

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน  
INDUCTION HEATING



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน **61831**  
วัน,เดือน,ปี **2 1 ก.ค. 2549**

b. **110000**  
i. ....

ปฏิญานีพจน์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน  
INDUCTION HEATING



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2547

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเหี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ

1. นายเกษม สืบปรุ
2. นายพุมิชัย อินทรักษาทรัพย์
3. นายวราพงษ์ ทองนา



อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการภาษาไทย

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ชื่อโครงการภาษาอังกฤษ

INDUCTION HEATING

จัดทำโดย

นายเกษม สืบปรุ 45015226

นายวุฒิชัย อินทรักษาทรัพย์ 45015245

นายวราพงษ์ ทองนา 45015249

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

โครงการฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ

อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....)

วันที่

.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

นายเกษม สืบปรุ  
นายวุฒิชัย อินทรักษาทรัพย์  
นายวราพงษ์ ทองนา  
รศ.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)  
ปีการศึกษา 2547

## บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอ การออกแบบ การทำงานและผลการทดสอบการทำงานของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนแบบสวิตซ์ ซึ่ง โดยใช้ชุด full Bridge Converter โดยใช้วงจรเชื่อมต่อด้วยแสง ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 50 KHz โครงการนี้พัฒนามาจาก Half Bridge Converter เพื่อให้ได้กระแสเอาต์พุตสูงสุด และเกิดประสิทธิภาพมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# INDUCTION HEATING

Mr.Kasem Suebparu

Mr.Puttichai Intaraksasap

Mr.Warapong Tongna

Assoc.Prof Somsuk Cheersirikul (Advisor)

2004

## Abstract

This project presents the operation and testing of the heating inductor by uses principle of switching power supply and use the full-bridge power converter by opto coupler frequency at resonance is 50 KHz. This project is improve the power of the device from half-bridge power converter for the maximum output current and the maximum efficient.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ .....	1
บทที่ 2 ทฤษฎี .....	3
2.1 หลักการเบื้องต้น .....	3
2.2 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต .....	9
2.3 การออกแบบเพื่อนำมอสเฟตไปใช้งาน .....	21
2.4 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) .....	27
2.4 คอนเวอร์เตอร์ .....	31
2.5 วงจรสับเบอร์ .....	35
บทที่ 3 โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร .....	39
3.1 โครงสร้างของระบบ .....	39
3.2 วงจรจ่ายไฟตรง .....	40
3.3 INVERTER .....	41
3.4 วงจรสับเบอร์ .....	41
3.5 วงจรควบคุม .....	42
3.5 วงจรโหลด .....	43
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำ ความร้อน .....	50
4.1 ขั้นตอนการทดลอง .....	50
4.2 ผลการทดลอง .....	50
4.3 รูปสัญญาณที่จุดต่างๆ .....	51
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง .....	55
5.1 สรุปผลการทดลอง .....	55
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น .....	55
5.3 แนวทางแก้ไข .....	55

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

ปัจจุบันประเทศไทยมีอุตสาหกรรมชุบผิวแข็งจำนวนมาก ซึ่งเป็นพื้นฐานในการพัฒนาประเทศ เช่น อุตสาหกรรมประกอบรถยนต์, ทำเพล่าเฟือง, ผลิตชิ้นส่วนที่ต้องการความแข็งของผิวในป็นี่งๆ ประเทศไทยต้องเสียเงินตราจำนวนมากในการซื้อและซ่อมบำรุงเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำใน อุตสาหกรรม ถ้าสามารถศึกษาและพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำได้เองก็จะเป็นประโยชน์อย่าง มาก โดยลดการสูญเสียเงินตราออกนอกประเทศและมีการพึ่งพาเทคโนโลยีของตัวเองจึงมีความคล่องตัว ในการซ่อมบำรุงและเป็นพื้นฐานในการพัฒนาต่อไป

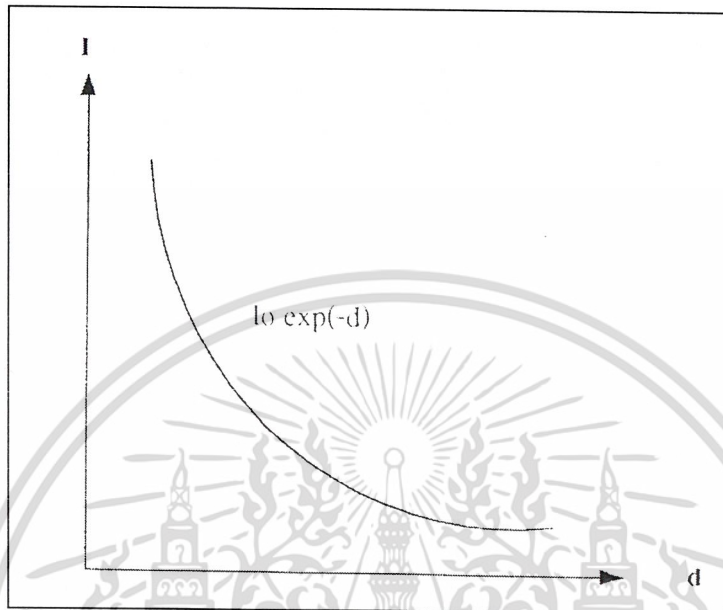
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์เหนี่ยวนำโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าพบว่าถ้าขดลวด ภูมิเป็นวงจรมัด เมื่อเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าสลับทางขดปฐมภูมิจะก่อให้เกิดการไหลของกระแส เหนี่ยวนำขึ้นทางขดทุติยภูมิโดยไหลในทิศทางที่ก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กต้านกับสนามแม่เหล็กของตัว เหนี่ยวนำ หลักการเหล่านี้นำไปใช้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า, มอเตอร์และหม้อแปลงเป็นต้น ซึ่งกระแส เหนี่ยวนำจะก่อให้เกิดความร้อนที่ไม่ต้องการ เช่น กระแสไหลวน (Eddy current) ที่แกนของหม้อแปลง และมอเตอร์ แต่สิ่งเหล่านี้กลับเป็นประโยชน์ต่อการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำซึ่งประกอบด้วย แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจ่ายพลังงานเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำ จากนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจะ สร้างสนามแม่เหล็กความถี่สูงคล่องผ่านชิ้นงาน ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลวนรอบชิ้นงานขึ้น ถ้ากระแสจากการเหนี่ยวนำเท่ากับ  $I$  และความต้านทานเสมือนในทิศการไหลของกระแสเป็นเส้นทางปิด ของชิ้นงานเท่ากับ  $R$  ความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจึงมีค่า  $I^2 R$  พบว่าความร้อนจากการเหนี่ยวนำด้วย สนามแม่เหล็กไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดกับชิ้นงานและเป็นการสร้างความร้อนที่ชิ้นงาน โดยตรง ทำให้มีประสิทธิภาพสูงสามารถกำหนดตำแหน่งและลักษณะการให้ความร้อนได้ง่ายและช่วยลด มลภาวะ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ศึกษานี้ มีจุดประสงค์เพื่อใช้ในงานชุบแข็งที่ผิว โดยนำ สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อให้มีประสิทธิภาพสูง คือมีค่าพิกัดของ แรงดันและกระแสสูงและทำงานได้ดีที่ความถี่สูง โดยสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ

ที่แพร่หลายได้แก่ทรานซิสเตอร์กำลัง, มอสเฟตกำลัง และไทริสเตอร์ ซึ่งแต่ละชนิดมี ขีดจำกัดในกาใช้งานแตกต่างกัน เช่น ไทริสเตอร์จะมีข้อดีในแง่การทนต่อแรงดันและกระแสสูง แต่ สามารถทำงานที่ความถี่สูงไม่มากนัก(ไม่เกิน 10 kHz) ส่วนทรานซิสเตอร์กำลังมีข้อดีในแง่ราคาถูกหาง่าย แต่มีข้อจำกัดในแง่ความเร็วในการทำงานคือ ใช้ในช่วงความถี่สูงไม่เกิน 50 kHz และมีการขั้วนำที่ยู่ยาก เมื่อต้องการขั้วนำให้ทำงานที่ความถี่สูงก็ยิ่งทำให้วงจรขั้วนำมีความซับซ้อนมากขึ้น ส่วนมอสเฟตกำลัง สามารถทำงานในความถี่สูงได้ถึง 200 kHz แต่มีข้อจำกัดในเรื่องการทนต่อแรงดันและกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การให้ความร้อนแบบอินดักทีฟที่พื้นชั้นงานจะได้รับพลังงานจากสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลง การถ่ายเทพลังงานจะเป็นแบบไม่มีการสัมผัส และชั้นงานจะถูกทำให้ร้อนขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านใน ชั้นงานเนื่องจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ



D คือค่าความลึกจากผิวชั้นงานเข้าไป  
รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ

## บทที่ 2

### ทฤษฎี

#### 2.1 หลักการเบื้องต้น

##### หลักการทำงานของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

จะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความร้อน (Induction Heating) แก่แท่งเหล็กด้วยกระแสเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งเป็นผลทำให้เหล็กเกิดความร้อนสูงที่ผิว จนถึงจุดที่เปลี่ยนเป็นโครงสร้างอื่นโดยที่บริเวณเนื้อเหล็กที่ลึกลงไปถึงแกนกลางจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อนำเหล็กที่มีความร้อนสูงไปทำให้เย็นตัวโดยรวดเร็ว จะทำให้เหล็กมีความแข็งขึ้นที่บริเวณผิวทนต่อการเสียดสีและความล้าได้ดีทนต่อการขีดขูดและมีคุณสมบัติทางความเหนียวสูง ซึ่งสามารถนำไปใช้กับชิ้นส่วนรถยนต์ เครื่องจักรอื่นๆ ได้มาก

หลักการทำให้เหล็กร้อนได้มีหลักการทำงานดังนี้ จะเริ่มจ่ายกระแสให้กับขดลวดโดยเป็นลักษณะของกระแสสลับ การสร้างกระแสสลับจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เพาเวอร์ มอสเฟต ซึ่งเป็นวงจรสวิตช์ซึ่งทำให้เกิดการจ่ายกระแสไหลไปมาจนเกิดการเหนี่ยวนำที่หม้อแปลงความถี่สูงและหม้อแปลงความถี่สูงจะทำการแปลงกระแสขึ้นที่เหนี่ยวนำสู่ตัวโหลดซึ่งเป็นขดลวด เมื่อเรานำแท่งเหล็กผ่านเข้าที่ตัวเหนี่ยวนำขดลวดจะทำให้เกิดกระแสความถี่สูงเดินทางตามผิวหรือที่เรียกว่า “สกินเอฟเฟค” (Skin Effect) ซึ่งแท่งเหล็กจะเกิดความร้อนสูงและเกิดการเปลี่ยนแปลงที่แท่งเหล็กเมื่อนำมาทำให้เย็นตัวลงโดยฉับพลันจะทำให้ผิวเหล็กแข็งขึ้น การเปลี่ยนแปลงจะเกิดขึ้นเฉพาะบริเวณผิวเหล็กเท่านั้นเนื่องจากแหล่งจ่ายมีความถี่สูงซึ่งจากสูตร “สกิน เดฟ” (Skin Depth) ความถี่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงด้านความลึกซึ่งเมื่อความถี่สูงมากจะยิ่งทำให้กระแสไหลที่บริเวณผิวมากและมีความลึกน้อย

การเกิดกระแสเหนี่ยวนำจะเกิดที่บริเวณผิวซึ่งความถี่ของกระแสไฟฟ้าสูงจะยิ่งเกิดกระแสขึ้นที่บริเวณผิวเหล็กเข้มข้นมากขึ้น นอกจากนี้ถ้าหากมีการป้องกันกลับเพื่อทำการควบคุมกระแสมิให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อมีอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง จะทำให้ความลึกของชุบแข็งมีความลึกเท่ากันตลอดทั่วทั้งผิวชิ้นงาน

หลักการเหนี่ยวนำความร้อนจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าและชิ้นงานทำหน้าที่เหมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง โดยที่ขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบเท่ากับหนึ่ง เมื่อมีกระแสสลับป้อนเข้าที่ขดปฐมภูมิกระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่ากระแสไหลวน (Eddy Current) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ. บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างขวางโดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในงานเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็ง เป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลายเนื่องจากข้อดีหลายประการคือ

1. ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงให้กับวัสดุ เป็นวิธีให้ความร้อนที่เร็วมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่น
2. สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อน ได้ง่ายและแม่นยำ
3. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนง่ายต่อการควบคุม ทำให้ได้ชิ้นงานที่มีคุณภาพสูง
4. ใช้เวลาในการเปิด-ปิดเครื่องน้อยและมีกำลังสูญเสียต่ำหรือแทบจะไม่มีเลยเมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้เฉยๆ
5. สภาพะการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆเช่น กว๊นหรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

### 2.1.2 แหล่งจ่ายพลังงาน

อุปกรณ์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน เช่น ที่ความถี่ 50Hz จะต้องเลือกใช้หม้อแปลงที่เหมาะสมและต้องใช้ตัวเก็บประจุเพื่อแก้ตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ด้วยสำหรับความถี่ที่สูงกว่า 10kHz จะต้องเลือกชนิดของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะสมและจะต้องรับพลังงานได้ถึง 300kW

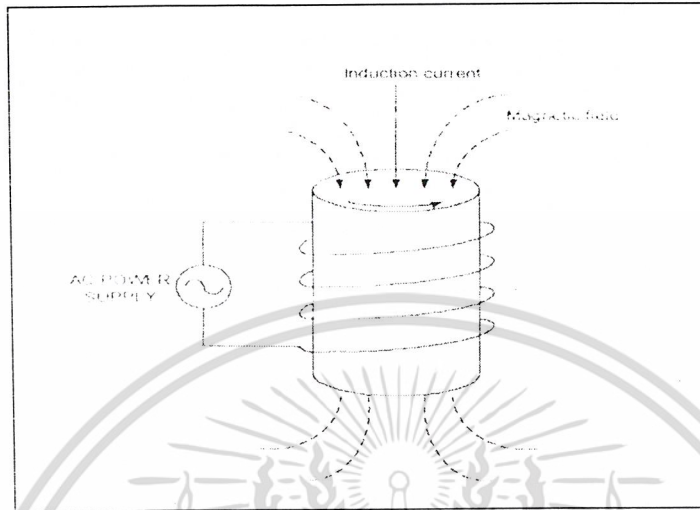
คอนเวอร์เตอร์ (Converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10-200 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในการหลอมละลายโลหะ สำหรับความถี่มากกว่า 200 kHz ขึ้นไปจะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอดสูญญากาศ เป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้จะใช้ในงานเชื่อมหรืองานชุบแข็งโลหะ

ในปัจจุบันอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทในงานพวกนี้มากเนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิตช์เพื่อใช้ในงานแรงดันและกระแสสูงได้ และในรายนี้จะใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์

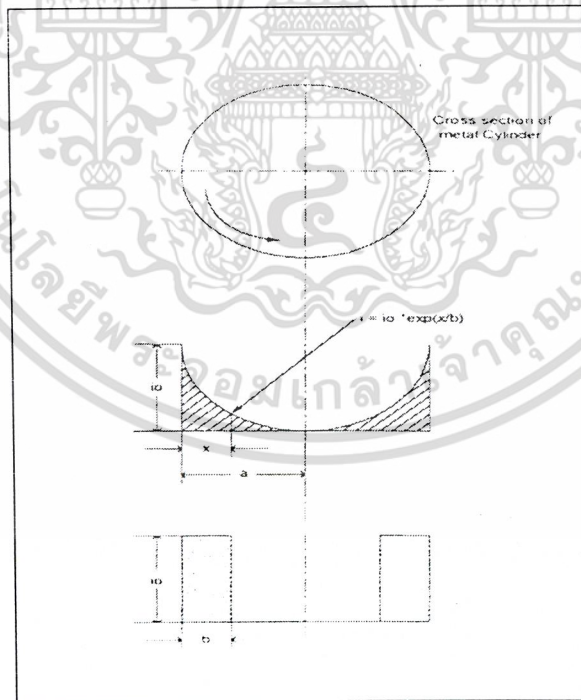
Frequency(Hz)	Source of Power	Uses
60-90	Rotating generator or converter	Mass induction heating
960-10,000	Moter-Generater	For melting hardening
10,000-60,000	Converter	For small-scale sintering
200,000-550,000	Vacuum-tube oscillator	Surface induction heating
2,000,000-90,000,000	Vacuum-tube oscillator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

ตารางรูปที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับและลักษณะการนำไปใช้งานนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก



รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 ความลึกจากผิว

เมื่อนำเอาขดลวดพันรอบแท่งโลหะและให้กระแสไหลผ่านขดลวดดังรูปที่ 2.2 จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของกระแสในเนื้อโลหะ ทิศทางของกระแสจะตรงข้ามกับกระแสในขดลวด และจะเกิดความร้อนแบบจูล (joule) กระแสที่เหนี่ยวนำไหลในแท่งโลหะจะอยู่ใกล้ๆผิวของแท่งโลหะเนื่องจาก

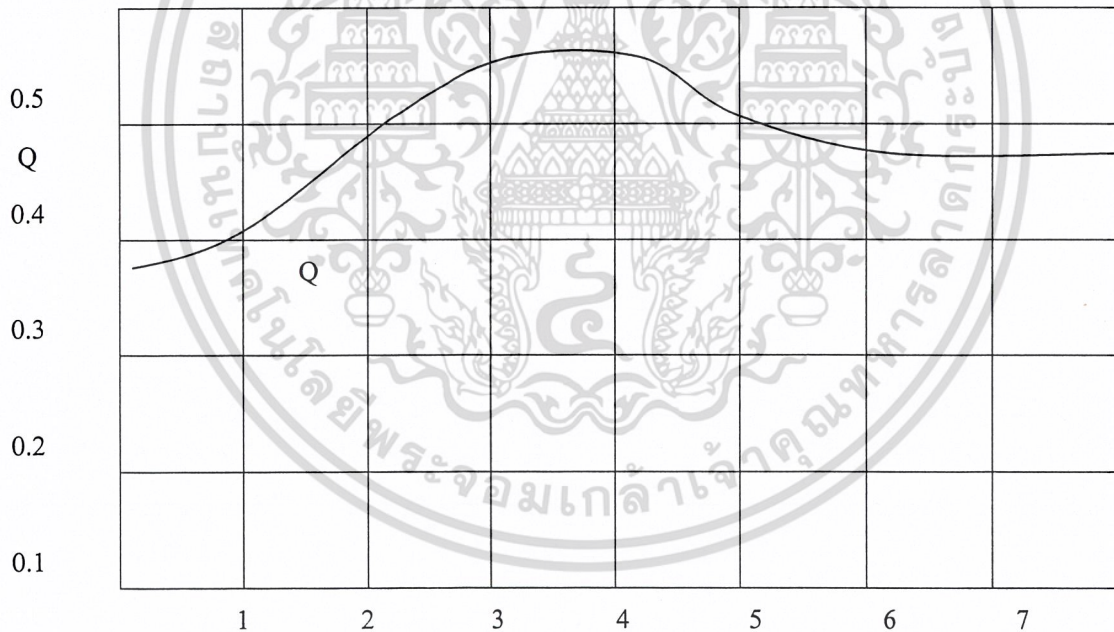
ผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่ 2.3 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียลเราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวนั้นๆ มีคุณสมบัติโลหะเท่ากันตลอด ความลึกของผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

$$\delta = 5.03 (\rho / \mu_r f)^{1/2} \tag{2.1}$$

$\rho$  = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ (resistivity of metal)

$\mu_r$  = ค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ (relative permeability)

$f$  = ความถี่ (frequency)



8

2a/b

รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางต่อความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน

### 2.1.4 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ

เกิดจากการเหนี่ยวนำตามสมการ

$$P = 2.5 f H_o^2 \mu_r L A Q * 10^8 \tag{2.2}$$

$H_o$  = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ

(Strength of magnetic field at surface of metal cylinder )

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

$A$  = พื้นที่หน้าตัดของแท่งโลหะ ( Cross section area ) [cm<sup>2</sup>]

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

กราฟรูปที่ 2.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ปริมาณกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ตัวแท่งทรงกระบอกโดยเทียบกับอัตราส่วนของเส้นผ่านศูนย์กลางของแท่งกลมทรงกระบอกกับความถี่ของการกระจายกระแสจากผิวของแท่งทรงกลมกระบอก

### 2.1.5 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่างๆกันในชิ้นงานที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอกนั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้นำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริงได้ โดยรูปที่ 2.5 เป็นกราฟที่ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างกัน ไปจากรูที่ 2.5 แนวตั้งเป็นค่าของความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับความหนาแน่นกระแสที่ผิว แนวอนจะเป็นค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆเทียบกับอัตราส่วนจากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นที่รัศมีเท่ากับ 70% ของรัศมีชิ้นงาน จากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่ผิวคูณกับรัศมีที่ต้องการทราบค่าคงที่ของการกระจาย จะได้ค่าคงที่ของการกระจายกระแสที่รัศมีนั้นๆเมื่อ

$I_r$  = กระแสที่รัศมี

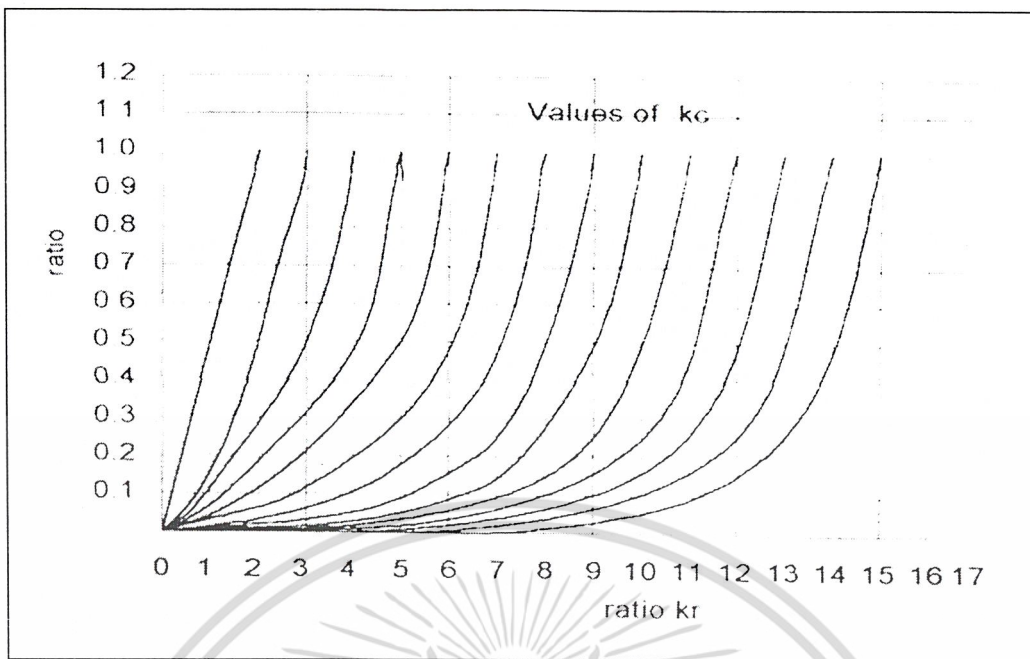
$I_a$  = กระแสที่ผิว (รัศมี a )

a = รัศมีขอบนอกสุดของแท่งกลมทรงกระบอก

$$K = \pi \mu / \rho \tag{2.3}$$

$\mu$  = ค่าความซึมซับ ( permeability )

$\rho$  = ค่าความต้านทานจำเพาะ ( resistivity )



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

**2.1.6 โลหะวิทยาของเหล็ก**

โดยทั่วไป เหล็กที่เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กจะมีคุณสมบัติที่แน่นอนกว่าโลหะชนิดอื่นๆที่ไม่ได้เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กและเป็นสิ่งสำคัญมากในการเหนี่ยวนำความร้อน คุณสมบัติหลักอย่างหนึ่งที่โลหะมีอยู่ก็คือค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยน โดยทั่วไปความนำแม่เหล็กจำเพาะจะเป็น 1 ที่อุณหภูมิระหว่าง 1275-1600 F ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กและส่วนผสมโลหะอื่นในเหล็กด้วย และมีการแสดงให้เห็นว่าที่สนามแม่เหล็กที่มีความเข้มสูง ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะลดลงอย่างรวดเร็วที่ 1400-1475 F โดยลดลงถึง 100 เท่าของความถี่เดิม

**2.1.7 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)**

ค่าอุณหภูมิวิกฤต (critical temperature) เหล่านี้เรียกว่าจุดคูรี (curie point) เป็นจุดที่ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะของโลหะลดลงอย่างรวดเร็วเป็น 1 ทำให้ตัวมันทำหน้าที่เป็นแกนอากาศของสนามแม่เหล็ก และพบว่ามีโบลินัมแลชลิคอนจะเป็นตัวผสมช่วยให้อุณหภูมิที่จุดคูรีมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่แมงกานีสและนิกเกิลจะลดค่าอุณหภูมิที่จุดคูรี ดูตารางที่ 2.2

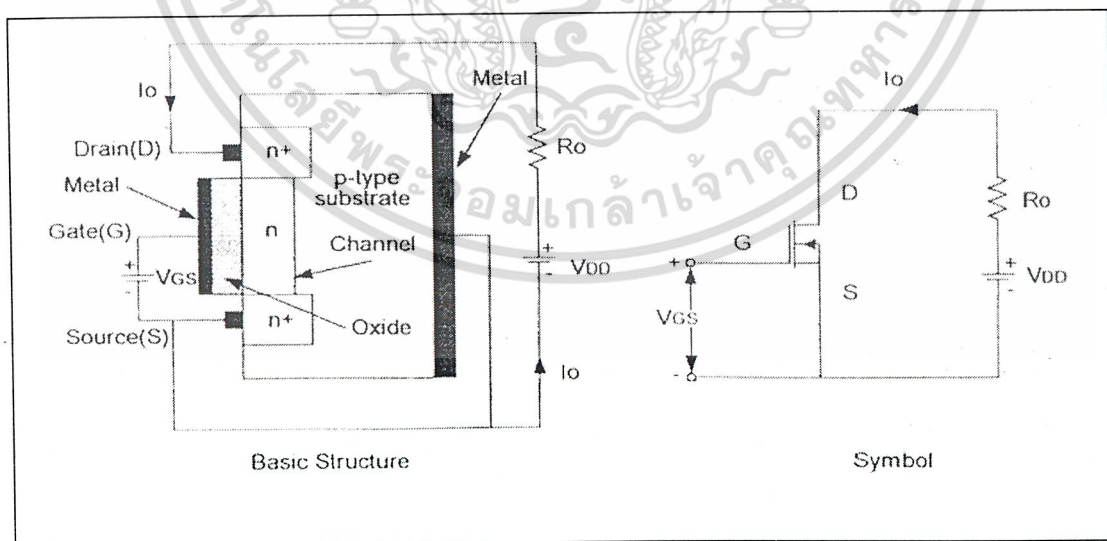
ชนิดโลหะ	อุณหภูมิ
เหล็ก (Iron)	1420
โคบอล (Coball)	2105
นิกเกิล (Nickel)	680
เหล็ก ผสมนิกเกิล (Nickel- Iron (30Ni-70Fe))	160
โลหะผสม ( Permalloy( 78Ni-22Fe))	1020
โลหะผสม ( Nickel-Copper(Thermalloy,Thermopern))	50-160
โลหะผสม (Carbon-steel (medium))	1330

ตารางที่ 2.2 ค่าอุณหภูมิวิกฤตแต่ละชนิดของ โลหะแต่ละชนิด

## 2.2 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

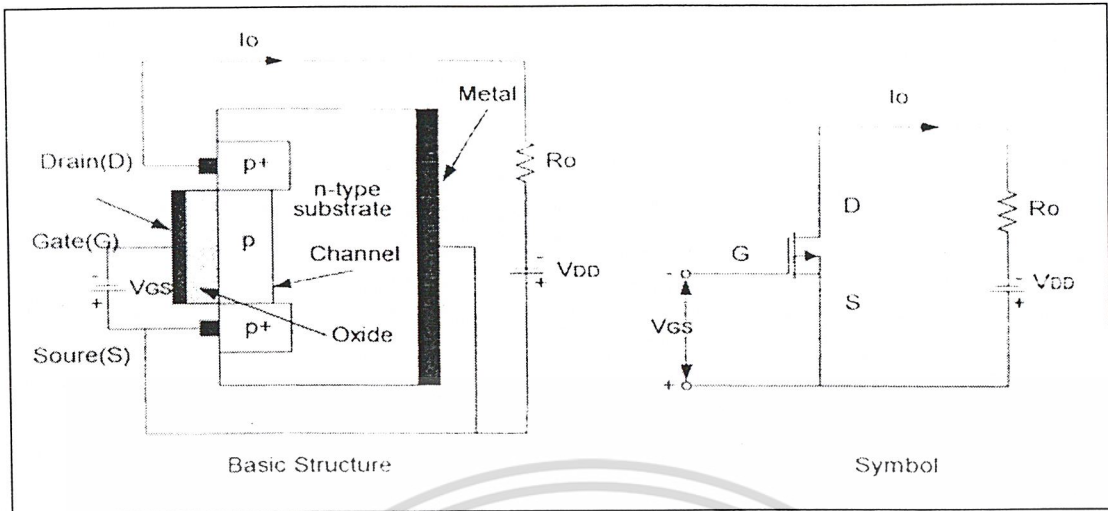
### 2.2.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาท์พุทด้วยแรงดันที่ขาเกต และต้องการกระแสอินพุทต่ำมาก มีความเร็วในการสวิตซ์สูง เวลาในการสวิตซ์ต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตและต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



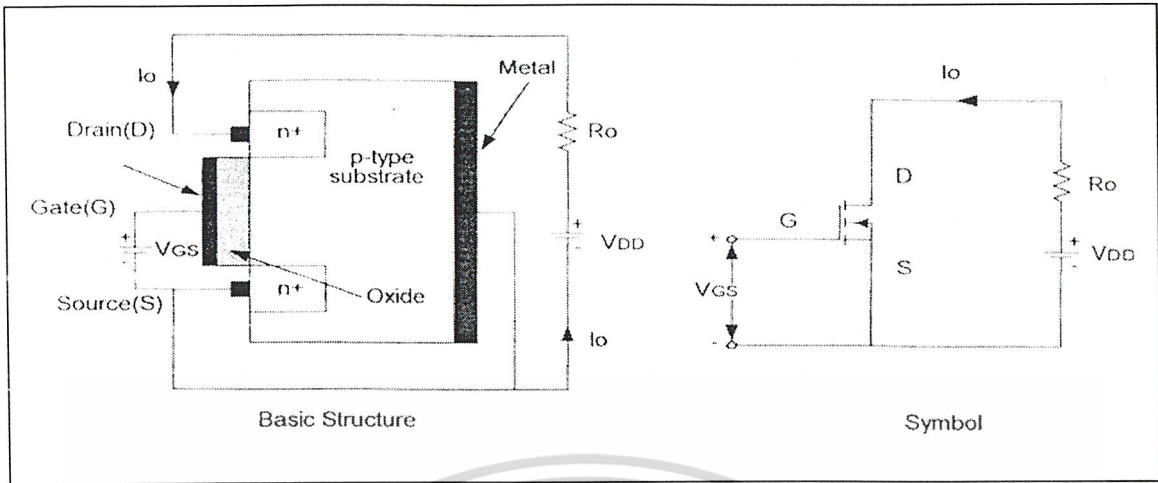
รูปที่ 2.6 ดิพลีซันมอสเฟตชนิดเอ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

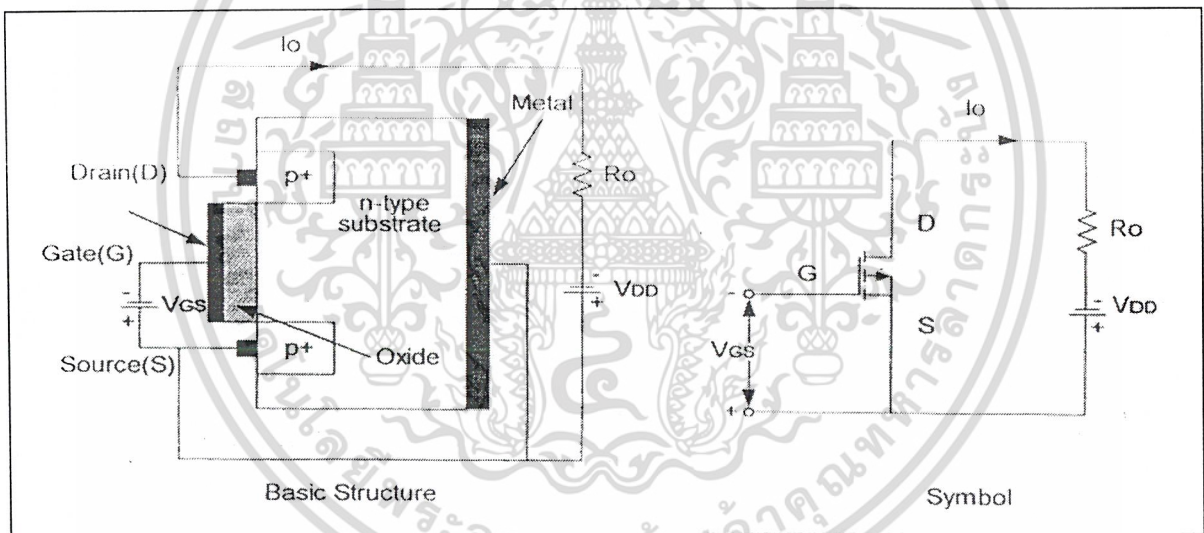


รูปที่ 2.7 ดีพลีชั่นมอสเฟตชนิดพี

มอสเฟตมีด้วยกันสองชนิดคือ ดีพลีชั่นมอสเฟต (depletion mofet )และ เอ็นฮานซ์เมนทึมมอสเฟต (enhancement mosfet ) ดีพลีชั่นมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารกึ่งตัวนำชนิดพี ดังรูปที่ 2.6 และถูกโด๊ป (dope) ด้วยซิลิกอนชนิด n<sup>+</sup> ซึ่งมีความต้านทานต่ำ ถูกแยกออกจาก เซนแนลด้วยชั้นของออกไซด์ต่างๆทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกท (Gate) เดรน (Drain) และซอร์ส (Source) แรงดันที่เกทซอร์ส ( V<sub>GS</sub> ) นั้นเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V<sub>GS</sub> เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นเซนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ ด้านล่างของชั้นออกไซด์เป็นผลทำให้เซนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์ส R<sub>DS</sub> มีค่าสูงขึ้นถ้า V<sub>GS</sub> มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้เซนแนลปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ซึ่งทำให้ R<sub>DS</sub> มีค่าสูงขึ้น จนไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส ( I<sub>DS</sub> =0 ) แรงดัน V<sub>GS</sub> ดังกล่าวเรียกว่าแรงดันพินช์ออฟ (Pinch off voltage),V<sub>D</sub> เมื่อ V<sub>GS</sub> มีค่าเป็นบวกเซนแนลจะเริ่มกว้างขึ้น และ I<sub>DS</sub> จะไหลมากขึ้น เนื่องจาก R<sub>DS</sub> น้อยลงสำหรับดีพลีชั่นมอสเฟตชนิดพีจะมีขั้วของ V<sub>DS</sub> , I<sub>DS</sub> และ V<sub>GS</sub> ที่ตรงกันข้ามกับชนิดเอ็นในเอ็นฮานซ์เมนทึมมอสเฟตชนิดเอ็นจะไม่มีเซนแนลในรูปที่ 2.8 ถ้า V<sub>GS</sub> เป็นบวก อิเล็กตรอนจะถูกดูดจากซับสเตรทชนิดพี (p-type substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V<sub>GS</sub> มีค่าเป็นบวกมากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold voltage),V<sub>T</sub> แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดเอ็นเซนแนลสเหมือนขึ้นและจะทำให้กระแสไหลจากเดรนไปซอร์สได้ สำหรับในเอ็นฮานซ์เมนทึมมอสเฟตชนิดพีสภาวะของ V<sub>DS</sub> , I<sub>DS</sub> และ V<sub>GS</sub> จะตรงข้ามกับชนิดเอ็น



รูปที่ 2.8 เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็น



รูปที่ 2.9 เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี

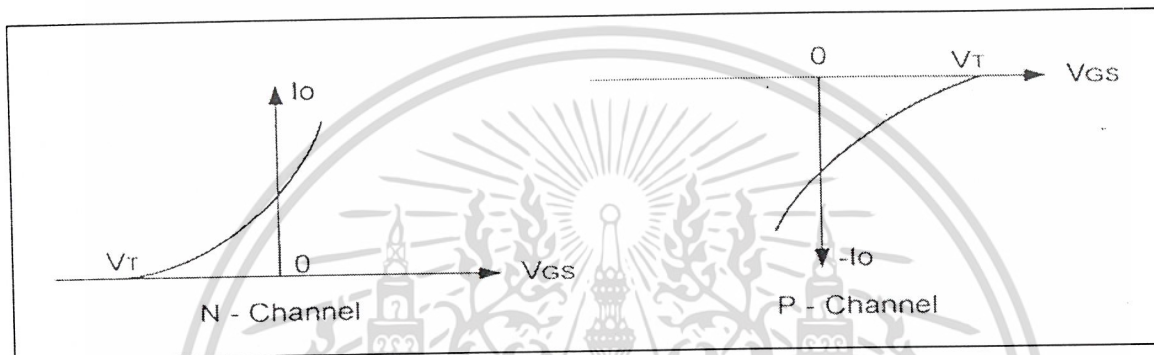
### 2.2.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกตต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน  $I_D$  กับกระแสเกต  $I_G$  อย่างไม่ก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

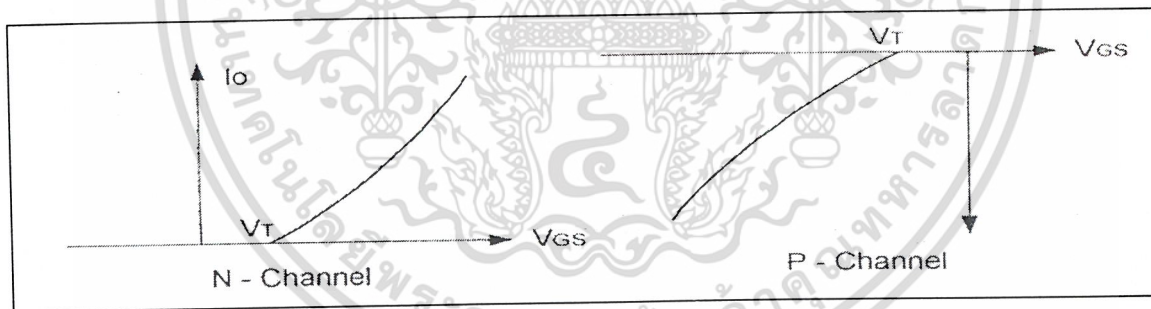
ลักษณะสมบัติไอช่ายของมอสเฟตชนิดเอ็นและชนิดพี ดังแสดงในรูปที่ 2.10 และรูปที่ 2.11 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็นจะมีการทำงานใน 3 บริเวณ

คือ บริเวณคัทออฟ (cut off region) เมื่อ  $V_{GS} < V_T$  บริเวณอิ่มตัวหรือบริเวณฟิซชอว์ (saturation or triode region) เมื่อ  $V_{GS} > V_T$  และ  $V_{DS} > V_{GS} - V_T$  และบริเวณเชิงเส้น (linear region) เมื่อ  $V_{GS} > V_T$  และ  $V_{DS} < V_{GS} - V_T$  ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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  $V_{DS}$  เนื่องจากกระแสดรูงและแรงดันครนต่ำทำให้มอสเฟตทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้น สำหรับการสวิทซ์ในบริเวณอิมตัวกระแสครนจะคงที่เมื่อแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้มอสเฟตจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟตชนิดดีพลีชันและเอ็นฮานซ์เมนต์ จะมีโมเดลที่สภาวะคงตัวดังรูปที่ 2.13 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์,  $G_M$  หาได้จาก  $G_M = d I_D / d V_{GS}$  เมื่อ  $V_{DS}$  คงที่และความต้านทานด้านเอาต์พุต,  $r_o = R_{DS}$  หาได้จาก  $R_{DS} = d V_{DS} / d I_{DS}$  ( $R_{DS}$  ในบริเวณพินช์ออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์มและในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม)



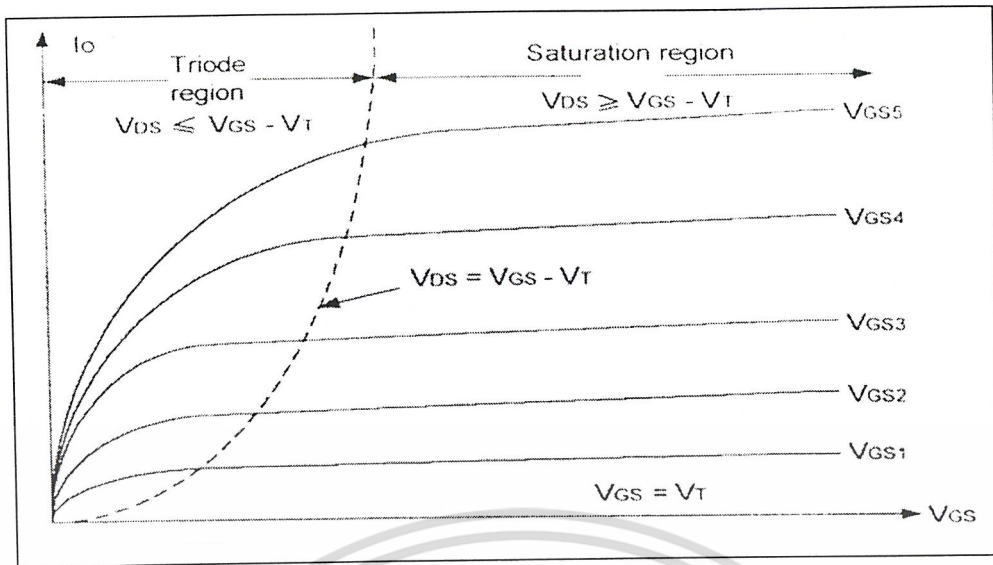
Depletion – type MOSFET



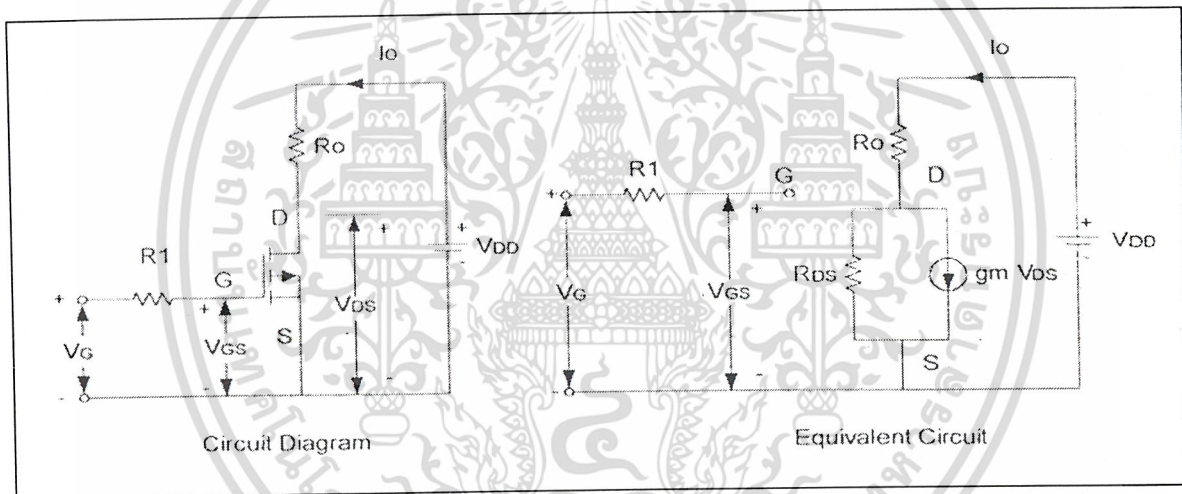
Enhancement – type MOSFET

รูปที่ 2.10 ลักษณะสมบัติไอพ่นของมอสเฟต

สำหรับดีพลีชันมอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ทั่วไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์



รูปที่ 2.11 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของเอ็นแชนซ์เมนต์



รูปที่ 2.12 โมเดลการสวิตชิงที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

### 2.2.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต (Structures of power Mosfet)

1. ผลจากความสามารถทางอินพุตอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้อนันต์
  - ใช้แรงดันเป็นตัวขับ (Voltage drivfn input)
  - ใช้กำลังด้านอินพุตต่ำ (Low input power)
  - ใช้อุปกรณ์ในการขับขาน้อย (Few driver circuit components)
2. มีความเร็วในการสวิตช์สูงมาก (Very fast switching times)
  - ไม่มีพาหะส่วนน้อย (No minority carrier)
  - มีค่าเวลาในการหยุดนำกระแสต่ำ (Minimal turn-off time)
  - พื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยเมื่อไบอัสกลับกว้าง ( Large reverse biased safe operating area)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มีค่าแบนด์วิดท์ของอัตราขยายสูง ( high gain bandwidth product )
- 3. มีสัมประสิทธิ์บวกทางอุณหภูมิต่อความต้านทานขณะนำกระแส ( Positive temperature coefficient of on resistance )

**2.2.4 การทำงานแรงดันรักษาสภาพคงตัว ( Threshold Voltage ),  $V_T$**

แรงดันรักษาสภาพคงตัวเป็นแรงดันเกทถึงซอร์สที่ต้องการทำให้เกิดการแพร่กระจายประจุตรงข้ามบริเวณผิวของช่องในเชิงอุตสาหกรรมแรงดันรักษาสภาพคงตัวสามารถคงตัวหาได้โดยการกำหนดค่ากระแส 1mA ดังนั้นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสไหล 1 mA คือแรงดันรักษาสภาพคงตัวค่านี้จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นเกท ออกไซด์และการแพร่ภายในช่อง ค่าต่ำสุดที่อุณหภูมิห้องมีค่า 1.5 โวลต์ เป็นค่าที่แน่นอนที่ทำให้อุปกรณ์ทำงานอยู่สภาวะการทำงานที่แน่นอนจนกระทั่งอุณหภูมิของรอยต่อถึง 150 C

**ความต้านทานขณะเปิดวงจร ( On –Resistance ),  $r_{DS(on)}$**

ค่าความต้านทานขณะเปิดวงจรสามารถหาได้จากความต้านทานรวมที่กระแสเดรนไหลจากขาเดรนไปขาซอร์ส จากรูปที่ 2.13  $r_{DS(on)}$  ประกอบด้วยความต้านทาน 4 ตัว คืออินเวอร์ชันแซนแนล (The inversion channel) ,  $r_{CH}$  , บริเวณ เกท-เกรนแอคคิวมูเลชัน (The gate-grain Accumulation region) ,  $r_{ACC}$  , บริเวณพินช์จังก์ชันเฟต ( The junction FET pinch region ) ,  $r_{JFET}$  , และบริเวณเดรนที่แพร่เจือจาง ( The lightly doped drain region ) ,  $r_D$  ,ตามสมการ

$$r_{DS(on)} = r_{CH} + r_{ACC} + r_{JFET} + r_D \tag{2.4}$$

$r_{CH}$  ขึ้นอยู่กับความของช่อง ( channel )

$r_{ACC}$  ขึ้นอยู่กับความกว้างของชั้น โพลี (Poly width )

$r_{JFET}$  ขึ้นอยู่กับความต้านทานจำเพาะ ( epi resistivity )

(ทั้งสามตัวนี้จะแปรผกผันกับความกว้างของช่อง และแรงดันเกทถึงซอร์ส)

$r_D$  ขึ้นอยู่กับสัดส่วนของความต้านทานจำเพาะความกว้างของชั้น โพลีและเป็นสัดส่วนกลับกับความกว้างของช่อง

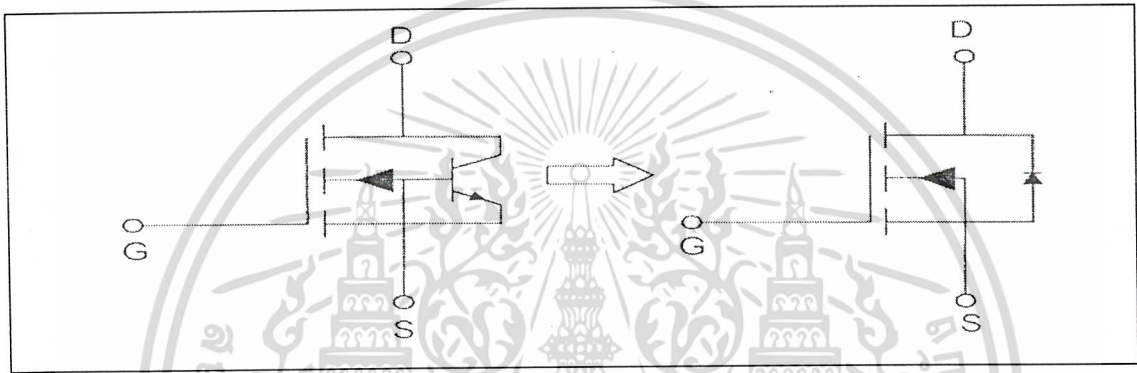
**แรงดันพังทลาย ( Breakdown Voltage ),  $V_{(BR)DSS}$**

แรงดันพังทลายหรือแรงดันกลับต่อต้านของเพาเวอร์มอสเฟต มีลักษณะเหมือน V ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และจะเกิดเหมือนการพังทลายแบบอะวาลานซ์ ( avalanche breakdown ) ค่าจำกัดของแรงดันจะถึงจุดเมื่อพังทลายในบริเวณดีพลีชัน (depletion region ) ขณะป้อนแรงดัน

ไบอัสกลับให้แก่อรอยต่อพีเอ็นจนได้รับพลังงานจลน์เพียงพอที่จะทำให้เกิดการไอออไนซ์เซชัน (ionization ) หรือเมื่อสนามไฟฟ้าถึงจุดวิกฤต ขนาดของแรงดันสามารถพิจารณาจากพฤติกรรมของไมวากรีนใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บริเวณที่แพร่สารเจือจางของชั้นเดรน และชนิดจุดเชื่อมต่อของ die 's surface electric field รูปที่ 2.13 เป็นวงจรรีไฟฟ้ของโครงสร้างจะเห็นได้ว่าโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ประกอบอยู่ในอีพิเลเยอร์ (epi layer )

จุด A จะเห็นได้ว่าอิมิตเตอร์และเบสจะต่อเข้าด้วยกันดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมค่า  $V_{(BR)DSS}$  ของเพาเวอร์มอสเฟตจึงเท่ากับ  $V_{(BR)CES}$  ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และสังเกตที่เบสที่ต่อกับโลหะฮอร์สจะใช้เป็นรอยต่อเบสกับคอลเลกเตอร์ นั่นคือไดโอด (didoe) ที่ต่อคร่อมขาเดรนและขาฮอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.13 ไดโอดแกรมวงจรถ่ายภายในอุปกรณ์

### ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต ( POWER MOSFET Capacitance )

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟตเกิดจาก โครงสร้างของมอสและรอยต่อพีเอ็น ค่าความเก็บประจุที่เกิดจาก โครงสร้างมอสประกอบด้วยค่าความจุของเกต-ฮอร์ส (gate-source capacitance ),  $C_{gs}$  และค่าความเก็บประจุของเกต-เดรน ( gate-drain capacitance ),  $C_{gd}$  ขนาดของค่าความเก็บประจุทั้งสองจุดขึ้นอยู่กับ โครงสร้างและออกไซด์ที่ชั้นเกตที่เป็นซิลิกอนรอยต่อพีเอ็นที่มีการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดค่าความเก็บประจุเดรนถึงฮอร์ส และค่าความเก็บประจุนี้สามารถหาได้เหมือนตัวเก็บประจุทั่วไป ดังนั้นค่าของมันจึงขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวและความกว้างของบริเวณรอยต่อพีเอ็นที่เกิดการป้อนไบอัสกลับ (reverse biased junction depletion region )

ฉนวนไดอิเล็กทริกของ  $C_{gd}$  และ  $C_{gs}$  มักใช้แก้ว จึงเป็นตัวประจุที่ค่อนข้างเสถียรมากไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิหรือแรงดัน ถ้าแรงดันที่ป้อนให้ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเกินจะทำให้เกิดการพังทลายผ่านแก้วและกลายเป็นค่าความต้านทานนั่นคือเพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

## 2.2.5 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

### ความเร็ว (Speed)

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ใช้พาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) ดังนั้นจึงทำให้มีความเร็วในการสวิตช์เร็ว ซึ่งต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีพาหะส่วนน้อย (minority carrier) ค้างเหลืออยู่ที่เบส ทำให้เวลาดำงค่า (storage time) มากขึ้นความเร็วในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตจะขึ้นอยู่กับภาระการเก็บประจุและคายประจุของค่าความเก็บประจุภายในของเพาเวอร์มอสเฟต แต่ไม่ได้ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิการทำงาน

### คุณสมบัติทางด้านอินพุท (Input characteristics)

เกตของเพาเวอร์มอสเฟตถูกแยกออกจากซอร์สโดยชั้นออกไซด์ สามารถแทนด้วยค่าความต้านทานมีค่ามากถึง  $40\text{ M}\Omega$  เพาเวอร์มอสเฟตจะได้รับไบอัสปิดวงจร (biased-on) ที่จากเกตได้ถึง 10 โวลต์ ดังนั้นสามารถต่อมาจาก TTL หรือ CMOS ได้

เมื่อเกตแยกออกจากซอร์สจึงทำให้ชุดขับเกต (gate drive) ไม่เกี่ยวข้องกับกระแสไหลลง จึงทำให้ลดความยุ่งยากในการจับวงจรลงมีผลให้ราคาระบบลดลง

### พื้นที่ทำงานปลอดภัย (safe operating area)

เพาเวอร์มอสเฟตจะไม่ต้องการอัตราความสามารถในการรับกำลังมากตามแรงดันที่จ่าย ดังนั้นการเกิดการพังทลายครั้งที่ 2 (secondary breakdown) จะไม่เกิดในพิกัดของอุปกรณ์อาจทำให้ไม่ต้องใช้วงจรสับเบออร์ หรือใช้ค่าตัวเก็บประจุน้อยๆ ในวงจรสับเบออร์

ขอบเขตการทำงานปลอดภัย (safe operating boundaries) ถูกจำกัดโดยระดับแรงดันกระแสสูงสุดแรงดันพังทลายและความสามารถในการรับกำลังของอุปกรณ์

### แรงดันขณะวงจรปิด (On-voltage)

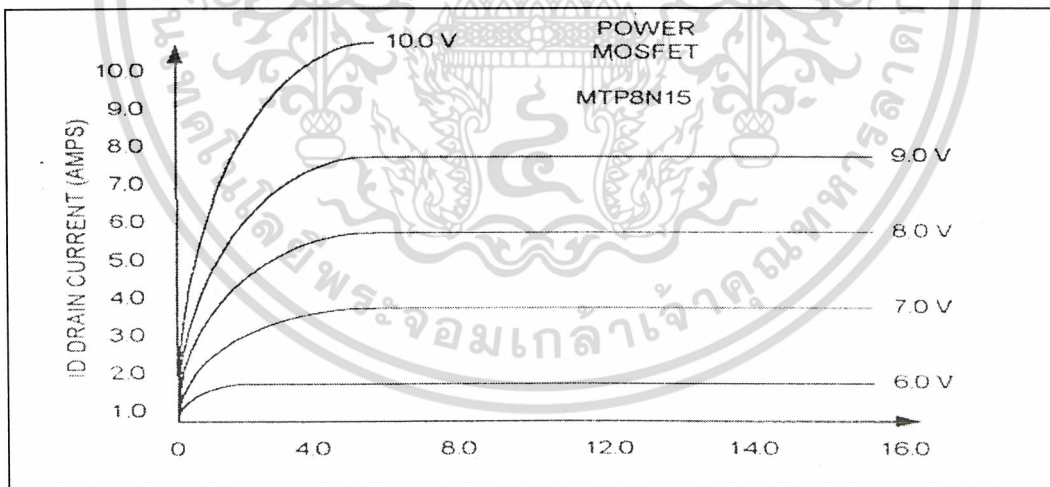
แรงดันต่ำสุดขณะวงจรปิดของเพาเวอร์มอสเฟต จะพิจารณาจากค่าความต้านทานขณะวงจรปิด,  $r_{DS(on)}$  สำหรับงานที่แรงดันต่ำค่า  $r_{DS(on)}$  จะต่ำมากแต่ที่แรงดันสูง ค่า  $r_{DS(on)}$  ก็จะเพิ่มขึ้นตามด้วย  $r_{DS(on)}$  มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก เหมาะในการนำไปต่อขนานเพราะค่าสัมประสิทธิ์ทางบวกของ  $r_{DS(on)}$  และค่าสัมประสิทธิ์ของทรานคอนดักแตนซ์ทางลบ ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตแทบจะไม่เกิดอุณหภูมิเตลิด (thermal runaway)

### 2.2.6 คุณลักษณะพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

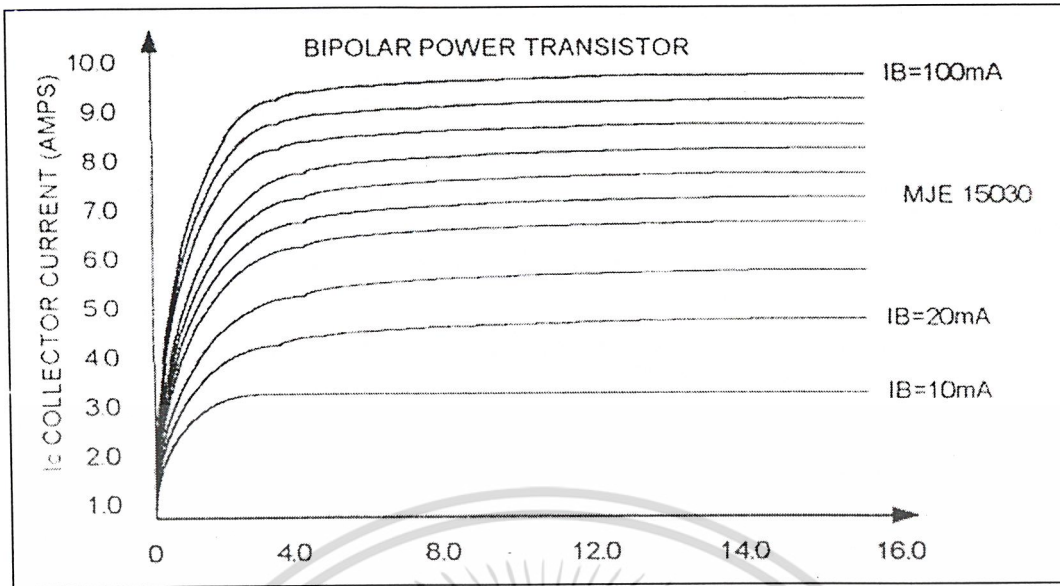
กราฟของเพาเวอร์มอสเฟตและไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เมื่อเทียบกับที่พิกัดค่าหนึ่งกราฟ คุณลักษณะทางด้านเอาต์พุตทั้งสองสามารถแบ่งเป็น 2 อย่างเหมือนกัน โดยที่เพาเวอร์มอสเฟตจะมี ย่านโอมิก (ohmic region) และย่านแอคทีฟ (active region) ส่วนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีย่านอิ่มตัว (saturation region) และย่านแอคทีฟ (active region)

จากกราฟรูปที่ 2.14 และรูปที่ 2.15 จะเห็นว่ามีความแตกต่างที่เห็นได้ชัด 3 ประการ คือ

1. เพาเวอร์มอสเฟตทำให้เกิดชุดกราฟโดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเกต ต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงที่กระแสเบส
2. ความชันของกราฟในย่านอิ่มตัวของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะชันมากกว่าย่านโอมิกของเพาเวอร์มอสเฟต ย่อมแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานขณะปิดวงจรของเพาเวอร์มอสเฟตจะสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
3. กราฟความชันในย่านการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะชันมากกว่าเพาเวอร์มอสเฟต นั่นคือ จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นแหล่งจ่ายกระแสลงที่ได้ดี  $I_D$  ของเพาเวอร์มอสเฟตจะถูกจำกัดโดยแรงดันพินช์ออฟ (pinch off voltage) ที่เกิดขึ้นภายในของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.14  $I_D - V_{DS}$  คุณลักษณะการส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTP8N15 ย่าน A เรียกว่า ย่านโอมิก, ย่าน B เรียกว่า ย่านแอคทีฟ



รูปที่ 2.15  $I_C - V_{CE}$  คุณลักษณะการส่งผ่านของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ MJE15030 ย่าน A เรียกว่า ย่านอิมิตัว ย่าน B เรียกว่า ย่านแอสทึฟ

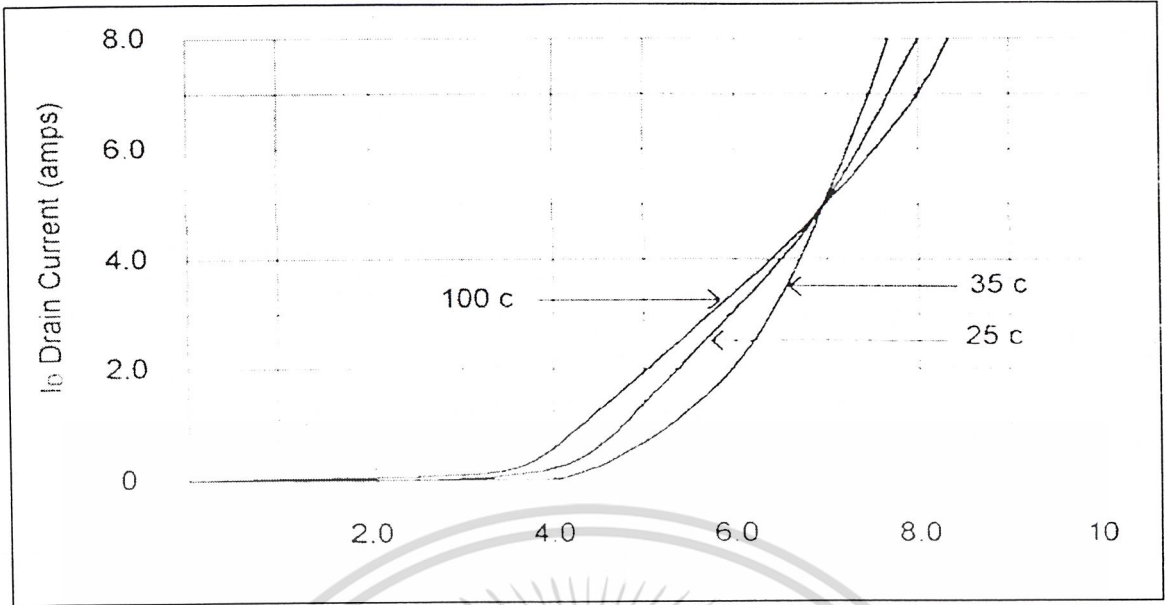
2.2.7 ค่าตัวแปรพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

ค่าความต้านขงจรปิด (On - resistance)

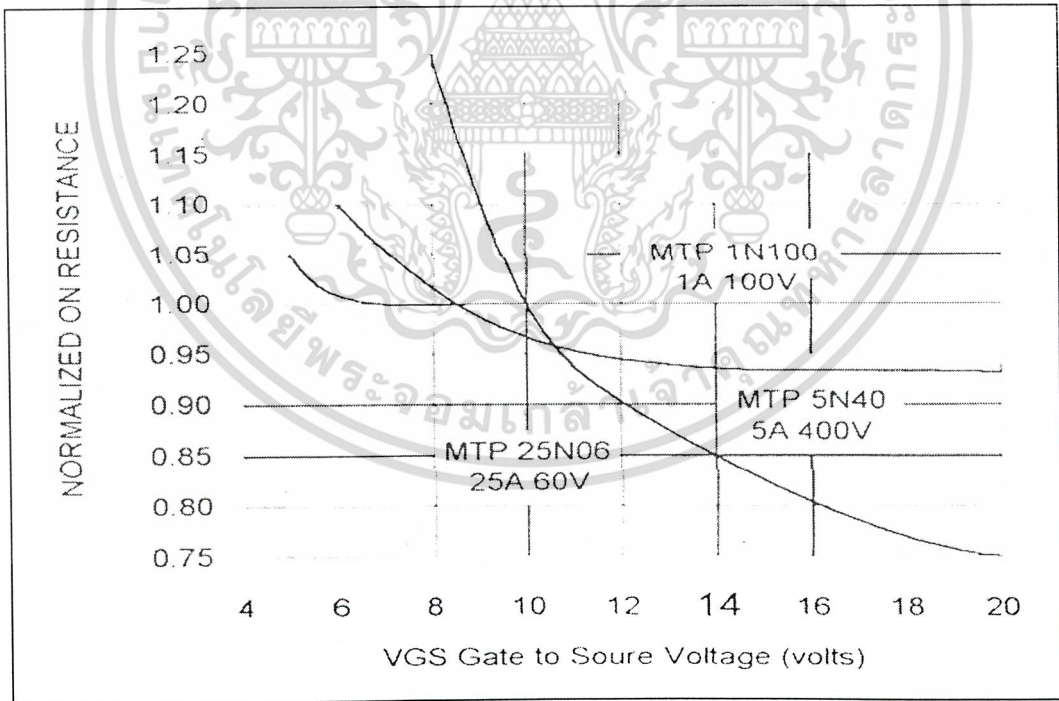
$r_{DS(on)}$  ของเพาเวอร์มอสเฟตคือคุณสมบัติสำคัญเพราะมันสามารถกำหนดปริมาณของกระแสที่ตัวอุปกรณ์สามารถรับได้โดยไม่เกิดกำลังงานสูญเสีย เมื่อมีการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตจากเปิดไปปิดวงจร ค่าความต้านทานเดรน - ซอร์ส จะเปลี่ยนจากค่าที่สูงมาก ๆ เป็นค่าเท่ากับ  $r_{DS(on)}$  ซึ่งเป็นค่าค่อนข้างต่ำมากการทำให้  $r_{DS(on)}$  น้อยที่สุดโยการให้แรงดันที่ขาเกตมากเพียงพอเพื่อให้กระแสเดรนอยู่ในย่านโอห์มมิก

รูปที่ 2.16 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มแรงดันเกตเกิน 12 โวลท์  $r_{DS(on)}$  จะเริ่มคงที่หรือเริ่มลดน้อยลงที่ขาเกตแรงดันสูงนี้จะทำให้ค่าเวลาในการเปลี่ยนสถานะเป็นเปิดวงจรเพิ่มมากขึ้นเนื่องจากมีประจุค้างอยู่ในค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุต ดังนั้นการทำงานที่เหมาะสมควรให้แรงดันที่ขาเกตประมาณ 10 โวลท์

จากรูปที่ 2.17 เห็นได้ว่าเมื่อกระแสเดรนเพิ่มมากขึ้นค่าความต้านทานขงจรปิดก็เพิ่มขึ้นตามและ  $T_j$  , ยังมีผลต่อ  $r_{DS(on)}$  ด้วย

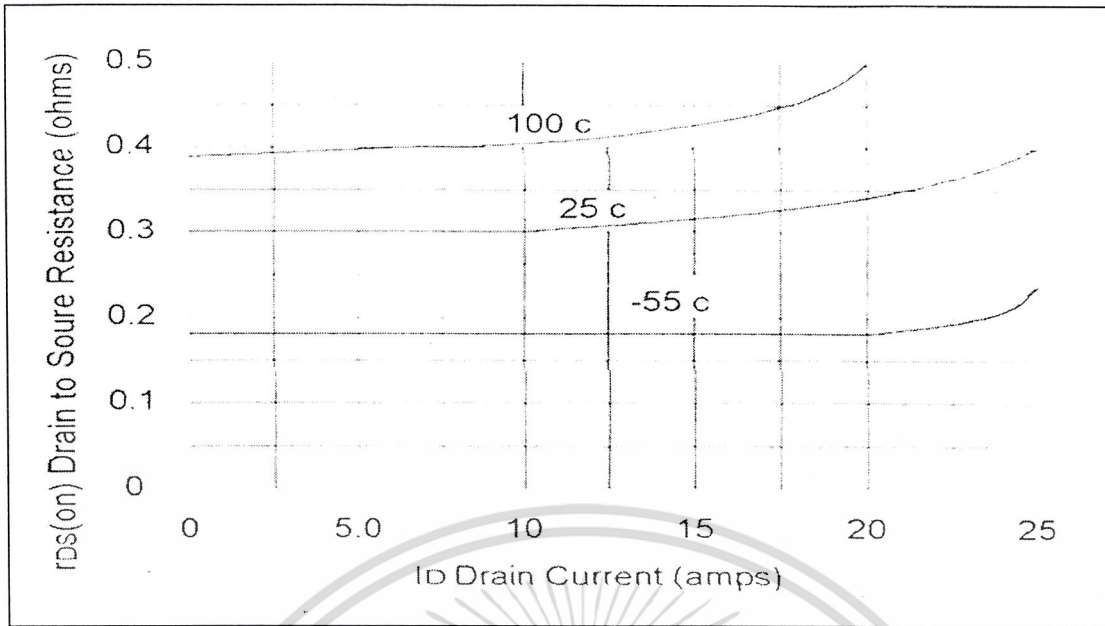


รูปที่ 2.16 กราฟแสดงคุณลักษณะส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟต

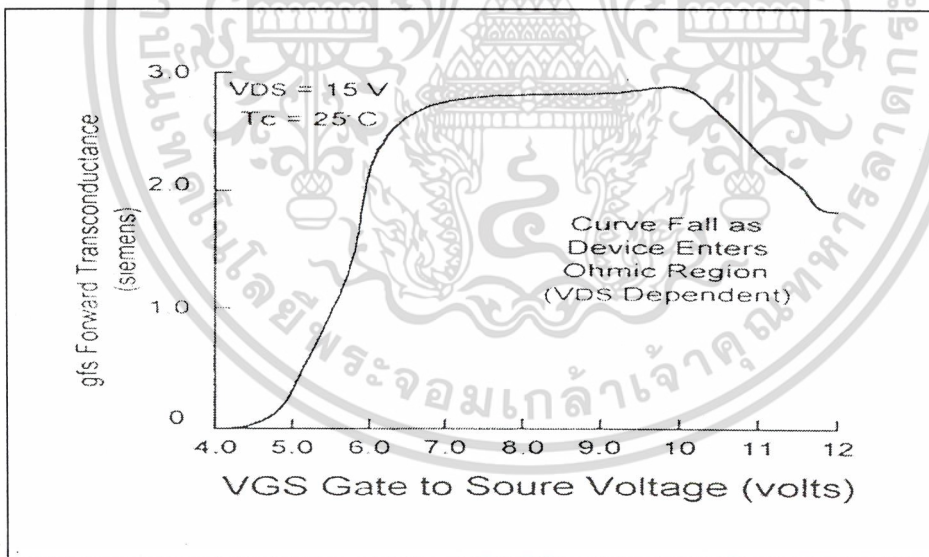


รูปที่ 2.17 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง  $r_{DS}$  ต่อ  $V_{GS}$  และ  $I_D$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง  $r_{DS(on)}$  ตามกระแสและอุณหภูมิที่รอยต่อ



รูปที่ 2.19 กราฟแสดงค่าทรานสคอนดักแตนซ์ต่อ  $V_{GS}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ทรานสคอนดักแตนซ์ ( trans conductance ) , $G_{FS}$

อัตราการขยายของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นตัวแปรสำคัญ เมื่อต้องการจะทำให้อุปกรณ์ทำงานในย่านแอกทีฟหรือกระแสคงที่ ( constant current )

ตามรูปที่ 2.19 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์สามารถดูได้จาก  $I_D - V_{DS}$  คุณลักษณะการส่งผ่าน (transfer characteristic ) ที่  $V_{DS}$  เปลี่ยนแปลงแล้วมีผลต่อ  $G_{FS}$  ในทางปฏิบัติ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะกำหนดที่ครั้งหนึ่งของพิกัดกระแสครนต่อเนื่องและที่  $V_{DS} = 15$  โวลท์

สำหรับการออกแบบสลับสภาวะของเพาเวอร์มอสเฟต ระหว่างสภาวะปิดวงจร และสภาวะเปิดวงจร ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะไม่ถูกนำไปใช้ในการออกแบบ

### แรงดันรักษาสภาวะคงตัว ( Threshold Voltage )

แรงดันรักษาสภาวะคงตัว ,  $V_{GS(th)}$  เป็นค่าแรงดันเกทที่ต่ำที่สุดที่ทำให้มีกระแสครนเริ่มไหลพอดี ค่าที่ผู้ผลิตกำหนดใช้เพื่อการผลิตอุปกรณ์คือ  $V_{GS(th)}$  ที่ทำให้มีกระแส  $I_D = 1$  mA

### 2.3 การออกแบบเพื่อนำเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้

#### พื้นที่การทำงานปลอดภัย (Safe operating area )

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

#### FBSOA

กราฟ FBSOA จะบอกถึงค่าสูงสุดของแรงดันและกระแสครนที่อุปกรณ์จะสามารถทนได้ขณะที่ไบอัสตรงหรือขณะนำกระแส จะมีค่าจำกัดอยู่ 4ค่าที่อยู่ในขอบเขตของกราฟ FBSOA เป็นค่าสูงสุดของพิกัดแรงดันครน -ซอร์ส ดังที่แสดงในขอบเขต A ถ้าเกินพิกัดถึงแม้จะเป็นชั่วขณะก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตสามารถพังได้ ดังนั้นควรระวังการเกิดการทรานเซียน ( transient ) ที่แหล่งจ่ายแรงดันให้แก่ครน ค่ากระแสครนสูงสุดที่สามารถยอมได้ภายในช่วงเวลาหรือเป็นพัลซ์ จะหาได้จาก บริเวณที่ 2 ของกราฟ FBSOA ข้อจำกัดจะเกิดจากสายภายในของตัวเพาเวอร์มอสเฟต , ขนาดจุดต่อของซอร์ส , คุณลักษณะ และความต้านทานทางอุณหภูมิ ถึงแม้ว่าเพาเวอร์จะสามารถรับกระแสเกินที่เกิดจากการไม่สม่ำเสมอได้ แต่ไม่ควรให้มันทำงานเกินพิกัดกระแสครนในขณะที่เป็นพัลซ์ที่ยังรวมถึงกระแสที่มีลักษณะเป็นการรบกวนชั่วขณะด้วย

ขอบเขตที่ 3 จะถูกกำหนดโดยค่าความต้านทานครน-ซอร์สขณะวงจรปิด และ

ขอบเขตที่ 4 จะขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางอุณหภูมิเนื่องจากการประกอบ ชีดจำกัดของกำลังของกราฟ FBOA หาได้จากกราฟผลตอบสนองต่ออุณหภูมิ (thermal response) อุณหภูมิที่รอยต่อภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตสูงสุดที่จะรับได้ และค่าพิกัด  $r_{\theta JC}$  สูงสุด การทำงานภายในกราฟจะจะทำให้ได้ค่าอุณหภูมิสูงสุดที่รอยต่อจะไม่เกิน  $150^{\circ}C$

เมื่อความต้านทานทางอุณหภูมิชั่วขณะ (transient thermal resistance) ลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงเวลาสั้นๆ จะทำให้ความสามารถที่จะรับกำลังสูงสุดได้เพิ่มกราฟดังตัวอย่างตามรูปที่ 4.2 ถ้ากำหนดให้เป็นพัลส์ 100 หนึ่งลูก จะได้ค่าความต้านทานทางอุณหภูมิ (effective thermal impedance) ของพัลส์ 100 หนึ่งลูก

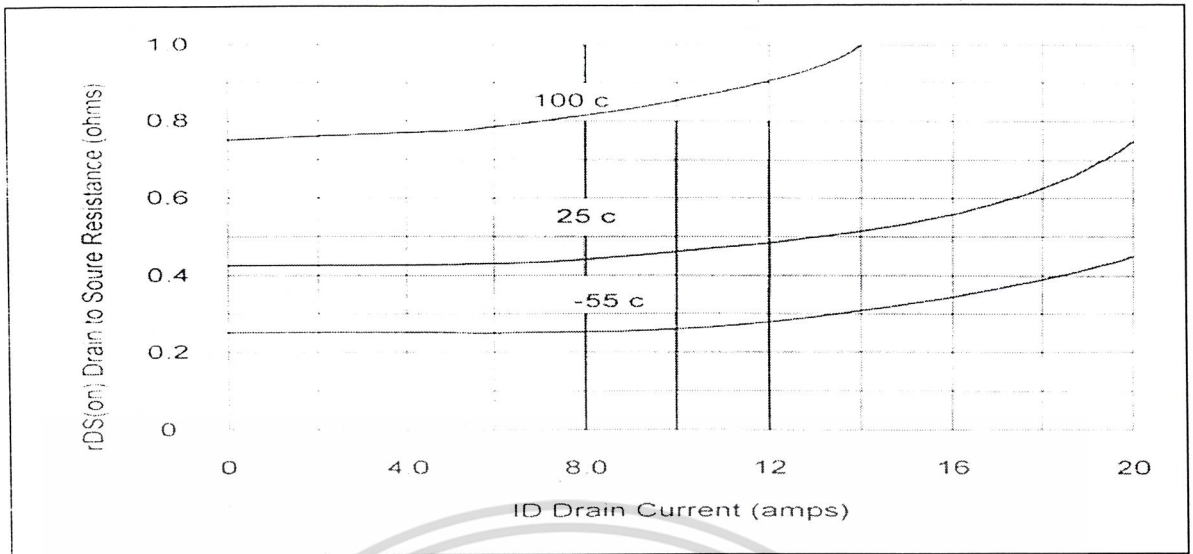
ค่าจำกัดความของค่าความต้านทานทางอุณหภูมิ  $R = (T_J - T_C) / P_D$  นำขนาดของพัลส์  $T_J = 150^{\circ}C$  และ  $T_J = 25^{\circ}C$  มาเข้าสมการจะได้  $P_D = 4564$  วัตต์ ดังนั้นจะเห็นว่า MTM8N40 สามารถนำกระแส 23 A ที่ความกว้างพัลส์ 100  $\mu s$  โดยที่  $T_{J(max)}$  ไม่เกิน  $150^{\circ}C$

ปกติกราฟ FBSOA ที่หาได้จากข้อจำกัดของอุณหภูมิเนื่องจากตัวถัง ทำให้เรารู้ล่วงหน้าว่าสถานะต่างๆเป็นอย่างไร ถ้าเกิดแรงดันและกระแสสูงชั่วขณะที่ยาวเกิน 10 sec สถานะนี้สามารถเกิดทั้งลิเนียร์และสวิทซ์ซิ่ง เช่น โหลดเกิดชอร์ท

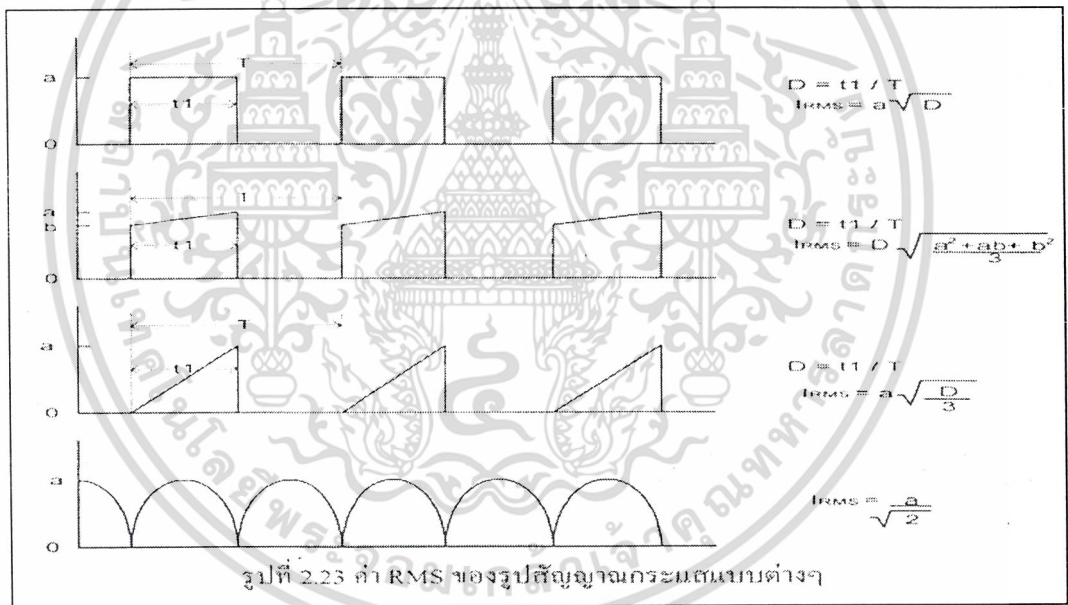
ขีดจำกัดของอุณหภูมิมายังจากขอบเขตของ SOA สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในทางลิเนียร์ ค่า  $T_{J(max)}$  จะมีผลกระทบต่อพิกัดกระแสพัลส์เมื่อนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้งานสวิทซ์จากการสังเกต พิกัดของกระแสเพาเวอร์มอสเฟตค่อนข้างเป็นการเรกติไฟร์ได้ดีกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เพราะพิกัดกระแสสูงสุดไม่ได้ถูกจำกัดโดยค่าอัตราขยายแต่ถูกจำกัดด้วยอุณหภูมิดังนั้นค่า  $r_{DS(on)}$ , การสูญเสียกำลังขณะปิดวงจร (On-state power dissipation), การสูญเสียสวิทซ์ซิ่ง (switching losses), ความกว้างพัลส์ (pulse width), ติวตี้ไซเคิล (duty cycle) และค่าความต้านทานทางอุณหภูมิมิระหว่างรอยต่อกับตัวถัง จะมีผลต่อ  $T_J$

การสูญเสียกำลังด้านสวิทซ์ซิ่งทั้งหมดเกิดจากการสูญเสียขณะเปิดวงจรที่ความถี่ต่ำ การสูญเสียสวิทซ์ซิ่งของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าน้อยมากสามารถตัดทิ้งได้ อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นค่าสูญเสียสวิทซ์ซิ่งจะเริ่มมากขึ้นและมีผลทำให้  $T_J$  เพิ่มขึ้น จุดที่แบ่งความถี่ต่ำความถี่สูงจะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของวงจรจับเกท วงจรจับเกทที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำจะมีค่าสูญเสียสวิทซ์ซิ่งค่อนข้างน้อยความถี่ 50 kHz

ในผลรวมของกำลังสูญเสีย (total power dissipation) ค่าสูญเสียขณะปิดวงจรจะเป็นค่าที่มากที่สุด และทำให้มีผลกระทบต่อความสามารถในการรับกระแสพัลส์สูงสุด การคำนวณค่ากำลังการสูญเสียขณะปิดวงจรต้องใช้กราฟของการเปลี่ยนแปลง  $r_{DS(on)}$  ที่อุณหภูมิหนึ่งกระแสครน



รูปที่ 2.22 กราฟความต้านทานขณะเปิดวงจรเทียบกับกระแสเดรน



รูปที่ 2.23 ค่า RMS ของรูปสัญญาณกระแสแบบต่างๆ

รูปที่ 2.23 ค่า RMS ของรูปสัญญาณกระแสแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ข้อจำกัดของการเปลี่ยนแรงดันเทียบกับเวลาในเพาเวอร์มอสเฟต( $dv/dt$ Limitation in POWER MOSFET )

$dv / dt$  ที่มีค่าสูงๆสามารถเกิดได้ 3 สภาวะ สภาวะแรกจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบสแตติก (static  $dv/dt$  ) เกิดขึ้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส แรงดันชั่วขณะคร่อมแรงดันซอร์ส และยังสามารถส่งผลกระทบไปที่ขาเกตโดยผ่านเกต-เดรน ค่าความเก็บประจุแฝง ( parasitic capacitance ) ,  $C_{(rss)}$  จะขึ้นอยู่กับขนาดอิมพีแดนซ์เกต-ซอร์ส และกระแสที่ไหลเข้าขาเกตทำให้แรงดันเกตถึงซอร์สสูงกว่า  $V_{GS(th)}$  ทำให้เกิดการนำกระแสขึ้นเองได้ การเกิด  $dv/dt$  ของเพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดเมื่ออิมพีแดนซ์เกต-ซอร์สมีค่ามากๆจึงไม่ควรเปิดวงจรที่ขาเกตถ้าอิมพีแดนซ์เกตถึงซอร์สมีค่าสูง และแรงดันชั่วขณะที่เกิดขึ้นระหว่างเดรนกับซอร์ส จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สภาวะที่สองเกิด  $dv / dt$  เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสแล้วมีแรงดันป้อนกลับ (feedback) ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีโหลดเป็นค่าความเหนี่ยวนำและความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูง เพาเวอร์มอสเฟตจะได้รับกระแสเดรนสูง ค่าแรงดันสูง  $V_{DS}$  และมีกระแสเคลื่อนย้าย ( displacement ) ขนาดสูงภายในค่าความเก็บประจุแฝง ดังนั้นจะอยู่ในรูปการเปลี่ยนแปลงไดนามิก (dynamic  $dv/dt$  ) เป็นผลทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สภาวะที่สาม แรงดันเดรนถึงซอร์สที่มีค่าความชันสูงจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรต่อแบบบริดจ์ขณะที่ไดโอดที่คร่อมเดรนและซอร์สนำกระแส

#### สิ่งที่ต้องการของวงจรขับเคลื่อน ( Gate Drive Requirement )

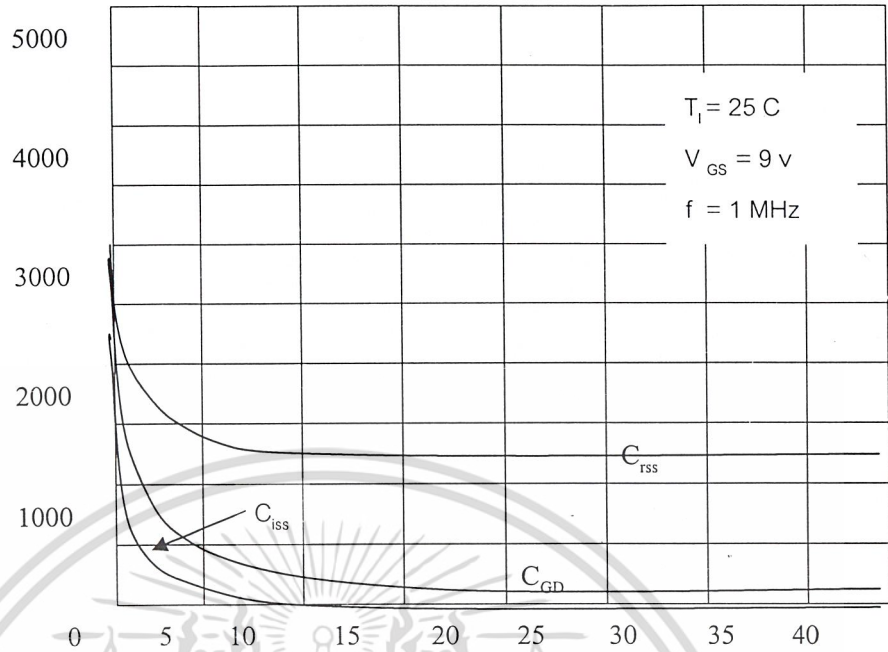
การขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟตเปรียบเสมือนกับการขับเคลื่อนของตัวเก็บประจุทางด้านอินพุท และจะมองค่าเก็บประจุอินพุทซอร์สร่วม ( common source input capacitance ,  $C_{iss}$  ) หรือค่าความเก็บประจุเกตส่งผ่านกลับทางซอร์สร่วม ( common source reverse transfer capacitance ,  $C_{rss}$  ) ค่า  $C$  เป็นผลรวมของค่าความเก็บประจุเกต ถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุเกตถึงเดรน จากกราฟรูปที่ 2.24 จุดที่น่าสังเกตคือที่  $V_{DS}$  น้อยกว่า 5 โวลต์ กราฟจะชันมาก

ข้อพิจารณาที่ยุ่ยากในการประมาณค่าเวลาในการสวิตช์ซึ่งมีอยู่ 2 ประการคือค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุท จะเปลี่ยนแปลงทางด้านเอาต์พุทตาม  $V_{DS}$  ค่าเวลาคงที่ (time constant) จะพิจารณาจากวงจรอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเคลื่อนและ  $C_{iss}$  ดังนั้นการคำนวณเวลาการไต่ขึ้น ( rise time) ของแรงดันเกต จะใช้การกำหนดอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเคลื่อนและการประมาณค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุท ส่วนประการที่สองเป็นผลมาจากค่าความเก็บประจุ มิลเลอร์ (Miller capacitance),  $C_{iss}$  นั้นคือค่า  $C_{GD}$

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้แรงดันสูงทำงาน จะได้  $V_{DS}$  ค่อนข้างต่ำ และ  $V_{GS}$  มีค่าประมาณ 15 โวลต์  $C_{GD}$  จะชาร์จแรงดันจนถึง  $V_{GS} - V_{DS(on)}$  เมื่อหยุดการทำงานจะมีแรงดัน  $V_{DS}$  สูงดังนั้น  $C_{GD}$  จะถูกชาร์จจากความต่างศักย์แตกต่าง แรงดันที่  $C_{GD}$  จะมีค่าแรงดันลบค่าสูง เมื่อ  $V_{GS}$  ประมาณศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

capacitance (pf)

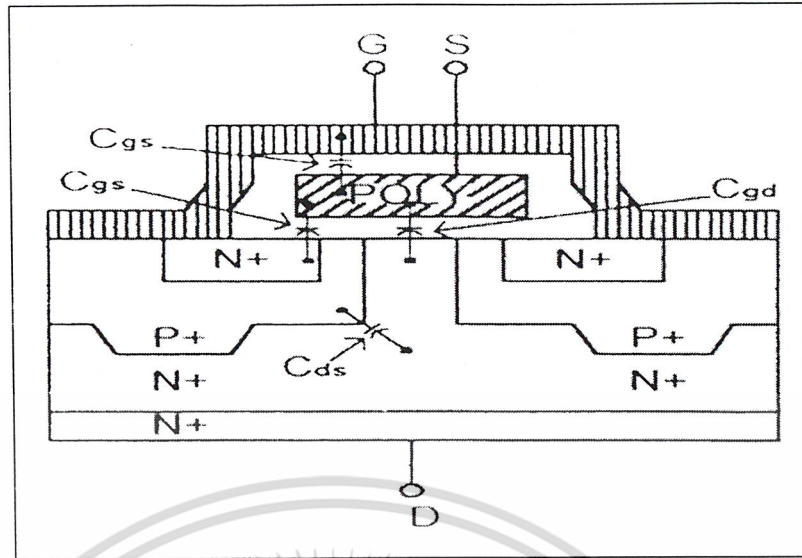


Drain to Source Voltage ( v )

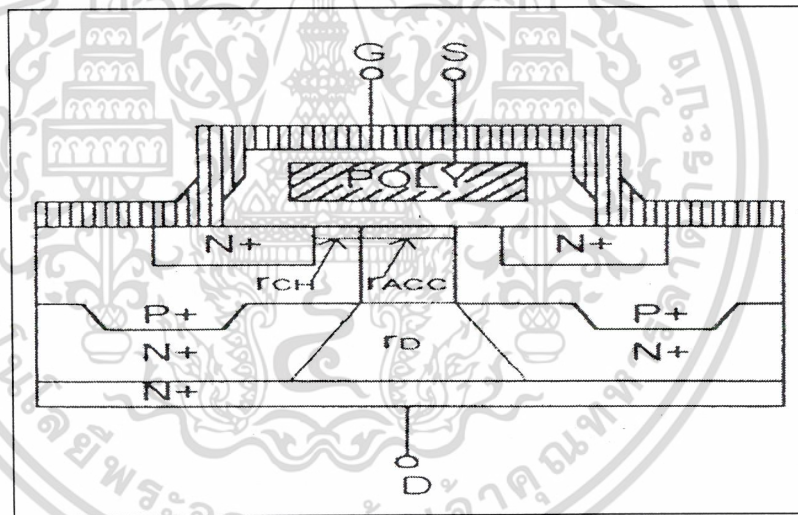
รูปที่ 2.24 ค่าความเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันครีนถึงซอร์ส

การประมาณค่าของความเร็วในการสวิตช์ซึ่งอย่างแน่นอน ทำได้โดยการแบ่งกราฟของช่วงการสวิตช์เป็น 3 ส่วน ตามรูปที่ 2.26

1. ในส่วนที่ 1 ตามรูปที่ 2.26 จาก  $t_0 - t_1$  เพาเวอร์มอสเฟตจะอยู่ในสภาวะหยุดทำงานและกระแสประมาณ 0 A  $C_{iss}$  จะชาร์จแรงดันจนถึง  $V_{GS(th)}$  อยู่ในส่วนที่ 1 และ 2 และที่  $t_1$  อุปกรณ์จะเริ่มนำกระแส
2. ในส่วนที่ 2 ตั้งแต่  $t_1 - t_2$  เพาเวอร์มอสเฟตจะเปลี่ยนสถานะจากหยุดทำงานเป็นทำงาน กระแสเดรนจะถูกควบคุมด้วย  $G_{FS}$  แรงดันจะตกจาก  $V_{DD}$  มาเป็น  $V_{DS(on)}$  ถ้านำค่า  $C_{GD}$  คูณด้วยการขยายแรงดันจะได้ค่าผลกระทบบิลเลอรี ชูดับจะจ่ายกระแสแก่  $C_{GD}$  ตลอดส่วนที่ 2
3. ในส่วนที่ 3 ตั้งแต่  $t_2$  ถึง  $t_3$  เพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะทำงาน อิมพีแดนซ์เดรนถึงซอร์สเปรียบเป็นค่าความต้านทาน  $C_{iss}$  จะชาร์จแรงดันจนถึง  $V_{DS(on)}$  ทั้งสามส่วน  
ค่า  $C_{iss}$  และ  $C_{rss}$  สามารถรู้ได้จากข้อมูลเฉพาะแต่ละเบอร์ของเพาเวอร์มอสเฟต ในย่าน 1 และย่าน 2 จะใช้ค่า  $C_{iss}$  และ  $C_{rss}$  ที่  $V_{DS} = V_{DD}/2$  ในย่าน 3 จะใช้ค่า  $C_{iss}$  ที่  $V_{DS} = V_{DS(on)}$



รูปที่ 2.25 กราฟฟังก์ชันในการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต

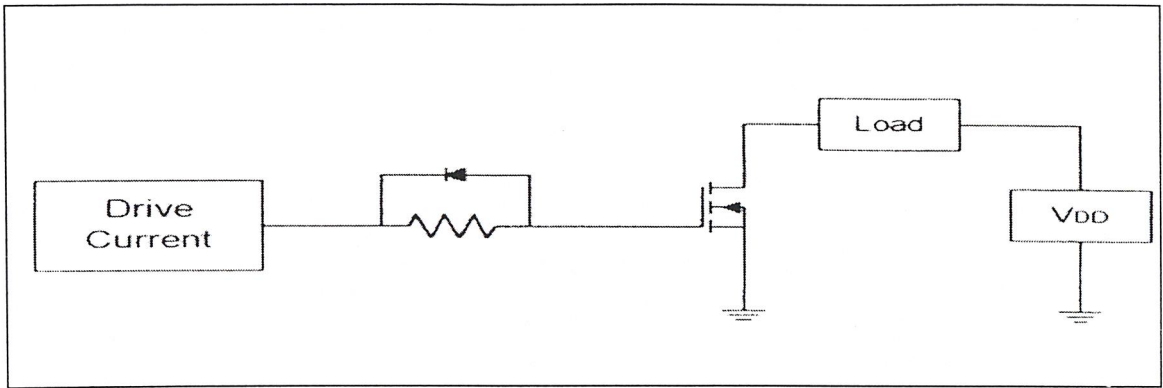


รูปที่ 2.26 รูปสัญลักษณ์ความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ

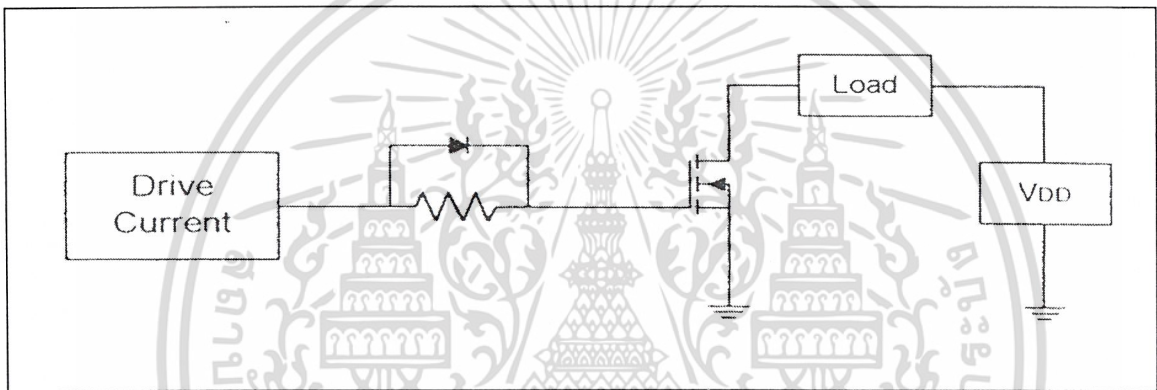
ความสัมพันธ์นี้ สมมติว่าไม่มีความต้านทานที่วงจรเกต การเพิ่มค่าความต้านทานจะทำให้เพิ่มเวลาในการสวิตช์ซึ่ง ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn on time) โดยไม่ต้องการให้กระทบต่อเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.27

ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) โดยไม่ต้องการให้กระทบต่อเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn on time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 แสดงการเพิ่มตัวต้านทาน และไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร

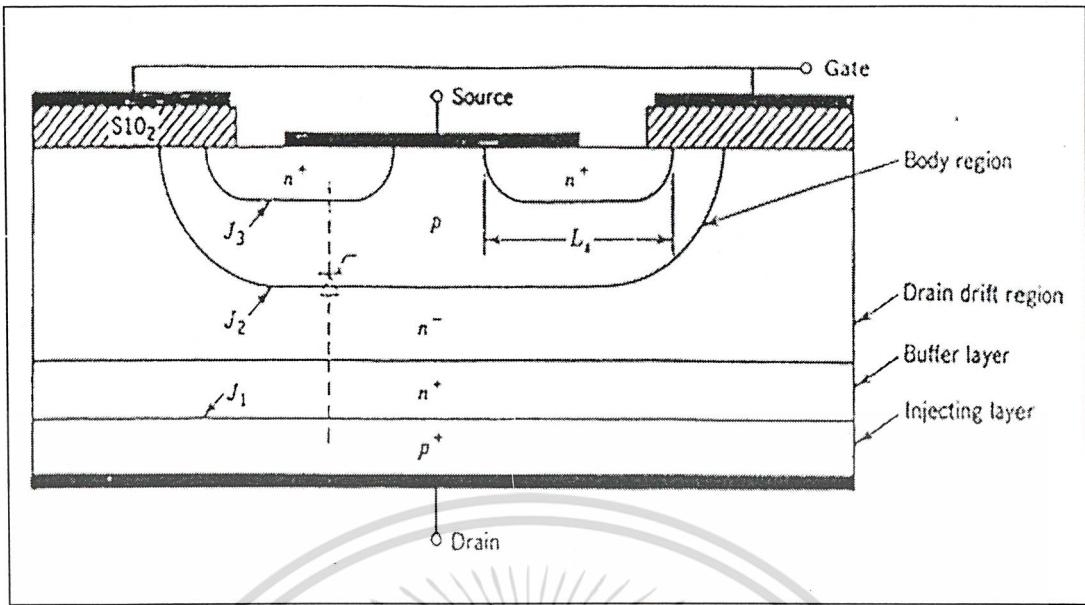


รูปที่ 2.28 แสดงการเพิ่มตัวต้านทาน และไดโอดเพื่อปรับปรุงวงจร

### 2.4 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

IGBT เป็นอุปกรณ์ที่สร้างจากแนวความคิดที่ว่า จากการที่ทราบว่าทรานซิสเตอร์กำลัง มีการสูญเสียในขณะที่นำกระแสที่ต่ำ มีศักดาพังทลายสูง แต่มีความเร็วในการสวิตช์ช้า เนื่องจากผลของการสะสมของประจุที่บริเวณปลดพาหะ ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟสมีการสูญเสียตอนนำกระแสสูงเนื่องจากความต้านทาน  $R_{ds}$  และมีค่าแรงดันพังทลายที่ต่ำแต่มีความเร็วในการสวิตช์สูง ด้วยเหตุนี้จึงมีการคิดสร้างมันขึ้นมา โดยการรวมเอาข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสองเข้าด้วยกัน เมื่อเรามาศึกษาโครงสร้างของมันพบว่า โครงสร้างของมันเหมือน มอสเฟส เพียงแต่มีชั้น  $P^+$  ที่เป็นชั้นฐานรองเพิ่มเข้ามาจะช่วย ในการฉีดพาหะส่วนมากเข้าไปในชั้น  $N$

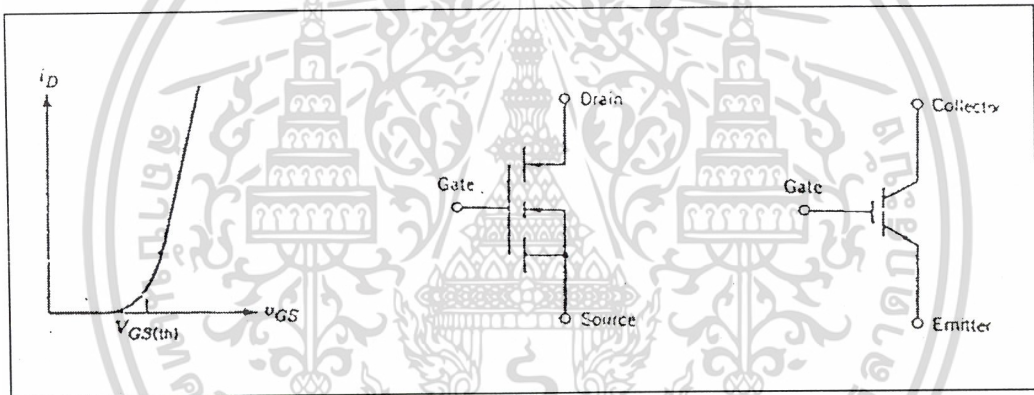
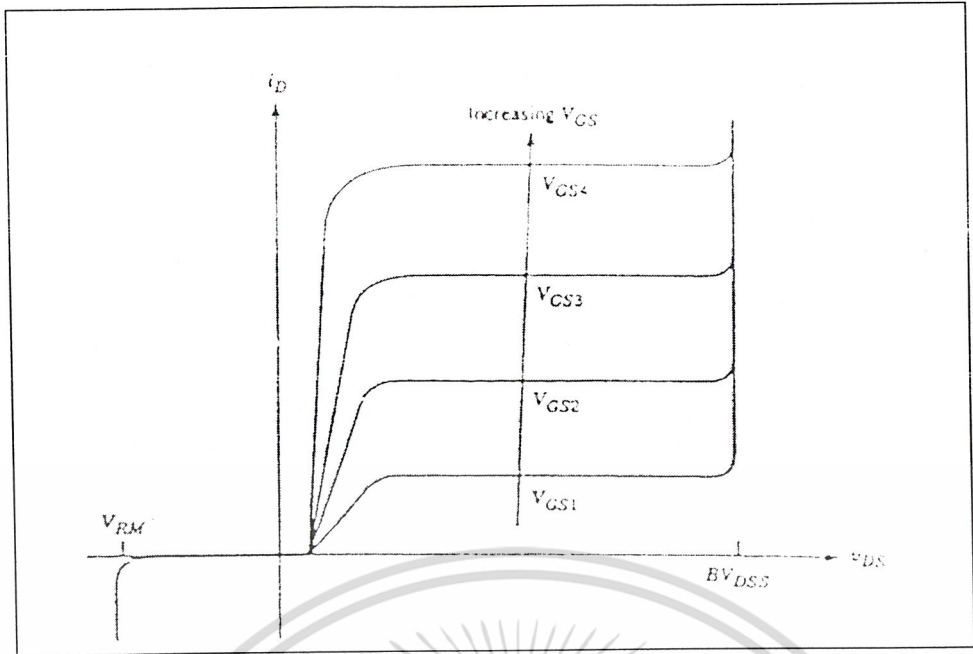
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 แสดงหน้าตัดขวางของตัว IGBT

พบว่าตัว IGBT มีหลักการทำงานพื้นฐานคล้ายกับมอสเฟต คือหาก  $V_{gs}$  น้อยกว่า  $V_{gs(th)}$  แล้วมันจะอยู่ในสถานะไม่ทำงาน เนื่องจากชั้นกลับไม่สามารถสร้างขึ้นได้ ซึ่งเราพบว่าแรงดันที่ตกคร่อมบริเวณ drain drift region และ body region นั้นจะมีกระแสที่ไหลผ่านน้อยมาก เรียกกระแสรั่วไหล ซึ่งสถานะนี้เราสามารถนำมาพิจารณาได้ดังจะกล่าวต่อไป

สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้าจะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่ใช้ศักดาไบแอสเป็น  $V_{gs}$  แทนนั่นคือ แรงดันที่เริ่มนำกระแสนั้นมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม  $V_i$  โดยพิจารณาได้จากคุณสมบัติและสัญลักษณ์ดังรูป



รูปที่ 2.30 กราฟแสดงคุณสมบัติทางกระแส - แรงดัน และสัญลักษณ์ของ IGBT

### หลักการทำงานของ IGBT

จากลักษณะของชั้นสารที่แสดงดังรูป พบว่าตัวของ IGBT นั้นมีลักษณะการเรียงชั้นสารเหมือนมอสเฟต ดังที่กล่าวไปแล้วนั้น ทำให้ลักษณะการไบแอสวงจรมีเหมือนกับมอสเฟต กล่าวคือ เมื่อป้อนแรงดันที่ขาเกต คือ  $V_{GS}$  มากกว่าแรงดันขีดเริ่มตัวมันจะเริ่มนำกระแสแต่หาก  $V_{GS}$  ต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มมันจะไม่ทำงานซึ่งสภาวะนี้จะมีกระแสรั่วไหลน้อยมาก

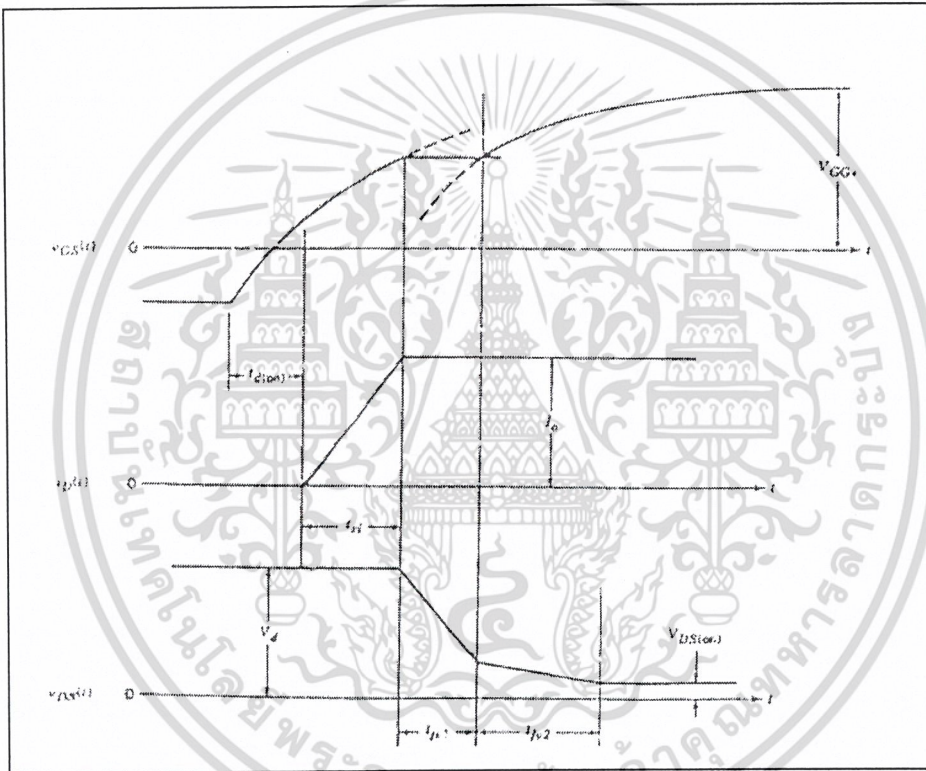
เมื่อพิจารณาเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นที่ชั้นสารหลังต่อวงจรเรียบร้อยแล้ว เราพิจารณาที่สภาวะทำงานแรงดันไบแอสที่ขาเกตมากกว่าแรงดันขีดเริ่มจะเกิดบริเวณชั้นขึ้นที่บริเวณ  $N^-$  ไปจนถึง  $N^+$  ทำให้เกิดการเดินของกระแสขึ้นเป็นผลให้อิเล็กตรอนจากซอร์ส ไหลผ่านเขตปลอดพาหะที่ชั้น  $N^-$  และ  $P^+$  ที่ต่อกับเดรน ซึ่งมีโฮลจาก  $P^+$  ถูกฉีดข้ามไปยัง  $N^-$  เป็นผลให้เกิดกระแสไหลผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

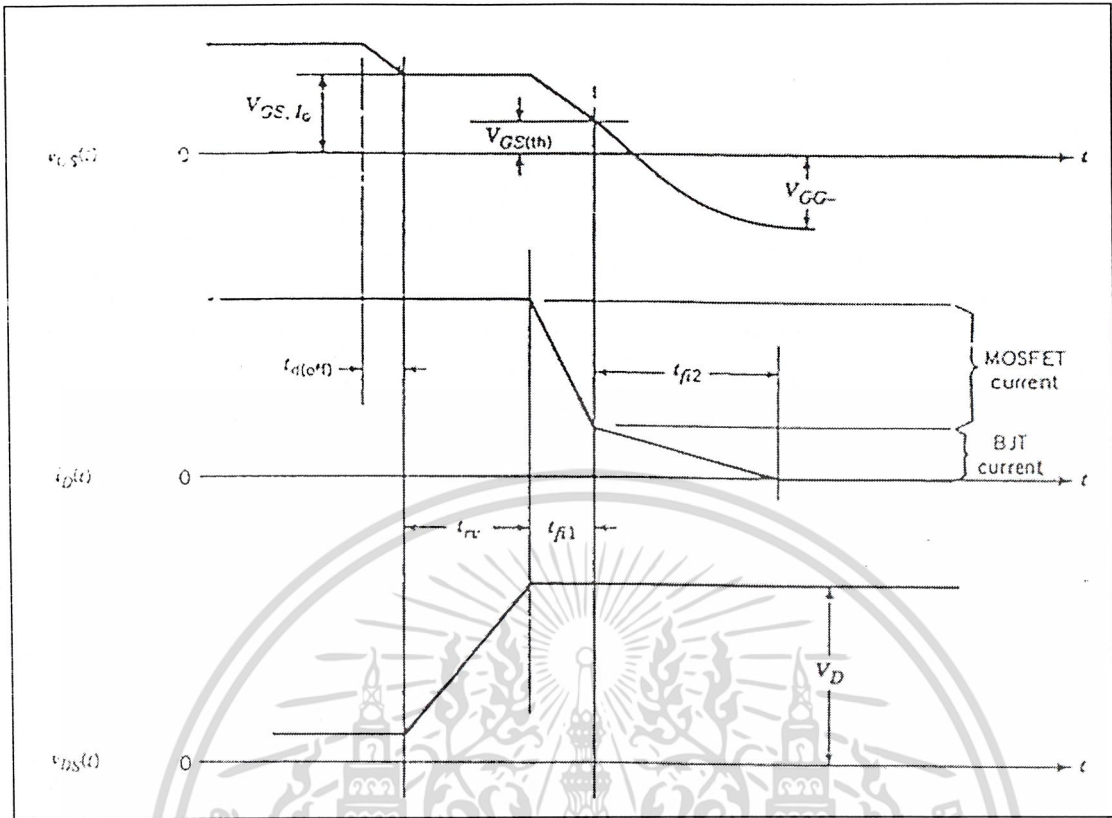
เมื่อสังเกตดู พบว่าจะเกิดวงจรเสมือนของตัวมอสเฟตและทรานซิสเตอร์ขึ้นที่ชั้นสารรวมทั้งตัวความต้านทานที่เกิดขึ้นทำให้สามารถเขียนวงจรเสมือนได้ดังรูป จากรูปของวงจรเสมือนทำให้เราสามารถหาแรงดันขณะ  $V_{ds(on)}$  ได้ดังสมการ

$$V_{DS(ON)} = V_{J1} + V_{drift} + I_D R_{Channel} \quad (2.5)$$

จากการที่มันมีลักษณะคล้ายมอสเฟต ทำให้คุณสมบัติทางการสวิทช์ของมันคล้ายกับมอสเฟตด้วยทั้งในสภาวะ on state และ off state ดังรูป



รูปที่ 2.31 คลื่นของ IGBT ขณะ Turn - on ในวงจร step - down convertor



รูปที่ 2.32 คลื่นของ IGBT ขณะ Turn - off ในวงจร step - down convertor

### 2.5 คอนเวอร์เตอร์

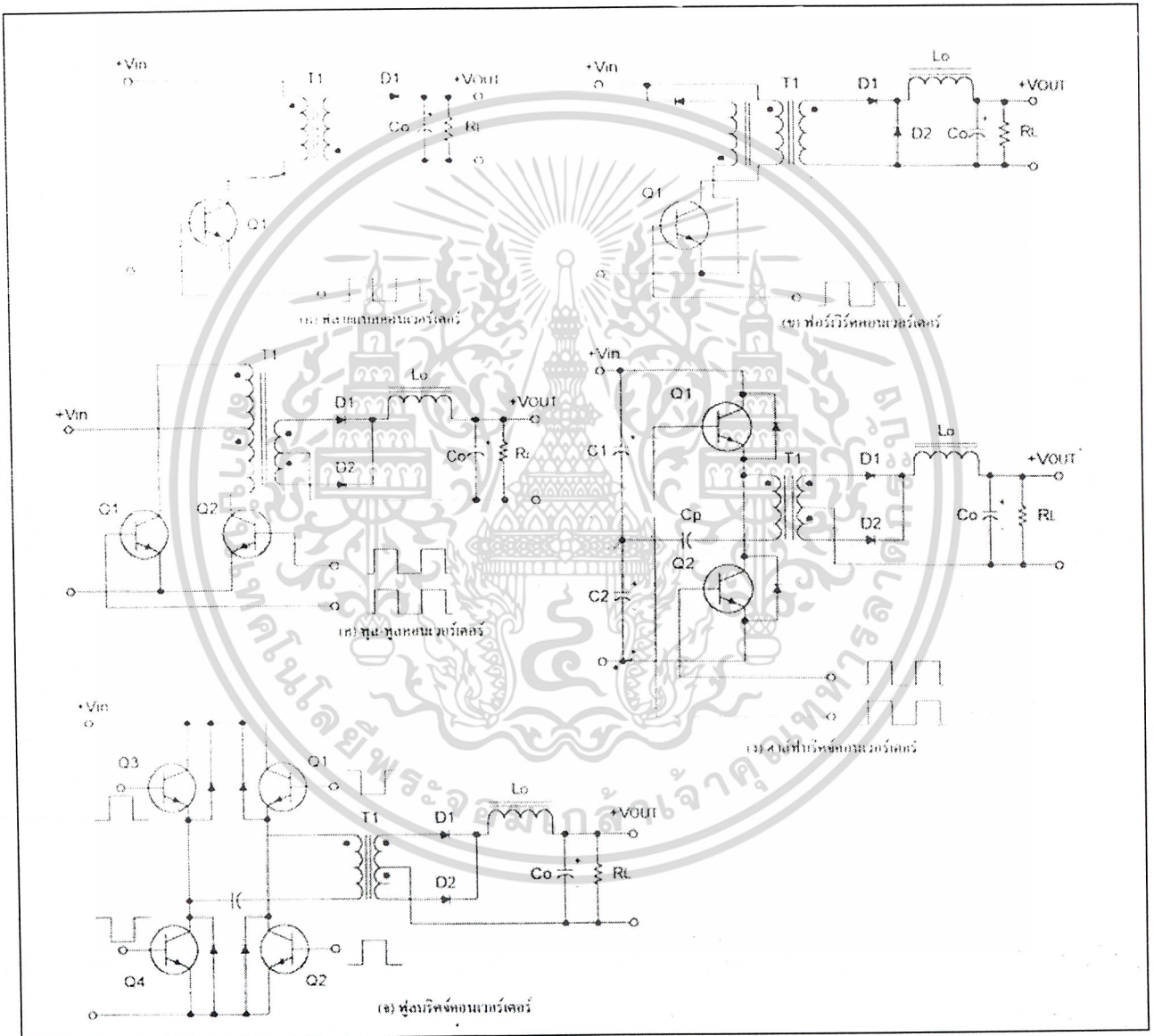
คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในวงจรสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับการจัดลักษณะวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียต่างกัน การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุทที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีค่าเอาต์พุทหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI / EMI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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)



รูปที่ 2.33 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้าง

ง่ายต่อการเข้าใจและศึกษา เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อให้บริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูที่ 2.33 ก. เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เหลื่อมป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟมารีและเซคคันดารี ให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะไบอัสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟมารีของหม้อแปลง T1 แทนเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟมารีและเซคคันดารี D1 ก็จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟมารีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคคันดารีและมีกระแสไหลผ่าน D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_o$  และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดย อยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน  $EFI / EMI$  ค่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์น้อยและมีราคาถูก

### 2.5.2 ฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.33 ข. จะเห็นได้ว่าคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟมารีและขดเซคคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง แต่ D2 จะ อยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่าน D1 และตัวเหนี่ยวนำ  $L_o$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_o$  และโหลดได้ ขณะที่ไม่มีกระแสไหลผ่าน  $L_o$  จะมีกระแสสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะกลับจึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคคันดารี สนามแม่เหล็กใน  $L_o$  จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน ไดโอด D2 ก็จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรง

$L_o$  จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นว่ามีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่อง ทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระพุ่มที่แรงดันเอาต์พุต ต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานในช่วงเดียวกันแต่กระแสที่ได้จะมีการกระพุ่มต่ำกว่าแต่มีราคาสูงกว่า

### 2.5.3 พุช-พุลคอนเวอร์เตอร์

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย

จากรูปที่ 2.33 ค. Q1 และ Q2 จะสลับกันนำกระแสแต่ละครึ่งคาบการทำงาน เมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ D2 จะถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน  $L_o$  ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส Q2 จะเริ่มนำกระแส D2 จะถูกไบอัสกลับ และ D1 ถูกไบอัสตรงและนำกระแสผ่าน  $L_o$  ไปยังโหลดได้เช่นกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลได้อย่างต่อเนื่อง กระแสที่ได้จากทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

### 2.5.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิดเดียวกับพุชพุลและให้กำลังงานค่อนข้างสูง และมีข้อดีคือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อม ขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบและลดการเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.33 ง. จะเห็นได้ว่าทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสค่าแรงดันตกคร่อมตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุช-พุลคอนเวอร์เตอร์ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไฟมาરીจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของอินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งแรงดันกระแสที่ไหลผ่านขดไฟมาરીจึงมีค่าสูง โดยกำลังงานสูงสุดจะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

### 2.5.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.33 จ. มีทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟมาरीของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่มีข้อได้เปรียบที่ขณะทำงานที่ขดไฟมาरीจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าที่แรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านที่ขดไฟมาरीจึงมีค่าต่ำกว่าแต่จ่ายกำลังงานได้สูงกว่า โดยจะทำงานได้ตั้งแต่ 500-1000 วัตต์

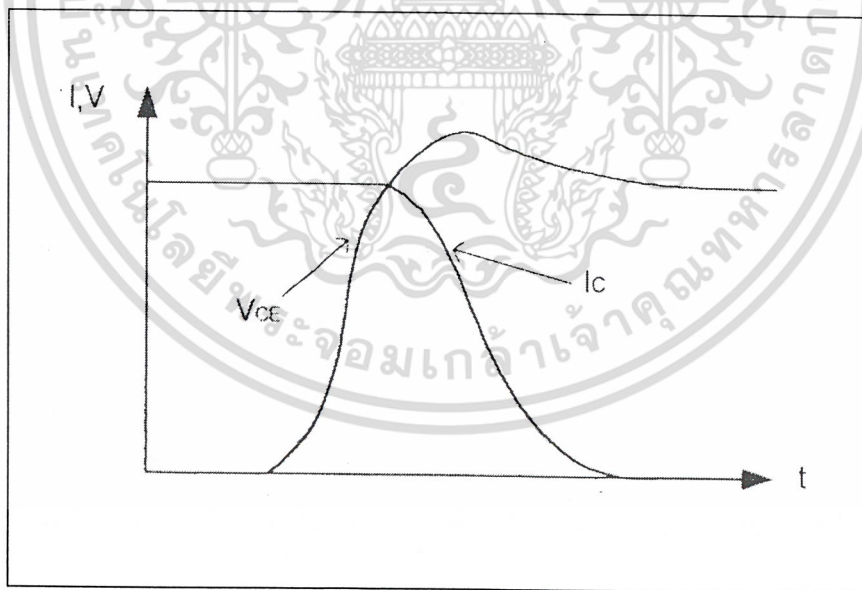
## 2.6 วงจร snubber

วงจร snubber (snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turnoff snubber) และวงจร snubber ป้องกันไฟเกิน (clamp snubber) วงจร snubber โยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RLD snubber

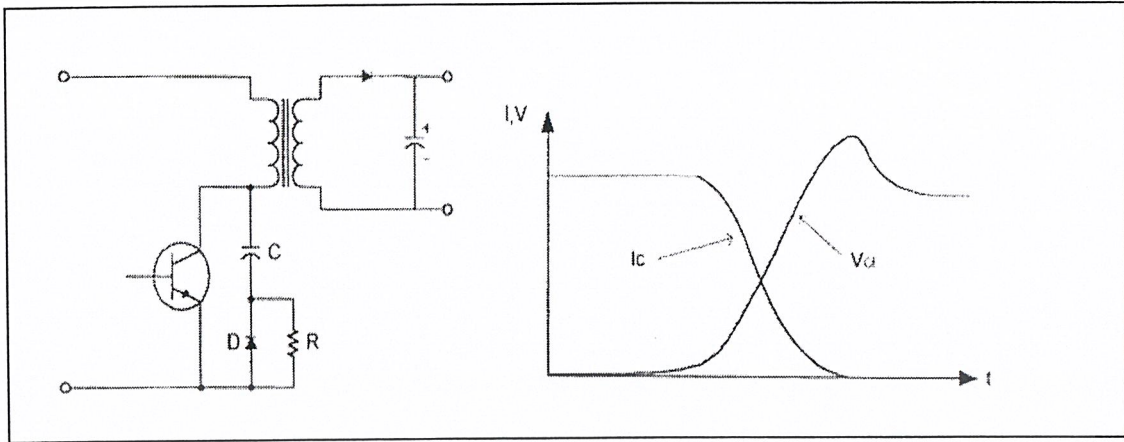
### 2.6.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

กำลังที่สูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสภาวะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเริ่มหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ซอสและเดรนให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจร snubber ทำได้ดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.34 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต ขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.35 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแสแรงดันที่ขาซอร์สจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาซอร์สจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตลดลงจนมีมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

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

$$C1 = [ I_{p(pk)} * t_{OFF} ] / 2 V_{in} \tag{2.6}$$

$$R1 = [ t_{ON(min)} ] / 2.3 C1 \tag{2.7}$$

เมื่อ  $I_{p(pk)}$  คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$V_{in}$  คือค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

$t_{ON(min)}$  คือช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$t_{OFF}$  คือช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

การคายประจุของ C1 จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียในตัว R1 สูงตัวต้านทาน R1 จะทนกำลังงานได้สูง โดยกำลังสูญเสียในตัว R1 อาจหาได้จาก

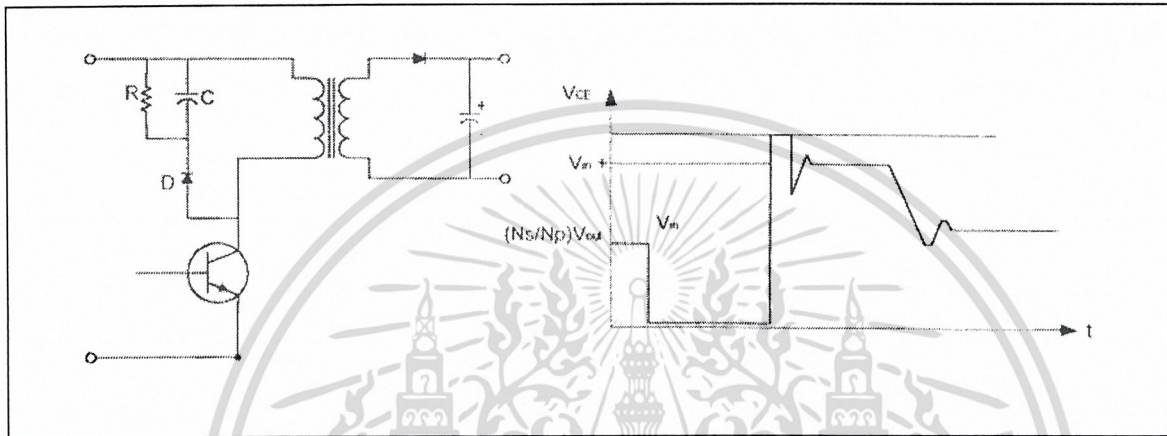
$$P_D = C1 ( 2 V_{in} )^2 / 2T \quad (\text{วัตต์}) \tag{2.8}$$

เมื่อ T คือค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.6.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย SBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสแม้ทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของวงจรเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจร RCD สับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.35 แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่า กระแสสูง สุดที่จะตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่ามากกว่าแรงดันสไปค์และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ค่าแรงดันสูงสุดที่ซอร์สขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่ซอร์สจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C1 แทนนั่นคือ

$$C_1 V_c^2 = Li I_p^2(pk) \tag{2.9}$$

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

$$C = (Li I_p^2(pk) / (V_{ceo} - V_{clamp})^2) \tag{2.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $L_i$  คือค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟไหมรี (leakage inductance )  
 $I_{p(pk)}$  คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต  
 $V_{ceo}$  คือ อัตราแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟต  
 $V_{clamp}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส  
ค่า  $R$  อาจหาได้จาก

$$R1 = t_{OFF(min)} / 2.3 C1 \quad (2.11)$$

กำลังงานสูญเสียใน  $R1$  มีค่าเท่ากับ

$$P_d = L_i I_{p(pk)}^2 / T \quad (\text{วัตต์}) \quad (2.12)$$

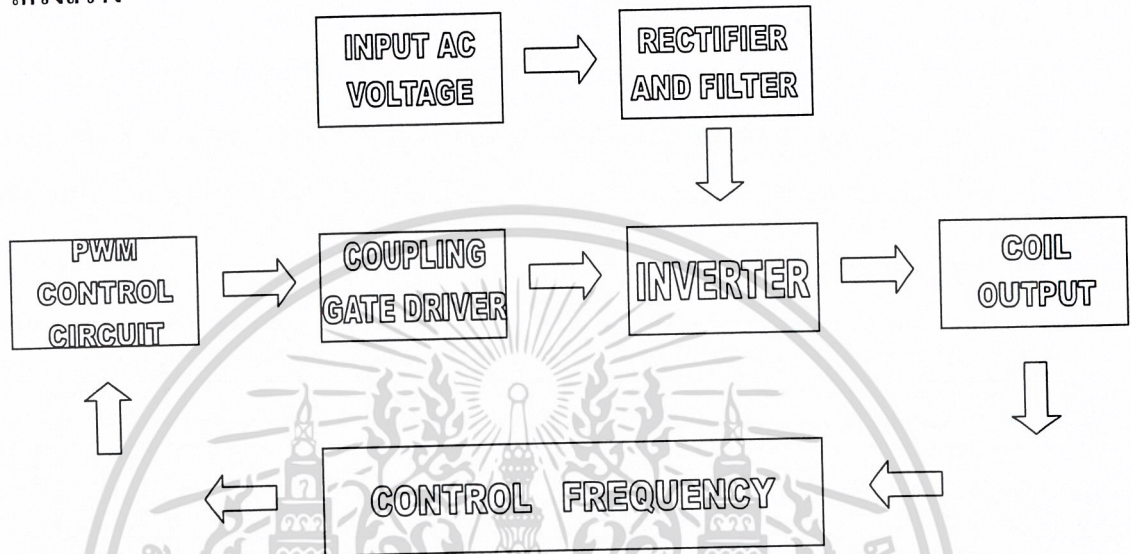
เมื่อ  $T$  คือคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต  
 $t_{OFF}$  คือช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



### บทที่ 3

#### โครงสร้างระบบการออกแบบวงจร

##### 3.1 โครงสร้าง



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างระบบ

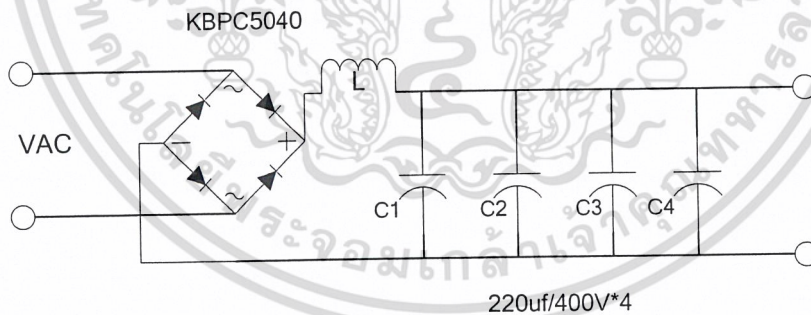
อธิบายการทำงานส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

1. RECTIFIER AND FILTER เป็นส่วนที่หม้อแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรงและกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
2. PWM CONTROL CIRCUIT เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมเดทไทม์ ควบคุมดิวตี้ไซเคิล และความกว้างของพัลส์ (PWM)
3. CONTROL FREQUENCY เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงานออกเป็นสองความถี่
4. GATE DRIVER เป็นส่วนที่ออกแบบสำหรับขับเกทโดยเฉพาะเพื่อเป็นตัวช่วยในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตให้มีความเร็วในการทำงาน (Switching speed) เร็วขึ้น
5. INVERTER BY IGBT เป็นส่วนที่ทำกาการสวิตช์ตามจังหวะของพัลส์จากวงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยังกระแสเอาต์พุต
6. COIL OUTPUT เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมดไปยังชิ้นงานที่ต้องการ

### 3.2 RECTIFIER AND FILTER

หน้าที่ของวงจรส่วนนี้คือ รับพลังงานโดยตรงจากไฟฟ้าบ้านมาแปลงแรงดันไฟสลับที่มีความถี่ 50 Hz เพื่อเป็นไฟตรงแล้วผ่านส่วนของวงจรกรองแรงดันเพื่อกำจัดแรงดันกระเพื่อม (ripple) สำหรับวงจรในส่วนนี้ส่วนที่สำคัญที่สุดคือบริดจ์เรกติไฟเออร์ ซึ่งเวลาเลือกใช้จะต้องแน่ใจว่าสามารถทนกระแสขณะได้รับไบอัสตรงของกระแสที่สามารถใช้งานได้มีแรงดันเบรคดาวน์ (breakdown voltage) สูงและต้องทนต่อกระแสกระชากขณะเริ่มต้นใช้งานได้สำหรับการเรกติไฟร์ในรายงานนี้ได้เลือกใช้ในลักษณะของบริดจ์ เนื่องจากง่ายกำลังได้สูงโดยเฉพาะวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ (D1-D4) ดังในรูปที่ 3.2 เป็นตัวแปลงไฟสลับจากไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเป็นไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเข้ามา เพื่อส่งผ่านส่วนของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์แล้วส่งผ่านไปยังขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะเป็นตัวช่วยในการสะสมพลังงานและมี ตัวเก็บประจุเป็นตัวกรองแรงดันให้ได้ไฟตรงที่เรียบขึ้นในลักษณะของ C filter

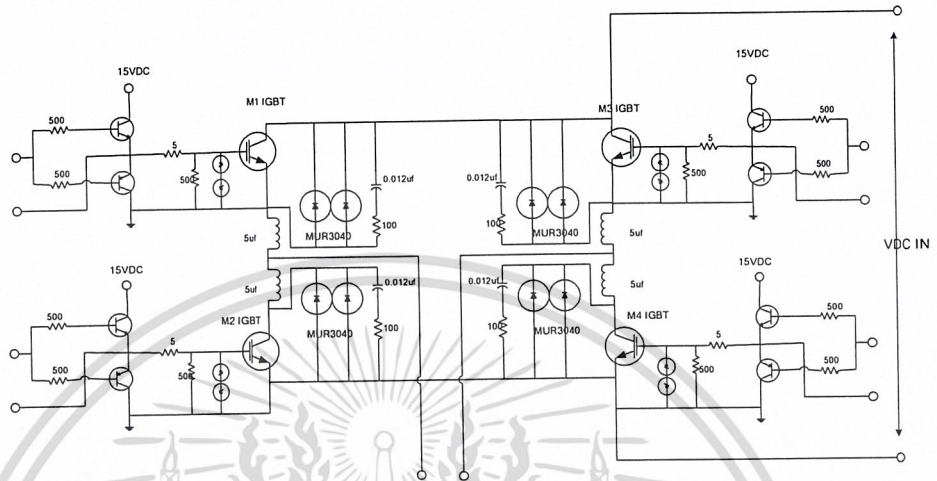
จากรูปที่ 3.2 ค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ทั้งสี่ตัวนี้มีค่าเท่ากันคือ 220  $\mu\text{F}$  / 400 V ต่อขนานกัน เพื่อเป็นการเพิ่มความจุ จะได้ความจุประมาณ 880  $\mu\text{F}$  เหตุผลที่สำคัญของการต่อขนานกันของตัวเก็บประจุนี้ก็เพื่อเป็นการลดค่าความต้านทานแฝง (ESR) ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุนี้ในให้มีค่าน้อยลง



รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง

### 3.3 INVERTER BY IGBT

ลักษณะการทำงานของวงจรในโครงงานนี้ใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ในแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูง โดยอาศัยการสวิตช์จิ่งของIGBT ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงรูปวงจรมอเตอร์อินเวอร์เตอร์

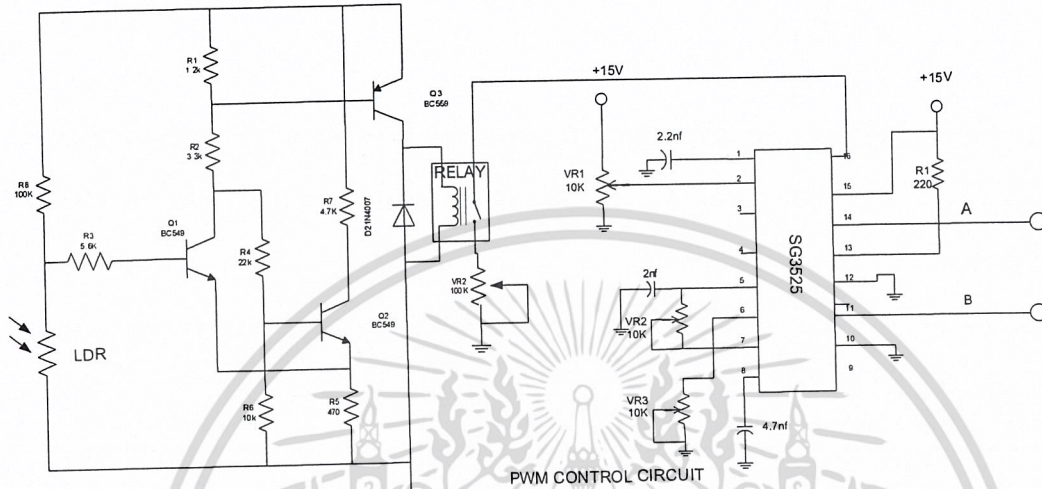
### 3.4 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ (snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับIGBTขณะทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกวงจร RCD สแน็บเบอร์ซึ่งทำหน้าที่ในวงจรคือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำในตัวหม้อแปลงโดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแผ่งนี้จะถูกถ่ายทอดออกไปยังภาคอินพุตด้วยวงจรสแน็บเบอร์จึงไม่เกิดแรงดันสไปค์เมื่อIGBTเริ่มหยุดนำกระแส
2. ในขณะที่IGBTตัวที่1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดไฟไหมรี่จะมีการกลับขั้วแรงดันขึ้นถ้าไม่มีสแน็บเบอร์ IGBTตัวที่2จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่  $V_{DS}$  เป็นลบ ในขณะที่ตัวที่1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่า  $V_{in}$  ในกรณีนี้ไดโอดก็จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรงจากแรงดันของขดไฟไหมรี่และลดค่านี้ลงไปเพื่อป้องกันIGBT

### 3.5 PWM CONTROL CIRCUIT AND CONTROL FREQUENCY

ในปัจจุบันได้มีการผลิตไอซีใช้ในลักษณะของ PWM หลายเบอร์ แต่ละเบอร์ก็มีลักษณะการทำงานคล้ายกัน ดังเช่นในรายงานนี้ได้เลือกเบอร์ SG 3525 เป็นส่วนของการควบคุมเพราะมีควบคุมในการป้อนกลับให้ประยุคต์ใช้งานได้หลายประเภท



รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3525

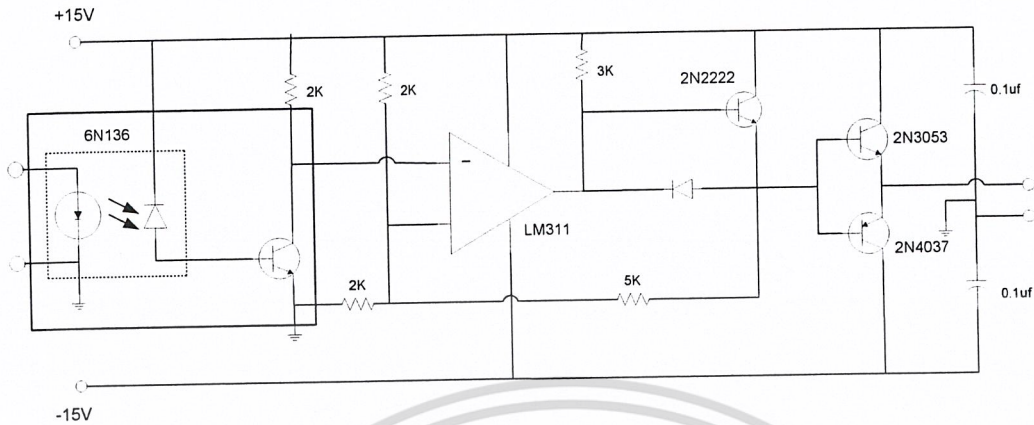
SG 3525 เป็นวงจรไอซีที่ใช้ควบคุม PWM แบบความถี่คงที่ และมีโครงสร้างออสซิลเลเตอร์ที่ขา 5 และขา 6 ซึ่งวงจรนี้ใช้ความถี่ประมาณ 50 kHz

ขาที่ 1,2 เป็น Error โดยการนำค่าแรงดันเข้ามาควบคุมซึ่งเราคงที่ไว้ค่าหนึ่ง ซึ่งจะให้ค่าเทปโทม์คงที่ หรือปรับความกว้างของวงจรพัลส์ ส่วนขา 1 จะต่อค่า C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 6 เป็นขาที่เอาไว้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยต่อ C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 8 เป็นขาสำหรับไว้ต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอเตอร์เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start ขา 10 เป็นขาสำหรับการชั้ดควาน์จากภายนอก ขา 3 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณต่อมายังภายนอก เพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่มีสัญญาณคาบเวลาการทำงานเดียวกัน ขา 11,14 เป็นขาภายนอกมาทำการเลี้ยววงจรภายในไอซี ขา 16 เป็นขาเอาท์พุทของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในตัวไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงเดียวกัน

CONTROL FREQUENCY เป็นวงจรที่ใช้สำหรับปรับระดับความถี่เป็นสองระดับโดยจะใช้ LDR เป็นตัวตรวจจับว่ามีโหลดหรือไม่คือเมื่อมีการใส่โหลด SG 3525 จะทำงานที่ 50khz วงจร Control Frequency จะไม่ทำงาน และความถี่เมื่อไม่มีการใส่โหลดที่ 30 khz วงจร Control Frequency จะทำงาน โดยแรงดันอ้างอิงของ SG 3525 จะลดลงเหลือ 2.5 volt จาก 5 volt ทำให้เกิดช่วงเทปโทม์ที่มากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

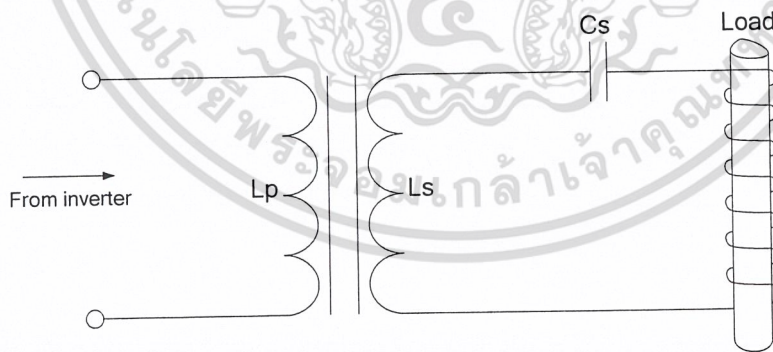
### 3.6 GATE DRIVER



รูปที่ 3.5 วงจรขับเกท

วงจรขับจะประกอบด้วย Opto isolator เพื่อทำการแยกกราวด์ทางด้านคอนโทรลกับทางเพาเวอร์ออกจากกัน เพื่อป้องกันการรบกวนโดยรับอินพุตจาก SG3525 จากนั้นจะถูกขยายโดยออปแอมป์ LM311 และขยายสัญญาณจากนั้นจะส่งชุดไคร์โดยทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3053 กับ 2N4037 ซึ่งเป็นคู่ Match pair กันและนำไปขับเกทของเพาเวอร์มอสเฟต โดยจะมีค่าความต้านทาน และซีเนอร์ไดโอด ( Zener Diode ) เป็นตัวรักษาระดับแรงดันให้คงที่เพื่อต่อเข้ากับเกทของมอสเฟต

### 3.7 วงจรโหลด ( Load Circuit )



รูปที่ 3.6 วงจรโหลด

วงจรเป็นวงจรที่มาจากภาคอินเวอร์เตอร์ ตามรูปที่ 3.6 ซึ่งประกอบไปด้วย หม้อแปลง ความถี่สูงที่ใช้สำหรับส่งถ่ายพลังงาน ไปยัง coil output เพื่อให้เกิดความร้อนที่ชิ้นงานโดยที่เราใช้ แกนเฟอร์ไรท์ และที่ต่อจากหม้อแปลงนั้นเราต่อตัวเก็บประจุเอาไว้ด้วย เพื่อให้ได้วงจรเรโซแนนท์ เพื่อที่จะให้ได้กระแสสูงสุดในการใช้งาน ซึ่งค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ต้องเป็นตัวเก็บประจุที่สามารถทน ไม่กระแสได้สูงดังนั้นเราจึงต้องนำตัวเก็บประจุมาทำการต่อขนานกัน

### 3.8 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับ Induction Heating ที่ต้องการค่ากระแสเอาต์พุต 250 แอมป์ กระแสอินพุต 10แอมป์ และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ ( U-Core ) 60 ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจุดอิ่มตัวประมาณ 3000 เกาส์ คำนวณหาจำนวนรอบของปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_s V_p = N_p V_s \text{ และ } N_s I_s = N_p I_p \quad (3.1)$$

- โดยที่  $N_p$  คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ  
 $V_p$  คือค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด  
 $I_s$  คือกระแสทางทุติยภูมิ  
 $I_p$  คือกระแสทางอินพุต



AWG	Diameter over insulation (inches)		Nominal circular area	Resistant per 1000 ft	Current capacity in milliampares bases on 1000 cm/A	AWG
	Min	Max				
	8	0.130				
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.02	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.038	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.034	0.0351	1020	10.13	1024	20

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

และจากการทดลอง กระแสที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีค่ามากและต่อเนื่องจากความถี่สูงกระแสจะไหลที่ผิว ส่งผลให้เกิดความร้อนและส่งผลไปยังแกนเฟอร์ไรท์ด้วย ฉะนั้นจึงต้องเอาขดลวดนั้นมาตีเกลียวเพื่อให้อุณหภูมิกระแสได้มากขึ้น โดยที่ขดลวดมีเส้นผ่าศูนย์กลางที่ 25 เส้น ส่วนด้านทุติยภูมินั้นตีเกลียวไว้ที่ 200 เส้น

ค่าความถี่เรโซแนนซ์ ( f<sub>o</sub> )

$$f_o = 1 / 2 \pi \sqrt{LC} \tag{3.2}$$

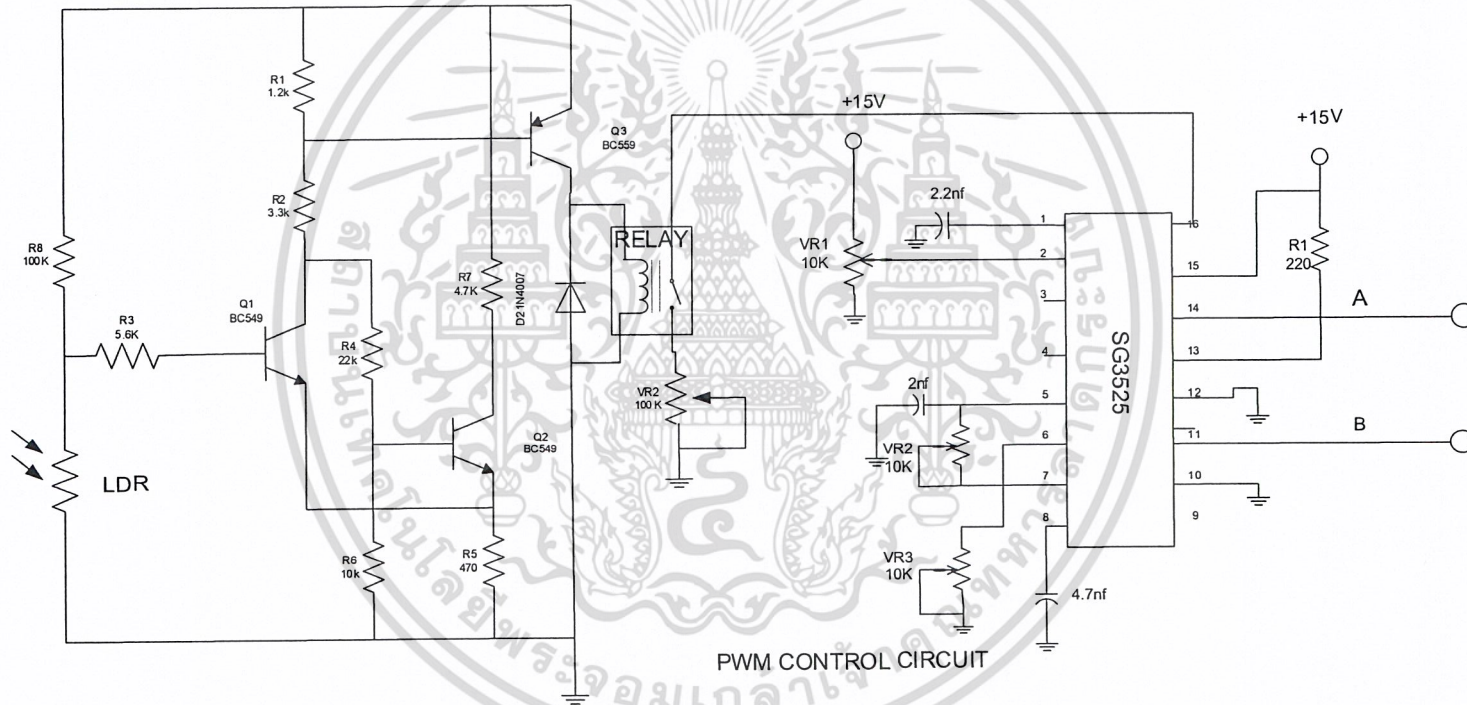
โดยที่

f<sub>o</sub> คือความถี่ที่สถานะเรโซแนนซ์

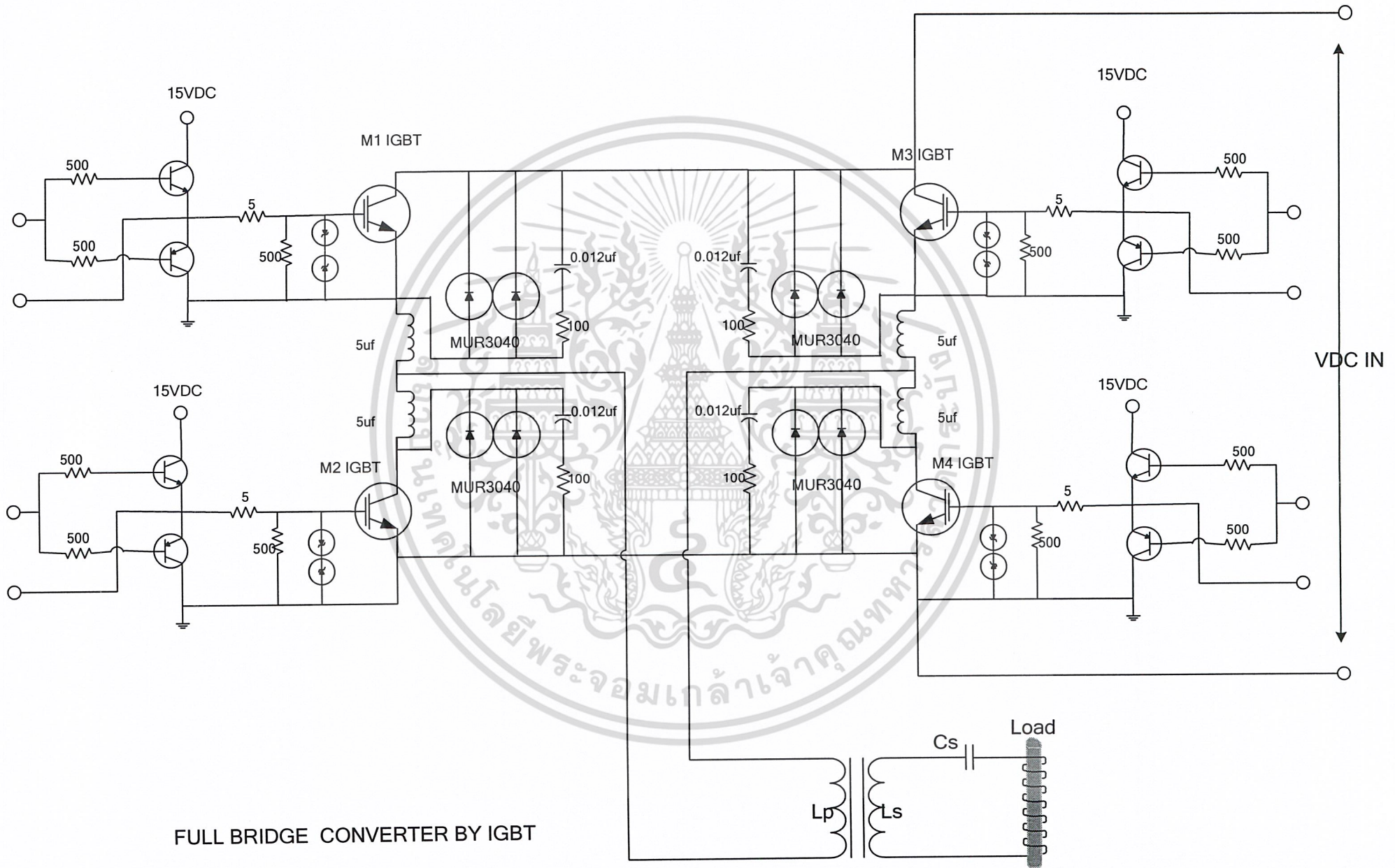
L คือความเหนี่ยวนำ

C คือตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดเรโซแนนซ์

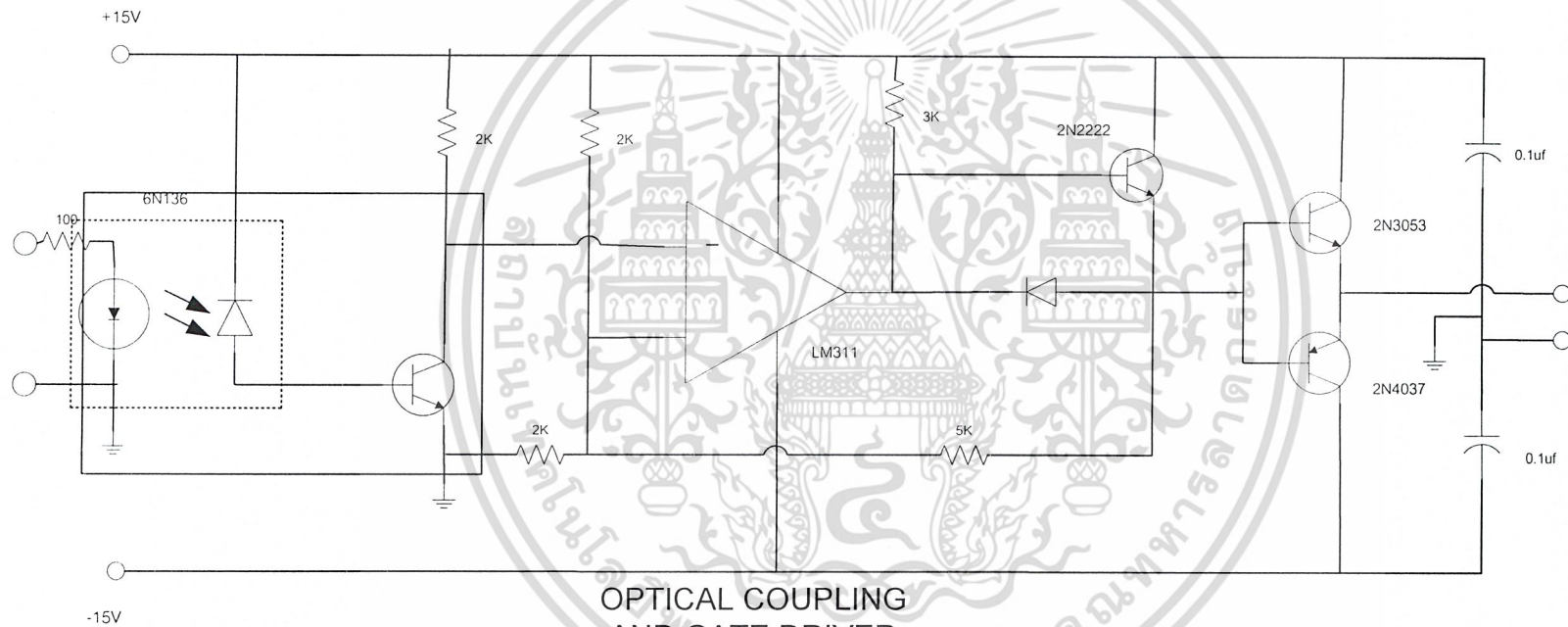
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



PWM CONTROL CIRCUIT



FULL BRIDGE CONVERTER BY IGBT



OPTICAL COUPLING  
AND GATE DRIVER

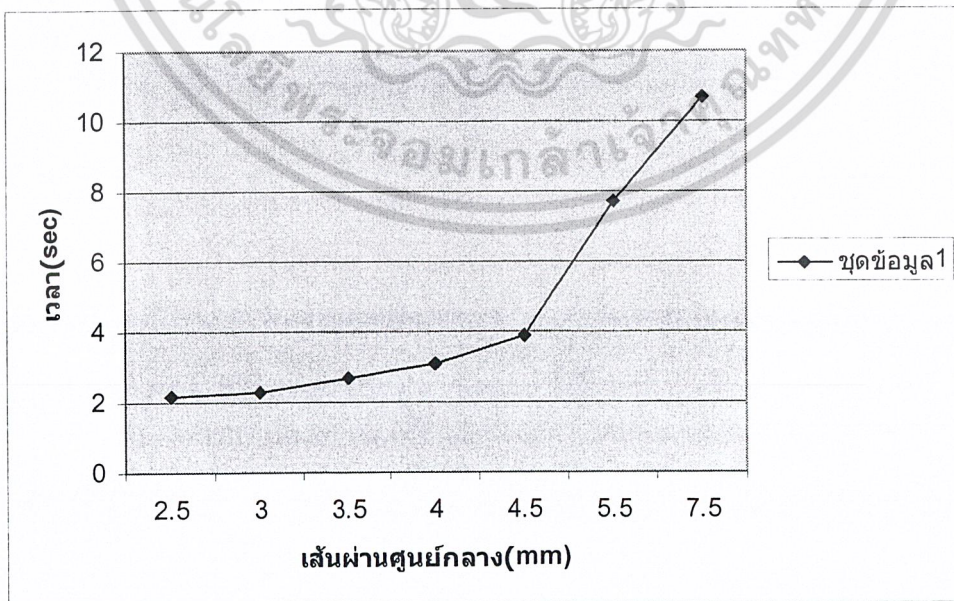
### บทที่ 4

## ผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

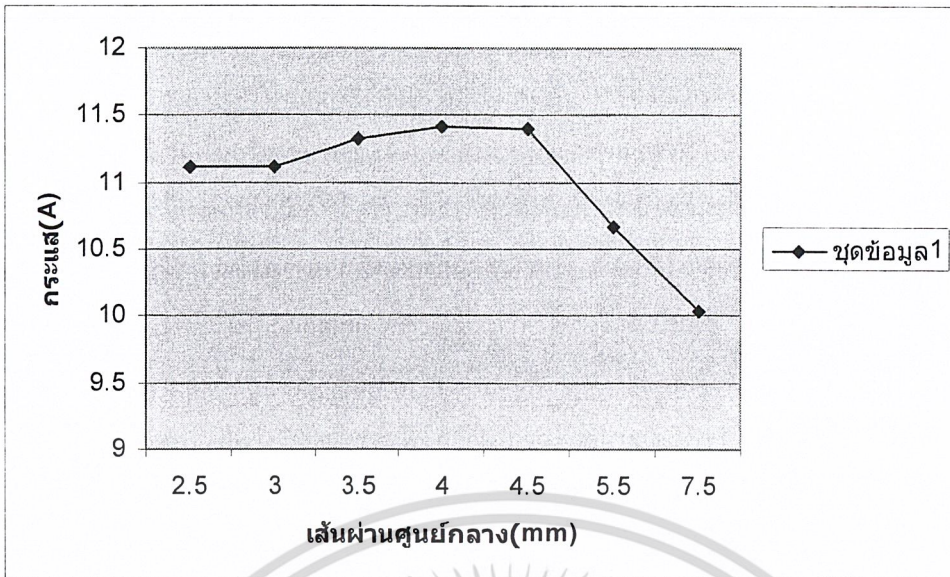
### 4.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. เปิดเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
2. วัดรูปสัญญาณทางด้านขดไพมารีของหม้อแปลงความถี่สูงขณะที่ยังไม่มีโหลด
3. นำชิ้นงานใส่ใน Coil ซึ่งมีขนาดต่างๆกัน
4. ทำการจับเวลาจนรูปสัญญาณทางด้านขดไพมารีของหม้อแปลงความถี่สูงมีรูปสัญญาณเหมือนตอนขณะไม่มีโหลด
5. วัดกระแสทางด้านอินพุท
6. บันทึกผลการทดลองที่ได้

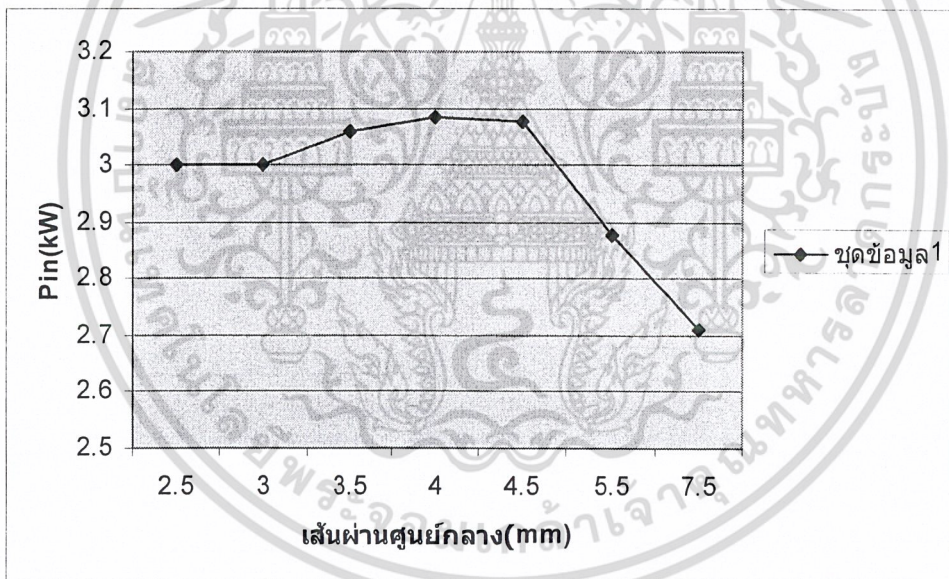
ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของโหลด(mm)	กระแสอินพุท(A)	แรงดันอินพุท(Vdc)	เวลา(sec)
No Load	8.8	280	0
2.5	11.11	270	2.2
3	11.11	270	2.3
3.5	11.33	270	2.7
4	11.42	270	3.1
4.5	11.4	270	3.9
5.5	10.66	270	7.7
7.5	10.04	270	10.7



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดง (T = 680 – 780 องศา) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแสที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดง(T = 680 – 780 องศา )



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกำลังงานอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

#### 5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองในโครงการINDUCTION HEATINGในช่วงแรกทดลองใช้เพาเวอร์มอสเฟตแบบฟูลบริดจ์ในภาคคอนเวอร์เตอร์ จะพบว่ารับแรงดันอินพุตได้น้อยซึ่งในขณะที่รับแรงดันอินพุตมากทำให้เพาเวอร์มอสเฟตร้อนมากเนื่องจากเพาเวอร์เอาพุตสูงและมอสเฟตเสียหายในที่สุด ดังนั้นจึงแก้ไขด้วยการเปลี่ยนไปใช้IGBTในการสวิตช์เพื่อรับแรงดันอินพุตได้มากขึ้น

โครงการ INDUCTION HEATING ที่อาศัยหลักการสวิตช์ซึ่งนั้น สามารถที่จะให้ความร้อนแก่โลหะที่นำมาใส่ที่ขดลวดด้วยการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี ถ้าป้อนอินพุตสูงขึ้นการให้ความร้อนก็จะเร็วยิ่งขึ้น นอกจากนี้ยังพบว่าความถี่มีผลกับวงจรกล่าวคือ ถ้าความถี่ต่ำ จะทำให้ อัตราส่วนของสัญญาณ Control มีช่วง On และ เดทไทม์ใกล้เคียงกันจะทำให้IGBTนำกระแสได้น้อย เพาเวอร์ที่ได้ก็จะต่ำ แต่ถ้าใช้ความถี่สูงขึ้น อัตราส่วนของช่วง On จะมากกว่าช่วงเดทไทม์ จะทำให้ IGBT นำกระแสได้มากขึ้น เพาเวอร์ก็ได้มากขึ้น

การใส่ ขดลวด อนุกรมระหว่าง IGBT ทำให้แบ่งเบาภาระของ IGBT โดยช่วยแบ่งแรงดันไปตกตลอด ทำให้สามารถป้อนแรงดันสลับ ค่าสูงๆได้

#### 5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น

ในการให้ความร้อนแก่แท่งโลหะขนาดใหญ่จะใช้เวลาค่อนข้างมาก เมื่อใส่โหลดขนาดต่างกันจะทำให้จุดเรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงและจะทำให้เพาเวอร์เอาพุตน้อยลง

#### 5.3 แนวทางแก้ไข

ต้องเพิ่มชุดควบคุมเพื่อควบคุมความถี่เรโซแนนซ์ให้คงที่ไม่ว่าจะเปลี่ยน โหลด(แท่งโลหะ)ขนาดใดก็ตาม เพื่อให้เกิดเพาเวอร์สูงสุดเมื่อขนาด โหลดเปลี่ยนไป

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการ INDUCTION HEATING นี้ประสบความสำเร็จได้เนื่องจาก ได้รับคำแนะนำ  
จาก ร.ศ.สมศักดิ์ เขียวศรีกุล และเพื่อนๆจึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้  
หากรายงานนี้ผิดพลาดประการใด ทางผู้จัดทำขออ้อมรับและขออภัยมา ณ โอกาสนี้ด้วย



.....  
(นายเกษม สืบปรุ)

.....  
(นายวุฒิชัย อินทรักษาทรัพย์)

.....  
(นายวราพงษ์ ทองนา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. สุวัฒน์ คั่น”สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย”
2. Motorola, “Linear IC data” , 1989
3. Harris, “Power Mosfet data” , 1991



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# SG3525A SG3527A

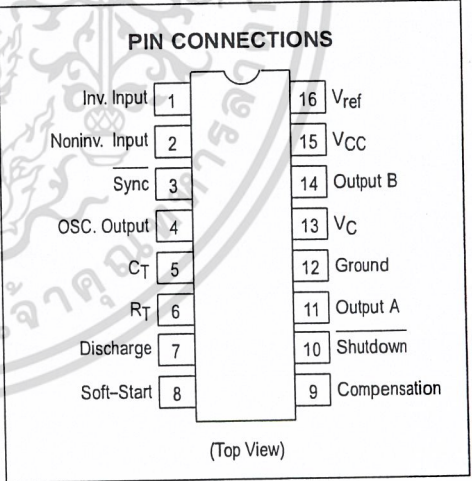
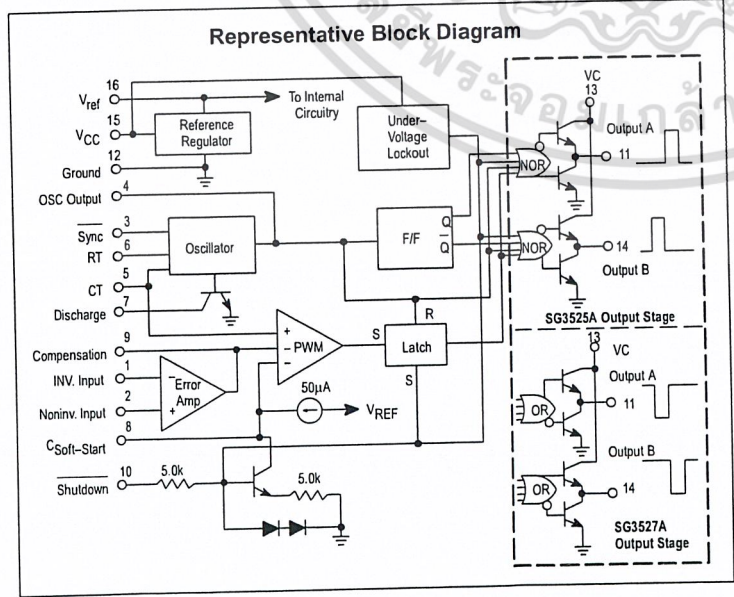
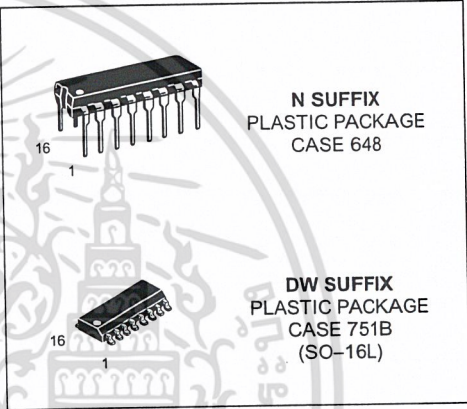
## PULSE WIDTH MODULATOR CONTROL CIRCUITS

SEMICONDUCTOR  
TECHNICAL DATA

### Pulse Width Modulator Control Circuits

The SG3525A, SG3527A pulse width modulator control circuits offer improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to  $\pm 1\%$  and the error amplifier has an input common-mode voltage range that includes the reference voltage, thus eliminating the need for external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A wide range of deadtime can be programmed by a single resistor connected between the  $C_T$  and Discharge pins. These devices also feature built-in soft-start circuitry, requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. The under voltage lockout inhibits the outputs and the changing of the soft-start capacitor when  $V_{CC}$  is below nominal. The output stages are totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The output stage of the SG3525A features NOR logic resulting in a low output for an off-state while the SG3527A utilized OR logic which gives a high output when off.

- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.1 V  $\pm$  1.0% Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Deadtime Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs:  $\pm 400$  mA Peak



**ORDERING INFORMATION**

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3525AN	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ\text{C}$	Plastic DIP
SG3525ADW		SO-16L
SG3527AN		Plastic DIP

## SG3525A SG3527A

### 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	$I_O$	$\pm 500$	mA
Reference Output Current	$I_{ref}$	50	mA
Oscillator Charging Current		5.0	mA
Power Dissipation (Plastic & Ceramic Package) $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 2) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 3)	$P_D$	1000 2000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	60	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$T_{solder}$	+300	$^\circ\text{C}$

NOTES: 1. Values beyond which damage may occur.  
2. Derate at 10 mW/ $^\circ\text{C}$  for ambient temperatures above +50 $^\circ\text{C}$ .  
3. Derate at 16 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 (Steady State) (Peak)	$I_O$	0 0	$\pm 100$ $\pm 400$	mA
Reference Load Current	$I_{ref}$	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	$f_{osc}$	0.1	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	$R_T$	2.0	150	k $\Omega$
Oscillator Timing Capacitor	$C_T$	0.001	0.2	$\mu\text{F}$
Deadtime Resistor Range	$R_D$	0	500	$\Omega$
Operating Ambient Temperature Range	$T_A$	0	+70	$^\circ\text{C}$

### APPLICATION INFORMATION

#### Shutdown Options (See Block diagram, front page)

Since both the compensation and soft-start terminals (Pins 9 and 8) have current source pull-ups, either can readily accept a pull-down signal which only has to sink a maximum of 100  $\mu\text{A}$  to turn off the outputs. This is subject to the added requirement of discharging whatever external capacitance may be attached to these pins.

An alternate approach is the use of the shutdown circuitry of Pin 10 which has been improved to enhance the available shutdown options. Activating this circuit by applying a positive signal on Pin 10 performs two functions: the PWM

latch is immediately set providing the fastest turn-off signal to the outputs; and a 150  $\mu\text{A}$  current sink begins to discharge the external soft-start capacitor. If the shutdown command is short, the PWM signal is terminated without significant discharge of the soft-start capacitor, thus, allowing, for example, a convenient implementation of pulse-by-pulse current limiting. Holding Pin 10 high for a longer duration, however, will ultimately discharge this external capacitor, recycling slow turn-on upon release.

Pin 10 should not be left floating as noise pickup could conceivably interrupt normal operation.

## SG3525A SG3527A

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = +20$  Vdc,  $T_A = T_{low}$  to  $T_{high}$  [Note 4], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>REFERENCE SECTION</b>					
Reference Output Voltage ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_{ref}$	5.00	5.10	5.20	Vdc
Line Regulation ( $+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$ )	Reg <sub>line</sub>	–	10	20	mV
Load Regulation ( $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$ )	Reg <sub>load</sub>	–	20	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	20	–	mV
Total Output Variation Includes Line and Load Regulation over Temperature	$\Delta V_{ref}$	4.95	–	5.25	Vdc
Short Circuit Current ( $V_{ref} = 0\text{ V}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$I_{SC}$	–	80	100	mA
Output Noise Voltage ( $10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$ , $T_J = +25^\circ\text{C}$ )	$V_n$	–	40	200	$\mu\text{V}_{rms}$
Long Term Stability ( $T_J = +125^\circ\text{C}$ ) (Note 5)	S	–	20	50	mV/khr

**OSCILLATOR SECTION** (Note 6, unless otherwise noted.)

Initial Accuracy ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )		–	$\pm 2.0$	$\pm 6.0$	%
Frequency Stability with Voltage ( $+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$ )	$\frac{\Delta f_{osc}}{D_{VCC}}$	–	$\pm 1.0$	$\pm 2.0$	%
Frequency Stability with Temperature	$\frac{\Delta f_{osc}}{D_T}$	–	$\pm 0.3$	–	%
Minimum Frequency ( $R_T = 150\text{ k}\Omega$ , $C_T = 0.2\text{ }\mu\text{F}$ )	$f_{min}$	–	50	–	Hz
Maximum Frequency ( $R_T = 2.0\text{ k}\Omega$ , $C_T = 1.0\text{ nF}$ )	$f_{max}$	400	–	–	kHz
Current Mirror ( $I_{RT} = 2.0\text{ mA}$ )		1.7	2.0	2.2	mA
Clock Amplitude		3.0	3.5	–	V
Clock Width ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )		0.3	0.5	1.0	$\mu\text{s}$
Sync Threshold		1.2	2.0	2.8	V
Sync Input Current (Sync Voltage = $+3.5\text{ V}$ )		–	1.0	2.5	mA

**ERROR AMPLIFIER SECTION** ( $V_{CM} = +5.1\text{ V}$ )

Input Offset Voltage	$V_{IO}$	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	$I_{IB}$	–	1.0	10	$\mu\text{A}$
Input Offset Current	$I_{IO}$	–	–	1.0	$\mu\text{A}$
DC Open Loop Gain ( $R_L \geq 10\text{ M}\Omega$ )	$A_{VOL}$	60	75	–	dB
Low Level Output Voltage	$V_{OL}$	–	0.2	0.5	V
High Level Output Voltage	$V_{OH}$	3.8	5.6	–	V
Common Mode Rejection Ratio ( $+1.5\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$ )	CMRR	60	75	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$ )	PSRR	50	60	–	dB

**PWM COMPARATOR SECTION**

Minimum Duty Cycle	$DC_{min}$	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle	$DC_{max}$	45	49	–	%
Input Threshold, Zero Duty Cycle (Note 6)	$V_{th}$	0.6	0.9	–	V
Input Threshold, Maximum Duty Cycle (Note 6)	$V_{th}$	–	3.3	3.6	V
Input Bias Current	$I_{IB}$	–	0.05	1.0	$\mu\text{A}$

NOTES: 4.  $T_{low} = 0^\circ$  for SG3525A, 3527A  $T_{high} = +70^\circ\text{C}$  for SG3525A, 3527A

5. Since long term stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.

6. Tested at  $f_{osc} = 40\text{ kHz}$  ( $R_T = 3.6\text{ k}\Omega$ ,  $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$ ,  $R_D = 0\Omega$ ).

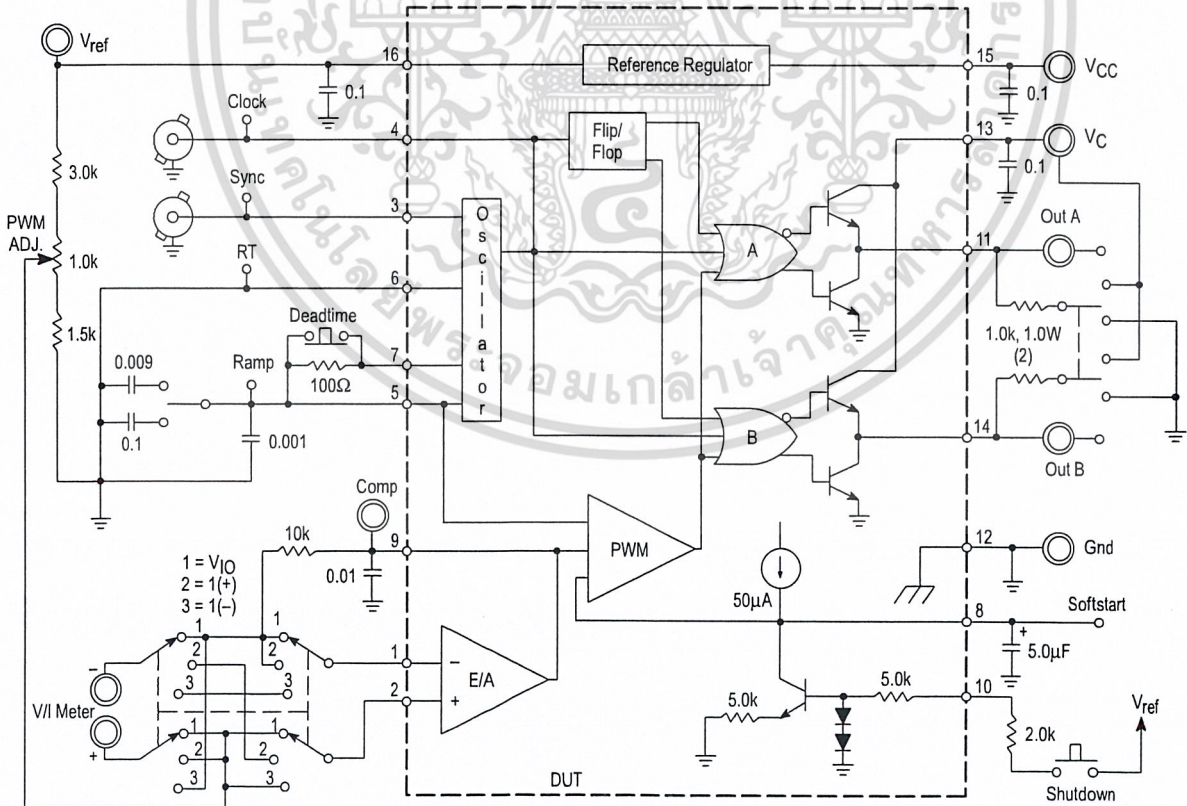
## SG3525A SG3527A

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>SOFT-START SECTION</b>					
Soft-Start Current ( $V_{\text{shutdown}} = 0 \text{ V}$ )		25	50	80	$\mu\text{A}$
Soft-Start Voltage ( $V_{\text{shutdown}} = 2.0 \text{ V}$ )		–	0.4	0.6	V
Shutdown Input Current ( $V_{\text{shutdown}} = 2.5 \text{ V}$ )		–	0.4	1.0	mA
<b>OUTPUT DRIVERS (Each Output, <math>V_{\text{CC}} = +20 \text{ V}</math>)</b>					
Output Low Level ( $I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA}$ ) ( $I_{\text{sink}} = 100 \text{ mA}$ )	$V_{\text{OL}}$	– –	0.2 1.0	0.4 2.0	V
Output High Level ( $I_{\text{source}} = 20 \text{ mA}$ ) ( $I_{\text{source}} = 100 \text{ mA}$ )	$V_{\text{OH}}$	18 17	19 18	– –	V
Under Voltage Lockout ( $V_8$ and $V_9 = \text{High}$ )	$V_{\text{UL}}$	6.0	7.0	8.0	V
Collector Leakage, $V_{\text{C}} = +35 \text{ V}$ (Note 7)	$I_{\text{C(leak)}}$	–	–	200	$\mu\text{A}$
Rise Time ( $C_{\text{L}} = 1.0 \text{ nF}$ , $T_{\text{J}} = 25^\circ\text{C}$ )	$t_{\text{r}}$	–	100	600	ns
Fall Time ( $C_{\text{L}} = 1.0 \text{ nF}$ , $T_{\text{J}} = 25^\circ\text{C}$ )	$t_{\text{f}}$	–	50	300	ns
Shutdown Delay ( $V_{\text{DS}} = +3.0 \text{ V}$ , $C_{\text{S}} = 0$ , $T_{\text{J}} = +25^\circ\text{C}$ )	$t_{\text{ds}}$	–	0.2	0.5	$\mu\text{s}$
Supply Current ( $V_{\text{CC}} = +35 \text{ V}$ )	$I_{\text{CC}}$	–	14	20	mA

**NOTE:** 7. Applies to SG3525A only, due to polarity of output pulses.

### Lab Test Fixture



# SG3525A SG3527A

Figure 1. Oscillator Charge Time versus  $R_T$

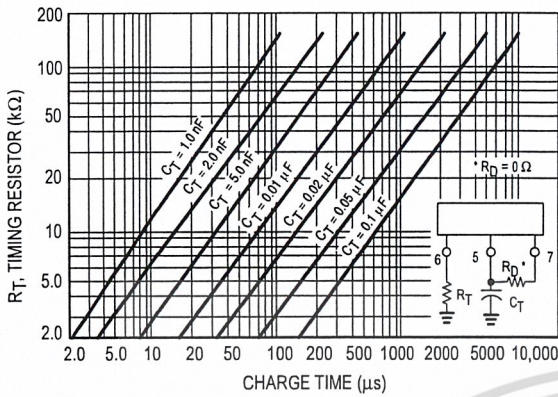


Figure 2. Oscillator Discharge Time versus  $R_D$

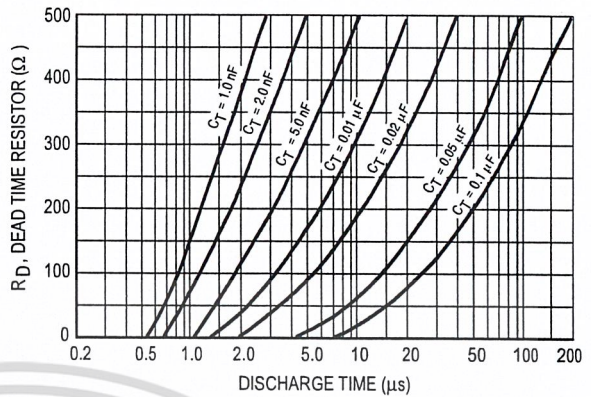


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

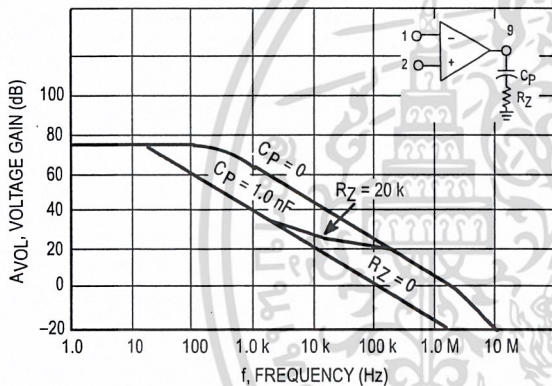


Figure 4. Output Saturation Characteristics (SG3525A)

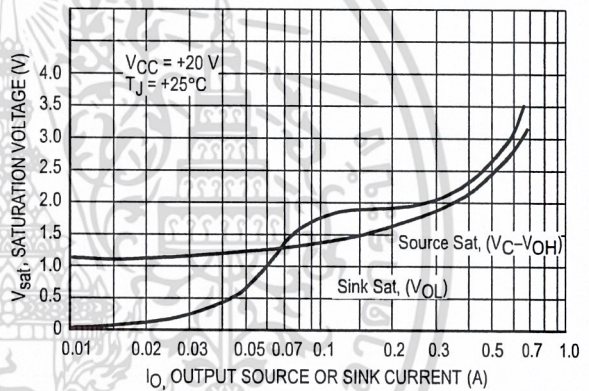


Figure 5. Oscillator Schematic (SG3525A)

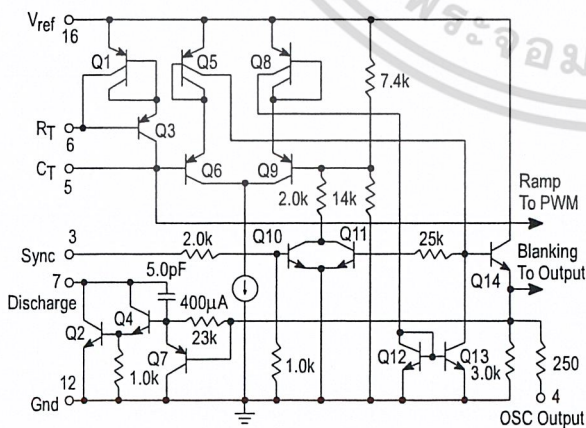
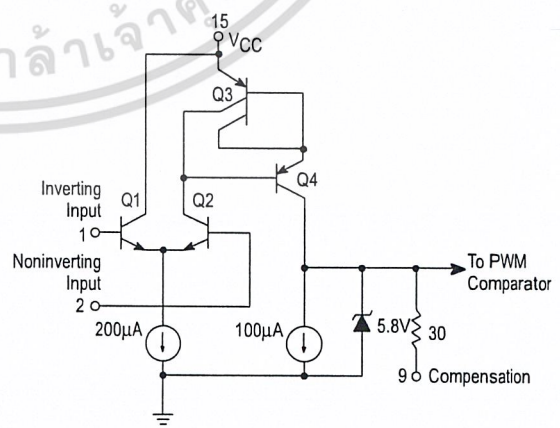


Figure 6. Error Amplifier Schematic (SG3525A)



# 6N135/6N136

## General Purpose Type Photocoupler

### ■ Features

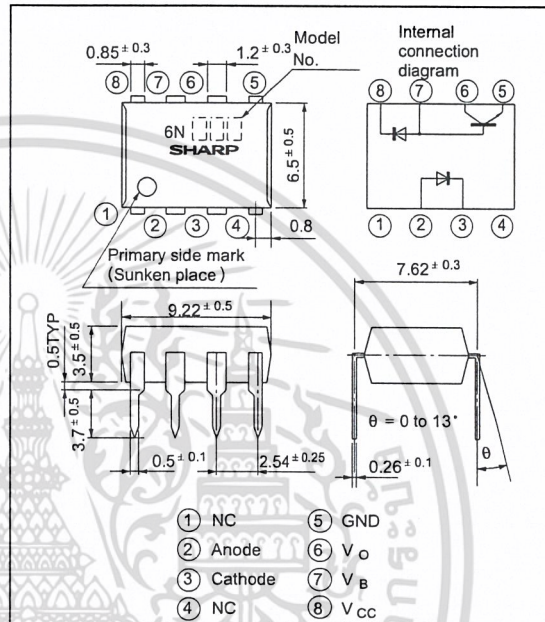
1. High speed response  $t_{PHL}$ ,  $t_{PLH}$   
(6N135 : MAX. 1.5  $\mu$ s at  $R_L = 4.1k\Omega$ )  
(6N136 : MAX. 0.8  $\mu$ s at  $R_L = 1.9k\Omega$ )
2. High common mode rejection voltage  
( $CM_H$  : TYP. 1kV/ $\mu$ s)
3. Standard dual-in-line package
4. Recognized by UL, file No. E64380

### ■ Applications

1. Computers, measuring instruments, control equipment
2. High speed line receivers, high speed logic
3. Telephone sets
4. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances

### ■ Outline Dimensions

( Unit : mm)



### ■ Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Forward current	I <sub>F</sub>	25	mA
*1 Peak forward current	I <sub>F</sub>	50	mA
*2 Peak transient forward current	I <sub>FM</sub>	1	A
Reverse voltage	V <sub>R</sub>	5	V
Power dissipation	P	45	mW
Supply voltage	V <sub>CC</sub>	-0.5 to +15	V
Output voltage	V <sub>O</sub>	-0.5 to +15	V
Emitter-base reverse withstand voltage (Pin 5 to 7)	V <sub>EBO</sub>	5	V
Average output current	I <sub>O</sub>	8	mA
Peak output current	I <sub>OP</sub>	16	mA
Base current (Pin 7)	I <sub>B</sub>	5	mA
Power dissipation	P <sub>O</sub>	100	mW
*3 Isolation voltage	V <sub>iso</sub>	2 500	V <sub>rms</sub>
Operating temperature	T <sub>opr</sub>	-55 to +100	°C
Storage temperature	T <sub>stg</sub>	-55 to +125	°C
*4 Soldering temperature	T <sub>sol</sub>	260	°C

\* "OPIC" (Optical IC) is a trademark of the SHARP Corporation. An OPIC consists of a light-detecting element and signal-processing circuit integrated onto a single chip.

\*1 50% duty cycle, Pulse width : 1ms  
Decreases at the rate of 1.6mA/°C if the external temperature is 70°C or more.  
\*2 Pulse width ≤ 1  $\mu$ s, 300 p/s  
\*3 40 to 60% RH, AC for 1 minute  
\*4 For 10 seconds

" In the absence of confirmation by device specification sheets, SHARP takes no responsibility for any defects that occur in equipment using any of SHARP's devices, shown in catalogs, data books, etc. Contact SHARP in order to obtain the latest version of the device specification sheets before using any SHARP's device."

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ■ Electro-optical Characteristics ( Ta = 0 to + 70 °C unless otherwise specified )

Parameter	Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit	
*5 Current transfer ratio	6N135	CTR(1)	Ta = 25 °C, IF = 16mA	7.0	40	-	%
	6N136	CTR(1)	Vo = 0.4V, Vcc = 4.5V	19	40	-	%
	6N135	CTR(2)	IF = 16mA, Vo = 0.5V	5.0	43	-	%
	6N136	CTR(2)	Vcc = 4.5V	15	43	-	%
Logic (0) output voltage	VOl	*7 IF = 16mA, Vcc = 4.5V	-	0.1	0.4	V	
Logic (1) output current	IOH(1)	Ta = 25 °C, IF = 0 Vcc = Vo = 5.5V	-	3.0	500	nA	
	IOH(2)	Ta = 25 °C, IF = 0 Vcc = Vo = 15V	-	0.01	1.0	μA	
	IOH(3)	IF = 0, Vcc = Vo = 15V	-	-	50	μA	
Logic (0) supply current	ICCL	IF = 16mA, Vcc = 15V Vo = open	-	200	-	μA	
Logic (1) supply current	ICCH(1)	Ta = 25 °C, Vcc = 15V VF = open, Io = 0	-	0.02	1.0	μA	
	ICCH(2)	Vcc = 15V Vo = open, IF = 0	-	-	2.0	μA	
Input forward voltage	VF	Ta = 25 °C, IF = 16mA	-	-1.7	1.95	V	
Input forward voltage temperature coefficient	ΔVF / ΔTa	IF = 16mA	-	-1.9	-	mV / °C	
Input reverse voltage	BVR	Ta = 25 °C, IR = 10 μA	5.0	-	-	V	
Input capacitance	CIN	VF = 0, f = 1MHz	-	60	-	pF	
*6 Leak current (input-output )	II-o	Ta = 25 °C, 45 % RH, t = 5s VI-o = 3kVDC	-	-	1.0	μA	
*6 Isolation resistance (input-output )	RI-o	VI-o = 500VDC	-	10 <sup>12</sup>	-	Ω	
*6 Capacitance (input-output )	CI-o	f = 1MHz	-	0.6	-	pF	
Transistor current amplification factor	hFE	Vo = 5V, Io = 3mA	-	70	-		

\*5 Current transfer ratio is the ratio of input current and output current expressed in % .

Note ) Typical value : at Ta = 25 °C

\*6 Measured as 2-pin element ( Short 1, 2, 3, 4 )

\*7 6N135 : Io = 1.1mA, 6N136 : Io = 2.4mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

■ Switching Characteristics

( $T_a = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{cc} = 5\text{V}$ ,  $I_F = 16\text{mA}$ )

Parameter	Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
*8 Propagation delay time	6N135	$t_{PHL}$ $R_L = 4.1\text{k}\Omega$	-	0.3	1.5	$\mu\text{s}$
Output (1)→(0)	6N136	$t_{PHL}$ $R_L = 1.9\text{k}\Omega$	-	0.3	0.8	$\mu\text{s}$
*8 Propagation delay time	6N135	$t_{PLH}$ $R_L = 4.1\text{k}\Omega$	-	0.4	1.5	$\mu\text{s}$
Output (0)→(1)	6N136	$t_{PLH}$ $R_L = 1.9\text{k}\Omega$	-	0.3	0.8	$\mu\text{s}$
*10.11 Instantaneous common mode rejection voltage "output (1)"	$CM_H$	*12 $I_F = 0$ , $V_{CM} = 10\text{V}_{P-P}$	-	1 000	-	$\text{V}/\mu\text{s}$
*10.11 Instantaneous common mode rejection voltage "output (0)"	$CM_L$	*12 $V_{CM} = 10\text{V}_{P-P}$ , $I_F = 16\text{mA}$	-	- 1 000	-	$\text{V}/\mu\text{s}$
*13 Bandwidth	BW	$R_L = 100\Omega$	-	2.0	-	MHz

\*8  $R_L = 4.1\text{k}\Omega$  is equivalent to one LSTTL and  $6.1\text{k}\Omega$  pull-up resistor.  $R_L = 1.9\text{k}\Omega$  is equivalent to one TTL and  $5.6\text{k}\Omega$  pull-up resistor.

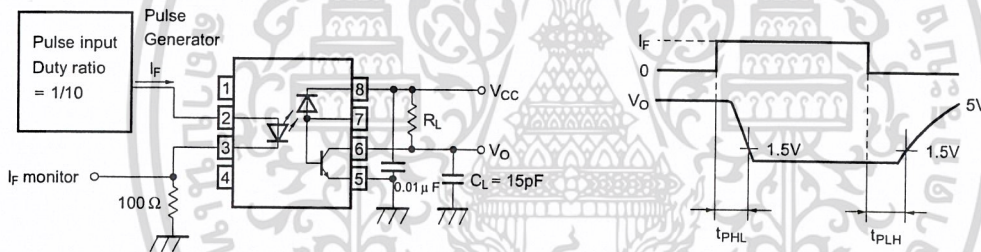
\*10 Instantaneous common mode rejection voltage "output (1)" represents a common mode voltage variation that can hold the output above (1) level ( $V_O > 2.0\text{V}$ ).

Instantaneous common mode rejection voltage "output (0)" represents a common mode voltage variation that can hold the output above (0) level ( $V_O < 0.8\text{V}$ ).

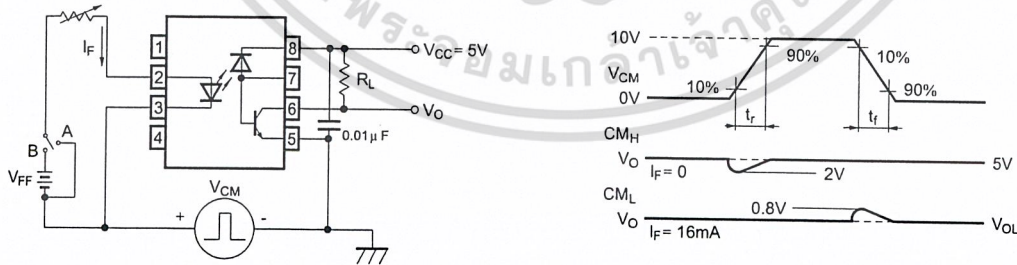
\*12 6N135 :  $R_L = 4.1\text{k}\Omega$  6N136 :  $R_L = 1.9\text{k}\Omega$

\*13 Bandwidth represents a point where AC input goes down by 3dB.

\*9 Test Circuit for Propagation Delay Time



\*11 Test Circuit for Instantaneous Common Mode Rejection Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 1 Forward Current vs. Ambient Temperature

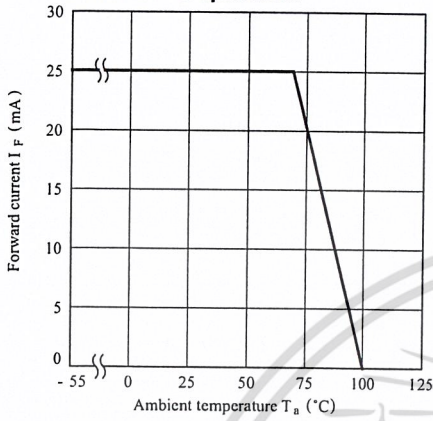


Fig. 2 Power Dissipation vs. Ambient Temperature

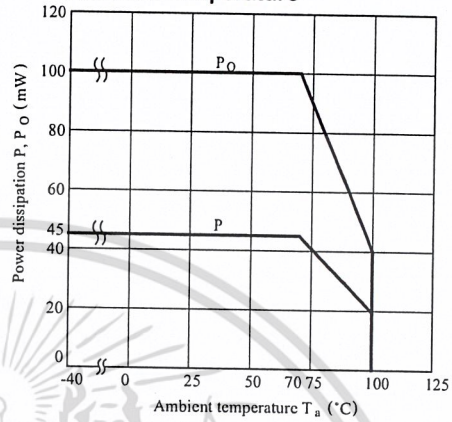


Fig. 3 Forward Current vs. Forward Voltage

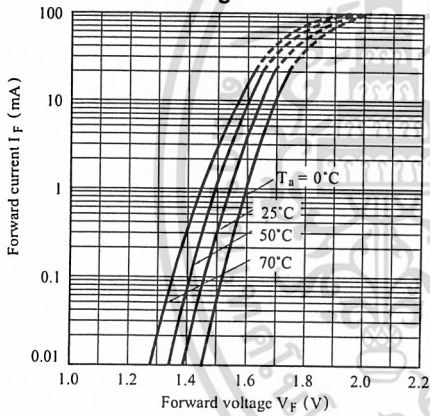


Fig. 4 Relative Current Transfer Ratio vs. Forward Current

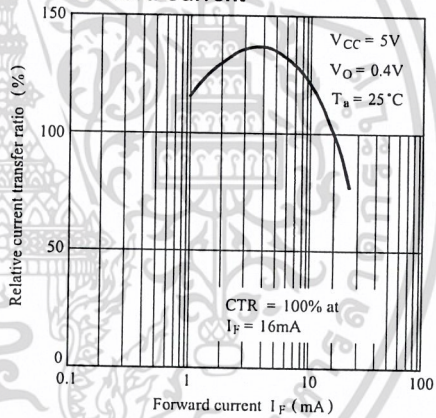


Fig. 5 Output Current vs. Output Voltage

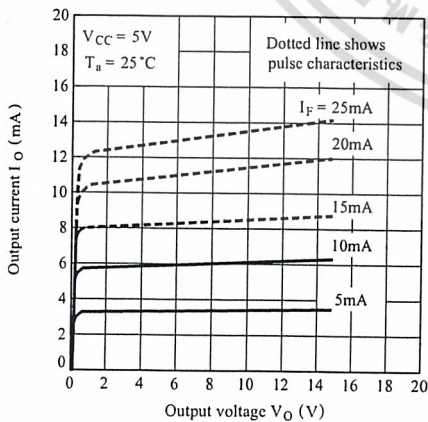
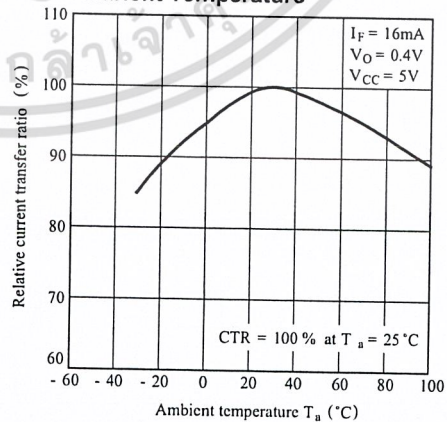


Fig. 6 Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

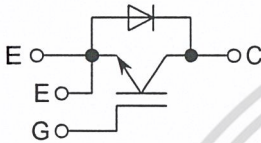
# MBN600GR12A

[Rated 600A/1200V, Single-pack type]

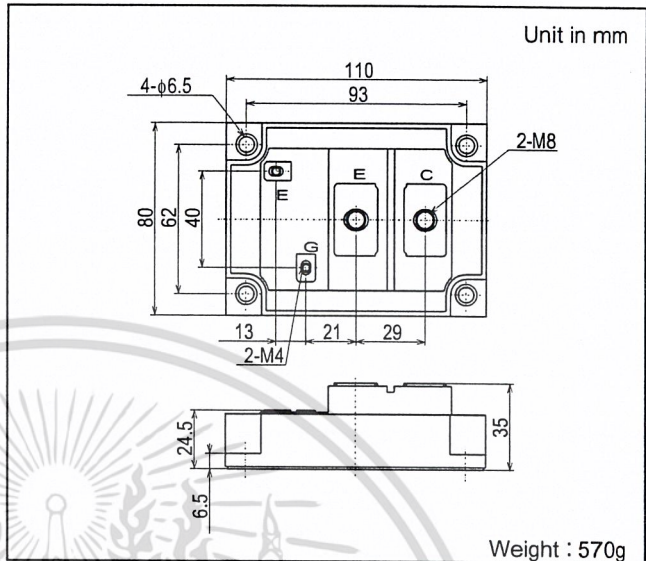
## FEATURES

- Low saturation voltage and high speed.
- Low turn-OFF switching loss.
- Low noise due to built-in free-wheeling diode.  
(Ultra Soft and Fast recovery Diode (USFD))
- High reliability structure.
- Isolated heat sink (terminals to base).

## CIRCUIT DIAGRAM



## OUTLINE DRAWING



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T<sub>C</sub>=25°C)

Item	Symbol	Unit	Value
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEs</sub>	V	1200
Gate-Emitter Voltage	V <sub>GES</sub>	V	±20
Collector Current	DC	I <sub>C</sub>	600
	1ms	I <sub>CP</sub>	1200
Forward Current	DC	I <sub>F</sub>	600 *1
	1ms	I <sub>FM</sub>	1200
Collector Power Dissipation	P <sub>C</sub>	W	3790
Junction Temperature	T <sub>J</sub>	°C	-40 ~ +150
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>	°C	-40 ~ +125
Isolation Voltage	V <sub>iso</sub>	V <sub>RMS</sub>	2500(AC 1 minute)
Screw Torque	Terminals(M4/M8)	—	N·m
	Mounting		
			2.94 *3

Notes; \*1 : RMS current of diode ≤ 180 Arms

\*2 : Recommended value 1.18 / 7.35 N·m

\*3 : Recommended value 2.45 N·m

## CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub>=25°C)

Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Test Conditions
Collector-Emitter Cut-Off Current	I <sub>CEs</sub>	mA	—	—	1.0	V <sub>CE</sub> =1200V, V <sub>GE</sub> =0V
Gate-Emitter Leakage Current	I <sub>GES</sub>	nA	—	—	±500	V <sub>GE</sub> =±20V, V <sub>CE</sub> =0V
Collector-Emitter Saturation Voltage	V <sub>CE(sat)</sub>	V	—	2.2	2.8	I <sub>C</sub> =600A, V <sub>GE</sub> =15V
Gate-Emitter Threshold Voltage	V <sub>GE(TO)</sub>	V	—	—	10	V <sub>CE</sub> =5V, I <sub>C</sub> =600mA
Input Capacitance	C <sub>ies</sub>	pF	—	54000	—	V <sub>CE</sub> =10V, V <sub>GE</sub> =0V, f=1MHz
Switching Times	Rise Time	t <sub>r</sub>	—	0.2	0.5	V <sub>CC</sub> =600V, I <sub>C</sub> =600A R <sub>G</sub> =2.2Ω *4 V <sub>GE</sub> =±15V Inductive Load
	Turn-On Time	t <sub>on</sub>	—	0.35	0.8	
	Fall Time	t <sub>f</sub>	—	0.15	0.35	
	Turn-Off Time	t <sub>off</sub>	—	0.75	1.2	
Peak Forward Voltage Drop	V <sub>FM</sub>	V	—	2.5	3.5	I <sub>F</sub> =600A, V <sub>GE</sub> =0V
Reverse Recovery Time	t <sub>rr</sub>	μs	—	—	0.4	I <sub>F</sub> =600A, V <sub>GE</sub> =-10V, di/dt=600A/μs
Thermal Impedance	IGBT	R <sub>th(j-c)</sub>	°C/W	—	—	0.033
	FWD	R <sub>th(j-c)</sub>				

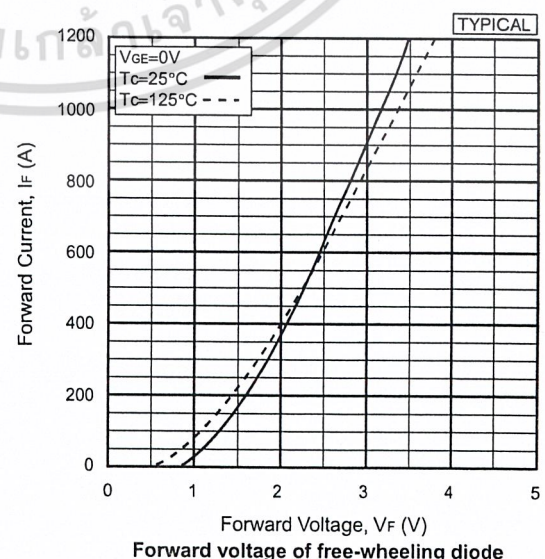
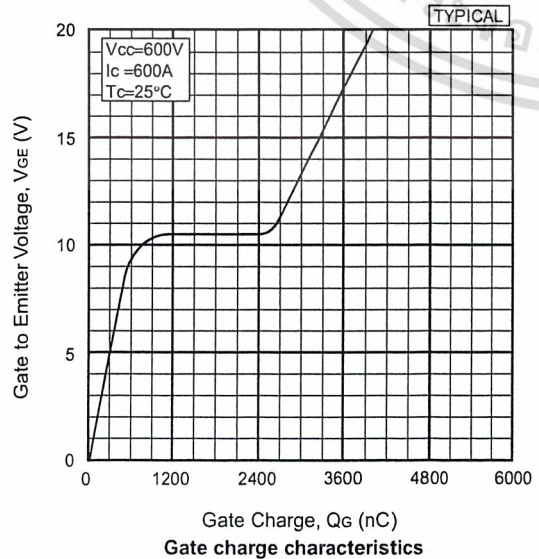
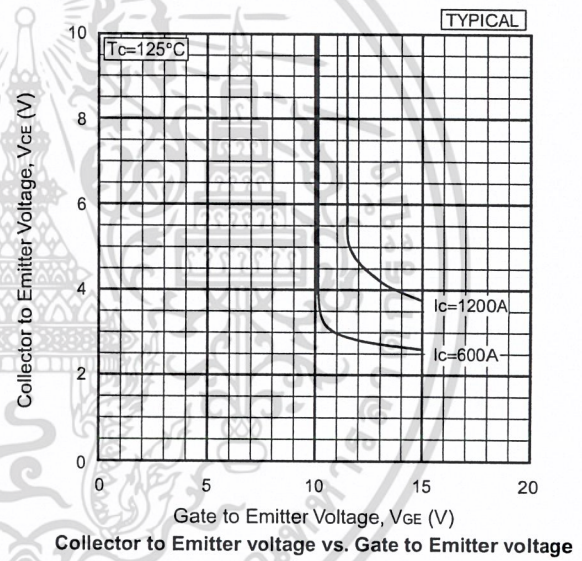
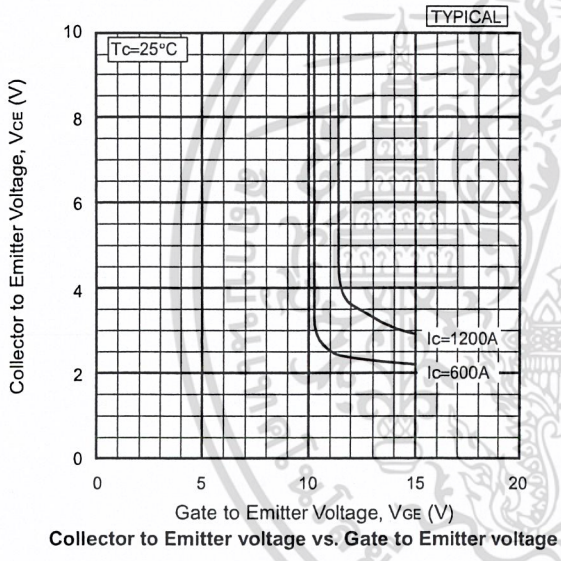
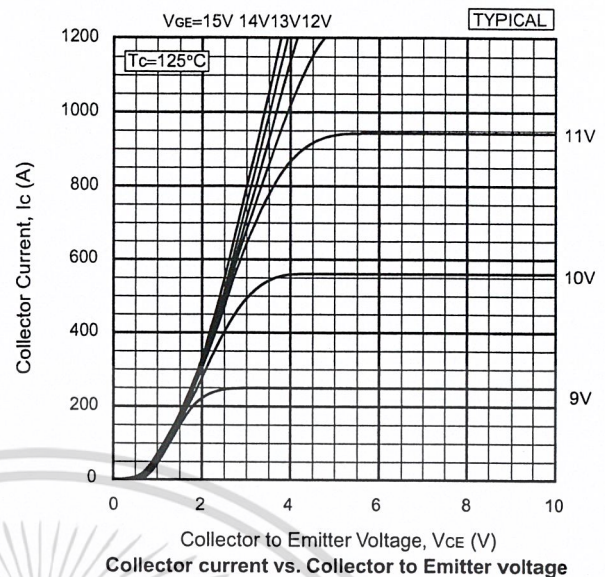
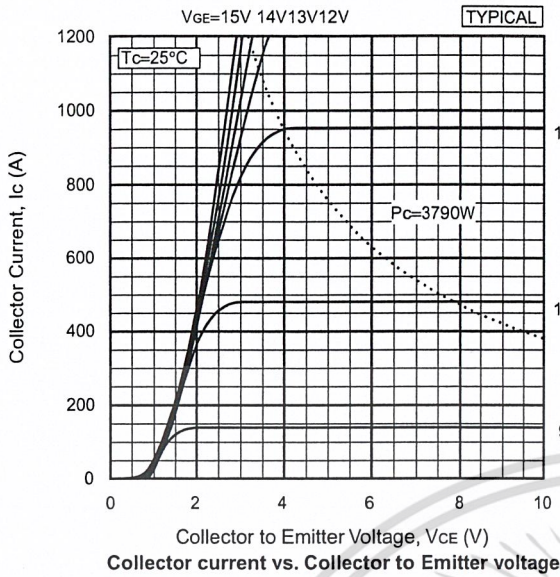
Notes; \*4 : R<sub>G</sub> value is the test condition's value for decision of the switching times, not recommended value, please determine the suitable R<sub>G</sub> value after the measurement of switching waveforms (overshoot voltage, etc.) with appliance mounted.

Remark; For actual application, please confirm this spec. sheet is the newest revision.

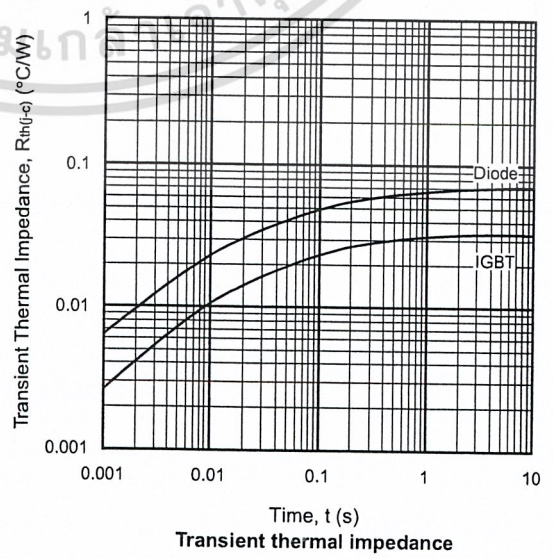
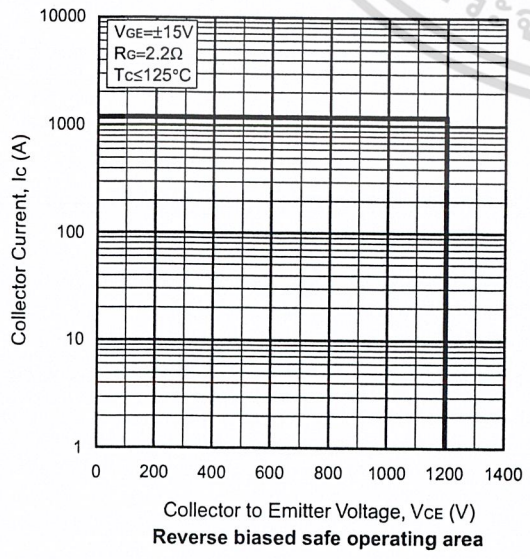
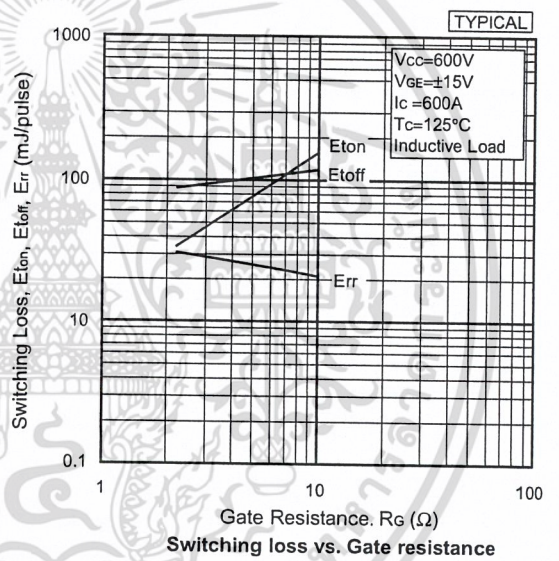
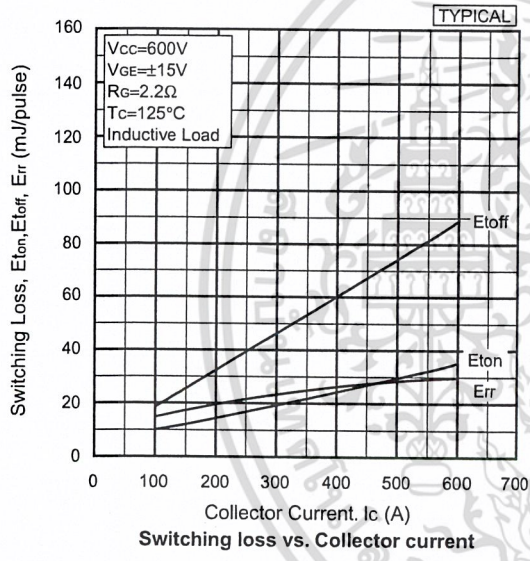
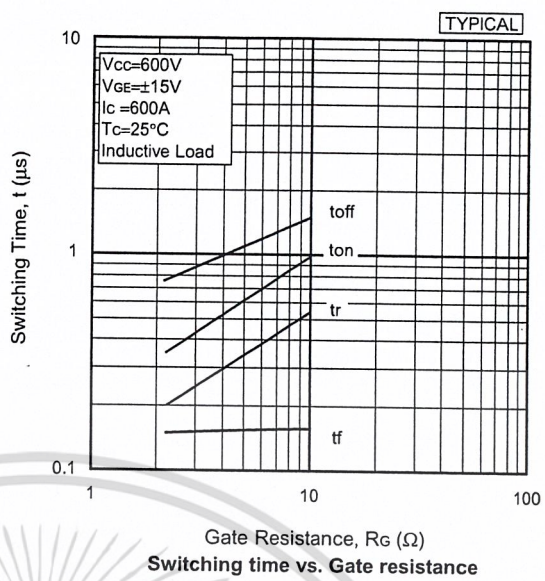
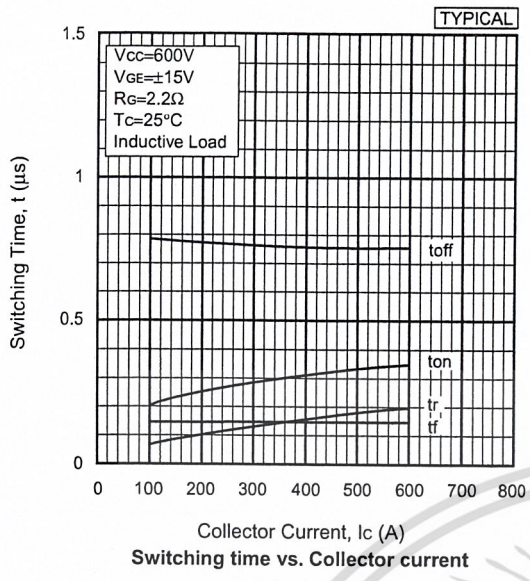
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**HITACHI**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**HITACHI**  
 PDE-N600GR12A-0  
 ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**HITACHI**  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PDE-N600GR12A-0

# HITACHI POWER SEMICONDUCTORS

## Notices

- 1.The information given herein, including the specifications and dimensions, is subject to change without prior notice to improve product characteristics. Before ordering, purchasers are advised to contact Hitachi sales department for the latest version of this data sheets.
- 2.Please be sure to read "Precautions for Safe Use and Notices" in the individual brochure before use.
- 3.In cases where extremely high reliability is required(such as use in nuclear power control, aerospace and aviation, traffic equipment, life-support-related medical equipment, fuel control equipment and various kinds of safety equipment), safety should be ensured by using semiconductor devices that feature assured safety or by means of users' fail-safe precautions or other arrangement. Or consult Hitachi's sales department staff.
- 4.In no event shall Hitachi be liable for any damages that may result from an accident or any other cause during operation of the user's units according to this data sheets. Hitachi assumes no responsibility for any intellectual property claims or any other problems that may result from applications of information, products or circuits described in this data sheets.
- 5.In no event shall Hitachi be liable for any failure in a semiconductor device or any secondary damage resulting from use at a value exceeding the absolute maximum rating.
- 6.No license is granted by this data sheets under any patents or other rights of any third party or Hitachi, Ltd.
- 7.This data sheets may not be reproduced or duplicated, in any form, in whole or in part , without the expressed written permission of Hitachi, Ltd.
- 8.The products (technologies) described in this data sheets are not to be provided to any party whose purpose in their application will hinder maintenance of international peace and safety not are they to be applied to that purpose by their direct purchasers or any third party. When exporting these products (technologies), the necessary procedures are to be taken in accordance with related laws and regulations.

- For inquiries relating to the products, please contact nearest overseas representatives which is located "Inquiry" portion on the top page of a home page.

Hitachi power semiconductor home page address <http://www.hitachi.co.jp/pse>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ **HITACHI** เฉพาะเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

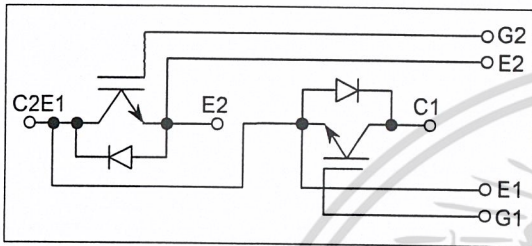
# MBM150GR12A

[Rated 150A/1200V, Dual-pack type]

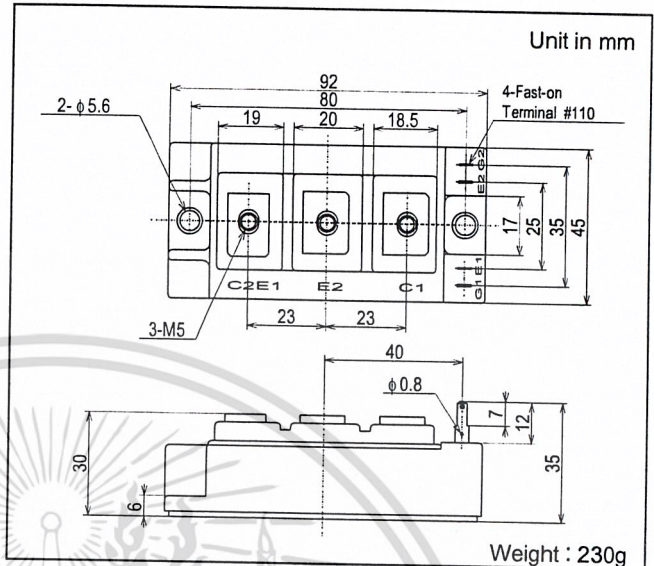
## FEATURES

- Low saturation voltage and high speed.
- Low turn-OFF switching loss.
- Low noise due to built-in free-wheeling diode. (Ultra Soft and Fast recovery Diode (USFD))
- High reliability structure.
- Isolated heat sink (terminals to base).

## CIRCUIT DIAGRAM



## OUTLINE DRAWING



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T<sub>c</sub>=25°C)

Item	Symbol	Unit	Value
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEs</sub>	V	1200
Gate-Emitter Voltage	V <sub>GES</sub>	V	±20
Collector Current	DC	I <sub>C</sub>	150
	1ms	I <sub>CP</sub>	300
Forward Current	DC	I <sub>F</sub>	150 *1
	1ms	I <sub>FM</sub>	300
Collector Power Dissipation	P <sub>C</sub>	W	1000
Junction Temperature	T <sub>j</sub>	°C	-40 ~ +150
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>	°C	-40 ~ +125
Isolation Voltage	V <sub>iso</sub>	V <sub>RMS</sub>	2500(AC 1 minute)
Screw Torque	Terminals	N·m	1.96 *2
	Mounting		1.96 *3

Notes; \*1 : RMS current of diode ≤ 45 Arms

\*2, \*3 : Recommended value 1.67 N·m

## CHARACTERISTICS (T<sub>c</sub>=25°C)

Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Test Conditions	
Collector-Emitter Cut-Off Current	I <sub>CEs</sub>	mA	—	—	1.0	V <sub>CE</sub> =1200V, V <sub>GE</sub> =0V	
Gate-Emitter Leakage Current	I <sub>GES</sub>	nA	—	—	±500	V <sub>GE</sub> =±20V, V <sub>CE</sub> =0V	
Collector-Emitter Saturation Voltage	V <sub>CE(sat)</sub>	V	—	2.2	2.8	I <sub>C</sub> =150A, V <sub>GE</sub> =15V	
Gate-Emitter Threshold Voltage	V <sub>GE(TO)</sub>	V	—	—	10	V <sub>CE</sub> =5V, I <sub>C</sub> =150mA	
Input Capacitance	C <sub>ies</sub>	pF	—	12000	—	V <sub>CE</sub> =10V, V <sub>GE</sub> =0V, f=1MHz	
Switching Times	Rise Time	t <sub>r</sub>	—	0.15	0.3	V <sub>CC</sub> =600V, I <sub>C</sub> =150A R <sub>G</sub> =8.2Ω *4 V <sub>GE</sub> =±15V Inductive Load I <sub>F</sub> =150A	
	Turn-On Time	t <sub>on</sub>	—	0.3	0.6		
	Fall Time	t <sub>f</sub>	—	0.1	0.3		
	Turn-Off Time	t <sub>off</sub>	—	0.5	1.0		
Reverse Recovery Time	t <sub>rr</sub>	μs	—	0.2	0.4		
Peak Forward Voltage Drop	V <sub>FM</sub>	V	—	2.5	3.5	I <sub>F</sub> =150A, V <sub>GE</sub> =0V	
Thermal Impedance	IGBT	R <sub>th(j-c)</sub>	°C/W	—	—	0.125	Junction to case
	FWD	R <sub>th(j-c)</sub>				0.30	

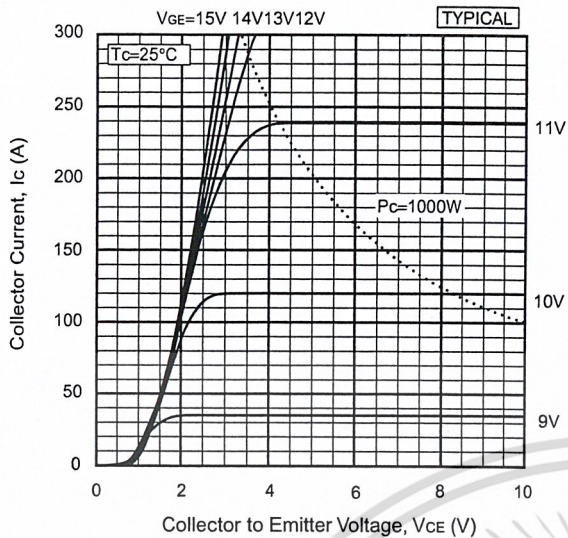
Notes; \*4 : R<sub>G</sub> value is the test condition's value for decision of the switching times, not recommended value, please determine the suitable R<sub>G</sub> value after the measurement of switching waveforms (overshoot voltage, etc.) with appliance mounted.

Remark; For actual application, please confirm this spec. sheet is the newest revision.

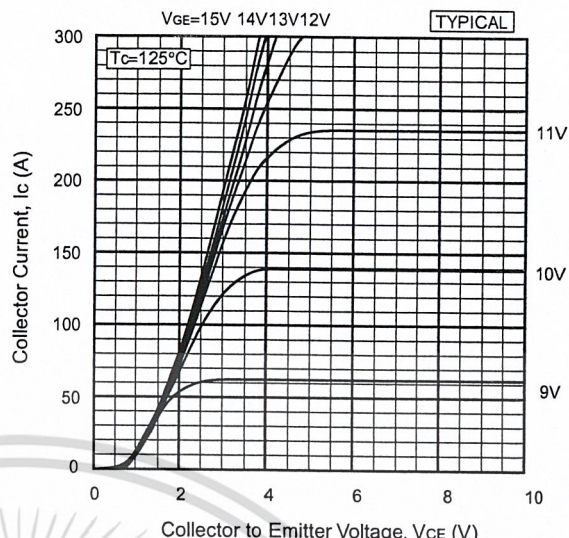
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

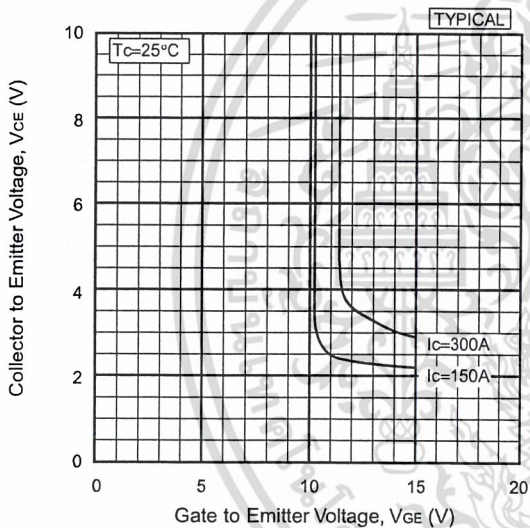
HITACHI



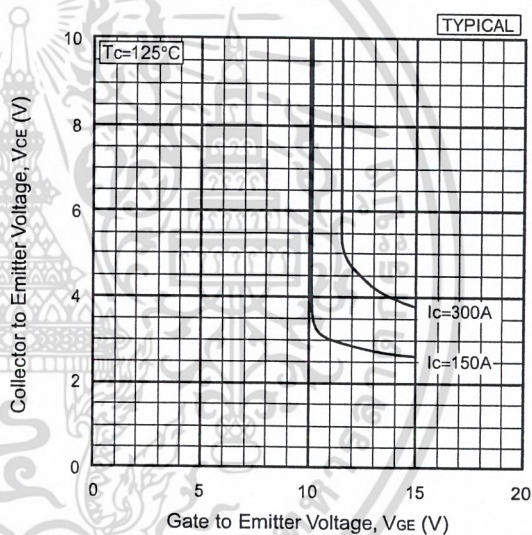
Collector current vs. Collector to Emitter voltage



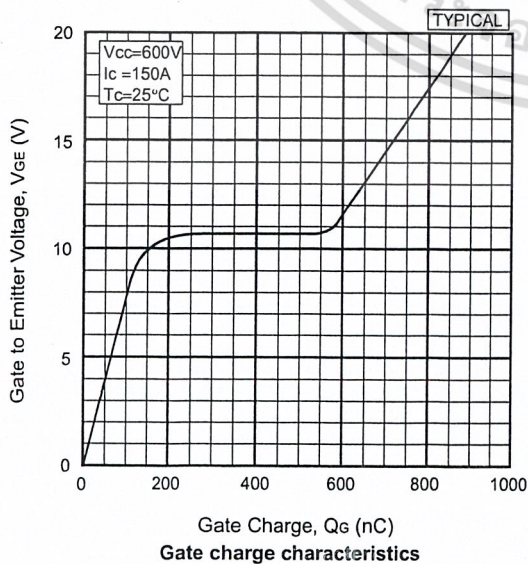
Collector current vs. Collector to Emitter voltage



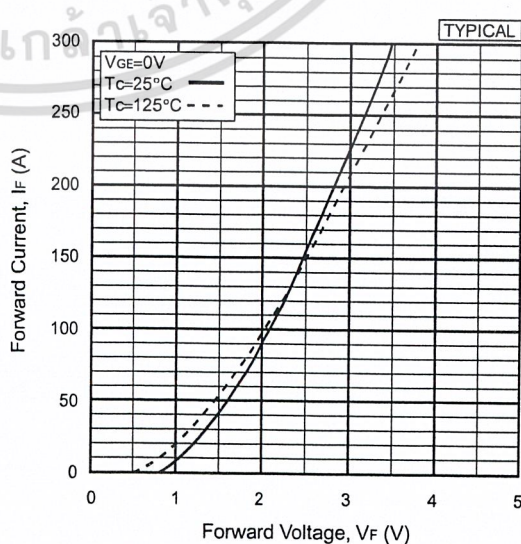
Collector to Emitter voltage vs. Gate to Emitter voltage



Collector to Emitter voltage vs. Gate to Emitter voltage



Gate charge characteristics

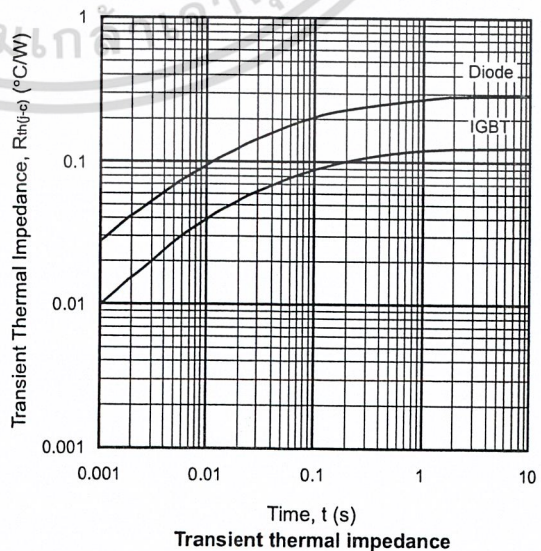
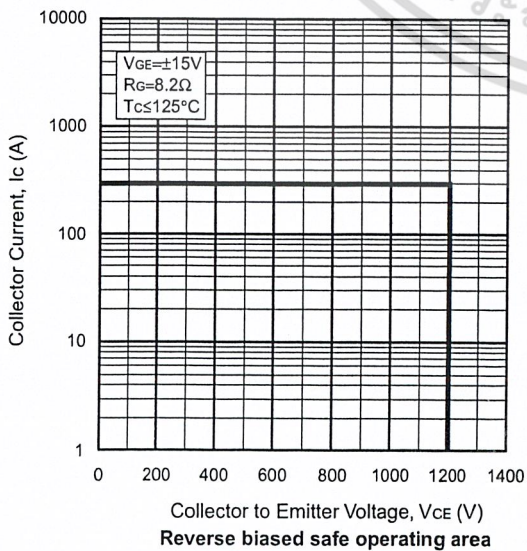
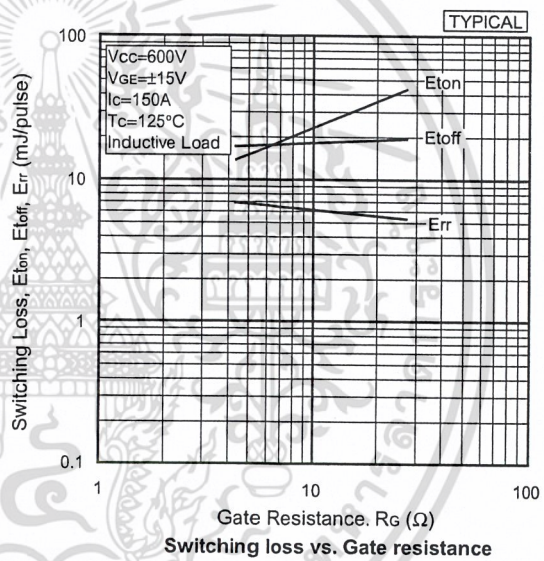
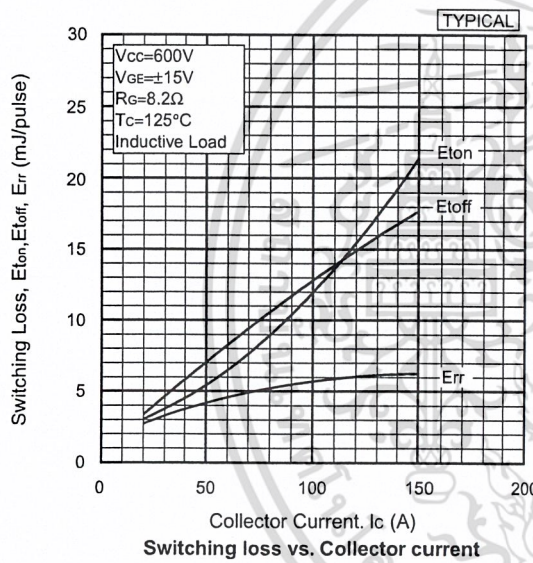
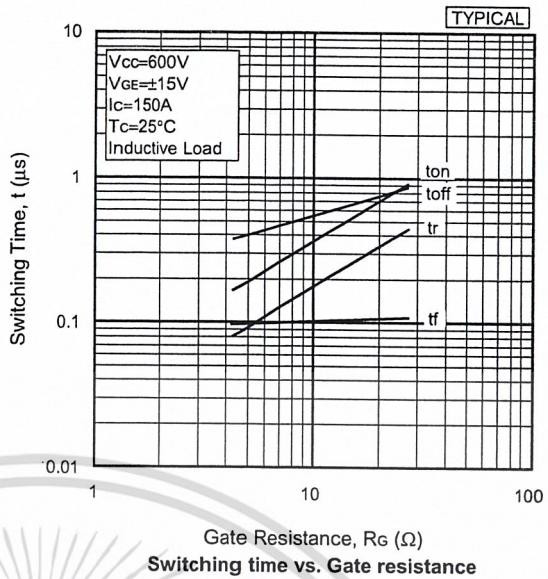
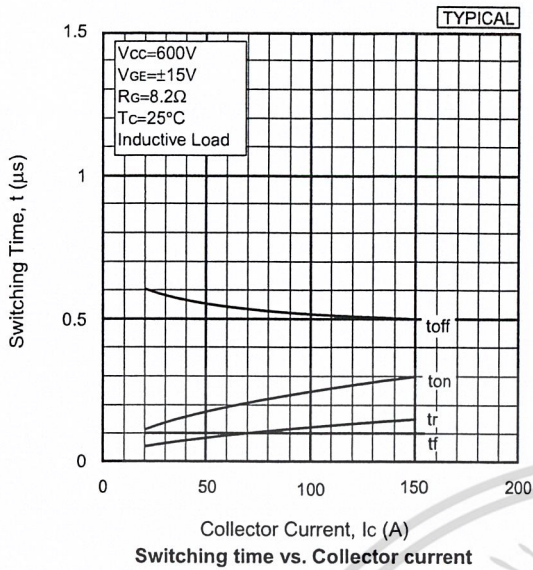


Forward voltage of free-wheeling diode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และเผยแพร่อย่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**HITACHI**

PDE-M150GR12A-0



# HITACHI POWER SEMICONDUCTORS

## Notices

- 1.The information given herein, including the specifications and dimensions, is subject to change without prior notice to improve product characteristics. Before ordering, purchasers are advised to contact Hitachi sales department for the latest version of this data sheets.
- 2.Please be sure to read "Precautions for Safe Use and Notices" in the individual brochure before use.
- 3.In cases where extremely high reliability is required(such as use in nuclear power control, aerospace and aviation, traffic equipment, life-support-related medical equipment, fuel control equipment and various kinds of safety equipment), safety should be ensured by using semiconductor devices that feature assured safety or by means of users' fail-safe precautions or other arrangement. Or consult Hitachi's sales department staff.
- 4.In no event shall Hitachi be liable for any damages that may result from an accident or any other cause during operation of the user's units according to this data sheets. Hitachi assumes no responsibility for any intellectual property claims or any other problems that may result from applications of information, products or circuits described in this data sheets.
- 5.In no event shall Hitachi be liable for any failure in a semiconductor device or any secondary damage resulting from use at a value exceeding the absolute maximum rating.
- 6.No license is granted by this data sheets under any patents or other rights of any third party or Hitachi, Ltd.
- 7.This data sheets may not be reproduced or duplicated, in any form, in whole or in part , without the expressed written permission of Hitachi, Ltd.
- 8.The products (technologies) described in this data sheets are not to be provided to any party whose purpose in their application will hinder maintenance of international peace and safety not are they to be applied to that purpose by their direct purchasers or any third party. When exporting these products (technologies), the necessary procedures are to be taken in accordance with related laws and regulations.

- For inquiries relating to the products, please contact nearest overseas representatives which is located "Inquiry" portion on the top page of a home page.

Hitachi power semiconductor home page address <http://www.hitachi.co.jp/pse>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
HITACHI  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้