



เครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

IRON SURFACE HARDENING MACHINE

โดย

นาย บุญชัย ทัสสโน 38013233 .

นาย รัชชัย จิตยม 38013187

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สมศักดิ์ เตียรศิริกุล

24 ค.ค. 2541

วัน เดือน ปี.....

เลขทะเบียน..... 039157

เลขเรียกหนังสือ..... 100796 น 426 ค

รายงานฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของวิชา 01184101

ของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 039157

เครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

IRON SURFACE HARDENING MACHINE



รายงานฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของวิชา 01184101

ของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานเรื่อง เครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

IRON SURFACE HARDENING MACHINE

จัดทำโดย นายบุญชัย ทัสสโน

นายรัชชัย จิตยม

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.สมศักดิ์ เขียร์ศิริกุล



รายงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบ โดย อาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.สมศักดิ์ เขียร์ศิริกุล)

วันที่ / /

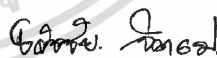
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

สำหรับปริญญาานิพนธ์ที่จัดทำนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทั้งนี้ต้องขอขอบคุณ อาจารย์ ผศ. สมศักดิ์ เขียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ภาคอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ได้ให้คำปรึกษา พร้อมทั้งชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหาที่ถูกต้อง และจากการศึกษาค้นคว้าอย่างจริงจัง ทำให้ผู้จัดทำได้รับความรู้เพิ่มเติมหลายด้าน และสามารถนำมาประยุกต์ในการสร้างเครื่องชুবผิวเหล็กแข็งได้เป็นอย่างดี อีกทั้งยังสามารถนำความรู้และประสบการณ์ที่ได้นี้ไปใช้ในการประกอบอาชีพต่อไปในอนาคต



(นายบุญชัย ทัสสิน)



(นายธวัชชัย จิตยม)

ผู้จัดทำ

IRON SURFACE HARDENING MACHINE

Mr. BOONCHAI TASSANO

Mr. THAWATCHAI JITYOM

Asst.Prof.SOMSAK HEESIRIKUL Advisor

1 Semester, Educational Year 1997

ABSTRACT

This thesis presents an iron surface hardening machine. The driving current is controlled to gradually increase for reduce output inrush current. The principle of the machine is based on high-frequency magnetic induction and, Skin Effect, using power electronics technology and pulse width modulator control, which give the maximum power about 1000-3000 W.

IV

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
Abstract	III
สารบัญ	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ประโยชน์ของเครื่องชุปแข็งผิวเหล็ก	1
1.1.1 หลักการทำงานของเครื่องชุปแข็งผิวเหล็ก	1
1.2 รายละเอียดโดยย่อของโครงการ	2
1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 หลักการของเครื่องชุปแข็งผิวเหล็กและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 หลักการของการเหนี่ยวนำความร้อน	4
2.2 ทฤษฎีของการเหนี่ยวนำความร้อนโดยสนามแม่เหล็ก	6
2.2.1 การกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็ก	6
2.2.2 กระแสความถี่สูงเดินตามผิว (Skin Effect)	10
2.2.3 ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก	
ความหนาแน่นของกระแสและความเข้มของสนามไฟฟ้า	11
2.2.4 กระแสทั้งหมด	13
2.2.5 กำลังที่เกิดขึ้นในเหล็ก	14
2.2.6 เส้นแรงแม่เหล็ก	15
2.2.7 การเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้า	15
2.2.8 การคำนวณหาค่าโดยประมาณ	16
2.3 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์	18
2.3.1 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม	
2.4 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์	19
2.5 เพาเวอร์มอสเฟต	20
2.5.1 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

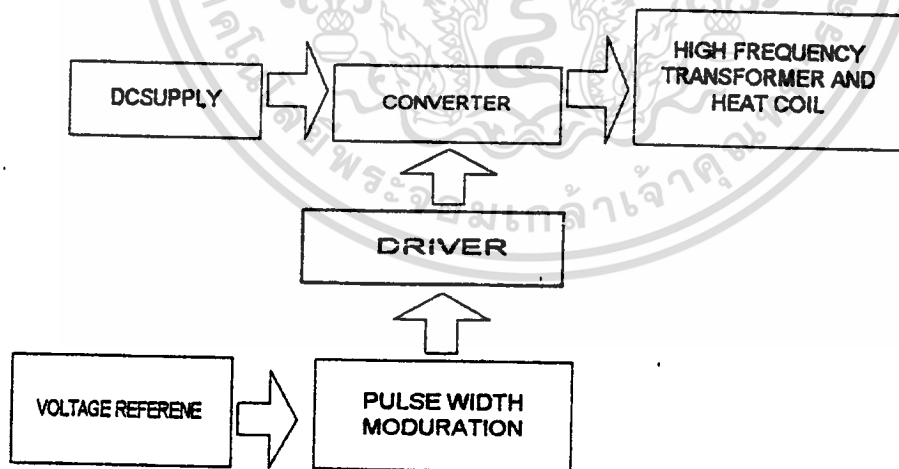
	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก	23
3.1 ภาคแปลงไฟสลับเป็นไฟตรงและการออกแบบ	23
3.1.1 เบรกโอเวอร์โวลเตจ (Vbo)	24
3.1.2 ช่วงเวลาเทิร์นออน (Ton) และคุณสมบัติของ df/dt	24
3.1.3 ช่วงเวลาเทิร์นออฟ (Toff) และคุณสมบัติของ dv/dt	24
3.1.4 โวลเตจและกระแสที่ใช้ทริก	24
3.1.5 วงจรเฟสคอนโทรล	24
3.2 ภาคกรองกระแสและฟิวเตอร์	26
3.3 การออกแบบภาคอินเวอร์เตอร์	26
บทที่ 4 การทดลองด้านฮาร์ดแวร์	26
4.1 การทดลองการทำงานของไอซี SG 3526	29
4.2 การทดสอบหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด	31
4.3 การทดลองการทำงานของวงจร INVERTER	33
บทที่ 5 บทสรุป และวิจารณ์	35
ภาคผนวก ก. วงจร INVERTER	37
ภาคผนวก ข. DATA	38
เอกสารอ้างอิง	39

บทที่ 1 บทนำ

ประวัติความเป็นมาของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

การชุบแข็งผิวเหล็กโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กความถี่สูง เป็นเทคโนโลยีที่มีการนำเอามาใช้ในวงการอุตสาหกรรมในปัจจุบัน ซึ่งจากอดีตที่การหล่อเหล็กและการชุบผิวโลหะจะอาศัยความร้อนจากเตาหลอม ต่อมาได้มีการพัฒนาโดยนำมาผสมผสานกับเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูงโดยใช้หลักการกระแสวิกฤตความถี่สูงเดินตามผิว (Skin Effect) และใช้เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) โดยมีการควบคุมความกว้างของพัลส์ ซึ่งเครื่องที่สร้างขึ้นนี้จะมีกำลังงานสูงสุดประมาณ 1000 - 3000 วัตต์

1.1 ประโยชน์ของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก คือจะทำให้ชิ้นงาน (มีลักษณะเป็นรูปทรงกระบอกกลวง) มีผิวภายนอกที่แข็ง สามารถทนต่อการขีดขูด ลักษณะผิวที่ได้จะเรียบและมีรอยเป็นลอนหยักตลอดผิวชิ้นงาน, ชิ้นงานจะนำไปใช้เป็นส่วนประกอบของอะไหล่รถยนต์ และเครื่องมือทางช่าง หรือเครื่องจักรอื่น ๆ ได้มากมาย



รูปที่ 1.1 แสดงหลักการเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

1.1.1 หลักการทำงานของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

จะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความร้อน (Induction heating) แก่แท่งเหล็กด้วยกระแสเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งเป็นผลทำให้เหล็กเกิดความร้อนสูงที่ผิว จนถึงจุดที่เปลี่ยนเป็นโครงสร้างอื่น โดยที่บริเวณเนื้อเหล็กที่ลึกลงไปถึงแกนกลางจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อนำเหล็กที่มีความร้อนสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการแข่งขันเพื่อหาผู้ชนะเลิศในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไปทำให้เย็นตัวโดยรวดเร็ว จะทำให้เหล็กมีความแข็งขึ้นที่บริเวณผิวทนต่อการเสียดสี และความดำได้ดี ทนทานต่อการขีดขีดและมีคุณสมบัติทางความเหนียวนำสูง ซึ่งสามารถนำไปใช้กับชิ้นส่วนเครื่องยนต์ เครื่องจักรอื่น ๆ ได้มาก

หลักการทำให้เหล็กร้อนได้มีหลักการทำงานดังนี้คือจะเริ่มจ่ายกระแสให้กับขดลวด โดยเป็นลักษณะของกระแสสลับ การสร้างกระแสสลับจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งเป็นวงจรสวิทช์ ทำให้เกิดการจ่ายกระแสไหลไปมาจนเกิดการเหนียวนำที่หม้อแปลงความถี่สูงและหม้อแปลงความถี่สูง จะทำการแปลงกระแสขึ้นเหนียวนำสู่ตัวโหลดซึ่งเป็นขดลวด เมื่อนำแม่เหล็กผ่านเข้าที่ตัวขดลวด จะทำให้เกิดกระแสความถี่สูงเดินตามผิวหรือที่เรียกว่า “สะกิน เอฟเฟค” (Skin Effect) ซึ่งแม่เหล็กจะเกิดความร้อนสูงและเกิดการเปลี่ยนแปลงที่แม่เหล็กเมื่อนำมาทำให้เย็นตัวลงโดยฉับพลันจะทำให้ผิวเหล็กแข็งขึ้น การเปลี่ยนแปลงจะเกิดเฉพาะบริเวณผิวเหล็กเท่านั้น เนื่องจากแหล่งจ่ายมีความถี่สูงซึ่งจากสูตร “สะกินเดฟ” (Skin Depth) ความถี่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางด้านความลึก ซึ่งเมื่อความถี่สูงมากจะยิ่งทำให้กระแสไหลที่บริเวณผิวมากและมีความลึกน้อย

การเกิดกระแสเหนียวนำจะเกิดขึ้นที่บริเวณผิว ยิ่งความถี่ของกระแสไฟฟ้าสูงจะยิ่งเกิดกระแสขึ้นบริเวณผิวเหล็กเข้มข้นมากขึ้น นอกจากนี้ถ้าหากมีการใช้หลักการการป้อนกลับเพื่อทำการควบคุมกระแสมีให้เกิดการเปลี่ยนแปลง เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจะทำให้ความลึกขณะชุบแข็งมีความลึกเท่ากันตลอดทั่วทั้งผิวของชิ้นงาน

1.2 รายละเอียดโดยย่อของโครงการ

โครงการนี้จะเป็นการนำเสนอเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก โดยควบคุมให้กระแสในภาคคอนเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นทีละน้อย เพื่อลดกระแสกระชากทางเอาต์พุต การทำงานของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก จะอาศัยหลักการเหนียวนำสนามแม่เหล็กความถี่สูงและใช้หลักการกระแสความถี่สูงเดินตามผิว (Skin Effect) โดยใช้เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) และใช้การควบคุมแบบพัลส์วิมอลดูเลเตอร์ โดยจะควบคุมความกว้างของพัลส์

1.3 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1.3.1 เพื่อสร้างเครื่องชุบแข็งผิวเหล็กขนาดประมาณ 1000 - 3000 วัตต์

1.3.2 เพื่อศึกษาผลของกระแสความถี่สูงเดินตามผิว (Skin Effect) ซึ่งจะใช้ชิ้นงานที่มีลักษณะเป็นรูปทรงกระบอกกลวง

1.3.3 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronic) เพื่อเป็นแนวทางการพัฒนาต่อ ๆ ไปในเรื่องการลดกำลังงานสูญเสียต่าง ๆ เช่น เมื่อชิ้นงานมีขนาดเปลี่ยนไป เป็นต้น

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.4.1 ได้รับความรู้และเข้าใจในเรื่องคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูง ซึ่งจะเป็นพื้นฐานในเรื่องอื่น ๆ เช่น การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง และไฟฟ้ากระแสสลับ ฯลฯ
- 1.4.2 ได้เรียนรู้การทำงานและคุณสมบัติของการควบคุม Power Electronics
- 1.4.3 สามารถนำความรู้ที่ได้นี้ไปประยุกต์ใช้ในการทำงานต่อไปในอนาคต



บทที่ 2 หลักการของเครื่องชุปแข็งผิวเหล็กและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการของการเหนี่ยวนำความร้อน

การทำงานมีพื้นฐาน 3 ประการคือ การเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction), กระแสความถี่สูงเดินตามผิว (Skin Effect) และการส่งถ่ายความร้อน (Heat Transfer) ซึ่งแนวคิดพื้นฐานคล้ายกับทฤษฎีของหม้อแปลง แต่จะทำให้ทางด้านขดลวดทุติยภูมิเหลือเพียงรอบเดียวและทำการลัดวงจรทางด้านขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.1 a, b

ในรูป 2.1a ดูหม้อแปลงที่ไม่มีกระแสไหลของฟลักซ์ คือ กระแสไหลคเป็นไปตามกระแสจากแหล่งจ่ายตามความต้านทานของจำนวนรอบกำลังงานสูญเสียของขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ มีค่าแปรผันตรงกับค่าสูญเสียเนื่องมาจากการพันขดลวด

ถ้าขดลวดทุติยภูมิเราให้มีรอบเท่ากับ 1 รอบและลัดวงจรปลายทั้งสองกระแสในขดลวดปฐมภูมิจะสูงมาก และกำลังงานสูญเสียจะมากขึ้นด้วย

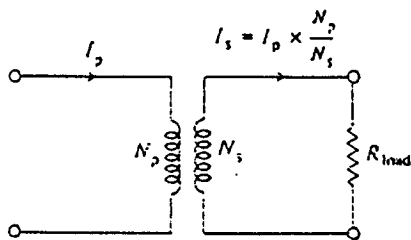
ดูรูป 2.1b และกำลังงานที่จ่ายออกมาจากแหล่งจ่ายจะมีค่าเท่ากับผลรวมของค่ากำลังงานสูญเสียของขดลวดปฐมภูมิ รวมกับขดลวดทุติยภูมิ

รูป 2.1c แสดงโหลดที่เป็นทรงกระบอกกลวงสอดอยู่ในหม้อแปลงที่มีขดลวดปฐมภูมิรอบมาก และขดลวดทุติยภูมิรอบเดียวถูกลัดวงจรเอาไว้, แยกจากกัน โดยช่องว่างอากาศแคบ ๆ

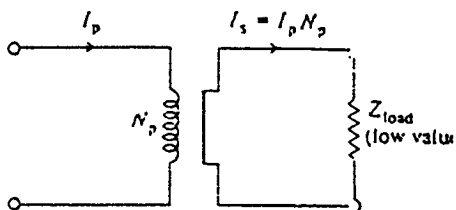
ความหนาแน่นของกระแสลดลง จากผิวของชิ้นงานไปยังจุดกึ่งกลางของชิ้นงานและอัตราการลดลงจะสูงขึ้นที่ความถี่สูง ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของโลหะ เช่น ความต้านทานและรีเลทีฟเปอร์เมียบิลิตี (relative permeability)

รูปที่ 2.1e แสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแส กระจายตามความลึกและเป็นไปตามตัวแปรที่ควบคุมอยู่ ความลึกของผิวจะมีลักษณะขรุขระ ที่ความเข้มของกระแสลดลงประมาณ 1/3 ของผิวทั้งหมด

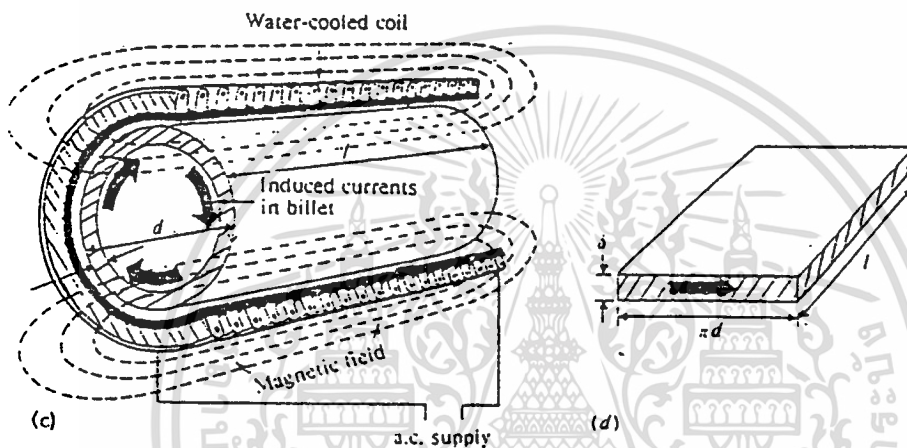
ทั้งขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ (คอยล์ และ ชิ้นงาน) ความลึกของกระแสขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ 3 อย่างคือตามรูป 2.1e coil มักสร้างจากทองแดงกลวงและให้ระบายความร้อนด้วยน้ำผ่านท่อกลวงตามรูป 2.1c มันจะเข้าไปใกล้กับชิ้นงานและช่องว่างอากาศจะมีค่าต่ำสุดที่สามารถนำชิ้นงานเข้าและออกคอยล์ได้ในกรณีเดียวกันค่าความสูญเสียในการแพร่กระจายความร้อนจะลดลงโดยฉนวนความร้อนภายในคอยล์ และจะเพิ่มขึ้นเมื่อช่องว่างอากาศมากขึ้น



(a)

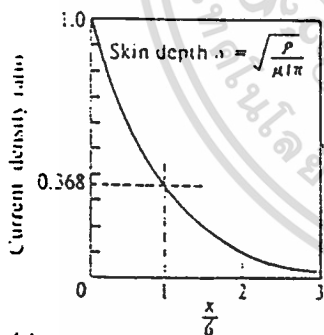


(b)



(c)

(d)



(e)

$$\eta \approx \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{\rho}{\rho_w} \frac{1}{\mu_w}}}$$

(f)

รูปที่ 2.1 แนวความคิดพื้นฐานของคอยล์เหนี่ยวนำความร้อน และ โหลด (a) หม้อแปลง.

(b) ผลของการลัดวงจรทุติยภูมิ. (c) คอยล์และชิ้นงานในขณะที่ทำงาน. (d) โหลดสมมูล. (e) กราฟที่แสดงความสัมพันธ์ของปรากฏการณ์กระแสความถี่สูงลึกลงไปในผิวเหล็ก. (f) ความสัมพันธ์ระหว่างคอยล์และประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.1d แสดงชั้นของผิวที่ถูกทำให้สมดุลกับการัดดวงจรของขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งความต้านทานขึ้นอยู่กับรัศมีของชิ้นงาน, ทางเดินของกระแสจะสม่ำเสมอตลอดและขึ้นกับขนาดของทรงกระบอก จุดหมายหลักคือ เพื่อให้ความร้อนเพิ่มมากขึ้น, ให้ค่าความสูญเสียในโพลและคอยล์มีค่าต่ำสุดจะต้องออกแบบคอยล์ให้มีประสิทธิภาพสูงสุด

รูปที่ 2.1f แสดงค่าประสิทธิภาพในอุดมคติ และแสดงค่าไฮริซีสติวิตี (high resistivity) และ เปอร์เมียบิลิตีโพล (permeability load) ค่าประสิทธิภาพมีค่าได้ประมาณ 100%

ถ้าโพลเป็นพวกนอนเฟอร์โร (non-ferrous) มีสัมประสิทธิ์ความต้านทานต่ำ มีค่าเปอร์เมียบิลิตี (permeability) ใกล้เคียง 1 ประสิทธิภาพที่ได้จะประมาณ 50 %

ในทางปฏิบัติระบบขบแข็งผิวเหล็กนี้ ความลึกของผิวที่แข็งจะต้องขึ้น โดยใช้ความถี่สูงคอยล์จะต้องมีจำนวนรอบที่น้อย และความร้อนที่ส่งให้ชิ้นงานต้องจำกัดให้อยู่เฉพาะที่ และความเข้มของพลังงาน (Power densities) อาจจะเปลี่ยวแปลงระหว่าง 10 และ 50 Mw^m² สำหรับการทำให้ร้อนตลอดชิ้นงาน, ความแข็งที่เกิดขึ้นที่ผิวต้องลึกสม่ำเสมอเท่ากันตามรูป 2.1e ถ้าความถี่ที่ต้องการมีค่าต่ำความเข้มของพลังงานจะเปลี่ยวแปลงจาก 0.01-10 Mw^m²

2.2 ทฤษฎีของการเหนี่ยวนำความร้อนโดยสนามแม่เหล็ก

สนามแม่เหล็กซึ่งมีการเปลี่ยวแปลงกับเวลาเมื่ออยู่ภายในเนื้อเหล็กจะเกิดปรากฏการณ์ ในลักษณะที่ว่า สนามแม่เหล็กที่ผิวมีการเปลี่ยวแปลงตามความลึกจากผิวของเหล็ก ซึ่งเราเรียกลักษณะนี้ว่า “สกินเอฟเฟ็คท์”(Skin Effect) ซึ่งจากผลของสกินเอฟเฟ็คท์นี้ทำให้มีกระแสไหลเฉพาะที่ผิวของเหล็กเท่านั้น ดังนั้นพลังงานที่ป้อนเข้าไปกับเหล็กจะอยู่เฉพาะที่ผิว

2.2.1 การกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็ก

ในการหาการกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็กนั้น, กำหนดให้กระแสที่กระจัดกระจาย (Displacement current) นั้นน้อยมาก ไม่นำมาคิด

จากสมการของสนามแม่เหล็ก

$$\nabla \times H = J \quad (1)$$

$$\nabla \times E = -(\partial B / \partial t) \quad (2)$$

$$\nabla \times B = 0 \quad (3)$$

ถ้าในเหล็กมีค่า conductivity และจากกฎของโอห์ม

$$J = \delta E \quad (4)$$

แทนค่า J ในสมการ (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (1) และ (4) จะได้

$$\begin{aligned}\nabla \times H &= \delta E \\ \nabla \times \nabla \times H &= \nabla(\delta E) \\ \nabla(\nabla H) - \nabla^2 H &= \nabla(\delta)E + \delta \nabla E\end{aligned}\quad (5)$$

จากสมการที่ (3)

$$\begin{aligned}\nabla B &= \nabla \mu H \\ &= H \nabla \mu + \mu \nabla H = 0 \\ \nabla H &= -H[1/\mu] \nabla \mu\end{aligned}\quad (6)$$

แทนค่าจากสมการ (2),(6) ในสมการ (5)

$$\text{ดังนั้น } \nabla^2 H = \nabla(-H(1/\mu) \nabla \mu) - \nabla(\delta)E - \delta(-\partial B/\partial t)$$

กำหนดให้เหล็กที่ใช้เป็น ไอโซทรอปิกมีเดีย (isotropic media) และมีค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability :) กับค่าความนำ (conductivity :) นั้นคงที่ตลอดเนื้อสาร

$$\begin{aligned}\text{ดังนั้น } \nabla \mu &= 0; \quad \nabla \delta = 0; \quad \partial B/\partial H = \mu \\ \nabla^2 H &= \delta |\partial B/\partial H| |\partial H/\partial t|\end{aligned}$$

$$\text{ดังนั้นจะได้ } \nabla^2 H = \delta \mu |\partial H/\partial t|\quad (7)$$

หาการกระจายของ H ภายในเนื้อเหล็ก โดยเริ่มกำหนดจากค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H_x) ที่ผิวเหล็กมีทิศทางในแนวนอน x เท่านั้น , และคิดว่าแท่งเหล็กมีขนาดยาวในแกนต่าง ๆ มาก โดยมี current sheet ที่ทำให้เกิด H_x อยู่ในตำแหน่ง $x = 0$ โดยมีค่าสูงสุด คือ H_{om} และมีทิศทางของ current sheet อยู่ในแนวแกน z ดังแสดงในรูปที่ 2.2 และ เนื่องจาก current sheet ขนานกับแกน z ตลอด เพราะฉะนั้น ขนาดของ H จะขึ้นอยู่กับ ค่า y โดยไม่แปรตาม x และ z

จาก $\sigma = 1/\rho$

เมื่อ ρ เป็นค่า resistivity

$$\partial^2 H_X / \partial Y^2 - \mu \omega \alpha^2 H_X = 0$$

กำหนดให้

$$\alpha^2 = \mu \omega / 2\rho$$

$$\partial^2 H_X / \partial Y^2 - 2j\alpha^2 H_X = 0$$

ซึ่งสามารถจัดให้อยู่ในรูปของ differential equation ได้คือ

$$\partial^2 H_X / \partial Y^2 - K^2 H_X = 0$$

เมื่อ $K^2 = 2j\alpha^2$

และ solution of differential ได้ดังนี้

$$H_X = A_1 \exp(K_Y) + A_2 \exp(-K_Y)$$

ซึ่งสามารถหาค่า A_1 และ A_2 ได้จาก boundary condition ที่ตำแหน่ง

$Y = \alpha \quad H_X = 0$

$A_1 = 0$

$Y = 0 \quad H_X(0) = H_{OM} \cdot \exp(j\omega t)$

$A_2 = H_{OM} \cdot \exp(j\omega t)$

ดังนั้น $H_X = H_{OM} \cdot \exp(-K_Y) \cdot \exp(j\omega t)$

จาก $K = \sqrt{2j\alpha^2}$

$= \sqrt{1+j^2}\alpha$

$H_X = H_{OM} \cdot \exp\{-(1+j)\alpha Y\} \cdot \exp(j\omega t)$

$H_X = H_{OM} \cdot \exp(-\alpha Y) \cdot \exp\{j(\omega t - \alpha Y)\} \quad (8)$

ซึ่งค่าของความเข้มของสนามแม่เหล็กจะเป็น real part

$H_X(Y) = H_{OM} \cdot \exp(-\alpha Y) \cos(\omega t - \alpha Y) \quad (9)$

จากสมการจะเห็นว่า ความเข้มของสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความลึกจากผิวตามค่าที่นำมาคูณคือ $\exp(-\alpha Y)$ และความลึกต่าง ๆ ความเข้มของสนามแม่เหล็กจะ lag สนามที่ผิวเป็นมุม αY

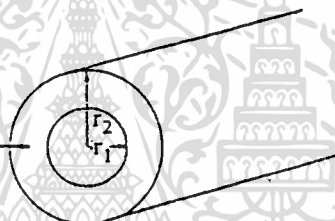
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 กระแสความถี่สูงเดินตามผิว (Skin Effect)

กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในตัวนำ เช่น เส้นลวดทองแดงนั้นที่ความถี่ต่ำจะกระจายทั่วตัวนำ (ถ้าทำการตัดขวางเส้นลวด) ในแนวของแกนและจะมีการไหลของกระแสน้อยลงตรงกลางแกน ในขณะที่เริ่มมีความถี่สูงขึ้น ผลอันนี้เรียกว่า “กระแสเดินตามผิวของตัวนำ” (skin-effect) โดยทั่วไปกระแสจะไหลที่ผิวลงไปประมาณ 37 % ของเส้นผ่าศูนย์กลางของลวด ซึ่งเรียกกันว่า skin depth ค่าของ skin depth นี้จะมากขึ้นอยู่กับตัวกลางที่ลวดผ่านอยู่และชนิดของลวดตัวนำนั้นด้วย

จากผลข้างต้นมานี้ทำให้มีผู้ผลิตสายไฟสำหรับความถี่สูงโดยใช้เป็นลักษณะท่อกลวง เพื่อลดน้ำหนักของลวดและยังให้กระแสไหลได้เท่าเดิม การเกิด skin depth ดูได้จากรูปที่ 2.3

บริเวณกระแสความถี่สูง (ส) ผ่าน



รูปที่ 2.3 แสดงบริเวณกระแสความถี่สูงไหลผ่านผิว

การหาพื้นที่หน้าตัดของบริเวณกระแสไหลผ่าน (skin depth) สามารถหาได้จากสูตร คือ

$$\text{พื้นที่หน้าตัดทั้งหมด}(A_1) = \pi r_2^2$$

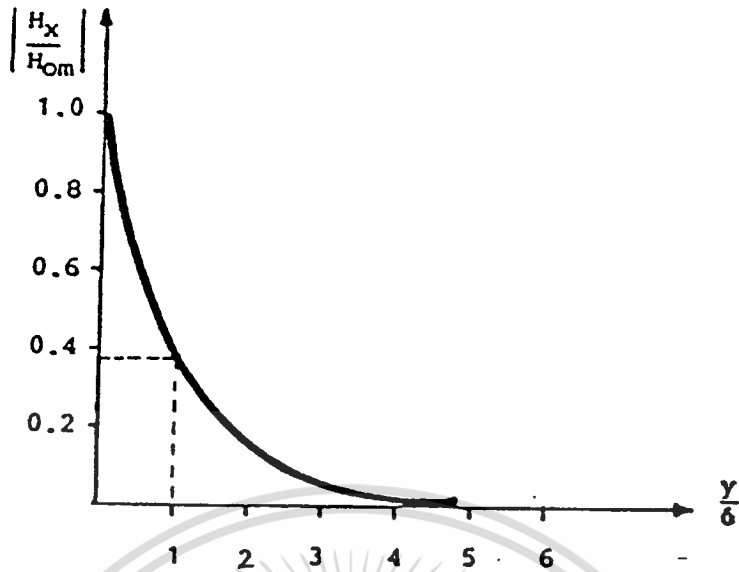
$$\text{พื้นที่หน้าตัดวงกลมใน}(A_2) = \pi r_1^2$$

$$\text{พื้นที่ skin depth} = \pi r_2^2 - \pi r_1^2 = \pi(r_2^2 - r_1^2)$$

จากหัวข้อ 2.1 จะเห็นได้ว่าค่าของสนามแม่เหล็กนั้นกระจายตามความถี่ของ y โดยแสดงโดยสมการที่ (9) โดยที่เทอมของ $\exp(-\alpha Y)$ เป็นตัวกำหนดขนาดของ เมกนิจูดของ H_x ที่ระดับความถี่จากผิวต่าง ๆ

$$\text{ที่ } y = 1/\alpha \text{ ซึ่งมีผลทำให้เทอม } \exp(-\alpha Y) = e^{-1} = 0.368$$

เรียกค่า y นี้ว่า Skin depth ใช้สัญลักษณ์ δ



รูปที่ 2.4 การกระจายของค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กกับความลึก

$$\delta = 1/\alpha ; \sqrt{2\rho / \mu\omega}$$

โดยที่ ρ คือ ค่าความต้านทานผิว (Resistivity) (โอห์ม-เมตร)

μ คือ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability) (เวปเปอร์/แอมป์-เทอร์น-เมตร)

ω คือ ความถี่เชิงมุม (เรเดียน/วินาที)

ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์แสดงให้เห็นได้ในรูปที่ 2.4

2.2.3 ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก, ความหนาแน่นของกระแสและความเข้มของสนามไฟฟ้า

เมื่อทราบถึงการกระจายของความเข้มของสนามแม่เหล็กในเหล็ก ซึ่งมีค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability) คงที่ จึงสามารถหาความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กได้โดยสมการที่ (9)

$$H_X(Y) = H_{OM} \cdot \exp(-\alpha Y) \cos(\omega t - \alpha Y)$$

$$\text{และจาก } B = \mu H$$

$$B_X = \mu H_{OM} \cdot \exp(-\alpha Y) \cos(\omega t - \alpha Y) \quad (11)$$

นอกจากนั้น ยังสามารถหา ความหนาแน่นของกระแส ในเนื้อเหล็กที่จุดต่าง ๆ ได้ โดยจากที่ทราบว่ $\nabla \cdot H = J$

เมื่อ i, j, k เป็น unit vector ในแนวแกน x, y และ z ตามลำดับ

$$\nabla \times H = \begin{bmatrix} i & j & k \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ H_x & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$J_z(Y) = -K \left[\frac{\partial H_x}{\partial y} \right]$$

จากสมการที่ (8)

$$\begin{aligned} H_x &= H_{OM} \exp(-\alpha Y) \exp\{j(\omega t - \alpha Y)\} \\ &= H_{om} \exp(j\omega t) \exp(-\sqrt{2}j \cdot \alpha Y) \end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} J_z(Y) &= H_{OM} \sqrt{2}j \cdot \alpha \cdot \exp(-\sqrt{2}j \cdot \alpha Y) \exp(j\omega t) \\ &= \sqrt{2} \exp(j \cdot \pi/4) \end{aligned}$$

$$J_z(Y) = \sqrt{2} H_{OM} \alpha \cdot (-\alpha Y) \exp\{\omega t - \alpha Y + (\pi/4)\}$$

ซึ่งค่าของความหนาแน่นกระแส จะเป็นค่า real part

$$J_z(Y) = \sqrt{2} \alpha \cdot H_{OM} \exp(-\alpha Y + (\pi/4)) \quad (12)$$

หาค่าความหนาแน่นกระแส ที่ตำแหน่ง $y = 0$

$$J_z(Y) = \sqrt{2} \alpha \cdot H_{OM} \exp\{j(\omega t + (\pi/4))\}$$

กำหนดให้

$$J_{OM} = \sqrt{2} \alpha H_{OM} (j(\pi/4))$$

ซึ่งค่า จะเป็นขนาด magnitude ที่ตำแหน่ง $y = 0$ หรือที่ผิวของโลหะ และ เฟส ของ J จะ lead H ที่จุดต่าง ๆ เป็นมุม หรือ 45 องศา

$$J_z(Y) = J_{OM} \exp(-\alpha Y) \cos\{j(\omega t - \alpha Y)\}$$

ดังนั้น จะสามารถหาค่าความหนาแน่นกระแสที่ความลึกต่าง ๆ จาก

$$J_z(Y) = J_{OM} \exp(-\alpha Y) \cos\{j(\omega t - \alpha Y)\}$$

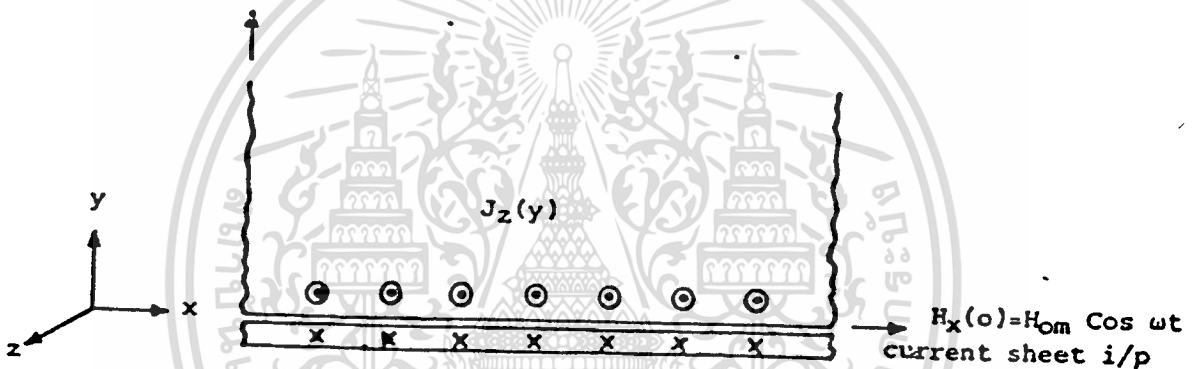
จากการหา ความหนาแน่นกระแสจะพบว่า J จะมีทิศอยู่ในแนวแกน z และจะสามารถหาค่าความเข้มของสนามไฟฟ้าที่เกิดในเหล็ก

$$\text{จาก } E = j/\delta = \rho j$$

$$E_z(Y) = \rho J_{OM} \cdot \exp(-\alpha Y) \cos(\omega t - \alpha Y) \quad (14)$$

2.2.4 กระแสทั้งหมด

จากหัวข้อ 2.3 เมื่อทราบค่าความหนาแน่นของกระแสที่จุดต่าง ๆ ในเนื้อเหล็ก โดยรู้ว่าทิศทางของกระแสอยู่ในแนวแกน z ดังนั้นเมื่อจะหากระแสทั้งหมดจะต้องอินทิเกรต J ในแนวระนาบ x และ y จากรูปที่ 2.4 จะเห็นว่าความหนาแน่นกระแสแปรตามระยะ y เท่านั้น



รูปที่ 2.5 แสดงทิศทางของความเข้มของสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นกระแส

เมื่อ ค่าความหนาแน่นกระแสไม่แปรตามระยะทาง x จึงสามารถหาค่ากระแสไฟฟ้า ต่อ เมตรในแนวแกน x

$$\begin{aligned} \text{ค่ากระแสไฟฟ้าต่อเมตร} &= \int_0^{\alpha} J_z dy \\ &= \int_0^{\alpha} J_{OM} \cdot \exp(-\alpha Y) \cdot \cos(\omega t - \alpha Y) dy \\ &= J_{OM} \cdot \operatorname{Re} \left[\int_0^{\alpha} \exp(j\omega t - (1+j)\alpha y) dy \right] \\ &= J_{OM} \operatorname{Re} \left[\left\{ \frac{\exp[j\omega t - (1+j)\alpha Y]}{-(1+j)\alpha} \right\} \right] \\ &= j J_{OM} \operatorname{Re} \left[\frac{\exp(j\omega t)}{(1+j)\alpha} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{จาก } J_{OM} &= \sqrt{2 \cdot \alpha \cdot H_{OM} \exp(j \cdot (\pi/4))} \\
 \text{ค่ากระแส ต่อ เมตร} &= \text{Re}[H_{OM} \cdot \exp(j\omega\tau)] \\
 &= H_{OM} \cdot \text{COS}\omega\tau
 \end{aligned} \tag{15}$$

จะเห็นได้ว่า กระแสที่ไหลในเนื้อเหล็กจะมีค่าเท่ากับ ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ผิวของเหล็ก และ อินเฟสกัน

$$\therefore I_M = H_{OM} \tag{16}$$

2.2.5 กำลังที่เกิดขึ้นในเหล็ก

จากที่สามารถหาค่าความหนาแน่นกระแสที่จุดต่าง ๆ ในเหล็ก เมื่อทราบค่ารีซิตีวิตีของเหล็กแล้ว ก็จะหาค่าของกำลังที่สูญเสียในเหล็กต่อลูกบาศก์เมตร เท่ากับ เมื่อต้องการรู้กำลังที่สูญเสียทั้งหมด โดยการอินทิเกรตตลอดปริมาตร

แต่เนื่องจาก J ไม่แปรตามแกน x และ z ดังนั้น จึงสามารถหาค่ากำลังที่สูญเสียต่อพื้นที่ผิวในแกน x และ z โดยกำหนดให้ P : กำลังที่สูญเสียต่อพื้นที่ผิว (วัตต์/เมตร²)

$$P = \int_0^\alpha \rho J_x^2 dy = \rho J_{OM}^2 \exp[-2\alpha Y] \cdot \text{COS}^2[\omega\tau - \alpha Y] dy$$

จะเห็นว่า เทอม $\text{COS}^2(\omega\tau - \alpha Y)$ เมื่อเราอินทิเกรตในช่วงคาบของคลื่นจะได้เท่ากับ $1/2$ โดยที่ ไม่มีผลต่อค่าของอินทิเกรตเนื่องมาจากค่า เป็นผลทำให้ phase shift ไปเท่านั้นเอง

$$P = \left[\rho J_{OM}^2 / 2 \right] \int_0^\alpha \exp[-2\alpha Y] dy$$

$$p = \left[\rho J_{OM}^2 / 4\alpha \right] \exp[-2\alpha Y] \Big|_0^\alpha$$

$$P = \left[\rho J_{OM}^2 \delta \right] / 4$$

$$\text{จาก } |J_{OM}| = \sqrt{2\alpha} H_{OM} = \left[\sqrt{2} |H_{OM}| \right] / \delta \tag{16}$$

$$P_{av} = \left[\rho \cdot H_{OM}^2 \right] / 2\delta \tag{17}$$

ค่ากำลังสูญเสียที่คำนวณได้เป็นค่าเฉลี่ยซึ่งคิดกำลังรวมทั้งหมด ตั้งแต่ที่ผิว $y=0$ จนถึง $y=\alpha$ เมื่อค่าเปรียบเทียบความสูญเสียตั้งแต่ผิวถึงจุด y ใด ๆ กับความสูญเสียที่ผิวถึง $y=\alpha$

ซึ่งจะออกมาเป็น per unit loss การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_Y/P = 1 - \exp[-2\alpha Y]$$

$$Y = 1/\alpha = \delta$$

$$\begin{aligned} P_Y/P &= 1 - e^{-2} \\ &= 1 - 0.135 \\ &= 0.865 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y = 2/\alpha = 2\delta ; P_Y/P &= 1 - e^{-2} \\ &= 0.982 \end{aligned}$$

2.2.6 เส้นแรงแม่เหล็ก

เส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดหาได้โดยการอินทิเกรต ตลอดพื้นที่หน้าตัดของสนามแม่เหล็กที่ผ่าน เนื่องจากทิศทางของความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กขนานกับแกน X ดังนั้นจะตั้งฉากกับระนาบ Y-Z ซึ่งค่า B จะเปลี่ยนตามระยะ Y เท่านั้น ดังนั้นเราสามารถหาเส้นแรงแม่เหล็กต่อหน่วยความยาวในแกน Z

$$\begin{aligned} \phi &= \mu H_{OM} \int_0^{\alpha} \exp[j\omega t - (1 + j\alpha Y)] dy (X_1) \\ &= [\mu H_{OM} \cdot \exp\{j[\omega t - [\pi/4]]\}] / [\sqrt{2\alpha}] \end{aligned}$$

ค่าของเส้นแรงแม่เหล็กเป็น ค่า real part

$$\phi = \frac{[\mu \cdot H_{OM}]}{\sqrt{2\alpha}} \cdot \text{COS}[\omega t - [\pi/4]] \quad (18)$$

2.2.7 การเหนี่ยวนำตัดดาไฟฟ้า

เมื่อทราบถึงเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดในเนื้อเหล็กก็จะสามารถหาการเหนี่ยวนำตัดดาที่เกิดขึ้นในขดลวดจ่ายพลังงาน

กำหนดว่า ขดลวดจ่ายพลังงานมีอยู่ N รอบ

$$\text{จาก } emf = N[d\phi / dt]$$

$$= [-\mu N \omega H_{OM} \text{SIN}[\omega t - [\pi/4]]] / [\sqrt{2\alpha}]$$

$$\text{ดังนั้น } emf = [\mu N \omega H_{OM} \cdot \text{COS}[\omega t + [\pi/4]]] / [\sqrt{2\alpha}] \quad (19)$$

2.2.8 การคำนวณหาค่าโดยประมาณ

จากทฤษฎีในการหาค่า Skin Effect นั้นเรากำหนดให้เป็นแผ่นเหล็กที่มีความยาวในแกนต่าง ๆ ยาวจนถึงอนันต์ แต่ในความเป็นจริงแล้วไม่เป็นเช่นนั้นจริง ๆ เป็นการสร้างความเข้าใจอย่างง่าย ๆ และเปรียบเทียบกับการใช้งานจริง ๆ ว่า ผิดไปไม่มากนัก

Temperature (c)	$\rho(\Omega - m)$	μ_r	$\delta(mm)$
20	0.160×10^{-6}	60	0.082
200	0.290×10^{-6}	60	0.111
400	0.483×10^{-6}	60	0.143
600	0.755×10^{-6}	60	0.179
800	1.095×10^{-6}	1	1.666
1000	1.165×10^{-6}	1	1.718
1200	1.220×10^{-6}	1	1.758

ตาราง 2.1 ตัวอย่างการคำนวณหา Skin Effect

จาก skin depth (δ) $= \sqrt{2\rho / \mu\omega}$
 เมื่อไฟที่จ่ายให้กับขดลวด มีความถี่ $= 100 \text{ KHz}$
 จะได้ $= 6.28 \times 10^5$ วัตต์/วินาที
 ค่ารีซิสติวิตี (resistivity) กับค่าเปอร์เมียบิลิตี (permeability) เป็นค่าขึ้นอยู่กับ

คุณสมบัติของเหล็ก

กำหนดให้ค่า รีเลทีฟ เปรอร์เมียบิลิตี (relative permeability) ของเหล็ก ที่อุณหภูมิต่ำกว่า curie point $= 60$ และเมื่ออุณหภูมิสูงกว่า curie point (760°C) $= 1$

ส่วนค่ารีซิสติวิตี (resistivity) เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิของเหล็ก ดังนั้นสามารถคำนวณหา Skin depth (δ) ของเหล็กจากตาราง 2.1

ส่วน skin depth ของทองแดงโดยค่า ของทองแดงที่ใช้เป็นลวดทองแดงที่ใช้เป็นลวดทองแดงที่ใช้ในลวดตัวนำ มีค่าเท่ากับ 1

$$\begin{aligned} \text{resistivity } (\rho) \text{ ที่ } 50^\circ \text{C} &= 2 \times 10^{-5} \Omega - m \\ \text{skin depth} &= \sqrt{[2 \times 2 \times 10^{-5}] / [1 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 6.28 \times 10^5]} \\ &= 0.225 \text{ มิลลิเมตร} \end{aligned}$$

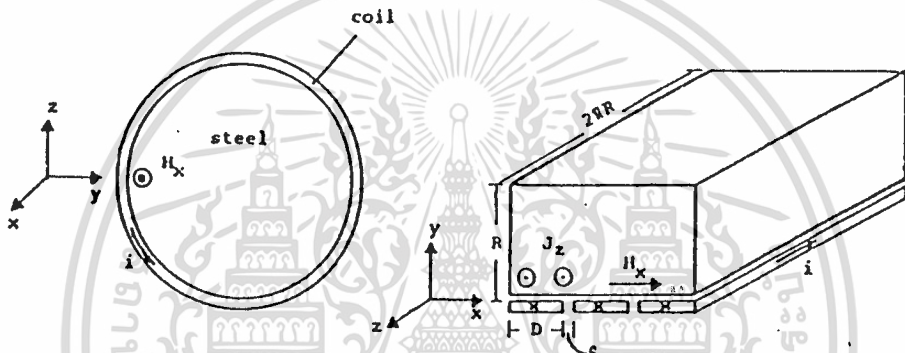
เพราะฉะนั้น ลวดตัวนำที่ใช้จะต้องเป็นแบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนขดลวดจ่ายพลังงานที่ใช้ในการเหนี่ยวนำเหล็กนั้น เมื่อขดลวดรัศมี R , มีจำนวนรอบเท่ากับ N รอบ, ความกว้างของขดลวดเท่ากับ D และระยะระหว่างขดลวดเท่ากับ S ดังแสดงในรูปที่ 2.6

เมื่อจับขดลวดมาตัดแล้วเคลื่อนออกจะได้

$$\begin{aligned} x &= ND+(N-1)S && \text{เมตร} \\ y &= R && \text{เมตร} \\ z &= 2R && \text{เมตร} \\ V_{\max} &= [\mu \cdot N \cdot \omega \cdot \delta \cdot H_{OM} Z] \sqrt{2} && (20) \end{aligned}$$



รูปที่ 2.6 เปรียบเทียบเมื่อคลื่นของลวดออกมาเป็นแบบลิเนียร์ตามแกน x, y และ z

ถ้ารู้ค่าศักดาไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดจ่ายพลังงานจะทำให้สามารถหาค่า H_{om} ได้ ดังนั้น กระแสทั้งหมดในชิ้นงาน

$$= H_{OM} X$$

$$\text{กระแสทั้งหมดที่ไหลเข้าขดลวด} = \frac{[H_{OM} X]}{N} \quad (21)$$

$$\text{กำลังที่สูญเสียในเหล็ก} = P. (\text{พื้นที่ของผิวเหล็ก})$$

$$= [\rho H_{OM}^2 / 2\delta] X \cdot Z$$

หรือหากำลังที่ป้อนให้กับขดลวดซึ่งจะเท่ากับกำลังที่สูญเสียในเหล็ก

กำลังที่ป้อนเข้าสู่ขดลวด

$$= V_{rms} I_{rms} \cos\theta$$

$$= \left[\frac{1}{2} \right] V_{rms} I_{rms} \cos\left[\frac{\pi}{4} \right]$$

จาก

$$V_{\max} = \frac{\mu N \cdot W \cdot H_{OM} Z}{\sqrt{2\alpha}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{\max} = \frac{H_{om} X}{N}$$

$$\text{กำลังที่ป้อนเข้าสู่ขดลวด} = \frac{\mu \cdot \omega \cdot H_{om} \cos\left[\frac{\pi}{4}\right] (X \cdot Z)}{2\sqrt{2}\alpha}$$

$$\text{จาก} \quad \mu\omega = 2\rho/\delta^2$$

$$\text{และ} \quad \alpha = 1/\delta$$

2.3 คอนเวอเตอร์แบบเรโซแนนซ์

คอนเวอเตอร์ชนิดนี้ได้รับความนิยมมากในปัจจุบัน ไม่ว่าจะเป็นแบบขนานหรือแบบอนุกรม สามารถให้มันทำงานที่ความถี่สูงกว่า 100 kHz ได้ ซึ่งจะทำให้แหล่งจ่ายไฟมีขนาดเล็กลง นอกจากนี้คอนเวอเตอร์แบบนี้ยังมีสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำมาก และสามารถทำงานได้ดีแม้จะทำงานที่ความถี่สูง

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมก็เป็นแบบหนึ่งที่น่ามาใช้กันอย่างกว้างขวาง เพราะมีข้อได้เปรียบกว่าคอนเวอเตอร์แบบอื่นตรงที่ให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าในระดับกำลังเอาต์พุตที่เท่า ๆ กัน เพราะจะมีการสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ต่ำมาก (ที่เพาเวอร์มอสเฟตและไดโอดเรียงกระแส) จึงทำให้แผ่นระบายความร้อนที่ติดกับเพาเวอร์มอสเฟตมีขนาดเล็กลง จึงเป็นการลดขนาดและน้ำหนักรวมของแหล่งจ่ายไฟลงไปด้วย ที่เป็นเช่นนี้ได้ก็เนื่องจากลักษณะการทำงานของคอนเวอเตอร์แบบนี้จะสวิตช์แรงดันไฟตรง เมื่อกระแสครนของเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้เป็นผลให้อุปกรณ์พวกหม้อแปลงและตัวเก็บประจุมีขนาดเล็กลง เพราะกระแสที่เกิดขึ้นในคอนเวอเตอร์แบบอนุกรมนี้เป็นคลื่นรูปซายน์อย่างแท้จริง จึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงของ

กระแสอย่างรวดเร็ว ดังเช่นที่เกิดขึ้นในคอนเตอร์รูปอื่น ๆ ที่มีลักษณะกระแสเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ทำให้การแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI และ RFI มีระดับต่ำมากในตอนนี้จะพิจารณาเฉพาะคอนเวอเตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมเท่านั้น

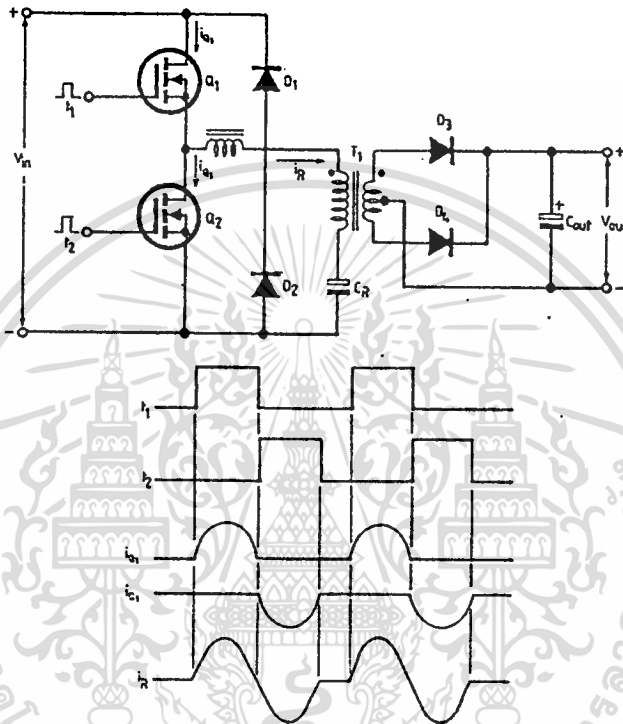
2.3.1 คอนเวอเตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม

มีรูปแบบวงจรและสัญญาณที่เกี่ยวข้อง ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ในสภาวะเริ่มแรก สมมุติให้มอสเฟต Q_1 และ Q_2 ยังไม่ทำงานและตัวเก็บประจุ C_R ไม่มีประจุอยู่เลย ต่อมาป้อนพัลส์ v_i

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เข้าขาเกิดของ Q_1 ก็จะนำกระแส I_{Q1} ไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 และ วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม L_r , C_r โดยที่ I_{Q1} จะค่อยมีค่าเพิ่มขึ้นจากศูนย์ในลักษณะชานัน์ประจุไว้ที่ C_r พร้อมทั้งจะคายพลังงานที่สะสมออกมาผ่านหม้อแปลง T_1 และ L_r ทันทีที่ Q_2 ได้รับการทรigger



รูปที่ 2.7 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและรูปคลื่นสัญญาณ

เมื่อ Q_2 ได้รับการทรigger ก็จะช้กนำกระแส I_R ผ่าน Q_2 เป็น I_{Q2} ซึ่งกระแส I_R จะมีทิศทางกลับกันจากเดิมด้วยลักษณะเดียวกัน ดังนั้นกระแส I_R จึงมีลักษณะเป็นคลื่นชานัน์ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ทำให้แรงดันที่ขดทุติยภูมิเป็นคลื่นชานัน์เช่นกันและจะถูกนำมาเรียงกระแสและกรองไฟโดย C_{OUT} เป็นแรงดันไฟตรง V_{OUT}

2.4 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์

จากคุณสมบัติด้านอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 039157

$$Z_{OUT} = \eta(V_{in(min)})^2 / 2\pi P_{OUT}$$

เมื่อ η คือประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นหาค่า C_R และ L_R ได้โดย

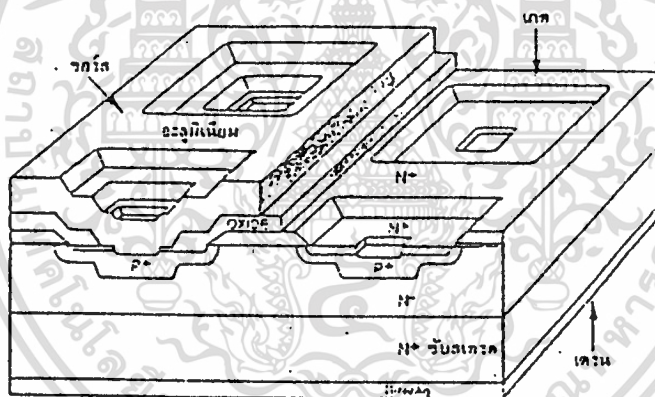
$$C_R = 1/2\pi f Z_{OUT}$$

$$L_R = Z_{OUT} / 2\pi f$$

เมื่อ f คือ ความถี่ที่ให้คอนเวอร์เตอร์ทำงาน

2.5 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภทอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังชนิดหนึ่ง ซึ่งมีลักษณะโครงสร้างดังรูป 2.8 นิยมใช้มากในวงจรสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายและการควบคุมมอเตอร์

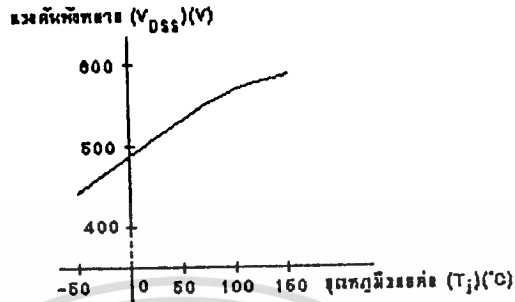


รูปที่ 2.8 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต

2.5.1 คุณลักษณะของเพาเวอร์มอสเฟต

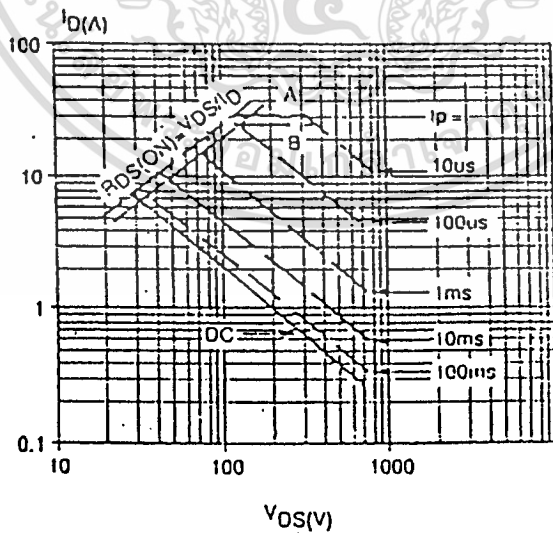
แรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage) แรงดันค่านี้เป็นแรงดันระหว่างขาเดรนกับซอน ดังรูปที่ 2.9 โดยที่อุณหภูมิต่างๆ ค่าแรงดันพังทลายจะลดลงอย่างเห็นได้ชัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 แรงดันพิกัดที่ขาเดรนกับขอสต่ออุณหภูมิรอยต่อ

ความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(ON)}$) ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสได้อย่างสมบรูณ์ แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนกับขาซอสจะแปรผันโดยตรงกับกระแสที่ไหลผ่านตัวมันเนื่องจากค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนกับขาซอสมีลักษณะเดียวกับความต้านทานกระแสตรงทั่วไป



รูปที่ 2.10 ตัวอย่างกราฟ SOA

ช่วงการทำงานที่ปลอดภัย(Safe Operating Area, SOA)ของเพาเวอร์มอสเฟตจะต่างกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือไม่มีแรงดันพังทลายที่ 2 ดังนั้น SOA ของเพาเวอร์มอสเฟตจะแสดงช่วงอัตราทนกำลัง ซึ่งจะแปรเปลี่ยนไปบ้างตามอุณหภูมิที่บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำ ในรูปที่ 2.10



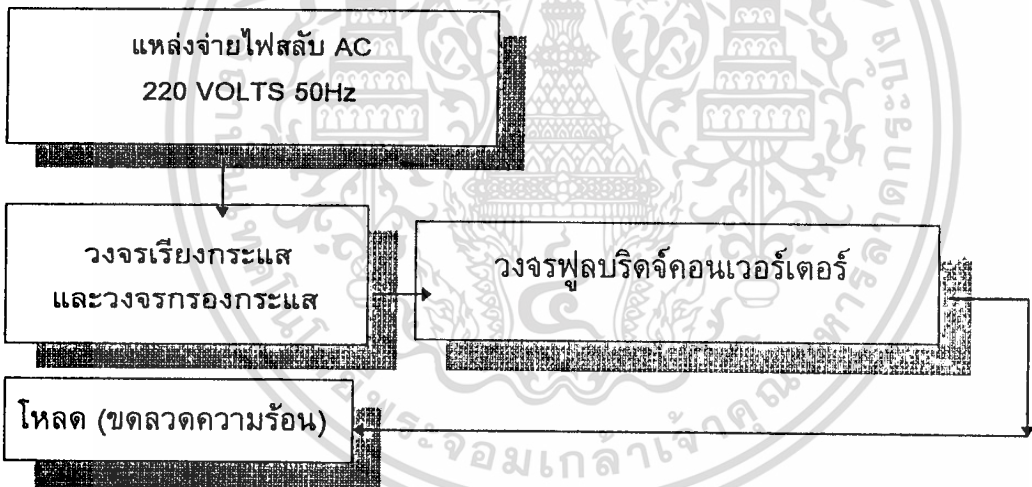
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้างเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

โครงงานเครื่องชุบแข็งผิวเหล็กนี้ จะนำวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (full bridge converter) มาใช้ในการเปลี่ยนไฟกระแสตรงค่าสูงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง ซึ่งโครงงานนี้จะใช้ความถี่ 100 KHz นำไปผ่านหม้อแปลงความถี่สูงส่งต่อไปยังขดลวดความร้อนที่จะเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวน (eddy current) ที่ผิวของชิ้นงานที่เราจะนำมาชุบแข็ง โครงงานนี้เป็นโครงงานที่นำมาทำการเพิ่มกำลังวัตต์ให้มากขึ้นกว่าเดิมโดยการแก้ไขข้อผิดพลาดของโครงงานเดิม

โครงสร้างของโครงงานและส่วนต่างๆแต่ละภาคที่ประกอบกันของโครงงานนี้จะประกอบด้วยภาคที่ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับให้เป็นไฟกระแสตรง และส่งผ่านไปยังวงจรกรองกระแสเพื่อทำให้กระแสไหลวนมีค่าคงที่และต่อเนื่องก่อนที่จะนำไปยังวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟตรงให้เป็นไฟสลับอีกครั้งก่อนส่งไปที่โหลด



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของโครงงาน

จากรูปเป็นการแบ่งแต่ละส่วนที่สำคัญๆ ซึ่งขั้นตอนการออกแบบจะแสดงในหัวข้อถัดไป

3.1 ภาคแปลงไฟสลับเป็นไฟตรงและการออกแบบ

แหล่งจ่ายไฟตรงของโครงงาน จะใช้วงจรเรียงกระแสแบบควบคุมแรงดัน (voltage control rectifier) ซึ่งใช้หลักการควบคุมมุมทริกของอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งจะนำ SCR (silicon control rectifier) มาใช้งานการพิจารณาออกแบบวงจรนี้จะคำนึงถึงโหลดของวงจรเรียงกระแสว่าเป็นชนิดใดแล้วทำการคำนวณหาค่าคุณสมบัติของโหลดเช่นค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ (power factor) ที่เราต้องนำไปพิจารณาถึงขอบเขตของมุมทริกที่เราสามารถทริกได้แล้วกระแสไหลวนจะยังคงมีค่าต่อเนื่องอยู่ซึ่งสิ่งต่างที่เป็นคุณสมบัติของ SCR ที่เราต้องรู้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 เบรกโอเวอร์โวลเตจ (Vbo)

เป็นค่าแรงดันที่เราจะต้องนำมาพิจารณา จะต้องจำกัดค่าแรงดันที่เราใช้งานไม่เกินค่าแรงดันเบรกโอเวอร์เพราะจะทำให้ SCR ทำงานโดยไม่ต้องมีการทริกเกตจะทำให้การทำงานของระบบเปลี่ยนไป ซึ่งสามารถดูได้จากข้อมูลของอุปกรณ์

3.1.2 ช่วงเวลาทรีนออน (ton) และ คุณสมบัติของ di/dt

เราจะต้องทราบค่าช่วงเวลาที่ SCR จะนำกระแสได้ตามปกติเพื่อที่จะพิจารณาค่ากำลังงานสูญเสียในรูปของความร้อนเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงกระแสและแรงดันที่ขั้วเอาโนดและคาโทด ส่วนค่า di/dt พิจารณาเพื่อป้องกันการเพิ่มของกระแสที่ผ่าน จังชันของรอยต่อชั้นสารที่บริเวณเกต ซึ่งถ้ากระแสเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วจะทำให้ชำรุดเสียหายได้

3.1.3 ช่วงเวลาทรีนออฟ (toff) และ คุณสมบัติของ dv/dt

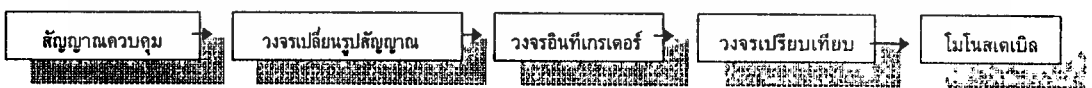
เป็นช่วงเวลาที่ SCR ได้รับแรงดันย้อนกลับจนทำให้ SCR หยุดทำงานซึ่งเราจะพิจารณาถึงในช่วงเวลานี้ SCR จะต้องไม่ได้รับแรงดันไบอัสตรงเพราะจะทำให้ SCR นำกระแสได้อีกโดยไม่มีกรทริกที่เกต สำหรับคุณสมบัติ dv/dt จะนำไปพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของค่า Vbo ที่ลดค่าลงเพราะคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ

3.1.4 โวลเตจและกระแสที่ใช้ทริก

ค่าของแรงดันและกระแสจะถูกกำหนดอยู่ในพื้นที่ไดกราฟของแรงดันและกระแสที่เป็นค่าต่ำสุดและสูงสุดที่เราสามารถทริกให้ SCR ทำงานได้

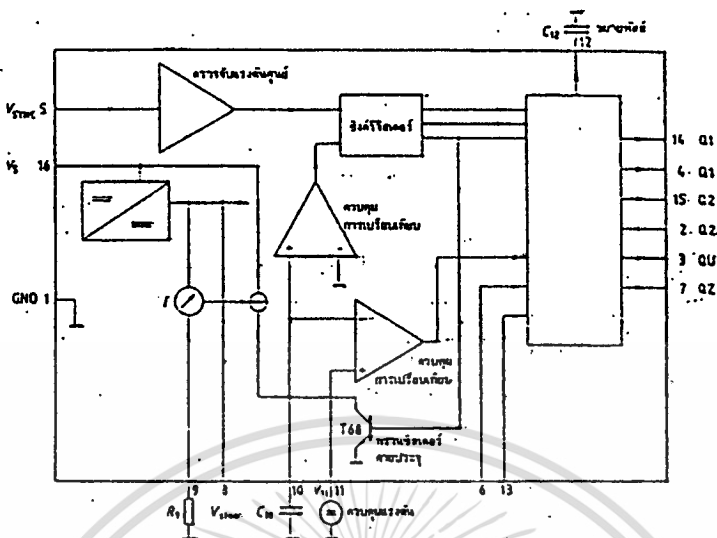
3.1.5 วงจรเฟสคอนโทรล

วงจรจะใช้ไอซี TCA 785 เป็นตัวทริกควบคุมการทำงานของ SCR เริ่มจากการนำสัญญาณควบคุมการทำงานซึ่งนำมาจากส่วนหนึ่งของไฟสลับ สำหรับไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทริกคือ

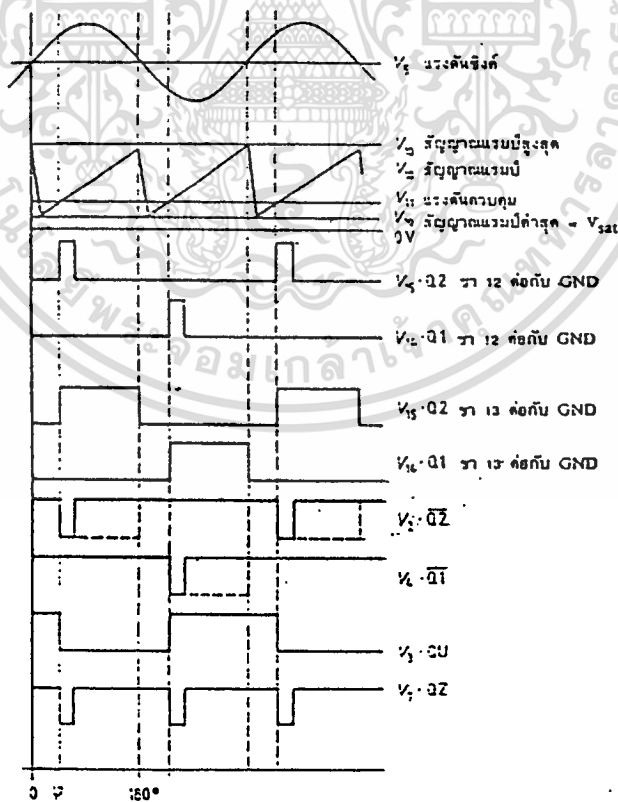


รูปที่ 3.2 ไดอะแกรมการสร้างสัญญาณทริกให้ SCR

นำสัญญาณไฟสลับส่วนหนึ่งมาอ้างอิงเพื่อให้การทริกทำได้พร้อมกันกับไฟสลับที่เราควบคุม นำสัญญาณส่วนนี้ไปตรวจจับแรงดันศูนย์เพื่อควบคุมสัญญาณแรมป์ที่สร้างขึ้น สำหรับความลาดของสัญญาณแรมป์นี้กำหนดได้จาก C10 และ R9 ไปเปรียบเทียบกับแรงดันไฟตรงอ้างอิงที่กำหนดไว้ซึ่งจะควบคุมความกว้างของพัลส์ที่สร้างขึ้น การทำงานจะแสดงดังรูป 3.3



รูปที่ 3.3 โค้ดแกรมของวงจรภายในไอซี

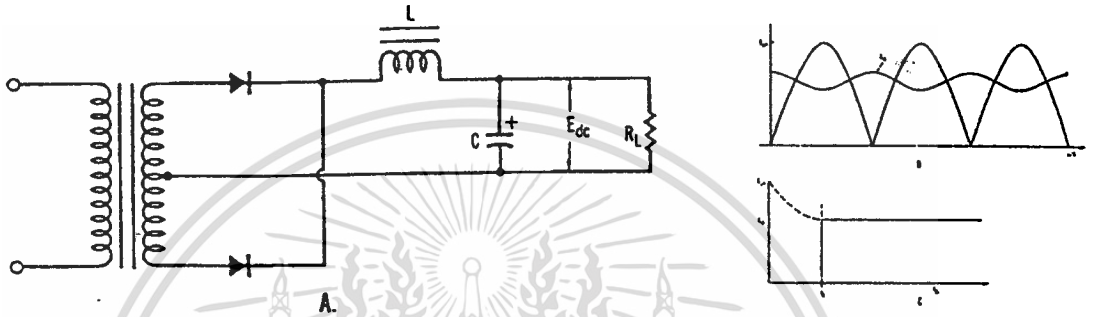


รูปที่ 3.4 สัญญาณจากขาต่างๆของไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ภาคกรองกระแสและฟิลเตอร์

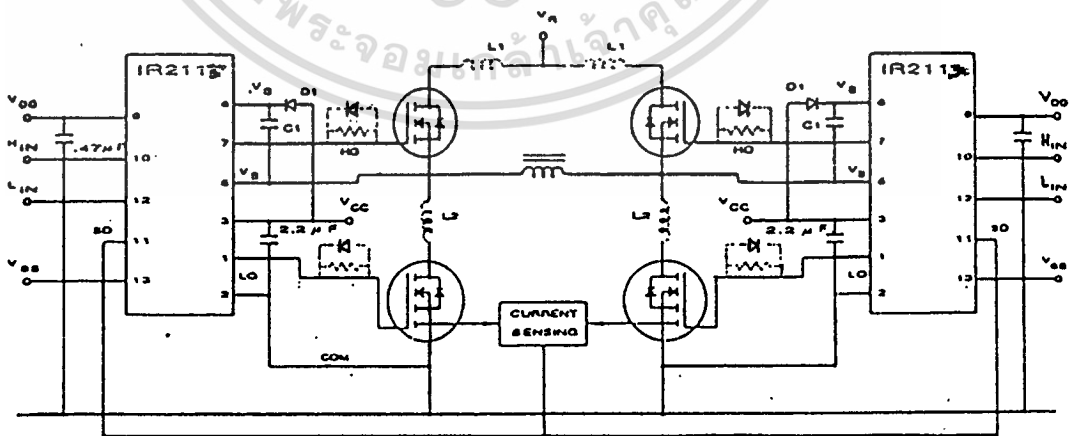
เพื่อที่จะให้เอาต์พุตรีปเปิลค่าและกำลังงานสูงเป็นพิเศษ จะต่อตัวเหนี่ยวนำก่อนตัวเก็บประจุ ดังรูปข้างล่างนี้ ซึ่งกระแสจะไม่สามารถไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาหนึ่งเนื่องจากกระแสจะตามหลังแรงดันในกรณีที่รีเอคทีฟมีค่ามากกว่ารีซิสทีฟ ทำให้ที่เวลาเทินร่อนจะลดกระแสชากได้ซึ่งการคำนวณหาอ่านได้ตามหนังสือทั่วไป



รูปที่ 3.5 วงจรกรองกระแสที่เลือกใช้งาน

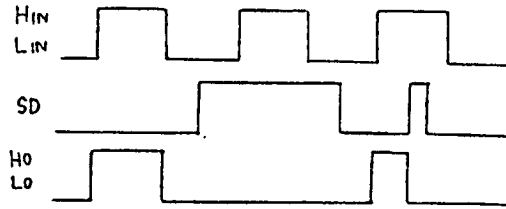
3.3 การออกแบบภาคอินเวอร์เตอร์

การทำงานเป็นการนำมอสเฟตมาเป็นสวิทช์ที่เราสามารถควบคุมการทำงานได้ง่ายกว่า SCR สำหรับสัญญาณควบคุมการทำงานของมอสเฟตจะได้จากไอซี IR2113 ดังรูป 3.6



รูปที่ 3.6 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน IR2113 drive วงจรอินเวอร์เตอร์

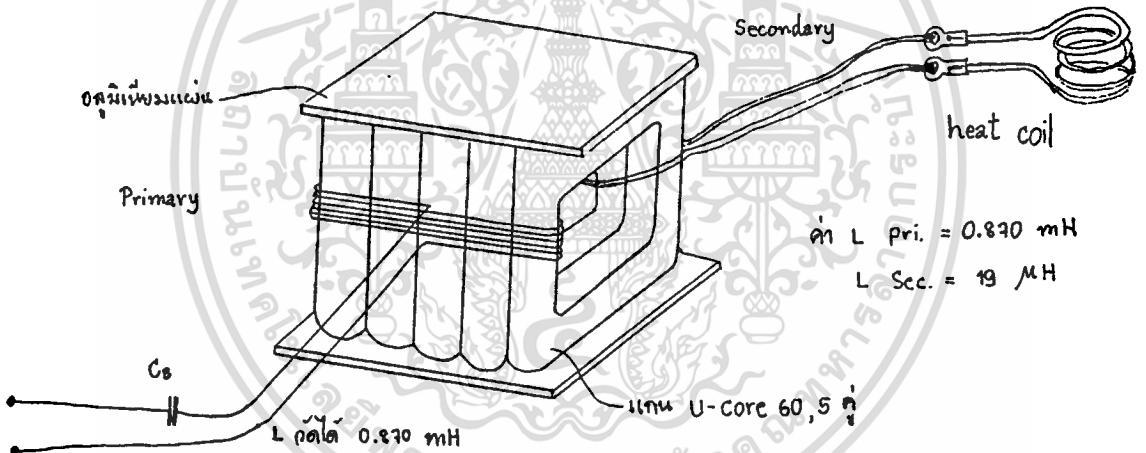
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ลอจิกไดอะแกรมการทำงานของ IR 2113

จากลอจิกไดอะแกรมจะพบว่าสัญญาณที่ขา H_{in}, H_o และ L_{in}, L_o จะมีเฟสตรงกันสำหรับสัญญาณควบคุมที่ขา SD เมื่อขา n มีสถานะเป็น “ 1 “ เอาท์พุทจะเป็นศูนย์ทั้งหมด

3.4 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง



รูปที่ 3.8 หม้อแปลงความถี่สูง

เลือกใช้แกนแบบตัวยู , 60 มิลลิเมตร มาขนานกัน 5 ตัว นำมาวัดพื้นที่หน้าตัดต่อชิ้นจะได้เท่ากับ = 2.01 ตารางเซนติเมตรนำมาขนานกัน 5 ตัว = 10.05 ตารางเซนติเมตร

จาก B_{max} คือความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (เทสลา)

$$B_{max} = V_p / [k \cdot f \cdot N_p \cdot A_e] \dots\dots\dots(1)$$

V_p คือ แรงดันขดปฐมภูมิ (V_{rms})

k คือ 4.44 สำหรับซายน์เวฟ , f คือ ความถี่ Hz , N_p จำนวนรอบขดปฐมภูมิ

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

แทนค่าที่สมการที่ (1) จะได้ B_{max} = 0.082 เทสลา

เมื่อ n คือจำนวนรอบที่เลือกใช้งาน

เอกสารนี้เป็น A คือ พื้นที่หน้าตัด (ตารางเมตร) เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (1) จะเห็นว่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กของแกนจะแปรผันโดยตรงกับ V_p และแปรผกผันกับค่า N_p ที่ต่ำที่สุดจะป้องกันการอิ่มตัวของแกน

ส่วนค่า C_b คำนวณโดยใช้สูตร $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$

โดย capacitor ที่คำนวณได้ต้องนำมาคูณ 10 เท่า ขึ้นไปเพราะสูตรนี้เป็นสูตรที่ความถี่เรโซแนนซ์ ค่า L วัดได้ 0.870 mH ดังนั้น C_b คือ 29 nf หรือ มากกว่านั้น

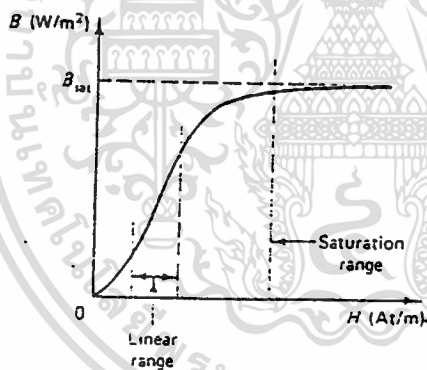
การคำนวณหาค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก จะใช้สูตร $H = 0.4 \pi NI/L_i$

โดย H คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก (แอมป์ / เมตร)

N คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ

I คือ กระแสที่ไหลผ่านขดลวด (แอมป์)

L_i คือ ความยาวโดยรอบแกน (เมตร)



รูปที่ 3.9 กราฟ B-H สำหรับวัสดุแม่เหล็ก

บทที่ 4 การทดลองด้านฮาร์ดแวร์

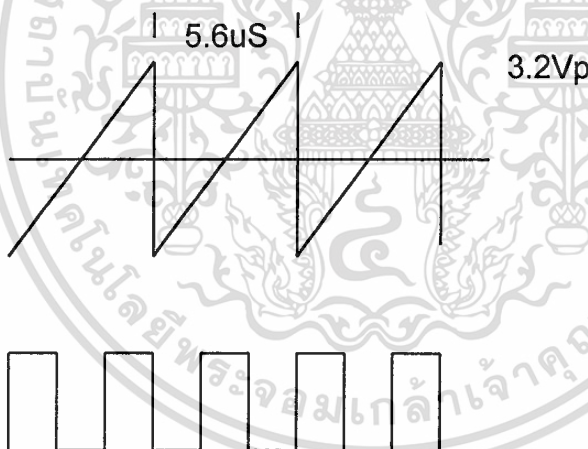
4.1 การทดลองที่ 1 เรื่องการทดลองการทำงานของไอซี SG 3526

จุดประสงค์

1. เพื่อวัดแอมพลิจูดของสัญญาณแรมป์ในภาคออสซิลเลเตอร์ เพื่อเราจะได้กำหนดแรงดันควบคุมที่ขา 1 ของ SG3526 ได้ในช่วงที่ถูกต้อง
2. เพื่อทดสอบการป้อนแรงดันควบคุมที่ขา 1 ว่าส่งผลอย่างไรกับคิวดัชนีเคลิลของสัญญาณ PWM.

วิธีทำ

1. นำออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ขา 10 ของ SG3526 เทียบกับสัญญาณ PWM. ขาออก ที่ขา 13 และเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมที่ขา 1 บันทึกรูปสัญญาณ



รูปที่ 4.1 สัญญาณฟันเลื่อย, สัญญาณ PWM. และสัญญาณควบคุม

2. บันทึกผลการวัด

สัญญาณฟันเลื่อย	มีแอมพลิจูด	เท่ากับ	3.2	Vdc
	มีแรงดันออฟเซตเท่ากับ		0.5	Vdc
	มีความถี่	เท่ากับ	200	KHz
สัญญาณ PWM.	มีแอมพลิจูด	เท่ากับ	15	Vdc
	มีความถี่	เท่ากับ	100	KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. นำแรงดันไฟตรงปรับค่าได้ 0 ถึง 5 Vdc ป้อนเข้าที่ขา 1 บนที่ก่าควิต์ไซเคลที่ขา 2,4,6 ของไอซีบัพเฟอร์ บนที่กผลการทดลอง

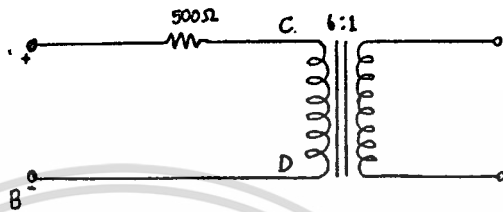
แรงดันที่ขา 1 (V)	ควิต์ไซเคล
0.7	0
1.0	5.7
1.5	13.6
2.0	21.1
2.5	30.7
3.0	38.4

ตาราง 4.1 ผลการวัดควิต์ไซเคลเมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนไป

การทดลองที่ 4.2 การทดสอบหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด จุดประสงค์

1. เพื่อหาค่าเส้นแรงแม่เหล็กอิมิตัวของแกนที่ใช้

วิธีทำ



ไปภาคคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 4.3 วงจรทดสอบหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด

1. ต่อดวงจรตามรูปปรับแรงดันไฟเลี้ยงภาคคอนเวอร์เตอร์จาก 60 โวลต์ ถึงประมาณ 300 โวลต์ แล้ววัดแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิของหม้อแปลง บันทึกผลค่าแรงดันอาร์เอ็มเอส แล้วนำมาคำนวณตามสูตร

2. วัดแรงดันคร่อมตัวต้านทาน แล้วนำมาคำนวณหาค่ากระแสที่ไหลผ่าน และค่ากระแสที่ได้จะนำไปคำนวณ

ตามสูตร $H = 0.4 \frac{nI}{l}$ เพื่อหาค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (A/m)

ตารางทดลองที่ 4.2 ภาคคอนเวอร์เตอร์

VDC (V)	V _p (I/P)	V _p (O/P)	H (A/m)	B _m (T)
60	48	80	2.67	0.02
90	74	70	4.20	0.018
130	100	170	5.67	0.045
170	140	210	7.94	0.056



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

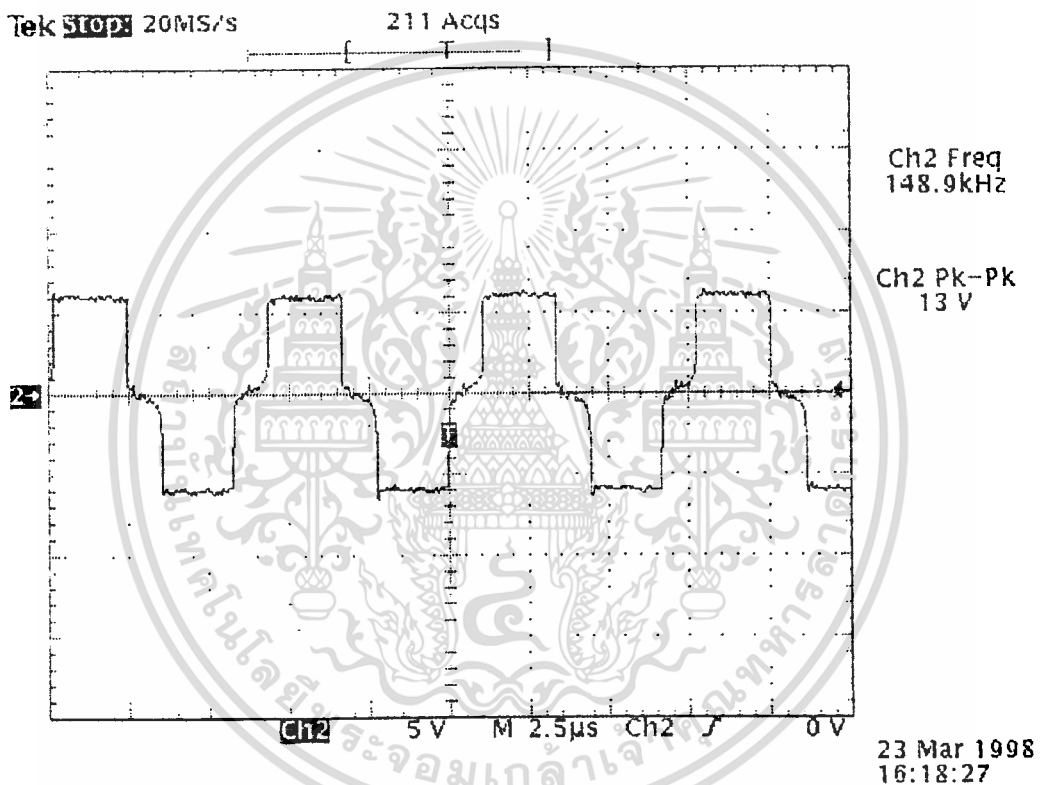
การทดลองที่ 4.3 การทดลองการทำงานของวงจร INVERTER

จุดประสงค์

เพื่อทราบถึงการทำงานเบื้องต้นของแต่ละภาคตลอดจนผลทดลอง

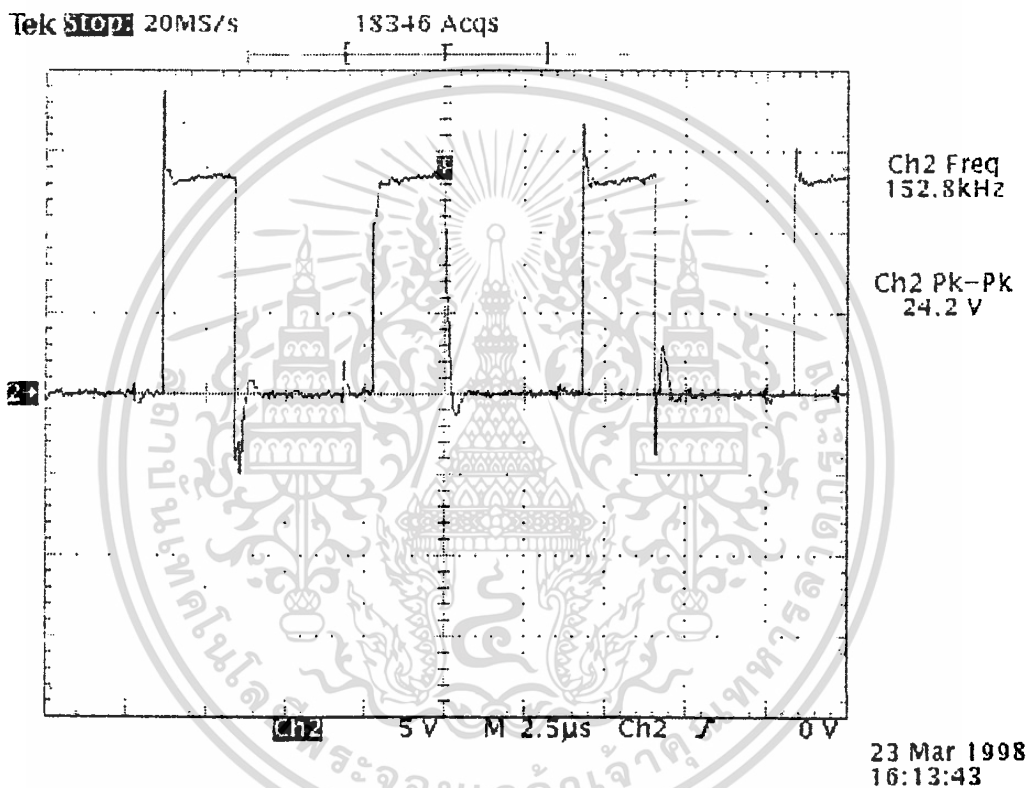
วิธีทำ

1. การวัดค่าสัญญาณที่สร้างจาก GS3526 ที่ใช้สำหรับเป็นสัญญาณสวิตซ์ทำโดยการ วัดสัญญาณที่ขา 10,13 เปรียบเทียบกันจะเป็นดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ขา 10,16 เปรียบเทียบกัน

2. วัดสัญญาณที่ IC 2113 เพื่อสังเกตรูปคลื่นสัญญาณการสวิตช์สำหรับ MOSFET ว่าทำงานปกติหรือไม่ ดังรูป 4.4



รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ขา 1 และขา 7

บทที่ 5 บทสรุป และวิจารณ์

โครงการการสร้างเครื่องชุปแข็งผิวเหล็กเป็นการนำคุณสมบัติของกระแสไหลวนที่ผิวโลหะแล้วทำให้เกิดความร้อนขึ้น มาใช้ในการทำให้ชิ้นงานร้อน และเมื่อเราทำให้ชิ้นงานเย็นตัวอย่างรวดเร็วแล้ว จะทำให้คาร์บอนที่อยู่ภายในชิ้นงาน มาอยู่ที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ซึ่งจะทำให้ชิ้นงาน มีคุณสมบัติแข็งขึ้น ทนต่อรอยขีดข่วน

ประสิทธิภาพของวงจรและการทดสอบ

การทดสอบการทำงานของวงจร โดยการป้อนแรงดันไฟตรงค่าสูง สำหรับให้ MOS-FET ทำการสวิตช์ เพื่อจ่ายกระแสสูงสำหรับ LOAD แรงดันไฟตรงค่าสูงจะได้จากวงจร จ่ายแรงดันแบบปรับค่าได้ ในการทดลองได้ทำการกำหนดค่า duty cycle ของ pulse ไว้ที่ 0.4 ซึ่งจะทำให้ MOS FET มีช่วงเวลาการสวิตช์สูงที่สุด แล้วทำการเพิ่มค่าแรงดัน ไฟตรงจากค่าต่ำ ๆ เพิ่มสูงขึ้นเรื่อยๆ ผลปรากฏว่าเมื่อเพิ่มแรงดันถึงค่าประมาณ 30 VOLTS แรงดันไฟสลับที่ขดลวดปฐมภูมิ จะมีค่าประมาณ 200 VOLTS กระแสไฟตรงที่จ่ายประมาณ 1 AMP สำหรับการคำนวณประสิทธิภาพของวงจรสามารถทำได้โดยการนำกำลังงานที่ป้อนทางด้านอินพุตที่ได้จากแรงดันไฟตรงและกระแสไฟตรงคูณกัน สำหรับด้านเอาต์พุตนั้นหาได้จาก แรงดันและกระแส ที่ขดทุติยภูมิที่เป็นค่า RMS คูณกัน แล้วนำไปหาค่าประสิทธิภาพ

สำหรับปัญหาที่พบในการทดลองในภาคอินเวอร์เตอร์นั้น เนื่องจากที่ได้นำเครื่องจ่ายไฟตรงจากห้องทดลองมาใช้งานทำให้ผลการทดลองผิดพลาด เนื่องกรณีที่ การจ่ายพลังงานย้อนกลับของ LOAD จะผิดพลาด จึงควรที่จะใช้แรงดันไฟตรงจาก ภาคคอนโทรล เรกติไฟส์ จะดีกว่า และควรพิจารณาส่วนของวงจร สนับเปอร์ที่ MOSFET ด้วย

ปัญหาและแนวทางแก้ไขปรับปรุงในส่วนของโครงการ

จากโครงการ ส่วนประกอบต่างๆ ของโครงการพบปัญหาในการทดลองดังนี้

ภาคจ่ายไฟตรงแรงดันสูง

ในส่วนนี้จะประกอบด้วยส่วนของวงจร เรียงกระแสแบบควบคุมได้ ซึ่งวงจรที่ใช้งานมีการแยกระหว่างส่วนของ วงจรควบคุม และ ส่วนของวงจรสวิตช์ จากกันซึ่งเป็นผลดีเพราะทำให้ไม่มีแรงดันไปปรากฏที่ LOAD เมื่อยังไม่ ON อุปกรณ์สวิตช์ และ ในส่วนของวงจรฟิลเตอร์ เราจะใช้วงจรแบบ CAPACITOR และ INDUCTOR หรือ CAPACITOR อย่างเดียวก็ได้

ภาคอินเวอร์เตอร์

ส่วนของวงจรที่ใช้ในการขับเกท ของ มอสเฟต นั้นสามารถทำงานได้ดีและสามารถควบคุมความถี่ของการสวิทช์ได้ง่าย สิ่งที่ต้องระวังพิจารณา คือ สัญญาณ WAVE FORM ที่ขาของ MOSFET แต่ละตัว เมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงค่าสูง ส่วนของวงจรที่ทำหน้าที่สวิทช์แรงดันไฟตรงค่าสูง ควรจะคำนึงถึง วงจร สนับเปอร์ ด้วย

ภาคเอาต์พุทและโหลด

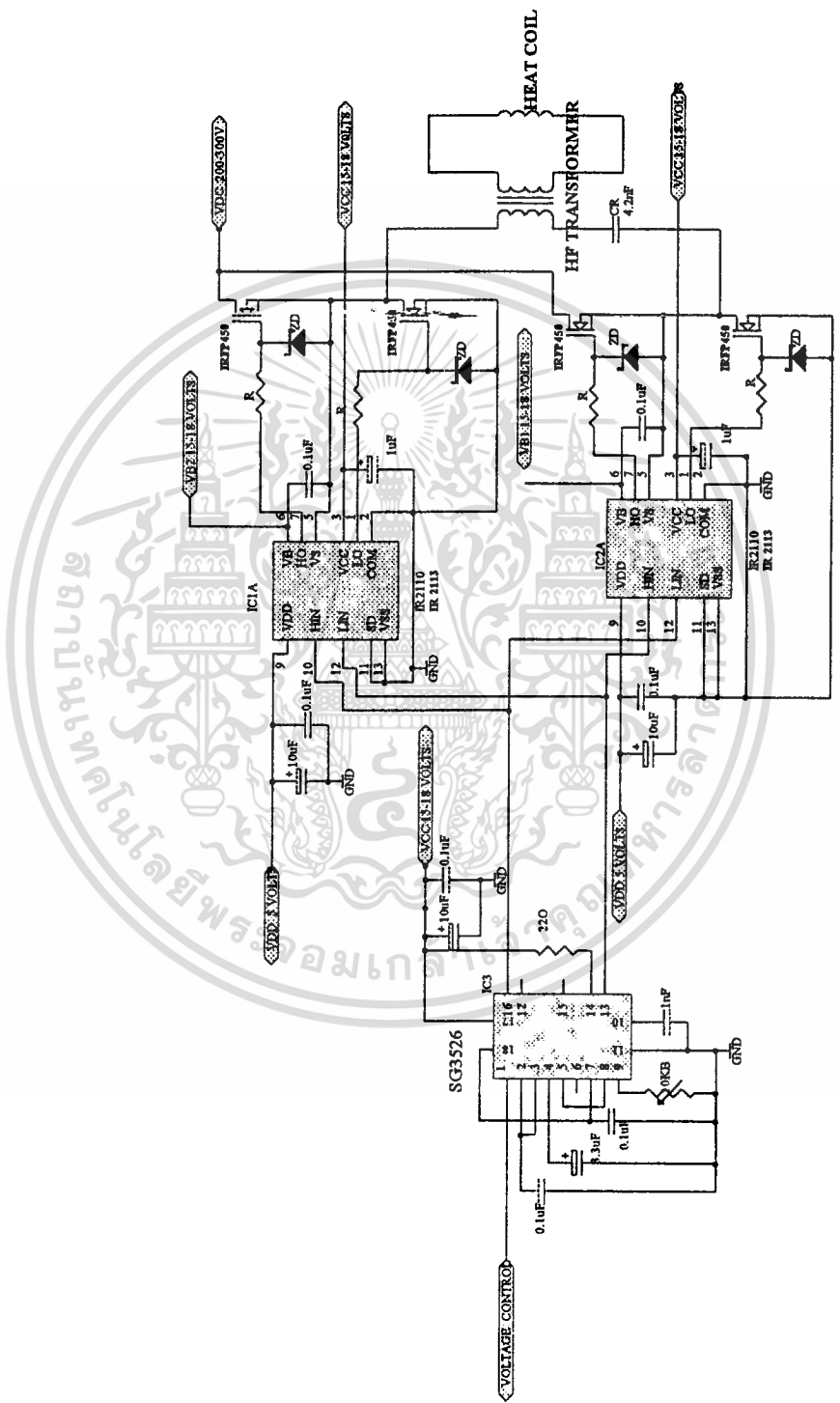
โหลดที่ใช้งานคือ TRANSFORMER และ CAPACITOR เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการคงค่าพลังงานได้ สำหรับ CAPACITOR ที่ใช้งานควรทนค่า VOLTS ได้สูงๆ สิ่งที่สำคัญคือควรระวังค่า สัญญาณ WAVE FORM ที่ CAPACITOR ด้วย เมื่อทำการเปลี่ยนค่าแรงดันไฟตรงค่าสูง เพิ่มขึ้น เพื่อหาค่าของ AMPLITUDE สูงสุด สำหรับในการที่จะเลือกใช้งาน CAPACITOR ที่ทน VOLTS ได้เท่ากับ AMPLITUDE สูงสุด หรือมากกว่า



ภาคผนวก ก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



INVERTER

INVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

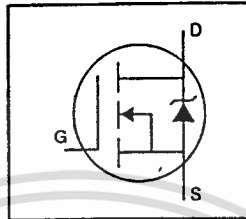
ภาคผนวก ข



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

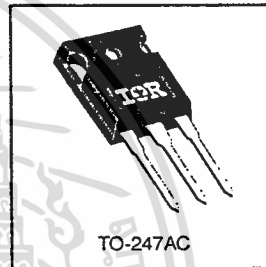


$V_{DSS} = 500V$
$R_{DS(on)} = 0.40\Omega$
$I_D = 14A$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$ Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	14	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$ Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	8.7	A
I_{DM} Pulsed Drain Current	56	A
$P_D @ T_C = 25^\circ C$ Power Dissipation	190	W
Linear Derating Factor	1.5	W/°C
V_{GS} Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS} Single Pulse Avalanche Energy	760	mJ
I_{AR} Avalanche Current	8.7	A
E_{AR} Repetitive Avalanche Energy	19	mJ
dv/dt Peak Diode Recovery dv/dt	3.5	V/ns
T_J Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG} Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$ Junction-to-Case	—	—	0.65	
$R_{\theta CS}$ Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	C/W
$R_{\theta JA}$ Junction-to-Ambient	—	—	40	


IRFP450



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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.40	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=8.4A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	9.3	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=8.4A$ ①
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	150	nC	$I_D=14A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	20		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	80		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ①
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	17	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	47	—		$I_D=14A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	92	—		$R_G=6.2\Omega$
t_f	Fall Time	—	44	—		$R_D=17\Omega$ See Figure 10 ①
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	2600	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	720	—		$V_{DS}=25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	340	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	14	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	56		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.4	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=14A, V_{GS}=0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	540	810	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=14A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	4.8	7.2	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ③
t_{cn}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- $I_{SD} \leq 14A, di/dt \leq 130A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$
- $V_{DD}=50V, \text{ starting } T_J=25^\circ\text{C}, L=7.0\text{mH}, R_G=25\Omega, I_{AS}=14A$ (See Figure 12)
- Pulse width $\leq 300 \mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

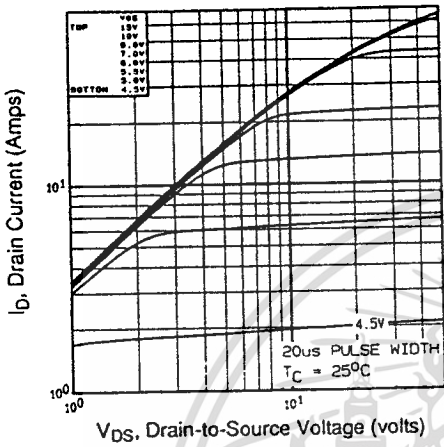


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

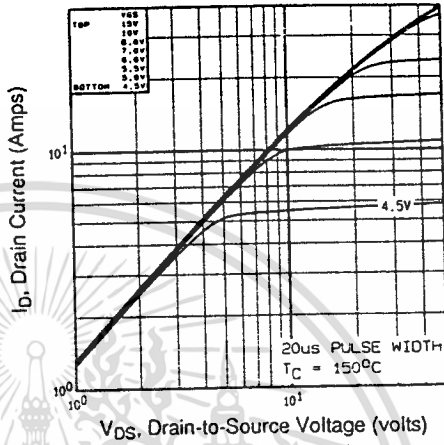


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

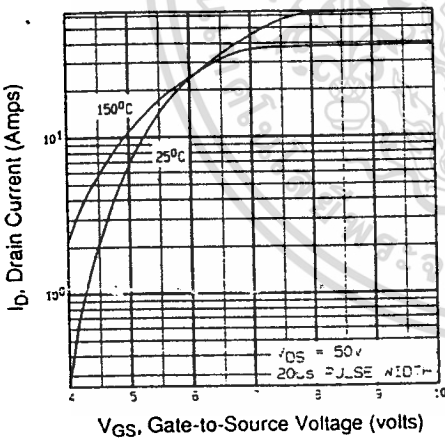


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

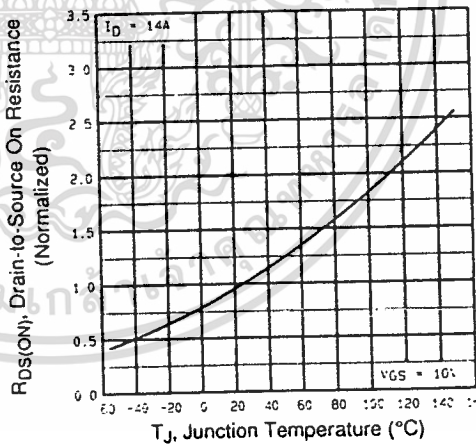


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

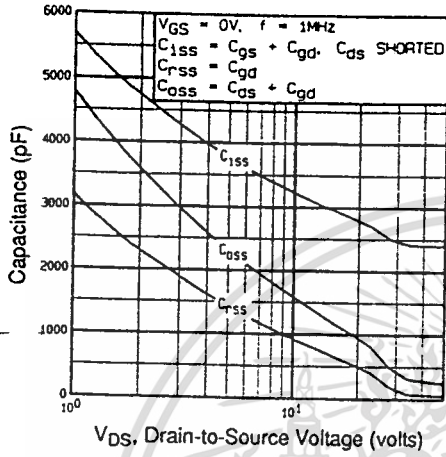


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

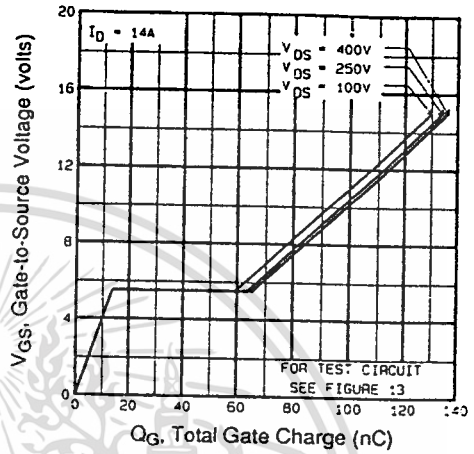


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

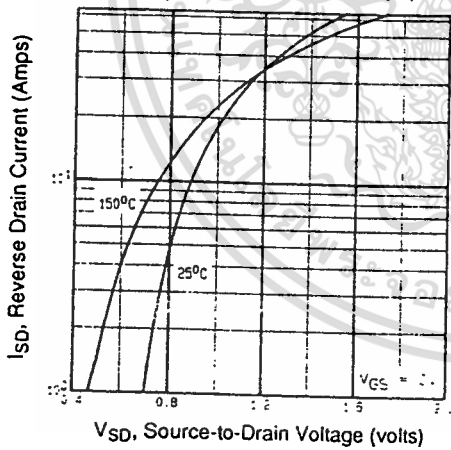


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

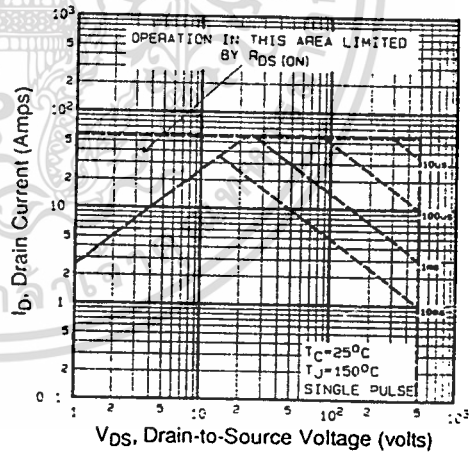


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

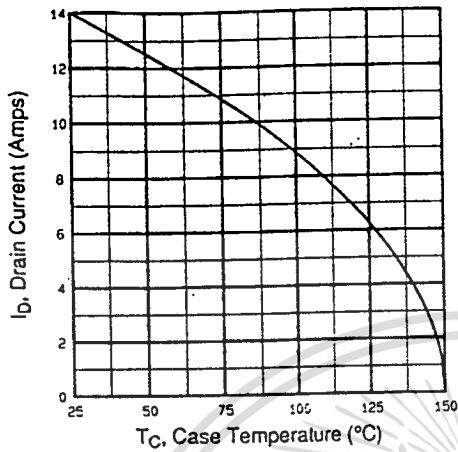


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

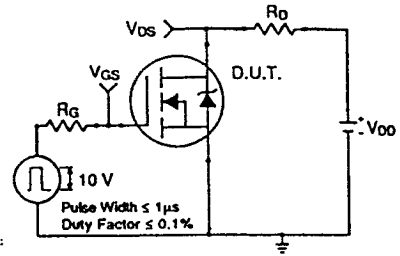


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

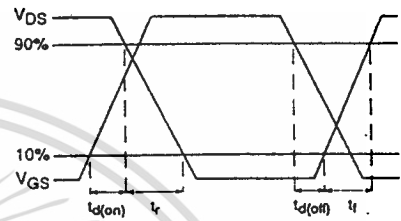


Fig 10b. Switching Time Waveforms

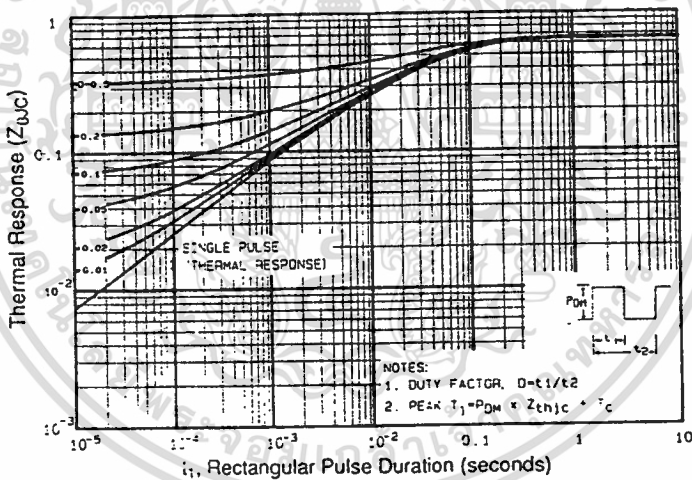


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

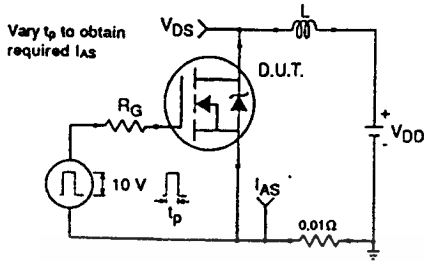


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

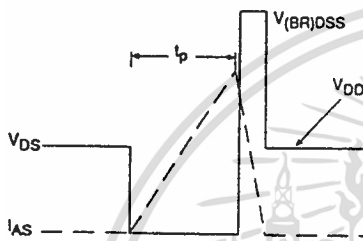


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

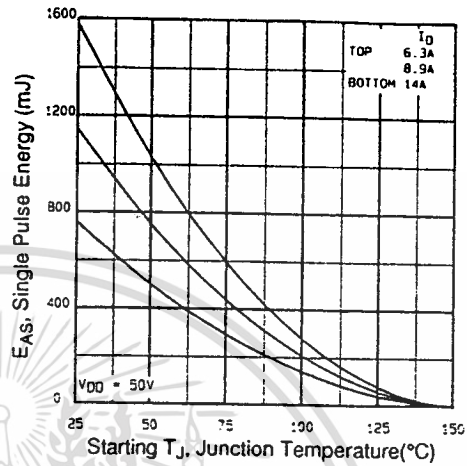


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

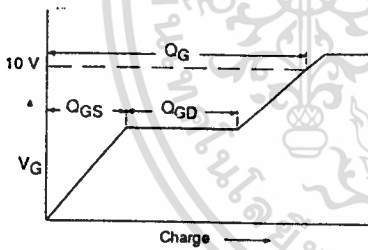


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

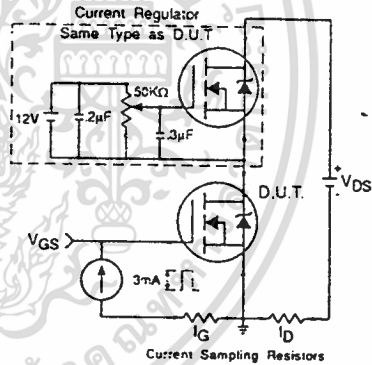


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14. Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International
IR Rectifier

INTERNATIONAL RECTIFIER 

HIGH VOLTAGE
MOS GATE DRIVER

IR2110

General Description

The IR2110 is a high voltage, high speed MOS-gated power device driver with independent high side and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS outputs or with LSTTL outputs using pull-up resistors. Output drivers use low impedance totem-pole arrangement designed for low cross-conduction current spike. Propagation delays for the two channels are matched to simplify use in high frequency application. The floating channel can be used to drive a N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off high voltage rail up to 500 volts.

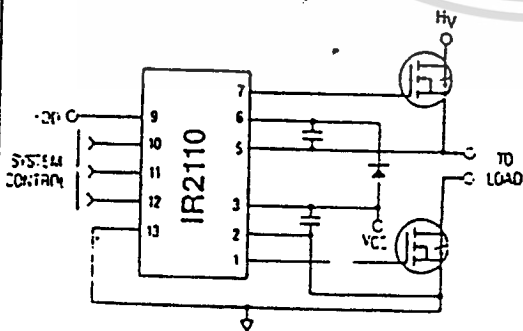
Applications

- High frequency switch-mode power supply
- DC and AC motor drives
- Electronic lamp ballast
- Battery charger
- Induction heating and welding
- Switching amplifier

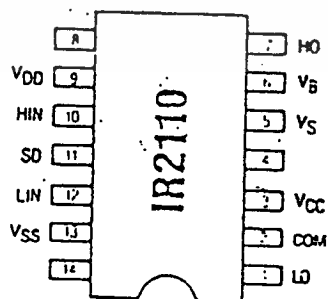
Features

- Floating supply designed for bootstrap operation
 - Operating offset range from -4 to +500V
 - dv/dt immunity rated at $\pm 50V/ns$
 - Quiescent power dissipation of 1.6mW at 15V
- Wide output operating gate drive supply range from 10 to 20V
- Separate logic supply to interface with logic signal
 - Operating supply range from 5 to 20V
 - Logic and power ground operating offset range from -5 to +5V
- CMOS Schmitt-triggered inputs with hysteresis and pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Undervoltage lockout with hysteresis for both channels
- Output totem-pole driver designed to drive MOS-gated power devices
 - Peak current capability at 2A minimum
 - Switching time of 25ns typical into 1000pf load
- Matched propagation delay time for both channels
 - Typical 120ns turn-on delay and 94ns turn-off delay
 - Maximum rated matching differential of $\pm 10ns$
- Latch immune CMOS. Withstand >2A reverse current at I/O pins

Typical Connection



Pinout Assignment



For mechanical specifications see back page

IR2110

Typical Performance Characteristics

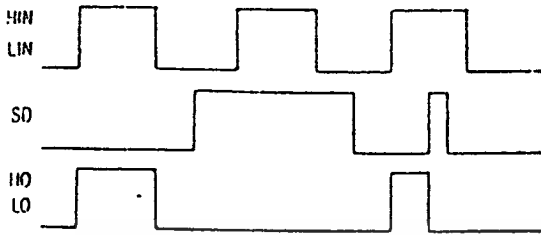


Fig. 1 — Input/Output Timing Diagram

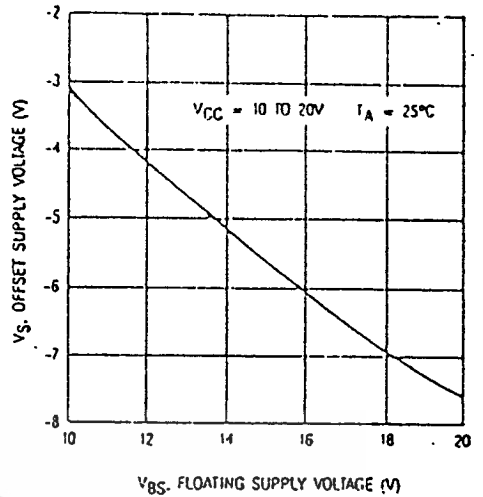


Fig. 2 — Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

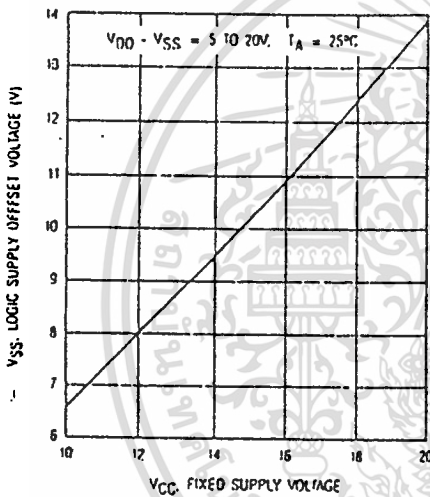


Fig. 3 — Maximum V_{SS} Positive Offset Voltage vs. V_{CC} Supply Voltage

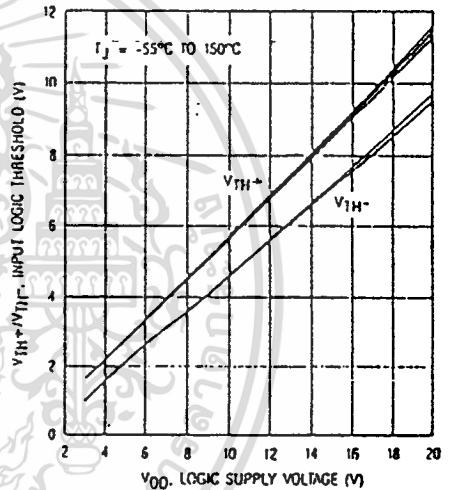


Fig. 4 — Input Logic Threshold vs. V_{DD} Supply Voltage

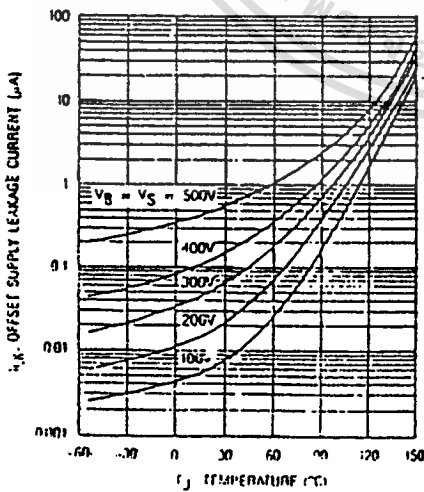


Fig. 5 — Offset Supply Leakage Current vs. Temperature

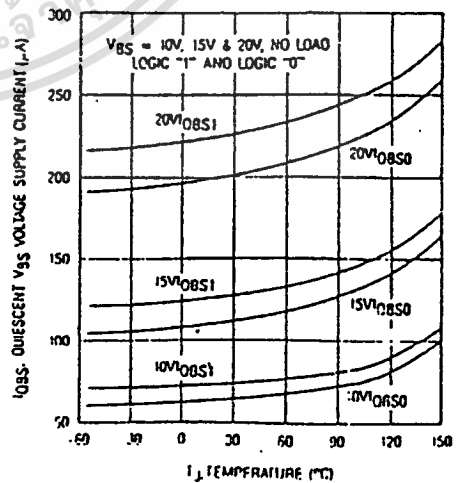


Fig. 6 — Quiescent V_{BS} Supply Current vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

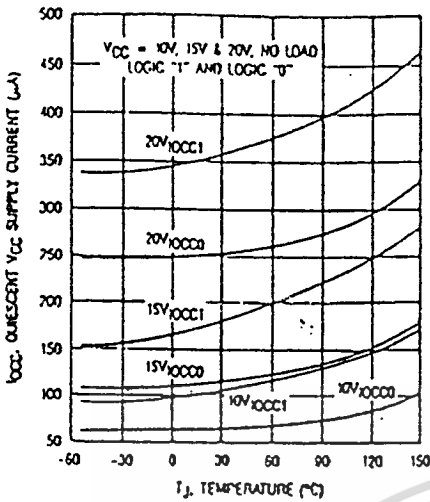


Fig. 7 — Quiescent V_{CC} Supply Current vs. Temperature

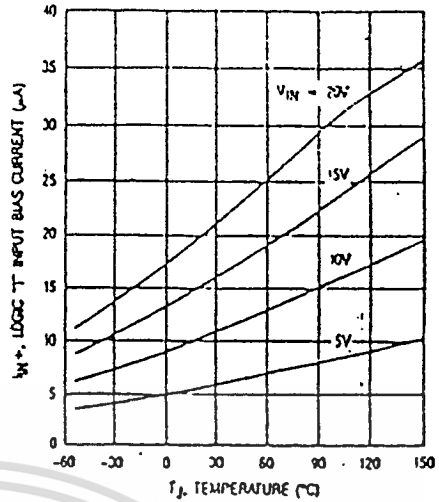


Fig. 8 — Logic "1" Input Bias Current vs. Temperature

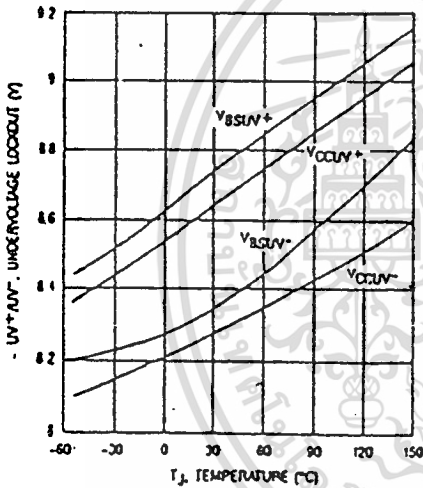


Fig. 9 — Undervoltage Lockout vs. Temperature

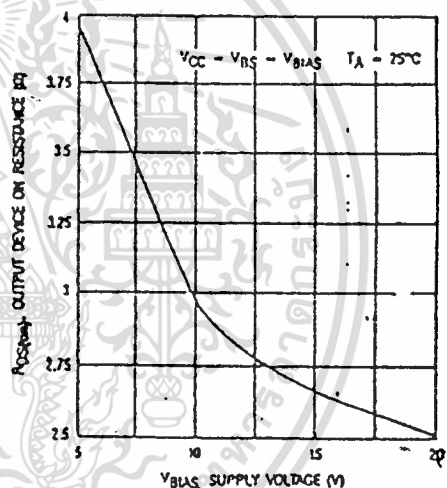


Fig. 10 — Output Device On-Resistance vs. Supply Voltage

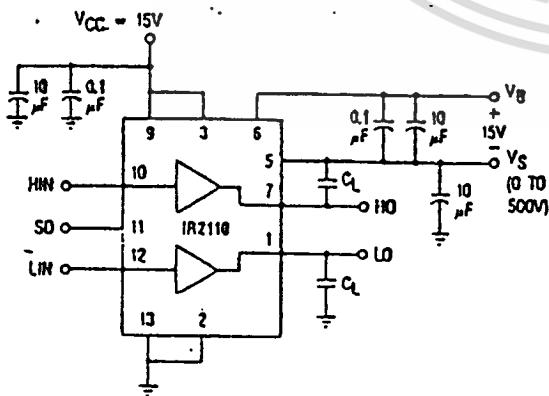


Fig. 11a — Switching Time Test Circuit

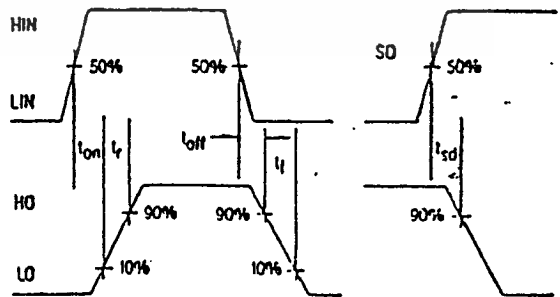


Fig. 11b — Switching Time Waveform Definition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	-0.5	V _S + 20	V	
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	—	500		
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S - 0.5	V _B + 0.5		
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	-0.5	20		
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.5	V _{CC} + 0.5		
V _{DD}	Logic Supply Voltage	-0.5	V _{SS} + 20		
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	V _{CC} - 20	V _{CC} + 0.5		
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.5	V _{DD} + 0.5		
dV _S /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Fig. 16)	—	50		V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A <= 25°C (Fig. 19)	—	1.6		W
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	—	75	*C/W	
T _J	Junction Temperature	-55	150	°C	
T _S	Storage Temperature	-55	150		
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The Input/Output Logic Timing diagram is shown in Fig. 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions.

The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Fig. 2 and 3.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-4	500	
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	10	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	V _{SS} + 5	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_B, V_{DD}) = 15V and V_{SS} = COM unless otherwise specified.

The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit as shown in Fig. 11.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C			T _J = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
t _{on}	Turn-On Propagation Delay	—	120	150	—	260	ns	V _S = 0V	Fig. 12
t _{off}	Turn-Off Propagation Delay	—	94	125	—	220			
t _{sd}	Shutdown Propagation Delay	—	110	140	—	235			
t _r	Turn-On Rise Time	—	25	35	—	50	ns	V _S = 500V C _L = 1000pF	Fig. 13
t _f	Turn-Off Fall Time	—	17	25	—	40			
M _{t_{on}}	Delay Matching, HS and LS Turn-On	—	—	10	—	—	ns	t _{ton} - t _{loff}	Fig. 14
M _{t_{off}}	Delay Matching, HS and LS Turn-Off	—	—	10	—	—			
DH _{t_{on}}	Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On	16	26	36	—	—	ns	t _{ton} - t _{loff}	Fig. 15
DL _{t_{on}}	Deadtime, HS Turn-Off to LS Turn-On	16	26	36	—	—			

4.3 Full Bridge with Current Mode Control

Figure 8 shows an H bridge with cycle-by-cycle current control implemented with current sensing devices on the low side in combination with the shutdown pin of the IR2110. The detailed implementation of the current sensing circuit is dependent on the PWM technique used to generate the desired output voltage, the accuracy required, the availability of a negative supply, bandwidth, etc. (Ref. 6, 7 and 8 cover these aspects in greater detail). As explained in Section 1.1, the shutdown function is latched so that the power MOSFETs will remain in the off-state as the load current decays through their internal diodes. The latch is reset at the beginning of next cycle, when the power devices are once again commanded on.

Stray inductances (L_1 and L_2 shown by dashed lines in Figure 8), in combination with high di/dt due to fast switching are the cause of the overshoots frequently seen across the power MOSFETs. Decoupling capacitors across the rail, connected close to the power devices, would cancel out the negative effects of L_1 , L_2 on the other hand, must be reduced with a tight layout. This inductance, together with the forward recovery of the freewheeling diodes, causes the center point to swing outside of the rail voltage, i.e., V_S (pin 5) of the IR2110 would go below COM1 (pin 2). As mentioned in Section 1.3, this is allowed to $-5V$ and erratic operation of the high side channel can occur if this limit is substantially exceeded.

The turn-on and turn-off propagation delays of the IR2110 are closely matched (worst case mismatch: 10ns), with the turn-on propagation delay 25ns longer than the turn-off. This, by itself, should insure that no conduction overlap of the power devices would occur, even if the on and off input command coincide. As an added safety margin a resistor-diode network can be added to the gate, as shown with dashed lines in Figure 8. The purpose of this network is to further delay the turn-on, without affecting the turn-off, thereby inserting some additional dead-time.

The resistor-diode network is also useful in reducing the peak of the current spike during the reverse recovery

time. As explained in Ref. 5, this has an impact on power losses, as well as dv/dt and EMI.

Figure 9 shows the waveforms taken from a test circuit laid out as shown in Figure 5a. Operation at 500kHz with the IRF830 HEXFET did not present any problem nor cause any noticeable heating of the IR2110.

4.4 Brushless and Induction Motor Drives

The implementation of a three-phase bridge for motor drives requires a more careful attention to the layout due to the large di/dt components in the waveforms and the fact that switching events occur at 120° intervals. In particular, the driver furthest away from the common grounding point will experience the largest voltage differential between COM1 and the ground reference. Section 3 and Ref. 2 and 3 deal with this subject in greater detail.

Furthermore, there are several operating conditions that require close scrutiny as potential problem areas. One such condition could occur when a brushless dc motor is operated with locked rotor for an indefinite period of time with one leg of the bridge being off. In this condition the bootstrap capacitor could eventually discharge, depending on the voltage seen by V_S during this period of time. As a result the top power device would not go on when commanded to do so. In most cases this would not be a cause for malfunction, since the lower device would be commanded on next and the bootstrap capacitor would be charged and ready for next cycle. In general, if the design cannot tolerate this type of operation, it can be avoided in one of three ways:

- if the pole has been inactive for some time, the control logic turns on the lower device first;
- the control could be arranged to have a very short "normal" duty cycle even when no conduction is required;
- if a pole can be inactive for a limited and known period of time, the bootstrap capacitor could be sized to hold up the charge for that time.

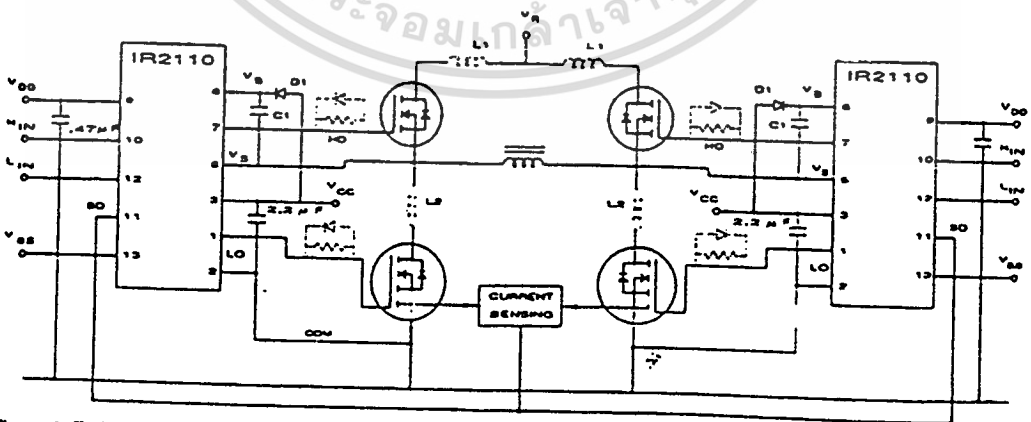


Figure 8. Typical implementation of full H bridge with cycle-by-cycle current mode control

If the bridge is part of an induction motor drive that use a PWM technique to synthesize a sine wave, each pole goes through prolonged periods of time with zero or very low duty cycle at low frequency. The bootstrap capacitor should be sized to hold enough charge to go through these periods of time without refreshing.

In circuits like the one shown in Figure 10, the isolation between the high voltage rail and the logic circuitry is supplied by the IR2110 as a reverse biased junction. A breakdown of one of these junctions would have disastrous consequences for the rest of the equipment. In many instances this cannot be allowed and some form of galvanic isolation is mandated by safety considerations or as a form of damage containment. Optoisolators or pulse transformers are frequently used to perform this function. The use of the IR2110 as a driver eliminates the dv/dt requirements that would otherwise be placed on these isolation components and reduces their cost while providing a high performance gate drive capability that is well beyond what these components perform directly.

4.5 Push-Pull

The IR2110 can still make a very useful contribution in applications that do not capitalize on its key feature, the high voltage level shifting and floating gate drive. Convenience, noise resilience between V_{SS} and COM and high speed drive capability are appealing features in most power conditioning applications. The IR2110 can perform the interface and gate drive function with the simple addition of two decoupling capacitors.

4.6 High-Side P-Channel

The IR2110 can also drive a P-Channel device as a high side switch, provided that a negative supply referenced to the positive rail is available, as shown in Figure 11. When operated in this mode, the H_{IN} input becomes active low, i.e. a logic 0 at the input turns on the P-Channel MOSFET.

Whenever V_S (or V_B) are at fixed potential with respect to ground, the power losses mentioned in Section 2.2.d.2 would be zero.

5. Troubleshooting Guidelines

To analyze the waveforms of the floating channel of the IR2110 a differential input oscilloscope is required. It is assumed that any voltage differential not referenced to ground is measured in this way.

It is also assumed that obvious checks have been made, for example:

- Pins are correctly connected and power supplies are decoupled.
- The bootstrap charging diode is ultra-fast, rated for the rail voltage.
- The shutdown pin is grounded.
- Logic inputs do not cause simultaneous conduction of devices, unless the topology requires it.

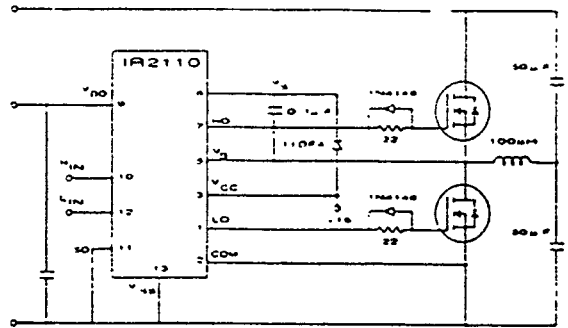


Figure 9a. Test circuit for waveforms shown below

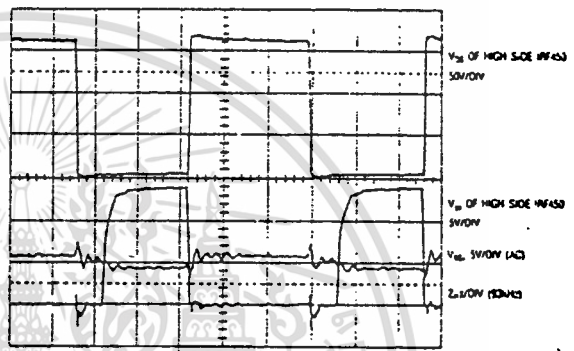


Figure 9b. Waveforms associated with the circuit shown in Figure 9a. IRF450 operated at approximately 100kHz in a 100 μ H inductor.

The voltage drop across the bootstrap capacitor (0.1 μ F) due to the delivery of the gate charge is minimal (approx. 2V).

Due to the inductive nature of the load, the voltage across the HEXFET is close to zero even before gate voltage is present, because its internal diode goes in conduction when the other device goes off.

The resistor-diode network has the effect of slowing down the gate turn-on waveform substantially with minimal effect on the gate turn-off. In this particular operating mode the resistor-diode network does not perform a useful function because the turn-on occurs with zero volts across the HEXFET.

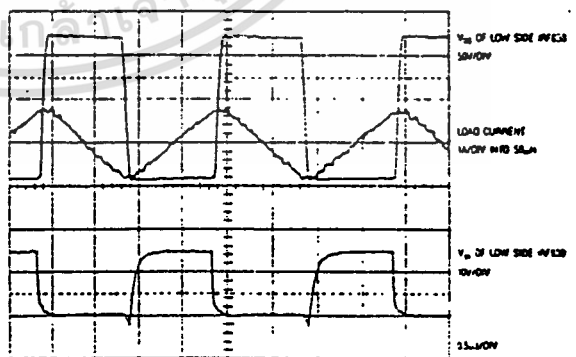


Figure 9c. Waveforms associated with the circuit in Figure 5a. IRF830's operated at 500kHz in a 50 μ H inductor. The negative spike in the gate waveform is due to the forward recovery of the internal rectifier.

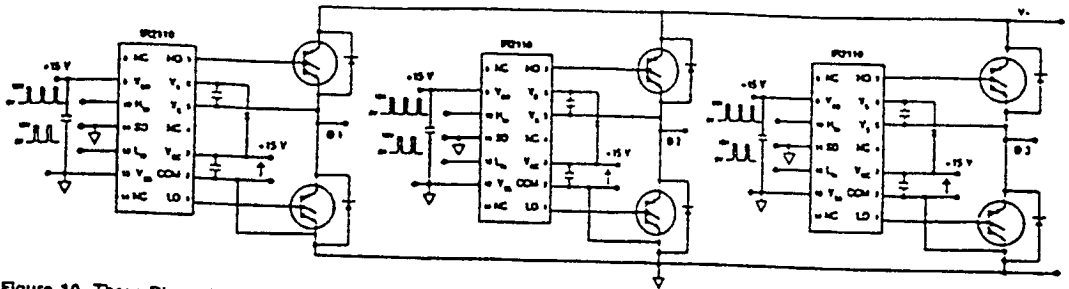


Figure 10. Three-Phase Inverter using three IR2110 devices to drive six IGBTs

SYMPTOM

No gate drive pulses

Gate drive pulses on lower channel only

Erratic operation of top channel

Excessive ringing on gate drive signal

POSSIBLE CAUSE

Verify that V_{CC} is above the lockout level

Measure voltage across bootstrap capacitor; it should be above the lockout level. If it is not, check why capacitor doesn't get charged. Insure that capacitor is charged at turn-on.

Verify that V_S doesn't go below COM by more than 5V.

Verify that high side channel does not go in undervoltage lockout.

Verify that dv/dt on V_S with respect to COM does not exceed 50V/ns. If so, switching may need slowing down.

Verify that logic inputs are noise-free with respect to V_{SS} .

Verify that input logic signals are longer than 50ns.

Reduce inductance of gate drive loop. Use twisted wires, shorten length. If reduction of loop inductance does not bring ringing to acceptable level, add gate resistors.

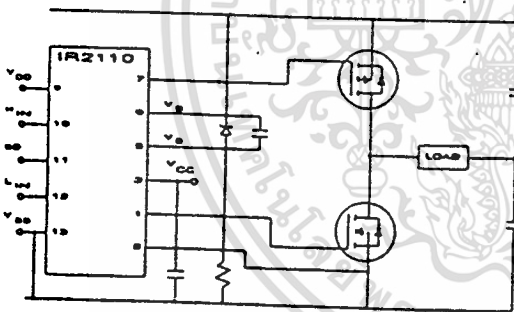


Figure 11. IR2110 driving a high side P-channel

References:

1. Application Note AN-944 "A New Gate Charge Factor"
2. "New High Voltage Bridge Driver Simplifies PWM Inverter Design," by D. Grant, B. Pelly. PCIM Conference 1989
3. "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems" by H.W. Ott, John Wiley 1987
4. Application Note An-936 "The Do's and Dont's of using HEXFETs"
5. Application Note AN-967 "PWM Motor Drive with HEXFET III"
6. Application Note AN-961 "Using HEXSense in Current-Mode Control Power Supplies"
7. Application Note AN-959 "An Introduction to the HEXSense"
8. "Dynamic Performance of Current Sensing Power MOSFETs" by D. Grant and R. Pearce, Electronic Letters, Vol. 24 No. 18, Sept 1, 1988

The information presented in this application note is believed to be accurate and reliable. However, International Rectifier can assume no responsibility for its use or any damage, loss of profits or other rights of the third parties which may result from its use. The license is granted by International Rectifier under the terms of the license agreement. No patent liability shall be incurred by use of the outputs or devices described here. See subject to change without notice.

© 1988 International Rectifier

Printed in U.S.A. 0190-1110-32767

**International
IR Rectifier**

WORLD HEADQUARTERS: 233 KANSAS ST., F. SEGUNDO, CA 92415, U.S.A. (213) 772-3000. TWX 910-348-6392. TELEX: 472-0403
EUROPEAN HEADQUARTERS: HURST GREEN, DORKING, SURREY RH40 2BA, ENGLAND TELEPHONE (0883) 713215. TELEX 952119

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description

The IR2110 is a monolithic high voltage, high speed two channel power MOSFET or IGBT driver. Refer to the section on Functional Block Diagram for the internal partitioning of the various circuit blocks. The driver translates logic input signals into corresponding "in-phase" low impedance outputs. The low side channel output (LO) is referenced to a fixed rail (VCC) and the high side channel output (HO) is referenced to a floating rail (VBS) with offset capability up to 500V.

The logic circuit provides the control pulses for the two output channels corresponding to the logic inputs as indicated by the Input/Output Timing Diagram in Fig. 1. The HO and LO outputs are in phase with the HIN and LIN logic inputs. The two outputs will turn off when the SD input switches high and the outputs will remain off even after the SD input returns to low until the next rising edge of the respective inputs. In the case when VCC is below the undervoltage trip point the UV detect circuit will send a shutdown signal to disable both channels. Also a separate UV detect block is used to disable the high side channel when VBS is below its own undervoltage trip point. The logic inputs use Schmitt trigger circuits with a hysteretic band of $0.1 \cdot V_{DD}$ to provide high noise immunity and can accept inputs with slow rise time. The logic circuit is referenced to its own logic supply to allow the use of a lower supply voltage than the output operating supply voltage. A high noise immunity V_{DD}/V_{CC} level-shifting circuit is used to translate logic signal to the output drivers. With a $\pm 5V$ rated offset capability between the logic ground (VSS) and power ground (COM), the logic circuit is unaffected by the noise coupling generated by the switching action of the output drivers.

Propagation delay for the two channels are matched using the low side delay circuit to simplify the timing requirements of the control pulses. The turn-on delay is matched at 120ns for the low side channel (L_{ton}) and the high side channel (H_{ton}) with V_S at 0V since the high side turn-on command is usually executed when V_S is at or near 0V. The turn-off delay is matched at 94ns for the low side channel (L_{toff}) and the high side channel (H_{toff}) with V_S at 500V since the high side turn-off command is usually executed after the high side power MOSFET is "on" and V_S is at or near the high voltage rail.

Both channels use identical low cross-conduction totem pole output connected transistors. The output driver consists of two N-channel MOSFETs with peak current capability above 2A and on resistance of less than 3 ohms (Fig. 10). One output MOSFET is connected as a source follower and the other in common source configuration. Because of the totem pole arrangement the rise time is slower than the fall time driving capacitive load. For a typical 3300pF load the rise and fall times are 50ns and 33ns respectively.

For the high side channel, narrow "On" and "Off" pulses triggered respectively by the rising and the falling edge of HIN are generated by the pulse generator. The respective pulses are used to drive separate high voltage DMOS level translators that set or reset a RS latch operating off the floating rail. Level shifting of the ground referenced HIN signal is thus accomplished by transposing the signal references to the floating rail because each high voltage DMOS level

translator is turned on for only the duration of the short "On" or "Off" pulses with each set or reset event, power dissipation is minimized. False triggering of the RS latch from fast dv/dt transients on the V_S node is effectively differentiated from normal pull-down pulses through a pulse discriminator circuit such that the high side channel is essentially immune to any magnitude of dv/dt value. Also the high voltage level shifting circuit is designed to function normally even when the V_S node swings more than 4V below the COM pin. This condition can often occur during the recirculation period of the output free-wheeling diode.

Application Guidelines

(Also see Application Note AN-978A for details)

The IR2110 is typically used to drive two high voltage N-channel power MOSFETs or IGBTs configured in half-bridge, dual-forward or other topologies. The fixed rail referenced output is used to drive a low side connected power MOSFET. The floating output channel is used to drive a power MOSFET in the high side configuration that requires an over-rail gate drive. Refer to the section on Typical Applications for the various circuit topologies where the IR2110 is applicable.

Typically, the floating supply is derived from the fixed supply using a bootstrap technique as shown in the section on Typical Connection. The charging diode must have a voltage withstand capability higher than the peak HV bus voltage. To minimize power dissipation a fast recovery diode is recommended. The value of the bootstrap capacitor depends on the switching frequency, duty cycle and gate charge requirement of the power MOSFET. The voltage across the capacitor should not be allowed to drop below the under-voltage lockout threshold, otherwise protective shutdown will occur. A 0.1 μF capacitor is usually suitable for applications switching above 5 KHz.

Supply bypass capacitors between VCC and COM and between VDD and VSS are required to supply the transient current needed for switching the capacitive loads. These capacitors, together with the reservoir capacitor across V_B and V_S , must be connected close to the device. A 0.1 μF ceramic disk capacitor in parallel with a 1 μF tantalum capacitor is recommended for VCC bypass. A 0.1 μF ceramic disk capacitor is usually adequate for the logic supply.

The outputs of the IR2110 are designed to deliver gate drives for fast switching speed even for high current power MOSFETs with relatively high gate charge requirement. The typical switching speed for various standard power MOSFET sizes is shown in Fig. 20. To minimize inductance in the gate drive loop, each MOSFET should have its own dedicated connection going to Pin 2 and 5 of the IR2110 for the return of the gate drive signal. For smaller power MOSFETs a series gate resistor for each output is recommended to limit switching speed. The value of the gate resistor depends on EMI requirement, switching losses and the maximum allowable dv/dt .

The total power dissipation of the IR2110 is a function of HV bus voltage, VCC and VDD voltages, switching frequency, duty cycle, delivered gate drives charge, and operating junction temperature. The total dissipation can be divided into two categories: High voltage and low voltage switching.



1. สุวัฒน์ ตัน “เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์িংเพาเวอร์ซัพพลาย”. ฝ่ายวิจัยและพัฒนาบริษัท เอนเทลไทย จำกัด, มิถุนายน 2538, พิมพ์ครั้งที่ 2.
2. นภัทร วจนเทพินทร์, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ภาคปฏิบัติ”, พฤษภาคม 2539, พิมพ์ครั้งที่ 1.
3. มนต์ สติรจินดา, “วิศวกรรมการอบชุบเหล็ก” วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, หน้า 142 - 150, กุมภาพันธ์ 2537, พิมพ์ครั้งที่ 3.
4. “คอมพิวเตอร้อิเล็กทรอนิกส์ เวิลด์”, ปีที่ 8 ฉบับที่ 92, ธันวาคม 2527.
5. “เซมิคอนดักเตอร้อิเล็กทรอนิกส์” ฉบับที่ 104, มกราคม - กุมภาพันธ์ 2534
6. สุนทร วิฑูสรพจน์ “การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล 8051”, บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด
7. Will H. Hayt, Jr., “Engineering Electro-magnetic”, Mc Graw-Hill Book Company, 1974
8. John Davies, Peter Simpson, “Induction Heating Handbook” Mc Graw-Hill Book Company (UK) Limited, 1979, pp. 1 - 221, 307-373
9. S.A.Boctor, “Electric Circuit Analysis”, Prentice-Hall International, Inc, 1989