watt-second per kilogram per Kelvin และความร้อนแฝง (Latent Heat) แต่ในทางปฏิบัตินิยมใช้ค่าความจุความร้อน (Heat Content) ซึ่งมีหน่วยเป็น kilowatt-hour per tonne สำหรับการคำนวณ เมื่อพิจารณาจากค่าความจุความร้อนจะเห็นได้ว่าพลังงานที่ต้องการในการให้ความร้อนให้ได้อุณหภูมิตามที่ต้องการนั้นจะขึ้นอยู่กับน้ำหนักของชิ้นงาน, ชนิดของวัสดุ และระยะเวลาที่ต้องการ ค่าความจุความร้อนของวัสดุต่างๆ ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ความจุความร้อนของโลหะชนิดต่างๆ ที่อุณหภูมิเริ่มต้น 20 °C [1]

2.3.2 การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะตามอุณหภูมิ

เมื่ออุณหภูมิของโลหะมีค่าสูงขึ้น ค่าความต้านทานจำเพาะจะมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิโดยโลหะส่วนใหญ่จะมีการเปลี่ยนแปลงที่เป็นเชิงเส้นในช่วงหนึ่งดังนี้

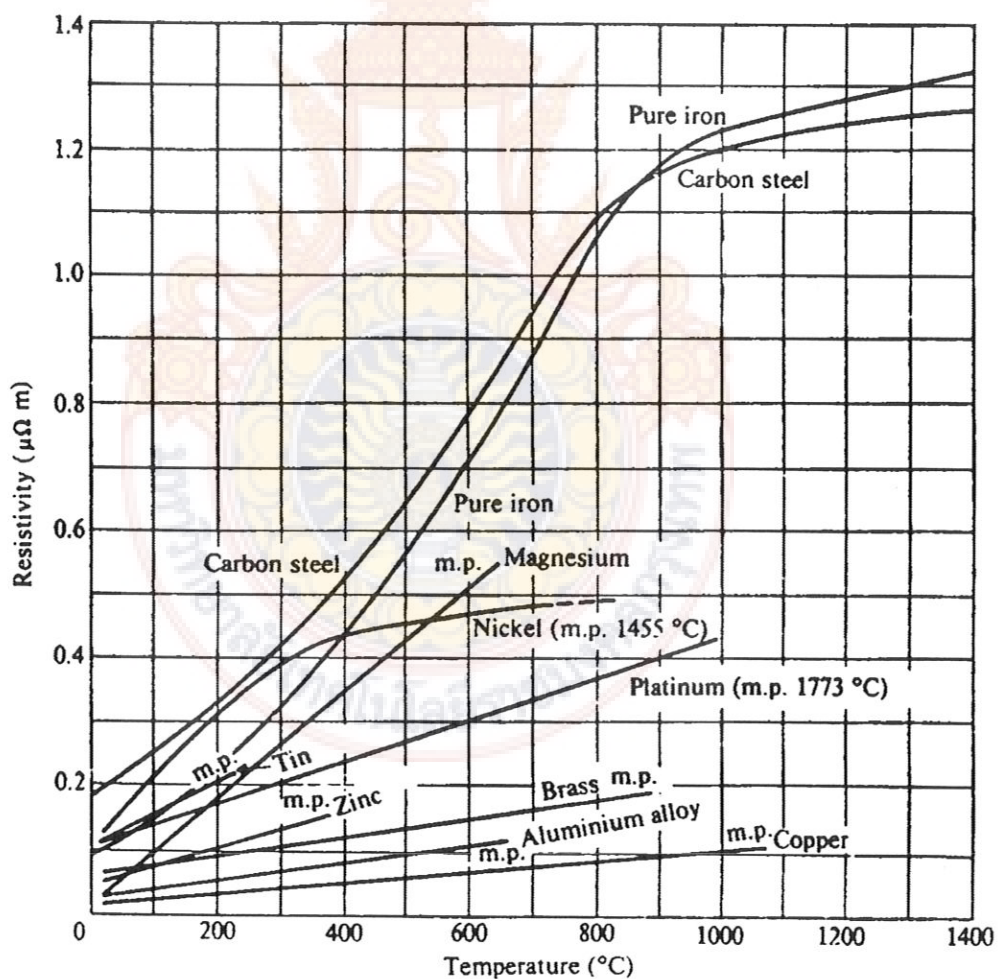
$$\rho_\theta = \rho_1[1 + \alpha(\theta_1 - \theta_1)] \quad (2.3)$$

โดย

ρ_θ เป็นค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิ θ_1 ใดๆ (Ωm)

ρ_1 เป็นค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิ θ_1 (Ωm)

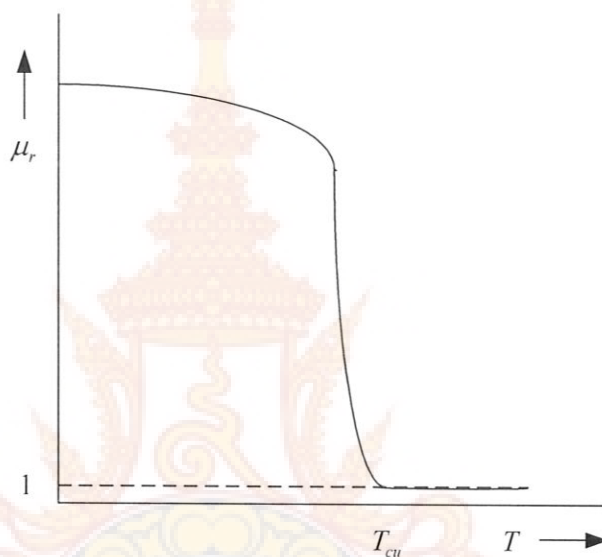
การเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะต่างๆ เป็นดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ [1]

2.3.3 ความซึมซาบแม่เหล็กของโลหะตามอุณหภูมิ

โลหะที่เป็นสารแม่เหล็กนั้น โดยปกติจะมีค่าความซึมซาบแม่เหล็กที่ค่อนข้างสูง แต่เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นค่า μ_r จะลดลง จนกระทั่งเมื่อถึงอุณหภูมิที่เรียกว่า อุณหภูมิคูรี (Curie Temperature) สารแม่เหล็กจะเปลี่ยนสภาพไปเป็นสารไม่เป็นแม่เหล็ก มีค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์เป็น 1 หรือเท่ากับค่าความซึมซาบแม่เหล็กของอากาศนั่นเอง ($\mu_r = 1$)



รูปที่ 2.6 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์กับอุณหภูมิ [1]

2.4 ขดเหนี่ยวนำและวงจรสมมูล

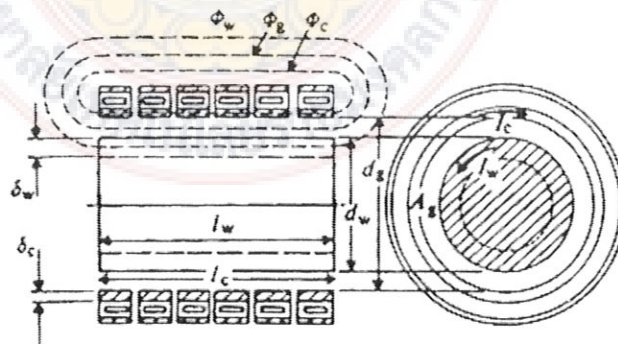
ขดเหนี่ยวนำมีวงจรสมมูลประกอบด้วยส่วนที่เป็นค่าความต้านทานและค่ารีแอคแตนซ์ ซึ่งโดยปกติแล้วมีการพันเป็นชั้นเดียว (Single Layer) และมีการระบายความร้อนออกจากตัวขดเหนี่ยวนำเพื่อลดความร้อนที่ตัวขดเหนี่ยวนำในขณะทำงาน

เมื่อผ่านกระแสเข้าไปในขดเหนี่ยวนำก็จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กเคลื่อนผ่านส่วนต่างๆ ภายในขดเหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 2.7 [1]

โดยที่ ϕ_w คือ ฟลักซ์แม่เหล็กที่เคลื่อนขึ้นงาน (Wb)
 ϕ_g คือ ฟลักซ์แม่เหล็กที่เคลื่อนช่องว่างอากาศ (Wb)
 ϕ_c คือ ฟลักซ์แม่เหล็กที่เคลื่อนขดเหนี่ยวนำ (Wb)

ฟลักซ์แม่เหล็กที่เคลื่อนขึ้นงาน (ϕ_w) เป็นฟลักซ์แม่เหล็กในส่วนที่ตัดผ่านชิ้นงานทำให้เกิดกระแสไหลวนในชิ้นงานที่ทำให้เกิดความร้อนขึ้น โดยค่ากำลังที่ขึ้นงาน (P_w) จะขึ้นอยู่กับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดเหนี่ยวนำและค่าแฟกเตอร์ p (แฟกเตอร์ p และ q แสดงในภาคผนวก ข) ดังสมการที่ 2.4

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 (l_w A_w) p \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.7 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เคลื่อนผ่านส่วนต่างๆ ของขดเหนี่ยวนำและเฟสเซอร์ ไดอะแกรม

ค่าฟลักซ์แม่เหล็กคัลลิ่งผ่านชั้นงานคำนวณได้จาก

$$\phi_{wm} = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) \quad (2.5)$$

โดยที่ P_w คือ กำลังที่เกิดขึ้นที่ชั้นงาน (W), H_{Rm} คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ผิวชั้นงาน ($A m^{-1}$), ϕ_{wm} คือ ฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ตัดผ่านชั้นงาน, A_w และ l_w คือ พื้นที่หน้าตัดและความยาวของชั้นงาน (m^2, m)

ฟลักซ์แม่เหล็กที่คล้อยช่องว่างอากาศ (ϕ_g) ในการออกแบบขดเหนี่ยวนำนั้น จำเป็นต้องเพื่อระยะห่างระหว่างตัวขดเหนี่ยวนำกับชั้นงาน เพื่อให้เราสามารถใส่ชั้นงานได้สะดวกและใส่จนวนความร้อนเพื่อกันความร้อนจากการแผ่รังสีความร้อนจากชั้นงานสู่ขดเหนี่ยวนำ ดังนั้นจึงมีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านในส่วนช่องว่างอากาศนี้ด้วย ดังสมการที่ 2.6 ซึ่งมีผลต่อค่าตัวประกอบกำลังของขดเหนี่ยวนำ

$$\phi_{gm} = \mu_0 H_{Rm} A_g \quad (2.6)$$

โดยที่ A_g คือพื้นที่หน้าตัดในส่วนที่เป็นช่องอากาศ (m^2)

ฟลักซ์แม่เหล็กที่คล้อยขดลวดเหนี่ยวนำ (ϕ_c) เป็นฟลักซ์แม่เหล็กที่ตัดผ่านตัวขดเหนี่ยวนำเองและมีผลปรากฏการณ์พื้นผิวเช่นเดียวกับที่ชั้นงาน โดยมีปริมาณฟลักซ์ที่ตัดผ่านดังสมการที่ 2.7

$$\phi_{cm} = k_r \frac{\mu_0 \delta_c \pi d_c}{2} H_{Rm} (1-j) \quad (2.7)$$

โดยที่ k_r คือ Correction factor ที่เกิดจากตัวนำของขดเหนี่ยวนำมีระยะห่างระหว่างกันในแต่ละรอบ ซึ่งโดยปกติจะมีค่าประมาณ 1.15 และ d_c คือ เส้นผ่านศูนย์กลางภายในของขดเหนี่ยวนำ (m)

ดังนั้นผลรวมของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นทั้งหมดจะเป็นดังนี้

$$\phi_{0m} = \phi_{wm} + \phi_{gm} + \phi_{cm} \quad (2.8)$$

เมื่อแทนค่าจากสมการที่ 2.5, 2.6 และ 2.7 ลงในสมการที่ 2.8 จะได้

$$\phi_{0m} = \mu_0 H_{0m} [(A_g + \mu_r q A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2}) - j(\mu_r p A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2})] \quad (2.9)$$

โดยที่ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก

$$H_{0m} = \sqrt{2} I_c N_c / l_c \quad (2.10)$$

เมื่อ I_c คือกระแส rms ที่ขดเหนี่ยวนำ (A), N_c คือจำนวนรอบของขดเหนี่ยวนำ, l_c คือความยาวขดเหนี่ยวนำ (m)

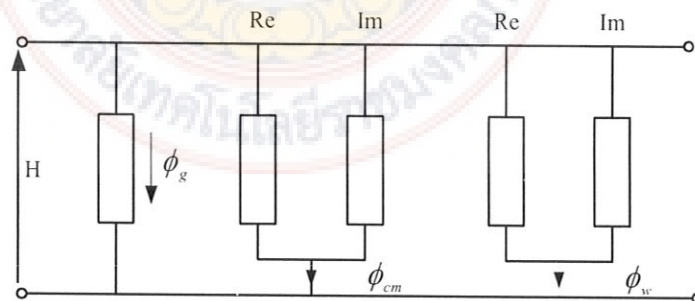
และค่าแรงดันที่ขดเหนี่ยวนำคือ

$$E_c = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_{0m} \quad (2.11)$$

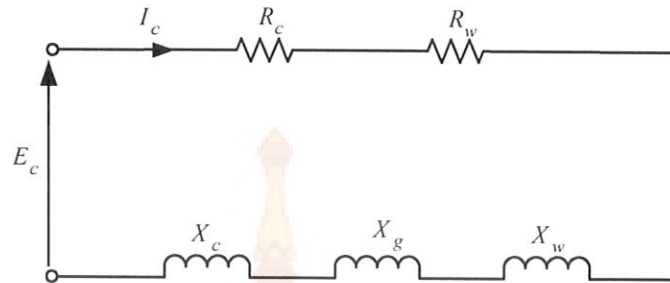
แทนสมการที่ 2.9 และ 2.10 ลงในสมการที่ 2.11 ทำให้ได้สมการเป็น

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_0 N_c^2}{l_c} I_c [(\mu_r p A_w + \frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2}) + j(A_g + \mu_r q A_w + \frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2})] \quad (2.12)$$

จากสมการที่ 2.9 และ 2.12 สามารถนำไปเขียนวงจรสมมูลทางแม่เหล็กและทางไฟฟ้าของขดเหนี่ยวนำได้ดังรูปที่ 2.8 และ 2.9 ตามลำดับ



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลทางแม่เหล็กของขดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลทางไฟฟ้าของขดเหนี่ยวนำ

โดยที่
$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \quad (2.13)$$

ความต้านทานของชิ้นงาน $R_w = K(\mu_r p A_w)$ โอห์ม (2.14)

ความต้านทานของขดเหนี่ยวนำ $R_c = K\left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2}\right)$ โอห์ม (2.15)

รีแอกแตนซ์ของช่องว่างอากาศ $X_g = K(A_g)$ โอห์ม (2.16)

รีแอกแตนซ์ของชิ้นงาน $X_w = K(\mu_r q A_w)$ โอห์ม (2.17)

รีแอกแตนซ์ของขดเหนี่ยวนำ $X_c = K\left(\frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2}\right)$ โอห์ม (2.18)

โดยที่
$$K = \frac{2\pi f \mu_0 N_c^2}{l_c} \quad (2.19)$$

จากค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติของขดเหนี่ยวนำได้ดังนี้

ประสิทธิภาพของขดเหนี่ยวนำ
$$\eta = \frac{R_w}{R_w + R_c} \quad (2.20)$$

ตัวประกอบกำลังของขดเหนี่ยวนำ
$$\cos \theta = \frac{R_w + R_c}{Z} \quad (2.21)$$

กำลังงานที่ขดเหนี่ยวนำ
$$P_c = \frac{P_w}{\eta} \quad (2.22)$$

จากสมการต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของขดเหนี่ยวนำ เมื่อนำมาเชื่อมโยงจะพบว่า

- ค่าประสิทธิภาพของขดเหนี่ยวนำขึ้นอยู่กับชนิดของชิ้นงานที่ต้องการให้ความร้อนโดยหากค่าความต้านทาน R_w กับ R_c มีค่าใกล้เคียงกันจะทำให้ประสิทธิภาพมีค่าประมาณ 50% จึงสามารถสรุปได้ว่า ถ้ากำหนดขนาดชิ้นงานที่เท่ากัน ชิ้นงานที่มีความต้านทานจำเพาะที่สูงกว่าจะมีผลทำให้ประสิทธิภาพของขดเหนี่ยวนำมีค่าสูงกว่า

- การที่มีช่องว่างอากาศระหว่างชิ้นงานกับขดเหนี่ยวนำที่สูง จะทำให้ค่ารีแอกแตนซ์ของขดเหนี่ยวนำมีค่าสูงมีผลทำให้ตัวประกอบกำลังของขดเหนี่ยวนำมีค่าต่ำ ดังนั้นค่าช่องว่างอากาศควรมีค่าที่เหมาะสมกล่าวคือเมื่อใส่จำนวนความร้อนกันแล้วยังสามารถป้อนชิ้นงานเข้าไปภายในขดเหนี่ยวนำได้สะดวก

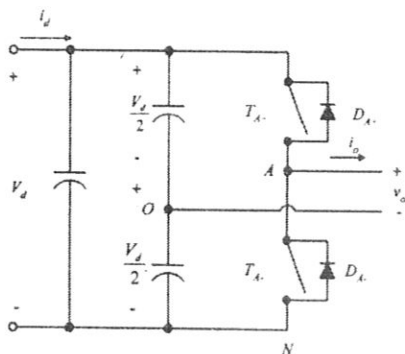
จากสมการ (2.13)–(2.19) จะเห็นได้ว่าค่าความต้านทานสมมูลขึ้นอยู่กับค่าต่างๆเช่น ความถี่ทำงาน, จำนวนรอบของขดเหนี่ยวนำ, ความยาวขดเหนี่ยวนำ, Coil Correction Factor, ความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของขดเหนี่ยวนำ, เส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงาน, เส้นผ่านศูนย์กลางภายในของขดเหนี่ยวนำ ความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของชิ้นงาน (μ_r) และนอกจากนี้ค่า μ_r ของชิ้นงานซึ่งอยู่ในตระกูลเหล็กจะมีค่าสูงแต่ค่า μ_r จะมีค่าเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิจนเมื่อถึงอุณหภูมิคูร์ ชิ้นงานจะมีค่า $\mu_r = 1$ ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าความต้านทานสมมูลแบบอนุกรมของขดเหนี่ยวนำ (R_s) ขณะที่เริ่มใส่ชิ้นงานมีค่าสูงกว่าขณะที่ชิ้นงานมีอุณหภูมิคูร์ โดยที่ค่า $R_s = R_c + R_w$, $X_s = X_c + X_w + X_g$

2.5 อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส

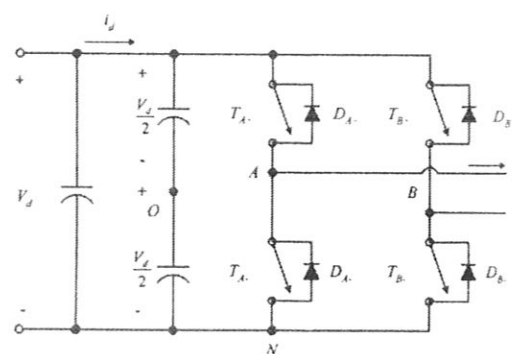
อินเวอร์เตอร์ 1 เฟส แบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ แบบครึ่งบริดจ์ (Half-bridge) และแบบเต็มบริดจ์ (Full-bridge) ในแบบฮาล์ฟบริดจ์ จะมีตัวเก็บประจุสองตัวต่อลำดับกันอยู่ระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและหากกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุสองตัวมีค่าเท่ากัน จะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีค่าเท่ากันคือ $V_d/2$ จุดกึ่งกลางแรงดันไฟฟ้า (จุด o ในรูปที่ 2.11 (ก)) จะมีค่าคงที่เมื่อเทียบกับบัสลบ (N) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 (ก) ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์ 1 เฟสจะประกอบไปด้วยสองกึ่ง คือ กึ่ง A และกึ่ง B ในรูปที่ 2.11 (ข) โดยแบบฟลูบริดจ์จะมีกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบครึ่งบริดจ์ สองเท่า จึงเหมาะที่จะเลือกใช้เมื่อต้องการจ่ายกำลังไฟฟ้าโหลดสูงขึ้น

เงื่อนไขสำคัญที่อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบครึ่งบริดจ์และแบบเต็มบริดจ์ คือการทำงานของสวิตช์ T_{A+} และ T_{A-} จะตรงกันข้ามกัน แต่ในทางปฏิบัติจะต้องการช่วงเวลาที่สวิตช์ทั้งคู่ไม่

นำกระแส ซึ่งจะเรียกว่าเดดไทม์ (deadtime) โดยเดดไทม์ จะอยู่ในช่วงเวลาก่อนจะเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ จากนำกระแสเป็นไม่นำกระแสหรืออาจไม่นำกระแสเป็นนำกระแส



(ก) แบบฮาล์ฟบริดจ์



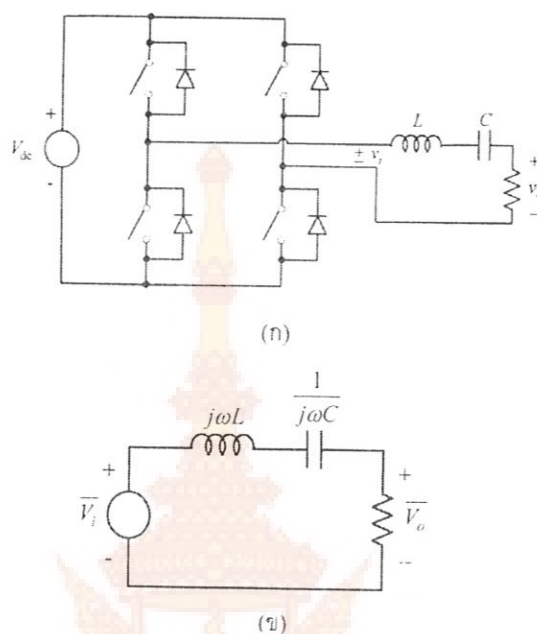
(ข) แบบฟูลบริดจ์

รูปที่ 2.11 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

2.5.1 อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม

อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมก็คือคอนเวอร์เตอร์ที่แปลงกำลังจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับรูปที่ 2.12 (ก) ซึ่งจะเรียกว่าเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเพราะมีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุวางอนุกรมกันกับโหลดความต้านทานการสวิตช์จะทำให้เกิดแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยที่ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (C) จะทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งจะมีค่าเท่ากับความถี่สวิตช์ซึ่งที่ความถี่เรโซแนนซ์ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะหักล้างกัน จึงมองเห็นเป็นโหลดมีค่าเฉพาะความต้านทานเท่านั้น

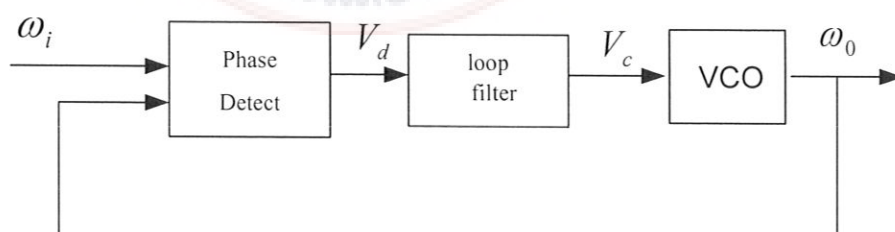
เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ความถี่ f_o ผลของ L-C จะทำหน้าที่คล้ายเป็นตัวกรองความถี่ และจะลดขนาดสัญญาณของฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ทำให้รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมความต้านทานเป็นรูปคลื่นไซน์ ที่มีความถี่เดียวกันกับความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าเท่ากับ



รูปที่ 2.12 (ก) วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (ข) วงจรสมมูล R-L-C

2.6 เฟสล็อกคูลูป

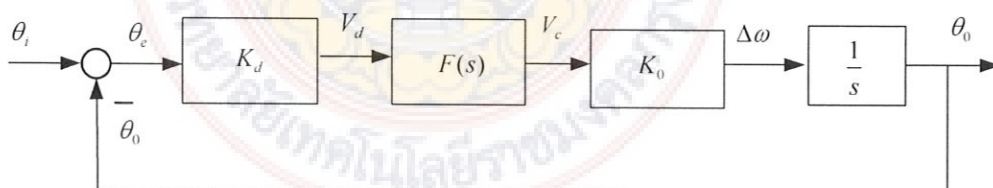
หลักการของเฟสล็อกคูลูปถูกนำมาใช้ในการทำให้ความถี่แบบหนึ่งขนาเพื่อควบคุมมุมเฟสให้คงที่ หรือเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ในการทำงาน โดยการนำมาใช้ก็จะขึ้นกับลักษณะของวงจรว่าเป็นแบบใด รวมไปถึงสิ่งที่ต้องการควบคุม โครงสร้างของเฟสล็อกคูลูปเป็นระบบป้อนกลับ โดยมีตัว VCO (Voltage Controlled Oscillator) ทำหน้าที่ปรับความถี่ให้เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณอ้างอิง ส่วนประกอบที่สำคัญของเฟสล็อกคูลูปแบ่งเป็น 3 ส่วน คือ เฟสดีเทคเตอร์ ตัวกรองความถี่ และ VCO ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 รูปแสดงการทำงานเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูป

โดยที่ ω_i	คือ	ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอ้างอิง
V_d	คือ	สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์
V_c	คือ	สัญญาณเอาต์พุตฟิลเตอร์
ω_o	คือ	ความถี่เชิงมุมของสัญญาณเอาต์พุต

มีการทำงานโดยสังเขปดังนี้ เมื่อมีสัญญาณความถี่อ้างอิงจากภายนอก เป็นสัญญาณซ้ำคาบ (Periodic) ป้อนให้กับเฟสดีเทกเตอร์ซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างความถี่อ้างอิง กับ ความถี่ป้อนกลับจาก VCO สัญญาณที่ได้จากเฟสดีเทกเตอร์ จะเป็นสัญญาณแรงดันที่เป็นสัดส่วน ระหว่างความต่างเฟสของสัญญาณทั้งสอง แรงดันที่ได้นี้จะถูกนำไปผ่านวงจรรูปฟิลเตอร์โดยจะ กำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป ให้ได้แรงดันไฟตรงเข้าไปยังอินพุตของ VCO เพื่อทำการปรับ ความถี่ให้เหมาะสม ในขณะที่วงจรอยู่ในสภาวะล็อก ความถี่เอาต์พุตของ VCO จะเท่ากับความถี่ ของสัญญาณอินพุตซึ่งจะมีค่าความต่างเฟสคงที่ ในกรณีที่เฟสไม่ตรงกัน แรงดันที่ออกจากเฟสดี เทกเตอร์จะมีค่าสูงขึ้นด้วย เพื่อไปควบคุมการทำงานของ VCO โดยจะปรับความถี่สูงขึ้นจนทำให้ ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสองลดลงจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก สัญญาณเอาต์พุตของ VCO จึงจะมีขนาดคงที่ตลอดเวลา และค่าความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามเฟสของสัญญาณอินพุตเสมอ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกคูปที่กำหนดให้ความถี่เอาต์พุตเป็นเฟสเอาต์พุตได้แสดง ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกคูป

โดยที่ θ_i	คือ	เฟสของสัญญาณอินพุต
θ_o	คือ	เฟสของสัญญาณเอาต์พุต
θ_e	คือ	ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต

K_d คือ ค่าอัตราขยายของเฟสดีเทคเตอร์มีหน่วยเป็น V/rad

$F(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของโลว์พาสฟิลเตอร์

K_0 คือ ค่าอัตราขยายของ VCO มีหน่วยเป็น rad

สัญญาณเอาต์พุตของโลว์พาสฟิลเตอร์จะควบคุมความถี่เอาต์พุตของ VCO ซึ่งจะทำให้ความถี่ของ VCO มีการเปลี่ยนแปลง ($\Delta\omega$) ไปจากความถี่กลาง

$$\Delta\omega(s) = K_0 \cdot V_c(s) \quad (2.27)$$

โดยที่ $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ (2.28)

สามารถเขียนเป็นสมการใหม่คือ $\frac{d\theta}{dt} = K_0 \cdot V_c(s)$ (2.29)

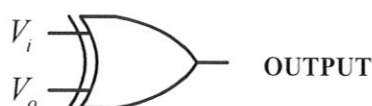
ทำให้ได้ $\theta_0(s) = \frac{K_0 \cdot V_c(s)}{s}$ (2.30)

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของ VCO จะเป็นสัดส่วนกับการอินทิเกรตสัญญาณอินพุตของ VCO จากบล็อกไดอะแกรมและสมการข้างต้นสามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบปิดได้ดังนี้

$$\frac{\theta_0(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_d \cdot K_0 \cdot F(s)}{s + K_d \cdot K_0 \cdot F(s)} \quad (2.31)$$

2.6.1 เฟสดีเทคเตอร์

เฟสดีเทคเตอร์ในวงจรเฟสล็อกูป ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณความถี่อ้างอิงกับสัญญาณความถี่เอาต์พุต สำหรับตัวที่นิยมใช้เป็นแบบวงจรตรวจจับแบบเอ็กซ์คลูซีฟ-ออร์เกท ซึ่งมีสัญลักษณ์ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 สัญลักษณ์เอ็กซ์คูลซีฟ-ออร์เกทที่ใช้เป็นวงจรตรวจจับเฟส
ตารางที่ 2.1 แสดงค่าความจริงของการคูณ

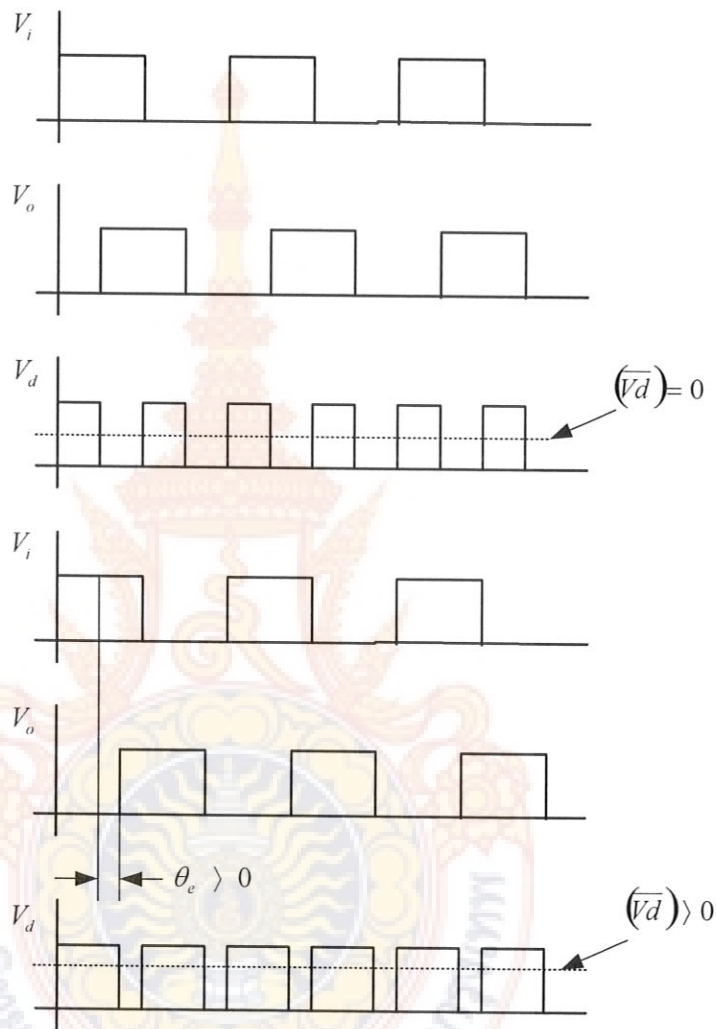
V_i	V_o	output
(-)	(-)	(+)
(-)	(+)	(-)
(+)	(-)	(-)
(+)	(+)	(+)

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าความจริงของเอ็กซ์คูลซีฟ-ออร์เกท

V_i	V_o	output
V_L	V_L	V_L
V_L	V_H	V_H
V_H	V_L	V_H
V_H	V_H	V_L

วงจรเอ็กซ์คูลซีฟ-ออร์เกทเป็นวงจรตรวจจับเฟสแบบดิจิทัลที่มีการทำงานเหมือนกับตัวคูณสัญญาณด้วยการโอเวอร์ไดรฟ์แรงดันที่เอาต์พุตในขณะที่ปรากฏระดับของสัญญาณอินพุตเข้ามาและยังให้คุณสมบัติของวงจรเป็นรูปสามเหลี่ยมโดยเอาต์พุตที่ได้จากการคูณจะเป็นค่าอิมพัลส์ของแรงดันบวก ซึ่งสอดคล้องกับค่าของลอจิกสูง หรือเป็นค่าอิมพัลส์ของแรงดันลบ ที่สอดคล้องกับค่าลอจิกต่ำ สำหรับเงื่อนไขการคูณสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.1 โดยเอาต์พุตถ้าเปรียบเทียบกับตารางที่ 2.2 ซึ่งเป็นตารางค่าความจริงของวงจรเอ็กซ์คูลซีฟ-ออร์เกท ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.16 โดยแทนระดับแรงดันลอจิกสูง V_H ด้วยเครื่องหมาย (+) และระดับแรงดันลอจิกต่ำ V_L ด้วยเครื่องหมาย (-) จะเห็นว่าเอ็กซ์คูลซีฟ-ออร์เกทสามารถนำมาใช้เป็นวงจรตรวจจับเฟสที่ทำงานเหมือนตัวคูณสัญญาณ (ลอจิก) ได้

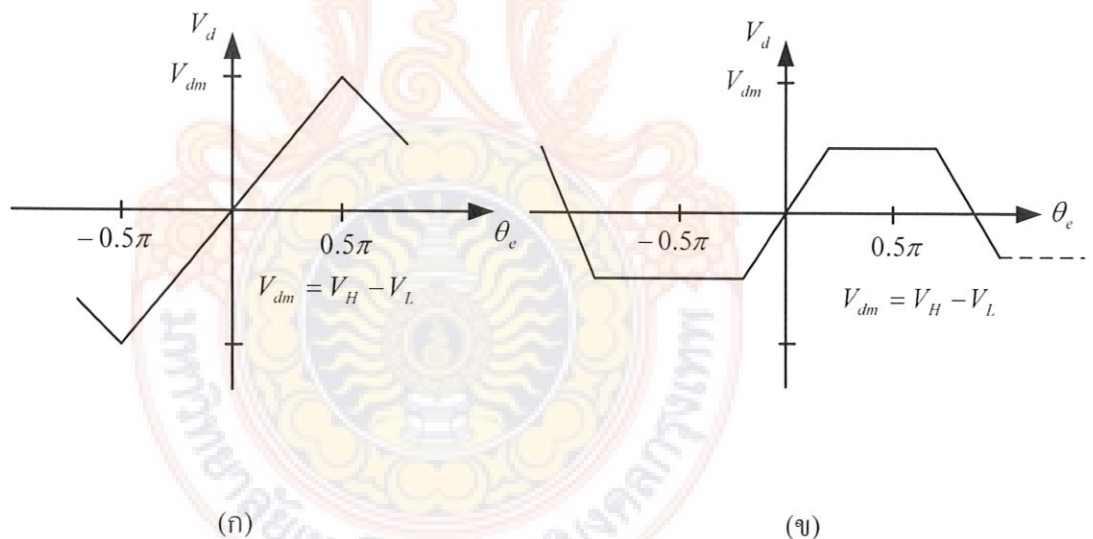
$\theta_c = 0$ เมื่อ V_i และ V_o ที่เข้ามามีความต่างเฟสอยู่ 90 องศา เรียกว่า จุดสงบนิ่ง



รูปที่ 2.16 รูปสัญญาณที่มีค่าความคลาดเคลื่อนเฟสเท่ากับศูนย์และมากกว่าศูนย์

ในรูปที่ 2.16 ได้แสดงให้เห็นถึงเอาต์พุตของวงจรทวิขั้วเฟสแบบเอ็กซัลซึฟ-ออร์เกทที่มีค่าความคลาดเคลื่อนเฟส (θ_e) ต่างๆ กัน ซึ่งจะแบ่งเป็นสองส่วนคือ ในกรณีที่มีสัญญาณอินพุต V_i และ V_o ที่เข้ามามีความต่างเฟสอยู่ 90 องศา โดยจะกำหนดให้มียุคความคลาดเคลื่อนเฟส (θ_e) เท่ากับศูนย์ ซึ่งเรียกว่า จุดสงบนิ่ง (Quiescent Point) ของวงจรทวิขั้วเฟสแบบเอ็กซัลซึฟ-ออร์เกท โดยจะทำให้ V_d ที่ได้จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีค่าความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตและให้ค่าดีวีซีเกิดเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ เนื่องจากความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต จะถูกกรองทิ้งไปด้วย

วงจรฟลิปเฟลอร์ ดังนั้นจึงพิจารณาเพียงค่าเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตที่แสดงเป็นเส้นประตามรูป ซึ่งค่าเฉลี่ยที่ได้นี้เป็นค่าที่คำนวณได้จากค่ากลาง (mean) ของระดับลอจิกสูง (V_H) และระดับลอจิกต่ำ (V_L) กล่าวคือถ้าวงจรตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟ-ออร์เกท ได้รับการจ่ายไฟเลี้ยง 5 โวลต์ ค่าเอาต์พุตเฉลี่ยที่ได้จะมีค่าประมาณ 2.5 โวลต์ ที่ถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์นับจากนี้ไป และในอีกกรณีซึ่งถูกแสดงไว้ในส่วนล่างคือ เมื่อสัญญาณ V_o ถ้าหลังสัญญาณอินพุตอ้างอิง V_i ค่าของความคลาดเคลื่อนเฟส (θ_e) จะมีค่าเป็นบวกค่าตัวชี้ไขเกิลของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จึงมีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์ และจึงทำให้ค่าเฉลี่ยเอาต์พุตเป็นบวกมากขึ้นด้วย ในรูปที่ 2.17(ก) แสดงกราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟ-ออร์เกทที่ได้จากการพล็อตค่าเฉลี่ยสัญญาณเอาต์พุต เทียบกับค่าของความคลาดเคลื่อนเฟส (θ_e) ซึ่งจะให้ผลเป็นรูปสามเหลี่ยม และอยู่ภายในช่วงที่เป็นเชิงเส้นของ $-0.5\pi < \theta_e < 0.5\pi$ และถ้าในกรณีที่สัญญาณอินพุต V_i และ V_o มีขนาดไม่สมมาตร (มีระดับสัญญาณไม่เท่ากัน) ทำให้ค่าตัวชี้ไขเกิลไม่เท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ ค่าแรงดันเฉลี่ย (V_{dm}) ที่ได้จะมีค่าลดลง ดังแสดงในรูปที่ 2.17(ข)



รูปที่ 2.17 กราฟแสดงคุณสมบัติของวงจรตรวจจับเฟสแบบเอ็กซ์คลูซีฟ-ออร์เกท

(ก) เมื่อสัญญาณอินพุต V_i และ V_o มีขนาดสมมาตร

(ข) เมื่อสัญญาณอินพุต V_i และ V_o มีขนาดไม่สมมาตร

2.6.2 ฟิลเตอร์

วงจรโลว์พาส ทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของวงจร VCO ฟิลเตอร์ จะเป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงก่อนเข้าสู่สถานะล็อก ที่เรียกว่า คุณสมบัติชั่วคราว (Transient) ถ้าเลือกอัตราขยายของลูป (Loop Gain) และค่าคงตัวของลูป (Loop Time Constant) ไม่เหมาะสมความถี่ของเฟสล็อกลูปจะไม่ทำการล็อก และจะเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา โดยทั่วไปค่าคงตัวของเวลาของฟิลเตอร์จะต้องไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่ เฟสล็อกลูปจะล็อกได้เร็วโดยไม่มีการแกว่ง หน้าที่ของโลว์พาสฟิลเตอร์ในเฟสล็อกลูป มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ

1. ลดค่าความคลาดเคลื่อนที่เป็นความถี่สูงที่ออกจากเฟสดีเทกเตอร์ โดยใช้คุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวน และเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันเฉลี่ย (Average dc Voltage) เพื่อนำไปควบคุมวงจร VCO
2. ควบคุมการทำงานของลูปซึ่งขึ้นอยู่กับเงื่อนไขต่างๆ ดังนี้
 - ค่าแรงดันคลาดเคลื่อนของความถี่ระหว่างลูป
 - คุณสมบัติต่อผลตอบสนองชั่วขณะของเฟสล็อกลูป การลดช่วงกว้างของฟิลเตอร์ จะส่งผลไปยังการทำงานของระบบคือ ช่วงแคปเจอร์จะลดลง และผลตอบสนองชั่วคราวของเฟสล็อกลูปต่อการเปลี่ยนทันทีของสัญญาณ เข้าสู่ช่วงความถี่แคปเจอร์ จะอยู่ในลักษณะภายใต้การแดมป์ (Under damp)

2.6.3 VCO (Voltage Control Oscillator)

โดยทั่วไปแล้วช่วงการใช้งานของความถี่เอาท์พุทจะต้องมีลักษณะที่เป็นเชิงเส้น และในขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้ามาที่อินพุทของ VCO ตัวของมันเองจะสามารถสร้างความถี่ขึ้นมาค่าหนึ่งหรือกำหนดให้มีค่าต่ำสุดได้ VCO ที่ใช้กับเฟสล็อกลูปมีทั้งชนิดที่ให้ความถี่เอาท์พุทเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นไซน์

คุณสมบัติพึงประสงค์ของ VCO ที่ใช้ในเฟสล็อกลูปมีดังนี้

1. คุณสมบัติของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเป็นความถี่เป็นเชิงเส้น
2. มีช่วงการใช้งานที่กว้างหรือมีค่าอัตราขยายระหว่างแรงดันกับความถี่ที่สูง
3. มีเสถียรภาพทางความถี่ที่ดี
4. ถ้าความถี่เอาท์พุทเป็นรูปคลื่นไซน์ควรจะเป็นสัญญาณที่คงที่สม่ำเสมอ

2.7 วงจร Proportional-Integral Controller

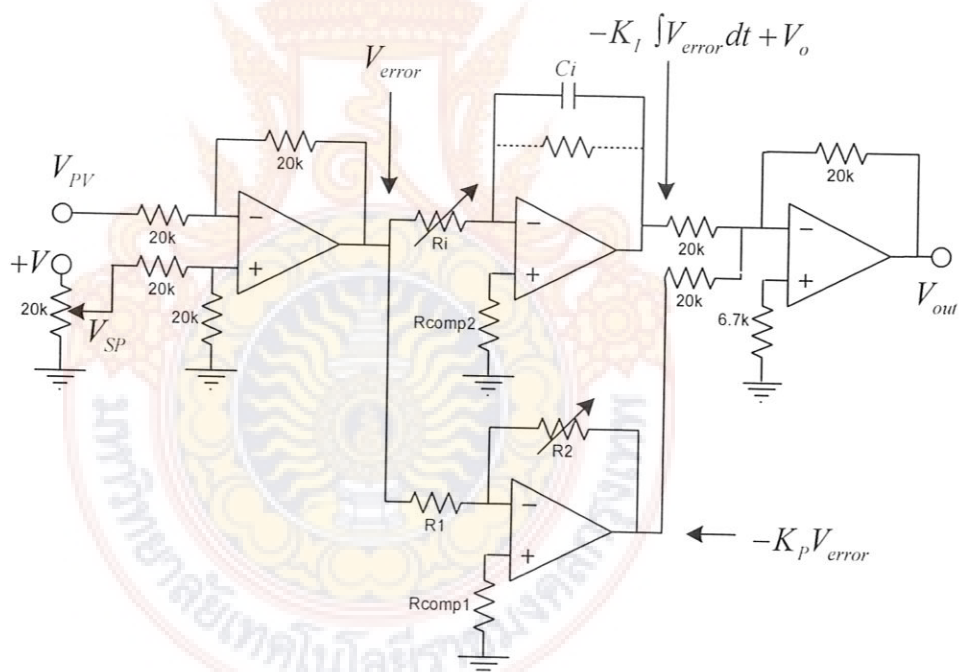
วงจร PI Control ที่ใช้ในการทดลองใช้วงจร PI แบบขนานดังแสดงในรูปที่ 2.22 จากรูปที่ 2.18 สามารถคำนวณค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

$$V_{error} = V_{SP} - V_{PV} \quad (2.32)$$

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.33)$$

แรงดันที่ออกจากตัวอินทิเกรต

$$V = -K_I \int V_{error} dt + V_0 \quad (2.34)$$



รูปที่ 2.18 วงจร PI Controller

เมื่อ

$$K_I = \frac{1}{R_i C_i} \quad (2.35)$$

ดังนั้น

$$V_{OUT} = K_p V_{error} + K_I \int V_{error} dt + V_0 \quad (2.36)$$

ลาปลาสมการได้เป็น

$$V_{OUT} = K_p V_{error} + \frac{K_I V_{error}}{s} \quad (2.37)$$

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ PI Control เป็นดังนี้

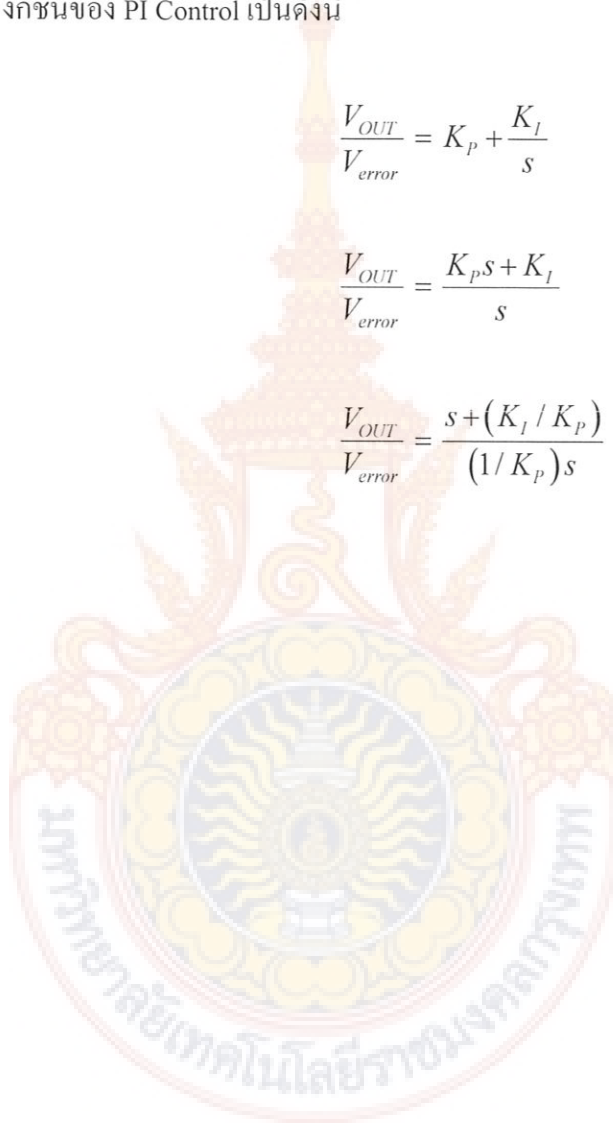
$$\frac{V_{OUT}}{V_{error}} = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (2.38)$$

หรือ

$$\frac{V_{OUT}}{V_{error}} = \frac{K_p s + K_I}{s} \quad (2.39)$$

หรือ

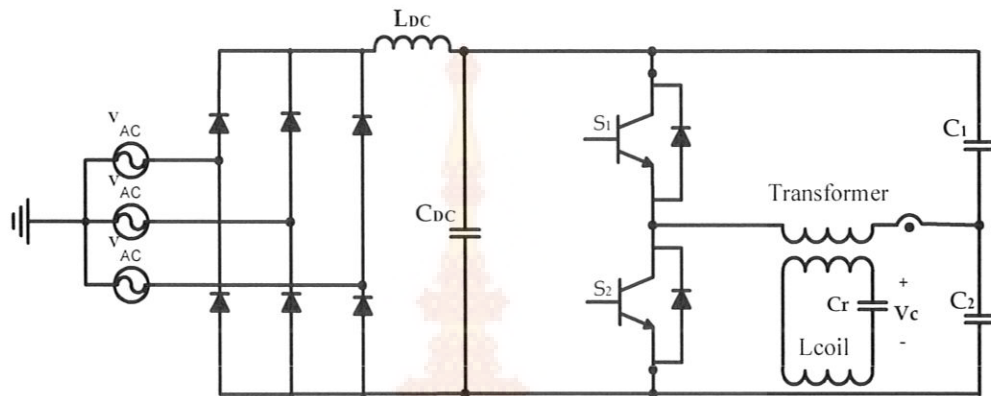
$$\frac{V_{OUT}}{V_{error}} = \frac{s + (K_I / K_p)}{(1 / K_p) s} \quad (2.40)$$



บทที่ 3

โครงสร้างและส่วนประกอบของเครื่องเชื่อมแบบเหนี่ยวนำความร้อน

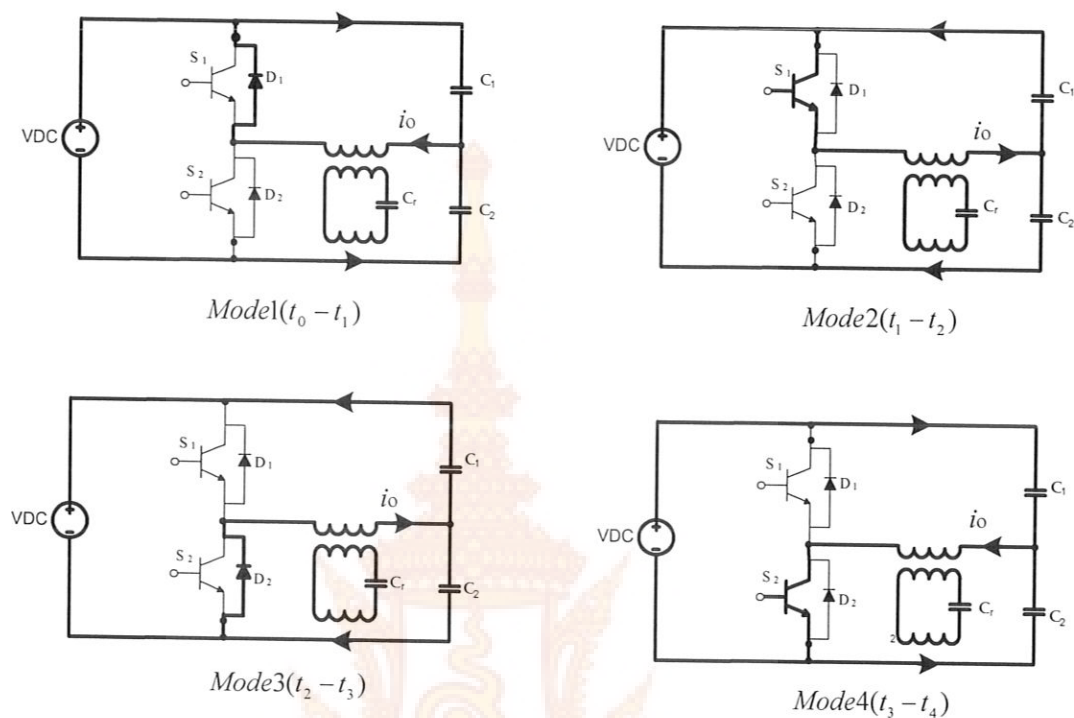
3.1 โครงสร้างเครื่องเชื่อมแบบเหนี่ยวนำความร้อน



รูปที่ 3.1 วงจรกำลังและวงจรควบคุม

วงจรกำลังเป็นแบบอินเวอร์เตอร์อนุกรมเรโซแนนซ์แบบครึ่งบริดจ์บริดจ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ประกอบด้วย เต็มบริดจ์เรกติไฟเออร์ บัสฟิลเตอร์ (L_{DC} , C_{DC}) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมีไดโอดต่อขนานแบบกลับหัว และหม้อแปลงแมตซ์ซิง วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ประกอบด้วย ความต้านทาน (R) ตัวเหนี่ยวนำ (L_{coil}) และตัวเก็บประจุ (C_r) อินเวอร์เตอร์มีแรงดันเอาต์พุตรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์ ทำงานที่ความถี่ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์

3.2 การทำงานของวงจร



รูปที่ 3.2 การทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบอนุกรมและขนาน

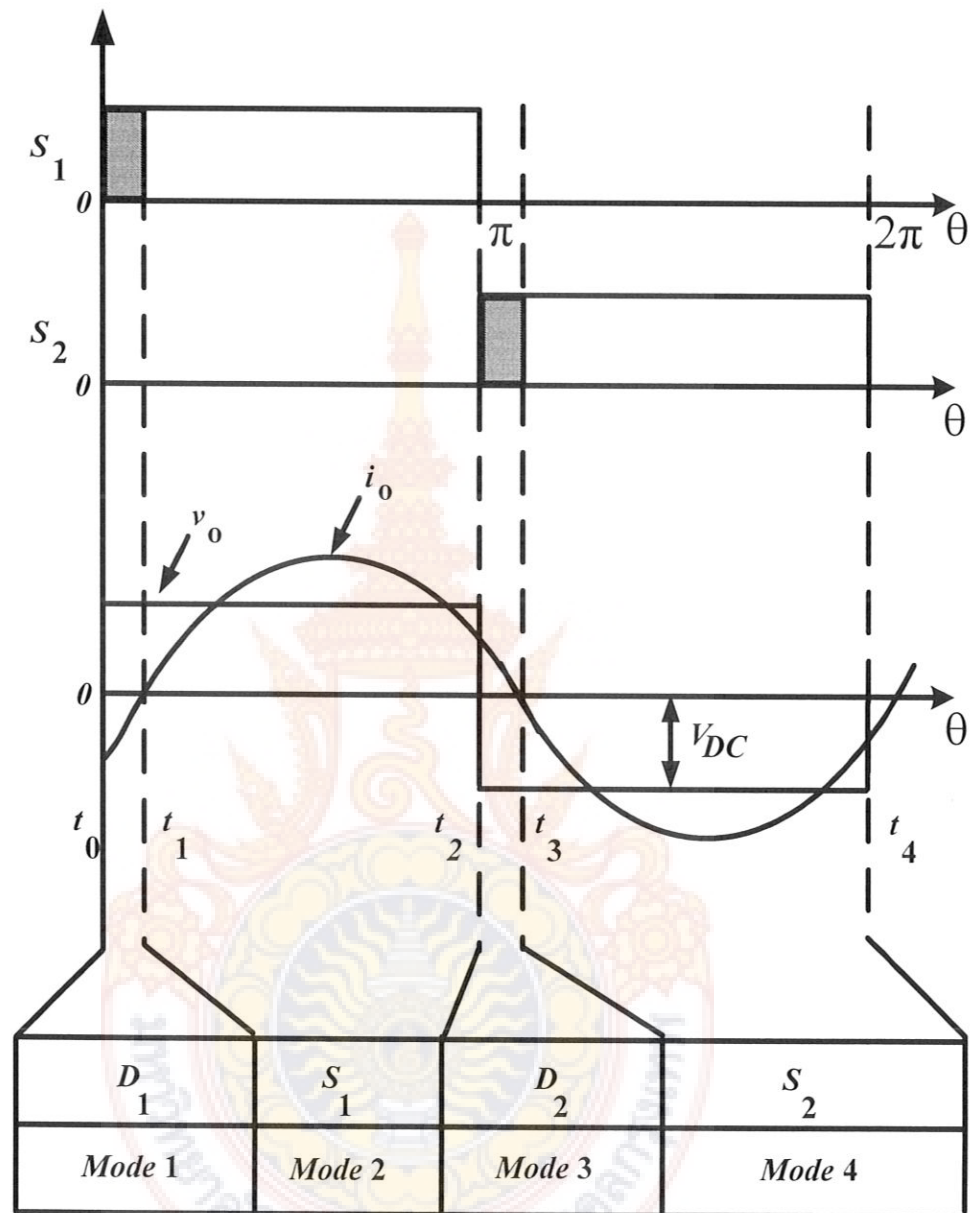
การทำงานของวงจรแบ่งออกได้เป็น 5 ช่วงคือ

ช่วงที่ 1 รูปที่ 3.2 ช่วงเวลา $t_0 - t_1$ ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_2 หยุคนำกระแส ไดโอด D_1 นำกระแส ในช่วงที่กระแสเป็นลบ

ช่วงที่ 2 รูปที่ 3.2 ช่วงเวลา $t_1 - t_2$ เมื่อกระแสเป็นศูนย์ สวิตช์ S_1 จึงนำกระแส ทำให้เกิดกระแสช่วงบวก

ช่วงที่ 3 รูปที่ 3.2 ช่วงเวลา $t_2 - t_3$ เมื่อสวิตช์ S_1 หยุคนำกระแส ไดโอด D_2 จึงนำกระแส

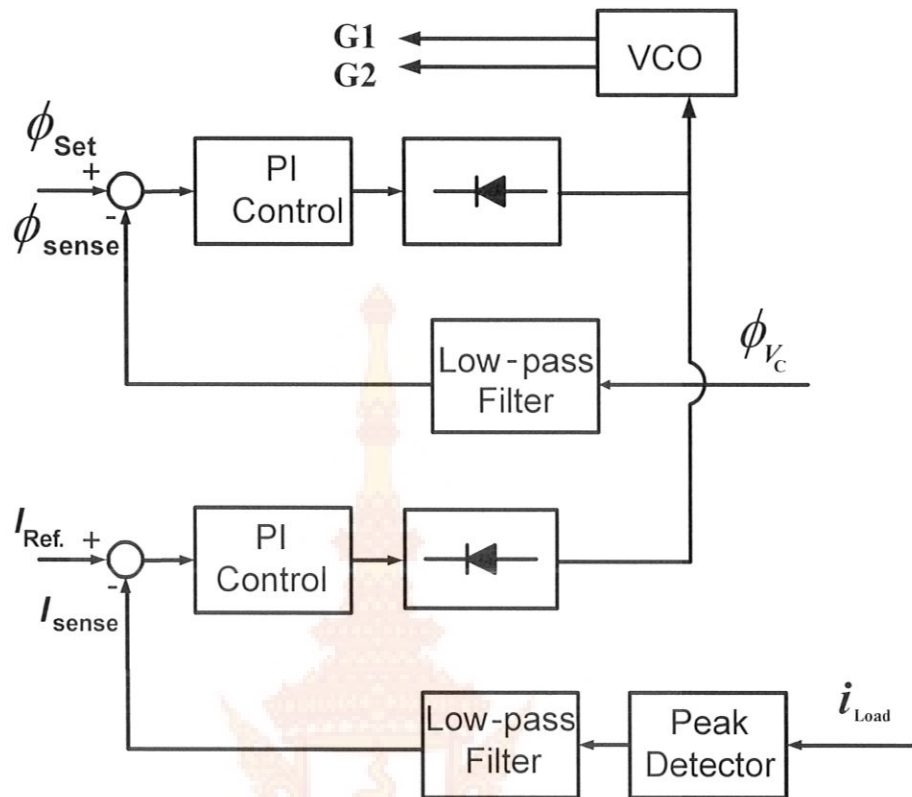
ช่วงที่ 4 รูปที่ 3.2 ช่วงเวลา $t_3 - t_4$ หลังจากกระแสไหลผ่านไดโอดเป็นศูนย์สวิตช์ S_2 จึงเริ่มนำกระแสโดยช่วงนี้จะเป็นสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์



รูปที่ 3.3 รูปคลื่นกระแสกับแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่สัมพันธ์กับสัญญาณเกตมอสเฟต

จากรูปที่ 3.3 สามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกได้ตามสมการ

$$P = \frac{2I_m V_m}{\pi} \cos \theta \quad (3.1)$$



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมถูกต้องแบบขนาน โดยความถี่อัตโนมัติ โดยการควบคุมแบ่งเป็น 2 วงปิด ประกอบด้วย ลูปเฟสและลูปกระแส โดยที่แต่ละลูปทำงานแยกกันทำให้ออกแบบระบบได้ง่ายกว่าแบบคาสเคด ซึ่งจะมีผลจากลูปนอก ระบบควบคุม ในรูปที่ 3.4 ทำงานติดตามความถี่ให้อินเวอร์เตอร์ทำงานความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ตลอดเวลา และลูปนอกคือควบคุมกำลังที่โหลดด้วยวิธีควบคุมกระแส

เฟสลูปทำหน้าที่ติดตามความถี่เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ตลอดเวลา โดยที่หม้อแปลงกระแสจะตรวจวัดกระแสที่โหลด และอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันซึ่งสัญญาณับสวิตช์ตรงกับเฟสแรงดันที่เหลี่ยมที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์นำไปเปรียบเทียบกับเฟสของแรงดันที่ตัวเรโซแนนซ์คาปาซิเตอร์ ซึ่งใช้ Exclusive OR Gate ในการเปรียบเทียบความต่างเฟสของแรงดันและกระแสที่โหลด โดยเอาต์พุตที่ได้จะเป็น Duty cycle ความต่างเฟสที่มีความถี่เท่ากัน และถูกกรองด้วยวงจรความถี่ต่ำเพื่อเฉลี่ยให้ได้ค่าแรงดันไฟตรงแล้วนำไปเปรียบเทียบกับ Phase set ที่ตั้งไว้ โดยที่ Phase set จะตั้งไว้ที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์เล็กน้อย ซึ่งจะควบคุมความถี่ในการทำงานของลูปติดตามความถี่ต่อไป ค่าความผิดพลาดที่ได้จะถูกป้อนเข้า PI Control ควบคุมการทำงานความถี่ของอินเวอร์เตอร์

การควบคุมกำลังที่โหลดด้วยวิธีการควบคุมกระแส โดยกำลังสูงสุดจะอยู่ที่ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์และกำลังจะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น โดยที่วงจร Peak detector จะรับสัญญาณไซน์จากหม้อแปลงกระแสแปลงเป็นสัญญาณซีบวกทั้งหมด และถูกกรองด้วยวงจรความถี่ต่ำเพื่อเฉลี่ยให้ได้ค่าแรงดันไฟตรงแล้วนำไปเปรียบเทียบกับกระแสที่ตั้งไว้ ค่าความผิดพลาดที่ได้จะถูกป้อนเข้า PI Control

ในการออกแบบวงจรกำลังในโครงงานนี้ จะใช้ ไอจีบีที เบอร์ IRG4PH40UD เป็นวงจรกำลังโดยใช้ไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 220Vac มาแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วงจรบริดจ์แบบเต็มคลื่น แล้วก็ให้ ไอจีบีที สวิตช์ที่ความถี่สูง อยู่ในช่วง 17.5kHz-40kHz โดย ไอจีบีที ได้รับสัญญาณไฟฟ้ากระตุ้นที่ขาเกตและสัญญาณที่ส่งมานั้นจะมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ และในการทำงานของ ไอจีบีที นั้น ไอจีบีที จะทำงานสลับกันโดยที่จะไม่ ON พร้อมกัน และจากวงจรจะเห็นว่าถ้า ไอจีบีที ทั้งสองตัว ON พร้อมกันสิ่งที่เกิดขึ้นก็คือ ไอจีบีที พัง

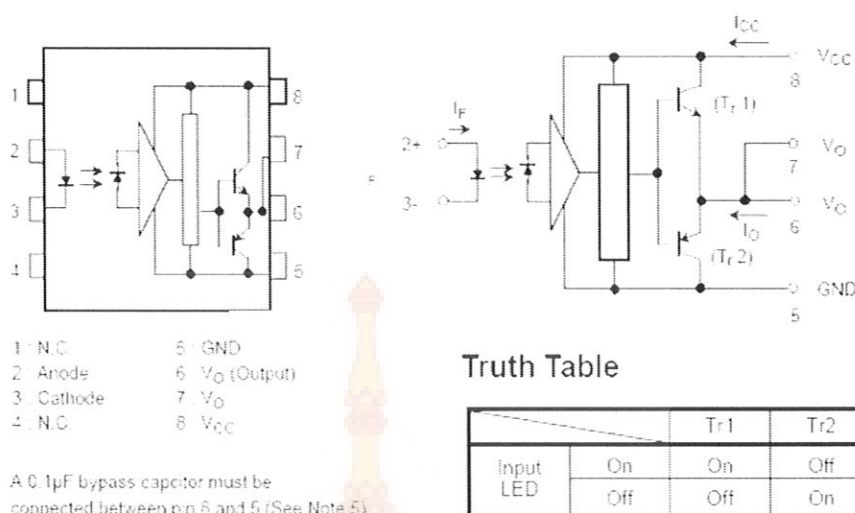
3.3 วงจรขับนำเกต(Gate Driver)

สวิตช์ (IGBT) ต้องการแรงดันเกตเพื่อทำให้เกิดการนำกระแสไฟฟ้าผ่านจากขาคอลเลกเตอร์ (Collector) สู่อิมิตเตอร์ (Emitter) แรงดันเกตสามารถจ่ายได้จากวงจรหลาย ๆ แบบ วงจรขับนำเกตควรมีทั้งไปอัสบวกเพื่อให้นำกระแส และไปอัสลบเพื่อให้หยุดนำกระแสการที่มีไปอัสลบเพื่อให้ตัวสวิตช์ (IGBT) คัดออฟได้เร็วขึ้นและป้องกันการนำกระแสเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนเข้ามาทางขาเกต

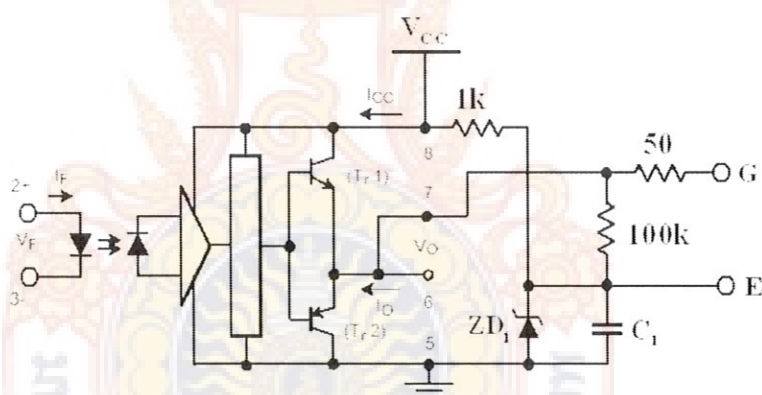
วงจรขับนำเกตที่แสดงดังภาพที่ 3.3 วงจรขับเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250 ซึ่งใช้ตัวเชื่อมโยงสัญญาณทางแสงเพื่อแยกโคดสัญญาณทางไฟฟ้าระหว่างวงจรกำลัง (Main Power Circuit) และวงจรควบคุม (Control Circuit) สัญญาณขับนำจากวงจรควบคุมจะเป็นตัวขับ LED ที่อยู่ในตัวแยกโคดสัญญาณทางแสงซึ่งทำหน้าที่เพื่อไปอัสทรานซิสเตอร์ Tr1 (NPN) และทรานซิสเตอร์ Tr2 (PNP)

ทรานซิสเตอร์ Tr1 เป็นชนิด NPN ซึ่งต้องการสัญญาณไปอัสเป็นสัญญาณไฟบวก (+) และทรานซิสเตอร์ Tr2 เป็นชนิด PNP ซึ่งต้องการสัญญาณไปอัสเป็นสัญญาณไฟลบ (-)

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



รูปที่ 3.6 วงจรภายในไอซีเบอร์ TLP250



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรวงจรจับเกตที่ใช้งานจริง

วงจรจับเกตที่แสดงดังรูปที่ 3.7 แสดงวงจรวงจรจับเกตที่ใช้งานจริง ใช้ตัวแยกโคตทางแสงเพื่อแยกโคตระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลัง สัญญาณขั้วนำจากวงจรควบคุมจะเป็นตัวขับ LED ที่อยู่ในตัวแยกโคตทางแสงเพื่อไปอัสให้กับทรานซิสเตอร์ TR1 ภายในให้นำกระแสและในขณะเดียวกันทรานซิสเตอร์ TR2 หยุดนำกระแส ทำให้มีกระแสไหลผ่านความต้านทาน $R_{50} \Omega$ ไปจ่ายแรงดันขาเกตในขณะนั้นซึ่งเนอร์โคโอดที่ต่ออยู่กับขาอิมิตเตอร์เพื่อสร้างแรงดัน -5V ทำให้แรงดันที่จุด G เมื่อเทียบกับจุด E เป็นแรงดันไฟบวก 15 โวลต์ ($V_{GE} = +15$ โวลต์)

ในทางกลับกันเมื่อไม่มีสัญญาณขั้วนำเกตผ่านตัวแยกโคตทางแสง ทรานซิสเตอร์ TR1 ไม่นำกระแส ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ TR2 จะนำกระแสแทนทำให้ที่จุด G มีแรงดันไฟฟ้าลบ

เกิดขึ้นเมื่อเทียบกับจุด E ซึ่งค่าแรงดันไฟลอปที่เกิดขึ้นนี้จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดันซีเนอไรโดโอด ZD1 โดยทั่วไปมักจะให้มีแรงดันไฟลอป (-) อยู่ประมาณ 5 โวลต์ เพื่อให้ตัวสวิตช์ (IGBT) คัดออฟได้เร็วขึ้นและป้องกันการนำกระแสของตัวสวิตช์ (IGBT) เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามา

3.4 Current Transformer สำหรับวัดกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

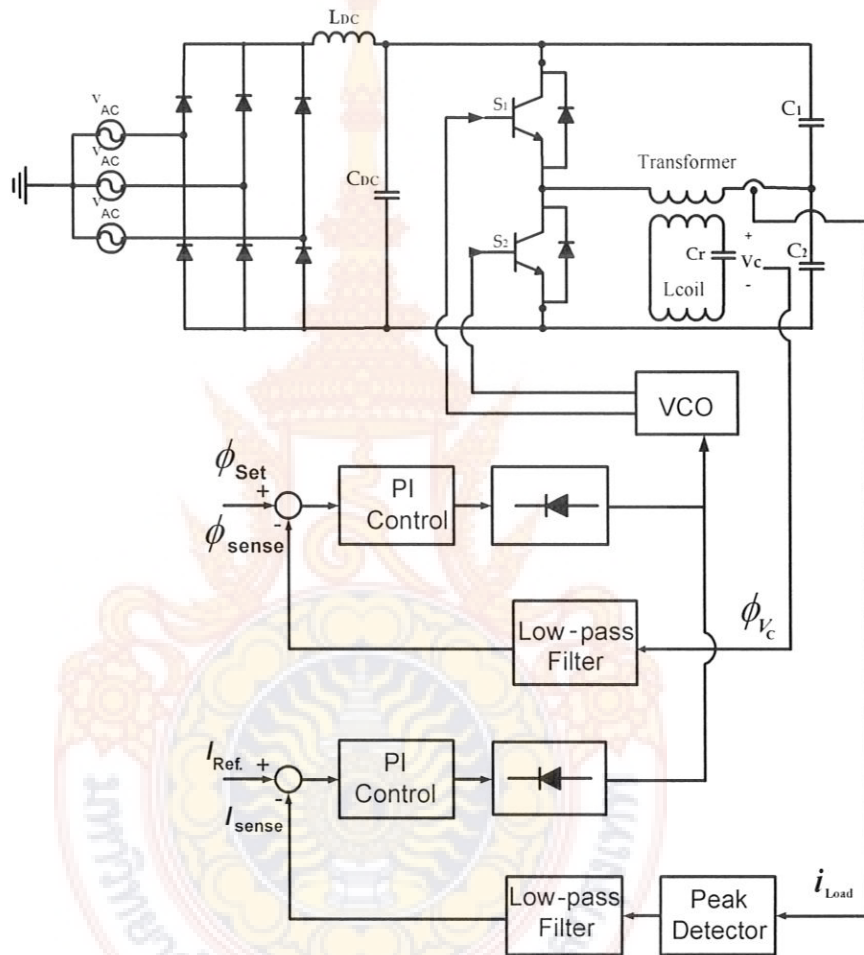
การทำ CT ขึ้นมาเพื่อทำการวัดกระแสไฟฟ้านั้นทำได้โดยการใช้แกนทอรอยด์พันด้วยลวดตัวนำ 30 รอบ ทั้งหมดมีตัวนำย่อย 10 ตัวนำ แล้วนำแต่ละตัวนำย่อยทั้งหมดมาต่ออนุกรมกัน ดังนั้นจำนวนรอบทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ 300 รอบ และปลายสายตัวนำทั้งสองที่เหลืจะต่อเข้ากับตัวต้านทาน $20\ \Omega$ CT ที่ทำขึ้นมานั้นจุดประสงค์เพื่อต้องการวัดรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าเท่านั้น เพื่อนำไปพิจารณาความสัมพันธ์กับแรงดันที่สวิตช์ (V_{ce}) แรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน และสัญญาณนำขับสวิตช์ (IGBT) นำไปสู่การวิเคราะห์การทำงานในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรกำลังได้เป็นอย่างดี



บทที่ 4

ผลการทดสอบ

ทำการทดสอบเครื่องเชื่อมแบบเหนี่ยวนำความร้อนดังแสดงในรูปที่ 4.1

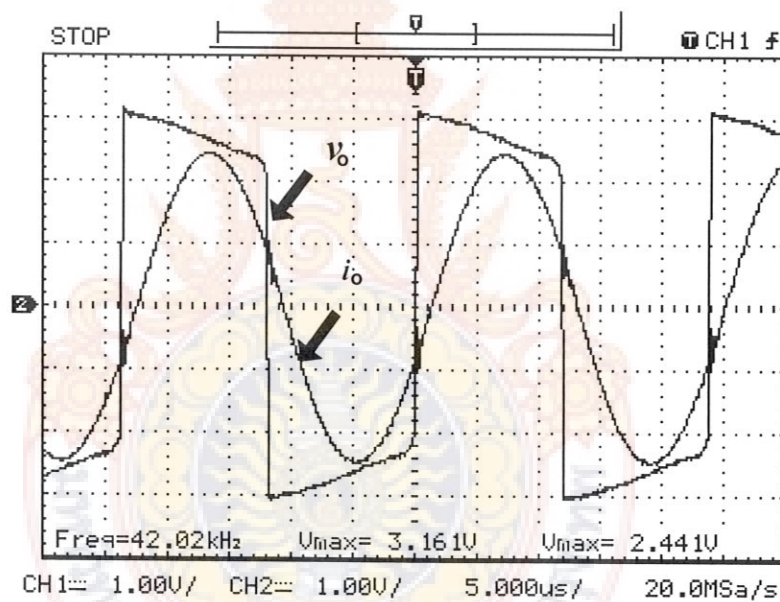


รูปที่ 4.1 เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำและระบบควบคุม

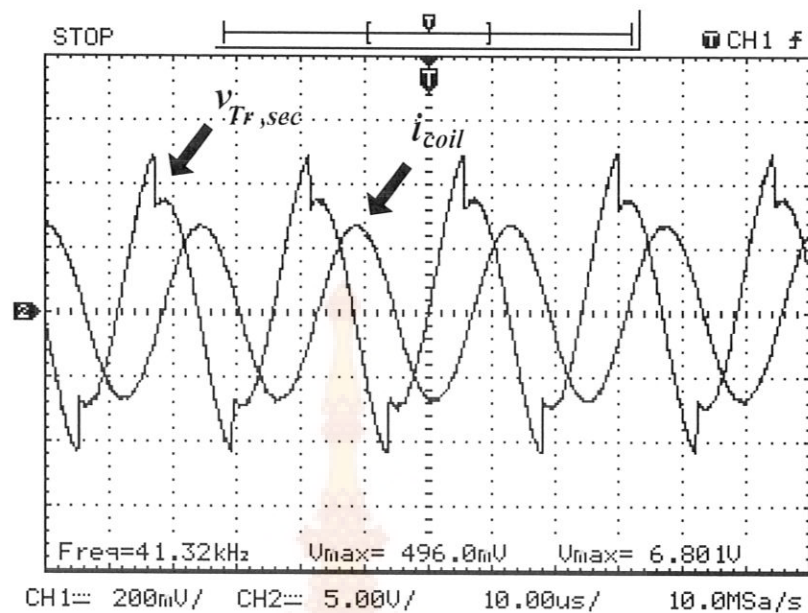
ทำการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ที่สภาวะเต็มพิกัดโหลด ขณะขึ้นงานร้อน 900°C และขณะไม่มีโหลดทันทีทันใด โดยใช้ค่าตามตารางที่ 1

ตารางที่ 1. พารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์

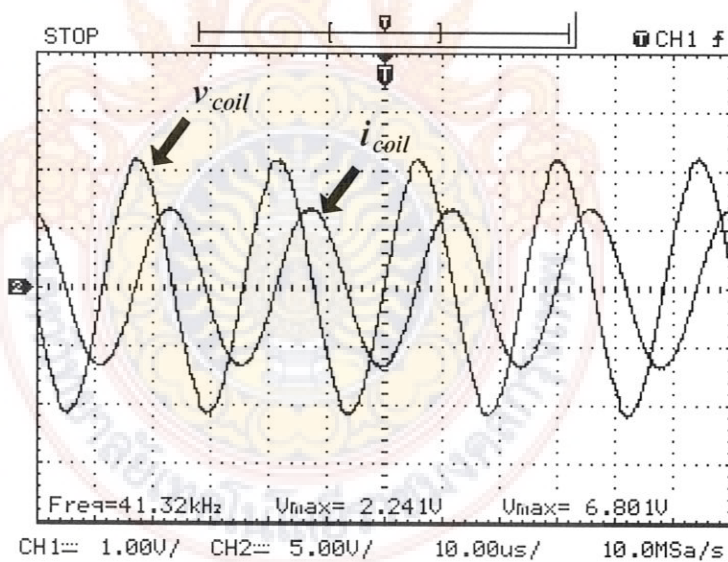
พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ปริมาณ
แรงดันอินพุต 3 เฟส	V_{ac}	$380\text{ }V_{rms}$
ความถี่สวิตช์	f	42-75 kHz
คาปาซิเตอร์โชนันท์	C_r	$3\text{ }\mu F$
ขดลวดตัวเหนี่ยวนำ	L_{coil}	$4.7\text{-}3.5\text{ }\mu H$
คาปาซิเตอร์ แบ่งแรงดัน	(C_1, C_2)	$1.5\text{ }\mu F$
อัตราส่วนหม้อแปลง	n_1/n_2	10
สวิตช์	S_1, S_2	CM100DU-12H



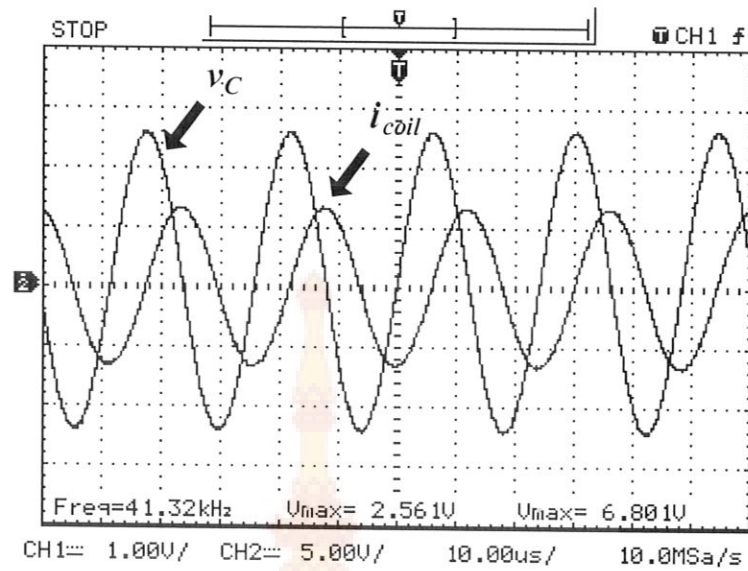
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณแรงดันด้านออก (V_o) และสัญญาณกระแส (i_o) ของขดปฐมภูมิหม้อแปลงของอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ (i_o : 24.4A/div, V_o : 316 V/div ที่ $5\text{ }\mu s/\text{div}$.)



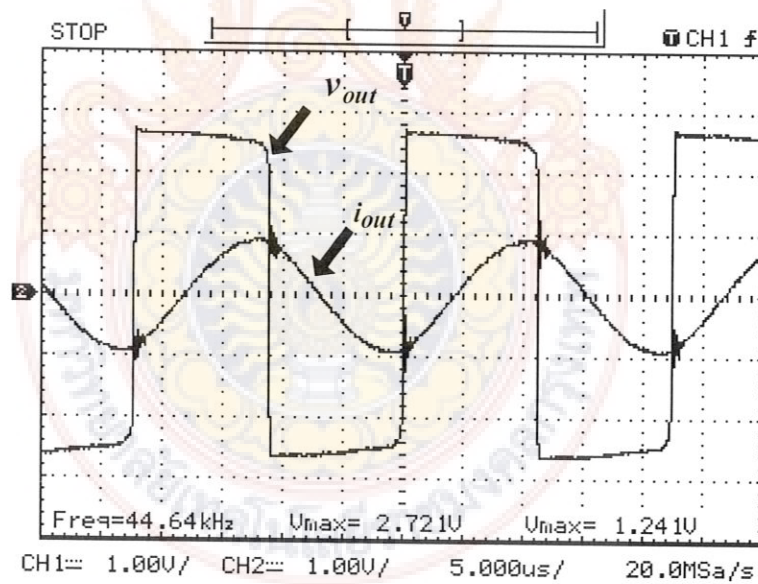
รูปที่ 4.3 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ สัญญาณแรงดัน ($V_{Tr,sec}$) ขดทุติยภูมิของหม้อแปลงและสัญญาณกระแส ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{coil}) (i_{coil} : 680A/div, $V_{Tr,sec}$: 49.6 V/div ที่ 10 μ s / div.)



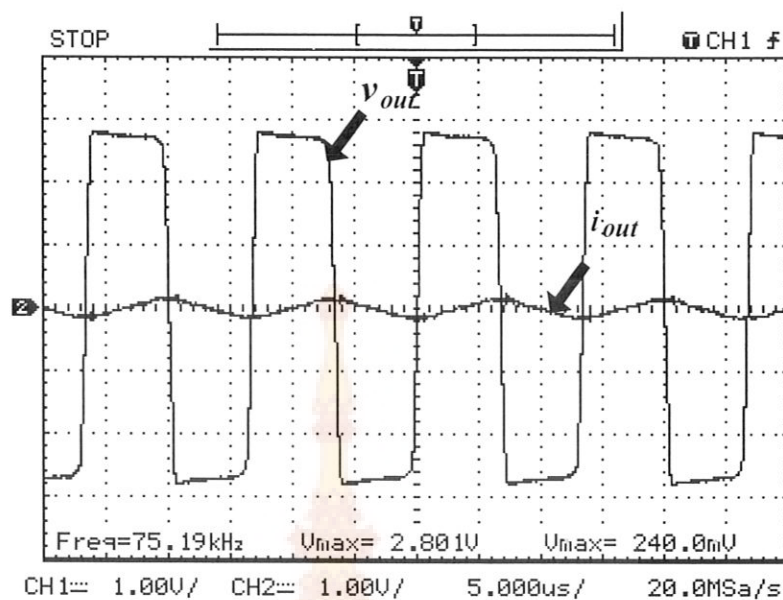
รูปที่ 4.4 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ สัญญาณแรงดันขดลวดเหนี่ยวนำ (V_{coil}) และสัญญาณกระแส (i_{coil}) ที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{coil} : 680A/div, V_{coil} : 224 V/div ที่ 10 μ s / div.)



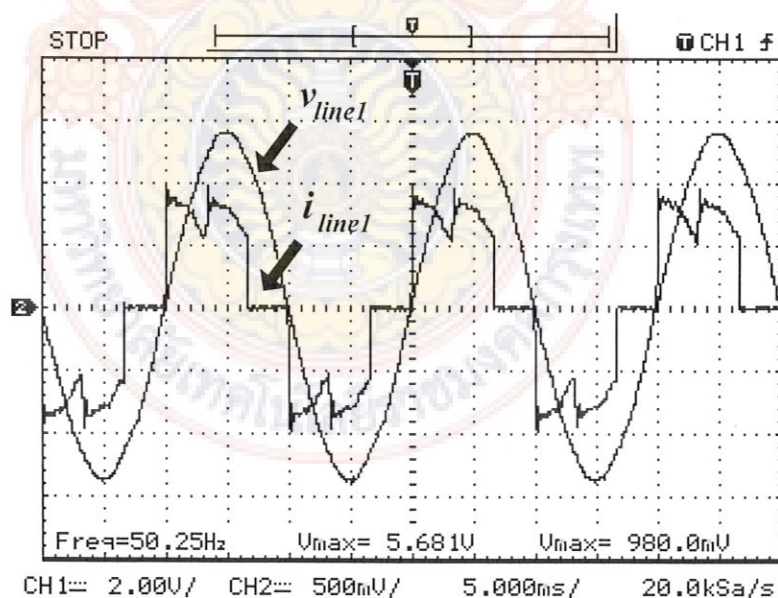
รูปที่ 4.5 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ สัญญาณแรงดันตกคร่อมที่
 เรโซแนนซ์คาปาซิเตอร์ (V_c) และสัญญาณกระแสของขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{coil}) (i_{coil} : 680A/div, V_c
 : 256 V/div ที่ 10 μ s / div.)



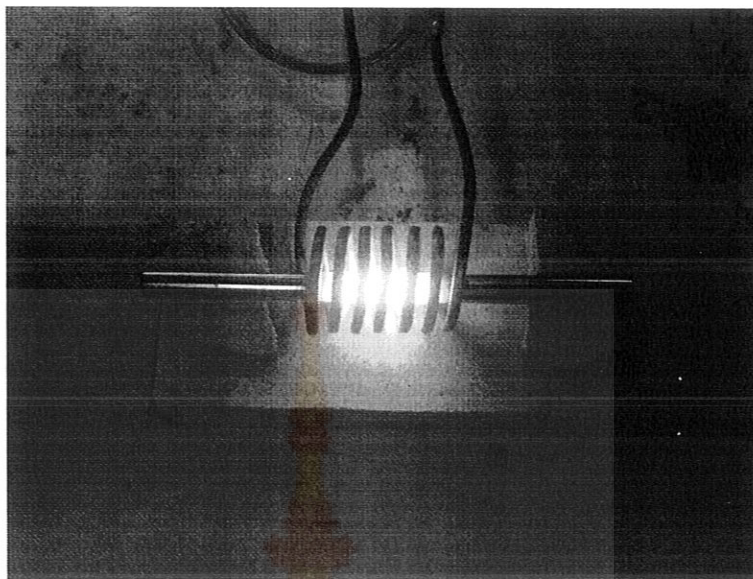
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณแรงดันด้านออก (V_o) และสัญญาณกระแส (i_o) ของขดปฐมภูมิหม้อ
 แปลง ของอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ เมื่อชิ้นงานร้อนที่อุณหภูมิ 900°C (i_{coil} : 124A/div, V_{out} :
 272 V/div ที่ 5 μ s / div.)



รูปที่ 4.7 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ขณะไม่มีโหลดสัญญาณแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (V_o) และสัญญาณกระแสของขดปฐมภูมิของหม้อแปลง (i_o) (i_{coil} : 24A/div, V_{out} : 280 V/div ที่ $5 \mu s / div$.)



รูปที่ 4.8 แสดงภาพสัญญาณแรงดันและกระแสด้านอินพุต 380 โวลต์ 50 Hz โดยวัดมาจากเฟสที่ 1 (V_{line1} : 98A/div, V_{line1} : 568 V/div ที่ $5 ms / div$.)



รูปที่ 4.9 แสดงชิ้นงานทอสแตนเลสขณะมีอุณหภูมิ 900°C

รูปที่ 2 แสดงสัญญาณแรงดันด้านออก(V_o) และสัญญาณกระแส(i_o) ของขดปฐมภูมิหม้อแปลงของอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ ที่ความถี่ 42.02 kHz ขณะชิ้นงานมีอุณหภูมิห้อง รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณแรงดัน($V_{Tr,sec}$) ขดทุติยภูมิของหม้อแปลงและสัญญาณกระแสขดลวดเหนี่ยวนำ(i_{coil}) การทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ รูปที่ 4 และรูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณแรงดันขดลวดเหนี่ยวนำ(V_{coil}) สัญญาณกระแส(i_{coil}) ที่ขดลวดเหนี่ยวนำ และสัญญาณแรงดันตกคร่อมที่เรโซแนนซ์คาปาซิเตอร์ (V_c) โดยแสดงให้เห็นว่ากระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะทำมุมห่างจากแรงดันแรงดันตกคร่อมที่เรโซแนนซ์คาปาซิเตอร์และขดลวดเหนี่ยวนำอยู่ 90 องศา รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณแรงดันด้านออก(V_o) และสัญญาณกระแส(i_o) ของขดปฐมภูมิหม้อแปลงของอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ เมื่อชิ้นงานร้อนที่อุณหภูมิ 900°C มีการปรับความถี่ไปที่ 44.64 kHz เพื่อลดกระแส รูปที่ 4.7 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ขณะไม่มีโหลด สัญญาณแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (V_o) และสัญญาณกระแสของขดปฐมภูมิของหม้อแปลง(i_o) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรควบคุมสามารถปรับความถี่ให้สูงขึ้นไปที่ 75.10 kHz เพื่อปรับกระแสลดลงโดยที่สวิตช์ไอจีบีทีไม่เกิดความเสียหาย รูปที่ 4.8 แสดงภาพสัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต 380 โวลต์ 50 Hz โดยวัดมาจากเฟสที่ 1 ซึ่งจากรูปคลื่นกระแสวิงโค้งอยู่เนื่องจากค่าคาปาซิเตอร์ที่ใส่บนบัลลิสต์มีค่าน้อย

บทที่ 5

สรุปผลงานวิจัย

จากการศึกษาและสร้างเครื่องเชื่อมแบบเหนี่ยวนำชนิดครึ่งบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่มีการควบคุมกำลังโดยการปรับความถี่วงปิดแบบขนาน มีการควบคุมที่อิสระแยกจากกัน สามารถสรุปและเสนอแนะได้ดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลในโครงการ

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ที่ถูกควบคุมโดยวงจรควบคุมวงปิดแบบขนานที่นำเสนอ สามารถปรับความถี่อัตโนมัติให้สูงขึ้นอย่างรวดเร็วเพื่อลดกระแสขณะขึ้นงานมีอุณหภูมิที่รู้ได้อย่างรวดเร็ว ป้องกันการพังเสียหายจากวงจรได้เป็นอย่างดีการทำงานอยู่ในช่วงความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์ตลอดเวลา ทำให้ได้การสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ ช่วยลดการสูญเสียที่สวิตช์เป็นอย่างดี แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เป็นรูปสี่เหลี่ยมที่มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันดีซีบัส จากการทดสอบเครื่องต้นแบบสามารถให้ความร้อนแก่ชิ้นงานที่เป็นท่อทองแดงและท่อสแตนเลสที่มีความถี่สูงได้ ซึ่งเป็นความถี่ที่เหมาะสมแก่การเชื่อมได้

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้เป็นอุปกรณ์สวิตซ์จึงมีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เช่นเดียวกับขนาดของสายไฟที่เดินอยู่ในวงจรควรมีการตีเกลียวเพื่อลดสัญญาณรบกวนจากภายนอกได้
2. ฮีตซิงค์ที่ติดกับมอสเฟटकำลังต้องมีการระบายความร้อนที่ดี เพราะถ้ามอสเฟटकำลังมีอุณหภูมิสูงประสิทธิภาพการทนกระแสจะลดลง

เอกสารอ้างอิง

1. E.J. Davies, J. and Simpson, P., 1979, *Induction Heating Handbook*, McGraw-Hill, UK.
2. 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
3. Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2007, “A High-Frequency Induction Cooker using Qusai-resonant Converter”, *ECTI-CONFERENCE 2007* pp.378-381.
4. Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2008, “Asymmetrical control with Phase Lock Loop for Induction Cooking Appliances”, *ECTI-CONFERENCE 2008* pp. 1013-1016
5. นกตล นุ่นงาม. 2539. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดปรับความถี่อัตโนมัติ วิทยานิพนธ์ ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.





ภาคผนวก ก

DATA SHEET

International
IR Rectifier

PD- 91575B

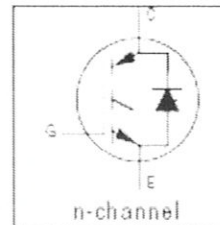
IRG4PH50KD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Short Circuit Rated
UltraFast IGBT

Features

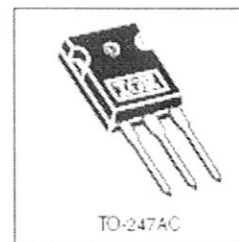
- High short circuit rating optimized for motor control,
 $t_{SC} = 10\mu s$, $V_{CE} = 720V$, $T_J = 125^\circ C$,
 $V_{GE} = 15V$
- Combines low conduction losses with high
switching speed
- Tighter parameter distribution and higher efficiency
than previous generations
- IGBT co-packaged with HEXFRED™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



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_{CL} 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	μs
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	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 lb-in (1.1 N-m)

Thermal Resistance

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

www.irf.com

1
3772002

IRG4PH50KD

International
IGR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{BR(CE)}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{BR(CE)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.91	—	V/ $^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(sat)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.77	3.5	V	$I_C = 24A$ $I_C = 45A$ $I_C = 24A, T_J = 150^\circ\text{C}$ See Fig. 2, 5
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0	V	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-10	—	mV/ $^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	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	$I_C = 16A$ See Fig. 18
		—	2.1	3.0		$I_C = 16A, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	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	$I_C = 24A$ See Fig. 8
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	25	38	nC	$V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	70	110	nC	
t_{jon}	Turn-On Delay Time	—	87	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 24A, V_{CC} = 900V$ $V_{GE} = 15V, R_g = 5.0\Omega$
t_r	Rise Time	—	100	—	ns	
t_{joff}	Turn-Off Delay Time	—	140	200	ns	
t_f	Fall Time	—	200	300	ns	
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	0.83	—	mJ	Energy losses include "tail"
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	1.90	—	mJ	and diode reverse recovery
E_{is}	Total Switching Loss	—	5.73	7.9	mJ	See Fig. 9, 10, 18
t_{sc}	Short Circuit Withstand Time	10	—	—	μs	$V_{CC} = 720V, T_J = 125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15V, R_g = 5.0\Omega$
t_{jon}	Turn-On Delay Time	—	67	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$ See Fig. 10, 11, 18
t_r	Rise Time	—	72	—	ns	$I_C = 24A, V_{CC} = 900V$ $V_{GE} = 15V, R_g = 5.0\Omega$
t_{joff}	Turn-Off Delay Time	—	310	—	ns	
t_f	Fall Time	—	390	—	ns	Energy losses include "tail"
E_{is}	Total Switching Loss	—	9.36	—	mJ	and diode reverse recovery

International
IGR Rectifier

IRG4PH50KD

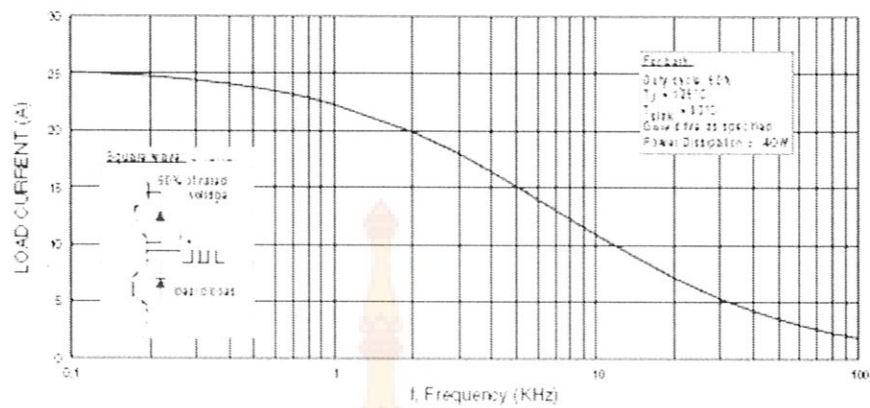


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

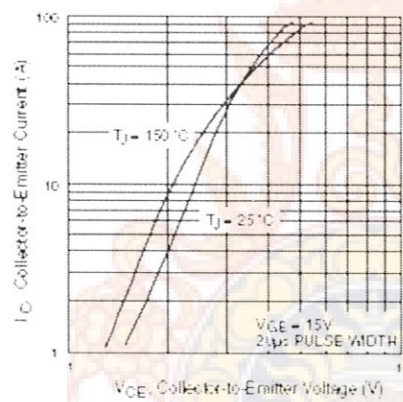


Fig. 2 - Typical Output Characteristics



Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

IRG4PH50KD

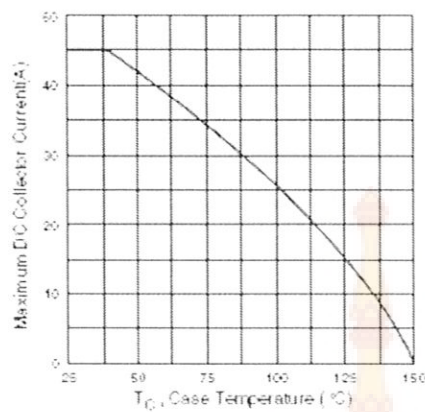
International
IGR Rectifier

Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

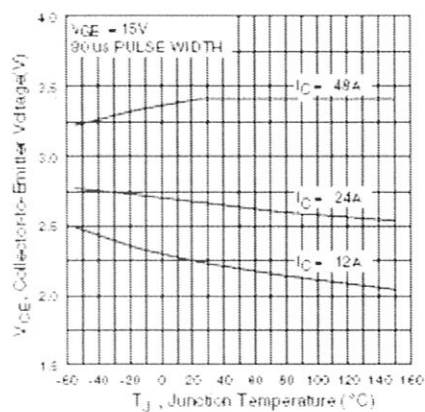


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

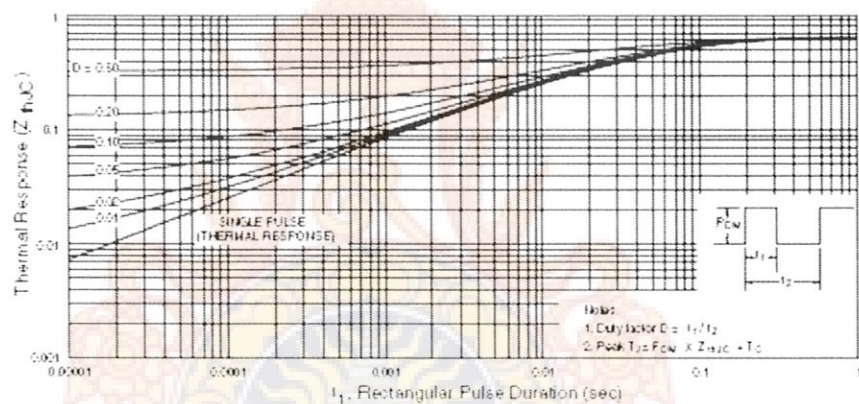


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

International
IRF Rectifier

IRG4PH50KD

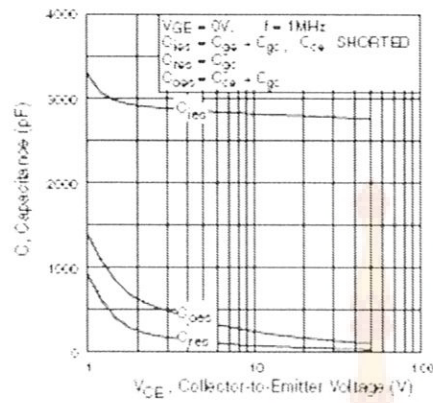


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

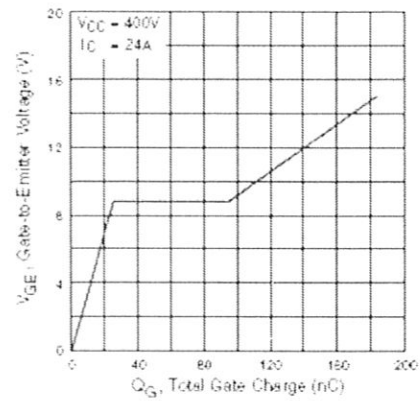


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

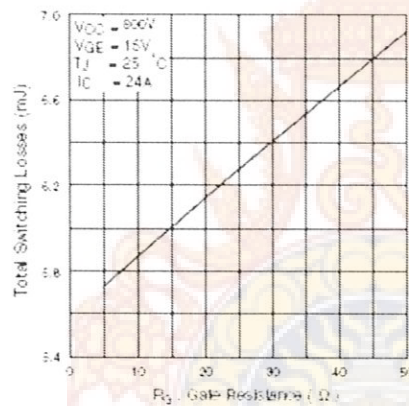


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

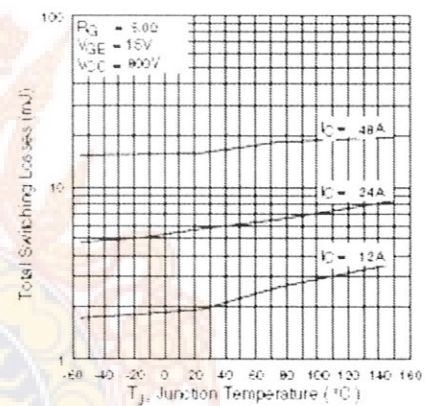
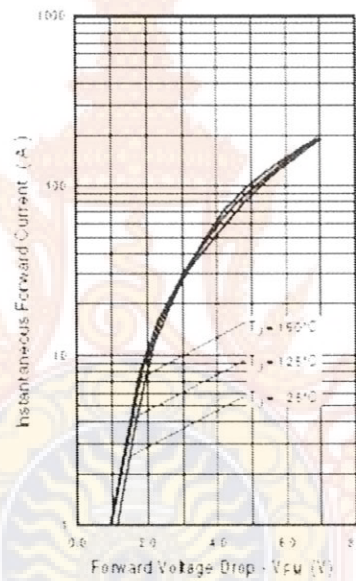
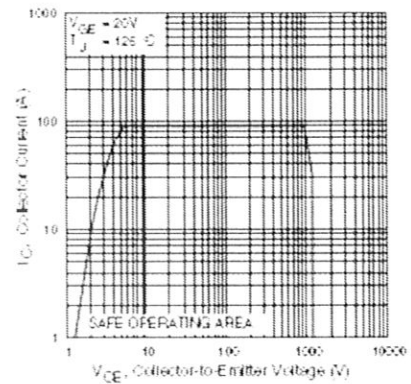
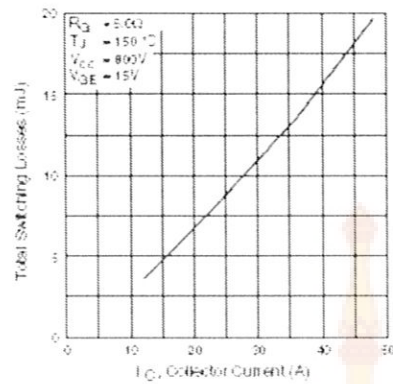


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

IRG4PH50KD

International
IGBT Rectifier



International
IOR Rectifier

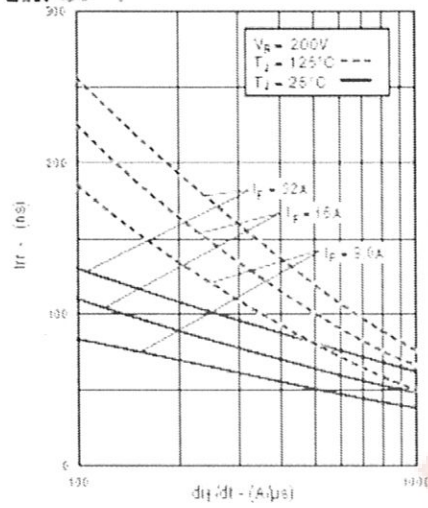


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di/dt

IRG4PH50KD

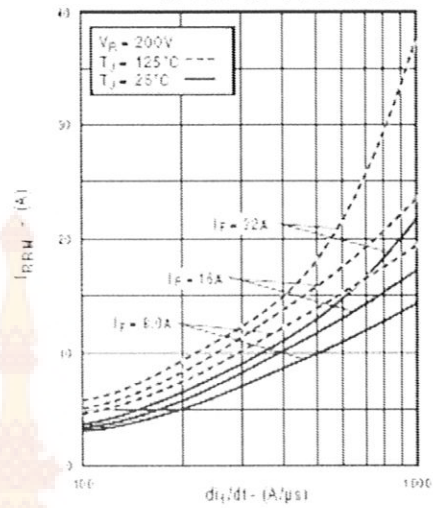


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di/dt

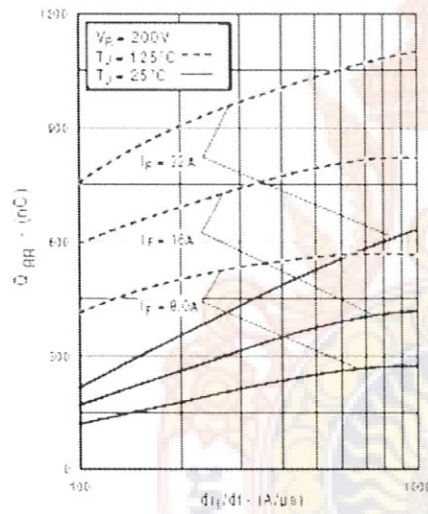


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di/dt

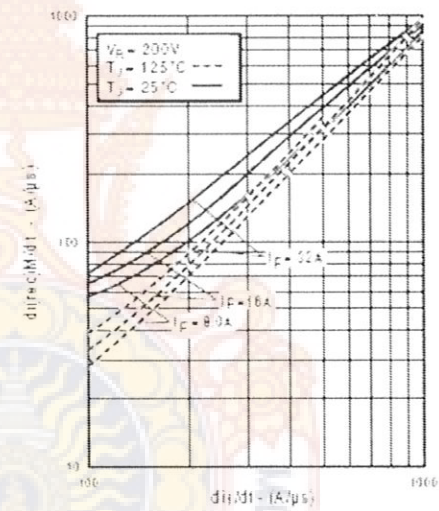


Fig. 17 - Typical di_{rec}/dt vs. di/dt

IRG4PH50KD

International
IGBT Rectifier

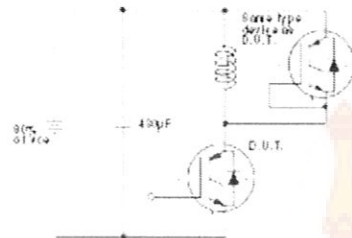


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_M , E_{on} , $E_{on(peak)}$, I_M , Q_M , I_T , t_{300V} , t_r , $t_d(0.5V)$, t_f

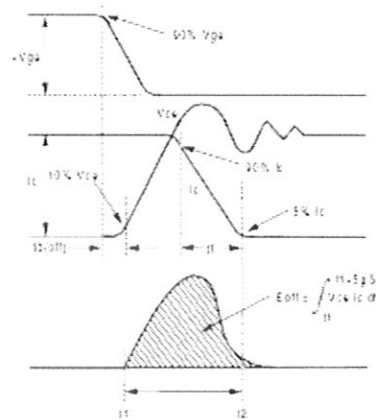


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , t_{300V} , t_r

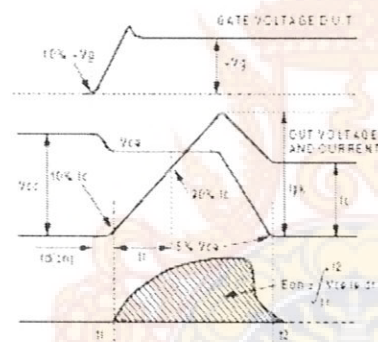


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , t_{300V} , t_r

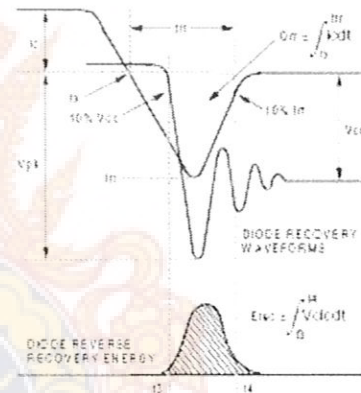


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_r , Q_M , I_T

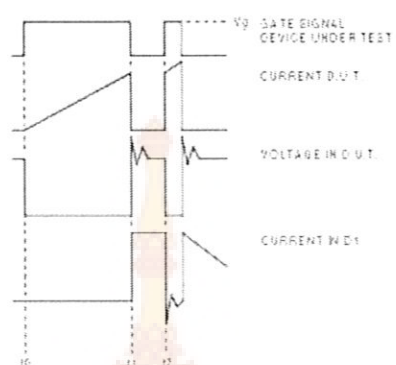


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

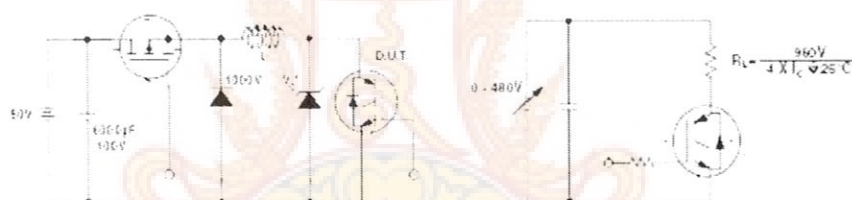


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

Figure 20 Pulsed Collector Current Test Circuit

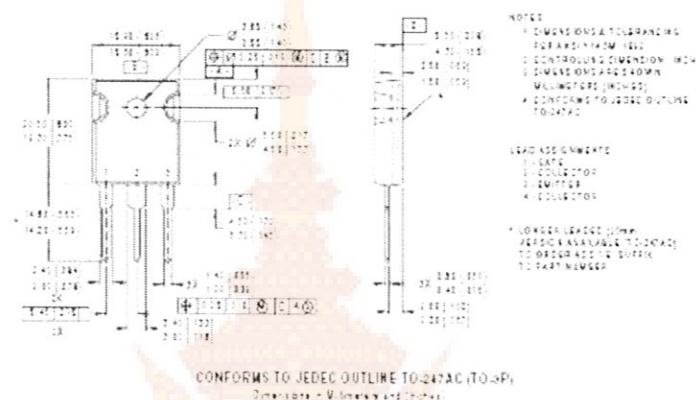
IRG4PH50KD

International
IR Rectifier

Notes:

- ① Repetitive rating, $V_{GE}=20V$; pulse width limited by maximum junction temperature (figure 20)
- ② $V_{CE}=80\%(V_{CES})$, $V_{GE}=20V$, $L=10\mu H$, $R_D=5.0\Omega$ (figure 19)
- ③ Pulse width: 80 μs ; duty factor: 0.1%.
- ④ Pulse width: 5 μs ; single shot.

Case Outline — TO-247AC



International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 230 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
 IR EUROPEAN REGIONAL CENTRE: 439/445 Godstone Rd, Whyteleafe, Surrey CR3 0BL, UK Tel: ++ 44 (0)20 9645 6000
 IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 463 2200
 IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 (0) 6172 96590
 IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 011 451 0111
 IR JAPAN: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Kiebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo 171 Tel: 81 (0)3 3993 0086
 IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 (0)639 4630
 IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D, 207, Sec. 2, Tun Hwa South Road, Taipei, 10673 Tel: 886-(0)2 2977 6936
 Data and specifications subject to change without notice. 7/90

TOSHIBA

TLP250

TOSHIBA Photocoupler - GaAs Infrared & Photo-IC

TLP250

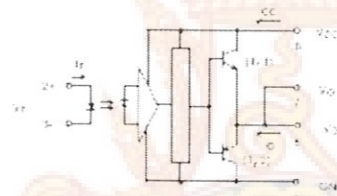
Transistor Inverter
Inverter For Air Conditioner
IGBT Gate Drive
Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAs Infrared emitting diode and a integrated photo detector.
This unit is in 8 lead DIP package.
TLP250 is suitable for gate driving current of IGBT or power MOS FET.

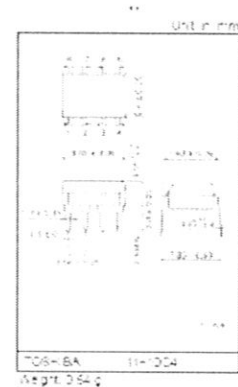
- Input threshold current (I_{TTH}): 5mA (max.)
- Supply current (I_{CC}): 10mA (max.)
- Supply voltage (V_{CC}): 10-55V
- Output current (I_O): ± 15 mA (max.)
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): 1.5 μ s (max.)
- Isolation voltage: 1500V (rms/min.)
- UL recognized: UL1875, ENEC No. R61549
- Option (D4) type:
VDE approved: DIN VDE 0884/05-60 certificate No. "6503"
Maximum operating insulation voltage: 650V (rms)
Withstand permissible over voltage: 4000V (rms)

(Note) When a VDE0884 approved type is needed,
please designate the "option (D4)".

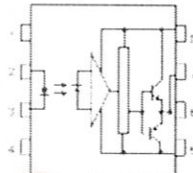
- Creepage distance: 6.4mm (min.)
- Clearance: 5.4mm (min.)

Schematic

A.C. input by optoisolator must be connected between pins 3 and 5 (See Page 5)



TOS-BA 11-DIP
Weight: 0.54g

Pin Configuration (top view)

1. VCC
2. GND
3. Input
4. VCC
5. GND
6. Output
7. VCC
8. GND

Truth Table

	1	2	3
Input	ON	OFF	ON
Output	ON	OFF	ON

2004-05-25

TOSHIBA

TLP250

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit
LED	Forward current	If	20	mA
	Forward current density (Ta = 70°C)	A _F (A/1k)	40.25	mA/°C
	Peak forward current (Note 1)	I _{FM}	5	A
	Reverse voltage	V _R	5	V
	Junction temperature	T _J	125	°C
Driver	High-level output current (Pulse 2.5µs/1k, 10µs) (Note 2)	I _{OH}	11.5	A
	Low-level output current (Pulse 2.5µs/1k, 10µs) (Note 2)	I _{OL}	11.5	A
	Output voltage	V _{OL}	35	V
			24	
	Supply voltage	V _{CC}	35	V
			24	
	Output voltage standing (Ta = 70°C)	AV _{OL} (A/1k)	40.75	mA/°C
	Supply voltage standing (Ta = 70°C)	AV _{CC} (A/1k)	40.75	mA/°C
	Junction temperature	T _J	125	°C
Operating frequency		(Note 3)	5	kHz
Operating temperature range		T _{op}	-20 to 85	°C
Storage temperature range		T _{stg}	-55 to 125	°C
Lead soldering temperature (10 s)		(Note 4)	250	°C
Junction voltage (A _F = 10 mA, 10µs)		(Note 5)	2500	V/cm

Note 1: Pulse width Pw ≤ 1µs, 100pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, I_{OL} = 1.0A, 1.0µs, I_{OH} = 1.0A, 1.0µs

Note 4: 6 to 2 mm or more from a lead foot

Note 5: Device pins are a 160-terminal device. Pins 1, 2, 3 and 4 shined together, and pins 5, 6, 7 and 8 shined together.

Note 6: A ceramic capacitor 0.1µF should be connected from pin 9 to pin 8 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 40mm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Input current, I _{in} (V _{CC} = 5V)	I _{in} (nA)	7	5	10	nA
Input voltage, V _{in}	V _{in} (V)	0	—	3.5	V
Output voltage	V _{OL}	15	—	35	V
Peak output current	I _{FM} (A)	—	—	40.5	A
Operating temperature	T _{op}	-20	-5	20	°C

Note 1: Input signal rise time (fall time) < 0.5µs

TOSHIBA

TLP250

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

Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min	Typ ¹	Max	Unit
Input forward voltage	V _{IF}	—	I _{IF} = 10 mA, I _A = 250 μ A	—	1.5	1.5	V
Temperature coefficient of forward voltage	25V / Δ T _V	—	I _{IF} = 10 mA	—	-2.0	—	mV / °C
Input reverse current	I _S	—	V _{IF} = 5V, I _A = 250 μ A	—	—	10	μ A
Input capacitance	C _{IF}	—	V _{IF} = 0, f = 1 MHz, I _A = 250 μ A	—	45	250	pF
Output current	70% level	I _{OL}	3	V _{CC} = 30V f = 10 kHz V _{IF} = 0.4V	-0.5	-1.0	—
	10% level	I _{OH}	2	V _{CC} = 30V f = 10 kHz V _{IF} = 0.25V	0.5	1.0	—
Output voltage	70% level	V _{OL}	4	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 2000 Ω , I _{IF} = 0mA	11	12.0	—
	10% level	V _{OH}	5	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 2000 Ω , I _{IF} = 0mA	—	-14.2	-12.5
Supply current	70% level	I _{CC}	—	V _{CC} = 30V, I _A = 10mA I _{IF} = 250 μ A	—	7	—
	10% level	I _{CE}	—	V _{CC} = 30V, I _A = 10mA I _{IF} = 250 μ A	—	1.5	—
Threshold input current	70% level I _{TH}	—	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 2000 Ω , V _{IF} = 2V	—	1.2	5	μ A
Threshold input voltage	70% level V _{TH}	—	V _{CC} = +15V, V _{CE} = -15V R _L = 2000 Ω , I _{IF} = 2V	0.5	—	—	V
Supply voltage	V _{CC}	—	—	10	—	35	V
Capacitance (input-to-output)	C _{OP}	—	V _{IF} = 0, f = 1 MHz I _A = 250 μ A	—	1.0	2.0	pF
Maximum input (at 0.1 μ s)	V _I	—	V _{IF} = 500V, I _A = 250 μ A R _{IF} = 50K Ω	1 $\times 10^{-2}$	10 ¹⁰	—	Ω

¹ All typical values are at Ta = 25°C. ² f = 10 kHz, Duration of pulse $\leq$ 50 μ s

TOSHIBA

TLP250

Switching Characteristics ($T_a = -20 \sim 70^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

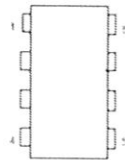
Characteristic	Symbols	Test Circuit	Test Condition	Min	Typ [*]	Max	Unit
Propagation delay time	L→H	t_{PLH}	$I_L = 10\text{mA (Min)}$ $V_{CC1} = +15\text{V}, V_{CC2} = +15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.5	μs
	H→L	t_{PLL}		—	0.15	0.5	
Output rise time	t_r	—		—	—	—	
Output fall time	t_f	—		—	—	—	
Common mode threshold current at high level output	I_{CMH}	—	$V_{OH} = 0.9V_{CC}$, $I_L = 0\text{mA}$ $V_{CC} = 32\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	-5000	—	—	$\mu\text{A (pA)}$
Common mode threshold current at low level output	I_{CML}	—	$V_{OL} = 0.05V_{CC}$, $I_L = 0\text{mA}$ $V_{CC} = 32\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	5000	—	—	$\mu\text{A (pA)}$

^{*} All typical values are at $T_a = 25^\circ\text{C}$.Note 1) Input signal rise time (fall time) $\leq 0.5\mu\text{s}$.

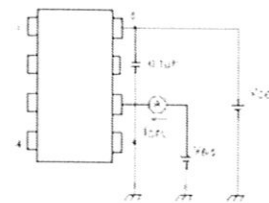
TOSHIBA

TLP250

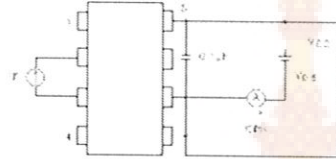
Test Circuit 1



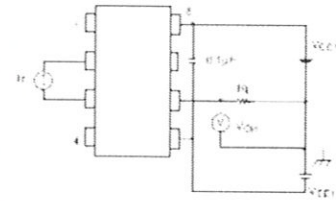
Test Circuit 2: RCPN



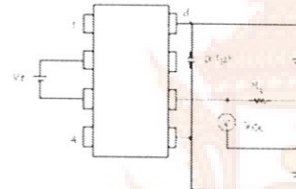
Test Circuit 3: ICPN



Test Circuit 4: VCPN

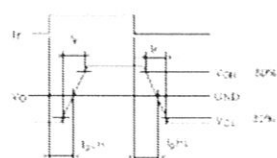
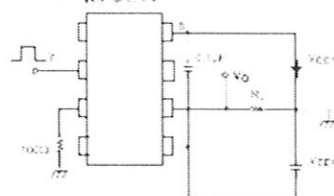
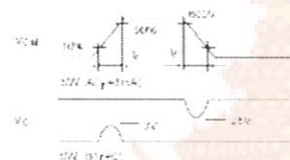
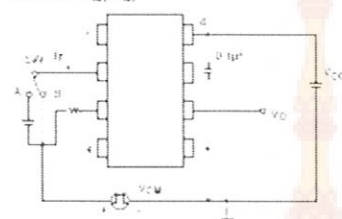


Test Circuit 5: Vcc



TOSHIBA

TLP250

Test Circuit 6.4: $V_{CE(sat)}$, V_{CE} Test Circuit 6.7: C_{in} , C_{out} 

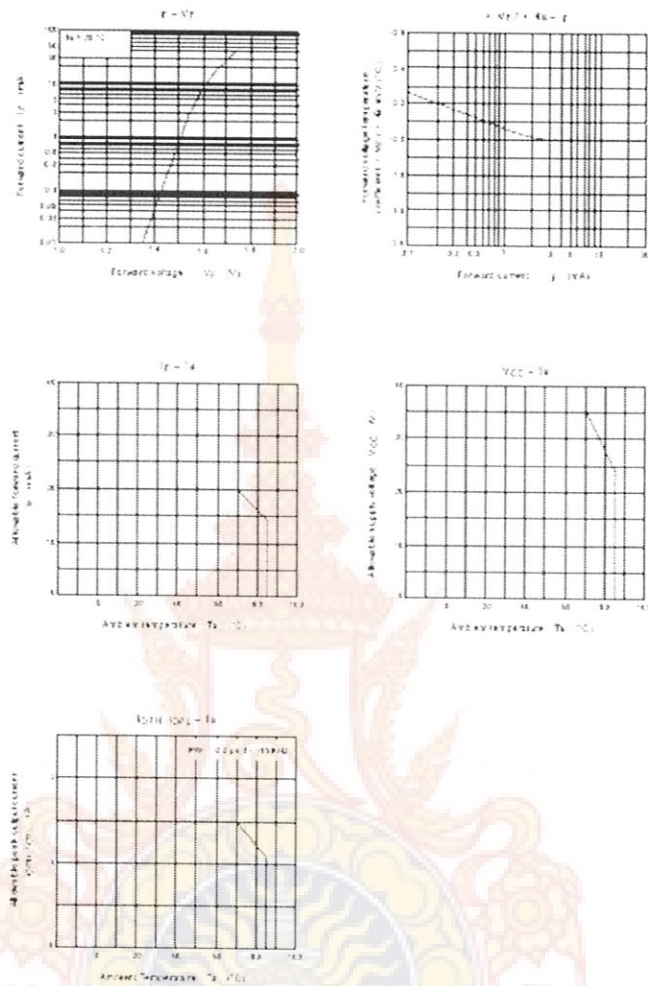
$$C_{in} = \frac{450 \text{ pF}}{V_{CE(sat)}}$$

$$C_{out} = \frac{450 \text{ pF}}{V_{CE(sat)}}$$

C_{in} , C_{out} is the maximum rate of rise/fall of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the on/high state.

TOSHIBA

TLP250



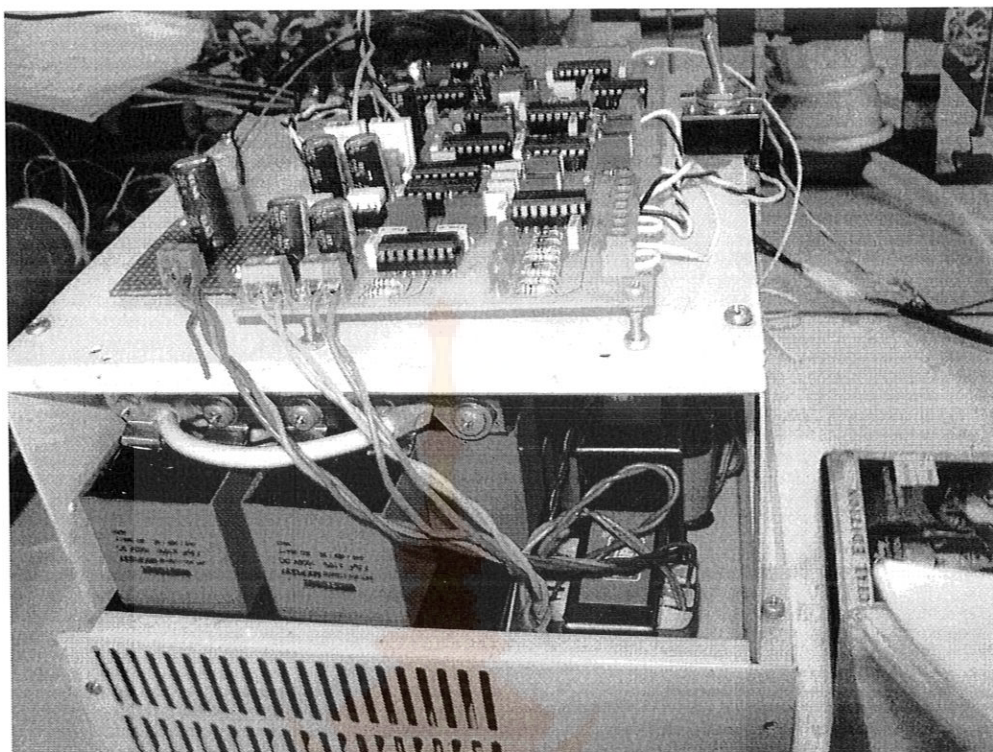
2004-08-25

RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

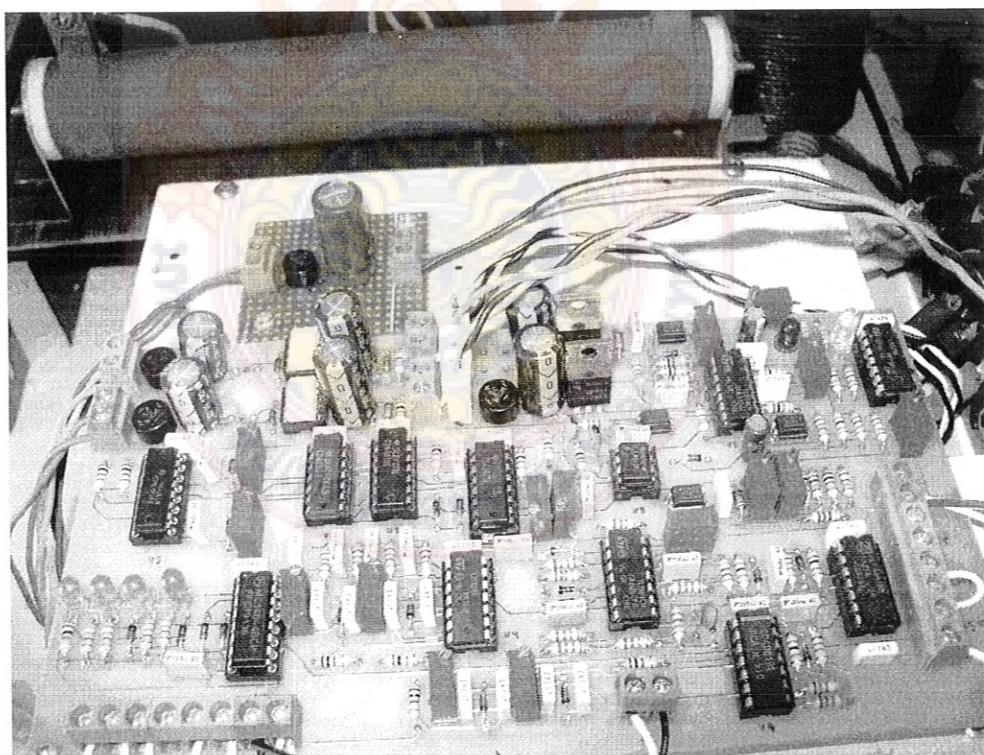
- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is provided only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringement of patents or other rights of the third parties which may result from 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 using 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 for TOSHIBA Semiconductor Products Handbook, etc.
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronic equipment and 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 may pose a hazard to human life or body (e.g., life support systems, surgical equipment). Unintended usage include atomic energy control instruments, aerospace spaceflight instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, communication 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 listed in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- TOSHIBA products should not be reproduced to the downstream products which are prohibited to be produced and sold under any law and regulations.
- Gas/Gel/Ink Antistatic is used in this product. The static voltage is harmful to the human body. Do not break out, scratch or disassemble chemically.

ภาคผนวก ข

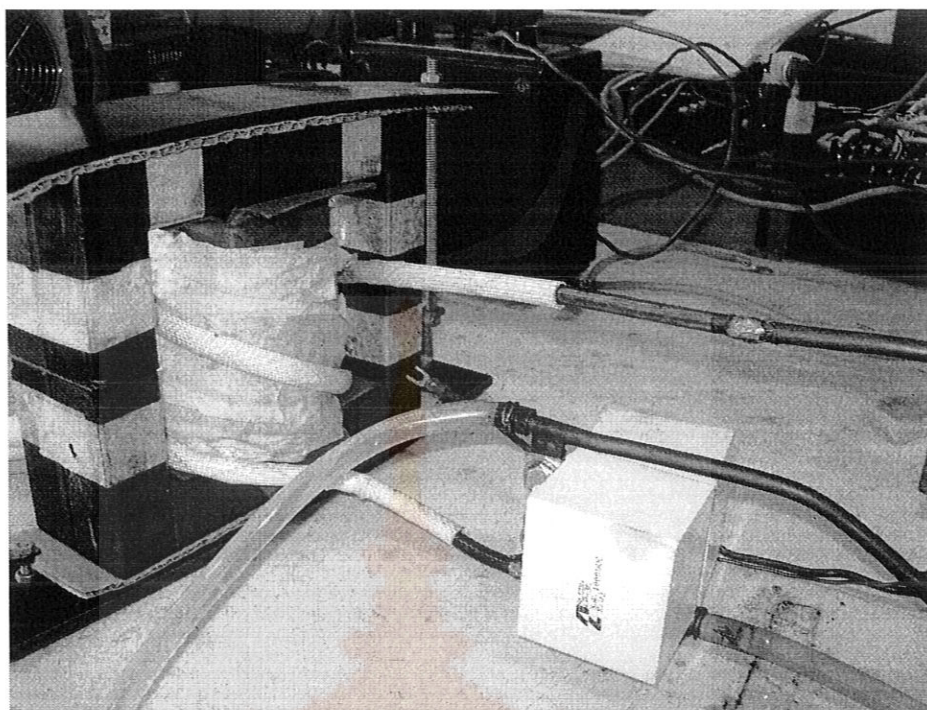




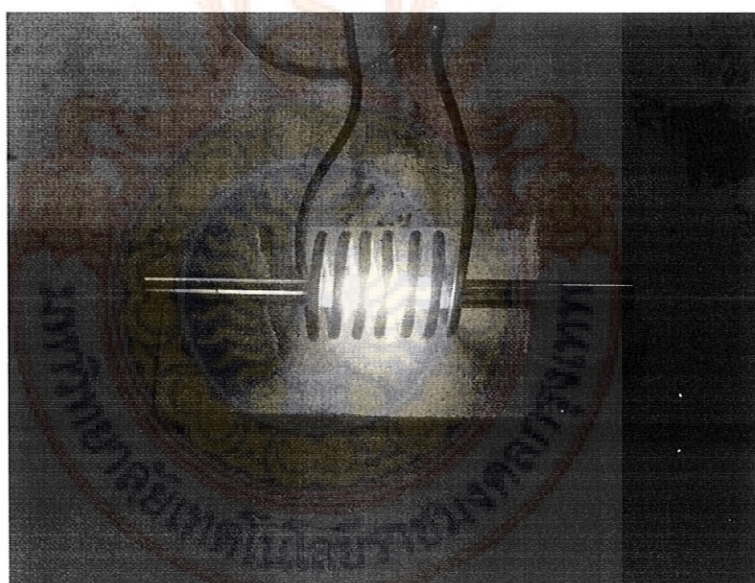
รูปที่ ข.1 เครื่องต้นแบบ



รูปที่ ข.2 วงจรควบคุม



รูปที่ ข.3 หม้อแปลงและเรโซแนนซ์คาปาซิเตอร์



รูปที่ ข.4 แสดงชิ้นงานทอสแตนเลสขณะมีอุณหภูมิ 900°C

ภาคผนวก ค
บทความตีพิมพ์



อินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ความถี่สูงสำหรับเหนี่ยวนำความร้อนท่อสแตนเลส

A High Frequency Half-Bridge Inverter for Stainless Pipe Induction Heating

สายชล ชุตเจ็จเงิน* วิเชียร หทัยรัตน์ศิริ* ปณิธาน จักขุจันทร์**

และอนวัช แสงสว่าง**

*ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

2 ถนนนางลิ้นจี่ สาทร กรุงเทพมหานคร 10140

**ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

126 ถนนประชาธิปไตย แขวงบางมด เขตทุ่งครุ กรุงเทพฯ

บทคัดย่อ

งานวิจัยฉบับนี้เสนอวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ที่มีการควบคุมวงปิดแบบขนาน สำหรับงานให้ความร้อนท่อสแตนเลส อุปกรณ์สวิตช์ใช้ไอจีบีทีเป็นตัวสวิตช์ อินเวอร์เตอร์ถูกควบคุมให้ทำงานที่ย่านความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์ เพื่อให้สวิตช์นำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ วงจรควบคุมสามารถปรับกระแสได้อย่างรวดเร็ว ขณะไม่มีโหลดได้โดยการปรับความถี่ เครื่องต้นแบบมีกำลังด้านเข้าขนาด 3.95 กิโลวัตต์ ปรับความถี่อยู่ในย่าน 42-75 กิโลเฮิรตซ์ สามารถให้ความร้อนกับท่อสแตนเลสที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 50 มม. ยาว 10 ซม. ให้มีอุณหภูมิสูงขึ้นจากอุณหภูมิห้องเป็น 900 องศาเซลเซียส ภายในเวลา 10 วินาที

คำหลัก อินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ เรโซแนนซ์ ความร้อนเหนี่ยวนำ

Abstract

This paper presents a closed-loop controlled half-bridge inverter for heating stainless steel tube. The IGBTs are used as switching devices. The operating frequency is controlled to be at a region higher than the resonant frequency for zero-voltage switching operation. The control circuit is designed to address no-load condition by reducing the load current through frequency variation. The hardware prototype operates with input power at 3.95 kW with the frequency ranging from 42 to 75 kHz. The circuit has been tested with a stainless steel tube with diameter of 50 mm and 10 cm long. The work piece has been heated from room temperature to 900 degree Celsius within 10 seconds.

Keywords: Half-bridge inverter resonant, induction heating

1. บทนำ

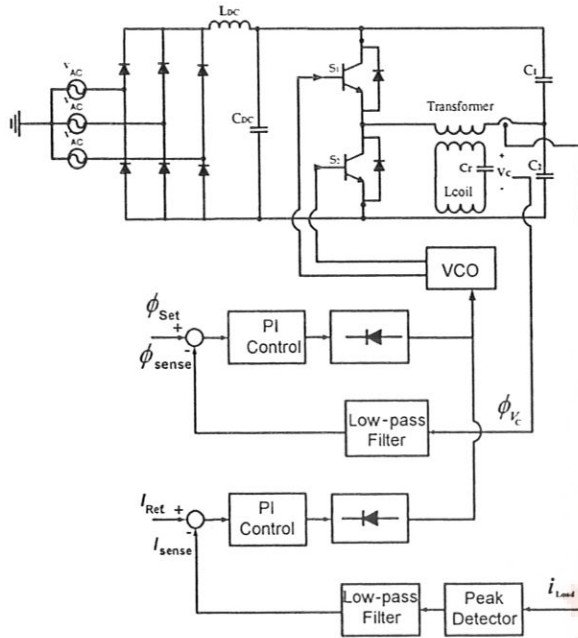
ปัจจุบันหลักการเหนี่ยวนำความร้อนได้มีการนำไปใช้งานได้หลากหลาย เช่น brazing, surface hardening, welding, forming และ melting ซึ่งในแต่ละงานจะต้องใช้ความถี่และกำลังไฟฟ้าแตกต่างกันขึ้นอยู่กับชนิดของงานและขนาดของโหลด[1] การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำมีข้อดีคือ สามารถให้ความร้อนที่เกิดขึ้นมีความสม่ำเสมอทั้งชิ้นงาน ชิ้นงานกับแหล่งพลังงานไม่มีการสัมผัสกันโดยตรง ไม่ก่อให้เกิดมลพิษแกสิ่งแวดล้อมเป็นต้น[2] ลักษณะโดยทั่วไปของอินเวอร์เตอร์ที่ถูกนำมาใช้ในงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบ่งตามลักษณะของแหล่งจ่ายได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่และอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ซึ่งอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ยังคงใช้กันมากอยู่ในปัจจุบัน วงจรที่ถูกนำมาใช้มีอยู่หลายเช่น วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ วงจรควาไซน์เรโซแนนซ์ วงจรคลาสดี อินเวอร์เตอร์เป็นต้น ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกำลังไฟฟ้าที่ใช้

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่สำหรับเครื่องที่มีกำลังไม่เกิน 20 กิโลวัตต์จะนิยมใช้วิธีการควบคุมกำลังแบบปรับความถี่ [3] เพราะเป็นวิธีที่ง่าย และวงจรไม่ซับซ้อน

ปัจจุบันวงจรควบคุมกำลังแบบปรับความถี่ที่พบบ่อย โดยทั่วไปจะมีลักษณะที่ต่อกันเป็นแบบคาสเคด โดยมีการควบคุมมอดูเลชันเฟสที่ลูบใน และลูบนอกควบคุมกระแสซึ่งการต่อแบบนี้ การปรับให้การคุมเป็นไปได้อย่างมีประสิทธิภาพทำได้ยาก เพราะการทั้งลูบในและลูบนอกมีความสัมพันธ์กัน จึงทำให้การควบคุมไม่อิสระจากกัน

ดังนั้นในงานวิจัยนี้เสนอวงจร วงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ ทำงานที่ย่านความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์ เพื่อให้สวิตช์นำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ มีการควบคุมกำลังโดยการปรับความถี่วงปิดแบบขนาน มีการควบคุมที่อิสระแยกจากกัน วงจรควบคุมสามารถปรับกระแสได้อย่างรวดเร็วขณะไม่มีโหลดได้โดยการปรับความถี่

2. วงจรกำลังและวงจรควบคุม



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมความถี่อัตโนมัติ

วงจรกำลังเป็นแบบอินเวอร์เตอร์อนุกรมเรโซแนนซ์แบบครึ่งบริดจ์ ดังแสดงในรูปที่ 2 ประกอบด้วย ฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ บัสฟิลเตอร์ (L_{DC}, C_{DC}) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมีไดโอดต่อขนานแบบกลับหัว และหม้อแปลงแมตซ์ ซึ่ง วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์ ประกอบด้วย ความต้านทาน (R) ตัวเหนี่ยวนำ (L_{coil}) และตัวเก็บประจุ (C_r) อินเวอร์เตอร์มีแรงดันเอาต์พุตรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสเอาต์พุตรูปคลื่นไซน์ ทำงานที่ความถี่ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์

2.1 วงจรควบคุม

จากรูปที่ 3 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมถูกต่อแบบขนาน โดยความถี่อัตโนมัติ โดยการควบคุมแบ่งเป็น 2 วงปิด ประกอบด้วย ลูปเชื่อกุมเฟส และลูปเชื่อกุมกระแสโดยที่แต่ละลูปทำงานแยกกันทำให้ออกแบบระบบได้ง่ายกว่าแบบคาสเคด ซึ่งจะมีผลจากลูปนอก ระบบควบคุมในรูปที่ 3 ทำงานติดตามความถี่ให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ตลอดเวลา และลูปนอกคือควบคุมกำลังที่โหลดด้วยวิธีควบคุมกระแส

เฟสล็อกลูปทำหน้าที่ติดตามความถี่ให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ตลอดเวลา โดยที่หม้อแปลงกระแสจะตรวจวัดกระแสที่โหลด และอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันซึ่งสัญญาณขับสวิตช์ตรงกับเฟสแรงดันสี่เหลี่ยมที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ นำไปเปรียบเทียบกับเฟสของแรงดันที่ตัวเรโซแนนซ์คาปาซิเตอร์ ซึ่งใช้ Exclusive OR Gate ในการเปรียบเทียบความต่างเฟสของแรงดันและกระแสที่โหลด โดยเอาต์พุตที่ได้จะเป็น Duty cycle ความต่างเฟสที่มีความถี่เท่ากัน และถูกกรองด้วยวงจรความถี่ต่ำเพื่อเฉลี่ยให้ได้ค่าแรงดันไฟตรง

แล้วนำไปเปรียบเทียบกับ Phase set ที่ตั้งไว้ โดยที่ Phase set จะตั้งไว้ที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์เล็กน้อย ซึ่งจะควบคุมความถี่ในการทำงานของลูปติดตามความถี่ต่อไป ค่าความผิดพลาดที่ได้จะถูกป้อนเข้า PI Control ควบคุมการทำงานความถี่ของอินเวอร์เตอร์

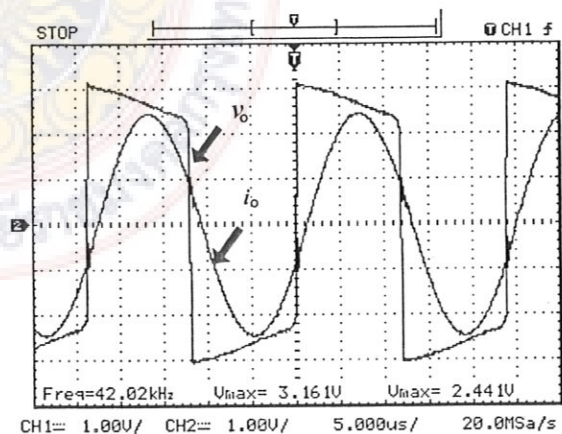
การควบคุมกำลังที่โหลดด้วยวิธีการควบคุมกระแส โดยกำลังสูงสุดจะอยู่ที่ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์และกำลังจะลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น โดยที่วงจร Peak detector จะรับสัญญาณไซน์จากหม้อแปลงกระแสแปลงเป็นสัญญาณชีกวาททั้งหมด และถูกกรองด้วยวงจรความถี่ต่ำเพื่อเฉลี่ยให้ได้ค่าแรงดันไฟตรงแล้วนำไปเปรียบเทียบกับกระแสที่ตั้งไว้ ค่าความผิดพลาดที่ได้จะถูกป้อนเข้า PI Control

3. ผลการทดลอง

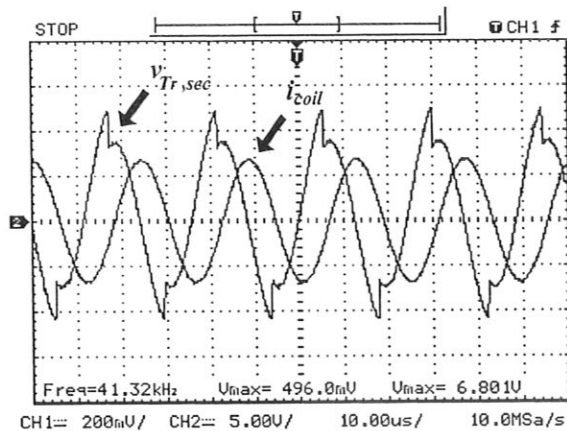
ทำการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ที่สภาวะพูลโหลด ขณะขึ้นงานร้อน 900°C และขณะไม่มีโหลดทันทีทันใด โดยใช้ค่าตามตารางที่ 1

ตารางที่ 1. พารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์

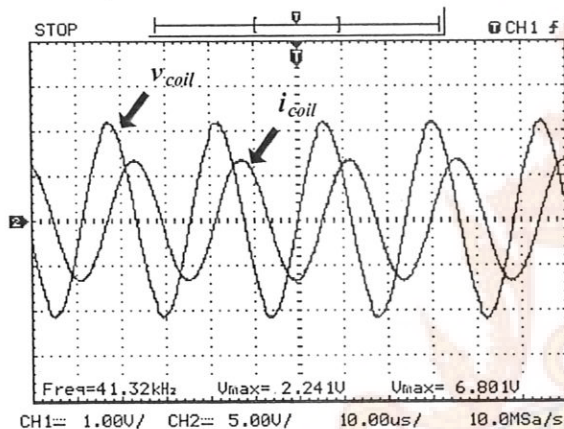
พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ปริมาณ
แรงดันอินพุต 3 เฟส	V_{ac}	$380 V_{rms}$
ความถี่สวิตช์	f	42-75 kHz
คาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์	C_r	$3 \mu F$
ขดลวดตัวเหนี่ยวนำ	L_{coil}	$4.7-3.5 \mu H$
คาปาซิเตอร์แบ่งแรงดัน	(C_1, C_2)	$1.5 \mu F$
อัตราส่วนหม้อแปลง	n_1/n_2	10
สวิตช์	S_1, S_2	CM100DU-12H



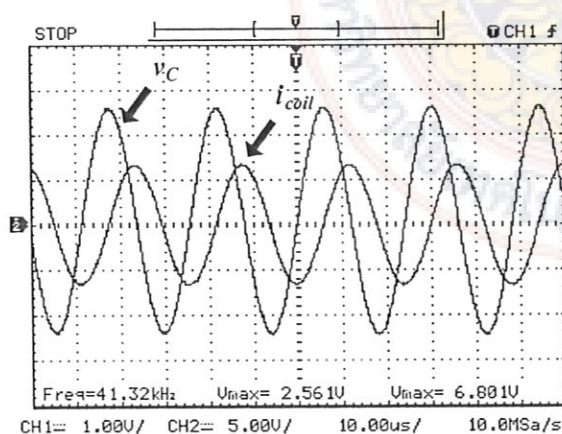
รูปที่ 2 แสดงสัญญาณแรงดันด้านออก (V_o) และสัญญาณกระแส (i_o) ของขดปฐมภูมิหม้อแปลง ของอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ (i_o : 24.4A/div, V_o : 316 V/div ที่ 5 μs /div.)



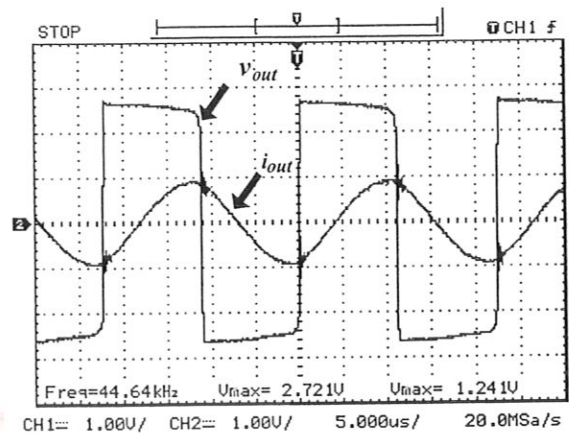
รูปที่ 3 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ สัญญาณแรงดัน ($V_{Tr,sec}$) ขดทุติยภูมิของหม้อแปลงและสัญญาณกระแส ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{coil}) (i_{coil} : 680A/div, $V_{Tr,sec}$: 49.6 V/div ที่ 10 μ s / div.)



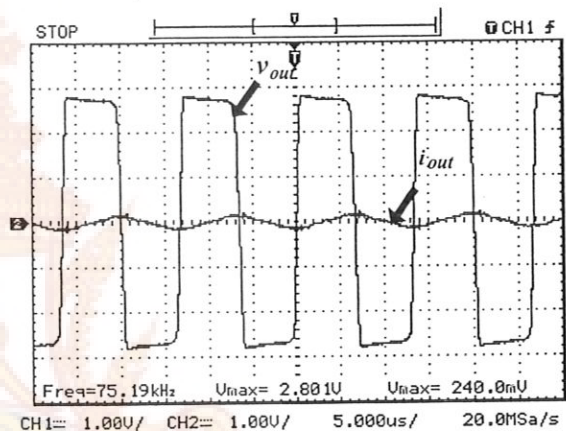
รูปที่ 4 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ สัญญาณแรงดันขดลวดเหนี่ยวนำ (V_{coil}) และสัญญาณกระแส (i_{coil}) ที่ขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{coil} : 680A/div, V_{coil} : 224 V/div ที่ 10 μ s / div.)



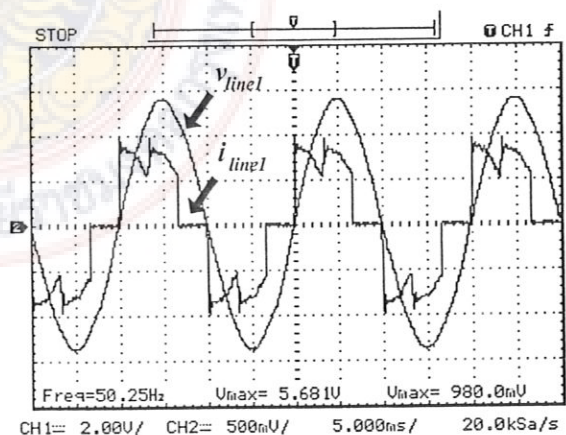
รูปที่ 5 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ สัญญาณแรงดันตกคร่อมที่โรซแนนซ์คาปาซิเตอร์ (V_C) และสัญญาณกระแสของขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{coil}) (i_{coil} : 680A/div, V_C : 256 V/div ที่ 10 μ s / div.)



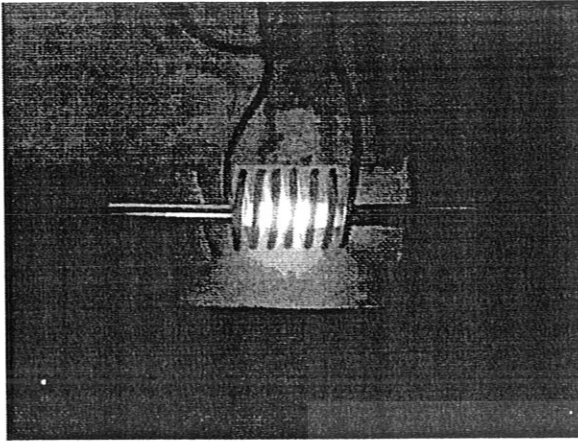
รูปที่ 6 แสดงสัญญาณแรงดันด้านออก (V_o) และสัญญาณกระแส (i_o) ของขดปฐมภูมิหม้อแปลง ของอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ เมื่อขึ้นงานร้อนที่อุณหภูมิ 900°C (i_{coil} : 124A/div, V_{out} : 272 V/div ที่ 5 μ s / div.)



รูปที่ 7 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ ขณะไม่มีโหลดสัญญาณแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (V_o) และสัญญาณกระแสของขดปฐมภูมิของหม้อแปลง (i_o) (i_{coil} : 24A/div, V_{out} : 280 V/div ที่ 5 μ s / div.)



รูปที่ 8 แสดงภาพสัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต 380 โวลต์ 50 Hz โดยวัดมาจากเฟสที่ 1 (V_{line1} : 98A/div, V_{line1} : 568 V/div ที่ 5 ms / div.)



รูปที่ 9 แสดงชิ้นงานทอสดนเลสขณะมีอุณหภูมิ 900°C

รูปที่ 2 แสดงสัญญาณแรงดันด้านออก (V_o) และสัญญาณกระแส (i_o) ของขดปฐมภูมิหม้อแปลง ของอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ ที่ความถี่ 42.02 kHz ขณะชิ้นงานมีอุณหภูมิห้อง รูปที่ 3 แสดงของสัญญาณแรงดัน ($V_{Tr,sec}$) ขดทุติยภูมิของหม้อแปลงและสัญญาณกระแสขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{coil}) การทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ รูปที่ 4 และรูปที่ 5 แสดงสัญญาณแรงดันขดลวดเหนี่ยวนำ (V_{coil}) สัญญาณกระแส (i_{coil}) ที่ขดลวดเหนี่ยวนำ และสัญญาณแรงดันตกคร่อมที่เรโซแนนซ์คาปาซิเตอร์ (V_c) โดยแสดงให้เห็นว่าการแอสที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะทำความร้อนจากแรงดันแรงดันตกคร่อมที่เรโซแนนซ์คาปาซิเตอร์และขดลวดเหนี่ยวนำอยู่ 90 องศา รูปที่ 6 แสดงสัญญาณแรงดันด้านออก (V_o) และสัญญาณกระแส (i_o) ของขดปฐมภูมิหม้อแปลง ของอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ เมื่อชิ้นงานร้อนที่อุณหภูมิ 900°C มีการปรับความถี่ไปที่ 44.64 kHz เพื่อลดกระแส รูปที่ 7 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ขณะไม่มีโหลดสัญญาณแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (V_o) และสัญญาณกระแสของขดปฐมภูมิของหม้อแปลง (i_o) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรควบคุมสามารถปรับความถี่ให้สูงขึ้นไปที่ 75.10 kHz เพื่อปรับกระแสลดลงโดยที่สวิตช์ไอจีบีทีไม่เกิดความเสียหาย รูปที่ 8 แสดงภาพสัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านอินพุต 380 โวลต์ 50 Hz โดยวัดมาจากเฟสที่ 1 ซึ่งจากรูปคลื่นกระแสยังโค้งอยู่เนื่องจากค่าคาปาซิเตอร์ที่ใส่บนบัสดี้ซีมีค่าน้อย

4. สรุป

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ที่ถูกควบคุมโดยวงจรควบคุมวงปิดแบบขนานที่นำเสนอสมาสามารถปรับความถี่อัตโนมัติให้สูงขึ้นอย่างรวดเร็วเพื่อลดกระแสขณะชิ้นงานมีอุณหภูมิที่กึ่งและในสภาวะไม่มีโหลดได้อย่างรวดเร็ว ป้องกันการพังเสียหายจากวงจรได้เป็นอย่างดีการทำงานอยู่ในช่วงความถี่สูงกว่าเรโซแนนซ์ตลอดเวลา ทำให้ได้การสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ ช่วยลดการสูญเสียที่สวิตช์เป็นอย่างดี แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เป็นรูปสี่เหลี่ยมที่มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันดีซีบัล ทำให้การเลือกใช้อิซีบีทีถูกลง

เอกสารอ้างอิง

- [1] E.J. Davies, J. and Simpson, P., 1979, Induction Heating Handbook, McGraw-Hill, UK.
- [2] C. Chuenwattanapraniti, C. kumpai and V. Monyakul "Half-Bridge Current Fed Inverter Power Supply for Forging Application," 25th Electrical Engineering Conference, Thailand, pp. 97 – 101, 2002
- [3] 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
- [4] 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.
- [5] 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
- [6] 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
- [7] Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2007, "A High-Frequency Induction Cooker using Qusai-resonant Converter", *ECTI-CONFERENCE 2007* pp.378-381.
- [8] Chudjuarjeen, S. and Koompai, C., 2008, "Asymmetrical control with Phase Lock Loop for Induction Cooking Appliances", *ECTI-CONFERENCE 2008* pp. 1013-1016

ประวัติผู้วิจัย

- 1 ชื่อ และ นามสกุล นายสายชล ชูดเจ็จิน
Mr. Saichol Chudjuarjeen
- 2 หมายเลขบัตรประชาชน 3-2501-00418-89-1
- 3 ตำแหน่งปัจจุบัน
อาจารย์พนักงานมหาวิทยาลัย
สาขาที่ทำการวิจัย สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
- 4 สถานที่ติดต่อ
ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เลขที่ 2 ถนน
นางลิ้นจี่ 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

ระดับ การศึกษา	อักษรย่อ ปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่ สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาโท	วศ.ม.	วิศวกรรมไฟฟ้า	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยี พระจอมเกล้าธนบุรี	2547	ไทย
ปริญญาตรี	วศ.บ.	วิศวกรรมไฟฟ้า	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร	2543	ไทย

6. สาขาวิชาการที่มีความชำนาญพิเศษ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Induction Heating
7. ประสบการณ์ที่เกี่ยวข้องกับการบริหารงานวิจัยทั้งภายในและภายนอกประเทศ โดยระบุ
สถานภาพในการทำวิจัยว่าเป็นผู้อำนวยการแผนงานวิจัย หัวหน้าโครงการวิจัย หรือผู้ร่วมวิจัยในแต่
ละข้อเสนอการวิจัย

7.1 ผู้อำนวยการแผนงานวิจัย: ชื่อแผนงานวิจัย

-

7.2 หัวหน้าโครงการวิจัย: ชื่อโครงการวิจัย

-

7.3 งานวิจัยที่ทำเสร็จแล้ว: ชื่อผลงานวิจัย ปีที่พิมพ์ การเผยแพร่ และแหล่งทุน

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 ชูดเจ็จจิน ชยันต์ คุ่มภัย และ วีรพล โมนยะกุล, 2545, "เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสำหรับงานชุบขึ้นรูปโลหะโดยใช้อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสเต็มบริดจ์", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27, หน้า 421-424

สายชล ชูดเจ็จจิน และ ชยันต์ คุ่มภัย, 2549, "เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควอไซ-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 ว่าได้ทำการวิจัยลุล่วงแล้วประมาณเท่าใด

สายชล ชูดเจ็จจิน "เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรควอไซ-เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์" (หัวหน้าโครงการวิจัย) ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากงบประมาณผลประโยชน์ ปี 2551 ทำการวิจัยลุล่วงแล้ว

ประวัติผู้ร่วมวิจัย

- | | | |
|---|------------------|---|
| 1 | ชื่อ และ นามสกุล | นาย วิเชียร หทัยรัตน์ศิริ
Mr. Vichian Hatairatsiri |
|---|------------------|---|

- | | | |
|---|--------------------|---------------------|
| 2 | หมายเลขบัตรประชาชน | 3-1009-05333-893-18 |
|---|--------------------|---------------------|

- | | | |
|---|-----------------|--|
| 3 | ตำแหน่งปัจจุบัน | |
|---|-----------------|--|

อาจารย์ 2 ระดับ 7

สาขาที่ทำกรวิจัย สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

4 สถานที่ติดต่อ

ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวง
ทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ รหัสไปรษณีย์ 10120 โทรศัพท์ 0 2286
9629

ที่อยู่ปัจจุบัน 1/174 ม. 5 หนองแขม ประเวศ กรุงเทพฯ

E-mail address: vichen_174@hotmail.com

5. ประวัติการศึกษา

ระดับ การศึกษา	อักษรย่อ ปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่ สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาตรี	วศ.บ.	วิศวกรรมไฟฟ้า	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี	2543	ไทย

6. สาขาวิชาการที่มีความชำนาญพิเศษ Induction Heating

7. ประสบการณ์ที่เกี่ยวข้องกับการบริหารงานวิจัยทั้งภายในและภายนอกประเทศ โดยระบุ
สถานภาพในการทำวิจัยว่าเป็นผู้อำนวยการแผนงานวิจัย หัวหน้าโครงการวิจัย หรือผู้ร่วมวิจัยในแต่
ละข้อเสนอการวิจัย

7.1 ผู้อำนวยการแผนงานวิจัย: ชื่อแผนงานวิจัย

-

7.2 หัวหน้าโครงการวิจัย: ชื่อโครงการวิจัย

-

7.3 งานวิจัยที่ทำเสร็จแล้ว: ชื่อผลงานวิจัย ปีที่พิมพ์ การเผยแพร่ และแหล่งทุน

-

7.4 งานวิจัยที่กำลังทำ: ชื่อข้อเสนอการวิจัย แหล่งทุน และสถานภาพการทำวิจัย ว่าได้ทำ
การวิจัยลุล่วงแล้วประมาณเท่าใด