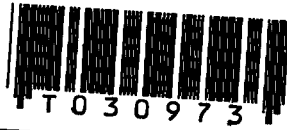


เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำแบบขดลวดอิมพีแดนซ์สูง
HIGH IMPEDANCE COIL INDUCTION HEATING



สุรพล ดิศกัมพล
SURAPON DITKUMPON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2541

ISBN 974-622-139-6

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 30973
วัน, เดือน, ปี..... ๕ ๓ ๒๕๔๑

HIGH IMPEDANCE COIL INDUCTION HEATING

SURAPON DITKUMPON

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

1998

ISBN 974-622-139-6

COPYRIGHT 1998

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

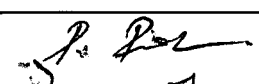
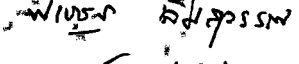
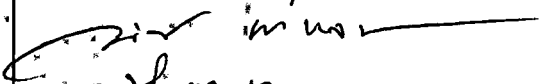
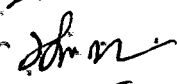

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำแบบขดลวดคิมพีแดนซ์สูง
HIGH IMPEDANCE COIL INDUCTION HEATING

ชื่อนักศึกษา นายสุรพล ดิศกัมพล รหัสประจำตัว 36061192

หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ประภาส ไพรสวรรณา

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม รศ.ดร.พิเชษฐ ลิ้มสุวรรณ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ผศ.ประภาส ไพรสวรรณา	
รศ.ดร.พิเชษฐ ลิ้มสุวรรณ	
รศ.พิพัฒน์ เล่าห์สงคราม	
ดร.วิจิตร กิณโรศ	
ดร.นนทวัฒน์ จุลเคชะ	

ค่าระดับคะแนนที่ผ่านเป็นเอกฉันท์จากคณะกรรมการสอบ GOOD

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 28 เมษายน 2541 เวลา 10.00 น. ถึงเวลา 12.00 น.

สถานที่สอบ ห้องสอบวิทยานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ตึก 12 ชั้น 4 ห้อง (E12-404)



วันที่ 29 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2541

หมายเหตุ การวัดผลวิทยานิพนธ์ให้ใช้ค่าระดับคะแนนดังนี้

ค่าระดับคะแนน	ผลการศึกษา
O	Outstanding (ดีเยี่ยม)
G	Good (ดี)
P	Pass (ผ่าน)
F	Fail (ไม่ผ่าน)

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำแบบขดลวดอิมพีแดนซ์สูง
นักศึกษา	นายสุรพล ดิศกัมพล
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ.ดร.พิเชษฐ ลิมสุวรรณ
หลักสูตร	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2541

บทคัดย่อ

ในการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานที่ต้องการความสะอาด และสูญเสียเนื้อของชิ้นงานน้อยที่สุด เช่น การชุบแข็งเหล็กหล่อและเหล็ก และ การหลอมทองคำ จำเป็นต้องให้ความร้อนแบบไม่สัมผัสจากเปลวไฟ เพราะจะทำให้เกิดสิ่งเจือปนต่อชิ้นงาน การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำเป็นวิธีการหนึ่งที่เหมาะสม เนื่องจากไม่มีการสัมผัสกับชิ้นงานโดยตรง ไม่ทำให้เกิดสิ่งเจือปนบนชิ้นงาน นอกจากนี้ยังเป็นการให้ความร้อนเฉพาะที่ คือเกิดความร้อนเป็นบริเวณแคบแต่ได้อุณหภูมิสูง

เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้เป็นแบบที่มีขดลวดอิมพีแดนซ์สูง ซึ่งเหมาะกับชิ้นงานที่มีขนาดใหญ่มีกำลังเอาต์พุต 2 กิโลวัตต์ โดยใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ต่อแบบฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ สามารถทำงานที่ความถี่ระหว่าง 30-100 กิโลเฮิรตซ์ โดยในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ที่ 57 กิโลเฮิรตซ์ และสามารถ ส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายไฟไปสู่ขดลวดเหนี่ยวนำได้โดยไม่มีหม้อแปลงส่งผ่านกำลัง ทำให้ประสิทธิภาพรวมสูงขึ้น

Thesis Title	High Impedance Coil Induction Heating
Student	Mr. Surapon Ditekumpon
Thesis Advisor	Mr. Prapas Praisuwanna
Thesis Co-advisor	Dr.Pichet limsuwan
Degree	Master of Engineering in Electrical Engineering
Year	1998

ABSTRACT

In the heating of some workpieces which require high purity and low loss of materials such as gold melting and laser tube sealing, it is necessary to use noncontact heating technique. The induction heating method is recently one of the suitable method for such applications due to the noncontact between the heat source and the workpieces. In addition, the advantage of the induction heating method is the localized heating area.

In this research work, a prototype of induction heating system with high impedance coil and input power of 3 kW will be designed and developed. The IGBT is used as the on/off switch in the inverter circuit which is the fullbridge type. The induction heating system is designed to operate at the frequency between 30-100 kHz ,this research use at 57 kHz. The power of the inverter can be transferred to the induction coil without the use of transferred power transformer which cause the increase of the net efficiency of the induction heating system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความร่วมมือจากบุคคลหลายท่าน แม้ว่าจะพบกับอุปสรรคในการทำ งานมากมาย อย่างไรก็ตามงานวิทยานิพนธ์นี้ก็สามารถสำเร็จลุล่วงมาได้ ซึ่งข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณма สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้คำปรึกษา ซึ่งเป็นประโยชน์ต่อวิทยานิพนธ์ ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.พิเชษฐ ลิ้มสุวรรณ แห่งห้องปฏิบัติการ เทคโนโลยีเลเซอร์ ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (National Electronics and Computer Technology Center) ที่ให้ความอนุเคราะห์ในเรื่องเครื่องมือที่ใช้สำหรับการทดลอง และให้คำปรึกษาที่เป็นประโยชน์ต่อวิทยานิพนธ์ ขอขอบคุณ คุณสทรธม เนาวัฒน์พงษ์ คุณชวิทย์ โภคบุตร และคุณวิยะพล พัฒนเศรษฐกุล แห่งห้องปฏิบัติการเทคโนโลยีเลเซอร์ ศูนย์เทคโนโลยี อิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ ที่ช่วยเหลือและแนะนำมาตลอด นอกจากนี้ขอขอบคุณ คุณจงรักษ์ จันโอ แห่งศูนย์เทคโนโลยีและวัสดุแห่งชาติ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์ และ เทคโนโลยีแห่งชาติ (MTEC) ที่ให้ความอนุเคราะห์ในเรื่องเครื่องมือที่ใช้สำหรับการทดลอง และ ให้คำปรึกษาที่เป็นประโยชน์ต่อวิทยานิพนธ์ ขอขอบพระคุณครุอาจารย์ทุกท่านที่เคยอบรม สั่ง สอน ตั้งแต่เด็กจนโต ตลอดจนเพื่อนๆ และนิสิตรุ่นน้องที่ให้กำลังใจในการทำงานมาโดยตลอด ขอ ขอบพระคุณผู้ที่เคยให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ และสุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บุพการีที่ให้การเลี้ยงดู ให้ความรักความอบอุ่น และให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้าตลอดมา

สุรพล ดิศกัมพล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญภาพ	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
กล่าวนำ	1
การเปรียบเทียบกับเตาความร้อนแบบใช้เชื้อเพลิง	2
ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน	5
บทที่ 2 การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ	6
บทนำ	6
หลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ	6
ทฤษฎีเบื้องต้นของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	13
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานอุดมคติ	17
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานทรงกระบอกตัน	26
บทที่ 3 Insulated Gate Bipolar Transistor(IGBT)	31
โครงสร้างและสัญลักษณ์	31
สภาวะนำกระแส	33
สภาวะหยุดนำกระแส	34
การแลตซ์ใน IGBT	35
ลักษณะการสวิตช์ของ IGBT	40
หลักการควบคุมแบบ PWM	43
บทที่ 4 ลำดับขั้นการพัฒนาเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ	48

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
การพัฒนาขั้นที่หนึ่ง	48
การพัฒนาขั้นที่สอง	50
การพัฒนาขั้นที่สาม	52
การพัฒนาขั้นที่สี่	54
การพัฒนาขั้นที่ห้า	56
บทที่ 5 การออกแบบเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ	65
วงจรเรกติไฟร์ และกรองกระแส	65
แหล่งจ่ายจำกัดกระแส	69
การควบคุมแบบ PWM	71
อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	72
ชุดขับเกทของอินเวอร์เตอร์	74
ภาคเอาต์พุต	76
บทที่ 6 ผลการทดลอง.....	81
การทดสอบคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำ.....	81
การทดสอบแหล่งจ่ายไฟสำหรับจำกัดกระแส.....	97
การทดสอบเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ	104
การวัดกำลังที่ขึ้นงาน	109
บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	113
บรรณานุกรม	115
ภาคผนวก	116
ภาคผนวก ก ตารางผลการทดลอง	117
ภาคผนวก ข Datasheet	122
ภาคผนวก ค ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์.....	125
ประวัติผู้เขียน	131

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 แสดงผลการทดลองหาตัวเก็บประจุสำหรับขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้.....	78
6.1 แสดงขดลวดเหนี่ยวนำขนาดต่างๆที่ใช้ในการทดลอง.....	83
6.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนรอบกับจำนวนตัวเก็บประจุที่ใช้ ที่ความถี่ 57 กิโลเฮิรตซ์.....	84
6.3 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 1 กรณีขึ้นงานเป็นเหล็ก เวลา $\Delta t = 45$ วินาที..	87
6.4 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 2 กรณีขึ้นงานเป็นเหล็ก เวลา $\Delta t = 45$ วินาที..	88
6.5 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 3 กรณีขึ้นงานเป็นเหล็ก เวลา $\Delta t = 45$ วินาที... 89	
6.6 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 4 กรณีขึ้นงานเป็นเหล็ก เวลา $\Delta t = 45$ วินาที..	90
6.7 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 8 กรณีขึ้นงานเป็น AI เวลา $\Delta t = 180$ วินาที....	92
6.8 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 7 กรณีขึ้นงานเป็น AI เวลา $\Delta t = 180$ วินาที....	93
6.9 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 6 กรณีขึ้นงานเป็น AI เวลา $\Delta t = 180$ วินาที....	94
6.10 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 5 กรณีขึ้นงานเป็น AI เวลา $\Delta t = 180$ วินาที... 95	
6.11 แสดงผลการคงค่ากระแสที่ 12 แอมแปร์.....	98
6.12 แสดงผลการจำกัดค่ากระแสที่ค่าต่างๆ.....	100
6.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเวลา กับอุณหภูมิในการเหนี่ยวนำ.....	111

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 แสดงแผนภาพส่วนประกอบสำคัญของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ.....	4
2.1 แสดงการต่อหม้อแปลงแบบพื้นฐาน.....	7
2.2 แสดงรูปลัดวงจรทางด้านทุติยภูมิ.....	7
2.3 แสดงขดลวด และ โหลด.....	8
2.4 แสดงโหลดสมมูลย์.....	9
2.5 กราฟแสดงความถี่กวี.....	9
2.6 แสดงประเภท และลักษณะการใช้งานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ในย่านความถี่ต่างๆ.....	11
2.7 แสดงบ่วงฮีสเตอร์ซิส.....	14
2.8 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานลักษณะอุดมคติ.....	17
2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะทางจากผิวชิ้นงาน.....	21
2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียต่อพื้นที่ กับระยะจากผิวชิ้นงาน.....	24
2.11 แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรม ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก กับแรงดันในกรณีที่ขดลวดเหนี่ยวนำเป็นแบบอุดมคติ.....	25
2.12 แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรมความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก กับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ.....	26
2.13 แสดงแบบจำลองวงจรสมมูลของขดลวดให้ความร้อน และชิ้นงาน.....	26
2.14 แสดงการกระจายของความหนาแน่นกระแส ของชิ้นงานทรงกระบอกตัน.....	28
2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ d/δ	30
3.1 แสดงสัญลักษณ์ และการเรียกชื่อขาของ IGBT ทั้ง 2 แบบ.....	31
3.2 แสดงภาพตัดขวาง โครงสร้างพื้นฐานของ IGBT.....	32
3.3 (ก) แสดงกราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติระหว่างกระแส และแรงดันของ IGBT (ข) แสดงกราฟแสดงลักษณะสมบัติการถ่ายโอนของ IGBT.....	33
3.4 แสดงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอน และโฮลในขณะนำกระแส.....	34

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.5 แสดงโครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตช์ใน IGBT.....	37
3.6 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน (ข) แสดงวงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT (ค) แสดงวงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทรซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT.....	38
3.7 (ก) แสดงลักษณะของกระแส และแรงดันขณะนำกระแส (ข) แสดงลักษณะของกระแส และแรงดันขณะหยุดนำกระแส.....	41
3.8 (ก) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง (ข) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ.....	43
3.9 (ก) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง (ข) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ.....	44
3.10 แสดงลักษณะการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อย.....	45
3.11 แสดงการจัดโครงสร้างภายใน และการจัดขาของไอซี TL494.....	46
3.12 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า R_T, C_T และ ความถี่ออสซิลเลต.....	46
3.13 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494.....	47
4.1 แสดงวงจรแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ซึ่งที่ถูกดัดแปลงเรียบร้อยแล้ว.....	49
4.2 แสดงกราฟสัญญาณของขดลวดเหนี่ยวนำตามอุดมคติ.....	49
4.3 แสดงกราฟสัญญาณของขดลวดเหนี่ยวนำที่วัดได้.....	50
4.4 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์.....	51
4.5 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์ที่ใช้ IGBT ต่อขนานกัน 2 ตัว	53
4.6 แสดงการเพิ่ม R_{gate} ของอุปกรณ์ IGBT.....	53
4.7 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์.....	54
4.8 แสดงไดอะแกรมเฟเซอร์.....	55
4.9 แสดงวงจรสมมูลย์ของขดลวด.....	55
4.10 แสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	57

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.11 แสดงวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบอนุกรม.....	57
4.12 แสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	58
4.13 แสดงวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบขนาน.....	58
4.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ แบบเรโซแนนซ์ขนาน.....	60
4.15 แสดงวงจรเรกติไฟร์ และวงจรฟิลเตอร์.....	60
4.16 แสดงภาคกำลังของแหล่งจ่ายจำกัดกระแส.....	61
4.17 แสดงภาคควบคุมของแหล่งจ่ายจำกัดกระแส.....	62
4.18 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์.....	63
4.19 แสดงขดลวดเหนี่ยวนำที่มีการต่อตัวเก็บประจุ.....	64
5.1 แผนภาพส่วนประกอบที่สำคัญของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ.....	65
5.2 แสดงวงจรฟิลเตอร์ และวงจรเรกติไฟร์.....	66
5.3 แสดงการต่อตัวเก็บประจุ.....	67
5.4 แสดงการต่อวงจร LC เพื่อลดสัญญาณ RFI.....	68
5.5 แสดงวงจรสวิตซ์สำหรับแหล่งจ่ายจำกัดกระแส.....	70
5.6 แสดงวงจรขั้วเกท และวงจรควบคุมแบบจำกัดกระแส.....	71
5.7 แสดงการจัดวางชุดอินเวอร์เตอร์.....	73
5.8 แสดงวงจรขั้วชุดอินเวอร์เตอร์.....	75
5.9 แสดงขนาดของขดลวดเหนี่ยวนำ และส่วนระบายความร้อน.....	77
5.10 แสดงรูปของขดลวดเหนี่ยวนำ และส่วนระบายความร้อน.....	77
5.11 แสดงวงจรการทดลองเพื่อหาค่าตัวเก็บประจุที่ต้องใช้.....	78
5.12 แสดงการต่อเพื่อเพิ่มค่า C และลดค่า L.....	80

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.13 แสดงการต่อตัวเก็บประจุลงบนแผ่นปรินท์.....	80
6.1 แสดงแผนภาพการทดลองคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำ.....	82
6.2 แสดงส่วนประกอบสำคัญในการทดลองคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำ.....	82
6.3 แสดงวงจรการทดสอบหาจำนวนตัวเก็บประจุ.....	83
6.4 แสดงแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ และกระแสผ่านตัวเก็บประจุ.....	86
6.5 แสดงรูปการทดลองการทดสอบคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำ.....	86
6.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุ และกำลังที่ขึ้นงานกรณีขึ้นงานเป็นหลัก.....	91
6.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุ และประสิทธิภาพกรณีขึ้นงานเป็นหลัก.....	91
6.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุ และกำลังที่ขึ้นงานกรณีขึ้นงานเป็นอวลูมิเนียม.....	96
6.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุ และประสิทธิภาพกรณีขึ้นงานเป็นอวลูมิเนียม.....	96
6.10 แสดงวงจรแหล่งจ่ายจำกัดกระแส.....	97
6.11 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุท และกระแสเอาต์พุท.....	99
6.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับประสิทธิภาพ.....	99
6.13 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาพุท- และแรงดันของแหล่งจ่ายจำกัดกระแส.....	101
6.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาพุท และกระแสอินพุทของแหล่งจ่ายจำกัดกระแส.....	101
6.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุท กับกำลังอินพุท และเอาต์พุทของแหล่งจ่ายจำกัดกระแส.....	102

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
6.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต และประสิทธิภาพของ แหล่งจ่ายจำกัดกระแส.....	102
6.17 แสดงสัญญาณ V_{dc} และ I_{dc}	103
6.18 แสดงสัญญาณ V_{CE}	103
6.19 แสดงสัญญาณขั้วเกท V_{GE}	104
6.20 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับทดสอบเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ.....	105
6.21 แสดงสัญญาณขั้ว V_{GE}	106
6.22 แสดงสัญญาณขั้ว V_{GE}	106
6.23 แสดงสัญญาณ V_{CE}	107
6.24 แสดงสัญญาณ V_{CE}	107
6.25 แสดงแรงดัน V_c และกระแส I_c ของขดลวดเหนี่ยวนำ.....	108
6.26 แสดงชิ้นงานที่เป็นประแจร้อนแดง.....	108
6.27 แสดงชิ้นงานที่เป็นท่อร้อนแดง.....	109
6.28 แสดงแผนภาพการทดลองการหาค่ากำลังที่ชิ้นงาน.....	110
6.29 แสดงแผนภาพการทดลองการหาค่ากำลังที่ชิ้นงาน.....	111
6.30 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างเวลากับกำลังที่ชิ้นงาน.....	112

บทที่ 1

บทนำ

กล่าวนำ

การให้ความร้อนในการเหนี่ยวนำเป็นวิธีที่สะดวก สำหรับการให้ความร้อนไปสู่ อุณหภูมิที่ตั้งไว้ มันแทนตาหลอมที่ซึ่งมีขนาดใหญ่และมีข้อเสียของเวลาในการเริ่มเดินเครื่อง และเวลาในการปิดเครื่อง ดังนั้นประสิทธิภาพที่ได้ของมันจึงต่ำ ในทางตรงกันข้ามตัวทำความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ (Induction heater) จะมีขนาดเล็ก และสามารถใช้งานได้ที่ทันที มันจึง สะอาดและมีประสิทธิภาพ พลังงานจะเข้าไปยังชิ้นงานโดยตรง เวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนมักจะสั้นเป็นนати (ยกเว้นเมื่อให้ความร้อนแก่มวลที่มีขนาดใหญ่) และกระบวนการในการให้ความร้อนแบบนี้จะเหมาะสมกับการผลิตแบบอัตโนมัติถึงแม้ว่าค่าไฟฟ้าต่อหน่วยของพลังงานจะสูงกว่า แต่กลับมีประสิทธิภาพที่สูงกว่า ดังได้กล่าวมาแล้วว่าการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนั้น จะเกิดขึ้นประมาณหนึ่งความลึกผิว (2 มิลลิเมตร สำหรับเหล็ก 10 มิลลิเมตร สำหรับทองแดง ที่ 50 เฮิร์ตซ์) ความร้อนได้ไปถึงส่วนที่เหล็ของชิ้นงานโดยการนำความร้อน พวกอโลหะมีความนำความร้อนสูง ดังนั้นจึงมีปัญหาเกิดขึ้นเล็กน้อย แต่สำหรับพวกเหล็กกล้าและอื่นๆ ที่มีค่าความนำต่ำ เราจึงหลีกเลี่ยงการให้ความร้อนที่สูงเกินไปที่ผิว (overheating) หรือบางทีอาจเกิดการหลอมละลาย การไหลของความร้อนเป็นสิ่งสำคัญมากของการศึกษาเรื่องการให้ความร้อน เพราะว่าเราพยายามที่จะจำกัดขอบเขตความร้อนไปสู่ที่ผิว(เหมือนอย่างที่เราทำในการชุบแข็ง) ความถี่ที่ต่ำกว่าสามารถใช้ได้ ความถี่ที่จ่าย(50/60 เฮิร์ตซ์)มีข้อคืออย่างเห็นได้ชัดเพราะว่าไม่ต้องมีการแปลงความถี่เกิดขึ้น ความถี่กลาง(1-10 กิโลเฮิร์ตซ์)ก็ได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางการให้ความร้อน ถูกใช้สำหรับ การตีเหล็ก(forging) การขึ้นรูป(forming) การเผาโลหะให้อ่อนตัว(annealing) และการหลอมทางอ้อม(indirect melting) ซึ่งใช้พลังงานมากดังนั้นพลังงานของ source จะเป็นตัวสำคัญ (ปรกติ 100 กิโลวัตต์จนถึงหลายร้อยเมกะวัตต์ในงานบางประเภท) การ

ให้ความร้อนของเหล็กกล้าจะมีปัญหาพิเศษเพราะว่าจุดคูรีแสดงให้เห็นว่าพลังงานอินพุตขึ้นจาก 1.4 ถึง 3.1 MW m⁻² ขณะที่อุณหภูมิสูงขึ้น และจากนั้นก็ตกลงอย่างทันทีทันใดไปสู่ 0.15 MW m⁻² ที่จุด คูรี และเป็นการสมควรที่เลือกใช้ความถี่เหมาะสมโดยเปลี่ยนเป็นความถี่ที่สูงกว่า (1000/3000 เฮิรตซ์) เพื่อให้ความร้อนต่อไปจนถึงอุณหภูมิการตีเหล็กในช่วง 1150 ถึง 1300 องศาเซลเซียส

ลักษณะสำคัญอีกประการหนึ่งของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำคือ การทำซ้ำได้สำหรับวัตถุที่กำหนด พลังงานทางด้านอินพุตจะช้าในช่วงคาบการให้ความร้อน เช่นนี้ทำให้การใช้เวลาแทนการวัดอุณหภูมิ วัสดุที่ถูกให้ความร้อนสำหรับการวัดเวลาสามารถสมมุติเป็นอุณหภูมิที่กำหนดด้วยความเที่ยงตรงสูง จึงมีประโยชน์เมื่อมีอัตราการผลิตคงที่ การใช้การป้อนอัตโนมัติคาบเวลาที่ถูกละเลือกดังนั้นวัสดุจะมีอุณหภูมิที่ถูกต้องสำหรับการปฏิบัติงานครั้งต่อไป

การเปรียบเทียบกับเตาความร้อนแบบใช้เชื้อเพลิง

เตาความร้อนแบบใช้เชื้อเพลิงเป็นวิธีที่ดึงดูดเพราะว่ามีต้นทุนต่ำทั้งน้ำมัน และก๊าซ ดังนั้นจึงเป็นการสำคัญที่จะเปรียบเทียบเตากับตัวทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ข้อจำกัดของการเปรียบเทียบทางด้านราคา เป็นเพียงความเป็นไปได้สำหรับการกำหนดการติดตั้งอย่างหนึ่งในช่วงเวลานั้นๆ เพราะว่าการไม่แน่นอน, ความไม่เสถียรภาพของราคาเชื้อเพลิง แต่ก็ยังเป็นสิ่งสำคัญที่จะต้องดูในเรื่องของราคาต้นทุนและที่จะนำไปสู่เหตุปัจจัยอื่น ๆ

- 1) เวลาที่ใช้โดยชิ้นงานในตัวทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะสั้นกว่าเวลาที่ใช้ในเตาแบบแฟรงส์
- 2) เนื่องจากไม่มีสิ่งที่เกิดจากการเผาไหม้ในเขตที่มีการทำความร้อน การให้ความร้อนที่รวดเร็วทำให้ชิ้นงานสะอาดเกือบที่จะไม่มีการ oxidation และการ decarburization (เหล็กกล้า) ตามปกติ high carbon, alloy, high speed และ tool steels จะถูก decarburized 5% มากขึ้นไปของผิววัสดุ โดยส่วนนี้ต้องเอาออกจากผลิตภัณฑ์ที่ซึ่งแสดงทั้งค่าวัสดุ และค่าการเสียเวลาทำ เวลาที่สั้นที่อุณหภูมิสูงถูกประกอปกั้นเข้ากับเงื่อนไขของกระบวนการให้ความร้อนที่เหมาะสม

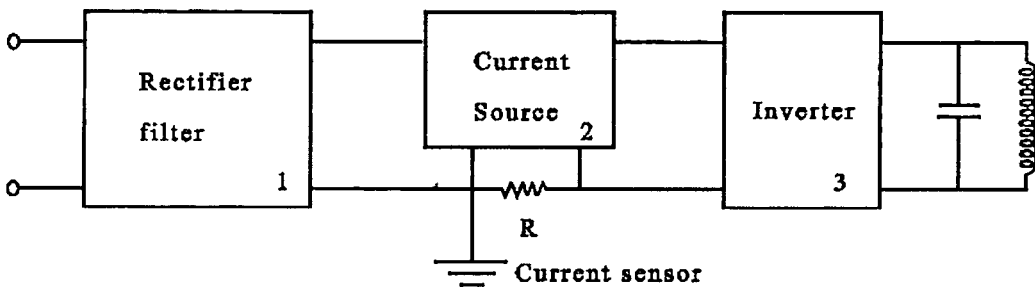
- 3) การควบคุมอุณหภูมิที่ถูกต้อง
- 4) เนื่องจากการทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำเกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว มันจึงเหมาะกับระบบสายการผลิตแบบอัตโนมัติ
- 5) การสตาร์ทอย่างรวดเร็วยังทำให้ตัวทำความร้อนแบบนี้สามารถปิดเพื่อพัก หรือการเปลี่ยนอุปกรณ์ จึงเป็นการประหยัดพลังงาน แต่เตาที่ซึ่งมีขนาดเดียวกันนี้จะใช้เวลาหลายชั่วโมงที่จะทำให้มีอุณหภูมิถึงจุดทำงานและปรกติจะปล่อยให้ทำงานไว้ แม้ในขณะที่ไม่มีภาระใช้งาน เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงอันตรายต่อผนังเตาและทำให้ล่าช้าเมื่อมีความต้องการผลิตถัด
- 6) ตัวทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำปรกติจะใช้พื้นที่ติดตั้งน้อยกว่าเตาแบบปรกติ และด้านข้างของตัวทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะไม่ร้อน พื้นที่รอบข้างจึงสามารถใช้และมีสภาพแวดล้อมที่ดีขึ้นเพื่อจะใช้ในการทำงาน
- 7) เมื่อไม่มีผลิตภัณฑ์ที่เกิดจากการเผาไหม้และไม่มีการแผ่รังสีความร้อน การระบายอากาศและการดูดควันจึงมีความจำเป็นใช้น้อย
- 8) สุขภาพและความปลอดภัยจะดีขึ้นไม่ต้องมีความจำเป็นที่จะต้องป้องกันการระเบิดของส่วนผสมของก๊าซ การไม่มีควันพิษ และไม่อันตรายจากการเผาไหม้จากตัวเตา ลักษณะเด่นทางไฟฟ้าจะถูกออกแบบไปสู่มาตรฐานความปลอดภัยอย่างเห็นได้ชัดกับการทำความร้อนด้วยเตาธรรมดานั้นจะใช้เวลาในการเปลี่ยนไปสู่อุณหภูมิที่ทำงานหลายชั่วโมง เมื่อถ้าต้องการเปลี่ยนหลายครั้งต่อวันก็จะไม่สามารถทำได้ แต่กับตัวทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำอุณหภูมิใหม่ที่ตั้งและจะได้รับอุณหภูมินั้นภายในไม่กี่นาที

เครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำมีอยู่หลายแบบขึ้นอยู่กับกำลัง และความถี่ที่ใช้โดยมากอุปกรณ์หลักที่ใช้สำหรับความถี่สูงมากจะเป็นหลอดสูญญากาศ ซึ่งวงจรจะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ และต้องมีวงจรจุดไส้หลอด อีกทั้งยังมีการสูญเสียเป็นความร้อนที่เกิดจากหลอดสูญญากาศค่อนข้างสูง ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของเครื่องมีค่าค่อนข้างต่ำ ในขณะที่ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ประเภทสารกึ่งตัวนำที่ใช้สำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังให้มีสมรรถนะสูงขึ้น กล่าวคือมีค่าพิคคของแรงดันกระแส และความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูงมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้

แนวโน้มในการผลิตหันมาใช้อุปกรณ์เหล่านี้มากขึ้นในบทความนี้จะใช้ระบบที่เป็นสารกึ่งตัวนำ ซึ่งปัจจุบันอุปกรณ์ประเภทนี้ที่นิยมใช้จะเป็น SCR ,ทรานซิสเตอร์ หรือมอสเฟต เป็นต้นซึ่งจะมีข้อดี และข้อเสียต่างๆกัน โดยที่ SCR จะใช้กับความถี่ต่ำ แต่ทนกระแสสูง สำหรับทรานซิสเตอร์ จะใช้ได้ที่ความถี่สูงกว่า SCR .ซึ่งก็ยังไม่สูงนักทนกระแสได้สูง แต่วงจรควบคุมจะทำได้ยาก ส่วนมอสเฟตจะใช้ได้ที่ความถี่สูงวงจรควบคุมทำได้ง่ายแต่ทนกระแสได้น้อย และกำลังสูญเสียในตัวเองจะมาก ในบทความนี้ใช้อุปกรณ์ IGBT ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างใหม่และยังรวมข้อดีของทั้ง ทรานซิสเตอร์และมอสเฟตเข้าไว้ด้วยกันกล่าวคือใช้กับความถี่ได้สูงพอสมควรมีอัตราทนกำลังที่สูง และวงจรควบคุมทำได้ง่าย

เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่ทำการศึกษาประกอบด้วยส่วนสำคัญ ซึ่งแสดงเป็นแผนภาพดังแสดงในภาพที่ 1.1 ดังนี้

รูปที่ 1.1 แสดงแผนภาพส่วนประกอบสำคัญของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ



1.แหล่งจ่ายไฟตรง วงจรแหล่งจ่ายไฟตรงประกอบด้วยวงจรเรียงกระแส 1 เฟส จากไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ ให้เป็นกระแสตรงประมาณ 300 โวลต์

2.แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ประกอบด้วยชุดอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรง 300 โวลต์ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อจ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ใช้อุปกรณ์ประเภท IGBT ทำหน้าที่เป็นสวิทช์

3.วงจรควบคุม และขับนำเกต ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ ไปขับนำอุปกรณ์ IGBT ในชุดวงจรอินเวอร์เตอร์

4.ภาคกำลังด้านเอาต์พุตประกอบด้วย

-ชุดวงจรเรโซแนนซ์ เป็นเรโซแนนซ์แบบขนาน ใช้ในการเพิ่มตัวประกอบกำลังที่โหลดให้สูงขึ้น เพื่อลดขนาดของอินเวอร์เตอร์ โดยจะต้องเป็นตัวเก็บประจุสำหรับความถี่สูง

-ขดลวดเหนี่ยวนำ (induction coil) เป็นขดลวดที่ใช้สำหรับสร้างสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนที่ชิ้นงาน โดยรูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบ จะต้องออกแบบให้เหมาะสมกับชิ้นงาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เป็นแบบขดลวดอิมพีแดนซ์สูงจึงไม่ต้องมีหม้อแปลงความถี่สูงในการส่งถ่ายกำลัง

ข้อดีของขดลวดแบบอิมพีแดนซ์สูง

- ลดความสูญเสียเนื่องจากไม่ต้องใช้หม้อแปลงความถี่สูงในการส่งถ่ายกำลัง
- ลดความสูญเสียภายในวงจรเนื่องจากกระแสไหลน้อย
- ลดความสูญเสียภายในวงจรเรโซแนนซ์ เนื่องจากจำนวนตัวเก็บประจุในวงจรเรโซแนนซ์ใช้น้อย

ขั้นตอน และวิธีการดำเนินงาน

1. ค้นคว้าข้อมูลของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ
2. ศึกษาเรียนรู้ทฤษฎีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ
3. ศึกษาความเป็นไปได้ในการทำเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ
4. ออกแบบ และวิเคราะห์วงจรในส่วนต่างๆ
5. สร้างวงจรในส่วนต่างๆ
6. ทดลองวงจรที่สร้าง
7. แก้ไขปรับปรุงวงจร
8. ทดลองกับชิ้นงาน ประเมินผล และเขียนวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

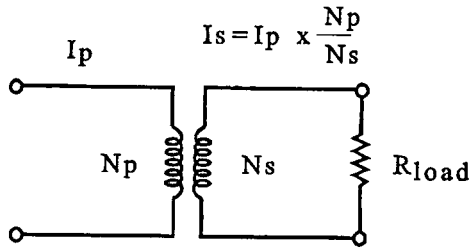
บทนำ

หลักการการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ(Induction Heating Principle)

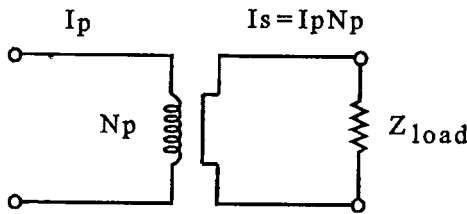
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำมีรากฐานอยู่บนหลักการใหญ่ๆ อยู่ 3 หลักการด้วยกันคือ การเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction), ปรากฏการณ์ผิว (Skin effect) และการถ่ายเทความร้อน (Heat transfer) แต่อย่างไรก็ตามหลักเบื้องต้นสามารถที่จะถูกแสดงโดยใช้ทฤษฎีหม้อแปลงได้ แต่ว่าจะถูกปรับปรุงให้ลัดวงจรทางด้านทฤษฎีโดยให้เหลือแค่เพียงรอบเดียวเมื่อให้ไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำที่มีชิ้นงานอยู่ภายใน แรงดันไฟฟ้าจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นในขดลวดคล้องผ่านชิ้นงาน เนื่องจากชิ้นงานเป็นโลหะ สนามแม่เหล็กคล้องผ่านชิ้นงานจะเหนี่ยวนำให้มีกระแสไฟฟ้าไหล โดยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึกผิว (Skin depth) กระแสที่ไหลวนรอบชิ้นงานทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับปริมาณกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปบริเวณอื่น โดยการนำความร้อน การพาความร้อน และการแผ่รังสีที่บริเวณผิว

ในรูปที่ 2.1 หม้อแปลงทั่วไปได้ถูกแสดงในรูปแบบที่ง่ายๆด้วยการรั่วไหลของฟลักซ์แม่เหล็กเป็นศูนย์ ดังนั้นกระแสของโหนดจึงแปรผันโดยตรงกับจำนวนรอบ การสูญเสียทางด้านปฏุมภูมิและทฤษฎีจะแปรผันโดยตรงกับการสูญเสียที่ขดลวด ถ้าทางด้านทฤษฎีถูกพิจารณาให้เป็นขดลวดวงจรลัด(short circuit winding) กระแสทางด้านทฤษฎีก็จะสูงและการสูญเสียก็จะมีมากขึ้นตามไปด้วย

รูปที่ 2.1 แสดงการต่อหม้อแปลงแบบพื้นฐาน



รูปที่ 2.2 แสดงรูปลัดวงจรทางด้านทุติยภูมิ



ในรูปที่ 2.2 จะแสดงให้เห็นถึงผลนี้ และพลังงานจากแหล่งกำเนิดจะเท่ากับการสูญเสียของทางด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิ เป็นวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำ และชิ้นงาน จะเห็นว่าถ้า I_p เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำ และ I_s เป็นกระแสที่ไหลในชิ้นงาน โดยอาศัยความสัมพันธ์ของหม้อแปลงจะทำให้กระแสทั้งสองมีความสัมพันธ์กันดังนี้

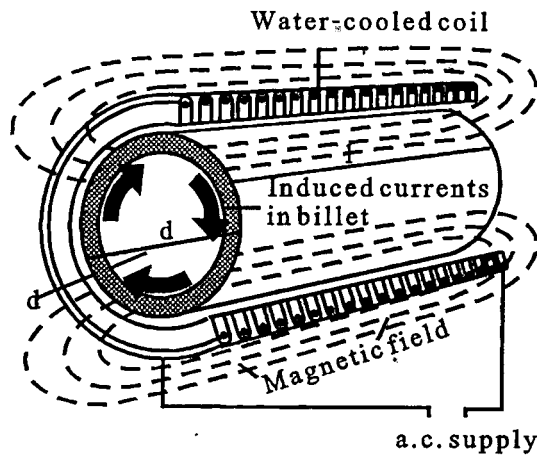
$$I_s = N_c I_p \quad (1)$$

โดยที่ N_c คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

และ กำลังสูญเสียเป็นความร้อนในชิ้นงานจะมีค่าเท่ากับ

$$P_s = N_c^2 I_p^2 R_w \quad (2)$$

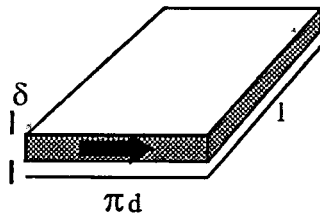
รูปที่ 2.3 แสดงขดลวด และ โหลด



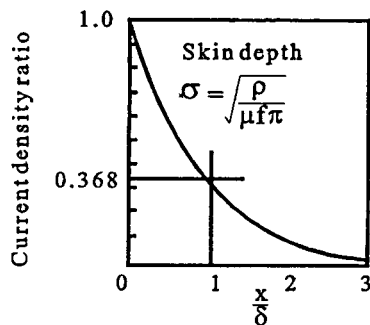
จากรูปที่ 2.3 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย กล่าวคือ ถ้าวางชิ้นงานไว้ในขดลวด หรือใกล้กับขดลวด ชิ้นงานนั้นจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น ถ้าพิจารณาทั้งระบบว่าเป็นหม้อแปลงชุดหนึ่ง ขดลวดเหนี่ยวนำจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงที่จำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ ส่วนที่ชิ้นงานจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบเป็นหนึ่งรอบ และมีโหลดต่อแบบเกือบลัดวงจร เพราะความต้านทานสมมูลย์ของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างสูง โดยช่องอากาศเล็ก (air gap) ณ จุดนี้มีความจำเป็นต้องพิจารณาถึงปรากฏการณ์ผิวที่ความถี่สูง

ความหนาแน่นของกระแสที่มาจากทางด้านพื้นที่หน้าตัดไปยังตรงกลางของชิ้นงานและอัตราการลดลงจะสูงขึ้นที่ความถี่สูง ทั้งยังขึ้นอยู่กับอีกสองประการของวัสดุ นั่นคือความต้านทานจำเพาะ (resistivity) และสภาพซึมได้แม่เหล็กสัมพัทธ์ (relative permeability)

รูปที่ 2.4 แสดงโหนดสมมุติ



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงความลึกผิว



รูปที่ 2.3 แสดงทิศทางการไหลของกระแสที่ขึ้นงาน จากปรากฏการณ์ผิวถ้าพิจารณาว่า กระแสโดยส่วนมากอยู่ในระดับความลึกผิว จะสามารถหาความต้านทานสมมุติของขึ้นงานได้ดังรูปที่ 2.4 โดยทำการคลี่ขึ้นงานออก และประมาณว่ากระแสไหลเป็นแผ่นบางมีความหนาเท่ากับ ความลึกผิว ซึ่งระยะทางของการไหลมีค่าเท่ากับ ขนาดเส้นรอบวงของขึ้นงานทรงกระบอก ทำให้ได้ค่าความต้านทานของขึ้นงานดังนี้

โดยที่ R_w คือความต้านทานสมมุติของขึ้นงาน

$$R_w = 2\pi R_p / \sigma l_w \quad (3)$$

โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานเฉพาะของขึ้นงาน

$$\delta \text{ คือ ความลึกผิว} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu f \pi}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu w}}$$

μ คือ ค่าความซึมซาบได้ของขึ้นงาน

R คือ รัศมีของชิ้นงาน และ f, w คือ ความถี่

L_w คือ ความยาวของชิ้นงาน ซึ่งมีค่าเท่ากับความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (3) จะเห็นได้ว่าความต้านทานสมมูลจะมีความสัมพันธ์กับสภาพความต้านทาน ความลึกผิว และลักษณะทางเรขาคณิตของชิ้นงานด้วย

รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน เนื่องจากปรากฏการณ์ผิวจึงทำให้ความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวเป็นฟังก์ชันเอกซ์โปเนนเชียล ที่ระดับความลึกผิวความหนาแน่นของกระแสจะมีค่าเพียง 0.368 เท่าของความหนาแน่นกระแสที่ผิวชิ้นงาน จึงประมาณว่ากระแสส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้ แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของการกระจายกระแสสลับกับความถี่ และปัจจัยที่ควบคุมความลึกผิว (skin depth) เป็นที่ความหนาแน่นกระแสจะลดลงประมาณ $1/3$ ของค่าที่ผิวของมัน

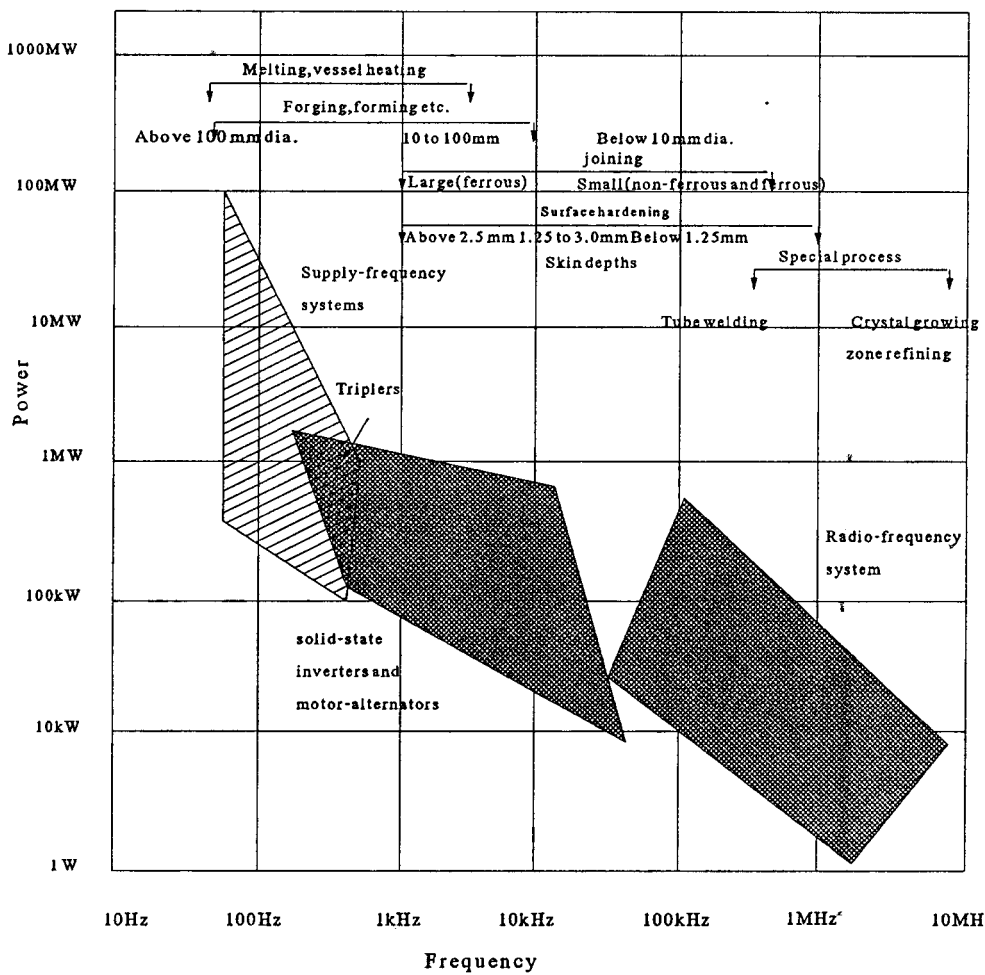
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนี้ไม่ได้ใช้แหล่งความร้อนจากภายนอก แต่ใช้ชิ้นงานเป็นแหล่งความร้อนของตัวเอง อีกทั้งชิ้นงานก็ไม่จำเป็นต้องสัมผัสกับแหล่งพลังงานซึ่งได้แก่ ขดลวดเหนี่ยวนำ การให้ความร้อนจึงทำได้โดยสะดวก การให้ความร้อนแบบนี้สามารถทำให้เกิดความร้อนสูงเฉพาะในตำแหน่งที่ต้องการ เราสามารถควบคุมเวลาที่จะให้ความร้อน ตลอดจนพื้นที่ของชิ้นงานที่ได้รับความร้อน และยังสามารถควบคุมความลึกของชิ้นงานที่จะได้รับความร้อนได้ด้วย ทั้งนี้โดยเลือกความถี่ของแรงดันไฟสลับให้เหมาะสม

ความลึกกระแส (current depth) ทั้งทางด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิ (ขดลวด และชิ้นงาน) จะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ 3 ตัวด้วย ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.5 ขดลวดมักจะใช้ทองแดงและจะมีการหล่อเย็นดังรูปที่ 2.3 มันจะใกล้กับชิ้นงาน และค่าของช่องอากาศจะเป็นค่าที่น้อยที่สุดที่จะสามารถเคลื่อนชิ้นงานเข้าและออกจากขดลวดในบางกรณี การสูญเสียความร้อนจากการแผ่รังสีถูกลดโดยการใช้นวนกันความร้อนหุ้มขดลวด และจะทำให้ช่องอากาศมากขึ้น

$$\eta \approx \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{\rho_c l}{\rho_w \mu_w}}} \quad (4)$$

สมการที่(4) เป็นสูตรแสดงความสัมพันธ์ของค่าประสิทธิภาพ และก็แสดงว่าสำหรับโหลดที่มีความต้านทานจำเพาะ และสภาพซึมได้แม่เหล็กที่โหลดสูงค่าประสิทธิภาพสามารถที่จะมีค่าเกือบร้อยเปอร์เซ็นต์ ถ้าโหลดเป็นอโลหะที่มีค่าความต้านทานจำเพาะ และสภาพซึมได้แม่เหล็กเป็นหนึ่ง (เช่น ทองแดง) ค่าประสิทธิภาพจะมีค่าประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 2.6 แสดงประเภท และลักษณะการใช้งานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ในย่านความถี่ต่างๆ



ในทางปฏิบัติระบบสำหรับการชุบแข็งที่ผิวของเหล็กกล้าที่มีค่าความลึกผิวน้อยจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่สูง ส่วนคอยล์มีจำนวนรอบน้อย และความหนาแน่นของกำลังอาจจะมีค่าอยู่ระหว่าง $10-50 \text{ MW/m}^2$

จากรูปที่ 2.6 แสดงช่วงความถี่ที่ใช้งาน และระดับกำลังออกของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแต่ละแบบ ซึ่งจะขึ้นกับแหล่งกำเนิดไฟสลับที่จ่ายให้กับเครื่อง และยังขึ้นกับอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร รวมทั้งแสดงความถี่กับการประยุกต์ใช้งานในแต่ละช่วงด้วย ซึ่งจะเห็นได้ว่า ระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ในปัจจุบันจำแนกได้ดังนี้

1. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ไฟจากโรงงานโดยตรง แรงดันไฟฟ้าจากโรงไฟฟ้ามีความถี่ค่อนข้างต่ำ จึงทำให้ความลึกผิวในการให้ความร้อนมีค่ามากในบางกรณีอาจใช้หม้อแปลงอิมตัว ทวีคูณความถี่ เพื่อนำฮาร์โมนิกที่ 3 หรือฮาร์โมนิกที่ 5 มาใช้ในการเหนี่ยวนำแทน โดยปกติเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำประเภทนี้จะใช้ในงานหลอมโลหะ ซึ่งมีกำลังสูงในย่านเมกะวัตต์

2. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้มอเตอร์ และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดนี้ จะใช้พลังงานจากโรงไฟฟ้ามาขับเคลื่อนมอเตอร์ และใช้มอเตอร์ไปขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งสร้างแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงขึ้น อยู่ในย่าน 500 เฮิร์ตซ์ถึง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ เครื่องให้ความร้อนชนิดนี้สามารถให้กำลังได้หลายร้อยกิโลวัตต์ โดยทั่วไปจะใช้สำหรับการเผาเหล็ก การขึ้นรูป การเชื่อมต่อโลหะ และการชุบแข็งที่ผิว

3. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบสถิต เนื่องจากเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้มอเตอร์ และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะเป็นแบบพลวัต ซึ่งมีขีดจำกัดทางกลศาสตร์ทำให้ไม่สามารถเพิ่มความถี่ที่ใช้งานให้สูงมากได้ เครื่องให้ความร้อนแบบสถิตจะให้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำจำพวกทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟตกำลัง หรือพวกลิโตรีสเตอร์ โดยจะแปลงพลังงานไฟฟ้าจากโรงไฟฟ้าให้เป็นไฟสลับก่อน แล้วแปลงให้เป็นไฟสลับอีกครั้งที่มีความถี่สูงขึ้นโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ เครื่องให้ความร้อนแบบสถิตนี้สามารถสร้างความถี่ที่ใช้ในการชุบแข็งได้ตั้งแต่ความถี่ค่อนข้างต่ำ

จนกระทั่งความถี่สูงๆ ระดับร้อยกิโลเฮิรตซ์ การใช้งานเครื่องให้ความร้อนแบบนี้ จะมีที่ใช้ลักษณะเดียวกับเครื่องให้ความร้อนที่ใช้มอเตอร์ และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

4. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ทำงานย่านความถี่วิทยุโดยจะทำงานตั้งแต่ความถี่หลายร้อยกิโลเฮิรตซ์ จนถึงความถี่หลายเมกะเฮิรตซ์ ซึ่งปัจจุบันนี้ยังคงให้หลอดสุญญากาศ เพราะสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำยังมีสมรรถนะในการใช้งานที่ความถี่สูงไม่ดีพอ เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำลักษณะนี้ จะให้กำลังค่อนข้างต่ำในระดับหลายสิบกิโลวัตต์ เนื่องจากทำงานในย่านความถี่สูงทำให้เหมาะกับงานชุบแข็งที่ผิว

ทฤษฎีเบื้องต้นของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

เมื่อผ่านกระแสไฟฟ้าเข้าไปในขดลวดกระแสไฟในขดลวดจะสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นในชิ้นงานซึ่งเป็นแท่งโลหะ เนื่องจากกระแสไฟเป็นกระแสสลับ สนามที่เกิดขึ้นจะมีทิศทางสลับตามด้วย ซึ่งจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์การเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์นี้จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของพลังงานไปเป็นรูปความร้อน (heat loss) ในชิ้นงาน ปริมาณของความสูญเสียจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของชิ้นงานเป็นสารแม่เหล็ก จะเกิดทั้งความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิส (hysteresis loss) และความสูญเสียเนื่องจากกระแสวน (eddy current losses)

ความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิส(Hysteresis loss)

เกิดจากโมเมนต์ของสารแม่เหล็กถูกกระตุ้นให้วางตัวในแนวสนามแม่เหล็ก แต่เนื่องจากเป็นสนามกระแสสลับ ดังนั้นโมเมนต์ของสารแม่เหล็กจึงถูกกระตุ้นให้วางตัวอยู่ในแนวสนามในทิศกลับไปกลับมาตามความถี่ของกระแสการกลับตัวไปมานี้ โมเมนต์ของมันจะถูกเบียดและเกิดความเสียดทานระหว่างโมเมนต์ก่อให้เกิดพลังงานความร้อนขึ้น

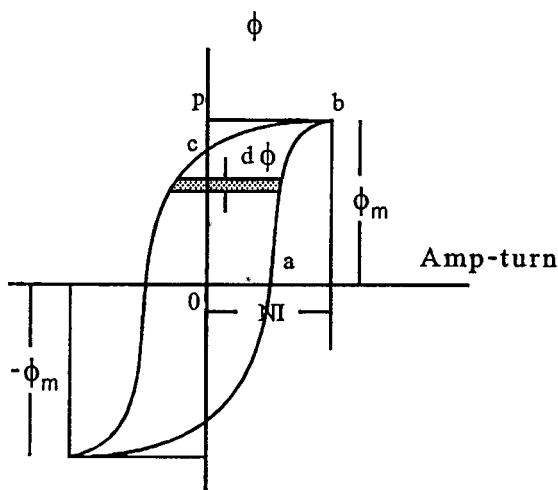
$$\text{แรงดันเหนี่ยวนำในขดลวด (e)} = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (5)$$

$$\text{พลังงานขณะเวลาใดๆในขดลวด} = (-e)I \quad (6)$$

$$\text{พลังงานในช่วงเวลา dt, } dw = (-e)I dt$$

$$= N I d\phi \quad \text{จูลย์} \quad (7)$$

รูปที่ 2.7 แสดงบ่วงฮีสเทอรีซิส



เมื่อ ϕ เป็นค่าของเส้นแรงแม่เหล็ก

I เป็นค่าของกระแสและไฟที่ไหลในขดลวด

N เป็นจำนวนรอบของขดลวด

จากรูปที่ 2.7 พลังงานที่สูญเสียไปจะอยู่ในช่วงตั้งแต่ $-\phi_m$ ถึง ϕ_m

$$\begin{aligned}
 W &= \int_{-\phi_m}^{\phi_m} Ni \, d\phi \\
 &= \int_{-\phi_m}^{\phi_m} H \, dB \quad \text{จูลย์} \quad (8)
 \end{aligned}$$

โดยการแทนค่า $Ni = Hl$ และ $d\phi = AdB$ พื้นที่ของบ่วงฮีสเทอรีซิสจะเป็นอัตราส่วนกับค่า B_m

และ x เป็นค่าคงที่คือ จะเป็น 1.6 สำหรับ low carbon และ 1.7-2.0 สำหรับเหล็กกล้าซิลิกอน

ดังนั้นสมการของ steinmetz สำหรับความสูญเสียจากฮีสเทอรีซิสที่ความถี่ f ต่อวินาทีจะ

เป็น

$$P_h = \eta A l f (B_m)^x \quad (9)$$

โดยที่ η เป็นค่าคงที่ขึ้นอยู่กับชนิดของสาร

A เป็นพื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน

L เป็นความยาวของชิ้นงาน

B เป็นจำนวนของเส้นแรงแม่เหล็กต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

H เป็นค่าแรงทำแม่เหล็ก (Magnetic Force)

หรือเขียนได้ใหม่ว่า

$$P_h = Kf(B_m)^x \quad (10)$$

โดยที่ K เป็นค่าคงที่ขึ้นกับสารแต่ละชนิด ความสูญเสียจากฮิสเตอร์ิซิสนี้เป็นหลักการในการให้ความร้อนแก่สารแม่เหล็ก ภายใต้อุณหภูมิคูรี (Curie Temperature) ซึ่งมีค่าประมาณ 1420 องศาฟาเรนไฮต์ ที่อุณหภูมิสูงกว่านี้ขึ้นไป ความสูญเสียจากฮิสเตอร์ิซิสจะถูกจำกัดโดยคุณสมบัติการเป็นแม่เหล็กของสาร คือจะไม่แสดงคุณสมบัติเป็นสารแม่เหล็กที่อุณหภูมิสูงกว่าอุณหภูมิคูรี

การสูญเสียจากกระแสวน (Eddy current loss)

เกิดจากสนามแม่เหล็ก ไปเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในชิ้นงาน ทำให้มีกระแสไหลวนภายใน ผ่านความต้านทานของชิ้นงานเกิดเป็นพลังงานความร้อนตามสมการ

$$P_e = \epsilon M^2 (B_m)^2 t^2 / \delta \quad \text{จูลย์} \quad (11)$$

โดยที่ ϵ เป็นค่าคงที่หาได้จากการทดลอง

M เป็นมวลของประจุ

δ เป็นความหนาแน่นประจุ

t เป็นความหนักรของประจุ

หรือเขียนสมการใหม่ได้ว่า

$$P_e = Kf^2 (B_m)^2 \quad \text{จูลย์} \quad (12)$$

โดยค่า K เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นกับขนาดและคุณสมบัติของชิ้นงาน

จากสมการการสูญเสียของฮีสเตอร์ซิซ และกระแสวน (10) และ(12) จะเห็นว่าพลังงานที่เกิดขึ้นทั้งหมดจะขึ้นอยู่กับความถี่และค่าความหนาแน่นฟลักซ์มากที่สุด ดังนั้นเราจึงควบคุมพลังงานทั้งหมดโดยการเลือกใช้ความถี่ และความหนาแน่นฟลักซ์ (flux density) นอกจากนี้ความถี่จะมีผลต่อความชื้นซาบของความร้อนในชิ้นงานเนื่องมาจากผลของปรากฏการณ์ผิว ซึ่งทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์ และความหนาแน่นกระแสสูงบริเวณผิวเมื่อความถี่สูงขึ้น

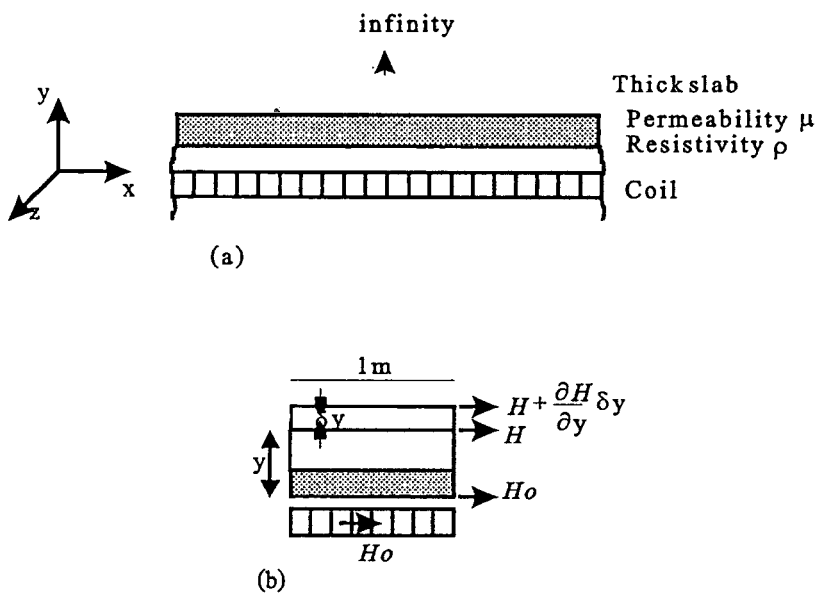
ทฤษฎีของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ สามารถอธิบายให้เข้าใจโดยอาศัยทฤษฎีของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในการศึกษาบททฤษฎีเหล่านี้ต้องใช้สมการคณิตศาสตร์ที่ยังยากจึงได้พยายามศึกษาทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานที่มีลักษณะอุดมคติที่เรียกว่า Semi-infinite Slab เป็นการเบื้องต้นก่อน ซึ่งผลที่ได้จะเป็นสมการคณิตศาสตร์ที่ง่ายในรูปของฟังก์ชันชานน์ และเอกซ์โปเนนเชียล และจากนั้นจึงค่อยศึกษาการเหนี่ยวนำความร้อนสำหรับชิ้นงานที่มีลักษณะเป็นรูปทรงกระบอกตัน ซึ่งผลที่ได้จะเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อนในรูปของ Bessel Function และ Hyperbolic Function แต่อย่างไรก็ตามการพิจารณาชิ้นงานที่มีลักษณะอุดมคติก่อน จะช่วยทำให้เกิดความเข้าใจกลไกในการเหนี่ยวนำความร้อนสำหรับชิ้นงานอื่นได้ดี โดยเฉพาะชิ้นทรงกระบอกตัน ทั้งนี้เพราะชิ้นงานแบบ Semi-infinite Slab ก็คือ ชิ้นงานทรงกระบอกตันที่มีรัศมีเป็นอนันต์นั่นเอง ทฤษฎีที่จะกล่าวต่อไปนี้ได้อธิบายตามหนังสืออ้างอิง

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานอุดมคติ

ชิ้นงานอุดมคติที่กล่าวถึงคือชิ้นงานที่เรียกว่า Semi-infinite Slab ซึ่งถือว่าชิ้นงานนี้ยาว และหนามาก ซึ่งการสมมติแบบนี้จะช่วยให้ผลเฉลยของการวิเคราะห์อยู่ในรูปฟังก์ชันง่าย ๆ ดังได้กล่าวไปแล้ว จากรูปที่ 2.8 แสดงระบบที่ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และชิ้นงานอุดมคติ ซึ่งวางชิดติดกับขดลวดทำให้สมมติได้ว่าที่ผิวของชิ้นงานมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_0 เท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดสร้างขึ้น ซึ่งความเข้มสนามแม่เหล็กนี้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน X และเป็นปริมาณเวกเตอร์ โดยจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลที่ผิวของชิ้นงานในทิศทางแกน Z ส่วนทิศทางตามแกน Y จะชี้ไปตามแนวความหนาของชิ้นงาน

รูปที่ 2.8 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานลักษณะอุดมคติ



ในที่นี้จะสมมติเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานดังนี้

$$H_{x(y=0)} = H_{om} \cos \omega t \tag{13}$$

$$H_y = 0$$

$$H_z = 0$$

โดยที่ H_{om} คือค่ายอดของ H_x ที่ผิวชิ้นงาน ($y=0$)

การกระจายของสนามแม่เหล็ก(H) สนามไฟฟ้า(E) และความหนาแน่นกระแส(J) ในชิ้นงานโลหะที่ความถี่ค่อนข้างต่ำ (ไม่เกิน 10^{10} Hz) อธิบายโดยใช้สมการพื้นฐานทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\nabla^2 \bar{H} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial J}{\partial t} \quad (14)$$

$$\nabla^2 \bar{E} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial E}{\partial t} \quad (15)$$

$$\nabla^2 \bar{J} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial J}{\partial t} \quad (16)$$

พิจารณาที่สนามแม่เหล็ก H จาก

$$\begin{aligned} \nabla^2 H &= \frac{\partial^2 H}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} \\ &= \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial (H_x + H_y + H_z)}{\partial t} \end{aligned}$$

เนื่องจาก $H_y = H_z = 0$ ดังนั้น $H = H_x$ เท่านั้น แต่จะไม่มี การเปลี่ยนแปลงของปริมาณสนามแม่เหล็กที่เวลาใดเวลาหนึ่งต่อระยะทางตามแนวแกน X และแกน Z ดังนั้น

$$\nabla^2 H = \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (18)$$

คำตอบของสมการอนุพันธ์ย่อยจะมีผลเฉลยในรูป $H_x = H_x(y) \cos \omega t$ ซึ่ง $H_x(y)$ คือการเปลี่ยนแปลงของ H_x กับระยะทางในแนวแกน Y (ความลึกจากผิวของชิ้นงาน) แต่ในการวิเคราะห์สามารถแทน H_x ให้อยู่ในรูปของปริมาณเชิงซ้อน $H_x(y) \exp(j\omega t)$ ก่อน แล้วหลังจากที่ได้ผลเฉลยจึงค่อยนำเฉพาะค่าส่วนจริง (Real Point) ไปใช้ จากการแทนค่าปริมาณเชิงซ้อนในสมการที่ (18) ได้ผลดังนี้

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - j \frac{\mu}{\rho} \omega H_x = 0$$

$$\text{ให้ } \alpha^2 = \frac{\mu \omega}{2\rho} = \frac{1}{\delta^2}$$

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - 2j\alpha^2 H_x = 0$$

เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - k^2 H_x = 0$$

โดยที่ $k^2 = 2j\alpha^2$ สมการข้างบนจึงมีผลเฉลยดังนี้

$$H_x(y) = A_1 \exp(ky) + A_2 \exp(-ky) \quad (19)$$

จากเงื่อนไขขอบเขต เมื่อ $y = \infty$ และ H_x จะต้องมีค่าจำกัดค่าใดค่าหนึ่ง ดังนั้นจะได้ $A_1 = 0$
 และที่ขอบเขต $y = 0$; $H_x(y) = H_{om} \exp(j\omega t)$ ดังนั้นจะได้ $A_2 = H_{om} \exp(j\omega t)$ แทนค่าในสมการ (19)
 จะได้

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-ky) \exp(j\omega t)$$

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y \sqrt{2j}) \exp(j\omega t)$$

แต่ $\sqrt{2j} = 1+j$ ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 H_x(y) &= H_{om} \exp[-(1+j)\alpha y] \exp(j\omega t) \\
 &= H_{om} \exp[-(1+j)\alpha y + j\omega t] \\
 &= H_{om} \exp(-\alpha y) \exp[j(\omega t - \alpha y)]
 \end{aligned}$$

ใช้ค่าตอบเฉพาะส่วนจริง

$$H_x = H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (20)$$

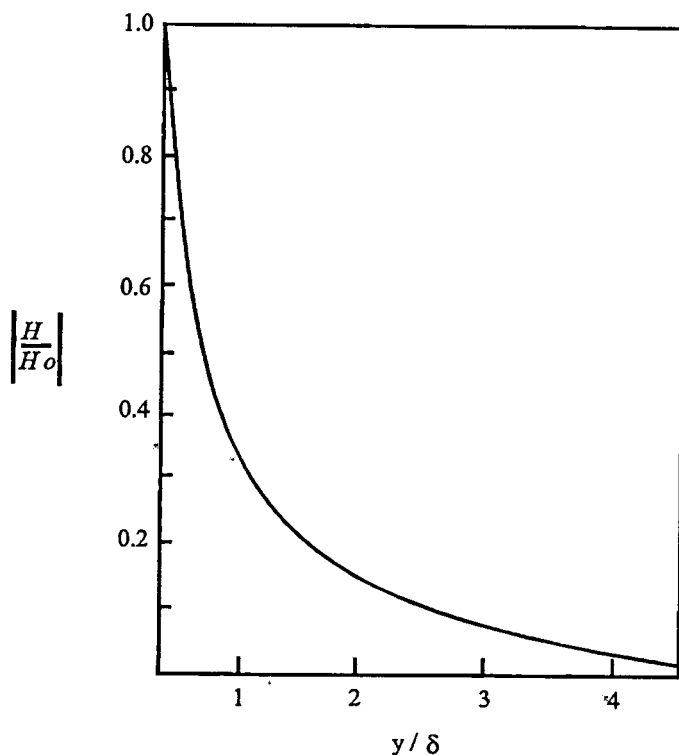
จากผลเฉลยตามสมการที่ (20) พบว่าที่บริเวณผิวของชิ้นงาน $y = 0$ จะได้ค่า $H_x = H_{om} \cos\omega t$ ตามเงื่อนไขขอบเขตที่สมมติไว้ และที่ระยะใดๆ จากผิวของชิ้นงานในทิศทางแกน y ขนาดของความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าลดลงแบบเอกซ์โปเนนเชียล และการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสที่ระยะใดๆ จากผิวของชิ้นงานจะเป็นแบบล่าช้าเมื่อเทียบกับมุมเฟสที่ผิว ซึ่งล่าช้าเป็นปริมาณ $\alpha y = y/\delta$ จากสมการที่ (20) เมื่อ $y = 1/\alpha$ ปริมาณของ H จะลดลงเป็น e^{-1} เท่าของค่า H ที่ผิว และเฟสจะเปลี่ยนไป 1 เรเดียน (57.3 องศา) ที่ ความลึกซึ่งขนาดของ H เป็น $1/e = 0.368$ เท่าของค่าที่ผิว ค่า y ที่จุดนี้เป็นปริมาณสำคัญซึ่งนิยามให้เรียกว่า ความลึกผิว (skin depth), δ

$$\text{จากตัวแปรที่นิยามไว้แล้ว } \alpha^2 = \frac{\mu\omega}{2\rho} \text{ ดังนั้น}$$

$$\text{ความลึกผิว } \delta = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r \mu_0}} \quad (21)$$

จากรูปที่ 2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก กับระยะจากผิวชิ้นงาน ซึ่งบอกเป็นอัตราส่วน y/δ หรือจำนวนเท่าของความลึกผิวซึ่งเป็นระยะทางจากผิวของชิ้นงานที่นิยามไว้ในงานของการเหนี่ยวนำความร้อนมาก จากค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (\vec{H}) ในสมการที่ (20) จะสามารถหาค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (\vec{B}) ความหนาแน่นกระแส (\vec{J}) และค่าความเข้มสนามไฟฟ้า (\vec{E}) ได้ โดยใช้ความสัมพันธ์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนี้

รูปที่ 2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก กับระยะทางจากผิวชิ้นงาน



จาก $\vec{B} = \mu\vec{H}$

ดังนั้น $B_y(y) = B_{om}(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y)$ (22)

และจากสมการของแมกซ์เวลล์ $\vec{J} = \text{curl}(\vec{H})$

$$\text{curl } \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix}$$

เนื่องจาก $H_y = H_z = 0$ และไม่มีการเปลี่ยนแปลงของ H ในทิศทางตามแกน x และแกน z

ดังนั้น

$$\text{curl } \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

จะได้

$$\vec{J}_z = \vec{k} \frac{\partial H_x}{\partial y} = \vec{k} \left\{ -\exp(j\omega t) \left[\frac{\partial}{\partial y} \exp(-\alpha y \sqrt{2j}) \right] \right\} H_{om}$$

$$\vec{J}_z = \vec{k} [\alpha \sqrt{2j} \exp(-\alpha y \sqrt{2j} + j\omega t)] H_{om}$$

แต่ $\sqrt{2j} = 1+j = \sqrt{2} \exp(j\frac{\pi}{4})$

$$\vec{J}_z = \vec{k} \left\{ \alpha \sqrt{2} \exp[-\alpha y(1+j) + j\omega t + j\frac{\pi}{4}] \right\} H_{om} \quad (23)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริงได้ $\vec{J}_z = \vec{k} \alpha \sqrt{2} H_{om} [\exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4})]$ (24)

จากสมการ (23) ที่ได้แสดงให้เห็นว่าความหนาแน่นกระแสที่เหนี่ยวนำมีทิศทางตั้งฉากกับความเข้มสนามแม่เหล็กเสมอ กล่าวคือมีทิศทางตามแกน Z และมีมุมเฟสหน้ากับความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ 45 องศา ($\pi/4$)

เมื่อ $y = 0$ $J_{z0} = \sqrt{2} H_{om} \alpha \exp[j(\omega t + \frac{\pi}{4})]$

จาก $H_{x0} = H_{om} \exp(j\omega t)$

$$J_{z0} = \sqrt{2} H_{x0} \alpha \exp(j\frac{\pi}{4})$$

ดังนั้น $\vec{J}_z = J_{om} \exp(j\omega t - \alpha y \sqrt{2j})$

ใช้เฉพาะส่วนจริง $J_z(y) = J_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y)$ (25)

จากผลเฉลยของความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่าความเข้มสนามไฟฟ้าจากความสัมพันธ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังนี้

จาก $\vec{E} = \rho \vec{j}$

ดังนั้น $E_z = \rho J_z$

$$E_z(y) = \rho J_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (26)$$

จากผลเฉลยของ \vec{B} , \vec{J} , \vec{E} ตามสมการข้างต้นจะพบว่าปริมาณเหล่านี้จะมีลักษณะเหมือนกันกับ \vec{H} คือเป็นไปตามปรากฏการณ์ผิว นั่นคือที่ระยะความลึกจากผิวเข้ามาปริมาณเหล่านี้จะลดลงแบบเอกซ์โปเนนเชียล

ความร้อนที่เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำ เป็นผลมาจากกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในชั้นงานเนื่องจากมีกระแสไหล จากค่าความหนาแน่นของกระแสในชั้นงานสามารถหาค่ากำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวได้โดยการอินทิเกรต ρJ^2 ตลอดปริมาตร ต่อ 1 คาบเวลาดังนี้

$$P_s = \int_0^\infty \rho J_z^2 dy(x_1)(x_1) \quad *$$

$$P_s = \rho J_{om} \int_0^\infty \int_0^\infty \exp(-2\alpha y) \cos^2(\omega t - \alpha y) dy dt$$

$$P_s = \frac{\rho}{2} J_{om}^2 \int_0^\infty \exp(-2\alpha y) dy \quad (27)$$

$$P_s = \frac{\rho J_{om}^2}{4\alpha} = \frac{\rho J_{om}^2 \delta}{4} \quad (28)$$

แต่จาก $|J_{om}| = \sqrt{2}|H_{om}|\alpha = \frac{\sqrt{2}|H_{om}|}{\delta}$

$$P_s = \frac{\rho H_{om}^2}{2\delta} \quad (29)$$

$$P_s = \frac{\rho H_0^2}{\delta} \quad (30)$$

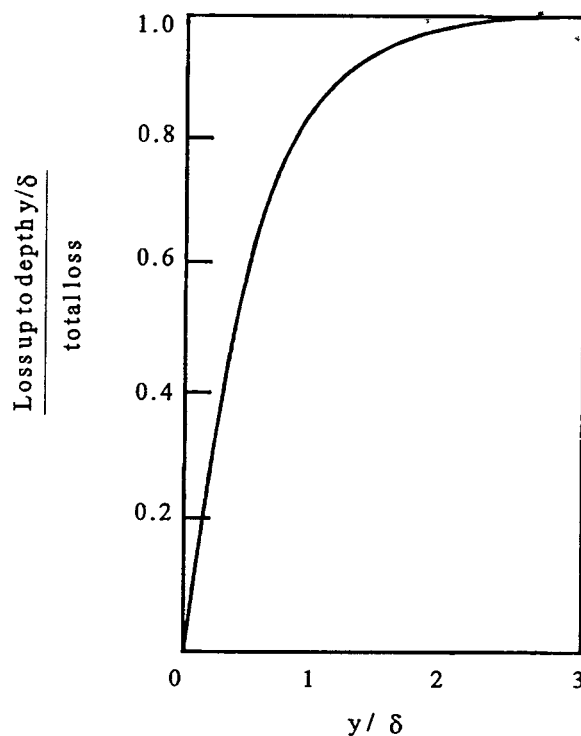
โดยที่ H_0 คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของ H ที่ผิว

จากสมการที่ (27) เราสามารถหาค่ากำลังสูญเสียต่อ 1 หน่วยได้อย่างง่าย โดยแสดงเป็นสัดส่วนของกำลังสูญเสียจากผิวถึงระดับความลึก $y(P_{sy})$ ต่อกำลังสูญเสียของชั้นงาน (P_s) ด้วยวิธีการอินทิเกรตตามสมการที่ (27) แบบเปลี่ยนขอบจำกัดบนของการอินทิเกรตดังนี้

$$\frac{P_{sy}}{P_s} = \frac{[\exp(-2\alpha y)]_0^y}{[\exp(-2\alpha y)]_0^\infty} = \frac{\exp(-2\alpha y) - 1}{0 - 1} = 1 - \exp(-2\alpha y) \quad (31)$$

จากรูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของ P_{sy} และ P_s กับสัดส่วนของระยะทางจากผิว และความลึกผิว โดยจะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียเกือบ 90% จะเกิดขึ้นในช่วงความลึกผิว ทำให้สามารถใช้ประโยชน์ด้านนี้สำหรับการชุบแข็งที่ผิว และด้วยวิธีการปรับความถี่ให้สูงขึ้น ก็จะทำให้ความลึกผิวแคบลงตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (21)

รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียต่อพื้นที่ กับระยะจากผิวชั้นงาน



จากค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก \vec{B} ในสมการที่ (22) สามารถหาค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมคือหนึ่งหน่วยความยาว ได้ โดยการอินทิเกรต $B_x(y)$ ตลอดชั้นงาน

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น} \quad \phi &= \text{Real} [\mu H_{om} \int_0^{\infty} \exp[j\omega t - (1+j)\alpha y]] (dyx1) \\ \phi &= \frac{\mu H_{om}}{\sqrt{2}\alpha} \cos(\omega t - \frac{\pi}{4}) \end{aligned} \quad (32)$$

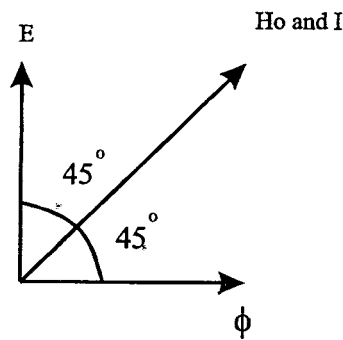
ส่วนแรงเคลื่อนสนามไฟฟ้าในชั้นงาน ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์สนามแม่เหล็กกับเวลามีค่าดังนี้

$$E = N \frac{d\phi}{dt}$$

$$E = \frac{-\mu N}{\sqrt{2\alpha}} \omega H_{om} \sin(\omega t - \frac{\pi}{4})$$

$$E = \frac{\mu N}{\sqrt{2\alpha}} \omega H_{om} \cos(\omega t + \frac{\pi}{4}) \quad (33)$$

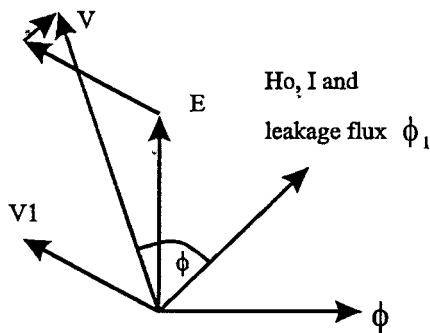
รูปที่ 2.11 แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรม ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก กับแรงดัน
ในกรณีที่ขดลวดเหนี่ยวนำเป็นแบบอุดมคติ



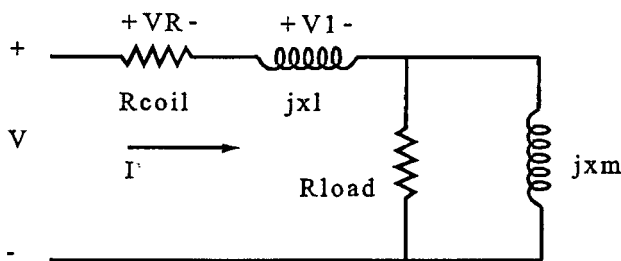
จากสมการที่ (32) และ(33) จะเห็นว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_{om} และมุมเฟสจะล้าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\pi/4$ ส่วนแรงดันที่เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำจะนำหน้าความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\pi/4$ โดยในขณะที่กระแสสนามที่ไหลในขั้วงานมีมุมเฟสเดียวกับกับความเข้มสนามแม่เหล็ก ดังนั้นตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ของขั้วงานจึงหาได้จากความสัมพันธ์ระหว่าง E และ I โดยดูจากเฟสเซอร์ไคอะแกรม ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งจากไคอะแกรมตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบล้าหลังมีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบใน ส่วนจริง และจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลมีค่าเท่ากัน แต่ตามความเป็นจริง ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งจะทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบลดลง และตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวเองอยู่ ทำให้เฟสเซอร์ไคอะแกรม

ของระบบเปลี่ยนแปลงไปดังรูปที่ 2.12 และสามารถเขียนแบบจำลองวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของระบบนี้ได้ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งจากแบบจำลองของระบบที่มีชิ้นงานเรียกว่า Slab นี้ อาจมองว่าเป็นรีแอกเตอร์ (Reactor) แกนเหล็กที่มีโหนดเป็นลักษณะพิเศษ กล่าวคือมีค่าความต้านทาน และค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) เท่ากัน ซึ่งฟลักซ์แม่เหล็กที่ผ่านรีแอกแตนซ์นี้ก็คือ แมกเนติกฟลักส์ (Magnetizing Flux) นั่นเอง

รูปที่ 2.12 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก กับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ



รูปที่ 2.13 แสดงแบบจำลองวงจรสมมูลของขดลวดให้ความร้อน และชิ้นงาน



การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานทรงกระบอกตัน

จากหัวข้อที่แล้วเป็นการพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานอุดมคติ ซึ่งในทางปฏิบัติชิ้นงานจริงจะมีขอบเขตที่จำกัดได้ไม่เหมือนกับที่สมมติไว้ ในชิ้นงานอุดมคติ ชิ้นงานใน

ทางปฏิบัติส่วนใหญ่จะมีรูปร่างทรงกระบอก ดังนั้นการพิจารณาในหัวข้อนี้จะใช้ชิ้นงานทรงกระบอกตันเป็นหลัก และเพื่อความสะดวกจะต้องใช้พิกัดทรงกระบอกด้วย

สมมติให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ $H = H_{om} \cos \omega t$ และจากสมการพื้นฐานทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อพิจารณาในพิกัดทรงกระบอกจะเป็นดังนี้

$$\frac{d^2 H}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dH}{dr} - k^2 H = 0 \quad (34)$$

โดยที่ $k = \frac{j\mu\omega}{\rho} = 2\alpha^2 j$

สมการนี้เป็นรูปแบบหนึ่งใน Bessel's Equation ดังนั้นผลเฉลยของสมการจึงอยู่ในรูป Bessel's Equation โดยมีรูปแบบดังนี้

$$H = AI_0(kr) + BK_0(kr) \quad (35)$$

โดยที่ I_0 และ K_0 คือ Bessel's Function อันดับศูนย์ A และ B คือค่าคงที่ที่ส่วน k เป็นปริมาณเชิงซ้อน ในการหาผลเฉลยของสมการที่ (35) จะต้องหาค่าของค่าคงที่ทั้งสอง โดยแทนเงื่อนไขขอบเขตของชิ้นงานในพิกัดทรงกระบอก ซึ่งในที่นี้จะไม่แสดงรายละเอียด แต่สามารถหาข้อมูลได้จาก (John Davies and Peter Simpson, 1979) โดยผลเฉลยที่สมบูรณ์จะเป็นดังนี้

$$\frac{H_r}{H_R} = \frac{\text{ber}(\sqrt{2}\alpha r) + j\text{bei}(\sqrt{2}\alpha r)}{\text{ber}(\sqrt{2}\alpha R) + j\text{bei}(\sqrt{2}\alpha R)} \quad (36)$$

โดยที่ R คือ รัศมีของทรงกระบอก และ r คือรัศมีใดๆในพิกัดทรงกระบอก ดังนั้น H_R ก็คือความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน และ H_r คือความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะ r จากศูนย์กลางชิ้นงาน จากนั้นสามารถหาค่าความหนาแน่นกระแสได้ดังนี้

$$J_r = \sqrt{2}\alpha H_R \frac{\text{ber}'\sqrt{2}\alpha r + j\text{bei}'\sqrt{2}\alpha r}{\text{ber}\sqrt{2}\alpha R + j\text{bei}\sqrt{2}\alpha R} \quad (37)$$

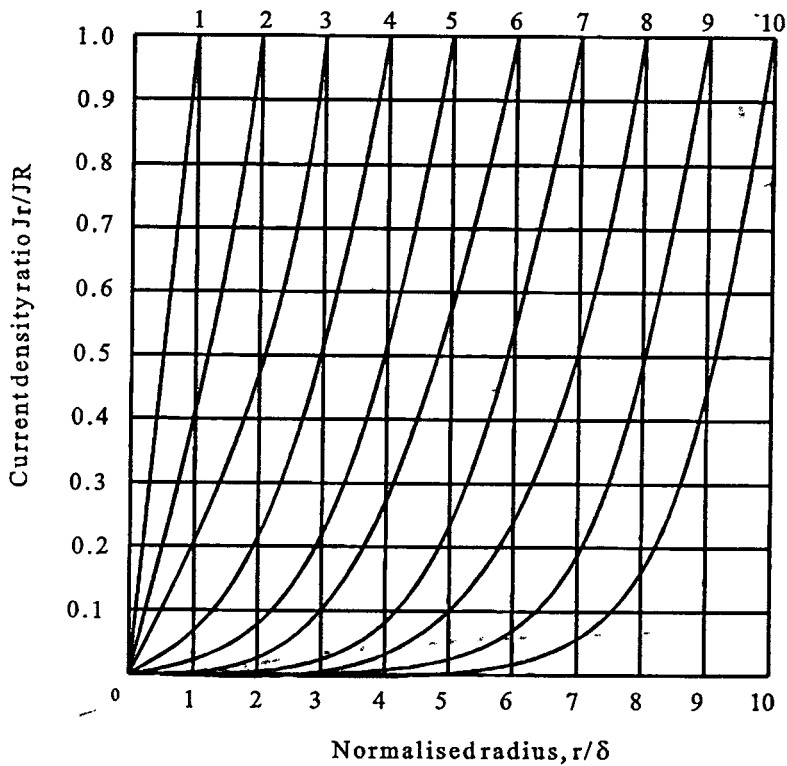
$$\frac{J_r}{J_R} = \frac{\text{ber}'\sqrt{2\alpha r} + j\text{bei}'\sqrt{2\alpha r}}{\text{ber}'\sqrt{2\alpha R} + j\text{bei}'\sqrt{2\alpha R}} \quad (38)$$

$$\left| \frac{J_r}{J_R} \right| = \frac{\left\{ \text{ber}'^2\sqrt{2\alpha r} + \text{bei}'^2\sqrt{2\alpha r} \right\}}{\sqrt{\left\{ \text{ber}'^2\sqrt{2\alpha R} + \text{bei}'^2\sqrt{2\alpha R} \right\}}} \quad (39)$$

จากสมการข้างต้นสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ $\left| \frac{J_r}{J_R} \right|$ กับ $\frac{r}{\delta}$ โดยมี $\frac{R}{\delta}$ เป็นตัว

พารามิเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.14

รูปที่ 2.14 แสดงการกระจายของความหนาแน่นกระแส ของชิ้นงานทรงกระบอกตัน



จากหัวข้อที่แล้วซึ่งงานเป็นแบบอุดมคติที่เรียกว่า Semi-Infinite Slab ผลเฉลยจะอยู่ในรูปของเอกซ์โปเนนเชียล แต่ในกรณีที่ซึ่งงานเป็นแบบทรงกระบอกตันนี้ ผลเฉลยจะอยู่ในรูปของ ber และ bei ซึ่งเป็นคณิตศาสตร์ที่ซับซ้อน ในการวิเคราะห์จึงนิยมใช้กราฟแทนการวิเคราะห์ทางสมการโดยตรง ซึ่งจากความสัมพันธ์ในรูปที่ 2.14 จะช่วยให้เราเข้าใจการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในชั้นงานทรงกระบอกตันได้ดี และถ้าพิจารณาในกรณีที่ทรงกระบอกตันมีขนาดใหญ่ หรือค่าพารามิเตอร์ R/δ มีค่าสูงขึ้นเรื่อยๆจะสังเกตได้ว่า Current Density Ratio ที่ระดับความลึกผิว δ จะมีค่าเข้าใกล้ 0.368 ซึ่งก็สอดคล้องกับกรณีที่ซึ่งงานเป็นแบบอุดมคติ

ส่วนค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมที่คาร์สมิโคๆ ϕ_r มีค่าดังสมการที่ (40)

$$\phi_r = \frac{2\pi\mu H_{Rm} r}{\sqrt{2\alpha}} \frac{\text{bei}'\sqrt{2\alpha}r - j\text{ber}'\sqrt{2\alpha}r}{\text{ber}\sqrt{2\alpha}r + j\text{bei}\sqrt{2\alpha}r} \quad (40)$$

และที่ $r=R$

$$\phi_R = \frac{\sqrt{2}\pi\mu H_{Rm} R}{\alpha} \frac{\text{bei}'\sqrt{2\alpha}R - j\text{ber}'\sqrt{2\alpha}R}{\text{ber}\sqrt{2\alpha}R + j\text{bei}\sqrt{2\alpha}R} \quad (41)$$

จากสมการที่ (41) ϕ_R ก็คือฟลักซ์สนามแม่เหล็กทั้งหมดที่คล่องผ่านชั้นงาน และถ้าจัดรูปของสมการนี้ให้ดูง่ายขึ้น โดยแบ่งให้เป็นส่วนจริง และส่วนจินตภาพจะได้

$$\phi_r = \mu H_{m} A_w (q - jp) = \phi_q - j\phi_p \quad (42)$$

โดยที่

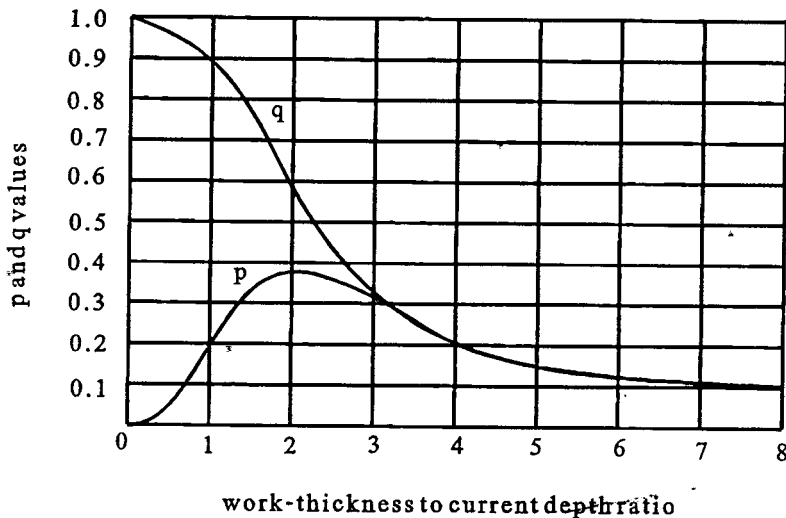
$$q = \frac{\sqrt{2}}{\alpha R} \frac{\text{bei}'\sqrt{2\alpha}R \text{ber}\sqrt{2\alpha}R - \text{ber}'\sqrt{2\alpha}R \text{bei}\sqrt{2\alpha}R}{\text{ber}^2\sqrt{2\alpha}R + \text{bei}^2\sqrt{2\alpha}R} \quad (43)$$

$$p = \frac{\sqrt{2}}{\alpha R} \frac{\text{bei}'\sqrt{2\alpha}R \text{ber}\sqrt{2\alpha}R - \text{ber}'\sqrt{2\alpha}R \text{bei}\sqrt{2\alpha}R}{\text{ber}^2\sqrt{2\alpha}R + \text{bei}^2\sqrt{2\alpha}R} \quad (44)$$

และ A_w คือพื้นที่หน้าตัดของชั้นงาน $= \pi R^2$

ตัวแปร p และ q เป็นตัวแปรที่สำคัญมากในการกำหนดค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็ก และค่ากำลังงานที่ชิ้นงาน จากสมการที่ (43) และ (44) สามารถแสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง p, q กับ d/δ ได้ดังรูปที่ 2.15 โดยที่ $d = 2R$ คือเส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงาน ทำให้ $\alpha R = d/2\delta$ จากการคำนวณพบว่าถ้า d/δ มีค่ามากกว่า 8 แล้ว q จะมีค่า $\frac{2}{d/\delta}$ และ p จะมีค่า $\frac{2}{(1.23 + d/\delta)}$ หรือสังเกตได้ว่าเมื่อเส้นผ่านศูนย์กลางมีค่าใหญ่มาก ค่า p และ q จะมีค่าลู่เข้าหากัน นั่นแสดงว่ามุมของ ϕ ที่ตามหลัง H ก็จะวิ่งเข้าหา $\pi/4$ ซึ่งก็สอดคล้องกับมุมที่คำนวณได้ในกรณีของชิ้นงานที่เป็น Semi-Infinite Slab

รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ d/δ



ในการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำนั้นผลที่ได้สามารถนำไปใช้ได้กับงานจำพวกการชุบแข็งเนื่องจากที่ความถี่สูงความหนาแน่นของกระแสจะสูงที่ผิว โดยความหนาแน่นกระแสจะลดลงเหลือ 0.368 เท่าของที่ความหนาแน่นกระแสที่ผิว จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมรูปที่ 2.11 กระแสจะตามแรงดัน อยู่ 45 องศา ซึ่งจะแสดงอยู่ในส่วนของผลการทดลองดังในภาพที่ 6.25

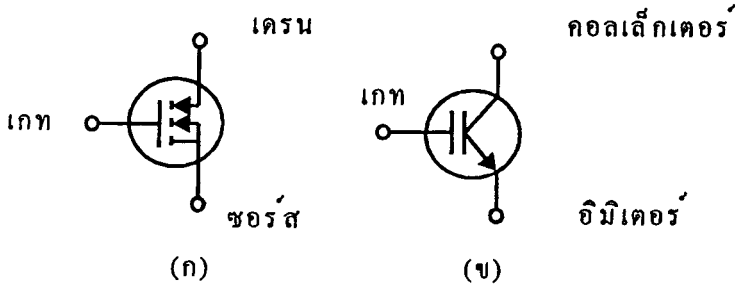
บทที่ 3

Insulated Gate Bipolar Transistor(IGBT)

โครงสร้างและสัญลักษณ์

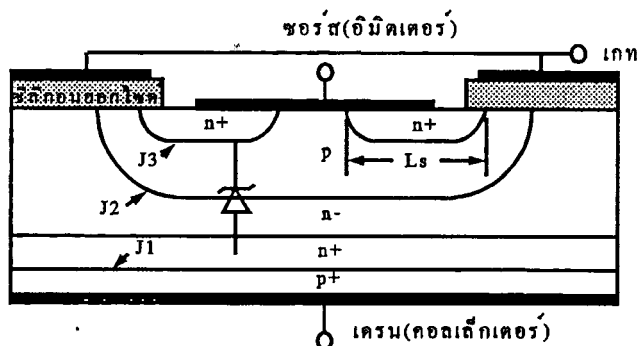
IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) ค่อนข้างจะเป็นอุปกรณ์ที่ใหม่ จึงทำให้มีสัญลักษณ์แทนชนิดและตัว IGBT อยู่หลายรูปแบบด้วยกัน ที่ใช้กันมากก็มีอยู่สองแบบ ดังแสดงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นสัญลักษณ์และชื่อเรียกขาต่างๆของ IGBT ชนิดเอ็นแชนเนล

รูปที่ 3.1 แสดงสัญลักษณ์ และการเรียกชื่อขาของ IGBT ทั้ง 2 แบบ



จากรูปที่ 3.1(ก) จะเห็นว่า มีลักษณะคล้ายกับสัญลักษณ์ของมอสเฟตมาก เพียงแต่ว่าสัญลักษณ์ของ IGBT นั้นจะมีลูกศรเพิ่มขึ้นมาตรงขาเดรนลักษณะของลูกศรจะชี้เข้าหาตัวหรือชี้เข้าหาชั้นของซิลิคอนภายในตัว IGBT ซึ่งจะใช้สัญลักษณ์ในรูป (ก)

รูปที่ 3.2 แสดงภาพตัดขวาง โครงสร้างพื้นฐานของ IGBT

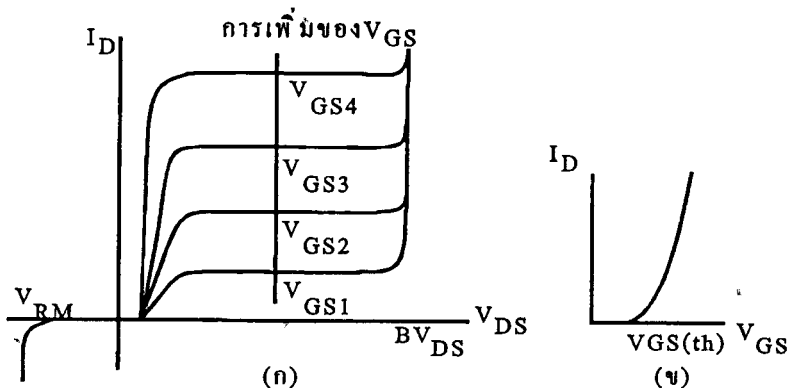


โครงสร้างของ IGBT ชนิดเอ็นแชนเนลแสดงเป็นภาพตัดขวางได้ดังรูปที่ 3.2 โครงสร้างโดยรวมส่วนใหญ่มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมาก จะแตกต่างกันตรงที่ IGBT จะมีชั้น P+ หรือชั้นอินเจกติ้ง (injecting) ต่อยู่ระหว่างขาเดรน ซึ่งในมอสเฟตนั้นไม่มี จากการที่ขาเกตกันด้วยชั้นของซิลิกอนออกไซด์ (SiO₂) เป็นผลทำให้ความต้านทานอินพุตที่ขาเกตมีค่าสูงมาก เหมือนกับเพาเวอร์มอสเฟต โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในช่วง 10⁹ โอห์ม

จากผลดังกล่าวทำให้ลักษณะของกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT มีลักษณะคล้ายกับกราฟของทรานซิสเตอร์ แต่การควบคุมกระแสเดรนจะอาศัยการควบคุมแรงดันระหว่างขาเกตกับขาขอรส์มากกว่า การควบคุมกระแสที่ขานี้เหมือนกับทรานซิสเตอร์ที่ขานี้เหมือนกับทรานซิสเตอร์ ซึ่งกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแส และแรงดันของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 3.3(ก) และสำหรับรูปที่ 3.3(ข) เป็นกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสและแรงดัน

รูปกราฟแสดงให้เห็นว่าส่วนใหญ่ของเส้นกราฟจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงแต่จะเริ่มโค้งที่กระแสเดรนมีค่าต่ำๆ นั่นก็คือจุดที่แรงดันระหว่างขาเกตและขาขอรส์ต่ำลงใกล้แรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนสภาวะการทำงาน (จุดแรงดันเทรซโวลต์ threshold voltage : $V_{gs(th)}$) โดยถ้าแรงดันระหว่างเกต และขอรส์นี้ต่ำกว่าแรงดันที่จุด $V_{gs(th)}$ แล้ว IGBT จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสหรือกัตออฟ ในกรณีของ IGBT ชนิดพีแชนเนลนั้น คุณสมบัติจะคล้ายกับเอ็นแชนเนลนั้น แต่โครงสร้างและสัญลักษณ์จะมีลักษณะตรงกันข้ามกับเอ็นแชนเนล เช่น ชนิดของสารที่ได้ไปจากเอ็นแชนเนลก็จะเปลี่ยนเป็นตรงกันข้าม, สัญลักษณ์ลูกศรก็จะกลับเอาหัวลูกศรกลับไปในทางตรงกันข้าม

รูปที่ 3.3 (ก) แสดงกราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติระหว่างกระแส และแรงดันของ IGBT
(ข) แสดงกราฟแสดงลักษณะสมบัติการถ่ายโอนของ IGBT

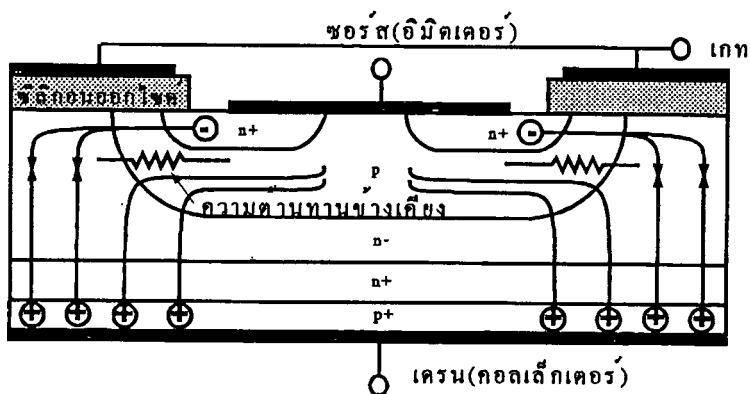


สถานะนำกระแส

เมื่อขาเดรนได้รับแรงดันไบแอสตรงคือ เป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์ส และแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สมีค่าเกิน $V_{gs(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาคเกตจะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี้ (body layer) ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n - (drift region) เข้ากับบริเวณซอร์ส $n+$ (source region) ซึ่งลักษณะเช่นนี้ เหมือนกับการทำงานของมอสเฟต กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขาซอร์สผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณลอยเลื่อน n - จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์ติ้ง $p+$ (ดูรูปโครงสร้างใน รูปที่ 3.2) เพราะรอยต่อ $J1$ ได้รับแรงดันไบแอสตรง ทำให้ IGBT อยู่ในสถานะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรนไปซอร์สได้ การรวมกันของโฮล และอิเล็กตรอนภายในบริเวณ n - เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (conductivity modulation)

ผลของการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n - มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารถในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์กำลัง ผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สถานะนำกระแสลดต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงด้วยทิศทาง การไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงไว้ในรูปที่ 3.4

รูปที่ 3.4 แสดงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอน และโฮลในขณะนำกระแส



สภาวะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกต และขอรส์ลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{gs(th)}$ จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี p เป็น n ได้ ทำให้บริเวณ n- ไม่ต่อกับบริเวณขอรส์ n+ IGBT จึงอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ในสภาวะนี้รอยต่อ J2 ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับจะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (depletion region) ขึ้นที่รอยต่อ J2 ด้วย

บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนกินเข้ามายังบริเวณ n- มากกว่าที่จะขยายไปยังบริเวณชั้นบอดี p ทั้งนี้เพราะชั้นบอดี p มีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่โด๊ปในบริเวณลอยเลื่อน n- มากเพียงพอ ก็จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจ็คติง p+ ได้ ชั้นบัฟเฟอร์ n+ หรือ buffer layer (ดังในรูปที่ 3.2) ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือไม่จำเป็นต้องโด๊ปสาร

ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสอง จะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบแอสตรงสำหรับ IGBT ที่ไม่มีการโด๊ปสารในชั้นบัฟเฟอร์ n+ นี้จะเรียกว่า IGBT แบบสมมาตร ซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับ (V_{rm} หรือ BV_{sds}) สูงพอๆกับค่าอัตราทนแรงดันไหลตรง (BV_{dss}) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาของบริเวณ n- ลงแต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรงไว้สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n+ เข้าไป เพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับ

บริเวณอินเจ็กต์ $p+$ ซึ่งจะเรียก IGBT ชนิดนี้ว่า IGBT แบบ ไม่สมมาตร และจากการลดความหนาของบริเวณลอยเลื่อน $n-$ ลง จะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการคือ

- ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วย
- ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้

แต่ข้อเสียของการเพิ่มขึ้นบัพเฟอร์ $n+$ ก็มี คือจะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบลวัตต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT ได้รับแรงดันไบแอสกลับที่ขาเดรน รอยต่อ J1 ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมาก จะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูง ดังนั้น IGBT ชนิดนี้จึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การแลตช์ใน IGBT

นอกจากโหนดส่วนใหญ่ที่รวมกับอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ $n-$ แล้ว ยังมีกระแสโหนดบางส่วนที่ไหลข้ามบริเวณ $n-$ เข้าสู่บริเวณชั้นบอดี p โดยตรง ผลของกระแสโหนดนี้ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียง (lateral resistance) ดังในรูปที่ 3.4 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์ จะทำให้รอยต่อ J3 ได้รับไบแอสตรง เป็นผลให้อิเล็กตรอนจากบริเวณซอร์ส $n+$ ถูกฉีดเข้าไปในชั้นบอดี p

ถ้าดูจากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.6(ค) จะหมายถึงขาเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นที่ได้รับแรงดันไบแอสตรงส่งผลให้ไทรสเตอร์ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของ IGBT อยู่ในสภาวะแลตช์การนำกระแส ทำให้ที่ขาเกตไม่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้อีกต่อไป แต่การควบคุมกระแสเดรนนี้จะขึ้นอยู่กับตัวต้านทานที่นำมาต่อในวงจรภายนอก ถ้าหากมีการแลตช์เกิดขึ้นเป็นเวลานาน อาจทำให้ IGBT เสียหายได้ เพราะมีการสูญเสียกำลังงานเกินค่าพิกัดที่ทนได้

ส่วนใหญ่หรือเป็นมาตรฐานภูมิมือของผู้ผลิต มักจะมีการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด ที่สามารถไหลผ่าน IGBT ได้โดยยังไม่เกิดการแลตช์ขึ้น (I_{dm}) แต่เนื่องจากกระแสเดรนถูกกำหนดหรือควบคุมโดยตรงจากแรงดันระหว่างขาเกตกับซอร์ส บางครั้งภูมิมือจึงบอกค่าแรงดันระหว่างเกตและซอร์สสูงสุดที่จะไม่ทำให้เกิดการแลตช์ แทนการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด (I_{dm})

การแลตซ์ที่กล่าวถึงข้างต้นเรียกว่าการแลตซ์ในโหมดสแตติก เพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสภาวะนำกระแสมีค่าเกิน I_{dm} แต่ลักษณะการแลตซ์นี้ก็สามารถเกิดขึ้นได้ เรียกว่าใน โหมดไดนามิก ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนการทำงานจากสภาวะนำกระแสเข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแสได้ด้วย บางครั้งการแลตซ์นี้อาจเกิดขึ้นได้แม้ว่ากระแสเดรนขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำกว่าค่า I_{dm} ก็ตาม ทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส กระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็วรอยต่อ J2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นกัน

ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณปลอดพาหะขยายบริเวณชั้นบอดี p โดยเฉพาะจะขยายเข้าสู่บริเวณ n - มากกว่า เพราะมีความหนาแน่นของการโด๊ปต่ำกว่า การขยายบริเวณปลอดพาหะอย่างรวดเร็ว จะทำให้โฮลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n - ขณะนำกระแสและยังไม่ได้รวมกับอิเล็กตรอนหลุดรอดจากการขีดขวางของบริเวณปลอดพาหะเข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ J2 เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้น ทำให้ไทรสเตอร์ภายใน IGBT เกิดการแลตซ์ขึ้นได้ เมื่อเกิดการแลตซ์ขึ้นแรงดันตกคร่อมชาเซอร์สและเดรนขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าระดับปกติ นอกจากนี้การแลตซ์ยังสามารถเกิดขึ้นได้อีก เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่รอยต่อ ในขณะที่กระแสเดรนยังมีค่าต่ำกว่า I_{dm} อยู่ได้เช่นกัน

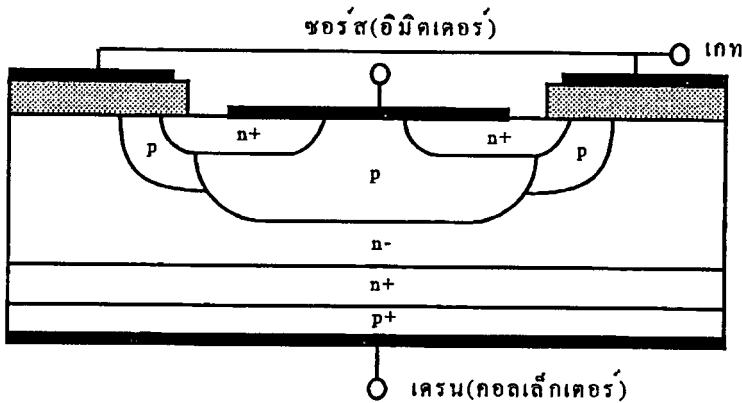
การป้องกันการแลตซ์

การหลีกเลี่ยงการแลตซ์ของ IGBT สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งานเองผู้ผลิตและผู้ใช้งานเองผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี p ให้มีความต้านทานข้างเคียงค่าต่ำที่สุด เพื่อจะได้เพิ่มค่าของ I_{dm} ให้มากที่สุด ซึ่งเป็นการลดโอกาสที่จะเกิดการแลตซ์ลงได้

วิธีแรกอาจทำได้โดยลดความกว้างของบริเวณชอร์ส $n+$ ลง นั่นคือลดค่า L_s ที่แสดงในรูปที่ 3.2 ลงนั่นเอง

วิธีที่สองเป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นในการโด๊ปสารของบริเวณบอดี p ดังในรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าบริเวณบอดี p ภายใต้เกตจะโด๊ปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16}cm^{-3} และมีความหนาแน่นน้อยกว่าของบริเวณชอร์ส $n+$ แต่ส่วนอื่นที่เหลือของบริเวณบอดี p จะโด๊ปด้วยความหนาแน่นที่มากกว่าคือ 10^{19}cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นก็จะมากกว่าด้วยการทำเช่นนี้จะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้

รูปที่ 3.5 แสดงโครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตช์ใน IGBT

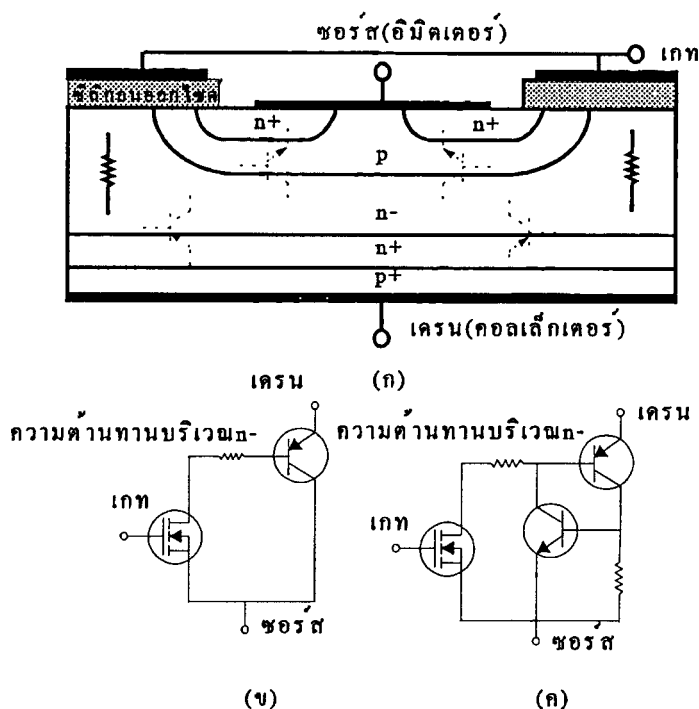


สำหรับผู้ใช้งานก็สามารถป้องกันการแลตช์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลในโพลไดโอดเกินค่ากระแส I_{DM} และป้องกันการแลตช์ในโหมดไดนามิกได้ โดยในช่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้น เพื่อให้โวลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n^- มีเวลาพอที่จะรวมกับอิเล็กตรอน เป็นการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การในช่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้น ทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาคัทของ IGBT

วงจรมุมของ IGBT

วงจรมุมของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 3.6 ซึ่งในรูปที่ 3.6(ก) นั้นจะเห็นว่าในบริเวณบอดี p ชั้นบริเวณ n^- และชั้นอินเจ็คติง p^+ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยขาคอลเล็กเตอร์, เบส และ อิมิตเตอร์ ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกทก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n^- เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีเข้ากับขาคอนของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรมุมออกมาจะได้วงจดังรูปที่ 3.6(ข)

- รูปที่ 3.6 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตแฝงอยู่ใน
 (ข) แสดงวงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT
 (ค) แสดงวงจรสมมูลที่แสดงส่วนของ ไทริสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT



จากรูปที่ 3.6(ข) จะเห็นว่าเป็นวงจรคาร์ลิตัน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือกระแสทรานส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาครนของมอสมาจบลงที่ขาซอร์ส จะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์สสำหรับวงจรสมมูลในรูปที่ 3.6(ค) จะแสดงให้เห็นว่าภายใน IGBT มีไทริสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จากการทำงานของทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้ได้เห็นได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลตซ์ของ IGBT

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตซ์ขึ้นใน IGBT สำหรับแรงดันตกคร่อม

ขาทรานและซอร์สของ IGBT ขณะนำกระแส ($V_{ds(on)}$) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (45)

$$V_{DS(ON)} = V_{d1} + V_{drift} + I_D R_{channel} \quad (45)$$

เมื่อ V_{j1} เป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็น จึงมีค่าค่อนข้างจะคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อย เพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กซ์โปเนนเชียลกับกระแส ทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-1 โวลต์

V_{drift} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้มีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการมอดูเลตสภาพนำที่เกิดขึ้นใน IGBT

$R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1-1,000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างจะคงที่

$(I_D R_{channel})$ เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

ดังนั้นจึงพอจะสรุปได้ว่า $V_{ds(on)}$ จะมีค่าสูงมากขึ้นตามค่ากระแสทรานที่สูงขึ้น โดยทั่วไป IGBT จะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียส และผลของการเปลี่ยนอุณหภูมิจากค่าอุณหภูมิห้องไปจนถึงค่าสูงสุดนี้ จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่า $V_{ds(on)}$ เพียงเล็กน้อยเท่านั้น เพราะ IGBT มีค่า $V_{ds(on)}$ เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก (หมายถึงอุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันตกคร่อมก็จะสูงขึ้นตาม) กับแรงดันตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อนที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ

ลักษณะการสวิตช์

ลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่เกิดการนำกระแสและหยุดนำกระแส แสดงไว้ในรูปที่ 3.7 โดยช่วงเวลาในการนำกระแสของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 3.7(ก) ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับการนำกระแสของมอสเฟต คือจะมีเวลาก่อนการนำกระแส ($T_d(on)$) นับตั้งแต่เวลาที่แรงดันระหว่างเกตกับซอร์สอยู่ในช่วง V_{gc-} จนถึง $V_{gs(th)}$ ความจริงแล้วการป้อน

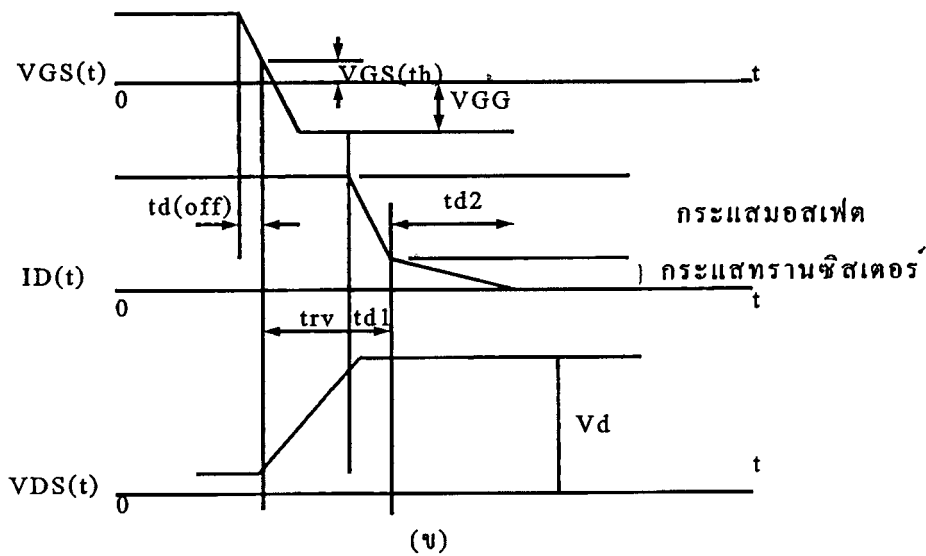
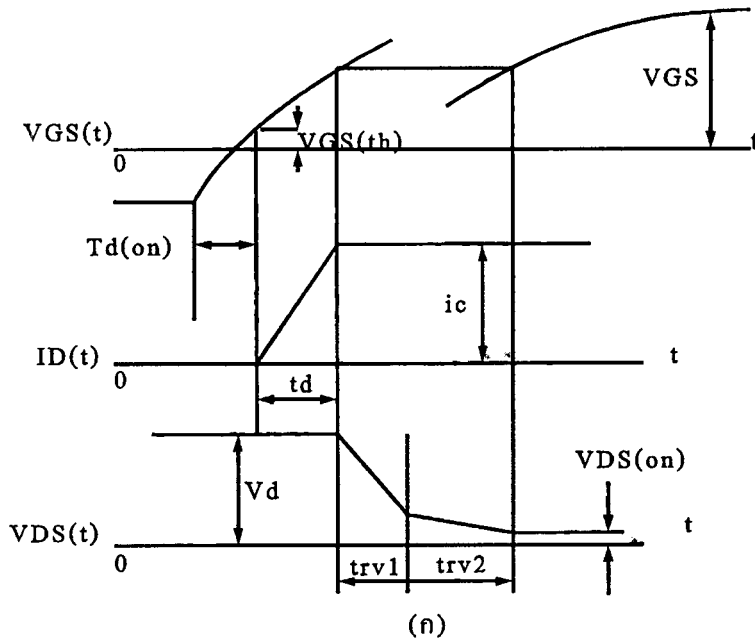
แรงดันนี้จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดจากค่า V_{gg-} เป็น V_{gg+} แต่กลับมีลักษณะเป็น เอ็กซ์โปเนนเชียล

เหตุที่เป็นเช่นนั้นเนื่องจากผลการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุระหว่างเกทกับซอร์ส และ เกทกับเดรนภายใน IGBT แรงดันที่ขาเดรนจะยังคงที่อยู่ในช่วงเวลาที่ขาขึ้น (T_{ri}) หรือในช่วงเวลาที่ กระแสเดรนยังไม่ถึงค่ากระแสทำงาน (I_o) หลังจากนั้นกระแสเดรนก็จะคงที่ แต่แรงดันจะตกลงสู่ ค่า $V_{ds(on)}$ โดยแบ่งช่วงเวลาลงเป็นสองช่วง คือช่วง T_{fv1} เป็นช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานสูง ($R_{channel}$) ส่วน T_{fv2} ช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานต่ำ ($R_{channel}$)

ในรูปที่ 3.7(จ) จะเป็นรูปแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่ IGBT หยุด นำกระแส จะเห็นว่ากระแสเดรนจะยังคงอยู่ตลอดช่วงเวลาที่แรงดันขาเดรนเพิ่มขึ้น และมีช่วงเวลาลงของกระแสเดรนที่แตกต่างชัดเจนสองช่วง โดยช่วงแรก T_{fv1} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของ มอสเฟตภายใน IGBT และช่วง T_{fv2} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ซึ่งจะช้ากว่ามอสเฟต ทำให้ช่วงเวลานี้นานกว่าช่วงแรกและมีการสูญเสียกำลังงานมากในช่วงนี้

รูปที่ 3.7 (ก) แสดงลักษณะของกระแส และแรงดันขณะนำกระแส

(ข) แสดงลักษณะของกระแส และแรงดันขณะหยุดนำกระแส



พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

IGBT มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างนำกระแส และหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานปลอดภัยในขณะไบแอสตรง (forward bias safe operating area:FBSOA) ที่กว้างมาก เปรียบได้กับเกือบเป็นสี่เหลี่ยมสำหรับเวลาในการสวิตซ์ที่สั้นๆแต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการ

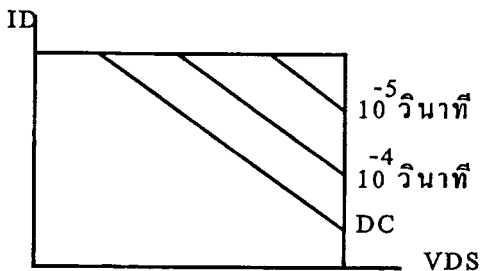
สวิตช์ที่สั้นๆแต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวขึ้น ซึ่งถ้าเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว IGBT จะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน

ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแส และขณะที่นำกระแสแล้วจุดการทำงานของ IGBT จะต้องมีความหนาแน่นกระแส และกระแสที่ขาเดรนอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสตรงเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 3.8(ก) หากไม่เช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่ IGBT จากรูปพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของ IGBT นี้ จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเดรน, อัตราการทนแรงดันกระแสตรง และอุณหภูมิรอยต่อของ IGBT ตามลำดับ

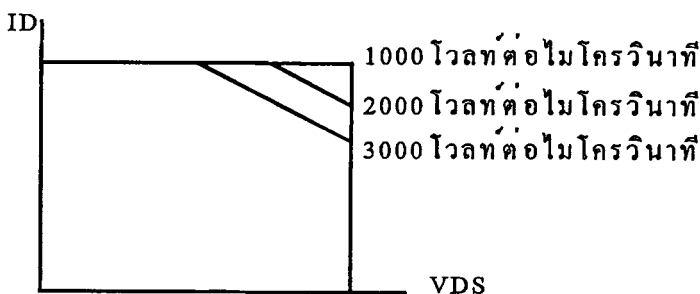
สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับ (reverse bias safe operating area: RBSOA) จะแตกต่างจากในช่วงไบแอสตรง โดยในรูปนี้จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเดรนต่อเวลา (dv_{DS}/dt) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุดนำกระแส แทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิรอยต่อ และจะมีพื้นที่แคบลงถ้า dv_{DS}/dt มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ขึ้นที่ IGBT

ค่า dv_{DS}/dt นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส หมายความว่า ถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วจะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสสั้น แต่ขีดจำกัด dv_{DS}/dt ของ IGBT มีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ไทรสเตอร์ตัวอื่นๆ ดังนั้นความจำเป็นในการใช้วงจรสับเบอร์เพื่อป้องกันการแลตซ์ก็ไม่มี ความจำเป็นต้องใช้ และการควบคุมค่า dv_{DS}/dt ที่เกิดขึ้นยังทำได้ง่ายขึ้นโดยการออกแบบวงจรจับเกทที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกท และค่า V_{GE} ที่เหมาะสม

รูปที่ 3.8 (ก) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง
 (ข) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ



(ก)



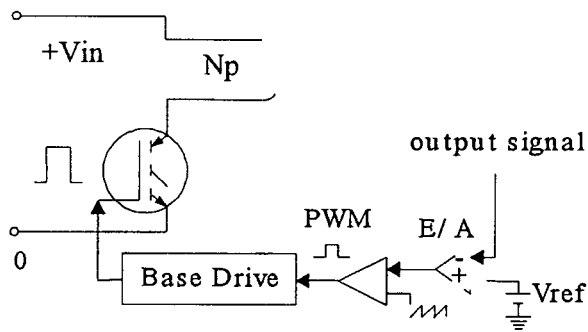
(ข)

การทำงานของ IGBT เป็นการควบคุมความกว้างของพัลส์ซึ่งอุปกรณ์ที่สามารถควบคุมความกว้างของพัลส์คือ IC เบอร์ TL494

หลักการควบคุมแบบ PWM

ในวงจรที่ใช้จะใช้ในโหมดควบคุมจากแรงดัน โดยใช้ไอซี TL494 เป็นตัวควบคุมอินเวอร์เตอร์ การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลาในกระแสของ IGBT เพื่อการลงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 3.9

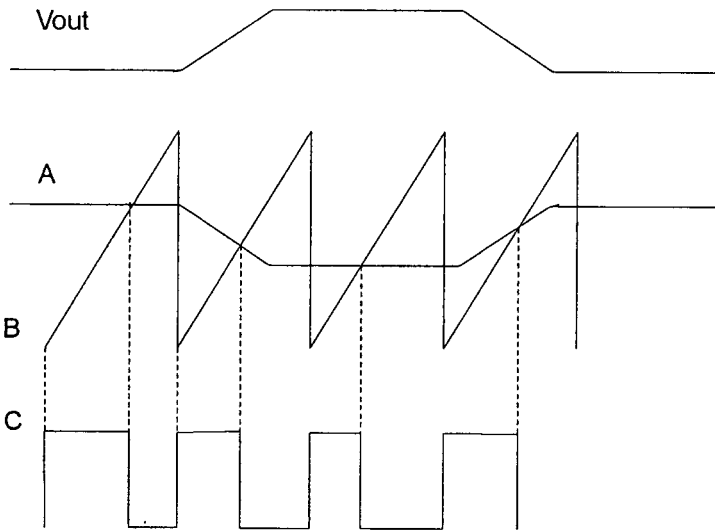
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมอินเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน



จากรูปที่ 3.9 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนค่าแรงดันที่เอาต์พุต และเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงของวงจร เมื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยาย โดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่งของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของ IGBT

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จะมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของ IGBT ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{on} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้อินเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 3.10

รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นเลื้อย



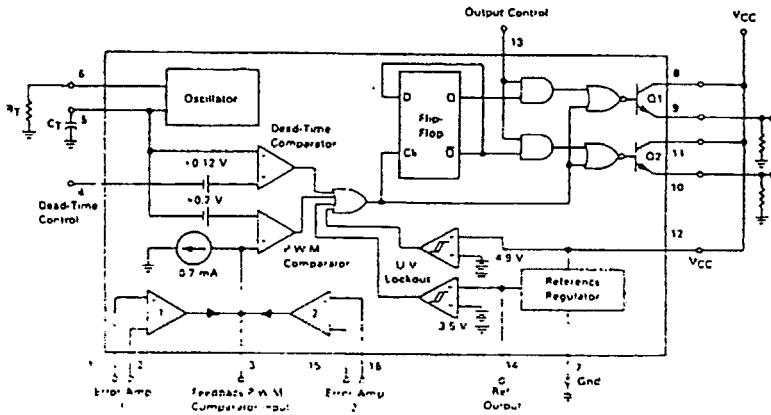
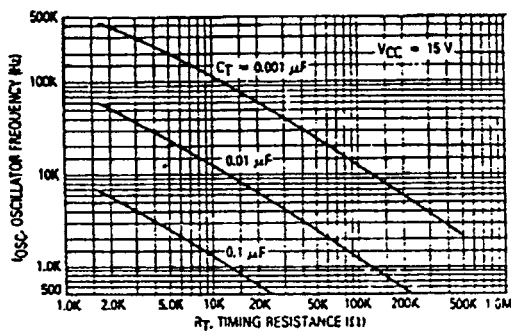
โครงสร้าง และการทำงานของ TL494

ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมตควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายใน และการจัดขาของ TL494 แสดงในรูปที่ 3.11 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้

การกำหนดคาบเวลาการทำงานวงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = R_T C_T / 1.1$$

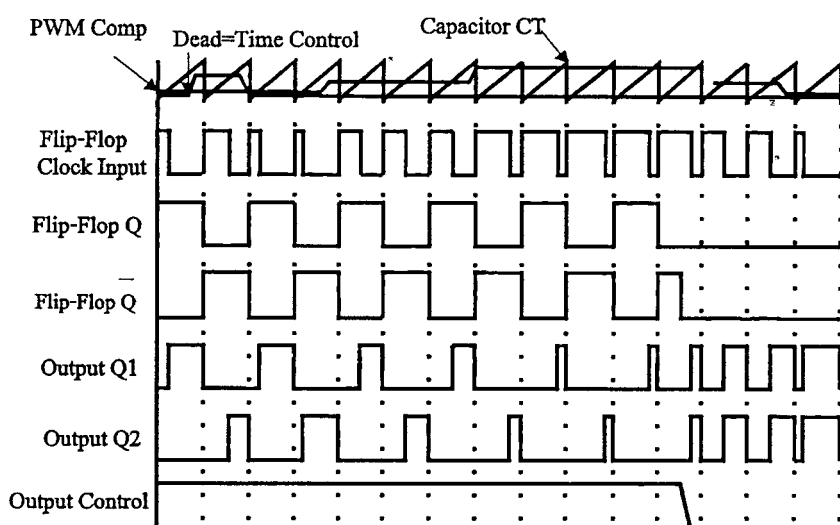
รูปที่ 3.11 แสดงการจัด โครงสร้างภายใน และการจัดขาของไอซี TL494

รูปที่ 3.12 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า R_T , C_T และ ความถี่ออสซิลเลต

การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_k ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น รูปที่ 3.13 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

รูปที่ 3.13 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494



บทที่ 4

ลำดับการพัฒนาเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

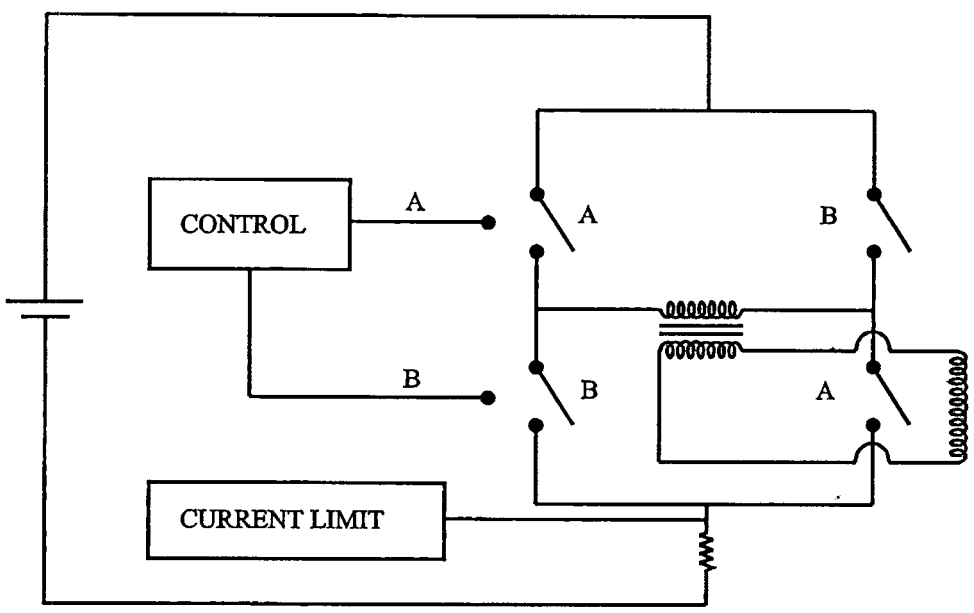
การพัฒนาขั้นที่หนึ่ง

เป็นการศึกษาความเป็นไปได้ในการทำเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ โดยได้เริ่มนำแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซิ่ง (switching power supply) ซึ่งใช้ในคอมพิวเตอร์แบบเมนเฟรมมาดัดแปลงเป็นเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำเป็นเครื่องแรก โดยกำลังขาออกสูงสุดของแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซิ่งตัวนี้คือ 200 A ที่ 5 V

วิธีการดัดแปลง

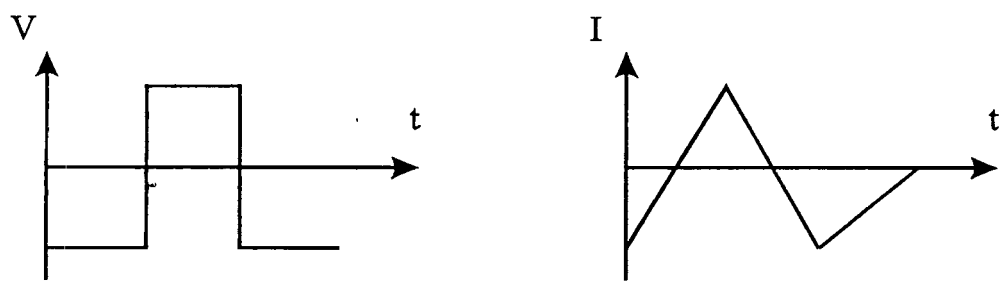
1. ถอดชุดวงจรเรกติไฟร์ออก
2. ปลดวงจรป้องกันกลับออก
3. ทำการป้องกันสัญญาณป้องกันกลับเพื่อป้องกันกับวงจรควบคุม
4. รวมขดทุติยภูมิเข้าด้วยกัน ซึ่งมีทั้งหมด 4 ขด
5. นำสายทองแดงขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางรวม 5 มิลลิเมตร มาขดเป็นขดลวดเหนี่ยวนำ โดยที่ขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 4 เซนติเมตร ความสูงประมาณ 6 เซนติเมตร
6. นำขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้ต่อเข้ากับเอาต์พุตของหม้อแปลง โดยอนุกรมกับตัวต้านทาน 0.01 โอห์ม เพื่อทำการวัดกระแส
7. ทดลองต่อไฟเข้าวงจร

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรแหล่งจ่ายกำลังสวิทซ์ซึ่งที่ถูกดัดแปลงเรียบร้อยแล้ว

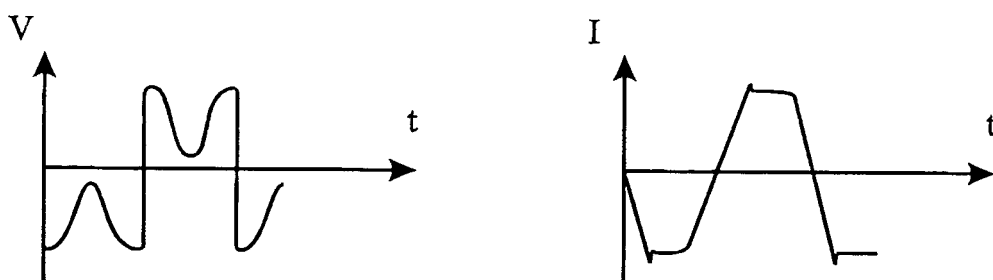


พบว่ารูปคลื่นที่วัดได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำไม่เป็นรูปสี่เหลี่ยมตามที่คาดหมาย และกระแสก็ไม่ได้เป็นรูปสามเหลี่ยมเหมือนการป้อน square wave เข้าไป ดังแสดงลักษณะรูปคลื่นดังรูปที่ 4.3 ซึ่งสัญญาณที่คาดว่าจะวัดได้แสดงดังรูปที่ 4.2

รูปที่ 4.2 แสดงกราฟสัญญาณของขดลวดเหนี่ยวนำตามอุดมคติ



รูปที่ 4.3 แสดงกราฟสัญญาณของขดลวดเหนี่ยวนำที่วัดได้



จากการวิเคราะห์ห้วงจรและตรวจสอบการทำงานต่างๆทำให้เราพบว่าวงจรมีลักษณะมีการป้องกันกระแสมากเกินไปในตัว หมายความว่ามีการควบคุมในโหมดกระแสด้วย เมื่อกระแสไหลมากขึ้นรูปคลื่นจะถูกตัดด้วย ขบวนการมอดูเลชันทางความกว้างของพัลส์ (Pulse width modulation) ทำให้รูปคลื่นสี่เหลี่ยมถูกตัดเมื่อกระแสมากเกินไป เป็นผลทำให้ไม่สามารถวัดกระแสได้ แต่อย่างไรก็ดีจากการประมาณค่าพื้นที่ใต้กราฟได้กระแสประมาณ 60 แอมแปร์ ที่แรงดัน 26 โวลท์

ดังนั้นเราจึงไม่สามารถใช้กระแส และแรงดันในการทดลองนี้มาเป็นตัวบ่งชี้คุณภาพในการถ่ายเทกำลังงานได้ ถึงแม้ว่าจะสามารถทำให้ชิ้นเหล็กร้อนแดงขึ้นได้โดยจะสังเกตว่ายังจำนวนรอบมากยังมีผลมาก

การพัฒนาขั้นที่สอง

ขั้นตอนนี้ได้ทำการศึกษาวงจรของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำขนาดเล็ก จึงตั้งเป้าหมายว่าต้องสร้างชุดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถควบคุมกระแส และแรงดันได้เพื่อใช้ในการเก็บข้อมูลหาความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรต่างๆในงานการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ ตัวแปรดังกล่าวเช่น แรงดัน ,กระแส ,จำนวนรอบขงขดลวดเหนี่ยวนำ ,ความยาวของขดลวดเหนี่ยวนำ ,พื้นที่ของขดลวดเหนี่ยวนำ ,ช่องอากาศ(air gap) เป็นต้น โดยได้สร้างชุดอินเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์ โดยใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภท IGBT(Insulate Gate Bipolar Transistor) และได้ศึกษาถึงวงจรสำหรับขับเคลื่อนของอุปกรณ์ IGBT

พิกัดต่างๆของอุปกรณ์ IGBT เป็นดังนี้

$V_{ce(max)}$ 600 โวลท์

$I_{c(max)}$ 45 แอมแปร์ (25 องศาเซลเซียส)

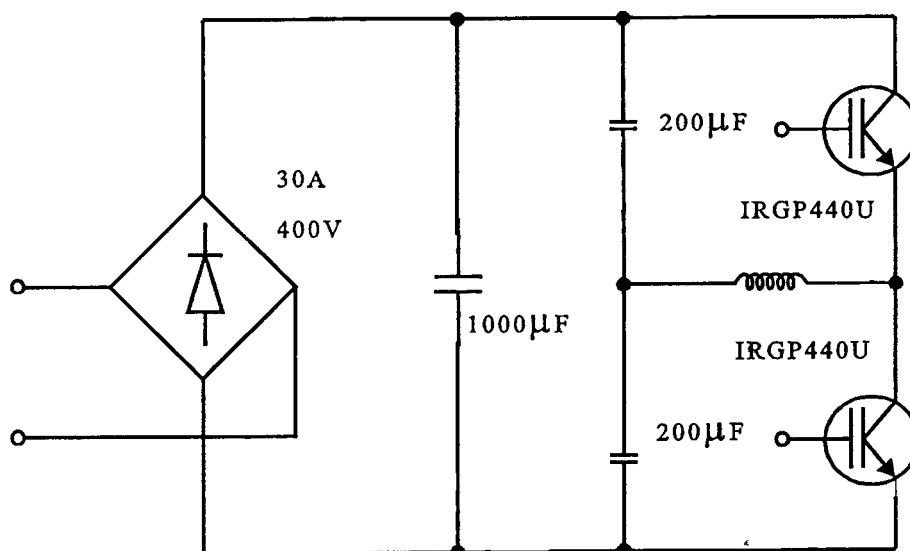
22 แอมแปร์ (105 องศาเซลเซียส)

$I_{c(peak)}$ 150 แอมแปร์

$P_d(max)$ 160 วัตต์

เมื่อต่อเป็นวงจรฮาล์ฟบริดจ์ดังแสดงดังรูปที่ 4.4 สามารถขับแรงดันไปที่ขดลวดเหนี่ยวนำได้ 152 โวลท์ ที่ประมาณ 20 แอมแปร์ ความถี่ประมาณ 10 - 120 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยวงจรขับสัญญาณใช้ IC TL494 กำเนิดสัญญาณโดยเป็นรูปเปิด และ IR2110 เป็นตัวขับเคลื่อน

รูปที่ 4.4 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์



เมื่อหาข้อสรุปต่างๆพบว่าพลังงานที่ส่งไปที่ตัวชิ้นงานเป็นไปดังนี้

P แปรผันตาม V/N

P แปรผันตาม $I \times N$

P แปรผันตาม f

P แปรผันตาม $1/\text{air gap}$

P แปรผันตาม $1/A$

P แปรผันตาม $1/L$

ซึ่ง

P = กำลัง

V = แรงดัน

N = จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

I = กระแส

L = ความยาวของขดลวดเหนี่ยวนำ

A = พื้นที่ขดลวด

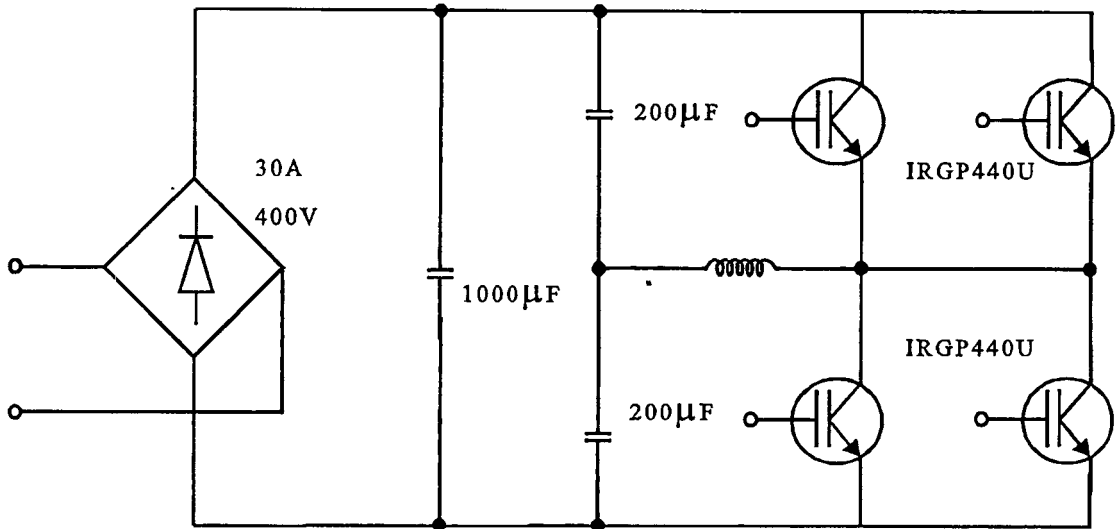
air gap = ช่องว่างระหว่างชิ้นงานกับตัวขดลวดเหนี่ยวนำ

จากข้อสรุปดังกล่าว ทำให้เราทราบว่าเราจะต้องออกแบบอินเวอร์เตอร์ที่สามารถประพุดิตัวตามคุณสมบัติขั้นต้น

การพัฒนาขั้นที่สาม

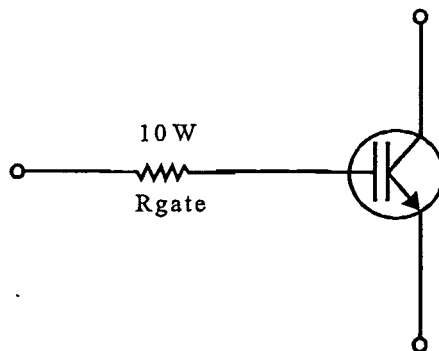
การพัฒนาขั้นที่สามมุ่งเน้นไปที่ปริมาณกระแสที่จ่ายมากขึ้น โดยการทำเป็นวงจรถายไฟพรีดจ์เหมือนเดิม แต่ใช้ IGBT สองตัวต่อขนานกันดังรูปที่ 4.5

รูปที่ 4.5 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์ที่ใช้ IGBT ต่อขนานกัน 2 ตัว



จากผลการทดลองเราพบว่า เมื่อทำการสวิตช์สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมโดยที่จ่ายกระแสสูงมากพบว่าทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่ฮาร์มอนิกสูงอย่างรุนแรงกลับมากวนวงจรควบคุม ซึ่งเป็นสัญญาณป้อนกลับที่เราไม่ต้องการ จากการทดลองนี้ได้ทำการต่อ R_{gate} เพิ่มดังวงจรรูปที่ 4.6 (การเพิ่ม R_{gate} จะทำให้ IGBT เปิดปิดช้าลง เป็นผลทำให้ dV/dt ลดลง)

รูปที่ 4.6 แสดงการเพิ่ม R_{gate} ของอุปกรณ์ IGBT

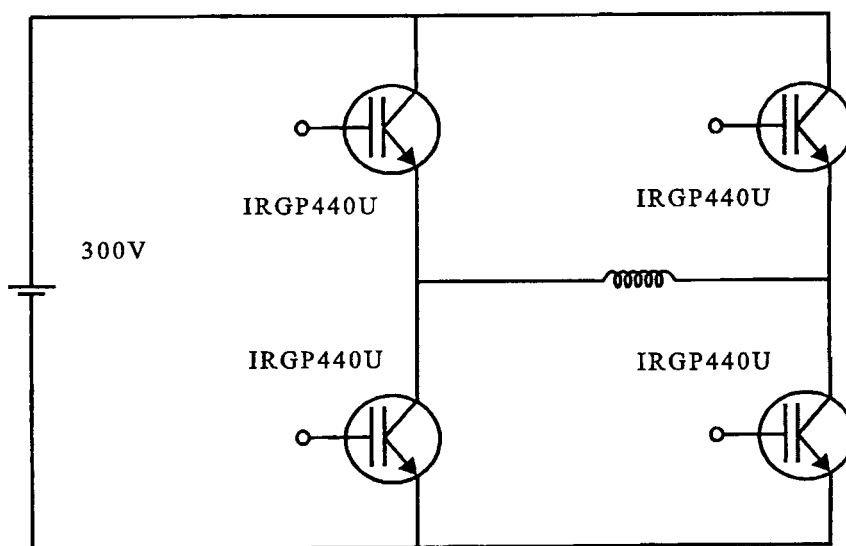


พบว่ายังไม่สามารถจัดการกับสัญญาณรบกวนทั้งหมดได้ จึงมีแนวคิดในการทดลองเพิ่มแรงดันต่อจำนวนรอบซึ่งเป็นการพัฒนาในขั้นต่อไป แทนการเพิ่มกระแสอย่างเดียว

การพัฒนาขั้นที่สี่

เนื่องจากพบว่าค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดแกนอากาศแปรผันตามรัศมีกำลังสองและแปรผันตามจำนวนรอบกำลังสาม จึงทำให้เกิดแนวคิดที่ว่าถ้าเราคงค่ากระแสไว้โดยที่เราเพิ่มแรงดันให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ ควบคุมกับการเพิ่มอิมพีแดนซ์ตามไปด้วยในสัดส่วนเดียวกันเพื่อการคงกระแส เราจะพบว่าจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้นมานั้นมีสัดส่วนน้อยเป็นรากที่สองของอิมพีแดนซ์ นั่นหมายถึงแรงดันต่อรอบเพิ่มขึ้นนั่นเอง เพราะฉะนั้นวงจรชุดใหม่จึงสร้างขึ้นมาเป็นแบบฟูลบริดจ์ โดยใช้ IGBT สี่ตัวทำให้วงจรนี้สามารถขับแรงดันที่ 300 โวลต์ จ่ายกระแสที่ 20 แอมแปร์สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ระหว่าง 10 - 125 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังรูปวงจรดังรูปที่ 4.7

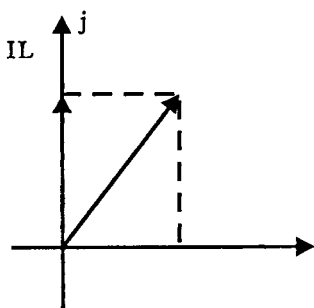
รูปที่ 4.7 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์



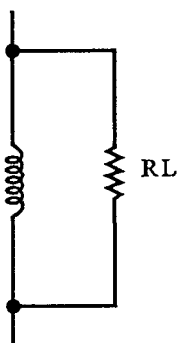
การทดลองครั้งนี้แสดงให้เห็นพลังงานที่ส่งผ่านไปยังชิ้นงานมากขึ้นอย่างชัดเจน ซึ่งเป็นผลที่น่าพอใจ แต่จากการวิเคราะห์ผลการทดลองที่พัฒนามาทั้งสี่รุ่น เมื่อวัดกระแสดูที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะพบว่ากระแสสูงมากแต่ที่เทียบกับกระแสอินพุทก่อนเข้าวงจรเรกติไฟร์ ซึ่งมีขนาดเล็ก

มาก ทำให้ทราบว่ามีการเสถส่วนหนึ่งไหลโดยไม่จำเป็นอยู่ในแกนจินตภาพ(reactive) ซึ่งทำให้ตัวประกอบกำลัง(power factor) ต่ำมาก ดังเฟเซอร์(phasor) รูปที่ 4.8

รูปที่ 4.8 แสดงไดอะแกรมเฟเซอร์



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรสมมูลของขดลวด



เมื่อพิจารณาจากรูปวงจรสมมูล จะพบว่าโหนดต่อขนานอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากขดลวดเหนี่ยวนำ แนวทางในการพัฒนาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพขึ้นไปอีกคือ การลดกระแสที่ไม่จำเป็นซึ่งผ่านตัวอุปกรณ์กำลัง โดยการชดเชยตัวประกอบกำลัง

การพัฒนาขั้นที่ห้า

แนวคิดในการลดพลังงานในแกนจินตภาพ ซึ่งเกิดจากกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยการ
ใช้ตัวเก็บประจุ มี 2 แนวทางคือ

1. การชดเชยตัวประกอบกำลังแบบขนานตัวเก็บประจุ
2. การชดเชยตัวประกอบกำลังแบบอนุกรมตัวเก็บประจุ

ซึ่งในทั้งสองวิธีนี้เป็นวิธีที่สามารถแก้ไขตัวประกอบกำลังได้จริงทั้งคู่ ในการเลือกใช้จำเป็นต้องให้เหมาะสมกับงาน และเมื่อชดเชยถูกต้องแล้วจะเป็นลักษณะการเรโซแนนซ์นั่นเอง

จากการศึกษาคำอ้างอิงต่างๆ เรายังพบว่าวงจรเรโซแนนซ์มีผลคืออื่นๆ

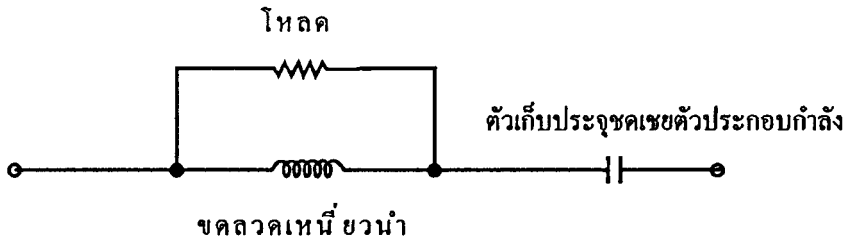
1. ลดการสูญเสียจากการสวิตช์ในอุปกรณ์สวิตซ์
2. ลดสัญญาณรบกวนที่ฮาร์โมนิกสูงเนื่องมาจากสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม
3. ลดการกระชากกระแสกะทันหัน
4. ไม่ต้องใช้สแน็บเบอร์เนื่องจาก dv/dt ต่ำเป็นธรรมชาติอยู่แล้ว

เมื่อพิจารณาการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบวงจรอนุกรม หรือ การทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ในลักษณะวงจรอนุกรมคือ กระแสต้องเท่า ส่วนวงจรขนานแรงดันจะต้องเท่า

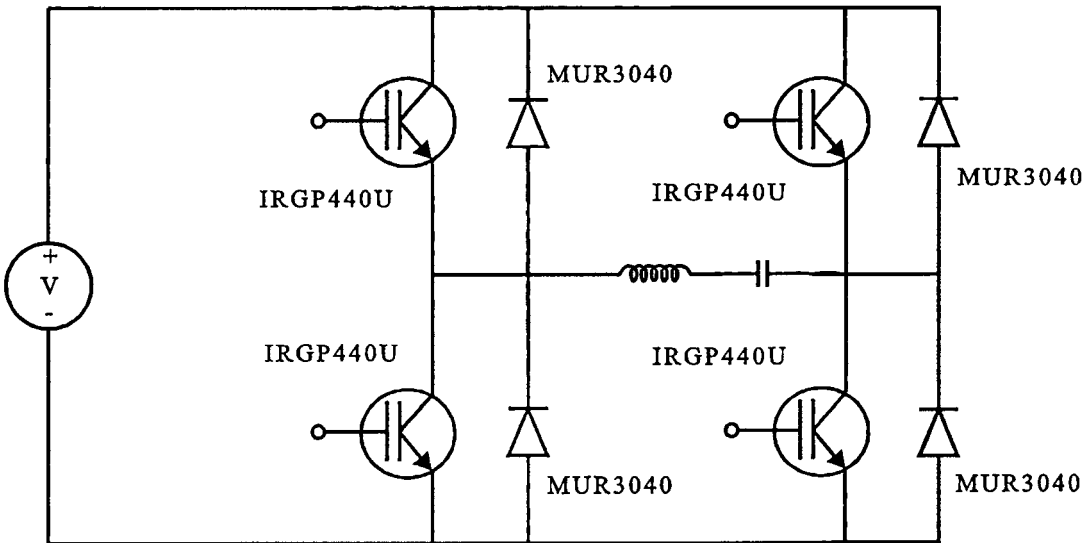
วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

เมื่อเราพิจารณาการต่อแบบอนุกรมแสดงดังรูปที่ 4.10 นั้นหมายความว่ากระแสในเส้นเดียวกันจะต้องมีค่าเท่ากัน คุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจึงต้องมีการแกว่งของกระแสในลักษณะที่เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ส่วนแรงดันทั้งสองขั้วของวงจรเรโซแนนซ์เราสามารถที่จะให้เป็นรูปอื่นๆได้ เช่น รูปสี่เหลี่ยม หรือรูปไซน์ซึ่งจะต้องเข้าจังหวะกับค่าความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม จึงเหมาะสมกับชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายแรงดันให้กับทั้งสองขั้วของวงจรเรโซแนนซ์เป็นรูปสี่เหลี่ยม แต่จะไม่สามารถจ่ายกระแสเป็นรูปสี่เหลี่ยมได้ เนื่องจากจำเป็นต้องมีกระแสเป็นรูปไซน์ พิจารณาจากโพลจะต่อคร่อม L อยู่ เพราะฉะนั้นเมื่อวงจรรับภาระมากๆจะทำให้ค่า Q ต่ำลง วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบอนุกรมแสดงดังรูปที่ 4.11

รูปที่ 4.10 แสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม



รูปที่ 4.11 แสดงวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบอนุกรม

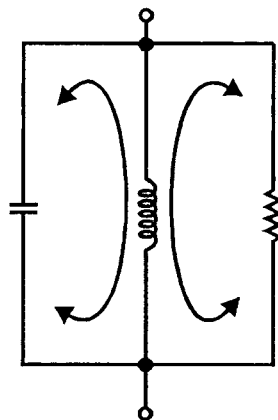


เมื่อพิจารณาจากวงจรเราจะพบว่ากระแสที่ผ่านอุปกรณ์สวิตชิง ในช่วงที่เปิดจะเท่ากับกระแสที่ผ่านวงจรเรโซแนนซ์ และวงจรเรโซแนนซ์จะคายพลังงานคืนสู่ชุดฟิลเตอร์ ถ้ามีพลังงานเหลือจากวงจรเรโซแนนซ์ในทุกๆ ไซเคิล เราจะเห็นว่าถ้าเราต้องการเพิ่มกระแสเพื่อเพิ่มพลังงานที่ส่งผ่านไปยังชิ้นงานก็จำเป็นต้องเลือกใช้อุปกรณ์สวิตชิงที่มีคุณสมบัติทนกระแสสูง

วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

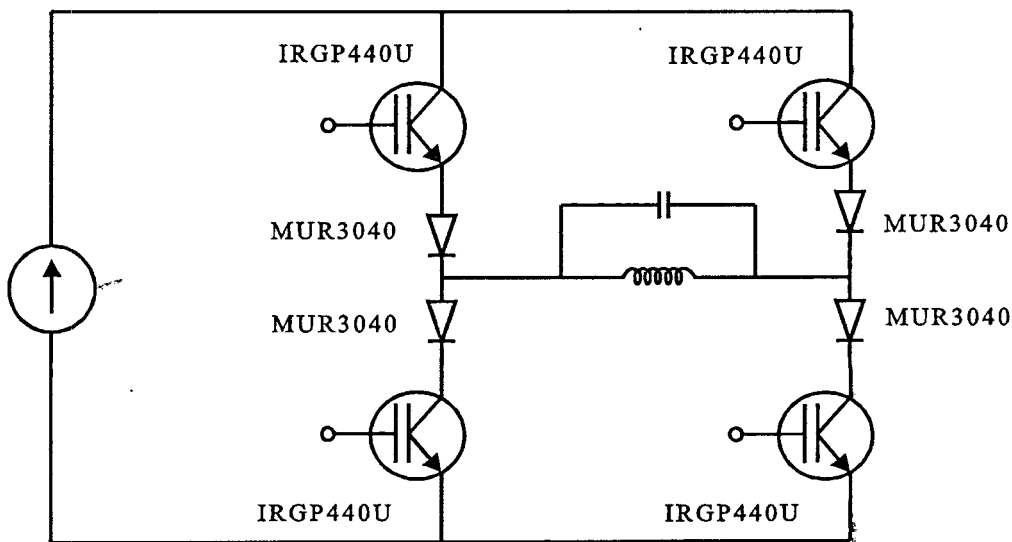
วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานดังแสดงวงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 4.12 เราจะพิจารณาเห็นว่าแรงดันที่ขั้วทั้ง L และ C จะต้องเท่ากัน เนื่องจากการต่อขนาน เป็นเหตุทำให้วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะมีแรงดันเป็นรูปไซน์ และกระแสเป็นรูปไซน์ หรือสี่เหลี่ยมก็ได้

รูปที่ 4.12 แสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน



เมื่อพิจารณาจากรูปหมายความว่า การจะขับวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจำเป็นต้องใช้ชุดอินเวอร์เตอร์แบบขับกระแสเป็นสี่เหลี่ยม จะไม่สามารถใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบขับแรงดันเป็นสี่เหลี่ยมได้ เนื่องจากแรงดันของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะเป็นรูปไซน์ ถ้านำมาใช้จะเกิดการลุดกระแสรุนแรงในช่วงเวลาของไซเคิล ดังรูปที่ 4.13 แสดงวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบขนาน

รูปที่ 4.13 แสดงวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แบบขนาน



เมื่อเราพิจารณาจากรูปเราจะพบว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส จะคงค่ากระแส ทำให้เราสามารถป้องกันอันตรายเนื่องจากการผ่านกระแสเกินของชุดวงจรสวิตซ์ และเมื่อพิจารณากระแสในวงจรเรโซแนนซ์จะไม่เท่ากับกระแสที่ผ่านอุปกรณ์สวิตซ์ อันเนื่องมาจากวงจรเรโซแนนซ์จะไม่มี การคายพลังงานคืนแก่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ เป็นเหตุผลให้อุปกรณ์สวิตซ์ผ่าน กระแสที่น้อยลง เนื่องจากพลังงานสะสมอยู่ในวงจรเรโซแนนซ์ของ ไม่มีการคืนกลับเหมือนวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

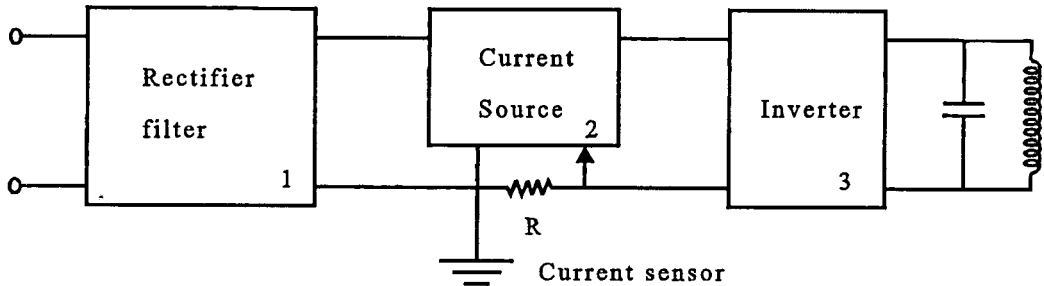
การพิจารณาลือคใช้วงจรเรโซแนนซ์ทั้งสองแบบเราจะพบว่าวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งใช้กับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส มีข้อเหมาะสมมากกว่าดังนี้คือ

1.สามารถจำกัดกระแสได้เนื่องจากเป็นอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสทำให้ป้องกันอันตรายอันเนื่องมาจากกระแสเกิน หรือการลัดวงจรที่โหดได้ ซึ่งในวงจรแบบเรโซแนนซ์อนุกรม เมื่อโหดเกิดการลัดวงจรจะสามารถดึงกระแสจากแหล่งกำเนิดแรงดันอย่างรุนแรง เป็นผลทำให้ อินเวอร์เตอร์เสียหายในที่สุด

2.วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานไม่จำเป็นต้องมีอุปกรณ์สวิตซ์ที่ทนกระแสสูงมากๆ อันเนื่อง มาจากพลังงานจากวงจรเรโซแนนซ์จะถูกป้อนโดยชุดอินเวอร์เตอร์ และไม่มี การคายกลับเข้าสู่ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ แต่วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะมีการคายพลังงานกลับในทุกๆ ไซเคิล จึงต้อง มีการจ่ายพลังงานเข้าไปในวงจรเรโซแนนซ์ใหม่ ทำให้เกิดการสูญเสียในอุปกรณ์สวิตซ์อย่างสูง ถึงแม้ว่าจะไม่มีโหดต่ออยู่ก็ตาม

ส่วนประกอบต่างๆของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ ที่เป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบ ขนานแสดงดังรูปที่ 4.14

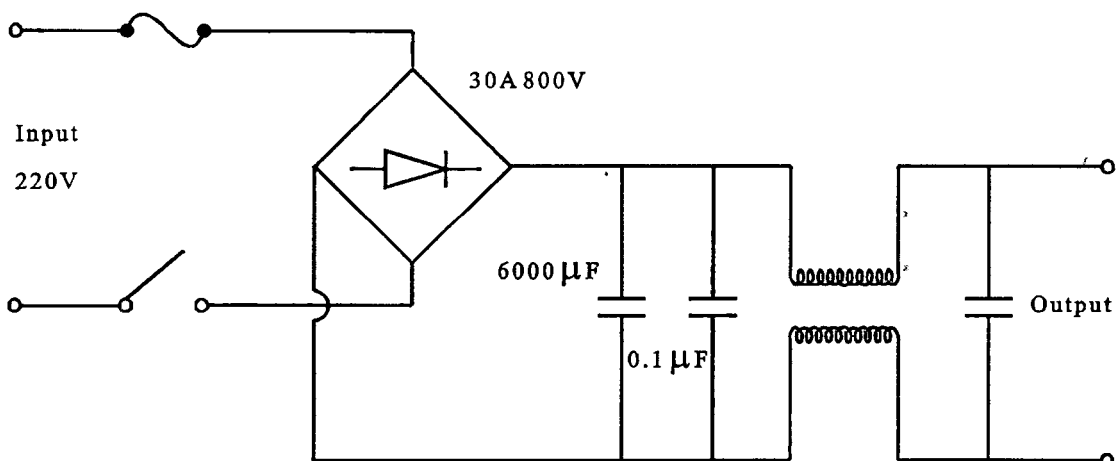
รูปที่ 4.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ
แบบเรโซแนนซ์ขนาน



1. วงจร rectify และ filter

เนื่องจากพิกัดเอาต์พุตสูงสุดที่ออกแบบไว้ประมาณ 3000 วัตต์ ดังนั้น บริดจ์ไดโอดจึงต้องทนกระแสก่อนข้างสูงในวงจรที่ออกแบบใช้ บริดจ์ไดโอดขนาด 30 แอมแปร์ 800 โวลต์ ซึ่งสามารถใช้งานได้อย่างปลอดภัย และ อินพุตทางด้านวงจรฟิลเตอร์ มีค่ารวมถึง 6000 ไมโครฟารัด เพื่อที่จะลด การกระเพื่อมของกระแสให้น้อยที่สุด และกรองสัญญาณรบกวนไปในตัว และวงจรฟิลเตอร์ยังมี อินพุตแบบโพลิโไฟริน และคาปาร์ซิเตอร์แบบเซรามิกซ์ต่อขนานกับวงจรฟิลเตอร์ อีกที่หนึ่ง เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนขนาดเล็กซึ่งไม่สามารถขจัดด้วยอินพุตแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้ ส่วนส่วนของวงจร rectify และ filter แสดงดังรูปที่ 4.15

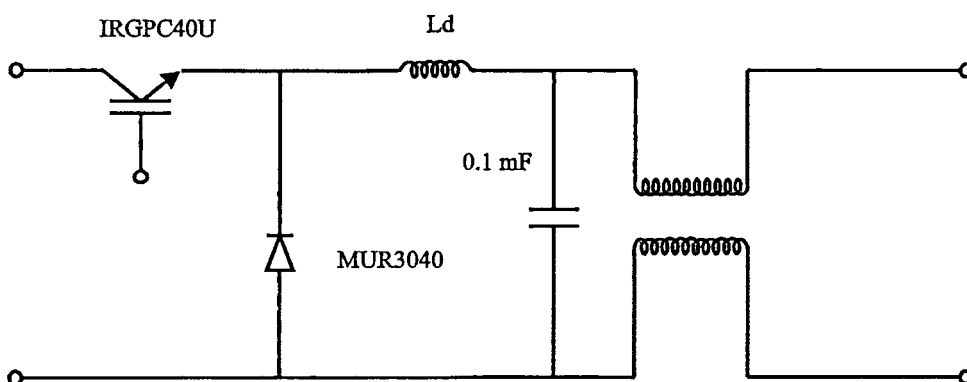
รูปที่ 4.15 แสดงวงจรเรกติไฟร์ และวงจรฟิลเตอร์



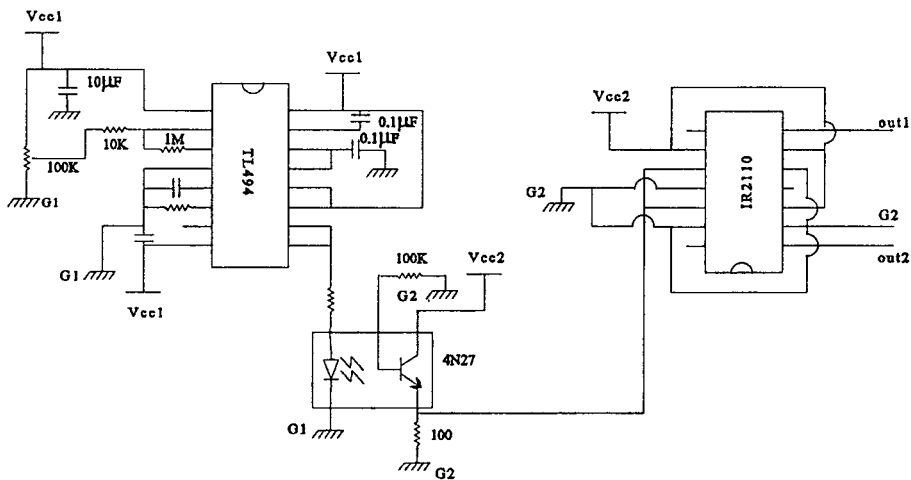
2. ชุดจำกัดกระแส

เนื่องจากว่าวงจรโรแมนซ์แบบขนานต้องการแหล่งจ่ายกระแสคงที่ โดยทั่วไปในการสร้างแหล่งจ่ายแรงดันคงที่สามารถทำได้ง่าย เพียงแต่นำอินพุตมาต่อเป็นฟิลเตอร์เท่านั้นเอง แต่ว่าวงจรแหล่งจ่ายกระแสคงที่ทำได้ยากกว่าเนื่องจากว่าใช้ L มาต่อทำฟิลเตอร์ และ L ที่มีขนาดกักเก็บพลังงานได้สูงนั้นจะมีน้ำหนัก และขนาดมากกว่าอินพุตหลายเท่า โดยวงจรแบบแหล่งจ่ายกระแสคงที่นี้ได้สร้างให้เป็น เพาเวอร์ซัพพลายกระแสคงที่แบบสวิทช์โหมด เหตุเนื่องจากว่าวงจรประเภทเชิงเส้นจะมีการสูญเสียสูงมากดังนั้นในงานประมาณ 3 กิโลวัตต์ ถ้าเราจะสร้างวงจรแบบเชิงเส้นจะมีขนาดใหญ่โตมาก วงจรสวิทช์กระแสคงที่นี้เราใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์ สวิทช์โดยวิธีการมอดูเลชันทางความกว้างของพัลส์ (PWM) ใช้ IC กำเนิดสัญญาณ PWM เบอร์ TL494 โดยใช้แอมป์ขยายความคิดพลาด (error amp) เพียงตัวเดียว และการป้องกันกลับกระแสใช้ $R = 0.1$ โอห์ม เป็นตัวตรวจจับกระแสโดยกำหนดความถี่ให้วงจรสวิทช์ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ผ่านการแยกระบบ กราวด์ ออกจากกัน โดยอุปกรณ์ออปโตไอโซเลเตอร์ เบอร์ 4N27 เพื่อส่งผ่านสัญญาณการขับไปให้ IC ขับอุปกรณ์ประเภทมอสเกตเบอร์ IR2110 ซึ่งมี dv/dt สูงมากเราจึงใส่ R_{gate} ไว้ที่ 10 โอห์มเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่ฮาร์โมนิกสูง วงจรชุดคงค่ากระแสแสดงดังรูปที่ 4.16 และภาคควบคุมแหล่งจ่ายกระแสคงที่แสดงดังรูปที่ 4.17

รูปที่ 4.16 แสดงภาคกำลังของแหล่งจำกัดกระแส



รูปที่ 4.17 แสดงภาคควบคุมของแหล่งจ่ายแบบจํากัดกระแส



3. ชุด inverter

เนื่องจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสคงที่มีโหมดในการทำงานต่างกับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันมาก ดังนั้นการจัดชุดอินเวอร์เตอร์จึงต่างกันไปด้วย รวมทั้งวงจรจับชุดอินเวอร์เตอร์จะต้องมีการแยกกราวด์กันอย่างอิสระทั้งหมด

ชุด inverter เป็นแบบฟูลบริดจ์ แสดงดังรูปที่ 4.18 โดยใช้ IGBT 4 ตัวเบอร์ IRGP440U มีพิกัดต่างๆดังนี้

$V_{ce(max)}$ 600 โวลต์

$I_{c(max)}$ 40 แอมแปร์ (ที่ 25 องศาเซลเซียส)

22 แอมแปร์ (ที่ 100 องศาเซลเซียส)

$P_{d(max)}$ 160 วัตต์

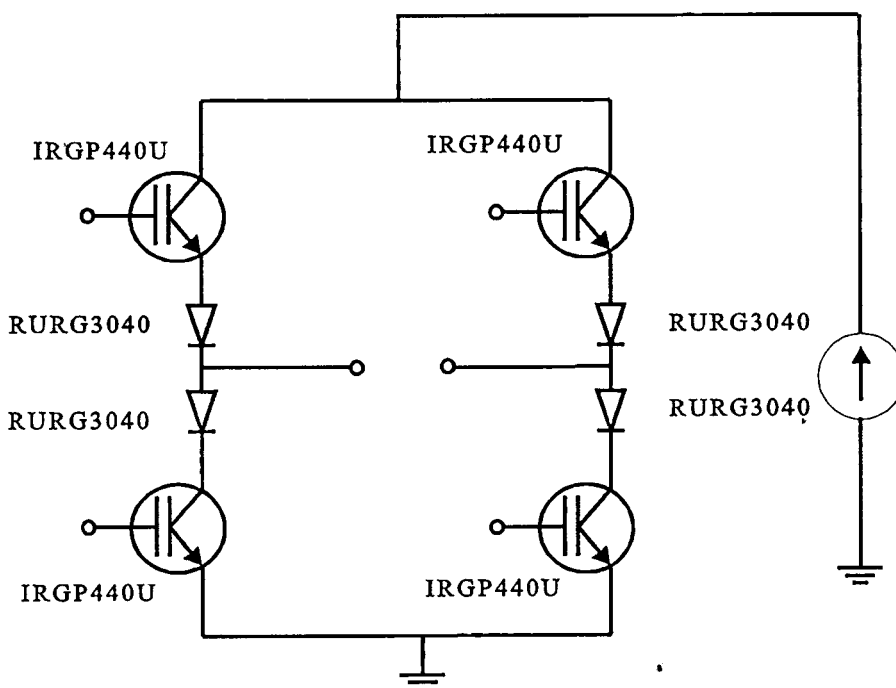
ส่วนไดโอดที่ใช้ในวงจรต้องเป็นไดโอดชนิด Ultra fast และสามารถทนกระแสได้สูง ไดโอดที่ใช้เบอร์ RURG 3040 ของ Harris มีพิกัดต่างๆดังนี้

$V_r(max)$ 400 V

$I(max)$ 30 A

P_d 150 W

รูปที่ 4.18 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์



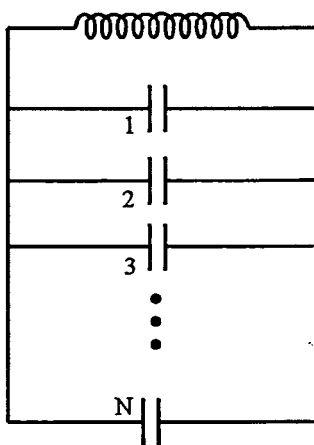
ส่วนวงจรขับเราต้องการสัญญาณในการขับโดยมีโคเมนเป็นความถี่เท่าที่นั่นจึงได้ตัดแปลงใช้ IC TL494 มาเป็นวงจรขับ และป้อนกลับเทียมให้กับ IC โดยใช้ IC เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณเท่านั้น ความถี่ต้องแปรค่าได้ ตั้งแต่ประมาณ 20 - 100 kHz ซึ่งใช้ในการปรับให้ ความถี่ให้เหมาะสมกับ ขดลวดเหนี่ยวนำ และชิ้นงานนั่นเอง

4. Induction coil

ขดลวดเหนี่ยวนำเป็นลักษณะวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน โดยมีตัวเก็บประจุใช้แก้ค่าพาเวอร์แฟกเตอร์ ความจุประมาณ 3.2 ไมโครฟารัด แรงดันประมาณ 1500 โวลต์ โดยเราจะต้องใช้ตัวเก็บประจุขนาด 0.022 ไมโครฟารัด ชนิดโพลีโพรพิลีนมาต่อขนานกันหลายตัวแทนที่จะใช้ตัวเดียวให้มีค่าความจุสูงๆ เป็นเหตุเนื่องมาจากว่าตัวเก็บประจุทั่วไปนั้นจะมีค่าความเหนี่ยวนำแฝงอยู่ในวงจร และมีความสามารถในการทนริบเปิ้ลน้อยรวมทั้งเกิดการสูญเสียเนื่องจากไดอิเล็กตริกเนื่องจากประจุวิ่งเสียดสีกับเนื้อไดอิเล็กตริก การต่อตัวเก็บประจุแบบขนานสามารถลดสาเหตุทั้ง

หมดในนี้ได้ ส่วนขดลวดใช้งานที่เราสร้างขึ้นมาใช้ที่ทองแดงกลวงภายในมีน้ำสำหรับระบายความร้อน เนื่องจากว่าเมื่อความถี่สูงกระแสจะวิ่งเฉพาะพื้นผิวเท่านั้น

รูปที่ 4.19 แสดงขดลวดเหนี่ยวนำที่มีการต่อตัวเก็บประจุ

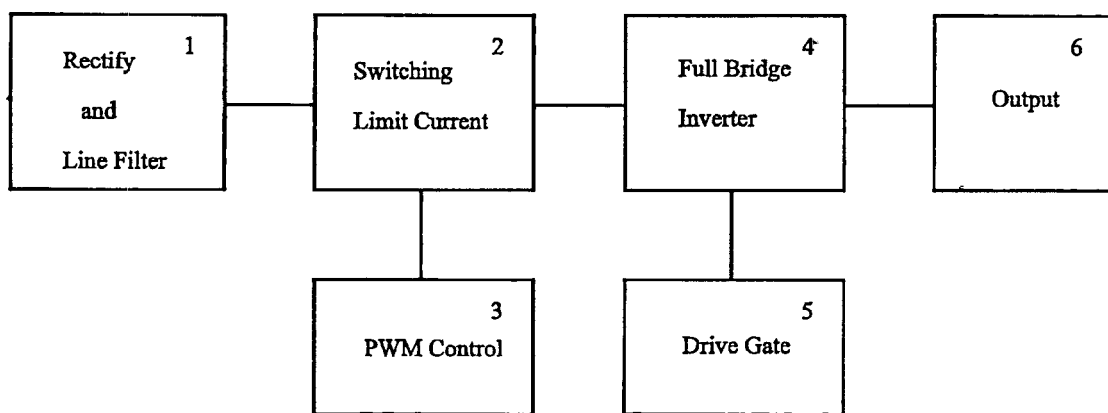


บทที่ 5

การออกแบบเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ได้วิจัยนี้จัดเป็นประเภทที่สร้างไฟฟ้ากระแสสลับด้วยสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ โดยสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้เป็น IGBT ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่มีทิศทางด้านกระแส แรงดัน และความถี่ใช้งานเหมาะสมกับงานวิจัยนี้ แต่อาจจะหาซื้อได้ยาก และมีราคาค่อนข้างสูง ตามที่ได้กล่าวมาให้เห็นว่าวงจรโซแนนซ์แบบขนานเหมาะสมสำหรับการทำความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ แต่จำเป็นต้องมีวงจรกำเนิดกระแสคงที่จะอธิบายการออกแบบตามรูปที่ 5.1 เป็นแผนภาพแสดงส่วนประกอบที่สำคัญของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

รูปที่ 5.1 แผนภาพส่วนประกอบที่สำคัญของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

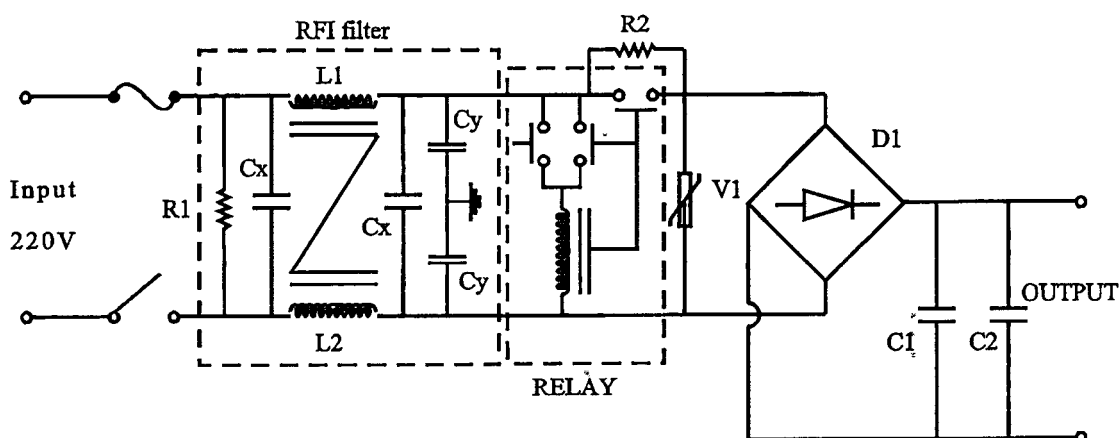


1 วงจรเรกติไฟร์และกรอง

ส่วนนี้แสดงไว้ในบล็อกที่ 1 ของรูปที่ 5.1 วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังให้แก่เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ โดยจะรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ขนาด 220 โวลต์

ความถี่ 50 เฮิรตซ์ ผ่านวงจรเรียงกระแส 1 เฟส แบบบริดจ์ แล้วผ่านวงจรกรองโดยใช้ตัวเก็บประจุ ทำให้ได้แรงดันไฟกระแสตรงประมาณ 300 โวลต์ วงจรในส่วนนี้แสดงรายละเอียดดังรูปที่ 5.2

รูปที่ 5.2 แสดงวงจรกรอง และวงจรเรกติไฟร์



การออกแบบค่าความจุของตัวเก็บประจุที่ใช้สำหรับกรองแรงดัน คำนวณได้ดังนี้
แรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสเมื่อผ่านวงจรกรองมีค่าขอดประมาณ 300 โวลต์
กำหนดให้แรงดันกระเพื่อมมีค่าขอดถึงขอดเป็น 3% ของแรงดันขอด มีค่าประมาณ 9 โวลต์ แรงดัน
เฉลี่ยที่ตัวเก็บประจุมีค่าประมาณ 300 โวลต์

หาค่าตัวเก็บประจุประมาณได้จากสมการที่ 46

$$C = \frac{(1-D)IDT}{\Delta v} \quad (46)$$

โดย D คือคิวตี้ไซเคิล(duty cycle)

I คือกระแสเอาต์พุต

T คือคาบเวลา

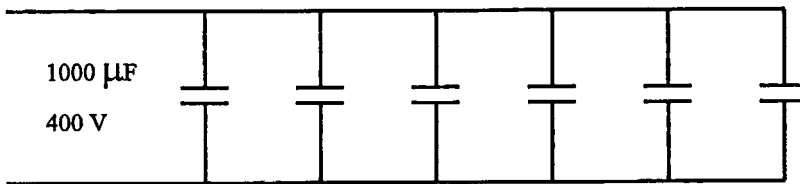
Δv คือแรงดันกระเพื่อมจากขอดถึงขอด

C คือค่าความจุของตัวเก็บประจุที่เป็นวงจรกรอง

ประมาณว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในช่วงตัวเก็บประจุจ่ายกระแสมีค่าประมาณ 20 แอมแปร์ ค่าความถี่ไซเคิลมีค่า 0.2 ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นคาบเวลา = $1/F = 50$ ไมโครวินาที ดังนั้นตัวเก็บประจุควรมีค่าประมาณ 5333 ไมโครฟารัด

ในทางปฏิบัติการเลือกตัวเก็บประจุจะเลือกให้มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ และพิคคของแรงดันไฟตรงของตัวเก็บประจุอย่างน้อย 310 โวลต์ และเพื่อค่าแรงดันไฟฟ้ามีการขึ้นลงอีก 20% จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาด 1000 ไมโครฟารัด ที่สามารถทนแรงดันไฟกระแสตรงได้ 400 โวลต์ มาต่อขนานกันจำนวน 6 ตัว เพื่อให้ได้ค่าความจุ 6000 ไมโครฟารัด ซึ่งค่าความจุที่ใช้มีค่ามากกว่าค่าที่คำนวณ ซึ่งจะส่งผลให้แรงดันกระแสที่ตัวเก็บประจุมีค่าลดลง

รูปที่ 5.3 แสดงการต่อตัวเก็บประจุ

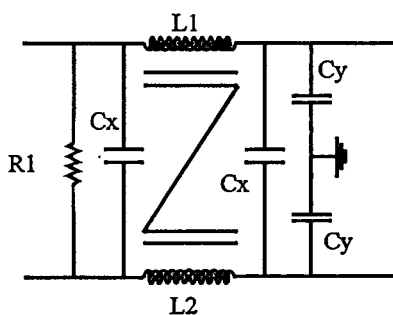


จากรูปที่ 5.2 ความต้านทาน R2 ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ มีหน้าที่จำกัดกระแสเมื่อวงจรเริ่มทำงาน เพราะในช่วงแรกนี้แรงดันที่ตัวเก็บประจุยังมีค่าประมาณ 0 โวลต์ ทำให้กระแสที่ไหลเข้าอัดประจุให้แก่ตัวเก็บประจุมีค่าค่อนข้างสูง ซึ่งกระแสจำนวนนี้จะไหลผ่านไดโอดของวงจรเรกติไฟร์ อันอาจทำให้ไดโอดเกิดความเสียหายได้ จนกระทั่งเมื่อประจุเข้าอัดในตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มถึงระดับแรงดันที่เหมาะสมแล้วตัวต้านทานนี้จะถูกลัดวงจรด้วยแมกเนติกคอนแทกเตอร์ด้วยการกดปุ่มสตาร์ทเพื่อไม่ให้เกิดกำลังสูญเสียที่ R2 ขณะวงจรทำงาน และวงจรเรกติไฟร์จะได้ส่งผ่านกำลังได้เต็มที่

$$R2 = T/C1$$

กำหนดให้เวลาในการอัดประจุเข้าตัวเก็บประจุภายใน 5 วินาที ค่า $C1 = 6000$ ไมโครฟารัด ดังนั้นต้องใช้ ค่า $R2 = 833$ โอห์ม จึงเลือกใช้ความต้านทานแบบกระเบื้อง 10 วัตต์ 1000โอห์ม

รูปที่ 5.4 แสดงการต่อวงจร LC เพื่อลดสัญญาณ RFI



การทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายเป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูงๆ สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอก วิธีการลดสัญญาณรบกวน RFI ที่จะออกไปภายนอกที่ใช้กันโดยทั่วไปสำหรับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายคือ การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟสลับ ดังรูปที่ 5.4 วงจร RFI ฟิลเตอร์ในรูปที่ 5.2 ควรกำหนดค่าของตัวเก็บประจุ และค่าของตัวเหนี่ยวนำ ดังต่อไปนี้

$$C_x = 0.1 \text{ ถึง } 2 \mu\text{F}$$

$$C_y = 2200 \text{ pF ถึง } 0.033 \mu\text{F}$$

$$L_1, L_2 = 1.2 \text{ mH ถึง } 47 \text{ mH}$$

ตัวต้านทาน R_1 ที่ต่ออยู่ในวงจรมีไว้เพื่อให้ตัวเก็บประจุคายประจุทิ้งไป โดยค่า R_1 เป็นไปตามสมการ (47) กำหนดให้ t มีค่าเท่ากับ 1 วินาที

$$R_1 = t / 2.21C \quad (47)$$

ในการเลือกพิกัดของไดโอดพิจารณาดังนี้ จากไฟกระแสสลับ 220 โวลท์ เมื่อผ่านบริดจ์เรกติไฟร์จะได้สัญญาณไฟกระแสตรงแบบเต็มคลื่น ตามที่ได้ออกแบบกำหนดให้แหล่งจ่ายไฟนี้สามารถจ่ายกำลังได้ 3000 วัตต์ เมื่อสัญญาณไฟกระแสตรงแบบเต็มคลื่นไปผ่านวงจรกรองจะได้ไฟกระแสตรงประมาณ 300 โวลท์ ดังนั้นกระแสที่ผ่านไดโอด อย่างน้อยจะต้องมีค่า $3000/300 = 10$

แอมแปร์ รวมกับการเพื่อค่าความปลอดภัยในการทำงานจึงเลือกใช้บริดจ์เรกติไฟร์มีพิกการทน
กระแส 35 แอมแปร์ ที่แรงดัน 800 โวลท์

จากรูปที่ 50 ใช้อุปกรณ์ดังนี้

$$R1 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R2 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$Cx = 0.22 \text{ }\mu\text{F}$$

$$Cy = 3300 \text{ pF}$$

$$L1, L2 = 1.2 \text{ mH}$$

$$D1 = 35 \text{ A } 800 \text{ V}$$

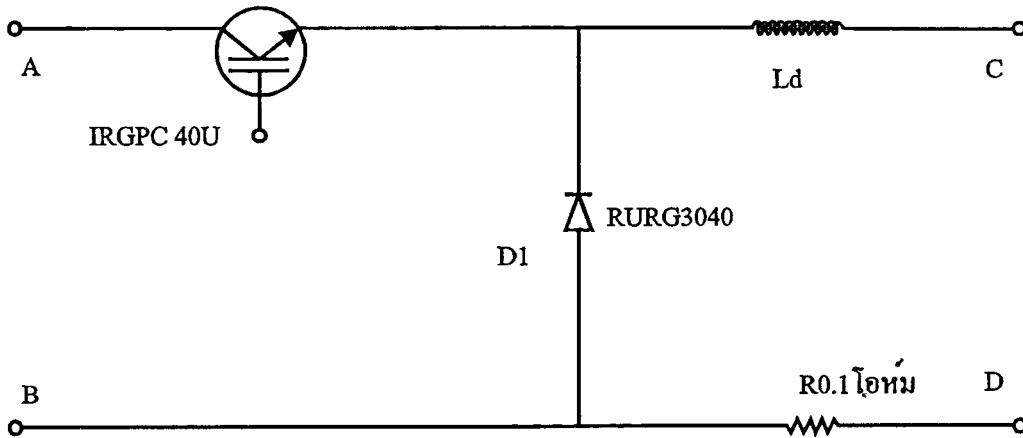
$$C1 = 6000 \text{ }\mu\text{F}$$

$$C2 = 0.022 \times 3 \text{ }\mu\text{F}$$

2 แหล่งจำกัดกระแส

วงจรการสวิตช์สำหรับแหล่งจำกัดกระแสเนื่องจากเป็นวงจรสวิตช์ที่มีความถี่สูงจึงต้องเลือกอุปกรณ์ที่สามารถสวิตช์ด้วยความเร็วสูงได้ รวมทั้งมีพิกการทนกระแสสูง การสูญเสียที่สวิตช์ต่ำ และสามารถใช้กับแรงดันสูง (ประมาณ 400 โวลท์) เราจึงเลือก IGBT มาใช้ในงานนี้ IGBT ที่ใช้เป็นของ International Rectify เบอร์ IRGPC 40U ซึ่งมีความเร็วที่สูงมาก IGBT เบอร์นี้มีจุดเด่นตรงที่สามารถทนแรงดัน และกระแสได้สูง ทนกำลังสูญเสียได้สูง และสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้

รูปที่ 5.5 แสดงวงจรสวิตช์สำหรับแหล่งจ่ายกระแส



เมื่อพิจารณาจากรูปวงจรที่ออกแบบจะ ไม่มีการต่อสับเบอร์คร่อมระหว่างขา CE ของ อุปกรณ์ IGBT เราใช้วิธีการเพิ่ม R_g เพื่อลดความเร็วในการสวิตช์ลง มีผลทำให้สัญญาณรบกวนที่ ฮาร์โมนิกสูงลดลงไปด้วย แต่การเพิ่ม R_g จะทำให้การสูญเสียที่สวิตช์มากขึ้น แต่เนื่องจากว่า วงจรกระแสที่นี้จ่ายกระแส 10 แอมแปร์ ซึ่งต่ำกว่าพิกัดของอุปกรณ์ IGBT มากจึงสามารถยอมรับค่าสูญเสียที่เพิ่มขึ้นมานี้ได้

ค่า L_d ที่ใช้ประมาณจากสมการที่ (48)

$$L_d = \frac{V(1-D)T}{\Delta i} \quad (48)$$

โดยที่ V คือแรงดันที่เอาต์พุต

D คือควัติไซเคิล

T คือคาบเวลา

Δi คือกระแสกระเพื่อม

ดังนั้น L_d มีค่าประมาณ 20 มิลลิเฮนรี่ จึงใช้ค่า L_d ที่ 25 มิลลิเฮนรี่

ส่วนวงจรขับเคลื่อนของ IGBT เราใช้ IR2110 ซึ่งเป็นไอซีสำเร็จเหมาะสำหรับขับเคลื่อนอุปกรณ์ ประเภทมอสเป็นผลิตภัณฑ์ของ International Rectify เช่นกัน จุดเด่นของไอซีตัวนี้มี dv/dt สูงมาก

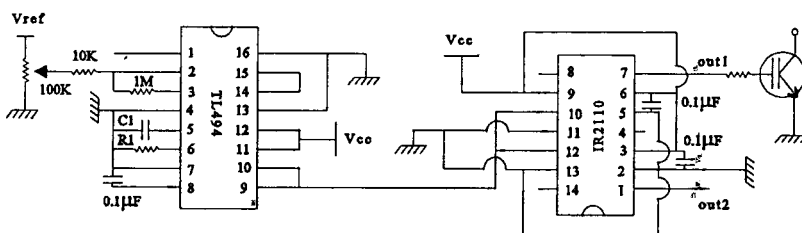
สามารถขับเคลื่อนที่ความถี่สูงมาก พร้อมทั้งสามารถประยุกต์ใช้ในระบบกราวด์แยกประเภทฟูลบริดจ์ (full bridge) หรือฮาล์ฟบริดจ์(half bridge) ได้

ส่วนวงจรควบคุม(PWM) เราใช้ TL494 เป็นตัวกำเนิด PWM และใช้ตัวขยายความถี่พลาตของ TL494 เพียงตัวเดียวในการตรวจสอบกระแส โดยความถี่ของ PWM อยู่ที่ประมาณ 20 กิโลเฮิร์ตซ์

ส่วนตัวจับกระแสใช้ตัวต้านทานค่า 0.1 โอห์ม ในการตรวจจับกระแสที่ไหลผ่าน เหตุที่เราไม่ใช้อุปกรณ์ประเภทฮอลล์เอฟเฟก และอุปกรณ์ประเภททางแสงเนื่องจากมีความยากลำบากในการจัดวงจร รวมทั้งการเกิดฮิสเทอรีซิส และค่าชดเชย(offset) ทำให้วงจรทำงานผิดพลาดไป เพราะกระแสที่ต้องการตรวจจับมีค่าน้อย จึงเหมาะสมกับตัวต้านทานมากกว่าอุปกรณ์อื่นๆ(ในระดับที่ยอมรับได้)

3 การควบคุมแบบ PWM

รูปที่ 5.6 แสดงวงจรขับเคลื่อน และวงจรควบคุมแบบกระแสคงที่



วงจรควบคุม PWM ที่ใช้เป็น IC เบอร์ TL494 ภายในจะมีส่วนออสซิลเลเตอร์อยู่มีหน้าที่สร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย โดยความถี่จะกำหนดจากอุปกรณ์ภายนอก 2 ตัว คือ R1 และ C1 ที่ต่อกับขาที่ 6 และ 5 ตามลำดับ ค่าความถี่หาได้จากสมการที่ (49)

$$f_{osc} = 1.1/R_1C_1 \quad (49)$$

ความถี่ที่ใช้ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ให้ $C_1 = 1$ นาโนฟารัด ดังนั้น R_1 ควรมีค่า 55 กิโลโอห์ม จึงเลือกใช้ R_1 เป็นแบบปรับค่าได้ 0-100 กิโลโอห์ม ขา 1 ของ TL494 เป็นขาป้อนกลับจากวงจรขยาย

สัญญาณผิดพลาด โดยนำสัญญาณมาเปรียบเทียบกับขา2 เป็นสัญญาณอ้างอิง ตั้งค่าคงที่กระแสไว้ที่ 10 แอมแปร์ ขา13 เป็นขาควบคุมเอาต์พุต ในกรณีนี้เรานำ TL494 ขับ IGBT เพียงตัวเดียวจึงต่อขานี้ลงกราวด์เพื่อให้ช่วงเวลานากระแสเพิ่มขึ้น สัญญาณที่เอาต์พุตที่ได้จากขา 9 และ 10 จะนำไปเข้าเพื่อขับ IGBT

4 อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

ชุดอินเวอร์เตอร์ประกอบไปด้วย IGBT เบอร์ HGTG30N60C3D ของบริษัท Harris ชุดอินเวอร์เตอร์จำเป็นจะต้องทนกระแสสูง และสามารถสวิตซ์ที่ความถี่สูงอีกทั้งในโหมดกระแสจำเป็นจะต้องทนต่อแรงดันชั่วขณะได้ดี เนื่องจากคุณสมบัติของ HGTG30N60C3D มีความสามารถผ่านกระแสระดับ 30 แอมแปร์ที่ 100 องศาเซลเซียส และยังสามารถสวิตซ์ที่ความถี่สูงได้ โดย IGBT เบอร์นี้มีคุณสมบัติทางด้านความเร็วสูงที่สุด โดยพิกัดของ HGTG30N60C3D เป็นดังนี้

- แรงดันคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ 600 โวลท์
- แรงดันเกตกับอิมิตเตอร์ ± 20 โวลท์
- กระแสคอลเล็กเตอร์ 60 แอมแปร์
- กระแสคอลเล็กเตอร์ปกติ 30 แอมแปร์
- กำลังสูญเสียรวม 200 วัตต์

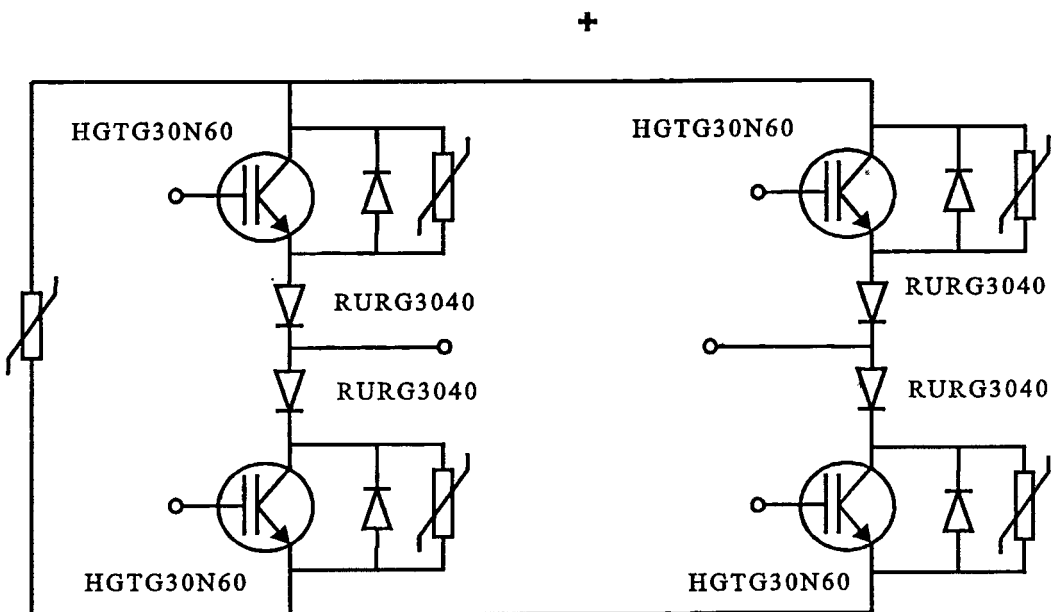
ส่วนแรงดันย้อนกลับที่จะก่อให้เกิดความเสียหายกับ IGBT เราได้ตัดไดโอดสำหรับย้อนกลับคร่อมขา C-E โดยไดโอดที่ต่อจะต้องมีเวลากลับคืน (recovery time) ที่ต่ำมากเนื่องจากใช้งานในวงจรสวิตซ์ความถี่สูง และยังจะต้องมีค่าความต้านทานในขณะนำกระแสต่ำ เพื่อที่จะผ่านกระแสย้อนกลับได้ทันก่อนที่ IGBT จะเกิดความเสียหาย

วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์กระแส จะมีโครงสร้างต่างจากอินเวอร์เตอร์แรงดันโดยจำเป็นต้องมีส่วนป้องกันกระแสย้อนกลับ เราจึงใช้ไดโอดที่มีความเร็วสูงในการป้องกันกระแสย้อนกลับ และในขณะที่นำกระแสจำเป็นจะต้องมีค่าสูญเสียต่ำ จึงเลือกใช้ไดโอดชนิดความเร็วสูงเบอร์ RURG 3040 ส่วนการป้องกันแรงดันเกินอันเนื่องมาจากแรงดันของชุดอินเวอร์เตอร์กระแสเราได้

ใช้วาริสเตอร์ซึ่งมีค่าแรงดัน 380 โวลต์ต่อคร่อมขา C-E เพื่อให้จุดทำงานของ IGBT อยู่ใน SOA(Safe Operating Area) กราฟ ซึ่งบริษัทผู้ผลิตกำหนดมา

เมื่อพิจารณาการจัดวางอุปกรณ์ต่างๆสำหรับชุดอินเวอร์เตอร์ซึ่งทนกำลังสูงเป็นสิ่งที่สำคัญมาก ตำแหน่งการวางบนตัวระบายความร้อน เพื่อความเร็วในการระบายความร้อนจำเป็นจะต้องวาง IGBT แต่ละตัวให้ห่างกันพอสมควร เนื่องมาจากว่า IGBT แต่ละตัวมีการสูญเสียมากเมื่อวางอยู่บนตัวระบายความร้อนที่ใกล้กันจะมีผลทำให้ผลต่างอุณหภูมิบริเวณนั้นมีค่าต่ำ การระบายความร้อนก็เป็นไปได้ช้า แต่ถ้าอยู่ใกล้กับขอบของตัวระบายความร้อนมากเกินไปพื้นที่ในการระบายความร้อนก็จะน้อยลงไปด้วย และการวาง IGBT ห่างกันมากๆจะมีผลทำให้ระยะของสายไฟที่ใช้จะมาก เป็นผลให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำขึ้นภายในสาย

รูปที่ 5.7 แสดงการจัดวางชุดอินเวอร์เตอร์



การติดตั้ง IGBT เข้ากับตัวระบายความร้อนมีข้อควรระวังอีก คือตัวถังทางด้านหลังของ IGBT เป็นโลหะซึ่งต่อขาคอลเลกเตอร์ ดังนั้นเราจึงไม่สามารถติดตั้ง IGBT โดยตรงบนตัวระบายความร้อนเพราะว่า IGBT แต่ละตัวต้องการ การแยกระบบกราวด์กันอย่างอิสระ จึงต้องใส่แผ่นฉนวนกัน และใช้ครีมนำซิลิโคนเพื่อไม่ให้มีช่องว่างอากาศ

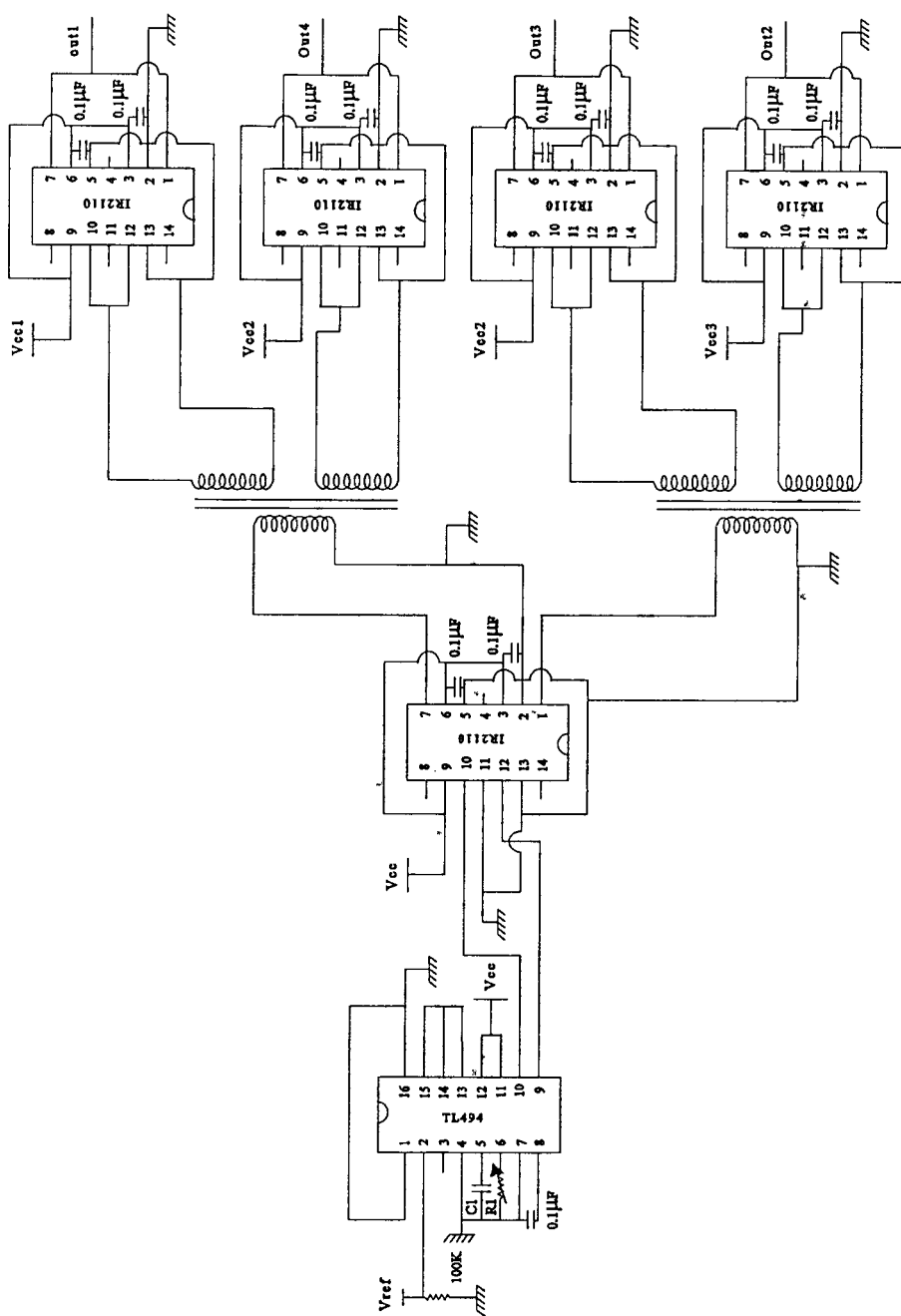
5 ชุดขับเกทของอินเวอร์เตอร์

ใช้ไอซี TL494 ในการกำเนิดสัญญาณเนื่องจากการสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มี duty cycle 50 เปอร์เซ็นต์ สองสัญญาณโดยมีมุมต่างกัน 180 องศา ถ้าเราใช้ไอซีดิจิตอลมากำเนิดสัญญาณจะทำให้ยาก การกำเนิดสัญญาณของไอซี TL494 ทำโดยดัดแปลงจากวงจรควบคุมสวิตชิงซึ่งซับซ้อนทำให้เป็นแบบรูปเปิดในการป้อนกลับเทียมนำกับตัวไอซีส่วนความกว้างของพัลส์ที่ได้จะใกล้เคียง 50 เปอร์เซ็นต์ โดยการลดการควบคุม dead time ให้มีค่าต่ำที่สุดคงรูปที่ 5.8 แสดงวงจรขับเกทของชุดอินเวอร์เตอร์

ส่วนวงจรขับเกทใช้หม้อแปลงพัลส์ในการแยกระบบกราวด์ออกจากกัน เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนหม้อแปลงพัลส์ใช้แกนเฟอร์ไรท์เบอร์ EI16 การจัดวางวงจรควบคุม หรือวงจรขับต่างๆจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการเดินสายสัญญาณให้สั้นเนื่องจากสัญญาณรบกวนสามารถเหนี่ยวนำเข้ามาในสายสัญญาณได้เมื่อความยาวสายเพิ่มขึ้น ส่วนวงจรกำลังก็เช่นกัน การเดินสายเป็นระยะทางยาว และมีพื้นที่ของลูปกระแสรวมก็เปรียบเสมือนค่า L ที่เพิ่มขึ้นมา ซึ่งจะมีผลกระทบเมื่อมีความถี่สูงขึ้นนั่นเอง

ความถี่ที่ใช้อยู่ในช่วง 20-100 กิโลเฮิร์ตซ์ ให้ $C1 = 1$ นาโนฟารัด ดังนั้น $R1$ ควรจะมีค่า ในช่วง 11-55 กิโลโอห์ม จึงเลือกใช้ $R1$ เป็นความต้านทานแบบปรับค่าได้ 100 กิโลโอห์ม

รูปที่ 5.8 แสดงวงจรขับชุดอินเวอร์เตอร์



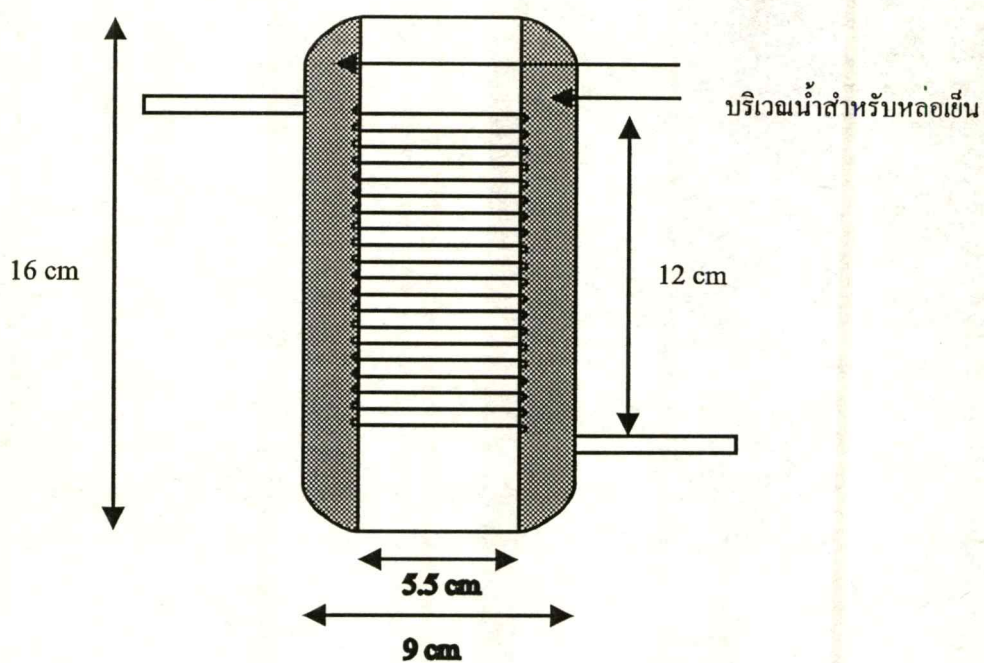
ภาคเอาท์พุต

ประกอบด้วยขดลวดเหนียวนำ และคาปาร์ซิเตอร์สำหรับการเรโซแนนซ์ ขดลวดเหนียวนำที่ใช้กับการให้ความร้อนโดยการเหนียวนำจะใช้หม้อแปลงกระแสในการส่งผ่านพลังงานไปที่ขดลวดเหนียวนำแต่ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ตัดส่วนของหม้อแปลงกระแสออก โดยนำขดลวดเหนียวนำต่อตรงกับชุดอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากว่าหม้อแปลงกระแสที่ใช้ในการผ่านกระแสสูงสร้างได้ยากและยังมีการสูญเสียที่เกิดจากขดลวดในหม้อแปลงกระแส ขดลวดเหนียวนำที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จึงมีจำนวนรอบมาก ซึ่งในการออกแบบขดลวดเหนียวนำนั้นจะขึ้นอยู่กับรูปทรง และขนาดของชิ้นงาน เนื่องจากว่าการทำงานที่ความถี่สูงกระแสจะไหลหนาแน่นเฉพาะบริเวณผิว (skin effect) การใช้ลวดเส้นเดียวมาทำเป็นขดลวดเหนียวนำจะมีผลทำให้สูญเสียเนื้อที่บริเวณเส้นลวดที่ใช้ในการนำกระแส ดังนั้นจึงได้นำลวดทองแดง SWG เบอร์ 22 ขนาดเส้น 3 เส้นจำนวนรอบ 50 รอบพันเป็นขดลวดเหนียวนำ

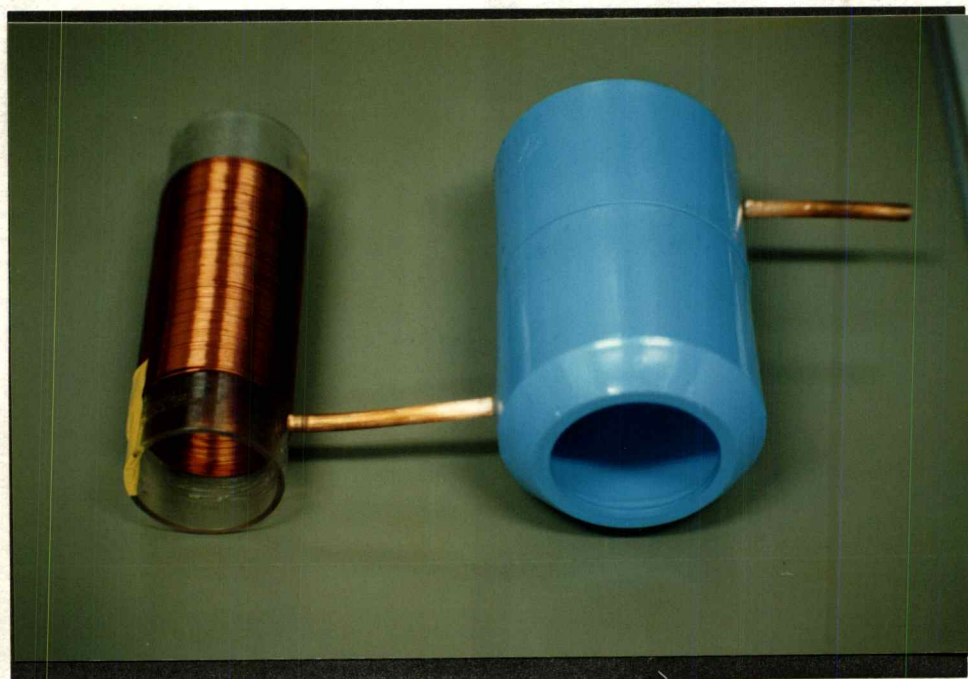
การออกแบบส่วนระบายความร้อน

เนื่องจากขดลวดเหนียวนำเป็นแบบอิมพีแดนซ์สูงมีจำนวนรอบมาก จึงทำส่วนระบายความร้อนเป็นแจ็กเก็ตหุ้มส่วนที่เป็นขดลวดเหนียวนำ โดยภายในแกนของขดลวดเหนียวนำใช้ท่อแก้วไฟเบอร์กลาส เนื่องจากแก้วไฟเบอร์กลาสสามารถทนอุณหภูมิได้สูง รอบแกนของขดลวดเหนียวนำใช้ท่อ PVC มาทำเป็นตัวหุ้มแก้วไฟเบอร์กลาส ขนาดต่างๆของขดลวดเหนียวนำที่ได้ออกแบบแสดงดังรูปที่ 5.9 และรูปของขดลวดเหนียวนำได้แสดงไว้ดังภาพ 5.10

รูปที่ 5.9 แสดงขนาดของขดลวดเหนี่ยวนำ และส่วนระบายความร้อน

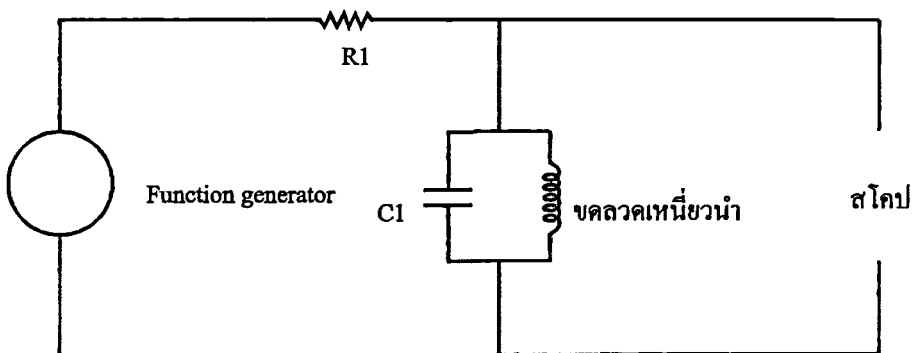


รูปที่ 5.10 แสดงรูปของขดลวดเหนี่ยวนำ และส่วนระบายความร้อน



ตัวเก็บประจุที่ใช้ประมาณได้จากการทดลองหาความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ(function generator) เป็นตัวจ่ายความถี่ ดังแสดงวงจรการทดสอบ ดังรูปที่ 5.11 และผลการทดลองแสดงในตารางที่ 5.1

รูปที่ 5.11 แสดงวงจรการทดลองเพื่อหาค่าตัวเก็บประจุที่ต้องใช้



ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดลองหาตัวเก็บประจุสำหรับขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้

จำนวนตัวเก็บประจุ	ความถี่เรโซแนนซ์ (kHz)
2	140
4	110
6	90
8	80
10	75
12	70
14	67
16	65
18	63
20	60

ในการเลือกใช้ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรเรโซแนนซ์สำหรับความถี่สูงจำเป็นต้องคำนึงถึงค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริกของตัวเก็บประจุ และอัตราการทนแรงดันริบเปิด เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของสนามไฟฟ้าในตัวเก็บประจุส่วนหนึ่งผ่านไดอิเล็กตริกของตัวเก็บประจุก่อให้เกิดความร้อนเนื่องจากประจุเสียดสีกับเนื้อของไดอิเล็กตริกเป็นไปตามสมการ 50 และสมการ 51 ถ้าตัวเก็บประจุจะมีสูง และ แรงดันกระแสเพิ่มมีสูง และคาบเวลาค่า(ความถี่สูง) จะทำให้กระแสที่ผ่านมีค่าสูงตามไปด้วย ยังผลให้ค่าการสูญเสียของไดอิเล็กตริกสูง ดังนั้นการใช้ตัวเก็บประจุ 1 ตัว ที่มีค่าความจุสูงจะไม่สามารถทนต่อการสูญเสียไดอิเล็กตริกได้ซึ่งอาจทำให้เกิดการระเบิดขึ้นได้

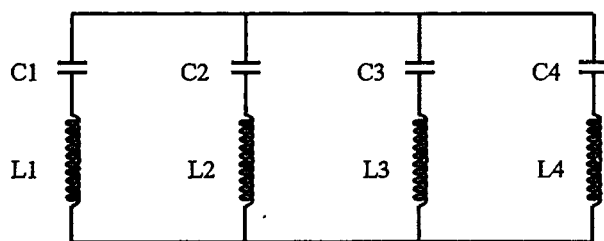
$$I = Q/T \quad (50)$$

$$Q = CV \quad (51)$$

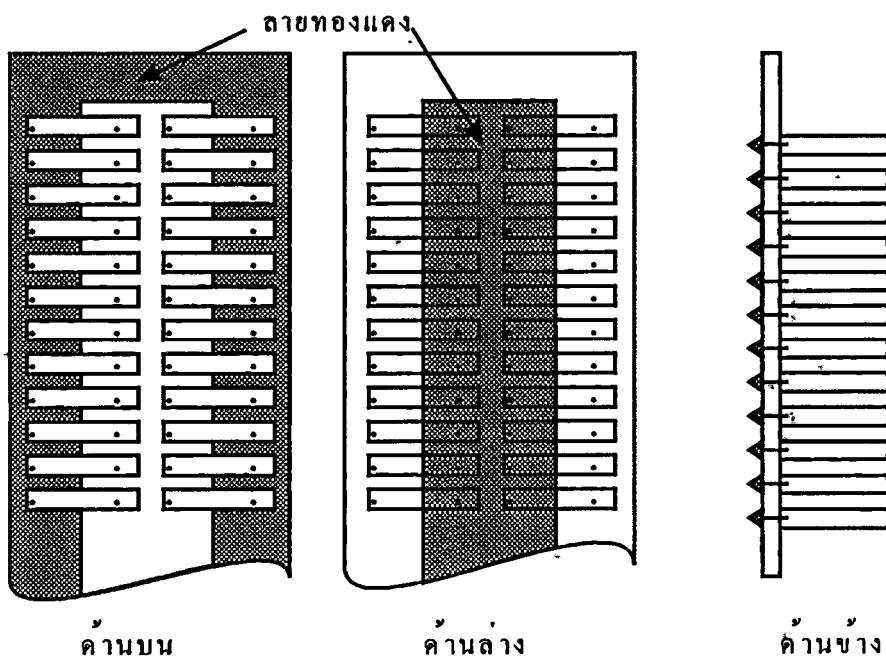
การออกแบบตัวเก็บประจุจึงต้องใช้ตัวเก็บประจุซึ่งมีค่าการสูญเสียไดอิเล็กตริกต่ำพวก โพลีโพลีเอทิลีน หรือ ไมคาร์ จำนวนหลายๆตัวต่อขนานกันเพื่อให้สามารถทนต่อการสูญเสียไดอิเล็กตริกได้ ค่าความเหนียวนำแฝงในตัวเก็บประจุ ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของตัวเก็บประจุก็เป็นเรื่องที่ต้องระมัดระวัง ค่าความเหนียวนำแฝงนี้เปรียบเสมือนกับขดลวด L ต่ออนุกรมอยู่กับค่าความจุทำให้ลด di/dt ของตัวเก็บประจุลงเป็นผลทำให้การนำตัวเก็บประจุมาใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ก็เปรียบเสมือนนำ L มาต่อในวงจรเรโซแนนซ์ด้วยนั่นเอง จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุของ WIMA มีค่าความจุ 0.022 ไมโครฟารัดทนแรงดัน 1600 โวลต์ โดยการต่อค่าความจุขนานกันหลายตัวเป็นผลให้ค่าความจุเพิ่มขึ้นในทางตรงกันข้ามการต่อขนานค่า L มีผลทำให้ค่า L ลดลงเป็น L/N โดย N เป็นจำนวนตัวเก็บประจุที่มาต่อ ดังรูปที่ 5.12

การติดตั้งตัวเก็บประจุก็มีความสำคัญสำหรับความถี่สูง โดยต่อตัวเก็บประจุลงบนแผ่นปริ้นท์จะต้องออกแบบเพื่อลดค่าความเหนียวนำซึ่งเกิดเนื่องจากลูปของกระแส ซึ่งต้องทำให้ลูปของกระแสมีน้อยที่สุด เนื่องจากพลังงานในวงจรเรโซแนนซ์มีพลังงานสูงมากถ้าเกิดลูปของกระแสจะมีผลในการเหนียวนำ และส่งสัญญาณรบกวนออกมาด้วย การต่อตัวเก็บประจุแสดงดังรูปที่ 5.13

รูปที่ 5.12 แสดงการต่อเพื่อเพิ่มค่า C และลดค่า L



รูปที่ 5.13 แสดงการต่อตัวเก็บประจุลงบนแผ่นปริ้นท์



บทที่ 6

ผลการทดลอง

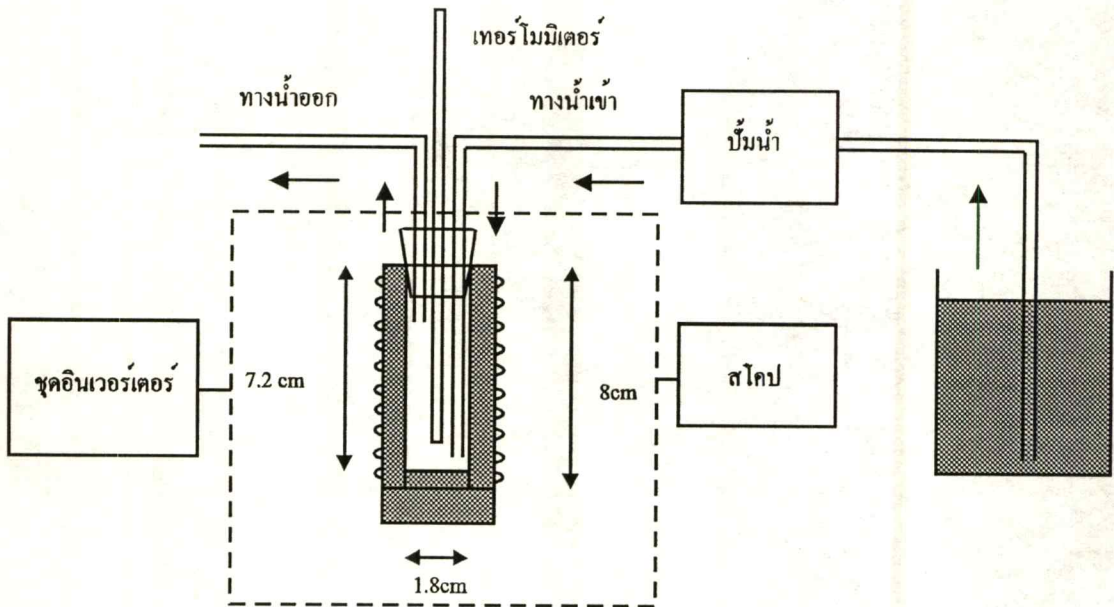
ในบทนี้ได้มีการทดสอบ 3 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 เป็นการทดลองเพื่อทดสอบคุณสมบัติของขดลวดเหนียวนำแบบอิมพีแดนซ์สูง ส่วนที่ 2 ทดสอบแหล่งจ่ายไฟสำหรับจำกัดกระแส ส่วนที่ 3 เป็นการทดสอบเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนียวนำ โดยการบันทึกสัญญาณที่ภาคต่างๆของเครื่อง พร้อมทั้งวัดประสิทธิภาพของเครื่องด้วย

1.การทดสอบคุณสมบัติของขดลวดเหนียวนำ

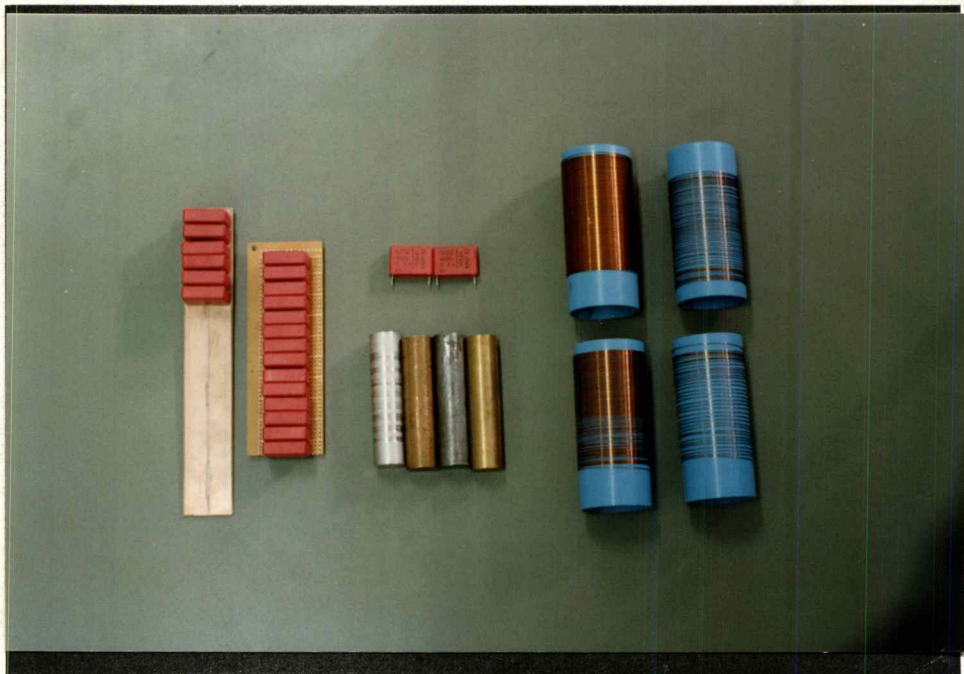
การทดลองนี้เป็นการทดสอบคุณสมบัติต่างๆที่ค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนียวนำต่างๆกัน ที่ความถี่คงที่ ความสูงของขดลวดเหนียวนำคงที่ เพื่อเปรียบเทียบขดลวดเหนียวนำแบบอิมพีแดนซ์สูง กับขดลวดเหนียวนำแบบอิมพีแดนซ์ต่ำ โดยการวัดอุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อชิ้นงานถูกเหนียวนำ ขนาดอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนียวนำมี 4 ขนาด ทั้ง 4 ขนาดมีความสูง (L) 7 เซนติเมตร เส้นผ่านศูนย์กลาง 4.1 เซนติเมตร ใช้ท่อ PVC เป็นแกนสำหรับพันขดลวดเหนียวนำ จัดการทดลองตามรูปที่ 6.1 ขดลวดเหนียวนำทั้งหมดที่ใช้ในการทดลองนี้แสดงดังตารางที่ 6.1

ชิ้นงานที่ได้นำมาทดสอบมี 4 ชนิด คือ เหล็ก, ทองแดง, ทองเหลือง และ อลูมิเนียม แต่ในบทนี้จะแสดงผลไว้ 2 ชนิด คือ เหล็ก และอลูมิเนียม ส่วนทองแดง และทองเหลือง จะแสดงไว้ในภาคผนวก ชิ้นงานแต่ละชนิดจะมีขนาดเท่ากัน ดังในรูปที่ 6.1 ส่วนประกอบสำคัญของการทดลองแสดงในรูปที่ 6.2 ในการทดลองกำหนดให้ค่า CV^2 ซึ่งเป็นค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุใน 1 คาบเวลาให้เท่ากันในแต่ละขดลวดเหนียวนำ ทำการทดลองแล้วบันทึกค่าอุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนแปลงไป

รูปที่ 6.1 แสดงแผนภาพการทดลองคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำ



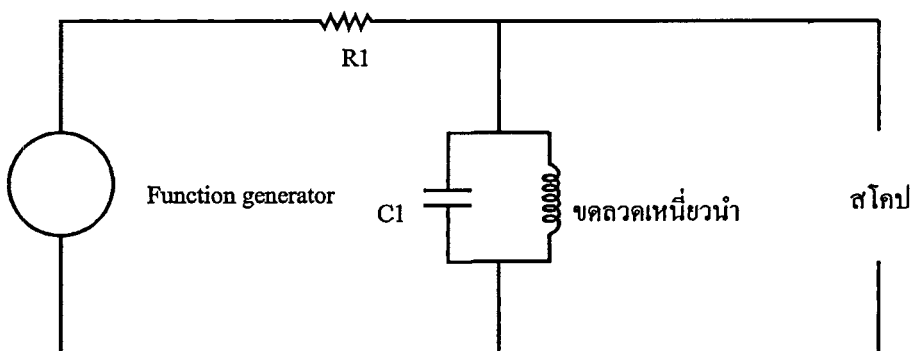
รูปที่ 6.2 แสดงส่วนประกอบสำคัญในการทดลองคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำ



ตารางที่ 6.1 แสดงขดลวดเหนี่ยวนำขนาดต่างๆที่ใช้ในการทดลอง

เลขที่ขดลวด	ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด(μH)	ค่า C ที่ใช้(μF)
1	343	0.022
2	175	0.044
3	80	0.11
4	60	0.198
5	65	0.198
6	93	0.11
7	205	0.044
8	387	0.022

รูปที่ 6.3 แสดงวงจรการทดสอบหาจำนวนตัวเก็บประจุ



ค่าตัวเก็บประจุมาจากการทดลองโดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ(function generator) เป็นแหล่งจ่ายสัญญาณแล้ววัดหาความถี่เรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 6.3 และแสดงผลดังตารางที่ 6.2 เป็นตารางที่ใช้เป็นแนวในการหาจำนวนตัวเก็บประจุที่จะใช้ของแต่ละขดลวดเหนี่ยวนำ

ตารางที่ 6.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนรอบกับจำนวนตัวเก็บประจุ
ที่ใช้ที่ความถี่ 57 กิโลเฮิรตซ์

ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด (μH)	จำนวนตัวเก็บประจุ	ความถี่ของเหล็ก (kHz)	ความถี่ของอลูมิเนียม (kHz)
380	1	52	57
200	2	55.6	59.2
104	3	60	64
97	4	57	61
90	5	56	59.7
83	6	56	60
75	7	58	62
70	8	57	61
63	9	57	61

การคำนวณค่าพลังงานที่ถ่ายโอนไปยังชิ้นงานหาจากสมการ (52)

$$P = \frac{Q}{\Delta t} = \frac{(mc_p + Mc_s)\Delta T}{\Delta t} \quad (52)$$

เมื่อ Q คือค่าพลังงานความร้อน (J)

P คือกำลังงาน(W)

m คือมวลของน้ำ (กรัม)

M คือมวลของโลหะ (กรัม)

c_p คือค่าความจุความร้อนจำเพาะของโลหะ (อลูมิเนียม=0.9 J/g.K, ทองเหลือง=0.37 J/g.K, ทองแดง=0.38 J/g.K, เหล็ก=0.46 J/g.K)

c_p คือค่าความจุความร้อนจำเพาะของน้ำ (4.184 J/g.(K))

ΔT คือผลต่างของอุณหภูมิ ($^{\circ}\text{C}$)

Δt คือช่วงระยะเวลาให้ความร้อน(วินาที)

ขั้นตอนการทดลอง

1.จัดการทดลองดังรูปที่ 6.1

2.บันทึกค่าอุณหภูมิเริ่มต้นของน้ำ

3.ทำการเพิ่มแรงดัน V_p ให้ได้ตามค่าที่ต้องการแสดงค่า V_p ดังรูปที่ 6.4 ตามค่า CV^2 ใน

ตาราง

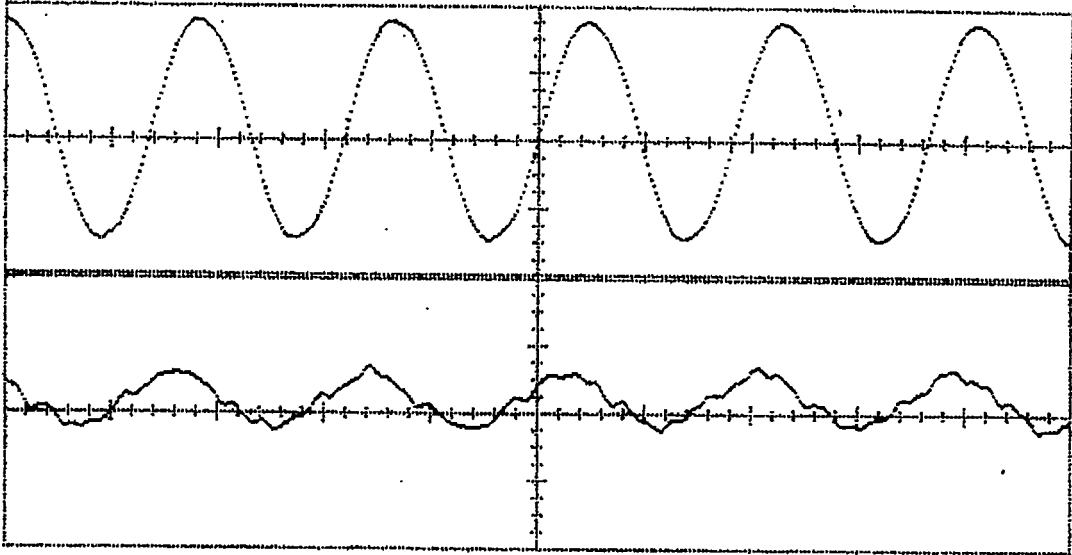
4.ทำการจับเวลาการเหนี่ยวนำ โดยของชิ้นงานที่เป็นเหล็ก 45 วินาที ชิ้นงานที่เป็นโลหะประเภทอื่น 180 วินาที

5.บันทึกค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป (ΔT) แรงดันอินพุท, กระแสอินพุท

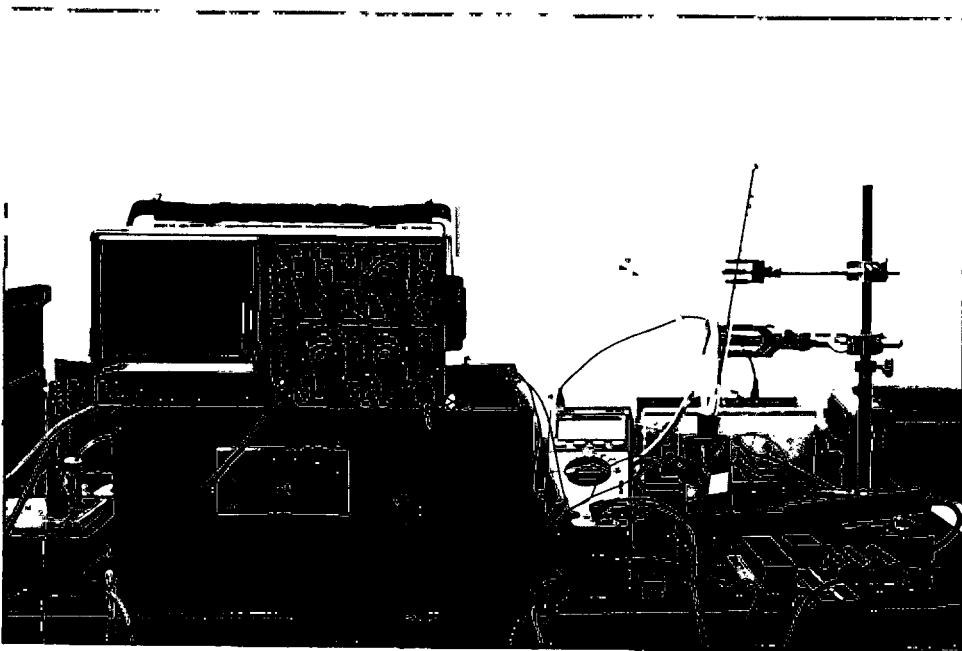
6.เปิดปั้มน้ำเพื่อเปลี่ยนน้ำให้เป็นอุณหภูมิห้อง แล้วเริ่มทำการทดลองจากข้อ1 โดยเพิ่มแรงดันตามค่า CV^2 ต่างๆ

ผลการทดลองส่วนของการทดสอบคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำแสดงในตารางที่ 6.3 ถึงตารางที่ 6.10 น้ำหนักของโลหะแต่ละชนิดเป็นดังนี้ เหล็ก=65.7กรัม, ทองแดง=77.47กรัม, ทองเหลือง=75.57กรัม, อลูมิเนียม=20.95กรัม, ปริมาณน้ำที่ใช้ทดสอบ=13.2กรัม

รูปที่ 6.4 แสดงแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ(รูปบน 50 โวลต์/ช่อง)
และกระแสผ่านตัวเก็บประจุ(รูปล่าง 2แอมแปร์/ช่อง)



รูปที่ 6.5 แสดงรูปการทดลองการทดสอบคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำ



กรณีชิ้นงานเป็นหลัก

ตารางที่ 6.3 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 1 กรณีชิ้นงานเป็นหลัก

เวลา $\Delta t = 45$ วินาที ที่ความถี่ 57 kHz

CV^2	V_p	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#1	Effcoil#1(%)
100	67	25	0.9	22.5	3.5	298.9	6.6	29.5
200	95	31	1.2	37.2	6	512.4	11.4	30.6
300	116	37	1.4	51.8	8	683.2	15.2	29.3
400	134	42	1.7	71.4	12.5	1067.5	23.7	33.2
500	150	47	2	94	16	1366.4	30.4	32.3
600	165	49	2.1	102.9	17	1451.8	32.3	31.4
700	178	54	2.3	124.2	20	1708.0	38.0	30.6
800	190	57	2.5	142.5	24.5	2092.3	46.5	32.6

V มีหน่วยเป็น โวลท์

I มีหน่วยเป็น แอมแปร์

P มีหน่วยเป็น วัตต์

T มีหน่วยเป็น องศาเซลเซียส

W มีหน่วยเป็น จูล์

ตารางที่ 6.4 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 2 กรณีใช้งานเป็นหลัก

เวลา $\Delta t = 45$ วินาที ที่ความถี่ 57 kHz

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#2	Effcoil#2(%)
100	47	15	1.5	22.5	3	256.2	5.7	25.3
200	67	21	2	42	5.5	469.7	10.4	24.9
300	82	23	2.2	50.6	7	597.8	13.3	26.3
400	95	31	2.3	71.3	10	854.0	19.0	26.6
500	106	33	2.5	82.5	12	1024.8	22.8	27.6
600	116	35	2.6	91	13	1110.2	24.7	27.1
700	126	40	3	120	16.5	1409.1	31.3	26.1
800	134	42	3.2	134.4	18	1537.2	34.2	25.4

V มีหน่วยเป็น โวลท์

I มีหน่วยเป็น แอมแปร์

P มีหน่วยเป็น วัตต์

T มีหน่วยเป็น องศาเซลเซียส

W มีหน่วยเป็น จูล์

ตารางที่ 6.5 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 3 กรณีใช้งานเป็นหลัก

เวลา $\Delta t = 45$ วินาที ที่ความถี่ 57 kHz

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#3	Effcoil#3(%)
100	30	12	1.4	16.8	2	170.8	3.8	22.6
200	42	16	1.8	28.8	3.5	298.9	6.6	23.1
300	52	19	2.3	43.7	6	512.4	11.4	26.1
400	60	21	2.7	56.7	8	683.2	15.2	26.8
500	67	23	3.1	71.3	10	854.0	19.0	26.6
600	73	27	3.4	91.8	12.5	1067.5	23.7	25.8
700	79	29	3.7	107.3	14.5	1238.3	27.5	25.6
800	85	32	4	128	16.5	1409.1	31.3	24.5

V มีหน่วยเป็น โวลต์

I มีหน่วยเป็น แอมแปร์

P มีหน่วยเป็น วัตต์

T มีหน่วยเป็น องศาเซลเซียส

W มีหน่วยเป็น จูล์

ตารางที่ 6.6 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 4 กรณีใช้งานเป็นหลัก

เวลา $\Delta t = 45$ วินาที ที่ความถี่ 57 kHz

CV^2	V_p	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#4	Effcoil#4(%)
100	22	9	1.2	10.8	1	85.4	1.9	17.6
200	31	12	2.6	31.2	3	256.2	5.7	18.2
300	39	16	3.2	51.2	6	512.4	11.4	22.2
400	45	18	3.7	66.6	7.5	640.5	14.2	21.4
500	50	20	4.2	84	9.5	811.3	18.0	21.5
600	55	23	5	115	12	1024.8	22.8	19.8
700	59	24	5.8	139.2	14.5	1238.3	27.5	19.8
800	63	26	6.1	158.6	15.5	1323.7	29.4	18.5

V มีหน่วยเป็น โวลต์

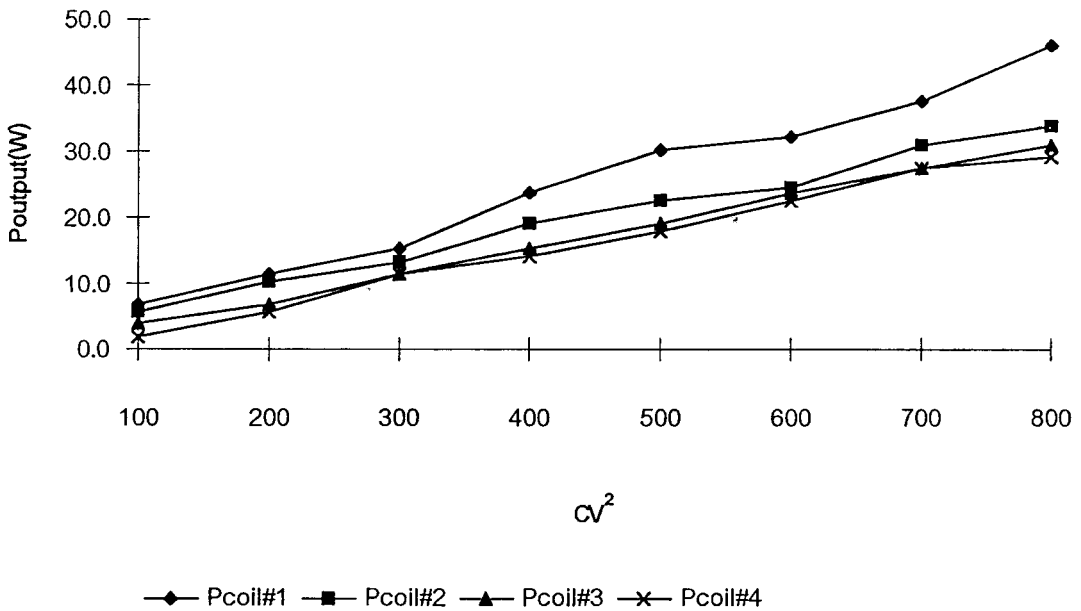
I มีหน่วยเป็น แอมแปร์

P มีหน่วยเป็น วัตต์

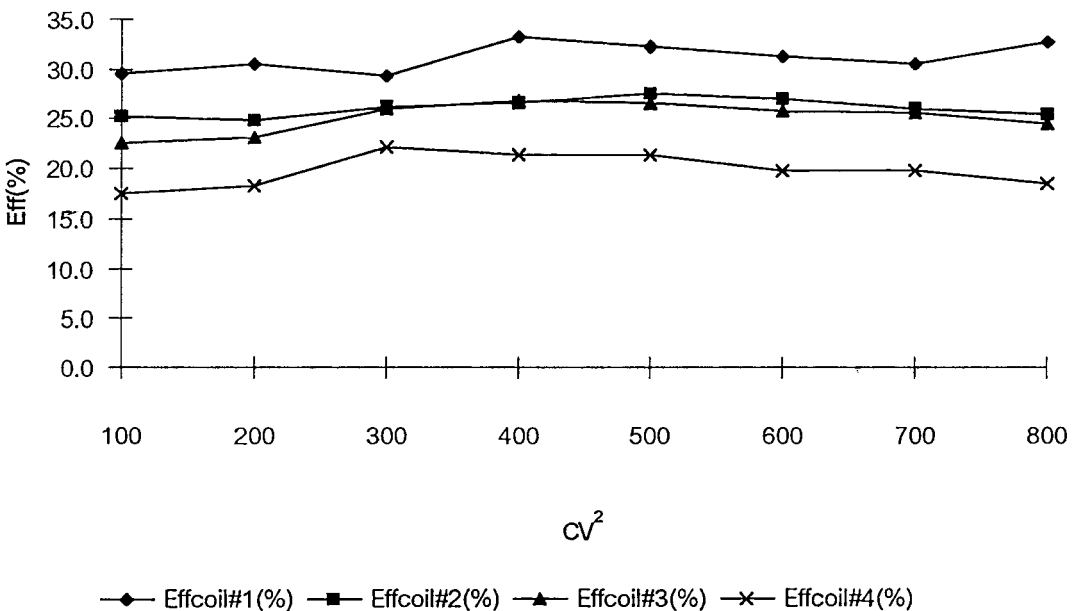
T มีหน่วยเป็น องศาเซลเซียส

W มีหน่วยเป็น จูล์

รูปที่ 6.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุ และกำลังที่ขึ้นงาน
กรณีขึ้นงานเป็นเหล็ก



รูปที่ 6.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุ และประสิทธิภาพ
กรณีขึ้นงานเป็นเหล็ก



กรณีใช้งานเป็นอลูมิเนียม

ตารางที่ 6.7 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 8 กรณีใช้งานเป็นอลูมิเนียม

เวลา $\Delta t = 180$ วินาที ที่ความถี่ 57 kHz

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#8	Effcoil#8(%)
350	126	6	1.2	7.2	1	74.0	0.4	5.7
700	178	9	1.8	16.2	2.5	185.0	1.0	6.3
1050	218	10	1.9	19	3	222.0	1.2	6.5
1400	252	11.8	2.2	25.96	4	295.9	1:6	6.3
1750	282	12.6	2.4	30.24	5.5	406.9	2.3	7.5
2100	308	13.8	2.6	35.88	6.5	480.9	2.7	7.4
2450	333	14	2.7	37.8	7	517.9	2.9	7.6
2800	356	15.3	3	45.9	8	591.9	3.3	7.2

V มีหน่วยเป็น โวลต์

I มีหน่วยเป็น แอมแปร์

P มีหน่วยเป็น วัตต์

T มีหน่วยเป็น องศาเซลเซียส

W มีหน่วยเป็น จูลย์

ตารางที่ 6.8 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 7 กรณีขึ้นงานเป็นอลูมิเนียม

เวลา $\Delta t = 180$ วินาที ที่ความถี่ 57 kHz

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#7	Effcoil#7(%)
350	89	7	1.8	12.6	1	74.0	0.4	3.3
700	126	9	2	18	2	148.0	0.8	4.6
1050	154	11	2.3	25.3	2.5	185.0	1.0	4.1
1400	178	14	2.7	37.8	3	222.0	1.2	3.3
1750	199	15	3.1	46.5	5	369.9	2.1	4.4
2100	218	16	3.4	54.4	6	443.9	2.5	4.5
2450	235	17	3.8	64.6	6.5	480.9	2.7	4.1
2800	252	17.5	4.2	73.5	7	517.9	2.9	3.9

V มีหน่วยเป็น โวลต์

I มีหน่วยเป็น แอมแปร์

P มีหน่วยเป็น วัตต์

T มีหน่วยเป็น องศาเซลเซียส

W มีหน่วยเป็น จูล์

ตารางที่ 6.9 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 6 กรณีใช้งานเป็นอลูมิเนียม

เวลา $\Delta t = 180$ วินาที ที่ความถี่ 57 kHz

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#6	Effcoil#6(%)
350	56	8	2	16	0.5	37.0	0.2	1.3
700	79	12	3	36	1	85.4	0.5	1.3
1050	97	15	4	60	1.5	128.1	0.7	1.2
1400	112	18	4.7	84.6	2	170.8	0.9	1.1
1750	126	22	5.3	116.6	3	256.2	1.4	1.2
2100	138	25	5.7	142.5	3.5	298.9	1.7	1.2
2450	149	27	6	162	4	341.6	1.9	1.2
2800	159	30	6.5	195	4.5	384.3	2.1	1.1

V มีหน่วยเป็น โวลต์

I มีหน่วยเป็น แอมแปร์

P มีหน่วยเป็น วัตต์

T มีหน่วยเป็น องศาเซลเซียส

W มีหน่วยเป็น จูล์

ตารางที่ 6.10 แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 5 กรณีใช้งานเป็นอลูมิเนียม

เวลา $\Delta t = 180$ วินาที ที่ความถี่ 57 kHz

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	$W(J)$	$P_{coil\#5}$	$Eff_{coil\#5}(\%)$
350	42	10	3	30	0.5	42.7	0.2	0.8
700	59	13	4	52	1	85.4	0.5	0.9
1050	70	16	6	96	1	85.4	0.5	0.5
1400	84	18	6.4	115.2	2	170.8	0.9	0.8
1750	94	24	6.7	160.8	2.5	213.5	1.2	0.7
2100	102	28	7.1	198.8	3.5	298.9	1.7	0.8
2450	111	33	7.6	250.8	4	341.6	1.9	0.8
2800	118	37	8	296	4.5	384.3	2.1	0.7

V มีหน่วยเป็น โวลท์

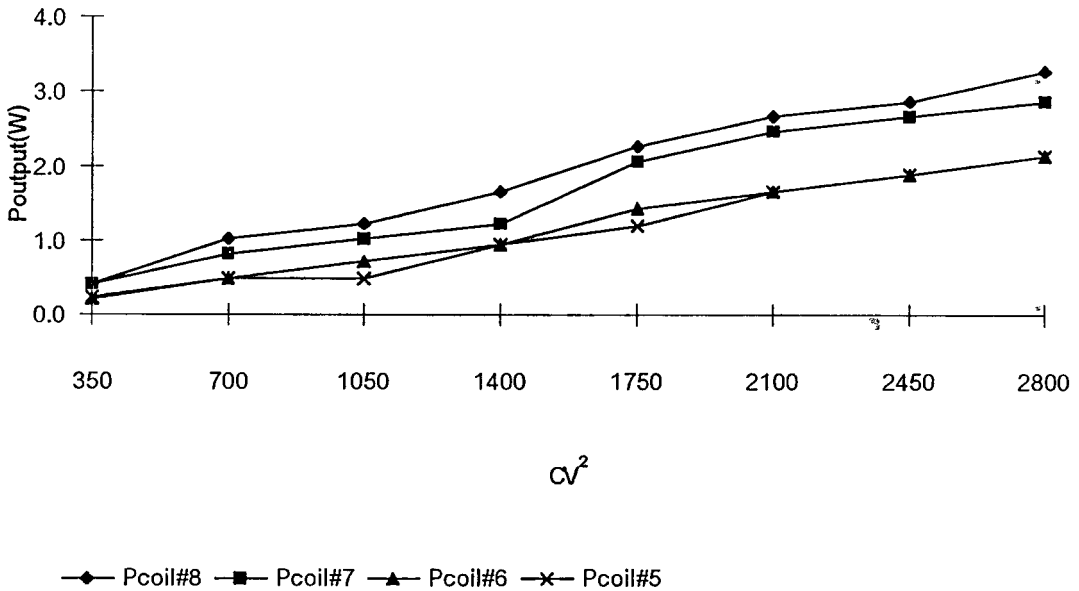
I มีหน่วยเป็น แอมแปร์

P มีหน่วยเป็น วัตต์

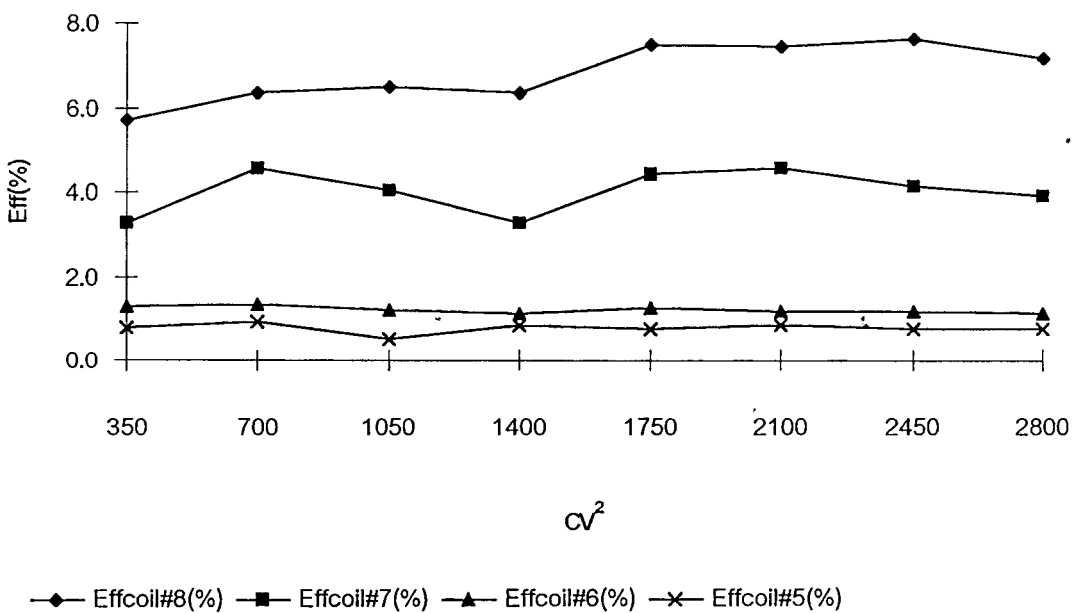
T มีหน่วยเป็น องศาเซลเซียส

W มีหน่วยเป็น จูล์

รูปที่ 6.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุ และกำลังที่ขึ้นงาน
กรณีใช้งานเป็นอลูมิเนียม



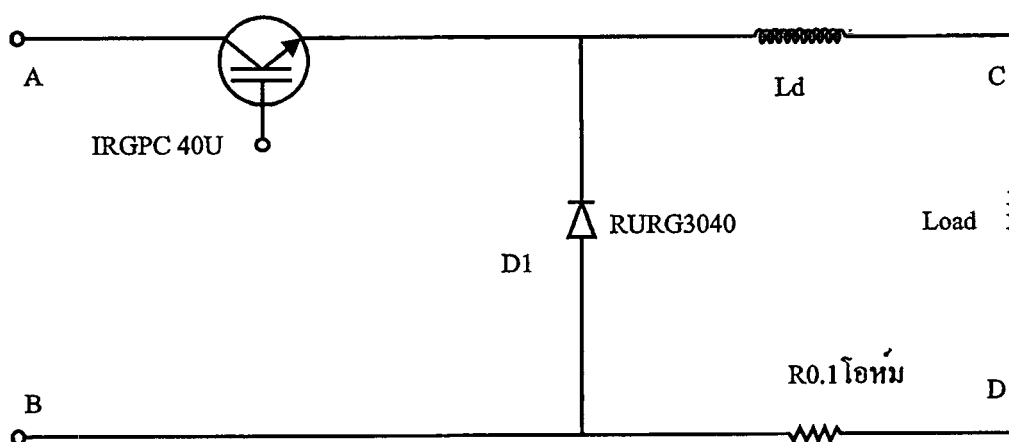
รูปที่ 6.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุ และประสิทธิภาพ
กรณีใช้งานเป็นอลูมิเนียม



2.การทดสอบแหล่งจ่ายไฟสำหรับจำกัดกระแส

การจัดชุดอุปกรณ์ต่างๆในการทดลองชุดวงจรแหล่งจ่ายจำกัดกระแสจะต้องคำนึงถึงรูป ซึ่งจะดูสัญญาณรบกวนเหนี่ยวนำเข้ามาบรรจบกันได้ ดังนั้นบริเวณสายสัญญาณที่ไวต่อการถูกรบกวนต่างๆ เช่น สัญญาณขับเคลื่อน และสัญญาณซึ่งมาจากแหล่งจ่ายกำลังจะทำการตีเกลียวเพื่อให้สายอยู่ชิดกันเป็นการลดขนาดพื้นที่หน้าตัดของรูป ในการทดสอบนี้ใช้หลอดความร้อนเป็นโพลีมีค่าความต้านทาน 66 โอห์ม 1500 วัตต์ ต่อขนานกัน 3 เส้น การทดสอบจำกัดกระแสไว้ที่ 12 แอมแปร์ โดยการปรับค่าความต้านทานที่ขา 2 ของ TL494 เป็นขาแรงดันอ้างอิงที่จะใช้เปรียบเทียบกับแรงดันป้อนกลับ แรงดันป้อนกลับรับสัญญาณมาจากเอาพุทของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้ความต้านทานค่า 0.1 โอห์ม เป็นตัววัดสัญญาณที่จะนำไปป้อนกลับ วงจรที่ใช้ทดสอบแสดงในรูปที่ 6.10

รูปที่ 6.10 แสดงวงจรแหล่งจ่ายจำกัดกระแส



ขั้นตอนการทดลอง

- 1.จัดวงจรดังรูปที่ 6.10
- 2.ปรับค่าความต้านทานที่ขา 2 ของ TL494 ให้จำกัดกระแสที่ 12 แอมแปร์
- 3.ทำการเพิ่มแรงดัน และบันทึกค่า กระแสอินพุท, แรงดันเอาพุท, กระแสเอาพุทลงใน

ตารางที่ 6.11

- 4.ปรับค่าความต้านทานที่ขา 2 ของ TL494 ให้จำกัดกระแสตามค่าต่างๆดังในตารางที่ 6.12

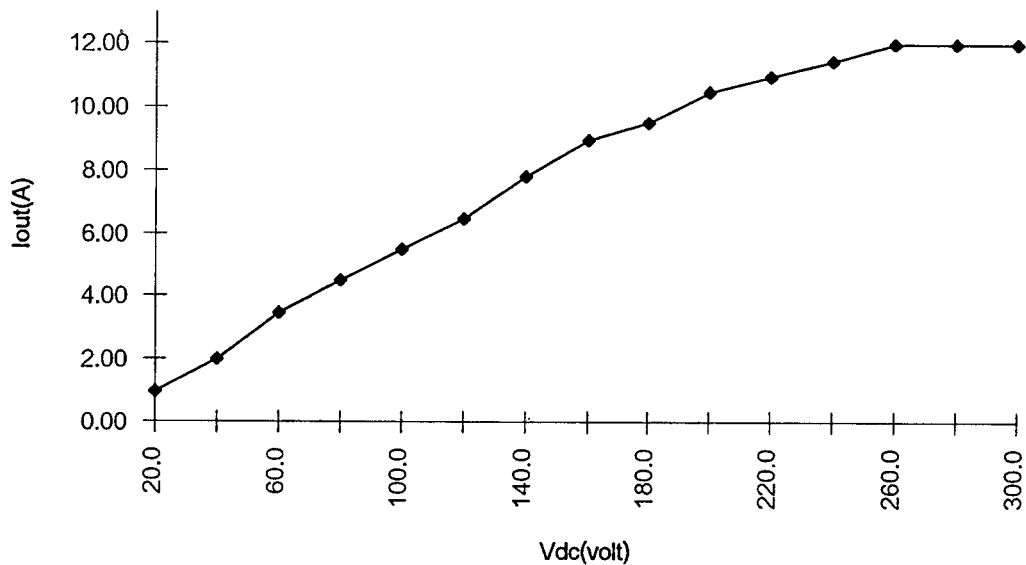
5.บันทึกผล แรงดันอินพุต, กระแสเอาพุต, แรงดันเอาพุต

ตารางที่ 6.11 แสดงผลการจำกัดค่ากระแสที่ 12 แอมแปร์

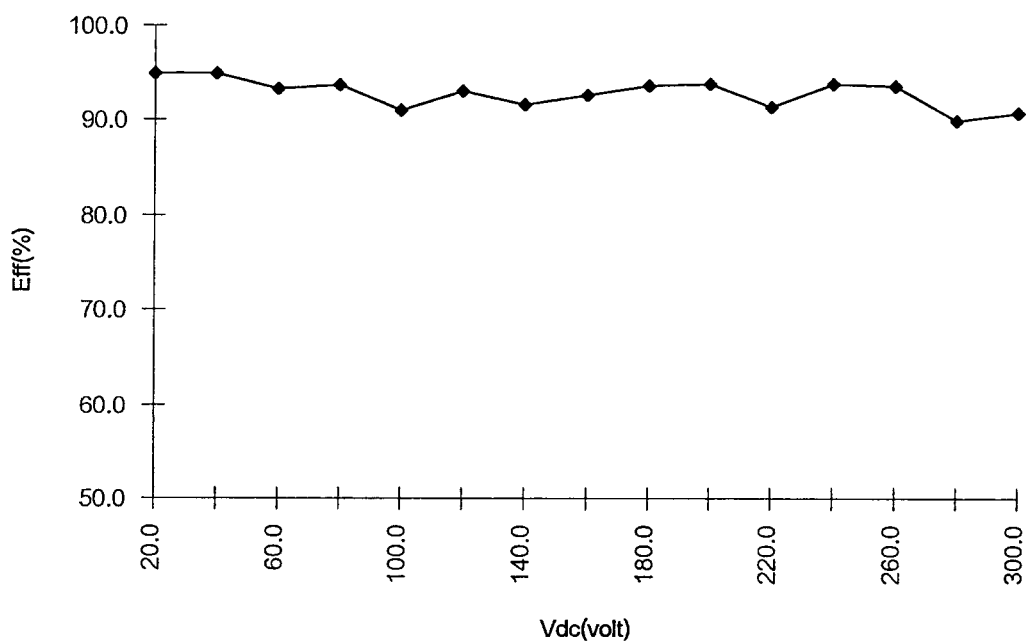
$V_{DC}(\text{input})$	$I_{DC}(\text{input})$	V(output)	I(output)	P(input)	P(output)	Eff%
20.0	1.0	19.0	1.00	20.0	19.0	95.0
40.0	2.0	38.0	2.00	80.0	76.0	95.0
60.0	3.5	56.0	3.50	210.0	196.0	93.3
80.0	4.5	75.0	4.50	360.0	337.5	93.8
100.0	5.8	96.0	5.50	580.0	528.0	91.0
120.0	6.8	117.0	6.50	816.0	760.5	93.2
140.0	8.2	135.0	7.80	1148.0	1053.0	91.7
160.0	9.4	155.0	9.00	1504.0	1395.0	92.8
180.0	9.8	174.0	9.50	1764.0	1653.0	93.7
200.0	10.9	195.0	10.50	2180.0	2047.5	93.9
220.0	11.8	216.0	11.00	2596.0	2376.0	91.5
240.0	12.0	235.0	11.50	2880.0	2702.5	93.8
260.0	12.3	250.0	12.00	3198.0	3000.0	93.8
280.0	11.9	250.0	12.00	3332.0	3000.0	90.0
300.0	11.0	250.0	12.00	3300.0	3000.0	90.9

V หน่วย โวลต์, I หน่วย แอมแปร์, P หน่วย วัตต์

รูปที่ 6.11 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุท และกระแสเอาต์พุท



รูปที่ 6.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับประสิทธิภาพ

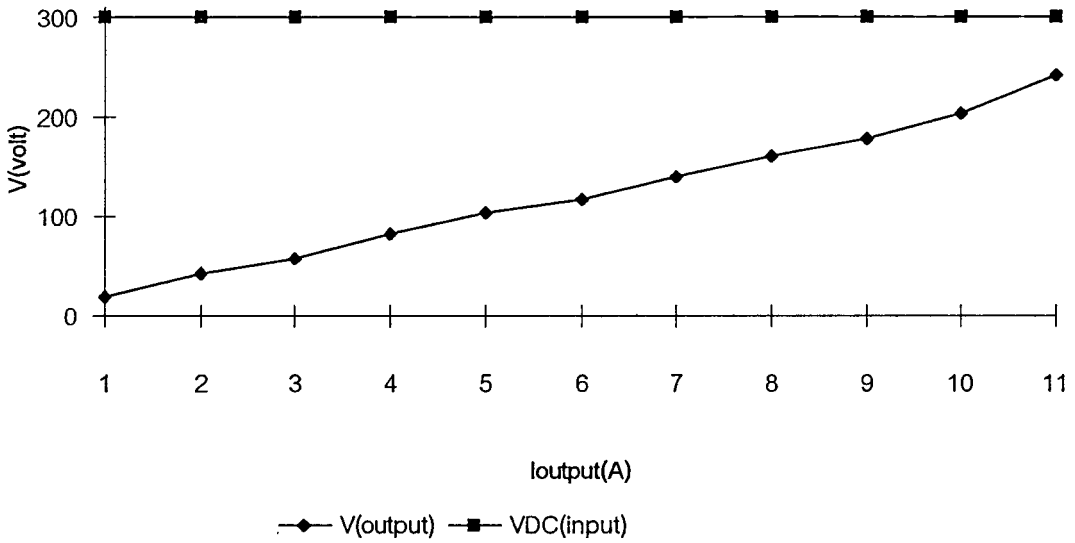


ตารางที่ 6.12 แสดงผลการจำกัดค่ากระแสที่ค่าต่างๆ

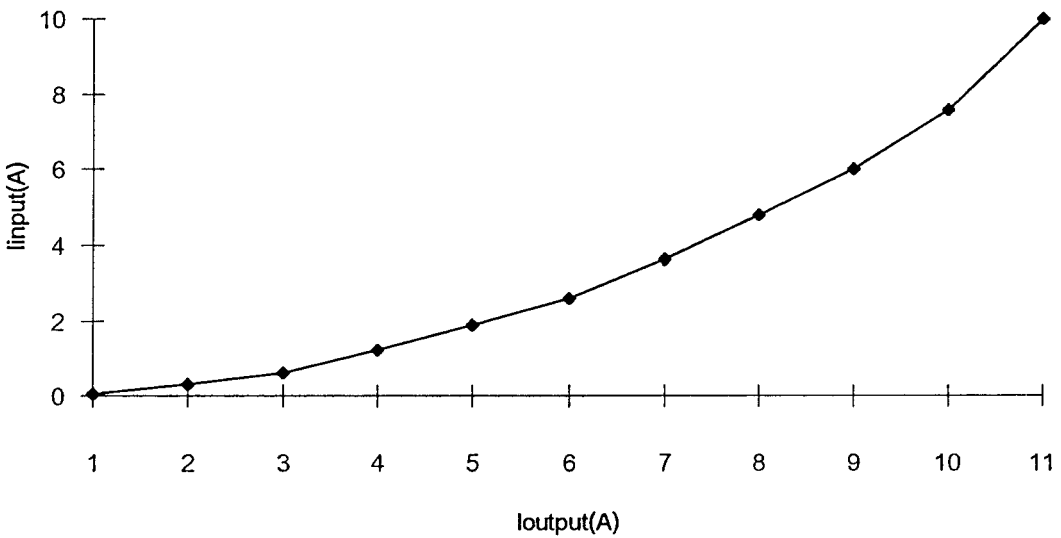
I(output)	V(output)	V _{DC} (input)	I _{DC} (input)	P(input)	P(output)	Eff%
1.0	19.0	300.0	0.07	21.0	19.0	90.5
2.0	43.0	300.0	0.30	90.0	86.0	95.6
3.0	57.0	300.0	0.60	180.0	171.0	95.0
4.0	82.0	300.0	1.20	360.0	328.0	91.1
5.0	104.0	300.0	1.90	570.0	520.0	91.2
6.0	118.0	300.0	2.60	780.0	708.0	90.8
7.0	140.0	300.0	3.60	1080.0	980.0	90.7
8.0	162.0	300.0	4.80	1440.0	1296.0	90.0
9.0	180.0	300.0	6.00	1800.0	1620.0	90.0
10.0	205.0	300.0	7.60	2280.0	2050.0	89.9
11.0	242.0	300.0	10.00	3000.0	2662.0	88.7

V หน่วย โวลต์ , I หน่วย แอมแปร์, P หน่วย วัตต์

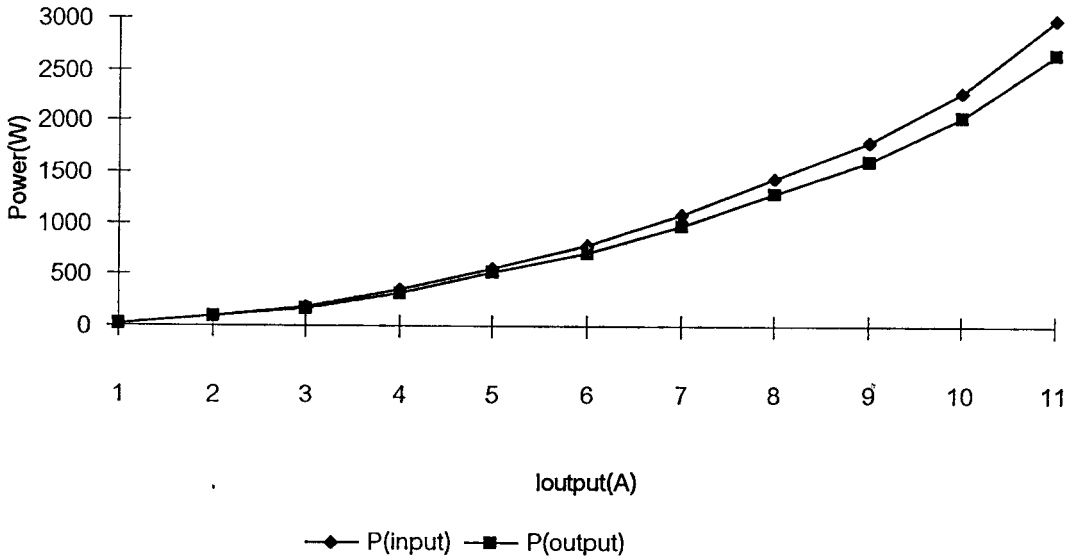
รูปที่ 6.13 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาพุท และแรงดันของแหล่งจำกัดกระแส



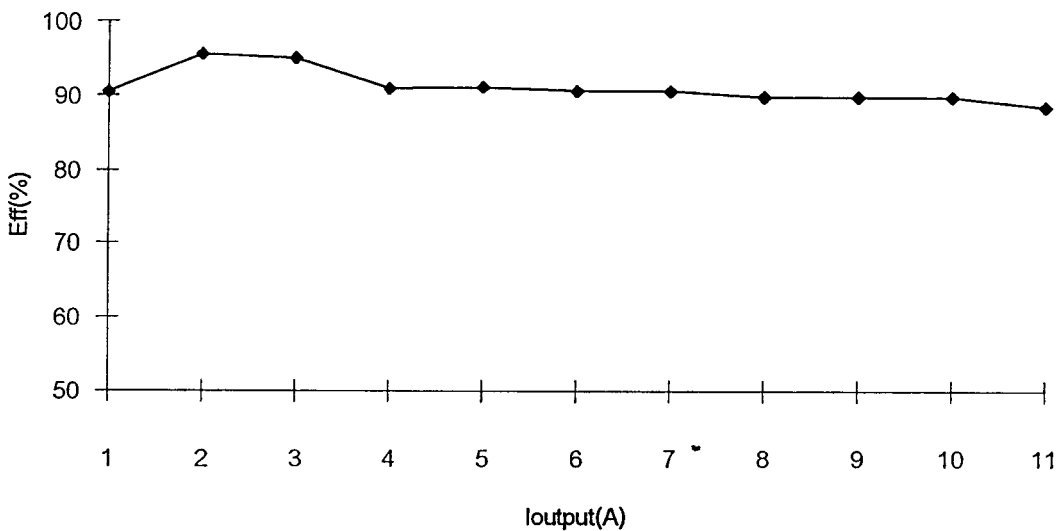
รูปที่ 6.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาพุท และกระแสอินพุทของแหล่งจำกัดกระแส



รูปที่ 6.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต กับกำลังอินพุต และเอาต์พุตของแหล่งจำกัดกระแส

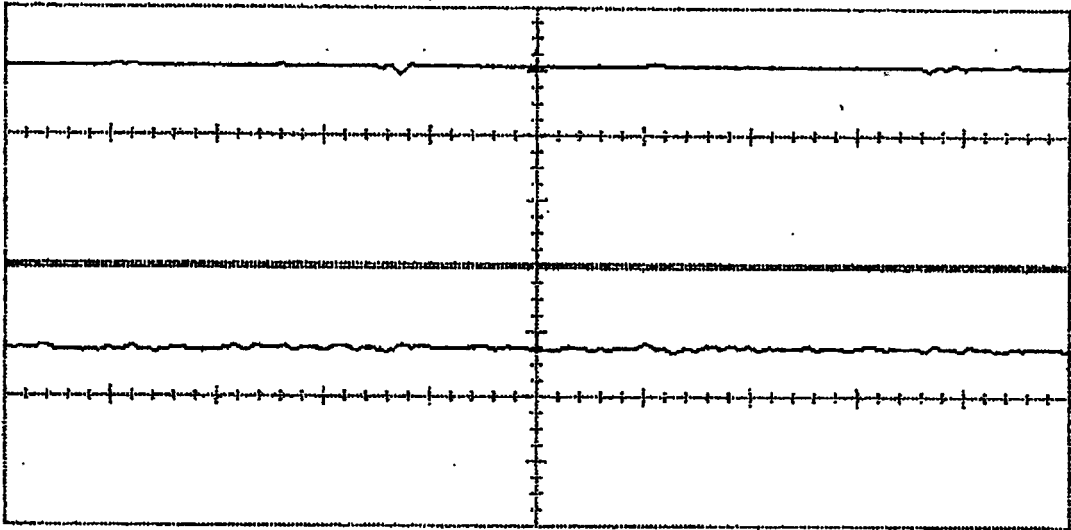


รูปที่ 6.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต และประสิทธิภาพของแหล่งจำกัดกระแส

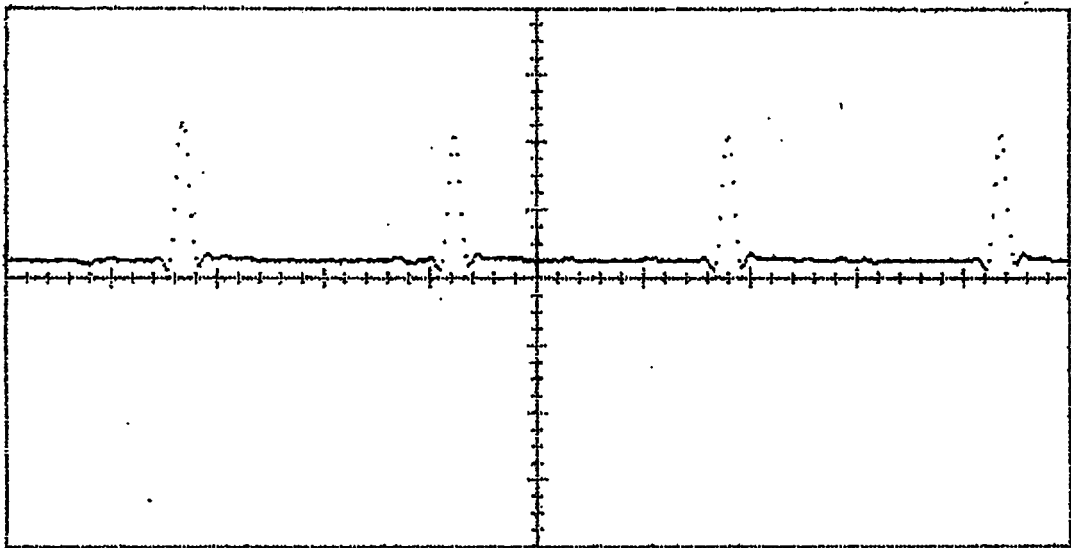


รูปที่ 6.17 แสดงสัญญาณ Vdc และ Idc(10 μ sec/div),

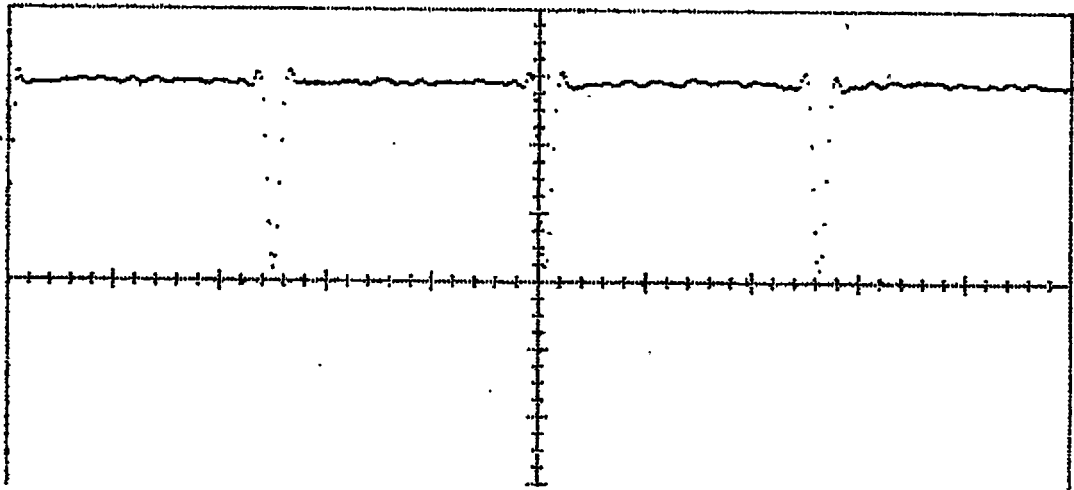
CH1:Vdc 100 Volt/div(บน) CH2:Idc 10 A/div



รูปที่ 6.18 แสดงสัญญาณ V_{CB} ที่จุดจำกัดกระแส (20 μ sec/div) 100 Volt/div



รูปที่ 6.19 แสดงสัญญาณขั้วเกต V_{GE} ($20\mu\text{sec/div}$) 5Volt/div



3.การทดสอบเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

หลังจากที่ได้ทดลองวงจรคงที่กระแสเรียบร้อยแล้วสามารถใช้งานได้ และสามารถรักษาระดับกระแสให้คงที่ได้จริง เนื่องจากชุดอินเวอร์เตอร์ต้องการแหล่งจ่ายกระแสถ้าวงจรได้สามารถคงที่กระแสได้อินเวอร์เตอร์ในบางสภาวะที่อยู่ในสภาพลัดวงจรจะดึงกระแสอย่างมากจากแหล่งจ่ายกำลังเป็นผลทำให้ชุดอินเวอร์เตอร์เกิดความเสียหายได้

รูปที่ 6.20 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับทดสอบเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

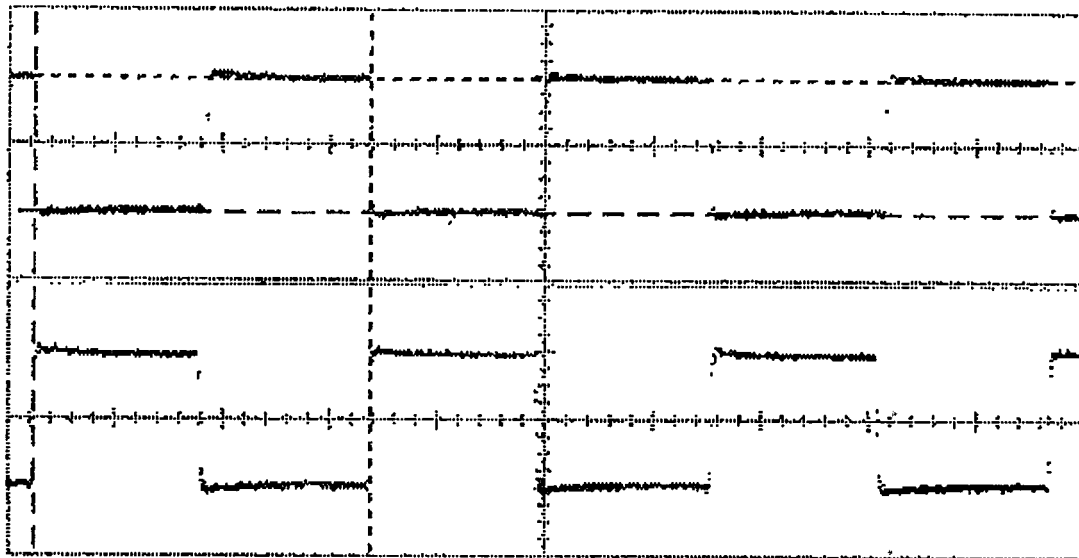


ในการบันทึกรูปสัญญาณที่ภาคต่างๆของเครื่อง เราไม่สามารถวัดสัญญาณเพื่อเปรียบเทียบพร้อมกันที่หลายๆสัญญาณได้ เนื่องจากข้อจำกัดทางเครื่องมือวัดที่สามารถวัดได้พร้อมกันเพียงครั้งละ 2 ช่อง โหลดที่ใช้เป็นท่อทรงกระบอกกลวงเส้นผ่านศูนย์กลาง 2.5 เซนติเมตร หนา 2 มิลลิเมตร ในการทดสอบทางไฟฟ้านี้จะบันทึกรูปสัญญาณดังนี้

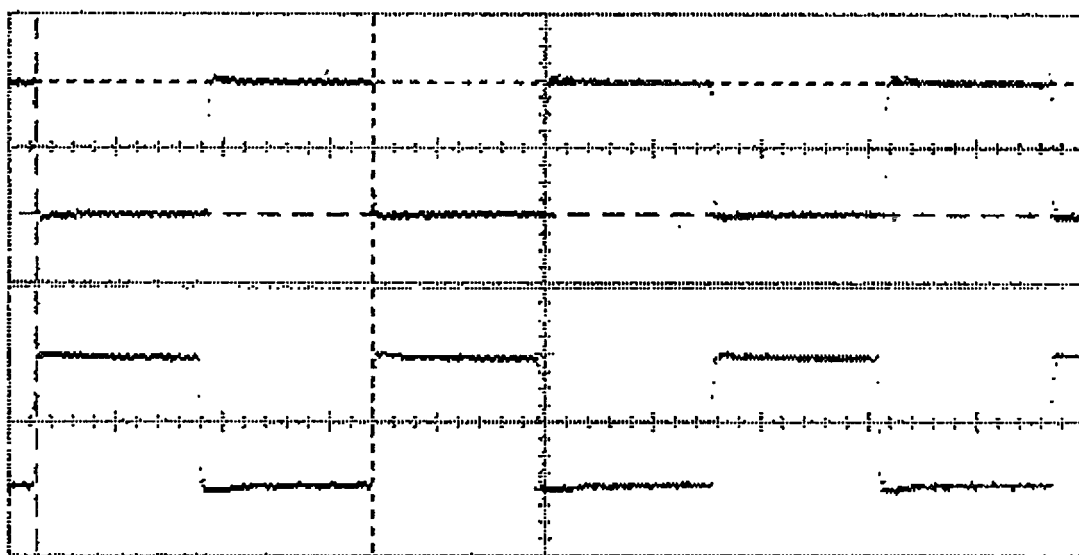
รูปคลื่นสัญญาณขับเคลื่อน

รูปที่ 6.21 ถึงรูปที่ 6.25 แสดงแรงดันที่ขับเคลื่อนโดยแบ่งวัดสัญญาณทีละคู่ ช่วงเวลาที่แรงดันเป็นบวกเป็นช่วงเวลาที่ IGBT หยุดทำงาน

รูปที่ 6.21 แสดงสัญญาณขับ V_{GE} ($5\mu\text{sec/div}$), CH: $V1_{GE}$ 10 volt/div,
CH2: $V2_{GE}$ 10 volt/div

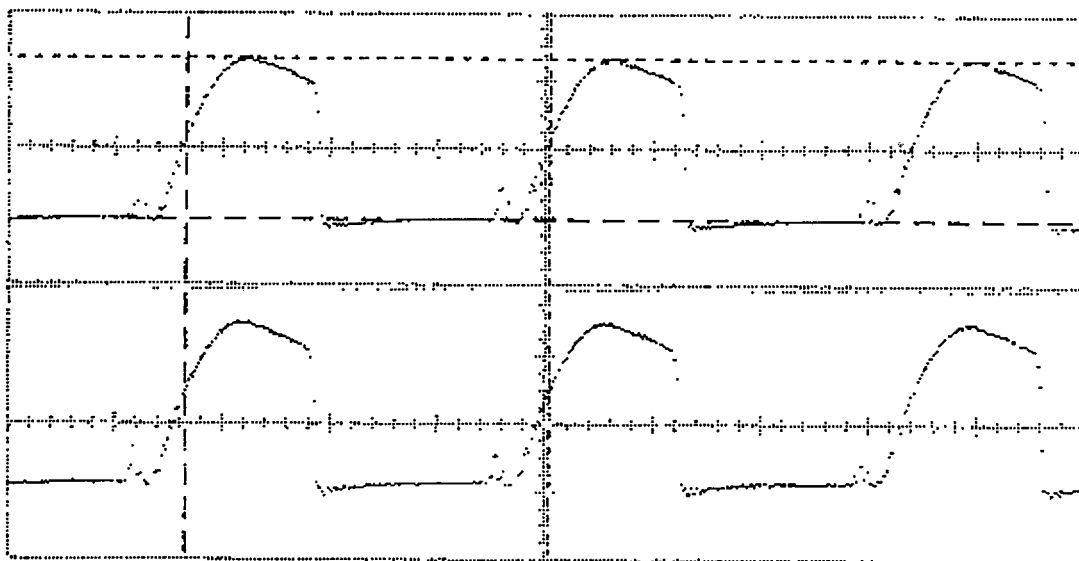


รูปที่ 6.22 แสดงสัญญาณขับ V_{GE} ($5\mu\text{sec/div}$), CH1: $V4_{GE}$ 10 volt/div,
CH2: $V3_{GE}$ 10 volt/div

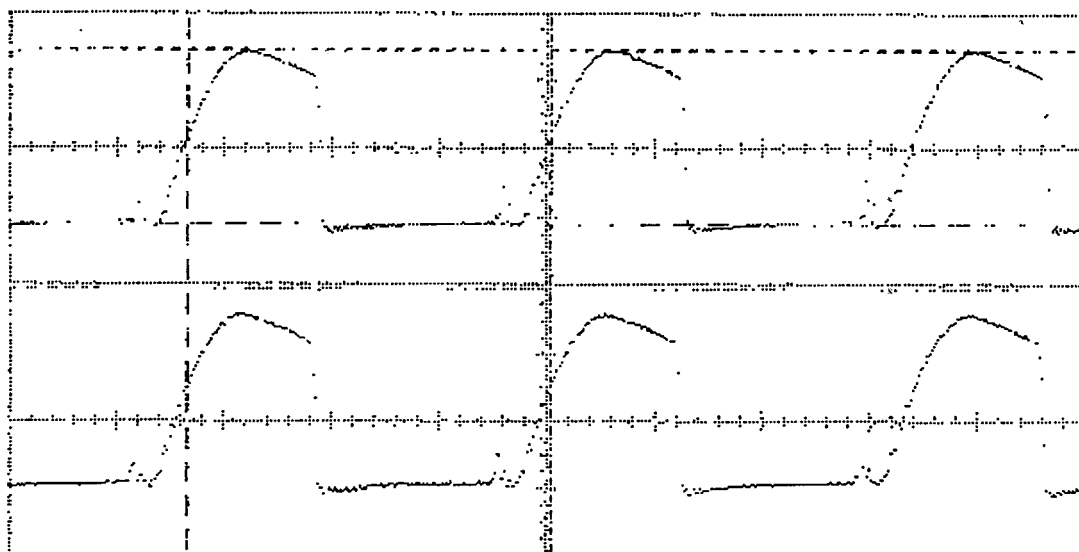


รูปสัญญาณแรงดันคร่อม IGBT

รูปที่ 6.23 แสดงสัญญาณ V_{CE} ($5\mu\text{sec/div}$), CH1: $V1_{CE}$ 100 volt/div,
CH2: $V2_{GE}$ 100 volt/div



รูปที่ 6.24 แสดงสัญญาณ V_{CE} ($5\mu\text{sec/div}$), CH1: $V4_{CE}$ 100 volt/div,
CH2: $V3_{GE}$ 100 volt/div

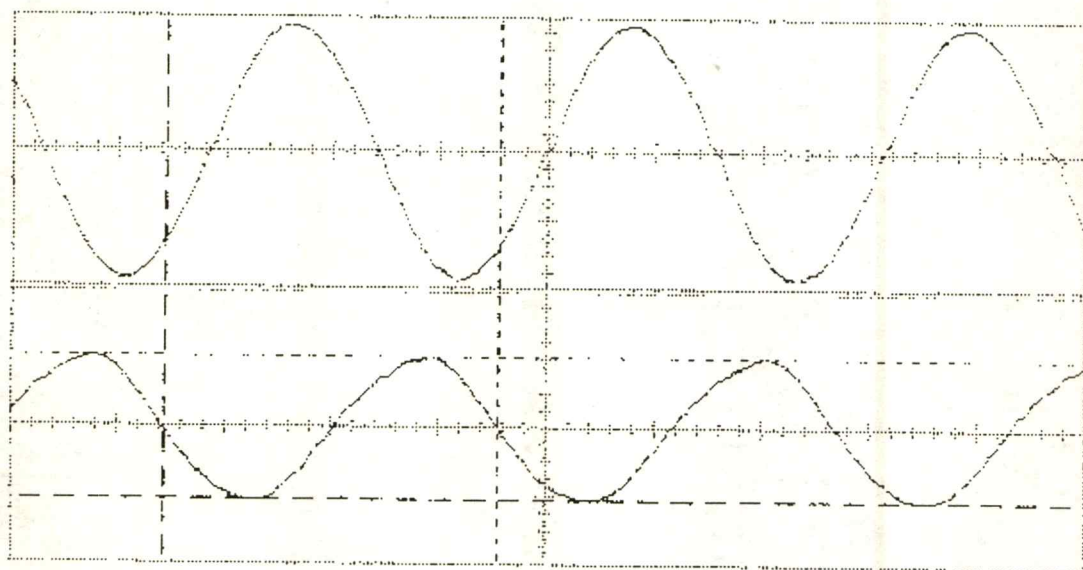


รูปสัญญาณแรงดัน และกระแสของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 6.25 แรงดันคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำ (V_c) ก็คือแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุที่ใช้สำหรับชดเชยตัวประกอบกำลัง และ กระแสของขดลวดเหนี่ยวนำ (I_c)

รูปที่ 6.25 แสดงแรงดัน V_c และกระแส I_c ของขดลวดเหนี่ยวนำ ($5\mu\text{sec/div}$),

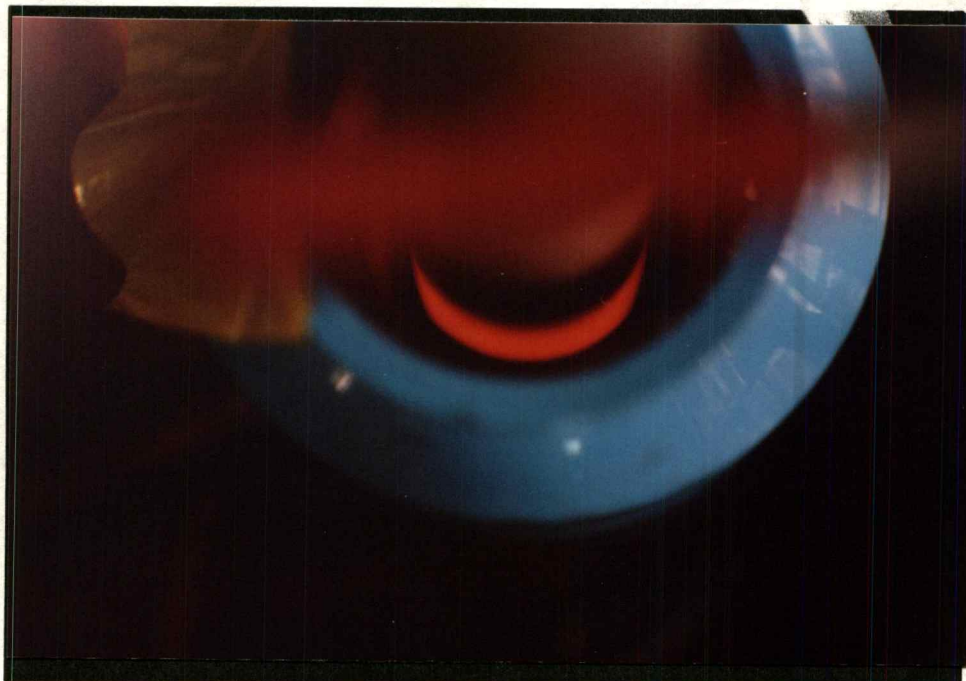
CH1: V_c 100 Volt/div, CH2: I_c 20 A/div



รูปที่ 6.26 แสดงชิ้นงานที่เป็นประแจร้อนแดง



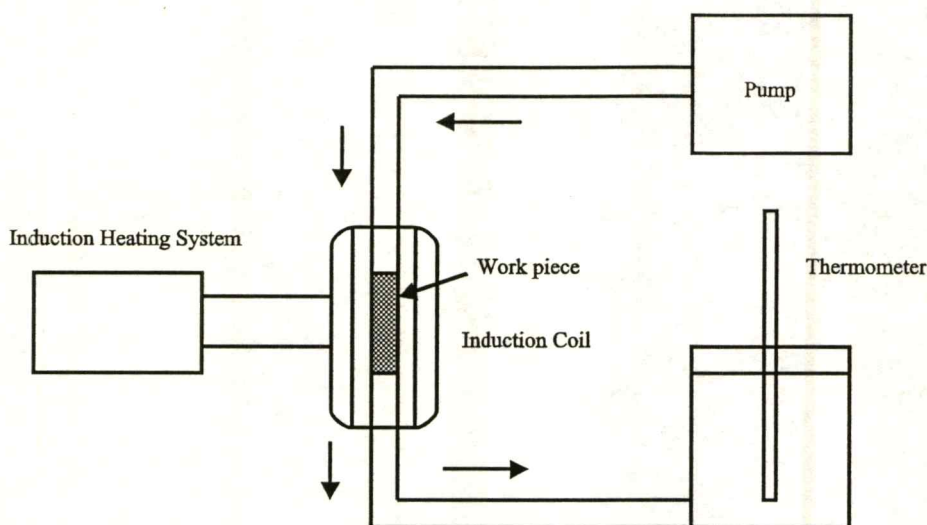
รูปที่ 6.27 แสดงชิ้นงานที่เป็นท่อร้อนแดง



การวัดกำลังที่ชิ้นงาน

ในการหาค่ากำลังด้านออกนั้นมีค่ากระแสไฟฟ้าเป็นองค์ประกอบสำคัญ ด้วยเหตุนี้การคำนวณค่ากำลังด้านออกจึงต้องมีการตรวจวัดประมาณกระแสไฟฟ้า ซึ่งสำหรับวงจรที่ใช้งานในช่วงความถี่สูงค่อนข้างทำได้ยาก ดังนั้นจึงได้นำเสนอวิธีการหาค่ากำลังด้านออก โดยคำนวณจากอุณหภูมิของน้ำในภาชนะปิดที่เพิ่มขึ้นเมื่อได้ทำการเหนี่ยวนำชิ้นงานทดลองดังรูปที่ 6.28 ชิ้นงานที่ใช้เป็นเหล็กกลวงสำหรับให้น้ำผ่านได้เพื่อวัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปผลการวัดอุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 กิโลกรัม ทุกๆ 2 วินาที ที่อุณหภูมิสถานะแวดล้อม 28°C แสดงดังกราฟในรูปที่ 90 ค่ากำลังด้านออกสามารถคำนวณจากสมการ (52) ชิ้นงานเส้นผ่านศูนย์กลาง 2 เซนติเมตร หนัก 95.6 กรัม

รูปที่ 6.28 แสดงแผนภาพการทดลองการหาค่ากำลังที่ใช้งาน



วิธีการทดลอง

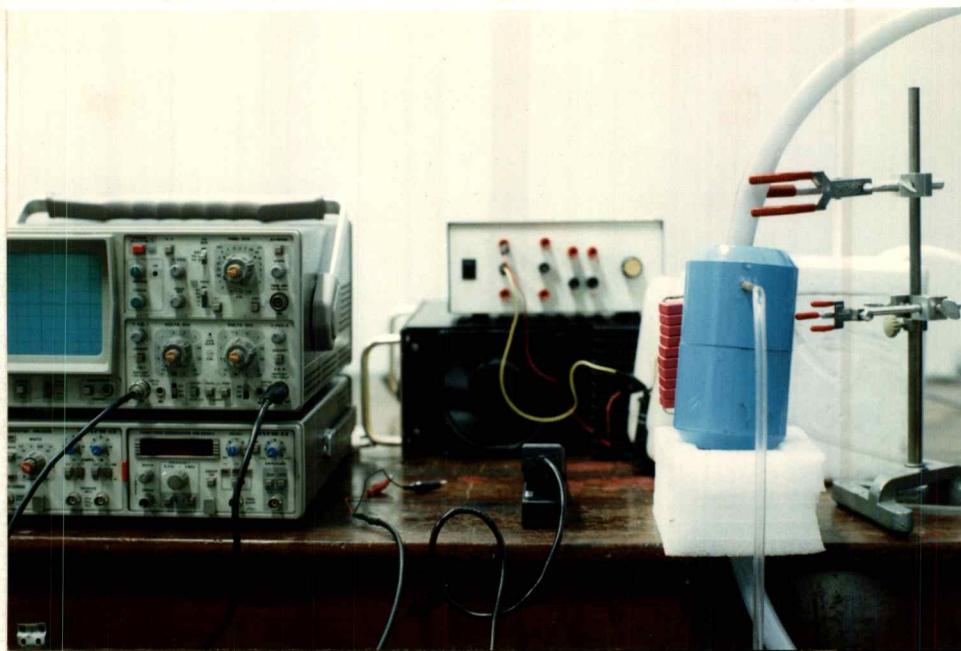
1. จัดการทดลองดังรูปที่ 6.28
2. วัดอุณหภูมิเริ่มต้น และบันทึกค่า
3. ทำการเหนี่ยวนำชิ้นงานเป็นเวลา 20 วินาที พร้อมกับเปิดน้ำให้ไหลผ่านชิ้นงานโดยกำลังที่อินพุทประมาณ 3 กิโลวัตต์
4. บันทึกค่าอุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนแปลงไป

จากสมการ (52) คำนวณหากำลังที่ใช้งานได้ดังนี้

$$P = \frac{[(1000 \times 4.12) + (0.46 \times 95.6)]}{20} \times 10 = 2081 \text{ w}$$

ดังนั้นประสิทธิภาพรวมของเครื่องประมาณ 69%

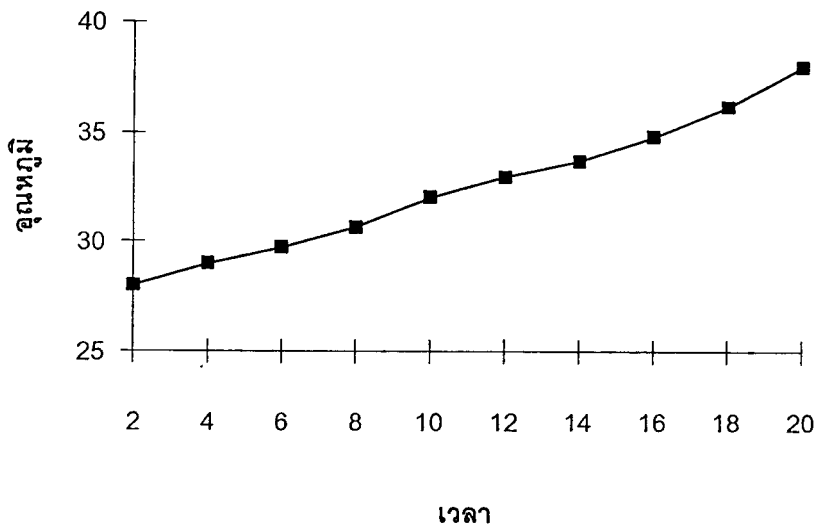
รูปที่ 6.29 แสดงรูปการทดลองการวัดกำลังที่ใช้งาน



ตารางที่ 6.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเวลา กับอุณหภูมิในการเหนี่ยวนำ

เวลา(วินาที)	อุณหภูมิ(องศาเซลเซียส)
2	28
4	29
6	29.8
8	30.7
10	32
12	33
14	33.7
16	34.8
18	36.2
20	38

รูปที่ 6.30 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างเวลากับกำลังที่ขึ้นงาน



บทที่ 7

บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

การทดลองเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของขดลวดแบบอิมพีแดนซ์สูง กับแบบอิมพีแดนซ์ต่ำเป็นการทดลองหาค่าลิ่งที่ส่งผ่านไปยังชิ้นงาน โดยกำหนดการทดลองที่ค่าพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุให้มีค่าเท่ากัน ซึ่งการทดลองนี้คงที่ค่าความถี่ และความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำให้เท่ากันเพื่อให้ปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กที่ตัดผ่านชิ้นงานมีค่าเท่ากัน ในการทดลองได้กำหนดช่วงของอุณหภูมิให้เปลี่ยนแปลงไปไม่มากเนื่องจากไม่ต้องการให้เกิดการถ่ายเทความร้อนไปยังสภาพแวดล้อมมาก ซึ่งจะมีผลต่อค่าลิ่งที่ชิ้นงาน เพราะปริมาณน้ำที่ใช้ในการทดลองบรรจุอยู่ในชิ้นงานมีปริมาณน้อย

เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้ได้ทดลองกับชิ้นงานที่เป็นท่อเหล็กเส้นผ่านศูนย์กลาง 2 เซนติเมตร วัดค่าลิ่งออกที่ชิ้นงานซึ่งวัดโดยการคำนวณจากอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปของชิ้นงานมีค่าประมาณ 2000 วัตต์ ในขณะที่ค่าลิ่งเข้าประมาณ 3000 วัตต์ประสิทธิภาพโดยรวมของเครื่อง 69% โดยเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภท IGBT ในการกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ส่วนประกอบต่างๆที่สำคัญของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

1. วงจรจำกัดกระแส วงจรส่วนนี้จะรับไฟ 1 เฟส 50 เฮิร์ตซ์ ขนาด 220 โวลต์ ผ่านวงจรเรียงกระแส 1 เฟสแบบบริดจ์ เพื่อแปลงไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง และกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบต่อกับตัวเก็บประจุเป็นตัวกรองแรงดันกระแสเพื่อมิให้ได้แรงดันไฟตรงมีค่าประมาณ 300 โวลต์ การสร้างวงจรคงที่กระแสในระบบสวิตซิ่งเราจะพบปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนอย่างมาก เนื่องจากว่าระบบสวิตซิ่งมีรูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยมทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่ฮาร์โมนิกสูงกลับมารบกวนวงจรควบคุมเป็นผลทำให้วงจรควบคุมทำงานผิดพลาด และกระแสที่ผ่านโหลดไม่ได้ถูกจำกัด เป็นผลทำให้วงจรควบคุม และโหลดเสียหายได้ การแก้ไขโดยเพิ่ม Rgate จะมีผลทำให้

สัญญาณรบกวนที่ฮาร์โมนิกสูงลดลง เนื่องจาก dv/dt ต่ำลงแต่ในทางกลับกันก็เพิ่มการสูญเสียที่สวิทช์ให้มากขึ้นด้วย ฉะนั้นการแก้ปัญหาหนึ่งจะมีผลทำให้อัตราการผ่านกระแสสูงสุดลดลงไปด้วย

2. วงจรที่ใช้ในการขับเคลื่อน การขับเคลื่อนของ IGBT ถ้าจะให้ได้ประสิทธิภาพสูง วงจรขับจำเป็นต้องมี di/dt และ dv/dt สูงด้วยเช่นกัน แต่การขับเคลื่อนที่ใช้สำหรับวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ไม่สามารถใช้ไอซีขับเคลื่อนได้โดยตรงเนื่องจากเป็นอินเวอร์เตอร์กระแส จึงได้ใช้หม้อแปลงพัลส์ในการขับเคลื่อน แต่เนื่องจากว่าหม้อแปลงพัลส์มีการตอบสนองที่ช้าจึงให้คิวดั๊วไชเกิลไม่ถึง 50 เปอร์เซ็นต์ เป็นผลทำให้เกิดแรงดันสไปดท์ที่สูงมาก การแก้ปัญหาควรใช้อุปกรณ์ทางแสง (opto-isolator) ในการส่งผ่านสัญญาณ ไปสู่วงจรขับเคลื่อนซึ่งมีการแยกกราวด์กันอย่างอิสระ

3. ชุดอินเวอร์เตอร์ เป็นแหล่งกำเนิดไฟกระแสสลับความถี่สูงทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟกระแสตรงขนาดประมาณ 300 โวลท์ เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงเพื่อจ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ วงจรถูกอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ใช้อุปกรณ์ IGBT ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ ซึ่งมีข้อดีเรื่องความถี่ได้สูง, กำลังสูง และวงจรถูกออกแบบได้ง่าย ชุดอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นสามารถขับเคลื่อนกระแสได้สูงถึง 30 แอมแปร์ ที่ 100 องศาเซลเซียส แต่เนื่องจากวงจรถูกขับไม่สามารถขับให้สวิทช์แต่ละตัวทำงานที่คิวดั๊วไชเกิล 50% เป็นผลทำให้เกิดแรงดันเชิงอินเป็นตัวอันตรายให้แก่ชุดอินเวอร์เตอร์ดังนั้นการแก้ไขเพื่อให้มีกำลังที่สูงขึ้นจำเป็นต้องจัดการเรื่องคิวดั๊วไชเกิลให้ได้ถึง 50%

4. วงจรกำลังด้านเอาต์พุต เป็นส่วนที่รับสัญญาณต่อจากวงจรถูกอินเวอร์เตอร์โดยตรงไม่ผ่านหม้อแปลงผ่านความถี่สูงทำให้ไม่มีความสูญเสียภายในหม้อแปลง ขดลวดเหนี่ยวนำเป็นส่วนสำหรับสนามแม่เหล็กมาเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนที่ชิ้นงานในงานวิจัยนี้ ได้ออกแบบเป็นแบบอิมพีแดนซ์สูง มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 5.5 เซนติเมตร สูง 12 เซนติเมตร ดังนั้นการออกแบบส่วนระบายความร้อนจึงทำเป็นแอ็กเก็ทหุ้มขดลวดเหนี่ยวนำไว้ ตัวก็บประจุสำหรับขดลวดประกอบกำลังต่อขนานกับขดลวดเหนี่ยวนำต้องเป็นชนิดที่ใช้งานได้ที่ความถี่สูง และกำลังสูญเสียภายในต่ำ

เครื่องให้ความร้อนในการเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้ เป็นเครื่องที่ใช้สำหรับการทดลองยังไม่สามารถนำไปใช้งานได้เนื่องจากกำลังที่ได้ยังไม่สูงพอ ซึ่งในการพัฒนาขั้นต่อไปควรมุ่งเน้นที่การเพิ่มกำลังเพื่อจะสามารถนำไปใช้ในทางอุตสาหกรรม โดยการเปลี่ยนขนาดอุปกรณ์ IGBT เป็นแบบโมดูล เพื่อให้ชุดอินเวอร์เตอร์สามารถขับเคลื่อนกำลังได้มากขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] Davies John and Peter Simpson, "Induction Heating Handbook," London McGraw-Hill, 1979
- [2] P.G.Simpson, "Induction Heating Coil and System Design," New York McGraw-Hill Book Company, 1960
- [3] N. Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, "Power Electronics Converters, application and design," Wiley & Sons, 1989
- [4] Kassakian G. John, Martin F.Schlecht and George C.Verghese, "Principles of Power Electronics," Addison Wesley, 1992
- [5] W.E.Frank and C. F. Der, "Solid state RF generators for Induction Heating Applications," IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 939-944, 1982
- [6] S. Bottari, L. Malesani and P. Tenti, "High frequency 200 kHz inverter for induction heating applications," IEEE/PESC Rec., pp. 308-316, 1985
- [7] H. Akagi, T. Sawae and A. Nabae, "Current Source Inverters Using Static Induction Transistors for Induction Heating Application," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 3, No. 3, pp. 303-309, 1988.
- [8] Harris Semiconductor for MCT/IGBTs/Diodes Catalog., 1995
- [9] Allen R. Hefner, "An Improved Understanding for the Transient Operation of the Power Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)," IEEE Trans on Power Electronics Vol.5, No.4, October 1990
- [10] Ashoka K.S.Bhat, "Analysis and Design of a Modified Series Resonant Converter," IEEE Trans on Power Electronics, Vol.8, No.4, October 1993

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

ตารางผลการทดลอง

ตารางภาคผนวกที่ 1

แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 8 กรณีใช้งานเป็นทองเหลือง เวลา $\Delta t = 180$ วินาที

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	$W(J)$	$P_{coil\#8}$	$Eff_{coil\#8}(\%)$
350	126	6	1.5	9.0	1	83.1	0.5	5.1
700	178	8	1.6	12.8	2	166.3	0.9	7.2
1050	218	10	1.8	18.0	4	332.6	1.8	10.3
1400	252	13	2.2	28.6	6.5	540.5	3.0	10.5
1750	282	14	2.4	33.6	7.5	623.6	3.5	10.3
2100	308	15	2.5	37.5	9	748.3	4.2	11.1
2450	333	16.5	2.7	44.6	9.5	789.9	4.4	9.9
2800	356	17	3	51.0	10.5	873.1	4.9	9.5

ตารางภาคผนวกที่ 2

แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 7 กรณีใช้งานเป็นทองเหลือง เวลา $\Delta t = 180$ วินาที

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	$W(J)$	$P_{coil\#7}$	$Eff_{coil\#7}(\%)$
350	89	7	1.7	11.9	1	83.1	0.5	3.9
700	126	8	2	16.0	1.5	124.7	0.7	4.3
1050	154	10	2.4	24.0	3	249.4	1.4	5.8
1400	178	12	2.7	32.4	4	332.6	1.8	5.7
1750	199	13.5	3	40.5	5.5	457.3	2.5	6.3
2100	218	15	3.3	49.5	7	582.0	3.2	6.5
2450	235	16	3.7	59.2	8	665.2	3.7	6.2
2800	252	17	4.2	71.4	9	748.3	4.2	5.8

ตารางภาคผนวกที่ 3

แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 6 กรณีใช้งานเป็นทองเหลือง เวลา $\Delta t = 180$ วินาที

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#6	Effcoil#6(%)
350	56	8	2	16.0	1	83.1	0.5	2.9
700	79	10	2.7	27.0	1.5	124.7	0.7	2.6
1050	97	12	3.5	42.0	2.5	207.9	1.2	2.7
1400	112	15	4.5	67.5	4	332.6	1.8	2.7
1750	126	17	5	85.0	4.5	374.2	2.1	2.4
2100	138	19	5.5	104.5	6.5	540.5	3.0	2.9
2450	149	20	5.7	114.0	7	582.0	3.2	2.8
2800	159	21	5.6	117.6	7.5	623.6	3.5	2.9

ตารางภาคผนวกที่ 4

แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 5 กรณีใช้งานเป็นทองเหลือง เวลา $\Delta t = 180$ วินาที

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#5	Effcoil#5(%)
350	42	10	3	30	0.5	42.7	0.2	0.8
700	59	13	4	52	1	85.4	0.5	0.9
1050	70	16	6	96	1	85.4	0.5	0.5
1400	84	18	6.4	115.2	2	170.8	0.9	0.8
1750	94	24	6.7	160.8	2.5	213.5	1.2	0.7
2100	102	28	7.1	198.8	3.5	298.9	1.7	0.8
2450	111	33	7.6	250.8	4	341.6	1.9	0.8
2800	118	37	8	296	4.5	384.3	2.1	0.7

ตารางภาคผนวกที่ 5

แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 8 กรณีใช้งานเป็นทองแดง เวลา $\Delta t = 180$ วินาที

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#8	Effcoil#8(%)
350	126	6	1.5	9.0	1	83.1	0.5	5.1
700	178	8	1.6	12.8	2	166.3	0.9	7.2
1050	218	10	1.8	18.0	4	332.6	1.8	10.3
1400	252	13	2.2	28.6	6.5	540.5	3.0	10.5
1750	282	14	2.4	33.6	7.5	623.6	3.5	10.3
2100	308	15	2.5	37.5	9	748.3	4.2	11.1
2450	333	16.5	2.7	44.6	9.5	789.9	4.4	9.9
2800	356	17	3	51.0	10.5	873.1	4.9	9.5

ตารางภาคผนวกที่ 6

แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 7 กรณีใช้งานเป็นทองแดง เวลา $\Delta t = 180$ วินาที

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#7	Effcoil#7(%)
350	89	7	1.7	11.9	1	83.1	0.5	3.9
700	126	8	2	16.0	1.5	124.7	0.7	4.3
1050	154	10	2.4	24.0	3	249.4	1.4	5.8
1400	178	12	2.7	32.4	4	332.6	1.8	5.7
1750	199	13.5	3	40.5	5.5	457.3	2.5	6.3
2100	218	15	3.3	49.5	7	582.0	3.2	6.5
2450	235	16	3.7	59.2	8	665.2	3.7	6.2
2800	252	17	4.2	71.4	9	748.3	4.2	5.8

ตารางภาคผนวกที่ 7

แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 6 กรณีใช้งานเป็นทองแดง เวลา $\Delta t = 180$ วินาที

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#6	Effcoil#6(%)
350	56	8	2	16.0	1	83.1	0.5	2.9
700	79	10	2.7	27.0	1.5	124.7	0.7	2.6
1050	97	12	3.5	42.0	2.5	207.9	1.2	2.7
1400	112	15	4.5	67.5	4	332.6	1.8	2.7
1750	126	17	5	85.0	4.5	374.2	2.1	2.4
2100	138	19	5.5	104.5	6.5	540.5	3.0	2.9
2450	149	20	5.7	114.0	7	582.0	3.2	2.8
2800	159	21	5.6	117.6	7.5	623.6	3.5	2.9

ตารางภาคผนวกที่ 8

แสดงผลของขดลวดเหนี่ยวนำหมายเลข 5 กรณีใช้งานเป็นทองแดง เวลา $\Delta t = 180$ วินาที

CV^2	V_P	V_{DC}	I_{DC}	P_{IN}	ΔT	W(J)	Pcoil#5	Effcoil#5(%)
350	42	10	3	30.0	1	83.1	0.5	1.5
700	59	14	4	56.0	1.5	124.7	0.7	1.2
1050	70	17	6	102.0	2.5	207.9	1.2	1.1
1400	84	20	6.5	130.0	3.5	291.0	1.6	1.2
1750	94	22	6.7	147.4	4.5	374.2	2.1	1.4
2100	102	25	7	175.0	6	498.9	2.8	1.6
2450	111	27	7.5	202.5	6.5	540.5	3.0	1.5
2800	118	30	8	240.0	7	582.0	3.2	1.3

63A, 600V, UFS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diode

August 1995

Features

- 63A, 600V at $T_C = +25^\circ\text{C}$
- Typical Fall Time - 230ns at $T_J = +150^\circ\text{C}$
- Short Circuit Rating
- Low Conduction Loss
- Hyperfast Anti-Parallel Diode

Description

The HGTG30N60C3D is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of MOSFETs and bipolar transistors. The device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between $+25^\circ\text{C}$ and $+150^\circ\text{C}$. The IGBT used is the development type TA49051. The diode used in anti-parallel with the IGBT is the development type TA49053.

The IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at moderate frequencies where low conduction losses are essential.

PACKAGING AVAILABILITY

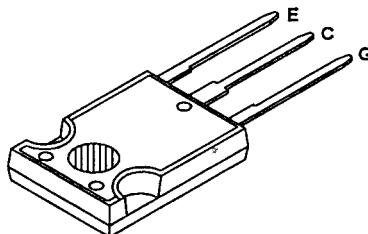
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG30N60C3D	TO-247	G30N60C3D

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Formerly Developmental Type TA49014.

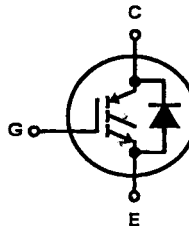
Package

JEDEC STYLE TO-247



Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE



Absolute Maximum Ratings $T_C = +25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	HGTG30N60C3D	UNITS
Collector-Emitter Voltage	600	V
Collector Current Continuous		
At $T_C = +25^\circ\text{C}$	63	A
At $T_C = +110^\circ\text{C}$	30	A
Average Diode Forward Current at $+110^\circ\text{C}$	25	A
Collector Current Pulsed (Note 1)	252	A
Gate-Emitter Voltage Continuous	± 20	V
Gate-Emitter Voltage Pulsed	± 30	V
Switching Safe Operating Area at $T_J = +150^\circ\text{C}$	60A at 600V	
Power Dissipation Total at $T_C = +25^\circ\text{C}$	208	W
Power Dissipation Derating $T_C > +25^\circ\text{C}$	1.67	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	-40 to +150	$^\circ\text{C}$
Maximum Lead Temperature for Soldering	260	$^\circ\text{C}$
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 15\text{V}$	4	μs
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 10\text{V}$	15	μs

NOTE:

1. Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature.
2. $V_{CE(PK)} = 360\text{V}$, $T_J = +125^\circ\text{C}$, $R_{GE} = 25\Omega$.

HARRIS SEMICONDUCTOR IGBT PRODUCT IS COVERED BY ONE OR MORE OF THE FOLLOWING U.S. PATENTS:

4,364,073	4,417,385	4,430,792	4,443,931	4,466,176	4,516,143	4,532,534	4,567,641
4,587,713	4,598,461	4,605,948	4,618,872	4,620,211	4,631,564	4,639,754	4,639,762
4,641,162	4,644,637	4,682,195	4,684,413	4,694,313	4,717,679	4,743,952	4,783,690
4,794,432	4,801,986	4,803,533	4,809,045	4,809,047	4,810,665	4,823,176	4,837,606
4,860,080	4,883,767	4,888,627	4,890,143	4,901,127	4,904,609	4,933,740	4,963,951
4,969,027							

Specifications HGTG30N60C3D

Electrical Specifications $T_C = +25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETERS	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS	
			MIN	TYP	MAX		
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV_{CES}	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	600	-	-	V	
Emitter-Collector Breakdown Voltage	BV_{ECS}	$I_C = 10\text{mA}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	15	25	-	V	
Collector-Emitter Leakage Current	I_{CES}	$V_{CE} = BV_{CES}$, $T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	250	μA	
		$V_{CE} = BV_{CES}$, $T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	3.0	mA	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = I_{C110}$, $V_{GE} = 15\text{V}$	$T_C = +25^\circ\text{C}$	-	1.5	1.8	V
			$T_C = +150^\circ\text{C}$	-	1.7	2.0	V
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{CE} = V_{GE}$	$T_C = +25^\circ\text{C}$	3.0	5.2	6.0	V
Gate-Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA	
Switching SOA	SSOA	$T_J = +150^\circ\text{C}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 3\Omega$, $L = 100\mu\text{H}$	$V_{CE(PK)} = 480\text{V}$	200	-	-	A
			$V_{CE(PK)} = 600\text{V}$	60	-	-	A
Gate-Emitter Plateau Voltage	V_{GEP}	$I_C = I_{C110}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	-	8.1	-	V	
On-State Gate Charge	$Q_{G(ON)}$	$I_C = I_{C110}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	$V_{GE} = 15\text{V}$	-	162	180	nC
			$V_{GE} = 20\text{V}$	-	216	250	nC
Current Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$T_J = +150^\circ\text{C}$, $I_{CE} = I_{C110}$, $V_{CE(PK)} = 0.8 BV_{CES}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 3\Omega$, $L = 100\mu\text{H}$	-	40	-	ns	
Current Rise Time	t_{RI}		-	45	-	ns	
Current Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		-	320	400	ns	
Current Fall Time	t_{FI}		-	230	275	ns	
Turn-On Energy	E_{ON}		-	1050	-	μJ	
Turn-Off Energy (Note 1)	E_{OFF}		-	2500	-	μJ	
Diode Forward Voltage	V_{EC}	$I_{EC} = 30\text{A}$	-	1.75	2.2	V	
Diode Reverse Recovery Time	t_{RR}	$I_{EC} = 30\text{A}$, $dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	52	60	ns	
		$I_{EC} = 1.0\text{A}$, $dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	42	50	ns	
Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$	IGBT	-	-	0.6	$^\circ\text{C}/\text{W}$	
		Diode	-	-	1.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$	

NOTE:

- Turn-Off Energy Loss (E_{OFF}) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ($I_{CE} = 0\text{A}$). The HGTG30N60C3D was tested per JEDEC standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss. Turn-On losses include diode losses.

ภาคผนวก ค

ผลงานวิจัย

ที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

และได้รับการตีพิมพ์

การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

Current Source Inverters for Induction Heating Applications

ศรพล ดิศกัมพล ประภาส ไพรสุวรรณ และ พิเชษฐ ถิมสุวรรณ
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ถนนฉลองกรุง แขวงลำปลาทิว เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ

โทร (02) 3266052 E-Mail : u3712094@au.ac.th

* ภาควิชาฟิสิกส์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ถนนประชาอุทิศ แขวงบางมด เขตประชาอุทิศ กรุงเทพฯ 10400 โทร (02) 4270039 ต่อ 6200

บทคัดย่อ

ในการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานที่ต้องการความสะอาด หรือการจำกัดบริเวณของความร้อนบนชิ้นงาน การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำเป็นวิธีการหนึ่งที่เหมาะสม เนื่องจากไม่มีการสัมผัสกับชิ้นงานโดยตรง ไม่ทำให้เกิดสิ่งเจือปนบนชิ้นงาน นอกจากนี้ยังเป็นการให้ความร้อนเฉพาะที่ คือเกิดความร้อนเป็นบริเวณแคบแต่ได้อุณหภูมิสูง

เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้เป็นแบบที่มีขดลวดคิมพิแดนซ์สูง ใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสมีกำลังอินพุต 3 กิโลวัตต์ โดยใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ต่อแบบฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ สามารถทำงานที่ความถี่ระหว่าง 30-100 กิโลเฮิรตซ์ และส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายไฟไปสู่ขดลวดเหนี่ยวนำได้โดยไม่ผ่านหม้อแปลงส่งผ่านกำลัง

Abstract

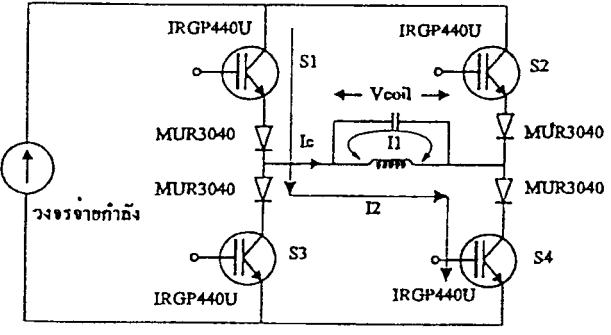
In the heating of some workpieces which require high purity it is necessary to use noncontact heating technique. The induction heating method is recently one of the suitable method for such applications due to the noncontact between the heat source and the workpieces. In addition, the advantage of the induction heating method is the localized heating area.

In this paper, a prototype of induction heating system with high impedance coil using a current source inverters with an input power of 3 kW is described. The IGBT is used as the on/off switch in the inverter circuit which is of fullbridge type. The induction heating system is designed to operate at the frequency between 30-100 kHz. The power of the inverter is transferred to the induction coil without the use of power transformer, this cause an increase of the net efficiency of the induction heating system.

1. คำนำ

เครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำมีอยู่หลายแบบ ขึ้นอยู่กับกำลัง และความถี่ที่ใช้ ในบทความนี้จะใช้ระบบที่เป็นสารกึ่งตัวนำ ซึ่งปัจจุบันอุปกรณ์ประเภทนี้ที่นิยมใช้จะเป็น SCR ,ทรานซิสเตอร์ หรือมอสเฟต เป็นต้นซึ่งจะมีข้อดี และข้อเสียต่างกัน [1] โดยที่ SCR จะใช้กับความถี่ต่ำ แต่ทนกระแสสูง สำหรับทรานซิสเตอร์ จะใช้ได้กับความถี่สูงกว่า SCR ซึ่งก็ยังไม่สูงนัก ทนกระแสได้สูง แต่วงจรควบคุมจะทำได้ยาก ส่วนมอสเฟตจะใช้ได้กับความถี่สูงวงจรควบคุมทำได้ง่าย แต่ทนกระแสได้น้อย และกำลังสูญเสียในตัวเองจะมาก ในบทความนี้ใช้อุปกรณ์ IGBT ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างใหม่ และยั้งรวมข้อดีของทั้งทรานซิสเตอร์และมอสเฟตเข้าไว้ด้วยกันกล่าวคือใช้กับความถี่ได้สูงพอสมควรมีอัตราทนกำลังที่สูง และวงจรควบคุมทำได้ง่าย

วงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำมี 2 แบบคือ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสและอินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน [2] ได้พัฒนางจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม ที่เป็นอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันโดยใช้มอสเฟต [3] ได้เสนอบทความเกี่ยวกับวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน ที่เป็นอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส โดยใช้มอสเฟต ในทางปฏิบัติแล้ววงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะเหมาะสมกว่าแบบอนุกรมเนื่องจาก กระแสที่ไหลในวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม จะเป็นกระแสที่ผ่านซุกอินเวอร์เตอร์ด้วย ถ้ากระแสในซุกเรโซแนนซ์สูงกระแสในวงจรอินเวอร์เตอร์ก็จะสูงตามด้วย ดังนั้นจะต้องใช้พิกัดกระแสของอุปกรณ์สูง ส่วนเรโซแนนซ์แบบขนานนั้น จะเห็นว่ามีการแสอยู่ 2 ส่วนคือ I_1 กับ I_2 ซึ่งกระแส I_1 คือกระแสในซุกเรโซแนนซ์ I_2 เป็นกระแสผ่านซุกอินเวอร์เตอร์ กระแส I_1 จะมากกว่า I_2 ดังนั้นซุกอินเวอร์เตอร์จึงไม่ต้องการอัตราทนกระแสที่สูงดังรูปที่ 1 [4]



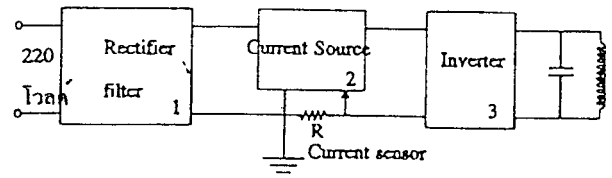
รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

2. การออกแบบวงจร

เครื่องให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำมีส่วนประกอบอยู่ 3 ส่วนใหญ่คือ แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ซุกอินเวอร์เตอร์ และวงจรเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2

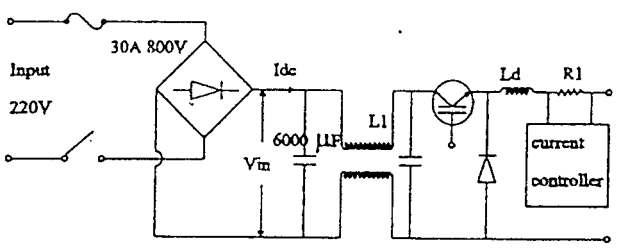
2.1 แหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

วงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงประกอบด้วย บริดจ์-เรกติไฟร์ 1 เฟส จากไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ รีแอกเตอร์



รูปที่ 2 แผนภาพของระบบให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

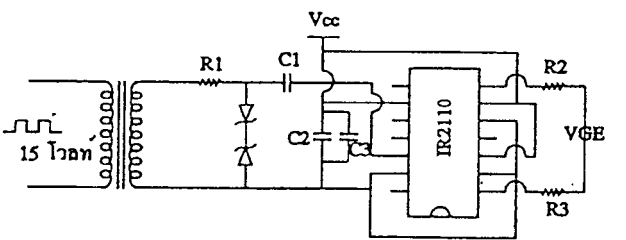
เป็นแกนเหล็กผสมอากาศดังรูปที่ 3 แหล่งจ่ายไฟจะเป็นแบบแหล่งจ่ายกระแส ซุกควบคุมกระแสจะเป็นตัวตัดกระแสเกินค่าที่ตั้งไว้โดยใช้ PWM ความถี่ 20 kHz



รูปที่ 3 วงจรจ่ายกำลัง

2.2 ซุกอินเวอร์เตอร์

ซุก current source inverter เป็นแบบฟูลบริดจ์ โดยใช้ IRGP440U ดังรูปที่ 1 โดยมีไดโอดค้อนอนุกรมเพื่อป้องกันแรงดันย้อนกลับ แต่ไม่มีวงจรมอเตอร์ ในการทำงานของซุกอินเวอร์เตอร์นั้นจะทำงานสลับกันเป็นคู่ระหว่าง S1 กับ S2 และ S3 กับ S4 เพื่อให้ได้กระแสเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่เอาต์พุตของซุกอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรขับเคลื่อนของซุกอินเวอร์เตอร์จะต้องแยกกราวด์กันหมด ซึ่งในที่นี้ในการแยกกราวด์จะใช้หม้อแปลงไอโซเลทเป็นตัวถ่ายสัญญาณ ดังวงจรรูปที่ 4 วงจรใช้สำหรับ load คงที่ ใช้การปรับแบบ manual



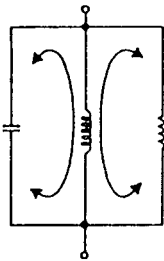
รูปที่ 4 วงจรขับเคลื่อน

พิกัดของ IGBT ที่ใช้เป็นดังนี้

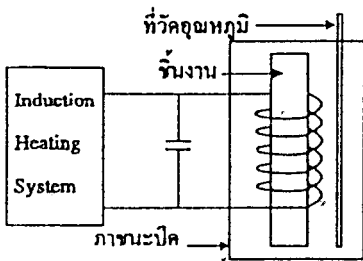
-แรงดันคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์	500 โวลต์
-แรงดันเบสกับอิมิตเตอร์	±20 โวลต์
-กระแสคอลเล็กเตอร์	40 แอมแปร์
-กระแสคอลเล็กเตอร์ปกติ	20 แอมแปร์
-กำลังสูญเสียรวม	160 วัตต์

2.3 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานเราจะเห็นว่าแรงดันที่ขั้วทั้ง L และ C จะต้องเท่ากันเนื่องจากการต่อขนานเป็นเหตุให้วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะมีแรงดันเป็นรูป sine รูปที่ 5 แสดงวงจรมูลของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน โดยเมื่อพิจารณาจากรูปการจะจับวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน จำเป็นต้องใช้ชุดอินเวอร์เตอร์แบบจับกระแสเป็นสี่เหลี่ยม จะไม่สามารถใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบจับแรงดันเป็นสี่เหลี่ยมได้ เนื่องจากแรงดันของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน จะเป็นรูปไซน์ ซึ่งจะทำให้เกิดการถูกระแสอย่างรุนแรงในบางช่วงของไซเคิล และความถี่ในการเรโซแนนซ์จะขึ้นอยู่กับค่า L และ C



รูปที่ 5 วงจรมูลของการเรโซแนนซ์แบบขนาน



รูปที่ 6 แผนภาพการทดลอง

3. ผลการทดลอง

จากการทดลองได้ทำการเก็บข้อมูลเป็นรูปถูกคลื่น และผลปรากฏว่าชิ้นงานร้อนแดงโดยแรงดันอินพุตประมาณ 300 โวลต์ และกระแสอินพุตประมาณ 10 แอมป์ ซึ่งกำลังอินพุตประมาณ 3 กิโลวัตต์ ความถี่เรโซแนนซ์ขณะมีชิ้นงานประมาณ 45 กิโลเฮิรตซ์ โดยรูปคลื่น V_{ce} กับ I_c ที่วัดได้แสดงในรูปที่ 7 รูปที่ 8 แสดงสัญญาณรูปคลื่น V_{coil} กับ I_{DC} ส่วนรูปที่ 9 แสดง สัญญาณ V_{coil} กับ I_c รูปที่ 10 แสดงชิ้นงานร้อนแดงใช้เครื่องมือ HAMEG OSCILLOSCOPE ,HEWLETT PACKARD DIGITIZING OSCILLOSCOPE

ในการหาค่ากำลังด้านออกนั้นมีค่ากระแสไฟฟ้าเป็นองค์ประกอบสำคัญ ด้วยเหตุนี้การคำนวณค่ากำลังด้านออกจึงต้องมีการตรวจวัดประมาณกระแสไฟฟ้า ซึ่งสำหรับวงจรที่ใช้ในงานในช่วงความถี่สูงค่อนข้างทำได้ยาก ดังนั้นจึงได้นำเสนอวิธีการหาค่ากำลังด้านออก โดยคำนวณจากอุณหภูมิของน้ำในภาชนะปิดที่เพิ่มขึ้นเมื่อได้ทำการเหนี่ยวนำชิ้นงานทดลองดังรูปที่ 6 ผลการวัดอุณหภูมิของน้ำปริมาตร 1 กิโลกรัม ทุกๆ 4 วินาที ที่อุณหภูมิสภาวะแวดล้อม 31 °C แสดงดังกราฟในรูปที่ 11 ค่ากำลังด้านออกสามารถคำนวณจากสมการ (1)

$$P = \frac{Q}{\Delta t} = \frac{m c_p \Delta T}{\Delta t} \quad (1)$$

เมื่อ Q คือค่าพลังงานความร้อน (J)

P คือกำลังงาน(kW)

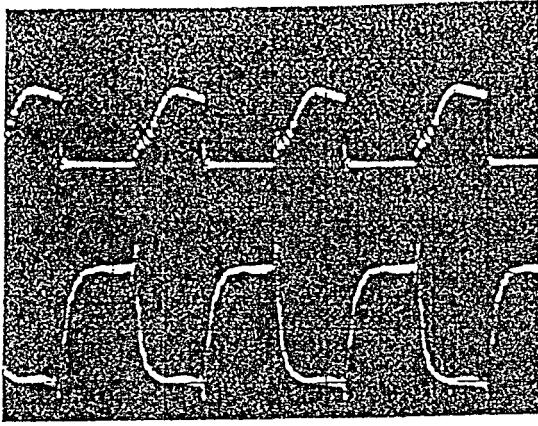
c_p คือค่าความจุความร้อนจำเพาะของน้ำ

$$(4.184 \text{ kJ/kg.(K)})$$

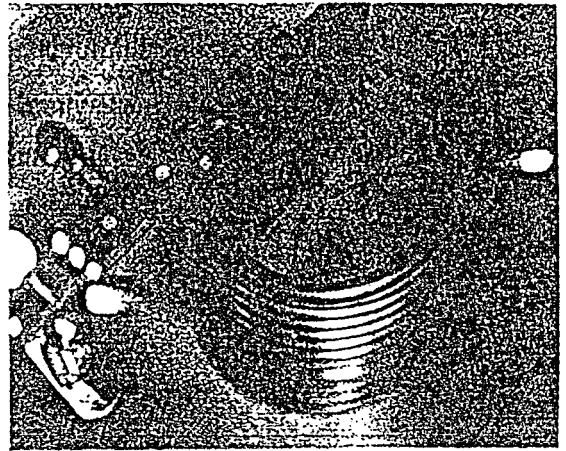
ΔT คือผลต่างของอุณหภูมิ (°C)

Δt คือช่วงระยะเวลาให้ความร้อน(วินาที)

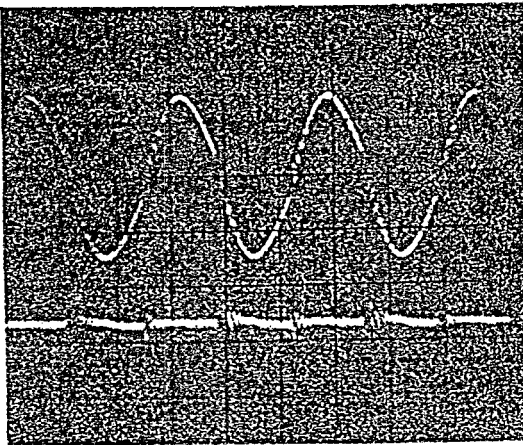
ทำการวัดค่ากำลังด้านออกเป็นเวลา 20 วินาที ผลจากการทดสอบได้ค่า $\Delta T = 9.5 \text{ }^\circ\text{C}$ ดังนั้น $P_{out} = 1.98 \text{ kW}$ และจากการทดลองได้ค่ากำลังด้านเข้า เป็น 3 kW ดังนั้นประสิทธิภาพที่ ได้คือ 66% โดยรูปที่ 11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของน้ำ กับเวลาที่ใช้ในการทดลอง



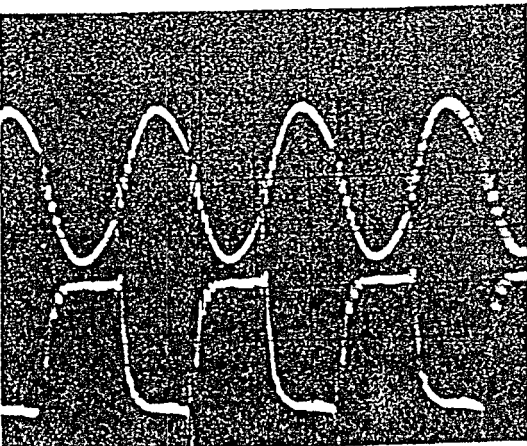
รูปที่ 7 สัญญาณ V_{CE} และ I_C (10 ไมโครวินาที/ช่อง)
CH1 : V_{CE} 100 โวลต์/ช่อง, CH2 : I_C 10 แอมป์/ช่อง



รูปที่ 10 ชิ้นงานทดลองกำลังร้อนแดง

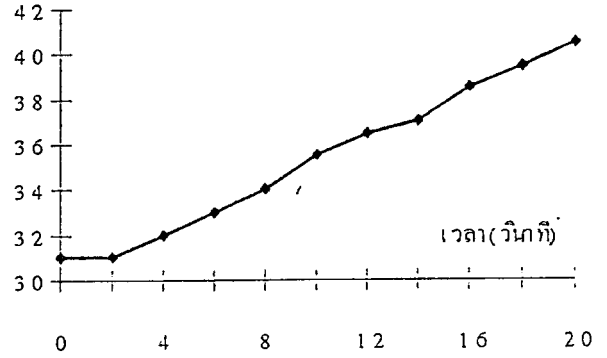


รูปที่ 8 สัญญาณ V_{coil} และ I_{DC} (10 ไมโครวินาที/ช่อง)
CH1 : V_{coil} 100 โวลต์/ช่อง, CH2 : I_{DC} 10 แอมป์/ช่อง



รูปที่ 9 สัญญาณ V_{coil} และ I_C (10 ไมโครวินาที/ช่อง)
CH1 : V_{coil} 100 โวลต์/ช่อง, CH2 : I_C 10 แอมป์/ช่อง

อุณหภูมิ(องศาเซลเซียส)



รูปที่ 11 ความสัมพันธ์ของอุณหภูมิของน้ำกับเวลา

4. สรุป

การสร้างวงจรที่กระแสในระบบสวิตชิ่งเราจะพบปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนอย่างมากเนื่องจากว่าระบบสวิตชิ่งรูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยมทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่ฮาร์โมนิกสูงกลับมารบกวนวงจรควบคุมเป็นผลทำให้วงจรควบคุมทำงานผิดพลาด ทำให้วงจรควบคุม และโหลดเสียหายได้แนวทางในการแก้ปัญหานี้คือการเพิ่ม R_{gate} จะมีผลทำให้สัญญาณรบกวนที่ฮาร์โมนิกสูงลดลง หรือการใช้วงจร snubber เพื่อลด dv/dt

จากผลการทดลองของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสสามารถนำมาใช้งานได้ แต่ต้องมีวงจรควบคุมที่ดีห้ามให้มีช่วงที่อุป-

กรณีสวิตช์หยุดทำงานพร้อมกัน ถ้าเกิดการหยุดนำกระแส
พร้อมกันจะทำให้ IGBT เสียหายได้ ซึ่งจุดนี้เป็นข้อเสียของ
อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส ในการพัฒนาขั้นต่อไปเรา
สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนเป็นอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่าย
แรงดันไฟฟ้า แด่วงจรเรโซแนนซ์เป็นแบบอนุกรมซึ่งจ่ายพลัง
งานให้กับวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานอีกต่อหนึ่ง โดยวิธีการนี้
จะลดปัญหาแรงดันทรานเซียนต์ได้

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins.
1989. Power Electronics, Wiley & Sons, Inc.
- [2] W.E. Frank and C. F. Der, 1982. "Solid state RF
generators for induction heating applications,"
IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 939-944.
- [3] S. Bottari, L. Malesani and P. Tenti. 1985. "High
frequency 200 kHz inverter for induction heating
applications," *IEEE/PESC Rec.*, pp. 308-316.
- [4] H. Akagi, T. Sawae and A. Nabae, 1988. "Current
Source Inverters Using Static Induction Transistors for
Induction Heating Application," *IEEE Trans. Power
Electronics*, vol. 3, No. 3, pp. 303-309.

ประวัติผู้เขียน

นายสุรพล ดิศกัมพล เกิดเมื่อวันที่ 29 พฤษภาคม พ.ศ. 2514 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาฟิสิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ปีการศึกษา 2534. เข้าศึกษาต่อระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2535 มีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการยอมรับ นอกจากงานวิทยานิพนธ์ จำนวน 2 เรื่อง ได้แก่ พิมพ์ การเริ่มต้นสตริมเมอร์ และโคโรนาในน้ำมันหม้อแปลงไฟฟ้าภายใต้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส ประสิทธิภาพในการทำงาน วิศวกรไฟฟ้าบริษัท ที.ริช. อินเตอร์เนชั่นแนล จำกัด วิศวกรไฟฟ้าบริษัท ไทยโทตะคอร์ปอเรชัน จำกัด