สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

INDUCTION HEATING

โดย

นาย คำรณ มะนาวหวาน

นาย เอกนริน พ่วงโสภา

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 36885
วัน, เดือน, ปี 29 ส.ค. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

INDUCTION HEATING

โดย

นาย คำรณ มะนาวหวาน รหัส 40013162

นาย เอกนริน พ่วงโสภา รหัส 40013201

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงงานภาษาไทย เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ชื่อโครงงานภาษาอังกฤษ INDUCTION HEATING

จัดทำโดย นาย คำรณ มะนาวหวาน 40012162
นาย เอกนริน พ่วงโสภา 40013201

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

โครงงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ .....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

วันที่ ๑๗ / มี.ค. / ๔๓

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2542

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ

1. นาย คำรณ มะนาวหวาน
2. นาย เอกนรินทร์ พ่วงโสภา

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. สมศักดิ์ แย้มเผื่อน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

นาย คำรณ มะนาวหวาน
นาย เอกนริน พ่วงโสภา
รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)
ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้อธิบายถึงหลักการทำงานของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนที่สามารถให้ความร้อนกับชิ้นงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยใช้ความถี่ประมาณ 70 กิโลเฮิร์ท ลักษณะของโครงงานประกอบด้วยภาคควบคุม วงจรขับเกท และใช้เพาเวอร์มอสเฟตเพื่อให้จ่ายกระแสสูง วงจรที่ใช้เป็นวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และที่เอาท์พุทต้องทำให้เกิดรีโซแนนซ์ซึ่งจะทำให้ได้กระแสที่เอาท์พุทสูงสุดและเกิดประสิทธิภาพมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDUCTION HEATING

Mr.Kumron Manoewwan

Mr.Eaknarin Puangsopa

Mr. Somsak Cheersirikun (Advisor)

1999

Abstract

This thesis explain about how induction heating works. The induction heating give effective heating to material. It works about 70 kHz. And consists of control stage , gate driver and power mosfet for making more current. The circuit is half bridge converter and output is occurred at resonant frequency which maximum output current and efficiency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 หลักการเบื้องต้น	3
2.2 Resonance	8
2.3 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต	13
บทที่ 3 โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร	23
3.1 โครงสร้างของระบบ	23
3.2 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and Filter)	23
3.3 Inverter	25
3.4 วงจรควบคุม (Control Circuit)	26
3.5 วงจรโหลด (Load Circuit)	28
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน	34
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	41
5.1 สรุปผลการทดลอง	41
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น	42
5.3 แนวทางแก้ไข	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง 30
ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลอง 35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปรเนเชียลในโลหะ	2
รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ	3
รูปที่ 2.2 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้งานเหนี่ยวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน	4
รูปที่ 2.3 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก	5
รูปที่ 2.4 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ	5
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่อค่าความลึก ของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน	6
รูปที่ 2.6 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก	7
รูปที่ 2.7 วงจร Series Resonance	9
รูปที่ 2.8 แสดงค่า Reactance X_L , X_C และ $X_L + X_C$	9
รูปที่ 2.9	10
รูปที่ 2.10 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์	11
รูปที่ 2.11 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve	12
รูปที่ 2.12 ก.) ดีพีชั่นมอสเฟตชนิดเอ็น	13
รูปที่ 2.12 ก.) ดีพีชั่นมอสเฟตชนิดพี	13
รูปที่ 2.13 ก.) เอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดเอ็น	14
รูปที่ 2.13 ข.) เอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดพี	15
รูปที่ 2.14 ลักษณะโอนย้ายของมอสเฟต	16
รูปที่ 2.15 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟต	16
รูปที่ 2.16 โมเดลการสวิทชิ่งที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต	17
รูปที่ 2.17 กราฟแสดงพื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อใช้พิกัดสูงสุดของการไบอัสตรง	18
รูปที่ 2.18 กราฟผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของเบอร์ MTM8N40	19
รูปที่ 2.19 กราฟฟังก์ชั่นการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต	21
รูปที่ 2.20 รูปสัญญาณความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ	21
รูปที่ 2.21 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร	22
รูปที่ 2.22 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร	22
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของระบบ	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง 23
รูปที่ 3.3 แสดงวงจร Inverter 25
รูปที่ 3.4 วงจรควบคุม ของ SG 3526 27
รูปที่ 3.5 วงจรขับเกท 28
รูปที่ 3.6 วงจรโหลด 29
รูปที่ 3.7 วงจร Control Circuit 32
รูปที่ 3.8 วงจร Power Output 33
รูปที่ 4.1 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่ Vin ค่าต่างๆ 36
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแส I_{in} (full load) ที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดง ที่ Vin ค่าต่างๆ 36
รูปที่ 4.3 สัญญาณพัลซ์ที่ขา 10 ของ SG 3526 37
รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลซ์ที่ขา 13,16 ของ SG 3526 37
รูปที่ 4.5 สัญญาณพัลซ์ที่ขา 2 , 10 ของ IC 4049 38
รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลซ์ที่จุด A , B 38
รูปที่ 4.7 สัญญาณพัลซ์ที่หลังหม้อแปลงพัลซ์ 39
รูปที่ 4.8 รูปเปรียบเทียบที่อุณหภูมิต่างๆ 40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

ทฤษฎีที่นำมาใช้ในเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน คือการนำผลจากรากฎการณ์ที่ผิว (skin effect) มาใช้ประโยชน์ ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำเท่านั้น และจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน ลักษณะการไหลของกระแสนี้จะมีลักษณะการไหลแบบเอ็กโปรเนนเชียล(exponential)

สำหรับอีกทฤษฎีที่นำมาใช้งานเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนก็คือ ทฤษฎีการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า โดยเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนนี้จะให้การเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง เพื่อเนี่ยวนำให้เกิดการส่งถ่ายพลังงานจากแหล่งกำเนิดความถี่สูงให้เกิดกระแสความถี่สูงไหลในชิ้นงานเปรียบเสมือนเป็นขดลวดด้านทุติยภูมิของแปล่งกำเนิดกำลังความถี่สูงที่ออกแบบสร้างขึ้น

จากการนำเอาทฤษฎีทั้งสองที่กล่าวไว้มาประยุกต์เข้าด้วยกันและนำเอาการประยุกต์มาใช้ในงานที่เกี่ยวกับโลหะ เพื่อให้กระแสไหลอยู่ที่ผิวโลหะเท่านั้น เรายึดความจริงเกี่ยวกับโครงสร้างของโลหะที่ว่า โลหะที่มีความร้อนสูง เมื่อทำให้มันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็วจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างในเนื้อโลหะและมีอนวโน้มที่จะทำให้โลหะมีความแข็งมากขึ้น ในทางโลหะวิทยาถือว่าการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจากร้อนไปเย็นอย่างรวดเร็วนั้นเป็นการเพิ่มความเครียด(strain) ให้กับเนื้อโลหะ ดังนั้นในงานชุบแข็งเราจึงใช้ความถี่สูงโดยความถี่เป็นตัวกำหนดความลึกของชิ้นงานที่ต้องการชุบ สมมุติว่าเราต้องการชุบเหล็กทรงกระบอกตันแท่งหนึ่ง เราจะกำหนดค่าความลึกขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเราจะถือค่าความลึกนี้เป็นค่าอ้างอิง ที่เป็นเช่นนี้เพราะความจริงแล้วเราไม่สามารถกำหนดความลึกของการชุบแข็งด้วยความลึกของกระแสที่ไหลได้เพราะกระแสไฟฟ้าจะไหลแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลซึ่งเราไม่สามารถกำหนดความลึกตามนั้นได้ และความแข็งของเนื้อโลหะที่ความลึกต่างกันจะไม่เท่ากันตลอด จึงต้องกำหนดค่าอ้างอิงขึ้นมาค่าหนึ่ง แล้วเฉลี่ยเอาว่าภายใต้ความลึกค่านี้จากผิว ความแข็งของโลหะจะประมาณเท่ากัน

เมื่อเราได้ความลึกที่ต้องการแล้ว เราก็กำหนดความถี่ของการชุบแข็งได้จากสมการค่าความลึกนี้ในปัจจุบันลักษณะเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนที่ใช้ในงานชุบแข็งมีอย่างกว้างขวาง เช่น ในอุตสาหกรรมรถยนต์ใช้ชุบแข็งส่วนประกอบต่างๆของรถที่มีหน้าสัมผัสติดกับส่วนอื่น เพื่อป้องกันการสึกหรอได้ง่าย เช่น การชุบแข็งฟันเฟือง หรือส่วนประกอบที่ไม่ต้องการให้เกิดการงอ เช่น เพลา

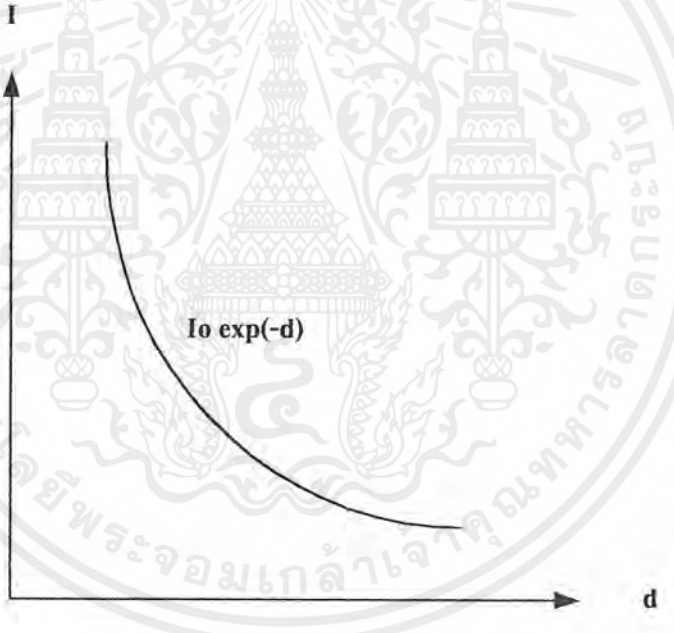
ถ้าหากเราต้องการงานที่มีความละเอียดสูงมาก ต้องพิจารณาข้อปลีกย่อยเพื่อทำให้เราได้งานที่มีคุณภาพเช่นเมื่อเราทำให้มันร้อนแล้วมันขยายตัวไปเท่าไรและมื่อมันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็ว การหด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวของมันทำให้ชิ้นงานหดตัวหรือไม่ และยังต้องคำนึงถึงช่วงเวลาในการทำให้เย็นนั้น เป็นตัวกำหนดค่าความแข็งของชิ้นงานว่าได้ตามความต้องการหรือไม่

แต่อย่างไรก็ดี หลักการที่สำคัญอีกอันหนึ่งสำหรับการชุบแข็งคือ โดยทั่วไปชิ้นงานที่เรานำมาชุบแข็งจะมีความสามารถนำความร้อนได้ดี ดังนั้นเราจำเป็นอย่างยิ่งที่เราจะต้องอัดพลังงานจำนวนมากเข้าไปในชิ้นงานอย่างรวดเร็วแล้วเอาออกอย่างรวดเร็ว เพื่อป้องกันไม่ให้ความร้อนไซ้ไปในเนื้อเหล็กได้มากนัก ซึ่งเป็นเหตุผลให้ต้องใช้พลังงานมากเพิ่มขึ้นในการที่จะทำให้ชิ้นงานร้อนขึ้นอย่างรวดเร็ว หลังจากนั้นก็ต้องทำให้มันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็ว เพื่อป้องกันไม่ให้โครงสร้างบริเวณที่เราไม่ต้องการชุบแข็งเปลี่ยนตามไปด้วย

การให้ความร้อนแบบอิดัคตีฟนี้ชิ้นงานจะได้รับพลังงานจากสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลง การถ่ายเทพลังงานจะเป็นแบบไม่มีการสัมผัส (contact less) และชิ้นงานจะถูกทำให้ร้อนขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านในชิ้นงานเนื่องจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ



d คือ ค่าความลึกจากผิวชิ้นงานเข้าไป

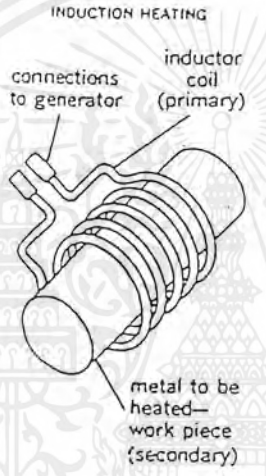
รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

หลักการเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อนจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า และชิ้นงานจะทำหน้าที่เหมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง โดยที่ขดทุยติภูมิจะมีจนวนรอบเท่ากับ 1



รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ

เมื่อมีกระแสสลับป้อนเข้าที่ขดปฐมภูมิ กระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่ากระแสไหลวน (eddy current) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างขวาง โดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในงานเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็ง เป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลาย เนื่องจากข้อดีหลายประการ คือ

1. ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยรงให้กับวัสดุ วิธีนี้จะเป็นวิธีที่ให้ความร้อนที่เร็วมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่นๆ
2. สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อนได้ง่ายและแม่นยำ
3. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน ง่ายต่อการควบคุม ทำให้ได้ชิ้นงานที่มีคุณภาพสูง
4. ใช้เวลาในการปิด-เปิดเครื่องน้อยและมีกำลังสูญเสียจำหรือแทบจะไม่มีเลยเมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้เฉยๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. สภาวะการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆ เช่น ควันหรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

2.1.2 แหล่งจ่ายพลังงาน

อุปกรณ์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน เช่น ที่ความถี่ 50Hz จะต้องเลือกใช้หม้อแปลงให้เหมาะสมและต้องใช้ตัวเก็บประจุเพื่อแก้ตัวประกอบกำลัง (Power factor) ด้วย สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 10 kHz จะต้องเลือกชนิดของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะสมและจะต้องสามารถรับพลังงานได้ถึง 300 kW

คอนเวอร์เตอร์ (converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10-200 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในงานหลอมละลายโลหะ สำหรับความถี่มากกว่า 200 kHz ขึ้นไป จะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอดสูญญากาศเป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้จะใช้ในงานเชื่อมหรือชุบแข็งโลหะ

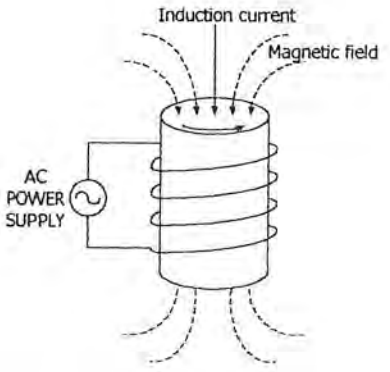
ในปัจจุบันอุปกาณ์สารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทมากในงานพวกนี้มากเนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิทช์ เพื่อใช้ในงานแรงดันและกระแสสูงได้และในปริญญานิพนธ์นี้จะใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิทช์

Frequency used in induction and dielectric heating

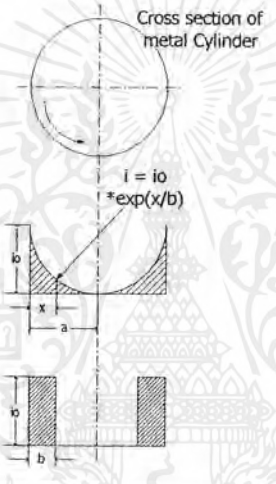
Frequency (Hz)	Source of power	Use
60 - 960	Rotating generator or converter	Mass induction hating forging forming extrusion
960 - 10,000	Motor - generator	Induction heating for melting. Heat treating
10,000 - 60,000	Converter	Induction heating for small scale melting and sintering
200,000 - 550,000	Vacuum-tube oscillators	Surface induction heating for brazing. soldering and strip and wire heating
2,000,000 - 90,000,000	Vacuum - tube oscillator	Dielectric heating

รูปที่ 2.2 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก



รูปที่ 2.4 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ

2.1.3 ความลึกจากผิว

เมื่อนำเอาขดลวดพันรอบแท่งโลหะและให้กระแสไหลผ่านขดลวดดังรูปที่ 2.3 จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของกระแสในเนื้อโลหะ ทิศทางของกระแสจะตรงข้ามกับกระแสในขดลวด และจะเกิดความร้อนแบบจูล (joule) กระแสที่เหนี่ยวนำไหลในแท่งโลหะจะอยู่ใกล้ๆผิวของแท่งโลหะเนื่องจากผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่ 2.4 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียล เราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวนั้นๆ มีคุณสมบัติโลหะเท่ากันตลอด ความลึกผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

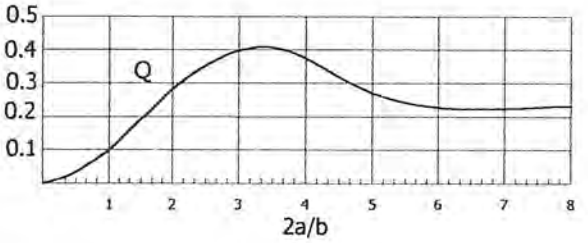
$$\delta = 5.03\,(\rho/\mu_r f)^{1/2}$$

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ (resistivity of metal)

μ_r = ค่าความซึมซาบ สัมพัทธ์ (relative permeability)

f = ความถี่ (frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึก
ของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน

2.1.4 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ

เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำสามารถแสดงดังสมการ

$$P = 2.5\, f H_o^{\,2} \mu_r L A Q * 10^{8}$$

H_o = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ

(Strength of magnetic files at surface of meal cylinder)

L = ความยาวของแท่งโลหะ (Length of metal cylinder [cm])

A = พื้นที่หน้าตัดของแท่งโลหะ (Cross section area) [cm^2]

Q = ค่าคงที่ขึ้นกับค่าของ 2α / Q (Function determined by 2α / Q)

กราฟรูปที่ 2.5 แสดงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ตัวแท่งทรงกระบอก โดยเทียบกับอัตราส่วนของเส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งกลมทรงกระบอกกับความลึกของการกระจายกระแสจากผิวของแท่งกลมกระบอก

2.1.5 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่างๆ กันในชิ้นงานที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอกนั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้สามารถนำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริงได้ โดยรูปที่ 2.6 เป็นกราฟที่ใช้ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างกันไป

จากรูปที่ 2.6 แนวตั้งเป็นค่าของความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับความหนาแน่นกระแสที่ผิว แนวนอนจะเป็นค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆเทียบกับอัตราส่วนจากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นที่รัศมีเท่ากับ 70% ของรัศมีชิ้นงาน จากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่ผิวคูณกับรัศมีที่ต้องการทราบค่าคงที่ของการกระจาย จะได้ค่าคงที่ของการกระจายกระแสที่รัศมีนั้นๆ เมื่อ

I_r = กระแสที่รัศมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_a = กระที่ผิว (รัศมี a)

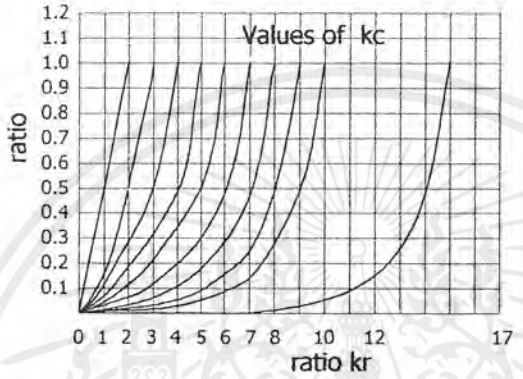
a = รัศมีขอบนอกสุดของแท่งกลมทรงกระบอก

$$K = 8\P^2 f \mu / \rho$$

μ = ค่าความซึมซาบ (permeability)

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะ (resistivity)

f = ความถี่ (frequency)



รูปที่ 2.6 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

2.1.6 โลหะวิทยาของเหล็ก

โดยทั่วไป เหล็กที่เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กจะมีคุณสมบัติที่ค่อนข้างแน่นอนกว่าโลหะชนิดอื่นๆที่ไม่ได้เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กและเป็นสิ่งสำคัญมากในการเหนี่ยวนำความร้อน คุณสมบัติหลักตัวหนึ่งของคุณสมบัติหลายด้านที่โลหะมีอยู่ก็คือ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะ ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป โดยทั่วไปความนำแม่เหล็กจำเพราะจะมีค่าเป็น 1 ที่อุณหภูมิระหว่าง 1275-1600 ° F ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กและส่วนผสมโลหะอื่นในเหล็กด้วย และมีการแสดงให้เห็นว่าที่สนามแม่เหล็กที่มีค่าอ่อนมากๆ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพราะจมีค่ามากขึ้นในขณะที่ในสนามแม่เหล็กที่มีความเข้มสูง ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะลดลงอย่างรวดเร็วที่ 1400 ถึง 1475 ° F โดยลดลงถึง 100 เท่าของค่าเดิมของมัน

2.1.7 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)

ค่าอุณหภูมิวิกฤต (critical temperature) เหล่านี้เรียกว่า จุดคูรีย์(curie point) เป็นจุดที่ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะของโลหะลดลงอย่างรวดเร็วเป็น 1 ทำให้ตัวมันทำหน้าที่เป็นแกนอากาศของสนามแม่เหล็ก และพบว่าโมลิบดีนัมและซิลิกอนจะเป็นตัวผสมช่วยให้อุณหภูมิที่จุดคูรีย์มีค่าสูงขึ้น ในขณะที่แมงกานีสและนิเกิลจะลดค่าอุณหภูมิที่จุดคูรีย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

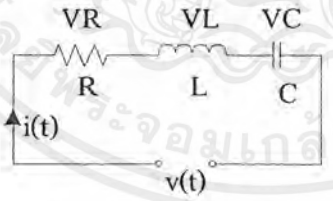
ชนิดโลหะ	อุณหภูมิ (°F)
เหล็ก (Iron)	1420
โคบอล(Cobait)	2105
นิเกิล (Nickel)	680
เหล็กผสมนิเกิล (Nickel-Iron(30Ni-70Fe))	160
โลหะผสม (Permalloy (78Ni-22Fe))	1020
โลหะผสม (Nickel-copper (Thermalloy,Thermopern)	50-160
โลหะผสม (Carbon-steel (medium)	1330

2.2 Resonance

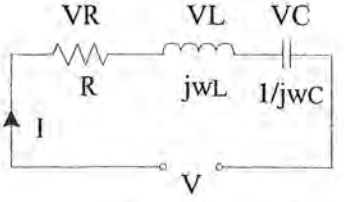
ในทางไฟฟ้า Resonance คือ จุดที่กระแสและแรงดัน In-phase กัน หรือ ถ้ามองจากวงจร Series Resonance เมื่อเราปรับความถี่ไปเรื่อยๆจะมีค่าหนึ่งที่ทำให้ $X_L = X_c$ ทำให้ในวงจรมีค่า Impedance เหลือแต่ความต้านทานเท่านั้นทำให้กระแสมีค่าสูงสุดและเป็นสาเหตุให้เราให้วงจร Induction Heating ทำงานที่จุดResonance

2.2.1 วงจร Resonance แบบอนุกรม

การต่อวงจร Series Resonance เฟสเซอร์ของแรงดันที่ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่างได้แสดงดังรูป 2.16

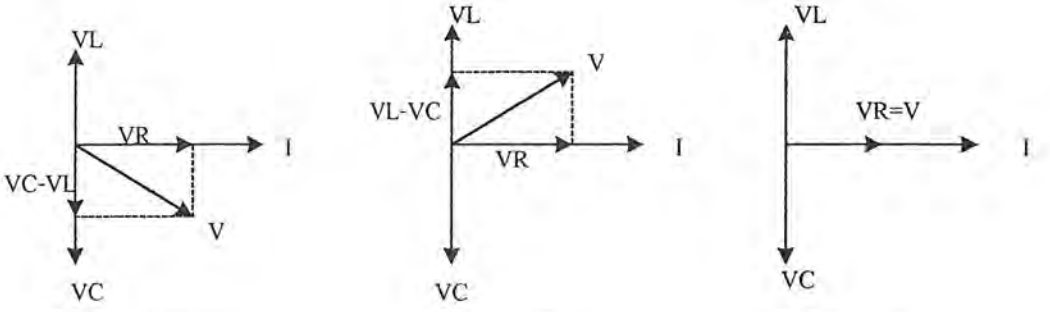


ก.) วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม



ข.) วงจรเปลี่ยนแปรของวงจรในรูป ก.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



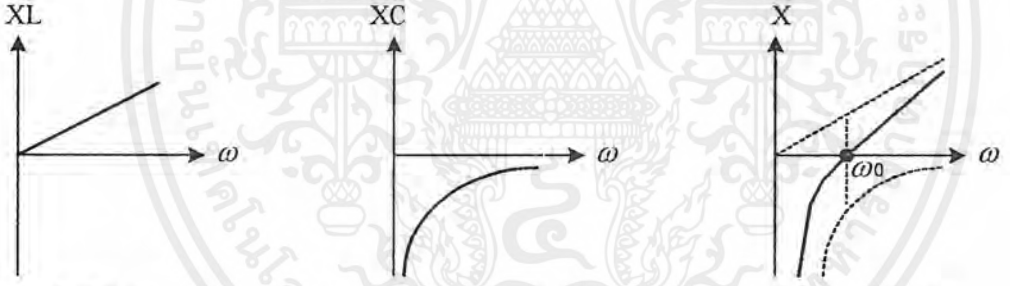
ค.) f< fo ง.) f > fo จ.) f = fo

รูปที่ 2.7 วงจร Series Resonance

โดยที่รูปที่ 2.7ก. แสดงวงจร Series Resonance

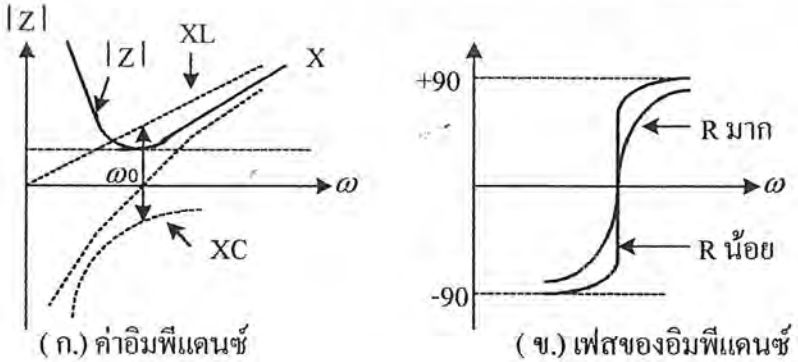
รูปที่2.7ข.แสดงค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับที่ตัวต้านทานตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

รูปที่ 2.7ค,2.7ง,และ2.7จ แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันที่ความถี่ต่าง ๆ นอกจากนี้เมื่อนำค่าReactance มา Plot Curve จะได้ดังรูปที่ 2.8



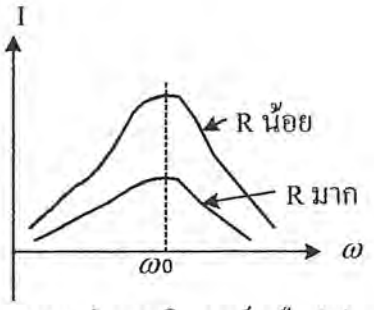
(ก.) XL= ω L (ข.) XC=-1/ ωC (ค.) X=XL+XC

รูปที่2.8 แสดงค่า Reactance X_L, X_c,และ $X_L + X_c$



(ก.) ค่าอิมพีแดนซ์ (ข.) เฟสของอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค.) ค่าแอดมิแตนซ์ หรือ |I|

รูปที่ 2.9

พิจารณากราฟในรูปที่2.9

รูป ก: แสดงขนาดของ Reactance ที่ ω ต่าง ๆและจะเห็นว่าขนาดของ Reactance มีค่าน้อยที่สุดที่จุด Resonance

รูป ข : แสดงมุมเฟสของ Reactance ที่ ω ต่าง ๆสังเกตว่าที่ความถี่มากกว่า Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นบวกตามตัวเหนี่ยวนำและจะมีค่ามากขึ้นจนมีค่ามากที่สุดที่ + 90° และในทางตรงข้ามถ้าความถี่น้อยกว่าที่ Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นลบตามตัวเก็บประจุและจะมีค่ามากที่สุดที่ - 90°

รูป ค: แสดงขนาดของ Admittance และขนาดของกระแส พบว่ากระแสจะมีขนาดมากที่สุดที่ความถี่ Resonance และจากนิยามของ Resonance เราได้ว่าความถี่ Resonance มีค่าดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

และหา ω_C ได้จากสมการ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2}}$$

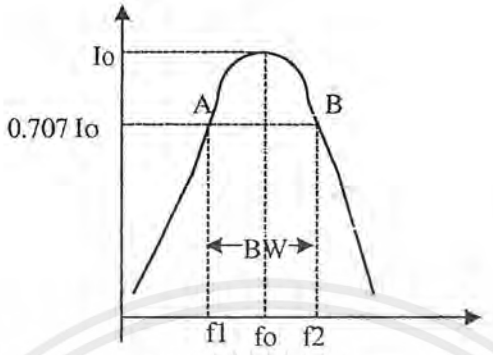
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC - (CR)^2}}$$

มีข้อสังเกตว่าที่ R มีค่าน้อยๆ ω_0 , ω_L และ ω_C จะยิ่งมีค่าใกล้เคียงกันมากยิ่งขึ้นและที่R=0 จะได้ $\omega_0 = \omega_L = \omega_C$ เมื่อ ω_L และ ω_C เป็นความเร็วเชิงมุมที่ทำให้เกิด $|V_C|_{max}$ และ $|V_L|_{max}$ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 Resonance Curve และ Bandwidth

เรียกกราฟของ $|Y|$ หรือ $|I|$ กับ f ว่า Resonance Curve ดังรูปที่ 2.10



แสดงค่ากระแสของวงจรรีโวแนนซ์

รูปที่ 2.10 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์

รูปที่2.11 แสดงค่าของความต้านทานว่ามีผลต่อ Resonance Curve อย่างไร ซึ่งพบว่า ค่า R ยิ่งมากจะทำให้ Resonance Curve จะมีรูปร่างแบนมากขึ้น

ถ้า Resonance Curve มีความแบนมากเรียกว่ามี Selectivity ไม่ดี โดยค่า Selectivity สามารถหาจาสูตร

$$\text{Selectivity} = \frac{BW}{f_0}$$

โดย B.W. คือช่วงความถี่ระหว่างจุดสองจุดซึ่งแต่ละจุดอยู่คนละข้างของ f_0 และให้ค่ากระแสลดลงเหลือ I_0 /2 ซึ่งทำให้กำลังในวงจรลดลงเหลือครึ่งหนึ่งของกำลังที่ Resonance จากนิยามข้างต้นสามารถหา f ที่จุดครึ่งกำลังได้ทำให้ได้

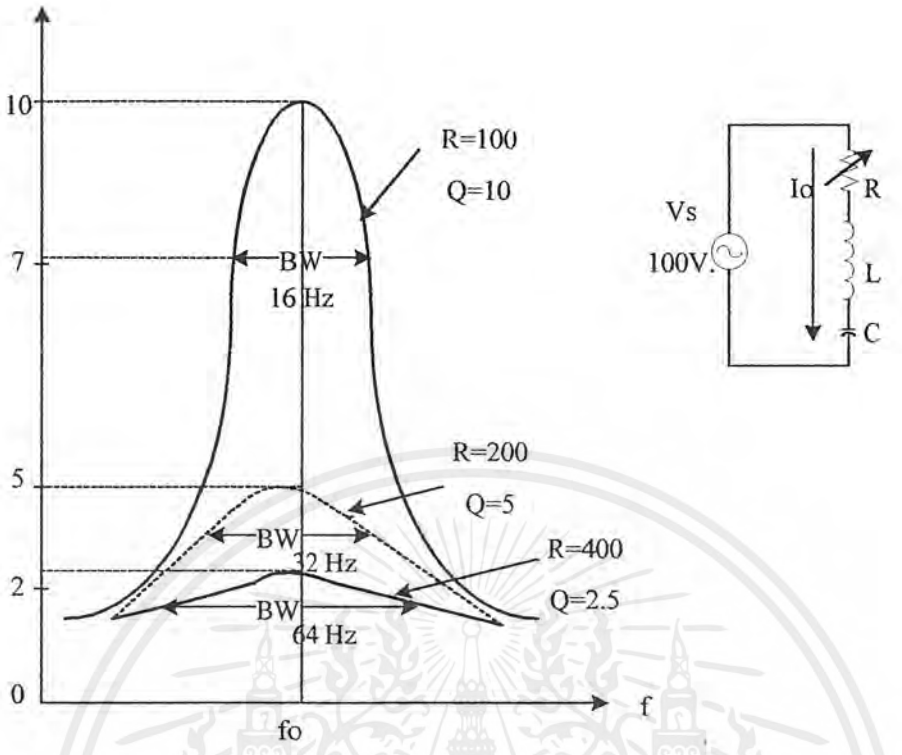
$$BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{R}{L}$$

และ Selectivity มีค่าดังนี้

$$Selectivity = \frac{R}{\omega_0 L}$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่าค่าความต้านทานมีค่ามาก BW จะมีค่ามากด้วยและจากสมการ 2.100 เมื่อ R มีค่ามาก ค่า Selectivity จะมีค่ามากทำให้ Resonance Curve แบนซึ่งไม่ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงค่าความต้านทานที่มีผลต่อ Resonant Curve

รูปที่ 2.11 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve

2.2.3 Quality Factor (Q)

Q = 2π * (พลังงานเก็บสะสมสูงสุดหารด้วยพลังงานที่สูญเสียต่อวัฏจักร)

จากสมการข้างต้นเมื่อทำการพิสูจน์จะพบว่าพลังงานเก็บสะสมสูงสุดในวงจรอนุกรม RLC จะมีค่าสูงสุดขณะวงจรเกิด Resonance และมีค่าคงที่ตลอดเวลาทั้ง ๆที่พลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาจากศูนย์ไปยังค่าสูงสุดกลับไปกลับมาตลอดเวลามีค่าเท่ากับ $LI_m^2/2$ และ พลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยในวงจรต่อหนึ่งวัฏจักรเท่ากับ $I_m^2 R/(2f_0)$ ทำให้ได้

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R}$$

จากนิยามของ Selectivity ได้

$$Seletivity = \frac{1}{Q_0}$$

นอกจากนี้ในวงจร RLC Series ยังพิสูจน์ได้ว่า

$$Q_0 = \left|\frac{V_{LO}}{V}\right| = \left|\frac{V_{Co}}{V}\right|$$

เมื่อ V_{Lo} คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ Resonance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{C0} คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุที่ Resonance

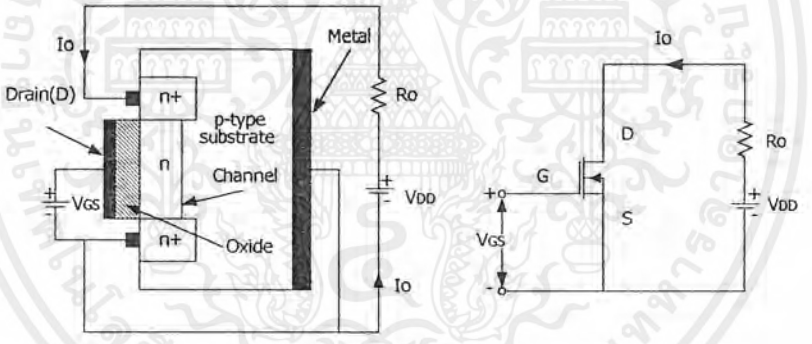
เพราะฉะนั้นเมื่อเรารู้ค่า Q_0 ทำให้สามารถหาค่าต่าง ๆดังต่อไปนี้ได้

1. หาอัตราส่วน $X_L / R = X_C / R$ ที่ Resonance
2. หา Selectivity = $1 / Q_0$
3. หา $|V_{L0}|, |V_{C0}|$ ได้ = $Q_0 |V|$
4. หาพลังงานสูญเสียต่อวัฏจักรได้ = $(2\pi / Q_0)x$ พลังงานเก็บสะสมสูงสุด

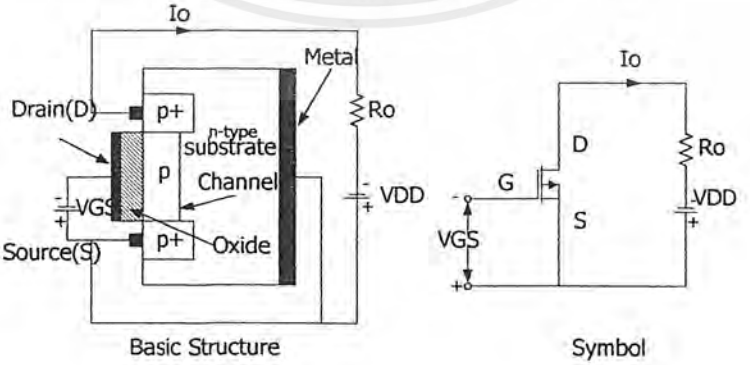
2.3 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

2.3.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาท์พุทด้วยแรงดันที่ขาเกท และต้องการกระแสอินพุทต่ำมาก มีความเร็วในการสวิทชิ่งสูง เวลาในการสวิชิ่งต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



(ก) ดีพลีชั่นมอสเฟตชนิดเอ็น



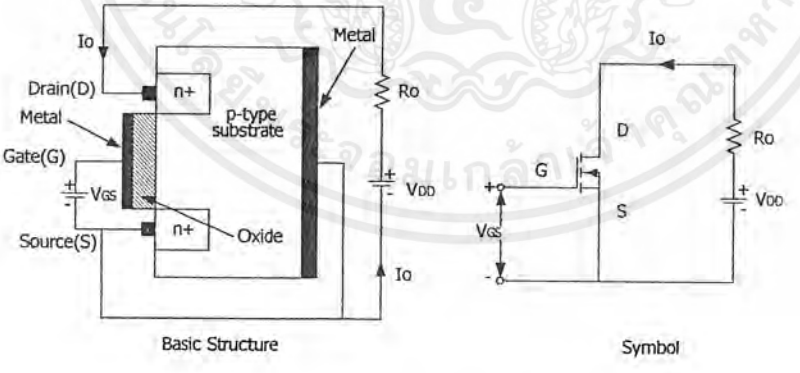
(ข) ดีพลีชั่นมอสเฟตชนิดพี

รูปที่ 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

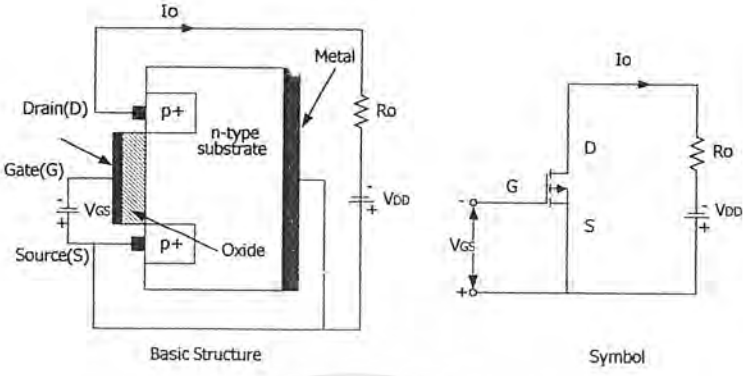
มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ ดีพลีชั่นมอสเฟต และเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟต (depletion mosfet and enhancement mosfet) ดีพลีชั่นมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชิ้นสารซิลิคอนชนิดพีดังรูปที่ 2.12ก และถูกโดป (dope) ด้วยซิลิคอนชนิด n^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกทถูกแยกออกจากแชนแนลด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟทมีชื่อเรียกว่า เกท เดรน และซอร์ส แรงดันที่เกทซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นแชนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นของออกไซด์เป็นผลทำให้แชนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างเดรนขซอร์ส R_{DS} จะสูงขึ้นถ้าV_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้แชนแนลปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้น จนไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส (I_{DS} =0) แรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่า แรงดันพินช์ออฟ (pinch off voltage),V_D เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวกแชนแนลจะเริ่มกว้างมากขึ้น และ I_{DS} จะไหลมากขึ้นเนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับในดีพลีชั่นมอสเฟตชนิดพีจะมีขั้วของ V_{DS},I_{DS} และ V_{GS} ที่ตรงกันข้ามกับชนิดเอ็น

ในเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดเอ็นจะไม่มีแชนแนลดังรูปที่2.13 ถ้า V_{GS} เป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจากซับสเตรทชนิดพี (p-type substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage),V_T แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดเอ็นแชนแลเสมือนขึ้นแ และจะทำให้กระแสไหลจากเดรนไปซอร์สได้ สำหรับในเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดพี สภาพขั้วของ V_{DS},I_{DS} และ V_{GS} จะตรงข้ามกับชนิดเอ็น



รูปที่ 2.13 (ก) เอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดเอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 (ข) เอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดพี

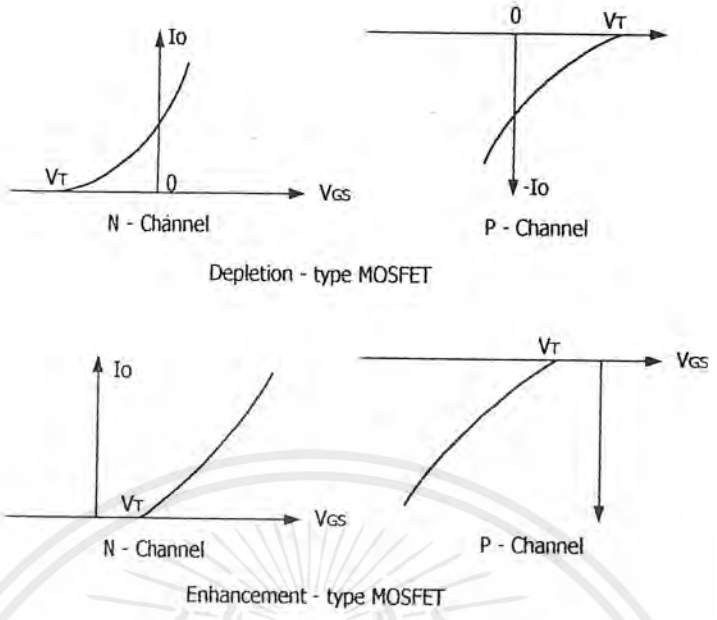
2.3.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟท

มอสเฟทเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกทไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน I_D กับกระแสเกท I_G อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกทจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

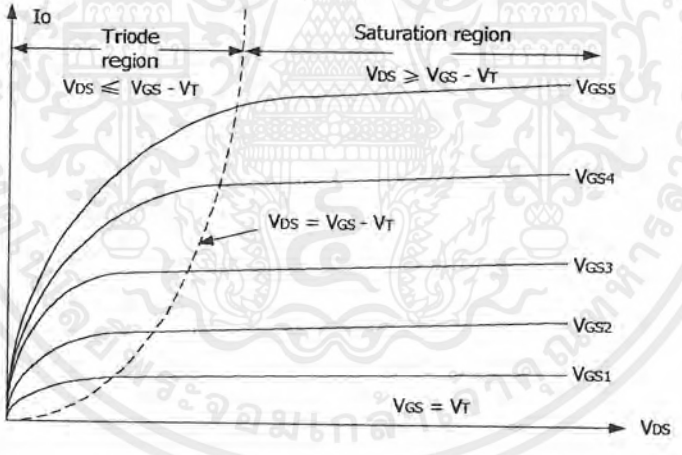
ลักษณะสมบัติโอนย้ายของมอสเฟทชนิดเอ็นและชนิดพีแสดงดังรูปที่ 2.14 และรูปที่ 2.15 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดเอ็นจะมีการทำงานใน 3 บริเวณคือ บริเวณคัทออฟ (cut off region) เมื่อ $V_{GS} < V_T$ บริเวณอิ่มตัวหรือพินช์ออฟ (saturation or pinch off region) เมื่อ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ และบริเวณเชิงเส้น (linear region) เมื่อ $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ การพินช์ออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสเดรนสูงและแรงดันเดรนต่ำทำให้มอสเฟตทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้น สำหรับการสวิทชิ่งในบริเวณอิ่มตัว กระแสเดรนจะคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้มอสเฟทจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟททั้งชนิดดีพลีชั่นและเอ็นฮานซ์เมนท์ จะมีโมเดลที่สภาวะคงตัวดังรูปที่ 2.16 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์, G_m หาได้จาก $G_m = dI_D / dV_{GS}$ เมื่อ V_{DS} คงที่ และความต้านทานด้านเอาท์พุท, $r_O = R_{DS}$ หาได้จาก $R_{DS} = dV_{DS}/dI_D$ (R_{DS} ในบริเวณพินช์ออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกกะโอห์มและในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม)

สำหรับดีพลีชั่นมอสเฟตจำทำงานที่แรงดันเกทเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นฮานญ์เมนท์มอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกทเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ทั่วๆไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เมนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



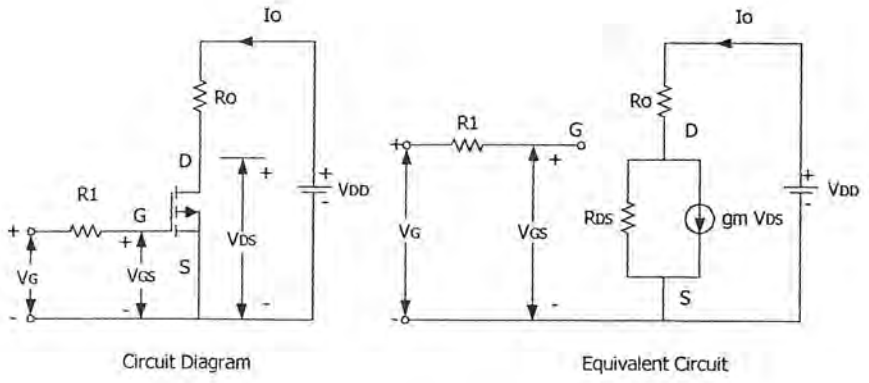
รูปที่ 2.14 ลักษณะสมบัติโอนย้ายของมอสเฟท



รูปที่ 2.15 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.16 โมเดลการสวิทชิ่งที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

2.3.3 การออกแบบเพื่อนำเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้

พื้นที่การทำงานปลอดภัย (Safe operating areas)

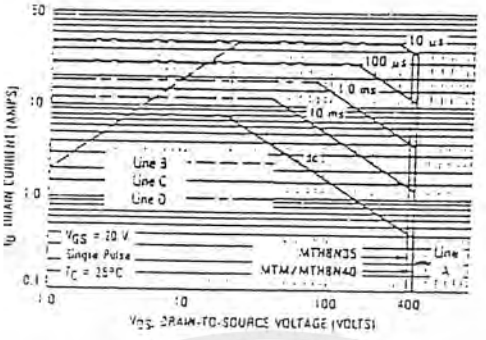
เขตทำงานปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตดูได้จากกราฟข้อมูลของเพาเวอร์มอสเฟตซึ่งจะมีอยู่ 2 ตำแหน่ง คือ พื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อไบอัสตรง (The forward biased safe operating area; FBSOA) และพื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อมีการเปลี่ยนสภาวะ (The switching safe operating area; SSOA)

FBSOA

กราฟ FBSOA จะบอกถึงค่าสูงสุดของแรงดันและกระแสเดรนที่อุปกรณ์สามารถจะทนได้ขณะที่ป้อนไบอัสตรงหรือขณะนำกระแส จะมีค่าจำกัดอยู่ 4 ค่าที่อยู่ในของเขตของกราฟ FBSOA เป็นค่าสูงสุดของพิกัดแรงดันเดรนซอร์ส ดังที่แสดงในขอบเขต A ตามรูปที่ 2.17

ถ้าเกินพิกัดถึงแม้จะเย็นชั่วขณะก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตสามารถพังได้ ดังนั้นควรระมัดระวังการเกิดการทรานเชี้ยน (transients) ที่แหล่งจ่ายแรงดันให้แก่เดรน ค่าแระแสเดรนสูงสุดที่สามารถยอมได้ภายในช่วงเวลาหรือเป็นพัลส์จะหาได้จากบริเวณที่สองของกราฟ FBSOA แทนด้วยเส้น D ข้อจำกัดจะเกิดจากขนาดของสายภายในของตัวเพาเวอร์มอสเฟต ขนาดจุดต่อของซอร์ส,คุณลักษณะ (characteristics) และความต้านทานทางอุณหภูมิ ถึงแม้ว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถรับกระแสเกินที่เกิดจากการไม่สม่ำเสมอได้ แต่ไม่ควรที่จะทำให้มันทำงานเกินพิกัดกระแสเดรนในขณะที่เป็นพัลส์ทั้งยังรวมถึงกระแสที่มีลักษณะเป็นการรบกวนชั่วขณะด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
36885



รูปที่ 2.17 กราฟแสดงพื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อใช้พิกัดสูงสุดของการไบอัสตรง

ขอบเขตที่ 3 เส้น B จะถูกกำหนดโดยค่าความต้านทานเดรน- ซอร์สขณะวงจรปิด และขีดจำกัดกระแสที่แรงดันเดรน- ซอร์สขนาดต่ำ

ขอบเขตที่ 4 เส้น C จะขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางอุณหภูมิเนื่องจากการประกอบ ขีดจำกัดของกำลังของกราฟ FBSOA หาได้จากกราฟผลตอบสนองต่ออุณหภูมิ (thermal response) อุณหภูมิที่รอยต่อภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตสูงสุดที่จะรับได้ และค่าพิกัด $r_{\theta JC}$ สูงสุด การทำงานภายในกราฟจะทำให้ได้ค่าอุณหภูมิสูงสุดที่รอยต่อจะไม่เกิน 150 ^{o}C

เมื่อความต้านทานทางอุณหภูมิชั่วขณะ (transient thermal resistance) ลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงเวลาสั้นๆ จะทำให้ความสามารถที่จะรับกำลังสูงสุดได้เพิ่มกราฟตัวอย่างตามรูปที่ 2.18 ถ้ากำหนดให้เป็นพัลส์ 100 หนึ่งลูก จะได้ค่าความต้านทานทางอุณหภูมิ (effective thermal inpedance) ของพัลส์ 100 หนึ่งลูก

คำจำกัดความของความต้านทานทางอุณหภูมิ $R = (T_J - T_C) / P_D$

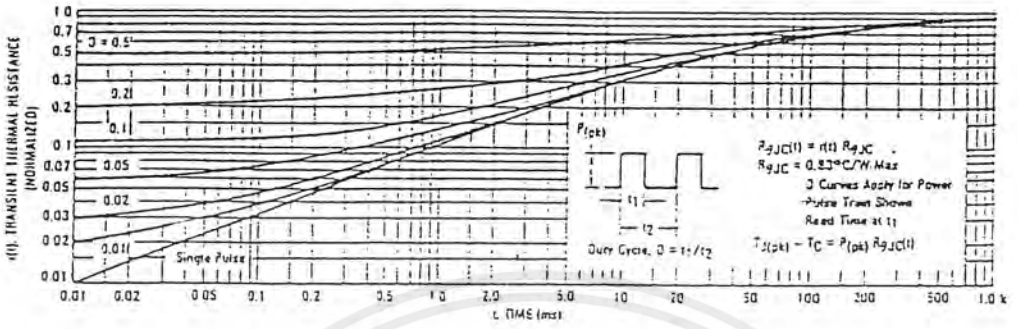
นำขนาดของพัลส์ T_J = 150 ^{o}C และ T_J = 25 ^{o}C มาเข้าสมการจะได้ P_D = 4564 วัตต์ ดังนั้นจะเห็นว่า MTM8N40 สามารถนำกระแส 23A ที่ความกว้างพัลส์ 100 μs โดยที่ $T_{J(max)}$ ไม่เกิน 150 ^{o}C

ปกติกราฟ FBSOA ที่หาได้จากข้อจำกัดของอุณหภูมิเนื่องจากตัวถัง ทำให้เรารู้ล่วงหน้าว่าสภาวะต่างๆเป็นอย่างไร ถ้าเกิดแรงดันและกระแสสูงชั่วขณะที่ยาวเกิน 10 sec สภาวะนี้สามารถเกิดทั้งลิเนียร์และสวิทช์ชิ่ง อย่างเช่น โหลดเกิดชอร์ท

ขีดจำกัดของอุณหภูมิสามารถจากขอบเขตของ SOA สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในงานทางลิเนียร์ ค่า $T_{J(max)}$ จะมีผลกระทบต่อพิกัดกระแสพัลส์เมื่อนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้ในงานสวิทช์จากการสังเกต พิกัดของแระแสเพาเวอร์มอสเฟตค่อนข้างเป็นการเรคดิไฟร์ได้ดีกว่าใบโพลาร์ทรานซสเตอร์ เพราะพิกัดกระแสสูงสุดไม่ได้ถูกจำกัดโดยค่าอัตราขยายแต่ถูกจำกัดด้วยอุณหภูมิดังนั้นค่า $r_{DS(on)}$, การสูญเสียกำลังขณะปิดวงจร (on-state power dissipation), การสูญเสียสวิทช์ชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(switching losses), ความกว้างพัลส์ (pulse width), ดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) และค่าความต้านทานทางอุณหภูมิระหว่างรอยต่อกับตัวถัง จะมีผลต่อ T_j



รูปที่ 2.18 กราฟผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของเบอร์ MTM8N40

การสูญเสียกำลังด้านสวิทช์ชิ่งทั้งหมดเกิดจากการสูญเสียขณะเปิดวงจรที่ความถี่ต่ำ การสูญเสียสวิทช์ชิ่งของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าน้อยมากสามารถตัดทอ้งไปได้ อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นค่าสูญเสียสวิทช์ชิ่งจะเริ่มมากขึ้นและมีผลทำให้ T_jเพิ่มขึ้น จุดที่แบ่งความถี่ต่ำและความถี่สูงจะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเกท วงจรขับเกทที่มีอิพีแอนซ์ต่ำจะมีค่าสูญเสียสวิทช์ซิ่งต่อนข้างน้อย ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ต

ในผลรวมของกำลังสูญเสีย (Total power dissipation) ค่าสูญเสียขณะปิดวงจรเป็นค่าที่มากที่สุด และทำให้มีผลกระทบต่อความสามรถในการรับกระแสพัลส์สูงสุด การคำนวณค่ากำลังสูญเสียขณะปิดวงจรต้องใช้กราฟของการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(on)}$ ที่อุณหภูมิหนึ่งกระแสเดรน

ข้อจำกัดของการเปลี่ยนแรงดันเทียบกับเวลาในเพาเวอร์มอสเฟต (dv/dt Linitions in POWER MOSFET)

dv/dt ที่มีค่าสูง ๆ สามารถเกิดได้ 3 สภาวะ สภาวะแรกจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบสแตติก (static dv/dt) เกิดขึ้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส แรงดันชั่วขณะคร่อมเดรนซอร์ส และยังสามรถส่งผลกระทบไปที่ขาเกทโดยผ่านเกท-เดรน ค่าความเก็บประจุแฝง (parasitic capacitance),C_{rss} จะขึ้นอยู่กับขนาดของอิมพิแดนซ์เกท-ซอร์ส และกระแสที่ไหลเข้าขาเกททำให้แรงดันเกทถึงซอร์สสูงกว่า $V_{GS(th)}$ ทำให้การเกิดการนำกระแสขึ้นเองได้ การเกิด dv/dt ของเพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดเมื่ออิมพิแดนซ์เกท-ซอร์สมีค่ามากๆ จึงไม่ควรเปิดวงจรที่ขาเกทถ้าอิมพิแดนซ์เกทถึงซอร์สมีค่าสูง และแรงดันชั่วขณะเกิดขึ้นระหว่างเดรนกับซอร์ส จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาวะที่สองเกิด dv/dt เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสแล้วมีแรงดันย้อนกลับ (fly back) ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีโหลดเป็นค่าความเหนี่ยวนำและความเร็วในการสวิทช์ซึ่งสูง เพาเวอร์มอสเฟตจะได้รับกระแสเดรนสูง ค่าแรงดันสูง V_{DS} และมีกระแสเคลื่อนย้าย (displacement) ขนาดสูงภายในค่าความเก็บประจุแฝง ดังนั้นจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบไดนามิค (dynamic dv/dt) เป็นผลทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สภาวะที่สาม แรงดันเดรนถึงซอร์สที่มีความชันสูงจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรต่อแบบบริดจ์ ขณะที่ไดโอดที่คร่อมเดรนและซอร์สนำกระแส

วงจรขับเกท

การขับเกทของเพาเวอร์มอสเฟตเปรียบเสมือนกับเป็นการขับค่ารีแอคแดนซ์ของตัวเก็บประจุทางด้านอินพุท และจะมองเป็นค่าความเก็บประจุอินพุทซอร์สร่วม (common source input capacitance,C_{iSS}) หรือค่าความเก็บประจุเกทส่งผ่านกลับทางซอร์สร่วม (commonsource reverse transfer capacitance, C_{rSS}) ค่าC เป็นผลรวมของค่าของความเก็บประจุเกทถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุเกทถึงเดรน จากกราฟรูปที่ 2.19 จุดที่น่าสังเกตคือที่ V_{DS} น้อยกว่า 5 โวลท์กราฟจะชันมาก

ข้อพิจารณาที่ยุ่งยากในการประมาณค่าเวลาในการสวิทช์ซึ่งมีอยู่ 2ประการคือ ค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุทจะเปลี่ยนแปลงตาม V_{DS} ค่าเวลาคงที่ (time constant) จะพิจารณาจากอิมพิแดนซ์ของวงจรขับเกทและ C_{iSS} ดังนั้นการคำนวณเวลาไต่ขึ้น (rise time) ของแรงดันเกท จะใช้การกำหนดอิมพิแดนซ์ของวงจรขับเกทและการประมาณค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุท ส่วนประการที่สองเป็นผลมาจากค่าความเก็บประจุมิลเลอร์(Miller capacitance),C_{rSS} นั่นก็คือค่า C_{GD}

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้แรงดันสูงทำงาน จะได้ V_{DS} ค่อนข้างต่ำ และ V_{GS} มีค่าประมาณ 15 โวลท์ C_{GD} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{GS} - V_{DS(on)}$ เมื่อหยุดการทำงานจะมีแรงดัน V_{DS} สูง ดังนั้น C_{GD} จะถูกชาร์จจากความต่างศักย์แตกต่าง แรงดันที่ C_{GD} จะมีค่าเป็นแรงดันลบค่าสูง เมื่อ V_{GS} ประมาณ 0 โวลท์

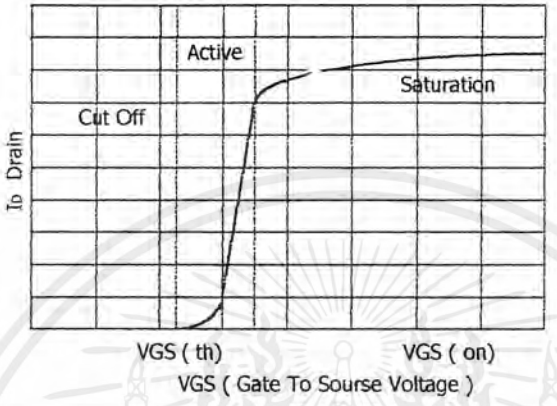
การประมาณค่าของความเร็วในการสวิทช์ซึ่งอย่างแน่นอน ทำได้โดยแบ่งกราฟของช่วงการสวิทช์ เป็น 3 ส่วน ตามรูปที่ 2.20

1. ในส่วนที่ 1 ตามรูปที่ 2.20 จาก t_0 ถึง t_1 เพาเวอร์มอสเฟตจะอยู่ในสภาวะหยุดทำงาน และ กระแสเดรนประมาณ 0 แอมป์ C_{iSS} จะชาร์ทแรงดันจนถึง $V_{GS(th)}$ อยู่ในส่วนที่ 1 และ 2 และที่ t_1 อุปกรณ์จะเริ่มนำกระแส
2. ในส่วนที่ 2 ตั้งแต่ t_1 ถึง t_2 เพาเวอร์มอสเฟตจะเปลี่ยนสภาวะจากหยุดทำงานเป็นทำงาน กระแสเดรนจะจะถูกควบคุมด้วย G_{FS} แรงดันเดรนจะตกจาก V_{DD} มาเป็น $V_{DS(on)}$ ถ้านำค่า C_{GD} คูณด้วยอัตราการขยายแรงดันจะได้ค่าผลกระทบ Miller ชุดขับจะจ่ายกระแสแก่ C_{GD} ตลอดส่วนที่ 2

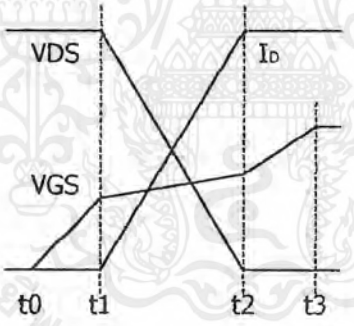
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ในส่วนที่ 3 ตั้งแต่ t_2 ถึง t_3 เพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะทำงาน อิมพิแดนซ์เดรนถึงซอร์สเปรียบเป็นค่าความต้านทาน C_{iss} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{DS(on)}$ ทั้ง 3 ส่วน

ค่า C_{iss} และ C_{rss} สามารถดูได้จากข้อมูลเฉพาะแต่ละเบอร์ของเพาเวอร์มอสเฟต ในย่าน 1 และย่าน 2 จะใช้ค่า C_{iss} และ C_{rss} ที่ $V_{DS} = V_{DD}/2$ ในย่าน 3 จะใช้ค่า C_{iss} ที่ $V_{DS} = V_{DS(on)}$



รูปที่ 2.19 กราฟฟังก์ชั่นการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต

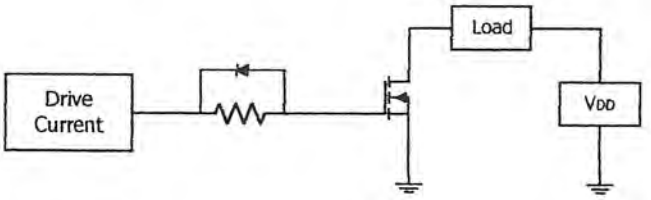


รูปที่ 2.20 รูปสัญญาณความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ

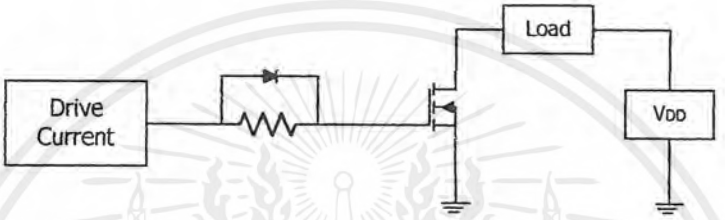
ความสัมพันธ์นี้ สมมติว่าไม่มีความต้านทานที่วงจรเกท การเพิ่มค่าความต้านทานจะทำให้เพิ่มเวลาในการสวิทช์ชิ่ง ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn on time) โดยไม่ให้กระทบกับเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.21

แต่ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) โดยไม่ต้องการให้กระทบต่อเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn off time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร

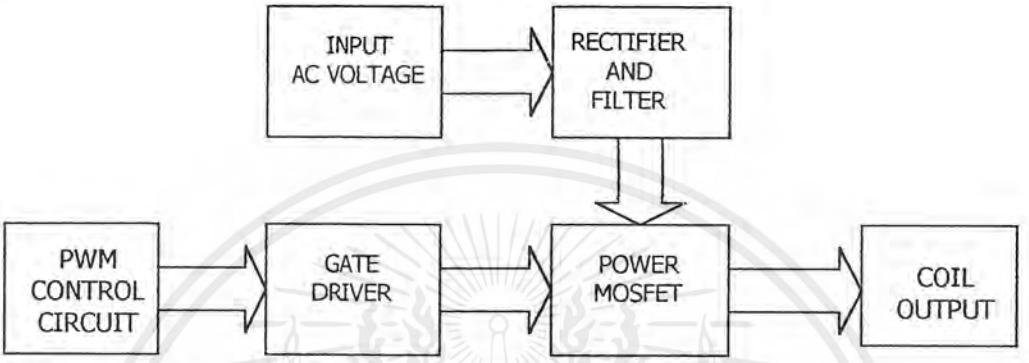


รูปที่ 2.22 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
โครงสร้างระบบและการออกกแบบวงจร

3.1 โครงสร้างของระบบ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบ

อธิบายการทำงานส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

1. Rectifier and filter เป็นส่วนที่หม้อแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง และกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
2. PWM Control circuit เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมเดดไทม์ ควบคุมดิวตี้ไซเคิล และความกว้างของพัลส์ (PWM)
3. Gate driver เป็นส่วนที่ออกแบบสำหรับขับเกทโดยเฉพาะ เพื่อเป็นช่วยในการสวิทช์ของเพาเวอร์มอสเฟตให้มีความเร็วในการทำงาน (Switching speed) เร็วขึ้น
4. POWER MOSFET เป็นส่วนที่ทำการสวิทช์ตามจังหวะของพัลส์จากวงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยังกระแสเอาท์พุท
5. Coil output เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมดไปยังชิ้นงานที่ต้องการ

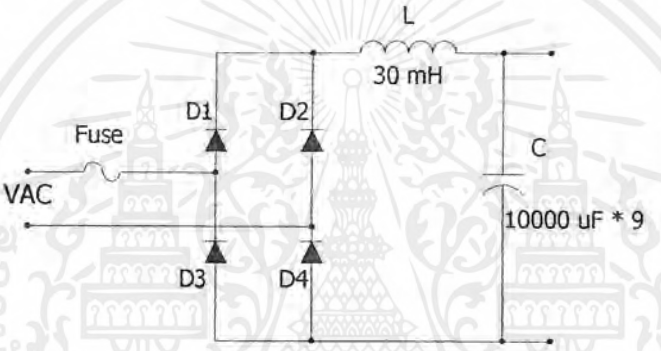
3.2 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and Filter)

หน้าที่ของวงจรส่วนนี้ก็คือรับพลังงานโดยตรงจากไฟบ้านมาแปลงแรงดันไฟสลับที่มีความถี่ 50 เฮิร์ตเพื่อให้เป็นไฟตรงแล้วผ่านส่วนของวงจรL-C FILTERกรองแรงดันเพื่อกำจัดแรงดันกระเพื่อม (ripple) สำหรับวงจรในส่วนนี้ส่วนที่สำคัญที่สุดก็คือบริดจ์เรคติไฟเออร์ ซึ่งเวลาเลือกใช้จะต้องแน่ใจว่าสามารถทนกระแสขณะได้รับไบอัสตรงของค่ากระแสที่สามารถใช้งานได้มีแรงดันเบรกดาวน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(breakdown voltage) สูงและต้องทนต่อกระแสกระชากขณะเริ่มต้นใช้งานได้ สำหรับการเรคติไฟร์ในปริญญานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ในลักษณะของเพาเวอร์ไดโอด เนื่องจากจ่ายกำลังได้สูงโดยเฉพาะวงจรบริดส์เรคติไฟร์ ดังในรูปที่ 3.2 เป็นตัวแปลงจากไฟสลับเป็นไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเข้ามาเพื่อส่งผ่านส่วนของวงจรบริดส์เรคติไฟร์แล้วส่งผ่านไปยังขดลวดเหนี่ยวนำ (L-Choke) ซึ่งจะเป็นตัวช่วยในการสะสมพลังงานและป้องกันการกระชาก ตัวเก็บประจุ C เป็นตัวกรองแรงดันให้ได้ไฟตรงที่เรียบขึ้นในลักษณะของ LC- FILTER

จากรูปที่ 3.2 ค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ทั้งสองตัวนี้มีค่าเท่ากันคือ 1,220 uF/ 330V ต่อขนานกันเพื่อเป็นการเพิ่มค่าความจุ จะได้ความจุประมาณ 1,320 uF เหตุผลที่สำคัญของการต่อขนานกับของตัวเก็บประจุนี้ก็เพื่อเป็นการ ลดค่าความต้านทานแฝง (ESR)ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุนี้ให้มีค่าน้อยลง



รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง

3.2.1 ไดโอดเรียงกระแส

1. ค่ากระแสกระชาก I_{fsm} (Maximum Surge Current) กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่

2. ค่ากระแสเฉลี่ยขณะถูกไบอัสตรง I_{fm} (Average Forward Current) ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5 - 2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจรเพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

3. อัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด Vm ของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเพื่อป้องกันทรานเซินท์ในไฟสลับ

3.2.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยต้องพิจราณาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงจากบริดจ์ให้เรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอตามที่ Inverter ต้องการ โดยลดแรงดันกระเพื่อม ซึ่งอาศัยการชาร์จและคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$C_{filter} = \frac{I_o t_{on(max)}}{V_r}$$

โดยที่ I_o คือค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

$t_{on(max)}$ คือช่วงเวลาที่ C คายประจุ

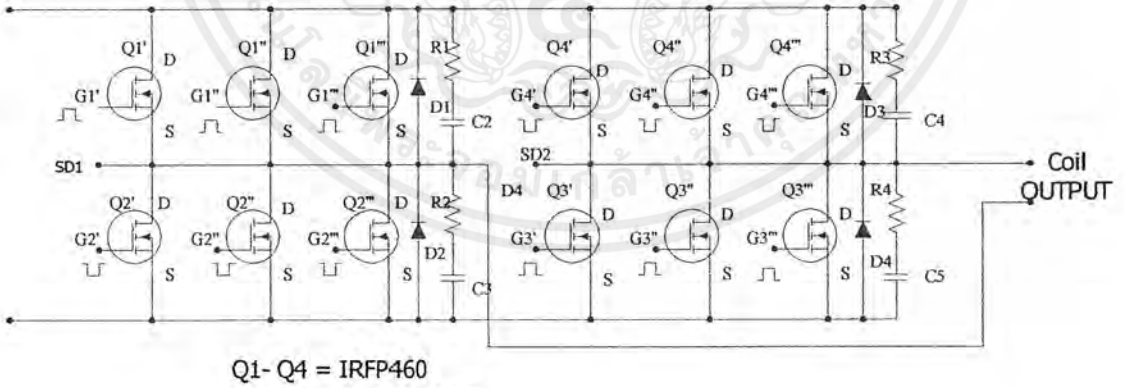
V_r คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส

จากสมการพบว่า เมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระเพื่อมน้อยลง ดังนั้นชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลต่อแรงดันกระเพื่อมของแรงดันไฟตรงได้ โดยปรกติการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นของค่าแรงดันเอาท์พุท

3.3 Inverter

3.3.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงงานนี้ใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูง โดยอาศัยการสวิตชิ่งของเพาเวอร์มอสเฟต ดังแสดงในรูปที่ 3.3



Q1- Q4 = IRFP460
D1 - D4 = MUR3040 PT
C3 - C4 = 4700 nF
R1-R4 = 8

รูปที่ 3.3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.3 พบว่าการทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้คือ เพาเวอมอสเฟตทั้ง 4 ตัว จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ O3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาและเมื่อหยุดนำกระแสจะได้ Q2และQ4 นำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะทำงานสลับกันอย่างนี้เรื่อยไป โดยได้แรงดันตกคร่อมขดไพมารี่เท่ากับ V_{in}- $2V_{ds(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม Q1 กับ Q3 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ V_{in}- $V_{dsQ2(sat)}$ และ V_{in}- $V_{dsQ4(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันตกคร่อม Q2 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสมีค่าเท่ากับ V_{in}- $V_{dsQ1(sat)}$ และ V_{in}- $V_{dsQ3(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วน D1 ถึง D4 , C2 ถึง C5 และ R1 ถึง R4 เป็นวงจรสนับเบอร์

3.3.2 วงจรสนับเบอร์

วงจรสนับเบอร์ (snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟทในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสนับเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber)และวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจรสนับเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD สนับเบอร์ ซึ่งทำหน้าที่ในวงจรคือ

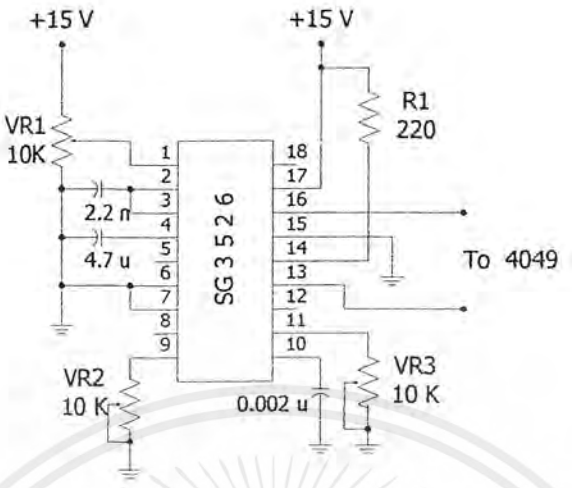
1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแขวงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายทอดออกไปยังภาคอินพุทด้วยวงวงจรสนับเบอร์ จึงไม่เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต Q1 และ Q3 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดไพมารี่ Np จะมีการกลับขั้วแรงดันขึ้น ถ้าไม่มีสนับเบอร์ Q2 กับ Q4 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่ Vds เป็นลบ ในขณะที่ Q1 กับ Q3 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่า Vin ในกรณีนี้ไดโอดจะอยู่ในลักษณะไบอัสตรงจากแรงดันของขดไพมารี่และลดแรงดันค่านี้ลงไปเพื่อป้องกันเพาเวอร์มอสเฟต

3.4 วงจรควบคุม (CONTROL CIRCUIT)

ในปัจจุบันได้มีการผลิตไอซีใช้ในลักษณะของ PWM หลายเบอร์ แต่ละเบอร์ก็มีหลักการทำงานคล้ายๆกัน ดังเช่นในปริญญานิพนธ์นี้ได้เลือกเบอร์ SG 3526 เป็นส่วนของการควบคุมเพราะมีขาควบคุมในการป้อนกลับให้ประยุกต์ใช้งานได้หลายประเภท ดังนั้นจึงจะขอกล่าวเฉพาะรายละเอียดของตังไอซีเบอร์ SG 3526 นี้เท่านั้น ซึ่งข้อมูลต่างๆดูที่ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3526

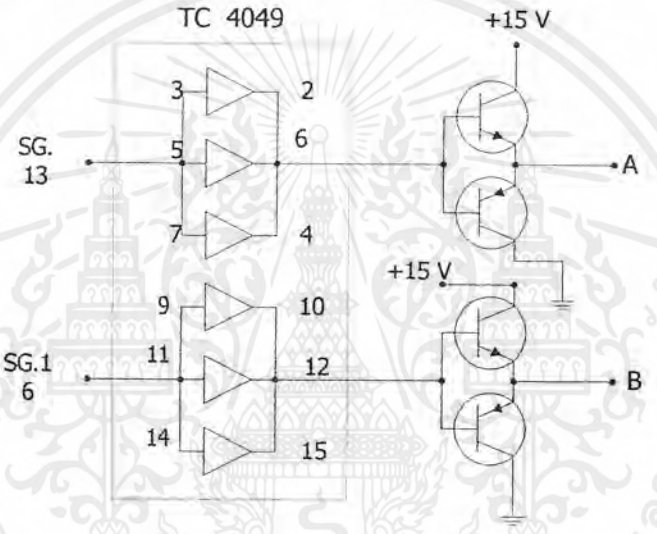
SG3526 เป็นวงจรไอซีที่ใช้ควบคุม PWM แบบความถี่คงที่ และมีโครงสร้างที่ได้รวบรวมส่วนที่จำเป็นสำหรับการควบคุมสวิตช์ ภายในตัวของ SG3526 นี้มีส่วนของการสร้างออสซิเลเตอร์ที่ขา 9 และขา 10 ซึ่งสามารถสร้างได้จากอุปกรณ์ภายนอก คือ R_T (VR3) และ C_T (0.002 u) ตามลำดับ ซึ่งวงจรนี้ใช้ความถี่ประมาณ 100 KHz

ขา 1,2 เป็น Error โดยการนำค่าแรงดันเข้ามาควบคุมซึ่งเรา คงที่ไว้ค่าหนึ่ง ซึ่งจะให้ค่าเดดไทม์คงที่ หรือปรับความกว้างของวงจรพัลส์ ส่วนขา 2 จะต่อ ค่า C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยต่อ C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอสเฟตเพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start ขา 5 เป็นขารีเซ็ต ขา 6,7 เป็น Current Sense ซึ่งในวงจรไม่มีการป้อนกลับ เราจึงต่อลงกราวด์เอาไว้ ขา 8 เป็นขาสำหรับการชัดดาวน์จากภายนอก ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณต่อมายังภายนอก เพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่มีสัญญาณคาบเวลาการทำงานเดียวกัน ขา 13,16 เป็นขาเอาท์พุท A และ B ขา 14 เป็นไฟเลี้ยงวงจร ขา 15 เป็นกราวด์ ขา 17 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5 โวลท์) ก่อนเพื่อให้ทำงานเต็มที่ ขา 18 เป็นขาเอาท์พุทของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 วงจรขับเกท

วงจรขับจะประกอบด้วย IC Buffer เบอร์ TC 4049 ซึ่งมี 8 ตัวประกอบในตัวเดียวกันซึ่งขา3,5 ,7 ต่ออยู่กับขา 13 ของSG 3526 และขา 9,10,14 ต่อกับขา 16 ของ SG3526 ส่วน ขา 2,4,6 ต่อที่ขาเบสทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP ซึ่งใช้เบอร์ TIP 31 และ TIP 32 ตามลำดับ ต่อกับแบบคอมพีเมนทารี่ (Complementary) ชุดที่ 1 คือ Q1 , Q2 และขา 10,12,15 ต่อกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q3,Q4 โดยเอาท์พุทของวงจรคอมพีเมนทารี่ทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงพัลซ์เพื่อที่จะส่งพลังงานไปยังขดทุติยภูมิ นำไปขับเกทของเพาเวอร์มอสเฟต โดยจะมีค่าความต้านทาน และ ซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode) เป็นตัวรักษาระดับแรงดันให้คงที่ เพื่อต่อเข้าที่เกทของมอสเฟต

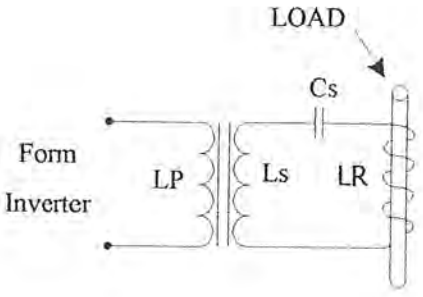


รูปที่ 3.5 วงจรขับเกท

3.5 วงจรโหลด (Load Circuit)

วงจรโหลด เป็นวงจรที่ต่อมาจากภาคอินเวอร์เตอร์ ตามรูปที่ 3.6 ซึ่งประกอบไปด้วย หม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้สำหรับส่งถ่ายพลังงาน ไปยัง Coil Output เพื่อให้เกิดความร้อนที่ชิ้นงาน โดยแกนที่เราใช้คือแกนเฟอร์ไรท์ และที่ต่อจากหม้อแปลงนั้นเราต่อค่าตัวเก็บประจุเอาไว้ด้วย เพื่อให้ได้วงจรรีโซแนนท์ เพื่อที่จะให้ได้กระแสสูงสุดในการใช้งาน ซึ่งค่าตัวเก็บประจุที่ใช้นั้นจะต้องเป็นตัวเก็บประจุที่สามารถทนกระแสได้สูง ดังนั้นเราจึงต้องนำ ค่าตัวเก็บประจุมาทำการขนานกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 วงจรโหลด

3.5.1 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับ Induction Heating ที่ต้องการค่ากระแสเอาท์พุท 250 แอมป์ กระแสอินพุท 10 แอมป์และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ (U- Core) 60 ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซ็นติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจุดอิ่มตัว ประมาณ 3000 เกาส์ คำนวณหาจำนวนรอบของขดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_S V_P = N_P V_S$$

และ

$$N_S I_S = N_P I_P$$

โดยที่ N_P คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ

V_P คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด

I_S คือ กระแสทางทุติยภูมิ

I_P คือ กระแสทางอินพุท

แทนค่า

$$1*250 = N_P * 10$$

$$N_P = 25 \text{ รอบ}$$

คำนวณหาขนาดของเส้นลวดทองแดงที่จะนำมาพันแกนหม้อแปลงได้จากสูตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D = \frac{1.47 * f * B * Ac * Ae}{POUT * 1{,}000}$$

D คือ ค่าที่เปรียบเทียบกับค่า 1000เซอร์คูล่าร์-มิลล์ ต่อ แอมป์

f คือ ค่าความถี่

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก

แทนค่า

$$D = \frac{1.47 * 100{,}000 * 3{,}000 * 0.784 * 4 * 19.427}{155.54 * 10 * 1{,}000}$$

$$= 1{,}5273$$

จากค่า D ที่คำนวณตรงกับขนาดประมาณลวดเบอร์ 8 AWG

	Diameter over insulation (inchs)		Nominal circular	Resistance per 1000	Current capacity in milliampares bases on	
AWG	Min	Max	mil area	ft	1000 c.m/A	AWG
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากการทดลอง กระแสที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีค่ามากและเนื่องจากความถี่สูงกระแสจะไหลที่ผิว ส่งผลให้เกิดความร้อนและส่งผลไปยังแกนเฟอร์ไรท์ด้วย ฉะนั้นจึงต้องเอาขดลวดนั้นมาตีเกลียวเพื่อให้ทนกระแสได้มากขึ้น โดยที่ขดปฐมภูมิตีเกลียวไว้ที่ 25 เส้น ส่วนด้านทุติยภูมินั้นตีเกลียวไว้ที่ 200 เส้น

3.5.2 ค่าความถี่รีโซแนนซ์ (f_o)

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_S}}$$

โดย

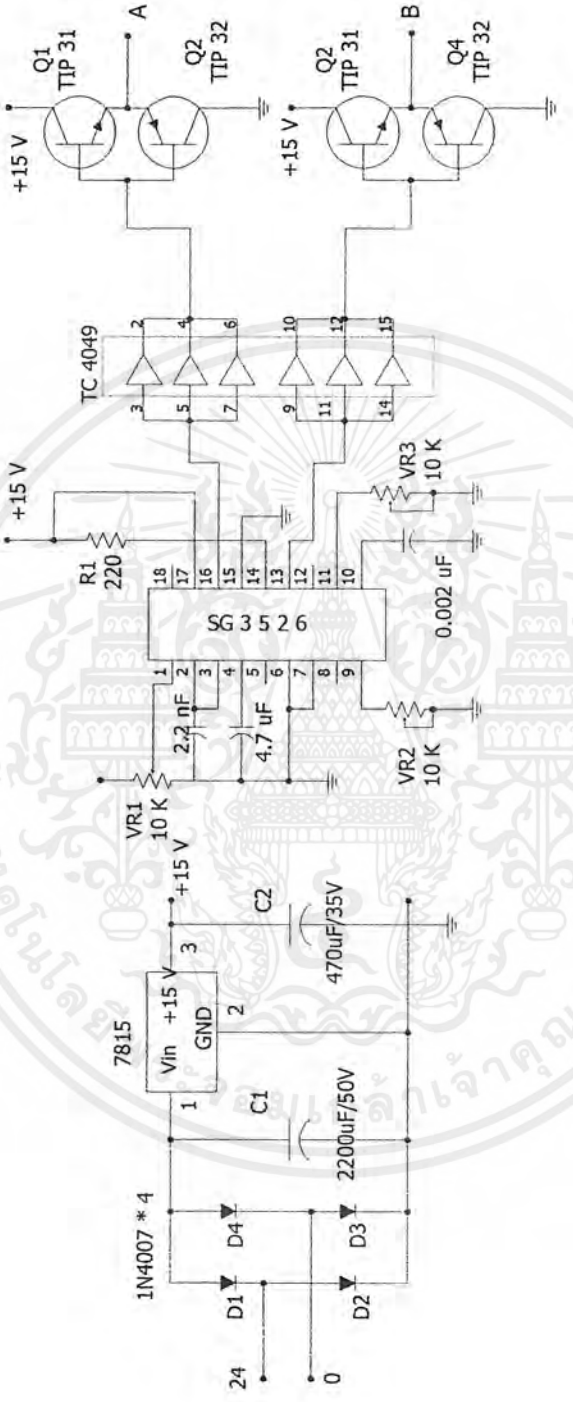
f_o = ความถี่ที่สภาวะรีโซแนนซ์

L_R = ค่าความเหนี่ยวนำที่คอยล์ มีค่าเท่ากับ 1.3 μH

C_S = ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ 3.24 μF

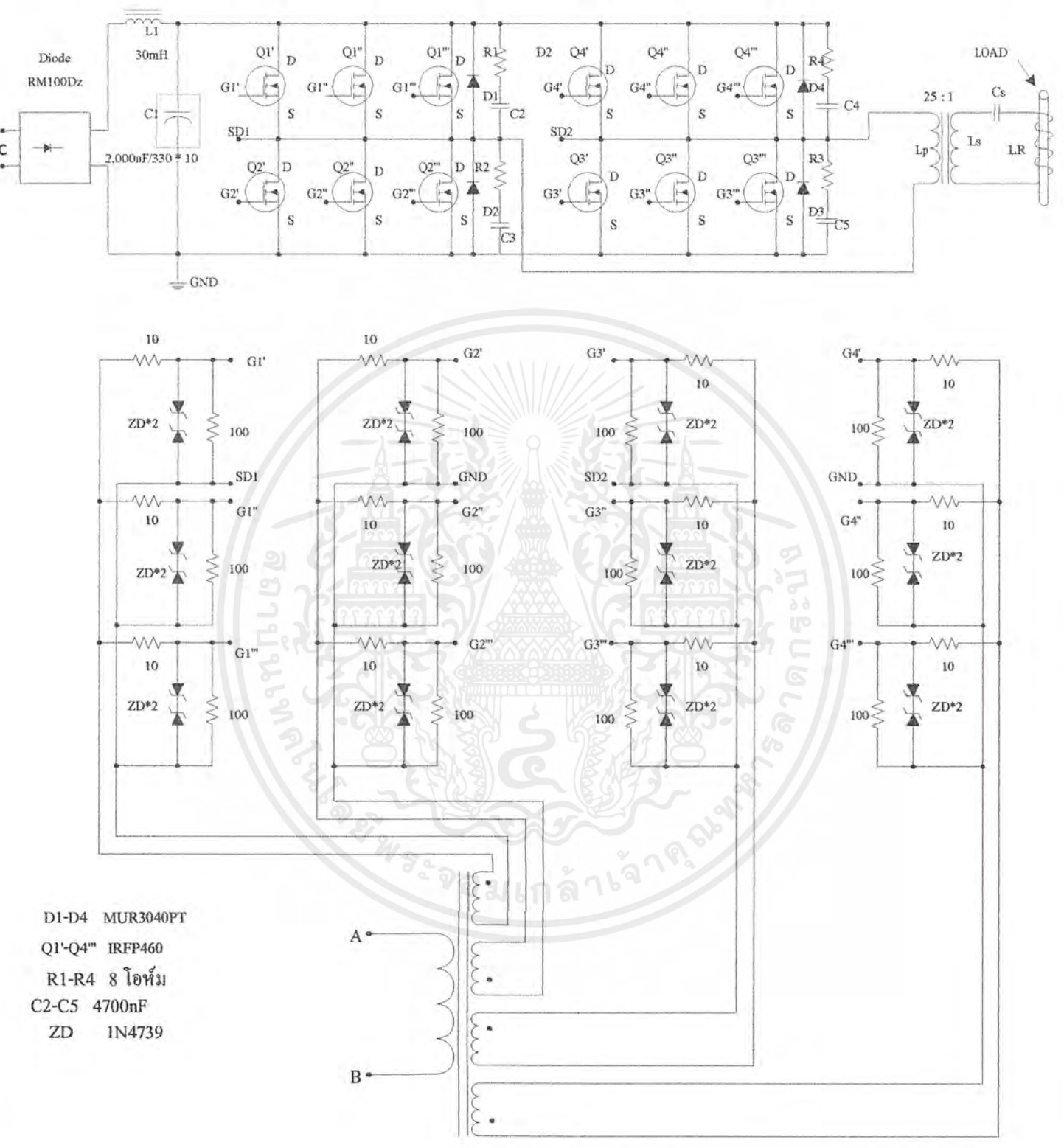
ในการปรับค่าความถี่รีโซแนนซ์ จะทำการปรับความถี่ไว้ที่ต่ำกว่าจุดรีโซแนนซ์ เพื่อในการใส่โหลดหรือชิ้นงานนั้นทำงานที่จุดรีโซแนนซ์ คือ กระแส มีค่าสูงสุด และเวลา ไม่มีโหลดกระแสที่ไหลในวงจรนั้นมีค่าต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 วงจร Control Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจร Power Output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

4.1 ขั้นตอนการทดลอง

ขั้นตอนการทดลองต่างๆมีดังต่อไปนี้

1. ปรับความถี่จากภาคออสซิเลเตอร์ไว้ที่ประมาณ 70 กิโลเฮิร์ท
2. ปรับเดดไทม์ไว้คงที่ ประมาณ 10 เปอร์เซ็น
3. วัดสัญญาณที่ภาคคอนโทรล (ขา 10,13 ,16 Buffer 4049 จุด A,B และหลังหม้อแปลงพัลซ์)
4. ป้อนไฟสลับที่อินพุท 50 โวลท์
5. นำชิ้นงานใส่ในคอยล์ ซึ่งมีขนาดต่างๆกัน
6. ทำการจับเวลาจนชิ้นงานร้อนแดง (ประมาณ 740 - 780 $^{\circ}$ C)
7. บันทึกผลการทดลองที่ได้
8. ป้อนไฟสลับที่อินพุท 90 โวลท์
9. ทำซ้ำข้อ 5 ถึงข้อ 7
10. ป้อนไฟสลับที่อินพุท 120 โวลท์
11. ทำซ้ำข้อ 5 ถึงข้อ 7
12. ป้อนไฟสลับที่อินพุท 150 โวลท์
13. ทำซ้ำข้อ 5 ถึงข้อ 7

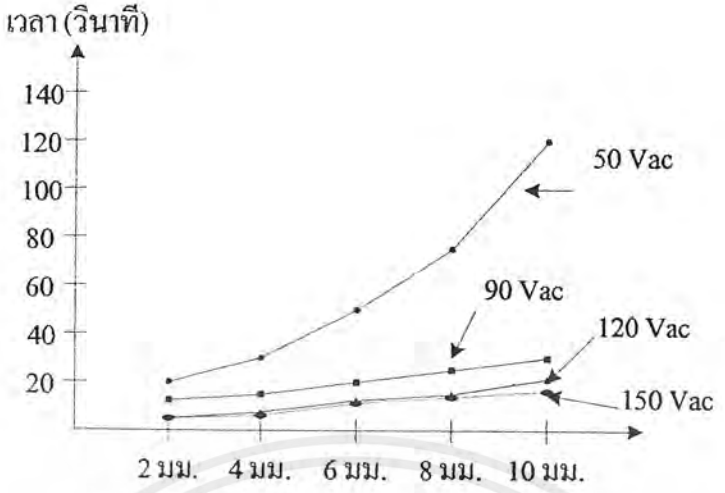
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

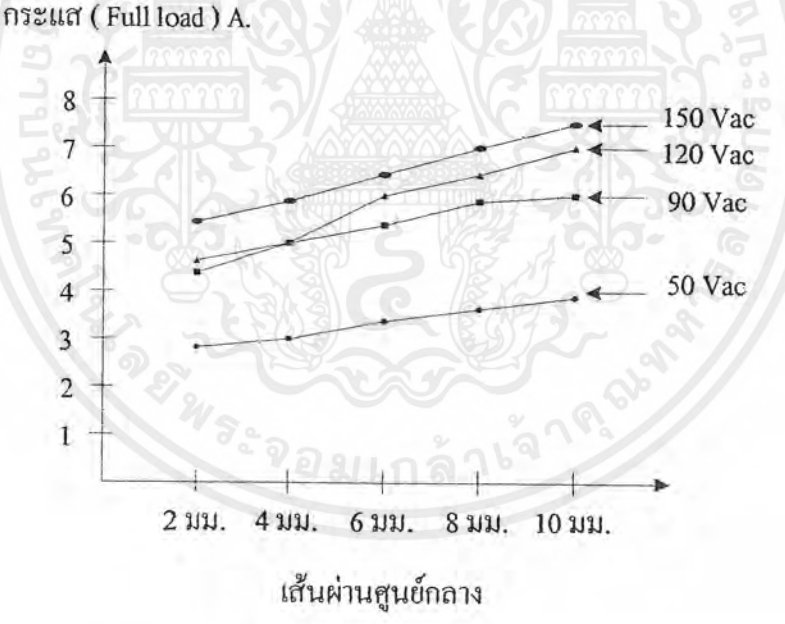
Vin (Vac)	จุดที่วัด	ขนาดเหล็ก (ชิ้นงาน)				
		ϕ = 2 มม.	ϕ = 4 มม.	ϕ = 6 มม.	ϕ = 8 มม.	ϕ = 10 มม.
50 V.	Iin(no load)	2 A.	2 A.	2 A.	2 A.	2 A.
	Iin (full load)	2.8 A.	3A.	3.4 A.	3.6 A.	3.8 A.
	V_L(no load)	25 V_{PP}	25 V_{PP}	25 V_{PP}	25 V_{PP}	25 V_{PP}
	V_L (full load)	28 V_{PP}	28 V_{PP}	31 V_{PP}	32 V_{PP}	34 V_{PP}
	ใช้เวลา	20 Sec	30 Sec	50 Sec	75 Sec	120 Sec
90 V.	Iin(no load)	3.2 A.	3.2 A.	3.2 A.	3.2 A.	3.2 A.
	Iin (full load)	4.4 A.	5A.	5.4 A.	5.8 A.	6 A.
	V_L(no load)	42 V_{PP}	42 V_{PP}	42 V_{PP}	42 V_{PP}	42 V_{PP}
	V_L (full load)	48 V_{PP}	50 V_{PP}	51 V_{PP}	52 V_{PP}	55 V_{PP}
	ใช้เวลา	12 Sec	15 Sec	20 Sec	25 Sec	30 Sec
120 V.	Iin(no load)	3.6 A	3.6 A	3.6 A	3.6 A	3.6 A
	Iin (full load)	4.6 A	5 A	6 A	6.4 A	7 A
	V_L(no load)	50 V_{PP}	50 V_{PP}	50 V_{PP}	50 V_{PP}	50 V_{PP}
	V_L (full load)	62 V_{PP}	64 V_{PP}	66 V_{PP}	68 V_{PP}	70 V_{PP}
	ใช้เวลา	5 Sec	8 Sec	12 Sec	16 Sec	21 Sec
150 V.	Iin(no load)	4 A	4 A	4 A	4 A	4 A
	Iin (full load)	5.4 A	5.8 A	6.4 A	7 A	7.5 A
	V_L(no load)	60 V_{PP}	60 V_{PP}	60 V_{PP}	60 V_{PP}	60 V_{PP}
	V_L (full load)	62 V_{PP}	64 V_{PP}	66 V_{PP}	68 V_{PP}	70 V_{PP}
	ใช้เวลา	5 Sec	7 Sec	11 Sec	15 Sec	17 Sec

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

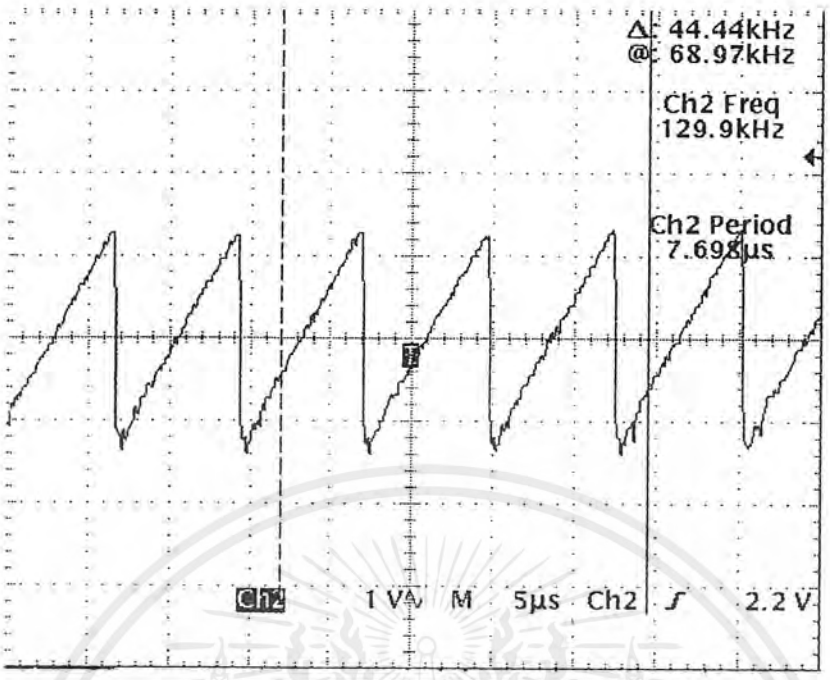


รูปที่ 4.1 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่ Vin ค่าต่างๆ

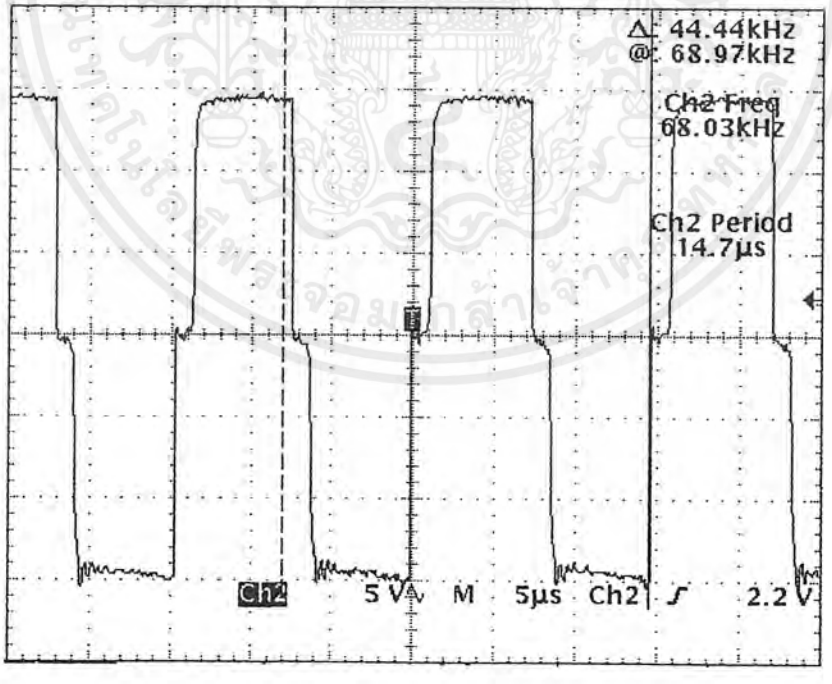


รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแส (Full load)
ที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่ Vin ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

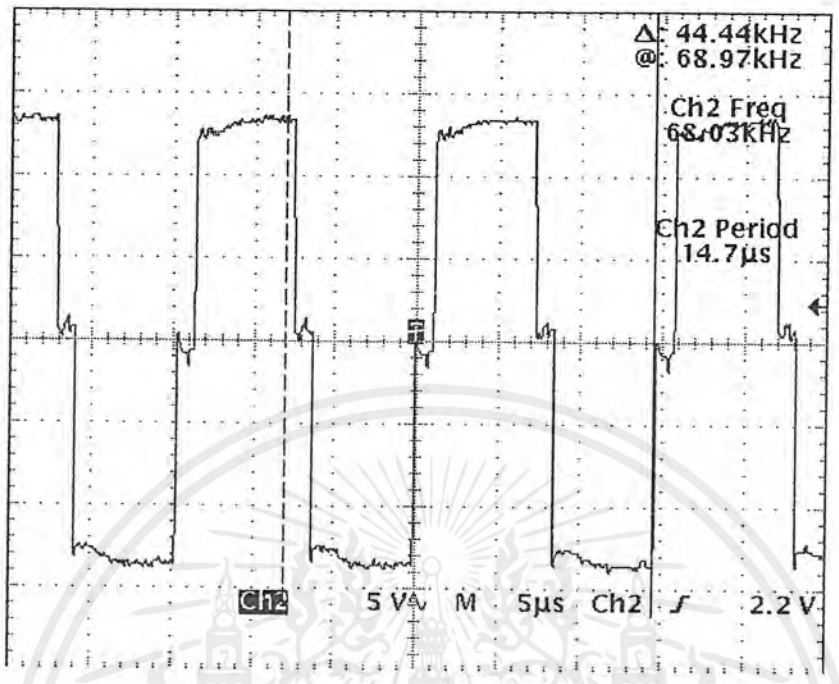


รูปที่ 4.3 สัญญาณพัลซ์ที่ขา 10 ของ SG 3526

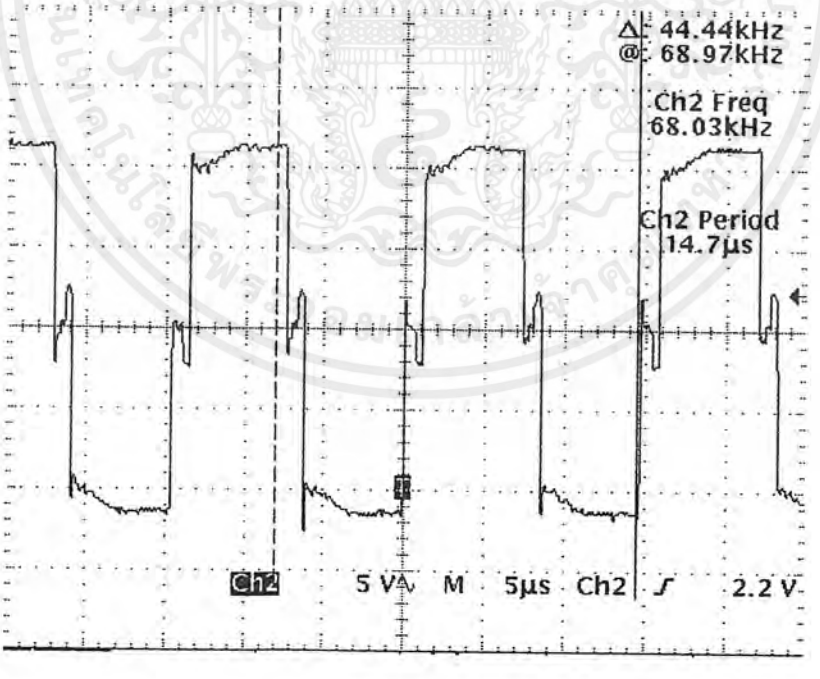


รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลซ์ที่ขา 13,16 ของ SG 3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

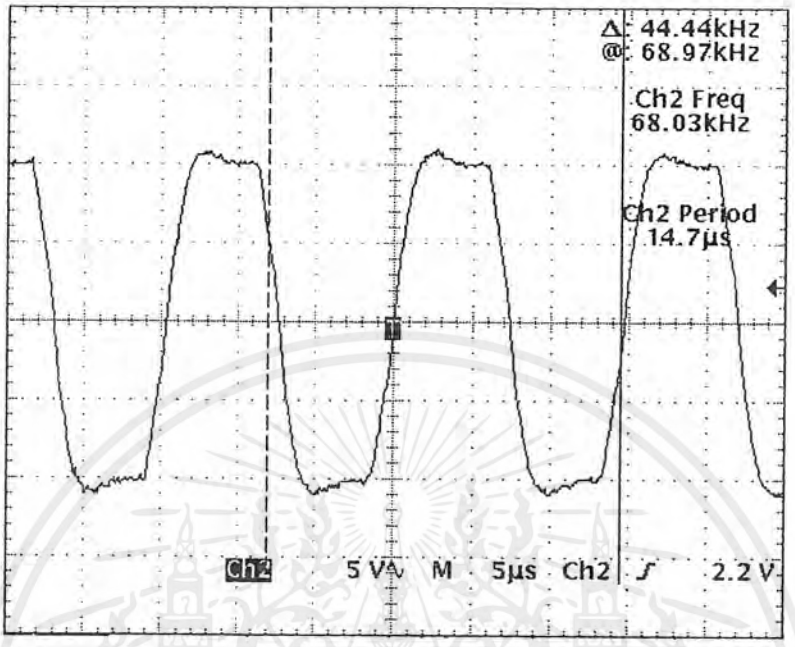


รูปที่ 4.5 สัญญาณพัลซ์ที่ขา 2 ,10 ของ IC 4049



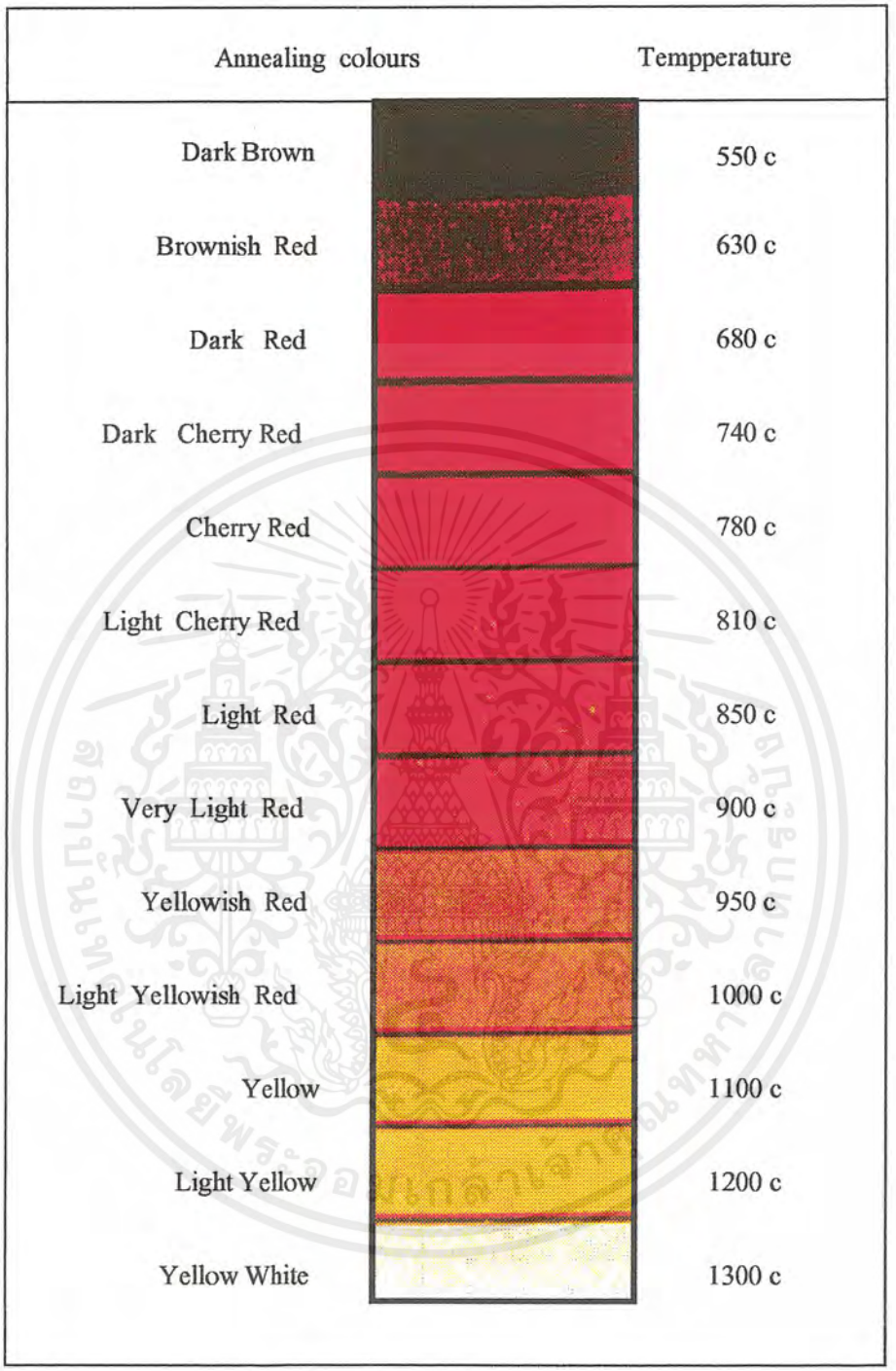
รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลซ์ที่จุด A , B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 สัญญาณพัลซ์ที่หลังหม้อแปลงพัลซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 รูปเปรียบเทียบที่อุณหภูมิต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ผ่านมา จะกำหนดค่า L หรือ C ขึ้นมาเพื่อให้ได้ค่าความถี่รีโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ที่ประมาณ 70 กิโลเฮิร์ท ซึ่งก็ คือ การทำให้กระแสมีค่าสูงสุด ดังนั้นจึงทำให้กำลังงานเกิดขึ้นสูงสุด ซึ่งจะได้กำลังงานที่ 1.5 กิโลวัตต์ตามเป้าหมายที่ตั้งไว้

จากกราฟรูปที่ 4.1 เมื่อแรงดันอินพุท (Vac) มีค่าน้อยและโหลดมีค่าเปลี่ยนไป คือ ที่ขนาดชิ้นงานมีขนาดเล็กเวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงก็จะมีค่าต่ำ แต่ถ้าขนาดของชิ้นงานนั้นมีขนาดใหญ่เวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงนั้นก็มีค่ามากขึ้น แต่ถ้าแรงดันอินพุท (Vac) นั้นมีค่าสูงและโหลดมีค่าเปลี่ยนไป คือ ที่ขนาดชิ้นมีขนาดเล็กเวลาที่ทำให้เหล็กร้อนแดงก็จะมีค่าน้อย ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่าที่ค่าแรงดันอินพุทต่ำแต่ถ้าขนาดของชิ้นงานใหญ่ขึ้นเวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงนั้นก็มีค่ามากขึ้น แต่เวลาที่ใช้นั้นก็จะมีค่าน้อยกว่าที่แรงดันอินพุทต่ำ

จากกราฟรูปที่ 4.2 ที่แรงดันไฟสลับอินพุท (Vac) มีค่าต่ำค่ากระแส (Iin Full load) จะมีค่าเปลี่ยนแปลง ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของชิ้นงาน คือ เมื่อขนาดของชิ้นงานมีขนาดเล็กค่ากระแสที่ได้นั้นก็จะมีค่าต่ำ แต่เมื่อขนาดของชิ้นงานมีขนาดใหญ่ค่ากระแสที่ได้นั้นจะมีค่ามากขึ้น ถ้าแรงดันอินพุท (Vac) นั้นมีค่าเพิ่มมากขึ้น ค่ากระแสที่ได้นั้นจะมีค่าเพิ่มมากขึ้นกว่าที่แรงดันอินพุทต่ำ ดังนั้นที่ชิ้นงานมีขนาดเล็กค่ากระแสที่ได้นั้นจะมีค่าน้อยกว่าชิ้นงานที่มีขนาดใหญ่กว่า

ที่แรงดัน V_L (no load) นั้นจะมีค่าน้อยกว่าที่แรงดัน V_L (full load) และที่โหลดหรือชิ้นงานมีขนาดเล็กค่าแรงดัน V_L (full load) นั้นจะมีค่าต่ำกว่าชิ้นงานที่มีนาดใหญ่กว่า

จะเห็นว่าที่โหลดหรือชิ้นงานที่มีขนาดใหญ่ค่ากระแส (Iin full load) และแรงดัน V_L (full load) นั้นจะมีค่ามากกว่าขนาดของชิ้นงานที่มีขนาดเล็ก ทั้งนี้เนื่องจากว่าเราทำการจูน (Tune) หรือปรับความถี่ไว้ต่ำกว่าความถี่รีโซแนนซ์ เมื่อใส่โหลดเข้าไปในคอยล์ก็จะทำให้กระแส (Iin full load) และแรงดัน V_L (full load) นั้นมีค่าเพิ่มมากขึ้นกว่าที่ no load ซึ่งจะทำให้เกิดจุดรีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น

1. ที่แรงดันไฟสลับอินพุท (Vac) 150 โวลท์ขึ้นไปมอสเฟต (MOSFET) จะร้อน
2. เมื่อทดลองนานๆที่ Coil จะร้อน
3. ที่ภาคคอนโทรล (CONTROLL) สัญญาณพัลซ์ (PULSE) ที่ใช้ในการขับมอสเฟต (MOSFET) หลังหม้อแปลง Coupling นั้นจะเป็นพัลซ์ (PULSE) ที่ไม่สมบูรณ์
4. เมื่อเวลาลองนานๆ จะทำให้ C ที่รีโซแนนซ์ร้อน เนื่องจากกระแสไหลสูง

แนวทางแก้ไข

1. ต้องทำการเพิ่มมอสเฟตโดยการต่อขนานเข้าไปอีก
2. ต้องทำการระบายความร้อน โดยใช้น้ำหล่อใน Coil
3. ต้องไปแก้ไขที่วงจรชุด SG 3526 และที่หม้อแปลง Coupling ต้องทำการพันให้ดี
4. ต้องหาค่า C ที่ค่าต่ำกว่ามาขนานกันเพื่อให้ได้ค่า C ที่จุดรีโซแนนซ์ค่าเดิมเพื่อให้ทนกระแสได้มากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงงาน INDUCTION HEATING นี้ประสบความสำเร็จได้เนื่องจาก ได้รับคำแนะนำจาก รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล และเพื่อนๆจึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้

หากรายงานนี้ผิดพลาดประการใด ทางผู้จัดทำขอน้อมรับและขออภัยมา ณ โอกาสนี้ด้วย

.....

(นาย คำรณ มะนาวหวาน)

.....

(นาย เอกนรินทร์ พ่วงโสภา)

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. วิทยา รักษ์ธนกูล , ประเสริฐ ดาวลอย " ปริญญานิพนธ์ " , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. จิรศักดิ์ เจรณาเทพ , ชูศักดิ์ โพธิ์ลังกา " โครงงาน Switching Power Supply " , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
3. Motorola , "Linear IC data " , 1989.
4. Harris ," Power Mosfet data " 1991
5. INT. J. Electronics , 1990 ,Vol. 68,No.4,629-645

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

The SG3526 is a high performance pulse width modulator integrated circuit intended for fixed frequency switching regulators and other power control applications.

Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

Additional protective features include soft start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, adjustable dead time and a data latch for single pulse metering. All digital control ports are TTL and B–series CMOS compatible. Active low logic design allows easy wired–OR connections for maximum flexibility. The versatility of this device enables implementation in single–ended or push–pull switching regulators that are transformerless or transformer coupled. The SG3526 is specified over a junction temperature range of 0° to +125°C.

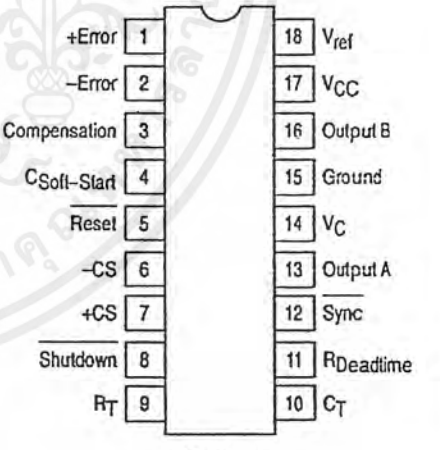
- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.0 V ±1% Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: ±100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft–Start
- Wide Current Limit Common Mode Range
- Guaranteed 6 Unit Synchronization

PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

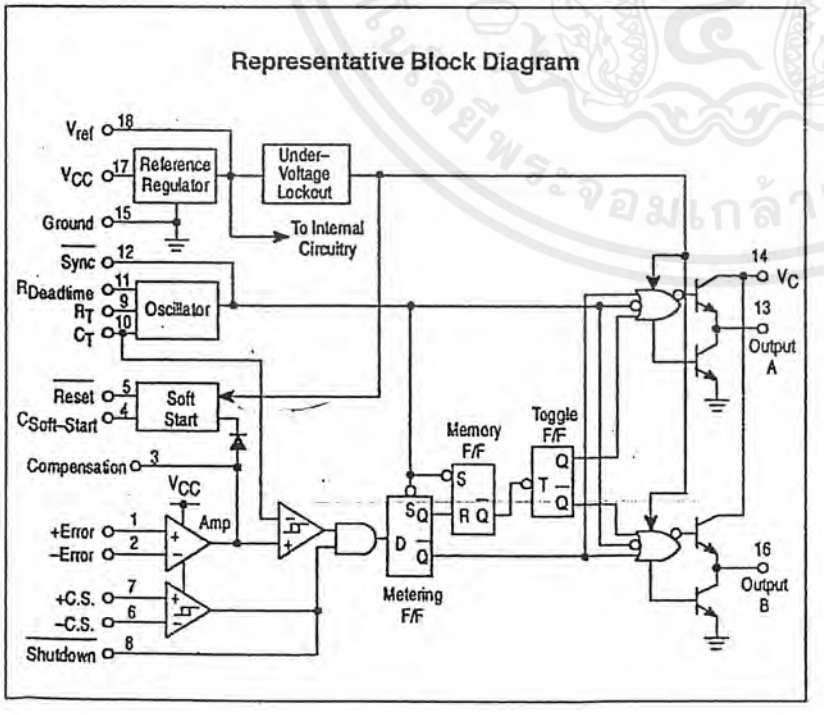
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PIN CONNECTIONS



(Top View)

Representative Block Diagram



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3526N	T_J = 0° to +125°C	Plastic DIP

© Motorola, Inc. 1996

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	+40	Vdc
Logic Inputs		−0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		−0.3 to V_{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I_O	±200	mA
Reference Load Current (V_{CC} = 40 V, Note 2)	I_{ref}	50	mA
Logic Sink Current		15	mA
Power Dissipation T_A = +25°C (Note 3) T_C = +25°C (Note 4)	P_D	 1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction–to–Air	$R_{\theta JA}$	100	°C/W
Thermal Resistance Junction–to–Case	$R_{\theta JC}$	42	°C/W
Operating Junction Temperature	T_J	+150	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−65 to +150	°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	T_{Solder}	±300	°C

NOTES: 1. Values beyond which damage may occur.
2. Maximum junction temperature must be observed.
3. Derate at 10 mW/°C for ambient temperatures above +50°C.
4. Derate at 24 mW/°C for case temperatures above +25°C.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Each Output)	I_O	0	±100	mA
Reference Load Current	I_{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f_{osc}	0.001	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R_T	2.0	150	kΩ
Oscillator Timing Capacitor	C_T	0.001	20	µF
Available Deadtime Range (40 kHz)	–	3.0	50	%
Operating Junction Temperature Range	T_J	0	+125	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Note 7)					
Minimum Duty Cycle ($V_{Compensation}$ = +0.4 V)	DC_{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{Compensation}$ = +3.6 V)	DC_{max}	45	49	–	%
DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)					
Output Voltage (High Logic Level) (I_{source} = 40 µA)	V_{OH}	2.4	4.0	–	V
(Low Logic Level) (I_{sink} = 3.6 mA)	V_{OL}	–	0.2	0.4	
Input Current — High Logic Level (High Logic Level) (V_{IH} = +2.4 V)	I_{IH}	–	–125	–200	µA
(Low Logic Level) (V_{IL} = +0.4 V)	I_{IL}	–	–225	–360	
CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 9)					
Sense Voltage ($R_S \leq 50\ \Omega$)	V_{sense}	80	100	120	mA
Input Bias Current	I_{IB}	—	–3.0	–10	µA
SOFT–START SECTION					
Error Clamp Voltage (Reset = +0.4 V)		–	0.1	0.4	V
$C_{Soft–Start}$ Charging Current (Reset = +2.4 V)	I_{CS}	50	100	150	µA
OUTPUT DRIVERS (Each Output, V_C = +15 Vdc, unless otherwise noted.)					
Output High Level	V_{OH}				V
I_{source} = 20 mA		12.5	13.5	–	
I_{source} = 100 mA		12	13	–	
Output Low Level	V_{OL}				V
I_{sink} = 20 mA		–	0.2	0.3	
I_{sink} = 100 mA		–	1.2	2.0	
Collector Leakage, V_C = +40 V	$I_{C(leak)}$	–	50	150	µA
Rise Time (C_L = 1000 pF)	t_r	–	0.3	0.6	µs
Fall Time (C_L = 1000 pF)	t_f	–	0.1	0.2	µs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, V_{CC} = +35 V, R_T = 4.12 kΩ)	I_{CC}	–	18	30	mA

NOTES: 7. f_{osc} = 40 kHz (R_T = 4.12 kΩ ± 1%, C_T = 0.01 µF ± 1%, R_D = 0 Ω)
8. 0 V ≤ V_{CM} ≤ +5.2 V
9. 0 V ≤ V_{CM} ≤ +12 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1. Reference Stability over Temperature

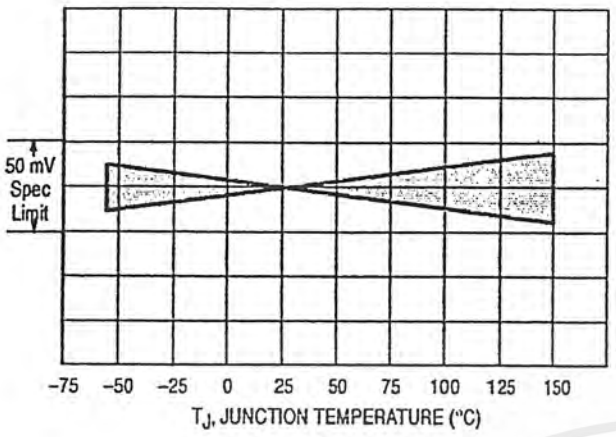


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

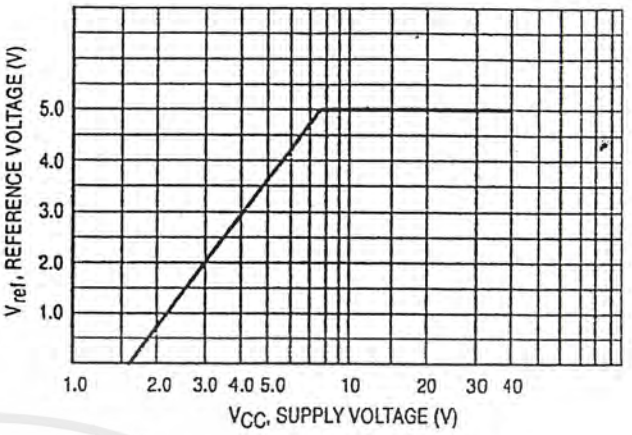


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

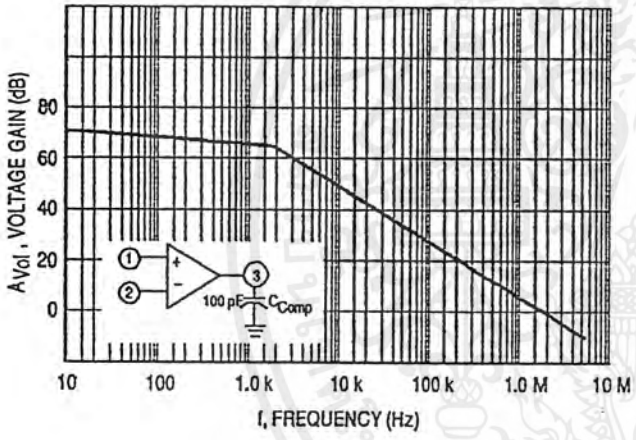


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

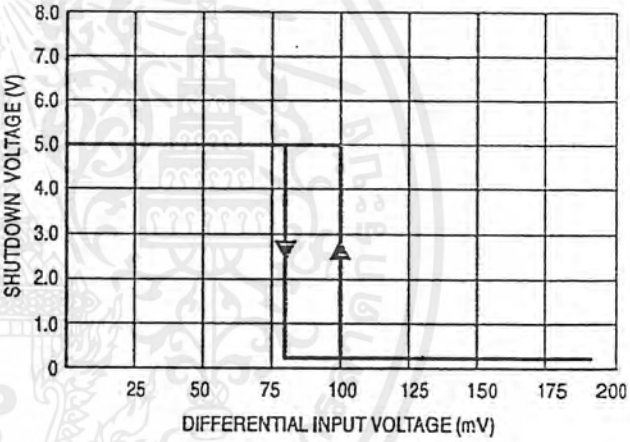


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

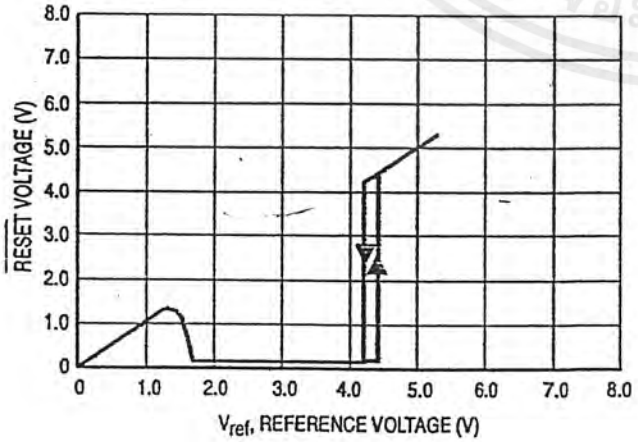
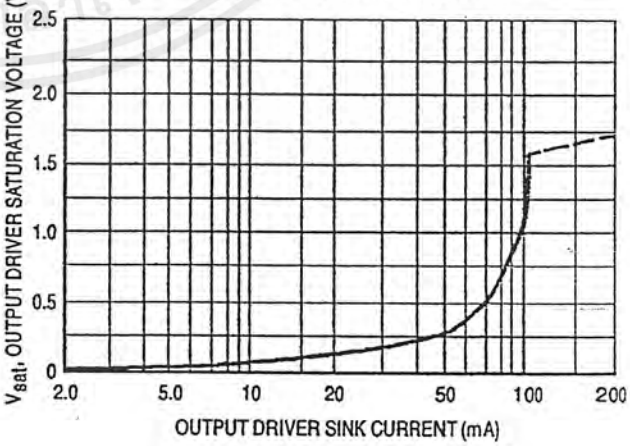


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current



สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 7. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

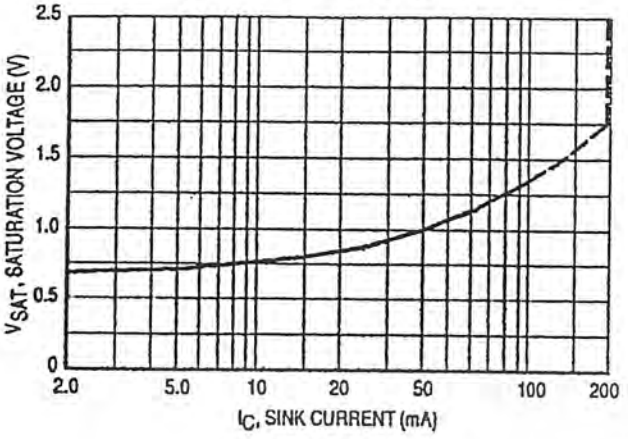


Figure 8. Oscillator Period

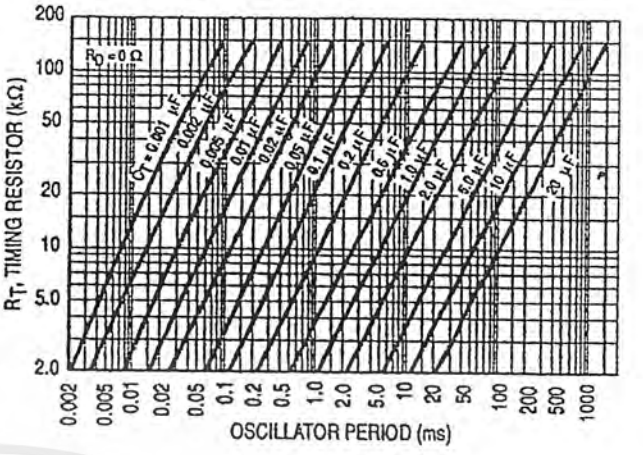


Figure 9. Error Amplifier

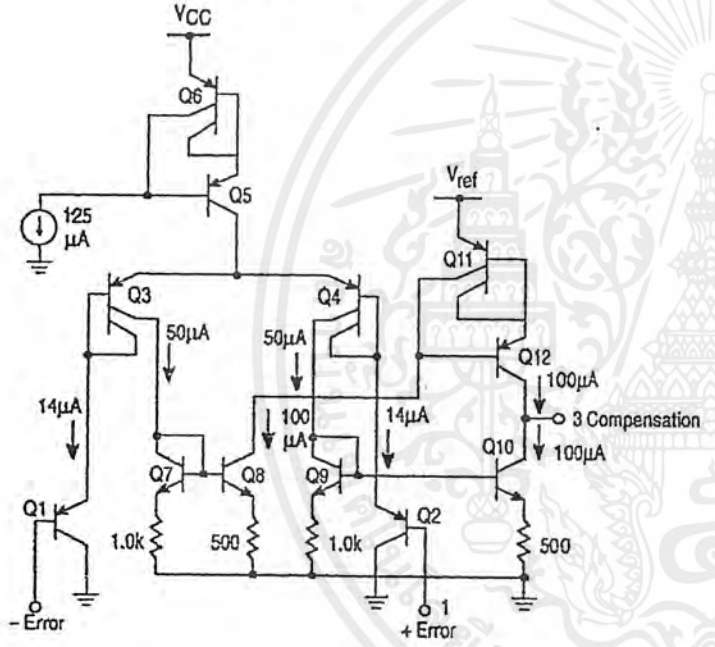


Figure 10. Undervoltage Lockout

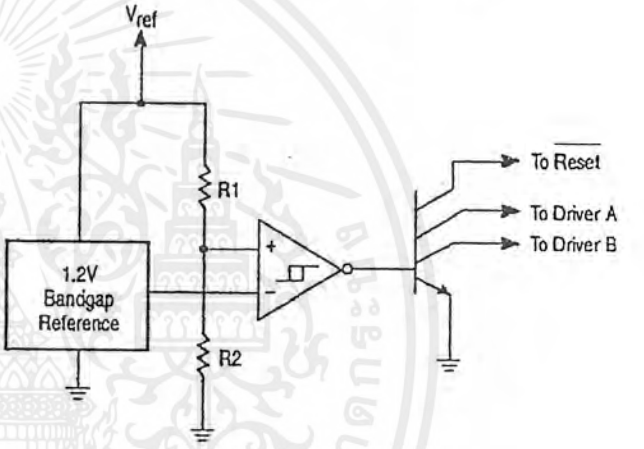
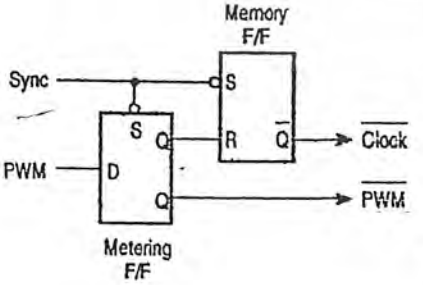


Figure 11. Pulse Processing Logic



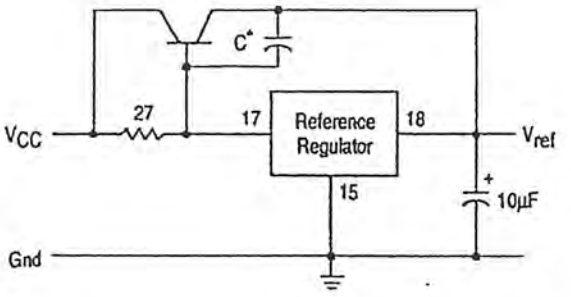
The metering Flip–Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

The memory Flip–Flop prevents double pulsing in a push–pull configuration by remembering which output produced the last pulse.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

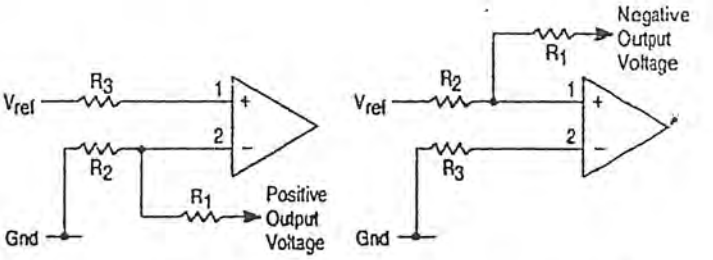
APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections



$$V_{out} = V_{ref}\left(\frac{R_1 + R_2}{R2}\right) \qquad V_{out} = V_{ref}\left(\frac{R_1}{R_2}\right)$$

$$R_3 = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right)$$

Figure 14. Oscillator Connections

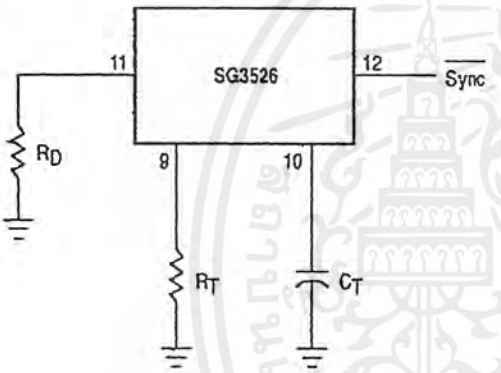
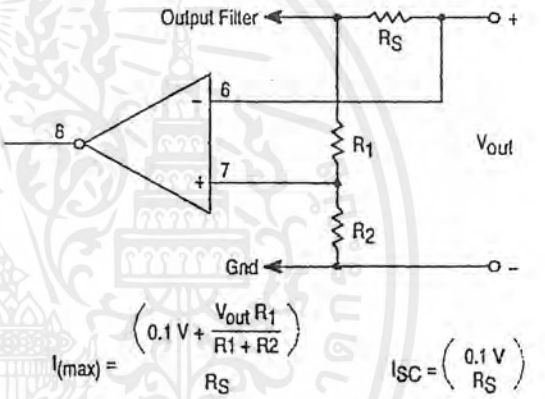


Figure 15. Foldback Current Limiting



$$I_{(max)} = \frac{\left(0.1\,V + \frac{V_{out} R_1}{R1 + R2}\right)}{R_S} \qquad I_{SC} = \left(\frac{0.1\,V}{R_S}\right)$$

Figure 16. Soft–Start Circuity

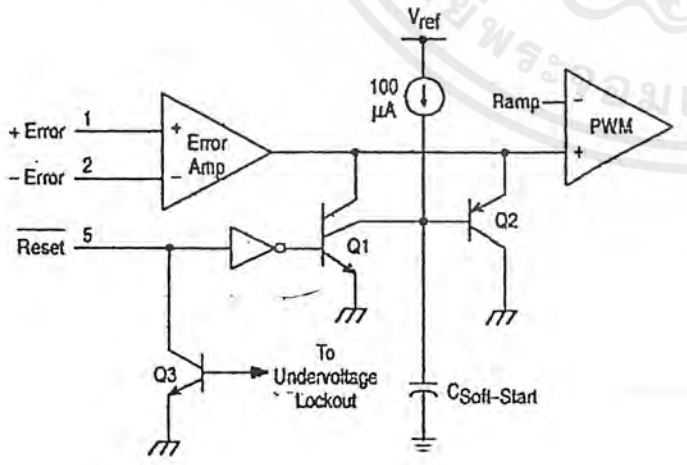
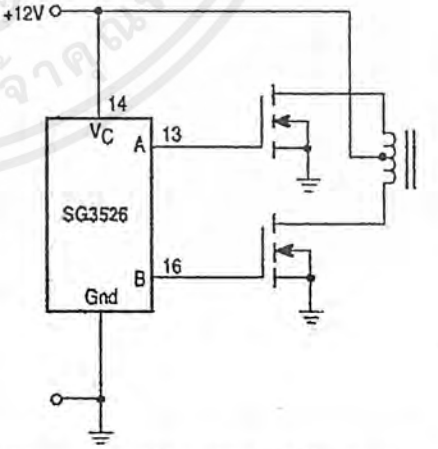


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



The totem pole output drivers of the SG3526 are ideally suited for driving the input capacitance of power FETs at high speeds.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 18. Half–Bridge Configuration

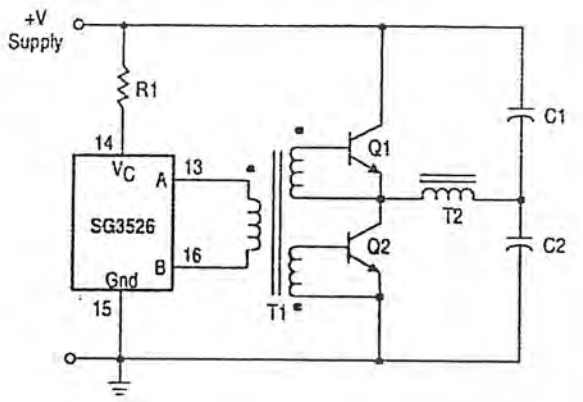
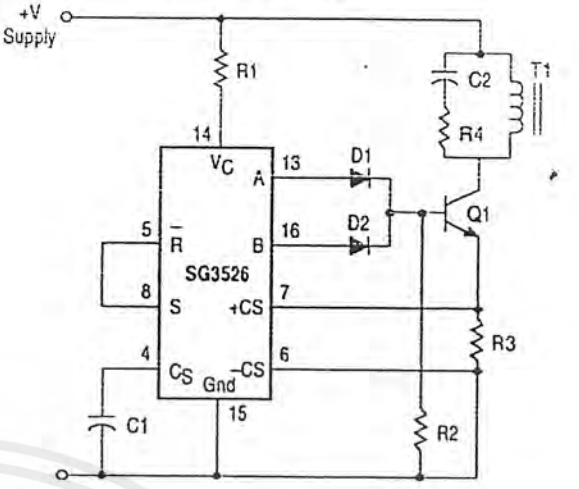


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



In the above circuit, current limiting is accomplished by using the current limit comparator output to reset the soft–start capacitor.

Figure 20. Single–Ended Configuration

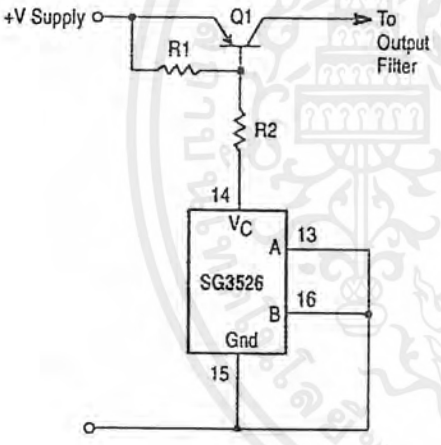
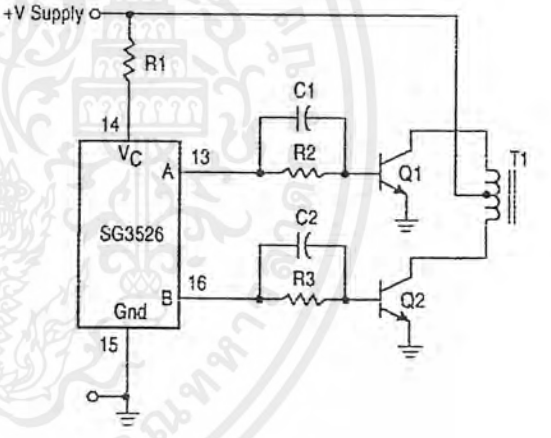


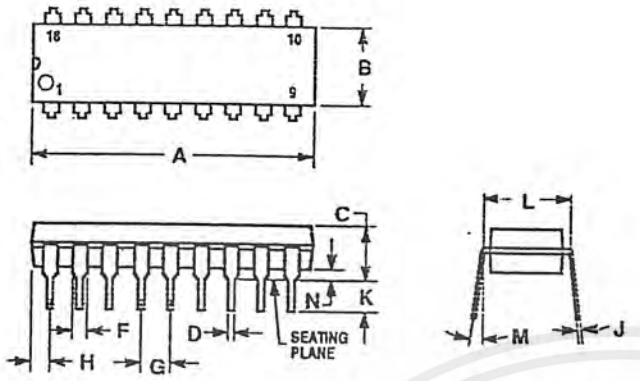
Figure 21. Push–Pull Configuration



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707–02
ISSUE C



NOTES:
1. POSITIONAL TOLERANCE OF LEADS (D), SHALL BE WITHIN 0.25 (0.010) AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION, IN RELATION TO SEATING PLANE AND EACH OTHER.
2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	22.22	23.24	0.875	0.915
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.56	4.57	0.140	0.180
D	0.36	0.56	0.014	0.022
F	1.27	1.78	0.050	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	1.02	1.52	0.040	0.060
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.51	1.02	0.020	0.040

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

MC14049B
MC14050B

HEX BUFFER

The MC14049B Hex Inverter/Buffer and MC14050B Noninverting Hex Buffer are constructed with MOS P-Channel and N-Channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These devices provide logic level conversion using only one supply voltage, V_{DD}.

The input-signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{DD} supply voltage for logic level conversions. Two TTL/DTL loads can be driven when the devices are used as a CMOS-to-TTL/DTL converter (V_{DD} = 5.0 V, $V_{OL} \leq$ 0.4 V, $I_{OL} \geq$ 3.2 mA).

Note that pins 13 and 16 are not connected internally on these devices; consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- V_{IN} can exceed V_{DD}
- Meets JEDEC B Specifications
- Improved ESD Protection On All Inputs

L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620

P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648

D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

MAXIMUM RATINGS[1] (Voltages referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V_{DD}	−0.5 to +18	Vdc
Input Voltage (DC or Transient)	V_{IN}	−0.5 to +18	Vdc
Output Voltage (DC or Transient)	V_{out}	−0.5 to V_{DD} + 0.5	Vdc
Input Current (DC or Transient), per pin	I_{in}	±10	mA
Output Current (DC or Transient), per pin	I_{out}	+45	mA
Power Dissipation, per Package[2] (Plastic/Ceramic) (SOIC)	P_D	825 740	mW
Storage Temperature	T_{stg}	−65 to +150	°C
Lead Temperature (8-Second Soldering)	T_L	260	°C

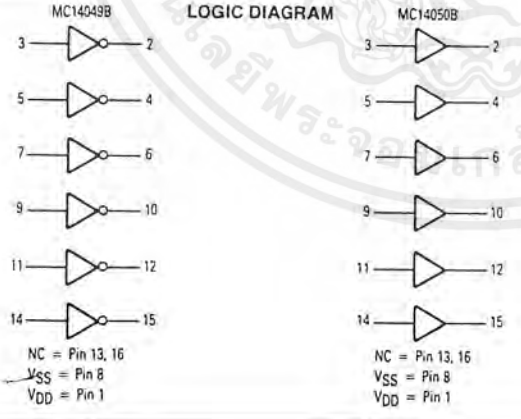
[1]Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
[2]Temperature Derating: See Figure 3.

ORDERING INFORMATION

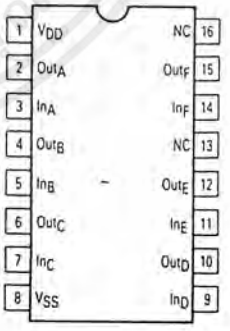
MC14XXXBCL	Ceramic
MC14XXXBCP	Plastic
MC14XXXBD	SOIC

T_A = −55°C to +125°C for all packages

LOGIC DIAGRAM



PIN ASSIGNMENT



6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages referenced to V_{SS})

Characteristic		Symbol	V_{DD} Vdc	−55°C Min	−55°C Max	+25°C Min	+25°C Typ[1]	+25°C Max	+125°C Min	+125°C Max	Unit
Output Voltage V_{in} = V_{DD}	"0" Level	V_{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
			10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
			15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
V_{in} = 0	"1" Level	V_{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V_O = 4.5 Vdc)	"0" Level	V_{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
(V_O = 9.0 Vdc)			10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
(V_O = 13.5 Vdc)			15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
(V_O = 0.5 Vdc)	"1" Level	V_{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
(V_O = 1.0 Vdc)			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
(V_O = 1.5 Vdc)			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V_{OH} = 2.5 Vdc)	Source	I_{OH}	5.0	−1.6	—	−1.25	−2.5	—	−1.0	—	mAdc
(V_{OH} = 9.5 Vdc)			10	−1.6	—	−1.30	−2.6	—	−1.0	—	
(V_{OH} = 13.5 Vdc)			15	−4.7	—	−3.75	−10	—	−3.0	—	
(V_{OL} = 0.4 Vdc)	Sink	I_{OL}	5.0	3.75	—	3.2	6.0	—	2.6	—	mAdc
(V_{OL} = 0.5 Vdc)			10	10	—	8.0	16	—	6.6	—	
(V_{OL} = 1.5 Vdc)			15	30	—	24	40	—	19	—	
Input Current		I_{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc
Input Capacitance (V_{in} = 0)		C_{in}	—	—	—	—	10	20	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package)		I_{DD}	5.0	—	1.0	—	0.002	1.0	—	30	μAdc
			10	—	2.0	—	0.004	2.0	—	60	
			15	—	4.0	—	0.006	4.0	—	120	
Total Supply Current[2,3] (Dynamic plus Quiescent, per package) (C_L = 50 pF on all outputs, all buffers switching		I_T	5.0	I_T = (1.8 μA/kHz) f + I_{DD}							μAdc
			10	I_T = (3.5 μA/kHz) f + I_{DD}							
			15	I_T = (5.3 μA/kHz) f + I_{DD}							

[1] Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.
[2] The formulas given are for the typical characteristics only at +25°C
[3] To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50\ pF) + (C_L - 50)\ Vfk$$

Where: I_T is in μA (per Package), C_L in pF, V = (V_{DD} − V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency and k = 0.002.

6

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields **referenced to the V_{SS} pin only.** Extra precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, the ranges $V_{SS} \leq V_{in} \leq 18$ V and $V_{SS} \leq V_{out} \leq V_{DD}$ are recommended.

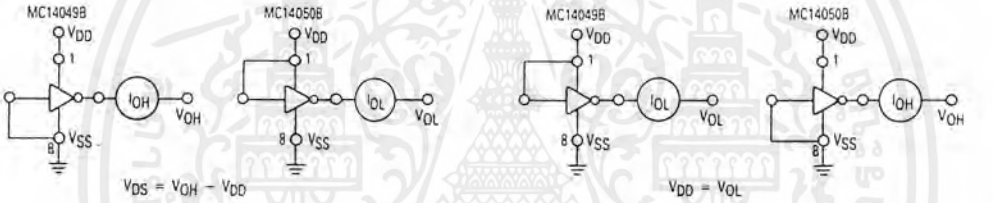
Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC SWITCHING CHARACTERISTICS[1] (C_L = 50 pF, T_A = +25°C)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ[2]	Max	Unit
Output Rise Time	t_{TLH}					ns
t_{TLH} = (0.7 ns/pF) C_L + 65 ns		5.0	—	100	160	
t_{TLH} = (0.25 ns/pF) C_L + 37.5 ns		10	—	50	80	
t_{TLH} = (0.2 ns/pF) C_L + 30 ns		15	—	40	60	
Output Fall Time	t_{THL}					ns
t_{THL} = (0.2 ns/pF) C_L + 30 ns		5.0	—	40	60	
t_{THL} = (0.06 ns/pF) C_L + 17 ns		10	—	20	40	
t_{THL} = (0.04 ns/pF) C_L + 13 ns		15	—	15	30	
Propagation Delay Time	t_{PLH}					ns
t_{PLH} = (0.33 ns/pF) C_L + 63.5 ns		5.0	—	80	140	
t_{PLH} = (0.19 ns/pF) C_L + 30.5 ns		10	—	40	80	
t_{PLH} = (0.06 ns/pF) C_L + 27 ns		15	—	30	60	
Propagation Delay Time	t_{PHL}					ns
t_{PHL} = (0.2 ns/pF) C_L + 30 ns		5.0	—	40	80	
t_{PHL} = (0.1 ns/pF) C_L + 15 ns		10	—	20	40	
t_{PHL} = (0.05 ns/pF) C_L + 12.5 ns		15	—	15	30	

[1] The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.
[2] Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.



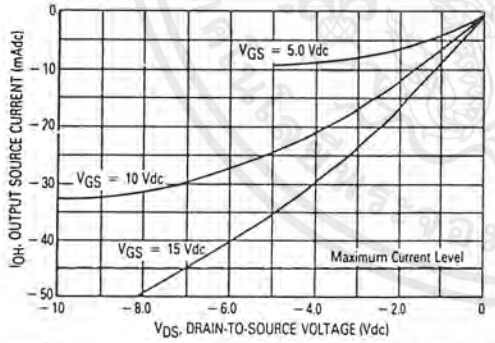


FIGURE 1 — TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

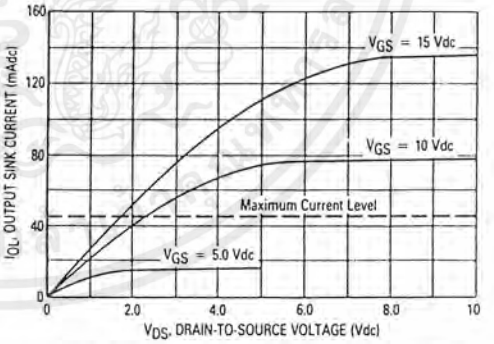


FIGURE 2 — TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

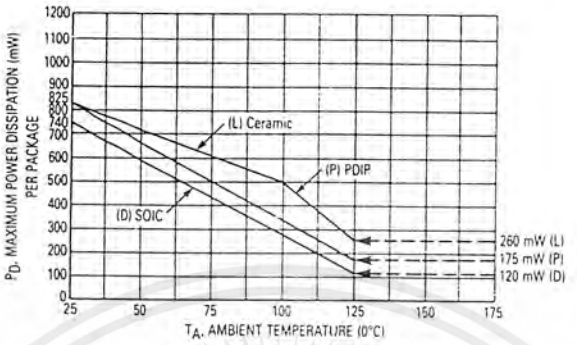


FIGURE 3 — AMBIENT TEMPERATURE POWER DERATING

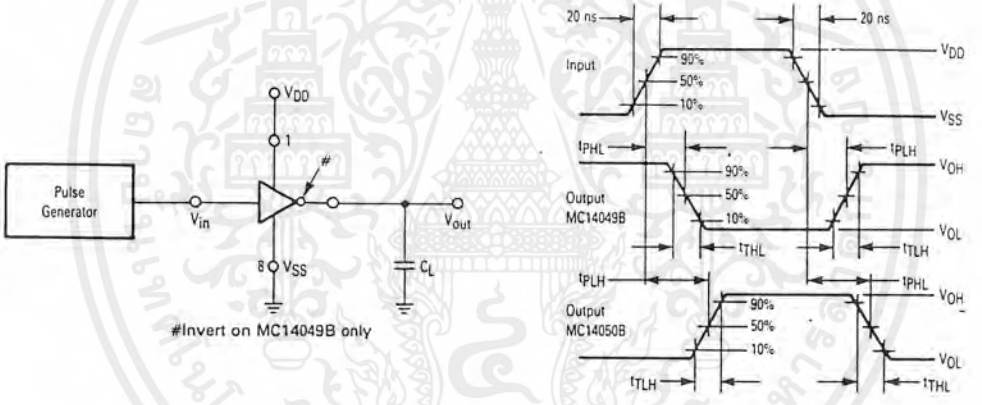


FIGURE 4 — SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HARRIS

IRFP460
IRFP462

N-Channel Power MOSFETs
Avalanche-Energy Rated

August 1991

Features

- 20A and 17A, 500V
- $r_{DS(on)}$ = 0.27Ω and 0.35Ω
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power-Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance

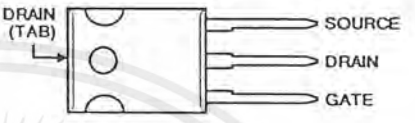
Description

The IRFP460 and IRFP462 are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. These are n-channel enhancement-mode silicon gate power field-effect transistors designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high-power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate-drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

The IRFP-types are supplied in the JEDEC TO-247 plastic package.

Package

TO-247
TOP VIEW



Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE

Absolute Maximum Ratings (T_C = +25°C), Unless Otherwise Specified

		IRFP460	IRFP462	UNITS
Continuous Drain Current				
T_C = +25°C	I_D	20	17	A
T_C = +100°C	I_D	12	11	A
Pulsed Drain Current (1)	I_{DM}	80	68	A
Gate-Source Voltage	V_{GS}	±20	±20	V
Maximum Power Dissipation				
T_C = +25°C	P_D	250	250	W
Linear Derating Factor		2.0	2.0	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy Rating (2) See Figure 14	E_{AS}	960	960	mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to +150	-55 to +150	°C
Maximum Lead Temperature for Soldering (0.063" (1.6mm) from case for 10s)	T_L	300	300	°C

NOTES:

1. Repetitive rating: Pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5).
2. V_{DD} = 50V, starting T_J = +25°C, L = 4.3mH, R_{GS} = 25Ω, Peak I_L = 20A. See Fig. 14.
3. Pulse Test: Pulse width ≤ 300μs, Duty Cycle ≤ 2%.

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Proper I.C. handling procedures should be followed.
Copyright © Harris Corporation 1991

File Number 2291.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS *At Case Temperature (T_J) = 25°C Unless Otherwise Specified*

Parameter		Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
BV_{DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	ALL	500	–	–	V	V_{GS} = 0V, I_D = 250 μA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-State Resistance ③	IRFP460	–	0.24	0.27	Ω	V_{GS} = 10V, I_D = 11A
		IRFP462	–	0.27	0.35		
$I_{D(on)}$	On-State Drain Current ③	IRFP460	20	–	–	A	V_{DS} > $I_{D(on)}$ x $R_{DS(on)}$ Max., V_{GS} = 10V
		IRFP462	17				
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	ALL	2.0	–	4.0	V	V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250 μA
g_{fs}	Forward Transconductance ③	ALL	13	19	–	S (℧)	V_{DS} ≥ 50V, I_{DS} = 11A
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	ALL	–	–	250	μA	V_{DS} = Max. Rating, V_{GS} = 0V
			–	–	1000		V_{DS} = 0.8 x Max. Rating, V_{GS} = 0V, T_J = 125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Leakage Forward	ALL	–	–	500	nA	V_{GS} = 20V
I_{GSS}	Gate-to-Source Leakage Reverse	ALL	–	–	−500	nA	V_{GS} = −20V
Q_g	Total Gate Charge	ALL	–	120	190	nC	V_{GS} = 10V, I_D = 21A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	ALL	–	18	–	nC	V_{DS} = 0.8 x Max. Rating See Fig. 16
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	ALL	–	62	–	nC	(Independent of operating temperature)
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	ALL	–	23	35	ns	V_{DD} = 250V, I_D ≈ 21A, R_G = 4.3Ω
t_r	Rise Time	ALL	–	81	120	ns	R_D = 12Ω
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	ALL	–	85	130	ns	See Fig. 15
t_f	Fall Time	ALL	–	65	98	ns	(Independent of operating temperature)
L_D	Internal Drain Inductance	ALL	–	5.0	–	nH	Measured from the drain lead, 6mm (0.25 in.) from package to center of die
L_S	Internal Source Inductance	ALL	–	13	–	nH	Measured from the source lead, 6mm (0.25 in.) from package to source bonding pad
C_{iss}	Input Capacitance	ALL	–	4100	–	pF	V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V
C_{oss}	Output Capacitance	ALL	–	480	–	pF	f = 1.0 MHz
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	ALL	–	84	–	pF	See Fig. 10
R_{thJC}	Junction-to-Case	ALL	–	–	0.50	°C/W	
R_{thCS}	Case-to-Sink	ALL	–	0.10	–	°C/W	Mounting surface flat, smooth, and greased
R_{thJA}	Junction-to-Ambient	ALL	–	–	30	°C/W	Free air operation
	Mounting Torque	ALL	–	–	10	in. • lbs	Standard 6-32 screw

Modified MOSFET symbol showing the internal inductances

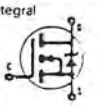
① Repetitive Rating; Pulse width limited by maximum junction temperature (see figure 5) Refer to current HEXFET reliability report

② @ V_{DD} = 50V, Starting T_J = 25°C, L = 4.3 mH, R_G = 25Ω, Peak I_L = 20A, See Fig. 14.

③ Pulse width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%

SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS

Parameter		Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	ALL	–	–	20	A	Modified MOSFET symbol showing the integral Reverse p-n junction rectifier
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	ALL	–	–	80	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage ③	ALL	–	–	1.8	V	T_J = 25°C, I_S = 21A, V_{GS} = 0V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	ALL	280	580	1200	ns	T_J = 25°C, I_F = 21A, di/dt = 100 A/μs
Q_{RR}	Reverse Recovery Charge	ALL	3.8	8.1	18	μC	
t_{on}	Forward Turn-On Time	ALL	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by L_S + L_D				



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

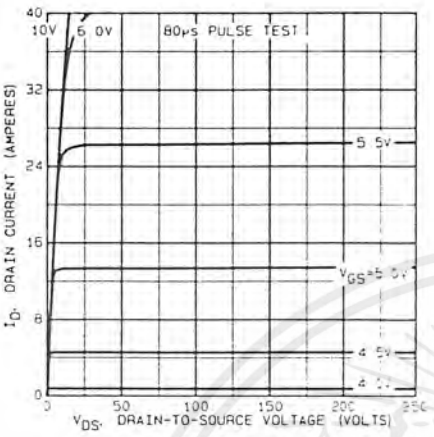


Fig. 1 - Typical output characteristics.

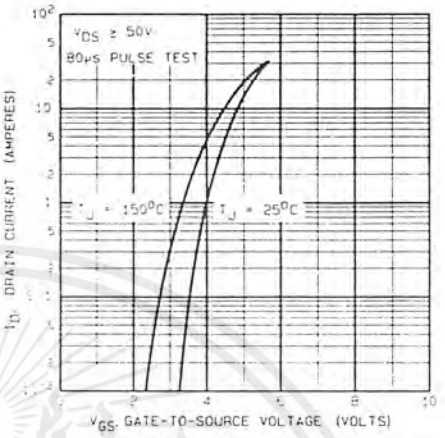


Fig. 2 - Typical transfer characteristics.

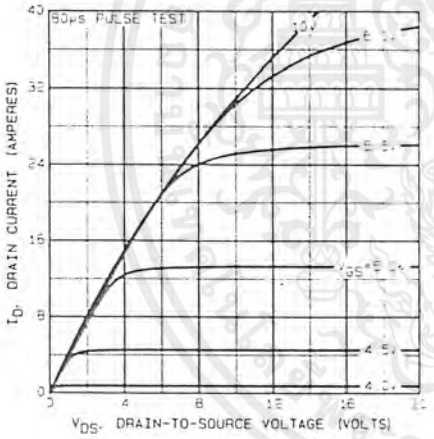


Fig. 3 - Typical saturation characteristics.

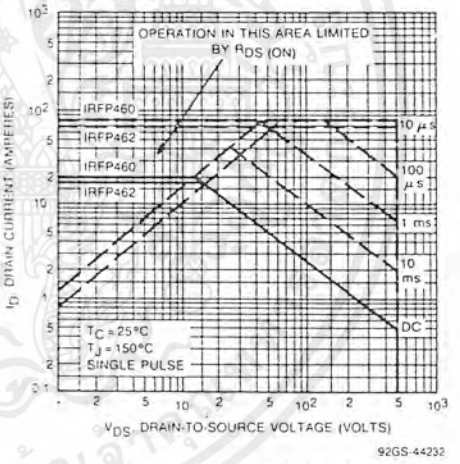


Fig. 4 - Maximum safe operating area.

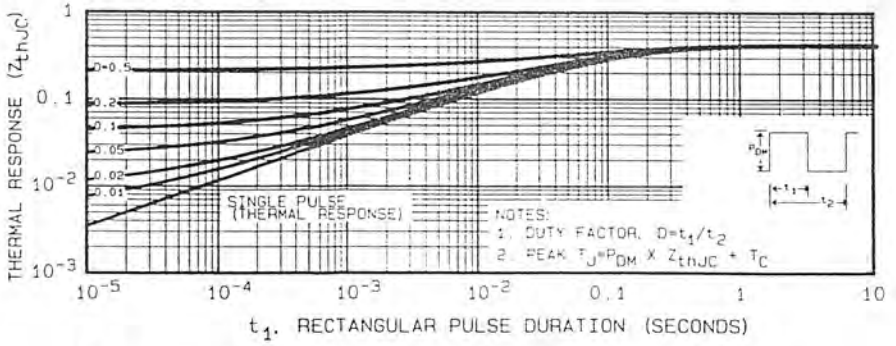


Fig. 5 - Maximum effective transient thermal impedance, junction-to-case vs. pulse duration.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

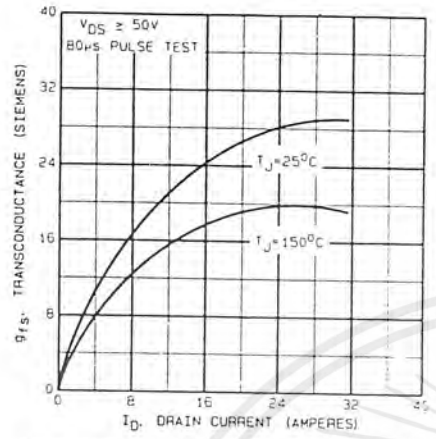


Fig. 6 - Typical transconductance vs. drain current.

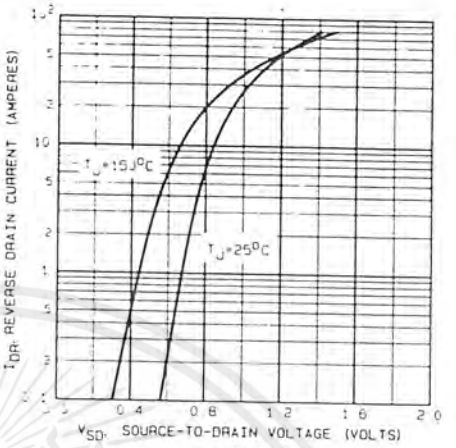


Fig. 7 - Typical source-drain diode forward voltage.

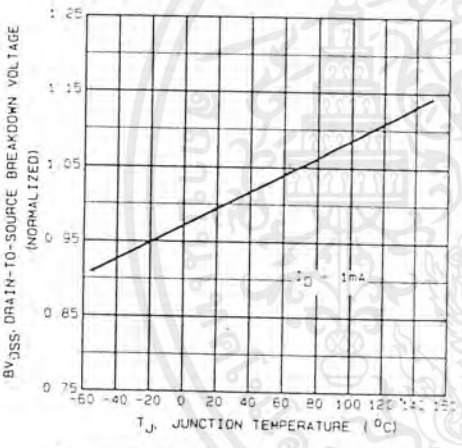


Fig. 8 - Breakdown voltage vs. temperature.

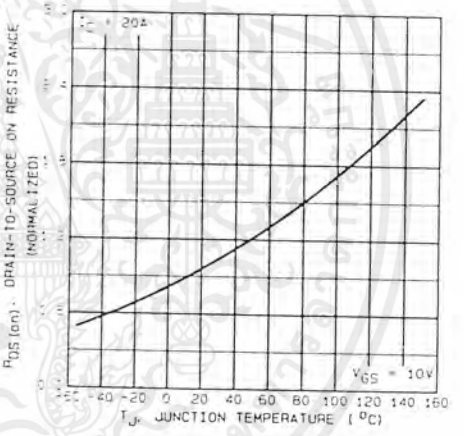


Fig. 9 - Normalized on-resistance vs. temperature.

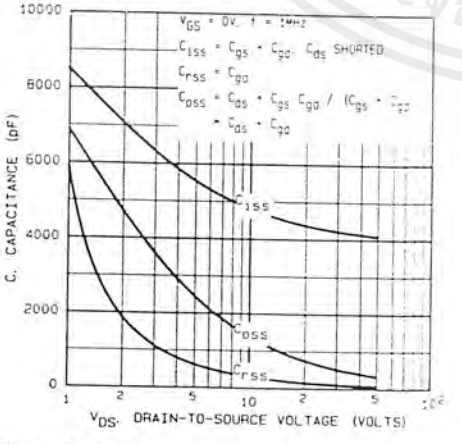


Fig. 10 - Typical capacitance vs. drain-to-source voltage.

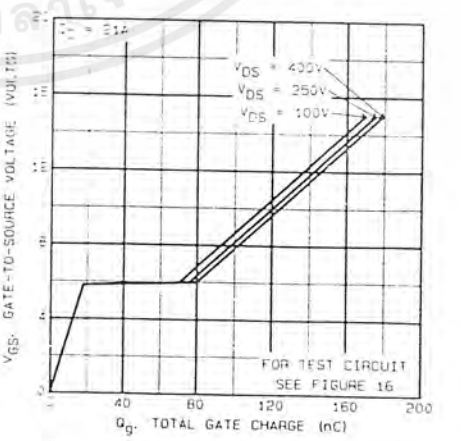


Fig. 11 - Typical gate charge vs. gate-to-source voltage.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

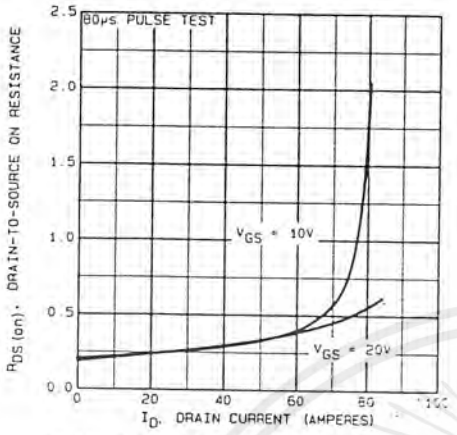


Fig. 12 - Typical on-resistance vs. drain current.

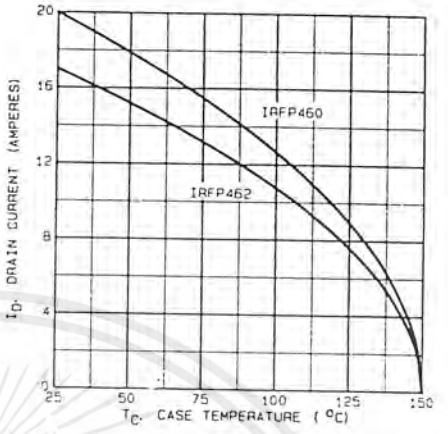


Fig. 13 - Maximum drain current vs. case temperature.

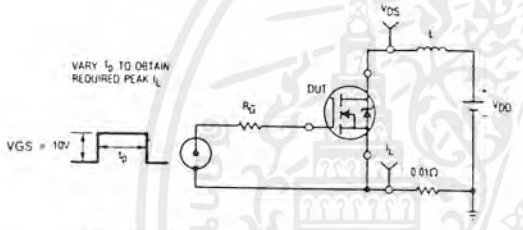


Fig. 14a - Unclamped inductive test circuit.

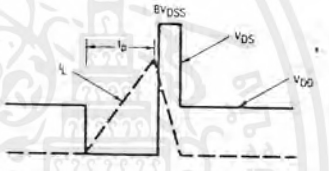


Fig. 14b - Unclamped inductive waveforms.

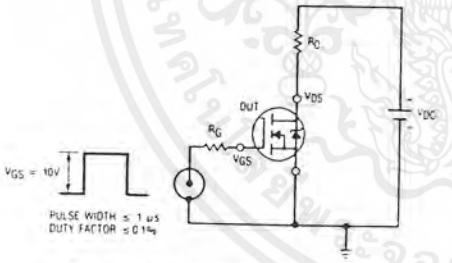


Fig. 15a - Switching time test circuit.

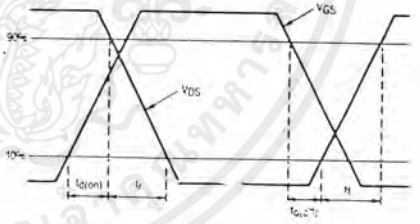
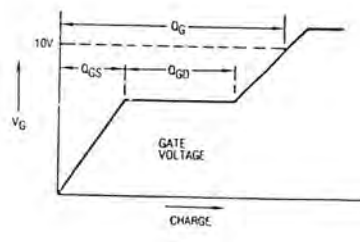
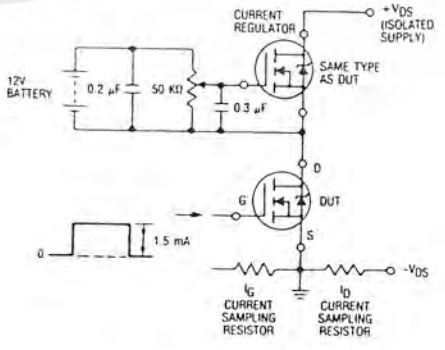


Fig. 15b - Switching time waveforms.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้