



เครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

IRON SURFACE HARDENING MACHINE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

IRON SURFACE HARDENING MACHINE

โดย

นายสทวุฒิ โชติบรรมย เลขประจำตัว 37.013216

นายพีรพงษ์ อินผลเล็ก เลขประจำตัว 37.013256

วัน เดือน ปี.....-1 คค 2511
เลขทะเบียน.....038396
เลขเรียกหนังสือ.....T.94.1.6.....ศ 255๑

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สมศักดิ์ เชียรศิริกุล

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2539

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

IRON SURFACE HARDENING MACHINE

ผู้จัดทำ

1. นายสหพุฒิ ไรติบรียง เลขประจำตัว 37.013216

2. นายพีรพงษ์ อินผลเล็ก เลขประจำตัว 37.013256



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องชุปแข็งผิวเหล็ก

นาย สหพุฒิ โชติบรรมย

นาย พีรพงษ์ อินผลเล็ก

ผศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้จะเป็นการนำเสนอเครื่องชุปแข็งผิวเหล็ก โดยควบคุมให้กระแสในภาคคอนเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นทีละน้อย เพื่อลดกระแสแฉกทางเอาต์พุต การทำงานของเครื่องจะอาศัยหลักการของการเหนี่ยวนำทางสนามแม่เหล็กความถี่สูง และใช้หลักการกระแสความถี่สูงเคลื่อนตามผิว (Skin Effect) โดยใช้เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) และใช้การควบคุมแบบพัลส์วิดุมอคคูลเตเตอร์ โดยจะควบคุมความกว้างของพัลส์ ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล 8051, ซึ่งเครื่องชุปแข็งผิวเหล็กที่สร้างขึ้นนี้จะมีกำลังงานสูงสุดประมาณ 760 วัตต์

IRON SURFACE HARDENING MACHINE

Mr.Sahaput Chotbanyong
Mr.Peerapong Inpollek
Asst.Prof.Somsak Cheersirikul Advisor
1996

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 pluse width modulator control. A 8051-Microcontroller is used to control the pluse width, which give the maximum power about 760 w.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก และทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 หลักการของการเหนี่ยวนำความร้อน	4
2.2 ทฤษฎีของการเหนี่ยวนำความร้อน โดยสนามแม่เหล็ก	6
2.2.1 การกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็ก	6
2.2.2 กระแสความถี่สูงเค้นตามผิว (SKIN EFFECT)	10
2.2.3 ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก	
ความหนาแน่นของกระแสและความเข้มของกระแสไฟฟ้า	11
2.2.4 กระแสทั้งหมด	13
2.2.5 กำลังที่เกิดขึ้นในเหล็ก	14
2.2.6 เส้นแรงแม่เหล็ก	15
2.2.7 การเหนี่ยวนำตัดคาไฟฟ้า	15
2.2.8 การคำนวณหาค่าโดยประมาณ	16
2.3 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์	18
2.3.1 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม	18
2.4 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์	19
2.5 เพาเวอร์มอสเฟต	20
2.5.1 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต	20
2.6 วงจร斬ต์สับเบอร์	22
2.6.1 การคำนวณวงจรสับเบอร์	22
2.7 โครงสร้างการอินเตอร์รัปต์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051	24
2.8 การจัดการอินเตอร์รัปต์	25
2.9 ตัวอย่างโปรแกรมการอินเตอร์รัปต์ 8051	25

	หน้า
บทที่ 3 รายละเอียดในการออกแบบและการสร้าง	29
3.1 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรง 300 โวลต์	29
3.1.1 ภาคเฟสคอนโทรลแบบฟลูบริคซ์ฮาร์ดฟคอนโทรลและวงจร แปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกแบบบันได	30
3.1.2 ภาคควบคุมการเปิดปิดแหล่งจ่ายไฟด้วยรีเลย์	32
3.1.3 การกรองกระแสและฟิวเตอร์	32
3.2 การออกแบบภาคคอนเวอร์เตอร์และชุดกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดคูเลชัน	33
3.2.1 การออกแบบภาคกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดคูเลชัน	33
3.2.2 ภาคแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก	34
3.2.3 การออกแบบภาคคอนเวอร์เตอร์	34
3.3 การเลือกใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์	37
3.4 การประยุกต์ใช้ชุดรับส่งด้วยแสงอินฟราเรดในการตรวจจับชิ้นงาน	37
3.5 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	38
3.6 การออกแบบโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี	40
บทที่ 4 การทดลองด้านฮาร์ดแวร์และโปรแกรมควบคุม	44
4.1 การทดลองที่ 1 การทดสอบการทำงานของไอซี SG 3526	44
4.2 การทดลองที่ 2 การทดลองโปรแกรมควบคุมค่าควิต์ไซเคิล	45
4.3 การทดลองที่ 3 การทดสอบการควบคุมแรงดันภาคแหล่งจ่ายไฟ	48
4.4 การทดลองที่ 4 การทดสอบหาค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก สูงสุด	49
4.5 การทดลองที่ 5 การวัดกำลังงานไฟฟ้าที่ปรากฏ	51
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์	52
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงหลักการเครื่องชุปแข็งผิวเหล็กแบบเก่า	1
รูปที่ 1.2 แสดงหลักการเครื่องชุปแข็งผิวเหล็กแบบใหม่	2
รูปที่ 2.1 แนวความคิดพื้นฐานของคอยล์เหนี่ยวนำความร้อนและโหลด	5
รูปที่ 2.2 ขดลวดตัวนำและเหล็กที่หนามาก	8
รูปที่ 2.3 แสดงบริเวณกระแสความถี่สูงไหลผ่านผิว	10
รูปที่ 2.4 การกระจายของค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กกับความลึก	11
รูปที่ 2.5 แสดงทิศทางของความเข้มข้นของสนามแม่เหล็กและ ความหนาแน่นกระแส	13
รูปที่ 2.6 เปรียบเทียบเมื่อคลื่นของลวดออกมาเป็นแบบทึบเนียนตามแกน x, y, z	17
รูปที่ 2.7 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและรูปคลื่นสัญญาณ	19
รูปที่ 2.8 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต	20
รูปที่ 2.9 แรงดันพังทลายที่ตรงกับขอต่ออุณหภูมิมียอต่อ	21
รูปที่ 2.10 ลักษณะตัวอย่างกราฟ SOA	22
รูปที่ 2.11 วงจร RC สนับเบอร์ที่ใช้กับคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คและรูปคลื่น	23
รูปที่ 2.12 แผนภาพแสดงโครงสร้างระบบการอินเตอร์รัปต์ของ 8051	24
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องชุปแข็งผิวเหล็ก	29
รูปที่ 3.2 วงจรภายในไอซี TCA 785	30
รูปที่ 3.3 สัญญาณต่างๆจากวงจรของไอซี TCA 785	30
รูปที่ 3.4 วงจรสมบูรณ์ของแหล่งจ่ายไฟตรง	31
รูปที่ 3.5 แสดงการต่อรีเลย์เพื่อหยุดการทำงานของเฟสคอนโทรล	32
รูปที่ 3.6 วงจรกรองแรงดันด้วยตัวเหนี่ยวนำ	33
รูปที่ 3.7 วงจรสมบูรณ์ของภาคกำเนิดสัญญาณพัลส์วิคมอดคูลูเอชัน	33
รูปที่ 3.8 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก	34
รูปที่ 3.9 การประยุกต์ใช้ไอซี IR2110 ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบริคจ์	35
รูปที่ 3.10 ลอจิกไคอะแกรมของไอซี IR2110	35
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรเครื่องชุปแข็งผิวเหล็ก	36
รูปที่ 3.12 ภาคส่งสัญญาณอินฟราเรดใช้ไอซีเบอร์ 555	37
รูปที่ 3.13 ภาครับสัญญาณอินฟราเรด	38
รูปที่ 3.14 หม้อแปลงความถี่สูง	38

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.15 กราฟ B-H สำหรับวัสดุแม่เหล็ก	39
รูปที่ 4.1 สัญญาณฟันเลื่อย,สัญญาณ PWM.และสัญญาณควบคุม	44
รูปที่ 4.2 สัญญาณตกคร่อมโหลด	48
รูปที่ 4.3 วงจรทดสอบหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด	49
รูปที่ 4.4 สัญญาณตกคร่อมตัวต้านทานและขดปฐมภูมิของหม้อแปลง	50
รูปที่ 4.5 สัญญาณตกคร่อมฮีสเทรียซิส	51
รูปที่ 5.1 ช่วงเวลาตัดต่อของเพาเวอร์มอสเฟต	53
รูปที่ 5.2 กราฟคุณลักษณะของแกนเฟอร์ไรท์ 3C8	53
รูปที่ 5.3 แหล่งจ่ายไฟตรง 300 โวลต์และตัวอย่างวงจรกรองสัญญาณรบกวน	54



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ตัวอย่างการคำนวณหา Skin Depth	16
ตารางที่ 2.2 สัญญาณอินเตอร์รัปต์ของ 8051 ห้าประเภท	24
ตารางที่ 2.3 ตำแหน่งอินเตอร์รัปต์แควเตอร์ของสัญญาณอินเตอร์รัปต์ต่างๆ	25
ตารางที่ 4.1 ผลการวัดควิตซ์ไซเกิดเมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนไป	45
ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบข้อมูลที่พอร์ต P1	47
ตารางที่ 4.3 แสดงค่าแรงดันเข้าที่พืทเมื่อถูกควบคุมแรงดันจากไมโครคอนโทรลเลอร์	48



บทที่ 1 บทนำ

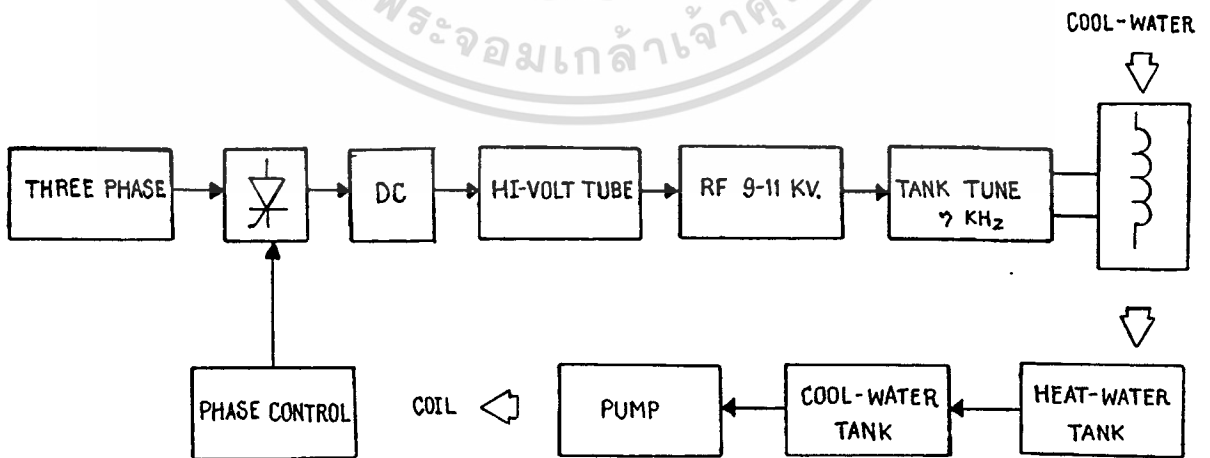
1.1 ประวัติความเป็นมาของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

การชุบแข็งผิวเหล็กโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กความถี่สูง เป็นเทคโนโลยีที่มีการนำเอามาใช้ในวงการอุตสาหกรรมในปัจจุบัน ซึ่งจากอดีตที่การหล่อเหล็กและการชุบผิวโลหะจะอาศัยความร้อนจากเตาหลอม ต่อมาได้มีการพัฒนาโดยนำมาผสมผสานกับเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง โดยใช้หลักการกระแสวิกฤตตามผิว (Skin Effect) และใช้เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) โดยมีการควบคุมความกว้างของพัลส์ ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล 8051 ซึ่งเครื่องที่สร้างขึ้นนี้จะมีกำลังงานสูงสุดประมาณ 760 วัตต์

1.1.1 ประโยชน์ของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก คือจะทำให้ชิ้นงาน (มีลักษณะเป็นรูปทรงกระบอกกลวง) มีผิวภายนอกที่แข็ง สามารถทนต่อการขีดขีด ลักษณะผิวที่ได้จะเรียบและมีรอยเป็นลอนหยักตลอดผิวชิ้นงาน, ชิ้นงานจะนำไปใช้เป็นส่วนประกอบของอะไหล่รถยนต์ และเครื่องมือทางช่าง หรือเครื่องจักรอื่นๆ ได้มากมาย

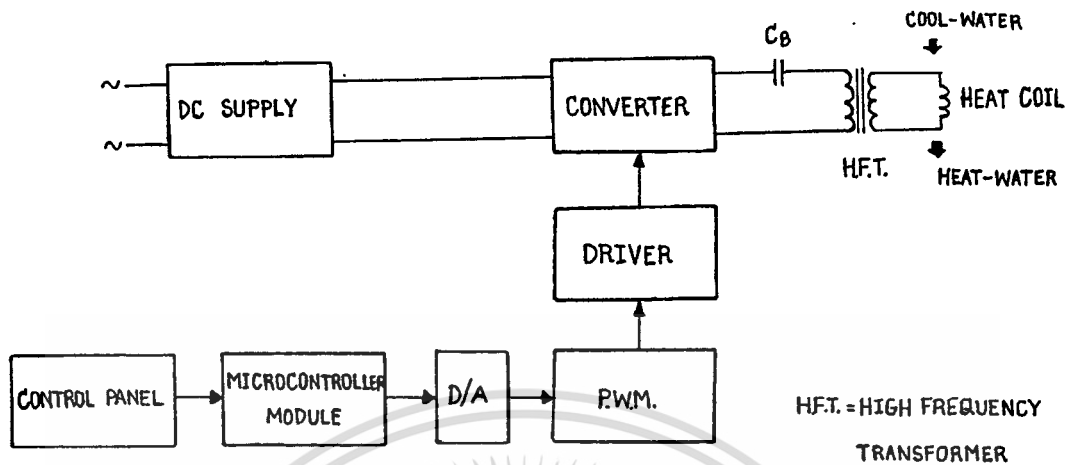
1.1.2 บล็อกไดอะแกรมเปรียบเทียบระหว่างเครื่องชุบแข็งผิวเหล็กแบบเก่า และแบบที่พัฒนาขึ้นมาใหม่

เครื่องชุบแข็งผิวเหล็กในสมัยก่อนจะใช้หลักการดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในวงจำกัดของงานวิจัย ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 1 หลักการเครื่องชุบแข็งผิวเหล็กแบบเก่า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ในโครงการนี้จะใช้เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์กำลังดังนี้



รูปที่ 2 แสดงหลักการเครื่องชุบแข็งผิวเหล็กแบบใหม่

1.1.8 หลักการทำงานของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

จะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความร้อน (Induction heating) แก่แท่งเหล็กด้วยกระแสเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งเป็นผลทำให้เหล็กเกิดความร้อนสูงที่ผิว จนถึงจุดที่เปลี่ยนเป็นโครงสร้างอื่นโดยที่บริเวณเนื้อเหล็กที่ลึกลงไปถึงแกนกลางจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อนำเหล็กที่มีความร้อนสูงไปทำให้เย็นตัวโดยรวดเร็ว จะทำให้เหล็กมีความแข็งขึ้นที่บริเวณผิวทนต่อการเสียดสี และความล้าได้ดี ทนทานต่อการขีดขูดและมีคุณสมบัติทางความเหนียวสูง ซึ่งสามารถนำไปใช้กับชิ้นส่วนเครื่องยนต์ เครื่องจักรอื่นๆ ได้มาก

หลักการทำให้เหล็กร้อนได้มีหลักการทำงานดังนี้คือจะเริ่มจ่ายกระแสให้กับขดลวด โดยเป็นลักษณะของกระแสสลับ การสร้างกระแสสลับจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งเป็นวงจรสวิทซ์ซึ่ง ทำให้เกิดการจ่ายกระแสไหลไปมาจนเกิดการเหนี่ยวนำที่หม้อแปลงความถี่สูง และหม้อแปลงความถี่สูง จะทำการแปลงกระแสขึ้นที่เหนี่ยวนำสู่ตัวโหลดซึ่งเป็นขดลวด เมื่อเรานำแท่งเหล็กผ่านเข้าที่ตัวขดลวด จะทำให้เกิดกระแสความถี่สูงเดินตามผิวหรือที่เรียกว่า “ตะกิ้นเอฟเฟค” (Skin Effect) ซึ่งแท่งเหล็กจะเกิดความถี่สูงและเกิดการเปลี่ยนแปลงที่แท่งเหล็กเมื่อนำมาทำให้เย็นตัวลงโดยฉับพลันจะทำให้ผิวเหล็กแข็งขึ้น การเปลี่ยนแปลงจะเกิดเฉพาะบริเวณผิวเหล็กเท่านั้นเนื่องจากแหล่งจ่ายมีความถี่สูงซึ่งจากสูตร “ตะกิ้นเคฟ” (Skin Depth) ความถี่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางด้านความลึก ซึ่งเมื่อความถี่สูงมากจะยิ่งทำให้กระแสไหลที่บริเวณผิวมาก และมีความลึกน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารการเกิดกระแสเหนี่ยวนำจะเกิดขึ้นที่บริเวณผิว ยิ่งความถี่ของกระแสไฟฟ้าสูงจะยิ่งเกิด
ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 หลักการของเครื่องทุบแข็งผิวเหล็กและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการของการเหนี่ยวนำความร้อน

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

ในรูป 2.1a คู่มือแปลงที่ไม่มีกรรไกรของฟลักซ์ คือ กระแสไหลลงเป็นไปตามกระแสจากแหล่งจ่ายตามความสัมพันธ์ของจำนวนรอบ กำลังงานสูญเสียของขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ มีค่าแปรผันตรงกับค่าสูญเสียเนื่องมาจากการพันขดลวด

ถ้าขดลวดทุติยภูมิ เราให้มีรอบเท่ากับ 1 รอบ และลัดวงจรปลายทั้งสองกระแสในขดลวดปฐมภูมิจะสูงมาก และกำลังงานสูญเสียจะมากขึ้นด้วย

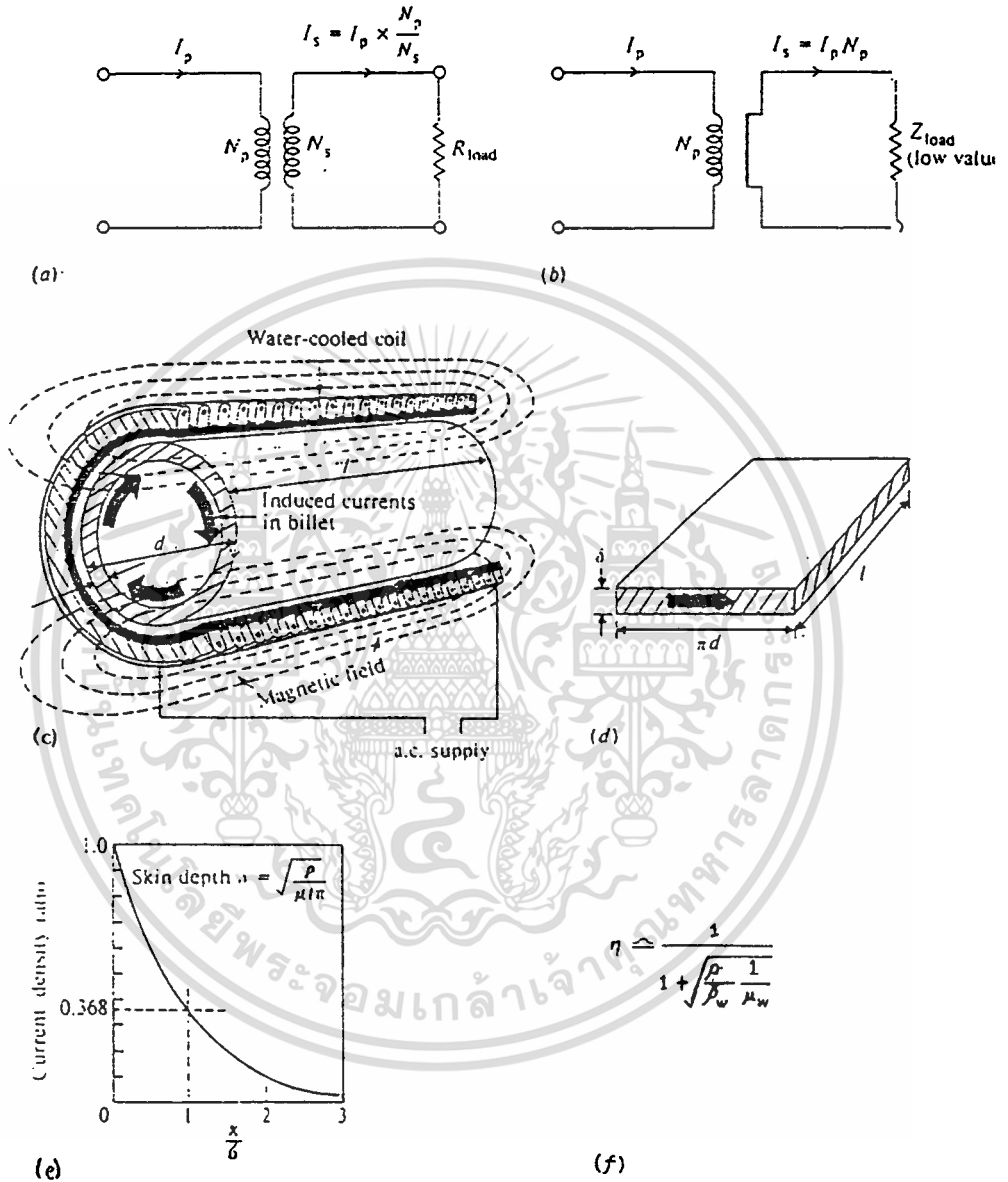
รูป 2.1b และกำลังงานที่จ่ายออกมาจากแหล่งจ่ายจะมีค่าเท่ากับผลรวมของค่ากำลังงานสูญเสียของขดลวดปฐมภูมิ รวมกับขดลวดทุติยภูมิ

รูป 2.1c แสดงโหลดที่เป็นทรงกระบอกกลวงสอดอยู่ในหม้อแปลงที่มีขดลวดปฐมภูมิรอบมาก และขดลวดทุติยภูมิรอบเดียวถูกลัดวงจรเอาไว้, แยกจากกันโดยช่องว่างอากาศแคบๆ

ความหนาแน่นของกระแสลดลง จากผิวของชิ้นงานไปยังจุดกึ่งกลางของชิ้นงานและอัตราการลดลงจะสูงขึ้นที่ความถี่สูง ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของโลหะ เช่น ความต้านทาน และ รีเลทีฟเพอร์เมียบิลิตี (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 มันจะเข้าใกล้กับชิ้นงานและช่องว่างอากาศจะมีค่าต่ำสุดที่สามารถนำชิ้นงานเข้าและออกจากคอยล์ได้ ในกรณีเดียวกันค่าความสูญเสียในการแพร่กระจายความร้อนจะลดลงโดยฉนวนความร้อนภายในคอยล์ และจะเพิ่มขึ้นเมื่อช่องว่างอากาศมากขึ้น



รูปที่ 2.1 แนวความคิดพื้นฐานของคอยล์เหนี่ยวนำความร้อน และ โหลด (a) หม้อแปลง. (b) ผลของการลัดวงจรทุติยภูมิ . (c) คอยล์และชิ้นงานในขณะที่ทำงาน. (d) โหลดสมมูล. (e) กราฟที่แสดงความสัมพันธ์ของปรากฏการณ์กระแสวิกฤตสูงลึกลงไปในผิวเหล็ก. (f) ความสัมพันธ์ระหว่างคอยล์และประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.1d แสดงชั้นของผิวที่ถูกทำให้สมดุลกับการลัดวงจรของขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งค่าความต้านทานขึ้นอยู่กับรัศมีของชิ้นงาน,ทางเดินของกระแสตรงสม่ำเสมอตลอดและขึ้นกับขนาดของทรงกระบอก จุดหมายหลักคือ เพื่อให้ความร้อนเพิ่มมากขึ้น, ให้ค่าความสูญเสียในโหลดและคอยล์มีค่าต่ำสุดจะต้องออกแบบคอยล์ให้มีประสิทธิภาพสูงสุด

รูปที่ 2.1f แสดงค่าประสิทธิภาพในอุดมคติและแสดงค่าไฮริซิติวิตี (high resistivity) และ เปอร์เมียบิลิตี โหลด (permeability load) ค่าประสิทธิภาพมีค่าได้ประมาณ 100%

ถ้าโหลดเป็นพวกนอนเฟอร์โร (non-ferrous) มีสัมประสิทธิ์ความต้านทานต่ำ มีค่า เปอร์เมียบิลิตี(permeability) ใกล้ 1 ประสิทธิภาพที่ได้จะประมาณ 50%

ในทางปฏิบัติระบบขบแข็งผิวเหล็กนี้ ความลึกของผิวที่แข็งจะต้องขึ้นโดยใช้ความถี่สูง คอยล์จะต้องมีจำนวนรอบที่น้อย และความร้อนที่ส่งให้ชิ้นงานต้องจำกัดให้อยู่เฉพาะที่ และความเข้มของพลังงาน(Power densities) อาจจะเปลี่ยนแปลงระหว่าง 10 และ 50 MWm² สำหรับการทำให้ร้อนตลอดชิ้นงาน,ความแข็งที่เกิดขึ้นที่ผิวต้องลึกสม่ำเสมอเท่ากันตามรูป2.1eถ้าความถี่ที่ต้องการมีค่าต่ำความเข้มของพลังงานจะเปลี่ยนแปลงจาก 0.1-10 MWm²

2.2 ทฤษฎีของการเหนี่ยวนำความร้อนโดยสนามแม่เหล็ก

สนามแม่เหล็กซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงกับเวลา เมื่ออยู่ภายในเนื้อเหล็กจะเกิดปรากฏการณ์ในลักษณะที่ว่า สนามแม่เหล็กที่ผิวมีการเปลี่ยนแปลงตามความลึกจากผิวของเหล็กซึ่งเราเรียกลักษณะนี้ว่า “สกินเอฟเฟ็คท์” (Skin Effect) ซึ่งจากผลของสกินเอฟเฟ็คท์นี้ทำให้มีกระแสไหลเฉพาะที่ผิวของเหล็กเท่านั้น ดังนั้นพลังงานที่ป้อนเข้าให้กับเหล็กจะอยู่เฉพาะที่ผิว

2.2.1 การกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็ก

ในการหาการกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็กนั้น,กำหนดให้กระแสที่กระจัดกระจาย(Displacement current) นั้นน้อยมากไม่นำมาคิด

จากสมการของสนามแม่เหล็ก

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

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

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

ถ้าในเหล็กมีค่า conductivity (δ) และจากกฎของโอห์ม

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

จากสมการที่ (1) และ (4) จะได้

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

จากสมการที่ (3)

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

แทนค่าจากสมการ (2) ,(6) ในสมการ (5)

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

กำหนดให้เหล็กที่ใช้เป็นไอโซทรอปิกมีเดีย (isotropic media) และมีค่าความซึมขามแม่เหล็ก (permeability : μ) กับค่าความนำ (conductivity : δ) นั้นคงที่ ตลอดเนื้อสาร

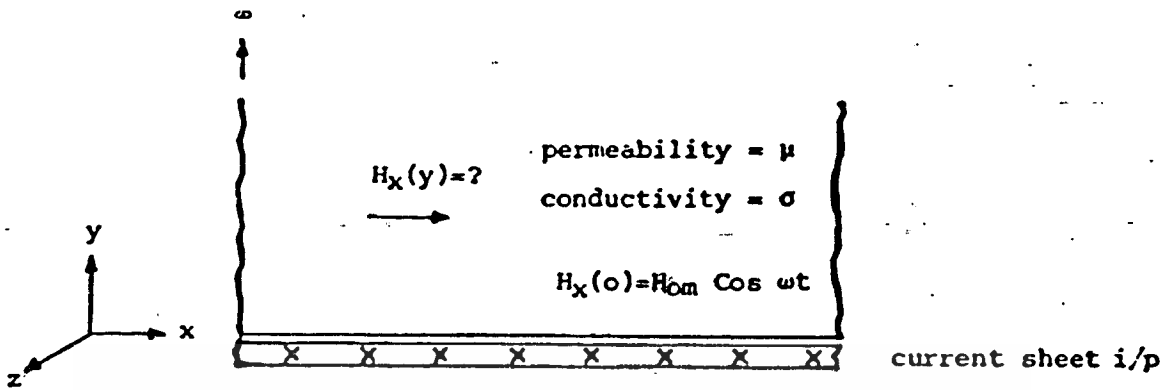
$$\text{ดังนั้น} \quad \nabla \mu = 0 ; \quad \nabla \delta = 0 ;$$

$$\partial \mathbf{B} / \partial \mathbf{H} = \mu$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \delta \left| \partial \mathbf{B} / \partial \mathbf{H} \right| \cdot \left| \partial \mathbf{H} / \partial t \right|$$

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

หาการกระจายของ \mathbf{H} ภายในเนื้อเหล็ก โดยเริ่มกำหนดจากค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H_x) ที่ผิวเหล็กมีทิศทางในแนวแกน x เท่านั้น , และคิดว่าแท่งเหล็กมีขนาดยาวในแกน ต่าง ๆ มากโดยมี 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 \mathbf{H} จะขึ้นอยู่กับ ค่า y โดยไม่แปรตาม x และ z



รูปที่ 2.2 ขดลวดตัวนำและเหล็กที่หนามาก

กำหนดให้ที่ $y = 0$ (ที่ผิวของเหล็ก)

$$H_x(0) = H_{0m} \cos \omega t$$

เราสามารถแทนสมการตรีโกณให้อยู่ในรูปของ exponential ได้โดยจาก Euler's Identities

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$$

ซึ่งสามารถเขียนสมการของความเข้มของสนามแม่เหล็ก ที่ตำแหน่ง $y=0$ ได้ดังนี้คือ

$$H_x(0) = \text{Re} (H_{0m} e^{j\omega t})$$

หรืออาจไม่เขียน Re ไว้ แต่เมื่อได้คำตอบก็หาค่า real part จากสมการที่ (7)

$$\nabla^2 H = \delta \mu \cdot \partial H / \partial t$$

$$\nabla^2 H = \frac{\partial^2 H_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = \delta \mu \frac{\partial H}{\partial t}$$

แต่เนื่องจากว่า ความเข้มของสนามแม่เหล็ก มีทิศทางในแนวแกน x และ แปรตามระยะทาง y เท่านั้น

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \delta \mu \cdot \partial H_x / \partial t$$

กำหนดให้ $H_x = H_x(y) \cdot e^{j\omega t}$ โดยที่ $H_x(y)$ เป็นค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กที่แปรตามระยะ y $\therefore (\partial^2 H_x / \partial y^2) - (\delta \mu \cdot j \omega H_x) = 0$

จาก $\sigma = 1/\rho$

เมื่อ ρ เป็นค่า resistivity

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} - \mu j \omega H_x = 0$$

กำหนดให้

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

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} - 2j\alpha^2 H_x = 0$$

ซึ่งสามารถจัดให้อยู่ในรูปของ differential equation ได้คือ

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} - K^2 H_x = 0$$

เมื่อ $K^2 = 2j\alpha^2$

และ solution of differential ได้ดังนี้

$$H_x = A_1 \exp(Ky) + A_2 \exp(-Ky)$$

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 $H_x = H_{om} \cdot \exp(-Ky) \cdot \exp(j\omega t)$

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

$$H_x = H_{om} \cdot \exp\{-(1+j)\alpha y\} \cdot \exp(j\omega t)$$

$$H_x = H_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \exp\{j(\omega t - \alpha y)\} \quad (8)$$

ซึ่งค่าของความเข้มของสนามแม่เหล็ก จะเป็น real part

$$H_x(y) = H_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (9)$$

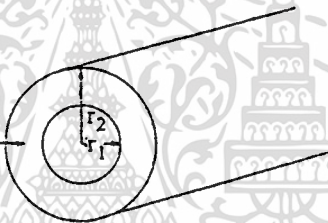
จากสมการจะเห็นว่า ความเข้มของสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความลึกจากผิวตามค่าที่นำมาคูณคือ $\exp(-\alpha y)$ และที่ความลึกต่าง ๆ ความเข้มของสนามแม่เหล็กจะ lag สนามที่ผิวเป็นมุม αy

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 นี้จะมากน้อยขึ้นอยู่กับตัวกลางที่ลวดผ่านอยู่และชนิดของลวดตัวนำนั้นด้วย

จากผลข้างต้นมานี้ทำให้มีผู้ผลิตสายไฟสำหรับความถี่สูง โดยใช้เป็นลักษณะท่อกลวง เพื่อลดน้ำหนักของลวดและยังให้กระแสไหลได้เท่าเดิม การเกิด skin depth ดูได้จากรูปที่ 2.3.

บริเวณกระแสความถี่สูง (สฟ) ผ่าน



รูปที่ 2.3 แสดงบริเวณกระแสความถี่สูงไหลผ่านผิว

การหาพื้นที่หน้าตัดของบริเวณกระแสไหลผ่าน (skin depth) สามารถหาได้จากสูตร คือ

พื้นที่หน้าตัดทั้งหมด (A_1)

$$= \pi r_2^2$$

พื้นที่หน้าตัดวงกลมใน (A_2)

$$= \pi r_1^2$$

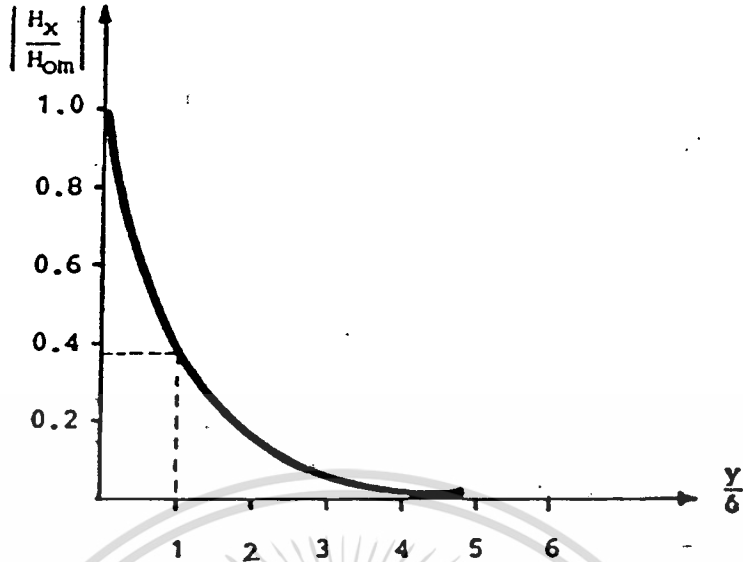
พื้นที่ skin depth

$$= \pi r_2^2 - \pi r_1^2 = \pi (r_2^2 - r_1^2)$$

จากหัวข้อ 2.1 จะเห็นได้ว่าค่าของสนามแม่เหล็กนั้นกระจายตามความลึกของ y โดยแสดงโดยสมการที่ (9) โดยที่เทอมของ $\exp(-\alpha y)$ เป็นตัวกำหนดขนาดของ เมกนิจูด ของ H_x ที่ระดับความลึกจากผิวต่าง ๆ

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

เรียกค่า y นี้ว่า Skin depth ใช้สัญลักษณ์ δ



รูปที่ 2.4 การกระจายของค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กกับความลึก

$$\delta = 1/\alpha$$

$$= \sqrt{2\rho/\mu\omega} \quad ; \mu = \mu_0\mu_r$$

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

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

ω คือ ความถี่เชิงมุม (เรเดียน/วินาที)

ซึ่งจะ ได้ความสัมพันธ์แสดงให้เห็นได้ในรูปที่ 2.4

2.2.3 ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก , ความหนาแน่นของกระแสและความเข้มของสนามไฟฟ้า

เมื่อทราบถึงการกระจายของความเข้มของสนามแม่เหล็กในเหล็ก ซึ่งมีค่าความซึมซาบแม่เหล็ก(Permeability) คงที่ จึงสามารถหาความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กได้โดยสมการที่ (9)

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

และจาก $B = \mu H$

$$B_x(y) = \mu H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (11)$$

นอกจากนั้น ยังสามารถหา ความหนาแน่นของกระแส ในเนื้อเหล็กที่จุดต่าง ๆ ได้

เอกสารนี้ โดยจากที่ทราบว่า สำหรับ $\nabla \times H$ ซึ่ง = J การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กนั้น มีทิศทางในแนวแกน x เท่านั้น และแปรค่าตามระยะทางในแกน y

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

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

$$J_x(y) = -k \left| \frac{\partial H_x}{\partial y} \right|$$

จากสมการที่ (8)

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

ดังนั้นจะได้

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

จาก

$$\begin{aligned} \sqrt{2}j &= 1+j \\ &= \sqrt{2} \cdot \exp(j \cdot \pi/4) \\ J_x(y) &= \sqrt{2} \cdot H_{om} \cdot \alpha \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \exp\{\omega t - \alpha y + (\pi/4)\} \end{aligned}$$

ซึ่งค่าของความหนาแน่นกระแส จะเป็นค่า real part

$$J_x(y) = \sqrt{2} \cdot \alpha \cdot H_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \cos\{\omega t - \alpha y + (\pi/4)\} \quad (12)$$

หา ค่าความหนาแน่นกระแส ที่ตำแหน่ง $y = 0$

$$J_x(y) = \sqrt{2} \cdot \alpha \cdot H_{om} \cdot \exp\{j(\omega t + (\pi/4))\}$$

กำหนดให้

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

ซึ่งค่า J_{om} จะเป็นขนาด magnitude ที่ตำแหน่ง $y = 0$ หรือที่ผิวของโลหะ และ เฟสของ J จะ lead H ที่จุดต่าง ๆ เป็นมุม $\pi/4$ หรือ 45 องศา

$$J_x(y) = J_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \cos\{j(\omega t - \alpha y)\}$$

ดังนั้น จะสามารถหาค่าความหนาแน่นกระแสที่ความลึกต่าง ๆ จาก

$$J_x(y) = J_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \cos\{j(\omega t - \alpha y)\} \quad (13)$$

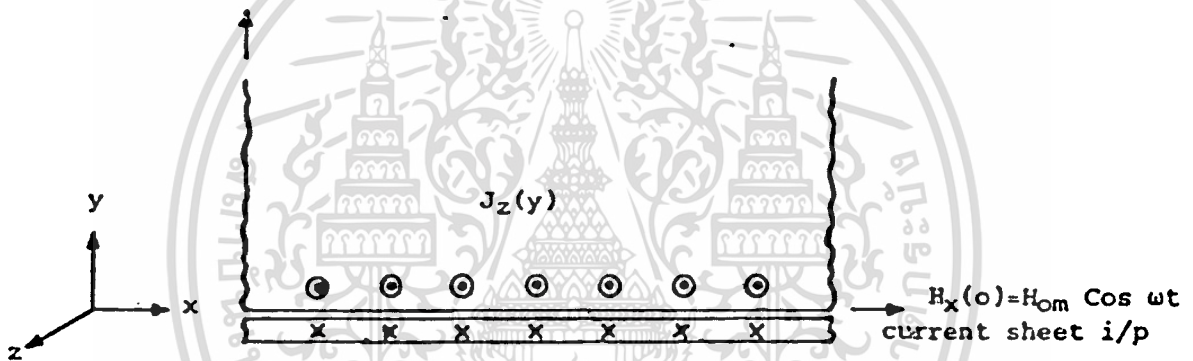
จากการหา ความหนาแน่นกระแสจะพบว่า J จะมีทิศอยู่ในแนวแกน z และจะสามารถหาค่าความเข้มของสนามไฟฟ้าที่เกิดในเหล็ก

$$\text{จาก } E = J/\delta = \rho J$$

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

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 จึงสามารถหา ค่ากระแสไฟฟ้าต่อ เมตร ในแนวแกน x

$$\begin{aligned} \text{ค่ากระแสไฟฟ้าต่อเมตร} &= \int_0^{\alpha} J_z \, dy \\ &= \int_0^{\alpha} J_{om} \cdot \exp(-\alpha y) \cdot \cos(\omega t - \alpha y) \, dy \\ &= J_{om} \cdot \text{Re} \left[\int_0^{\alpha} \exp(j\omega t - (1+j)\alpha y) \, dy \right] \\ &= J_{om} \cdot \text{Re} \left[\left. \frac{\exp[j\omega t - (1+j)\alpha y]}{-(1+j)\alpha} \right|_0^{\alpha} \right] \\ &= J_{om} \cdot \text{Re} \left[\frac{\exp(j\omega t)}{(1+j)\alpha} \right] \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

จะเห็นได้ว่า กระแสที่ไหลในเนื้อเหล็กจะมีค่าเท่ากับ ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ผิวของเหล็ก และ อินเฟสกัน

$$\therefore I_m = H_{om} \quad (16)$$

2.2.5 กำลังที่เกิดขึ้นในเหล็ก

จากที่สามารถหาค่าความหนาแน่นกระแสที่จุดต่าง ๆ ในเหล็ก เมื่อทราบค่ารีซิสติวิตีของเหล็กแล้ว ก็จะหาค่าของกำลังที่สูญเสียในเหล็กต่อลูกบาศก์เมตร เท่ากับ ρJ^2 เมื่อต้องการรู้กำลังที่สูญเสียทั้งหมด โดยการอินทิเกรตตลอดปริมาตร

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

$$P = \int_0^\alpha \rho J_x^2 dy = \rho J_{om}^2 \int_0^\alpha \exp[-2\alpha y] \cdot \cos^2[\omega t - \alpha y] dy$$

จะเห็นว่า เทอม $\cos 2(\omega t - \alpha y)$ เมื่อเราอินทิเกรตในช่วงคาบของคลื่นจะได้เท่ากับ $1/2$ โดยที่ αy ไม่มีผลต่อค่าของอินทิเกรตเนื่องมาจากค่า $(-\alpha y)$ เป็นผลทำให้ phase shift ไปเท่านั้นเอง

$$P = [\rho J_{om}^2 / 2] \int_0^\alpha \exp[-2\alpha y] dy$$

$$P = [\rho J_{om}^2 / 4\alpha] \exp[-2\alpha y] \Big|_0^\alpha$$

$$P = [\rho J_{om}^2 \delta] / 4$$

$$\begin{aligned}
 \text{จาก } |J_{om}| &= \sqrt{2} \alpha \cdot |H_{om}| = [\sqrt{2} \cdot |H_{om}|] / \delta \\
 P_{av} &= [\rho \cdot H_{om}^2] / 2\delta \quad (17)
 \end{aligned}$$

ค่ากำลังสูญเสียที่คำนวณได้เป็นค่าเฉลี่ยซึ่งคิดกำลังรวมทั้งหมด ตั้งแต่ที่ผิว $y = 0$ จนถึง $y = \alpha$ เมื่อค่าเปรียบเทียบความสูญเสียตั้งแต่ผิวถึงจุด y ใด ๆ กับความสูญเสียที่ผิวถึง $y = \alpha$ ซึ่งจะออกมาเป็น per unit loss

$$P_y/P = 1 - \exp[-2\alpha y]$$

$$\text{ที่ } y = 1/\alpha = \delta$$

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

$$\text{ที่ } y = 2/\alpha = 2\delta$$

$$\begin{aligned} P_y/P &= 1 - e^{-4} \\ &= 1 - 0.018 \\ &= 0.982 \end{aligned}$$

2.2.6 เส้นแรงแม่เหล็ก

เส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดหาได้โดยการอินทิเกรต ตลอดพื้นที่หน้าตัดของสนามแม่เหล็กที่ผ่าน เนื่องจากทิศทางของความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กขนานกับแกน x ดังนั้นจะตั้งฉากกับระนาบ $y-z$ ซึ่งค่า B จะเปลี่ยนตามระยะ y เท่านั้น ดังนั้นเราสามารถหาเส้นแรงแม่เหล็กต่อหน่วยความยาวในแกน z

$$\begin{aligned} \phi &= \mu H_{om} \int \exp[j\omega t - (1+j)\alpha y] dy (x_1) \\ &= [\mu H_{om} \cdot \exp\{j[\omega t - \pi/4]\}] / [\sqrt{2}\alpha] \end{aligned}$$

ค่าของเส้นแรงแม่เหล็กเป็น ค่า real part

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

2.2.7 การเหนี่ยวนำศักย์ไฟฟ้า

เมื่อทราบถึงเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดในเนื้อเหล็กก็สามารถหาการเหนี่ยวนำศักย์ที่เกิดขึ้นในขดลวดจ่ายพลังงาน

กำหนดว่า ขดลวดจ่ายพลังงานมีอยู่ N รอบ

$$\begin{aligned} \text{จาก } \text{emf.} &= N[d\phi/dt] \\ &= [-\mu N \omega H_{om} \cdot \sin[\omega t - \pi/4]] / [\sqrt{2}\alpha] \\ \text{ดังนั้น } \text{emf} &= [\mu N \omega H_{om} \cdot \cos[\omega t + \pi/4]] / [\sqrt{2}\alpha] \quad (19) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.8 การคำนวณหาค่าโดยประมาณ

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

Temperature (อุณหภูมิ C.)	ρ (Ω -m)	μ_r	δ (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 ตัวอย่างการคำนวณ หา Skin Effect

$$\text{จาก skin depth } (\delta) = \sqrt{2\rho/\mu\omega}$$

เมื่อไฟที่จ่ายให้กับขดลวด มีความถี่ = 100 กิโลเฮิรตซ์

$$\text{จะได้ } \omega = 2\pi \times 100 \times 10^3 = 6.28 \times 10^5 \text{ เรเดียน/วินาที}$$

ค่ารีซิสติวิตี (resistivity) กับค่าเปอร์เมียบิลิตี (permeability) เป็นค่าขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของเหล็ก

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

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

ส่วน skin depth ของทองแดงโดยค่า μ_r ของทองแดงที่ใช้เป็นลวดทองแดงที่ใช้เป็นลวดตัวนำ มี ค่าเท่ากับ 1

$$\text{resistivity}(\rho) \text{ ที่ } 50^\circ\text{C} = 2 \times 10^{-5} \Omega\text{-m}$$

$$\text{skin depth} = \sqrt{[2 \times 10^{-5}] / [1 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 6.28 \times 10^5]}$$

$$= 0.225 \text{ มิลลิเมตร}$$

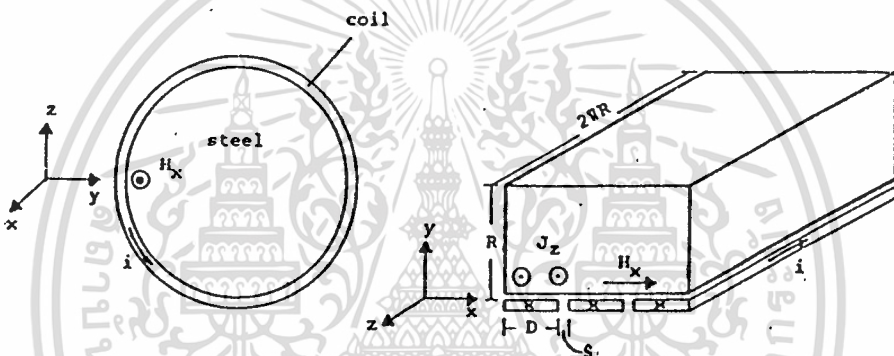
เพราะฉะนั้น ลวดตัวนำที่ใช้จะต้องเป็นแบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประโยชน์ในการศึกษา เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อจับขดลวดมาคัดแล้วคดก็ออกจะได้

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



รูปที่ 2.6 เปรียบเทียบเมื่อคดเส้นของลวดออกมาเป็นแบบถึเนียร์ตามแกน x, y และ z

ถ้ารู้ค่าศักดาไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดจ่ายพลังงานจะทำให้สามารถหาค่า H_{om} ได้ ดังนั้น กระแสทั้งหมดในขั้วงาน $= H_{\text{om}}x$

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

$$\begin{aligned} \text{กำลังที่สูญเสียในเหล็ก} &= P.(\text{พื้นที่ของผิวเหล็ก}) \\ &= [\rho H_{\text{om}}^2 / 2\delta].x.z \end{aligned}$$

หรือหากำลังที่ป้อนให้กับขดลวดซึ่งจะเท่ากับกำลังที่สูญเสียในเหล็ก

$$\begin{aligned} \text{กำลังที่ป้อนเข้าสู่ขดลวด} &= V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cdot \cos \theta \\ &= [1/2].V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cdot \cos[\pi/4] \end{aligned}$$

$$\text{จาก} \quad V_{\max} = \frac{\mu.N.w.H_{\text{om}}.z}{\sqrt{2} \cdot \alpha}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{\max} = \frac{H_{\text{om}} \cdot x}{N}$$

$$\text{กำลังที่ป้อนเข้าสู่ขดลวด} = \frac{\mu \cdot \omega \cdot H_{\text{om}}^2 \cdot \cos[\pi/4] \cdot (x \cdot z)}{2\sqrt{2}\alpha}$$

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

$$\text{และ } \alpha = 1/\delta$$

2.3 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์

คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้รับความนิยมมากในปัจจุบัน ไม่ว่าจะเป็นแบบขนานหรือแบบอนุกรม สามารถให้มันทำงานที่ความถี่สูงกว่า 100 kHz ได้ ซึ่งจะทำให้แหล่งจ่ายไฟมีขนาดเล็กลง นอกจากนี้คอนเวอร์เตอร์แบบนี้ยังมีสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำมาก และสามารถทำงานได้ดีแม้จะทำงานที่ความถี่สูง

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมก็เป็นแบบหนึ่งที่น่าสนใจอย่างกว้างขวาง เพราะมีข้อได้เปรียบกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นตรงที่ให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าในระดับกำลังเอาต์พุตที่เท่า ๆ กัน เพราะว่ามี การสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ต่ำมาก (ที่เพาเวอร์มอสเฟตและไดโอดเรียงกระแส) จึงทำให้แผ่นระบายความร้อนที่ติดกับเพาเวอร์มอสเฟตมีขนาดเล็กลง จึงเป็นการลดขนาดและน้ำหนักรวมของแหล่งจ่ายไฟลงไปด้วย ที่เป็นเช่นนี้ได้ก็เนื่องจากลักษณะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะสวิตช์แรงดันไฟตรงเมื่อกระแสครนของเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เป็นผลให้อุปกรณ์พวกหม้อแปลงและตัวเก็บประจุมีขนาดเล็กลง เพราะกระแสที่เกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมนี้เป็นคลื่นรูปซายน์อย่างแท้จริง จึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างรวดเร็ว ดังเช่นที่เกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์รูปอื่นๆ ที่มีลักษณะกระแสเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ทำให้การแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI และ RFI มีระดับต่ำมาก ในตอนนี้จะพิจารณาเฉพาะคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมเท่านั้น

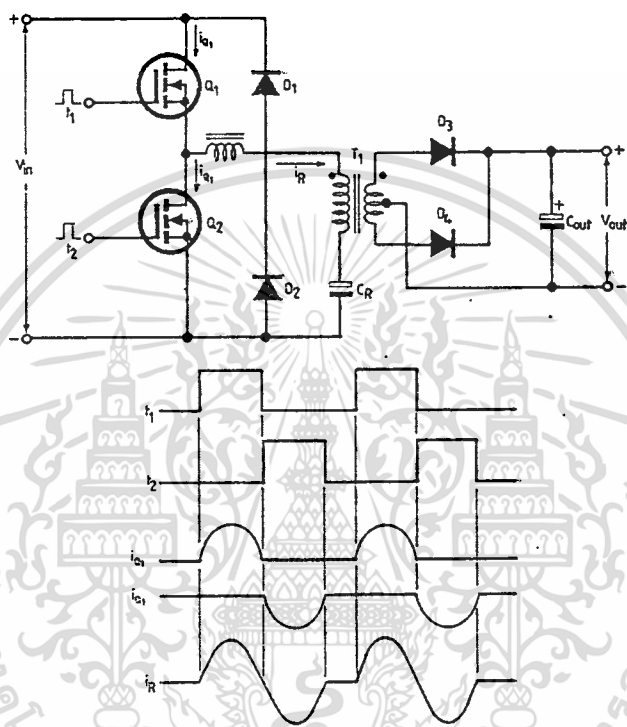
2.3.1 คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม

มีรูปแบบวงจรและสัญญาณที่เกี่ยวข้อง ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ในสภาวะเริ่มแรก สมมุติให้มอสเฟต Q_1 และ Q_2 ยังไม่ทำงานและตัวเก็บประจุ C_R ไม่มีประจุอยู่เลย ต่อมาป้อนพัลส์ v_i เข้าขาเกตของ Q_1 ก็จะนำกระแส I_{Q1} ไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 และ วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม $L_R C_R$ โดยที่ I_{Q1} จะค่อยมีค่าเพิ่มขึ้นจากศูนย์ในลักษณะซายน์ประจุไว้ที่ C_R

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



และส่งพลังงานผ่านหม้อแปลง T_1 ไปยังโหลดที่ต่อหรือ C_R เก็บประจุค่าสูงสุด (กระแสเกิดจะหยุดจ่าย) แรงดันที่ตกคร่อม L_R ก็จะยุติการเพิ่มขึ้นและเริ่มลดลง ทำให้ C_R พร้อมทั้งจะคายพลังงานที่สะสมออกมาผ่านหม้อแปลง T_1 และ L_R ทันทีที่ Q_2 ได้รับการทริกเกต



รูปที่ 2.7 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมและรูปคลื่นสัญญาณ

เมื่อ Q_2 ได้รับการทริกก็จะมีกระแส I_R ผ่าน Q_2 เป็น I_{Q2} ซึ่งกระแส I_R จะมีทิศทางกลับกันจากเดิมด้วยลักษณะเดียวกัน ดังนั้นกระแส I_R จึงมีลักษณะเป็นคลื่นซายน์ ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ทำให้แรงดันที่ขดทุติยภูมิเป็นคลื่นซายน์เช่นกันและจะถูกนำมาเรียงกระแสและกรองไฟโดย C_{out} เป็นแรงดันไฟตรง V_{out}

2.4 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์

จากคุณสมบัติด้านอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตและกำลังเอาต์พุตดังนี้ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีโอกาสไปใช้

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

เมื่อ η คือประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นหาค่า C_R และ L_R ได้โดย

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

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

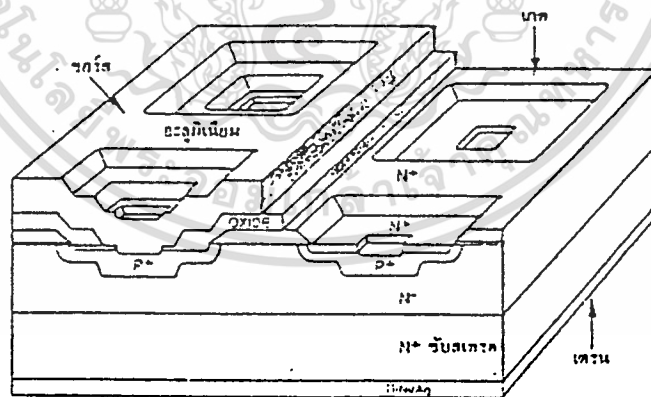
เมื่อ f คือ ความถี่ที่ให้คอนเวอร์เตอร์ทำงาน

2.5 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภทอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังชนิดหนึ่ง ซึ่งมีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 2.8 นิยมใช้มากในวงจรสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายและการควบคุมมอเตอร์ เนื่องจากมีข้อดีกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ

- กำลังงานสูญเสียขณะสวิตช์ต่ำ
- ไม่มีช่วงแรงดันพังทลายที่ 2 (Secondary Breakdown)
- มีความต้านทานและเสถียรภาพทางอุณหภูมิดี
- ใช้ในวงจรที่มีความถี่สูงได้ดี

แต่เพาเวอร์มอสเฟตมีข้อเสียคือแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสสูงมีค่าประมาณ 4-5 โวลต์ ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเพียง 1 โวลต์



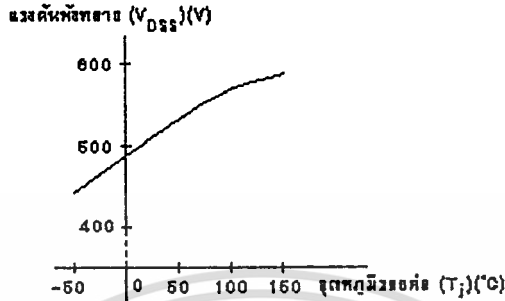
รูปที่ 2.8 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต

2.5.1 คุณลักษณะของเพาเวอร์มอสเฟต

แรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage, V_{DSS}) แรงดันค่านี้เป็นแรงดันระหว่างขา

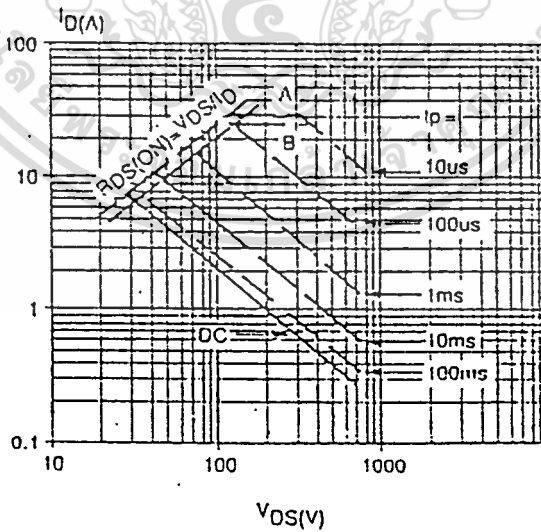
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ครนกับขอศ ค้งรูปที่ 2.9 โดยที่อุณหภูมิต่ำๆ ค่าแรงค้งพ้งทลยจะถคลงอย่างเห็นได้ชัด



รูปที่ 2.9 แรงค้งพ้งทลยที่ขครนกับขอศต่ออุณหภูมิรอยต่อ

ควมค้งทนขณะนำกระแส ($R_{DS(ON)}$) ขณะทีเพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสอย่างสมบูรณั แรงค้งที่ค้คกรอ้ระหว่างขครนกับขอศจะแปรค้งค้งกับกระแสทีไหลค้งผ่านตัวมันเนื่องมอจกค้ควมค้งทนระหว่างขครนกับขอศมีค้กษณะค้ยวค้กกับควมค้งทนกระแสค้งท้งๆ ไป



รูปที่ 2.10 ค้กษณะค้ยวค้กกราฟ SOA

เอกสรนั้เป็นเอกสรนั้ที่สงวนไว้ส้ห้บ้การใช้งนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญจตให้น้ไปใช้ประโยชนั้ด้บ้การค้ค้ไม่ว่กรณั้ใดๆ ท้งลั้น อี้กท้งห้บ้มิให้ค้ดเปล้งเนือห้ และค้ดอ้งอ้งถึงเจ้บ้ของเอกสรนั้ทุกค้ร้งทีมีก้การน้ไปใช้

ช่วงการทำงานที่ปลอดภัย (Safe Operating Area, SOA) ของเพาเวอร์มอสเฟต จะต่างจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือไม่มีแรงดันพังทลายที่ 2 ดังนั้น SOA ของเพาเวอร์มอสเฟตจะแสดงช่วงอัตราทนกำลัง ซึ่งจะแปรเปลี่ยนไปบ้างตามอุณหภูมิที่บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำ ในรูปที่ 2.10 แสดงให้เห็นตัวอย่างกราฟ SOA ของเพาเวอร์มอสเฟต

2.6 วงจรสั้นคัตสับเบอร์(Shunt Snubber)

จากรูปที่ 2.11 a แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบมีขดทุกขดขดขดเพียงขดเดียวพร้อมขดลวดคืนพลังงานจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล อุปกรณ์ D_1, C_1 และ R_1 มีหน้าที่สำคัญคือเป็นทางผ่านของกระแสเหนี่ยวนำที่เคยไหลในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงขณะที่ Q_1 หยุดการทำงานแรงดันปรากฏที่ขาคอลเลกเตอร์ของ Q_1 จะมีค่าเพิ่มขึ้นในระหว่างการที่ Q_1 หยุดทำงานโดยแรงดันที่ปรากฏนี้ จะขึ้นอยู่กับค่ากระแส I_s , ค่าของ C_1 และ ช่วงเวลาหยุดการทำงานของ Q_1 ถ้าไม่มีอุปกรณ์เหล่านี้ แรงดันที่ปรากฏนี้จะมีค่าสูงมาก กำหนดโดยค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดปฐมภูมิและอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสต่อเวลาในขณะที่หยุดทำงาน (di / dt)

2.6.1 การคำนวณวงจรสับเบอร์

จากรูปที่ 2.11 b ค่าของ C_1 จะถูกเลือกในแรงดัน V_{∞} เป็น 70% ของอัตรา V_{∞} ของ Q_1 เมื่อกระแสคอลเลกเตอร์ลดลงเป็นศูนย์ที่เวลา t_2

สมมติว่าค่าความเหนี่ยวนำของขดปฐมภูมิรักษาให้กระแสปฐมภูมิมีค่าคงที่ระหว่างการหยุดนำกระแสและสมมติว่าการลดลงของกระแสคอลเลกเตอร์ใน Q_1 ลดลงเป็นเชิงเส้นในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 กระแสที่ไหลผ่านสับเบอร์ (I_s) จะเพิ่มอย่างเชิงเส้นตลอดช่วงเวลาเดียวกัน

ช่วงเวลาตกลงของกระแสคอลเลกเตอร์ทราบได้จากคู่มือจากบริษัทผู้ผลิตหรือจากการทดลองในสถานะแรงดันและกระแสของทรานซิสเตอร์สูงสุด ในช่วงที่กระแสคอลเลกเตอร์ลดลงกระแส I_s จะเพิ่มขึ้นจากศูนย์ถึง I_p ดังนั้นกระแสเฉลี่ยในช่วงเวลานี้คือ $I_p / 2$

กำหนดให้ I_p และช่วงเวลาหยุดนำกระแสสามารถหาได้ เราก็สามารถหาค่า C_1 ได้โดยใช้สูตร

$$dV_c / dt = (1 / 2)(I_p / C_1)$$

ดังนั้นถ้าแรงดันคอลเลกเตอร์ไม่มากไปกว่า 70% ของ V_{∞} เมื่อกระแสคอลเลกเตอร์ตกลงถึงศูนย์ที่เวลา t_2 ดังนั้น

$$C_1 = (I_p * t_2) / [2(70\%V_{\infty})]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

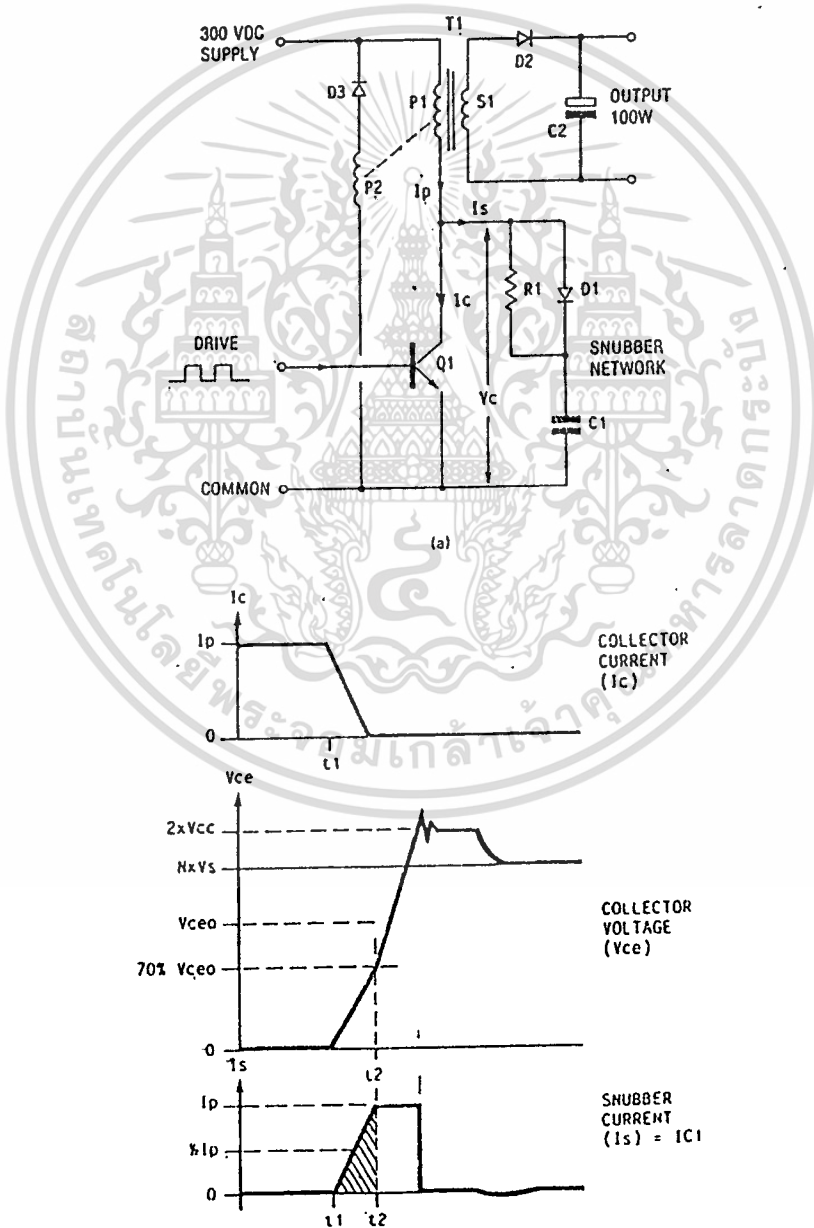
เมื่อ I_p คือ กระแสขดปฐมภูมิสูงสุด (Amp.)

t_f คือ ช่วงเวลาดกกลางของกระแสคอลเลคเตอร์ (t_1 ไป t_2) (μs)

V_{cc} คือ อัตราแรงดันฟังกทลายของทรานซิสเตอร์ (V)

C_1 คือ ค่าความจุ (μF)

ค่าความต้านทาน R_1 ไว้สำหรับคายประจุ C_1 ในขณะที่ช่วงเวลานำกระแสต่ำสุดค่าเวลาคงตัวของ C_1 และ R_1 จะต้องต่ำกว่า 50% ของช่วงเวลานำกระแสต่ำสุดเพื่อให้แน่ใจว่า C_1 คายประจุได้ทันก่อนช่วงเวลาที่ Q_1 จะหยุดนำกระแส ดังนั้น $R_1 = (1/2)(t_{on(min)} / C_1)$

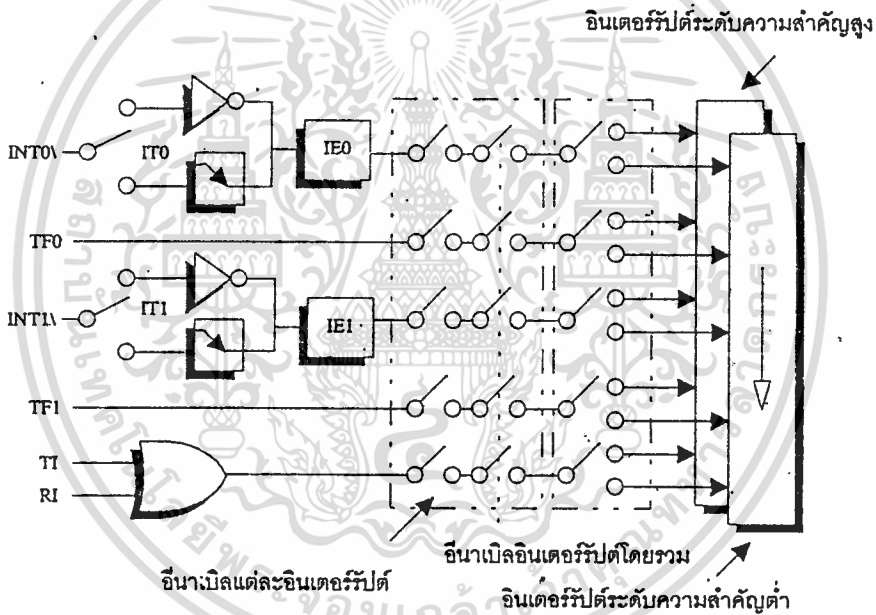


รูปที่ 2.11 a) วงจร RC snubber ที่ใช้กับคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 b) รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจร RC snubber
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 โครงสร้างการอินเทอร์รัปต์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051

จากแผนภาพโครงสร้างระบบอินเทอร์รัปต์ของ 8051 ในรูปที่ 2.12 แสดงให้เห็นว่า สัญญาณที่เข้ามาทำการอินเทอร์รัปต์ 8051 นั้นเกิดขึ้นได้ห้าลักษณะตามตารางข้อมูลในตารางที่ 2.2 โดยจะเห็นได้ว่าสามารถที่จะกำหนดเลือกเพื่อยินยอม (หรืออีน่าเบิล: Enable) และห้าม (หรือดิสเอนเบิล; Disable) ไม่ให้มีการอินเทอร์รัปต์แต่ละประเภทได้ โดยการกำหนดบิตของข้อมูลที่เกี่ยวข้องซึ่งมักจะอยู่ภายในรีจิสเตอร์ TCON และ SCON นอกจากนี้ยังมีตำแหน่งบิตภายในรีจิสเตอร์ IE (Interrupt Enable Register) ซึ่งทำหน้าที่เสมือนกับเป็นสวิตช์หลักที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณอินเทอร์รัปต์ทั้งหมดโดยหากว่ากำหนดให้ห้ามการเกิดอินเทอร์รัปต์แล้วการกำหนดบิตเพื่อห้ามหรือยินยอมของแต่ละอินเทอร์รัปต์ก็จะไม่มีผลใดๆ เกิดขึ้น



รูปที่ 2.12 แผนภาพแสดง โครงสร้างระบบการอินเทอร์รัปต์ของ 8051

สัญญาณ	ความหมาย
INT0	สัญญาณอินเทอร์รัปต์ภายนอก เข้ามาขาสัญญาณ P3.2
INT1	สัญญาณอินเทอร์รัปต์ภายนอก เข้ามาขาสัญญาณ P3.3
Timer0	สัญญาณอินเทอร์รัปต์ภายใน ที่เกิดจากวงจรนับ/จับเวลา Timer0
Timer1	สัญญาณอินเทอร์รัปต์ภายใน ที่เกิดจากวงจรนับ/จับเวลา Timer1
พอร์ตอนุกรม	สัญญาณอินเทอร์รัปต์ภายในและภายนอก ที่เกี่ยวข้องกับการส่งข้อมูลอนุกรมจากวงจรภายใน และรับข้อมูลอนุกรมจากภายนอกตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **ตารางที่ 2.2 สัญญาณอินเทอร์รัปต์ของ 8051 ห้าประเภท** ครอบคลุมขั้นตอนการดำเนินการต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 การจัดการอินเทอร์รัปต์

เมื่อมีการอินเทอร์รัปต์เกิดขึ้น ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำคำสั่งที่กำลังดำเนินการอยู่ให้แล้วเสร็จ จากนั้นจึงจะทำการเก็บค่าตำแหน่งแอดเดรสของคำสั่งที่จะทำงานต่อไปยังบริเวณของหน่วยความจำที่ถูกกำหนดไว้ให้เป็นสแต็ก(Stack)และกระโดดไปยังตำแหน่งแอดเดรสที่ได้มีการกำหนดไว้แน่นอนตำแหน่งหนึ่งโดยฮาร์ดโน้มติ (ดูตารางที่ 2.3) ตำแหน่งนี้เรียกว่าแอดเดรสของอินเทอร์รัปต์เวกเตอร์ (Interrupt Vector Address) ซึ่งผู้ใช้จะต้องทำการเขียนโปรแกรมย่อย (Subroutine) ที่ตำแหน่งแอดเดรสเหล่านี้ไว้ซึ่งเรียกว่า โปรแกรมย่อยบริการอินเทอร์รัปต์ (Interrupt Service Routine)

แหล่งกำเนิดสัญญาณอินเทอร์รัปต์	ตำแหน่งแอดเดรส (สามสิบหก)
อินเทอร์รัปต์ภายนอก 0 วงจรมับ/จับเวลา 0	0003 000B
อินเทอร์รัปต์ภายนอก 1 วงจรมับ/จับเวลา 1	0013 001B
วงจรมับ/ส่งข้อมูลอนุกรม	0023

ตารางที่ 2.3 ตำแหน่งอินเทอร์รัปต์เวกเตอร์ของสัญญาณอินเทอร์รัปต์ต่างๆ

2.9 ตัวอย่างโปรแกรม

การเขียนโปรแกรมการอินเทอร์รัปต์

จุดประสงค์

เพื่อแสดงให้เห็นถึง โครงสร้างของ โปรแกรมที่มีการใช้เทคนิคการอินเทอร์รัปต์ในการควบคุมการทำงาน โดยจะจำแนกเป็นส่วนของโปรแกรมหลักและโปรแกรมย่อยตอบสนองการอินเทอร์รัปต์ซึ่งจะอยู่ในตำแหน่งที่ได้รับการกำหนดไว้ล่วงหน้าจากโครงสร้างการอินเทอร์รัปต์ของ 8051 แล้ว

คำอธิบายเพิ่มเติม

จากตัวอย่างจะเห็นว่าได้มีการเริ่มต้นส่วนของโปรแกรมไว้ที่แอดเดรส 40H ซึ่งเป็นบริเวณที่อยู่ภายหลังจากส่วนแอดเดรสของอินเทอร์รัปต์เวกเตอร์ แต่เนื่องจากว่าเมื่อเริ่มต้นจ่ายไฟให้กับระบบ 8051 ตำแหน่งแอดเดรสเริ่มต้นที่จะทำคำสั่งอยู่ที่แอดเดรส 000H ดังนั้น

จึงใช้คำสั่งกระโดดไว้ที่แอดเดรส 000H นั้นเพื่อให้กระโดดข้ามมายังส่วนของโปรแกรมหลัก สำหรับ การเขียนโปรแกรมย่อยตอบสนองการอินเตอร์รัปต์ที่ตำแหน่งแอดเดรสของเวกเตอร์-อินเตอร์รัปต์นั้นจะสังเกตว่าในที่นี้ใช้ลักษณะของการกระโดดไปยัง โปรแกรมย่อยอีกทอดหนึ่ง ไม่ได้เป็นการเขียนชุดคำสั่งที่แอดเดรสเริ่มต้นเหล่านี้เลย เนื่องจากสาเหตุว่า มีพื้นที่ระหว่างเวกเตอร์แอดเดรสที่อยู่ติดกันเพียง 8 ไบต์เท่านั้น ซึ่งในบางครั้งอาจจะไม่เพียงพอต่อการเขียนคำสั่งได้ครบถ้วน แต่อย่างไรก็ตามคำสั่งในบรรทัดสุดท้ายของโปรแกรมย่อยนี้ก็ต้องเป็นคำสั่ง RETI เช่นเดิม

โดยทั่วไปแล้วสิ่งที่ควรให้ความสนใจในการเขียน โปรแกรมย่อยบริการอินเตอร์รัปต์ คือ ในส่วนเริ่มต้นของโปรแกรมย่อย ควรจะมีการเก็บรักษาของรีจิสเตอร์หรือแฟล็กสถานะต่างๆ ที่จะต้องนำไปใช้ภายในโปรแกรมย่อย มิฉะนั้นอาจจะมีผลทำให้โปรแกรมปกติที่ทำอยู่ก่อนหน้าการมาทำงาน โปรแกรมย่อยตอบสนองอินเตอร์รัปต์ทำงานผิดพลาดไปได้



```

1 ;Program for 8051 interrupts
2 ;
3     ORG    00H    ;Start at 0000H (RESET)
4     LJMP   START
5 ;
6 ;     Place interrupt service vectors (jumps) for
7 ;     the five 8051 interrupt sources.
8 ;
9     ORG    03H    ;External Interrupt 0
10    LJMP   INT_INT0
11 ;
12    ORG    0BH    ;Internal Timer/Counter0
13    LJMP   INT_TCO
14 ;
15    ORG    13H    ;External Interrupt 1
16    LJMP   INT_INT1
17 ;
18    ORG    1BH    ;Internal Timer/counter 1
19    LJMP   INT_TC1
20 ;
21    ORG    23H    ;Serial Receiver/Transmitter
22    LJMP   INT_SER
23 ;-----
24 ;     Start of Main Program Section
25 ;-----
26    ORG    40H
27 START:
28    ;
29    ;
30    SJMP   $      ;End of main program section
31 ;
32 ;
33 ;     INTERRUPT SERVICE ROUTINES
34 ;-----
35 ;     TIMER/COUNTER-0 INTERRUPTS
36 ;     Service routine for Timer/Counter 0.
37 ;-----
38 INT_TCO:
39    ;
40    RETI    ;Return to Main program
41 ;
42 ;-----
43 ;     TIMER/COUNTER-1 INTERRUPTS
44 ;     Service routine for Timer/Counter 1.
45 ;-----
46 INT_TC1:
47    ;
48    RETI
49 ;
50 ;-----
51 ;     EXTERNAL INTERRUPTS
52 ;     Service routine for External Interrupt INT0
53 ;-----
54 INT_INT0:
55 ;
56    RETI

```

```

57 ;
58 ;-----
59 ;     EXTERNAL INTERRUPTS
60 ;     Service routine for External Interrupt INT1
61 ;-----
62 INT_INT1:
63     ;
64     ;
65     RETI
66 ;-----
67 ;     SERIAL INTERRUPTS
68 ;     Service routine for Serial Interrupts
69 ;-----
70 INT_SER:
71     ;
72     RETI
73 ;
74     END

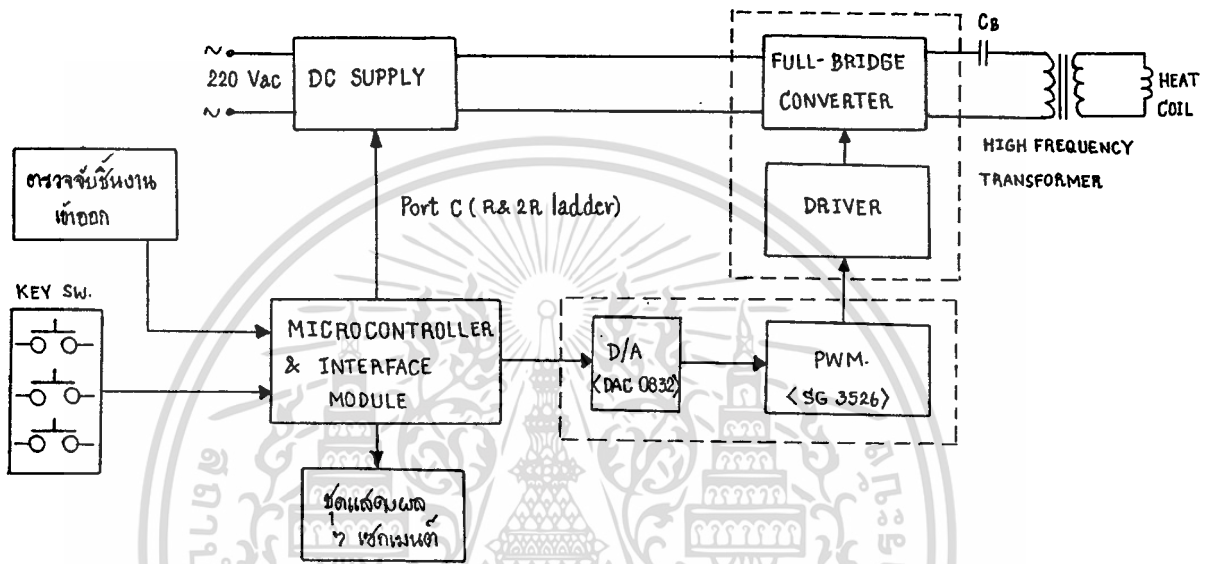
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 รายละเอียดในการออกแบบและการสร้าง

เนื่องจากเครื่องชั่งผิวเหล็กนี้ จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์มาควบคุมการทำงานให้เป็นโดยอัตโนมัติเพื่อการลดกำลังงานสูญเสีย และป้องกันความเสียหายในภาคคอนเวอร์เตอร์ เรา จะควบคุมการทำงานของเครื่องเป็นลำดับขั้นตอน รายละเอียดจะได้กล่าวต่อไป



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องชั่งผิวเหล็ก

โครงสร้างเครื่องชั่งผิวเหล็กที่ได้จัดทำนี้แบ่งเป็นส่วนใหญ่ ๆ คือ

- 1) ภาคจ่ายไฟตรง 300 โวลต์ แบบฟลูบริคซ์ฮาล์ฟคอนโทรลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกแบบบันได (R & 2R ladder)
- 2) ภาคคอนเวอร์เตอร์และภาคกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่สูงเช่น (Pulse Width Modulation; PWM) ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์
- 3) ชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 80C31 รุ่น V-3155
- 4) ชุดตรวจจับชิ้นงานเข้า-ออก ชนิดรับส่งด้วยแสงอินฟราเรด
- 5) ชุดหม้อแปลงความถี่สูง
- 6) โปรแกรมควบคุมภาษาแอสเซมบลี

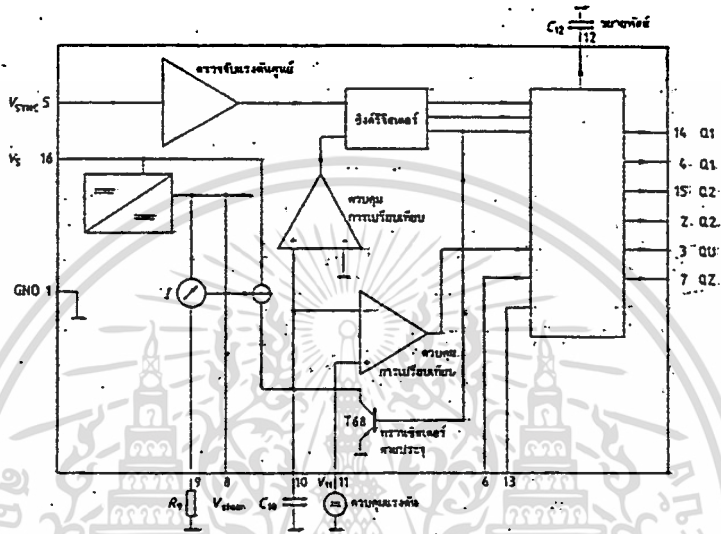
3.1 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรง 300 โวลต์

แบ่งการออกแบบเป็น 3 ส่วนดังนี้

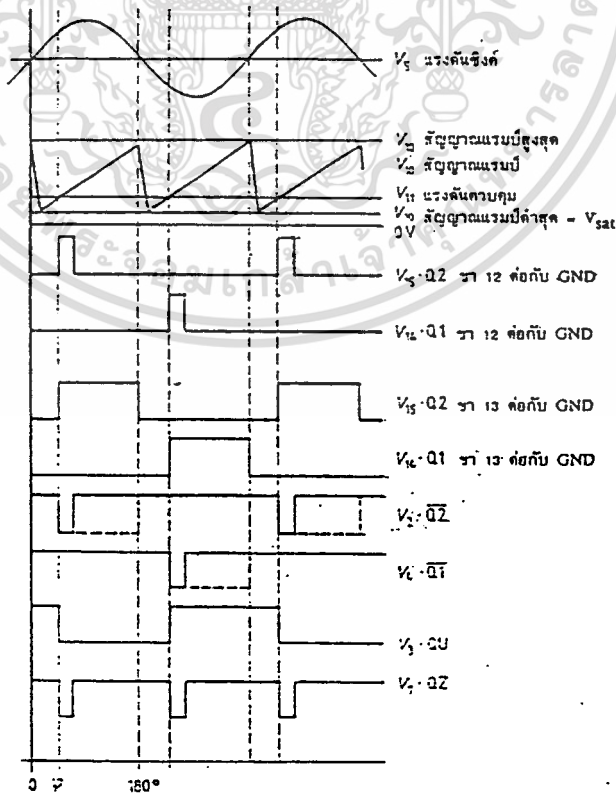
- 1) ภาคเฟสคอนโทรลแบบฟลูบริคซ์ฮาล์ฟคอนโทรล
- 2) ภาคควบคุมการเปิด-ปิด สัญญาณทริกเกตของเอสซีอาร์ด้วยรีเลย์
- 3) ภาคกรองกระแสและฟิลเตอร์

8.1.1 ภาคเฟสคอนโทรลแบบฟลูอิดิกส์ฮาร์ดฟคอนโทรลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกแบบบันได

เริ่มจากศึกษาคู่มือ ไอซีเฟสคอนโทรลเตอร์เบอร์ TCA 785และศึกษาวงจรฟลูอิดิกส์ฮาร์ดฟคอนโทรล รายละเอียดของไอซี TCA 785 เป็นดังนี้



รูปที่ 3.2 วงจรภายในไอซี TCA 785



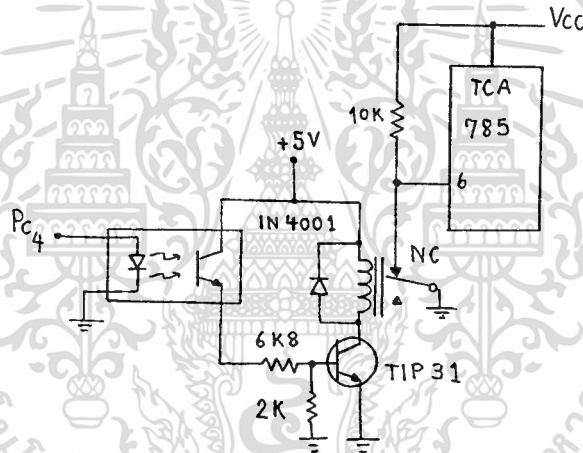
รูปที่ 3.3 สัญญาณต่างๆจากวงจรของไอซี TCA 785

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การรวมแรงดัน ถ้าสัญญาณอินพุตมีค่า 0000 จะได้ความต้านทานรวมเอาท์พุท เท่ากับ R และแรงดัน และแรงดันขาออกเท่ากับ 0 โวลต์ ถ้าสัญญาณเข้ามามีค่า 1000 แรงดันออกเท่ากับ 1/2 ของแรงดัน บิตที่เข้ามา สังเกตว่าจุดที่เป็นบันได จะได้ค่าความต้านทานรวมเท่ากับ R เสมอ ถ้าสัญญาณบิตนั้น เป็นลอจิก 0

3.1.2 ภาคควบคุมการเปิดปิดแหล่งจ่ายไฟด้วยรีเลย์

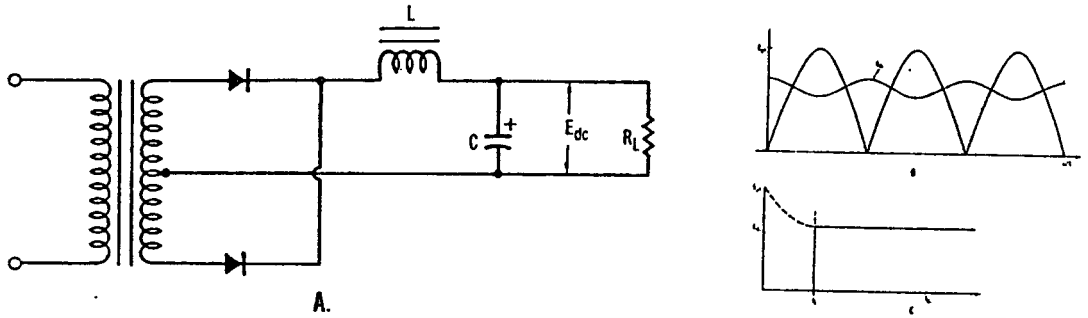
จากวงจรในรูป 3.4 พบว่าที่ขา 6 จะเป็นตัวเปิดปิดการทริกเอสซีอาร์ ในตอนแรกของการจ่ายไฟเข้าเครื่องซุมแข็งผิวเหล็กนั้น เราต้องไม่ให้ไอซี TCA 785 สร้างพัลส์ไปควบคุมเฟสของเอสซีอาร์ได้จนกว่าจะได้รับคำสั่งจากชุดไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังนั้นในสภาวะปกติเราต้องนำหน้าสัมผัสปกติปิดของรีเลย์มาต่อขา 6 ลงกราวด์เอาไว้ ดังรูปที่ 3.5 เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจจะเกิดกับภาคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.5 แสดงการต่อรีเลย์เพื่อหยุดการทำงานของเฟสคอนโทรล

3.1.3 ภาคกรองกระแสและฟิลเตอร์

เพื่อที่จะให้เอาท์พุทรีปเปิลต่ำและกำลังงานสูงเป็นพิเศษ จะต่อตัวเหนี่ยวนำอยู่ระหว่างวงจรเรกติไฟเออร์และตัวเก็บประจุ(C ฟิลเตอร์) ดังรูปข้างล่างนี้ ซึ่งกระแสจะไม่สามารถไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาหนึ่ง(ช่วงเวลาสั้นๆ) ทำให้ขณะที่ turn on จะลดกระแสกระชากที่เกิดขึ้นได้



รูปที่ 3.6 วงจรกรองแรงดันด้วยตัวเหนี่ยวนำ

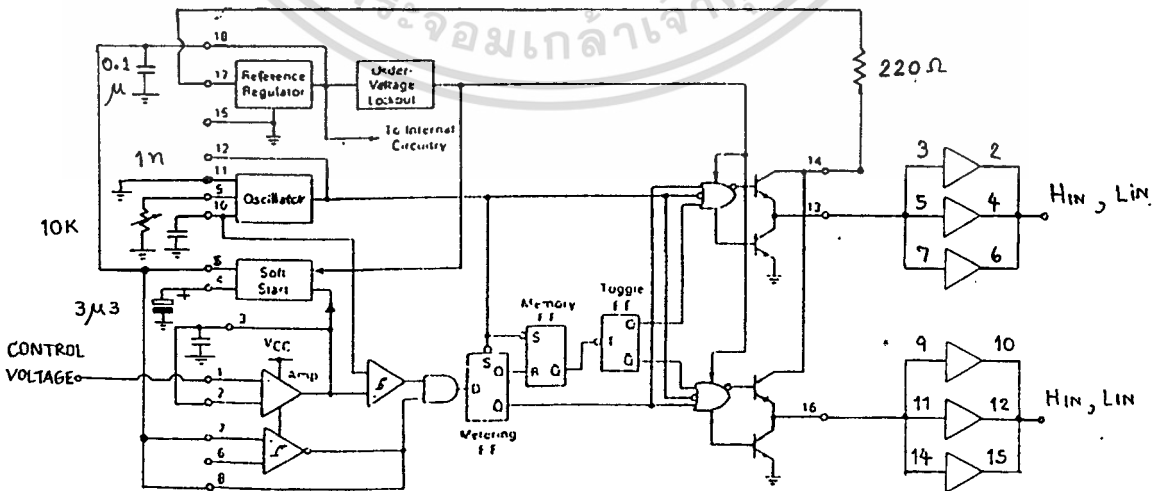
3.2 การออกแบบภาคคอนเวอร์เตอร์และชุดกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดคูลเอชัน

แบ่งการออกแบบเป็น 3 ส่วนดังนี้

- 1) ภาคกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดคูลเอชันใช้ไอซีเบอร์ SG3526 และไอซีบัพเฟอร์เบอร์ CD 4050
- 2) ภาคแปลงสัญญาณดิจิทัล 8 บิตเป็นอนาล็อก โดยใช้ IC DAC 0832
- 3) ภาคขับเพาเวอร์มอสเฟตแบบฟลูบริดจ์

3.2.1 การออกแบบภาคกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดคูลเอชัน

สัญญาณพัลส์ที่เราจะนำไปควบคุมภาคคอนเวอร์เตอร์นั้น มีความถี่เท่ากับ 100 kHz ดังนั้นเราจึงเลือกใช้ ไอซี SG 3526 ที่สามารถสร้างความถี่ขาออกได้ถึง 400 kHz



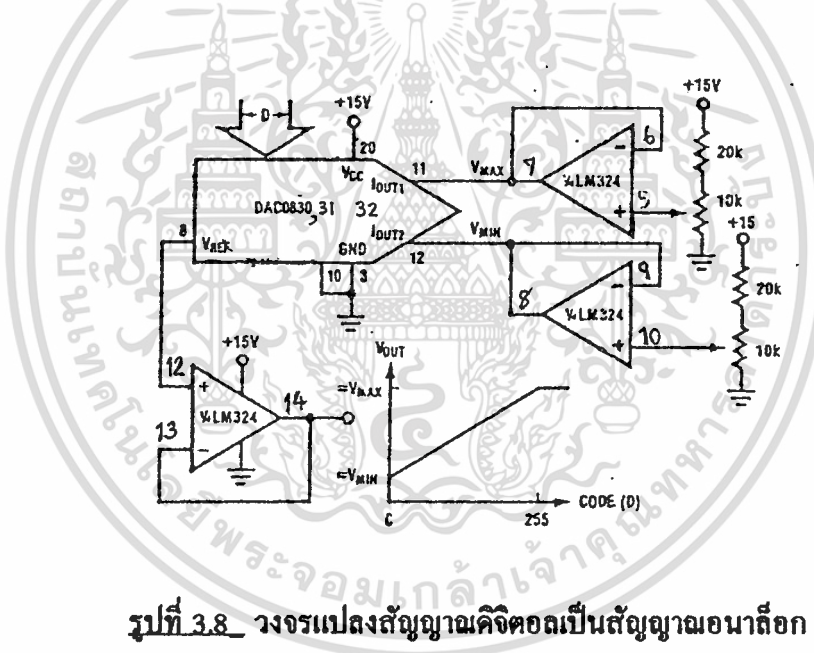
รูปที่ 3.7 วงจรสมบูรณข์ของภาคกำเนิดสัญญาณพัลส์วิดมอดคูลเอชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.7 เราใช้ออปแอมป์เพียงตัวเดียวมาทำเป็นบัฟเฟอร์เพื่อเป็นทางผ่านของสัญญาณควบคุมจากวงจร D/A ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย เพื่อให้เกิดการผสมความกว้างของพัลส์ (PWM) นำไปเข้าบัฟเฟอร์ แบบซิมอส แล้วส่งสัญญาณไปให้ภาคขับกำลังต่อไป

3.2.2 ภาคแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก

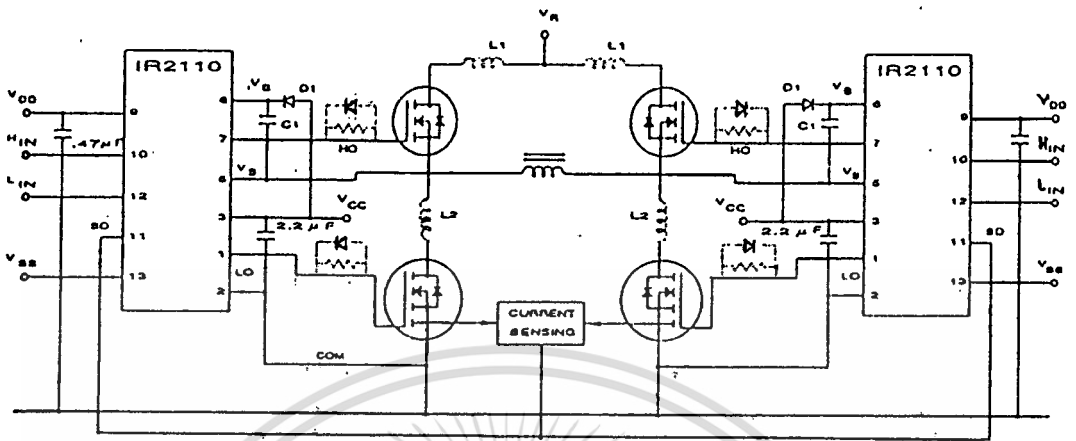
สัญญาณ PWM. เกิดจากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยและสัญญาณแรงดันไฟตรงควบคุม การควบคุมสัญญาณไฟตรงเป็นการควบคุมค่าวิเศษเกิด (Duty Cycle) ของสัญญาณ PWM. โดยตรง ดังนั้นวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกต้องสามารถปรับค่าแรงดันสูงสุดและต่ำสุดของแรงดันควบคุมนี้ได้ เพื่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงวิเศษเกิดในช่วงน้อยกว่าหรือเท่ากับ 40 % ได้พอดีกับสัญญาณดิจิทัลที่เข้ามา โดยค่าแรงดันสูงสุดคือแรงดัน V_{max} และค่าแรงดันต่ำสุดคือ V_{min} ตามรูปที่ 3.8



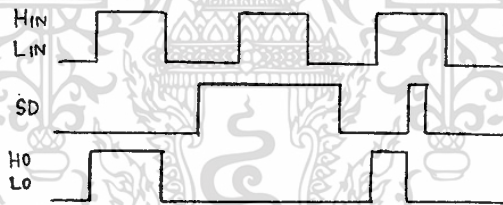
รูปที่ 3.8 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก

3.2.3 การออกแบบภาคคอนเวอร์เตอร์

ภาคคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้ในโครงงานนี้ จะใช้แบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge Converter) และ ใช้เพาเวอร์มอสเฟตแบบเอ็นซานเมนต์โหมดและใช้ภาคขับ (Driver) เป็นไอซีสำเร็จรูปเบอร์ IR 2110 ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 การประยุกต์ใช้ไอซี IR2110 ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบริค



รูปที่ 3.10 สลอจิกไคอะแกรมของไอซี IR 2110

จากสลอจิกไคอะแกรมของไอซี IR 2110 จะพบว่าสัญญาณเข้าที่ขา H_{in}, L_{in} จะมีเฟสของสัญญาณตรงกับสัญญาณขาออกที่ขา H_o, L_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

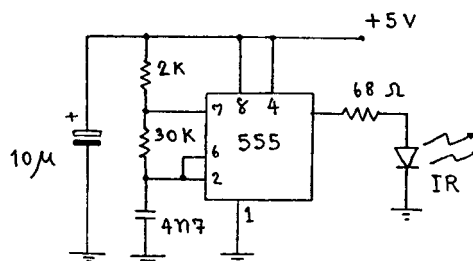
8.3 การเลือกใช้ชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

เราเลือกใช้บอร์ด V-3155 ของบริษัททิลารีเทร็กซ์ จำกัด ซึ่งคุณสมบัติของบอร์ดเป็นดังนี้

CPU	80C31(40 PIN-DIP OF MCS-51)
CLOCK	11.0592 MHz
MEMORY	0/32K SOCKET (PROGRAM)
PORT	8 BIT (PORT1 OF MCS-51) 4 BIT (/INT0,/INT1,/TO,/T1 OF MCS-51) 24 BIT (PORT OF 8255) 1 SERIAL PORT (RS232)
LED	1 POWER LED
SWITCH	1 RESET SWITCH
CONENTER	40 PIN MCS-51 SYSTEM-BUS 26 PIN 8255 3 PIN RS232 2 PIN 5V. DC
JUMPER	2 WAY JUMPER FOR /EA SELECT (EXT,INT) 2 WAY JUMPER FOR MEMORY SOCKET (8-16K,32K)
POWER SUPPLY	5V. DC CURRENT 210 mA (WITH 27C256 EPROM)

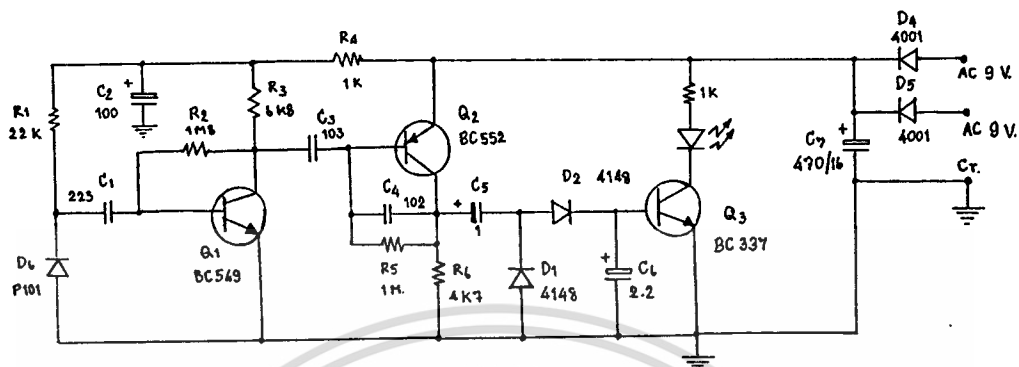
8.4 การประยุกต์ใช้ชุดรับส่งด้วยแสงอินฟราเรดในการตรวจจับชิ้นงาน

วงจรส่งแสงอินฟราเรดจะใช้ไอซีเบอร์ 555 มาทำหน้าที่เป็นอะสเตเบิลมัลติไวเบเตอร์ (Astable Multivibrator) กำเนิดสัญญาณพัลส์ให้ไดโอดเปล่งแสงอินฟราเรดดังรูปที่ 3.12



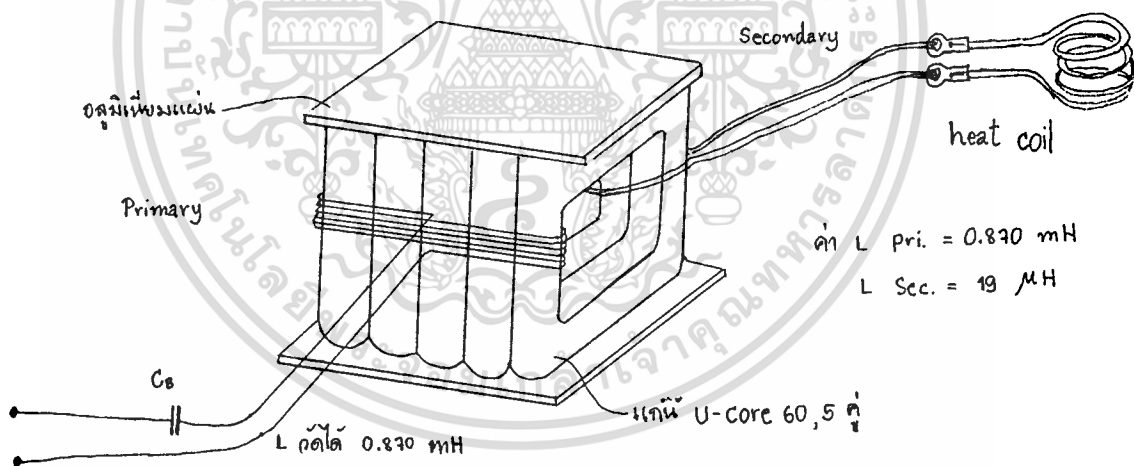
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 3.12 ภาคส่งสัญญาณอินฟราเรดใช้ไอซีเบอร์ 555 ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่ส่งออกไปจะไปเข้าโคอิครีบแสงอินฟราเรดที่ภากรับและนำไปควบคุมทรานซิสเตอร์
เข้าที่ทุกให้ส่งสัญญาณลอจิก "1" เมื่อมีโหดเข้ามา ไปให้ชุดไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 3.13 ภากรับสัญญาณอินฟราเรด

3.5 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง



รูปที่ 3.14 หม้อแปลงความถี่สูง

เราเลือกใช้แกนแบบตัวยู(U-CORE) ขนาด 60 มิลลิเมตร มาขนานกัน 5 ตัว นำมาวัด

พื้นที่หน้าตัดต่อชิ้นจะได้เท่ากับ $\pi r^2 = \pi(0.8)^2$

$$= 2.01 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

ดังนั้นเมื่อนำมาขนานกัน 5 ตัว $= 10.05 \text{ ตารางเซนติเมตร}$

และจาก $B_{max} = Vp/[k.f.Np.Ae] \dots\dots\dots(1)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อ B_{max} คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด(เทสลา)
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ออกห่างที่มีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_p คือ แรงดันขดปฐมภูมิ (โวลท์), V_{rms}

k เท่ากับ 4.44 สำหรับรูปคลื่นไซน์เวฟ (sine wave)

f คือ ความถี่ (เฮิรตซ์)

N_p คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ (รอบ)

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

แทนค่าลงสมการที่ (1) จะได้ $= [220 \cdot 10^3] / [4.44 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 10.05] = 0.082$ เทสลา

หรือ $B_{max} = V_p / [4.44 f \cdot N \cdot A]$ (2)

$= 220 / [4.44 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 6 \cdot 1.005 \cdot 10^{-3}] = 0.082$ เทสลา

เมื่อ n คือจำนวนรอบที่เลือกใช้ (ในที่นี้จำนวนรอบปฐมภูมิ 6 รอบ)

A คือพื้นที่หน้าตัด (ตารางเมตร)

จากสมการ (1) จะพบว่า $B_{(rms)}$ จะแปรผันตรงกับค่า V_p และแปรผกผันกับค่า N_p ดังนั้นค่า N_p ที่ต่ำที่สุดจะป้องกันการอิ่มตัวของแกน

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

โดย ค่าคาปาซิเตอร์ที่คำนวณได้ต้องนำมาคูณ 10 เท่าขึ้นไป เพราะสูตรนี้เป็นสูตรที่ความถี่เรโซแนนซ์ ค่า L วัดได้ 0.870 mH ดังนั้นค่า C_B คือ 29 nF หรือมากกว่านั้น

การคำนวณหาค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก

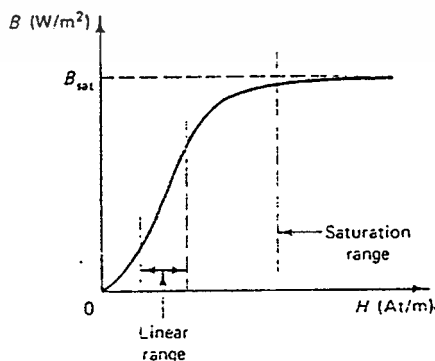
จะใช้สูตร $H = 0.4\pi NI/l$ (3)

โดย H คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก (แอมป์/เมตร)

N คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ (รอบ)

I คือ กระแสที่ไหลผ่านขดลวด (แอมป์)

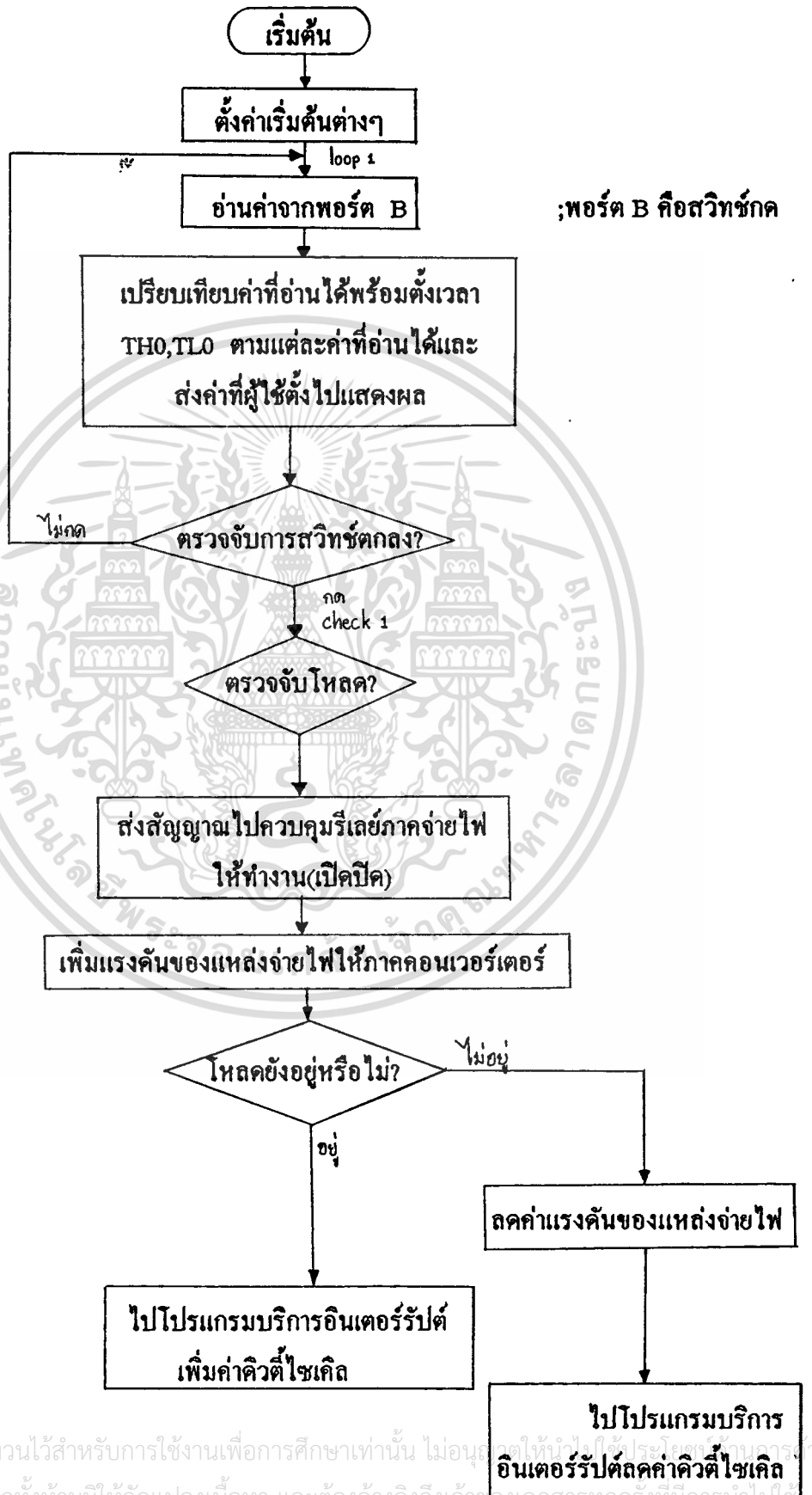
l คือ ความยาวโดยรอบแกน (เมตร)



รูปที่ 3.15 กราฟ B-H สำหรับวัสดุแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การออกแบบโปรแกรมภาษาเอสแซมบลี



บนบอร์ด V-3155 จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 80C31 เป็นหลัก เราใช้พอร์ต 1 เป็นพอร์ตควบคุมคิวดีซีเคิล ส่วนพอร์ตของไอซี 8255 ทำหน้าที่เป็นพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตมีตำแหน่งแอดเดรสดังนี้

พอร์ต A	ตำแหน่งแอดเดรส	0000H+00H = 0000H
พอร์ต B	ตำแหน่งแอดเดรส	0000H+01H = 0001H
พอร์ต C	ตำแหน่งแอดเดรส	0000H+02H = 0002H
พอร์ต D	ตำแหน่งแอดเดรส	0000H+03H = 0003H

ก่อนที่จะใช้งานพอร์ต 8255 ผู้ใช้ต้องทำการกำหนดโหมดการทำงานของพอร์ต A,B และ C ให้เป็นพอร์ตอินพุตหรือเอาต์พุต โดยทำการส่งคำสั่งควบคุมไปที่พอร์ตควบคุม

เรากำหนดให้ พอร์ต A เป็นพอร์ตเอาต์พุตแสดงผล 7 เซกเมนต์

พอร์ต B เป็นพอร์ตอินพุตรับข้อมูลจากสวิทช์ โดย P_{B3} รับข้อมูลจากชุดรับส่งอินฟราเรด, P_{B2} รับข้อมูลจากสวิทช์กดยอมรับ, P_{B1} รับข้อมูลจากสวิทช์กดตั้งค่าลง และ P_{B0} รับข้อมูลจากสวิทช์ตั้งค่าขึ้น โดยจะพูลดาวน์(Pull Down) ด้วย ตัวต้านทานลงกราว์เอาไว้ทั้ง 4 บิต

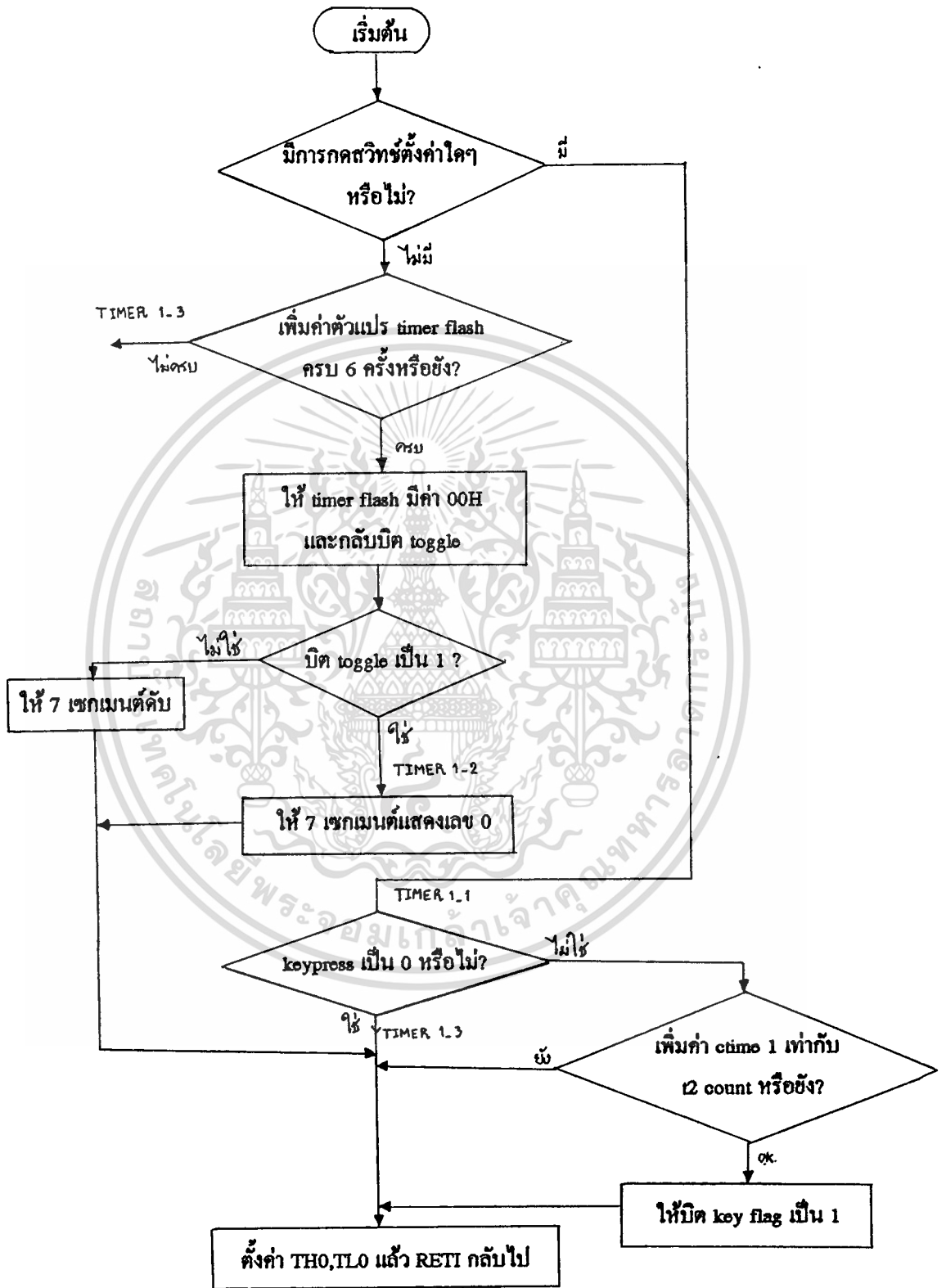
พอร์ต C เป็นพอร์ตเอาต์พุตควบคุมแหล่งจ่ายไฟ

จากข้อมูลต่างๆ เหล่านี้ เราจะได้คำสั่งควบคุมคือ 82H การตั้งค่าตัวแปรต่างๆ ในโปรแกรมจะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วง 20H ถึง 7FH โปรแกรมจะตั้งสแตกพอยต์(Stack Pointer) ไว้ที่แอดเดรส 50H รีจิสเตอร์ที่เกี่ยวข้องที่สำคัญได้แก่ รีจิสเตอร์ IE(Interrupt Enable-Register) อธิบายได้ดังนี้

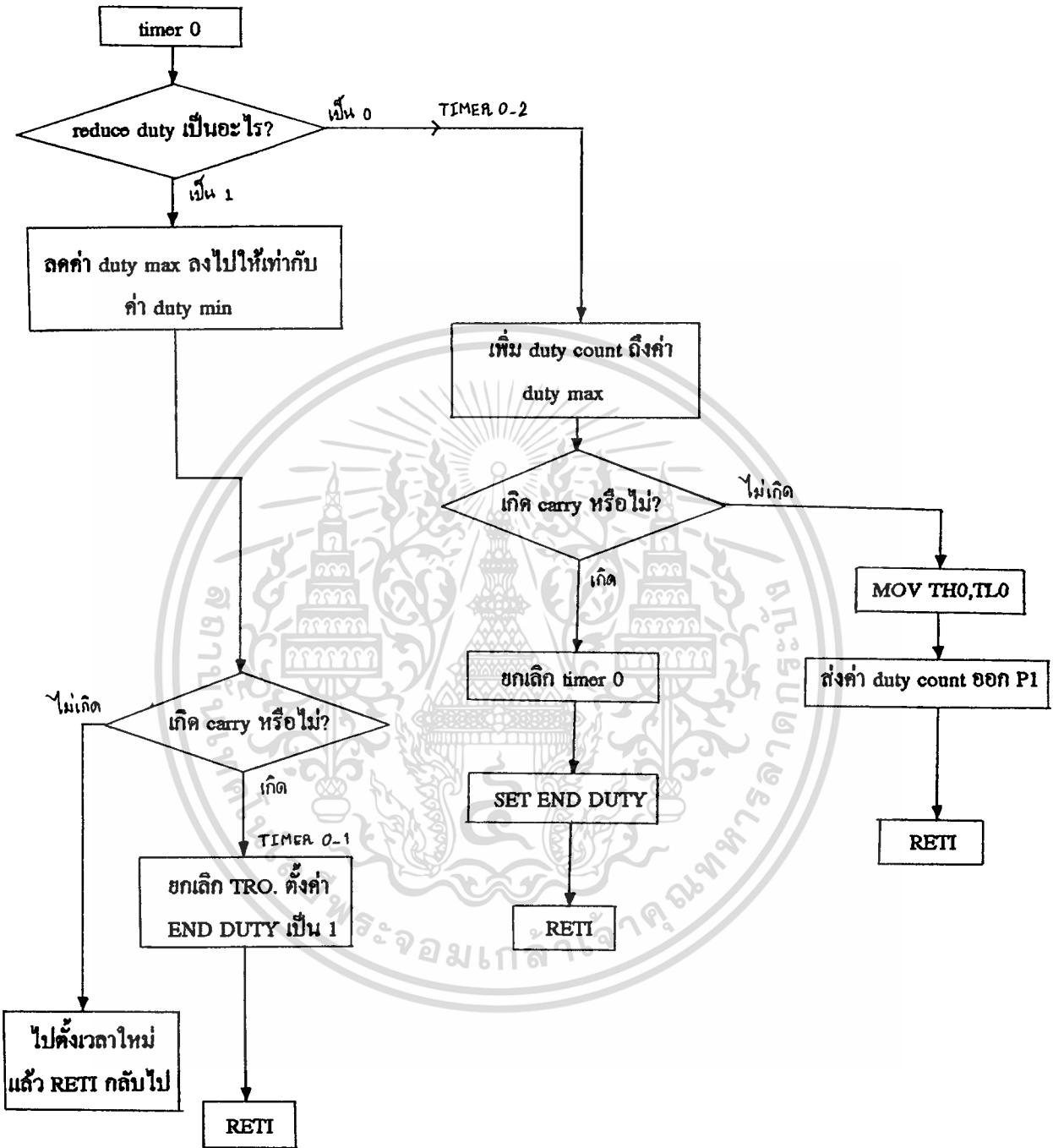
เราสามารถเลือกให้ซีพียูใน MCS-51 ถูกอินเตอร์รัปต์โดยสัญญาณอินเตอร์รัปต์ที่เกิดขึ้นได้โดยการกำหนดค่าในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ IE เราใช้บิต EA ,บิต ETO และ ET1

นอกจากนี้ยังสามารถควบคุมลำดับความสำคัญในการตอบสนองต่อสัญญาณอินเตอร์รัปต์ ของ MCS-51 ได้ด้วยรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ IP(Interrupt Priority) แต่ในโปรแกรมควบคุมนี้เราใช้โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์มาควบคุมลำดับความสำคัญของการอินเตอร์รัปต์โดยวงจรรัน/จับเวลา 0 มีความสำคัญมากกว่าวงจรรัน/จับเวลา 1 รีจิสเตอร์ต่อไปคือรีจิสเตอร์ TMOD (Timer/Counter Mode Control Register) โดยเราให้ไทม์เมอร์ 1 ทำงานในโหมด 0 (ทำแบบ 16 บิต) จึงกำหนดบิต C1/T1 และ C/T0 ,บิต Mo=0

ในโปรแกรมจะมีการกำหนดให้เกิดการอินเตอร์รัปต์ทุกๆ 50 ms (50000 μ s) โดยทำการกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับรีจิสเตอร์ TH0,TL0,TH1,TL1 โดยค่านี้จะเป็นค่าจำนวนของพัลซภายในที่ต้องการจะให้นับ รีจิสเตอร์จะมีการเพิ่มค่าขึ้นทุกๆ 1 เมกซ์ซินไซเคิลดังนั้นจะเกิดการโอเวอร์โฟลว์ ทำให้เกิดการอินเตอร์รัปต์ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 การทดลองด้านฮาร์ดแวร์และโปรแกรมควบคุม

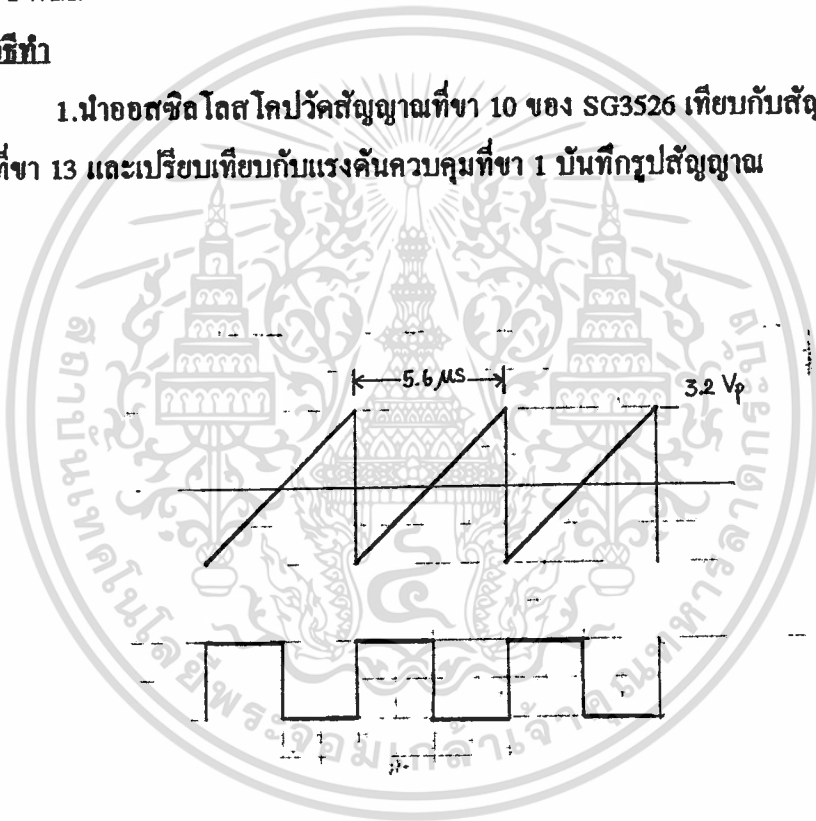
4.1 การทดลองที่ 1 เรื่อง การทดสอบการทำงานของไอซี SG3526

จุดประสงค์

1. เพื่อวัดแอมพลิจูดของสัญญาณแรงดันในภาคออสซิลเลเตอร์ เพื่อเราจะได้กำหนดแรงดันควบคุมที่ขา 1 ของ SG3526 ได้ในช่วงที่ถูกต้อง
2. เพื่อทดสอบการป้อนแรงดันควบคุมที่ขา 1 ว่าส่งผลอย่างไรกับควิตซ์ไชเกิดของสัญญาณ PWM.

วิธีทำ

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



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการเรียนเท่านั้น ไม่อนุยให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. นำแรงดันไฟตรงปรับค่าได้ 0 ถึง 5 Vdc ป้อนเข้าที่ขา 1 บนที่ก่าคิวด์ไอเซิลที่ขา 2,4,6 ของไอซีบัฟเฟอร์ บันทึกผลการทดลอง

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

ตารางที่ 4.1 ผลการวัดคิวด์ไอเซิลเมื่อแรงดันควบคุมเปลี่ยนไป

4.2 การทดลองโปรแกรมควบคุมคิวด์ไอเซิล

จุดประสงค์

1. เพื่อทดสอบหาค่าเลขฐาน 16 ที่จะควบคุมให้เกิดค่าคิวด์ไอเซิลที่ 5%, 10%, 15%, 20%, 25%, 30%, และ 40%
2. เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลคอลเป็นสัญญาณอนาลอก

วิธีทำ

1. จากตารางที่ 4.1 ให้ปรับค่า V_{min} ที่ขา 11 ของไอซี DAC 0832 ให้ได้ 0.7 V. และปรับค่า V_{max} ที่ขา 11 ของไอซี DAC 0832 ให้ได้ 3 V.
2. เขียนโปรแกรมส่งค่าเลขฐาน 16 ไปออกพอร์ท P1 และส่งค่าเลข 0 ถึง 8 ไปออก 7 เซกเมนต์ดังนี้
3. ส่งโปรแกรมทำงานแล้วบันทึกผลการทดลอง

```

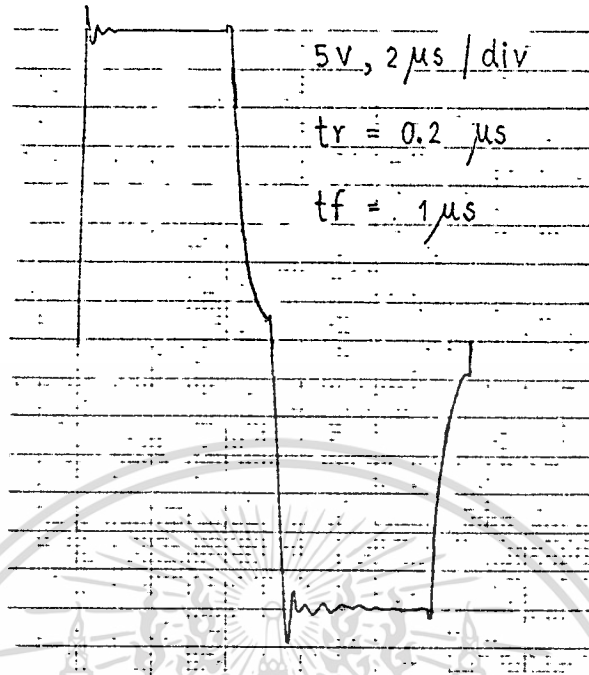
1 ;FILENAME: Test Program
2 ;Pin Interface:
3 PortA EQU 00H ;Seven segment display
4 PortB EQU 01H ;Key switch(Pb0=setup,Pb1=setdown,Pb2=enter,Pb3=sensor)
5 PortC EQU 02H ;[Pc0,Pc1,Pc2,Pc3 is R&R ladder],[Pc4 = on/off relay]
6 Control EQU 03H ;Mode port of 8255
7
8 NUMBER_0 EQU FDH
9 NUMBER_1 EQU 61H
10 NUMBER_2 EQU DBH
11 NUMBER_3 EQU F3H
12 NUMBER_4 EQU 67H
13 NUMBER_5 EQU B7H
14 NUMBER_6 EQU 8FH
15 NUMBER_7 EQU E1H
16 NUMBER_8 EQU FFH
17
18 DUTYMAX EQU 30H
19 DUTYMIN EQU 31H
20
21 ORG 0000H
22 LJMP START
23
24 ;-----
25 ;Main Program
26 ;-----
27 START:
28 MOV SP,#50H
29
30 MOV DPTR,#Control
31 MOV ACC,#82H ;PortA = out ,PortB = in ,PortC = out
32 MOVX @DPTR,ACC
33
34 MOV DPTR,#PortA
35 MOV ACC,#NUMBER_0
36 MOVX @DPTR,ACC
37
38 MOV DUTYMIN,#46H ;Set minimum dutycycle
39 MOV P1,DUTYMIN
40 SJMP $
41
42 END

```

ค่าของพอร์ต P1	แรงดันที่ขา 14 ของ LM 324 (โวลต์)	ความกว้างสัญญาณ PWM. (μ s)	ค่าควิตีไซเคิล (%)
00H	≈ 0.7	-	-
10H	0.8	0.2	1.9
20H	0.95	0.4	3.8
30H	1.10	0.6	5.9
40H	1.25	0.5	7.7
50H	1.40	1.2	11.5
60H	1.50	1.4	13.4
70H	1.65	1.6	15.3
80H	1.80	2.0	19.2
90H	1.92	2.2	21.0
A0H	2.10	2.4	23.0
B0H	2.25	2.6	25.0
C0H	2.4	2.8	27.0
D0H	2.53	3.1	30.0
E0H	2.65	3.4	32.0
F0H	2.8	3.6	34.6
FFH	3.0	4.0	38.4

ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบข้อมูลที่พอร์ต P1

4. นำหลอดไฟขนาด 12 โวลต์ 100 มิลลิแอมป์ ต่อเป็นโพลให้ภาคคอนเวอร์เตอร์ แล้วตั้งโปรแกรมให้ควบคุมสัญญาณ PWM ไว้ที่ 40 % วัดสัญญาณตกคร่อมโพล แล้วบันทึกช่วงเวลาขอบขาขึ้น(rise time) และช่วงเวลาขอบขาลง(fall time) ของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 4.2 สัญญาณตกคร่อมโหลด

การทดลองที่ 4.3 การทดสอบการควบคุมแรงดันภาคแหล่งจ่ายไฟ

จุดประสงค์

1. เพื่อทดสอบการควบคุมเฟสและปรับความชันของสัญญาณพื้นเดียว ของไอซี

TCA 785 ได้

วิธีทำ

1. นำโปรแกรมใช้งานจริงมาทดสอบ โดยป้อนค่าคงที่ในบรรทัดที่ 18 (SET Voltage) ให้มีค่า 10H (0 องศา), 13H (135 องศา), 17H (90 องศา), 14H (45 องศา), 1FH (180 องศา)

2. บันทึกแรงดันเอาต์พุตตามตารางที่ 4.3

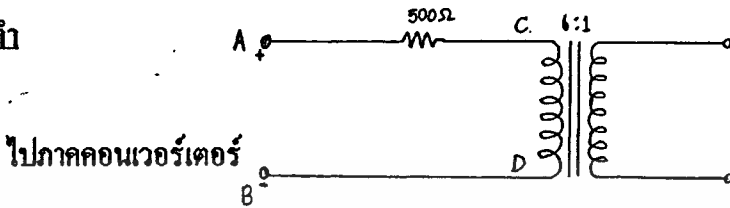
ฐาน 16	แรงดันเข้าที่พุท(V)
10H	285
13H	280
14H	280
17H	280
1FH	220

การทดลองที่ 4.4 การทดสอบหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด

อุปกรณ์

1. เพื่อหาค่าเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนที่ใช้

วิธีทำ



ไปภาคคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 4.3 วงจรทดสอบหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด

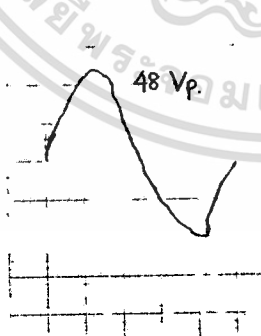
1. ต่อยังตามรูปปรับแรงดันไฟเลี้ยงภาคคอนเวอร์เตอร์จาก 60 โวลต์ ถึงประมาณ 300 โวลต์ แล้ววัดแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิของหม้อแปลง บันทึกผลค่าแรงดันอาร์เอ็มเอส แล้วนำมาคำนวณตามสูตร

$$B_m = V_p / (4.44 f \cdot N \cdot A) \text{ เพื่อหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก หน่วยเป็นเทสลา}$$

2. วัดแรงดันคร่อมตัวค้ำทาน แล้วนำมาคำนวณหาค่ากระแสที่ไหลผ่าน และค่ากระแสที่ได้จะนำไปคำนวณ

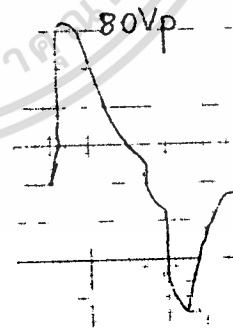
$$\text{ตามสูตร } H = 0.4 \pi n I_l \text{ เพื่อหาค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก(A/m)}$$

แรงดันภาคคอนเวอร์เตอร์ 60 โวลต์



คำนวณกระแสได้ = 69 mA.

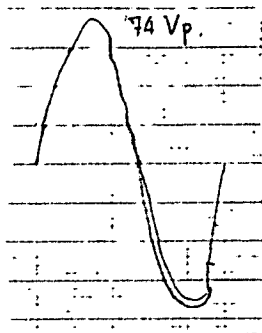
$$H = 2.67 \text{ A/m}$$



ค่าแรงดัน = 56 Vrms.

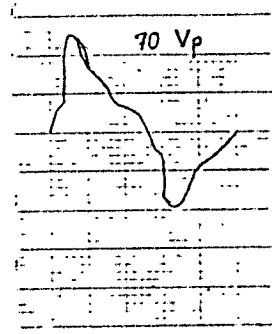
$$B_m = 0.02 \text{ T.}$$

แรงดันภาคคอนเวอร์เตอร์ 90 โวลต์



คำนวณกระแสได้ = 104 mA.

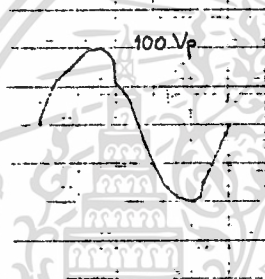
$$H = 4.19 \text{ A/m}$$



ค่าแรงดัน = 50 Vrms.

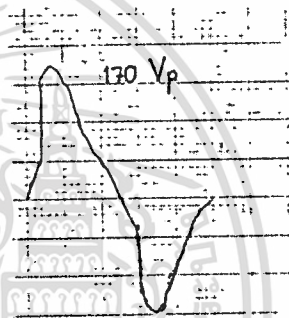
$$B_m = 0.0186 \text{ T.}$$

แรงดันภาคคอนเวอร์เตอร์ 130 โวลต์



คำนวณกระแสได้ = 141.4 mA.

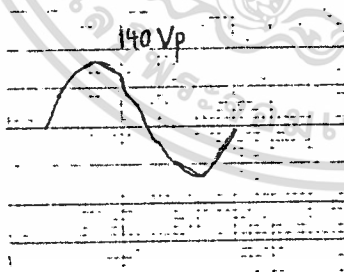
$$H = 5.67 \text{ A/m}$$



ค่าแรงดัน = 120 Vrms.

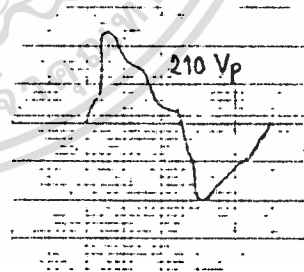
$$B_m = 0.044 \text{ T.}$$

แรงดันภาคคอนเวอร์เตอร์ 170 โวลต์



คำนวณกระแสได้ = 198 mA.

$$H = 7.94 \text{ A/m}$$



ค่าแรงดัน = 148 Vrms.

$$B_m = 0.055 \text{ T.}$$

รูปที่ 4.4 สัญญาณตกคร่อมตัวต้านทานและขดปฐมภูมิของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ 4.5 การวัดกำลังงานไฟฟ้าที่ปรากฏ

จุดประสงค์

1. เพื่อหาลำดับงานไฟฟ้าที่ปรากฏของฮีทคอยล์

วิธีทำ

1. จ่ายแรงดันให้ภาคคอนเวอร์เตอร์ที่ 23 โวลต์และให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานตามโปรแกรม
2. นำออสซิลโลสโคปวัดแรงดันเอาท์พุท บันทึกรูปสัญญาณ



รูปที่ 4.5 สัญญาณตกคร่อมฮีทคอยล์

พบว่าบางครั้งไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานเองโดยอัตโนมัติ แสดงว่าเกิดสัญญาณรบกวนที่ไมโครคอนโทรลเลอร์จากภาคคอนเวอร์เตอร์จึงต้องถอดชุดไมโครคอนโทรลเลอร์ออกก่อน แล้วจึงทดลองต่อไป

3. ป้อนลอจิก 1 ให้กับพอร์ต P1 แล้วจ่ายแรงดันสูงให้ภาคคอนเวอร์เตอร์ พบว่าไม่มีสัญญาณตกคร่อมฮีทคอยล์ เนื่องจากแรงดันของภาคคอนเวอร์เตอร์ไม่เรียบพอ จึงไม่สามารถทำงานได้ ต้องปรับปรุงแหล่งจ่ายไฟต่อไป และเมื่อปรับปรุงได้แล้วจะมีประสิทธิภาพประมาณ 760 วัตต์ ซึ่งเราสามารถหาจากการคำนวณได้ โดยนำค่ากระแสคูณแรงดันที่ตกคร่อมฮีทคอยล์ตามสูตร $S = VA$

บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์

หลักการของการชุปแข็งผิวเหล็ก คือ นำเหล็กที่มีคาร์บอนผสมอยู่มาทำให้ร้อนจัดอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เหล็กร้อนจัดนั้น คาร์บอนภายในเหล็กจะออกมาอยู่ที่ผิวช่วงขณะหนึ่ง และเมื่อนำไปทำให้เย็นตัวลงอย่างรวดเร็ว คาร์บอนก็จะค้างอยู่ที่ผิวตลอดไป ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ผิวเหล็กมีความแข็ง โดยเราทำให้เหล็กร้อนโดยใช้การเหนี่ยวนำกระแสไหลวนที่ความถี่สูง(100 KHz)

โครงการนี้ได้นำไมโครคอนโทรลเลอร์มาควบคุมการทำงานของเครื่องให้ลดกำลังงานสูญเสียให้ได้มากที่สุด ในขณะที่ไม่ได้ใส่ไหลลดลงไปในฮีทคอยล์ ขั้นตอนการทำงานมีดังนี้คือ

1) หลังจากที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานค่าคิวดีไอเซิลต่ำสุดที่ควบคุมโดยพอร์ต P1 นั้นทุกตัวจะถูกตั้งไว้ที่ประมาณ 10% ส่วนค่าคิวดีไอเซิลสูงสุดที่ผู้ใช้ต้องการในการชุปแข็งนั้นสามารถตั้งค่าได้จาก 10% ถึงประมาณ 40% และภาคเฟสคอนโทรลจะถูกตั้งแรงดันเอาไวที่พอร์ต C ต่ำ ประมาณ 50 Vdc แต่คิสเอเบิล (Disable) ขา 6 เอาไว้

2) เมื่อมีชิ้นงานเข้ามาไมโครคอนโทรลเลอร์จะตรวจสอบให้แน่ใจว่ามีไหลคเข้ามาจริงแล้วจึงไปทำการจ่ายแรงดันให้ภาคคอนเวอร์เตอร์โดยเริ่มที่ 50 โวลต์ ไปจนถึงค่าที่ต้องการ หลังจากนั้นจึงเพิ่มค่าคิวดีไอเซิลภายในเวลา 1.5 วินาที และเมื่อผู้ใช้นำชิ้นงานออกจากฮีทคอยล์ แรงดันในภาคคอนเวอร์เตอร์และค่าคิวดีไอเซิลจะลดลงไปเท่าเดิม

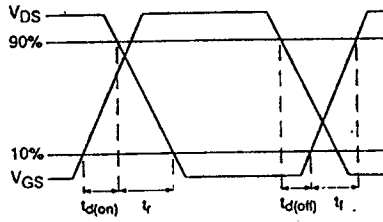
สรุปการออกแบบวงจร

การเลือกใช้วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกนั้นได้เลือกถูกทางแล้ว ข้อดีของไอซี DAC 0832 ก็คือสามารถตั้งค่าแรงดันเข้าที่พหุต่ำสุดและสูงสุดตามที่ต้องการได้

จากการทดลองที่ 4.1 จะพบว่าค่าแรงดันสูงสุดจะเป็นตัวกำหนดคิวดีไอเซิลสูงสุดของสัญญาณพัลซวิดมอด โดยเฉพาะในขณะที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ถูกรีเซต สัญญาณที่พอร์ต P1 จะมีค่า FFH ทำให้เรามั่นใจได้ว่าค่าคิวดีไอเซิลในขณะรีเซตไม่ทำให้ภาคคอนเวอร์เตอร์พัง

ไอซีบัฟเฟอร์สามารถใช้เกิดตัวเดียวก็ได้(ทดลองแล้ว) เพราะอินพุตของไอซี IR 2110 นั้นรับกับไอซีซีมอสมาตราฐาน

ซีเนอร์โคโอค 10 โวลต์ ที่ขาเกตและซอสของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นเป็นค่าที่ถูกต้องดีแล้ว โดยการวัดสัญญาณ Vgs เราพบว่าสัญญาณที่ได้แบ่งเป็น 3 ช่วงตามทฤษฎีการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตและคู่มือการใช้งานไอซี IR 2110.



รูปที่ 5.1 ช่วงเวลาตัดต่อของเพาเวอร์มอสเฟต

จากคู่มือมอสเฟต IRFP 450 พบว่าค่า $t_r = 47 \text{ ns}$, $t_f = 44 \text{ ns}$

และจาก $C_1 = I_p \cdot t_f / (2 \cdot 0.7 V_{oc0})$

โดย t_f คือช่วงเวลาดกกลางของกระแสคอลเลกเตอร์จากรูปที่ 2.11 และรูปที่ 5.1 ก็คือช่วงเวลา t_r นั้นเอง ; V_{oc0} คือค่า $V_{DSS} = 500 \text{ V}$.

และค่า $I_p \approx 3.3 \text{ A}$. ดังนั้น $C_1 \approx 220 \text{ pF}$ แต่ในทางปฏิบัติ t_r วัดได้ $1 \mu\text{s}$ ดังนั้น

$C_1 \approx 4.28 \text{ nF}$

จาก $R_1 = (1/2) [t_{on(min)} / C_1]$

$t_{on(min)}$ = คิวตี้ไซเคิลค่าสูงสุดในภาคคอนเวอร์เตอร์ * คาบเวลาสูงสุดในภาคคอนเวอร์เตอร์

$= 10\% \cdot 10 \mu\text{s} = 1 \mu\text{s}$

ดังนั้น $R_1 \approx 116.8 \Omega$

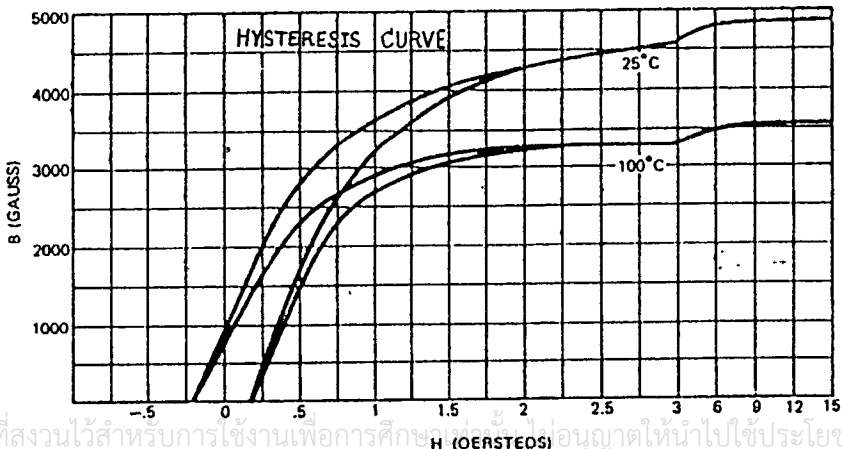
หมายเหตุ: ค่า $t_{on(min)}$ กำหนดจากโปรแกรมควบคุม

สรุปการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

เนื่องจากสัญญาณตกคร่อมขดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงเป็นสัญญาณชาน์เนลเวฟ

ดังนั้น $B_m = V_p / [4.44 f \cdot n \cdot A_e] = 0.082 \text{ เทสลา}$

เมื่อนำค่า 0.082 เทสลา ไปเปรียบเทียบกับแกนเฟอร์ไรท์ 3C8 ซึ่งมีช่วงอิ่มตัวอยู่ในช่วง 0.2 ถึง 0.4 เทสลา พบว่าหม้อแปลงที่ออกแบบอยู่ในช่วงใช้งานของแกนเฟอร์ไรท์ทั่วไปได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 5.2 กราฟคุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรท์ 3C8 ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

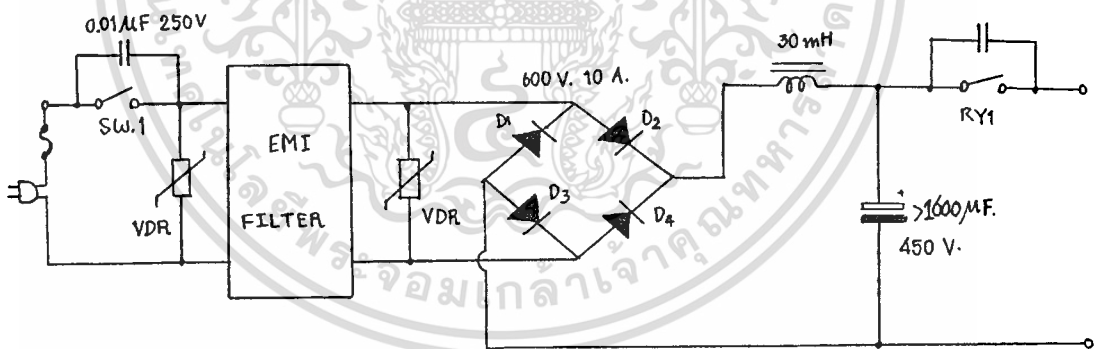
สรุปการทดลองที่ 4.4 และ 4.5

การทดลองที่ 4.4 พบว่าเมื่อแรงดันภาคคอนเวอร์เตอร์เท่ากับ 170 โวลต์ ได้ค่า $B = 0.055T$ ซึ่งถ้าแรงดันภาคคอนเวอร์เตอร์เป็น 300 โวลต์ ค่า B_{max} ในขณะทำงานไม่น่าจะอิมตัว

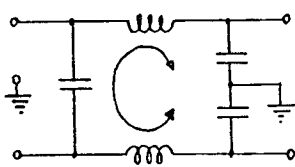
การทดลองที่ 4.5 เมื่อนำโหลด (น็อตขนาด 3 หุน) โส่ลงไปน้อฮีทคอยล์แล้วทำการทดลองตามโปรแกรม (แรงดันภาคคอนเวอร์เตอร์เท่ากับ 23 โวลต์) พบว่าโหลดร้อนมากๆ แสดงว่าเครื่องทำงานถูกต้องตามหลักการทุกอย่าง เพียงแต่คิกปัญหาแหล่งจ่ายไฟสูงเท่านั้น (ต้องปรับปรุงแหล่งจ่ายไฟและเพิ่มค่า C ฟิวเตอร์) และยังพบว่าหากนำโหลดที่มีขนาดเล็กลงไปน้อฮีทคอยล์ โหลดจะร้อนกว่าเคิมมาก คั้งนั้นจะเห็นว่าถ้าจ่ายแรงดันสูงจนถึงระดับอุณหภูมิที่ทำให้เหล็กร้อนแดงและทำให้เหล็กเย็นตัวโดยฉับพลันจะทำให้ผิวเหล็กแข็ง นำไปใช้งานได้ตามต้องการ

ปัญหาที่พบในการทำงาน

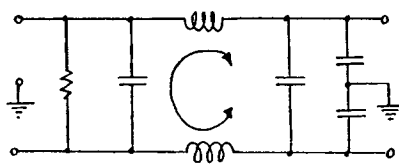
หลังจากประกอบภาคแหล่งจ่ายไฟและชุดกรองกระแสเข้าด้วยกันแล้วพบว่าภาคเฟสคอนโทรลไม่สามารถควบคุมเฟสได้(ตามการทดลองที่ 4.3)เนื่องจากโหลดมีลักษณะเป็นตัวเหนี่ยวนำ ทำให้เฟสของแรงดัน และกระแสที่ไหลผ่านใช้กรองกระแสต่างกันมาก จึงเกิดปัญหาดังกล่าว คั้งนั้นแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเฟสคอนโทรลไม่เหมาะในการใช้งาน จึงต้องออกแบบแหล่งจ่ายไฟให้เป็นแบบธรรมดาตามรูปที่ 5.3 ก,ข



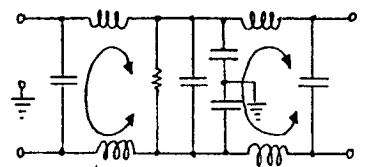
(ก.)



(1)



(2)



(3)

(ข.)

รูปที่ 5.3 ก) แหล่งจ่ายไฟตรง 300 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ข) ตัวอย่างวงจรกรองสัญญาณรบกวน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องขออนุญาตก่อนนำเนื้อหาไปใช้

แนวทางการพัฒนา

1) เครื่องขุบแข็งผิวเหล็กที่ได้สร้างขึ้นนี้ ได้ตัดภาคจ่ายไฟแบบเฟสคอนโทรล ออกไป เนื่องจากในการใช้งานจริงนั้น วงจรเฟสคอนโทรลทำงานจากเฟสของแรงดัน โดยไม่สนใจเฟสของกระแสที่ไหลผ่านโหลดเลย ในทางทฤษฎีเฟสของกระแสจะล้าหลังเฟสของแรงดันได้มากที่สุดถึง 90 องศา ทำให้กระแสที่ไหลผ่านโหลด อาจมีค่ามากในช่วงขณะหนึ่งได้คือ ไม่ใช้กระแสที่มูมโกล้าง ศูนย์องศา ส่งผลให้ใช้ครื่องกระแสสร้างแรงดันสไปค์ออกมากวนระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ ตามสูตร $V_L = L \cdot di/dt$ จึงต้องแก้ไขวงจรต่อไป

2) ปลายทางได้ออกแบบให้มีวงจรถอจิกมอนิเตอร์ (Logic monitor) ไว้แสดงข้อมูลที่ส่งมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ และได้แยกกราวด์ของวงจรถอจิกมอนิเตอร์และวงจรถอจิกมอนิเตอร์แล้วนำไปรวมไว้ที่จุดกราวด์ของภาคคอนเวอร์เตอร์

ปลายทางส่วนที่ต้องปรับปรุงคือ แก้ไขระยะห่างของไอซี ภาคตรอจิกมอนิเตอร์อย่าให้ชิดกันเกินไป ,แก้ไขตัวต้านทานดึงลงกราวด์ของวงจรถอจิกมอนิเตอร์ให้เป็นชนิดแถบแทนการใช้ตัวต้านทานขนาด 1/4 วัตต์ ,แก้ไขจุดวางแผ่นระบายความร้อนของภาคจ่ายไฟเลี้ยงวงจร +15 โวลต์ และ +5 โวลต์ ให้มีขนาดใหญ่ขึ้น,แก้ไขจุดวางภาคสับเบอร์ของเพาเวอร์มอสเฟต,แก้ไขระยะห่างของเพาเวอร์มอสเฟตให้ชิดกันมากกว่าเดิม และให้ระยะทางระหว่างไอซี IR 2110 กับขาเกต และซอส สั้นกว่าเดิม, จัดให้ระยะห่างระหว่างไอซี IR 2110 น้อยลงกว่าเดิม เพื่อลดผลต่างๆที่เกิดจากการที่ปลายทางเดินไป โดยปลายทางอยู่ในไฟต์ INDUHEAT.PCB

3) ไมโครคอนโทรลเลอร์ควรมีภาคแสดงผลแบบ LCD ไว้บอกสถานะการทำงานต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

1 ;FILENAME:      Induction Heating Program
2 ;Pin Interface:
3 PortA   EQU    00H   ;Seven segment display
4 PortB   EQU    01H   ;Key switch(Pb0=setup,Pb1=setdown,Pb2=enter,Pb3=sensor)
5 PortC   EQU    02H   ;[Pc0,Pc1,Pc2,Pc3 is R&2R ladder],[Pc4 = on/off relay]
6 Control EQU    03H   ;Mode port of 8255
7
8 NUMBER_0 EQU    FDH
9 NUMBER_1 EQU    61H
10 NUMBER_2 EQU    DBH
11 NUMBER_3 EQU    F3H
12 NUMBER_4 EQU    67H
13 NUMBER_5 EQU    87H
14 NUMBER_6 EQU    BFH
15 NUMBER_7 EQU    E1H
16 NUMBER_8 EQU    FFH
17 SETvoltage EQU    13H   ;10H=0degree ,13H=135degree,17H=90degree
18                               ;14H=45degree,1FH=180degree
19 KEYFLAG EQU    02H
20 TOGGLE EQU    03H
21 KEYPRESS EQU    04H
22 ENDDUTY EQU    05H
23 REDUCEDUTY EQU    06H
24
25 DSPnumber EQU    30H
26 Ctime1 EQU    31H
27 INTEGER EQU    32H
28 Tlcount EQU    33H
29 TIMERFLASH EQU    34H
30 THObuf EQU    35H
31 TLObuf EQU    36H
32 DUTYMAX EQU    37H
33 DUTYMIN EQU    38H
34 DUTYCOUNT EQU    39H
35 DUTYBUF EQU    3AH
36
37     ORG    0000H
38     LJMP  START
39     ORG    000BH
40     LJMP  Timer0
41     ORG    001BH
42     LJMP  TIMER1
43 ;=====
44 ;Procedure Initial
45 ;=====
46 START:
47     MOV    SP,#50H
48     MOV    TMOD,#00010001B
49     SETB  EA    ;
50     SETB  ET1   ;Enable interrupt timer1
51     SETB  ET0   ;Enable interrupt timer0
52     MOV    TH0,#3CH
53     MOV    TLO,#AFH

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

54     MOV     TH1,#3CH
55     MOV     TL1,#AFH
56     SETB   TR1
57     CLR     TR0
58     MOV     TIMERFLASH,#00
59     MOV     INTEGER,#00H
60     SETB   TOGGLE
61
62     MOV     DPTR,#Control
63     MOV     ACC,#82H ;PortA = out ,PortB = in ,PortC = out
64     MOVX    @DPTR,ACC
65
66     MOV     DPTR,#PortC ;[Pc4 = on/off relay]
67     MOV     ACC,#0FH ;[ Pc0, Pc1, Pc2, Pc3 is R & 2R ladder]
68     MOVX    @DPTR,ACC ;Off relay first
69
70     MOV     DPTR,#PortA
71     MOV     ACC,#NUMBER_0
72     MOVX    @DPTR,ACC
73     MOV     DUTYMIN,#A0H ;Set minimum dutycycle
74     MOV     P1,DUTYMIN
75 ;-----
76 ;Program main
77 ;-----
78 LOOP1:
79     MOV     DPTR,#PortB ;port b is key switch
80     MOVX    ACC,@DPTR
81     ANL     ACC,#00000111B
82     CJNE   ACC,#00H,NEXT0
83     SJMP   LOOP1
84 NEXT0:
85     CJNE   ACC,#01,NEXT1 ; 0 0 0 1 press key_up
86     MOV     T1count,#05H
87     LCALL  DELAY
88     INC     INTEGER
89     LCALL  COMPARE_INTEGER
90     MOV     DPTR,#PortA
91     MOV     ACC,DSPnumber
92     MOVX    @DPTR,ACC
93     SJMP   LOOP1
94 NEXT1:
95     CJNE   ACC,#02H,NEXT2 ; 0 0 1 0 press key_down
96     MOV     T1count,#05H
97     LCALL  DELAY
98
99     MOV     ACC,INTEGER
100    SUBB   ACC,#01H
101    MOV     INTEGER,ACC-
102
103    LCALL  COMPARE_INTEGER
104    MOV     DPTR,#PortA
105    MOV     ACC,DSPnumber
106    MOVX    @DPTR,ACC

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

107      SJMP    LOOP1
108 NEXT2:
109      CJNE   ACC,#04H,LOOP1 ; 0 1 0 0 press key_enter
110      MOV     T1count,#05H
111      LCALL  DELAY
112
113      MOV     DPTR,#PortB
114      MOVX   ACC,@DPTR
115      ANL    ACC,#00000111B
116      CJNE   ACC,#04H,LOOP1
117      MOV     ACC,INTEGER
118      CJNE   ACC,#00H,CHECK1
119      SJMP   LOOP1
120 ;=====
121 ;Procedure check load
122 ;=====
123 CHECK1:
124      MOV     DPTR,#PortB
125      MOVX   ACC,@DPTR
126      JNB    ACC.3,CHECK1 ; ACC.3 is sensor input
127
128      MOV     T1count,#0AH
129      LCALL  DELAY ; Prevent debouse
130
131      MOV     DPTR,#PortB
132      MOVX   ACC,@DPTR
133      JNB    ACC.3,CHECK1 ; Check load again
134
135 ;=====
136 ;Procedure enable & increase voltage Power Supply
137 ;=====
138 POWER_SUPPLY:
139
140      MOV     DPTR,#PortC
141      MOV     ACC,#1FH
142      MOVX   @DPTR,ACC ;drive opto to control relay
143
144      MOV     T1count,#0AH ;
145      LCALL  DELAY ;Delay contact of relay
146
147 UPvoltage:
148      SUBB   ACC,#01H ;
149      MOV     DPTR,#PortC ;
150      MOVX   @DPTR,ACC ;
151      MOV     T1count,#02H ;
152      LCALL  DELAY ;
153      CJNE   ACC,#SETvoltage,UPvoltage ; Increase voltage slowly
154 ;=====
155 ;Procedure increase dutycycle
156 ;=====
157      MOV     DUTYBUF,DUTYMAX ; * * *
158      MOV     P1,DUTYMIN ; Start duty cycle at = 10 %
159      MOV     DUTYCOUNT,DUTYMIN

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

160     SETB   TRO           ; Start timer0
161     CLR     REDUCEDUTY
162 CHECK2:
163     MOV     DPTR,#PortB
164     MOVX   ACC,@DPTR
165     JB      ACC.3,CHECK2   ;Check load alway.
166                               ;When not load go to decrease voltage
167                               ;Jump to interrupt
168 ;=====
169 ;Procedure decrease voltage Power Supply
170 ;=====
171     MOV     ACC,#SETvoltage
172 DOWNvolt:
173     INC     ACC
174     MOV     DPTR,#PortC
175     MOVX   @DPTR,ACC
176
177     MOV     T1count,#02H
178     LCALL  DELAY
179     CJNE   ACC,#1FH,DOWNvolt
180
181 ;=====
182 ;Procedure decrease duty cycle
183 ;=====
184     SETB   TRO
185     SETB   REDUCEDUTY     ;Enable reduce dutycycle
186     CLR     ENDDUTY
187
188     JNB    ENDDUTY,$
189     MOV    DUTYMAX,DUTYBUF ; * * *
190     LJMP   CHECK1
191 ;=====
192 ;Procedure delay
193 ;=====
194 DELAY: SETB   KEYPRESS
195     MOV    Ctime1,#00H
196     CLR    KEYFLAG
197     JNB   KEYFLAG,$
198     CLR   KEYPRESS
199     RET
200 ;=====
201 ;Procedure compare key
202 ;=====
203 COMPARE_INTEGER:
204     MOV    ACC,INTEGER
205     CJNE  ACC,#00H,COMPARE_1
206     MOV    DSPnumber,#NUMBER_0
207     LJMP  ENDCOMPARE
208 COMPARE_1:
209     CJNE  ACC,#01H,COMPARE_2
210     MOV    DSPnumber,#NUMBER_1
211     MOV    DUTYMAX,#47H           ; Dutycycle ( max ) at 5 %
212     MOV    THObuf,#DOH

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

213     MOV     TLObuf,#5CH
214     SJMP    ENDCOMPARE
215 COMPARE_2:
216     CJNE   ACC,#02H,COMPARE_3
217     MOV     DSPnumber,#NUMBER_2
218     MOV     DUTYMAX,#47H           ; Duty cycle ( max ) at 10 %
219
220     MOV     THObuf,#DOH
221     MOV     TLObuf,#5CH
222     SJMP    ENDCOMPARE
223 COMPARE_3:
224     CJNE   ACC,#03H,COMPARE_4
225     MOV     DSPnumber,#NUMBER_3
226     MOV     DUTYMAX,#60H           ; Duty cycle ( max ) at 15 %
227
228     MOV     THObuf,#DEH
229     MOV     TLObuf,#53H
230     SJMP    ENDCOMPARE
231 COMPARE_4:
232     CJNE   ACC,#04H,COMPARE_5
233     MOV     DSPnumber,#NUMBER_4
234     MOV     DUTYMAX,#88H           ; Duty cycle ( max ) at 20 %
235
236     MOV     THObuf,#DAH
237     MOV     TLObuf,#13H
238     SJMP    ENDCOMPARE
239 COMPARE_5:
240     CJNE   ACC,#05H,COMPARE_6
241     MOV     DSPnumber,#NUMBER_5
242     MOV     DUTYMAX,#A0H           ; Duty cycle ( max ) at 25 %
243
244     MOV     THObuf,#DDH
245     MOV     TLObuf,#1FH
246     SJMP    ENDCOMPARE
247 COMPARE_6:
248     CJNE   ACC,#06H,COMPARE_7
249     MOV     DSPnumber,#NUMBER_6
250     MOV     DUTYMAX,#D0H           ; Duty cycle ( max ) at 30 %
251
252     MOV     THObuf,#DDH
253     MOV     TLObuf,#EEH
254     SJMP    ENDCOMPARE
255 COMPARE_7:
256     CJNE   ACC,#07H,COMPARE_8
257     MOV     DSPnumber,#NUMBER_7
258     MOV     DUTYMAX,#FOH           ; Duty cycle ( max ) at 35 %
259
260     MOV     THObuf,#EOH
261     MOV     TLObuf,#34H
262     SJMP    ENDCOMPARE
263 COMPARE_8:
264     CJNE   ACC,#08H,COMPARE_9
265     MOV     DSPnumber,#NUMBER_8

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

266     MOV     DUTYMAX,#FEH           ; Duty cycle ( max ) at 40 %
267
268     MOV     TH0buf,#DEH
269     MOV     TL0buf,#08H
270     SJMP    ENDCOMPARE
271 COMPARE_9:
272     MOV     DSPnumber,#NUMBER_0
273     MOV     INTEGER,#00H
274 ENDCOMPARE:
275     RET
276 ;=====
277 ;Procedure timer 1 Interrupt service Routine
278 ;=====
279 TIMER1:
280     PUSH    PSW
281     PUSH    ACC
282
283     MOV     ACC,INTEGER
284     CJNE   ACC,#00H,TIMER1_1
285     INC     TIMERFLASH
286     MOV     ACC,TIMERFLASH
287     CJNE   ACC,#6H,TIMER1_1
288     MOV     TIMERFLASH,#00H
289     CPL     TOGGLE
290     JB      TOGGLE,TIMER1_2
291     MOV     DPTR,#PortA
292     MOV     ACC,#NUMBER_0
293     MOVX   @DPTR,ACC
294     SJMP   TIMER1_3
295 TIMER1_2:
296     MOV     DPTR,#PortA
297     MOV     ACC,#00H
298     MOVX   @DPTR,ACC
299     SJMP   TIMER1_3
300 TIMER1_1:
301     JNB    KEYPRESS,TIMER1_3
302     INC    Ctime1
303     MOV    ACC,Ctime1
304     CJNE  ACC,T1count,TIMER1_3
305     SETB  KEYFLAG
306     MOV   Ctime1,#00H   ;***
307 TIMER1_3:
308     MOV   TH1,#3CH
309     MOV   TL1,#AFH
310     POP  ACC
311     POP  PSW
312     RETI
313 ;=====
314 ;Procedure timer 0 Interrupt service Routine
315 ;=====
316 Timer0:
317     PUSH    PSW
318     PUSH    ACC

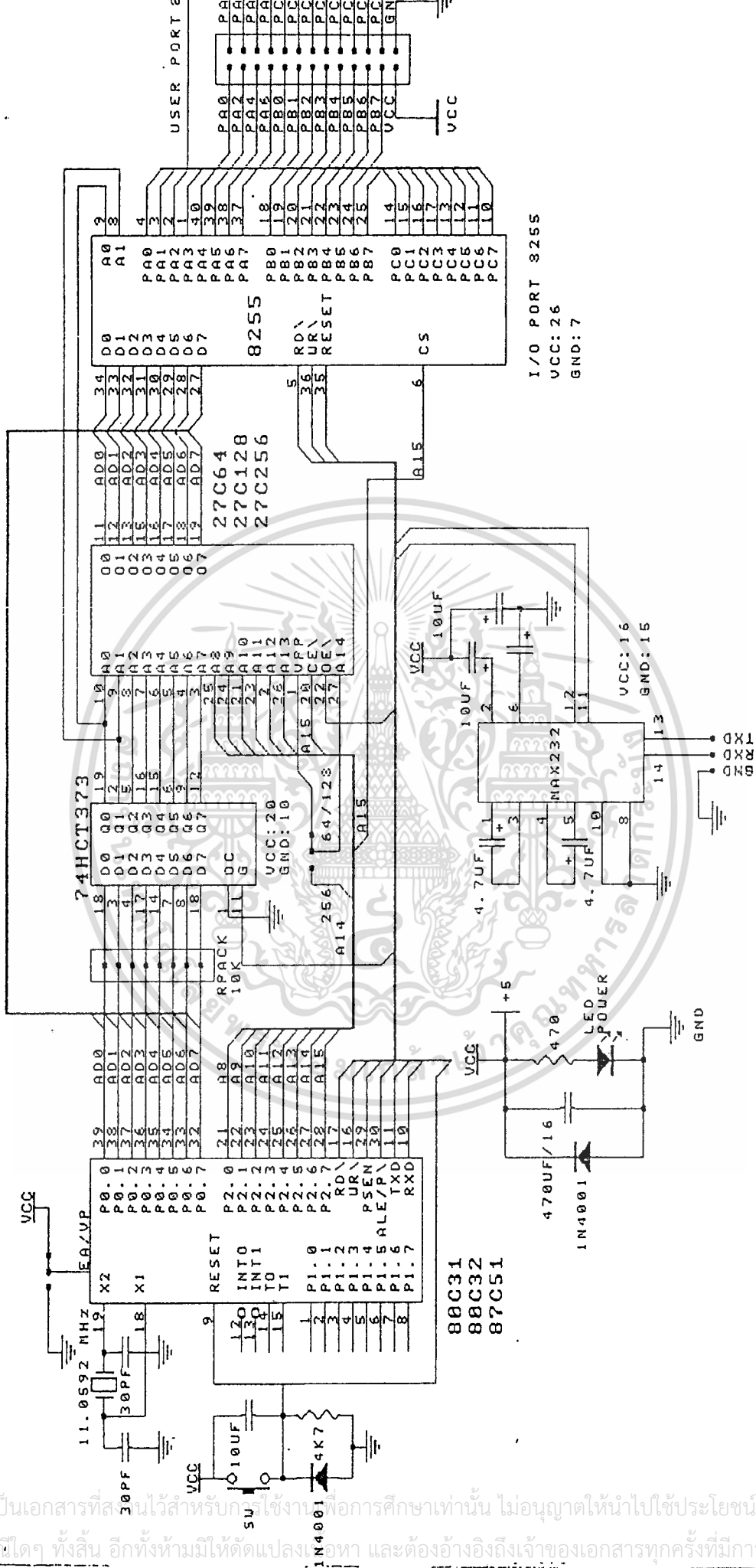
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

319
320     JNB     REDUCEDUTY,Timer0_2 ;Timer0_2 is increase dutycycle
321
322     MOV     ACC,DUTYMAX
323     SUBB    ACC,#01H
324     MOV     DUTYMAX,ACC
325
326     MOV     P1,ACC
327     CLR     C
328     SUBB    ACC,DUTYMIN
329     JC      Timer0_1
330
331     MOV     TH0,TH0buf
332     MOV     TLO,TLObuf
333     SJMP    ENDTIMERO
334 Timer0_2:
335     CLR     C
336     INC     DUTYCOUNT
337     MOV     ACC,DUTYMAX
338     SUBB    ACC,DUTYCOUNT
339     JC      Timer0_1
340     MOV     TH0,TH0buf
341     MOV     TLO,TLObuf
342     MOV     P1,DUTYCOUNT
343     SJMP    ENDTIMERO
344 Timer0_1:
345     CLR     TRO
346     SETB    ENDDUTY
347 ENDTIMERO:
348     POP     ACC
349     POP     PSW
350     RETI
351
352     END

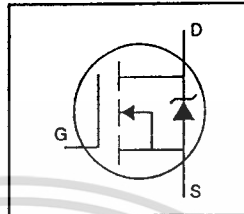
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคคลที่ใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ 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

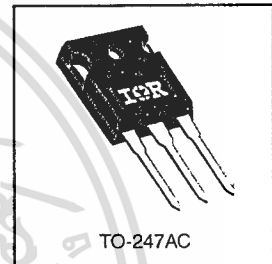


$V_{DSS} = 500V$
$R_{DS(on)} = 0.40\Omega$
$I_D = 14A$

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	-55 to +150	°C
T_{STG} Storage Temperature Range		
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_{JC} Junction-to-Case	—	—	0.65	°C/W
R_{JCS} Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	°C/W
R_{JA} Junction-to-Ambient	—	—	40	°C/W

IRFP450



Electrical Characteristics @ T_J = 25°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 =250μA
ΔV _{(BR)DSS/ΔT_J}	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.40	Ω	V _{GS} =10V, I _D =8.4A ④
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	9.3	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =8.4A ④
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V _{DS} =500V, V _{GS} =0V
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	150	nC	I _D =14A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	20	nC	V _{DS} =400V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	80	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	17	—	ns	V _{DD} =250V
t _r	Rise Time	—	47	—	ns	I _D =14A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	92	—	ns	R _G =6.2Ω
t _f	Fall Time	—	44	—	ns	R _D =17Ω See Figure 10 ④
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	—	nH	
C _{iss}	Input Capacitance	—	2600	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	720	—	pF	V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	340	—	pF	f=1.0MHz 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	A	
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.4	V	T _J =25°C, I _S =14A, V _{GS} =0V ③
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	540	810	ns	T _J =25°C, I _F =14A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	4.8	7.2	μC	di/dt=100A/μs ④
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=7.0mH, R_G=25Ω, I_{AS}=14A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤14A, di/dt≤130A/μs, V_{DD}≤V_{(BR)DSS}, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

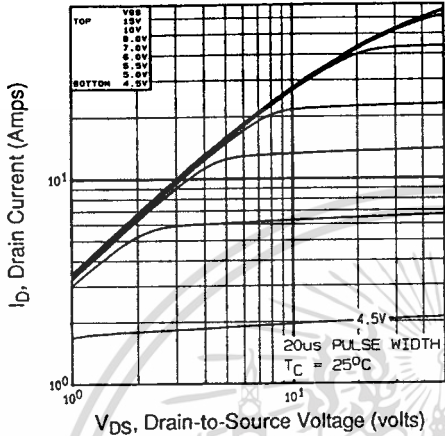


Fig 1. Typical Output Characteristics,
 $T_C=25^\circ\text{C}$

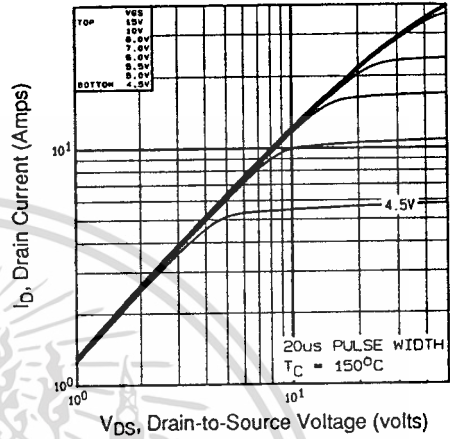


Fig 2. Typical Output Characteristics,
 $T_C=150^\circ\text{C}$

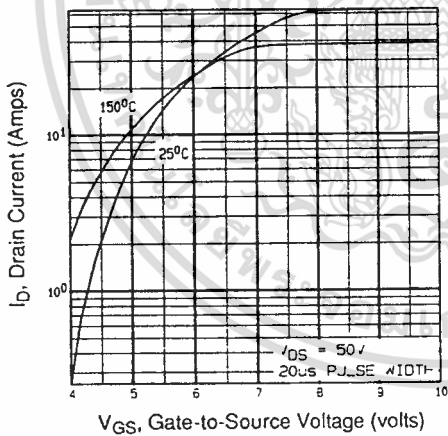


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

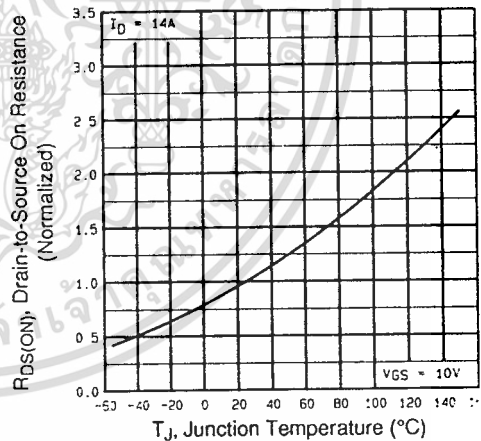


Fig 4. Normalized On-Resistance
Vs. Temperature

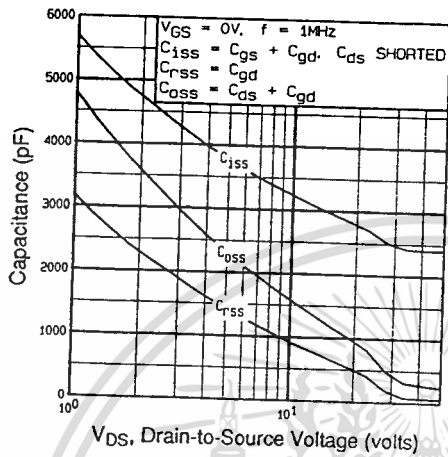


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

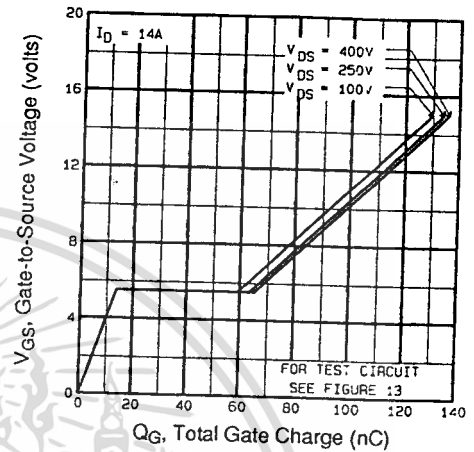


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

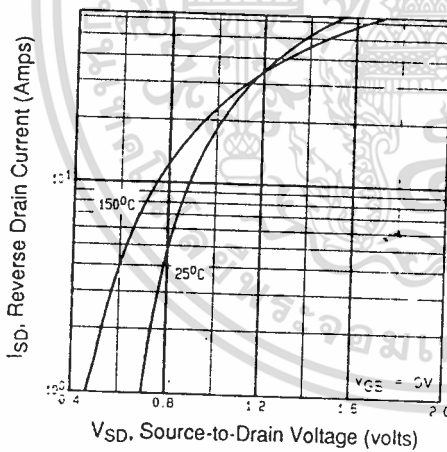


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

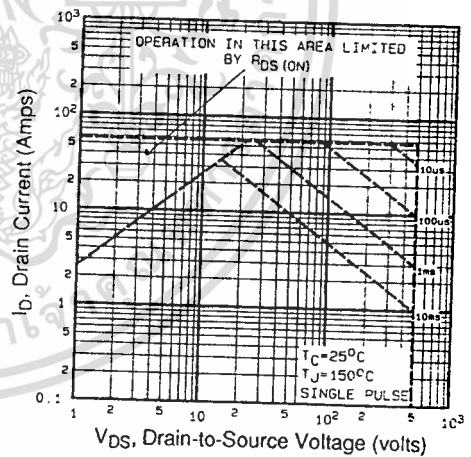


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

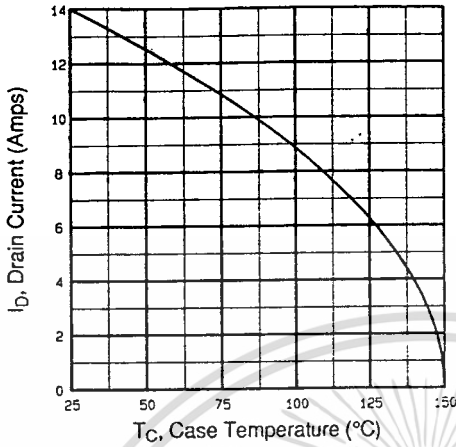


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

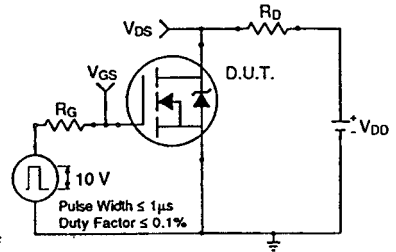


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

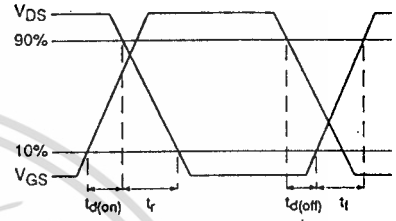


Fig 10b. Switching Time Waveforms

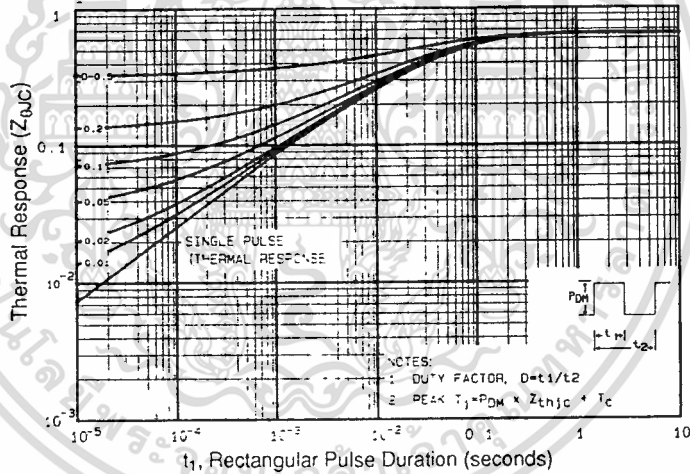


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

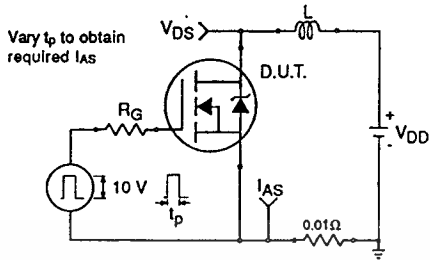


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

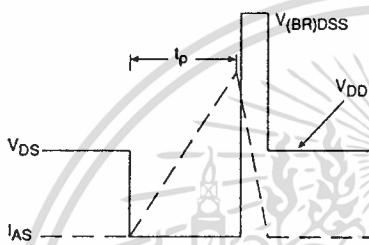


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

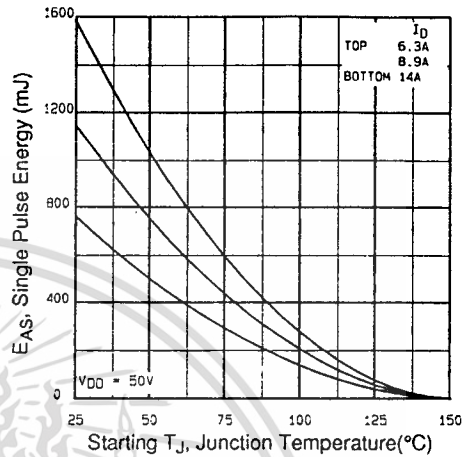


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

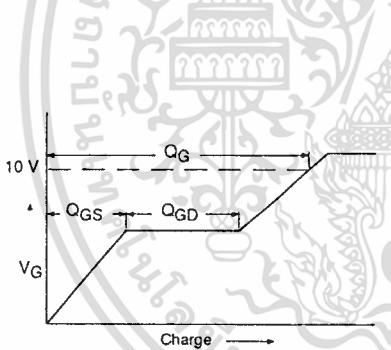


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

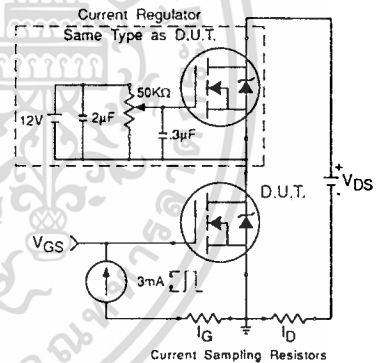



Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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.

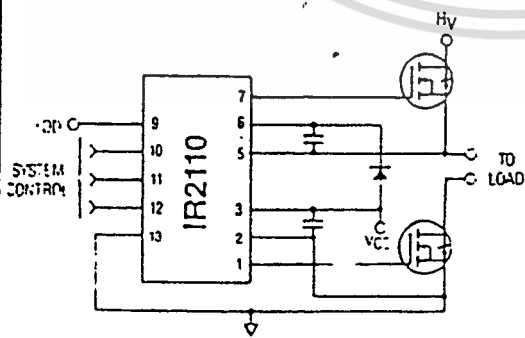
Applications

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

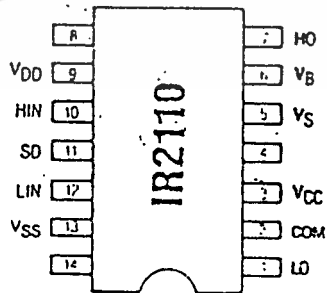
Features

- 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

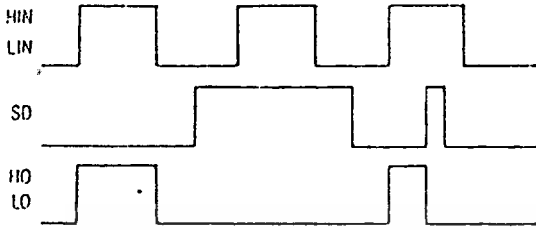


Fig. 1 — Input/Output Timing Diagram

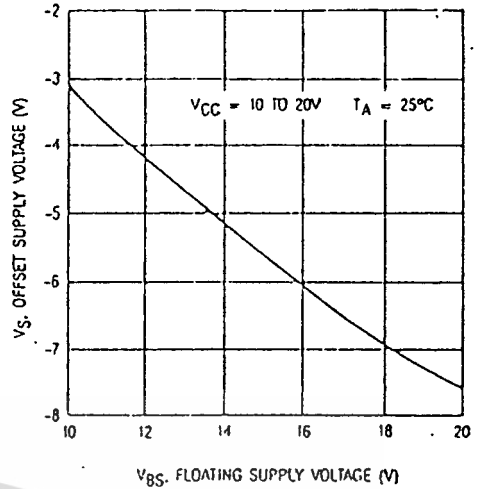


Fig. 2 — Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

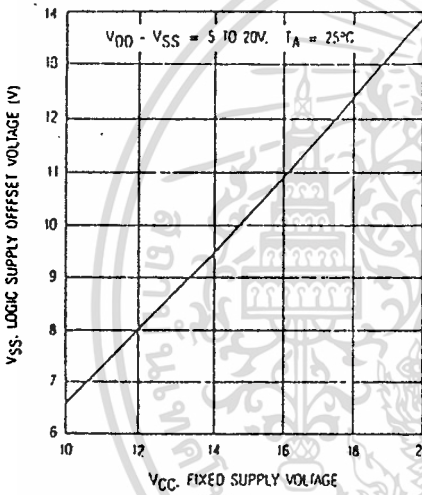


Fig. 3 — Maximum V_{SS} Positive Offset Voltage vs. V_{CC} Supply Voltage

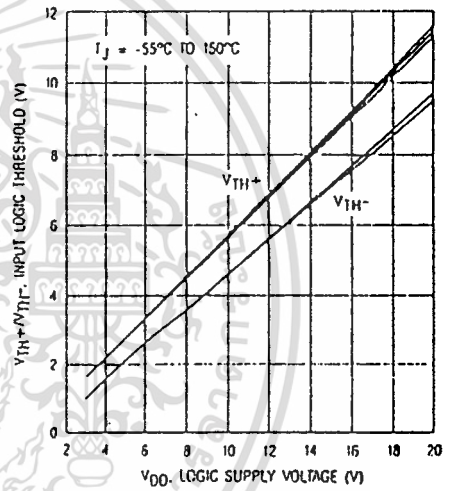


Fig. 4 — Input Logic Threshold vs. V_{DD} Supply Voltage

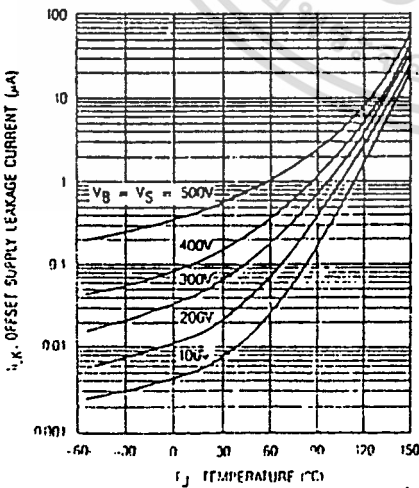


Fig. 5 — Offset Supply Leakage Current vs. Temperature

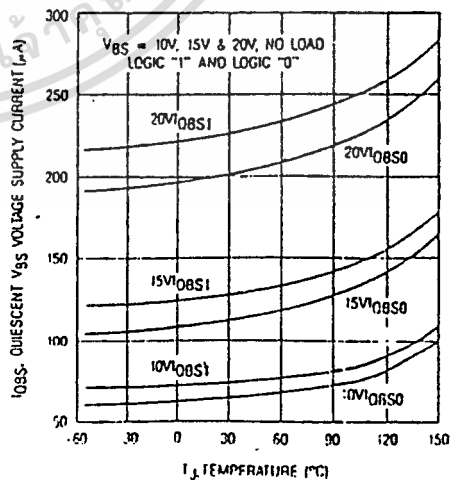


Fig. 6 — Quiescent V_{BS} Supply Current vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

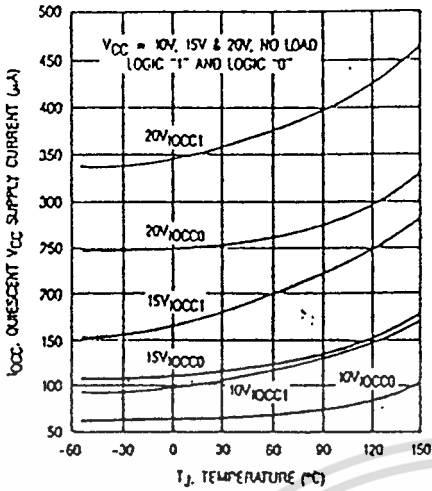


Fig. 7 — Quiescent V_{CC} Supply Current vs. Temperature

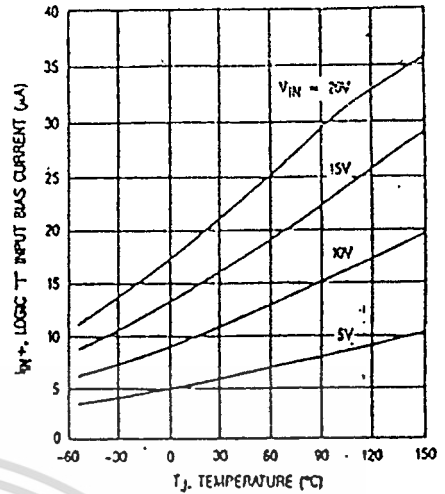


Fig. 8 — Logic "1" Input Bias Current vs. Temperature

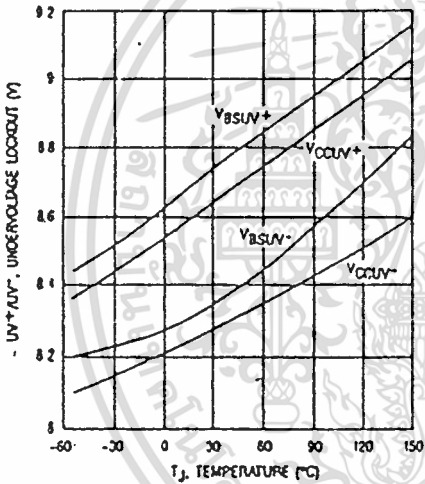


Fig. 9 — Undervoltage Lockout vs. Temperature

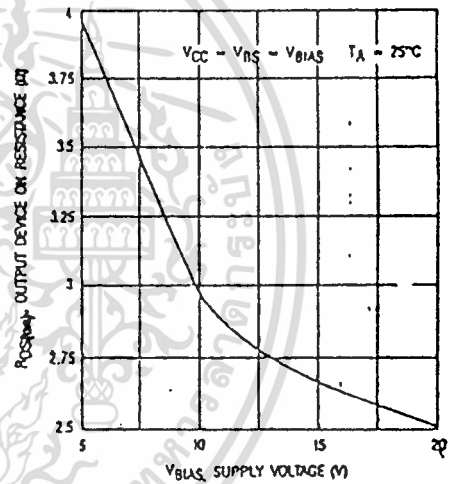


Fig. 10 — Output Device On-Resistance vs. Supply Voltage

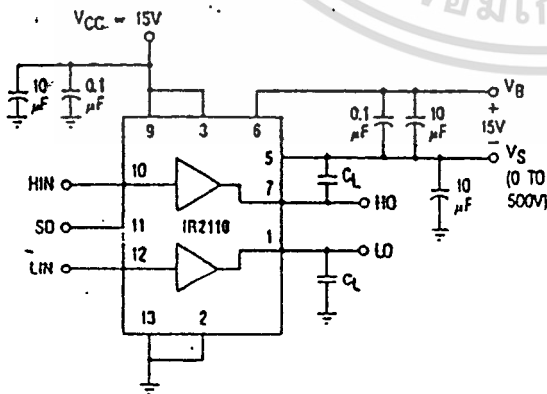


Fig. 11a — Switching Time Test Circuit

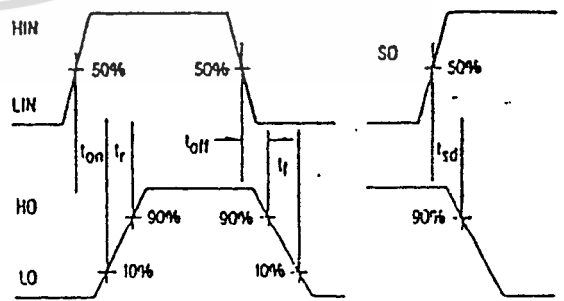


Fig. 11b — Switching Time Waveform Definition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ 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 _{HIO}	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 & SO)	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 _{HIO}	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 & SO)	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		V _S = 500V	
t _{sd}	Shutdown Propagation Delay	—	110	140	—	235		V _S = 500V	
t _r	Turn-On Rise Time	—	25	35	—	50	ns	C _L = 1000pF	Fig. 13
t _f	Turn-Off Fall Time	—	17	25	—	40		C _L = 1000pF	
Mt _{on}	Delay Matching, HS and LS Turn-On	—	—	10	—	—	ns	t _{ton} - t _{lton}	Fig. 14
Mt _{off}	Delay Matching, HS and LS Turn-Off	—	—	10	—	—		t _{toff} - t _{loff}	
DH _{on}	Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On	16	26	36	—	—	ns	(t _{ton} - t _{loff})	Fig. 15
DL _{on}	Deadtime, HS Turn-Off to LS Turn-On	16	26	36	—	—		(t _{ton} - t _{loff})	

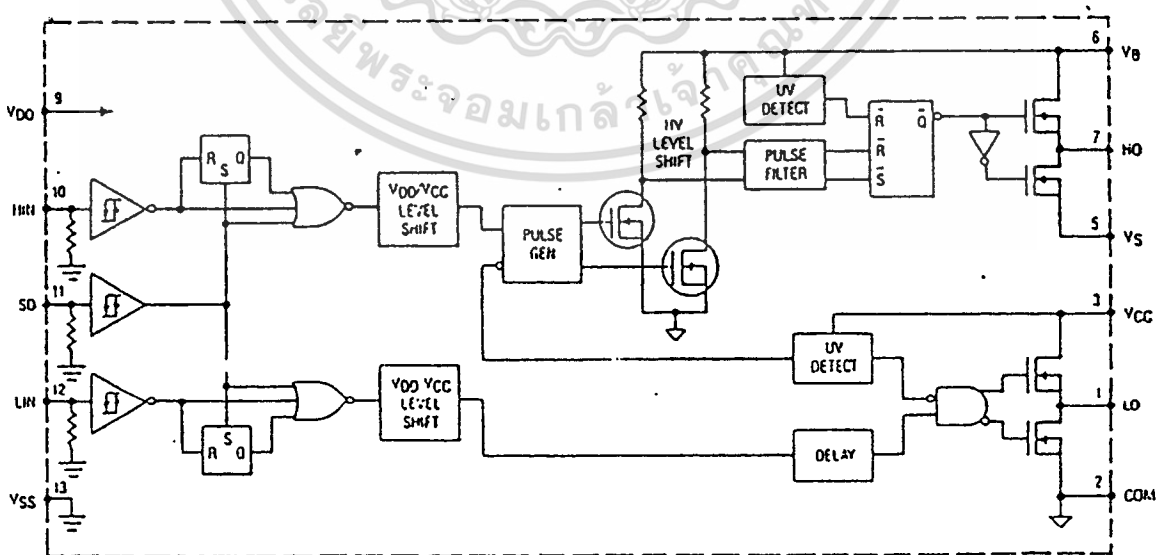
Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) = 15V unless otherwise specified.

The V_{IN}, V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic Input Pins: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM or V_S and are applicable to the respective Output Pins: HO or LO.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C			T _J = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
V _{IH}	Logic "1" Input Voltage	3.1	—	—	3.3	—	V	V _{DD} = 5V	Fig. 4
		6.4	—	—	6.8	—		V _{DD} = 10V	
		9.5	—	—	10	—		V _{DD} = 15V	
		12.6	—	—	13.3	—		V _{DD} = 20V	
V _{IL}	Logic "0" Input Voltage	—	—	1.8	—	1.7	V	V _{DD} = 5V	Fig. 4
		—	—	3.8	—	3.6		V _{DD} = 10V	
		—	—	6	—	5.7		V _{DD} = 15V	
		—	—	8.3	—	7.9		V _{DD} = 20V	
V _{OH}	High Level Output Voltage, V _{BIAS} -V _O	—	0.7	1.2	—	1.5	V	V _{IN} = V _{IH} , I _O = 0A	Fig. 10
V _{OL}	Low Level Output Voltage, V _O	—	—	0.1	—	0.1	V	V _{IN} = V _{IL} , I _O = 0A	
I _{LK}	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	—	250	μA	V _B = V _S = 500V	Fig. 5
I _{OBS}	Quiescent V _{BS} Supply Current	—	125	230	—	500		V _{IN} = V _{IH} or V _{IL}	Fig. 5
I _{OCC}	Quiescent V _{CC} Supply Current	—	100	340	—	600		V _{IN} = V _{IH} or V _{IL}	Fig. 7
I _{OOD}	Quiescent V _{DD} Supply Current	—	5	30	—	60		V _{IN} = V _{IH} or V _{IL}	
I _{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	—	15	30	—	70	A	V _{IN} = 15V	Fig. 8
I _{IN-}	Logic "0" Input Bias Current	—	—	1	—	10		V _{IN} = 0V	
V _{BSUV+}	V _{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.7	9.7	—	—	V		Fig. 9
V _{BSUV-}	V _{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.3	8.3	9.3	—	—			
V _{CCUV+}	V _{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.6	8.6	9.6	—	—			
V _{CCUV-}	V _{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.2	8.2	9.2	—	—			
I _{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	V _{OUT} = 0V, V _{IN} = 15V, PW <= 10 μs	
I _{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—		V _{OUT} = 15V, V _{IN} = 0V, PW <= 10 μs	

Functional Block Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 COM (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 COM 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.

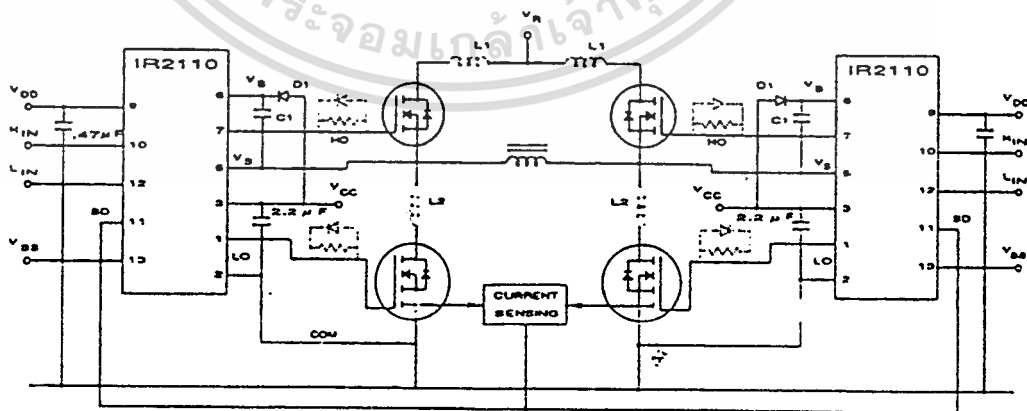


Figure 8. Typical implementation of full H bridge with cycle-by-cycle current mode control

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.

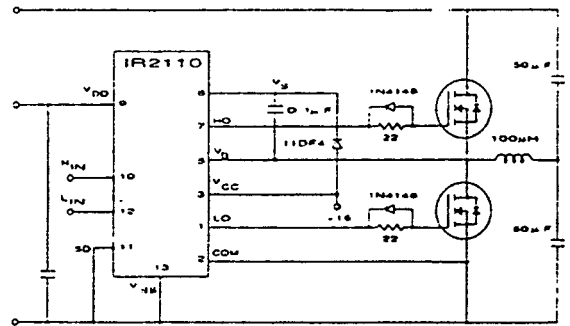


Figure 9a. Test circuit for waveforms shown below

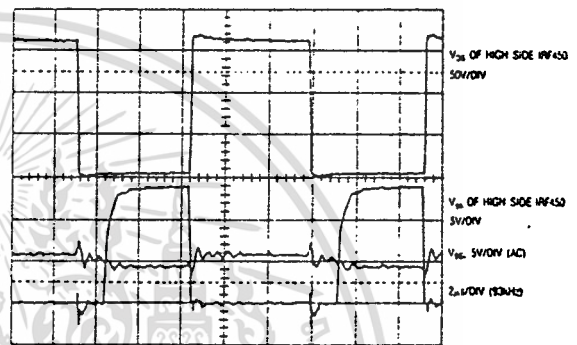


Figure 9b. Waveforms associated with the circuit shown in Figure 9a. IRF450 operated at approximately 100kHz in a 100 μ H inductor.

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.

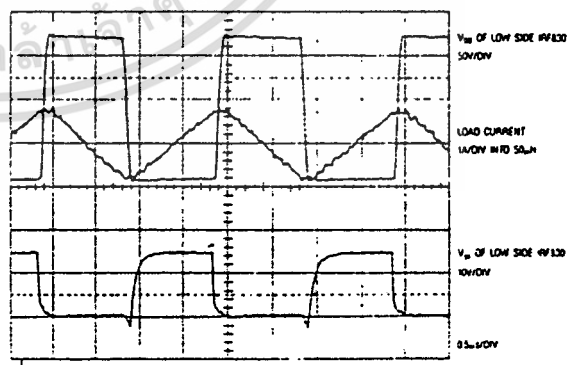


Figure 9c. Waveforms associated with the circuit in Figure 9a. IRF830's operated at 500kHz in a 50 μ H inductor. The negative spike in the gate waveform is due to the forward recovery of the internal rectifier.

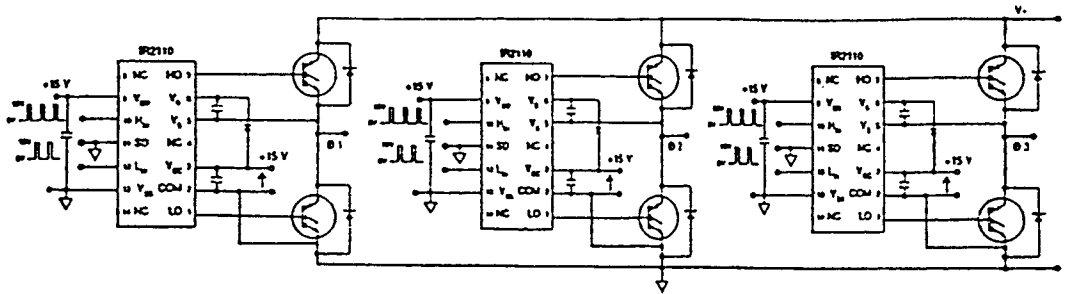


Figure 10. Three-Phase Inverter using three IR2110 devices to drive six IGBTs

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.

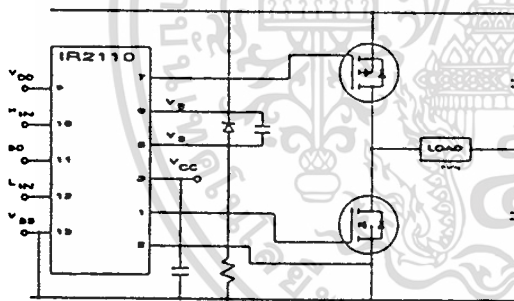


Figure 11. IR2110 driving a high side P-channel

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 in any design. Invert of patents or other rights of the third parties which may result from its use. The license is granted by assignment of ITR and under any patent or patent rights of International Rectifier. No patent liability shall be incurred for use of the circuits or devices described herein. This subject is change without notice.

© 1990 International Rectifier

Printed in U.S.A. 9190-M16-52761

**International
IR Rectifier**

WORLD HEADQUARTERS: 233 KANSAS ST. E., SEGUNDO, CA 92345, U.S.A. (213) 772-2000, TWX 910-348-6392, TELEX: 472-0400
EUROPEAN HEADQUARTERS: MURST GREEN OXTED, SURREY RH4 9SB, ENGLAND TELEPHONE (0463) 713215, TELEX 95219

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 (V_{CC}) and the high side channel output (HO) is referenced to a floating rail (V_{BS}) 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 V_{CC} 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 V_{BS} 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 (V_{SS}) 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 (Lt_{on}) and the high side channel (Ht_{on}) 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 (Lt_{off}) and the high side channel (Ht_{off}) 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 $0.1 \mu F$ capacitor is usually suitable for applications switching above 5 KHz.

Supply bypass capacitors between V_{CC} and COM and between V_{DD} and V_{SS} 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 $0.1 \mu F$ ceramic disk capacitor in parallel with a $1 \mu F$ tantalum capacitor is recommended for V_{CC} bypass. A $0.1 \mu F$ 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, V_{CC} and V_{DD} 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.

กิตติกรรมประกาศ

สำหรับปริญญานิพนธ์ที่จัดทำนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทั้งนี้ต้องขอขอบคุณ อาจารย์ ผศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ภาคอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ได้ให้คำปรึกษา พร้อมทั้งชี้แนะแนวทาง ในการแก้ปัญหาที่ถูกต้อง และจากการศึกษาค้นคว้าอย่างจริงจัง ทำให้ผู้จัดทำได้รับความรู้เพิ่มเติมหลายด้าน และสามารถนำมาประยุกต์ในการสร้างเครื่อง ضبطผิวเหล็กแข็งได้เป็นอย่างดี อีกทั้งยังสามารถนำความรู้และประสบการณ์ที่ได้นี้ไปใช้ในการประกอบอาชีพต่อไปในอนาคต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. สุวัฒน์ คั่น, “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย”. 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. “คอมพิวเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ เวิลด์”, ปีที่ 8 ฉบับที่ 92, ธันวาคม 2527.
5. “เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์” ฉบับที่ 104, มกราคม - กุมภาพันธ์ 2534.
6. สุนทร วิฑูรพจน์ “การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล 8051”, บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน), กุมภาพันธ์ 2537, พิมพ์ครั้งที่ 1
7. William 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. Archill, L.E., “Lear Com 8051 Assembler User’s Reference Manual”, Lear Com Company, 1988
10. S.A.Boctor, “Electric Circuit Analysis”, Prentice-Hall International, Inc, 1989