

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

INDUCTION HEATING



โดย

นาย ธีรศักดิ์ สุวรรณวงศ์

นาย นิธิ รอดประดิษฐ์

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 50405

วัน,เดือน,ปี 13 พ.ค. 2547

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

611111184

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
INDUCTION HEATING



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการภาษาไทย
ชื่อภาษาอังกฤษ

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
INDUCTION HEATING

จัดทำโดย

นายธีรศักดิ์ สุวรรณวงศ์ 43515915
นายนิธิ รอดประดิษฐ์ 43515916

อาจารย์ที่ปรึกษา

ร.ศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

โครงการฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



ลงชื่อ..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ร.ศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

วันที่ 18 มีนาคม 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2545

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ

นายธีรศักดิ์ สุวรรณวงศ์ 43515915

นายนิธิ รอดประดิษฐ์ 43515916



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ร.ศ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

นายธีรศักดิ์ สุวรรณวงศ์

นายนิธิ รอดประดิษฐ์

ร.ศ.สมศักดิ์ เข็ยร์ศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2545

บทคัดย่อ

ปฏิญานี้ฉบับนี้ ได้อธิบายถึงหลักการการทำงานของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนที่สามารถให้ความร้อนกับชิ้นงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยใช้ความถี่ประมาณ 52 กิโลเฮิรต์ ลักษณะของโครงงานประกอบด้วยภาคควบคุม วงจรขั้วเกิด และใช้ไอจีบีที เพื่อใช้จ่ายกระแสสูง วงจรที่ใช้เป็นวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และที่เอาต์พุตต้องทำให้เกิดรีโซแนนซ์ซึ่งจะทำให้ได้กระแสที่เอาต์พุตสูงและเกิดประสิทธิภาพมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDUCTION HEATING

Mr. Teerasak Suwanwong

Mr. Niti Rodpradit

Mr. Somsak Cheersirikun (Advisor)

2002

Abstract

This thesis presents a design of heat induction system. The system gives effective heating to material using 52 KHz signal. The system includes control stage, gate driver and power IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) to supply more current. The circuit is a full bridge converter and output is achieved at resonant frequency which maximum output current and efficiency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 หลักการเบื้องต้น	3
2.2 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต	9
2.3 INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR (IGBT)	16
2.4 คอนเวอร์เตอร์	20
2.5 วงจรสับเบอร์	24
บทที่ 3 โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร	28
3.1 โครงสร้างของระบบ	28
3.2 วงจรจ่ายไฟตรง	28
3.3 คอนเวอร์เตอร์	31
3.4 วงจรควบคุม	32
3.5 วงจรโหลด	34
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน	38
4.1 ขั้นตอนการทดลอง	38
4.2 ผลการทดลอง	38
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	43

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อนและ ลักษณะการนำไปใช้งาน	4
ตารางที่ 2.2 ค่าอุณหภูมิวิกฤตของโลหะแต่ละชนิด	8
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลอง	38



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ	2
รูปที่ 2.1 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก	5
รูปที่ 2.2 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ	5
รูปที่ 2.3 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน	6
รูปที่ 2.4 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก	7
รูปที่ 2.5 ศิวลิชั่นมอสเฟตชนิดเอ็น	9
รูปที่ 2.6 ศิวลิชั่นมอสเฟตชนิดพี	9
รูปที่ 2.7 เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็น	10
รูปที่ 2.8 เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี	11
รูปที่ 2.9 ลักษณะสมบัติโอนย้ายของมอสเฟต	12
รูปที่ 2.10 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต	12
รูปที่ 2.11 โมเดลการสวิตช์ซึ่งที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต	13
รูปที่ 2.12 โคอะแกรมวงจรเทียบภายในอุปกรณ์	15
รูปที่ 2.13 โครงสร้างของ IGBT	17
รูปที่ 2.14 กราฟแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้า สัญลักษณ์ และวงจรสมมูลย์ ของ IGBT	18
รูปที่ 2.15 กราฟแสดงคุณสมบัติ turn-on transient	19
รูปที่ 2.16 กราฟแสดงคุณสมบัติ turn-off transient	20
รูปที่ 2.17 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ	21
รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส	24
รูปที่ 2.19 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ดช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	25
รูปที่ 2.20 แสดงการต่อสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะ ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของระบบ	28
รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง	29
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์	31
รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3526	32
รูปที่ 3.5 วงจรขับเคลื่อน	34
รูปที่ 3.6 วงจรโหลด	34
รูปที่ 3.7 วงจร Control Circuit	36
รูปที่ 3.8 ภาควงจร Driver	36
รูปที่ 3.9 ภาควงจรจ่ายไฟ	36
รูปที่ 3.10 วงจร ภาควงจร Power	37
รูปที่ 4.1 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดง ที่ V_{IN} ค่าต่างๆ	39
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแส (Full load) ที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดง ที่ V_{IN} ค่าต่างๆ	39
รูปที่ 4.3 สัญญาณพัลส์ที่ขา 10 ของ SG3526	40
รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ที่ขา 13,16 ของ SG3526	40
รูปที่ 4.5 ขั้วขาเกตที่ IGBT1 และ IGBT4	41
รูปที่ 4.6 ขั้วขาเกตที่ IGBT2 และ IGBT3	41
รูปที่ 4.7 รูปเปรียบเทียบที่อุณหภูมิต่างๆ	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

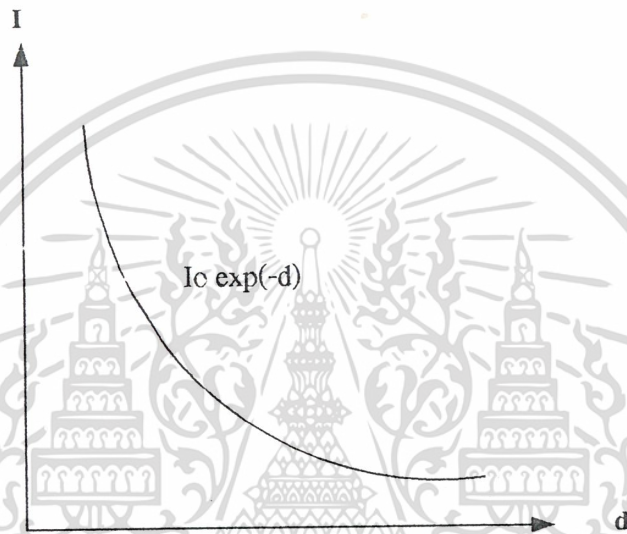
ปัจจุบันประเทศไทยมีอุตสาหกรรมชุบแข็งจำนวนมาก ซึ่งเป็นพื้นฐานในการพัฒนาประเทศ เช่น อุตสาหกรรมประกอบรถยนต์, ทำเพลตเฟือง, ผลิตภัณฑ์ส่วนที่ต้องการความแข็งของผิว ในปีหนึ่งๆ ประเทศไทยต้องสูญเสียเงินตราจำนวนมากในการซื้อและซ่อมบำรุงเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำในอุตสาหกรรม ถ้าสามารถศึกษาและพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำได้เองก็จะเป็นประโยชน์อย่างมาก โดยลดการสูญเสียเงินตราออกนอกประเทศและมีการพึ่งพาเทคโนโลยีของตัวเองจึงมีความคล่องตัวในการซ่อมบำรุงและเป็นพื้นฐานในการพัฒนาต่อไป

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์เหนี่ยวนำโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าพบว่าถ้าขดลวดขดเป็นวงจรมีแกน เมื่อเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าสลับทางขดปฐมภูมิ จะก่อให้เกิดการไหลของกระแสเหนี่ยวนำขึ้นทางขดทุติยภูมิโดยไหลในทิศทางที่ก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กต้านกับสนามแม่เหล็กของตัวเหนี่ยวนำ หลักการเหล่านี้นำไปใช้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า, มอเตอร์ และหม้อแปลงเป็นต้น ซึ่งกระแสเหนี่ยวนำจะก่อให้เกิดความร้อนที่ไม่ต้องการ เช่น กระแสไหลวน (Eddy current) ที่แกนของหม้อแปลงและมอเตอร์ แต่สิ่งเหล่านี้กลับเป็นประโยชน์สำหรับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจ่ายพลังงานเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำ จากนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กความถี่สูงคล่องผ่านชิ้นงาน ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลวนรอบชิ้นงานขึ้น ถ้ากระแสจากการเหนี่ยวนำเท่ากับ I และความต้านทานเสมือนในทิศการไหลของกระแสเป็นเส้นทางปิดของชิ้นงานเท่ากับ R ความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจึงมีค่า I^2R พบว่าความร้อนจากการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดกับชิ้นงาน และเป็นการสร้างความร้อนที่ชิ้นงานโดยตรง ทำให้มีประสิทธิภาพสูงสามารถกำหนดตำแหน่งและลักษณะการให้ความร้อนได้ง่ายและช่วยลดมลภาวะ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ศึกษานี้ มีจุดประสงค์เพื่อใช้ในงานชุบแข็งที่ผิว โดยนำสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำมาใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อให้มีประสิทธิภาพสูง คือมีค่าพิกัดของแรงดันและกระแสสูงและทำงานได้ดีที่ความถี่สูง โดยสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่แพร่หลายได้แก่ ทรานซิสเตอร์กำลัง, มอสเฟตกำลัง และไทรสเตอร์ ซึ่งแต่ละชนิดมีข้อจำกัดในการใช้งานแตกต่างกัน เช่น ไทรสเตอร์จะมีข้อดีในแง่การทนต่อแรงดันและกระแสสูง แต่สามารถทำงานที่ความถี่ไม่สูงนัก (ไม่เกิน 10 kHz) ส่วนทรานซิสเตอร์กำลังมีข้อดีในแง่ราคาถูกหาง่าย แต่มีข้อจำกัดเรื่องความเร็วในการทำงานคือใช้ในช่วงความถี่สูงไม่เกิน 50 kHz และมีการขั้วนำที่ยุ่งยากเมื่อต้องขั้วนำให้ทำงานที่ความถี่สูงก็ทำให้วงจรขั้วนำมีความซับซ้อนมากขึ้น ส่วนมอสเฟตกำลังสามารถทำงานในความถี่

สูงได้ถึง 200 kHz แต่มีข้อจำกัดในเรื่องการทนต่อแรงดันและกระแส และในโครงงานนี้ใช้ IGBT ซึ่งจะรวมข้อดีของทรานซิสเตอร์และ MOSFET

การให้ความร้อนแบบอินดักทีฟนี้ชิ้นงานจะได้รับพลังงานจากสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลง การถ่ายเทพลังงานจะเป็นแบบไม่มีการสัมผัส (Contact less) และชิ้นงานจะถูกทำให้ร้อนขึ้นจาก กระแสที่ไหลผ่านในชิ้นงานเนื่องจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ



d คือ ค่าความลึกจากผิวชิ้นงานเข้าไป

รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

2.1.1 หลักการทำงานของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

จะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความร้อน (Induction heating) แก่แท่งเหล็กด้วยกระแสเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งเป็นผลทำให้เหล็กเกิดความร้อนสูงที่ผิว จนถึงจุดที่เริ่มเปลี่ยนเป็นโครงสร้างอื่นโดยที่บริเวณเนื้อเหล็กที่ลึกลงไปถึงแกนกลางจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อนำเหล็กที่มีความร้อนสูงไปทำให้เย็นตัวโดยรวดเร็ว จะทำให้เหล็กมีความแข็งขึ้นที่บริเวณผิวทนต่อการเสียดสี และความกล้าได้ดี ทนทานต่อการชูดัดและมีคุณสมบัติทางความเหนียวสูง ซึ่งสามารถไปใช้กับชิ้นส่วนเครื่องยนต์ เครื่องจักรอื่นๆ ได้มาก

หลักการทำให้เหล็กร้อนได้มีหลักการทำงานดังนี้คือ จะเริ่มจ่ายกระแสให้กับขดลวด โดยเป็นลักษณะของกระแสสลับ การสร้างกระแสสลับจะใช้วงจร คอนเวอร์เตอร์ IGBT ซึ่งเป็นวงจรสวิทซ์ซึ่งทำให้เกิดการจ่ายกระแสไหลไปมาจนเกิดการเหนี่ยวนำที่หม้อแปลงความถี่สูงและหม้อแปลงความถี่สูง จะทำการแปลงกระแสขึ้นที่เหนี่ยวนำตัวโวลต์ซึ่งเป็นขดลวด เมื่อเรานำแท่งเหล็กผ่านเข้าที่ตัวขดลวด จะทำให้เกิดกระแสความถี่สูงเดินตามผิวหรือที่เรียกว่า “ สะกินเอฟเฟค (Skin Effect) ” ซึ่งแท่งเหล็กจะเกิดความร้อนสูงและเกิดการเปลี่ยนแปลงที่แท่งเหล็กเมื่อนำมาทำให้เย็นตัวลงโดยฉับพลันจะทำให้ผิวเหล็กแข็งขึ้น การเปลี่ยนแปลงจะเกิดเฉพาะบริเวณผิวเหล็กเท่านั้นเนื่องจากแหล่งจ่ายมีความถี่สูงซึ่งจากสูตรระยะลึกผิว หรือ “ สะกินเดฟ (Skin Depth) ” ความถี่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางด้านความลึก เมื่อความถี่สูงมากจะยิ่งทำให้กระแสไหลที่บริเวณผิวมากและมีความลึกน้อย

การเกิดกระแสเหนี่ยวนำจะเกิดขึ้นบริเวณผิว ยิ่งความถี่ของกระแสไฟฟ้าสูงจะยิ่งเกิดกระแสบริเวณผิวเหล็กเข้มข้นมากขึ้น นอกจากนี้หากมีการป้องกันการป้อนกลับเพื่อทำการควบคุมกระแสทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลง เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจะทำให้ความถี่ของกระแสเหนี่ยวนำมีความถี่เท่ากันตลอดทั่วทั้งผิวของชิ้นงาน

หลักการของการเหนี่ยวนำความร้อนจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า และชิ้นงานจะทำหน้าที่เหมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง โดยที่ขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบเท่ากับ 1 เมื่อมีกระแสสลับป้อนเข้าที่ขดปฐมภูมิ กระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่ากระแสไหลวน (Eddy current) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน

เอกสารนี้เป็นเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างขวางโดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในงานเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็ง เป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลาย เนื่องจากข้อดีหลายประการ คือ

1. ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงให้กับวัสดุ วิธีนี้จะเป็นวิธีที่ให้ความร้อนที่เร็วมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่นๆ
2. สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อนได้ง่ายและแม่นยำ
3. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน ง่ายต่อการควบคุม ทำให้ได้ชิ้นงานมีคุณภาพสูง
4. ใช้เวลาในการปิด-เปิดเครื่องน้อยและมีกำลังสูญเสียต่ำเมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้
5. สภาพการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆ เช่น คิวน์หรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

2.1.2 แหล่งจ่ายพลังงาน

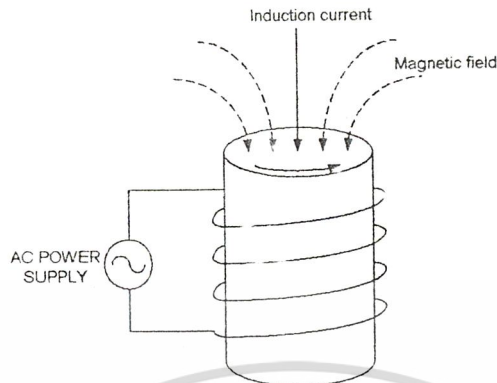
อุปกรณ์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ งาน เช่น ที่ความถี่ 50Hz จะต้องเลือกใช้หม้อแปลงให้เหมาะสมและต้องใช้ตัวเก็บประจุเพื่อแก้ตัวประกอบกำลัง (Power factor) ด้วย สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 10 kHz จะต้องเลือกชนิดของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะสมและจะต้องสามารถรับพลังงานได้ถึง 300 kW

คอนเวอร์เตอร์ (Converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10k - 200k Hz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในงานหลอมละลายโลหะ สำหรับความถี่มากกว่า 200 kHz ขึ้นไป จะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอดสูญญากาศเป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้จะใช้ในงานเชื่อมหรือชุบแข็งโลหะ

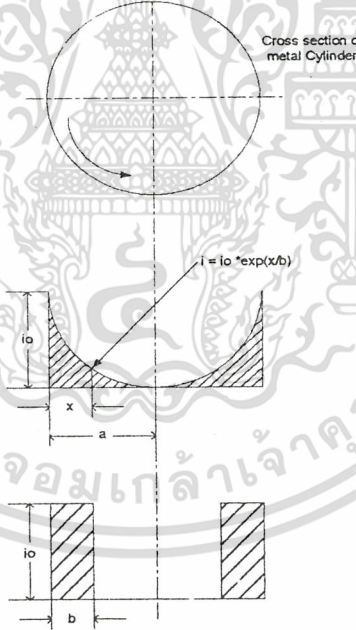
ในปัจจุบันอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทมากในงานพวกนี้มากเนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิตช์ เพื่อใช้ในงานแรงดันและกระแสสูงได้และในโครงการนี้ จะใช้เพาเวอร์ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์

Frequency (Hz)	Source of Power	Uses
60 – 960	Rotating generator or converter	Mass induction heating
960 – 10,000	Motor – Generator	For melting hardening
10,000 – 200,000	Converter	For Small – scale sintering
200,000 – 550,000	Vacuum – tube oscillator	Surface induction heating
2,000,000 – 90,000,000	Vacuum – tube oscillator	Dielectric heating

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก



รูปที่ 2.2 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ

2.1.3 ความลึกจากผิว

เมื่อนำเอาขดลวดพันรอบแท่งโลหะและให้กระแสไหลผ่านขดลวดดังรูปที่ 2.1 จะทำให้เกิด
 เอกส การเหนี่ยวนำของกระแสในเนื้อโลหะ ทิศทางของกระแสจะตรงข้ามกับกระแสในขดลวด และจะเกิด
 ไข ความร้อนแบบจูล (joule) กระแสที่เหนี่ยวนำไหลในแท่งโลหะจะอยู่ใกล้ๆผิวของแท่งโลหะเนื่องจาก

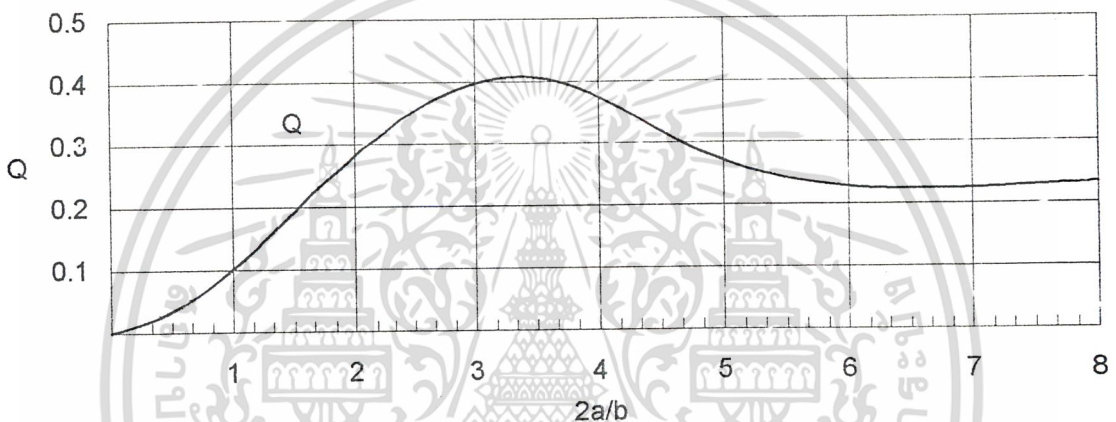
ผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่ 2.2 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียล เราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาจากค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวนี้ๆ มีคุณสมบัติโลหะเท่ากันตลอด ความลึกผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

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

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ (resistivity of metal)

μ_r = ค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ (relative permeability)

f = ความถี่ (frequency)



รูปที่ 2.3 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน

2.1.4 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ

กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะเกิดจากการเหนี่ยวนำสามารถแสดงดังสมการ

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

H_0 = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ

(Strength of magnetic field at surface of metal cylinder)

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

A = พื้นที่หน้าตัดของแท่งโลหะ (Cross section area) [cm²]

Q = ค่าคงที่ขึ้นอยู่กัค่าของ $2a / \delta$ (Function determined by $2a / \delta$)

กราฟรูปที่ 2.3 แสดงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ผิวแท่งทรงกระบอก

โดยเทียบกับอัตราส่วนของเส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งกลมทรงกระบอกกับความลึกของการกระจาย

เอกสารนี้แสดงจากผิวของแท่งกลมทรงกระบอก เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่าง ๆ ในชิ้นงานที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอกนั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้สามารถนำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริงได้ โดยรูปที่ 2.4 เป็นกราฟที่ใช้ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างกัน ไปจากรูปที่ 2.4 แนวตั้งเป็นค่าของความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใด ๆ เทียบกับความหนาแน่นกระแสที่ผิว แนวนอนจะเป็นค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใด ๆ เทียบกับอัตราส่วนจากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นที่รัศมีเท่ากับ 70% ของรัศมีชิ้นงาน จากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่ผิวคูณกับรัศมีที่ต้องการทราบค่าคงที่ของการกระจาย จะได้ค่าคงที่ของการกระจายกระแสที่รัศมีนั้นๆ เมื่อ

I_r = กระแสที่รัศมี

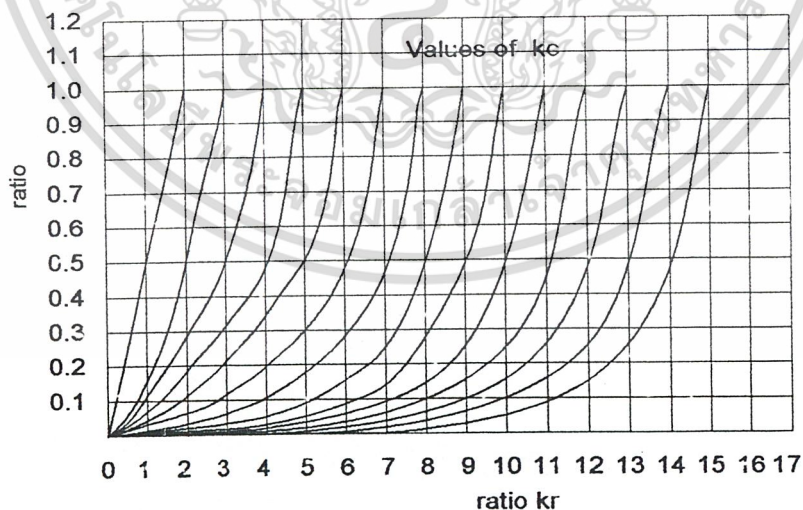
I_a = กระแสที่ผิว (รัศมี a)

a = รัศมีขอบนอกสุดของแท่งกลมทรงกระบอก

$$K = \pi \mu / \rho$$

μ = ค่าความซึมซาบ (permeability)

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะ (resistivity)



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.6 โลหะวิทยาของเหล็ก

โดยทั่วไป เหล็กที่เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กจะมีคุณสมบัติที่ค่อนข้างแน่นอนกว่าโลหะชนิดอื่นๆที่ไม่ได้เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กและเป็นสิ่งสำคัญมากในการเหนี่ยวนำความร้อน คุณสมบัติหลักตัวหนึ่งของคุณสมบัติหลายด้านที่โลหะมีอยู่ก็คือ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะ ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป โดยทั่วไปความนำแม่เหล็กจำเพาะจะมีค่าเป็น 1 ที่อุณหภูมิระหว่าง 1275 - 1600 °F ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กและส่วนผสมโลหะอื่นในเหล็กด้วย และมีการแสดงให้เห็นว่าที่สนามแม่เหล็กที่มีค่าอ่อนมากๆ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะมีค่ามากขึ้นในขณะที่ในสนามแม่เหล็กที่มีความเข้มสูง ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะลดลงอย่างรวดเร็วที่ 1400 - 1475 °F โดยลดลงถึง 100 เท่าของค่าเดิม

2.1.7 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)

ค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) เหล่านี้เรียกว่า จุดคูรี (Curie point) เป็นจุดที่ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะของโลหะลดลงอย่างรวดเร็วเป็น 1 ทำให้ตัวมันทำหน้าที่เป็นแกนอากาศของสนามแม่เหล็ก และพบว่าโมลิบดีนัมและซิงก์อนจะเป็นตัวผสมช่วยให้อุณหภูมิที่จุดคูรีมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่แมงกานีสและนิกเกิลจะลดค่าอุณหภูมิที่จุดคูรี คูที่ตารางที่ 2.2

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

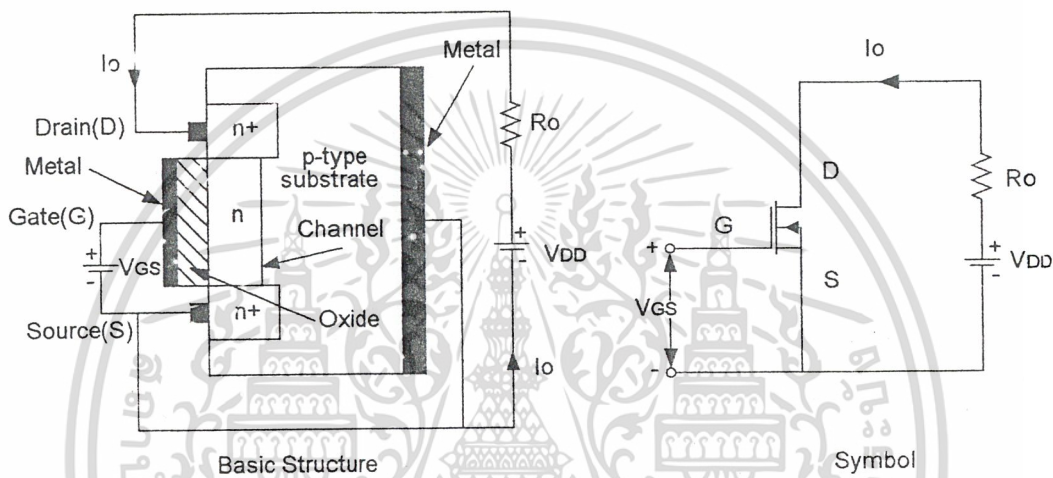
ตารางที่ 2.2 ค่าอุณหภูมิวิกฤตของโลหะแต่ละชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

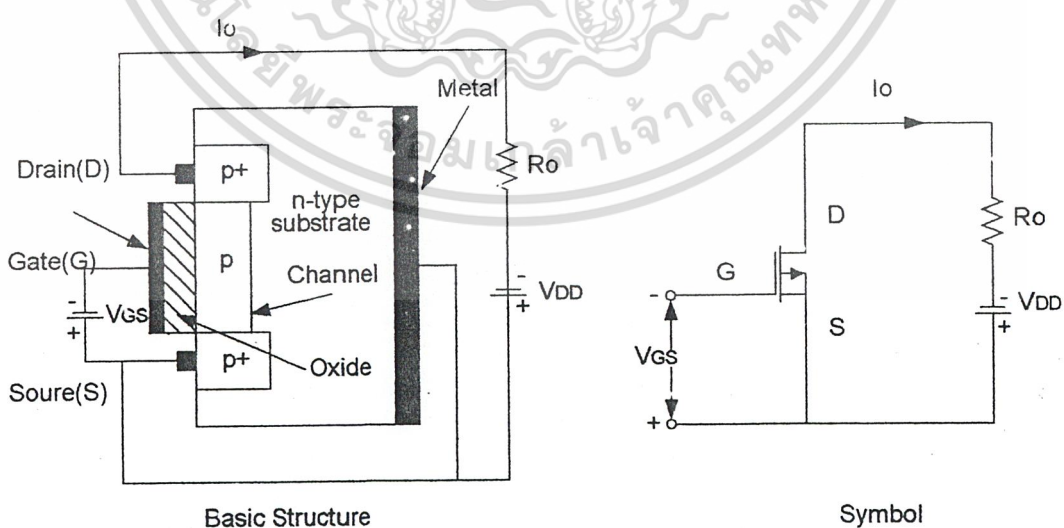
2.2 เพาเวอร์มอสเฟต

2.2.1 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาต์พุตด้วยแรงดันที่ขาเกต และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก มีความเร็วในการสวิตช์สูง เวลาในการสวิตช์ต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็ยังมีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



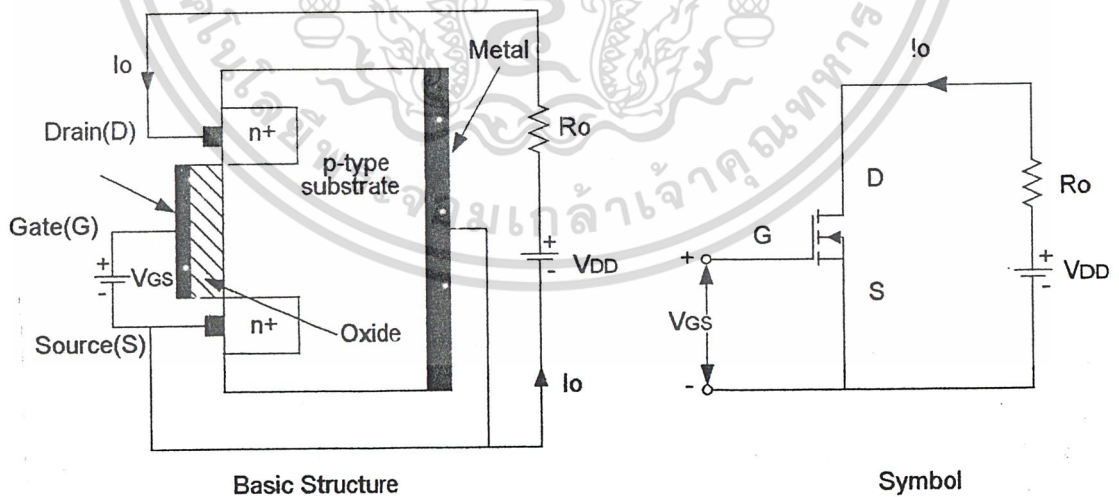
รูปที่ 2.5 คัพลิ่งขั้วมอสเฟตชนิดเอ็น



รูปที่ 2.6 คัพลิ่งขั้วมอสเฟตชนิดพี

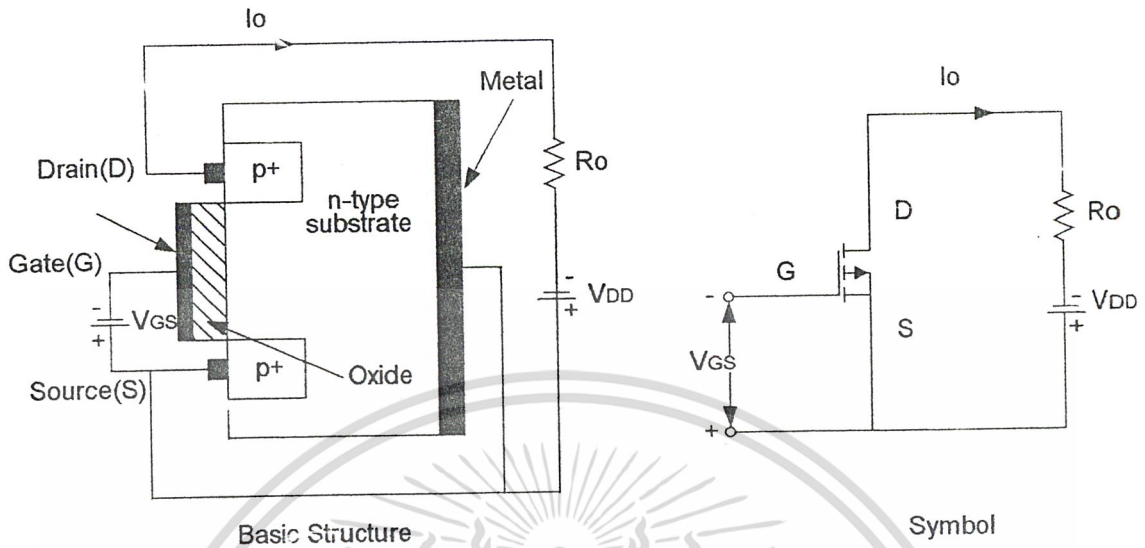
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ ดีพลีชันมอสเฟต และเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟต (depletion mosfet and enhancement mosfet) ดีพลีชันมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารกึ่งตัวนำชนิดพีคิงรูปที่ 2.5 และถูกโคป (dope) ด้วยซิลิคอนชนิด n^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกตถูกแยกออกจากแชนแนลด้วยชั้นของออกไซด์ต่างๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกต เคน และซอร์ส แรงดันเกตซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นแชนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นของออกไซด์เป็นผลทำให้แชนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างเคนกับซอร์ส R_{DS} จะสูงขึ้นถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้แชนแนลปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้น จนไม่มีกระแสไหลจากเคนไปยังซอร์ส ($I_{DS}=0$) แรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่า แรงดันพินช์ออฟ (pinch off voltage), V_D เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวกแชนแนลจะเริ่มกว้างมากขึ้น และ I_{DS} จะไหลมากขึ้นเนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับในดีพลีชันมอสเฟตชนิดพีจะมีขั้วของ V_{DS}, I_{DS} และ V_{GS} ที่ตรงกันข้ามกับชนิดเอ็นในเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดเอ็นจะไม่มีแชนแนลคิงรูปที่ 2.7 ถ้า V_{GS} เป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจากซับสเตรทชนิดพี (p-type substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage), V_T แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดเอ็นแชนแนลเสมือนขึ้นและจะทำให้กระแสไหลจากเคนไปซอร์สได้ สำหรับในเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดพี สภาพขั้วของ V_{DS}, I_{DS} และ V_{GS} จะตรงข้ามกับชนิดเอ็น



รูปที่ 2.7 เอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟตชนิดเอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 เอ็นแชนันซ์เม้นท์มอสเฟตชนิดพี

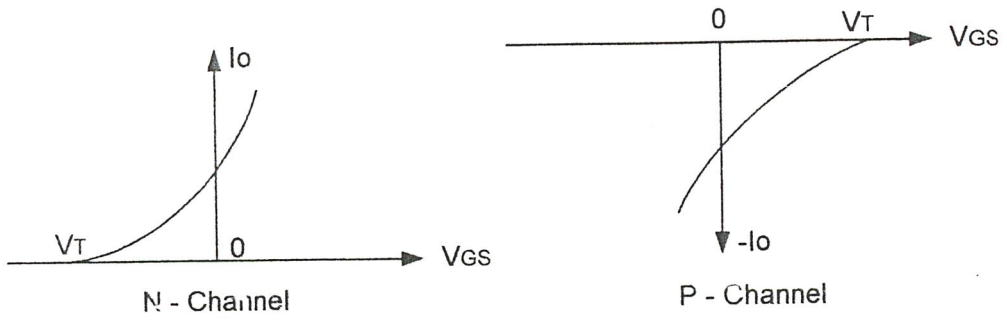
2.2.2 ลักษณะคุณสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน I_D กับกระแสเกต I_G อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

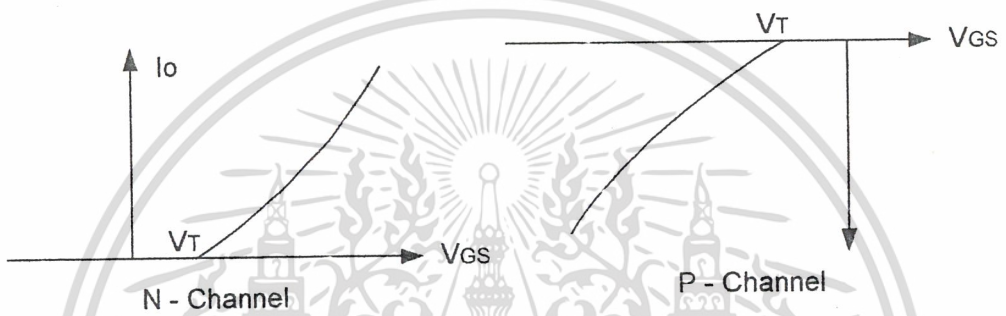
ลักษณะสมบัติไอช่ของมอสเฟตชนิดเอ็นแชนันซ์และชนิดพีแสดงดังรูปที่ 2.9 และรูปที่ 2.10 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นแชนันซ์เม้นท์มอสเฟตชนิดเอ็นแชนันซ์จะมีการทำงานใน 3 บริเวณคือ บริเวณคัทออฟ (cut off region) เมื่อ $V_{GS} < V_T$ บริเวณอิ่มตัวหรือพินช์ออฟ (saturation or pinch off region) เมื่อ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ และบริเวณเชิงเส้น (linear region) เมื่อ $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ การพินช์ออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสเดรนสูงและแรงดันเดรนต่ำทำให้มอสเฟตทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้น สำหรับการสวิทช์ในบริเวณอิ่มตัว กระแสเดรนจะคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้มอสเฟตจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟตทั้งชนิดซีลีรันและเอ็นแชนันซ์เม้นท์ จะมีโมเดลที่สภาวะคงตัวดังรูปที่ 2.11 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) การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



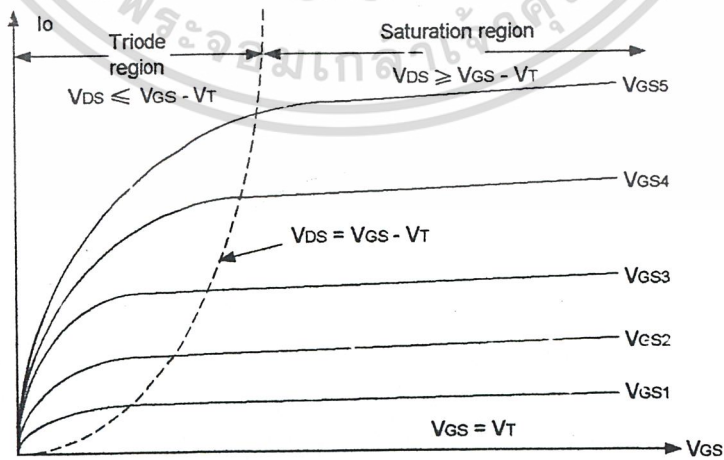
Depletion - type MOSFET



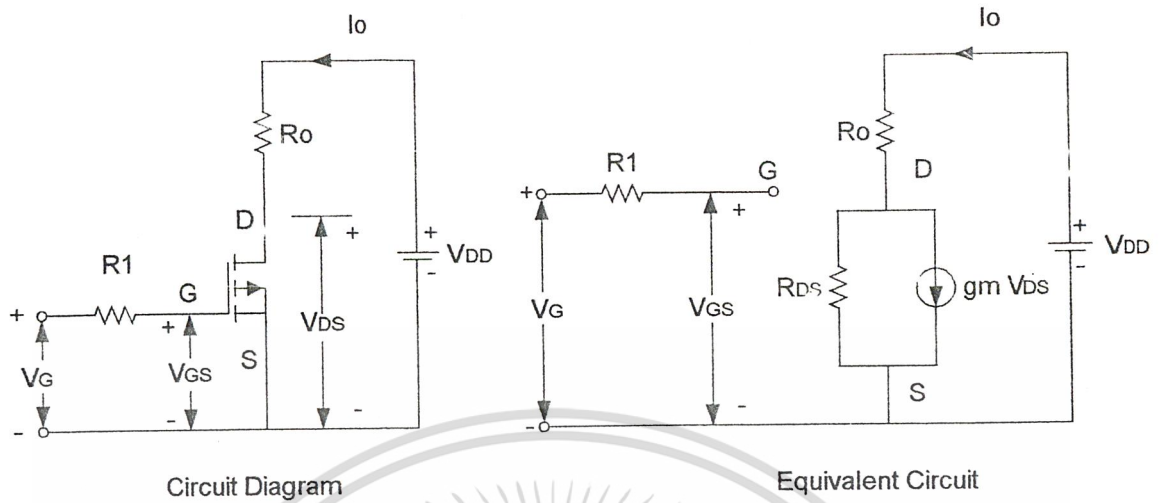
Enhancement - type MOSFET

รูปที่ 2.9 ลักษณะสมบัติไอออนย้าของมอสเฟต

สำหรับดีฟลิซันมอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นฮานซ์
 เมนท์มอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ทั่วไปจะเป็นชนิดเอ็น
 ฮานซ์เมนท์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 2.10 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟต



รูปที่ 2.11 โมเดลการสวิตชิงที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

2.2.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต (Structures of Power Mosfet)

- ผลจากความสามารถทางอินพุตที่มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง
 - ใช้แรงดันเป็นตัวขับ (Voltage driven input)
 - ใช้กำลังด้านอินพุตต่ำ (Low input power)
 - ใช้อุปกรณ์ในการขับขานก้น้อย (Few driver circuit components)
- มีความเร็วในการสวิตช์สูงมาก (Very fast switching times)
 - ไม่มีพาหะส่วนน้อย (No minority carrier)
 - มีค่าเวลาในการหยุดนำกระแสต่ำ (Minimal turn-off time)
 - พื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยเมื่อไบอัสกลับกว้าง (Large reverse biased safe operating area)
 - มีค่าแบนวิดท์ของอัตราขยายสูง (High gain bandwidth product)
- มีสัมประสิทธิ์บวกทางอุณหภูมิต่อความต้านทานขณะนำกระแส (Positive temperature coefficient of on resistance)

2.2.4 การทำงานแรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage), V_T

แรงดันรักษาสภาพคงตัวเป็นแรงดันเกณฑ์ที่เมื่อถึงระดับนี้ จะเกิดการแพร่กระจายประจุตรงข้ามบริเวณผิวของช่องในเชิงอุตสาหกรรมแรงดันรักษาสภาพคงตัวสามารถคงตัวสามารถหาได้

โดยกำหนดค่ากระแส 1mA ดังนั้นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสไหล 1mA คือแรงดันรักษาสภาพคงตัว

ค่านี้จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นเกตออกไซด์และการแพร่ภายในช่อง ค่าต่ำสุดที่อุณหภูมิห้องมีค่าต่ำกว่าค่าที่อุณหภูมิสูง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 โวลต์ เป็นค่าที่แน่นอนที่ทำให้อุปกรณ์ทำงานอยู่สภาวะการทำงานที่แน่นอน จนกระทั่งอุณหภูมิของรอยต่อถึง 150 °C

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

ค่าความต้านทานขณะปิดวงจรสามารถหาได้จากความต้านทานรวมที่กระแสไหลผ่าน กระแส จะไหลจากขาเดรนไปขาซอร์ส $r_{DS(on)}$ ประกอบด้วยความต้านทาน 4 ตัวคือ อินเวอร์ชันชั้นแซนแนล (The inversion channel), r_{CH} , บริเวณเกท-เกรนแอคคิวมูลชัน (The gate-grain Accumulation region), r_{ACC} , บริเวณพินช์จังก์ชันเฟต (The junction FET pinch region), r_{JFET} และ บริเวณเดรนที่แพร่เจือจาง (The lightly doped drain region), r_D ตามสมการ

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

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

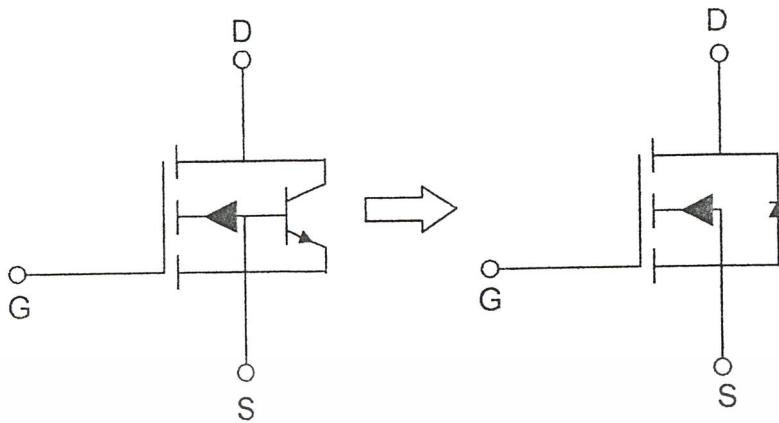
ทั้งสามตัวนี้จะแปรผกผันกับความกว้างของช่อง และแรงดันเกทถึงซอร์ส

r_D ขึ้นกับสัดส่วนของความต้านทานจำเพาะความกว้างของชั้น โพลีและเป็นสัดส่วนกลับกับความกว้างของช่อง

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

แรงดันพังทลายหรือแรงดันกลับต่อต้านของเพาเวอร์ MOSFET มีลักษณะเหมือน V ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และจะเกิดการพังทลายแบบอะวาลานช์ (avalanche breakdown) ค่าจำกัดของแรงดันจะถึงจุดเมื่อพังทลายในบริเวณดีพลีชัน (depletion region) ขณะป้อนแรงดันไปอัดกลับให้แก่รอยต่อที่เอ็นจันได้รับพลังงานจนเพียงพอที่จะทำให้เกิดการไอออนไนเซชัน (ionization) หรือเมื่อสนามไฟฟ้าถึงจุดวิกฤต ขนาดของแรงดันสามารถพิจารณาจากพฤติกรรมของบริเวณที่แพร่สารเจือจางของชั้นเดรน และชนิดจุดเชื่อมต่อของ die's surface electric field เป็นวงจรไฟฟ้าของโครงสร้างจะเห็นว่าโครงสร้าง ปีนทรานซิสเตอร์ประกอบอยู่ในอีพิเลเยอร์ (epi layer) จุด A จะให้เห็นว่าอิมิตเตอร์และเบสจะต่อเข้า ้วยกันดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมค่า $V_{(BR)DSS}$ ของเพาเวอร์ MOSFET จึงเท่ากับ $V_{(BR)CES}$ ของไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ และสังเกตที่เบสที่ต่อกับโลหะซอร์สจะใช้เป็นรอยต่อเบสกับคอลเลคเตอร์ นั่นคือ ไดโอด (diode) ที่ต่อคร่อมขาเดรนและขาซอร์สของเพาเวอร์ MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 โค้ดแกรมวงจรเทียบภายในอุปกรณ์

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET Capacitances)

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟตเกิดจากโครงสร้างของมอสและรอยต่อพีเอ็น ค่าความเก็บประจุที่เกิดจากโครงสร้างมอสประกอบด้วยค่าความเก็บประจุของเกต-ซอร์ส (gate-source capacitance), C_{GS} และค่าความเก็บประจุของเกต-เดรน (gate-drain capacitance), C_{GD} ขนาดของค่าความเก็บประจุทั้งสองขึ้นอยู่กับโครงสร้างและออกไซด์ที่ชั้นเกตที่เป็นซิลิกอนรอยต่อพีเอ็นที่มีการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดค่าความเก็บประจุเดรนถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุนี้สามารถหาได้เหมือนตัวเก็บประจุทั่วไป ดังนั้นค่าของมันขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวและความกว้างของรอยต่อบริเวณดีพลีชันที่เกิดการไบอัสกลับ (reverse biased junction depletion region)

ฉนวนไดอิเล็กตริกของ C_{GD} และ C_{GS} มักใช้แก้ว จึงเป็นตัวประจุที่ค่อนข้างเสถียรมาก ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิหรือแรงดัน ถ้าแรงดันที่ไบอัสให้เข้าเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเกินจะทำให้เกิดการพังทลายผ่านแก้วและกลายเป็นค่าความต้านทาน นั่นคือ เพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

2.2.5 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

ความเร็ว (Speed)

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ใช้พาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) ดังนั้นจึงทำให้มีความเร็วในการสวิตช์เร็ว ซึ่งต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีพาหะส่วนน้อย (majority carrier) ค้างเหลืออยู่ที่เบส ทำให้เวลาดังค่า (storage time) มากขึ้น ทำให้เวลาดังค่า (storage time) มากขึ้น ความเร็วในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตจะขึ้นอยู่กับค่าการเก็บประจุและคายประจุของค่าความเก็บประจุภายในเพาเวอร์มอสเฟต แต่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิขณะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนเนื้อหาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติทางด้านอินพุท (Input characteristics)

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

เมื่อเกทแยกออกจากซอร์สจึงทำให้ชุดขับเกท (gate drive) ไม่เกี่ยวข้องกับกระแสไหลลุด จึงทำให้ลดความยุ่งยากในการจัดวงจรขับลง มีผลทำให้ราคาของระบบลดลง

พื้นที่ทำงานปลอดภัย (Safe operating area)

เพาเวอร์มอสเฟตจะไม่ต้องการอัตราความสามารถในการรับกำลังมากตามแรงดันที่จ่ายให้ ดังนั้นการเกิดการพังทลายครั้งที่สอง (secondary breakdown) จะไม่เกิดในพิกัดของอุปกรณ์ อาจทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้วงจรสับเบอหรือใช้ค่าตัวเก็บประจุเล็กๆในวงจรสับเบอ

ขอบเขตการทำงานปลอดภัย (safe operating boundaries) ถูกจำกัดโดยระดับกระแสสูงสุด แรงดันพังทลาย และความสามารถในการรับกำลังของอุปกรณ์

แรงดันขณะวงจรปิด (On-voltage)

แรงดันต่ำสุดขณะวงจรปิดของเพาเวอร์มอสเฟต จะพิจารณาจากค่าความต้านทานขณะวงจรปิด, $r_{DS(on)}$ สำหรับงานที่แรงดันต่ำค่า $r_{DS(on)}$ จะต่ำมาก แต่ที่แรงดันสูง ค่า $r_{DS(on)}$ ก็จะเพิ่มขึ้นตามด้วย $r_{DS(on)}$ มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก เหมาะในการนำไปต่อขานานเพราะค่าสัมประสิทธิ์ทางบวกของ $r_{DS(on)}$ และค่าสัมประสิทธิ์ของทรานคอนดักแตนซ์ทางลบ ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตแทบจะไม่เกิดอุณหภูมิเตลิด (thermal runaway)

2.3 INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR (IGBT)

เมื่อพิจารณาในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า Conduction loss ต่ำ เวลาในการสวิตช์ช้าและมีศักดาพังทลายกำลังมีค่า V_{mp} สูงและสามารถเกิดศักดาพังทลายครั้งที่ 2 ได้เมื่ออุปกรณ์มีอุณหภูมิสูงขึ้น สำหรับ MOSFET กำลังจะมีค่า Conduction loss สูงซึ่งขึ้นกับค่า (R_{ds}) เวลาในการสวิตช์ซึ่งเร็ว แต่มีค่าศักดาพังทลาย V_{BO} ต่ำ ดังนั้น IGBT กำลังจึงพัฒนาขึ้นมา โดยรวมข้อดีของ BJT และ MOSFET รวมกันเป็นตัวอุปกรณ์ขึ้นซึ่งทรานซิสเตอร์ IGBT ยังมีชื่อเรียกอย่างอื่นอีกเช่น COMFET (conductivity modulated FET), IGT (insulated gated transistor) หรือ bipolar MOSFET เป็นต้น

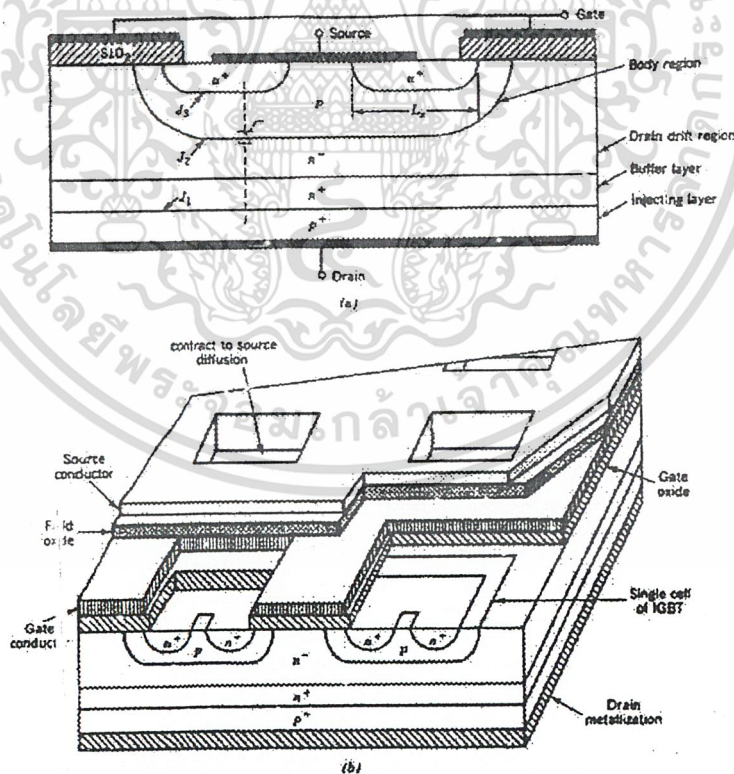
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 โครงสร้างพื้นฐานของ IGBT

IGBT มีโครงสร้างคล้าย MOSFET ต่างกันตรงที่ IGBT ช่องแคบ n มีชั้น p+ เพิ่มขึ้นอีกหนึ่งชั้นที่แคบ ชั้น p+ มีชื่อเรียกว่าชั้นฉีดพาหะ (injecting layer) และทำหน้าที่ฉีดโฮลเข้าสู่ย่านเคลื่อนไหล ซึ่งมีผลทำให้เกิดการมอดูเลตความนำ (conductivity modulation) ดังนั้นแรงดันตกคร่อม IGBT ในช่วงนำกระแสหรือ $V_{DS(ON)}$ จึงมีค่าต่ำลง

ชั้น n+ ที่อยู่ระหว่างชั้นฉีดพาหะและย่านเคลื่อนไหลมีชื่อเรียกว่ากันชน (buffer) ในบางครั้งอาจจะไม่มีชั้น n+ นี้ก็ได้ แต่การมีชั้น n+ มีข้อดีคือช่วยลด $V_{DS(ON)}$ และเวลาการหยุดนำกระแส อย่างไรก็ตามการมีชั้นกันชน ทำให้ความสามารถในการทนแรงดันย้อนกลับของ IGBT มีค่าลดลงอย่างมาก สำหรับ IGBT ที่มีย่านเคลื่อนไหลที่หนาพอจนย่านปลดพาหะขยายไปไม่ถึงชั้น p+ ก็ไม่จำเป็นต้องใส่ชั้นกันชนไว้ IGBT ชนิดนี้มีชื่อว่า IGBT สมมาตรและสามารถทนแรงดันย้อนกลับได้ดี

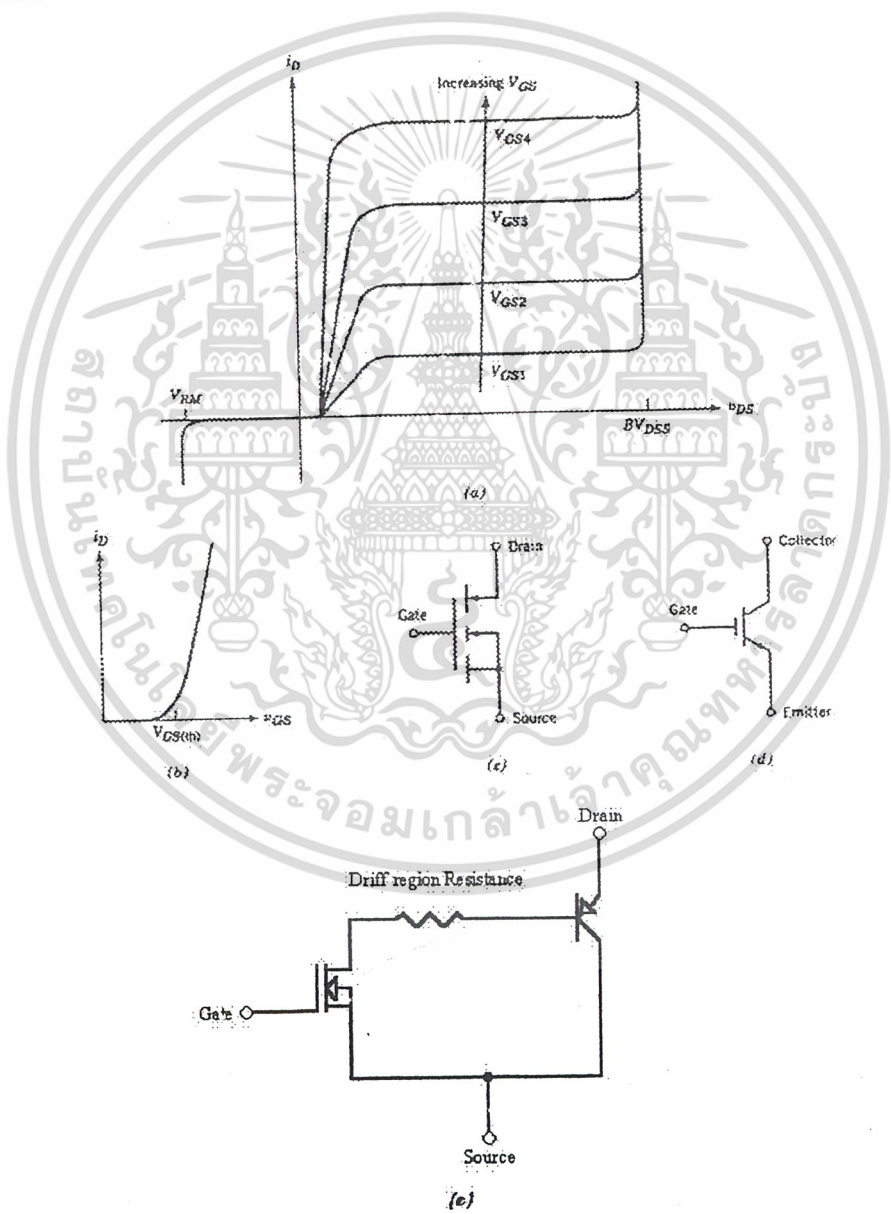
จากโครงสร้างในรูปที่ 2.13 เราสังเกตได้ว่าการเคลือบโลหะที่เป็นขั้วสัณฐานนั้นจะแผ่คร่อมย่านที่เป็นร่าง (body region) ด้วยเทคนิคการลัดวงจรร่าง-ขั้วสัณฐานก็ใช้ใน MOSFET และมีวัตถุประสงค์เพื่อลดโอกาสการนำกระแสของไทรสเตอร์เบียดเบียน (parasitic thyristor)



รูปที่ 2.13 โครงสร้างของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์ของ IGBT มีอยู่ 2 แบบ แบบที่หนึ่งเป็นการเน้นคุณสมบัติที่คล้ายทรานซิสเตอร์ BJT โดยพิจารณาว่า IGBT ก็คือทรานซิสเตอร์ pnp ที่ใช้ MOSFET ควบคุมกระแสเบสตรงวงจรสมมูล ในรูปที่ 2.14 (e) สัญลักษณ์อีกแบบหนึ่งเน้นความเป็น MOSFET และการเพิ่มชั้น p+ เพื่อฉีดกระแส จึงต่อเติมสัญลักษณ์ของ MOSFET โดยเพิ่มลูกศรที่ขั้วเกรน รูปที่ 2.14 (c) ต่อไปรูปที่ 2.14 (a) แสดงเอาท์พุท (b) ลักษณะทรานเฟอร์ ซึ่ง V-I ของทรานซิสเตอร์ IGBT ซึ่งคล้ายกับลักษณะของ BJT ต่างกันตรงที่พารามิเตอร์ควบคุมคือ V_{GS} ไม่ใช่ I_B ส่วนลักษณะไอออนย้าย $I_D = f(V_{GS})$ จะคล้ายคลึงกับของ MOSFET

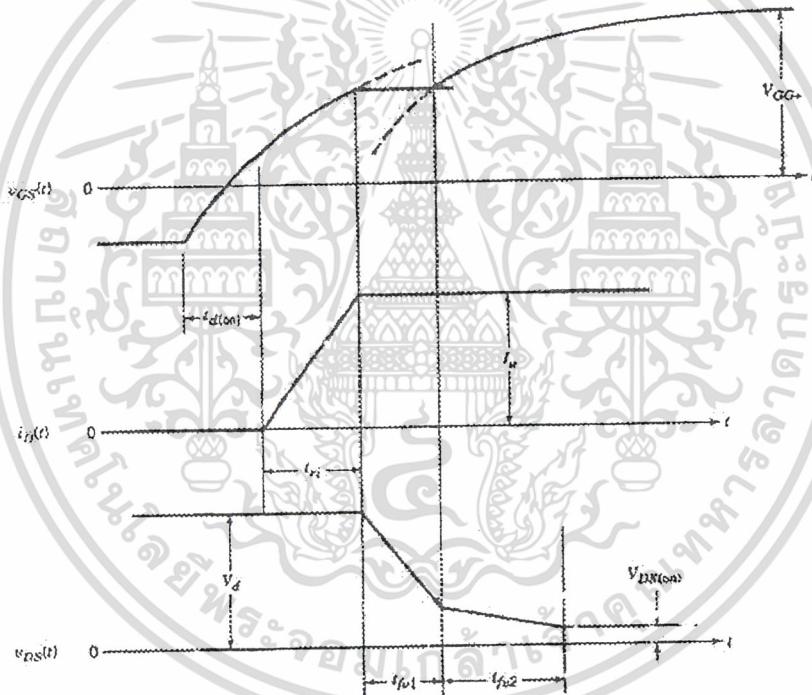


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะในชั้นเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ในสื่อใดๆ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการฝ่าฝืนลิขสิทธิ์ของเจ้าของเอกสาร
รูปที่ 2.14 กราฟแสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้า สัญลักษณ์ และวงจรสมมูลย์ ของ IGBT
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 การทำงาน

เมื่อศักดา V_{gs} มีค่าสูงกว่า V_T ทำให้เกิด Inversion Layer ที่ขาคัด ของ IGBT ดังนั้นจึงเกิดช่วงกระแสไหลผ่าน Inversion Shot ไปยัง n^+ Drift Region และต่อไปยัง n^+ Source จึงทำให้อิเล็กตรอนไหล และประจุ Hole นิดจาก p^+ ไปยัง n^+ ขณะเดียวกันจะเกิดช่องกระแส Hole นิดข้าม Drift Region โดยการ Drift และ Driffusion ไปยัง P-type body region และ กับอิเล็กตรอนจาก Source Metallization ที่บริเวณ $n^+ p$ จึงทำให้กระแส Minority ไหลได้

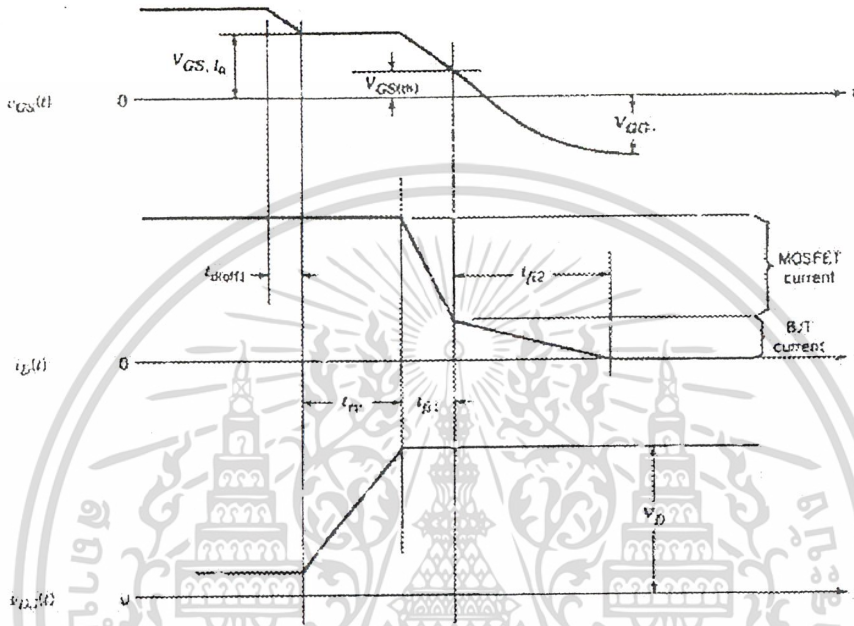
ถ้าบริเวณ Source โลหะกับ p มีศักดาตกคร่อมสูงเกินไปจะทำให้มีการฉีดอิเล็กตรอน จากโลหะไปยังชั้น p ทำให้ทรานซิสเตอร์แฝง mpn เกิดการทำงานขึ้น ซึ่งทำให้ทริสเตอร์แฝง turn on เรียกว่าเกิด Latch up



รูปที่ 2.15 กราฟแสดงคุณสมบัติ turn-on transient

รูปคลื่นของกระแสและแรงดันขง IGBT เมื่อเริ่มนำกระแสจะคล้ายคลึงกับ MOSFET อย่างไรก็ตามที่ช่วงเวลาลง t_{fv2} ของแรงดัน V_{DS} เป็นผลเนื่องมาจากการเข้าสู่ความอิ่มตัวอย่างหนักของทรานซิสเตอร์ mpn มากกว่าผลของตัวเก็บ ประจุ C_{gd} รูปที่ 2.16 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของ IGBT ขณะที่เริ่มหยุดนำกระแส เมื่อเปรียบเทียบกับรูปคลื่นของ MOSFET จะเห็นความแตกต่างกันเล็กน้อย กล่าวคือ เมื่อ V_{GS} ลดต่ำกว่าแรงดันจุดเปลี่ยน V_T แรงดัน V_{DS} จะเพิ่มขึ้นค่อนข้างรวดเร็วคล้ายคลึงกับการเริ่มหยุดนำกระแสของ MOSFET การลดลงของกระแส I_D มักจะใช้เวลานานกว่า

และจะต่างจากกรณี MOSFET ตรงที่มีเวลาลงสองช่วง ช่วงเวลา t_{H1} จะสั้นและสมนัยกับการหยุดนำกระแสของ MOSFET ช่วงเวลา t_{H2} จะช้ากว่าและสมนัยกับการระบายประจุที่สะสมอยู่ในย่านเลื่อนไหล



รูปที่ 2.16 กราฟแสดงคุณสมบัติ turn-off transient

2.4 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

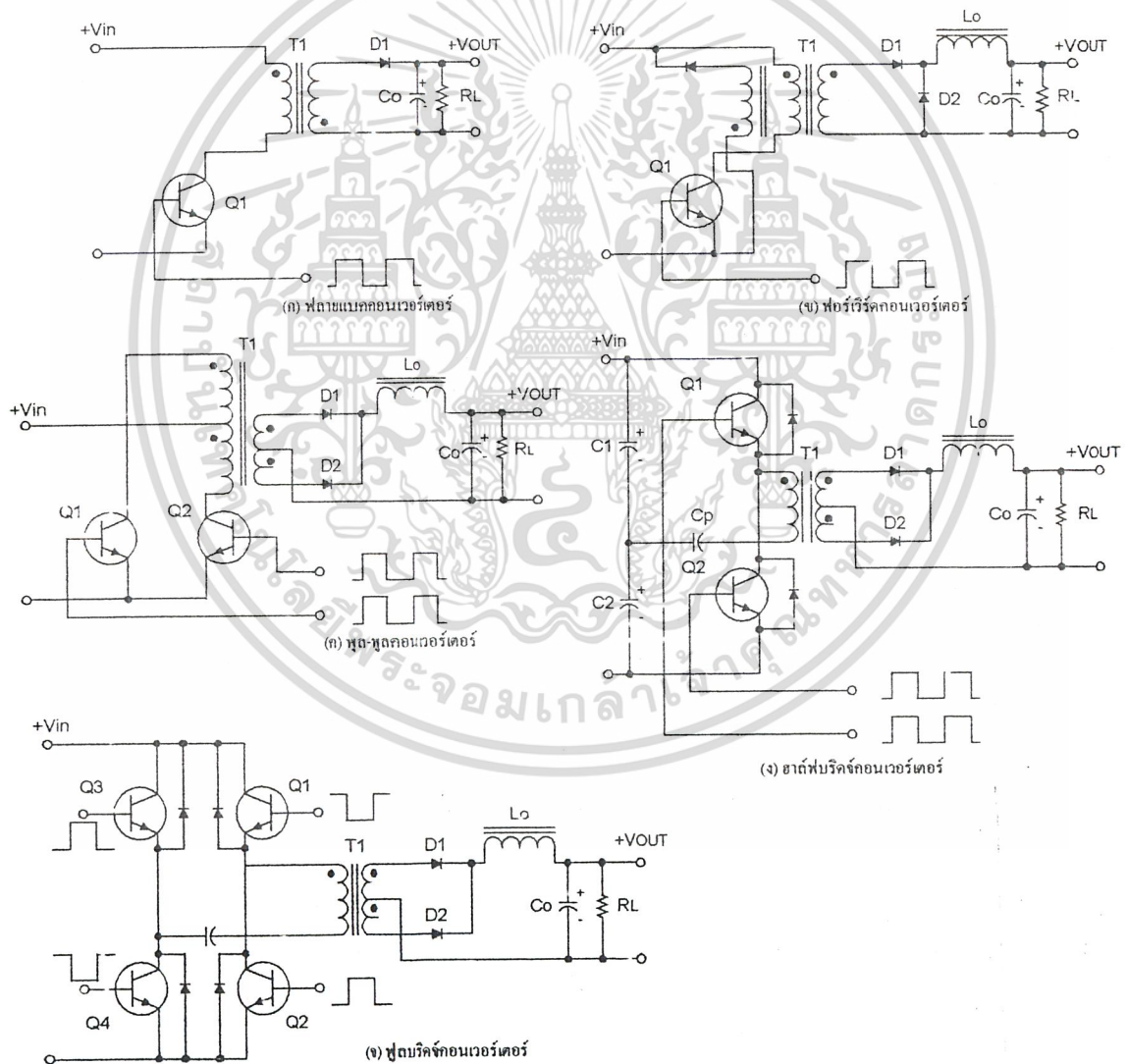
1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุทที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ MOSFET ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ MOSFET ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุทหลายค่าแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่เห็นเหตุเบี่ยงเบนให้และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้มากมีดังนี้

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half bridge Converter)
5. ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการเข้าใจและศึกษา



รูปที่ 2.17 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.17(ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เชื่อมป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟรมาเรียและเซคชั่นดาร์รี่ให้มีลักษณะกลับเฟดกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรมาเรียของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟรมาเรียและเซคชั่นดาร์รี่ D1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรมาเรียของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังเซคชั่นดาร์รี่และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.4.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.17 (ข) จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟรมาเรียและเซคชั่นดาร์รี่ให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้น เมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L_0 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากเซคชั่นดาร์รี่ สนามแม่เหล็กใน L_0 จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ก็ จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง L_0 จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่ามีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุต ต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานในช่วงเดียวกันแต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า และ ใช้อุปกรณ์มีราคาสูงกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย

จากรูปที่ 2.17 (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

2.4.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุชพูลและให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง มีข้อดีคือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อม ขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.17 (ง) จะเห็นได้ว่าหากทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสค่าแรงดันตกคร่อมตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุชพูลคอนเวอร์เตอร์ยกเว้นค่าแรงดันคร่อมขณะทำงานของขดไฟรมารีจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมารีจึงมีค่าสูง โดยกำลังงานสูงสุดจะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.4.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.17 (จ) มีทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 4 ตัวแต่ละจะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมารีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่มีข้อได้เปรียบที่ขณะทำงานที่ขดไฟรมารีจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันที่อินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมารีจึงมีค่าต่ำกว่าแต่จ่ายกำลังงานได้สูงกว่า โดยจะทำงานได้ตั้งแต่ 500 - 1000 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

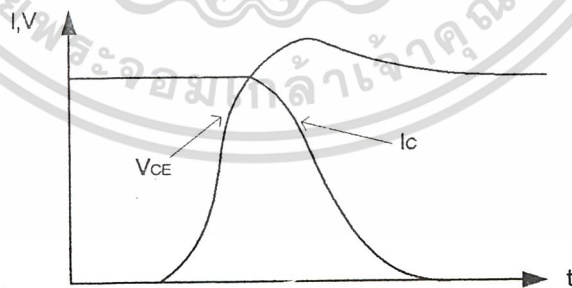
2.5 วงจร snubber

วงจร snubber (snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turnoff snubber) และวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD snubber

2.5.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

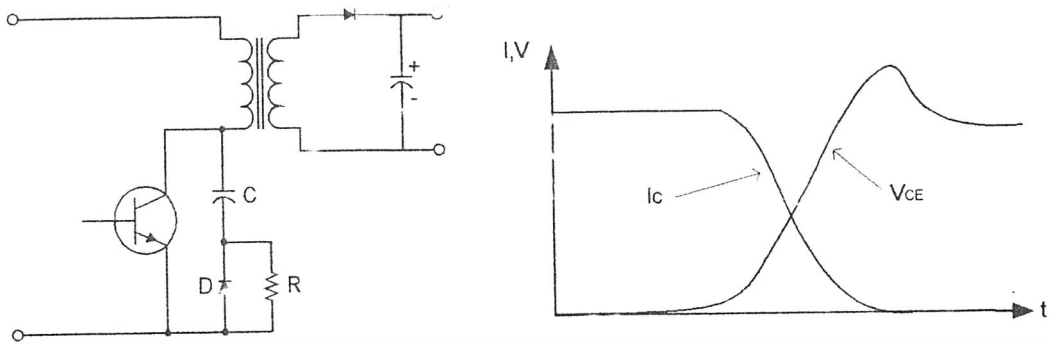
กำลังที่สูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ซอร์สและเดรนให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจร snubber ทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงการต่อวงจร snubber เบียร์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาซอร์สจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาซอร์สจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C1 = [I_{p(pk)} * t_{OFF}] / 2V_{in}$$

$$R1 = [t_{on_{min}}] / 2.3 C1$$

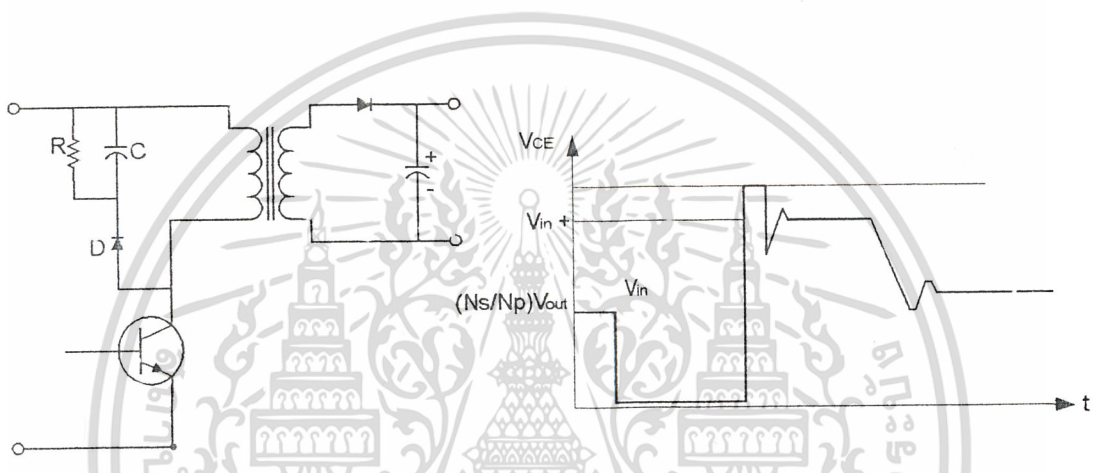
- เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์
- t_{on} คือ ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

การคายประจุของ C1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R1 อาจหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกร... $P_D = C1 (2V_{in})^2 / 2T$ (วัตต์) ...
 ไม่ว่าการณ์ใด เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต ...

2.5.2 วงจรสับเบอร์ดั้งกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิสัยปกติของ SPSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสทำให้เกิดค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดั้งกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปกติของเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจร RCD สับเบอร์ดั้งกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.20 แสดงการต่อสับเบอร์ดั้งกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดั้งกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่ซอร์สขณะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่ซอร์สจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอร์ดั้งกันแรงดันเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นต้นทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C1 แทน นั่นคือ

$$C_1 V_c^2 = L I^2 p(pk)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก V_c จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{ce0} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_i I_p(pk)}{(V_{ce0} - V_{clamp})^2}$$

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟรมารี่ (leakage inductance)

$I_p(pk)$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{ce0} คือ อัตราแรงดันคั่นคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส
ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R_1 = t_{off(min)} / 2.3C_1$$

กำลังงานสูญเสียใน R_1 มีค่าเท่ากับ

$$P_d = \frac{L_i I_p(pk)^2}{T} \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

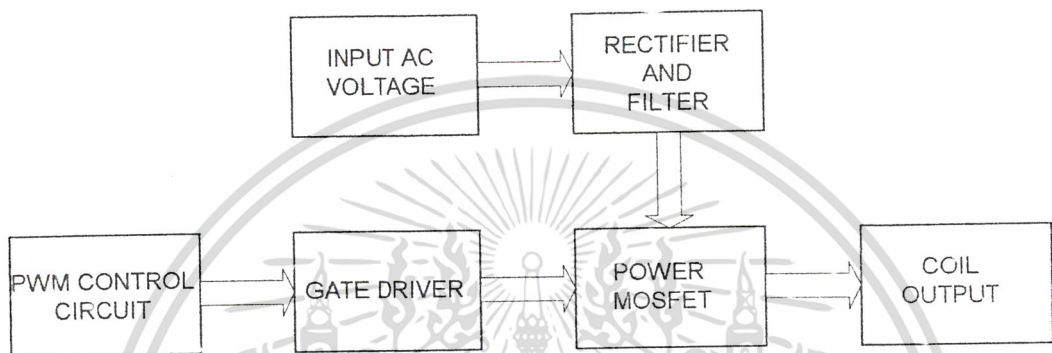
t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร

3.1 โครงสร้างของระบบ



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของระบบ

อธิบายการทำงานส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

1. Rectifier and filter เป็นส่วนที่หม้อแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง และกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
2. PWM Control circuit เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมเคด ไทมี ควบคุมคิวตี้ ไซเคิล และความกว้างของพัลส์ (PWM)
3. Gate driver เป็นส่วนที่ออกแบบสำหรับขับเกทโดยเฉพาะ เพื่อเป็นช่วยในการสวิตช์ของ IGBT ให้มีความเร็วในการทำงาน (Switching speed) เร็วขึ้น
4. IGBT เป็นส่วนที่ทำการสวิตช์ตามจังหวะของพัลส์จากวงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยังกระแสเอาท์พุท
5. Coil output เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมด ไปยังชิ้นงานที่ต้องการ

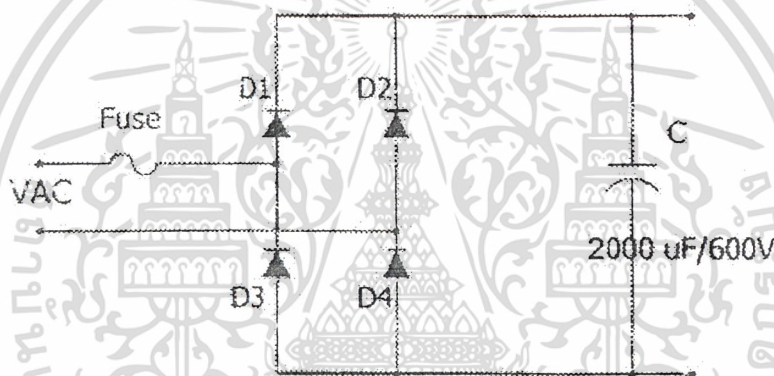
3.2 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and Filter)

หน้าที่ของวงจรส่วนนี้ก็คือ รับพลังงาน โดยตรงจากไฟบ้านมาแปลงแรงดันไฟสลับที่มีความถี่ 50 เฮิรตซ์เพื่อให้เป็นไฟตรงแล้วผ่านส่วนของวง กรองแรงดันเพื่อกำจัดแรงดันกระเพื่อม (ripple) สำหรับวงจรในส่วนนี้ส่วนที่สำคัญที่สุดก็คือบริดจ์ เคดิไฟเออร์ ซึ่งเวลาเลือกใช้จะต้องแน่ใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อวัตถุประสงค์ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถทบทวนกระแสขณะได้รับใบอัตรตรงของค่ากระแสที่สามารถใช้งานได้มีแรงดันเบรคคาวนค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(breakdown voltage)สูงและต้องทนต่อกระแสกระชากขณะเริ่มต้นใช้งานได้ สำหรับการเรกติไฟร์ในรายงานนี้ได้เลือกใช้ในลักษณะของบริดจ์ เนื่องจากจ่ายกำลังได้สูงโดยเฉพาะวงจรรกติไฟร์เรกติไฟร์ (D1-D4) ดังในรูปที่ 3.2 เป็นตัวแปลงจากไฟสลับเป็นไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเข้ามาที่ส่วนของวงจรรกติไฟร์แล้วส่งผ่านไปยังขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะเป็นตัวช่วยในการสะสมพลังงาน ตัวเก็บประจุ C เป็นตัวกรองแรงดันให้ได้ไฟตรงที่เรียบขึ้นในลักษณะของ C filter

จากรูปที่ 3.2 ค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้นี้มีค่าคือ 2000uF/600V ต่อขนานกันเพื่อเป็นการเพิ่มความจุ จะได้ความจุประมาณ 2000uF เหตุผลที่สำคัญของการต่อขนานกับตัวเก็บประจุนี้ก็เพื่อเป็นการลดค่าความต้านทานแฝง (ESR) ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุนี้ให้มีค่าน้อยลง



รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง

3.2.1 ไดโอดเรียงกระแส

1. ค่ากระแสกระชาก I_{fsn} (Maximum Surge Current) กระแสกระชากสูงสุดผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่
2. ค่ากระแสเฉลี่ยขณะถูกไบอัสตรง I_{fm} (Average Forward Current) ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจรเพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน
3. อัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด V_m ของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกออก จากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยต้องพิจารณาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแส

3.2.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

ตัวเก็บประจุฟิวเตอร์ จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงจากบริดจ์ให้เรียบมากขึ้นและช่วยให้ กระแสมีค่าเพียงพอดตามที่ Inverter ต้องการ โดยลดแรงดันกระแสเฟือง ซึ่งอาศัยการชาร์จและคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

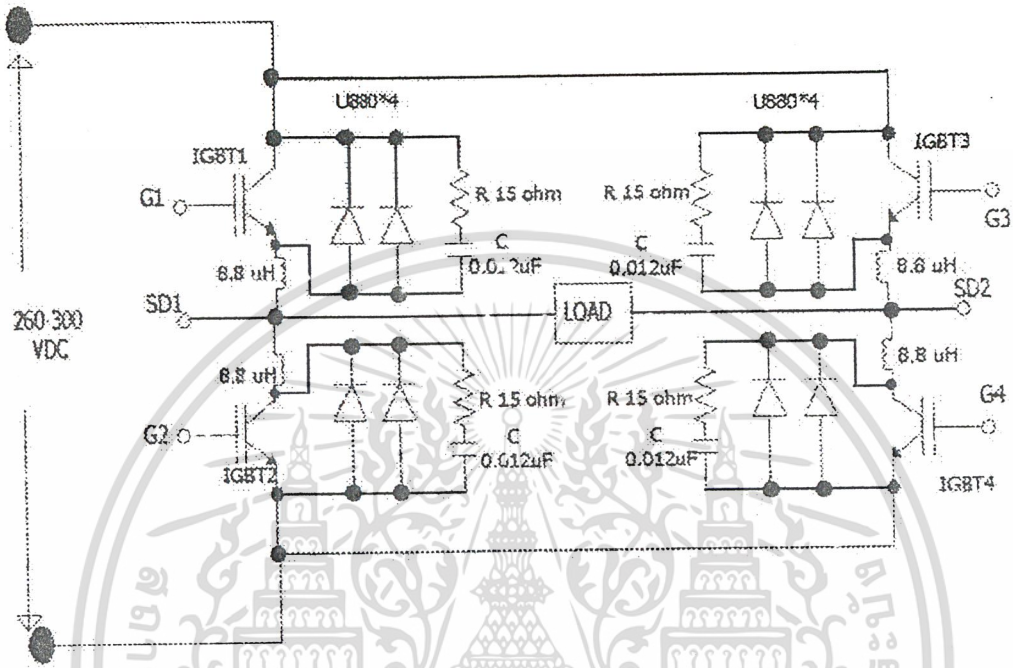
$$C_{filter} = \frac{I_o * t_{on(max)}}{V_r}$$

โดยที่ I_o คือค่ากระแสประสิทธิภาพผลของวงจรเรียงกระแส
 $t_{on(max)}$ คือช่วงเวลา C คายประจุ
 V_r คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสเฟืองที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส

จากผลการพบว่าเมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระแสเฟืองน้อยลง ดังนั้นชนิดและขนาดของ ตัวเก็บประจุจึงมีผลต่อแรงดันกระแสเฟืองของแรงดันไฟตรงได้ โดยปกติการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ ซัพพลายจะยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระแสเฟืองไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์ พุท

3.3 คอนเวอร์เตอร์

3.3.1 ลักษณะการทำงานของวงจร



รูปที่ 3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์

เพาเวอร์ IGBT ทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา IGBT 1 และ IGBT 4 จะนำกระแสพร้อมกันครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส IGBT IGBT 3 และ IGBT2 จะนำกระแสพร้อมกันครึ่งคาบเวลาที่เหลือ สลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาร์ดฟิวรีคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดไฟโรมารี่จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(SAT)}$ ส่วน U880 เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด ช่วยในการป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ IGBT เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วย คอมมิวเตตติ้งไดโอด และช่วย ในขณะที่เพาเวอร์ IGBT1 เริ่มหยุดนำกระแสขดไฟโรมารี่ จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มี คอมมิวเตตติ้งไดโอด IGBT2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่ ขาเดรนเป็นลบ ในกรณีนี้ไดโอดที่คร่อม IGBT 2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไฟโรมารี่และลดค่าแรงดันนี้ลงไป ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอร์รี่และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่า ของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ IGBT ขณะหยุดนำกระแส และ R-C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ที่คร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์สเป็น R-C สลับเบอร์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 วงจรสแน็บเบอร์

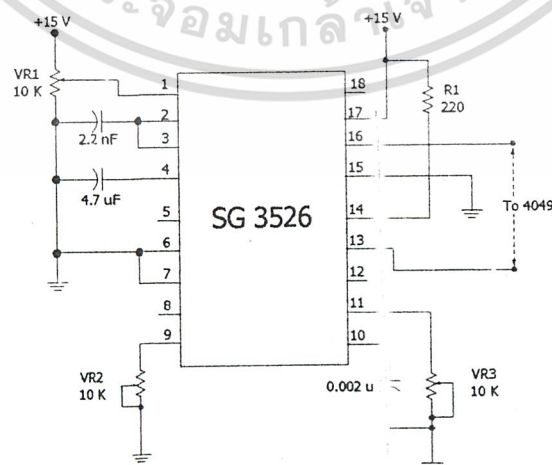
วงจรสแน็บเบอร์ (snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ IGBT ในวงจรขณะทำงาน ปกติ วงจรสแน็บเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจรสแน็บเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD ซึ่งทำหน้าที่ในวงจรคือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยวงจรสแน็บเบอร์ จึงไม่เกิดแรงดันสไปค์ที่ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์ IGBT1 และ IGBT4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดไพรมารี N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันขึ้น ถ้าไม่มีสแน็บเบอร์ IGBT2 และ IGBT3 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่ V_{ce} เป็นลบ ขณะที่ IGBT1 และ IGBT4 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่า V_{im} ในกรณีนี้ไดโอดจะอยู่ในลักษณะไบอัสตรงจากแรงดันของขดไพรมารี และลดแรงดันค่านีกลงไปเพื่อป้องกันเพาเวอร์ IGBT

3.4 วงจรควบคุม (CONTROL CIRCUIT)

ในปัจจุบันได้มีการผลิตไอซีที่ใช้ในลักษณะของ PWM หลายเบอร์ แต่ละเบอร์ก็มีหลักการทำงานคล้ายๆกัน ดังเช่นในโครงงานนี้ได้เลือกเบอร์ SG 3526 เป็นส่วนของการควบคุมเพราะมีขาควบคุมในการป้อนกลับให้ประยุกต์ใช้งานได้หลายประเภท ดังนั้นจึงจะขอกดว่าเฉพาะรายละเอียดของตัวไอซีเบอร์ SG 3526 นี้เท่านั้น ซึ่งข้อมูลต่างๆ ดูที่ภาคผนวก



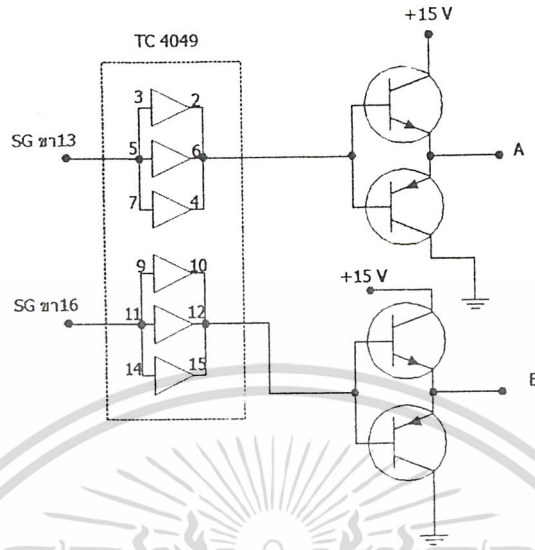
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3526
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG 3526 เป็นวงจรไอซีที่ใช้ควบคุม PWM แบบความถี่คงที่ และมี โครงสร้างที่ได้อบรมรวม ส่วนที่จำเป็นสำหรับการควบคุมสวิตช์ ภายในของ SG 3526 นี้มีส่วนของการสร้างออสซิลเลเตอร์ที่ ขา 9 และขา 10 ซึ่งสามารถสร้างได้จากอุปกรณ์ภายนอกคือ R_T และ C_T ตามลำดับซึ่งวงจรนี้ใช้ความถี่ ประมาณ 52 kHz

ขา 1,2 เป็น Error โดยการนำค่าแรงดันเข้ามาควบคุมซึ่งเราคงที่ไว้ค่าหนึ่ง ซึ่งจะให้ค่า เดด ไทม์คงที่ หรือปรับความกว้างของวงจรพัลส์ ส่วนขา 2 จะต่อ ค่า C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยต่อ C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับ ต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของ IGBT เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start ขา 5 เป็นขารีเซ็ต ขา 6,7 เป็น Current Sense ซึ่งในวงจรไม่มีการป้อนกลับ จึงต่อลงกราวด์ เอาไว้ขา 8 เป็นขาสำหรับการชดเชยจากภายนอก ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิด สัญญาณต่อมายังภายนอก เพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่มีสัญญาณคาบเวลาการทำงานเดียวกัน ขา 13,16 เป็นขาเอาต์พุต A และ B ขา 14 เป็นไฟเลี้ยงวงจรที่เอาต์พุต ขา 15 เป็นกราวด์ ขา 17 เป็นขาที่ รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5 โวลท์) ก่อนเพื่อให้ทำงานเต็มที ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อ ที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน

3.4.1 วงจรขับเกท

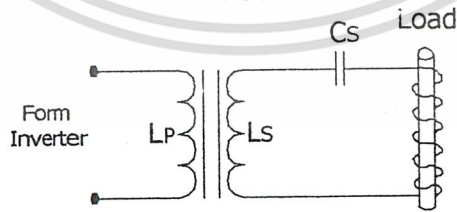
วงจรขับจะประกอบด้วย IC Buffer เบอร์ TC 4049 ซึ่งมี 8 ตัวประกอบในตัวเดียวกันซึ่งขา 3, 5 และ 7 ต่ออยู่กับขา 13 ของ SG 3526 และ ขา 9, 10 และ 14 ต่ออยู่กับขา 16 ของ SG 3526 ส่วนขา 2, 4 และ 6 ต่อที่ขาเบสทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP ซึ่งใช้เบอร์ TIP 31 และ TIP 32 ตามลำดับ ต่อกัน แบบ Complementary ชุดที่ 1 คือ Q1, Q2 และขา 10, 12 และ 15 ต่อกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q3, Q4 โดยเอาต์พุตของวงจร Complementary ทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดคัปปลิงของหม้อแปลงพัลส์เพื่อ ที่จะส่งพลังงาน ไปยังขดลวดคัปปลิง นำไปขับเกทของเพาเวอร์ IGBT จากนั้นก็นำสัญญาณมาทำการขยาย ให้สูงขึ้นในภาค Driver ช่วงที่ 2 โดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรแยกจากกัน และมี R 10 ohm ต่อ ไขว่เพื่อป้องกันกระแสไม่ให้เข้าไปชาร์จที่เกตมากเกินไป



รูปที่ 3.5 วงจรขับเกท

3.5 วงจรโหลด (Load Circuit)

วงจรโหลดเป็นวงจรที่ต้องมาจากภาคคอนเวอร์เตอร์ ตามรูปที่ 3.6 ซึ่งประกอบไปด้วย หม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้สำหรับส่งถ่ายพลังงาน ไปยัง Coil Output เพื่อให้เกิดความร้อนที่ชิ้นงาน โดยแกนที่เราใช้คือแกนเฟอร์ไรท์ และที่ต่อจากหม้อแปลงนั้นเราต่อค่าตัวเก็บประจุเอาไว้ด้วย เพื่อให้ได้วงจรรีโซแนนท์ เพื่อที่จะให้ได้กระแสสูงสุดในการทำงาน ซึ่งค่าตัวเก็บประจุที่ใช้นั้นจะต้องเป็นตัวเก็บประจุที่สามารถทนกระแสได้สูง ดังนั้นเราจึงต้องนำค่าตัวเก็บประจุนั้นมาทำการขนานกัน



รูปที่ 3.6 วงจรโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5.1 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับ Induction Heating ที่ต้องการค่ากระแสเอาต์พุต และกระแสอินพุตที่มีมากหลายแอมป์และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ (U-Core) 60 ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจุดอิ่มตัวประมาณ 3000 เกาส์ คำนวณหาจำนวนรอบของปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_s V_p = N_p V_s$$

และ

$$N_s I_s = N_p I_p$$

โดยที่ N_p คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ

V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด

I_s คือ กระแสทางทุติยภูมิ

I_p คือ กระแสทางอินพุต

แทนค่า

$$1 * 180 = N_p * 8$$

$$N_p = 22 \text{ รอบ}$$

3.5.2 ค่าความถี่รีโซแนนซ์ (f_0)

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

โดย

f_0 = ความถี่ที่สภาวะรีโซแนนซ์

L = ค่าความเหนี่ยวนำรวม มีค่าเท่ากับ 1.9 μH

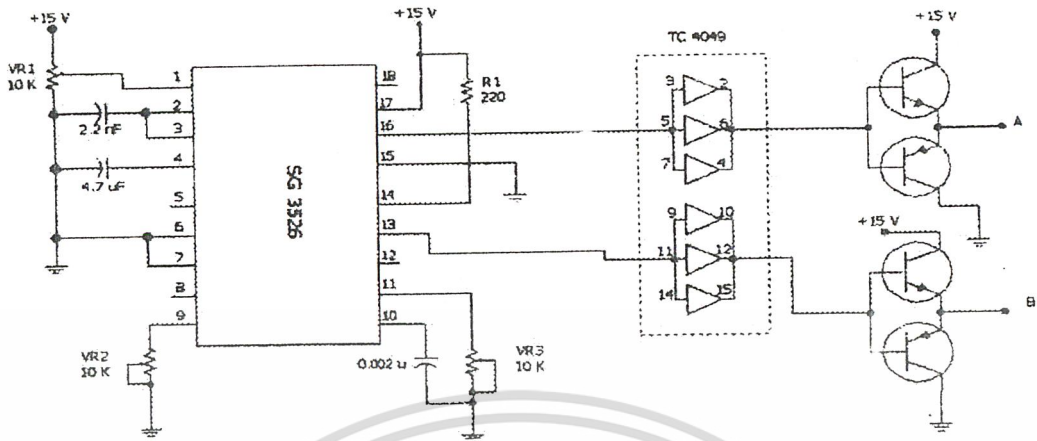
C = ตัวเก็บประจุ มีค่าเท่ากับ 4.5 μF

ในการปรับค่าความถี่รีโซแนนซ์ เพื่อในการใส่โหลดหรือชิ้นงานนั้น ทำงานที่จุดรีโซแนนซ์

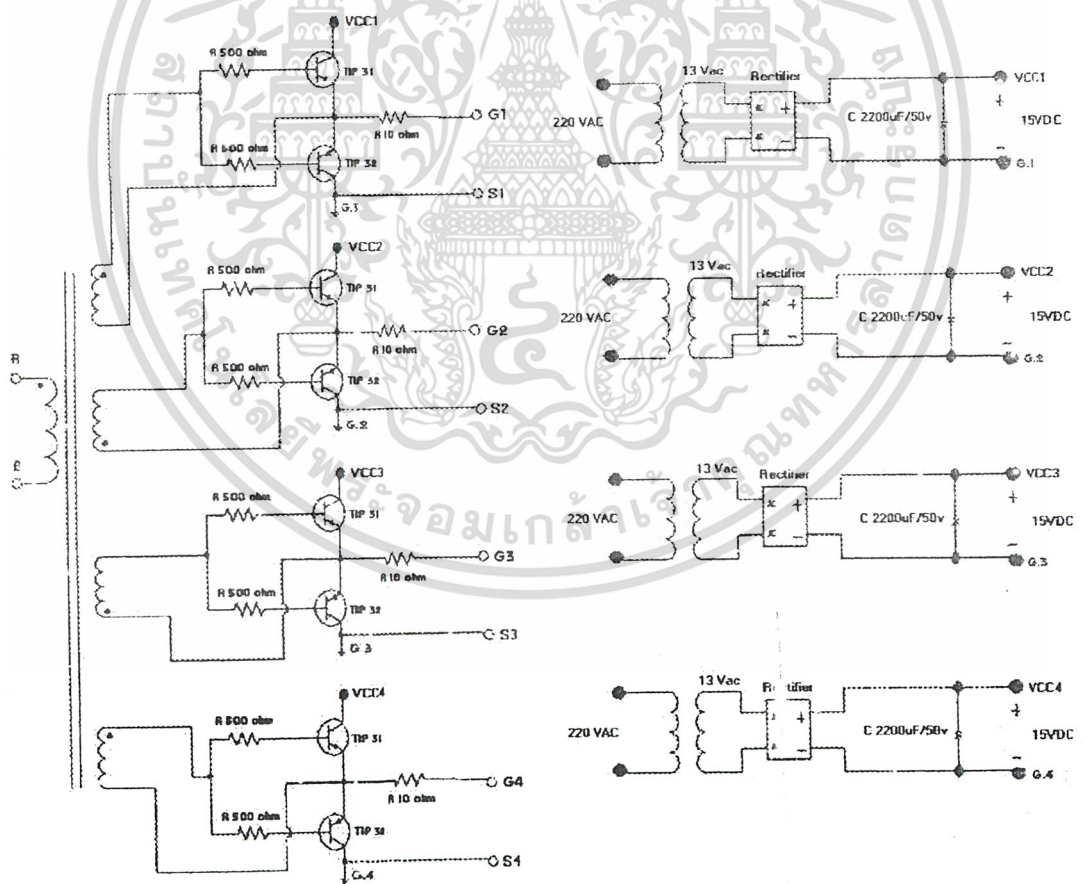
คือ กระแสมีค่าสูงสุด และเวลาไม่มีโหลด กระแสที่ไหลในโหลดมีค่าต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

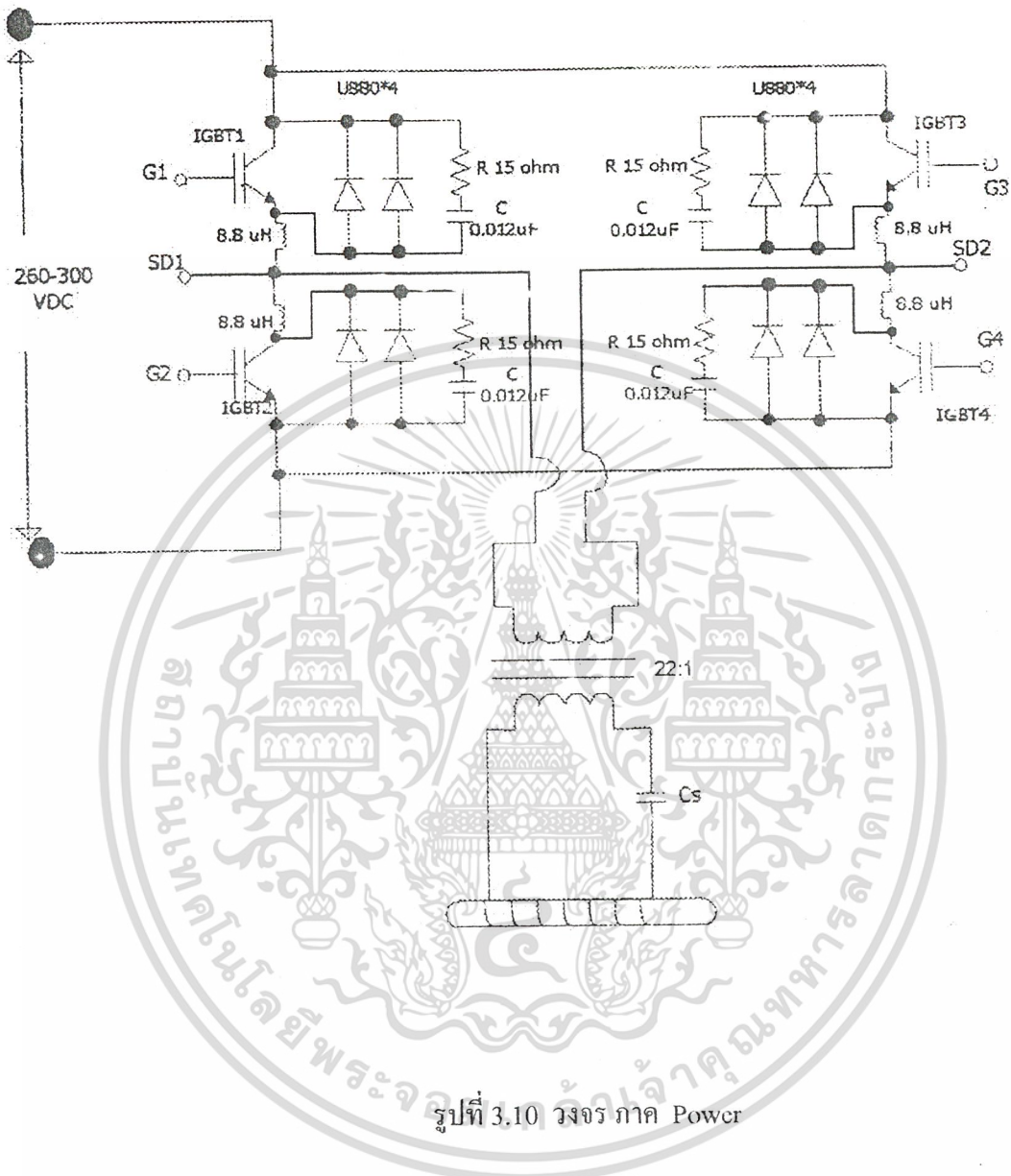


รูปที่ 3.7 วงจร Control Circuit



รูปที่ 3.8 ภาค Driver

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตรูปที่ 3.9 ภาคจ่ายไฟ ด้านการค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

4.1 ขั้นตอนการทดลอง

ขั้นตอนการทดลองต่างๆมีดังต่อไปนี้

1. ปรับความถี่จากภาคออสซิลเลเตอร์ไว้ที่ประมาณ 52 กิโลเฮิรตซ์
2. ปรับเคปโทรมีไว้คงที่
3. วัดสัญญาณที่ภาคคอนโทรล
4. ป้อนไฟสลับจากวาริแอกผ่าน RECTIFIER
5. นำชิ้นงานใส่ในคอยล์ ซึ่งมีขนาดต่างๆกัน
6. ทำการจับเวลาจนชิ้นงานแดง
7. บันทึกผลการทดลองที่ได้
8. ป้อนไฟสลับจากวาริแอกผ่าน RECTIFIER ให้ได้แรงดันมีค่าเพิ่มขึ้น

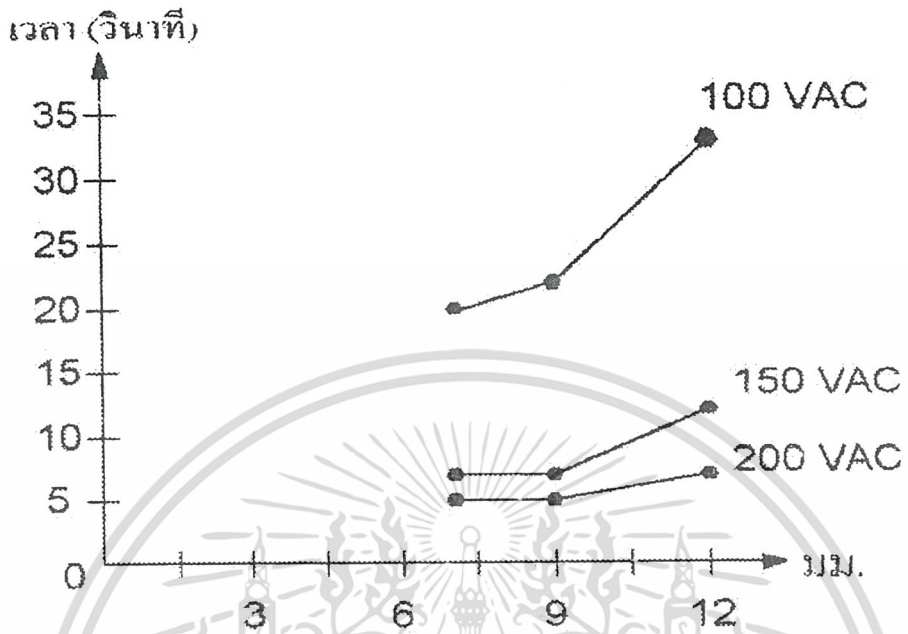
4.2 ผลการทดลอง

ตารางผลการทดลอง

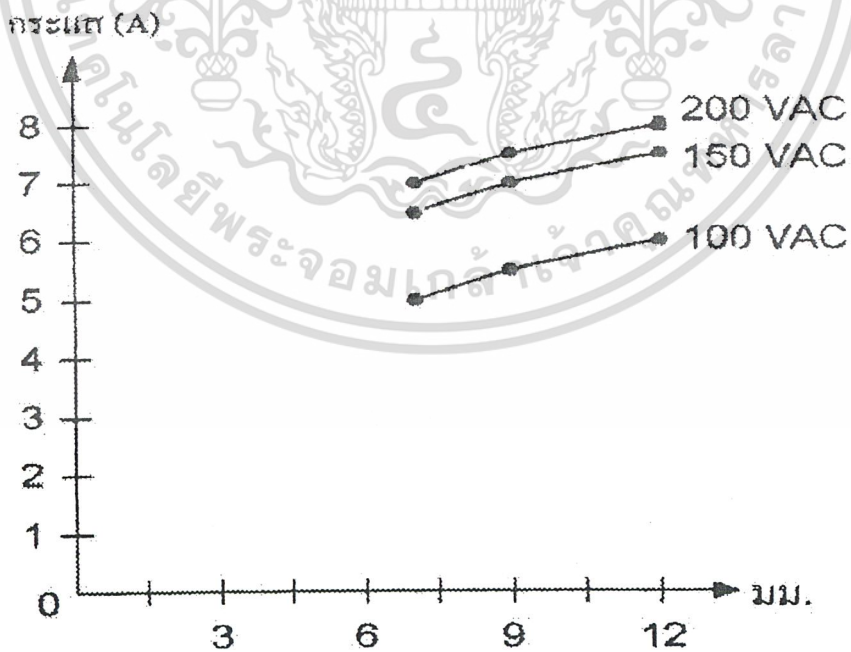
Vac	No Load		ขนาด Φ 7 มม.		ขนาด Φ 9 มม.		ขนาด Φ 12 มม.	
	เวลา	กระแส	เวลา	กระแส	เวลา	กระแส	เวลา	กระแส
100	-	3 A	20 Sec	5 A	22 Sec	5.5 A	32 Sec	6 A
150	-	3.5 A	7 Sec	6.5 A	7 Sec	7 A	12 Sec	7.5 A
200	-	4 A	5 Sec	7 A	5 Sec	7.5 A	7 Sec	8 A

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

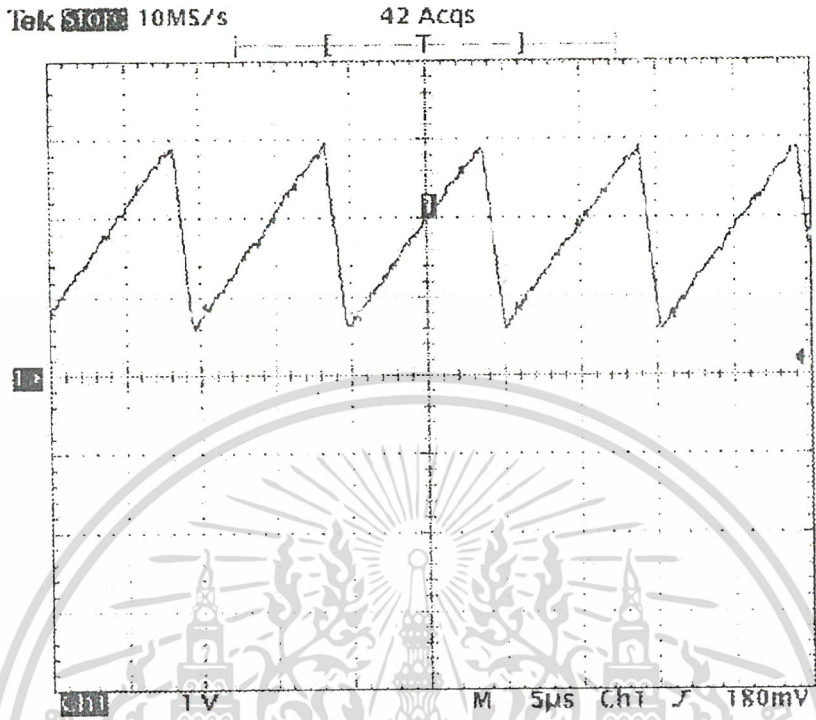


รูปที่ 4.1 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่ V_{IN} ค่าต่างๆ

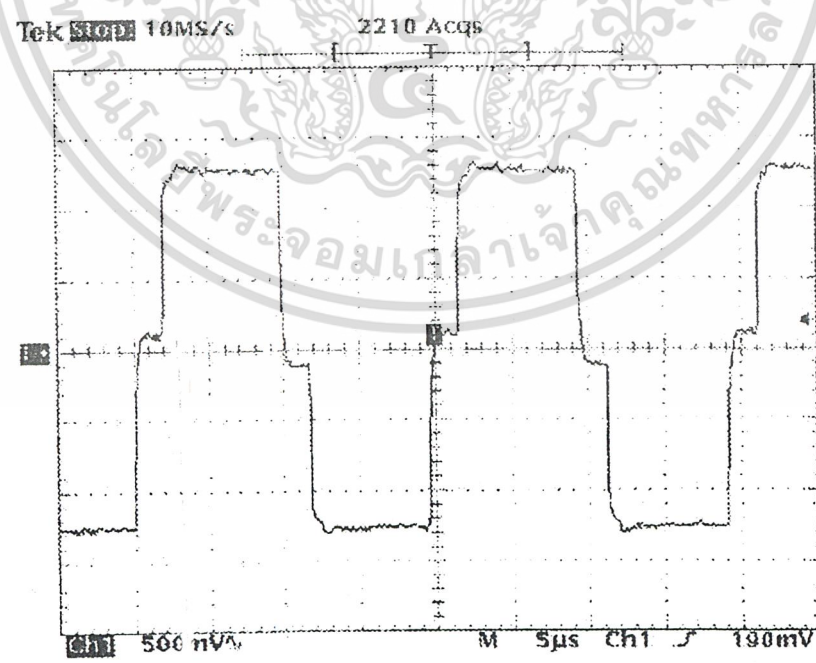


รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแส (Full load) ที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงที่ V_{IN} ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

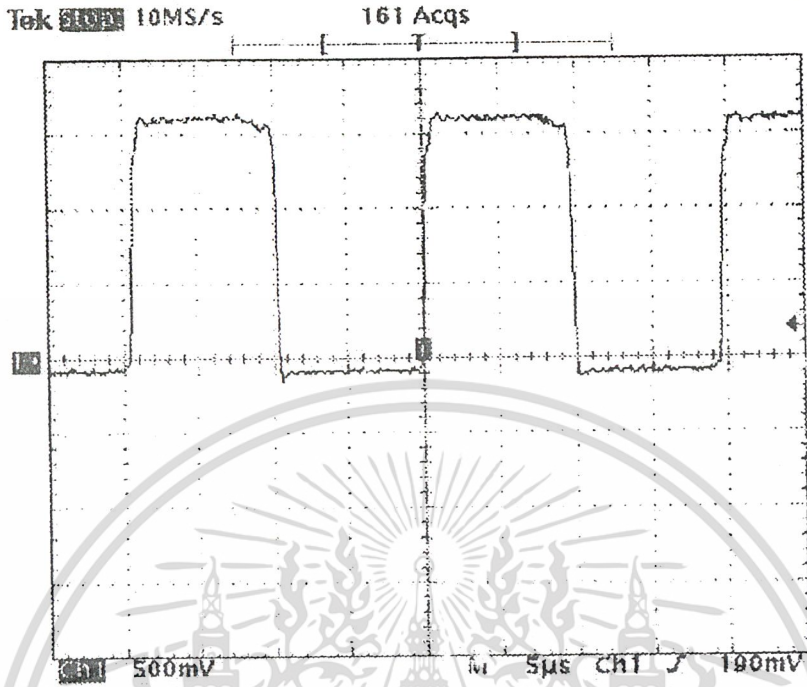


รูปที่ 4.3 สัญญาณพัลส์ที่ขา 10 ของ SG3526

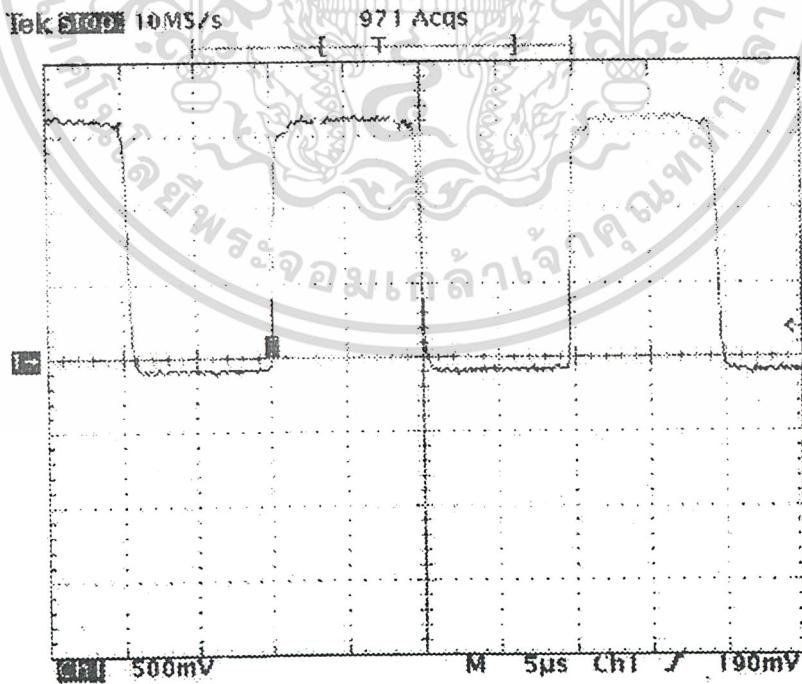


รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ที่ขา 13,16 ของ SG3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ขั้วขาเกตที่ IGBT1 และ IGBT4



รูปที่ 4.6 ขั้วขาเกตที่ IGBT2 และ IGBT3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น 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 4.7 รูปเปรียบเทียบสีที่อุณหภูมิค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

สรุปผลการทดลอง

โครงการนี้ได้ศึกษาและออกแบบเครื่องให้ความร้อนที่ผิวแบบเหนียวนำความถี่สูงโดยอาศัยหลักการสนามแม่เหล็ก การเหนียวจะเกิดเมื่อชิ้นงานตัดกับสนามแม่เหล็ก มีผลทำให้เกิดการเหนียวนำศักดาไฟฟ้า เกิดกระแสไหลวนขึ้นในชิ้นงานเกิดความร้อนได้รวดเร็ว

จากผลการทดลองที่ผ่านมา จะกำหนดค่า L หรือ C (คิดที่ load) ขึ้นมาเพื่อให้ได้ค่าความถี่รีโซแนนซ์ ที่ประมาณ 52 กิโลเฮิร์ต ซึ่งก็คือ การทำให้กระแสมีค่าสูงสุด ดังนั้นจึงทำให้กำลังงานเกิดขึ้นสูงสุด

จากผลการทดลอง เมื่อแรงดันอินพุท (Vac) มีค่าน้อยและโหลดมีค่าเปลี่ยนไป คือที่ขนาดชิ้นงานมีขนาดเล็กเวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงก็จะมีค่าน้อย แต่ถ้าขนาดของชิ้นงานนั้นมีขนาดใหญ่เวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงนั้นก็จะมีค่ามากขึ้น แต่ถ้าแรงดันอินพุท (Vac) นั้นมีค่าสูงสุดและโหลดมีค่าเปลี่ยนไป คือที่ขนาดชิ้นงานใหญ่ขึ้นเวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงนั้นก็จะมีค่ามากขึ้น แต่เวลาที่ใช้มักจะมีย่าน้อยกว่าที่แรงดันอินพุทต่ำ และที่แรงดันไฟสลับอินพุท (Vac) มีค่าต่ำ ค่ากระแส full load จะมีค่าเปลี่ยนแปลง ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของชิ้นงาน คือ เมื่อขนาดของชิ้นงานมีขนาดเล็กค่ากระแสที่ได้นั้นก็จะมีค่าต่ำ แต่เมื่อขนาดของชิ้นงานมีขนาดใหญ่ค่ากระแสที่ได้นั้นก็จะมีค่ามากขึ้น ถ้าแรงดันอินพุท (Vac) นั้นมีค่าเพิ่มมากขึ้นกว่าที่แรงดันอินพุทต่ำ ดังนั้นที่ชิ้นงานที่มีขนาดเล็กกระแสที่ได้นั้นก็จะมีค่าน้อยกว่าชิ้นงานที่มีขนาดใหญ่กว่า

ข้อเสนอแนะ

จากการทดลองสัญญาณแรงดันตัวคร่อม IGBT จะเห็นว่าเกิดแรงดันสไปค์สูงมาก ถ้าแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ เป็นไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์ จ่ายชุดคอนเวอร์เตอร์โดยตรงนั้นควรเลือกใช้อุปกรณ์ Switching ที่สามารถทนแรงดันอย่างน้อยที่สุด 600 โวลต์ เนื่องจากกำลังงานของเครื่องให้ความร้อนที่ผิวแบบเหนียวมีกำลังวัตต์สูง ๆ ซึ่งมีผลทำให้อุปกรณ์ในชุดคอนเวอร์เตอร์ชุดสับเบอร์ ขดลวดให้ความร้อน ตัวคาปาซิเตอร์ที่ต่ออนุกรมกับขดลวดให้ความร้อน เกิดความร้อนด้วย การระบายความร้อนจึงจำเป็นมาก ขดลวดให้ความร้อนใช้เป็นท่อทองแดงสามารถให้น้ำผ่านเพื่อระบายความร้อนได้ และมีพัดลมระบายอากาศ การเลือกใช้คาปาซิเตอร์ที่ใช้ต่ออนุกรมกับขดลวดให้ความร้อน จำเป็นต้องใช้ค่าความจุต่ำ ๆ ต่อขนานกันให้ได้ค่าความจุที่ต้องการจะช่วยให้ทนกระแสได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ของนักศึกษาที่เข้ามาเป็นอาสาสมัครเข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาที่เกิดขึ้น

1. เมื่อใช้เวลานานในการทดลอง จะทำให้ ที่ Coil จะร้อน
2. ที่ภาคคอนโทรล (CONTROL) สัญญาณพัลส์ (PULSE) ที่ใช้ในการขับ (IGBT) หลังหม้อแปลง Coupling นี้จะเป็นพัลส์ที่ไม่ค่อยสมบูรณ์
3. เมื่อใช้เวลานานในการทดลอง จะทำให้ C ที่รีโซแนนซ์ และถ่วงต่างๆ ที่ภาค OUTPUT ร้อน เนื่องจากกระแสไหลสูง

แนวทางแก้ไข

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการ INDUCTION HEATING นี้ประสบความสำเร็จได้เนื่องจาก ได้รับคำแนะนำจาก
ร.ศ.สมศักดิ์ เวียร์ศิริกุล และเพื่อน ๆ จึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้

หากรายงานนี้ผิดพลาดประการใด ทางผู้จัดทำขออภัยมา ณ โอกาสนี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. คำรณ มະนาวหวาน,เอกนริน พ่วง โสกา “ปริญญานิพนธ์”, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. สุวัฒน์ คั่น “สวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลาย”
3. Motorola,”Linear IC data” , 1989
4. Harris,”Power Mosfer,data”,1991



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

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

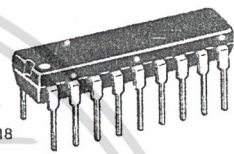
Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

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

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

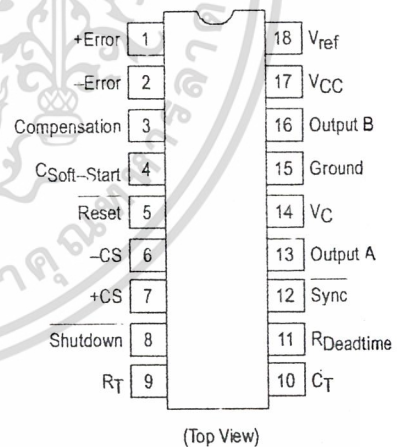
PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



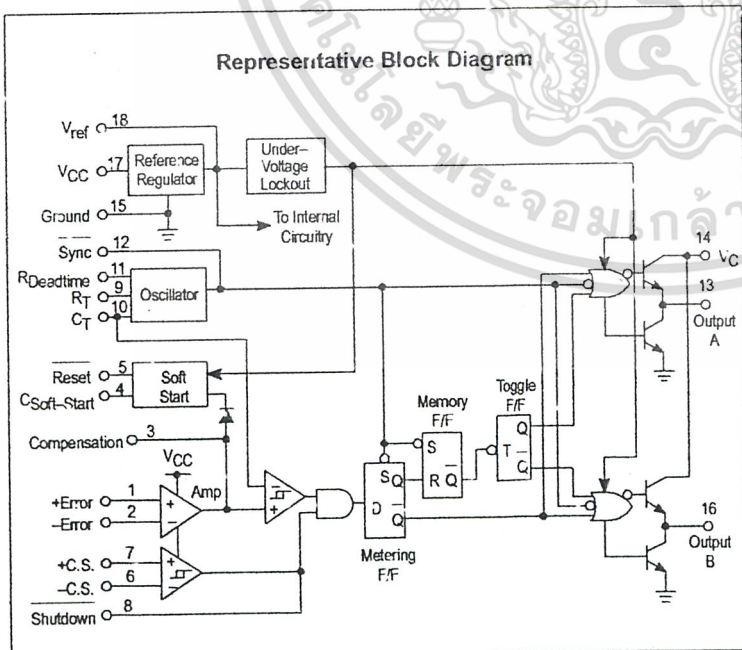
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

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



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 $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 3) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 4)	P_D	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	42	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	T_{Solder}	± 300	$^\circ\text{C}$

- NOTES:**
1. Values beyond which damage may occur.
 2. Maximum junction temperature must be observed.
 3. Derate at 10 mW/ $^\circ\text{C}$ for ambient temperatures above +50 $^\circ\text{C}$.
 4. Derate at 24 mW/ $^\circ\text{C}$ for case temperatures above +25 $^\circ\text{C}$.

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	k Ω
Oscillator Timing Capacitor	C_T	0.001	20	μF
Available Deadtime Range (40 kHz)	—	3.0	50	%
Operating Junction Temperature Range	T_J	J	+125	$^\circ\text{C}$

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 ($V_{Compensation} = +0.4\text{ V}$)	DC _{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{Compensation} = +3.6\text{ V}$)	DC _{max}	45	49	–	%

DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)

Output Voltage (High Logic Level) ($I_{Source} = 40\text{ }\mu\text{A}$) (Low Logic Level) ($I_{Sink} = 3.6\text{ mA}$)	V _{OH} V _{OL}	2.4 –	4.0 0.2	– 0.4	V
Input Current — High Logic Level (High Logic Level) ($V_{IH} = +2.4\text{ V}$) (Low Logic Level) ($V_{IL} = +0.4\text{ V}$)	I _{IH} I _{IL}	– –	–125 –225	–200 –360	μA

CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 9)

Sense Voltage ($R_S \leq 50\text{ }\Omega$)	V _{sense}	80	100	120	mA
Input Bias Current	I _{IB}	–	–3.0	–10	μA

SOFT-START SECTION

Error Clamp Voltage (Reset = +0.4 V)		–	0.1	0.4	V
C _{Soft-Start} Charging Current (Reset = +2.4 V)	I _{CS}	50	100	150	μA

OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_C = +15\text{ V}_{DC}$, unless otherwise noted.)

Output High Level $I_{Source} = 20\text{ mA}$ $I_{Source} = 100\text{ mA}$	V _{OH}	12.5 12	13.5 13	– –	V
Output Low Level $I_{Sink} = 20\text{ mA}$ $I_{Sink} = 100\text{ mA}$	V _{OL}	– –	0.2 1.2	0.3 2.0	V
Collector Leakage, $V_C = +40\text{ V}$	I _{C(leak)}	–	50	150	μA
Rise Time ($C_L = 1000\text{ pF}$)	t _r	–	0.3	0.6	μs
Fall Time ($C_L = 1000\text{ pF}$)	t _f	–	0.1	0.2	μs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{CC} = +35\text{ V}$, $R_T = 4.12\text{ k}\Omega$)	I _{CC}	–	18	30	mA

NOTES: 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. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$
 9. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +12\text{ V}$

Figure 1. Reference Stability over Temperature

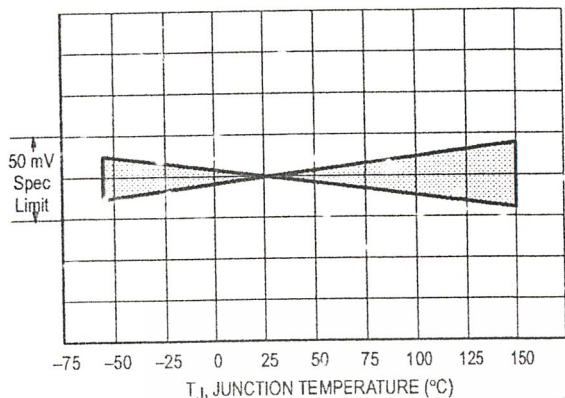


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

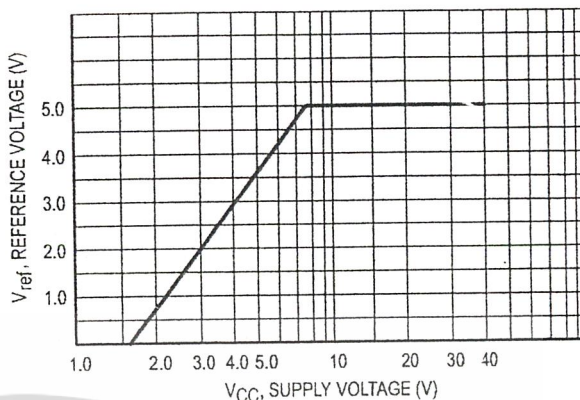


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

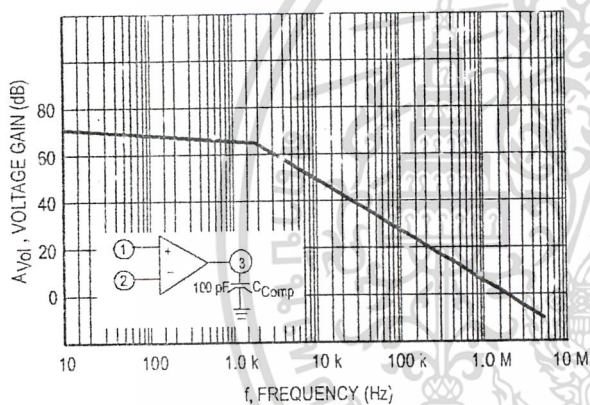


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

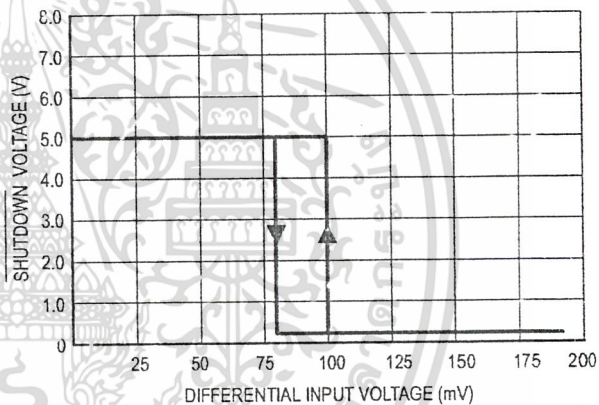


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

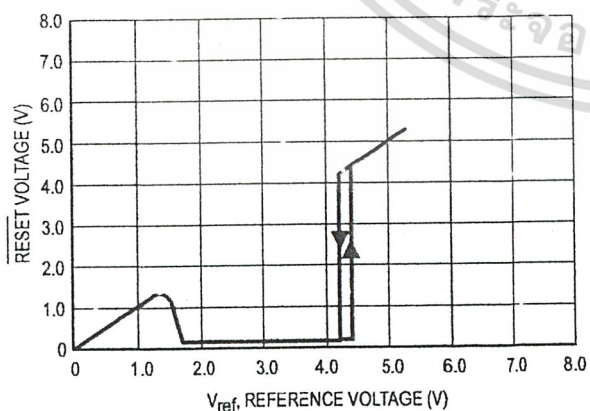


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

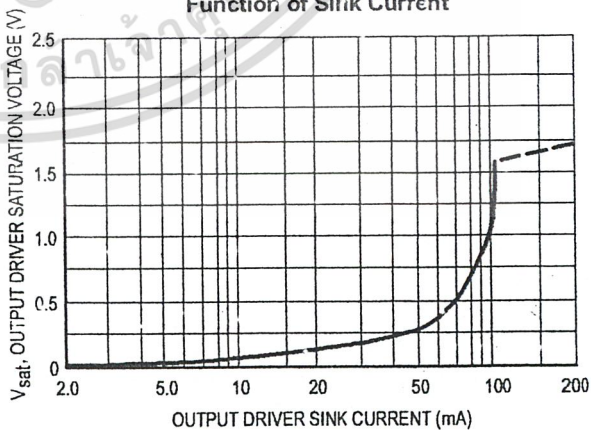


Figure 7. V_{C} Saturation Voltage as a Function of Sink Current

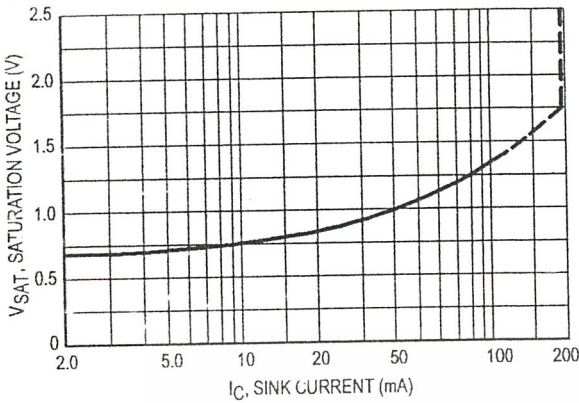


Figure 8. Oscillator Period

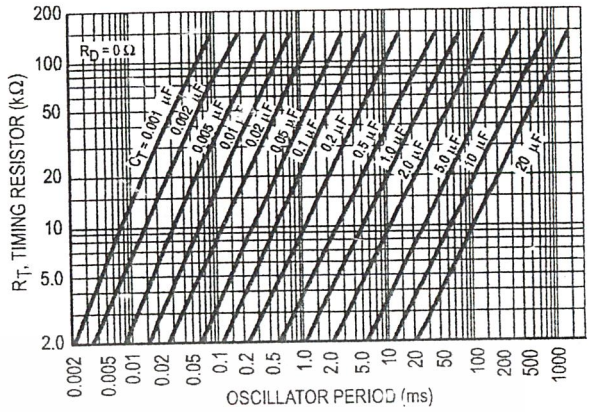


Figure 9. Error Amplifier

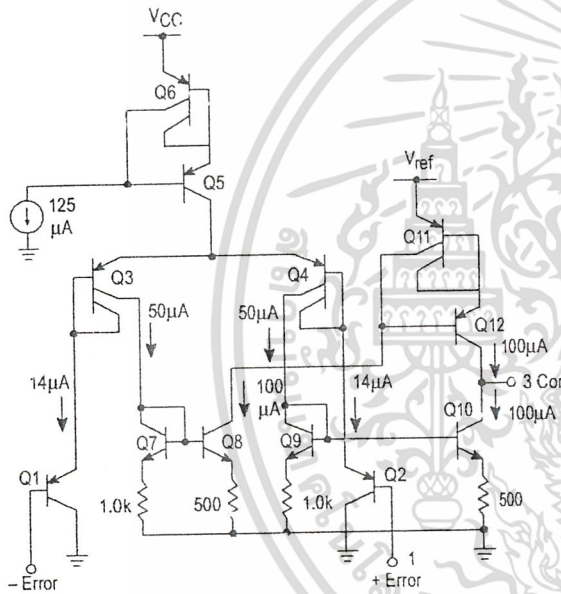


Figure 10. Undervoltage Lockout

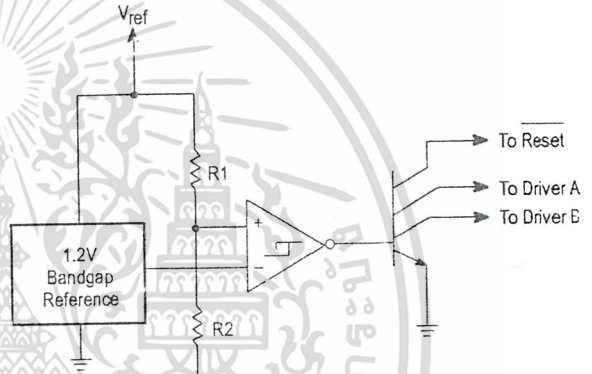
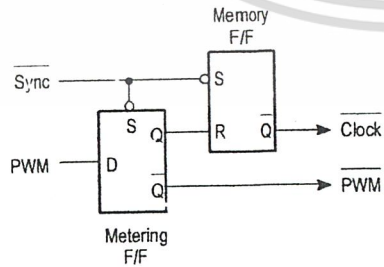


Figure 11. Pulse Processing Logic



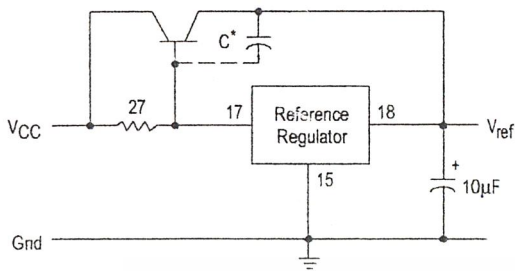
The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

SG3526

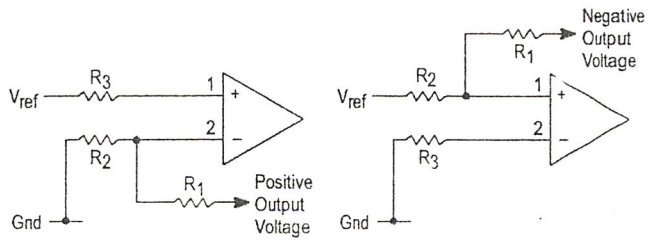
APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections



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

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

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

Figure 14. Oscillator Connections

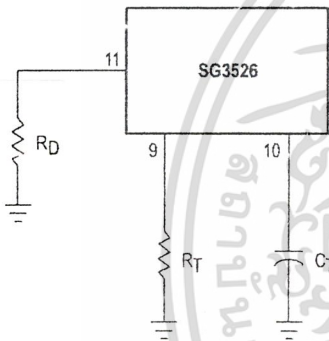


Figure 15. Foldback Current Limiting

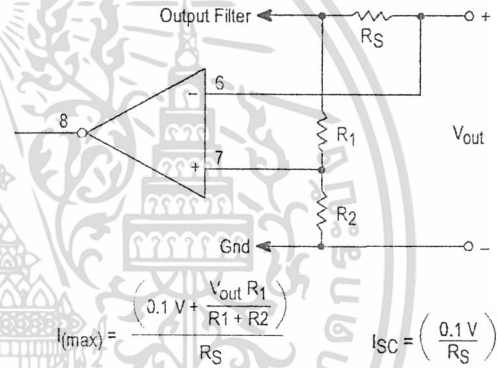


Figure 16. Soft-Start Circuitry

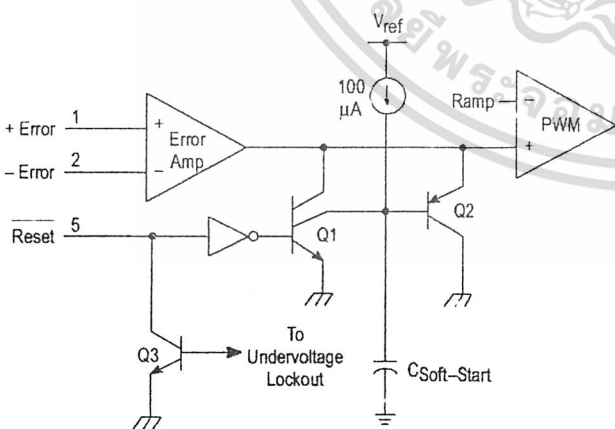
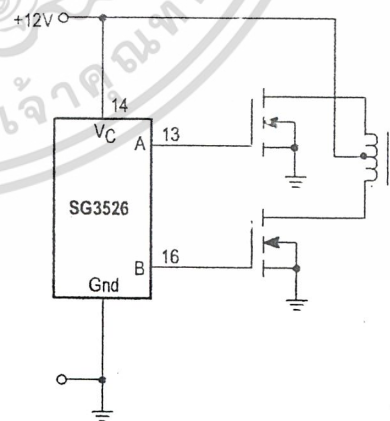


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



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

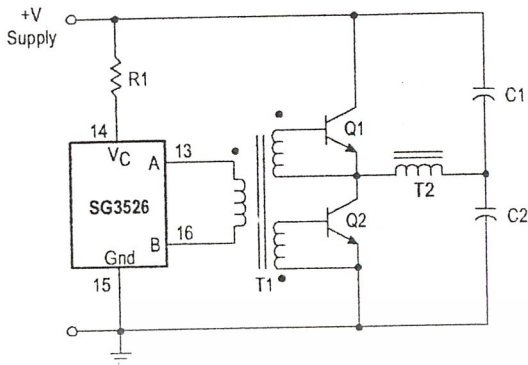
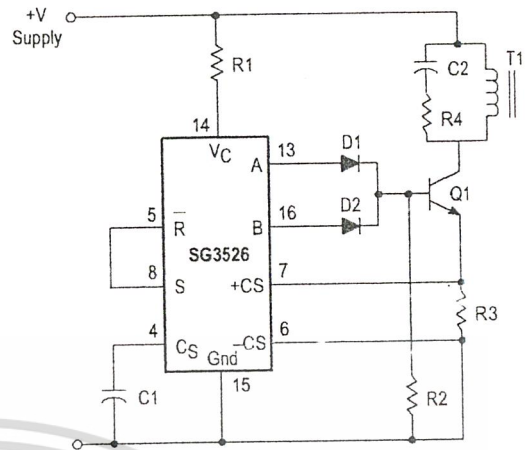


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



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

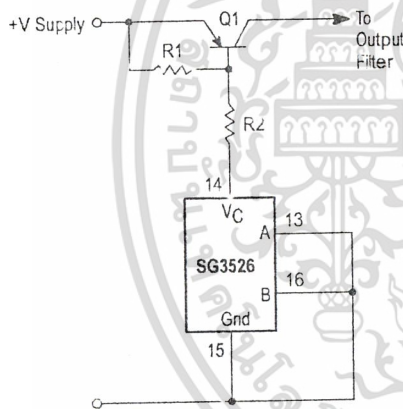
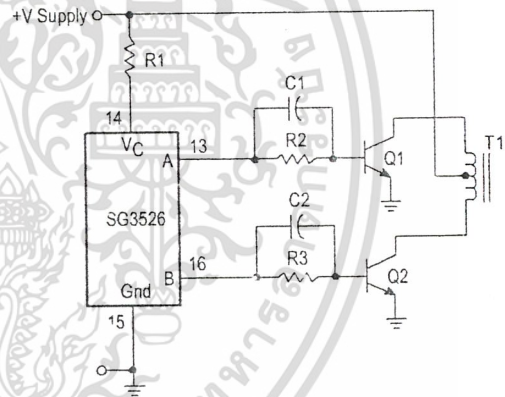


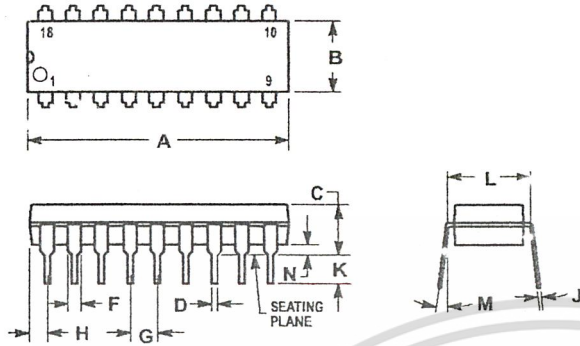
Figure 21. Push-Pull Configuration



SG3526

OUTLINE DIMENSIONS

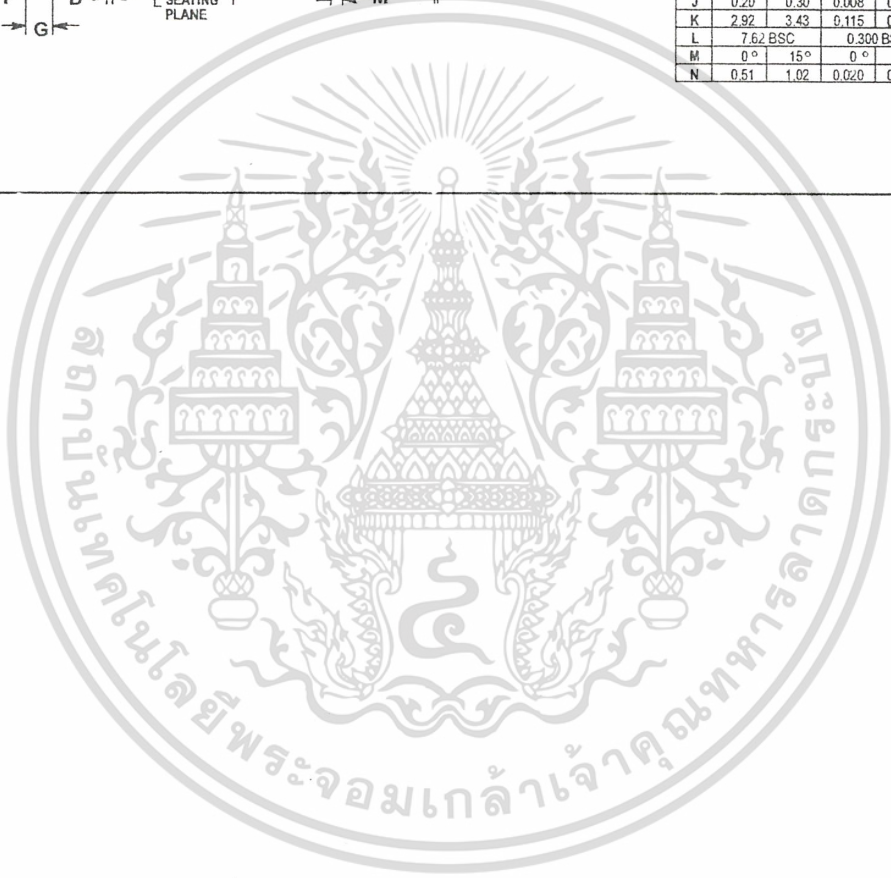
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02
ISSUE C



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 MOLD 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	0.38	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



Hex Buffer

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

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

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

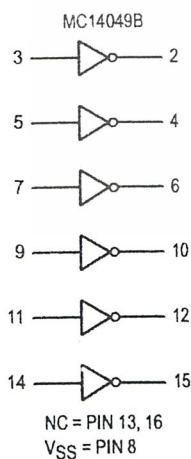
- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- V_{IH} can exceed V_{DD}
- Meets JEDEC B Specifications
- Improved ESD Protection On All Inputs

MAXIMUM RATINGS¹ (Voltages Referenced to V_{SS})

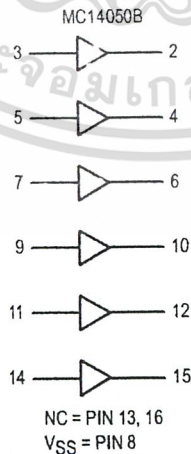
Characteristic	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V_{DD}	- 0.5 to + 18.0	Vdc
Input Voltage (DC or Transient)	V_{IN}	- 0.5 to + 18.0	Vdc
Output Voltage (DC or Transient)	V_{out}	- 0.5 to $V_{DD} + 0.5$	Vdc
Input Current (DC or Transient), per Pin	I_{in}	± 10	mA
Output Current (DC or Transient), per Pin	I_{out}	+ 45	mA
Power Dissipation, per Package ² (Plastic/Ceramic) (SOIC)	P_D	825 740	mW
Storage Temperature	T_{stg}	- 65 to + 150	$^{\circ}$ C
Lead Temperature (8-Second Soldering)	T_L	260	$^{\circ}$ C

¹Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

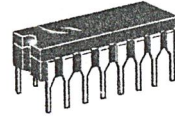
²Temperature Derating: See Figure 3.



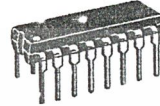
LOGIC DIAGRAM



MC14049B MC14050B



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBD SOIC

$T_A = -55^{\circ}$ to 125° C for all packages.

PIN ASSIGNMENT

V_{DD}	1 •	16	NC
OUTA	2	15	OUTF
INA	3	14	INF
OUTB	4	13	NC
INB	5	12	OUTE
OUTC	6	11	INE
INC	7	10	OUTD
V_{SS}	8	9	IND

REV 3
1/94

© Motorola, Inc. 1995



MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	- 55°C		+ 25°C			+ 125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ ¹	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	
V _{in} = 0	"1" Level	V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V _O = 4.5 Vdc) (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 _{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}	5.0	-1.6	—	-1.25	-2.5	—	-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	µAdc	
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	10	20	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	1.0	—	0.002	1.0	—	30	µAdc	
		10	—	2.0	—	0.004	2.0	—	60		
		15	—	4.0	—	0.006	4.0	—	120		
Total Supply Current ^{2,3} (Dynamic plus Quiescent, per package) (C _L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I _T	5.0	I _T = (1.8 µA/kHz) f + I _{DD} I _T = (3.5 µA/kHz) f + I _{DD} I _T = (5.3 µA/kHz) f + I _{DD}								µAdc

¹ Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

² The formulas given are for the typical characteristics only at + 25°C

³ To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V f k$$

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.

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} ≤ V_{in} ≤ 18 V and V_{SS} ≤ V_{out} ≤ 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.

AC SWITCHING CHARACTERISTICS¹ ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	VDD Vdc	Min	Typ ²	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

¹ The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

² Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

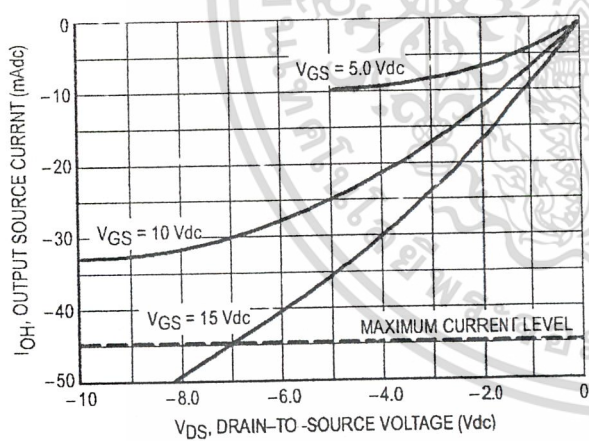
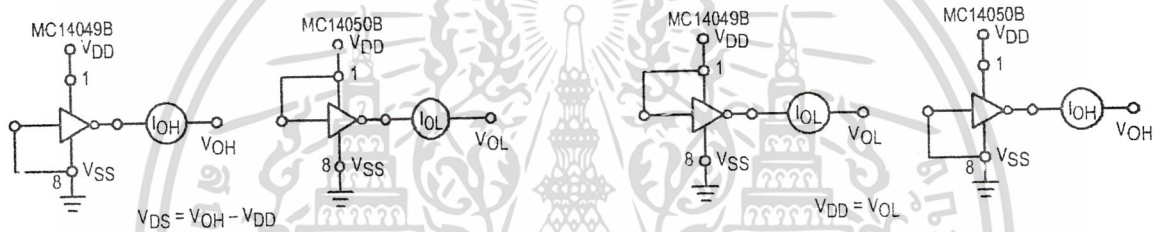


Figure 1. Typical Output Source Characteristics

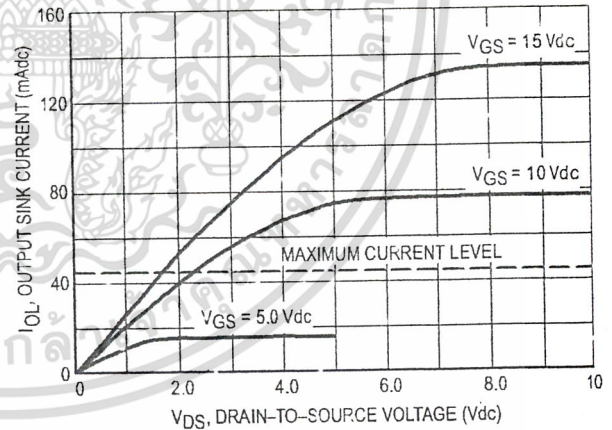


Figure 2. Typical Output Sink Characteristics

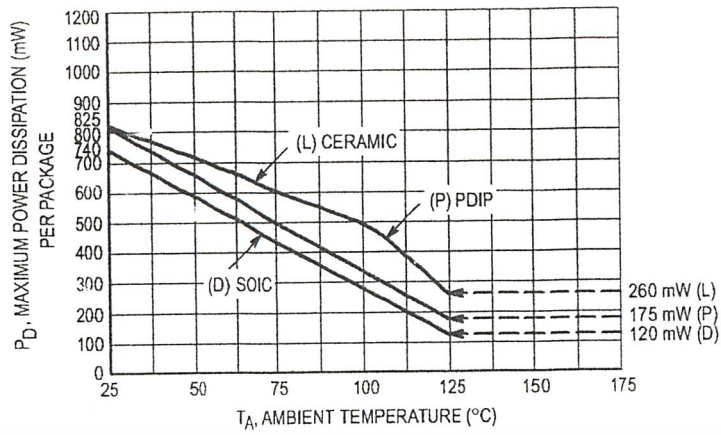


Figure 3. Ambient Temperature Power Derating

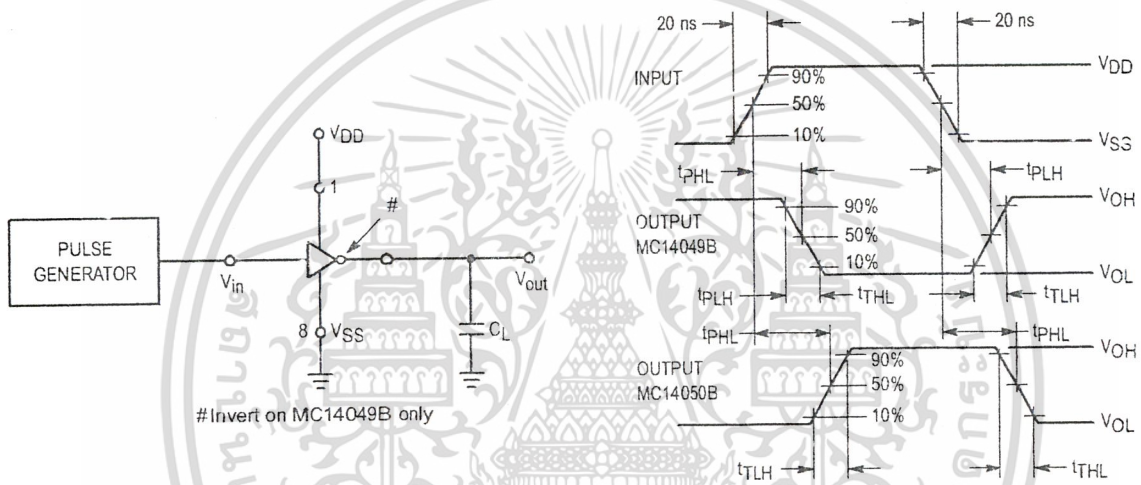
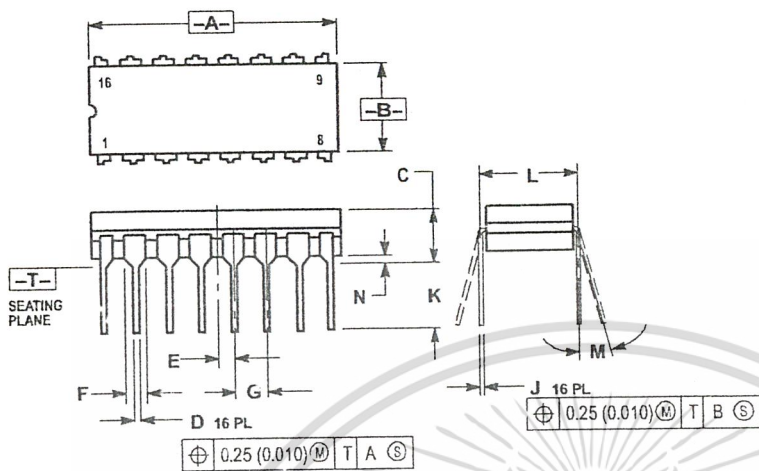


Figure 4. Switching Time Test Circuit and Waveforms

OUTLINE DIMENSIONS

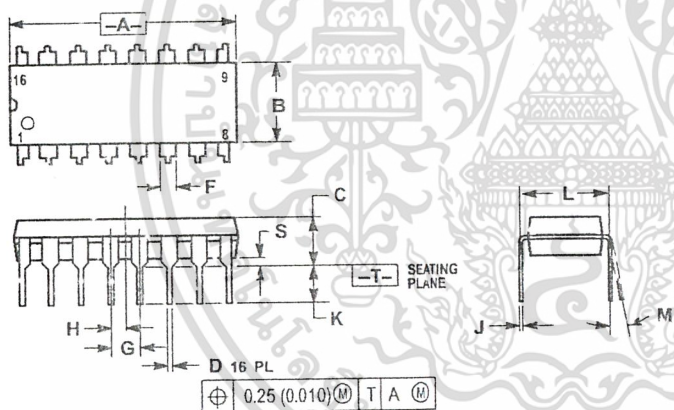
L SUFFIX CERAMIC DIP PACKAGE CASE 620-10 ISSUE V



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.76 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.750	0.785	19.05	19.93
B	0.240	0.295	6.10	7.49
C	—	0.200	—	5.08
D	0.015	0.020	0.39	0.50
E	0.050 BSC	—	1.27 BSC	—
F	0.055	0.065	1.40	1.65
G	0.100 BSC	—	2.54 BSC	—
H	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.125	0.170	3.18	4.31
L	0.300 BSC	—	7.62 BSC	—
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

P SUFFIX PLASTIC DIP PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

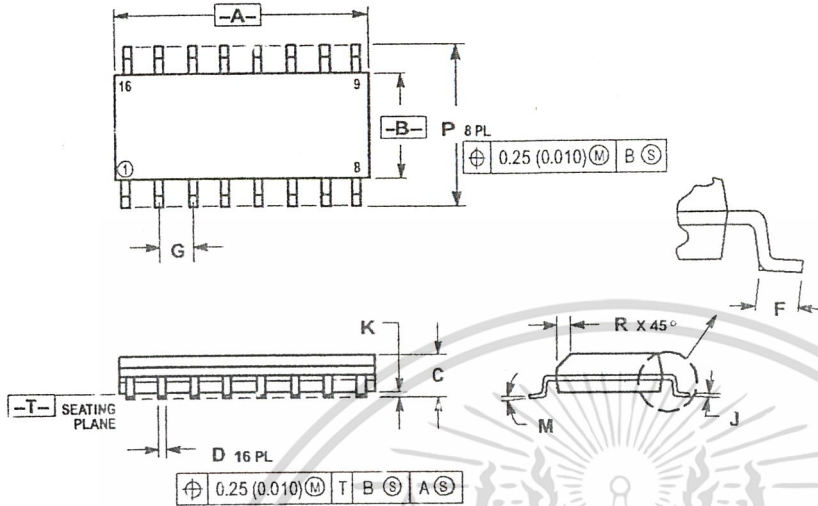


- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

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	—
H	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

OUTLINE DIMENSIONS

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 (0.006) 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	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	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

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 are 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 602-444-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 83 Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MOTOROLA

บริษัท ไมครอนิโอส จำกัด ผู้ผลิตชิปและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชั้นนำของโลก

MC14049B/D

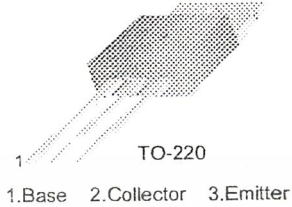
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิง



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

Medium Power Linear Switching Applications

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



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
		: TIP31A	60
		: TIP31B	80
		: TIP31C	100
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage	: TIP31	40
		: TIP31A	60
		: TIP31B	80
		: TIP31C	100
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	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$: TIP31	40	V
			: TIP31A	60	V
			: TIP31B	80	V
			: TIP31C	100	V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$		0.3	mA
		$V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$		0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 40\text{V}, V_{EB} = 0$		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: $PW \leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

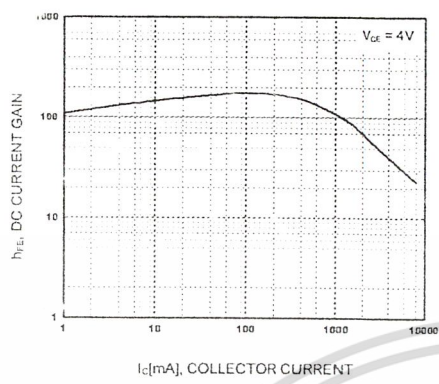


Figure 1. DC current Gain

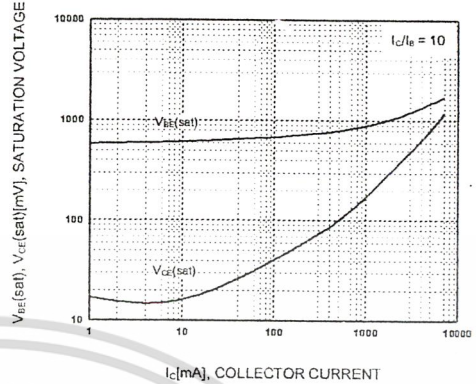


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

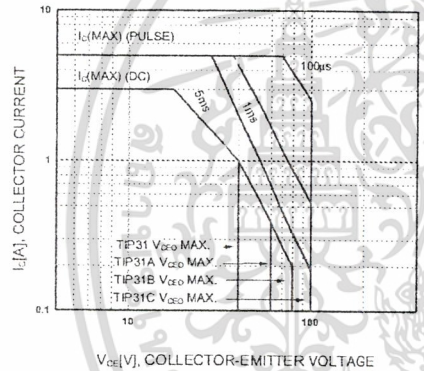


Figure 3. Safe Operating Area

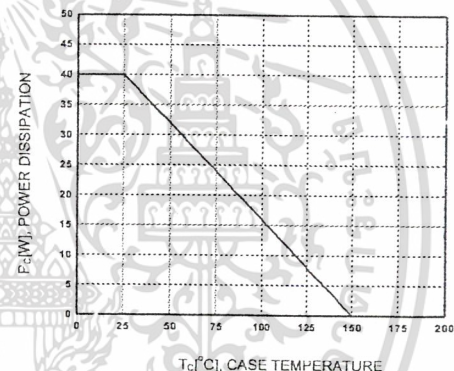
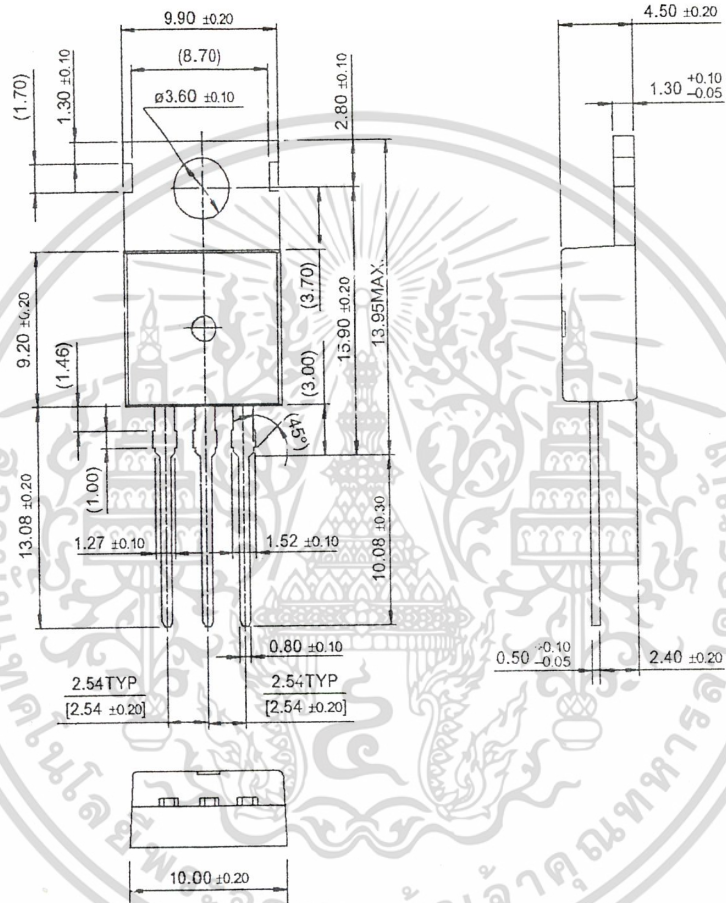


Figure 4. Power Derating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220



Dimensions in Millimeters

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	HiSeC™	SuperSOT™-8
Bottomless™	ISOPLANAR™	SyncFET™
CoolFET™	MICROWIRE™	TinyLogic™
CROSSVOLT™	POP™	UHC™
E ² CMOS™	PowerTrench®	VCX™
FACT™	QFET™	
FACT Quiet Series™	QS™	
FAST®	Quiet Series™	
FASTr™	SuperSOT™-3	
GTO™	SuperSOT™-6	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INTERNATIONAL.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

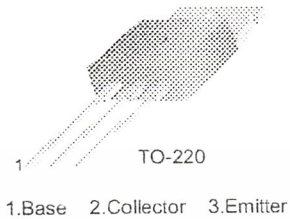
Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Medium Power Linear Switching Applications

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



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 ($T_a=25^\circ\text{C}$)	?	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 : TIP32	$I_C = - 30\text{mA}, I_B = 0$	-40		V
	: TIP32A				
	: TIP32B				
	: TIP32C				
I_{CEO}	Collector Cut-off Current : TIP32/32A	$V_{CE} = - 30\text{V}, I_B = 0$		- 0.3	mA
	: TIP32B/32C	$V_{CE} = - 60\text{V}, I_B = 0$		- 0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current : TIP32	$V_{CE} = - 40\text{V}, V_{EB} = 0$		- 200	μA
	: TIP32A	$V_{CE} = - 60\text{V}, V_{EB} = 0$		- 200	μA
	: TIP32B	$V_{CE} = - 80\text{V}, V_{EB} = 0$		- 200	μA
	: TIP32C	$V_{CE} = - 100\text{V}, V_{EB} = 0$		- 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 Cycles \leq 2%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

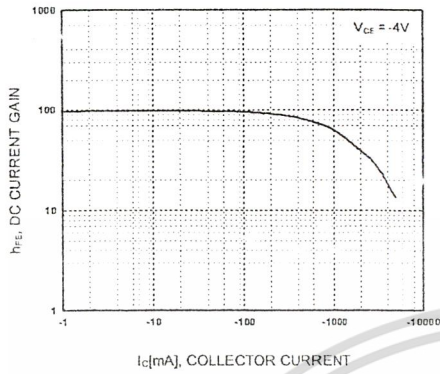


Figure 1. DC current Gain

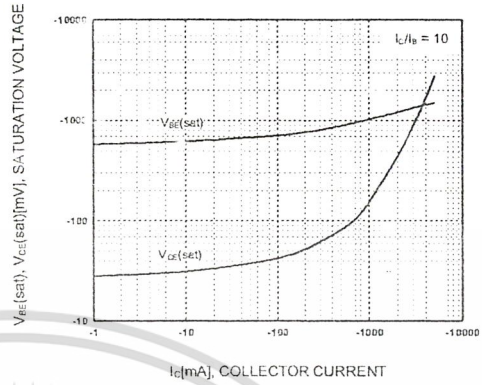


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

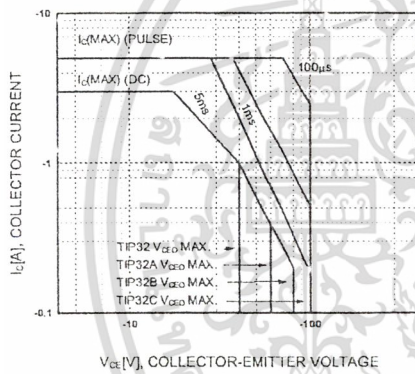


Figure 3. Safe Operating Area

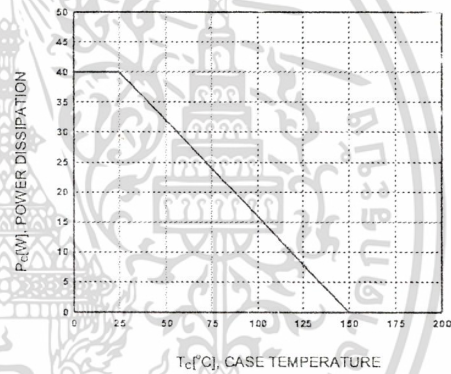


Figure 4. Power Derating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

- | | | |
|--------------------|---------------|-------------|
| CEEx™ | HiSeC™ | SuperSOT™-8 |
| Leadless™ | ISOPLANAR™ | SyncFET™ |
| PowerFET™ | MICROWIRE™ | TinyLogic™ |
| CROSSVOLT™ | POP™ | UHC™ |
| ECMOS™ | PowerTrench® | VCX™ |
| FACT™ | QFET™ | |
| FACT Quiet Series™ | QS™ | |
| FAST® | Quiet Series™ | |
| FASTr™ | SuperSOT™-3 | |
| STO™ | SuperSOT™-6 | |

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INTERNATIONAL.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which (a) are intended for surgical implant into the body, (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้