

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
INDUCTION HEATING



นาย ชاکริต สิงห์วัน
นาย เอก ชูสกุล

26พ
254630
2543

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน...42646
วัน, เดือน, ปี...5 ส.ย. 2545

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
INDUCTION HEATING



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการภาษาไทย เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
ชื่อโครงการภาษาอังกฤษ INDUCTION HEATING

จัดทำโดย นาย ชาศริต สิงห์วัน 41013209
นาย เอก ชูสกุล 41013241

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. สมศักดิ์ เชียรศิริกุล

โครงการฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

วันที่/...../.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2543

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ

1. นาย ชาคริต สิงห์วัน
2. นาย เอก ชุตกุล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDUCTION HEATING

Mr. Chakrit Singwan

Mr. Aek Choosakul

Assoc.Prof. Somsak Cheersirikul (Advisor)

Year 2000

Abstract

This project presents an induction heating system. The induction heating gives effective heating to materials. And works at frequency 70 kHz. The system consists of a control stage, gate driver and IGBT for generating more current. The system has a half bridge converter as one of main part and output at the resonance frequency to have maximum output current.

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1. บทนำ	1
บทที่ 2. ทฤษฎี	3
2.1 หลักการเบื้องต้น	3
2.2 สภาวะรีโซแนนซ์	8
2.3 เพาเวอร์มอสเฟต	13
2.4 โครงสร้าง IGBT	20
2.5 คอนเวอร์เตอร์	22
บทที่ 3. โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร	
3.1 โครงสร้างของระบบ	30
3.2 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and Filter)	30
3.3 คอนเวอร์เตอร์ (Converter)	32
3.4 วงจรควบคุม (Control Circuit)	33
3.5 วงจรโหลด (Load Circuit)	35
บทที่ 4. การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน	39
4.1 ขั้นตอนการทดลอง	39
4.2 สัญญาณที่จุดต่างๆ	42
บทที่ 5. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	44
5.1 สรุปผลการทดลอง	44
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น	44
5.3 แนวทางแก้ไข	45

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนียวนำความร้อน และลักษณะการนำไปใช้งาน	4
ตารางที่ 2.2 ตาราง แสดงค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) ของเหล็กชนิดต่าง ๆ	9
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลอง	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ	2
รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ	3
รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก	5
รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ	5
รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน	6
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก	7
รูปที่ 2.6 วงจร Series Resonance	9
รูปที่ 2.7 แสดงค่า Reactance X_L , X_C , และ $X_L + X_C$	10
รูปที่ 2.8 แสดงค่าต่าง Reactance	10
รูปที่ 2.9 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์	11
รูปที่ 2.10 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve	12
รูปที่ 2.11.(ก) คิวลิชั่นมอสเฟตชนิดเอ็น	14
รูปที่ 2.11.(ข) คิวลิชั่นมอสเฟตชนิดพี	14
รูปที่ 2.12.(ก) เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็น	15
รูปที่ 2.12.(ข) เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี	15
รูปที่ 2.13 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟต	16
รูปที่ 2.14 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต	17
รูปที่ 2.15 โมเดลการสวิตช์ที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต	17
รูปที่ 2.16 ไคอะแกรมวงจรเทียบภายในอุปกรณ์	19
รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะโครงสร้างของ IGBT	21
รูปที่ 2.18 แสดงกราฟคุณสมบัติทางไฟฟ้า สัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลย์ ของ IGBT	21
รูปที่ 2.19 กราฟแสดงคุณสมบัติสวิตช์ของ IGBT	22
รูปที่ 2.20 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	26
รูปที่ 2.22 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ดัวยุคนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	27
รูปที่ 2.23 แสดงการต่อสับเบอร์ดัวยุคนำกระแสเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	28
รูปที่ 3.1 โครงสร้างและระบบ	30
รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง	31
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้ IGBT	32
รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3526	33
รูปที่ 3.5 วงจรขับเกด	34
รูปที่ 3.6 วงจรโหลด	35
รูปที่ 3.7 รูป วงจร Control Circuit	37
รูปที่ 3.8 รูป วงจร Power Output	38
รูปที่ 4.1 รูปเปรียบเทียบสภาพของโลหะเมื่อเกิดความร้อนที่อุณหภูมิต่างๆ	40
รูปที่ 4.2 แสดงกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของชิ้นงานกับระยะเวลาที่ทำให้ชิ้นงานแดง	41
รูปที่ 4.3 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของชิ้นงานกับกระแสอินพุต	41
รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ที่ขา 10 ของ SG 3526	42
รูปที่ 4.5 สัญญาณพัลส์ที่ขา 13,16 ของ SG 3526	42
รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ที่จุด A , B	43

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันได้มีการนำหลักการของการเหนี่ยวนำกระแส ของกระแสให้เป็นแหล่งกำเนิด ความร้อนกันอย่างกว้างขวางและมักใช้กันในงานอุตสาหกรรมที่ให้ความร้อนกับโลหะ เช่น การ หลอมโลหะ (Hot working) การบัดกรีแข็ง (Brazing) ฯลฯ การทำงานของการเหนี่ยวนำกระแส อาศัยหลักการของแม่เหล็กไฟฟ้า คือเมื่อมีการการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กกับเวลา จะทำให้เกิด การเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้าและเกิดกระแสไหลขึ้นในเนื้อเหล็ก ลักษณะการไหลของกระแสจะมี ลักษณะการไหลแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และ การเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กหรือเรียกว่าความถี่ ของสนามแม่เหล็กจะมีผลต่อความลึกของสนามแม่เหล็ก โดยที่ความถี่ยิ่งสูงจะทำให้สนามแม่เหล็ก ลงไปในเนื้อเหล็กได้น้อยลง

อุณหภูมิที่สูงขึ้นในเนื้อเหล็กนั้น ได้จากการเหนี่ยวนำโดยสนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาทำให้เกิดปรากฏการณ์ ที่เรียกว่าสกินเอฟเฟ็คท์ (Skin Effect) ซึ่งจะเกิดความร้อนขึ้นเฉพาะที่ผิวของเหล็ก และโลหะที่มีความร้อนสูง เมื่อทำให้มันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็วจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างในเนื้อ โลหะและมีแนวโน้มที่จะทำให้โลหะมีความแข็งมากขึ้น ในทางโลหะวิทยาถือว่าการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจากร้อน ไปเย็นอย่างรวดเร็วเป็นการเพิ่มความเครียด (Strain) ให้กับเนื้อโลหะ ดังนั้นในงานชุบแข็งเราจึงใช้ความถี่สูงโดยความถี่เป็นตัว กำหนดความลึกของชั้นงานที่ต้องการชุบ สมมุติว่าเราต้องการชุบเหล็กทรงกระบอกตันแท่งหนึ่ง เราจะกำหนดค่าความลึกขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเราจะถือค่าความลึกนี้เป็นค่าอ้างอิง ที่เป็นเช่นนี้เพราะ ความจริงแล้วเราไม่สามารถกำหนดความลึกของการชุบแข็งด้วยความลึกของกระแสที่ไหลได้ เพราะกระแสไฟฟ้าจะไหลแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ซึ่งเราไม่สามารถกำหนดความลึกตามนั้นได้ และความแข็งของเนื้อโลหะที่ความลึกต่างกันจะไม่เท่ากันตลอด จึงต้องกำหนดค่าอ้างอิงขึ้นมาค่า หนึ่ง แล้วเฉลี่ยเอาว่าภายใต้ความลึกค่านี้จากผิว ความแข็งของโลหะจะประมาณเท่ากัน

เมื่อเราได้ความลึกที่ต้องการแล้ว เราก็กำหนดความถี่ของการชุบแข็งได้จากสมการค่าความ ลึกนี้ในปัจจุบันลักษณะเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนที่ใช้ในงานชุบแข็งมีอย่างกว้างขวาง เช่น ในอุตสาหกรรมรถยนต์ใช้ชุบแข็งส่วนประกอบต่างๆของรถที่มีหน้าสัมผัสติดกับส่วนอื่น เพื่อป้องกันการ สึกหรือไค้ง่าย เช่น การชุบแข็งพินเฟือง หรือส่วนประกอบที่ไม่ต้องการให้เกิดการงอ เช่น เพลา รถยนต์ ข้อต่อต่างๆที่ต้องการความแข็ง

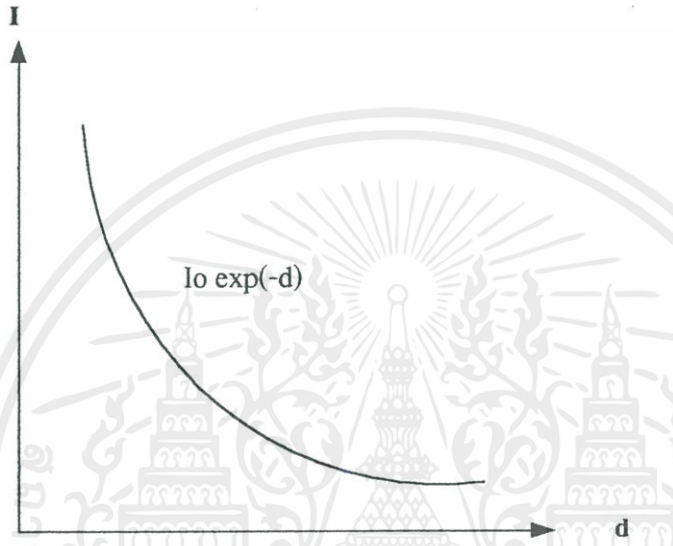
แต่อย่างไรก็ดี หลักการที่สำคัญอีกอันหนึ่งสำหรับการชุบแข็งคือ โดยทั่วไปชิ้นงานที่เรา นำมาชุบแข็งจะมีความสามารถนำความร้อนได้ดี ดังนั้นเราจำเป็นต้องอย่างยั้งที่เราจะต้องอัดพลังงาน จำนวนมากเข้าไปในชิ้นงานอย่างรวดเร็วแล้วเอาออกอย่างรวดเร็ว เพื่อป้องกันไม่ให้ความร้อนเข้าไปในเนื้อเหล็ก ได้มากนัก ซึ่งเป็นเหตุผลให้ต้องใช้พลังงานมากขึ้นในการที่จะทำให้ชิ้นงานร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นอย่างรวดเร็ว หลังจากนั้นก็ต้องทำให้มันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็ว เพื่อป้องกันไม่ให้โครงสร้างบริเวณที่เราไม่ต้องการหุบแข็งเปลี่ยนตามไปด้วย

การให้ความร้อนแบบอินดักทีฟนี้ชิ้นงานจะได้รับพลังงานจากสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงการถ่ายเทพลังงานจะเป็นแบบไม่มีการสัมผัส (Contact less) และชิ้นงานจะถูกทำให้ร้อนขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านในชิ้นงานเนื่องจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ



d คือ ค่าความลึกจากผิวชิ้นงานเข้าไป

รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โพเนนเชียลในโลหะ

ข้อได้เปรียบของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนโดยอาศัยหลักการข้อสนามแม่เหล็กนี้ เมื่อเปรียบเทียบกับ การให้ความร้อนแก่เหล็กโดยวิธีแบบเก่าโดยใช้เตา มีดังนี้

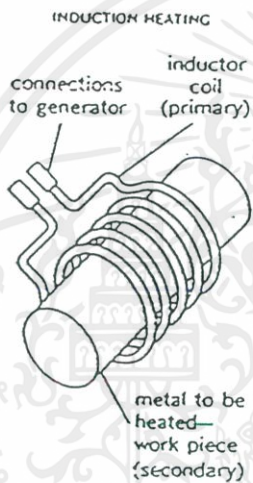
- ใช้เวลาในการเดินเครื่องน้อย
- ใช้เวลาในการให้ความร้อนแก่เหล็กน้อยกว่า
- สามารถควบคุมให้เกิดความร้อนเฉพาะตำแหน่งได้
- สามารถนำมาปรับปรุงเป็นแบบระบบอัตโนมัติได้
- ลดพื้นที่ในการทำงาน
- ประสิทธิภาพสูง
- ลคมลภาวะ

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

หลักการเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อนจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า และชิ้นงานจะทำหน้าที่เหมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง โดยที่ขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบเท่ากับ 1



รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าป้อนเข้าที่ขดปฐมภูมิ กระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่ากระแสไหลวน (Eddy Current) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างขวางโดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในงานเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็ง เป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลาย เนื่องจากข้อดีหลายประการ คือ

1. ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงให้กับวัสดุ วิธีนี้จะเป็นวิธีที่ให้ความร้อนที่เร็วมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่นๆ
2. สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อนได้ง่ายและแม่นยำ
3. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน ง่ายต่อการควบคุม ทำให้ได้ชิ้นงานที่มีคุณภาพสูง
4. สภาพการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆ เช่น ควันหรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 แหล่งจ่ายพลังงาน

อุปกรณ์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ งาน เช่น ที่ความถี่ 50Hz จะต้องเลือกใช้หม้อแปลงให้เหมาะสมและต้องใส่ตัวเก็บประจุเพื่อแก้ตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ด้วย สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 10 kHz จะต้องเลือกชนิดของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะสมและจะต้องสามารถรับพลังงานได้ถึง 300 kW

คอนเวอร์เตอร์ (Converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10-200 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในงาน หลอมละลายโลหะ สำหรับความถี่มากกว่า 200 kHz ขึ้นไป จะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอดสูญญากาศเป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้จะใช้ในงานเชื่อมหรือชุบแข็งโลหะ

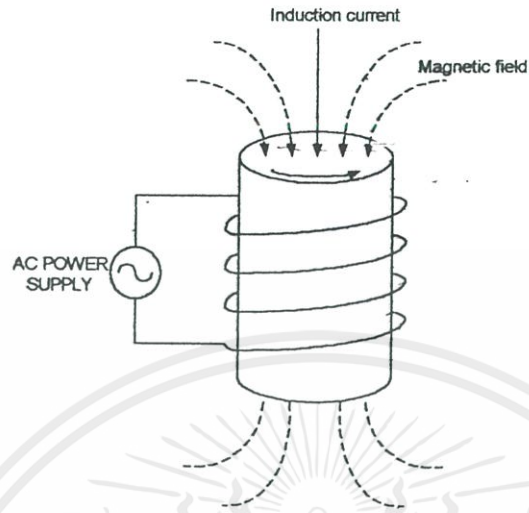
ในปัจจุบันอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทมากในงานพวกนี้มากเนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิตช์ เพื่อใช้ในงานแรงดันและกระแสสูงได้และในปริยญาณิพนธ์นี้จะใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์

Frequency used in induction and dielectric heating

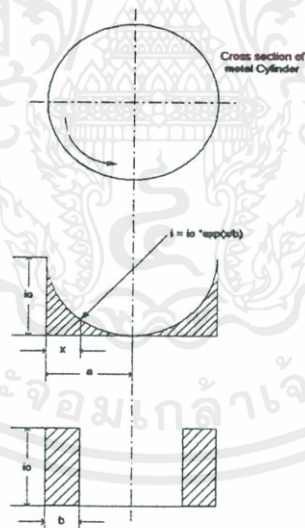
Frequency (Hz)	Source of power	Used
60-960	Rotating generator or converter	Mass induction hating forging Forming extrusion
960-10,000	Motor generator	Induction heating for meltring Heat treating
10,000 - 60,000	Convertor	Inductons heating for small scale melting and sintering
200,000 - 550,000	Vacuum – tube Oscillators	Suface induction heating for brazingsoldering and strip and wire heating
2,000,000 – 90,000,000	Vacuum – tube Oscillators	Dielectric heating

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก



รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาอ

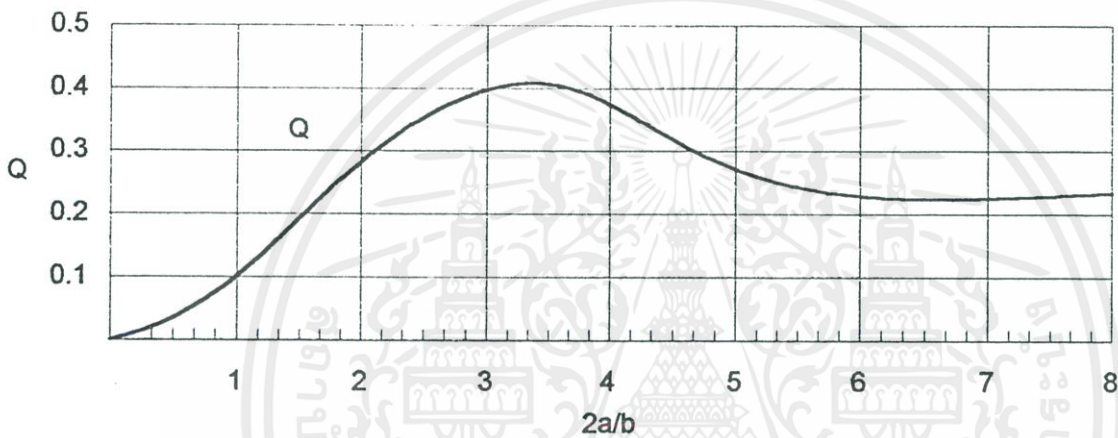
2.1.2 ความลึกจากผิว

เมื่อนำเอาขดลวดพันรอบแท่งโลหะและให้กระแสไหลผ่านขดลวดดังรูปที่ 2.2 จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของกระแสในเนื้อโลหะ ทิศทางของกระแสจะตรงข้ามกับกระแสในขดลวด และจะเกิดความร้อนแบบจุด (joule) กระแสที่เหนี่ยวนำไหลในแท่งโลหะจะอยู่ใกล้ๆผิวของแท่งโลหะไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่ 2.3 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียลเราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวนั้นๆ มีคุณสมบัติโลหะเท่ากันตลอด ความลึกผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

$$\delta = 5.03 \sqrt{\frac{\rho \cdot \mu r}{f}} \dots\dots\dots(2.1)$$

- ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ (Resistivity of metal)
- μr = ค่าความซึมซาบ สัมพัทธ์ (Relative permeability)
- f = ความถี่ (frequency)



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน

2.1.3 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ

เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำสามารถแสดงดังสมการ

$$P = 2.5 f H_0^2 \mu_r L A Q * 10^8 \dots\dots\dots(2.2)$$

H_0 = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ
(Strength of magnetic files at surface of meal cylinder)

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

A = พื้นที่หน้าตัดของแท่งโลหะ (Cross section area) [cm²]

Q = ค่าคงที่ขึ้นกับค่าของ $2\alpha / Q$ (Function determined by $2\alpha / Q$)

กราฟรูปที่ 2.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ผิวแท่งทรงกระบอก

โดยเทียบกับอัตราส่วนของเส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งกลมทรงกระบอกกับความลึกของการกระจายกระแสจากผิวของแท่งกลมกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่างๆ กันในชิ้นงานที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอกนั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้สามารถนำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริงได้ โดยรูปที่ 2.5 เป็นกราฟที่ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างกันไป

จากรูปที่ 2.5 แนวตั้งเป็นค่าของความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับความหนาแน่นกระแสที่ผิว แนวนอนจะเป็นค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับอัตราส่วนจากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นที่รัศมีเท่ากับ 70% ของรัศมีชิ้นงาน จากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่ผิวคูณกับรัศมีที่ต้องการทราบค่าคงที่ของการกระจาย จะได้ค่าคงที่ของการกระจายกระแสที่รัศมีนั้นๆ เมื่อ

I_r = กระแสที่รัศมี

I_a = กระแสที่ผิว (รัศมี a)

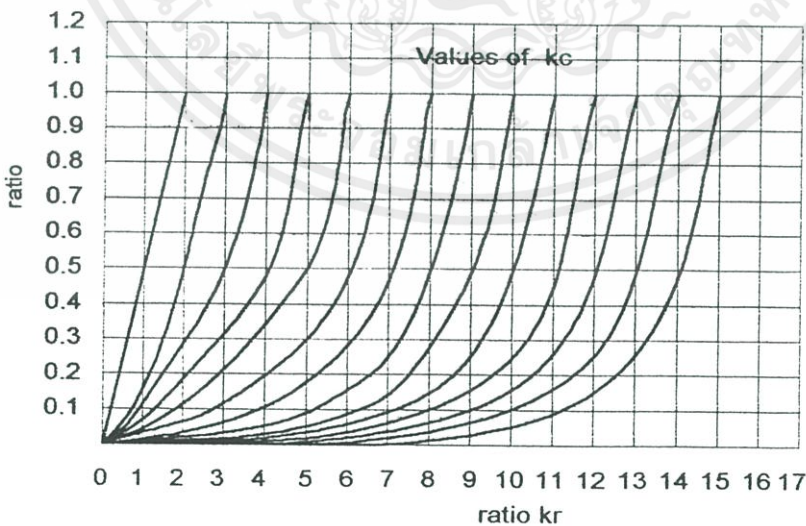
a = รัศมีขอบนอกสุดของแท่งกลมทรงกระบอก

$$K = 8\pi^2 f \mu / \rho \quad \dots\dots\dots(2.3)$$

μ = ค่าความซึมซาบ (permeability)

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะ (resistivity)

f = ความถี่ (frequency)



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 โลหะวิทยาของเหล็ก

โดยทั่วไป เหล็กที่เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กจะมีคุณสมบัติที่ค่อนข้างแน่นอนกว่าโลหะชนิดอื่นๆที่ไม่ได้เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กและเป็นสิ่งสำคัญมากในการเหนี่ยวนำความร้อน คุณสมบัติหลักตัวหนึ่งของคุณสมบัติหลายด้านที่โลหะมีอยู่ก็คือ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะ ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป โดยทั่วไปความนำแม่เหล็กจำเพาะจะมีค่าเป็น 1 ที่อุณหภูมิระหว่าง 1275-1600 °F ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่าความเข้มข้นแม่เหล็กและส่วนผสมโลหะอื่นในเหล็กด้วย และมีการแสดงให้เห็นว่าที่สนามแม่เหล็กที่มีค่าอ่อนมากๆ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะมีค่ามากขึ้นในขณะที่ในสนามแม่เหล็กที่มีความเข้มข้นสูง ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะลดลงอย่างรวดเร็วที่ 1400 ถึง 1475 °F โดยลดลงถึง 100 เท่าของค่าเดิมของมัน

2.1.6 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)

ค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) เหล่านี้เรียกว่า จุดคูรี (Curie point) เป็นจุดที่ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะของโลหะลดลงอย่างรวดเร็วเป็น 1 ทำให้ตัวมันทำหน้าที่เป็นแกนอากาศของสนามแม่เหล็ก และพบว่าโมลิบดีนัมและซิลิกอนจะเป็นตัวผสมช่วยให้อุณหภูมิที่จุดคูรีมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่แมงกานีสและนิกเกิลจะลดค่าอุณหภูมิที่จุดคูรี

ตารางค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) ของเหล็กชนิดต่าง ๆ

ชนิดโลหะ	อุณหภูมิ (°F)
เหล็ก (Iron)	1420
โคบอลต์ (Cobalt)	2105
นิกเกิล (Nickel)	680
เหล็กผสมนิกเกิล (Nickel - Iron, 30Ni - 70Fe)	160
โลหะผสม (Permalloy, 78Ni - 22Fe)	1020
โลหะผสม (Nickel - Copper)	50 - 160
โลหะผสม (Carbon - Steel)	1330

ตารางที่ 2.2 ตาราง แสดงค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) ของเหล็กชนิดต่าง ๆ

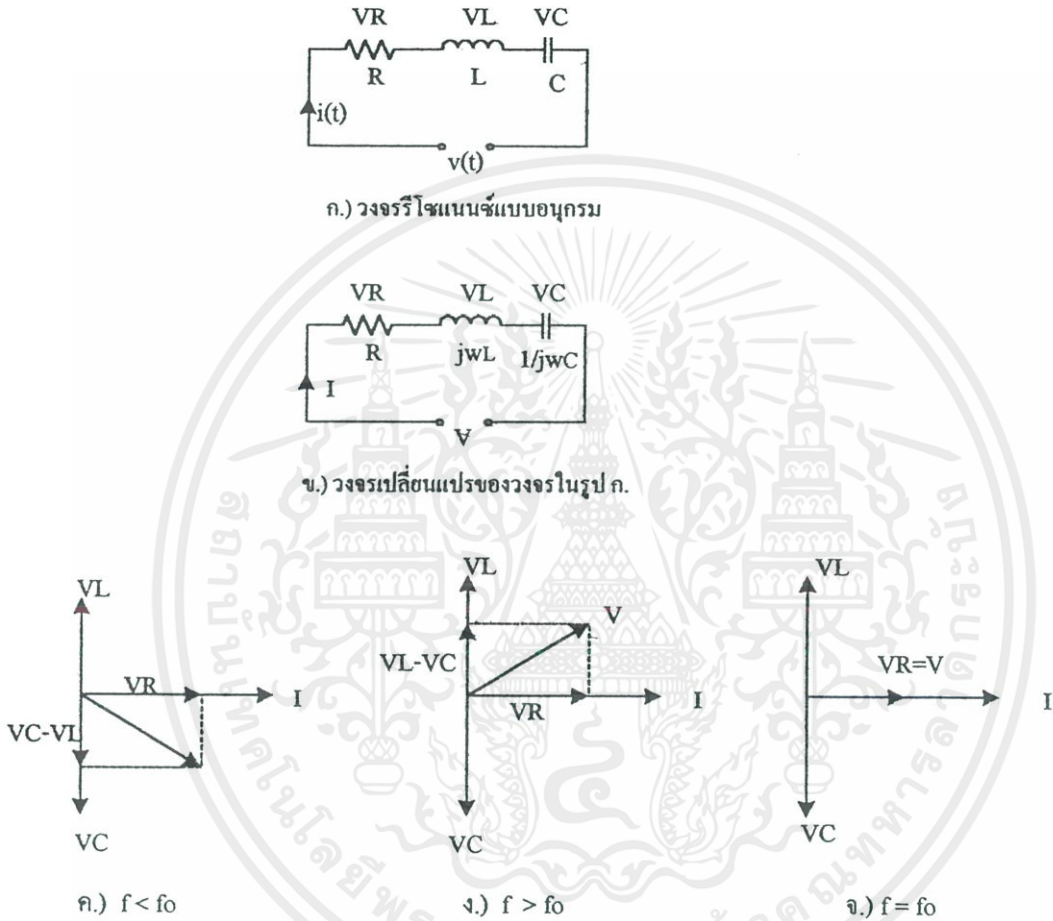
2.2 สภาวะรีโซแนนซ์

ในทางไฟฟ้า Resonance คือ จุดที่กระแสและแรงดัน In-phase กัน หรือ ถ้ามองจากวงจร Series Resonance เมื่อเราปรับความถี่ไปเรื่อยๆจะมีค่าหนึ่งที่ทำให้ $X_L = X_C$ ทำให้ในวงจรมีค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Impedance เหลือแต่ความต้านทานเท่านั้นทำให้กระแสมีค่าสูงสุดและเป็นสาเหตุให้เราให้วงจร Induction Heating ทำงานที่จุด Resonance

2.2.1 วงจร Resonance แบบอนุกรม

การต่อวงจร Series Resonance เฟสเซอร์ของแรงดันที่ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่างได้แสดงดังรูป 2.6



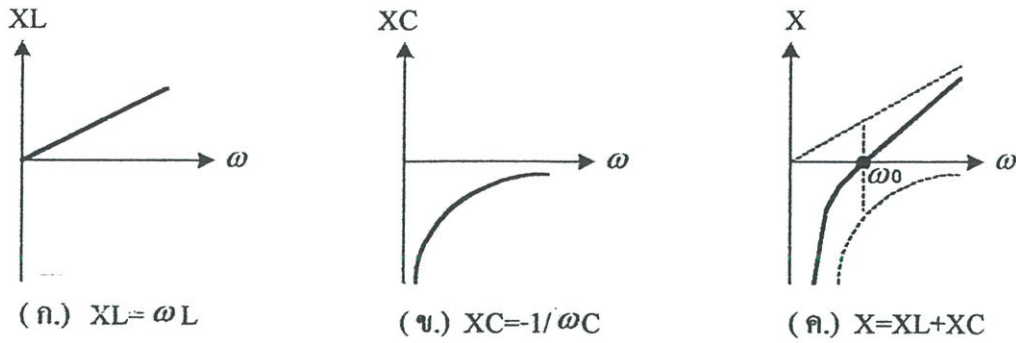
รูปที่ 2.6 วงจร Series Resonance

โดยที่

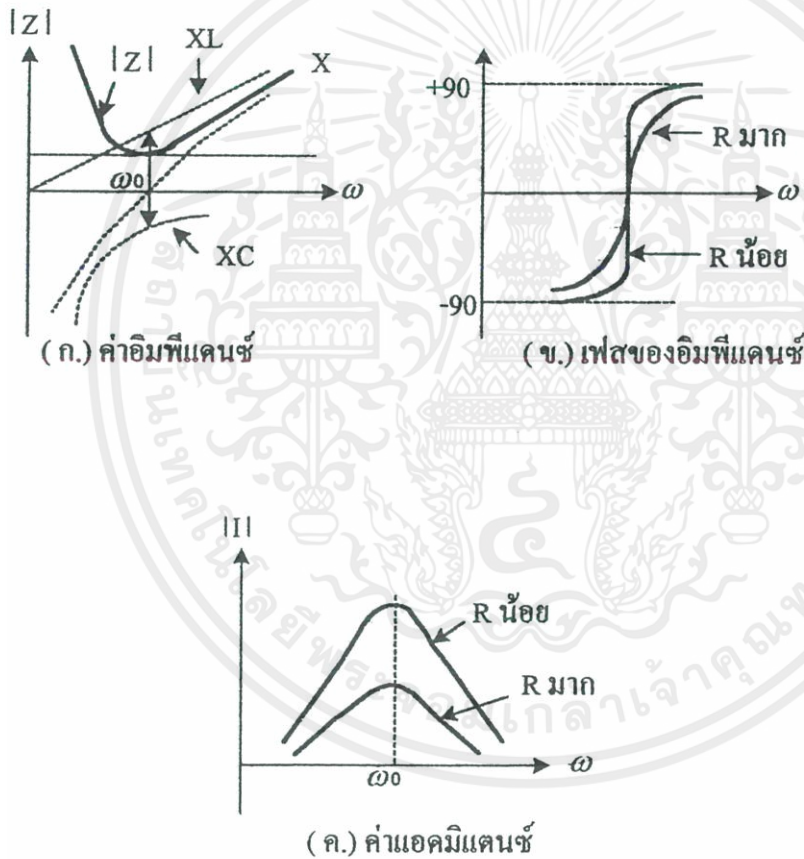
รูปที่ 2.6ก. แสดงวงจร Series Resonance

รูปที่ 2.6ข. แสดงค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับที่ตัวต้านทานตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

รูปที่ 2.6ค, 2.6ง, และ 2.6จ แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรมของแรงดันที่ความถี่ต่าง ๆ นอกจากนี้เมื่อนำค่า Reactance มา Plot Curve จะได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงค่า Reactance X_L , X_C และ $X_L + X_C$



รูปที่ 2.8

พิจารณากราฟในรูปที่ 2.8

รูป ก: แสดงขนาดของ Reactance ที่ ω ต่าง ๆ และจะเห็นว่าขนาดของ Reactance มีค่าน้อยที่สุดที่จุด Resonance

รูป ข : แสดงมุมเฟสของ Reactance ที่ ω ต่าง ๆ สังเกตว่าที่ความถี่มากกว่า Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นบวกตามตัวเหนี่ยวนำและจะมีค่ามากขึ้นจนมีค่ามากที่สุดที่ $+90^\circ$ และในทางตรงกันข้ามเมื่อความถี่น้อยกว่า Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นลบตามตัวเก็บประจุและมีค่ามากที่สุดที่ -90° และในทางตรงกันข้ามเมื่อความถี่น้อยกว่า Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นลบตามตัวเก็บประจุและมีค่ามากที่สุดที่ -90°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้ามถ้าความถี่น้อยกว่าที่ Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นลบตามตัวเก็บประจุและจะมีค่ามากที่สุดที่ -90°

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

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots(2.4)$$

และหา ω_c ได้จากสมการ

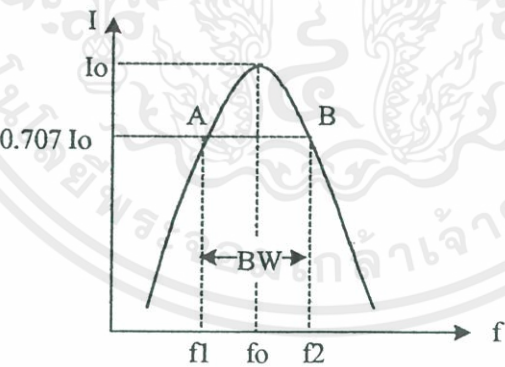
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2}} \dots\dots\dots(2.5)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC - (CR)^2}} \dots\dots\dots(2.6)$$

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

2.2.2 Resonance Curve และ Bandwidth

เรียกกราฟของ $|I|$ หรือ $|V|$ กับ f ว่า Resonance Curve ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์

รูปที่ 2.9 แสดงค่าของความต้านทานว่ามีผลต่อ Resonance Curve อย่างไร ซึ่งพบว่า ค่า R ยิ่งมากจะทำให้ Resonance Curve จะมีรูปร่างแบนมากขึ้น

ถ้า Resonance Curve มีความแบนมากเรียกว่ามี Selectivity ไม่ดี โดยค่า Selectivity สามารถหาจากสูตร

$$Selectivity = \frac{BW}{f_0} \dots\dots\dots(2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

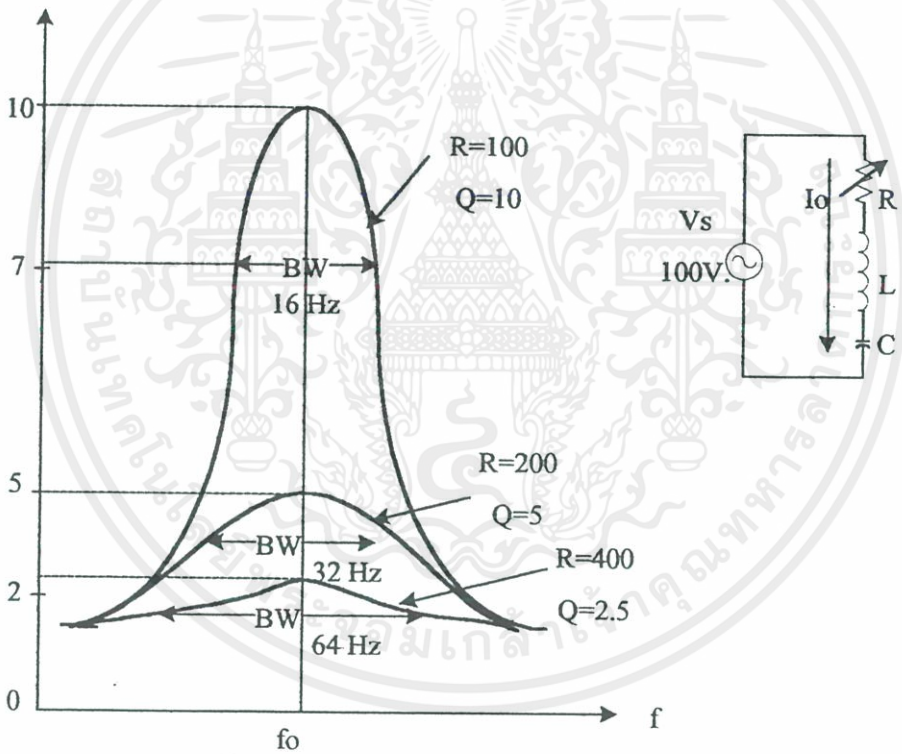
โดย B.W. คือช่วงความถี่ระหว่างจุดสองจุดซึ่งแต่ละจุดอยู่คนละข้างของ f_0 และให้ค่ากระแสลดลงเหลือ $I_0/\sqrt{2}$ ซึ่งทำให้กำลังในวงจรลดลงเหลือครึ่งหนึ่งของกำลังที่ Resonance จากนิยามข้างต้นสามารถหา f ที่จุดครึ่งกำลังได้ทำให้ได้

$$BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{R}{L} \dots\dots\dots(2.7)$$

และ Selectivity มีค่าดังนี้

$$Selectivity = \frac{R}{\omega_0 L} \dots\dots\dots(2.8)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่าค่าความต้านทานมีค่ามาก BW จะมีค่ามากด้วยและจากสมการ เมื่อ R มีค่ามากค่า Selectivity จะมีค่ามากทำให้ Resonance Curve แบนซึ่งไม่ดี



แสดงค่าความต้านทานที่มีผล
คือ Resonant Curve

รูปที่ 2.10 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve

2.2.3 Quality Factor (Q)

$Q = 2\pi * (\text{พลังงานเก็บสะสมสูงสุดหารด้วยพลังงานที่สูญเสียต่อวัฏจักร})$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างต้นเมื่อทำการพิสูจน์จะพบว่าพลังงานเก็บสะสมสูงสุดในวงจรอนุกรม RLC จะมีค่าสูงสุดขณะวงจรเกิด Resonance และมีค่าคงที่ตลอดเวลาทั้ง ๆ ที่พลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาจากศูนย์ไปยังค่าสูงสุดกลับไปกลับมามีค่าเท่ากับ $\Delta_m^2 / 2$ และ พลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยในวงจรต่อหนึ่งวัฏจักรเท่ากับ $I_m^2 R / (2f_0)$ ทำให้ได้

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R} \dots\dots\dots(2.9)$$

จากนิยามของ Selectivity ได้

$$Selectivity = \frac{1}{Q_0} \dots\dots\dots(2.10)$$

นอกจากนี้ในวงจร RLC Series ยังพิสูจน์ได้ว่า

$$Q_0 = \frac{|V_{L0}|}{V} = \frac{|V_{C0}|}{V} \dots\dots\dots(2.11)$$

เมื่อ V_{L0} คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมคัมเหนี่ยวนำที่ Resonance

V_{C0} คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุที่ Resonance

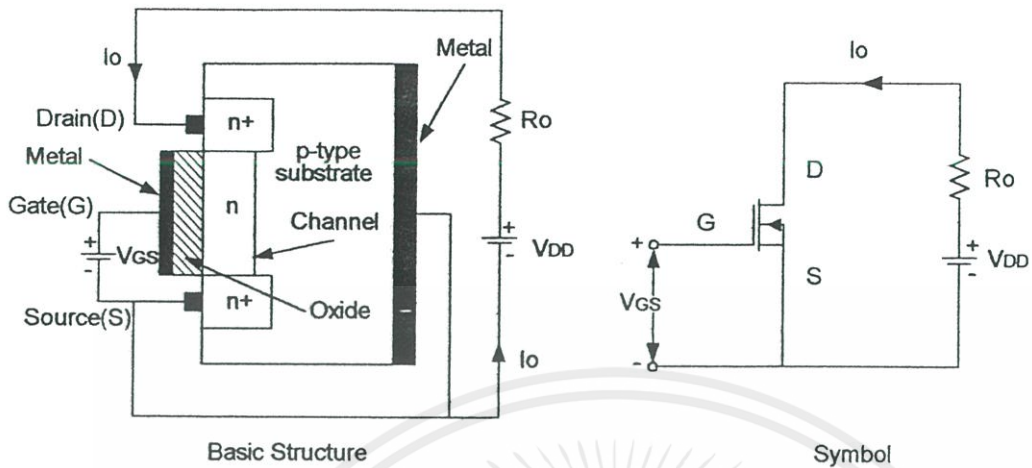
เพราะฉะนั้นเมื่อเรารู้ค่า Q_0 ทำให้สามารถหาค่าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ได้

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. หาพลังงานสูญเสียต่อวัฏจักร ได้ = $(2\pi / Q_0) \times$ พลังงานเก็บสะสมสูงสุด

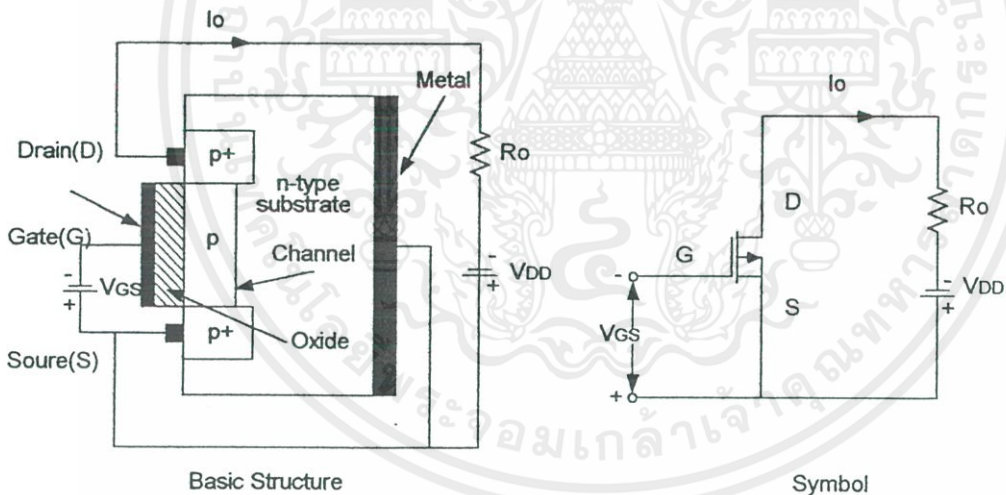
2.3 เพาเวอร์มอสเฟต

2.3.1 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาต์พุตด้วยแรงดันที่ขาเกต และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก มีความเร็วในการสวิตชิ่งสูง เวลาในการสวิตชิ่งต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



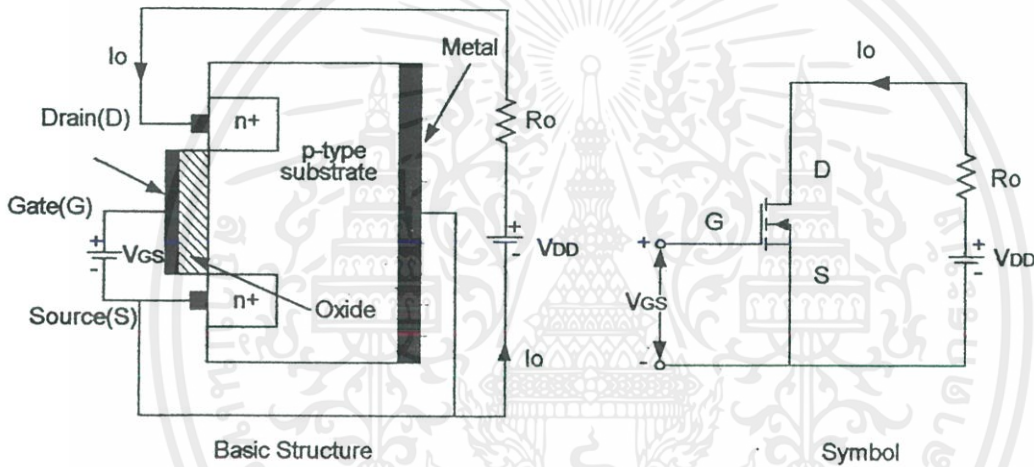
รูปที่ 2.11.(ก) ศีพลีชั้นมอสเฟตชนิดเอ็น



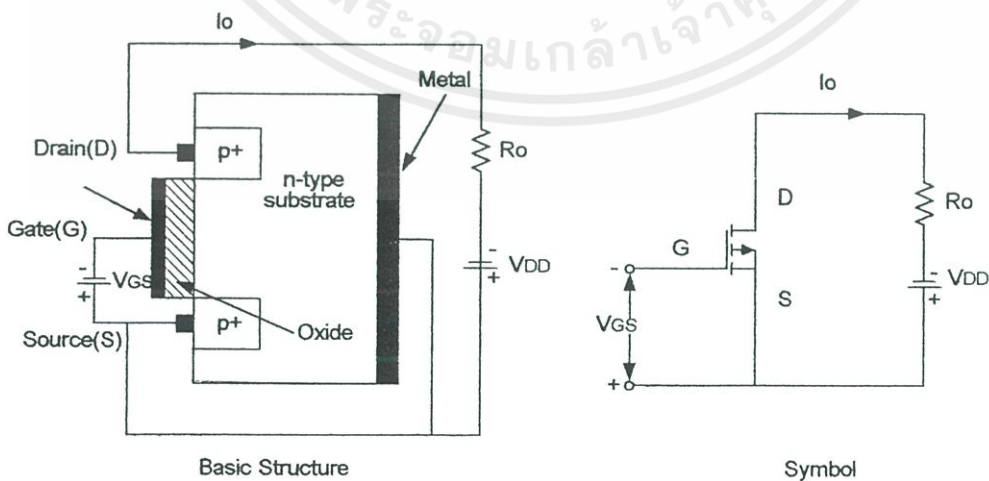
รูปที่ 2.11.(ข) ศีพลีชั้นมอสเฟตชนิดพี

มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ ศีพลีชั้นมอสเฟต และเอ็นฮานซ์เมนท่มอสเฟต (Depletion Mosfet and Enhancement Mosfet) ศีพลีชั้นมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารซิลิคอนชนิดพีดังรูปที่ 2.11.(ก) และถูกโคป (dope) ด้วยซิลิคอนชนิด n^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกทถูกแยกออกจากแชนแนลด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกท เคน และซอร์ส แรงดันที่เกทซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นแชนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นของออกไซด์เป็นผลทำให้แชนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างเคนซอร์ส R_{DS} จะสูงขึ้นถ้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้แชนแนลปิดพาหะอย่างสมบูรณ์ ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้น จนไม่มีกระแสไหลจาก Drain ไปยัง Source ($I_{DS}=0$) แรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่า แรงดันพินช์ออฟ (pinch off voltage), V_D เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวกแชนแนลจะเริ่มกว้างมากขึ้น และ I_{DS} จะไหลมากขึ้นเนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับในคิพลิ้นมอสเฟตชนิดนี้จะมีขั้วของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} ที่ตรงกันข้ามกับชนิดอื่น ในเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดอื่นจะไม่มีแชนแนลดังรูปที่ 2.12(ก) ถ้า V_{GS} เป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจากชั้นสเตรทชนิดที่ (p-type substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage), V_T แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดแชนแนลเสมือนขึ้นแ และจะทำให้กระแสไหลจาก Drain ไป Source ได้ สำหรับในเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดนี้ สภาพขั้วของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} จะตรงข้ามกับชนิดอื่น



รูปที่ 2.12.(ก) เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็น



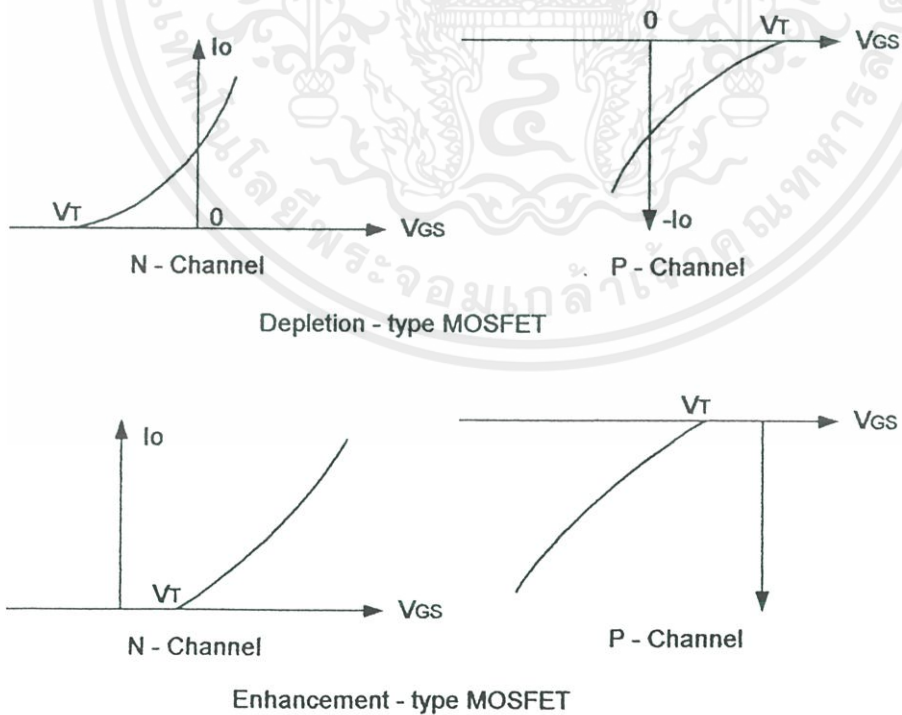
รูปที่ 2.12.(ก) เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสครน I_D กับ กระแสเกต I_G อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสครนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

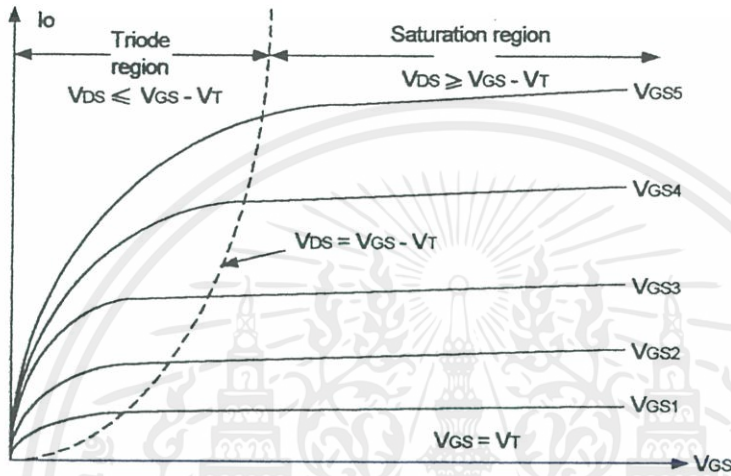
ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟตชนิดเอ็นและชนิดพีแสดงดังรูปที่ 2.13 และรูปที่ 2.14 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็นจะมีการทำงานใน 3-บริเวณคือ บริเวณคัทออฟ (cut off region) เมื่อ $V_{GS} < V_T$ บริเวณอิ่มตัวหรือพินช์ออฟ (saturation or pinch off region) เมื่อ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ และบริเวณเชิงเส้น (linear region) เมื่อ $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ การพินช์ออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสครนสูงและแรงดันครนต่ำทำให้มอสเฟตทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้น สำหรับการสวิทช์ซึ่งในบริเวณอิ่มตัว กระแสครนจะคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้ มอสเฟตจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟตทั้งชนิดพีลึ้นและเอ็นฮานซ์เมนต์ จะมีโมเดลที่สภาวะคงตัวดังรูปที่ 2.15 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} ในบริเวณพินช์ออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม)



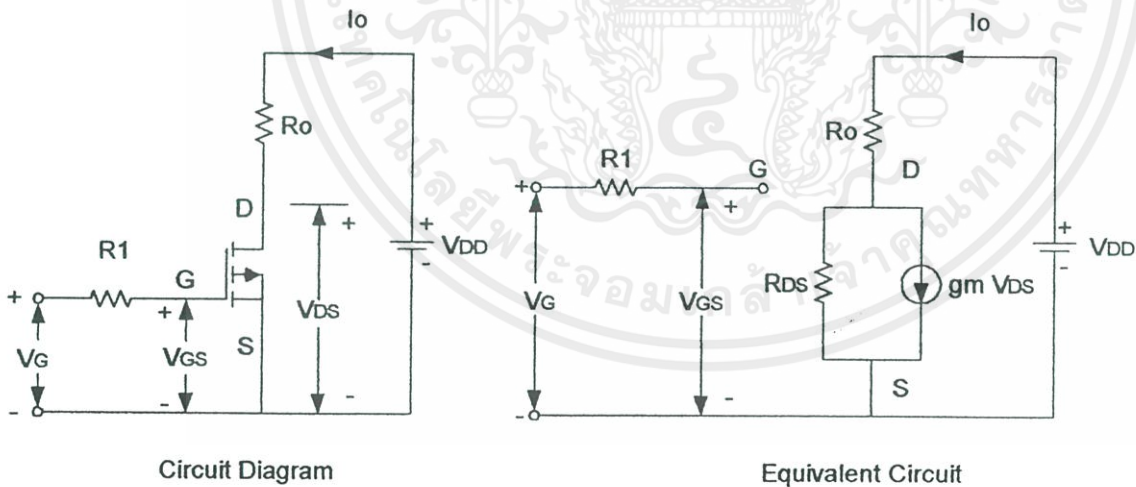
รูปที่ 2.13 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหรับดีพลีชั่นมอสเฟตทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ทุกๆ ไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เม้นท์



รูปที่ 2.14 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของเอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟต



รูปที่ 2.15 โมเดลการสวิทชิงที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

2.2.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต (Structures of Power Mosfet)

1. ผลจากความสามารถทางอินพุตอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้อนันต์

- ใช้แรงดันเป็นตัวขับ (Voltage driven input)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ใช้กำลังด้านอินพุตต่ำ (Low input power)
 - ใช้อุปกรณ์ในการขับเคลื่อนน้อย (Few driver circuit components)
2. มีความเร็วในการสวิตช์สูงมาก (Very fast switching times)
 - ไม่มีพาหะส่วนน้อย (No minority carrier)
 - มีค่าเวลาในการหยุดนำกระแสต่ำ (Minimal turn-off time)
 - พื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยเมื่อไบอัสกลับกว้าง (Large reverse biased safe operating area)
 - มีค่าแบนวิธของอัตราขยายสูง (High gain bandwidth product)
 3. มีสัมประสิทธิ์บวกทางอุณหภูมิต่อความต้านทานขณะนำกระแส (Positive temperature coefficient of on resistance)

2.2.4 การทำงาน

แรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage), V_T

แรงดันรักษาสภาพคงตัวเป็นแรงดันเกณฑ์ถึงขอร์สที่ต้องการทำให้เกิดการแพร่กระจายประจุตรงข้ามบริเวณผิวของช่องในเชิงอุตสาหกรรมแรงดันรักษาสภาพคงตัวสามารถคงตัวสามารถหาได้โดยกำหนดค่ากระแส 1mA ดังนั้นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสไหล 1 mA คือแรงดันรักษาสภาพคงตัว ค่านี้จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นเกตออกไซด์และการแพร่ภายในช่อง ค่าค่าสุดที่อุณหภูมิห้องมีค่า 1.5 โวลต์ เป็นค่าที่แน่นอนที่ทำให้อุปกรณ์ทำงานอยู่สภาวะการทำงานที่แน่นอนจนกระทั่งอุณหภูมิของรอยต่อถึง 150 °C

ความต้านทานขณะปิดวงจร (On-Resistance), $r_{DS(on)}$

ค่าความต้านทานขณะปิดวงจรสามารถหาได้จากความต้านทานรวมที่กระแสไหล กระแส เคนจะ ไหลจากขา เคน ไปขาขอร์ส จากรูปที่ 2.16 $r_{DS(on)}$ ประกอบด้วยความต้านทาน 4 ตัวคือ อินเวอร์สชั้นแซนแนล (The inversion channel), r_{CH} , บริเวณเกต-เกรนแอคคิวมูลชัน (The gate-strain Accumulation region), r_{ACC} , บริเวณพินช์จันชันเฟต (The junction FET pinch region), r_{JFET} และบริเวณเคนที่แพร่เจือจาง (The lightly doped drain region), r_D ตามสมการ

$$r_{DS(on)} = r_{CH} + r_{ACC} + r_{JFET} + r_D \dots\dots\dots(2.12)$$

- r_{CH} ขึ้นอยู่กับความยาวของช่อง (channel)
- r_{ACC} ขึ้นอยู่กับความกว้างของชั้น โพลี (Poly width)
- r_{JFET} ขึ้นอยู่กับความต้านทานจำเพาะ (epi resistivity)

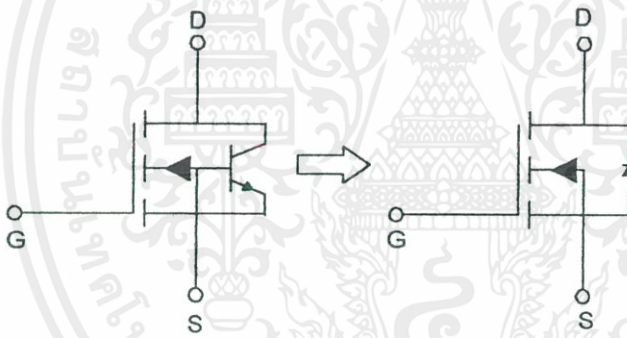
ทั้งสามตัวนี้จะแปรผกผันกับความกว้างของช่อง และแรงดันเกณฑ์ถึงขอร์ส

r_D ขึ้นกับสัดส่วนของความต้านทานจำเพาะความกว้างของชั้น โพลีและเป็นสัดส่วนกลับ

กับความกว้างของช่องที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage), $V_{(BR)DSS}$

แรงดันพังทลายหรือแรงดันกลับค่อด้านของเพาเวอร์มอสเฟต มีลักษณะเหมือน V ของไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์และจะเกิดเหมือนการพังทลายแบบอะวาลานซ์ (avalanche breakdown) ค่าจำกัดของแรงดันจะถึงจุดเมื่อพังทลายในบริเวณดีพลีชัน (depletion region) ขณะป้อนแรงดันไปอัสกลับให้แก่รอยค่อที่เอ็นจน ได้รับพลังงานจนเพียงพอที่จะทำให้เกิดการไอออนไนเซชัน (ionization) หรือเมื่อสนามไฟฟ้าถึงจุดวิกฤต ขนาดของแรงดันสามารถพิจารณาจากพหุคูณกรรมของบริเวณที่แพร่สารเจือจางของชั้นแครน และชนิดจุดเชื่อมต่อของ die's surface electric field รูปที่ 2.16 เป็นวงจรไฟฟ้าของโครงสร้างจะเห็นได้ว่าโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ประกอบอยู่ในอีพิเลเยอร์ (epi layer) จุด A จะให้เห็นว่าอิมิตเตอร์และเบสจะค่อเข้าด้วยกันดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมค่า $V_{(BR)DSS}$ ของเพาเวอร์มอสเฟตจึงเท่ากับ $V_{(BR)CES}$ ของไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และดังเกตที่เบสที่ค่อกับโลหะซอร์สจะใช้เป็นรอยค่อเบสขอลดเลคเตอร์ นั่นคือ ไดโอด (diode) ที่ค่อรวมขาแครนและขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.16 ไดโอดแกรมวงจรเทียบภายในอุปกรณ์

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET Capacitances)

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟตเกิดจากโครงสร้างของมอสและรอยค่อที่เอ็น ค่าความเก็บประจุที่เกิดจากโครงสร้างมอสประกอบด้วยค่าความเก็บประจุของเกต-ซอร์ส (gate-source capacitance), C และค่าความเก็บประจุของเกต-แครน (gate-drain capacitance), C_{GS} ขนาดของค่าความเก็บประจุทั้งสองขึ้นอยู่กับโครงสร้างและออกไซด์ที่ชั้นเกตที่เป็นซิลิกอนรอยค่อที่เอ็นที่มีการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดค่าความเก็บประจุแครนถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุนี้สามารถหาได้เหมือนค่วเก็บประจุทั่วไป ดังนั้นค่าของมันขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวและความกว้างของรอยค่อบริเวณดีพลีชันที่เกิดการป้อนไบอัสกลับ (reverse biased junction depletion region) ฉนวนไดอิเล็กตริกของ C_{GD} และ C_{GS} มักให้แก้ว จึงเป็นค่วประจุที่ค่อนข้างเสถียรมาก ไม่เปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามอุณหภูมิจึงหรือแรงดัน ถ้าแรงดันที่ป้อนให้เขาเกทของเพาเวอร์มอสเฟตเกินจะทำให้เกิดการพังทลายผ่านแก็วและกลายเป็นค่าความต้านทาน นั่นคือ เพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

2.3.5 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

ความเร็ว (Speed)

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ใช้พาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) ดังนั้นจึงทำให้มีความเร็วในการสวิตช์เร็ว ซึ่งต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีพาหะส่วนน้อย (majority carrier) ค้างเหลืออยู่ที่เบส ทำให้เวลาดำรงค่า (storage time) มากขึ้น ทำให้เวลาดำรงค่า (storage time) มากขึ้น ความเร็วในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตจะขึ้นอยู่กับภาระการเก็บประจุและคายประจุของค่าความเก็บประจุภายในเพาเวอร์มอสเฟต แต่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิขณะทำงาน

คุณสมบัติทางด้านอินพุต (Input characteristics)

เกทของเพาเวอร์มอสเฟตแยกออกจากซอร์สโดยชั้นออกไซด์ สามารถแทนด้วยค่าความต้านทานมีค่ามากถึง $40 \text{ M}\Omega$ เพาเวอร์มอสเฟตสามารถจะรับไบอัสที่คงจอร์ (biased-on) ที่เขาเกทได้ถึง 10 โวลต์ ดังนั้นสามารถต่อมาจาก TTL หรือ CMOS ได้

เมื่อเกทแยกออกจากซอร์สจึงทำให้ชุดขับเกท (gate drive) ไม่เกี่ยวข้องกับกระแสไหลด จึงทำให้ลดความยุ่งยากในการจัดวงจรขับลง มีผลทำให้ราคาของระบบลดลง

พื้นที่ทำงานปลอดภัย (Safe operating area)

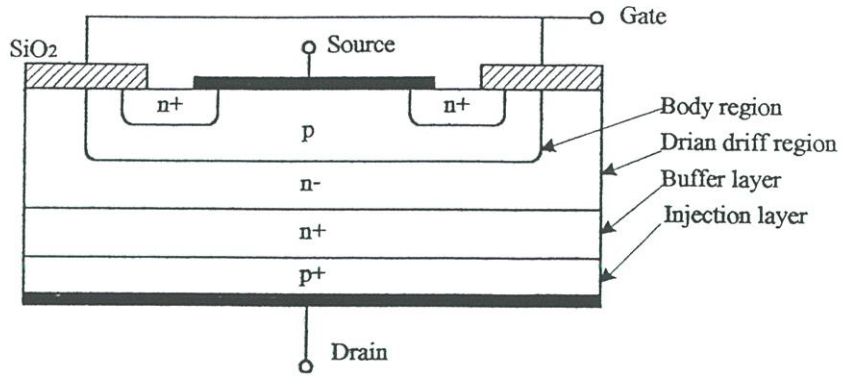
เพาเวอร์มอสเฟตจะไม่ต้องการอัตราความสามารถในการรับกำลังมากตามแรงดันที่จ่ายให้ ดังนั้นการเกิดการพังทลายครั้งที่สอง (secondary breakdown) จะไม่เกิดในพิกัดของอุปกรณ์ อาจทำให้ไม่ต้องใช้วงจรสับเบอหรือใช้ค่าตัวเก็บประจุน้อยๆ ในวงจรสับเบอ

ขอบเขตการทำงานปลอดภัย (safe operating boundaries) ถูกจำกัด โดยระดับกระแสสูงสุด แรงดันพังทลาย และความสามารถในการรับกำลังของอุปกรณ์

2.4 โครงสร้างพื้นฐาน ของ IGBT

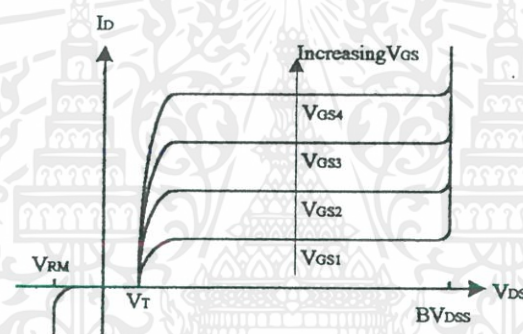
เมื่อพิจารณาในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า Conduction loss ต่ำ เวลาในการสวิตช์ช้า และมีศักดาพังทลายกำลังมีค่า V_{mp} สูงและสามารถเกิดศักดาพังทลายครั้งที่ 2 ได้เมื่ออุปกรณ์มีอุณหภูมิสูงขึ้น สำหรับ MOSFET กำลังจะมีค่า Conduction loss สูงซึ่งขึ้นกับค่า (R_{ds}) เวลาในการสวิตช์ซึ่งเร็ว แต่มีค่าศักดาพังทลาย V_{BD} ต่ำ ดังนั้น IGBT กำลังจึงพัฒนาขึ้นมา โดยรวมข้อดีของ BJT และ MOSFET รวมกันเป็นตัวอุปกรณ์ขึ้น ซึ่ง IGBT กำลัง โครงสร้างพื้นฐานของ IGBT นั้น เหมือนกับ MOSFET กำลังแต่เพิ่มชั้น p^+ ที่ฐานรองให้เป็นรอยต่อ $p^+ n^+$ สำหรับการ Inject Minority Carrier เข้าไปใน Drift Region n^+

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

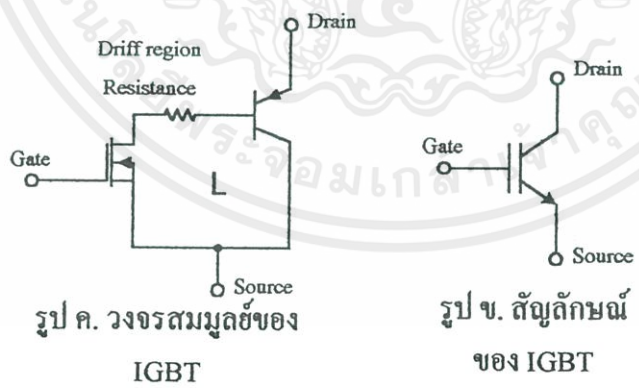


รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะ โครงสร้างของ IGBT

สำหรับคุณสมบัติไฟฟ้า I_D, V_{DS} จะเหมือนทรานซิสเตอร์แต่ใช้ศักดา Bias V_{GS} โดยจะเริ่มทำงานเมื่อ $V_{GS} > V_T$



รูป ก. คุณสมบัติ ทางไฟฟ้าของ IGBT



รูป ค. วงจรสมมูลย์ของ IGBT
รูป ข. สัญลักษณ์ ของ IGBT

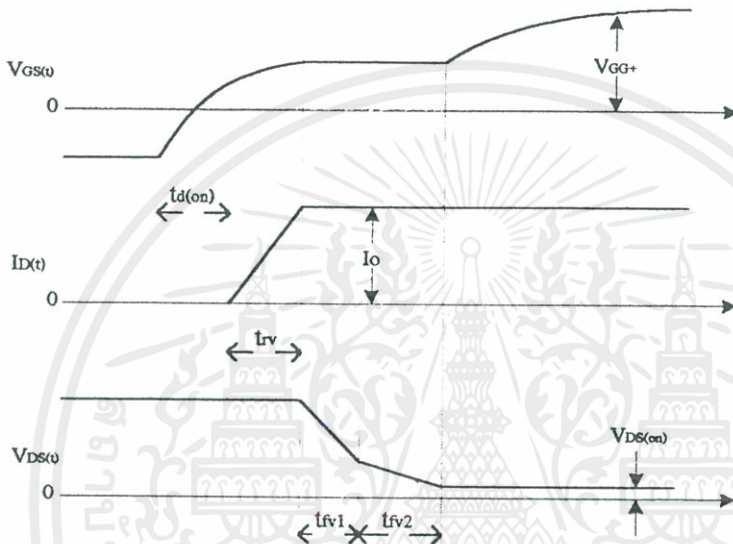
รูปที่ 2.18 แสดงกราฟคุณสมบัติทางไฟฟ้า สัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลย์ ของ IGBT

การทำงานในสถานะ On State

เมื่อศักดา V_{GS} มีค่าสูงกว่า V_T ทำให้เกิด Inversion Layer ที่ขาคัด ของ IGBT ดังนั้นจึงเกิดช่วงกระแสไหลผ่าน Inversion Shot ไปยัง n^- Drift Region และต่อไปยัง n^+ Source จึงทำให้เกิดคลื่นไหล และประจุ Hole หนีจาก p^+ ไปยัง n^- ขณะเดียวกันจะเกิดช่องกระแส Hole หนี ข้าม Drift เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นาไปไซบะระเษยนด้านกรค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Region โดยการ Drift และ Diffusion ไปยัง P-type body region และ กับอิเล็กตรอนจาก Source Metallization ที่บริเวณ n^+p จึงทำให้กระแส Minority ไหลได้

ถ้าบริเวณ Source โลหะกับ p มีศักดาตกคร่อมสูงเกินไปจะทำให้มีการฉีดอิเล็กตรอนจาก โลหะ ไปยังชั้น p ทำให้ทรานซิสเตอร์แฝง npn เกิดทำงานขึ้น ซึ่งทำให้ทริสเตอร์แฝง turn on เรียกว่า เกิด Latch up



รูปที่ 2.19 กราฟแสดงคุณสมบัติสวิตช์ของ IGBT

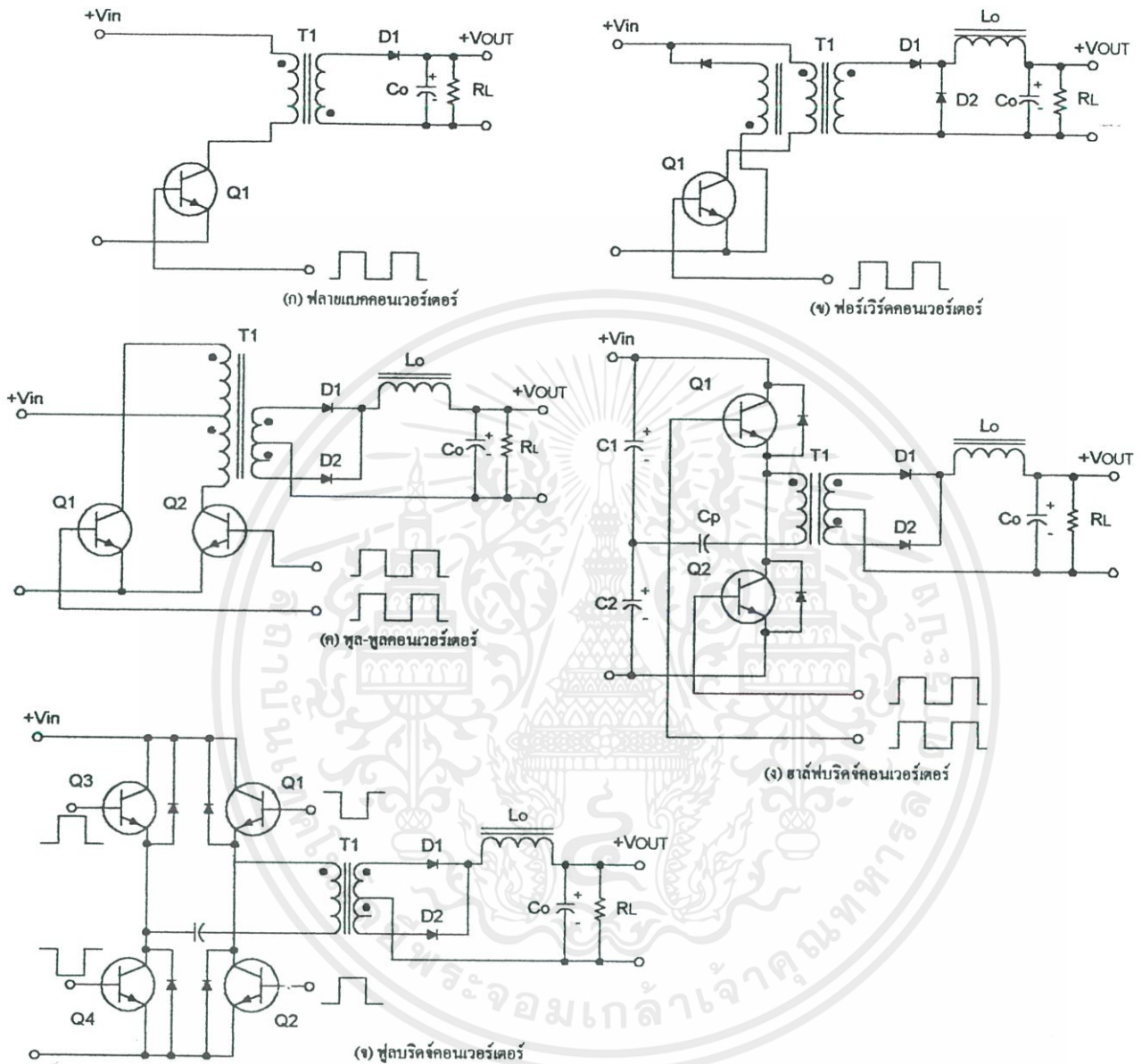
2.5 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่มีคอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน

6. การก่อกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงวันไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ

คอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้มากมีดังนี้

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)

2. ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. พูช-พูลคอคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟบริดจ์คอคอนเวอร์เตอร์ (Half bridge Converter)
5. ฟูลบริดจ์คอคอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter)

คอคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการเข้าใจและศึกษา

2.5.1 ฟลายแบคคอคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.20.(ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เหลื่อมป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟรมารี่และเซคคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรมารี่ของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟรมารี่และเซคคันดารี D1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรมารี่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคคันดารีและมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอคอนเวอร์เตอร์เป็นคอคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.5.2 ฟอร์เวิร์คคอคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.20.(ข) จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์คคอคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟรมารี่และขดเซคคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L_o จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคคันดารี สนามแม่เหล็กใน L_o จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ก็ จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง L_o จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่ามีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอคอนเวอร์เตอร์ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานในช่วงเดียวกันแต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่าแต่ตัวอุปกรณ์มีราคาสูงกว่า

2.5.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย

จากรูปที่ 2.20.(ค) Q1 และ Q2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบการทำงาน เมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ D2 จะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน Lo ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส Q2 จะเริ่มนำกระแส D2 จะถูกไบแอสกลับ และ D1 ถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน Lo ไปยังโหลดได้เช่นกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลได้ต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

2.5.4 ฮาต์ฟริคจ์คอนเวอร์เตอร์

จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุชพูลและให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง มีข้อดีคือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.20.(ง) จะเห็นได้ว่าหากทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสค่าแรงดันตกคร่อมตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุชพูลคอนเวอร์เตอร์ยกเว้นค่าแรงดันคร่อมขณะทำงานของขดไฟโรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าสูง โดยกำลังงานสูงสุดจะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.5.5 ฟูลบริคจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.20.(จ) มีทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 4 ตัวแต่ละตัวจะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาต์ฟริคจ์คอนเวอร์เตอร์แต่มีข้อได้เปรียบที่ขณะทำงานที่ขดไฟโรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันที่อินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่าแต่จ่ายกำลังงานได้สูงกว่า โดยจะทำงานได้ตั้งแต่ 500 - 1000 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

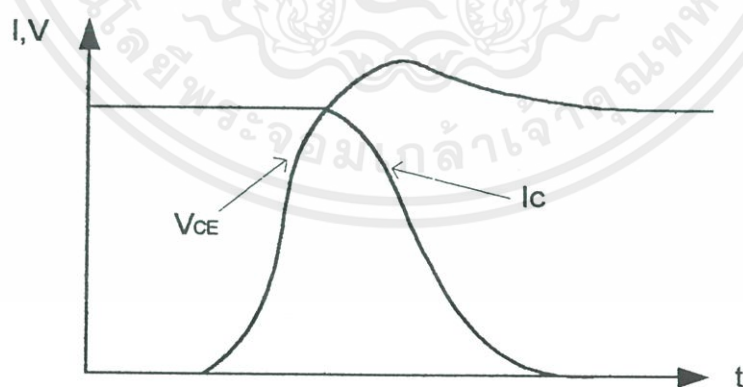
2.6 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ (Snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสับเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (turnoff snubber) และวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber) วงจรสับเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD สับเบอร์

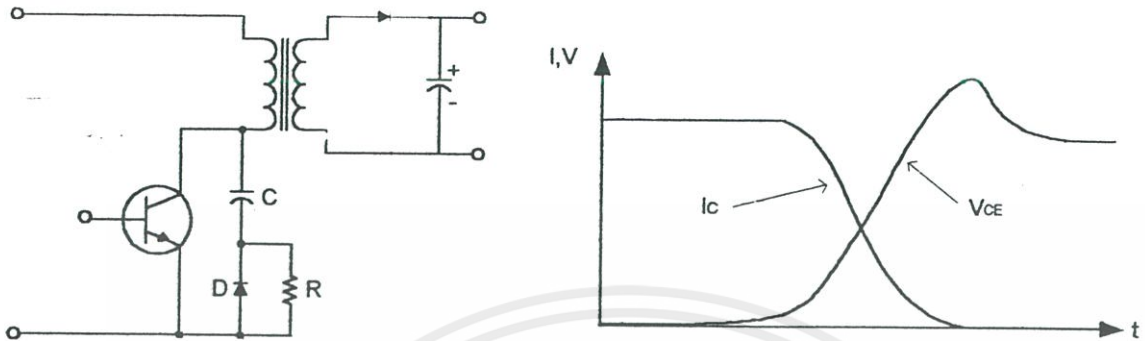
2.6.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

กำลังที่สูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดนำกระแสแล้ว กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ซอสและเดรนให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะช่วยให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจรสับเบอร์ทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.22 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาซอสจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ซอสของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาซอสจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้ ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไปแรงดันตกคร่อม C1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C1 = \frac{Ip(pk) * toff}{2Vin} \dots\dots\dots(2.12)$$

$$R1 = \frac{ton}{2.3 * C1} \dots\dots\dots(2.13)$$

- เมื่อ Ip(pk) คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- Vin คือ ค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์
- ton คือ ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ทั้งการเขียนเนื้อหาทั้งที่เขียนโดยผู้จัดทำเอกสารนี้ และอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่ซอซขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่ซอซจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C1 แทน นั่นคือ

$$C_1 V_c^2 = L_1 I_p^2 (pk) \dots\dots\dots(2.16)$$

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{ceo} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = L_1 I_p^2 (pk) / (V_{ceo} - V_{clamp})^2 \dots\dots\dots(2.17)$$

เมื่อ L_1 คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี (Leakage inductance)

$I_p(pk)$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{ceo} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหุคนำกระแส

ค่าของ R1 อาจหาได้จาก

$$R1 = t_{off}(min) / 2.3 C1 \dots\dots\dots(2.18)$$

กำลังงานสูญเสียใน R1 มีค่าเท่ากับ

$$Pd = L_1 I_p^2 (pk) / T \dots\dots\dots(2.19)$$

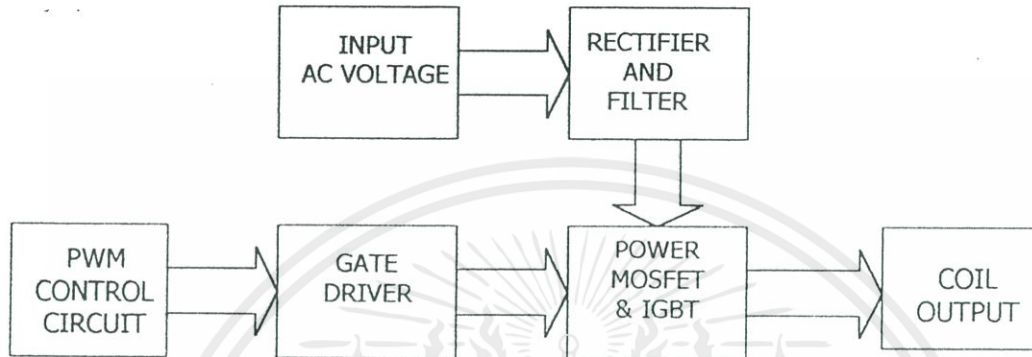
เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

บทที่ 3

โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร

3.1 โครงสร้างของระบบ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบ

อธิบายการทำงานส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

1. Rectifier and filter เป็นส่วนที่หม้อแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง และกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
2. PWM Control circuit เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมเดดไทม์ ควบคุมดิวิตี ไซเคิล และความกว้างของพัลส์ (PWM)
3. Gate driver เป็นส่วนที่ออกแบบสำหรับขับเกท โดยเฉพาะ เพื่อเป็นช่วยในการ สวิตช์ของ IGBT ให้มีความเร็วในการทำงาน (Switching speed) เร็วขึ้น
4. IGBT เป็นส่วนที่ทำการสวิตช์ตามจังหวะของพัลส์จาก วงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยัง กระแสเอาต์พุท
5. Coil Output เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมด ไปยังชิ้นงานที่ต้องการ

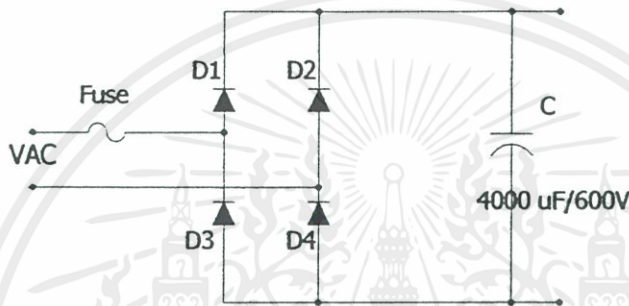
3.2 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and Filter)

หน้าที่ของวงจรส่วนนี้ก็คือรับพลังงานโดยตรงจากไฟบ้านมาแปลงแรงดันไฟสลับที่มีความถี่ 50 เฮิร์ตเพื่อให้เป็นไฟตรงแล้วผ่านส่วนของวงจร L-C FILTER กรองแรงดันเพื่อกำจัดแรงดัน กระเพื่อม (Ripple) สำหรับวงจรในส่วนนี้ส่วนที่สำคัญที่สุดก็คือบริดจ์เรกติไฟเออร์ ซึ่งเวลาเลือก ใช้จะต้องแน่ใจว่าสามารถทนกระแสขณะได้ รับไบอัสตรงของค่ากระแสที่สามารถใช้งานได้มีแรงดันเบรกดาวน์ (Breakdown voltage) สูงและต้องทนต่อกระแสกระชากขณะเริ่มต้นใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการเรกติไฟร์ในปริมาณที่น้อยนี้ได้เลือกใช้ในลักษณะของเพนเวอร์ไดโอด เนื่องจากจ่ายกำลังได้สูงโดยเฉพาะวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ ดังในรูปที่ 3.2 เป็นตัวแปลงจากไฟสลับเป็นไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเข้ามาเพื่อส่งผ่านส่วนของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์

จากรูปที่ 3.2 ค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ทั้งสองตัวนี้มีค่าเท่ากันคือ 4000 uF/ 600V ต่อขนานกันเพื่อเป็นการเพิ่มค่าความจุ จะได้ความจุประมาณ 4000 uF เหตุผลที่สำคัญของการต่อขนานกับของตัวเก็บประจุนี้ก็เพื่อเป็นการ ลดค่าความต้านทานแฝง (ESR) ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุนี้ให้มีค่าน้อยลง



รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง

3.2.1 ไดโอดเรียงกระแส

1. ค่ากระแสกระชาก I_{sm} (Maximum Surge Current) กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่
2. ค่ากระแสเฉลี่ยขณะถูกไบอัสตรง I_{fm} (Average Forward Current) ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5 - 2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจรเพื่อความปลอดภัยแลยี่คืออายุการใช้งาน
3. อัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด V_m ของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

3.2.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยต้องพิจารณาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแส

3.2.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{filter} = \frac{I_o * t_{on(max)}}{V_r} \dots\dots\dots(3.1)$$

โดยที่ I_o คือค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

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

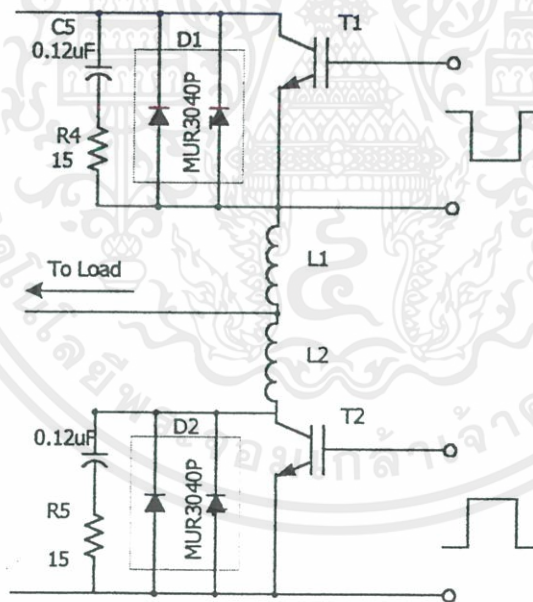
V_r คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสเฟรมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส

จากสมการพบว่า เมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระแสเฟรมน้อยลง ดังนั้นชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลต่อแรงดันกระแสเฟรมของแรงดันไฟตรงได้ โดยปรกติการออกแบบสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระแสเฟรมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

3.3 คอนเวอร์เตอร์

3.3.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงการนี้ใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูง โดยอาศัยการสวิตช์ของ IGBT ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูป 3.3 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้ IGBT

จากรูปที่ 3.3 พบว่าการทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้คือ IGBT ทั้ง 2 ตัว(T1 กับ T2) จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ โดยขึ้นอยู่กับสัญญาณพัลส์ที่มากควบคุมการทำงานที่ขาเกตของIGBTให้ IGBT ทำงานแบบสวิตช์ซึ่ง ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วน D1 ถึง D2 , C5 ถึง C5 และ R4 ถึง R5 เป็นวงจรสนับสนุนเบอร์

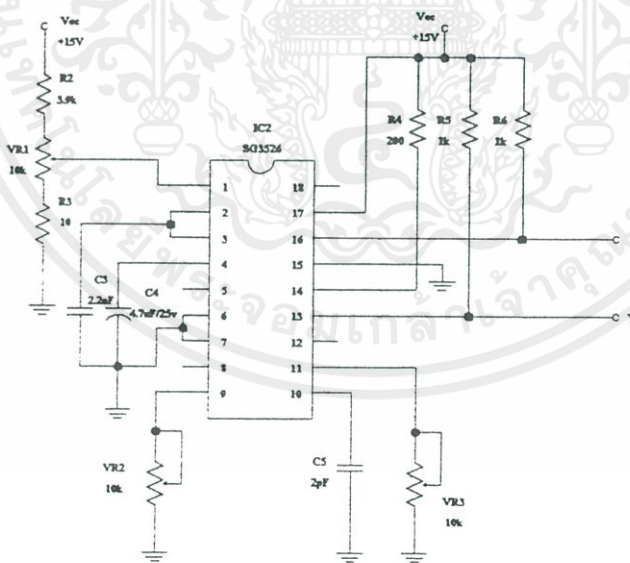
3.3.2 วงจร snubber เบอร์

วงจร snubber เบอร์ (Snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับ IGBT ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (Turn off snubber) และวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber) วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD snubber ซึ่งทำหน้าที่ในวงจรคือ

ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำขดลวดในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแผ่นนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยวงจรวจร snubber จึงไม่เกิดแรงดันสไปค์เมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส

3.4 วงจรควบคุม (Control Circuit)

ในปัจจุบันได้มีการผลิต ไอซีที่ใช้ในลักษณะของ PWM หลายเบอร์ แต่ละเบอร์ก็มีหลักการทำงานคล้ายๆกัน ดังเช่นในปริยญาทิพนธ์นี้ได้เลือกเบอร์ SG 3526 เป็นส่วนของการควบคุมเพราะมีขาควบคุมในการป้อนกลับให้ประยุกต์ใช้งานได้หลายประเภท ดังนั้นจึงจะขอกล่าวเฉพาะรายละเอียดของตัว ไอซีเบอร์ SG 3526 นี้เท่านั้น ซึ่งข้อมูลต่างๆอยู่ที่ภาคผนวก



รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3526

SG3526 เป็นวงจรไอซีที่ใช้ควบคุม PWM แบบความถี่คงที่ และมีโครงสร้างที่ได้รวบรวมส่วนที่จำเป็นสำหรับการควบคุมสวิตช์ ภายในตัวของ SG3526 นี้มีส่วนของการสร้างออสซิลเลชัน

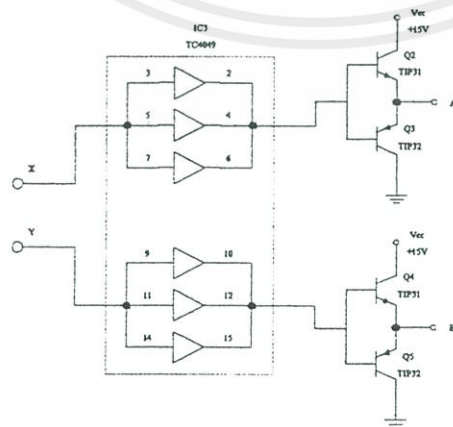
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ที่ขา 9 และขา 10 ซึ่งสามารถสร้างได้จากอุปกรณ์ภายนอก คือ R_T (VR3) และ C_T (0.002 u) ตามลำดับ ซึ่งวงจรนี้ใช้ความถี่ประมาณ 70kHz

ขา 1,2 เป็น Error โดยการนำค่าแรงดันเข้ามาควบคุมซึ่งเรา คงที่ไว้ค่าหนึ่ง ซึ่งจะให้ค่าเดคไทม์คงที่ หรือปรับความกว้างของวงจรพัลส์ ส่วนขา 2 จะต่อ ค่า C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยต่อ C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอเตอร์เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start ขา 5 เป็นขารีเซ็ต ขา 6,7 เป็น Current Sense ซึ่งในวงจรไม่มีการป้อนกลับ เราจึงต้องลงกราวด์เอาไว้ ขา 8 เป็นขาสำหรับการชดเชยจากภายนอก ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจร กำหนดสัญญาณต่อมายังภายนอก เพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่มีสัญญาณคาบเวลาการทำงานเดียวกัน ขา 13,16 เป็นขาเอาต์พุต A และ B ขา 14 เป็นไฟเลี้ยงวงจร ขา 15 เป็นกราวด์ ขา 17 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5 โวลต์) ก่อนเพื่อให้ทำงานเต็มที่ ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรถูกกำหนดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน

3.4.1 วงจรขับเคลื่อน

วงจรขับเคลื่อนจะประกอบด้วย IC Buffer เบอร์ TC 4049 ซึ่งมี 8 ตัวประกอบในตัวเดียวกันซึ่งขา 3,5,7 ต่ออยู่กับขา 13 ของ SG 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 ต่อกับแบบคอมพิเมนทารี (Complementary) ชุดที่ 1 คือ Q1 , Q2 และขา 10,12,15 ต่อกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q3,Q4 โดยเอาต์พุตของวงจรคอมพิเมนทารีทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงพัลส์เพื่อที่จะส่งพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอเตอร์ โดยจะมีค่าความต้านทาน และ ซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode) เป็นตัวรักษาระดับแรงดันให้คงที่ เพื่อต่อเข้ากับเกทของมอเตอร์

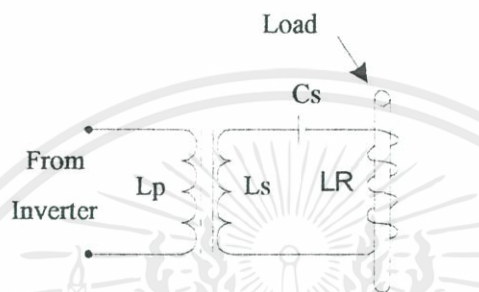


รูปที่ 3.5 วงจรขับเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วงจรโหลด (Load Circuit)

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



รูปที่ 3.6 วงจรโหลด

3.5.1 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับ Induction Heating ที่ต้องการค่ากระแสเอาต์พุต และกระแสอินพุตที่มีมากหลายแอมป์และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ (U-Core) 60 ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก ไฟฟ้าจุดอิ่มตัว 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_p คือ กระแสทางอินพุท

แทนค่า

$$1 * 250 = N_p * 10$$

$$N_p = 25 \text{ รอบ}$$

3.5.2 ค่าความถี่รีโซแนนซ์ (f_0)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L R C_S}}$$

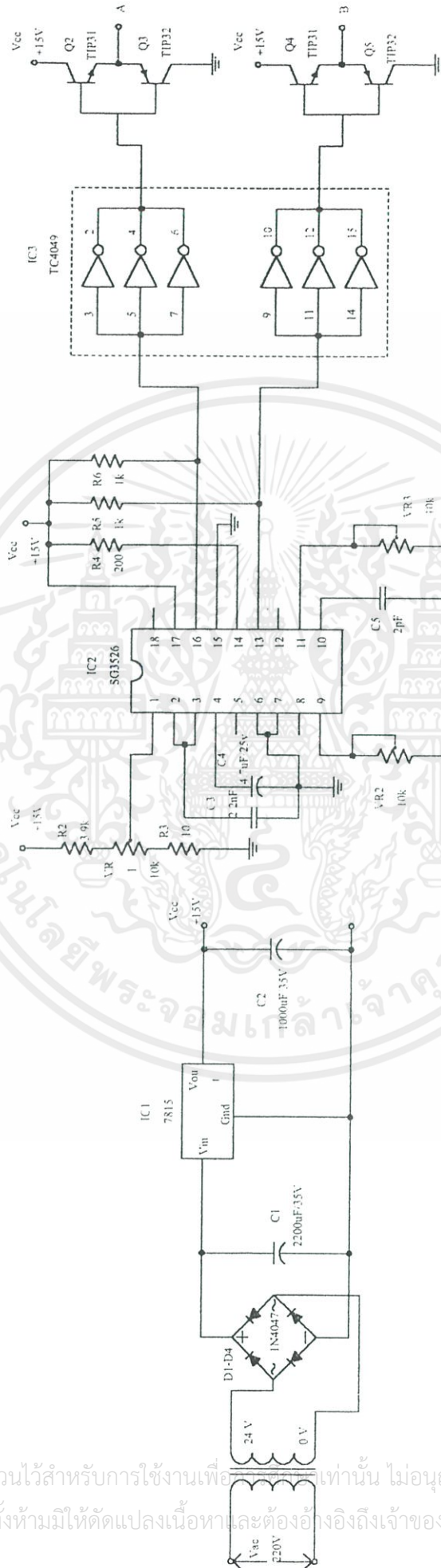
โดย

f_0 = ความถี่ที่สภาวะรีโซแนนซ์

L_R = ค่าความเหนี่ยวนำที่คอยล์ มีค่าเท่ากับ 1.3 μH

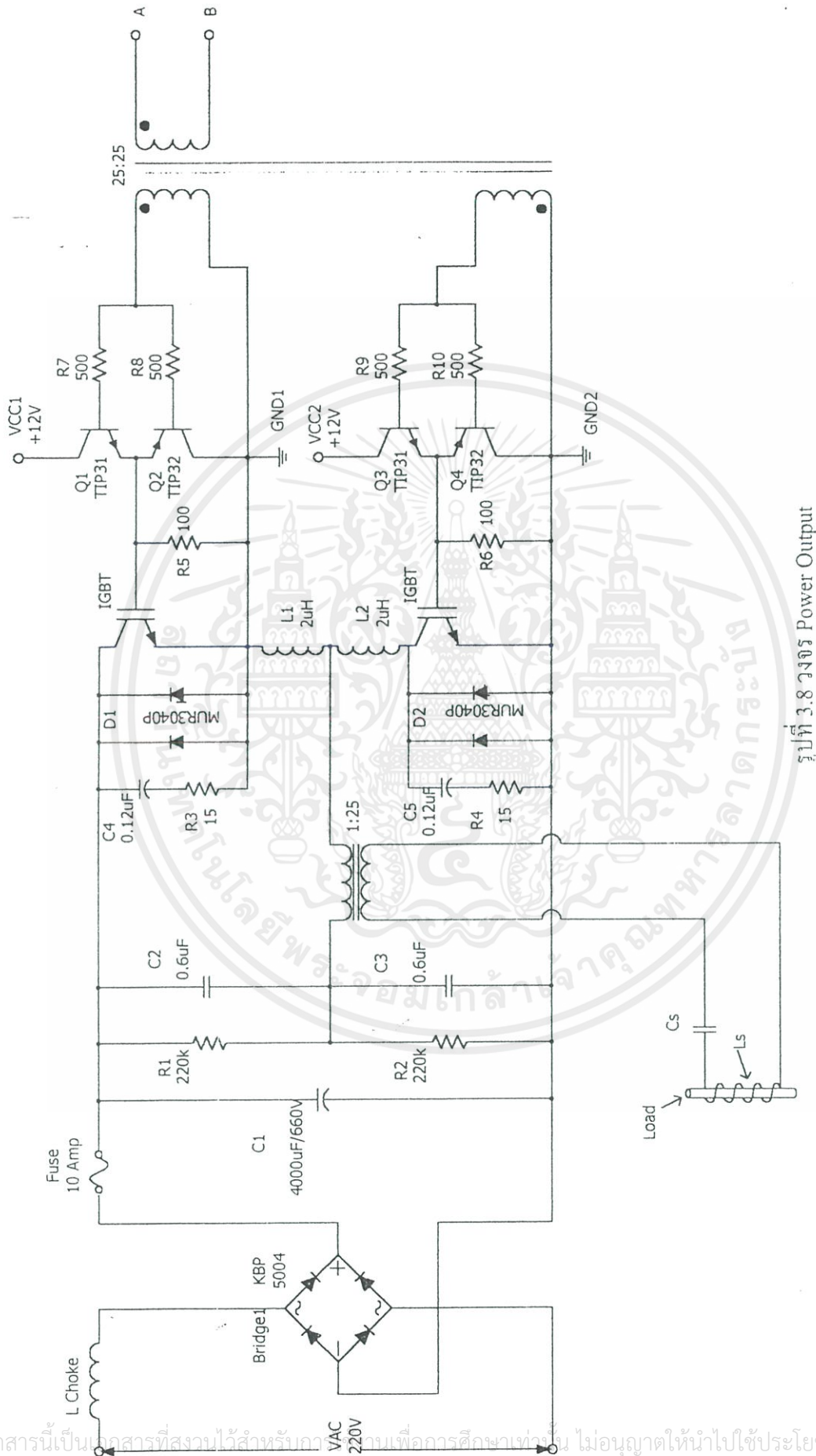
C_S = ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ 3.24 μF

ในการปรับค่าความถี่รีโซแนนซ์ จะทำการปรับความถี่ไว้ที่ต่ำกว่าจตุรีโซแนนซ์ เพื่อในการได้โหลดหรือชิ้นงานนั้นทำงานที่จตุรีโซแนนซ์ คือ กระแส มีค่าสูงสุด และเวลา ไม่มีโหลดกระแสที่ไหลในวงจรนั้นมีค่าต่ำ



รูปที่ 3.7 วัจจร Control Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจร Power Output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

4.1 ขั้นตอนการทดลอง

ขั้นตอนการทดลองต่างๆมีดังต่อไปนี้

1. ปรับความถี่จากภาคออสซิลเลเตอร์ไว้ที่ประมาณ 70 กิโลเฮิร์ต
2. ปรับเคดไทม์ไว้คงที่ ประมาณ 10 เปอร์เซ็น
3. วัดสัญญาณที่ภาคคอนโทรล (ขา 10,13 ,16 Buffer 4049 จุด A,B และหลังหม้อแปลงฟัลซ์)
4. ป้อนไฟสลับที่อินพุท 220 โวลท์
5. นำชิ้นงานได้ในคอร์ด ซึ่งมีขนาดต่างๆกัน
6. ทำการจับเวลาจนชิ้นงานร้อนแดง (ประมาณ $740 - 780^{\circ}\text{C}$)

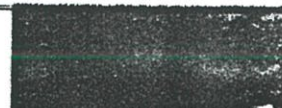
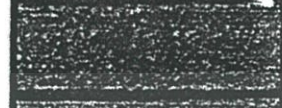
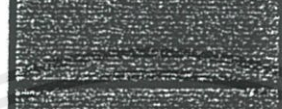
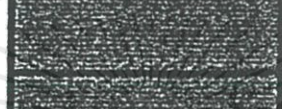

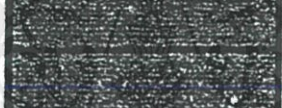
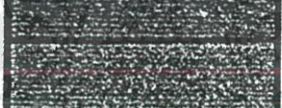
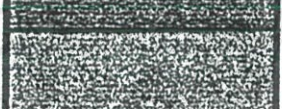

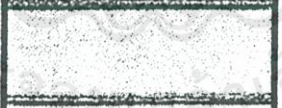
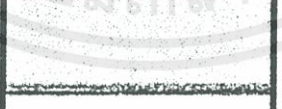


ผลการทดลอง

ตารางผลการทดลอง

ขนาดของชิ้นงาน (มิลลิเมตร : m.m.)	กระแสอินพุต (แอมป์ : Amp.)	ระยะเวลาที่ทำให้ชิ้นงานแดง (วินาที : Sec.)
No Load	4	-
2	4.8	1
3	5.2	1
4	5.4	1.5
5	5.6	2.5
6	6	3
7	6.4	4
8	6.8	5
9	7	7.5
10	7.2	10
11	7.4	12
12	7.6	15

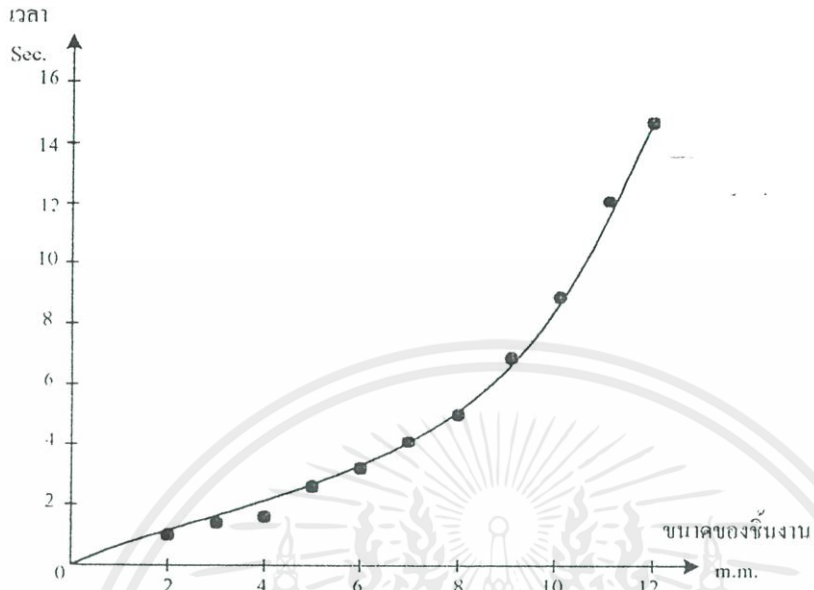
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้แข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

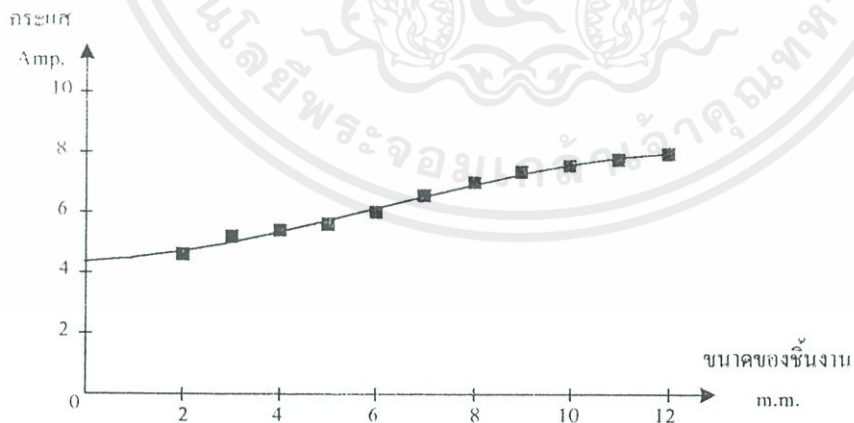
Annealing colours		Temperature
Dark Brown		550 c
Brownish Red		630 c
Dark Red		680 c
Dark Cherry Red		740 c
Cherry Red		780 c
Light Cherry Red		810 c
Light Red		850 c
Very Light Red		900 c
Yellowish Red		950 c
Light Yellowish Red		1000 c
Yellow		1100 c
Light Yellow		1200 c
Yellow White		1300 c

รูปที่ 4.1 รูปเปรียบเทียบสภาพของโลหะเมื่อเกิดความร้อนที่อุณหภูมิต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



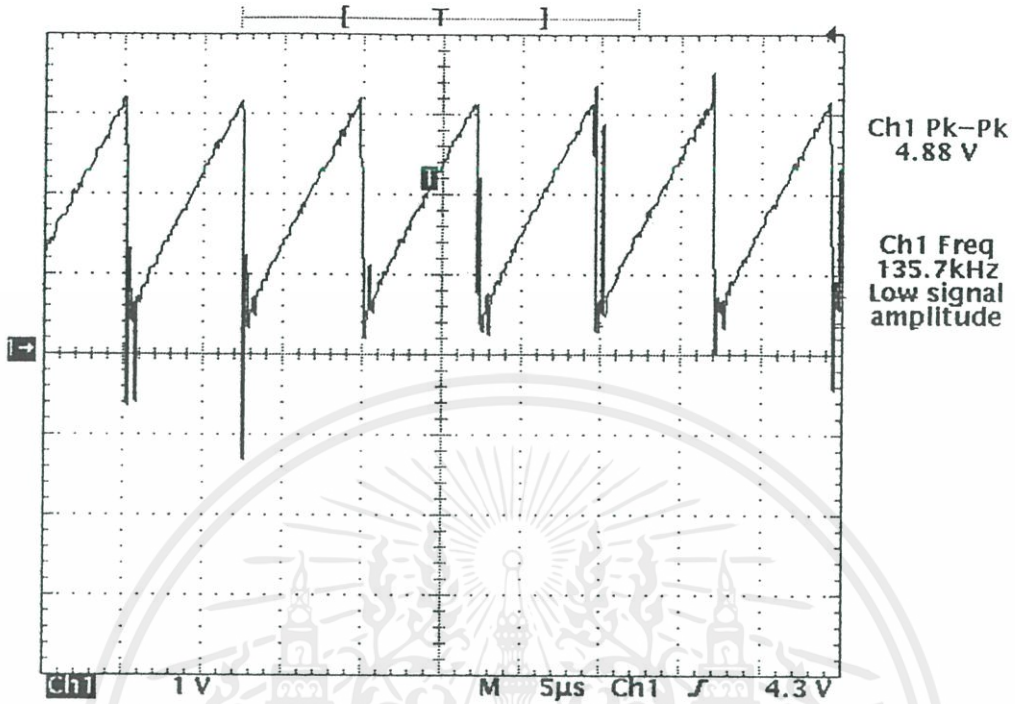
รูปที่ 4.2 แสดงกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง
ขนาดของชิ้นงานกับระยะเวลาที่ทำให้ชิ้นงานแดง



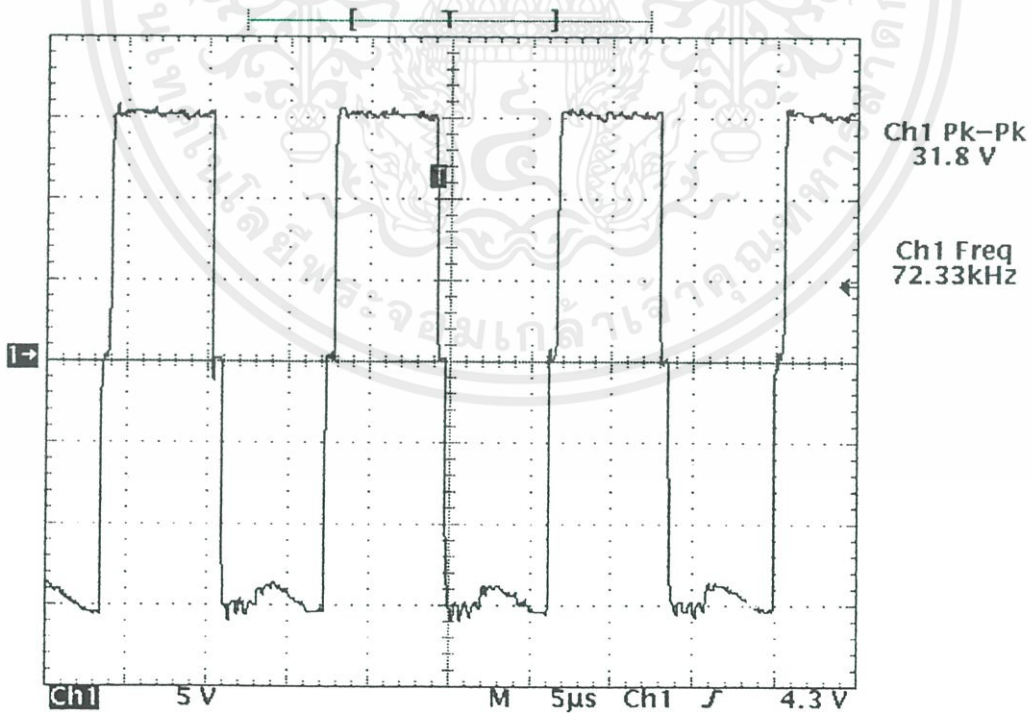
รูปที่ 4.3 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง
ขนาดของชิ้นงานกับกระแสอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2 สัญญาณที่จุดต่างๆ

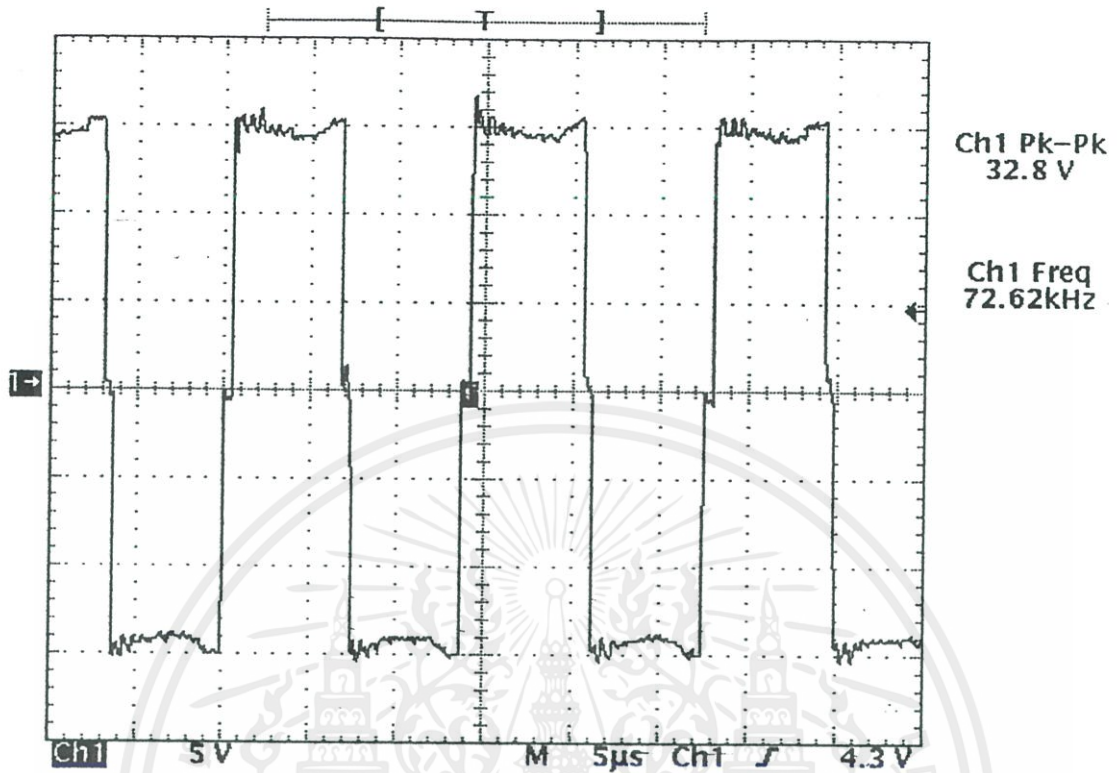


รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ที่ขา 10 ของ SG 3526



รูปที่ 4.5 สัญญาณพัลส์ที่ขา 13,16 ของ SG 3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ที่จุด A, B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ผ่านมา จะกำหนดค่า L หรือ C ขึ้นมาเพื่อให้ได้ค่าความถี่รีโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ที่ประมาณ 70 กิโลเฮิร์ต ซึ่งก็คือการทำให้กระแสมีค่าสูงสุด ดังนั้นจึงทำให้กำลังงานเกิดขึ้นสูงสุด

เมื่อจ่ายแรงดันอินพุตไฟสลับ (Vac) ในขณะไม่มีชิ้นงาน (No Load) จะมีกระแสอินพุตไหลเข้าวงจรประมาณ 4 Amp. ซึ่งแสดงว่ายังไม่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์ และเมื่อนำชิ้นงาน มาใส่ ยัง Load จะทำให้เกิดกระแสไหลมากขึ้นซึ่ง แสดงว่าเกิดสภาวะรีโซแนนซ์และจากผลการทดลองสังเกตว่าถ้าขนาดของชิ้นงานมี ขนาดเล็กจะมีกระแสไหลน้อยและถ้าขนาดของชิ้นงานมีขนาดใหญ่จะมีกระแสไหลมากขึ้น กระแสไหลสูง ประมาณ 7-8 Amp.

สำหรับเวลาที่ใช้ในการทำให้ชิ้นงาน ร้อนแดงนั้น จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปขึ้นอยู่กับขนาดของชิ้นงาน และกระแส (Iin) ที่ใช้ในวงจรถ้าชิ้นงาน มีขนาดเล็ก เวลาที่ใช้ในการทำให้ชิ้นงาน (คอกสว่าน) ร้อนแดงก็มีค่าน้อย และในทางกลับกัน ถ้าชิ้นงาน มีขนาดใหญ่เวลาที่ใช้ในการทำให้ชิ้นงาน ร้อนแดงก็มีค่ามากกว่า ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุต (VAC) มีค่าต่ำนั้นส่งผลถึงค่ากระแส (Iin) นั้นมีค่าน้อยด้วย เป็นผลให้เวลาที่ใช้ในการทำให้ชิ้นงาน ร้อนแดงก็มีค่ามาก แต่ ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุต (VAC) มีค่าเพิ่มหรือสูงขึ้นทำให้เวลาที่ใช้ในการทำให้ชิ้นงานร้อนแดงก็จะมีน้อยลง

5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น

1. ที่แรงดันไฟสลับอินพุตสูงๆ แกนเฟอร์ไรต์จะร้อนและเกิดเสียงขึ้น
2. เมื่อทดลองนานๆที่ Coil จะร้อน
3. ที่ภาคคอนโทรล (CONTROL) สัญญาณพัลส์ (PULSE) ที่ใช้ในการขับ IGBT นั้นจะเป็นพัลส์ (PULSE) ที่ไม่สมบูรณ์
4. เมื่อเวลาทดลองนานๆ จะทำให้ C ที่รีโซแนนซ์ร้อน เนื่องจากกระแสไหลสูง

5.3 แนวทางแก้ไข

1. ต้องทำการเพิ่มแกนเฟอร์ไรต์ เข้าอีกเพื่อให้ทนต่อกระแสที่ไหลเข้ามาได้
2. ต้องทำการระบายความร้อน โดยใช้น้ำหล่อใน Coil
3. ต้องไปแก้ไขที่วงจรชุด SG 3526 และที่หม้อแปลง Coupling ต้องทำการพันให้ดี
4. ต้องหาค่า C ที่ค่าต่ำกว่ามาขนานกันเพื่อให้ได้ค่า C ที่จตุรี โชนเนนซ์ค่าเดิมเพื่อให้ทนกระแสได้มากขึ้น



กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงลงได้เพราะ ได้รับการสนับสนุนและการช่วยเหลือจากบุคคลต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็น คุณพ่อคุณแม่ ที่สนับสนุนด้านเงินทุน อาจารย์สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล และ อาจารย์ทุกท่านในภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ที่ให้คำปรึกษาและข้อเสนอแนะต่างๆ และขอขอบใจพี่ๆ เพื่อนๆ ทุกคนที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจตลอดมา

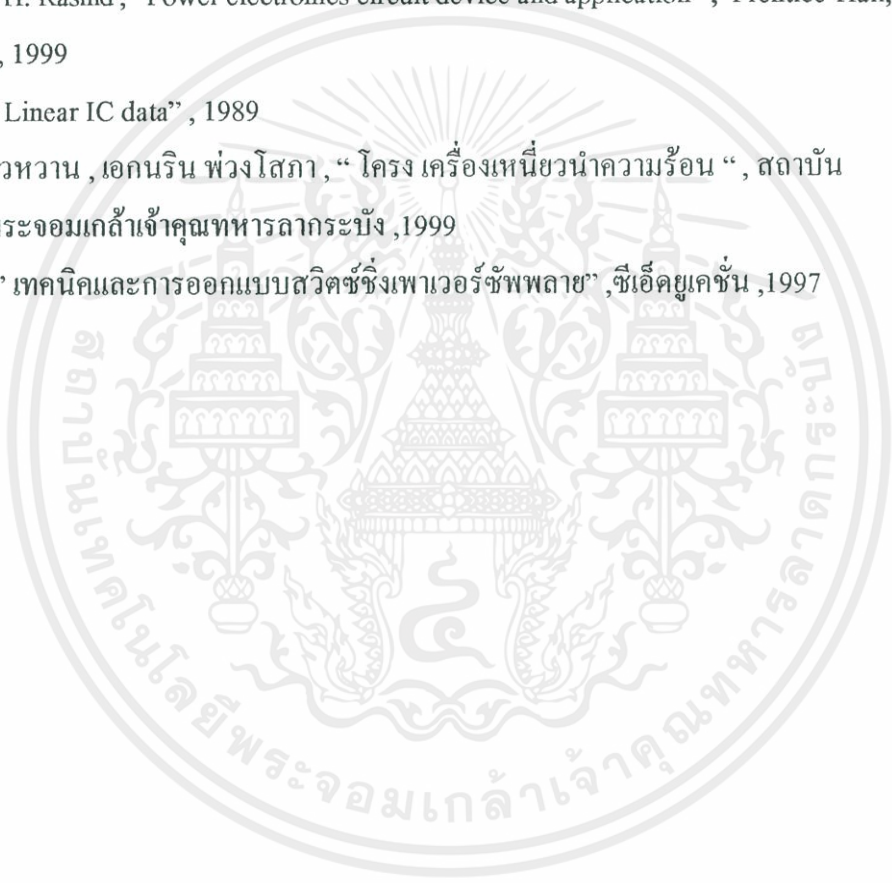
สุดท้ายผมขอให้ทุกท่านจงพบแต่ความสุขความเจริญตลอดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Simpson, “Induction heating coil and system design” , Mc Graw-Hill , New York ,1970
2. Muhammad H. Rashid , “Power electronics circuit device and application” , Prentice-Hall, New Jersey , 1999
3. Motorola , “ Linear IC data” , 1989
4. คำรณ มนะวาทวน , เอกนริน พ่วงโสภา , “ โครง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน “ , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ,1999
5. สุวัฒน์ คั่น ,” เทคนิคและการออกแบบสวิทช์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย” ,ซีเอ็ดยูเคชั่น ,1997





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

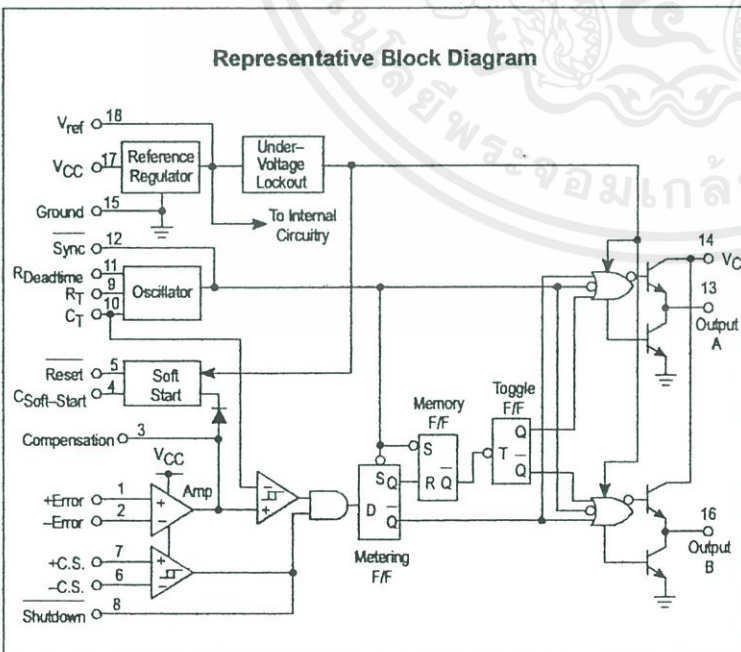
Pulse Width Modulation Control Circuit

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.

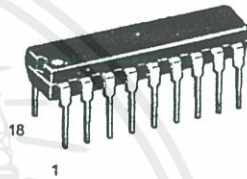
- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.0 V \pm 1% Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: \pm 100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft-Start
- Wide Current Limit Common Mode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



SG3526

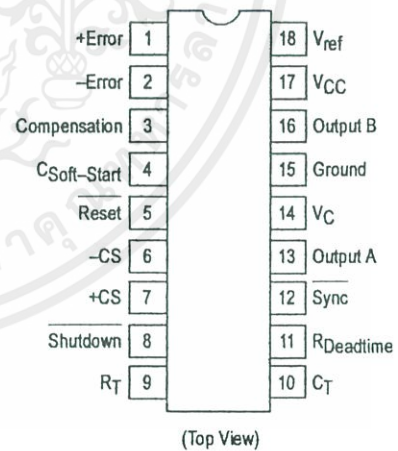
PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3526N	$T_J = 0^\circ \text{ to } +125^\circ \text{C}$	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3526

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 _{θJA}	100	°C/W
Thermal Resistance Junction-to-Case	R _{θJC}	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

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ Vdc}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 5], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION (Note 6)

Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg_{line}	–	10	30	mV
Load Regulation ($0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	Reg_{load}	–	10	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	10	–	mV
Total Reference Output Voltage Variation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	ΔV_{ref}	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$) (Note 2)	I_{SC}	25	80	125	mA

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

Reset Output Voltage ($V_{ref} = +3.8\text{ V}$)	–	0.2	0.4	–	V
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +4.8\text{ V}$)	2.4	4.8	–	–	V

OSCILLATOR SECTION (Note 7)

Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	–	–	± 3.0	± 8.0	%
Frequency Stability over Power Supply Range ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	–	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature ($\Delta T_J = T_{low}$ to T_{high})	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$	–	2.0	–	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	–	0.5	–	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$)	f_{max}	400	–	–	kHz
Sawtooth Peak Voltage ($V_{CC} = +35\text{ V}$)	$V_{osc(P)}$	–	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage ($V_{CC} = +8.0\text{ V}$)	$V_{osc(V)}$	0.45	0.8	–	V

ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 8)

Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	–350	–2000	nA
Input Offset Current	I_{IO}	–	35	200	nA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	72	–	dB
High Output Voltage ($V_{Pin 1} - V_{Pin 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	3.6	4.2	–	V
Low Output Voltage ($V_{Pin 2} - V_{Pin 1} \geq +150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OL}	–	0.2	0.4	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	CMRR	70	94	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+12\text{ V} \leq V_{CC} \leq +18\text{ V}$)	PSRR	66	80	–	dB

NOTES: 2. Maximum junction temperature must be observed.

5. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$

$T_{high} = +125^\circ\text{C}$

6. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.

7. $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\text{ }\Omega$)

8. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Note 7)					
Minimum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +0.4 \text{ V}$)	DC _{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +3.6 \text{ V}$)	DC _{max}	45	49	–	%
DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)					
Output Voltage (High Logic Level) ($I_{\text{source}} = 40 \mu\text{A}$) (Low Logic Level) ($I_{\text{sink}} = 3.6 \text{ mA}$)	V _{OH} V _{OL}	2.4 –	4.0 0.2	– 0.4	V
Input Current — High Logic Level (High Logic Level) ($V_{\text{IH}} = +2.4 \text{ V}$) (Low Logic Level) ($V_{\text{IL}} = +0.4 \text{ V}$)	I _{IH} I _{IL}	– –	–125 –225	–200 –360	μA
CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 9)					
Sense Voltage ($R_{\text{S}} \leq 50 \Omega$)	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, $V_{\text{C}} = +15 \text{ Vdc}$, unless otherwise noted.)					
Output High Level $I_{\text{source}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{source}} = 100 \text{ mA}$	V _{OH}	12.5 12	13.5 13	– –	V
Output Low Level $I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{sink}} = 100 \text{ mA}$	V _{OL}	– –	0.2 1.2	0.3 2.0	V
Collector Leakage, $V_{\text{C}} = +40 \text{ V}$	I _{C(leak)}	–	50	150	μA
Rise Time ($C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$)	t _r	–	0.3	0.6	μs
Fall Time ($C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$)	t _f	–	0.1	0.2	μs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{\text{CC}} = +35 \text{ V}$, $R_{\text{T}} = 4.12 \text{ k}\Omega$)	I _{CC}	–	18	30	mA

NOTES: 7. $f_{\text{osc}} = 40 \text{ kHz}$ ($R_{\text{T}} = 4.12 \text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_{\text{T}} = 0.01 \mu\text{F} \pm 1\%$, $R_{\text{D}} = 0 \Omega$)
 8. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +5.2 \text{ V}$
 9. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +12 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1. Reference Stability over Temperature

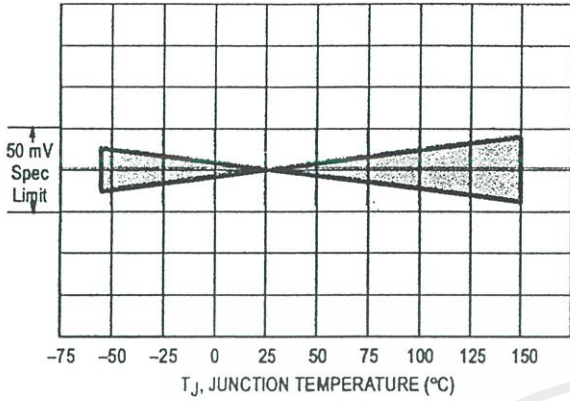


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

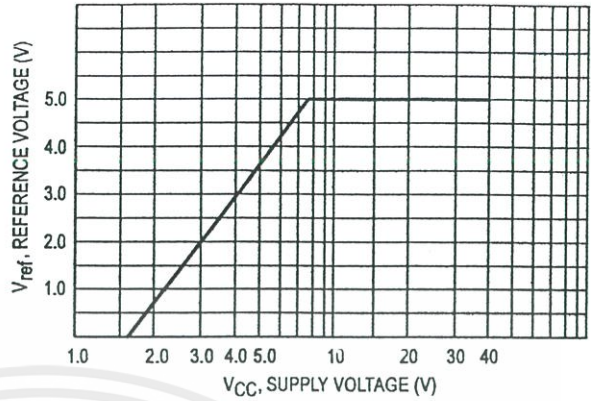


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

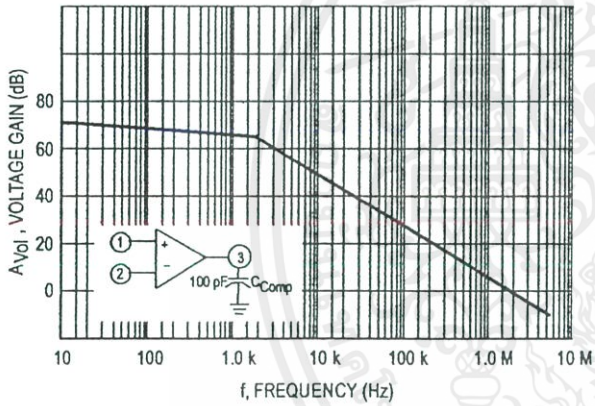


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

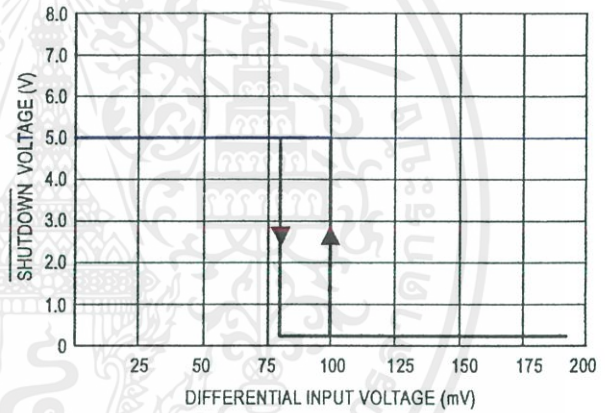


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

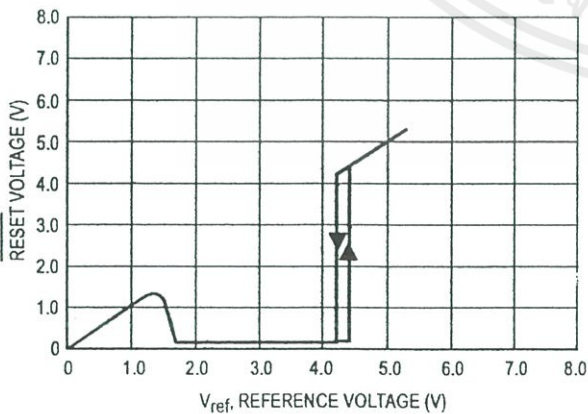


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

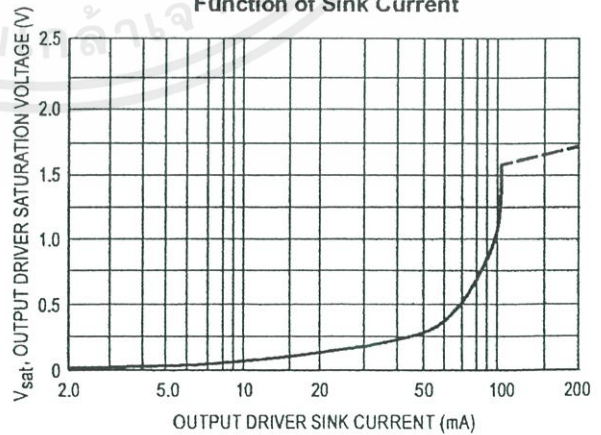


Figure 7. V_{SAT} Saturation Voltage as a Function of Sink Current

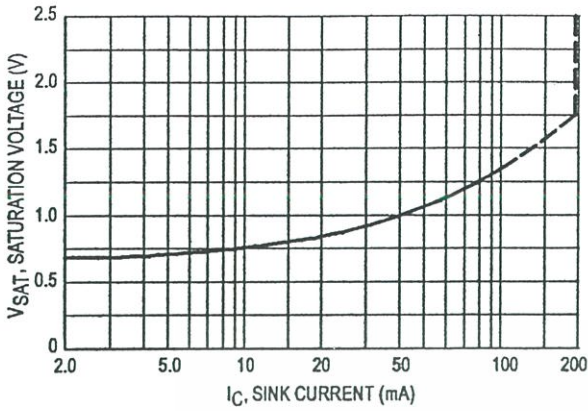


Figure 8. Oscillator Period

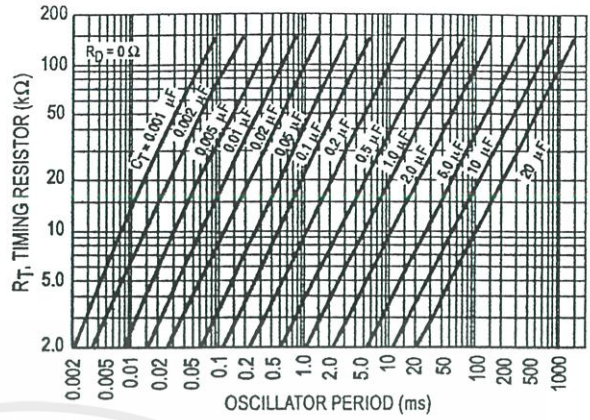


Figure 9. Error Amplifier

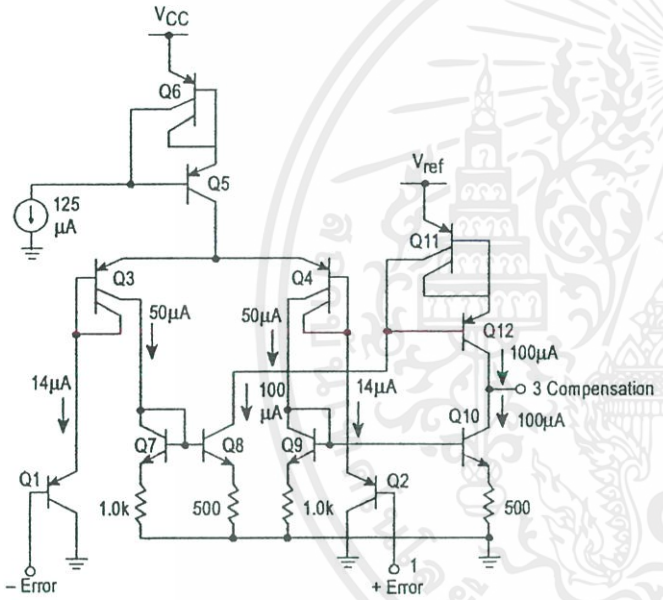


Figure 10. Undervoltage Lockout

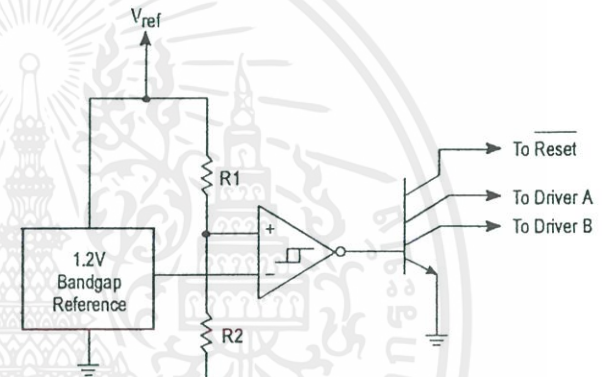
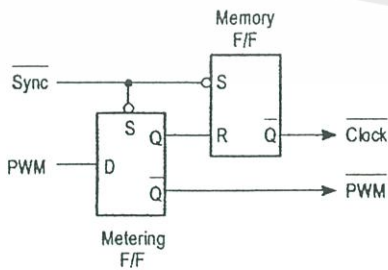


Figure 11. Pulse Processing Logic

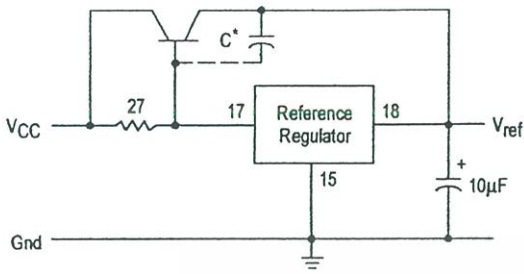


The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections

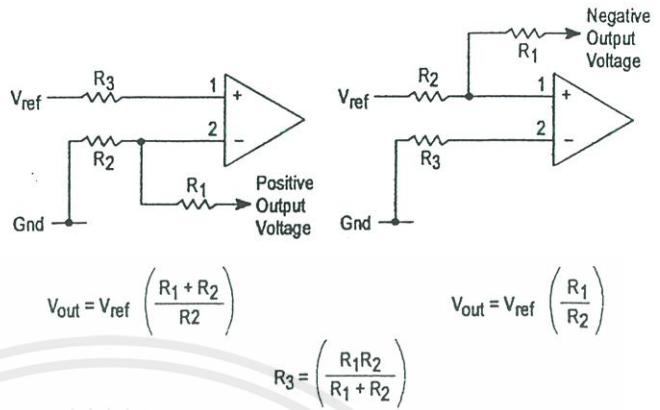


Figure 14. Oscillator Connections

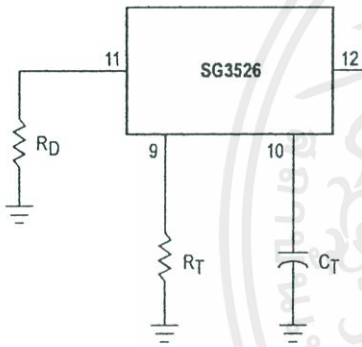


Figure 15. Foldback Current Limiting

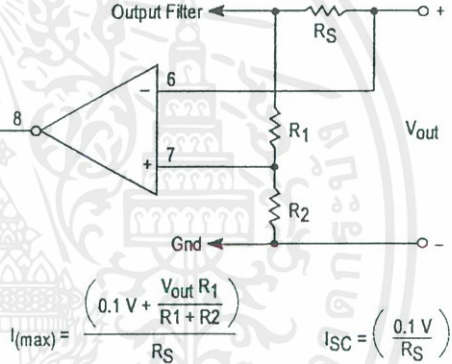


Figure 16. Soft-Start Circuitry

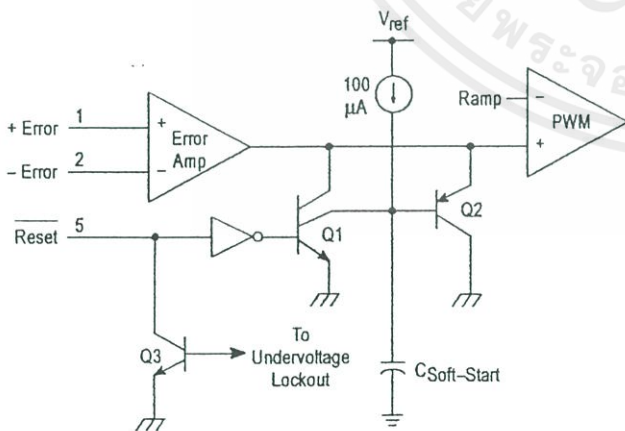
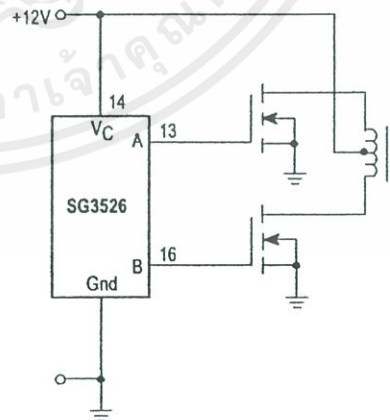


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



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

Figure 18. Half-Bridge Configuration

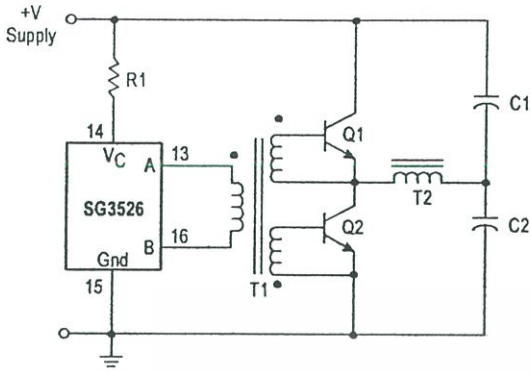
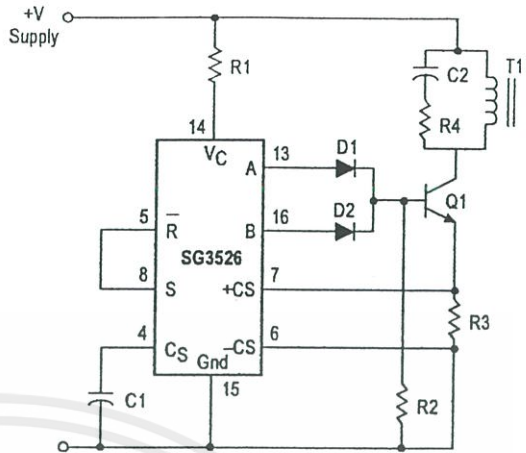


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



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

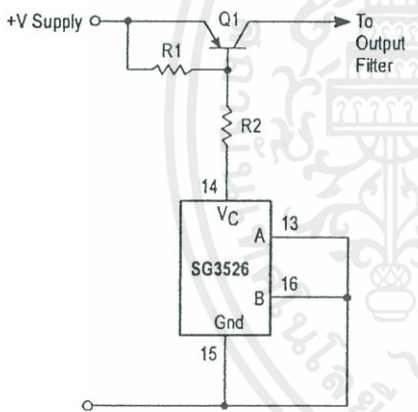
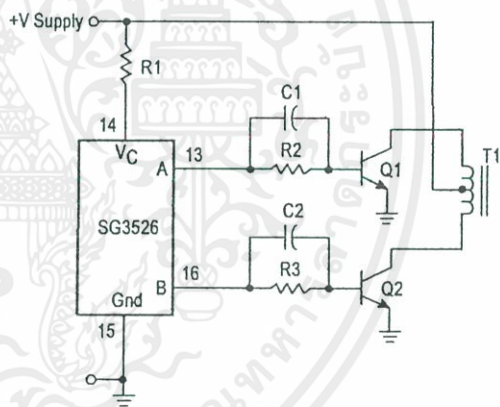


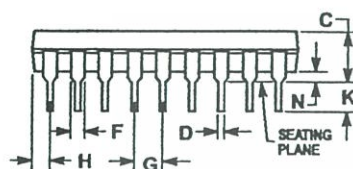
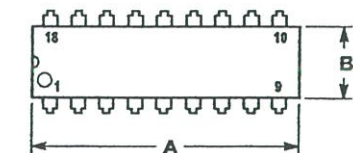
Figure 21. Push-Pull Configuration



SG3526

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 M² D FLASH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	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 reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution; P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MOTOROLA

SG3526/D



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้พิมพ์หรือใช้ประโยชน์ในเชิงการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ($V_{DD} = 5.0\text{ V}$, $V_{OL} \leq 0.4\text{ V}$, $I_{OL} \geq 3.2\text{ mA}$).

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

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS}) (Note 2.)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage Range	-0.5 to +18.0	V
V_{in}	Input Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to +18.0	V
V_{out}	Output Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in}	Input Current (DC or Transient) per Pin	± 10	mA
I_{out}	Output Current (DC or Transient) per Pin	± 45	mA
P_D	Power Dissipation, per Package (Note 3.) (Plastic) (SOIC)	825 740	mW
T_A	Ambient Temperature Range	-55 to +125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	$^{\circ}\text{C}$
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	$^{\circ}\text{C}$

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

This device contains protection 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 $V_{SS} \leq V_{in} \leq 18\text{ V}$ 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.



ON Semiconductor

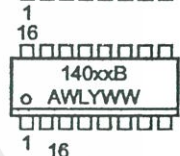
<http://onsemi.com>



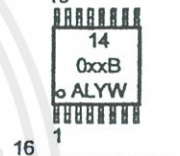
PDIP-16
P SUFFIX
CASE 648



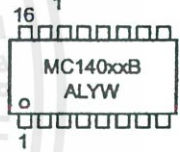
SOIC-16
D SUFFIX
CASE 751B



TSSOP-16
DT SUFFIX
CASE 948F



SOEIAJ-16
F SUFFIX
CASE 966



- xx = Specific Device Code
- A = Assembly Location
- WL, L = Wafer Lot
- YY, Y = Year
- WW, W = Work Week

ORDERING INFORMATION

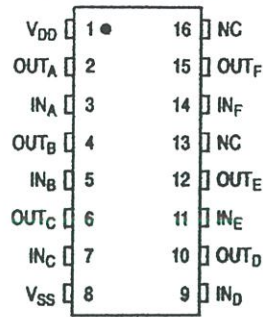
Device	Package	Shipping
MC14049BCP	PDIP-16	2000/Box
MC14049BD	SOIC-16	2400/Box
MC14049BDR2	SOIC-16	2500/Tape & Reel
MC14049BF	SOEIAJ-16	See Note 1.
MC14050BCP	PDIP-16	2000/Box
MC14050BD	SOIC-16	2400/Box
MC14050BDR2	SOIC-16	2500/Tape & Reel
MC14050BDTEL	TSSOP-16	2000/Tape & Reel
MC14050BF	SOEIAJ-16	See Note 1.
MC14050BFEL	SOEIAJ-16	See Note 1.

1. For ordering information on the EIAJ version of the SOIC packages, please contact your local ON Semiconductor representative.

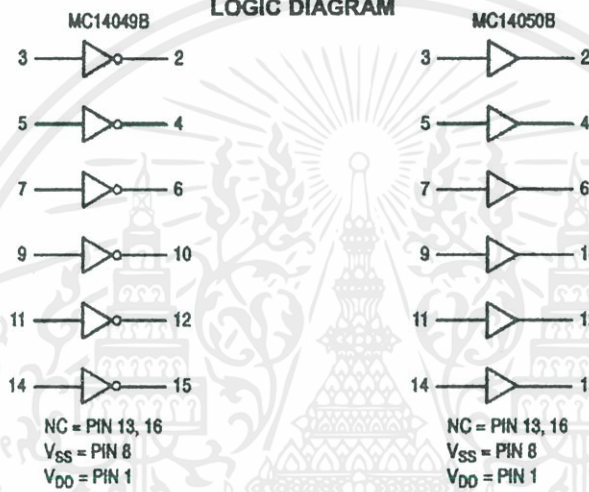
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B, MC14050B

PIN ASSIGNMENT



LOGIC DIAGRAM



MC14049B, MC14050B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	- 55°C		+ 25°C			+ 125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ (4.)	Max	Min	Max		
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		
	"1" Level $V_{in} = \bar{0}$	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) ($V_O = 9.0$ Vdc) ($V_O = 13.5$ Vdc)	"0" Level V_{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
	"1" Level ($V_O = 0.5$ Vdc) ($V_O = 1.0$ Vdc) ($V_O = 1.5$ Vdc)	V_{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current ($V_{OH} = 2.5$ Vdc) ($V_{OH} = 9.5$ Vdc) ($V_{OH} = 13.5$ Vdc)	Source	I_{OH}	6.0	-1.6	—	-1.25	-2.6	—	-1.0	—	mAdc
		10	-1.6	—	-1.30	-2.6	—	-1.0	—		
		15	-4.7	—	-3.75	-10	—	-3.0	—		
	Sink	I_{OL}	5.0	3.75	—	3.2	6.0	—	2.6	—	mAdc
			10	10	—	8.0	16	—	6.6	—	
			15	30	—	24	40	—	19	—	
Input Current	I_{in}	15	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	μ Adc	
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	μ Adc	
		10	—	2.0	—	0.004	2.0	—	60		
		15	—	4.0	—	0.006	4.0	—	120		
Total Supply Current (5.) (6.) (Dynamic plus Quiescent, per package) ($C_L = 50$ pF on all outputs, all buffers switching)	I_T	5.0	$I_T = (1.8 \mu\text{A/kHz}) f + I_{DD}$							μ Adc	
		10	$I_T = (3.5 \mu\text{A/kHz}) f + I_{DD}$								
		15	$I_T = (5.3 \mu\text{A/kHz}) f + I_{DD}$								

4. Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

5. The formulas given are for the typical characteristics only at + 25°C

6. To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

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

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 $k = 0.002$.

MC14049B, MC14050B

AC SWITCHING CHARACTERISTICS (7.) ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ (8.)	Max	Unit
Output Rise Time $t_{TLH} = (0.7 \text{ ns/pF}) C_L + 65 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.25 \text{ ns/pF}) C_L + 37.5 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$	t_{TLH}	5.0 10 15	— — —	100 50 40	160 80 60	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 17 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.04 \text{ ns/pF}) C_L + 13 \text{ ns}$	t_{THL}	5.0 10 15	— — —	40 20 15	60 40 30	ns
Propagation Delay Time $t_{PLH} = (0.33 \text{ ns/pF}) C_L + 63.5 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.19 \text{ ns/pF}) C_L + 30.5 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 27 \text{ ns}$	t_{PLH}	5.0 10 15	— — —	80 40 30	140 80 60	ns
Propagation Delay Time $t_{PHL} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.1 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.05 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$	t_{PHL}	5.0 10 15	— — —	40 20 15	80 40 30	ns

7. The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C .

8. Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

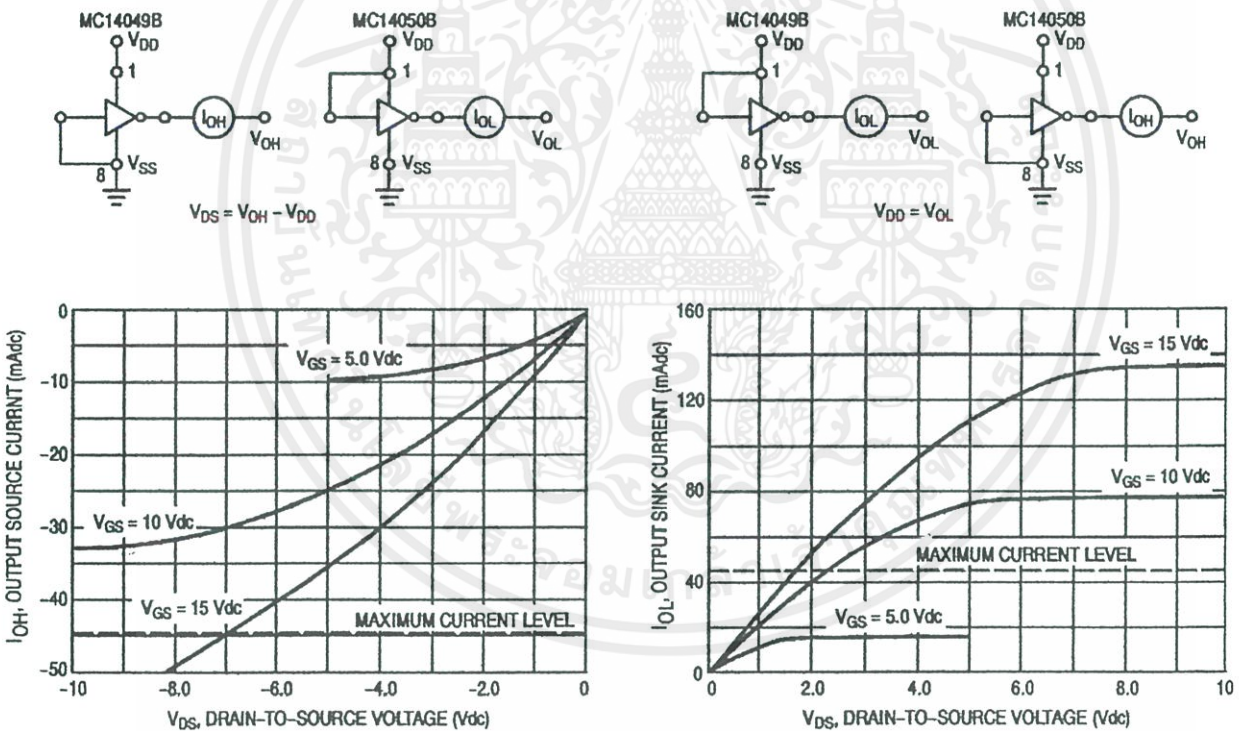


Figure 1. Typical Output Source Characteristics

Figure 2. Typical Output Sink Characteristics

MC14049B, MC14050B

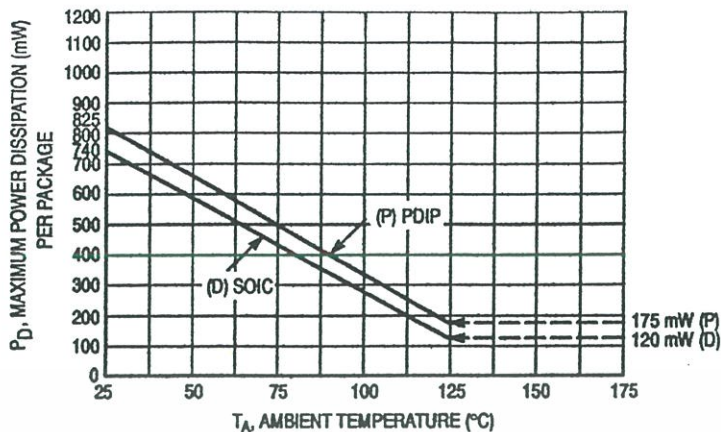


Figure 3. Ambient Temperature Power Derating

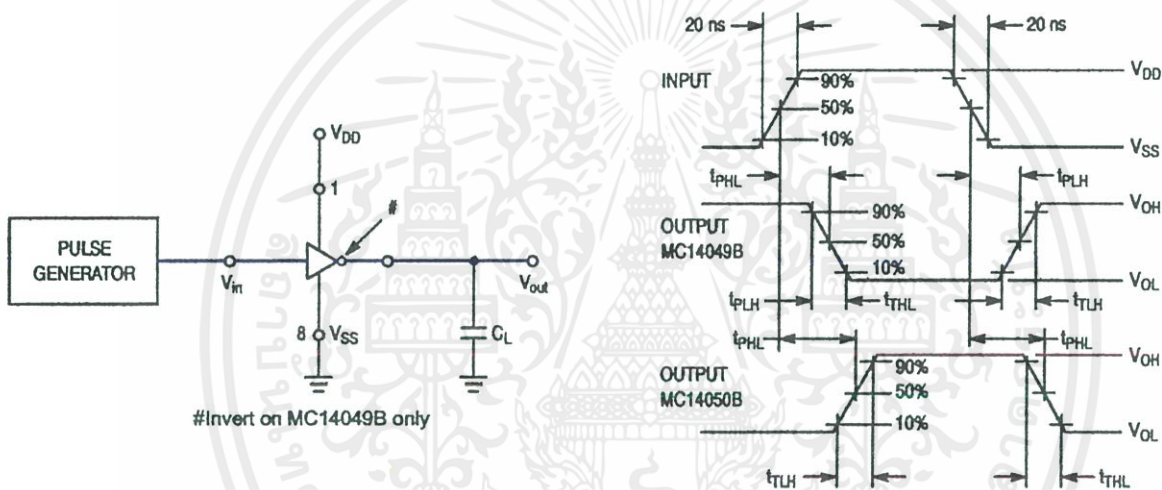
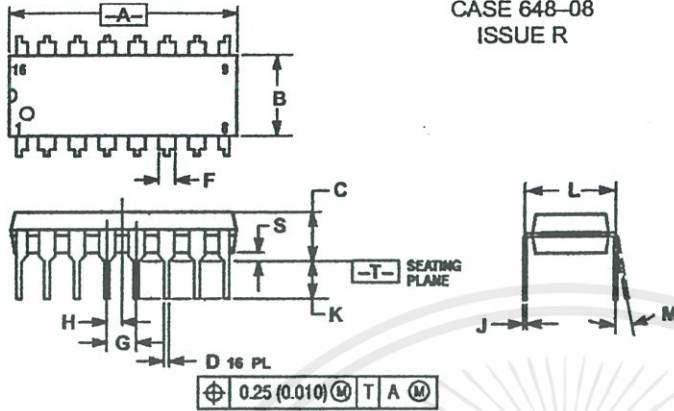


Figure 4. Switching Time Test Circuit and Waveforms

MC14049B, MC14050B

PACKAGE DIMENSIONS

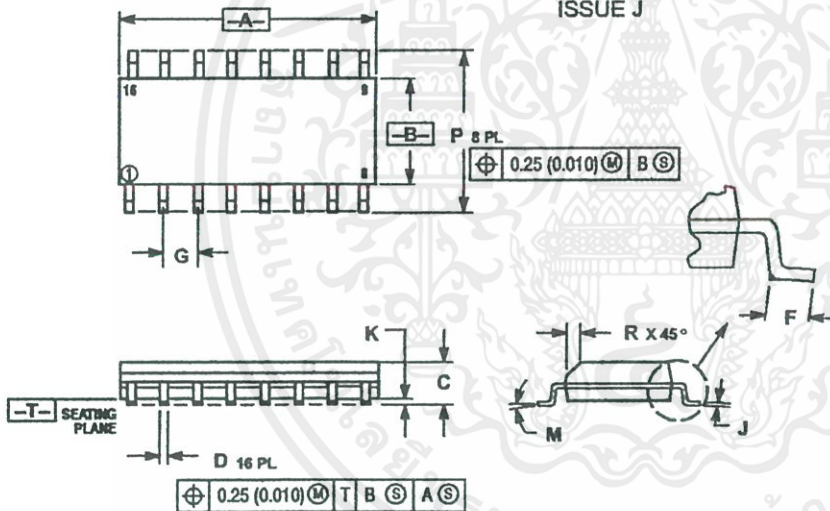
PDIP-16
P SUFFIX
PLASTIC DIP PACKAGE
CASE 648-08
ISSUE R



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
M	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

SOIC-16
D SUFFIX
PLASTIC SOIC PACKAGE
CASE 751B-05
ISSUE J



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.005) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

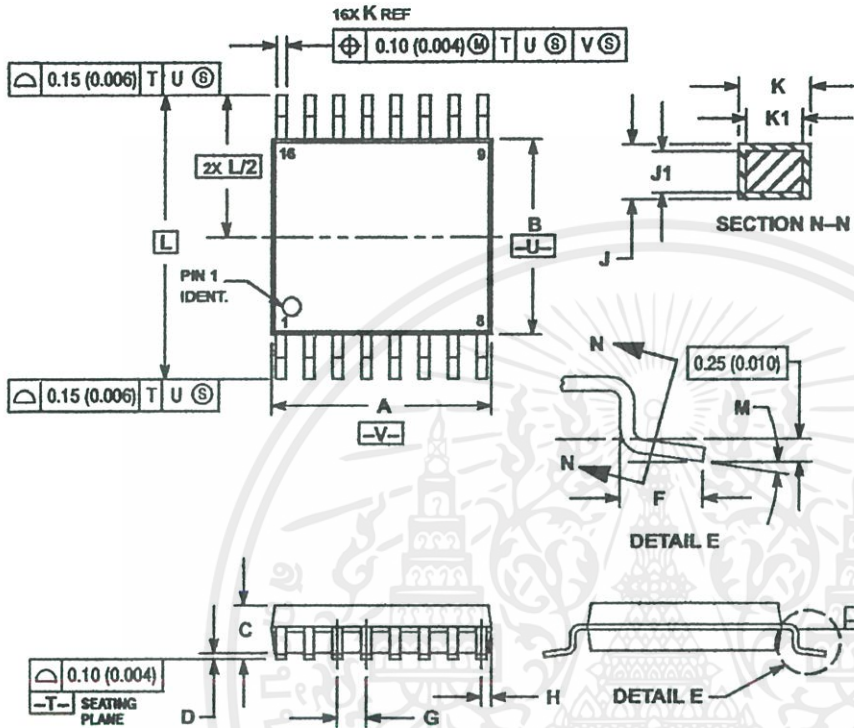
DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.90	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.25	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B, MC14050B

PACKAGE DIMENSIONS

TSSOP-16
DT SUFFIX
PLASTIC TSSOP PACKAGE
CASE 948F-01
ISSUE O



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSION A DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.005) PER SIDE.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.25 (0.010) PER SIDE.
 5. DIMENSION K DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE K DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 6. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
 7. DIMENSION A AND B ARE TO BE DETERMINED AT DATUM PLANE -W-.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.90	5.10	0.193	0.200
B	4.30	4.50	0.169	0.177
C	—	1.20	—	0.047
D	0.05	0.15	0.002	0.006
F	0.50	0.75	0.020	0.030
G	0.65 BSC		0.026 BSC	
H	0.18	0.26	0.007	0.011
J	0.09	0.20	0.004	0.008
J1	0.09	0.16	0.004	0.006
K	0.19	0.30	0.007	0.012
K1	0.19	0.25	0.007	0.010
L	6.40 BSC		0.252 BSC	
M	0°	8°	0°	8°

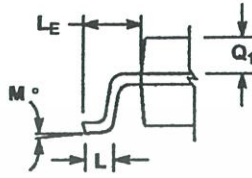
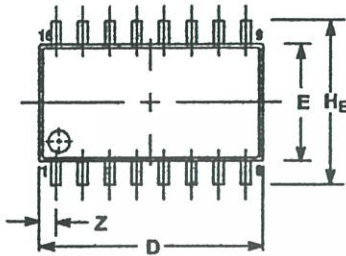
MC14049B, MC14050B

PACKAGE DIMENSIONS

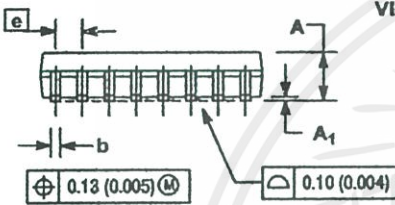
SOEIAJ-16
F SUFFIX
PLASTIC EIAJ SOIC PACKAGE
CASE 966-01
ISSUE O

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS AND ARE MEASURED AT THE PARTING LINE. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
4. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
5. THE LEAD WIDTH DIMENSION (h) DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE LEAD WIDTH DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION. DAMBAR CANNOT BE LOCATED ON THE LOWER RADIUS OR THE FOOT. MINIMUM SPACE BETWEEN PROTRUSIONS AND ADJACENT LEAD TO BE 0.48 (0.018).



DETAIL P



VIEW P

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	2.05	—	0.081
A ₁	0.05	0.20	0.002	0.008
b	0.35	0.50	0.014	0.020
c	0.18	0.27	0.007	0.011
D	9.90	10.50	0.390	0.413
E	5.10	5.45	0.201	0.215
e	1.27 BSC		0.050 BSC	
H _E	7.40	8.20	0.291	0.323
I	0.50	0.85	0.020	0.033
L _E	1.10	1.50	0.043	0.059
M	0°	10°	0°	10°
Q ₁	0.70	0.90	0.028	0.036
Z	—	0.78	—	0.031

ON Semiconductor and are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights or the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support

German Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS: 00-800-4422-3781

*Available from Germany, France, Italy, UK

CENTRAL/SOUTH AMERICA:

Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit-spanish@hibbertco.com

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support

Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
Toll Free from Hong Kong & Singapore:
001-800-4422-3781
Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center

4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
Phone: 81-3-5740-2745
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

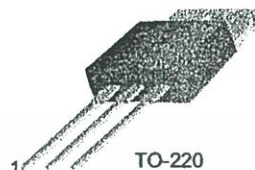
MC14049B/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP31 Series(TIP31/31A/31B/31C)

Medium Power Linear Switching Applications

- Complementary to TIP32/32A/32B/32C



TO-220
1.Base 2.Collector 3.Emitter

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	3	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	5	A
I_B	Base Current	1	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	40	W
P_C	Collector Dissipation ($T_a=25^\circ\text{C}$)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage : TIP31 : TIP31A : TIP31B : TIP31C	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$	40		V
			60		V
			80		V
			100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current : TIP31/31A : TIP31B/31C	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$		0.3	mA
		$V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$		0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current : TIP31 : TIP31A : TIP31B : TIP31C	$V_{CE} = 40\text{V}, V_{EB} = 0$		200	μA
		$V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB} = 0$		200	μA
		$V_{CE} = 80\text{V}, V_{EB} = 0$		200	μA
		$V_{CE} = 100\text{V}, V_{EB} = 0$		200	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$		1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 1\text{A}$	25		
		$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$	10	50	
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 3\text{A}, I_B = 375\text{mA}$		1.2	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$		1.8	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = 10\text{V}, I_C = 500\text{mA}$	3.0		MHz

* Pulse Test: PW \leq 300 μs , Duty Cycle \leq 2%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

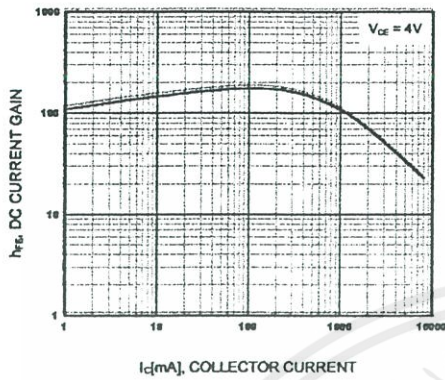


Figure 1. DC current Gain

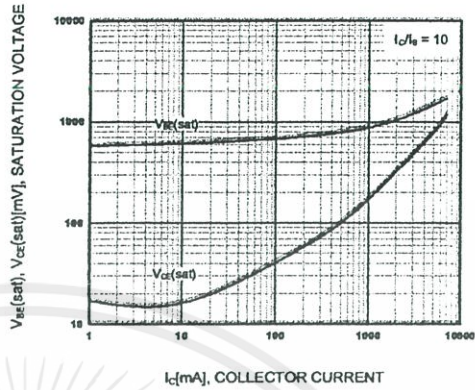


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

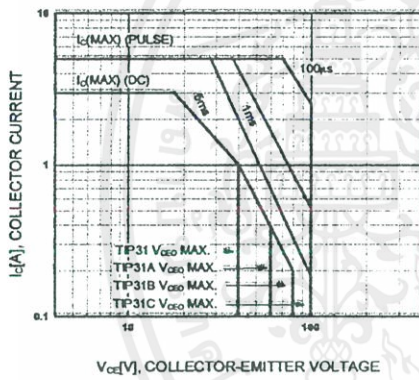


Figure 3. Safe Operating Area

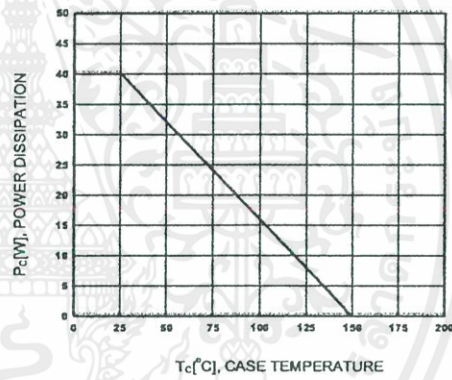
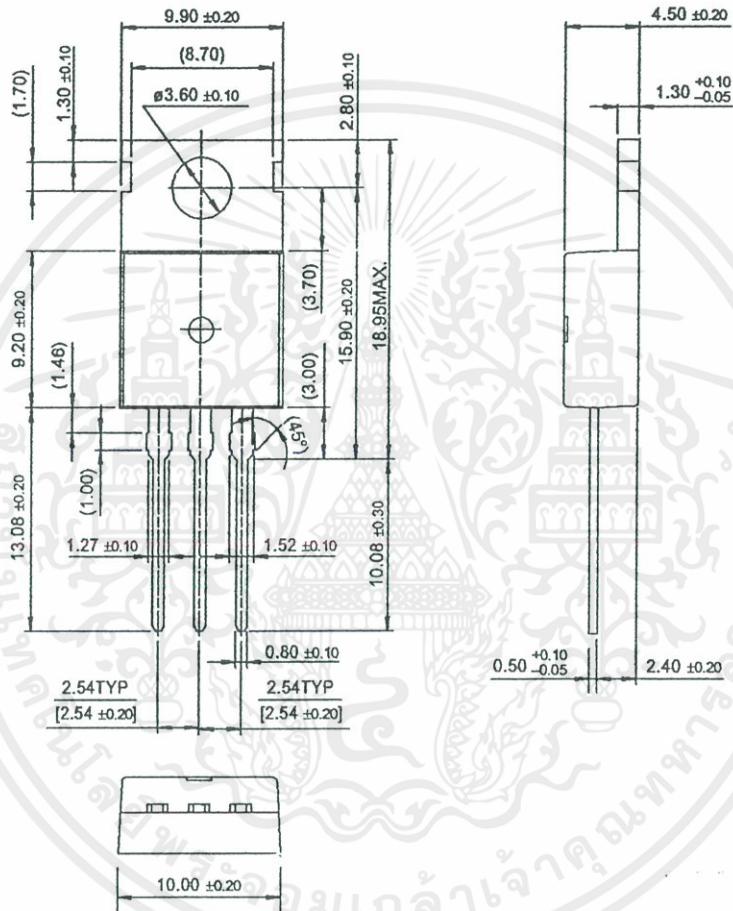


Figure 4. Power Derating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220



Dimensions in Millimeters

TIP31 Series (TIP31/31A/31B/31C)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

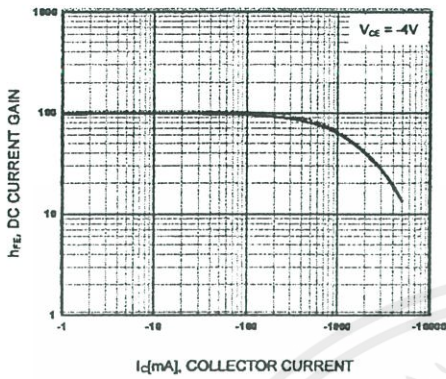


Figure 1. DC current Gain

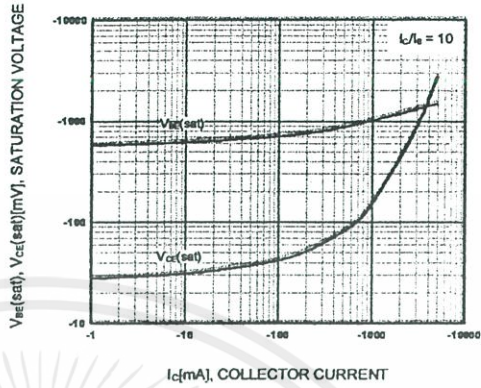


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

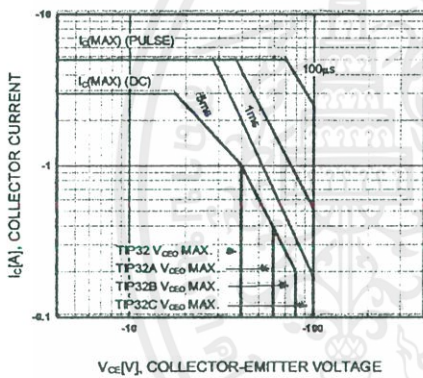


Figure 3. Safe Operating Area

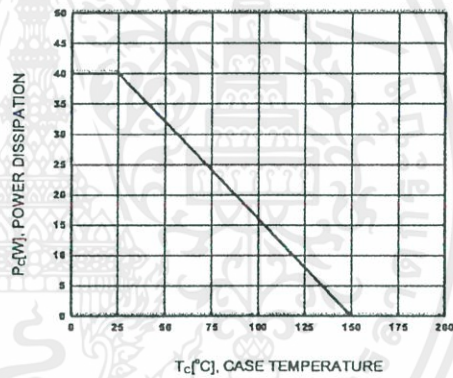


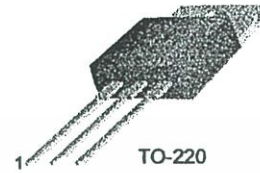
Figure 4. Power Derating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP32 Series(TIP32/32A/32B/32C)

Medium Power Linear Switching Applications

- Complement to TIP31/31A/31B/31C



TO-220
1.Base 2.Collector 3.Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP32	-40	V
	: TIP32A	-60	V
	: TIP32B	-80	V
	: TIP32C	-100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP32	-40	V
	: TIP32A	-60	V
	: TIP32B	-80	V
	: TIP32C	-100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	-5	V
I_C	Collector Current (DC)	-3	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	-5	A
I_B	Base Current	-3	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	40	W
P_C	Collector Dissipation ($T_a=25^\circ\text{C}$)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = -30\text{mA}, I_B = 0$	-40		V
	: TIP32				
	: TIP32A				
	: TIP32B				
I_{CEO}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = -30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = -60\text{V}, I_B = 0$		-0.3	mA
	: TIP32/32A : TIP32B/32C				
I_{CES}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = -40\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = -60\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = -80\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = -100\text{V}, V_{CE} = 0$		-200	μA
	: TIP32				
	: TIP32A				
	: TIP32B : TIP32C				
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = -5\text{V}, I_C = 0$		-1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -1\text{A}$	25	50	
		$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -3\text{A}$	10		
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -3\text{A}, I_B = -375\text{mA}$		-1.2	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -3\text{A}$		-1.8	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = -10\text{V}, I_C = -500\text{mA}$	3.0		MHz

* Pulse Test: PWS300 μs , Duty Cycle \leq 2%

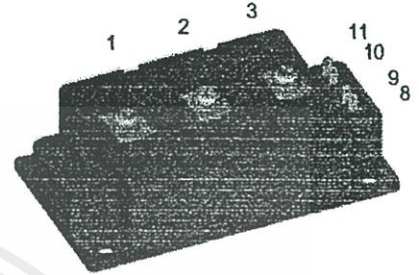
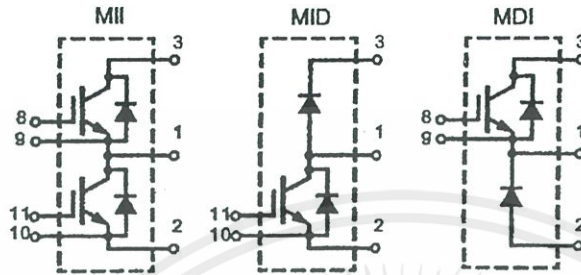
IGBT Modules

Short Circuit SOA Capability
Square RBSOA

$$I_{C25} = 330 \text{ A}$$

$$V_{CES} = 1200 \text{ V}$$

$$V_{CE(sat) \text{ typ.}} = 2.2 \text{ V}$$



E 72873

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}$	1200	V
V_{CGR}	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}; R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$	1200	V
V_{OES}	Continuous	± 20	V
V_{OEM}	Transient	± 30	V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	330	A
I_{C90}	$T_C = 80^\circ\text{C}$	220	A
I_{CM}	$T_C = 80^\circ\text{C}, t_p = 1 \text{ ms}$	440	A
t_{SC} (SCSOA)	$V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, V_{CE} = V_{CES}, T_J = 125^\circ\text{C}$ $R_G = 3.3 \Omega$, non repetitive	10	μs
RBSOA	$V_{CE} = \pm 15 \text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}, R_G = 3.3 \Omega$ Clamped inductive load, $L = 100 \mu\text{H}$	$I_{CM} = 400$ $V_{CEK} \leq V_{CES}$	A
P_{tot}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	1380	W
T_J		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-40 ... +150	$^\circ\text{C}$
V_{IBOL}	50/60 Hz, RMS $t = 1 \text{ min}$ $I_{ISOL} \leq 1 \text{ mA}$ $t = 1 \text{ s}$ Insulating material: Al_2O_3	4000 4800	V~ V~
M_d	Mounting torque (module)	2.25-2.75	Nm
	(terminals)	20-25 2.5-3.7 22-33	lb.in. Nm lb.in.
d_s	Creepage distance on surface	10	mm
d_A	Strike distance through air	9.6	mm
a	Max. allowable acceleration	50	m/s^2
Weight	Typical	250 8.8	g oz.

Data according to a single IGBT/FRED unless otherwise stated.

Features

- NPT IGBT technology
- low saturation voltage
- low switching losses
- switching frequency up to 30 kHz
- square RBSOA, no latch up
- high short circuit capability
- positive temperature coefficient for easy paralleling
- MOS input, voltage controlled
- ultra fast free wheeling diodes
- package with DCB ceramic base plate
- isolation voltage 4800 V
- UL registered E72873

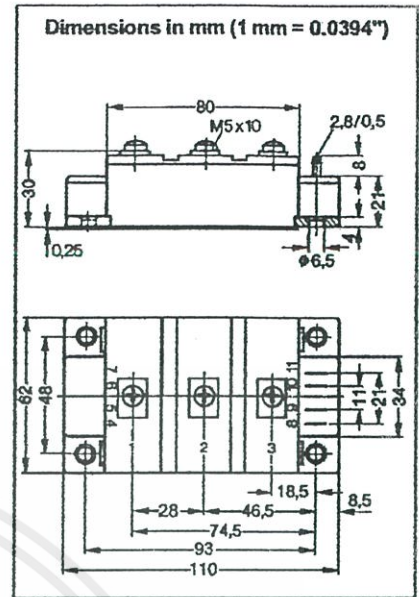
Advantages

- space and weight savings
- reduced protection circuits

Typical Applications

- AC and DC motor control
- AC servo and robot drives
- power supplies
- welding inverters

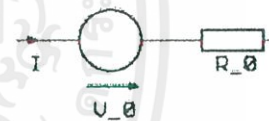
Symbol	Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$V_{(RR)CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$	1200		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 8\text{ mA}, V_{CE} = V_{CE}$	4.5		6.5 V
I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}$		20	13 mA mA
I_{CES}	$V_{CE} = 0\text{ V}, V_{GE} = \pm 20\text{ V}$			$\pm 800\text{ nA}$
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 200\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$		2.2	2.7 V
C_{Tos}	} $V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		13	nF
C_{oss}			2	nF
C_{res}			1	nF
$t_{(on)}$	} Inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_C = 200\text{ A}, V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $V_{CE} = 600\text{ V}, R_G = 3.3\ \Omega$		100	ns
t_r			60	ns
$t_{(off)}$			600	ns
t_f			90	ns
E_{on}			32	mJ
E_{off}			29	mJ
R_{thJC}				0.09 K/W
R_{thJS}	with heatsink compound		0.18	K/W



Reverse Diode (FRED)		Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V_F	$I_F = 200\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V},$ $I_F = 200\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	2.2	2.5	V
I_F	$T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 80^\circ\text{C}$		450	A
I_{RM}	$I_F = 200\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}, -di_F/dt = 1800\text{ A}/\mu\text{s}$	180		A
t_{rr}	$T_J = 125^\circ\text{C}, V_R = 600\text{ V}$	200		ns
R_{thJC}				0.15 K/W
R_{thJS}	with heatsink compound		0.3	K/W

Equivalent Circuits for Simulation

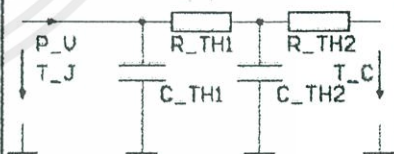
Conduction



IGBT (typ. at $V_{GE} = 15\text{ V}; T_J = 125^\circ\text{C}$)
 $V_0 = 1.3\text{ V}; R_0 = 6.2\text{ m}\Omega$

Free Wheeling Diode (typ. at $T_J = 125^\circ\text{C}$)
 $V_0 = 1.3\text{ V}; R_0 = 2.4\text{ m}\Omega$

Thermal Response



IGBT (typ.)

$C_{th1} = 0.50\text{ J/K}; R_{th1} = 0.088\text{ K/W}$
 $C_{th2} = 1.16\text{ J/K}; R_{th2} = 0.002\text{ K/W}$

Free Wheeling Diode (typ.)

$C_{th1} = 0.44\text{ J/K}; R_{th1} = 0.146\text{ K/W}$
 $C_{th2} = 0.80\text{ J/K}; R_{th2} = 0.003\text{ K/W}$

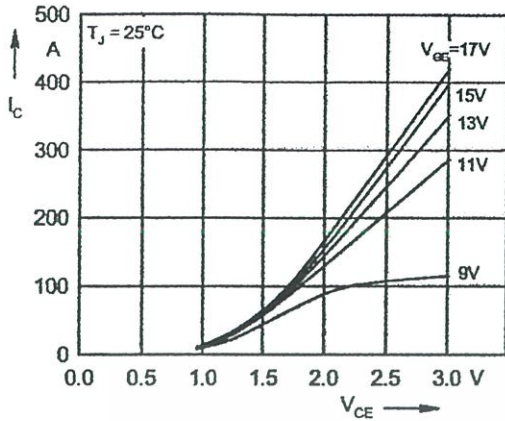


Fig. 1 Typ. output characteristics

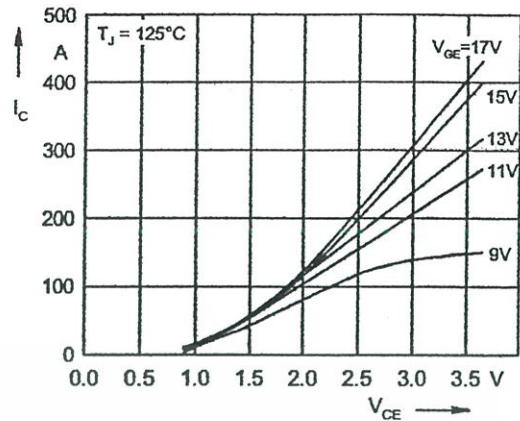


Fig. 2 Typ. output characteristics

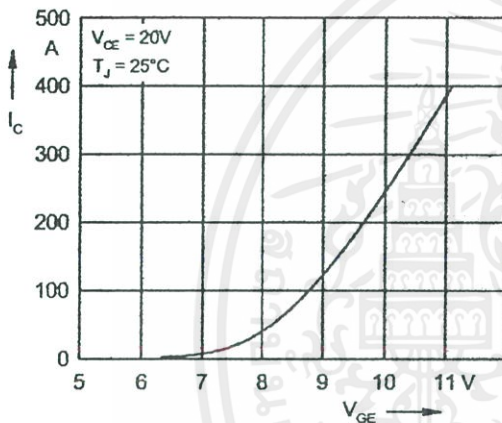


Fig. 3 Typ. transfer characteristics

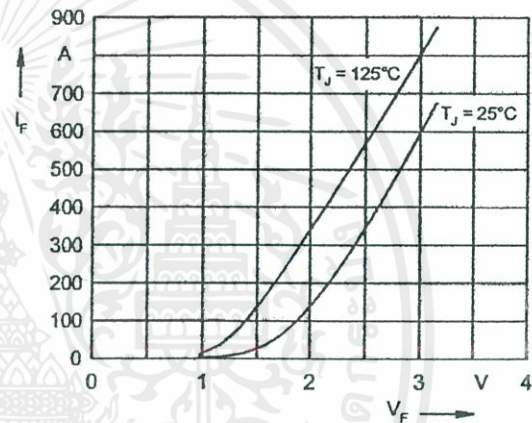


Fig. 4 Typ. forward characteristics of free wheeling diode

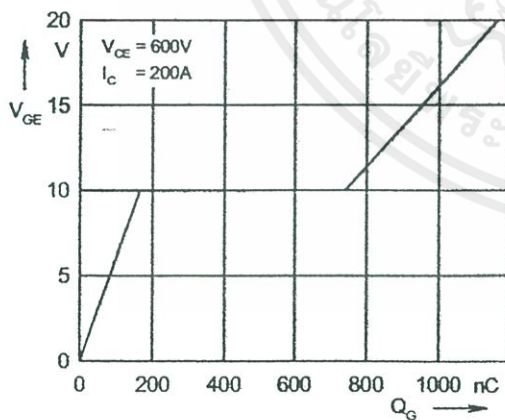


Fig. 5 Typ. turn on gate charge

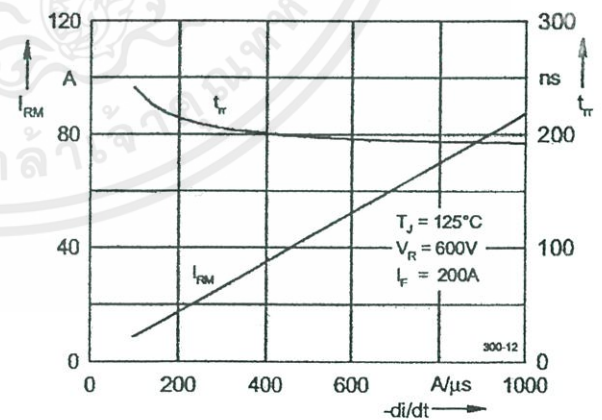


Fig. 6 Typ. turn off characteristics of free wheeling diode

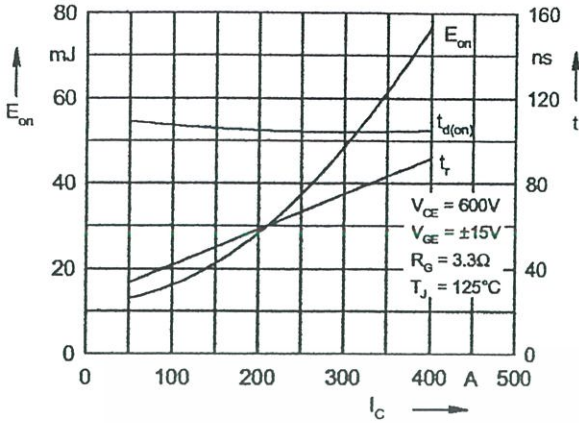


Fig. 7 Typ. turn on energy and switching times versus collector current

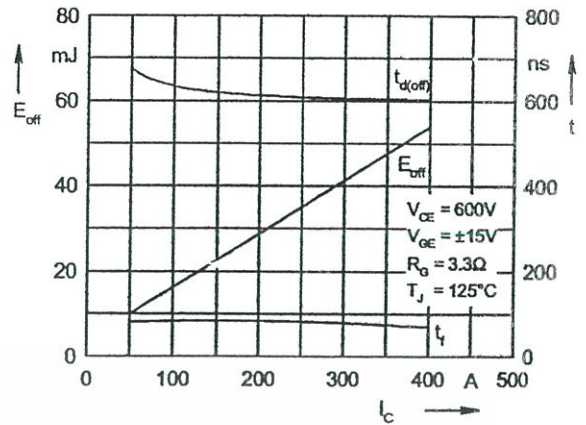


Fig. 8 Typ. turn off energy and switching times versus collector current

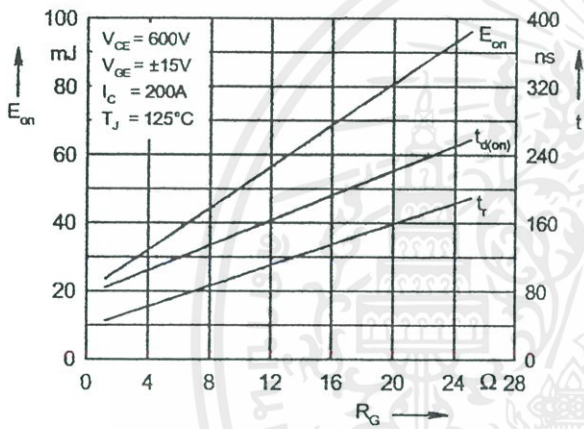


Fig. 9 Typ. turn on energy and switching times versus gate resistor

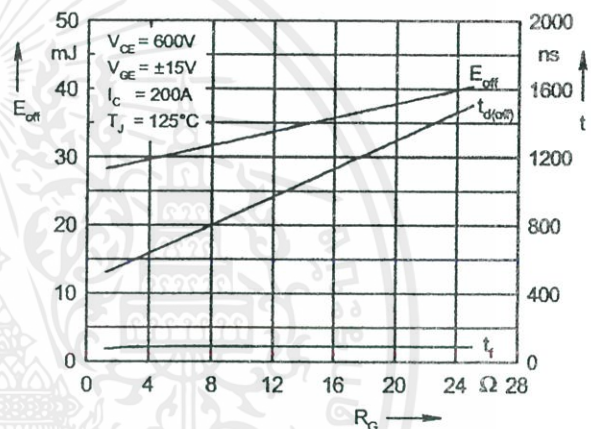


Fig. 10 Typ. turn off energy and switching times versus gate resistor

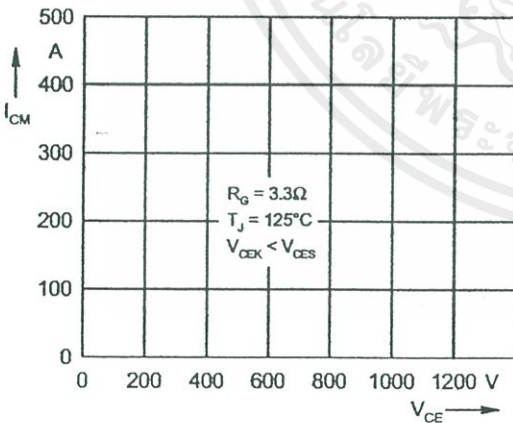


Fig. 11 Reverse biased safe operating area RBSOA

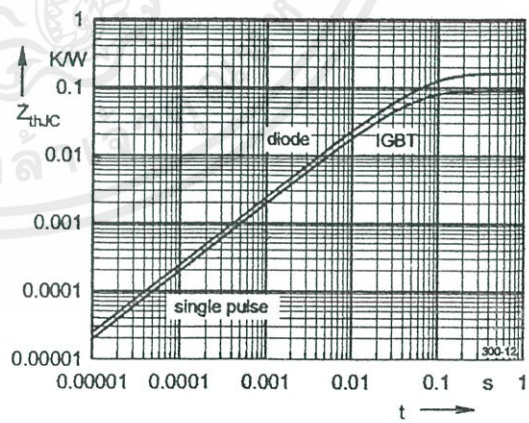


Fig. 12 Typ. transient thermal impedance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15A, 400V - 600V Ultrafast Dual Diodes

MUR3040PT, RURH1540CC, MUR3060PT, and RURH1560CC are ultrafast dual diodes ($t_{rr} < 55ns$) with soft recovery characteristics. They have a low forward voltage drop and are of planar, silicon nitride passivated, ion-implanted, epitaxial construction.

These devices are intended for use as energy steering/clamping diodes and rectifiers in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Their low stored charge and ultrafast recovery with soft recovery characteristics minimizes ringing and electrical noise in many power switching circuits thus reducing power loss in the switching transistor.

Formerly developmental type TA09905.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR3040PT	TO-218AC	MUR3040PT
RURH1540CC	TO-218AC	RURH1540C
MUR3060PT	TO-218AC	MUR3060PT
RURH1560CC	TO-218AC	RURH1560C

NOTE: When ordering, use the entire part number.

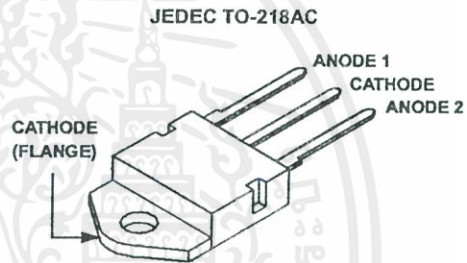
Features

- Ultrafast with Soft Recovery <55ns
- Operating Temperature..... 175°C
- Reverse Voltage Up to 600V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

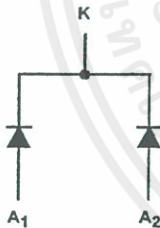
Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



Symbol



Absolute Maximum Ratings (Per Leg) $T_C = 25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

	MUR3040PT RURH1540CC	MUR3060PT RURH1560CC	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage.....	V_{RRM} 400	600	V
Working Peak Reverse Voltage.....	V_{RWM} 400	600	V
DC Blocking Voltage.....	V_R 400	600	V
Average Rectified Forward Current..... ($T_C = 145^\circ C$)	$I_{F(AV)}$ 15	15	A
Repetitive Peak Surge Current..... (Square Wave 20kHz)	I_{FRM} 42	30	A
Nonrepetitive Peak Surge Current..... (Halfwave 1 Phase 60Hz)	I_{FSM} 200	200	A
Maximum Power Dissipation.....	P_D 100	100	W
Avalanche Energy (See Figures 7 and 8).....	E_{AVL} 20	20	mJ
Operating and Storage Temperature.....	T_{STG}, T_J -55 to 175	-55 to 175	°C

MUR3040PT, RURH1540CC, MUR3060PT, RURH1560CC

Electrical Specifications (Per Leg) $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	MUR3040PT, RURH1540CC			MUR3060PT, RURH1560CC			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_F	$I_F = 15\text{A}$	-	-	1.25	-	-	1.5	V
	$I_F = 15\text{A}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	1.12	-	-	1.2	V
I_R	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	100	μA
	$V_R = 400\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	500	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	-	-	-	500	μA
t_{rr}	$I_F = 1\text{A}, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	55	-	-	55	ns
	$I_F = 15\text{A}, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	60	-	-	60	ns
t_a	$I_F = 15\text{A}, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	30	-	-	30	-	ns
t_b	$I_F = 15\text{A}, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	17	-	-	20	-	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	-	-	1.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

DEFINITIONS

V_F = Instantaneous forward voltage ($p_w = 300\mu\text{s}, D = 2\%$).

I_R = Instantaneous reverse current.

t_{rr} = Reverse recovery time at $di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6), summation of $t_a + t_b$.

t_a = Time to reach peak reverse current at $di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6).

t_b = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 6).

$R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.

p_w = pulse width.

D = duty cycle.

Typical Performance Curves

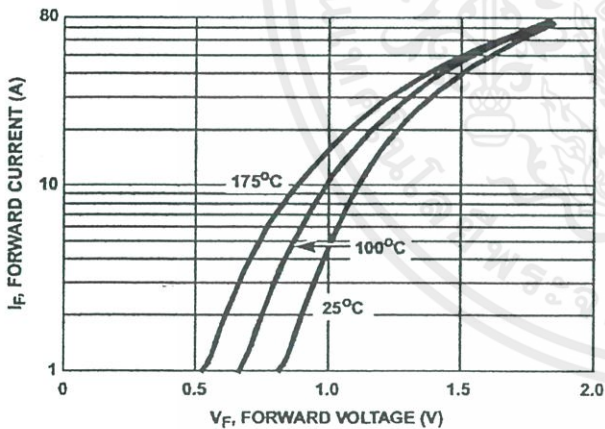


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

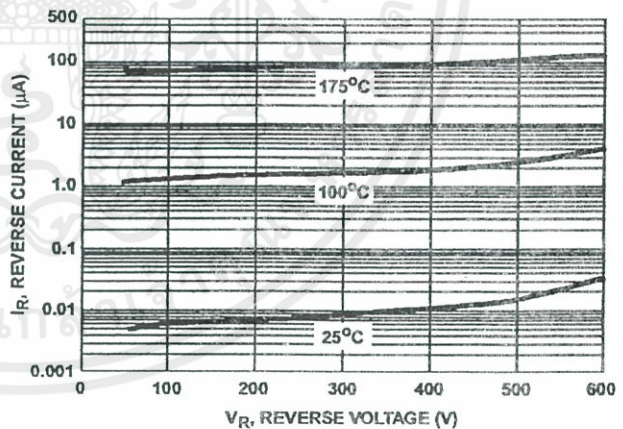


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Typical Performance Curves

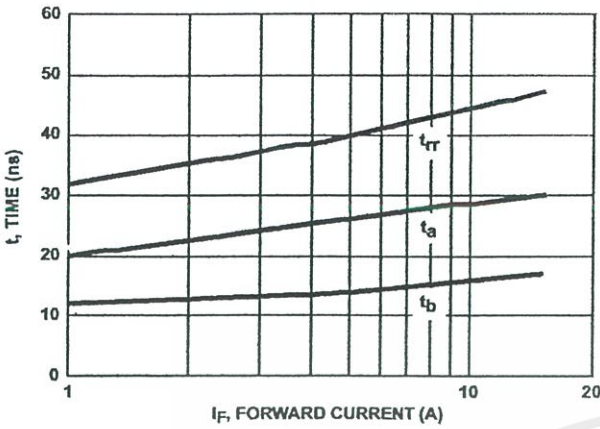


FIGURE 3. t_T , t_a AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

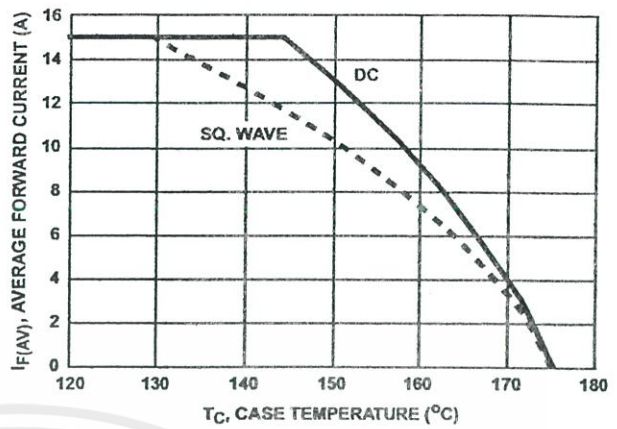


FIGURE 4. CURRENT DERATING CURVE

Test Circuits and Waveforms

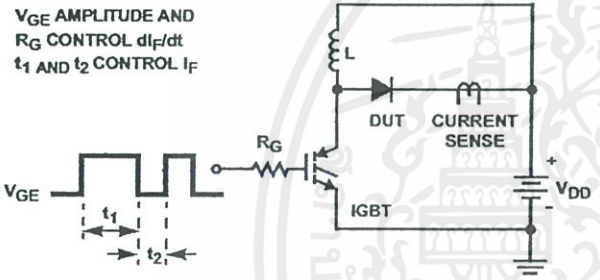


FIGURE 5. t_T TEST CIRCUIT

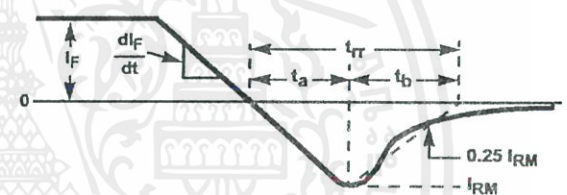


FIGURE 6. t_T WAVEFORMS AND DEFINITIONS

$I = 1A$
 $L = 40mH$
 $R < 0.1\Omega$
 $E_{AVL} = 1/2LI^2 [V_{R(AVL)}/(V_{R(AVL)} - V_{DD})]$
 $Q_1 = IGBT (BV_{CES} > DUT V_{R(AVL)})$

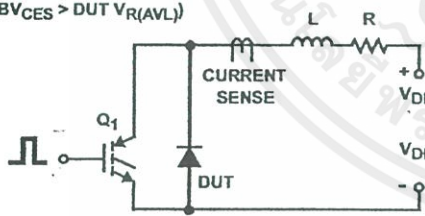


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

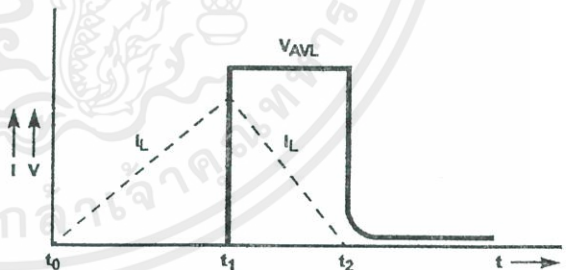


FIGURE 8. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site www.intersil.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้