



เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
(INDUCTION HEATING)



วัน เดือน ปี..... ๙๐๑, ๒๕๖๐
เลขทะเบียน..... ๐๓๗๙๐
เลขเรียกหนังสือ..... T ๓๘๒๙๖.๐๖๘๒ ค.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๖๐

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารที่ ๐๓๗๑๒๐

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
INDUCTION HEATING



ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2538

ภาควิชา อิเลคทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน (INDUCTION HEATING)

ผู้จัดทำ ...

1. นายวิทยา รักษ์ธนกุล
2. นายประเสริฐ คาวลอย



สจ

อาจารย์สมศักดิ์ เชียรศิริกุล

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

วิทยา รักษ์ธนกุล

ประเสริฐ ดาวลอย

อ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ได้อธิบายถึงหลักการการทำงานของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนที่สามารถให้ความร้อนกับชิ้นงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยใช้ความถี่ประมาณ 100 กิโลเฮิร์ต ลักษณะของโครงการประกอบด้วยภาคควบคุม วงจรขับเคลื่อน และใช้เพาเวอร์มอสเฟตขนานกันเพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น วงจรที่ใช้เป็นวงจรสแต็ทบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และที่เอาต์พุตจะต้องทำให้เกิดการรีโซแนนท์ ซึ่งจะทำได้กระแสที่เอาต์พุตสูงสุดและเกิดประสิทธิภาพมากที่สุด

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถพัฒนาต่อได้โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมความถี่ อุณหภูมิ และกระแสที่เอาต์พุต ทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพในการใช้งานมากขึ้นและที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน

INDUCTION HEATING

Wittaya Rucktanakul

Prasert Daoloy

Somsak Cheersirikun Advisor

1995

ABSTRACT

This thesis explain about how induction heating works. The induction heating give effective heating to material. It works about 100 kHz. And consists of control stage, gate driver and paralleling power mosfet for making more current. The circuit is half bridge converter and output is occured at resonant frequency which occur maximum output current and efficiency.

The thesis can be developed by microcontroller that control frequency, temperature and output current. This makes it higher efficiency and popular now.

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| บทที่ 2 หลักการเบื้องต้น | 3 |
| 2.1 หลักการเบื้องต้น | 3 |
| 2.2 แหล่งจ่ายพลังงาน | 4 |
| 2.3 ความลึกจากผิว | 5 |
| 2.4 กำลังงานที่เกิดขึ้นในเนื้อโลหะ | 5 |
| 2.5 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก | 6 |
| 2.6 โลหะวิทยาของเหล็ก | 7 |
| 2.7 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก | 7 |
| บทที่ 3 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต | 8 |
| 3.1 เพาเวอร์มอสเฟต | 8 |
| 3.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต | 10 |
| 3.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต | 11 |
| 3.4 การทำงาน | 12 |
| 3.4.1 กระแสเดรน | 12 |
| 3.4.2 ทรานสคอนดักแตนซ์ | 12 |
| 3.4.3 แรงดันรักษาสภาพคงตัว | 13 |
| 3.4.4 ความต้านทานขณะปิดวงจร | 13 |
| 3.4.5 แรงดันพังทลาย | 13 |
| 3.4.6 ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต | 14 |
| 3.5 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต | 15 |
| 3.5.1 ความเร็ว | 15 |
| 3.5.2 คุณสมบัติทางด้านอินพุท | 15 |
| 3.5.3 พื้นที่ทำงานปลอดภัย | 15 |
| 3.5.4 แรงดันขณะวงจรปิด | 15 |
| 3.6 คุณสมบัติพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต | 16 |
| 3.7 ค่าตัวแปรพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต | 16 |

| | | |
|----------------|--|-----------|
| 3.7.1 | ค่าความต้านทานขณะวงจรปิด | 16 |
| 3.7.2 | ทรานสคอนดักแตนซ์ | 18 |
| 3.7.3 | แรงดันรักษาสภาพคงตัว | 18 |
| บทที่ 4 | การออกแบบเพื่อนำพาเวอร์มอสเฟตไปใช้ | 19 |
| 4.1 | พื้นที่การทำงานปลอดภัย | 19 |
| 4.2 | ข้อจำกัดของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเทียบกับเวลาในพาเวอร์มอสเฟต | 22 |
| 4.2.1 | การป้องกันขาเกต | 22 |
| 4.2.2 | สิ่งที่ต้องการของวงจรขับเกต | 22 |
| บทที่ 5 | การอธิบายลักษณะโครงสร้างของระบบ | 25 |
| 5.1 | วงจรจ่ายไฟตรง | 26 |
| 5.2 | วงจรควบคุม | 26 |
| 5.2.1 | การกำเนิดสัญญาณแรมป์ | 28 |
| 5.2.2 | การควบคุม PWM | 28 |
| 5.2.3 | ภาคเอาต์พุต | 28 |
| 5.2.4 | การควบคุมเคดไทม์ | 30 |
| 5.2.5 | การป้องกันกระแสเกิน | 30 |
| 5.3 | วงจรขับเกต | 32 |
| 5.4 | คอนเวอร์เตอร์ | 39 |
| 5.5 | ส่วนจ่ายแรงดันให้กับคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ | 41 |
| 5.6 | วงจรสับเบอร์ | 41 |
| 5.7 | วงจรโหลด | 45 |
| บทที่ 6 | ผลการทดลองและบทสรุป | 47 |
| 6.1 | ขั้นตอนการทดลอง | 47 |
| 6.2 | ผลการทดลอง | 47 |
| 6.3 | สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง | 59 |
| 6.4 | ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข | 59 |

สารบัญรูป

| | หน้า |
|--|------|
| รูปที่ 1.1 แสดงการไหลของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ | 2 |
| รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ | 3 |
| รูปที่ 2.2 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน | 4 |
| รูปที่ 2.3 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของ แท่งเหล็ก | 4 |
| รูปที่ 2.4 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ | 4 |
| รูปที่ 2.5 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน | 5 |
| รูปที่ 2.6 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก | 6 |
| รูปที่ 2.7 ตารางแสดงค่าอุณหภูมิที่จุดเปลี่ยนแปลงสภาพแม่เหล็ก | 7 |
| รูปที่ 3.1 (ก) ดีพลีชันมอสเฟตชนิดเอ็น | 8 |
| รูปที่ 3.1 (ข) ดีพลีชันมอสเฟตชนิดพี | 8 |
| รูปที่ 3.2 (ก) เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็น | 9 |
| รูปที่ 3.2 (ข) เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี | 9 |
| รูปที่ 3.3 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟต | 10 |
| รูปที่ 3.4 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต | 11 |
| รูปที่ 3.5 โมเดลการสวิตช์ที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต | 11 |
| รูปที่ 3.6 ความต้านทางขณะปิดวงจรของอุปกรณ์เพาเวอร์มอสเฟต | 12 |
| รูปที่ 3.7 ค่าความเก็บประจุแฝงของอุปกรณ์เพาเวอร์มอสเฟต | 12 |
| รูปที่ 3.8 ไดอะแกรมวงจรเทียบภายในอุปกรณ์จากรูปที่ 3.6 | 14 |
| รูปที่ 3.9 $I_d - V_{DS}$ คุณลักษณะการส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTP8N15 | 16 |
| รูปที่ 3.10 $I_C - V_{CE}$ คุณลักษณะการส่งผ่านของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ MJE15030 | 16 |
| รูปที่ 3.11 กราฟแสดงคุณลักษณะส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟต | 17 |
| รูปที่ 3.12 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง r_{DS} ต่อ V_{GS} และ I_d | 17 |
| รูปที่ 3.13 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(on)}$ ตามกระแสครนและอุณหภูมิที่รอยต่อ | 17 |
| รูปที่ 3.14 กราฟแสดงค่าทรานสคอนดักแตนซ์ต่อ V_{GS} | 17 |

| | | |
|-------------|---|----|
| รูปที่ 4.2 | กราฟผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของเบอร์ MTM8N40 | 20 |
| รูปที่ 4.3 | กราฟความต้านทานขณะปิดวงจรเทียบกับกระแสเดรน | 21 |
| รูปที่ 4.4 | ค่า RMS ของรูปสัญญาณกระแสแบบต่าง ๆ | 21 |
| รูปที่ 4.5 | ค่าความเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันเดรนถึงซอร์ส | 23 |
| รูปที่ 4.6 | กราฟฟังก์ชันการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต | 24 |
| รูปที่ 4.7 | รูปสัญญาณความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ | 24 |
| รูปที่ 4.8 | แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร | 24 |
| รูปที่ 4.9 | แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร | 24 |
| รูปที่ 5.1 | แสดงโครงสร้างของระบบ | 25 |
| รูปที่ 5.2 | วงจรจ่ายไฟตรง | 26 |
| รูปที่ 5.3 | ข้อมูลทั่วไปเกี่ยวกับการทำงานของ SG 3526 | 27 |
| รูปที่ 5.4 | บล็อกไดอะแกรมการทำงานของ SG 3526 | 27 |
| รูปที่ 5.5 | การต่อตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ และกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวต้านทานกับคาบเวลาที่เกิดขึ้น | 28 |
| รูปที่ 5.6 | แสดงส่วนของการควบคุม PWM | 29 |
| รูปที่ 5.7 | วงจรภาคเอาต์พุตของ SG 3526 | 29 |
| รูปที่ 5.8 | แสดงรูปคลื่นที่เอาต์พุตทั้งสองและส่วนเดด ไทม์ที่ควบคุม | 29 |
| รูปที่ 5.9 | ค่า R_D ต่างๆที่ทำให้ช่วงเดด ไทม์เปลี่ยนไป | 30 |
| รูปที่ 5.10 | แสดงตัวอย่างการป้องกันกระแสเกิน | 31 |
| รูปที่ 5.11 | กราฟแสดงการสูญเสียที่อุณหภูมิต่างๆ | 31 |
| รูปที่ 5.12 | (ก) การใช้หม้อแปลงพัลส์ในการแยกกันทางไฟฟ้า (ข) รูปคลื่นที่หม้อแปลงพัลส์ | 32 |
| รูปที่ 5.13 | รูปคลื่นจากวงจรในรูปที่ 5.12 | 33 |
| รูปที่ 5.14 | วงจรที่ใช้ตัวเก็บประจุกันแรงดันไฟตรงที่มีในพัลส์ขับ | 33 |
| รูปที่ 5.15 | วงจรขับที่ทำให้ลดขนาดของหม้อแปลงพัลส์ลงได้ | 34 |
| รูปที่ 5.16 | ตัวอย่างวงจรขับเกทแบบต่างๆ | 35 |
| รูปที่ 5.17 | บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างของ IR 2110 | 39 |
| รูปที่ 5.18 | ตัวอย่างคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ | 40 |
| รูปที่ 5.19 | แสดงวงจรสำหรับจ่ายแรงดันให้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ | 41 |
| รูปที่ 5.20 | วงจร R-C-D turn-off สนับเบอร์ | 42 |

| | |
|--|----|
| รูปที่ 5.21 (ก) รูปสัญญาณขณะ turn-off โดยไม่มีสับเบอร์ | 42 |
| (ข) รูปสัญญาณขณะ turn-off โดยใช้สับเบอร์ที่มีค่าตัวเก็บประจุน้อย | |
| (ค) รูปสัญญาณขณะ turn-off โดยใช้สับเบอร์ที่มีค่าตัวเก็บประจุนมาก | |
| รูปที่ 5.22 ส่วนประกอบของค่าสูญเสียขณะ turn-off สวิตช์เมื่อใช้วงจรสับเบอร์ | 44 |
| รูปที่ 5.23 แสดงการต่อวงจรโหลด | 45 |
| รูปที่ 6.1 รูปคลื่นสัญญาณแรมปี | 49 |
| รูปที่ 6.2 รูปคลื่นที่เอาท์พุทของ SG 3526 | 49 |
| รูปที่ 6.3 รูปคลื่นที่เอาท์พุทของ SG 3526 | 50 |
| รูปที่ 6.4 รูปคลื่นที่เอาท์พุทของ IR2110 | 50 |
| รูปที่ 6.5 รูปคลื่นที่เอาท์พุทของ IR2110 | 51 |
| รูปที่ 6.6 รูปคลื่นก่อนเข้าหม้อแปลงพัลส์ | 51 |
| รูปที่ 6.7 รูปคลื่นหลังหม้อแปลงพัลส์ | 52 |
| รูปที่ 6.8 รูปคลื่นที่ขาเกต-ซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต (คร่อมซีเนอร์ไดโอดทั้งสองตัว) | 52 |
| รูปที่ 6.9 รูปคลื่นที่ขาเดรน-ซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต | 53 |
| รูปที่ 6.10 รูปคลื่น V_L ขณะไม่มีโหลด | 53 |
| รูปที่ 6.11 รูปคลื่น V_L ขณะมีโหลด | 54 |
| รูปที่ 6.12 รูปคลื่น V_C ขณะไม่มีโหลด | 54 |
| รูปที่ 6.13 รูปคลื่น V_C ขณะมีโหลด | 55 |
| รูปที่ 6.14 รูปคลื่นของกระแสที่อินพุท (วัดจาก current probe) | 55 |
| รูปที่ 6.15 รูปทั่วไปของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน | 56 |
| รูปที่ 6.16 รูปแสดงชิ้นงานในขณะที่กำลังร้อน | 57 |
| รูปที่ 6.17 รูปเปรียบเทียบความร้อนที่อุณหภูมิต่างๆ | 58 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ทฤษฎีที่นำมาใช้ในเครื่องเหนียวนำความร้อน คือการนำผลจากปรากฏการณ์ที่ผิว (skin effect) มาใช้ประโยชน์ ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำเท่านั้น และจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน ลักษณะการไหลของกระแสจะมีลักษณะการไหลแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (exponential)

สำหรับอีกทฤษฎีที่นำมาใช้งานเครื่องเหนียวนำความร้อนก็คือ ทฤษฎีการเหนียวนำแม่เหล็กไฟฟ้า โดยเครื่องเหนียวนำความร้อนนี้จะให้การเหนียวนำที่ความถี่สูง เพื่อเหนียวนำให้เกิดการส่งถ่ายพลังงานจากแหล่งกำเนิดความถี่สูงให้เกิดกระแสความถี่สูงไหลในชิ้นงานเปรียบเสมือนเป็นขดลวดด้านทุติยภูมิของแหล่งกำเนิดกำลังความถี่สูงที่ออกแบบสร้างขึ้น

จากการนำเอาทฤษฎีทั้งสองที่กล่าวไว้มาประยุกต์เข้าด้วยกันและนำเอาการประยุกต์มาใช้งานที่เกี่ยวกับโลหะ เพื่อให้กระแสไหลอยู่ที่ผิวโลหะเท่านั้น เรายึดความจริงเกี่ยวกับโครงสร้างของโลหะที่ว่า โลหะที่มีความร้อนสูง เมื่อทำให้มันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็วจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างในเนื้อโลหะและมีแนวโน้มที่จะทำให้โลหะมีความแข็งมากขึ้น ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับระยะเวลาที่จะทำให้มันเย็นตัวลง และความร้อนที่ใส่เข้าไปในเนื้อโลหะนั้น ในทางโลหะวิทยาถือว่าการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจากร้อนไปเย็นอย่างรวดเร็วนั้นเป็นการเพิ่มความเครียด (strain) ให้กับเนื้อโลหะ ดังนั้นในงานชุบแข็งเราจึงใช้ความถี่สูง โดยความถี่เป็นตัวกำหนดความลึกของชั้นงานที่ต้องการชุบ สมมติว่าเราต้องการชุบเหล็กทรงกระบอกตันแท่งหนึ่ง เราจะกำหนดค่าความลึกขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเราจะถือค่าความลึกนี้เป็นค่าอ้างอิง ที่เป็นเช่นนี้เพราะความจริงแล้วเราไม่สามารถกำหนดความลึกของการชุบแข็งด้วยความลึกของกระแสที่ไหลได้เพราะกระแสไฟฟ้าจะไหลแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ซึ่งเราไม่สามารถกำหนดความลึกตามนั้นได้ และความแข็งของเนื้อโลหะที่ความลึกต่างกันจะไม่เท่ากันตลอด จึงต้องกำหนดค่าอ้างอิงขึ้นมาค่าหนึ่ง แล้วเฉลี่ยเอาว่าภายใต้ความลึกค่านี้อาจมีความแข็งของโลหะจะประมาณเท่ากัน

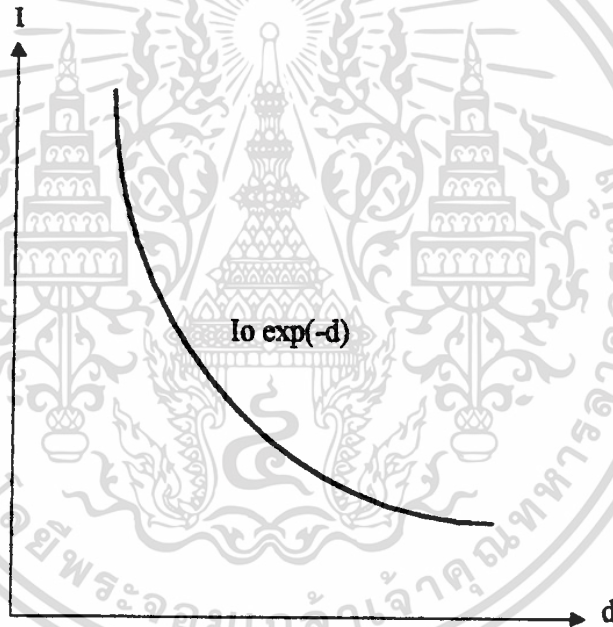
เมื่อเราได้ความลึกที่ต้องการแล้ว เราก็กำหนดความถี่ของการชุบแข็งได้จากสมการค่าความลึกนี้ ในปัจจุบันลักษณะเครื่องเหนียวนำความร้อนที่ใช้ในงานชุบแข็งมีอย่างกว้างขวาง เช่น ในอุตสาหกรรมรถยนต์ใช้ชุบแข็งส่วนประกอบต่างๆของรถที่มีหน้าสัมผัสติดกับส่วนอื่น เพื่อป้องกันการสึกหรอได้ง่าย เช่น การชุบแข็งพินเฟือง หรือส่วนประกอบที่ไม่ต้องการให้เกิดการงอ เช่น เพลา

ถ้าหากเราต้องการงานที่มีความละเอียดสูงมาก ต้องพิจารณาข้อปลีกย่อยเพื่อทำให้เราได้งานที่มีคุณภาพ เช่น เมื่อเราทำให้มันร้อนแล้วมันขยายตัวไปเท่าไรและเมื่อมันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็ว การหดตัวของมันทำให้ชิ้นงานหดตัวหรือไม่ และยังคงคำนึงถึงช่วงเวลาในการทำให้เย็นนั้น เป็นตัวกำหนดค่าความแข็งของชิ้นงานว่าได้ตามความต้องการหรือไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่อย่างไรก็ดี หลักการที่สำคัญอีกอันหนึ่งสำหรับการชุบแข็งคือ โดยทั่วไปชิ้นงานที่เรานำมาชุบแข็งจะมีความสามารถนำความร้อนได้ดี ดังนั้นเราจำเป็นต้องใช้อุณหภูมิสูงจำนวนมากเข้าไปในชิ้นงานอย่างรวดเร็วแล้วเอาออกอย่างรวดเร็ว เพื่อป้องกันไม่ให้ความร้อนเข้าไปในเนื้อเหล็กได้มากนัก ซึ่งเป็นเหตุผลให้ต้องใช้พลังงานมากเพิ่มขึ้นในการที่จะทำให้ชิ้นงานร้อนขึ้นอย่างรวดเร็ว หลังจากนั้นก็ต้องทำให้มันเย็นตัวลงอย่างรวดเร็ว เพื่อป้องกันไม่ให้โครงสร้างบริเวณที่เราไม่ต้องการชุบแข็งเปลี่ยนคามไปด้วย

การให้ความร้อนแบบอินดักทีฟนี้ชิ้นงานจะได้รับพลังงานจากสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลง การถ่ายเทพลังงานจะเป็นแบบไม่มีการสัมผัส (contact less) และชิ้นงานจะถูกทำให้ร้อนขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านในชิ้นงานเนื่องจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ



d คือ ค่าความลึกจากผิวชิ้นงานเข้าไป

รูปที่ 1.1 แสดงการไหลของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ

บทที่ 2

หลักการเบื้องต้น

2.1 หลักการเบื้องต้น

หลักการเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อนจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้าดังรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า และชิ้นงานจะทำหน้าที่เหมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง โดยที่ขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบเท่ากับ 1



รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ

เมื่อมีกระแสสลับป้อนเข้าที่ขดปฐมภูมิ กระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่ากระแสไหลวน (eddy current) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูง ไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างขวางโดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในการเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็ง เป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลาย เนื่องจากข้อดีหลายประการ คือ

1. ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงให้กับวัสดุ วิธีนี้จะเป็นวิธีที่ให้ความร้อนที่เร็วมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่นๆ
2. สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อนได้ง่ายและแม่นยำ
3. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน ง่ายต่อการควบคุม ทำให้ได้ชิ้นงานที่มีคุณภาพสูง
4. ใช้เวลาในการปิด-เปิดเครื่องน้อยและมีกำลังสูญเสียต่ำหรือแทบจะ ไม่มีเลยเมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้เฉยๆ
5. สถานะการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆ เช่น กว้นหรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 แหล่งจ่ายพลังงาน

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

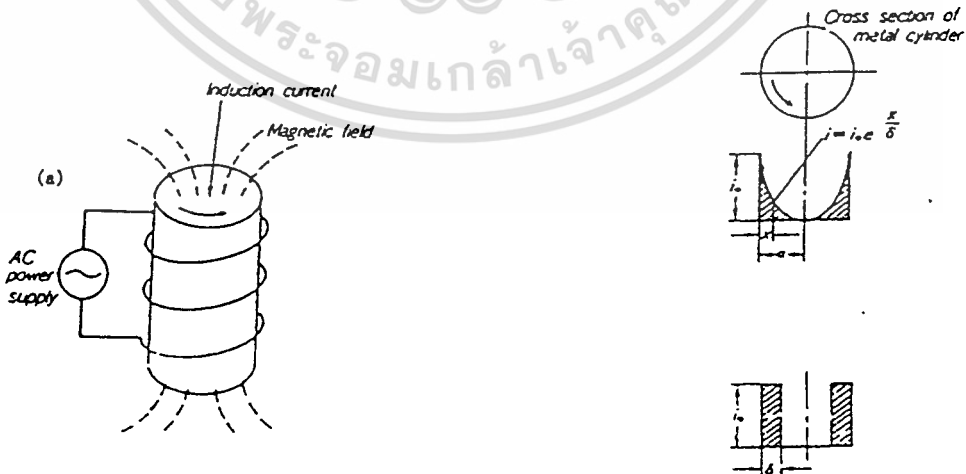
คอนเวอร์เตอร์ (converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10-60 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในงานหลอมละลายโลหะ สำหรับความถี่มากกว่า 200 kHz ขึ้นไป จะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอดสูญญากาศเป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้จะใช้ในงานเชื่อมหรือชุบแข็งโลหะ

ในปัจจุบันอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทมากในงานพวกนี้มากเนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิตช์ เพื่อใช้ในงานแรงดันและกระแสสูงได้และในปริยภูณานิพนธ์นี้จะใช้เพนเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์

Frequencies used in induction and dielectric heating

| Frequency, Hz | Source of power | Uses* |
|----------------------|-----------------------------------|---|
| 60-960 | Rotating generators or converters | Mass induction heating for forging, forming, extrusion, or preheating |
| 960-10,000 | Motor-generator sets | Induction heating for melting, heat-treating, and hardening |
| 10,000-60,000 | Converters | Induction heating for small-scale melting and sintering |
| 200,000-550,000 | Vacuum-tube oscillators | Surface induction heating for brazing, soldering, hardening, and strip and wire heating |
| 2,000,000-90,000,000 | Vacuum-tube oscillators | Dielectric heating |

รูปที่ 2.2 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน



รูปที่ 2.3 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก

รูปที่ 2.4 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้งานโดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ความลึกจากผิว

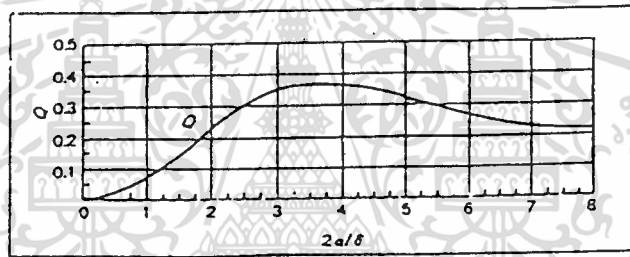
เมื่อนำเอาขดลวดพันรอบแท่งโลหะและให้กระแสไหลผ่านขดลวดดังรูปที่ 2.3 จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของกระแสในเนื้อโลหะ ทิศทางของกระแสจะตรงข้ามกับกระแสในขดลวด และจะเกิดความร้อนแบบจูล (joule) กระแสที่เหนี่ยวนำไหลในแท่งโลหะจะอยู่ใกล้ๆ ผิวของแท่งโลหะเนื่องจากผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่ 2.4 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียลเราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวนี้ๆ มีคุณสมบัติโลหะเท่ากันตลอด ความลึกผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

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

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ (resistivity of metal) [$\mu\Omega \cdot \text{cm}$]

μ_r = ค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ (relative permeability)

f = ความถี่ (frequency) [Hz]



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน

2.4 กำลังงานที่เกิดขึ้นในเนื้อโลหะ

เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำสามารถแสดงดังสมการ

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

H_0 = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ

(Strength of magnetic field at surface of metal cylinder)

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

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

Q = ค่าคงที่ที่ขึ้นกับค่าของ $2a/Q$ (Function determined by $2a/Q$)

กราฟรูปที่ 2.5 แสดงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ตัวแท่งทรงกระบอก โดยเทียบกับอัตราส่วนของเส้นผ่านศูนย์กลางของแท่งกลมทรงกระบอกกับความลึกของการกระจายกระแส

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่างๆ กันในชิ้นงานที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอกนั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้สามารถนำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริงได้ โดยรูปที่ 2.6 เป็นกราฟที่ใช้ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างกันไป

จากรูปที่ 2.6 แนวตั้งเป็นค่าของความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับความหนาแน่นกระแสที่ผิว แนวนอนจะเป็นค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับอัตราส่วนจากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสบริเวณผิว ยกตัวอย่างเช่น ต้องการทราบค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นที่รัศมีเท่ากับ 70% ของรัศมีชิ้นงาน จากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่ผิวคูณกับรัศมีที่ต้องการทราบค่าคงที่ของการกระจาย จะได้ค่าคงที่ของการกระจายกระแสที่รัศมีนั้นๆ เมื่อ

I_r = กระแสที่รัศมี r

I_a = กระแสที่ผิว (รัศมี a)

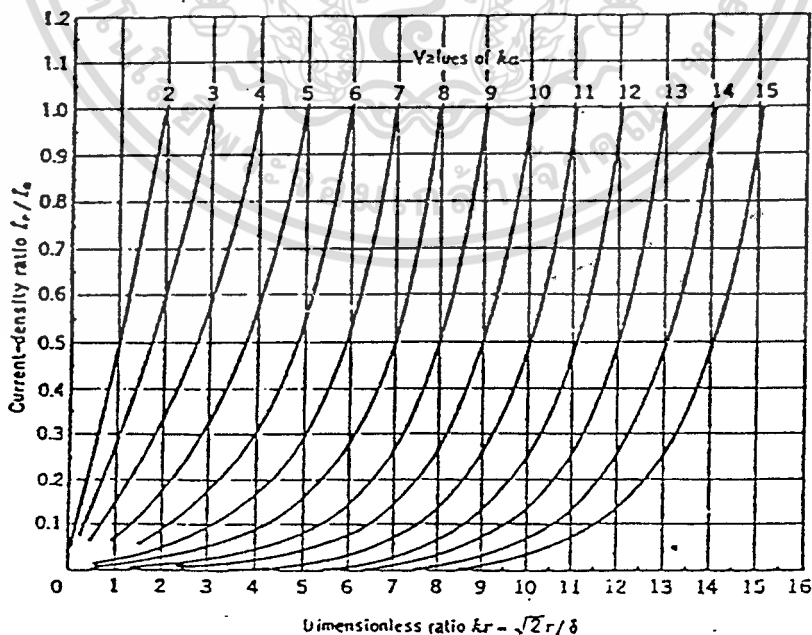
a = รัศมีขอบนอกสุดของแท่งกลมทรงกระบอก

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

μ = ค่าความซึมซาบ (permeability)

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะ (resistivity) [$\mu\Omega \cdot \text{cm}$]

f = ความถี่ (frequency) [Hz]



รูปที่ 2.6 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 โลหะวิทยาของเหล็ก

โดยทั่วไป เหล็กที่เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กจะมีคุณสมบัติที่ค่อนข้างแน่นอนกว่าโลหะชนิดอื่นๆ ที่ไม่ได้เป็นตัวนำสนามแม่เหล็กและเป็นสิ่งสำคัญมากในการเหนี่ยวนำความร้อน คุณสมบัติหลักตัวหนึ่งของคุณสมบัติหลายด้านที่โลหะมีอยู่ก็คือ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะ ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลง โดยทั่วไปความนำแม่เหล็กจำเพาะจะมีค่าเป็น 1 ที่อุณหภูมิระหว่าง 1275-1600 °F ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กและส่วนผสมโลหะอื่นในเหล็กด้วย และมีการแสดงให้เห็นว่าที่สนามแม่เหล็กที่มีค่าอ่อนมากๆ ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะมีค่ามากขึ้นในขณะที่ในสนามแม่เหล็กที่มีความเข้มสูง ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะลดลงอย่างรวดเร็วที่ 1400 ถึง 1475 °F โดยลดลงถึง 100 เท่าของค่าเดิมของมัน

2.7 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)

ค่าอุณหภูมิวิกฤต (critical temperature) เหล่านี้เรียกว่า จุดคูรี (curie point) เป็นจุดที่ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะของโลหะลดลงอย่างรวดเร็วเป็น 1 ทำให้ตัวมันทำหน้าที่เป็นแกนอากาศของสนามแม่เหล็ก และพบว่าโมลิบดีนัมและซิลิกอนจะเป็นตัวผสมช่วยให้อุณหภูมิที่จุดคูรีมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่แมงกานีสและนิกเกิลจะลดค่าอุณหภูมิที่จุดคูรี

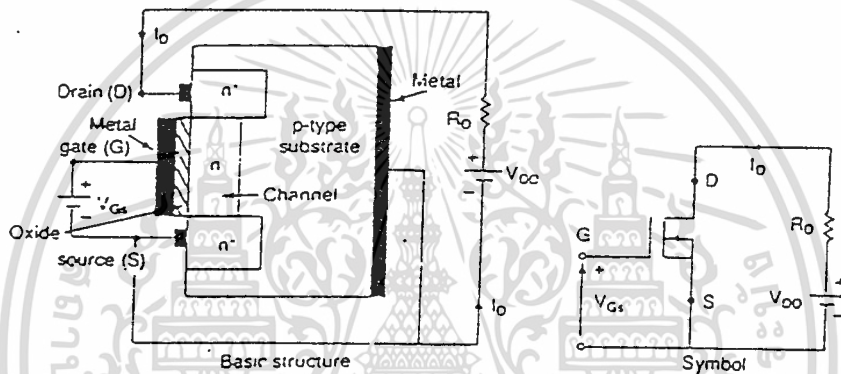
| ชนิดโลหะ | อุณหภูมิ [°F] |
|--|---------------|
| เหล็ก (Iron) | 1420 |
| โคบอลต์ (Cobalt) | 2105 |
| นิกเกิล (Nickel) | 680 |
| เหล็กผสมนิกเกิล (Nickel-Iron(30Ni-70Fe)) | 160 |
| โลหะผสม (Permalloy (78Ni-22Fe)) | 1020 |
| โลหะผสม (Nickel-copper (Thermalloy, Thermopern)) | 50-160 |
| โลหะผสม (Carbon-steel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

บทที่ 3

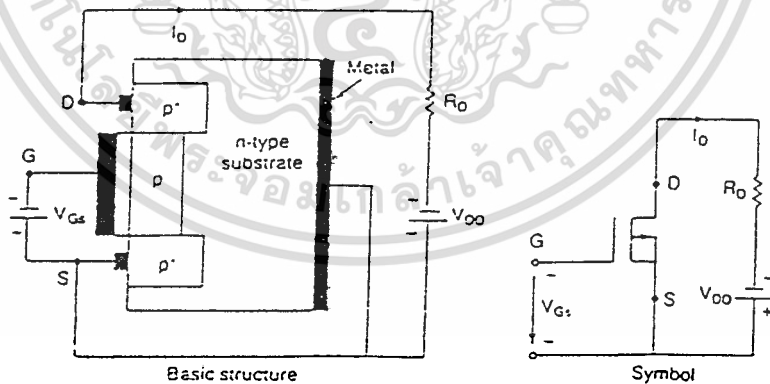
โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

3.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาต์พุตด้วยแรงดันที่ขาเกต และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก มีความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูง เวลาในการสวิตช์ซึ่งต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์ และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



รูปที่ 3.1 (ก) ดีฟลิชันมอสเฟตชนิดเอ็น



รูปที่ 3.1 (ข) ดีฟลิชันมอสเฟตชนิดพี

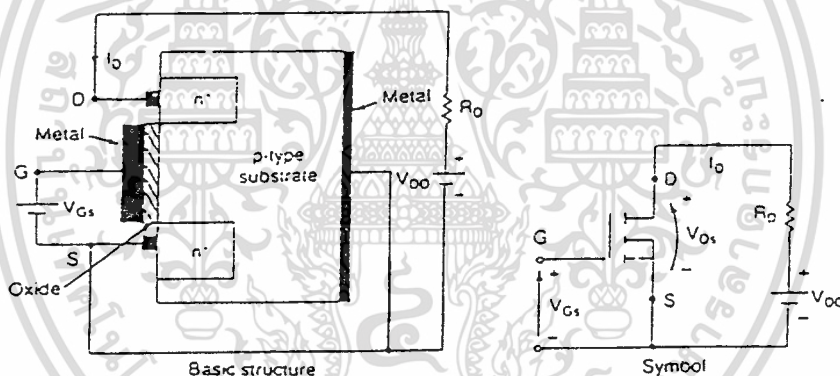
มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ ดีฟลิชันมอสเฟต และ เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต (depletion mosfet and enhancement mosfet) ดีฟลิชันมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารกึ่งตัวนำชนิดพีดังรูปที่ 3.1ก และถูกโด๊ป (dope) ด้วยกึ่งตัวนำชนิด n^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกตถูกแยกออกจากแชนแนลด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกต เดรน และซอร์ส แรงดันที่เกต-

ซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็น-แชนแนลจะเป็นอิสระและเคลื่อนที่ไปยังเกต-เดรน-ซอร์ส เพื่อที่จะรวมกับโฮลในพี-แชนแนล เมื่อมีแรงดันที่เกต-เดรน-ซอร์สเป็นบวก อิเล็กตรอนบางส่วนจะเคลื่อนที่ไปยังเกต-เดรน-ซอร์ส เพื่อที่จะรวมกับโฮลในพี-แชนแนล

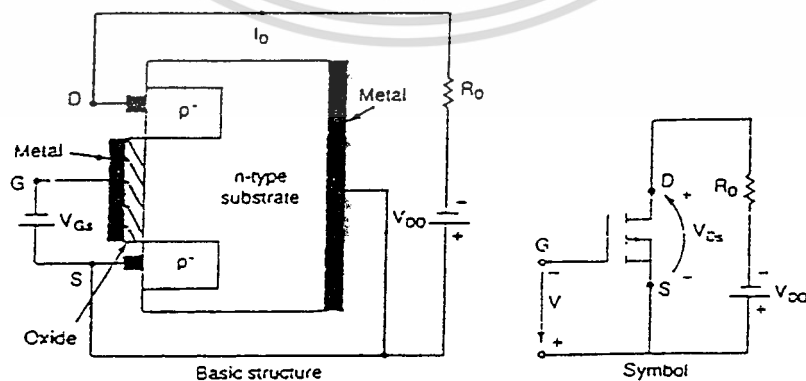
แขนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณหลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นของออกไซด์เป็นผล ทำให้แขนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างเดรน-ซอร์ส (R_{DS}) จะสูงขึ้นถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้แขน

แนลหลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้น จนไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส ($I_{DS} = 0$) แรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่า แรงดันพินช์ออฟ (pinch off voltage), V_D เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวก แขนแนลจะเริ่มกว้างมากขึ้น และ I_{DS} จะไหลมากขึ้นเนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับในดีฟิชั่นมอสเฟตชนิดพีจะมีขั้วของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} ที่ตรงกันข้ามกับชนิดเอ็น

ในเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็นจะไม่มีแขนแนลดังรูปที่ 3.2 ถ้า V_{GS} เป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจากชั้นสตรัทชนิดพี (p-type substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage), V_T แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดเอ็นแขนแนลเสมือนขึ้น และจะทำให้กระแสไหลจากเดรนไปซอร์สได้ สำหรับในเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี สภาพขั้วของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} จะตรงข้ามกับชนิดเอ็น



รูปที่ 3.2 (ก) เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็น



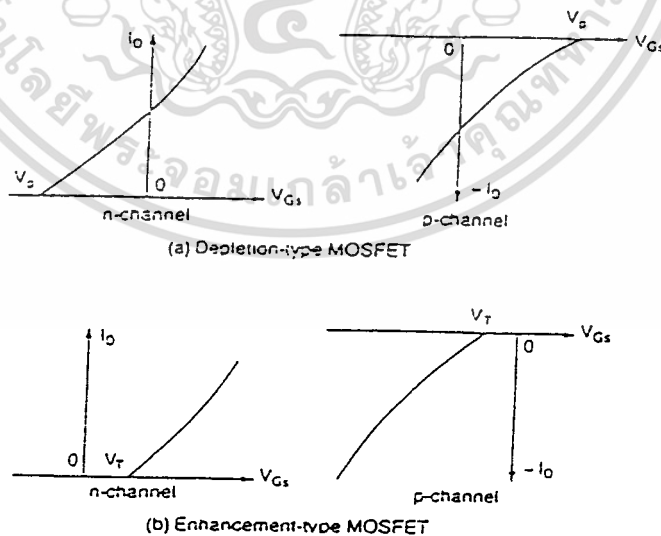
รูปที่ 3.2 (ข) เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

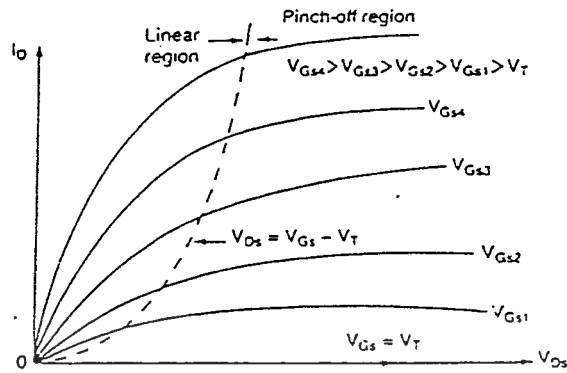
มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน I_D กับกระแสเกต I_G อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟตชนิดเอ็นและชนิดพีแสดงดังรูปที่ 3.3 และรูปที่ 3.4 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอทพุทของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็นจะมีการทำงานใน 3 บริเวณคือ บริเวณคัทออฟ (cut off region) เมื่อ $V_{GS} < V_T$, บริเวณอิ่มตัวหรือพินชออฟ (saturation or pinch off region) เมื่อ $V_{DS} > (V_{OS} - V_T)$ และบริเวณเชิงเส้น (linear region) เมื่อ $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ การพินชออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสเดรนสูงและแรงดันเดรนต่ำทำให้มอสเฟตทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้น สำหรับการสวิตซ์ในบริเวณอิ่มตัว กระแสเดรนจะคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้มอสเฟตจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟตทั้งชนิดพีลึชชั่นและเอ็นฮานซ์เมนต์ จะมีโมเดลที่สภาวะคงตัวดังรูปที่ 3.5 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์, g_m หาได้จาก $g_m = dI_D / dV_{GS}$ เมื่อ V_{DS} คงที่ และความต้านทานด้านเอทพุท, $r_o = R_{DS}$ หาได้จาก $R_{DS} = dV_{DS} / dI_D$ (R_{DS} ในบริเวณพินชออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม)

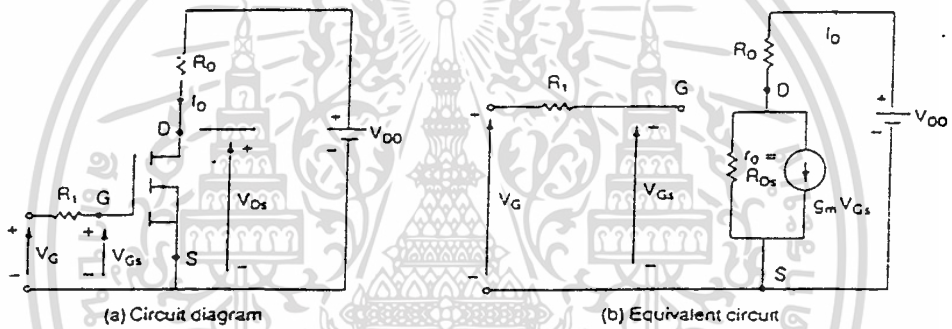


รูปที่ 3.3 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟต

สำหรับพีลึชชั่นมอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ทั่วๆ ไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์ที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของเอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟต



รูปที่ 3.5 โมเดลการสวิทช์ซึ่งที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

3.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต (Structures of Power Mosfet)

1. ผลจากความสามารถทางอินพุตอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้อนันต์
 - ใช้แรงดันเป็นตัวขับ (Voltage driven input)
 - ใช้กำลังค่านอินพุตต่ำ (Low input power)
 - ใช้อุปกรณ์ในการขับขาน้อย (Few driver circuit components)
2. มีความเร็วในการสวิทช์สูงมาก (Very fast switching times)
 - ไม่มีพาหะส่วนน้อย (No minority carrier)
 - มีค่าเวลาในการหยุดนำกระแสต่ำ (Minimal turn-off time)
 - พื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยเมื่อไบอัสกลับกว้าง (Large reverse biased safe operating area)
 - มีค่าแบนวิดท์ของอัตราขยายสูง (High gain bandwidth product)
3. มีสัมประสิทธิ์บวกทางอุณหภูมิต่อความต้านทานขณะนำกระแส

(Positive temperature coefficient of on resistance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประโยชน์ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยเมื่อไบอัสตรงกว้าง (Large forward biased safe operating area)
 - ง่ายต่อการนำไปต่อขนาน (Ease in paralleling)
4. ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ส่วนมากจะคงที่ (Almost constant transconductance)
 5. มีความทนต่อ dv/dt สูง (High dv/dt immunity)

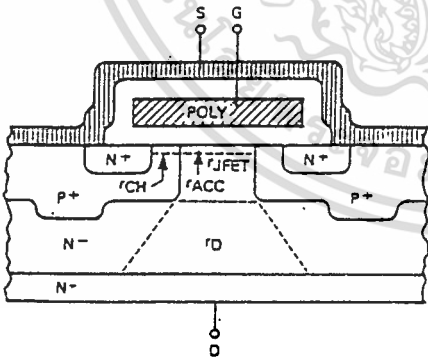
3.4 การทำงาน (Operation)

3.4.1 กระแสเดรน (Drain Current) , I_D :

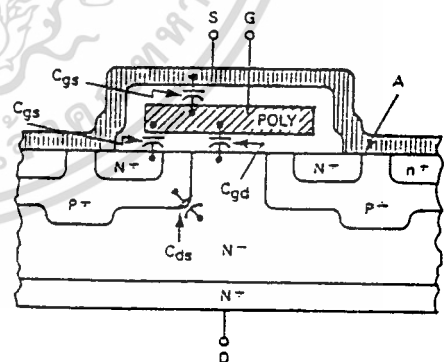
เมื่อป้อนแรงดันให้แก่เกตโดยจัดให้เหมาะสมทั้งขนาดและขั้ว ชั้นซิลิกอนของเกตจะทำให้เกิดชั้นของสนามไฟฟ้าที่มีศักย์ตรงข้ามแทนด้วย r_{CH} ที่บริเวณผิวของช่องแพร่ (diffused channel region) ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งชั้นของสนามไฟฟ้าจะเชื่อมต่อระหว่างขาซอร์สกับบริเวณที่แพร่เจือจาง (lightly doped region) ของขาเดรน จึงทำให้มีกระแสไหลเมื่อป้อนแรงดันค่าแก่เดรนถึงซอร์ส (V_{DS}) กระแสเดรนจะเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอ ตามสมการ

$$I_D \approx (Z/L) \mu C_o [V_{GS} - V_{GS(th)}] V_{DS}$$

- โดยที่
- μ = ค่าความสามารถในการเคลื่อนที่ของพาหะ (carrier mobility)
 - C_o = ค่าความเก็บประจุของชั้นเกตออกไซด์ต่อหน่วยพื้นที่
 - Z = ความกว้างของช่อง (channel width)
 - L = ความยาวของช่อง (channel length)



รูปที่ 3.6 ความต้านทางขณะปิดวงจรของอุปกรณ์เพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.7 ค่าความเก็บประจุแฝงของอุปกรณ์เพาเวอร์มอสเฟต

3.4.2 ทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) , g_{fs} :

อัตราขยายของเพาเวอร์มอสเฟตกำลังเป็นอัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงของกระแสเดรนกับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเกตถึงซอร์ส ตามสมการ $g_{fs} = \frac{dI_D}{dV_{GS}}$ เราเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{fs} = \Delta I_{d(sat)} / \Delta V_{GS}$$

$$= (Z/L)\mu C_o [V_{GS} - V_{GS(th)}] V_{DS}$$

จะเห็นได้ว่าอัตราขยายจะเป็นสมการที่สม่ำเสมอกับแรงดันเกต

3.4.3 แรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage) , $V_{GS(th)}$:

แรงดันรักษาสภาพคงตัวเป็นแรงดันเกตถึงขอร์สที่ต้องการทำให้เกิดการแพร่กระจายประจุตรงข้ามบริเวณผิวของช่อง ในเชิงอุตสาหกรรมแรงดันรักษาสภาพคงตัวสามารถหาได้โดยกำหนดค่ากระแส 1mA ค้างนั้นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสไหล 1 mA ก็คือแรงดันรักษาสภาพคงตัว ค่านี้จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นเกตออกไซด์และการแพร่ภายในช่อง ค่าต่ำสุดที่อุณหภูมิห้องมีค่า 1.5 โวลต์ เป็นค่าที่แน่นอนที่ทำให้อุปกรณ์ทำงานอยู่ในสภาวะการทำงานที่แน่นอน จนกระทั่งอุณหภูมิของรอยต่อถึง 150°C

3.4.4 ความต้านทานขณะเปิดวงจร (On-Resistance) , $r_{DS(on)}$:

ค่าความต้านทานขณะเปิดวงจรสามารถหาได้จากความต้านทานรวมที่กระแสไหลกระแส แครนจะไหลจากขาคเรนไปขาชอร์ส จากรูปที่ 3.6 $r_{DS(on)}$ ประกอบด้วยความต้านทาน 4 ตัวคือ อินเวอร์สชันแซนแนล (The inversion channel), r_{CH} , บริเวณเกต-แครนแอคคิวมูลชัน (The gate-drain Accumulation region), r_{ACC} , บริเวณพินช์จันชันเฟด (The junction FET pinch region), r_{JFET} และ บริเวณแครนที่แพร่เจือจาง (The lightly doped drain region), r_D ตามสมการ

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

r_{CH} ขึ้นอยู่กับความยาวของช่อง (channel)

r_{ACC} ขึ้นอยู่กับความกว้างของชั้นโพลี (poly width)

r_{JFET} ขึ้นอยู่กับความต้านทานจำเพาะ (epi resistivity)

ทั้งสามตัวนี้จะแปรผกผันกับความกว้างของช่อง และแรงดันเกตถึงขอร์ส

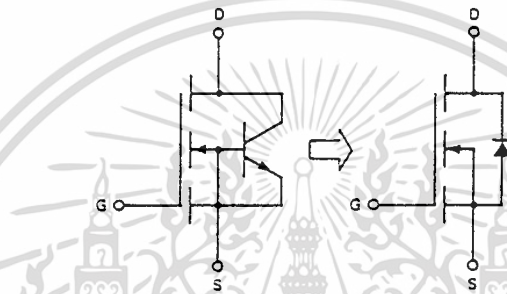
r_D ขึ้นกับสัดส่วนของความต้านทานจำเพาะความกว้างของชั้นโพลีและเป็นสัดส่วนกลับกับความกว้างของช่อง

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

แรงดันพังทลายหรือแรงดันกลับต่อด้านของเพาเวอร์มอสเฟต มีลักษณะเหมือน $V_{(BR)CES}$ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และจะเกิดเหมือนการพังทลายแบบอะวาแลนซ์ (avalanche breakdown) ค่าจำกัดของแรงดันจะถึงจุดเมื่อพังทลายในบริเวณดีพลีชัน (depletion region) ขณะป้อนแรงดันไบอัสกลับให้แก่รอยต่อพีเอ็นเอ็นได้รับพลังงานจลน์เพียงพอที่จะทำให้เกิดการไอออนไนเซชัน (ionization) หรือเมื่อ

สนามไฟฟ้าถึงจุดวิกฤต ขนาดของแรงดันสามารถพิจารณาจากพฤติกรรมของบริเวณที่แพร่สารเจือจางของชั้นแคโรน และชนิดจุดเชื่อมต่อของ die's surface electric field

รูปที่ 3.8 เป็นวงจรรูปไฟฟ้าของโครงสร้างจากรูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่าโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ประกอบอยู่ในอีพิเลเยอร์ (epi layer) จุด A ในรูปที่ 3.7 จะให้เห็นว่าอิมิตเตอร์และเบสจะต่อเข้าด้วยกัน ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมค่า $V_{(BR)DSS}$ ของเพาเวอร์มอสเฟตจึงเท่ากับ $V_{(BR)CES}$ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และสังเกตที่เบสที่ต่อกับโลหะซอร์สจะใช้เป็นรอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์ นั่นคือไดโอด (diode) ที่ต่อคร่อมขาแคโรนและขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.8 ไดโอดแกรมวงจรถียบภายในอุปกรณ์จากรูปที่ 3.6

3.4.6 ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET Capacitances)

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟตเกิดจากโครงสร้างของมอสและรอยต่อที่อื่น ค่าความเก็บประจุที่เกิดจากโครงสร้างมอสประกอบด้วยค่าความเก็บประจุของเกต-ซอร์ส (gate-source capacitance), C_{gs} และค่าความเก็บประจุของเกต-แคโรน (gate-drain capacitance), C_{gd} ขนาดของค่าความเก็บประจุทั้งสองจะขึ้นอยู่กับ โครงสร้างและออกไซด์ที่ชั้นเกตที่เป็นซิลิกอนรอยต่อที่อื่นที่มีการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดค่าความเก็บประจุแคโรนถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุนี้สามารถหาได้เหมือนตัวเก็บประจุทั่วไป ดังนั้นค่าของมันจะขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวและความกว้างของรอยต่อบริเวณดีพลีชันที่เกิดการป้อนไบอัสกลับ (reverse biased junction depletion region)

ฉนวนไดอิเล็กตริกของ C_{gd} และ C_{gs} มักจะใช้แก้ว จึงเป็นตัวเก็บประจุที่ค่อนข้างเสถียรมาก ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิหรือแรงดัน ถ้าแรงดันที่ป้อนให้ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเกินจะทำให้เกิดการพังทลายผ่านแก้วและกลายเป็นค่าความต้านทาน นั่นคือ เพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

3.5 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

3.5.1 ความเร็ว (Speed)

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ใช้พาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) ดังนั้นจึงทำให้มีความเร็วในการสวิตช์เร็ว ซึ่งต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีพาหะส่วนน้อย (minority carrier) ค้างเหลืออยู่ที่เบส ทำให้เวลาค้างค่า (storage time) มากขึ้น ความเร็วในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตจะขึ้นอยู่กับ การเก็บประจุและคายประจุของค่าความเก็บประจุภายในเพาเวอร์มอสเฟต แต่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิขณะทำงาน

3.5.2 คุณสมบัติทางด้านอินพุต (Input characteristics)

เกทของเพาเวอร์มอสเฟตแยกออกจากซอร์สโดยชั้นออกไซด์สามารถแทนด้วยค่าความต้านทาน มีค่ามากถึง 40 M Ω เพาเวอร์มอสเฟตสามารถจะรับไบอัสบิวดวงจร (biased-on) ที่ขาเกทได้ถึง 10 โวลต์ ดังนั้นสามารถต่อมาจาก TTL หรือ CMOS ได้

เมื่อเกทแยกออกจากซอร์สจึงทำให้ชุดขับเกท (gate drive) ไม่เกี่ยวข้องกับกระแสไหลลัด จึงทำให้ลดความยุ่งยากในการจัดวงจรขับลง มีผลทำให้ราคาของระบบลดลง

3.5.3 พื้นที่ทำงานปลอดภัย (Safe operating area)

เพาเวอร์มอสเฟตจะไม่ต้องการอัตรากำลังความสามารถในการรับกำลังมากตามแรงดันที่จ่ายให้ ดังนั้นการเกิดการพังทลายที่สอง (secondary breakdown) จะไม่เกิดในพิกัดของอุปกรณ์ อาจทำให้ไม่ต้องใช้วงจรสแน็บเบอหรือใช้ค่าตัวเก็บประจุน้อยๆ ในวงจรสแน็บเบอ

ขอบเขตการทำงานปลอดภัย (safe operating boundaries) ถูกจำกัดโดยระดับกระแสสูงสุด แรงดันพังทลาย และความสามารถในการรับกำลังของอุปกรณ์

3.5.4 แรงดันขณะวงจรมีปิด (On-voltage)

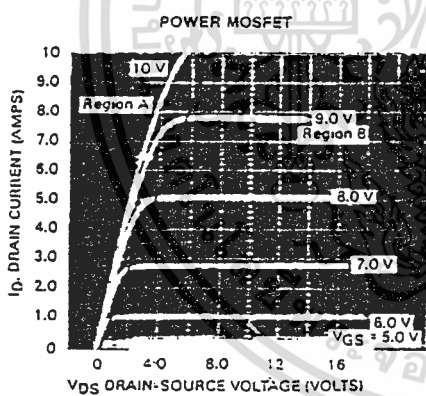
แรงดันต่ำสุดขณะวงจรมีปิดของเพาเวอร์เพาเวอร์มอสเฟต จะพิจารณาจากค่าความต้านขณะวงจรมีปิด, $r_{DS(on)}$ สำหรับงานที่แรงดันต่ำ ค่า $r_{DS(on)}$ จะต่ำมาก แต่ที่แรงดันสูง ค่า $r_{DS(on)}$ ก็จะเพิ่มขึ้นตามด้วย $r_{DS(on)}$ มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก เหมาะในการนำไปต่อขานานเพราะค่าสัมประสิทธิ์ทางบวกของ $r_{DS(on)}$ และค่าสัมประสิทธิ์ของทรานสคอนดักแตนซ์ทางลบ ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตแทบจะไม่เกิดอุณหภูมิเตลิด (thermal runaway)

3.6 คุณสมบัติพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

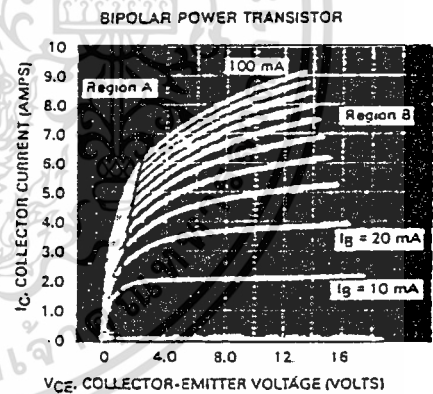
กราฟของเพาเวอร์มอสเฟตและไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับกันที่พิกัดค่าหนึ่งกราฟ คุณสมบัติทางด้านเอาท์พุทของทั้งสองสามารถแบ่งเป็น 2 ย่านเหมือนกัน โดยที่เพาเวอร์มอสเฟตจะมี ย่านโอมมิก (ohmic region) และย่านแอกทีฟ (active region) ส่วนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีย่าน อิ่มตัว (saturation region) และย่านแอกทีฟ (active region)

จากกราฟรูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10 จะเห็นว่ามีความแตกต่างที่เห็นได้ชัดเจน 3 ประการ คือ

1. เพาเวอร์มอสเฟตทำให้เกิดชุดกราฟโดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเกต ต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้การเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส
2. ความชันของกราฟในย่านอิ่มตัวของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะชันมากกว่าย่าน โอมมิกของเพาเวอร์มอสเฟต ย่อมแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานขณะปิดวงจรของเพาเวอร์มอสเฟตจะสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์
3. กราฟความชันในย่านการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะชันมากกว่าเพาเวอร์มอสเฟต นั่นคือ จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ได้ดี I_d ของเพาเวอร์มอสเฟตจะถูกจำกัดโดยแรงดันพินช์ออฟ (pinch off voltage) ที่เกิดขึ้นภายในของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.9 $I_d - V_{DS}$ คุณสมบัติการส่งผ่านของ เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTP8N15 ย่าน A เรียกว่า ย่านโอมมิก ย่าน B เรียกว่า ย่านแอกทีฟ



รูปที่ 3.10 $I_C - V_{CE}$ คุณสมบัติการส่งผ่านของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ MJE15030 ย่าน A เรียกว่า ย่านอิ่มตัว ย่าน B เรียกว่าย่านแอก

3.7 ค่าตัวแปรพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

3.7.1 ค่าความต้านทานขณะวงจรถัด (On-resistance)

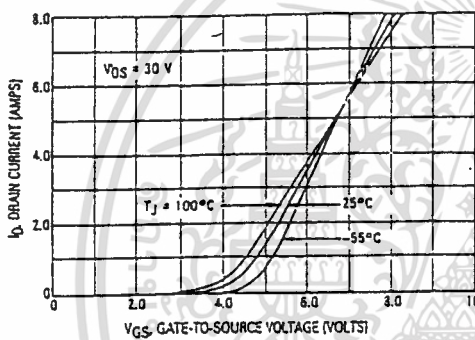
$r_{DS(on)}$ ของเพาเวอร์มอสเฟตคือคุณสมบัติสำคัญเพราะมันสามารถกำหนดปริมาณของกระแสที่ ตัวอุปกรณ์สามารถรับได้โดยไม่เกิดกำลังสูญเสีย เมื่อมีการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตจากเปิด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

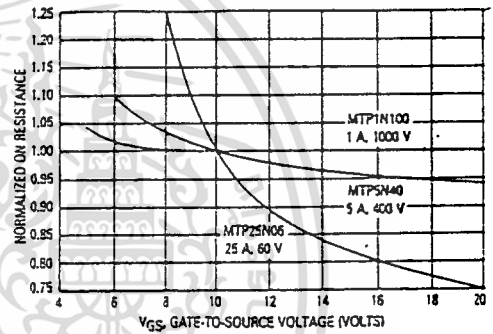
ไปปิดวงจร ค่าความต้านทานแตรนซอร์สจะเปลี่ยนจากค่าที่สูงมาก ๆ มาเป็นค่าเท่ากับ $r_{DS(on)}$ ซึ่งเป็นค่าค่อนข้างต่ำมาก การทำให้ $r_{DS(on)}$ น้อยที่สุดทำได้โดยการป้อนแรงดันที่ขาเกตมากเพียงพอเพื่อให้กระแสแตรนอยู่ในย่านโอมิก

รูปที่ 3.12 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มแรงดันเกตเกิน 12 โวลต์ $r_{DS(on)}$ จะเริ่มคงที่หรือลดน้อยลงที่ขาเกตแรงดันสูงนี้จะทำให้ค่าเวลาในการเปลี่ยนสภาวะเป็นเปิดวงจรเพิ่มมากขึ้นเนื่องมาจากมีประจุค้างอยู่ในค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุต ดังนั้นการทำงานที่เหมาะสมควรให้แรงดันที่ขาเกตประมาณ 10 โวลต์

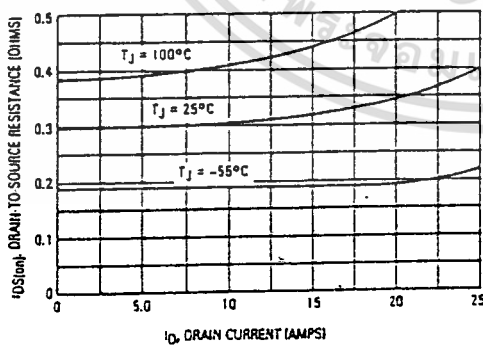
จากรูปที่ 3.13 เห็นได้ว่าเมื่อกระแสแตรนเพิ่มขึ้น ค่าความต้านทานขณะเปิดวงจรก็เพิ่มขึ้นตาม และ T_J ยังมีผลต่อ $r_{DS(on)}$ ด้วย



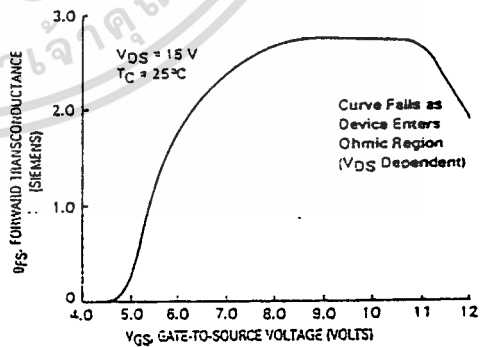
รูปที่ 3.11 กราฟแสดงคุณลักษณะส่งผ่านของ เพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.12 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง r_{DS} ต่อ V_{GS} และ I_D



รูปที่ 3.13 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(on)}$ ตามกระแสแตรนและอุณหภูมิที่รอยต่อ



รูปที่ 3.14 กราฟแสดงค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ต่อ V_{GS}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.2 ทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) , g_{fs}

อัตราขยายของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นตัวแปรสำคัญ เมื่อต้องการจะทำให้อุปกรณ์ทำงานในย่าน แอคทีฟหรือกระแสคงที่ (constant current) ตามรูปที่ 3.14 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์สามารถดูได้จาก $I_d - V_{DS}$ คุณสมบัติการส่งผ่าน (transfer characteristics) ที่ V_{DS} เปลี่ยนแปลงแล้วมีผลต่อ g_{fs} ในทางปฏิบัติ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะกำหนดที่ครึ่งหนึ่งของพิกัดกระแสเดรนต่อเนื่องและที่ $V_{DS} = 15$ โวลต์

สำหรับการออกแบบสลับสภาวะของเพาเวอร์มอสเฟต ระหว่างสภาวะปิดวงจรและสภาวะเปิดวงจร ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะไม่ถูกนำไปใช้ในการออกแบบ

3.7.3 แรงดันรักษาสภาพกึ่งตัว (Threshold Voltage)

แรงดันรักษาสภาพกึ่งตัว, $V_{GS(th)}$ เป็นค่าแรงดันเกณฑ์ต่ำที่สุดที่ทำให้มีกระแสเดรนเริ่มไหลพอดี ค่าที่ผู้ผลิตกำหนดใช้เพื่อการผลิตอุปกรณ์ คือ $V_{GS(th)}$ ที่ทำให้มีกระแส $I_d = 1 \text{ mA}$





บทที่ 4

การออกแบบเพื่อนำเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้

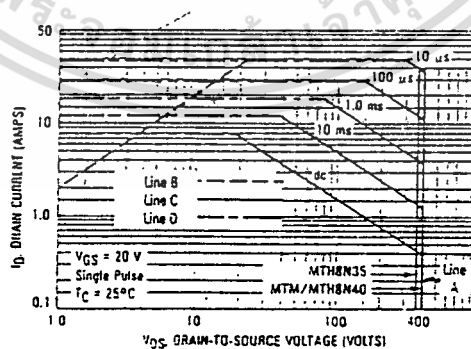
4.1 พื้นที่การทำงานปลอดภัย (Safe operating areas)

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

1. FBSOA

กราฟ FBSOA จะบอกถึงค่าสูงสุดของแรงดันและกระแสที่อุปกรณ์สามารถจะทนได้ขณะที่ไบอัสไบอัสตรงหรือขณะนำกระแส จะมีค่าจำกัดอยู่ 4 ค่าที่อยู่ในขอบเขตของกราฟ FBSOA เป็นค่าสูงสุดของพิกัดแรงดัน-กระแส ดังที่แสดงในขอบเขต A ตามรูปที่ 4.1

ถ้าเกินพิกัดถึงแม้จะเพียงชั่วขณะก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตสามารถพังได้ ดังนั้นควรระมัดระวังการเกิดการทรานเซียน (transients) ที่แหล่งจ่ายแรงดันให้แก่กระแส ค่ากระแสสูงสุดที่สามารถยอมได้ภายในช่วงเวลาหรือเป็นพัลส์จะหาได้จากบริเวณที่สองของกราฟ FBSOA แทนด้วยเส้น D ข้อจำกัดจะเกิดจากขนาดของสายภายในของตัวเพาเวอร์มอสเฟต ขนาดจุดต่อของซอร์ส, คุณลักษณะ (characteristics) และความต้านทานทางอุณหภูมิจึงแม้ว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถรับกระแสเกินที่เกิดจากการไม่สม่ำเสมอได้ แต่ไม่ควรที่จะทำให้มันทำงานเกินพิกัดกระแสในขณะที่เป็นพัลส์ ทั้งยังรวมถึงกระแสที่มีลักษณะเป็นการรบกวนชั่วขณะด้วย



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงพื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อใช้พิกัดสูงสุดของการไบอัสตรง

ขอบเขตที่ 3 เส้น B จะถูกกำหนดโดยค่าความต้านทานแรงแค-ซอร์สขณะวงจรปิด และขีดจำกัดกระแสที่แรงดันแรงแค-ซอร์สขนาดต่ำ

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

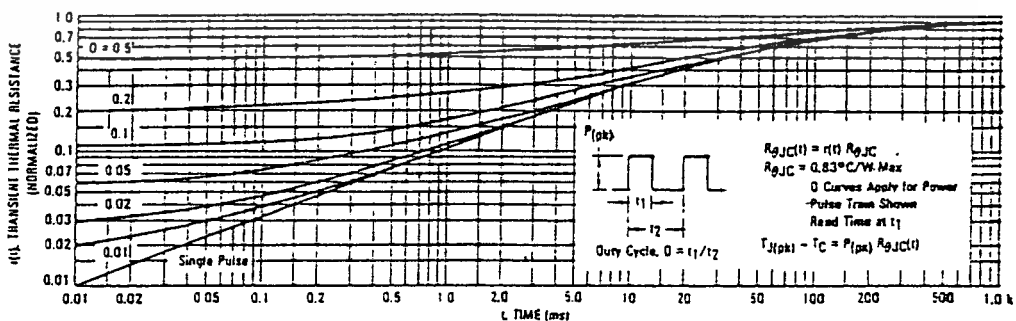
เมื่อความต้านทานทางอุณหภูมิชั่วขณะ (transient thermal resistance) ลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงเวลาสั้นๆ จะทำให้ความสามารถที่จะรับกำลังสูงสุดได้เพิ่มกราฟตัวอย่างตามรูปที่ 4.2 ถ้ากำหนดให้เป็นพัลส์ 100 μs หนึ่งลูก จะได้ค่าความต้านทานทางอุณหภูมิชั่วขณะเท่ากับ 0.033 คูณกับค่า $r_{\theta JC}$ จะได้เป็นค่าประสิทธิผลของอิมพีแดนซ์ทางอุณหภูมิ (effective thermal impedance) ของพัลส์ 100 μs หนึ่งลูก

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

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

ปกติกราฟ FBSOA ที่หาได้จากข้อจำกัดของอุณหภูมิเนื่องจากตัวถัง ทำให้เรารู้ล่วงหน้าว่าสภาวะต่างๆเป็นอย่างไร ถ้าเกิดแรงดันและกระแสสูงชั่วขณะที่ยาวเกิน 10 sec สภาวะนี้สามารถเกิดได้ทั้งลิเนียร์และสวิทซ์ซิ่ง อย่างเช่น โหลดเกิดชอร์ต

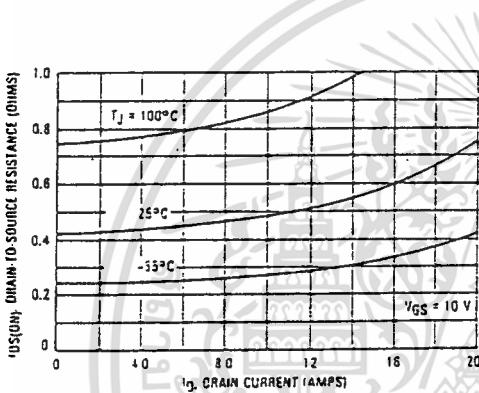
ชีดจำกัดของอุณหภูมิสามารถหาได้จากขอบเขตของ SOA สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในงานทางลิเนียร์ ค่า $T_{J(max)}$ จะมีผลกระทบต่อพิกัดกระแสพัลส์เมื่อนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้งานสวิทซ์จากการสังเกต พิกัดของกระแสเพาเวอร์มอสเฟตก่อนข้างเป็นการเรคตีไฟร์ได้ดีกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เพราะพิกัดกระแสสูงสุดไม่ได้ถูกจำกัดโดยค่าอัตราขยายแต่ถูกจำกัดด้วยอุณหภูมิ ดังนั้นค่า $r_{DS(on)}$ การสูญเสียกำลังขณะปิดวงจร (on-state power dissipation), การสูญเสียสวิทซ์ซิ่ง (switching losses), ความกว้างพัลส์ (pulse width), ดิวตี้ไซเคิล (duty cycle) และค่าความต้านทานทางอุณหภูมิมิระหว่างรอยต่อกับตัวถัง จะมีผลต่อ T_J



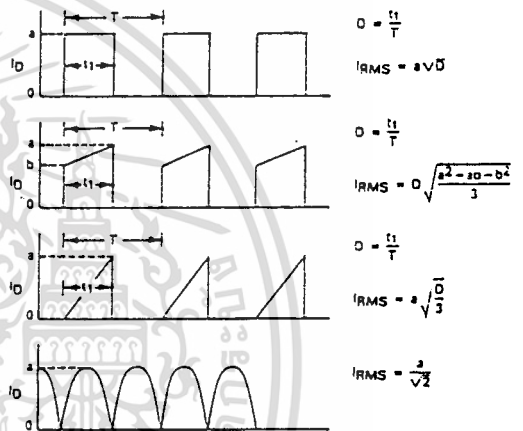
รูปที่ 4.2 กราฟผลตอบสนองต่ออุณหภูมิของเบอร์ MTM8N40

การสูญเสียกำลังด้านสวิทช์ซึ่งทั้งหมดเกิดจากการสูญเสียขณะเปิดวงจรที่ความถี่ต่ำ การสูญเสียสวิทช์ซึ่งของเพาเวอร์ MOSFET มีค่าน้อยมากสามารถตัดทิ้งไปได้ อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นค่าสูญเสียสวิทช์ซึ่งจะเริ่มมากขึ้นและมีผลทำให้ T_J เพิ่มขึ้น จุดที่แบ่งความถี่ต่ำและความถี่สูงจะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเกท วงจรขับเกทที่มีอิมพีแอนซ์ต่ำจะมีค่าสูญเสียสวิทช์ซึ่งค่อนข้างน้อยที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ต

ในผลรวมของกำลังสูญเสีย (Total power dissipation) ค่าสูญเสียขณะปิดวงจรเป็นค่าที่มากที่สุด และทำให้มีผลกระทบต่อความสามารถในการรับกระแสพัลส์สูงสุด การคำนวณค่ากำลังสูญเสียขณะปิดวงจรต้องใช้กราฟของการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(on)}$ ที่อุณหภูมิหนึ่งกับกระแสเดรน



รูปที่ 4.3 กราฟความต้านทานขณะปิดวงจรเทียบกับกระแสเดรน



รูปที่ 4.4 ค่า RMS ของรูปสัญญาณกระแสแบบต่าง ๆ

2. SSOA

พื้นที่ทำงานปลอดภัยขณะสวิทช์ซึ่งสามารถบอกถึงค่าพิกัดของกระแสและแรงดันในขณะที่มีกระแสสวิทช์ซึ่ง ถึงแม้ว่ากราฟ SSOA จะสามารถบอกขอบเขตของสภาวะการนำกระแสอย่างคร่าวๆ แต่ปกติจะใช้เป็นสภาวะการหยุดนำกระแส SOA

กราฟสภาวะการหยุดนำกระแส

ที่ทำหน้าที่สวิทช์ โหลดที่เป็นค่าเหนี่ยวนำซึ่งสามารถทำให้เกิดความเครียดในการเกิดสภาวะหยุดนำกระแสสูง กราฟ SSOA ของเพาเวอร์ MOSFET ที่กระแสเดรนพัลส์สูงสุด (maximum pulsed drain current), I_{DM} และแรงดันเดรน-ซอร์สสูงสุด (maximum drain-source voltage), V_{DS} มีเวลาสวิทช์ซึ่งน้อยกว่า $1 \mu s$ ถ้าเพาเวอร์ MOSFET ทำงานที่พิกัด I_{DM} , V_{DS} และ $T_{J(max)}$ แล้ว กราฟ SSOA จะทำให้แน่ใจได้ว่าจะไม่เกิดการพังทลายที่สอง (secondary breakdown)

4.2 ข้อจำกัดของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเทียบกับเวลาในเพาเวอร์มอสเฟต

(dv/dt limitations in POWER MOSFET)

dv/dt ที่มีค่าสูงๆสามารถเกิดได้ 3 สภาวะ สภาวะแรกจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบสเตติก (static dv/dt) เกิดขึ้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส แรงดันชั่วขณะคร่อมเดรน-ซอร์ส และยังสามารถส่งผลกระทบไปที่ขาเกตโดยผ่านเกต-เดรน ค่าความเก็บประจุแฝง (parasitic capacitance), C_{rss} จะขึ้นอยู่กับขนาดของอิมพีแดนซ์เกต-ซอร์ส และกระแสที่ไหลเข้าขาเกต ทำให้แรงดันเกตถึงซอร์สสูงกว่า $V_{GS(th)}$ ทำให้เกิดการนำกระแสขึ้นเองได้ การเกิด dv/dt ของเพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดเมื่ออิมพีแดนซ์เกต-ซอร์สมีค่ามากๆ จึงไม่ควรเปิดวงจรที่ขาเกตถ้าอิมพีแดนซ์เกตถึงซอร์สมีค่าสูง และแรงดันชั่วขณะเกิดขึ้นระหว่างเดรนกับซอร์ส จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สภาวะที่สองจะเกิด dv/dt เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสแล้วมีแรงดันย้อนกลับ (flyback) ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีโหลดเป็นค่าความเหนี่ยวนำและความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูง เพาเวอร์มอสเฟตจะได้รับกระแสเดรนสูง ค่าแรงดันสูง V_{DS} และมีกระแสเคลื่อนย้าย (displacement) ขนาดสูงภายในค่าความเก็บประจุแฝง ดังนั้นจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบไดนามิก (dynamic dv/dt) เป็นผลทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สภาวะที่สาม แรงดันเดรนถึงซอร์สที่มีความชันสูงจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรต่อแบบบริดจ์ขณะที่ไดโอดที่คร่อมเดรนและซอร์สนำกระแส

4.2.1 การป้องกันขาเกต (Protect the Gate)

ต้องไม่ให้มีแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สเกินกว่าที่กำหนด ควรใช้ซีเนอร์ไดโอดจำกัดค่าแรงดันที่ขาเกตและซอร์ส เพื่อป้องกันไม่ให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้

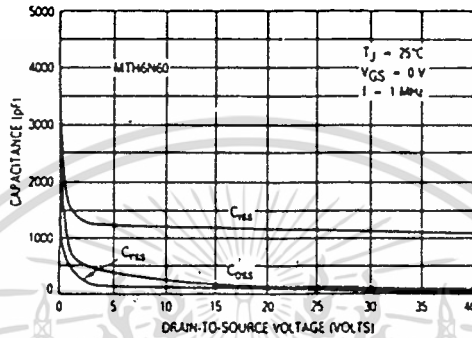
4.2.2 สิ่งที่ต้องการของวงจรขับเกต (Gate Drive Requirement)

การขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเปรียบเสมือนกับการจับค้ำรีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุทางด้านอินพุท และจะมองเป็นค่าความเก็บประจุอินพุทซอร์สรวม (common source input capacitance, C_{iss}) หรือค่าความเก็บประจุส่งผ่านกลับทางซอร์สรวม (common source reverse transfer capacitance, C_{rss}) ค่า C_{iss} เป็นผลรวมของค่าของความเก็บประจุเกตถึงซอร์สและค่าความเก็บประจุเกตถึงเดรน จากกราฟรูปที่ 4.5 จุดที่น่าสังเกตคือที่ V_{DS} น้อยกว่า 5 โวลต์ กราฟจะชันมาก

ข้อพิจารณาที่ยุ่งยากในการประมาณค่าเวลาในการสวิตช์ซึ่งมีอยู่ 2 ประการคือ ค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุทจะเปลี่ยนแปลงตาม V_{DS} ค่าเวลาคงที่ (time constant) จะพิจารณาจากอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเกตและ C_{iss} ดังนั้นการคำนวณเวลาไต่ขึ้น (rise time) ของแรงดันเกต จะใช้การคำนวณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนคิมพีแคนซ์ของวงจรถับเกทและการประมาณค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุท ส่วนประการที่สองเป็นผลมาจากค่าความเก็บประจุ มิลเลอร์ (Miller capacitance), C_{rss} นั่นก็คือค่า C_{gd}

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้แรงดันสูงทำงาน จะได้ V_{DS} ก่อนข้างต่ำ และ V_{GS} มีค่าประมาณ 15 โวลต์ C_{gd} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{GS} - V_{DS(on)}$ เมื่อหยุดทำงานจะมีแรงดัน V_{DS} สูง ดังนั้น C_{gd} จะถูกชาร์จจากความต่างศักย์แตกต่าง แรงดันที่ C_{gd} จะมีค่าเป็นแรงดันลบค่าสูง เมื่อ V_{GS} ประมาณ 0 โวลต์



รูปที่ 4.5 ค่าความเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันเดรนถึงซอร์ส

การประมาณค่าของความเร็วในการสวิตช์ซึ่งอย่างแน่นอน ทำได้โดยแบ่งกราฟของช่วงของการสวิตช์ซึ่ง เป็น 3 ส่วน ตามรูปที่ 4.6

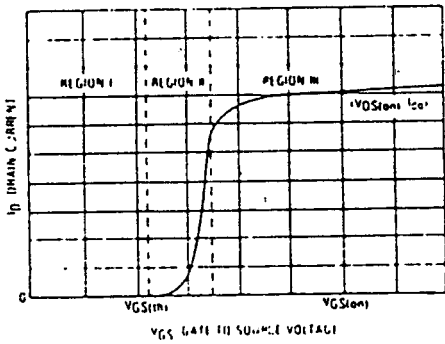
1. ในส่วนที่ 1 ตามรูปที่ 2.15 จาก t_0 ถึง t_1 เพาเวอร์มอสเฟตจะอยู่ในสภาวะหยุดทำงานและกระแสเดรนประมาณ 0 แอมป์ C_{iss} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{GS(th)}$ อยู่ในส่วนที่ 1 และ 2 และที่ t_1 อุปกรณ์จะเริ่มนำกระแส
2. ในส่วนที่ 2 ตั้งแต่ t_1 ถึง t_2 เพาเวอร์มอสเฟตจะเปลี่ยนสภาวะจากหยุดทำงานเป็นทำงาน กระแสเดรนจะถูกควบคุมด้วย g_{fs} แรงดันเดรนจะตกจาก V_{DD} มาเป็น $V_{DS(on)}$ ถ้านำค่า C_{gd} คูณด้วยอัตราการขยายแรงดันจะได้ค่าผลกระทบ Miller ชุดจับจะจ่ายกระแสแก่ C_{gd} ตลอดส่วนที่ 2
3. ในส่วนที่ 3 ตั้งแต่ t_2 ถึง t_3 เพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะทำงาน อิมพีแดนซ์เดรนถึงซอร์สเปรียบเป็นค่าความต้านทาน C_{iss} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{DS(on)}$ ทั้ง 3 ส่วน สามารถสรุปได้เป็น

$$I_G = C_{iss} * V_{GS(th)} / (t_1 - t_0) \quad \text{ย่าน 1}$$

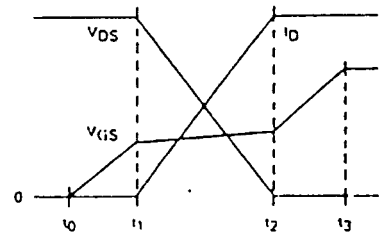
$$I_G = C_{rss} * (V_{DD} - V_{DS(on)}) / (t_2 - t_1) \quad \text{ย่าน 2}$$

$$I_G = C_{iss} * (V_{GS(on)} - V_{GS(th)}) / (t_3 - t_2) \quad \text{ย่าน 3}$$

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



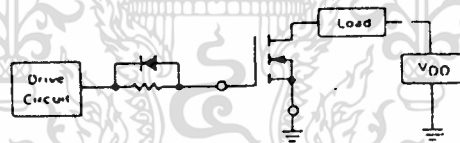
รูปที่ 4.6 กราฟฟังก์ชันการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต



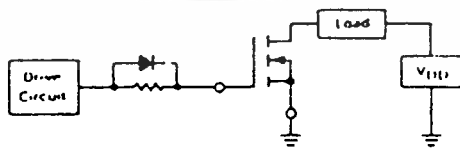
รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ

ความสัมพันธ์นี้ สมมติว่าไม่มีความต้านทานที่วงจรถูก การเพิ่มค่าความต้านทานจะทำให้เพิ่มเวลาในการสวิตช์ซึ่ง ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn on time) โดยไม่ให้กระทบกับเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 4.8

แต่ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) โดยไม่ต้องการให้กระทบต่อเวลาในการเริ่มนำกระแส (turn on time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 4.9



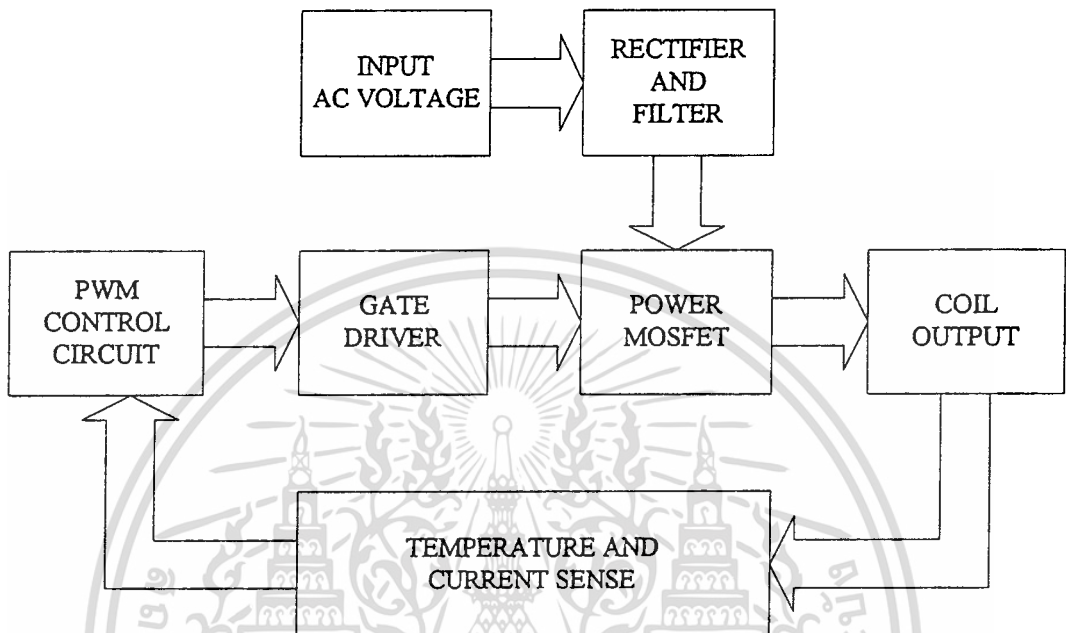
รูปที่ 4.8 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร



รูปที่ 4.9 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร

บทที่ 5

การอธิบายลักษณะโครงสร้างของระบบ



รูปที่ 5.1 แสดงโครงสร้างของระบบ

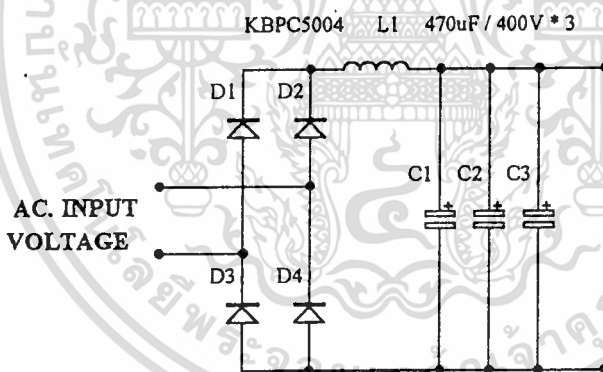
อธิบายการทำงานส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

- 1) Rectifier & filter เป็นส่วนที่แปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง และกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
 - 2) PWM Control circuit เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน, ควบคุมเดดไทม์, ควบคุมดิวิตีไซเคิล และความกว้างของพัลส์ (PWM)
 - 3) Gate driver เป็นส่วนที่ออกแบบสำหรับขับเกทโดยเฉพาะ เพื่อช่วยในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตให้มีความเร็วในการทำงาน (switching speed) เร็วขึ้น
 - 4) POWER MOSFET เป็นส่วนที่ทำการสวิตช์ตามจังหวะของพัลส์จากวงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยังเอาต์พุต
 - 5) Coil output เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมดไปยังชิ้นงานที่ต้องการ
- Temperature and current sense เป็นส่วนที่ป้อนกลับมายังวงจรควบคุมเพื่อควบคุมอุณหภูมิและกระแส ทำให้วงจรมีประสิทธิภาพมากขึ้น

5.1 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and Filter)

หน้าที่ของวงจรส่วนนี้ก็คือ รับพลังงานโดยตรงจากไฟบ้านมาแปลงแรงดันไฟสลับที่มีความถี่ 50 เฮิร์ตเพื่อให้เป็นไฟตรงแล้วผ่านส่วนของวงจรกรองแรงดันเพื่อกำจัดแรงดันกระเพื่อม (ripple) จากนั้นส่งเข้าไปยังส่วนของคอนเวอร์เตอร์ (converter) สำหรับวงจรในส่วนนี้ส่วนที่สำคัญที่สุดก็คือบริดจ์เรกติไฟเออร์ ซึ่งเวลาเลือกใช้จะต้องแน่ใจว่าสามารถจะทนกระแสขณะได้รับไบอัสตรงของค่ากระแสที่ใช้งานได้ มีค่าแรงดันเบรคดาวน์ (breakdown voltage) สูงและต้องทนต่อกระแสกระชากขณะเริ่มต้นใช้งานได้ สำหรับการเรกติไฟร์ในปริยญาณิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ในลักษณะของบริดจ์ เนื่องจากจ่ายกำลังได้สูงโดยใช้วงจรบริดจ์เรกติไฟร์ ($D_1 - D_4$) ดังในรูปที่ 5.2 เป็นตัวแปลงไฟสลับเป็นไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเข้ามาที่จุด A และ B เพื่อผ่านส่วนของบริดจ์เรกติไฟร์แล้วส่งผ่านไปยังขดลวดเหนี่ยวนำ L_1 ซึ่งเป็นตัวช่วยในการสะสมพลังงาน ตัวเป็นประจุ C_1 และ C_2 เป็นตัวกรองแรงดันให้ได้ไฟตรงที่เรียบขึ้นในลักษณะของ L-C filter

จากรูปที่ 5.2 ค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ทั้ง 2 ตัวนั้นมีค่าเท่ากันคือ $470 \mu\text{F} / 400 \text{V}$ ต่อขนานกันก็เพื่อเป็นการเพิ่มความจุ จะได้ค่าความเก็บประจุประมาณ $940 \mu\text{F}$ เหตุผลที่สำคัญของการขนานตัวเก็บประจุนี้ก็เพื่อเป็นการลดค่าความต้านทานแฝง (ESR) ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุนี้ให้มิต่ำน้อยลง



รูปที่ 5.2 วงจรจ่ายไฟตรง

5.2 วงจรควบคุม (Control Circuit)

ในปัจจุบันได้มีการผลิตไอซีที่ใช้ในลักษณะของ PWM หลายเบอร์ แต่ละเบอร์ก็มีหลักการทำงานคล้ายๆกัน ดังเช่นในปริยญาณิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เบอร์ SG 3526 เป็นส่วนของการควบคุมเพราะมีขาควบคุมในการป้อนกลับให้ประยุคต์ใช้งานได้หลายประเภท ดังนั้นจึงจะขอกล่าวเฉพาะรายละเอียดของตัวไอซีเบอร์ SG 3526 นี้เท่านั้น

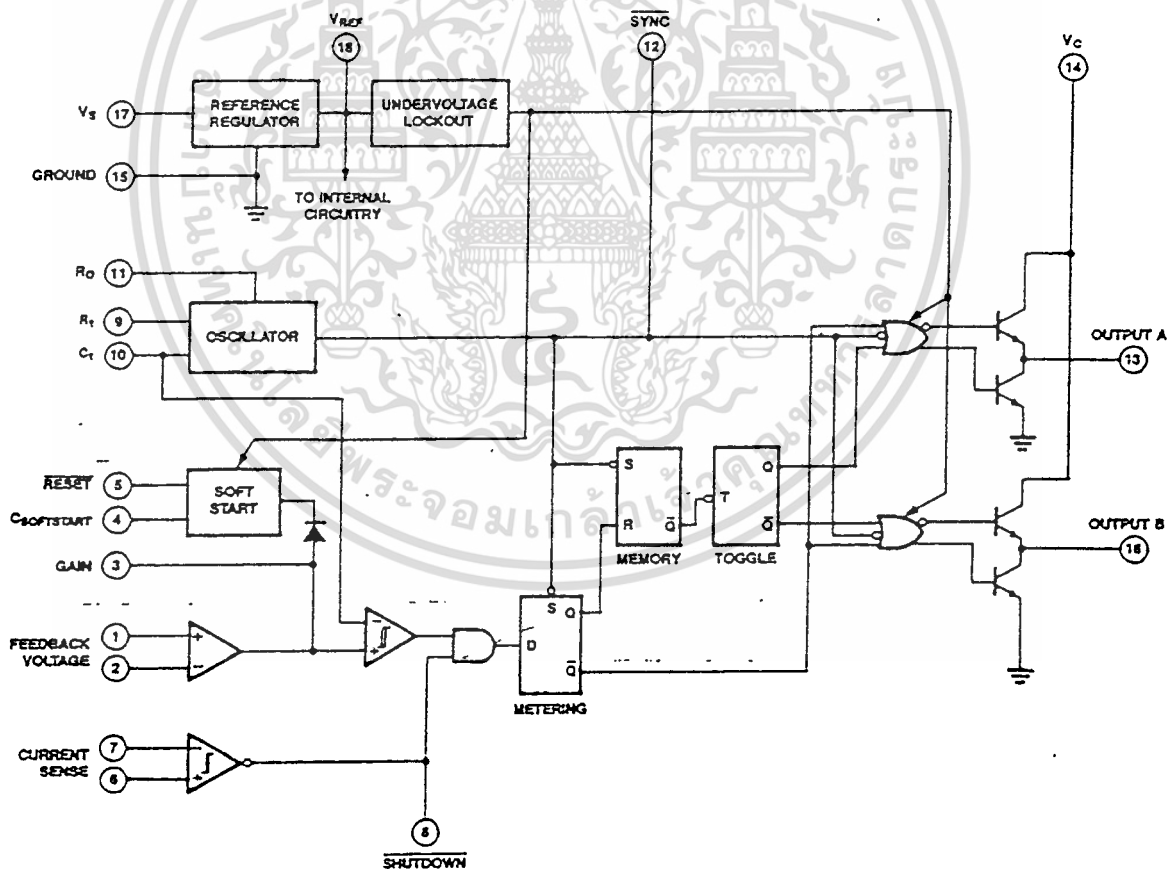
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| SYMBOL | PARAMETER | RATING | UNIT |
|-----------|---|----------------|----------------|
| V_S | Supply voltage | 40 | V |
| V_C | Collector supply voltage | 40 | V |
| V_{IN} | Logic input voltage range, Pins 5, 8, 12 | -0.3 to +5.5 | V |
| V_{IN} | Analog input voltage range, Pins 1, 2, 6, 7 | -0.3V to V_S | V |
| I_O | Output current | ± 250 | mA |
| I_{REF} | Reference load current | 50 | mA |
| I_{IN} | Logic sink current | 15 | mA |
| P_D | Package power dissipation (Plastic DIP) ² (SO), (Cerdip) ² | 1.9 | W ¹ |
| | | 1.4 | W ¹ |
| T_S | Storage temperature range | -65 to +150 | °C |

NOTES:

1. Maximum junction temperature, $T_{JMAX} = 150^\circ\text{C}$. Rating is for $T_A = 25^\circ\text{C}$.
2. Plastic $\theta_{JA} = 66^\circ\text{C/W}$; Cerdip $\theta_{JA} = 88^\circ\text{C/W}$; SO $\theta_{JA} = 85^\circ\text{C/W}$.

รูปที่ 5.3 ข้อมูลทั่วไปเกี่ยวกับการทำงานของ SG 3526



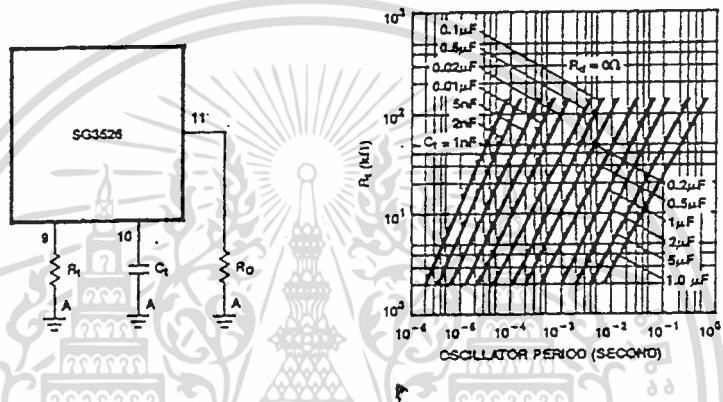
รูปที่ 5.4 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของ SG 3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG 3526 เป็นวงจรไอซีที่ใช้ควบคุม PWM แบบความถี่คงที่ และมีโครงสร้างที่ได้รวมส่วนที่จำเป็นสำหรับการควบคุมการสวิตช์ ภายในตัวของ SG 3526 นี้มีส่วนของการสร้างออสซิลเลเตอร์ที่ขา 9 และขา 10 ซึ่งสามารถสร้างได้จากอุปกรณ์ภายนอก คือ R_T และ C_T ตามลำดับ

5.2.1 การกำเนิดสัญญาณแรมป์

ภายในไอซี SG 3526 สามารถกำเนิดสัญญาณแรมป์ได้ที่มีความถี่คงที่ โดยใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุจากภายนอกมาต่อที่ขา 9 และขา 10 ดังรูป 5.5 สัญญาณแรมป์ที่กำเนิดได้จะมีความถี่อยู่ในช่วง 1 - 400 kHz



รูปที่ 5.5 การต่อตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ และกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตัวต้านทานกับคาบเวลาที่เกิดขึ้น

5.2.2 การควบคุม PWM

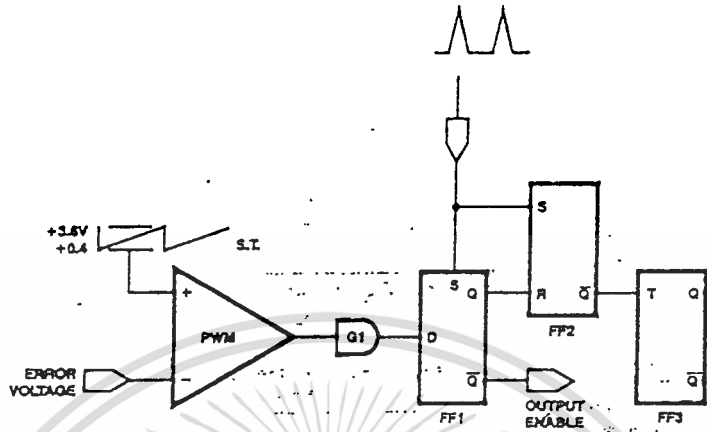
การควบคุม PWM จะประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบที่มีความเร็วสูง อินพุตที่ขานอนอินเวอร์ตึงจะได้รับสัญญาณแรมป์ และอินพุตที่ขาอินเวอร์ตึงจะรับสัญญาณจากเอาต์พุตของเอเรอร์แอมพลิฟายเออร์ ดังรูปที่ 5.6 ผลของการเปรียบเทียบจะถูกส่งเข้ามิตอร์ริงฟลิปฟลอป (metering flip flop) โดยผ่านแอนเกต (AND gate) เอาท์พุต Q ของฟลิปฟลอป 1 (FF_1) ถูกป้อนให้กับขาเรต (R) ของฟลิปฟลอป 2 (FF_2) และเอาท์พุต Q ของ FF_1 จะเป็นตัวหลักในการควบคุมนอร์เกต (NOR gate) ส่วนเอาท์พุตที่ขา 13 และ 16 ของไอซีจะถูกกำหนดจากการทำงานของฟลิปฟลอป 3 (FF_3) ซึ่งใช้นอร์เกตเป็นตัวขั้วทรานซิสเตอร์ที่เอาท์พุต

5.2.3 ภาคเอาท์พุต

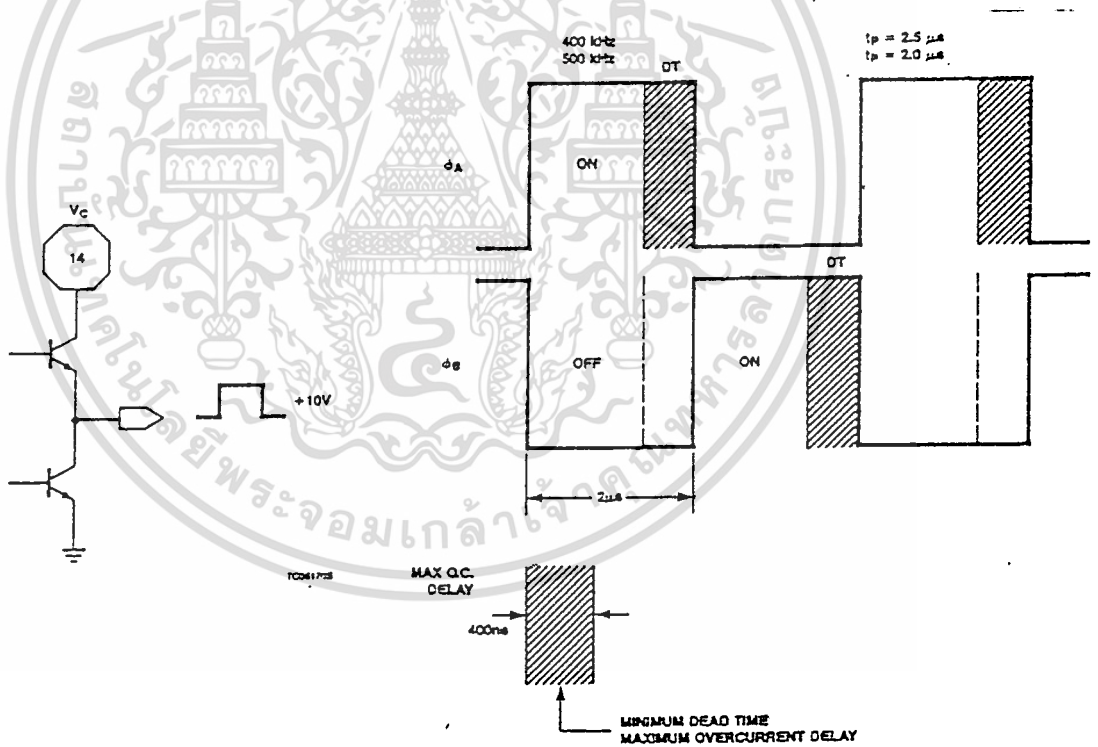
เอาท์พุตของไอซีเป็นแบบโทเท็มโพล (totem pole) ที่มีกระแสซิงค์และซอร์สเท่ากับ 200 mA ถ้าแรงดันที่จ่ายให้กับขาคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีค่ามากเกินไป อาจทำให้เสียหายได้ จากรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ 5.7 สัญญาณที่เอาต์พุตจะมีค่า 10 โวลท์ ที่กระแสโหลด 200 มิลลิแอมป์ ซึ่งสามารถนำไปใช้ขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟตที่มีค่าความเก็บประจุที่อินพุตเท่ากับ 4000 pF ได้ และมีเวลาไต่ขึ้นเท่ากับ 0.2 μ s



รูปที่ 5.6 แสดงส่วนของการควบคุม PWM



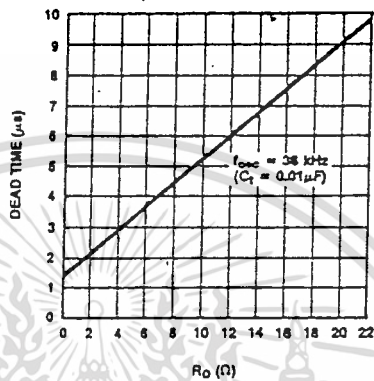
รูปที่ 5.7 วงจรภาคเอาต์พุตของ SG 3526

รูปที่ 5.8 แสดงรูปคลื่นที่เอาต์พุตทั้งสอง และส่วนเดดไทม์

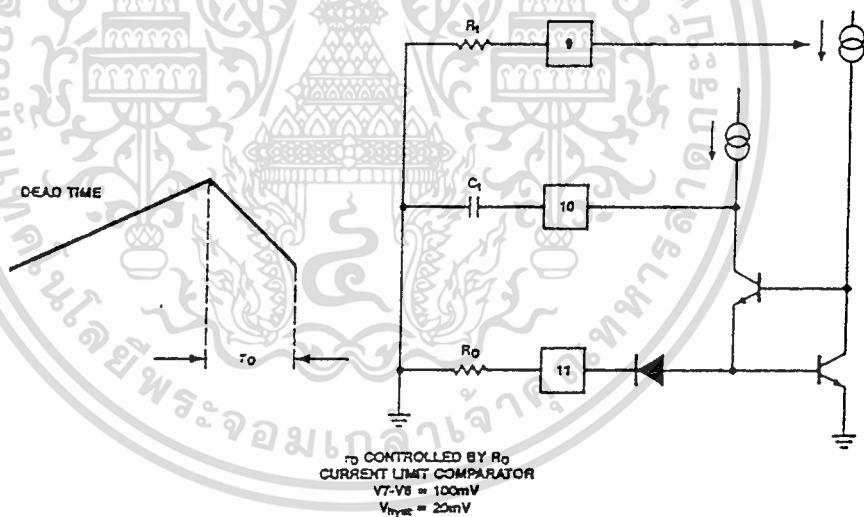
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.4 การควบคุมเดดไทม์

วงจรที่ใช้ควบคุมเดดไทม์จะรวมอยู่ในส่วนเดียวกับออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสามารถควบคุมให้ช่วง on-off มีค่าตามต้องการ ดังรูปที่ 5.8 ค่าของ R_D ที่ใช้แสดงในกราฟรูปที่ 5.9 ค่าดีเลย์ไทม์ (delay time) ต่ำสุดมีค่า 1.5 μs เมื่อ $R_D = 0$ และมีค่าสูงสุดที่ 9.7 μs เมื่อ $R_D = 22 \Omega$ อย่างไรก็ตาม การควบคุมเดดไทม์ก็ต้องให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งานด้วย



a. Output Driver Dead Time vs R_D Value



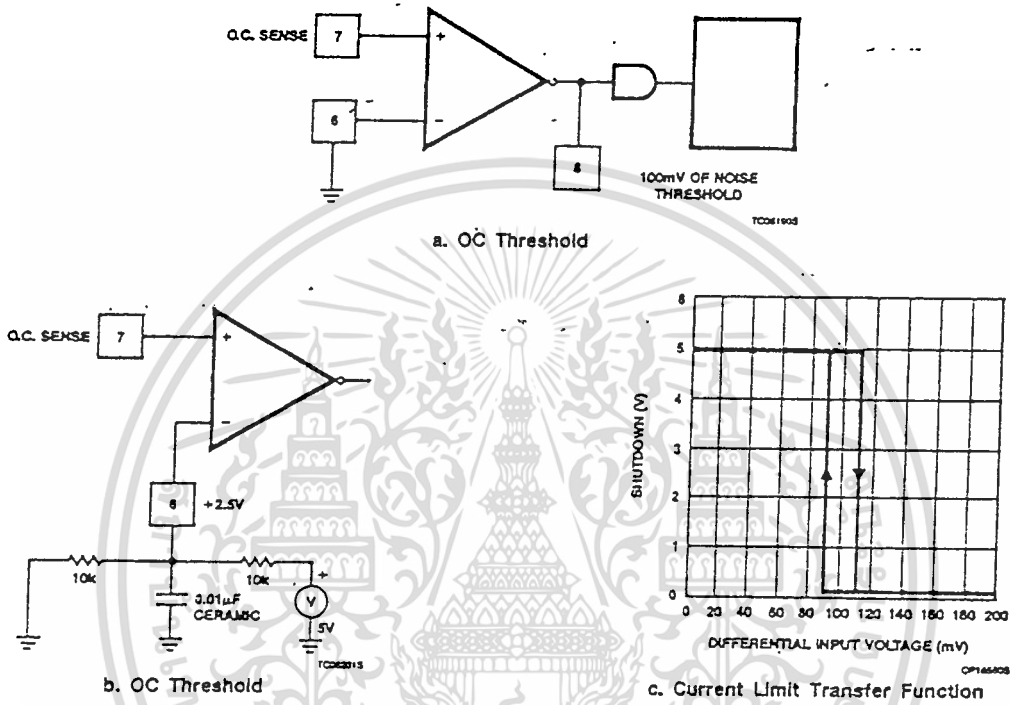
รูปที่ 5.9 ค่า R_D ต่างๆที่ทำให้ช่วงเดดไทม์เปลี่ยนไป

5.2.5 การป้องกันกระแสเกิน

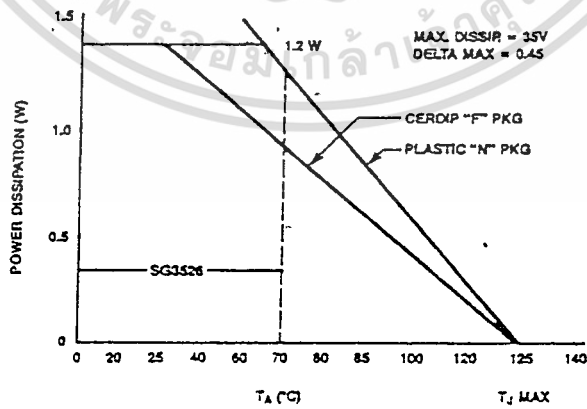
การป้องกันกระแสเกินทำได้โดยการควบคุมกระแสให้อยู่ในขอบเขตที่จำกัด เพื่อไม่ให้อุปกรณ์ต่างๆเสียหายได้ การควบคุมกระแสนี้เป็นส่วนหนึ่งของการควบคุม PWM เช่นที่อินพุทขา 6 และขา 7 จะควบคุมการทำงานของเอาต์พุทโดยปรับค่าดีวีไอเคลิลของมัน การหยุดทำงานจะเป็นไปด้วยความเร็วสูง (high speed shutdown) เพื่อไป turn off ที่มิเตอร์ริงฟลิปฟลอป ตัวอย่างของการป้องกันกระแสเกินแสดงดังรูป 5.10 ที่ขา 6 หรือขา 7 จะถูกใช้ป็นแรงดันอ้างอิง เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณที่จะมาจาก

เอกสตรนเป็นเอกสตรนที่ส่งร่นเวลาให้กับการเชิง นเพื่อการหักย เ้าานน เมื่อนผู้ดู ดะเห็นแปะเซบระเซอจนดเนนการรคก่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขดลวดเหนี่ยวนำกระแส (current transformer) หรือจะใช้วิธีง่ายๆคือ ให้ขา 6 ต่อลงกราวด์ และควบคุมที่ขา 7 แทน ถ้าสัญญาณที่เข้ามาที่ขา 7 เกิน 100 mV วงจรจะหยุดการทำงานทันที หรือจะปรับปรุวงจรมให้ดีขึ้นโดยให้ขา 6 มีแรงดัน 2.5 V ก็ได้ วงจรป้องกันกระแสเกินนี้จะมีดีเลย์ใหม่ที่เขาท์พุทเท่ากับ 700 ns ที่ $T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ และมีเวลาไต่ขึ้นเท่ากับ 1200 ns ที่ $T_j = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$



รูปที่ 5.10 แสดงตัวอย่างการป้องกันกระแสเกิน



รูปที่ 5.11 กราฟแสดงการสูญเสียที่อุณหภูมิต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 วงจรขับเกท

การสวิตช์ของมอสเฟตเกิดจากการเก็บประจุและการคายประจุค่าความจุภายในตัวมอสเฟต

(C_{iss})

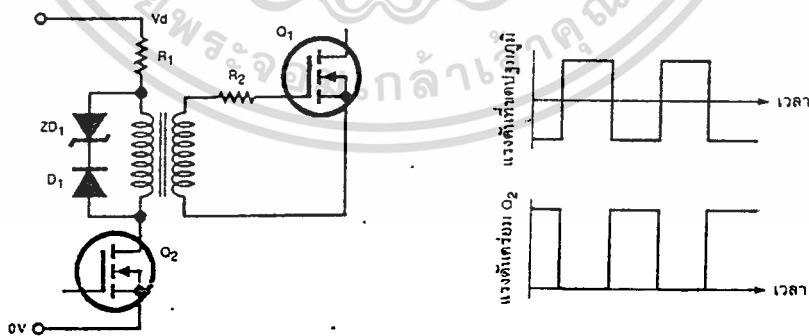
ที่อยู่ระหว่างขาเกตและขาซอร์ส ซึ่งจะมีค่าความจุมากขึ้นตามขนาดของมอสเฟตโดยจะอยู่ในช่วง 1-2 nF แรงดันที่ป้อนเข้าที่ขาเกตและซอร์สขนาด 6 โวลท์ ก็เพียงพอที่จะทำให้มอสเฟตทั่วไปนำกระแสได้แล้ว แต่ถ้าเพิ่มแรงดันนี้ขึ้นอีก มอสเฟตก็จะมีค่า $R_{DS(on)}$ ที่ต่ำลงไปอีก

ที่เวลาของการสวิตช์ 50 ns และ C_{iss} มีค่า 2 nF จะต้องป้อนแรงดันที่เกตซอร์สให้มีกระแสซิงค์และกระแสซอร์สสูงสุดได้ 0.5 A แต่เป็นกระแสที่ต้องการในช่วงเวลาของการสวิตช์เท่านั้น กำลังที่ใช้ในการขับเกทหาได้จากสมการ

$$P_G = Q_G \cdot V_{GS} \cdot f$$

โดยที่ Q_G คือประจุสูงสุดที่เกต
 V_{GS} คือแรงดันสูงสุดตกร่อมเกต-ซอร์ส
 f คือค่าความถี่ในการสวิตช์

ในการใช้งานมอสเฟตเพื่อขับวงจรแบบบริดจ์ เกทของมอสเฟตแต่ละตัวจะต้องต่อไม่ถึงกันโดยตรงกับเกทของตัวอื่นๆ ดังนั้นวงจรขับเกทจึงต้องมีการแยกกันทางไฟฟ้า อิมพีแดนซ์ของวงจรขับก็สำคัญเพราะถ้ามีค่าสูงแล้วจะทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันอย่างรวดเร็วที่เกิดขึ้นที่เดรนก่อนให้เกิดผล dv/dt ที่สูงเกิดกระแสประจุให้กับ C_{GD} ที่อยู่ภายในมอสเฟตตรงจังกั้นชั้นเดรน-เกต กระแสนี้จะทำให้เกิดแรงดันคร่อมวงจรถับได้ ถ้าวงจรถับมีและอิมพีแดนซ์ที่สูงเกินไปจะทำให้เกทของมอสเฟตถูกกระตุ้นได้ด้วยแรงดันนี้ เกิดการนำกระแสโดยไม่ต้องการ



รูปที่ 5.12 (ก) การใช้หม้อแปลงพัลส์ในการแยกกันทางไฟฟ้า

(ข) รูปคลื่นที่หม้อแปลงพัลส์

รูปที่ 5.12 (ก) แสดงวงจรที่ใช้หม้อแปลงพัลส์เป็นตัวแยกทางไฟฟ้า เมื่อ Q_2 นำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงพัลส์ที่ขดปฐมภูมิ กระแสที่ไหลผ่าน Q_2 ประกอบด้วยกระแสขั้วเบทสำหรับ Q_1 และกระแสขั้วของหม้อแปลงพัลส์ จากรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในรูปที่ 5.12 (ข) จะเห็นได้ว่าหลังจากการนำกระแสของ Q_2 แล้ว แรงดันตกคร่อมตัวมันจะเพิ่มเป็น $V_D + V_Z$ โดยที่ V_Z คือแรงดันตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด แรงดัน V_Z ที่ตกคร่อมหม้อแปลงพัลส์จะเป็นตัวรีเซตฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน ดังนั้นแรงดันสุทธิที่ด้านทุติยภูมิจะเป็นศูนย์ตลอดช่วงเวลานี้ สำหรับจำนวนรอบต่ำสุดที่พันทางขดปฐมภูมิหาได้จากสมการ

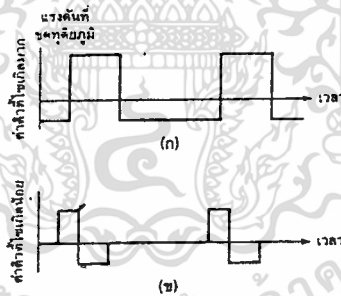
$$N = V.t / B.Ae$$

โดยที่ B คือค่าความเข้มของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด

Ae คือพื้นที่ภาคตัดขวางของแกน

t คือช่วงเวลาที Q_2 นำกระแส

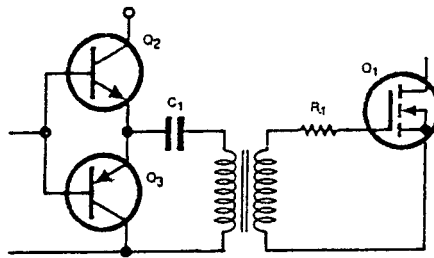
วงจรในรูปที่ 5.12 (ก) เหมาะที่จะใช้กับการทำงานในแบบควิตซ์ไซเคิลคงที่ ซีเนอร์ไดโอดที่ใช้ต้องสามารถรองรับแรงดันที่เกิดจากฟลักซ์แม่เหล็กได้เพื่อรีเซตฟลักซ์นี้ ถ้าควิตซ์ไซเคิลที่ป้อนให้วงจรนี้มีค่าน้อยกว่าที่กำหนดในช่วงที่ไม่มีพัลส์เข้ามาจะ ได้รับแรงดันที่เอาท์พุทที่ขดทุติยภูมิดังรูปที่ 5.13 (ข) ตัวเก็บประจุในรูปที่ 5.14 ทำหน้าที่กั้นไฟตรงไม่ให้เข้าไปในหม้อแปลง



รูปที่ 5.13 รูปคลื่นจากวงจรในรูปที่ 5.12

(ก) เมื่อค่าควิตซ์ไซเคิลมาก

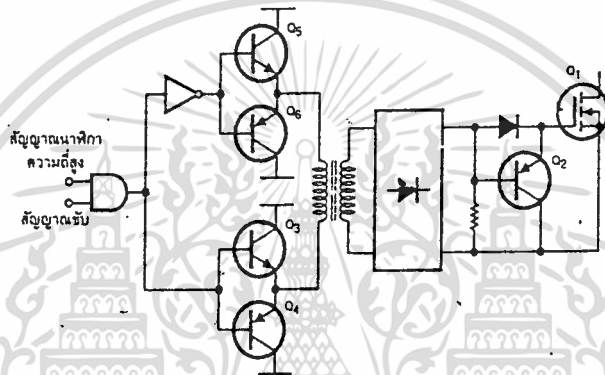
(ข) เมื่อค่าควิตซ์ไซเคิลน้อย



รูปที่ 5.14 วงจรที่ใช้ตัวเก็บประจุกั้นแรงดันไฟตรงที่มีในพัลส์ขั้ว

ดังที่ได้กล่าวแล้วว่าวงจรขับที่ใช้หม้อแปลงนี้ เหมาะกับการใช้งานในพัลส์ที่มีควิตซ์ไซเคิลคงที่เท่านั้น เพราะถ้าหากควิตซ์ไซเคิลเปลี่ยนไปจะทำให้แรงดันที่ขั้วเกทในขณะมอสเฟตหยุดนำกระแสไม่ได้มีค่าเดียว นอกจากนี้ยังทำให้เวลาในการสวิตช์ และค่า dv/dt เปลี่ยนแปลงไปด้วย การแก้ไขสามารถกระทำได้ดังรูปที่ 5.15

รูปที่ 5.15 สัญญาณขับและสัญญาณนาฬิกาความถี่สูงจะถูกป้อนเข้าที่แอนเกท และยังหากสัญญาณนาฬิกามีความถี่สูงกว่าความถี่ในการสวิตช์ของ Q_1 แล้ว จะทำให้หม้อแปลงที่ใช้มีขนาดเล็กลงด้วย ความถี่สูงจากหม้อแปลงจะถูกเรคตีไฟร์ Q_2 ทำหน้าที่คายประจุให้กับ Q_1 ขณะไม่มีความถี่สูงเข้ามาที่หม้อแปลง



รูปที่ 5.15 วงจรขับที่ทำให้ลดขนาดของหม้อแปลงพัลส์ลงได้

เนื่องจากในโครงการนี้จะใช้ขั้วเกทด้วยสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ประมาณ 100 กิโลเฮิร์ต เพราะฉะนั้นครีคาบของสัญญาณนาฬิกาจะมีค่า 5 μs (เมื่อไม่คิดช่วงเดดไทม์) ค่าเวลาไต่ขึ้น (rise time) ของสัญญาณควรมีค่าไม่มากกว่า 1% ของครีคาบเวลา ดังนั้นเวลาไต่ขึ้นควรมีค่าน้อยกว่า $5/100 = 50$ ns โดยที่ระดับแรงดันที่ขั้วเกทมีค่า 9.1 โวลท์

$$\begin{aligned} I_g &= C \cdot dv/dt \\ &= (1 \cdot 10^{-9}) * 9.1 / (50 \cdot 10^{-9}) \\ &= 0.182 \text{ A} \end{aligned}$$

ถ้าใช้มอสเฟต 4 ตัวขนานกัน จะต้องใช้กระแสเกท $I_g = 0.182 * 4 = 0.728 \text{ A}$

ดังนั้นวงจรขับเกทควรมีลักษณะดังนี้

1. สามารถจ่ายกระแสให้กับโหลดได้อย่างเพียงพอ
2. มีค่าดีเลย์ไทม์น้อย
3. แยกเกทของมอสเฟตแต่ละตัวออกจากกัน
4. ทำงานได้ดีในย่านความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | Gate Switching Times (ns) | | | | Drain Switching Times (ns) | | | |
|--|-------------------------------------|-------------------|--------------------------------------|--------------------|-------------------------------------|-------------------|--------------------------------------|--------------------|
| | Turn-on Delay (V_{in} vs V_1) | Turn-on Rise Time | Turn-off Delay (V_{in} vs V_1) | Turn-off Fall Time | Turn-on Delay (V_{in} vs V_2) | Turn-on Fall Time | Turn-off Delay (V_{in} vs V_2) | Turn-off Rise Time |
| Circuit 4 Quasi Push-Pull Transformer Drive | 15 | 85 | 40 | 220 | 30 | 25 | 180 | 35 |
| Circuit 5 Standard Opto-Coupling Circuit | 3900 | 480 | 1600 | 140 | 4000 | 80 | 1760 | 20 |
| Circuit 6 High B.W. Opto-Coupling Circuit | 3700 | 420 | 450 | 120 | 3000 | 75 | 520 | 20 |
| Circuit 7 High Performance Push-Pull Circuit | 20 | 60 | 25 | 30 | 30 | 20 | 45 | 16 |

รูปที่ 5.16 ตัวอย่างวงจรขับเคลื่อนแบบต่างๆ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | Data Switching Times (ns) | | | | Drain Switching Times (ns) | | | |
|---|--|--|---|--------------------|-------------------------------------|-------------------|--------------------------------------|--------------------|
| | Turn-on Delay (V_{in} vs V_{f1}) | Turn-on Rise Time (V_{in} vs V_{f1}) | Turn-off Delay (V_{in} vs V_{f1}) | Turn-off Fall Time | Turn-on Delay (V_{in} vs V_2) | Turn-on Fall Time | Turn-off Delay (V_{in} vs V_2) | Turn-off Rise Time |
| Circuit 0 High Performance Push-Pull Circuit | 20 | 60 | 45 | 70 | 40 | 26 | 85 | 16 |
| Circuit 9 Low Power Schottky TTL | 110 | 5000 | 60 | 6000 | 460 | 1000 | 375 | 150 |
| Circuit 10 Paralleled Low Power Schottky TTL | 45 | 1000 | 30 | 210 | 180 | 310 | 140 | 50 |
| Circuit 11 Paralleled SN7407 Buffers with Pull Up Resistance | 25 | 710 | 30 | 140 | 60 | 60 | 130 | 30 |

รูปที่ 5.16 ตัวอย่างวงจรขั้วเกตแบบต่างๆ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

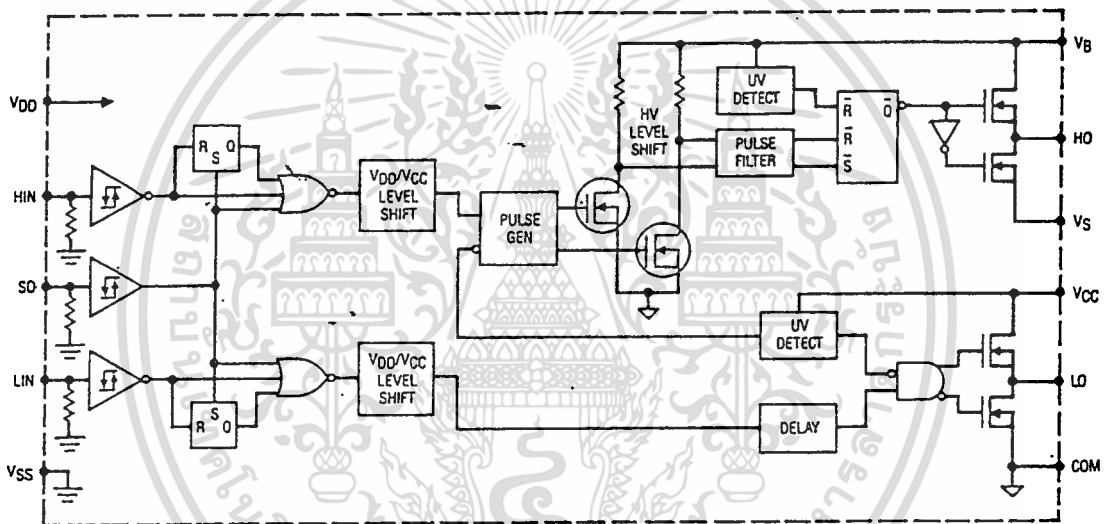
| | Gate Switching Times (ns) | | | | Drain Switching Times (ns) | | | |
|---|--|-------------------|---|--------------------|-------------------------------------|-------------------|--------------------------------------|--------------------|
| | Turn-on Delay (V_{in} vs V_{o1}) | Turn-on Rise Time | Turn-off Delay (V_{in} vs V_{o1}) | Turn-off Fall Time | Turn-on Delay (V_{in} vs V_2) | Turn-on Fall Time | Turn-off Delay (V_{in} vs V_2) | Turn-off Rise Time |
| Circuit 12 SN7407 Inverter Driving a Complementary Emitter-follower | 30 | 140 | 20 | 20 | 50 | 20 | 40 | 10 |
| | | | | | | | | |
| Circuit 13 Six Paralleled CMOS Inverters (MC14049UB) | 60 | 430 | 20 | 20 | 110 | 40 | 40 | 10 |
| | | | | | | | | |
| Circuit 14 Dual Peripheral Driver (MC1472) | 30 | 920 | 20 | 130 | 100 | 180 | 90 | 30 |
| | | | | | | | | |
| *Transformer Specs: Ferrucube 3019P3CD $N_1 - N_2 - N_3 = 10$ Turns $L_p \approx 0.6$ mH | | | | | | | | |

รูปที่ 5.16 ตัวอย่างวงจรขับเกทแบบต่างๆ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติข้างต้น ในปริณญาณิพนธ์นี้จึงใช้ไอซีเบอร์ IR 2110 ซึ่งเป็นไอซีที่ใช้สำหรับขับ
เกทโดยเฉพาะ ข้อมูลบางประการของ IR 2110 มีดังนี้

1. ใช้แรงดันในการทำงานตั้งแต่ 10-20 โวลท์
2. มีอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเทียบกับเวลาเท่ากับ ± 50 V/ns
3. มีกำลังสูญเสีย 1.6 มิลลิวัตต์ที่แรงดัน 15 โวลท์
4. อินพุตเป็นซีมอสสมิทซ์ทริกเกอร์ต่อกับความต้านทานแบบพูลดาวน์ (pull down)
5. มีช่วงเวลาในการสวิตช์ (switching time) เท่ากับ 25 ns ที่โหลด 1000 pF
6. คีเลย์ไทม์ช่วงขณะทำงานเท่ากับ 120 ns และช่วงหยุดทำงานเท่ากับ 94 ns
7. สามารถจ่ายกระแสได้ 2 A



รูปที่ 5.17 บล็อกไอซีแถมแสดงโครงสร้างของ IR 2110

5.4 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์มีหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อ
ดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป การเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้น
ฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้ คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน

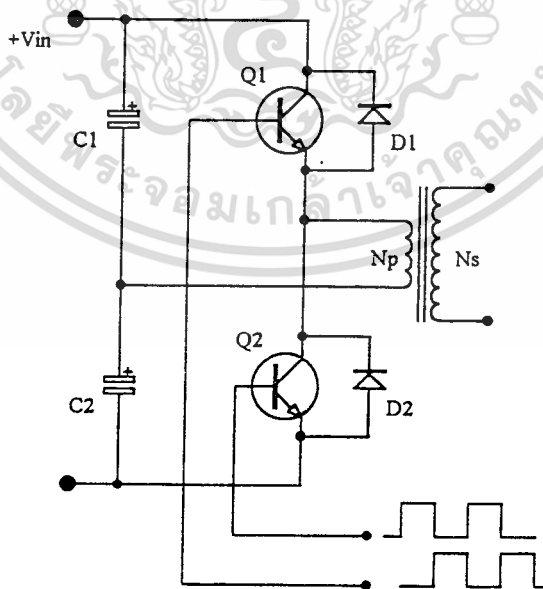
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยู่ได้เห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อพิจารณาดังกล่าว จึงทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมากมาย คือ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter)
2. ฟอรวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter)
3. พูชพูลคอนเวอร์เตอร์ (Push pull converter)
4. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half bridge converter)
5. ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full bridge converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีการทำงานไม่แตกต่างกันจนเกินไปมากนัก และง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษา คอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภท ด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์ แต่จะขอไม่กล่าวถึง ในที่นี้จะขอกกล่าวถึงเฉพาะคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์เท่านั้น

คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์จัดว่าเป็นตระกูลเดียวกับพูช-พูล เพราะใช้หลักการเดียวกัน คือ ใช้อุปกรณ์สวิตซ์ 2 ตัว ช่วยกันส่งพลังงานไปที่โหลด โดยได้รับพลังงานจากวงจรจ่ายแรงดัน และใช้เพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นตัวสวิตซ์ตัดต่อ ทำให้ได้คลื่นสี่เหลี่ยมป้อนให้แก่ขดปฐมภูมิของขดลวดเอาต์พุต จากนั้นจึงส่งพลังงานไปยังขดลวดเอาต์พุต ลักษณะการทำงานของวงจรนี้แรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองขณะหยุดทำงานจะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตเท่านั้น ดังนั้นจึงต้องใช้เพาเวอร์มอสเฟตที่



รูปที่ 5.18 ตัวอย่างคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

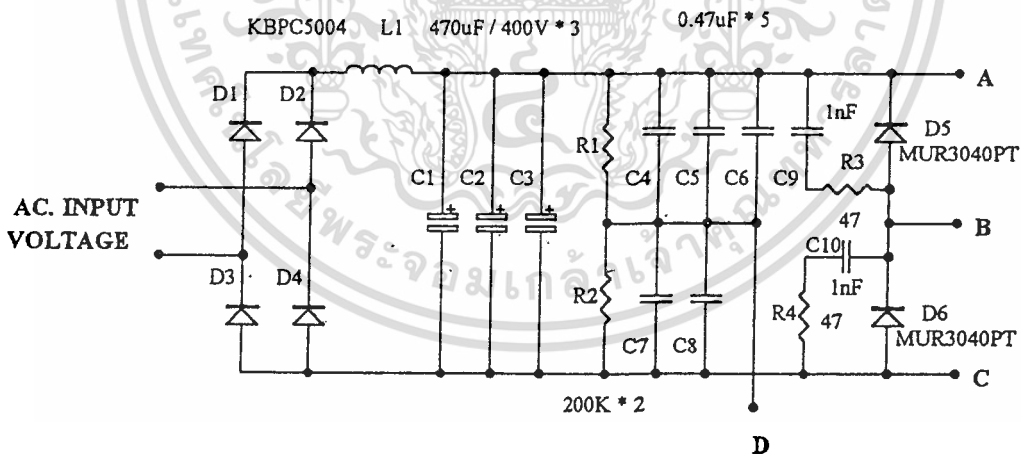
สามารถทนแรงดันกระแส-ชอร์สได้มากกว่าแรงดันอินพุท

วงจรที่ใช้ทดลองนี้ จะใช้เพาเวอร์มอสเฟตขนาดกันจำนวน 4 ตัว เพื่อเพิ่มกระแสของระบบให้สูงขึ้น เหตุผลที่ไม่ใช้เพาเวอร์มอสเฟตโมดูล เพราะว่ามีราคาสูง ไม่เหมาะกับการทดลอง

5.5 ส่วนจ่ายแรงดันให้กับคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

สำหรับวงจรในส่วนนี้เป็นส่วนที่พัฒนาขึ้นเพื่อจุดประสงค์ในการทดลองต้องการใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และเพื่อต้องการให้มีส่วนของจ่ายแรงดันที่มีกำลังสูงพอคือให้จ่ายกระแสที่สูงนั่นเอง วงจรส่วนนี้จะประกอบไปด้วยส่วนของ L-C filter L_1, C_1, C_2, C_3 สำหรับ C_3 ถึง C_8 นั้นเป็นตัวเก็บประจุที่ใช้ในการจ่ายกระแสให้กับส่วนของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ทำหน้าที่รักษาแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างอุปกรณ์สวิตซ์ทั้งสองตัวนั้นให้มีแรงดันที่คงที่ และสำหรับสิ่งที่พิเศษอีกอย่างหนึ่งคือ ในส่วนนี้ยังมีวงจรสแน็บเบอร์สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 2 ชุดคือ R_3, C_9, D_5 และ R_4, C_{10}, D_6

เหตุผลในการทำส่วนนี้ขึ้นมาอีกเพื่อที่จะต้องการความสะดวกในการใช้งาน ทำให้ง่ายต่อการทดลองและพัฒนาสำหรับโครงการนี้ เพื่อเป็นการง่ายที่จะเปลี่ยนตัวอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งก็เพียงนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตมาต่อเข้าไปในส่วนของคอนเนคเตอร์ A,B,C เท่านั้น ในการทดลองเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้จะใช้เบอร์ IRFP 250

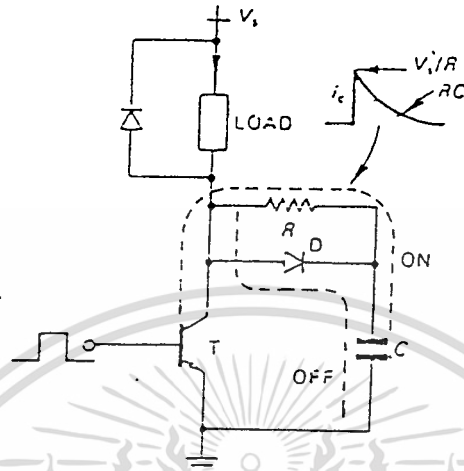


รูปที่ 5.19 แสดงวงจรสำหรับจ่ายแรงดันให้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

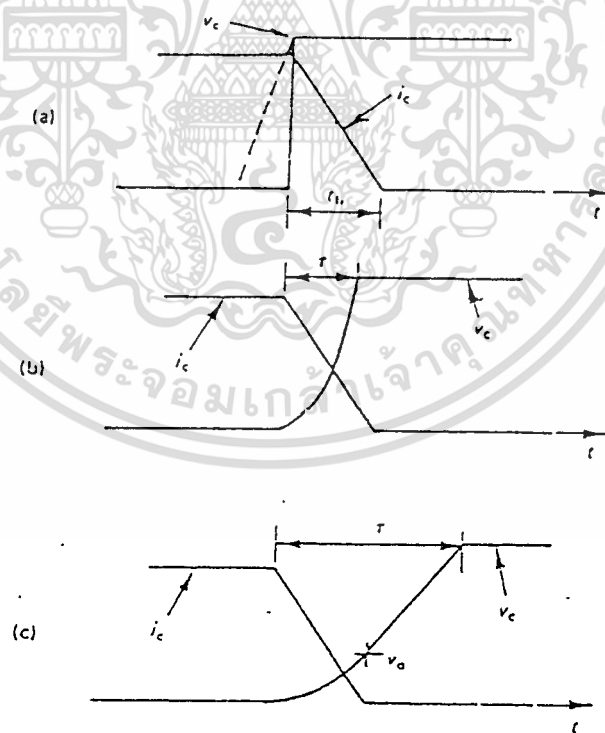
5.8 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์เป็นส่วนป้องกันแรงดันระหว่างขาเกต-ขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต (dv/dt) วงจรสแน็บเบอร์ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ ไดโอดและตัวต้านทาน ในขณะที่เริ่ม turn off กระแสไหลลง จะเกิดแรงดันสูงชั่วขณะที่ขาเกต-ซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟตอันเนื่องมาจากโหลดที่เป็นขดลวด แรงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นเป็นประโยชน์ทางด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คัตนี้ จะประจุเข้าที่ตัวเก็บประจุผ่านทางไดโอดที่ได้รับไบอัสตรง และเมื่อแรงดันที่ขาแคทอ-ดอร์ลดลง ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทาน ช่วยให้เพาเวอร์มอสเฟตไม่เสียหายเนื่องจากแรงดันสูงชั่วขณะ



รูปที่ 5.20 วงจร R-C-D turn-off สนับเบอร์



รูปที่ 5.21 ก) รูปสัญญาณขณะ turn-off โดยไม่มีสับเบอร์

ข) รูปสัญญาณขณะ turn-off โดยใช้สับเบอร์ที่มีค่าตัวเก็บประจุน้อย

ค) รูปสัญญาณขณะ turn-off โดยใช้สับเบอร์ที่มีค่าตัวเก็บประจุนมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำเอกสารนี้ไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.20 เป็นวงจรสมมูลของ turn-off สนับเบอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์แทนเพาเวอร์มอสเฟต (เพื่อให้่ายต่อการอธิบายและเข้าใจ) สำหรับการ turn-off โดยไม่ใช้สับเบอร์ช่วยนั้น จะสมมุติให้ เวลาขาขึ้นของแรงดันคอลเลกเตอร์เป็นศูนย์ ดังนั้นพลังงานสูญเสียในขณะที่ turn-off หาได้จาก

$$W = \frac{V_s I_m t_{fi}}{2} \quad \text{จูล} \quad (1)$$

การใช้วงจรสับเบอร์จะทำให้ค่าสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ลดลงแต่ก็จะเกิดการสูญเสียที่สับเบอร์แทน หลังจาก turn-off ตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จจนแรงดันคงที่ พลังงานที่เกิดขึ้นเท่ากับ $(1/2) \cdot C_s V_s^2$ จูล จะถูกสลับเปลี่ยนไปในรูปของความร้อนที่ตัวต้านทานสับเบอร์ในขณะที่ turn-on

ถ้าตัวเก็บประจุถูกชาร์จจนเต็มก่อนที่กระแสคอลเลกเตอร์จะเป็นศูนย์ ดังนั้นค่าสูญเสียในวงจรทั้งหมด (สับเบอร์และทรานซิสเตอร์) ได้จาก

$$W_t = \frac{V_s I_m t_{fi}}{2} (1 - 4k/3 + k^2) \quad \text{จูล} \quad (2)$$

$$\text{เมื่อ } k > 1 \text{ และ } k = \frac{\tau}{t_{fi}}$$

หลังจากที่กระแสคอลเลกเตอร์เป็นศูนย์แล้ว ถ้าตัวเก็บประจุยังชาร์จจนมีแรงดันไม่ถึง V_s หรือ $k > 1$ ดังนั้นค่าสูญเสียทั้งหมดได้จาก

$$W_t = \frac{V_s I_m t_{fi}}{2} \frac{k^2 - k + (1/3)}{k - (1/2)} \quad \text{จูล} \quad (3)$$

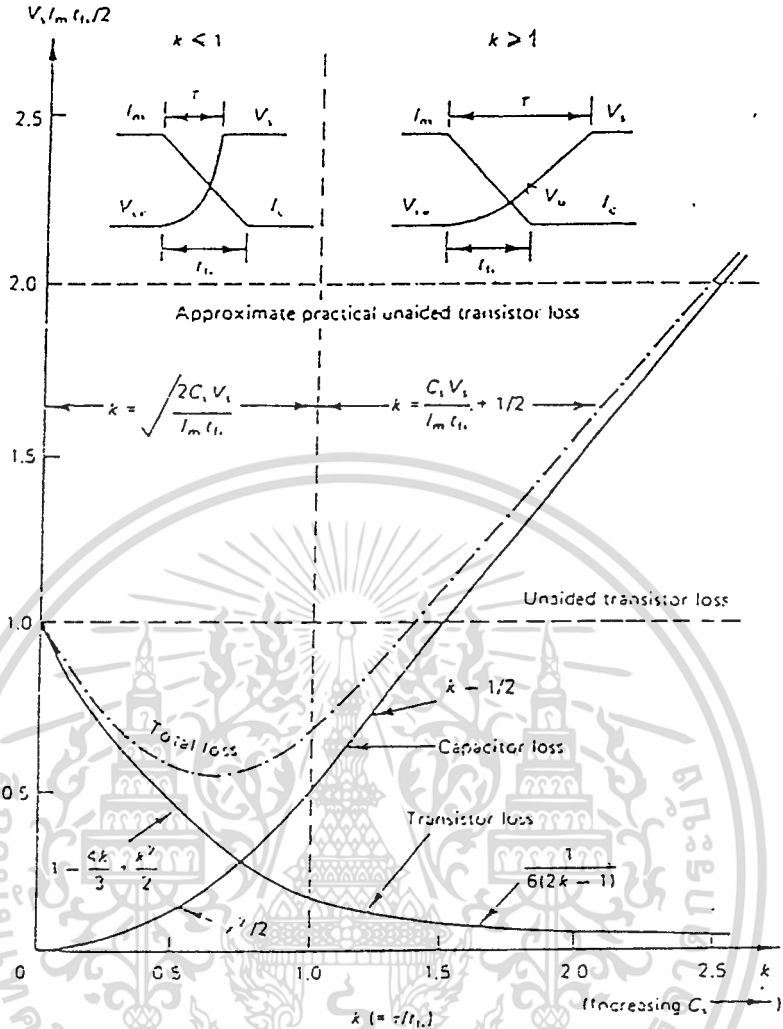
เมื่อ $k > 1$ ค่าสูญเสียเหล่านี้ เมื่อเทียบกับค่าปกติของค่าสูญเสียเมื่อไม่มีสับเบอร์ จะเป็นดังรูปที่ 5.22

ข้อสำคัญที่เกี่ยวข้องกับสับเบอร์และค่าสูญเสียมีดังนี้

1. ในทางปฏิบัติถ้าไม่ใช้วงจรสับเบอร์ ค่าสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์มีค่าโดยประมาณเป็น 2 เท่าจากสมการที่ (1)
2. เมื่อค่าตัวเก็บประจุมากขึ้น ค่า k จะเพิ่มขึ้น ค่าสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์จะลดลงอย่างมาก แต่ก็เกิดค่าสูญเสียที่สับเบอร์มากขึ้น
3. ถ้าค่า $k < 1.41$ ค่าสูญเสียทั้งหมดจะน้อยกว่าค่าสูญเสียเมื่อไม่มีสับเบอร์ แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะต้องให้ค่า $k < 2.7$ จึงจะทำให้เงื่อนไขเป็นจริงได้
4. ค่าสูญเสียรวมน้อยที่สุดเมื่อ $k = 2/3$ ดังนั้นตัวเก็บประจุหาได้จาก $C_s = \frac{I_m t_{fi}}{V_s} * \frac{2}{9}$
5. ค่าสูญเสียโดยปกติจะต้องให้มีค่าน้อยที่สุด โดยคิดจากค่ากระแสไหลสูงสุด (I_m)
6. พลังงานที่ตัวเก็บประจุ $(1/2) \cdot C_s V_s^2$ จะถูกส่งไปยังตัวต้านทานสับเบอร์ ในขณะที่ turn-on พิกัดกำลังไฟฟ้าของตัวต้านทานจะขึ้นอยู่กับความถี่ในการสวิตช์ ดังนี้

$$P_{RS} = \frac{C_s V_s^2 f_m}{2} \quad \text{วัตต์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.22 ส่วนประกอบของค่าสูญเสียขณะ turn-off สวิตช์ เมื่อใช้วงจรสับเบอร์ดึงที่ประกอบที่สำคัญในการเลือกค่าความต้านทานสับเบอร์ดึงมีดังนี้

1. ค่าเวลาคงที่ของวงจรสับเบอร์ดึง (RC time constant) นั้น ต้องแน่ใจว่าเพียงพอที่จะทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุได้ทันในระยะเวลา turn on ต่ำสุด ดังนั้น $t_{on(min)} = 5R_S C_S$
2. ค่ากระแสเริ่มต้นที่ตัวต้านทานสับเบอร์ดึงในขณะคายประจุ V_S / R_S เมื่อรวมกับค่ากระแสไหลกลับในขณะ turn-on แล้ว จะต้องไม่เกินพิกัดกระแสสูงสุดของทรานซิสเตอร์ ในการลดค่ากระแสเริ่มต้นจากการคายประจุทำได้โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำค่าต่ำๆ อนุกรมกับตัวต้านทานสับเบอร์ดึง จะทำให้เกิดการออสซิลเลทของกระแสแบบโอเวอร์แดมป์ (over damped) ในขณะ turn-on

การออกแบบวงจรสับเบอร์ดึงคือการหาค่า R และ C ที่ใช้ในวงจร

เมื่อ $I_m = 40$ A (กระแสที่กำหนดจากโครงการจริง)

$t_{\tau} = 17$ ns (ข้อมูลจาก IR 2110)

$t_{(on)min} = 120$ ns (ข้อมูลจาก IR 2110)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{จาก } C_s &= \frac{I_m t_{fi} * 2}{V_s * 9} \\ &= (40)(17 * 10^{-9})(2/9) / 140 \\ &= 1.08 \text{ nF} \end{aligned}$$

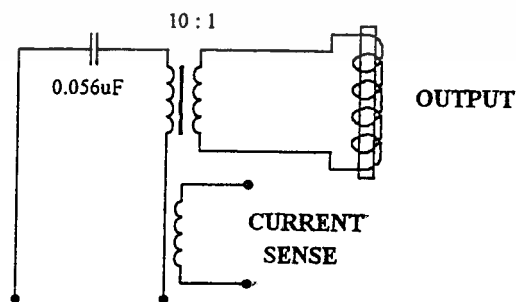
$$\text{จาก } t_{(on)min} = 5 R.C$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } R1 &= \frac{t_{(on)min}}{5C} \\ &= (120 * 10^{-9}) / 5(1.08 * 10^{-9}) \\ &= 22.22 \ \Omega \end{aligned}$$

5.7 วงจรโหลด (Load Circuit)

วงจรโหลดเป็นส่วนที่ต่อวงจรออกมาจากจุด B และ D ในส่วนจ่ายแรงดัน ซึ่งประกอบไปด้วยหม้อแปลงที่ใช้ส่งถ่ายพลังงานจากคอนเวอร์เตอร์ไปยังขดลวดความร้อน สัญญาณที่เข้ามาเป็นสัญญาณที่มีความถี่สูงที่ได้มาจากคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงต้องใช้แกนเฟอร์ไรต์ (ferrite) และจะต้องระวังเรื่องการอิ่มตัวของแกน (core saturation) ด้วย ขดลวดด้านปฐมภูมิจะต่อเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม (series resonant) เพื่อให้เกิดกระแสสูงสุดทางขดลวดด้านทุติยภูมิ ขดลวดทุติยภูมิจะมีกระแสไหลสูงมากและถูกเชื่อมต่อเข้ากับขดลวดความร้อน ซึ่งจะเป็นตัวสร้างสนามแม่เหล็กเข้าไปในเนื้อเหล็กเพื่อให้เกิดความร้อนสูงในเวลาอันรวดเร็ว

สำหรับหม้อแปลงตัวนี้ขดลวดทางด้านทุติยภูมิจะพันรอบไว้เรื่อยๆ โดยโครงงานนี้จะพันเอาไว้ 1 รอบเท่านั้น เพื่อต้องการให้กระแสไหลในขดลวดทุติยภูมิสูงๆ และจ่ายกำลังให้แก่ขดลวดความร้อนมากที่สุด และเพื่อให้เกิดความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กที่สูงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำความร้อนที่ดี ส่วนแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ในปริยญาณพนธ์นี้ใช้เป็นแกนเฟอร์ไรต์แบบ U-CORE ขนาด 60 มิลลิเมตร



รูปที่ 5.23 แสดงการต่อวงจรโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเหตุผลที่กล่าวมาข้างต้น การพันขดลวด ควรพันให้แน่นเพื่อป้องกันการสูญเสียที่เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) สำหรับปัญหาในการทดลองที่เกิดขึ้นคือ ขดลวดทางด้านทุติยภูมิจะมีกระแสไหลสูงมาก เพราะฉะนั้นลวดที่ใช้จะต้องเป็นลวดที่ใหญ่จึงทำให้พันค่อนข้างยาก สำหรับโครงการนี้ใช้ลวดอบน้ำยาเบอร์ 22 ตีเกลียวจำนวน 8 เส้นสำหรับขดปฐมภูมิ และเบอร์ 29 จำนวน 200 เส้นสำหรับขดทุติยภูมิ โดยมีอัตราส่วนเท่ากับ 10 : 1

สำหรับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโวลต์นี้สามารถหาได้จากความสัมพันธ์

$$f_0 = 1 / [2\pi(L.C)^{1/2}]$$

โดยที่ f_0 คือ ความถี่ที่สภาวะเรโซแนนซ์ (resonant frequency)

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดค้ำปฐมภูมิ

C คือ ตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดเรโซแนนซ์

สำหรับขดลวดความร้อนนั้นจะเป็นตัวสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อจ่ายให้กับชิ้นงานที่ต้องการทำให้ร้อนและเป็นตัวกำหนดจุดที่จะทำผิวแข็ง ดังนั้นขดลวดความร้อนจะต้องสร้างให้มีขนาดเหมาะสมกับชิ้นงาน ในการคำนวณออกแบบสามารถหาค่าต่างๆได้โดยการกำหนดเงื่อนไข แต่ในทางปฏิบัตินั้นยังมีปัญหาอีกมาก และยังมีค่าต่างๆอีกที่ไม่สามารถหาได้เช่น ค่าความต้านทานของหน้าสัมผัสที่จุดต่อต่างๆค่าความเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กรั่วไหลของสายไฟ ค่าความเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กรั่วไหลของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ซึ่งเป็นตัวจำกัดกระแสที่จ่ายมาสู่ขดลวดความร้อน ทำให้พลังงานที่จ่ายออกมาไม่ได้พิกัดตามต้องการ

บทที่ ๑

ผลการทดลองและบทสรุป

๑.๑ ขั้นตอนการทดลอง

ขั้นตอนการทดลองต่างๆมีดังนี้

1. ปรับความถี่จากภาคออสซิลเลเตอร์ไว้ที่ประมาณ 100 กิโลเฮิร์ต
2. ปรับเคปโทมไว้คงที่ที่ 10%
3. ทดลองป้อนแรงดันไฟสลับที่อินพุท (input ac. voltage) เริ่มจาก 30 โวลต์
4. ใช้มิเตอร์วัดกระแสไฟสลับที่อินพุท บันทึกผล
5. ใช้สโคปวัดรูปคลื่นตามจุดต่างๆ บันทึกผล
6. ทดลองนำชิ้นงานใส่ในคอกซ์เอาท์พุท และเริ่มจับเวลาจนกระทั่งชิ้นงานร้อนเป็นสีแดง
7. ใช้มิเตอร์วัดกระแสไฟสลับที่อินพุทอีกครั้ง บันทึกผล
8. ใช้สโคปวัดรูปคลื่นตามจุดต่างๆ บันทึกผลอีกครั้ง
9. ปรับแรงดันไฟสลับที่อินพุทให้เพิ่มขึ้นครั้งละ 10 โวลต์
10. ทำซ้ำตั้งแต่ข้อ 4 จนถึงข้อ 9
11. ทดลองเปลี่ยนขนาดชิ้นงานหลายๆขนาด แล้วทดลองซ้ำ บันทึกผล

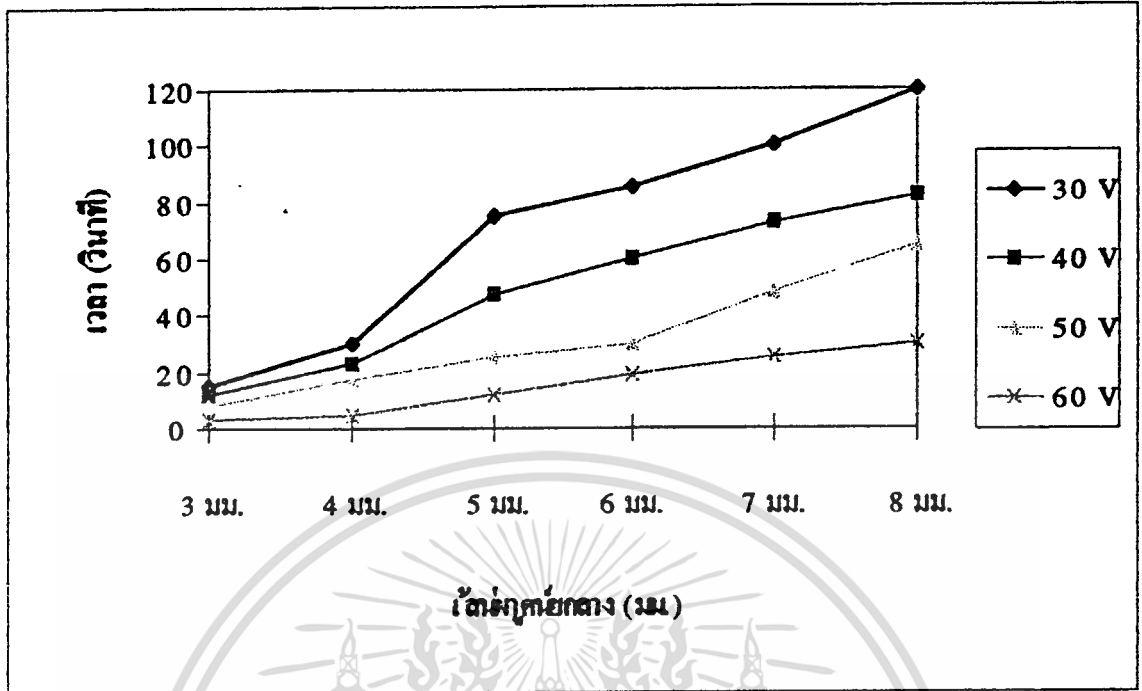
6.2 ผลการทดลอง

| Vin (Vac) | จุดที่วัด | ขนาดออกส่วาน (ชิ้นงาน) | | | | | |
|-----------------------------|-----------------------------|---------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | | Ø = 3 มม. | Ø = 4 มม. | Ø = 5 มม. | Ø = 6 มม. | Ø = 7 มม. | Ø = 8 มม. |
| 30 | I _{in} (no load) | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 |
| | I _{in} (full load) | 5 | 4.6 | 4.2 | 3.8 | 3.7 | 3.6 |
| | ใช้เวลา (วินาที) | 15 | 30 | 75 | 85 | 100 | 120 |
| | V _L (no load) | 1800 | 1800 | 1800 | 1800 | 1800 | 1800 |
| | V _L (ful load) | 1600 | 1500 | 1000 | 800 | 700 | 600 |
| | V _C (no load) | 1800 | 1800 | 1800 | 1800 | 1800 | 1800 |
| | V _C (full load) | 1600 | 1500 | 1000 | 800 | 700 | 600 |
| | 40 | I _{in} (no load) | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 |
| I _{in} (full load) | | 6 | 5.7 | 5.3 | 4.9 | 4.6 | 4.4 |
| ใช้เวลา (วินาที) | | 12 | 23 | 47 | 60 | 73 | 82 |
| V _L (no load) | | 2200 | 2200 | 2200 | 2200 | 2200 | 2200 |
| V _L (ful load) | | 1800 | 1600 | 1500 | 1300 | 1200 | 1000 |
| V _C (no load) | | 2200 | 2200 | 2200 | 2200 | 2200 | 2200 |
| V _C (full load) | | 1800 | 1600 | 1500 | 1300 | 1200 | 1000 |

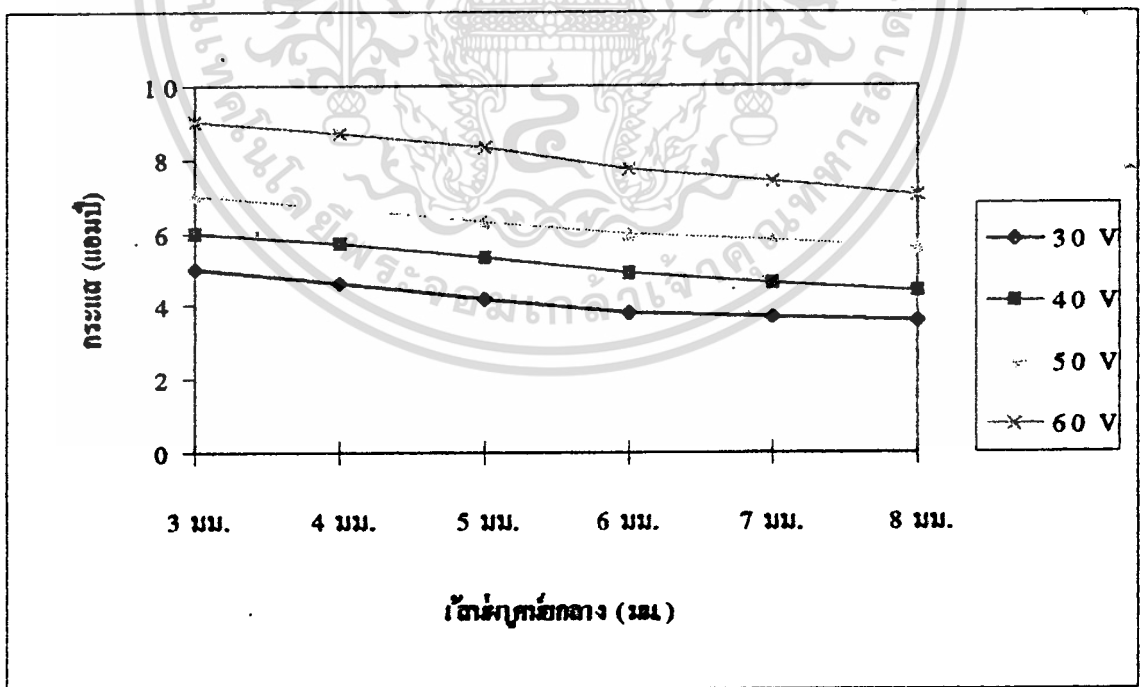
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| V _{in} (Vac) | จุดที่วัด | ขนาดดอกสว่าน (ชิ้นงาน) | | | | | |
|-----------------------------|-----------------------------|---------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | | Ø = 3 มม. | Ø = 4 มม. | Ø = 5 มม. | Ø = 6 มม. | Ø = 7 มม. | Ø = 8 มม. |
| 50 | I _{in} (no load) | 9 | 9 | 9 | 9 | 9 | 9 |
| | I _{in} (full load) | 7 | 6.7 | 6.3 | 6 | 5.8 | 5.6 |
| | ใช้เวลา (วินาที) | 8 | 17 | 25 | 30 | 48 | 65 |
| | V _L (no load) | 2500 | 2500 | 2500 | 2500 | 2500 | 2500 |
| | V _L (ful load) | 2000 | 1800 | 1600 | 1500 | 1400 | 1200 |
| | V _C (no load) | 2500 | 2500 | 2500 | 2500 | 2500 | 2500 |
| | V _C (full load) | 2000 | 1800 | 1600 | 1500 | 1400 | 1200 |
| | 60 | I _{in} (no load) | 11 | 11 | 11 | 11 | 11 |
| I _{in} (full load) | | 9 | 8.7 | 8.3 | 7.7 | 7.4 | 7 |
| ใช้เวลา (วินาที) | | 3 | 5 | 12 | 19 | 25 | 30 |
| V _L (no load) | | 3000 | 3000 | 3000 | 3000 | 3000 | 3000 |
| V _L (ful load) | | 2700 | 2500 | 2300 | 1900 | 1700 | 1500 |
| V _C (no load) | | 3000 | 3000 | 3000 | 3000 | 3000 | 3000 |
| V _C (full load) | | 2700 | 2500 | 2300 | 1900 | 1700 | 1500 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

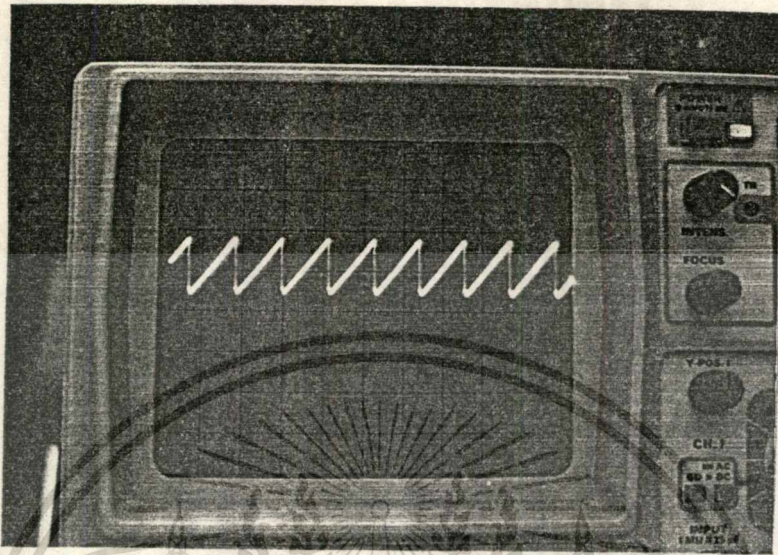


กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงในขณะที่ป้อน Vin ค่าต่างๆ

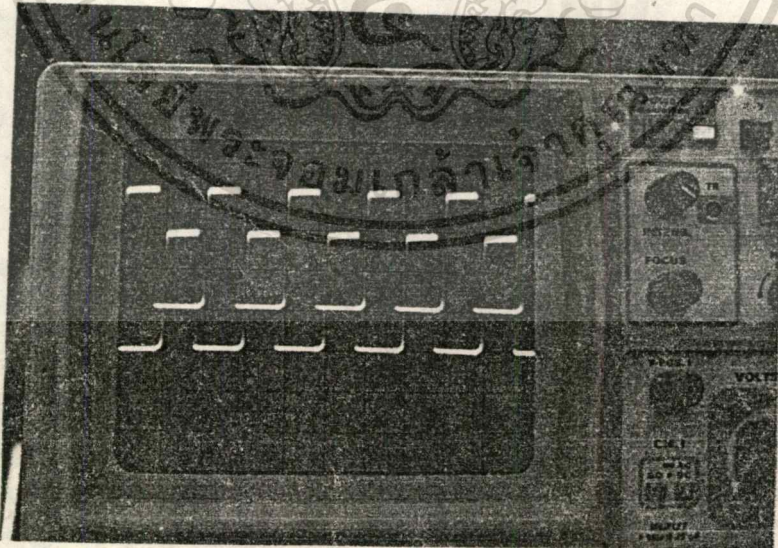


กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแศที่อินพุทในขณะที่ป้อน Vin ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



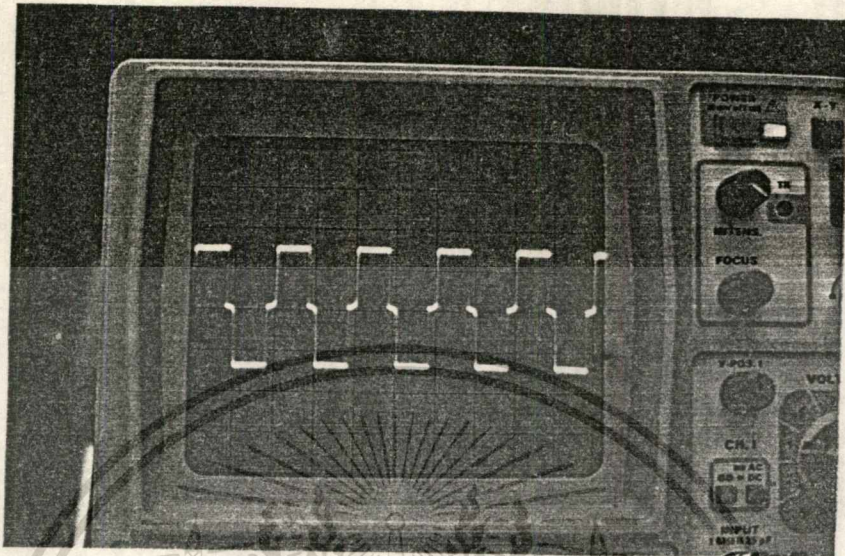
รูปที่ 6.1 รูปคลื่นสัญญาณแรมปี
(VOLTS/DIV. = 2 V , TIME/DIV. = 5 μ s)



รูปที่ 6.2 รูปคลื่นที่เอาท์พุทของ SG 3526

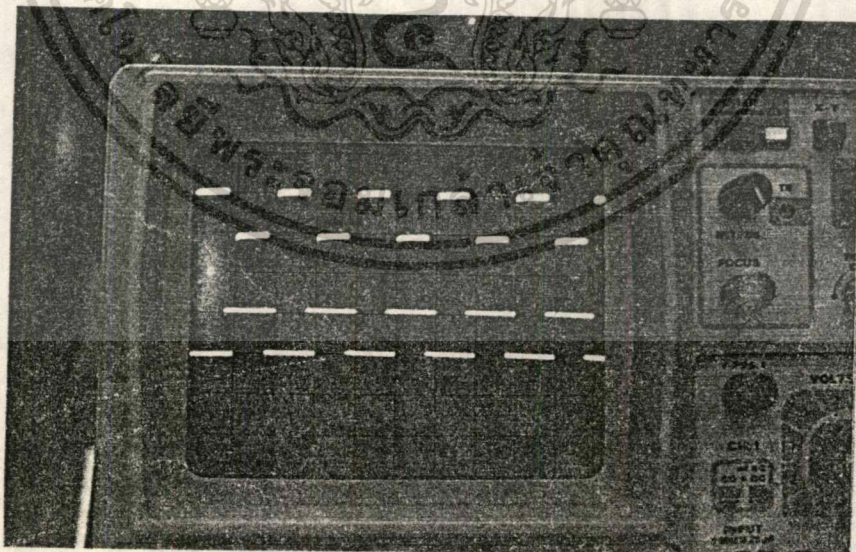
(VOLTS/DIV. = 5 V , TIME/DIV. = 5 μ s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 รูปคลื่นที่เอาท์พุทของ SG-3526

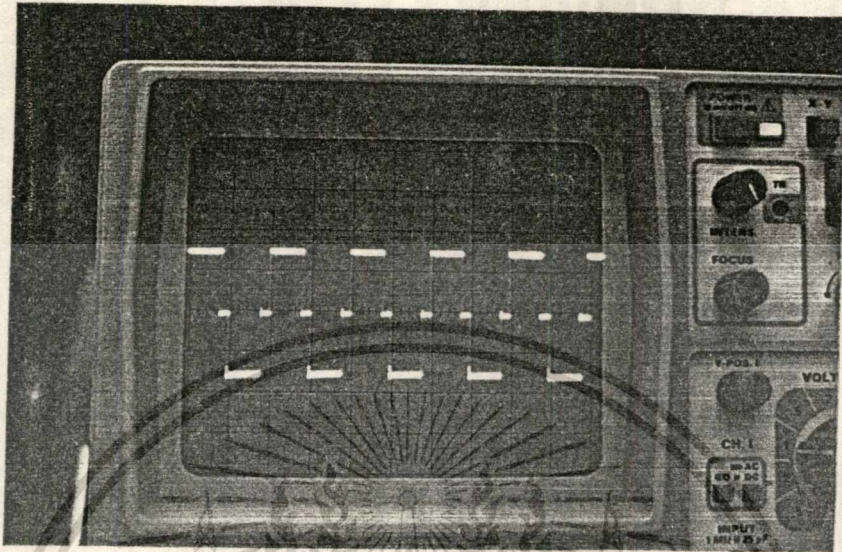
(VOLTS/DIV. = 10 V , TIME/DIV. = 5 μ s)



รูปที่ 6.4 รูปคลื่นที่เอาท์พุทของ IR2110

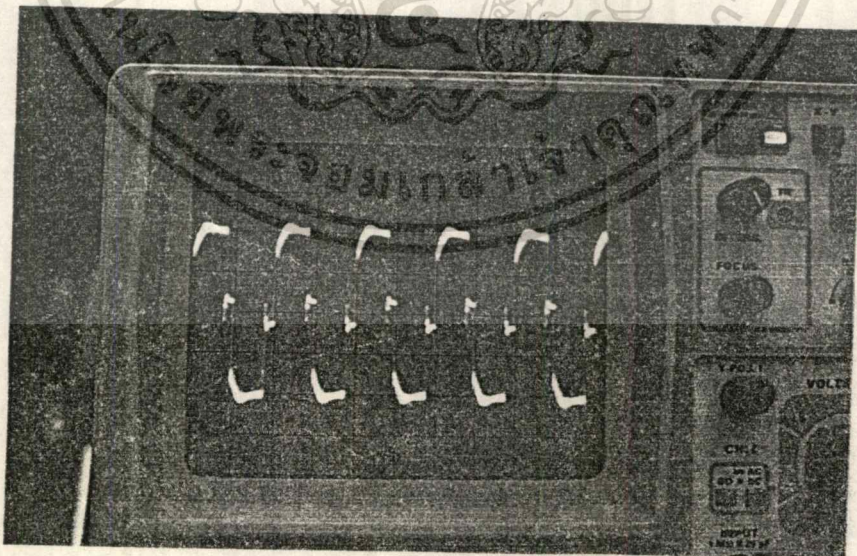
(VOLTS/DIV. = 5 V , TIME/DIV. = 5 μ s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5 รูปคลื่นที่เอาท์พุทของ IR2110

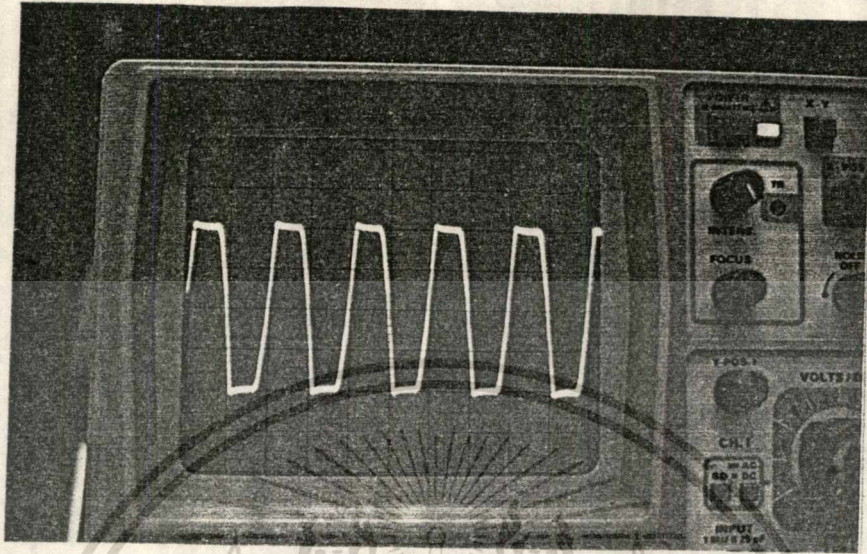
(VOLTS/DIV. = 10 V , TIME/DIV. = 5 μ s)



รูปที่ 6.6 รูปคลื่นก่อนเข้าหม้อแปลงพัลส์

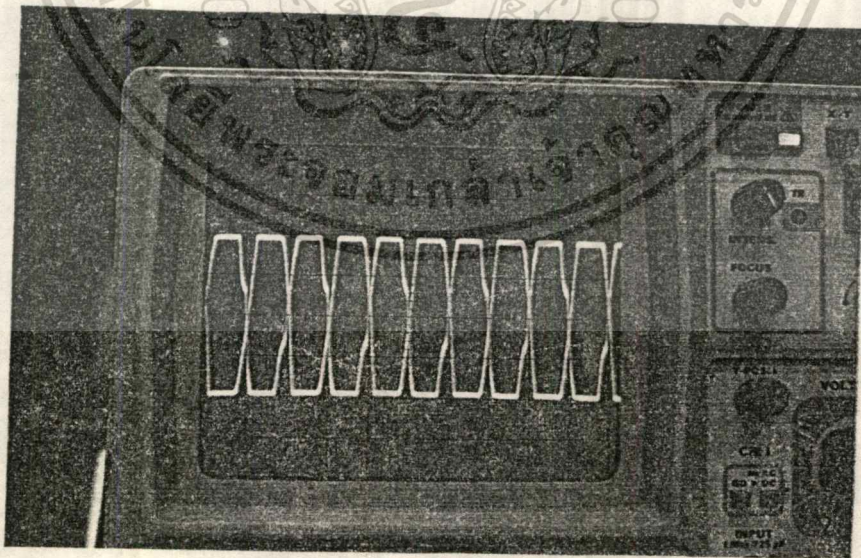
(VOLTS/DIV = 5 V , TIME/DIV. = 5 μ s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.7 รูปคลื่นหลังหม้อแปลงพัลส์

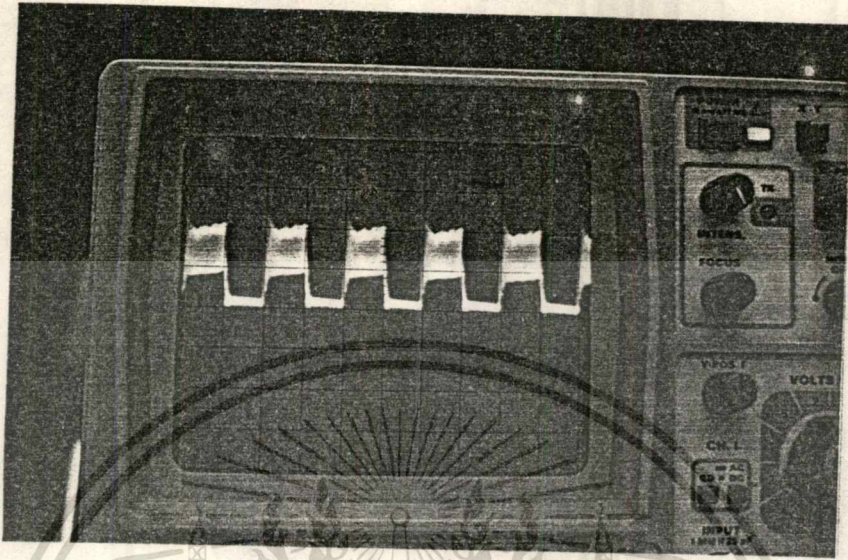
(VOLTS/DIV. = 5 V , TIME/DIV. = 5 μ s)



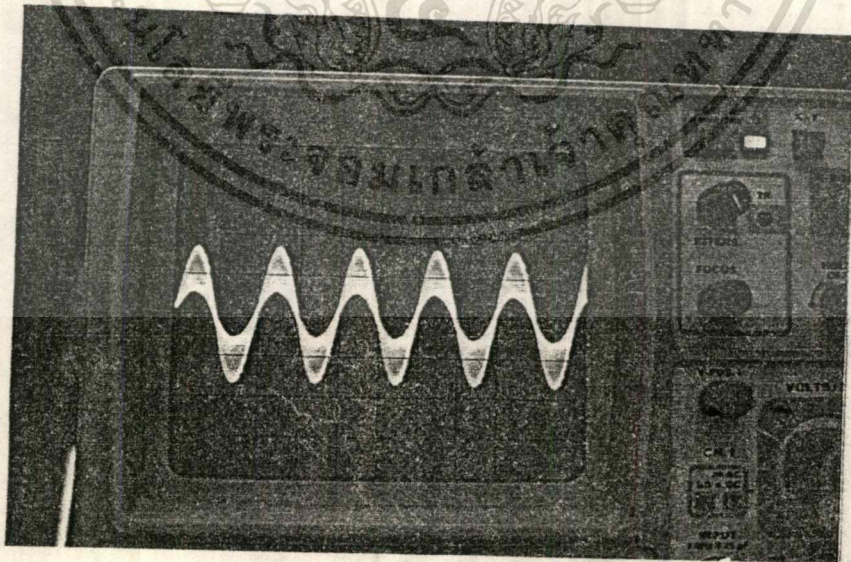
รูปที่ 6.8 รูปคลื่นที่ขาเกต-ซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต (คร่อมซีเนอร์ไดโอดทั้งสองตัว)

(VOLTS/DIV. = 5 V , TIME/DIV. = 5 μ s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

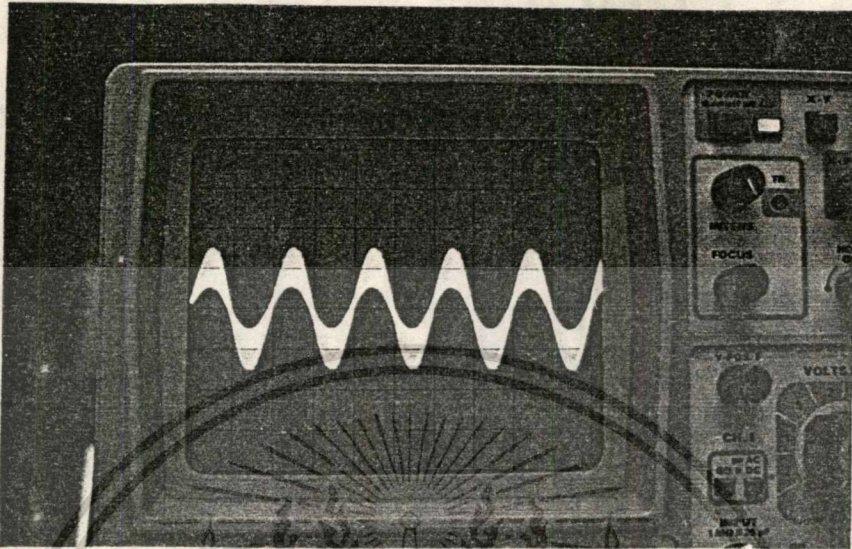


รูปที่ 6.9 รูปคลื่นที่ขาแคทริน-ซอร์สของเพาเวอร์เลเซอร์ ($V_{in} = 30 \text{ V}$, $I_{in} = 5 \text{ A}$)
 ($\text{VOLTS/DIV.} = 20 \text{ V}$, $\text{TIME/DIV.} = 5 \mu\text{s}$)

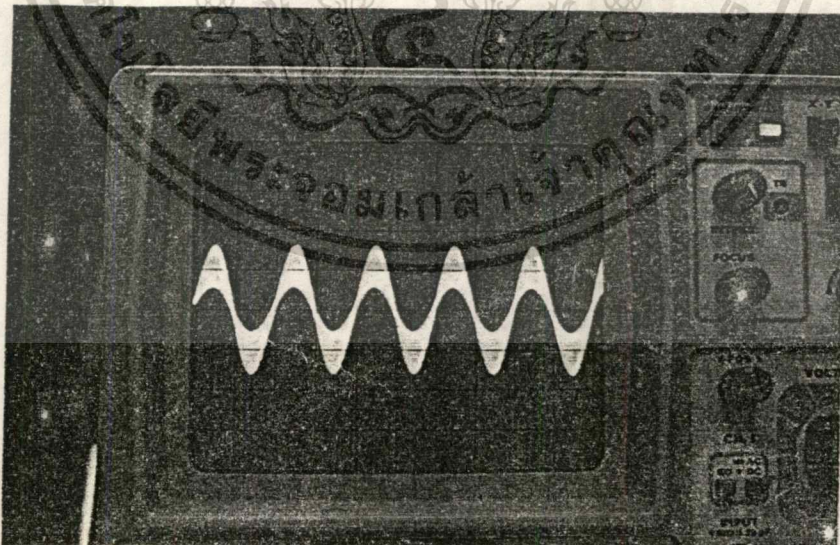


รูปที่ 6.10 รูปคลื่น V_L ขณะไม่มีโหลด ($V_{in} = 30 \text{ V}$, $I_{in} = 5 \text{ A}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ($\text{VOLTS/DIV.} = 500 \text{ V}$, $\text{TIME/DIV.} = 5 \mu\text{s}$) ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

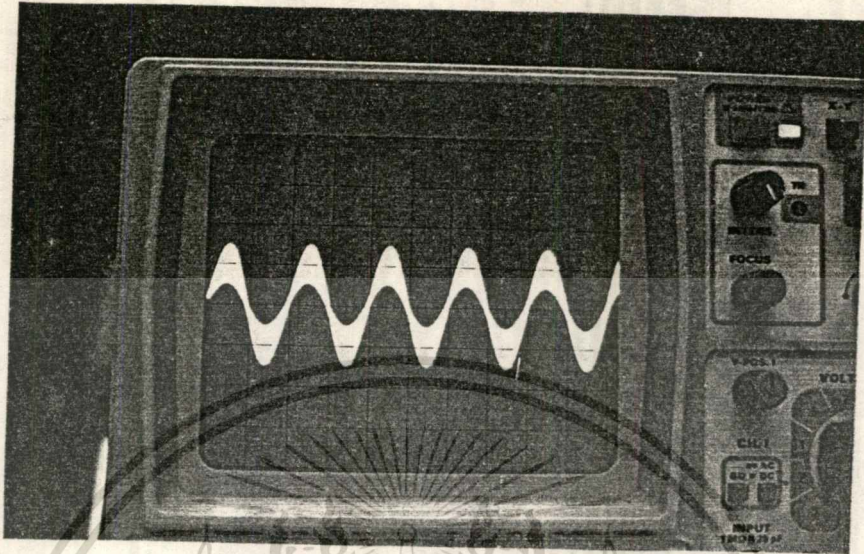


รูปที่ 6.11 รูปคลื่น V_L ขณะมีโหลด ($V_{in} = 30 \text{ V}$, $I_{in} = 5 \text{ A}$)
(VOLTS/DIV. = 500 V, TIME/DIV. = 5 μs)

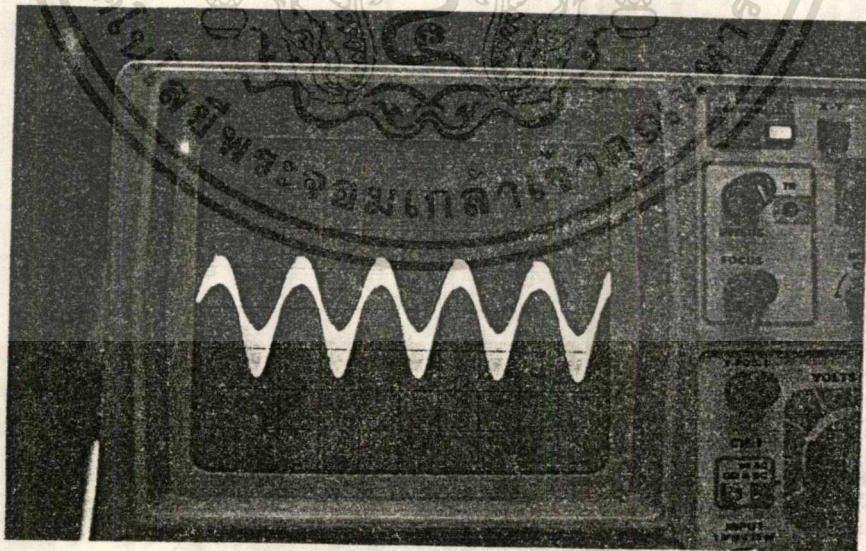


รูปที่ 6.12 รูปคลื่น V_C ขณะไม่มีโหลด ($V_{in} = 30 \text{ V}$, $I_{in} = 5 \text{ A}$)
(VOLTS/DIV. = 500 V, TIME/DIV. = 5 μs)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



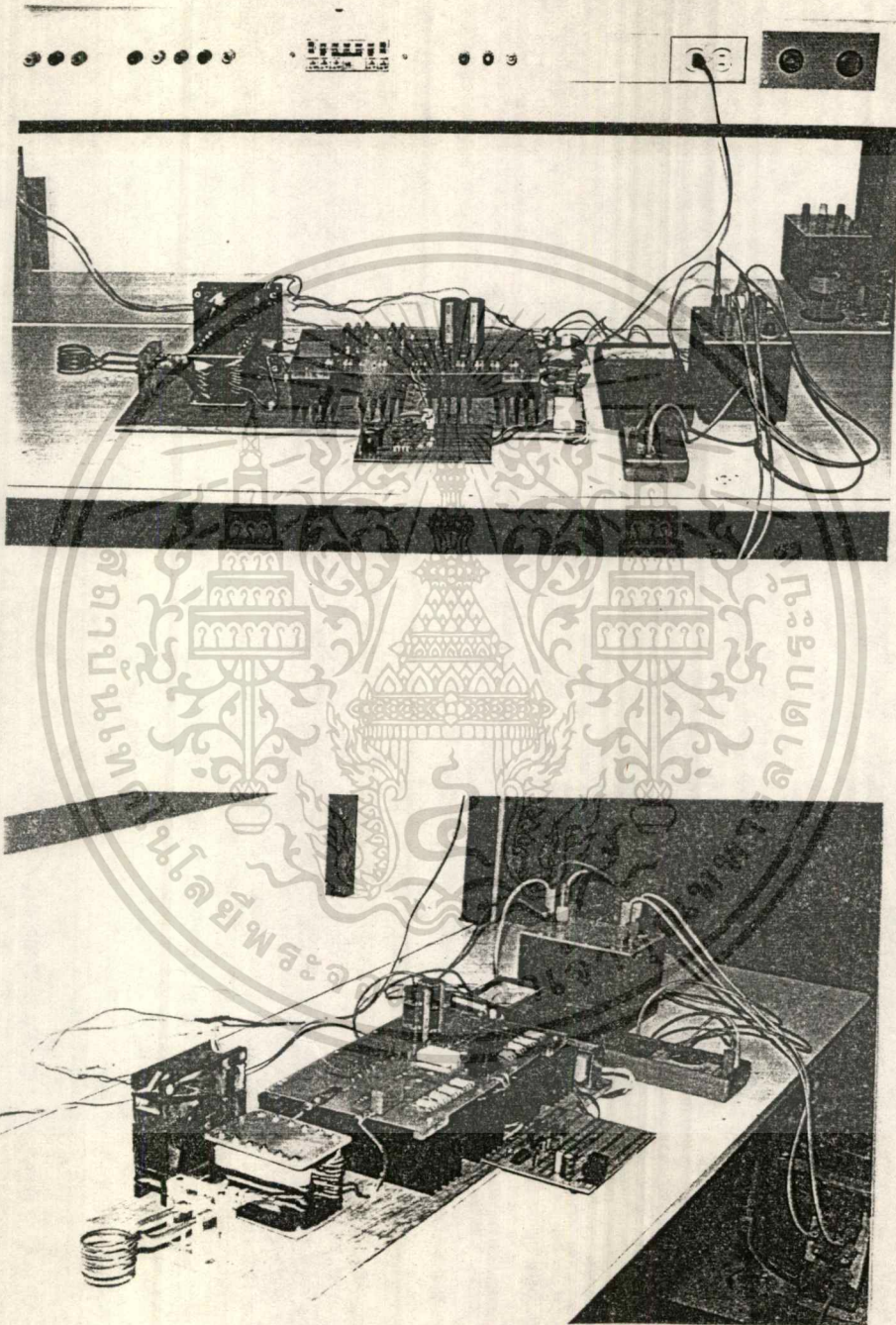
รูปที่ 6.13 รูปคลื่น V_C ขณะมีโหลด ($V_{in} = 30 \text{ V}$, $I_{in} = 5 \text{ A}$)
(VOLTS/DIV. = 500 V, TIME/DIV. = 5 μs)



รูปที่ 6.14 รูปคลื่นของกระแสที่อินพุท (วัดจาก current probe)

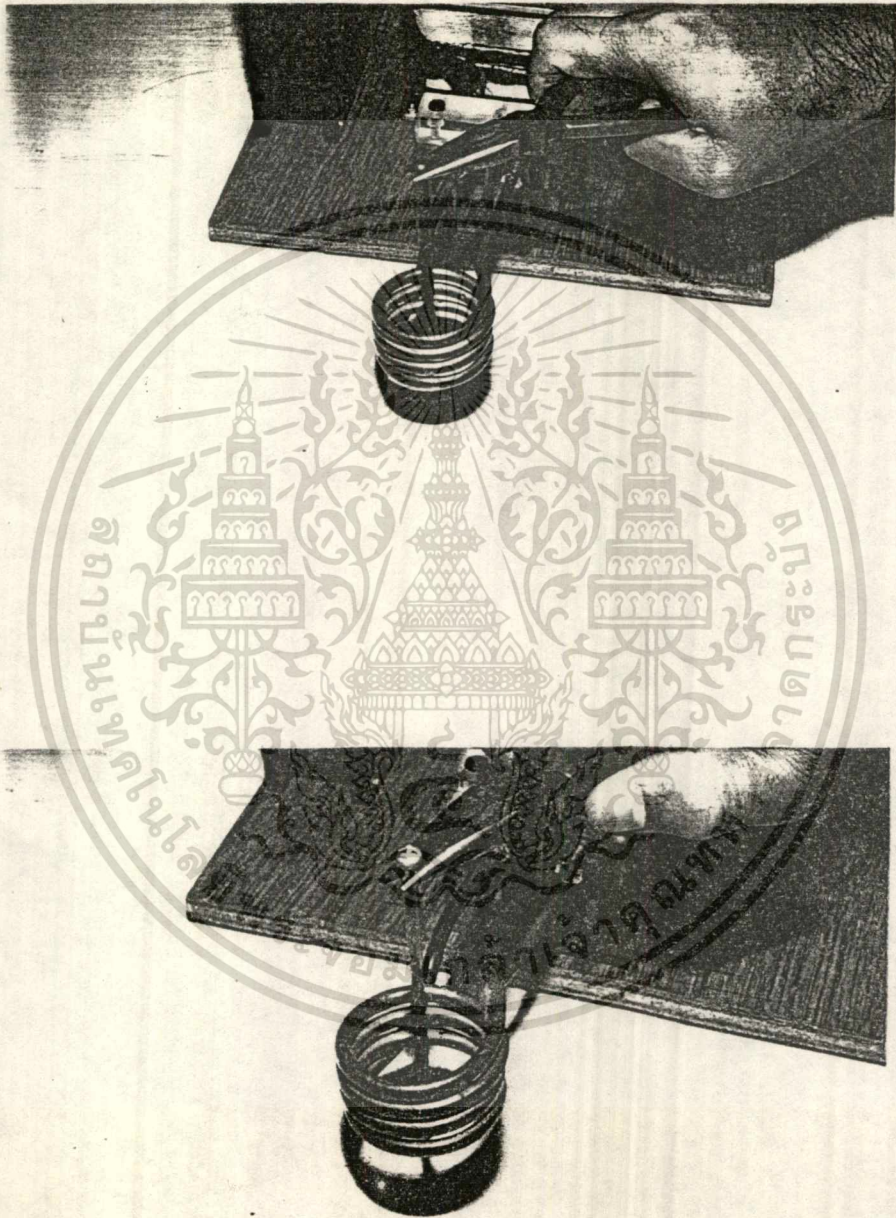
($V_{in} = 30 \text{ V}$, $I_{in} = 5 \text{ A}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.15 รูปทั่วไปของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.16 รูปแสดงชิ้นงานในขณะที่ทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| Annealing colours | อุณหภูมิ °C |
|---------------------|-------------------------|
| Dark brown | 550 |
| Brownish-red | 630 |
| Dark red | 680 |
| Dark cherry red | 740 |
| Cherry red | 780 |
| Light cherry red | 810 |
| Light red | 850 |
| Very light red | 900 |
| Yellowish-red | 950 |
| Light yellowish-red | 1000 |
| Yellow | 1100 |
| Light yellow | 1200 |
| Yellowish-white | 1300 หรือ สูงกว่า |

รูปที่ 6.17 รูปเปรียบเทียบความร้อนที่อุณหภูมิต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.3 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลอง ที่แรงดันอินพุตเท่ากันเมื่อใช้ชิ้นงานขนาดเล็กสามารถทำให้ชิ้นงานร้อนเป็นสีแดงได้อย่างรวดเร็ว แต่ถ้าชิ้นงานมีขนาดใหญ่จะต้องใช้เวลานานกว่าชิ้นงานขนาดเล็ก ถ้าเพิ่มแรงดันอินพุตมากขึ้นจะทำให้ชิ้นงานร้อนได้เร็วขึ้นเนื่องจากมีกระแสไหลเพิ่มมากขึ้น เมื่อใช้กระแสมากขึ้นผลที่จะเกิดตามมาก็คือ ขดลวดทุกขดขุมที่มีหม้อแปลงเอาต์พุตจะเกิดความร้อนสูงและอาจทำให้ไหม้ได้และจะส่งผลให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อนตามไปด้วย ทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น ประสิทธิภาพรวมของระบบจะต่ำลง

ข้อควรระวังในการทดลองคือ ในการนำชิ้นงานเข้าทดลองจะต้องระวังไม่ให้เกิดการชอร์ตของคอยล์เอาต์พุต เพราะอาจทำให้เครื่องเสียหายได้

8.4 ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

ปัญหาที่เกิดขึ้น

1. เมื่อเหล็กร้อนจะทำให้อุณหภูมิรอบข้างสูงตามไปด้วย โดยเฉพาะจะส่งผลกลับมายังคอยล์เอาต์พุตและขดขุมขุมที่มีหม้อแปลงเอาต์พุตร้อนตามไปด้วย ทำให้ทดลองได้ไม่นานมาก

2. กระแสที่ไหลในขดขุมขุมที่มีหม้อแปลงเอาต์พุตมีค่าสูงมากและเป็นกระแสที่สวิต จึงทำให้ลวดที่ขดขุมขุมร้อน

3. เมื่อเครื่องทำงานที่แรงดันอินพุตสูง แรงดันตกคร่อม C ที่วงจรรีโชนแอมป์จะมีค่าสูงมากเกินกว่าที่ C จะทนได้

4. อาจเกิดการชอร์ตของคอยล์เอาต์พุตได้ขณะนำชิ้นงานเข้าทดลอง

แนวทางแก้ไข

1. ใช้น้ำเลี้ยงภายในคอยล์เอาต์พุตตลอดเวลา (cooling) เพื่อลดความร้อนที่เกิดขึ้น

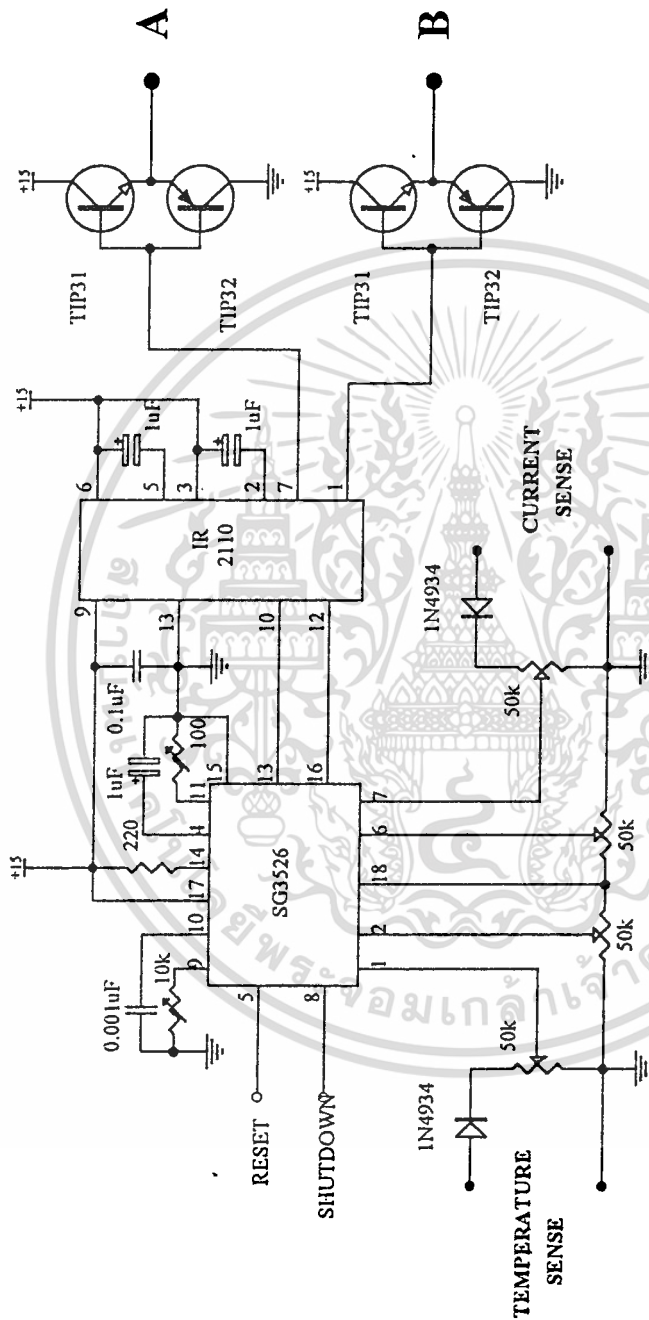
2. ใช้ลวดเส้นเล็กๆหลายๆเส้น พันที่ขดขุมขุมเพื่อเพิ่มพื้นที่ผิวให้กระแสไหลได้มากขึ้น และเพิ่มจำนวนเส้นให้มากขึ้นอีกถ้ากระแสสูง

3. ใช้วิธีค่อนขุมและขานเข้าไป เพื่อเพิ่มอัตราทนแรงดันให้มากขึ้นและไม่ทำให้ค่าความจุเปลี่ยนไป แต่ต้องระวังขีดเรื่องจำกัดด้วยเมื่อใช้แรงดันอินพุตสูงมากๆ

4. หลีกเลี่ยงเอาต์พุตเพื่อป้องกันการชอร์ต

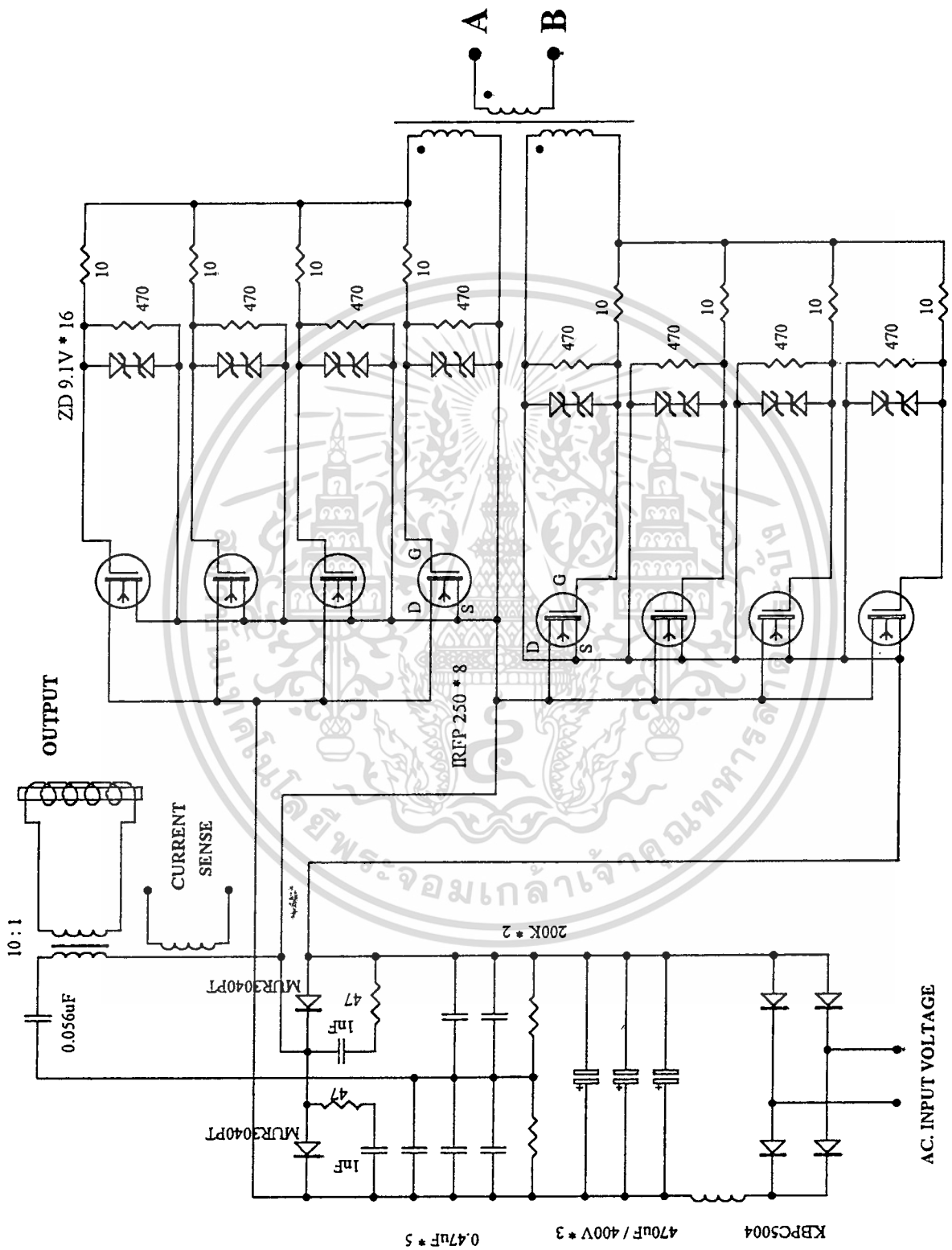


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CONTROL CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ในการทำปริญญานิพนธ์ครั้งนี้ จะสำเร็จลุล่วงไปไม่ได้หากขาดการให้ความร่วมมือช่วยเหลือจากบุคคลต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ทุกท่าน รวมถึงบิดามารดา พี่ๆ เพื่อนๆ ที่คอยให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณอาจารย์สมศักดิ์ เชียรศิริกุล และอาจารย์ทุกท่านที่ได้กรุณาให้ข้อเสนอแนะต่างๆ ในการทำเรื่องเหนี่ยวนำความร้อนนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ขอให้ท่านอาจารย์มีสุขภาพดี แข็งแรงตลอดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. Duncan A. Grant & John Gower, "Power Mosfets theory and applications", John Wiley & sons, Singapore, 1987.
2. Henry W. Ott, "Noise reduction techniques in electronic systems", John Wiley & Sons, Singapore, 1989.
3. George Chrysis, "High frequency switching power supply", Mc. Graw-Hill, New York, 1984.
4. John Davies & Peter Simpson, "Induction Heating handbook", Mc. Graw-Hill, London, 1979.
5. Muhammad H. Rashid, "Power electronics circuit device and application", Prentice-Hall, New Jersey, 1993.
6. Simpson, "Induction Heating coil and system design", Mc. Graw-Hill, New York, 1960.
7. Motorola, "Power Mosfet transistor data", 1989.
8. Signetics, "Signetics linear products", 1987.
9. สมเกียรติ สุขเดช, "สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 228หน้า, 2535
10. วิโรจน์ แซ่โซว, "หีบมอสเฟตมาใช้งาน ตอนที่4 : การขั้มมอสเฟตกำลัง", วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, ฉบับที่ 140, 2537, หน้า106-113.



**SG1526
SG2526
SG3526**

PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

The SG1526 is a high performance pulse width modulator integrated circuit intended for fixed frequency switching regulators and other power control applications.

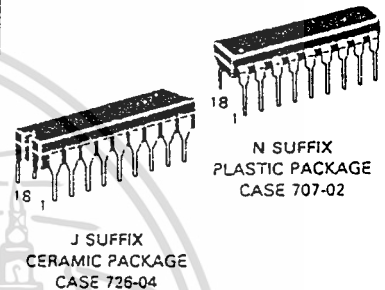
Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

Additional protective features include soft start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, adjustable dead time and a data latch for single pulse metering. All digital control ports are TTL and 8-series CMOS compatible. Active low logic design allows easy wired-OR connections for maximum flexibility. The versatility of this device enables implementation in single-ended or push-pull switching regulators that are transformerless or transformer coupled. The SG1526 is specified over the full military junction temperature range of -55°C to $+150^{\circ}\text{C}$. The SG2526 is specified over a junction temperature range of -40°C to $+150^{\circ}\text{C}$ while the SG3526 is specified over a range of 0°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

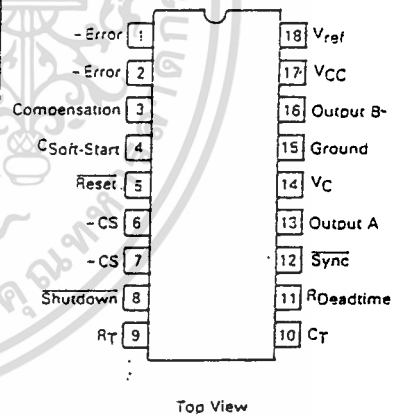
- 8.0 to 35 Volt Operation
- 5.0 Volt $\pm 1\%$ Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: ± 100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft Start
- Wide Current Limit Common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

PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

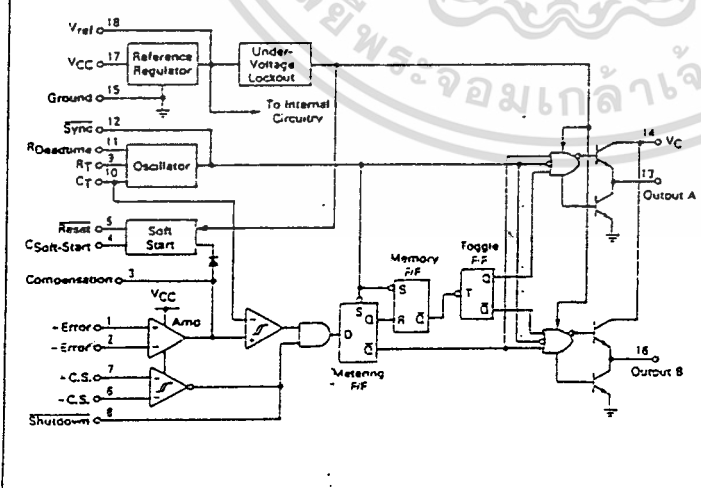
SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



PIN CONNECTIONS



BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

| Device | Junction Temperature Range | Package |
|--------------------|---------------------------------|----------------------------|
| SG1526J | -55 to $+150^{\circ}\text{C}$ | Ceramic DIP |
| SG2526J SG2526N | -40 to $+150^{\circ}\text{C}$ | Ceramic DIP Plastic DIP |
| SG3526J SG3526N | 0 to $+125^{\circ}\text{C}$ | Ceramic DIP Plastic DIP |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|---|---------------------|-------------------------|------|
| Supply Voltage | V _{CC} | +40 | Vdc |
| Collector Supply Voltage | V _C | +40 | Vdc |
| Logic Inputs | — | -0.3 to +5.5 | V |
| Analog Inputs | — | -0.3 to V _{CC} | V |
| Output Current, Source or Sink | I _O | ±200 | mA |
| Reference Load Current (V _{CC} = 40 V, Note 2) | I _{ref} | 50 | mA |
| Logic Sink Current | — | 15 | mA |
| Power Dissipation (Plastic and Ceramic Package) (Note 3) T _A = +25°C (Note 4) T _C = +25°C | P _D | 1000 3000 | mW |
| Thermal Resistance Junction to Air (Plastic and Ceramic Package) | R _{θJA} | 100 | °C/W |
| Thermal Resistance Junction to Case (Plastic and Ceramic Package) | R _{θJC} | 42 | °C/W |
| Operating Junction Temperature | T _J | -150 | °C |
| Storage Temperature Range | T _{stg} | -65 to +150 | °C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds) | T _{Solder} | ±300 | °C |

Notes:

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Characteristic | Symbol | Min | Max | Unit |
|--|------------------|-------|------|------|
| Supply Voltage | V _{CC} | +8.0 | +35 | Vdc |
| Collector Supply Voltage | V _C | +4.5 | +35 | Vdc |
| Output Sink/Source Current (Each Output) | I _O | 0 | ±100 | mA |
| Reference Load Current | I _{ref} | 0 | 20 | mA |
| Oscillator Frequency Range | f _{osc} | 0.001 | 400 | kHz |
| Oscillator Timing Resistor | R _T | 2.0 | 150 | kΩ |
| Oscillator Timing Capacitor | C _T | 0.001 | 20 | μF |
| Available Deadtime Range (40 kHz) | — | 3.0 | 50 | % |
| Operating Junction Temperature Range | T _J | -55 | +150 | °C |
| SG1526 | — | -40 | +150 | °C |
| SG2526 | — | 0 | +125 | °C |
| SG3526 | — | 0 | +125 | °C |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

| Characteristic | Symbol | SG1526/2526 | | | SG3526 | | | Unit |
|--|--|-------------|-----------|-----------|--------|-----------|-----------|------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| REFERENCE SECTION (Note 6) | | | | | | | | |
| Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$) | V_{ref} | 4.95 | 5.00 | 5.05 | 4.90 | 5.00 | 5.10 | V |
| Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$) | Reg_{line} | — | 10 | 20 | — | 10 | 30 | mV |
| Load Regulation, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$ | Reg_{load} | — | 10 | 30 | — | 10 | 50 | mV |
| Temperature Stability | $\Delta V_{ref}/\Delta T_J$ | — | 15 | — | — | 10 | — | mV |
| Total Reference Output Voltage Variation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$) | ΔV_{ref} | 4.90 | 5.00 | 5.10 | 4.85 | 5.00 | 5.15 | V |
| Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$, Note 2) | I_{SC} | 25 | 80 | 125 | 25 | 80 | 125 | mA |
| UNDERVOLTAGE LOCKOUT | | | | | | | | |
| Reset Output Voltage ($V_{ref} = +3.8\text{ V}$) | — | — | 0.2 | 0.4 | — | 0.2 | 0.4 | V |
| Reset Output Voltage ($V_{ref} = +4.8\text{ V}$) | — | 2.4 | 4.8 | — | 2.4 | 4.8 | — | V |
| OSCILLATOR SECTION (Note 7) | | | | | | | | |
| Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$) | — | — | ± 3.0 | ± 8.0 | — | ± 3.0 | ± 8.0 | % |
| Frequency Stability over Power Supply Range ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$) | $\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$ | — | 0.5 | 1.0 | — | 0.5 | 1.0 | % |
| Frequency Stability over Temperature ($\Delta T_J = T_{\text{low}}$ to T_{high}): | $\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$ | — | 4.0 | — | — | 2.0 | — | % |
| Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$) | f_{min} | — | 0.5 | — | — | 0.5 | — | Hz |
| Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$) | f_{max} | 400 | — | — | 400 | — | — | kHz |
| Sawtooth Peak Voltage ($V_{CC} = +35\text{ V}$) | $V_{osc(P)}$ | — | 3.0 | 3.5 | — | 3.0 | 3.5 | V |
| Sawtooth Valley Voltage ($V_{CC} = +8.0\text{ V}$) | $V_{osc(V)}$ | 0.45 | 0.8 | — | 0.45 | 0.8 | — | V |
| ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 8) | | | | | | | | |
| Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$) | V_{IO} | — | 2.0 | 5.0 | — | 2.0 | 10 | mV |
| Input Bias Current | I_{IB} | — | -350 | -1000 | — | -350 | -2000 | nA |
| Input Offset Current | I_{IO} | — | 35 | 100 | — | 35 | 200 | nA |
| DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$) | A_{Vol} | 64 | 72 | — | 50 | 72 | — | dB |
| High Output Voltage ($V_{Pin 1} - V_{Pin 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$) | V_{OH} | 3.6 | 4.2 | — | 3.6 | 4.2 | — | V |
| Low Output Voltage ($V_{Pin 2} - V_{Pin 1} \geq +150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$) | V_{OL} | — | 0.2 | 0.4 | — | 0.2 | 0.4 | V |
| Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$) | CMRR | 70 | 94 | — | 70 | 94 | — | dB |
| Power Supply Rejection Ratio ($+12\text{ V} \leq V_{CC} \leq +18\text{ V}$) | PSRR | 66 | 80 | — | 66 | 80 | — | dB |

Notes:

5. $T_{low} = -55^\circ\text{C}$ for SG1526
 -40°C for SG2526
 0°C for SG3526
 $T_{high} = +150^\circ\text{C}$ for SG1526/2526
 $+125^\circ\text{C}$ for SG3526
6. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.
7. $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$,
 $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\text{ }\Omega$)
8. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq -5.2\text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

| Characteristic | Symbol | SG1526/2526 | | | SG3526 | | | Unit |
|--|----------------------|-------------|------------|------------|------------|------------|------------|---------------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| PWM COMPARATOR SECTION (Note 7) | | | | | | | | |
| Minimum Duty Cycle ($V_{\text{compensation}} = +0.4 \text{ V}$) | DC_{min} | — | — | 0 | — | — | 0 | % |
| Maximum Duty Cycle ($V_{\text{compensation}} = -3.6 \text{ V}$) | DC_{max} | 45 | 49 | — | 45 | 49 | — | % |
| DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET) | | | | | | | | |
| Output Voltage — High Logic Level ($I_{\text{source}} = 40 \mu\text{A}$) | V_{OH} | 2.4 | 4.0 | — | 2.4 | 4.0 | — | V |
| Output Voltage — Low Logic Level ($I_{\text{sink}} = 3.6 \text{ mA}$) | V_{OL} | — | 0.2 | 0.4 | — | 0.2 | 0.4 | V |
| Input Current — High Logic Level ($V_{\text{IH}} = +2.4 \text{ V}$) | I_{IH} | — | -125 | -200 | — | -125 | -200 | μA |
| Input Current — Low Logic Level ($V_{\text{IL}} = +0.4 \text{ V}$) | I_{IL} | — | -225 | -360 | — | -225 | -360 | μA |
| CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 9) | | | | | | | | |
| Sense Voltage ($R_{\text{S}} \leq 50 \Omega$) | V_{sense} | 90 | 100 | 110 | 80 | 100 | 120 | mV |
| Input Bias Current | I_{IB} | — | -3.0 | -10 | — | -3.0 | -10 | μA |
| SOFT-START SECTION | | | | | | | | |
| Error Clamp Voltage (Reset = -0.4 V) | — | — | 0.1 | 0.4 | — | 0.1 | 0.4 | V |
| Soft-Start Charging Current (Reset = -2.4 V) | I_{CS} | 50 | 100 | 150 | 50 | 100 | 150 | μA |
| OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_{\text{C}} = -15 \text{ Vdc}$ unless otherwise specified) | | | | | | | | |
| Output High Level $I_{\text{source}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{source}} = 100 \text{ mA}$ | V_{OH} | 12.5 12 | 13.5 13 | — | 12.5 12 | 13.5 13 | — | V |
| Output Low Level $I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{sink}} = 100 \text{ mA}$ | V_{OL} | — | 0.2 1.2 | 0.3 2.0 | — | 0.2 1.2 | 0.3 2.0 | V |
| Collector Leakage, $V_{\text{C}} = -40 \text{ V}$ | $I_{\text{C(leak)}}$ | — | 50 | 150 | — | 50 | 150 | μA |
| Rise Time ($C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$) | t_{r} | — | 0.3 | 0.6 | — | 0.3 | 0.6 | μs |
| Fall Time ($C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$) | t_{f} | — | 0.1 | 0.2 | — | 0.1 | 0.2 | μs |
| Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{\text{CC}} = -35 \text{ V}$, $R_{\text{T}} = 4.12 \text{ k}\Omega$) | I_{CC} | — | 18 | 30 | — | 18 | 30 | mA |

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 1 — SG1526 REFERENCE STABILITY OVER TEMPERATURE

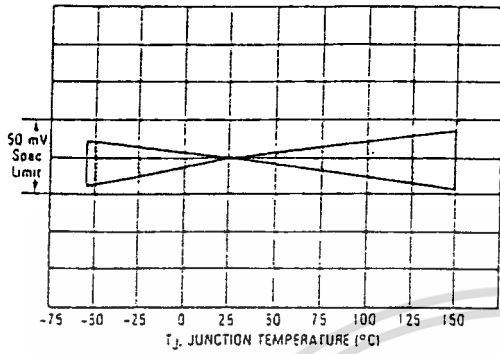


FIGURE 2 — REFERENCE VOLTAGE AS A FUNCTION SUPPLY VOLTAGE

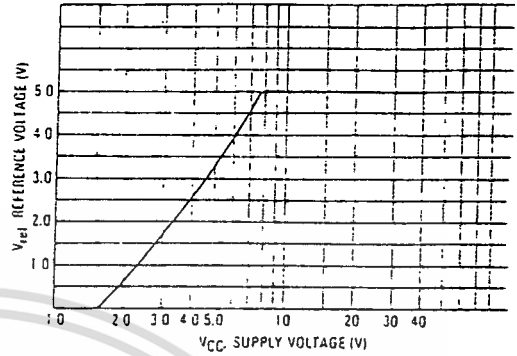


FIGURE 3 — ERROR AMPLIFIER OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

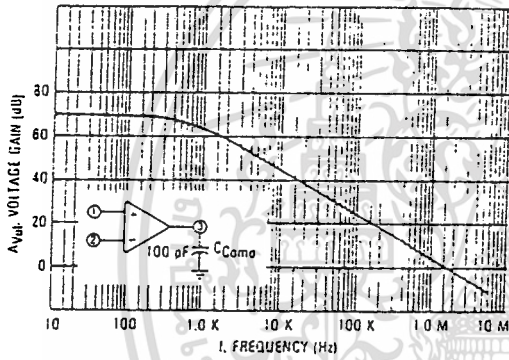


FIGURE 4 — CURRENT LIMIT COMPARATOR THRESHOLD

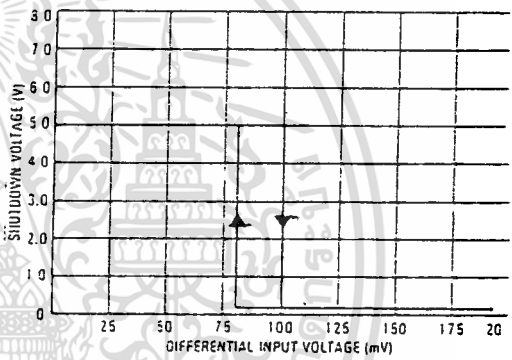


FIGURE 5 — UNDERVOLTAGE LOCKOUT CHARACTERISTIC

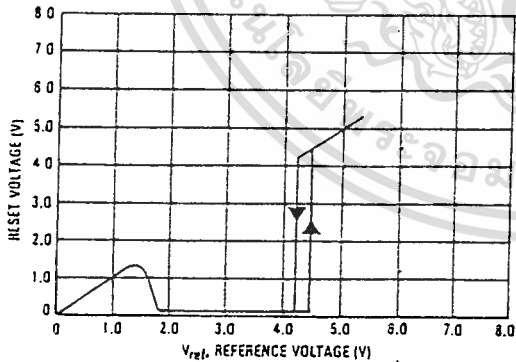
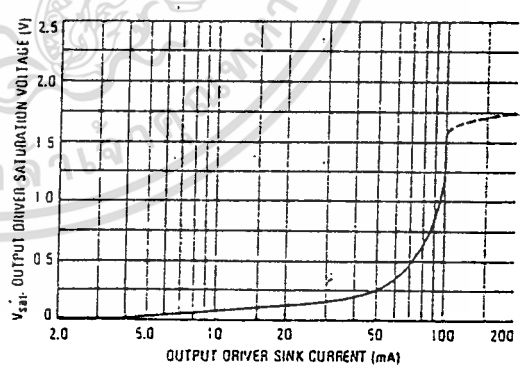


FIGURE 6 — OUTPUT DRIVER SATURATION VOLTAGE AS A FUNCTION OF SINK CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 7 — V_C SATURATION VOLTAGE AS A FUNCTION OF SINK CURRENT

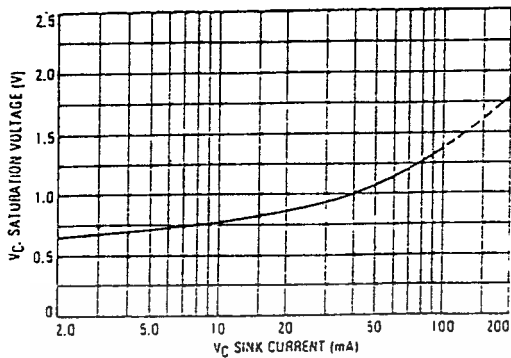


FIGURE 8 — SG1526 OSCILLATOR PERIOD

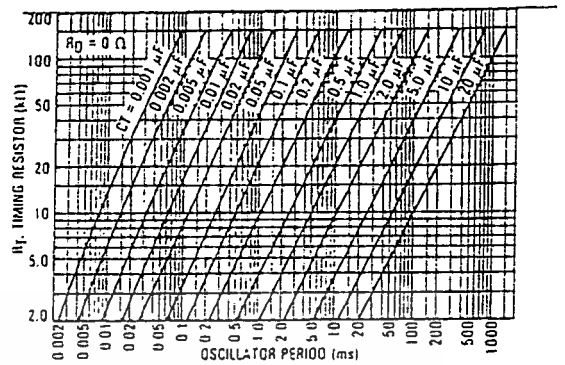


FIGURE 9 — SG1526 ERROR AMPLIFIER

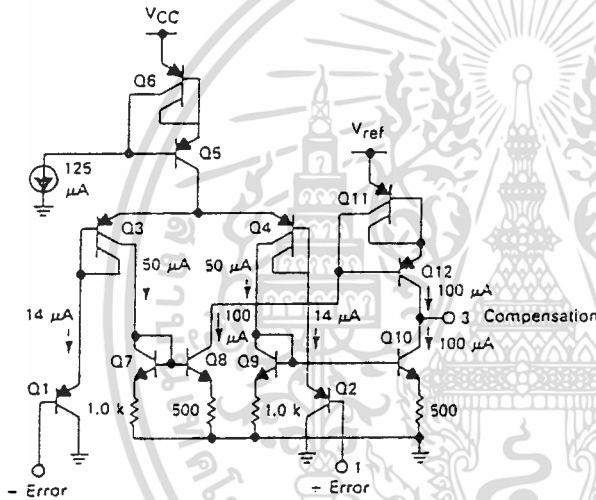


FIGURE 10 — SG1526 UNDERVOLTAGE LOCKOUT

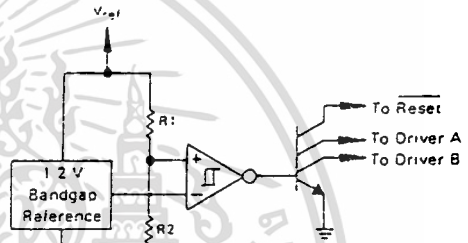
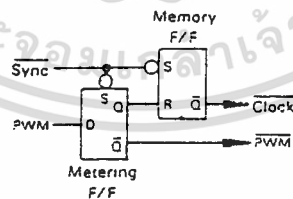


FIGURE 11 — SG1526 PULSE PROCESSING LOGIC



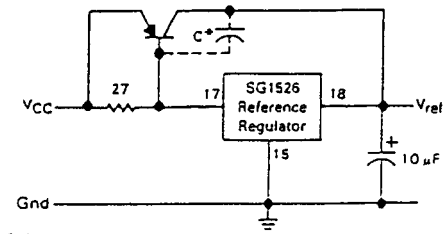
The metering FLIP-FLOP is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

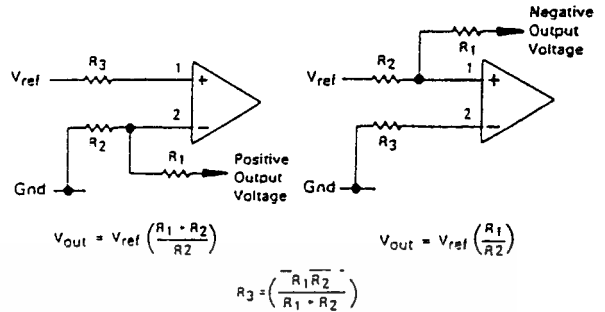
APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 12 — EXTENDING REFERENCE OUTPUT CURRENT CAPABILITY



* May be required with some types of transistors

FIGURE 13 — ERROR AMPLIFIER CONNECTIONS



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

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

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

FIGURE 14 — OSCILLATOR CONNECTIONS

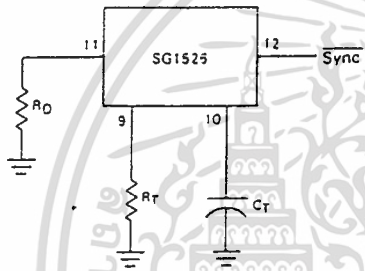
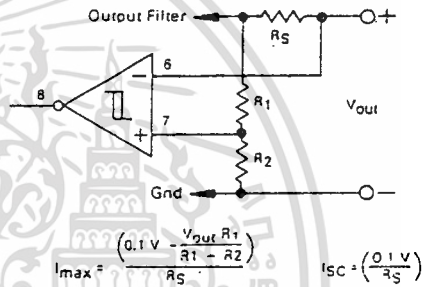


FIGURE 15 — FOLDBACK CURRENT LIMITING



$$I_{max} = \left(\frac{0.1V - V_{out} R_1}{R_1 - R_2} \right)$$

$$I_{SC} = \left(\frac{0.1V}{R_S} \right)$$

FIGURE 16 — SG1526 SOFT-START CIRCUITRY

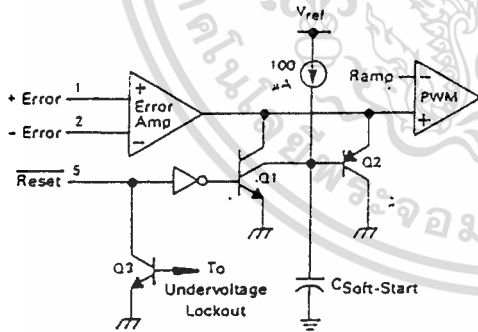
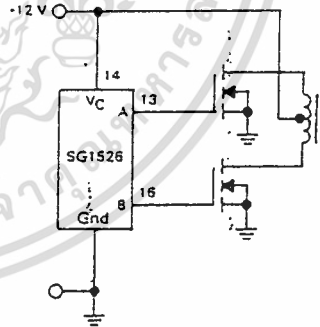


FIGURE 17 — DRIVING VMO'S POWER FETS



The totem pole output drivers of the SG1526 are ideally suited for driving the input capacitance of power FETs at high speeds.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 18 — HALF-BRIDGE CONFIGURATION

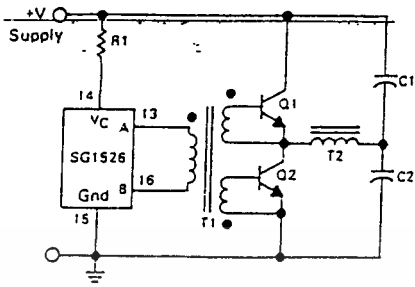
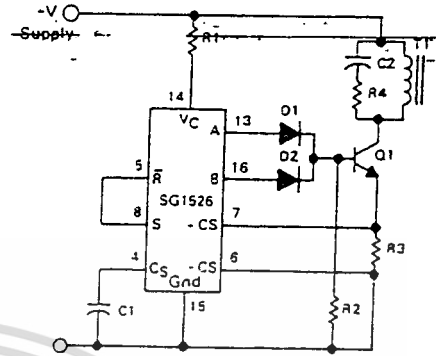


FIGURE 19 — FLYBACK CONVERTER WITH CURRENT LIMITING



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

FIGURE 20 — SINGLE-ENDED CONFIGURATION

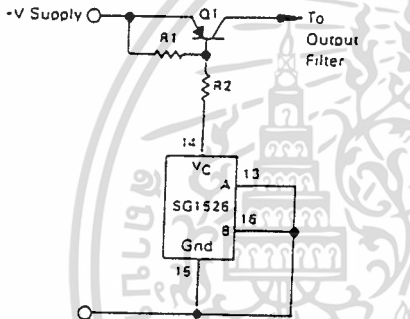
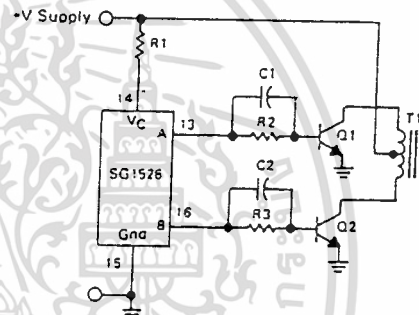


FIGURE 21 — PUSH-PULL CONFIGURATION



INTERNATIONAL RECTIFIER



HIGH VOLTAGE MOS GATE DRIVER

IR2110

General Description

The IR2110 is a high voltage, high speed MOS-gated power device driver with independent high side and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS outputs or with LSTTL outputs using pull-up resistors. Output drivers use low impedance totem-pole arrangement designed for low cross-conduction current spike. Propagation delays for the two channels are matched to simplify use in high frequency application. The floating channel can be used to drive a N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off high voltage rail up to 500 volts.

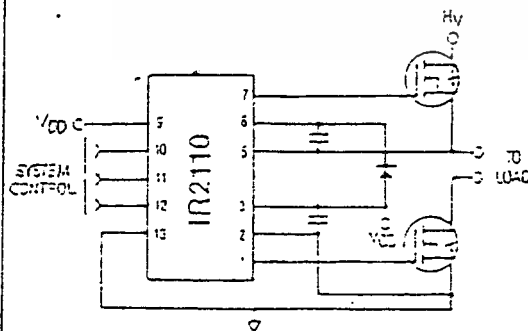
Applications

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

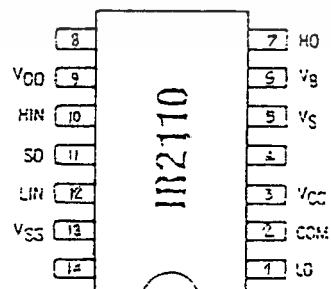
Features

- Floating supply designed for bootstrap operation
 - Operating offset range from -4 to +500V
 - dv/dt immunity rated at $\pm 50V/ns$
 - Quiescent power dissipation of 1.6mW at 15V
- Wide output operating gate drive supply range from 10 to 20V
- Separate logic supply to interface with logic signal
 - Operating supply range from 5 to 20V
 - Logic and power ground operating offset range from -5 to +5V
- CMOS Schmitt-triggered inputs with hysteresis and pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Undervoltage lockout with hysteresis for both channels
- Output totem-pole driver designed to drive MOS-gated power devices
 - Peak current capability at 2A minimum
 - Switching time of 25ns typical into 1000pF load
- Matched propagation delay time for both channels
 - Typical 120ns turn-on delay and 94ns turn-off delay
 - Maximum rated matching differential of $\pm 10ns$
- Latch immune CMOS. Withstand > 2A reverse current at I/O pins

Typical Connection



Pinout Assignment



For mechanical specifications see back page

IR2110

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

| Symbol | Parameter | Min | Max | Units | |
|--------------------|---|-----------------------|-----------------------|-------|------|
| V _B | High Side Floating Supply Absolute Voltage | -0.5 | V _S + 20 | V | |
| V _S | High Side Floating Supply Offset Voltage | — | 500 | | |
| V _{HO} | High Side Output Voltage | V _S - 0.5 | V _B - 0.5 | | |
| V _{CC} | Low Side Fixed Supply Voltage | -0.5 | 20 | | |
| V _{LO} | Low Side Output Voltage | -0.5 | V _{CC} + 0.5 | | |
| V _{DD} | Logic Supply Voltage | -0.5 | V _{SS} + 20 | | |
| V _{SS} | Logic Supply Offset Voltage | V _{CC} - 20 | V _{CC} - 0.5 | | |
| V _{IN} | Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD) | V _{SS} - 0.5 | V _{DD} - 0.5 | | |
| dV _{S/dt} | Allowable Offset Supply Voltage Transient (Fig. 16) | — | 50 | | V/ns |
| P _D | Package Power Dissipation @ T _A ≤ 25°C (Fig. 19) | — | 1.5 | | W |
| R _{thJA} | Thermal Resistance, Junction to Ambient | — | 75 | °C/W | |
| T _J | Junction Temperature | -55 | 150 | °C | |
| T _S | Storage Temperature | -55 | 150 | | |
| T _L | Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | — | 300 | | |

Recommended Operating Conditions

The Input/Output Logic Timing diagram is shown in Fig. 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Fig. 2 and 3.

| Symbol | Parameter | Min | Max | Units |
|-----------------|--|---------------------|----------------------|-------|
| V _B | High Side Floating Supply Absolute Voltage | V _S - 10 | V _S - 20 | V |
| V _S | High Side Floating Supply Offset Voltage | -4 | 500 | |
| V _{HO} | High Side Output Voltage | V _S | V _B | |
| V _{CC} | Low Side Fixed Supply Voltage | 10 | 20 | |
| V _{LO} | Low Side Output Voltage | 0 | V _{CC} | |
| V _{DD} | Logic Supply Voltage | V _{SS} - 5 | V _{SS} + 20 | |
| V _{SS} | Logic Supply Offset Voltage | -5 | 5 | |
| V _{IN} | Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD) | V _{SS} | V _{DD} | |

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_S, V_{DD}) = 15V and V_{SS} = COM unless otherwise specified.

The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit as shown in Fig. 11.

| Symbol | Parameter | T _J = 25°C | | | T _J = -55 to 150°C | | Units | Test Conditions | Reference |
|------------------------------|-------------------------------------|-----------------------|-----|-----|-------------------------------|-----|-------|---|-----------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Max | | | |
| t _{on} | Turn-On Propagation Delay | — | 120 | 150 | — | 260 | ns | V _S = 0V | Fig. 12 |
| t _{off} | Turn-Off Propagation Delay | — | 94 | 125 | — | 220 | | V _S = 500V | |
| t _{sd} | Shutdown Propagation Delay | — | 110 | 140 | — | 235 | | V _S = 500V | |
| t _r | Turn-On Rise Time | — | 25 | 35 | — | 50 | ns | C _L = 1000pF | Fig. 13 |
| t _f | Turn-Off Fall Time | — | 17 | 25 | — | 40 | | C _L = 1000pF | |
| M _{t_{on}} | Delay Matching, HS and LS Turn-On | — | — | 10 | — | — | ns | t _{H_{on}} - t _{L_{on}} | Fig. 14 |
| M _{t_{off}} | Delay Matching, HS and LS Turn-Off | — | — | 10 | — | — | | t _{H_{off}} - t _{L_{off}} | |
| D _{H_{on}} | Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On | 15 | 25 | 36 | — | — | ns | (t _{H_{on}} - t _{L_{off}}) | Fig. 15 |
| D _{L_{on}} | Deadtime, HS Turn-Off to LS Turn-On | 15 | 25 | 36 | — | — | | (t _{L_{on}} - t _{H_{off}}) | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Static Electrical Characteristics

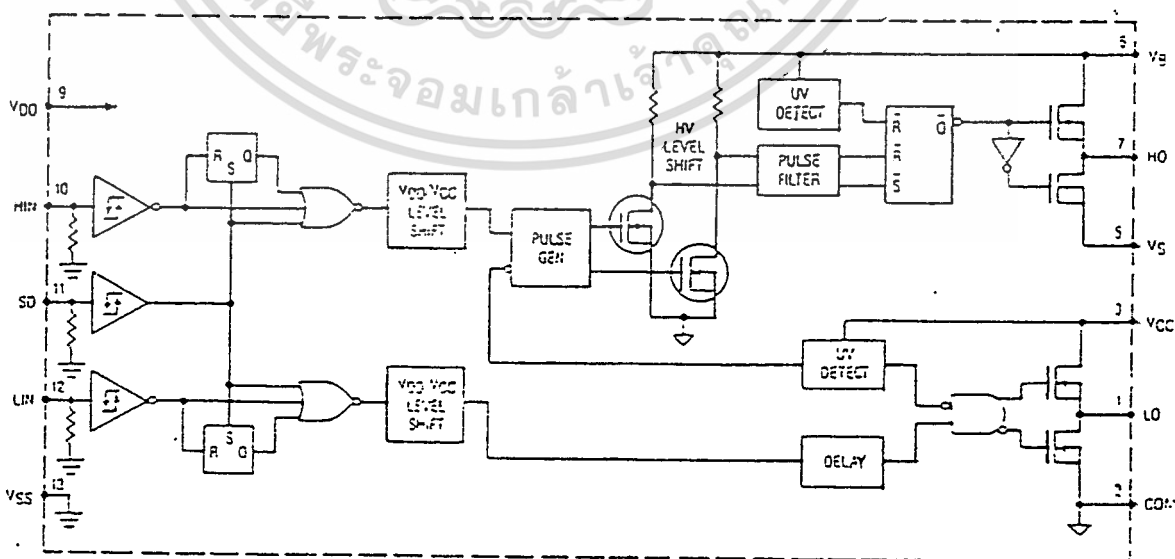
VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V unless otherwise specified.

The VIN, VTH and IIN parameters are referenced to VSS and are applicable to all three logic Input Pins: HIN, LIN and SC

The VO and IO parameters are referenced to COM or VS and are applicable to the respective Output Pins: HO or LO.

| Symbol | Parameter | Tj = 25°C | | | Tj = -55 to 150°C | | Units | Test Conditions | Reference | |
|--------|--|-----------|-----|-----|-------------------|-----|-------|----------------------------------|-----------|--------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Max | | | | |
| VIH | Logic "1" Input Voltage | 3.1 | — | — | 3.3 | — | V | VDD = 5V | Fig. 4 | |
| | | 6.4 | — | — | 6.8 | — | | VDD = 10V | | |
| | | 9.5 | — | — | 10 | — | | VDD = 15V | | |
| | | 12.6 | — | — | 13.3 | — | | VDD = 20V | | |
| VIL | Logic "0" Input Voltage | — | — | 1.8 | — | 1.7 | V | VDD = 5V | | |
| | | — | — | 3.8 | — | 3.6 | | VDD = 10V | | |
| | | — | — | 6 | — | 5.7 | | VDD = 15V | | |
| | | — | — | 8.3 | — | 7.9 | | VDD = 20V | | |
| VOH | High Level Output Voltage, VBIAS=VO | — | 0.7 | 1.2 | — | 1.5 | V | VIN = VIH, IO = 0A | Fig. 10 | |
| VOL | Low Level Output Voltage, VO | — | — | 0.1 | — | 0.1 | | VIN = VIL, IO = 0A | | |
| IILK | Offset Supply Leakage Current | — | — | 50 | — | 250 | μA | VB = VS = 500V | Fig. 5 | |
| IQBS | Quiescent VGS Supply Current | — | 125 | 230 | — | 500 | | VIN = VIH or VIL | Fig. 6 | |
| IQCC | Quiescent VCC Supply Current | — | 190 | 340 | — | 600 | | VIN = VIH or VIL | Fig. 7 | |
| IQDD | Quiescent VDD Supply Current | — | 5 | 30 | — | 60 | | VIN = VIH or VIL | | |
| IIN+ | Logic "1" Input Bias Current | — | 15 | 30 | — | 70 | | VIN = 15V | Fig. 8 | |
| IIN- | Logic "0" Input Bias Current | — | — | 1 | — | 10 | | VIN = 0V | | |
| VBSUV+ | VGS Supply Undervoltage Positive Going Threshold | 7.7 | 8.7 | 9.7 | — | — | | V | | Fig. 9 |
| VBSUV- | VGS Supply Undervoltage Negative Going Threshold | 7.3 | 8.3 | 9.3 | — | — | | | | |
| VCCUV+ | VCC Supply Undervoltage Positive Going Threshold | 7.6 | 8.6 | 9.6 | — | — | | | | |
| VCCUV- | VCC Supply Undervoltage Negative Going Threshold | 7.2 | 8.2 | 9.2 | — | — | | | | |
| IO+ | Output High Short Circuit Pulsed Current | 2 | — | — | — | — | A | VOUT = 0V, VIN = 15V, PW < 10 μs | | |
| IO- | Output Low Short Circuit Pulsed Current | 2 | — | — | — | — | | VOUT = 15V, VIN = 0V, PW < 10 μs | | |

Functional Block Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2110

Typical Performance Characteristics

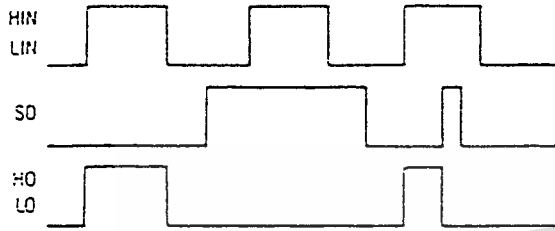


Fig. 1 — Input/Output Timing Diagram

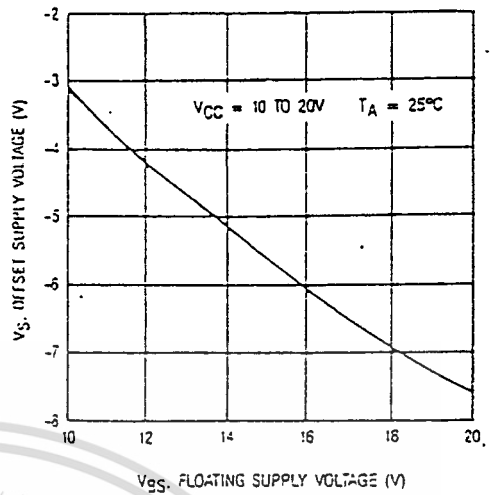


Fig. 2 — Maximum V_S Negative Offset vs. V_{GS} Supply Voltage

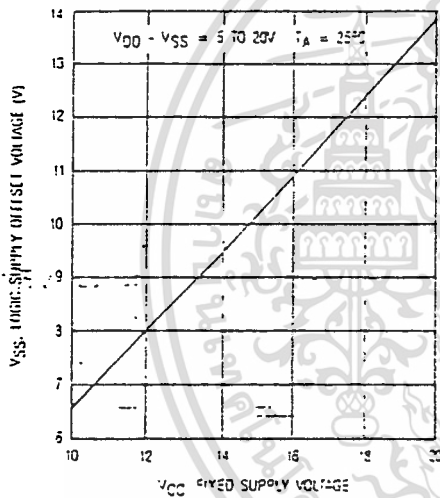


Fig. 3 — Maximum V_{SS} Positive Offset Voltage vs. V_{CC} Supply Voltage

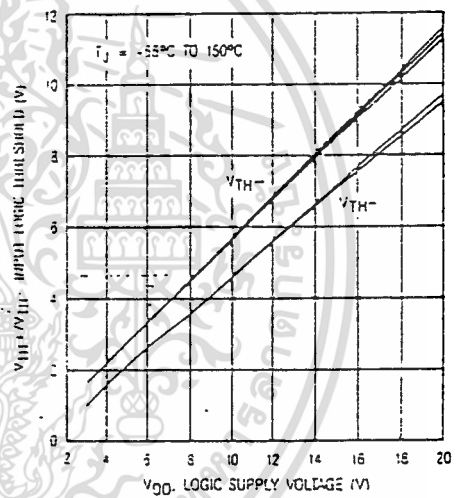


Fig. 4 — Input Logic Threshold vs. V_{DD} Supply Voltage

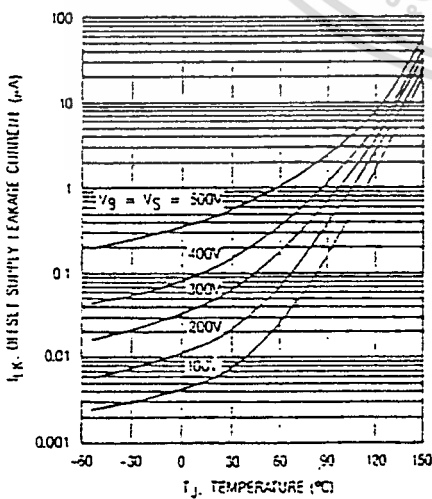


Fig. 5 — Offset Supply Leakage Current vs. Temperature

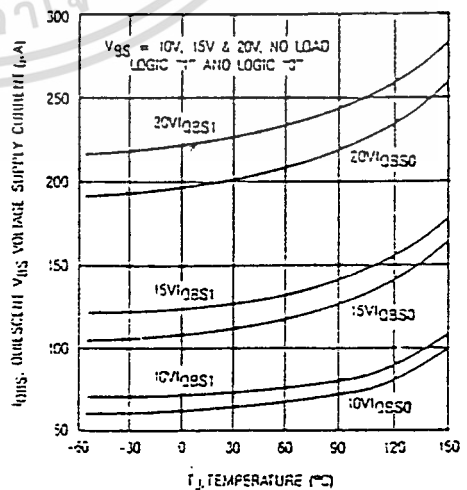


Fig. 6 — Quiescent V_{GS} Supply Current vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

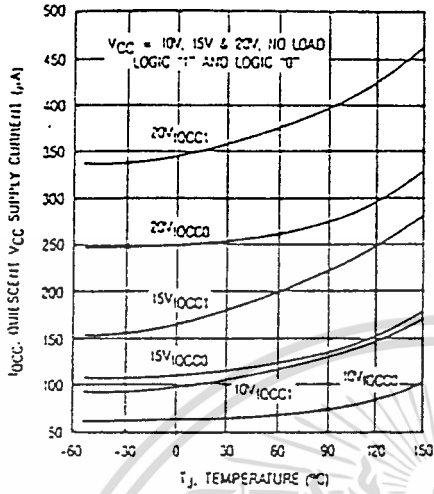


Fig. 7 — Quiescent V_{CC} Supply Current vs. Temperature

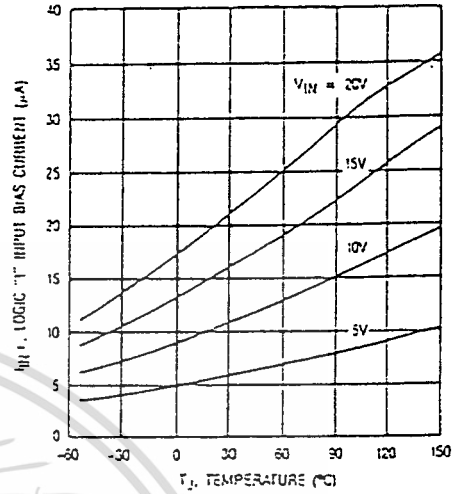


Fig. 8 — Logic "1" Input Bias Current vs. Temperature

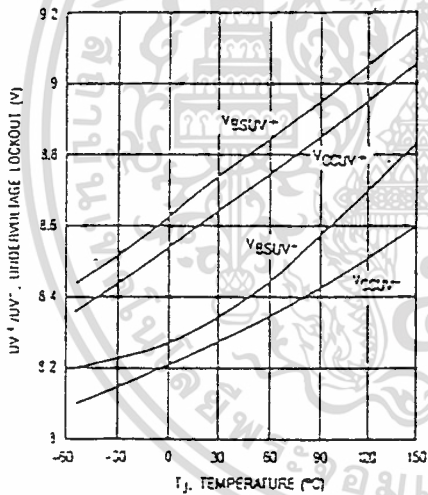


Fig. 9 — Undervoltage Lockout vs. Temperature

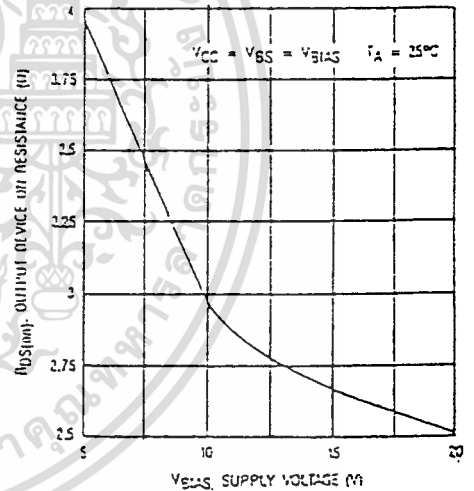


Fig. 10 — Output Device On Resistance vs. Supply Voltage

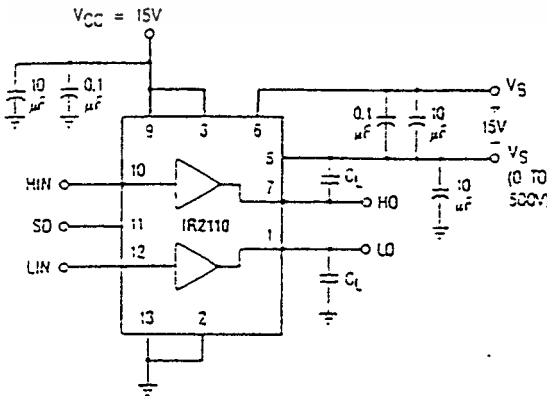


Fig. 11a — Switching Time Test Circuit

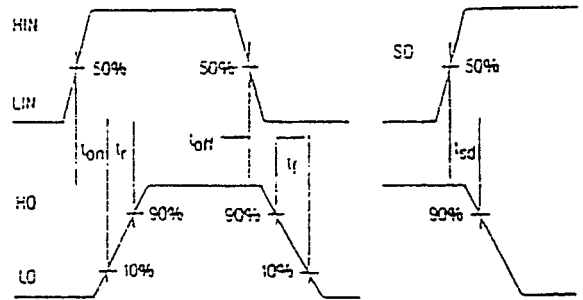


Fig. 11b — Switching Time Waveform Definition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้ถือว่าผิดกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2110

Typical Performance Characteristics

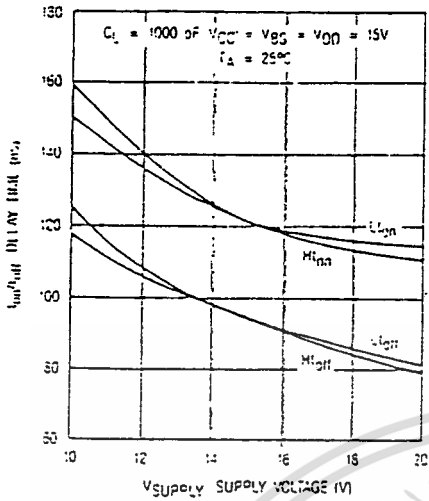


Fig. 12a — Delay Time vs. Supply Voltage

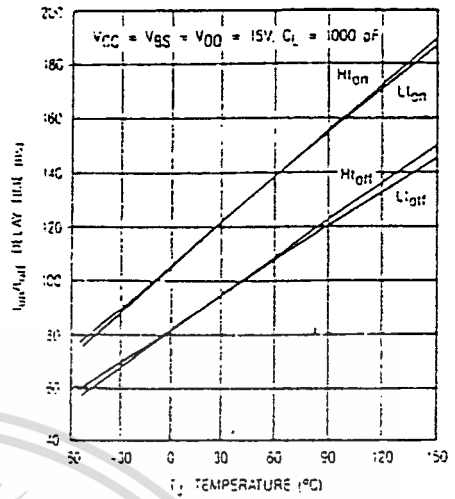


Fig. 12b — Delay Time vs. Temperature

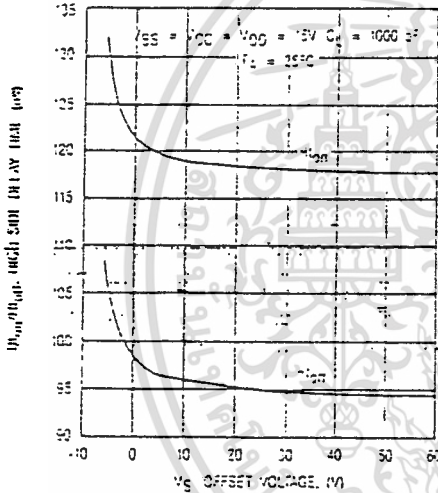


Fig. 12c — High Side Delay Time vs. V_S Offset Voltage

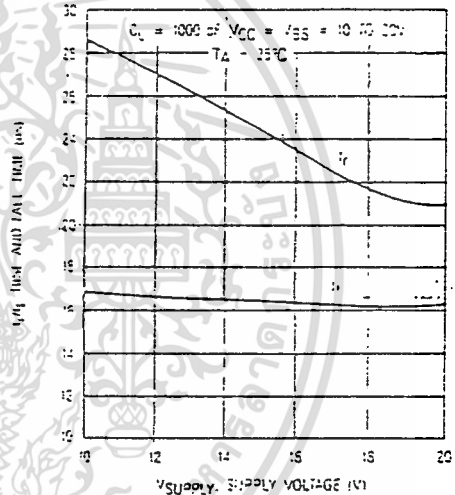


Fig. 13a — Rise and Fall Time vs. Supply Voltage

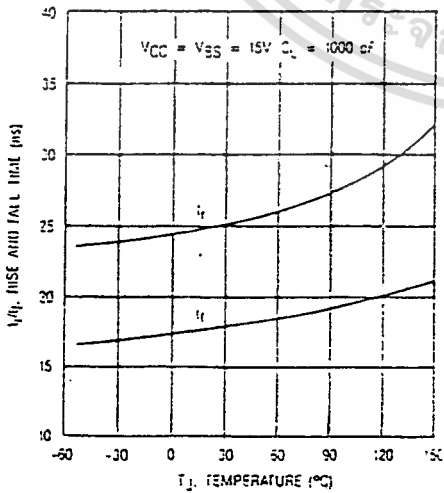


Fig. 13b — Rise and Fall Time vs. Temperature

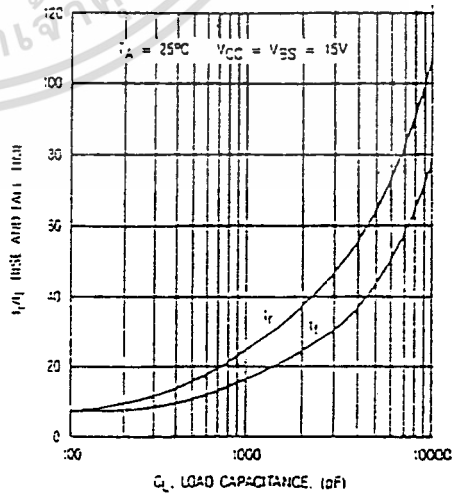
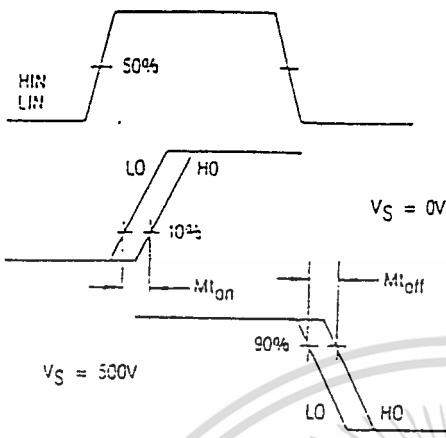


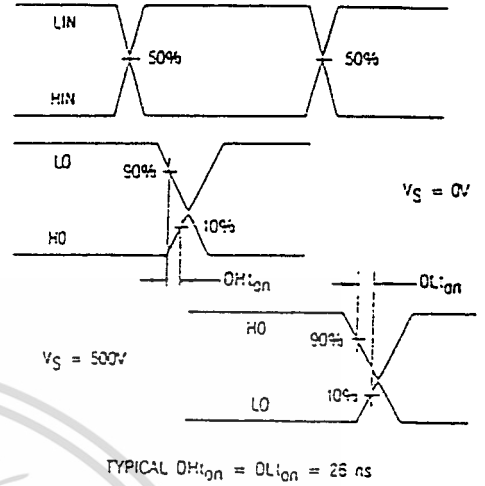
Fig. 13c — Rise Time/Fall Time vs. Load Capacitance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



TYPICAL $Mt_{on} = Mt_{off} = 0 \text{ ns}$
 Fig. 14 — Delay Matching Waveform Definitions



TYPICAL $OH_{ton} = OL_{ton} = 25 \text{ ns}$
 Fig. 15 — Deadtime Waveform Definitions

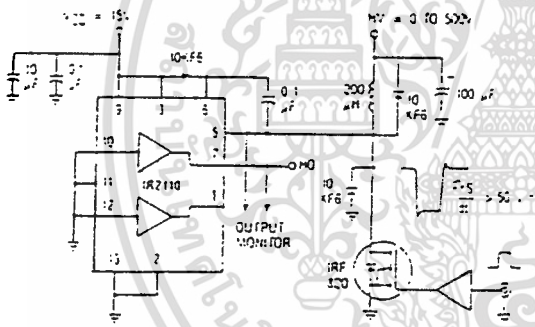


Fig. 16 — Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

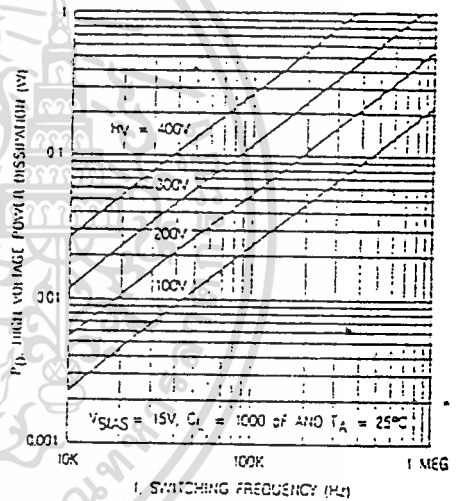


Fig. 17a — High Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

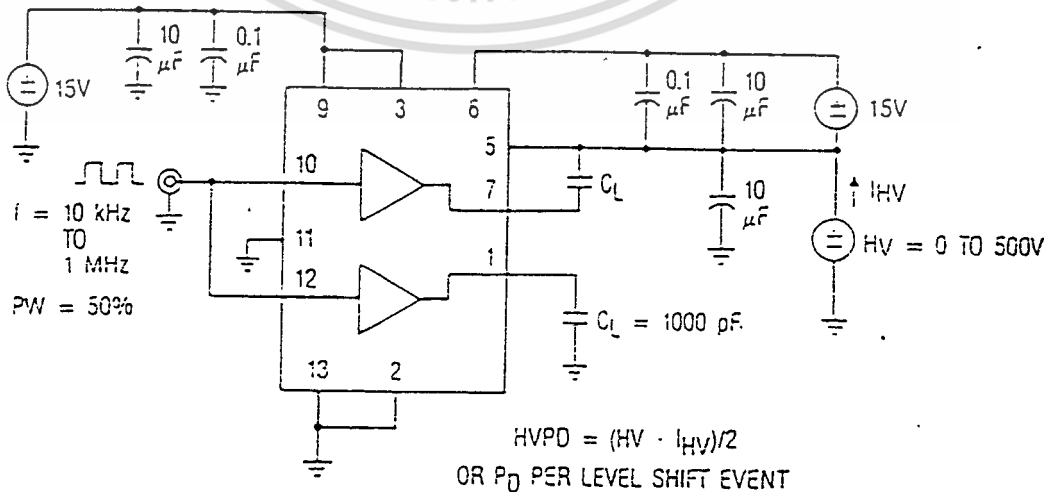


Fig. 17b — High Voltage Power Dissipation Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

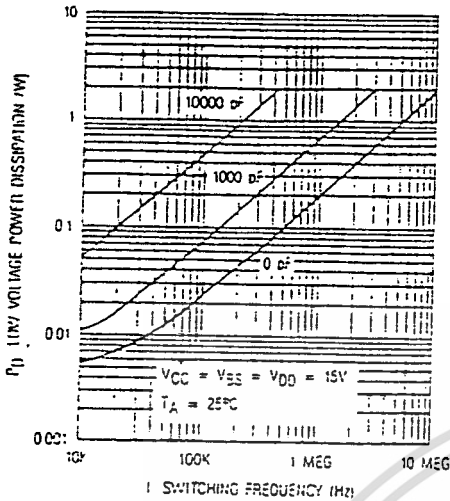


Fig. 18a — Low Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

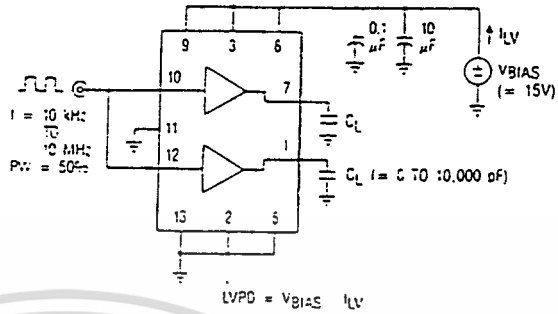


Fig. 18b. — Low Voltage Power Dissipation Test Circuit

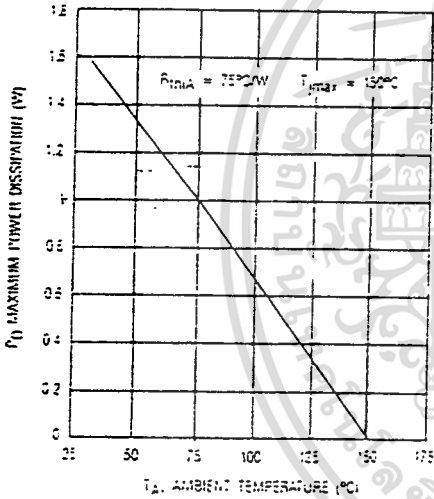


Fig. 19 — Maximum Power Dissipation vs. Ambient Temperature

| HEXFET SIZE | TYPICAL t_r | TYPICAL t_f |
|-------------|---------------|---------------|
| 2 | 25 ns | 17 ns |
| 3 | 38 ns | 23 ns |
| 4 | 53 ns | 34 ns |
| 5 | 78 ns | 54 ns |
| 6 | 116 ns | 74 ns |

Fig. 20 — HEXFET Die Size vs Switching Time ($V_{BIAS} = 15V$)

| HEXFET TYPE | HV = 100V | 200V | 300V | 400V |
|-------------|-----------|------|------|------|
| 820 | 2000 | 1200 | 700 | 350 |
| 830 | 1600 | 1100 | 640 | 330 |
| 840 | 1100 | 820 | 540 | 300 |
| P450 | 640 | 540 | 400 | 250 |
| P460 | 490 | 460 | 340 | 230 |

$T_A = 25^\circ C$ AND
 $V_{BIAS} = 15V$

Fig. 21 — Maximum Switching Frequency, f_{max} (kHz)

(f_{max} = switching frequency at which $T_j = T_{jmax}$ and is derived from calculation using typical electrical and thermal ratings. For operation at higher T_A , f_{max} should be derated accordingly.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

| | |
|---------------|---------------|
| NPN | PNP |
| TIP31 | TIP32 |
| TIP31A | TIP32A |
| TIP31B | TIP32B |
| TIP31C | TIP32C |

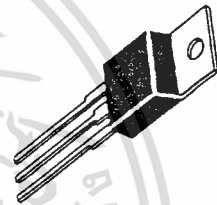
**COMPLEMENTARY SILICON PLASTIC
 POWER TRANSISTORS**

... designed for use in general purpose amplifier and switching applications.

- Collector-Emitter Saturation Voltage –
 $V_{CE(sat)} = 1.2 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 3.0 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Sustaining Voltage –
 $V_{CEO(sus)} = 40 \text{ Vdc (Min) – TIP31, TIP32}$
 $= 60 \text{ Vdc (Min) – TIP31A, TIP32A}$
 $= 80 \text{ Vdc (Min) – TIP31B, TIP32B}$
 $= 100 \text{ Vdc (Min) – TIP31C, TIP32C}$
- High Current Gain – Bandwidth Product
 $f_T = 3.0 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$
- Compact TO-220 AB Package
- TO-66 Leadform Also Available

**3 AMPERE
 POWER TRANSISTORS
 COMPLEMENTARY SILICON**

**40-60-80-100 VOLTS
 40 WATTS**



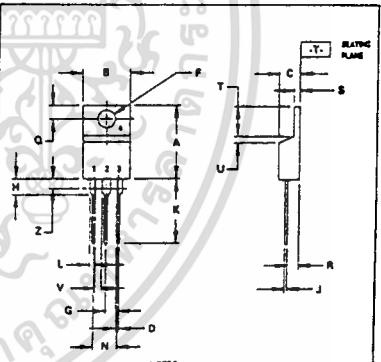
***MAXIMUM RATINGS**

| Rating | Symbol | TIP31 TIP32 | TIP31A TIP32A | TIP31B TIP32B | TIP31C TIP32C | Unit |
|--|----------------|----------------|------------------|------------------|------------------|---------------------|
| Collector-Emitter Voltage | V_{CE0} | 40 | 60 | 80 | 100 | Vdc |
| Collector-Base Voltage | V_{CB} | 40 | 60 | 80 | 100 | Vdc |
| Emitter-Base Voltage | V_{EB} | 5.0 | | | | Vdc |
| Collector Current - Continuous Peak | I_C | 3.0 | | | | Adc |
| | | 5.0 | | | | Adc |
| Base Current | I_B | 1.0 | | | | Adc |
| Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 40 | | | | Watts |
| | | 0.32 | | | | W/ $^\circ\text{C}$ |
| Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 2.0 | | | | Watts |
| | | 0.016 | | | | W/ $^\circ\text{C}$ |
| Unclamped Inductive Load Energy (1) | E | 32 | | | | mJ |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | T_J, T_{stg} | - 65 to +150 | | | | $^\circ\text{C}$ |

THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | Max | Unit |
|---|-----------------|-------|--------------------|
| Thermal Resistance, Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | 3.125 | $^\circ\text{C/W}$ |
| Thermal Resistance, Junction to Ambient | $R_{\theta JA}$ | 62.5 | $^\circ\text{C/W}$ |

(1) $I_C = 1.8 \text{ A}$, $L = 20 \text{ mH}$, P.R.F. = 10 Hz, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_{BE} = 100 \Omega$.



NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIM Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

| MILLIMETERS | | INCHES | | |
|-------------|-------|--------|-------|-------|
| MIN | MAX | MIN | MAX | |
| A | 14.48 | 15.75 | 0.579 | 0.620 |
| B | 9.66 | 10.75 | 0.380 | 0.425 |
| C | 4.07 | 4.82 | 0.160 | 0.190 |
| D | 0.64 | 0.88 | 0.025 | 0.035 |
| F | 3.81 | 3.71 | 0.142 | 0.147 |
| G | 2.42 | 2.96 | 0.095 | 0.116 |
| H | 2.80 | 2.82 | 0.110 | 0.112 |
| J | 0.48 | 0.71 | 0.019 | 0.028 |
| K | 12.70 | 14.27 | 0.500 | 0.562 |
| L | 1.15 | 1.20 | 0.045 | 0.048 |
| M | 4.80 | 5.30 | 0.190 | 0.210 |
| Q | 2.54 | 3.04 | 0.100 | 0.120 |
| R | 1.04 | 1.29 | 0.040 | 0.112 |
| S | 1.15 | 1.20 | 0.045 | 0.048 |
| T | 1.87 | 1.87 | 0.074 | 0.736 |
| U | 2.00 | 1.27 | 0.000 | 0.050 |
| V | 1.15 | — | 0.045 | — |
| Z | — | 2.54 | — | 0.100 |

STYLE P:
 1. BASE
 2. COLLECTOR
 3. EMITTER
 4. COLLECTOR

**CASE 221A-04
 TO-220AB**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C, NPN, TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C, PNP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

| Characteristic | Symbol | Min | Max | Unit |
|---|--|----------------------|-----------------------|--------------------------|
| OFF CHARACTERISTICS | | | | |
| Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) (I _C = 30 mA _{dc} , I _B = 0) | TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C | V _{CE(sus)} | 40 60 80 100 | V _{dc} |
| Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 V _{dc} , I _B = 0) (V _{CE} = 60 V _{dc} , I _B = 0) | TIP31, TIP31A, TIP32, TIP32A TIP31B, TIP31C, TIP32B, TIP32C | I _{CEO} | — — | 0.3 0.3 |
| Collector Cutoff Current (V _{CE} = 40 V _{dc} , V _{EB} = 0) (V _{CE} = 60 V _{dc} , V _{EB} = 0) (V _{CE} = 80 V _{dc} , V _{EB} = 0) (V _{CE} = 100 V _{dc} , V _{EB} = 0) | TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C | I _{CES} | — — — — | 200 200 200 200 |
| Emitter Cutoff Current (V _{BE} = 5.0 V _{dc} , I _C = 0) | | I _{EBO} | — | 1.0 |
| ON CHARACTERISTICS (1) | | | | |
| DC Current Gain (I _C = 1.0 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc}) (I _C = 3.0 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc}) | | h _{FE} | 25 10 | — 50 |
| Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 3.0 A _{dc} , I _B = 375 mA _{dc}) | | V _{CE(sat)} | — | 1.2 |
| Base-Emitter On Voltage (I _C = 3.0 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc}) | | V _{BE(on)} | — | 1.8 |
| DYNAMIC CHARACTERISTICS | | | | |
| Current Gain — Bandwidth Product (2) (I _C = 500 mA _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f _{test} = 1 MHz) | | f _T | 3.0 | — |
| Small-Signal Current Gain (I _C = 0.5 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1 kHz) | | h _{fe1} | 20 | — |

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

(2) f_T = h_{fe1} × f_{test}

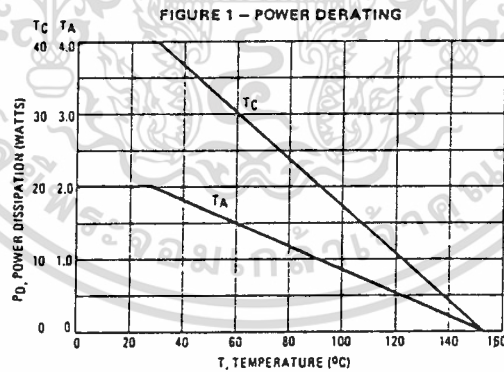


FIGURE 2 — SWITCHING TIME EQUIVALENT CIRCUIT

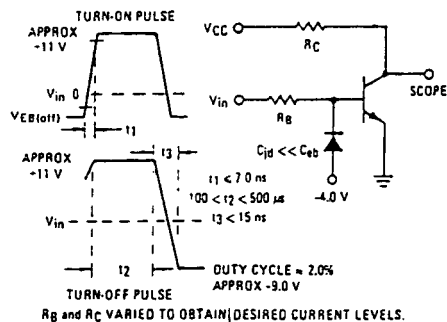
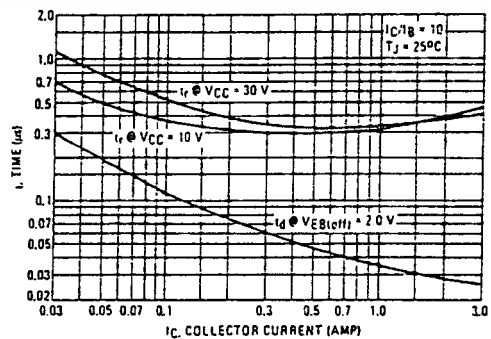


FIGURE 3 — TURN-ON TIME



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C, NPN, TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C, PNP

FIGURE 4 - THERMAL RESPONSE

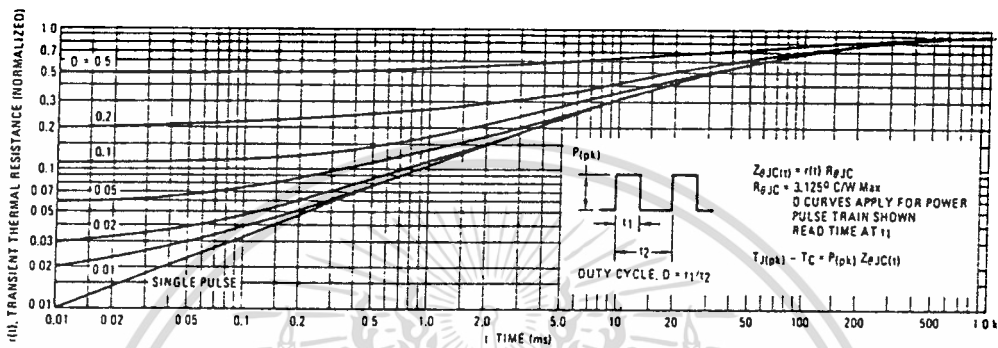
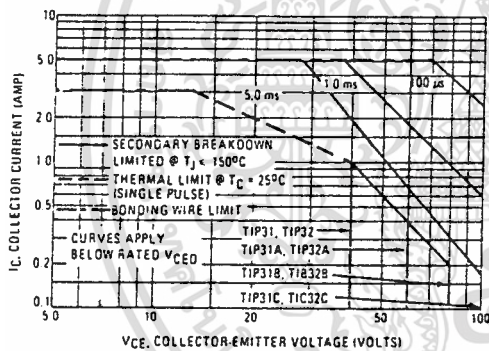


FIGURE 5 - ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate. The data of Figure 5 is based on $T_{j(pk)} = 150^\circ C$; T_C is variable depending on conditions. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{j(pk)} \leq 150^\circ C$. $T_{j(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 4. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

FIGURE 6 - TURN-OFF TIME

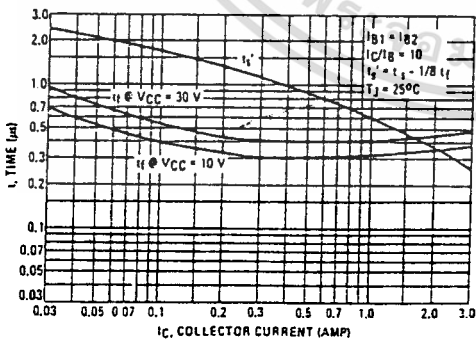
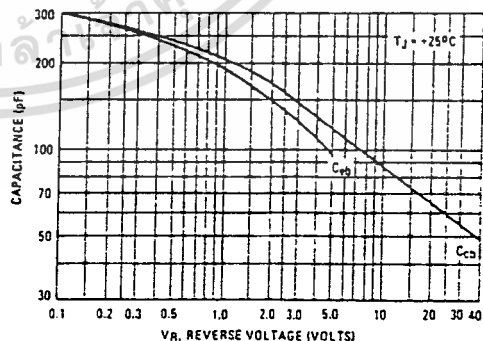


FIGURE 7 - CAPACITANCE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C, NPN, TIP32; TIP32A, TIP32B, TIP32C, PNP

FIGURE 8 - DC CURRENT GAIN

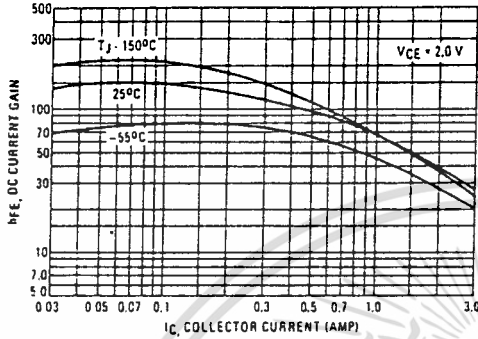


FIGURE 9 - COLLECTOR SATURATION REGION

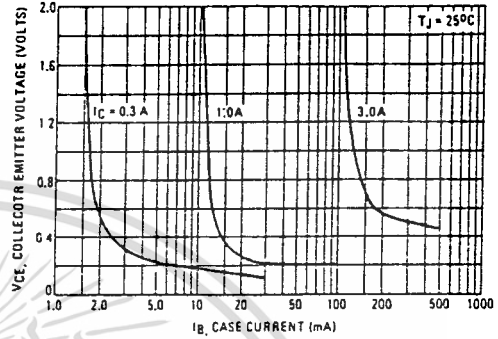


FIGURE 10 - "ON" VOLTAGES

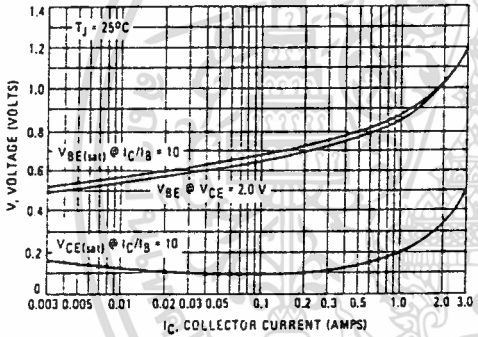


FIGURE 11 - TEMPERATURE COEFFICIENTS

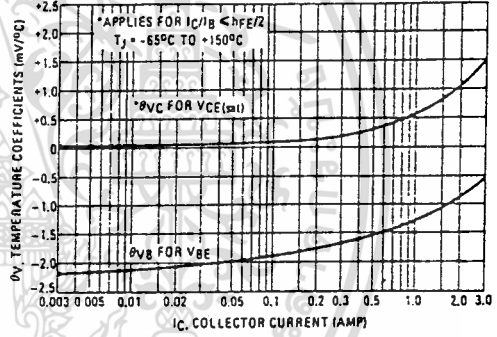


FIGURE 12 - COLLECTOR CUT-OFF REGION

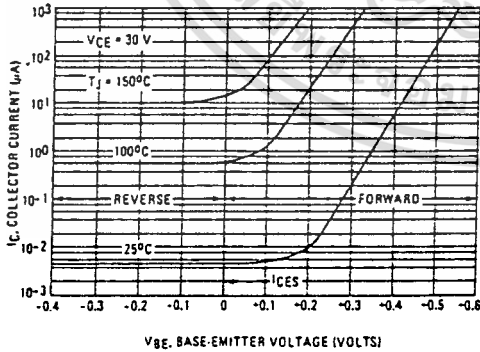
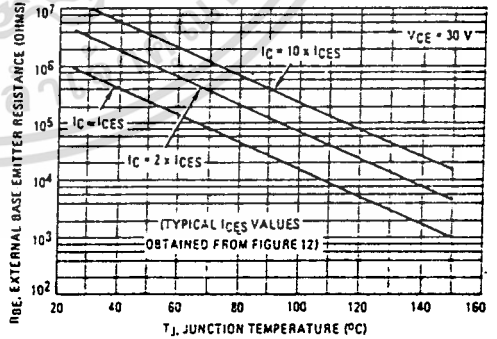


FIGURE 13 - EFFECTS OF BASE-EMITTER RESISTANCE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้