

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน  
INDUCTION HEATING



นาย อาทิตย์ เลชะพันธ์รัตน์  
นาย เอกชัย ไผ่แก้ว

4

ปฏิญานិพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

2/พ.

๑๖๒๑๑

๒๕๔๔

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขที่.....  
เลขทะเบียน 46211  
วัน, เดือน, ปี 2 1 ส.ค. 2546

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

b 4423 2005

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน  
INDUCTION HEATING

โดย

นาย อาทิตย์ เลขาพันธ์รัตน์  
นาย เอกชัย ไข่มุก

อาจารย์ที่ปรึกษา  
อาจารย์ สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2544

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2544

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ

1. นาย อาทิตย์ เถชะพันธ์รัตน์
2. นาย เอกชัย ไข่มุกแก้ว



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

( รศ. สมศักดิ์ เจียรศิริกุล )

ชื่อ โครงการภาษาไทย

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ชื่อ โครงการภาษาอังกฤษ

INDUCTION HEATING

จัดทำโดย

นาย อาทิตย์ เลขะพันธ์รัตน์

41014538

นาย เอกชัย ไผ่แก้ว

41014546

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียรศิริกุล

โครงการนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ .....  ..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
( รศ. สมศักดิ์ เชียรศิริกุล )

วันที่ ...../...../.....

# INDUCTION HEATING

**Mr. Artit Lekrapanrut**

**Mr. Ekkachai Paikaw**

**Assoc.Prof Somsuk Cheersirikul (Advisor)**

**Year 2001**

## **Abstract**

This project present a bouth the Induction heating control and use the power converter by half – bridge converter. But this isn't improve the power of the device so we are use the micro-controller control the automatic on- off the system of the Induction Heating. This project us the micro-controller (MCS 51)for control the system . There are a lot of the method to detect characteristic of the system for example detect color of material, temperature and detect the induced current . So, this project use the way to detect the induced current by the current fall down when the material saturation . We use this condition to off the Induction heating.

## สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่1. บทนำ	1
บทที่2. ทฤษฎีเครื่องเหนี่ยวนำ	3
2.1 หลักการเบื้องต้น	3
2.2 สภาวะเรโซแนนซ์	8
2.3 เพาเวอร์มอสเฟต	13
2.4 โครงสร้างของ IGBT	20
2.5 คอนเวอร์เตอร์	22
บทที่ 3. โครงสร้างระบบและการออกแบบเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน	30
3.1 โครงสร้างระบบ	30
3.2 แหล่งจ่ายไฟตรง	30
3.3 คอนเวอร์เตอร์	32
3.4 วงจรควบคุม	33
3.5 วงจรไหลค	35
บทที่ 4. ทฤษฎีไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS 51	40
4.1 LCD MODULE	40
4.2 การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก Digital to Analog Converter DAC	43
4.3 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล Analog to Digital Converter ADC	44
บทที่ 5. หลักการออกแบบส่วนควบคุมและการทำงานของวงจรควบคุมขนาดเล็ก	45
5.1 บทนำ	45
5.2 หลักการทำงาน	45
5.3 หลักการออกแบบ	46
5.4 โปรแกรมควบคุม	50
บทที่ 6. การทดลอง	51
6.1 การทดลองชุดควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์	51
6.1.1 การทดลองวงจร Pulse Width Modulator (SG3526)	51
6.1.2 การทดลองวงจร Digital to Analog Converter (DAC 0832)	52
6.1.3 การทดลองวงจร(Analog to Digital Converter (ADC 0809)	53
6.1.4 การทดลองโดยการนำวงจรมาต่อรวมกันกับไมโครคอนโทรลเลอร์	54

6.2 การทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนหก	54
6.3 การนำเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนมาเชื่อมต่อเข้ากับชุดควบคุม	57
บทที่ 7. สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง	58
ภาคผนวก	
- วงจรรวม	
- โปรแกรม	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	
DATA SHEET	

# สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1 Block Diagram แสดงการ โครงสร้างการทำงานของ การทำงานของระบบ	1
รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ	3
รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก	5
รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแส ตามความถี่และการประมาณ	5
รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อ ความถี่ของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน	6
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นของกระแสที่ แท่งกลมทรงกระบอก	7
รูปที่ 2.6 แสดงวงจร Series Resonance	9
รูปที่ 2.7 แสดงค่า Reactance $X_L, X_C$ และ $X_L + X_C$	10
รูปที่ 2.8 แสดงขนาดของค่า Impedance	10
รูปที่ 2.9 แสดงค่ากระแส Resonance	11
รูปที่ 2.10 แสดงค่าความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve	12
รูปที่ 2.11 ดีพลีชั่นมอสเฟต	14
รูปที่ 2.12 เอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟต	15
รูปที่ 2.13 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟต	16
รูปที่ 2.14 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของเอ็นฮานซ์เม้นท์มอสเฟต	17
รูปที่ 2.15 โมเดลการสวิตช์ที่สภาวะคงที่ของมอสเฟต	18
รูปที่ 2.16 ไดอะแกรมวงจรเทียบภายในอุปกรณ์	19
รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะ โครงสร้างของ IGBT	21
รูปที่ 2.18 แสดงกราฟคุณสมบัติทางไฟฟ้า สัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลย์ของ IGBT	21
รูปที่ 2.19 กราฟแสดงคุณสมบัติสวิตช์ของ IGBT	22
รูปที่ 2.20 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ	23
รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดัน ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส	26

รูปที่ 2.22 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์เข้าช่วยในขณะที่หยุดนำกระแสเพื่อ หน่วงแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	27
รูปที่ 2.23 แสดงการต่อสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุด ที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	28
รูปที่ 3.1 โครงสร้างระบบ	30
รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง	31
รูปที่ 3.3 แสดงวงฮาล์ฟบริคคอนเวอเตอร์	32
รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3526	33
รูปที่ 3.5 วงจรขับเกต	34
รูปที่ 3.6 วงจรไหลด	35
รูปที่ 4.1 แสดงขาต่างๆของไมโครคอนโทรลเลอร์	38
รูปที่ 4.2 แสดงรูปของแอลซีดี รูปแบบต่างๆ	40
รูปที่ 4.3 แสดงตำแหน่งขาต่างๆที่ใช้เชื่อมต่อแอลซีดี	40
รูปที่ 4.4 DAC แบบ Binary Weight Ladder	43
รูปที่ 4.5 วงจรDAC แบบ R-2R Ladder	43
รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมของ Successive Approximate ADC	44
รูปที่ 4.7 Timming Diagramของ SAR	45
รูปที่ 5.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์	45
รูปที่ 5.2 ระบบการแปลงแบบเป็นอัตราส่วน	46
รูปที่ 5.3 ตัวอย่างการใช้งาน ADC 0808	47
รูปที่ 5.4 แสดงวงจรการทำงานของ DAC 0832	48
รูปที่ 5.5 แสดงวงจรต่อ LM 335	49
รูปที่ 5.6 แสดง Flow Chart การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์	50
รูปที่ 6.1 สัญญาณที่ขา I3 และ I6 ของ SG3526	54
รูปที่ 6.2 สัญญาณที่วัดที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ขับหลังคัปปลิ่ง	55
รูปที่ 6.3 สัญญาณที่วัดที่ขาเกตของ IGBT	55
รูปที่ 6.4 สัญญาณที่วัดที่ก่อนเข้าหม้อแปลงสวิตชิง	56

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อน และลักษณะการนำไปใช้งาน	4
ตารางที่ 2.2 ตารางแสดงค่าเวลาอุณหภูมิวิกฤติของเหล็กชนิดต่างๆ	8
ตารางที่ 4.1 ตารางแสดงรายละเอียดของไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS51	39
ตารางที่ 4.2 ตารางชุดคำสั่งที่ใช้ในการควบคุม LCD Module	41
ตารางที่ 4.3 ตารางแสดงตัวอย่าง Characteristics Pattern Ascii Code	42
ตารางที่ 6.1 แสดงการทดลอง SG3526	51
ตารางที่ 6.2 แสดงการทดลอง DAC0832	52
ตารางที่ 6.3 แสดงการทดลอง ADC0809	53
ตารางที่ 6.4 แสดงการทดลองการเหนี่ยวนำความร้อนที่โหลดต่างๆ	56
ตารางที่ 6.5 แสดงการทดลองการเชื่อมต่อเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน กับชุดควบคุม MCS- 51	57

จาก บล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายได้ดังนี้

เมื่อทำการเปิดระบบเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนก็จะให้แรงดันป้อนกลับออกมาจากนั้นแรงดันที่ได้ก็จะถูกเปลี่ยนจากสัญญาณแอนาล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิตอลถูกส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อทำการจำลองค่าต่างๆจนกระทั่งถึงสถานะที่เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันจากสูงมาเป็นต่ำไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งการทำงานไปทางชุดที่สร้างพัลส์วิทให้หยุดการทำงานของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

## 1.2 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.2.1 ได้นำความรู้ในด้านเครื่องควบคุมขนาดเล็ก ไปประยุกต์ใช้งาน
- 1.2.2 ได้นำเอาความรู้ทางด้านการออกแบบทางอิเล็กทรอนิกส์มาใช้งานจริง
- 1.2.3 ได้สิ่งประดิษฐ์ที่ใช้งานได้จริงและเป็นประโยชน์ต่อสังคม

## 1.3 รายละเอียดของรายงาน

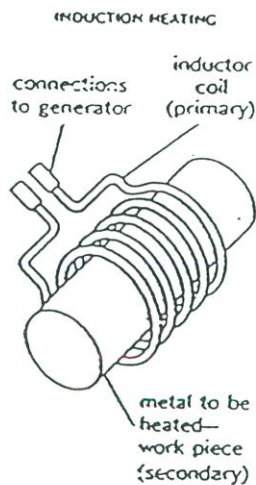
- บทที่ 1. บทนำ เป็นการกล่าวนำทั่วไป
- บทที่ 2. ทฤษฎีเครื่องเหนี่ยวนำ
- บทที่ 3. โครงสร้างระบบและการออกแบบเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
- บทที่ 4. ทฤษฎีไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS 51
- บทที่ 5. หลักการออกแบบส่วนควบคุมและการทำงานของวงจรควบคุมขนาดเล็ก
- บทที่ 6. การทดลอง
- บทที่ 7. สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

## บทที่ 2

### ทฤษฎี

#### 2.1 หลักการเบื้องต้น

หลักการเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อนจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า และชิ้นงานจะทำหน้าที่เหมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง โดยที่ขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบเท่ากับ 1



รูปที่ 2.1 ลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำ

เมื่อมีกระแสสลับป้อนเข้าที่ขดปฐมภูมิ กระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่ากระแสไหลวน (Eddy Current) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างขวางโดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในงานเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็ง เป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลาย เนื่องจากข้อดีหลายประการ คือ

1. ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงให้กับวัสดุ วิธีนี้จะเป็นวิธีที่ให้ความร้อนที่เร็วมากเมื่อเทียบกับวิธีอื่นๆ
2. สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อน ได้ง่ายและแม่นยำ
3. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน ง่ายต่อการควบคุม ทำให้ ได้ชิ้นงานที่มีคุณภาพสูง
4. สภาพการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆ เช่น ควันหรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

### 2.1.1 แหล่งจ่ายพลังงาน

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

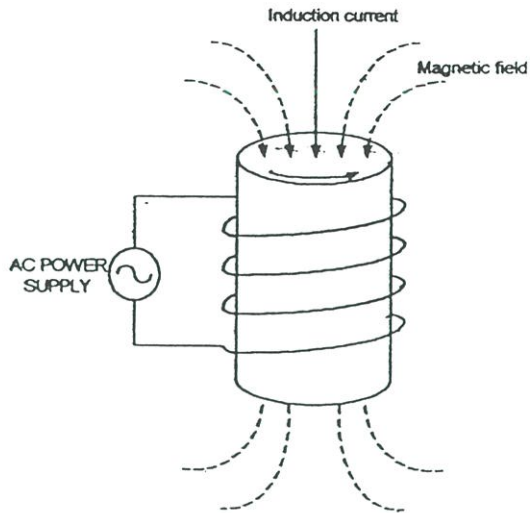
คอนเวอร์เตอร์ (Converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10-200 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในงานหลอมละลายโลหะ สำหรับความถี่มากกว่า 200 kHz ขึ้นไป จะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอดสูญญากาศเป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้จะใช้ในงานเชื่อมหรือชุบแข็งโลหะ

ในปัจจุบันอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทมากในงานพวกนี้มากเนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิตช์ เพื่อใช้ในงานแรงดันและกระแสสูงได้และในปริยญาณิพนธ์นี้จะใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์

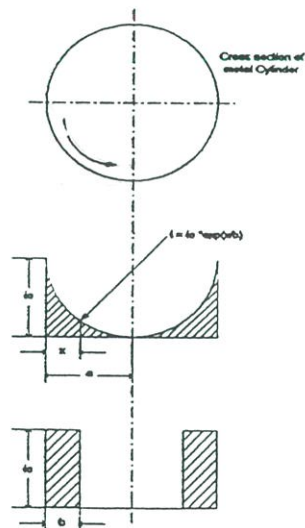
#### Frequency used in induction and dielectric heating

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

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อนและลักษณะการนำไปใช้งาน



รูปที่ 2.2 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก



รูปที่ 2.3 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมา

### 2.1.2 ความลึกจากผิว

เมื่อนำเอาขดลวดพันรอบแท่งโลหะและให้กระแสไหลผ่านขดลวดดังรูปที่ 2.2 จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของกระแสในเนื้อโลหะ ทิศทางของกระแสจะตรงข้ามกับกระแสในขดลวด และจะเกิดความร้อนแบบจุด (joule) กระแสที่เหนี่ยวนำไหลในแท่งโลหะจะอยู่ใกล้ผิวของแท่งโลหะ

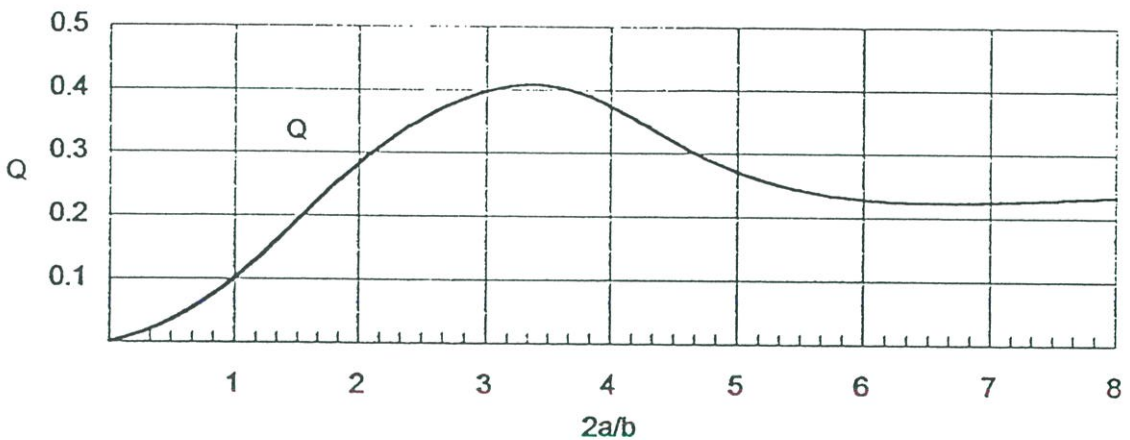
เนื่องจากผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่ 2.3 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียลเราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวนี้ๆ มีคุณสมบัติโลหะเท่ากันตลอด ความลึกผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

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

$\rho$  = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ ( Resistivity of metal )

$\mu r$  = ค่าความซึมซาบ สัมพัทธ์ ( Relative permeability )

$f$  = ความถี่ ( frequency )



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน

2.1.3 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ

เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำสามารถแสดงดังสมการ

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

$H_0$  = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ

(Strength of magnetic files at surface of meal cylinder)

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

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

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

กราฟรูปที่ 2.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ผิวแท่งทรงกระบอก โดยเทียบกับอัตราส่วนของเส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งกลมทรงกระบอกกับความลึกของการกระจายกระแสจากผิวของแท่งกลมกระบอก

2.1.4 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่างๆ กันในชิ้นงานที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอกนั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้สามารถนำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริงได้ โดยรูปที่ 2.5 เป็นกราฟที่ใช้ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างๆ กันไป

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

$I_r$  = กระแสที่รัศมี

$I_s$  = กระแสที่ผิว (รัศมี a)

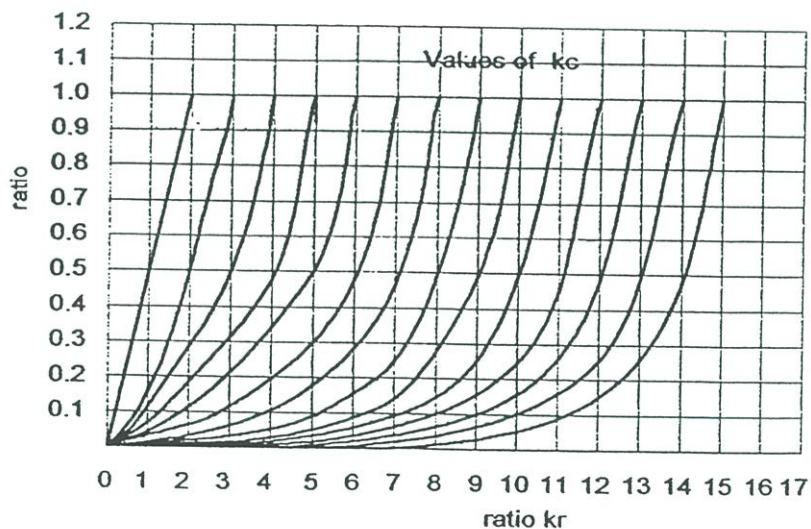
a = รัศมีขอบนอกสุดของแท่งกลมทรงกระบอก

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

$\mu$  = ค่าความซึมซาบ (permeability)

$\rho$  = ค่าความต้านทานจำเพาะ (resistivity)

f = ความถี่ (frequency)



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

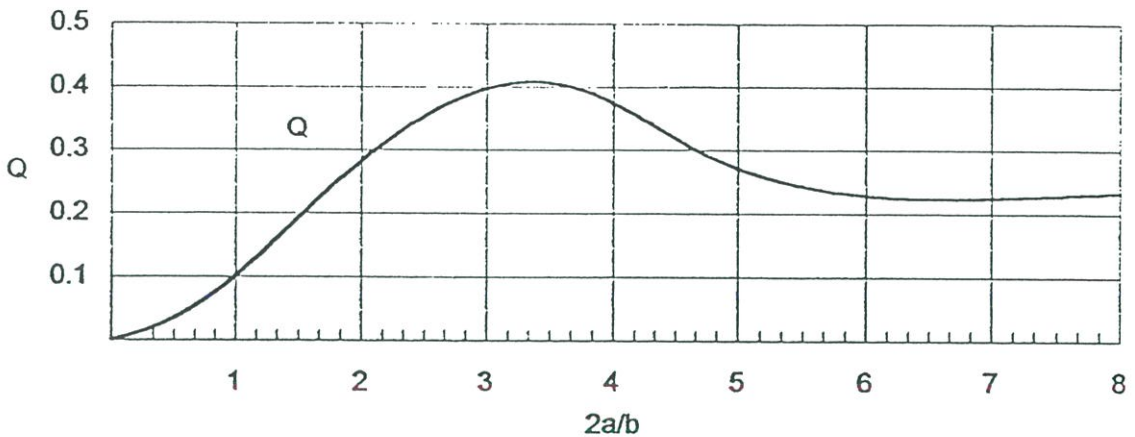
เนื่องจากผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่ 2.3 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียลเราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวนี้ๆ มีคุณสมบัติโลหะเท่ากันตลอด ความลึกผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

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

$\rho$  = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ ( Resistivity of metal )

$\mu r$  = ค่าความซึมซาบ ดัมพ์ทึบ ( Relative permeability )

$f$  = ความถี่ ( frequency )



รูปที่ 2.4 กราฟแสดงค่าระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางต่อค่าความลึกของการกระจายกระแสกับค่าคงที่ Q ของปริมาณกำลังงาน

2.1.3 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ

เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำสามารถแสดงดังสมการ

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

$H_0$  = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ

(Strength of magnetic files at surface of meal cylinder)

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

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

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

กราฟรูปที่ 2.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ผิวแท่งทรงกระบอก โดยเทียบกับอัตราส่วนของเส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งกลมทรงกระบอกกับความลึกของการกระจายกระแสจากผิวของแท่งกลมกระบอก

2.1.4 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่างๆ กันในชิ้นงานที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอกนั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้สามารถนำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริงได้ โดยรูปที่ 2.5 เป็นกราฟที่ใช้ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างๆ กันไป

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

$I_r$  = กระแสที่รัศมี

$I_s$  = กระแสที่ผิว (รัศมี  $a$ )

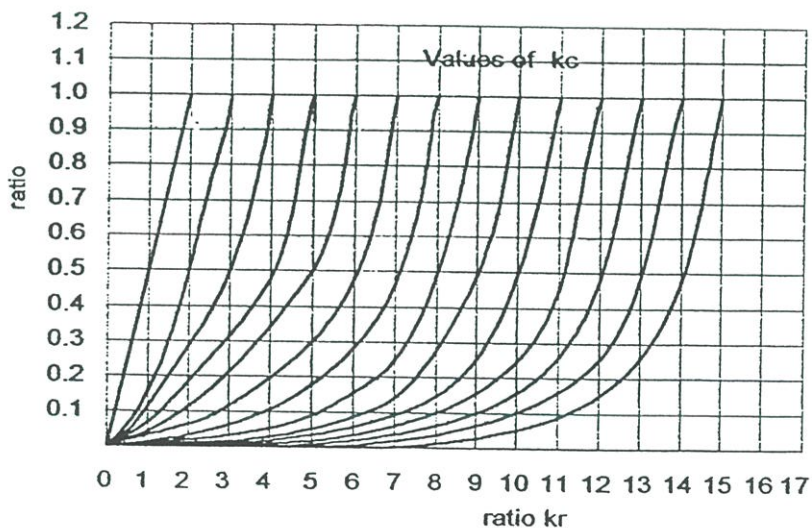
$a$  = รัศมีขอบนอกสุดของแท่งกลมทรงกระบอก

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

$\mu$  = ค่าความซึมซาบ (permeability)

$\rho$  = ค่าความต้านทานจำเพาะ (resistivity)

$f$  = ความถี่ (frequency)



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

### 2.1.5 โลหะวิทยาของเหล็ก

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

### 2.1.6 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)

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

ตารางค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) ของเหล็กชนิดต่าง ๆ

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

ตารางที่ 2.2 ตาราง แสดงค่าอุณหภูมิวิกฤต (Critical temperature) ของเหล็กชนิดต่าง ๆ

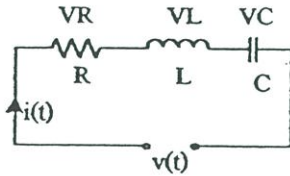
## 2.2 สภาวะรีโซแนนซ์

ในทางไฟฟ้า Resonance คือ จุดที่กระแสและแรงดัน In-phase กัน หรือ ถ้ามองจากวงจร Series Resonance เมื่อเราปรับความถี่ไปเรื่อยๆจะมีค่าหนึ่งที่ทำให้  $X_L = X_C$  ทำให้ในวงจรมีค่า

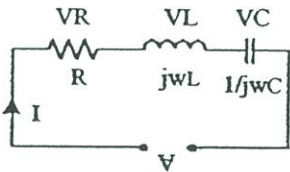
Impedance เหลือแต่ความต้านทานเท่านั้นทำให้กระแสมีค่าสูงสุดและเป็นสาเหตุให้เราให้วงจร Induction Heating ทำงานที่จุด Resonance

2.2.1 วงจร Resonance แบบอนุกรม

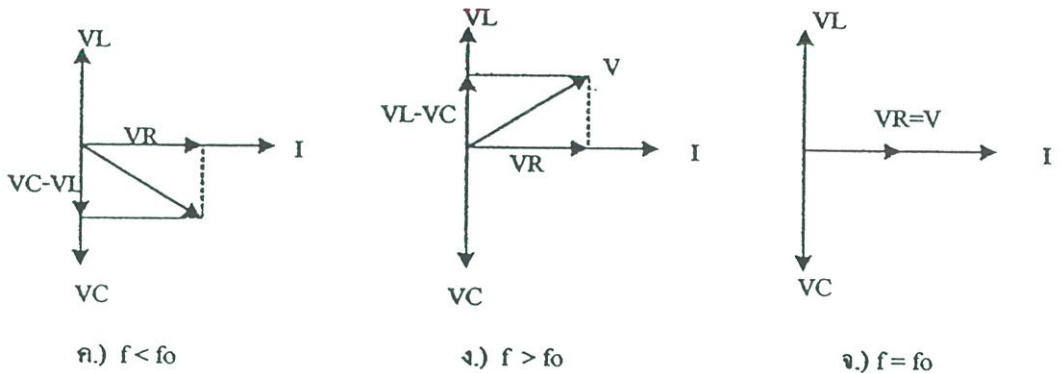
การต่อวงจร Series Resonance เฟสเซอร์ของแรงดันที่ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่าง ได้แสดงดังรูป 2.6



ก.) วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม



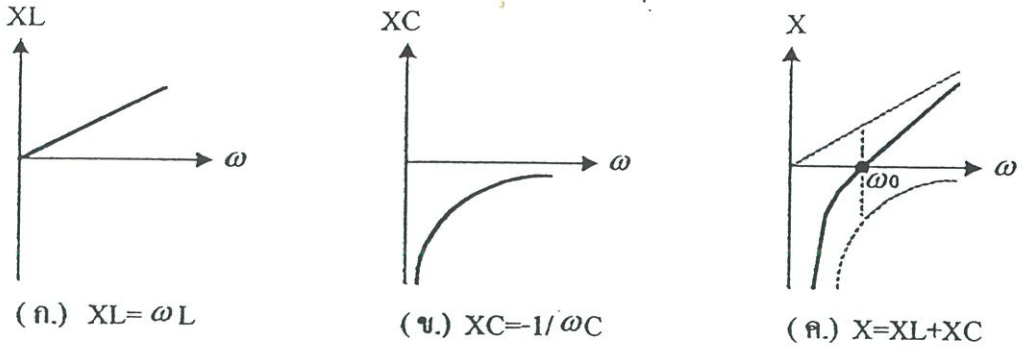
ข.) วงจรเปลี่ยนแปรของวงจรในรูป ก.



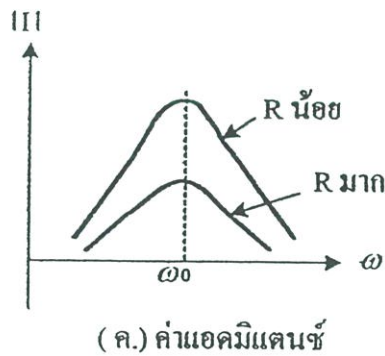
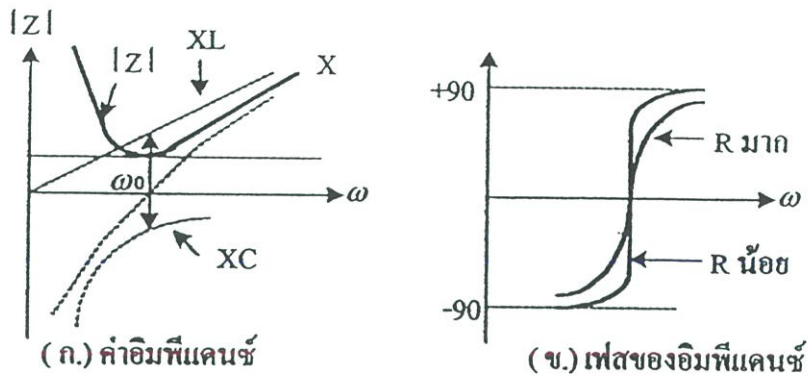
รูปที่ 2.6 วงจร Series Resonance

โดยที่  
 รูปที่ 2.6ก. แสดงวงจร Series Resonance  
 รูปที่ 2.6ข. แสดงค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับที่ตัวต้านทานตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

รูปที่ 2.6ค, 2.6ข, และ 2.6จ แสดงเฟสเซอร์โคจรแอมพลิจูดของแรงดันที่ความถี่ต่าง ๆ นอกจากนี้เมื่อนำค่า Reactance มา Plot Curve จะได้ดังรูปที่ 2.7



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



รูปที่ 2.8

พิจารณารูปในรูปที่ 2.8

รูป ก: แสดงขนาดของ Reactance ที่  $\omega$  ต่าง ๆ และจะเห็นว่าขนาดของ Reactance มีค่าน้อยที่สุดที่จุด Resonance

รูป ข : แสดงมุมเฟสของ Reactance ที่  $\omega$  ต่าง ๆ สังเกตว่าที่ความถี่มากกว่า Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นบวกตามตัวเหนี่ยวนำ และจะมีค่ามากขึ้นจนมีค่ามากที่สุดที่  $+90^\circ$  และในทางตรง

ข้ามถ้าความถี่น้อยกว่าที่ Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นลบตามตัวเก็บประจุและจะมีค่ามากที่สุดที่  $-90^\circ$

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

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

และหา  $\omega_c$  ได้จากสมการ

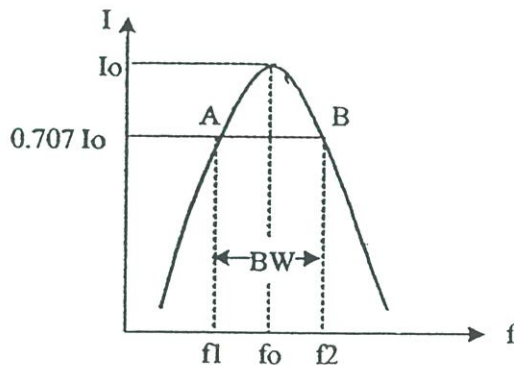
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2}} \dots\dots\dots(2.5)$$

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

มีข้อสังเกตว่าที่ R มีค่าน้อยๆ  $\omega_0$ ,  $\omega_L$  และ  $\omega_c$  จะยังมีค่าใกล้เคียงกันมากยิ่งขึ้นและที่ R=0 จะได้  $\omega_0 = \omega_L = \omega_c$  เมื่อ  $\omega_L$  และ  $\omega_c$  เป็นความเร็วเชิงมุมที่ทำให้เกิด  $|V_c|_{\max}$  และ  $|V_L|_{\max}$  ตามลำดับ

2.2.2 Resonance Curve และ Bandwidth

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



รูปที่ 2.9 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์

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

ถ้า Resonance Curve มีความแบนมากเรียกว่ามี Selectivity ไม่ดี โดยค่า Selectivity สามารถหาจากสูตร

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

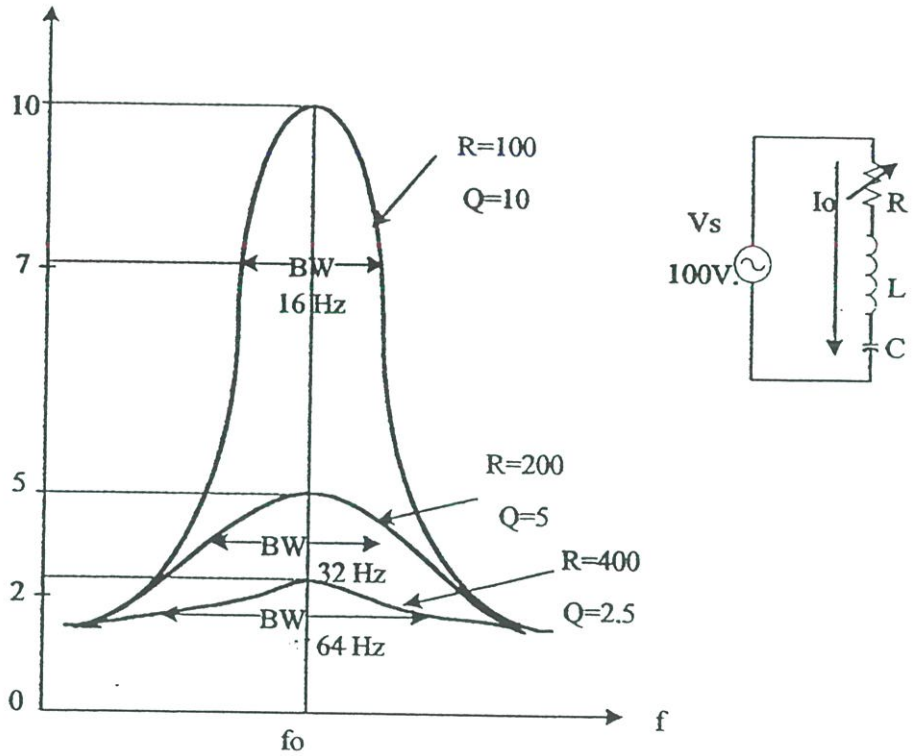
โดย B.W. คือช่วงความถี่ระหว่างจุดสองจุดซึ่งแต่ละจุดอยู่คนละข้างของ  $f_0$  และให้ค่ากระแสลดลงเหลือ  $I_0/\sqrt{2}$  ซึ่งทำให้กำลังในวงจรลดลงเหลือครึ่งหนึ่งของกำลังที่ Resonance จากนิยามข้างต้นสามารถหา  $f$  ที่จุดครึ่งกำลังได้ทำให้ได้

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

และ Selectivity มีค่าดังนี้

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

เพราะฉะนั้นจะได้ว่าค่าความต้านทานมีค่ามาก BW จะมีค่ามากด้วยและจากสมการ เมื่อ R มีค่ามากค่า Selectivity จะมีค่ามากทำให้ Resonance Curve แบบซึ่งไม่ดี



แสดงค่าความต้านทานที่มีผลต่อ Resonant Curve

รูปที่ 2.10 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve

2.2.3 Quality Factor (Q)

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

จากสมการข้างต้นเมื่อทำการพิสูจนจะพบว่าพลังงานเก็บสะสมสูงสุดในวงจรอนุกรม RLC จะมีค่าสูงสุดขณะวงจรเกิด Resonance และมีค่าคงที่ตลอดเวลาที่ทั้ง ๆ ที่พลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาจากศูนย์ไปยังค่าสูงสุดกลับไปกลับมาตลอดเวลามีค่าเท่ากับ  $\Delta_m^2 / 2$  และ พลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยในวงจรต่อหนึ่งวัฏจักรเท่ากับ  $I_m^2 R / (2f_0)$  ทำให้ได้

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

จากนิยามของ Selectivity ได้

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

นอกจากนี้ในวงจร RLC Series ยังพิสูจนได้ว่า

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

เมื่อ  $V_{L0}$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ Resonance

$V_{C0}$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุที่ Resonance

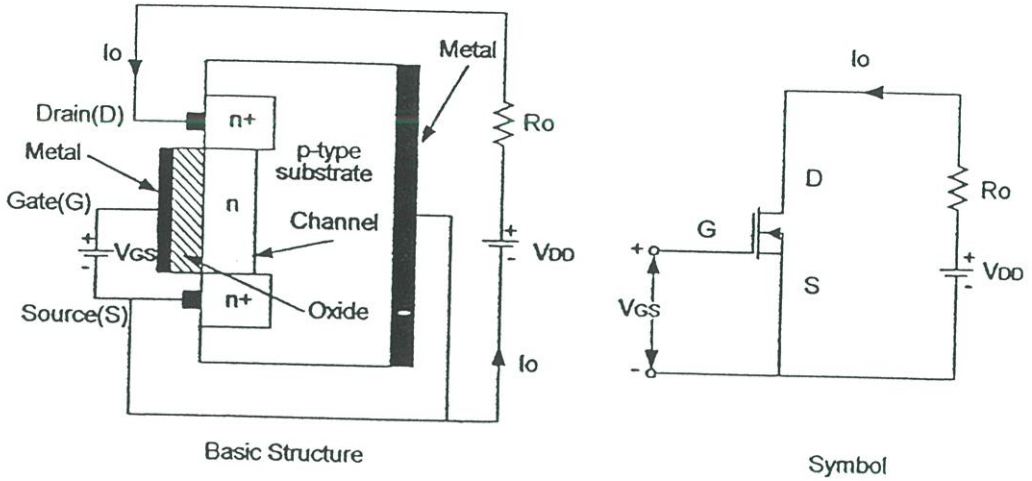
เพราะฉะนั้นเมื่อเรารู้ค่า  $Q_0$  ทำให้สามารถหาค่าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ได้

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

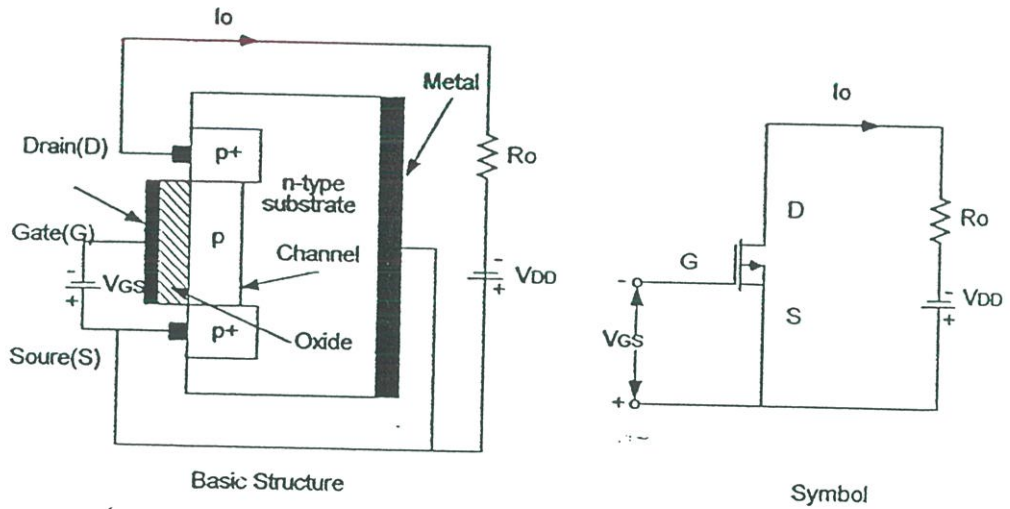
### 2.3 เพาเวอร์มอสเฟต

#### 2.3.1 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาท์พุทด้วยแรงดันที่ขาเกต และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก มีความเร็วในการสวิตซ์สูง เวลาในการสวิตซ์ต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



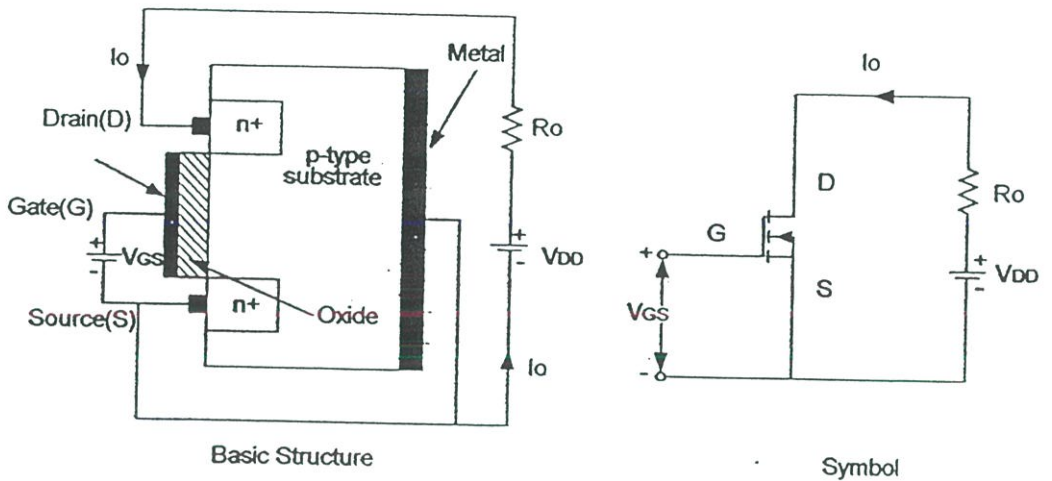
รูปที่ 2.11.(ก) คือฟิล์มชั้นมอสเฟตชนิดเอ็น



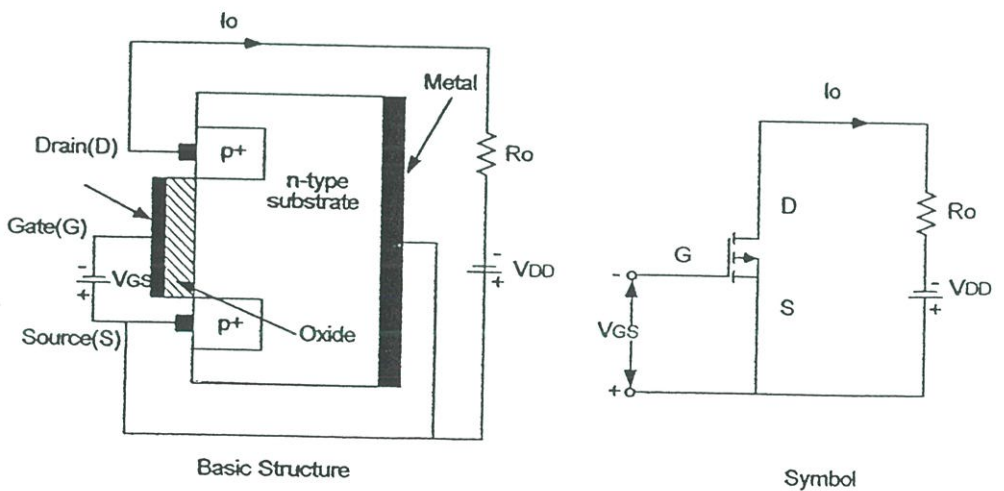
รูปที่ 2.11.(ข) คือฟิล์มชั้นมอสเฟตชนิดพี

มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ คือฟิล์มชั้นมอสเฟต และเอ็นฮานซ์เมนท์มอสเฟต (Depletion Mosfet and Enhancement Mosfet) คือฟิล์มชั้นมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารซิลิคอนชนิดพีดังรูปที่ 2.11.(ก) และถูกโด๊ป (dope) ด้วยซิลิคอนชนิด n<sup>+</sup> ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกทถูกแยกออกจากแชนแนลด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกท เคน และซอร์ส แรงดันที่เกทซอร์ส ( $V_{GS}$ ) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า  $V_{GS}$  เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นแชนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นของออกไซด์เป็นผลทำให้แชนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างเคนซอร์ส  $R_{DS}$  จะสูงขึ้นถ้า

$V_{GS}$  มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้แชนแนลปิดกั้นอย่างสมบูรณ์ ซึ่งทำให้  $R_{DS}$  มีค่าสูงชัน จนไม่มีกระแสไหลจากแชนแนลไปขั้วซอร์ส ( $I_{DS}=0$ ) แรงดัน  $V_{GS}$  ดังกล่าวเรียกว่า แรงดันพินช์ออฟ (pinch off voltage),  $V_D$  เมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวกแชนแนลจะเริ่มกว้างมากขึ้น และ  $I_{DS}$  จะไหลมากขึ้นเนื่องจาก  $R_{DS}$  ลดลง สำหรับในคิฟิสิกส์ของ MOSFET นั้นจะมีขั้วของ  $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$  และ  $V_{GS}$  ที่ตรงกันข้ามกับชนิดเอ็น ในเอ็นเอชเอ็มอสเฟตชนิดเอ็นจะไม่มีการไหลของกระแสที่  $V_{GS}$  เป็นบวก อิเล็กตรอนจะถูกดูดจากซับสเตรตชนิดพี (p-type substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า  $V_{GS}$  มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage),  $V_T$  แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดแชนแนลขึ้นมา และจะทำให้กระแสไหลจากแชนแนลไปขั้วไดรैनได้ สำหรับในเอ็นเอชเอ็มอสเฟตชนิดพี สภาพขั้วของ  $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$  และ  $V_{GS}$  จะตรงข้ามกับชนิดเอ็น



รูปที่ 2.12.(ก) เอ็นเอชเอ็มอสเฟตชนิดเอ็น

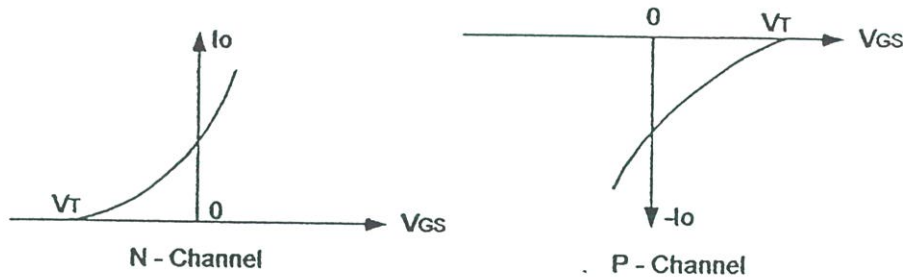


รูปที่ 2.12.(ข) เอ็นเอชเอ็มอสเฟตชนิดพี

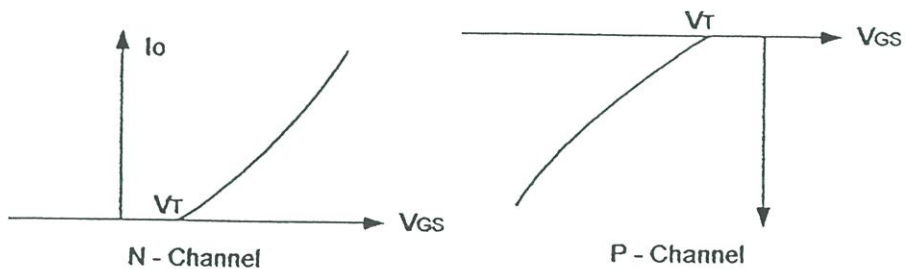
2.3.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน  $I_D$  กับ กระแสเกต  $I_G$  อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานสดคอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

ลักษณะสมบัติไอช่ายของมอสเฟตชนิดเอ็นและชนิดพีแสดงดังรูปที่ 2.13 และรูปที่ 2.14 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอทท์พทของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็นจะมีการทำงานใน 3-บริเวณ คือ บริเวณคัทออฟ (cut off region) เมื่อ  $V_{GS} < V_T$  บริเวณอิ่มตัวหรือพินช์ออฟ (saturation or pinch off region) เมื่อ  $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$  และบริเวณเชิงเส้น (linear region) เมื่อ  $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$  การพินช์ออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  ในบริเวณเชิงเส้น กระแส  $I_D$  จะแปรผันโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน  $V_{DS}$  เนื่องจากกระแสเดรนสูงและแรงดันเดรนต่ำทำให้มอสเฟตทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้น สำหรับการสวิทซ์ในบริเวณอิ่มตัว กระแสเดรนจะคงที่เมื่อแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้ มอสเฟตจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟตทั้งชนิดพีและเอ็นฮานซ์เมนต์ จะมีโมเดลที่สภาวะคงตัวดังรูปที่ 2.15 ค่าทรานสดคอนดักแตนซ์  $G_m$  หาได้จาก  $G_m = dI_D / dV_{GS}$  เมื่อ  $V_{DS}$  คงที่ และความต้านทานด้านเอทท์พท,  $r_o = R_{DS}$  หาได้จาก  $R_{DS} = dV_{DS} / dI_D$  ( $R_{DS}$  ในบริเวณพินช์ออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม)



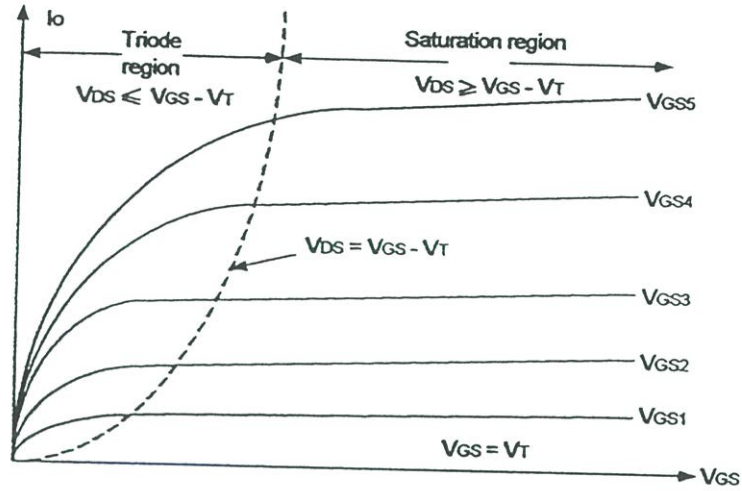
Depletion - type MOSFET



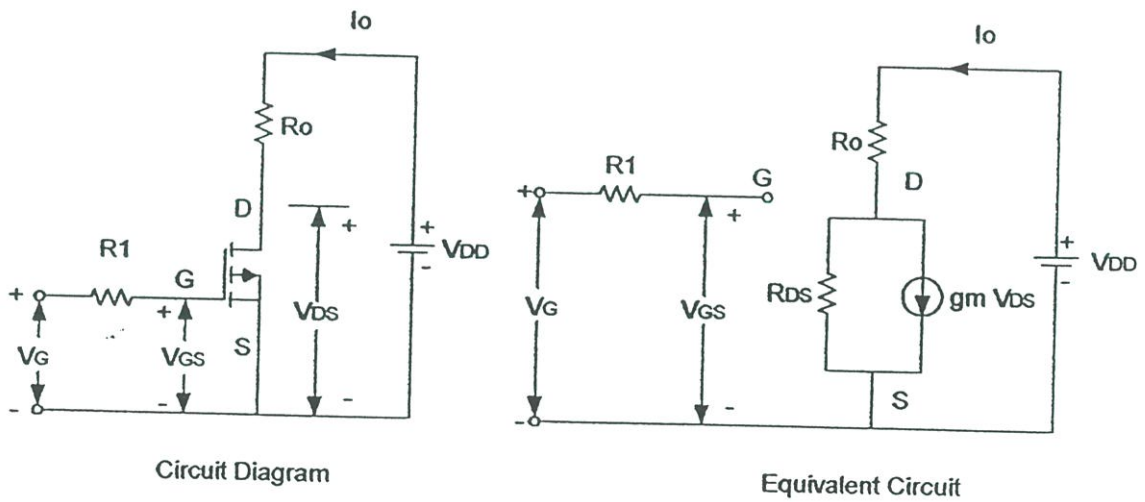
Enhancement - type MOSFET

รูปที่ 2.13 ลักษณะสมบัติไอช่ายของมอสเฟต

สำหรับศัพท์ชั้นมอดเฟตทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นชานซ์เมนต์มอดเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอร์มอดเฟตที่ใช้ทั่วไปจะเป็นชนิดเอ็นชานซ์เมนต์



รูปที่ 2.14 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นชานซ์เมนต์มอดเฟต



รูปที่ 2.15 โมเดลการสวิทช์ซึ่งที่สภาวะคงตัวของมอดเฟต

2.2.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอดเฟต (Structures of Power Mosfet)

1. ผลจากความสามารถทางอินพุทอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้อนันต์
  - ใช้แรงดันเป็นตัวขับ (Voltage driven input)

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

2.2.4 การทำงาน

แรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage),  $V_T$

แรงดันรักษาสภาพคงตัวเป็นแรงดันเกณฑ์ถึงขอร์สที่ต้องการทำให้เกิดการแพร่กระจายประจุตรงข้ามบริเวณผิวของช่องในเชิงอุตสาหกรรมแรงดันรักษาสภาพคงตัวสามารถคงตัวสามารถหาได้โดยกำหนดค่ากระแส  $I_m$  A ดังนั้นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสไหล  $I_m$  A คือแรงดันรักษาสภาพคงตัว ค่านี้จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นเกตออกไซด์และการแพร่ภายในช่อง ค่าค่าสุดท้ายที่อุณหภูมิห้องมีค่า 1.5 โวลต์ เป็นค่าที่แน่นอนที่ทำให้อุปกรณ์ทำงานอยู่สภาวะการทำงานที่แน่นอนจนกระทั่งอุณหภูมิของรอยต่อถึง  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$

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

ค่าความต้านทานขณะปิดวงจรสามารถหาได้จากความต้านทานรวมที่กระแสเดรนไหล กระแสเดรนจะไหลจากขานเดรนไปขาชอร์ส จากรูปที่ 2.16  $r_{DS(on)}$  ประกอบด้วยความต้านทาน 4 ตัวคือ อินเวอร์ตชันแชนแนล (The inversion channel),  $r_{CH}$ , บริเวณเกต-เกรนแอคคิวมูเลชัน (The gate-strain Accumulation region),  $r_{ACC}$ , บริเวณพินช์จังก์ชันเฟต (The junction FET pinch region),  $r_{FET}$  และบริเวณเดรนที่แพร่เจือจาง (The lightly doped drain region),  $r_D$  ตามสมการ

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

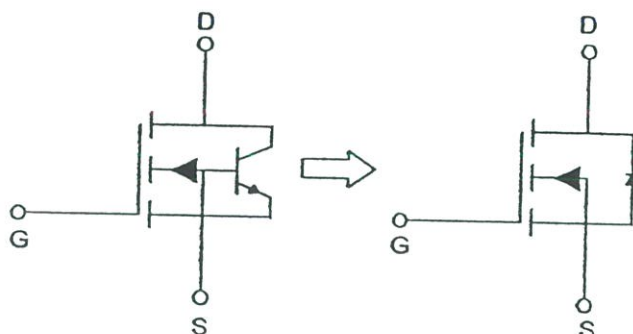
- $r_{CH}$  ขึ้นอยู่กับความยาวของช่อง (channel)
- $r_{ACC}$  ขึ้นอยู่กับความกว้างของชั้นโพลี (Poly width)
- $r_{FET}$  ขึ้นอยู่กับความต้านทานจำเพาะ (epi resistivity)

ทั้งสามตัวนี้จะแปรผกผันกับความกว้างของช่อง และแรงดันเกณฑ์ถึงขอร์ส

$r_D$  ขึ้นกับสัดส่วนของความต้านทานจำเพาะความกว้างของชั้นโพลีและเป็นสัดส่วนกลับกับความกว้างของช่อง

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

แรงดันพังทลายหรือแรงดันกลับต่อด้านของเพาเวอร์มอสเฟต มีลักษณะเหมือน V ของไปโทลาร์ทรานซิสเตอร์และจะเกิดเหมือนการพังทลายแบบอะวอลานช์ (avalanche breakdown) ค่าจำกัดของแรงดันจะถึงจุดเมื่อพังทลายในบริเวณดีพลีชัน (depletion region) ขณะป้อนแรงดันไปอัดกลับให้แก่รอยต่อที่เอ็นจัน ได้รับพลังงานจนเพียงพอที่จะทำให้เกิดการ ไอออนไนเซชัน (ionization) หรือเมื่อสนามไฟฟ้าถึงจุดวิกฤต ขนาดของแรงดันสามารถพิจารณาจากพหุนิยมของบริเวณที่แพร่สารเจือจางของชั้นแครน และชนิดจุดเชื่อมต่อของ die's surface electric field รูปที่ 2.16 เป็นวงจรไฟฟ้าของโครงสร้างจะเห็นได้ว่าโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ประกอบอยู่ในอีพิเลเยอร์ (epi layer) จุด A จะให้เห็นว่าอิมิตเตอร์และเบสจะต่อเข้าด้วยกันคั้งนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมค่า  $V_{(BR)DSS}$  ของเพาเวอร์มอสเฟตจึงเท่ากับ  $V_{(BR)CES}$  ของไปโทลาร์ทรานซิสเตอร์ และสังเกตที่เบสที่ต่อกับโลหะซอร์สจะใช้เป็นรอยต่อเบสขคอลเลคเตอร์ นั่นคือ ไดโอด (diode) ที่ต่อคร่อมขาแครนและขาซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.16 ไดโอดแกรมวงจรเทียบภายในอุปกรณ์

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET Capacitances)

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟตเกิดจาก โครงสร้างของมอสและรอยต่อที่เอ็นจัน ค่าความเก็บประจุที่เกิดจาก โครงสร้างมอสประกอบด้วยค่าความเก็บประจุของเกต-ซอร์ส (gate-source capacitance),  $C$  และค่าความเก็บประจุของเกต-แครน (gate-drain capacitance),  $C_{GS}$  ขนาดของค่าความเก็บประจุทั้งสองขึ้นอยู่กับ โครงสร้างและออก ไซส์ที่ชั้นเกตที่เป็นซิลิกอนรอยต่อที่เอ็นจันที่มีการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดค่าความเก็บประจุแครนถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุนี้สามารถหาได้เหมือนตัวเก็บประจุทั่วไป ดังนั้นค่าของมันขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวและความกว้างของรอยต่อบริเวณดีพลีชันที่เกิดการป้อน ไบอัสกลับ (reverse biased junction depletion region) ผนวน ไดอิเล็กทริกของ  $C_{GD}$  และ  $C_{GS}$  มักใช้แก้ว จึงเป็นตัวประจุที่ค่อนข้างเสถียรมาก ไม่เปลี่ยนแปลง

ตามอุณหภูมิลึกหรือแรงดัน ถ้าแรงดันที่ป้อนให้เขากทของเพาเวอร์มอสเฟตเกินจะทำให้เกิดการพังทลายผ่านแก๊วและกลายเป็นค่าความต้านทาน นั่นคือ เพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

### 2.3.5 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

#### ความเร็ว (Speed)

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

#### คุณสมบัติทางด้านอินพุต (Input characteristics)

เกทของเพาเวอร์มอสเฟตแยกออกจากซอร์สโดยชั้นออกไซด์ สามารถแทนด้วยค่าความต้านทานมีค่ามากถึง 40 MΩ เพาเวอร์มอสเฟตสามารถจะรับไบอัสปิดวงจร (biased-on) ที่เขาเกทได้ถึง 10 โวลต์ ดังนั้นสามารถต่อมาจาก TTL หรือ CMOS ได้

เมื่อเกทแยกออกจากซอร์สจึงทำให้ชุดขับเกท (gate drive) ไม่เกี่ยวข้องกับกระแสไหลด จึงทำให้ลดความยุ่งยากในการจัดวงจรขับลง มีผลทำให้ราคาของระบบลดลง

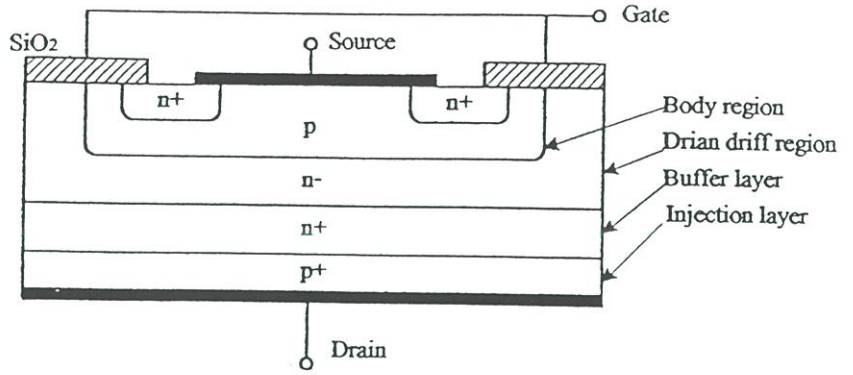
#### พื้นที่ทำงานปลอดภัย (Safe operating area)

เพาเวอร์มอสเฟตจะไม่ต้องการอัตราความสามารถในการรับกำลังมากตามแรงดันที่จ่ายให้ ดังนั้นการเกิดการพังทลายครั้งที่สอง (secondary breakdown) จะไม่เกิดในพิกัดของอุปกรณ์ อาจทำให้ไม่ต้องใช้วงจรสับเบรหรือใช้ค่าตัวเก็บประจุน้อยๆ ในวงจรสับเบร

ขอบเขตการทำงานปลอดภัย (safe operating boundaries) ถูกจำกัดโดยระดับกระแสสูงสุด แรงดันพังทลาย และความสามารถในการรับกำลังของอุปกรณ์

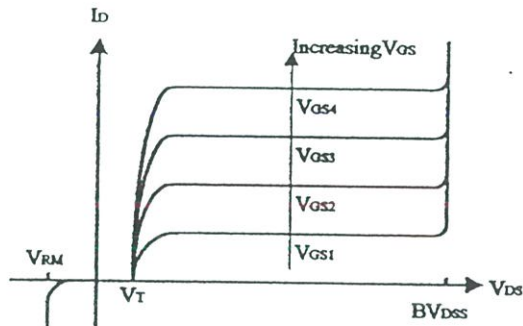
## 2.4 โครงสร้างพื้นฐาน ของ IGBT

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

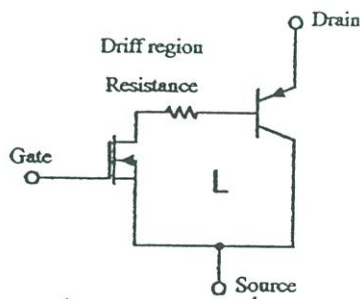


รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะโครงสร้างของ IGBT

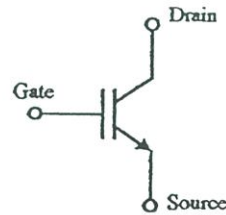
สำหรับคุณสมบัติไฟฟ้า  $I_D, V_{DS}$  จะเหมือนทรานซิสเตอร์แต่ใช้ศักดา Bias  $V_{GS}$  โดยจะเริ่มทำงานเมื่อ  $V_{GS} > V_T$



รูป ก. คุณสมบัติ ทางไฟฟ้าของ IGBT



รูป ค. วงจรสมมูลย์ของ IGBT



รูป ข. สัญลักษณ์ ของ IGBT

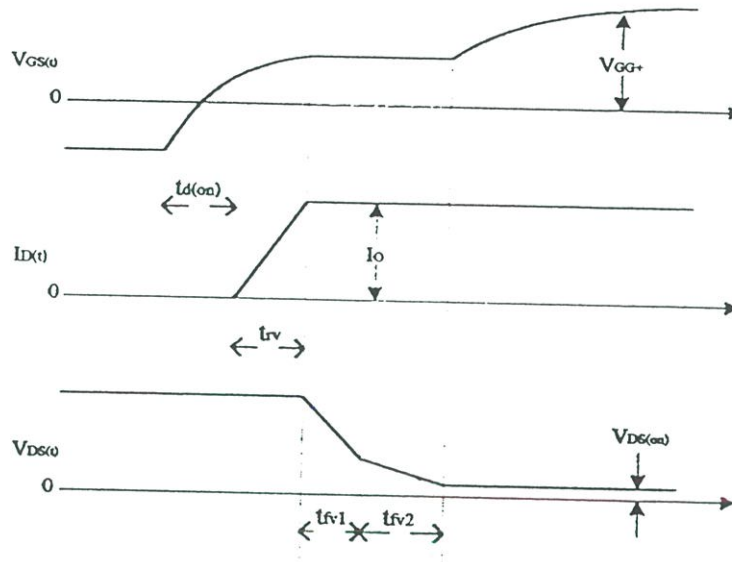
รูปที่ 2.18 แสดงกราฟคุณสมบัติทางไฟฟ้า สัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลย์ ของ IGBT

การทำงานในสถานะ On State

เมื่อศักดา  $V_{GS}$  มีค่าสูงกว่า  $V_T$  ทำให้เกิด Inversion Layer ที่ขาคัด ของ IGBT ดังนั้นจึงเกิดช่วงกระแสไหลผ่าน Inversion Shot ไปยัง  $n^-$  Drift Region และต่อ ไปยัง  $n^+$  Source จึงทำให้อิเล็กตรอนไหล และประจุ Hole นี็ดจาก  $p^+$  ไปยัง  $n^-$  ขณะเดียวกันจะเกิดช่องกระแส Hole นี็ด ข้าม Drift

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

ถ้าบริเวณ Source โลหะกับ p มีศักยาคดคร่อมสูงเกินไปจะทำให้มีการฉีดอิเล็กตรอนจาก โลหะไปยังชั้น p ทำให้ทรานซิสเตอร์แฝง npn เกิดทำงานขึ้น ซึ่งทำให้ทรินสเตอร์แฝง turn on เรียกว่า เกิด Latch up

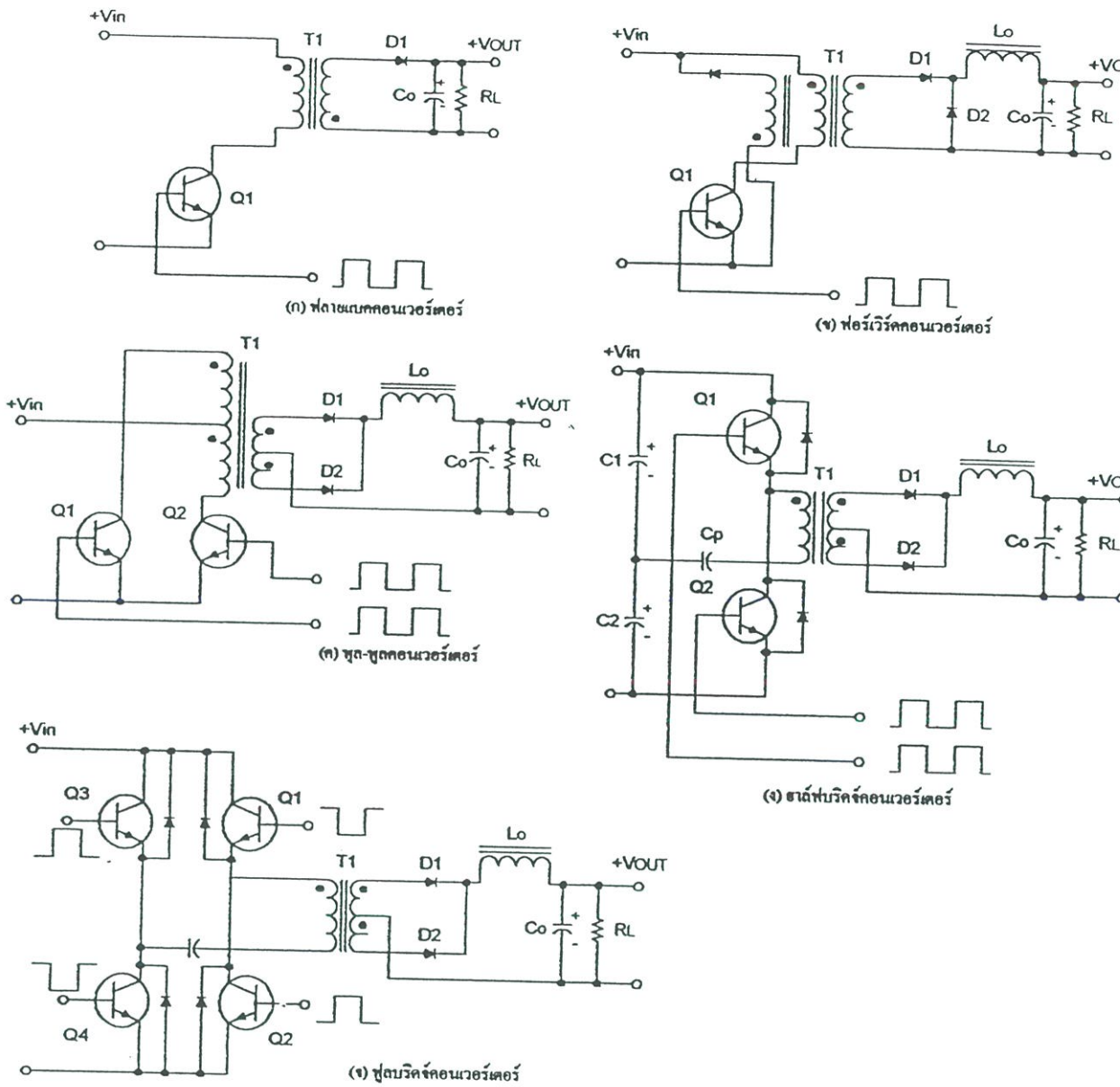


รูปที่ 2.19 กราฟแสดงคุณสมบัติสวิตช์ของ IGBT

## 2.5 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านพาวเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมพาวเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI / EMI



รูปที่ 2.20 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ

คอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้มากมีดังนี้

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)

3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half bridge Converter)
5. ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการเข้าใจและศึกษา

### 2.5.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.20.(ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดลวดไพรมารีและเซคคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไคโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไพรมารีของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ชุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไพรมารีและเซคคันดารี D1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไพรมารีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคคันดารีและมีกระแสไหลผ่านไคโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_o$  และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

### 2.5.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.20.(ข) จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 จะกำหนดขดลวดไพรมารีและขดเซคคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไคโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไคโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ  $L_o$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_o$  และโหลดได้ ขณะที่มีการไหลผ่าน  $L_o$  จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไคโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคคันดารี สนามแม่เหล็กใน  $L_o$  จะชุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไคโอด D2 ก็ จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง  $L_o$  จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่ามีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุต ต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานในช่วงเดียวกันแต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่าแต่ตัวอุปกรณ์มีราคาสูงกว่า

### 2.5.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย

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

### 2.5.4 ฮาร์ดฟริคจ์คอนเวอร์เตอร์

จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุชพูลและให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง มีข้อเสียคือเพนเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

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

### 2.5.5 พูลบริคจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.20.(จ) มีทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 4 ตัวแต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาร์ดฟริคจ์คอนเวอร์เตอร์แต่มีข้อได้เปรียบที่ขณะทำงานที่ขดไพรมารีจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันที่อินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีจึงมีค่าต่ำกว่าแต่จ่ายกำลังงานได้สูงกว่า โดยจะทำงานได้ตั้งแต่ 500 - 1000 วัตต์

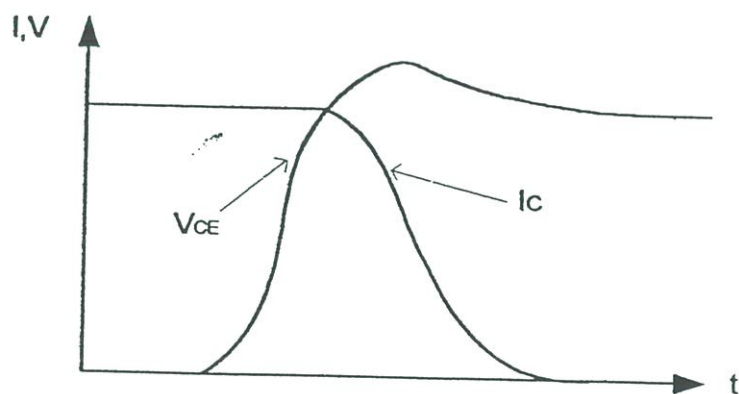
## 2.6 วงจร snubber

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

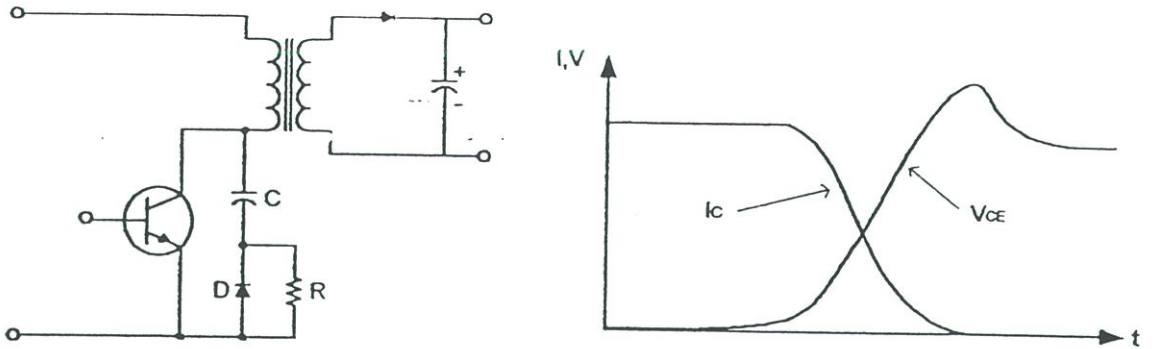
### 2.6.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

กำลังที่สูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ซอสและเดรนให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจร snubber ทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.22 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาซอสจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ซอสของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาซอสจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

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

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

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

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

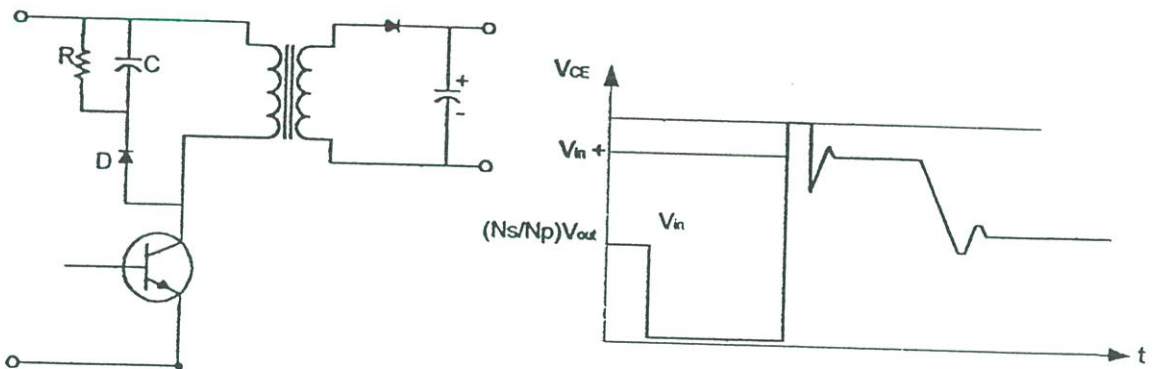
$t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต  
 การคายประจุของ  $C1$  จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว  $R1$  สูง ตัวต้านทาน  $R1$  จะ  
 ต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน  $R1$  อาจหาได้จาก

$$P_d = \frac{C1 * (2Vin)^2}{2T} \dots\dots\dots(2.14)$$

เมื่อ  $T$  คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

2.6.2 วงจรสับเบรอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงาน  
 เกินพิกัดปลอดภัย SBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพา  
 เวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้และเกิดการพังเสีย  
 หายขึ้น วงจรสับเบรอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่า  
 ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจร RCD สับเบรอร์ป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่  
 2.22



รูปที่ 2.23 แสดงการต่อสับเบรอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์  
 ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบรอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์  
 ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ  $C$  จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด  $D$  จากค่าแรง  
 ดันสไปค์ ค่าของ  $R1$  จะทำให้แรงดันตกคร่อม  $C$  มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอด

ช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่ซอสจะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง CI จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่ซอสจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นควทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ CI แทน นั่นคือ

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

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน  $V_{\infty} - V_{clamp}$  ดังนั้น

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

เมื่อ  $L_i$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี (Leakage inductance)

$I_p(pk)$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{\infty}$  คือ อัตราตบแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{clamp}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ RI อาจหาได้จาก

$$RI = t_{off}(min) / 2.3 C I \dots\dots\dots(2.18)$$

กำลังงานสูญเสียใน RI มีค่าเท่ากับ

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

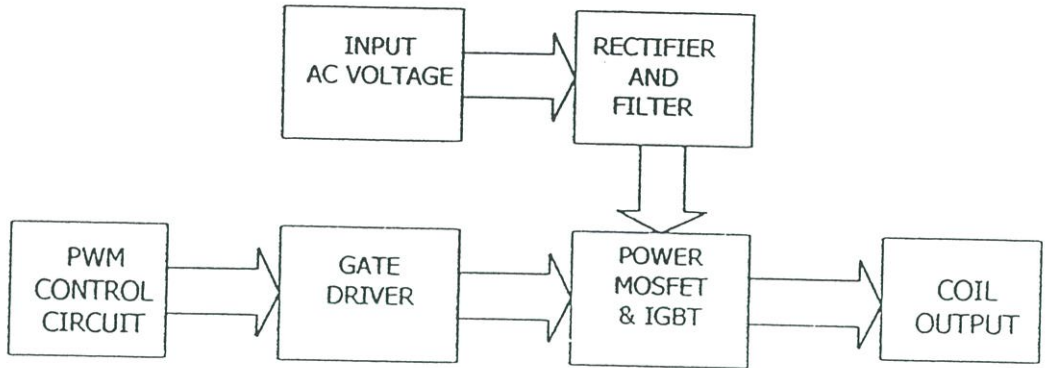
เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

## บทที่ 3

### โครงสร้างระบบและการออกแบบวงจร

#### 3.1 โครงสร้างของระบบ



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบ

อธิบายการทำงานส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

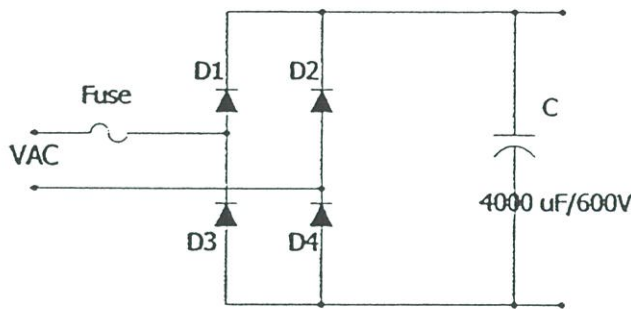
1. Rectifier and filter เป็นส่วนที่หม้อแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง และกรองแรงดันให้เรียบขึ้น
2. PWM Control circuit เป็นส่วนที่ควบคุมความถี่ของการทำงาน ควบคุมเดดไทม์ ควบคุมความถี่ไซเคิล และความกว้างของพัลส์ (PWM)
3. Gate driver เป็นส่วนที่ออกแบบสำหรับขับเกท โดยเฉพาะ เพื่อเป็นช่วยในการสวิตช์ของ IGBT ให้มีความเร็วในการทำงาน (Switching speed) เร็วขึ้น
4. IGBT เป็นส่วนที่ทำการสวิตช์ตามจังหวะของพัลส์จากวงจรควบคุม เพื่อผ่านกระแสไปยังกระแสเอาท์พุท
5. Coil Output เป็นส่วนที่ส่งผ่านพลังงานทั้งหมด ไปยังชิ้นงานที่ต้องการ

#### 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง (Rectifier and Filter)

หน้าที่ของวงจรส่วนนี้ก็คือรับพลังงานโดยตรงจากไฟบ้านมาแปลงแรงดันไฟสลับที่มีความถี่ 50 เฮิรต์เพื่อให้เป็นไฟตรงแล้วผ่านส่วนของวงจร L-C FILTER กรองแรงดันเพื่อกำจัดแรงดันกระเพื่อม (Ripple) สำหรับวงจรในส่วนนี้ส่วนที่สำคัญที่สุดก็คือบริดจ์เรกติไฟเออร์ ซึ่งเวลาเลือกใช้จะต้องแน่ใจว่าสามารถทนกระแสขณะได้ รับไบอัสตรงของค่ากระแสที่สามารถใช้งานได้มีแรงดันเบรกดาวน์ (Breakdown voltage) สูงและต้องทนต่อกระแสกระชากขณะเริ่มต้นใช้งานได้

สำหรับการเรกติไฟร์ในปริยญาณพนธ์นี้ได้เลือกใช้ในลักษณะของเพนเวอร์ไดโอด เนื่องจากจ่ายกำลังได้สูงโดยเฉพาะวงจรบริคส์เรกติไฟร์ ดังในรูปที่ 3.2 เป็นตัวแปลงจากไฟสลับเป็นไฟตรงโดยนำไฟกระแสสลับเข้ามาเพื่อส่งผ่านส่วนของวงจรบริคส์เรกติไฟร์

จากรูปที่ 3.2 ค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ทั้งสองตัวนี้มีค่าเท่ากันคือ 4000  $\mu\text{F}$  / 600V ต่อขนานกันเพื่อเป็นการเพิ่มค่าความจุ จะได้ความจุประมาณ 4000  $\mu\text{F}$  เหตุผลที่สำคัญของการต่อขนานกับของตัวเก็บประจุนี้ก็เพื่อเป็นการ ลดค่าความต้านทานแฝง (ESR) ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุนี้ให้มีค่าน้อยลง



รูปที่ 3.2 วงจรจ่ายไฟตรง

### 3.2.1 ไดโอดเรียงกระแส

1. ค่ากระแสกระชาก  $I_{sm}$  (Maximum Surge Current) กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริคส์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่
2. ค่ากระแสเฉลี่ยขณะถูกไบอัสตรง  $I_{fm}$  (Average Forward Current) ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริคส์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5 - 2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจรเพื่อความปลอดภัยแลยยืดอายุการใช้งาน
3. อัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด  $V_m$  ของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

### 3.2.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยต้องพิจารณาพิภักดแรงดันและพิภักดกระแส

### 3.2.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

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

โดยที่  $I_o$  คือค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

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

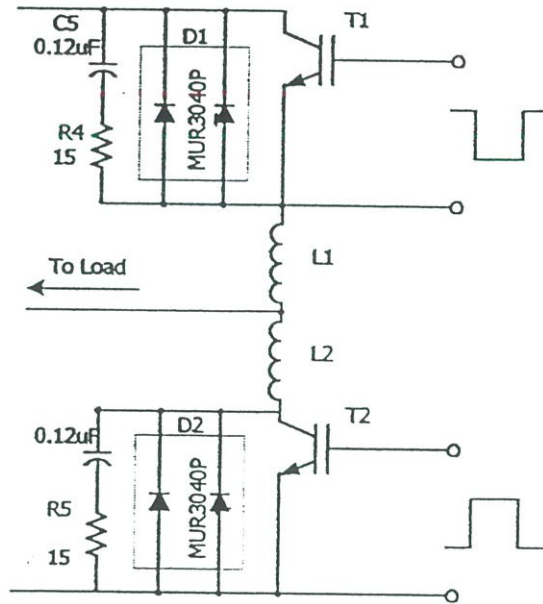
$V_r$  คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส

จากสมการพบว่า เมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระแสที่เพิ่มน้อยลง ดังนั้นชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลต่อแรงดันกระแสที่เพิ่มของแรงดันไฟตรงได้ โดยปรกติการออกแบบสวิทซ์ซิ่งเพนเวอร์ซีฟหลายจะยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระแสที่เพิ่มไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

### 3.3 คอนเวอร์เตอร์

#### 3.3.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงงานนี้ใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยอาศัยการสวิทซ์ซิ่งของ IGBT ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูป 3.3 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้ IGBT

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

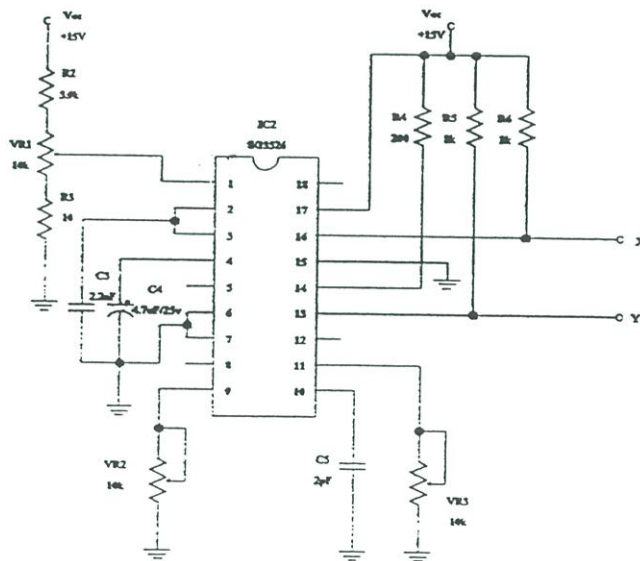
### 3.3.2 วงจร snubber เบอร์

วงจร snubber เบอร์ (Snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอเตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับ IGBT ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจร snubber เบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber เบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (Turn off snubber) และวงจร snubber เบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber) วงจร snubber เบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD snubber เบอร์ ซึ่งทำหน้าที่ในวงจรคือ

ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแขวงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแห่งนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยวงจรวจร snubber เบอร์ จึงไม่เกิดแรงดันสไปค์เมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส

### 3.4 วงจรควบคุม (Control Circuit)

ในปัจจุบันได้มีการผลิต ไอซีที่ใช้ในลักษณะของ PWM หลายเบอร์ แต่ละเบอร์ก็มีหลักการทำงานคล้ายๆกัน ดังเช่นในปริฉุญยานิพนธ์นี้ได้เลือกเบอร์ SG 3526 เป็นส่วนของการควบคุมเพราะมีขาควบคุมในการป้อนกลับให้ประจุค้ใช้งาน ได้หลายประเภท ดังนั้นจึงจะขอกล่าวเฉพาะรายละเอียดของตัว ไอซีเบอร์ SG 3526 นี้เท่านั้น ซึ่งข้อมูลต่างๆอยู่ที่ภาคผนวก



รูปที่ 3.4 วงจรควบคุมของ SG 3526

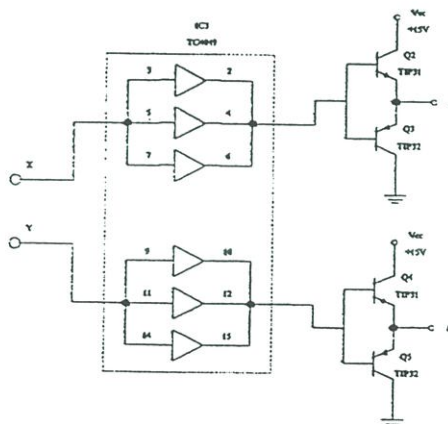
SG3526 เป็นวงจรวจร ไอซีที่ใช้ควบคุม PWM แบบความถี่คงที่ และมีโครงสร้างที่ได้รับความนิยมส่วนที่จำเป็นสำหรับการควบคุมสวิตช์ ภายในตัวของ SG3526 นี้มีส่วนของการสร้างออสซิลเล

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

ขา 1,2 เป็น Error โดยการนำค่าแรงดันเข้ามาควบคุมซึ่งเรา คงที่ไว้ค่าหนึ่ง ซึ่งจะให้ค่าเคค ไทม์คงที่ หรือปรับความกว้างของวงจรพัลส์ ส่วนขา 2 จะต่อ ค่า C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยต่อ C ลงกราวด์เอาไว้ ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอเตอร์เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start ขา 5 เป็นขาเรจิสต์ ขา 6,7 เป็น Current Sense ซึ่งในวงจรไม่มีการป้อนกลับ เราจึงต่อลงกราวด์เอาไว้ ขา 8 เป็นขาสำหรับการชดความจกภายนอก ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำหนดสัญญาณต่อมายังภายนอก เพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่มีสัญญาณคาบเวลาการทำงานเดียวกัน ขา 13,16 เป็นขาเอาต์พุต A และ B ขา 14 เป็นไฟเลี้ยงวงจร ขา 15 เป็นกราวด์ ขา 17 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง ( 5 โวลท์ ) ก่อนเพื่อให้ทำงานเต็มที ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำหนดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน

### 3.4.1 วงจรขับเกด

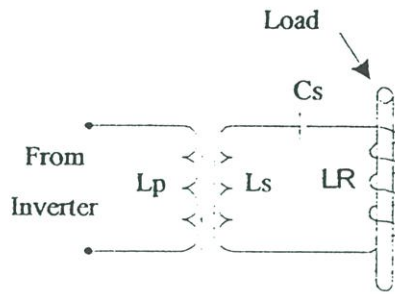
วงจรขับเกดจะประกอบด้วย IC Buffer เบอร์ TC 4049 ซึ่งมี 8 ตัวประกอบในตัวเดียวกันซึ่งขา 3,5 ,7 ต่ออยู่กับขา 13 ของ SG 3526 และขา 9,10,14 ต่อกับขา 16 ของ SG3526 ส่วน ขา 2,4,6 ต่อที่ขาเบสทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP ซึ่งใช้เบอร์ TIP 31 และ TIP 32 ตามลำดับ ต่อกับแบบคอมพิเมนทารี ( Complementary ) ชุดที่ 1 คือ Q1 , Q2 และขา 10,12,15 ต่อกับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q3,Q4 โดยเอาต์พุตของวงจรคอมพิเมนทารีทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงพัลส์เพื่อที่จะส่งพลังงานไปยังขดทุติยภูมิ นำไปขับเกดของมอเตอร์มอสเฟด โดยจะมีค่าความต้านทาน และ ซีเนอร์ไดโอด ( Zener Diode ) เป็นตัวรักษาระดับแรงดันให้คงที่ เพื่อต่อเข้ากับเกดของมอเตอร์



รูปที่ 3.5 วงจรขับเกด

### 3.5 วงจรโหลด ( Load Circuit )

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



รูปที่ 3.6 วงจรโหลด

#### 3.5.1 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

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

คำนวณหาจำนวนรอบของขดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_S V_P = N_P V_S$$

และ

$$N_S I_S = N_P I_P$$

โดยที่  $N_P$  คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ

$V_P$  คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด

$I_S$  คือ กระแสทางทุติยภูมิ

$I_p$  คือ กระแสทางอินพุท  
แทนค่า

$$1 * 250 = N_p * 10$$

$$N_p = 25 \text{ รอบ}$$

### 3.5.2 ค่าความถี่รีโซแนนซ์ ( $f_0$ )

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

โดย

$$f_0 = \text{ความถี่ที่สภาวะรีโซแนนซ์}$$

$$L_R = \text{ค่าความเหนี่ยวนำที่คอยล์ มีค่าเท่ากับ } 1.3 \mu\text{H}$$

$$C_S = \text{ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ } 3.24 \mu\text{F}$$

ในการปรับค่าความถี่รีโซแนนซ์ จะทำการปรับความถี่ไว้ที่ต่ำกว่าจตุรีโซแนนซ์ เพื่อในการ  
ใส่โหลดหรือชิ้นงานนั้นทำงานที่จตุรีโซแนนซ์ คือ กระแส มีค่าสูงสุด และเวลา ไม่มีโหลดกระแส  
ที่ไหลในวงจรนั้นมีค่าต่ำ

## บทที่ 4

### ทฤษฎีไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ซึ่งมีหน่วยความจำในแบบแฟลช (flash memory) ของ Atmel Corporation มีเบอร์ขึ้นต้นด้วย AT89 เหตุผลที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบนี้เพื่อเรียนรู้การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 มีด้วยกันหลายประการดังนี้

1. หน่วยความจำโปรแกรมภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นแบบแฟลช ทำให้สามารถ ลบและเขียนใหม่ได้นับพันครั้ง จึงสามารถใช้งานในรูปแบบของไมโครคอนโทรลเลอร์ชิปเดี่ยวไม่ต้องใช้หน่วยความจำภายนอกส่งผลให้สามารถใช้งานพอร์ตอินพุตเอาต์พุตของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ

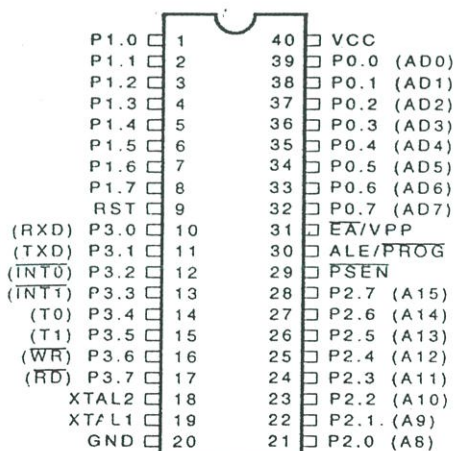
2. ต้นทุนและเวลาในการพัฒนาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ลดลงอย่างมาก เนื่องจากไม่ต้องใช้เครื่องมือพัฒนาจำพวกอิมูเลเตอร์และเครื่องโปรแกรมอีพรอม

3. บริษัทผู้ผลิตได้ทำการผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลนี้ออกมาหลายเบอร์ และมีความสามารถแตกต่างกันทำให้มีทางเลือกในการใช้งานสูง

4. ด้วยการใช้หน่วยความจำภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ทำให้สามารถป้องกันการคัดลอกข้อมูลของหน่วยความจำโปรแกรมได้เป็นอย่างดี

5. ในบางเบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ผลิตโดย Atmel สามารถทำการโปรแกรมข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรมได้โดยไม่ต้องถอดตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ออกมาทำการโปรแกรมใหม่หรือเรียกว่าการโปรแกรมในวงจร หรือในระบบ (In-system programming) โดยใช้สัญลักษณ์การติดต่อแบบ SPI (Serial Peripheral Interface) ทำให้การพัฒนาหรือการซ่อมบำรุงตลอดจนการปรับปรุงหรืออัปเดตข้อมูลในหน่วยความจำโปรแกรมทำได้สะดวก ภายใต้งบประมาณที่ไม่สูงมากนัก

6. ชุดคำสั่งและสถาปัตยกรรมพื้นฐานเหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ของผู้ผลิตอื่นไม่ว่าจะเป็นอินเทล, ซิเมนส์ หรือคัลลิส



รูปที่ 4.1 แสดงขาต่างๆของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

### คุณสมบัติทางเทคนิคของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 อนุกรม AT89xx

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ซีพียูขนาด 8 บิต
- ภายในมีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบแฟลชสามารถลบและเขียนใหม่ได้พันครั้ง
- หน่วยความจำข้อมูลพื้นฐานเป็นหน่วยความจำแบบแรม ในบางเบอร์จะมีหน่วยความจำแบบอีอีพรอมเพิ่มเติม
- ขาพอร์ตเป็นแบบสองทิศทาง , สามารถใช้งานเป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุต
- มีวงจรสื่อสารอนุกรมแบบฟูลดูเพล็กซ์
- ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิตอย่างน้อย 2 ตัว
- สามารถรองรับแหล่งกำเนิดอินเทอร์รัปต์ได้ 6 ประเภท
- สามารถขยายหน่วยความจำภายนอกเพิ่มเติมได้สูงสุด 64 กิโลไบต์
- มีวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาอยู่ในชิป
- มีวงจรภายในสื่อสารอนุกรมแบบ SPI สำหรับในอนุกรม AT89Sxx
- มีวอตช์ด็อกไทมเมอร์ในตัว สำหรับในอนุกรม AT89Sxx

โครงสร้างพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในอนุกรม AT89Cxx จะเห็นได้ว่า โครงสร้างของ AT89Cxx จะเหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 พื้นฐาน หากแต่แตกต่างกันเฉพาะหน่วยความจำโปรแกรมแบบแฟลชที่เพิ่มเติมเข้ามา หากเป็น

ไมโครคอนโทรลเลอร์ในอนุกรม 87xx หน่วยความจำโปรแกรมภายในจะเป็นแบบอีอีพรอม และบางเบอร์สามารถโปรแกรมได้เพียงครั้งเดียว โครงสร้างพื้นฐานของอนุกรม AT89xx จะเห็นได้ว่ามีส่วนประกอบที่เพิ่มเติมแตกต่างจาก AT89xx อยู่หลายส่วน อาทิ วงจรเชื่อมต่ออนุกรมแบบ SPI ซึ่งในไมโครคอนโทรลเลอร์ อนุกรมนี้ใช้ในการเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำโปรแกรมโดยไม่ต้องถอดตัวชิปออกไปจากระบบหรือเรียกว่า การโปรแกรมในวงจร ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิตที่เพิ่มเติมเข้ามาอีกหนึ่งตัวเป็นไทเมอร์ 2 และวงจรวอตช์ด็อกที่ใช้ในการตรวจสอบการทำงานผิดพลาดของซีพียู

Features	89C1051	89C2051	80C31	80C32	89C51	89C52	89LV51	89LV52	89C55	89S8252
Flash Memory	1K	2K	-	-	4K	8K	4K	8K	20K	8K
Ram	64	128	128	256	128	256	128	256	256	256
EEPROM	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2K
Programming	Yes	Yes	No	No	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
Timers/Counters	1	2	2	3	2	3	2	3	3	4
Serial UART	-	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
Power supply	2.7-6.0	2.7-6.0	4.0-6.0	4.0-6.0	4.0-6.0	4.0-6.0	2.7-6.0	2.7-6.0	2.7-6.0	2.7-6.0
Frequency	0-24	0-24	0-24	0-24	0-24	0-24	0-24	0-24	0-33	0-33
I/O Pins	15	15	32	32	32	32	32	32	32	32
External address /										
Data bus	No	No	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
Pin Count	20	20	40/44	40/44	40/44	40/44	40/44	40/44	40/44	40/44

## 4.1 LCD Module



รูปที่ 4.2 แสดง LCD รูปแบบต่างๆ

อุปกรณ์แสดงผลประเภท LCD ซึ่งงานที่นำ MCS-51 เข้ามาใช้ในนั้น อุปกรณ์แสดงผลที่นิยมนำมาใช้ร่วมกันก็คือ LCD

LCD แบ่ง เป็น 2 ประเภท ได้แก่

1. กลุ่ม Character LCD Module
2. Graphic LCD Module

โดยองค์ประกอบที่สำคัญประกอบด้วย 3 ส่วนที่สำคัญ คือ

- Dot Matrix Display เป็นลักษณะของชั้นผลึกแก้วที่มีสารซึ่งเป็นของเหลวพิเศษอยู่ระหว่างชั้นผลึก โดยถูกแบ่งออกเป็น Dot เล็กๆ จำนวนมากๆ เรียกว่า Dot Matrix Display ของเหลวที่ว่านี้จะมีคุณสมบัติที่บดแสง เมื่อมีแรงดันตกคร่อมตัวมัน
- Driver ใช้ในการขับ Dot Matrix ให้ที่บดแสงหรือ โปร่งแสงตามสัญญาณที่ได้รับมาจากส่วนที่สาม
- Controller เป็นหัวใจหลักของการควบคุมการทำงานส่วนต่างๆรวมกัน ซึ่งทั้งหมดถูกเรียกว่า LCD Module

ขา	สัญลักษณ์	ฟังก์ชัน
1	GND	กราวด์
2	Vcc	+5 โวลต์
3	Vo	ปรับความเข้มด้วยแรงดัน (0-5 โวลต์)
4	RS	เลือกรีจิสเตอร์ (0=รีจิสเตอร์คำสั่งคำสั่ง หรือแฟล็กแสดงภาวะการทำงานและตัวนับแอดเดรส; 1=รีจิสเตอร์ค่าตัว)
5	R/W	เลือกการอ่านหรือเขียน (0=เขียน;1=อ่าน)
6	E	อีน่าบีลการอ่านหรือเขียน LCD
7	D0	ค่าตัวอินพุต/เอาต์พุตบิตต่ำสุด
8	D1	ค่าตัวอินพุต/เอาต์พุตบิตที่ 2
9	D2	ค่าตัวอินพุต/เอาต์พุตบิตที่ 3
10	D3	ค่าตัวอินพุต/เอาต์พุตบิตที่ 4
11	D4	ค่าตัวอินพุต/เอาต์พุตบิตที่ 5
12	D5	ค่าตัวอินพุต/เอาต์พุตบิตที่ 6
13	D6	ค่าตัวอินพุต/เอาต์พุตบิตที่ 7
14	D7	ค่าตัวอินพุต/เอาต์พุตบิตสูงสุด

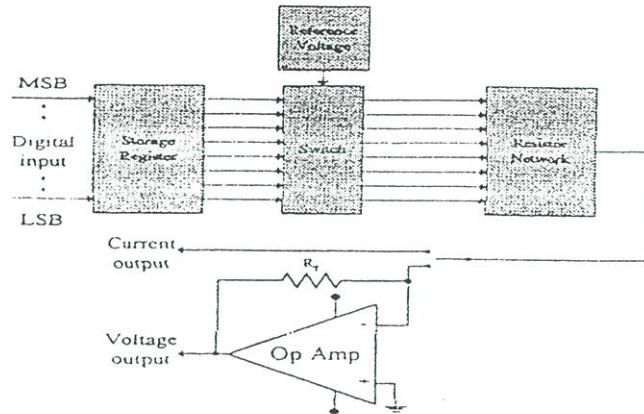
รูปที่ 4.3 แสดงตำแหน่งขาต่างๆที่ใช้เชื่อมต่อกับ LCD

คำสั่ง	รหัสควบคุม										รายละเอียด	สัญลักษณ์
	RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0		
Clear display	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	เคลียร์หน้าจอแสดงผลและเคอร์เซอร์ที่ตำแหน่งเริ่มต้น	I/D = 1 : เพิ่มค่า I/D = 0 : ลดค่า
Return home	0	0	0	0	0	0	0	0	1	*	เคอร์เซอร์ไปยังจุดเริ่มต้นโดยที่ข้อมูลใน DDRAM ไม่มีการเปลี่ยนแปลง	S = 1 : สามารถเลื่อนสัญลักษณ์ได้ S = 0 : สามารถเลื่อนเคอร์เซอร์ได้
Entry mode set	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S	جهتทางการเคลื่อนของเคอร์เซอร์คำสั่งนี้มีผลเมื่อมีการอ่านหรือเขียนข้อมูลกับ LCD	S/C = 1 : สัญลักษณ์ถูกเลื่อน S/C = 0 : เคอร์เซอร์ถูกเลื่อน
Display on/off control	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B	ควบคุมจอแสดงผล(D) On/Off, ควบคุมเคอร์เซอร์(C) On/Off, และให้เคอร์เซอร์กระพริบด้วยหรือไม่ (B)	R/L = 1 : เลื่อนไปทางขวา R/L = 0 : เลื่อนไปทางซ้าย
Cursor or display shift	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	*	*	ควบคุมการเลื่อนของเคอร์เซอร์และสัญลักษณ์โดยที่ข้อมูลใน DDRAM ไม่มีการเปลี่ยนแปลง	DL = 1 : 8 bit DL = 0 : 4 bit N = 1 : 2 บรรทัด N = 0 : 1 บรรทัด F = 1 : 5 x 10 จุด
Function set	0	0	0	0	1	DL	N	F	*	*	กำหนดลักษณะการแสดงผลจำนวนบรรทัดที่แสดงผล (N) และความละเอียด Font (F)	F = 0 : 5 x 7 จุด BF = 1 : การทำงานภายในยังไม่เสร็จ
Set CGRAM address	0	0	0	1	A <sub>CG</sub>	A <sub>CG</sub>	A <sub>CG</sub>	A <sub>CG</sub>	A <sub>CG</sub>	A <sub>CG</sub>	เซตแอดเดรสใน CGRAM	BF = 0 : สามารถรับคำสั่งใหม่ได้
Set DDRAM address	0	0	1	A <sub>DD</sub>	A <sub>DD</sub>	A <sub>DD</sub>	A <sub>DD</sub>	A <sub>DD</sub>	A <sub>DD</sub>	A <sub>DD</sub>	เซตแอดเดรสใน DDRAM	A <sub>CG</sub> : CGRAM address A <sub>DD</sub> : DDRAM address
Read busy flag & address	0	1	BF	AC	AC	AC	AC	AC	AC	AC	อ่านสถานะของแฟล็กบิวซีและตำแหน่งแอดเดรสเคาน์เตอร์	AC : Address counter
Write data to CG or DDRAM	0	1	Write data								เขียนข้อมูลไปยัง DDRAM หรือ CGRAM	
Read data from CG or DDRAM	1	1	Read data								อ่านข้อมูลจาก DDRAM หรือ CGRAM	* : Don't care

ตารางที่ 4.2 ชุดคำสั่งที่ใช้ในการควบคุม LCD Module

Lower 4 Bits	Upper 4 Bits															
	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
xxxx0000	CG RAM (1)	⌘		0	1	P	`	F	E	α	¶	°	À	Ⓐ	Á	Â
xxxx0001	(2)	⌘	!	1	À	Q	a	q	À	Ⓐ	Ⓐ	Ⓐ	Ⓐ	Ⓐ	Ⓐ	Ⓐ
xxxx0010	(3)	⌘	"	2	B	R	b	r	⌘	Γ	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx0011	(4)	⌘	#	3	C	S	c	s	3	π	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx0100	(5)	⌘	\$	4	D	T	d	t	⌘	Σ	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx0101	(6)	⌘	%	5	E	U	e	u	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx0110	(7)	⌘	&	6	F	V	f	v	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx0111	(8)	⌘	'	7	G	W	w	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx1000	(1)	⌘	(	8	H	X	h	x	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx1001	(2)	⌘	)	9	I	Y	i	y	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx1010	(3)	⌘	*	:	J	Z	j	z	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx1011	(4)	⌘	+	;	K	[	k	[	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx1100	(5)	⌘	<	<	L	\	l	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx1101	(6)	⌘	=	=	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx1110	(7)	⌘	.	.	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘
xxxx1111	(8)	⌘	/	?	0	_	o	o	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘	⌘

ตารางที่ 4.3 แสดงตัวอย่าง Character Pattern Ascii Code

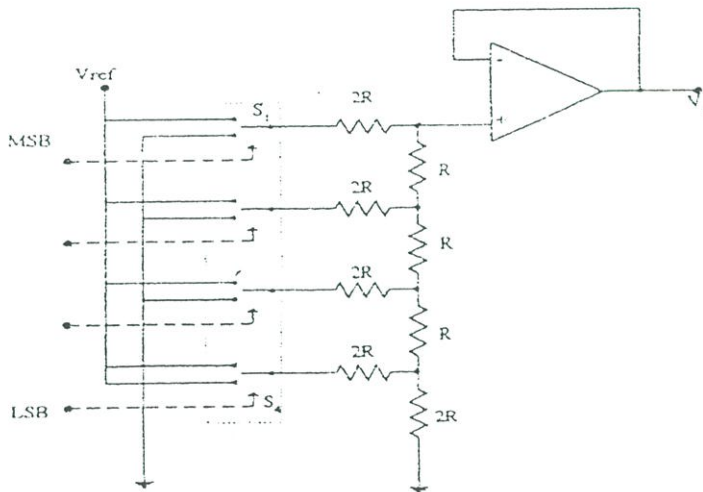


รูปที่ 4.4 DAC แบบ Binary Weight Ladder

ค่ารีซีสเตอร์ ที่ Weight ค่าตามรหัสดิจิตอลที่เพิ่มขึ้นจะทำให้กระแสผ่านรีซีสเตอร์เข้าไปร่วมกับ ออปแอมป์ ลดลงด้วยแฟกเตอร์ 2 ตามค่า R ที่เพิ่มขึ้น เช่น หากแรงดันอ้างอิงเป็น 10 V แรงดันที่ขาตัวต้านทานจะเป็น 1.0 0.5 0.25 0.125 mA ตามลำดับ ออปแอมป์ที่เอาท์พุทจะทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสรวมให้เป็นแรงดันเอาท์พุท

$$V_o = (V_{ref} / 2^{N-1}) (8S_4 + 4S_3 + 2S_1 + S_1); S_{close} = 1, S_{open} = 0$$

4.2.2 DAC แบบ R-2R Ladder



รูปที่ 4.5 วงจร DAC แบบ R-2R Ladder

ในวงจรนี้สวิทช์จะตัดต่อให้แรงดันอ้างอิงต่อเข้ากับวงจร Ladder หรือต่อ Ladder ลงกราวด์ที่ขา  $2R$  จะเห็นได้ว่า Switch input Resister ( $2R$ ) มองเข้าไปจะเห็นคู่ของตัวต้านทานระหว่างจุดต่อ  $R-2R$  ที่ติดกัน แรงดันเอาท์พุทจะเพิ่มหรือลดตามรหัสดิจิตอล คือ

$$\Delta V = V_{ref} / (2^N - 1)$$

ในวงจรนี้สวิตช์จะตัดต่อให้แรงดันอ้างอิงต่อเข้ากับวงจร Ladder หรือต่อ Ladder ลงกราด์วที่เข้า 2R จะเห็นได้ว่า Switch input Resister (2R) มองเข้าไปจะเห็นคู่ของตัวต้านทานระหว่างจุดต่อ R-2R ที่ติดกัน แรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มหรือลดตามรหัสดิจิทัลคือ

$$\Delta V = V_{ref} / (2^N - 1)$$

แรงดันที่เอาต์พุตจะได้ตามสมการ

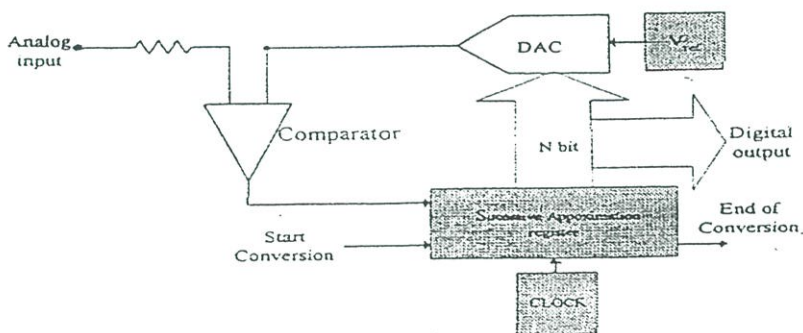
$$V_0 = (V_{ref} / 2_N) (8S_4 + 4S_3 + 2S_2 + S_1) ; S \text{ Close} = 1, S \text{ Open} = 0$$

### 4.3 การแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล(Analog to Digital Converter)

#### 4.3.1 Successive Approximate ADC

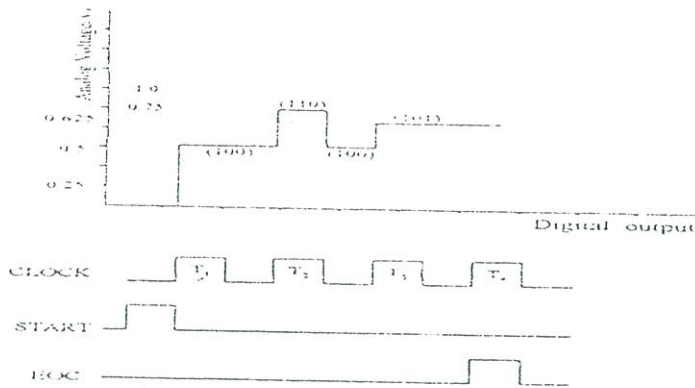
วงจร ADC ชนิดนี้ได้รับความนิยมในงานประยุกต์ที่ต้องการความเร็วปานกลางและค่อนข้างสูง การจัดวงจรดังรูปที่ 4.6 ซึ่งบล็อกไดอะแกรมในรูป แสดงฟังก์ชันต่างๆใน ADC ชนิดนี้ คอมพาราเตอร์จะคอยเปรียบเทียบเอาต์พุตจาก DAC กับอนาลอกอินพุต  $V_{in}$  เอาต์พุตจะไปควบคุม Successive Approximation register (SAR) ซึ่งเป็นไอซี MSI (Midium Scale Integrated Circuit) ที่ได้รับการออกแบบเป็นชนิดพิเศษเพื่อหน้าที่นี้โดยเฉพาะ

รูปที่ 4.7 เป็นการแสดงไทมิงไดอะแกรมของ ADC ที่มีระดับอนาลอก 0.625 V เมื่อ Clock เข้าไป 1 ลูกจะทำให้ MSB เป็น 1 ทุกบิตอื่นเป็น 0 DAC จะเปลี่ยนเอาต์พุตของ SAR เป็นอนาลอกเปรียบเทียบกับสัญญาณอนาลอกอินพุต ถ้าผลที่ได้จากการเปรียบเทียบที่คอมพาราเตอร์บอกว่าน้อยกว่าอินพุตก็ให้บิตนั้นเป็น 1 ไว้ แต่ถ้าหากมากกว่าจะทำให้บิตนั้น เป็น 0 จากนั้นจะทำการทดสอบบิตถัดไป ให้เป็น 1 หากผลรวมของสองบิตหลังมากกว่าก็จะทำให้บิตนั้นเป็น 0 แต่ถ้าน้อยกว่าให้คง 1 ไว้ แล้วทดสอบถัดไปตามกรรมวิธีดังกล่าวจนครบทุกบิตหรือจนกว่าเอาต์พุตต่างจาก  $V_{in}$  ไม่เกิน 1 LSB



รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมของ Successive Approximate ADC

การทำงานของ ADC แบบนี้เปรียบได้กับการใช้งานตาชั่งสองแขน เมื่อวัตถุที่ต้องการทราบน้ำหนักเสมือนเป็นอินพุตของ ADC และเอาต์พุตเป็นดิจิทัลบิตเสมือนเป็นค้อนน้ำหนักมาตรฐานที่จะวางบนจานอีกด้านหนึ่งเมื่อตาชั่งไม่สมดุลจะต้อง จะต้องปรับค้อนมาตรฐานจนกว่าจะสมดุล รูปที่ 4.7 แสดงคอมพาราเตอร์จะต้องตรวจสอบการสมดุลดังกล่าว และ SAR จะทำหน้าที่ปรับแต่งดิจิทัลบิต



รูปที่ 4.7 Timing Diagram ของ SAR

มีข้อจำกัดประการหนึ่งสำหรับการ Conversion คือสัญญาณอนาล็อกอินพุต จะต้องคงที่ในช่วงเวลาที่ทำการเปรียบเทียบโดยเปลี่ยนแปลงได้ไม่เกิน  $\frac{1}{2}$  LSB ในช่วงสุดท้ายของการเปลี่ยนแปลงสัญญาณดิจิทัลเอาต์พุตจะออกมาขนานกันทุกบิต แต่บางแบบจะให้เอาต์พุตออกมาในลักษณะอนุกรม วงจร ADC แบบนี้สามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ โหมดที่ทำงานอิสระ(Free Run) และโหมดที่รอรับคำสั่ง จากภายนอก เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณใช้  $N+1$  ของลูกพัลส์ Clock โดย Clock ลูกแรกจะใช้ในการรีเซ็ตรีจิสเตอร์ภายใน สุดท้ายคุณภาพของระบบนี้ขึ้นอยู่กับคุณภาพของ DAC ในระบบเป็นอย่างยิ่ง

## บทที่ 5

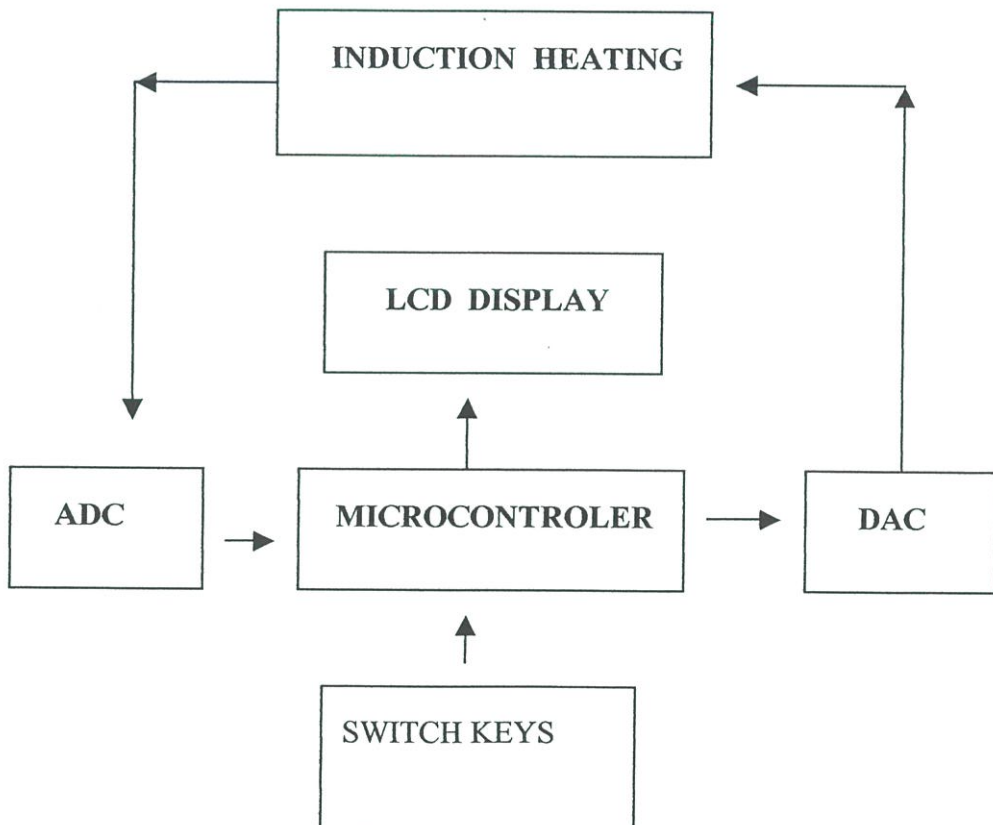
### หลักการการทำงานและการออกแบบระบบ

#### 5.1 บทนำ

การนำไมโครคอนโทรลเลอร์มาใช้งานควบคุมเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนนั้นมาใช้ประโยชน์เพื่อความเฉพาะของงานที่สะดวกขึ้นและให้ได้งานที่เหมาะสมกันเช่น ต้องการงานวัสดุที่หลอมออกมา เช่น เหล็ก ที่มีคุณสมบัติขนาดนี้ก็หาตัวตรวจจับมาแล้วเมื่อถึงคุณสมบัติที่ต้องการแล้วก็ให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สั่งงานไปที่ SG 3526 ทำให้เครื่องที่เคยทำงานจ่ายกระแสสูงๆลดการทำงาน ลงมาและทำให้วัสดุที่เคยร้อนเย็นตัวลงทำให้ได้คุณสมบัติของโลหะตามที่ต้องการ แล้วนำค่าที่วัดได้แสดงออกมาทางจอ LCD เพื่อบอกค่าพารามิเตอร์ต่างๆออกมา เช่น อุณหภูมิ กระแส เป็นต้น

#### 5.2 หลักการทำงานของระบบ

หลักการทำงานจะเริ่มจาก Analog to Digital Converter (ADC) รับสัญญาณจากส่วน Feedback ของเครื่อง Induction Heating และรับสัญญาณจากเครื่องวัดอุณหภูมิเพื่อแปลงสัญญาณเป็นข้อมูล 8 bit ส่งไปยัง Microcontroller นำไปประมวลผล ในขณะที่เดียวกัน Microcontroller ก็จะได้รับสัญญาณจาก key switch เพื่อกำหนด mode ของการทำงาน หลังจากนั้น Microcontroller จะนำข้อมูลที่ได้จากการประมวลผลทางหน้าจอ LCD และส่งข้อมูลการควบคุม Induction Heating ไปยัง Analog to Digital Converter (ADC) เพื่อแปลงจากข้อมูล Digital เป็นสัญญาณ Analog ไปยังวงจร Pulse width Modulation ภายในเครื่อง Induction Heating เพื่อควบคุมการทำงานและส่งสัญญาณ feedback ไปยัง ADC ต่อไป



รูปที่ 5.1 แสดง Block Diagram ของ ไมโครคอนโทรลเลอร์

### 5.3 หลักการออกแบบ

หลักการออกแบบจะแบ่งออกเป็นส่วนๆดังนี้

#### 5.3.1 Analog to Digital Converter (ADC)

##### ลักษณะสำคัญของ ADC 0808

- สามารถเปลี่ยนเป็นสัญญาณ Digital ได้ 8 บิต
- ความไม่ลิ เนียร์ประมาณ  $+ \frac{1}{2} \text{ LSB}$  และ  $+1 \text{ LSB}$
- แหล่งจ่ายไฟตรง +5 VDC
- 8 Channel Analog Input และ Multiples with latch control logic
- ง่ายต่อการใช้งานและเชื่อมต่อกับ Micro-controller
- ย่านอุณหภูมิ  $-20$  องศา ถึง  $+85$  องศา หรือ  $-55$  องศา ถึง  $+125$  องศา
- Latched TRI-STATE Output

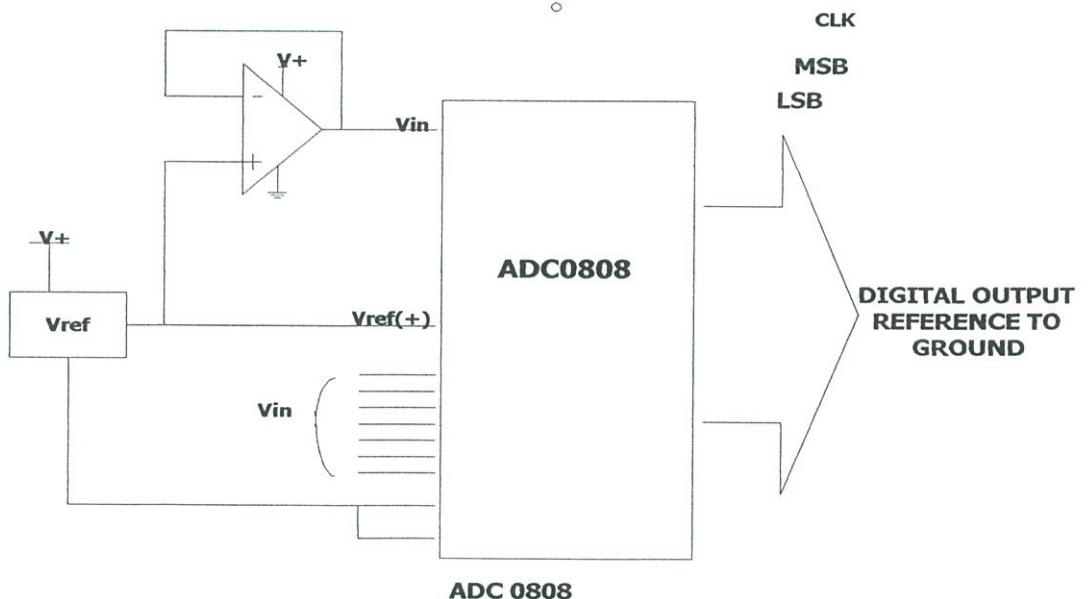
ลักษณะของ ADC แบบ Successive Approximation Register (SRC) โดย ADC ภายในเป็นแบบ 256R

ในการออกแบบนี้ใช้เบอร์ ADC 0809 เป็น ADC ขนาด 8 บิต แบบ Successive Approximation มี Error ขนาด  $\pm 1 \text{ LSB}$  สามารถรับอินพุต ได้ถึง 8 บิตแต่ในการทำโครงการนี้ใช้

Input ADC ขนาด 2 บิต(คือ 1 บิตจาก เครื่องเหนี่ยวนำ ความร้อน อีก บิต จาก ตัววัดอุณหภูมิ)

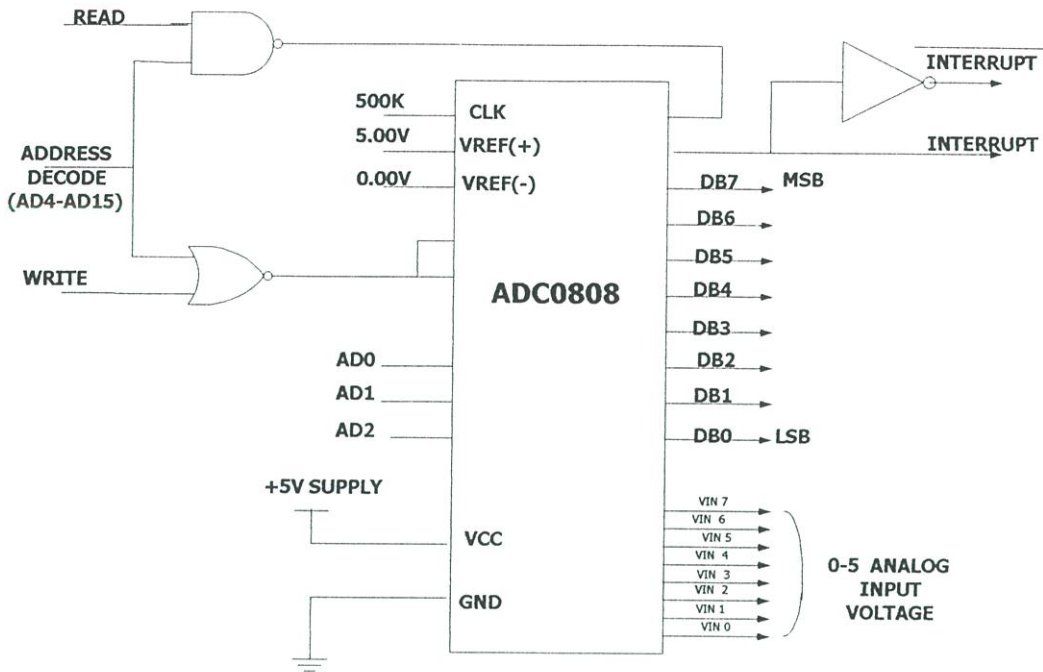
การนำวงจร ไปใช้งาน ของวงจร A/D Converter

จากรูปเป็นวงจรตัวอย่างของการนำไปต่อใช้งานสามารถต่อวงจรได้ ดังนี้



รูปที่ 5.2 ระบบการแปลงแบบเป็นอัตราส่วน

จากรูปที่ 5.2 จะเห็นว่าขา  $\text{ref}(+)$  ต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ  $V_{cc}$  และ  $\text{ref}(-)$  ต่อเข้ากับ GND ทำให้เราใช้งานได้ในช่วงจำกัด คือ Input จะเข้ามาได้ในช่วง  $V_{cc}$  กับ GND เท่านั้นสำหรับการนำไปใช้งานในการเชื่อมต่อ (Interface) กับ ไมโคร-คอนโทรลเลอร์ นั้นแสดงได้ดังรูป 5.3 โดยในกรณีที่ให้วงจรทำการแปลงสัญญาณ ซึ่งใช้ สัญญาณ write(WR)จากไมโคร-คอนโทรลเลอร์ มาทำการ Latch Channel ที่ต้องการแปลงพร้อมทำการ Start และที่ EOC ซึ่งนำไปใช้ประโยชน์ในการ Interrupt Micro- Processor ให้ Micro-Processor รับรู้ว่าขณะนี้จะเข้าสัญญาณ จากขา READ มาทำการ Output Enable (OE) เพื่อให้วงจรแสดงข้อมูลขนาด 8 บิต



รูปที่ 5.3 ตัวอย่างการใช้งาน ADC 0808

5.3.2 Digital to Analog Converter(DAC)

ในการทำโครงงานนี้ใช้ DAC 0832 เป็น DAC ขนาด 8 บิตแบบ R-2R Ladder ทำการแปลงข้อมูล Digital ขนาด 8 บิตจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ เป็นสัญญาณ แอนาลอก ส่งไปควบคุม SG 3526 ซึ่งเป็นตัว Pulse Width Modulator ซึ่งเป็นตัวส่ง พัลส์ ไปควบคุมการของ ภาคPower ของ เครื่องเหี่ยวนำความร้อน

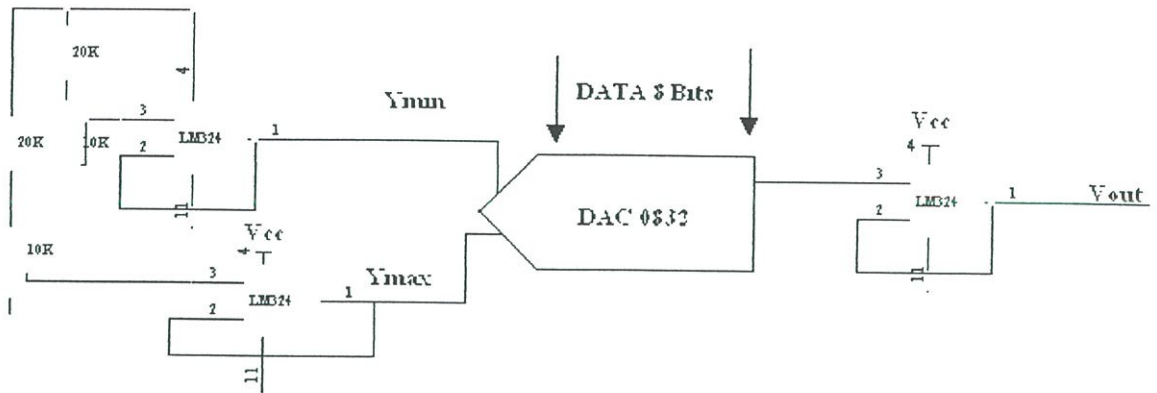
คุณสมบัติ ของการใช้งาน DAC 0830, 0832

1. ใช้แหล่งจ่ายไฟชุดเดียวขนาด 15 โวลต์
2. Input Voltage สูงสุดไม่เกิน 5 โวลต์ และ ต่ำสุดไม่เกิน 0 โวลต์
3. ระดับการเพิ่มขึ้นของเอาต์พุตมีขนาดเป็น  $\frac{1}{256}(V_{max}-V_{min})$

$$256$$

$$4. V_{out} = \frac{D}{256} (V_{max} - V_{min}) + \frac{255}{256} V_{min}$$

การใช้งานวงจรเป็นดังรูป 5.4



$$V_{out} = \frac{Data \times (V_{max} - V_{min})}{256} + V_{min}$$

รูปที่ 5.4 แสดงวงจรการทำงานของ DAC 0832

### 5.3.3 LCD(Liquid Crystal Displays )

LCD ที่มีทั่วไปจะมีค่าแตกต่างกันไปแต่ในการทำโครงงานครั้งนี้ใช้งานขนาด 20 ตัวอักษร 2 บรรทัดรับข้อมูลขนาด 8 บิต จากไมโครคอนโทรลเลอร์

### 5.3.4 ตัววัดอุณหภูมิ

Lm 335 เป็นหนึ่งในตระกูล LM 315 ซึ่งง่ายต่อการ CALIBRATE โดยมีค่า Voltage Breakdown เท่ากับ + 10 mV/K และมีค่า Dynamic Impedance น้อยกว่า 1 โอห์ม และสามารถทำงานที่กระแสระหว่าง 400 uA – 5 mA LM335 สามารถทำงานได้ที่อุณหภูมิ -40C ถึง +100C

รายละเอียดปลีกย่อยต่างๆ สามารถศึกษาได้จาก Datasheet ท้ายเล่ม

การใช้งาน

การ Calibrate เราสามารถทำได้โดยการปรับที่ขา 1 เพื่อเพิ่มความถูกต้องในการวัด Full Scale Range Temperature เอาที่พู่ทของ LM335 มีค่าเท่ากับ

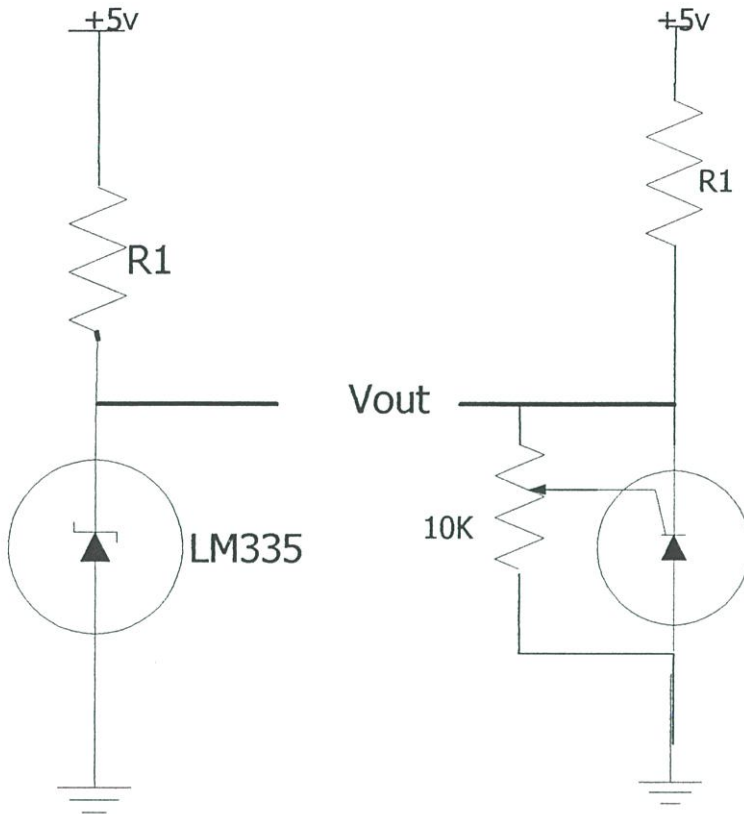
$$V_{OUT(T)} = V_{OUT(T_0)} \times T/T_0$$

เมื่อ T คือ อุณหภูมิที่วัดได้ K

VOUT คือ แรงดันที่วัดได้จาก LM 335

VOUT(T0) คือ อุณหภูมิที่ใช้อ้างอิง เท่ากับ 2.982 V

T0 คือ อุณหภูมิอ้างอิง เท่ากับ 298 K



รูปที่ 5.5 แสดงวงจรการต่อ LM 335

### 5.3.5 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

1. การออกแบบใช้งาน AT 8951 ซึ่งมีอินพุต เอาท์พุต ขนาด 4 พอร์ต  
การใช้งาน

Port 0 เป็น DATA BUS ให้กับ 8255 (input output port) และ ADC 0808

Port 1 ใช้ส่งข้อมูล 8 Bits ใช้ DAC 0832

2. การใช้งาน 8255

Port A รับข้อมูลจาก Switch

Port B ส่งข้อมูลไปมูลไปยัง LCD

Port C ไม่ได้ใช้งาน

โดย Address ของ Port A คือ 00H

Port B คือ 01H

Port C คือ 02H

Control State คือ 03H

3. ADC 0808 มี Address คือ

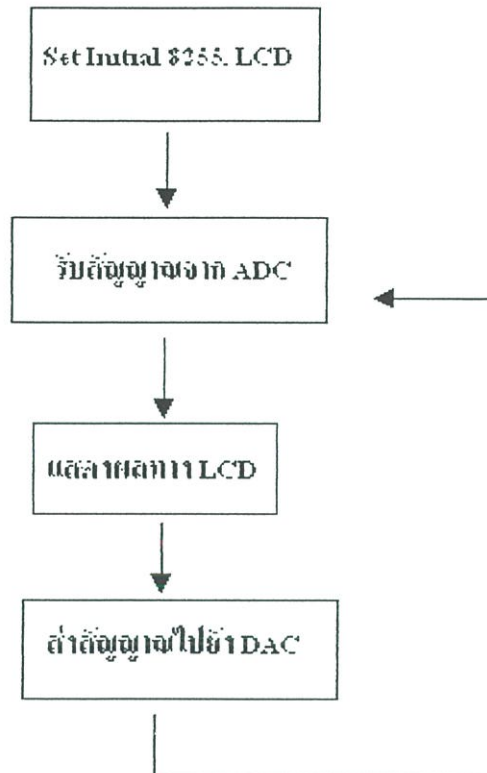
รับสัญญาณ จาก Induction Heating 08 H

รับสัญญาณ จาก ตัววัดอุณหภูมิ 09 H

โดยทำการต่อขา EOC จะต่อเข้ากับ Interrupt ของ MCS 51

#### 5.4 ส่วน Program ควบคุม

เขียน Flow Chart แสดง Program ดังนี้



รูปที่ 5.6 แสดง Flow Chart การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

ซึ่งการเขียน Program ใช้ภาษา Assembly เป็นตัวโปรแกรม

## บทที่ 6

### การทดลอง

การทดลองประกอบด้วย 3 ส่วน คือ

1. การทดลอง ชุดควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์
2. การทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
3. การทดลองเชื่อมต่อเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนเข้ากับ ชุดควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์

#### 6.1 การทดลองสามารถแบ่งออกเป็น 4 ส่วน ดังต่อไปนี้

- 6.1.1 การทดลองวงจร Pulse Width Modulator (SG3526)
- 6.1.2 การทดลองวงจร Digital to Analog Converter (DAC0832)
- 6.1.3 การทดลองวงจร Analog to Digital Converter (ADC0809)
- 6.1.4 การทดลองโดยการนำวงจรทั้ง 3 ข้อ ข้างต้นมาต่อรวมกันกับไมโครคอนโทรลเลอร์

##### 6.1.1 การทดลองวงจร Pulse Width Modulator (SG3526)

###### วัตถุประสงค์

1. เพื่อวัดแอมพลิจูดของสัญญาณแรมป์ เพื่อจะได้กำหนดแรงดันควบคุมที่ขา 1 ของ SG 3526 ได้ในช่วงที่ถูกต้อง
2. เพื่อทดสอบการป้อนแรงดันควบคุมที่ขา 1 ว่าส่งผลอย่างไรต่อคิวดัชนีเกิดของสัญญาณ PWM

###### วิธีทำ

1. นำออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ขา 10 ของ SG 3526 เทียบกับสัญญาณ PWM ที่ขา 13 และเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมที่ขา 1 พร้อมบันทึกรูปสัญญาณ
2. นำแรงดันไฟตรงปรับค่าได้ 0 ถึง 5 โวลต์ ป้อนเข้าที่ขา 1 บันทึกค่าคิวดัชนีเกิดที่ขา 2,4,6 ของไอซีบีพีเฟอร์ บันทึกผลการทดลอง

###### ผลการทดลอง

แรงดันที่ ขา 1 (V)	ค่าคิวดัชนีเกิด (%)
0.84	5
1.2	10
1.48	15
1.74	20
2.0	25
2.32	30
2.64	35
2.88	40
2.96	41.5

## 6.1.2 การทดลองวงจร Digital to Analog Converter

### วัตถุประสงค์

1. เพื่อทดสอบหาค่าเลขฐาน16ที่ควบคุมให้ค่าคิวิตซ์ไชเกิดที่ 5%,10%,15%,20%,25%,30%,40%
2. เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณคิจิตตอลเป็นอนาลอก

### การทดลอง

1. ทำการปรับค่า  $V_{min}$  (ขา 11 ของ DAC 0832 ) ให้มีค่าเป็นแรงดันที่ทำให้เกิดคิวิตซ์ไชเกิดน้อยที่สุดตามผลการทดลอง 4.1  
 $V_{max}$  (ขา 12 ของ DAC 0832 ) ให้มีค่าเป็นแรงดันที่ทำให้เกิดคิวิตซ์ไชเกิดมากที่สุดตามผลการทดลอง 4.1
2. ทำการป้อนค่าข้อมูลขนาด 8 บิตและวัดแรงดันเอาท์พุท ที่ขา 14 ของ LM324 และ ค่าคิวิตซ์ไชเกิด PWM บันทึกผลการทดลอง

### ผลการทดลอง

ค่าเลขฐาน 16 ที่ออกจากพอร์ต 1 (MCS-51)	ค่าแรงดันที่วัดได้ที่ขา 14 ของ LM 324
00H	0.84
10H	0.96
20H	1.1
30H	1.25
40H	1.4
50H	1.5
60H	1.65
70H	1.75
80H	1.9
90H	2.0
A0H	2.2
B0H	2.3
C0H	2.4
D0H	2.6

ตารางที่ 6.2 แสดงการทดลอง DAC 0832

### 6.1.3 การทดลองวงจร Analog to Digital Converter

#### วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาความถูกต้องในการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นข้อมูลดิจิทัลขนาด 8 บิต และการแสดงผลทางหน้าจอ LCD

#### วิธีทำ

1. ทำการป้อนอินพุตอนาล็อก 0-5 โวลต์ ที่ขาอินพุต 0 ของ ADC 0808 ทำการวัดสัญญาณ Data 0 – Data 7 ของ ADC 0808 และ ทำการคำนวณค่า พร้อมทั้งสังเกต ค่าแรงดันที่แสดงทาง LCD บนที่กผล

#### ผลการทดลอง

แรงดันอินพุต (V)	แรงดันเอาต์พุต (V)
0.500	0.508
0.800	0.820
1.00	1.036
1.50	1.502
1.80	1.817
2.00	2.012
2.50	2.520
2.80	2.852
3.00	3.037
3.50	3.573
3.80	3.848
4.00	4.063
4.50	4.590
4.80	4.885
5.00	4.981
มากกว่า 5.00	4.981

ตารางที่ 6.3 แสดงการทดลอง ADC 0809

### 6.1.4 การทดลองโดยนำวงจรทั้ง 3 มาต่อร่วมกันกับไมโครคอนโทรลเลอร์

#### วัตถุประสงค์

1. เพื่อทำการทดสอบการทำงานของ ระบบที่จะนำไปควบคุมเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนว่าสามารถ ควบคุมให้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนตัดการทำงานเมื่อแรงดันอินพุทของเครื่องเพิ่มขึ้นอย่างค่อนเนื่องแล้วลดลง(เนื่องจากการอ้อมตัวของโหลด)

#### วิธีการทดลอง

1. ทำการป้อนแรงดันให้กับอินพุท 0 ของ ADC 0808 เพื่อทำการป้อนข้อมูล 8 บิตให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์
2. ทำการเพิ่มแรงดันขึ้นไปเรื่อยๆ พร้อมกันนั้นทำการวัดค่า แรงดันที่ออกจาก DAC0832 (ขา 14 ของ LM 324) และจับสัญญาณที่ขา 13 และ 16 ของ PWM (SG 3526)เพื่อดูคิวิตซ์เคล
3. เมื่อถึงค่าค่าหนึ่งก็ลดค่าแรงดันอินพุท \*\*สังเกตแรงดันที่ออกจาก DAC0832 (ขา 14 ของ LM 324) และสัญญาณที่ขา 13 และ 16 ของ PWM (SG 3526) ว่ามีการเปลี่ยนแปลงเป็นอย่างไร ลดลงหรือไม่

#### ผลการทดลอง

จากการทดลองเมื่อเขียนโปรแกรมให้สังเกตค่าอินพุทจาก แรงดันปรับค่าได้ที่ป้อนเข้าที่ขา อินพุท 1 ของ ADC 0809 แล้วแสดงผลค่าแรงดันที่เข้ามาทาง LCD ในขณะที่เดียวกันก็ให้ MCS-51 ทำการเก็บค่าและเปรียบเทียบค่าที่เข้ามา ถ้าแรงดันอินพุทมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ MCS-51 ก็จะส่งข้อมูลอินพุท ต่อให้ DAC แต่หากแรงดันอินพุทจาก ADC ค่อยๆลดค่าลง MCS-51 จะทำการลด ค่าข้อมูลที่ส่งออกไปยัง DAC เพื่อลดค่าคิวิตซ์เคลของ SG 3526 ซึ่งผลการทดลองเป็นไปตามที่ต้องการ

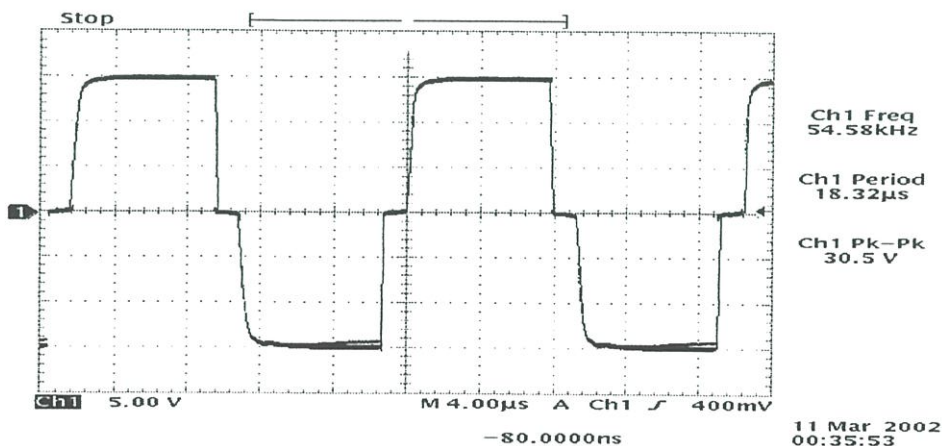
## 6.2 การทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

### Induction Heating

การทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

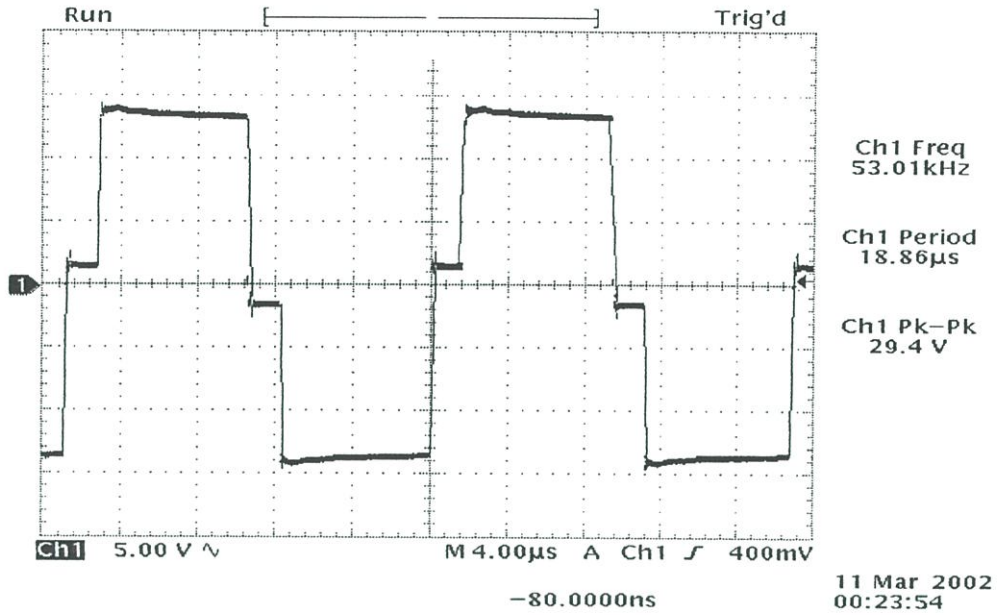
ขั้นตอนการทดลอง

1. วัด pulse ที่ขา 13,16 ที่เป็นสัญญาณ Drive Transistor ดังรูปที่ 1



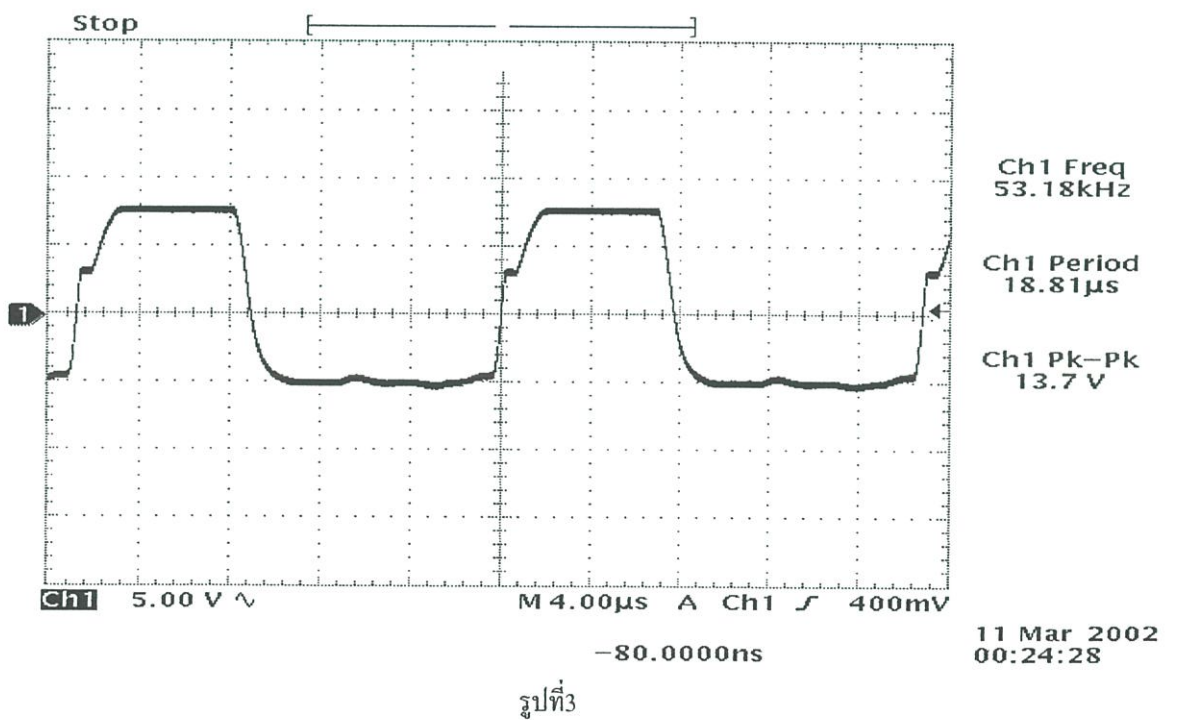
รูปที่ 1

2. วัด pulse ที่ขา ทรานซิสเตอร์ ที่เป็นสัญญาณ Drive Gate ของ IGBT ดังรูปที่ 2



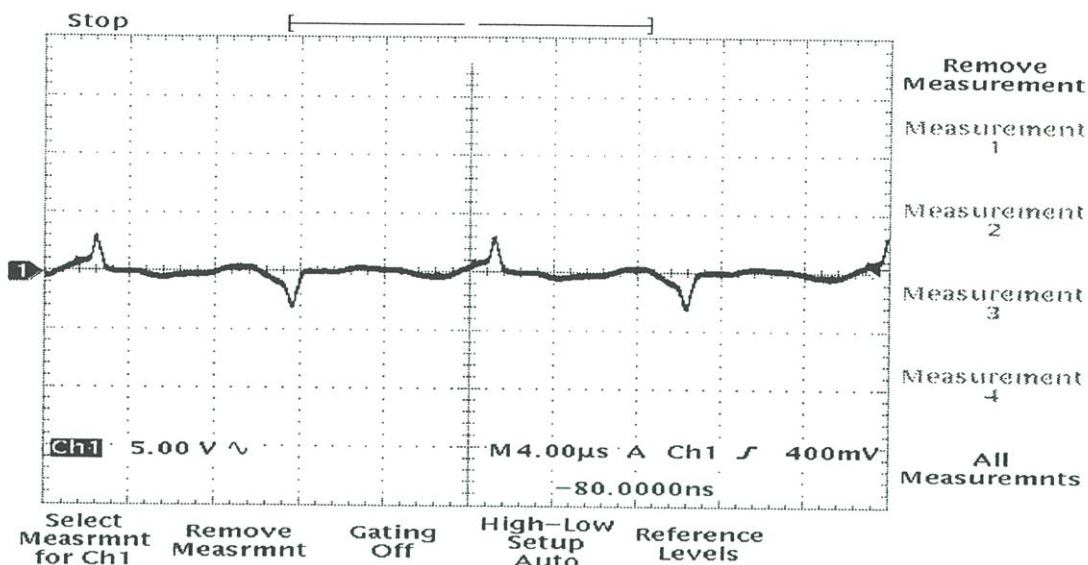
รูปที่ 2

3. วัด pulse ที่ขา Gate ดังรูปที่ 3



รูปที่ 3

4. วัดสัญญาณที่ก่อนเข้าหม้อแปลง Switching ก่อนป้อนไฟ



รูปที่ 4

5. วัดสัญญาณที่ก่อนเข้าหม้อแปลง Switching ตอนป้อนไฟ

6. ทดลองแยกเหล็กขนาดต่าง วัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆออกมาได้ผลดังตาราง

ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง	กระแส input			เวลาในการแดง [sec]
	No load [Amp]	ON Load		
		กระแสสูงสุด [Amp]	กระแสตก [Amp]	
7 mm	1.6	3.4	2.5	10
5 mm	1.6	3.1	2.4	6
4 mm	1.6	2.9	2.3	5
3 mm	1.6	2.8	2.10	4
2 mm	1.6	2.7	1.85	3
1.5 mm	1.6	2.2	1.75	2

ตารางที่ 6.4 การทดลองการเหนี่ยวนำความร้อนที่โหลดต่างๆ

3. การทดลองเชื่อมต่อเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนเข้ากับ ชุดควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์

### 6.3 การนำเอาเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนมาเชื่อมต่อเข้ากับชุดควบคุม

#### ผลการทดลอง

เส้นผ่านศูนย์กลางของโลหะ	การใส่ input			เวลาในการแดง	เวลาในการตัด
	NO Load (AMP)	On Load			
		กระแสสูงสุด(AMP)	กระแสที่ตก(AMP)		
7.0 mm	1.6	3.4	2.5	10	15
5.0 mm	1.6	3.1	2.4	6	16
4.0 mm	1.6	2.9	2.3	5	17
3.0 mm	1.6	2.8	2.1	4	18
2.0 mm	1.6	2.7	1.85	3	20
1.5 mm	1.6	2.2	1.75	2	15

ตารางที่ 6.5 การทดลองการเชื่อมต่อเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน เข้ากับ ชุดควบคุม MCS 51

## บทที่ 7

### สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

#### สรุปผลการทดลอง

การทดลองแบ่งออกเป็น 2 ส่วนสรุปที่สำคัญดังต่อไปนี้

1. การทดลอง INDUCTION HEATING จากการทดลองพบว่า Dead Time มีผลต่อการเหนี่ยวนำโดยพบว่าที่ Dead Time น้อยมากเท่าก็สามารถทำให้ใช้เวลาในการทำให้เหล็กแดงร้อนได้อย่างรวดเร็วมากขึ้นนอกจากนั้นจากการทดลองพบว่า การเพิ่มความถี่ในการสวิตทำให้ความสามารถในการเหนี่ยวนำได้เร็วขึ้น จากการทดลองพบว่าเหล็กที่มีขนาดใหญ่จะเหนี่ยวนำได้เร็วกว่าเหล็กที่มีขนาดเล็กกว่าทำในโลหะที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางขนาดใหญ่กว่าจะดึงกระแสได้สูงกว่าในโลหะที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางขนาดเล็กกว่าแต่สับเบอรัจะร้อนเร็วกว่าปกติ
2. การทดลองชุดควบคุมพบว่า ADC DAC SG3526 และ MCS 51 สามารถทำงานที่ได้ดีมีความผิดพลาดต่ำ
3. การทดลองนำเอาชุด Induction Heating มาเชื่อมต่อกับชุดคอนโทรลเลอร์ในการตัดการทำงานของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนต้องรอเวลาในการในการลดระดับของแรงดันป้อนกลับจึงต้องทำให้เกิดความผิดพลาดได้

#### ปัญหาที่พบ แนวทางการไข

1. ในการทำการทดลอง สับเบอรัจะร้อนเร็วมากต้องทำการปรับปรุงขนาดของ R, C Snubber ทำให้สามารถที่จะทำให้ระบบทำ
2. ความถี่ที่ใช้ในการสวิตนั้นค่อนข้างจะแตกต่างจากความถี่เรโซแนนซ์ทำให้เหล็กร้อนได้ช้ากว่าปกติต้องทดลองปรับความถี่ให้เหมาะสม
3. Feed Back ยังไม่สมบูรณ์เท่าที่ควรทำให้เกิดข้อผิดพลาดในการตัดการทำงาน แนวทางแก้คือเปลี่ยนแปลงลักษณะของ Feed Back โดยอาจจะใช้ในการตรวจจับโดยการตรวจสอบสี หรือ การตรวจสอบอุณหภูมิ ทำให้มี Feed Back ที่ให้ เอาท์พุต ป้อนกลับค่อนข้างแน่นอน

**ภาคผนวก**



```

LCALL LCDSET
LCALL DELAY1
CLR A
RET

```

```

.....
>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>
      LCDSET:
      CLR RW
      CLR RS
      MOV P0,A
      LCALL ENABLE
      LCALL DELAY1
      RET

```

```

.....
>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>
      ENABLE:
      SETB E
      NOP
      NOP
      CLR E
      RET

```

```

.....
>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>
DELAY1:
MOV R0,#0FFH
LOOP:
NOP
NOP
DJNZ R0,LOOP
RET

```

```

.....:2
>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>
LCDWRITE:

```

```

      SETB RS
      CLR RW
      MOV P0,A
      LCALL ENABLE
      LCALL DELAY1
      RET

```

```

.....
>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>>
SHOW_TEMP:
      MOV A,#082H
      LCALL LCDSET
      LCALL DELAY1
      MOV A, #'T'
      LCALL LCDWRITE
      LCALL DELAY1
      MOV A, #'E'
      LCALL LCDWRITE
      LCALL DELAY1
      MOV A, #'M'
      LCALL LCDWRITE
      LCALL DELAY1
      MOV A, #'P'

```

```
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#31H
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#020H
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#090H
LCALL LCDSET
LCALL DELAY1
    MOV A,#0DFH
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#'C'
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
;;;
    MOV A,#0C2H
LCALL LCDSET
LCALL DELAY1
    MOV A,#'T'
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#'E'
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#'M'
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#'P'
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#32H
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#020H
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#090H
LCALL LCDSET
LCALL DELAY1
    MOV A,#0DFH
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
    MOV A,#'C'
LCALL LCDWRITE
LCALL DELAY1
CLR A
    RET
```



```
MOV 39H,#31H
MOV 3AH,#00H
RET
```

CHKM2:

```
CJNE A,#02H,CHKM3
MOV 37H,#80H
MOV 38H,#45H
MOV 39H,#62H
MOV 3AH,#00H
RET
```

CHKM3:

```
CJNE A,#03H,CHKM4
MOV 37H,#70H
MOV 38H,#68H
MOV 39H,#93H
MOV 3AH,#00H
RET
```

CHKM4:

```
CJNE A,#04H,CHKM5
MOV 37H,#60H
MOV 38H,#91H
MOV 39H,#24H
MOV 3AH,#01H
RET
```

CHKM5:

```
CJNE A,#05H,CHKM6
MOV 37H,#50H
MOV 38H,#14H
MOV 39H,#56H
MOV 3AH,#01H
RET
```

CHKM6:

```
CJNE A,#06H,CHKM7
MOV 37H,#40H
MOV 38H,#37H
MOV 39H,#87H
MOV 3AH,#01H
RET
```

CHKM7:

```
CJNE A,#07H,CHKM8
MOV 37H,#30H
MOV 38H,#60H
MOV 39H,#18H
MOV 3AH,#02H
RET
```

CHKM8:

```
CJNE A,#08H,CHKM9
MOV 37H,#20H
MOV 38H,#83H
MOV 39H,#49H
```

MOV 3AH,#02H  
RET

CHKM9:

CJNE A,#09H,CHKM10  
MOV 37H,#10H  
MOV 38H,#06H  
MOV 39H,#81H  
MOV 3AH,#02H  
RET

CHKM10:

CJNE A,#0AH,CHKM11  
MOV 37H,#00H  
MOV 38H,#29H  
MOV 39H,#12H  
MOV 3AH,#03H  
RET

CHKM11:

CJNE A,#0BH,CHKM12  
MOV 37H,#90H  
MOV 38H,#51H  
MOV 39H,#43H  
MOV 3AH,#03H  
RET

CHKM12:

CJNE A,#0CH,CHKM13  
MOV 37H,#80H  
MOV 38H,#74H  
MOV 39H,#74H  
MOV 3AH,#03H  
RET

CHKM13:

CJNE A,#0DH,CHKM14  
MOV 37H,#70H  
MOV 38H,#97H  
MOV 39H,#05H  
MOV 3AH,#04H  
RET

CHKM14:

CJNE A,#0EH,CHKM15  
MOV 37H,#60H  
MOV 38H,#20H  
MOV 39H,#37H  
MOV 3AH,#04H  
RET

CHKM15:

MOV 37H,#50H  
MOV 38H,#43H  
MOV 39H,#68H  
MOV 3AH,#04H  
RET



## MC14049B, MC14050B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	- 55°C		+ 25°C			+ 125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ (4)	Max	Min	Max		
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub>	"0" Level V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	"1" Level V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc	
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—		
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—		
Input Voltage (V <sub>O</sub> = 4.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 Vdc)	"0" Level V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
	"1" Level (V <sub>O</sub> = 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 1.5 Vdc)	V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	Source I <sub>OH</sub>	5.0	-1.6	—	-1.25	-2.6	—	-1.0	—	mA <sub>dc</sub>	
		10	-1.6	—	-1.30	-2.6	—	-1.0	—		
		15	-4.7	—	-3.75	-10	—	-3.0	—		
	Sink I <sub>OL</sub>	5.0	3.75	—	3.2	6.0	—	2.6	—	mA <sub>dc</sub>	
		10	10	—	8.0	16	—	6.6	—		
		15	30	—	24	40	—	19	—		
Input Current	I <sub>in</sub>	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μA <sub>dc</sub>	
Input Capacitance (V <sub>in</sub> = 0)	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	10	20	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	I <sub>DD</sub>	5.0	—	1.0	—	0.002	1.0	—	30	μA <sub>dc</sub>	
		10	—	2.0	—	0.004	2.0	—	60		
		15	—	4.0	—	0.006	4.0	—	120		
Total Supply Current (5) (6) (Dynamic plus Quiescent, per package) (C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (1.8 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							μA <sub>dc</sub>	
		10	I <sub>T</sub> = (3.5 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>								
		15	I <sub>T</sub> = (5.3 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>								

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

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

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

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

Where: I<sub>T</sub> is in μA (per Package), C<sub>L</sub> in pF, V = (V<sub>DD</sub> - V<sub>SS</sub>) in volts, f in kHz is input frequency and k = 0.002.

# MC14049B, MC14050B

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

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

7. The formulas given are for the typical characteristics only at  $25^\circ\text{C}$ .

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

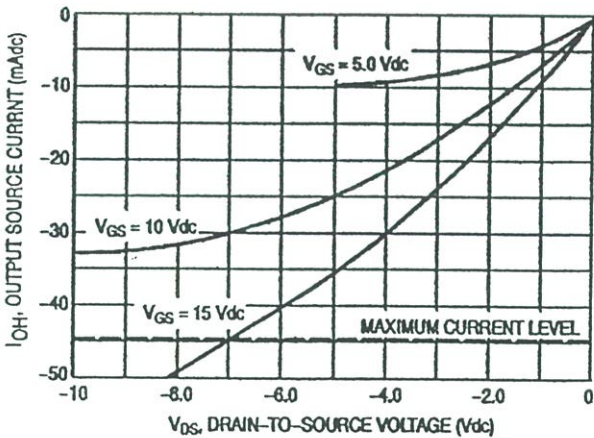
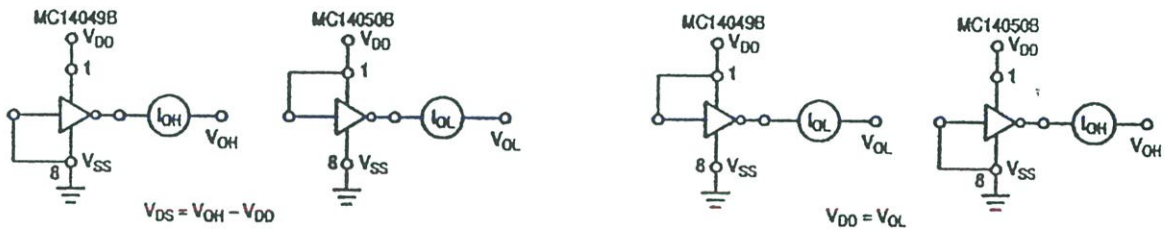


Figure 1. Typical Output Source Characteristics

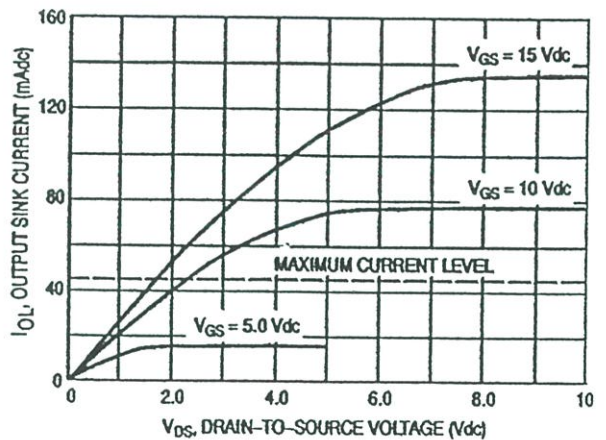


Figure 2. Typical Output Sink Characteristics

# MC14049B, MC14050B

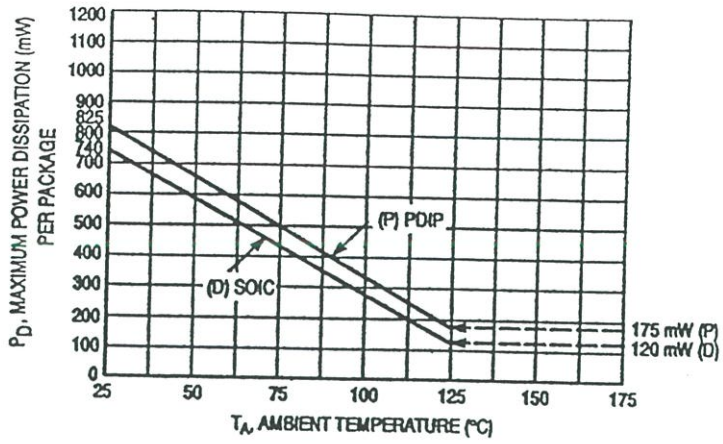


Figure 3. Ambient Temperature Power Derating

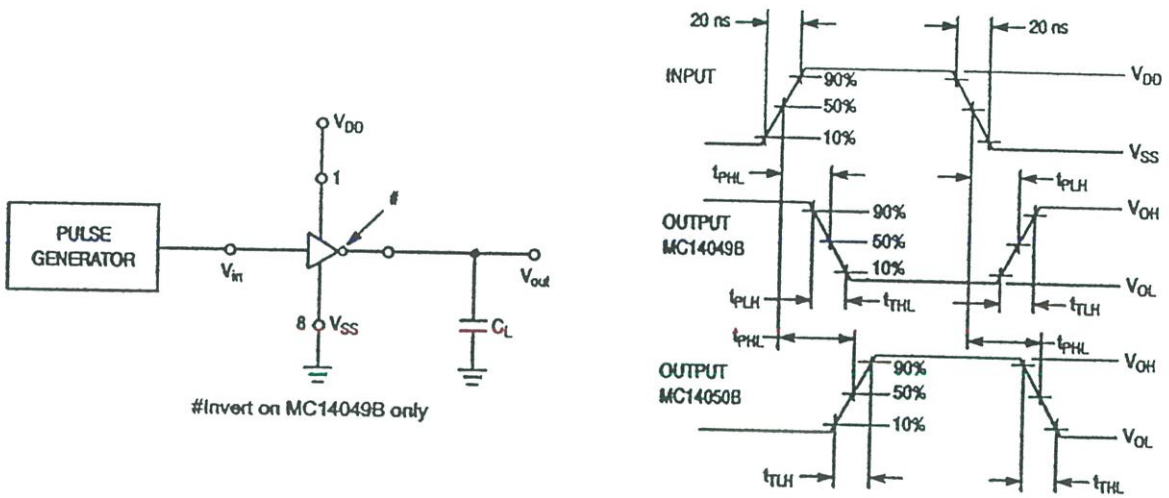


Figure 4. Switching Time Test Circuit and Waveforms

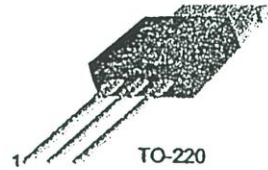
**FAIRCHILD**

SEMICONDUCTOR™

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

### Medium Power Linear Switching Applications

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



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

### NPN Epitaxial Silicon Transistor

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

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CB0}$	Collector-Base Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	100	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	100	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	3	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	5	A
$I_B$	Base Current	1	A
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^{\circ}\text{C}$ )	40	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^{\circ}\text{C}$ )	2	W
$T_J$	Junction Temperature	150	$^{\circ}\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^{\circ}\text{C}$

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

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

\* Pulse Test: PWS300 $\mu\text{s}$ , Duty Cycle $\leq$ 2%

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

## Typical Characteristics

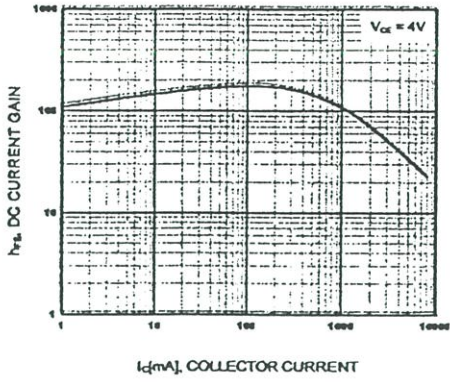


Figure 1. DC current Gain

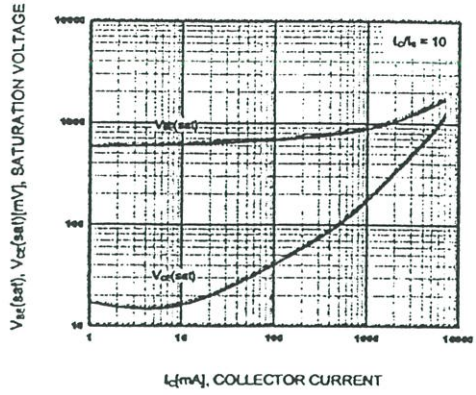


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

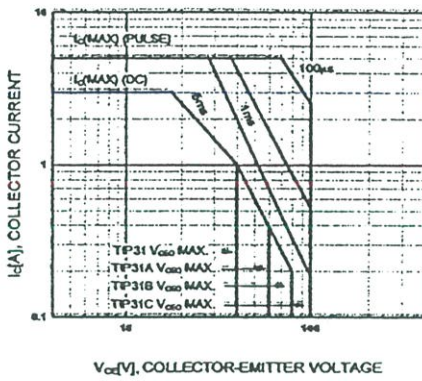


Figure 3. Safe Operating Area

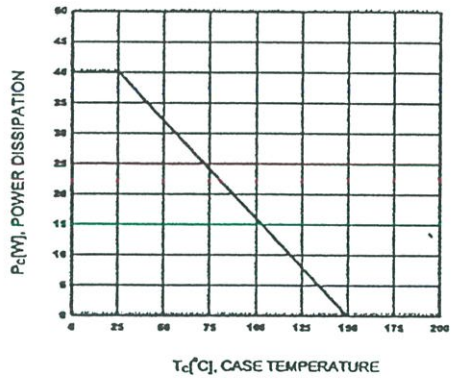


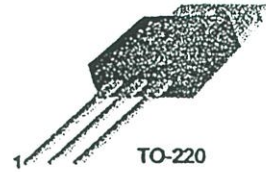
Figure 4. Power Derating

**FAIRCHILD**

SEMICONDUCTOR™

**TIP32 Series(TIP32/32A/32B/32C)****Medium Power Linear Switching Applications**

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



TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

**PNP Epitaxial Silicon Transistor****Absolute Maximum Ratings**  $T_C=25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CB0}$	Collector-Base Voltage	: TIP32	- 40
		: TIP32A	- 60
		: TIP32B	- 80
		: TIP32C	- 100
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage	: TIP32	- 40
		: TIP32A	- 60
		: TIP32B	- 80
		: TIP32C	- 100
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	- 5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	- 3	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	- 5	A
$I_B$	Base Current	- 3	A
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	40	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )	2	W
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	- 65 – 150	$^\circ\text{C}$

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

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CE0(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = - 30\text{mA}, I_B = 0$	: TIP32	- 40	V
			: TIP32A	- 60	V
			: TIP32B	- 80	V
			: TIP32C	- 100	V
$I_{CEO}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = - 30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = - 60\text{V}, I_B = 0$	: TIP32/32A	- 0.3	mA
			: TIP32B/32C	- 0.3	mA
$I_{CES}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = - 40\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = - 60\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = - 80\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = - 100\text{V}, V_{CE} = 0$	: TIP32	- 200	$\mu\text{A}$
			: TIP32A	- 200	$\mu\text{A}$
			: TIP32B	- 200	$\mu\text{A}$
			: TIP32C	- 200	$\mu\text{A}$
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = - 5\text{V}, I_C = 0$		- 1	mA
$h_{FE}$	* DC Current Gain	$V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 1\text{A}$ $V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 3\text{A}$	25		
			10	50	
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = - 3\text{A}, I_B = - 375\text{mA}$		- 1.2	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 3\text{A}$		- 1.8	V
$f_T$	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = - 10\text{V}, I_C = - 500\text{mA}$	3.0		MHz

\* Pulse Test: PWs300 $\mu\text{s}$ , Duty Cycles2%

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

# Typical Characteristics

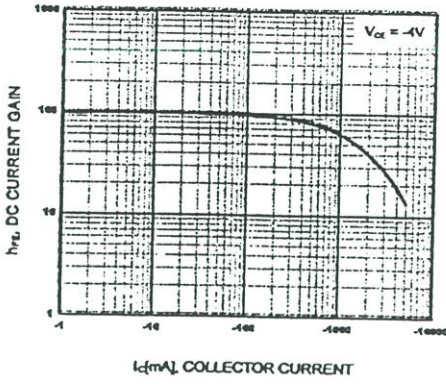


Figure 1. DC current Gain

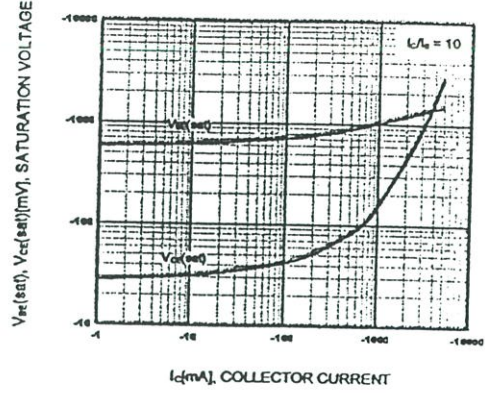


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

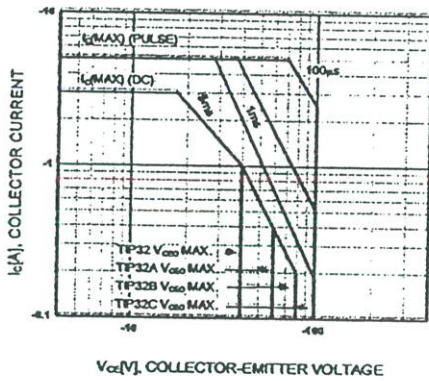


Figure 3. Safe Operating Area

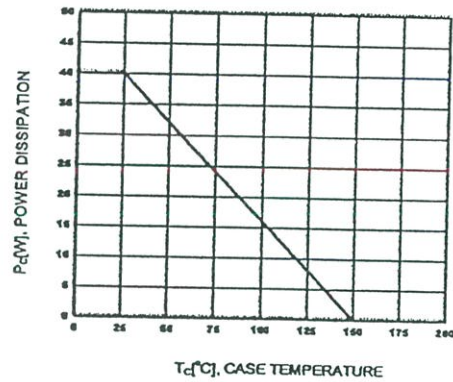


Figure 4. Power Derating

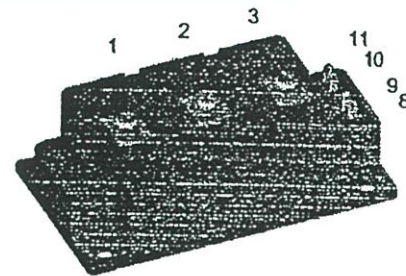
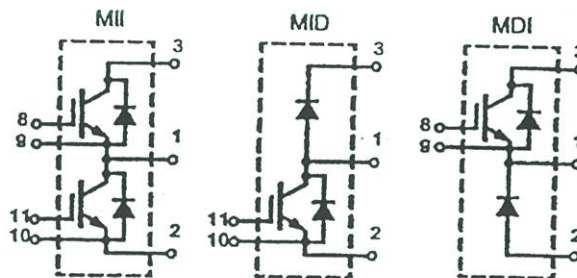
# IGBT Modules

Short Circuit SOA Capability  
Square RBSOA

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

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

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



RU E 72873

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
$V_{CES}$	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}$	1200	V
$V_{CGR}$	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}; R_{CE} = 20 \text{ k}\Omega$	1200	V
$V_{OES}$	Continuous	$\pm 20$	V
$V_{OEM}$	Transient	$\pm 30$	V
$I_{C25}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	330	A
$I_{CM}$	$T_C = 80^\circ\text{C}$	220	A
$I_{CM}$	$T_C = 80^\circ\text{C}, t_p = 1 \text{ ms}$	440	A
$t_{SC}$ (SCSOA)	$V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, V_{CE} = V_{CES}, T_J = 125^\circ\text{C}$ $R_G = 3.3 \Omega$ , non repetitive	10	$\mu\text{s}$
RBSOA	$V_{CE} = \pm 15 \text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}, R_G = 3.3 \Omega$ Clamped inductive load, $L = 100 \mu\text{H}$	$I_{CM} = 400$ $V_{CE(sat)} \leq V_{CES}$	A
$P_{tot}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	1380	W
$T_J$		150	$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$		-40 ... +150	$^\circ\text{C}$
$V_{IROL}$	50/60 Hz, RMS $t = 1 \text{ min}$ -- $I_{IROL} \leq 1 \text{ mA}$ $t = 1 \text{ s}$ Insulating material: $\text{Al}_2\text{O}_3$	4000 4800	V~ V~
$M_d$	Mounting torque (module)  (terminals)	2.25-2.75 20-25 2.5-3.7 22-33	Nm lb.in. Nm lb.in.
$d_s$	Creepage distance on surface	10	mm
$d_A$	Strike distance through air	9.6	mm
$a$	Max. allowable acceleration	50	$\text{m/s}^2$
Weight	Typical	250 8.8	g oz.

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

## Features

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

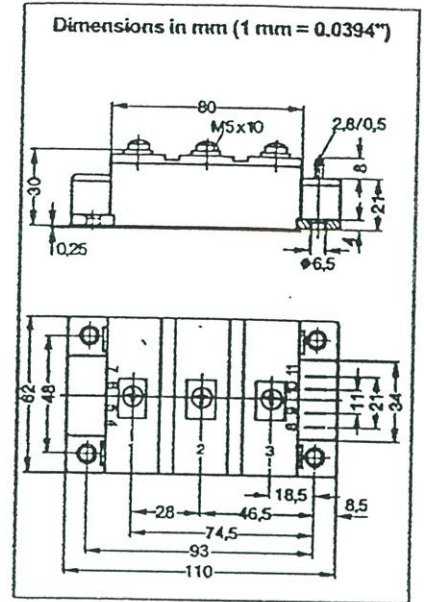
## Advantages

- space and weight savings
- reduced protection circuits

## Typical Applications

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

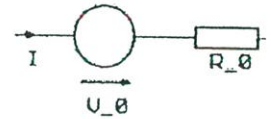
Symbol	Conditions	Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$V_{\text{OFFICES}}$	$V_{\text{GE}} = 0 \text{ V}$	1200		V
$V_{\text{GE(ON)}}$	$I_C = 8 \text{ mA}, V_{\text{CE}} = V_{\text{CE}}$	4.5		6.5 V
$I_{\text{CES}}$	$V_{\text{CE}} = V_{\text{CES}}$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



Reverse Diode (FRED)		Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$V_F$	$I_F = 200 \text{ A}, V_{\text{GE}} = 0 \text{ V},$		2.2	2.5 V
	$I_F = 200 \text{ A}, V_{\text{GE}} = 0 \text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}$		1.7	2.3 V
$I_F$	$T_C = 25^\circ\text{C}$			450 A
	$T_C = 80^\circ\text{C}$			280 A
$I_{\text{RM}}$	$I_F = 200 \text{ A}, V_{\text{GE}} = 0 \text{ V}, -di_F/dt = 1800 \text{ A}/\mu\text{s}$		180	A
$t_{\text{TR}}$	$T_J = 125^\circ\text{C}, V_R = 600 \text{ V}$		200	ns
$R_{\text{thJC}}$				0.15 K/W
$R_{\text{thJS}}$	with heatsink compound		0.3	K/W

### Equivalent Circuits for Simulation

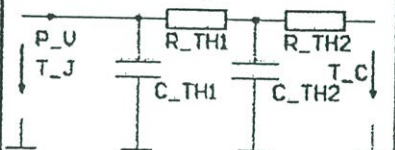
#### Conduction



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

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

#### Thermal Response



#### IGBT (typ.)

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

#### Free Wheeling Diode (typ.)

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

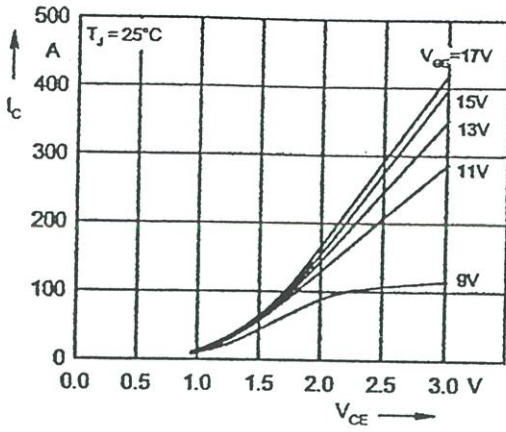


Fig. 1 Typ. output characteristics

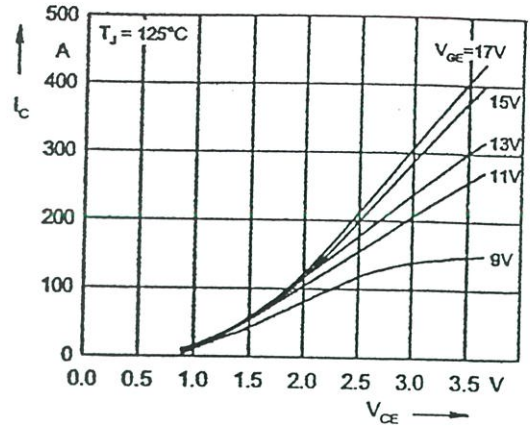


Fig. 2 Typ. output characteristics

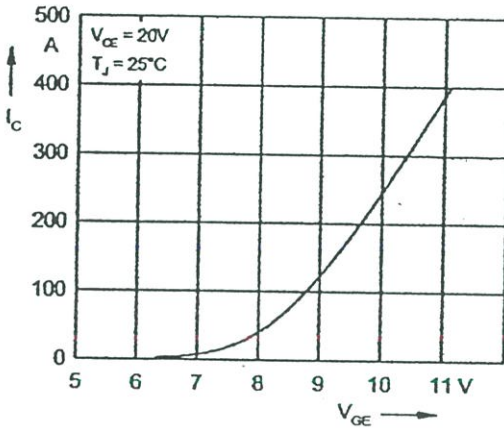


Fig. 3 Typ. transfer characteristics

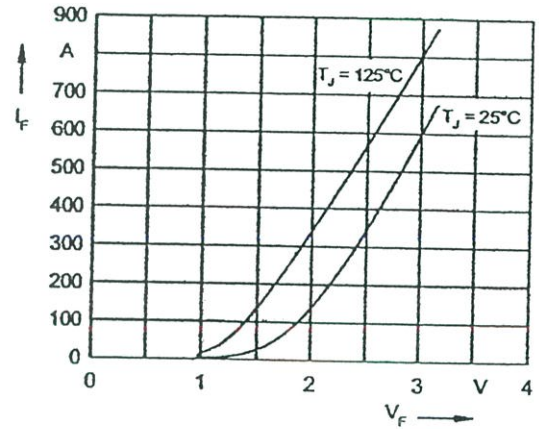


Fig. 4 Typ. forward characteristics of free wheeling diode

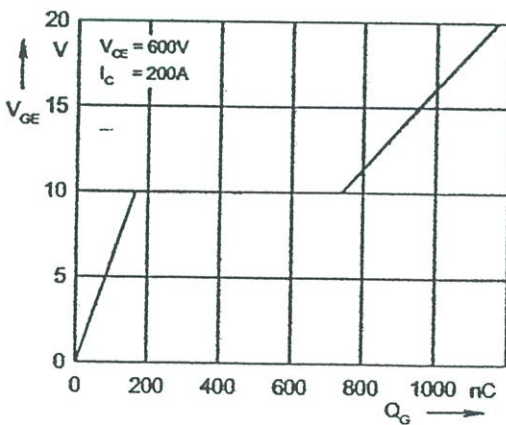


Fig. 5 Typ. turn on gate charge

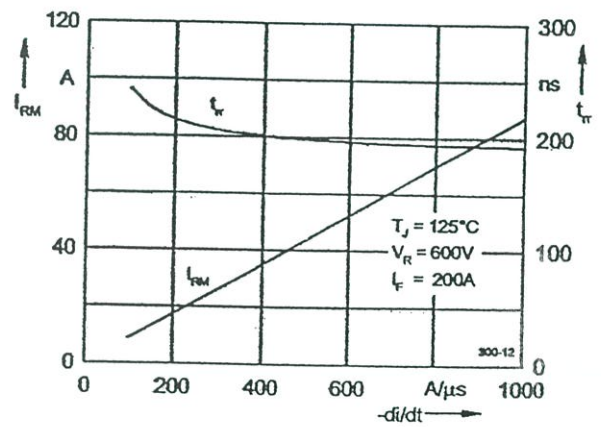


Fig. 6 Typ. turn off characteristics of free wheeling diode

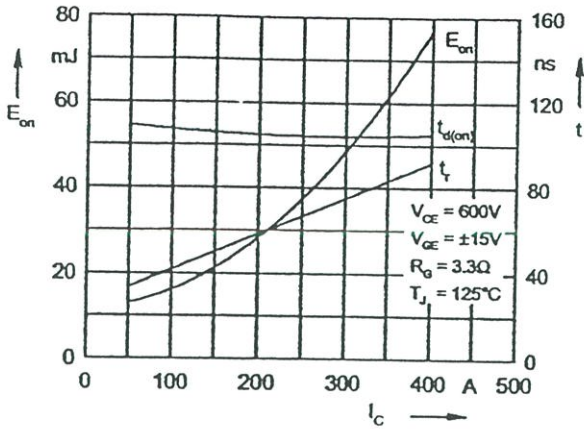


Fig. 7 Typ. turn on energy and switching times versus collector current

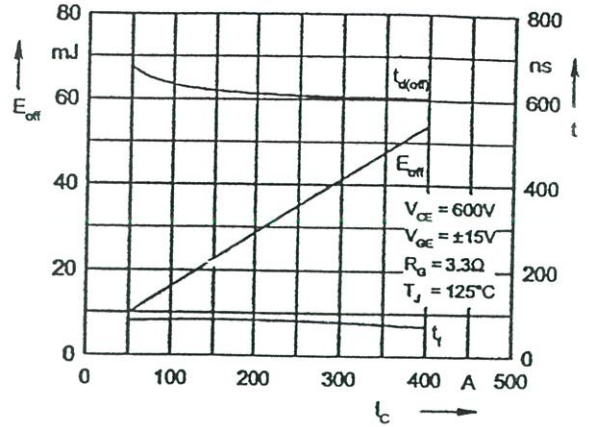


Fig. 8 Typ. turn off energy and switching times versus collector current

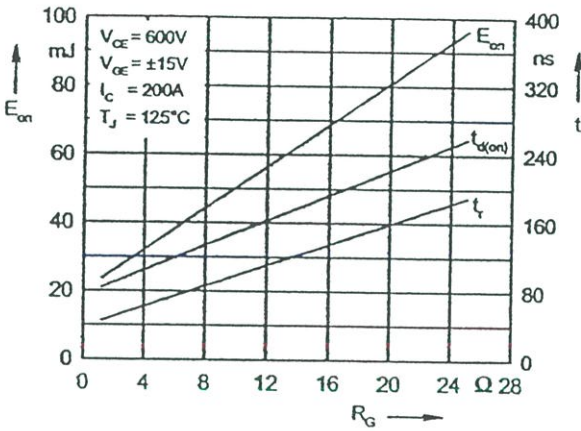


Fig. 9 Typ. turn on energy and switching times versus gate resistor

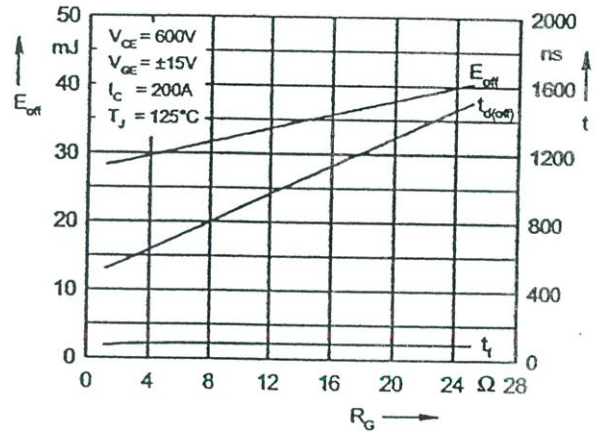


Fig. 10 Typ. turn off energy and switching times versus gate resistor

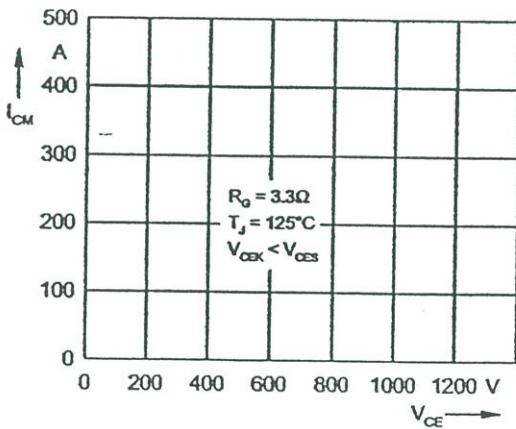


Fig. 11 Reverse biased safe operating area RBSOA

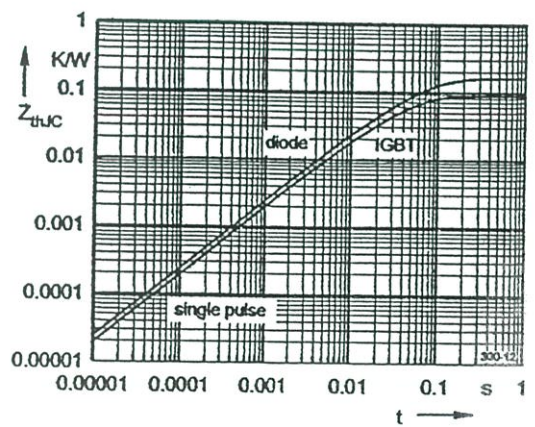


Fig. 12 Typ. transient thermal impedance

**15A, 400V - 600V Ultrafast Dual Diodes**

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

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

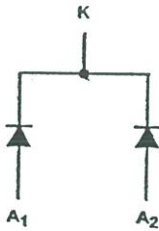
Formerly developmental type TA09905.

**Ordering Information**

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

NOTE: When ordering, use the entire part number.

**Symbol**



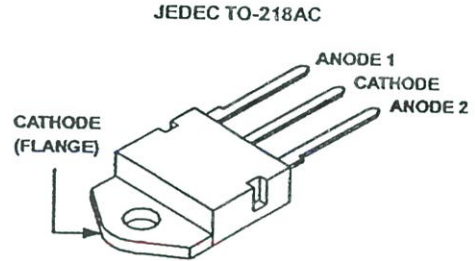
**Features**

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

**Applications**

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

**Packaging**



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

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

# MUR3040PT, RURH1540CC, MUR3060PT, RURH1560CC

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

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

### DEFINITIONS

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

$I_R$  = Instantaneous reverse current.

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

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

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

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

$p_w$  = pulse width.

$D$  = duty cycle.

## Typical Performance Curves

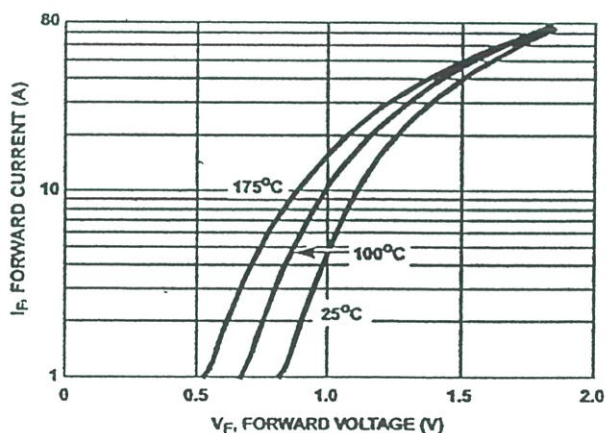


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

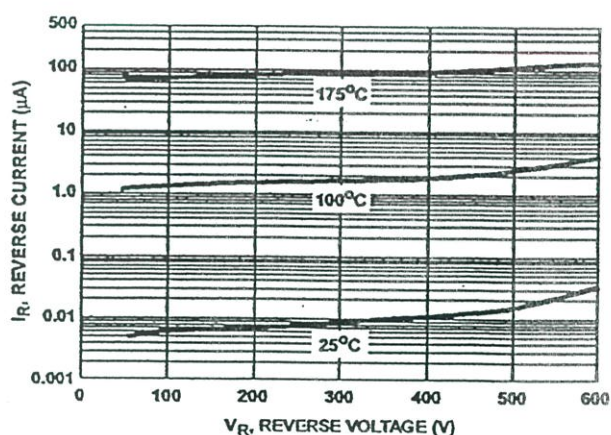


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Typical Performance Curves

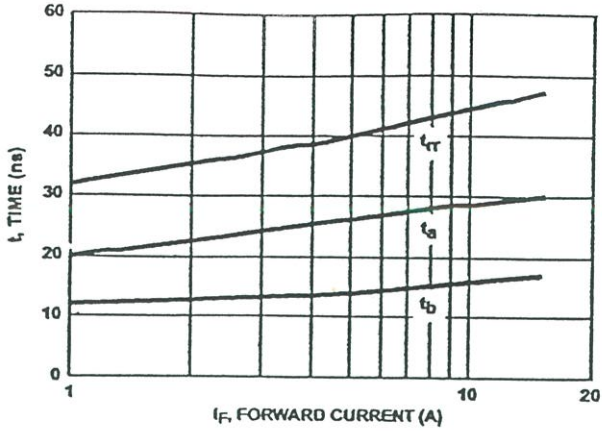


FIGURE 3.  $t_{rr}$ ,  $t_a$  AND  $t_b$  CURVES vs FORWARD CURRENT

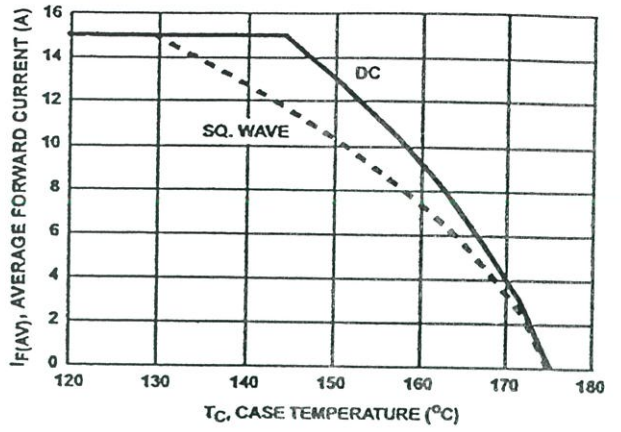


FIGURE 4. CURRENT DERATING CURVE

Test Circuits and Waveforms

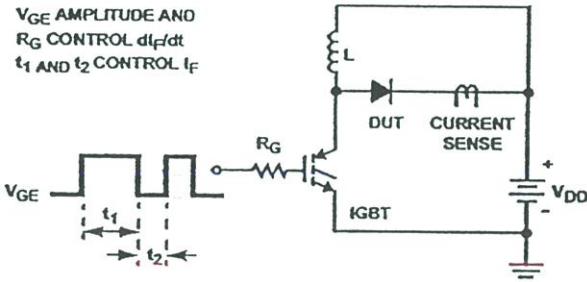


FIGURE 5.  $t_{rr}$  TEST CIRCUIT

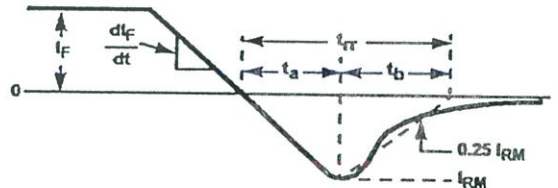


FIGURE 6.  $t_{rr}$  WAVEFORMS AND DEFINITIONS

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

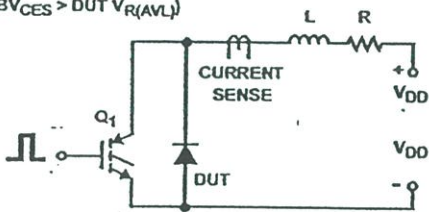


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

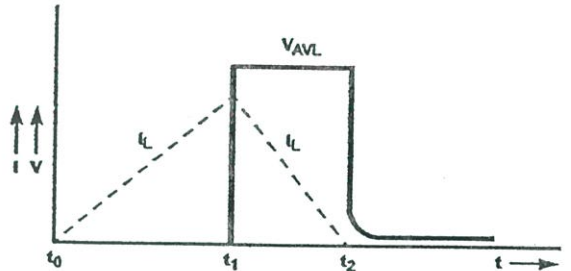


FIGURE 8. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS

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

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

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site [www.intersil.com](http://www.intersil.com)